

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2013-121220

(P2013-121220A)

(43) 公開日 平成25年6月17日(2013.6.17)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
H02M 7/48 (2007.01)	H02M 7/48 P	3K059
H05B 6/06 (2006.01)	H05B 6/06 361	5H007

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 19 頁)

(21) 出願番号 特願2011-267442 (P2011-267442)
 (22) 出願日 平成23年12月7日 (2011.12.7)

(71) 出願人 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
 (71) 出願人 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
 (74) 代理人 100082740
 弁理士 田辺 恵基
 (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
 (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) 【要約】

【課題】 簡易な構成の誘導加熱負荷用の高周波インバータを提案する。

【解決手段】 逆並列ダイオード D1・D3 が接続された第1及び第2給電電流スイッチ S1及びS3を有する給電電流回路2を、共通接続回路3を介して、誘導加熱負荷11を含む負荷直列共振回路4B、逆並列ダイオード D2が接続された共振電流スイッチ S2並びに ZVS用コンデンサ Cp を並列に接続してなる共振電流回路4に接続して、倍周波の出力電流 i_o を誘導加熱負荷11に流すようにしたことにより、一段と簡易な構成の高周波インバータを実現できる。

【選択図】 図1

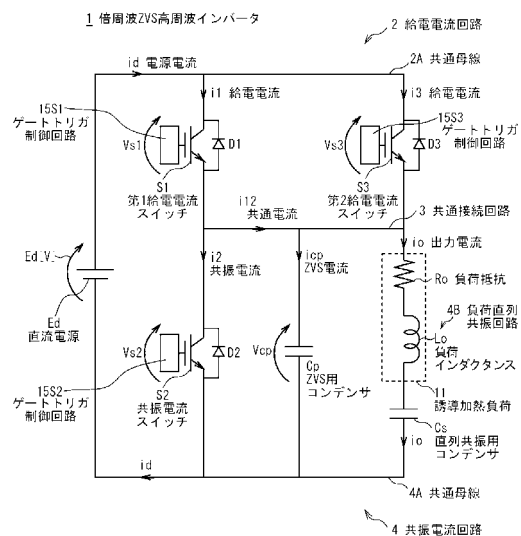


図1 倍周波ZVS高周波インバータ

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

それぞれ直流電源の一端に接続されかつ逆並列ダイオードが接続された第 1 及び第 2 給電電流スイッチを有する給電電流回路と、

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、逆並列ダイオードが接続された共振電流スイッチ並びにゼロ電圧スイッチング動作コンデンサを上記直流電源の他端に並列に接続してなる共振電流回路と

を共通接続回路を介して互いに接続し、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より高い周波数の出力電流を上記誘導加熱負荷に流す

10

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 ($f_o = 2 f_t$) に設定する

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替動作繰返し周期 T において、上記第 1 給電スイッチ、上記共振電流スイッチ及び上記第 2 給電スイッチを、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、上記スイッチングモード切替動作繰返し周期 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

20

ことを特徴とする請求項 2 に記載の高周波インバータ。

【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。

30

【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）。

【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 を用いようとするれば、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。

40

【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

50

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 $60 \sim 100$ [kHz] 程度に高周波化する必要がある。

【先行技術文献】

【特許文献】

10

【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。

【0009】

20

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】

【0011】

かかる課題を解決するため本発明においては、それぞれ直流電源の一端に接続されかつ逆並列ダイオードが接続された第1及び第2給電電流スイッチを有する給電電流回路と、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、逆並列ダイオードが接続された共振電流スイッチ並びにゼロ電圧スイッチング動作コンデンサを直流電源の他端に並列に接続してなる共振電流回路とを共通接続回路を介して互いに接続し、第1及び第2給電電流スイッチ並びに共振電流スイッチのゲートトリガ周波数より高い周波の出力電流を誘導加熱負荷に流すようにする。

30

【発明の効果】

【0012】

本発明によれば、逆並列ダイオードが接続された第1及び第2給電電流スイッチを有する給電電流回路を、共通接続回路を介して、誘導加熱負荷を含む負荷直列共振回路、逆並列ダイオードが接続された共振電流スイッチ並びにゼロ電圧スイッチング動作コンデンサを並列に接続してなる共振電流回路に接続して、各スイッチのトリガ周波数より高い周波の出力電流を誘導加熱負荷に流すようにしたことにより、一段と簡易な構成の高周波インバータを実現できる。

40

【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 $2V_S$ 高周波インバータを示す接続図である。

【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】 $D1 \cdot D3$ 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。

50

- 【図 6】全スイッチオフモード d を示す略線図である。
 【図 7】D 2 単流モード e を示す略線図である。
 【図 8】S 2 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】D 1・D 3 複流モード h を示す略線図である。
 【図 11】S 3 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】D 2 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】

10

【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。

【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。

20

【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 S 1 及び S 3 を並列に直流電源 E d (その出力電圧は E d〔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。

【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。

30

【0019】

直流電源 E d は給電電流回路 2 の共通母線 2 A を通じて、電源電流 i d を第 1 及び第 2 給電電流スイッチ S 1 及び S 3 に対する給電電流 i 1 及び i 3 (図 2 (C 1) 及び (C 3)) として分流させる。

【0020】

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 1 2 を流す) に給電する。

40

【0021】

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。

【0022】

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。

【0023】

50

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。

【0024】

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。

【0025】

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。

10

【0026】

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。

【0027】

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 を通じ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 (C2)) が流れる。

【0028】

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。

20

【0029】

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。

【0030】

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))。

30

【0031】

これとは逆に、負荷直列共振回路 4 B 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。

40

【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。

【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。

50

【 0 0 3 5 】

これと共に、ZVS用コンデンサC_pの両端電圧V_{c_p}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。

【 0 0 3 6 】

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i₀は、第1及び第2給電電流スイッチS1及びS3のゲートトリガ制御回路15S1及び15S3、並びに共振電流スイッチS2のゲートトリガ制御回路15S2によって第1及び第2給電電流スイッチS1及びS3、並びに共振電流スイッチS2がゲートトリガ信号TG1(図2(A1))及びTG3(図2(A3))並びにTG2(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i₀の周波数f₀がf₀ = 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f₀(従って倍周波)の出力電流i₀(図2(E))を得る。

10

【 0 0 3 7 】

(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S1、共振電流スイッチS2及び第2給電電流スイッチS3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f₀が

20

【 0 0 3 8 】

$$f_0 = 2 f_t \quad \dots \dots (1)$$

【 0 0 3 9 】

の関係をもつ出力電流i₀を形成する。

【 0 0 4 0 】

(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t₀~t₁₄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S1のゲートトリガ信号TG1(図2(A1))のゲートトリガ角としてターンオン角度0度(=t₂)及びターンオフ角度85度(=t₄)を割り当て、共振電流スイッチS2のゲートトリガ信号TG2(図2(A2))のゲートトリガ角としてターンオン角度90度(=t₆)及びターンオフ角度175度(=t₈)を割り当て、第2給電電流スイッチS3のゲートトリガ信号TG3(図2(A3))のゲートトリガ角としてターンオン角度180度(=t₁₀)及びターンオフ角度265度(=t₁₂)を割り当てている。

30

【 0 0 4 1 】

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t₂直後の時点t₃からターンオフ角度85度の時点t₄までの間のタイミングに正方向の給電電流i₁(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t₆直後の時点t₇からターンオフ角度175度の時点t₈までのタイミングに共振電流i₂(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t₁₀直後の時点t₁₁からターンオフ角度265度の時点t₁₂のタイミングで給電電流i₃(図2(C3))が流れる。

40

【 0 0 4 2 】

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t₃、t₇及びt₁₁から導通電流i₁、i₂及びi₃が流れるので、当該導通電流が流れ始める時点を導通開始時点と呼び(その角度を導通開始角度と呼ぶ)、また導通電流i₁、i₂及びi₃の流れが終了する時点t₄、t₈及びt₁₂を導通終了時点と呼ぶ(その角度を導通終了角度と呼ぶ)。

【 0 0 4 3 】

50

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。

【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。

10

【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】

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

【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

20

【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。

【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 T_{d1} ($t_4 \sim t_7$)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 T_{d2} ($t_8 \sim t_{11}$)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D1及びD3に流すようにするためである。

30

【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。

40

【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S1の電流 i_1 、共振電流スイッチS2の電流 i_2 、第2給電電流スイッチS3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D1及びD3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(= $2 f_r$)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。

【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

50

数 $f_r = 59.31$ [kHz] となるように、負荷抵抗 $R_0 = 0.4$ []、負荷インダクタンス $L_0 = 40$ [μ H]、直列共振用コンデンサ $C_s = 0.18$ [μ F]、ZVS用コンデンサ $C_p = 0.05$ [μ F] 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。

【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換動作

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 TG1、TG2 及び TG3 (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換動作繰返し周期 T ごとに、スイッチングモード a ~ k に順次切換動作をし、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。

10

【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。

20

【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))。

30

【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換動作繰返し周期 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換動作繰返し周期 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。

【0059】

倍周波 ZVS 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13について後述するように、D2 単流モード k において、ZVS 用コンデンサ C_p の両端電圧 V_{cp} 及び共振電流スイッチ S_2 の両端電圧 V_{s2} が $V_{cp} = V_{s2} = 0$ [V] (従って共通母線 4A 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。

40

【0060】

このとき倍周波 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 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、D2 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 11 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 m1 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 4B - ZVS 用コンデンサ C_p - 負荷直列共振回路 4B) の電流ループに切り換って (図2(E))、共通接続回路 3 及び共通母線 4A を介し

50

てZVS用コンデンサ C_p に充電電流を与える。

【0061】

これにより、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。

【0062】

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2A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_{s1} 及び V_{s3} が E_d 〔V〕から0〔V〕に降下して行くことを意味する。

【0063】

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_{s1} 及び V_{s3} が $V_{s1} = V_{s3} = 0$ 〔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ZVS高周波インバータ1は図4に示す $D_1 \cdot D_3$ 複流モードbに切り換わる。

【0064】

（3-2） $D_1 \cdot D_3$ 複流モードb

$D_1 \cdot D_3$ 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m2で示すように、ZVS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（C1））及び i_3 （図2（C3））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 $D_1 \cdot D_3$ - 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4B - 逆並列ダイオード $D_1 \cdot D_3$ - 直流電源 E_d - 負荷直列共振回路4B）の電流ループに切り換わって流れる。

【0065】

この結果、倍周波ZVS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（C1）及び（C3））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。

【0066】

$D_1 \cdot D_3$ 複流モードbにおいて流れる電流は、誘導加熱負荷11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4Bから給電電流回路2に送り出される。

【0067】

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15 S_1 のゲートトリガ信号 TG_1 （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 S_1 をゲートオン動作させる。

【0068】

この第1給電電流スイッチ S_1 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 D_1 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 S_1 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 S_1 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 D_1 及び D_3 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

10

20

30

40

50

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 D_2 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 D_1 及び D_3 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 S_2 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 S_1 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）。

10

【0072】

（3-3） S_1 単流モード c

時点 t_3 において S_1 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 E_d の電源電流 i_d を、第1給電電流スイッチ S_1 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 1 に給電する。

【0073】

このとき誘導加熱負荷 1 には、図5において矢印 m_3 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 E_d - 第1給電電流スイッチ S_1 - 負荷抵抗 R_0 （従って負荷直列共振回路 $4B$ - 直流電源 E_d - 第1給電電流スイッチ S_1 - 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。

20

【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、 $D_1 \cdot D_3$ 複流モード b から S_1 単流モード c に切り換わる。

30

【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 $15S_1$ は、上述の S_1 単流モード 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。

【0077】

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 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 $4B$ の自由共振動作によって誘導加熱負荷 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 $4B$ - 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 （図2（E））が共振電流として流れる。

40

【0078】

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））。

50

【 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 Z V S 高周波インバータ 1 は、図 7 に示す D 2 単流モード e に移行する。

【 0 0 8 1 】

(3 - 5) D 2 単流モード e

図 7 の D 2 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 D 2 - 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 D 2 - 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 (C 2)) 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 (C 2))、倍周波 Z V S 高周波インバータ 1 は、図 8 の S 2 単流モード f に移行するが、ゲートトリガ制御回路 1 5 S 2 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 T G 2 (図 2 (A 2)) 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 D 2 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 (Z V S 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) S 2 単流モード f

図 8 の S 2 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 (C 2) に示すように時点 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 Z V S 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。

【 0 0 8 6 】

この S 2 単流モード f は、時点 t_8 において、共振電流スイッチ S 2 がゲートトリガ制御回路 1 5 S 2 のゲートトリガ制御信号 T G 2 (図 2 (A 2)) 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。

【 0 0 8 7 】

(3 - 7) 全スイッチオフモード g

倍周波 Z V S 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 S 2 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 m 7 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 V_{cp} - 負荷直列共振回路 4 B) の電流ループを流れて出力電流 i_0

10

20

30

40

50

(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4B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。

10

【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4B-逆並列ダイオードD1・D3-直流電源 E_d -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。

【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。

20

【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15S3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。

30

【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S3-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S3-負荷直列共振回路4B)の電流ループを流す。

40

【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S3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S3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

50

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 D_2 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 D_2 を通して出力電流 i_0 を流す図13の D_2 単流モードkに切り換わる。

【0100】

(3-11) D_2 単流モードk

図13の D_2 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 D_2 - 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 D_2 - 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 D_2 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 D_2 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 D_2 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換動作繰返し周期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換動作繰返し周期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 S_1 単流モードc (図5)、 S_2 単流モードf (図8)及び S_3 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11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 $D_1 \cdot D_3$ 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4B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))。

【0105】

この結果 $D_1 \cdot D_3$ 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

10

20

30

40

50

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。

【 0 1 0 7 】

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。

【 0 1 0 8 】

この結果、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 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。

【 0 1 0 9 】

また、Z V S 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 Z V S 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。

【 0 1 1 0 】

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。

【 0 1 1 1 】

(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]、Z V S 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 [k H z] = 2 倍のゲートトリガ周波数 $2 f_t$ [k H z] を図 1 4 に示すように 60 [k H z] から 66 [k H z] まで変化させたところ、出力電力 P_0 [k W] は 6.554 [k W] から 0.314 [k W] 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] まで変化することを確認できた。

【 0 1 1 2 】

(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 $T_{d1} (= t_4 \sim t_7)$ 、 $T_{d2} (= t_8 \sim t_{11})$ は、通常 1 ~ 3 [μS] と時間で設定する場合が多いが、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 $T_{d \text{ angle}} (\text{度})$ で表示している。

【 0 1 1 3 】

このデッドタイムは Z V S 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 Z V S 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。

【 0 1 1 4 】

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

Z V S 動作期間 $< T_{d \text{ angle}} (\text{度}) < (\text{Z V S 動作期間} + \text{逆並列接続ダイオード導$

10

20

30

40

50

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。

10

【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D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。

20

【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、 R_0 ...負荷抵抗、 L_0 ...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。

【 図 1 】

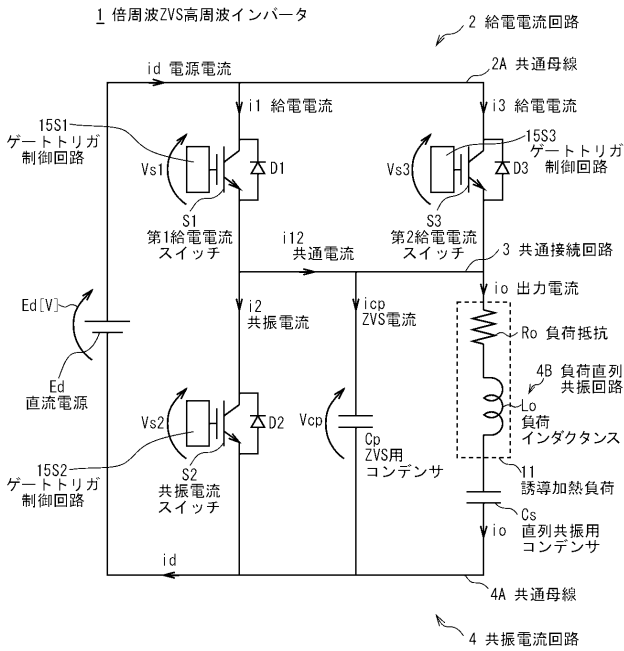


図 1 倍周波ZVS高周波インバータ

【 図 2 】

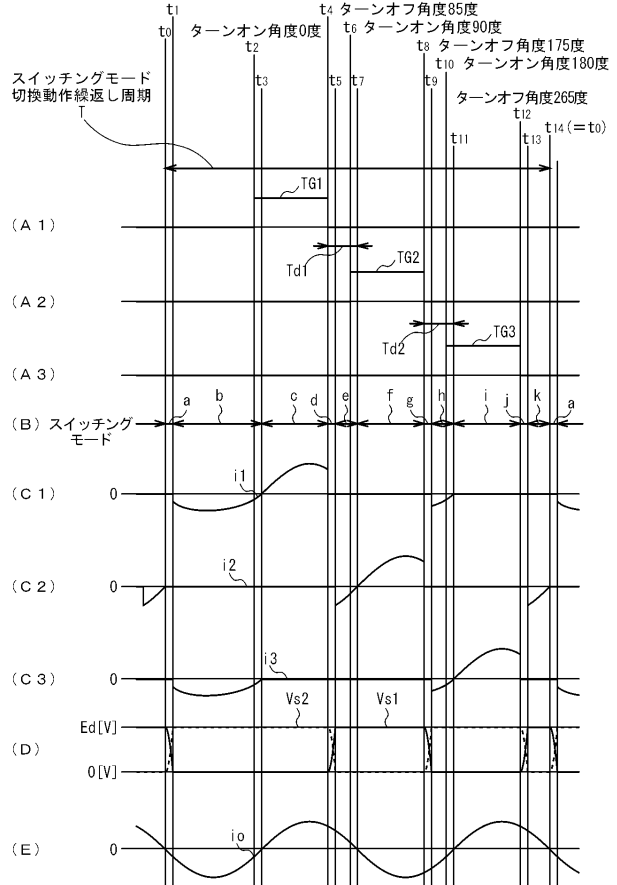


図 2 スイッチングモードの切換動作

【 図 3 】

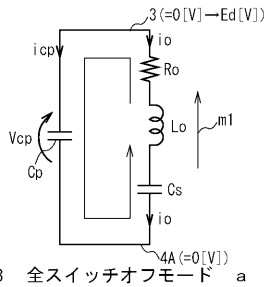


図 3 全スイッチオフモード a

【 図 5 】

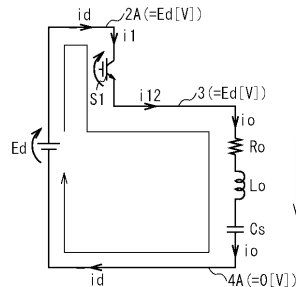


図 5 S1単流モード c

【 図 4 】

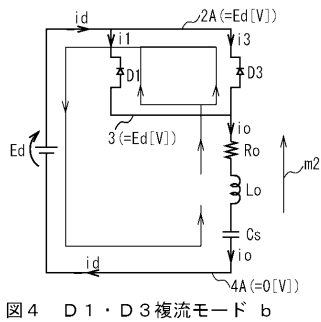


図 4 D1・D3複流モード b

【 図 6 】

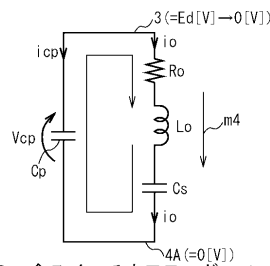


図 6 全スイッチオフモード d

【 図 7 】

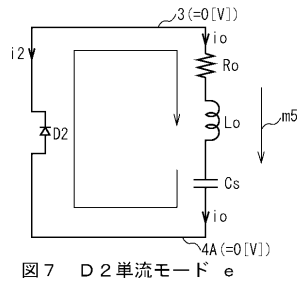


図 7 D 2 単流モード e

【 図 9 】

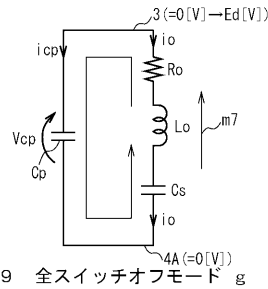


図 9 全スイッチオフモード g

【 図 8 】

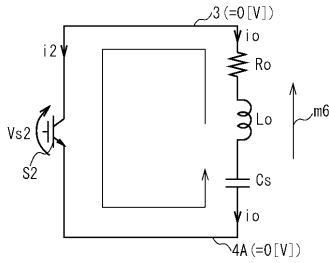


図 8 S 2 単流モード f

【 図 10 】

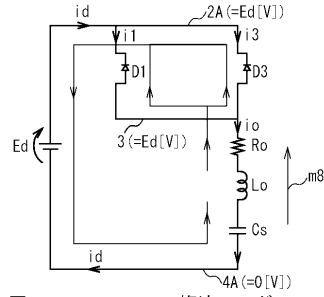


図 10 D 1・D 3 複流モード h

【 図 11 】

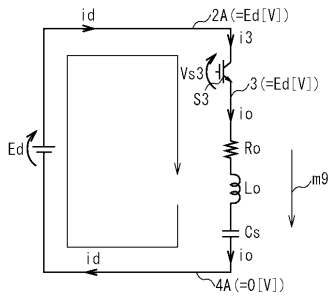


図 11 S 3 単流モード i

【 図 13 】

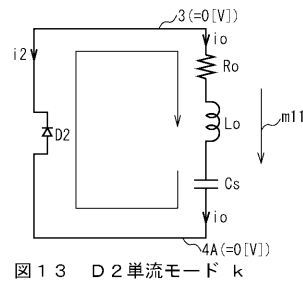


図 13 D 2 単流モード k

【 図 12 】

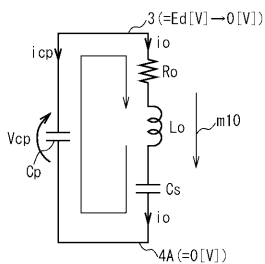
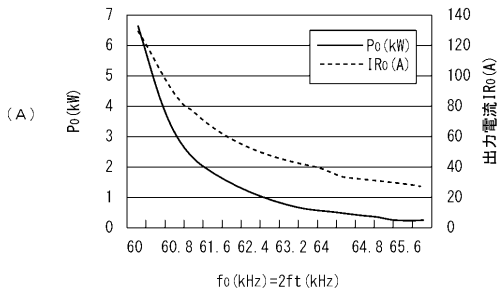


図 12 全スイッチオフモード j

【 図 1 4 】



(B)

f_t (kHz)	f_o (kHz)	I_{Ro} (A)	P_o (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

Fターム(参考) 3K059 AA02 AA07 AD37

5H007 AA00 BB04 CA01 CB02 CB09 CC07 DA05 DB02