補間コントローラを用いた熱延ルーパーの高さ制御*

西野 都**・檜崎 博司**・北村 章**・藤田 芳則***・浅田 秀樹***

Interpolated Control of Looper Height for Hot Strip Mills*

Satoshi NISHINO**, Hiroshi NARAZAKI**, Akira KITAMURA**,
Yoshinori FUJITA*** and Hideki ASADA***

We describe a new control system which stabilizes a looper angle variation caused by rolling disturbances. After estimating the damping coefficient of looper system, this system determines the PI controller gain based on interpolated controller scheme. Experimental results show the usefulness of the proposed method.

1. はじめに

熱延仕上げミルにおいて、各圧延スタンド間のストリップ張力は製品の板厚、板幅、板形状等の精度に及ぼす影響が大きく、種々の圧延外乱に対してこの張力値を一定に制御することが要求される¹⁾。このため各スタンド間には、ルーパー装置が設置されている。

スタンド間でのストリップ張力に瞬間的な変動があると、ルーパーが動いてその変動を吸収する。しかし、定常状態でのストリップ張力はルーパー高さによって決まるので、ルーパー高さを精度よく制御することは重要な課題である。

さて、熱延仕上げミルにおけるルーパー高さの制御では、上流側圧延機のミルモータ回転速度を操作量とし、制御法としてPI制御を用いていた (Fig. 1)。

実操業ではストリップの材料特性 (ヤング率) や先進率等が圧延中に変化する。そのため、従来のPI制御では、ルーパーが約1[Hz]の周期でハンチングする場合がある。このような不安定現象は、制御対象のパラメータ変動をコントローラの設計で考慮しなかったことに原因が

Fig. 1 Looper control system of hot strip mill

ある。

また、ルーパーの制御には、PI制御以外に非干渉制御や多変数制御の試みがなされている²⁾⁻⁷⁾。しかし、非干渉制御では、プロセスの特性変動によって系が不安定となる危険性があり、また、多変数制御では調整が困難であったり、制御系が複雑であるという問題があった。

これらの制御方法に対して、補間コントローラを用いた制御方法が提案されている⁸⁾⁻¹²⁾。補間コントローラは、特性変動に対して制御系を常に安定に保ち、また、補間するコントローラをPIコントローラとすれば、今までの調整ノウハウが利用でき、パラメータの調整が容易である。

本論文では、ルーパー高さ系にパラメータ変動があってもハンチングがおこらない補間コントローラの設計方法を提案する。

* 原稿受付 1995年12月27日

** (株)神戸製鉄所 プロセス技術研究所 Process technology research laboratory, Kobe Steel Ltd.; 1-5-5 Takatsukadai, Nishi ward, Kobe City, Hyogo 651-22, JAPAN

*** (株)神戸製鉄所 加古川製鉄所 Kakogawa works, Kobe Steel Ltd.; 1 Kanazawa-cho, Kakogawa city, Hyogo 675-01, JAPAN

Key Words: hot strip mill, looper system, interpolated controller, parameter estimation.

Fig. 2 Block diagram of looper dynamics

まず、2.でルーパー高さ系のモデルについて説明する。3.では、補間コントローラ的设计手順を与え、4.で本手法の効果をシュミレーションにより確認する。最後に、5.で実機テストにより補間コントローラの効果を明らかにする。

2. 制御対象のモデル

ルーパー高さ系は、ミルモータへの速度指令値を入力、ルーパー角度を出力とするシステムであり、入出力間の制御モデルは、

- (1) ルーパーとストリップの力学的な釣り合いに基づくモデル (Fig. 2 の Torque deviation から Looper angle deviation までの部分)
- (2) ミルモータの速度の変動からスタンド間の張力変動までの特性モデル (Fig. 2 の Mill motor speed から Tension deviation までの部分)
- (3) ミルモータの動特性モデル (Fig. 2 の Mill motor speed reference から Mill motor speed までの部分)

により構成される。しかし、各モデルやモデル間の相互干渉には、ストリップの材料特性や先進率等、正確に把握しきれない変動パラメータが含まれており、このモデルでは突発的なハンチングをとらえきれない。そこで、藤崎らは、ルーパー高さ系に対し、入出力応答よりモデリングを行い、ルーパー高さ系 (Fig. 2 の Mill motor speed reference から Looper angle deviation までの動特性) を「2次遅

れ+むだ時間」で近似した¹³⁾。

ルーパー高さ系が2次遅れ系で近似できた理由を考える。まずミルモータの時定数は約0.1[s]であり、その応答はルーパー力学系より十分速い。またストリップの伸びの時定数はヤング率等より10[s]程度と考えられ、その応答はルーパー力学系に比べて十分遅い。よって、ミルモータ動特性モデルとストリップ張力発生モデルの動特性の影響は無視して問題なく、動特性としてはルーパー力学系の2次遅れで近似できる。

ここでは、藤崎らの求めたモデル ((1) 式) を引用する。

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} \quad (1)$$

ここで、 Y はルーパー角度、 U はミルモータ速度修正量、 k は定常ゲイン、 ω_n は共振周波数、 ζ は減衰係数、 L はむだ時間である。また、ルーパー高さ系は、むだ時間、定常ゲイン、共振周波数はほぼ一定だが減衰係数は大きく変化することがわかっている¹³⁾。

制御にはデジタルコントローラを用いるため、(1)式を(2)式の後ろ向き矩形公式を用いて離散化すると(3)式が得られる。

$$s = \frac{1-z^{-1}}{T} \quad (2)$$

$$Y(i) = p_1 Y(i-1) + p_2 Y(i-2) + p_3 U \left(i - \left\langle \frac{L}{T} \right\rangle \right) \quad (3)$$

$$p_1 = -2p_2(\zeta T\omega_n + 1) \quad (4)$$

$$p_2 = -\frac{1}{\{(T\omega_n)^2 + 2\zeta T\omega_n + 1\}} \quad (5)$$

$$p_3 = -k \cdot p_2 (T\omega_n)^2 \quad (6)$$

ここで、 T はサンプリング間隔、 i はサンプリング時刻
 $\langle * \rangle$ はガウス記号とする。

3. 補間コントローラによる設計法

2. で述べたようにループ高さ系では減衰係数が大きく変動する。そこで、この減衰係数をオンラインで推定し、減衰係数の変動にあわせてコントローラのゲインを変更するという方法を考える。

3.1 補間制御対象

動作する環境や条件によって特性が変化するプラントの表現方法として、代表的な動作状態におけるモデル（基準モデル）の補間が考えられる。制御対象の補間方法には種々の方法が提案されている^{8), 14)-17)}が、制御対象が伝達関数で表現されている場合には、基準モデルのプロパーかつ安定な有理関数による既約分解表現の線形補間⁸⁾が適当である。

まず、制御対象が二つの基準モデルの間を変動する場合について考える。それぞれの基準モデルを G_1, G_2 であらわす。また、これらのプロパーかつ安定な有理関数の集合（以下、 RH^∞ と記す）上の既約分解を

$$G_i = n_i d_i^{-1}, \quad n_i, d_i \in RH^\infty, \quad i=1,2 \quad (7)$$

とする。こうすると G_1, G_2 の間を変動する制御対象 G は、

$$G = n d^{-1} \begin{cases} n = \alpha n_1 + (1-\alpha)n_2 \\ d = \alpha d_1 + (1-\alpha)d_2 \\ 0 \leq \alpha \leq 1 \end{cases} \quad (8)$$

と表現できる（補間制御対象）。

ここで、補間制御対象という考え方を項尾の注意1に基づき拡大解釈し、むだ時間を含むループ高さ系に適用する。

基準モデルが2次遅れとむだ時間であり、むだ時間が一定であるとすると

$$G_1 = \frac{c_1}{s^2 + a_1 s + b_1} \cdot e^{-Ls} \quad (9)$$

$$n_1 = \frac{c_1}{(s+p)^2} \cdot e^{-Ls}, \quad d_1 = \frac{s^2 + a_1 s + b_1}{(s+p)^2} \quad (10)$$

$$G_2 = \frac{c_2}{s^2 + a_2 s + b_2} \cdot e^{-Ls} \quad (11)$$

$$n_2 = \frac{c_2}{(s+p)^2} \cdot e^{-Ls}, \quad d_2 = \frac{s^2 + a_2 s + b_2}{(s+p)^2} \quad (12)$$

$$G = \{\alpha n_1 + (1-\alpha)n_2\} \cdot \{\alpha d_1 + (1-\alpha)d_2\}^{-1} \quad (13)$$

$$= \frac{\alpha c_1 + (1-\alpha)c_2}{s^2 + \{\alpha a_1 + (1-\alpha)a_2\}s + \{\alpha b_1 + (1-\alpha)b_2\}} e^{-Ls} \quad (14)$$

となる。

熱延ループ高さ系では、減衰係数が変化するため、それぞれの基準モデルでの減衰係数を ζ_1, ζ_2 として上記と同様に伝達関数を求めると

$$G = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\{\alpha\zeta_1 + (1-\alpha)\zeta_2\}\omega_n s + \omega_n^2} e^{-Ls} \quad (15)$$

と表現できる。

（注意1）参考文献8)-12)では、基準モデルを安定化するコントローラとして、Youla parametrization を使用するため $n_i, d_i \in RH^\infty$ としている。しかし、本論文では、後述するように基準モデルを安定化するコントローラとしてPIコントローラを使用している。そのため(10), (12)式の n_1, n_2 が RH^∞ に属する必要はない。

3.2 補間コントローラ

(8)式の制御対象 G とコントローラ K によって構成される Fig. 3 の閉ループ系の安定化問題に関して、コントローラとして補間制御対象の α を利用した次式の補間コントローラ⁸⁾⁻¹²⁾を考える。

$$K = n_k d_k^{-1} \begin{cases} n_k = \alpha n_{k1} + (1-\alpha)n_{k2} \\ d_k = \alpha d_{k1} + (1-\alpha)d_{k2} \\ 0 \leq \alpha \leq 1 \end{cases} \quad (16)$$

ここで、 $n_{k1} d_{k1}^{-1} = K_1, n_{k2} d_{k2}^{-1} = K_2$ はそれぞれ G_1, G_2 の安定化コントローラとする。

本論文では、コントローラの調整やメンテナンス性を考慮して、9), 11)式の制御対象を安定化するコントローラ K_1, K_2 として次式のPIのコントローラを考える。

Fig. 3 Feedback control system

$$K_1 = Kp_1 \left(1 + \frac{1}{Ki \cdot s} \right) = \left\{ \frac{Kp_1 Ki \cdot s + Kp_1}{s+1} \right\} \left\{ \frac{Ki \cdot s}{s+1} \right\} \quad (17)$$

$$K_2 = Kp_2 \left(1 + \frac{1}{Ki \cdot s} \right) = \left\{ \frac{Kp_2 Ki \cdot s + Kp_2}{s+1} \right\} \left\{ \frac{Ki \cdot s}{s+1} \right\} \quad (18)$$

このとき、補間コントローラは次式のように求まる。

$$K = \{\alpha Kp_1 + (1-\alpha)Kp_2\} \left(1 + \frac{1}{Ki \cdot s} \right) \quad (19)$$

つぎに、(15)式の制御対象と(19)式のコントローラで構成される Fig. 3 の閉ループ系が安定となる Kp_1 , Kp_2 について考察する。

実際の制御には、デジタルコントローラを使用するため、(15), (19)式を(2)式の後ろ向き矩形公式で離散化すると次式のパルス伝達関数が得られる。ただし、むだ時間は、実機を考慮してサンプリング時間の7倍とする。

$$G(z) = \frac{e_4 z^2}{e_1 z^9 + e_2 z^8 + e_3 z^7} \quad (20)$$

$$e_1 = 1 + 2\{\alpha\zeta_1 + (1-\alpha)\zeta_2\}\omega_n T + \omega_n^2 T^2 \quad (21)$$

$$e_2 = -2[1 + \{\alpha\zeta_1 + (1-\alpha)\zeta_2\}\omega_n T] \quad (22)$$

$$e_3 = 1 \quad (23)$$

$$e_4 = k\omega_n^2 T^2 \quad (24)$$

$$K(z) = \frac{f_3 z + f_4}{f_1 z + f_2} \quad (25)$$

$$f_1 = Ki \quad (26)$$

$$f_2 = -Ki \quad (27)$$

$$f_3 = \{\alpha Kp_1 + (1-\alpha)Kp_2\}(Ki + T) \quad (28)$$

$$f_4 = -\{\alpha Kp_1 + (1-\alpha)Kp_2\}Ki \quad (29)$$

このとき、Fig. 3 の閉ループパルス伝達関数の分母多項式は次式となる。

$$\Omega = f_1 e_1 z^8 + (f_1 e_2 + f_2 e_1) z^7 + (f_1 e_3 + f_2 e_2) z^6 + f_2 e_3 z^5 + f_3 e_4 z + f_4 e_4 \quad (30)$$

Fig. 3 の閉ループ系が安定となるためには、0 から 1 の任意の α に関して、(30)式の Ω の根がすべて複素平面の原点を中心とする単位円内になければならない。ここで、 ω_n , T , ζ_1 , ζ_2 , k , Ki を定数、 Kp_1 , Kp_2 を設計変数として Jury の安定判別法を用いれば、Jury 表の各項はすべて α , Kp_1 , Kp_2 に関する多項式となる。ゆえにある Kp_1 , Kp_2 に対して 0 から 1 の任意の α に関する多項式 Ω の安定性が判定できる。

0 から 1 の任意の α について、Jury の安定判別法による安定条件が満たされるように Kp_1 , Kp_2 を調整しておけば、Fig. 3 の閉ループ系の安定性が保証できる。

0 から 1 の α と ζ_1 から ζ_2 の減衰係数は 1 対 1 対応するので、上述のように Kp_1 , Kp_2 を決定しておけば、減衰係数が ζ_1 から ζ_2 の間の任意の値をとる場合にも (19) 式の補間コントローラにより Fig. 3 の閉ループ系の安定性は保証される。(ルーパー高さ系の場合、 Kp_1 , Kp_2 は容易に決定できる。)

複数区間の場合も同様に、各区間内が安定となる Kp_1 , Kp_2 , ... をあらかじめオフラインで決めておけば、(19) 式の補間コントローラで制御系は安定化できる。

(注意 2) (8) 式の制御対象に (16) 式のコントローラをフィードバック結合した閉ループ系が内部安定となるための必要十分条件は、参考文献 9), 12) に与えられている。

3.3 オンラインパラメータ推定

3.2 で述べた補間コントローラを使用するには制御系の減衰係数を知る必要がある。そのため、まず (3) 式の p_1 , p_2 , p_3 を Y と U の時系列データを用いてオンライン推定する。その後、(4), (5) 式を連立させて ζ に関して解いた (31) 式と推定された p_1 , p_2 を用いて減衰係数 ζ を算出する。

$$\zeta = \frac{p_1 + 2p_2}{2\sqrt{p_2(p_1 + p_2 - 1)}} \quad (31)$$

推定には逐次型最小自乗法 ((32)~(36) 式) を用いた。

$$\theta = [p_1 \ p_2 \ p_3]^T \quad (32)$$

$$\varphi(i-1) = \left[Y(i-1) \ Y(i-2) \ U \left(i - \left\langle \frac{L}{T} \right\rangle \right) \right]^T \quad (33)$$

$$\hat{\theta}(i) = \hat{\theta}(i-1) + K(i) \cdot (Y(i) - \varphi^T(i-1) \cdot \hat{\theta}(i-1)) \quad (34)$$

$$K(i) = P(i-1) \cdot \varphi(i-1) \{ \gamma + \varphi^T(i-1) \cdot P(i-1) \cdot \varphi(i-1) \}^{-1} \quad (35)$$

$$P(i) = \frac{\{ I - K(i) \varphi^T(i-1) \} P(i-1)}{\gamma} \quad (36)$$

ただし、 γ は忘却係数である。

実機による推定結果を Fig. 4(a), (b) に示す。図より、約 30[s] の時点からルーパーが不安定化しており、同時に減衰係数が小さくなる (0.4~0.3) ことが確認できる。

ここで、入出力信号が定常的で、かつ振幅が小さくなると、推定が進まず誤差が増大するという問題がある。そこで、(37) 式により推定結果の信頼性を評価する。評価値 J がしきい値 J_l よりも大きければ、推定結果が信頼できるものとし補間コントローラを用いる。小さい場合は、入出力信号が安定しているので、従来の PI 制御を用いる。

$$J[i] = \lambda_J \cdot J[i-1] + \|Y[i] - 2Y[i-1] + Y[i-2]\| \quad (37)$$

ただし、 λ_J は忘却係数である。評価値 J を Fig. 4(c)

Fig. 4 Parameter estimation

に示す。図より、ルーパー角度信号が振動的になると J は増大していることが確認できる。

以上、これらを統合した制御系のブロック線図を Fig. 5 に示す。

Fig. 5 Interpolated control system for looper

4. シミュレーション

補間コントローラの性能を評価するため、コンピュータシミュレーションを行った。

ここで、板厚 2.3[mm]、板幅 900[mm] の 290N 鋼を想定してパラメータを $k=5.0$, $\omega_n=7.0$, $L=0.28$, $\zeta_1=0.3$, $\zeta_2=1.4$, $Ki=0.6$, $Kp_1=0.024$, $Kp_2=0.19$, $T=0.04$, $\gamma=0.99$ とし、時刻 0[s] から 21[s] にかけて減衰係数を ζ_2 から ζ_1 にめらかに変化させた。また、外乱として周

波数の異なる 4 種類の正弦波を与えた。このときのルーパー角度偏差を Fig. 6(a) に、減衰係数の変動を Fig. 6(b) に示す。比較のために、従来の PI 制御による結果と、本論文と同一の制御対象において実機適用実績のある IMC 構造を用いたロバスト制御⁸⁾による結果を同時に示す。従来の PI 制御では減衰係数の変動にともない、時刻 17[s] 付近から不安定化している。またロバスト制御では減衰係数の変動が起こっても安定性は維持されているものの本手法に比べてばらつきが大きくなる。本手法では減衰係数が変化しても安定性が維持され、かつ、ばらつきも減衰係数が大きいときの PI 制御と同等の性能を有することが確認できる。

Fig. 6 Simulation results

5. 実機適用結果

熱延仕上げミルのルーパー装置において本制御法のオンラインテストを行った。ここで、 $\zeta_1=0.3$, $\zeta_2=1.5$, $Kp_1=0.02$, $Kp_2=0.19$, $Ki=0.6$, $T=0.04$, $\gamma=0.99$, $\lambda_J=0.95$ とし、 Jl に関しては $Jl=5.5$ としたケースと $Jl=4.0$ としたケースの 2 種類のテストを行った。

まず、Fig. 7 に $Jl=5.5$ としたケース、Fig. 8 には $Jl=4.0$ としたケースの実験結果を示す。それぞれ、(a) がルーパー角度偏差、(b) がゲインを表している。

Fig. 7 では Jl の値が大きいためゲインを減少させる方向への修正のタイミングが遅くなり、ハンチングを抑制しきれないがゲインの修正によって系を安定化できることは確認できる。これに対して Fig. 8 では Jl を適正な値に設定しているためゲインの減少方向への修正によってハンチングを未然に制御している。このように減衰係数の変動を監視し、ハンチングを未然に制御することがで

Fig. 9 Effect of interpolated control system for looper

(a) Error of looper angle

(b) Gain intervention value

Fig. 7 Test results by interpolated control ($J1=5.5$)

きれば、ハンチングによるミスロールの心配がなくなり、評価値 J がしきい値 $J1$ よりも小さい場合の従来の PI コントローラのゲイン（デフォルトとしているゲイン）を高く設定することができる。

つぎに、デフォルトとしているゲインを従来の 1.5 倍に設定し、本手法を適用した場合の各コイルの先後端を除いた部分でのルーパー角度偏差の平均値をコイル内ルーパー角度偏差の代表値とし、この値の統計的性質を調べた。その度数分布を Fig. 9 に示す。これより本手法の方が従来の PI 制御よりも平均値が改善されており、分散も小さいことがわかる。また、このテスト中のハンチングの発

(a) Error of looper angle

(b) Gain intervention value

Fig. 8 Test results by interpolated control ($J1=4.0$)

生率は 0% であった。

このことは、補間コントローラによってハンチングを確実に抑制した結果、デフォルトとしているゲインを増加させた操作が可能となり、その結果として、圧延材の先後端を除いた部分のルーパー角度特性が向上したと解釈できる。

6. おわりに

熱延仕上げミルにおけるルーパー高さ制御において、補間コントローラを用いた制御系を構築し、実機テストを行った。その結果、補間コントローラによって特性変動に

対する適正なゲイン設定ができ、ループの不安定現象が抑制されることを確認した。

本研究成果は、現在、実機稼働中であり継続してハンチングを抑制している。

参考文献

- 1) J. C. Price: The Hot Strip Mill Looper System; *IEEE Trans.*, Vol. IA-9, No. 5, pp. 556-562 (1973)
- 2) 小寺, 渡辺: 熱間圧延機ループにおける多変数制御の応用; 第22回自動制御連合講演会前刷, pp. 305-306 (1979)
- 3) 小林ほか: ホットストリップミル仕上圧延機におけるループ非干渉制御; 第27回自動制御連合講演会前刷, pp. 347-348 (1984)
- 4) 中山ほか: 熱延ループ系の完全非干渉制御; 第31回システムと制御研究発表講演会講演論文集, pp. 3-4 (1987)
- 5) 中川ほか: 最適レギュレータによる熱延板厚・ループ制御; 実システムにおける制御理論応用シンポジウム資料, pp. 83-88 (1991)
- 6) 福島ほか: 鋼鉄熱間仕上圧延機におけるループ最適多変数制御; 東芝レビュー, Vol. 42, No. 11, pp. 827-830 (1987)
- 7) 塩谷ほか: 多変数制御理論に基づく高応答ループ制御の開発; 新日鉄技報, No. 347, pp. 74-77 (1992)
- 8) 村松, 池田, 玉井: 動作状態が変化する多入出力システムの安定化; システム制御情報学会論文誌, Vol. 7, No. 2, pp. 42-50 (1994)
- 9) 村松, 池田: 動作状態が変化する制御対象の安定化; 第15回 Dynamical System Theory シンポジウム資料, pp. 53-56 (1992)
- 10) 西野, 池田, 村松: 動作状態が変化するプラントに対する補間コントローラ; 第15回 Dynamical System Theory シンポジウム資料, pp. 67-70 (1992)
- 11) 星井, 池田, 村松: 動作状態が変化するシステムのロバスト制御; 第37回自動制御連合講演会前刷, pp. 55-56 (1994)
- 12) 村松, 池田, 星井: 動作状態が変化する制御対象の安定化; 計測自動制御学会論文集, Vol. 31, No. 9, pp. 1336-1342 (1995)
- 13) 藤崎, 浅田, 北村: 熱延仕上げミルにおけるループ高さのロバスト制御; 第34回システム制御情報学会研究発表講演会講演論文集, pp. 321-322 (1990)
- 14) T. Tanaka, Y. Aizawa and H. Eguchi: Multiple operating conditions model and design of gain scheduler; 第34回自動制御連合講演会前刷, pp. 239-242 (1991)
- 15) 山口, 田鍋, 村上, 後藤: ファジィ連想記憶システムを用いた適用制御; 電気学会論文誌 (C), Vol. 111, No. 1, pp. 40-46 (1990)
- 16) B. K. Ghosh: An approach to simultaneous system design, part2: Nonswitching gain and dynamic feedback compensation by algebraic geometric methods; *SIMA J. Control and Optimization*, Vol. 26, No. 4, pp. 919-963 (1988)
- 17) 保田: 構造的不確かさをもつシステムのロバスト安定化; 電子情報通信学会論文誌 (A), Vol. J75-A, No. 5 pp. 926-933 (1992)