



ON Semiconductor®

最新のモータ制御 アプリケーションとトレンド

最新のモータ制御アプリケーションとトレンド

要約

本資料では、(a) 高性能交流機制御の技術的要件、(b) 最も一般的な電気機械、(c) 制御技術の3つの特定分野の最新電気駆動技術について概説します。主要な開発トレンドについては、新しいアプリケーションにおける交流可変速駆動の優位性について触れません。基本的に、(a) 誘導機(IM)、(b) 永久磁石同期機(PMSM)、および(c) スイッチトリラクタンス機(SRM)の3つの技術的アプローチがあります。本資料の目的は、実用面を強調しつつ完全な概要を提供することです。

はじめに

電気機械は、電子時計での 10^{-6} Wから発電所での 10^8 W以上まで、幅広い電力範囲で使用され、圧延機での 10^7 Nm以上のトルク、および遠心分離機やフライホイールでの 10^5 RPM以上の速度など、幅広い範囲に対応します。

電気機械を使用することで、物や人の輸送や工業生産プロセスなど、身体活動を行なう場所であればどこであっても、私たちの生活が楽になります。先進工業国では、消費される電力の約半分は機械的エネルギーに変換されると推定されています。

電気駆動の将来が明るいと見える理由は、以下に示すとおりいくつかあります[2]。(a) 電気駆動装置は適応性や融通性が高く、完全な密封状態、液体への浸漬状態、爆発性や放射性に曝された状態など、どのような動作条件や環境にも対応できます。燃料を必要とせず、排気ガスも出さないため、環境への悪影響もありません。現在の電線の絶縁性は、約 200°C の温度にも耐えるので、極めて過酷な環境でも動作できます。音響ノイズは燃焼機関より低くなります。(b) 電気機械は全負荷で直ちに動作でき、加熱の必要がなく、通常は数倍の過負荷耐量があります。(c) 電気機械は、無負荷状態でも電力損失が低く、高効率を実現できます。(d) 電気駆動にとって制御性は容易であり不可欠です。現在の先進的な制御方法を用いると、定常状態でも動的状態でも幅広い速度とトルクの調整ができ、一般には電子制御により高性能を達成できます。(e) 最新の電気駆動は、Figure 1に示すように、トルク-速度平面の4象限すべてにおいて動作可能です。制動時(第2、第4象限)には駆動力はエネルギーを発生して電源へ戻し(機械的エネルギーを電気的エネルギーに変換)、駆動時(第1、第3象限)にはこれとは逆になります。

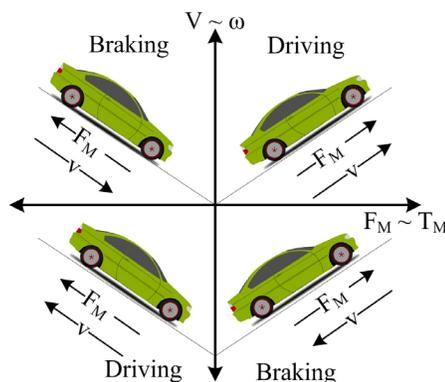


Figure 1. Operating Regimes of an Electric Drive

「はじめに」を終えるにあたり、電気駆動の短所のように見える特性に言及する必要があります[2]。(a) まず最初に、電源を連続的に供給できるかどうか依存するため、主に車両推進において問題が発生します。パワーレールが利用できない場合は、通常大きく、重く、高価な電源を車両に取り付けなければなりません。Figure 2に示すように、送電網を除き電源として可能性があるのは、蓄電池、燃焼機関付き回転発電機、太陽電池、燃料電池などです。(b) 主に電気機械の飽和特性と冷却の複雑性により、高压油圧駆動に比べると出力密度が低くなります。

電気駆動構造の紹介

電気駆動は機械的な負荷や作業を制御する電気機械エネルギー変換機です。電力の部は、 $p_e = v \cdot i$ と表わすことができ、機械力の部は、 $p_m = T_e \times \omega$ と表わせます。ここで、 p_e は電力 (W)、 p_m は機械力 [W]、 v は電圧 (V)、 i は電流 (A)、 T_e は機械トルク (N.m)、 ω は角周波数 (rad/s)を示します。Figure 1に示すように、電気機械は当然ながらトルク-速度平面の4つの象限すべてで動作するため、機械力は動作点に基いて正または負の符号を持ちます。この事実は、Figure 3に示すブロック中の矢印で表現されています。この場合、昇圧段と電源ソースはDCリンクでは負の電力を扱えないため、レールはいわゆるダイナミックブレーキ (DBブロック) にする必要があります。電気機械はFigure 2に示すように、電気的な負荷として表せます。定常状態では、コンバータが供給周波数または相電圧を変更する瞬間、起電力($e_a = f(\omega i_{ph})$)が急に供給電圧 v_a より高くなり、電流が電源に還流し始めます。この電流でDCリンクのコンデンサが充電され、DCリンクの電圧が上昇します。危険な高電圧にならないように、ダイナミックブレーキでは大電力抵抗器でエネルギーを熱として消費します。

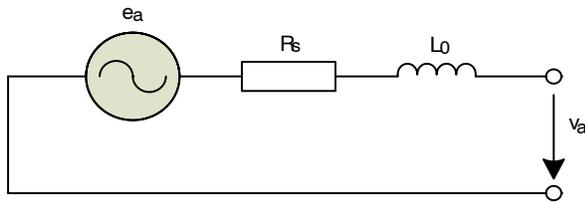


Figure 2. Equivalent Circuit of a Machine for One of Three phases

現在、最新の駆動では、電気から機械エネルギーへの変換プロセスを(デジタル的に)制御するためにパワーエレクトロニクス・コンバータが使用されます。さらに、システムへの駆動の統合化が進むのに伴い、試運転、初期設定、診断、および上位レベルのプロセス制御には上位レベルのコンピュータネットワークへの通信バスが必須となります。そのため、駆動の主要要素は、電気-機械エネルギー変換機(一般的には電気機械またはアクチュエータ)、パワーAC-DCコンバータ、組み込みデジタル制御ユニットで構成されています。デジタル制御ユニットは、ゲートドライバによりパワーエレクトロニクス・コンバータのパワー半導体スイッチを直接制御して、適切なパワーデバイスのスイッチング、ガバナック絶縁、モニタリング、および最速の保護機能を確実なものにします。最終的に、適切な制御ハードウェア、センサ、高速デジタル・ロジックデバイス、プロセッサが必要となるだけでなく、適切な制御アルゴリズムも必要です。この点から考えると、このドライブ技術はかなり新しい開発事案です。

高性能駆動のために測定すべき量に関しては、正確な制御のためには2種類のフィードバックがあり、基本的にターゲットアプリケーションに依存します。例えば、Figure 10に示すような誘導機の簡単なオープンループの速度制御には、フィードバック量の測定は必要ありません。他方、Figure 3に示す例のような高性能電子駆動では、保護上と制御上の理由からDCリンクのレール電圧を測定することが推奨されます。保護機能のためには、電気機械がダイナミクスモードおよび再生モードで動作中のDCリンクの電圧上昇を観測します。制御の目的は、Figure 5に示すように機械の電圧(線間電圧と相電圧)がパルス幅変調(PWM)(Figure 4参照)によって発生するという事実由来します。搬送波信号 $c(t)$ によってスイッチングおよびサンプリング周波数が決まり、 $m(t)$ は所望の波形(基本要素)です。

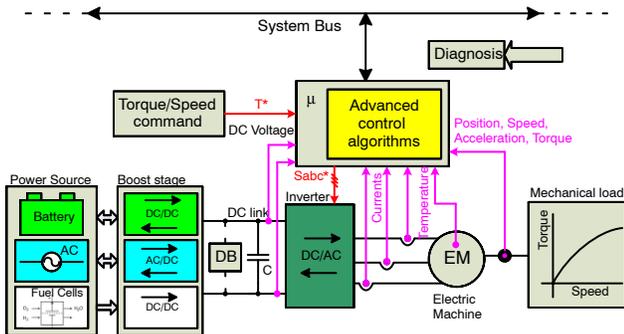


Figure 3. Electric Drive System Structure

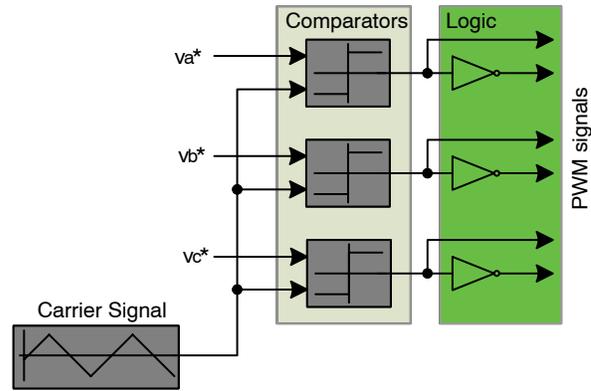


Figure 4. PWM Modulator for Three-phase HB Inverter

相電圧瞬時値はサイクル毎にあることが知られています。保護上と制御上の理由から電流も測定されます。対称3相中性点非接地式の電気機械の場合、3つの電流のうち少なくとも2つの測定が必要です。なぜなら、 $i_a + i_b + i_c = 0$ なので、3つめは簡単に計算できるためです(i_a, b, c は相電流)。

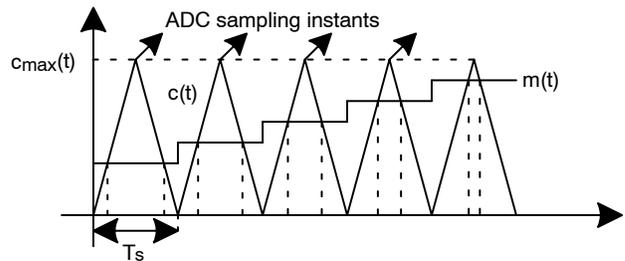


Figure 5. Pulse Width Modulation Pattern

高性能駆動には、所要電流を目標値に保持するために電流ループ(Figure 18参照)が含まれる場合がよくあります。これにより、電氣的トルク計算を行なうこともでき、より簡単に速度や位置のループ設計が可能です。電流ループは速度または位置制御ループよりも常にはるかに高速なので、これらのループ(速度と位置、またはその両方)の設計には、構造の電氣的部分を無視できる場合も少なくありません。その上、トルクを電氣的に精密に制御できる可能性があります。

実際には、最も一般的な電気駆動はファンまたはポンプです。従来の流量制御方法は、一定速度での動作に基づきます。電源グリッド周波数と電圧コントローラによる速度調整可能な駆動では、スロットルの開閉により流量を調整できます。これは、 $T_e \approx V_s^2$ (V_s はステータ電圧)の関係が成り立つ誘導機において一般的な方法です。電力消費を負荷率に対してプロットしたFigure 6 [1]に示すように、この流量制御方法の効率は低いものです。駆動の変可周波数速度制御では、図に示すように、スロットル全開で電力消費が削減できます。例えば、60%負荷時の効率改善は35%まで達する可能性があります。駆動は軽負荷条件で動作していることがほとんどなので、長時間にわたるエネルギーの削減は相当なものになります。高いエネルギーコストを考えれば、パ

パワーエレクトロニクスの投資コストの回収期間は短くなります。コスト面の要因に加え、エネルギーの利用効率が高いためエネルギー必要量を削減でき、電気エネルギーの大部分が化石燃料から生成されることを考えると、環境汚染問題の解決にも役立ちます。

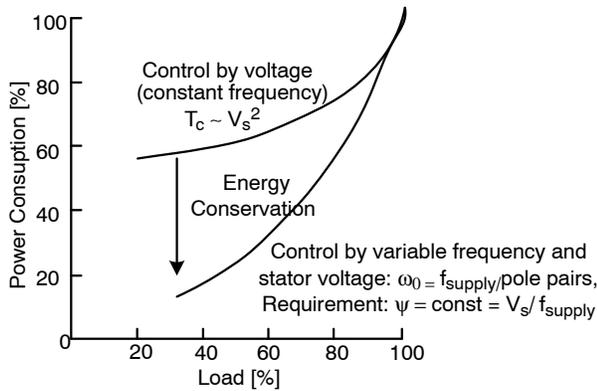


Figure 6. Energy-saving Characteristics with Variable-frequency Speed Control

モータ理論

誘導機

最も普及しているモータは誘導機(IM)です。誘導機は構造が単純でメンテナンスが容易かつ低価格という理由からトップシェアを獲得しました。IMの短所はモータ動作時に必要な無効電力を消費することです。数Wから数十MWまでの範囲の誘導機が製造されています。

誘導機にはステータとロータの2つの主要部分があります。ステータは巻線がスロットに埋め込まれ電源に接続されているのが特徴です。3相ステータの巻線は正弦曲線状に分布され、スター(Y字)またはデルタ形に結線されています。誘導モータは、ロータのタイプに応じて巻線形ロータ付きとかご形ロータ付きの2種類に区分できます。かご形ロータはスロットに埋め込まれ、エンドリングで短絡された金属棒で構成されています。巻線形ロータには、ステータと同様の巻線が使用されています。ステータとロータの磁気回路は、積層鋼板でできています。エアギャップは均一でモータの出力に合わせて調整されます。

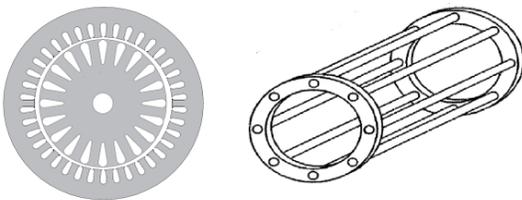


Figure 7. Cross-section and Rotor Cage of the Induction Machine

互いに120°ずつずれた3つの正弦波電流がステータ巻線に流れると、エアギャップに半径方向の磁束密度

が発生します。磁束密度もエアギャップの周りに正弦波状に分布し、ステータ電流の角速度と等しい角速度で回転します。磁束波がロータの導体の周りに回転すると、ロータに電圧が発生します。ロータバーが短絡されているため、正弦波状に分布した一連の電流が発生します。モータのトルクはエアギャップの磁束とロータの誘導電流の相互作用により発生します。必要なロータ電流を発生させるには、ロータの機械的速度 ω_r と磁束波速度 ω_0 に相対的な差が存在しなければならず、これをすべりSと呼びます。すべりは単位法では次式で定義されます。

$$S = \frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_0} \quad (\text{eq. 1})$$

誘導機は電動機、発電機、または制動機として動作できます。各領域間の遷移は円滑であり、これはFigure 8のTorque-slip Characteristic (トルク-すべり特性図)で最も分かりやすく記述されています。

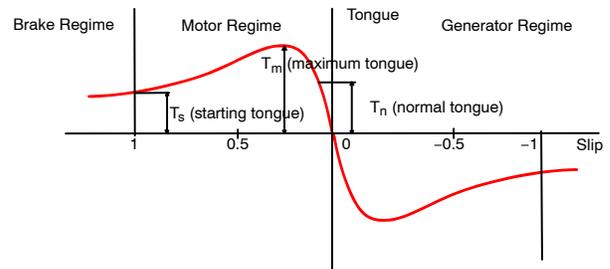


Figure 8. Torque-slip Characteristic of the Induction Machine

トルク特性はKlossの式eq.(2)によって記述できます。

$$T = \frac{2T_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (\text{eq. 2})$$

ここで、 T_m は機械の最大トルク、 s_m は T_m に対応する滑りです。

同期機

誘導機とは異なり、同期機は式eq.(3) (f は交流電源の周波数、 P はモータの極対数)に示すように常に電源周波数と機械の極数によって決まる同期速度 ω_0 で回転しています。

$$\omega_0 = \frac{2\pi f}{P} \quad (\text{eq. 3})$$

従来の同期機は誘導機と同じステータ巻線を使用していました。ステータは回転磁界を発生します。ロータにはスリップリングを通じてDC電源に接続されている巻線があります。ロータの磁気回路は、塊の鉄または積層鋼板でできています。動作中、ロータの位置はステータの回転磁界にロックしているため、モータは同期していると言われます。動作原理から、このモータは同期速度以外の速度で動作させることができないため、モータの負荷が変わってもロータの速度には影響を受けません。しかし、ステータおよびロータの磁界間の負荷角(β)は変化します。Figure 9にステータとロータ間の負荷角と同期モータのトルク特性を示します。

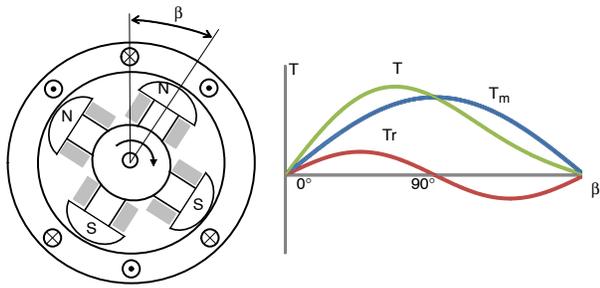


Figure 9. Load angle and Torque Characteristic of the Synchronous Machine

トルク特性の主要要素は T_m です。これは三角関数で近似的に式eq. (4)に従います。

$$T_m = F_{m1} F_{m2} \sin(\beta) \quad (\text{eq. 4})$$

ここで、 F_{m1} はステータの起磁力(MMF)で、 F_{m2} はロータのMMFです。

トルクの2番目の要素はリラクタンストルク T_r で、ロータの形状にのみ依存しd軸、q軸の磁気抵抗の差によって発生します。モータのトルクは、 T_m と T_r の合計です。永久磁石同期機(PMSM)では、ロータの巻線は永久磁石(PM)に置き換えられています。このソリューションには、スリップリングやブラシがないことによる高信頼性、DC損失がロータで発生しないことによる高効率、高い冷却性などの長所があります。PMSMの短所は、高価であること、永久磁石の減磁のリスクがあること、およびロータの磁界を変更できないことなどです。市場には、複数の種類のPMSMがあり、ロータへの磁石の埋め込み方法が異なります。Figure 10に示す3種類が産業界で最も多く使用されています。

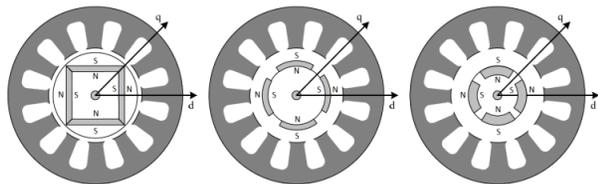


Figure 10. Three Main Types of PMSM from Left: Interior Mounted PM, Surface Mounted PM, Embedded PM

ロータ磁石の位置は、機械の縦軸、横軸方向のインダクタンス(L_d および L_q)に大きな影響を与えます。磁石が表面に実装されたモータでは、磁石を最も有効に利用できます。その一方、この構成では機械的な堅牢性が損なわれ、磁石が減磁しやすく、渦電流損失が存在します。 L_d と L_q の比(突極比)はおよそ1.1です。上述の短所は、モータ内部に磁石を実装することにより解決できます。磁石がロータ内部に実装されるため、機械的および電氣的に保護されます。短所はPMの漏洩磁束が大きい(一般に全磁束の1/4)ことです。ロータの形状(突極比約2.5)のため、大きなリラクタンストルクが存在します。リラクタンストルクは、主に励磁領域で高速に達するために使用されます。磁石が表面内部に実装されたモータは、前述の種類を組み合わせたものです。突極比は約2です。

スイッチトリラクタンスモータ

スイッチトリラクタンスモータ(SRM)の構造は単純です。ロータとステータのどちらにも突極があります。ロータには巻線も磁石も装着されておらず、渦電流損失を最小化するために積層鋼板でできています。トルクはリラクタンス効果によってのみ発生します。各ステータティースには巻線がありステータ極を形成しています。対向する2つのステータ極は、直列または並列に接続されます。モータは連続パルスによって励磁され回転します。ロータ極とステータ極の位置が揃った場合を整列位置と呼びます。これはステータインダクタンスが最大になる位置です。

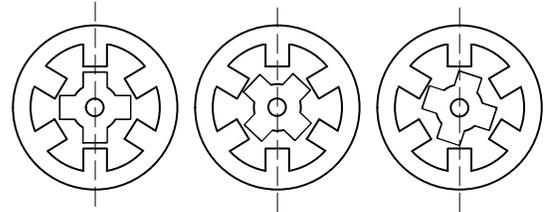


Figure 11. Rotor Position of the SRM
a) Aligned Position, b) Unaligned Position, c) Partially Aligned Position

2つのロータ極の間を通る軸がステータ極と整列すると、ステータインダクタンスが最小になります。これは非整列位置と呼ばれます。Figure 12にSRMのステータインダクタンスの三角形プロファイルを示します。

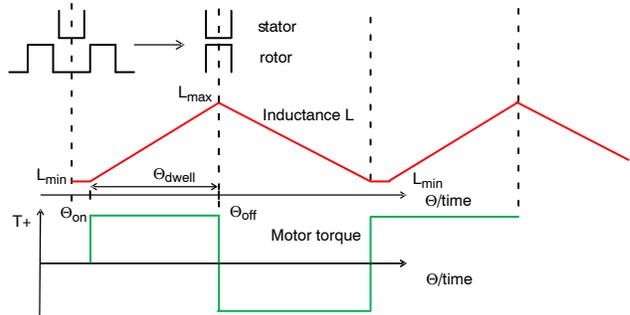


Figure 12. Rotor Position of the SRM
a) Aligned Position, b) Unaligned Position, c) Partially Aligned Position

電流がステータ相を流れると、インダクタンスが増加する方向にトルクが発生します。トルクの方法は $dL/d\theta$ の符号のみで決まります。ここで、 dL は相インダクタンスの変化、 $d\theta$ はロータ位置の変化を示します。極が整列位置に近づくとき、 $dL/d\theta$ の項が正になり、ステータコイル電流の方向に関係なくトルクも正になります。ロータ極が整列位置から離れ非整列位置に近づくとき、トルクは負になります。各ロータ位置でのモータトルクは、印加電圧とスイッチングのオン、オフ角(θ_{on} と θ_{off})によって制御されます。 θ_{on} と θ_{off} の間隔は θ_{dwell} と呼ばれます。上述したことから、SRMを適切に動作させるには、モータの相転流のためにロータ位置をフィードバックする必要があります。フィードバックにはロータリエンコ

ードやホールセンサを使用できます。最近では、センサレス制御アルゴリズムが存在し、それらの大部分はロータ位置に依存する磁気回路パラメータの評価をベースにしています。

SRMは構造が単純な機械であり、主に白物家電製品での高速アプリケーションに適しています。損失の大部分は冷却が容易なステータで発生します。ロータには磁石がないので、最大動作温度はPMSMに比べて高くなる可能性があります。モータのトルクは相電流の極性には依存しません。このため、特定のアプリケーションにおいては、駆動に必要な半導体スイッチの数を削減できます。SRMの短所はトルクリップルや動作音が大きいことです。これらの問題を軽減するには多相機械にする必要があります、製造や駆動が難しくなります。

交流電気駆動の制御

V/f制御手法

誘導モータのオープンループ電圧/周波数(V/f)制御は、簡単なため最も普及している速度制御方法です。誘導モータは産業界で広く使用されています。従来、誘導モータは定速アプリケーションでは、オープンループの60 Hzまたは50 Hz電源で使用されてきました。速度調整が必要なアプリケーションでは、式eq.(3)から分かるように、周波数制御が簡単です。しかし、磁束($\psi = V_s/\omega_e$)を一定に保つために、ステータ抵抗 R_s による電圧降下を無視すれば、電圧を周波数に比例させる必要があります。Figure 13に最も簡単なオープンループV/f速度制御法のブロックダイアグラムを示します[1]。

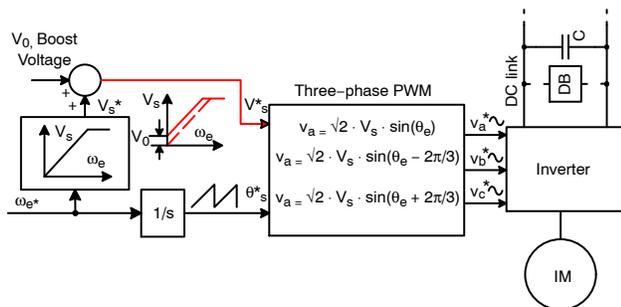


Figure 13. Open Loop V_s/f Speed Control of an Induction Machine

オープンループ動作とは、通常は制御に必要なフィードバック信号がないことを意味します。周波数 ω_e^* は可変にする必要があります(ロータの電気的角速度。ここで、機械的角速度は $\omega_m = \omega_e / \text{極対数}$)。なぜなら、すべり周波数 ω_{sl} は小さいため無視すれば、これは近似的に速度 ω_e (eq.(1)参照)に等しいからです。相電圧 V_s^* の指令は、ファンクションジェネレータにより、磁束 ψ_s を一定に保持するように直接、周波数指令から生成されます。ステータの抵抗と機械の漏れインダクタンスを無視すれば、磁束はエアギャップの磁束 ψ_m またはロータの磁束 ψ_r に一致します(定常状態でのみ)。周波数が低下すると、ステータ抵抗での電圧降下がステータ電圧の支配的要素に

なり、磁束が減衰します。ブースト電圧 V_0 を印加すると、速度がゼロに落ちるまで定格磁束と対応する完全なトルクが得られます。 ω_e^* の信号が積分されて角度信号が発生します。これは $\theta = \omega_e t$ であるためです(θ は位置)。図中に示した式により、対応する三角波の相電圧 (信号 v_a, v_b, v_c)が発生します。

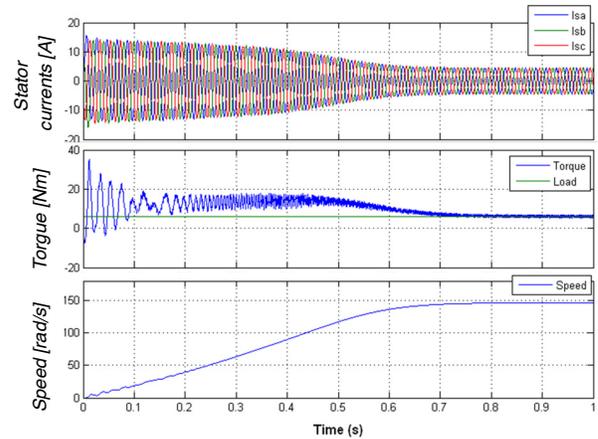


Figure 14. Startup of an IM with Open Loop V/f Speed Control (Simulation)

図に示すように、V/fオープンループ制御には、主としてすべりが負荷によって変化する場合に、すべりと共にトルクが変化するという短所があります。さらに、この構成では、電源ラインの電圧変動、不完全なV/fファンクションジェネレータ、ステータ抵抗による電圧降下の変動、および不正な磁束値を生じる機械のパラメータ変動などにより問題が発生します。Figure 14に、負荷条件での代表的なオープンループ誘導機の起動状態を示します[7]。例えば、トルクはすべりの増大と共に増加し、磁束は減少する傾向を示します。留意すべき点は、磁束の変化は常に緩やかであることです。磁束が弱くなると、発生したトルクによる機械の加速または減速能力が低下します。この一時的な磁束の低下により、トルクのすべりに対する感度が低下し応答時間が遅くなります。これにより、動的な変化中に不安定性の起きる可能性も減少します。オープンループV/f制御の改良形は、Figure 15に示すすべり調整を備えたクロズドループ制御です[1]。この構成では、速度ループの誤差が比例積分(PI)コントローラとリミッタを通ることにより、すべり指令 ω_{sl}^* が発生します。すべりは速度のフィードバック信号に加算され、図示したとおりステータ周波数指令が発生します。所要周波数 ω_e^* により、V/fファンクションジェネレータを通じて電圧指令も生成し、低周波数におけるステータの電圧降下を補償します。一定の磁束では、すべりは発生したトルクに比例するため、この方法は速度制御ループを備えたオープンループのトルク制御とみなすことができます。速度指令でのステップにより、ステータ電流に対応するすべり制限またはトルク制限の範囲で、機械は自由に加速し、負荷トルクに応じて定常状態のすべり値に落ち着きます。指令速度 ω_e^* がステップで減少すると、駆動は回生ダ

イナミック制動モードに入り、一定の負の滑り分 $-\omega_{sl}$ だけ減速します。

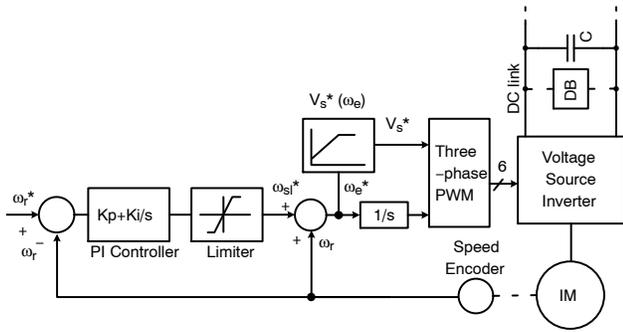


Figure 15. Close Loop Speed Control with V/f Control

ベクトルまたはフィールドオリエンテッド制御手法

これまで、電圧形インバータ駆動のスカラー制御手法について説明してきました。スカラー制御はいくらか実装が簡単ですが、固有の連成効果(トルクと磁束が電圧または電流と周波数の関数になっていること)のために応答が遅く、高次(5次)のシステム効果のために、システムが不安定になりやすい傾向があります。この問題は、ベクトルまたはフィールドオリエンテッド制御により解決できます。ベクトル制御の発明は、1970年代初頭に遡ります。当時、誘導モータは個々に励磁されたDCモータのように制御できることをデモで示したため、交流駆動の高性能制御の開発が再び盛んになりました。ベクトル制御は、誘導モータ駆動と同期モータ駆動のどちらにも適用できます。ベクトル制御とこれに関係するフィードバック信号処理、特に最新のセンサレスベクトル制御は複雑なため、強力なマイクロコンピュータやDSPの使用が必須なのは明らかです。最終的には、交流駆動制御の業界標準として受け入れられると考えられます。空間ベクトル理論を個々の相量と結び付け、複素平面における単一のベクトル (Figure 16の左側参照)として表すことにより、取り扱いが単純になり、どのような回転座標系にも変換できます (Figure 16の右側参照)。空間ベクトル変換では、各相の磁界軸の方向は、Figure 16 (左側)に示すように電気量に割り当てられます。Figure 16に示すように実数軸 a が相 a の磁界軸に割り当てられた場合、相電流の変換は次式で与えられます[7]。

$$i_{-\alpha\beta} = K \frac{2}{3} \left(i_a(t) + i_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{eq. 5})$$

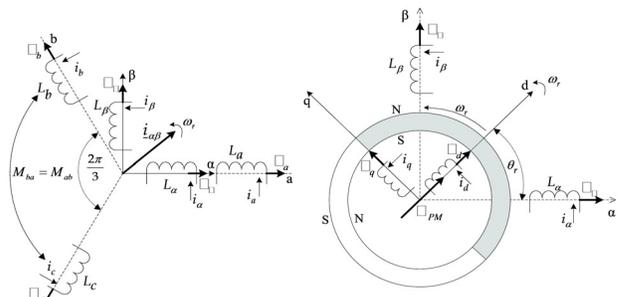


Figure 16. Left: Definition of Stationary Coordinates [abc] and [αβ]. Right: Transformation [αβ] to the Rotating [dq] Coordinates (for PMSM)

この変換の大きな利点は、空間ベクトルを式eq.(6)に示す座標回転により、[dq]座標を任意に回転させて表現できることです。同期機の制御について特に興味深い点は、回転座標をロータ磁界の方向に合わせられることです。つまり、 $\varphi = \theta_r$ となります。

$$i_{-dq} = i_{-\alpha\beta} e^{-j\varphi} \quad (\text{eq. 6})$$

式eq.(5)は、回転基準座標系(フィールドオリエンテッド制御を実行する際に便利な座標系)におけるPM機(突極なし、ありのそれぞれ)のダイナミックモデルを表しており、ロータに固定された[dq]座標系と呼ばれる、R.H.Parkによって開発された手法です[15, 16]。さらに、突極付きのロータに同期して回転するため、ロータ位置にともなうインダクタンスマトリクスがどのように変化しても効果的に消去することができます。同期[dq]座標系モデルを取得するには、式eq.(6)を[abc]座標系でのPMSMの標準的な数学モデルに適用する必要があります。この操作の結果は次式のとおりです[4]。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & -L_q \omega_r \\ L_d \omega_r & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (\text{eq. 7})$$

ベクトル制御構造では、PMSMに対する説明が簡単になります。調整構造は、PMSMの瞬時トルクを数式化することにより得られます。PMSMの瞬時トルクは、ロータに固定した[dq]座標系において次式で表されます[3]。

$$T_e = \frac{3 \cdot p_p}{2} \cdot \left(\underbrace{\Psi_{PM} \cdot i_q}_{\text{magnet torque}} + \underbrace{i_d \cdot i_q \cdot \{L_d - L_q\}}_{\text{reluctance torque}} \right) \quad (\text{eq. 8})$$

ここで、 p_p は極対数、 i_d, i_q, L_d, L_q は、それぞれ[dq]座標系でのステータ電流とインダクタンスです。式eq.(8)において、トルクの2成分が識別できます。最初の項は普通磁気トルクとして知られ、 i_q に正比例し、 i_d には依存しません。

2番目の項はリラクタンストルクで、 $L_d - L_q \neq 0$ である突極機でのみ発生し、電流の積 $i_d i_q$ に比例します。磁石が表面に実装されたPMSMにおいては、リラクタンストルクはゼロに等しく、トルクは i_q のみで制御できます。これに反し、磁束が減衰している期間を除き、d軸の磁束はロータの磁石に固定されているため、 i_d は通常ゼロに制御でき、アンペアあたりの最大トルク動作が得られます。これにより、この種の機械の制御構造が非常に簡単になります。IPMSMでは、電氣的損失を最小にし、駆動効率を最適化しつつ、最適な制御ができます。リラクタンストルクは、IPMSMでは重要です。このモータでは、ステータ電流のベクトル角を進め、 i_d 電流を少しマイナスにすることによって、ステータ電流のアンペアあたりのトルクをより大きくできます。pu (単位あたり)単位のトルクは式eq.(8)から導出でき、 $T_{e_pu} = i_q_pu (1 - i_d_pu)$ となります。ここで、ステータ電流の振幅は、次式のとおりです。 $|I_s| = \sqrt{(i_q^2 + i_d^2)}$ 。Figure 17に、ステータ電流成分 i_d_pu および i_q_pu の関数として、一定($T_{e_pu} = 1$ または $T_{e_pu} = 2$)のトルクを示します。

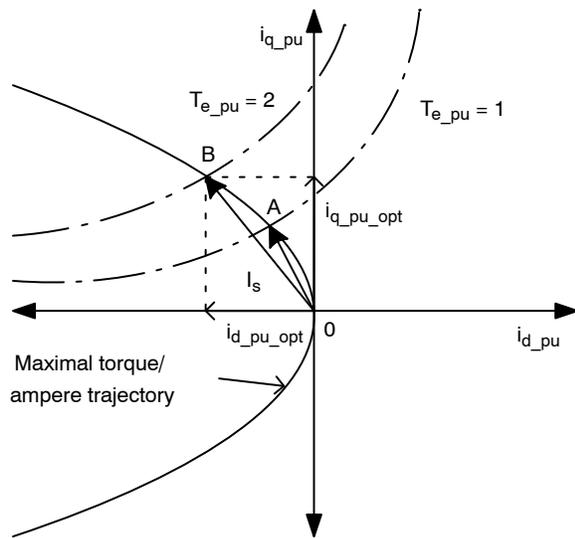


Figure 17. Maximum Torque/Ampere Trajectory on Constant Torque

例えば、 $T_{e_pu} = 1$ の軌跡について考察してみましょう。原点から軌跡までの距離はステータ電流 $|I_s|$ を表すことは明白です。軌跡上の点Aは最小のステータ電流を表しており、トルク/アンペアが最大となる条件は、ステータ電流が $|0A|$ のときに $T = 1$ を満足するというを意味しています。トルク基準 T_e^* の i_d^* と i_q^* への特定のマッピング(Figure 18のfunction gen. 1, 2)は一意ではなく、アンペアあたりの最大トルクなど最適化の基準によって決まります。電流の制御は、ロータ座標 $[dq]$ においてPIレギュレータによって実行され、速度ループ回路でも使用されます。任意の回転座標 $[dq]$ における1つの空間ベクトルにより、 $[abc]$ 固定座標において複雑な数学の方程式を表すことで、式eq.(7)によりすべての値を直流項として見られる利点が生じ、ロータ位置での量に対する依存性を消去できます。これら2つの事実により、励磁とトルクの独立制御が容易になります。これらによって、PIレギュレータと制御構造の設計を単純化することも可能です。Figure 19は、ベクトル制御PMSM機における起動と逆転の際の主要量を示しています。通常、2.5 kWの高ダイナミクス駆動では、0 RPMから1000 RPMまでの起動に少なくとも70ms必要で、1000 RPMから-1000 RPMへの推移には少なくとも150 ms必要です。空間ベクトルの2つの成分 i_d と i_q は、直流をカットされていますが、ダイナミックフェーズではそうではありません。Figure 19には、ステータの電圧ベクトル $i_{\alpha\beta}$ の両方の成分が含まれています。 $[\alpha\beta]$ 座標系はロータと一緒に回転せず固定されたままなので、これらは交流です。

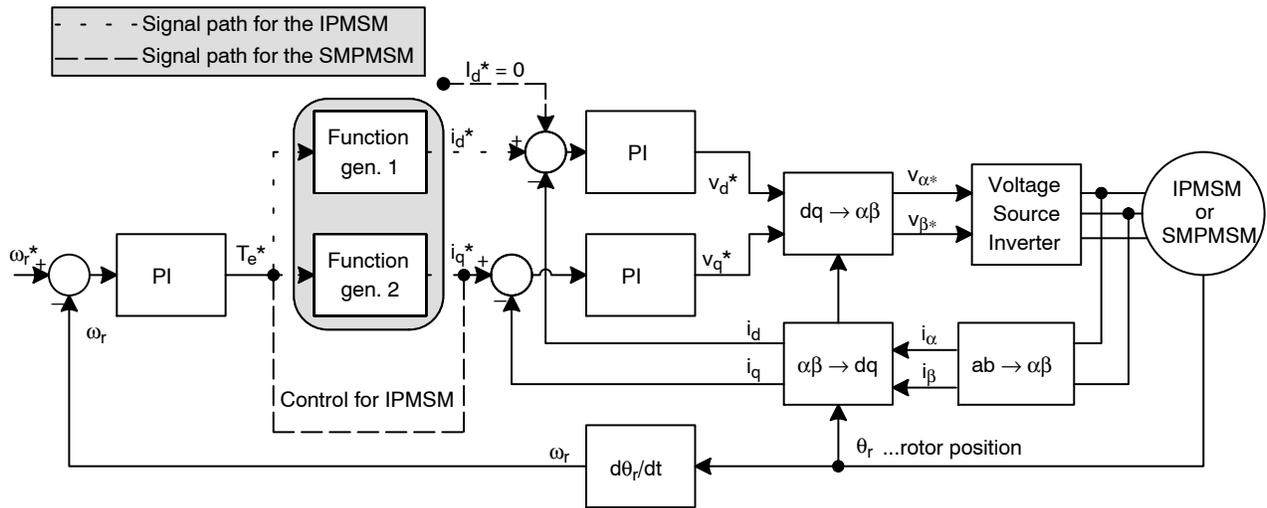


Figure 18. Vector Control Structure of the SMPMSM

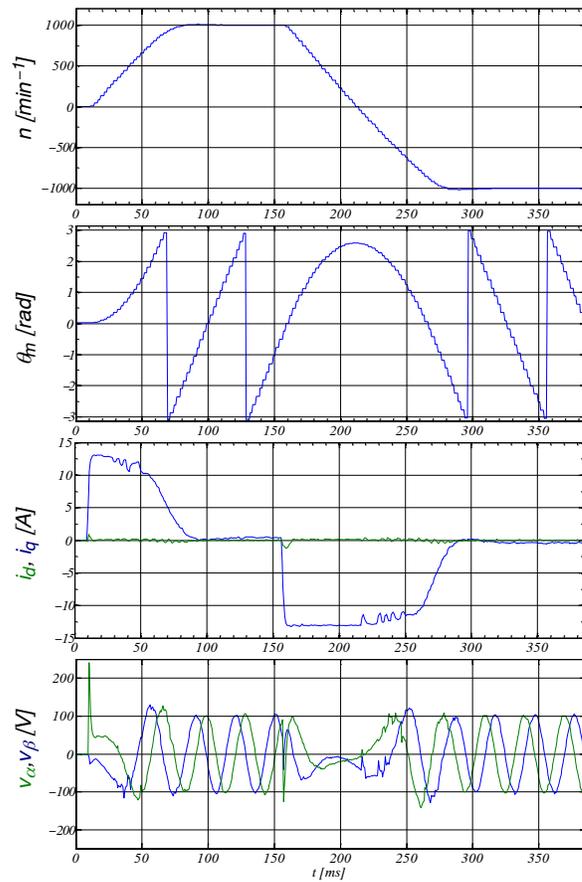


Figure 19. Basic Quantities of a Vector Controlled PMSM (Experiment)

スイッチトリラクタンス機の制御

スイッチトリラクタンスモータ(SRM)とその性能特性について2番目のセクションで簡潔に考察しました。Figure 21に8個のステータ極と6個のロータ極を持つSRM用の電圧インバータを示します。一对の対向するステータ極の相巻線には、コンバータから供給されるバイポーラ電流が流れます。相の電流パルスはロータの位置に同期しています。Figure 22に4相の電圧形インバータにより各相を励磁するSRMの駆動構造を示します。この機械には速度信号も発生する位置センサが付いています。例えば、相 a はIGBT Q_a と Q_a' により励磁されます。デバイスがオフになるとインダクタンスに蓄積されたエネルギーがフリーホイールダイオードを通じてソースに流れます。

4つの機械相はロータの位置に同期して連続的に励磁され、バイポーラトルクを設定します。図に示す速度制御システムでは、速度ループにより絶対電流指令 $|I^*|$ が発生し、 $T_e = 0.5 \times m \times i^2$ (m はインダクタンスの傾き)の関係式でトルクに結び付けられます[1, 5]。定トルク領域では、相電流の振幅はHB (ヒステリシスバンド) PWM技術または標準のPMW変調によって制御されます[5]。特定の相は転流角 θ_{on} と θ_{off} (Figure 20参照)によって使用可能となります。前に説明したように、高速では高いBEMF (逆起電力 $BEMF = \omega_r d\psi/dt$ ここで、 ψ は鎖交磁束)のために電流制御が失われます。言い換えると、DCリンクでは電流を流すための十分な電圧が得られないため、シングルパルス角度制御モードのみが残ります。6極のロータに対しては、インダクタンスプロファイルの周期は $2\pi/6$ です。駆動は4象限すべてで制御できます。

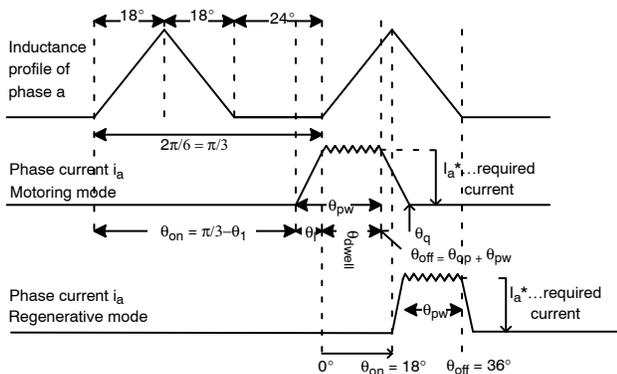


Figure 20. Waveforms for 6 Poles SRM Explaining Commutation Angles

Figure 20によると、モータモードでは、電流 i_a は、進角が θ_l のときに流れ始め、基準点(0°)での振幅 I まで直線的に上昇します。この関係は次式で表されます。 $\theta_l = I \times (Lm \omega_r / V_{dc})$ 、ここで Lm は最小インダクタンス、 ω_r はモータ速度です[1, 5]。この観察に基づいて次のように計算できます。 $\theta_{on} = \pi/3 - \theta_l$ 。電流振幅は、ヒステリシスバンド(HB) PWMまたは標

準的な電流ループ制御ベースのPWM変調器により目標値に保持されます。その結果、 θ_{off} は次式で与えられます。 $\theta_{off} = \theta_l + \theta_{on} + \theta_{dwell} = \theta_{on} + \theta_{pw}$ 。ここで、 θ_{dwell} はドエル角 (固定値)、 θ_{pw} はパルス幅角です。角度 θ_q で電流はゼロになります。ドエル角は、 θ_q がインダクタンスの傾きが負となる領域に入り過ぎないように制限します[1]。Figure 22のデコーダブロックは、実際のロータ位置をデコードし値を求めます。実際の位置とSRMに要求される領域に基づいて、デコーダから適切な相順が生成されます。トルクの制御ループを速度ループ中に追加して応答性を高めることができますが、フィードバックトルクの計算はやや複雑になります。必要であれば、位置の制御ループも速度ループに追加できます。Figure 23に無負荷の4相SRMの起動時のダイナミクスと定常状態での動作を示します。定常状態で代表的な非線形形状を示している全相電流、各電流トルク、およびシャフトに現れる総トルクを示しています。主な短所は、図から分かるようにトルクリップルが比較的高いことです。このリップルは深刻な騒音または振動問題を引き起こす可能性があります。

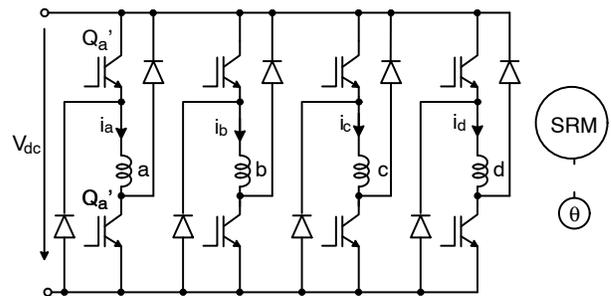


Figure 21. Four-phase Power Inverter for SRM Control

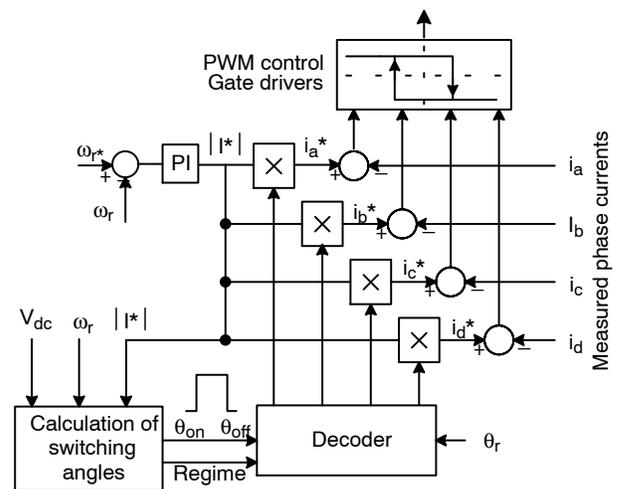


Figure 22. Four-phase Switched Reluctance Motor Control Structure

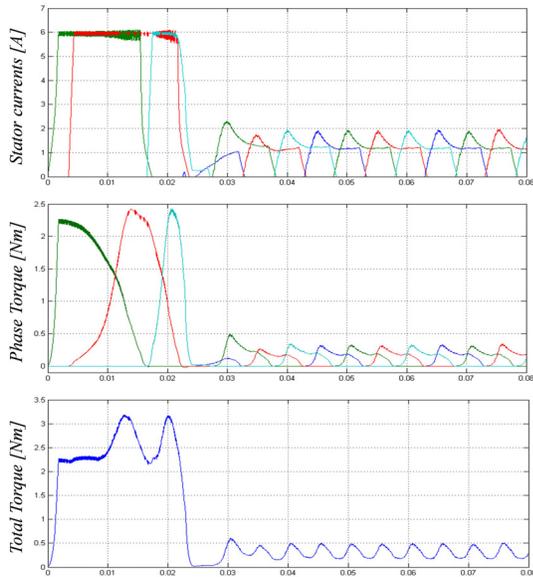


Figure 23. Basic Quantities for Four – Phase SRM (Startup, Experiment)

トレンド

Figure 3から、最新の交流駆動の一般的な構造の改善に関する2つのトレンドを確認できます。前述したように、制御と安全上の理由から所要電圧および電流センサは必須です。これらの電圧センサはかさばらず、システム全体のBOMに影響を与えません。しかし、ベクトル制御や直接トルク制御など、交流駆動の制御には、ベクトル回転の実行や制御速度/位置およびトルク制御のためにロータ位置を知る必要があります。一般的なアプリケーションでは、ロータ位置は、エンコーダやレゾルバなどの機械的な速度(位置)センサを用いて取得することができます。残念ながら、これらのセンサを使用するとシステムの総コストと重量が増加します。システムの信頼性とノイズ耐性も影響を受けます。

制御技術におけるトレンド

フィードバック用配線が不要になるため、PMSMのセンサレス制御分野における研究が役立ちます。また、システムの信頼性が向上し価格が低下します。ベクトル制御交流機には、速度とロータ位置を推定する方法が2種類あることがよく知られています。最初の分類(モデルベース手法)では、逆起電力(BEMF、式eq.(7)参照)から情報を取得します。Figure 24にこの種類のアーキテクチャを簡略化した構造を示します。これらの推定方法は、中・高速度領域で優れた性能を示します。低速度では逆EMFは消滅するため、低速度およびゼロ速度動作には課題があります。この状況をFigure 25に示します。この図は2.5-kW PMSMの起動時および逆転時の過渡的な

速度(RPM)の測定値と推定値(^)を示しています。ゼロ速度または低速度範囲で強い不安定性が見られ、危険な速度オーバシュートを起こしています。2番目のカテゴリ(非モデルベース手法)では、高周波(HF)の搬送波信号を付加し、ロータ位置または速度に関する情報を電流応答から(変調器により)取得します。注入法(自己センシング法)の基本は、機械に一定量の突極性が存在することに基づいています。交流機には複数の突極性の発生源があります。例えば、ロータに備わっている突極性、磁気飽和に基づく突極性(ヨーク、ティース)、ロータとステータティースの高調波、積層方向に基づく突極性、渦電流に基づく突極性、ロータの偏心による突極性などです。Figure 26に高周波信号注入法で行なった実験結果を示します。起動時とゼロ速度に制御した場合の速度(RPM)の測定値と推定値を示しています。この技術によりゼロ速度での制御が可能となり、位置センサを使用せずに位置制御ができることが分かります。

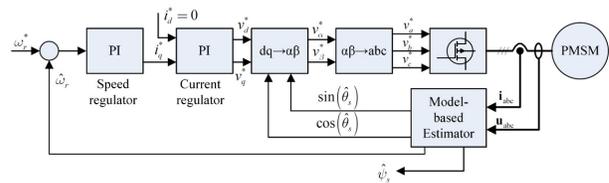


Figure 24. Structure of a Model Based Sensorless Vector Control of PMSM

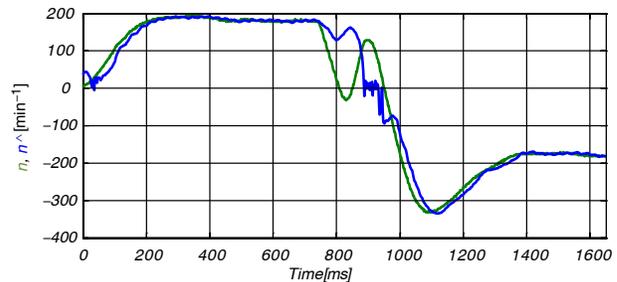


Figure 25. Model Based Sensorless Vector Control of PMSM (Experiment)

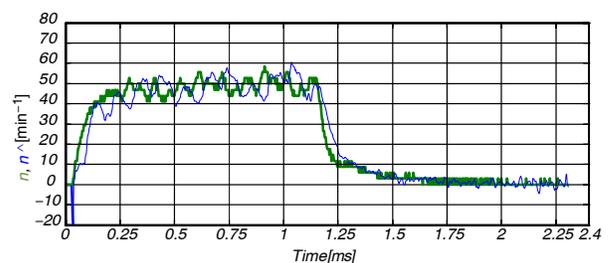


Figure 26. Non-model-based Sensorless Vector Control of PMSM (Experiment)

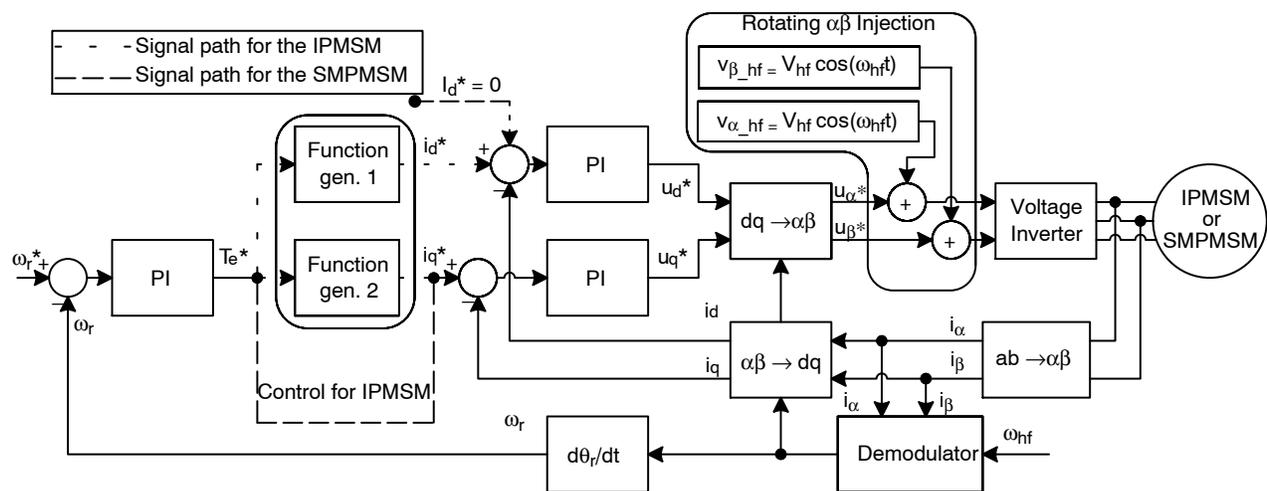


Figure 27. Model Based Sensorless Vector control of PMSM (Experiment)

電圧源インバータにおけるトレンド

効率と電力品質に対する要求の観点から、低・中電力範囲の電力変換に対する需要が高まっています。特に、風力、太陽光、バッテリー (EVまたはHEV)などの再生可能資源がエネルギー供給源として中心的な役割を果たすようになってきたアプリケーションにおいてこれが顕著です。市場では総合システムへの電力コンバータの統合も求められています。この対応には、新しい電力トポロジの設計またはマルチレベルトポロジなど、既存の複雑な構造の利用に対する一層の努力、精密に最適化された能動部品または受動部品、あるいはカスタム設計の正確な最適化などが必要です。Figure 28に3相ハーフブリッジが伝統的に業界標準となっている電気駆動向け3相中性点クランプ形インバータ(NPC)を示します。DCリンクの高電圧に対応するために、これらのデバイスを直列に接続することができますが、マッチングの問題が生じます。これはマルチレベル(3レベル以上)のインバータによっても解決できます。Figure 28では、DCリンクのコンデンサは中性点0を作るために分割されています。Figure 29に実験結果を示します。この図でハーフブリッジと3レベルNPCの出力電圧と電流を比較できます。Figure 29から、標準的なハーフブリッジでは2レベルの出力電圧しか発生しないことがすぐに分かります。これは以下の問題につながります。(a) dv/dt が高いため受動部品および能動部品がストレスを受ける。(b) dv/dt が高いためスイッチング損失が高くなる。(c) dv/dt が高いためゲートの駆動がより難しくなる。(d) 電圧パターンにより高いリップル電流が発生し、 dv/dt が高いため3レベルのトポロジに比べEMIも高くなる。高い dv/dt が交流機に与える影響としては、機械巻線の絶縁劣化、ベアリング電流、機械の端子での過電圧など、 dv/dt によって誘起される問題が生じます。この問題を解決する方法のひとつは、ソフトスイッチングにより dv/dt を低減することです。そのために、機械端子にローパスLCフィルタを取り付けるか、出力相電圧のレベル数を増やすことです。マルチレベルインバータには、デバイスへの電圧の分配が容易、 dv/dt

の低減が可能、PWMの品質向上という長所があります。短所は、中性点電圧のバランスが難しく、デバイスやゲートドライバの数が多くなることです。

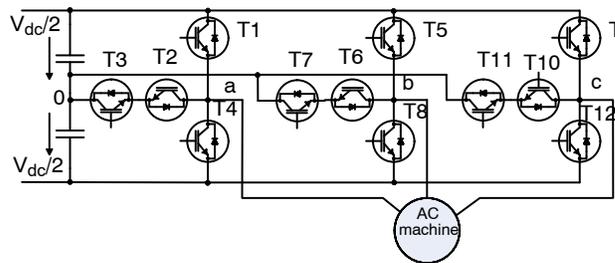


Figure 28. Three-phase Voltage Source Neutral Point Clamp Inverter as Advanced Topology for AC Machine Supply

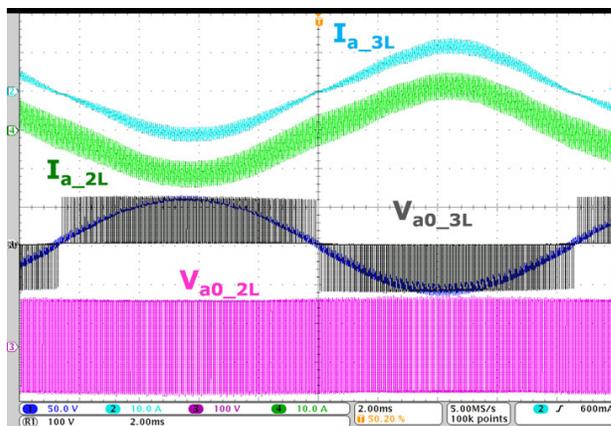


Figure 29. Comparison between Two Level Power Topology such as Conventional Half-bridge and Three-level Advanced Topology

交流機におけるトレンド

欧州委員会は、修正条項No.4/2014付きの規制No.640/2009を発行しました。この規制では、低電圧モータに対して最低効率の要求が規定されていま

す。2017年1月から、0.75 kW以上375 kW以下のモータは、Figure 30に示すように効率要求IEC60034-30-1のIE3に適合しなければなりません。この効率レベルを達成するには、正確な有限要素解析法(FEM)による機械シミュレーションが必要です。シミュレーションにより機械内およびエアギャップでの正確な磁界分布を求めることができます。もうひとつの市場トレンドは、モータの総合的な信頼性と故障防止能力の向上です。これはモータ内部にスマートセンサを設置することにより実現できます。このセンサは、ベアリング振動、表面温度、モータ速度、供給周波数など、モータの各種パラメータをモニタでき、これらの値をスマートフォンやその他のデバイスに無線送信できます。モータのパラメータをモニタすることにより、故障を予知し、保守計画を実施して、モータのダウンタイムを短縮することができます。

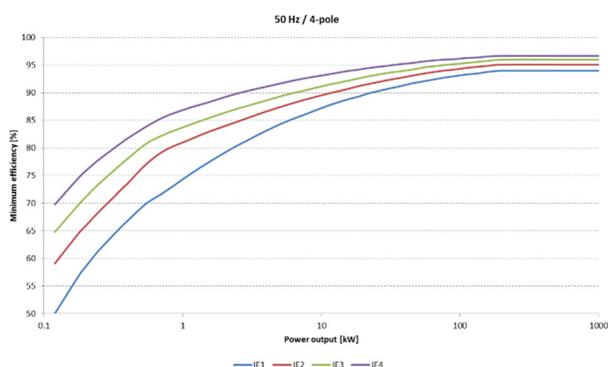


Figure 30. IE Class for 50 Hz 4-pole IM According to IEC 60034-30-1:2014

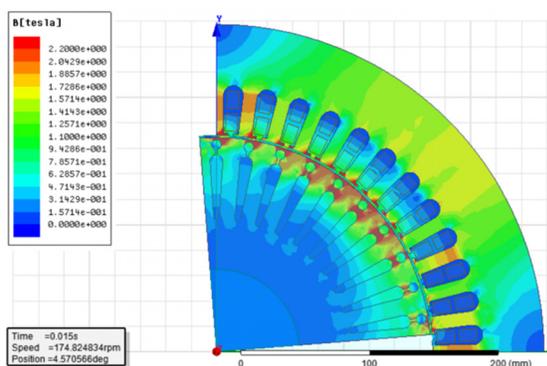


Figure 31. FEM Analysis of Startup of an Induction Machine

結論

本資料の最初のセクションで電気駆動の概要を示しました。そのセクションでは主に電気駆動に対する燃焼機関と油圧アクチュエータの長所と短所について記述しました。電気駆動の「世界」の必須知識の一部として、トルク-速度平面と電気機械の領域についても紹介しました。また、機械、パワーエレクトロニクスと制御機能、ハードウェアとソフトウェアがどのように最新の電気駆動に取り入れられているかを示すために、一般的な電気駆動の構造について紹介しました。次のセクションでは、3種類のモータの構造について動作原理と共に説明しました。誘導モータは堅牢で構造が簡単のため、産業市場で最も普及しているのは当然なことです。永久磁石の新材料開発と高効率の追求の結果、PMSMは小型で効率的な駆動として適切な選択肢になっています。SRMは、特に低出力で高速なアプリケーションにおいては簡単な構造と幅広い速度変化という長所を活かせるため強力です。トルクリップルなどの短所は、許容でき使用可能な程度のものであります。3番目のセクションでは、正弦波状に分布しているステータ巻線を備えた交流機の制御方法に関する2つのアプローチ、(a)スカラ(V/f)制御と(b)ベクトル制御について記述しました。これまでの議論は、貧弱な電気および機械ダイナミクスしか備えていないファンやポンプなどの負荷に対する従来方式に関するものです。ベクトル制御により高性能の交流機制御を実現できますが、より複雑であり、より多くのセンサと、被制御機械の詳細なパラメータを必要とします。SRMでの単純な電気駆動を、SRMの高いトルクリップルと簡単な制御技術を示す波形を提示しながら説明しました。SRMの電気駆動は単純な構成、低コスト、堅牢性などの理由から広く普及しています。最後のセクションでは、電気駆動の3つの主要トレンドについて記述しました。

参考文献

- [1] Bose, K. Bimal. Power Electronics and Modern Electric Drives. New Jersey: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-016743-6.
- [2] Leonhard, Werner. Control of Electrical Drives. 3rd edition. Springer, 2001. ISBN 3540418202.
- [3] Silva, C. A.: Sensorless Vector Control of Surface Mounted Permanent Magnet Machines Without Restriction of Zero Frequency. Doctor's thesis. University of Nottingham, UK, May 2003.
- [4] Krecek, T., Brandstetter, P., Korbel, P.: Non-model Based Sensorless Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. In ISIE, Cambridge, 2008, p. 618-623, ISBN 978-1-4244-1666-0.
- [5] Hrbac, R.: Sensorless drive control of a SRM. Doctor's thesis. University of Ostrava, Czech Republic, March 2006.
- [6] Krecek, T.: Sensorless drive control of a PMSM at low speed range. Doctor's thesis. University of Ostrava, Czech Republic, October 2009.
- [7] "Simulation of induction motor startup." MotorAnalysis - Example1. N.p., n.d. Web. 29 June 2017.
- [8] KACOR, Petr. Vybrané typy elektrických stroju. Ostrava: VSB - TU Ostrava, 2010. ISBN 978-80-248-2169-6.
- [9] CHMELÍK, Karel. Asynchronní a synchronní elektrické stroje. Ostrava: Vysoká škola báňská - Technická univerzita, 2001. ISBN 807078857-7.
- [10] HRABOVCOVÁ, V., L. JANOU EK, P. RAFAJDUS, M. LICKO. Moderné elektrické stroje. Zilina: Zilinská univerzita v Ziline, 2001. ISBN 80-7100-809-5.
- [11] 3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device, AN1931, Freescale Semiconductor, Inc.
- [12] PMSM Vector Control with Single-Shunt Current-Sensing Using MC56F8013/23, DRM102, Freescale Semiconductor, Inc.
- [13] 3-Phase Switched Reluctance Motor Drive Control with Encoder Using 56F805, DRM031/D, Freescale Semiconductor, Inc.
- [14] E. Clarke, Circuit Analysis of AC Power Systems-Symmetrical and Related Components. John Wiley & Sons, 1943, vol. I.
- [15] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis - part I," American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, July 1929.
- [16] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines - II," American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the, vol. 52, no. 2, pp.352-354, June 1933.
- [17] COMMISSION REGULATION (EU) No 4/2014. In: Brussels: Official Journal of the European Union, 2014, 4/2014.
- [18] ABB Ability Smart Sensor, 9AKK106713A3853 EN 04 - 2017, ABB.

ON Semiconductor及びON SemiconductorのロゴはON Semiconductorという商号を使うSemiconductor Components Industries, LLC 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における商標です。ON Semiconductorは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。ON Semiconductorの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marketing.pdf。ON Semiconductorは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。ON Semiconductorは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害など一切の損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。お客様は、ON Semiconductorによって提供されたサポートやアプリケーション情報の如何にかかわらず、すべての法令、規制、安全性の要求あるいは標準の遵守を含む、ON Semiconductor製品を使用したお客様の製品とアプリケーションについて一切の責任を負うものとします。ON Semiconductorデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。ON Semiconductorは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許諾しません。ON Semiconductor製品は、生命維持装置や、いかなるFDA(米国食品医薬品局)クラス3の医療機器、FDAが管轄しない地域において同一もしくは類似のものと同様に分類される医療機器、あるいは、人体への移植を対象とした機器における重要部品などへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にON Semiconductor製品を購入または使用した場合、たとえ、ON Semiconductorがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、ON Semiconductorとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとします。ON Semiconductorは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative