

歩は著しく、これがAI技術の実機適用を加速してきた。しかし、AIシステムと従来の情報あるいは制御システムの結合が進むにつれて、外部記憶容量や実行速度に対する要求は一段と高いものになっているため、ハードウェアのよりいっそうの進歩が望まれる。

制御分野においては、従来の制御理論では対応が不十分であった非線形あるいは非定常な特性に対し、AIは効果的であると考えられる。AI手法と制御理論を融合した技術により、制御精度を向上させ、よりいっそう自動化を推進できるものと期待される。

計画分野においては、大規模な組み合わせ問題を効率的に解くために、最適解に到達する過程を生物の遺伝子操作に見立てたGA (Genetic Algorithm 遺伝子的アルゴリズム) の適応が近年試みられている。また、計画問題においては、

トータルCIM化の発想が必要である。すなわち「最適」を考える視野を、各ライン、各工程レベルから、工場レベルへ広げていく必要があり、また、大規模システムである製鉄所における「最適性」の意味をその時々環境に応じて評価する必要もある。さらには、突発事象の生起時に、どのようにオンラインでリスケジューリングを行うかという問題もある。このように、局所的最適性を有機的に結合し、計画システムに柔軟性を持たせるためには、生物型あるいは自律分散システムといった分散型AIのアプローチも有効であろう。

製鉄所における自動化のいっそうの推進、制御精度向上によるコスト低減および品質向上を実現していくにあたって、AIは要素技術として重要な役割を果たすものと考えられる。今後いっそうの技術開発が期待される。

5.4 実用化する制御理論

5.4.1 制御理論の最近の動向

制御理論の発展の歴史について概観してみると次のようになる。

フィードバック制御の実質的な発端は産業革命時に現れた蒸気機関の调速機である。制御工学搖籃期における制御系に対する要求は運転の自動化と定常偏差の除去が主で、速応性の改善はハードウェアの改良によるということであり、制御系の補償動作は比例または積分で可調整パラメータはゲインだけという状況であった。理論的な研究としては、微分方程式で記述された制御系の安定判別法としてRouth, Hurwitzによる代数的条件が導かれた。

1930年代から制御対象が伝達関数で表現され、制御系の特性解析や安定判別が周波数領域で行われるようになり、安定性についてはゲイン余裕・位相余裕という評価規範ができるとともに、定常応答と速応性とを分離して改善する方法が明らかになり、位相進み・遅れ補償要素などを使って速応性の改善が行われるようになった。

1960年代に登場したのが現代制御理論である。そこでは制御系を連立した1階の微分方程式の組で記述される状態空間で表現し、これをもとに時間領域で制御系の解析・設計するものである。最適レギュレータ、オブザーバ、カルマンフィルタ、非干渉化制御、極指定などの制御系設計法、あるいは可制御性・可観測性やシステムの正準構造分解・最小実現など制御系の構造に関する理論など理論としては画期的な進歩を遂げた時期であった。しかしながら、実プロセスへの適用に関していえば、数少ない先進的な試みを除けば余り普及することはなく、工学としての有用性については懐疑的な印象を持たれた時期でもあった。

実用化を阻害した要因としては、理論研究において想定さ

れた実用上の要求がまだ現実の急務になっていなかったこと、実装技術が未成熟であったこと、数値計算法・CAD (計算機援用設計) といった環境づくりが不十分であったこと、さらに理論としても周波数領域での設計法を十分に包含できなかったことが挙げられる。

1980年代には周波数領域における設計法と状態空間における理論が融合した統一的な理論である H^∞ 制御理論の構築が進められた。その発端は、1981年にZamesによって提案された H^∞ ノルムを評価基準とする感度最小化問題である。 H^∞ 制御理論により周波数領域における制御系設計を体系的に行う手法、ロバストな制御系を構成する手法が確立され、近年その実プロセスへの適用が進められている。

このほか、ロバスト適応制御、フィードバックと状態変数変換を用いた空間線形化による非線形制御、多重周期サンプル値制御、スライディングモード制御などが制御理論の最近の話題である。

5.4.2 制御理論の鉄鋼プロセスへの適用

日本の鉄鋼業は1960年代にいち早く計算機制御を取り入れ、自動化による生産性の向上、品質向上、歩留りなどの製造諸元の向上などの効果をあげてきた。さらに最近では高品質、多品種・小ロット、短納期など需要家ニーズの高度化に伴い制御技術の重要度はますます増加してきている。このような要請と相俟って、例えばタンデム圧延機のように本質的に多変数系として取り扱うべき対象が鉄鋼製造プロセスに多いこともあって、現代制御理論の適用が積極的に進められてきた。

ここでは、次の三つのプロセスを対象にした制御理論の適用例について少し詳しく述べる。

- CC モールド湯面レベル制御

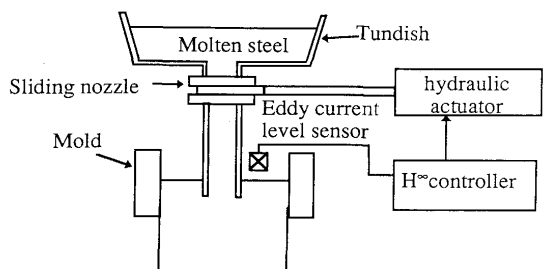


Fig. 5.19. Schematic diagram of molten steel level control for continuous caster.

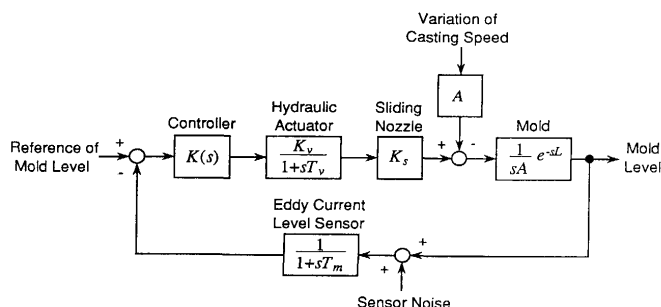


Fig. 5.20. Block diagram of molten steel control system.

鑄込速度変動や非定常バルジングなどの外乱やノズルの詰まりなどによるプロセスの変動に対して、 H^∞ 制御理論を適用した連続鑄造機のモールド湯面レベル制御

- ホットストリップミルの板厚制御
板厚とスタンド間張力の相互干渉を含めた多変数系に対して最適レギュレータを適用したホットストリップミル仕上圧延機の板厚制御
- 圧延機の軸ねじり振動制御
オブザーバにより負荷トルク、軸ねじり角、ロール軸速度を推定し、この推定値に応じてモータトルクを補正する圧延機駆動系の軸ねじり振動制御

(1) CC モールド湯面レベル制御

連続鑄造機のモールド内溶鋼湯面レベル変動はパウダー巻き込みなどによる製品疵発生の原因となるので、湯面レベルを一定に制御することは製品品質上重要な技術である。このため渦流レベル計により湯面レベルを測定し、タンディッシュから注入される溶鋼をノズルの開度を操作して制御している (Fig. 5.19)。湯面レベル制御のブロック図を Fig. 5.20 に示すが、この制御系には下記のような外乱・変動要因がある。

- 凝固殻が局部的に変形して生じる非定常バルジング、あるいは凝固した鋼材のスリップによる溶鋼流出流量変動外乱
 - ノズルの詰まり状態などにより絶えず変化し、かつ非線形特性があるノズル開度と溶鋼流入流量の関係
 - 湯面の波立ち現象による湯面表面変動外乱
 - 湯面レベル計の観測ノイズ
- これらの変動に対処すべく H^∞ 制御理論を適用した CC

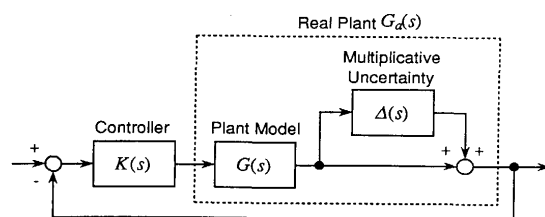


Fig. 5.21. Feedback system with multiplicative uncertainty on plant model.

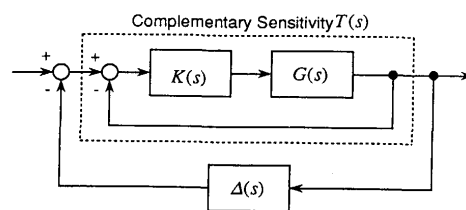


Fig. 5.22. After loop transformation.

モールド湯面レベル制御について述べる。

① 外乱抑制

溶鋼流入・流出流量変動などの外乱に対して湯面レベルの変動を抑制できる制御系でなければならない。Fig. 5.20 より、鑄込速度変動 $V(s)$ に対する湯面レベルの目標値と測定値の偏差 $e(s)$ は (5-1) 式のようなになる。

$$e(s) = \frac{e^{-sL}}{s} \frac{1}{1+sT_m} \frac{1}{1+G(s)K(s)} V(s) \dots \dots \dots (5-1)$$

ここで、 $K(s)$ は制御器の伝達関数、 $G(s)$ は制御対象の伝達関数である。

$$G(s) = \frac{K_v}{1+sT_v} K_s \frac{e^{-sL}}{sA} \frac{1}{1+sT_m} \dots \dots \dots (5-2)$$

よって、湯面レベル変動を抑制するためには次の (5-3) 式で与えられる $S(s)$ (これを感度関数という) を小さくすればよい。

$$S(s) = \frac{1}{1+G(s)K(s)} \dots \dots \dots (5-3)$$

具体的には、周波数領域において与えられた周波数重み関数 $W_1(j\omega)$ に対して、すべての周波数 ω において

$$|S(j\omega)| < \gamma |W_1(j\omega)| \dots \dots \dots (5-4)$$

を満足し、かつ γ を最小化するというように定式化される。これを H^∞ ノルムを用いて表現すれば

$$\|W_1 S\|_\infty = \max_{\omega} |W_1(j\omega) \cdot S(j\omega)| \rightarrow \text{最小} \dots \dots \dots (5-5)$$

となる。

② ロバスト安定化

モールドにおける無駄時間の変動やノズルの流量係数の変動などのプロセスの変動あるいはモデルの不確かさに対してロバスト (頑健) な制御系でなければならない。

実際の制御対象の伝達関数 $G_a(s)$ (未知) と設計時に想定しているプロセスモデルの伝達関数 $G(s)$ との相違を、未知の摂動 $\Delta(s)$ を用いて次のように表現する。

$$G_a(s) = G(s)(1 + \Delta(s)) \dots \dots \dots (5-6)$$

この不確かさ $\Delta(s)$ を含んだ制御対象に対する Fig. 5.21 の

フィードバック制御系の安定性について考える。Fig. 5.21の制御系は Fig. 5.22 のように等価変換され、次の(5-7)式で定義される $T(s)$ (これを相補感度関数という) と $\Delta(s)$ の結合と見ることができる。

$$T(s) = \frac{G(s)K(s)}{1+G(s)K(s)} \quad \text{.....(5-7)}$$

Fig. 5.22 で示される制御系が安定であるための十分条件はすべての周波数 ω に対して、

$$|\Delta(j\omega) \cdot T(j\omega)| < 1 \quad \text{.....(5-8)}$$

が成り立つことである (これを小ゲイン定理という)。

いま $\Delta(j\omega)$ の上限を評価し、ある重み関数 $W_2(s)$ に対して、すべての周波数 ω において

$$|\Delta(j\omega)| < |W_2(j\omega)| \quad \text{.....(5-9)}$$

となることがわかっているならば、安定であるための条件を H^∞ ノルムで表現すれば

$$\|W_2 T\|_\infty = \max_\omega |W_2(j\omega) \cdot T(j\omega)| < 1 \quad \text{.....(5-10)}$$

となる。

③ H^∞ 制御理論による制御器の設計

外乱抑制のためには感度関数 S を小さくし、またロバスト安定化のためには相補感度関数 T を小さくする必要がある。しかしながら、(5-3), (5-7) 式より

$$S(s) + T(s) = 1 \quad \text{.....(5-11)}$$

の関係が成り立つから、両者の要求のトレードオフを考えなければならない (これを混合感度問題という)。

H^∞ 制御理論によって、(5-5) 式や (5-10) 式の条件を満足する制御器 $K(s)$ が存在するかどうかの判定、ならびに解が存在する場合はそのすべての解を表現する方法が導かれている。

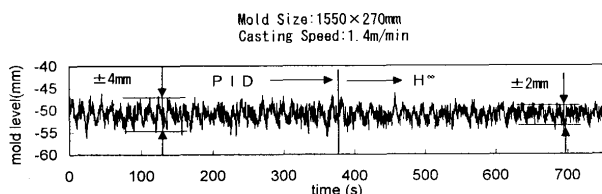


Fig. 5.23. Comparison of the results of control between H^∞ and PID.

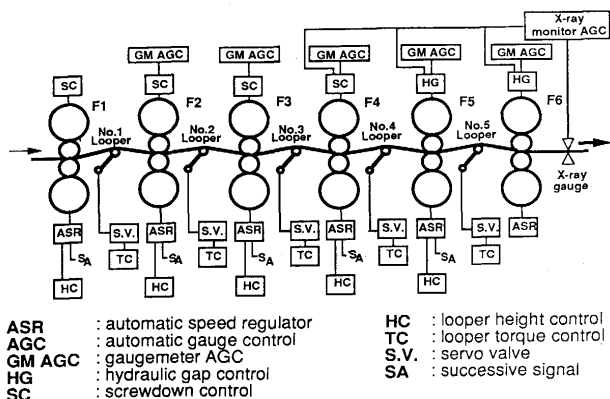


Fig. 5.24. Schematic diagram of strip thickness and tension control system for hot strip mill.

外乱抑制とロバスト安定を同時に達成させる混合感度問題を解くには、上記の理論を用いて下記の条件式(5-12)を満足する制御器 $K(s)$ が存在する γ の下限値を求めればよい。

$$\|W_1 S\|_\infty < \gamma, \text{ かつ } \|W_2 T\|_\infty < 1 \quad \text{.....(5-12)}$$

④ 実機適用結果

H^∞ 理論により設計した制御器を実機適用した例を Fig. 5.23 に示す。PID 制御器による従来法と比較して、 H^∞ 制御では湯面の変動幅が約 1/2 に減少しており、特に PID 制御で支配的であった約 0.1 Hz の周波数成分が抑制されることが報告されている。

(2) ホットストリップミルの板厚制御

ホットストリップミル仕上圧延機 (Fig. 5.24) における主要な制御機能は鋼板の厚み制御とスタンド間ルーパー制御である。板厚制御としては、圧延荷重の測定値から当該スタンドの出側板厚を演算してロール間隙を操作するゲージメーター AGC (Automatic Gauge Control) が主体であり、仕上圧延機の出側に設置した X 線厚み計の測定値に基づいて制御する X 線モニタ AGC については、簡単のためここでは考慮しないことにする。

一方、ルーパー制御としては、隣接するスタンドの出側材料速度と入側材料速度の不整合をスタンド間に設置したルーパーの角度変動として検出し、ロール回転数を操作してルーパー角度が所定値となるように制御する (ルーパー角度制御) とともに、ルーパー角度に応じてルーパーの駆動トルクを操作し圧延材にかかる張力を制御する (ルーパートルク制御) 構成となっている。

① 板厚制御に及ぼすスタンド間張力の影響

ゲージメーター AGC では、圧下 (無負荷時のロール間隙) S と圧延荷重 P の測定値から、板厚 h を (5-13) 式にて演算する。

$$\Delta h = \Delta S + \frac{\Delta P}{M} \quad \text{.....(5-13)}$$

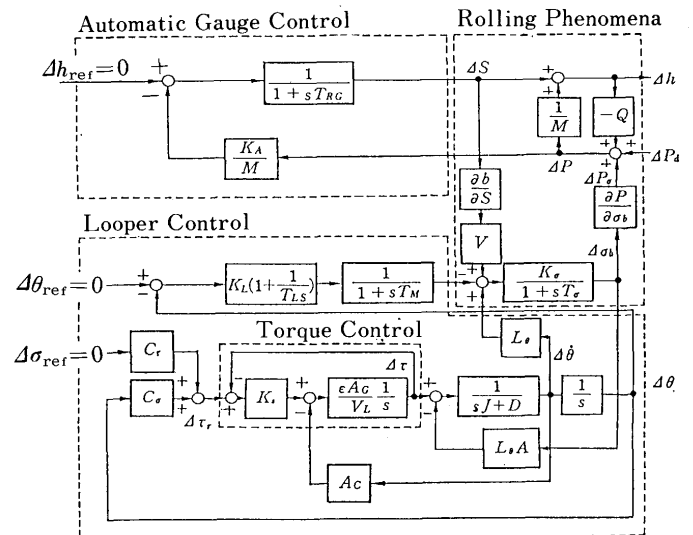


Fig. 5.25. Block diagram of strip thickness and tension control system.

ここで、 ΔS , ΔP は材料先端における圧下 S_L , 圧延荷重 P_L からの偏差 ($\Delta S = S - S_L$, $\Delta P = P - P_L$) である。

実際に制御系で実現できるのは、次の (5-14) 式である。

$$\Delta h_g = \Delta S + K_A \frac{\Delta P}{M} \rightarrow 0 \quad \dots\dots\dots(5-14)$$

この板厚制御系が安定であるための条件は (5-15) 式であることが知られている。

$$K_A < 1 + M/Q \quad \dots\dots\dots(5-15)$$

ここで、 Q は塑性係数である ($Q = -\partial P / \partial h$)。

しかしながら、実際には $K_A = 1$ とできず、定常偏差が残る板厚精度に悪影響を及ぼしていた。これは板厚・張力・ルーパーが相互に影響し合うためである。例えば、板厚制御による圧下の変更は圧延機入出側の板速度を変化させ、スタンド間のマスフローの乱れを介してストリップの張力変動を引き起こし、この張力変動が板厚に影響を及ぼすことになる。

上記の関係を含めた板厚・張力制御系のブロック図を Fig. 5.25 に示す。

② 最適レギュレータによる多変数制御

Fig. 5.25 で示される板厚・張力制御系を状態方程式で表現すると (5-16) 式のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{d}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{K}\mathbf{y}(t) + \mathbf{H}\mathbf{r}(t) + \mathbf{L}\mathbf{d}(t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(5-16)$$

ここで、状態変数 \mathbf{x} , 入力 \mathbf{u} , 出力 \mathbf{y} , 指令値 \mathbf{r} , 外乱 \mathbf{d} は次の (5-17) 式のとおりである。

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}(t) &= [\Delta\sigma \ \Delta\dot{\theta} \ \Delta\theta \ \Delta\tau \ \Delta V_B \ \Delta S]^T \\ \mathbf{y}(t) &= [\Delta\sigma \ \Delta\theta \ \Delta h]^T \\ \mathbf{u}(t) &= [\Delta\tau_r \ \Delta V_r \ \Delta S_r]^T \quad \dots\dots\dots(5-17) \\ \mathbf{r}(t) &= [\Delta\sigma_{ref} \ \Delta\theta_{ref} \ \Delta h_{ref}]^T \\ \mathbf{d}(t) &= [\Delta P_d] \end{aligned} \right\}$$

ここで、 T は行列の転置を表す。

次に係数行列 \mathbf{A} , \mathbf{B} , \mathbf{C} , \mathbf{E} , \mathbf{K} , \mathbf{H} , \mathbf{L} を (5-18) 式に示す。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_o} & \frac{K_o L_o}{T_o} & 0 & 0 & -\frac{K_o}{T_o} & \frac{K_o}{T_o} v \frac{\partial b}{\partial S} \\ -\frac{L_o A}{J} & -\frac{D}{J} & 0 & \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\varepsilon \frac{A_G A_C}{V_L} & 0 & -\varepsilon \frac{A_G K_S}{L_L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/T_{RG} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \varepsilon \frac{A_G K_S}{V_L} & 0 & 0 \\ 0 & 1/T_M & 0 \\ 0 & 0 & 1/T_{RG} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial P}{\partial \sigma} & \frac{1}{M+Q} & 0 & 0 & 0 & \frac{M}{M+Q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{M+Q} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & C_o & 0 \\ 0 & -K_L & 0 \\ -\frac{K_A}{M} \frac{\partial P}{\partial \sigma} & 0 & -\frac{K_A}{M} \frac{\partial P}{\partial h} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H} = \text{diag} [C_r \ K_L \ 1] \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{K_A}{M} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5-18)$$

ここで、 \mathbf{K} は Fig. 5.25 のルーパートルク・ルーパー角度・板厚制御のゲインに対応する行列である。

いま指令値 $\mathbf{r}(t) = 0$, 外乱 $\mathbf{d}(t) = 0$ とし、状態フィードバックのための新しい入力を $\mathbf{v}(t)$ とし、入力 $\mathbf{u}(t)$ を (5-19) 式のように表すと、

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}\mathbf{y}(t) + \mathbf{v}(t) \quad \dots\dots\dots(5-19)$$

(5-16) 式は次の (5-20) 式のようになる。

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_K \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{v}(t) \quad \dots\dots\dots(5-20)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t)$$

ここで、

$$\mathbf{A}_K = \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}\mathbf{C} \quad \dots\dots\dots(5-21)$$

である。

(5-20) 式のシステムに対して評価関数 (5-22) 式を最小にする制御則を求める。

$$J[\mathbf{v}] = \int_0^{\infty} [\mathbf{y}^T \mathbf{Q}\mathbf{y} + \mathbf{v}^T \mathbf{R}\mathbf{v}] dt \quad \dots\dots\dots(5-22)$$

ここに、 \mathbf{Q} および \mathbf{R} は正定行列である。

いま次の (5-23) 式のリカッチ方程式の正定解を \mathbf{P} とするとき、

$$\mathbf{P}\mathbf{A}_K + \mathbf{A}_K^T \mathbf{P} - \mathbf{P}\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{C}^T \mathbf{Q}\mathbf{C} = 0 \quad \dots\dots\dots(5-23)$$

(5-20), (5-23) 式より

$$\mathbf{y}^T \mathbf{Q}\mathbf{y} + \mathbf{v}^T \mathbf{R}\mathbf{v}$$

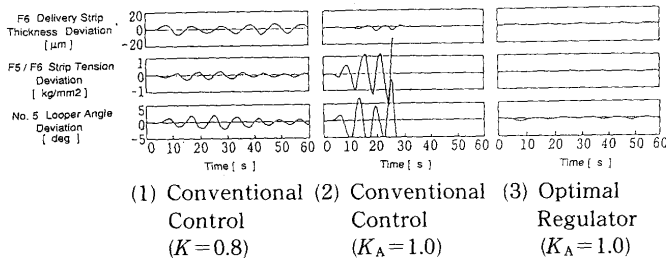


Fig. 5.26. Simulation results of optimal regulator.

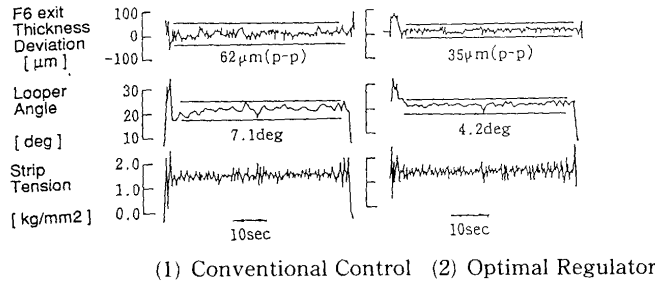


Fig. 5.27. Experimental results of optimal regulator.

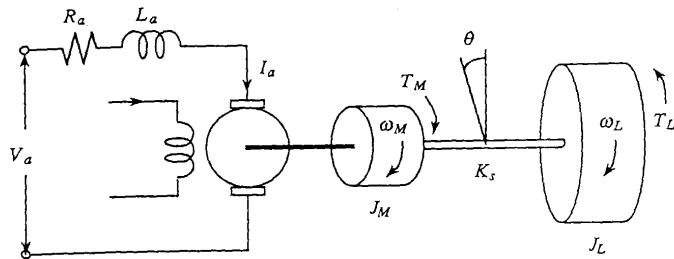


Fig. 5.28. Schematic diagram of roll drive system.

$$= (v + R^{-1}B^T Px)^T R (v + R^{-1}B^T Px) - \frac{d}{dt} (x^T Px) \dots (5-24)$$

であるから、

$$J(v) = x^T(0)Px(0) + \int_0^\infty (v + R^{-1}B^T Px)^T R (v + R^{-1}B^T Px) dt \geq x^T(0)Px(0) \dots (5-25)$$

ゆえに、 $J(v)$ を最小にする最適入力 v_{opt} は、

$$v_{opt}(t) = -R^{-1}B^T Px(t) \dots (5-26)$$

で与えられる。

③ シミュレーションおよび実機適用結果

仕上圧延機後段3スタンド (F_4, F_5, F_6) に最適レギュレータを付加した制御と従来の制御をシミュレーションにより比較している (Fig. 5.26)。

従来制御において $K_A=0.8$ とした場合 (ケース1), 不安定現象は見られないものの F_6 出側において板厚変動が残る。 $K_A=1.0$ とした場合 (ケース2), 系は不安定となる。これに対し、最適レギュレータを付加した場合 (ケース3), $K_A=1.0$ としても制御系は安定であり、板厚・張力・ルーパ角度ともに変動が小さく抑えられている。

また Fig. 5.27 に示す実機試験例でも最適レギュレータの

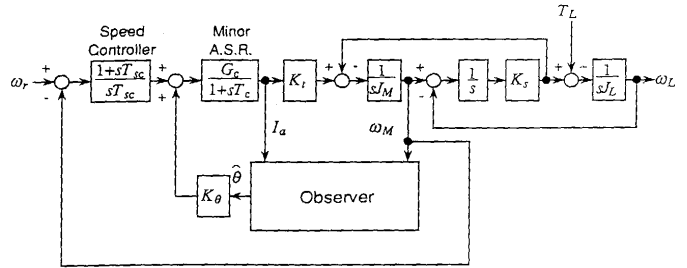


Fig. 5.29. Block diagram of spindle torsional vibration control system.

効果が確認されている。

(3) 圧延機駆動系の軸ねじり振動制御

圧延機駆動系 (Fig. 5.28) において、圧延ロールの小径化、モータとロールを結合するスピンドル軸のスリム化により、共振による軸ねじり振動が問題となる。この場合モータ制御系においては、モータトルク・回転速度に持続振動を誘起し、操業安定性・速度応答性を著しく阻害するものとなりかねない。

この対象においてモータ軸速度 ω_M とモータの電機子電流 (加速トルクに相当) I_a が直接検知可能であり、外乱トルク T_L 、軸ねじり量 θ およびロール軸速度 ω_L をオブザーバによって推定し、軸ねじり量に応じてモータトルクを補正することにより軸ねじり振動を抑制しようとするものである。

Fig. 5.28 の機械系において次の (5-27) 式の関係が成り立つ。

$$\left. \begin{aligned} \frac{d}{dt} \theta &= \omega_M - \omega_L \\ J_L \frac{d}{dt} \omega_L &= K_s \theta - T_L \\ J_M \frac{d}{dt} \omega_M &= K_t I_a - K_s \theta \end{aligned} \right\} \dots (5-27)$$

負荷トルクが一定の未知量とするとして、次の (5-28) 式を付加する。

$$\frac{d}{dt} T_L = 0 \dots (5-28)$$

(5-27), (5-28) 式を状態方程式で表現すれば、

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) \end{aligned} \right\} \dots (5-29)$$

ここで、状態変数 x 、入力 u 、出力 y 、および係数行列 A, B, C は次のとおりである。

ここで、

$$\left. \begin{aligned} x(t) &= [T_L \ \theta \ \omega_L \ \omega_M]^T \\ y(t) &= [\omega_M] \\ u(t) &= [I_a] \end{aligned} \right\} \dots (5-30)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1/J_L & K_s/J_L & 0 & 0 \\ 0 & -K_s/J_M & 0 & 0 \end{bmatrix} \dots (5-31)$$

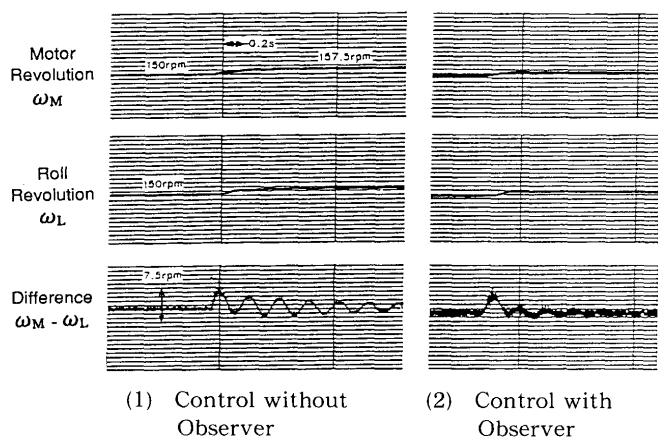


Fig. 5.30. Experimental results of spindle torsional vibration control system. (Fuji Electric J., 58 (1985), No. 11, p. 697)

$$\left. \begin{aligned}
 B &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad K_t/J_M]^T \\
 C &= [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]
 \end{aligned} \right\}$$

このとき最小次元状態オブザーバは次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned}
 \dot{z}(t) &= Fz(t) + Gy(t) + Lu(t) \\
 \hat{x}(t) &= Hz(t) + Jy(t)
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(5-32)$$

ここで、 \hat{x} は状態変数 x の推定値である。

$$\hat{x}(t) = [\hat{T}_L \quad \hat{\theta} \quad \hat{\omega}_L \quad \hat{\omega}_M]^T \dots\dots\dots(5-33)$$

また、係数行列 F, G, L, H, J は次のとおりである。

$$\left. \begin{aligned}
 F &= \begin{bmatrix} 0 & -K_s\alpha/J_M & 0 \\ 0 & -K_s\beta/J_M & -1 \\ -1/J_L & K_s/J_L - K_s\gamma/J_M & 0 \end{bmatrix} \\
 G &= \begin{bmatrix} K_s\alpha\beta/J_M \\ K_s\beta^2/J_M + \gamma + 1 \\ K_s\beta\gamma/J_M - K_s\beta/J_L + \alpha/J_L \end{bmatrix} \\
 L &= \begin{bmatrix} K_t\alpha/J_M \\ K_t\beta/J_M \\ K_t\gamma/J_M \end{bmatrix} \\
 H &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} -\alpha \\ -\beta \\ -\gamma \\ 1 \end{bmatrix}
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(5-34)$$

このとき、

$$\epsilon(t) = x(t) - \hat{x}(t) \dots\dots\dots(5-35)$$

$$\delta(t) = \begin{bmatrix} T_L(t) \\ \theta(t) \\ \omega_L(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ \gamma \end{bmatrix} \omega_M(t) - z(t) \dots\dots\dots(5-36)$$

とすれば、

$$\epsilon(t) = \begin{bmatrix} \delta(t) \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(5-37)$$

であり、かつ

$$\dot{\delta}(t) = F\delta(t) \dots\dots\dots(5-38)$$

が成り立つから、

$$\delta(t) = \exp(Ft) \delta(0) \dots\dots\dots(5-39)$$

となる。行列 F の特性方程式は

$$\det(sI - F) = s^3 + \frac{K_s}{J_M} \beta s^2 + K_s \left(\frac{1}{J_L} - \frac{\gamma}{J_M} \right) s + \frac{1}{J_L} \frac{K_s}{J_M} \alpha = 0 \dots\dots\dots(5-40)$$

であり、 F が安定行列になるよう、 α, β, γ を選べば、 $t \rightarrow \infty$ のとき、 $\delta(t) \rightarrow 0$ すなわち $x(t) \rightarrow \hat{x}(t)$ とできる。

オブザーバを含む速度制御系の構成は Fig. 5.29 のようになる。速度指令をステップ状に変化させる実験を行ったところ、Fig. 5.30 に示すようにオブザーバを用いた場合には軸のねじり振動が格段に改善されることが報告されている。

5.4.3 今後の展望

ここでは、CC モールド湯面レベル制御、ホットストリップミルの板厚・張力制御、圧延機駆動系の軸ねじり振動制御について、それぞれ H^∞ 制御理論、最適レギュレータ、オブザーバを適用した例について説明した。

これらの対象プロセスに別の制御理論を適用した例もある。例えば、CC モールド湯面レベル制御に外乱推定オブザーバや最適レギュレータ、さらにはプロセスの変化に対応すべく適応制御を適用した報告もある。また、鋼板の板厚・張力制御についてもクロスコントローラによる非干渉化やオブザーバの適用、あるいは圧延現象モデルのパラメータ推定にカルマンフィルタを適用した例などがある。さらに、駆動系の軸ねじり振動制御についても H^∞ 制御や 2 自由度制御を適用した例が報告されている。

その他、H 型鋼のウェーブ厚とフランジ厚の相互干渉の状態フィードバックによる非干渉化制御、棒鋼のスタンド間張力のクロスコントローラによる非干渉化制御や線材ミルの最適レギュレータによる制御、連続焼鈍ラインの板温制御への H^∞ 制御や適応制御の適用、また製鉄・製鋼プロセスでも最適レギュレータを用いた転炉排ガス回収制御、モデル予測制御による高炉溶銑温度制御、最適レギュレータによる熱風炉投入熱量制御など、鉄鋼製造プロセスにおける制御理論の適用例は着実に増加し成果を収めており、今後もこの状況は続くものと思われる。

しかしながら、制御理論適用の前提となるプロセスの数式モデルの開発に多大な工数を要し、このことが適用拡大の障害となっていることも事実である。モデリングの精度によって最終的な制御精度が左右されるし、また作成された数式モデルがプラントの経時変化・操業形態の変化にどの程度追従できるかということも考慮されなければならない。

いずれにせよモデリングではある種の仮定をおいて現象を数式化するのであるから、当然ながら、作成された数式モデルには前提とした仮定に起因する実現象との誤差・不確かさを含む。このため、制御系設計においては、制御対象のモデルに含まれる不確かさを考慮して設計しなければならない。また制御対象に対して設定された目的に応じて適用すべき制

御手法を決定しなければならない。

このような状況のもとでロボスト制御や適応制御の適用が今後さらに進むであろうし、制御理論としてはモデリングのためのシステム同定手法や学習制御の研究が進むことが予想

される。また、制御系の設計段階ではCADの普及がさらに進むであろうし、制御系に要求される仕様をより直接的に扱う凸計画法を用いた数値的最適化アプローチが進むものと思われる。

5.5 インテリジェント化する品質計測

5.5.1 品質計測技術のトレンド

昭和61年の円高不況を契機として始まったバブル経済は需要家ニーズの高度化と多様化とをもたらし、鉄鋼業においても従来にも増して厳しい品質仕様が求められるとともに、少量多品種型の高付加価値製品の流れの中で、新たな品質管理項目が要求されるようになってきた。

一方、この間、電機業界においては、パソコンや家庭用ビデオカメラなどの一般家庭への爆発的普及を背景にして、急速な技術イノベーションが展開され、最先端のIC技術を用いたコンピュータやCCD素子など、鉄鋼用品質計測装置の構成にとって不可欠なインフラ技術が飛躍的に向上した。さらに、人工知能技術を背景としたAI技術やニューラルネットワーク技術に関する新しい方法論やサポートシステムが登場する中で、鉄鋼業における品質計測技術はこれらの新しい技術をいち早く取り込んで、より信頼性の高い実用計測技術へと脱皮した。

一般に、品質計測技術は、高エントロピーで情報を収集するセンシング技術と、情報を集約しエントロピーを圧縮する認識技術とからなっている。これらのコストパフォーマンスを高めることが品質計測技術の開発のキーとなる。昭和60年以降の品質計測技術の特徴は、コンピュータ技術や人工知能技術の進歩に支えられて、より冗長な情報をベースとしてより信頼性の高い情報を得るいわゆる“インテリジェント化”にあり、以下の大きなトレンドがみとれる。

- (1) パタン化 (時空間冗長性): 可視化, 画像処理, フラクトラル
- (2) 知能化 (判断冗長性): ニューラルネットワーク, AI
- (3) 複合化 (多元冗長性): センサフュージョン

本節では、昭和50年代に技術の萌芽を見、その後インテリジェント化への道を走ることによって実用化が急速に展開した光学的表面疵検査技術と、今後の鋼板の表面品質管理の中で新しいシーズ技術として、特に“複合化”の視点から展開が期待される表面性状計測技術をピックアップして概観する。また、非破壊検査技術の分野で、“ロボストかつ高精度”な探傷技術の実現に向けて、特に信号処理をベースとした“インテリジェント化”が促進された超音波探傷の分野の技術の流れについて整理する。

5.5.2 インテリジェント化が加速する表面疵検査

検査員の目視検査に代替する光学的な表面疵検査は、食缶、自動車、家電製品の旺盛な需要と、消費者ニーズの高度

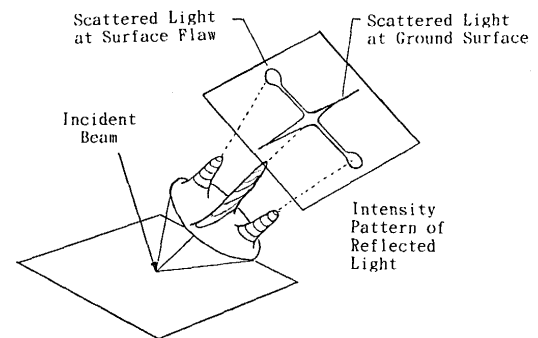


Fig. 5.31. Scattered pattern of reflected light at surface flaw.

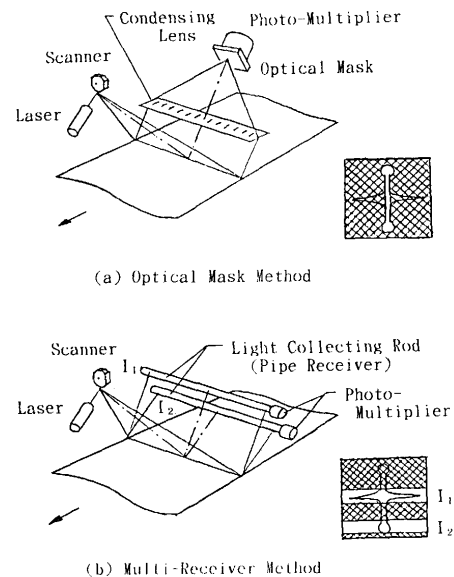


Fig. 5.32. Optical system of the surface flaw detector.

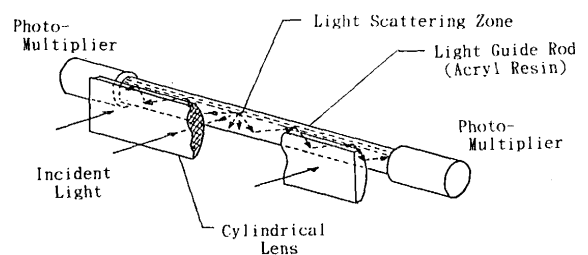


Fig. 5.33. Principle of the pipe-receiver.