

## 1. 交流電動機の特性と制御

### 1. 実験の目的および流れ

実験の目的：

① 代表的な交流機である誘導電動機について，電磁－機械エネルギー変換の立場から理論的側面と，電力変換器（インバータ）による各種運転特性，制御方法を理解する．

② 誘導電動機の等価回路とパラメータ測定法について習得する．

③ V V V F インバータにより誘導電動機を可変速運転し， $V/f$  制御特性，負荷運転特性等を通じて実際の制御方法や駆動特性を理解する．

実験の流れ：

表 1-1 実験の流れ

| 日程    | 実験項目  | 備考 |
|-------|---|----|
| 実験日 1 | <ul style="list-style-type: none"><li>・ 概要および注意事項の説明</li><li>・ 誘導電動機のパラメータ測定試験を行う．</li><li>・ V V V F インバータによる無負荷可変速運転を行い，印加電圧，電流波形等とともに <math>V/f</math> 制御特性を測定する．</li></ul> |    |
| 実験日 2 | <ul style="list-style-type: none"><li>・ 概要および注意事項の説明</li><li>・ V V V F インバータによる負荷運転特性試験を行う．</li></ul>   |    |

## 2. 基礎知識

### 2. 1. アラゴの円板

**アラゴの円板** (Arago's disk) は、図 2-1 に示すように銅製の円板を馬蹄形の永久磁石ではさみ、磁石を円周方向に移動させることにより非接触で円板を回転させたものである。これは、1824 年に D. F. J. Arago によって実験的に確認された現象で、言わば原始的な**誘導電動機** (induction motor) を具現化したものである。

このアラゴの円板では、円周方向に移動する永久磁石の磁界によって**フレミングの右手則** (Fleming's right hand law) に基づく誘導電流 (渦電流) が円板上に発生する。誘導電流と永久磁石の磁界の間には、**フレミングの左手則** (Fleming's left hand law) による相互作用が生じて回転方向に**電磁力** (electromagnetic force) を生じる。この電磁力が円板に対する**トルク** (electromagnetic torque) となり、摩擦力とつりあった速度で円板を回転させる。円板に誘導電流が発生するためには、円周方向に移動する磁界よりも円板が若干低い速度で回転しなければならない。なぜならば、両者が同じ速度で回転したとすると、永久磁石の磁界に対して円板が相対的に静止していることとなり、フレミングの右手則による**誘導起電力** (induced electromotive force) が円板上に生じないため誘導電流も発生しないからである。この磁界と円板の相対的な回転速度は、後述する**すべり** (slip) に相当するものであり、誘導電動機のトルク発生原理を理解する上で極めて重要な概念である。

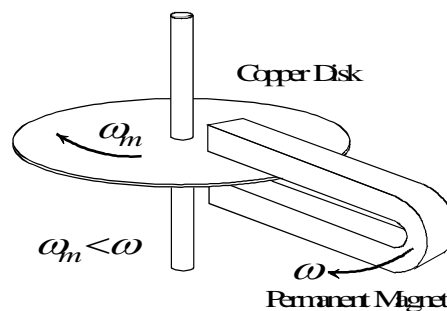


図 2-1 アラゴの円板

実際の誘導電動機では永久磁石を回転させる代わりに、静止した**三相巻線** (three-phase windings) と**三相交流電流** (three-phase alternating currents) により純電氣的に**回転磁界** (rotating magnetic field) がつくられる。また、回転磁界と円板の相対速度によって生じる誘導電流で効率的にトルクを発生させるため、回転子は円板状ではなく円筒状の (リス) かご形に作られている。その他、実際の誘導電動機は巻線や**固定子** (stator) **鉄心** (iron core)、**回転子** (rotor) 鉄心、軸受け等にさまざまな改良が加えられて今日の姿を形成するに至っているが、その本質的な動作原理はアラゴの円板から何ら変わっていない。

### 2. 2. 誘導電動機の構造

図 2-2 (a) および (b) は一般的な誘導電動機の構成を示したものである。主要な構成要素は固定子と回転子であり、両者の間には 0.1~0.3 [mm] 程度の非常に狭い**エアギャップ** (air gap) が設けられている。誘導電動機は前述のように電磁誘導現象を利用した電磁-機械エネルギー変換機であるため、変圧器との類似性から固定子を一次側、回転子を二次側とよぶことが多い。一次側は固定子フレームと固定子鉄心、ベアリングブラケットからなる。固定子フレームは電動機全体の固定および放熱、固定

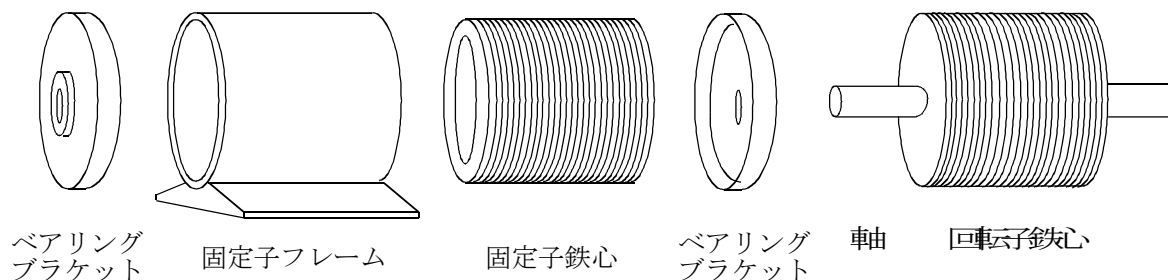


図 2-2(a) 固定子と回転子の構成要素

子鉄心の容器としての役割を果たしている。また、ベアリングブラケットは中央部に軸受けを有し、回転子の軸を支える。一方、二次側は回転子鉄心と軸からなり、機械出力を取り出す役割を担っている。固定子鉄心および回転子鉄心は、図 2-2(b)のように  $0.35 \sim 0.5$  [mm] の薄いけい素鋼板 (silicon steel plate) を打ち抜き、それを幾層も積み重ねることによって構成されている。このような構成のものを成層鉄心 (laminated core) とよんでおり、交流機では鉄損 (iron core loss) (特に渦電流損) を低減するのに効果的である。

図 2-2(b) に示したように固定子鉄心と回転子鉄心には巻線を鉄心内に埋め込むため、スロット (slot) と呼ばれる溝が設けられている。通常、固定子鉄心にはお互いに  $2\pi/3$  [rad] の角度をもった三相巻線がスロットに沿って巻かれている。また、誘導電動機の二次側には巻線形 (wound type) とかご形 (squirrel cage type) の2種類

がある。前者は一次側同様、三相巻線がスロットに埋め込まれたもので、スリップリングおよびブラシを介して回転子巻線を始動抵抗器などの外部回路に接続することができる。後者は巻線の代わりにアルミニウムや銅合金で作られた導体バーをスロットに埋め込んだもので、全てのバーの両端がエンドリングと呼ばれる導体で短絡され閉回路を構成している。固定子鉄心と回転子鉄心のスロットに埋め込まれた巻線や導体バーには電流が流れるため、それらがもつ電気抵抗によって銅損 (Copper loss) が発生する。なお、本学生実験で使用する誘導電動機は巻線形である。

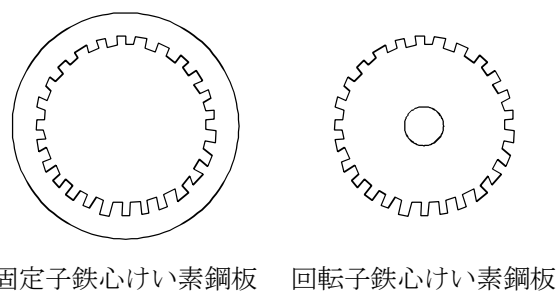


図 2-2(b) 固定子鉄心と回転子鉄心のけい素鋼板

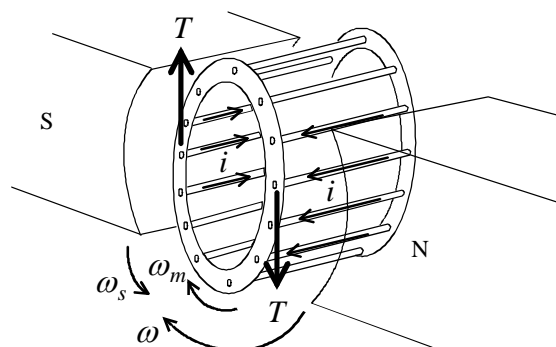


図 2-3 誘導電動機の簡略化モデル

## 2. 3. 誘導電動機の動作原理と回転磁界

図 2-3 は誘導電動機の動作原理を説明するために、簡略化したモデルを示している。このモデルで

回転磁界はアラゴの円板と同様に一對の永久磁石を角速度  $\omega$  [rad/s] で回転させることにより得ている。また、二次側は多数の導体バーが円周方向に並んだかご形のを考え、全ての導体バーはエンドリングにより短絡されているものとする。いま、二次側が  $\omega_m < \omega$  [rad/s] で回転しているとすると、図 2-3 に示したように各導体バーには矢印の方向の誘導起電力が生じる。これは回転している磁界から見て、磁界の回転方向とは逆方向に  $\omega_s = \omega - \omega_m$  なる相対速度で二次側の導体バーが磁界を切っているためである。ここで、 $\omega_s$  をすべり角周波数 (slip angular frequency) とよび、それを回転磁界の速度で規格化した値、

$$s = \omega_s / \omega \quad (2.1)$$

をすべりとよぶ。フレミングの右手則によれば、各導体バーに発生する誘導起電力は  $\omega_s$  にほぼ比例する。前述のように全ての導体バーはエンドリングで短絡され閉回路となっているため、誘導起電力が発生するとそれに応じて誘導電流が各導体バーに流れる。導体バーは多少のインダクタンス成分を有しているものの、ほぼ抵抗体と見なせるため、誘導電流は  $\omega_s$  に比例すると考えてよい。一方、磁界中の導体バーに電流が流れると、フレミングの左手則に基づく電磁力が各導体バーに作用する。この電磁力は図 2-3 に示したように回転磁界と同じ方向に発生するため、これが二次側を回転磁界と同じ方向へ回転させるトルクとなる。フレミングの左手則によれば導体に流れる電流が大きいほど電磁力は大きくなるので、 $\omega_s$  にほぼ比例してトルクも増大する。

図 2-4 は誘導電動機のトルク特性を描いた概略図であり、横軸に二次側の速度またはすべり、縦軸に出力トルクをとっている。このように二次側角速度が回転磁界のそれと等しい場合 (同期角速度) は、 $\omega_s = 0$  となるため誘導起電力および誘導電流を生じずトルクを発生しない。これに対して、 $\omega_m$  が  $\omega$  よりも若干低い場合には、前述のように  $\omega_s$  にほぼ比例して出力トルクが増加する。しかし、実際の誘導電動機では回転磁界と二次側の相対速度が大きくなるほど、導体バーに生ずる誘導起電力の周波数も高くなるため、二次側に存在するインダクタンスにより誘導電流が流れにくくなる。その結果、出力トルクはあるすべりで上限 (停動トルク) を迎え、それより更にすべると徐々に減少する。また、誘導電動機が停止した状態 ( $\omega_m = 0$  または  $s = 1$ ) においては出力トルクが極端に低い。このため、後述する **VVVV インバータ** (variable-frequency variable-voltage inverter) による **V/f 制御法** (V/f control) を適用するなどして、誘導電動機の始動トルクを増大し加速させる必要がある。

実際の誘導電動機では永久磁石を回転させるのではなく、静止した三相巻線に三相交流電流を流すことによって回転磁界を発生させる。まず、図 2-5 のように空間的に  $2\pi/3$  [rad] ずつ位相をずらして巻いてある 3 組のコイルを考え、それぞれのコイルに次式の三相交流電流を流す。

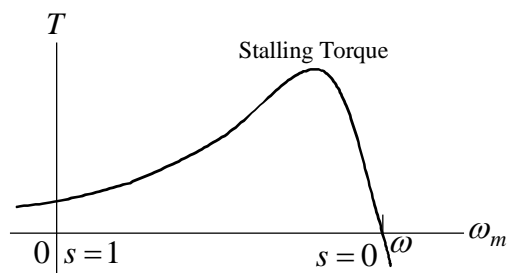


図 2-4 誘導電動機の実出力トルク特性

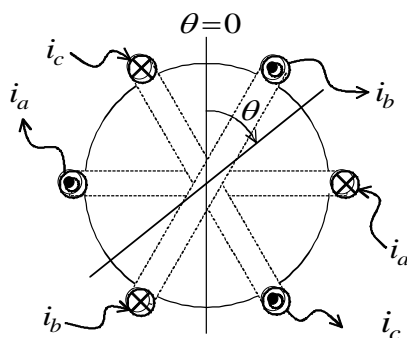


図 2-5 三相巻線のモデル

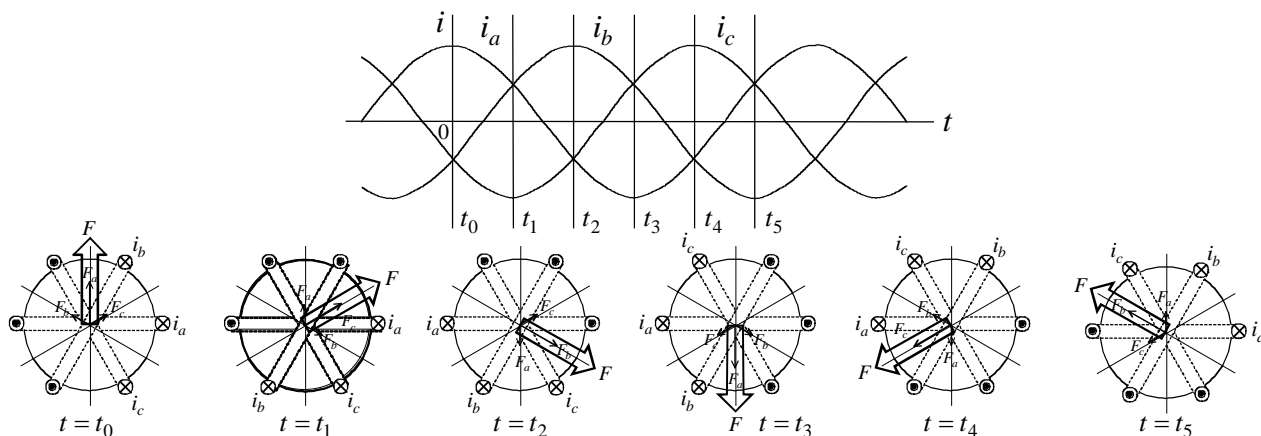


図 2-6 三相巻線と三相交流電流による回転磁界

$$\begin{cases} i_a = I \cos \omega t \\ i_b = I \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_c = I \cos(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.2)$$

このとき各コイルの有効巻数を  $N$  とし、それぞれの起磁力分布が角度  $\theta$  に対して正弦波状であると仮定すれば、各コイルによる起磁力は次式のように表すことができる。

$$\begin{cases} F_a = Ni_a \cos \theta \\ F_b = Ni_b \cos(\theta - 2\pi/3) \\ F_c = Ni_c \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.3)$$

したがって、これらの合成起磁力  $F(\theta, t)$  は、

$$F(\theta, t) = F_a + F_b + F_c = \frac{3}{2} NI \cos(\theta - \omega t) \quad (2.4)$$

と求められる。式(2.4)は最大振幅が  $3/2 NI$  で空間的な位相に対して正弦波状に分布した合成起磁力が、時間とともに角速度  $\omega$  でシフトする一種の進行波になっていることを意味する。すなわち、正弦波分布の磁界が角速度  $\omega$  で回転し、回転磁界を形成していることを表している。この様子を模式的に表したものが図 2-6 である。この図では簡単のために、合成起磁力の最大振幅となる方向をベクトルで示しており、三相巻線に流れる三相交流電流の位相にしたがって、そのベクトルが時計方向へ回転することがよくわかるであろう。

## 2. 4. 誘導電動機の数学モデルと等価回路

前節で述べたように誘導電動機は、一次側の三相巻線で発生する回転磁界と、二次側の三相巻線または導体バーに生じる誘導電流との電磁的な結合によって動作する。したがって、通常の変圧器との類似性から次のような数学モデルを検討することができる。このとき、三相交流電源から見た誘導電動機の固定子巻線および回転子巻線は三相平衡負荷と考えることができるので、1相分の電圧電流方

程式を立てるだけで十分である．まず，一次側に関する方程式は，

$$V_1 = R_1 I_1 + j\omega L_1 I_1 + j\omega M I_2 \quad (2.5)$$

と表すことができる．同様に二次側について，電源のない閉回路が構成されており，誘導起電圧の角周波数が  $\omega_s = \omega - \omega_m$  であることに注意して方程式を立てると以下になる．

$$0 = j\omega_s M I_1 + R_2 I_2 + j\omega_s L_2 I_2 \quad (2.6)$$

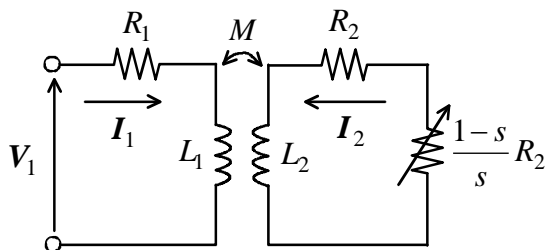


図 2-7 誘導電動機の一相分等価回路

ただし， $V_1$ ：一次相電圧， $I_1$ ， $I_2$ ：一次，二次電流， $R_1$ ， $R_2$ ：一次，二次巻線抵抗， $L_1$ ， $L_2$ ：一次，二次巻線自己インダクタンス， $M$ ：励磁（一次二次間相互）インダクタンスである．まず，式(2.5)は電源電圧と一次巻線における抵抗降下，自己インダクタンスによるリアクタンス降下と二次巻線からの相互誘導によるリアクタンス降下の和が平衡することを意味している．また，式(2.6)は一次巻線からの相互誘導によるリアクタンス降下と二次巻線の抵抗降下，自己インダクタンスによるリアクタンス降下の和が，閉回路のため零であることを示している．ここで，式(2.5)は電源角周波数  $\omega$  で回路方程式が導かれているのに対し，式(2.6)はすべり角周波数  $\omega_s = \omega - \omega_m$  で回路方程式が成立していることに注意しなければならない．これは，磁界の回転方向とは逆方向に  $\omega_s = \omega - \omega_m$  なる相対速度で二次側の導体バーが磁界を切っており，導体バーにはその相対速度に応じた角周波数の誘導起電力が生じるためである．したがって，角周波数が一次側と二次側で異なるため，通常の交流回路網理論に基づいた相互誘導を有する電気回路として記述できないことがわかる．そこで，両者の角周波数を  $\omega$  で統一するために，式(2.1)のすべりを導入する．式(2.1)より  $\omega_s = s\omega$  であるから，これを式(2.6)に代入して両辺に  $1/s$  を乗ずることにより，式(2.5)および式(2.6)は角周波数  $\omega$  の電圧電流方程式として次のようにまとめることができる．

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + j\omega L_1 & j\omega M \\ j\omega M & \frac{R_2}{s} + j\omega L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

式(2.7)を一相分の等価回路として記述すると図 2-7 のように変圧器と同等な電気回路となる．ただし，この等価回路では二次側に存在する  $R_2/s$  を

$$R_2/s = R_2 + (1-s)R_2/s \quad (2.8)$$

のように，巻線抵抗に相当する成分と機械出力に相当する成分に分離してある．これより，一相あたりの機械出力  $P_m$  およびトルク  $T$  は，次のように求めることができる．

$$P_m = \frac{(1-s)R_2}{s} I_2^2 = \frac{\omega_m}{\omega_s} R_2 I_2^2 \quad (2.9)$$

$$T = \frac{P_m}{\omega_m} = \frac{R_2}{\omega_s} I_2^2 = \frac{R_2}{s\omega} I_2^2 \quad (2.10)$$

したがって，三相誘導電動機の場合は，式(2.9)および式(2.10)を3倍したものが実際の機械出力とトルクになる．

次に図 2-7 の一相分等価回路の簡単化を考える．同図より T 形等価回路は図 2-8(a) のように表される．この回路で一次巻線抵抗  $R_1$  や一次側漏れインダクタンス  $\ell_1 = L_1 - M$  の値は十分小さいので，励

磁インダクタンス  $M$  を一次相電圧  $V_1$  の両端に移動しても大きな誤差を生じない．さらに鉄心で発生する鉄損は等価的な抵抗で消費されたと考えて，励磁インダクタンスと並列接続された等価鉄損抵抗  $R_c$  を追加する．このような過程で導かれた一相分等価回路をL形簡易等価回路とよび，図2-8(b)のように表される．本学生実験のパラメータ測定試験や負荷運転特性試験では，このL形簡易等価回路を用いて種々の計算を行う．なお， $R_c$  や  $M$  は，電源に対して並列に挿入されているため，アドミッタンス（コンダクタンス  $g_0$  とサセプタンス  $b_0$ ）で考えるのが普通である．

このL形簡易等価回路を用いれば，式(2.9)および式(2.10)で示された一相あたりの機械出力  $P_m$  およびトルク  $T$  は次のように表すことができる．

$$P_m = \frac{(1-s)R_2}{s} \frac{V_1^2}{(R_1 + R_2/s)^2 + \omega^2(\ell_1 + \ell_2)^2} \quad (2.11)$$

$$T = \frac{R_2}{s\omega} \frac{V_1^2}{(R_1 + R_2/s)^2 + \omega^2(\ell_1 + \ell_2)^2} \quad (2.12)$$

式(2.12)より，誘導電動機のトルクは

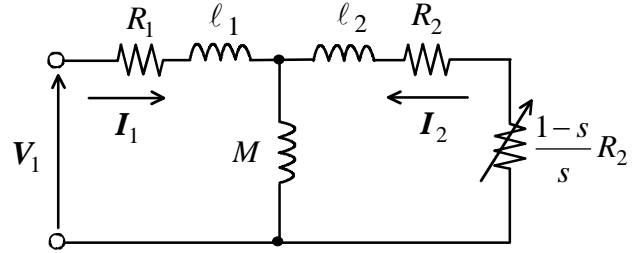
$$s_{\max} = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + \omega^2(\ell_1 + \ell_2)^2}} \quad (2.13)$$

で，最大値

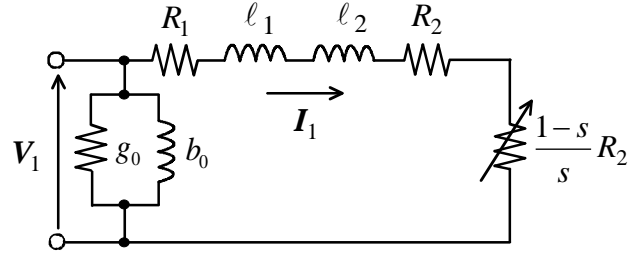
$$T_{\max} = \frac{1}{\omega} \frac{V_1^2}{2\left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + \omega^2(\ell_1 + \ell_2)^2}\right)} \quad (2.14)$$

となる．以上の結果から，最大トルクが得られるすべりは  $R_2$  に比例するが，トルクの最大値は  $R_2$  に依存しないことがわかる．すなわち，巻線形誘導電動機で回転子巻線に抵抗器を接続することによって

$R_2$  を増減できる場合は， $R_2 = \sqrt{R_1^2 + \omega^2(\ell_1 + \ell_2)^2}$  とすることにより  $s = 1$ （停止時）において最大トルクが得られ，加速トルク不足による始動停滞を回避することができる．このような性質を**比例推移特性**（proportional shifting characteristic）という．



(a) T形等価回路



(b) L形簡易等価回路

図 2-8 一相分等価回路の簡単化

## 2. 5. 誘導電動機の変速制御法

従来，誘導電動機の変速制御法には，極数変換法や一次電圧制御法，クレーマ制御法，セルビウス制御法，すべり周波数制御法など種々の手法が存在したが，現在ではほとんど顧みられなくなったのでこれらに関する説明は割愛する．これに

対し，電力変換器の技術革新にともないV/f制御法やベクトル制御法が一般的となり，より高性能な可変速駆動システムを容易に構築できるようになった．ここでは最も普及しているV/f制御法について簡単に説明する．

電動機の変速制御を行う場合，磁束鎖交数一定制御を行うのが一般的である．誘導電動機的一次磁束鎖交数は

$$\lambda_1 = L_1 I_1 + M I_2 \quad (2.15)$$

で定義される．いま，式(2.15)を用いて式(2.7)の第1行を書き換え， $\lambda_1$ について解くと，

$$\lambda_1 = (V_1 - R_1 I_1) / j\omega \quad (2.16)$$

となる．式(2.16)は一次磁束鎖交数の位相が励磁回路に印加される電圧より $\pi/2$  [rad] 遅れ，その振幅は $V_1 - R_1 I_1$ と $\omega$ の比率に比例することを示している．したがって，一次磁束鎖交数を一定に保つには， $V_1 - R_1 I_1$ と $\omega$ の比率が一定になるように制御すればよいことがわかる．このように誘導電動機の励磁回路に印加される電圧と運転周波数の比率を制御することから，V/f制御法とよばれる．なお，一次巻線抵抗による電圧降下が十分小さいとみなされる場合は， $V_1 - R_1 I_1$ の代わりに $V_1$ と $\omega$ の比率を一定に制御することもある．

図 2-9 はV/f制御法により種々の電源角周波数で運転した場合の出力トルク特性を示したものである．このようにVVVFインバータを用いることにより，図 2-4 に示したトルク特性を任意の電源角周波数および回転速度で得ることができる．したがって，インバータの運転周波数を徐々に変化させれば，停動トルクに至る大きな始動トルクを発生させたり，滑らかな可変速運転を実現したりすることも可能である．また，V/f制御法を採用することによって，常に停動トルクの右側に相当する低すべり領域で負荷運転を行えるため，誘導電動機に流れる電流が小さく高効率な負荷運転が可能である．このため，VVVFインバータを用いた誘導電動機駆動システムは省エネルギーな可変速動力源として産業用機器は言うにおよばず家庭用機器にも幅広く採用されるようになった．

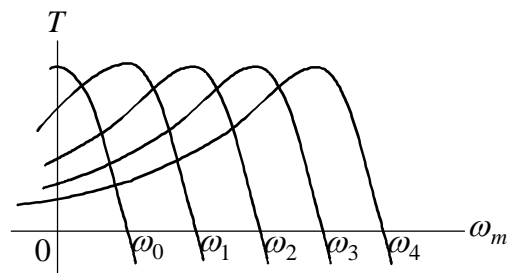


図 2-9 V/f 制御法による出力トルク特性

## 2. 6. インバータの動作原理

誘導電動機のV/f制御法では，印加電圧と運転周波数を同時に制御しなければならないため，VVVFインバータが必要となる．図 2-10 は産業界で長年実用に供されている三相フルブリッジ電圧形インバータの主回路構成例を示したものである．インバータの直流電源は商用交流を整流するなどして得ており，インバータ部ではこのようにして得られた直流電力をスイッチングすることにより再び交流電力に変換する．ただし，インバータの出力電圧波形はスイッチング動作のため方形波状となっ



ており、多量の高調波を含んでいる。

インバータでVVVF電源を実現するひとつの手法としてPAM (pulse amplitude modulation) 法がある。これは直流バス電圧を可変とすることによりインバータ出力方形波電圧の波高値を制御すると同時に、インバータ部のスイッチング周波数を可変として方形波電圧の周波数を制御するものである。図2-11(a)はPAM法で駆動した場合の線間電圧と電流波形の例である。ここに示したように電圧波形は方形波状となり多量の高調波成分を含むが、電流波形については電動機が誘導性負荷であるため高調波成分が抑制されて正弦波に近づいている。

これに対し、直流バス電圧の制御を行わず、インバータ部でパルス幅変調を行うことにより、出力電圧と周波数の制御を同時に実現する手法がPWM (pulse width modulation) 法である。この手法では出力方形波電圧を高周波でチョッピングし、方形波の両端部ではパルス幅を狭く、方形波の中央部ではパルス幅を広くすることにより、正弦波に近づけ高調波含有率を低減するようにスイッチングを行っている。図2-11(b)はPWM法による線間電圧、電流波形であり、PAM法と比較して電圧、電流ともに高調波成分を効果的に抑制できることがわかる。

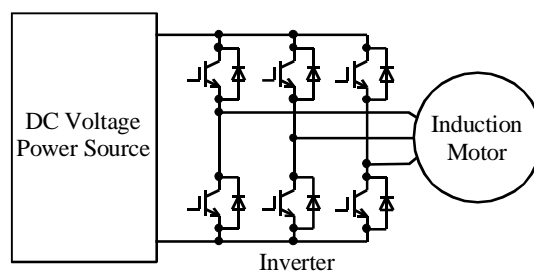
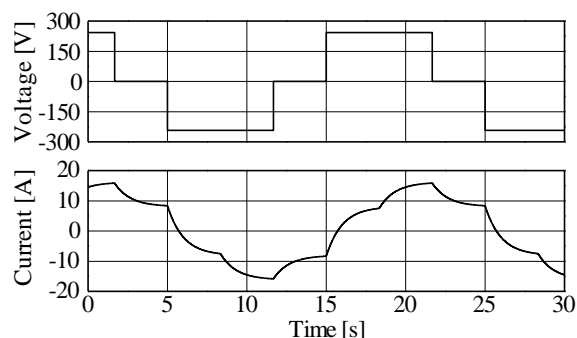
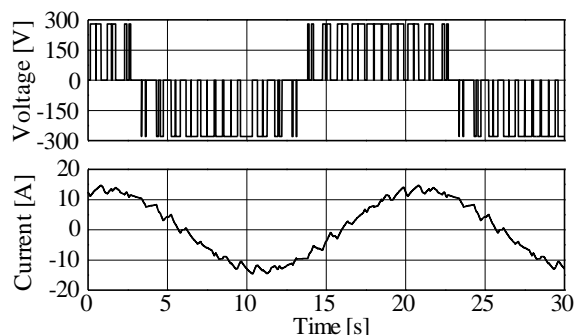


図2-10 三相PWMインバータの構成例



(a) PAM法による電圧および電流波形



(b) PWM法による電圧および電流波形

図2-11 VVVFインバータの出力波形

### レポート課題：

- ① 誘導電動機は身の回りのどこに使われているか？
- ② 誘導電動機の電気角速度と機械角速度、すべりの関係について検討せよ。
- ③ 本実験で行う誘導電動機のパラメータ測定法（測定方法とパラメータ導出式）について検討せよ。
- ④ 誘導電動機の一次電流、トルク、機械出力、効率、力率について理論式を検討せよ。
- ⑥ 電力変換器を用いた誘導電動機の変速駆動方式について調査せよ。
- ⑦ 次の述語について説明せよ。定格、効率、損失、負荷、トルク、力行および回生。

### 3. 実験方法

### 3. 1. 1. 實驗課題

- ### 3. 1. 2. 実験方法

- 表 3-1 電位降下法によるパラメータ測定結果

| 直流電流<br>測定値 $I_1$ [A] | 直流電圧<br>測定値 $V_1$ [V] | 一次巻線抵抗<br>計算値 $R_1$ [ $\Omega$ ] |
|-----------------------|-----------------------|----------------------------------|
|                       |                       |                                  |

温度換算値 R<sub>1</sub> :  [Ω] @  [°C] 換算

- 1-10

表 3-2 無負荷試験によるパラメータ測定結果

一次線間電圧  $V_1$  [V] :  [V]

| 一次電流<br>測定値 $I_1$ [A] | 入力電力<br>測定値 $P_1$ [W] | 励磁コンダクタンス<br>計算値 $g_c$ [S] | 励磁サセプタンス<br>計算値 $b_0$ [S] |
|-----------------------|-----------------------|----------------------------|---------------------------|
|                       |                       |                            |                           |

7. 誘導電動機の二次側を機械的に拘束する.
8. 定格電流が流れるまで一次線間電圧を増加させる.
9. このときの一次線間電圧, 入力電力を測定し, 図 2-8(b)をもとに二次巻線抵抗と漏れリアクタンスを計算する. さらに, 二次側の回転角を数箇所変えて同様の実験を行い, 二次巻線抵抗と漏れリアクタンス計算値の平均値処理を行う.

表 3-3 拘束試験によるパラメータ測定結果

一次電流  $I_1$  [A] :  [A]

| 一次線間電圧<br>測定値 $V_1$ [V] | 入力電力<br>測定値 $P_1$ [W] | 二次巻線抵抗<br>計算値 $R_2$ [ $\Omega$ ] | 漏れリアクタンス<br>計算値 $X$ [ $\Omega$ ] |
|-------------------------|-----------------------|----------------------------------|----------------------------------|
|                         |                       |                                  |                                  |

二次巻線抵抗平均値  $R_2$  :  [ $\Omega$ ]漏れリアクタンス平均値  $X$  :  [ $\Omega$ ]

### 3. 2. VVV Fインバータによる可変速制御特性試験

#### 3. 2. 1. 実験課題

- (a) 誘導電動機をVVV Fインバータで駆動したときの印加電圧，電流波形等を観測する．
- (b) VVV Fインバータで可変速運転し， $V/f$  制御特性を測定する．

#### 3. 2. 2. 実験方法

1. 図 3-2 に示したように誘導電動機の駆動回路を結線する．ただし，誘導電動機の二次側は短絡しておく．
2. VVV Fインバータの $V/f$ パターンを指定されたものに設定した上で，運転周波数を誘導電動機の定格周波数まで変化させ，自在に可変速運転が行えることを確認する．
3. 誘導電動機の一次線間電圧，一次電流，運転周波数，回転数を測定し，計算した $V/f$ 比率とともにグラフにまとめる．
4. 上記測定中，定格周波数および指定された周波数のとき，一次線間電圧を基準にして一次電流の波形を記録する．
5. 他の $V/f$ パターンでも同様の実験を行う．

表 3-6 VVV Fインバータによる可変速制御特性試験の測定結果

$V/f$  パターン：

| 運転周波数<br>測定値 $f$ [Hz] | 一次線間電圧<br>測定値 $V_1$ [V] | 回転数<br>測定値 $N$ [rpm] | 一次電流<br>測定値 $I_1$ [A] | $V/f$ 比率<br>計算値 $V/f$ [V/Hz] |
|-----------------------|-------------------------|----------------------|-----------------------|------------------------------|
| //////////            | //////////              |                      | //////////            | //////////                   |

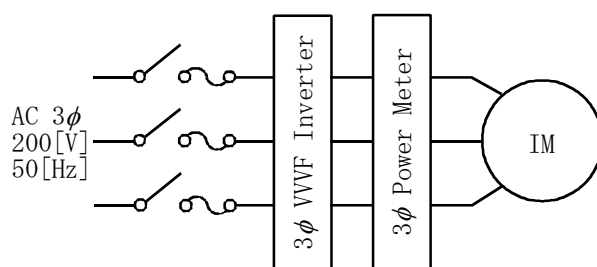


図 3-2 VVV Fインバータによる可変速制御特性試験

### 3. 3. VVV Fインバータによる負荷運転特性試験

#### 3. 3. 1. 実験課題

- (a) 誘導電動機をVVV Fインバータで駆動し、負荷運転特性を測定する。
- (b) VVV Fインバータで駆動した場合の印加電圧、電流波形等も測定する。

#### 3. 3. 2. 実験方法

1. 図 3-3 に示したように誘導電動機の駆動回路および直流発電機の負荷回路を結線する。ただし、誘導電動機の二次側は短絡しておく。
2. VVV FインバータのV / f パターンを指定されたものに設定した上で、誘導電動機を定格電圧、定格周波数で駆動できるように、VVV FインバータのV / f 比率を設定する。
3. 誘導電動機を定格電圧、定格周波数で駆動し、直流発電機に接続された負荷抵抗を変化させることにより負荷運転を行う。このとき、誘導電動機の定格電流の範囲内で負荷率を変化させる。
4. 負荷運転中、一次電流、入力電力、回転数を測定する。これと同時に、直流発電機の電機子電圧が一定となるよう界磁電流を調整し、電機子電流も測定する。
5. 上記測定中、0 および 100 [%] 負荷のとき、一次線間電圧を基準にして一次電流と二次電流の波形を記録する。
6. 以上の測定結果をもとに誘導電動機のすべり、トルク、機械出力、効率、入力力率を計算してグラフにまとめる。
7. 運転周波数を指定された周波数に低下させ、同様の実験を行う。

表 3-7 VVV Fインバータによる負荷運転特性試験の測定結果

一次線間電圧  $V_1$  :  [V]一次周波数  $f$  :  [Hz]電機子電圧  $V_a$  :  [V]

| 一次電流<br>測定値 $I_1$ [A] | 入力電力<br>測定値 $P_1$ [W] | 回転数<br>測定値 $N$ [rpm] | 電機子電流<br>測定値 $I_a$ [A] | 界磁電流<br>測定値 $I_f$ [A] |
|-----------------------|-----------------------|----------------------|------------------------|-----------------------|
| //////////            |                       | //////////           | //////////             | //////////            |

表 3-8 VVV Fインバータによる負荷運転特性試験の計算結果

一次線間電圧  $V_1$  :  [V]一次周波数  $f$  :  [Hz]電機子電圧  $V_a$  :  [V]

| すべり<br>計算値 $s$ | 機械損<br>計算値 $P_{loss}$<br>[W] | 機械出力<br>計算値 $P_m$ [W] | 入力力率<br>計算値 $\cos\phi$ | 効率<br>計算値 $\eta$ | 出力トルク<br>計算値 $T$ [Nm] |
|----------------|------------------------------|-----------------------|------------------------|------------------|-----------------------|
|                |                              |                       |                        |                  |                       |

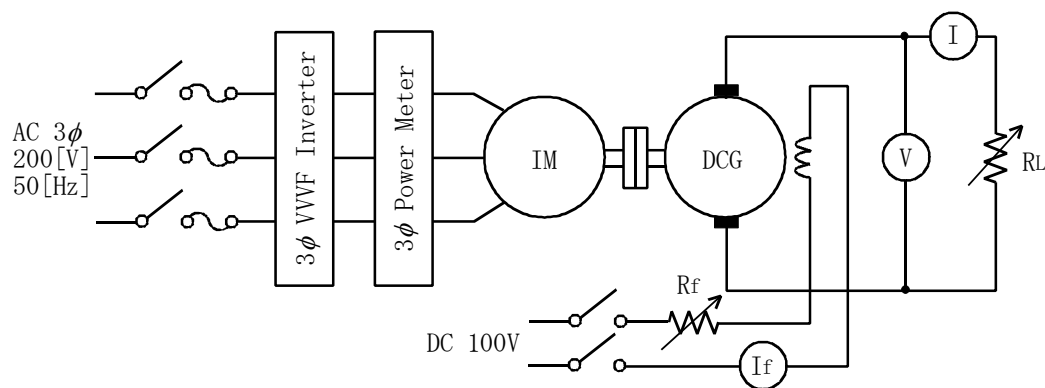


図 3-3 V V V F インバータによる負荷運転特性試験

#### 4. 考察事項

以下の事項を参考にして本学生実験に関する考察を記述せよ。

- パラメータ測定試験の結果を用いて、VVVFインバータで駆動（定格周波数と指定された周波数）した場合の負荷運転特性理論値（一次電流、トルク、機械出力、効率、入力力率）を計算してグラフにまとめよ。また、理論値と実験結果（計算値）を比較検討せよ。
- 実験3. 1の抵抗値測定の電圧値を決定した理由について定量的に考察せよ。
- 実験3. 2で測定した電圧・電流波形から、電圧値電流値を読み取り、電圧・電流の測定値を比較して実験結果が正しいかどうか、定量的に考察せよ。
- 実験3. 3の負荷運転特性試験で得られた結果から、最大トルク及び最大トルクとなるすべりを求めて、理論値と比較せよ。
- 実験3. 2で得られた結果のように、実際の $V/f$ 比率は一定ではなく、運転周波数が低い領域（一般に25 [Hz]以下）では若干高めに設定することが多い。この理由を検討せよ。また、負荷機器によっては $V/f$ 比率が一定でない方が運転効率を高められる。そのような応用例と制御法について述べよ。
- 実験3. 3で測定した二次電流波形の周波数及び振幅を読み取って理論値と測定結果を比較せよ。
- インバータによる誘導電動機の可変速駆動システムの応用例を2つ以上挙げ、インバータ駆動による利点について考察せよ。

## 5. レポートをまとめる上での注意事項

本学生実験では、以下に掲げた事項に注意してレポートをまとめること。

- 手書き、印刷を問わず、できるだけ A4 の薄手レポート用紙を用いて作成すること。
- 理論や原理については 1 ～ 2 ページに要約すること。特に実際に行った実験内容や考察と密接に関係する事項のみを記述すること。本実験指導書の記載事項全部を書き写しても意味が無い。
- 実験方法については、本実験指導書の記載事項を書き写すのではなく、実際にどのように実験を行ったのかがわかるよう図を用いて簡単に記載すること。
- 測定した実験データだけでなく計算結果等も要領よく表としてまとめること。
- 計算処理を必要とする部分では、代表的なデータ、根拠となる数式等を用いて計算例を明示すること。
- グラフは 1 種類の物理量に対して実験値と理論値を 1 つのグラフに重ねて描き、実験値はプロット、理論値は曲線（実線、点線、破線等）で示すこと。また、1 ページに 2 つのグラフを載せてできる限り枚数を削減すること。

## 6. 参考図書

- ① 常広 譲，松本圭二：「インバータ しくみと使い方のコツ」電気書院（1989）
- ② 宮入庄太：「最新電気機器学」丸善（1967）
- ③ 坪島茂彦：「誘導電動機」東京電機大学出版局（1979）
- ④ 難波江章，金 東海，高橋 勲，仲村節男，山田速敏：「基礎電気機器学」電気学会（1984）
- ⑤ 難波江章，金 東海，高橋 勲，仲村節男，山田速敏：「電気機器学」電気学会（1985）
- ⑥ 森本雅之：「よくわかる電気機器」森北出版（2012）