

永久磁石同期電動機のセンサレス始動法

One of the Method of Sensor-Less Driving on Permanent Magnet type Synchronous-Motor for the Brush-Less DC Motor

太田 久義^{*1}
Hisayoshi Ohta
土本 僚一^{*1}
Ryouchi Tsuchimoto
久保田 寿夫^{*2}
Hisao Kubota
松瀬 貢規^{*2}
Kouki Matsuse

1 まえがき

近年産業界において誘導電動機やブラシ式モータから永久磁石同期電動機(以下、PMモータという)への移行が活発である。とりわけ家電機器分野においては、高効率・可変速・小型軽量・低価格などをキーワードとして、コンデンサモータやくまとりモータからブラシレスDCモータへの切替えが進行している。しかし、ブラシレスDCモータに対しても、回転子位置センサの存在が問題とされるケースがあり、センサレス化への期待が高まってきた。ブラシレスDCモータは、PMモータの一応用形態であり、その観点からブラシレスDCモータのセンサレス化はPMモータのセンサレスドライブ問題に帰結する。

PMモータのセンサレスドライブ方法については、従前より多数の研究が学会報告されており^{(1)~(6)}、国内外特許文献にも同様の記載を多数見受けられるようになった。

家電機器へのセンサレス技術の適用は、コスト・サイズ面からの制約が厳しいために、主として120度通電形電圧インバータを用いた開放相の逆起電力を利用する方法(以下、逆起電力方式という)がその多くを占める。

逆起電力方式には多数の変形例があるが、基本的には120度通電形電圧インバータでドライブされるPMモータの開放相、又は中性点に現れる逆起電力を直接あるいは積分して回転子位置を推定し、センサレス運転するものである。しかしながら逆起電力方式は、始動時や低速領域での不安定性・低いトルク限界などの諸問題が存在するため、イナーシャやトルクが特定される用途に限定して適用されている。

今回筆者らが報告するセンサレスドライブ方法は、軸出力5~100Wの小型PMモータを対象としたセンサレスブラシレスDCモータの実現を図るものである。簡単な構成・速やかな始動を技術的課題とし、DCモータの全電圧始動に近いイメージで始動されることを想定している。その用途は、ファン及び一部の減速機付きモータに限定されるが、逆起電力方式では得られない良好な始動性能の確保を目標とする。

本稿のドライブ方法は、三相120度通電形電圧インバータでドライブされて回転中のPMモータの電機子電流波形にみられる顕著な波形的特長に着目し、インバータ部DCラインのグランド側に挿入した1個のシャント抵抗で電流波形を検出して、このDC側電流波形が常に最適な波形に

収束するように通電切替え時期を決定するものであり、DC電流瞬時値を唯一の情報源としてPMモータのセンサレスドライブを行う。

モータ端子電圧を利用しないので、直流電源電圧変動に起因するドライブ不安定性問題の解決が容易である。

逆起電力方式で課題とされる始動時のモード切替え、すなわち予め設定された電圧と周波数による他制運転始動から回転子位置推定値のフィードバックによる自制運転へのモード切替え手順は存在せず、電流目標値の緩やかな交代を伴う単一の通電切替えルールで安定した始動加速が行われる。始動初期の逆起電力問題は存在するが、通過領域の一過的問題としてとらえている。

2 電機子電流の波形的特長

本章では、120度通電形電圧インバータでドライブされて回転中のPMモータの電機子電流波形と、転流位相角 λ の関係を検討する。

2.1 転流位相角と同期運転

図1に三相2極PMモータのイメージモデル、図2に120度通電形電圧インバータの出力電圧波形と線電流方向を示す。電機子各相の鎖交磁束数を(1)式で、端子間の逆起電力を(2)式で表す。ここで、 Φ_m ：鎖交磁束の最大値、 $\phi_a \sim \phi_c$ ：各相の鎖交磁束数、 $e_{ab} \sim e_{ca}$ ：端子間の逆起電力、 $i_{ab} \sim i_{ca}$ ：線電流、 t ：時間、 ω ：角速度である。

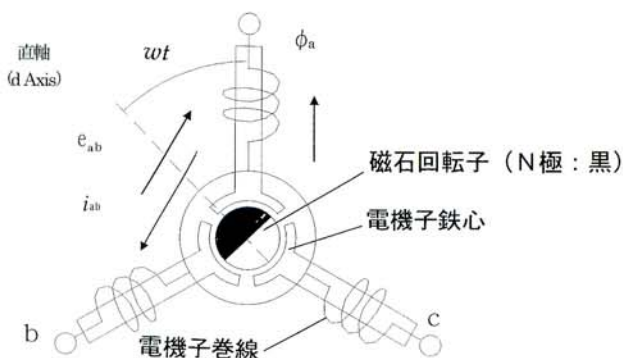


図1 モータモデル
Fig.1. Motor model

*1 機電事業本部 技術部
*2 明治大学 理工学部

$$\left. \begin{aligned} \phi_a &= \phi_m \cos \omega t \\ \phi_b &= \phi_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \phi_c &= \phi_m \cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(1)$$

$$\left. \begin{aligned} e_{ab} &= \sqrt{3} \phi_m \omega \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\ e_{bc} &= \sqrt{3} \phi_m \omega \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\ e_{ca} &= \sqrt{3} \phi_m \omega \sin \left(\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(2)$$

通電モードMD 1について考えると、PMモータの端子aは E_{dc} 、端子bは0に接続された状態となり、端子a b間に線電流 i_{ab} が流れる。MD 1における発生トルクは(3)式で表せる。

$$T_{ab} = \sqrt{3} i_{ab} \phi_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots(3)$$

モータを一定方向に安定回転させるためには、MD 1～MD 6の全モードで瞬時トルクの総和が正になる必要がある。いま、 $\omega t = \theta$ で通電モードが開始され、各通電モードごとに電気角 $\pi/3$ の期間中通電を負担するものとする。

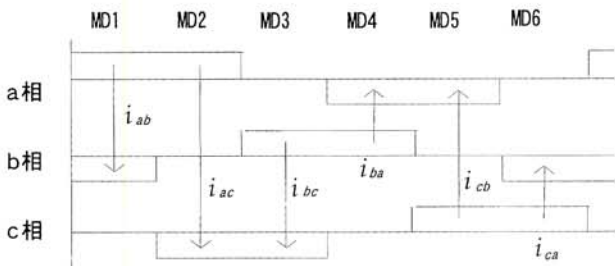


図2 120度インバータの出力電圧波形
Fig.2. Waveforms of the 6step inverter

ここで、MD 1及びその逆位相条件MD 4における端子間の逆起電力のゼロ点を起点とする転流位相角

$$\lambda_1 = \theta_1 + \frac{\pi}{6} \quad \text{及び} \quad \lambda_4 = \theta_4 + \frac{\pi}{6} - \pi$$

を導入し、線電流 i_{ab} を理想化して一定値 I_{ab} と仮定した場合、MD 1における発生トルクの総和 T_{md1} は式(3)の区間 $\lambda_1 - \pi/6$ から $\lambda_1 - \pi/6 + \pi/3$ の定積分となり、結果は式(4)で表せる。

$$T_{md1} = \sqrt{3} I_{ab} \phi_m \sin \left(\lambda_1 + \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots(4)$$

MD 4についてもMD 1同様に式(5)で表せる。

$$T_{md4} = -\sqrt{3} I_{ab} \phi_m \sin \left(\lambda_4 + \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots(5)$$

MD 2, MD 5, MD 3, MD 6についても同様である。

発生トルクの総和 $T_{md1} \sim T_{md6}$ は各通電モードの開始位相角 λ_n の関数であり、各通電モードごとに転流位相角 λ を定めると、同期運転条件は式(6)で示される。

$$\left. \begin{aligned} \text{同期運転範囲} & \left\{ -\frac{\pi}{6} < \lambda < \frac{5\pi}{6} \right\} \\ \text{最大効率運転} & \left\{ \lambda = \frac{\pi}{3} \right\} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(6)$$

すなわち、各通電モードごとの転流位相角 λ について、 $-\pi/6 < \lambda < 5\pi/6$ の範囲内で同期運転が可能であり、 $\lambda = \pi/3$ の場合には発生トルクの総和が正の最大値となつて高効率な同期運転が行われる。

なお、以後本稿では転流位相角 λ を端子間逆起電力のゼロ点から起算する位相遅れとして定義し、各通電モードに適用する。

2.2 図形的考察

図3に線電流波形とDC電流波形、図4～6に転流位相と端子電圧・逆起電力、インピーダンス降下電圧、DC電流波形の変化の関係を示す。なお、図6は図3のA部に着目したものである。

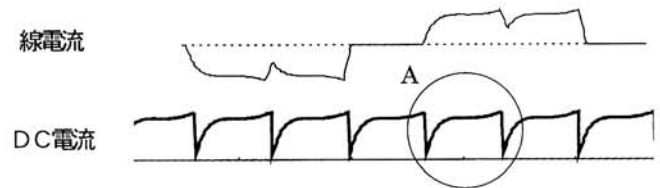


図3 線電流とDC電流波形
Fig.3. Waveforms of line-current & DC current

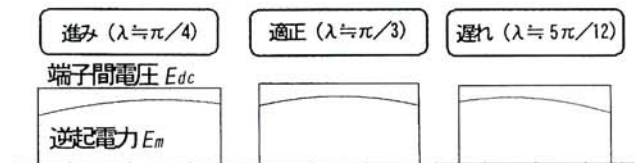


図4 端子電圧, 逆起電力
Fig.4. Line voltage, Back EMF



図5 インピーダンス降下電圧
Fig.5. The impedance voltage drop



図6 DC電流波形の変化
Fig.6. Variation of DC current waveform

図4～6は、転流位相角 λ によって電流波形が大きく変化することを示している。図4に示す端子間電圧 E_{dc} と逆起電力 E_m の差が電機子巻線のインピーダンス降下電圧に相当する。電流はインピーダンス降下電圧に対する電機子インピーダンスのLR応答となり、2つの顕著な電流増加領域(領域1, 領域2)と中間の緩変化領域が現れる。

領域2は、転流位相角 λ の進み遅れに応じて、減少又は増加する。回転子が反時計方向(CCW)に回転する場合の通電モードMD1における線電流 i_{ab} の挙動を、図7に示すd-q座標上で評価すると、電流 i_{ab} は固定子座標上にあり、固定子abc座標とともに角速度 ω で時計方向(CW)に回転する。回転に伴って、直軸電流 i_d 及び横軸電流 i_q は表1のように変化する。明らかに領域2は直軸電流 i_d が増加し、横軸電流 i_q が減少する領域である。

表1 回転子位置による i_d, i_q の変化

Table 1. The variation of i_d, i_q by the rotor position

回転子位置	直軸電流 i_d	横軸電流 i_q
$\pi/6 < \omega t < \pi/3$	負 → 減少	→ 増加
$\omega t = \pi/3$	ゼロ	$i_q = i_{ab}$
$\pi/3 < \omega t < 2\pi/3$	正 → 増加	→ 減少

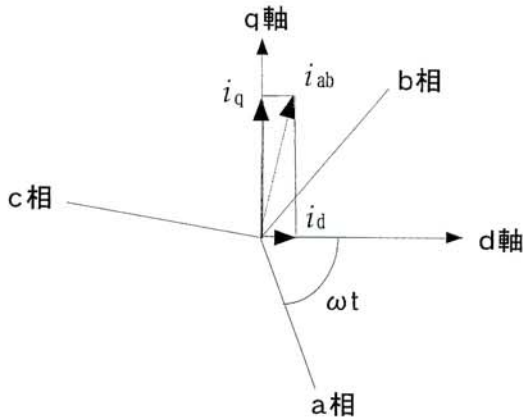


図7 回転子位置とd軸電流の関係

Fig.7. Relation between rotor position and d axis current

転流が進み位相の場合、線電流 i_{ab} は負極性の i_d の増加によって図6の「進み」波形状となり、遅れ位相の場合は正極性の i_d の増加により図6の「遅れ」波形状となる。

2.3 電流方程式

図2に示した120度通電形電圧インバータの通電モードMD1に着目して電流を評価する。式(2)で示した端子間の逆起電力 e_{ab} は、逆起電力定数 K_e を導入して式(7)で表せる。ここで、 $K_e = \sqrt{3} \Phi_m / \sqrt{2}$ である。

$$e_{ab} = \sqrt{2} K_m \omega \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \dots\dots\dots(7)$$

通電モードMD1に達した時刻を $t = 0$ 、転流位相角を λ とした場合の電圧方程式は式(8)で表せる。

いま、 $\lambda = \theta + \pi/6$ の関係を用いて微分方程式(8)を電流 i_{ab} について解くと、a-b相間に流れる線電流 i_{ab} は式(9)で表せる。ここで、 E_{dc} :インバータ部直流電源+側電圧、 E_{mm} :逆起電力の波頭値、 e_{ab} :端子間の逆起電力、 L_a :電機子端子間インダクタンス、 R_a :電機子端子間巻線抵抗、 λ :転流位相角、 θ :相電圧を基準とした転流時の位相角、 ω :角速度、 t :時刻である。なお、 i_{ab} の初期値は0とした。

$$E_{dc} - E_{mm} \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} + \theta \right) = R_a i_{ab} + L_a \frac{di_{ab}}{dt} \dots\dots\dots(8)$$

$$i_{ab}(t) = i_{dc}(t) = \frac{E_{dc}}{R_a} \left(1 - e^{-\frac{R_a t}{L_a}} \right) + \frac{\sqrt{2} K_e \omega}{\sqrt{R_a^2 - \omega^2 L_a^2}} \sin(\lambda - \gamma) e^{-\frac{R_a t}{L_a}} - \frac{\sqrt{2} K_e \omega}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L_a^2}} \sin(\omega t + \lambda - \gamma) \dots\dots\dots(9)$$

ただし、 γ は位相角 $\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L_a}{R_a} \right)$

式(9)の第3項は回転子位置情報項であり、電流波形を利用して回転子位置推定可能なことを示す。 E_{dc} 、 ω 、 γ が一定の場合、電流波形の特徴を形作っている領域2は、第3項により支配される。通電モードMD1における領域2は、「 $\omega t + \lambda - \gamma$ 」が $\pi/3$ となる位相の前後で減少から増加に転じる。

3 センサレスドライブの原理と構成

本章では、120度通電形電圧インバータによりドライブされる三相PMモータの瞬時電流のみを唯一の情報源としてセンサレスドライブする方法を説明する。図8にセンサレスブラシレスDCモータの基本構成、図9に転流タイミングを示す。

3.1 着眼点

三相PMモータを、各相120度の通電領域をもつ三相矩形波状交番電圧でドライブすると、回転時の各相電機子電流波形は転流位相角 λ の進み遅れの程度に応じて変化する。線電流の一相に着目すると、電流波形は正負いずれも2つの電流ブロックよりなり、1つの電流ブロックは図6に示すように転流位相角 λ により変化する。この波形は、負荷トルクの大小によっても変化するが、転流位相角 λ によって変化する傾向は同一である。

領域1と領域2の中間に現れる緩やかな変化領域は、瞬

時電流中の横軸電流 i_q が増加して有効にトルクを発生している領域である。他方、領域2では線電流中の直軸電流 i_d が増大し、横軸電流 i_q が減少して発生トルクは減少傾向をたどるので、同一通電モードを維持した場合はトルク不足となり停止状態に陥る。しかし、トルクが有効に発生する緩やかな変化領域の電流値に対して領域2の電流終値が一定の比を保つように転流操作を行えば、転流位相角 λ はトルクと回転子位置に応じて式(6)を満たすように定まり、必要なトルクが確保されてモータは回転を継続する。

線電流の挙動は、インバータと直流電源間に流れる電流 i_{dc} に反映されるので、 i_{dc} をシャント抵抗器で電圧変換して三相の電流情報を一括検出することができる。その結果ドライバの制御回路構成は簡単になる。

3.2 センサレスドライブの基本ルール

本稿のセンサレスドライブ方式の基本ルールは、「現時点でモータに要求されるトルクを発生するために必要な電流を、各通電モードごとに推定し、これに基づいて転流を行う目標値を定め、各通電モードにおける瞬時電流中の直軸電流 i_d の急増領域すなわち領域2を検出して現通電モードの終点とし順次転流を行う」ことに帰結する。

「モータに要求されるトルクを発生するために必要な電流」とは、線電流中のトルク寄与成分であり、d-q座標上では横軸電流 i_q を意味する。センサレスの場合、横軸電流 i_q の推定は困難である。そこで、線電流の大半が横軸電流になると予想されるタイミングで、シャント抵抗により電圧変換されたDC電流 i_{dc} をサンプルし、トルク電流の推定値 I_q^* とみなしている。

定常運転時の転流目標値は I_q^* に転流目標電流係数 K_n を乗じて設定される。電圧変換後の i_{dc} 瞬時値が、この転流目標値に達するごとに通電モードの切替え指令、すなわち転流指令が発せられる。図8に示す構成例の場合、この転流指令を6進カウンタで計数し、計数結果に応じて三相ブリッジインバータでモータへの通電相を切替えて転流

を行う。

なお、電機子電流のサンプル値に基づいて各通電モードの終値を定める本稿方式では、第1波通電時の転流目標値 i_s を決定できず不都合が生ずる。この回避策として、時間とともに低減する始動電流指令を備えている。転流時の電流目標値 i_s は、始動電流指令値と電流サンプル値のいずれか大きな値に基づいて定められ、滑らかに切り替わる。

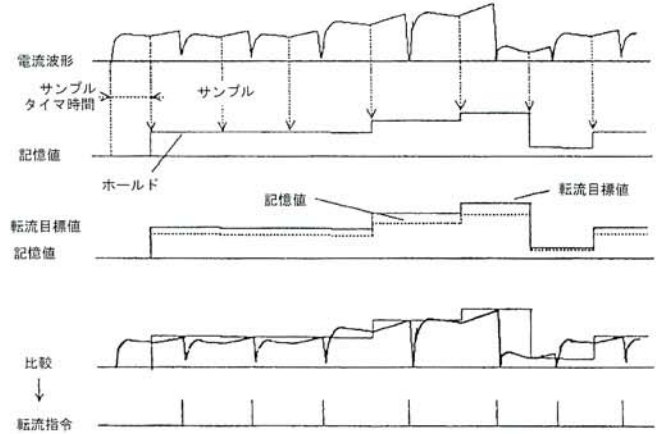


図9 転流タイミング
Fig.9. Commutation timing

3.3 サンプル時刻

図10にサンプル位置を示す。トルク電流推定値 I_q^* のサンプリング時刻 t_s は、式(10)の条件を満たすように定める。

$$\frac{1}{RPM_{max}} \frac{1}{30P} K_n > t_s > 3 \frac{L_a}{R_a} \dots\dots\dots(10)$$

ここで、 RPM_{max} : 最高回転数、 P : 極数

L_a : 巻線インダクタンス、 R_a : 巻線抵抗

K_n : 位相係数、 $K_n = \frac{t_s}{RPM_{max}} \frac{1}{30P}$

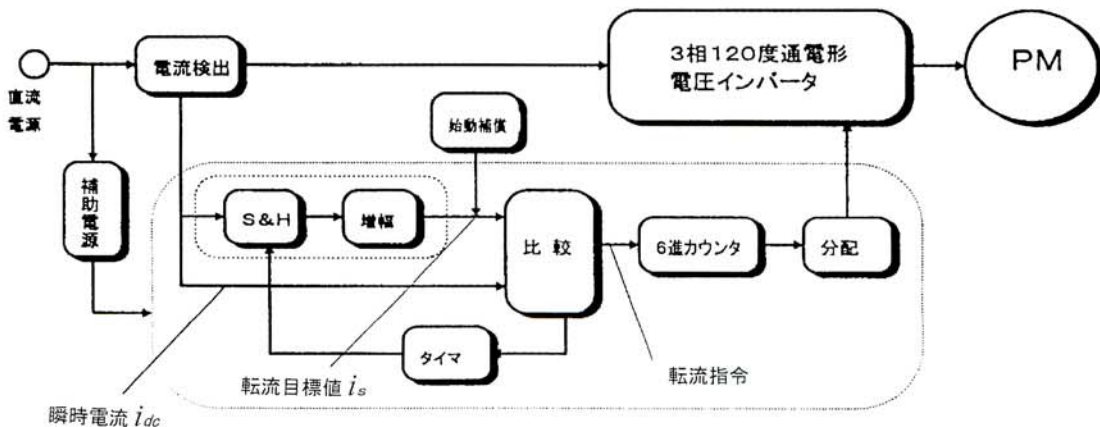


図8 センサレスブラシレスDCモータの基本構成
Fig.8. Basic composition of the sensor-less brush-less DC motor

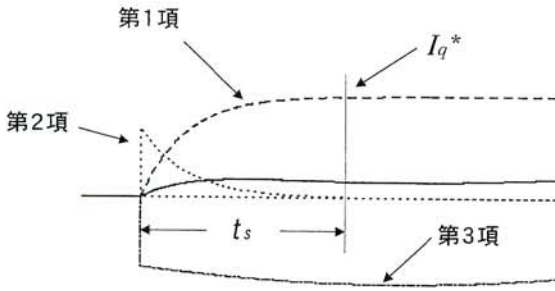


図10 サンプル位置
Fig.10. Sampling position

3.4 始動電流指令値

転流目標値が式(9)のサンプル結果 I_q^* で決定されるルールのみでは、最初の通電モードの転流目標値 i_s が不定となり不都合である。そこで、本稿のセンサレスドライブ方式では、時間経過とともに低減する始動電流指令を設けて初期の転流を行う。最大の始動トルクを与える電流指令値(始動時の転流目標値) i_{sb} は式(11)により定まる。

$$i_{sb} = \frac{E_{dc}}{R_a} K_s e^{-\frac{t}{\tau_b}} \dots\dots\dots(11)$$

ここで、 τ_b : 求始動補償時定数

3.5 転流目標値

転流目標値 i_s は、始動時の転流目標値 i_{sb} と定常運転時の転流目標値 i_{sf} のいずれか大きな値が選択される。

定常運転時の転流目標値 i_{sf} は式(12)により定まり、時間経過とともに緩やかに低減する。

$$i_{sf} = K_s I_q^* e^{-\frac{t}{\tau_d}} \dots\dots\dots(12)$$

ここで、 τ_d : 低減時定数

式(12)のEXP項は低周波の自励発振動作を実現する時定数要素である。定常運転領域では、EXP項の低減は僅かであり、式(12)は実質的に $i_{sf} = K_s I_q^*$ と等価である。

3.6 供試モータの諸元

表2 供試モータの諸元
Table2. Specifications of testing motor

名称	定数值	
定格回転数	2760	[r/min]
定格出力 (連続)	62.3	[W]
定格トルク (連続)	2.2	[kg·cm]
(5分)	7.0	[kg·cm]
電機子巻線	3相 Y結線 集中巻	
界磁極数	4極 永久磁石回転子	
慣性モーメント	0.155	[kg·cm ²]

4 始動特性

本章では、供試モータをセンサレスドライブした場合の、シミュレーション結果及び実験結果を述べる。

4.1 シミュレーション解析

図11~13及び図14~16にDC 40V全電圧始動時のシミュレーション結果を示す。図11~13は無負荷時、図14~16は定格負荷時の挙動である。いずれも短時間の逆トルク発生が見られるが、0.2秒程度経過後は正トルクが支配的になり、以後は良好に加速し0.7秒程度で加速終了に至る。

(1) 無負荷始動

図11は線電流、発生トルク、回転数、転流位相角の1秒間の挙動を示す図、図12は0~0.1秒間のモータ端子間電圧・逆起電力、端子電圧、線電流、発生トルクの挙動を示す拡大図、図13は0.95~0.97秒間のモータ端子間電圧・逆起電力、線電流、発生トルクの挙動を示す拡大図である。

始動初期には、線電流波形の第1波に減衰振動、発生トルクに大きな逆トルクが観察され、回転数が電機子に吸引されて拘束状態に陥りつつあることを示す。十分なエネルギーを得て加速しようとするモータに対して、始動電流指令により規制されるインバータの転流周期が追従できず、各通電モードの後半領域で逆トルクが発生し加速を制限している。しかし、その後の110度付近への急減と緩やかな減少を経て、 λ は52度付近に収束して転流遅れが改善され、線電流値が減少する。転流位相角 λ が緩やかに減少する過程で理想値60度付近を通過する結果、理想値付近における発生トルクが増加して回転数はピーク点に達する。理想値付近を通過した後は発生トルクが減少して回転数が低下し、定常値に至る。安定回転域における λ の値、すなわち転流位相角 λ の収束値は、理想値 $\pi/3$ (60度) より若干進相で安定し、良好なセンサレスドライブ状態にある。

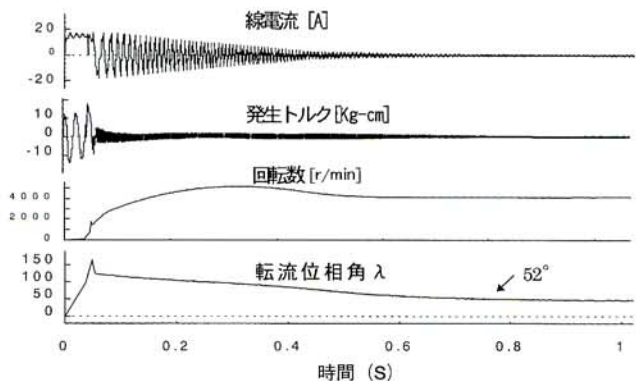


図11 0~1秒間の挙動
Fig.11. Simulation results at 0~1 second (No-Load)

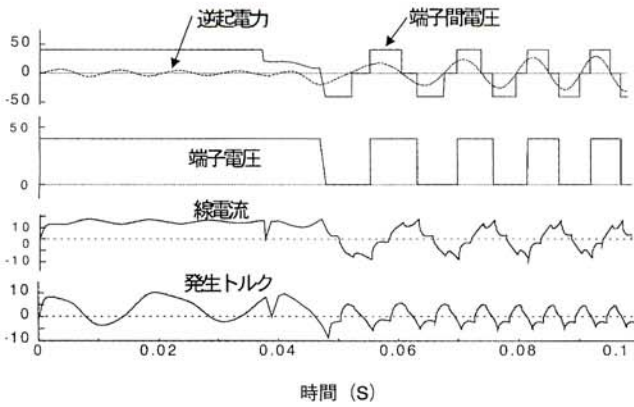


図12 図11の部分拡大図
Fig.12. Expansion figure of Fig.11

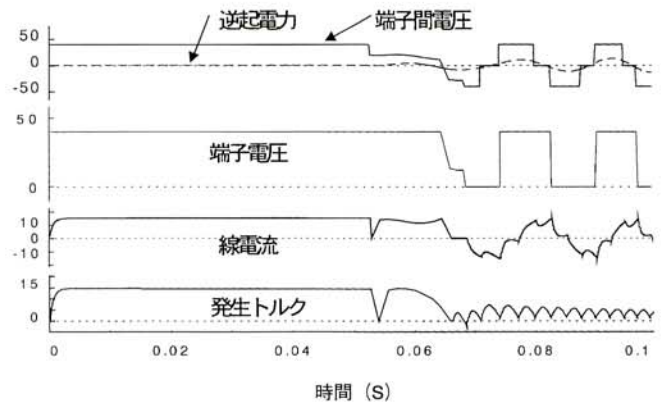


図15 図14の部分拡大図
Fig.15. Expansion figure of Fig.14

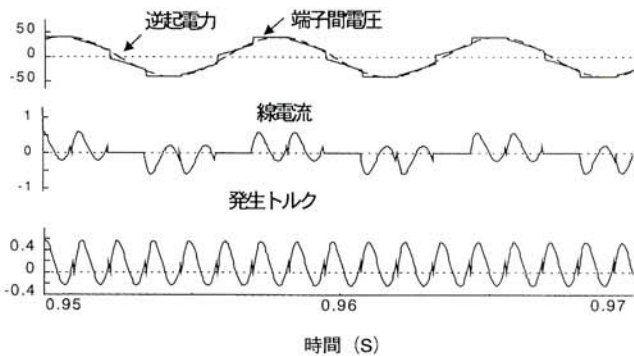


図13 図11の部分拡大図
Fig.13. Expansion figure of Fig.11

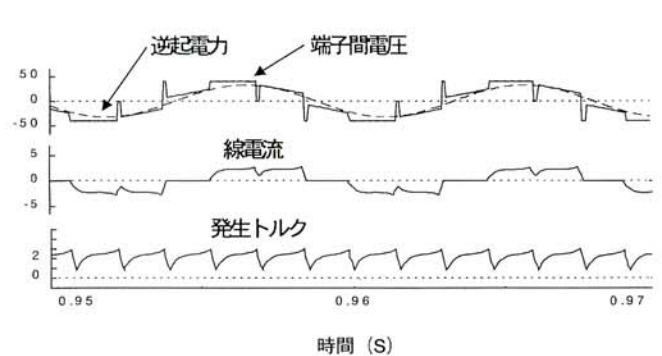


図16 シミュレーション結果の拡大図
Fig.16. Expansion figure of Fig.14

(2) 負荷始動

図14は線電流，発生トルク，回転数，転流位相角の1秒間の挙動を示す図，図15は0～0.1秒間のモータ端子間電圧・逆起電力，端子電圧，線電流，発生トルクの挙動を示す拡大図，図16は0.95～0.97秒間のモータ端子間電圧・逆起電力，線電流，発生トルクの挙動を示す拡大図である。

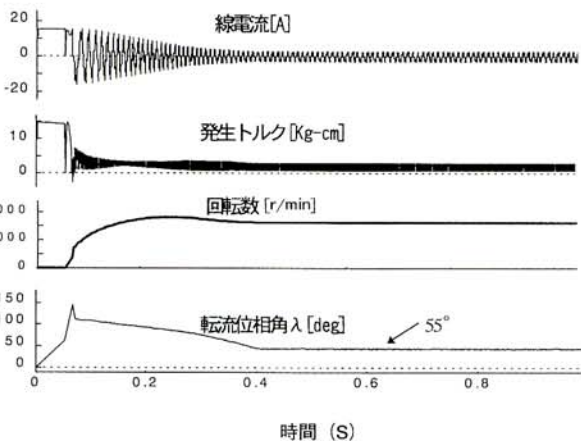


図14 0～1秒間の挙動
Fig.14. Simulation results at 0~1 second (Rated-Load)

始動初期の線電流波形の振動はほとんど見られず，逆トルクも減少する。余剰トルクに起因する回転子の減衰振動エネルギーが負荷側に吸収される結果，回転子逆転現象が小さくなる。転流位相角 λ の挙動は無負荷時と同様の傾向を示すが，収束は早い。転流位相各 λ の収束値は無負荷時より増大し，約55度である。無負荷時同様に，転流位相角 λ が理想値 $\pi/3$ (60度) 付近を通過するために，理想値付近で回転数ピークが出現しているが，負荷の存在により λ が理想値近くに収束するため，ピークと安定域の回転数差は減少する。安定域の端子間電圧・逆起電力，線電流，発生トルクのいずれを見ても，良好な位相関係と波形が観察され，無負荷時より高い効率でセンサレス運転されている。

4.2 実験結果

無負荷と定格負荷の2条件で簡単な始動試験を実施した。負荷はPMモータを利用した発電機である。直流電源の電流リミットの作動に起因して端子電圧波形第1波と第2波に電圧脈動が生じた。図17～22に実験結果の記録波形を示す。いずれも通電開始から0.1秒程度程度の微動期間後，急速に始動加速し，0.7秒前後で定常回転数の90%以上に達し，当初目標を満たすセンサレス始動性が確認された。

(1) 無負荷始動

発電機出力を開放して無負荷始動実験を行った。図17はDC40V全電圧始動、無負荷時の端子電圧、線電流、DC電流、回転数の挙動を示す波形、図18は0~0.2秒間のモータ端子間電圧、線電流、DC電流、回転数の挙動を示す拡大図、図19は0.95~0.97秒間のモータ端子電圧、線電流、DC電流の挙動を示す拡大図である。

シミュレーション結果同様に、始動初期の電流波形の通電第1波と第2波及び回転数に振動が観察され、逆トルクの発生が推定される。図18に示す始動初期の端子電圧波形は矩形波状となり、逆起電力はほとんど観察できない。線電流波形は当初強い右上がり傾向の三角波状を示すが、加速に伴い次第に減少して定常値に収束し、シミュレーション結果と良く一致している。本稿のセンサレスドライブ方式では、逆起電力方式に見られるモード切替え時の電流やトルクの急変が生じない。図19に示す定常回転域の端子電圧波形は対称性のある台形波状となり、線電流波形には2つの電流増加領域が明瞭に観察できる。これらの波形は、転流位相角 λ が最適値 $\pi/3$ 付近で安定しており、良好なセンサレスドライブが達成されていることを示す。

(2) 負荷始動

図20はDC40V全電圧始動、定格負荷時の端子電圧、線

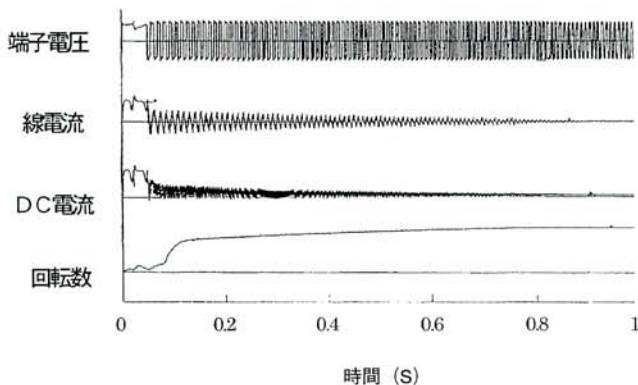


図17 無負荷時の実験結果
Fig.17. Experimental results (No-Load)

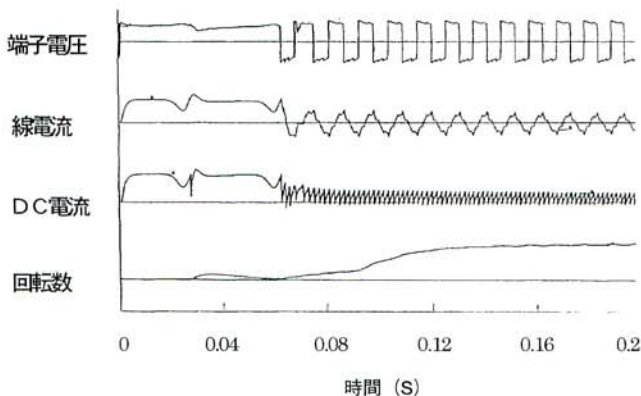


図18 図17の部分拡大図
Fig.18. Expansion figure of Fig.17

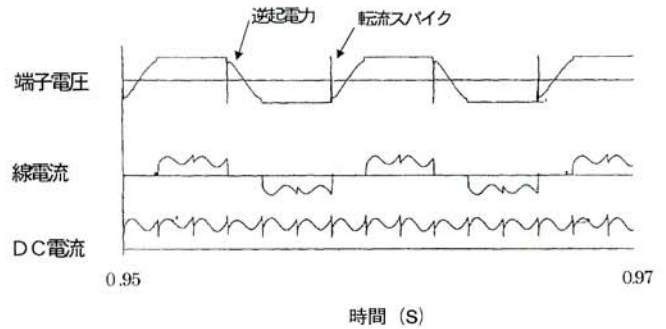


図19 図17の部分拡大図
Fig.19. Expansion figure of Fig.17

電流、DC電流、毎分回転数の挙動を示す波形である。また、図21は0~0.2秒間のモータ端子電圧、線電流、DC電流、回転数の挙動を示す拡大図、図22は0.95~0.97秒間の端子電圧、線電流、DC電流の挙動を示す拡大図である。

シミュレーション結果同様に、始動初期の線電流第1波と第2波の振動はほとんど観察されず、回転数の振動も減少している。図21に示す始動初期の端子電圧波形は、転流による幅広い電圧パルス(以下、転流スパイクという)が重畳した矩形状となっているが、転流スパイク終了後には逆起電力のスロープが出現している。負荷トルクの存在により回転子の加速が抑制されて、転流位相角 λ の遅れが改善されていることを示す。この結果、線電流には電流増加領域1及び2が出現し、波形は丸みを帯びたものとなっている。加速に伴い、線電流は次第に減少して定常値に収束し、シミュレーション結果と良く一致している。無負荷時の実験結果同様、逆起電力方式に見られるモード切替え時の電流やトルクの急変は生じていない。図22に示す定常回転域の端子電圧波形には幅の広い転流スパイクが重畳し、逆起電力も明瞭に現れている。線電流増加によるインピーダンス降下のため、波形頂上部と逆起電力スロープ部に段差が見られる。転流スパイクを無視した場合の端子電圧波形は対称性のある台形波状を示している。線電流波形は、2つの電流増加領域が連結した形で観察される。無負荷時同様に、これらの波形は転流位相角 λ が最適値付近で安定し、良好にセンサレスドライブされていることを示す。

なお、従来の逆起電力方式の場合、広範な負荷やイナーシャ条件での始動を保証するために、十分な逆起電力が発生する回転域までインバータ側に設定された周波数・電圧で他制運転して慎重加速する必要がある。図17及び図21のような矩形波状の端子電圧波形を用いて短時間にセンサレス始動と加速を達成することは困難である。

5 あとがき

三相120度通電形電圧インバータでドライブされるPMモータの電機子電流の波形的特徴に着目し、その特徴と同

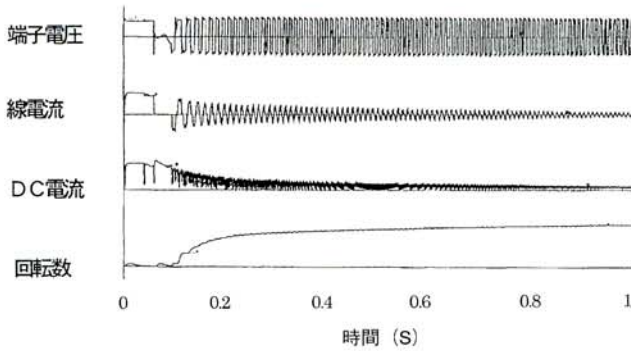


図20 負荷時の実験結果

Fig.20. Experimental results (Rated Load)

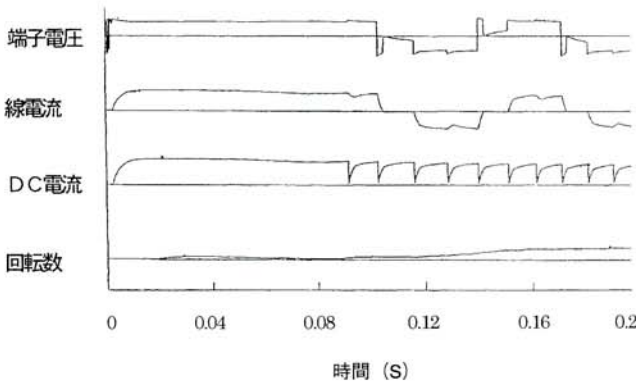


図21 図20の部分拡大図

Fig.21. Expansion figure of Fig.20

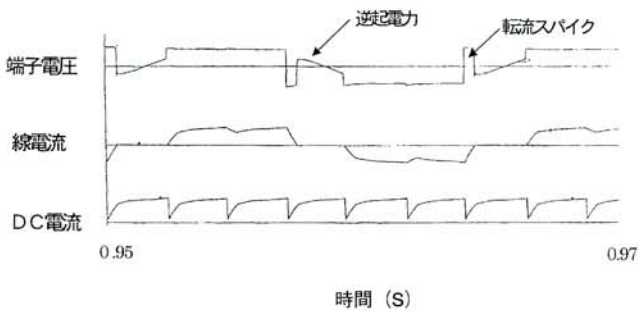


図22 図20の部分拡大図

Fig.22. Expansion figure of Fig.20

期運転条件の関係を検討するとともに、直流側の瞬時電流を唯一の情報源とするセンサレスブラシレスDCモータの基本構成例を示した。また、シミュレーションと基礎的実験によりこのセンサレスブラシレスDCモータの始動性を評価し、従来の逆起電力方式では得られない良好な始動性能を確認した。今後は、定常運転特性や負荷・電源変動に対するドライブ安定性について検討を加える所存である。

参考文献

- (1) 市川, 竹下, 松井:「突極形ブラシレスDCモータのセンサレス始動法」平7電気学会産業応用部門全大予稿, No.178
- (2) 笠, 渡辺:「推定値補正機能を持つ突極形ブラシレス

DCモータの位置・速度センサレス制御法」電学論D, 117, No.12

- (3) 小笠原, 松沢, 赤木:「突極性に基づく位置推定法を用いた位置センサレスIPMモータ駆動システム」電学論D, 118, No.5
- (4) 遠矢, 柳川, 松瀬:「新IPMを用いたPM形同期電動機の位置センサレス制御」平8電気学会産業応用部門全大予稿, No.8
- (5) K.Iizuka et al. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor. IEEE Trans. Industry Applications, IA-21, No.4: 595-601, 5/6 1985
- (6) 上山:「サイリスタモータの原理と運転」電気書院
- (7) 笹島:「電気機器とサーボモータ」産業図書

筆者紹介



太田 久義

機電事業本部 技術部 課長
電子制御装置の開発及び設計に従事
電気学会, 高速信号処理応用技術学会 正員



土本 僚一

機電事業本部 技術部 主任
電子制御装置の開発及び設計に従事



久保田 寿夫

明治大学 理工学部 電気工学科 助教授
電動機制御に関する研究に従事
平成4年電気学会論文賞受賞
工学博士
電気学会 計測自動制御学会 正員
IEEE メンバー



松瀬 貢規

明治大学 理工学部 電気工学科 教授
理工学部長
中国 清華大学 客座教授
パワーエレクトロニクスの研究に従事
工学博士
電気学会 正員 IEEE フェロー