



特集記事・5

ここまで来た鉄鋼の計測・制御・システム技術

# ロバスト制御を活用した連続鋳造機湯面レベル制御

## Robust Control of Mold Level in a Continuous Casting Machine

大阪大学 大学院工学研究科  
機械工学専攻 准教授  
(株) 神戸製鋼所 技術開発本部  
生産システム研究所 主任研究員

浅井 徹 Toru Asai  
村上 晃 Akira Murakami

### 1 モデルに基づく 実用的な制御系設計

鉄の製造過程ではさまざまな場所で自動制御が活用されている。典型的な制御系は図1のブロック線図で表現することができる。ここで、 $P_0(s)$ 、 $K(s)$ 、 $F(s)$  はそれぞれ制御対象のモデル、フィードバックコントローラ、フィードフォワードコントローラの伝達関数であり、 $w$  は外乱、 $y$  は出力である。この制御系は制御対象の出力の直前に外乱が印加される場合を想定したものである。

制御系には、閉ループ系の安定性を確保しつつ出力を目標値へ追従させ、さらに外乱の影響を除去すること等の特性が要求される。このうち、目標値への追従は  $F(s)$  による性能の調整が可能なので、 $K(s)$  の設計においては安定性を確保することと外乱を抑制することが主要な課題となる。その際、制御対象をモデル化し、そのモデルに基づいて補償器設計を行えば高い性能を達成することができる。ただし、実際に高い性能を達成するためには下記の2点に注意して設計する必要がある。

- ・一般に全ての周波数帯域で外乱を抑制することはできないので、重要な周波数帯域での外乱を効率的に抑制するように設計を行う。
- ・モデルと実際の制御対象との間の誤差による不安定化が発生しないように設計を行う。

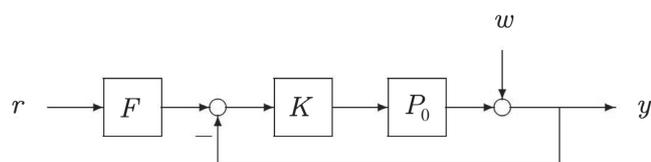


図1 制御系

従来は試行錯誤によって上記の2つの仕様を達成する制御系が設計されていた。一方、 $H_\infty$ 制御を用いれば、上記の2点を同時に考慮して系統的に補償器を設計することが可能である。そこで以降では、上記の個々の問題の性質とそれらの間のトレードオフを踏まえた上で、系統的な制御系設計手法の考え方を解説する。そして、 $H_\infty$ 制御を連続鋳造機の湯面レベル制御へ適用した例を紹介する。

### 2 制御系設計における課題

#### 2.1 外乱抑制

制御系に外乱が印加されると出力はその影響をうける。例えば連続鋳造においては、波立ちやパルジングなどが外乱であり、それらによって湯面レベルに変動があらわれる。こうした外乱の影響を抑制しない限り、製品を高い精度で製造することは不可能である。そこで、制御系には外乱の影響を完全にあるいは可能な限り取り除くことが求められる。

制御系の外部から印加される信号(外生信号)が制御系の信号に与える影響は、その外生信号から着目している出力までの伝達関数によって決まる。よって、外乱を抑制するためには、外乱信号から出力までの伝達関数のゲイン(大きさ)を小さくすればよい。図1の制御系で外乱  $w$  から出力  $y$  までの伝達関数は次式で定まる。

$$S(s) = \frac{1}{1 + P_0(s) K(s)} \dots\dots\dots (1)$$

上式より、 $y$  にあらわれる  $w$  の影響を小さくするためには  $S(s)$  のゲインを小さくすればよく、 $S(s)$  のゲインを小さくするためには  $K(s)$  のゲインを大きくすればよいことがわかる。

外乱抑制については高い周波数の外乱が問題になることは多くなく、また、そのような外乱があったとしてもフィードバック制御以外の方法でそれらの外乱を遮断できることが多

い(例えば遮音する、防振ゴムを用いる、電磁シールドを施すなど)。そこで、フィードバック制御では低周波数帯域の外乱を抑制することがより重要となる。

$K(s)$  のゲインを大きくすることができれば外乱を抑制することができるが、一方で、 $K(s)$  のゲインを安易に大きくすると制御系は不安定になる。そこで、制御技術者には制御系の安定性を確保しつつ外乱を可能な限り抑制することが求められる。

## 2.2 制御系のロバスト性

一般に、物理システムの完全なモデル、特に制御系設計に使用可能な程度の複雑さで正確なモデルを得ることは困難であり、現実の制御対象とモデルとの間には無視できないギャップが存在する。このようなギャップを「モデル化誤差」あるいは「不確かさ」という。

モデル化誤差は避けられないので、安定性と言っても単にモデルに対して理論上安定であるだけでは十分ではなく、モデル化誤差があっても閉ループ系が安定であり続けることが実用上求められる。制御対象とモデルとの間に誤差があっても制御系の安定性や性能等が維持される性質を制御系のロバスト性とよぶ。現実の制御問題では十分なロバスト性を有する制御系を設計することが要求される。特に(パラメータの誤差ではなく)動特性の誤差に対するロバスト性を確保することが重要である。

モデル化誤差に対するロバスト性を考えるために、例として、図2の制御系を考えよう。 $P_0(s)$  は制御対象のモデル、 $\Delta(s)$  はモデル化誤差である。図2は出力部分に誤差があると仮定した場合の制御系であり、破線で囲まれた部分が現実の制御対象に対応する。ここでは誤差 $\Delta(s)$  は安定であると仮定する。

図2において $\Delta(s) = 0$ としたときの $w$ から $z$ までの伝達関数が安定で、かつ、そのゲインが十分小さければ、 $\Delta(s)$  があっても図2の制御系は安定であることが知られている。ここで、 $\Delta(s) = 0$ としたときの $w$ から $z$ までの伝達関数は

$$T(s) = \frac{P_0(s) K(s)}{1 + P_0(s) K(s)} \dots\dots\dots (2)$$

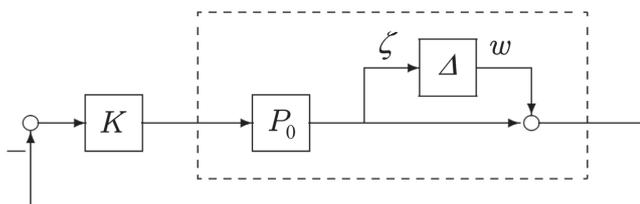


図2 モデル集合のロバスト安定化

である。(2) 式より、 $T(s)$  のゲインを小さくすることは $K(s)$  のゲインを小さくすることで達成される。

モデル化誤差に対するロバスト性を考える際には、低周波数帯域ではモデル化誤差は小さく、周波数が高くなるにつれてモデル化誤差が大きくなる傾向にあることを踏まえておくべきである。すなわち、制御系のロバスト性は高周波数帯域においてより重要である。

## 2.3 複数の制御仕様と仕様間のトレードオフ

ここまで読んでお気づきのように、外乱抑制を行うためには $K(s)$  のゲインを大きく、一方、ロバスト性を確保するためには $K(s)$  のゲインを小さくする必要があり、それらは互いに矛盾する関係にある。実際、前出の $S(s)$ 、 $T(s)$  の間には $K(s)$  によらず常に

$$S(s) + T(s) = 1 \dots\dots\dots (3)$$

の関係がある。すなわち、 $S(s)$  のゲインを小さく(例えば0.1、0.01などに)しようとするれば $T(s)$  のゲインはほぼ1でなければならない、逆に $T(s)$  のゲインを小さくすれば $S(s)$  のゲインはほぼ1でなければならない。すなわち、いかなる $K(s)$  を用いても同一の周波数で外乱抑制とロバスト性を同時に達成することはできない。

しかしながら、幸いなことに制御系設計では周波数帯域によって各仕様の重要性が異なっており、その違いを利用して $S(s)$  と $T(s)$  のトレードオフを実用上十分な程度に緩和することができる。実際、制御系のロバスト性は高周波数帯域において、外乱抑制は低周波数帯域で重要となるので、 $S(s)$  のゲインは低周波数帯域、 $T(s)$  のゲインは高周波数帯域で小さければよく、それぞれ逆側の周波数帯域ではゲインを小さくしておく必要はない(図3)。よって、 $K(s)$  を設計する際にも、基本的には低周波数帯域でゲインを大きくし、高周波

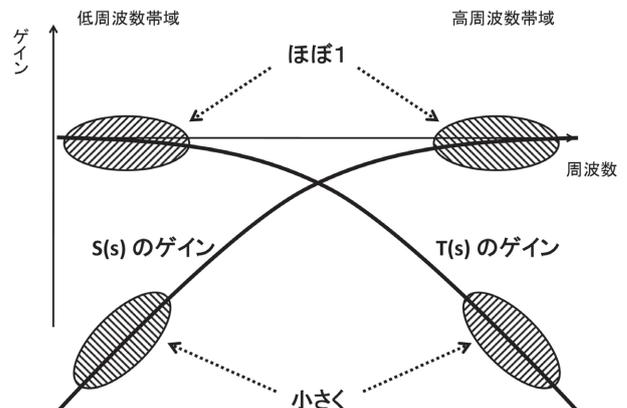


図3  $S(s)$  と $T(s)$  のトレードオフ

数帯域ではゲインを小さくすればよい。

### 3 系統的な設計の枠組

実用的な意味で外乱抑制とロバスト性を達成する制御系を実現するためには、周波数帯域に応じて  $K(s)$  のゲインを大きく、あるいは小さくする必要がある。さらに、その際には  $P_0(s)$  に対する安定性も確保する必要がある。そのような要求をPID補償器や位相進み/位相遅れ補償器のチューニングによって達成しようとする、そのチューニングにかなりの試行錯誤が必要となり、設計プロセスの効率は低いものとなる。これに対し、数理的な手法に基づいて  $K(s)$  を系統的に設計することができれば制御系設計の効率を飛躍的に高めることができる。

ここで、外乱の周波数特性をモデル化するローパスフィルタ  $W_d(s)$  と  $\Delta(s)$  の周波数特性をモデル化するハイパスフィルタ  $W_\Delta(s)$  を用いた図4の制御系を考える。このとき、図4の制御系を安定化し、なおかつ、 $w$  から  $[z_\Delta z_d]^T$  までの伝達関数(行列)のゲインを小さくする  $K(s)$  を見つけることができれば、十分なロバスト性を有し、かつ外乱を抑制する  $K(s)$  を得ることができる。実際、 $H_\infty$ 制御系設計法とよばれる制御系設計法を用いれば、そのような  $K(s)$  をただちに求めることができる。 $H_\infty$ 制御系設計のアルゴリズムは市販の数値計算パッケージ上に実装されているものを利用することができる。

$W_d(s)$ 、 $W_\Delta(s)$  は  $S(s)$ 、 $T(s)$  の周波数による重要性の違いを重みづけしている、周波数重み関数とよばれている。周波数重み関数はトレードオフを実用上十分な程度に緩和する役割を果たしている。 $H_\infty$ 制御を用いて設計する場合にも  $W_d(s)$ 、 $W_\Delta(s)$  の調整という意味でのチューニングは必要となる。しかしながら、 $W_d(s)$ 、 $W_\Delta(s)$  の調整にはさまざま

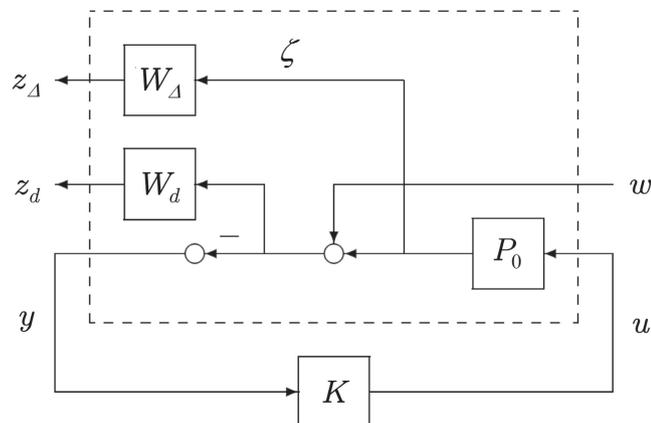


図4 系統的な制御系設計の枠組

まな事前情報を活用することができるので、安定性と外乱抑制、ロバスト性の3つを同時に考慮しながら  $K(s)$  自体をチューニングする場合に比べて  $W_d(s)$ 、 $W_\Delta(s)$  の調整ははるかに容易である。

なお、ロバスト制御および  $H_\infty$ 制御については数多くの著書、文献が出版されている。詳細は文献<sup>1)</sup>に続いて「計測と制御」に毎月掲載されたりレー解説記事およびその参考文献を参照されたい。

### 4 連続鋳造機の湯面レベル制御

#### 4.1 連続鋳造機

連続鋳造機は、図5に示すように、溶鋼を連続的に鋳造し、圧延素材となる鋼片を製造する設備である。鋳型内溶鋼の表面(湯面)の高さ(レベル)が大きく変動すると、鋳型に接している凝固途中の鋼に湯面上に浮かぶパウダと呼ばれる潤滑剤が巻き込まれる。その結果、鋼片表面に欠陥やキズを生じ、圧延された板材の品質や歩留まりに大きな影響を与えるため、湯面レベル制御が重要となり、従来から、多くの手法が適用されている<sup>2-4)</sup>。

湯面レベル制御系の制御対象は、アクチュエータであるステッピングシリンダ、流量調節器であるスライドバルブ、鋳型、レベル計である渦流センサからなっている。ステッピングシリンダと過流センサのモデルは、それぞれ  $T$ 、 $T'$  のむだ時間と  $L$ 、 $L'$  の一次遅れからなるとした。スライドバルブのモデルは流量係数  $K_f$  とし、鋳型のモデルは鋳型断面積  $A$  の逆数を係数とする積分器とした。このとき、連続鋳造機のモデルは次式となる。

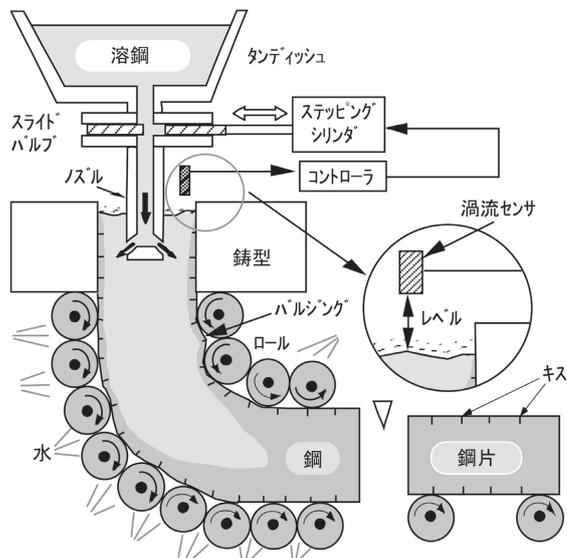


図5 連続鋳造機

$$P_0(s) = \frac{1}{Ts+1} \cdot e^{-Ls} \cdot K_f \cdot \frac{1}{As} \cdot \frac{1}{Ts+1} \cdot e^{-Ls} \dots\dots\dots(4)$$

時定数やむだ時間はステップ応答テストやカタログ値から決定し、ステッピングシリンダと過流センサのむだ時間に±20%の不確かさΔ(s)が存在するものとした。

ここで、制御対象P<sub>0</sub>(s)の特性は一定ではなく、K<sub>f</sub>/A(以後、制御対象のゲインと呼ぶ)が、鋳造速度、鋳型幅、タンディッシュ内容鋼量に依存して大きく変化するという特徴がある。

### 4.2 外乱

高温の流体(溶鋼)や弾性体(凝固シェル)を扱うプロセスであるため広い周波数にわたって外乱が存在するが、操業時の湯面レベルデータの周波数解析により、3種類の外乱が大きいことが確認された。1つ目は、バルジング外乱と呼んでいる周波数が0.13 [Hz] 以下の外乱である。鋳造速度の高速化に伴い、この外乱の周波数が高くなり、かつ、振幅が大きくなってきたため、この外乱の印加時には制御ゲインを高くし外乱抑制を図ることが必要となった。2つ目は、中間周波数外乱と呼んでいる周波数0.2~0.5 [Hz] 前後の外乱である。発生頻度は少ないものの周波数が比較的高く振幅が大きい。対象とする湯面レベル制御系では制御ゲインを大きくするほど、この外乱が増幅されるため、中間周波数外乱が印加したときは、制御ゲインを低くする必要がある。3つめは、波立ち外乱と呼んでいる周波数0.7 [Hz] 以上の外乱である。この外乱は鋳型内容鋼の表面波の定常波であり、鋳造機の構造上、不可制御であるため、制御帯域を波立ち外乱の周波数未満とすることとなる。これら3種の外乱は常に印加するわけではなく時々刻々変化する。

このように、3種の外乱の周波数が特定されており、また、外乱のパターンが変化することが特徴である。

### 4.3 H<sub>∞</sub>制御の適用

制御対象のゲインが大きく変化し、印加する外乱のパターンも変化するため、まず、図6に示すように、二つの変化に対する複数のH<sub>∞</sub>コントローラをオフラインで予め設計した<sup>5)</sup>。図中のH、M、Lは、それぞれハイゲイン、ミドルゲイン、ローゲインのタイプのコントローラを示し、1~16は制御対象のゲインに応じたコントローラを示す。制御対象のゲインや外乱パターンに応じた複数のコントローラを設計したのは、単一のコントローラですべての鋳造状況に対応しようとすると不必要に保守的な制御系となり制御性能が低下してしまうからである。各H<sub>∞</sub>コントローラは制御対象の小さな不確かさに対してのみ安定性を確保すればよいので、高い制御

性能が実現できる。また、外乱の周波数が特定されているため、H<sub>∞</sub>制御の周波数整形の容易さが利用できる。

ここで、個々のH<sub>∞</sub>コントローラの設計では、前章に記載の方法により、安定性、外乱抑制、ロバスト性の3つを考慮した設計を行った。また、H<sub>∞</sub>制御系設計アルゴリズムの適用条件を満たす方法を利用している<sup>6)</sup>。

図7に、設計されたコントローラの例を示す。ハイゲインコントローラは、中間周波数外乱が存在せず、波立ち外乱が存在する場合に、ロバスト安定性を確保できる範囲で可能な限りハイゲイン化したコントローラである。バルジングによる外乱の抑制能力が最も高く、波立ち外乱の周波数帯域では操作量が小さくなる設計となっている。このように、周波数領域の設計であるH<sub>∞</sub>制御の特長を活用した制御系設計が可能であった。

図7のハイゲインコントローラの伝達関数は次の通りである。

$$K(s) = 1.35 \times 10^2 \frac{\prod_{n=1}^{12} (s + z_n)}{\prod_{n=1}^{13} (s + p_n)} \dots\dots\dots(5)$$

$$\{z_n\} = \{-5.68 \times 10^{-2}, -1.00, -1.00, -2.39, -2.40 \pm 7.93 \times 10^{-3}j, -2.41 \pm 4.91 \times 10^{-3}j, -3.33, -5.00, -1.36 \times 10^1 \pm 7.87j\}$$

$$\{p_n\} = \{-6.28 \times 10^{-6}, -1.00, -1.00, -1.25 \pm 1.62j, -1.82 \pm 4.46 \times 10^{-1}j, -1.82, -3.37, -4.74, -1.37 \times 10^1 \pm 7.90j, -4.04\}$$

このコントローラはPI補償器に位相進み/位相遅れ補償器等を付加した形となっている。既述のように、H<sub>∞</sub>制御系として設計することにより、PI補償器や位相進み/位相遅れ補償器等の設計の試行錯誤をすることなく、コントローラを設

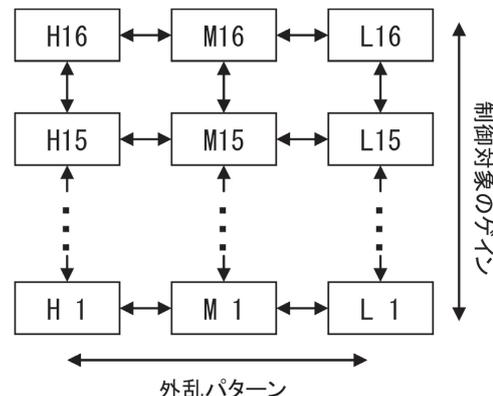


図6 H<sub>∞</sub>コントローラのテーブル

計できた。

ミドルゲインのコントローラは、中間周波数外乱が存在する場合に、外乱の増幅を避けるためのコントローラである。バルジングによる外乱に対する外乱抑制能力は劣るが、中間周波数外乱に対しては、ハイゲインコントローラの場合より湯面レベル変動が小さい。

$$K(s) = 8.64 \frac{\prod_{n=1}^{12}(s+z_n)}{\prod_{n=1}^{13}(s+p_n)} \dots\dots\dots (6)$$

$$\{z_n\} = \{-1.01 \times 10^{-1}, -1.00 \pm 2.66 \times 10^{-8}j, -2.39 \pm 3.77 \times 10^{-3}j, -2.40 \pm 6.07 \times 10^{-3}j, -2.41, -3.33, -5.00, -1.36 \pm 7.87j\}$$

$$\{p_n\} = \{-6.28 \times 10^{-6}, -1.00, -1.00, -1.90 \pm 2.39j, -1.92, -1.98 \pm 4.23 \times 10^{-1}j, -3.66 \pm 3.41 \times 10^{-1}j, -1.39 \times 10^1 \pm 8.05j, -4.06 \times 10^1\}$$

ローゲインのコントローラは、中間周波数外乱をほとんど増幅しないように、ミドルゲインコントローラよりさらにゲインが小さくなるように設計した。したがって3種のうちで最もロバストなコントローラとなっている。

$$K(s) = 7.51 \frac{\prod_{n=1}^{12}(s+z_n)}{\prod_{n=1}^{13}(s+p_n)} \dots\dots\dots (7)$$

$$\{z_n\} = \{-7.71 \times 10^{-2}, -7.96 \times 10^{-1} \pm 2.58 \times 10^{-3}j, -8.01 \times 10^{-1} \pm 4.16 \times 10^{-3}j, -8.04 \times 10^{-1}, -1.00 \pm 1.76 \times 10^{-5}j, -3.33, -5.00, -1.36 \pm 7.87j\}$$

$$\{p_n\} = \{-6.28 \times 10^{-6}, -6.46 \times 10^{-1}, -6.64 \times 10^{-1} \pm 1.27 \times 10^{-1}j, -8.17 \times 10^{-1} \pm 4.19 \times 10^{-1}j, -1.00, -1.00, -3.97 \pm 2.34j, -1.39 \times 10^1 \pm 8.08j, -3.53 \times 10^1\}$$

そして、図8に示すように、オンラインでコントローラを切り換える適応的な制御系を構成した。切り換えの判断は、制御系の伝達関数と、湯面レベル変動の周波数特性とを基に行っている。ここで、制御系の伝達関数は、(4)式の制御対象と(5)～(7)式のコントローラの伝達関数から得られ、湯面レベル変動の周波数特性は、リアルタイムの高速フーリエ変換から得られるため、外乱の周波数特性(外乱パターン)を算出可能である。そして、コントローラテーブルの他のコントローラに切り換えた場合(例：ハイゲインからミドルゲインに)の湯面レベル変動を計算できる。そこで、振幅が減少すると予想される場合にはコントローラを自動で切り換えることとした。実装においては、切り換え則を簡略化し、中間周波数でのレベル変動の大きさに応じて、ハイゲイン、ミドルゲイン、ローゲインのコントローラを切り換えることとしている。また、鋳造速度等の既知外乱に対しては、フィードフォワード補償を行った。

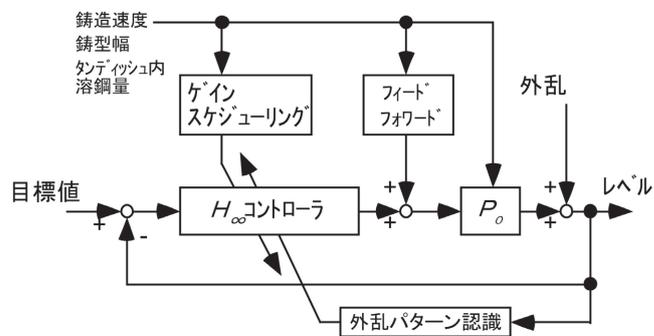


図8 湯面レベル制御系のブロック図

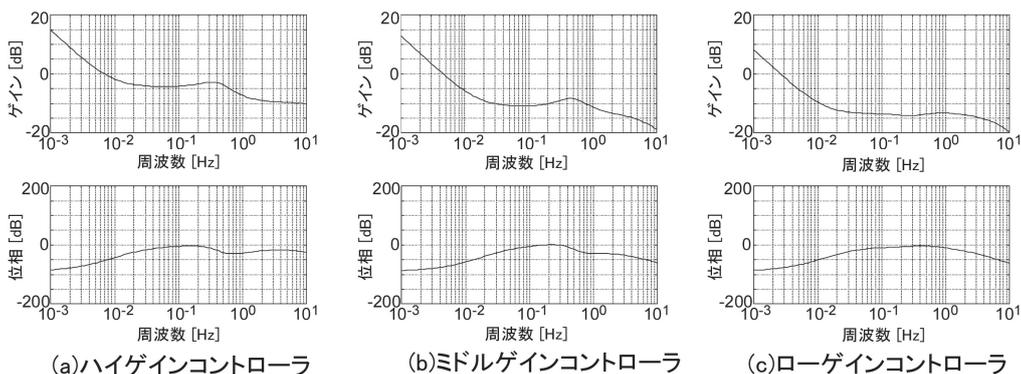


図7 3種のH∞コントローラ

#### 4.4 実験結果

図9にコントローラを実装した制御コンピュータの画面を示す。

図10に、従来使用していたPID制御と $H_\infty$ 制御の比較を示す。 $H_\infty$ 制御では、ロバストに安定性を保ちながら、特に低周波成分が抑制され、湯面レベル変動が減少していることがわかる。また、図11に示すように、外乱パターンが変化し、中間周波数の外乱が一時的に発生した場合には、自動的にコントローラが切り換えられている。さらに、図12に示すように、铸造終了直前に、制御対象のゲインが変化していく場合にも、自動的にコントローラが切り換えられ、安定して、湯面レベル変動を抑制していることがわかる。

このように、 $H_\infty$ 制御を適用し、安定性、ロバスト性、外乱抑制性を実現し、さらに、 $H_\infty$ コントローラを铸造状況に応じて自動的に切り換えることにより、湯面レベル変動を平均で40%抑制することができた。

(4章：システム制御情報学会論文誌, 10 (1997) 11, 607-615. より一部転載)

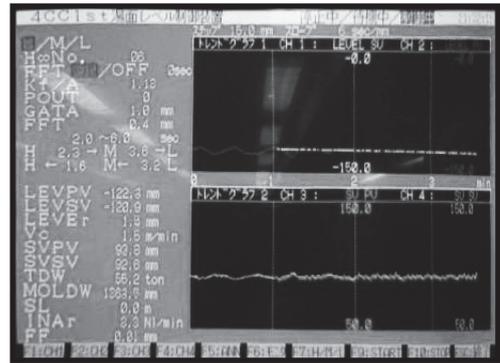


図9 制御コンピュータ画面

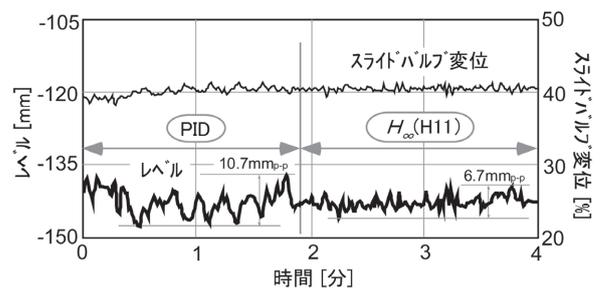


図10 実験結果1

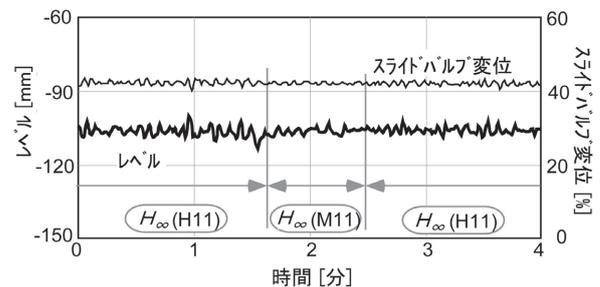


図11 実験結果2

## 5 まとめ

制御系設計における代表的な課題である外乱抑制とロバスト性について述べ、それらの課題に対応する制御系設計手法の一つである $H_\infty$ 制御の概略を解説した。

次に、連続铸造機の铸型内湯面レベル制御への適用例を紹介した。本制御システムは常時稼働し、湯面レベル変動低減により製品品質の向上に寄与している。

#### 参考文献

- 1) 浅井徹：計測と制御, 42, (2003) 7, 603.
- 2) 黒川哲明, 加藤祐一, 近藤啄巳, 美多勉, 三平満司, 劉康志：ロバスト制御研究会第2回研究発表会, (1991), 109.
- 3) 北田宏：計測自動制御学会論文集, 39, (2003) 5, 487.
- 4) 飯島慶次, 水野浩, 福田正親, 門田淳一, 近藤裕計, 宮本明：材料とプロセス, 12, (1999) 2, 290.
- 5) 松浦徹, 三木尚司, 中尾勝, 中井芳秀, 村上晃, 西田吉晴：鉄と鋼, 81, (1995), T5.
- 6) 原辰次：SICE基礎講習会— $H_\infty$ 制御入門—テキスト, (1991), 63.

(2010年11月30日受付)

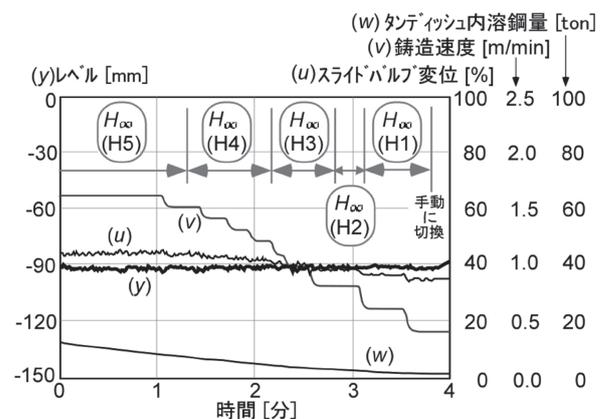


図12 実験結果3