

琉球大学学術リポジトリ

可変速リラクタンスモータの乱調現象の解析と安定化制御

メタデータ	言語: 出版者: 琉球大学工学部 公開日: 2008-03-31 キーワード (Ja): キーワード (En): Reluctance Motor, Hunting Phenomena, Stabilizing Control, Lyapunov Method 作成者: 上里, 勝實, 千住, 智信, 宮城, 亮, 友利, 好克, Uezato, Katsumi, Senjyu, Tomonobu, Miyagi, Ryo, Tomori, Yoshikatsu メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/20.500.12000/5478

可変速リラクタンスモータの乱調現象の解析と安定化制御

上里 勝 實* 千住 智 信*
 宮城 亮** 友利 好 克***

Analysis of Hunting Phenomena and Stabilizing control
 for variable frequency operation of Reluctance Motors.

Katsumi UEZATO* Tomonobu SENJYU*
 Ryo MIYAGI** Yoshikatsu TOMORI***

Abstract

Because the reluctance motors are operated at synchronous speed to be synchronizing with source frequency, so high quality speed control is made by open-loop control systems. But sometimes that speed control is impossible due to hunting which occurs depend on operating frequency and machine parameters.

Therefore, it is important problem that analysis of hunting phenomena and Stabilizing control for variable frequency operation.

In this paper, those problems are studeid.

About analysis of hunting phenomena, relation of machine parameters upon hunting and region to occur the hunting is quantitatively cleared for applying Lyapunov method which is useful to analyze stability of nonlinear systems.

About Stabilizing control, More physical and simple stabilizing control is proposed, and it is verified that control is useful for variable frequency operation with various machine parameters.

Key Words : Reluctance Motor, Hunting Phenomena, Stabilizing Control, Lyapunov Method.

1. まえがき

リラクタンスモータは、ブラシレスであり構造が簡単で堅牢なため、近年の半導体技術の発達に伴い、主に小形の高速可変速駆動電動機として注目されている。この電動機は同期機の一つで、電源周波数と同期して

回転するため、開プル制御でも高精度な速度制御が可能である。しかし駆動周波数によりある条件の下で乱調が発生し、高精度の速度制御が不可能になる場合があり、そのため可変速駆動時の乱調振動と機器パラメータの関係を明らかにすること及び乱調抑制法の検討が重要な問題となっている。

受付：1992年5月11日

*工学部電気工学科

Dept. of Electrical Engineering, Fac. of Eng.

**沖縄県庁

Prefectural office of Okinawa

***大学院工学研究科電気・情報工学専攻

Graduate Student, Electrical and Information Engineering

乱調現象の解析に関しては、筆者らは既に調波平衡法⁽¹⁰⁾を用いてリラクタンスモータの低次非線形モデルを導出し、リヤプノフ法⁽¹¹⁾により、その安定性を解析する手法⁽¹²⁾⁽¹³⁾を提案し、良好な結果を得ている。また文献(7)では新たに漏れ磁束を考慮したリラクタンスモータの低次非線形モデルを導出し同様の解析を行っている。

本論文では文献(7)に示した手法を用いて可変速駆動時に機器パラメータが乱調に及ぼす影響を解析する。

可変速駆動時における乱調抑制に関する研究は、一般的には、電動機とインバータによって構成されるシステムを対象に行われている。⁽⁴⁾しかし、この不安定現象の原因は、電動機及びインバータの双方にあるため、その発生機構を明確にすることは容易ではなく、従って、電動機の乱調抑制制御に関して物理的に明確な検討が行われているとはいえない。

一方最近の研究により、この不安定現象は、本質的には電動機における鎖交磁束の変動により制動トルクが負となった場合に発生すると考えられており⁽⁴⁾、このような観点からみると、インバータ側の乱調発生原因と言われている電源電圧の脈動、低次高調波なども電動機の鎖交磁束を変動させる一要因と見なすことが出来る。また、最近のPWMインバータは、それ自身が有する乱調の原因は改善されつつあり、電動機にほぼ理想的な電源を供給することが可能である⁽⁴⁾。以上のことから、乱調を抑制するにはインバータの乱調原因を除去した理想的な正弦波電源でリラクタンスモータを運転し、電動機自体における乱調発生の物理的機構を検討することにより乱調発生原因を明確にし、その結果を基に乱調抑制法を考えることが重要であると思われる。

本論文は、以上の観点に基づき、可変速駆動時に問題となるリラクタンスモータの乱調振動現象の解析と乱調抑制法について検討を行う。

乱調現象の解析は、リヤプノフ法によって導出された乱調発生条件を基に機器定数の乱調発生に及ぼす影響を明らかにすると共に不安定領域より乱調振動の大きさについて検討を行う。

乱調抑制法については、鎖交磁束の変動に注目することにより乱調の物理的発生機構を検討し、その結果を基に物理的に明確な乱調抑制法を提案する。そして、この制御法が広範な駆動周波数で有効であること、及び諸機器定数を変化させた場合もシステムは安定であることをリヤプノフ法によって検証する。

2. 安定性解析のための諸式

本研究では、リヤプノフ法を用いて機器パラメータの乱調に及ぼす影響を解析するが、この方法を直接高次の方程式に適用するのは困難である。そのため、先ず、発生するトルクの導出に調波平衡法⁽¹⁰⁾を適用し、リラクタンスモータの方程式を二次元の運動方程式で表し、次に、その運動方程式より得られるシステム方程式に対してリヤプノフ法⁽¹¹⁾を適用する。

解析に用いるリラクタンスモータのモデルには以下の仮定を設ける。

- (1) 磁束は空けきにおいて正弦波状に分布する。
- (2) 磁気回路の飽和及び履歴は考えない。
- (3) 電動機自体の安定性を解析するため、インバータ側の乱調発生原因は除去する。従って、モデルは理想的なインバータで駆動されており、供給電圧は正弦波であるとする。また、供給電圧の実効値は $V/\sqrt{2}$ 一定で制御されているものとする。

文献(7)に基づき、調波平衡法を用いて発生する電磁トルクを導出すれば、リラクタンスモータの運動方程式は(1)式で表せる。

$$\frac{\omega^2 J}{P} \frac{d^2 \delta}{d\tau^2} + g(\delta) \frac{d\delta}{d\tau} + f(\delta) = T_L \quad (1)$$

ただし、 ω ：電源角周波数、 P ：極対数、

J ：慣性モーメント、 δ ：負荷角、

$\tau (= \omega t)$ ：正規化時間、 T_L ：負荷トルク

$$f(\delta) = a_{1s} \sin^2 \delta + a_{1c} \sin \delta \cos \delta + a_{1cc} \cos^2 \delta,$$

$$g(\delta) = b_{1s} \sin^2 \delta + b_{1c} \sin \delta \cos \delta + b_{1cc} \cos^2 \delta$$

なお、係数 a_{1s} 、 a_{1c} 、 \dots 、 b_{1c} は付録Iに示す。

図1は(1)式における $f(\delta)$ 及び $g(\delta)$ の負荷角に対する変化を示している。 $f(\delta)$ 、 $g(\delta)$ ともに負荷角 δ の変化に対して正弦波状に大きく変化していることから、リラクタンスモータは非線形性が非常に強いシステムであることがわかる。

(1)式で表されるリラクタンスモータの運動方程式は、非線形系であるため有限な安定・不安定領域が存在する。リヤプノフ法により、このシステムの安定判別を行うためには、先ず(1)式よりリヤプノフ関数を構成しなければならない。リヤプノフ関数の構成は、真の領域を比較的近似よく保証できる文献(3)の手法を用いる。

(1)式を状態変数 X_1 、 X_2 を用いて書き換えると次式

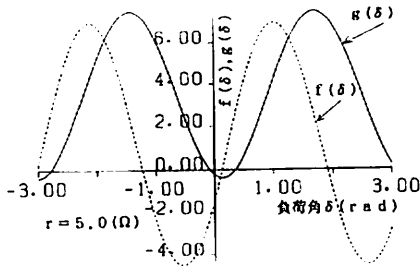


図1 発生トルク $f(\delta)$, 制動係数 $g(\delta)$

Fig. 1. Synchronizing torque $f(\delta)$, damping coefficient $g(\delta)$

のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{X}_1 &= X_2 \\ \dot{X}_2 &= -k(X_1) X_2 - h(X_1) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ただし, $\delta_0 = \delta - X_1$: 安定平衡点,

$$X_2 = dX_1 / d\tau$$

$$k(X_1) = \frac{P}{\omega^2 J} g(X_1),$$

$$h(X_1) = \frac{P}{\omega^2 J} [f(X_1) - T_L]$$

(2)式に対するリヤプノフ関数をラグランジュ・シャルピ法を用いて構成すると次式のリヤプノフ関数が得られる¹⁰⁾。

$$V = \frac{1}{2} (X_2 + K(X_1))^2 + \int_0^{X_1} h(X_1) dX_1 \quad (3)$$

この場合, リヤプノフ関数の時間導関数 \dot{V} は次式のようにになる。

$$\dot{V} = \frac{dV}{d\tau} = -K(X_1) h(X_1) \quad (4)$$

原点(安定平衡点)近傍では(3)式のリヤプノフ関数は正定値であるので, リヤプノフの不安定定理より, システムが不安定(乱調発生)である条件は \dot{V} が正となる場合である。電動機が同期はずれを起こさないなどの動作条件を考慮すると, 原点近傍における \dot{V} の正負は $K(X_1)$ の値に依存しており, システムの安定性は安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ により決定され, 最終的な乱調発生条件は次のようになる。

$$g(\delta_0) < 0 \quad (5)$$

$g(\delta_0)$: 安定平衡点における制動係数

この結果は, システムを線形化する手法により得られた乱調発生条件と一致する。

乱調の発生する領域(不安定領域)は, システムの不安定限界におけるリヤプノフ関数の値 V_{max} と(3)式より求めることができる。

3. 可変速駆動リラクタンスモータの安定性解析

以上に述べたように, リヤプノフ法を安定性解析に用いると, 動作点における安定・不安定の判別のみならず, 不安定領域から乱調振動の大きさを直接知ることが出来る。すなわち安定性の解析は, 乱調の発生条件 $g(\delta_0) < 0$ と乱調の発生する不安定領域により行うことができる。

なお, 解析にあたり, 特に断わりの無い限り機器定数は表1の値を用いる。

表1 機器定数

Table 1. Machine constants.

三相, 4極, 定格電圧220 (V),
$r=1.62 (\Omega)$, $\omega=377 (S^{-1})$,
$X_d=39.0 (\Omega)$, $X_q=14.0 (\Omega)$,
$R_d=30.0 (\Omega)$, $R_q=100.0 (\Omega)$,
$\omega L_d=40.8 (\Omega)$, $\omega L_q=14.3 (\Omega)$,
$\omega \ell_{ad}=0.0 (\Omega)$, $\omega \ell_{aq}=0.0 (\Omega)$,
$\omega \ell_{ad}'=0.0 (\Omega)$,
$J=0.00627 (NmS^2)$,
$T_L=-0.0 (Nm)$

図2は, 駆動周波数をパラメータとして, 負荷角に対する制動係数 $g(\delta)$ の変化を示している。駆動周波数の値を低くすると制動係数 $g(\delta)$ の値が減少し, $g(\delta)$ が負となる負荷角の範囲が広がる。従って低速駆動時には広い負荷角の範囲で乱調が発生しやすくなる。

図3は, 駆動周波数をパラメータとして, 発生トルク $f(\delta)$ の負荷角に対する変化を示している。駆動周波数を低くすると発生トルクの大きさが小さくなり, リラクタンスモータは同期外れを起こしやすくなる。以上の解析結果より, 低速駆動時のリラクタンスモータは非常に安定性が悪化することがわかる。

図4は駆動周波数を変化させた場合の不安定領域を負荷角, 滑りの位相面上に描いたものである。駆動周波数の値を低くすると不安定領域が広がるので, 低速

運転時は乱調振動の振幅が大きくなるのがわかる。

図5は電機子抵抗の値をパラメータにとり、駆動周波数を変化させた場合の安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ の値を示している。乱調発生条件より $g(\delta_0)$ の値が負になる駆動周波数の値で乱調が発生する。駆動周波数の値を低くしていくと $g(\delta)$ の値が減少することから、低速運転時は乱調が発生しやすくなるのがわかる。インバータで電動機を可変速駆動すると、

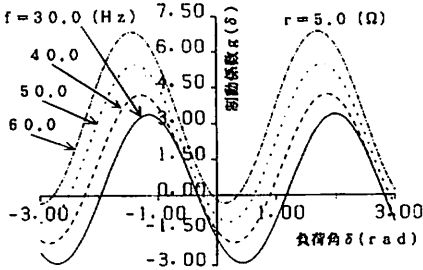


図2 駆動周波数による制動係数 $g(\delta)$ の変化
Fig. 2. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with frequency.

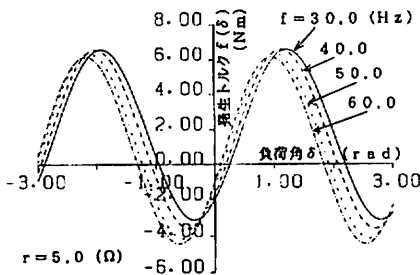


図3 駆動周波数による発生トルク $f(\delta)$
Fig. 3. Synchronizing torque $f(\delta)$ varying with frequency.

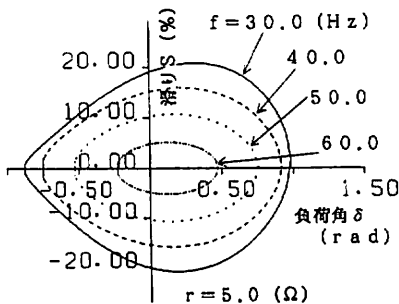


図4 駆動周波数による不安定領域の変化
Fig. 4. Instability boundaries for various frequency.

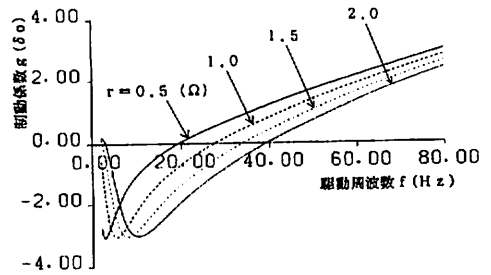


図5 電機子抵抗による制動係数 $g(\delta_0)$ の変化
Fig. 5. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with resistance.

低速時に乱調が発生するのは実際よく経験されることである。一方、同図において、電機子抵抗の値を増加させると乱調が発生する駆動周波数の範囲が広がることから、電機子抵抗の値が増加すると乱調が発生しやすくなるのがわかる。

以上の解析結果は、このような乱調の原因がインバータのみではなく電動機自体にもあることを示している。

図6は回転子の突極性を表す直軸・横軸リアクタンス比 $K_x (=X_d/X_q)$ をパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。 K_x の値を大きくすると $g(\delta_0)$ の値が減少することから、回転子の突極性が強くなると乱調が発生しやすくなるのがわかる。また、 K_x の値が大きい場合、低速運転時において $g(\delta_0)$ が著しく減少するため、低速駆動時に回転子の突極性が乱調に与える影響は非常に大きくなるといえる。従って、リラクタンスモータを設計する際には、出力と安定性を考慮して K_x の値を決定する必要がある。

図7は、漏れリアクタンス ωl_s をパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。漏れリアクタンスの値を大きくすると $g(\delta_0)$ の値が減少し、乱調が発生しやすくなるのがわかる。また、駆動周波数が高い場合、漏れリアクタンスが大きくなると $g(\delta_0)$ の値が減少することから、漏れ磁束の乱調に及ぼす影響は高速駆動時に大きくなるのがわかる。リラクタンスモータは小形の高速電動機として多用される傾向にあり、この漏れ磁束の影響が顕著に現われるので、設計の際注意が必要である。

図8は、回転子横軸制動回路の抵抗値 R_c をパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の安定平衡点

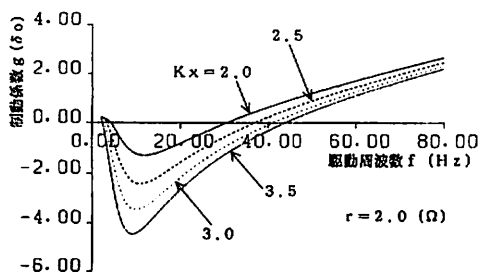


図6 直軸・横軸リアクタンス比 K_x による制動係数 $g(\delta_0)$ の変化

Fig. 6. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with K_x .

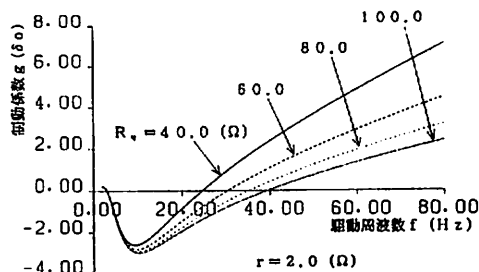


図8 R_a による制動係数 $g(\delta_0)$

Fig. 8. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with R_a .

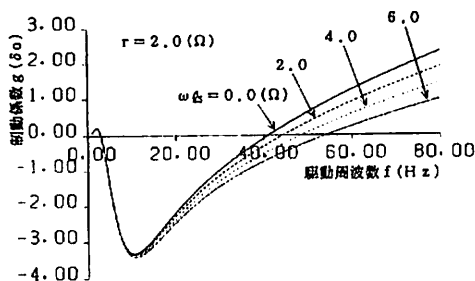


図7 漏れリアクタンスによる制動係数 $g(\delta_0)$

Fig. 7. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with leakage reactance ωL_s .

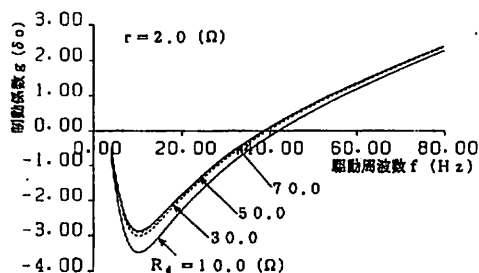


図9 R_a による制動係数 $g(\delta_0)$ の変化

Fig. 9. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with R_a .

における制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。 R_a の値を小さくすると $g(\delta_0)$ の値は大きくなるので、横軸方向の制動回路は乱調の抑制に有効であることがわかる。しかし、駆動周波数の値が低い場合、 R_a を小さくしても $g(\delta_0)$ の値はあまり増加しない。従って、駆動周波数が低くなると、制動回路による乱調抑制効果は低下するといえる。

図9は、直軸制動回路の抵抗値 R_a をパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。 R_a を変化させても $g(\delta_0)$ の値はさほど変わらない。従って、直軸方向の制動回路は横軸方向の制動回路に比べて、乱調の抑制に有効とはいえない。

図10は、駆動周波数 f をパラメータとして、電機子抵抗と K_x の乱調発生限界値の関係を示しており、曲線の右上は乱調が発生し不安定となる領域である。駆動周波数の値を小さくすると不安定領域が広がることから、低速駆動時は乱調が発生しやすいことが分かる。

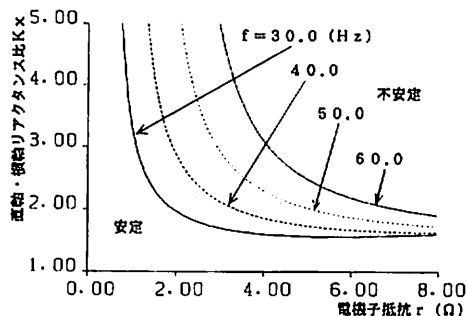


図10 電機子抵抗および K_x の乱調発生限界値

Fig. 10. Relation of hunting boundaries for armature resistance and K_x .

4. 可変速駆動リラクタンスモータの安定化制御

前章の解析からわかるように、理想的な正弦波電源でリラクタンスモータを駆動した場合でも、機器パラメータや駆動周波数によって乱調が発生する。また、実際にはインバータのアーム短絡防止期間や直流リンクフィルター、入力電源の低次高調波などが、乱調発生に大きな影響を与えるといわれている¹⁰⁾¹¹⁾。このよ

うに、インバータ駆動時の乱調の発生機構はかなり複雑であり、そのため機器パラメータの選定のみで広い駆動周波数範囲において乱調を抑制することは難しい。従って乱調を抑制するためには、乱調発生の物理的機構を解析することによって乱調の主要因を明確にし、これを除去するような制御を行う必要がある。

上述のように乱調の発生要因は非常に複雑であるが、最終的に乱調の挙動は電動機の電磁トルクによって決定されるものと考えられる。本章では、この観点に基づき、トルク発生に重要な鎖交磁束に注目し、乱調発生時におけるその挙動をシミュレーションにより明らかにする。また、この結果から乱調抑制法の一手法を示す。

4.1 乱調発生機構

電力系統上の同期発電機に対する乱調現象の解析は古くから行われており、その現象はかなり解明されてきている。

最近の研究では、乱調発生時における鎖交磁束の挙動に注目することにより、乱調の物理的解釈が行なわれており、乱調の発生は負の制動トルクが発生するような鎖交磁束の変動に起因する⁶⁾と結論されている。本章では、この物理的解釈をインバータ駆動時のリラクタンスモータにおける乱調発生の定性的な説明へ適用する。

図11は、乱調が発生した場合の電機子鎖交磁束の直軸・横軸成分をそれぞれ示しており、乱調発生時には磁束が大きく変動していることがわかる。このような磁束変動は、次式で示される電機子回路の電圧方程式⁶⁾から定性的に理解できる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\lambda_1}{dt} + r i_1 + e_1 &= 0 \\ \frac{d\lambda_2}{dt} + r i_2 + e_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

ここで、 λ_1, λ_2 ：電機子鎖交磁束，
 e_1, e_2 ：供給電圧， i_1, i_2 ：電機子電流，
 r ：電機子抵抗

磁束は左辺第二項の影響で脈動し、乱調が発生することになる。すなわち、供給電圧が正弦波で電機子抵抗が零であれば磁束は変動せず、乱調は発生しない。これは前章の解析結果において、電機子抵抗の値が小さいほど乱調は発生しにくいことから理解できる。

インバータ側の乱調発生要因の一つとされているア

ーム短絡防止期間や直流リンク部フィルタは、供給電圧を歪ませる原因にもなり、従って脈動を含む電圧を供給するので、結果的に磁束が変動し乱調を発生させるものと考えられる。事実、アーム短絡防止期間の影響は、等価回路的に電機子抵抗として表わされており⁶⁾、本論文で解析したように電機子抵抗の値を大きくすると乱調が発生するという結果から、アーム短絡防止期間が乱調に与える影響を理解することも可能である。

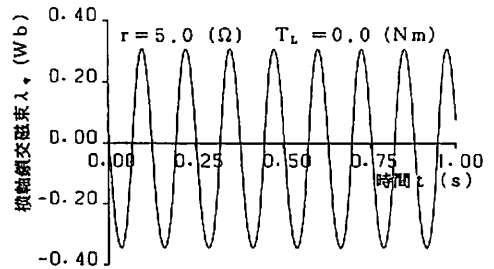
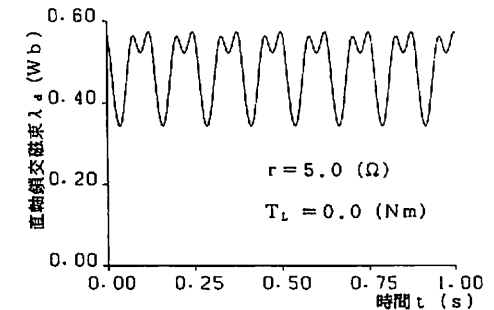


図11 乱調発生時の電機子鎖交磁束の挙動。

Fig. 11. Behavior of interlocking flux of stator in hunting.

4.2 乱調抑制法⁶⁾

乱調発生時のリラクタンスモータを安定化するためには、以上の結果から、鎖交磁束を一定に制御することが必要となる。

図12は、この制御を行うための構成図である。供給電源の電流値 I より電機子抵抗による電圧降下の瞬時値を検出し、この値をフィードバック補償して、電機子抵抗の影響を除去することによって、磁束を一定に制御する。

図13は、安定化制御を行った場合の電機子鎖交磁束、トルクおよび負荷角の時間変化を示している。安定化制御により電機子鎖交磁束の大きな脈動が抑えられ、それにともないトルクの変動が減少するため、乱調が抑制されていることがわかる。

図14は、乱調発生時および安定化制御時の磁束ベクトルの挙動を示している。乱調発生時は磁束が大きく変動しているが、安定化制御を行うことにより磁束の変動はほとんど見られない。

図15は、乱調発生時および安定化制御時の負荷角-滑り位相面上における解軌道である。点線は制御を行わない場合のもので、乱調の発生により解軌道はリミッ

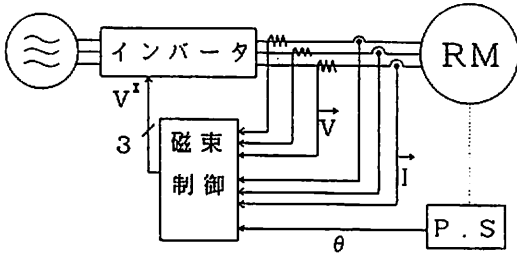


図12 安定化制御の構成図

Fig. 12. Structure of stabilizing control system.

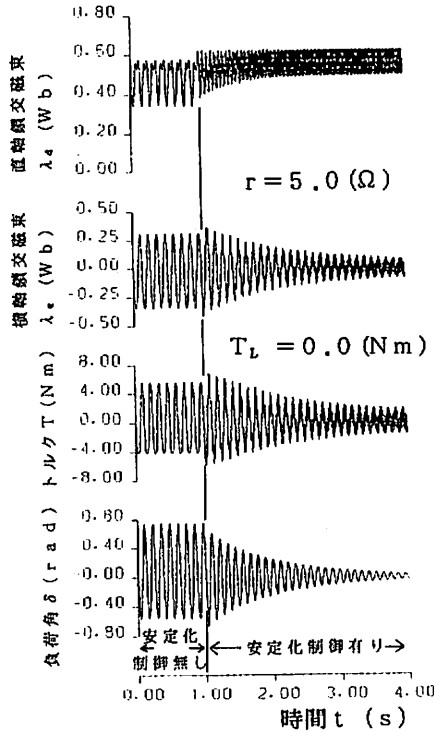


図13 安定化制御による鎖交磁束、トルク、負荷角の変化

fig. 13. Variation of stator flux linkage, torque, load angle for stabilizing control.

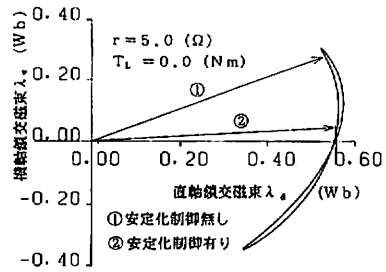


図14 安定化制御による磁束ベクトルの変化

Fig. 14. Variation of flux vector for stabilizing control.

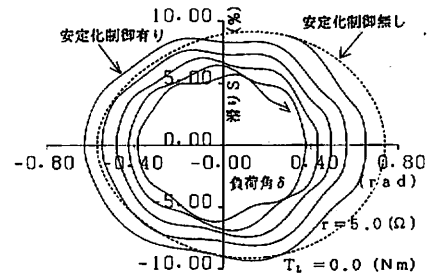


図15 安定化制御による解軌道の変化

Fig. 15. Variation of trajectory for stabilizing control.

トサイクルの周りを回転している。実線は制御を行った場合の解軌道を示しており、乱調が抑制されて、その解軌道はリミットサイクル内に収束する様子がわかる。なお、図示はしていないが、この解軌道は最終的に安定平衡点へ収束する。以上のシミュレーション結果より、本制御法は乱調の抑制に有効であるといえる。

4.3 安定化制御システムの安定性解析⁹⁾

本節では、リヤプノフ法により、前章で提案した安定化制御の機器パラメータおよび駆動周波数に対する安定性を解析する。しかし、前述のように複雑な高次のシステムに対するリヤプノフ法の適用は困難であるため、ここでは次のような等価的な安定化制御システムを考える。

前節で提案した安定化制御は、電機子抵抗の電圧降下をフィードバック補償することにより鎖交磁束の変動を抑制する手法である。従って安定化制御後の供給電圧は次式で表わせる。

$$\left. \begin{aligned} e_1' &= e_1 + r i_1 \\ e_2' &= e_2 + r i_2 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

ここで、 e_1' 、 e_2' ：フィードバック補償した供給電圧

(7)式を供給電圧としてリラクタンスモータの方程式を構成し、文献(1)に示した調波平衡法を用いて、リラクタンスモータの方程式を2階の非線形微分方程式で表すと、最終的に次式が得られる。

$$\frac{\omega^2 J}{P} \frac{d^2 \delta}{d\tau^2} + g(\delta) \frac{d\delta}{d\tau} + f(\delta) = T_L \quad (8)$$

ただし、

$$\begin{aligned} f(\delta) &= a_{11} \sin^2 \delta + a_{12} \sin \delta \cos \delta \\ &\quad + a_{13} \cos^2 \delta, \\ g(\delta) &= b_{11} \sin^2 \delta + b_{12} \sin \delta \cos \delta \\ &\quad + b_{13} \cos^2 \delta \end{aligned}$$

安定化制御の影響は発生トルク $f(\delta)$ 及び制動係数 $g(\delta)$ の各係数 a_{11} 、 a_{12} 、 a_{13} 、 b_{11} 、 b_{12} 、 b_{13} に現れる。また、(8)式は(1)式と同様の形をしており、そのため(8)式で表されるシステムの乱調発生条件は(5)式となる。なお、係数 a_{11} 、 a_{12} 、 a_{13} 、 b_{11} 、 b_{12} 、 b_{13} は付録Iに示す。

図16は、安定化制御時の発生トルク $f(\delta)$ 及び制動係数 $g(\delta)$ の負荷角に対する変化を示している。無制御時の図1に比べ原点近傍における $g(\delta)$ の値が負から正へと増加している。従って、安定化制御が乱調の抑制に有効であることがわかる。また、 $f(\delta)$ は発電、電動機領域において対象となっている。

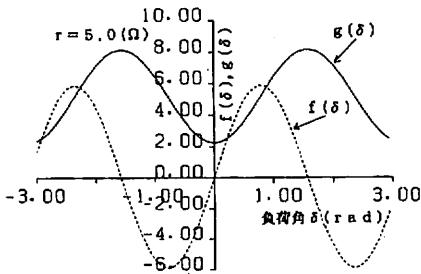


図16 安定化制御時の発生トルク $f(\delta)$ 、制動係数 $g(\delta)$

Fig. 16. Synchronizing torque $f(\delta)$, damping coefficient $g(\delta)$ in stabilizing control.

図17は、電機子抵抗をパラメータとして、制動係数 $g(\delta)$ の負荷角に対する変化を示している。電機子抵抗を変化させても、 $g(\delta)$ の値は変わらないので、安定化制御により電機子抵抗の影響は除去されていることがわかる。

図18は、駆動周波数をパラメータとして、制動係数

$g(\delta)$ の負荷角に対する変化を示している。駆動周波数が低いと $g(\delta)$ の値は減少するが、無制御時の図2と比較して、 $g(\delta)$ の値が増加するため、低速駆動時においてもその値は負とならない。従って、本制御法は広い駆動周波数の範囲で乱調を抑制出来ることがわかる。

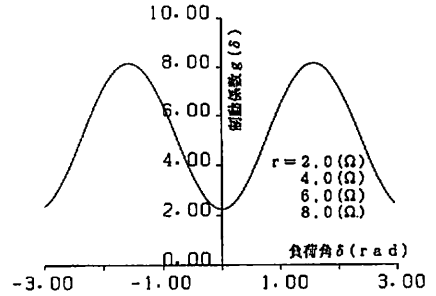


図17 電機子抵抗による制動係数 $g(\delta)$ の変化

Fig. 17. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with armature resistance.

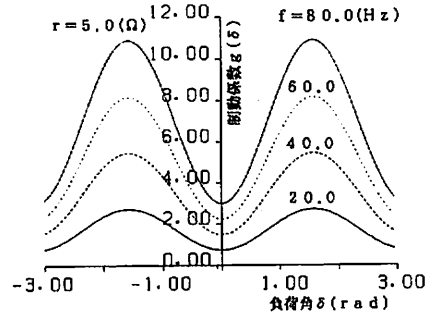


図18 駆動周波数による制動係数 $g(\delta)$ の変化

Fig. 18. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with frequency.

図19は、直軸、横軸リアクタンス比 $K_x (X_d / X_q)$ をパラメータとして、制動係数 $g(\delta)$ の負荷角に対する変化を示している。 K_x の値を大きくしても原点近傍の $g(\delta)$ に変化はないので、安定化制御により回転子の突極性の乱調に及ぼす影響はほとんどなくなることがわかる。

図20は、 K_x をパラメータとして、駆動周波数を变化させた場合の安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。無制御時には図6に示すように、 K_x の値は乱調に大きな影響を与えるが、本制御法を用いると K_x による乱調の発生はほぼ完全に抑制され、全ての駆動周波数の範囲で安定となる。従って本制御法を

適用すれば、リラクタンスモータを設計する際 K_x の設定に苦心しなくてもよく、必要とするトルクに合わせて K_x を決定できる。

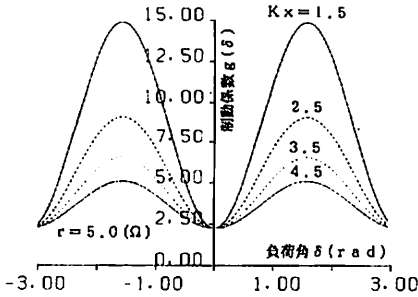


図19 K_x による制動係数 $g(\delta)$ の変化

Fig. 19. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with K_x .

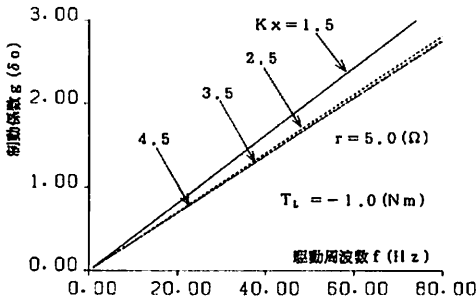


図20 K_x による制動係数 $g(\delta_0)$ の変化

Fig. 20. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with K_x .

図21は漏れリアクタンス ωL_s をパラメータとして、負荷角に対する $g(\delta)$ の変化を示している。安定化制御を行っても、漏れリアクタンスの値を大きくすると $g(\delta)$ は減少する。しかし、安定化制御により $g(\delta)$ の値が増加して、原点近傍の $g(\delta)$ が負とならないので乱調は発生しない。

図22は、漏れリアクタンスをパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の安定平衡点における制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。無制御時の図7と同様に、高速駆動時において漏れリアクタンスの影響は大きくなるが、 $g(\delta_0)$ の値は負にならないので、乱調は発生しない。

図23は、横軸制動回路の抵抗値 R_a をパラメータとして、負荷角に対する制動係数 $g(\delta)$ の変化を示している。 R_a を小さくし、制動回路の効果を増加させると原

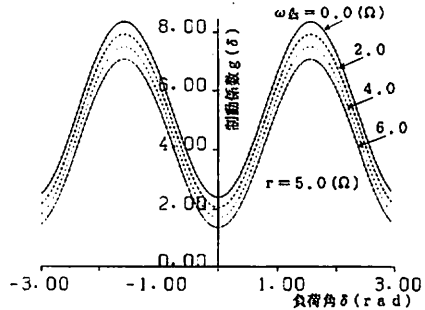


図21 漏れリアクタンスによる制動係数 $g(\delta)$

Fig. 21. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with ωL_s .

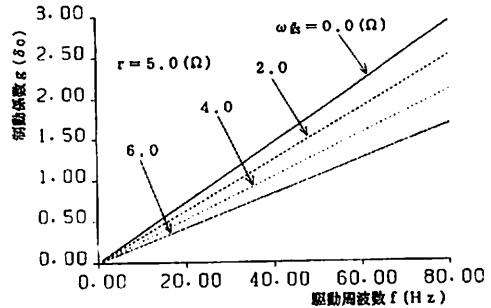


図22 漏れリアクタンスによる制動係数 $g(\delta_0)$ の変化

Fig. 22. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with ωL_s .

点近傍における $g(\delta)$ の値が増加することから、安定化制御時においても制動回路の乱調抑制効果は有効であることがわかる。

図24は、横軸方向制動回路の低抵抗 R_a をパラメータ

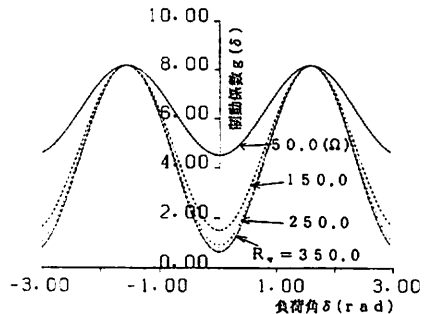


図23 R_a による制動係数 $g(\delta)$ の変化

Fig. 23. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with R_a .

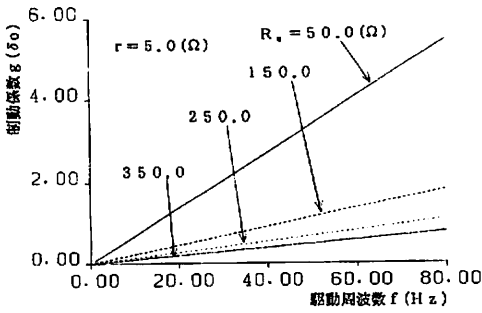


図24 R_a による制動係数 $g(\delta_0)$ の変化

Fig. 24. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with R_a .

として、駆動周波数を変化させた場合の制動係数 $g(\delta_0)$ を示している。無制御時の図8と比較すると、 $g(\delta_0)$ の値は直線的に変化し、駆動周波数のほぼ全ての範囲で正の値を取り、乱調振動は抑制されていることがわかる。

図25は、直軸制動回路の抵抗値 R_a をパラメータとして、負荷角に対する制動係数 $g(\delta)$ の変化を示している。原点近傍において $g(\delta)$ が減少せず、負とならないので、安定化制御により直軸制動回路の乱調抑制効果が大きくなることがわかる。

図26は、直軸制動回路の抵抗値 R_a をパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の制動係数 $g(\delta)$ を示している。無制御時の図9と比較すると、 $g(\delta)$ の値は直線的に変化し、駆動周波数の全ての範囲で正の値をとり、乱調は抑制されていることがわかる。また、 R_a を小さくすると $g(\delta)$ の値が増加するので、安定化制御により直軸制動回路の乱調抑制効果が大きくなっていることがわかる。

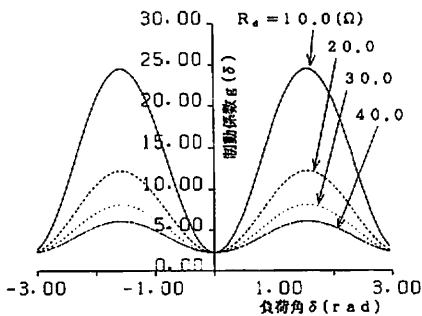


図25 R_a による制動係数 $g(\delta)$ の変化

Fig. 25. Damping coefficient $g(\delta)$ varying with R_a .

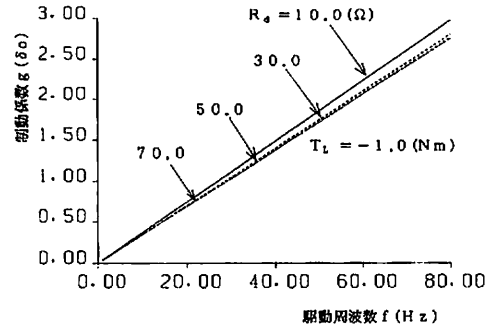


図26 R_a による制動係数 $g(\delta_0)$ の変化

Fig. 26. Damping coefficient $g(\delta_0)$ varying with R_a .

4.4 安定化制御時の発生トルク(δ) の特性

以上の解析により、安定化制御は原点近傍における制動係数を増加させるため、乱調の抑制に有効であることがわかる。

本節では、仕事量を用いて安定化制御がリラクタンスモータの出力に及ぼす影響を解析する。ここで定義する仕事量とは、図27に示すように $f(\delta)$ の最小値から原点までの積分のことであり、物理的にはリラクタンスモータが同期速度で出力可能なエネルギーの総和に比例する。従ってこの値が小さいと、リラクタンスモータは同期外れを起こしやすいと見なすことが出来る。

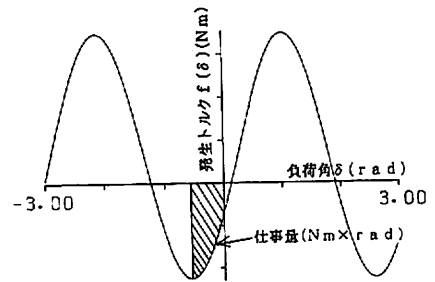


図27 仕事量の定義

Fig. 27. Definition of integrating synchronizing torque $f(\delta)$.

図28は、電機子抵抗に対する仕事量の変化を示しており、実線が安定化制御時、点線が無制御時である。無制御時は電機子抵抗の増加ともない、仕事量が減少するので、出力が低下しリラクタンスモータは同期外れを起こしやすくなることがわかる。また、安定化制御時の仕事量はほぼ一定であることから、本制御法は電機子抵抗による出力の低下も補償していることが

わかる。即ち、本制御法は、乱調の抑制ならびに同期化トルクの一定化制御が行える。

図29は、駆動周波数に対する仕事量の変化を示しており、上図と同様に実線が安定化制御時、点線が無制御時のものをそれぞれ示している。無制御時は、駆動周波数の低下にともない仕事量が減少していることから、駆動周波数の低下は発生トルクを減少させ、リラクタン্সモータは同期外れを起こしやすくなっている。また、安定化制御時は仕事量がほぼ一定であることから、本制御法は駆動周波数に起因する出力の低下も補償している。低周波数域で、仕事量に負の部分があるが、これは実機においては、同期運転が不可能な状態になっているものと考えることが出来る。

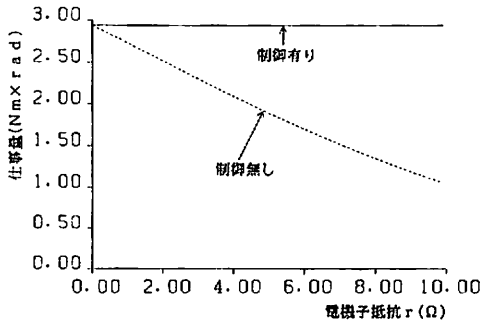


図28 電機子抵抗による仕事量の変化

Fig. 28. Integral synchronizing torque $f(\delta)$ varying with armature resistance.

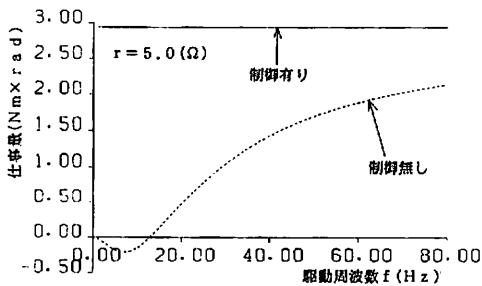


図29 駆動周波数による仕事量の変化

Fig. 29. Integral synchronizing torque $f(\delta)$ varying with frequency.

図30は、直軸・横軸リアクタンス比 K_x (X_d/X_q) をパラメータとして、電機子抵抗を変化させた場合の仕事量を示している。 K_x はリラクタン্সモータの出力を決定する重要なパラメータであるが、同図からも、電機子抵抗が低い場合は K_x によって仕事量は大きく

変化していることがわかる。しかし、電機子抵抗の増加にともない、各 K_x に対する仕事量の差は小さくなっているため、リラクタン্সモータの出力を増加させるためには、 K_x を大きくするとともに、電機子抵抗を低下させる必要があることがわかる。

図31は、図30と同様の解析を安定化制御時に行なったものであり、仕事量は電機子抵抗に対してほとんど変化していないことがわかる。

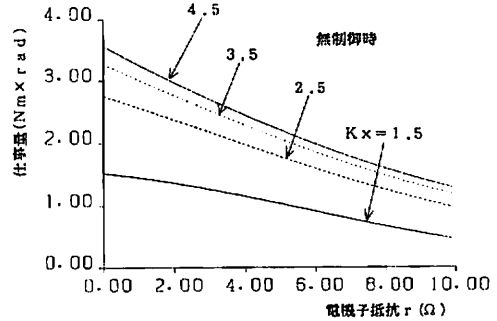


図30 K_x による仕事量の変化

Fig. 30. Integral synchronizing torque $f(\delta)$ varying with K_x .

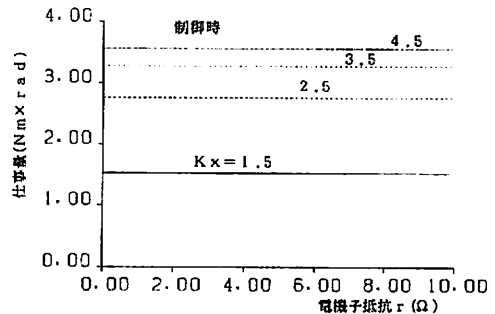


図31 安定化制御時の K_x による仕事量変化

Fig. 31. Integral synchronizing torque $f(\delta)$ varying with K_x on control.

図32は、直軸・横軸リアクタンス比 K_x をパラメータとして、駆動周波数を変化させた場合の仕事量を示している。駆動周波数が高い場合は K_x の値により仕事量は大きく変化するが、駆動周波数を低下させると K_x が大きいほど仕事量は減少する。 K_x の大きいリラクタン্সモータは、低速駆動時に同期外れを起こしやすいといえる。

図33は、図32と同様の解析を安定化制御時に行ったものであり、仕事量は駆動周波数に対してほとんど変化していない。

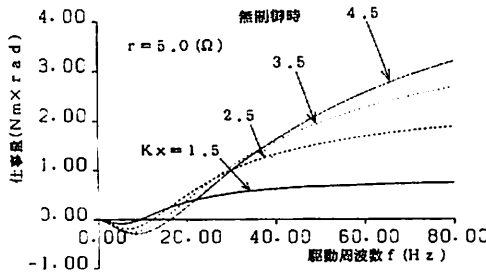


図32 駆動周波数による仕事量変化

Fig. 32. Integral synchronizing torque $f(\delta)$ varying with frequency.

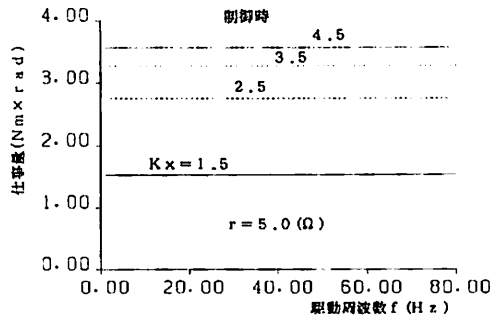


図33 安定化制御時の駆動周波数による仕事量変化

Fig. 33. Integral synchronizing torque $f(\delta)$ varying with frequency on control.

以上の解析により、本制御法は、発生トルクおよび制動トルクに対して電機子抵抗及び駆動周波数の影響を除去できることがわかる。従って、本制御法は、リラクタンスモータの可変速駆動に極めて有効な駆動法であるといえる。また、図32および図33の解析結果より、 K_x の乱調発生 ($g(\delta)$ および $g(\delta_s)$) に及ぼす影響も除去されるため、この安定化制御により K_x の安定性へおよぼす影響は大きく改善されることがわかる。

5 むすび

本論文では、可変速駆動時のリラクタンスモータに発生する乱調振動現象の解析及びその抑制制御について検討を行った。乱調現象の解析は非線形系の安定性解析に有用なリヤプノフ法により行った。その結果、低速駆動時は乱調が発生しやすく、乱調振動の振幅も大きくなること、電機子抵抗の値を大きくするとより広い駆動周波数の範囲で乱調が発生すること、直軸・

横軸リラクタンス比の乱調に及ぼす影響は低速駆動時に大きくなることを定量的に示した。

一方、乱調振動現象は鎖交磁束の変動で発生するものと見なし、簡便な乱調抑制法として、電機子抵抗の影響を除去することにより電機子鎖交磁束を一定に維持する安定化制御法を提案した。そして、その有効性をシミュレーションによって示すと共に、リヤプノフ法によりこの安定化制御が広範の駆動周波数で機器パラメータを変化させた場合も有効であることを検証した。

以上の解析結果は、リラクタンスモータを可変速駆動電動機として利用する場合、その設計及び制御に有用な情報を与えるものである。

文献

- (1) C. Hayashi : "Nonlinear Oscillation in Physical Systems", p.46, McGraw-Hill (1964)
- (2) 島谷・他：「同期電動機の乱調振動の一算法」, 電学論B, 98, 823 (昭53-10)
- (3) H. Miyagi & T. Taniguchi : "Lagrange-Charpit method and stability problem of power systems", IEE Proc., Pt. D, 128,3, 117 (1981-5)
- (4) 千住・上里・宮城：「リラクタンスモータの乱調振動の解析」, 平成2年電気学会全大, No.706 (平2-3)
- (5) 上里・千住・宮城：「リラクタンスモータにおける制動回路の乱調抑制効果の検討」, 平成2年電気関係学会九州支連大, No.623 (平2-10)
- (6) 千住・宮城・上里：「リヤプノフ法による可変速リラクタンスモータの安定性解析」, 平成3年電気関係学会九州支連大, No.619 (平3-10)
- (7) 上里・千住・宮城：「リヤプノフ法によるリラクタンスモータの乱調現象の解析」, 琉球大学工学部紀要, 第44号掲載予定
- (8) 佐藤・関：「SCRインバータによる同期電動機の運転」, 電学誌, 919, 135 (昭40-4)
- (9) 熊野・関：「空け磁束の挙動解析に基づく同期機の負制動現象に関する一考察」, 電学論B, 108, 339 (昭63-8)
- (10) 柳瀬・原：「磁束制御形PWM方式による高性能汎用インバータ」, 電気学会産業電力電気応用研究会, IEA-87-6,51, (昭和62)

- (1) 村井・他:「PWMインバータで駆動される誘導電動機の安定性について」, 電学論D, 105, 49 (昭和60-5)
- (2) 古賀・他:「インバータ駆動誘導電動機の安定性解析と安定化制御」, 電学論D, 109, 106 (平成-2)
- (3) 千住・上里・宮城:「リヤプノフ法による可変速駆動リラクタンスモータの安定性解析」, 電気学会回転機研究会資料, RM-91-127,65 (平3-11)

$$a_{..}=0$$

$$a_{..} = \frac{PE^2}{\omega X_d X_q} (X_d - X_q)$$

$$a_{..}=0$$

$$b_{..} = \frac{PE^2}{\omega X_d^2 R_d} X_{M_d}^2$$

$$b_{..}=0$$

$$b_{..} = \frac{PE^2}{\omega X_q^2 R_q} X_{M_q}^2$$

ただし, $X_{M_d} = \omega M_d$, $X_{M_q} = \omega M_q$,
 $X_d = \omega l_d$, $X_q = \omega l_q$

付録 I

安定化制御後のシステムに対する電磁トルクの調波成分.

電磁トルクの調波成分