Q-パラメータアプローチによる 連続鋳造機鋳型内湯面レベル周期性変動の制御[†]

北 田 宏*

Q-paramter Design Control for Periodic Mold Level Fluctuation of Continuous Caster[†]

Hiroshi KITADA*

A controller design technique for periodic disturbance rejection is proposed. The form of the controller has a free parameter transfer function similar to the Youla parametrization, and it enables to separate the general property of sensitivity function of closed loop system and detailed design of the periodic disturbance rejection performance. A design method of the parameter function is given using the solution of the model matching problem. Numerical examples of the sensitivity function for the mold level control of continuous caster shows the flexibility of the design. The performance of the disturbance rejection is shown by simulation results of mold level control and an experimental result.

Key Words: controller design, continuous caster, level control, frequency shaping, Youla paramterization

1. はじめに

連続鋳造機は、鉄鋼生産工程において精錬工程で成分を調整した溶鋼を連続的に鋳型で凝固させ、つぎの圧延工程での母材となる鋼塊（鋳片）を製造する設備である。連続製造の利点を生かすために、できるだけ一定の状態を保ち常に同じ品質の鋳片を製造できるように制御することが望ましい。したがって、予知し得ない外乱や操業条件変更が装置の動作状態に影響しないように補償することが求められる。

鋳型内の溶鋼表面（湯面）の変動は、安定操業の阻害や鋳片の品質低下の原因となる。そのため、1980年代半ばより、湯面の変動抑制、いわゆる湯面レベル制御の手法が多数研究されてきた。特に1990年代に入ると、アドバンスト制御理論の応用例がいくつか報告されている。浅野ら¹⁾は、浸漬ノズル内介在物詰まりが剥離するときの外乱を抑制することを目的に、外乱オブザーバ制御により外乱信号を推定し、打ち消す制御方式を提案した。また、黒川ら⁵⁾、Murakamiら⁸⁾、Kitadaら⁴⁾は、低周波領域での外乱抑制性能と高周波領域でのロバスト安定性の両立を目的に H_∞ 制御を適用した設計を提案した。

製造する鋼種や操業条件によっては長さ5～30秒の強い周期性をもつ湯面レベル変動が発生することがよく知られてい

る。このタイプレベル変動は、その周期が特定の隣接するロール間隔と鋳造速度の比となることが特徴である。ロール間において凝固シェルが膨らむ「バルジング」の大きさの時間的変動により鋳型からの溶鋼流出量も変動することが原因と推定されている。実機の操業では湯面の変動が発散することがしばしば観察される。

周期性レベル変動の抑制はアドバンスト制御適用後も困難な課題である。高士ら¹⁰⁾は、外乱オブザーバ制御により周期性レベル変動が抑制できることを報告しているが、同時に変動の周期が短くなると抑制性能が悪化することも示している。通常、鋳造速度が上昇すると変動の周期が短くなるとともに振幅が大きくなるため、外乱の周期が短い場合でも、十分に抑制できる性能をもつ制御系設計手法が必要である。

鋳型内湯面レベルの周期性変動抑制を目的とした研究には、Manayatharaら⁶⁾による Learning Repetitive Control を用いた手法や、水野ら⁷⁾によるレベル変動の周波数を設計時の重み関数にスケジューリングパラメータを含めたゲインスケジューリング H_∞ 制御手法がある。Learning Repetitive Control は周期性外乱を抑制する有力な手法ではあるが、抑制対象周波数からわずかに外乱の周波数がずれても抑制性能が劣化するため、現実の湯面レベル変動にみられる変動周波数のゆらぎに十分対応できないと考えられる。また、ゲインスケジューリング H_∞ 制御は、パラメータ区間から外れた変動周波数に対して抑制効果が保証されない問題がある。

本論文では、SISO プラントを対象とする、安定化補償器の Youla パラメトリゼーションに基にした周波数整形を目的とする制御系設計方法を提案し、実生産用と同規模の試験運

[†] 第1回制御部門大会で発表(2001・5)

* 住友金属工業(株) 総合技術研究所 尼崎市扶桑町1-8

* Corporate R. & D. Labs., Sumitomo Metal Industries, Ltd., Amagasaki

(Received August 12, 2002)

(Revised February 19, 2003)

Fig. 1 A schematic diagram of the sectional view of a continuous caster

連続鋳造機による実機テストにおける検証結果を報告する。提案する制御系設計方法は、既存のコントローラによる制御系の安定性と性能を保ちつつ周期的外乱に対する抑制能力を追加できること、および周期性外乱抑制性能に関するパラメータを直観的に変更できることを特徴とする。したがって、適用現場で容易にチューニングすることが可能となる。

本稿の構成を示す。まず、第2節では連続鋳造機の鋳型内湯面レベル制御の概要について説明する。第3節では提案する制御系の周波数特性整形手法について述べる。第4節では、鋳型内湯面レベル制御系設計に対して提案手法を適用した結果について、制御系の周波数特性の計算結果および制御シミュレーション結果により本手法の効果を検証し、試験連続鋳造機の鋳型内湯面レベル制御に提案手法を適用した結果について述べる。

2. 連続鋳造機鋳型内湯面レベル制御

連続鋳造機の側方断面図を Fig. 1 に示す。タンディッシュと呼ばれる容器から溶鋼をノズルを通して底のない鋳型に注入する。鋳型に接する部分から殻状に鋼が凝固するので、多数のロールではさんで支持しながら下側から連続的に引き抜き、水スプレーによる冷却で中心部まで完全凝固させる。凝固した鋳片は適当な長さに切断して下工程に送る。

Fig. 2 は鋳型内湯面レベル制御に関する設備の模式図である。鋳型内の湯面位置は鋳型の上からレベル計で測定し、目標値に一致させるように鋳型へ注入する溶鋼流量を制御する。溶鋼は吐出孔を開けた先端部を鋳型内溶鋼に浸した「浸漬ノズル」を通じて注入する。溶鋼注入流量は溶鋼のパuffアであるタンディッシュと浸漬ノズルの接続部にあるスライディングノズルの開度を調節して制御する。

鋳型内湯面の変動抑制は鋳片の表面から数 mm の深さまでにおける品質を左右する。湯面と鋳型の接点は鋼の凝固開始点なので、湯面の変動により初期凝固が安定せず鋳片表面割れが発生しやすくなる。また、連続鋳造機の操業ではパウダーとよばれる CaO, SiO₂ を主成分とする粉末状混合物を湯面にのせて溶鋼の熱で溶かし、鋳型と凝固シェルの間に回り込みますことで潤滑を高めている。溶融パウダーが湯面の変

Fig. 2 The equipment around the mold of continuous caster

動により溶鋼に巻き込まれて凝固シェルに捕捉されると、圧延時の成品疵発生原因となる。また、湯面の大きな変動は操業の不安定要因にもなり効率的生産の妨げになる。したがって、鋳型内の湯面レベル変動は極力抑制することが必要である。

鋳型内湯面の変動は、鋳型内溶鋼収支の不均衡により全体が均一に上下動する成分と、鋳型幅方向の定在波など波立つような動きの成分の2つに分けられる。現在の湯面レベル制御系の構成では渦流レベル計で湯面の局所的な位置を測定して鋳型への溶鋼注入量を調節するので、湯面全体の上下動成分以外は制御できない。したがって、制御対象としての湯面レベル変動を下記のようにモデル化する。

$$\dot{y}_m = \frac{K_f v_f S(x_n(t - T_d))}{A} - v_c + d(t) \quad (1)$$

ただし、 y_m : 湯面全体の上下動成分、 x_n : スライディングノズル開度、 $S(x)$: スライディングノズル開口面積、 T_d : 湯落ちむだ時間、 K_f : ノズル流量係数、 v_f : スライディングノズル通過時の溶鋼流速、 A : 鋳型断面積、 v_c : 鋳片引き抜き速度、 $d(t)$: 鋳型内溶鋼収支に対する外乱（湯面レベル変動速度に換算）。

本稿では、湯面レベル計には渦電流を利用した渦流レベル計、スライディングノズルの駆動にはステッピングモータを用いたアクチュエータを仮定する。これらの応答速度は、周期性変動の最大速度と比べて十分速いので、本稿におけるモデル化では無視する。

3. 周波数整形を目的とした制御系設計手法

3.1 Q-パラメータ設計

まず、制御対象 P を安定化する制御系 Σ を Fig. 3 のように構成する。また、ある補償器 C_0 により安定化した制御系を Σ_0 とする。制御対象 P のモデルをプロバな有理伝達関数を $P(s)$ で、補償器 C_0 をプロバな有理伝達関数 $C_0(s)$ で表わす。また、制御系に対する外乱 d が操作量 u に加わるものとする。

安定プロバな伝達関数 $M(s)$ と $N(s)$ 、および $X(s)$ と

Fig. 3 Σ_0 : The closed loop system with the initial controller C_0

Fig. 4 The Q-parameter design controller form

$Y(s)$ を用いた $P(s)$ および $C_0(s)$ の既約分解表現を

$$P(s) = M^{-1}(s)N(s) \quad (2)$$

$$C_0(s) = X(s)Y^{-1}(s) \quad (3)$$

とする。このとき、安定化補償器の Youla パラメトリゼーション^{2), 11)}により、 $P(s)$ を安定化する任意の補償器 $C(s)$ は、 $Y - N\tilde{Q} \neq 0$ で安定かつプロパなパラメータ伝達関数 $\tilde{Q}(s)$ を用いて、

$$C(s) = \frac{X(s) + M(s)\tilde{Q}(s)}{Y(s) - N(s)\tilde{Q}(s)} \quad (4)$$

と表わされる。

Youla パラメトリゼーションにおける $\tilde{Q}$ の自由度を生かした制御系設計は H_∞ 制御の解の導出などでよく研究されている。しかし、すでに補償器 C_0 を実装した制御系の場合には、(3) 式による C_0 の既約分解表現が必要なのでそのままでは適用が難しい。そこで、実用上の課題を解決するために、以下のような補償器のパラメータ表現とパラメータの設計方法を提案する。

(4) 式における $\tilde{Q}(s)$ を、プロパな伝達関数 $Q(s)$ により、

$$\tilde{Q} = QY \quad (5)$$

と表現できるクラスに制限すると、(5) 式より、

$$C = \frac{X + MQY}{Y - NQY} \quad (6)$$

$$= \frac{(XY^{-1} + MQ)Y}{(1 - NQ)Y} = \frac{C_0 + MQ}{1 - NQ} \quad (7)$$

と表わすことができる。本稿では、(7) 式を Fig. 4 の構成で実装した補償器を、「Q-パラメータ設計コントローラ」または略して「Q-設計コントローラ」とよぶ。

逆に、ある伝達関数 Q を用いて (4) 式の補償器を構成した場合に、(4) 式において $QY = \tilde{Q}$ とすると C は (4) 式の

ように表わされる。したがって、 Σ が内部安定である条件として、以下の補題が成り立つ。

〔補題 1〕 制御系 Σ が内部安定であるためには、 $1 - NQ \neq 0$ かつ、 $Q(s)Y(s)$ が安定であることが必要十分である。

つぎに、 C_0 がサーボ補償器として $s=0$ に k 個の極をもつように設計されている場合を考える。このとき、 Σ がサーボ性能を同等に保つ条件は以下の定理で与えられる。

《定理 1》 補償器 C_0 が $s=0$ に k 個の極をもつと仮定する。このとき、補償器 C が $s=0$ に少なくとも k 個の極をもつ必要十分条件は $Q(s)$ が $s=0$ に極をもたないことである。

(証明) (必要性) 仮定および (3) 式より、 $Y(s)$ は $s=0$ に k 個の零点をもつ。また、 $X(s)$ と $Y(s)$ が既約なので (6) 式の右辺の分子 $X + MQY$ は $s=0$ に零点をもたない。したがって、 C が $s=0$ に少なくとも k 個の極をもつためには、 C の分母 $Y - NQY$ が $s=0$ に k 個の零点をもつことが必要である。このことは、 $Q(s)$ と $Y(s)$ との間で $s=0$ に関する極零相殺がないこと、すなわち $Q(s)$ が $s=0$ に極をもたないことと等価である。

(十分性) $Q(s)$ が $s=0$ に極をもたない場合、(6) 式の右辺の分母 $Y - NQY = (1 - NQ)Y$ の $s=0$ における零点は、 $Y(s)$ の k 個と $1 - NQ$ の零点の個数の和集合である。したがって、 C は $s=0$ に少なくとも k 個の極をもつ。□

定理 1 より、 $Q(s)$ を安定な伝達関数から選べば、 C_0 で達成したサーボ性能を失うことなく、制御系の閉ループ特性を調整できることがわかる。

(注意) Q-パラメータ設計で達成できる制御系の性能は、パラメータ伝達関数 $Q(s)$ が $Y(s)$ の不安定零点と重複を含めて同じ不安定極をもつ場合を含めれば、 $\tilde{Q} = QY$ をパラメータとした Youla パラメトリゼーションにより達成できるものと等価である。ただし、後述するモデルマッチング問題による Q の設計では、 Q の安定性が必要になるので Y の不安定零点、すなわち既存コントローラ C_0 の不安定極の影響は除去できないという制限がある。しかし、 C_0 の不安定極は内部モデル原理によるサーボ性能達成のために導入されることが多く、実用上は問題ないと考えられる。

3.2 感度関数の周波数整形

制御系 Σ_0 において、外乱 d から $[z \ y]'$ までの入出力関係は

$$\begin{bmatrix} z \\ y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{1 + PC_0} \\ \frac{1}{1 + PC_0} \end{bmatrix} d$$

である。この伝達関数行列の共通因子である $1/(1 + PC_0)$ は、制御系 Σ_0 の感度関数 S_0 である。以下では、パラメータ Q により、感度関数の周波数ゲイン特性を整形し、外乱 d に対する制御系の周波数応答を改善する設計を検討する。

(2), (3) 式より、

$$S_0(s) = \frac{M(s)}{M(s) + N(s)C_0(s)} \quad (8)$$

である。一方、制御系 Σ では (4) より、感度関数 $S(s)$ は、

$$\begin{aligned} S(s) &= \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \\ &= \frac{1}{1 + N(s)M(s) - \frac{C_0(s) + M(s)Q(s)}{1 - N(s)Q(s)}} \\ &= \frac{M(s)(1 - N(s)Q(s))}{M(s) + N(s)C_0(s)} \end{aligned} \quad (9)$$

なので、(8) 式より、

$$S(s) = S_0(s)(1 - N(s)Q(s)). \quad (10)$$

と Σ_0 の感度関数 $S_0(s)$ とパラメータ Q の 1 次式 $1 - NQ$ の積で表わすことができる。

パラメータ伝達関数 $Q(s)$ の設計方針として、ある安定な伝達関数 $F_n(s)$ に対して、制御系 Σ の感度関数周波数ゲイン特性 $|S(j\omega)|$ (ω : 角周波数) を $|S_0(j\omega)F_n(j\omega)|$ に近づけることで周波数整形を達成する方法を考える。すなわち (10) 式の右辺の積において、 $|1 - N(j\omega)Q(j\omega)|$ が $|F_n(j\omega)|$ を十分近似すれば $|S(j\omega)|$ の望ましい特性が得られる。

この設計方針を、 $1 - N(s)Q(s)$ による $F_n(s)$ の近似誤差の H_∞ ノルムを最小化すること、すなわち

$$J_{opt} = \inf_{Q \in RH_\infty} \|F_n(s) - (1 - N(s)Q(s))\|_\infty \quad (11)$$

なる最小値と最適な $Q(s) \in RH_\infty$ をもとめるモデルマッチング問題として定式化する。このとき、 $Q(s)$ の安定性が必要条件として課されるが、その結果、制御系 Σ_0 のサーボ性能は制御系 Σ でも失われない。

Nevanlinna アルゴリズム³⁾を用いれば最適な $Q(s)$ は解析的に算出できる。特に、 $N(s)$ の不安定零点が 1 個以下の場合、以下のように $Q(s)$ の算出は容易である。

$N(s)$ に不安定零点がない場合

$$Q(s) = \frac{1 - F_n(s)}{N(s)(1 + \varepsilon s)^r}, \quad J_{opt} = 0 \quad (12)$$

$N(s)$ の不安定零点が 1 個 ($s = s_0$) の場合

$$Q(s) = \frac{F_n(s_0) - F_n(s)}{N(s)(1 + \varepsilon s)^r}, \quad J_{opt} = |1 - F_n(s_0)| \quad (13)$$

ただし、 r は $F_n(s)$ と $N(s)$ の相対次数の差で、 $\varepsilon > 0$ は定数である。

パラメータ Q をモデルマッチング問題を用いて設計することにより、Q-設計コントローラでは外乱抑制性能設計において初期コントローラ C_0 とパラメータ Q とを分離して設計できることがわかる。この特徴により、制御系周波数特性の概略を C_0 で設計した後、特定の周波数における感度関数の周波数ゲイン特性を Q により細かく調整したり、 Q を固定して C_0 によりノイズに対する応答を調整できるなど、現場での適用が容易になる。

4. 鋳型内湯面レベル周期性変動抑制への適用

4.1 周期性外乱抑制を目的とした Q-パラメータ設計

以下では、連続鋳造機の鋳型内湯面レベル周期性変動を抑

Fig. 5 The frequency-gain plots of $S(s)$ with Q-design controller; $f_c = 0.05\text{Hz}$, 0.15Hz

制するための Q-パラメータ設計について考察する。(1) 式において鋳引抜速度 v_c が一定である場合の湯面レベル変動のモデルを伝達関数 $P(s)$ であらわす。

$$P(s) = \frac{K_p}{s} \cdot \frac{1 - (T_d/2)s}{1 + (T_d/2)s} \quad (14)$$

ただし、 $K_p = K_f v_f S'(x_0)$: 平衡点におけるスライディングノズル開度に対するレベル変動速度のゲイン、 $(1 - (T_d/2)s)/(1 + (T_d/2)s)$ はむだ時間要素 $e^{-T_d s}$ の 1 次 Padé 近似である。 $P(s)$ は以下のように既約分解する。

$$P(s) = N(s)M^{-1}(s)$$

$$N(s) = \frac{1 - (T_d/2)s}{1 + (T_d/2)s} \frac{1}{1 + T_m s}$$

$$M(s) = \frac{(1/K_p)s}{1 + T_m s}$$

ただし、 $T_m > 0$ は定数である。

抑制対象周波数 f_c における制御系感度関数のゲインを低減するため、 f_c を遮断周波数とする 2 次ノッチフィルタ $F_n(s)$ をつぎのように定める。

$$F_n(s) = \frac{s^2 + (1 - Q_m) \cdot 2(\omega_c/Q_b)s + \omega_c^2}{s^2 + 2(\omega_c/Q_b)s + \omega_c^2}$$

である。ただし、 $\omega_c = 2\pi f_c$, Q_b : ノッチ幅パラメータ, Q_m : ノッチ深さパラメータである。

本稿における設計では伝達関数 $N(s)$ の不安定零点が $s = 2/T_d$ の 1 つだけなので、モデルマッチング問題の準最適解は解析的に得られる。したがって、抑制対象周波数を変更した場合でも望ましい $Q(s)$ を少ない計算量で算出できる。

4.2 制御系の周波数特性の数値計算例

前節で得られた Q-パラメータ設計による周期性外乱抑制性能を、鋳型内湯面レベル制御系の周波数特性の算出および、鋳型内湯面レベル制御の数値シミュレーションにより検証する。以下のすべてのシミュレーション結果において、初期コントローラは (14) 式の制御対象モデルに対する H_∞ 制御設計⁴⁾によりもとめたものである。

まず、ノッチフィルタ $F_n(s)$ のパラメータを変更して、制御系感度関数および周波数ゲイン特性を比較した結果を示す。Fig. 5 は、初期コントローラと、抑制対象周波数 f_c を、お

Fig. 6 The frequency-gain plots of the sensitivity function of the system using the Q-design controller; each of them corresponds to a set of Q_m and Q_b

Table 1 The sets of the parameter of the notch filter F_n , Q_m and Q_b

	Q_m	Q_b
(a)	0.7	5.0
(b)	1.0	5.0
(c)	0.7	2.0

の0.05Hzと0.15Hzに設定したQ-設計コントローラによる感度関数の周波数ゲイン応答のプロットである。Q-パラメータ設計のゲイン応答には f_c の付近に深いノッチができる。

周波数 f_c におけるQ-パラメータ設計と初期設計の感度関数のゲインの差を f_c の値について比較すると、より高い $f_c = 0.15$ の場合の方が小さい。これは、Q-設計時の評価関数 J の最小値 $|1 - F_n(s_0)|$ が f_c が高いほど大きくなるためである。

Q-設計では、ノッチフィルタ $F_n(s)$ のパラメータ Q_m , Q_b により、周波数 f_c 付近のゲイン抑制程度や抑制帯域幅を変更できる。抑制対象周波数を $f_c = 0.1\text{Hz}$ に固定して、Table 1に示した Q_m および Q_b の組合せについて感度関数周波数ゲイン特性を比較した結果をFig. 6に示す。 Q_m を1に近づけて F_n の周波数応答のノッチを深くすると、周波数 f_c における感度関数ゲインも低減される。また、パラメータ Q_b を大きくするとノッチ幅が狭く、反対に小さくすると広がる。これらのパラメータの調整により感度関数周波数応答のノッチ深さおよび幅を直観的に調整できるので、外乱の大きさや周波数の変化を実際のデータで確認しながら安定した外乱抑制性能を得ることができる。

つぎに、制御系相補感度関数の周波数ゲイン特性により、Q-設計による制御系のロバスト安定性の変化を検討する。Fig. 7は、 $f_c = 0.1\text{Hz}$, $Q_m = 0.7$, $Q_b = 5$ とした場合の相補感度関数 $T(s)$ の周波数ゲイン特性プロットである。周波数 f_c 付近における $|T|$ の増加は5dB程度である。したがって、初期コントローラの設計で $|T|$ を高周波域で十分小さくしておけばノイズなどの影響は小さい。

最後に、 $F_n(s)$ のノッチ周波数を2点、 $f_{c1} = 0.05\text{Hz}$ および $f_{c2} = 0.1\text{Hz}$ に設定し、同時に2つの周期性外乱を抑

Fig. 7 The frequency-gain plots of complementary sensitivity function of a Q-design controller and the initial controller

Fig. 8 The frequency-gain plot of $S(s)$ by Q-design controller with two target frequencies; $f_{c1} = 0.05\text{Hz}$ and $f_{c2} = 0.10\text{Hz}$

制可能とした場合の感度関数周波数ゲイン特性をFig. 8に示す。本手法では、このような制御系周波数特性の設計と実装が容易にできる。

4.3 従来アドバンスト制御手法との比較

従来のアドバンスト制御手法と本手法のおのおのによる周期性変動抑制効果について比較する。従来手法では、感度関数 $S(s)$ の低周波側抑制帯域を高周波側に広げて外乱周波数を含めることで抑制性能を高める。しかし、制御対象の位相遅れ特性により高周波側での感度関数のゲインが上昇することで外乱抑制性能が悪化するおそれがあるため、実際の設計では、周期性変動の抑制性能としてはある程度で妥協しなければならない。Fig. 5における $f_c = 0.15\text{Hz}$ の場合がこのように該当するが、Q-パラメータ設計では抑制対象周波数 f_c を中心として抑制性能を高めることができ、かつ高周波側での感度関数ゲイン上昇も見られない。この点は、従来手法に対する本設計手法の大きな利点である。

4.4 制御シミュレーション結果

Q-パラメータ設計の有効性を、鋳型内湯面レベル制御の数値シミュレーションにより検証する。Fig. 9は、外乱が周波数0.1Hzの正弦波信号の場合に、初期コントローラと、 $f_c = 0.1\text{Hz}$ に設定したQ-設計コントローラ($Q_b = 5$, $Q_m = 1.0$)のおのおのを適用したシミュレーション結果の時

Fig. 9 A simulation result of Q-design controller; Disturbance $w = \sin(2\pi \times 0.1t)$; solid line: Q-design controller, dashed line: Initial controller

Fig. 10 Simulation results of the mold level control for the pseudo-sinusoidal disturbance
(a) the simulation result using Q-design controller
(b) the simulation result using the initial controller
(c) the frequency of the disturbance

間チャートである。Q-設計を適用した場合、レベル変動振幅が初期コントローラに比べて20%に低減する。また、Q-設計コントローラは抑制対象周波数においてゲインが高くかつ位相が進むので、レベル変動振幅が小さいにも関わらず、スライディングノズル開度操作量の振幅は初期コントローラにくらべて大きい。

つぎに、外乱周波数のゆらぎに対する $F_n(s)$ のノッチ幅による効果の違いを検証する。外乱信号として周波数 f が 0.1Hz を中心にゆらぐ疑似正弦波信号を生成してシミュレーションに用いた。Q-設計コントローラは、二種類の抑制帯域幅パラメータ $Q_b = 3$ および $Q_b = 10$ のおののについて設計した。ほかのパラメータは共通で、 $f_c = 0.10\text{Hz}$ および $Q_m = 0.8$ である。また、比較のため周期性変動抑制機能をもたない初期コントローラでもシミュレーションを行なった。

シミュレーション結果の時間チャートを Fig. 10 に示す。外乱周波数の変動は Fig. 10(c) に示すように、外乱の周波数は、その周期の10倍程度のオーダーで緩やかに変動する。

Table 2 The operational condition of the experiment

Item	Value
Mold width [m]	1.0
Mold thickness [m]	0.09
Casting Speed [m/min]	3.0

Q-設計コントローラのおののを適用した結果 (Fig. 10(a)) では、いずれの Q-設計コントローラも、初期コントローラを適用した結果 (Fig. 10(b)) に比べて、湯面レベル変動幅を低減している。

2種類の Q-設計による結果を比較すると、 $Q_b = 3$ として感度関数の周波数 f_c 付近のノッチ幅を広げたコントローラの方が、外乱周波数が 0.1Hz から離れた区間においてレベル変動幅が小さいことがわかる。この結果は、周波数がゆらぐ現実の周期性外乱に対して抑制帯域幅でレベル変動の抑制程度を調整できる Q-パラメータ設計の有用性を示している。

4.5 鋳造試験結果

試験用中厚スラブ連続鋳造機を用いて、提案手法によるコントローラの効果を検証した。連続鋳造機の鋳型サイズ、鋳造速度等実験条件を Table 2 に整理する。本試験用連続鋳造機の仕様は、米国などで実用化されている薄スラブ連続鋳造機に匹敵し、実生産にも十分使用しうるものである⁹⁾。したがって、本試験で得られた結果の実用性は十分に高い。

本実験における Q-パラメータ設計コントローラは、初期コントローラ、パラメータ Q とも、連続時間制御対象モデルを対象に設計し、離散時間系に双一次変換した。また、制御対象モデルの既約分解 N および M も同様に離散時間系に変換した。

本実験では、鋳造が定常状態に達したときに、湯面レベル制御を初期コントローラから Q-設計コントローラに切替えた。Q-設計の抑制対象周波数 f_c は湯面レベル変動周期に対応する 0.27Hz に設定した。この実験では、湯面の変動周波数が鋳造速度変更とともに引抜き方向ピッチが一定のまま変化することを確認している。したがって、湯面レベル変動の原因は、非定常バルジングによる鋳片からの流出溶鋼流量の周期変動である。

コントローラの切替え前後で、湯面レベル変動幅が減少することを確認した (Fig. 11)。初期コントローラ適用時の湯面レベル変動は 3.8sec 周期の変動が支配的で、目標値に対する変動幅は $\pm 6\text{mm}$ だったが、Q-設計コントローラ切替え後、変動幅は $\pm 3\text{mm}$ に抑制できた。

制御切替え前後で湯面レベル変動の周波数振幅分布を比較すると、周波数 f_c の変動成分振幅が大幅に低減している (Fig. 12)。このことから、Q-パラメータ設計コントローラによる周期性変動抑制性能により、湯面レベル変動幅が減少したものであることが確認できる。

5. おわりに

本論文では、コントローラのパラメータ表現による制御系外乱抑制性能の周波数整形機能の実現を目的とする、制御系

Fig. 11 The time chart of an experimental result of the mold level control using Q-design controller

Fig. 12 The frequency-amplitude distribution of an experimental result of the mold level control using Q-design controller

の「Q-パラメータ設計」を提案した。本設計法は安定化補償器のYoulaパラメトリゼーションを基にしており、本稿では、制御対象を安定化する既存コントローラのサーボ性能など基本的な性質を保持する条件を明らかにした。提案した手法では、周波数整形機能の設計にパラメータに関するモデルマッチング問題を用いる。本稿では、連続鋳造機における鋳型内湯面レベル周期性変動抑制を目的とした設計への提案手法適用について論じた。制御系周波数特性の設計と湯面レベル制御への適用について数値シミュレーションで効果を検証した。最後に、試験連続鋳造機による鋳造試験で本手法の効果を実際に確認した。

提案した設計手法では、パラメータの周波数ゲイン特性と実現すべき周波数整形の関係が直観的に理解しやすいという特徴をもつ。また、パラメータ伝達関数設計結果と既存コントローラに無関係となるので既存コントローラを入れ替えても周波数整形機能の再調整は不要である。これらの特徴は、適用現場で制御系を調整しやすくするだけでなく、周波数整形機能の自動調整の実現可能にする。たとえば、制御中のプラントからの出力信号の周波数解析による抑制対象周波数の決定は実用上必要性が高い。今後の検討課題としたい。

最後に、本研究推進にあたり、実機テストに御協力いただいた住友金属工業(株)総合技術研究所の方々、適切な御指摘と御助言を頂いた京都大学情報学研究科山本 裕教授、藤岡

久也助教授、ならびに査読者の方に感謝いたします。

参考文献

- 1) 浅野, 加地, 新井, 田中, 鍋島, 森脇: 外乱オブザーバを用いた連鋳モールド内湯面レベル制御, 第30回計測自動制御学会学術講演会予稿集, 77/78 (1991)
- 2) C. A. Desoer, R.-W. Liu, J. Murray and R. Saeks: Feedback System Design: The Fractional Representation Approach to Analysis and Synthesis, IEEE Trans., AC-25-3, 399/412 (1980)
- 3) J. C. Doyle, B. A. Francis and A. R. Tannenbaum: Feedback Control Theory, Prentice Hall (1992) (藤井監訳: フィードバック制御の理論, コロナ社 (1996))
- 4) H. Kitada, O. Kondo, H. Kusachi and K. Sasame: H^∞ control of Molten Steel Level in Continuous Caster, IEEE Trans., CST-6-2, 200/207 (1998)
- 5) 黒川, 加藤, 近藤, 美多, 三平, 劉: 連続鋳造機モールドレベル制御への H^∞ 制御理論適用, 第2回ロバスト制御研究会資料, 109/114 (1991)
- 6) T. J. Manayathara, T.-C. Tsao, J. Bentsman and D. Ross: Rejection of Unknown Periodic Load Disturbances in Continuous Steel Casting Process using Learning Repetitive Control Approach, IEEE Trans., CST-4-3, 259/265 (1996)
- 7) 水野, 飯島, 福田, 門田, 近藤, 宮本: 連続鋳造機モールド湯面レベル制御の高精度化, NKK 技報, 164, 7/11 (1998)
- 8) A. Murakami, Y. Nishida, T. Miki, T. Matsuura and M. Nakao: Application of the H^∞ control theory to molten-steel level control of a continuous casting machine, Proc. Japan-USA Symposium on Flexible Automation 1994, 143/146 (1994)
- 9) 中井, 金沢, 中島, 山田, 丸川, 吉田, 田中, 井上: 試験連鋳機による高速鋳造技術の開発 (高速鋳造技術の開発 - 1), 材料とプロセス, 4, 1283 (1991)
- 10) 高士, 森脇, 田中, 加地, 浅野, 新井: 流量外乱オブザーバを用いた連鋳モールド湯面レベル制御 (大スループット連鋳機への適用), 材料とプロセス, 4, 1284 (1991)
- 11) D. C. Youla, H. A. Jabr and J. J. Bongiorno: Modern Wiener-Hopf design of Optimal Controllers - Part II: The Multivariable Case, IEEE Trans., AC-21-3, 319/338 (1976)

[著者紹介]

北 田 宏 (正会員)

1991年東京大学大学院工学系研究科計数工学専攻修士課程修了, 同年住友金属工業(株)入社, 現在に至る。鉄鋼製造における連続鋳造機の制御技術研究の業務に従事。2002年当会学術奨励賞技術奨励賞受賞。日本鉄鋼協会の会員。