

誘導機の直接瞬時トルク制御法

野口 敏彦 高橋 勲

(長岡技術科学大学)

1. 概要 本論文では既に発表した誘導機の高速トルク制御システム⁽¹⁾における高調波損失について検討する。比較の対象としては最も一般的な電流追従形PWM制御法をとりあげ、両方式の瞬時電流とその基本波成分の平均自乗誤差に注目する。

2. PWM制御法の原理的比較

(1) 本制御方式 本方式は一次鎖交磁束ベクトル ψ_1 の絶対値を一定制御した場合、その瞬時オベリ周波数 $\dot{\theta}_s$ をステップ的に可能な限り大きく変化させることにより高速なトルク応答が得られるという基本原理に立脚している⁽²⁾。図1でインバータの出力電圧ベクトル v_1 は各アームのスイッチング状態 S_a, S_b, S_c の間数として次式のように表される。

$$v_1(S_a, S_b, S_c) = \sqrt{2/3} V [S_a + S_b \exp(j2\pi/3) + S_c \exp(j4\pi/3)]$$

ただし $S_a, S_b, S_c = 0$ または 1 、 V は直流リンク電圧である。したがって v_1 は空間的に $\pi/3$ の位相差を持つ6個のベクトルと零ベクトルになる。 ψ_1 は出力された v_1 の方向へ回転すると考えられるので、図のように ψ_1 の絶対値と方向から一義的に S_a, S_b, S_c 、すなわち出力すべき v_1 を決定することにより $\dot{\theta}_s$ を自由に制御できる。このようにして本方式では常に $\dot{\theta}_s$ が最大の v_1 を出力するとともに、 v_1 の切り換えにおいては必ず位相差が $\pm\pi/3$ のベクトルか、スイッチング状態の変化が小さい方の零ベクトルを選択しており、結果として ψ_1 の軌跡にはマイナーループが生じない。

(2) 電流追従形PWM制御方式 この方式では各相の電流瞬時値をフィードバックし、3個の独立したヒステリシスコンパレータによって電流指令値に対する追従制御が行われる。電圧波形、すなわちPWMスイッチングパターンはその結果として決定される。

3. 高調波損失の比較 図2(a)に本方式、(b)に電流追従形制御方式の線間電圧及び電流波形の一例を示す。比較のためにこのシミュレーションは同一条件(スイッチング周波数、直流リンク電圧等)下で行われている。(a)では前述したように三相一括してベクトル的に最適なスイッチング状態が選択されているため、正負両方向の線間電圧が発生することはない。これに対し(b)では半周期ごとにそのような期間が存在し、無駄なスイッチングを多く行っていることがわかる。このように(b)の方式では必ずしもPWMパターンの最適化が達成されているとは限らず、電動機のトルクリップル、高調波損失等の増加を避けられない。次に両方式の高調波損失比を図3に示す。この図では各回転数におけるスイッチング周波数を等しく一定としてあり、本方式の電流平均自乗誤差を1として表してある。これより全運転領域にわたって高調波損失が低減されており、特に低速域では1/2以下となっていることがわかる。以上、本方式は高調波損失低減についても有効と思われる。

参考文献

(1)野口・高橋 新理論に基づく誘導電動機の高速トルク制御法 回転機研究会 RM-84-76 (2)野口・大森・高橋 誘導機の高速トルク制御システム 昭60年全国大会 675

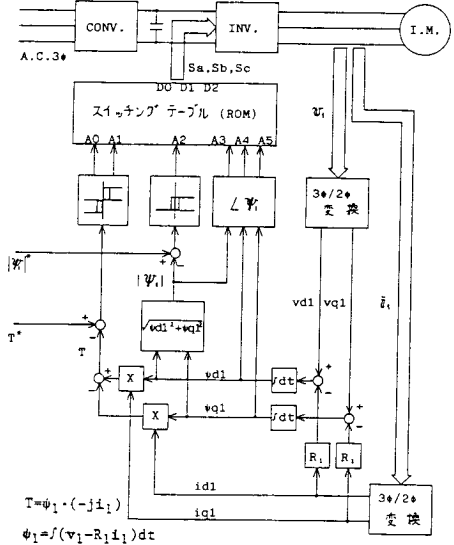


図1 制御システムの基本構成

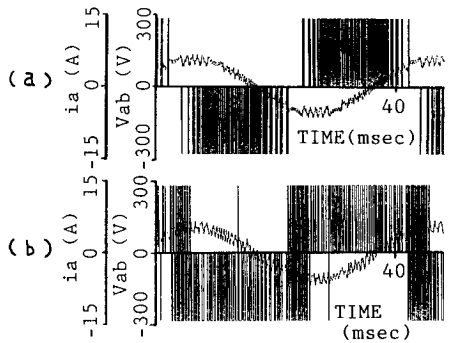


図2 線間電圧、電流波形

(a) 本方式 (b) 電流追従形制御方式

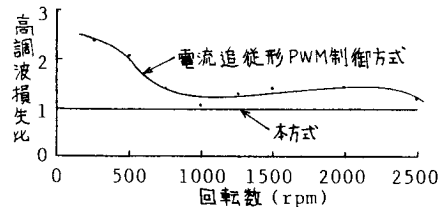


図3 両方式の高調波損失比

(図2, 図3 とともに $f_{sw} = 2.5 \text{ kHz}$, $V = 280 \text{ V}$, 無負荷, 1.5 kW 誘導電動機)