

誘導電動機ベクトル制御系の鉄損考慮時の安定性と数値計算結果

永野 孝*・篠原 勝次**・ワン・ザイディ・ワン・ムスタファ***

A Stability Analysis and Numerical Results of the Vector Control System of an Induction Motor Taking into Account a Core Loss

Takashi NAGANO, Katsuji SHINOHARA, W.Zaidi.W.Mustafa

The rotor flux is constant and a core loss is ignored in the conventional vector control system of an induction motor. We present a report on the stability analysis of vector control without a speed sensor that ignores the core loss. But the vector control system poses the problem that its efficiency is lower with a light load and that its control accuracy is lower at high speed due to the core loss.

In this paper, we derive the non-linear equations of the proposed vector control system with a decoupling control circuit, and obtain step responses by Runge-Kutta method.

Next, we derived the non-linear equations for the stability analysis of the usual vector control system of an induction motor taking into account the core loss with a speed sensor. We derived the step responses of the rotor speed taking into account an only core loss of an induction motor. We were able to obtain dominant loci of poles and zeros by a transfer function between the rotor speed ω_r and the rotor speed command ω_r^* .

stability analysis vector control induction motor core loss dominant loci

1. まえがき

誘導電動機のベクトル制御では、一般に電動機の二次磁束を一定とし鉄損は無視し解析される。しかし、ベクトル制御では鉄損による軽負荷時における効率低下の問題点¹⁾、高速回転時における制御精度の問題点²⁾が指摘され、鉄損を考慮した制御回路³⁾も提案されている。

本稿では、鉄損を考慮した非干渉制御回路³⁾での非線形連立微分方程式を導出し、その速度のステップ応答をルンゲ・クッタ・ジル法で計算した。また、従来の鉄損を考慮した誘導電動機のT形等価回路から電圧方程式^{4) 5)}を導出し、誘導電動機に速度センサ付きベクトル制御系において電動機の鉄損のみを考慮した速度のステップ応答を求めた。次に、速度の伝達関数より鉄損に対する極と零点を求め安定性⁶⁾について検討したので報告する。

2. 非干渉制御法による解析モデル

Fig. 1にベクトル制御系の鉄損を考慮した非干渉制御

回路を示す。まず、速度指令値 ω_r^* と速度検出器から検出してきた速度 ω_r の偏差を速度制御器でP I制御し i_T^* を作っている。次に、 i_T^* と i_0^* から非干渉制御によりトルク電流指令 i_{1q}^* と磁束電流指令 i_{1d}^* を作っている。また、 i_T^* と i_0^* よりベクトル制御の原理に従って滑り角速度指令 ω_s^* を作っている。そして、速度と加算して回転磁界の角速度 ω_ϕ を作る。次に、磁束電流指令 i_{1d}^* とともにd q - 3相変換して一次電流指令を作る。3相P I電流制御部においては、一次電流指令 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* と検出してきた一次電流 i_u 、 i_v 、 i_w との偏差をP I制御することで一次電圧指令 v_{su} 、 v_{sv} 、 v_{sw} を作る。

3. 非線形連立微分方程式の導出

提案されている非干渉制御回路での非線形連立微分方程式は鉄損を考慮した誘導電動機の電圧方程式、機械系の式、速度制御器の式、3相P I制御回路の式より以下のような12元の微分方程式が導出される。

$$p i_{1d} = a_1 i_{1d} + a_2 i_{1q} + a_3 i_{2d} + a_4 i_{2q} + b_1 v_{1d} + b_2 v_{1q} \dots\dots\dots(1)$$

$$p i_{1q} = a_5 i_{1d} + a_6 i_{1q} + a_7 i_{2d} + a_8 i_{2q} + b_3 v_{1d} + b_4 v_{1q} \dots\dots\dots(2)$$

$$p i_{2d} = a_9 i_{1d} + a_{10} i_{1q} + a_{11} i_{2d} + a_{12} i_{2q} + b_5 v_{1d} + b_6 v_{1q} \dots\dots\dots(3)$$

平成11年5月31日受理

*博士後期課程システム情報工学専攻

**電気電子工学科

***博士前期課程電気電子工学専攻

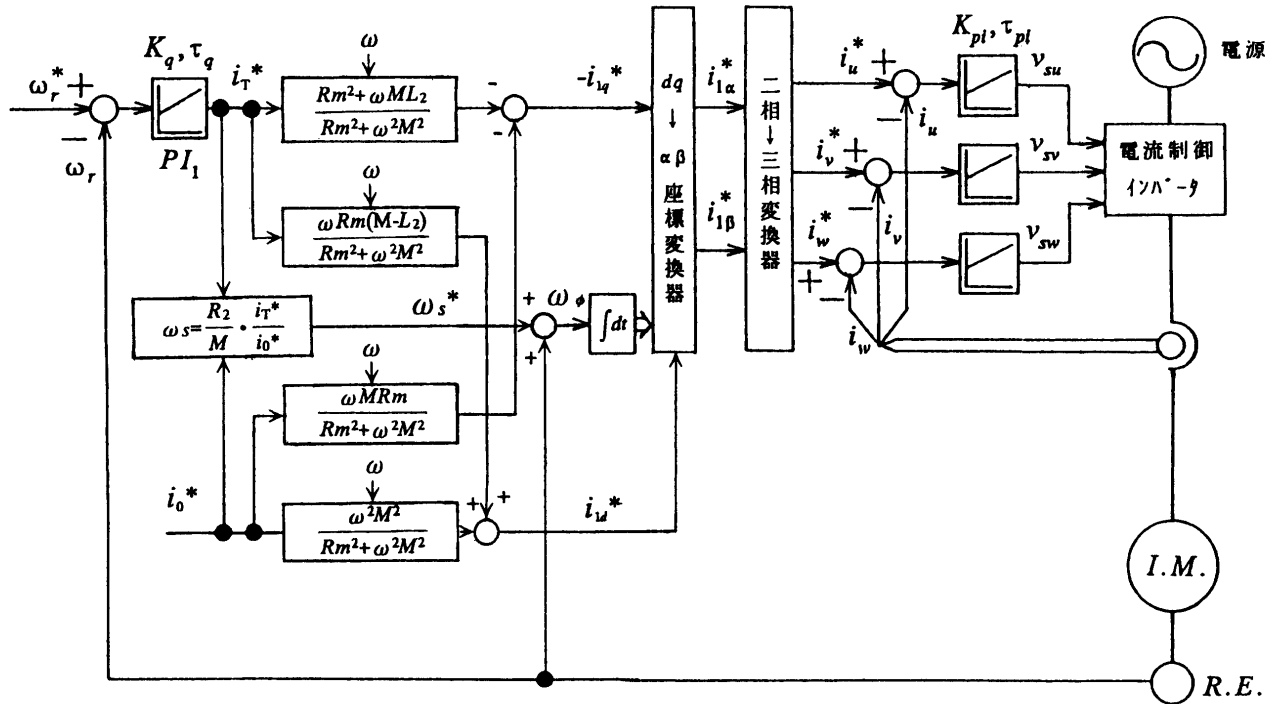


Fig.1. Vector control system with decoupling control circuit

$$p i_{2d} = a_{13} i_{1d} + a_{14} i_{1q} + a_{15} i_{2d} + a_{16} i_{2q} + b_7 v_{1d} + b_8 v_{1q} \dots\dots(4)$$

$$\omega_s^* = \frac{R_2}{M} \frac{I_T^*}{I_0^*}$$

$$p \omega_r = \left(\frac{1}{J} \right) \left\{ \left(\frac{P}{2} \right) M (i_{1q} i_{2d} - i_{1d} i_{2q}) - \tau_l \right\} \dots\dots(5)$$

$$I_0^* = \text{一定}$$

$$p I_T^* = \frac{P}{2} \left\{ \frac{K_q}{\tau_q} (\omega_r^* - \omega_r) + K_q p (\omega_r^* - \omega_r) \right\} \dots\dots(6)$$

$$\omega_\phi = \frac{P}{2} \omega_r + \omega_s^*$$

$$p A_d = - (K_{pi} / \tau_{pi}) (i_{1d}^* - i_{1d}) - B_d \dots\dots(7)$$

$$S = \frac{\omega_s}{\omega_\phi}$$

$$p A_q = - (K_{pi} / \tau_{pi}) (i_{1q}^* - i_{1q}) - B_q \dots\dots(8)$$

$$I_T^* = - I_{2q}^*$$

$$p B_d = (K_{pi} / \tau_{pi}) \{ \omega_\phi (i_{1q}^* - i_{1q}) + p \omega_\phi C_q \} + \omega_\phi^2 A_d \dots\dots(9)$$

$$p B_q = \omega_r - (K_{pi} / \tau_{pi}) \{ \omega_\phi (i_{1d}^* - i_{1d}) + p \omega_\phi C_d \} + \omega_\phi^2 A_q \dots\dots(10)$$

$$p C_d = - (i_{1d}^* - i_{1d}) - \omega_\phi C_q \dots\dots(11)$$

$$p C_q = (i_{1q}^* - i_{1q}) + \omega_\phi C_d \dots\dots(12)$$

$$I_{1d}^* = \frac{\omega R_m (M - L_2)}{R_m^2 + \omega^2 M^2} I_T^* + \frac{\omega^2 M^2}{R_m^2 + \omega^2 M^2} I_0^*$$

$$I_{1q}^* = - \frac{R_m^2 + \omega^2 M L_2}{R_m^2 + \omega^2 M^2} I_T^* - \frac{\omega M R_m}{R_m^2 + \omega^2 M^2} I_0^*$$

4. 数値計算結果

Fig. 2 に非干渉制御法による速度のステップ応答を示す。速度指令 ω_r^* を 89.5rad/s から 92.7rad/s に変化したときの速度のステップ応答を計算している。ステップ応答は、従来の方法と比較してオーバシュートも抑えられ、早く整定している。鉄損抵抗 R_m は 1.67Ω、負荷トルク 4.1N・m で計算している。Table 1 は電動機定数と制御回路定数を表す。

5. まとめ

誘導電動機のベクトル制御系において、非干渉制御法と従来の制御法とで安定性と速度のステップ応答を比較・

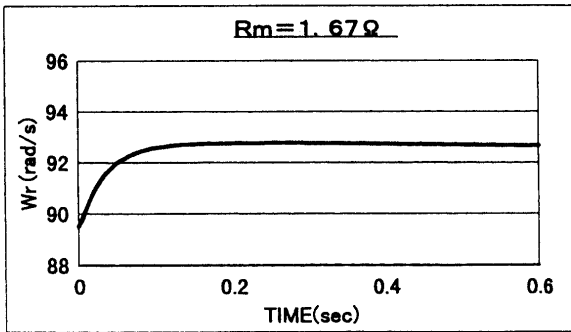


Fig.2. Step responses for core loss

Table 1. Parameters of induction moter and control circuit

$P_o = 1.5$ kW	$K_v = 15.0$
$V = 180$ V	$K_q = 0.552$
$f = 60$ Hz	$K_{pi} = 4.5$
$P = 4$ 極	$\tau_q = 0.1$
$R_1 = 0.532$ Ω	$\tau_{pi} = 0.0001$ S
$R_2 = 0.537$ Ω	$\phi_{2d}^* = 0.464$ Wb
$L_1 = 0.0794$ H	
$L_2 = 0.0794$ H	
$M = 0.0773$ H	
$R_m = 1.67$ Ω	

検討し、次のことが明らかになった。

(1) 従来の制御法と非干渉制御法と比較すると、非干渉制御法は制御性能が優れている。

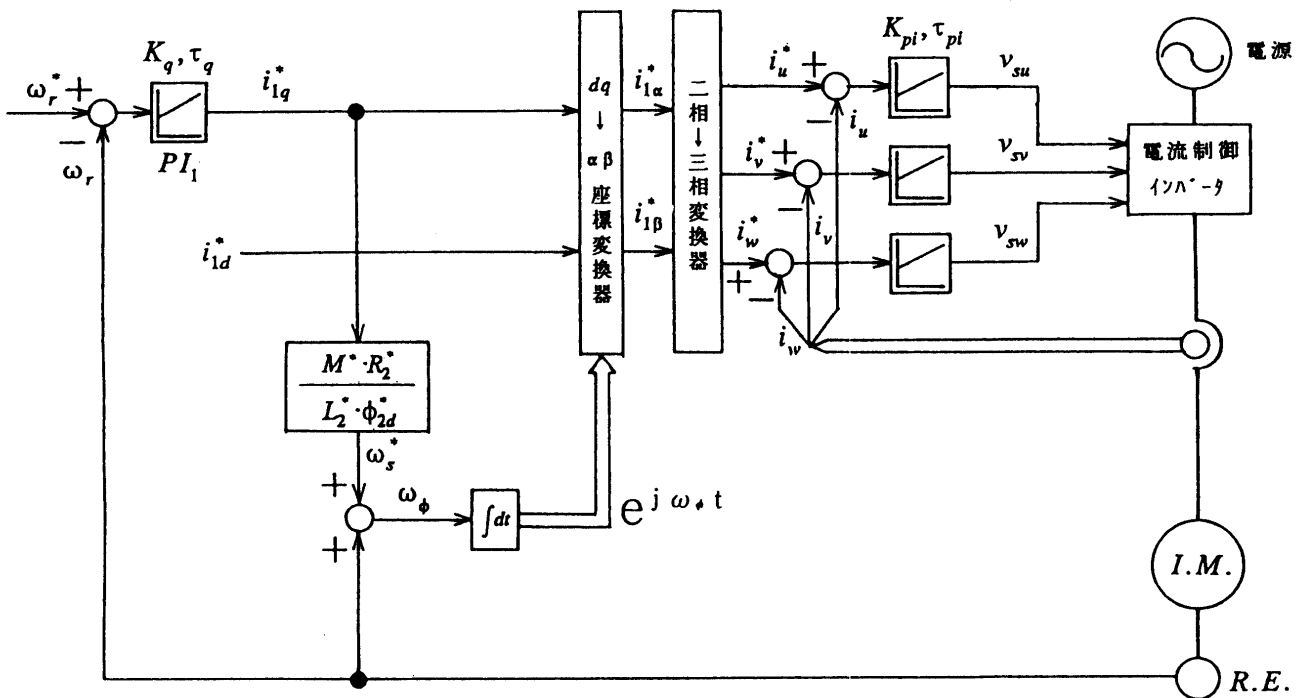
(2) 従来のベクトル制御系では、鉄損が増すとダンピング係数が大きくなり共振が抑えられ、速度のステップ応答が早く整定している。

参考文献

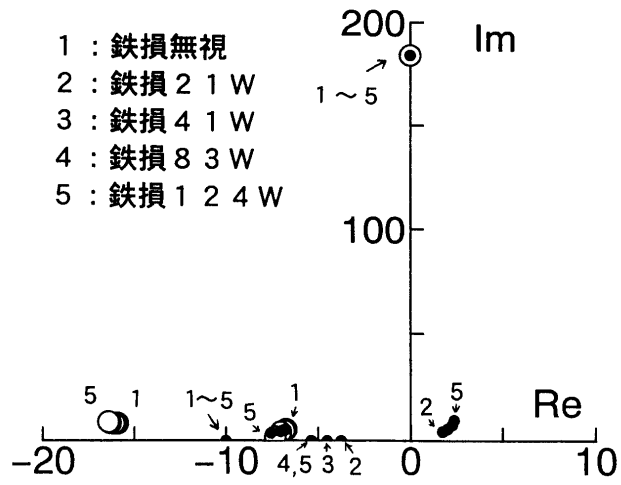
- 1) 黄, 田所, 塚越, 松瀬: 電学論 D,115,39(平7-1)
- 2) 谷口, 吉住, 松瀬: 平10電気学会全大 No. 900
- 3) 水野, 高山, 市岡, 寺島: 電学論 D,109,841(平元-

- 11)
- 4) 永野, 篠原, 有馬: 鹿児島大学工学部研究報告, 第40号, 41(平10-9)
- 5) 永野, 篠原, 有馬: 平10電気学会九州支部連大 No. 1450
- 6) 永野, 篠原, 有馬, W.Zaidi.W.Mustafa: 平11電気学会全大 No. 1013

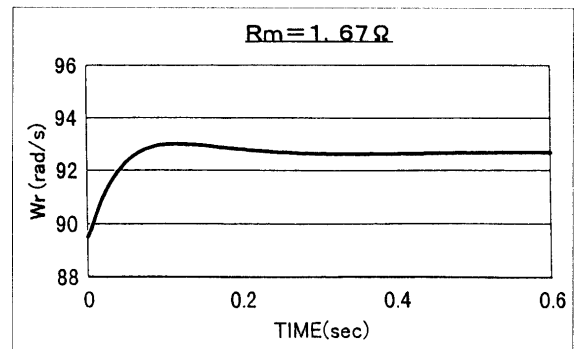
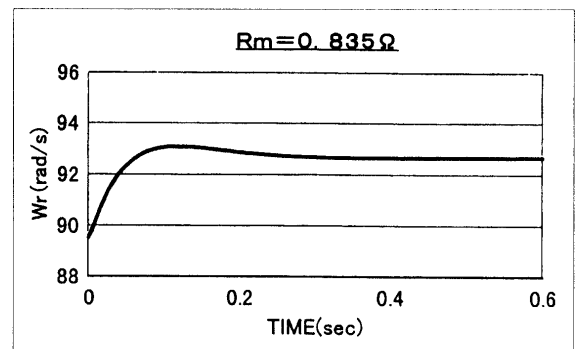
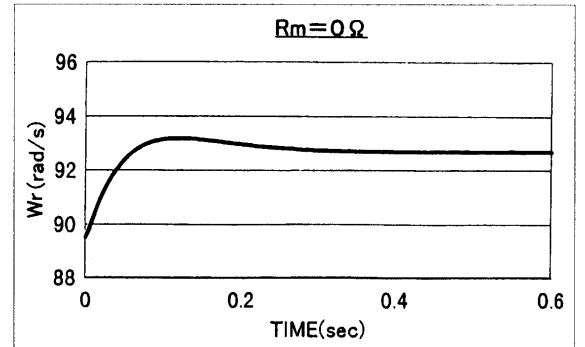
付 録



app.Fig.1. Vector control system



app. Fig. 2. Dominant loci of poles and zeros for core loss



app. Fig. 3. Step responses for core loss