共振電流フェーザ制御による自制式電圧形高周波インバータと特性解析

正員 中岡睦雄 (神戸大)

正員 荻原弘之 (足利工大)

1. 緒言

最近、特に新形パワーデバイス対応の高周波インバータは出力周波数の高周波化応用技術だけにとどまらず、パワー変換制御処理段の中間周波数高周波化応用技術分野において脚光を浴びつつある。先に、著者らは従来の周波数 (PFM) 制御による電圧形高周波共振インバータ (以下、HF-INV と略記) に新機能および特性改善を加え、出力周波数と電力制御が独立に行える HF-INV として共振電圧フェーザ制御 HF-INV を提案し、種々の特性評価を加えてきた⁽¹⁾。実際の誘導加熱応用、例えば表面焼入応用を考えた場合、ワークコイルと被加熱物体からなる誘導加熱系は力率改善用のコンデンサと組合せた並列共振タンク回路 (以下、タンク回路と呼ぶ) 構造となるが、これを先に発表した共振電圧フェーザ制御 HF-INV 内の二つの共振コンデンサ両端に接続することは、得策な構成とはいえない。すなわち、タンク回路が同調整合制御された場合を考えると、二つの共振コンデンサ端子間が等価抵抗となり、回路全体が非共振動作となるため出力電圧の波形が著しく悪くなるばかりか、スイッチング (以下、SW と略記) 損失が増大し効率の良い出力電力注入が困難となる。また、二つの共振コンデンサの端子間から出力を取出す形式のため重負荷時より軽負荷時に共振回路特性が発揮でき、重負荷時の共振回路特性は十分引出せない。

そこで著者らは、先に述べた共振電圧フェーザ制御

方式に対して、上記問題点を解決し得る特徴の共振電流フェーザ制御方式を考え、かつタンク回路の完全同調動作状態で直接出力電流制御が可能となる回路トポロジーを提案した。

本論文は、出力電力 (出力電圧) と出力周波数の独立制御機能を組入れた共振電流フェーザ制御原理による電圧形電流制御 HF-INV を取上げ、誘導加熱系負荷としてのタンク回路系を想定し、かつ並列共振周波数同調制御動作状態運転時の自制ループを考慮した場合の定常特性解析を行うと共に、諸特性を正規化表示で一般的に図説し、更に試作器による実験結果についても議論したものである。

2. 回路構成と動作原理

図1は著者らの提案となる HF-INV の一方式で、ハーフブリッジ構成の電圧形 HF-INV を単位 INV (U_1, U_2) として、入力側では直流電源 E_d に対して2単位並列接続し、また出力側では各 U_1, U_2 の LC 直列共振ブランチの電流 (i_{L1}, i_{L2}) を瞬時ベクトル合成した可制御電流をタンク回路に効率良く供給する回路トポロジーとなっている^{(2)~(4)}。ここでは HF-INV の負荷は、抵抗負荷モデルではなしに誘導加熱コイル系に並列コンデンサを接続した同調制御状態で動作するタンク回路を考察の対象としている。 U_1, U_2 のパワー半導体 SW デバイスは GATT, A-SCR などの高周波転流ターンオフ形をはじめ、MOSFET, IGBT, Si デバイス, MCT (Mos-Controlled Thyristor) といった自己ターンオフ形が有効適用できる。なお、図1には高周波負荷整合変圧器は省略している。提案 HF-INV の特徴は、

(1) 負荷短絡時、負荷開放時といった両極端の負荷変動状態においても各単位 INV の共振電流振幅は制限以上に大きくならず、安定発振が持続できる。

(2) タンク回路の並列共振周波数で規制される動

Resonant-Current Phasor Shifting Control-Based Voltage-Fed High-Frequency Inverter with Load Resonant Frequency Tracking Scheme and Performance Analysis. By Mutsuo Nakaoka, Member (Department of Electrical Engineering, Kobe University) & Hiroyuki Ogiwara, Member (Department of Electrical Engineering, Ashikaga Institute of Technology).

中岡睦雄：正員，神戸大学工学部電気工学科

荻原弘之：正員，足利工業大学電気工学科

図 1 共振電流フェーザ制御形高周波インバータ
Fig.1. A resonant current phasor control-based high-frequency inverter scheme.

作周波数 f_0 と直列共振周波数 f_r の大小関係により、転流ターンオフデバイス動作に適した容量性等価負荷 ($f_0 < f_r$)、自己ターンオフデバイス動作に適した誘導性等価負荷 ($f_0 > f_r$) いずれにも対応できる。

(3) 出力電力 (出力電圧) 制御過程時においても高周波正弦波交流が得られ、高周波整合変圧器の偏磁問題がなく、設計が容易となる。

(4) 出力電力 (電圧) と出力周波数の同時独立制御が共振電流フェーザ角制御によって高速、かつ連続に行えるため周波数選択制御が可能となる。

(5) $f_0 > f_r$ 、動作域では、零電圧・零電流ターンオン、また有限電流の零電圧ターンオフといった SW 動作のため SW 損失が極めて少なく、かつ並列共振同調運転方式のため伝達パワー変換効率が高くなる。

(6) 周波数制御方式共振形 INV と違って、負荷の軽重にかかわらず出力電力 (出力電圧または出力電流) がフェーザ角制御によって零から最大まで調整可能である。

このほか、装置全体の小形軽量化、高電力密度化が可能となるばかりでなく、EMI 雑音の低減が大幅に図れ、SW デバイスのストレイキャパシタンスが利用できる周波数帯においては完全スナバレス化構成も可能となる。提案 INV は一定周波数で $i_{L1}(t)$ を基準とし、 $i_{L2}(t)$ の制御移相差角 (フェーザ角) ϕ を連続的に変え、これらの瞬時合成電流 $i_o(t)$ の振幅および位相を変えるような瞬時電流制御機能を付与している⁽⁵⁾⁽⁶⁾。以下、図 1 のような群間移相差制御 PWM 機能 (図 2 の V_{ao}^* 波形参照) をもつ HF-INV 回路は、電流フェーザ制御 (簡単に ϕ 制御) 方式と称してい

図 2 ドライブ信号のパルスシーケンスとインバータアーム電圧/アーム間電圧
Fig.2. Pulse sequences of drive signals and inverter arm voltages v_{ao} , v_{bo} , v_{ab} .

る。図 2 は図 1 の INV を ϕ 制御方式で運転するための $S_1 \sim S_4$ に供給するドライブ信号のパルスタイミングシーケンスを示す。

3. 理論解析

〈3・1〉 並列共振タンク回路の正弦波電圧源モデル

被加熱物体を含むワークコイル系 (整合変圧器一次換算値 L_0 , R_0) に率補償用コンデンサ (C_0) が並列接続されたタンク回路の定常インピーダンス Z_t は、タンク周波数をフィードバックしない他制式動作時には INV の出力周波数を $f = \omega/2\pi$ (ω : 出力角周波数) とすると

$$Z_t = \frac{R_0 + j\omega L_0 C_0 \{ (1/L_0 C_0) - (R_0/L_0)^2 - \omega^2 \}}{(1 - \omega^2 L_0 C_0)^2 + (\omega R_0 C_0)^2}$$

タンク回路の並列共振角周波数 $\omega_0 = 2\pi f_0$ は虚数部零という同調条件から

$$\omega_0 = \sqrt{(1/L_0 C_0) - (R_0/L_0)^2}$$

INV の動作周波数 f が f_0 と同調するような自制式運転時にはタンク回路の共振尖鋭度 Q は

$$Q = \frac{\omega_0 L_0}{R_0} = \frac{L_0}{R_0} \sqrt{\frac{1}{L_0 C_0} - \left(\frac{R_0}{L_0}\right)^2}$$

と表される。

図 3 は仮想したひずみ波高周波交流電流を、タンク

図 3 ひずみ波電流注入時の並列共振タンク回路電圧波形

Fig. 3. Generating voltage waveforms when distorted current is injected into parallel resonant tank circuitry.

回路($Q=3$ の場合)に注入時に発生する端子電圧波形(基本波とほぼ一致し、その最大電圧を V_m と記す)を示している。従って、實際上タンク回路の共振尖鋭度が $Q \geq 3$ であればタンク回路の注入電流がひずんでいる場合であっても、タンク回路の発生電圧はほとんど基本波の正弦波電圧($v_o(t) = V_m \sin(\omega_0 t + \gamma)$)とみなされる。ただし、 γ は S_1 のドライブ信号印加開始時刻からの位相差角である。

〈3・2〉 回路動作パターン $f_0(=f)$ と直列 LC 共振回路の共振周波数 f_r との大小関係より下記の動作パターン様式に区分できる。すなわち、

動作パターン I: $f_r < f_0 = f$ [誘導性回路動作パターン, 図 6 (a) 参照]

この動作パターンにおける SW シーケンスは、図 1 の各 SW デバイスのオン、オフ動作により $D_1 \rightarrow S_1 \rightarrow D_2 \rightarrow S_2$ の順序で遷移する。従って、 D_1 , D_2 の逆回復性の優れたダイオードでなくてもよく、また SW デバイスに電流ゼロクロスポイント経過後に逆電圧が現れず、有限の遅れ電流をカットオフするモードとなり、テール電流のない自己ターンオフデバイスが効果的に適用できる。図 1 のようにロスレスキャパシティブスナバによる零電圧 SW 効果を利用する限りでは、テール電流が問題となるデバイスでもよい。

動作パターン II: $f_r > f_0 = f$ [容量性回路動作パターン, 図 6 (b) 参照。]

この場合、SW 動作パターンは図 1 の各 SW デバイスのオン、オフ動作により $S_1 \rightarrow D_1 \rightarrow S_2 \rightarrow D_2$ の順序でモード遷移が起こる。この動作パターンは転流余裕時間が必要となるパワーデバイスやテール電流が問題となるパワーデバイスが有効に用いられる。動作パターン I, II は ($S_1 \sim S_4$) ($D_1 \sim D_4$) のオン、オフ状態により、図 4 に示す一周期を四つのサブモードに分けられる。

図 4 回路動作モード分類

Fig. 4. Circuit operating-mode classification.

〈3・3〉 回路状態方程式と定常状態周期解 図 5 は提案の INV を解析するにあたってモデル化した等価回路を示す。また、回路の状態変数およびそれらの正の基準方向を図のように決める。サブモード① ($0 \leq \omega_0 t \leq \phi$)、サブモード② ($\phi \leq \omega_0 t \leq \pi$) における回路状態方程式の標準形は、

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} (E_d/2) - V_m \sin(\omega_0 t + \gamma) \\ -(E_d/2) - V_m \sin(\omega_0 t + \gamma) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C1} \\ v_{C2} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} (E_d/2) - V_m \sin(\omega_0 t + \gamma) \\ (E_d/2) - V_m \sin(\omega_0 t + \gamma) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

状態接続条件と定常周期条件を考慮すると、状態変数ベクトルの定常周期解はタンク回路のパラメータ

図 5 インバータ等価回路

Fig. 5. Inverter equivalent circuit shown in Fig. 1.

V_m , γ , および $\omega_0 = \omega$ を含んだ形で算出される。すなわち、

サブモード①:

$$i_{L1}①(t) = \frac{E_d}{2Z} \left(\sin \omega_r t - \frac{1 - \cos \beta\pi}{\sin \beta\pi} \cos \omega_r t \right) + \frac{V_m}{Z} \frac{\beta}{\beta^2 - 1} (\sin \gamma \sin \omega_0 t - \cos \gamma \cos \omega_0 t)$$

$$i_{L2}①(t) = \frac{E_d}{2Z} \left\{ \cos \beta\Phi + \frac{\sin \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \sin \omega_r t + \left\{ \sin \beta\Phi - \frac{\cos \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \times \cos \omega_r t + \frac{V_m}{Z} \frac{\beta}{\beta^2 - 1} \times (\sin \gamma \sin \omega_0 t - \cos \gamma \cos \omega_0 t)$$

$$v_{C1}①(t) = \frac{E_d}{2} \left\{ 1 - \cos \omega_r t - \frac{1 - \cos \beta\pi}{\sin \beta\pi} \times \sin \omega_r t \right\} - V_m \frac{\beta^2}{\beta^2 - 1} \times (\sin \gamma \cos \omega_0 t + \cos \gamma \sin \omega_0 t)$$

$$v_{C2}①(t) = \frac{E_d}{2} \left\{ -1 + \left\{ \cos \beta\Phi + \frac{\sin \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \cos \omega_r t + \left\{ \sin \beta\Phi - \frac{\cos \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \times \sin \omega_r t \right\} - V_m \frac{\beta^2}{\beta^2 - 1} \times (\sin \gamma \cos \omega_0 t + \cos \gamma \sin \omega_0 t)$$

サブモード②:

$$i_{L1}②(t) = i_{L1}①(t)$$

$$i_{L2}②(t) = \frac{E_d}{2Z} \left\{ \cos \beta\Phi - \frac{\sin \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \sin \omega_r t - \left\{ \sin \beta\Phi + \frac{\cos \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \times \cos \omega_r t + \frac{V_m}{Z} \frac{\beta}{\beta^2 - 1} \times (\sin \gamma \sin \omega_0 t - \cos \gamma \cos \omega_0 t)$$

$$v_{C1}②(t) = v_{C1}①(t)$$

$$v_{C2}②(t) = \frac{E_d}{2} \left\{ 1 - \left\{ \cos \beta\Phi - \frac{\sin \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \cos \omega_r t - \left\{ \sin \beta\Phi + \frac{\cos \beta\Phi(1 - \cos \beta\pi)}{\sin \beta\pi} \right\} \times \sin \omega_r t \right\} - V_m \frac{\beta^2}{\beta^2 - 1} \times (\sin \gamma \cos \omega_0 t + \cos \gamma \sin \omega_0 t)$$

ただし、 $Z = \sqrt{L/C} (\triangleq Z_s)$, $\omega_r = 1/\sqrt{LC}$, $\beta = (\omega_r/\omega_0) \triangleq 1/\mu$

ここで、解析の前提であったタンク回路の正弦波電圧源モデルの仮定パラメータ V_m , γ と実際のタンク回路のパラメータ (R_0 , L_0 , C_0) を関係づける。タンク回路の注入電流 $i_0(t)$ をフーリエ級数展開し、その基本波成分 $i_{01}(t)$ を求めると、

$$i_{01}(t) = \frac{2}{Z} \frac{\beta}{\beta^2 - 1} \left\{ \left(V_m \sin \gamma + \frac{E_d}{\pi} \sin \Phi \right) \times \sin \omega_0 t + \left\{ -V_m \cos \gamma + \frac{E_d}{\pi} (1 + \cos \Phi) \right\} \times \cos \omega_0 t \right\}$$

次に、タンク回路の $v_0(t)$ はその注入電流の基本波成分 $i_{01}(t)$ と、その並列共振角周波数 $\omega_0 = \omega$ におけるタンク回路のインピーダンス $Z_i \triangleq Z_0 = L_0/(R_0 C_0)$ を用いると

$$v_0(t) = V_m \sin(\omega_0 t + \gamma) = \frac{L_0}{R_0 C_0} i_{01}(t)$$

上式から未知数である V_m と γ は

$$V_m = \frac{E_d}{\pi} \{ (1 + \cos \Phi) \cos \gamma - \sin \Phi \sin \gamma \}$$

$$\gamma = \frac{1}{2} \left\{ \cos^{-1} \frac{(A-1)}{(A+1)} - \Phi \right\}$$

$$\text{ただし、} A = \left\{ \frac{L_0}{R_0 C_0} \frac{2\beta}{Z(\beta^2 - 1)} \right\}^2$$

$$\beta = (\omega_r/\omega_0) = 1/\mu \geq 1, \omega_r = 2\pi f_r, \omega_0 = 2\pi f_0, Z \triangleq Z_s = \sqrt{L/C}, \Phi: \text{制御移相角 } (0 \leq \Phi \leq \pi)$$

図 6
Fig. 6.

表 1 正規化基準量および正規化状態変数と
正規化特性パラメータ

Table 1. Normalize reference values, and
Normalized state variables and characteristic
parameters

正規化基準量	正規化状態変数と 正規化特性パラメータ
基準電流 $I_s = E_d/Z_s$	正規化電流 $i^* = i/I_s$
基準電圧 $E_d = E$	正規化電圧 $v^* = V/E$
基準イン $E_s = \sqrt{L/C}$	正規化イン $\lambda = Z_s/Z_s$
ピーダンス	ピーダンス
基準電力 $P_s = E_d I_s$	正規化電力 $P^* = P/P_s$
基準時間 $T_s = 2\pi/\omega_0$	正規化時間 $Z = t/T_s$
基準周波数 $f_s = 1/2\pi\sqrt{LC}$	正規化周波数 $\mu = f/f_s$

備考 $\omega_0 = 2\pi f_0, f_0 = 1/T_s, Z_s = (C_0/R_0)$

このように決定された V_m および γ を用いることにより、状態変数ベクトルの理論解析解としての定常周期解が得られる。

図 6 (a), (b) は上記の解析から得られた定常動作波形例を示す。以下、理論解析結果に表 1 に示す正規化パラメータを導入して、本 INV の特性評価を行う。

4. 提案回路の特性評価

〈4・1〉 動作パターン I における定常特性 図 7 は ($\mu > 1, f_0 > f_s$) の動作域で移相差角 ϕ における出力電力 P_o^* 特性を示す。 P_o^* は ϕ によって連続的に制御される。 $\phi = 0$ で最大出力 ($P_{o\max}^*$), $\phi = \pi/2$ で $P_{o\max}^*/2$, 更に $\phi = \pi$ で $P_o^* = 0$ となる。これより瞬時電流フェーザ制御原理によって出力電力 (出力電圧) 制御が行えることがわかる。図 8 は ϕ に対する各单位 INV

図 7 動作パターン I における出力電力
制御特性

Fig. 7. Output power vs. phase-shifted angle
characteristics in operating mode-pattern I.

図 8 動作パターン I における出力電力
分担特性

Fig. 8. Output power distribution vs. phase-shifted angle characteristics in operating mode-pattern I.

(U_1, U_2) の電力分担特性を示す。 U_1 は ϕ にかかわらず負荷電力供給, U_2 は $\phi \geq \pi/2$ の範囲では電力回生動作をする。

図 9 は ϕ に対する主スイッチ $S_1 \sim S_4$, 帰還ダイオード $D_1 \sim D_4$ のピーク電流特性を示す。これは SW デバイスの電流責務を表しており, $\phi = 0$ および $\phi = \pi$ では両単位 INV が並列運転状態と同じ動作となる。また, $\phi \neq 0$ では制御相 INV の電流責務は基準相 INV の電流責務より一般に小さい値となっているが, 設計の容易さの点から各单位 INV の電流責務は $\phi = 0$ の動作域を考慮して基準相 INV の定格と同一のものを選定するのが望ましい。この電流責務値は λ が小

図 9 スイッチングデバイスのピーク電流
Fig. 9. Peak currents flowing through switching devices.

図 10 出力電流のひずみ率特性
Fig. 10. Output current distortion factor vs. phase-shifted angle characteristics.

さい領域 ($0 < \lambda < 0.05$) おいては、あらゆる ϕ 制御過程においても大幅な変動はないことが理論上明らかとなっている。 $1 > \lambda > 0.05$ の領域では電流責務は ϕ 制御過程において大きく変動するが、 $0 < \lambda < 0.05$ におけるそれよりも大きくなることはない。また、直列共振回路の共振鋭度が高く、新形パワーデバイスのオン電圧降下が低いものであることが必要となる。しかし、図 1 の回路は SW デバイスの SW 損失が零電圧 SW 効果のため小さくできる特徴をもっており、特に 100 kHz 以上の周波数帯においては SW デバイスのオン電圧降下の大きいものでも、これはさしたる欠

図 11 制御移相差角-逆バイアス余裕角特性
Fig. 11. Reverse-bias angle across thyristors vs. control phase-shifted angle characteristics.

点とはならない。

図 10 は $\lambda = Z_0/Z_s$ をパラメータとし、 ϕ を変化させた場合の出力電流ひずみ率特性を示す。出力電流ひずみ率は $\phi = \pi/3$ で理論上第三高波の整数倍がすべて零となるため最小となる。この最小ひずみ率は λ の小さい重負荷域となるにつれて更に小さくなる。

〈4・2〉動作パターン II における定常特性 動作パターン II ($\mu < 1, f_0 < f_s$) では電流進相モードとなり、 $S_1 \sim S_4$ に電流のゼロクロスポイント経過後逆電圧が印加されることとなり、転流ターンオフ形の大容量高周波サイリスタが有効に適用できる。図 11 は負荷回路および直列共振回路に関連するパラメータ λ を指定値とし、 ϕ を変化させた場合の高周波サイリスタに印加される正規化逆バイアス時間 Z_{cth} の特性を示す。 Z_{cth} は $\phi = 0$ のとき最小であるが、 ϕ の増加と共に長くなる特性を示す。従って、提案の HF-INV の Z_{cth} は ϕ の変化、および大幅な λ の変動があっても、各单位 INV とも十分得られている。このことから、A-SCR や GATT といった高周波サイリスタによる電流フェーザ制御 HF-INV は ϕ 制御過程においても極めて安定な動作ができることがわかる。

動作パターン II の電力分担特性は動作パターン I のそれとは逆に制御相 INV のほうが電力分担が大きくなる。従って、SW デバイスの電流責務も動作パターン I のそれと逆の特性になるが、設計基準は動作パターン I と同じである。動作パターン II における ϕ に対する出力電力制御特性は、動作パターン I のそれ

と同様の傾向となる。

5. 試作高周波インバータシステム

〈5・1〉 制御回路のハードウェア 図12は図1の共振電流フェーザ制御 HF-INV の制御回路構成図であり、タンク回路の共振周波数自動追尾制御ループ(チャンネルⅠ)と出力調整ループ(チャンネルⅡ)とからなる。チャンネルⅠはタンク回路の共振周波数自動追尾制御系であって、タンク発振電圧 v_0 とその注入電流 i_0 をホール IC 式の高周波用 PT, CT により絶縁検出し、零電圧または零電流クロスデテクタによる波形整形信号を制御系入力端子部に取込んでいる。整形信号を位相比較器(Ⅰ)に入力し、 v_0 と i_0 の位相差に比例する電圧を積分器(Ⅰ)で作り出し、VCO(Ⅰ)へ入力することによりタンク回路の共振周波数に同期した基準信号 $X_1(X_2)$ を発生する PLL 回路がチャンネルⅠの主構成となっている。

チャンネルⅡは $X_1(X_2)$ 信号を基準とし、 $X_3(X_4)$ 信号を同期して ϕ 制御する PLL 回路である。チャンネルⅡは共振周波数に追尾しながら ϕ 制御する機能をもっている出力電力制御サブシステムである。これは出力電力の平均値 $\bar{P}_0$ と設定電力 P_0 との比較誤差信号を電力 PI コントローラに供給し、これとチャンネルⅡの PLL ループの PD 出力信号と加算して移相差信号 X_3, X_4 信号を作り出している。

〈5・2〉 実験結果と検討 図1の回路における $\mu > 1$ の動作域では、 $S_1 \sim S_4$ はターンオン時には零電圧・零電流 SW をするため、瞬時 SW 損失は完全に零となる。また、ターンオフ時には電流遅れによる瞬

時値をカットオフすることとなるが、SW デバイスとロスレスキャパシティブスナバを接続することでデットタイム期間中キャパシタ電圧の過渡現象に伴う零電圧効果が利用できるため、瞬時 SW 損失および EMI ノイズは小さく抑制されている。

誘導加熱用 HF-INV は MOSFET モジュール内蔵ダイオードの逆回復特性が問題とならない動作パターンⅠ、つまり $\mu > 1$ を設計基準としている。試作 INV は直列共振回路の f_r を 93 kHz ($L=29 \mu\text{H}$, $C=0.1 \mu\text{F}$)、出力周波数 f (=タンク回路の共振周波数 f_0) を 100 kHz と設計している。

図13(a), (b)は誘導加熱タンク回路のパラメータとして $Q=(\omega_0 L_0/R_0)=18$, $Z_0=(L_0/C_0 R_0)=4.9 \Omega$ なる設計値における主 SW デバイスピーク電流の理論値例と実測値例を示す。(a)図は出力電圧実効値の ϕ 制御特性を示す。また、(b)図は ϕ 制御における SW デバイス ($S_1 \sim S_4$) ($D_1 \sim D_4$) の電流ピーク値の理論値例と実測値例を示す。図13からわかるように、実効値のような平均値的諸量は実測値と数%の誤差で一致する。これに対して、電流波形の瞬時値、なかでも SW デバイスの電流ピーク値は理論値と実測値とは傾向は一致するものの、誤差が大きくなっている。これはピーク値検出測定誤差、小規模スケールの試作実験例であるため、回路内の寄生パラメータの影響による不確定パラメータの存在から生じているものと考えられる。実際、図12のように定電力制御系で使用される場合、負荷変動時にも ϕ の変化はさほど大きくならず、効率低下は見られず、実用上十分適用できるものといえよう。なお、 $\mu < 1$ の動作状態を実験的

図12 制御回路の構成
Fig. 12. Control circuit block diagram.

図 13 理論値と実験値の比較
Fig. 13. Theoretical and experimental values.

図 14 制御出力電流の実測波形
Fig. 14. Measured output current waveforms.

に確認しているが、数百 kHz 以上の周波数帯では帰還ダイオードのリカバリー特性が問題となる。従って、GATT, A-SCR といった高周波サイリスタでは 20~30 kHz 程度の電圧形電流制御 HF-INV が実現できる。

図 14 は ϕ の変化に対するタンク回路注入電流 i_o の実測波形例を示すが、提案回路の基本原理解が明らかにされている。 ϕ 制御による出力電流制御過程にお

いても、出力電流波形ひずみ率は数%程度となっている。パワー MOSFET モジュールを用いた試作 INV は 100 kHz, 1 kW 程度のものであったが、500 kHz 運転時においても電力変換効率はほとんど変わらず $\phi=0\sim\pi/2$ で 90% 程度となり、 ϕ が π に近い動作域でも 100~500 kHz 帯では効率は SW 損失が少ないこともあって、さほど悪くならない。

6. 結 言

以上、本論文は出力電圧（出力電力）と出力周波数を、インバータ内部で独立かつ同時に瞬時制御できる共振電流フェーザ制御による電圧形電流制御 HF-INV に関する主回路、制御回路を紹介した。また、提案の HF-INV 解析にあたってタンク回路系を想定し、かつ並列共振周波数追尾制御動作時における誘導加熱系負荷のもとで、実際応用に近い形で HF-INV の理論展開を行い、動作を定量的に明らかにした。

タンク回路が共振動作状態を保つようにした自制ループをもつ場合における電流フェーザ制御による電圧形電流制御 HF-INV の定常運転動作特性を、正規化回路パラメータおよび正規化制御変数の導入のもとで、汎用性のある形で図説し設計前段階に必要とされる特性評価を行った。

パワー MOSFET モジュール、高周波 SIT を用いた試作誘導加熱用高周波インバータ装置で得られた実験結果は、理論結果でもって十分説明し得ることを示し、タンク回路系の共振周波数自動追尾ループをもつ自制式運転している場合の近似理論解析の有効性と正当性を明らかにした。

(昭和 63 年 4 月 18 日受付, 同 63 年 11 月 4 日再受付)

文 献

- (1) 金・中岡・丸橋:「自己消弧形パワーデバイスを用いた瞬時電圧合成制御形高周波インバータ」, 電学論 D, 107, 247(昭 62-2)
- (2) M. Nakaoka, et al.: "Resonant Current Vector Control-Based VVVF HF Sinusoidal Inverter Using New Power Semiconductor Switching Devices", Proc. 3rd International Macroelectronics Conference, p. 256 (1984)
- (3) 中岡・丸橋:「群間位相差制御技術を用いた誘導加熱用 VVVF 形高周波インバータ」, 電気学会研究, SPC-84-4, 21 (昭 59)
- (4) M. Nakaoka & P. Savary: "Resonant Vector Control-Based High-Frequency Inverter", IEEE PESC Record, p. 204 (1985)
- (5) H. Ogiwara & M. Nakaoka: "Resonant Current Phasor Control-Based High-Frequency Inverter Using Static Induction Power Devices", Proc. 2nd European Conference on Power Electronics (EPE'87), p. 197 (1987)
- (6) Y. Cheron & H. Foch: "Power Transfer Control Methods in High-Frequency Resonant Converters", Proc. International Power Conversion (PCI'86) Conference (1986)