

## 8 素子单相 AC-AC 電流形コンバータの直流電流平滑化制御

松尾 照久\*, 帆足 昭典\*, 高倉 悠\*, 松本 洋和\*, 柴戸 洋次郎\*, 根葉 保彦\*

(\*福岡大学 工学部)

### 1 まえがき

電源周波数で動作する单相 AC-AC 電流形コンバータでは、レガや素子の共用が可能である。筆者らは先に、電流形コンバータにおいて、正弦波交流を得るためには必要な大きな直流平滑インダクタの低減や LC タンク回路の除去を目的として、交流チョッパ回路をもつ 8 素子 2 レガ構成<sup>(1)(2)</sup>の電流形コンバータを検討した。本稿では、正弦波交流を得るためのチョッパ回路の直流電流平滑化制御について報告する。

### 2 回路構成と制御方法

図 1 は 8 素子で構成した单相 AC-AC 電流形コンバータ回路を示す。素子 S1~S4 は電源ブリッジ回路, S3~S6 は負荷ブリッジ回路, S6~S8 はコンデンサ C を接続した交流チョッパ回路を構成する。交流部には電流バイパスコンデンサ  $C_f, C_{fL}$ , 直流部には電流平滑インダクタ  $L_d$  を接続する。図 2 に PWM 法を示す。各回路はそれぞれ X と Y の 2 つの三角波搬送波を用い、独立した 2 つの正弦波変調波によって複合 PWM を行う。

電源  $e$  を基準として各変調波を  $\xi_k = M_k \sin(\omega t - \alpha_k)$ , ( $k=1 \sim 4$ ) とする。直流電流平滑化条件は PWM リプルを無視した近似解析から導出し, S7 と S8 に対する変調波  $\xi_4$  の変調率  $M_4$  と位相角  $\alpha_4$  を次式に設定する。

$$M_4 = (2M_c \cos \alpha_c - M_3) / \cos \alpha_4$$

$$\alpha_4 = \tan^{-1} [2M_c \sin \alpha_c / (2M_c \cos \alpha_c - M_3)]$$

ただし,

$$M_c = \sqrt{\sqrt{2} \omega C \sqrt{E_L^2 M_L^2 - 2EE_L M_m M_L \cos \phi_L + E^2 M_m^2}} / I_d$$

$$\alpha_c = -\tan^{-1} [(EM_m - E_L M_L \cos \phi_L) / E_L M_L \sin \phi_L] / 2$$

$$M_m = (M_1 + M_2) / 2, M_L = (M_2 + M_3) / 2$$

この時,  $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 0$ ,  $M_2 = M_3 = 0.95$  と固定として, 出力電圧は  $M_1$  で調整する。平滑化制御は, 電源 1 周期ごとに負荷電圧  $E_L$  と  $C_{fL}$  を含む負荷の力率角  $\phi_L$  および平均直流電流  $I_d$  を検出し, 上記条件式の計算を行い, PWM 動作を実行する。

### 3 実験結果

実験条件は  $E=100V$ ,  $L_f=1mH$ ,  $C_f=10\mu F$ ,  $C_{fL}=20\mu F$ ,  $C=30\mu F$ ,  $L_d=20mH$ , 搬送波周波数  $f_c=5.64kHz$  とした。図 3 は, 負荷電圧  $E_L=80V$  とした時の実測波形を示す。力率が低い場合は若干波形の歪みがみられるが, いずれも直流電流  $i_d$  はほぼ平滑化されており, 交流側の電源電流  $i$ , 負荷電圧  $e_L$  と負荷電流  $i_L$  はほぼ正弦波になっていることが確認できる。

### 4 むすび

本コンバータでは, 負荷状態に依存してチョッパを PWM 制御することで, 負荷が変化してもほぼ平滑直流電流と正弦波交流が得られることを確認した。

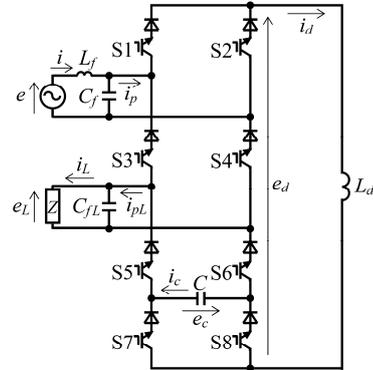


図 1 AC-AC 電流形コンバータ

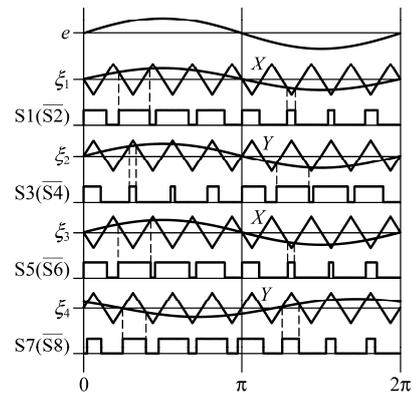
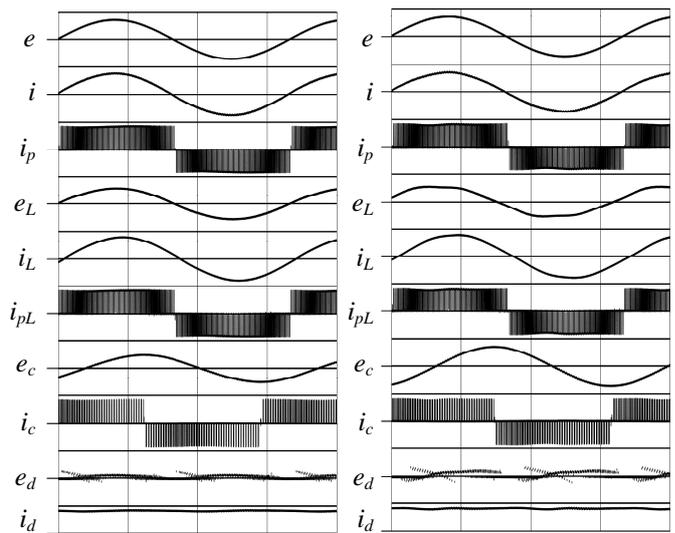


図 2 PWM 法



(a)  $\cos \phi_L = 0.99$

(b)  $\cos \phi_L = 0.90$

図 3 実測波形 (200V/div., 8A/div., 5ms/div.)

文献(1)松尾・他:平成 27 電気・情報関係学会九州支部連合大会, No.02-2P-03 (2015-9)

(2)松尾・他:平成 28 電気学会全国大会 No.4-056 (2016-3)