交流側に共振回路を接続した零電流スイッチング 三相PWMインバータの制御法と動作特性

正員 藤田 英明 (岡山大学)

正員 小笠原 悟司 (岡山大学)

正員 赤木 泰文 (岡山大学)

Control and Performance of a Zero-Current-Switched Three-Phase PWM Inverter
Equipped with Resonant Circuits on the AC-Side

H. Fujita, Member, S. Ogasawara, Member, and H. Akagi, Member (Okayama University)

This paper presents a zero-current-switched voltage-fed inverter equipped with resonant circuits on the ac side. The current flowing through a switching device, i.e., an IGBT is a sum of the load current and the resonant current. When the amplitude of the resonant current is larger than that of the load current, the current in the switching device becomes zero at an instant in each resonant cycle. This allows the switching device to be turned on or off at the zero current. The zero-current-switching makes a significant contribution to reduction of switching losses and electromagnetic noises.

In this paper, the principle of zero-current-switching operation, along with a novel control scheme, is described from a theoretical and practical point of view. Experimental results obtained from a laboratory system of 5 kVA verify the practicability. Moreover, the switching and conduction losses of the proposed soft-switched inverter are compared with those of a conventional hard-switched inverter.

キーワード: ソフトスイッチング, PWM インバータ, 電流検出, スwitchングノイズ, EMI

1. まえがき

近年, IGBTやMOSFETなどのパワー半導体デバイスの高速化に伴って, PWMインバータの高周波化が進められている。スイッチング周波数の高周波化は, 交流リアクトルや出力フィルタの小形化やスイッチングリップルによる騒音を低減することができる。しかし, スwitchング周波数の高周波化に伴い, スwitchング損失の増加や電磁ノイズの発生が問題となっている。このような「ハードスswitchング」に起因する問題点を解決する方法として, 「ソフトスswitchング」の研究が注目されている^{(1)~(11)}。これは, リアクトルやコンデンサなどの受動素子による共振現象を利用して, 零電圧または零電流でスswitchングを行おうとするものである。ソフトスswitchングインバータは, 原理的にはスswitchング損失を発生することがなく, またサージ電圧や電磁ノイズの低減も期待されている。

筆者らは先に, 零電流スswitchング三相電圧形PWMインバータ⁽⁹⁾を提案した。これは, インバータの交流側にY結線したLC共振回路を接続し, 共振回路の中性点を直流コンデンサの中性点に接続した回路構成に特長がある。スswitch

ング素子に流れる電流は, 負荷電流と共振電流が重畳した電流となり, 共振電流の振幅を負荷電流の振幅よりも大きく制御することにより, 零電流スswitchングが可能となる。また, 共振回路と直流コンデンサの中性点の接続により, 共振電流は他の相の影響を受けることがなく, 各相の共振電流の振幅を独立に制御できる。しかし, 共振電流を重畳してスswitchング損失を低減した結果, むしろスswitchング素子や共振回路の導通損失は増加する。また, 共振周波数を高周波化すると零電流検出の検出遅れにより正確な零電流スswitchングを行うことが困難となる。

本論文では, 交流側に共振回路を接続した零電流スswitchング三相PWMインバータの新しい制御法と動作特性について検討する。本論文の目的は, 単に総合効率においてハードスswitchングインバータを超えるのではなく, 共振電流を重畳してスswitchング損失を低減した結果としての導通損失の増加を定量的に検討し, 総合効率を改善するため設計法や動作条件などを明らかにすることにある。以下では, 零電流スswitchング電圧形PWMインバータの新しい制御法を提案する。これは, 還流ダイオードの導通状態から零電流を検出してスswitchングモードの判定を行う点に特長が

図1 零電流スイッチング三相PWMインバータの主回路構成
Fig. 1. System Configuration of Zero-Current-Switched PWM Inverter.

あり、従来の零電流検出法に比べて検出遅れが少なく、正確な零電流スイッチングを実現することができる。次に、本論文の零電流スイッチングインバータと従来のハードスイッチングインバータのスイッチング損失と導通損失、変換効率を実験により比較検討し、理論的に各部に発生する損失の解析を行う。

2. 実験システム構成

図1に零電流スイッチングPWMインバータの主回路構成を示す。インバータの主回路は電圧形三相ブリッジ構成であり、パワーデバイスには第三世代IGBT (MG50J2YS50: 東芝)を使用した。Y結線したLC直列共振回路 ($L_R = 20 \mu\text{H}$, $C_R = 0.25 \mu\text{F}$) はインバータの交流側に負荷と並列に接続し、共振回路の中性点と直流電源の中性点を接続する。また、直流電源にはコンデンサ平滑ダイオード整流回路を用い、二つのフィルムコンデンサ $10 \mu\text{F}$ で分圧して直流電源の中性点とした。

PWMインバータの出力電流は負荷電流と共振電流の和であり、共振電流の振幅が負荷電流よりも大きければ、IGBTは零電流でスイッチングを行うことができる。共振回路と直流電源の中性点を接続することにより、各相の共振電流の振幅を他相の影響なく独立に制御できる。

3. 零電流スイッチングの原理

(3.1) スwitchingモード

図2に零電流スイッチングPWMインバータのスイッチングモードを示す。本論文のインバータは三相構成であるが、共振電流は各相ごとに制御できるので、図2(a)の単相回路で動作を考えることができる。図2(b)のモードIは上側のIGBT Q_1 が導通している状態であり、図2(c)のモードIIは上側の還流ダイオード D_1 が導通している状態である。モードI, IIでは共振回路に $E/2$ の電圧が印加する。同様に図2(d)のモードIII、図2(e)のモードIVは Q_2 , D_2 が導通している状態であり、共振回路には $-E/2$ の電圧が印加する。また、図2(f)のモードVは、 Q_1 , Q_2 , D_1 , D_2 が全てオフしている状態であり、負荷電流が共振回路に流れて共振コンデンサを充

放電する。

図2(a)で共振リアクトルの抵抗を零とすると次式が得られる。

$$v_O = L_R \frac{di_R}{dt} + v_C \quad \dots\dots\dots (1)$$

$$v_C = \frac{1}{C_R} \int i_R dt \quad \dots\dots\dots (2)$$

モードI, II, III, IVの場合はインバータ出力電圧 v_O は一定となるので、共振電流 i_R は、

$$i_R(t) = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \{v_O - v_C(0)\} \sin \omega t + i_R(0) \cos \omega t \quad \dots\dots (3)$$

となり、共振コンデンサ電圧 v_C は、

$$v_C(t) = v_O + \{v_C(0) - v_O\} \cos \omega t + \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} i_R(0) \sin \omega t \quad (4)$$

となる。ただし、 $i_R(0)$, $v_C(0)$ は共振電流 i_R と共振コンデンサ電圧 v_C の $t=0$ の時の初期値であり、 ω は共振回路の共振角周波数 $\omega = 1/\sqrt{L_R C_R}$ である。

モードVの場合は、共振電流 i_R は $-i_L$ であり、共振回路に印加する電圧 v_O は、

$$v_O = -L \frac{di_L}{dt} - \frac{1}{C_R} \int i_L dt \quad \dots\dots\dots (5)$$

となる。

(3.2) 零電流スイッチング動作

図3に零電流スイッチング動作の原理図を示す。以下では、

- 共振周期で数周期の間の負荷電流 i_L は一定値 I_L とする。
- 共振コンデンサ電圧の初期値は $v_C(0) = 0$ とする。
- 回路の抵抗は無視し、共振電流の振幅は減衰しない。

と仮定する。 $t=0$ において Q_1 をオンするとモードIとなる。モードIでは共振回路に直流電圧 $E/2$ が印加され、共振電流 i_R , 共振コンデンサ電圧 v_C は(3)(4)式より、

$$i_R(t) = \sqrt{\frac{C_R}{L_R}} \frac{E}{2} \sin \omega t - i_L \cos \omega t \quad \dots\dots\dots (6)$$

図2 零電流スイッチングインバータのスイッチングモード

Fig. 2. Switching Modes in ZCS operation.

図3 転流動作の原理図

Fig. 3. Control sequence of ZCS operation.

$$v_C(t) = \frac{E}{2}(1 - \cos \omega t) - \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} i_L \sin \omega t \dots \dots \dots (7)$$

となり、共振電流の振幅 I_R は、

$$I_R = \sqrt{\frac{C_R}{L_R} \left(\frac{E}{2} \right)^2 + i_L^2} \dots \dots \dots (8)$$

となる。インバータの出力電流 i_O は負荷電流 I_L と共振電流 i_R の和であり、共振電流の振幅 I_R が I_L よりも大きければ $t = A$ では $i_O = 0$ となる。 $t = A$ から $t = B$ まではインバータ出力電流は $i_O < 0$ であるので、 D_1 が導通しスイッチングモードはモードIIとなる。 $t = B$ で再び i_O は零となり、 Q_1 にゲートパルスを与えていれば、スイッチングモードはモードIになる。

次に、モードIからモードIIIへ転流する場合を考える。 $t = C$ と $t = D$ において i_O は零になる。もし、 $t = C$ において Q_1 をオフし、 Q_2 をオンすると、共振コンデンサ電圧 $v_C = E$ を初期値として共振が開始するので、共振電流の振幅は、

$$I_R = \sqrt{\frac{C_R}{L_R} \left(\frac{3}{2} E \right)^2 + I_L^2}$$

に増大する。このため、 $t = C$ では Q_1 をオフしてモードIIにする。 $t = D$ のインバータ出力電流 i_O は零であり、共振コンデンサ電圧 v_C も零となる。 $t = D$ において Q_2 をオンすれば、 $t = 0$ と同様に $v_C = 0$ でモードIIIへ転流する。モードIIIでは共振回路に $-E/2$ の電圧が印加されるので、共振電流振幅は、

$$I_R = \sqrt{\frac{C_R}{L_R} \left(\frac{E}{2} \right)^2 + I_L^2}$$

であり、モードIとIIIの共振電流振幅は同一となる。

また、モードIIIからモードIへ転流する場合も同様で、 $t = E$ において D_2 がオンしてモードIVとなり、 $t = F$ において Q_1 をオンしてモードIへと転流する。瞬時値比較形電流制御と同様に、次にモードIへ転流するかモードIIIへ転流するかは負荷電流を制御するために決定されるが、本論文の零電流スイッチングインバータは共振周期ごとにしか転流することができない。従って、インバータ出力は共振周期のパルス幅を有する方形波PDM (Pulse Density Modulation) 波形となる。隣り合った同極性のパルスは連続となるので、共振周期の整数倍のパルス幅を持ったPWM波形と考えることもできる。

〈3・3〉 共振電流の振幅制御

図4に共振回路の抵抗に起因する共振電流の減衰を考慮した場合の電圧電流波形を示す。 $t = 0$ において Q_1 をオンしており、図3と同様に $t = C$ と $t = D$ において $i_O = 0$ となっている。しかし、 $t = D$ では共振電流が減衰するため、 v_C は零に達していない。このため、負荷電流を増加するためにモードIへ転流すれば共振電流の振幅は減少し、共振電流振幅が減少し負荷電流以下となればインバータ電流は零クロスなくなるため零電流スイッチングを行うことができない。逆に、負荷電流を減少するためにモードIIIへ転流

図4 共振電流振幅の制御原理

Fig. 4. Amplitude control of resonant current.

すれば共振電流振幅は増大し、共振電流による導通損失が増加するだけでなく、共振コンデンサに過電圧を生じることがある。従って、(8)式のように共振電流振幅が負荷電流に応じて増減させるためには、モードI, IIIへ転流する時の v_C が零となるように制御する必要がある。

$t = D$ において Q_1, Q_2 ともオフすると、共振コンデンサ電圧は $-E/2 < v_C < E/2$ であるので、 D_1, D_2 共オフしてモードVとなる。モードVでは負荷電流が共振回路に循環するため、共振コンデンサ電圧は、

$$v_C = -\frac{1}{C_R} \int i_L dt \dots \dots \dots (9)$$

で下降する。 $t = E$ では共振コンデンサ電圧が零となるので、再びモードIへ転流すれば、共振電流振幅を一定に制御することができる。しかし、 $v_C > 0$ かつ $i_L < 0$ の場合と $v_C < 0$ かつ $i_L > 0$ の場合、モードVを用いると共振コンデンサはむしろ充電し、共振コンデンサ電圧を零にすることができないので、直ちにモードIまたはIIIへ転流する。この場合、共振電流振幅を一定に制御することはできないが、負荷電流 i_L の極性が反転した後は再び制御可能となる。前節で述べたように本制御法では共振コンデンサ電圧がほぼ零となる点で転流を行っており、本質的な共振電流振幅は(8)式のように負荷電流に伴って変化するだけで、急峻な増減を生じるものではない。従って、 i_L の極性が反転までの期間に共振電流振幅が無制御となっても、インバータ電流が零クロスしなくなったり共振コンデンサの過電圧を生じするような大幅な共振電流振幅の変化は生じない。

4. 制御回路

図5に零電流スイッチングインバータの制御回路ブロック図を示す。負荷電流制御は負荷電流 i_L と指令値 i_L^* の瞬時値比較によって行う。零電流スイッチングインバータは共振周期ごとにしか転流を行わないため、通常の瞬時値比較形電流制御とは異なり、スイッチング周波数を制限するためのヒステリシス幅を必要としない。従って、還流ダイオードが導通を開始した時点で次の共振周期のスイッチングモードを決定する。

図5 制御回路のブロック図

Fig. 5. Diagram of control circuit.

図6 還流ダイオード導通検出回路

Fig. 6. Detecting circuit of diode conduction.

図6に還流ダイオード導通検出回路のブロック図を示す。これは還流ダイオードの順電圧を検出して、インバータ出力電流の零クロスを高速に検出しようとするものである。還流ダイオードとIGBTが共にオフの場合、検出回路には直流コンデンサ電圧がそのまま印加するので、クランプ回路で検出電圧を制限する。実験に使用したクランプ回路の損失は、一相あたり0.4W程度で三相分でも定格出力電力の0.3%であるので、インバータの動作や後述の損失解析にはほとんど影響しない。コンパレータは検出電圧の極性を判別し、フォトカプラによって制御回路と絶縁する。還流ダイオード導通検出回路の遅延時間は約70nsであり、ほとんどはフォトカプラの伝達遅延であった。共振周波数を70kHzとすると、検出回路の遅延は 1.7° の位相遅れに相当する。一方、DC-CT(LT55: LEM)の検出遅延は約 $1\mu s$ (25°)であった。従って、本論文の検出法は高速な零電流検出を可能とし、正確な零電流スイッチングを実現できる。

表1に図5のモード判定回路の動作を示す。モード判定回路は還流ダイオードの導通検出信号とゲート信号から現在のスイッチングモードを判定する。モードII, IVではそれぞれ上側 D_1 、下側 D_2 の還流ダイオードが導通するため、モードII, IVは還流ダイオードの導通検出信号だけで判定

表1 スwitchングモード判定法

switching mode	ダイオードの導通		ゲート信号	
	上側 D_1	下側 D_2	上側 Q_1	下側 Q_2
I	off	off	on	off
II	on	off	—	—
III	off	off	on	off
IV	off	on	—	—
V	off	off	off	off

図7 実験波形

Fig. 7. Experimental waveform.

図8 拡大波形 ($i_L = 0$ A 付近)

Fig. 8. Close-up waveform around $i_L = 0$ A.

することができる。しかし、モードI, III, IVでは、すべてのダイオードがオフであるので、還流ダイオードの導通検出信号だけでは判定できない。従って、ゲート信号との組み合わせによってスイッチングモードの判定を行う。

ゲート制御回路はモードVの期間を調整して共振電流振幅を一定に制御する。負荷電流 i_L と共振コンデンサ電圧 v_C の関係が、 $i_L < 0$ かつ $v_C < 0$ 、あるいは $i_L > 0$ かつ $v_C > 0$ の場合、モードVを選択して v_C を零電圧にすることができる。しかし、 $i_L < 0$ かつ $v_C > 0$ 、あるいは $i_L > 0$ かつ $v_C < 0$ の場合には、モードVを選択しても v_C を零にできないので、直ちにモードIあるいはIIIへ転流する。

共振コンデンサ電圧の極性検出には図6と同様の検出回路を使用する。零電流スイッチングインバータの制御回路には、 $i_L^* - i_L$, i_L , v_C の信号の極性の情報のみを用いるので、制御回路はアナログ・コンパレータと論理回路のみで構成することができる。実験に使用した制御回路はPLD (programmable logic device: AMD MACH210) を用いて構成した。

5. 実験結果

図7～9に零電流スイッチングインバータの動作波形を示す。実験では $L_L = 13$ mH, $R_L = 7 \Omega$ の三相L-R負荷を用い、直流コンデンサ電圧は280 Vとした。図7は負荷電流 i_L とIGBTに流れる電流 i_O の波形である。 i_O は i_L と共振電流 i_R との和であり、共振電流の振幅が良好に制御されてい

図9 拡大波形 ($i_L = 15$ A 付近)

Fig. 9. Close-up waveform around $i_L = 15$ A.

図10 零電流スイッチングとハードスイッチングインバータの出力電力と効率

Fig. 10. Output power and efficiency of the zero-current-switched and hard-switched inverters.

るため、(8)式のように負荷電流に伴って共振電流振幅が変化している。このため、共振電流振幅は常に負荷電流以上となっており、負荷電流の位相に関わらず零電流スイッチングが可能となっている。また、この時の平均スイッチング周波数は約8 kHzであった。

図8は負荷電流 $i_L = 0$ A 付近の図7の拡大波形である。零電流スイッチングが正確に行われているため、出力電圧 v_O はサージ電圧のない良好な方形波電圧となっている。また、転流時の共振コンデンサ電圧は零であるので、転流前後の共振電流振幅はほとんど一定に保たれている。図9は $i_L = 15$ A の付近の拡大波形である。IGBTに流れる電流 i_O が零の時に、インバータ出力電圧がほぼ零電圧となる期間が存在する。これは、零電流スイッチングインバータのモードVの期間であり、図9のように連続してモードIを出力しても共振電流 i_R は一定に制御され減衰を生じていない。

図10に零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの変換効率の測定結果を、図11に変換効率測定に用いた回路構成を示す。ハードスイッチングインバータは零電流スイッチングインバータと同一のIGBTを用いて構成し、制御法には三角波比較方式のPWM制御を適用した。出力電力4 kW以上ではハードスイッチングインバータの出力電圧が飽和するため、飽和を生じない範囲でのみ測定を行った。インバータの直流入力電力はデジタル電力計

図 11 効率測定回路

Fig. 11. Efficiency measuring circuit.

(WT130: 横河電機) を用いて、ダイオード整流回路と直流コンデンサの間で測定した。一方、交流出力電力の測定はインバータ出力端子と L-R 負荷の入力端子の間に三相電流計形電力計 (TYPE2042: 横河電機) を設置して行った。三相電流計形電力計の周波数帯域は 1 kHz であるため、スイッチングに伴うリップル電流が形成する電力は交流出力電力に含まれない。しかし、13 mH の負荷リアクトルを挿入しているため、電流リップルは十分に小さく効率の評価には影響しない。

零電流スイッチングインバータの最大効率は 5 kW 出力時の約 97% であり、この時の平均スイッチング周波数は 7.8 kHz であった。一方、スイッチング周波数 5 kHz のハードスイッチングインバータは 4 kW 出力時に約 98% の最高効率を示した。スイッチング周波数 5 kHz と 15 kHz のハードスイッチングインバータの損失の差は 24 W (0.6%) であった。両者の差からスイッチング周波数 5 kHz 時のスイッチング損失を求めると、

$$24 \times \frac{5 \times 10^3}{15 \times 10^3 - 5 \times 10^3} = 12 \text{ W}$$

となり、出力電力の 0.3% 程度である。従って、全体の損失 68 W とスイッチング損失 12 W の差から、ハードスイッチングインバータの導通損失は約 56 W であると考えられる。一方、零電流スイッチングインバータの損失 140 W は IGBT と共振リアクトルの導通損失である。

実験に用いた第三世代 IGBT が高速なスイッチング特性を有しており、ハードスイッチング動作でも導通損失に比べてスイッチング損失が小さいことを示している。このため、零電流スイッチングインバータがスイッチング損失を低減しても、総合効率ではハードスイッチングインバータを上回ることができなかったと考えられる。

6. 損失解析

以下では、4 kW 出力時の零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの損失を検討する。

〈6・1〉 スwitchング素子の導通損失 実験の L-R 負荷を用いると、4 kW 出力時の負荷電流はピーク値 18.2 A、実効値 13.8 A である。ここで、負荷電流 i_L を

$$i_L(\theta) = \sqrt{2} I_{Lrms} \sin \theta \quad \dots\dots\dots (10)$$

の正弦波電流と考える。インバータ電流の極性によって IGBT と還流ダイオードのいずれかが導通し、IGBT がオン

時のコレクタ・エミッタ間電圧や還流ダイオードの順方向電圧降下はコレクタ電流やアノード電流に対して非線形な関数であり、解析的に取り扱うことが困難である。ここでは、IGBT のオン電圧降下と還流ダイオードの順方向電圧降下を飽和電圧と定格電流の 1/2 のから求めたオン抵抗 $R_{on} = 0.1 \Omega$ を用いて、

$$v_{CE} = R_{on} i_C \quad \dots\dots\dots (11)$$

と線形化する。本論文の損失解析の目的は、広範囲の運転状態に対する効率の導出ではなく、定格電流付近での損失を比較することにある。 v_{CE} と i_C の非線形を考慮した数値計算と比べて、(11) 式に基づく導通損失の解析結果は 4 kW 出力時には 5 W 程度の誤差が生じるが、総合効率の評価に対する影響は少ないと考えられる。以下では解析を簡単化するため、(11) 式のオン抵抗 R_{on} として取り扱う。ハードスイッチングインバータの導通損失は、

$$0.1 \times 13.8^2 \times 3 = 57.1 \text{ W}$$

であり、出力電力の約 1.4% 程度である。

一方、零電流スイッチングインバータの IGBT に流れる電流 i_O は、負荷電流 i_L と共振電流 i_R の和である。一共振周期に注目すると共振電流 i_R は正弦波波形であるので、共振電流の実効値は (8) 式の $1/\sqrt{2}$ である。しかし、(8) 式のように共振電流の振幅は負荷電流に伴って変化するので、負荷電流の一周期の共振電流の実効値 I_{Rrms} は、

$$I_{Rrms} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\frac{I_R}{\sqrt{2}} \right)^2 d\theta = \sqrt{\frac{E^2 C_R}{8 L_R} + \frac{I_{Lrms}^2}{2}} \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。IGBT に流れる電流 i_O の実効値は、

$$I_{Orms} = \sqrt{I_{Rrms}^2 + I_{Lrms}^2} = \sqrt{\frac{E^2 C_R}{8 L_R} + \frac{3}{2} I_{Lrms}^2} \quad \dots\dots\dots (13)$$

となる。従って、零電流スイッチングインバータの導通損失は、

$$P_{ZCS-con} = R_{on} \left(\frac{E^2 C_R}{8 L_R} + \frac{3}{2} I_{Lrms}^2 \right) \quad \dots\dots\dots (14)$$

となる。(14) 式から、零電流スイッチングインバータの導通損失はハードスイッチングインバータの 3/2 倍以上になることがわかる。実験の回路定数を用いると 4 kW 出力時の導通損失は、

$$0.1 \times \left(\frac{280^2 \cdot 0.25 \times 10^{-6}}{8 \cdot 20 \times 10^{-6}} + \frac{3}{2} \cdot 13.8^2 \right) \times 3 = 122 \text{ W}$$

であり、出力電力の 3.1% となり、ハードスイッチングインバータの約 2 倍の導通損失が生じることとなる。

〈6・2〉 スwitchング損失 図 12 ～ 15 にスイッチング時のコレクタ電流とコレクタ・エミッタ間電圧波形を示す。測定は直流電圧 $E = 280 \text{ V}$ 、負荷電流 $i_L = 10 \text{ A}$ の条件で、カレントプローブ (A6303: Sony Tektronics, 15 MHz) を用いて測定を行った。

図12 零電流スイッチングインバータのターンオン時のコレクタ・エミッタ間電圧波形

Fig. 12. Collector current and collector to emitter voltage waveforms during the ZCS inverter being turned on.

図13 ハードスイッチングインバータのターンオン時のコレクタ・エミッタ間電圧波形

Fig. 13. Collector current and collector to emitter voltage waveforms during the hard-switched inverter being turned on.

図12, 13はZCSインバータとハードスイッチングインバータのターンオン時の電圧電流波形である。図12のZCSインバータは、コレクタ電流 i_C がほとんど零の間に、コレクタ・エミッタ間電圧 v_{CE} は零電圧まで下降しており、スイッチング損失はほとんど無視できる。一方、図13のハードスイッチングインバータの i_C はターンオフと同時に立ち上がり、急峻な電流変化に伴って約20 Aのスパイク電流が生じている。図13の損失を v_{CE} と i_C の積から求めると約 5.9×10^{-4} Jであった。

図14, 15はターンオフ時の電圧電流波形である。ターンオフ後のコレクタ電流には小さなスパイク電流と約2 MHzの振動が現れているが、これは i_C の測定用にIGBTのコレクタの配線を引き出したためであり、IGBTの出力容量との間で共振を生じたものと考えられる。図15では i_C が下降する前に v_{CE} が200 Vに達しており、図14に比べて大きなスイッチング損失が生じている。また、図14のターンオフ直前の i_C の極性は負であり、IGBTではなく還流ダイオードのターンオフである。つまり、零電流スイッチングインバータでは高速な還流ダイオードを接続していれば、IGBTのター

図14 零電流スイッチングインバータのターンオフ時のコレクタ・エミッタ間電圧波形

Fig. 14. Collector current and collector to emitter voltage waveforms during the ZCS inverter being turned off.

図15 ハードスイッチングインバータのターンオフ時のコレクタ・エミッタ間電圧波形

Fig. 15. Collector current and collector to emitter voltage waveforms during the hard-switched inverter being turned off.

ンオフ特性はスイッチング損失には関係しない。図14のスイッチング損失は約 0.4×10^{-4} Jであり、図15は 1.6×10^{-4} Jであった。

スイッチング損失はスイッチング時にスイッチング素子に流れている電流によって影響されるので、負荷電流の一周期の平均的な電力損失を求める必要がある。特に、実験に用いたIGBTではターンオフ損失に比べてターンオン損失が約4倍であり、負荷電流に対するターンオン損失を考慮しなければならない。素子に流れる電流が零の図12と素子に流れる電流が10 Aの図13を比較すると、 v_{CE} の降下時間はほとんど同一であり、ターンオン損失は負荷電流にほぼ比例すると考えることができる。出力電力4 kW時の負荷電流平均値は11.6 Aであり、スイッチング周波数を5 kHzとしたハードスイッチングインバータのスイッチング損失は、

$$(5.9 + 1.6) \times 10^{-4} \times 11.6 / 10 \times 5 \times 10^3 \times 3 = 13 \text{ W}$$

となる。スイッチング周波数が5 kHzと15 kHzのハードスイッチングインバータの損失の差は $13 \times 2 = 26$ Wであり、図10の結果とほぼ一致する。

図 16 共振リアクトルの共振電流と損失の関係
Fig. 16. Relationship between resonant current and loss of resonant reactor.

表 2 損失の分類

Table 2. Classification of Power Losses.

		ハードスイッチング		零電流 スイッチング
		5 kHz	15 kHz	
IGBT	導通	57.1	57.1	122
	スイッチング	13	39	—
共振リアクトル		—	—	18
総合損失		70.1	96.1	140
(出力電力比)		(1.8%)	(2.4%)	(3.5%)
図 10 の総合損失		68	92	140
(出力電力比)		(1.8%)	(2.3%)	(3.5%)

* 各数値は電力損失 [W] を示す。

〈6・3〉 共振リアクトルの損失

図 16 に共振リアクトルの損失の測定結果を示す。50 kHz のリアアンプ方式の高周波電源を用いて共振リアクトルの電流と損失の関係を測定した。図 16 の丸印は実測値であり、実線は等価抵抗 $R_{\text{react}} = 24.3 \text{ m}\Omega$ を仮定した近似式

$$P_{\text{react}} = R_{\text{react}} I_{\text{Rrms}}^2 \dots \dots \dots (15)$$

である。近似式は実測結果とよく一致しており、共振リアクトルの損失は等価抵抗として考えることができる。従って、共振リアクトルの損失は

$$24.3 \times 10^{-3} \times 15.8^2 \times 3 = 18 \text{ W} \dots \dots \dots (16)$$

となり、出力電力 4 kW の 0.4% である。

〈6・4〉 総合損失 表 2 に以上の損失解析の結果をまとめる。解析結果は図 10 の実験結果とよく一致している。ハードスイッチングインバータは零電流スイッチングインバータよりも高い変換効率を示した。ハードスイッチングインバータのスイッチング損失は、スイッチング周波数が 15 kHz の場合であっても導通損失の約 1/2 である。一方、零電流スイッチングインバータでは共振電流がスイッチング素子に流れるため、導通損失はハードスイッチングインバータの約 2 倍となる。共振電流の振幅を低減するように共振回路を設計しても、(14) 式のようにハードスイッチングインバータの 3/2 倍の導通損失が生じる。

IGBT はスイッチング特性とオン電圧のにはトレードオフの関係を有するので、低オン電圧特性を得るためにはスイ

チング特性が犠牲となる。ハードスイッチングインバータでは、低オン電圧特性の IGBT を用いて導通損を低減できたとしても、スイッチング損失が増大するため総合効率の改善は期待できない。しかし、零電流スイッチングインバータはスイッチング損失が無視できるので、スイッチング特性が低速であっても損失は増加しない。特に、ターンオン損失はほとんど零であり、図 12 からターンオン時間が $1 \mu\text{s}$ であってもターンオン損失は生じないと考えられる。また、ターンオフ損失は還流ダイオードの特性に依存するので、IGBT のターンオフ時間は図 9 の還流ダイオードの導通期間 $4 \mu\text{s}$ 程度でよい。IGBT のトレードオフの特性に基づいてオン電圧降下を 60% に低減できたと仮定すると、零電圧スイッチングインバータの総合損失は、

$$122 \times 0.6 + 18 = 91.2 \text{ W}$$

となり、スイッチング周波数 15 kHz のハードスイッチングインバータよりも高効率が可能である。

7. むすび

本論文では、零電流スイッチング電圧形 PWM インバータの新しい制御法を提案し、変換効率を理論と実験により検討した。還流ダイオードの導通状態を検出する新しい制御法は、遅延時間 70 ns の高速な零電流検出が可能で、DC-CT を用いた零電流検出に比べて、正確な零電流スイッチングを実現することができる。また、零電流スイッチングインバータとハードスイッチングインバータの変換効率を実験により比較し、導通損失・スイッチング損失を解析・検討した。

本論文の実験では、零電流スイッチングインバータは、スイッチング損失をほとんど零にすることができるが、導通損失が増加するため、ハードスイッチングインバータの効率を上回ることができなかった。これは、実験に用いた第三世代 IGBT が高速なスイッチング性能を有しており、導通損失に比べてスイッチング損失が小さいためであると考えられる。また、共振電流を低減するように共振回路を設計したとしても、ハードスイッチングインバータに比べて 3/2 倍の導通損失が生じることを理論的に明らかとした。本論文の損失解析の結果から、実験に使用した IGBT に比べてオン電圧が 60% の IGBT を使用すれば、零電流スイッチングインバータの総合効率がハードスイッチングインバータを上回ることも可能であると考えられる。

零電流スイッチングインバータは、スイッチング素子の内部や直流リンク間にインダクタンスがあったとしても、スパイク電流やサージ電圧を生じることがない。従って、IGBT の並列接続が必要となる中容量クラスへでは配線のインダクタンスが無視できなくなるので、零電流スイッチングインバータが適すると考えられる。

本論文の実験では、岡山大学工学部技官 小松原 均 氏、岡山大学大学院 廣石 正孝 氏のご協力を得ましたことに深く感謝いたします。

(平成 9 年 8 月 4 日受付、平成 9 年 12 月 18 日再受付)

- (1) D. M. Divan: "The Resonant DC Link Converter - A New Concept in Static Conversion," *IEEE/IAS Annu. Meet.*, pp. 648 (1986)
- (2) D. M. Divan, and G. Skibinski: "Zero-switching-loss inverters for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, No. 4, pp. 634 (1989)
- (3) J. A. Ferreira, P. C. Theron, and J. D. van Wyk: "Control of nonlinear resonant pole inverters," *IEEE/IAS Annu. Meet.*, pp. 834 (1991)
- (4) H. Yonemori, and M. Nakaoka: "Advanced soft-switching sinewave PWM high-frequency inverter - Link cycloconverter incorporating voltage-clamped quasi-resonant and capacitive snubber techniques," *IEEE/IAS, Annu. Meet.*, pp. 795 (1991)
- (5) 佐藤, 松本, 片岡: 「共振DCリンクインバータの解析と制御法の改善」, 電学論D, **111**, 531 (平3-7)
- (6) H. Fujita, and H. Akagi: "A zero current switching based three phase inverter having resonant circuits on AC side," *IEEE/IAS Annu. Meet.*, pp. 821-826 (1993)
- (7) P. H. Swanepoel, J. D. van Wyk: "Analysis and optimization of regenerative linear snubbers applied to switches with voltage and current tails," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, No. 4, pp. 433-442, (1994)
- (8) 梁, 滝沢, 近藤, 原島: 「並列共振形電力変換器による誘導機の力行/回生運転の実現と新しい回路方式の提案」, 電学論D, **113**, 49 (平5-1)
- (9) 藤田, 赤木: 「零電流スイッチング三相PWMインバータ」, 電学論D, **114**, p. 561-566 (平6-5)
- (10) A. Kotsopoulos, and D. G. Holmes: "Analysis and performance of a current regulated AC parallel-resonant voltage-source inverter," *IEEE/IAS Annu. Meet.*, pp. 2381-2386 (1995)
- (11) S. G. Abeyratne, J. Horikawa, Y. Murai, T. A. Lipo: "Current-clamped, modified series resonant DC-link power converter for a general purpose induction motor drive," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 12, No. 2, pp. 201-212, (1997)

藤田 英明

(正員) 昭和40年9月10日生。平成2年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同エネルギー環境工学専攻博士課程入学。平成3年4月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 現在に至る。高周波インバータ, 電力用アクティブフィルタに関する研究に従事。1990, 1995年IEEE/IAS committee First Prize Paper Awards。

小笠原 悟 司

(正員) 昭和33年7月27日生。昭和58年3月長岡技術科学大学大学院電気・電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同大学工学部電気系助手, 平成4年8月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 5年4月同助教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの研究に従事。1996, 1997年IEEE/IAS Committee Prize Paper Award。

赤木 泰文

(正員) 昭和26年8月19日生。54年3月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。同年4月長岡技術科学大学工学部電気系助手, 59年10月同助教授。62年3月~12月MIT客員研究員。平成3年8月岡山大学工学部電気電子工学科教授。8年3~8月ウィスコンシン大学, MIT客員教授。モータドライブ, 電力用アクティブフィルタ, 高周波インバータなどの研究に従事。昭和60年, 平成3年, 9年電気学会論文賞。'80, '83, '90, '95, '96, '97年IEEE/IAS Committee Prize Paper Awards, '91年IEEE/IAS Society Prize Paper Award, '96年IEEE/IAS Fellow, '98年IEEE/IAS Distinguished Lecturer。