MRI 傾斜磁場発生用 PWM 電力増幅器の電流パターン追従 ディジタル最適予見制御

正員 渡辺 修治 (松江工業高等専門学校)
 正員 高野 博司 (日立メディコ)
 正員 平木 英治 (山口大学)
 正員 中岡 睦雄 (山口大学)

PWM Power Amplifier with Digital Optimal Preview Current Control Scheme for Gradient Magnetic Field in MRI Systems

Shuji Watanabe, Member (Matsue National College of Technology)
 Hiroshi Takano, Member (Hitachi Medical Corporation)
 Eiji Hiraki, Member (Yamaguchi University)
 Mutsuo Nakaoka, Member (Yamaguchi University)

Abstract- This paper deals with a two-paralleled switch-mode PWM power amplifier using current pattern tracking scheme in order to generate a gradient magnetic field in the Magnetic Resonance Imaging (MRI) system. This power conversion circuit has 8-IGBTs at their inputs/outputs so as to realize further high-power density, and to reduce current switching ripple of the Gradient Coils (GCs) as well as to raise current responses. The modern optimal preview control implementation in 2 parallel bridge type PWM power amplifier can improve the quick and precise current pattern tracking control responses in accordance with the specified values for the magnetic field in GCs. It is clearly proven from a theoretical point of view that the proposed control software is to be enlarged highly the diagnostic target and improves the image quality of MRI systems.

キーワード: 高周波 PWM 電力増幅器, 4 象限チョッパ, 最適 1 型ディジタル予見制御, 傾斜磁場コイル, MRI

Keywords: High frequency PWM amplifier, 4 quadrant chopper, Optimum type-1 preview control scheme, Gradient coil, MRI

1. はじめに

医用 MRI (Magnetic Resonance Imaging) 画像診断装置は、生体内部の磁場の変化に伴う核磁気共鳴現象が組織によって異なることを利用して、軟部組織を画像化するものである⁽¹⁾。近年、傾斜磁場⁽²⁾の高磁場化によって、1 枚あたり 100[ms]以上の速さで画像が取得可能となっており、さらなる高磁場化と傾斜磁場発生用コイルにおける傾斜磁場電流(以下、 i_{GC} と略す)過渡応答特性の改善が期待されている。

本論文では、医用 MRI 画像診断装置に用いられる傾斜磁場発生用高周波 PWM 電力増幅電源システムを考察の対象とし、高速・高品質撮影可能な磁場発生用各種パターン電流を生成する半導体電力増幅変換回路トポロジーとディジタル制御ソフトウェアについて述べている。半導体電力増幅変換回路方式には、IGBT パワーモジュールを用いることを想定した高速制御応答性に優れた 2 相並列型 4 象限高周波 PWM チョッパ電力増幅変換回路を導入している。この回路制御方式として、ロバスト性に優れ、ソフトウェアによる制御設計が容易な最適 1 型ディジタル予見磁場電流パターン追従制御方式を採用し、電力増幅電源回路と電

図1 MRI用傾斜磁場電流の理想特性
Fig.1 Ideal characteristics of gradient magnetic field for MRI

子情報処理制御の両側面からシステムシミュレーション解析を行い、その性能評価・検討結果について述べている。

2. MRI 傾斜磁場発生用電源装置の要求特性

医用 MRI 装置では、生体内に加えられた静磁場に傾斜磁場と呼ばれる三次元方向へ任意の強度で組み合わせられる磁場によって、生体内部における水素原子核のスピン状態を

変化させて位置情報を得ており、傾斜磁場の品質が画像品質に大きく関わっている。理想的な画像を得るために、傾斜磁場発生用高周波 PWM 電力増幅電源(以下、GC 用 PWM 電源と略す)システムは図 1 に示す理想条件①～③を満足すること、すなわち i_{GC} は、電流脈動のない矩形パターン電流が理想とされている。

3. 2 相並列型高周波 PWM 電力増幅変換回路

i_{GC} パターン追従制御機能を持つ GC 用 PWM 電源回路の基本方式として、出力停止時に電力損失が小さく、少ない部品点数で高速応答性に優れると考えられる、図 2 のようなフルブリッジ電圧形 4 象限 PWM 電力増幅回路を用いる。図 1 で示すような理想特性を得るためには、図 2 において $T_{r1} \sim T_{r4}$ のスイッチング動作周波数を高く設定し、直流電源電圧 E_I を大きく取れば良い。また、PWM 制御時にスイッチング周波数相当の電流リプルが i_{GC} 中に現れるが、そのリプルを減少させるためにも $T_{r1} \sim T_{r4}$ の高周波スイッチング化は効果的である。しかしながら、高速・大容量・低飽和電圧といった特性を持つパワー半導体スイッチングデバイスとして脚光を浴びている第 4 世代トレンチゲート IGBT においても、テール電流発生期間が存在し、容量が大きくなるにつれてこの影響も大きく、数 10[kHz]動作で数 100[A]の電流容量が限界とされている。近年のパワー MOSFET や SIT であれば数 100[kHz]駆動も可能であるが、現在のところ IGBT と比較すると電流容量は低く導通損失も大きいと、大電流化には不向きと考えられる。

このように適用可能なパワー半導体スイッチングデバイスにおける実際応用上の問題点を考慮して、図 3 に示すような IGBT 対応の 2 相並列型 PWM 電力増幅変換回路トポロジーの採用を試みる。この回路では直流 PWM チョップ回路が負荷入力端 $a(b)$ に対して 2 相並列に接続されており、 i_{GC} に対する IGBT 一個あたりの電流負担率は図 2 の場合と比較して半分に減少する。電流負担率の半減に伴い、各制御入力端 $a_1, a_2(b_1, b_2)$ あたりの電流時間変化率 di/dt も半減す

図2 フルブリッジ型4象限PWMチョップパ
Fig.2 Full bridge type four quadrant PWM chopper

る。従って、直流 PWM チョップ回路のスイッチング周波数と入力側電源電圧 $v_{3\phi}$ を変化させることなく、 i_{GC} パターン-tracking制御の追従応答性向上と i_{GC} の大容量化が見込まれる。並列接続された直流 PWM チョップ回路の各入力端には、スイッチング時の電流不平衡に伴う短絡を防ぐ目的で $L_{a1}, L_{a2}, L_{b1}, L_{b2}$ が挿入され、並列接続された C_a, C_b と併せてローパスフィルタとしても機能する。また、Arm a_1 と $a_2(b_1$ と $b_2)$ の PWM パルスパターンの位相差を 180° とすることによって、スイッチング動作に伴う入力段インダクタ内の電流リプルを Arm a_1 - a_2 間(b_1 - b_2 間)で互いに打ち消し合うことが可能となり、結果的に i_{GC} のリプル低減に寄与することとなる⁽³⁾。

4. 傾斜磁場電流の最適 1 型デジタル予見制御

<4.1>最適 1 型デジタル予見制御 制御系を構築する際、目標値に対する高速応答性という側面からは、制御対象信号と目標値信号との逐次比較を行って制御入力信号を生成するアナログ制御系が一般的に考えられ、デジタル制御系は制御演算速度の問題から電流などの高速制御には不向きとされていた。しかしながら、近年の半導体製造技術の発展に伴うマイクロプロセッサや DSP の演算速度向上によって、デジタル制御系による回路内電圧・電流高速制御システムの構築が可能となってきており、電子情報システム分野の高速制御手法として、DSP を用いたデジタル制御系に関する研究開発が盛んに行われている^{(4)~(10)}。

図3 MRI傾斜磁場発生用2相並列型高周波PWM電力増幅変換回路
Fig.3 Power conversion amplifier with 2-paralleled high frequency PWM chopper circuit
for generating gradient magnetic field in MRI systems

そこで、図 3 に示す傾斜磁場発生用 2 相並列型高周波 PWM 電力増幅変換回路の高速制御アルゴリズムとして、2 次形式の最適評価関数に基づいて各種制御ゲイン設計が可能となる、最適予見制御理論⁽¹¹⁾によるデジタル制御系の検討を行うこととする。

＜4.2＞ 2 相並列型 GC 用 PWM 電源対応最適 1 型デジタル予見制御系の設計

図 3 の回路システムの状態方程式と出力方程式の離散化表現は、DSP の演算処理時間に伴う入力むだ時間を 1 サンプル時間とする場合、1 サンプル遅れの入力 $u(k-1)$ によって(4.1)式のように表される⁽¹²⁾。

$$\begin{aligned} x(k+1) &= Ax(k) + Bu(k-1) \\ y(k) &= Cx(k) \end{aligned} \quad \dots (4.1)$$

ただし状態変数ベクトルは次のようになる。

$$\begin{aligned} x(k) &= [i_{a1}(k) \ i_{a2}(k) \ i_{b1}(k) \ i_{b2}(k) \ v_{ca}(k) \ v_{cb}(k) \ i_{GC}(k)]^T \\ u(k) &= [v_{a1}(k) \ v_{a2}(k) \ v_{b1}(k) \ v_{b2}(k)]^T \\ y(k) &= [i_{a1}(k) \ i_{a2}(k) \ i_{b1}(k) \ i_{b2}(k)]^T \end{aligned}$$

$A = [7 \times 7]$ 回路定数行列, $B = [7 \times 4]$ 回路定数行列,

$C = [4 \times 7]$ 定数行列。

$k=1, 2, 3, \dots$: サンプルステップ数

(A, B, C の具体的な内部構造の記述は略す)

最適制御理論に基づくデジタル制御系では、設計時にデジタル制御特有の制御演算時間遅れを考慮して、演算処理時間をあらかじめ 1 サンプル時間に等しいと考えるなどの入力遅延時間要素が必要となるため、(4.1)式においても 1 サンプル前に決定した入力が時刻 k にあらわれている⁽¹²⁾。この時、図 3 の $L_{a1}, L_{a2}, L_{b1}, L_{b2}$ に流れる電流出力ベクトル $y(k)$ ($[4 \times 1]$ 行列) に対する電流目標値ベクトルを $r(k)$ ($[4 \times 1]$ 行列) とすると、誤差信号ベクトル $e(k)$ ($[4 \times 1]$ 行列) は次式で表される。

$$e(k) = r(k) - y(k) \quad \dots (4.2)$$

ここで電流目標値ベクトル $r(k)$ は、 i_{GC} の 50[%] ずつを各相で分担するような目標値として与えることとする。 i_{GC} の目標値を $r_{loc}(k)$ とすると、次式で表される。

$$r(k) = [0.5r_{loc}(k) \ 0.5r_{loc}(k) \ -0.5r_{loc}(k) \ -0.5r_{loc}(k)]^T \quad \dots (4.3)$$

次に i_{GC} の目標値に対する追従応答性向上のため、 i_{GC} の目標値の未来情報を有効に用いる予見制御系を考える。

現在時刻から M_R ステップ (M_R : 正の整数) 未来まで、 i_{GC} の目標値が既知である場合に、次のような 2 次形式評価関数 J_R を定義する。

$$J_R = \sum_{k=1-M_R}^{\infty} \{Y_o^T(k)Q_oY_o(k) + \Delta u^T(k)H\Delta u(k)\} \quad \dots (4.4)$$

$$Q_o = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ([15 \times 15] \text{ 行列}) \quad \dots (4.5)$$

$$\begin{aligned} Y_o^T(k) &= [e^T(k) \ \Delta x^T(k) \ \Delta u^T(k-1)] \\ (Y_o(k): [15 \times 1] \text{ 行列}) \quad &\dots (4.6) \end{aligned}$$

ここで、 $[11 \times 11]$ 半正定行列 Q と $[4 \times 4]$ 正定行列 H は 2 次形式評価関数における重み行列である。 Δ は 1 階差分後退オペレータとして次式で定義される。

$$\Delta e(k+1) = e(k+1) - e(k) \quad \dots (4.7)$$

(4.4) 式は k について M_R ステップ以前から ∞ までの総和を考慮した評価関数である。すなわち $k=1$ における目標値変化が M_R ステップ前の入力量 ($u(1-M_R)$) に及ぼす影響を表している。(4.4) 式を最小化する最適制御入力を求める手法は様々なものが提案されており、その中でも一般的な偏微分最適化法⁽¹¹⁾を用いて求めると、(4.4) 式から最適予見制御入力が求められる。現在時刻 k から M_R ステップ未来までの目標値信号が既知であるとして、その信号を利用した制御入力は(4.8)式で表される。

$$\Delta u(k) = F_{D0}Y_o(k) + \sum_{j=1}^{M_R} F_{DR}(j)\Delta r(k+j) \quad \dots (4.8)$$

ただし、

$$\begin{aligned} F_{D0} &= [F_{D0} \ F_{Dx} \ F_{Du}] \quad (F_{D0}: [4 \times 15] \text{ 行列}) \\ &= -\left\{ H + \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix} P_D \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & I \end{bmatrix} P_D \begin{bmatrix} \Phi & G \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ &= -\left\{ H + G_D^T P_D G_D \right\}^{-1} G_D^T P_D \Phi_D \quad \dots (4.9) \end{aligned}$$

ここで、 F_{D0} ($[4 \times 4]$ 行列) は出力電流 $y(k)$ とその目標値との誤差に乘ずる積分制御ゲイン、 F_{Dx} ($[4 \times 7]$ 行列) は状態変数ベクトル $x(k)$ に乘ずる比例制御ゲイン、 F_{Du} ($[4 \times 4]$ 行列) は制御入力変数ベクトル $u(k-1)$ に乘ずる比例制御ゲイン、 $F_{DR}(j)$ ($[4 \times 4]$ 行列) は予見フィードフォワード係数、 P_D は 15 次元の Riccati 方程式の解⁽¹¹⁾⁽¹²⁾ ($[15 \times 15]$ 行列)、 0 は零行列である。 Φ ($[11 \times 11]$ 行列)、 G ($[11 \times 4]$ 行列) はエラーシステム⁽¹¹⁾内の定数行列であり、これより Φ_D ($[15 \times 15]$ 行列) が構成され、 I の単位行列 ($[4 \times 4]$ 行列) から G_D ($[15 \times 4]$ 行列) が構成される。

(4.8) 式における予見フィードフォワード係数 $F_{DR}(j)$ が未定の係数であり、この係数を 2 次形式評価関数の(4.4)式から求めると次式で表される⁽¹¹⁾。

$$F_{DR}(0) = 0 \quad \dots (4.10)$$

$$\begin{aligned} F_{DR}(j) &= -\left[H + G_D^T P_D G_D \right]^{-1} G_D^T (\xi_D^T)^{j-1} P_D G_{DR} \quad (j \geq 1) \\ (\text{但し、} \xi_D &= \Phi_D + G_D F_{D0}) \quad \dots (4.11) \end{aligned}$$

G_{DR} ($[15 \times 4]$ 行列) はエラーシステムにおける目標値信号一階差分ベクトルの係数行列である。従って(4.8)式から制御入力 $u(k)$ ($[4 \times 1]$ 行列) は次式で表される。

$$\begin{aligned} u(k) &= F_{D0} \sum_{k=0}^k e(k) + F_{Dx} x(k) + F_{Du} u(k-1) + F_{DR}(1)r(k+1) \\ &\quad + F_{DR}(2)r(k+2) + \dots + F_{DR}(M_R)r(k+M_R) \end{aligned} \quad \dots (4.12)$$

図 3 の i_{GC} パターントラッキング制御系は、図 4 のように入力むだ時間を考慮した最適 1 型デジタルサーボ系に

ε_k : k 次高調波 i_{GC} スペクトルの k 次高調波 i_{GC} 目標値スペクトルに対する誤差

(5.1)式は i_{GC} とその目標値スペクトルの差の絶対値における n 次高調波成分までの総和の値であり、無次元化量である。(5.1)式によれば、 i_{GC} が完全に目標値波形を再現している場合に $\varepsilon=0$ となるが、FFT 解析を実行する 1 周期中に同等の周波数成分が含まれていれば $\varepsilon=0$ となるため、目標値と実際の電流波形との比較としては相互の位相差が考慮されていないこととなる。そこで目標値追従性を評価する位相特性 θ [rad] を新たに次式で定義する。

$$\theta = \frac{t_l}{\text{目標値周期}} \left(\frac{i_{GC}=0 \text{ における目標値に対する遅れ時間} \right) [\text{sec}] \times 2\pi [\text{rad}] \quad \dots (5.2)$$

(5.2)式は $i_{GC}=0$ 時点における i_{GC} 目標値と i_{GC} の位相差を表しており、 $\theta=0$ [rad] の場合に $i_{GC}=0$ となる時刻が i_{GC} 目標値と完全に一致する。以下、 θ によって目標値に対する制御遅れの評価を行う。

評価関数の重み Q, H を同様に変化させた場合の i_{GC} 制御特性を図 8 に示す。一方、エラーに関する重み Q_e を 1 から 10000 に変化させ、他の重みは 1 に固定した場合の i_{GC} 制御特性を図 9 に示す。この結果から重み係数の相対的な大きさの比が同一の場合には制御性に何ら変化がなく、多変数の場合には、この重みの比によって、制御入力による各変数に対する影響度に変化があることが明らかとなっている。(4.4)式に示すような 2 次形式評価関数では、対象となる変数について関数の極小値がゼロとなる 2 次形式評価関数を定義し、それらを制御時間内において可能な限り早くゼロ(極小値)に近づけることを目的として、2 次形式評価関数を最小化するような制御入力を決定する。図 9 においてエラーの重みを他の重みに対して大きくとることで i_{GC} の制御応答性に改善が見られるのは、 i_{GC} 目標値に対するエラーを最小化することが目的である制御入力 $u(k)$ を決定する上で、エラーの重みがエラーに対しての即応性を高めているためである。これは i_{GC} の制御応答性を高める働きに他ならない。

以上の結果から、(i)のエラーに対する重みを $Q_e=1000$ に固定し、他の重みを各々変化させることによって i_{GC} 制御特性の評価を行った結果を図 10, 図 11, 図 12 に示す。その結果、図 10 及び図 11 の Q_i と Q_v に伴う ε と θ の変化が大きく、 $Q_i=70, Q_v=1$ 近傍において位相特性と誤差値が共に最小値となっており、ほぼ単調増加の傾向となっている。また、図 12 の H_u の変化では、 Q_i や Q_v ほどの目立った変化は観測されなかった。 H_u は評価関数 J_R を最小化する入力 $u(k)$ に関して $u(k)$ が過大にならないように押さえる働きを持つ重みであるが、本システムの入力特性は主に IGBT の動作周波数や直流入力電圧(v_m)の大きさに依存し、入力量である v_m には上限が存在するために過大な入力は生じない。従って過大な入力が押さえられている H_u の範囲内では、 i_{GC} の制御性に大きな変化は無いと考えられる。

($Q_e=1000, Q_i=70, Q_v=1, H_u=1$)
図6 傾斜磁場電流過渡応答波形
Fig.6 Transient current waveform in GCs

($Q_e=1000, Q_i=70, Q_v=1, H_u=1$)
図7 傾斜磁場電流スペクトル
Fig.7 Spectrum of gradient magnetic field current

図8 重み Q, H に伴う i_{GC} 制御特性
Fig.8 Control performances on weighting function

以上の解析結果から、妥当と考えられる重みの値として $Q_e=1000, Q_i=70, Q_v=1, H_u=1$ を設計値としている。

<5.2> 最適1型デジタル予見制御による傾斜磁場電流制御特性の改善 前節で検討した評価関数の重み ($Q_e=1000, Q_i=70, Q_v=1, H_u=1$) を用いて i_{GC} を制御する場合にも、図 6 のように i_{GC} 制御信号入力遅れに伴う位相遅れ θ と誤差値 ε を生じる。そこで、最適 1 型デジタル制御系に予見フィードフォワードループを付加した最適 1 型デジタル

($Q_i=1, Q_v=1, H_u=1$)

図9 i_{GC} エラー重み Q_e に伴う i_{GC} 制御特性
Fig.9 Control performances on weighting function coefficient of errors

($Q_e=1000, Q_i=1, Q_v=1$)

図12 チョップパ入力電圧重み H_u に伴う i_{GC} 制御特性
Fig.12 Control performances on weighting function coefficient of input voltages

($Q_e=1000, Q_v=1, H_u=1$)

図10 出力電流重み Q_i に伴う i_{GC} 制御特性
Fig.10 Control performances on weighting function coefficient of currents

($Q_e=1000, Q_i=70, Q_v=1, H_u=1$)

図13 予見ステップ数に伴う i_{GC} 制御の誤差値と位相特性
Fig.13 Control performances of phase characteristics and error ratio for preview step number

($Q_e=1000, Q_i=1, H_u=1$)

図11 出力電圧重み Q_v に伴う i_{GC} 制御特性
Fig.11 Control performances on weighting function coefficient of voltages

($Q_e=1000, Q_i=70, Q_v=1, H_u=1$)

図14 予見ステップ数による i_{GC} 過渡応答波形の比較
Fig.14 Comparison GC currents transition response waveforms due to preview step number

予見制御を採用して、新たに i_{GC} 制御特性の検討を行う。

予見ステップ数に対する i_{GC} 制御応答特性の変化を図13に示す。この場合、評価関数における重みは前節で用いたものと同様であるにもかかわらず、予見ステップ数を0から数ステップ重ねる毎に θ の特性改善がみられる。特に予見ステップ数2以上ではほとんど位相遅れが無く、

i_{GC} 目標値に追従している。ここで予見ステップ数の増加は制御演算時間の増大となるため、最短演算時間での制御精度の向上には、ステップ数2の予見制御導入が効果的であることがこの結果から明らかである。最適予見制御系を導入した i_{GC} 制御の代表例として、図14に予見ステップ数ゼロ（予見動作無し）の場合と予見ステップ数2の場合にお

ける i_{GC} 過渡応答波形を示す。これらの比較から、予見制御を導入することによって、デジタル制御における制御演算遅れの改善に効果があることが明らかとなっている。

また、図 13 の予見ステップ数に伴う i_{GC} 制御特性から、ステップ数 0, 1, 2 のそれぞれにおいて ε の変化はほとんどみられない。すなわち、予見制御系の導入によって i_{GC} の位相特性は改善されるが、 i_{GC} 目標値に対する i_{GC} 波形の再現性は <5.1> 節で議論した最適評価関数の重みに大きく依存し、予見制御の有無には無関係であることが明らかである。

<5.3> 最適 1 型デジタル予見制御による入力電圧変動の影響抑制

図 3 に示すような 3 相整流コンバータに平滑フィルタを持つ構成での直流電圧 v_{in} の変動は、チョークインプットローパスフィルタ中の比較的容量の大きな平滑フィルタキャパシタ ($C_f=5.0[mF]$) によって抑制されているが、完全な直流電圧源とはならない。 C_f に対する電圧 v_{in} の過渡応答波形を図 15 に示す。また各入力直流電圧 v_{in} における i_{GC} 過渡応答波形を図 16 に示す。図 15 において、 $C_f=200[\mu F]$ では v_{in} のリップル率は約 35[%] (リップル p-p 電圧=約 250[V], 定格電圧=約 700[V]) であるにも関わらず、図 16 の結果から $i_{GC}=500[A]$ 一定時におけるリップル率は約 4[%] 程度に抑えられている。リップル率は次式で定義される。

$$\text{リップル率} = \frac{\text{リップル p-p 電圧 (p-p 電流)}}{\text{定格電圧 (電流)}} \quad \dots (5.3)$$

ここで、 C_f の容量変化と入力電圧変動の大小に伴う i_{GC} 誤差 ε の変化を図 17 に示す。この結果から、 $C_f=1.0[mF]$ 以上ではほぼ i_{GC} 目標値と同じ波形を生成することが可能で、予見制御系の導入の有無に関わらず、入力電圧変動抑制に差異はほとんど見られないことが明らかである。すなわち図 17 から、入力電圧変動のような不規則擾乱の抑制に関しては予見制御系の有無に無関係であり、フィードバック制御系に依存することが明らかとなっている。

6. おわりに

本論文では高品質傾斜磁場制御用高周波 PWM 電力増幅電源システムについて、そこに導入する回路トポロジーと、 i_{GC} パターン追従制御系設計の両面から検討を行った。上記高周波スイッチング電源システムに対して、システムの状態方程式から最適評価関数に基づいて制御系の構築を行い、更に i_{GC} 目標値に対する高速追従性に優れた最適 1 型デジタル予見制御系を検討した。また、電力変換 PWM 増幅回路の電流容量が大きく、かつ制御応答性の改善が期待される IGBT パワーモジュールを用いることを想定した 2 相並列型高周波 PWM 電力増幅変換回路方式を採用した。スイッチング周波数を 20[kHz] としてシミュレーションを行った結果、最適 1 型デジタル制御系に、制御応答特性の改善を目的とする予見フィードフォワードループを追加した最適 1 型デジタル予見制御系を採用することによって、 i_{GC} 電流パターン目標値に対する i_{GC} 位相特性の改善された

(予見ステップ数=2, $Q_e=1000$, $Q_i=70$, $Q_v=1$, $H_u=1$)
図 15 入力電圧 v_{in} 過渡応答波形

Fig.15 Voltage transient response waveforms in the input v_{in}

(予見ステップ数=2, $Q_e=1000$, $Q_i=70$, $Q_v=1$, $H_u=1$)
図 16 平滑フィルタ C_f による傾斜磁場電流過渡応答波形の比較

Fig.16 Comparative GC currents transient response waveform due to input filter smoothing capacitance C_f

($Q_e=1000$, $Q_i=70$, $Q_v=1$, $H_u=1$)
図 17 予見制御による直流入力電圧変動抑制効果

Fig.17 Controllability of DC input voltage fluctuations due to a preview controller

高速高精度な傾斜磁場パターン電流追従制御が可能となることが明らかとなった。

以上の結果から、従来のデジタル制御方式で問題とされている制御演算時間や AD/DA 変換に伴う制御入力遅れの問題を解消し、デジタル制御系においても高速な i_{GC} 制御応答性が得られる事が明らかとなった。

今後は i_{GC} 制御特性向上の観点からスイッチング周波数のさらなる高周波化が期待されているが、パワー半導体デバイスのスイッチング電力損失、スイッチングサージによる電磁ノイズ（伝導性/放射性ノイズ）、高い dv/dt による対地リーク電流の増大、高い di/dt によるトランス・リアクトルの電氣的絶縁破壊といった問題があるため、新型パワー半導体デバイスとして脚光を浴びているトレンチゲート IGBT, MCT, IEGT や IGCT などによる補助共振スナバを用いたソフトスイッチング高周波 PWM 電力増幅回路の新開発と評価検討、及び商用電源高調波電流抑制に関わるアクティブ整流コンバータの導入が早急に望まれている。

(平成 12 年 6 月 12 日受付, 同 12 年 12 月 20 日再受付)

文 献

- (1) 核磁気共鳴医学研究会編：「NMR 医学—基礎から臨床—」，丸善，1984
- (2) 木村博一：「最近の医用画像診断装置」，朝倉書店，pp.150-153, 1988
- (3) 福田博也，高野博司，畠山敬信，中岡睦雄：「高磁場 MRI 用大容量並列形スイッチング電源とそのデジタル制御方式の検討」，電学論 C, 118 巻 7/8 号，pp.1034-1041, 1998
- (4) K.P.Gokhale, A.Kawamura, and R.G.Hoft, "Dead Beat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveforms Synthesis", IEEE-Trans. on Industry Applications, pp.901-910, 1987
- (5) H.Fukuda and M.Nakaoka, "High-Frequency ZVS PWM Power Amplifier for Magnetic-Field Current Tracking Control Scheme and Its Design Considerations", Proceedings of IEEE-PEDS (Power Electronics and Drive Systems), pp.238-245, July 1995
- (6) S.Watanabe, P.Boyagoda, H.Takano, and M.Nakaoka, "Advanced Digital Control Scheme of A Paralleled Bridge Type Current Tracking High Power Conversion Amplifier for Magnetic Resonance Imaging", Proceedings of 7th. European Conference on Power Electronics and Applications, Vol.2, pp.2.297-2.302, September 1997
- (7) 渡辺修治，高野博司，中岡睦雄：「最適 1 型デジタルサーボ PWM 電力増幅器による電流追従制御」電学論 D, 118 巻 11 号，pp.1328-1329, 1998-11
- (8) S.Watanabe, P.Boyagoda, M.Nakaoka, "High Precision Current Tracking PWM Amplifier with Optimal Type 1 Digital Controller for Generating Magnetic Field in MRI Systems" Proceedings of the IEE-UK 7th International Conference on Power Electronics & Variable Speed Drives, (PEVD), pp.437-441, September 1998
- (9) H.Takano, S.Watanabe and M.Nakaoka, "Multiple-Bridge PWM Current-Regulated Power Amplifier for Magnetic Resonance Imaging System and Its Feasible Digital Control

Implementation" Proceedings of the 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON) on CD-ROM (00143.pdf), Vol.2 pp.785-796 December 1999

- (10) S.Watanabe, P.Boyagoda, H.Iwamoto, M.Nakaoka, H.Takano "Power Conversion PWM Amplifier with Two Paralleled Four Quadrant Chopper for MRI Gradient Coil Magnetic Field Current Tracking Implementation", Proceedings of 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol.2, pp.909-913, June 1999
- (11) 土屋武士，江上 正：「デジタル予見制御」，産業図書，pp.27-30, pp.41-44, pp.75-76, 1992
- (12) 土屋武士，江上 正：「現代制御工学」，産業図書，pp.170-p.175, 1991

渡辺 修治

(正員) 1997 年 3 月，山口大学大学院工学研究科博士前期課程，山口大学大学院理工学研究科博士後期課程電気システム工学専攻に在籍中。1999 年 4 月より，国立松江工業高等専門学校助手。工学修士。主に高周波パワーエレクトロニクスと制御応用の教育と研究に従事。パワーエレクトロニクス研究会(JPE)正会員。

高野 博司

(正員) 豊橋技術科学大学大学院修士課程生産システム工学専攻。工学修士。日立メディコ技術研究所に所属。主として医用 X 線診断機器のシステム制御，医用 X 線高電圧電源装置並びに医用 MRI 電源装置の研究開発に従事。IEEE，日本放射線技術学会，JPE の各正会員。

平木 英治

(正員) 大阪大学大学院基礎工学研究科博士前期課程電気工学専攻。工学修士。マツダ(株)技術研究所を経て，山口大学工学部電気電子工学科助手。宇部工業高等専門学校非常勤講師。主にソフトスイッチング半導体電力変換システムに関する教育と研究に従事。JPE 正会員。

中岡 睦雄

(正員) 大阪大学大学院工学研究科・博士後期課程電気工学専攻。山口大学工学部電気電子工学科・大学院理工学研究科電気システム工学専攻・教授。工学博士。アドバンスドパワーエレクトロニクスと電機システム制御応用に関する教育と研究に従事。電子情報通信学会，システム制御情報学会，IEEE，IEE-Korea，EPE，IEE-UK，JPE の各正会員。