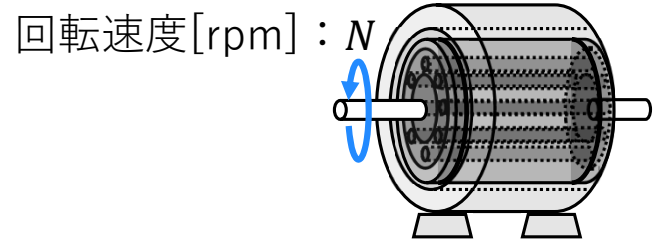


誘導機 (8) - 1 《誘導電動機 の速度制御》



同期速度[rpm] : $N_s = \frac{120f}{p} \dots \textcircled{1}$

電源周波数[Hz] : f

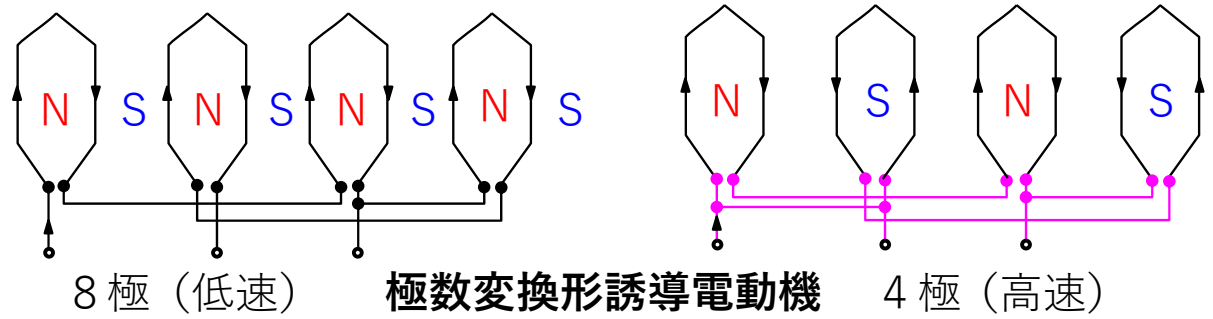
極数[極] : p

すべり[p.u.] : $s = \frac{N_s - N}{N_s} \therefore N = N_s(1 - s) \dots \textcircled{2}$

①,②より、回転速度[rpm] : $N = \frac{120f}{p}(1 - s)$

回転速度は、電源周波数 f 、極数 p 、すべり s のいずれかを任意に変化できれば、回転速度を制御できる。

■ 極数 p を変化 ・ 極数切替制御



■ すべり s を変化 (トルク特性の変化)

- ・ 二次抵抗制御
- ・ 二次励磁制御
 - クレーマ方式
 - セルビウス方式
- ・ 一次電圧制御

■ 電源周波数 f を変化 (インバータ制御)

- ・ $\frac{V}{f}$ 一定制御
- ・ ベクトル制御
 - 磁界オリエンテーション形
 - 滑り周波数制御形
 - センサレス形

誘導機 (8) - 2 《誘導電動機 of 速度制御》

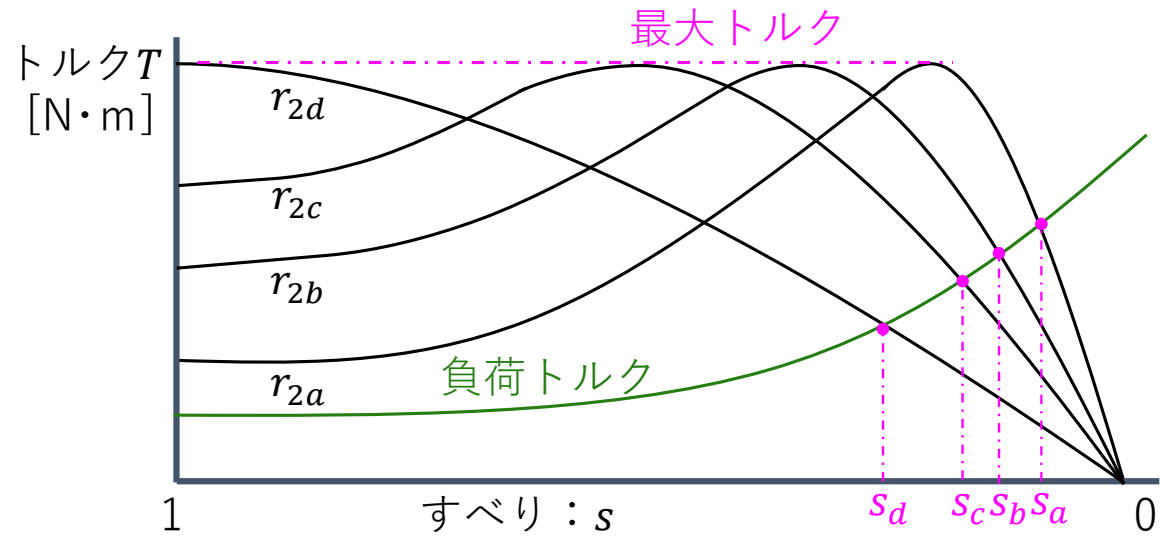
二次抵抗制御

$$T = \frac{V^2}{\omega_s} \cdot \frac{\frac{r_2}{s}}{\left(r_1 + \frac{r_2}{s}\right)^2 + x^2} = \frac{V^2}{\omega_s} \cdot \frac{\frac{r_2'}{s'}}{\left(r_1 + \frac{r_2'}{s'}\right)^2 + x^2}$$

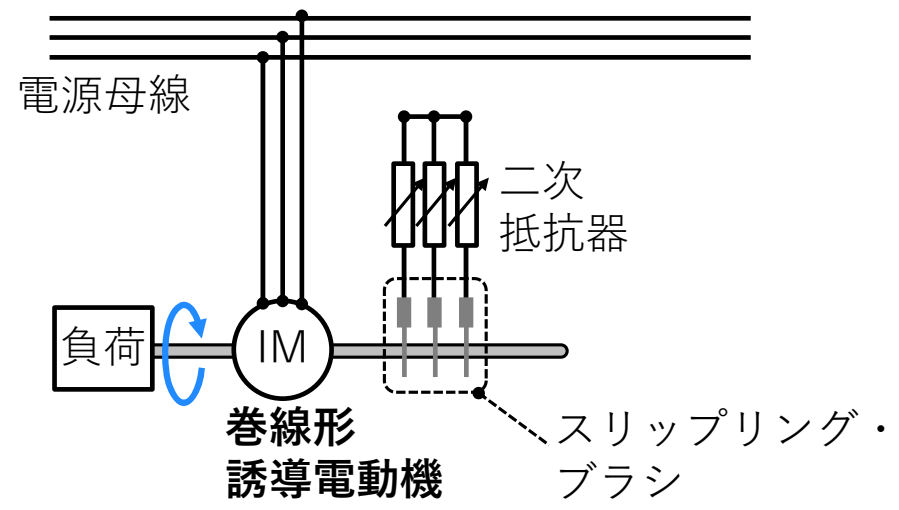
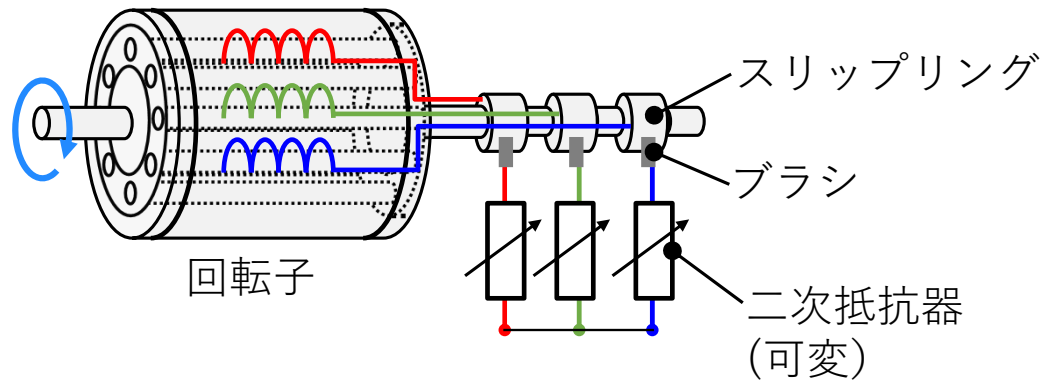
$\frac{r_2}{s} = \frac{r_2'}{s'}$ のとき、トルク T は変わらない。

この性質を **比例推移** と呼ぶ。

$r_{2a} < r_{2b} < r_{2c} < r_{2d}$



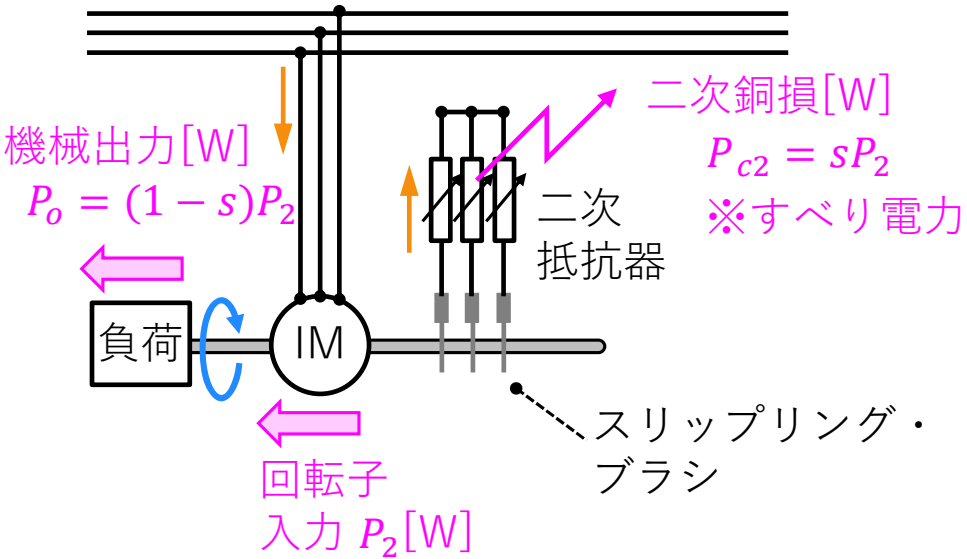
< 巻線形誘導電動機 >



電流の向き
→

誘導機 (8) - 3 《誘導電動機 の速度制御》

二次抵抗制御

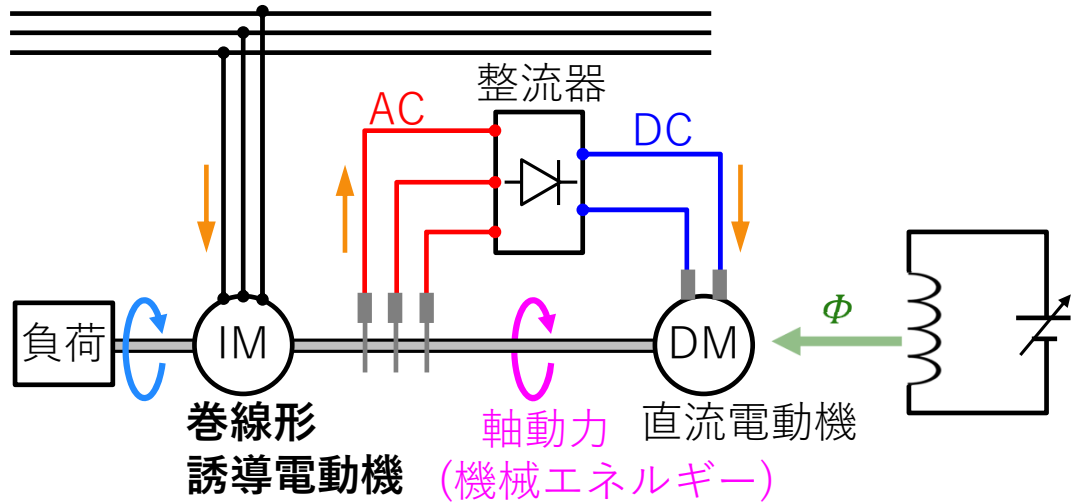


重要な関係

$$P_2 : P_{c2} : P_o = 1 : s : 1 - s$$

すべり電力 sP_2 は二次銅損 (ジュール熱損失) となり、低速になるほど効率が悪い

二次励磁制御 (クレーマ方式)



励磁増加 → (等価抵抗増加) → 速度低下

励磁減少 → (等価抵抗減少) → 速度上昇

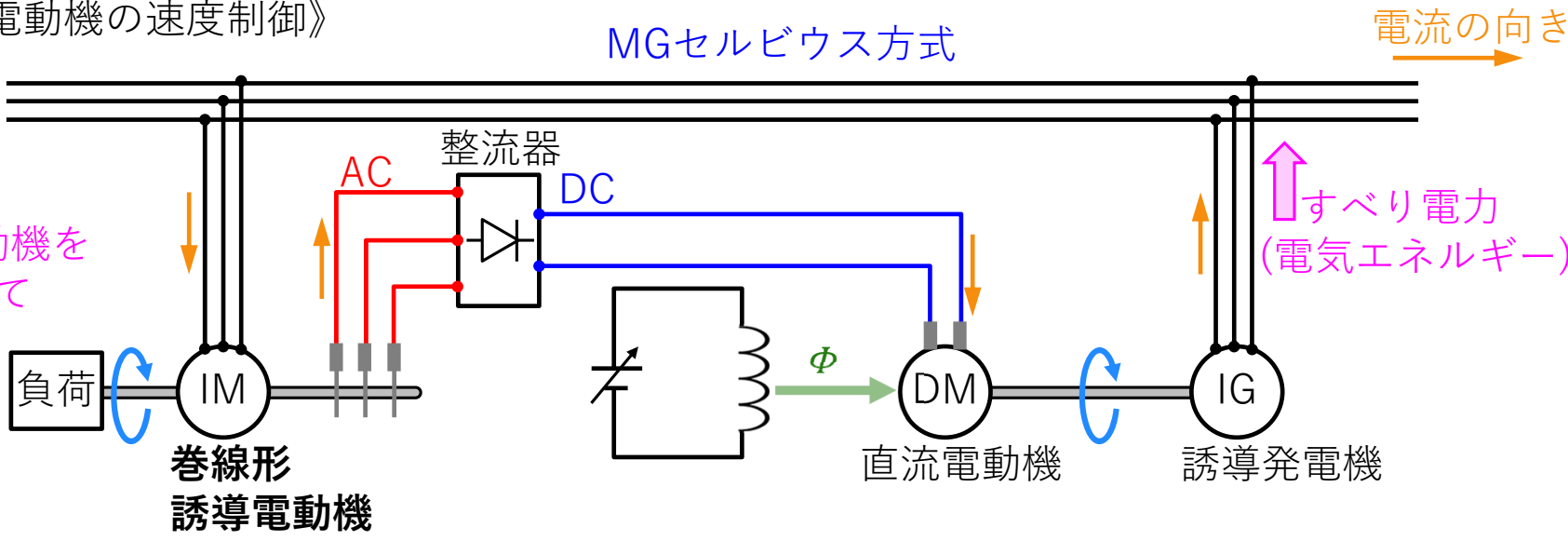
すべり電力 sP_2 を直流電動機に与えて機械エネルギーとして、軸動力に返還する。

誘導機 (8) - 4 《誘導電動機 の速度制御》

MGセルビウス方式

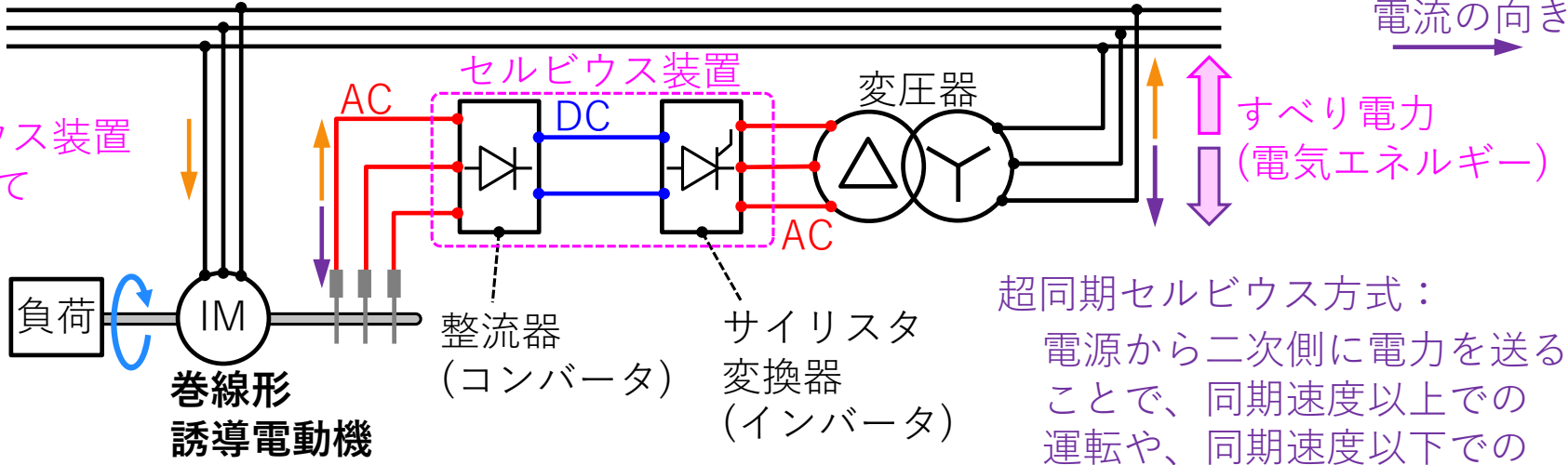
二次励磁制御
(セルビウス方式)

すべり電力 sP_2 を直流電動機を通して誘導発電機に与えて電気エネルギーとして、電源に返還する。



静止セルビウス方式

すべり電力 sP_2 をセルビウス装置 (パワー半導体) を通して電気エネルギーとして、電源に返還する。



超同期セルビウス方式：
電源から二次側に電力を送ることで、同期速度以上での運転や、同期速度以下での回生制動運転ができる。

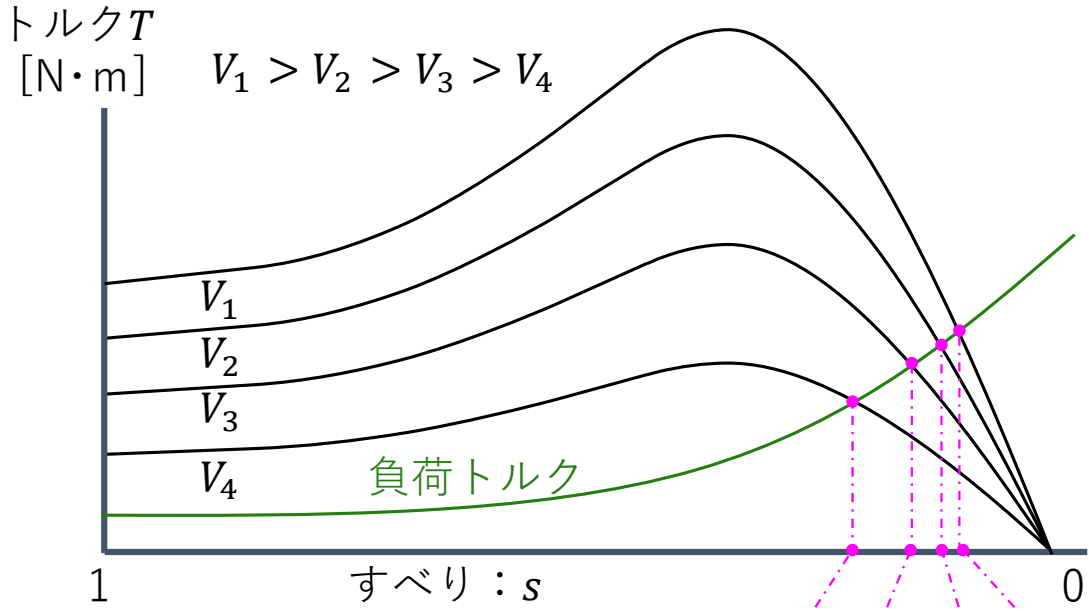
誘導機 (8) - 5 《誘導電動機 の速度制御》

一次電圧制御

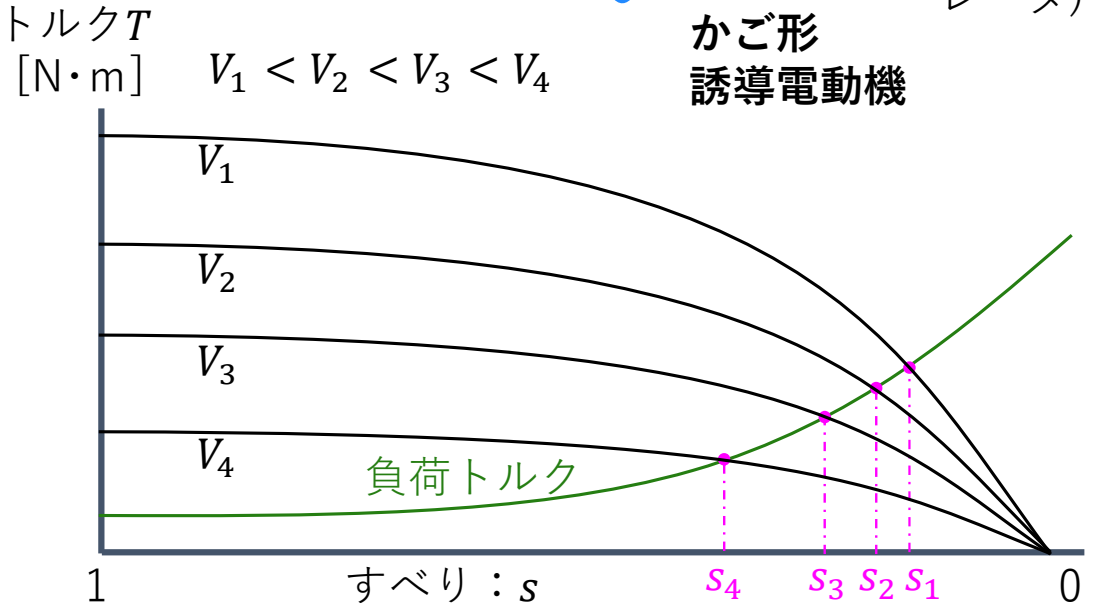
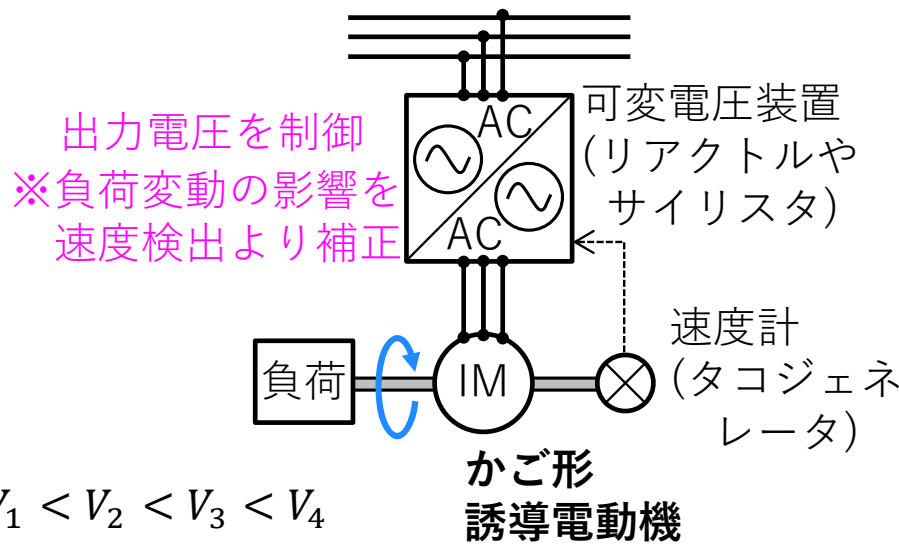
<トルクの式>

$$T = \frac{V^2}{\omega_s} \cdot \frac{\frac{r_2}{s}}{\left(r_1 + \frac{r_2}{s}\right)^2 + x^2}$$

トルクは一次電圧の二乗に比例



一次電圧を低下させるとすべり s が増加



二次抵抗を大きく設計することで制御範囲が広がる

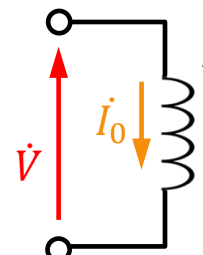
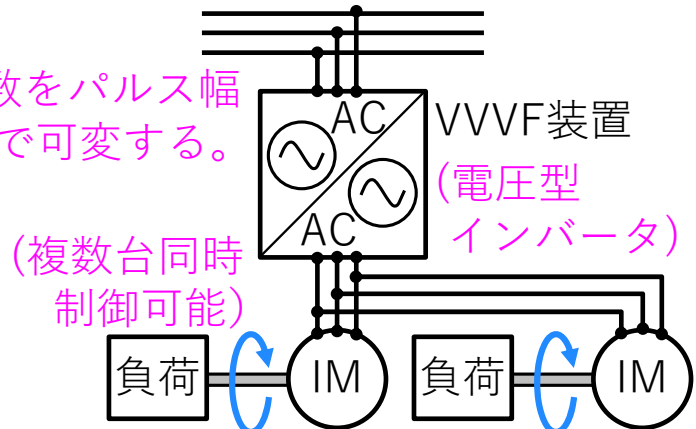
誘導機 (8) - 6 《誘導電動機 の速度制御》

インバータ制御 ($\frac{V}{f}$ 一定制御)

VVVF装置 (Variable Voltage Variable Frequency:可変電圧可変周波数)

サイリスタやダイオードなどのパワー半導体で構成されたコンバータ回路(順変換器: AC→DC)とインバータ回路(逆変換器: DC→AC)を組み合わせた電力変換装置。慣例的にVVVF装置をインバータと呼ぶ。

出力電圧・周波数をパルス幅変調(PWM)方式で可変する。



励磁リアクタンス $x_0[\Omega]$

$$\dot{V} = j\omega x_0 \cdot \dot{I}_0$$

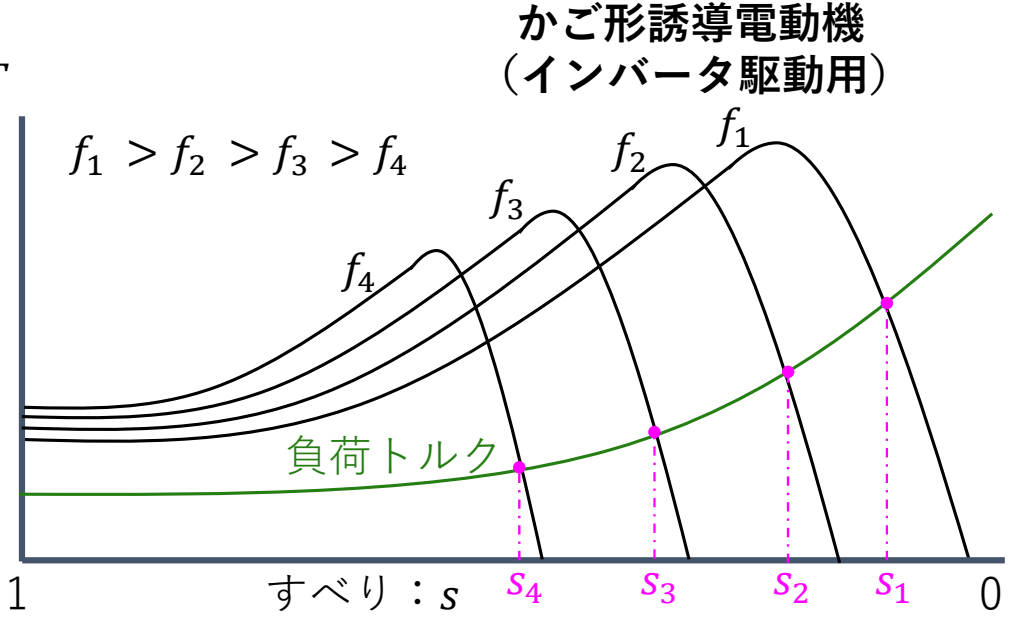
$$I_0 = \frac{x_0}{2\pi} \cdot \frac{V}{f}$$

一定電圧で周波数を下げると磁束飽和する。

$\frac{V}{f}$ 一定として、磁束 ϕ を制御全域で一定とすれば、すべり周波数とトルクの関係を一にできる。

※ $f = 50[\text{Hz}]$ で $48[\text{Hz}]$ 運転時と
 $f = 30[\text{Hz}]$ で $28[\text{Hz}]$ 運転時は、
すべり周波数 $2[\text{Hz}]$ でトルクは同じ。

トルク T [N·m]



最大トルクが低下していくのは一次巻線抵抗による電圧降下の影響

かご形誘導電動機 (インバータ駆動用)

誘導機 (8) - 7 《誘導電動機 の速度制御》

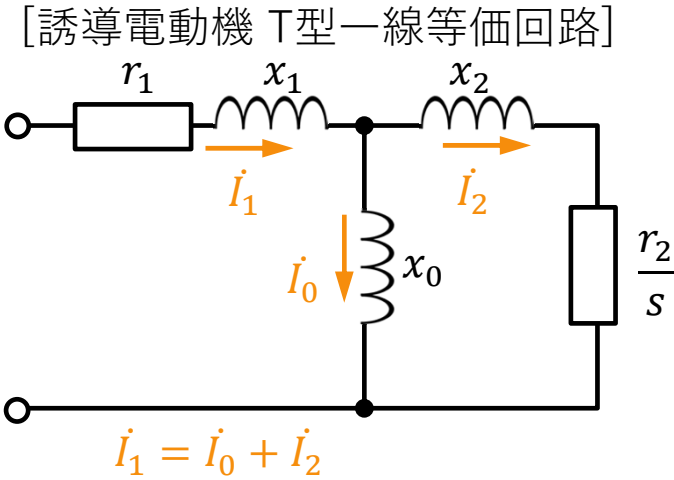
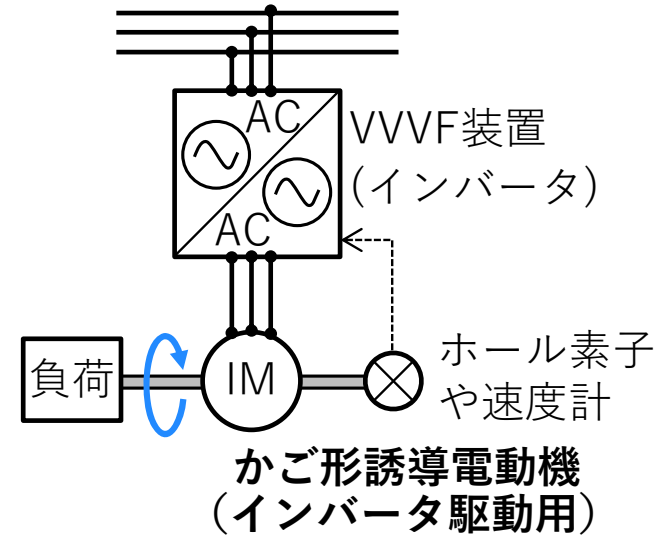
インバータ制御 (ベクトル制御)

$$T = K' \cdot \Phi \cdot I \quad \text{※トルクは磁束と電流に比例}$$

一次電流 I_1 を、磁束を作る電流成分 I_0 とトルクを発生させる電流成分 I_2 にベクトル分解する。

I_0 一定で磁束を一定とし、 I_2 を制御することで、トルク制御ができる。

- 磁界オリエンテーション形
ギャップ磁束を検出するホール素子を電動機に内蔵
- 滑り周波数制御形
滑り角周波数を計測する速度計 (タコジェネレータやパルスエンコーダ) を電動機に内蔵
- センサレス形
検出器を電動機に設けず、予め設定した電動機定数(パラメータ)とVVVF装置の出力電圧・電流・周波数及び各相の電流位相から、ベクトル分解演算を行う。
(各メーカー毎の方式・呼称で汎用インバータへ標準機能として搭載)



誘導機（8） - 8 《誘導電動機の速度制御》

制御法	長所	短所	原理	備考
極数切替制御	<ul style="list-style-type: none"> ・装置が堅牢（スイッチ切替のみ）で、最も安価 ・各速度での効率が高い 	<ul style="list-style-type: none"> ・段階的な変速となる（2～4段階程度） ・極数変換形のみ適用可能 	固定子巻線の接続切替によって極数を変化させて、同期速度を段階的に変更する	VVVF装置の普及に伴い、近年の採用は少ない
二次抵抗制御	<ul style="list-style-type: none"> ・比較的、安価 	<ul style="list-style-type: none"> ・巻線形のみ適用可能 ・制御範囲が狭い ・効率が低い 	二次抵抗値の変化によってトルク特性を変えて、滑りを調整する	二次励磁制御のバックアップとして適用
二次励磁制御	<ul style="list-style-type: none"> ・制御全域に渡って効率が高い 	<ul style="list-style-type: none"> ・巻線形のみ適用可能 ・設備構成が複雑で大型・高価 ・制御範囲が狭い(60%～100%) 	すべり電力を回生し、等価的に二次抵抗値の変化によってトルク特性を変えて、滑りを調整する	超大容量電動機に適用される。クレーマ方式とセルビウス方式がある
一次電圧制御	<ul style="list-style-type: none"> ・かご形に適用可能(保守容易) 	<ul style="list-style-type: none"> ・制御範囲が狭い ・効率が低い 	一次電圧の変化によってトルク特性を変えて、滑りを調整する	VVVF装置の普及に伴い、近年の採用は少ない
インバータ制御 (V/f一定制御・ベクトル制御)	<ul style="list-style-type: none"> ・かご形に適用可能(保守容易) ・小容量の汎用VVVF装置は安価 ・制御範囲が広い(10%～100%) ・特に低速域で省電力 ・ベクトル制御でトルク調整可能(極低速域へ制御範囲拡大) 	<ul style="list-style-type: none"> ・大容量VVVF装置は高価 ・必要なパラメータ設定が多い ・電動機容量のランクアップ(インバータ駆動用を推奨) ・高調波対策が必要 ・瞬停に弱い(インバータ停止) 	VVVF装置（パワー半導体で構成された電力変換装置）で電源周波数及び電圧を変化させて、速度制御する	小容量から大容量まで広く採用される。ギャップ磁束密度を一定とするため、V/fを一定とする