



# 連続铸造機鑄型内湯面レベル周期性変動制御の自動調整系

北田 宏\*

An Auto-tuning System of the Controller for the Periodical Mold Level Fluctuation of Continuous Caster

Hiroshi KITADA

**Synopsis :** In this paper, an auto-tuning system to attenuate the periodical mold level fluctuation caused by unsteady bulging of continuous caster is shown. This system tunes the parameter of the Q-parameter design controller proposed by the author.<sup>1)</sup> This auto-tuning system uses the frequency distribution of the estimated disturbance to the molten steel outflow from the mold. The auto-tuning system is compared with the auto-tuning system using the mold level instead of the estimated disturbance by numerical simulations. Stability of the parameters for the attenuation performance and their variable range provide several evidences of advantage of this auto-tuning system. An experimental result in an actual continuous caster is shown.

**Key words :** continuous casting; mold level control; periodical level fluctuation; auto-tuning; Q-parameter control.

## 1. はじめに

連続铸造機における鑄型内湯面レベルの周期的変動は、鑄片の非定常バルジングやサポートロールの振れ回りが原因で発生するとされている。特に亜包晶鋼域鋼種の鑄造で頻繁に観察されることが報告されている。

従来より、鑄片支持ロールの鑄造方向ピッチの不規則化<sup>2)</sup>や鑄片冷却強化などの設備的対策とともに、湯面レベル制御系の設計においてロバスト制御理論などを用いて周期的変動に対する強い抑制性能を持たせる方法が提案されてきた。北田<sup>1)</sup>は、Qパラメータ設計による湯面レベル制御系を用いて、中厚スラブ試験連铸機における鑄造実験で周期的レベル変動を抑制できることを確認した。

しかし、実際の生産における操業では長時間続くレベル変動の周期は一定とは限らず、操業中に制御系の周波数を変更する必要が生じる。これは、連々鑄直後の鑄造速度変更や非定常バルジングが発生するセグメントの切替り、およびロールピッチの異なる複数のセグメントにおける非定常バルジングの発生などが原因である。したがって、周期性変動抑制機能をもった湯面レベル制御系には、支配的周期性外乱の周波数を検出し適切な強さで制御するメカニズムが必要である。

本研究では、周期性湯面レベル変動抑制制御機能パラメータの自動調整系の構成方法について検討した。

## 2. Q-パラメータ設計による湯面レベル周期性変動の抑制

以下では、文献<sup>1)</sup>に基づき鑄型内湯面レベルの周期性変動を抑制する制御系のQ-パラメータ設計についてまとめる。

### 2.1 鑄型内湯面レベル変動モデル

鑄型内溶鋼湯面の変動は、鑄型内溶鋼の流入量・流出量の収支差に比例する速度、湯面全体が均一に上下動すると仮定してモデル化する (Fig. 1)。スライディングノズル開度操作量  $u$  に対する湯面レベル変動  $y$  の応答特性のモデルを、積分器とむだ時間遅れの1次pade近似を含む伝達関数

$$P(s) = \frac{K_f v_f S'(x_0)}{As} \frac{1 - (T_d/2)s}{1 + (T_d/2)s} \dots \dots \dots (1)$$

で表す。ただし、 $K_f$ : ノズル流量係数、 $v_f$ : ノズル内溶鋼流速、 $A$ : 鑄型断面積、 $T_d$ : 溶鋼湯落ちのむだ時間である。

一方、非定常バルジングによる鑄型からの溶鋼流出量変動などレベル変動の原因となる制御系に対する外乱をスライディングノズル操作量に加わる信号  $d(t)$  として表す。また、湯面波立ちなど湯面レベル測定値に加わるノイズ信号を  $n(t)$  で表す。

### 2.2 周期性変動抑制制御のQ-パラメータ設計

Qパラメータ設計では、湯面レベル変動を安定化する制御器  $C_0(s)$  と、レベル変動モデル伝達関数の既約分解表現

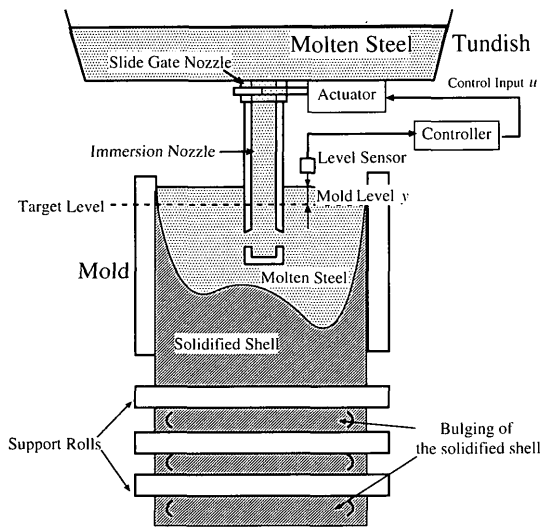


Fig. 1. A schematic view of the equipments related to the mold level control of a continuous caster.

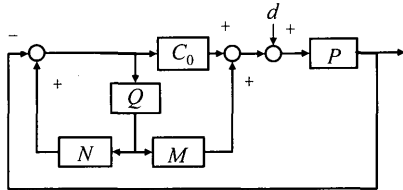


Fig. 2. The block diagram of the mold level control system.

$P(s) = N(s)/M(s)$ を構成する安定な伝達関数  $N(s)$  および  $M(s)$  と、安定なパラメータ伝達関数  $Q(s)$  をもちいて、 $P(s)$  に対する安定化およびサーボ性能をもつ制御器  $C(s)$  を

$$C(s) = \frac{C_0(s) + M(s)Q(s)}{1 - N(s)Q(s)} \dots\dots\dots (2)$$

とパラメータ表現する。そして、 $Q(s)$  の特性により制御系の外乱に対する応答特性を設計する。制御器の構成と外乱  $d(t)$  を含む閉ループ制御系のブロック線図を、Fig. 2 に示す。

制御器  $C(s)$  を用いた制御系の感度関数  $S(s)$  は、

$$S(s) = \frac{M(s)}{M + N(s)C_0(s)} (1 - N(s)Q(s)) = S_0(s) (1 - N(s)Q(s)) \dots\dots\dots (3)$$

である。ただし、 $S_0(s)$  は制御器  $C_0(s)$  だけを用いた場合の制御系の感度関数である。パラメータ伝達関数  $Q(s)$  は、入力信号の周波数  $f_c$  成分を遮断するノッチフィルタの伝達関数を  $F_n(s)$  とし、 $1 - N(s)Q(s)$  に  $F_n(s)$  を近似する特性をもたせるように設計する。この結果、周波数  $f_c$  において感度関数  $S(s)$  のゲインは  $S_0(s)$  のゲインより低下し、かつ他の周波数ではほぼ同じ周波数ゲイン特性をもつため、周波数  $f_c$  を中心に外乱  $d(t)$  が湯面レベル変動に与える影響を抑制で

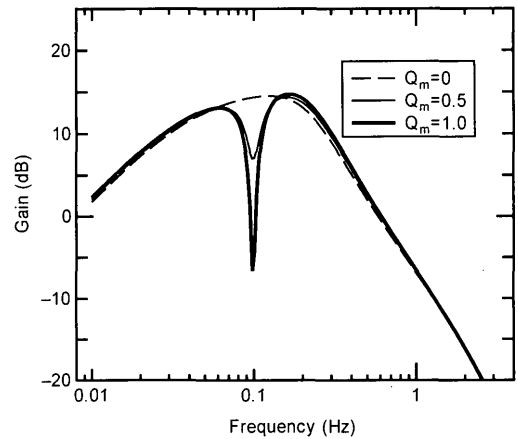


Fig. 3. The frequency-gain plots of the response to the disturbance of the Q-parameter designed control systems.

きる。文献<sup>1)</sup>では  $Q(s)$  の設計を  $F_n(s)$  の近似誤差に関するモデルマッチング問題として定式化している。

以下では  $F_n(s)$  を 2 次のノッチフィルタ

$$F_n(s) = \frac{s^2 + 2(1 - Q_m)(\omega_c / Q_b)s + \omega_c^2}{s^2 + 2(\omega_c / Q_b)s + \omega_c^2} \dots\dots\dots (4)$$

とする。周波数特性を定めるパラメータは、遮断周波数： $\omega_c = 2\pi f_c$  [rad/s]、遮断周波数におけるノッチ深さ： $Q_m$ 、 $f_c$  を中心とするノッチ帯域幅： $Q_b$  とする。ただし、 $0 \leq Q_m \leq 1$  かつ  $Q_b > 0$  である。これらのパラメータを操作して、制御系の周期性変動抑制性能を設計できる。

### 2.2 抑制パラメータ $Q_m$ と周期性外乱抑制性能の関係

Fig. 2 の制御系において、外乱  $d$  から湯面レベル  $y$  までの伝達関数は  $P(s)S(s)$  である。抑制パラメータ  $Q_m$  を大きくすると、この伝達関数も感度関数  $S(s)$  と同様に周波数  $f_c$  におけるゲインが低下する。

Fig. 3 は、式(1)で  $K_f v_f S'(x_0)/A = 3.2$ 、 $T_d = 0.6$  (s) の場合に、 $f_c = 0.1$  Hz、 $Q_b = 5$  として 3 通りの  $Q_m$  に用いた  $F_n(s)$  について各設計による  $P(s)S(s)$  の周波数ゲイン特性を計算した結果である。ただし、外乱信号の変位はスライディングノズル開度操作量と同じ mm 単位とした。

抑制パラメータ  $Q_m$  を用いて設計した制御系において、周波数  $f_c$  におけるレベル変動の外乱に対するゲイン  $k(Q_m)$  と  $Q_m$  の関係

$$k(Q_m) = |P(j\omega_c)S(j\omega_c)|$$

を整理する。抑制対象周波数  $f_c$  が 0.05 Hz、0.10 Hz、0.20 Hz の 3 通りの場合について、 $0 \leq Q_m \leq 1$  に対して  $k(Q_m)$  をプロットしたグラフを Fig. 4 に示す。このグラフから  $k(Q_m)$  は  $Q_m$  の 1 次式、

$$k(Q_m) = a_k + b_k Q_m \dots\dots\dots (5)$$

で十分に近似できることがわかる。

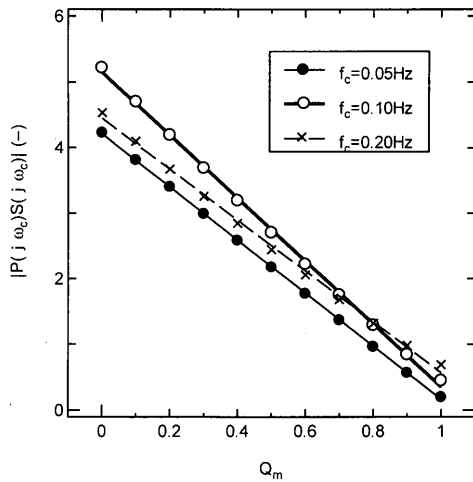


Fig. 4. Some examples of the relation of the parameter  $Q_m$  and the gain  $k(Q_m)$  between the disturbance and the mold level at the frequency  $f_c$ .

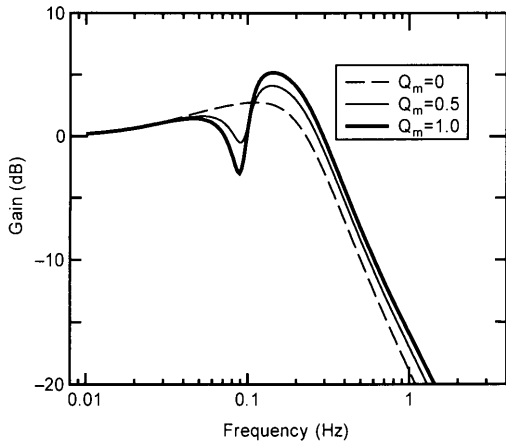


Fig. 5. The frequency-gain plots of the complementary sensitivity functions of the Q-parameter design control systems.

### 3. 周期性変動抑制性能自動調整系

#### 3.1 外乱振幅の周波数分布に応じたパラメータ調整の必要性

連続鋳造機の実際の操業においては、周期性湯面変動の支配的周波数や振幅の経時的変化がしばしば発生する。これは、非定常バルジング変動が発生するセグメントの切替りや、ある時点までは振幅が小さかった周期性外乱成分が何らかの理由により増大し支配的となる場合などである。

一方、周期性変動抑制性能と制御系のロバスト安定性はトレードオフの関係にある。すなわち、 $Q_m$ を大きくして周期性変動抑制性能を高めると高周波域での相補感度関数のゲインが上昇する (Fig. 5)。その結果、湯面変動の波立ちを助長して制御系が不安定になるリスクが高まる。したがって、周期性外乱の振幅が他の周波数成分と同程度に小さくなった場合には、 $Q_m$ も小さくしてこのリスクを軽減することが必要である。

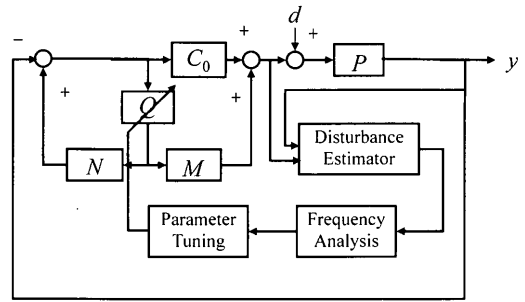


Fig. 6. A block diagram of the Q-parameter design control system with the auto-tuning system using estimated disturbance.

#### 3.2 周期性変動抑制性能自動調整系

周期性外乱抑制性能とロバスト安定性のトレードオフ関係を最適に保つために、制御器の周期性変動抑制機能パラメータの自動調整系を検討する。本自動調整系は、(a)外乱推定、(b)外乱周波数分布の解析、(c)パラメータ調整の3つの機能からなる。自動調整系をふくめた制御系全体構成のブロック線図を Fig. 6 に示す。各機能の内容を以下に説明する。

##### 3.2.1 外乱推定

外乱  $d(t)$  をステップ状の外乱と仮定し、伝達関数  $P(s)$  の状態方程式表現と組み合わせて拡張した制御系に対して、最小次元外乱推定オブザーバ<sup>3)</sup>を構成してオンラインで推定値を計算する。

伝達関数  $P(s)$  の状態方程式表現を用いて、外乱  $d$  とスライディングノズル操作量  $u$  に対する湯面レベル  $y$  の関係を

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + Bd \\ y = Cx \end{cases}$$

とする。ただし、 $x$  は状態変数ベクトル、 $\dot{x}$  は時間微分を表す。外乱  $d$  は直接観察できないが、ステップ状の外乱と仮定して  $\dot{d}(t) = 0$  を満たすものとし、拡張した制御系状態方程式を

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u \dots\dots\dots (6) \\ y = Cx \end{cases}$$

とする。

出力  $y$  から外乱  $d$  を推定する最小次元オブザーバは、文献<sup>3)</sup>によれば、

$$\begin{cases} \dot{z}(t) = (A + HC)z - Hy \\ \hat{d}(t) = (C(A + HC)^{-1}B)^{-1}Cz - (C(A + HC)^{-1}B)^{-1}y \dots\dots\dots (7) \end{cases}$$

である。 $z$  はオブザーバの状態変数、 $H$  はオブザーバゲインで行列  $A + HC$  を安定化する。このとき  $d$  から  $\hat{d}$  までの伝達関数は

$$R(s) = -(C(A + HC)^{-1}B)^{-1}(C(SI - (A + HC))^{-1}B) \dots\dots\dots (8)$$

となる。R(0)=1より直流成分については $\hat{d}$ はdと一致する。

R(s)の周波数特性はA+HCの極配置で定まる。例えば Butterworth型極配置とすれば良好なローパスフィルタ特性となるので、通過帯域が周期性外乱周波数の範囲を含むように極配置を定める。

3.2.2 周波数分布解析機能

周波数分布解析機能では高速フーリエ変換(FFT)を用いて外乱推定値の周波数分布をもとめる。パラメータの更新間隔をT, FFT計算に用いるデータのサンプル間隔を $\Delta t_{FFT}$ , FFT計算対象のデータ点数を $n_F$ とすると、時刻 $t=NT$ におけるパラメータの更新では、 $t=(N-1)T+i\Delta t_{FFT}$  ( $i=0, \dots, n_F-1$ )における外乱推定値に対してFFT計算を行い、各周波数 $f_n=n/\Delta t_{FFT}$  ( $n=0, \dots, n_F/2-1$ )における振幅周波数分布 $D_{N-1}(f_n)$ を得る。時刻 $NT \leq t < (N+1)T$ では、 $D_{N-1}(f_n)$ に基づき決定したパラメータで制御する。

3.2.3 周期性変動抑制性能調整機能

外乱推定値の成分振幅周波数分布 $D_{N-1}(f)$ に基づき、抑制対象周波数 $f_c(N)$ と抑制パラメータ $Q_m(N)$ を更新する。 $f_c(N)$ は、周波数範囲 $n_1 \leq n \leq n_2$ における振幅分布の最大ピークの周波数とする。 $Q_m(N)$ は以下に示すように、更新則の平衡点を考えて設計する。

外乱推定値の最大ピーク周波数成分振幅を $\tilde{D}_{N-1} = D_{N-1}(f_c(N))$ とし、 $\tilde{D}_{N-1}$ と $Q_m(N)$ の関係を

$$Q_m(N) = \begin{cases} Q_{m1} & (\tilde{D}_{N-1} \leq D_1) \\ F(\tilde{D}_{N-1}) & (D_1 < \tilde{D}_{N-1} < D_2) \\ Q_{m2} & (D_2 \leq \tilde{D}_{N-1}) \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

$$0 \leq Q_{m1} \leq Q_{m2} \leq 1 \dots\dots\dots (10)$$

$$F(D_1) = Q_{m1}, F(D_2) = Q_{m2} \dots\dots\dots (11)$$

と定める。 $D_1$ と $D_2$ は外乱振幅に関する定数で、式(11)は、外乱振幅 $D_1$ および $D_2$ で $Q_m$ が連続となるための条件である。

関数Fの設計では、外乱の最大ピーク成分の周波数および振幅が $\tilde{D}_N = \tilde{D}$ で一定と仮定し、かつ制御対象モデルの伝達関数P(s)にモデル化誤差がないとする。また、周期性変動の周波数帯域では外乱推定値と外乱の間で成分振幅の誤差は無視できるものとする。

この仮定のもとでは、 $Q_m(N)$ は更新則の平衡点で一定で、周波数 $f_c$ における湯面レベル変動は

$$\tilde{Y} = k(Q_m)\tilde{D} \dots\dots\dots (12)$$

である。式(5)において、 $k_1 = k(Q_{m1})$ および $k_2 = k(Q_{m2})$ とすると、

$$k(Q_m) = k_1 + (k_2 - k_1) \frac{Q_m - Q_{m1}}{Q_{m2} - Q_{m1}} \dots\dots\dots (13)$$

なので、式(9)、(12)、(13)から、 $\tilde{Y}$ と $\tilde{D}$ の関係は

$$\tilde{Y} = \begin{cases} k_1 \tilde{D} & (0 \leq \tilde{D} \leq D_1) \\ (k_1 + (k_2 - k_1)(F(\tilde{D}) - Q_{m1}) / (Q_{m2} - Q_{m1})) \tilde{D} & (D_1 < \tilde{D} < D_2) \\ k_2 \tilde{D} & (D_2 \leq \tilde{D}) \end{cases} \dots\dots\dots (14)$$

と表すことができる。

定数 $D_1$ は、 $\tilde{D} = D_1$ における周期性変動成分の振幅 $k_1 D_1$ が周期性でない外乱や波立ち等によるレベル変動成分振幅とほぼ同程度になるように定める。

$\tilde{Y}$ と $\tilde{D}$ の関係は、 $D_1 < \tilde{D} < D_2$ において $\tilde{Y}$ と $\tilde{D}$ の望ましい関係が式(14)と一致するものとして $F(\tilde{D})$ を算出する。

例えば、 $\tilde{D} > 0$ で式(14)が連続かつ $D_1 < \tilde{D} < D_2$ において $\tilde{Y}$ と $\tilde{D}$ の関係を一次関数

$$\tilde{Y} = k_1 D_1 + (k_2 D_2 - k_1 D_1) (\tilde{D} - D_1) / (D_2 - D_1) \dots\dots\dots (15)$$

とする場合、

$$k_1 D_1 + (k_2 D_2 - k_1 D_1) (\tilde{D} - D_1) / (D_2 - D_1) = (k_1 + (k_2 - k_1)(F(\tilde{D}) - Q_{m1}) / (Q_{m2} - Q_{m1})) \tilde{D}$$

より、

$$F(\tilde{D}) = Q_{m1} + (Q_{m2} - Q_{m1}) \frac{\tilde{D} - D_1}{D_2 - D_1} \cdot \frac{D_2}{\tilde{D}} \dots\dots\dots (16)$$

とも定められる。Fig. 3の例で示した $f_c = 0.1$  Hzの場合における $Q_m$ とkの関係が成り立つ場合に、 $D_1 = 0.2$ ,  $D_2 = 3.0$ ,  $Q_{m1} = 0$ ,  $Q_{m2} = 0.9$ として式(9)の $F(\tilde{D})$ に式(16)を代入して、 $\tilde{D}$ に対する $Q_m$ および $\tilde{Y}$ の対応関係をFig. 7に示す。 $Q_m(\tilde{D})$ は $D_1 = 0.2$ から $D_2 = 3.0$ の間を上凸の $\tilde{D}$ の双曲線関数で補完する。

外乱推定値に基づく自動調整系では、外乱分布最大振幅から直接的に制御器のパラメータおよびレベル変動の対応周波数成分振幅が定まる。以下では、0.1 Hzの周期性外乱の振幅 $\tilde{D}_N$ が1.0 mmから3.0 mmまで上昇する場合にお

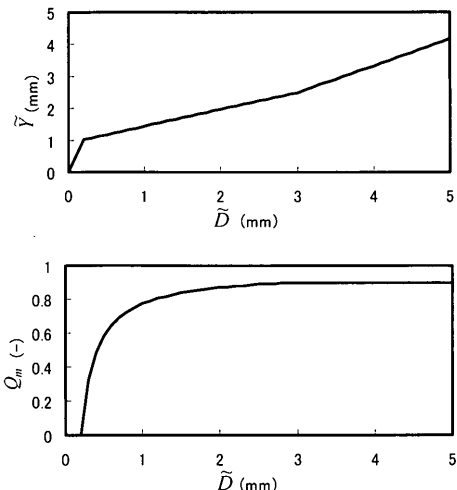


Fig. 7. An example of the performance of attenuating the periodical disturbance with the auto-tuning system using estimated disturbance.

る、同じ周波数の湯面レベル変動振幅  $\tilde{Y}_N$  の推移をシミュレーションにより検証する。

Fig. 4における  $f_c=0.1$  Hz の場合の周期性変動抑制性能  $k(Q_m)$  と Fig. 7の  $\tilde{D}$  と  $Q_m$  の関係に基づき、FFT計算1回ごとに  $Q_m(N)$  を更新した場合の0.1 Hzにおけるレベル変動振幅  $\tilde{Y}$  の推移を Fig. 8に示す。

レベル変動振幅  $\tilde{Y}_N$  は外乱振幅  $\tilde{D}_N$  とともに上昇し、最終的に2.94 mmに収束する。パラメータ  $Q_m(N)$  の推移は外乱振幅の上昇に対してFFT計算1回分だけ追従が遅れているが、レベル変動振幅に大きな影響は現れない。

### 3.4 鋳造試験における自動調整結果例

実際の鋳造において、本自動調整系とQパラメータ設計による制御器を組合せて用いた鋳造試験を実施した。Fig. 9は、試験結果の湯面レベル変動波形に210s毎にFFT計算で算出した0.05~0.30 Hzにおける外乱推定値の最大周波数成分振幅をFFT対象データ区間と対応させて重ねてプロットしたチャート、および上記外乱推定値最大周波数成分振幅から決定した  $f_c$  と  $Q_m$  の更新結果の時間地チャートである。

抑制対象周波数  $f_c$  の変動範囲0.097~0.108 Hzは、鋳造速度は2.0 m/minなのでロールピッチが約300 mmのセグメントにおける非定常バルジングが原因で発生したと考えられる。また、 $Q_m$  は外乱振幅最大値に追従して上昇した。その結果、湯面レベル変動幅は±5 mm以内に抑制された。

この試験結果は、前節シミュレーションにおいて  $Q_m$  が外乱推定値最大成分振幅上昇に追従した結果と一致しており、自動調整系設計の狙いが実現できた。

## 4. 考察

### 4.1 湯面レベル変動に基づく自動調整系との比較

これまでに、筆者らを含めて鋳型内湯面レベル制御系の外乱抑制性能とロバスト安定性のトレードオフを自動調整することを目的として、湯面レベル変動信号の周波数分布や支配的変動周期成分の振幅に基づき、予め設計した制御器を切替える方法がいくつか報告されている<sup>4,5)</sup>。

制御系周波数特性の調整に湯面レベル変動を用いることは、直観的にはわかりやすい。しかし、本研究では調整パラメータが安定しないという問題があることを見出した。

以下では、外乱推定値のかわりにレベル変動信号を用いて周期性変動抑制制御パラメータ  $Q_m$  を調整する方法の検討結果を示し、外乱推定値を用いてパラメータ  $Q_m$  を調整する合理性を明らかにする。

周波数分布解析の対象を湯面レベル信号とした自動調整系(Fig.10)を考える。本自動調整系では、外乱推定値に基づく自動調整系と同様にFFT計算によりもつめたレベル変動周波数振幅分布の所定周波数範囲における最大ピーク成分から  $Q_m$  と  $f_c$  を決定する。時刻  $NT$  における湯面レベル変

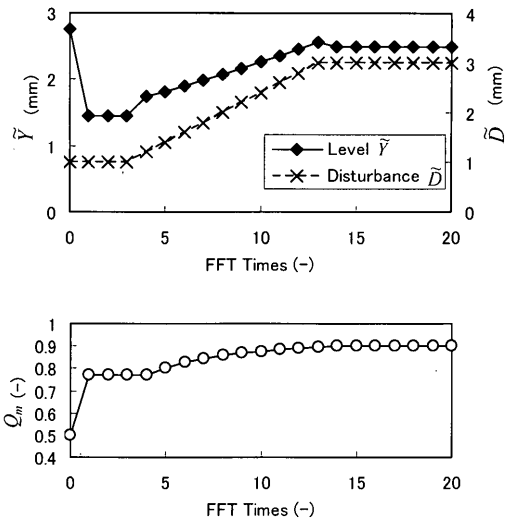


Fig. 8. An example of the parameter tuning process by the auto-tuning system using estimated disturbance; the amplitude of the periodical disturbance increases with time.

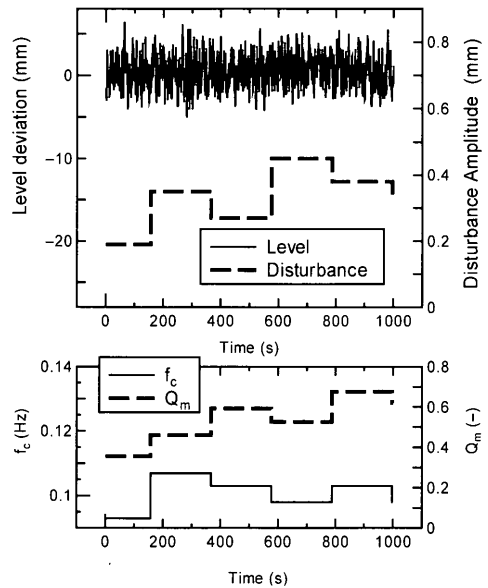


Fig. 9. An example of the mold level data by Q-parameter control with the auto-tuning system using estimated disturbance.

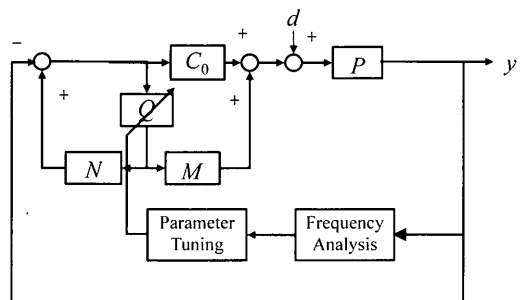


Fig. 10. A block diagram of the Q-parameter design control system with the auto-tuning system using mold level.

動振幅分布の最大ピーク成分の振幅  $\tilde{Y}_{N-1}$  を用いて  $Q_m(N)$  を式(17)のように定める。

$$Q_m(N) = \begin{cases} Q_{m1} & (\tilde{Y}_{N-1} \leq Y_1) \\ G(\tilde{Y}_{N-1}) & (Y_1 < \tilde{Y}_{N-1} < Y_2) \dots\dots\dots(17) \\ Q_{m2} & (Y_2 \leq \tilde{Y}_{N-1}) \end{cases}$$

関数  $G(\tilde{Y})$  も外乱の周波数および振幅が一定と仮定して設計する。このとき、周波数  $f_c$  におけるレベル変動  $\tilde{Y}_N$  は、

$$\tilde{Y}_N = k(Q_m(N))\tilde{D} \dots\dots\dots(18)$$

である。

レベル変動最大成分振幅に基づく調整方法では、式(14)と(15)よりゲイン  $k(Q_m(N))$  が  $\tilde{Y}_{N-1}$  に依存する。したがって、外乱振幅が一定であっても  $\tilde{Y}_N$  と  $Q_m(N)$  の平衡点が不安定な場合には、 $\tilde{Y}_N$  が一定にならない可能性が考えられる。そこで、外乱振幅が一定の場合に式(17)、(18)のダイナミクスの平衡点を  $\tilde{Y}$  として、 $\tilde{Y}$  を  $\tilde{D}$  で表した式が外乱推定値の最大成分振幅に基づく自動調整系の平衡点である式(15)と一致するように  $Y_1$ 、 $Y_2$  および関数  $G$  をもとめる。

式(17)の区分を定める定数を  $Y_1 = k_1 D_1$  および  $Y_2 = k_2 D_2$  とすると、 $\tilde{D} > D_2$  の場合に  $\tilde{Y} = k_1 \tilde{D}$ 、および  $\tilde{D} > D_2$  の場合に  $\tilde{Y} = k_2 \tilde{D}$  となるのは明らかである。次に、 $D_1 \leq \tilde{D} \leq D_2$  において式(15)を

$$\tilde{D} = D_1 + \frac{Y_2/k_2 - Y_1/k_1}{Y_2 - Y_1} (\tilde{Y} - Y_1) \dots\dots\dots(19)$$

と変形する。式(9)、(19)より

$$\tilde{Y} = \left\{ k_1 + \frac{k_2 - k_1}{Q_{m2} - Q_{m1}} (G(\tilde{Y}) - Q_{m1}) \right\} \times \left\{ D_1 + \frac{Y_2/k_2 - Y_1/k_1}{Y_2 - Y_1} (\tilde{Y} - Y_1) \right\} \dots\dots\dots(20)$$

である。これを整理すると

$$G(\tilde{Y}) = Q_{m1} + (Q_{m2} - Q_{m1}) \frac{\tilde{Y} - Y_1}{\left(1 - \frac{k_2 Y_1}{k_1 Y_2}\right) \tilde{Y} + \left(\frac{k_2}{k_1} - 1\right) Y_1} \dots\dots\dots(21)$$

となる。

外乱推定値を用いた自動調整系の場合と同様に、Fig. 4 における  $f_c = 0.1$  Hz の場合の  $k(Q_m)$  について、周期性外乱振幅  $\tilde{D}_N$  が 1.0 mm から 3.0 mm まで上昇する場合に、式(17)、(18)に基づき  $Q_m(N)$  および  $\tilde{Y}_N$  の変化をシミュレーションした結果を Fig.11 に示す。 $\tilde{D}_N$  が小さい間は FFT 計算ごとに  $Q_m$  の値は  $Q_{m1}$  と  $Q_{m2}$  を交互にとり、その結果  $\tilde{Y}_N$  も大きく振動する。 $\tilde{D}_N$  の上昇とともに  $\tilde{Y}_N$  の振幅は小さくなり  $\tilde{D}_N = D_2$  のときに外乱推定値に基づく自動調整系と同じ 2.94 mm に収束する。

以下では外乱振幅が一定値  $\tilde{D}$  の場合における本自動調整

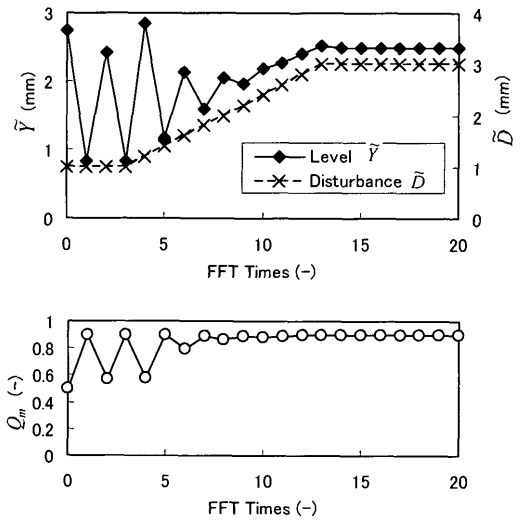


Fig. 11. An example of the parameter tuning process by the auto-tuning system using mold level; the amplitude of periodical disturbance increases with time.

方法の安定性を検討する。式(17)と(18)から  $Q_m(N)$  を消去して  $\tilde{Y}_N$  を  $\tilde{Y}_{N-1}$  と  $\tilde{D}$  を用いて

$$\tilde{Y}_N = \begin{cases} k_1 \tilde{D} & (\tilde{Y}_{N-1} \leq Y_1) \\ \frac{k_2(1 - Y_1/Y_2)\tilde{Y}_{N-1}}{\{1 - (k_2 Y_1)/(k_1 Y_2)\}\tilde{Y}_{N-1} + (k_2/k_1 - 1)Y_1} \tilde{D} & (Y_1 < \tilde{Y}_{N-1} < Y_2) \\ k_2 \tilde{D} & (Y_2 \leq \tilde{Y}_{N-1}) \end{cases} \dots\dots\dots(22)$$

と表す。このとき、 $D_1 \leq \tilde{D} \leq D_2$  の場合の差分方程式の平衡点は式(15)を変形した

$$\tilde{Y} = \frac{\left(1 - \frac{k_2}{k_1}\right) Y_1 + k_2 \left(1 - \frac{Y_1}{Y_2}\right) \tilde{D}}{1 - \frac{k_1 Y_2}{k_2 Y_1}} \dots\dots\dots(23)$$

である。式(23)の平衡点近傍において  $\tilde{Y}_N = \tilde{Y} + \tilde{y}_N$  とあらわし、 $\tilde{y}_N$  が十分0に近い場合の挙動を調べる。

式(22)より、 $D_1 \leq \tilde{D} \leq D_2$  において

$$\tilde{y}_N = \frac{\beta \tilde{y}_{N-1}}{1 + \alpha \tilde{y}_{N-1}} \dots\dots\dots(24)$$

ただし、 $\alpha = \frac{1 - \frac{k_2 Y_1}{k_1 Y_2}}{\left(1 - \frac{Y_1}{Y_2}\right) k_2 \tilde{D}}$ 、 $\beta = \frac{\left(\frac{k_2}{k_1} - 1\right) Y_1}{\left(1 - \frac{Y_1}{Y_2}\right) k_2 \tilde{D}}$  とする。

$k_1 > k_2$ 、 $Y_1 < Y_2$  および  $1 - k_2 Y_1 / k_1 Y_2 > 0$  より  $\alpha > 0$ 、 $\beta < 0$  である。したがって、 $\tilde{y}_{N-1}$  が十分0に近く、 $1 + \alpha \tilde{y}_{N-1} > 0$  ならば  $\tilde{y}_N$  の符号は、 $Q_m(N)$  の更新ごとに入れ替わる。そこで  $Q_m(N)$  の更新1回おきの  $\tilde{y}_N$  と  $\tilde{y}_{N-2}$  の関係、

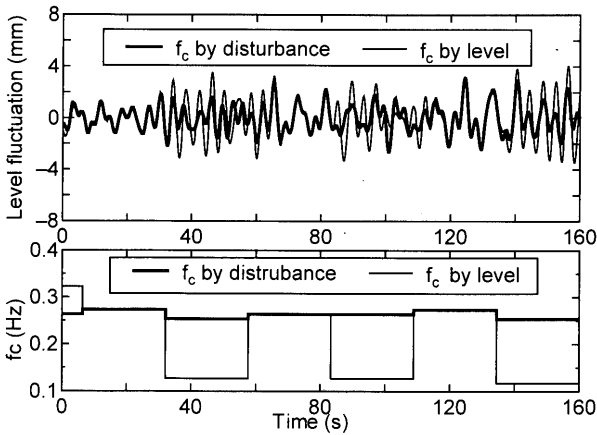


Fig. 12. Comparison of tuning process of  $f_c$  between the estimated disturbance and the mold level used for the auto-tuning system of the attenuation performance for periodical disturbance.

$$\tilde{y}_N = \frac{\beta \frac{\tilde{y}_{N-2}}{1+\alpha\tilde{y}_{N-2}}}{1+\alpha \frac{\tilde{y}_{N-2}}{1+\alpha\tilde{y}_{N-2}}} = \frac{\beta^2 \tilde{y}_{N-2}}{1+\alpha(1+\beta)\tilde{y}_{N-2}} \dots\dots\dots(25)$$

を考える。 $\tilde{y}_{N-2}$ が十分0に近く  $1+\alpha(1+\beta)\tilde{y}_{N-2} > 0$  ならば、 $\tilde{y}_{N-2}$ は同符号なので、 $|\tilde{y}_N| > |\tilde{y}_{N-2}|$  ならば  $\tilde{y}_N$  は0に収束する。この条件は  $0 < \frac{\beta^2}{1+\alpha(1+\beta)\tilde{y}_{N-2}} < 1$  と等価だが正値をとることは明らかなので、右側の不等式を解くと

$$-1 < \beta < 1 + \alpha\tilde{y}_{N-2} \dots\dots\dots(26)$$

である。さらに仮定より  $\beta < 0$  なので、

$$-1 < \beta < 0 \dots\dots\dots(27)$$

が十分0に近い値から出発した  $\tilde{y}_N$  が0に収束する条件である。このとき、差分方程式(22)の平衡点  $\tilde{y}$  は安定となる。

反対にこの安定条件を満たさない場合には、 $\tilde{y}_N$  および  $Q_m(N)$  は振動しながら発散する。最終的には、式(17)の  $Q_m(N)$  の上下限設定の制約によりFFT計算毎に  $Q_m(N)$  の値は  $Q_{m1}$  と  $Q_{m2}$  を交互に取り、レベル変動幅も同時に増減を繰り返す。

式(27)の安定条件は、外乱振幅  $\tilde{D}$  に関して

$$\tilde{D} > \frac{1/k_2 - 1/k_1}{1/Y_1 - 1/Y_2} \dots\dots\dots(28)$$

と表すことができる。したがって、外乱振幅が一定でも小さい値をとる場合には、レベル変動幅に基づく調整方法では、 $Q_m$  が振動することがわかる。

$Q_m(N)$  の更新に伴うレベル変動幅の振幅は  $Q_{m1}$  と  $Q_{m2}$  が近づけば小さくなるが、外乱抑制性能とロバスト安定性のトレードオフが取れなくなる可能性がある。すなわち既存

の制御器  $C_0(s)$  の設計において高周波域での相補感度関数ゲインを下げれば  $Q_{m1}$  を大きくできる反面、低周波域での外乱抑制性能が悪化する。

以上のように、湯面レベル変動の周波数分布に基づき抑制パラメータ  $Q_m$  を調整する方法では、外乱振幅が一定でも小さい場合には、 $Q_m$  を更新する毎に  $Q_m$  が上限値と下限値を交互に取りながら振動する問題点が明らかになった。また、本調整方法における湯面レベル変動振幅のダイナミクスの平衡点の安定性を解析して、安定となる外乱振幅の条件を与えた。

4.2 湯面レベル変動に基づく抑制対象周波数選択について

湯面レベル変動に基づく自動調整系では、レベル変動周波数分布の最大ピーク成分周波数と2番目のピーク成分周波数との間で、FFT計算を行う毎に抑制対象周波数の切替が継続的に生じることがある。

薄スラブ連続鋳機を模した試験連続鋳機の鋳造試験から得た湯面レベル変動データから推定した外乱信号を用いて、Qパラメータ制御と自動調整系のシミュレーションを行った。湯面レベル変動および抑制対象周波数  $f_c$  の計算結果時間チャートである。自動調整系は外乱推定値に基づく場合とレベル変動に基づく場合の各々について計算した。FFTの計算周期は25.6s周期である。

本データの特徴は、外乱の周波数振幅分布に0.12Hzと0.24Hzに2つのピークが存在し、0.24Hz成分の振幅が常に大きいことである。しかし、0.24Hz成分を強く抑制するとレベル変動の周波数分布では最大ピーク周波数が0.12Hz成分に切り替わる可能性がある。

Fig.12のシミュレーション結果では、抑制パラメータ  $Q_m$  を0.8で固定した。外乱に基づく自動調整系のシミュレーション結果では抑制対象周波数  $f_c$  の選択結果は常に外乱の最大成分である0.24Hzを追跡している。一方、湯面レベル信号に基づく自動調整系のシミュレーション結果では、0.24Hz成分を強く抑制した後のFFT計算結果で0.12Hzが最大ピーク成分周波数に切替わるため0.24Hzと0.12Hzの間で  $f_c$  選択の切替えが発生している。 $f_c$  に0.12Hzを選択した区間では、湯面レベル変動振幅が増大している。

この結果から支配的な周期性外乱を抑制するためには、外乱推定値に基づき、周波数選択についても抑制対象周波数を選択することが合理的であることがわかった。

4.3 FFT計算データのサンプル周期について

これまで報告されている鋳型内湯面レベル制御系の制御器実装では、データサンプル周期は100~200msであることが多い。非定常バルジングによる湯面レベル変動の周期は3sから20sと制御周期の30倍から100倍のオーダーに達する。FFTの計算結果の周波数間隔は、FFT計算点数とサンプル周期の積の逆数で得られるため、FFT点数を増加すると低周波数の信号成分に対する周波数分解能は向上す

るが計算負荷が増大する。

そこで本研究では、外乱推定値をローパスフィルタに通してアンチエイリアシング処理したのち、周期を4倍にダウンサンプリングした結果をFFT解析した。この結果、同じFFT点数で周波数解像度は4倍に改善される。周波数変化の時間解像度は1/4に低下するが、実験した範囲では特に問題はなかった。一般には、レベル変動周波数とその変動速度が連続鋳造機毎に異なるので、実態に合わせた調整が必要である。

## 5. 結言

本稿では、鋳型内湯面レベル周期性変動抑制を目的として設計した制御器を、レベル変動の原因となる外乱の周波数成分の変化に追従してパラメータを変更し、湯面レベル変動振幅を最適に保つ自動調整系について検討した。非定常バルジングが原因で外乱の周期性が強い場合には、外乱オブザーバで外乱推定値をもとめ、その周波数分布中最大成分の振幅および周波数をもとに制御器を調整することで、安定したパラメータ変更と湯面レベル変動振幅の一定化を実現できることを明らかにした。実際の鋳造試験にお

いて提案した自動調整系により周期性外乱の周波数変化および振幅上昇に追従し、湯面レベル変動振幅が安定して推移することを確認した。

また、湯面レベル変動の周波数分布中最大成分の振幅および周波数をもとに調整すると、パラメータ変更が不安定化し、レベル変動振幅が一定化しないことと、結果として周期性変動抑制性能を強く設定できないことを明らかにした。

最後に、日頃より御指導頂く京都大学大学院複雑系科学専攻山本裕教授に、本論文執筆にあたって貴重な御助言いただいたことを感謝します。

## 文 献

- 1) H.Kitada: *Trans. Soc. Instrum. Control Eng.*, **39** (2003), 487.
- 2) U.Yoon, I.Bang, J.H.Rhee, S.Kim, J.Lee and K.H.Oh: *ISIJ Int.*, **42** (2002), 1103.
- 3) 岩井善太, 井上 昭, 川路茂保: オブザーバ, コロナ社, 東京, (1988), 210.
- 4) A.Murakami, Y.Nishida, T.Miki, T.Matsuura and M.Nakano: *Trans. Inst. Syst. Control Inf. Eng.*, **10** (1997), 607.
- 5) H.Kitada: Proc. of 8th SICE Symp. on Control Eng., Soc. Instrum. Control Eng., Tokyo, (2000), 403.