三相高力率コンバータのソフトスイッチング回路

正員 谷口勝則 (大阪工業大学)
正員 平地克也 (ユアサコーポレーション)
正員 入江寿一 (大阪電気通信大学)

Soft-Switching Circuit for Three-Phase Converter with Unity Power Factor

Katsunori Taniguchi, Member (Osaka Institute of Technology)
Katsuya Hirachi, Member (Yuasa Corporation)
Hisaiichi Irie, Member (Osaka Electro-Communication University)

A soft-switching circuit for three-phase converter with unity power factor is proposed in this paper. A discontinuous conduction mode converter eliminates the complicated circuit control requirement, reduces a number of components, and reduces the filter reactive components size. In the discontinuous mode converter, the device must be switched off at a maximum inductor current. To achieve the zero voltage switching, the proposed converter is constructed by using a new resonant network in parallel with the switch of the conventional PWM converter. Soft-switched operation of the proposed PWM converter is verified by digital simulation and experimental results. A new PWM converter achieves the soft-switching for all switching devices without increasing their voltage and current stresses.

キーワード: ソフトスイッチング, 高力率, 電源高調波, 三相コンバータ, 電流不連続モード

1. まえがき

パワーエレクトロニクス技術の発展により電力の分野における周波数の活用を可能にしたインバータやコンバータ等の静止電力変換装置は、今日、一方で高周波化、他方で大容量化と二次元の広がりを見せて発展しているが、大量に使用されるインバータやコンバータによって引き起こされる弊害が顕著になりつつある。その一つの問題である電源高調波については、抑制対策ガイドラインが平成6年6月に資源エネルギー庁で策定され、高調波抑制対策を施すことが期待されることになった⁽¹⁾。しかし、このガイドラインはあまり厳しいものではないのでガイドラインすれすれでクリアする簡易的な対策が取られている場合も見かけられるが、電源装置にとっての高調波抑制対策は重要な課題である。もう一つの弊害は急激な電圧・電流ストレスに起因するEMIの問題である。大電力を高速でスイッチング処理すればするほどEMIノイズの問題が顕著になることを考えれば、理想素子として高速大容量化を目指す現在の素子の開発とはトレードオフの関係にある。EMI対策としての技術動向としては、共振動作を活用したソフトスイッチング方式が脚光をあび、小容量の電源を中心に多くの研究開発がなされてきたが、これまでのその主な目的は、ソフトスイッチング方式がもつ低ノイズ・低スイッチング損失の特長を利用しての小形・軽量化や制御性能の向上に

あった。

電力変換装置の開発に当たっては、省力化や高度制御技術化に加えて省資源・省エネルギー化はもちろんであるが、これからは環境性に優れた装置の開発が最も望まれるところである。高力率コンバータのソフトスイッチング化は、環境性に優れた装置の一つとして現在、研究開発が盛んになされている。本文で提案するソフトスイッチング回路は単相、三相および降圧形や昇降圧形等の種々のタイプの高力率コンバータに適用できるものであるが、ここではソフトスイッチング化の効果が多に期待できる三相昇圧形高力率コンバータを取り上げ、不連続モード方式のソフトスイッチング形三相高力率コンバータを提案し、主回路構成、転流動作解析、シミュレーションならびに実験結果等について述べる。

2. 三相整流回路の特性改善

三相ダイオードブリッジによるコンデンサインプット形整流回路は、小形軽量でシンプルな構成ながら、出力直流電圧が大きく、制御が不要で、コンデンサ容量増大だけでリップル低減が容易に図れるなどの優れた特長を持つが、これの入力電流波形は低次の高調波をかなり含んだ波形となり、低力率となる。力率は基本波の位相差だけでなく波形のひずみ率に大きく依存するので、ひずみの少ない高力率コンバータが必要になる。

図1 1スイッチ三相高力率コンバータ

Fig.1 Three-phase converter with unity power factor using one control switch.

リアクトル電流不連続モード制御を適用すると、簡単な制御方式と回路で高力率コンバータを構成することができる。図1の回路は、可制御スイッチ素子1つだけの最も簡単な三相高力率コンバータである^(2,3,4)。電流制御ループは不要で一定時比率、一定周波数で駆動するだけでこの回路の入力電流波形は図2の $I(Va)$ で示すような正弦波状の三角波パルス列となる。ただ、スイッチ素子は図2の $I(Tr)$ で示すような最大電流でターンオフすることになり、素子のストレスが大きくなるためスナバ回路が必要となる。

ソフトスイッチングでは、外部回路の共振等を利用して損失低減と共に素子にかかる電圧・電流のストレスをも軽減するものである。ソフトスイッチング化においては、一般に、各可制御素子に外部回路を追加するので主回路が複雑化する傾向にある。特に三相はもともと素子数の多い構成であるので、三相コンバータのソフトスイッチング化にあたっては、主回路構成ができるだけシンプルなもの望まれる。その点、図1の1スイッチ方式の構成はシンプルであり追加素子数も最小限に抑えることができる。一方、この回路方式は最大電流でのターンオフ動作という欠点を持つが、これの改善のためにはソフトスイッチングが望まれる。したがって、不連続モード方式のソフトスイッチング化は、回路の簡素化とスイッチ素子のストレス軽減という互いの特長を生かすことによる装置の高性能化が期待できる^(5~10)。

図1の主スイッチ T_r に並列に接続されている C_s-R_s のスナバの代わりに共振コンデンサ C_r およびリアクトル L_c 、ダイオード D_r, D_{cl} 、補助スイッチ T_c から成る回路を追加した図3の回路はZVT回路と呼ばれている⁽⁵⁾。 T_r のターンオフは C_r が電源電流によって充電されながら立ち上がるので T_r の電圧も徐々に上昇することになり、ZVS (Zero Voltage Switching) がなされる。一方、 T_r のターンオンは C_r を短絡することになるので、 C_r の電圧をゼロにする補助回路が必要になる。図3で T_r をターンオンする前に補助スイッチ T_c をオンすると C_r と L_c の共振により C_r が放電しゼロとなり D_r が導通する。 L_c の電流は $T_c-D_r-L_c$ で循環するのでこの間に T_r をZVSでオンする。 T_r オンの状態で T_c をオフすると L_c の電流は D_{cl} を通して負荷側へ流れ、 L_c の電流がゼロとなって D_{cl} がオフする。ダイオードを理想素子とし、主スイッチ T_r と補助スイッチ T_c を可変抵抗スイッチで仮定して一連の転流動作のシミュレーションを行い、 T_r と T_c の電圧・電流軌跡の一例を求めてみると図4のようになる。これより、主

図2 三相高力率コンバータの各部の波形

Fig.2 Voltage and current waveforms of three-phase converter with unity power factor.

図3 ZVT 三相高力率コンバータ

Fig.3 Zero voltage transition three-phase converter with unity power factor.

 (a) T_r の V-I 軌跡

 (b) T_c の V-I 軌跡

 図4 ZVT 回路における T_r と T_c の電圧・電流軌跡

Fig.4 V-I locus of switches T_r and T_c for ZVT circuit.

スイッチはソフトスイッチングが達成されているが、この回路の補助スイッチ T_c のオフ動作はハードスイッチングであることがわかる。ZVT回路を図1のハードスイッチング回路と比較した場合、主スイッチ T_r でのハードスイッチング時の損失に比べるとZVT回路における T_c での損失は小さく、また、ダイオードの逆回復改善にもなっているので高効率が得られることが述べられている⁽⁵⁾。ただ、 T_c のハードスイッチング動作はEMIノイズに対する懸念が残る。

3. ソフトスイッチング三相高力率コンバータ

主スイッチ T_r はもちろん補助スイッチ T_c をもソフトスイッチング動作が実現できる回路として図5の回路を提案する⁽⁶⁾。提案回路では先のZVT回路にコンデンサ C_c とダイオード D_{c2} が追加されている。この回路の転流動作は以下の通りである。動作波形確認のため解析結果も示す。ただし、転流期間中、入力整流部は直流電流源、出力は一定直流電圧とみなし、共振回路の抵抗は無視している。スイッチング動作の一周期は図6の動作回路で示すようなモードに別れる。 T_c をターンオンするまでは、ダイオード D はオフ、コンデンサ C_r 、 C_d は出力電圧 E_d に充電されている。 C_c の電圧は C_r の充電と共に放電し、前サイクルにおいて C_r が出力直流電圧に等しくなって D が導通した状態でゼロになっている。

図5 ソフトスイッチング三相高力率コンバータ
Fig.5 Proposed soft-switching three-phase converter with unity power factor.

MODE 1 ($t_0 \leq t_1$): T_c オン～ D_r オン

T_c をオンすると、リアクトル L_c とコンデンサ C_r が共振し、リアクトル電流 i_{Lc} とコンデンサ C_r の電圧 e_{Cr} は

$$i_{Lc}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \sin \frac{t-t_0}{\sqrt{L_c C_r}} \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$e_{Cr}(t) = E_d \cos \frac{t-t_0}{\sqrt{L_c C_r}} \quad \dots \dots \dots (2)$$

となる。 e_{Cr} は共振してゼロまで減少し、ダイオード D_r がターンオンしてこのモードは終わる。 $e_{Cr}(T_1)=0$ の条件から、このモードの期間 T_1 は

図6 ソフトスイッチング三相高力率コンバータの動作モード
Fig.6 Operational modes of proposed soft-switching three-phase PFC converter.

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_c C_r} \quad \dots \dots \dots (3)$$

である。補助スイッチ T_c を流れる電流はリアクトル電流 i_{L_c} に等しいから、ターンオンは ZCS (Zero Current Switching) となる。

MODE 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$): D_r オン $\sim T_c$ オフ

C_r の電圧がゼロになると D_r が導通し、 L_c の電流は

$$i_{L_c}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \quad \dots \dots \dots (4)$$

で $T_c - D_r - L_c$ を循環する。このモードの間、 C_r の電圧がゼロであるから、この間に主スイッチ T_r をオンすることで原理的に ZVS を達成する。 T_r をオンした後 T_c をオフしこのモードは終わる。

MODE 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

: T_c オフ、 D_{c1} オン $\sim D_{c1}$ オフ又は D_{c2} オン T_c をオフすると、

$$i_{L_c}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} \cos \frac{t-t_2}{\sqrt{L_c C_c}} \quad \dots \dots \dots (5)$$

$$e_{C_c}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} \sin \frac{t-t_2}{\sqrt{L_c C_c}} \quad \dots \dots \dots (6)$$

で、 i_{L_c} は共振的に C_c を充電していく。 T_c にかかる電圧は C_c の電圧に等しいため、 T_c のターンオフも原理的に ZVS である。このモードは L_c の電流がゼロになるか、 C_c の電圧が出力直流電圧に等しくなった場合に終わる。このモードの期間は C_r と C_c の大小関係で決まり

・ $C_r < C_c$ の場合、 $i_{L_c}(T_3) = 0$ より

$$T_{3a} = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_c C_c} \quad \dots \dots \dots (7)$$

・ $C_c \leq C_r$ の場合、 $e_{C_c}(T_3) = E_d$ より

$$T_{3b} = t_3 - t_2 = \sqrt{L_c C_c} \sin^{-1} \sqrt{\frac{C_c}{C_r}} \quad \dots \dots \dots (8)$$

となる。

以下 $C_r < C_c$ の場合は MODE 4a $\rightarrow$ MODE 5a $\rightarrow$ MODE 6 と移り、 $C_c \leq C_r$ の場合は MODE 4b $\rightarrow$ MODE 5b $\rightarrow$ MODE 6 となる。

MODE 4a ($t_{3a} \leq t \leq t_{4a}$): D_{c1} オフ $\sim T_r$ オフ

$C_r < C_c$ の場合には $e_{C_c}(t) = E_d \sqrt{C_r/C_c}$ を保ったまま T_r をオフするまで続く T_r オンの定常状態である。このモードの終わりにおける T_r の電流を次のように I_{Tr} で仮定する。

$$i_{Tr}(t_{4a}) = I_{Tr} \quad \dots \dots \dots (9)$$

MODE 5a ($t_{4a} \leq t \leq t_5$): T_r オフ $\sim D_{c2}$ オン

T_r をオフすると C_r と C_c は、その電圧の和が E_d になるまで C_r が充電される。 $e_{C_c}(t) = E_d \sqrt{C_r/C_c}$ であるので C_r の電圧は

$$e_{C_r}(t) = \frac{I_{Tr}}{C_r} (t - t_{4a}) \quad \dots \dots \dots (10)$$

となる。したがって、このモードの期間は $e_{C_r}(T_5) + e_{C_c}(T_5) = E_d$ より次式を得る。

$$T_{5a} = t_5 - t_{4a} = \frac{C_r E_d}{I_{Tr}} \left(1 - \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} \right) \quad \dots \dots \dots (11)$$

MODE 4b ($t_{3b} \leq t \leq t_{4b}$): D_{c2} オン $\sim D_{c1}$ オフ・ D_{c2} オフ

このモードは $C_c \leq C_r$ の場合に存在する。 C_c の電圧が E_d 以上になると D_{c2} が導通し C_c の電圧を E_d に保つ。 L_c の電流は

$$i_{L_c}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r - C_c}{L_c}} - \frac{E_d}{L_c} (t - t_{3b}) \quad \dots \dots \dots (12)$$

で、ゼロになるまで流れる。モードの期間は上式より

$$T_{4a} = t_{4a} - t_3 = \sqrt{L_c (C_r - C_c)} \quad \dots \dots \dots (13)$$

である。

MODE 5b ($t_{4b} \leq t \leq t_5$): D_{c2} オフ $\sim T_r$ オフ・ D_{c2} オン

$e_{C_c}(t) = E_d$ のまま、 T_r をオフするまで続く T_r オンの定常状態である。オフ時の T_r の電流は I_{Tr} である。

MODE 6 ($t_5 \leq t \leq t_6$): D_{c2} オン $\sim D$ オン

T_r はオフの状態、 C_c の電圧と C_r の電圧の和を E_d に保持しつつ以下のように C_c は放電、 C_r は充電する。

・ $C_r < C_c$ の場合

$$e_{C_r}(t) = \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad \dots \dots \dots (14)$$

$$e_{C_c}(t) = E_d - \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad \dots \dots \dots (15)$$

・ $C_c \leq C_r$ の場合

$$e_{C_r}(t) = E_d \left(1 - \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} \right) + \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad \dots \dots \dots (16)$$

$$e_{C_c}(t) = E_d \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} - \frac{I_{Tr}}{C_r + C_c} (t - t_5) \quad \dots \dots \dots (17)$$

C_c の電圧がゼロとなり、 C_r の電圧が E_d になるとダイオード D が導通しこのモードは終わる。この期間は上式より

・ $C_r < C_c$ の場合

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{E_d}{I_{Tr}} (C_r + C_c) \quad \dots \dots \dots (18)$$

・ $C_c \leq C_r$ の場合

$$T_6 = t_6 - t_5 = \frac{E_d}{I_{Tr}} \sqrt{\frac{C_r}{C_c}} (C_r + C_c) \quad \dots \dots \dots (19)$$

を得る。

MODE 7 ($t_6 \leq t \leq t_7$): D オン $\sim D$ オフ

D が導通し入力電流は負荷へ流れる。電流ゼロとなり D がオフして終わる。

MODE 8 ($t_7 \leq t \leq t_8$): D オフ $\sim T_c$ オン

T_r 、 T_c ともゼロ電流状態である。このモードの終わりでス

スイッチング周期の1サイクルとなり、 T_c を再びターンオンさせることで、次の周期が始まる。

4. 設計要件

動作解析結果をふまえて、回路定数を決定する設計要件を考える。三相の入力容量 P_s は

$$P_s = 3V_s I_s \quad \dots \dots \dots (20)$$

ここに、 V_s : 相電圧の実効値、 I_s : 相電流の実効値である。不連続動作モードでの入力リアクトルの電流は三角波となるから、そのピーク電流 $I_{peak,L}$ は

$$I_{peak,L} = 2\sqrt{2}I_s \quad \dots \dots \dots (21)$$

となる。不連続動作モードでのスイッチの最大時比率 D_{max} は

$$D_{max} = \frac{E_d - \sqrt{3} \times \sqrt{2}V_s}{E_d} \quad \dots \dots \dots (22)$$

で⁽²⁾、スイッチング周波数 f_b での最大オン時間は

$$t_{on} = \frac{D_{max}}{f_b} \quad \dots \dots \dots (23)$$

となるから、入力リアクトル L_r の値を

$$L_r = \frac{\sqrt{2}V_s t_{on}}{I_{peak,L}} \quad \dots \dots \dots (24)$$

により求めることができる。

次に、 C_r の値を求める。主スイッチ T_r の最大電流は $2 \times I_{peak,L}$ であるから、 T_r の dv/dt を考慮して

$$C_r > \frac{2I_{peak,L}}{dv/dt} \quad \dots \dots \dots (25)$$

であればよい。補助スイッチ T_c の最大電流も主スイッチの最大電流より小さくするには

$$E_d \sqrt{\frac{C_r}{L_c}} < 2I_{peak,L} \quad \dots \dots \dots (26)$$

となり、これより L_c が定まる。次に、 C_c の電圧は L_c との共振により正弦波状に変化するため C_r より小さめでよいことになるので $C_r = C_c$ とすれば余裕をみたことになる。

試作実験回路の一例として、入力容量 $P_s = 1\text{kW}$ 、相電圧 $V_s = 50\text{V}$ 、電源周波数 $f_s = 60\text{Hz}$ 、スイッチング周波数 $f_b = 20\text{kHz}$ 、出力直流電圧 $E_d = 250\text{V}$ の場合の各定数を定めてみる。上式に値を代入すると、 $I_{peak,L} = 18.85\text{A}$ 、 $D_{max} = 0.51$ 、 $t_{on} = 25.5\mu\text{s}$ となるから $L_r = 95.7\mu\text{H}$ を得るので $L_r \cong 100\mu\text{H}$ とする。また、 T_r の dv/dt を $200\text{V}/\mu\text{s}$ 以下に抑えるためには $C_r > 0.18\mu\text{F}$ であるから、 $C_r = C_c \cong 0.2\mu\text{F}$ とする。また、

$L_c = 120\mu\text{H}$ とすれば T_c の最大電流は T_r の最大電流より小さくなるが (26) 式より確認できる。

5. 回路動作のシミュレーション

ZVT回路の場合と同様に、ダイオードを理想素子とし、主スイッチ T_r と補助スイッチ T_c を可変抵抗スイッチで仮定して一連の転流動作のシミュレーションを行い、 T_r と T_c の電圧・電流軌跡を求めてみた。回路定数は設計要件の例で示した結果を用いている。結果は図7となり、可制御素子である T_r と T_c のソフトスイッチング動作が確認できる。

次に実験により近い状態での動作波形を確認するために MOSFET の実素子を模擬した主スイッチ T_r と補助スイッチ T_c を用いて提案回路の動作シミュレーションを行った。シミュレーション結果として得られた波形が図8であり、動作解析で得られた波形とほぼ一致しているが、細部においては MOSFET の寄生容量による影響が見うけられる。入力電流がゼロであればリアクトル電流もゼロであるが、シミュレーション結果ではその後、多少振動が現れている。ただ、電流値は僅かであるので動作に支障はない。

(a) T_r の V-I 軌跡

(b) T_c の V-I 軌跡

図7 提案回路における T_r と T_c の電圧・電流奇跡
Fig.7 V-I locus of switches T_r and T_c for proposed circuit.

6. 実験結果

図9に、入力相電圧50V・出力直流電圧250V・3Aにおいての入力の線間電圧と線電流波形を示す。電流波形確認のために入力電源端子にはフィルタを接続して入力電流波形を平滑した。試作回路のスイッチにはMOSFETを用い、ダイオード D_r はパワーMOSFETの寄生ダイオードを使用した。

図10、図11に、試作回路における主スイッチ T_r および補助スイッチ T_c のターンオン・ターンオフ時の電圧・電流波形を示す。いずれもソフトスイッチング動作が確認できる。また、電圧・電流の緩やかな立ち上がりや立ち下りは素子のストレスを低減できる。なお、 T_c のターンオフ時には配線のインダクタンスによる寄生振動が残っている。

図8 提案回路各部の動作波形

Fig.8 Circuit diagram and waveforms of proposed circuit.

電圧 V : 50V/div, 電流 I : 5A/div, 時間 t : 2mS/div

図9 入力電圧・電流波形

Fig.9 Input voltage and current waveforms.

(a) ターンオン時の波形

(b) ターンオフ時の波形

電圧 V : 50V/div, 電流 I : 5A/div, 時間 t : 1 μS/div

図10 主スイッチ T_r の動作波形

Fig.10 Operational waveforms of main switch T_r .

(a) ターンオン時の波形

電圧 V: 50V/div, 電流 I: 5A/div, 時間 t: 1 μ S/div

図 11 補助スイッチ T_c の動作波形

Fig.11 Operational waveforms of auxiliary switch T_c .

図 12 入力力率特性

Fig.12 Power factor characteristic.

図 13 効率特性

Fig.13 Efficiency.

図 12, 図 13 に, 各負荷電流に対する提案のソフトスイッチング方式と従来のハードスイッチング方式である図 1 での力率・効率を示す。いずれも, 入力相電圧 50V・出力直流電圧 250V とした。力率・効率の測定では入力フィルタは含めていない。図 12 の力率は総合力率であり, いずれの場合も高い値を得ている。このことは, ソフトスイッチングを行った場合でもその転流動作が入力波形に影響せず特性改善が行えることを示している。また, 図 13 では, 効率において従来のハードスイッチングよりも高い値が得られている。このような高効率・高力率に加え, ソフトスイッチングではコンデンサの充放電による立ち上がり・立ち下がりでの dv/dt ・ di/dt による素子のストレスの緩和及び EMI ノイズの低減がなされる。

7. むすび

環境性に優れた装置の開発をめざして, 三相高力率コンバータのソフトスイッチング化を取り上げた。ソフトスイッチングは, 損失低減と共に素子にかかる電圧・電流のストレスをも軽減できるが, ソフトスイッチング化は, 一般に, 各可制御素子に外部回路を追加するので主回路が複雑化する傾向にある。特に三相はもともと素子数の多い構成であるので, 三相コンバータのソフトスイッチング化にあたっては, 主回路構成ができるだけシンプルなもの望まれる。リアクトル電流不連続モード制御を適用すると, 1 スwitch のシンプルな回路で高力率コンバータを構成することができるが, 素子のストレスは大きくなる。したがって, 不連続モード方式のソフトスイッチング化は, 回路の簡素化とスイッチ素子のストレス軽減という二つの特長を両立させることが可能で装置の高性能化が期待できることから本文では, 不連続モード方式のソフトスイッチング形三相高力率コンバータ回路を提案した。

提案回路における主回路のすべての可制御素子が, ZVS または ZCS でスイッチングされていることが, 本文の動作解

析, シミュレーションおよび実験結果から確認できた。また, 設計要件を示し, その計算結果から得られた定数を用いて試作回路を構成し実験を行った。実験結果からは, 高力率が得られ良好な入力電流波形が確認できた。また, 効率についても従来のハードスイッチング方式より高い値が得られ, スイッチ素子にかかる電圧・電流ストレスも低減することができた。提案したソフトスイッチング回路は, DC-DCコンバータなど他の変換器にも適用できる。

最後に, 本研究の試作実験にご協力いただいた大阪工業大学大学院生吉川隆之君(現: 石川島播磨重工業)に感謝の意を表する。

(平成8年6月24日受付, 平成8年9月6日再受付)

文献

- (1) 雪平: "高調波規制の概要" 平成7年電気学会全国大会シンポジウム S.15-2, S.15-5 (1995-3)
- (2) A.R.Prasad P.D.Ziogas S.Manias: "An Active Power Factor Correction Technique For Three-phase Diode Rectifiers", IEEE PESC'89, pp58-66 (1989)
- (3) S.Kim P.Enjeti: "A New Three Phase AC to DC Rectifier With Active Power Factor Correction" IEEE APEC'94, pp752-759(1994)
- (4) J.W.Kolar H.Ertl F.C.Zach: "A Novel Three-phase Single-switch Discontinuous-Mode AC-DC Buck-Boost Converter with High-Quality Input Current Waveforms and Isolated Output" IEEE Trans. Power Electronics, vol.9, No.2, pp160-172(1994)
- (5) Guihao Hua, Ching-Shan Leu, Fred C. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converter", PESC'92, pp55-61, 1992
- (6) 吉川, 谷口, 平地, 入江: "三相力率改善形コンバータの部分共振回路" 平成6年電気産応全大 107, pp427-430 (1994-8)
- (7) 父川 谷口: "ロスレススナバを用いたソフトスイッチング形三相高力率コンバータ", 平成6年電気学会産応部門全国大会 44, pp191-194 (1994-8)
- (8) Taniguchi, Yoshikawa, Chichikawa, Kimura, Hirachi "Application of Loss-Less Snubber Circuit to Three-Phase Soft-Switching PWM Converter with High-Quality Input Current Waveforms and High Power Factor", International Power Electronics Conference, IPEC-Yokohama'95, Vol.II, pp860/863(1995-4)
- (9) 父川 谷口: "ソフトスイッチング形三相高力率コンバータの特性解析" 電気学会 半導体電力変換研究会資料 SPC-95-98 (1995-10)
- (10) 父川 森實 木村 谷口: "三相高力率ソフトスイッチング形コンバータの入出力特性" 電気学会 半導体電力変換研究会資料 SPC-96-21 (1996-1)

谷口 勝則(正員) 昭和18年4月21日生。45年3月大阪府

立大学大学院修了。49年工学博士。大阪工業大学助手, 講師, 助教授を経て63年電気工学科教授。現在に至る。PWMインバータ・コンバータなど半導体電力変換回路および電動機駆動の研究に従事。平成7年度電気学会著作賞受賞。IEEE, パワーエレクトロニクス研究会会員。

平地 克也(正員) 昭和29年5月22日生。54年3月京都大

学工学部電気工学科卒業。同年(株)ユアサ・コーポレーション入社。スイッチング電源, 無停電電源装置等の研究開発に従事。現在に至る。パワーエレクトロニクス研究会会員。

入江 寿一(正員) 昭和12年4月21日生。35年3月大阪府

立大学工学部電気工学科卒業。同年シャープ(株)入社。39年大阪府立大学工学部助手, 助教授。平成2年大阪電気通信大学工学部電子機械工学科教授。DCチョッパなど半導体電力変換回路および電動機駆動の研究に従事。工学博士。平成7年度電気学会著作賞受賞。計測自動制御学会, システム制御情報学会, パワーエレクトロニクス研究会, IEEE 会員。