Inverter Dead-Time Compensation and Control Scheme for Reducing Harmonic Distortion and Improving Conversion Efficiency

Zhongwei Guo Member (Nagasaki University, Shindengen Electric Mfg. Co., Ltd.)

Fujio Kurokawa Senior Member (Nagasaki University)

Keywords: PWM inverter, LC filter, dead-time compensation, sliding mode control, conversion efficiency

A renewable energy system usually uses a grid-connected inverter to interface with the utility grid. To promote the use of such systems, grid-connected inverters with low harmonic distortion and high efficiency are required.

Fig. 1 shows the circuit configuration of a single-phase three-wire grid-connected inverter. The circuit uses a DC/DC converter to boost a low dc voltage to the dc-link voltage required for inverter operations. In inverter circuits, dead-time is necessary to prevent short-circuits in the dc-link voltage source. The dead-time results in output quality deviations and hinders dc-link voltage utilization. Many dead-time compensation methods have been investigated for use in motor drive applications. Usually, the current polarity is used to compensate for the dead-time effect. However, for the inverters with an LC filter, especially when a small inductor is used, the compensation using the current polarity may deteriorate the output quality.

In this paper, the dead-time mechanism of inverters with an LC filter is analyzed, and a mathematical model is presented. Using this model, we propose a new current control scheme involving the use of a PI controller and a sliding mode controller (SMC).

Fig. 1. 1φ3W grid-connected inverter circuit

Fig. 2 shows the proposed current controller configuration. The PI controller controls the inverter when the inverter operates in the linear region. With a sliding mode function, the SMC detects dead-time nonlinear operations and outputs the dead-time error voltage for dead-time compensation. Depending on the SMC output, the upper side switch or the lower side switch can be kept off, and the counter side switch can be controlled up to a PWM duty of 100%, with a smooth transition between different dead-time operation modes. The proposed scheme maximizes the dc-link voltage utilization and greatly improves the conversion efficiency.

The validity of the control scheme is confirmed by simulation and experimental results. The experimental results show that harmonic distortion is decreased to 1/3–1/2 of that in the conventional PI controller, the dc-link voltage can be reduced by about 10%, and an improvement of 1.6% is achieved in the efficiency.

Fig. 3 shows a comparison current waveform of the proposed controller with that of the conventional one.

Fig. 3. Experimental waveforms of output current for the proposed and conventional PI controller

Fig. 2. Configuration of the proposed controller

系統連系インバータのデッドタイム補償及び 効率改善のための制御方法

正 員 郭 中為^{*,**} 上級会員 黒川不二雄^{*,***}

Inverter Dead-Time Compensation and Control Scheme for Reducing Harmonic Distortion and Improving Conversion Efficiency

Zhongwei Guo^{*,**}, Member, Fujio Kurokawa^{*,***}, Senior Member

In PWM inverters, dead-time is necessary to prevent short-circuits in the power supply; the dead-time results in output quality deviations and hinders dc-link voltage utilization. In this paper, the dead-time mechanism of inverters with an LC filter is analyzed, and a mathematical model is presented. Using this model, we propose a new current control scheme involving the use of a PI controller and a sliding mode controller. Depending on the sliding mode controller output, the upper side switch or the lower side switch can be kept off, and the counter side switch can be controlled up to a PWM duty of 100%, with a smooth transition between different dead-time operation modes. The scheme maximizes the dc-link voltage utilization and improves the conversion efficiency. Experimental results show that harmonic distortion is decreased to 1/3–1/2 of that in the conventional PI control scheme, the dc-link voltage can be reduced by about 10%, and an improvement of 1.6% is achieved in the efficiency.

キーワード：PWM インバータ，LC フィルタ，デッドタイム補償，スライディングモード制御，変換効率

Keywords: PWM inverter, LC filter, dead-time compensation, sliding mode control, conversion efficiency

1. まえがき

地球温暖化環境問題への取り組みとして，太陽光，風力などの再生可能エネルギーの利用が促進されている。このようなエネルギーは日照や風など自然条件に対応して変化するため，単独で負荷装置へ安定な電力を供給することはできないという問題がある。商用電源と連系しながら負荷へ安定な電力を供給すると共に余剰の電力を商用系統へ売電する系統連系インバータが必要とされている。

このような系統連系インバータ装置が大量に導入された場合に，出力高調波歪みの影響により商用系統の電圧品質の低下が懸念される。このため，系統連系インバータに低

歪みな正弦波電流出力が要求されている。高調波抑制対策と共に，CO₂削減が目的であるため損失の少ない高効率実現技術は系統連系インバータの重要な研究課題である。

太陽光発電などに使用される系統連系インバータは太陽光パネルなどから提供される低い電圧を DC/DC コンバータで昇圧し，インバータ部でその直流電圧を必要な交流電力に変換している。通常，インバータ回路の上下スイッチを交互にオン・オフするように制御している。上下スイッチの同時オンによるアーム短絡を防止するために，スイッチングする時に，上下スイッチを同時オフする期間，即ち，デッドタイム期間を設ける必要がある。このデッドタイムの影響により，インバータシステムの動作が非線形動作となるため，線形モデルに基づいた検討で理想な制御性能が得られないと考える。回転機制御を対象に，現在まで多くのデッドタイム補償法が提案されている^{(1)~(7)}。文献(1)~(5)は電流の極性で誤差電圧のフィードフォワードによるデッドタイム補償を行っている。また，モータ低速運転領域に電流極性だけのデッドタイム補償は不十分であるため，文献(6)(7)は外乱オブザーバを用いてデッドタイム補償を行うことで低速回転領域の特性改善を図っている。回転機負荷用インバータの場合，インバータの出力端に大きなインダクタが接続されることとみなすことができ，スイッチングリップル電流が小さい。出力電流のゼロクロッシング

* 長崎大学大学院生産科学研究科
〒852-8521 長崎市文教町 1-14
Graduate School of Science and Technology, Nagasaki University
1-14, Bunkyo-machi, Nagasaki 852-8521

** 新電元工業（株）
〒357-8585 飯能市南町 10-13
Shindengen Electric Mfg. Co., Ltd.
10-13, Minami-cho, Hanno 357-8585

*** 長崎大学工学部電気電子工学科
〒852-8521 長崎市文教町 1-14
Department of Electrical and Electronic Engineering, Nagasaki University
1-14, Bunkyo-machi, Nagasaki 852-8521

期間が短いため、電流極性でのデッドタイム補償が有効な方法と考える。しかし、LCフィルタ付インバータ、特に低コストのため、ACフィルタに小容量インダクタが採用された場合はインダクタリップル電流が大きい、インダクタに流れるインバータ出力電流が極性を交代しながら負荷に電流を供給する期間が長いという特徴がある。この期間において、一方のスイッチがオフされた時はブリッジ回路の反対側スイッチのダイオードが自動的にオンされる、そのため、PWMゲート信号にデッドタイムを挿入しても動作結果に影響しない、即ちデッドタイム誤差電圧が発生しない。デッドタイム誤差が発生しないため、平均値電流の極性によるデッドタイム補償を行う場合は逆に特性を悪化する恐れがある。また、文献(6)(7)に提案された外乱オブザーバ法は低速回転のモータ駆動インバータに有効と考えるが、DSPコントローラの場合に制御演算及び制御結果がサンプリング値に反映されるまでの遅れ時間の影響により、外乱オブザーバを高速化するのは困難と考える。また、系統連系インバータのような逆変換電源装置に対して正弦波波形出力が要求されている。モータの漏れインダクタンスのようにフィルタの役目をするデバイスが負荷側に存在しないため、ACフィルタをインバータ内部に搭載する必要がある。ACフィルタのインダクタは高価な回路素子なので、できる限り低コストの小容量のインダクタを採用する必要がある。この場合に、インバータと商用系統との間のインピーダンスは非常に小さいため、僅かな制御信号のずれでも大きな電流制御誤差をもたらす、安定な制御を実現するため、外乱オブザーバ法をこのような装置へ適用する場合はさらに低速化する必要がある。即ち、高性能なデッドタイム補償を実現することは困難と考える。

さらに、前述の従来の文献では、回転機駆動インバータを対象にデッドタイム誤差電圧が出力電流の極性により符号が変化することが報告されている。インバータの出力端に大容量なインダクタンスが接続されていることを前提とした近似した表現であり、小容量インダクタで構成されるACフィルタが搭載するインバータの場合は電流極性だけではなく、スイッチングリップル電流の大きさによりある電流範囲で誤差電圧が変化するものであり、5つの動作モードに分ける必要がある。その数式モデルについての報告はないようである。

デッドタイムの影響で、スイッチングPWM信号の有効オンデューティを100%までリニアに出力することは出来ないため、直流リンク電圧の利用率が低下し、デッドタイムの必要ない理想スイッチに比べ、高い直流リンク電圧が必要とされている。結果として、回路素子に高い耐圧を要求すると共に、スイッチングロスの増加をもたらす⁽⁸⁾。

さらに、IGBTスイッチング素子が採用された場合には、IGBTダイオードを通して電流が流れる動作モードがあって、この期間にIGBTをオン・オフ制御する必要はない。常にオン・オフ制御する場合は、無駄なドライブロスが発生すると共に、IGBTがオフされる時にゲートの残留電荷

によりターンオフ損失が大きいという問題がある⁽⁹⁾。

本論文では、LCフィルタ付インバータのデッドタイムにより生じる誤差電圧のメカニズムを明らかにし、従来のPI制御に加えてスライディングモード制御を併用することで、出力高調波歪みを改善すると共に、直流リンク電圧の低減及び変換効率の向上を図る。この提案方式では、線形動作領域の動作はPI制御器により制御し、デッドタイムによる非線形動作が検出された場合には数式モデルより得られた結果を基にスライディングモード制御器を設計することで、非線形動作の悪影響を排除できる。これにより、歪み率の改善を図っている。スライディングモード制御のパラメータを自己調整することで、回路パラメータ及び動作条件変化への適応制御を図っている。スライディングモード制御器の出力を基に、IGBTスイッチの必要のないゲートオン信号をなくすことができるため、ターンオフロスを低減すると共に、デッドタイム期間を無くすることができる。スイッチの実効オンデューティを100%までリニアに出力することができ、直流リンク電圧利用率を最大にすることができる。これにより、直流リンク電圧の低減及び効率改善を図っている。シミュレーションと実験により、その効果を検証したので、その内容について述べる。第2章では、回路の構成及び従来の問題点、第3章では、デッドタイム解析及び直流リンク電圧設計法、第4章では、提案する制御器の実現方法、第5章では、単相3線式系統連系インバータを用いたシミュレーション結果、第6章では、実験結果、第7章をまとめとする。

2. 回路構成及び従来問題の説明

〈2・1〉 インバータ回路及び制御構成 図1に単相3線式系統連系インバータの回路構成を示す。ここで、 V_{dc} は直流リンク電圧、 L_f 及び C_f はそれぞれ出力フィルタのインダクタとコンデンサである。 L_s 及び R_s はそれぞれ、配電線など系統側のインダクタンス、抵抗インピーダンスを示す。

図2に電流制御の構成を示す。ここで、インバータ回路は連続時間モデルで表し、 s はラプラス演算子である。 i_{inv}^* は上位系からのインダクタ電流指令であり、計測されたインダクタ電流 i_{inv} をそれに一致させるために、変調制御信号 m_{inv} を演算するための制御信号 u を決定する。制御系に

図1 単相3線式系統連系インバータ回路構成
Fig. 1. 1φ3W grid-connected inverter circuit configuration.

図2 インバータ電流制御（従来制御）

Fig. 2. Inverter current controller configuration.

図3 出力電流波形比較

Fig. 3. Output current comparison.

使用される V_o 及び V_{dc} はそれぞれ、系統電圧及び直流リンク電圧の計測結果である。図2の V_{ref} と V_{inv} はそれぞれ、変調信号を作成するためのインバータ出力電圧指令とインバータ出力電圧のキャリア周期平均である。ハイ側スイッチ (Q_{11} , Q_{21}) のオンデューティは(1)式で計算される。ロー側スイッチ (Q_{12} , Q_{22}) のゲート信号はハイ側スイッチの相補出力とする。ただし、短絡防止のため、一方のスイッチをオフにしてから、反対側スイッチをオンするまでにデッドタイムを挿入する必要がある。

$$D = (m_{inv} + 1) / 2 \dots \dots \dots (1)$$

〈2・2〉 従来問題の説明 図3(a)及び図3(b)にデッドタイムは必要ない理想スイッチの場合と $3\mu s$ のデッドタイムを挿入した場合の出力電流のシミュレーション結果を示す。デッドタイムの影響でゼロクロス付近の電流波形が大きく歪んでしまう問題がある。また、図3(c)に出力電流指令の極性にに応じてデッドタイム補償を行う場合のシミュレーション結果を示す。小容量インダクタが採用される場合には波形が改善されるのではなく、逆に波形歪みが大きくなることが分かる。

図4(b)及び図4(c)に直流リンク電圧が図4(a)のように変化する時の出力電流波形を示す。デッドタイムは必要ない図4(b)の場合、直流リンク電圧は285V以上の領域に歪みの少ない電流が出力されている。それに対して、 $3\mu s$ のデッドタイムが挿入された場合、直流リンク電圧は320V

図4 直流リンク電圧変化時の出力波形比較（従来制御）

Fig. 4. Output current with conventional PI controller.

以下のときに、出力電流が大きく歪んでしまう問題がある。高い出力電圧を得るために、モータドライブインバータを対象に過変調制御技術が利用されている⁽¹⁰⁾、高い出力電圧実効値が得られるが、次数の低い高調波電圧が出力される問題がある。系統連系インバータは正弦波電流を出力することは目的であり、低歪みな出力電流が要求されている⁽¹¹⁾。商用系統は低インピーダンスの交流電圧源と見なすことができるため、系統連系インバータ回路と商用系統の間は配線インピーダンス以外に、ACフィルタのインダクタンスしかない。特に小容量のインダクタが採用された場合に、僅かな高調波電圧でも、大きな高調波電流をもたらす。本論文はデッドタイムの影響を排除し、リニア性を維持しながらIGBTスイッチの実効オンデューティを100%まで出力できる方法を提案し、直流リンク電圧の最小化を図る。

3. デッドタイム解析及び直流リンク電圧設計法

〈3・1〉 デッドタイム誤差電圧 デッドタイム期間中のスイッチ動作は制御器の制御指令に従うことはなく、電流方向及びその大きさに決定される。結果として、制御器の制御信号と実際のインバータ端子に発生する電圧との間に誤差が発生する。ここで、図5に示す回路を用いて、デッドタイムの解析を行う。デッドタイム誤差電圧 ΔV を(2)式に定義するものとし、各電流領域を対象に動作モードの解析を行い、その数式表現を求める。

$$\Delta V = \bar{V}_{inv} - V_{ref} \dots \dots \dots (2)$$

ただし、 $\bar{V}_{inv}$ はインバータ端子と直流リンク中点間の電圧のキャリア周期平均、 V_{ref} は制御系演算結果のインバータ出力電圧指令である。スイッチング素子の電圧降下を0として、解析を進める。

図5 デッドタイム動作解析用回路構成

Fig. 5. Circuit configuration for dead time analysis.

図6 デッドタイム誤差電圧モード1: $\bar{i}_{inv} \geq i_r/2$

Fig. 6. Dead-time error mode 1.

(1)モード1: $\bar{i}_{inv} \geq i_r/2$ ここに、 $\bar{i}_{inv}$ はインダクタ電流の周期平均、 i_r は出力リップル電流の大きさを示す。この動作モードにおいて、スイッチング期間内にインダクタに流れる電流の極性が全て正である。図6にPWMゲート信号、インバータ端子電圧、インダクタ電流の波形を示す。ここで、 V_{g+} :ハイ側スイッチ Q_1 のゲート信号、 V_{g-} :ロー側スイッチ Q_2 のゲート信号、 V_{inv} :インバータIGBT端子と直流リンク中点との間の電圧信号、 i_{inv} :インダクタ電流である。インバータ出力電圧、誤差電圧 ΔV 及びインダクタ電流はそれぞれ、(3)~(5)式で表すことになる。

$$\bar{V}_{inv} = V_{ref} - \frac{T_d + T_{on1} - T_{off1}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \dots\dots\dots (3)$$

$$\Delta V = \bar{V}_{inv} - V_{ref} = -\frac{T_d + T_{on1} - T_{off1}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \dots\dots\dots (4)$$

$$\bar{i}_{inv} = \frac{(V_{ref} - \Delta V - V_o)}{sL} + \frac{i_r}{2} \dots\dots\dots (5)$$

(5)式において、インバータの回路モデルは連続時間モデルで表した方がその動作が分かりやすいので、ラプラス演算子 s の表現を用い、制御部に関してはデジタル制御なので離散時間モデルとして演算子 z を用いている。 $1/s$ はインダクタ両端に印加される電圧の時間積分を比例に電流が変化することを意味し、(6)式に示す積分式に置き換えることもできる。

$$i_{inv} = \int_{t_0}^t \left(\frac{V_{ref}(t) + \Delta V - V_o(t)}{L} \right) dt + \frac{i_r}{2} \dots\dots\dots (6)$$

ここで、 t_0 はモード1の開始時間、 $i_r/2$ はモード1のインダクタ電流の初期値である。

このときの誤差電圧は以後の説明に使用されるため、その大きさを正誤差電圧で表現し、記号を ΔV_p で表記し、結果は(7)式に示す。

$$\Delta V_p = -\Delta V = \frac{T_d + T_{on1} - T_{off1}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \dots\dots\dots (7)$$

(2)モード2: $i_r/2 - \delta_p < \bar{i}_{inv} < i_r/2$ ここで、 δ_p は(8)式で定義し、交流周期に変化する交流電圧により値が変化する。

$$\delta_p = (T_d + T_{on1} - T_{off2}) \cdot \frac{(E_d - V_o)}{L} \dots\dots\dots (8)$$

説明の便宜のために、 δ_p は正クランプ電流で表現する。この正クランプ電流はモード2スイッチング周期の負ピーク電流の最大値を示している。(8)式の中に、 $(E_d - V_o)/L$ はハイサイドスイッチがオンされる時のインダクタ電流の時間変化率 di/dt であり、 $(T_d + T_{on1} - T_{off2})$ はローサイドスイッチ Q_2 がオフされてからハイサイドスイッチ Q_1 がオンされるまでの実効デッドタイム期間である。

図7及び図8にモード2における2つの代表的な動作パターンのそれぞれのPWMゲート信号、インバータ端子電圧、インダクタ電流の波形を示す。図7に示す動作パターンでは、ローサイドIGBTがオフされるときにインダクタ電流の極性が負であって、デッドタイム期間にハイサイドIGBTのダイオード D_1 が導通し、インダクタ電流が負の極性からゼロになる。そのあとのデッドタイム期間にゼロ電流状態が保持される。図8に示す動作パターンでは、ローサイドIGBTがオンされる期間にダイオード D_2 を通して正の電流が流れる、デッドタイム期間に Q_2 がオフされてもダイオード D_2 が継続的に導通し、インダクタ電流が正の極性からゼロになる、その後のデッドタイム期間は図7と同じでゼロ電流状態が保持される。インダクタ平均電流の極性が正であることと、デッドタイム期間完了の時点にインダクタ電流がゼロであることがモード2の共通な特徴である。また、電流ゼロの期間において、インバータ出力電圧 V_{inv} はACフィルタのコンデンサ電圧と同じである。電圧指令 V_{ref} を $V_o \sim V_o + \Delta V_p$ の範囲で変化させた場合にインバータ出力電流波形は変化するが、次のスイッチング周期のデッドタイム期間でゼロ電流に戻ってしまう。即ち、変調指令を $V_o \sim V_o + \Delta V_p$ の範囲内で変化させたときに、次のスイッチング周期のデッドタイム期間に電流の変化量がキャンセルされて、出力電流が殆ど変化しない。このモードにおいて、インバータ出力電圧のスイッチング周期平均はコンデンサ電圧 V_o と同じであって、インバータ出力の平均電圧と誤差電圧はそれぞれ、(9)式と(10)式に示す。

$$\bar{V}_{inv} = V_o \dots\dots\dots (9)$$

図7 デッドタイム誤差電圧モード2：
 $i_r/2 - \delta_p < \bar{i}_{inv} < i_r/2$ パターン1
Fig. 7. Dead-time error mode 2, pattern 1.

図8 デッドタイム誤差電圧モード2：
 $i_r/2 - \delta_p < \bar{i}_{inv} < i_r/2$ パターン2
Fig. 8. Dead-time error mode 2, pattern 2.

$$\Delta V = \bar{V}_{inv} - V_{ref} \doteq V_o - V_{ref} \dots \dots \dots (10)$$

また、この動作モードでは、例えば、図7と図8のACフィルタのコンデンサ電圧 V_o が同じとすれば、電圧指令 V_{ref} が $V_o \sim V_o + \Delta V_p$ の範囲で変化しても、図7と図8の i_r の値は同じで、変調指令 V_{ref} の変化と比例に、出力電流波形が上下にシフトされる。シフトされる量はスイッチング周期ピーク電流の変化量と同じであるため、正のピーク電流の変化を求めることでインダクタ平均電流の変化を取得することが出来る。この動作モードでは、ハイサイドスイッチ Q_1 がオンされるときに、インダクタ電流はゼロであるため、電圧指令 V_{ref} から計算されるオン時間の変化とインダクタ電流 di/dt の積から電流の変化量を求めることができる。図2の制御ブロックに記載されるように変調率を $m_{inv} = V_{ref} \cdot 2/V_{dc}$ で計算することができ、 E_d は直流リンク電圧 V_{dc} の1/2であるため、(1)式により Q_1 のオンデューティ比を(11)式で求めることが出来る。

$$D = V_{ref}/(E_d \cdot 2) + 1/2 \dots \dots \dots (11)$$

コンデンサ電圧 V_o を基準に $(V_{ref} - V_o)$ の電圧指令変化があったときに、 V_{ref} と V_o を(11)式に代入してその差を求めることで、デューティ比の変化は $(V_{ref} - V_o)/(E_d \cdot 2)$ であることが分かる。さらに、デューティ比の変化とスイッチング周期 T_c との積でスイッチ Q_1 オン時間の変化を求めることができ、電流変化率 di/dt は $(E_d - V_o)/L$ であるため、電圧指令は V_o から V_{ref} に変化した時に電流の変化量 Δi_{inv} が(12)式で表すことができる。

$$\Delta i_{inv} = \frac{(V_{ref} - V_o)}{E_d \cdot 2} \cdot T_c \cdot \frac{(E_d - V_o)}{L} \dots \dots \dots (12)$$

さらに、電圧指令 V_{ref} が V_o と同じである場合に、インバータ電流はモード2の最小電流となっており、電流波形の負側のピークは $-\delta_p$ であり、リップル電流の大きさは i_r であるため、インダクタ電流のスイッチング周期平均は(13)式で表すことができる。

$$\bar{i}_{invMIN} = i_r/2 - \delta_p \dots \dots \dots (13)$$

(13)式に示す電流値 $\bar{i}_{invMIN}$ に(12)式に示す電流変化量を足すことで、(14)式に示すモード2のインバータ電流の数式表現が得られる。

$$\begin{aligned} \bar{i}_{inv} &= \bar{i}_{invMIN} + \Delta i_{inv} \\ &= \frac{i_r}{2} - \delta_p + \frac{(V_{ref} - V_o)}{E_d \cdot 2} \cdot T_c \cdot \frac{(E_d - V_o)}{L} \dots \dots \dots (14) \end{aligned}$$

スイッチ Q_1 と Q_2 のターンオフ時間が同じとすれば、(14)式を(7)式に示す正誤差電圧 ΔV_p と(8)式に示す正クランプ電流 δ_p で表すと、(15)式に示す電圧指令とインダクタ電流との関係式を得ることができる。(15)式から、インバータ電流がインバータ電圧指令 V_{ref} の変化に比例に変化し、抵抗のような動作特性であることが分かる。また、モード2の誤差電圧が(16)式に示す範囲で変化する。

$$\bar{i}_{inv} \doteq \frac{i_r}{2} - \delta_p + \frac{(V_{ref} - V_o)}{\Delta V_p} \cdot \delta_p \dots \dots \dots (15)$$

$$0 < \Delta V < \Delta V_p \dots \dots \dots (16)$$

また、インダクタ電流の周期平均が正であり、デッドタイム期間中にインダクタ電流がゼロになってから Q_1 がオンされる場合に(9)、(10)式及び(14)式が成立する。図7と図8に示す動作パターンがこれらの条件を満足しているため、いずれの場合も(9)、(10)式及び(14)式の同一の式で表現できる。

さらに、(15)式において、 $V_{ref} = V_o + \Delta V_p$ の場合にインダクタ平均電流が $i_r/2$ となり、モード2の電流上界であると同時にモード1の電流下界と一致する、誤差電圧が同じく ΔV_p であるため、モード2上界とモード1下界の誤差電圧が一致することが分かる。

(3)モード3： $-i_r/2 + \delta_n \leq \bar{i}_{inv} \leq i_r/2 - \delta_p$ ここで、

図9 デッドタイム誤差電圧 (モード3)

Fig. 9. Dead time error mode 3.

δ_n は (17) 式で定義し, δ_p のように, 交流電圧の変化とともに値が変化する。

$$\delta_n = (T_d + T_{on2} - T_{off1}) \times \frac{(E_d + V_o)}{L} \dots\dots\dots (17)$$

図9にモード3のPWMゲート信号, インバータ端子電圧, インダクタ電流の波形を示す。この動作モードにおいて一方のスイッチがオフされた時に反対側スイッチのダイオードが自動にオンされるため, デッドタイム及びIGBTオン遅れの影響を受けず, デッドタイム誤差電圧が発生しない。図9に示す動作波形を基に(18)式に示すインバータ出力の平均電圧を求めることができる。誤差電圧及びインバータ電流がそれぞれを(19)式と(20)式に示す。ここで, スイッチ Q_1 と Q_2 のターンオフ時間が同じとすれば, 誤差電圧がゼロとなり, 理想スイッチ特性が得られる。

$$\bar{V}_{inv} = V_{ref} + \frac{T_{off1} - T_{off2}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \dots\dots\dots (18)$$

$$\Delta V = \frac{T_{off1} - T_{off2}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \doteq 0 \dots\dots\dots (19)$$

$$\bar{i}_{inv} = \frac{V_{ref} + \Delta V - V_o}{sL} \doteq \frac{V_{ref} - V_o}{sL} \dots\dots\dots (20)$$

また, モード2の電圧指令と電流との関係を示す(15)式において, $V_{ref} = V_o$ の場合にインダクタ平均電流が $i_r/2 - \delta_p$ となり, モード2の電流下界であると同時に, モード3の電流上界と一致する。誤差電圧についても, モード2下界の誤差電圧がゼロであることはモード3の誤差電圧と一致する。

(4) モード4: $-i_r/2 < \bar{i}_{inv} < -i_r/2 + \delta_n$ ここで, δ_n は前述の(17)式に定義されている。この動作モードのインバータ出力電圧, 誤差電圧及びインバータ電流はそれぞれ, (21)~(23)式に示す。

$$\bar{V}_{inv} \doteq V_o \dots\dots\dots (21)$$

$$\Delta V = \bar{V}_{inv} - V_{ref} \doteq V_o - V_{ref} \dots\dots\dots (22)$$

$$\bar{i}_{inv} = -\frac{i_r}{2} + \delta_n + \frac{(V_{ref} - V_o)}{\Delta V_n} \times \delta_n \dots\dots\dots (23)$$

ここで, ΔV_n は後述するモード5の負誤差電圧であり, (25)式に定義される。

(5) モード5: $\bar{i}_{inv} \leq -i_r/2$ この動作モードのインバータ出力電圧, 誤差電圧及びインバータ電流を(24)~(26)式にそれぞれ示す。

$$\bar{V}_{inv} = V_{ref} + \frac{T_d + T_{on2} - T_{off2}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \dots\dots\dots (24)$$

$$\Delta V_n = \bar{V}_{inv} - V_{ref} = \frac{T_d + T_{on2} - T_{off2}}{T_c} \cdot 2 \cdot E_d \dots\dots\dots (25)$$

$$\bar{i}_{inv} = \frac{V_{ref} + \Delta V_n - V_o}{sL} - \frac{i_r}{2} \dots\dots\dots (26)$$

以上で, デッドタイム誤差電圧の動作解析を行った。モード1において, ハイサイドスイッチをオフした場合, ローサイドのダイオードを通して, インバータ端子に負の電圧が印加される。ローサイドスイッチのオン信号を出力しないことで, デッドタイムは必要なくなるため, ハイ側スイッチのオンデューティを100%まで出力することができる。モード5の場合にも同様にロー側スイッチのオンデューティを100%まで出力することができる。

〈3・2〉 直流リンク電圧の設計方法 正弦波出力を条件に, インバータ出力電流の有効成分 I_d と無効成分 I_q を出力するために, (27)式に示すインバータ電圧が出力される必要がある。

$$V_{invRMS} = \sqrt{(V_{oRMS} - I_{qRMS} \cdot \omega \cdot L)^2 + (I_{dRMS} \cdot \omega \cdot L)^2} \dots\dots\dots (27)$$

ここで, V_{invRMS} はLCフィルタ前のインバータ出力電圧の実効値, V_{oRMS} はフィルタコンデンサ電圧の実効値, ω は交流角周波数, L はLCフィルタのインダクタンスである。

デッドタイムを0とする場合は, インバータから出力できる電圧は(28)式で表すことができる。

$$V_{invRMS} = \frac{E_d}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (28)$$

ただし, デッドタイム誤差電圧 ΔV の影響を考慮する場合は(29)式で表すことになる。

$$V_{invRMS} = \frac{E_d - \Delta V}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (29)$$

誤差電圧 ΔV は出力電流の大きさにより変化するものであり, 全領域の出力品質を保証するため, (27)式及び(29)式により求めると, (30)式に示す直流リンク電圧が必要になる。ここで, $V_{dc} = 2 \cdot E_d$ である。

$$V_{dc} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{(V_{oRMS} - I_{qRMS} \cdot \omega \cdot L)^2 + (I_{dRMS} \cdot \omega \cdot L)^2 + 2 \cdot \Delta V} \dots\dots\dots (30)$$

即ち, 直流リンク電圧は誤差電圧の2倍を高くする必要がある。誤差電圧 ΔV は(4)式及び(25)式で求めることはできる。

〈4・3〉 スライディングモード制御パラメータの自己調整方法 スライディングコントローラでは正の誤差電圧 ΔV_p 及び負の誤差電圧 ΔV_n が使用されている。それらの値は、デッドタイム、直流リンク電圧及びスイッチング素子の ON・OFF 遅れ時間に影響される。

これから、誤差電圧の演算方法を説明する、図 11 に交流周期の制御信号の出力例を示す。上部の部分にスライディング制御の出力、下部の部分に PI 制御出力とスライディングモード制御出力の加算結果を示す。

PWM 変調信号を演算するためのインバータ電圧指令は (37) 式に示す。

$$V_{ref} = u_{pi} + u_{smc} + V_o \dots\dots\dots (37)$$

ここで、 u_{pi} 及び u_{smc} はそれぞれ PI 制御器及びスライディングモード制御器の出力である。

誤差電圧 ΔV を含んで、インバータ制御指令と電流の関係として、(38) 式が成立する。

$$V_{ref} = L \cdot \frac{di}{dt} + \Delta V + V_o \dots\dots\dots (38)$$

また、スライディングモード制御器が正誤差電圧を出力している間、時間 t_1 の電流を $i_{(t1)}$ とすると、時間 t_2 における電流 $i_{(t2)}$ は (39) 式のようになる。

$$i_{(t2)} = \int_{t1}^{t2} \frac{u_{pi} + u_{smc} - \Delta V}{L} dt + i_{(t1)} \dots\dots\dots (39)$$

ここで、電流 $i_{(t1)}$ と $i_{(t2)}$ は同じで、リップル電流の 1/2 であるので、(40) 式が得られる。

$$\Delta V = \frac{\int_{t1}^{t2} (u_{pi} + u_{smc}) dt}{t_2 - t_1} \dots\dots\dots (40)$$

ここで、 $t_1 \sim t_2$ 間の制御量 ($u_{pi} + u_{smc}$) の平均演算で正誤差電圧を求めることとし、 $t_3 \sim t_4$ 間の制御量で負誤差電圧を求める。これらの演算結果でスライディングモード制御のパラメータを調整する。

上記演算で得られた誤差電圧には回路素子の電圧降下も含まれているが、デッドタイム誤差電圧に比べて充分に小

図 11 パラメータ自動調整
Fig. 11. Parameter auto-tuning.

さい値なので、回路素子のカタログのパラメータで補正するに留める。

5. シミュレーション結果

デッドタイムの数式モデル及び提案する方法の制御特性を確認するためにシミュレーション検証を行った。従来の PI 制御を比較対象として、出力電流および直流リンク電圧が変化した時の動作比較を行い、提案方法の有効性を述べる。表 1 にシミュレーションに用いるパラメータを示す。

デッドタイム数式モデルを検証するため、オープンループ電圧制御のシミュレーションを行った。負荷条件が定格 50% の抵抗負荷であり、図 12(a) にデッドタイム補償を行わないときのオープンループ動作波形を示し、図 12(b) に導出したデッドタイムモデルを基にデッドタイム補償を行う場合のシミュレーション動作波形を示す。上段から下段までの波形はそれぞれ、電圧変調指令 V_{ref} /出力コンデンサ電圧 V_o 、インダクタ電流及び負荷出力電流を示す。デッドタイム補償を行わない場合はゼロクロス付近の正側と負側に、波形歪みが発生し、電圧指令に比べ、低い電圧が出力される。また、ゼロクロス付近でデッドタイム誤差が発生しないため、電流極性によるデッドタイム補償を行うと逆に出力品質が悪化する恐れがある。

続いて、シミュレーション動作波形を用いて、PWM ゲート制御方法及びデッドタイム補償効果を説明する。図 13 に提案法の定格 50% 出力時のシミュレーション結果と動作モード切替の時の拡大波形を示す。上段から下段までの波形はそれぞれ、系統電圧、PI コントローラ出力信号/スライディングモードコントローラ制御信号、ハイサイド IGBT ゲート信号/ローサイド IGBT ゲート信号、インダクタ電流、AC フィルタの出力側の電流である。スライディングモードコントローラ (SMC) が正の値を出力している間に、ローサイド IGBT の PWM ゲート信号を停止し、デッドタイムを挿入せずにハイサイド IGBT の制御を行っている。SMC コントローラが負の値を出力しているときに、ハイサイド IGBT の PWM ゲート信号を停止し、デッドタイムを挿入せずにローサイド IGBT の制御を行っている。SMC コントローラの出力がゼロである時に、従来制御と同じく、デッドタイムを挿入しながら、上下スイッチの PWM オン/オフを制御している。拡大波形に示すように、提案方法

表 1 システムパラメータ

Table 1. System parameters.

Output filter inductor	1mH(3.1%Z)
Output filter capacitor	20uF(15.9% Z)
Carrier frequency	20kHz
Dead time	$2 \mu s/3 \mu s/4 \mu s$
Rated output power	2kVA (1φ3W)
Utility voltage	1φ3W AC100V/200V
Utility frequency	50Hz
DC link voltage	290V/320V/ 350V

(a) Without dead-time compensation

(b) Compensation with proposed model

図 12 オープンループ電圧制御

Fig. 12. Open loop voltage control.

図 13 提案法動作波形

Fig. 13. Operation waveforms with proposed control.

がモード 2 とモード 4 の非線形動作を短時間に検出することができるため、高速にモード切替を行うことができる。これによりデッドタイムの悪影響を排除し、低歪みな出力波形が得られている。

図 14 出力電流波形及び高調波解析

Fig. 14. Output current & Harmonic spectrum.

図 15 デッドタイム変化時の高調波歪み比較

Fig. 15. THD with variations in dead time.

図 16 直流リンク電圧変化時の高調波歪み比較

Fig. 16. THD with variations in DC Link voltage.

図 14 に提案法の定格出力時のシミュレーション結果を示す。従来の PI 制御に比べてゼロクロス前後の波形が大きく改善され、総合歪み率が従来の PI 制御の約 1/3 となり、非常に良好な結果が得られている。

続いて、出力電流、実効デッドタイムおよび直流リンク電圧が変化した時に対しても、従来の PI 制御と提案法の比較を行う。

図 15 に実効デッドタイムが $3\mu\text{s}$ を中心に $\pm 1\mu\text{s}$ で変化する時、各負荷点において、従来の PI 制御と提案法の高調波含有率の比較結果を示す。デバイスのバラツキ及び動作条件変化により実際のデッドタイム時間が大きく変化しても、安定な改善効果が得られている。全ての出力領域において電流歪みが従来法の約 1/3～1/2 まで改善されている。

図 17 従来法と提案法の電流波形比較 (実験)
Fig. 17. Experimental output current waveform.

図 16 に直流リンク電圧を変化させたときのシミュレーション結果を示す。直流リンク電圧を 290 V～320 V～350 V の範囲で変化させたとき、直流リンク電圧が低い領域、従来制御は正常動作できないに対して、提案方法は全ての電圧及び負荷領域で電流歪み率が従来の PI 制御の約 1/3 まで改善できている。

制御器のパラメータは変更せずにシミュレーション検証を行ったため、動作条件変化と回路パラメータ変化の影響を殆ど受けないことを確認できる。

6. 実験検証

〈6・1〉 実験条件 提案する制御方法を図 1 に示す回路と表 1 の回路パラメータで実験検証を行う。デッドタイム = $3\mu\text{s}$ 、昇圧 DC/DC コンバータの入力電圧 = 160 V の条件で提案法と従来法との比較を行う。商用電源は安定な擬似交流電源、同じ実験装置に制御プログラムの書き換えだけであるため、装置のバラツキ及び動作条件変化による影響はないと考える。

〈6・2〉 高調波歪み改善 図 17(a)、図 17(b) 及び

図 18 出力電流高調波歪み率改善 (実験結果)
Fig. 18. Improvements in harmonic distortion.

図 19 従来方法の実験波形
(直流リンク電圧 = 320 V)
Fig. 19. Experimental waveform of conventional (V_{dc} = 320 V).

図 20 提案方法の動作波形
(直流リンク電圧 = 288 V)
Fig. 20. Experimental waveform of the proposed (V_{dc} = 288 V).

図 17(c) に提案方法と従来方法の出力電流波形比較を示す。図 18 に高調波歪みの改善効果を示す。全負荷領域の電流歪み率が PI 制御の約 1/3～1/2 まで改善できている。

〈6・3〉 直流リンク電圧低減 図 19 に直流リンク電圧が 320 V である時の従来方法の出力電流波形、図 20 に直流リンク電圧が 288 V である時の提案方法の出力電流波形を示す。320 V と 288 V はそれぞれ、従来方法と提案方法の直流リンク電圧限界値であり、約 32 V の直流リンク電圧低減効果が得られている。

〈6・4〉 変換効率改善 提案方法は 30 V 以上の直流リンク電圧低減効果を確認できたため、直流リンク電圧を現状の 350 V から 320 V に変更して、変換効率の実験データを取得した。図 21 に提案方法と従来方法の変換効率比較

図 21 効率改善効果

Fig. 21. Improvements in conversion efficiency.

を示す。定格出力時に約 1.6%の効率改善ができています。

7. ま と め

以上、LC フィルタ付系統連系インバータのデッドタイムにより生じる誤差電圧のメカニズムを明らかにし、インバータの動作を数式で表現することができた。この数式モデルを基に、新しいスライディングモード制御器を提案し、シミュレーション及び実験結果により提案方法の有効性を確認できた。結果を要約すると以下ようになる。

(1) インバータデッドタイムおよびスイッチング素子の動作遅れによる回路動作は 5 つの動作モードに分かれる。また、それらの各モードにおける数式表現を明らかにした。

(2) 得られた数式モデルを基に新しいスライディングモード制御器を提案し、高調波歪みを改善すると共に、直流リンク電圧の低減と変換効率の向上を図った。

(3) スライディングモード制御パラメータの自己調整方法を提案し、回路パラメータ及び動作条件変化への適応制御を実現した。

(4) PI 制御器とスライディングモード制御器を併用することで、全負荷領域に電流歪み率が PI 制御の約 1/3~1/2 まで改善できることをシミュレーションと実験検証で確認した。

(5) 直流リンク電圧の約 10%の低減効果と約 1.6%の効率改善を実験検証で確認できた。

(平成 21 年 3 月 25 日受付, 平成 21 年 9 月 11 日再受付)

文 献

(1) J. Kang, G. Xu, J. Xu, and C. Zhou: "Study of compensation method on dead-time effects for VSI fed drive systems", IEEE PESC Record, pp.548-552 (2007-6)

- (2) A.R. Munoz and T.A. Lipo: "On-line dead time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives", IEEE Trans. on Power Elec., Vol.14, No.4, pp.683-689 (1999-7)
- (3) D. Leggate and R.J. Kerkman: "Pulse based dead time compensator for PWM voltage inverter", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.44, No.2, pp.191-197 (1997-4)
- (4) N. Urasaki, T. Senjyu, K. Uezato, and T. Funabashi: "On-line dead-time compensation method for voltage source inverter fed motor drives", in Proc. IEEE APEC, pp.122-127 (2004-2)
- (5) B. Zhou, W.H. Lau, and H. Chung: "The analysis of a novel dead-time generation and compensation method for 2-level PWM topology", IEEE PESC Record, pp.1543-1547 (2006-6)
- (6) J. Itoh, T. Fujii, T. Hoshino, A. Odakaand, I. Sato, and D. Tanaka: "Analysis of dead-time compensation method using disturbance observer for vector control", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol.128, No.8, pp.1005-1012 (2008-8) (in Japanese)
伊東淳一・藤井崇史・星野哲馬・小高章弘・佐藤以久也・田中大輔: 「ベクトル制御における外乱オブザーバを用いたインバータ出力電圧の誤差補償手法の解析」, 電学論 D, **128**, 8, pp.1005-1012 (2008-8)
- (7) T. Hoshino and J. Itoh: "Analysis of dead-time error correction properties for V/F control with disturbance observer", Proc. of IEEE IAS, Vol.1, pp.179-182 (2006-8) (in Japanese)
星野哲馬・伊東淳一: 「外乱オブザーバを用いたインバータのデッドタイム誤差補償の解析」, 平 18 産業応用部大, Vol.1, pp.179-182 (2006-3)
- (8) M.H. Bierhoff and F.W. Fuchs: "Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation", IEEE PESC Record, pp.2836-2842 (2004-6)
- (9) S. Kouro, M. Perez, H. Robles, and J. Rodriguez: "Switching loss analysis of modulation methods used in cascade H bridge multilevel converters", IEEE PESC Record, pp.4662-4668 (2008-6)
- (10) A.M. Hava, R.J. Kerkman, and T.A. Lipo: "Carrier-based PWM-VSI over-modulation strategies: analysis, comparison, and design", IEEE Trans. on Power Elec., Vol.13, No.4, pp.674-689 (1998-7)
- (11) 日本電気協会: 分散型電源系統連系技術指針, 第 2 章, オーム社 (2001)
- (12) A.G. Perry, G. Feng, Y.-F. Liu, and P.C. Sen: "A new sliding mode like control method for buck converter", IEEE PESC Record, pp.3688-3693 (2004-6)

郭 中 為 (正員) 1968 年 1 月 29 日生。1991 年 6 月中国南開大学大学院修士課程修了。現在、新電元工業(株)及び長崎大学大学院生産科学研究科博士後期課程に属し、インバータ制御の研究開発に従事。

黒 川 不二雄 (上級会員) 1976 年 3 月福岡工業大学工学部電子工学科卒業。1977 年同大工学部助手, 1984 年長崎大学工学部助手, 1994 年同大工学部助教授。工博。この間、電子機器用電源、高速デジタル制御、太陽光発電システム、照明用電子安定器、ロボット制御、高速カラー画像識別システム等の研究に従事。電子情報通信学会、情報処理学会、映像情報メディア学会、照明学会、IEEE 各正員。