

# デッドタイム変調による同期リラクタンスモータの位置センサレス制御法

河野 智\* 野口 季彦 (長岡技術科学大学)

Mechanical-Position-Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motor by Means of Dead-Time Modulation

Satoshi Kouno\*, and Toshihiko Noguchi (Nagaoka University of Technology)

## 1. はじめに

本稿では、デッドタイム変調による同期リラクタンスモータ (以下 SynRM) の位置センサレス制御法を提案する [1]。モータに高調波電圧を注入するデッドタイム変調技術、ならびに抽出された高調波電流の位相関係に基づく位置推定アルゴリズムについて検討し、その制御特性をシミュレーションにより確認したので報告する。

## 2. デッドタイム変調と位置推定アルゴリズム

### <2・1> デッドタイム変調による高調波電圧注入

電圧形 PWM インバータではスイッチングの際に一定のデッドタイムを設け、上下アームの短絡を防止しなければならない。一方、近年報告されている高調波注入に基づく位置センサレス制御システムでは、電圧指令値または電流指令値に特定高調波を重畳する。しかし、基本波に対して高調波の周波数を十分高く設定する必要があるため、デッドタイムによる注入高調波の歪みを無視できない。

そこで、デッドタイムを正弦波状に変化させることにより等価的な高調波電圧をモータに直接注入する手法を検討する。Fig. 1 は三相のデッドタイム変調信号を示したものである。デッドタイムの下限值として IGBT に必要な 2 [ $\mu$ s] を確保しておき、3 [ $\mu$ s] を中心に  $\pm 1$  [ $\mu$ s] だけ変化させる。平均値である 3 [ $\mu$ s] 分のデッドタイムは、従来と同様の手法 (三相電流指令値の極性に応じて直流分  $\pm \Delta V$  を三相電圧指令値に重畳する) を用いて補償する。これによりデッドタイムによる歪みを受けることなく、交流電圧成分だけをモータに注入することができる。ただし、高調波を正相で注入するためには、Fig. 1 に示したように電流極性を考慮しつつ、電気角で 60 [deg] 毎にデッドタイムの変調信号を一相だけ反転させる必要がある。なお、デッドタイム変調信号は  $\hat{\omega}_m$  で回転する推定座標上の二相正弦波より生成し、その周波数は 1 [kHz] とする。したがって、実際にモータへ注入される高調波は 1 [kHz] から  $\hat{\omega}_m/2\pi$  [Hz] だけずれた周波数をもつ。

### <2・2> 高調波電流に含まれる位置推定誤差

上記のように注入された高調波電圧に対して、モータにはリラクタンスに基づくロータ位置情報を含んだ高調波電流が流れる。Fig. 2 は、位置推定誤差が  $\Delta\theta_m = 0$  [deg] と  $\Delta\theta_m = 15$  [deg] の場合について、高調波電流ベクトル軌跡を推定座標上で観測したものである。このように高調波電

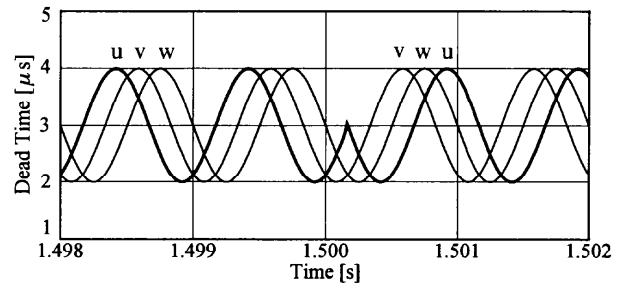
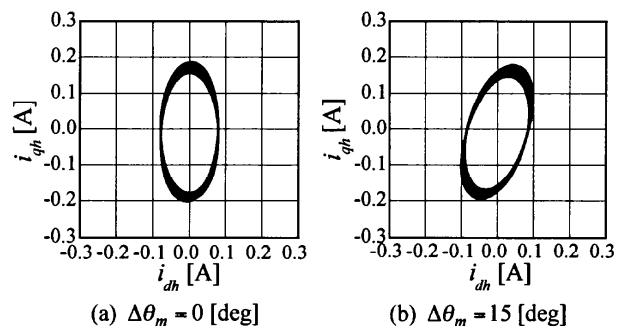


図1 三相デッドタイム変調信号  
Fig. 1. Three-phase dead-time modulation signals.



(a)  $\Delta\theta_m = 0$  [deg] (b)  $\Delta\theta_m = 15$  [deg]  
図2 推定座標における高調波電流軌跡  
Fig. 2. Harmonic current loci on estimated coordinates.

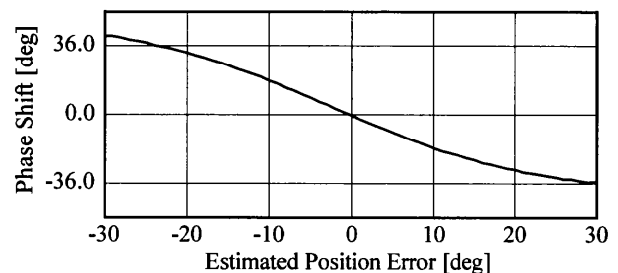


図3 位置推定誤差に対する位相シフト量  
Fig. 3. Phase shift vs. position error characteristic.

表1 供試モータパラメータ

Table 1 Test motor parameters

Nominal Parameters of Test Motor			
Armature resistance	9.54 [ $\Omega$ ]	$d$ -axis inductance	0.273 [H]
Moment of inertia	0.00414 [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ]	$q$ -axis inductance	0.120 [H]

流ベクトル軌跡は  $q$  軸方向に長径を有する楕円となるが、 $\Delta\theta_m$  に応じてその長径方向が変化する。したがって、同図(a)のように  $\Delta\theta_m = 0$  [deg] の場合は二相高調波電流  $i_{dh}$  と  $i_{qh}$  の位相差は 90 [deg] であるため、それぞれのゼロクロス間隔は 0.25 [ms] となる。一方、同図(b)のように  $\Delta\theta_m$  が存在する場合は、両者の位相差は 90 [deg] からずれる。Fig. 3 は  $\Delta\theta_m$  を作想的に -30 [deg] ~ +30 [deg] とした場合に、 $i_{dh}$  と  $i_{qh}$  の位相シフト量をプロットしたものである。このように位相シフト量は位置推定誤差に対して単調に変化し一意性があるため、位相シフト量を動的に修正することで位置推定誤差を零に収束させ位置センサレス制御を実現できる。以下のシミュレーションでは、位置推定誤差に応じて  $i_{dh}$  と  $i_{qh}$  のゼロクロス間隔が 0.25 [ms] から増減することを利用して、この増減を抑制するように位置推定値を修正している。

### 3. シミュレーション結果

本手法による位置センサレス制御システムを Fig. 4(a) に示す。コントローラには非干渉制御器、デッドタイム変調および補償器、電流リミッタ等が組み込まれており、キャリア周波数を 10 [kHz]、推定座標におけるデッドタイム変調周波数を 1 [kHz] とした。また、デッドタイム補償電圧  $\pm\Delta V$  は DC バス電圧とキャリア周波数、平均デッドタイムの積から得られる値としている。なお、シミュレーションで制御対象とした SynRM のパラメータを Table 1 に示す。一方、Fig. 4(b) に示したように、位置推定器では  $i_{dh}$  と  $i_{qh}$  の位相差を位置推定誤差に変換し、その誤差を PI レギュレータと積分要素に入力する。これら推定アルゴリズムは推定誤差を零に収束させるように位置推定値  $\hat{\theta}_m$  を動的に修正する。また、速度推定値  $\hat{\omega}_m$  は積分要素の入力から得られる。

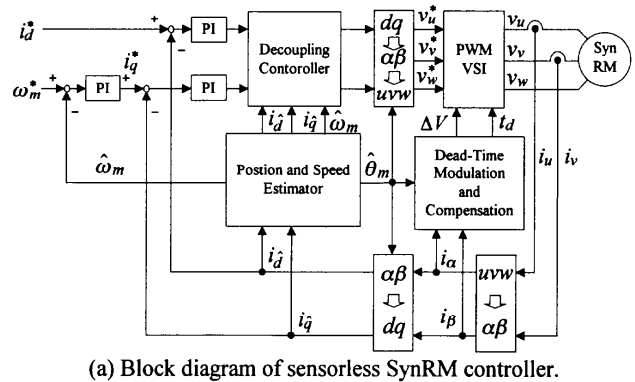
Fig. 5 に零速度を含めた低速時ならびに高速時における速度制御のシミュレーション結果を示す。速度指令値  $\omega_m^*$  にステップ関数を与え、正転および逆転を含めた加減速運転を行なった。このシミュレーション結果より、いずれの場合も  $\hat{\theta}_m$  は位置真値  $\theta_m$  に良好に追従しており、位置推定誤差  $\Delta\theta_m$  は最大でも  $\pm 6$  [deg] 未満に抑制されていることがわかる。また、速度推定誤差  $\Delta\omega_m$  は  $\pm 6$  [rad/s] であり、こちらについても良好に推定されている。以上の結果より、広い速度範囲にわたって推定誤差が小さく安定な位置センサレス運転が行なわれていることが確認できる。

### 4. まとめ

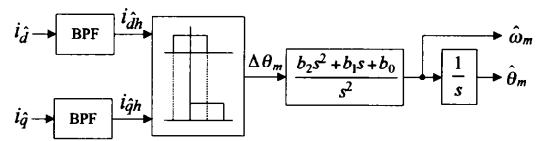
本稿ではデッドタイム変調を用いた SynRM の位置センサレス制御法を提案し、その制御特性をシミュレーションにより確認した。今後は、推定アルゴリズムの更なる改良とともに実機による検証を行なう所存である。

#### 参考文献

- [1] 河野, 野口:平成 12 年電気学会東京支部新潟支所大会, IV-8 (2000)

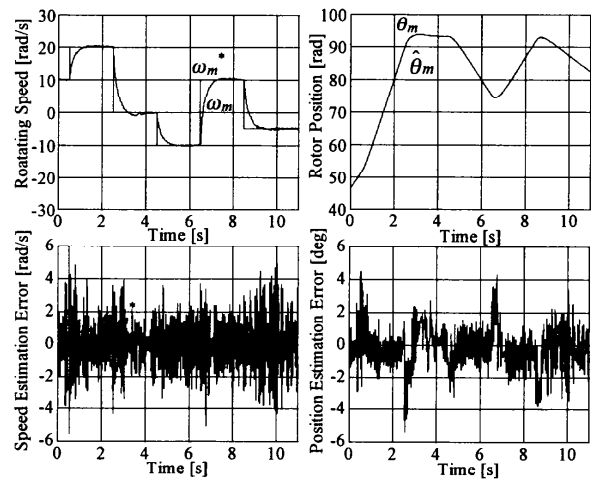


(a) Block diagram of sensorless SynRM controller.

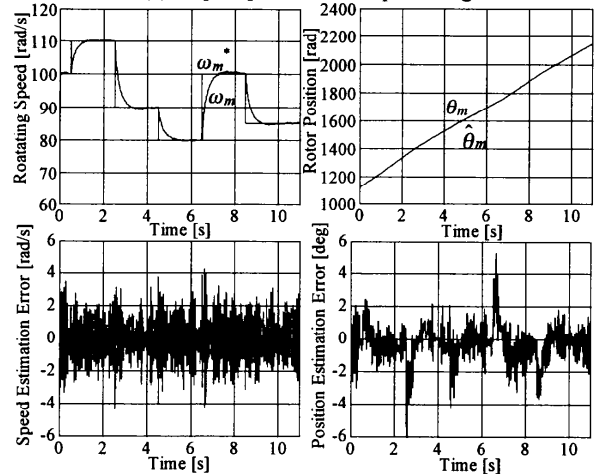


(b) Rotor position estimator.

図 4 位置センサレス制御システム  
Fig. 4. Position sensorless control system.



(a) Step response in low-speed range.



(b) Step response in high-speed range.

図 5 速度ステップ応答 (シミュレーション結果)  
Fig. 5. Speed step responses (simulation results).