

直接電力制御法に基づく電流形 PWM 整流器の 無効電力リップル抑制法

佐野甲治* 佐藤 明 野口季彦 (長岡技術科学大学)

Reactive Power Ripple Suppression of Direct-Power-Controlled Current-Source PWM Rectifier
Kohji Sano, Akira Sato, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

1. まえがき

筆者らはこれまでにPWM整流器のスイッチングモードと瞬時有効・無効電力を直接関連づけて瞬時値制御(リレー制御)し、直流バス電流と総合入力力率を制御する直接電力制御法を提案した⁽¹⁾。

本稿では直接電力制御法に基づく電流形 PWM 整流器において、無効電力のリップルを抑制し入力電流波形の改善を実現する手法を検討する。提案する手法を計算機シミュレーションにより検証し、従来法の運転特性と比較評価したので報告する。

2. 無効電力リップル抑制法

<2・1> 電流形 PWM 整流器の直接電力制御法

図1に直接電力制御法に基づく電流形PWM整流器のブロック線図を示す。まず、電源相電圧と電流に三相-二相絶対変換を施し、 v_α, v_β および i_α, i_β を得る。これらの値を用いて(1)より整流器の入力側における瞬時有効電力 P と瞬时无効電力 Q を算出する。

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ v_\beta & -v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1)$$

瞬時有効電力指令値 P^* は直流バス電流制御系から、瞬时无効電力指令値 Q^* は外部から直接与え、総合入力力率を1とするために $Q^*=0$ とする。図2のように P^* と P の偏差 ΔP 、 Q^* と Q の偏差 ΔQ をそれぞれヒステリシス要素により2値化し量子化信号 S_p, S_q を得る。本手法では、無効電力の偏差 ΔQ が所定のヒステリシス幅から逸脱し、かつ、量子化信号が $S_p=1, S_q=1$ となる場合に限り、新たな量子化信号 $S_{q\delta}$ により網かけしたスイッチングモードを選択する。また、電源相電圧位相も6つの領域 θ_n に量子化して検出する。あらかじめ各領域 θ_n における整流器のスイッチングモードに対する時間的変化率 $dP/dt, dQ/dt$ の極性を算出しておき、 S_p, S_q がそれぞれ1であれば電力増加、0であれば電力減少となるようにスイッチングテーブルを構成する。

ここで、各スイッチングモードは次のように定義される。

P: $S_r, S_s, S_t=ON$ かつ $S_x, S_y, S_z=OFF$

O: $S_r, S_s, S_t=OFF$ かつ $S_x, S_y, S_z=OFF$

S: $S_r=S_x=ON$ または $S_s=S_y=ON$ または $S_t=S_z=ON$

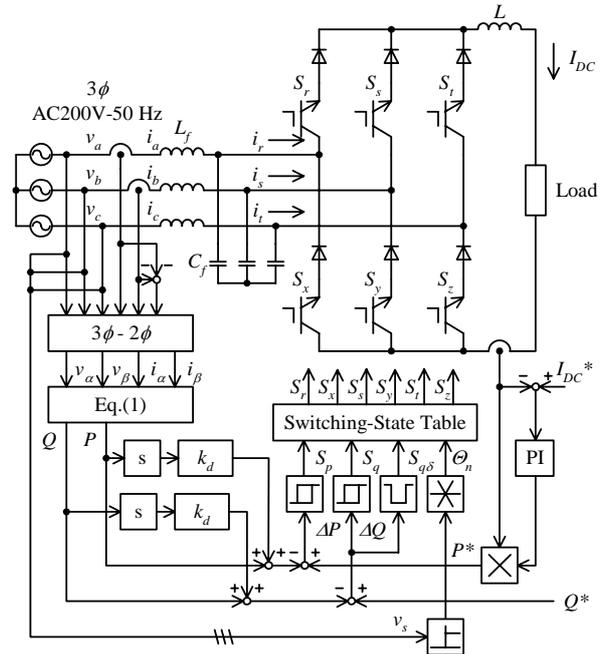


図1 システム構成
Fig. 1. System configuration

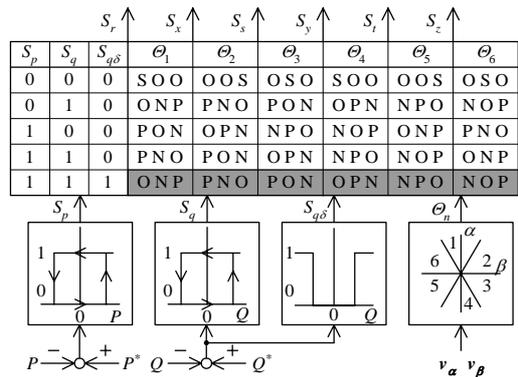
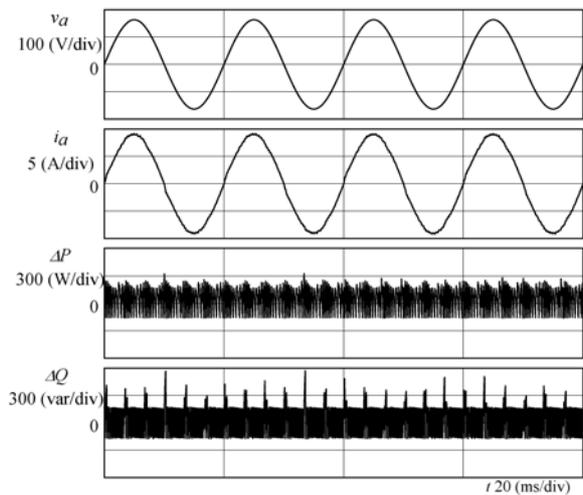


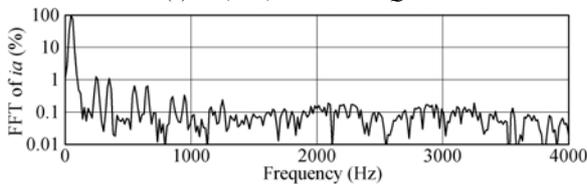
図2 スwitchingテーブルの構成
Fig. 2. Configuration of switching-state table.

N: $S_r, S_s, S_t=OFF$ かつ $S_x, S_y, S_z=ON$

また、整流器の入力にはLCフィルタが設置されるため、入力電流に共振周波数成分が生じる問題がある。そこで、図1のように有効電力と無効電力の微分値を加えることによりフィードバック補償を施し、共振周波数成分のダンピング



(a) 電源相電圧, 入力電流, 有効電力偏差, 無効電力偏差
(a) v_a , i_a , ΔP and ΔQ .



(b) 入力電流の周波数スペクトル
(b) Frequency spectra of i_a .

図3 従来法のシミュレーション結果
Fig. 3. Simulation results of conventional method.

ングを図る⁽²⁾。

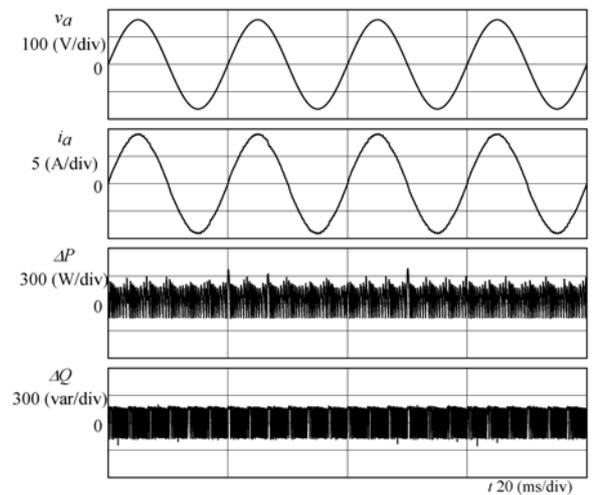
<2・2> 無効電力リップル抑制法

従来の直接電力制御法では、電源相電圧ベクトルが近隣の θ_n に切り換わった直後、量子化信号 $S_p=1$, $S_q=1$ の状態になると無効電力の偏差がヒステリシス幅から逸脱し、その結果、入力電流に歪みが生じる。これは、量子化信号 $S_p=1$, $S_q=1$ の状態では選ばれるスイッチングモードが極めて小さな無効電力の時間的変化率しか生じさせないためである。

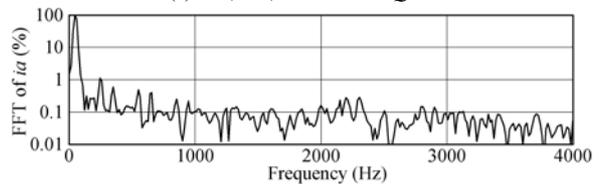
これに対して本手法では、無効電力の偏差がヒステリシス幅から逸脱したことを受けて新たな量子化状態 $S_{q\delta}$ が選ばれたとき、強制的に $S_p=0$, $S_q=1$ に相当するスイッチングモードを選択する。これにより、ヒステリシス幅から逸脱する無効電力のリップルを抑制することができる。なお、このスイッチングモードにより dP/dt が負極性になるが、この状態における時間変化率は極めて小さいため有効電力の制御に悪影響を及ぼさない。

3. 計算機シミュレーションによる運転特性の検証

提案する手法の妥当性を確認するため、計算機シミュレーションによる検証を行った。シミュレーション条件は、入力フィルタ L_f : 2.7 mHおよび C_f : 40 μ F, 直流リアクトル 40 mHとした。図3に従来法において直流バス電流指令値 $I_{DC}^*=10$ A, 無効電力指令値 $Q^*=0$ var, 負荷を 2.2 kW, 有効・無効電力のヒステリシス幅をそれぞれ 300 W, 300 varとし



(a) 電源相電圧, 入力電流, 有効電力偏差, 無効電力偏差
(a) v_a , i_a , ΔP and ΔQ .



(b) 入力電流の周波数スペクトル
(b) Frequency spectra of i_a .

図4 提案法のシミュレーション結果
Fig. 4. Simulation results of proposed method.

たときのシミュレーション結果を示す。(a)は電源相電圧, 入力電流, 有効電力偏差, 無効電力偏差, (b)は入力電流波形のFFT解析結果を示す。電源相電圧領域が変化した直後、無効電力の偏差 ΔQ にヒステリシス幅から突出したリップルを確認することができる。このときの入力電流THDは 1.97 %であった。同様の条件でウィンドウコンプレータの幅を 340 varとした場合のシミュレーション結果を図4に示す。無効電力の偏差 ΔQ に対して電源相電圧領域が変化した直後でも無効電力の大きなリップルは見られず、一定のヒステリシス幅で制御できていることがわかる。特に 7 次, 11 次, 13 次, 17 次, 19 次高調波の低減に効果があり, THD は 1.49 %に改善された。

4. まとめ

本稿では、直接電力制御法に基づく電流形 PWM 整流器の無効電力リップル抑制法を検討した。従来法と本手法とで入力電流の THD を比較した。その結果、提案法は無効電力をヒステリシス幅の一定範囲内で制御し, THD を 0.48 %改善できることを計算機シミュレーションで確認した。

文 献

- (1) 佐藤・野口:「電流形 PWM コンバータの直接電力制御法」H16年電気学会全国大会講演論文集, 4, 38-39
- (2) 大西・皆本:「瞬時電流ベクトル直接制御方式三相電流形 PWM コンバータ」電学論D, 115, 8, 984-989 (1995)