一括共振 DC リンクスナバを用いた 三相電流形 ZCS-PWM コンバータ

正 員 小西 義弘 (富士電機) 学生員 馬場 直也 (山口大学)
学生員 石橋 正基 (山口大学) 正 員 中岡 睦雄 (山口大学)

A Novel Three-Phase Current-Fed ZCS-PWM Converter Incorporating A Single Resonant DC Link Soft Commutation Snubber

Yoshihiro Konishi, Member (Fuji Electric Co.Ltd.), Naoya Baba, Student Member,
Masaki Ishibashi, Student Member, and Mutsuo Nakaoka, Member (Yamaguchi University)

This paper presents a novel prototype three-phase current-fed PWM converter with switched-capacitor type resonant DC link commutation circuit operating with a new optimum PWM pattern strategy under a design consideration of low-pass filter, which can operate on the basis of the principle of zero current soft-switching commutation.

In the first place, the steady-state operating principle of this converter with a new resonant DC link snubber circuit is described in connection with the equivalent operating circuit, together with the practical design procedure of the switched-capacitor type resonant DC link circuit. In the second place, the three-phase current-fed PWM converter with the switched-capacitor type resonant DC link circuit is discussed from a theoretical viewpoint on the basis of a design example for high-power applications. The actively delayed time correction method to compensate distorted currents due to a relatively long resonant commutation time is newly implemented in the open loop control scheme so as to acquire the new optimum PWM pattern. Finally, the experiment of set-up in laboratory system of this converter is concretely demonstrated herein to confirm a zero current soft-switching commutation of this converter. The comparative evaluations between current-fed hard-switching PWM and soft-switching PWM converters are carried out from a viewpoint of their PWM converter characteristics.

キーワード：三相電流形 PWM コンバータ, 新最適 PWM パルスパターン, 大容量高力率コンバータ,
補助スイッチト・キャパシタ形部分共振 DC リンクスナバ回路, ゼロ電流ソフトスイッチング(ZCS),
ゼロ電圧ソフトスイッチング(ZVS)

1. まえがき

スイッチ制御モード半導体電力変換装置の小型軽量化, 高性能化実現にあたって, IGBT, MOSFET, MOS 制御サイリスタ(MCT)などの高周波スイッチングパワー半導体デバイスによる電力変換装置のスイッチング周波数の高周波化技術の導入が不可欠である。しかし, 従来からのハードスイッチング PWM 方式電力変換装置では, 回路内寄生パラメータによる電圧サージ, 電流サージの発生, それらに起因するパワー半導体デバイスの電圧・電流ピークストレスやスイッチング損失, そして電磁放射ノイズの増大などの問題があり, 電力変換装置の PWM キャリア周波数の高周

波化には限界がみえている。近年, これらの問題を効果的かつ適切に低減する手段としてソフトスイッチング PWM 方式電力変換装置が注目されている。研究開発段階にあるとはいえ, 電圧形の電力変換装置の高周波ソフトスイッチング PWM 技術に関する報告は多くなされている。一方, 産業システムや電力システム分野の大容量電力変換用として注目される電流形の電力変換装置の PWM 回路技術も提案されているが, ソフトスイッチング PWM 回路技術についての報告は数少なく^{(1)~(4)}, 検討の余地が残されている。

本論文では, スwitchト・キャパシタ構成をした一括共振 DC リンク回路を用いた新しい三相電流形ゼロ電流ソフトスイッチング PWM コンバータを提案し^{(5)~(7)}, 本回路の

動作原理を明らかにしている。また、電流形電力変換器用共振 DC リンク回路の実用設計法と数値例を示すと共に、試作装置においては、著者が先に提案した大容量電力変換に適した低周波スイッチング対応の新最適 PWM パターンを導入し^{(8)~(10)}、入力電流の正弦波化と高力率化の両機能を持つ三相電流形ゼロ電流ソフトスイッチング PWM コンバータの開ループ制御系としての基本的定常性能を評価した結果について述べている。

2. 主回路と定常動作

図 1 に新しいスイッチト・キャパシタ構成をした一括共振 DC リンク回路方式三相電流形 ZCS-PWM コンバータの回路を示す。この主回路は IGBT と逆阻止用ダイオードからなる各スイッチ($S_1/D_1 \sim S_6/D_6$)でブリッジ構成され、電流源電流が流れている DC パスライン間には部分共振インダクタ L_r を含む共振キャパシタスイッチ回路が接続されている。この共振 DC リンク回路は IGBT(S_{r1}, S_{r2})とダイオード(D_{r1}, D_{r2})からなるブリッジの枝にロスレスキャパシタ C_r とブリッジ外に部分共振インダクタ L_r を接続したスイッチト・キャパシタ構成となっている。本共振 DC リンク回路は電流形三相ブリッジコンバータの IGBT($S_1/D_1 \sim S_6/D_6$)の一括共振スナバ回路とも見られる。スイッチング遷移時のみ共振 DC リンク回路を動作させ、図 1 のコンバータの主スイッチ($S_1 \sim S_6$)に流れる電流を、共振 DC リンク回路に転流させ、主スイッチをスイッチング遷移時にゼロ電流でオン・オフさせるゼロ電流ソフトスイッチング(ZCS)方式となっている。

図 2 に図 1 のコンバータにおける転流($S_4 \sim S_6$)時のゲート動作タイミング信号及び共振 DC リンク回路の動作波形を示す。このコンバータの共振 DC リンク回路の動作は以下の通りである。

■Mode0-初期モード($t < t_0$)

今、 S_1, S_4 がオンの状態にある。共振 DC リンク回路の C_r の初期電圧を $v_{Cr} = KV_p$ ($K > 1$) とする。

ただし、 V_p は商用電源系の交流電圧のピーク値を示す。

■Mode1-転流モード($t_0 < t < t_1$)

S_{r1}, S_{r2} を同時に ZCS ターンオンすると、部分共振によってコンバータの電流が共振 DC リンク回路へ転流する。主スイッチの電流がゼロになると主スイッチを ZCS ターンオフさせる。

$i_{Lr} = 0$, $v_{Cr} = KV_p$ となる初期条件のもとで回路の状態変数は時間原点を $t_0 = 0$ とすると、下記のようになる。

$$i_{Lr} = \frac{1}{Z_x} (KV_p + v_0) \sin \omega(t - t_0) \quad (1)$$

$$v_{Cr} = -v_0 + (KV_p + v_0) \cos \omega(t - t_0) \quad (2)$$

$$t_1 - t_0 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} \left(\frac{Z_x I_d}{KV_p + v_0} \right) \quad (3)$$

また、 $t = t_1$ でのキャパシタ電圧は次のようになる。

図 1 一括共振 DC リンクスナバ回路方式
三相電流形 ZCS-PWM コンバータ

Fig. 1 Three-phase current-fed ZCS-PWM converter with a single resonant DC link snubber circuit

図 2 定常動作波形

Fig. 2 Typical operating waveforms

すなわち、

$$v_{Cr1} = -v_0 + \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_x I_d)^2} \quad (4)$$

■Mode2-キャパシタ電圧放電モード($t_1 < t < t_2$)

共振 DC リンク回路に直流電流 I_d が流れ、共振キャパシタ C_r は放電する。また、スイッチング素子への逆電圧印加時間内に主スイッチ S_1, S_4 のゲート信号をオフする。この場合の状態変数は次のようになる。

$$i_{Lr} = I_d \quad (5)$$

$$v_{Cr} = -\frac{I_d}{C_r} (t - t_1) + v_{Cr1} \quad (6)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{C_r}{I_d} v_{Cr1} = \frac{C_r}{I_d} \left(-v_0 + \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_x I_d)^2} \right) \quad (7)$$

また、スイッチング素子への逆電圧印加時間 T_{rbs} は、素子に印加する電圧 $v = -(v_0 + v_{cr}) \leq 0$ から求められ、次式を得る。

$$T_{rbs} = \frac{C_r}{I_d} (v_0 + v_{cr}) = \frac{C_r}{I_d} \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_x I_d)^2} \quad (8)$$

この期間 T_{rbs} 内に主スイッチ S_1, S_4 のゲート信号をオフする。

■Mode3-環流モード ($t_2 < t < t_3$)

直流電流 I_d は S_{r1}, D_{r1} と S_{r2}, D_{r2} を並列に分流する。この時、 C_r の電圧はゼロとなる。本モードは最小となるよう設定され、 C_r の電圧がゼロになると直ちに Mode4 へ移行される。

$$i_L = I_d \quad (9)$$

$$v_{cr} = 0 \quad (10)$$

■Mode4-キャパシタ電圧充電モード ($t_3 < t < t_4$)

S_{r1}, S_{r2} を ZVS ターンオフさせると、電流は 2 つのダイオード D_{r1}, D_{r2} を含むループに流れ、 C_r を充電する。この場合の状態変数は下記の通りである。すなわち、

$$i_L = I_d \quad (11)$$

$$v_{cr} = \frac{I_d}{C_r} (t - t_3) \quad (12)$$

$$t_4 - t_3 = \frac{C_r KV_p}{I_d} \quad (13)$$

■Mode5-転流モード ($t_4 < t < t_5$)

C_r の電圧が次の共振電圧 $v_{cr} = KV_p$ まで充電されると S_1, S_6 を ZCS ターンオンさせる。これにより主回路側に電流が転流し、電流が完全に転流すると主スイッチ (S_1, S_6) が導通状態の Mode0' に戻る。初期条件が $i_L = I_d, v_{cr} = KV_p$ のもとで状態変数は次のように算定される。

$$i_L = -\frac{1}{Z_x} (KV_p - v_0') \sin \omega(t - t_4) + I_d \cos \omega(t - t_4) \quad (14)$$

$$v_{cr} = v_0' + (KV_p - v_0') \cos \omega(t - t_4) + Z_x I_d \sin \omega(t - t_4) \quad (15)$$

$$t_5 - t_4 = \frac{1}{\omega} \tan^{-1} \left(\frac{Z_x I_d}{KV_p - v_0'} \right) \quad (16)$$

以上、共振転流モードの全時間は Mode3 の時間をゼロとすると

$$t_5 - t_0 = \frac{1}{\omega} \sin^{-1} (Z_x I_d / (KV_p + v_0)) + \frac{1}{\omega} \tan^{-1} (Z_x I_d / (KV_p - v_0')) + \frac{C_r}{I_d} \left(-v_0 + \sqrt{(KV_p + v_0)^2 - (Z_x I_d)^2} \right) + \frac{C_r KV_p}{I_d} \quad (17)$$

となる。

なお、2 章で扱う主な記号を以下に示す。

C_f : 交流フィルタコンデンサ, C_r : 共振コンデンサ

$D_1 \sim D_6$: 電流形コンバータブリッジの逆阻止ダイオード

D_{r1}, D_{r2} : 共振 DC リンク回路の逆阻止ダイオード

I_d : 直流電流, i_u, i_v, i_w : PWM 電流, i_{Lr} : 共振電流

$I_{S1} \sim I_{S6}$: 主スイッチに流れる電流

K : $K > 1$ となる任意の値, L_d : 直流リアクトル

L_f : 交流フィルタリアクトル, L_r : 共振リアクトル

$S_1 \sim S_6$: 電流形コンバータブリッジの主スイッチ

S_{r1}, S_{r2} : 共振 DC リンク回路の補助スイッチ

T_{rbs} : 主スイッチのターンオフ時の逆電圧印加時間

v_{cr} : 共振コンデンサ電圧

v_0, v_0' : フィルタコンデンサ線間電圧瞬時値

V_p : フィルタコンデンサ線間電圧振幅

$V_{g(S1)} \sim V_{g(S6)}$: 主スイッチのゲート信号

$V_{g(Sr1)}, V_{g(Sr2)}$: 補助スイッチのゲート信号

$V_{S1} \sim V_{S6}$: 主スイッチにかかる電圧

Z_x : 共振回路のインピーダンス ($\sqrt{L_r/C_r}$)

ω : 共振角周波数 ($1/\sqrt{L_r C_r}$)

3. 電流形電力変換用共振 DC リンク回路の設計

図 1 に示した三相電流形 PWM コンバータの共振 DC リンク回路のパラメータ設計法について述べる。

補助共振 DC リンク回路で転流が可能となるのは、Mode1 の共振電流の振幅が直流電流 I_d より大となる転流条件より

$$\frac{1}{Z_x} (KV_p + v_0) \geq I_d \quad (18)$$

従って、 K の条件式としては、線間電圧が $v_0 = -V_p$ の最大の時

$$K \geq 1 + Z_x/Z_0 \quad (19)$$

が得られる。

次に、共振キャパシタの制約条件について述べる。

主スイッチに逆電圧が印加されている時間 T_{rbs} に主スイッチのゲートをオフさせる Mode2 でのスイッチングオフ時間の条件より

$$C_{r(off)} \geq t_{off} / \left(Z_0 \sqrt{(K-1)^2 - (Z_x/Z_0)^2} \right) \quad (20)$$

電圧責務を決める Mode2,4 の dv/dt 条件より

$$C_{r(v)} \geq I_d / \left(dv_{cr}/dt \Big|_{\max} \right) \quad (21)$$

電流責務を決める Mode1,5 の di/dt 条件より

$$C_{r(i)} \geq V_p \sqrt{(K+1)^2 + (Z_x/Z_0)^2} / \left(Z_x^2 di_{Lr}/dt \Big|_{\max} \right) \quad (22)$$

共振動作による転流時間の最大値 $(t_5 - t_0)^{\max} \leq t_s^{\max}$ より

$$C_{r(is)} \leq \frac{t_s^{\max}}{Z_0 \left[\frac{Z_x}{Z_0} \sin^{-1} \left(\frac{Z_x}{Z_0(K-1)} \right) + \sqrt{(K-1)^2 - \left(\frac{Z_x}{Z_0} \right)^2} + K + 1 + \frac{Z_x}{Z_0} \tan^{-1} \left(\frac{Z_x}{Z_0(K-1)} \right) \right]} \quad (23)$$

これらの条件式((19)~(23))をすべて満足するよう L_r と C_r を導出する。

なお、3章で扱う主な記号を以下に示す。

Z_0 : 装置の定格インピーダンス (V_p/I_d)

$t_s^{\max}$: 共振転流時間の最大値

t_{off} : スwitchのターンオフ時間

4. 新共振 DC リンク回路の設計例

試作縮小モデル器を想定した電源電圧三相 200V、出力電流 5A の電流形 PWM コンバータに対する設計仕様は、下記の通りである。

- $V_p=200\sqrt{2}=282.8\text{V}$, $I_d=5\text{A}$, $Z_0=V_p/I_d=56.6\Omega$
- $di/dt|_{\max}=50\text{A}/\mu\text{s}$, $dv/dt|_{\max}=500\text{V}/\mu\text{s}$
- $t_{off}=2\mu\text{s}$: IGBT のスイッチング時間を想定
- $t_s^{\max}=20\mu\text{s}$: キャリア周期(2.88kHz)の 10%程度

以上の設計仕様のもとに動作制約条件式(19)~(23)から得られた解析結果を図 3 に示す。但し、式(21)の dv/dt 条件は、図 3 の領域を全て満足する $C_r \geq 0.01\mu\text{F}$ が得られることから表示されていない。図 3 は $K=1.4, 1.5, 1.6$ に対する L_r - C_r パラメータ決定平面を示す。図 3 に示した K に対する各領域内では、3章の全ての回路制約条件を満たす。ここで K を大きくすると、この領域は拡大し、パラメータ決定領域は広がるが、共振キャパシタ電圧 v_{Cr} のピーク値が大きくなり、素子に印加される電圧 ($v_o + v_{Cr}$) が増大して電圧責務が厳しくなる。よって、条件を満足する領域が確保でき、かつ電圧を高くしない $K=1.4$ を選択した。さらに、図 3 より特性インピーダンス $Z_x=12\Omega$ とすると、 $C_r=0.11\mu\text{F}$, $L_r=C_r Z_x^2=15.84\mu\text{H}$ と決定される。

5. 制御パルス処理

<5・1> スwitchングパターン補正法 図 4(a), (b)は一サンプリング期間内の PWM パターン信号と実電流パターン

図 3 共振 DC リンク回路のパラメータ条件

Fig.3 Conditional restrictions of resonant DC link circuit parameters

ンを示している。図 4(a)は、ソフトスイッチングを実現するために、スitchングの度に共振 DC リンク回路を動作しているため、実電流パターンが PWM パターン信号より

(a) 一サンプリング期間内の新最適 PWM パターン
(転流時間補正なし)

(a) New optimum PWM pattern during one sampling time
(Without resonant commutation time correction scheme)

(b) 一サンプリング期間内の新最適 PWM パターン
(転流時間補正あり)

(b) New optimum PWM pattern during one sampling time
(With resonant commutation time correction scheme)

図 4 新最適 PWM パルスパターン補正法

Fig.4 New optimum PWM pattern correction method

図 5 負荷電流-共振転流時間特性

Fig.5 Load current vs. resonant commutation time relationship

(a) Commutation control block diagram

(b) 制御信号

(b) Control signals

図 6 スイッチ制御構成

Fig.6 Switch control configuration

共振 DC リンク回路動作時間、つまり共振転流時間($t_s=t_5-t_1$)だけパルス幅を削られた形となっている。このために、入力電流の波形ひずみが大きくなる。そこで、パルスパターンの補正手法を行うことが有効となる。図 4(b)は、実電流パターンが PWM パターン信号のパルス幅($U:t_a+t_b$, $V:t_a$, $W:t_b$)に合うように、共振転流時間 t_s をあらかじめ PWM パターン信号に加えることによって、実電流パターンを補正している。この共振転流時間 t_s は図 5 に示すように、直流電流に依存しており、直流電流を検出することによって決定している。

本論文では、パルスパターンとしてフィルタまで考慮した波形 THD を最小化するようにした新最適 PWM パターンを用いている。すなわち、これは正弦波-三角波比較の

PWM 変調を基本とし、さらに、入力 LC フィルタを考慮して、入力電流の高調波電流のひずみ率を最小とする、スイッチング角度を演算するもので、この角度をメモリーに記憶して、順次に出力的方式のものである。詳しくは付録を参照されたい。

<5・2> 共振 DC リンク回路部の共振電圧制御 図 6(a)に共振 DC リンク回路のスイッチング制御回路ブロック図を示し、図 6(b)には図 6(a)の各時点での信号 (①~⑦)を示す。主スイッチのパターン信号は DSP(Digital Signal Processor)によって発生させている。このパルスパターンは、出力電流を検出し、DSP に取り込むことによって、最適 PWM パルスパターンに補正が施された補正新最適 PWM パルスパターンである。また、本コンバータ入力側の相電圧と線電流をセンサーにより DSP に取り込むことによって、入力総合力率 1 制御を行っている。

各スイッチの動作タイミングはコンバータ主スイッチのターンオフの状態を、転流タイミング検出回路で検出することで制御される。転流タイミング検出回路で主スイッチのターンオフを検出し、共振補助スイッチのターンオン信号を発生させる。この時、主スイッチに流れる電流が補助共振転流回路に転流し、主スイッチが ZCS 動作を確実にを行うようターンオフ遅延タイマー回路でオフ信号を T_c だけ遅らせて出力させる。また、共振キャパシタに電圧センサーが接続され、共振キャパシタ電圧の電圧値を電圧センサー(ゼロ電圧検出回路, KV_p 電圧検出回路)で検出し、補助スイッチのターンオフと主スイッチのターンオンが行われる。ゼロ電圧検出回路でゼロ電圧を検出し、補助スイッチにターンオフ信号を送ることによって、補助スイッチのターンオフを制御し、 KV_p 電圧検出回路で KV_p 電圧を検出し、主スイッチにターンオン信号を送ることによって、主スイッチのターンオンを制御している。

6. 実験結果と検討

<6・1> 試作縮小モデル実験器の仕様 表1に、図1の一括共振DCリンクスナバ回路を用いた三相電流形ゼロ電流ソフトスイッチングPWMコンバータの縮小モデル器の回路定数を示す。これらの回路定数を用いて試作実験を行

表1 回路定数

Table 1 Circuit parameter

回路要素	記号	値
電源線間電圧実効値	V_s	200.0 [V]
電源周波数	F_s	60.0 [Hz]
フィルタのリアクトル	L_f	11.0 [mH]
フィルタのキャパシタ	C_f	9.0 [μ F]
補助共振回路のインダクタ	L_r	16.0 [μ H]
補助共振回路のキャパシタ	C_r	0.11 [μ F]
直流電流	I_d	5.0 [A]
直流リアクトル	L_d	190.0 [mH]
キャリア周波数	F_c	2.88 [kHz]
C_r の初期充電電圧	KV_p	396.0 [V] ($K=1.4$, $V_p=283.0$ [V])

(a) 主スイッチターンオン

(a) Main switch turn on

(b) 主スイッチターンオフ

(b) Main switch turn off

図7 主スイッチの電圧と電流波形

(電圧：100V/div, 電流：2A/div, 時間：500ns/div)

Fig.7 Voltage and current switching waveforms of a main switch

(Voltage: 100V/div, Current: 2A/div, Time: 500ns/div)

うこととする。また、試作器の主スイッチ、補助スイッチには富士電機製 IGBT パワーモジュール(2MBI50L-120)を、逆阻止用ダイオードにはオリジン電気製ダイオード(USR60P12)を使用して構成している。

<6・2> コンバータ動作時のスイッチング特性 図1のコンバータが動作しているときの主スイッチにおけるターンオンとターンオフ時の電圧・電流波形を図7(a), (b)に示す。これらの図より、ターンオン・ターンオフ共に電圧・電流の重なりがなく、ゼロ電流ソフトスイッチングが実現しているのが確認できる。また、図8(a),(b)は共振DCリンク回路内の補助スイッチのターンオンとターンオフ時の電圧・電流波形を示している。これらの図からも明らかなように、補助スイッチにおいてもゼロ電流ターンオン、ゼロ電圧ターンオフが確認できる。

また、図9は共振キャパシタ電圧・共振インダクタ電流波形を示している。この図より、共振キャパシタに接続された電圧センサーが動作し、主回路のスイッチングの度に共振DCリンク回路が動作していることが確認できる。

(a) 補助スイッチターンオン

(a) Auxiliary switch turn on

(b) 補助スイッチターンオフ

(b) Auxiliary switch turn off

図8 補助スイッチの電圧と電流波形

(電圧：100V/div, 電流：2A/div, 時間：500ns/div)

Fig.8 Voltage and current switching waveforms of an auxiliary switch

(Voltage: 100V/div, Current: 2A/div, Time: 500ns/div)

図 9 共振キャパシタ電圧とインダクタ電流波形
(電圧：100V/div, 電流：5A/div, 時間：20 μ s/div)

Fig.9 Resonant capacitor and inductor waveforms
(Voltage: 100V/div, Current: 5A/div, Time: 20 μ s/div)

図 10 本コンバータ PWM 電流波形
(電流：2A/div, 時間：2ms/div)

Fig.10 PWM current waveforms of this converter
(Current: 2A/div, Time: 2ms/div)

以上より、三相電流形 PWM コンバータに一括共振スナバ回路を接続することによって、ソフトスイッチング化が実現し、スイッチング損失が低減できることが試作実験により証明された。また、 di/dt 、 dv/dt も抑制され、EMI/RFI ノイズの低減の可能もあることがわかる。

また、図 10 は一括共振 DC リンクスナバ回路を用いた三相電流形 PWM コンバータの PWM 電流波形を示している。

<6・3> コンバータの入力特性 新提案のソフトスイッチング方式三相電流形 PWM コンバータとハードスイッチング方式三相電流形 PWM コンバータの比較を行うこととする。

ハードスイッチング方式三相電流形 PWM コンバータの U 相相電圧・線電流波形を図 11(a)に示す。また、図 11(b)には図 4(b)で示したようなパルス補正を行ったときの一括共振 DC リンクスナバ回路を用いた三相電流形 ZCS-PWM コンバータの U 相相電圧と線電流波形を示す。図 11(a)のハードスイッチング波形と比較すると、多少ひずんでいるものの遜色ない正弦波が得られていることが確認できる。

(a) ハードスイッチング方式

(a) Hard-switching method

(b) ソフトスイッチング方式

(b) Soft-switching method

図 11 U 相相電圧と線電流波形

(電圧：45V/div, 電流：2A/div, 時間：2ms/div)

Fig.11 Phase voltage and line current waveforms
(Voltage: 45V/div, Current: 2A/div, Time: 2ms/div)

しかも、力率 1 制御を実現している。

どちらの方式においても、変調率は 0.8(付録参照)としている。

図 12、図 13 に、ハードスイッチング方式三相電流形 PWM コンバータと今回提案した一括共振 DC リンクスナバ回路を用いた三相電流形ゼロ電流ソフトスイッチング PWM コンバータの直流電流を 5A の一定とした条件で、変調率 0.5~0.9 と変化させたときの入力電流の THD と効率を示す。図 12 より、ソフトスイッチング方式はハードスイッチング方式と比べてみても、入力電流の THD 特性において、遜色のない結果が得られていることが理解できる。

また、図 13 の効率について検討すると、全体的にソフトスイッチング方式の方の効率がおおよそ 0.3~1.0% 高く、良好な結果が得られているのが理解できる。ハードスイッチング方式三相電流形コンバータの実験を行うにあたって、主スイッチと並列にコンデンサとダイオードを接続し、そのダイオードと並列に抵抗を接続した、いわゆる RCD スナバを用いた。スナバコンデンサとしては 0.02 μ F のコンデンサを用いている。

図 12 変調率に対する入力電流 THD 特性
Fig.12 Modulation ratio vs. THD characteristics

図 13 変調率に対する効率特性
Fig.13 Modulation ratio vs. efficiency characteristics

現在、キャリア周波数を 2.88kHz としているが、さらに高周波化することによって、ハードスイッチングと比べて、さらなる効率の向上が期待できる。

7. まとめ

以上、一括共振 DC リンクスナバ回路を用いた高力率三相電流形ソフトスイッチング PWM コンバータを新しく提案し、その動作原理を明らかにした。また、ソフトスイッチング条件や電圧・電流責務条件から一括共振 DC リンクスナバ回路の設計法を明らかにし、ローパスフィルタを考慮して、本コンバータのライン電流の THD を最小化することができる新最適 PWM パターンを取り入れ、共振ソフトスイッチングの転流期間の補正法とその効果について述べた。そして、本コンバータの試作実験を行い、新最適 PWM パルスパターンによるコンバータ動作時にソフトスイッチング動作が実現していることを実験結果より明らかにした。さらに、ハードスイッチング方式三相電流形 PWM コンバータとの比較を行い、入力電流 THD、効率において良好な結果が得られることを明らかにした。

今後の課題としては、本コンバータの閉ループ制御系としての総合評価、小中容量対応の電流形の PWM コンバー

タに対して、瞬時空間ベクトル変調方式を導入した場合の諸検討を行うことにする。さらに、オゾナイザー用高周波共振形 PDM インバータ用の高力率コンバータとしての応用開発を行う所存である。

(平成 10 年 8 月 24 日受付, 平成 10 年 10 月 26 日再受付)

文 献

- (1) 中出雅信, 伊瀬敏史, 村上吉繁:「スナバエネルギー回生形電流形電力変換器の特性とその並列多重化」, 電学論 D, 115, pp530-538(1995-5)
- (2) 皆本佳計, 大西徳生:「一括転流方式電流形 PWM サイリスタコンバータ」, 電学論 D, 116, pp50-55(1996-1)
- (3) H.Ishikawa and Y.Murai: "Improvement of Performance of a Series Resonant DC Link PWM Inverter", IEEE PCC-Nagaoka-Records, pp319-324, August, 1997
- (4) Braz J. Cardoso Filho, Steffen Bernet and Thomas A. Lipo: "A New Control Strategy for the PWM Current Stiff Rectifier/Inverter with Resonant Snubbers", IEEE PESC-Records, pp.573-579, June, 1997
- (5) Gerry Moschopoulos and Geza Joos: "A Novel Soft-Switched PWM Current Source Rectifier/Inverter", IEEE PESC-Records, pp.978-984, June, 1994
- (6) 小西義弘, 馬場直也, 石橋正基, 中岡睦雄:「ロスレススナバエネルギー回生共振 DC リンクを用いた三相電流形 ZCS-PWM コンバータの新提案」, 電子情報通信学会電子通信エネルギー技術研究会資料, Vol.97, No542, EE97-71~76, pp1-7(1998-2)
- (7) Y.Konishi, N.Baba, M.Ishibashi, S.P.Wang and M.Nakaoka: "Three-Phase Current-Fed Soft-Switching Converter with Switched Capacitor Type Resonant Snubber", Proceedings of The International Conference on Electrical Engineering-Korea, pp.556-559, June, 1998
- (8) Y.Konishi, N.Arai, Y.Matsumoto, M.Kurokawa and M.Nakaoka: "Current-Fed Three-Phase PWM Converter with Sinewave Line Current Shaping and Power Factor Correction Scheme", IEEE PEDS-Records, pp309-317, May, 1997
- (9) Y.Konishi, Y.Matsumoto, Y.L.Feng and M.Nakaoka: "Latest Development of Current-Fed Three Phase Converter with ROM Table-Based Optimum PWM Control Scheme and Its Input Line Filter Design", IEEE PESC-Records, pp.813-820, June, 1997
- (10) Y.Konishi, Y.Matsumoto, Y.L.Feng and M.Nakaoka: "Current-Fed Three Phase PWM Rectifier with Optimum Pulse Patterns and Its Performance Evaluations", IPENC-Records, pp.799-805, November, 1997

付 録

 最適 PWM パターンの決定^{(8)~(10)}

本論文にて適用したコンバータの PWM パルスパターンは、交流の入力回路に設けた LC 形ローパスフィルタを通した後の電源電流の波形歪み率が最小となるように決定したものである。付図 1 に PWM パターンの生成原理図を示している。正弦波信号を三角波キャリアで変調することを基本とし、変調率 M に応じてスイッチング角度、 α, β を決定し、残りの角度 γ は、フィルタを通した後の電流歪み率が最小となるよう最小 2 乗法にて求められる。

パターンの導出過程の概要を以下に示す。

付図 1 の変調方法で、 $\pi/6$ 期間のパルス数を n とした場合の PWM 電流をフーリエ級数展開にて求めた基本波および高調波電流の実効値はそれぞれ次式のようにになる。

(a) 基本波電流実効値:

$$I_{p1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} \sum_{k=1}^n \left\{ \frac{3}{2} (\cos \gamma_k - \cos \beta_k) + \frac{\sqrt{3}}{2} (\sin \gamma_k + \sin \beta_k - 2 \sin \alpha_k) \right\} \quad (\text{付 1})$$

(b) 高調波電流実効値:

$$I_{p(6m\pm 1)} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}(6m\pm 1)\pi} \sum_{k=1}^n \left\{ \frac{3}{2} (\cos(6m\pm 1)\gamma_k - \cos(6m\pm 1)\beta_k) \pm \frac{\sqrt{3}}{2} (\sin(6m\pm 1)\gamma_k + \sin(6m\pm 1)\beta_k - 2 \sin(6m\pm 1)\alpha_k) \right\} \quad (\text{付 2})$$

ここで、 $m = 1, 2, \dots$

I_d : 直流電流

この PWM 電流がローパスフィルタを通過した後の電源電流は、

$$I_{s(6m\pm 1)} = I_{p(6m\pm 1)} / \left\{ 1 - (6m\pm 1)^2 / N_f^2 \right\} \quad (\text{付 3})$$

付図 1 PWM パターン生成原理

Appendix Fig.1 Principle of PWM pattern generation

付図 2 最適 PWM パターン

Appendix Fig.2 Optimum PWM pattern

ここで、 $\omega_f = 1/\sqrt{L_f C_f}$, $N_f = \omega_f / \omega_0$

L_f : ローパスフィルタインダクタンス

C_f : ローパスフィルタキャパシタンス

ω_0 : 電源角周波数

この(付 3)式の電源側高調波電流実効値と(付 1)式の PWM 電流基本波実効値にて次式で決まる等価歪み率を評価関数として、この歪み率が最小となるよう γ を求める。

$$J = \sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} |I_{s(6m\pm 1)}|^2} / I_d = \sqrt{\sum_{m=1}^{\infty} \left| \frac{I_{s(6m\pm 1)}}{I_{p1}} \right|^2} \cdot \frac{|I_{p1}|}{I_d} \quad (\text{付 4})$$

$n=4$ にて求めた全ての角度の計算結果を付図 2 に示す。

小西 義弘

(正員) 1955 年 1 月 13 日生。1979 年大阪市立大学大学院工学研究科修士課程修了。同年富士電機(株)入社。パワーエレクトロニクス応用の産業用電源装置に関する研究開発・設計に従事。IEEE, 計測自動制御学会, パワーエレクトロニクス研究会(JPE)の各会員。

馬場 直也

(学生会員) 1974 年 5 月 26 日生。1997 年 3 月山口大学工学部電気電子工学科卒業。現在、同大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程在学中。PWM コンバータと制御方式に関する研究に従事。パワーエレクトロニクス研究会(JPE)の学生会員。

石橋 正基 (学生員) 1974 年 10 月 18 日生。1997 年 3 月山口大学工学部電気電子工学科卒業。現在、同大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻博士前期課程在学中。ソフトスイッチング PWM 電力変換システムと応用に関する研究に従事。パワーエレクトロニクス研究会(JPE)の学生会員。

中岡 陸雄 (正員) 大阪大学大学院工学研究科電気電子工学専攻博士課程修了。神戸大学工学部電気電子工学科, 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専攻・教授, 現在に至る。アドバンスト・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研究に従事。工学博士。実吉賞, 井植賞, 医科学技術賞など受賞。電子情報通信学会、システム制御情報学会, IEEE, IEE, EPE, JPE の各会員。