

Orientalmotor

T
E
C
H
N
I
C
A
L
M
A
N
U
A
L

テクニカルマニュアル
ステッピングモーター編

もくじ

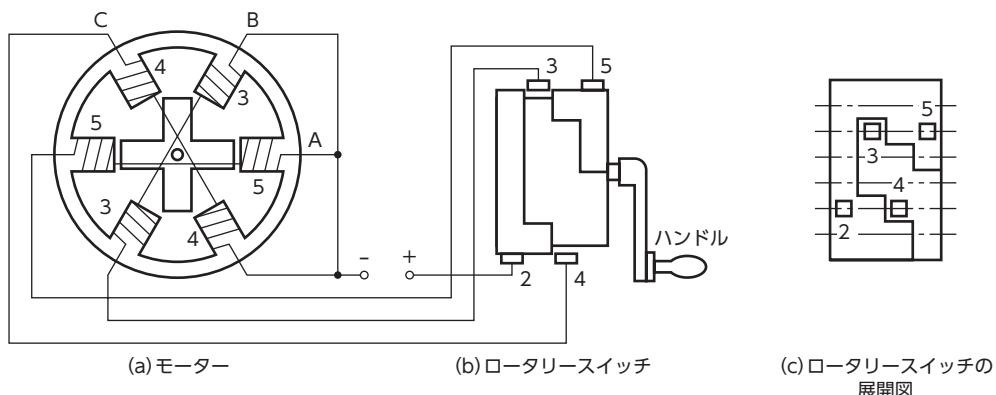
| | |
|----------------------------------------|-----------|
| まえがき ステッピングモーターの歴史 | 5 |
| 1 | |
| ステッピングモーターの特徴 | 9 |
| 1.1 ステップ動作..... | 9 |
| 1.2 高分解能で高精度な位置決め..... | 10 |
| 1.3 回転量とパルス数は比例 | 10 |
| 1.4 回転速度とパルス速度は比例..... | 11 |
| 1.5 停止状態での位置保持..... | 11 |
| 1.6 高い同期性 | 11 |
| 2 | |
| ステッピングモーターの種類 | 13 |
| 2.1 PM型ステッピングモーター | 13 |
| 2.2 VR型ステッピングモーター | 15 |
| 2.3 ハイブリッド型ステッピングモーター..... | 16 |
| 3 | |
| ハイブリッド型ステッピングモーターの構造と動作原理 | 17 |
| 3.1 ハイブリッド型ステッピングモーターの構造..... | 17 |
| 3.2 保持力の発生..... | 18 |
| 3.3 配設ピッチとステップ動作 | 18 |
| 3.4 ステップ角度..... | 20 |
| 3.5 5相ステッピングモーター..... | 21 |
| 4 | |
| ステッピングモーターの特性 | 25 |
| 4.1 静特性 | 25 |
| 4.2 過渡特性 | 32 |
| 4.3 動特性 | 38 |
| 4.4 温度特性 | 43 |
| 4.5 騒音特性 | 45 |
| 5 | |
| 駆動回路 | 49 |
| 5.1 結線方式 | 49 |
| 5.2 励磁方式と励磁シーケンス | 54 |
| 5.3 駆動方式 | 56 |
| 5.4 マイクロステップ駆動 | 58 |
| 5.5 新しい駆動方法 | 59 |
| 6 | |
| コントローラの種類と特徴 | 63 |
| 6.1 ステッピングモーターの動き | 63 |
| 6.2 コントローラの種類 | 67 |
| 6.3 ステッピングモーターのネットワーク制御 | 69 |
| 7 | |
| ステッピングモーターの理論 | 71 |
| 7.1 回転体の力学 | 71 |
| 7.2 誘起電圧とトルク | 74 |
| 7.3 ステッピングモーターのd-q座標系表現 | 76 |
| あとがき | 83 |
| 索引 | 85 |

まえがき ステッピングモーターの歴史

“モーター”は電気のエネルギーを動力に変える装置で、物を動かし、止める、という場面には必ずモーターがあります。ステッピングモーター¹⁾もそのひとつで、“精密な回転量で止まる”性能に優れたモーターです。とはいっても、高速での回転や一定速での連続回転が苦手なわけではありません。停止から数千 r/min までの範囲で、回転・停止が自由にできるモーターです。このテクニカルマニュアルでは、ハイブリッド型を中心にステッピングモーターを理解していただき、その特性をより良く引き出していくだけるよう、構造・回転原理・諸特性について解説します。

本論に入る前に、ステッピングモーターの歴史を紹介します。

ステッピングモーターは 19 世紀中頃に応用されていた例がある²⁾とされ、1920 年頃には VR 型ステッピングモーターが英国の戦艦で砲身の方向制御に使われていたといわれています。



初期の VR 型ステッピングモーター

第 2 次世界大戦によって米国の工業技術が大きく発展し、自動機の駆動源として交流／直流のサーボモーターが用いられるようになりました。これに少し遅れて、数値制御の登場によってステッピングモーターが使用されるようになりました。VR 型ステッピングモーターの特性向上が行われました。

ローターとステーターに小歯を設け、軸方向に二分したローターコアで磁石を挟み多極のモーターとするハイブリッド型ステッピングモーターの基本構造は、1952 年に米国 General Electric 社が申請した特許³⁾にその端を発しており、今日でも基本構造に変更は加えられていません。ここで提案された構造を用いて、米国 SIGMA 社が交流 60 Hz を印加したときに 72 r/min となる低速回転用の交流モーターを製作しました。極数は 100 極で、これも今日に引き継がれています。同社は 1960 年代後半には、各相の電流を個別に切り替えることで任意の回転量と回転速度を得る電動機として製品化していました。

1) パルス信号で制御されることから「パルスモーター」と呼ばれることがある。本書では、日本で多く用いられる、パルスに応じてステップ状の動作することから付けられた「ステッピングモーター」を使う。

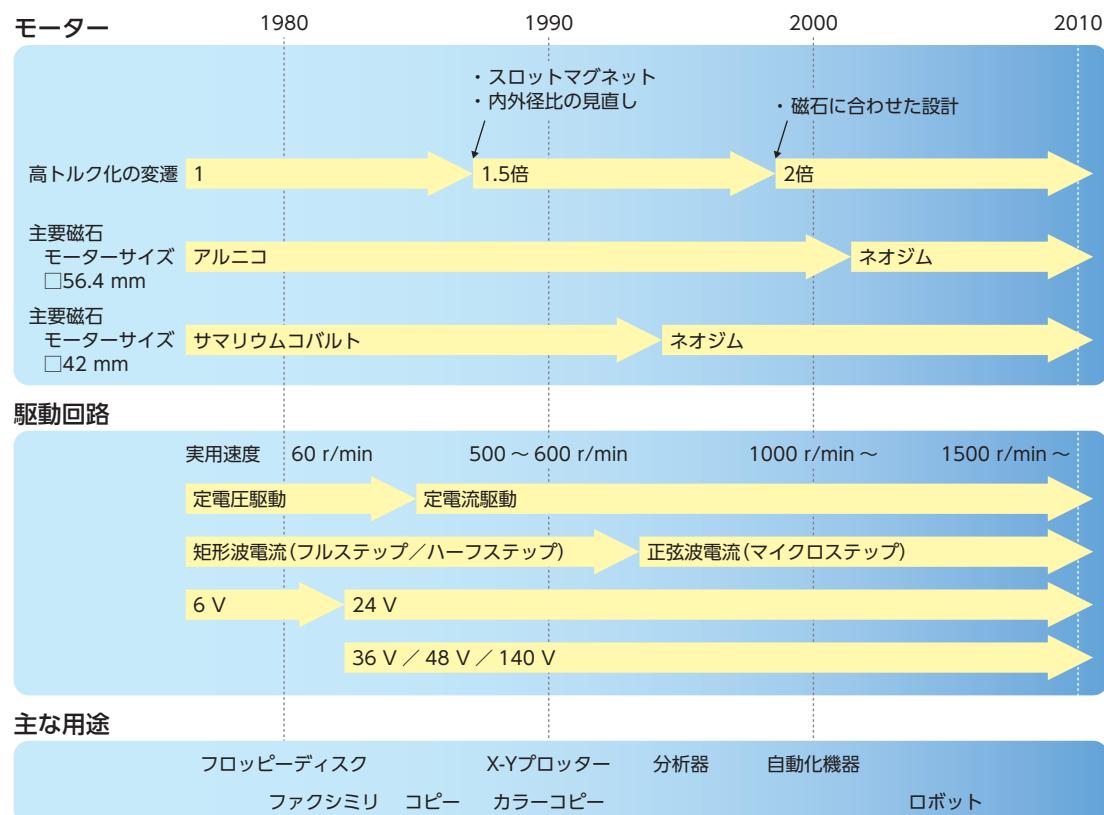
2) 見城、菅原、「ステッピングモータとマイコン制御」、総合電子出版社

3) USP2859999、DYNAMOELECTRIC MACHINE

1960年代末からは、日本国内でもハイブリッド型ステッピングモーターの生産が始まりました。1970年代に入ると、エンコーダなどの検出機と直流増幅器の発達によって、NC⁴⁾用アクチュエータはサーボモーターが主流となり、他方でステッピングモーターはOA機器の出力装置やディスクドライブ⁵⁾などに用いられて大きく生産台数を伸ばしてきました。

ステッピングモーターは2相の交流機として誕生しましたが、自在に回転させるために矩形波での駆動を行うと、振動が大きいという問題がありました。相数を増やすと、角度分解能が上がるとともに、ステップ時のトルク変動が小さくなつて振動が低減されるため、多相化の試みがなされ、2・3・4・5相機が実用化されています。当社でもドイツBerger社との技術提携によって、5相ステッピングモーターを製作してきました。

小歯形状の工夫などでトルクを高める試みも、早い段階から行われていました。1980年代以降の発達をまとめたものが次の図です。



1980年当時を基準にして静止トルクの変化を見ると、1986年頃に1.5倍となり、2000年頃に2倍となっています。高トルク設計の先駆けとなったのは、米国SIGMA社で開発された“SIGMAX”技術で、ステーターの小歯の谷部にスロットマグネットと呼ぶ磁石を挿入してトルクを向上させる技術でした。SIGMAX技術は、1986年に当社によって5相ステッピングモーターに応用され、これが日本におけるハイブリッド型ステッピングモーターの高トルク化競争のきっかけとなりました。

スロットマグネットを用いてトルクを高める手法が研究され、トルクの決定に対して内外径比が支配的な影響を持つことがわかりました。1980年代後半から1990年にかけては、それ以前よりも内外径比が高い方向への変化が起き、静止トルクは約1.5倍となりました。

4) Numerical Control(数値制御)の略

5) 8インチフロッピーディスクの時代

1990年代後半から2000年にかけては、小型モーターに使用される磁石の種類に大きな変化があった時期で、高エネルギー磁石の採用と部品加工・巻線技術の向上によって、静止トルクは1980年頃に比べて約2倍となりました。

1980年代から2010年にかけては、駆動回路についても大きな変化が起こり、電圧駆動回路に代わって電流フィードバックとPWM制御（またはPAM制御）を用いる、定電流駆動が一般的となりました。これによって60r/min程度だった実用速度が、1985年頃には600r/min、2000年頃には1000r/min以上となり、今日では1500r/minを超えるまでになっています。

駆動波形に目を転じると、1980年頃は矩形波駆動が一般的で、ステップ角度はフルステップ／ハーフステップのどちらかだったのが、1990年代中頃になると、印加電流を疑似正弦波としてステップ角度を細分化するマイクロステップ駆動が一般に使われるようになりました。当初は電気角の360°を16分割する程度でしたが、今日では電流制御技術とPWM分解能のアップによって、電気角の360°を数千分割することも容易となっています。

1980年当時からの30年間に起こった発達にともない、ステッピングモーターの用途も広がってきました。トルクが小さく実用速度も低かった1980年当時の主な用途は、高い位置決め精度を活かしたフロッピーディスクドライブのヘッド駆動や、同期性の高さを活かしたファクシミリの送受信部などでした。1980年代から1990年代にかけては、高トルク化と定電流駆動回路の導入によって機器の高速化が進んだ時期です。この時期の主な用途として挙げられるものに、X-Yプロッタとカラーコピー機があります。精密な位置決めが必要とされるカラーコピー機は、5相ステッピングモーターの採用で実現されました。1990年代半ばからは分析機器への応用が広まり、検体の移動や分光用ミラーの回転などに多数のモーターが使用されました。半導体製造装置などの製造装置に使用されるようになったのもこの頃です。2000年代に入ると高トルク化と高速化はさらに進み、マイクロステップの普及によって低振動化も進んだことから、各種自動化機器、簡易ロボット、3Dプリンタなど、使用範囲はさらに広まっています。

ステッピングモーターの発達は今も続いており、トルクの向上と振動の低減など、より使いやすい道具として変化し続けています。

1 ステッピングモーターの特徴

センサーヤブレーキなどを使わなくても正確な速度で回転し、正確な位置に停止できる点が、ステッピングモーターの特徴です。これにより、位置決めシステムを容易に構成することができます。

1.1 ステップ動作

一般にモーターというと連続的な回転がイメージされますが、ステッピングモーターはパルス信号が駆動回路(ドライバ)に入力されるたびに一定角度で回転するので、回転量の検出器を用いなくても正確な運転が可能です。

ステッピングモーターの動きは、パルス信号が速いときには連続回転しているように見えますが、パルス信号が遅いときには時計の針のような間欠的な回転になります。たとえば2相ステッピングモーターの場合は、図1.1に示すように 1.8° ずつの動きが基本となります。

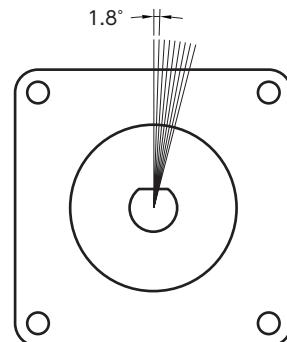


図1.1 2相ステッピングモーター

ステッピングモーターの運転システムは、図1.2のようにパルス信号によって運転を指令するコントローラや発振器、指令通りにモーターが動くよう電力を供給するドライバ、電力を動力に変換して指令通りの運転を実行するステッピングモーターの3点で構成されます。



図1.2 ステッピングモーターの運転システム

コントローラは、ステッピングモーターの速度や回転量を指令するパルス信号を出力します。ステッピングモーターを高速で位置決め運転するためには、パルス信号の加速・減速(スローアップ・スローダウン)制御に加え、パルス数のプリセットやパルスカウンタ機能が必要です。このためステッピングモーター専用のコントローラや、プログラマブルコントローラの位置決めユニットが使用されています。

ステッピングモーターの運転指令に使用されるパルス信号は、心臓の鼓動のように間欠的に発生する電気信号で、図 1.3 に示すような矩形状の波形をしています。

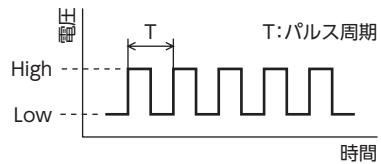


図 1.3 パルス信号

ドライバは、パルス信号に応じてステッピングモーターの回転を制御するもので、電流の流れる順序を決定する制御器と、モーターに供給する電力を制御する電力増幅器で構成されています。

1.2 高分解能で高精度な位置決め

ステッピングモーターにはモーターの構造だけで決まる回転角度があり、基本ステップ角度と呼ばれます。ドライバにはステップ角度を細分化する機能があり、パルス信号ごとの回転角度であるステップ角度 θ_S はモーターとドライバの組み合わせによって決まります。

1 回転 360° をステップ角度で割った数を分解能といいます。

$$\text{分解能} = \frac{360}{\theta_S} \quad (1.1)$$

2 相ステッピングモーターの基本ステップ角度は 1.8° 、5 相ステッピングモーターの基本ステップ角度は 0.72° なので、それぞれの分解能は 200 と 500 になります。10 万以上の細分化が可能なドライバもあり、極めて高い分解能が可能です。1 パルスあたりの回転量であるステップ角度 θ_S は理論的に求められる数字であり、微視的に見ると実際の回転角は微小に異なっています。このずれ量は、代表的なもので

$$\pm 3' = \pm 0.05^\circ \quad (1.2)$$

以下であり、回転を繰り返しても誤差が累積されることがないので、高い精度での位置決めが可能です。

1.3 回転量とパルス数は比例

モーターの総回転量 θ は、ドライバに入力されたパルス数 n とステップ角度 θ_S の積によって、式 (1.3) のように表されます。したがって、パルス数を設定することでモーターの回転量を設定できます。

$$\theta = n \cdot \theta_S \quad (1.3)$$

例として、ステップ角度 1.8° の 2 相ステッピングモーターの場合を図 1.4 に示します。

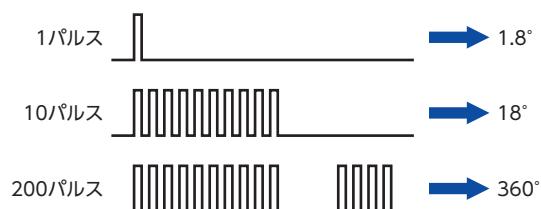


図 1.4 パルス数と回転量

1.4 回転速度とパルス速度は比例

1秒あたりのパルス数をパルス速度¹⁾といい、単位はHzで表します。ステップ角度1.8°の設定のドライバに周波数200 Hzのパルスを連続して入力すると、モーターは1秒間に1回転、すなわち60 r/minの速度で回転します。この関係を図1.5に示します。

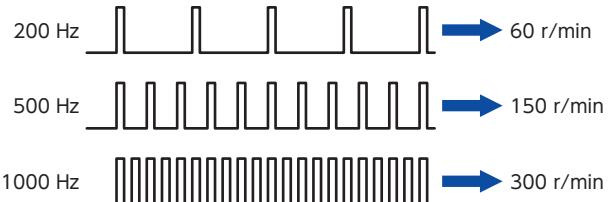


図1.5 パルス速度と回転速度

パルス速度 f Hzと回転速度 N r/minの関係は次式で表されます。

$$N = \frac{\theta_S \cdot f}{360} \times 60 \quad (1.4)$$

1.5 停止状態での位置保持

ほとんどのモーターは止まっていることは不得意なので、位置を保持するには電磁ブレーキを使うか位置フィードバックを用いる必要があります。これに対しステッピングモーターは、一定の電流を流しておくことで保持力を発生できます。このため、ある程度の外力が加わっても回転することはありません。これは、位置決め用途では大きな利点となります。

ただし、停電などによりモーター電流が遮断されると保持力も消失してしまうため、上下駆動のように常に一方向からの力がかかる用途では、安全のために機械的なブレーキの併用が必要です。

1.6 高い同期性

一定速度で回転中に、負荷の変動などで状態が乱れることを外乱といいます。

センサーなどで同期性を保つモーターでは、状態を回復するのに時間がかかり、本来の位置から大きく変位してしまうことがあります。一方ステッピングモーターは外乱時でも本来の位置からのずれが小さく、同期性が高いモーターです。

1) パルス周波数、またはパルスレートともいい、1秒当たりのパルス数を表すpps(pulse per second)を単位とすることがある。

2 ステッピングモーターの種類

代表的なステッピングモーターには、PM型、VR型、ハイブリッド型の3種類があります。このテクニカルマニュアルではハイブリッド型ステッピングモーターを中心に解説しますので、ここではPM型とVR型について簡単に解説します。

2.1 PM¹⁾ 型ステッピングモーター

PM型は図2.1に示すように、ローター表面が磁石になっているステッピングモーターです。巻線に通電するとステーターの極が磁化し、ローターの磁極が吸引された位置で固定されます。

図2.1はA₁の極の内周面がS極、A₂の極がN極となるように通電した状態です。ステーターに発生する磁極とローター表面の磁極が引き付けあつた位置で停止しています。通電する相をA相からB相に切り替えてB₁をS極、B₂をN極とすると、ローターは時計方向へ90°回転します。

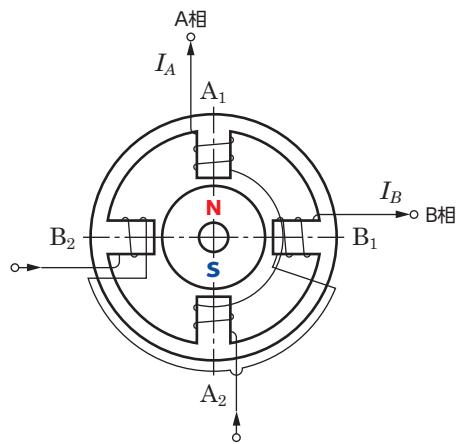


図2.1 PM型ステッピングモーター

実際に多く使用されているPM型ステッピングモーターは、図2.2に示した2相クローポール型²⁾です。分解能を高めるためにローター磁極数を大きくし、これにあわせてステーターの構造を変えています。

リング状のコイルと、コイルを包むように配置され、内周面がローターの磁極と同じピッチの極(クローポール)になっている透磁性³⁾のケースの組が1相を構成します。

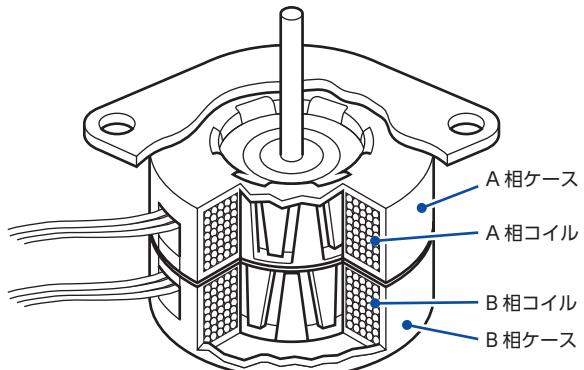


図2.2 クローポール型ステッピングモーター

1) Permanent Magnet(永久磁石)の略

2) 折れ曲がった極が鉤爪(claw)を意味する。

3) 磁力を通しやすい性質。また、その性質をもつこと。

図 2.3 は、A 相に通電した状態の、軸を含む断面を表しています。コイルに通電すると、電流の周りに円環状の磁界が発生します。図では、内側で上向きの磁界が発生しています。この磁界によって、ケースの下側につながっているクローポールは N 極に、上側につながっているクローポールは S 極に磁化します。

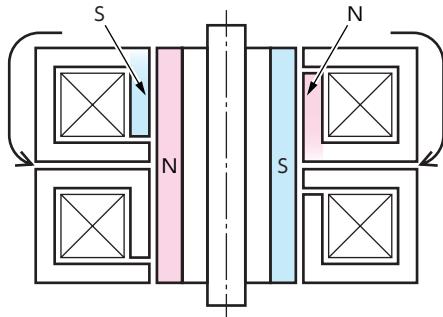


図 2.3 A 相に通電した場合

図 2.4 は、ステーターを内周側から見た図です。上側と下側が各相の極を表し、中央の N と S の並びは、ローターの磁極を模式的に表したものです。

通電されている A 相では、N 極と S 極が交互に並びます。ステーターの磁極のピッチとローターの磁極のピッチ同じにすると、磁石とクローポールとの間でトルクが発生します。A 相と B 相は同じ構造で、極ピッチの 1/4 だけ周方向へずらしています。励磁を上側のステーターから下側のステーターに切り替えると、ずれの分だけローターが回転します。

ステップ角度は、ローターの極数 n_p と相数 n_φ を使って次のように表されます。ここから、ステップ角度を小さくするには極数か相数を大きくすればよいことがわかります。

$$\theta_s = \frac{360}{2n_p n_\varphi} \quad (2.1)$$

極数を大きくするには、ローター表面を細かいピッチで磁化して、多くの極を作る必要があります（図 2.5）。数十極の磁化は可能ですが、極数が大きくなるに従って磁力が弱くなり、トルクも小さくなるため、実用化されているのは 20 数極までです。

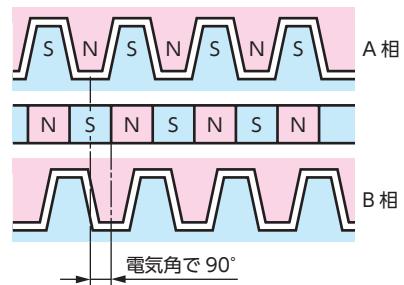


図 2.4 展開図

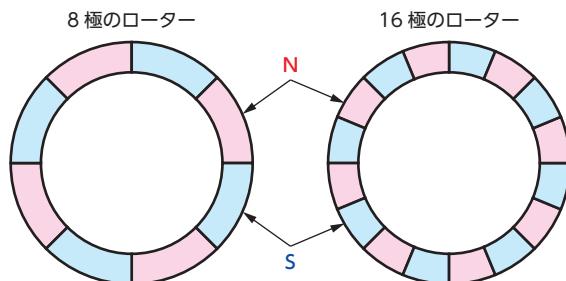


図 2.5 PM 型ステッピングモーターの多極ローター

クローポール型のステッピングモーターは、ほとんどが 2 相モーターです。積み重ねるステーターの数を増やして多相化することも可能で、3 相モーターも実用化されています。

構造が簡単で安価に製造できるのが特長ですが、磁石や磁気回路を構成するケースの材料に制約があるため、発生トルクに限界があります。また、回転時の損失が大きく高速回転での特性が制限されるため、簡易的な位置決めに多く使われています。

2.2 VR型ステッピングモーター

ローターとステーターに凹凸を設け、凸部同士に働く磁気的吸引力によって回転するモーターです。図 2.6 は、8 極 12 スロット¹⁾の 3 相 VR 型ステッピングモーターの例です。

磁力を通しやすい物質を強磁性体と言います。代表的な強磁性元素は、鉄・コバルト・ニッケルです。中でも鉄は地殻中の存在量が多いので、ほとんどの磁芯の材料として使用されています（鉄芯）。鉄芯が磁界中に置かれると、磁束が通りやすいように力が働きます。この効果を使ってトルクを発生するのが VR 型ステッピングモーターです。

図 2.7 に、最も構造が簡単な 4 極 6 スロットの VR 型ステッピングモーターを示します。ステーター上側の A 相が N 極、下側の \bar{A} 相が S 極に磁化するよう電流が流された状態で、磁化したステーターの極にローターの凸部が引き付けられています。この状態が、A 相に最も磁束が通りやすい位置です。

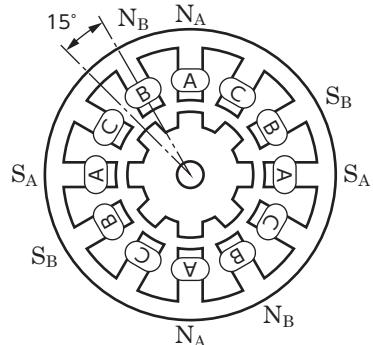


図 2.6 VR 型ステッピングモーター

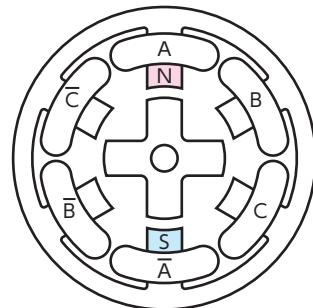


図 2.7 VR 型ステッピングモーター(4 極 6 スロット)

励磁する相を B 相に切り替えた瞬間が、図 2.8 です。

ローターの横向きの凸部は、部分的に B 相と向かい合っています。この状態から、B 相と向き合う面積が広くなつて磁束が通りやすくなるよう左向きの力が発生し、図 2.9 の位置まで 30° 回転します。さらに励磁する相を C 相に切り替えると、同様に左向きへ 30° 回転して図 2.10 の状態となります。

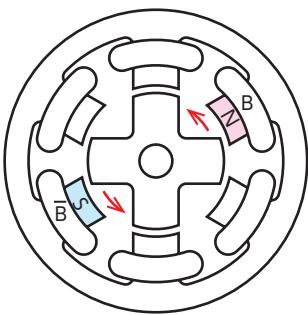


図 2.8 B 相が励磁された瞬間

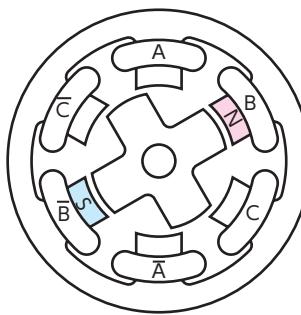


図 2.9 B 相の停止位置

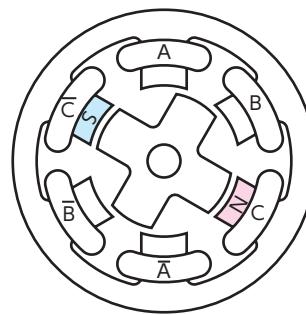


図 2.10 C 相の停止位置

図 2.10 の次は図 2.7 の状態にします。こうすると、ステーターの極は 120° の範囲でしか動いていませんが、ローターは一方向（ここでは反時計方向）に回転していきます。これは、VR 型ステッピングモーターのローターは磁石ではないため、ステーターの極性は問題とならず、どの極が磁化しているかだけが重要なためです。ステーターの極性を変える必要がないので電流は一方向に流せばよく、駆動回路が簡単になるという利点があります。

4) コイルが入る部分

ローターの回転によって磁束の通りやすさが変わることは、ローターの位置によってコイルのインダクタンスが変化するということです。このときトルク T は、インダクタンスを L 、電流を i として、次式で表されます。

$$T = \frac{1}{2} \frac{dL}{d\theta} i^2 \quad (2.2)$$

式 (2.2) から分かるように、トルクは電流の二乗に比例します。トルクや回転を制御する場合、トルクと電流は比例することが望ましいので、VR 型ステッピングモーターは細かな制御には向きません。他方、ローターが磁石ではなく、構造が簡単なので堅牢という特徴があるため、高速で回転できる SRM⁵⁾ として使われています。

VR 型ステッピングモーターのステップ角度は、ローターの凸部の数を n_p 、相数を n_φ として、次式で表されます。

$$\theta_s = \frac{360}{n_p n_\varphi} \quad (2.3)$$

ステップ角度を細かくするには、ローターの凸部の数を大きくする方法が有効です。しかし、同時にステーターのスロット数も多くすると、複雑で作りにくい構造となってしまいます。そこで、ローターとステーターの向かい合う部分にだけ細かな凹凸構造を施した「小歯」が考案されました。図 2.11 は、ローターに 50 枚の小歯を設け、同じピッチでステーターにも小歯を設けた例です。コイルは 4 組に分かれた 4 相のモーターです。式(2.3)に、 $n_p = 50$ 、 $n_\varphi = 4$ を代入すると、ステップ角度は 1.8° であることが分かります。

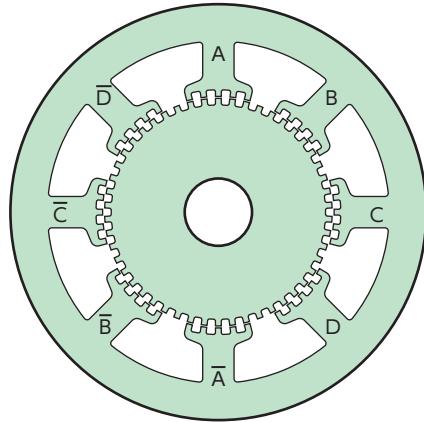


図 2.11 小歯のある VR 型ステッピングモーター

2.3 ハイブリッド型⁶⁾ ステッピングモーター

小歯をもつ VR 型ステッピングモーターに磁石を併用したモーターです。磁石と歯構造を併せ持つため、ハイブリッド型と呼ばれます。

小歯によって得られた高い分解能を維持しつつ、磁石によって高いトルクを得ています。また、電流とトルクの関係は比例に近いため、VR 型よりも制御しやすいモーターとなっています。

以降、このテクニカルマニュアルではハイブリッド型ステッピングモーターを中心に解説を行います。

5) Switched Reluctance Motor (スイッチドリラクタンスマーター) の略。比較的簡単な回路で高速運転が可能なシステムを作れるため、高速の動力用モーターとして注目されている。

6) Hybrid (雑種、混成)。言語的には誤りだが「HB 型」と略される。

3 ハイブリッド型ステッピングモーターの構造と動作原理

すべてのハイブリッド型ステッピングモーターに共通した特徴は、「小歯」と軸方向に磁化された永久磁石の組み合わせによる超多極構造です。高いトルク、ステップ動作、高い停止精度などの性能は、すべてこの構造によってもたらされます。

3.1 ハイブリッド型ステッピングモーターの構造

図3.1は、ハイブリッド型ステッピングモーターとしては最も一般的な、2相ステッピングモーターの構造です。巻線が巻かれたステーター(固定子)と、軸方向に磁化された永久磁石を入れたローター(回転子)で構成されています。この磁石によって、前後のローターセグメントは一方がN極、他方がS極に磁化されています。ステーターとローターの鉄芯部は、磁力が通りやすく損失の少ない電磁鋼板を積み重ねて作られています。

ステーターとローターにはそれぞれ小歯¹⁾が設けられています。ステップ角度が1.8°の2相ステッピングモーターの場合、ローター表面の小歯の数は50枚でピッチは7.2°です。2つのローターセグメントは半ピッチ(3.6°)ずらした状態で組み立てられています。

図3.2は、ローターを正面(軸方向)から見た図です。ここでは、N極側を桃色、S極側を水色で示しています。ローターを正面から見ると、50枚あるローターの小歯が交互に並び、N極とS極が交互に並んだ100極の構造となっています。

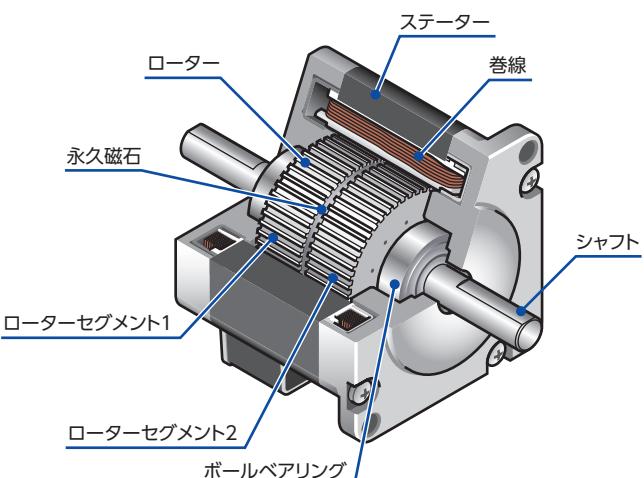


図3.1 ステッピングモーターの断面図

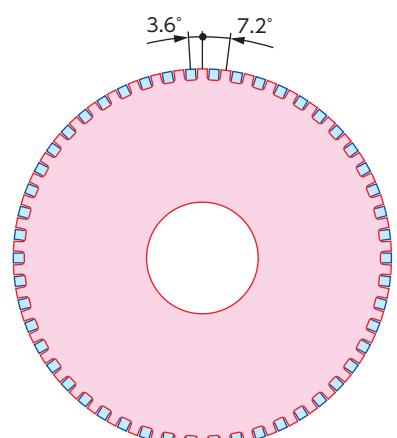


図3.2 軸方向から見たローター

1) 磁束を集めて導くという機能から、正しくは“誘導子”という。ギヤの“歯”と形が似ているため、“小歯”と呼ぶのが一般化した。

図 3.3 は、ステーターのコアを軸方向から見た図です。ステーターには 8 つの主極²⁾があり、内周にローター同様の小歯が設けられています。この主極に巻線を施して電流を流すと、それぞれの主極は N 極または S 極に磁化されます。巻線に電流を流し、磁力を発生させることを励磁と呼びます。励磁すると、対向位置の 2 極は同極になり、90° 位置の 2 極が異極となります。同時に磁化させる主極を相と呼び、A 相、B 相の 2 種類の相に分けられることから、2 相ステッピングモーターと呼びます。45° の間隔で置かれた主極は、どれも 7.2° ピッチで配された 5 枚の小歯群で構成されており、同じ形をしています。

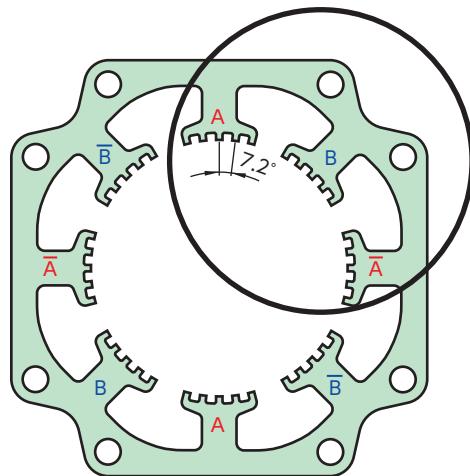


図 3.3 軸方向から見たステーターコア

3.2 保持力の発生

図 3.4 は、図 3.3 の円で囲んだ部分をローターも併せて拡大したものです。励磁されている A 相の小歯が S 極になり、ローターの N 極側の小歯が引きつけられています。同時に、90° 位置にある \bar{A} 相³⁾の小歯は N 極となり、S 極側のローター小歯を引きつけています。

この状態ではローターとステーターの間に強い吸引力が働いているため、ローターを回転させる外力を加えると、それにさからって位置を保持する高いトルクが発生します。これが、電磁ブレーキなどを用いなくても位置を保持できる理由です。

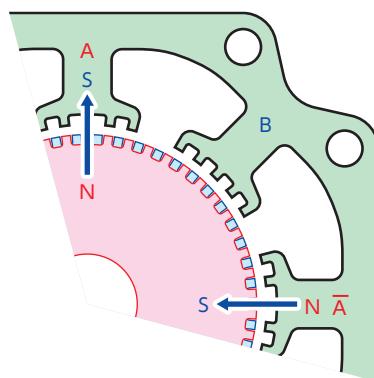


図 3.4 A 相が励磁された状態

3.3 配設ピッチとステップ動作

A 相の小歯群と B 相の小歯群は 45° の位置にありますが、小歯のピッチである 7.2° を基準として考えると、

$$\frac{45}{7.2} = 6 \frac{1}{4} \quad (3.1)$$

となって、4 分の 1 ピッチだけずれていますことになります。このずれを“配設ピッチ”と呼び、ステッピングモーターの磁気的な構造を決める重要な数です。

2) コイルを巻く鉄芯と内周面の小歯部をまとめて“主極”と呼ぶ。

3) 「エーバーそう」と読む。

図 3.5 は、A 相が S 極に励磁された状態での B 相のずれを示しています。A 相の小歯群がローターの小歯と正対しているとき、B 相の小歯群は、配設ピッチに相当する 1.8° だけローターの小歯とずれています。

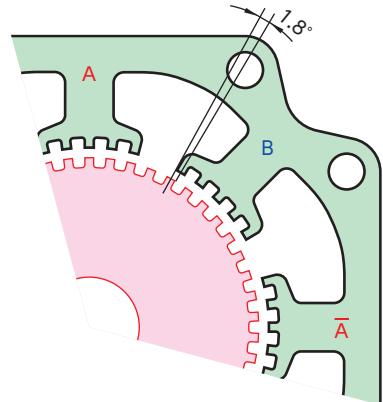


図 3.5 A 相が励磁されている状態での B 相のずれ

励磁を A 相から B 相に切り替えると図 3.6 の状態になります。励磁が A 相から B 相に切り替わることで、ローターが 1.8° 回転したことがわかります。この配設ピッチに相当する回転角が、ステッピングモーターの基本ステップ角度です。

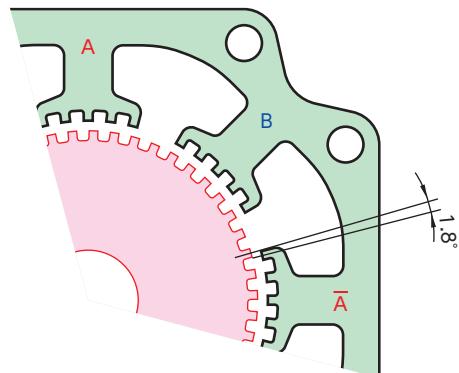
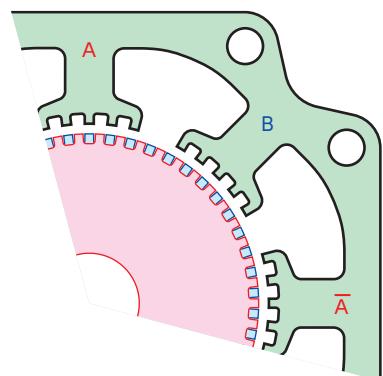


図 3.6 B 相が励磁された状態

このとき、 \bar{A} 相の主極では小歯が 1.8° ずれていますから、励磁を B 相から \bar{A} 相に変えるとさらに 1.8° の回転が起こり、図 3.7 の状態になります。このとき A 相は初期状態とは逆の N 極となり、ローターの S 極側で引きつけ合っています。 \bar{A} 相が S 極に励磁された状態は、同時に A 相が N 極に励磁された状態でもあります。このため、 \bar{A} 相という呼び方は、ステーターよりローターの小歯の位相が逆になっている主極を指す呼称であると同時に、A 相が逆の極性に励磁された状態を表す呼称としても用いられます。

図 3.7 \bar{A} 相が励磁された状態

このように、励磁が切り替わるごとに小歯同士のずれ分だけの動作を繰り返すのがステッピングモーターの動作です。パルス信号の周波数が高くなると、励磁の切り替えごとの停止する瞬間は無くなり動作は連続的になりますが、基本は変わりません。

3.4 ステップ角度

3.4.1 相数とステップ角度

すでに説明したように、2相ステッピングモーターの配設ピッチは $1/4$ です。ローターのN極側が上下の主極で向かい合っている状態での、小歫のずれ方を図3.8に示します。赤文字がローターのN極側、青文字がS極側でのずれ量を表しています。どのずれ量も配設ピッチ $1/4$ の整数倍となっていますから、状態の数は4つということになります。ずれ方の異なる主極を励磁していくと、ずれている量だけ回転しますから、2相では小歫のピッチを4等分した角度が基本ステップ角度となるわけです。

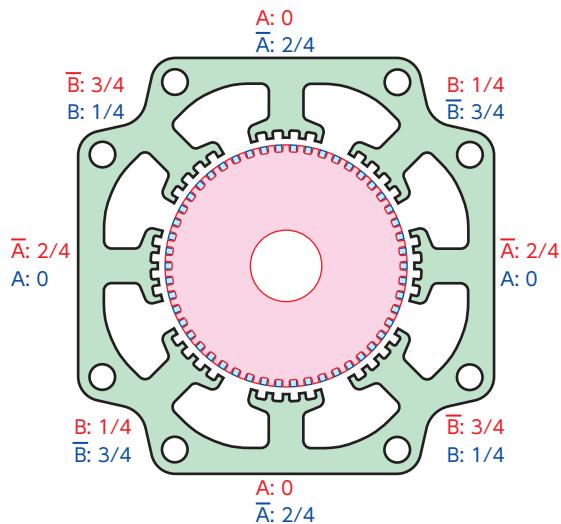


図3.8 2相ステッピングモーターの小歫の対向状態

モーターの中には、いくつかの組に分かれてコイルが作られています。このコイルの組を「相⁴⁾」と呼びます。2相ステッピングモーターのコイルはA相とB相の2つの相に分かれています。A相へ逆向きに電流が流れる状態を \bar{A} 相と呼びますが、同じコイルで極性を変えた状態は別の相には数えません。B相と \bar{B} 相についても同様です。電流の向きまで考えると、相数の2倍の状態が作れることになります。配設ピッチの分母の4は相数の2倍であり、電流によって作れる状態の数に対応しています。それぞれの状態に対応して小歫のずれ量が定まり、 $0\cdot1/4\cdot2/4\cdot3/4$ に対応する励磁相は $A\cdot B\cdot \bar{A}\cdot \bar{B}$ です。相数で決まる電気的な状態の数と同数の小歫のずれを均等に配置する、というのがステッピングモーター設計の第一歩です。

相数に比例して状態の数は多くなります。それに反比例して配設ピッチを細かくでき、ステップ角度も小さくなっていきます。相数には理論的な制限はありません。したがって微小な回転を得るには相数を増やすいいのですが、相数の増加はモーターと駆動回路の複雑化を生み、発生できるトルクも小さくなっています。実際に使われているのは2相・3相・4相・5相までです。

3.4.2 小歫数とステップ角度の関係

ハイブリッド型ステッピングモーターで最も多く使われているローター小歫数 Z_R は50で、60年以上前に原型が提案されたときから変わっていません。単にスタンダードとして定着しているだけではなく、トルクや回転速度など特性間のバランスが良かったというのも、 $Z_R=50$ が使い続けられている理由です。

再度2相ステッピングモーターについて考えてみると、小歫のずれ量 $0\cdot1/4\cdot2/4\cdot3/4$ は小歫のピッチ($Z_R=50$ なら $360/50=7.2^\circ$)に対する割合を表したものでした。したがって、小歫数を増やすと反比例して小歫ピッチは小さくなり、それにともなってステップ角度も小さくなります。これを目的として $Z_R=100$ としたモーターもあり、ステップ角度を小さくしたい場合に用いられています。

4) 位相を示す英語phaseが元の言葉。三相交流では位相の異なる電圧をU相/V相/W相と呼び、それにつながれるコイルも同じくU相/V相/W相と呼んだ。

3.4.3 基本ステップ角度の決定

前項までの説明をまとめると、ステッピングモーターの基本ステップ角度は、ローター小歯数 Z_R と相数 n に反比例することになり、次式によって求められます。

$$\theta_S = \frac{360}{2n Z_R} \quad (3.2)$$

分母の 2 は、ステーラーの主極を N 極と S 極の 2 つの状態にできることを表しています。

3.5 5 相ステッピングモーター

5 相ステッピングモーターは、その名の通り相数が 5 のステッピングモーターです。主極数は 10 とするのが一般的で、主極間の角度は 36° となります。ローター小歯数 $Z_R=50$ の場合、小歯ピッチは 7.2° ですから、

$$\frac{36}{7.2} = 5 \quad (3.3)$$

となって、主極間ピッチが小歯ピッチで割り切れますから、A 相が励磁されて小歯同士が向かい合っているときに、他の相でも小歯が向かい合っていることになります。これでは励磁を切り替えても回転は起こりません。そこで 5 相ステッピングモーターでは、わざと主極の形を変えて配設ピッチを作り出しています。

図 3.9 に 5 相ステッピングモーターの構造を示します。主極数は 10 で、 36° 間隔で均等に配置されています。ローターの小歯数は 2 相と同じ 50、小歯ピッチは 7.2° です。配設ピッチを作り出すために、主極の形状を変えているのがわかります。A 相でローターとステーラーの小歯が正対しているときの他の主極での小歫のずれを、小歫ピッチを基準として外周に表しています。赤文字はローターの N 極側、青文字は S 極側でのずれ量を表しています。

同様の関係を 2 相で表した図 3.8 と比べると、2 相では $1/4$ だった隣接する主極でのずれ量の差が、 $6/10$ と大きくなっているのがわかります。これは、隣り合った主極の磁気的な極性を反転するためです。

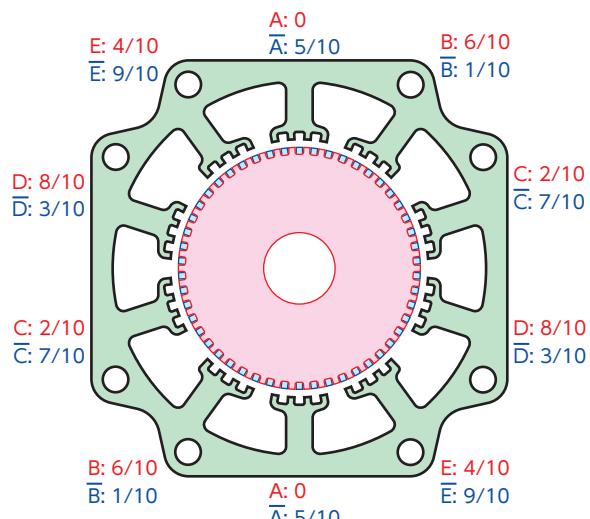


図 3.9 5 相ステッピングモーターの構造

小歯のずれ量が連続的な場合は、図 3.10 のように並んだ主極が同じ極性に励磁されます。このような偏った磁極配置はバランスが悪く、劣った特性となってしまいます。

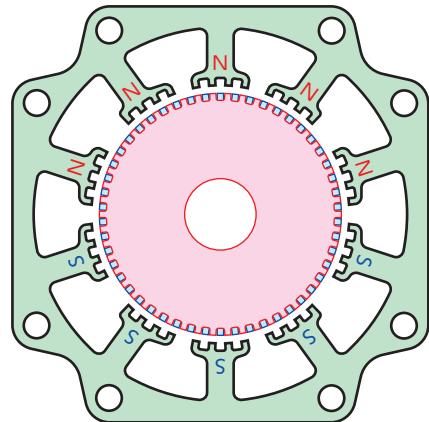


図 3.10 隣接極が同じ極性の場合

実際には図 3.11 のように、極性が均等に配置できるようにしています。

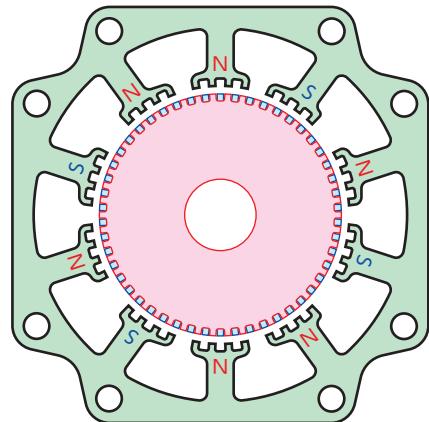


図 3.11 5相ステッピングモーターの極配置

図 3.12 は、A 相の N 極側でローターとステー
ターの小歫が対向した状態の、B 相での小歫の状
態を表す拡大図です。ステー
ターの小歫を基準に
すると、N 極側の小歫は右回りに 2.88° ずれてい
るのに対し、S 極側の小歫は左回りに 0.72° ずれ
ています。そこで、この主極が S 極の小歫を引
きつけるように励磁すると 0.72° の回転が起
こり、図 3.13 の状態となります。

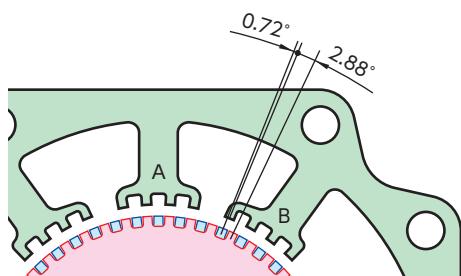


図 3.12 A 相が励磁された状態

図 3.13 では、ローターの N 極側の小歯と C 相の主極の小歯が 0.72° ずれているので、次に C 相を S 極に励磁すると 0.72° の回転が起こります。これを繰り返すのが 5 相ステッピングモーターです。

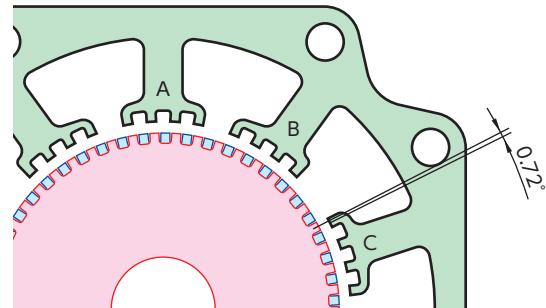


図 3.13 B 相が励磁された状態

4 ステッピングモーターの特性

モーターの性能を表す特性には様々なものがあります。ここでは、モーターの外部から観測可能な代表的な特性をとりあげ、その見方と意味合いを説明します。

4.1 静特性

ステッピングモーターの大きな特徴である、停止している状態の特性です。

4.1.1 角度－トルク特性

a. 小歯のずれと発生トルクの関係

3章の動作原理で説明したように、ステーターの主極の巻線（コイル）に電流を流して励磁すると、その主極の小歯とローターの小歯が引きつけあい、対向した状態となって停止します。コンパスの針が北を向いて静止するのと同じです。コンパスの針に外から力を加えると向きを変えることができるよう、停止しているステッピングモーターのシャフトに偶力（トルク）を加えると、少しだけ回転させることができます。このとき、加えたトルクとシャフトの回転角度の関係を表したもののが角度－トルク特性(θ -T特性)といい、ステッピングモーターの動作を表現するうえで最も大切な特性です。図4.1に、角度－トルク特性と、各点でのステーターとローターの小歯の位置関係を示します。トルクの極性(正負)は右向きを正、左向きを負としています。

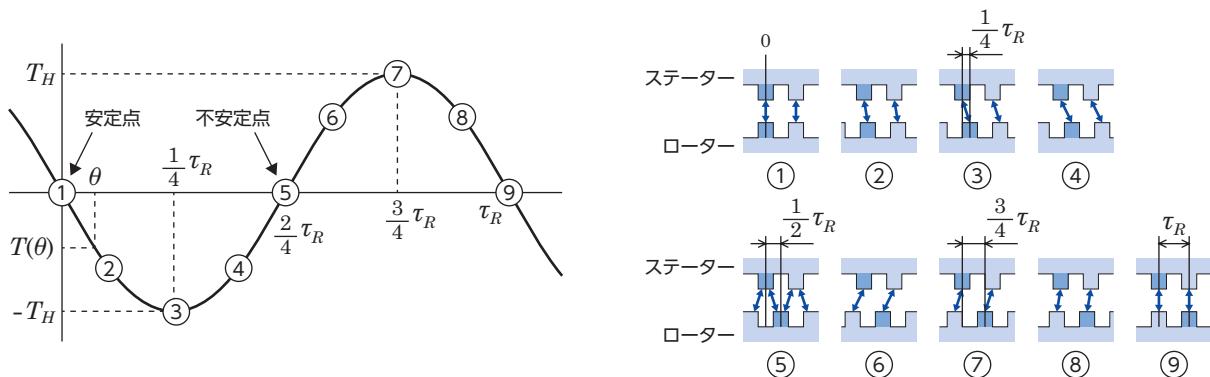


図 4.1 角度－トルク特性 (θ -T 特性)

①で示した点は、外力がないときに停止する位置です。外力を加えてここからずらすと、戻そうとするトルクが発生するため、この位置を安定点と呼びます。モーターの発生するトルクを復元力と考えれば、①はポテンシャル¹⁾の極小点です。

安定点①の近傍では、変位が大きいほど安定点①に引き戻そうとするトルクは大きくなり、外力とモーターのトルクが釣り合う点で停止します（点②）。さらに外力を加えると、変位と発生するトルクの比例関係が崩れて勾配が徐々に緩やかとなり、点③で発生トルクの大きさが最大になります。そのときの発生トルクを励磁最大静止トルクといい、 T_H で示されます。

1) 位置エネルギー。ポテンシャルの微分が力となる。

点③を超える変位を与えると、もともと向かい合っていた小歯との距離が大きくなり、左方への力は小さくなります。同時に隣の小歯との距離が近づき、右方への力が作用し始めます。これによって、左方への力はさらに小さくなっています(点④)。さらに変位を与えて点⑤まで到達すると、もともと向かい合っていた小歯との距離が、隣の小歯との距離と等しくなります。ここでは双方の引きつける力が釣り合うため、発生トルクは0となります。この点を境として、左側では左向きのトルク、右側では右向きのトルクが発生するため、この釣り合いは不安定な釣り合いです。この点を不安定点と呼びます。

さらに変位を与えると、右側の小歯への引きつけ力が大きくなり(点⑥)、最大トルク T_H となる点⑦を経て力が小さくなり(点⑧)、次の安定点⑨へと至ります。

安定点から次の安定点までの変位とトルクの関係は、おおむね正弦波で表されるため、次のように表記されます。

$$T = -T_H \sin Z_R \theta_m \quad (4.1)$$

ここで、 Z_R は先に述べたローターの小歯数、 θ_m はローターの回転角度です。角度を表す記号として θ が用いられることが多いため、この特性を「 θ -T特性」と略記します。式(4.1)からは、 θ -T特性が $360/Z_R$ を周期とする周期関数であることがわかります。この周期は、時間的な周期を表すTのギリシャ文字の小文字を用いて τ_R と表します。ローター小歯枚数が50の場合は $\tau_R = 7.2^\circ$ です。 θ -T特性の高さは電流に比例しますので、比例定数 k_T と電流*i*を用いて次のように表すこともできます。

$$T = -k_T i \sin Z_R \theta_m \quad (4.2)$$

この比例定数 k_T をトルク定数と呼びます。

角度の表現を変えて、式(4.2)を次のように表すこともあります。

$$T = -T_H \sin \theta_e \quad (4.3)$$

θ_e は、電気・磁気的な現象が一巡する角度を 360° として考える角度の表し方で、電気角(electrical angle)といいます。これに対し、式(4.1)に現れた θ_m は実際の「物」が回転する角度で、機械的に測れるところから機械角(mechanical angle)といいます。電気角と機械角には次の関係があります。

$$\theta_e = Z_R \theta_m \quad (4.4)$$

b. θ -T特性を用いるステップ動作の表現

θ -T特性は、励磁する相ごとに同じ形、異なる位相で表現されます。図4.2はこれを示したもので、2相ステッピングモーターのA・B・ \bar{A} ・ \bar{B} に対応した θ -T特性を重ねてあります。

周期 τ_R は機械角での表示ですが、図から明らかなように、電気角では 360° に相当します。

θ -T特性同士の位相差 $\tau_{R/4}$ は、回転原理の説明で用いた隣り合う主極の小歯のずれに相当し、電気角では 90° の位相差です。A相が励磁されているときの安定点は図の0の位置にあります。

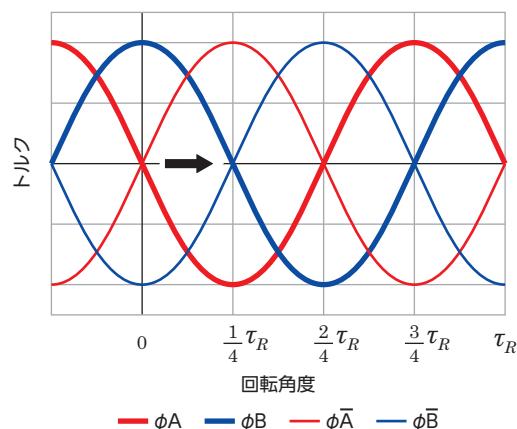


図4.2 相ごとの θ -T特性

励磁をB相に変えると、A相の θ -T特性(赤)は消失しB相の θ -T特性(青)が出現します。B相の θ -T特性での0の位置では正のトルク、すなわち右方向のトルクが発生しますから、図中に矢示したようにローターは右方向に回転し、B相の安定点である $\tau_{R/4}$ の位置に移動します。これが、 θ -T特性からみたステッピングモーターの動作であり、ステップ角度が $\tau_{R/4}$ となる説明です。

c. 複数相が励磁された場合

ここまででは、ひとつの相を励磁する場合について説明してきましたが、実際にはいくつかの相を同時に励磁する場合の方が多いです。図 4.3 は、それぞれ同じ電流値での A 相・B 相の θ -T 特性に、A・B 両相を励磁する場合を加えた図です。

A 相と B 相は独立して動作するため、それぞれの相の発生するトルクを単純に足し合わせれば、2 つの相を励磁する場合の θ -T 特性が得られます。1 相を励磁する状態を 1 相励磁、2 相を励磁する状態を 2 相励磁と呼びます。

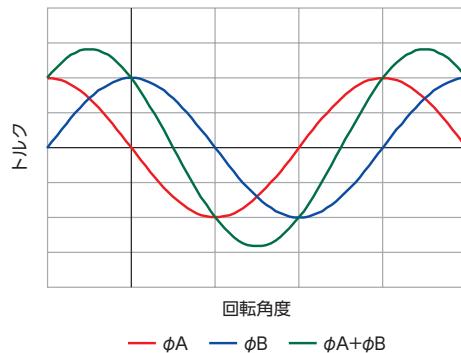


図 4.3 2 相を励磁したときの θ -T 特性

d. ベクトルによる表記

振幅と位相に注目すると、 θ -T 特性は図 4.4 のようにベクトルを使って表すことができます。

図のように実軸と虚軸²⁾による平面を考え、 T_a は A 相のトルクを表すベクトル、 T_b は B 相のトルクを表すベクトルとし、角度は電気角で 90° に固定されているとします。ローターの回転に従い両者共に反時計回りの回転をすると考え、それぞれのベクトルの実軸への射影がトルクを表すとすると、図 4.3 と図 4.4 は等価なものと考えられます。このとき 2 相励磁のトルクは、最大トルクに相当するベクトル長と位相まで含めて、合成ベクトルとして表現されています。

ローターの回転によってベクトルが回転しても、相ごとのトルクと位相の関係は相互に固定されているので、通常は図 4.5 に示すように座標軸を省いて表記します。ここには、 $A \cdot AB \cdot B \cdot B\bar{A} \cdot \bar{A} \cdot \bar{A}\bar{B} \cdot \bar{B} \cdot \bar{B}\bar{A}$ の 8 本のベクトルを表示しています。AB のように 2 つの文字で表したベクトルは、 $A+B$ のベクトル和の略式表現です。このように、相ごとのトルクの大きさと位相をベクトル間の関係として表したものとトルクベクトルといいます。

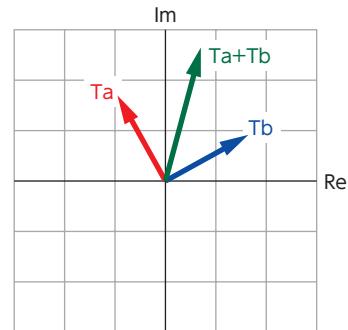


図 4.4 トルクのベクトル表示

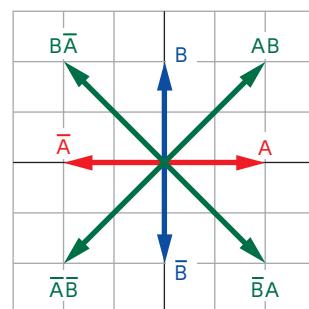


図 4.5 2 相ステッピングモーターのトルクベクトル

ベクトル間の角度が電気角での位相を表しています。2 相ステッピングモーターの基本ステップ角度は電気角で 90° ですが、1 相励磁と 2 相励磁を繰り返すと、半分の 45° のステップ角度で動作できることがわかります。ローター小歯数が 50 の 2 相ステッピングモーターでは、基本ステップ角度 1.8° に対して、半分の 0.9° での回転となります。このように、励磁相数を変えることでステップ角度を基本ステップ角度の半分にする動作をハーフステップ駆動といいます。これに対して、基本ステップ角度での動作をフルステップ駆動といいます。

2) 複素数を 2 次元平面で表現するとき、実数 (Real Number) を横方向にとって実軸 (Re)、虚数 (Imaginary Number) を縦方向にとって虚軸 (Im) と呼ぶ。

e. θ -T 特性の測定例とディテントトルク

図 4.6 は、2 相ステッピングモーターをいくつのかの電流で励磁して測定した θ -T 特性です。トルクは電流におおむね比例しますので、振幅の異なる曲線が重ねて表示されます。赤色の線が 2 相励磁、青色の線が 1 相励磁の特性です。黒色の線は、ローターの磁石の作用によって電流がゼロ (0) でも発生するトルクで、ディテントトルク³⁾といいます。

2 相励磁での最大トルクがホールディングトルク (T_H) です。

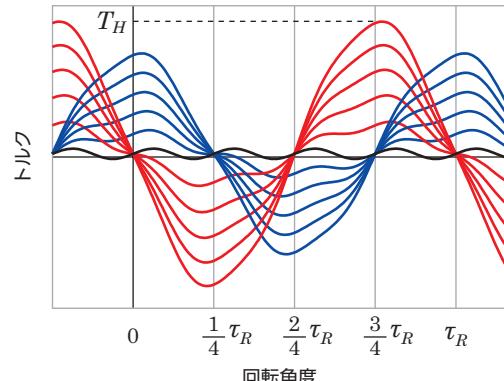


図 4.6 θ -T 特性の例

図 4.7 は、ディテントトルクだけを 1 回転分測定したものです。おおむね一定のオフセットは、モーター中で発生する損失によるもので、主に鉄芯中のヒステリシス損に起因します。細かな変動は、小歯ごとの吸引力のわずかなアンバランスによるものです。

ディテントトルクには、簡易的なブレーキとして使うために大きいほうがよい場合と、損失が少ないようにできるだけ小さい方がよい場合の両方の要求があります。当社では目安の数字として、図に赤色の線で書き入れている平均値をお答えしています。

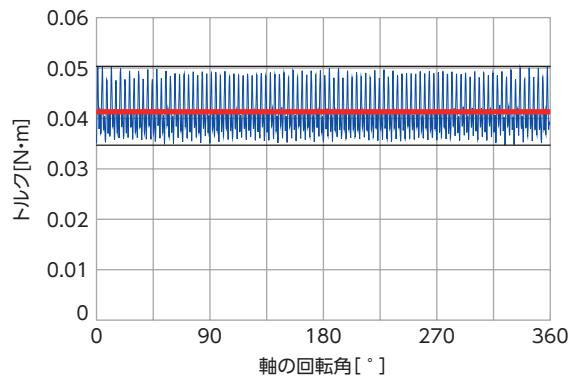


図 4.7 ディテントトルクの例

f. 5 相ステッピングモーターの θ -T 特性

5 相ステッピングモーターではローター小歯ピッチを 10 に分割できるため、それぞれの相に対応した θ -T 特性は、図 4.8 のように位相差 36° の正弦波で表されます。

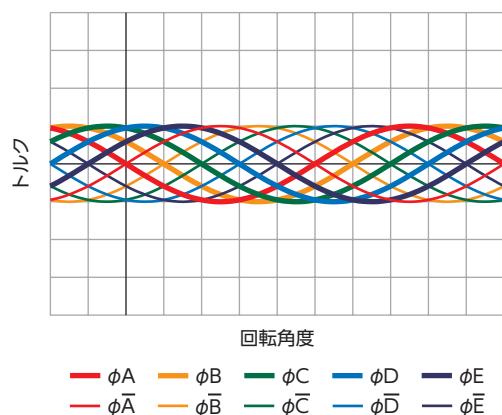


図 4.8 5 相ステッピングモーターの θ -T 特性
(1 相励磁)

3) ディテントトルクはステッピングモーター以外でも、磁石を使ったモーターで共通に発生する。ブラシレスモーターやサーボモーターではコギングトルクと呼ばれている。

図 4.9 は、1 相励磁、2 相励磁、3 相励磁、4 相励磁、および 5 相励磁の θ -T 特性です。

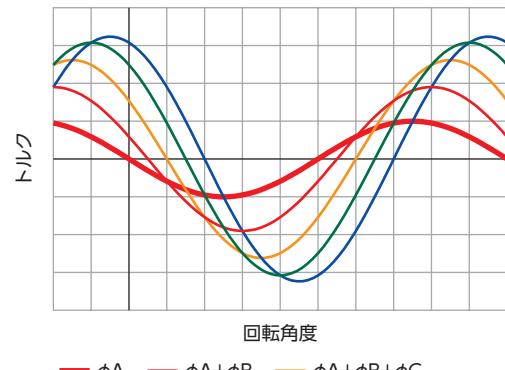


図 4.9 5 相ステッピングモーターを複数相励磁した場合の θ -T 特性

5 相ステッピングモーターは相数が多いため、 θ -T 特性の図が込み入ってわかりにくくなってしまいます。これに対し、図 4.10 のようにトルクベクトルで表現すると、相ごとの関係や、複数相を励磁した場合にどうなるかが直感的にわかります。

図 4.10 からは、2 相ステッピングモーターの場合と同じように、励磁相数が同じ場合のステップ角度 ($ABCDE \rightarrow BCDE\bar{A}$) は基本ステップ角度となり、励磁相数を変えると ($ABCD \rightarrow ABCDE$) ハーフステップ駆動となることがわかります。

各相のトルクベクトルは 36° の位相差ですから、 n 相を励磁した場合のトルクベクトルの長さ $|T_n|$ は、ベクトルの合成によって次のようにになります。

$$T_1 = 1, T_2 \approx 1.90, T_3 \approx 2.62, T_4 \approx 3.08, T_5 \approx 3.24$$

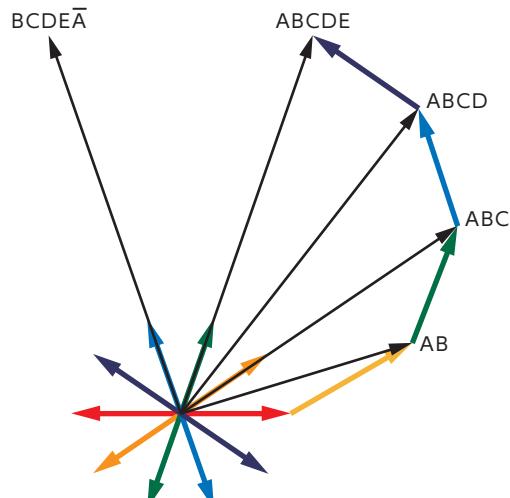


図 4.10 5 相ステッピングモーターのトルクベクトル

4.1.2 停止精度

ステッピングモーターは、パルスによる位置指示に対して精度良く停止することができるモーターですが、両者にはごくわずかな差が生じます。図 4.11 はステップ角度 1.8° のモーターで、横軸にステップ数、縦軸に設定回転角と実際の回転角を示したものです。ステッピングモーターの回転精度は高いので、このような比較では差はわかりません。

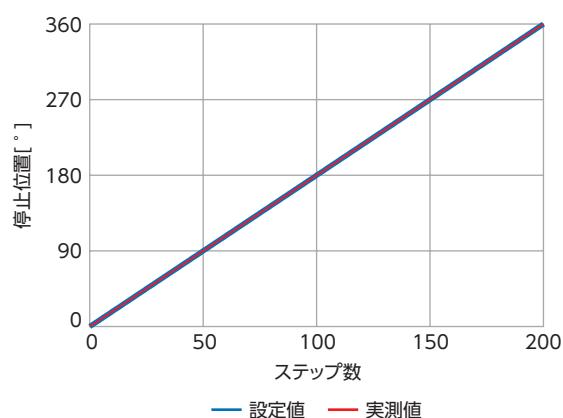


図 4.11 ステップごとの角度

初期位置からの実際の回転角と設定回転角の差を表すと、図 4.12 になります。横軸はステップの番号で表示しています。このずれを測定した結果を停止精度と呼び、静止角度誤差・ステップ角度誤差・ヒステリシス角度誤差の 3 種の誤差によって評価します。

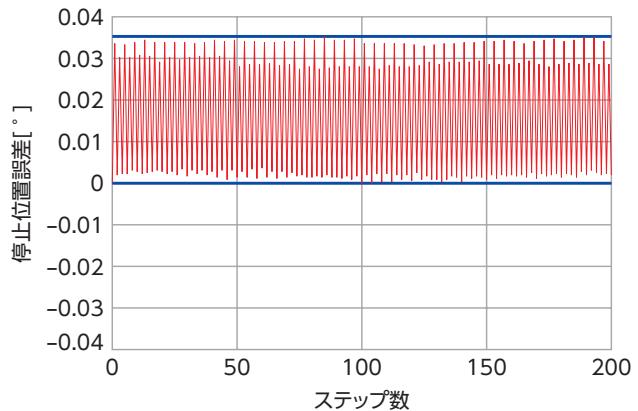


図 4.12 ステップごとの誤差 (静止角度誤差)

a. 静止角度誤差

任意の点を原点として一回転させ、実際の停止位置と理論上の停止位置との差を測定したものを静止角度誤差といいます（図 4.12）。

図 4.12 を見ると、データ全体が正の領域にあります。これは、角度は常に初期位置から測定されるためです。初期位置はステッピングモーターとして真に理想的な位置とは限りませんから、初期位置が理想位置から正方向にずれた位置であれば全体が負方向に移動し、負方向にずれた位置であれば全体が正方向に移動します。したがって、初期位置と回転量が任意の場合は、静止角度誤差の幅の分だけ正負両方向にずれる可能性があります。

静止角度誤差は、値そのものよりも全体の幅に意味があります。そこで、誤差の大きさを示す場合は、図中に青色の線で示した誤差値のプラス側最大値とマイナス側最大値の幅の半分の値で表します。図 4.12 の例では、静止角度誤差は $\pm 0.0175^\circ$ となります。

b. ステップ角度誤差

図 4.13 は、ステップごとの実回転角と設定回転角の差を示したもので、ステップ角度誤差と呼びます。この例でいうと、毎回の回転角度がステップ角度である 1.8° に対して大きいか小さいかを記録したものです。

ステップ角度誤差は正方向の最大値と負方向の最大値が異なるため、精度を表す場合は $+0.339^\circ$ 、 -0.339° とそれぞれの値を表します。

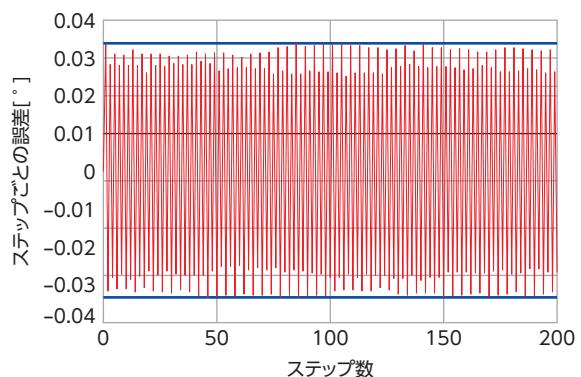


図 4.13 ステップ角度誤差

c. ヒステリシス角度誤差

静止位置を正転で測定した結果と、逆転で測定した結果の差を図 4.14 に示します。この結果は、パルスによって指示される位置が同じでも、回転方向によってわずかに停止位置が異なることを表しています。この回転方向による停止位置の差をヒステリシス角度誤差といい、特に精度の高い位置決めをする場合は気を付ける必要があります。

ヒステリシス角度誤差は、ローターとステーラーの鉄芯に使用している電磁鋼板のヒステリシス(履歴現象)によって発生します。

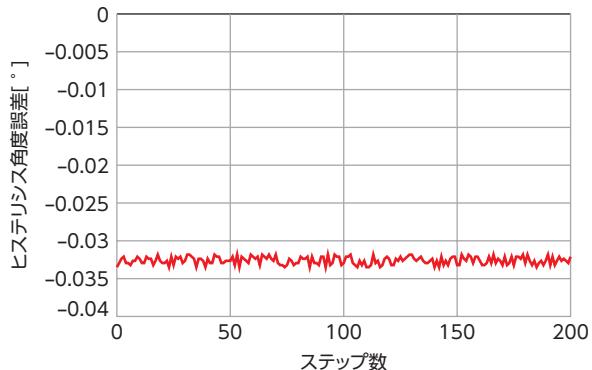


図 4.14 ヒステリシス角度誤差

d. 誤差の原因

角度誤差にはいくつかの原因があります。そのなかで最も影響が大きいのは、相ごとのトルクのばらつきです。静止角度誤差(図 4.12)を拡大した図 4.15 を使って説明します。図中に、励磁している相も表示しています。

励磁が切り替わるごとに誤差が大小を繰り返していることがわかります。この理由は、トルクベクトルを使うと容易に理解できます。

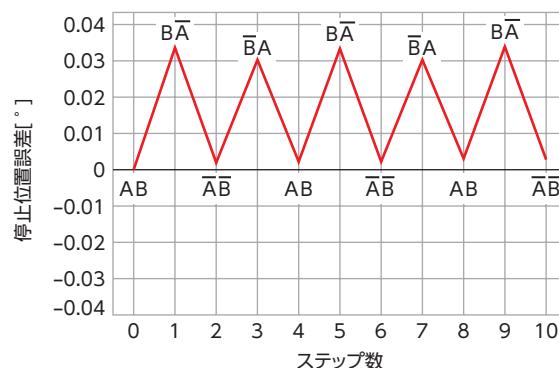


図 4.15 静止角度誤差(拡大)

例として図 4.16 に示したのは、2 相のトルクベクトル(図 4.5)で A 相の長さだけを 20% 伸ばしたもので、この変化によって 2 相励磁に相当するベクトルの向きが変わっています。励磁の組み合せが $AB \rightarrow B\bar{A} \rightarrow \bar{A}\bar{B} \rightarrow \bar{B}A \rightarrow$ と変わると、ベクトル間の角度は大→小→大→小→と変化します。これによって静止角度誤差も図 4.15 のような変化をします。

相ごとのトルクが同じにならない原因是、A 相と B 相の磁力に差がある場合、および巻線電流が異なる場合の両方がありますが、どちらの場合も同様の角度誤差が発生します。

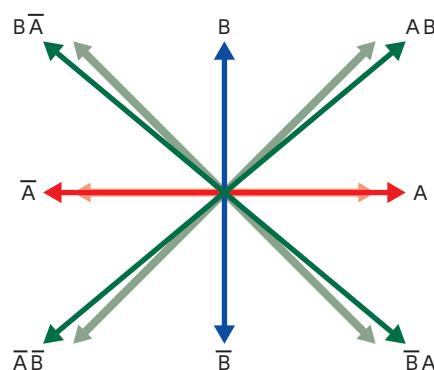


図 4.16 トルクのアンバランスによるベクトルのずれ

図 4.17 に示したように、ディテントトルクも角度誤差の原因となります。

通電によって発生するトルクが、図の赤色の細線のように理想的な正弦波でも、緑色の線で示したディテントトルクが重畠された結果、実際のトルクは赤色の太線で示したようにひずんだものとなります。青色で示した B 相についても同様です。それぞれの安定点、すなわちトルクがゼロ(0)となる点の間隔は、ディテントトルクが無い場合と比べて異なっていることがわかります（黒丸で囲んだ部分）。この差が角度誤差の原因となります。

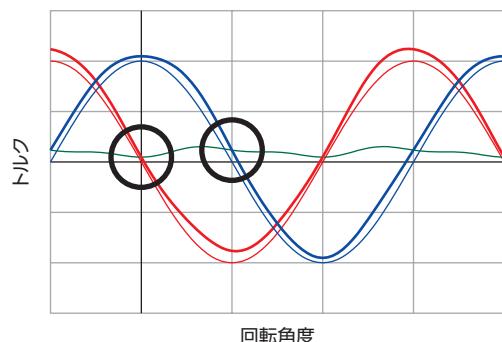


図 4.17 ディテントトルクの角度精度への影響

4.2 過渡特性

ステッピングモーターが動き始めるとき、回転状態から停止するとき、または、回転速度が変化するときなど、状態が変化するときの挙動を過渡特性といいます。ここでは、いくつかの代表的な動きを紹介します。

4.2.1 1ステップ応答

図 4.18 は静止状態で 1 パルスが入力されたときの応答で、1ステップ応答といいます。動作原理で説明したステップ角度の動きを時間軸上で観察したもので、ステッピングモーターの動作は、この 1ステップ応答が基本となっています。ローターは目標の位置（図では 1.8° ）に達した後、慣性モーメントと θ -T 特性の復元力による減衰振動を行って目標位置に停止します。赤の破線で示した包絡線が、ステップ角度から $\pm 5\%$ 以下に入るまでの時間をセッティングタイム⁴⁾といい、モーターの停止時間の目安となります。

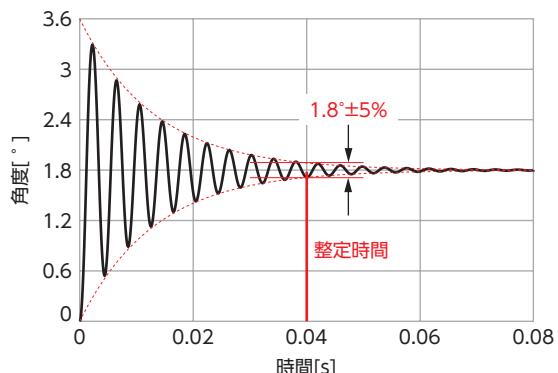


図 4.18 1ステップ応答

図 4.19 は、1ステップ応答を時間方向に拡大したもので、起動後、最初に目標位置に到達する時間を立上り時間と呼び、起動性の目安とします。

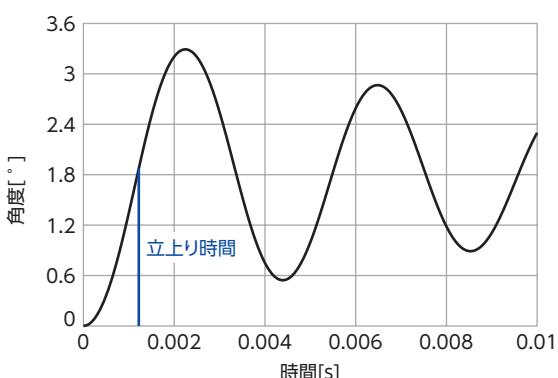


図 4.19 1ステップ応答 (拡大)

4) Settling time。動作指示の終了から実動作が終了するまでの時間を表す整定時間と同義。

1ステップ応答は、 J を慣性モーメント、 D を粘性係数、 T_H をホールディングトルク、 Z_R をローター小歯枚数として、減衰振動を表す次式で近似されます。

$$J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + D \frac{d\theta_m}{dt} + T_H \sin Z_R \theta_m = 0 \quad (4.5)$$

第1項は加速度に慣性モーメントを掛けた加速トルクの項、第2項は粘性係数に回転速度を掛けた粘性トルクの項、第3項はモーターの発生トルクで θ -T特性そのものです。この式は超越方程式なので初等関数で表せる解はありませんが、復元力が変位に比例しているとみなせる振幅が小さい範囲では

$$\theta \doteq \theta_S e^{-\frac{D}{2J}t} \cos \left(\frac{\sqrt{4J T_H Z_R - D^2}}{2J} t \right) \quad (4.6)$$

と近似できます。ここで、 θ_S はステップ角度です。振動の共振周波数 f_{res} は

$$f_{res} \doteq \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{T_H Z_R}{J} - \frac{D^2}{4J^2}} \doteq \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{T_H Z_R}{J}} \quad (4.7)$$

で求められます。右辺は粘性項がない場合の共振周波数ですが、ステッピングモーターではトルクと小歯数が大きいため、粘性項を考慮しなくても共振周波数が大きく異なることはありません。

4.2.2 起動時の動きと応答性

ステッピングモーターは起動・停止の応答性に優れたモーターで、巨視的にはパルスに瞬時に応答します。しかし、微視的には遅れをともなった動きをしています。

停止状態から一定のパルス速度で起動した場合のローターの動きを図4.20に示します。基本的にステップ応答の重ね合わせですが、振動の途中で次のパルスが入力されるため、そのタイミングによって緑の線のように振動が大きくなる場合があります。

起動直後（赤丸で囲んだ部分）をみると、どの場合でも同じ動きをしていることがわかります。これは、2つ目のパルスが入力されるまでは1ステップ応答の動きだからです。各動きの平均的な傾きが、それぞれの平均速度になります。起動直後の1ステップ動作中の傾きをみると、もっと高い回転速度で起動できることがわかります。

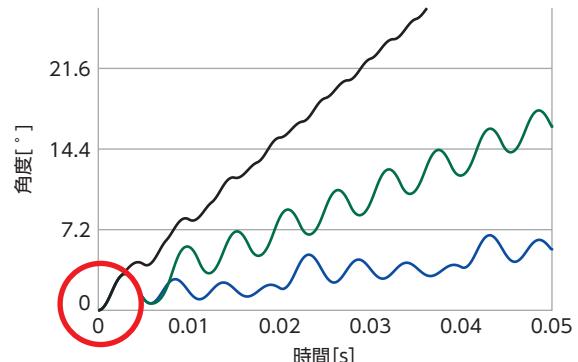


図4.20 起動時の動き

図 4.21 は、2 つのわずかに異なる速度で起動した様子を表しています。黒色の線がローターの動き、階段状の赤色の線が安定点の位置です。青色の線は両者の差、つまりローターの遅れを示しています。実線は起動できる速度、破線は起動できずに脱調する速度です。

2 ms 程度までの動きはほぼ同じですが、その後の動きは大きく異なり、その分岐となるのは“遅れ”的量です。ローターには慣性があるため、起動の瞬間には遅れが生じます。動作中も θ -T 特性の考え方には有効で、安定点の近傍では安定点に向かって力が発生し、その力によってローターが加速されていきます。遅れが 3.6° ($T_{R/2}$) より小さいときは、安定点に向かうトルクによって加速されますが、 3.6° を超えるとトルクが負に反転して減速されるため、追従できなくなってしまいます。このように、指令に追従できなくなった状態を「脱調」といい、加速度や負荷が大きすぎると発生する現象です。

遅れの大きさは、パルス速度だけでなく、負荷の摩擦や慣性モーメントによっても変化しますが、いずれの場合も遅れが 3.6° を超えると脱調が起こります。このように、ステッピングモーターの動きを理解するには、常に θ -T 特性を意識することが大切です。

図 4.22 は図 4.21 の実線の動きを、時間幅を広げてみたものです。起動時の遅れによって発生した振動的な動きが徐々に収まっていく様子がわかります。

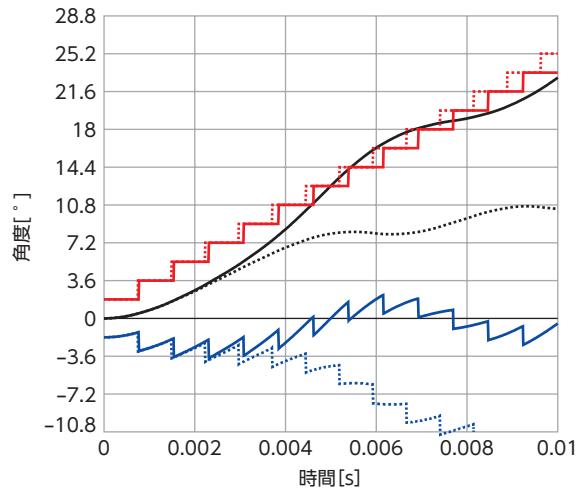


図 4.21 高速での起動

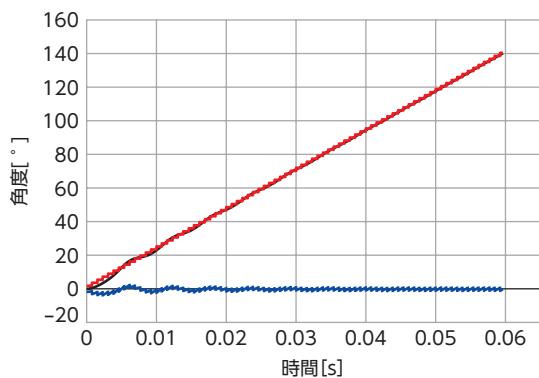


図 4.22 高速での起動時の動き

4.2.3 停止時の動き

停止時も、微視的にはパルスと同時に停止できているわけではありません。図 4.23 は、 $t=0$ でパルスを停止した場合の動きです。それ以降は角度ゼロ (0) が安定点の位置です。

黒色の線は回転速度がそれほど高くないときの動きで、パルスが停止してから少しオーバーシュートした後に減衰振動して停止します。青色の線は回転速度が高いときの動きで、不安定点である 3.6° 近くまでオーバーシュートしていますが、わずかに届かず安定点に戻っています。

赤色の線は回転速度がもう少し高い場合で、オーバーシュートが 3.6° を超えています。不安定点を越えるとトルクが反転するため、正転方向に加速されて次の安定点である 7.2° の点に移動して停止します。このように、高い回転速度から停止すると正規の位置を越えてしまう場合があります。

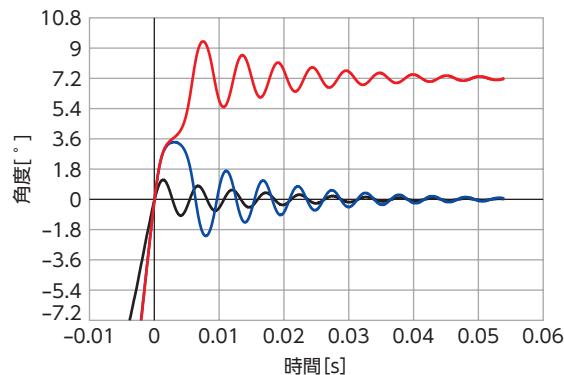


図 4.23 停止時の動き

4.2.4 慣性負荷の影響

モーターの発生するトルクが同じでも、慣性負荷が付くと加速度が小さくなり、動作はゆっくりとなります。図 4.24 は、慣性負荷の影響を 1 ステップ応答で示したものです。黒色の線はモーター単体の状態、赤色の線はローターの 3 倍の慣性モーメントを付加した状態です。総慣性が 4 倍となつたため、振動の周期は 2 倍、振動の減衰時間は約 4 倍となっています。

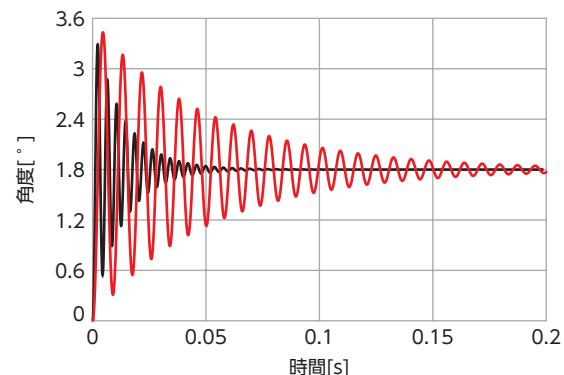


図 4.24 慣性によるステップ応答の変化

図 4.25 は、慣性負荷が起動時の動きに与える影響を見た図です。ここでも、3 倍の慣性モーメントを付加した場合を示しています。

赤色の線が指示位置、黒色の線がローター位置、青色の線が遅れを示しており、実線がモーター単体、破線が慣性を付加したときです。慣性が増えたことによって動きが遅くなり、脱調してしまうことがわかります。この場合は、速度をもっと遅くする必要があります。

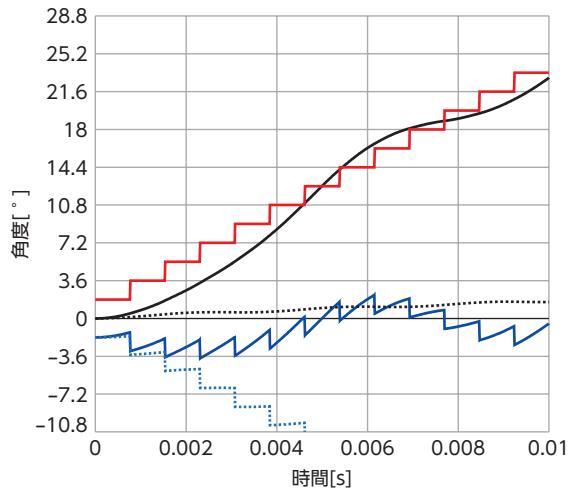


図 4.25 慣性による起動時の動きの変化

図 4.26 は、負荷慣性と起動可能な速度（パルス速度）の関係を示した図で、「慣性負荷－自起動周波数特性」と呼びます。横軸はローター慣性を基準とした比で表しています。

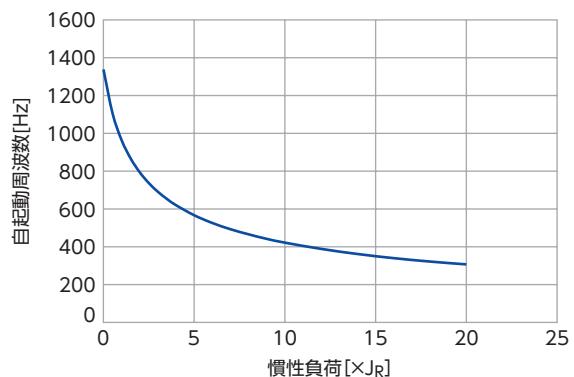


図 4.26 慣性負荷－自起動周波数特性

この特性は、無負荷時の自起動周波数を f_0 、ローターの慣性モーメントを J_R 、負荷の慣性モーメントを J_L として、モーターのトルクが大きく変わらない速度範囲で、次式で近似できます。

$$f = \frac{f_0}{\sqrt{1 + \frac{J_L}{J_R}}} \quad (4.8)$$

4.2.5 摩擦負荷の影響

摩擦負荷が付いた場合も、ローターの動きは遅くなります。その様子を図 4.27 に示します。

この例では、ホールディングトルクの約 10% の摩擦負荷をかけた場合を示しています。摩擦負荷は振動の周波数には影響を与えませんが、振動のエネルギーを摩擦負荷が吸収することによって、振動の減衰が速くなっています。また、発生トルクと摩擦負荷が釣り合った位置で停止するため、安定点からはずれた位置で停止してしまいます。したがって、摩擦負荷があると停止精度が悪くなることがわかります。

摩擦負荷があると、モーターが起動するために使えるトルクが減少します。逆に、ある回転速度でのモーターの発生トルクから、起動に必要なトルクを差し引いた残りが、負荷として許されるトルクと考えることができます。この、負荷として許されるトルクがパルイントルクです。

起動に必要なトルクは次の式で概算できます。

$$T_a = J \frac{\theta_S^2}{\tau_R} \frac{2\pi}{180} f^2 \quad (4.9)$$

ここで、 J はモーター軸換算の総慣性モーメント、 θ_S はステップ角度、 τ_R はローター小歯ピッチ、 f は起動周波数です。この式は多分に近似を含んでいますが、ステッピングモーターの選定では、過渡的な挙動による不安定さを回避するために十分なマージンを見込むのが一般的であり、問題とはなりません。

より近似の程度の少ない検討からは次の式が導かれます。

$$f = \frac{2 \times 180}{\pi \theta_S} \sqrt{\frac{T_M(f)}{Z_R J_R}} \sqrt{\sqrt{1 - \left(\frac{T_L}{T_M(f)}\right)^2} - \frac{T_L}{T_M(f)} \cos^{-1} \frac{T_L}{T_M(f)}} \quad (4.10)$$

ここで、 $T_M(f)$ はパルス速度 f におけるモータートルクです。この式は両辺に f を含んでおり、右辺には逆三角関数が現れているため、数値計算による解法を必要とします。

旧計算式 (4.9) と提案式 (4.10) の比較結果を図 4.28 に示します。参考に、数値計算による起動シミュレーションの結果も示しています。提案式と数値シミュレーションとの差は、系のダンピングファクタの影響によるもので、過渡的な動きを正確に表現する場合には、パラメータの精度も上げる必要があることを示しています。

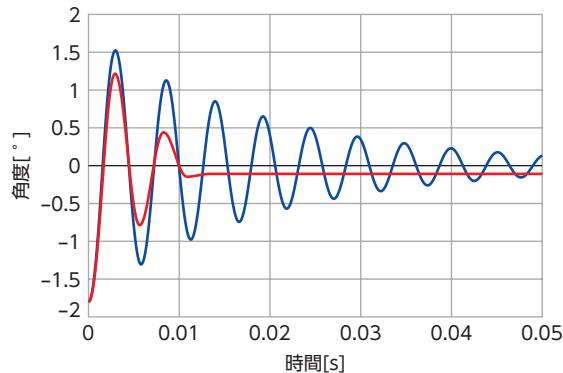


図 4.27 摩擦負荷によるステップ応答の変化

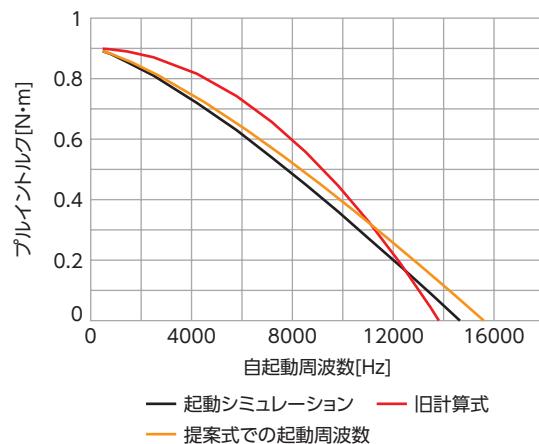


図 4.28 計算式による差

4.3 動特性

モーターが連続的に動いているときの特性を「動特性」といいます。

4.3.1 回転速度－トルク特性

図4.29は、ステッピングモーターを運転したときの回転速度と出力トルクの関係を表した特性図で、回転速度－トルク特性といいます。横軸をモーター回転速度またはパルス速度で表し、縦軸にモーターの出力トルクを示します。この特性は、モーターにつないだ装置を動かせるかどうかを判断するための特性で、モーターを選ぶうえで最も大切な特性です。

回転速度－トルク特性はモーターだけでは決まりず、組み合わせるドライバによって大きく変わります。

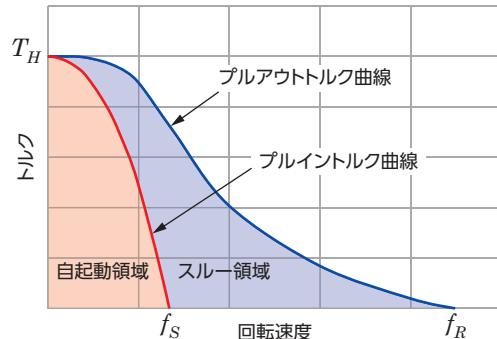


図4.29 回転速度－トルク特性

a. 励磁最大静止トルク (T_H 、ホールディングトルク)

励磁最大静止トルクは、停止状態のモーターの軸へ外部からトルクを加えたときに、位置を保持できる最大トルクのことです。これ以上のトルクをかけると回転してしまいます。励磁最大静止トルクは、巻線に流している電流におおむね比例します。

モーターに定格電流を流しているときの励磁最大静止トルクは、モーター固有の値です。

b. プルアウトトルク曲線(脱出トルク曲線)

運転中のステッピングモーターへ徐々に負荷トルクを加えていくと、負荷トルクがプルアウトトルクを超えたところでパルス信号に追従して回転できなくなり、脱調して停止します。脱調寸前のトルクを、その回転速度でのプルアウトトルクといいます。プルアウトトルク曲線は、それぞれの回転速度におけるプルアウトトルクを結んだ曲線で、モーターとドライバの組み合わせで大きく変わります。

c. 最大応答周波数 (f_R)

最大応答周波数は、プルアウトトルク曲線の最大速度点です。モーターとドライバの組み合わせで回転できる最も高い速度を示しています。

d. 最大自起動周波数 (f_S)

最大自起動周波数は、停止状態から加速時間を設げずに速度を与えたときに追従できる最大の速度です。最大自起動周波数よりも高い速度で回転させるには、最大自起動周波数以下の速度で起動した後に、目的の速度まで加速する操作が必要です。この操作をスローアップといいます。

高速で回転させている場合は、停止時にも減速する操作が必要となります。この操作をスローダウンといいます。

e. プライントルク曲線(引き込みトルク曲線)

摩擦負荷と慣性負荷によって、自起動周波数は低下します。これらの負荷トルクがあっても同期に引き込めるという意味から、摩擦負荷と自起動周波数の関係をプライントルク曲線(引き込みトルク曲線)といいます。プライントルク曲線は式(4.10)を図示したものと考えられます。

f. 自起動領域

座標軸とプルイントルク曲線で囲まれた領域です。この領域内では、加減速時間を設けずに起動・停止ができます。

g. スルー領域 (Slew 領域)

プルイントルク曲線とプルアウトトルク曲線の間の領域です。この領域では起動・停止ができないので、自起動領域からのスローアップが必要です。ステッピングモーターを高速で回転させるには、スルー領域を使う必要があります。

4.3.2 出力

出力は仕事率ともいわれ、1秒あたりに発生可能なエネルギー量を表します。モーターの場合は、トルクと回転速度の積で計算され、出力を P [W]、トルクを T [N·m]、回転速度を ω [rad/s=s⁻¹] として、次式で求められます。

$$P = T\omega \quad (4.11)$$

回転速度を N [r/min] で表すと、次式となります。

$$P = \frac{2\pi}{60} T \cdot N \quad (4.12)$$

ベルトコンベアのような動力用の用途では、負荷のタイプと機械装置の大きさから、必要とされる出力が経験的にわかる場合が多く、出力によってモーターを選ぶことができます。これに対し、ステッピングモーターのように位置決め用途に使われるモーターでは、定常的な出力値よりも加減速性能に強く関係する「トルク」の大きさによる選定方法が一般的です。このためステッピングモーターでは、最も大事な特性としてトルクを挙げています。

また、低速でのトルクはモーター固有の値となるのに対し、出力に大きく関係する高速でのトルクはドライバ(駆動回路)によって大きく変化してしまうのも、ステッピングモーターで出力表記が採用されない理由のひとつです。

4.3.3 振動特性

回転中のモーターの挙動は速度で観測するのが一般的です。オリエンタルモーターでは、ステッピングモーターの速度を観測する手段として、DC タコジェネレータ (1000 r/min で 3 V 出力) を使ってています。

図 4.30 は、いくつかの速度における DC タコジェネレータの出力波形を示したものです。

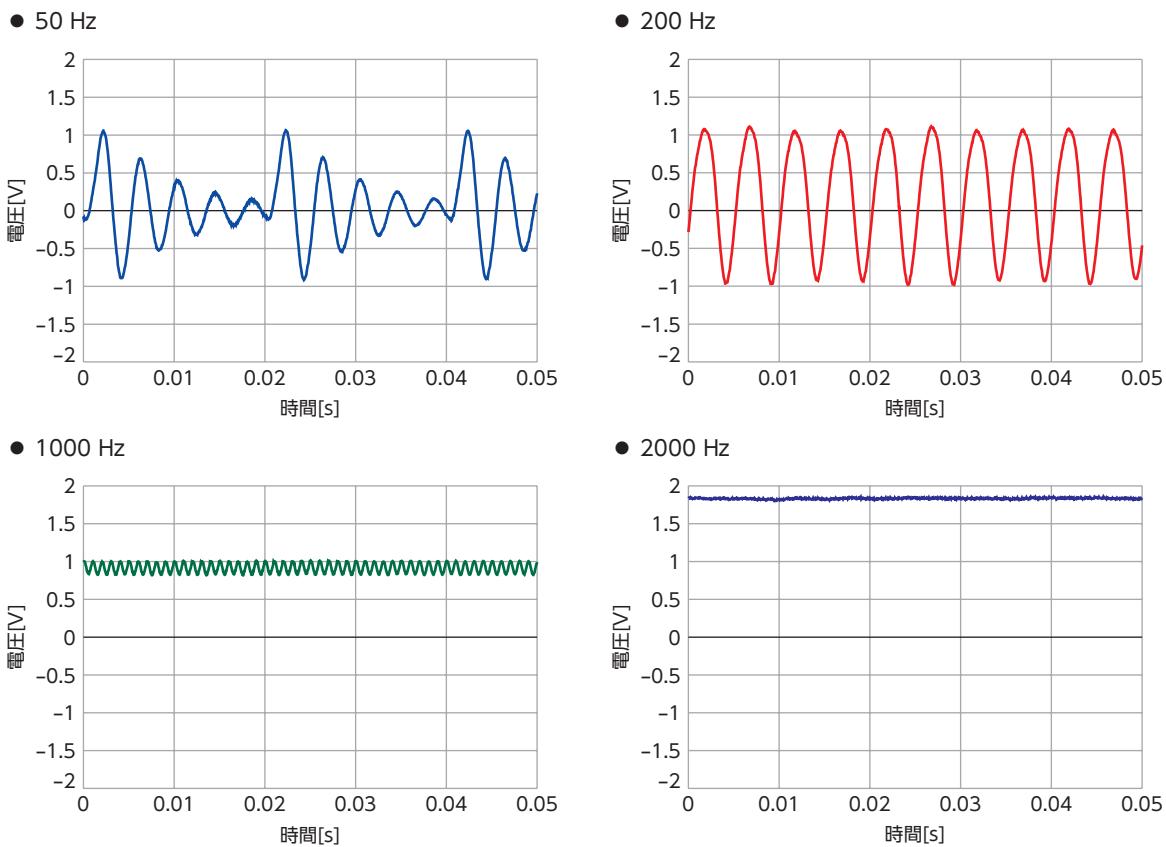


図 4.30 DC タコジェネレータでの観測波形

一定速度で回転しているように見えるステッピングモーターでも、微視的に見ると速度が変動しているのがわかります。

電圧変動と速度変動の関係は、図 4.31 に示すような比例関係にあります。

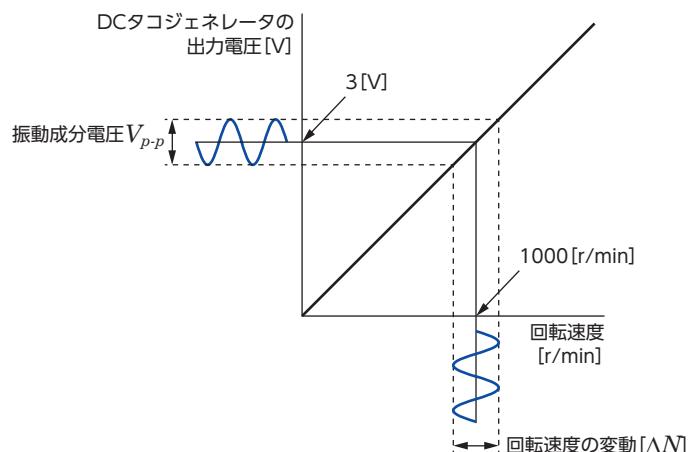


図 4.31 電圧変動と速度変動の関係

横軸にモーターの速度、縦軸にDCタコジェネレータの出力電圧のリップル分をプロットしたものが振動特性です。図4.32は、2相ステッピングモーターをフルステップで駆動した場合の振動特性です。

振動（速度変動）が発生するのはトルクの変動があるからです。その原因をいくつか紹介します。

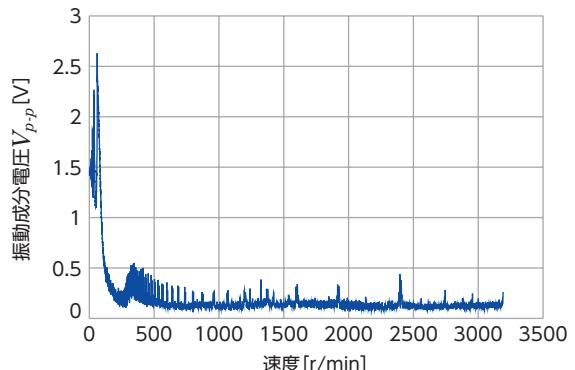


図4.32 振動特性(2相)

低速での大きな振動は、ステップ動作時のトルク変動に起因します。励磁の切り替えは、ごく短時間での θ -T特性の移動を意味しますから、図4.33に示したようにトルクの跳躍が起こり、それによって速度が変動します。

θ -T特性の周期に対するステップ角度の割合が小さくなるほど、励磁切り替え時のトルク変動は小さくなり、振動も小さくなります。図4.34は、ステップ角度が小さい5相ステッピングモーターの場合です。

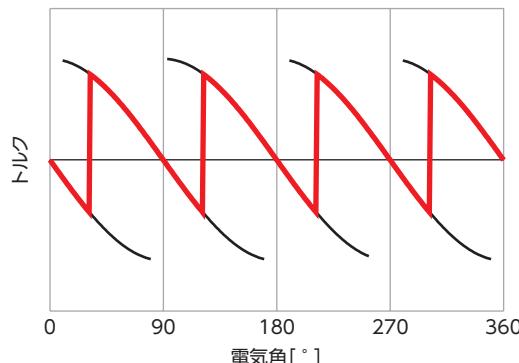


図4.33 励磁切り替え時のトルク変動(2相)

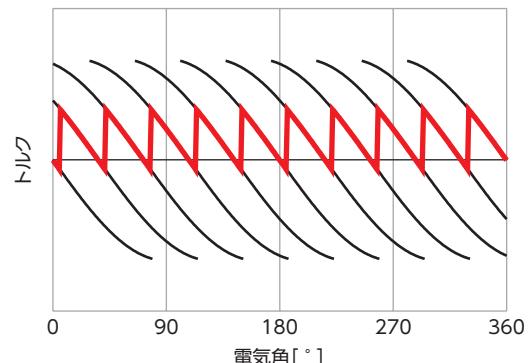


図4.34 励磁切り替え時のトルク変動(5相)

図4.35に示すように、回路によって電流を微小に変化させて、ステップ角度を細分化するマイクロステップ技術でも、同様に振動を低減することができます。

トルクは巻線に流れる電流に比例しますので、電流が変動するとトルクが変動し、振動の原因となることがあります。たとえば、負荷の変動でモーターの回転速度が揺らぐと電流が変化します。このときドライバは、電流を元に戻すように出力電圧を変化させますが、この操作量が過剰だったり、制御の速度が遅かったりすると、モーターの速度変化を助長し、振動が成長することがあります。

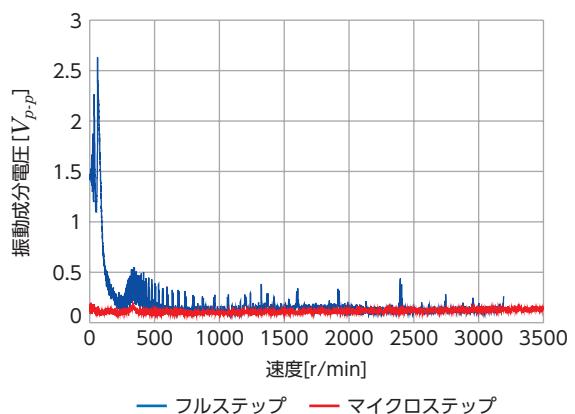


図4.35 マイクロステップの効果

4.3.4 同期安定性

負荷がかかって一定速度で回転している状態では、負荷トルクと発生トルクが動作点で釣り合っています。ステッピングモーターと同期電動機⁵⁾の安定性の比較を図4.36に示します。図中のpは極対数⁶⁾で、小歯数50のステッピングモーターではp=50です。同期電動機にはいろいろな極対数が可能ですが、図4.36ではp=5としています。ステッピングモーター以外の同期電動機では、指令どおりに動作させるためにトルクの大きさを変えながら運転するので、系の安定性はドライバの性能に大きく依存しています。モーターそのものの安定性を比較するため、図4.36ではピートルクの大きさを同じとし、その半分の負荷トルクを負った状態で、動作点を0°の位置に合わせて比較しています。

細い実線は負荷トルク、赤色の線はステッピングモーターのトルク、青色の線はブラシレスモーターのトルクを示しています。発生トルクと負荷が釣り合うところが動作点で、負荷が一定であれば両者に差はありません。破線は負荷トルクの±20%（ピートルクの10%）を示しています。極数が多い方がトルクの勾配が大きいため、負荷変動に対して位置の変動が小さくなります。この場合では、位置の変動幅は10倍違います。

図4.37は、この関係が理解しやすいように横方向へ拡大したものです。

ブラシレスモーターは負荷変動があった場合の位置・速度の変化幅が大きく、同期から外れてしまうことがあるので、それを避けるためにエンコーダやホールICなどを使ってローター位置を監視する必要があります。ステッピングモーターはトルク変動に対する変動幅が小さいため、同期から外れる可能性が低く、多くの場合はローターの位置検出なしで運転することができます。これが、ステッピングモーターがオープンループで動作できる理由です。

ステッピングモーターは小歯によってローター磁極を作っているため、他のモーターに比べて極数を大きくできます。小歯数50の場合は100極、小歯数100の場合は200極となります。他の種類のモーターでは10極を超えるものはまれで、この差が同期性の違いを生んでいます。

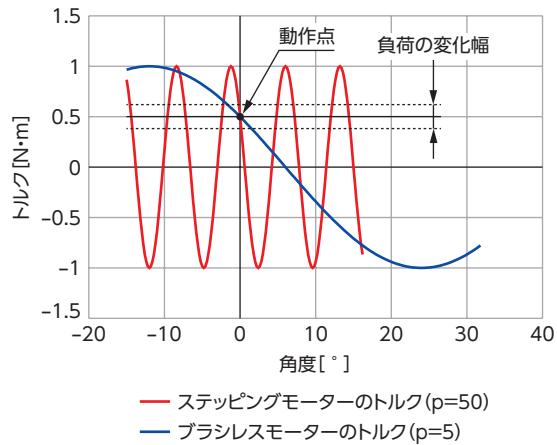


図4.36 有負荷時の動作点比較

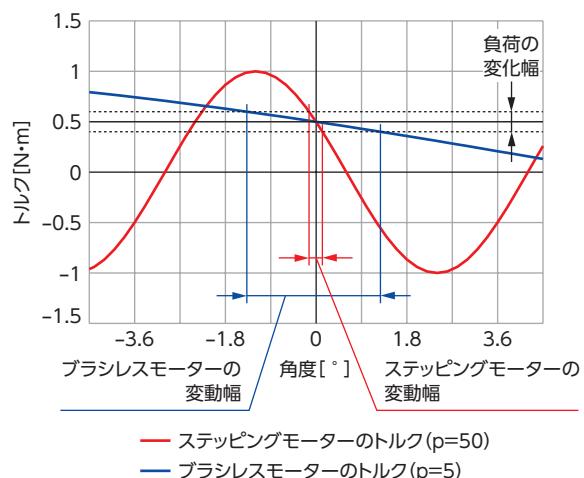


図4.37 負荷変動と位置の変動幅

5) 磁極がローター上で移動しないモーター。ステッピングモーターは同期電動機の一種。反対概念は誘導電動機。

6) ローター上のN/S極のペア数

4.4 温度特性

4.4.1 ステッピングモーターの発熱

モーターは電気エネルギーを機械的エネルギーに変換する装置です。変換には損失がともなうため、変換効率は100%にはなりません。小型のモーターの場合、損失が発生する部位は主に巻線(コイル)と鉄製の芯(鉄芯)です。

巻線はほとんどの場合が銅線でできているため、巻線で発生する損失を「銅損」と呼びます。銅損(P_c 、Copper Loss)は、巻線抵抗に電流を流すことによって発生するジュール損で、 n を相数、 i を相電流実効値、 R を相抵抗として、次式によって計算されます。

$$P_c = n i^2 R \quad (4.13)$$

モーターやトランスなどの磁力を応用する装置には、磁力を効率よく通すために鉄芯が使われています。鉄芯の材料は損失が小さくなるように作られた電磁鋼板ですが、それでも内部で磁力の大きさや向きが変化すると損失が発生します。

鉄芯で発生する損失を「鉄損」といいます。鉄損(P_i 、Iron Loss)は、ヒステリシス損(Ph、Hysteresis Loss)と渦電流損(Pe、Eddy Current Loss)に分けられます。

ヒステリシス損は、鉄芯中で磁力の向きを変えるために必要なエネルギーで、その大きさは磁力の強さである磁束密度の1.5~2乗に比例し、変化の早さ(周波数)の1乗に比例します。渦電流損は、磁力が変化すると鉄芯中に誘起される電流によって発生するジュール損で、磁束密度と周波数それぞれのおおよそ2乗に比例します。この電流は磁力線の回りに円環状に発生するため、渦電流といわれます。

4.4.2 回転速度と温度

図4.38の回転速度-損失特性は、定電流ドライバにおけるモーターの速度と損失の関係を示したもののです。

低速では磁力変化の周波数は低いので、損失のほとんどは銅損です。速度が上がるに従い損失が高くなるのは鉄損が高くなるためです。特に、渦電流損は周波数の2乗に比例しますので、急峻な変化を与えます。高速で鉄損・銅損ともに低下するのに全損失が上昇するのは、ボールベアリングや空気の抵抗による力学的な損失である機械損の増加によると思われます。

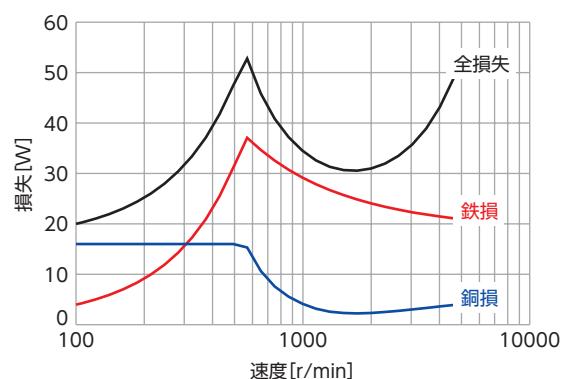


図4.38 回転速度-損失特性

図の中央付近に損失のピークが現れていて、その高速側では損失が低下しています。周波数が高くなるのに損失が低下しているのは、電流や磁束密度が低下しているためです。図 4.39 は図 4.38 と同じ条件で、モーター印加電圧、モーター電流、および鉄芯の磁束密度を示した図です。

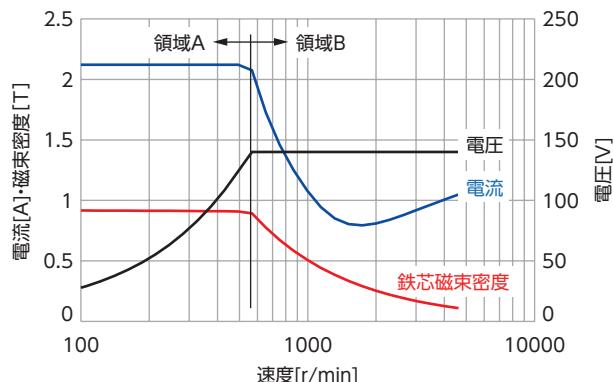


図 4.39 速度と状態の変化

ドライバから見たモーターの抵抗であるインピーダンスと、モーター内部で発生する電圧は速度におおよそ比例して高くなっていますから、これにさからって一定の電流を流すためには、電圧を高くしていく必要があります。低速から 680 r/min 近傍までの領域 A がこの領域で、電圧が上がっているのがわかります。磁束密度もほぼ変わりませんから、周波数の効果で鉄損が高くなり、全損失も高くなっているわけです。この速度領域を、電流を一定に保っていることから「定電流領域」と呼んでいます。

これより高い領域 B では、電圧は出力可能な最大値になっています。このため、速度に対して電流が小さくなり、銅損は減っていきます。この領域では、電流によって発生する磁力が、磁石によって作られる磁力を抑制するように作用するため、磁束密度も低下します。これによって、周波数が高くなるにも関わらず鉄損が減少します。この領域では電圧が一定となっていることから、「定電圧領域」と呼んでいます。

定電流領域と定電圧領域の境界は低速に位置しているため、変化が確認しやすいよう、図 4.38 から図 4.40 は片対数グラフ⁷⁾としました。

損失は熱となってモーターの温度を高くしますから、損失の大きい速度では温度も高くなります。図 4.40 は図 4.38 の損失データに、放熱板を付けた状態で連続運転した場合の外被の温度上昇データを加えたものです。図 4.41 は同じデータを損失と温度上昇の関係としてプロットしたもので、両者がほぼ比例関係となっていることがわかります。

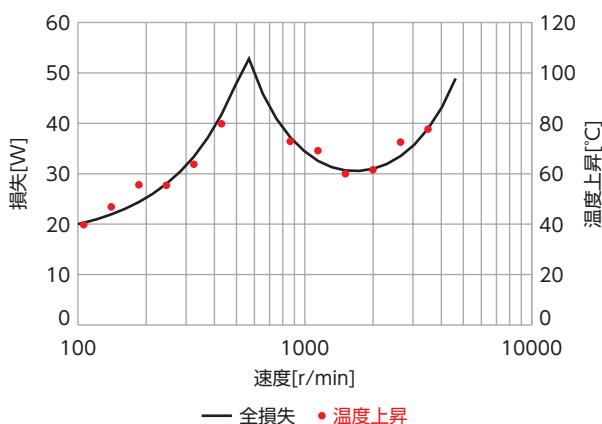


図 4.40 回転速度 - 損失特性・温度上昇

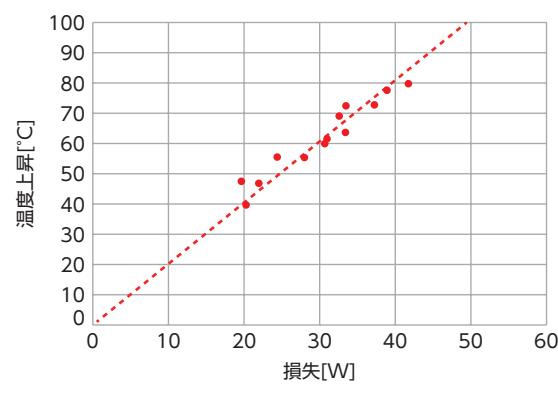


図 4.41 損失と温度上昇の関係

7) 一方の軸を対数としたグラフ。低速側が広く、高速側が狭く表示される。

4.4.3 運転デューティと温度

ステッピングモーターは位置決めに使われる場合がほとんどですから、連続で回転することは少なく、回転と停止を繰り返すデューティ運転が主な使われ方です。このとき、平均的な損失 P_{ave} は、運転デューティを D 、運転時の損失を P_{run} 、停止時の損失を P_{stop} として次のように表されます。

$$P_{ave} = P_{run} \times D + P_{stop} \times (1 - D) \quad (4.14)$$

平均的な損失は運転デューティに対して直線的に変化し、温度は損失に対しておおよそ直線的になりますから、モーターの温度も運転デューティに対して直線的に変化すると想定できます。図 4.42 に挙げた例では、デューティ 100% (連続運転) での温度上昇が 100°C、停止時の温度上昇が 40 °C です。デューティと温度上昇の直線的な関係を使うと、温度上昇を 80 °C にするにはデューティを約 67% とすることや、デューティ 40% のときの温度上昇は約 64 °C であることがわかります。

図 4.41 に示したように、温度と損失は厳密に直線的な関係ではありませんから、デューティと温度の関係もまた厳密なものではありません。

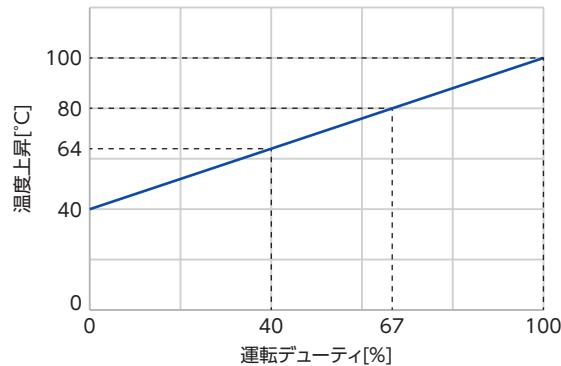


図 4.42 運転デューティと温度の関係

4.5 騒音特性

4.5.1 音についての基礎知識

音は空気中の圧力の変動を鼓膜が捉えたものです。この圧力変動を音圧と呼び、圧力の単位であるパスカル Pa=N/m² で表します。人が捉えられる音圧の範囲は $2 \times 10^{-5} \sim 2 \times 10^7$ Pa といわれています。10¹² 倍もの範囲をリニアスケールで表すのは困難であることと、人の感覚は刺激強度に対して対数的に反応することから、最小可聴音圧である 2×10^{-5} Pa との音圧比の常用対数をとったベル [B]、およびこれを 10 分割したデシベル [dB] を音圧レベルといい、音の大きさの単位として用いられています。この単位を使うと、音圧方向での人の可聴範囲は 0~120 dB ということになります。

周波数方向での可聴範囲は 20 Hz~20 kHz とされています。この範囲での音の聞こえやすさは、図 4.43 に示すように周波数によって違います。図 4.43 は、人が感じる音の大きさが周波数によってどう変わるかを示したもので、例えば 200 Hz の音は実際の音圧レベルよりも 10 dB ほど小さく感じます。逆に 2 kHz 付近の音は実際の音圧レベルよりも大きく感じます。図 4.43 に示す補正を測定された音圧レベルに行った結果が A 特性補正音圧レベル dB(A) で、騒音レベルとも呼ばれます。

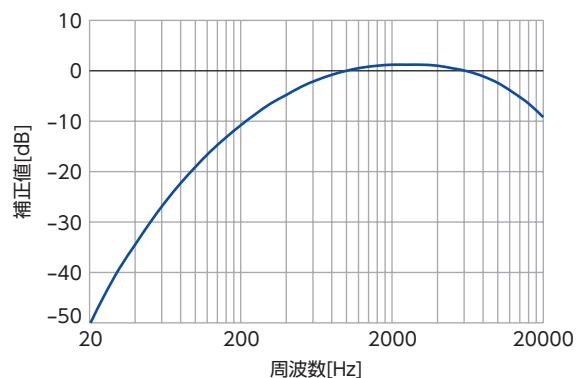


図 4.43 A 特性補正曲線

4.5.2 モーターによる音

モーターから発生する音には、軸の振動による振動音、磁力による変形を原因とする磁気音、ベアリングから発生する軸受音など、いくつかの種類があります。この中で、ステッピングモーターで主な騒音となるのは、振動音と磁気音です。

振動音はモーター自体から発生する音ではなく、トルク変動が加振力として、軸を通して装置側に伝わり発生する音です。低速や共振周波数など、モーターの振動が大きい速度で大きくなります。振動の周波数によっては、装置全体が共振して騒音が増幅する場合があります。ローターとステーターは磁気的に引き合っているため、ローターが振動すると、その反作用でステーターも振動します。この振動は取り付け面から装置側に伝わりますので、取り付け面の強度が低いと装置全体に伝わり、騒音の発生要因となることがあります。

モーターから発生する音として取り上げられることが多いのは磁気音です。磁気音は、ローターとステーターの吸引力や磁歪による、モーターの微小な変形に起因する音です。変形量は $1 \mu\text{m}$ 程度なので視覚ではわかりませんし、触ってもほとんど感じられません。しかし、変位量が同じ場合の騒音値は周波数の 2 乗に比例しますので、ステッピングモーターのように極数が大きく高い周波数で駆動する場合には、耳障りな騒音となります。

図 4.44 は、回転速度と騒音の関係を測定した結果です。縦軸は、1 m の距離での平均的な騒音値を示す音響パワーレベルで表しています。全体としては、周波数に対して増加の傾向が現れていますが、これは周波数の 2 乗で大きくなるという効果が現れたものです。いくつかあるピークは、加振力周波数とモーターの変形に対する固有周波数が一致する速度です。

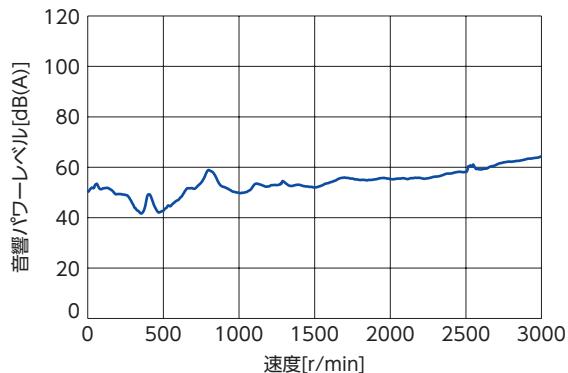


図 4.44 回転速度による騒音の変化

図 4.45 は、2 相モーターをフルステップ、4 kHz の速度で回転させたときの磁気音のスペクトルです。スペクトルの周波数を見ると、1 kHz の整数倍の周波数によって構成されていることがわかります。基音である 1 kHz は、この速度におけるモーター内部の電流の周波数であるとともに、鉄芯中の磁束変化の周波数でもあります。

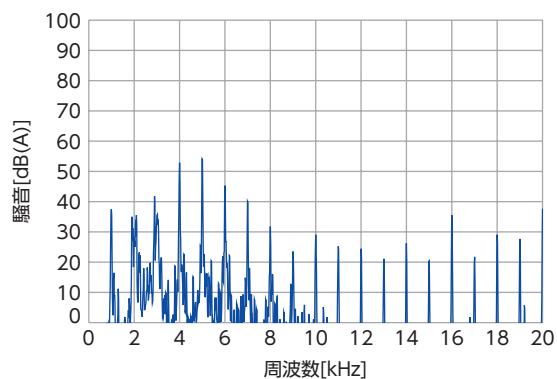


図 4.45 騒音のスペクトル

磁気音はモーターの表面から直接放射されますが、微小な表面の振動もともなっているため、取り付け面から機器に伝わることもあります。図 4.46 は、加速度ピックアップを使ってモーターの取り付け面の振動を測定した結果です。大きな加速度が発生していることがわかりますから、この振動が取り付け面から装置に伝わると大きな騒音となることがあります。

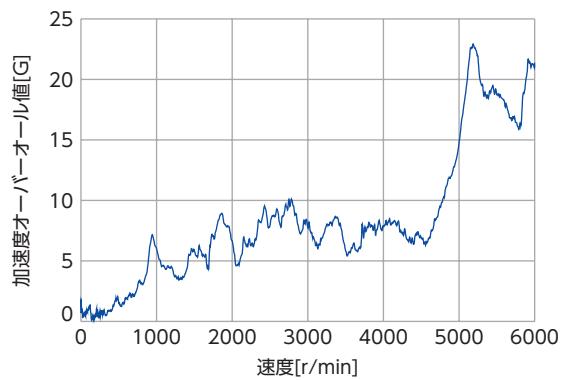


図 4.46 取り付け面の加速度

5 駆動回路

制御用のモーターを使うには、適切な巻線に電流を流すための駆動回路（ドライバ）が必要です。この章ではステッピングモーター用のドライバの基本と、新しい駆動方法について解説します。

5.1 結線方式

モーターの内部には複数の巻線がありますが、それらは内部でいくつかの組に結線され、ドライバとつなぐために必要な、いくつかのポイントだけがリード線を通して外部に引き出されています。内部の結線をどのようにするかは、どのようなドライバと組み合わせるかとも関連する重要な要素です。

5.1.1 バイポーラ駆動とユニポーラ駆動

ステーパーの主極を N 極と S 極に切り替えるには、巻線を流れる電流の向きを変える方法と、N 極用の巻線と S 極用の巻線を別々に用意する方法があります。前者は 2 種類の電流方向を持つことから「バイポーラ駆動方式」と呼ばれ、後者はそれぞれの巻線では電流が一方向のみに流れるため「ユニポーラ駆動方式」と呼ばれます。バイポーラ駆動方式の基本回路を図 5.1 に、ユニポーラ駆動方式の基本回路を図 5.2 に示します。

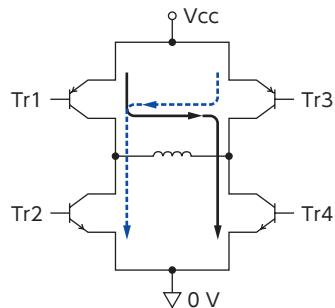


図 5.1 バイポーラ駆動回路

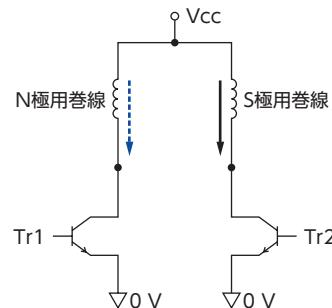


図 5.2 ユニポーラ駆動回路

バイポーラ駆動方式は、相ごとにフルブリッジの回路を設ける方法です。1 と 4 のトランジスタが ON になると実線の方向、2 と 3 のトランジスタが ON になると破線の方向に電流が流れます。モーター巻線 1 相に対してトランジスタが 4 個必要なため、電子部品が高価だったステッピングモーターの初期には高価な回路でした。

ユニポーラ駆動方式は、片方のトランジスタだけを ON にして巻線を切り替える方式で、モーター巻線 1 相に対してトランジスタが 2 個と出力回路が簡単になる利点があり、かつては多く使われた方式です。しかし、巻線の半分しか使うことができないという欠点があります。

式 (5.1) に示すように、モーターのトルク T_M は電流 i と巻線ターン数 t の積に比例します。

$$T_M \propto i \times t \quad (5.1)$$

また、銅損は電流の 2 乗と抵抗に比例します。

$$P_c \propto i^2 R \quad (5.2)$$

巻線として使用する銅線の径を一定とすると、抵抗は巻線のターン数に比例します。この関係は巻線の使用率に比例すると言い換えることができます。巻線の使用率を k とすると、

$$\begin{cases} R \propto k \\ t \propto k \end{cases} \quad (5.3)$$

となりますから、以上の関係をまとめると、

$$T_M \propto \sqrt{k} \quad (5.4)$$

となり、ステッピングモーターのトルクは巻線の使用率の平方根に比例することがわかります。ユニポーラ駆動方式の巻線使用率はバイポーラ駆動方式の半分ですから、トルクは約 70% と低くなってしまいます。このため、電子部品の低価格化にともなって、ユニポーラ駆動方式は減少し、バイポーラ駆動方式の割合が高くなっています。

5.1.2 2相ステッピングモーターの駆動方式

2相ステッピングモーターには、リード線の本数が 4本・5本・6本・8本の4種類があります。それぞれの内部の結線を図 5.3 に示します。端子部に当社で採用している標準の色を記載しています。

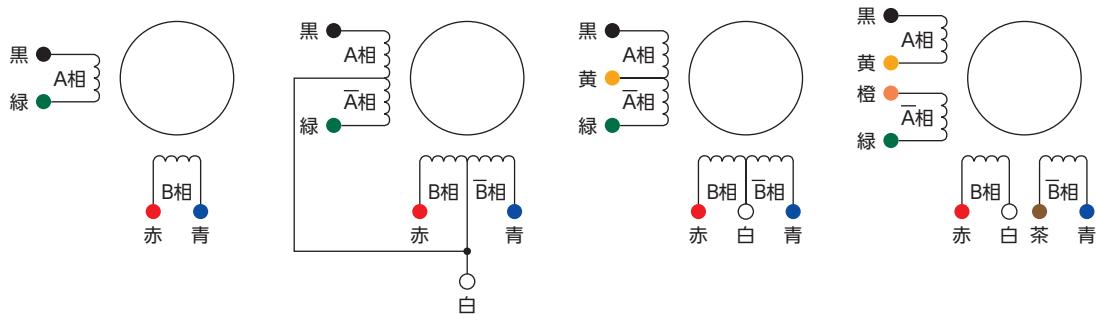


図 5.3 2相ステッピングモーターの内部結線

4本リード線のモーターはバイポーラ駆動方式専用です。

5本リード線のモーターはユニポーラ駆動方式専用です。

6本リード線のモーターはユニポーラ駆動方式用に作られたものです。センタータップ (A 相側の黄色・B 相側の白の端子) を絶縁し、両端の端子を使ってバイポーラ駆動方式で使うこともできます。

8本リード線のモーターは、それぞれの巻線の一方を電源に接続するユニポーラ駆動 (図 5.4)、巻線を直列につないで使うシリーズバイポーラ駆動 (図 5.5)、巻線を並列に使うパラレルバイポーラ駆動 (図 5.6) の3種類の駆動方法に対応しています。

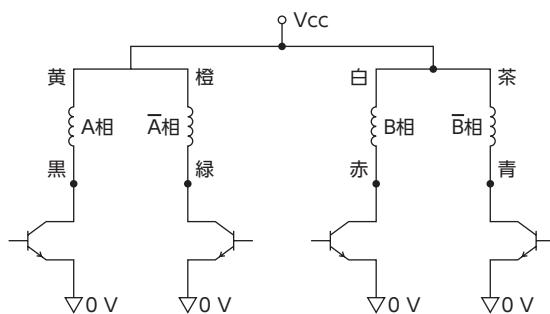


図 5.4 ユニポーラ駆動

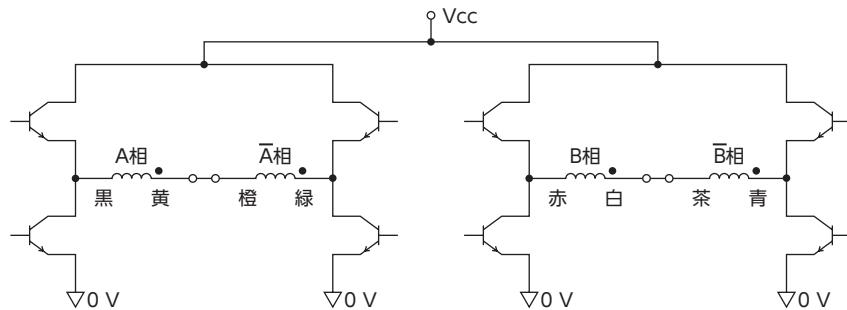


図 5.5 シリーズバイポーラ駆動

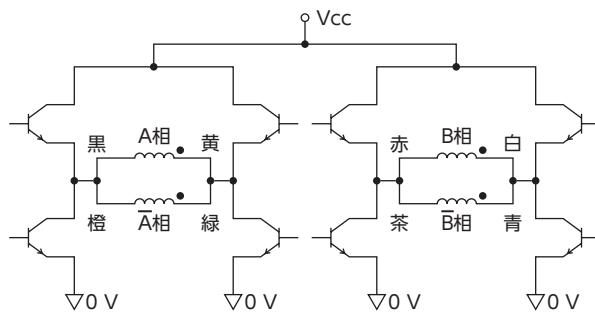


図 5.6 パラレルバイポーラ駆動

ユニポーラ駆動とバイポーラ駆動では、巻線の使用率が違うのでトルクの大きさが異なります。また、シリーズバイポーラはパラレルバイポーラに対して4倍のインピーダンスがあるため、高速のトルクの下がり方が大きく違います。この3種類の結線でのトルク特性を比べると図5.7のようになります。

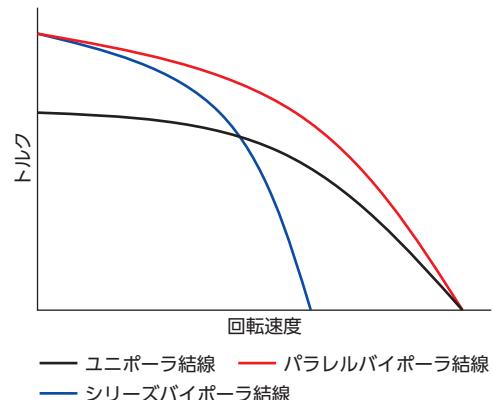


図 5.7 結線による特性の差

5.1.3 5相ステッピングモーターの駆動方式

5相ステッピングモーターの最も基本的な駆動方式は、図5.8に示したスタンダード・バイポーラ駆動方式です。この方法は、各相にフルブリッジを設ける方法で、特性的には優れていますが、パワー素子数が多いためコストが高い方法です。

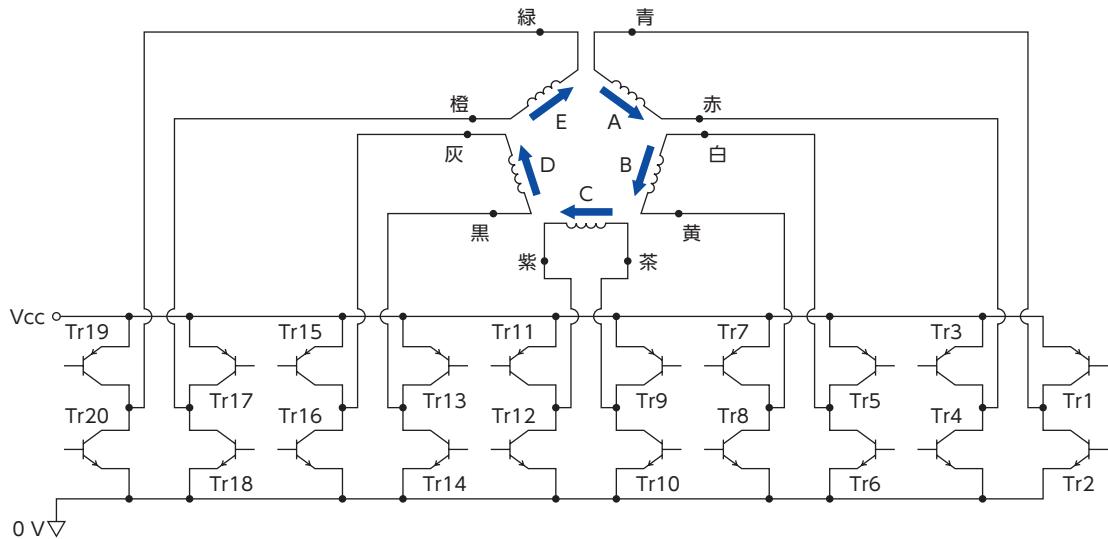


図5.8 スタンダード・バイポーラ駆動方式

相の巻線同士を接続し、ドライバとの接続点数を減らした駆動方式として、スターバイポーラ駆動方式・ペンタゴン駆動方式・新ペンタゴン駆動方式の3種類が考案されました。これらの方のドライバの出力部はハーフブリッジ5組で構成されており、パワー素子数はスタンダード・バイポーラ駆動方式の半分になっています。これらの間に特性上の差はありません。

図5.9はスターバイポーラ駆動方式の結線図です。各相の片側と同じポイントでつなぎ、中性点とする方法です。

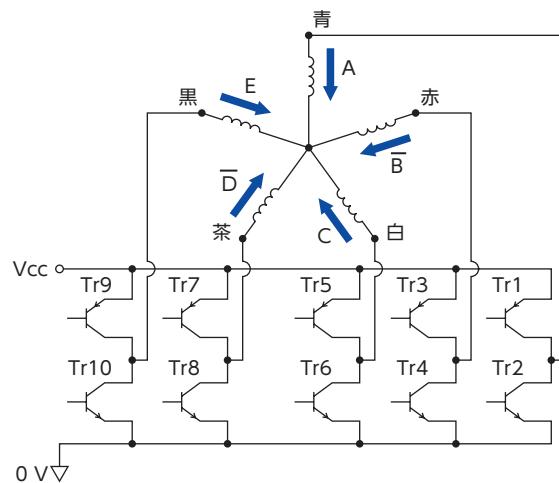


図5.9 スターバイポーラ駆動方式 (SB: Star Bipolar)

図 5.10 はペンタゴン駆動方式、図 5.11 は新ペンタゴン駆動方式の結線図です。どちらも巻線を環状につなぎ、接合点をドライバにつなぐ方法で、それらの違いは相の巻線をつないでいく順番です。当社ではペンタゴン駆動用のモーターを用意していないため、ここではスタンダード・バイポーラ駆動用のリード線 10 本のモーターを用いる場合のつなぎ方を示します。

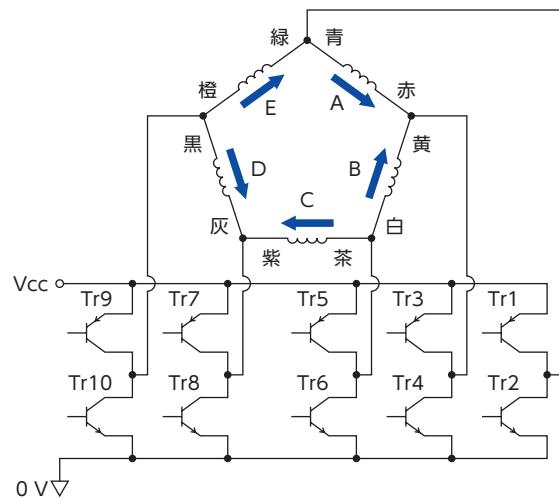


図 5.10 ペンタゴン駆動方式 (P: Pentagon)

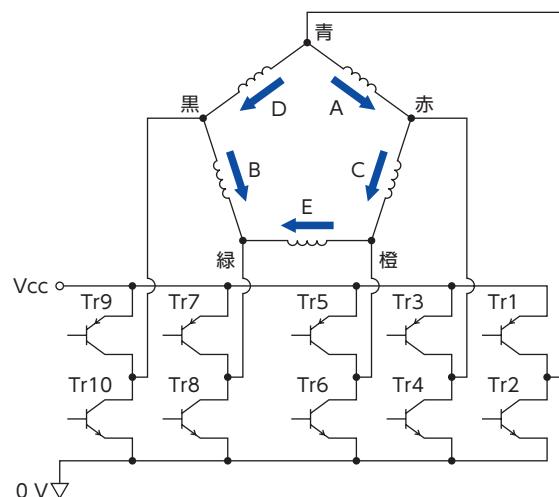


図 5.11 新ペンタゴン駆動方式 (NP: New Pentagon)

5.2 励磁方式と励磁シーケンス

個別に電流を変えることができる巻線の組の数を相と呼びます。2相ステッピングモーターのステーターには8つの巻線があり、これらは4つずつ、A相とB相の2組に分かれているため2相と呼ばれるわけです。5相ステッピングモーターには10の巻線があり、2つずつA相・B相・C相・D相・E相の5組に分かれています。モーターの構造を変えると巻線の数はいくらでも多くできますが、それらが2組に分かれていれば2相、5組に分かれていれば5相のモーターとなります。

ステッピングモーターの相を同時にいくつ励磁するかを「励磁方式」といい、それぞれの励磁方式に対応して、巻線に流す電流の正しい順番が決まります。この順番が励磁シーケンスです。

5.2.1 2相ステッピングモーターの励磁方式と励磁シーケンス

図5.12は2相のトルクベクトルの再掲です。電流の向きと組み合わせを考えると、ここに示した8本のトルクベクトルが2相ステッピングモーターで可能な全組み合わせです。

常にひとつの相だけを励磁する1相励磁方式は、縦横の1相励磁のトルクベクトルだけを使う方式で、対応する正転(反時計回り)の励磁シーケンスは、

正転: A → B → \bar{A} → \bar{B} →

となります。励磁シーケンスは末尾から先頭につながって繰り返されます。逆転の場合は、

逆転: \bar{B} → \bar{A} → B → A →

が励磁シーケンスです。

励磁シーケンスが一巡するとローターは小歯一枚分だけ回転しますから、ステップごとの回転角は小歯ピッチの1/4で、小歯数50枚のステッピングモーターでは1.8°となります。

常時2相を励磁する2相励磁方式は、斜め位置の2相励磁のトルクベクトルだけを使う方式で、対応する励磁シーケンスは、

正転: AB → B \bar{A} → $\bar{A}\bar{B}$ → $\bar{B}A$ →

逆転: $\bar{B}A$ → $\bar{A}\bar{B}$ → B \bar{A} → AB →

で、ステップ角度は1相励磁と同じ1.8°です。トルクベクトルの長さはトルクの大きさにおおむね比例するので、2相励磁のトルクは1相励磁の約 $\sqrt{2}$ 倍になります。ただし、この関係は巻線に流す電流が常に一定の場合です。電流が同じ場合、2相励磁では1相励磁の2倍の銅損が発生しています。銅損を同じにすると1相励磁時の電流が $\sqrt{2}$ 倍になりますから、トルクは同じになります。このように、励磁相数が変わった場合には、各相の電流を一定と考えるのか、モーター全体の銅損を一定と考えるのかに注意を払う必要があります。

1相励磁と2相励磁を繰り返す1-2相励磁方式は、すべてのトルクベクトルを使う方式で、対応する励磁シーケンスは、

正転: A → AB → B → B \bar{A} → \bar{A} → $\bar{A}\bar{B}$ → \bar{B} → $\bar{B}A$ →

逆転: $\bar{B}A$ → \bar{B} → $\bar{A}\bar{B}$ → \bar{A} → B \bar{A} → B → AB → A →

です。この場合は8ステップで励磁シーケンスが一巡するので、ステップ角度は0.9°となります。このように励磁相数を変える方式には、ステップ角度を基本ステップ角度の1/2にする効果があります。

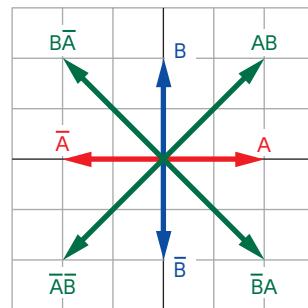


図5.12 2相ステッピングモーターのトルクベクトル

1相励磁のシーケンスを、記号を連ねて書く代わりに図で表したものが図5.13です。励磁シーケンス中の順番を横軸で、相電流の正負を基線からの上下で表しています。この図では、励磁されている相の記号も付記しましたが、通常は図のみで表示しています。この図を左から右に読むと正転の励磁シーケンス、右から左に読むと逆転の励磁シーケンスとなります。こうすることで、励磁相の順番と向きがわかります。

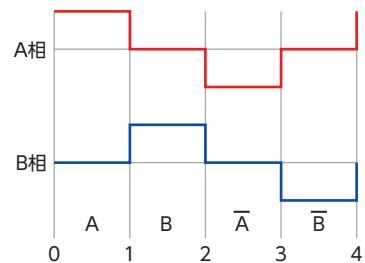


図 5.13 1相励磁シーケンス

同様に、図5.14に2相励磁、図5.15に1-2相励磁のシーケンスを示します。

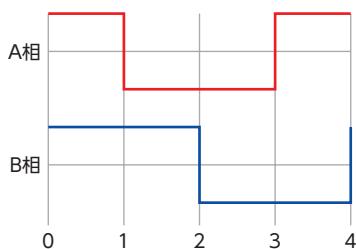


図 5.14 2相励磁シーケンス

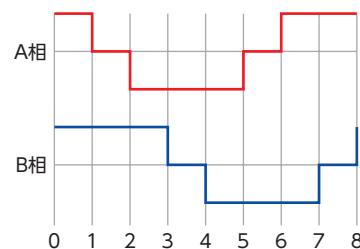


図 5.15 1-2相励磁シーケンス

5.2.2 5相ステッピングモーターの励磁方式と励磁シーケンス

5相ステッピングモーターでは、1相・2相・3相・4相・5相の励磁方式と、これらを組み合わせた励磁方式が可能ですが、1相・2相・3相の方式はトルクが小さいため、使われているのは4相励磁方式・5相励磁方式・4-5相励磁方式の3種類です。

図5.16は、4相励磁(破線)と5相励磁(実線)のトルクベクトルを示したものです。

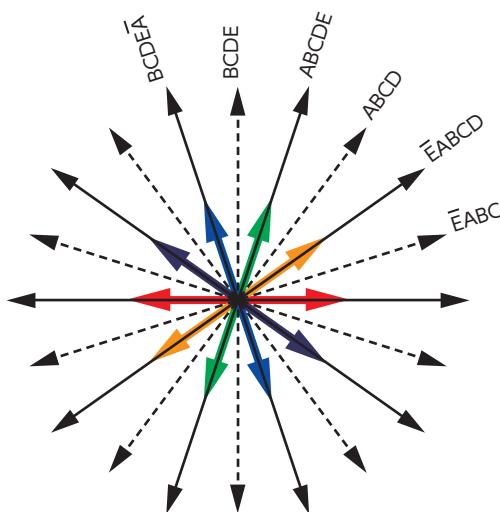


図 5.16 5相ステッピングモーターのトルクベクトル

4相を励磁する組み合わせを順番に使う4相励磁方式の励磁シーケンスは、
 $ABCD \rightarrow BCDE \rightarrow CDE\bar{A} \rightarrow DE\bar{A}\bar{B} \rightarrow E\bar{A}\bar{B}\bar{C} \rightarrow \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} \rightarrow \bar{B}\bar{C}\bar{D}\bar{E} \rightarrow \bar{C}\bar{D}\bar{E}\bar{A} \rightarrow \bar{D}\bar{E}AB \rightarrow \bar{E}ABC \rightarrow$
 となります。10種の状態がありますので、ステップごとの回転量は小歯ピッチの1/10となり、ローター
 小歯数50枚のステッピングモーターでは0.72°となります。励磁シーケンスを記号で表すと煩雑ですが、図
 にすると次のようにわかりやすくなります。

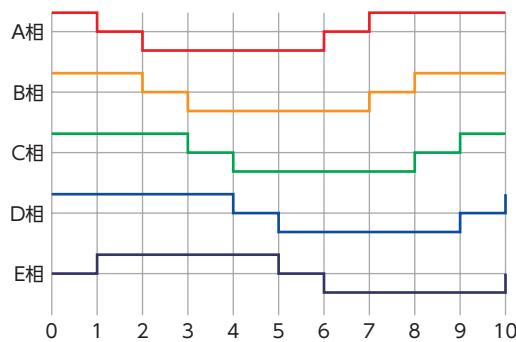


図 5.17 4相励磁シーケンス

同様に、図5.18に5相励磁、図5.19に4-5相励磁のシーケンスを示します。

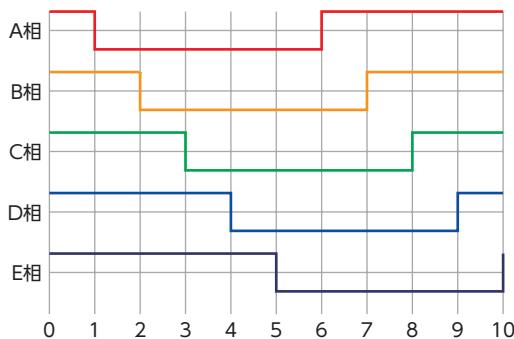


図 5.18 5相励磁シーケンス

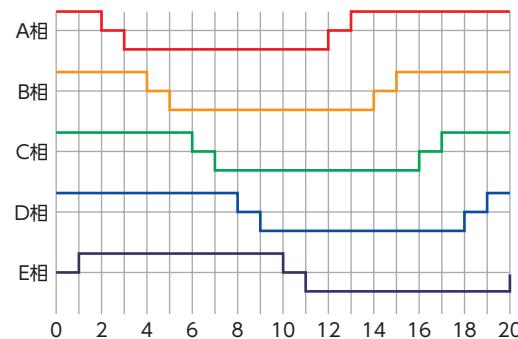


図 5.19 4-5相励磁シーケンス

5.3 駆動方式

結線方式と励磁方式が、それぞれの相の巻線に電流を流す組み合わせと順番を定めているのに対し、その電流の大きさを定める方法が駆動方式です。

5.3.1 定電圧駆動方式

駆動回路の出力電圧を一定にする方式が定電圧駆動方式です。駆動回路の構成は簡単になりますが、高速で出力トルクが低下するという問題があります。

式(5.5)は、モーターに印加される電圧V、電流I、インピーダンスZ、モーターの誘起電圧Eの関係を表したもので、電圧方程式と呼ばれます。太字にしているのは、それぞれの変数が相数分の成分を持ったベクトルや行列であることを表しています。

$$\mathbf{V} = \mathbf{ZI} + \mathbf{E} \quad (5.5)$$

これを電流について解くと次式となります。

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1} (\mathbf{V} - \mathbf{E}) \quad (5.6)$$

誘起電圧 E は速度に比例します。インピーダンス Z は、 R を巻線抵抗、 f を電流の周波数、 L をインダクタンスとして、次式に従って変化します。

$$Z = \sqrt{R^2 + (2\pi f L)^2} \quad (5.7)$$

どちらも速度に対して大きくなっていますから、一定の電圧を印加していると速度に対して電流が小さくなっています。それに従ってトルクも低下してしまいます。

高速回転時の出力トルクを上げる方法として、

図 5.20 に示すように、抵抗を巻線に直列に接続してインピーダンスを上げる外部抵抗付加駆動があります。

この方法では、低速での電流が減らないように、付加した抵抗分だけ印加電圧 V_{CC} を高めます。この状態でのインピーダンスは、

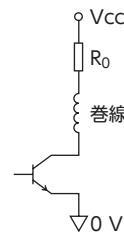


図 5.20 外部抵抗付加駆動

$$Z = \sqrt{(R + R_0)^2 + (2\pi f L)^2} \quad (5.8)$$

となり、式 (5.7) と比べると、周波数の影響が小さくなります。したがって、高速での電流の低下が抑制されます。

外部抵抗と印加電圧を大きくするほど高速時のトルクが高くなりますが、同時に外部抵抗による損失が大きくなり、効率が悪くなります。

5.3.2 定電流駆動方式

定電圧駆動では、原理的に速度とともに電流が減っています。これを回避するために、電圧を変えて電流が一定となるようにする方法が定電流駆動方式です。

図 5.21 に定電流ドライバでの速度と相電流・相電圧・トルクの関係を示します。

速度の上昇とともに電圧を上げ、電流を一定にしていることがわかります。この例では印加電圧の上限が約 140 V ですので、800 r/min 以上では印加可能な最高電圧が出力されています。この領域では定電圧駆動をしているため、速度とともに電流が減少しています。

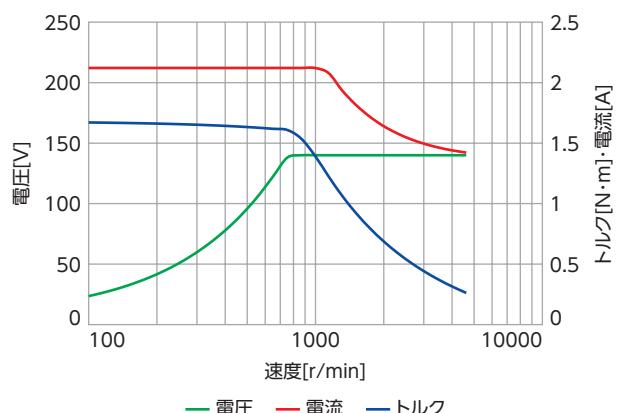


図 5.21 定電流駆動時の電流と電圧

図 5.22 は定電流制御の基本回路です。

ステッピングモーターの定格よりも十分に高い電圧を用意し、抵抗などを用いて検出したモーター電流が一定になるようにフィードバックをかけ、スイッチングによって電圧を調整します。高速になるとほど高い電圧が印加されるため電流の低下がなく、高いトルクを得ることができます。

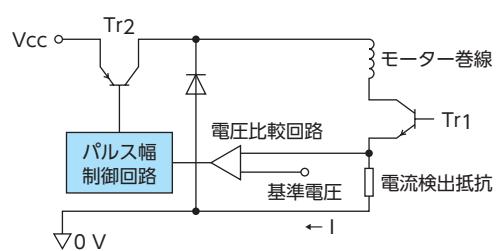


図 5.22 定電流駆動回路

5.4 マイクロステップ駆動

電流を流す相を切り替えた場合に回転する角度は、ステッピングモーターの構造によって決まります。より微小な角度が必要な場合には、相数かローター小歯枚数の多い別のモーターに取り替える必要がありました。この問題を解決するために考案されたのが、電気的にステップ角度を細分化するマイクロステップ駆動のアイディアです。

2相ステッピングモーターを例にマイクロステップ駆動の方法を説明します。図5.23はマイクロステップ駆動を使ったハーフステップ駆動の電流波形、図5.24はそれぞれのトルクベクトルの頂点の軌跡を示したものです。先に説明した1-2相励磁方式でのハーフステップ駆動では、電流の有無によって励磁方向を変えるため巻線の電流は一定なのにに対し、マイクロステップ駆動では電流の切り替わり点に中間的なレベルを設けることで、電流値を変えながらステップ角度を細分化しています。図5.24の原点から頂点までの距離の2乗が巻線での銅損に対応しているので、損失が一定の条件下でステップ角度の細分化ができます。

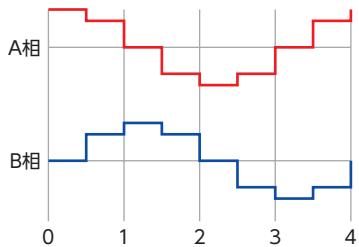


図5.23 2相マイクロステップ駆動時の電流

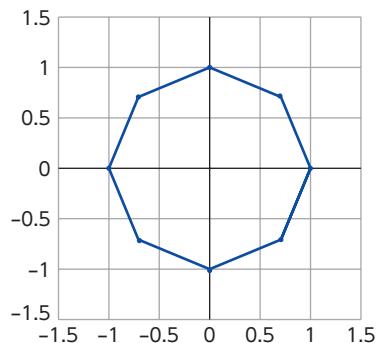


図5.24 2相マイクロステップ駆動時の電流軌跡

図5.25は1/4ステップと1/8ステップの電流値、図5.26はそれぞれのトルクベクトルの頂点の軌跡を示したものです。電流の中間段階数を大きくしていくことで、ステップ角度が小さくなり、波形全体の形も正弦波に近くなっています。

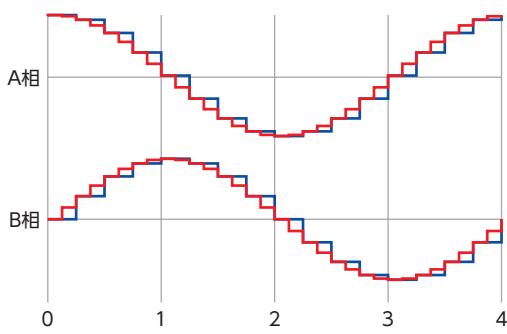


図5.25 マイクロステップ駆動時の電流

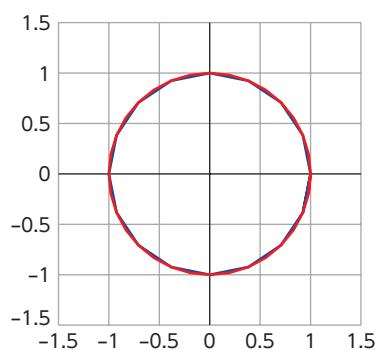


図5.26 マイクロステップ駆動時の電流軌跡

任意のステップ角度の場合は、トルクベクトルの長さ i_0 を決め、次に、希望のステップ角度を定め θ_m とします。このとき、 n ステップ目の相電流を次のように 90° 位相の正弦波となるように切り替えていきます。

$$\begin{cases} i_A = i_0 \cos(nZ_R \theta_m) \\ i_B = i_0 \sin(nZ_R \theta_m) \end{cases} \quad (5.9)$$

2相ステッピングモーターのマイクロステップ駆動では、電流波形が正弦波に近くなっています。通常の励磁シーケンスとはまったく異なるように見えますが、励磁シーケンスの拡張と考えられます。これを5相のマイクロステップ駆動を例に示します。図5.27は、5相マイクロステップ駆動でフルステップ駆動を10分割する場合の電流です。フルステップ駆動と比較すると電流が切り替わる部分だけが変わっています。マイクロステップ駆動が励磁シーケンス(図5.19)を拡張したものであることがわかります。

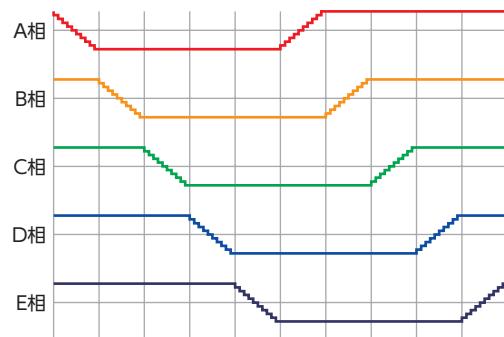


図5.27 5相マイクロステップ駆動時の電流

5.5 新しい駆動方法

5.5.1 フィードバック制御

ステッピングモーターを使ったシステムは、パルスによって移動量と速度を指示し、必要な相に電流を流し、モーターがその指示どおりに動作したことを信用するのが基本です。

動作状態を監視するシステムを持たないため、過負荷時や加減速度が大きすぎる場合には、同期を維持できずに位置ずれを起こす場合があります。この現象を脱調といいます。これに対する一般的な対策として、必要な負荷トルクに対してモーターの発生できるトルクに余裕を持たせて信頼性を担保することが行われます。この余裕度を安全率といい、多くの場合1.5~2程度です。

一方、信頼性を特に重視する用途ではエンコーダなどで位置を確認しながら使うか、サーボモーターが使用されていました。サーボモーターは高速性に優れ、効率が良く、音が静かであるなどの利点があります。しかしサーボコントロールシステムには、システムが複雑で高価となる、位置偏差を負って動作するため指令に対する同期性が悪い、などの欠点もあります。また、負荷変動などに対してシステムの安定性を保つためのゲイン調整が必要であるという難点も抱えています。

このような従来のシステムが持つ問題を解決するために、ステッピングモーターと位置検出器を組み合わせた位置制御システムが開発されています。しかしその多くはサーボモーターと同様のフィードバック制御方式を採用しており、サーボシステムと同様の問題点を内包したものでした。

当社の*αSTEP*商品群でも位置センサを用いた制御を行っていますが、位置情報の使い方は従来のスタイルとは大きく異なっています。ここでは*αSTEP*で採用している制御方法とメリットについて説明します。

図5.28は*αSTEP*の動作概念図で、位置指令が固定された状態での、*αSTEP*と通常のステッピングモーターのθ-T特性を重ねたものです。横軸は指令位置とローターの実位置との差、縦軸は発生トルクです。小歯枚数は50枚が想定されています。

モーターにトルクをかけると、発生トルクがそれに釣り合うところまで位置がずれていきます。安定点に対して±1.8°を超えない領域では、かけたトルクと変位との関係は単調増加であり、極めて安定した状態なので積極的な制御は行われていません。

かけるトルクをさらに大きくすると、モーターが発生できるトルクを超えるので、ローターは回転してしまいます。制御をかけていない状態の発生トルクは正弦波状なので安定点はいくつもあり、±3.6°を越えて回転した場合は外部のトルクが取り去られたとしても元の安定点に復帰することはできません。

αSTEP の制御では、ローターが 1.8° 以上回されると、その点で最大トルクが発生するように励磁位置を動かします。図 5.28 の例では、動作点は 4° のところにいます。この位置では、青色で示した元の θ -T 特性での発生トルクはごく小さくなってしまうため、緑色で示したように 2.2° θ -T 特性を動かし、動作点での発生トルクが最大となるようにしています。動作点を追って θ -T 特性を移動させる操作を連続的に行うことで、図で赤色に示したような特性が得られます。安定点は 1 点しかないので、外部のトルクが取り去られれば、元の安定点に復帰することができます。回転中でも動作は同じで、相対的な関係を保ったまま図全体が一定速で移動すると考えれば、脱調しないことがわかると思います。

図 5.29 は **αSTEP** のブロック図です。位置検出は分解能さえ高ければ方式は問わず、一般的にはレゾルバやエンコーダが用いられます。偏差カウンタで指令位置と実位置の差を監視し、 1.8° を超えたら、入力パルスによって決められる本来の励磁位置からずらした場所を励磁します。

電流制御部は、通常のドライバと同様に電流の大きさだけを制御しています。

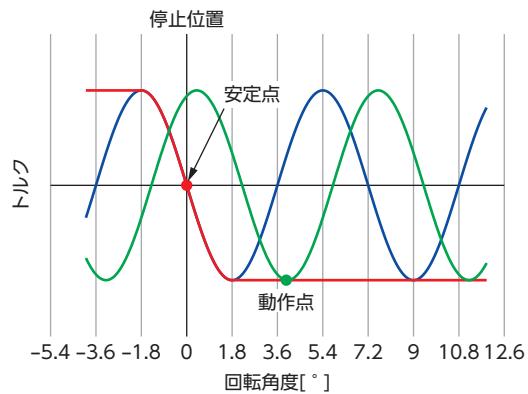


図 5.28 **αSTEP** の動作

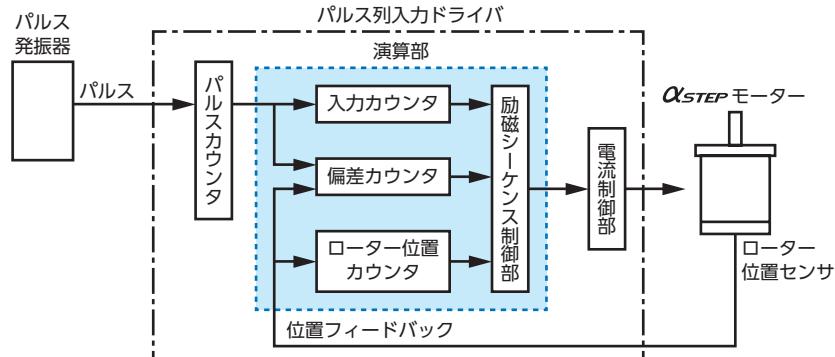


図 5.29 **αSTEP** の制御ブロック図

5.5.2 正弦波を基本とした駆動

誘導電動機¹⁾に代表される交流モータ一群は一定速で使うために作られており、一定のトルクを発生し続けることが要求されます。発生トルクを一定にするためには、トルク変動が発生しないように設計しておく方法と、発生トルクを常時監視して制御する方法の2つが考えられます。後者は、測定と制御技術の向上した現在でも難しい方法です。そこで、伝統的にトルク変動が発生しない設計をしてきました。商用の正弦波電圧を接続して使う場合、誘起電圧に基本波以外の成分が含まれているとトルクの周期的な変動の原因となり、振動や騒音の原因となります。そのため、これらのモーターでは、誘起電圧の高次成分は可能な限り除外する努力がされています。

これに対しステッピングモーターやブラシレスDCモーターでは、巻線の電流を“切り替える”ことが前提で、電流の波形としてみると矩形波での運転となっています。この場合、発生トルクが一定ということは期待できません。ステッピングモーターでは、トルク変動に起因する振動が大きくなる速度帯があり、そこでの使用を避けることがあります。ブラシレスDCモーターでは、高速では速度変動が問題とならないため、低速側の速度リミットを設けて問題を回避しています。

2相のマイクロステップ駆動を説明した項で、分割を細かくしていくと電流の波形は正弦波に漸近していくことを説明しました。そこで逆に、連続した正弦波が始めにあると考え、正弦波上で粗く採った点を電流指示とする方法のドライバが現れています。図5.30・図5.31は、正弦波に360°を4分割、8分割、16分割したものをおねています。

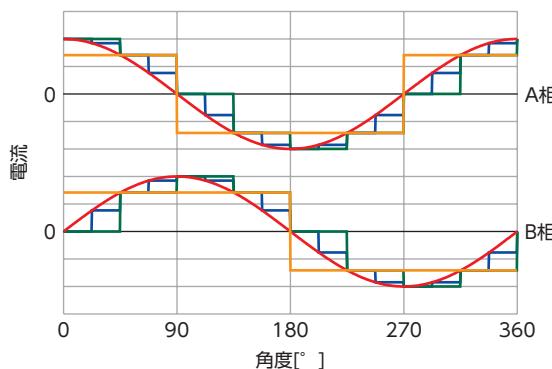


図5.30 正弦波を基準とした電流(2相)

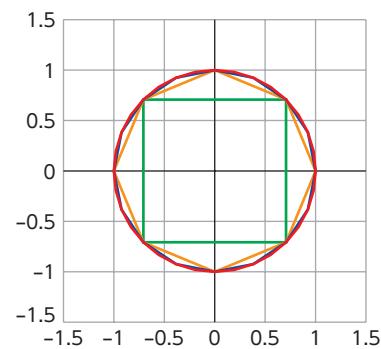


図5.31 正弦波を基準とした電流軌跡(2相)

図5.30・図5.31は、2相マイクロステップ駆動の項で説明した図5.25や図5.26と同じものです。しかし、励磁シーケンスを細分化していくか、正弦波上の点を飛び飛びに選択していくかで、技術的な内容はまったく異なっています。

次に5相の場合を説明します。図5.32は、正弦波を基準として構成したフルステップの電流波形です。基準となる正弦波を細線で示しています。実電流は、基準となる正弦波を角度方向に10等分した点の値を一定区間保持することで生成されているのがわかります。そのため、電流の切り替えを基本として生成される励磁シーケンスの場合の電流が矩形波状であったのに対し、正弦波状となっています。図5.33は、5相分の電流を合成したトルクベクトルの軌跡です。電気角が10等分されていることがわかります。

1) 電磁誘導を用いてトルクを発生するモーター。当社ではインダクションモーター、レバーシブルモーター、トルクモーターが誘導電動機。

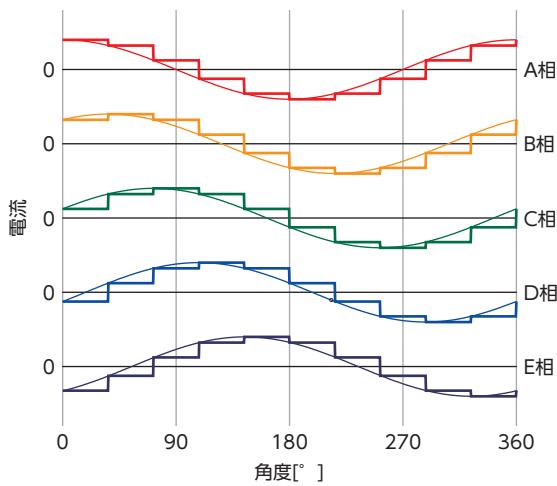


図 5.32 正弦波を基準とした電流
(5 相フルステップ)

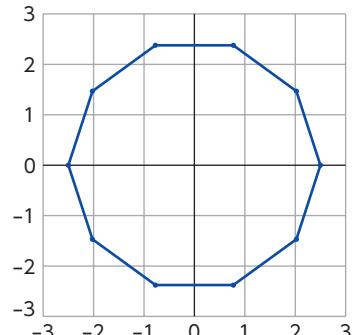


図 5.33 正弦波を基準とした電流軌跡
(5 相フルステップ)

ステップ角度を $1/10$ にした場合の電流を図 5.34 に、電流ベクトル軌跡を図 5.35 に示します。ほぼ正弦波となっています。このため、極めて低速でも滑らかに回転できます。

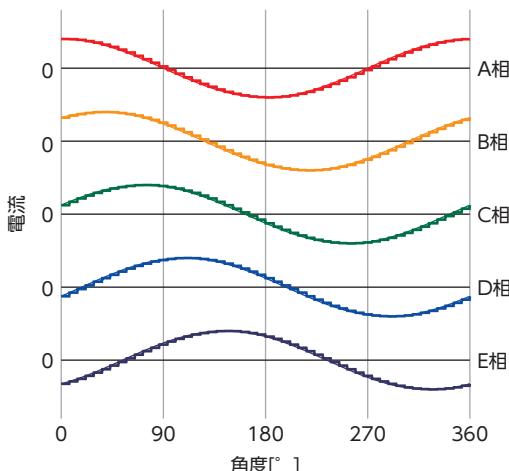


図 5.34 正弦波を基準とした電流
(5 相 $1/10$ ステップ)

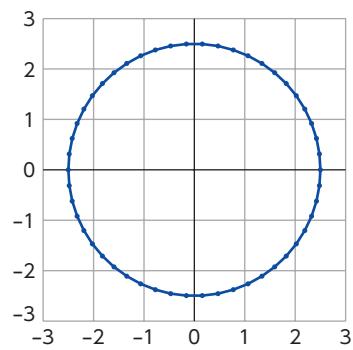


図 5.35 正弦波を基準とした電流軌跡
(5 相 $1/10$ ステップ)

6 コントローラの種類と特徴

ステッピングモーターの動きを制御するには、設定した数と速度でパルスを発生するコントローラや発振器が必要です。ここでは、ステッピングモーターの動きの種類を説明した後、コントローラの種類と特徴について説明します。また、半導体製造装置や各種の生産ラインのシステム制御に欠かせないネットワークに対応した製品についても説明します。

6.1 ステッピングモーターの動き

連続的に作られる一群のパルスを「パルス列」といいます。ステッピングモーターの動きは、ドライバに入力されるパルス列の量(数)と速度(周波数)によって決めることができます。回転速度－トルク特性の範囲内であれば、どのようなパルス列に対しても追従可能であり、パルス列は自由に決めることができます。

しかし、自由度が大き過ぎるとかえってステッピングモーターの動きを決めにくくなります。そこで、次の5種類を代表的な動きとして挙げ、それらを組み合わせて一連のモーター動作としています。

- ・位置決め運転¹⁾
- ・連続運転
- ・多段变速運転
- ・機械原点復帰運転
- ・ジョグ運転

この節ではこれらの動きを説明します。

6.1.1 位置決め運転

ステッピングモーターの最も基本的な特長は、センサを用いなくても決まった位置で正確に停止できることです。この特長を活かすのが、現在位置から目標位置まで回転させる位置決め運転です。

位置決め運転を行うには、位置を表す量(座標)が必要です。実際の機構における物理的な座標は、回転角度や直線上の移動量で表されますが、ステッピングモーターの回転を定める仮想的な座標は、パルス数またはステップ数²⁾で表現されます。物理的座標での移動量を L 、仮想的座標での移動量を A 、1ステップあたりの移動量を l とすると、両者の関係は次式のように表せます。

$$A = \frac{L}{l} \quad (6.1)$$

1) インデックス運転ともいう。

2) コントローラを内蔵したドライバに対しては、パルス列を入力するとはいえないで、ステップ数を併記した。両者の数値は等しい。

位置決め運転を行うときは、図 6.1 に示すように、あらかじめ起動パルス速度(VS)・停止パルス速度(VS)・加速レート(TR)・減速レート(TR)・運転パルス速度(VR)・運転パルス数(A)を設定しておき、スタート信号によって運転を開始します。この中で、起動パルス速度と停止パルス速度、加速レートと減速レートは同じ値を使うことが多いいため、ここでは同じ記号としています。

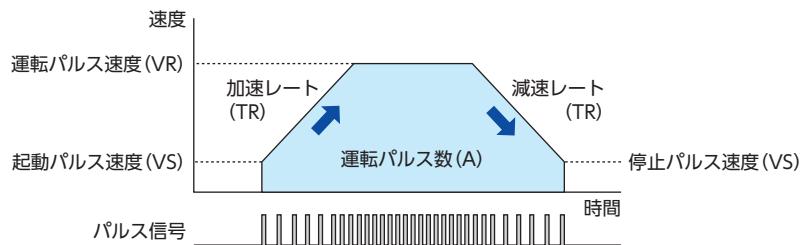


図 6.1 位置決め運転

起動 / 停止パルス速度と加速 / 減速レートの適正值を決めるには、トルクの計算が必要となるので、ここでは詳しく述べません。

目標位置の座標の与え方には、現在位置からの差で表す相対位置決めと、固有の位置座標で与える絶対位置決めがあります。それぞれに対応した運転方法として、相対位置決め運転と絶対位置決め運転があります。どちらの場合も、式(6.1)で与えられる仮想座標の数値を使用します。

a. 相対位置決め運転（インクリメンタル運転）

相対位置決め運転は、現在位置と目標位置の相対的な差を指定する運転方法です。位置座標として指定するのは、パルス数と運動方向です。定寸・定量送りなど、次の移動量があらかじめ決まっている、または同じ量の移動を繰り返す用途に向いています。相対位置決め運転の運動パターンを図 6.2 に示します。

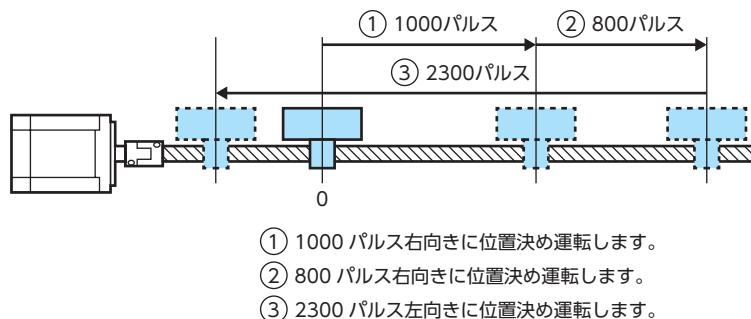


図 6.2 相対位置決め運転

b. 絶対位置決め運転 (アブソリュート運動)

絶対位置決め運転は、目標位置を基準点(原点)からのパルス数で指定する運転方法です。ひとつの基準点を原点として考えるため、絶対位置決め運転といわれます。常に基準点から起算したパルス数で位置を指定できるため、位置決めポイントを頻繁に変更する用途に向いています。絶対位置決め運転の運転パターンを図6.3に示します。

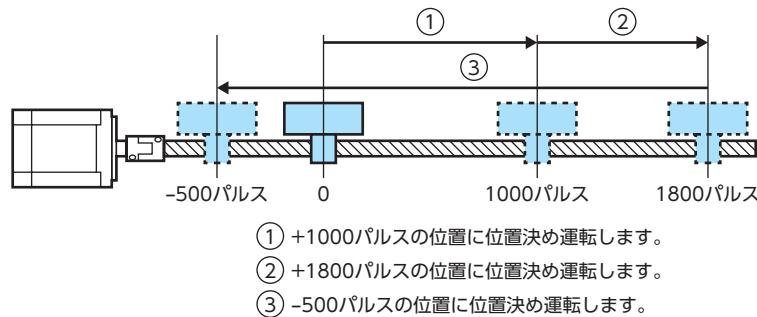


図6.3 絶対位置決め運転

6.1.2 連続運転

運転パルス数を指定しないで、停止信号が入力されるまでステッピングモーターを運転し続けます。ステッピングモーターの動作テストを実行したり、任意の位置まで移動させるときに使います。

図6.4に示すように、起動パルス速度・運転パルス速度・加減速レート・回転方向を指定します。

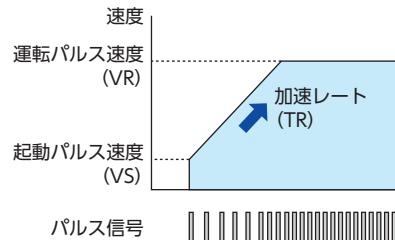


図6.4 連続運転

6.1.3 多段变速運転

連続的に運転パルス速度を変える運転です。

起動パルス速度、運転パルス速度1・運転パルス速度2・加減速レートなどの速度データ、および回転方向を指定します。運転パルス速度の変更は、同一方向へ回転する場合に限って実行できます。多段变速運転の運転パターンを図6.5に示します。

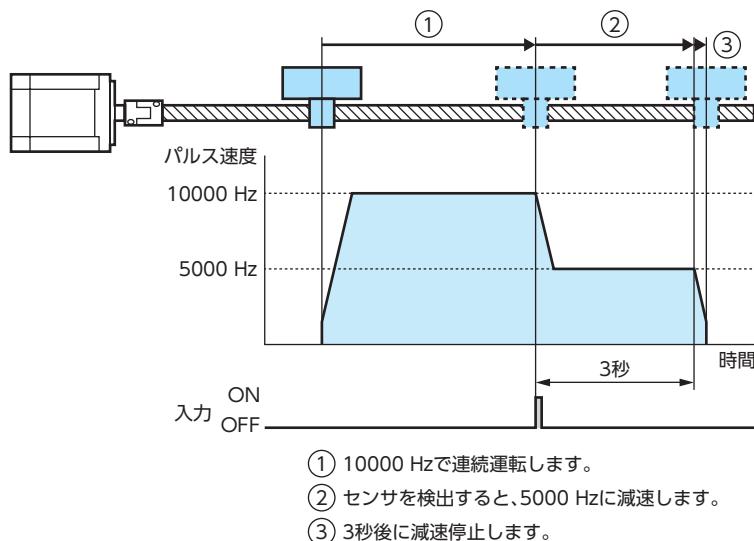


図6.5 多段变速運転

6.1.4 機械原点復帰運動

機器上で正確に位置を決めるには、基準となる原点を正確に定めておく必要があります。この原点は、機器上に固定された HOME LS (原点リミットセンサ) がある位置なので、「機械原点」といいます。³⁾

機械原点復帰運動では、機械原点を検出します。図6.6に示したように HOME LS、+LS (正方向リミットセンサ)、-LS (負方向リミットセンサ) を使って、機器に固定された原点へ移動します。

機械原点復帰運動では、起動パルス速度・運転パルス速度・加減速レートを指定します。また、両端のリミットに到達したときの動作や、運転開始時の移動方向なども指定します。

図6.6では、次の運動を実行した場合を示しています。

- 初期移動方向を正方向に設定。
- +LS で反転した後、HOME LS を通過して反転する。
- その後、正方向に移動して HOME LS を検出した位置を機械原点とする。

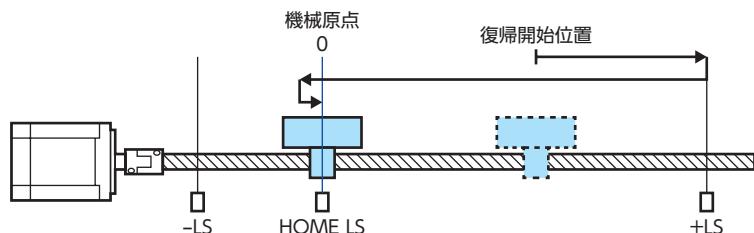


図6.6 機械原点復帰運動

3) 動作端に押し当てて、そこを原点とする場合もある。

6.1.5 ジョグ運転 (JOG 運転)

図 6.7 に示すように、信号を入力すると 1 パルス出力し、モーターは 1 パルス分回転します。信号を入力したままにすると、図に示した一定時間 (T) が経過した後に、パルスを連続で出力します。ジョグ運転は、モーターの動作テスト、結線の確認、位置の微調整などに使用する運転です。

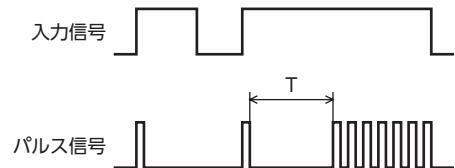


図 6.7 ジョグ運転

6.2 コントローラの種類

周波数やパルス量の組み合わせを登録し、それらを切り替えながらパルスを発振する装置がコントローラです。以前は 1 種類のパルス列を発振するだけの簡単な発振器が主流でした。最近では、多くの機能を備えているため、コントローラに分類される装置が増えています。さらに、複数の機器が協働して作業を行うシステムでは、上位のコントローラによる監視 / 指令の下でステッピングモーターを動かすため、ネットワークに対応したコントローラも多くなっています。

コントローラ機能が内蔵されたドライバも増えています。このようなドライバはパルス列によって制御するわけではありませんが、ステッピングモーターの動作や特性に変わりはありません。

コントローラには、ストアードデータ型とストアードプログラム型の 2 種類があります。

6.2.1 ストアードデータ型

ストアードデータ型コントローラは、あらかじめ内部に位置決めデータを登録し、ホスト（上位）コントローラからスタート信号を受けて運転を実行するコントローラです。

ホストコントローラに運転データを持つ必要がなく、簡単な指示をコントローラに与えるだけでステッピングモーターを運転できるため、ホストコントローラのプログラムやデータ領域の負荷が軽くなります。

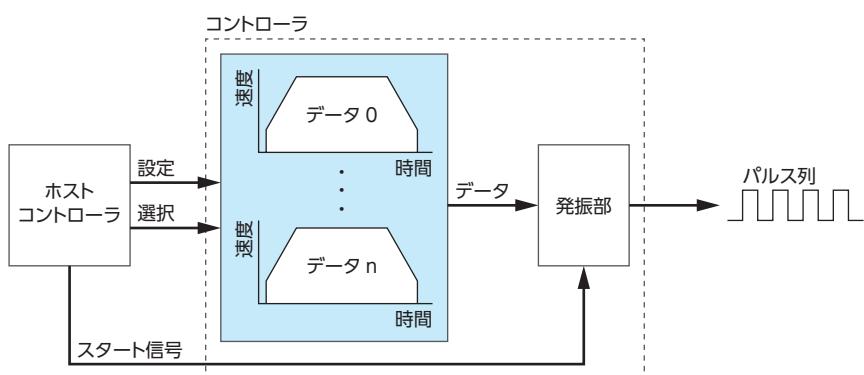


図 6.8 ストアードデータ型コントローラ

6.2.2 ストアードプログラム型

ストアードプログラム型コントローラは、位置決めデータだけでなく、それらの順番やスタートのタイミングなど、一連の動き（シーケンス）を登録するコントローラです。位置決め運転を単独で行えます。また、入出力信号のプログラムや条件分岐などの制御を行ったり、小型の機器全体の制御までできるものもあります。

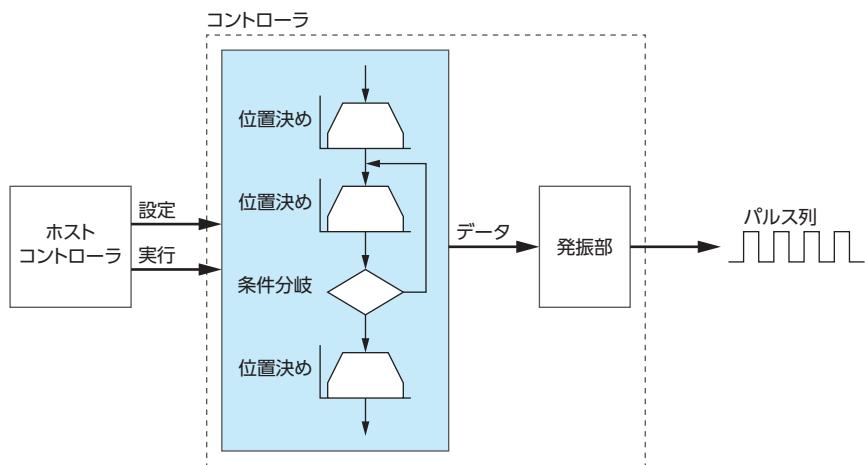


図 6.9 ストアードプログラム型コントローラ

6.3 ステッピングモーターのネットワーク制御

コンピュータ技術、デジタル通信技術の進歩により、OA機器のネットワーク化が顕著なように、FA機器においてもネットワーク化が急速に進行しています。ここでのネットワークは3つの階層に分けることができます(図6.10)。ひとつ目は、工場内の生産管理などの情報系ネットワーク(コンピュータレベル)、2つ目はライン内の装置を結ぶコントローラネットワーク(コントローラレベル)、3つ目は装置内のモーター、センサ、アクチュエータなどを制御するFAネットワーク(デバイスレベル)です。

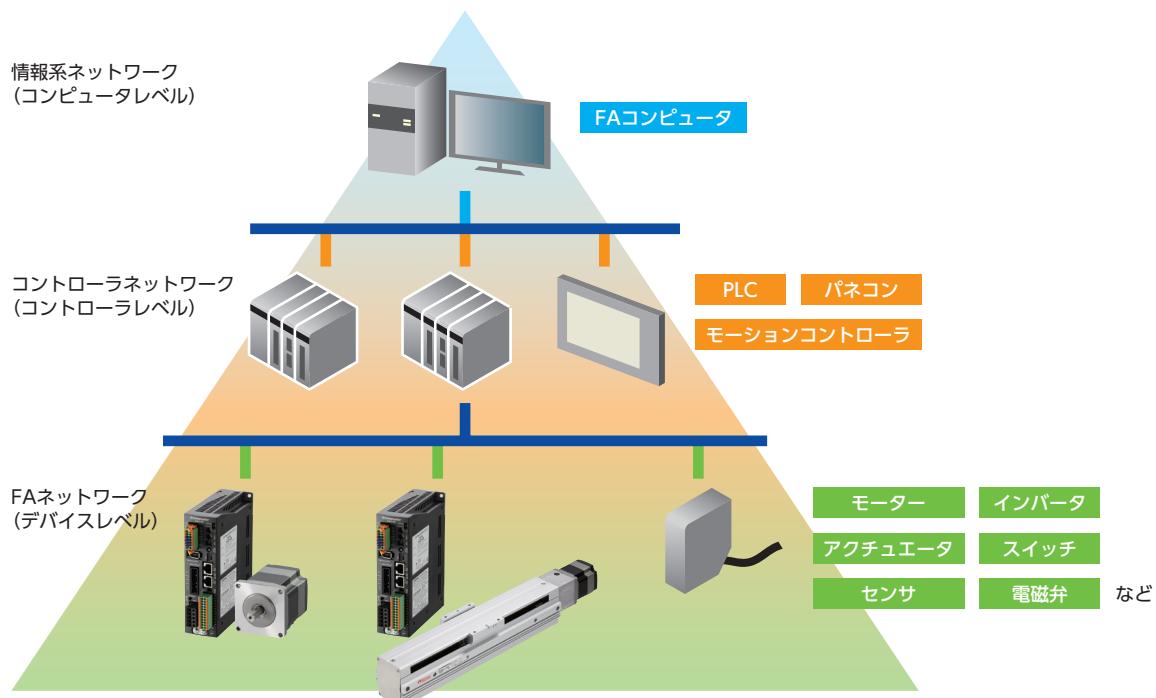


図6.10 工場内ネットワークの階層

情報系ネットワークは、工場内または工場間の情報管理システムと生産管理システムを結ぶもので、主にPC(パソコン) – PLC(Programmable Logic Controller)間のネットワークです。ここでは、生産に必要な設計データ、生産情報データ、品質管理データなどの大容量データが、主にEthernetを使用して伝達されます。

コントローラネットワークは、ライン内の装置間を結ぶもので、主にPLC間のネットワークです。装置間で必要な生産情報を周期的に通信しているほか、装置異常などのメッセージを送信できます。

FAネットワークは装置内のネットワークです。モーターやセンサといったデバイス(機器)などとPLCを結ぶもので、作業の同期性や工程の高速化に対応するために、高速のデータ通信が求められています。FAのネットワーク化には次のようなメリットがあります。

1. 同一のラインで複数の信号を制御できるので、配線コストが削減できる。
2. パルス信号に比べて配線距離が延長できる。
3. ネットワークごとにプロトコルが規定されているため、異なるメーカー間でも最小限のプログラム変更で使用でき、装置設計の期間が短縮できる。
4. 入出力情報やアラームの有無など、機器の運転状態を監視することができ、保守性が向上する。

FA ネットワークには、1 台のマスタに接続できる機器数が多く多様な機器を接続できるフィールドネットワークと、通信が高速で複数軸の同期運転が可能なモーションネットワークがあります。

CC-Link⁴⁾/DeviceNet⁵⁾/PROFIBUS/Modobusなどのフィールドネットワークは、主に温度・圧力などの計測情報や、モーターの運転情報などを上位の機器(マスタ)と下位の機器の間で通信するネットワークです。これに対応したドライバは位置決め機能を内蔵しており、速度や回転量の設定データと起動の指示を受け取って動作します。同一のネットワーク上に配置できる機器数が多く、伝送距離が長いのが特長です。

SSCNET⁶⁾やMECHATROLINK⁷⁾などのモーションネットワークは、サーボモーターの制御を目的に開発されました。短い周期(0.8 ms)で指令を与え、これに各軸が追従することで多軸の同期運転を可能にしています。他方、接続台数が少なく伝送距離も短くなっています。

表 6.1 にフィールドネットワークとモーションネットワークの比較を示します。

表 6.1 フィールドネットワークとモーションネットワークの比較

| | フィールドネットワーク | | モーションネットワーク | | |
|----------------------------|-----------------------------------------------------------------|-------------------------------------------|-------------------------------|-----------------|------------------|
| | CC-Link | DeviceNet | SSCNET III /H | MECHATROLINK II | MECHATROLINK III |
| 通信速度 [bps] | 10 M/5 M/2.5 M/ 625 k/156 k | 500 k/250 k/ 125 k | 150 M | 10 M | 100 M |
| 最大伝送距離 [m] (通信速度 [bps]) | 1200 (156 k) 900 (625 k) 400 (2.5) 160 (5) 100 (10) | 500 (125 k) 250 (250 k) 100 (500 k) | 320 (長距離ケーブル使用 時は 1600) | 50 | 6300 |
| 1台のマスタに 接続できる台数 | 64 | 63 | 16 | 30 | 62 |
| 通信サイクル (通信同期) | 局数、転送量が多くなると遅くなる。 | | 0.22 ms~0.88 ms | 250 μs~8 ms | 31.25 μs~8 ms |

4) CC-Link (Control & Communication Link) は、CC-Link 協会が推進するオープンフィールドネットワーク。

5) DeviceNet は、ODVA (Open DeviceNet Vendor Association, Inc.) が推進するオープンフィールドネットワーク。

6) SSCNETIII/H は、三菱電機株式会社が推進するモーションネットワーク。

7) MECHATROLINK-II、MECHATROLINK-III は、MECHATROLINK 協会が推進するモーションネットワーク。

7 ステッピングモーターの理論

すべてのモーターの動作原理は、電気的エネルギーから機械的エネルギーへの変換として説明できます。その構造から、特殊なモーターと思われるがちなステッピングモーターも、この点では共通です。ここでは、ステッピングモーターをより理解するために、物理的な視点からいくつかの話題を取り上げます。

7.1 回転体の力学

モーターは、入力された電気的エネルギーを機械的エネルギーに変換する装置です。機械的出力は、トルクと回転速度によって表現されるので、その振る舞いを考えるには回転体の力学の基礎が必要です。

7.1.1 運動方程式

回転と力の関係の基本となるのは、トルクと角加速度の関係を表現する、回転に関する運動の法則です。直線運動に関するニュートンの第2法則¹⁾に対応するもので、向きが固定された回転軸については次式で表されます。

$$T = J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} \quad (7.1)$$

ここで、 T は作用するトルク、 J は作用を受ける物体の慣性モーメント、 θ_m は機械系の回転角度です。

J を全慣性モーメント、 k_D を制動係数(ダンピングファクタ)、 T_L を負荷トルク、 $T_M(t, \theta_m)$ をモーターの発生トルクとして、軸の回転について書き下すと次の式となります。

$$J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + k_D \frac{d\theta_m}{dt} + T_L = T_M(t, \theta_m) \quad (7.2)$$

7.1.2 加速トルク

運動方程式の第1項は加速に使われているトルクを表します。この項以外を移項すると

$$J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} = T_M(t, \theta_m) - k_D \frac{d\theta_m}{dt} - T_L \quad (7.3)$$

となり、モーターの発生トルクから負荷トルクを引いた分が加速トルクになります。

さらに全体を慣性モーメントで割ると

$$\frac{d^2\theta_m}{dt^2} = \frac{T_M(t, \theta_m) - k_D \frac{d\theta_m}{dt} - T_L}{J} \quad (7.4)$$

となり、角加速度(回転の加速度)は慣性に反比例することがわかります。

1) 力と加速度の関係を表す法則。 $F = ma$

7.1.3 粘性負荷

運動方程式の第2項は粘性的な負荷を表します。粘性的な負荷（粘性摩擦ともいいます）とは、角速度 $d\theta_m/dt$ に比例して増加する負荷のことです。

粘性という言葉は、粘り気のある流体²⁾の中での運動からきており、狭義では流体のもたらす抵抗だけを粘性抵抗と呼びます。広義では、速度に対して負荷が増加する場合に、速度に比例する部分を抜き出して粘性負荷とすることもあります。

モーターでは、鉄損中の速度の2乗に比例する成分を粘性負荷として扱うことがあります。鉄損は仕事率の次元をもっていますから、角速度で割ってトルクの次元にすると、このトルクは速度に比例していることになります。すなわち、鉄損によるトルクは粘性負荷として作用することになります。

7.1.4 負荷トルク

運動方程式の第3項は負荷トルクを表します。ここで負荷トルクとは、負荷中の速度依存性のない部分を意味し、粘性摩擦に対して乾性摩擦と呼ぶ場合もあります。

負荷トルクは、大きさは一定値ですが、回転方向によってその符号が変わるために、非線形的な負荷です。この関係を図7.1に示します。

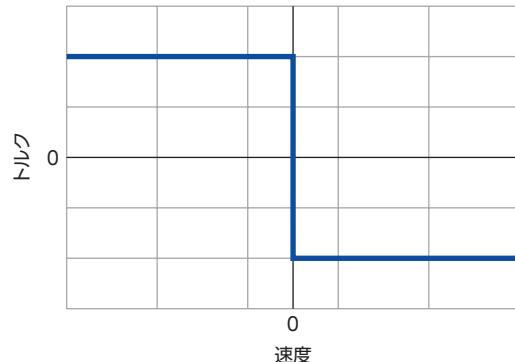


図 7.1 摩擦負荷

7.1.5 発生トルク

ステッピングモーターの発生トルクを運動方程式に適用した場合について考えます。

a. 励磁が固定されている状態

この場合は θ -T 特性が発生トルクとなるので、運動方程式は次のように近似されます。

$$J \frac{d^2\theta_m}{dt^2} + k_D \frac{d\theta_m}{dt} + T_L = -T_H \sin Z_R \theta_m \quad (7.5)$$

この式は、1ステップ応答を表現する式に負荷トルクを加えたもので、摩擦的な負荷トルクがつくと、最終的に停止する位置が変わってしまいます。図7.2は、摩擦負荷がない場合と、ホールディングトルクの10%の負荷がある場合を比較しています。

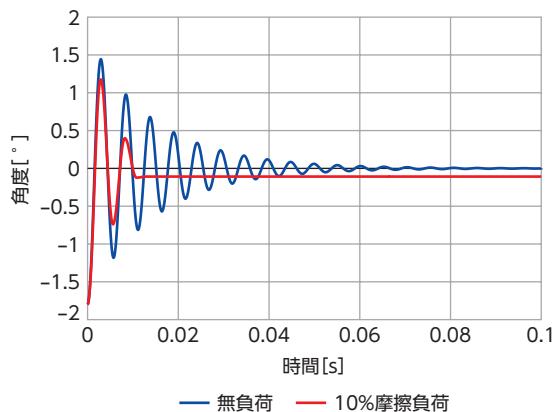


図 7.2 摩擦負荷がある場合の1ステップ応答

2) 気体も含め、通常の流体は程度の差こそあれ、すべて粘性を有する。

b. 回転中

一定の速度とトルクで回転していても、ごく短い時間で見るとトルクは変動しています。これは、励磁の切り替えによって θ -T 特性が切り替わるためです。

図 7.3 は、2 相ステッピングモーターをフルス テップで回転させた場合のトルク変動を示したも ので、縦軸はホールディングトルクを 1 として正規化しています。

実線が変動トルク、破線が平均トルクです。
青色・赤色・緑色はそれぞれ、平均トルクが 0・0.4・
0.8 N·m の場合を示しています。巨視的な動き
を検討するときは平均トルクを用いますが、狭い
領域での微視的な動きを考えるときはトルクの変
動も考慮する必要があります。

図 7.4 は変動トルクを成分に分解した結果で、
7.2° を基本周期としています。平均トルクが低く、
負荷に対する余裕が増えるほど、トルクの変動成
分が大きくなつて振動的になるのがわかります。

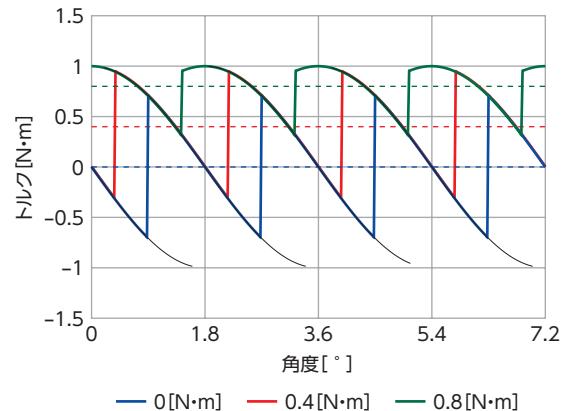


図 7.3 回転中のトルクの跳躍と平均トルク

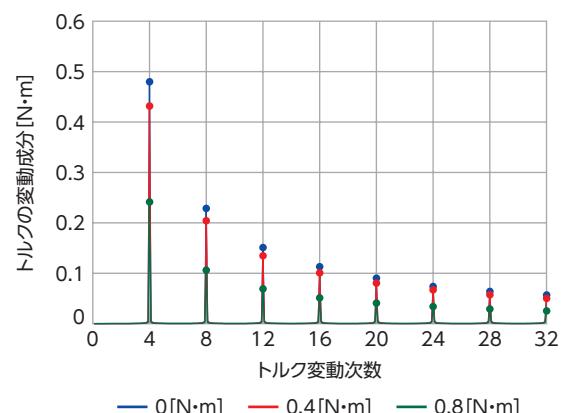


図 7.4 トルクの変動成分

7.2 誘起電圧とトルク

ステッピングモーターの特徴である「ステップ動作」を理解するには、小歯同士が引き合うというのが、わかりやすい説明です。しかし、停止した状態の説明には向いていても、連続的に回転する状態のトルク発生や、出入力の説明には向いていません。ここでは、DCモーターや誘導電動機でも行われる、誘起電圧と入出力による動作の説明をします。

7.2.1 界磁の発生

モーターの内部でトルクを発生させる元となる磁束を「界磁」といいます。ここでは、ステッピングモーターの界磁がどのように作られるかを説明します。

図7.5はモーター内部の磁束のイメージを表したもので、ローター内の磁石は左から右に向かって着磁されているとします。桃色で示したローターの右側の部分はN極になっていて、磁束はローターからステーラーの向きになっています。水色で示した左側の部分はS極になっていて、磁束はステーラーからローターの向きになっています。

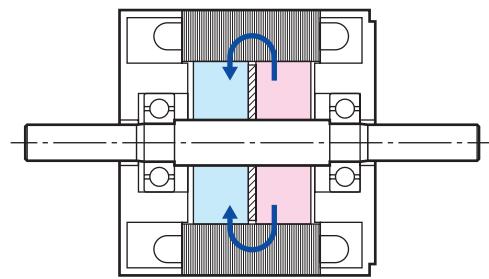


図7.5 モーター内部の磁束

ステーラーのひとつの主極について考えると、図7.6のようにローターとステーラーの小歯が向かい合っている状態とずれている状態では、磁束の通りやすさが異なりますから、ローターの回転に従って磁束が増減することになります。

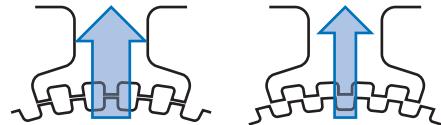


図7.6 対向状態による磁束の変化

ローターの回転に対する主極のN極側とS極側の磁束の変化を図7.7に示します。曲線の形は小歯の設計によって変わりますが、おおむね正弦波状になります。この図では角度の基点を、N極側の磁束が最も大きくなる位置、すなわちN極側で小歯が対向している位置としています。このとき、S極側では小歯が完全にずれた状態となり、磁束量の絶対値が最も小さくなります。

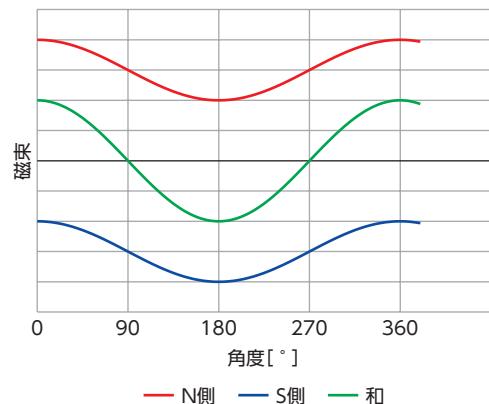


図7.7 主極部の磁束

それぞれの磁束を ϕ_N , ϕ_S とすると、次式で表せます。

$$\begin{cases} \phi_N = \phi_0 + \phi_1 \cos\theta_e \\ \phi_S = -\phi_0 + \phi_1 \cos\theta_e \end{cases} \quad (7.6)$$

N極側、S極側とともに磁束の向きは一方向ですから、正弦波を使って表現する場合は一定量のオフセットを設けなければいけません。 ϕ_0 はこの磁束のオフセット分を表します。 ϕ_1 は変化分の振幅です。角度は電気角で記述しています。主極を通過し、巻線³⁾と作用するのはこの両者を足し合わせたものとなり、

$$\Phi = \phi_N + \phi_S = 2\phi_1 \cos\theta_e \quad (7.7)$$

となります。これがステッピングモーターの界磁です。

7.2.2 鎮交磁束と誘起電圧

ひとつの主極の巻線数に1相を構成する主極数をかけたものを総巻線数 n とし、界磁に総巻線数をかけたものを鎮交磁束 Φ といいます。

$$\Phi = n\phi \quad (7.8)$$

ファラデーの電磁誘導の法則に従って、鎮交磁束が変化すると巻線には電圧が発生します。この電圧をモーターの誘起電圧といい、モーターの動作を理解するうえで重要な用語です。モーター軸の回転速度を ω_m とすると、誘起電圧は次のように表せます。

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = n \frac{d}{dt} (2\phi_1 \cos\theta_e) = -2n\phi_1 \sin\theta_e \cdot \frac{d\theta_e}{dt} = -2n\phi_1 \sin\theta_e \cdot Z_R \omega_m \quad (7.9)$$

ここでは、軸の回転速度(機械角速度) ω_m と、内部の電気的・磁気的な変化の速度(電気角速度) ω_e の関係として次式を用いています。

$$\omega_e = Z_R \omega_m \quad (7.10)$$

誘起電圧は正弦波状に発生しますが、大きさについては

$$|e| = 2n\phi_1 Z_R \omega_m \quad (7.11)$$

となり、速度に比例します。比例定数は、ターン数・磁束変化の振幅・小歯枚数で表現されています。しかし、通常は内部の構造や磁束の流れなどはわかりませんから、誘起電圧の測定によって比例定数が求められます。この比例定数を誘起電圧定数といい、 k_e で表します。これを使うと誘起電圧の大きさは

$$|e| = k_e \omega_m \quad (7.12)$$

となります。

7.2.3 エネルギー保存とトルク

巻線に電流を流し、トルクを発生しつつモーターが回転している状態を考えます。電流の瞬時値を i 、誘起電圧瞬時値を e 、瞬時速度を ω_m 、瞬時トルクを T_m とすると、電気的な入力と機械的な出力とのエネルギー保存の関係から、次式が得られます。

$$\begin{aligned} ei &= k_e \omega_m i = T \omega_m \\ \therefore T &= k_e i \end{aligned} \quad (7.13)$$

誘起電圧定数に電流をかけると、トルクが求められることになります。このため、誘起電圧定数はモーターの性能を評価するのに最も重要な要素と考えられています。

誘起電圧定数は速度と誘起電圧の比例定数であると同時に、トルクと電流の比例定数もあります。そのためトルク定数といわれ、 k_T で表されることもあります。どちらで表されても、大きさはまったく同じです。

$$k_e = k_T \quad (7.14)$$

3) 界磁と作用して誘起電圧を発生する巻線を電機子と呼ぶ。

7.3 ステッピングモーターの d-q 座標系⁴⁾ 表現

モーターの入出力を表す電圧方程式を、相ごとに固定された交流で表す代わりに、ローターの回転と同期した回転座標系で表すのが、d-q 座標系での表現です。固定座標系では正弦波交流として表される量が、d-q 座標系では直流量として扱えるため、サーボモーターの制御でよく用いられています。

交流座標系から d-q 座標系への座標変換は、電圧や電流が正弦波であることを前提としているため、“電流を切り替えて使う”が基本であったステッピングモーターの制御に d-q 座標系が応用されることはありませんでした。しかし、正弦波駆動を前提としたドライバが登場してきたことで、d-q 座標系による表現が応用できるようになってきました。ここでは、ステッピングモーターで d-q 座標系の表現を用いる場合の基本的な考え方を説明します。

7.3.1 2相ステッピングモーターの電圧方程式

数学的取り扱いにおいて、ステッピングモーターは多極の同期電動機として扱うことができます。1相分の入出力を表す方程式は、端子における電圧 v 、電流 i 、誘起電圧 e 、抵抗 R 、相インダクタンス L を用いて式 (7.15) のように表せます。左辺は印加電圧、右辺第 1 項は抵抗による電圧降下、第 2 項は自己・相互インダクタンスによる電圧、第 3 項は誘起電圧を表しています。添字 k は対象の相の番号、添字 l はインダクタスにより結合している相の番号です。

$$v_k = R i_k + \frac{d}{dt} \sum_l L_{l,k} i_l + e_k \quad (7.15)$$

2相の場合を明示的に書くと次式となります。⁵⁾

$$\begin{cases} v_a = R i_a + L \frac{d}{dt} i_a + e_a \\ v_b = R i_b + L \frac{d}{dt} i_b + e_b \end{cases} \quad (7.16)$$

ここでは、2相ステッピングモーターのインダクタンスについて、次の 2つの仮定を置いています。これらの仮定は厳密には成立していませんが、その程度は小さく、実質的には問題ありません。

- ① インダクタンスは変化しない。
- ② 相間の相互インダクタンスは 0 である。

電圧方程式を次式のようにベクトルによって表現することもよく行われます。

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \end{pmatrix} = \left(R + L \frac{d}{dt} \right) \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \end{pmatrix} \quad (7.17)$$

4) d 軸 (direct 軸)・q 軸 (quadrature 軸) は、電圧・電流と同期する回転座標系。この座標系では、電気的諸量が一定値として観測されるため、特に制御の分野で利用される。本マニュアルではモーター動作の理解を容易にするために用いている。

5) 簡略化のためにインダクタンス L を固定値としたので、 L が時間微分の前に出ている。

7.3.2 5相ステッピングモーターの電圧方程式と2相化

d-q 座標系での表現は3相モーターで使われることが多く文献も多いのですが、それ以外の相数についての資料は見当たりません。特に5相というのは他に例のないモーターなので、ここで簡単に記述しておきます。5相の自己インダクタンス $L_{l,l}$ と相互インダクタンス $L_{l,k}$ には、次の関係があります。

$$L_{l,k} = -\frac{1}{4} L \quad (7.18)$$

この関係を使うと、電圧方程式は次のようにまとめられます。

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{pmatrix} = \left(R + \frac{5L}{4} \frac{d}{dt} \right) \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_d \\ e_e \end{pmatrix} \quad (7.19)$$

式の対称性が悪いので、 5×5 の行列部が単位行列となるように行の順番と符号を入れ替えると次式となります。元々の相の順番は電気角で 36° の位相となっていましたが、この入れ替えによって相の順番は 72° 位相となります。

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_c \\ v_e \\ -v_b \\ -v_d \end{pmatrix} = \left(R + \frac{5L}{4} \frac{d}{dt} \right) \begin{pmatrix} i_a \\ i_c \\ i_e \\ -i_b \\ -i_d \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_a \\ e_c \\ e_e \\ -e_b \\ -e_d \end{pmatrix} \quad (7.20)$$

これを、ベクトルと行列を用いて

$$\mathbf{v}_5 = \mathbf{Z}_5 \mathbf{i}_5 + \mathbf{e}_5 \quad (7.21)$$

とします。 \mathbf{Z} はインピーダンスを表す行列です。添字は5相系の方程式であることを示しています。5元の方程式は取り扱いが困難なので、2相化することを考えます。この変換は5次元から2次元への変換となるので、系の自由度は5から2へと減少しますが、平衡交流系のもつ自由度は振幅と位相の2つだけであることを考えれば、矛盾したものではありません。

変換行列を

$$\mathbf{C}_{52} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{pmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{5} & \cos \frac{4\pi}{5} & \cos \frac{6\pi}{5} & \cos \frac{8\pi}{5} \\ \sin 0 & \sin \frac{2\pi}{5} & \sin \frac{4\pi}{5} & \sin \frac{6\pi}{5} & \sin \frac{8\pi}{5} \end{pmatrix} \quad (7.22)$$

とします。ここでは、角度はラジアンで表現しています。これを式(7.21)に左からかけると

$$\mathbf{v}_2 = \mathbf{C}_{52} \mathbf{v}_5 = \mathbf{C}_{52} \mathbf{Z}_5 \mathbf{C}_{52}^+ \mathbf{C}_{52} \mathbf{i}_5 + \mathbf{C}_{52} \mathbf{e}_5 = \mathbf{Z}_2 \mathbf{i}_2 + \mathbf{e}_2 \quad (7.23)$$

となり、対応は次のようになります。

$$\begin{cases} \mathbf{v}_2 = \mathbf{C}_{52} \mathbf{v}_5 \\ \mathbf{Z}_2 = \mathbf{C}_{52} \mathbf{Z}_5 \mathbf{C}_{52}^+ \\ \mathbf{i}_2 = \mathbf{C}_{52} \mathbf{i}_5 \\ \mathbf{e}_2 = \mathbf{C}_{52} \mathbf{e}_5 \end{cases} \quad (7.24)$$

変換行列 \mathbf{C}_{52} は、5変数系から2変数系への次元数の減る変換を表現しているため、正方行列ではありません。このため、インピーダンス行列に右側からかかっている \mathbf{C}_{52}^+ は、逆行列ではなく一般逆行列としています。

ここで用いている変換では、次の関係が成り立っています。

$$\mathbf{C}_{52}^+ = {}^t\mathbf{C}_{52} \quad (7.25)$$

印加電圧、電流、誘起電圧がそれぞれ正弦波状であるとして、変換を行うと次のようにになります。

a. 誘起電圧

5相系の誘起電圧を次のように表します。

$$\mathbf{e}_5 = -e_0 \begin{pmatrix} \sin\theta \\ \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \end{pmatrix} \quad (7.26)$$

このとき、2相系の誘起電圧は次のように表されます。

$$\mathbf{e}_2 = \mathbf{C}_{52}\mathbf{e}_5 = e_0 \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \quad (7.27)$$

b. 印加電圧

5相系の印加電圧を次のように表します。ここで、 δ は位相差を表す変数です。

$$\mathbf{v}_5 = v_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta + \delta) \\ \cos\left(\theta + \delta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \delta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \delta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \delta - \frac{8\pi}{5}\right) \end{pmatrix} \quad (7.28)$$

このとき、2相系の印加電圧は次のように表されます。

$$\mathbf{v}_2 = \mathbf{C}_{52}\mathbf{v}_5 = v_0 \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{pmatrix} \cos(\theta + \delta) \\ \sin(\theta + \delta) \end{pmatrix} \quad (7.29)$$

c. 電流

5相系の電流を次のように表します。ここで、 γ は位相差を表す変数です。

$$\mathbf{i}_5 = i_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta + \gamma) \\ \cos\left(\theta + \gamma - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \gamma - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \gamma - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \gamma - \frac{8\pi}{5}\right) \end{pmatrix} \quad (7.30)$$

このとき、2相系の電流は次のように表されます。

$$\mathbf{i}_2 = \mathbf{c}_{52} \mathbf{i}_5 = i_0 \sqrt{\frac{5}{2}} \begin{pmatrix} \cos(\theta + \gamma) \\ \sin(\theta + \gamma) \end{pmatrix} \quad (7.31)$$

d. インピーダンス行列

5相系のインピーダンス行列を次のように表します。ここで、 \mathbf{I}_5 は5行5列の単位行列です。

$$\mathbf{Z}_5 = \left(R + \frac{5L}{4} \frac{d}{dt} \right) \mathbf{I}_5 \quad (7.32)$$

このとき、2相系のインピーダンス行列は次のように表されます。

$$\mathbf{z}_5 = \mathbf{c}_{52} \mathbf{Z}_5 \mathbf{c}_{52}^T = \begin{pmatrix} R + \frac{5}{4} \frac{d}{dt} L & 0 \\ 0 & R + \frac{5}{4} \frac{d}{dt} L \end{pmatrix} \quad (7.33)$$

これらをまとめると、2相系の電圧方程式は次のようになります。

$$v_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta + \delta) \\ \sin(\theta + \delta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + \frac{5}{4} \frac{d}{dt} L & 0 \\ 0 & R + \frac{5}{4} \frac{d}{dt} L \end{pmatrix} i_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta + \gamma) \\ \sin(\theta + \gamma) \end{pmatrix} + e_0 \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \quad (7.34)$$

ここから、印加電圧、電流、誘起電圧がそれぞれ正弦波であるという仮定の元では、5相の電圧方程式は2相の電圧方程式と同形になることがわかります。

7.3.3 d-q 変換

2相系での印加電圧、電流、誘起電圧、インピーダンス行列が、それぞれ次のように表されるものとします。

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_2 &= v_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta + \delta) \\ \sin(\theta + \delta) \end{pmatrix} \\ \mathbf{i}_2 &= i_0 \begin{pmatrix} \cos(\theta + \gamma) \\ \sin(\theta + \gamma) \end{pmatrix} \\ \mathbf{e}_2 &= e_0 \begin{pmatrix} -\sin\theta \\ \cos\theta \end{pmatrix} \\ \mathbf{z}_2 &= \begin{pmatrix} R + \frac{d}{dt}L & 0 \\ 0 & R + \frac{d}{dt}L \end{pmatrix}\end{aligned}\tag{7.35}$$

また、回転速度を一定とし、電気角速度を ω として

$$\theta = \omega t\tag{7.36}$$

とします。これらをまとめると、

$$v_0 \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \delta) \\ \sin(\omega t + \delta) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{pmatrix} i_0 \begin{pmatrix} \cos(\omega t + \gamma) \\ \sin(\omega t + \gamma) \end{pmatrix} + e_0 \begin{pmatrix} -\sin\omega t \\ \cos\omega t \end{pmatrix}\tag{7.37}$$

となります。

$$\mathbf{c}_{dq} = \begin{pmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{pmatrix}\tag{7.38}$$

を変換行列として回転座標系に変換すれば

$$\begin{aligned}\mathbf{v}_{dq} &= \mathbf{z}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{e}_{dq} \\ v_0 \begin{pmatrix} \cos\delta \\ \sin\delta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{pmatrix} i_0 \begin{pmatrix} \cos\gamma \\ \sin\gamma \end{pmatrix} + e_0 \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}\end{aligned}\tag{7.39}$$

となり、時間の変数がなくなっていることから、直流として表現されていることがわかります。1行目が d 軸成分、2行目が q 軸成分を表します。

式 (7.37) と式 (7.39) を比較すると、2相交流系から d-q 座標系への変換によって、電圧・電流・誘起電圧それぞれのベクトル長と位相は変化していません。いわば、相互の関係を保ったまま d-q 座標系に固定されたわけです。また、インピーダンス行列も変化していません。

7.3.4 トルクの表現

式(7.39)に左側から電流ベクトルをかけると次式となります。

$$i_0 v_0 \cos(\gamma - \delta) = i_0^2 R + i_0 e_0 \sin \gamma \quad (7.40)$$

左辺は電気的な入力を表しています。右辺の第1項はジュール損として熱に変換される量を表し、第2項が機械的出力を表します。トルクは出力を軸の速度 ω_m で割ったものですから、次式となります。

$$T = \frac{i_0 e_0 \sin \gamma}{\omega_m} = i_0 \sin \gamma \frac{e_0}{\omega_m} \quad (7.41)$$

誘起電圧は速度に比例するので、その比例定数 $\frac{e_0}{\omega_m}$ は誘起電圧定数 k_e です。また、 $i_0 \sin \gamma$ は電流のq軸成分なので、これを i_q とすると、式(7.41)は次のように表せます。

$$T = k_e i_q \quad (7.42)$$

この式が、d-q座標系でのトルクを表現する式です。

式(7.39)を、電流を未知数として解くと、次式となります。

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_{dq} &= \mathbf{z}_{dq}^{-1} (\mathbf{v}_{dq} - \mathbf{e}_{dq}) \\ \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{pmatrix}^{-1} \left\{ v_0 \begin{pmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \end{pmatrix} - e_0 \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} \right\} \\ &= \frac{1}{R^2 + L^2 \omega^2} \begin{pmatrix} R v_0 \cos \delta + L \omega v_0 \sin \delta - L \omega e_0 \\ R v_0 \sin \delta - L \omega v_0 \cos \delta - R e_0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7.43)$$

q軸電流が最大となるのは

$$\delta = \pi - \tan^{-1}(R/L\omega) \quad (7.44)$$

のときで

$$i_{qmax} = \frac{v_0 \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2 - R e_0}}{R^2 + L^2 \omega^2} \quad (7.45)$$

です。これにトルク定数をかけると、定電圧で駆動した状態での、この速度のトルク最大値が得られます。定電流駆動時には、設定電流をd-q軸で表した量がq軸電流となつたときに最大トルクを与えます。

7.3.5 鉄損の表現

ステッピングモーターは小歯数が多くトルクも高いため、位置検出器を使わなくても安定した回転ができるのが特長です。その反面、極数の多さは運転時の周波数の高さにつながり、鉄損の大きさの原因となっています。特に定電流ドライバで使う場合は、高速での運転が可能なため鉄損も大きくなります。

鉄損は鉄芯部で発生します。ここは巻線とは直接接していませんが、電流による磁力の変化を通してエネルギーを受け取っています。この部分のメカニズムを電気回路に繰り込む方法として、鉄損抵抗が使われます。

一般の場合、d-q座標系の電圧方程式は次のように表せます。

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq} &= \mathbf{z}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{e}_{dq} \\ \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} R & -L\omega \\ L\omega & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ e \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7.46)$$

この式を電気回路として表現したのが図 7.8 です。このように、電気機器を電気回路の形に表現したもの「等価回路」といいます。ここでは d-q 軸表現の等価回路を示していますが、2 相交流や 5 相交流のままでも等価回路として表現することは可能です。ここで、 v_d と v_q は端子電圧、 R は巻線抵抗、 L は巻線インダクタンス、 e は誘起電圧を表しています。

なお、等価回路中でのインダクタンスによる電圧降下は、d 軸側では q 軸電流によって起こり、q 軸側では d 軸電流によって起こることに注意が必要です。

等価回路では、損失を表すのに抵抗を用います。図 7.8 の等価回路の R が巻線抵抗を表しています。鉄損を表現するためにはさらに抵抗を付加し、図 7.9 とします。ここで付加された抵抗 R_c を鉄損抵抗といい、そこを流れる電流を i_c としています。

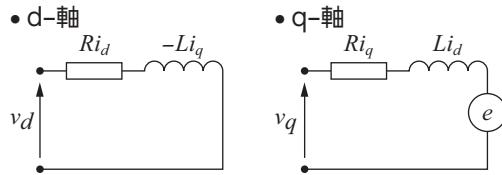


図 7.8 電圧方程式の等価回路

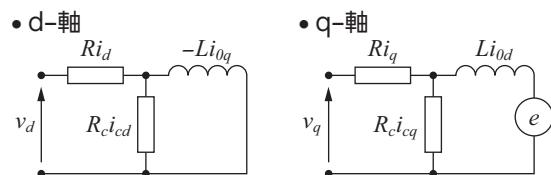


図 7.9 鉄損抵抗を付加した等価回路

鉄損抵抗を使うと、電圧方程式と電流について次の関係が成り立ちます。

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & -\frac{R_c + R}{R_c} \omega L \\ \frac{R_c + R}{R_c} \omega L & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{0d} \\ i_{0q} \end{pmatrix} + \frac{R_c + R}{R_c} \begin{pmatrix} 0 \\ e \end{pmatrix} \quad (7.47)$$

$$i = \begin{pmatrix} 1 & -\frac{\omega L}{R_c} \\ \frac{\omega L}{R_c} & 1 \end{pmatrix} i_0 + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{\omega \Phi}{R_c} \end{pmatrix} \quad (7.48)$$

鉄損は次のように表現されます。

$$L_i = \frac{\left\{ i_{0q}^2 L^2 + \left(i_{0d} L + \frac{k_e}{Z_R} \right)^2 \right\} \omega^2}{R_c} \quad (7.49)$$

鉄損抵抗はモーター定数として明示されていませんが、鉄損の測定値と式 (7.49) を比較することによって推定することができます。式 (7.49) は鉄損が速度の 2 乗に比例することを示していますが、測定を行ってみると、速度に対してやや低い次数で変化します。この不整合に対しては、鉄損抵抗に速度依存性を与えることで、広い速度範囲に適用することができます。たとえば、鉄損が速度の m 乗におおむね比例する場合、鉄損抵抗が速度の $2-m$ 乗で変化すると考えると、式 (7.49) 全体の変化を速度の m 乗とすることができます。

あとがき

「テクニカルマニュアル ステッピングモーター編」をお読みいただきありがとうございます。

本書では、ステッピングモーター自体について理解していただくことに主眼を置いて説明しました。正確な動作を生み出す構造と動作原理、他のモーターとは異なる諸特性などについて理解いただけたこと思います。

現代社会では、身の回りのいたるところで自動化された機器が使用されています。そして、その動きを起こしているのはモーターです。本書で紹介したステッピングモーターだけでなく、インダクションモーター、ブラシレスモーター、サーボモーター、DCモーターなど、さまざまな種類のモーターが使われています。大きさや出力の観点からみても、小さいものでは携帯電話用の振動モーターから、大きいものでは自動車や船舶の動力用モーターに至るまで、広い範囲で使用されています。それぞれのモーターがその特徴を活かした使い方をされることで、現代社会の動きを支えています。

このテクニカルマニュアルが、お読みいただいた方々のお役に立ち、社会の向上と発展につながることを願います。

索引

記号

α STEP 59
 θ -T特性 25, 41

A

A特性 45

D

d-q座標系 76

N

NC 6

P

PLC 69
PM 13

S

SRM 16

V

VR 15

あ

安定点 25

い

インピーダンス行列 79

う

渦電流損 43
運動方程式 71

お

オープンループ 42
遅れ 34
音圧 45

か

界磁 74
回転子 17
回転速度 11
角度-トルク特性 25

き

機械角 26
機械角速度 75
基本ステップ角度 10, 19, 20
共振 33, 46

く

駆動回路 49
クローポール 13

こ

固定子 17
小歯 17

し

磁化 17, 18
主極 18
シリーズバイポーラ駆動 50
新 pentagon 駆動方式 53

す

スターバイポーラ駆動方式 52
スタンダード・バイポーラ駆動
方式 52
ステーター 17
ステップ角度 20, 58

せ

セッティングタイム 32

そ

相 18, 19

た

脱調 34, 59

て

停止精度 29
定電圧駆動 56
定電圧領域 44
ディテントトルク 28
定電流領域 44
デシベル 45

鉄損 43

電圧方程式 56, 76, 77
電気角 26
電気角速度 75
電機子 75

と

等価回路 82
同期安定性 42
銅損 43
ドライバ 49
トルクベクトル 27, 29

は

配設ピッチ 18, 20
ハイブリッド 16
バイポーラ 49
パスカル 45
パラレルバイポーラ駆動 50
パルス信号 10
パルスモーター 5

ひ

ヒステリシス損 43

ふ

不安定点 26
分解能 10

へ

pentagon 駆動方式 53

ま

マイクロステップ 58

ゆ

ユニポーラ 49

れ

励磁 18
励磁シーケンス 54

ろ

ローター 17



オリエンタルモーター株式会社