

三相コンバータの直接P、Q制御法

勝俣 純 野口 季彦 近藤 正示
 (長岡技術科学大学)

1 はじめに 従来、三相コンバータでは電源電圧と同相で電流制御を行い、入力力率が1となるような制御が行われる。このため基本的には無効電力を直接制御することは不可能で、制御の自由度が限られていた。一方、コンバータのスイッチングテーブルを用いて瞬时有効電力 P と瞬时无効電力 Q を直接制御する手法は、筆者らの知る限り発表されていないようである。本論文では検出された P 、 Q をコンバータのスイッチングモードと関連づけて直接的に制御する手法を新たに提案する。本稿ではこの直接 P 、 Q 制御法についてシミュレーションを行い、その妥当性を検証したので報告する。

2 制御システムの構成 図1に提案する直接 P 、 Q 制御形三相コンバータの構成を示す。本方式では電源電圧と電流を検出して三相二相変換を行い、瞬时有効電力 P と瞬时无効電力 Q を下式により演算する。

$$P = v_d i_d + v_q i_q \quad \dots(1)$$

$$Q = v_q i_d - v_d i_q \quad \dots(2)$$

また、瞬时有効電力の指令値 P^* は直流リンク電圧 V_{dc} の誤差をPI制御器により増幅して得ている。これに対し、瞬时无効電力の指令値 Q^* は直接与える。 P と P^* の誤差はヒステリシスコンパレータにより量子化され、誤差が正のとき S_p を1、負のとき S_p を-1、ゼロ付近なら S_p を0とする。 Q と Q^* についても同様に誤差が正なら S_q を1、負なら S_q を0とする。さらに電源電圧を検出して電源電圧ベクトルの位相を 60° ごとの領域 $\theta_1 \sim \theta_6$ に区分する。図2にこれらの領域と d 、 q (静止)座標との関係を示す。

次にスイッチングテーブルを用いて図3に示したコンバータ出力電圧ベクトルの中から最適のベクトルを選択する。すなわち、 P の制御には電源電圧ベクトルと直交する方向に近いコンバータ出力電圧ベクトルを選択し、 Q の制御には電源と同相方向の電圧ベクトルを選ぶ。

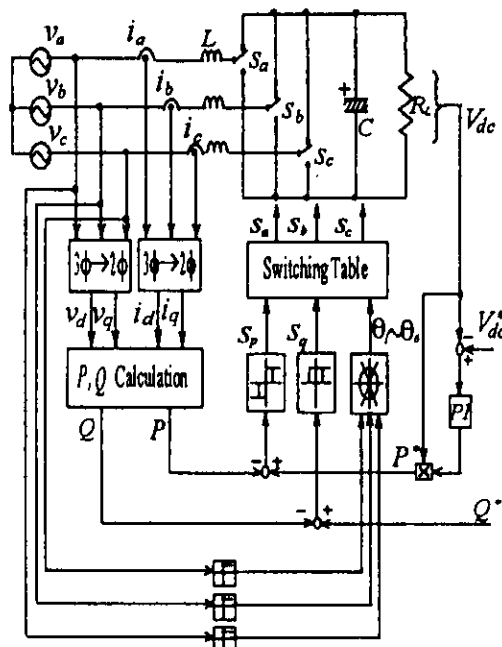


図1 直接 P 、 Q 制御形三相コンバータの構成

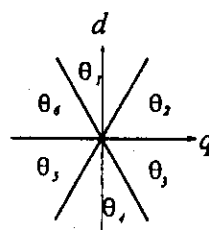


図2

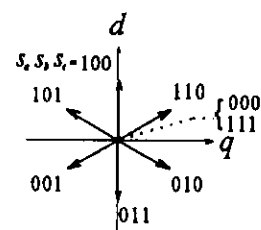


図3

電源電圧ベクトルの領域区分 コンバータ出力電圧ベクトル

表1 スイッチングテーブルの構成

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
0	0	111	000	111	000	111	000
	1	100	110	010	011	001	101
1	0	101	100	110	010	011	001
	1	110	010	011	001	101	100
-1	0	101	100	110	010	011	001
	1	100	110	010	011	001	101

このような制御則を基に決定された S_p 、 S_q 、 θ_n とコンバータ出力電圧ベクトルの対応関係は表1のようになる。

表2 シミュレーションの条件

計算の時間刻み	5[μ s]
交流相電圧 v	163.3[V]
負荷抵抗 R_L	50[Ω]
交流リンクインダクタンス L	2[mH]
直流側コンデンサ C	1000[μ F]
電源周波数 f	50[Hz]
直流リンク電圧指令値 V_{dc}^*	350[V]
無効電力指令値 Q^*	0[var]
P 、 Q ヒステリシス幅	50[VA]
直流リンク電圧制御 P ゲイン	0.8
直流リンク電圧制御 I ゲイン	40
電流ヒステリシス幅	0.3[A]
電流制御 P ゲイン	0.653
電流制御 I ゲイン	65.3

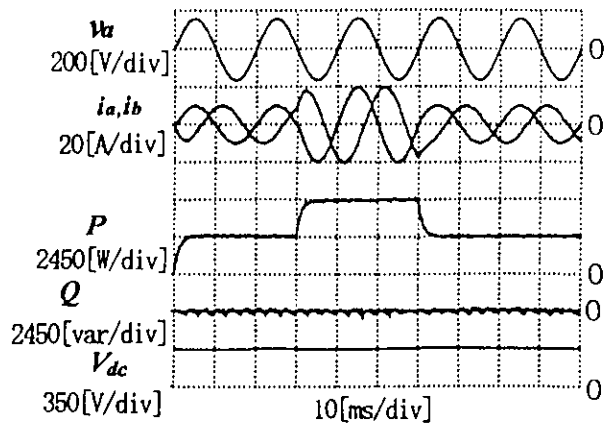
3 シミュレーションによる検証

表2にシミュレーションの条件を示す。

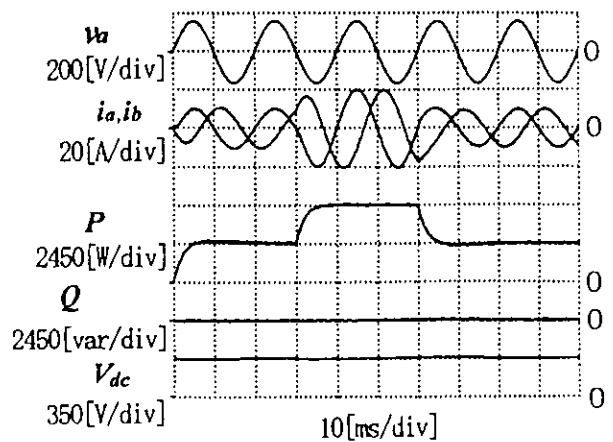
図4(a)、(b)は直流リンク電圧の指令値 V_{dc}^* を一定として負荷抵抗 R_L を30[ms]の間1/2にステップ変化させたときの応答である。図4(a)は提案する方式の制御特性であり、 Q^* を0として制御を行っている。その結果、過渡状態も含めて電源電圧と電流が同相となり力率1制御が実現されている。一方、図4(b)は従来方式の制御特性である。瞬時値比較形の電流制御により電源電圧と電流を同相にして力率を1とし、その結果、 Q は0となる。

また、本方式については瞬时无効電力指令値 Q^* をステップ状に変化させた場合のシミュレーションも行った。図5は Q^* を正負に2000[var]のステップ変化させた結果である。これより Q がオーバーシュートを伴わず高速に整定していることがわかる。 Q の変化により電流の位相と振幅も不連続に変化するが、このような過渡状態においても P および V_{dc} は一定に保たれている。これより P と Q を独立に制御できることがわかる。

4 まとめ 本方式で三相コンバータの力率1制御と瞬时无効電力制御が行えることがシミュレーションにより実証できた。今後はスイッチングテーブルやヒステリシスコンパレータ等の構成に検討を加え、制御特性を更に改善していく所存である。



(a) 直接 P 、 Q 制御法



(b) 従来の制御法

図4 負荷抵抗値のステップ変化に対する応答

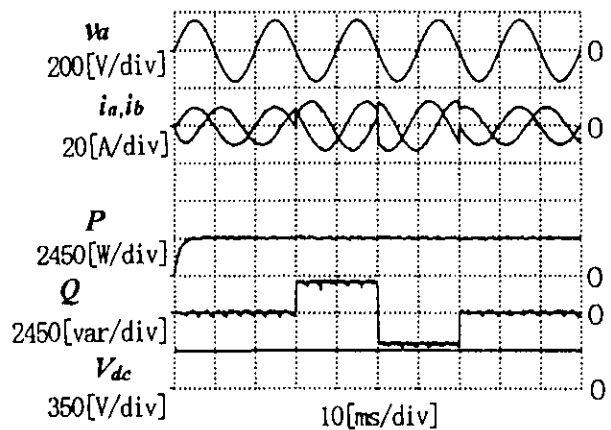


図5 Q のステップ応答

参考文献

- (1) 高橋、野口「瞬時すべり周波数制御に基づく誘導電動機の新高速トルク制御法」電気学会論文誌、109B-1、9 (昭61-1)
- (2) 大西、山内「電源瞬時電力脈動低減方式アクティブフィルタ」電気学会論文誌、111D-11、924 (平3-11)