HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	同時摂動確率近似による制御系設計手法に関する研究
Author(s)	石塚, 真一
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	甲第12303号
Issue Date	2016-03-24
DOI	https://doi.org/10.14943/doctoral.k12303
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/61665
Type	doctoral thesis
File Information	Shinichi_Ishizuka.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

同時摂動確率近似による
制御系設計手法に関する研究

A Study of Control Design Method using
Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation

平成 28 年度　3 月

北海道大学大学院　工学院
人間機械システムデザイン専攻

石 塚　　真 一

目次

第 1 章 緒論 …… 1

1.1 本研究の背景 …… 1

1.2 モデルを用いない制御系設計 …… 3

1.3 Fictitious Reference Iterative Tuning（FRIT） …… 4

1.4 本論文の構成 …… 6

第 2 章 同時摂動確率近似 ……7

2.1 同時摂動最適化 …… 7

2.2 収束性 …… 9

2.3 SPSA（同時摂動確率近似） …… 9

2.4 SPSA の特性 …… 11

第 3 章 モデルフリー制御系の構成 …… 14

3.1 緒言 …… 14

3.2 制御対象 …… 15

3.3 SPSA による PID コントローラのチューニング …… 18

3.3.1 ケース 1：Dual コントローラ ……18

3.3.2 ケース 2：干渉項補償付き Quadruple コントローラ …… 24

3.4 SPSA と FDSA の比較 …… 31

3.5 オンライチューニングへの拡張 …… 34

3.5.1 問題設定 …… 34

3.5.2 オンライン適応のための改良 …… 35

3.5.3 ノイズ環境化での追従特性 …… 36

3.5.4 追従特性の改良 …… 41

3.6 収束性の検証 …… 45

3.7 MIMO 系への適用 …… 46

3.8 結言 …… 49

第 4 章 ディーゼルエンジンの燃焼制御 …… 50

4.1 緒言 …… 50

4.2 EGR/VNT 制御 …… 51

4.3 従来の制御 …… 53
4.4 モデルフリー適応 PID 制御 …… 55
4.5 実験 …… 58
4.5.1 エンジンベンチ …… 58
4.5.2 評価区間の決定 …… 60
4.5.3 ステップ負荷テスト …… 64
4.5.4 モードテスト …… 68
4.6 結言 …… 74

第 5 章 ディーゼルエンジンの適応 NO_X ソフトセンサ …… 75
5.1 緒言 …… 75
5.2 ダイレクト NO_X 制御 …… 76
5.3 後処理 …… 79
5.4 SPSA 適応ソフトセンサ …… 81
5.4.1 NO_X ソフトセンサの構成 …… 81
5.4.2 SPSA 適応ソフトセンサの構成 …… 85
5.4.3 予測器 …… 88
5.5 実験 …… 91
5.5.1 単一適合値マップエラーテスト …… 93
5.5.2 全適合値マップエラーテスト …… 99
5.5.3 WHTC モードテスト …… 101
5.6 結言 …… 107

第 6 章 モデルベース設計への適用 …… 108
6.1 SPSA によるモデルベース適応制御 …… 108
6.2 問題設定 …… 111
6.3 SPSA による適応セルフチューニング …… 114
6.4 結言 …… 116

第 7 章 結論 …… 117

参考文献 …… 120

謝辞 …… 125

第 1 章　緒論

1.1　本研究の背景

制御系設計は，1960 年に発表された最適制御に関する Kalman の論文[C1-1]をきっかけに，制御対象の数理モデルを状態方程式で記述して制御器を求める，今日，いわゆる「モデルベース（制御）設計」と呼ばれる手法が誕生した．Kalman は，線形二次形式の評価関数を導入し，最適化問題としてレギュレーション問題を定義し，状態フィードバックとして制御器が設計できることを示した．これは最適レギュレータ，あるいはLQ問題と呼ばれ，その後，数多くの研究が生まれている．

最適レギュレータは，評価関数の重み選択が主観的，制御対象の正確なモデルが必要などの問題を抱え，そのままでは現場で用いるのが困難であった[C1-2]．評価関数の重みに対しては，Kalman 自らが，最適レギュレータの逆問題を定義し，1 入力系に関して解決した[C1-3]．その後，複数の研究者によって多入力系に拡張され，藤井らによって工学的な意味付けがされて解決した[C1-4]-[C1-6]．制御対象のモデルに対しては，1979 年に Zames によって，制御対象の不確かさを陽に含む拡張した状態空間モデルを定義し，その H^∞ ノルムを最小化する，H^∞ 制御が示され[C1-7]，その解法がDoyleらによって整備され[C1-8]，以降，様々な応用研究が進んだ．これらはロバスト制御と称され，1980 年代後半頃に体系化された[C1-9]-[C1-12]．

ロバスト制御は，実問題における非線形システムに対しても，非線形性を不確かさの中に包含することにより，ある程度まで対応できる．しかし，不確かさを大きく見積もると，保守的な設計になり，制御性能が劣化してしまうという問題がある．これに対し，H^∞ 制御を拡張した非線形 H^∞ 制御を自動車のセミアクティブサスペンションに適用し，性能の向上を図った研究が三平らにより報告されている[C1-13]．同報告では，非線形 H^∞ 制御の限界についても述べており，原点近傍では通常の線形 H^∞ 制御と等化であるが，原点近傍外でのシステム応答の改善の可能性があることを示唆している．このように非線形制御は現在，研究段階であるが，1980 年代に微分幾何学を用いたアプローチが成功を収め，一部が体系化されている[C1-14]-[C1-16]．これらの手法は取り扱えるシステムが限定的で，実システムへの適用例は少ないが，今後の発展が期待される．

非線形制御の実システムへの適用という面で，近年，非線形モデル予測制御（Nonlinear Model Predictive Control: NMPC）が注目されている．モデル予測制御（Model Predictive Control: MPC）は，1970 年代後半に誕生し，主に制御周期の長いプロセス制御に適用され

ていった[C1-17]. MPC は逐次的に最適化計算を繰り返し行う必要があるため，計算負荷が高く，機械システムなどの速い応答が要求される制御対象には適用が困難であった．しかし，2004 年に Ohtsuka が，C/GMRES 法[C1-18]と呼ばれる NMPC の解を効率良く探索，追跡する方法を発表すると，自動車のエンジン制御や車両制御など，従来とは異なる機械システムへの応用研究が数多く見られるようになった[C1-19].

以上のようにモデルベース設計は，制御対象の数理モデルを導出できれば，多くの設計手法を選択できる状態になっている．数理モデルは通常，微分方程式で表現される．しかし，産業界の実システムは，大規模かつ大変複雑な場合が多く，その数理モデル導出は容易でない．特に，エンジンの燃焼現象などのように，ダイナミクスが確率過程に従うような場合には，第一原理に基づくモデル導出は極めて困難を極め，多くの場合は実験に基づく，マップ状のテーブル関数を多用した統計モデル，もしくは第一原理モデルと統計モデルのハイブリッドモデルが用いられる[C1-20]．この場合，微分などの解析的操作が適用できなくなるため，モデルベース設計の適用は困難となる．

産業界の実制御システムに目を向けてみると，制御対象の数理モデルを導出することが困難である場合が少なく無い．近年，さらなる電子制御化が進む自動車システムにおいては，環境に対する要求から，より精密なエンジンの燃焼制御が必要とされているが，燃焼という現象が確率過程に基づくため，モデルベース設計で必要な微分方程式に基づく確定的モデルを得ることが困難で，現在もなお研究段階である．

制御対象のモデル情報を積極的に利用することができない場合，実験データを直接用いて，モデルを介することなく制御系を設計するデータ駆動制御，あるいはモデルフリー制御と呼ばれるアプローチが近年，活発に研究されるようになってきた[C1-21], [C1-22]．一例としては．数理計画法による制御パラメータの最適化が考えられる．しかし最適化は，一般に，多くの繰り返し計算を必要とするため，オンラインでの実時間最適化は困難である．これは，チューニングパラメータの数が増えるほど顕著になる．

1987 年に Spall は，確率近似法の枠組みで計算効率を飛躍的に向上させる，同時摂動確率近似（SPSA: Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation）と呼ばれるアルゴリズムを提唱した[C1-23]．SPSA は，パラメータの数に依存せず，評価関数に相当する損失関数を，僅か 2 回計算しただけで，全てのパラメータを更新するアルゴリズムである．その後 SPSA は，状態空間モデルや大規模なニューラルネットワークなど，システムのパラメータ推定問題へ応用されている[C1-24]-[C1-26]．制御系においては，定常システムの場合に，コントローラのパラ

メータ調整問題へ適用した研究が報告されている[C1-27], [C1-28].

本研究は，産業界の実システムに適用可能な制御系構築を目的に，SPSA を用いた，モデルフリーで，かつオンラインで非定常システムに追従する適応制御系の構成法を提案し，実際のディーゼルエンジンに適用してその効果を検証する.

1.2 モデルを用いない制御系設計

制御系設計における一つの理想は，制御対象の数理モデルを導出し，モデルに基づき，理論的に安定性を保証したコントローラを求めることが考えられる. この場合，数理モデルは，主に物理法則を基に，第一原理に基づいて，その構造が陽に表現された，ホワイトボックスモデルが望ましい. ホワイトボックスモデルの導出が困難な場合は，実験的得られたシステムの入出力データを用いて，システム同定と呼ばれる手法でモデルを推定する. この場合，入出力の関係を満足するが，一般的にはシステムの物理的構造を反映している訳ではないので，ブラックボックスモデルと呼ばれる. この代表が ARX（AutoRegressive eXogenous inputs）モデルと呼ばれるもので，入力系列を$u(t)$，出力系列を$y(t)$およびノイズや外乱などの外生入力を$\varepsilon(t)$とすると，式(1-1)のように表される.

$$A(q)y(t) = B(q)u(t) + \varepsilon(t) \tag{1-1}$$

ここでqは遅延オペレータを意味し，$A(q)$，$B(q)$は式(1-2)のとおりである.

$$A(q) = 1 + a_1 q^{-1} + \cdots + a_n q^{-n} \tag{1-2a}$$

$$B(q) = b_1 q^{-1} + \cdots + a_n q^{-n} \tag{1-2b}$$

ARX モデルは，ブラックボックスモデルではあるが，有限パラメータで表現されるダイナミクスを持つパラメトリックモデルなため，モデルベース設計が適用できる. しかし，システム同定を行うことなく，実験データからコントローラを直接求めることができたら，より簡潔で便利である. 2000 年以降，モデルを介さずコントローラを求める設計法が盛んに研究されるようになった. 現在までに，Iterative Feedback Tuning (IFT)[C1-29], [C1-30]，Virtual Reference Feedback Tuning（VRFT）[C1-31], [C1-32]，Correlation-based Tuning（CbT）[C1-33]，Fictitious Reference Iterative Tuning（FRIT）[C1-34]といった方法が提案されている. モデルベース設計に対して，これらの設計法を総称する認知された呼称はまだ無いが，「データ駆動制御」あるいは「モデルフリー制御」と呼ばれることが多い. 本論文ではモデルを用いない制御系設計法を，特に断りのない限り，モデルフリー制御と呼ぶことにする.

1.3 Fictitious Reference Iterative Tuning（FRIT）

提案するモデルフリー制御の違いを明確にするため，モデルフリー制御の代表的手法の一つである，FRIT と呼ばれるコントローラのパラメータ調整法について，参考文献[C1-20]を引用しながら，その概要を説明する．

はじめに，Fig. 1-1 のような閉ループを考える．制御対象 G は線形時不変システムとし，その動特性は未知であるとする．コントローラ $C(\rho)$ は，式(1-3)のように有理関数で表される．

$$C(\rho) = \frac{b_\mu z^\mu + b_{\mu-1} z^{\mu-1} + \cdots + b_1 z + 1}{a_\nu z^\nu + a_{\nu-1} z^{\nu-1} + \cdots a_1 z + a_0} \tag{1-3}$$

ここで，分母/分子の係数，a, b は調製可能とし，式(1-4)のパラメータベクトルで表す．

$$\rho \triangleq \left\{ a_0 \quad \cdots \quad a_\nu \quad b_1 \quad \cdots \quad b_\mu \right\} \in \mathbb{R}^{\nu+\mu+1} \tag{1-4}$$

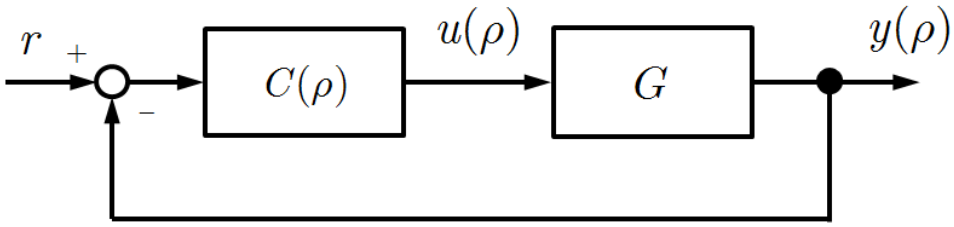


Fig. 1-1.　Closed loop system with tunable controller.

初期パラメータを ρ_{ini} とした初期コントローラ $C\left(\rho_{ini}\right)$ を実装してデータを得たと仮定し，それを式(1-5)のように記す．

$$u_{ini} \triangleq u\left(\rho_{ini}\right) \tag{1-5a}$$

$$y_{ini} \triangleq y\left(\rho_{ini}\right) \tag{1-5b}$$

これより，疑似参照信号 $\tilde{r}\left(\rho\right)$ を式(1-6)のように定義する．

$$\tilde{r}\left(\rho\right) = C\left(\rho\right)^{-1} u_{ini} + y_{ini} \tag{1-6}$$

ここで，系に目的の応答を与える，望みうる r から y までの伝達関数である相補感度関数 T_d を考え，式(1-7)の評価関数，

$$J(\rho) = \left\| y_{ini} - T_d \tilde{r}(\rho) \right\|^2 \tag{1-7}$$

を最小化する最適化を行うことで，コントローラをチューニングする．式(1-4)，(1-5)より，この評価関数の中には，u_{ini}とy_{ini}を必要とするのみで，制御対象Gの情報を用いる必要が無く、モデルフリーな設計が可能となる．FRIT では，ただ一度だけデータを取得したのち，オフラインで最適化を行うので，最適化の方法は，勾配法や遺伝的アルゴリズム等，種々の方法が利用できる．またチューニングパラメータが多い場合，第 2 章で述べる同時摂動確率近似を用いることによって，効率良く探索できる．

評価関数が 0 となり，理想的な最適化が行われた場合の概念を Fig. 1-2 に示す．Fig. 1-2 では，上図が最適化前の状態を，下図が最適化後の状態を示す．最適化により，y_{ini}と$T_d\tilde{r}(\rho)$が同じになれば，$T(\rho^*) \simeq T_d$と見なしうることができ，すなわち，コントローラ$C(\rho^*)$が適切にチューニングされたと考えることができる．

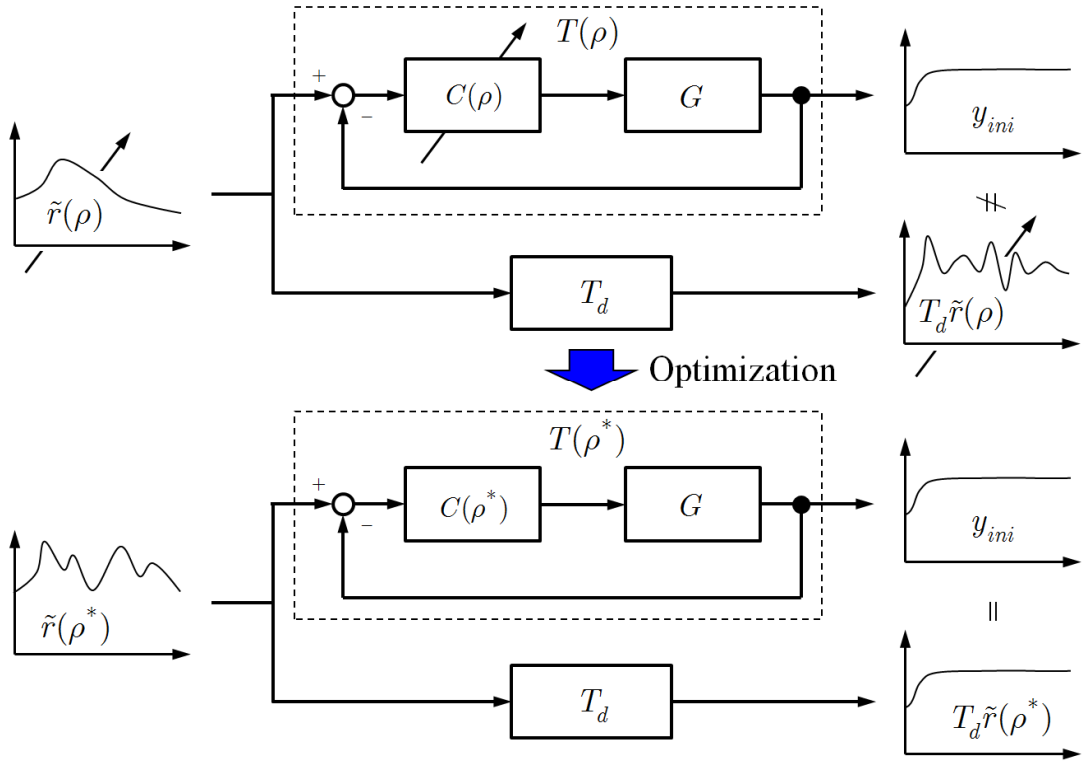


Fig. 1-2.　FRIT tuning process.

1.4 本論文の構成

本論文は，全7章で構成される．第2章では，本研究の主題に取り上げている，確率最適化のアルゴリズムである同時摂動確率近似（Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation: 以下 SPSA と称す）について概要を述べる．ここでは，その最大の特徴である計算効率の高さと収束性を述べる．SPSA の収束性は，定常システムに帯しては理論的に証明されている．しかし，本研究で取り扱う非定常システムに帯しては証明されていない．そのため，モンテカルロシミュレーションにより，実質的な収束特性が示される．

第3章では，SPSA を非定常システムにオンラインで適応できるように改良する方法を示し，モデルフリーな適応制御系の構成法を提案する．提案手法はモデルフリーな設計を目指すことを主眼にしているが，その特性を明らかにするため，ここでは，干渉を持つ非定常バネ－質量系に適用し，その性質および有効性が示される．

第4章では，提案手法をディーゼルエンジンのエアパスと呼ばれる燃焼制御系に適用し，提案手法の実験検証を行う．ディーゼルエンジンの燃焼系は，運転状態によってダイナミクスが大きく変化する非定常システムであるが，提案手法が従来と同等以上の性能あることが示される．

第 5 章では，ディーゼルエンジンの後処理システムにおけるソフトセンサに適用した例を示す．NO_X を実測し，制御量とすれば，よりロバストな NO_X 制御系が構成できる．しかし，現在の NO_X センサの応答は遅く，制御に使うことができない．そのため，エンジンの各状態量から NO_X 値を推定する，ソフトセンサに利用が考える．しかし，現状ではその推定精度が不十分である．正確な NO_X 量の推定は，後処理工程で，NO_X を化学的に無害化するためにも重要である．そこで SPSA を用いて適応させる，適応 NO_X ソフトセンサの構成法を提案し，実験で検証する．

第 6 章は補足的な章で，SPSA を従来のモデルベース設計と融合する方法を紹介する．制御対象の数理モデルを導出することができ，モデルベース設計が実施できるのであれば，従来から提案されている実績のある手法を利用でき，望ましいことである．そこで，モデルベース設計の代表的設計法である，H^{∞} 制御を例に，SPSA を用いてセルフチューニングさせる方法を示す．提案手法を，スマート構造の方持ち梁に適用し，シミュレーションでその有効性を示す．

最後に第 7 章で，本研究全体の結論を述べる．

第 2 章　同時摂動確率近似

本章では，本研究で重要な役割を果たす SPSA（同時摂動確率近似）と呼ばれる最適化手法について概説する．

SPSA は，1987 年に Spall が発表[C1-23]した確率近似法に属するアルゴリズムであり，計算効率の高さを最大の特徴としている．確率近似法は，再帰的な確率最適化（Stochastic Optimization）アルゴリズムの系列で，Spall は，定常システムに対して SPSA が概収束することを示した[C2-1]．SPSA については，文献[C2-2], [C2-3]に体系的にまとめられている．本研究では，第 3 章において標準的な SPSA を改良し，非定常システムに追従できる方法を提案しているが，ここでは，伝統的な確率近似法[C2-4]と比較しながら，SPSA の特徴を述べる．

2.1　同時摂動最適化

最適化問題は，ある関数を最小とするチューニングパラメータ・セットを求める問題と定義できる．ここで，拘束条件のない最適化問題を考える．p 次元パラメータベクトルを $\boldsymbol{\theta}$ とすると，関数の微分値 $g(\boldsymbol{\theta})$ が求まる場合は勾配法を用いることができ，式(2-1)を用いて再帰的にその極値を求めることができる．

$$\boldsymbol{\theta}_{k+1} = \boldsymbol{\theta}_k - a_k g(\boldsymbol{\theta}_k) \tag{2-1a}$$

$$g(\boldsymbol{\theta}) \equiv \frac{\partial f(\boldsymbol{\theta})}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \left(\frac{\partial f(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_1},\ \frac{\partial f(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_2},\ \cdots,\ \frac{\partial f(\boldsymbol{\theta})}{\partial \theta_p} \right)^T \tag{2-1b}$$

ここで，添え字 k は，k 回目のイタレーションを意味する．

多くの実問題では，最小化したい関数そのものは求めることができるが，関数の微分値を求めることができない場合が多い．その場合は，式(2-2)の両側差分

$$g_i(\boldsymbol{\theta}) = \frac{f(\boldsymbol{\theta} + c\boldsymbol{e}_i) - f(\boldsymbol{\theta} - c\boldsymbol{e}_i)}{2c} \tag{2-2}$$

を近似式として用いることができる．ここで添え字 i は，i 番目のパラメータを意味する．すなわち g_i は，i 番目のパラメータに対する勾配を表し，$\boldsymbol{e}_i$ は，式(2-3)のように，i 番目の要素のみ 1 で，それ以外の要素は 0 となる，摂動を与えるパラメータを決定するベクトルである．また，c はパラメータ $\boldsymbol{\theta}$ に摂動を与える，微少な正の値である．

$$\boldsymbol{e}_1 = \begin{Bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{Bmatrix},\ \boldsymbol{e}_2 = \begin{Bmatrix} 0 \\ 1 \\ \vdots \\ 0 \end{Bmatrix},\ldots,\ \boldsymbol{e}_p = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{Bmatrix} \tag{2-3}$$

これより勾配ベクトルを求めるには，関数 f の値を $2p$ 回求める必要がある．従って k 回のイタレーションで必要な計算回数は，$2pk$ となり，パラメータの数が多い場合は，計算負荷が非常に大きくなる．

同時摂動最適化では，パラメータに対し，一つずつに摂動を与えるのではなく，全パラメータに対し，一度に摂動を与える．この場合，勾配近似の式(2-2)は，式(2-4)のように書き改められる．

$$g\left(\boldsymbol{\theta}\right) = \frac{f\left(\boldsymbol{\theta} + c\boldsymbol{s}\right) - f\left(\boldsymbol{\theta} - c\boldsymbol{s}\right)}{2c\boldsymbol{s}} \tag{2-4}$$

ここで $\boldsymbol{s}$ は，以下の性質を持つ乱数からなる摂動ベクトルで，例えば式(2-5)のような，1,-1 が等確率で出現する，ベルヌーイ分布するシーケンスである．

- 各イタレーション k および各要素 i に対して i.i.d.（Independent and Identically-Distributed）.
- 期待値が 0 で対称な分布.
- 0 を含まない.
- 一様有界である.

$$\boldsymbol{s} = \left\{1,\ -1,\ -1,\ 1,\ -1,\ 1,\ 1,\ \cdots\right\}^T \tag{2-5}$$

式(2-4)より，i 番目の要素の修正ベクトル $\triangle\theta_i$ は，

$$\triangle\theta_i = \frac{f\left(\boldsymbol{\theta} + c\boldsymbol{s}\right) - f\left(\boldsymbol{\theta} - c\boldsymbol{s}\right)}{2c_i\boldsymbol{s}} \tag{2-6}$$

と定義され，関数 f の θ_i に関する編微分の推定値を表す．式(2-4)より，1 回の勾配を求めるのに必要な計算回数は，パラメータの数に依存せず，わずか 2 回だけとなり，計算回数は，先に示した基本的な勾配法と比較し，$1\ /\ p$ に削減され，パラメータの数が多いほど，効率化が図られる．

2.2 収束性

ここでは，関数 $f\left(\boldsymbol{\theta}\right)$ が同時摂動最適化により，偏微分 $\partial f\left(\boldsymbol{\theta}\right) / \partial \boldsymbol{\theta}$ に収束することを示す．

関数の差分 $f\left(\boldsymbol{\theta} \pm c\boldsymbol{s}\right)$ を，$\boldsymbol{\theta}$ で 2 次まで Taylor 展開すると，ある点 $\boldsymbol{\theta}_{\pm}$ を考えて，式(2-7)となる．

$$f\left(\boldsymbol{\theta} \pm c\boldsymbol{s}\right) \sim f\left(\boldsymbol{\theta}\right) \pm c\boldsymbol{s}^T f'\left(\boldsymbol{\theta}\right) + \frac{1}{2}c^2\boldsymbol{s}^T f''\left(\boldsymbol{\theta}_{\pm}\right)\boldsymbol{s} \tag{2-7}$$

これより勾配近似式(2-4)は，

$$\begin{aligned} g_{ki}\left(\boldsymbol{\theta}_k\right) &= \frac{f\left(\boldsymbol{\theta}_k + c_k\boldsymbol{s}_k\right) - f\left(\boldsymbol{\theta}_k - c_k\boldsymbol{s}_k\right)}{2c_k s_{ki}} \\ &= \frac{\boldsymbol{s}_k^T f'\left(\boldsymbol{\theta}_k\right)}{s_{ki}} + \frac{c_k\boldsymbol{s}_k^T f''\left(\boldsymbol{\theta}_{k+}\right)\boldsymbol{s}_k}{4s_{ki}} - \frac{c_k\boldsymbol{s}_k^T f''\left(\boldsymbol{\theta}_{k-}\right)\boldsymbol{s}_k}{4s_{ki}} \\ &= \frac{s_{k1}}{s_{ki}}\frac{\partial f\left(\boldsymbol{\theta}_k\right)}{\partial \hat{\theta}_1} + \cdots + \frac{s_{ki}}{s_{ki}}\frac{\partial f\left(\boldsymbol{\theta}_k\right)}{\partial \hat{\theta}_i} + \cdots \frac{s_{kp}}{s_{ki}}\frac{\partial f\left(\boldsymbol{\theta}_k\right)}{\partial \hat{\theta}_p} \\ &\quad + \frac{c_k\boldsymbol{s}_k^T f''\left(\boldsymbol{\theta}_{k+}\right)\boldsymbol{s}_k}{4s_{ki}} - \frac{c_k\boldsymbol{s}_k^T f''\left(\boldsymbol{\theta}_{k-}\right)\boldsymbol{s}_k}{4s_{ki}} \end{aligned} \tag{2-8}$$

となる．ここで，式(2-8)の期待値を考える．摂動ベクトル $\boldsymbol{s}_k$ は，式(2-5)のように，期待値 0 のランダムな系列なので，式(2-8)の右辺第 1 項から第 p 項は，i 番目を除いて 0 である．第 p 項以降も，その期待値は 0 となるので，結局，i 番目の 1 階偏微分項だけが残り，その期待値は式(2-9)となり，イタレーションにより真値に収束する．

$$\mathrm{E}\left\{\frac{f\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k + c_k\boldsymbol{s}_k\right) - f\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k - c_k\boldsymbol{s}_k\right)}{2c_k s_{ki}}\right\} = \frac{\partial f\left(\boldsymbol{\theta}_k\right)}{\theta_i} \tag{2-9}$$

2.3 SPSA（同時摂動確率近似）

SPSA は，確率近似法に属するアルゴリズムである．確率近似法は，Robbins と Montro によって 1951 年に提案された，関数の根を求める解法[C2-5]である．関数は，ノイズ n を伴って観測されると考え，観測値 y を，

$$y(\theta) = f(\theta) + n \tag{2-10}$$

とすると，根の推定値$\hat{\theta}$は，式(2-11)により再帰的に求めることができる．

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k - a_k y\left(\hat{\theta}_k\right) \tag{2-11}$$

ここで，a_kが以下の条件，

$$\lim_{k\to\infty} a_k = 0,\ \sum_{k=0}^{\infty} a_k = \infty,\ \sum_{k=0}^{\infty} a_k^2 < \infty \tag{2-12}$$

を満たすなら，$\hat{\theta}_k$は確率 1 で関数$f(\theta)$の真の根θ^*に収束する．これを，Robbins-Monro アルゴリズムと呼び，確定系での勾配法に対応する．この場合，導関数$dy(\theta) / d\theta$を導入することにより，式(2-11)は式(2-13)となり，関数の極値を求めることができる．

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k - a_k \frac{dy\left(\hat{\theta}_k\right)}{d\hat{\theta}_k} \tag{2-13}$$

これを受け，1952 年に Kiefer と Wolfowitz は，導関数を用いずに，式(2-14)のように差分近似を基に求める方法を提案した[C2-6]．

$$\hat{\theta}_{k+1} = \hat{\theta}_k + a_k \left(\frac{y(\hat{\theta}_k + c_k) - y(\hat{\theta}_k - c_k)}{c_k} \right) \tag{2-14}$$

ここで，a_kとc_kは以下を満たす正の値とする．

$$\lim_{k\to\infty} a_k = 0,\ \lim_{k\to\infty} c_k = 0,\ \sum_{k=0}^{\infty} a_k = \infty,\ \sum_{k=0}^{\infty} \frac{a_k^2}{c_k^2} < \infty \tag{2-15}$$

この場合，安定な系列として，式(2-16)を推奨している．

$$a_k = \frac{1}{k},\ c_k = \frac{1}{k^{1/3}} \tag{2-16}$$

θがp次元$\boldsymbol{\theta}$の場合の勾配は，偏微分$g\left(\boldsymbol{\theta}\right) \equiv \partial f\left(\boldsymbol{\theta}\right) / \partial \boldsymbol{\theta}$となり，その近似式は，式(2-3)の摂動を与えるパラメータを決定するのベクトル$\boldsymbol{e}_i$を用いて，式(2-17)となる．

$$\hat{g}_i\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right) = \frac{y\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} + c\boldsymbol{e}_i\right) - y\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - c\boldsymbol{e}_i\right)}{2c} \tag{2-17}$$

推定値$\hat{\boldsymbol{\theta}}$は，式(2-18)により再帰的に求めることができる．

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k - a_k \hat{g}_k\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k\right) \tag{2-18}$$

これを，有限差分確率近似（Finite Difference Stochastic Approximation: 以下 FDSA と称

す)と呼ぶ.

これに対し SPSA では, 式(2-19)のように, 摂動を乱数ベクトル $\boldsymbol{s}$ で同時に与える. これより計算回数は, パラメータの数に依存せず 2 回となり, FDSA と比較して $1/p$ となる.

$$\hat{g}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right) = \frac{y\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} + c\boldsymbol{s}\right) - y\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - c\boldsymbol{s}\right)}{2\boldsymbol{c}} \tag{2-19}$$

$\boldsymbol{s}$ の持つべき性質は, 同時摂動最適化と同じで, 式(2-5)のような, ベルヌーイ分布するシーケンスを取ることができる.

目標値に一致させる場合は, 観測値 y の代わりに, 適当な損失関数 $L\left(\bullet\right)$ を導入して,

$$\hat{g}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right) = \frac{L\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} + c\boldsymbol{s}\right) - L\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} - c\boldsymbol{s}\right)}{2\boldsymbol{c}} \tag{2-20}$$

とする. 損失関数としては, 例えば目標値を y_{ref} として, 式(2-21)の二乗損失関数などを用いることができる.

$$L\left(\bullet\right) = \left(y_{ref} - y\left(\boldsymbol{\theta}\right)\right)^2 \tag{2-21}$$

2.4 SPSA の特性

SPSA の解の探索には, FDSA には無い特徴がある. ここでは参考文献[C1-26]を引用しながら, その特徴を紹介する. はじめに解の探索経路を見ていく. SPSA では, パラメータの数に依存せず, 関数の計算回数が 2 回と変わらないため, その計算効率は, パラメータの数が多いほど有利になるが, ここでは, 解の軌跡を分かりやすくするため, パラメータの数を 2 とする. Fig. 2-1 は, パラメータ数 2 の問題における FDSA と SPSA の探索経路の例である.

コンター図は損失関数の等高線であり, 赤(—)が FDSA で, 青(—)が SPSA の探索経路をそれぞれ示している. FDSA は最急降下法なので, その経路は等高線と直角をなす方向に進む. それに対して SPSA は, ランダムウォークの性質を持ちながら, 平均的には極値にたどり着く. 最急降下法では局所解に陥りやすいことが知られているが, SPSA では, ランダムウォーク探索の性質を併せ持つことにより, ある程度の局所解を乗り越えることができ, 大域的探索法の性質を持っている[C2-7], [C2-8]. 参考文献[C2-7]には, 大域的最適化の代表的手法である遺伝的アルゴリズムとの比較において, 同等以上の探索能力がある例を示している.

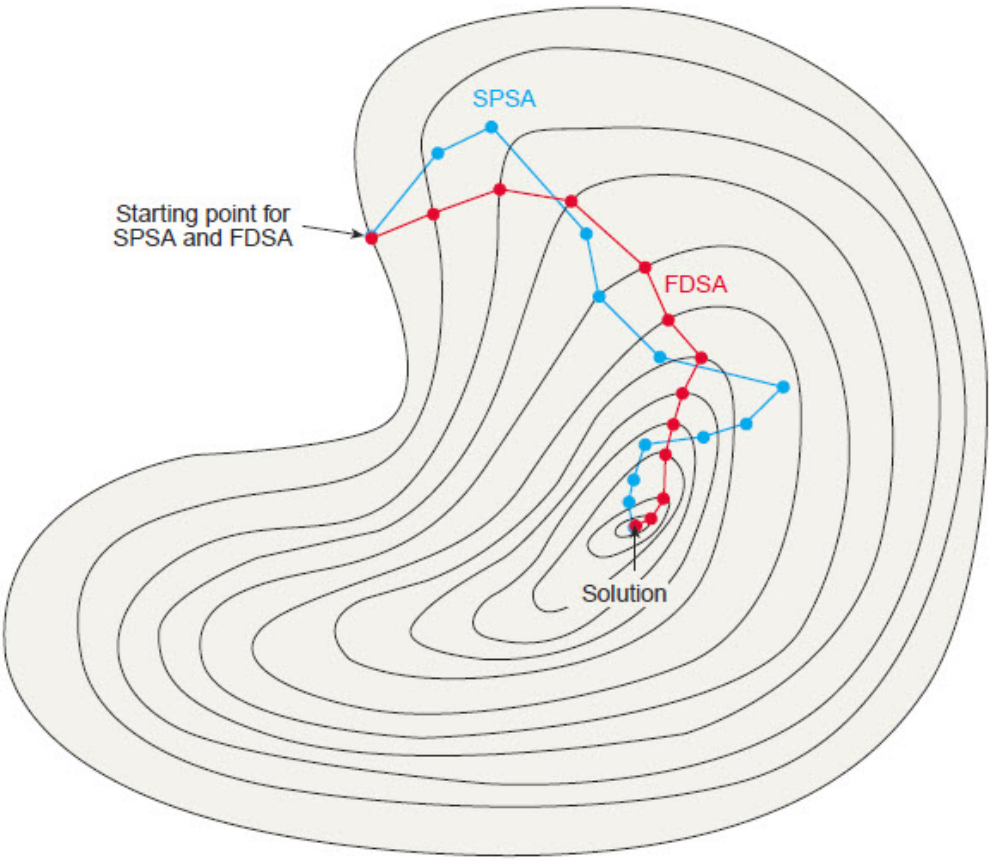


Fig. 2-1. Example of relative search paths for SPSA and FDSA in p = 2 problem. Deviations of SPSA from FDSA average out in reaching a solution in the same number of iterations; FDSA nearly follows the gradient descent path (perpendicular to level curves) in the low-noise setting.

（参考文献[C1-26], Figure 5 より引用）

次に SPSA の最大の特徴である，計算効率の高さを示した例を紹介する．Fig. 2-2 は，排水処理システムをコントロールするニューラルネットワークの学習に，FDSA と SPSA を用いた例である．システムには 412 ものパラメータが存在し，反復回数は 80 回としている．従って，FDSA での損失関数の計算回数は，2×412×80＝65,920 回である．それに対し，SPSA では，2×80＝160 回となる．Fig. 2-2 より，イタレーションが 2, 3 回くらいまでは，FDSA の方が，損失関数が急速に小さくなるが，それ以降は SPSA の方が損失関数が小さくなり，20 回目以降は，ほぼ同レベルで推移していることが分かる．これより，SPSA の計算効率が高いことが確認される．

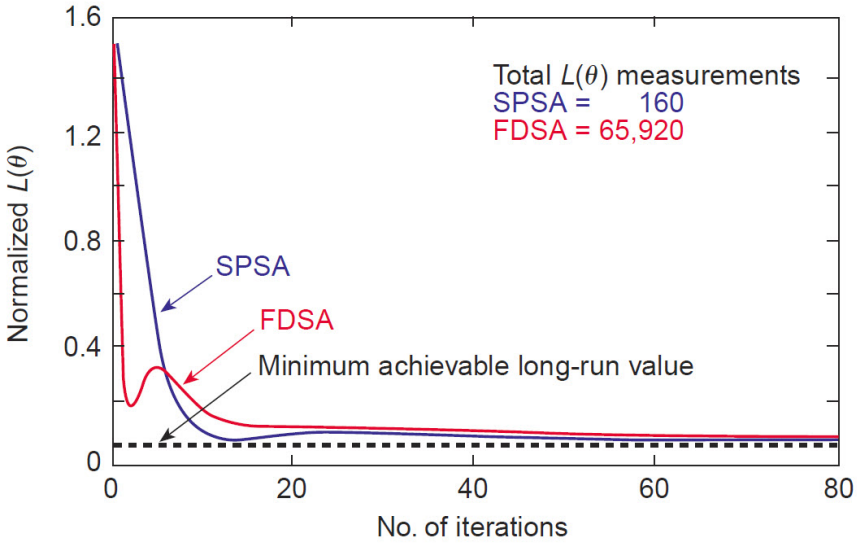


Fig. 2-2. Relative performance of SPSA and FDSA for controller in a wastewater treatment system.

（参考文献[C1-26], Figure 6 より引用）

Fig. 2-2 において，FDSA の損失関数がイタレーション 5 回付近で増加しているのは，ニューラルネットワークの重みが安定していないためだろうと報告されている．

第 3 章　モデルフリー制御系の構成

産業界の実システムは，複雑かつ大規模の場合が多く，第一原理を用いた数理モデル導出が困難であり，モデルベース設計が適用できないことが多い．この場合，1.3 節に紹介した，モデルフリー制御（データ駆動制御）の代表例である FRIT が利用できる．FRIT は，実データをただ一度だけ取得すれば，その後，オフラインでコントローラのパラメータをチューニングできるのであった．現実のシステムでは，運転状況が変わったり，システムのパラメータが変動したりする，非定常システムである場合も少なくない．この場合，FRIT をそのまま適用することはできない．

本章では，本研究で提案する，オンラインで非定常システムに追従する適応モデルフリー制御系の構成法を文献[C3-1]に従って述べる．

3.1　緒言

PID 制御は，制御対象の数理モデルを必ずしも必要としない，高いロバスト性を持つ，システムに非線形性があっても，ある程度まで対応できるなど，数多くの長所がある．その上，実装が容易であり，実機を基に現場でチューニングできるなど，実用的な利点もあることから，化学プロセスの制御をはじめ，実世界の制御では最も歴史と実績があり，現在でも実装される制御システムの主力となっている．しかし，PID コントローラのパラメータ決定に関しては，試行錯誤を基に経験的に行われる場合が多く，調整に多大な時間を要し，かつ属人的で，必ずしも最適に調整できるとは限らないという問題を抱えている．特に操作量と制御量の間に干渉のある多入力多出力系において，複数の PID コントローラで構成される制御系を設計する場合，コントローラのチューニングパラメータの数が増え，調整が非常に困難となる．

PID コントローラのパラメータ調整法に関しては，古くから Ziegler-Nichols ultimate sensitivity method に代表される経験的手法があり，制御対象の次数が小さく，単入力単出力系であれば有効な指標として知られているが，多入力多出力には対応できない．また近年，佐伯らによって制御対象の H^∞ ノルムに基づいて PID コントローラのパラメータを決定する設計法[C3-2]や，パラメータ調整の手順を系統立てた提案[C3-3]も見受けられるが，適応できるシステムが線形に限られたり，H^∞ ノルムの計算のために制御対象の数理モデルを必要としたりするなど，PID 制御の利点が有効に利用されていない側面がある．

コントローラのパラメータ調整に関しては，数理計画法により最適化問題として求める方法

が行われており，ツール化もされている[C3-4]．しかし一般的な最適化法は，多くの繰り返し計算を必要とするため，オフラインでの調整では問題とならないが，フィードバックシステムの制御動作を継続させたオンラインチューニングでは，パラメータ調整中に不安定になる可能性が高いので現実的ではない．

ここでは，第 2 章で紹介した計算効率の良い最適化アルゴリズムである SPSA を修正し，非定常システムに対し，オンラインで適応する制御系の構成法を述べる．はじめに，SPSA と同じ確率近似法である FDSA と比較することにより，その収束特性を明らかにし，その後，オンライン適応 PID 制御系に改良する．提案手法は，干渉項がある 2 入力 2 出力の非定常 MIMO 系に適用し，シミュレーションにより，その有効性を示す．

3.2 制御対象

検証に用いる制御対象は，Fig. 3-1 に示す，干渉項を持つ並列 4 自由度振動モデルとする．操作量は，それぞれの質点 M_{11}，M_{22} に対する力 f_1，f_2 であり，制御量は質点 M_{11}，M_{22} のそれぞれの変位 x_{12}，x_{22} とする．それぞれの系は，干渉項 k_i，c_i で結合されている．

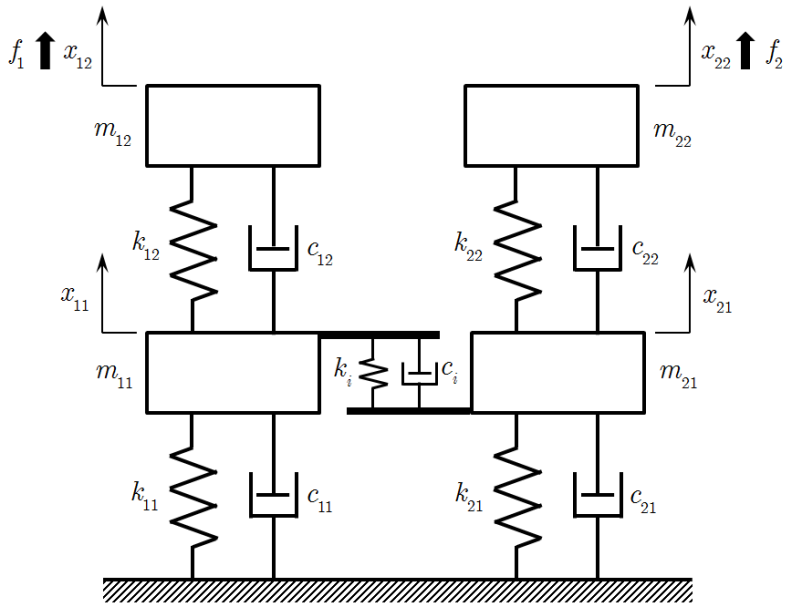


Fig. 3-1. MIMO controlled object with interference: The system consists of parallel 2-DOF vibration system. Each system is connected by the interference term c_1 and k_1. The inputs are f_1 and f_2, and outputs are x_{12} and x_{22}.

制御対象の運動方程式は式(3-1)となる

$$\begin{aligned} m_{11}\ddot{x}_{11} = &-m_{11}\dot{x}_{11} - k_{11}x_{11} + c_{12}\left(\dot{x}_{12} - \dot{x}_{11}\right) + k_{12}\left(x_{12} - x_{11}\right) \\ &- c_i\left(\dot{x}_{11} - \dot{x}_{21}\right) - k_i\left(x_{11} - x_{21}\right) \end{aligned} \tag{3-1a}$$

$$m_{12}\ddot{x}_{12} = -c_{12}\left(\dot{x}_{12} - \dot{x}_{11}\right) - k_{12}\left(x_{12} - x_{11}\right) + f_1 \tag{3-1b}$$

$$\begin{aligned} m_{21}\ddot{x}_{21} = &-c_{21}\dot{x}_{21} - k_{21}x_{21} + c_{22}\left(\dot{x}_{22} - \dot{x}_{21}\right) + k_{22}\left(x_{22} - x_{21}\right) \\ &+ c_i\left(\dot{x}_{11} - \dot{x}_{21}\right) + k_i\left(x_{11} - x_{21}\right) \end{aligned} \tag{3-1c}$$

$$m_{22}\ddot{x}_{22} = -c_{22}\left(\dot{x}_{22} - \dot{x}_{21}\right) - k_{22}\left(x_{22} - x_{21}\right) + f_2 \tag{3-1d}$$

状態ベクトル$\boldsymbol{x}$を,

$$\boldsymbol{x} = \left\{x_{11}, x_{12}, x_{21}, x_{22}, \dot{x}_{11}, \dot{x}_{12}, \dot{x}_{21}, \dot{x}_{22}\right\}^T \tag{3-2}$$

と置く. 入力を質量m_{12}，m_{22}へ作用する力f_1，f_1, 出力を質量m_{12}，m_{22}の変位x_{12}，x_{22}とし,

$$\boldsymbol{u} = \left\{f_1, f_2\right\}^T \tag{3-4}$$

$$\boldsymbol{y} = \left\{x_{12}.x_{22}\right\}^T \tag{3-5}$$

と置くと, 式(3-5)に示す 2 入力 2 出力の状態空間実現を得る.

$$\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}} &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y} &= \boldsymbol{C}\boldsymbol{x} \end{aligned} \tag{3-5a}$$

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{-k_{11}-k_{12}-k_i}{m_{11}} & \frac{k_{12}}{m_{11}} & \frac{k_i}{m_{11}} & 0 & \frac{-c_{11}-c_{12}-c_i}{m_{11}} & \frac{c_{12}}{m_{11}} & \frac{c_i}{m_{11}} & 0 \\ \frac{k_{12}}{m_{12}} & \frac{-k_{12}}{m_{12}} & 0 & 0 & \frac{c_{12}}{m_{12}} & \frac{-c_{12}}{m_{12}} & 0 & 0 \\ \frac{k_i}{m_{21}} & 0 & \frac{-k_{21}-k_{22}-k_i}{m_{21}} & \frac{k_{22}}{m_{21}} & \frac{c_i}{m_{21}} & 0 & \frac{-c_{21}-c_{22}-c_i}{m_{21}} & \frac{c_{22}}{m_{21}} \\ 0 & 0 & \frac{k_{22}}{m_{22}} & \frac{-k_{22}}{m_{22}} & 0 & 0 & \frac{c_{22}}{m_{22}} & \frac{-c_{22}}{m_{22}} \end{bmatrix}, \tag{3-5b}$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{m_{12}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{m_{22}} \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3-5b}$$

それぞれのパラメータを Table 3-1 に示す.

Table 3-1. Parameters of controlled object

m_{12}	1kg	m_{22}	0.1kg
c_{12}	1Ns/m	c_{22}	0.2Ns/m
k_{12}	10N/m	k_{22}	10N/m
m_{11}	1kg	m_{21}	0.1kg
c_{11}	1Ns/m	c_{21}	0.2Ns/m
k_{11}	10N/m	k_{21}	10N/m
k_i		2N/m	
c_i		2Ns/m	

このシステムのステップ応答を Fig. 3-2 に示す. Fig. 3-2 において, 左側の図は 1 番目の入力 f_1 に対する応答を, 右側の図は 2 番目の入力 f_2 に対する応答をそれぞれ示す. また, 上の図は 1 番目の出力 x_{12} を, 下の図は 2 番目の出力 x_{22} の応答をそれぞれ示す. この結果より, システムに干渉があることが確認される.

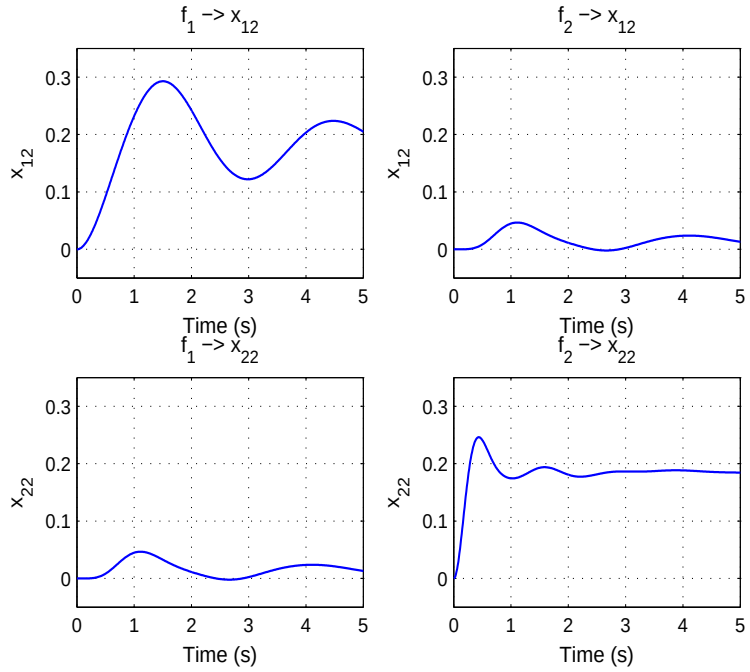


Fig. 3-2. Step responses of the controlled object: The left side plots show the responses for the first input f_1 and the right side plots show the responses for the second input f_2. And the upper plots indicate the responses to the first output x_{12}, while the lower plots indicate the responses to the second output x_{22}. Since the upper left and the lower right, each main system has different vibration characteristics, and since the upper right and the lower left, the system has a certain level of interference.

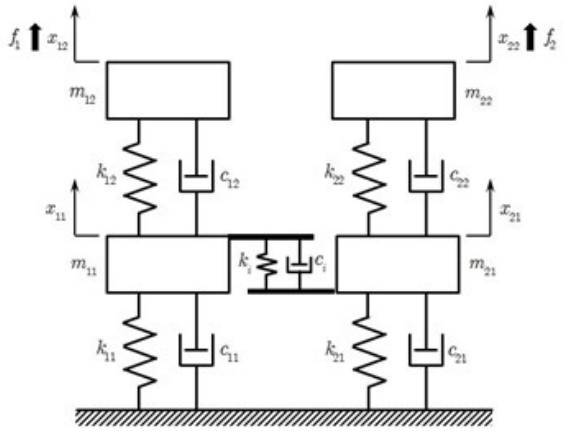
3.3 SPSA による PID コントローラのチューニング

この節では，前節の制御対象に PID コントローラを組込み，SPSA でチューニングする．同じ問題に対し，FDSA でチューニングした結果と比較することにより，SPSA の計算効率の高さと，特徴ある最適化の特性を明らかにする．

3.3.1 ケース 1：Dual コントローラ

Fig. 3-1 の制御対象に対して，Fig. 3-3 の構造を持つ PID 制御系を構成する．C_1 と C_2 は，どちらも式(3-6)で示す標準的な構成の PID コントローラとし，チューニングパラメータとして，比例ゲイン K，積分時間 T_i，微分時間 T_d を持つ．C_1 は，1 番目の制御量 $y_1 (= x_{12})$ と目標値 r_1 の偏差 e_1 で駆動され，C_2 は，2 番目の制御量 $y_2 (= x_{22})$ と目標値 r_2 の偏差 e_2 で駆動される．

$$C(s) = K\left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right) \tag{3-6}$$



$$\boldsymbol{r} = \begin{Bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{Bmatrix},\ \boldsymbol{u} = \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} f_1 \\ f_1 \end{Bmatrix},\ \boldsymbol{y} = \begin{Bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} x_{11} \\ x_{22} \end{Bmatrix}$$

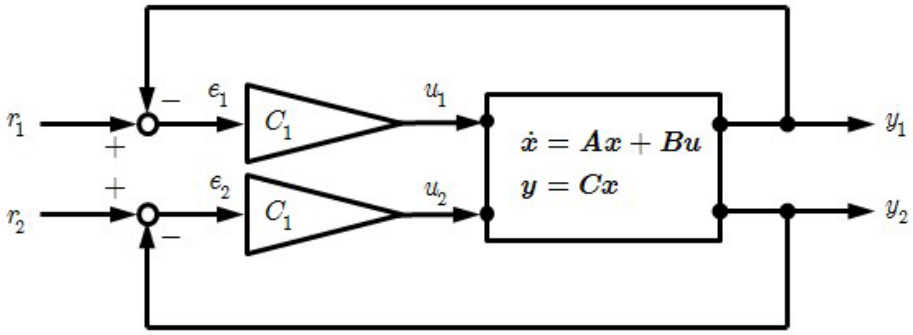


Fig. 3-3. PID control composition for the interference system: The controlled outputs y_1 and y_2 are controlled by single controller C_1 and C_2 respectively.

各コントローラのチューニングパラメータを，式(3-7)のようにベクトルで表す．ここで添え字は，各コントローラのパラメータを表し，チューニングパラメータの数は 6 個となる．

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{Bmatrix} K_1 & T_{i1} & T_{d1} & K_2 & T_{i2} & T_{d2} \end{Bmatrix}^T \tag{3-7}$$

損失関数は，式(3-8)で示す，サンプリングタイムで正規化した，観測点数 m からなる誤差の 2 乗和関数とする．

$$L = L_1 + L_2 \tag{3-8a}$$

$$L_1(\bullet) = T_s \sum_{i=0}^{m} e_1(i)^2, \quad e_1(i) = y_1(i) - r_1(i) \tag{3-8b}$$

$$L_2(\bullet) = T_s \sum_{i=0}^{m} e_2(i)^2, \quad e_2(i) = y_2(i) - r_2(i) \tag{3-8c}$$

目標値r_1は，0 から 1 に立ち上がるステップ関数とし，目標値r_2は，r_1とは逆に，0 から-1 に降下するステップ関数とする．システムには干渉項があるため，それぞれの目標値は互いの制御量に相反する影響を与え合う．そのため，コントローラを協調的に設計する必要がある．

協調的な制御を行うため，それぞれの PID コントローラの初期値に Table 3-2 に示す値を用いて，SPSA で最適化を行う．イタレーション 50 回毎の応答を Fig. 3-4 に示す．

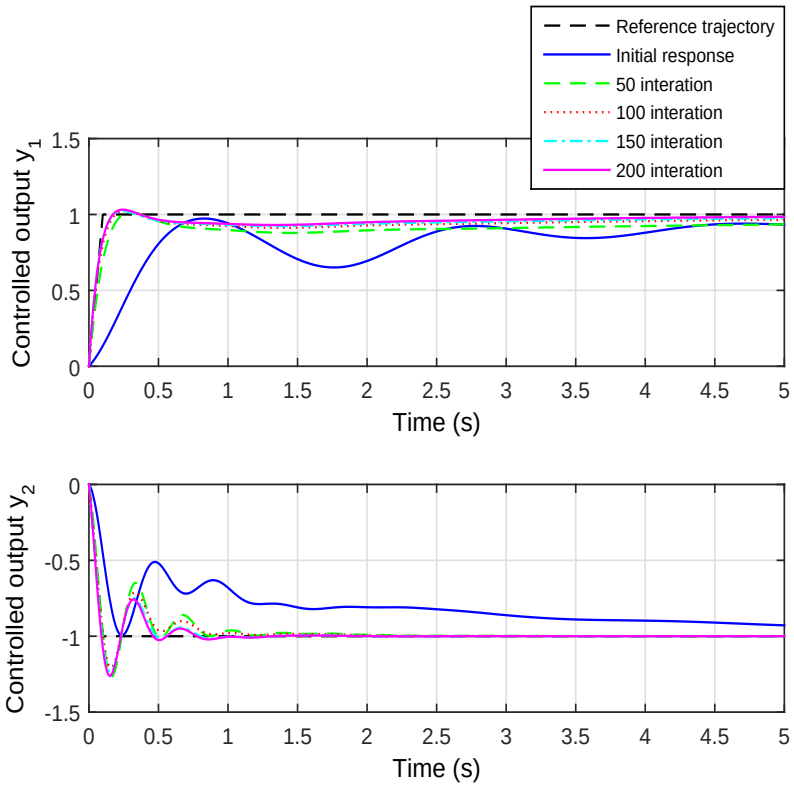


Fig. 3-4. Step responses under dual PID parameters tuning by SPSA.

Table 3-2.　Initial parameters of the dual PID controller

C_1	Initial proportional gain	K_{1_0}	10
	Initial integral time	T_{i1_0}	2
	Initial derivative time	T_{d1_0}	0.1
C_2	Initial proportional gain	K_{2_0}	10
	Initial integral time	T_{i2_0}	2
	Initial derivative time	T_{d2_0}	0.01

Fig. 3-4 の黒破線(--)は，参照軌道として与えたものである．これより，100 回以降の応答には大きな変化は無く，150 回から 200 回ほどで，応答が収束していることが分かる．

SPSA は，パラメータの更新に乱数を用いているので，その最適化過程や最終的に得られるパラメータの値は毎回異なりうる．そこで，SPSA の特性を明らかにするため，その最適化過程の性質を詳しく見ていくこととする．Fig. 3-5 は，1,000 回のシミュレーションを行い，その収束特性を調べた結果である．全ての試行において，PID コントローラの初期値は，Table 3-2 に示す値を用いている．

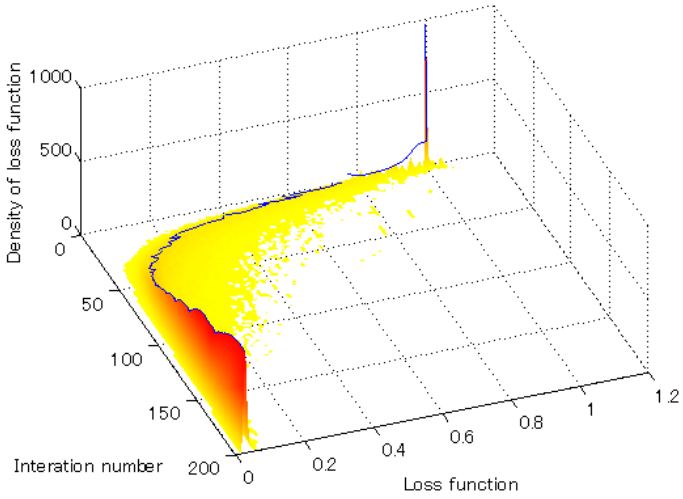
Fig. 3-5(a)は，イタレーション回数に対する損失関数の推移を鳥瞰図として表している．この図では，損失関数の密度を，マップの高さとして表現しており，つまりは，マップが高いほど，損失関数が同じところを通過する確率が高いことを意味する．これより，イタレーション回数が進むに従い，マップが急激に高くなり，急速に収束していることが分かる．青の実線(ー)は，各イタレーションにおけるマップの頂点を結んだ最頻値の線であり，最も起こりうる確率が高い損失関数の推移を表している．ここで損失関数は，初期値応答を 1 として正規化している．

Fig. 3-5(b)は，横軸にイタレーション回数，縦軸に損失関数として，損失関数の推移を 2 次元に投影して表現したものである．損失関数の密度は，カラーマップで表しており，赤くなるほど密度が高いことを表している．これより，100 回ほどのイタレーションで，ほぼ収束していることが分かる．

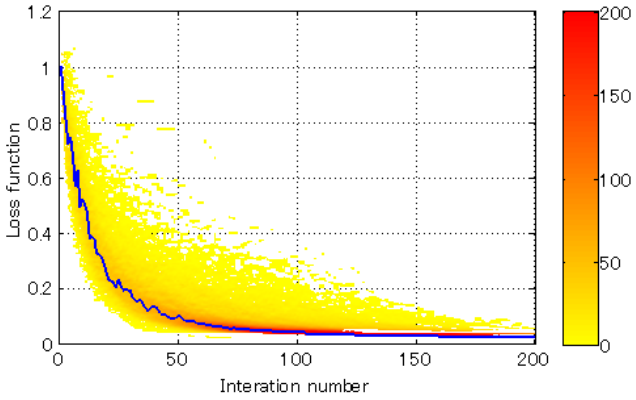
Fig. 3-5(c)は，各イタレーションの損失関数の分散を表したものである．分散が小さいほど，収束していると言える．この図からも，100 回ほどのイタレーションで，ほぼ収束し，150 回以上では，分散はほぼ 0 になっていることが分かる．

これらより，SPSA では乱数を用いて最適化するため，収束過程は，毎試行ごとに異なるものの，イタレーションが進むに従い，適切な最適解が得られると考えられる．

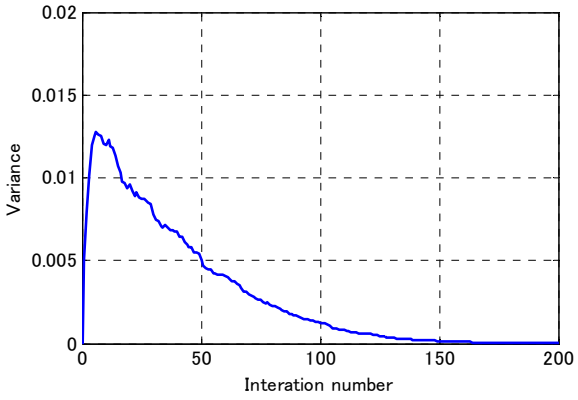
次に，最終的に得られたコントローラのパラメータを検証する．Fig. 3-6 は，1,000 回の試行（1 回の試行は 200 イタレーション）で得られた，各 PID コントローラの値の分布を，ヒストグラムで表したものである．この図では，Table 3-2 に示す各初期値を 1 として正規化し，初期値からの変化率を表している．パラメータは，中心化する傾向が見られるものの，唯一ではないことが分かる．ここで興味深い点は，損失関数は収束するものの，その時のパラメータは唯一ではなく，任意性があることである．これより，解に多峰性があることが推察される．FDSA では初期値を決定すれば，最適解は原則的には唯一に求まる．これはすなわち，最適解が初期値に依存するため，多峰性のあるシステムに対しては初期値を慎重に選択しなければならないことを意味する．それに対し SPSA では，目的関数を最小化しうる，広い範囲の最適解を見つけることができるので，初期値の選択に関して，FDSA と比較し，敏感でないと考えられる．



(a) 3D bird's-eye view



(b) 2D view



(c) Variance of the loss function

Fig. 3-5. Optimization process: These plots are views from various perspectives for the frequency of occurrence on process of loss function. In the (a) and (b), the yellow-to-red map expresses the density of occurrence by the color and height, and blue line indicate the mode which means the most likely line of the possibility of occurring. In the (c), the variance of loss function is plotted each iteration.

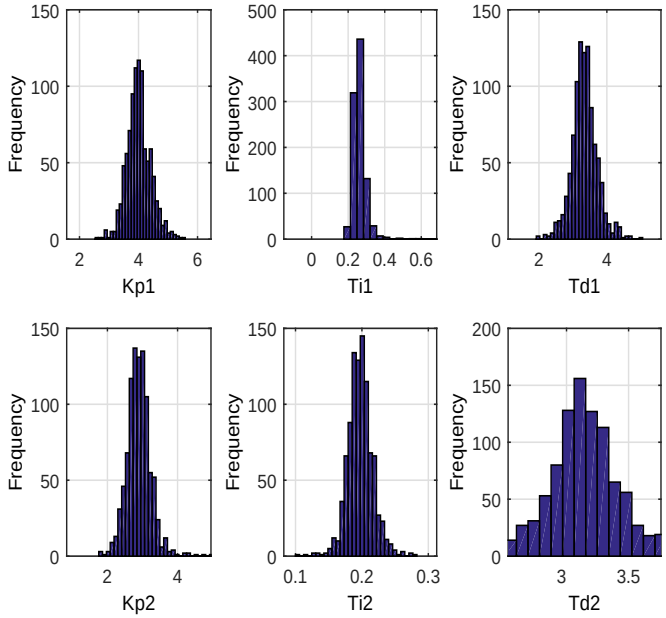


Fig. 3-6. Parameter histograms after optimization: Upper side plots are the results of controller 1 (C_1) and lower plots are controller 2s' (C_2). Each parameter indicates the final value after adaptation reaching to same label of loss function by SPSA. These results indicate that it is able to take variety values to achieve object.

3.3.2 ケース 2: 干渉項補償付き Quadruple コントローラ

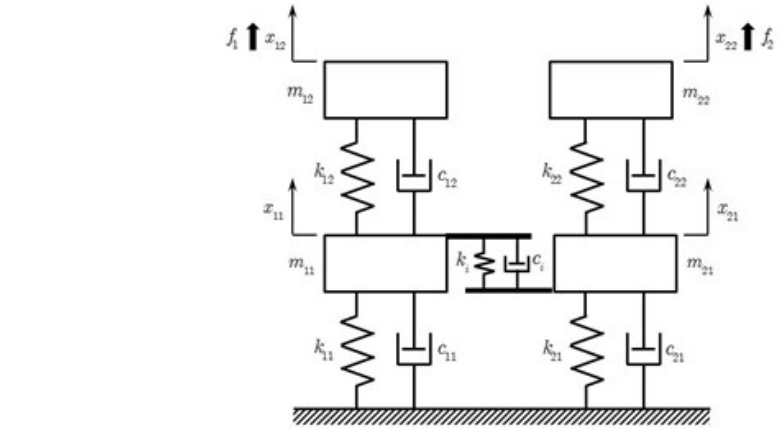
Fig. 3-1 の制御対象のように, 干渉項はあるが制御対象の数理モデルが得られている場合, 容易に非干渉化することができる. しかし本研究では, 制御対象のモデル化を必要としないモデルフリー制御の構築を狙いとしているので, モデル情報を用いないで干渉系に対応することを試みる.

Fig. 3-7 に制御系の構造を示す. 干渉項を補償するため, C_{21}とC_{12}の 2 つの PID コントローラを追加している. 各 PID コントローラには, 比例ゲイン, 積分時間, 微分時間の 3 つのパラメータがあるので, 系全体では, 12 個のチューニングパラメータがある. ここで, C_{21}とC_{12}を干渉項コントローラと呼び, C_{11}とC_{22}を主コントローラと呼ぶことにする. 干渉項コントローラの構造は, 主コントローラと同じ, 式(3-6)に示す構造を持つ.

各 PID コントローラの初期値を Table 3-3 に示す. 主コントローラに関しては, 3.3.1 項の干渉項コントローラが無い Dual コントローラの場合と同じ値を用いている. また干渉項コントロ

ーラに関しては，比例ゲインの初期値を 0 にして，コントローラが働かない状態から最適化を開始している．すなわち，イタレーション開始時においては，Dual コントローラと同じ条件である．

イタレーション 50 回毎の応答を Fig. 3-8 に示す．Fig. 3-4 の干渉項コントローラが無い Dual コントローラの場合と同様に，50 回から 200 回ほどのイタレーションで，応答が収束していることが分かる．



$$\boldsymbol{r} = \begin{Bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{Bmatrix}, \quad \boldsymbol{u} = \begin{Bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} f_1 \\ f_1 \end{Bmatrix}, \quad \boldsymbol{y} = \begin{Bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} x_{11} \\ x_{22} \end{Bmatrix}$$

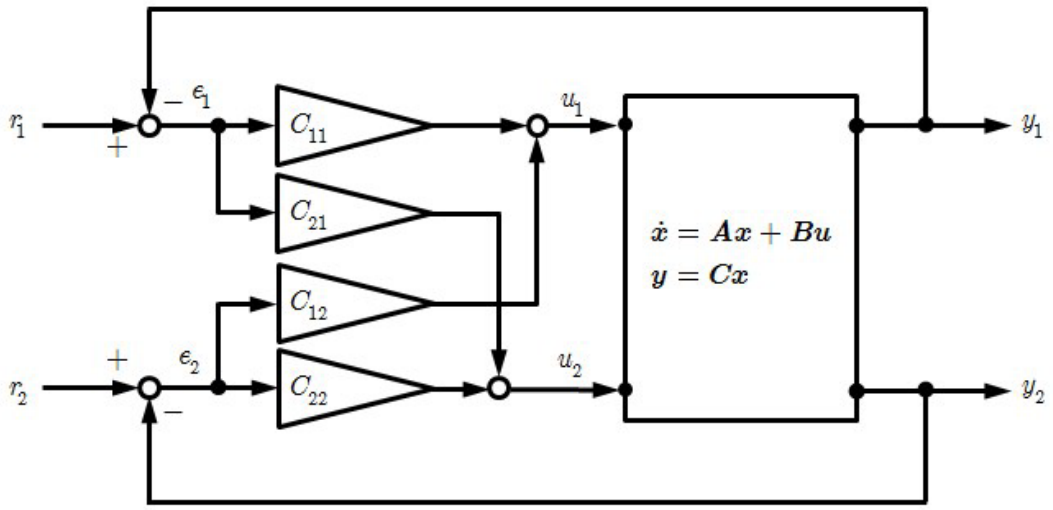


Fig. 3-7. PID control composition of the quadruple controller with cross term controller for the interference system: The cross term controller C_{21} and C_{12} are located to compensate for the interference. The controlled outputs y_1 and y_2 are controlled by dual controller which consists the main controller and the cross term controller, respectively.

Table 3-3. Initial parameters of PID controller

Main controller	C_{11}	Initial proportional gain	K_{p11_0}	10
		Initial integral time	T_{i11_0}	2
		Initial derivative time	T_{d11_0}	0.1
	C_{22}	Initial proportional gain	K_{p22_0}	10
		Initial integral time	T_{i22_0}	2
		Initial derivative time	T_{d22_0}	0.01
Cross term controller	C_{21}	Initial proportional gain	K_{p21_0}	0
		Initial integral time	T_{i21_0}	10
		Initial derivative time	T_{d21_0}	0.1
	C_{12}	Initial proportional gain	K_{p12_0}	0
		Initial proportional gain	T_{i12_0}	10
		Initial derivative time	T_{d12_0}	0.01

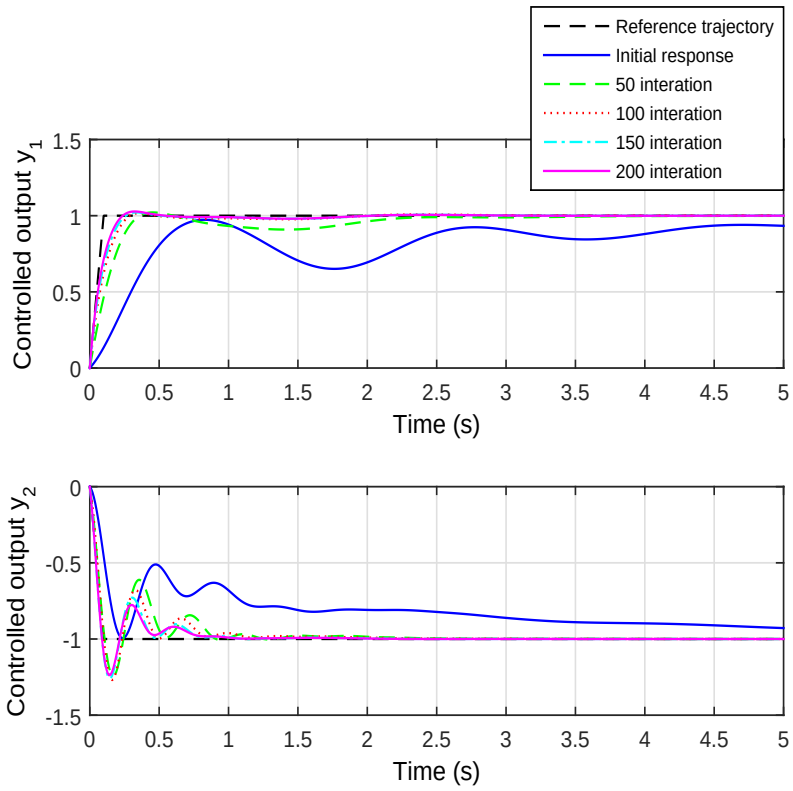
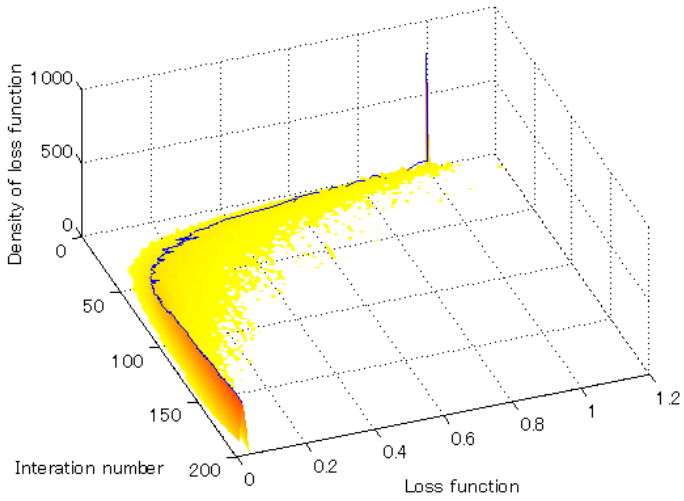


Fig. 3-8. Step responses under quadruple PID parameters tuning by SPSA.

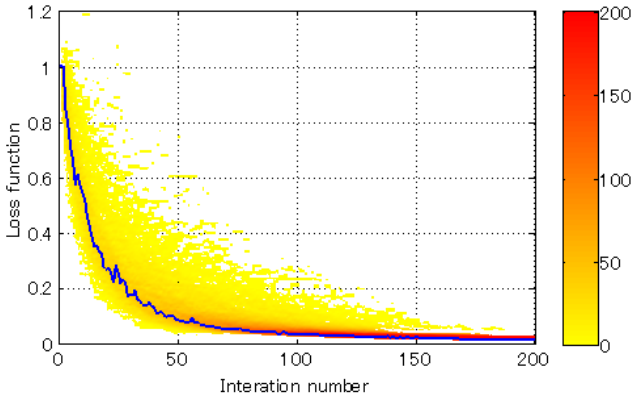
次に収束特性をFig. 3-9に示す. 上から, (a) 損失関数の推移を表した3次元鳥瞰図, (b) 損失関数の推移と分布を表した2次元図, そして, (c) 各イタレーションにおける損失関数の分散である. 干渉項コントローラが無いDualコントローラの結果を示したFig. 3-5と同様に, 150 回ほどのイタレーションで, 損失関数が収束し, 分散も, ほぼ 0 になっていることが分かる.

Fig. 3-10は1,000回の試行で得られた, それぞれのPIDコントローラのパラメータ分布をヒストグラムで表したものである. パラメータが合計で 12 個もあるにも関わらず, 中心化する傾向が見られる. パラメータの初期値を変えた場合でも, 同様な結果を確認している.

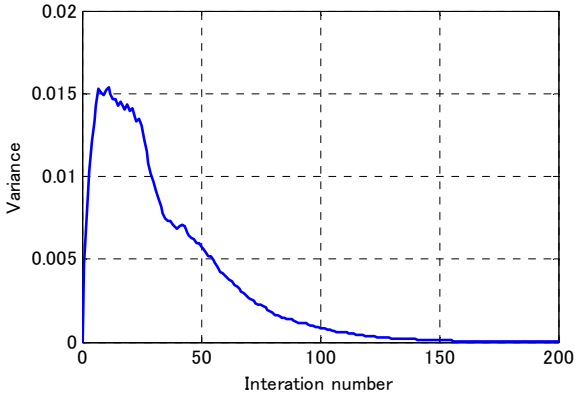
以上の結果より, 干渉項コントローラを追加することによって, チューニングパラメータが 6 個から12個へと倍に増えたにもかかわらず, SPSAは, ほぼ同様な収束特性を示すことが分かる. これより, SPSAの計算効率が高いことが確認された.



(a) 3D bird's-eye view



(b) 2D view



(c) Variance of the loss function

Fig. 3-9. Optimization process: Each plot shows the characteristics almost equal to the dual controller as shown in Fig. 3-5 regardless number of parameters.

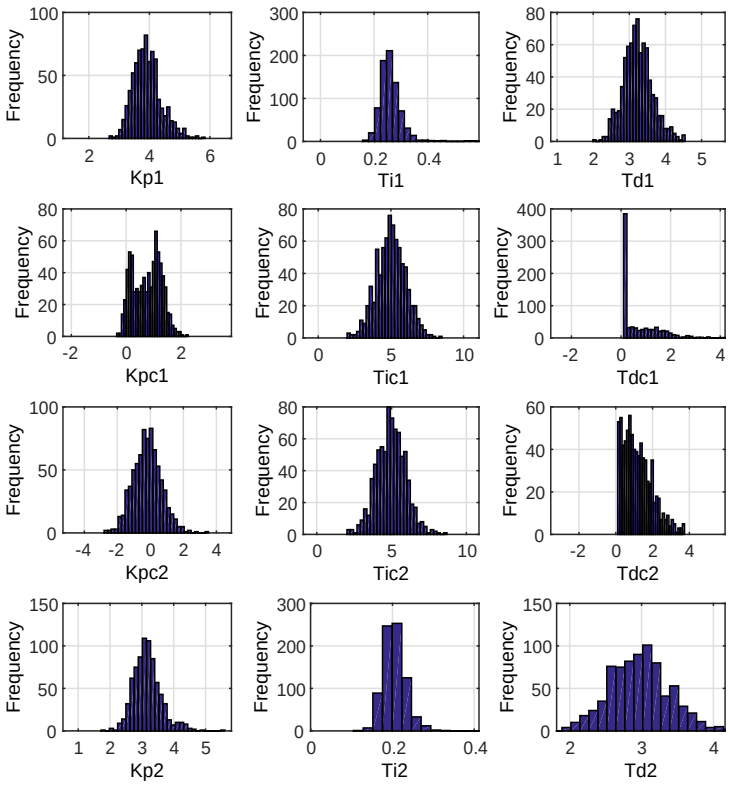
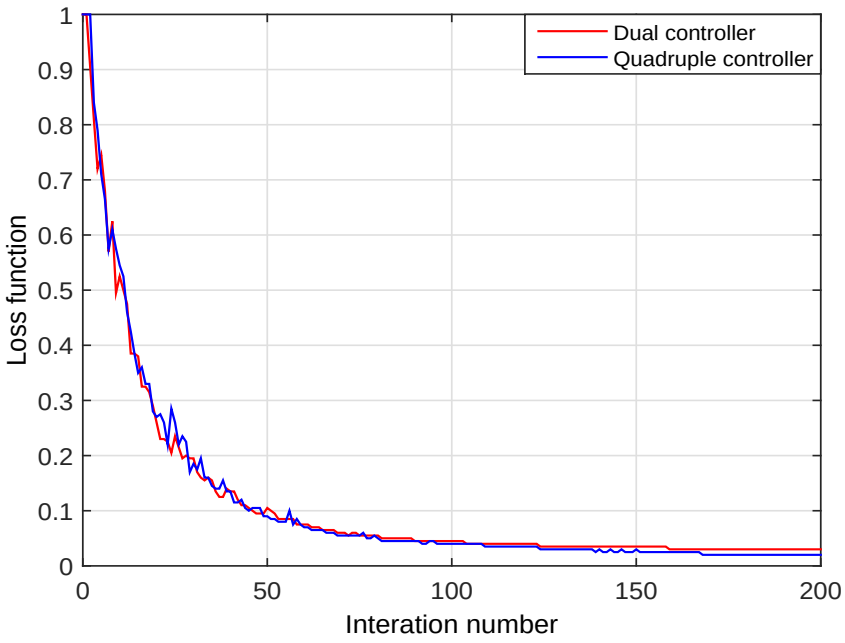
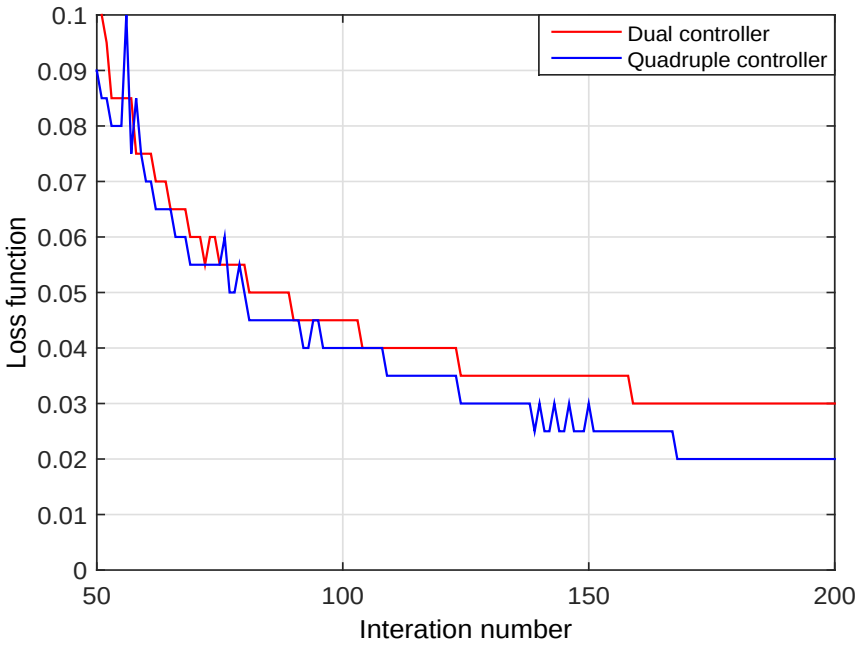


Fig. 3-10. Parameter histograms after optimization: 2nd and 3rd row plots are final values of the cross term controllers which had been set to not work at time of beginning of the iteration. However the parameters are adapted to a certain distribution.

Fig. 3-5(b)と Fig.3-9(b)の損失関数の推移に注意してみると，干渉項コントローラを付加した Fig.3-9(b)の方が，損失関数が小さくなっていることが分かる．両者を重ね描きし，比較したのが Fig. 3-11 である．200 回のイタレーション後，得られた損失関数の値を Table 3-4 に示す．干渉項コントローラを付加することにより，損失関数による評価で，約 33%の改善が見られる．この時の応答を，Fig. 3-12 に示す．1 番目の制御量 x_{12} の応答はほぼ変わらないが，2 番目の制御量 x_{22} は，オーバーシュートが抑制され，干渉項コントローラを付加した方が，良好な制御結果が得られていることが分かる．



(a) Overall view



(b) Enlarged view

Fig. 3-11. Overlay of loss function processes dual controller and quadruple controller: On the dual controller (6 parameters) and quadruple controller (12 parameters), the convergence properties show similar process regardless of the number of parameters. And on the quadruple controller, the reached loss function achieves better than the dual controller.

Table 3-4. Loss function values after convergence

Dual controller (Without cross term controller)	0.03
Quadruple controller (With cross term controller)	0.02

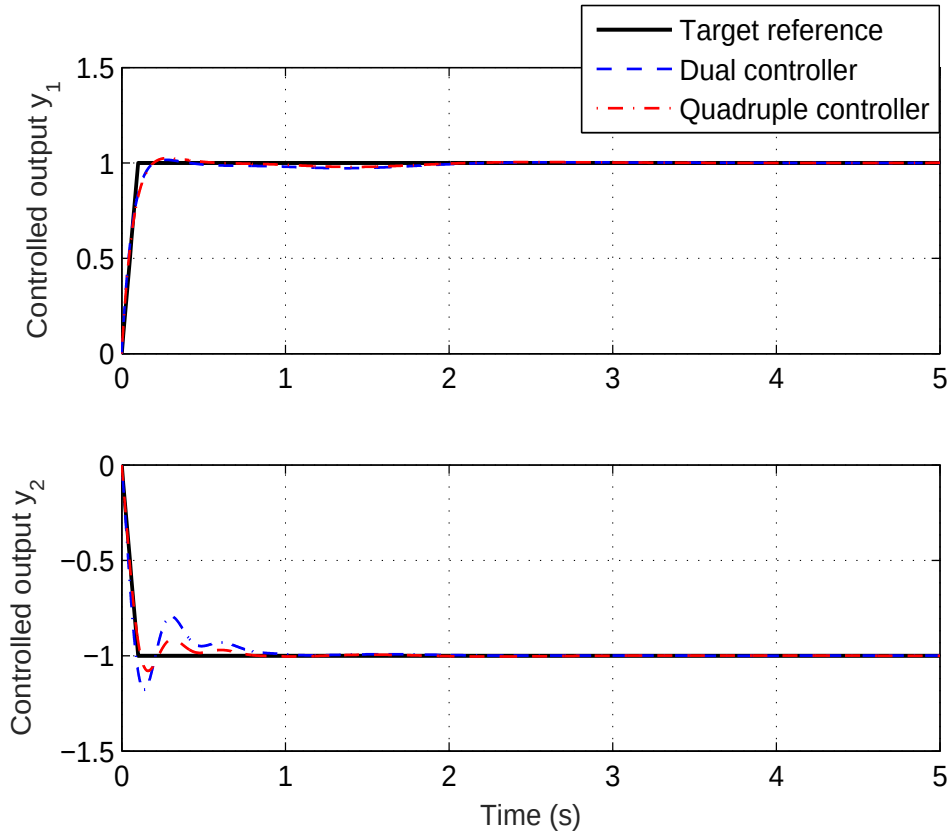


Fig. 3-12. Comparison of step results dual controller and quadruple controller: On the quadruple controller shows the performance better than dual controller especially at the transient points.

3.4 SPSA と FDSA の比較

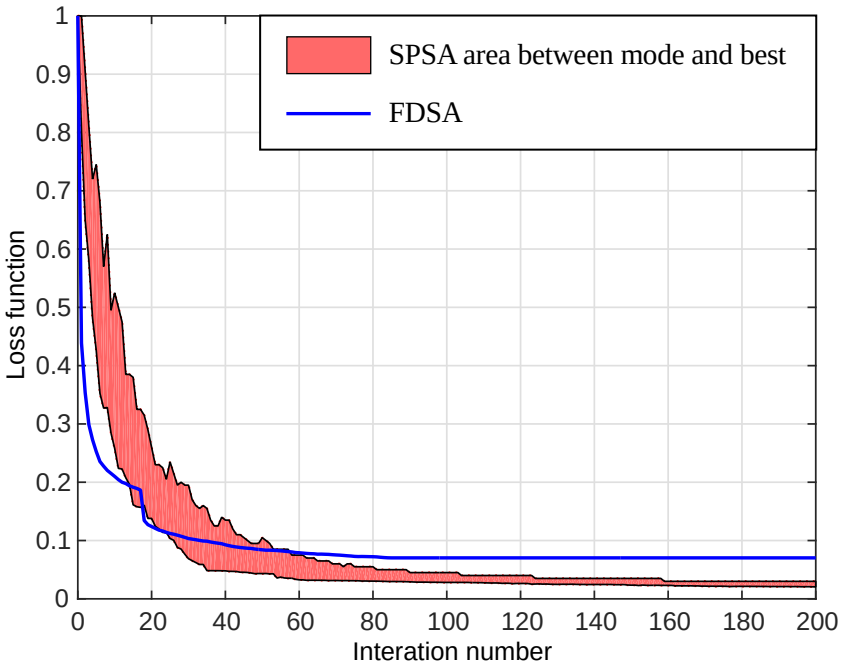
SPSA は FDSA と同様に，確率近似法に属する手法であることを先に述べた．そこで本節では，FDSA と比較することにより，SPSA の収束性，および最適解の探査能力を明確にする．

FDSA に対する問題設定は，前述の SPSA を適用した検討と同一である．すなわち，同じ問題に対して，制御系の構造，および PID コントローラの初期値を同じ条件とする．損失関数の推移を FDSA と SPSA で比較したものを，Fig. 3-13 に示す．(a)は干渉項コントローラが無い場合で，(b)は干渉項コントローラがある場合である．SPSA では，損失関数の推移が毎

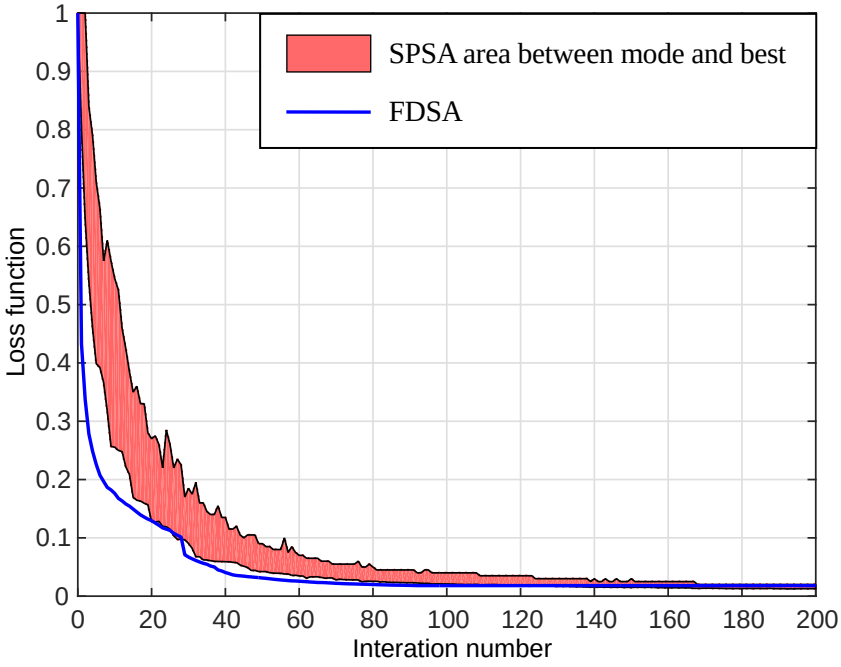
回異なるため，1,000 回シミュレーションした場合の最頻値のラインと，最良値ラインで囲まれた領域を赤で示している．(a)を見ると，FDSA では，80 回目付近以降のイタレーション付近で損失関数に変化が見られないことが分かる．一方，SPSA では，イタレーションの増加と共に，損失関数が減少していることが確認できる．これより，FDSA では，局所解に陥り，最適解が探索できていないと考えられる．

干渉項コントローラを付加した(b)では，FDSA も SPSA とも，ほぼ，同レベルまで損失関数が減少している．SPSA の収束速度は，最良の場合は，ほぼ FDSA と同程度となっている．しかし，SPSA の最頻値における収束速度で比較すると，FDSA は最急降下法であるので，SPSA より優れている．しかしながら，FDSA では，1 回のイタレーションにつき，SPSA の 12 倍の損失関数の評価をするので，計算コストは SPSA の方が，大幅に低減されていると言える．

これらより FDSA では，システムによっては局所解に陥る可能性があるが，SPSA では，その可能性が低く，最適解探索能力が優れていると言える．



(a) Dual controller (without cross term controller)



(b) Quadruple controller (with cross term controller)

Fig. 3-13. Comparison between SPSA and FDSA.

3.5 オンライチューニングへの拡張

3.3 及び 3.4 節ではオフラインでのチューニングについて述べてきた. 本節では, 非定常システムに追従する適応制御系を構築するため, 制御動作を継続させた状態で, 継続的にオンラインで最適化を行うことを考える.

3.5.1 問題設定

非定常システムとして, 質量m, 減衰c, 剛性kが時間関数である, Fig. 3-14 に示す 1 自由度系時変システムを考える.

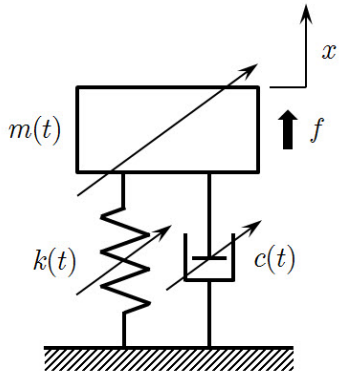


Fig. 3-14. Test controlled object with time varying parameters: The input is f and output is x, then the mass m, the damping c and stiffness k vary independently each other.

システムの運動方程式は, 式(3-9)となる.

$$\begin{cases} m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = f \\ m = h_1(t), c = h_2(t), k = h_3(t) \end{cases} \tag{3-9}$$

ここで, m, c, kは, それぞれ独立に変動するものとする. この系に, 式(3-6)に示す標準的な PID 制御器を構成し, チューニングパラメータ・ベクトルを

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{Bmatrix} K & T_i & T_d \end{Bmatrix}^T \tag{3-10}$$

として, SPSA によりオンラインで最適化を行う. Fig. 3-15 に, SPSA によるオンライン適応 PID 制御系の構成を示す.

オンラインで適応させるためには, パラメータの更新と摂動を逐次的に行う必要がある. 標準的な SPSA では, パラメータの更新 1 回毎に, 全てのパラメータを同時に 2 回摂動させる.

Fig. 3-15 の $\boldsymbol{\theta}_{k+1}^{+}$，$\boldsymbol{\theta}_{k+1}^{-}$ は，更新した値に正と負の摂動を加えたもので，それぞれ式(3-11)のように与えられる．

$$\begin{cases} \boldsymbol{\theta}_{k+1}^{+} = \boldsymbol{\theta}_{k+1} + c_k \boldsymbol{s}_k \\ \boldsymbol{\theta}_{k+1}^{-} = \boldsymbol{\theta}_{k+1} - c_k \boldsymbol{s}_k \end{cases} \tag{3-11}$$

損失関数 $L(\bullet)$ は，評価区間を m 点サンプリングし，式(3-12)の二乗和関数とする．

$$L(\bullet) = \sum_{i=mk}^{m(k+1)-1} w_i \left(r_i - \left(y_i + n_i \right) \right)^2, (k = 0,1,\cdots) \tag{3-12}$$

ここで，w_i は重み関数，k はイタレーション数である．外乱 d とノイズ n の影響は，m 点で加算することにより，平均化して影響を取り除く効果が期待できる．

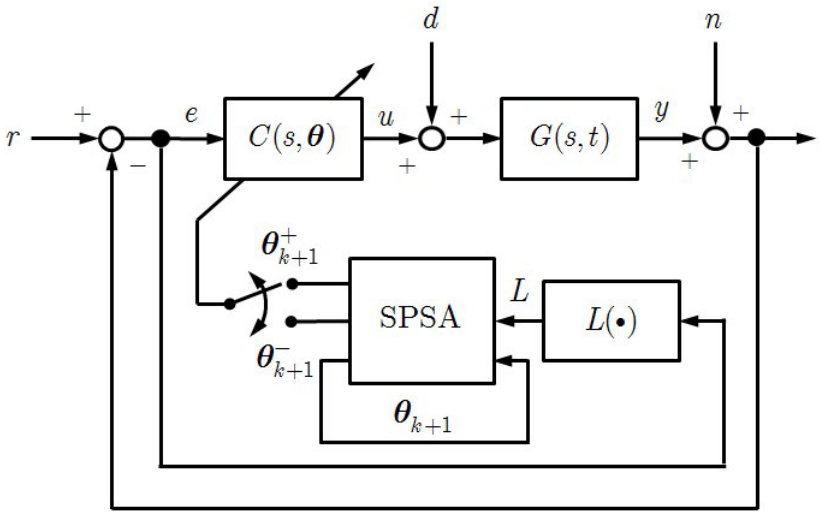


Fig. 3-15.　Composition of an adaptive PID controller: SPSA optimization algorithm perturbs the parameters to plus side and minus side sequentially, and updated the parameters at once.

3.5.2 オンライン適応のための改良

SPSA では，式(2-2)の摂動ゲイン c_k と，式(2-1)のパラメータ修正ゲイン a_k の設定が重要である．ここでは，

- 初期値の摂動および修正を大きくする．
- 最適値に収束させる．
- 適応動作を継続させる．

ことを考慮し，文献[C3-5]に紹介されている式(3-13)を式(3-14)に修正する.

$$c_k = c / \left(k+1\right)^{\gamma} \tag{3-13a}$$

$$a_k = a / \left(A+k+1\right)^{\alpha} \tag{3-13b}$$

$$c_k = c / \left(k+1\right)^{\gamma} + c_{offset} \tag{3-14a}$$

$$a_k = a / \left(A+k+1\right)^{\alpha} + a_{offset} \tag{3-14b}$$

これより摂動ゲイン c_k とパラメータ修正ゲイン a_k は，イタレーション開始直後は大きく変動し，イタレーションが進むとともに，指数的に一定値に収束していく. このようにすることにより，多少の多峰性があっても，局所値に陥ることなく，最適値の探索が可能となる. ここで，γ と α は収束を決定する調整係数で，ノイズの大きさ等で決定する. また c_{offset} と a_{offset} は，適応を継続させるため，c_k と a_k が，0 に収束しないように加えた定数で，システムの変動の大きさおよび速さにより決定する.

フィードバック制御系では，コントローラのチューニングパラメータ・ベクトル $\boldsymbol{\theta}$ の変動で系が不安定に近づくと，損失関数 $L\left(\bullet\right)$ が急激に大きくなり，パラメータが過度に更新され，発振してしまう危険がある. そのため $\boldsymbol{\theta}_k$ の更新に，式(3-15)で示す制限を設ける.

- 乗法的制限:

$$\left|\boldsymbol{\theta}_k\right| - \delta\left|\boldsymbol{\theta}_k\right| \le \left|\boldsymbol{\theta}_{k+1}\right| \le \left|\boldsymbol{\theta}_k\right| + \delta\left|\boldsymbol{\theta}_k\right| \tag{3-15a}$$

- 加法的制限:

$$\boldsymbol{\theta}_k - \delta \le \boldsymbol{\theta}_{k+1} \le \boldsymbol{\theta}_k + \delta \tag{3-15b}$$

δ は，更新に制限を与える正の微小係数である. この場合，加法的制限では，$\boldsymbol{\theta}_k$ は正・負を取り得るが，乗法的制限では，$\boldsymbol{\theta}_k$ を正，または負のみの値となる.

3.5.3 ノイズ環境化での追従特性

ノイズ環境化における Fig. 3-14 の時変パラメータを持つ制御対象に対するコントローラの追従特性を，シミュレーションで確認する. 検証する Simulink モデルを Fig. 3-16 に示す. 目

標信号は，振幅情報と周波数情報を共に均一かつ広範囲に含む，amplitude modulated pseudo random binary sequences（APRBS）[C3-6]と呼ばれるランダム信号を用いる.

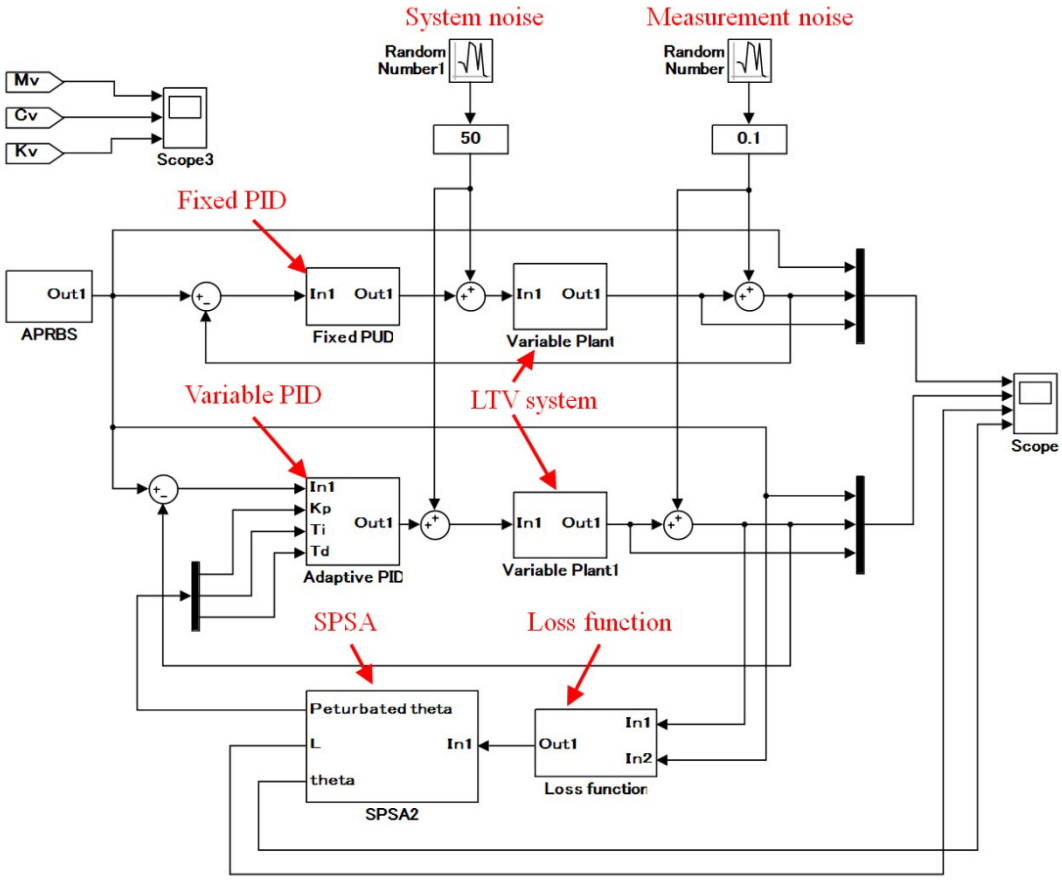


Fig. 3-16.　SPSA adaptive PID control system.

制御対象のパラメータ m，c，k は，

$$\begin{cases} m = 5\sin\left(0.01\times 2\pi t + \phi_1\right) + 6 \\ c = 5\sin\left(0.02\times 2\pi t + \phi_2\right) + 1 \\ k = 20\sin\left(0.05\times 2\pi t + \phi_3\right) + 10 \end{cases} \tag{3-16}$$

のように，それぞれ異なる周期で変化させる．特に減衰および剛性に関しては，負の領域まで可変させて系を不安定にし，不安定系に対するコントローラの適応性を評価する．この系に対し，提案する手法で SPSA による適応 PID コントローラを構成する．適応 PID コントローラの各パラメータは，Table 3-5 に示すとおりである.

Table 3-5.　Adaptive SPSA PID parameters

Initial proportional gain	$K_{\_0}$	100
Initial integral time	T_{i_0}	0.8
Initial derivative time	T_{d_0}	0.15
Number of evaluation point	m	40
Control period	ts	0.05s
Parameter update period	$2m \cdot ts$	4s

シミュレーション結果を Fig. 3-17 に示す. Fig. 3-17 の 1 段目目は, 制御対象のパラメータ変動を初期値で正規化して示している. 減衰と剛性が負の不安定領域まで大きく変動していることが確認できる. 2 段目は, コントローラのパラメータを初期値に固定した, 固定 PID コントローラの応答で, 3 段目は, SPSA による適応 PID コントローラの応答である. 固定 PID コントローラでは, はじめはシステムのパラメータ変動が少ないので, 目標値(—)に制御量(-.-)が追従しているが. パラメータの変動に従い徐々に誤差が増え, 30～60s 付近では, 目標値から大きく外れ, 振動していることが分かる.

これに対し, SPSA による適応 PID コントローラでは, 目標値に良好に追従していることが分かる. 4 段目は損失関数 L の推移を表しており, L が 0 に収束するように動作していることが分かる. 5 段目は, PID パラメータを初期値で正規化した場合の, チューニングパラメータ・ベクトル $\boldsymbol{\theta} = \left\{ K \quad T_i \quad T_d \right\}^T$ の変化である. パラメータが, 更新周期の 4s ごとに更新されていることが確認できる.

SPSA では, パラメータベクトル $\boldsymbol{\theta}$ の摂動を乱数で与えるので, 更新結果は毎回異なるが, 適切な条件を与えることにより, 幾度の試行においても, 発散することなく良好な追従特性を示すことを確認している.

つぎに, ノイズ環境下における挙動を探るため, システムノイズと観測ノイズを加える. それぞれのノイズの分散を Table 3-5 とした場合のシミュレーション結果を, Fig. 3-18 に示す. 適応により, ループゲインがハイゲインとなるため, 観測ノイズに追従するように制御量が応答するが, 不安定になることなく追従しているのが分かる.

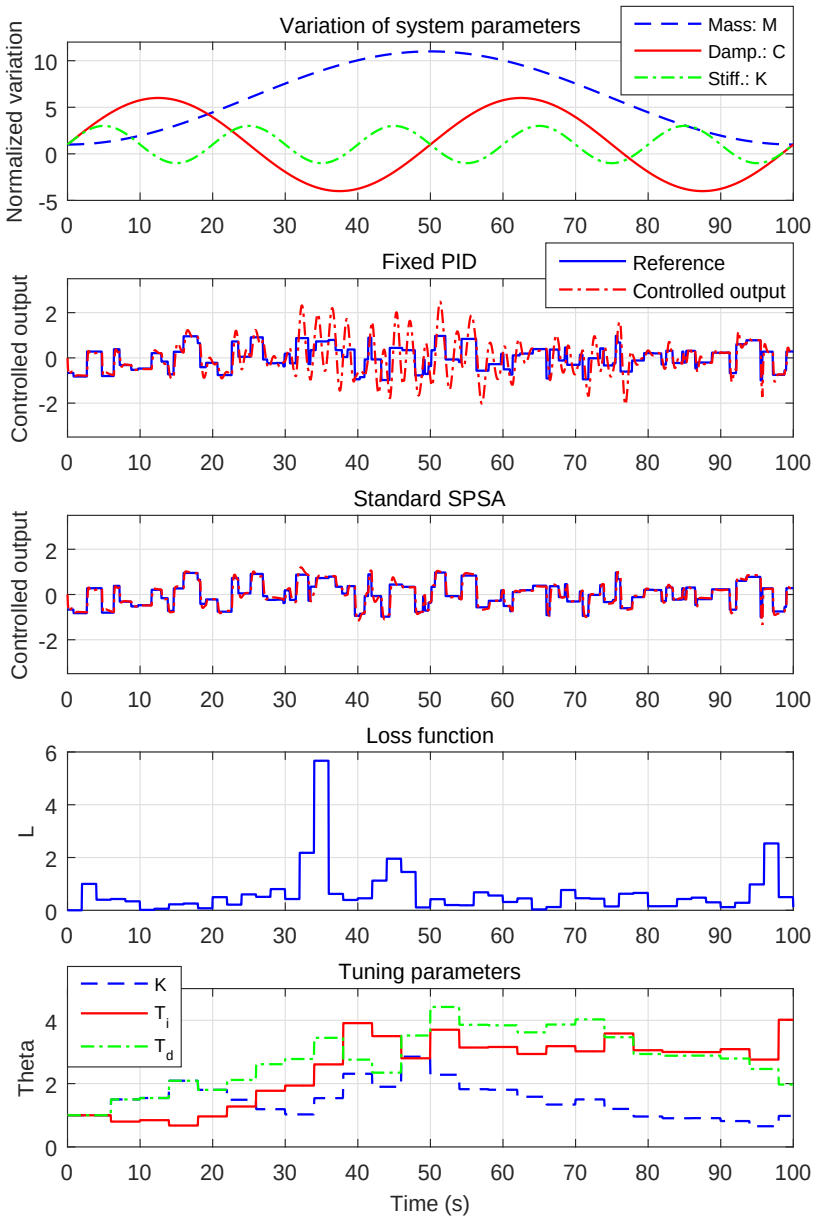


Fig. 3-17. Response without noise.

Table 3-5. Noise variances

System noise variance	2500
Measurement noise variance	0.01

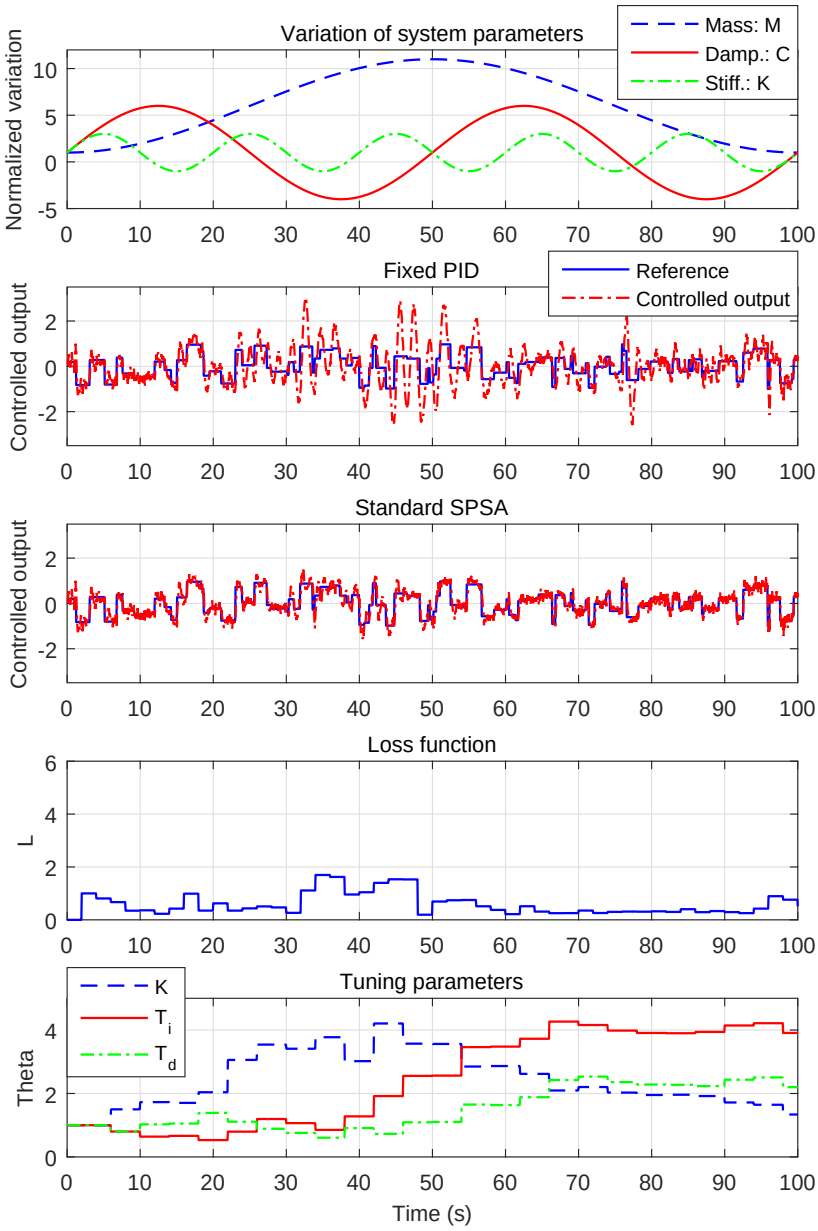


Fig. 3-18. Response with system and measurement noises.

3.5.4 追従特性の改良

標準的な SPSA では，パラメータの更新 1 回につき損失関数 2 回の評価を必要とした．また，式(3-12)の損失関数を評価するためには m 点のサンプリングを要するため，パラメータの更新周期は $2m$ サンプルとなり，システムのパラメータ変動が速い場合に追従が困難になる．そこでここでは，追従性特性を向上させることを試みる．

はじめに，勾配の推定値 $\hat{g}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right)$ を両側差分近似から片側差分近似とし，損失関数の評価を，2 回から 1 回として計算効率をさらに向上させた SPSA を導入する[C3-7]．これを SPSA1 と称すことにする．SPSA1 における勾配の推定値 $\hat{g}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right)$ は，式(3-17)となる．

$$\hat{g}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}\right) = \frac{L\left(\hat{\boldsymbol{\theta}} + c\boldsymbol{s}\right)}{c}\begin{Bmatrix} s_1^{-1} \\ s_2^{-1} \\ \vdots \\ s_p^{-1} \end{Bmatrix} \tag{3-17}$$

これより制御システムの構成は，Fig. 3-15 から Fig. 3-19 となり，チューニングパラメータ・ベクトル $\boldsymbol{\theta}$ を切り替えることなく連続的に更新できるようになる．

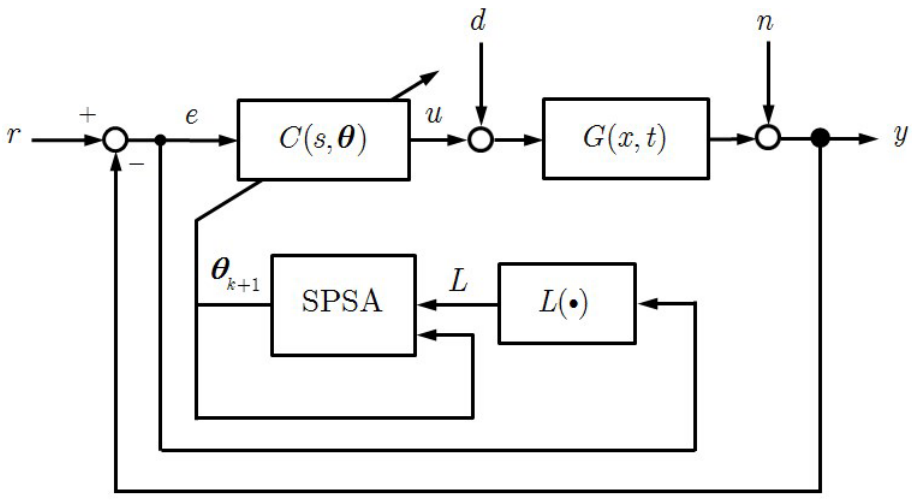


Fig. 3-19.　Composition of an adaptive PID controller using SPSA1.

SPSA1 では標準的な SPSA と比較し，最適値探索に必要なイタレーションは増えるが，損失関数の評価回数は同等以下になることが[C3-7]に報告されている．

次に損失関数 $L(\bullet)$ をオーバラップさせて，ランニングしながら評価するように，式(3-12)を式(3-18)に修正する．

$$L(\bullet)=\sum_{i=(m-l)k}^{m(k+1)-lk-1} w_i\left(r_i-\left(y_i+n_i\right)\right)^2,(k=0,1,\cdots) \tag{3-18}$$

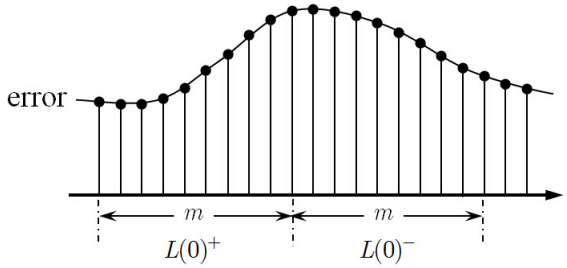
これを図式化すると Fig. 3-20 となる．ここで l はオーバラップ量であり，$l<m$ となる．l が大きくなると，更新の頻度が高くなり，追従特性は向上するが計算負荷が増えるので，システムの変動の速さに応じて調整する．$l=m-1$ の時は毎サンプル更新となる．

システムのパラメータ変動に高速に追従することを評価するため，各パラメータが変動する速さを，式(3-16)に対し，式(3-19)のように 2 倍の速さにする．

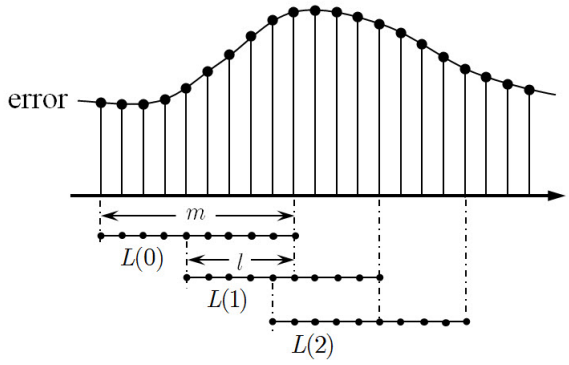
$$\begin{cases} m=5\sin\left(0.02\times 2\pi t+\phi_1\right)+6 \\ c=5\sin\left(0.04\times 2\pi t+\phi_2\right)+1 \\ k=20\sin\left(0.1\times 2\pi t+\phi_3\right)+10 \end{cases} \tag{3-19}$$

以上の条件で，提案手法の非定常システムへの追従特性を確認する．両側差分近似を用いた標準的な SPSA，片側近似を用いた SPSA1，提案手法である改良型 SPSA1 を用いた場合の追従特性を，Fig. 3-21 に示す．ここで，各 PID パラメータの初期値は，Table 3-5 で示す標準的な SPSA の場合と同様の値を用いている．

Fig. 3-21 では，上から順に，制御対象のパラメータ変動，標準的な SPSA，SPSA1，そして提案手法である改良型 SPSA1 の結果を表している．10～30s 付近を見ると，標準的な SPSA を用いた場合では，システムのパラメータ変動にコントローラが追従できず，応答が目標値から大きく外れている．これに対し SPSA1 では，20s 付近で，ほぼ，目標値に追従できるようにコントローラが適応していることが分かる．さらに改良型 SPSA1 では，10(s)以内で，目標値に速やかに追従し，その後も追従を維持しているのが分かる．それぞれのコントローラパラメータ $\boldsymbol{\theta}$ の推移を，5～7 段目に示す．5 段目から順に，標準的な SPSA，SPSA1，改良型 SPSA1 となっている．それぞれのパラメータ更新周期は，4s, 2s, 0.05s（毎サンプル）である．これより，提案手法である改良型 SPSA1 が，高速に適応していることが確認できる．第 4 章および第 5 章の適用事例では，この提案手法を用いている．



(a) Standard SPSA (double-side difference approximation)



(a) Standard SPSA (overlapped single-side difference approximation)

Fig. 3-20. Evaluation of loss function.

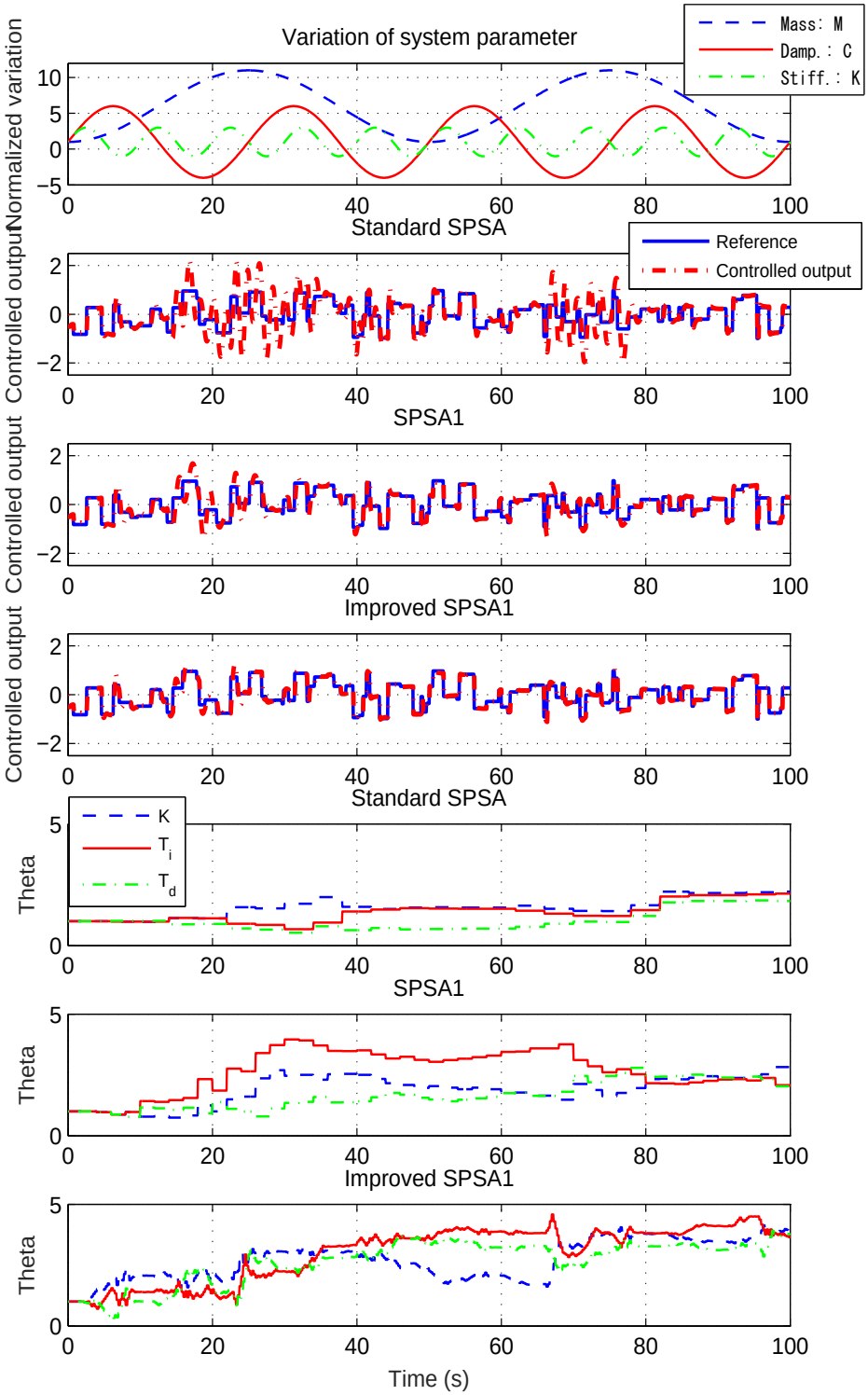


Fig. 3-21. Follow-up performance for time-varying: From 2st to 4th pots are standard SPSA, SPSA1 and improved SPSA1, respectively. The standard SPSA can not follow-up to system parameter variation, but the SPSA1 has settled after around 30s. In the improved SPSA1 (proposed method) follow-up promptly after beginning. From 5th to 7th plots shows the processes of parameters of standard SPSA, SPSA1 and improve SPSA1, respectively.

3.6 収束性の検証

定常システムに対する SPSA の収束条件は 2.3 節で説明した. しかし本研究で取り扱う非定常システムに対する証明は困難である. そこで本節では, 参考文献[C3-8]を基にモンテカルロシミュレーションにより, 収束性を検証する.

制御対象は, 3.5.1 項と同様の Fig. 3-14 で示される, 時変パラメータを持つ 1 自由度振動系とする. 目標値を 0.2Hz の方形波とし, 1,000 回の試行を重ね描きしたものを Fig. 3-22 に示す. 固定の PID コントローラでは約 17 秒以降, 大きく発振しているのに対し, 提案手法では, 1 度も発振することなくシステムの変動に追従しているのが分かる

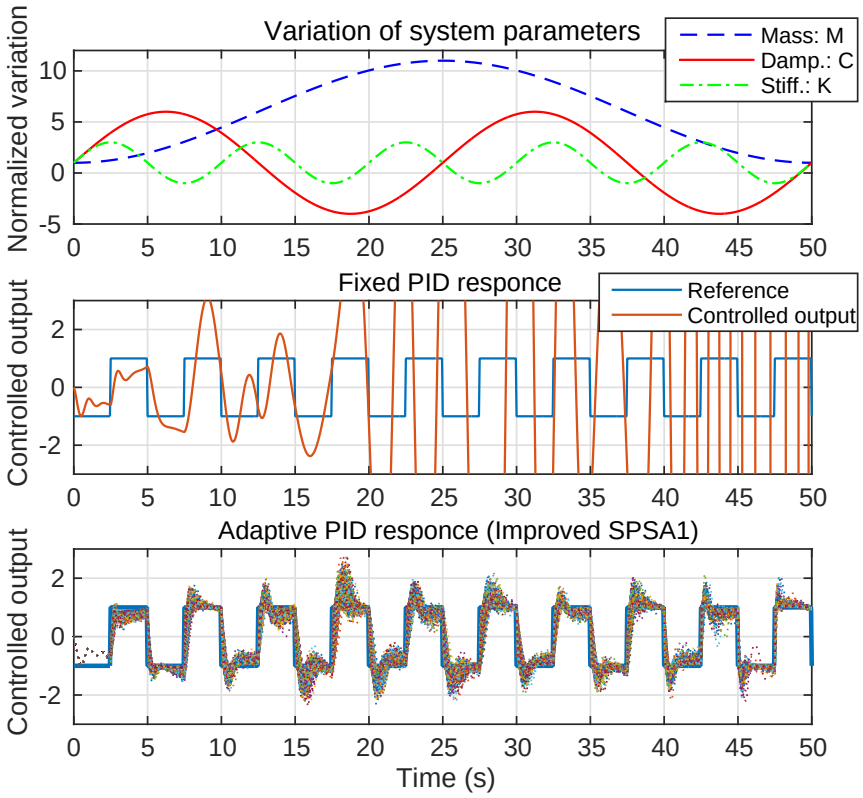


Fig. 3-22. Convergence characteristic for stationary system: The upper plot shows the fixed PID controller, and from the 2nd to 4th row plots show the process of convergence of the adaptive PID controller, 10 times, 100 times and 1,000 times trial respectively.

Fig. 3-22 の結果を，時間の経過とともに密度マップおよびヒストグラムで表示したのが Fig. 3-23 である．ここでは，密度が高い部分はハイライトで表示している．また，その分布をヒストグラムで表示している．システムのパラメータが大きく変動しても，高い確率で収束していることが確認できる．

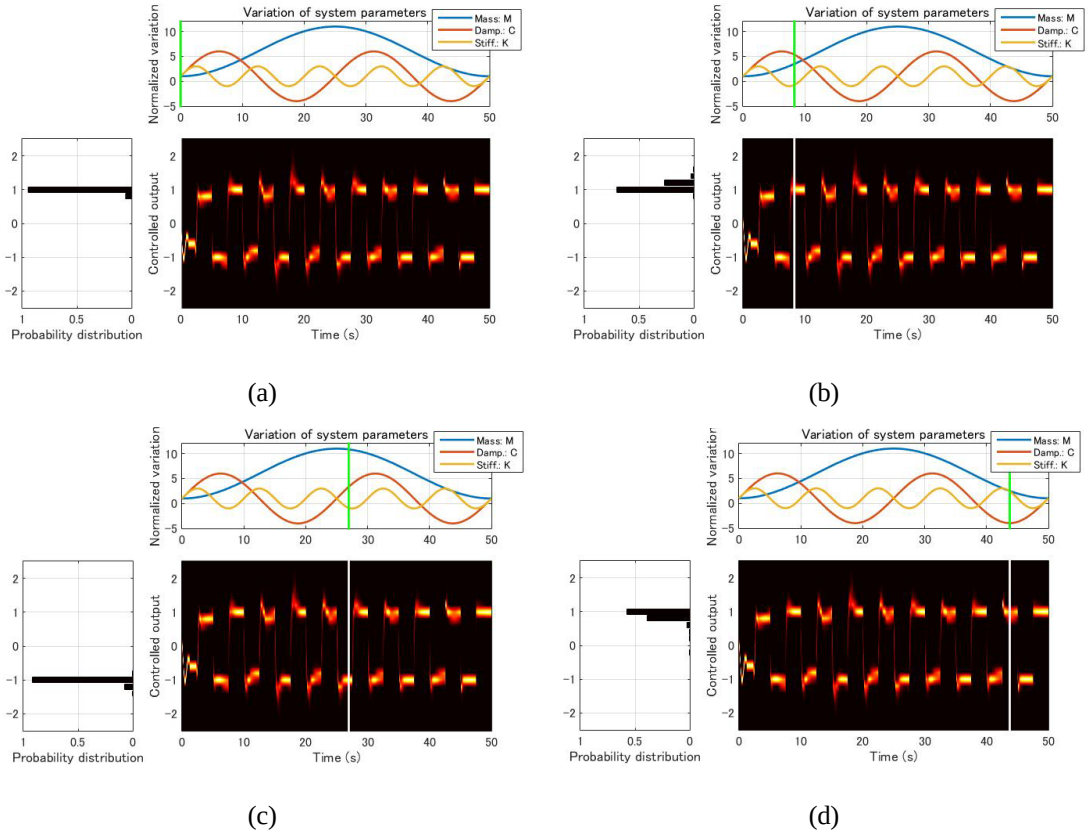


Fig. 3-23. Probability density map of adaptive PID controller responses: Bright color indicates that the probability of occurring is high.

3.7 MIMO 系への適用

ここまで，1 自由度系に 1 つの PID コントローラを組込んだ制御系で，提案手法の性質を論じてきた．本節では，Fig. 3-1 の干渉項を持つ MIMO 系に対し，3.3.2 項で述べた Fig. 3-7 の Quadruple コントローラを組込み，提案手法で適応制御系を構成し，規模の大きい問題に対する適用性を確認する．変動するパラメータは，制御対象の m_{11}，c_{11}，k_{11}，m_{12}，c_{12}，k_{12}，m_{21}，c_{21}，k_{21}，m_{22}，c_{22}，k_{22} で，合計 12 個であり，それぞれのパラメータがランダムに，約±60%ほど独立に変動する．Fig 3-24 に，入力 f_1，f_2 から出力 x_{12}，x_{22} の周波数応答の変化を示す．左側の図は 1 番目の入力 f_1 からの応答を示し，それに対し，右側の図は

2 番目からの入力 f_2 からの応答を示す. また, 上段の図は, 1 番目の出力 x_{12} の応答を示し, それに対し下段の図は 2 番目の出力 x_{22} の応答を示す. これより, 時間の経過とともにシステムの周波数応答が大きく変動していることが分かる.

この非定常なパラメータを持つ MIMO 系に対し, 固定の PID コントローラと, 提案手法であるオンライン適応 PID コントローラを組込みこんで, 目標値応答をシミュレーションした結果を Fig. 3-25 に示す. 固定 PID コントローラでは, 制御出力が目標値から大きく振動的に乖離するのに対し, 提案手法では, 良好な応答を示している.

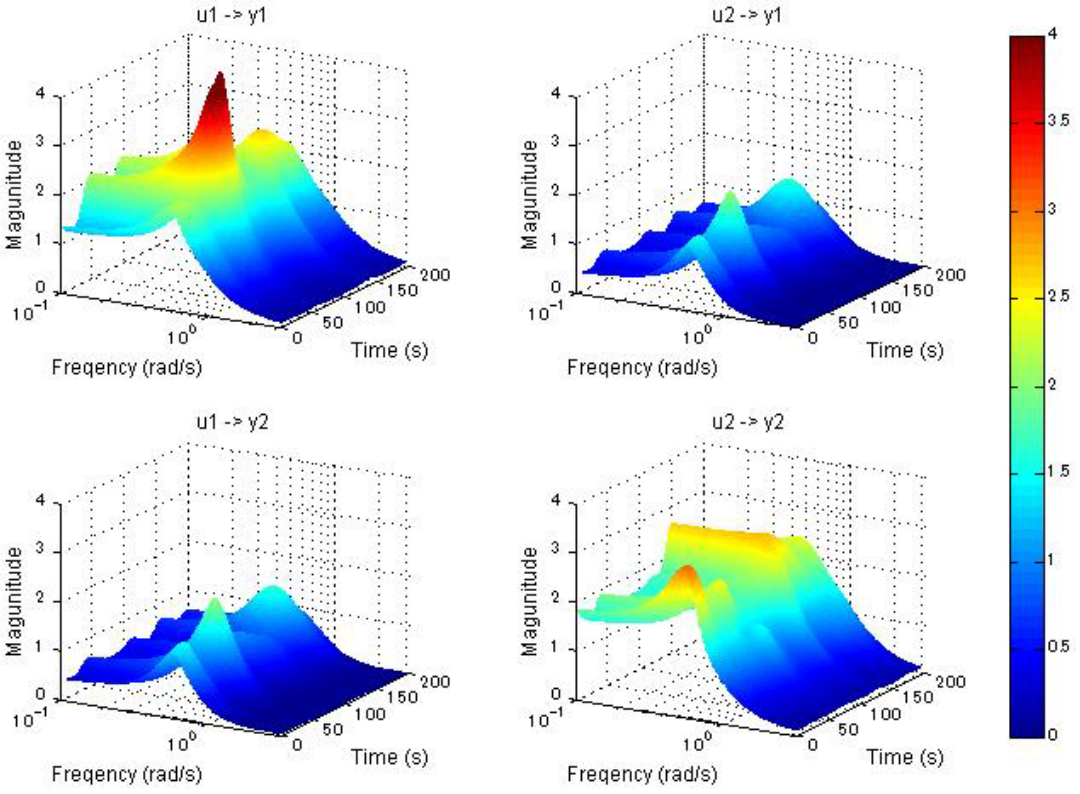


Fig. 3-24. Frequency response variations of time-varying system: The left side plots show the responses for the first input f_1 and the right side plots show the responses for the second input f_2 in Fig. 3-1. And the upper plots indicate the responses to the first output x_{12}, while the lower plots indicate the responses to the second output x_{22} in Fig. 3-1. And the upper right and the lower left plots correspond to the interference term. Large variations of frequency are shown because the system parameters are varying randomly.

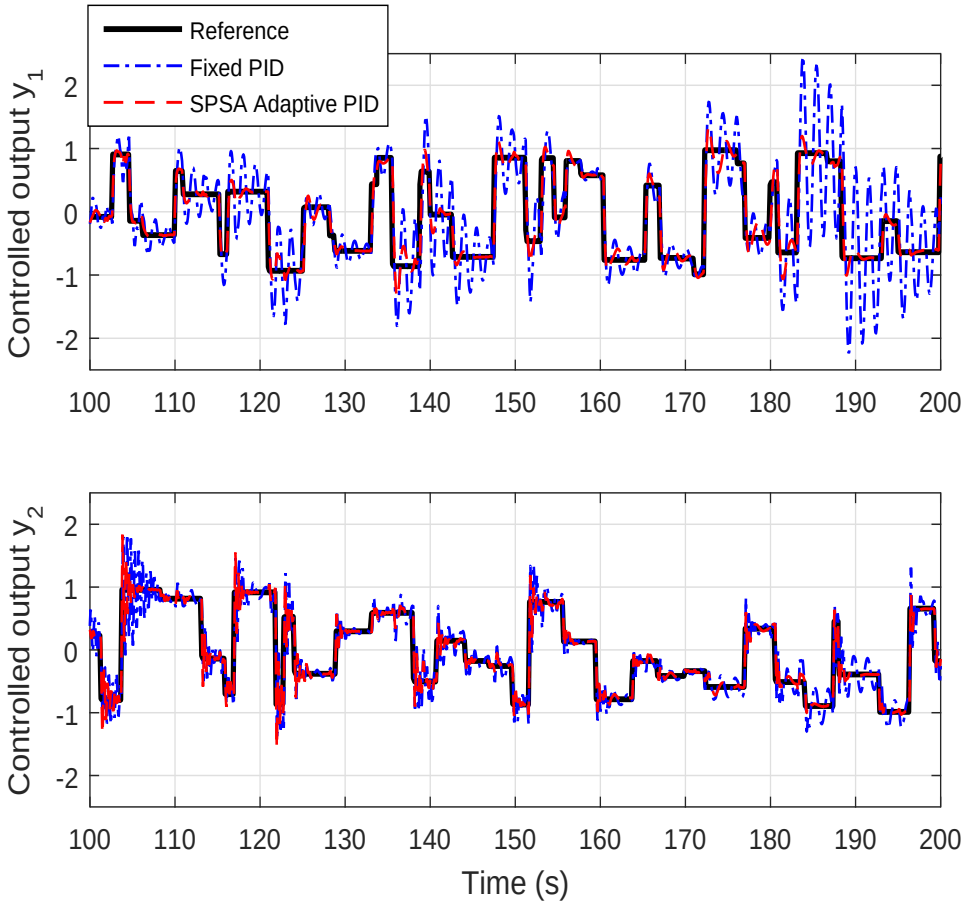


Fig. 3-25. Response for the MIMO system: The upper plots are the outputs x_{12} and lower plot are outputs x_{22} in Fig. 3-1. Here, the black solid line is reference, the blue dashed-dotted line is the response of the fixed PID and the red dashed line is the response of the proposed SPSA adaptive PID. The fixed PID controller (blue line) can not follow-up to the system variation especially around 140s and 190s (where is seen the large variation as shown in Fig. 3-24), however the proposed method (red line) shows follow-up performance.

以上より，提案手法は非定常なパラメータを持つ MIMO 系に対して，オンライン適応可能なことが確認された．次章では，実際の非定常 MIMO 系の問題として，ディーゼルエンジンのエンジン制御系に適用し，提案手法の実用性を検証する．

3.8 結言

Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation（SPSA）を用いた，非定常システムに追従するモデルフリー適応 PID 制御の構成法を提案した．SPSA を制御系の最適化に用いた場合に，その最適化過程における収束特性の統計的性質を，Finite Difference Stochastic Application（FDSA）と比較しながら，シミュレーションにより明らかにした．制御システムにおいて，SPSA は FDSA より計算コストが低く，ローカルミニマムに陥りにくい優れた特性があることを確認した．提案手法は，システムのパラメータ変動により，システムが不安定領域に入っても安定化できるほどの優れた追従特性があることを示した．また，損失関数を適切に選択することにより，システムノイズ，および観測ノイズがある環境化でも，不安定になることなく動作し，高いロバストがあり，実用的である．さらに，標準的な SPSA から，非定常システムのパラメータ変動に追従する能力が向上させる改良法を提案し，シミュレーションにより，優れた追従特性を実現することを示した．提案手法は，干渉のある 2 入力 2 出力の多入力多出力系に適用し，対応範囲が広いことを提示した．

第 4 章　ディーゼルエンジンの燃焼制御

ディーゼルエンジンは，熱効率の良い熱機関として知られているが，近年の環境問題を反映して，低排出への要求が厳しくなっている．低燃費と低排出を両立するため，より精密な燃焼制御が要求されており，モデルベース設計の研究報告も数多く見られる．しかしディーゼルエンジンは，

- 燃焼プロセスが複雑で数理モデル導出が困難．
- エンジンの個体差が大きい．
- 経年変化による特性変動が大きい．
- 環境変化による特性変動が大きい．

など，制御系設計を困難にする問題が多い．本章では，この課題に対応すべく，第3章で提案した，モデルフリーなオンライン適応制御を適用し，その実用性を検証した研究を文献[C4-1]に従って述べる．

4.1　緒言

近年の環境問題対策として，熱効率の良いディーゼルエンジンが注目されるとともに，排出ガスに対する要求が益々厳しさを増している．低燃費と低排出を両立させるためには，燃焼状態を左右する，エアパスと呼ばれる吸排気の流れを精密に制御することが必要になり，これをエアパス制御と呼ぶ．エアパス制御は，吸入する空気に排気ガスを混ぜて酸素の量を調整する exhaust gas recirculation（EGR）と，ターボチャージャの働きを調整する variable nozzle turbo（VNT)で実現される．しかし EGR と VNT の間には強い干渉があり，さらにシステムは強い非線形を持ち，かつ運転状態によってエンジン特性が変化する非定常システムなため，制御系設計が困難であり，近年は様々な方法が盛んに研究されている．

モデルベース設計法としては，ゲインスケジュール ILQ を用いた方法[C4-2]やリアプノフ関数を用いた非線形制御[C4-3], [C4-4]などが報告されており，ルールベースの設計法として，ニューラルネットワークを用いた制御[C4-5]が報告されている．しかしモデルベース設計では，複雑な制御対象のモデル導出が困難でかつ手間が掛かり，また，ニューラルネットワークでは，学習に長大な時間を要するなどの課題がある．

ディーゼルエンジンのような，複雑な非線形システムに対してモデルベース設計を適用す

る課題として，モデルを導出することが困難であるばかりでなく，仮にモデルが求められたとしても，解析的に非線形制御系を設計することが極めて困難であることも挙げられる．これを解決するために，数値計算により逐次最適化を行う MPC が注目されており，良好な結果が報告されている[C4-6]-[C4-8]．しかし MPC の計算負荷は高く，特に予測区間（prediction horizon）が長くなり予測段数が増えると，計算負荷が急激に大きくなり，実時間計算が困難になる．この問題に対し，MPC 問題を高速に解く解法として，C/GMRES 法[C1-18]が大塚より提案されたが，実際の ECU に登載するまでには至っていない．

実用面を考えると，PID 制御は ECU への実装が容易で，目的に合わせた制御構造のバリエーションも多く，しかもロバスト性も高いことから，現在でも産業界における主流の制御法である．しかしそのパラメータ調整には経験を必要とし，多大な時間を要することが課題である．特にエアパス制御のように干渉が強い系において，最適なパラメータを探索するのは極めて困難となる．エアパス系の PID 制御に関する先行研究として，van Nieuwstandt らは，様々の構造を持つ PID 制御系に対し，コントローラをリアルタイムコンピュータに自動実装するラピッドコントロールプロトタイピング環境を用いてパラメータを微調整し，実験的な検討結果を報告している[C4-9]．Wahlström らは，PID コントローラの各パラメータに対し，系統立てた決定法を提案している[C4-10]．しかし，最終的にはエンジンベンチ上でのチューニングを必要としている．

パラメータ調整に関しては，シミュレーションやラピッドコントロールプロトタイピングを用いた実機試験を用いて最適化による探索が行われているが，これらは多くの繰り返し回数を必要とするため，時間がかかるのみならず，過渡運転での調整が困難である．特に実機試験を用いた最適化は，工数が膨大である．そのため，性能向上に加えて，過渡運転も含めたパラメータ・チューニングのコストをいかに低減するかが産業界の重要な課題となっている．

ここでは，第 3 章で提案した，SPSA を用いたモデルフリーな適応 PID 制御をディーゼルエンジンのエアパス制御に適用し，エンジンベンチによる実機テストで，その実用性と有効性を確認する．提案手法は，過渡特性を検証するモードテストにおいて，従来手法より性能が良いことが検証される．

4.2 EGR/VNT 制御

ディーゼルエンジンのエアパス制御系を Fig. 4-1 に示す．シリンダに取り込まれる酸素の量が多すぎると，燃焼速度が速くなって燃焼温度が上昇し，NOx 発生の原因になる．一方，

燃焼速度が遅すぎると未燃部分が生じ，diesel particulate matter（DPM）と呼ばれる，煤（すす）を主成分とする微粒子化合物発生の原因になると考えられている．そのため燃焼速度を適切にすることが必要となる．燃焼速度は，酸素濃度を決定する大気から新たに吸入する空気量である mass air flow（MAF）と，吸入マニホールド内の絶対圧力である manifold absolute pressure（MAP）に大きく影響されるため，これらを適切に制御する必要がある．しかしディーゼルエンジンは，その構造上，基本的にはスロットルバルブが無いため，MAF を直接的に制御することができない．一方，排気ガスに含まれる酸素は，完全燃焼していればゼロとなり，通常，酸素が極めて希薄な状態になっている．そこで，この排気の一部を吸気側に戻すことにより，MAF が低下して酸素濃度が薄くなり，燃焼温度を下げることができる．これが EGR であり，吸気側に戻す排気の量は，EGR バルブにより制御される．一方，MAP はターボにより調整される．エンジン速度の低域側では排気流速が遅く，ターボの働きが低下するので過給圧が上がらない．そこで，タービン翼を吹くノズルの形状を可変し，開口面積を小さくすることにより排気流速を上げて過給効率を上げる．エンジン速度が高く，排気流速が十分な場合は，ノズルを開き，排気抵抗を下げる制御を行う．これが VNT である．

しかし Fig. 4-1 に示すように，EGR と VNT では排気経路を共有しているので，互いに強い干渉がある．そのため，EGR と VNT のコントローラは協調的な設計が必要となる．

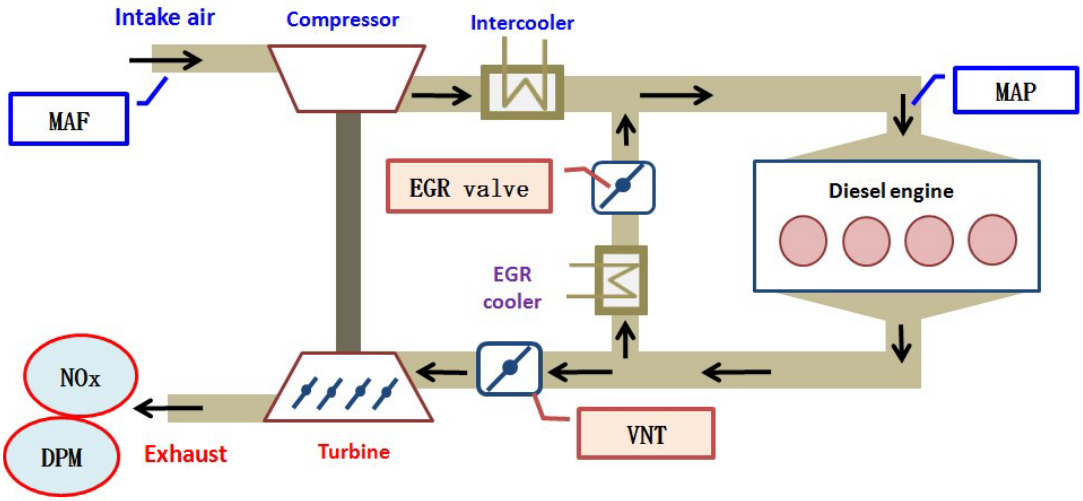
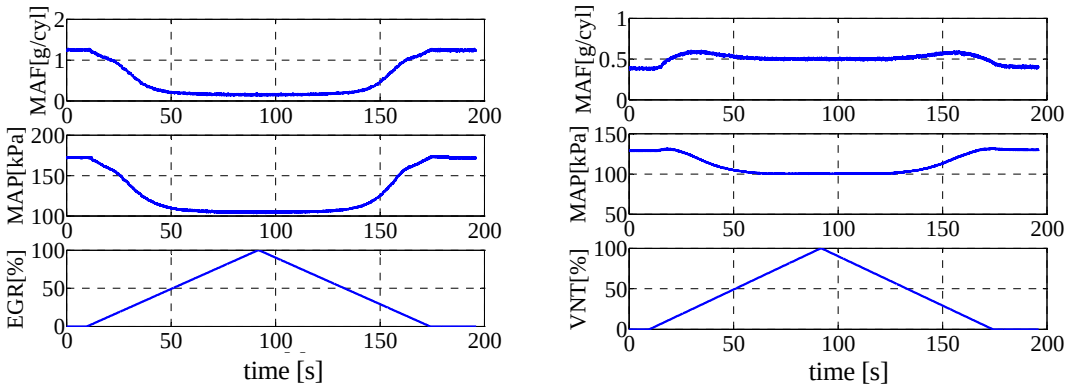


Fig. 4-1. Diesel engine air path control system: Because the emissions of NOx and DPM are affected by the MAF and the MAP, both must be controlled appropriately. EGR controls the MAF amount by controlling the amount of exhaust gas returned to the intake side. VNT varies the power of the turbocharger and controls the MAP by controlling the exhaust flow rate. However, the shared air path causes a strong interference between EGR and VNT.

EGR と VNT の入力非線形性と干渉を確認するため，EGR と VNT を準静的にゆっくりと変化させた場合の MAF/MAP の応答を Fig. 4-2 に示す．ここでは，EGR 稼働時は VNT を一定開度（10.4%）に保ち，また VNT 稼働時は EGR を一定開度（28.5%）に保っている．(a) では VNT を一定に保っているにも関わらず，MAF だけではなく MAP も変動している．また，(b)では EGR を一定に保っているにも関わらず，MAP だけでなく MAF も変動している．しかも MAF, MAP 両者の応答は，EGR と VNT を線形的に操作しているにも関わらず，非線形な応答を示していることがわかる．このようにエアパス制御系は，強い非線形性を持ち，また両者には強い干渉があることが確認できる．



(a) Responses for EGR (VNT: 10.4%)

(b) Response for VNT (EGR: 28.5%)

Fig. 4-2. MAF/MAP responses for EGR/VNT: (a) MAP and MAF's responses when the EGR is operated quasi-statically while the VNT is fixed. (b) MAP and MAF's responses when the VNT is operated quasi-statically while the EGR is fixed. EGR and VNT have non-linearity and a strong interference between them.

4.3 従来の制御

実際の量産品に用いられている従来の設計法を確認する．制御対象であるディーゼルエンジンの燃焼工程は複雑で，かつ熱力学に基づく確率過程を含むため，微分方程式に基づく確定的な数理モデルを導出するのは困難で，モデルベース設計が適用できない．そのため，実機を直接用いるか，あるいは応答曲面からなる統計モデルを用いた，PID 制御によるチューニングベースの設計が運用されている．制御系の構成を Fig. 4-3 に示す．制御対象 G における破線は，操作量の EGR/VNT と制御量の MAF/MAP 間に干渉があることを表している．

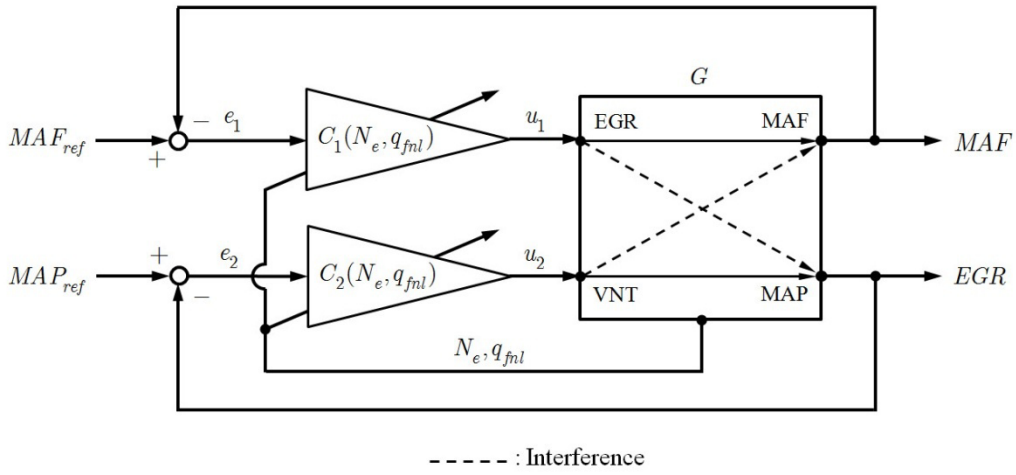


Fig. 4-3. Conventional control composition: View showing a frame format of diesel engine air path control system. Although the EGR mainly controls the MAF and the VNT mainly controls the MAP, there is a strong interference between the two.

コントローラC_1，C_2は，式(3-6)に示す標準的なPIDコントローラとする．各コントローラのパラメータは，エンジン回転数N_eと燃料噴射量q_{fnl}からなる 2D マップでスケジューリングされ，エンジンベンチで実稼働させながら，以下の手順でチューニングされる．

- Step 1: Fig. 4-4 に示すエンジン運転領域に対して，回転数と負荷を変えて，定常状態で各パラメータを最適化．
- Step 2: ステップ負荷テストで各パラメータをチューニング．
- Step 3: 排ガスモードテストでパラメータをファインチューニング．
- Step 4: 得られたパラメータを2Dマップ化し，エンジン回転数と燃料噴射量をパラメータとするゲインスケジュール PID 制御を構成．

以上より，式(4-1)のゲインスケジュール PID 制御を得る．

$$\begin{cases} C(s) = K\left(1 + \dfrac{1}{T_i s} + T_d s\right) \\ K = f_1\left(N_e, q_{fnl}\right),\ T_i = f_2\left(N_e, q_{fnl}\right),\ T_d = f_3\left(N_e, q_{fnl}\right) \end{cases} \tag{4-1}$$

f_1，f_2，f_3はそれぞれ，N_eとq_{fnl}からなる 2D マップである．この方法による問題を以下に挙げる．

- 工数が掛かる．特に干渉が強いエアパス制御では長大となる．
- 経験的なチューニングとなるため，必ずしも最適とは言えず属人的である．
- 環境変化やエンジン特性変動に対応できない．
- エンジンの個体差を吸収できない．

以上を解決するため，実装可能でかつ実用的な制御方法が必要となる．

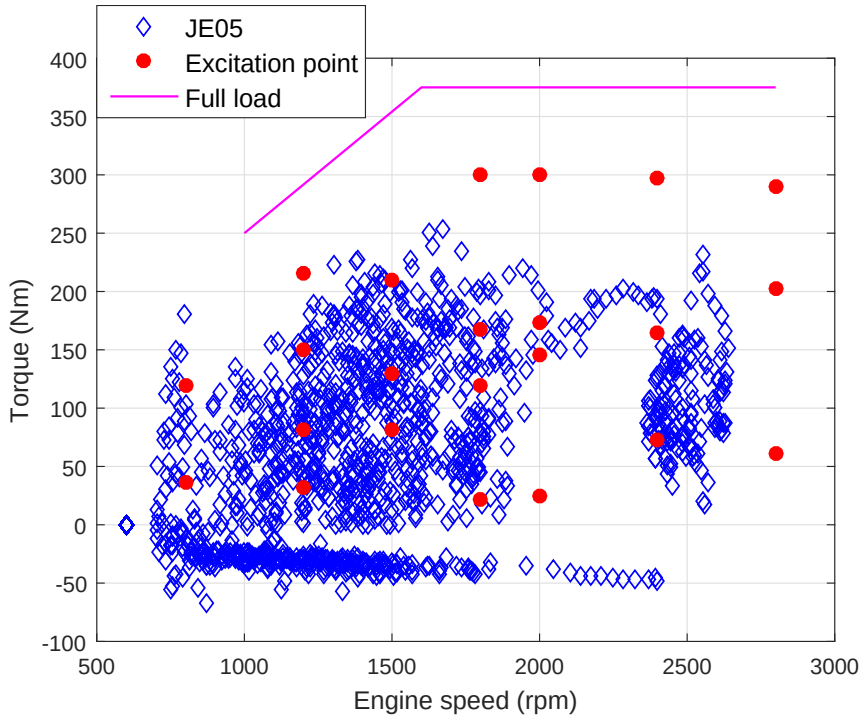
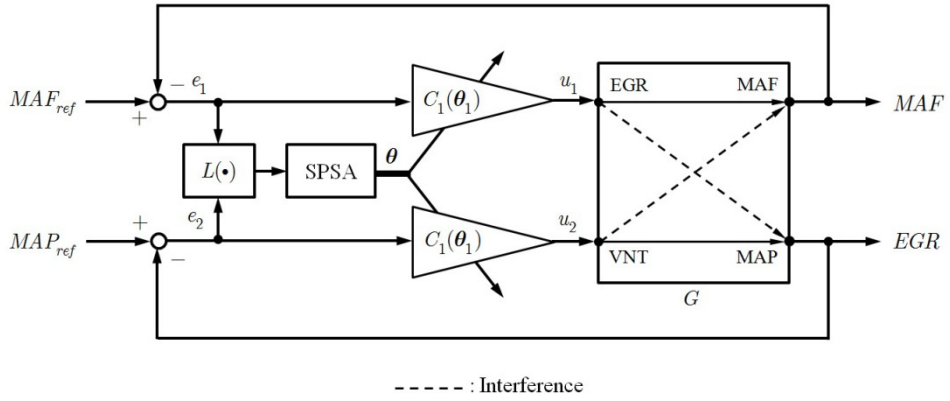


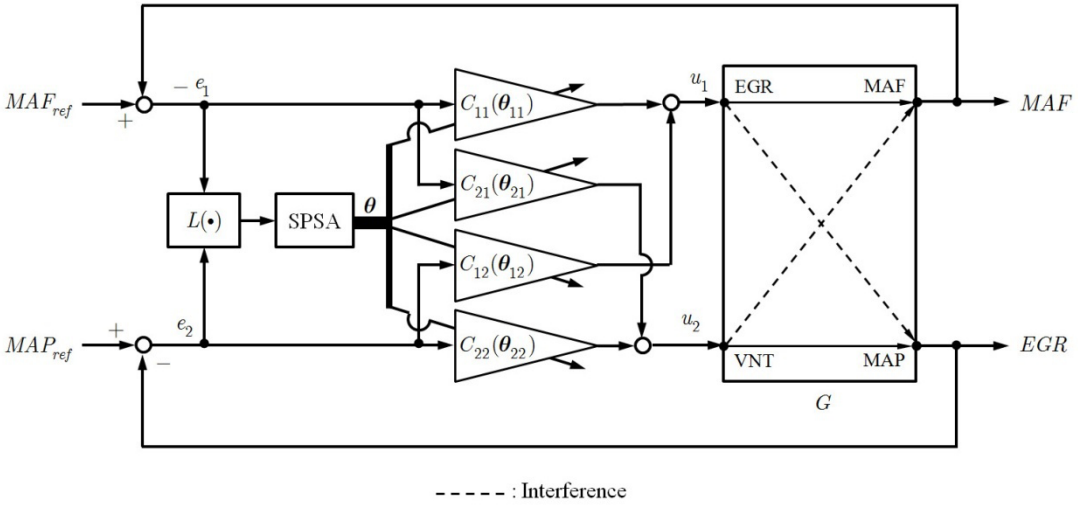
Fig. 4-4. Engine operation area: The blue diamond marks are operating points under JE05 which is one of emission test mode, and the magenta line shows the full load limits. Then the red marks are the test points where the parameters of the controllers are optimized when the engine is actually operated under various conditions.

4.4 モデルフリー適応 PID 制御

EGR/VNT 制御系は，3.7 節のシミュレーションによる検証で用いた問題と同様に，干渉のある 2 入力 2 出力非定常システムである．ここでは制御対象の数理モデルを導出することなく，第 3 章で提案した，モデルフリー適応 PID 制御を直接実機に適用し，その実用性を確認する．制御系の構造は Fig. 4-5 となっており，3.3 節で検証した，Dual コントローラと Quadruple コントローラの効果を確認する．



(a) Dual Controller



(b) Quadruple Controller with cross term controller

Fig.4-5. Controller composition: (a) Same structure as a conventional controller where the EGR and the VNT have separate controllers. (b) Two cross-term controllers C_{21} and C_{12} are employed to cancel the interference between the EGR and the VNT. In the both structures, all the parameters are updated simultaneously by SPSA.

Dual コントローラおよび Quadruple コントローラのチューニングパラメーは，式(4-2)，(4-3)のようになっており，それぞれ，6 個，12 個となっている．

$$\begin{cases} \boldsymbol{\theta} = \left\{ \boldsymbol{\theta}_1 \quad \boldsymbol{\theta}_2 \right\}^T \\ \boldsymbol{\theta}_1 = \left\{ K_1 \quad T_{i1} \quad T_{d1} \right\}^T \\ \boldsymbol{\theta}_2 = \left\{ K_2 \quad T_{i2} \quad T_{d2} \right\}^T \end{cases} \tag{4-2}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{\theta} = \left\{ \theta_{11} \quad \theta_{21} \quad \theta_{12} \quad \theta_{22} \right\}^T \\ \boldsymbol{\theta}_{11} = \left\{ K_{11} \quad T_{i11} \quad T_{d11} \right\}^T \\ \boldsymbol{\theta}_{21} = \left\{ K_{21} \quad T_{i21} \quad T_{d21} \right\}^T \\ \boldsymbol{\theta}_{12} = \left\{ K_{12} \quad T_{i12} \quad T_{d12} \right\}^T \\ \boldsymbol{\theta}_{22} = \left\{ K_{22} \quad T_{i22} \quad T_{d22} \right\}^T \end{cases} \tag{4-3}$$

また，損失関数としては，以下の 2 種類を考える．

- 誤差の 2 乗総和

$$\begin{cases} L_{SSE} = L_1 + L_2 \\ L_1\left(\bullet\right) = \sum_{i=(m-l)k}^{m(k+1)-lk-1} w_1 e_1^2, \ (k = 0,1,\cdots) \\ L_2\left(\bullet\right) = \sum_{i=(m-l)k}^{m(k+1)-lk-1} w_2 e_2^2, \ (k = 0,1,\cdots) \end{cases} \tag{4-4}$$

- 誤差の 2 乗総和＋誤差の最大値

$$\begin{cases} \mathrm{L}_{SSE/\max} = \mathrm{L}_1 + \mathrm{L}_2 + \mathrm{L}_{\max} \\ \mathrm{L}_1\left(\bullet\right) = \sum_{i=(m-l)k}^{m(k+1)-lk-1} w_{1i} e_{1i}^2, \ (k = 0,1,\cdots) \\ \mathrm{L}_2\left(\bullet\right) = \sum_{i=(m-l)k}^{m(\mathrm{k}+1)-lk-1} w_{2i} e_{2i}^2, \ (k = 0,1,\cdots) \\ \mathrm{L}_{\max}\left(\bullet\right) = \max\left(\sum_{i=(m-l)k}^{m(k+1)-lk-1} \left| w_{1i} e_{1i} \right|, \sum_{i=\left(m-l\right)k}^{m\left(k+1\right)-lk-1} \left| w_{2i} e_{2i} \right| \right), \ (k = 0,1,\cdots) \end{cases} \tag{4-5}$$

誤差の最大誤差値を加えた式(4-5)では，一般的に保守的な設計となる．

4.5 実験

4.5.1 エンジンベンチ

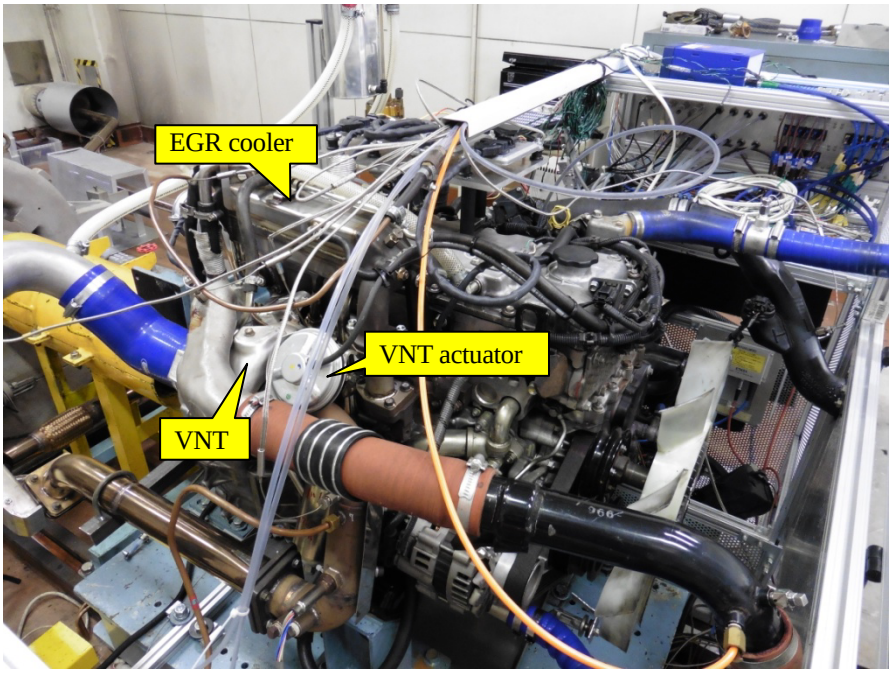
エンジンベンチを Fig. 4-6 に示す. 実験に用いるディーゼルエンジンは, 排気量 2,999cc のインタークーラーターボを備えた直接噴射式の DOHC で, Table 4-1 にその仕様を示す. 制御実験は, MATLAB/Simulink + ETAS – INTECRIO のラピッドコントロールプロトタイピング環境を用いて行う. Fig. 4-7 に実験システム全体の概要を示す. エンジン全体を制御する ECU は, ETAS システムでエミュレートされている. ETAS システムから, EGR/VNT 制御の部分をバイパスして外部に取り出し, Simulink で作ったコントローラを実装する. つまり, EGR/VNT コントロール以外の部分は, 実際の量産品と同じ動作をさせている. ECU 内部の動作とエンジンの動作はモニタにより確認する. なお, 本実験におけるコントローラのサンプリングタイムは, 全て 16ms である.

Table 4-1. Diesel engine specifications

Type	Direct injection, DOHC, IC turbo
Displacement	2999cc
Compression ratio	17.5
Maximum power	110kw / 2800 rpm
Maximum torque	375Nm / 1600 rpm
Regulation	Euro 5



(a) Engine bench overall view



(b) Engine close-up view

Fig. 4-6. Engine bench.

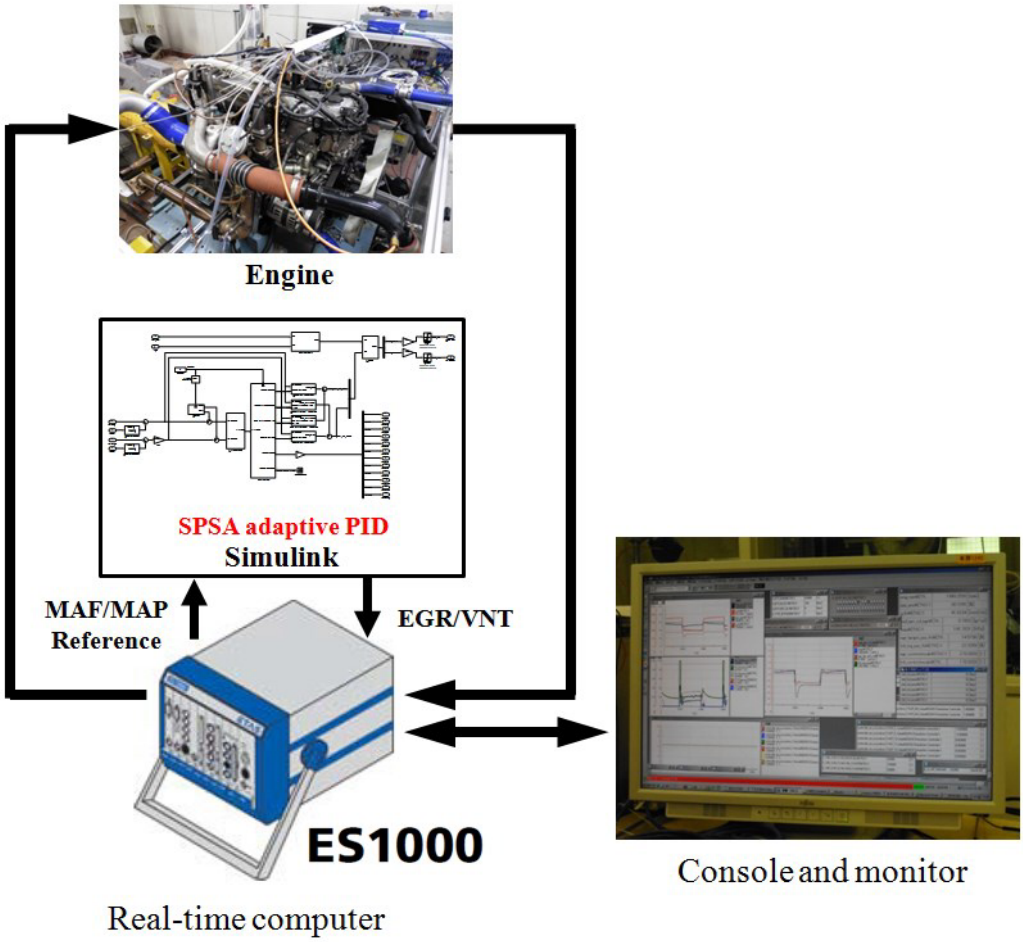


Fig. 4-7. System overview of rapid control prototyping for controller implementation: Behavior of the ECU is emulated by an ETAS system to control the entire engine. Proposed controller is modeled using Simulink and tested by extracting (bypassing) the part corresponding to the EGR and the VNT control. Behavior of the ECU and the engine are observed with a monitor.

4.5.2 評価区間の決定

式(4-4), (4-5)の損失関数 $L(\bullet)$ を計算するためには，m 点のデータを要するので，ある一定の区間でエラー信号を評価する必要がある．評価区間が長くなると平均的な特性評価となるので定常特性重視となり，評価区間が短いと瞬間的な特性評価となるので過渡特性重視の設計となる．そのため，制御対象のダイナミクスの変動の程度により，適切な値を設定する必要がある．そこで，データを蓄えるバッファサイズを，20~100 まで，20 ごとに変えた場合にコントローラの適応の様子を実験により確認する．ここではコントローラは Fig. 4-5(a)の Dual コントローラとし，各コントローラの初期ゲインを Table 4-2 に示す値とする．

運転条件は中負荷とし，Table 4-3 に示すように，エンジン回転数 2,000rpm において，アクセル開度を accelerator position sensor （APS）で 50%から 70%にステップ状に変動させる．このときエンジンベンチでは，回転数が変わらないように負荷が制御されるので，結果としてエンジンにはステップ状の負荷が与えられることになる．これをステップ負荷テストと称する．

データを蓄えるバッファサイズをパラメータとした場合の，MAF と MAP に対するステップ応答を Fig. 4-8 に示す．どのバッファサイズでも 5 ステップ（100s）程度で応答がほぼ安定するが，バッファサイズが 40 か 60 程度が応答の収束が良好であることが分かる．

コントローラの適応性を確認するため，パラメータの更新過程を Fig. 4-9 に示す．MAF と MAP がステップ状に変化するタイミングで，パラメータが大きく変化していることが確認できる．この図からも，バッファサイズが 40 と 60 において，適応が速やかに行われていることが分かる．バッファサイズ 80 以上では，適応が緩やかになってゆくのが確認できる．

ここでは過渡テストにおいては速やかな適応が要求されることと，エアパス系の時定数が 1s 程度であることを考慮し，評価区間 0.96s に相当するバッファサイズ 60 を選択する．

Table 4-2.　Initial parameters of the dual PID controller

C_1	Initial proportional gain	K_{1_0}	-0.5
	Initial integral time	T_{i1_0}	0.2
	Initial derivative time	T_{d1_0}	0.02
C_2	Initial proportional gain	K_{2_0}	-0.5
	Initial integral time	T_{i2_0}	0.2
	Initial derivative time	T_{d2_0}	0.02

Table 4-3.　Middle load step test condition

Engine speed (rpm)		2,000
APS(%)	Initial value	50
	Final value	70

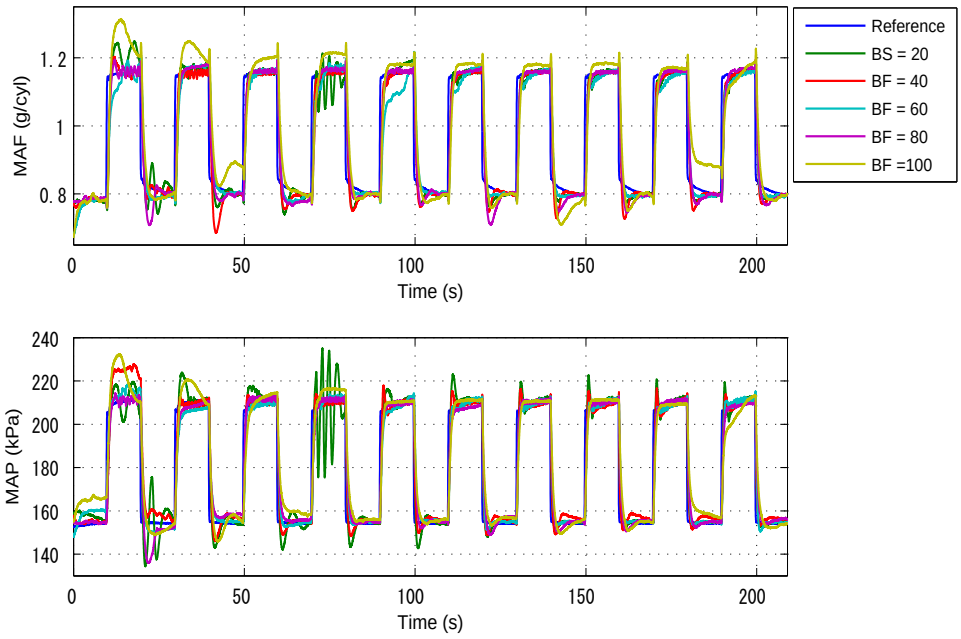


Fig. 4-8. MAF/MAP step responses for the change of the buffer size: MAF and the MAP step responses when the engine speed is set to 2,000 rpm and the accelerator's opening degree is changed from 50% to 70%. To evaluate the adaptive characteristics during the evaluation period of the loss function, the buffer size is varied from 20 (BF = 20, period = 0.32s), 40 (BF = 40, period = 0.64s), 60 (BF = 60, period = 0.96s), 80 (BF = 80, period = 1.28s), to 100 (BF = 100, period = 1.6s).

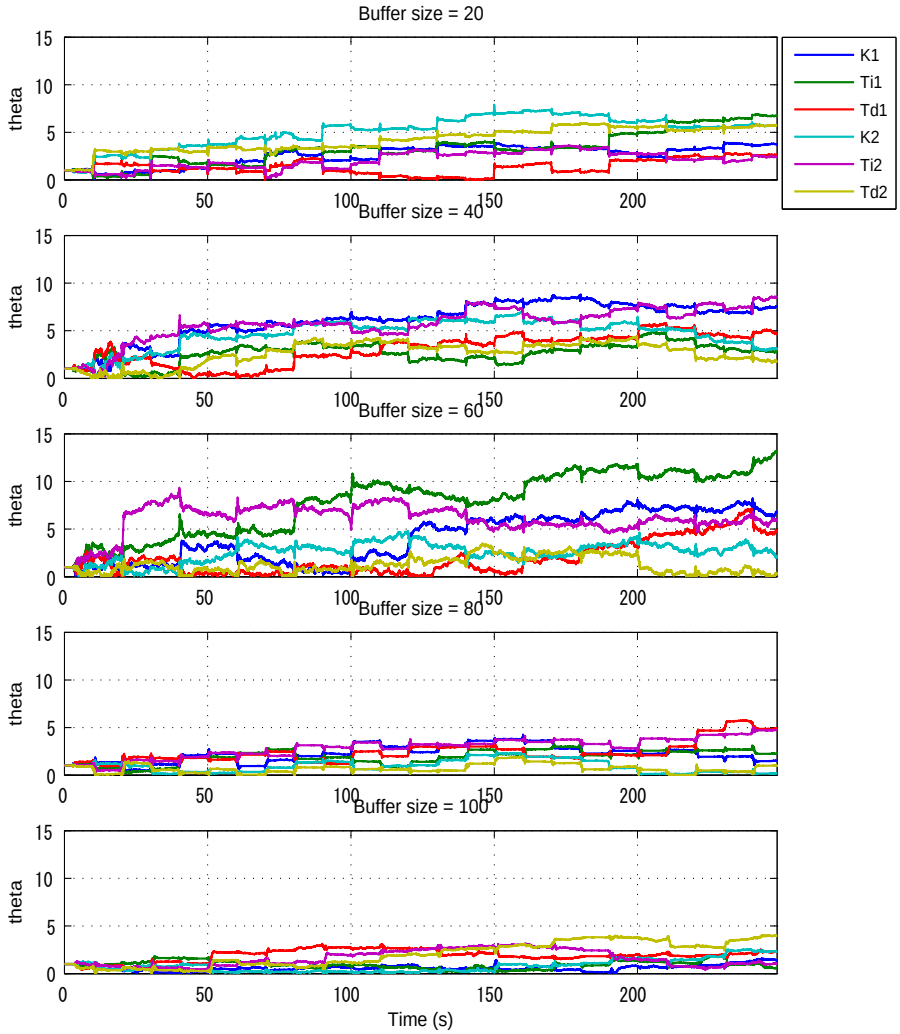


Fig. 4-9. Processes of updating the parameters for change of the buffer size: Parameter update process using SPSA when the initial values of the six parameters of the dual controller are normalized to 1. Buffer size from the top to bottom is 20, 40, 60, 80, and 100.

4.5.3 ステップ負荷テスト

SPSA では乱数を用いてパラメータを変更していくため，パラメータが最適値に収束する過程が毎回異なる．そこで，その収束特性を複数回のステップ負荷テストで確認する．また，3.3 節より，干渉項補償付き Quadruple コントローラは Dual コントローラより良好な特性を示すことが確認されているので，両者の違いも確認することにする．コントローラの構成は，Fig. 4-5(a), (b)に示すとおりである．Dual コントローラの初期値は Table 4-2 と同じ値を用い，Quadruple コントローラの初期値は Table 4-4 に記す値を用いる．ここで注意していただきたいのは，Quadruple コントローラにおいて主コントローラの初期値は Dual コントローラと同じであり，干渉項コントローラのそれぞれの比例ゲインの初期値 K_{21_0} と K_{12_0} は，値が 0 としている点である．つまり制御開始直後は Dual コントローラと同じ条件であり，運転しながら SPSA により，干渉項コントローラを適応させている．

Table 4-4. Initial parameters of the quadruple PID controller

Main controller	C_{11}	Initial proportional gain	K_{11_0}	-0.5
		Initial integral time	T_{i11_0}	0.2
		Initial derivative time	T_{d11_0}	0.02
	C_{22}	Initial proportional gain	K_{22_0}	-0.5
		Initial integral time	T_{i22_0}	0.2
		Initial derivative time	T_{d22_0}	0.02
Cross-term controller	C_{21}	Initial proportional gain	K_{21_0}	0
		Initial integral time	T_{i21_0}	0.2
		Initial derivative time	T_{d21_0}	0.02
	C_{12}	Initial proportional gain	K_{12_0}	0
		Initial proportional gain	T_{i12_0}	0.2
		Initial derivative time	T_{d12_0}	0.02

適応性を確認するため，エアパス系のダイナミクスの変動が激しく，コントローラのパラメータを大きく変更する必要がある，運転領域境界付近の高負荷条件で行う．Table 4-5 にその運転条件を示す．

Table 4-5.　High load step test condition

Engine speed (rpm)		2,400
APS(%)	Initial value	50
	Final value	70

Dual コントローラおよび Quadruple コントローラを 3 回試行じた結果を, Fig. 4-10 と Fig. 4-11 にそれぞれ示す. どちらも上から, MAF と MAP の応答, MAF の MAP の応答の分散, そして MAF と MAP の平均エラーである.

MAF と MAP の応答の分散を見ると, どちらも時間の経過と共に小さくなり, 収束していくことが分かるが, Fig. 4-10 の Dual コントローラが 40s ほど掛かるのに対し, Fig. 4-11 の Quadruple コントローラは 30s ほどと, 収束が速いのに加え, その分散も小さいことが分かる. これより Quadruple コントローラの方が, 収束が良いことが確認できる. また, エラーも Quadruple コントローラの方が少なく, 長大な工数を掛けた従来のゲインスケジュール・コントローラと同等の性能が得られていることが確認できる.

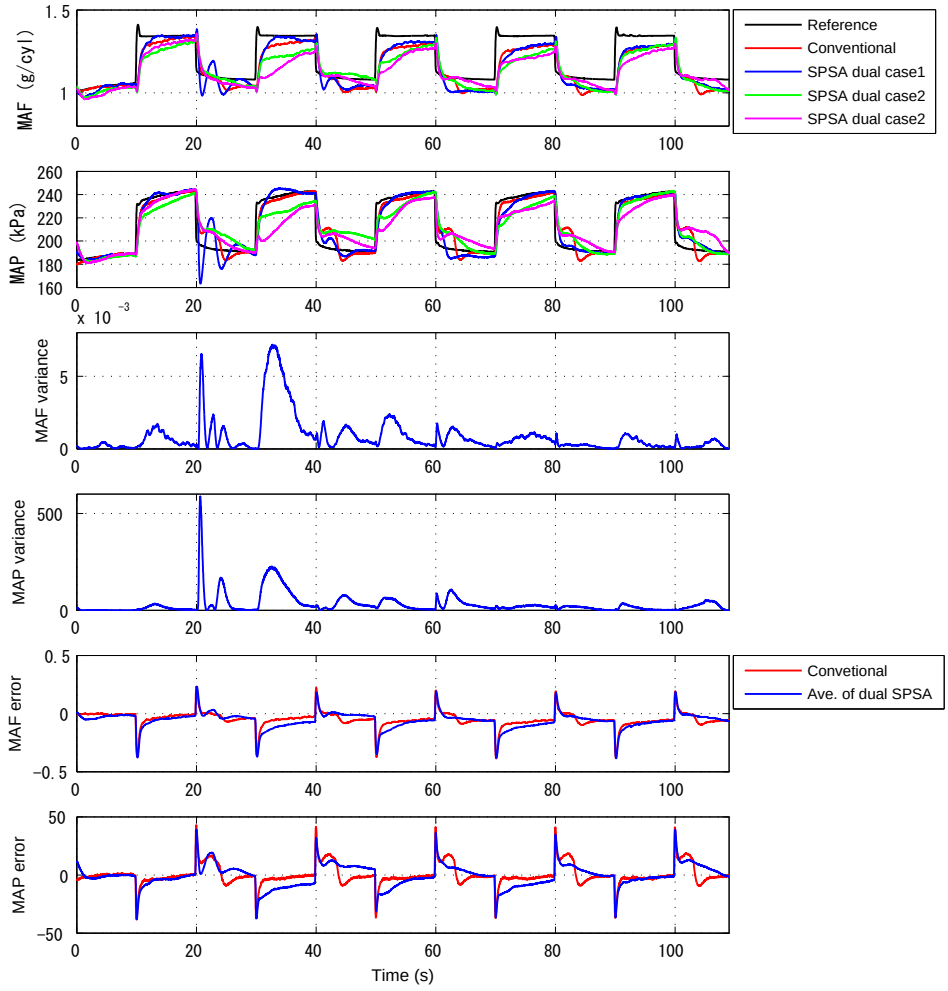


Fig. 4-10. Convergence test results of the Dual Controller. Around 40 seconds, the variance in the MAF and MAP's responses converge. The MAF and MAP errors are equal to that of the conventional controller after 90 seconds.

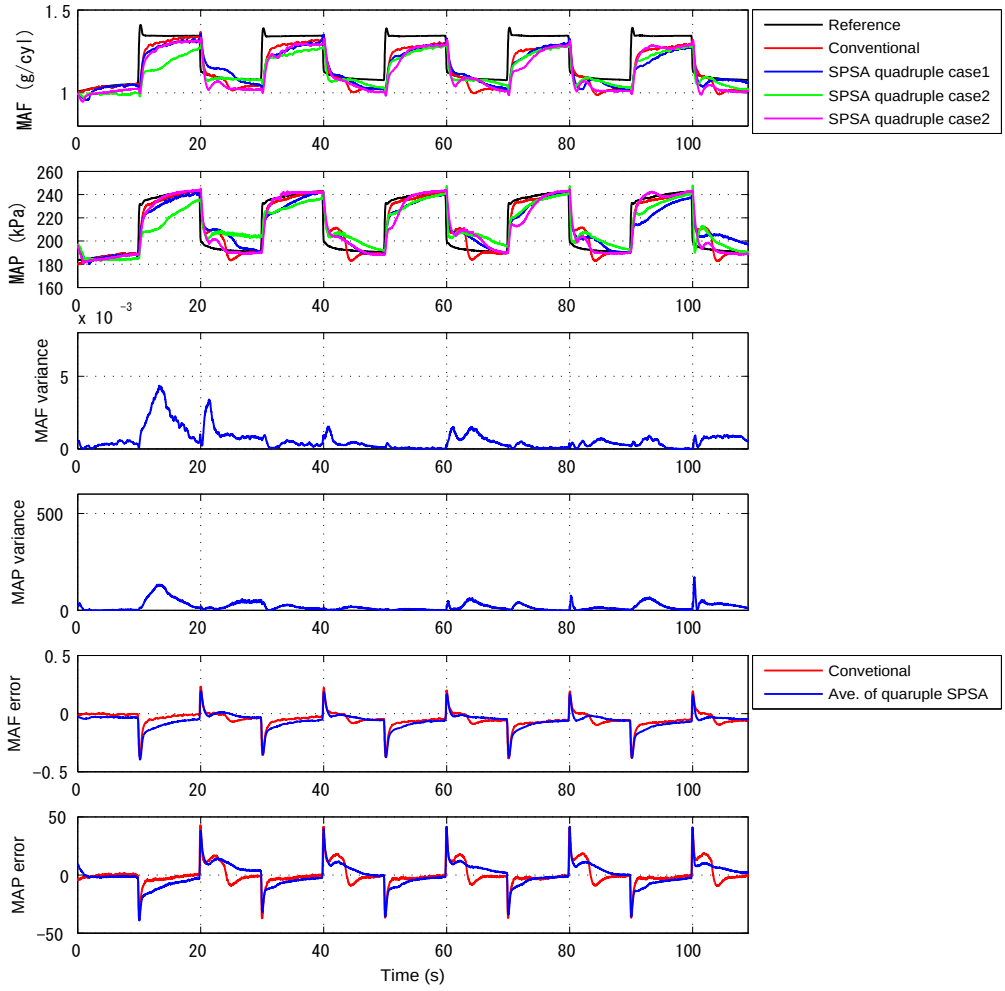


Fig. 4-11. Convergence test results of the Quadruple Controller. Around 30 seconds, the variance in the MAF and MAP's responses converge. The MAF and MAP errors are equal to that of the conventional controller after 60 seconds.

4.5.4 モードテスト

過渡特性を確認するため，European transient cycle（ETC）モードテストを行う．ETC モードテストは，urban，rural，motorway と異なる 3 つの運転状況を，各 600s ずつ行うもので，運転中の回転数とトルクをプロットすると，Fig. 4-12 に示すような広範囲な運転領域を包含している．

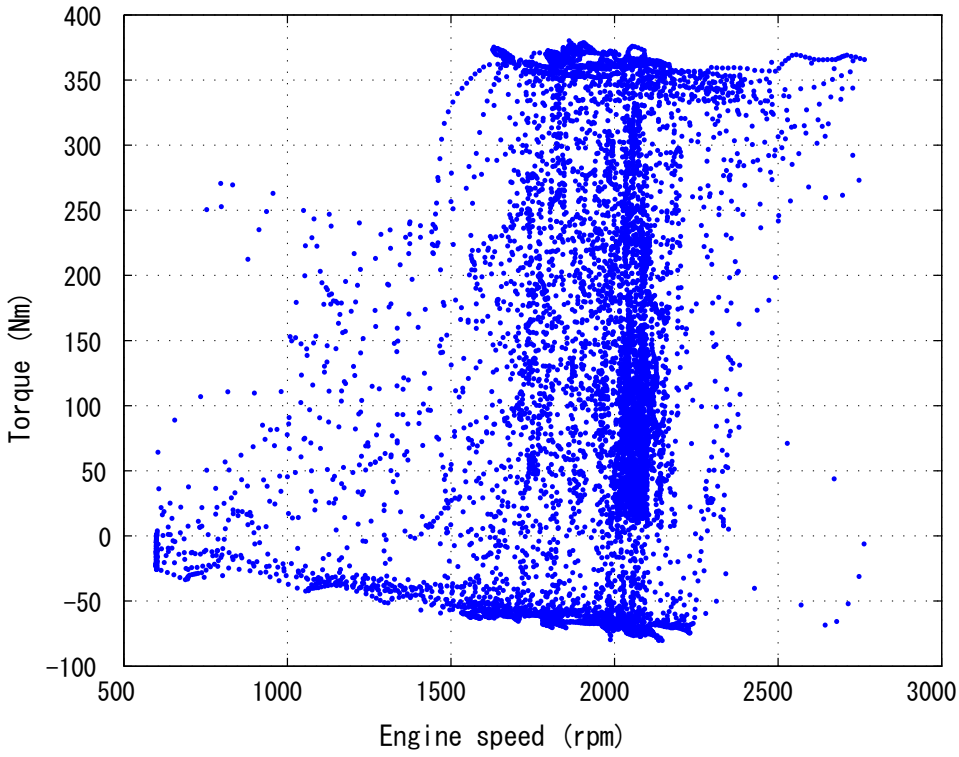


Fig. 4-12. ETC mode test operation condition: The blue dots are operating points at every 0.2 seconds under ETC mode test, which shows the operations cover very wide conditions. Consequently, dynamics of the engine combustion varies and air flow controller needs to adapt to it.

Dual コントローラ，Quadruple コントローラそれぞれにおける，MAF および MAP の rms エラーの総和を，4.3 節で説明した従来法の結果と相対比較したものを Table 4-6 に示す．Dual コントローラにおいて，損失関数を式(4-4)で表わされる誤差の 2 乗和とした pattern 1-b は，テスト途中で制御系が不安定になり，テストを中断したので，結果は載せていない．

Pattern 1-a では，MAF で 20.1%の改善が得られたものの，MAP では 18.6%劣化し，総合的には同等と言える．Pattern 2-a では MAF で 14.4%改善され，MAP で 14.9%劣化し，総合

的には同程度である. しかし, Pattern 2-b の Quadruple コントローラで, 損失関数を 2 乗和（式 (4-4)）とした場合は, MAF が 14.5%改善したのに対し, MAP でも 5.43%しか劣化せず, 総合的に優れた結果を得た.

Table 4-6. rms total error

Pattern	Controller type	Loss function	rms total error per conventional (%)	
1-a	Dual controller	sum of squared error/ max error	MAF	-20.1
			MAP	+18.6
1-b		sum of squared error	MAF	unstable
			MAP	
2-a	Quadruple controller	sum of squared error/ max error	MAF	-14.4
			MAP	+14.9
2-b		sum of squared error	MAF	-14.5
			MAP	+5.43

以降では, Dual コントローラ（Pattern 1-a）と Quadruple controller （Pattern 2-b）について, より詳細に分析する.

従来法（Conventional controller）, Dual コントローラそして Quadruple コントローラにおける MAF の応答を Fig. 4-13 に, MAP の応答を Fig. 4-14 にそれぞれ示す. ETC モードテストは, 1,800s におよぶ長いテストなため, ここでは視認性を良くするため, 300s ごとに分割して表示している. MAF 応答を見ると, SPSA 適応コントローラは, Conventional よりいずれも良い結果を示している. しかし, Dual controller では, 途中で振動的になっているのが確認できる. また MAP 応答でも, Dual コントローラは振動的になっている. しかし Quadruple コントローラは, MAF と MAP のいずれの応答も安定し, かつ良好に応答を示していることが分かる.

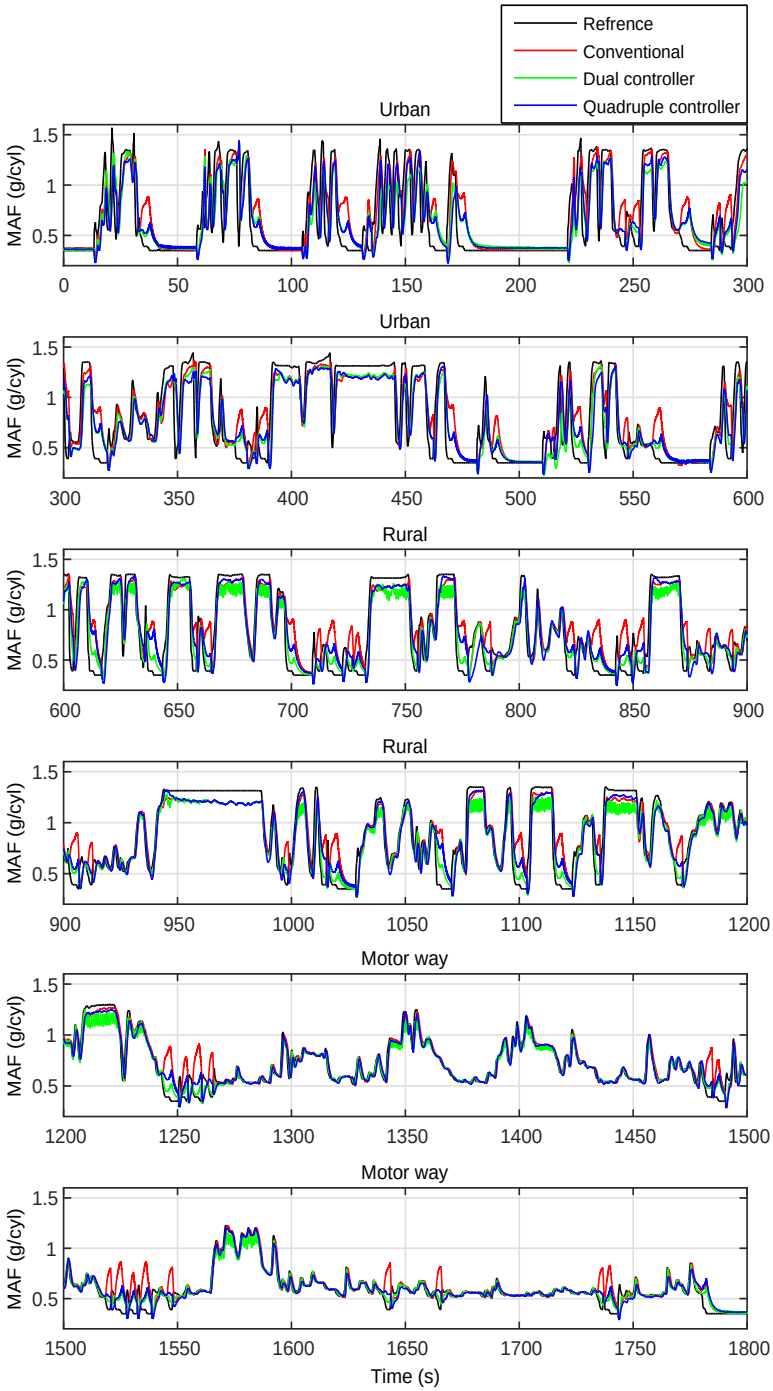


Fig. 4-13. MAF response for ETC mode test: For the conventional controller, the MAF does not follow up at some regions. For the dual controller, the MAF response vibrates when the urban mode (0~600s) finishes and the engine load increases. On the other hand, for the quadruple controller, the MAF response is stable and shows good follow-up performance through the entire area.

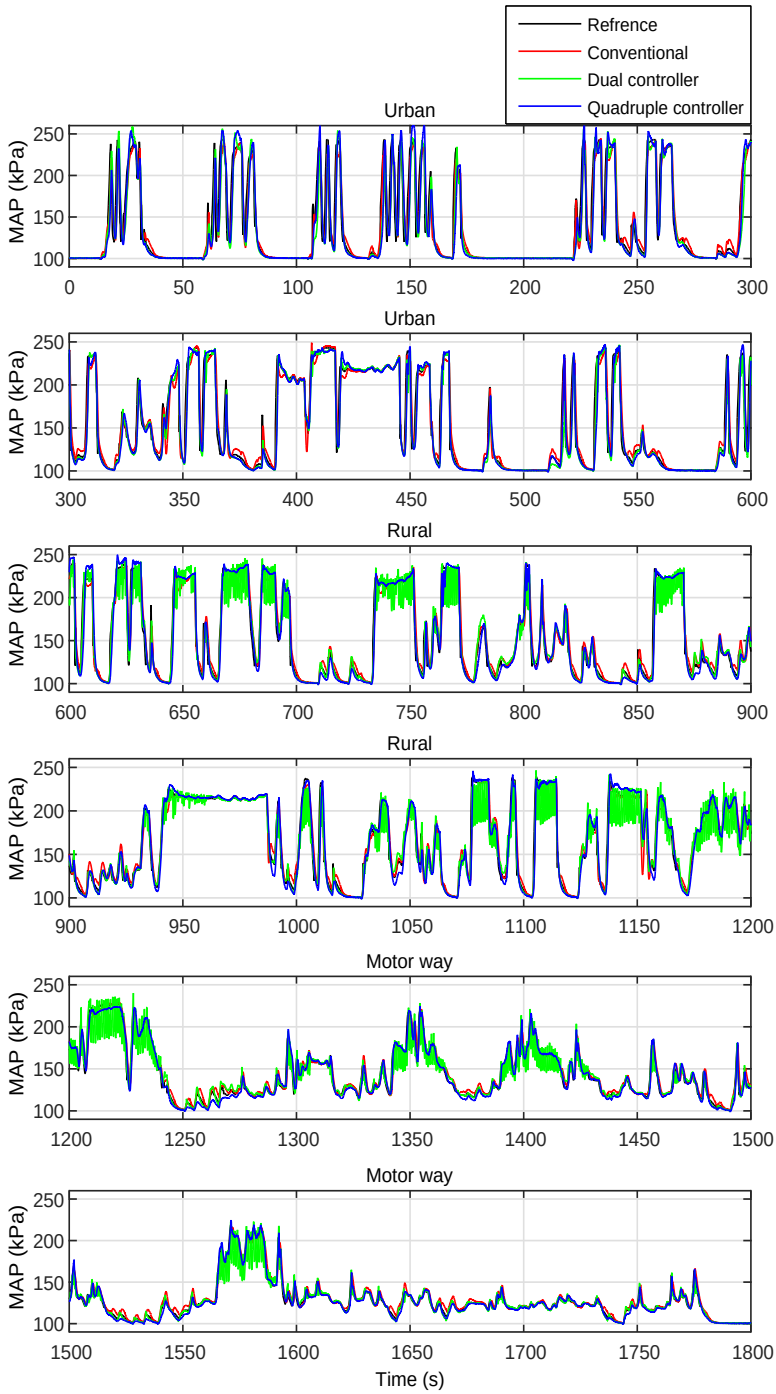


Fig. 4-14. MAP response for ETC mode test: For the dual controller, the MAP response vibrates when the urban mode (0~600s) finishes and the engine load increases. On the other hand, for the quadruple controller, the MAP response is stable and shows good follow-up performances through the entire area.

応答性を詳しく見るため，rms エラーを確認する．ETC mode test は 1,800 秒もの長時間にわたるテストなので，瞬時的な rms エラーを観察しても様子が良く分からない．そこで，式(4-6)に示す，Hann 窓関数でデータ中心部に重みを掛けながら，エラーの移動平均 rms を求める．ここでは窓関数の区間 x をスケーリングし，30 秒（1875 ポイント）としている．

$$w\left(x\right) = 0.5 - 0.5\cos 2\pi x,\ if\ 0 \le x \le 1 \tag{4-6}$$

Fig. 4-15 に従来法，Dual コントローラそして Quadruple コントローラの結果を示す．Fig. 4-15 は上から，MAF の重み付き移動平均 rms エラー，MAP の重み付き移動平均 rms エラー，Dual コントローラのコントローラ適応過程，そして Quadruple コントローラの適応過程を示している．MAF 応答では ETC mode テスト全領域に渡って SPSA 適応コントローラのエラーが少なく良好な結果を示している．MAP においては，Dual コントローラは約 600s 以降，適応が追従できず，エラーが増えるが，Quadruple コントローラでは，安定して従来法と同等な結果を示していることが分かる．

Dual コントローラと Quadruple コントローラの，それぞれのコントローラパラメータの更新を見ると，Quadruple コントローラは 600s 以降も速やかに適応し，追従していることが分かる．この 600s というのは，走行モードが urban から rural に切り替わるポイントで，速度が上がり，エンジン負荷が増え，特性が大きく変わるところである．

以上の結果より，SPSA を用いた干渉項補償付きの適応 Quadruple コントローラは，適応性も良く，ETC モードテストにおいて，従来法より優れた過渡特性を示すことを確認した．

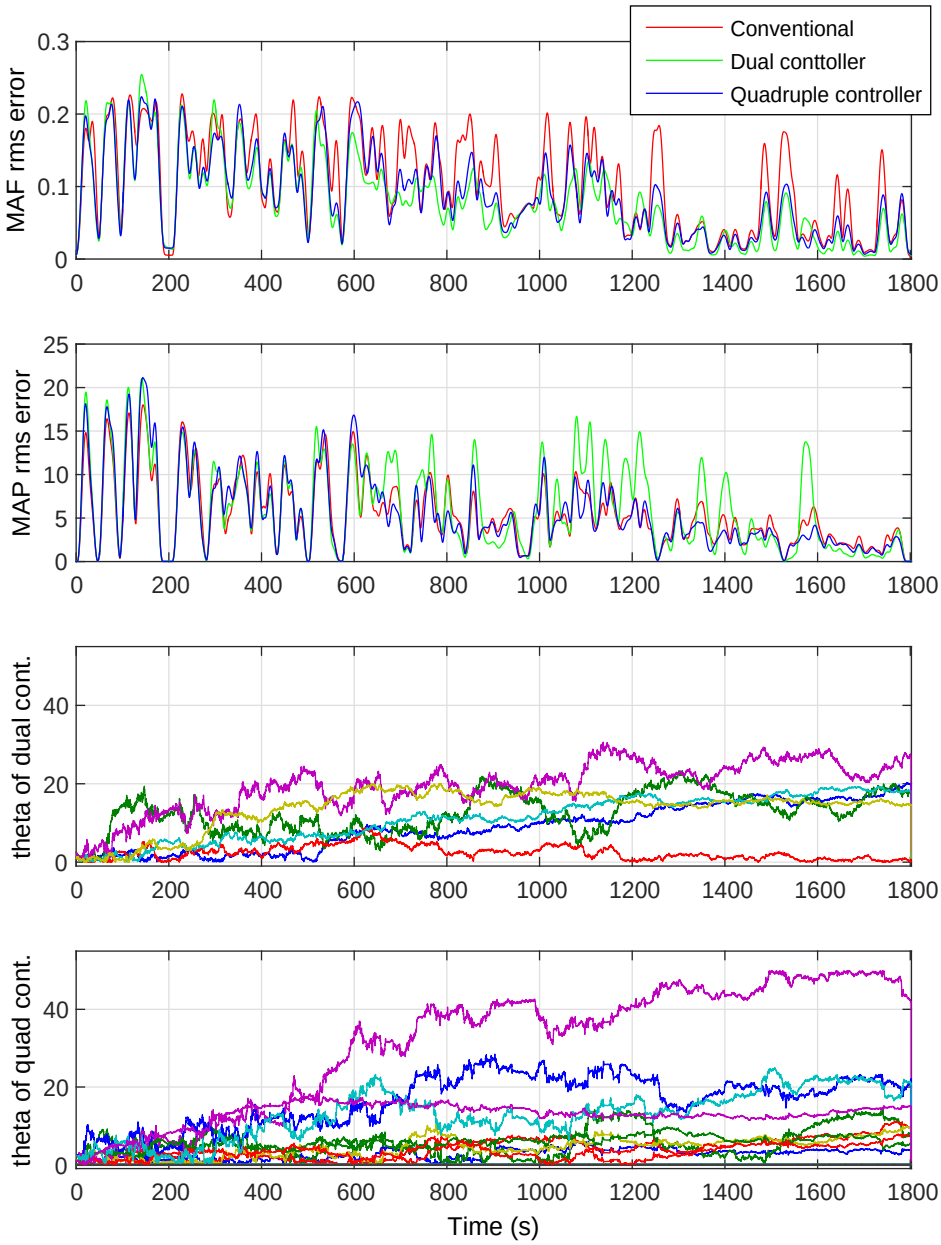


Fig. 4-15. Moving average RMS errors of MAF/MAP and adaptive processes: Conventional controller has more MAF errors after 600 seconds when the urban mode is completed, while the dual controller has an increased number of MAP errors. Quadruple controller shows superior properties, where the MAF and MAP errors are well controlled throughout the entire area.

4.6 結言

ディーゼルエンジンの低排出に対する要求は益々厳しくなり，精密な燃焼制御がより一層，求められている．燃焼状態は，新規空気吸入量である MAF と，吸入マニホールド内の圧力である MAP によって左右されるため，これらを適切な量に制御する必要があり，これをエアパス制御と呼ぶ．MAF と MAP は，吸入側に戻す排気量を調整する EGR バルブの開閉量と，ターボチャージャの働きを調整する VNT ベーンの開閉量で制御される．しかし，ディーゼルエンジンは，エンジン回転数，負荷ともに，非常に幅広い領域で運転され，その特性も大きく変わる非定常システムである．また，EGR バルブも VNT ベーンも，強い非線形を持ち，かつそれぞれの操作量が，制御量である MAF，MAP に互いに強い干渉を持つため，モデルベース設計が大変困難な制御対象である．従来のコントローラは，PID コントローラを基本とし，制御パラメータである比例ゲイン，積分時間，微分時間を，それぞれ運転状態ごとに調整し，スケジューリングしていた．そのため，長大な工数が掛かるばかりでなく，エンジンの経年変化や個体差に対応できないなどの問題を抱えていた．

本研究では，このエアパス制御に対し，第 3 章で提案した，SPSA によるオンラインで非定常システムに追従する，適応モデルフリー制御系を適用し，その有効性と実用性を確認した．コントローラは PID とし，各制御パラメータ（比例ゲイン，積分時間，微分時間）を，SPSA を用いてオンラインで適応させる．この PID コントローラを 2 つ搭載した構成（チューニングパラメータ数：6）を Dual コントローラとし，干渉項補償用に 2 つ追加した，合計 4 つの PID コントローラからなる構成（チューニングパラメータ数：12）を Quadruple コントローラとして，エンジンベンチで，ステップ負荷テストと ETC モードテストを行った．ステップ負荷テストは定常運転状態に相当し，ETC モードテストは過渡運転状態に，それぞれ相当する．

ステップ負荷テストにおいては，Dual コントローラ，Quadruple コントローラともに，従来コントローラと同等の性能に適応することが確認できた．また，収束性に関しては，Quadruple コントローラが速いことも確認した．

ETC モードテストでは，Dual コントローラは途中で適応が不安定になるときがあったが，Quadruple コントローラでは安定に動作し，その性能も，従来コントローラと比較し，エラーが MAP で+5.43%ほど，やや劣化したものの，MAF で-14.5 と，大幅に改善され，総合的には改善されたと判断できる結果を得た．

SPSA の計算コストは，パラメータの数にほとんど影響されないので，チューニングパラメータの多い Quadruple コントローラでも，実用性には問題が無いと考えられる．

第 5 章　ディーゼルエンジンの適応 NO_X ソフトセンサ

EGR/VNT 制御は NO_X を低減する燃焼状態を実現するため，NO_X 発生に影響を与える MAF と MAP を適正値に制御することを目的としている．しかし，近年ではより精度の高い制御を実現するため，吸気 O_2 濃度や NO_X 濃度を制御量とする制御が研究されている[C5-1]-[C5-3]．制御量である O_2 や NO_X を計測するセンサには，フィードバック制御に利用可能な高応答性のものがないため，観測器として内部モデルを有し，時々刻々の O_2 濃度や NO_X 濃度を算出する，ソフトセンサと呼ばれる仕組みを用いている．ソフトセンサではモデルの予測精度が制御性に大きく影響するため，モデルの精度向上が重要となる．応答性の低いセンサ出力を用い，モデルの補正を行うことも可能であるが，定常状態を捉えての補正である点や，誤差要因を特定できないため学習できないなど課題が多い．本章では，SPSA に基づく適応ソフトセンサの構成法を，文献[C5-4]を基に述べる．

5.1　緒言

他の内燃機関と比べ熱効率が高く，CO_2 排出量が低いディーゼルエンジンは，商用車用のみならず乗用車用としても普及しており，地球温暖化抑制の一翼を担っている．圧縮着火であるディーゼルエンジンは圧縮比が高く，空気過剰率が大きいため，熱効率が高いと言われているが，一方において燃焼室内が高温高圧かつ希薄燃焼であるため，NO_X が発生し易い短所を有している．

NO_X 排出量を低減させる方策として，排気の一部を吸気に再循環させる EGR システムが一般的に用いられている．これは CO_2，H_2O など比熱の大きいガス成分を吸気中に増し燃焼ガス温度を低下させ，かつ吸気中の O_2 を減少させることで NO_X の低下を図るものである．再循環される排気（EGR ガス）の流量に依存して NO_X が増減し，かつ流量過多になると DPM の発生や失火につながる恐れもあるため，EGR ガス流量は EGR バルブにて適確に制御されなければならない．EGR ガス流量を制御する手法として従来では，第 4 章で論じた，観測される MAF を制御量とし，予め設定してある目標空気流量と等しくなるようにフィードバック制御を行うのが一般的であるが，過給圧力が異なれば同じ MAF 量でも NO_X 排出量が異なるなど，ロバスト性に欠ける点が見られるため，近年では吸気 O_2 濃度[C5-1]や NO_X 濃度[C5-2], [C5-3]を制御量とする制御が研究されている．これら制御の制御量を観測するセンサには，フィードバック制御に利用可能な高応答性のものがないため，観測器として内部モデルを有

し，時々刻々の O_2 濃度や NO_X 濃度を算出する，ソフトセンサを用いているが，モデルの予測精度が制御性に大きく影響するため，モデルの精度向上が重要となる．また実際のセンサ（ハードセンサと称す）の出力を用い，モデルの補正を行うことも可能であるが，ハードセンサの応答性は遅く，定常状態を捉えての補正である点や，誤差要因を特定できないため学習できないなど課題が多い．

Fig. 5-1 に，実際のハードセンサとソフトセンサの応答を示す．ハードセンサの立ち上がりは遅く，またソフトセンサは，定常状態で偏差があることが確認できる．

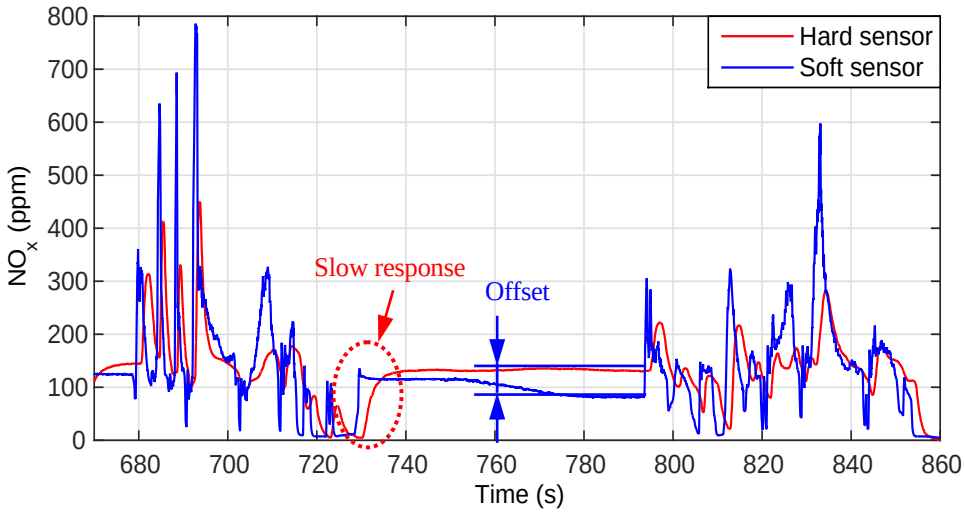


Fig. 5-1.　Comparion of the response of hard sensor and soft sensor.

本章では，実験的見地から得られたソフトセンサをハードセンサと比較し，SPSA を用いて逐次補正する，適応ソフトセンサの構成法を述べる．提案手法は，エンジンベンチ実験より得られた実データを用いて，その有効性が検証される．

5.2　ダイレクト NO_X 制御

NO_X 濃度は燃焼速度を支配する主要因である酸素濃度に大きく影響されるため，第 4 章では，酸素濃度を決定する吸入する新規吸入空気量の MAF と，吸入マニホールド内圧力の MAP を制御量にした．しかし，Fig. 5-2 に示すように，ディーゼルエンジンにおける各状態量の関係は複雑であり，MAF と MAP により，間接的に NO_X を制御量するのは不確定要素が多い．MAP は，要求されるエンジン出力に燃費より適正値があるので，適正に制御されて

いる状態であれば，EGR で空燃比（air-to-fuel rate）を変化させることにより，酸素濃度を制御できる．酸素濃度と NO_X には密接な関係があることは実験的にも分かっているので，NO_X を制御量とすることができれば，EGR により直接 NO_X を制御でき，よりロバストな制御が可能となる．これを，ダイレクト NO_X 制御と呼ぶこととする．

Fig. 5-3 に，実験により得られた NO_X 濃度と MAF および酸素濃度の関係を示す．MAF で整理した(a)では，高過給時と低過給時で，NO_X および DPM 共に，大きく変動していることが分かる．一方，酸素濃度で整理した(b)では，過給圧の変動にかかわらず，NO_X および DPM 共にほぼ同一な傾向を示していることが分かる．これらより，酸素濃度によりロバストに，直接 NO_X を直接制御できることが分かる．

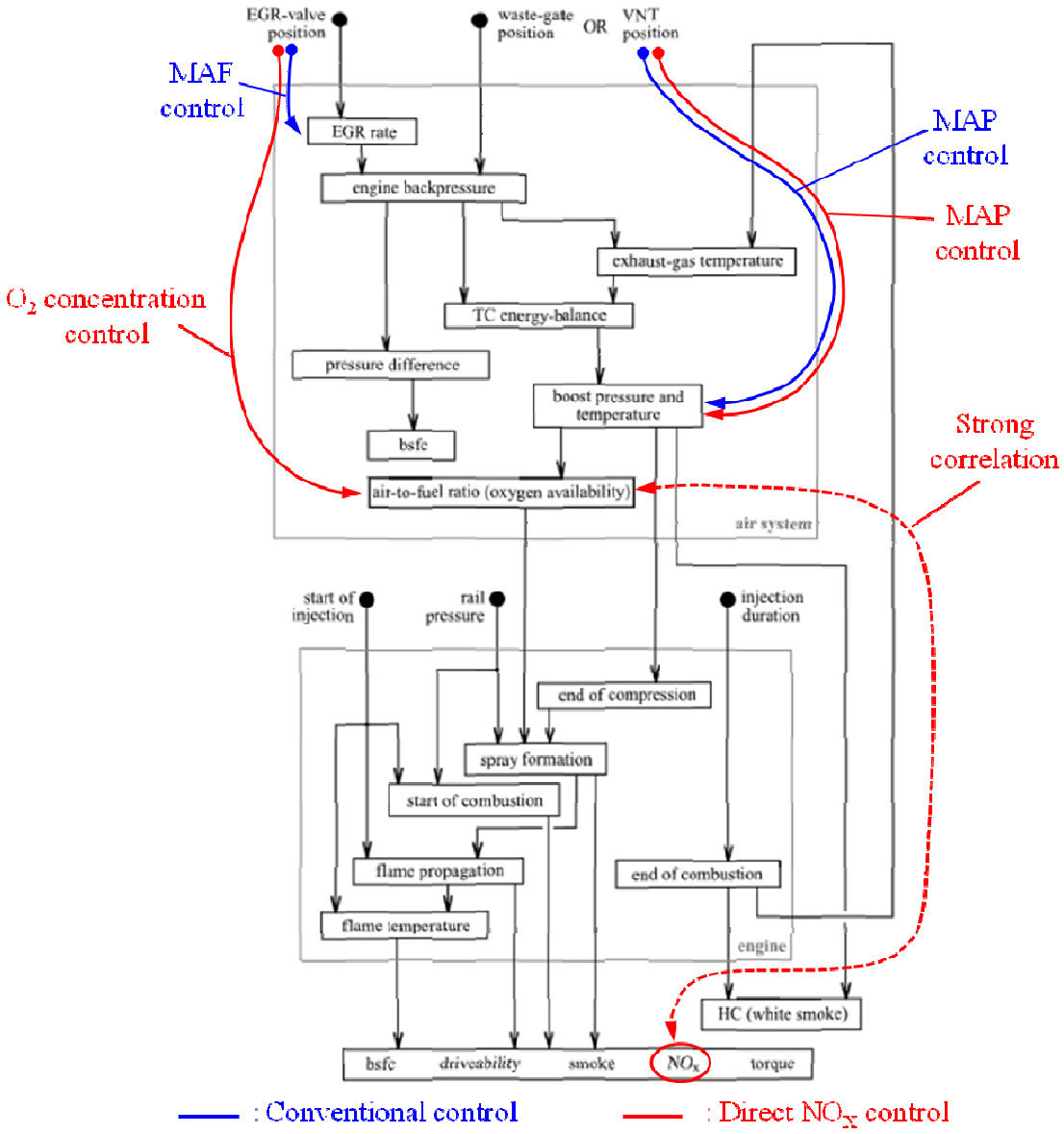
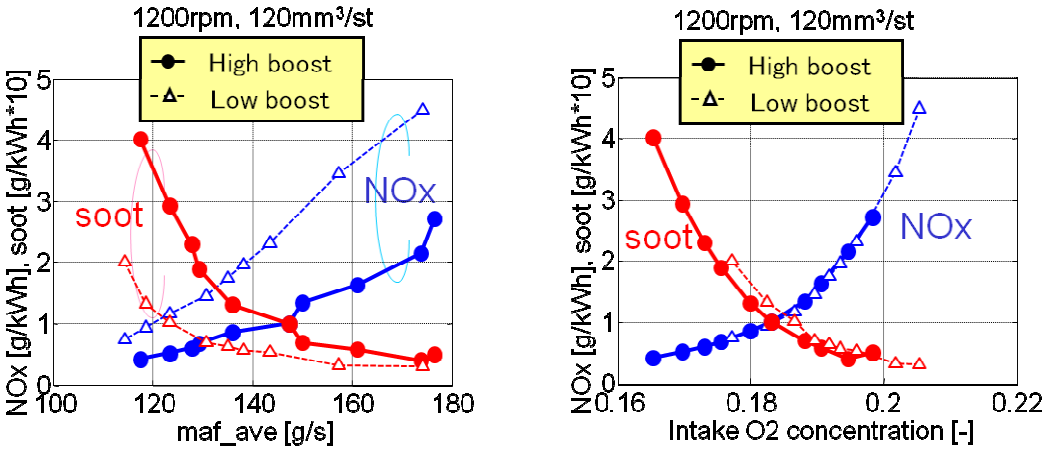


Fig. 5-2. Qualitative input-output relations in a diesel engine.

（参考文献[C5-5], Fig. 1.10. より引用）



(a) In order by MAF　　(b) In order by O_2 concentration

Fig. 5-3.　Mutual relation of NO_X and MAF or O_2 concentration: In case of order by MAF, NO_X varies by MAP, however in case of order by O_2 concentration, NO_X does not vary when the MAP changes.

5.3　後処理

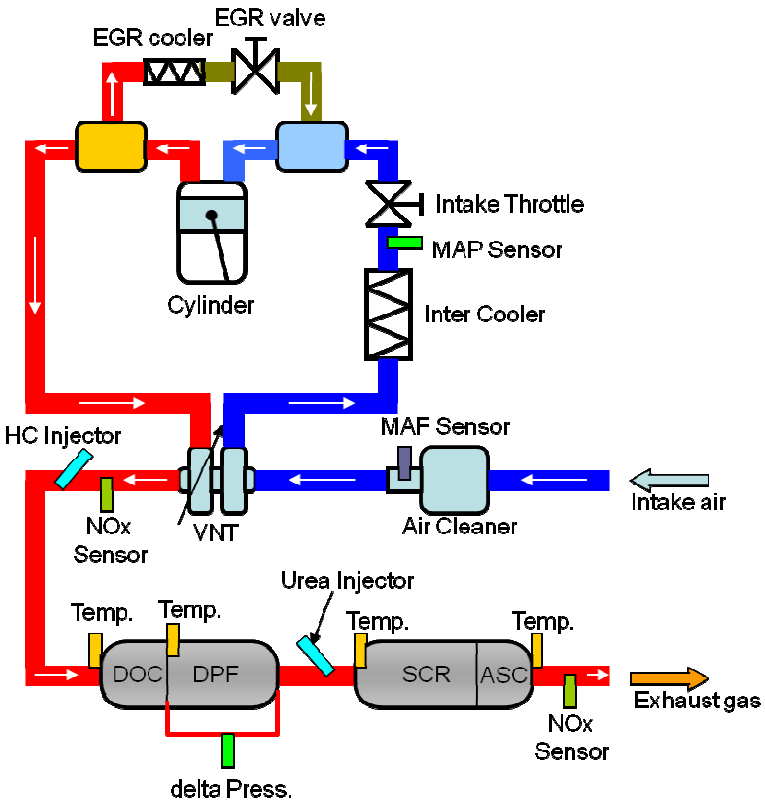
Fig. 5-4 にディーゼルエンジンの後処理工程を示す．図中，青の経路は吸気系で，赤の経路は排気系を表す．DPM は diesel particulate filter（DPF）によって捕集され，ある一定の量が蓄積されたら，HC Injector より燃料を噴射して燃焼させる．NO_X は式(5-1)の化学反応式に示すように，Urea Injector より噴射された尿素水（$(NH_2)_2CO$）の加水分解を利用してアンモニア（NH_3）と二酸化炭素（CO_2）を生成し，窒素（N_2）と水（H_2O）に還元し無害化される．

$$(NH_2)_2CO+H_2O \rightarrow 2NH_3 + CO_2$$
$$NO+NO_2+2NH_3 \rightarrow 2N_2+3H_2O \qquad (5\text{-}1)$$

アンモニアは劇薬の有害物質であり，外部環境に漏洩するのは問題となるため，適量の尿素水を NO_X の量に合わせて噴射する必要がある．しかし現存するハードウエアの NO_X センサの応答は遅く（時定数 1s 以上），定常状態では良いが，モードテストや実際の動的運転状態では，その応答性が低く正確な量が検出できない．そのため，化学反応式や実験的回帰式を用いて，計算により NO_X 量を推定する，ソフトセンサと呼ばれる仕組みが用いられる．しかし，実際のセンサとソフトセンサの値には，過渡状態においてはもちろんのこと，定常状態においてもなお，偏差が生じている．

以上の問題を解決するため，ソフトセンサを構成する各因子を，SPSA で実際のセンサ値に追従するように適応させる，適応 NO_X ソフトセンサを提案し，エンジンベンチで得られたデータより，その効果を確認する．

なお，本章では実デバイスの NO_X センサを，NO_X ハードセンサ，計算による推定値を，NO_X ソフトセンサと呼ぶことにする．



DOC（diesel oxidation catalyst）：ディーゼル酸化触媒

DPF（diesel particulate filter）：ディーゼル微粒子捕集フィルタ

SCR（selective catalytic reduction）：選択還元触媒

CUC（clean up catalyst）：アンモニアスリップ浄化触媒

Fig. 5-4.　Aftertreatment system of a diesel engine.

5.4 SPSA 適応ソフトセンサ

5.4.1 NO_X ソフトセンサの構成

ソフトセンサの構成法として，データベースに基づくjust-in-Timeモデルを用いた方法[C5-6], [C5-7]やニューラルネットワークに基づく方法[C5-8]などが提案されている．しかしこれらは，NO_X 発生のモデルに基づいておらず，NO_X に影響を与える因子が不明瞭である．実際の適合の見地からすると，それぞれの因子が独立にチューニングできることが望ましい．また，実ECUに取り組むことを考えると，高速演算可能とする簡潔なモデルである必要がある．そこで，本研究ではFig. 5-5に示す構造を持つ，実験式に基づくソフトセンサモデルを用いることにする．Fig. 5-5 では，赤の破線（--）は運転条件によるパラメータを，青の実線（—）はソフトセンサモデルの変数をそれぞれ示している．

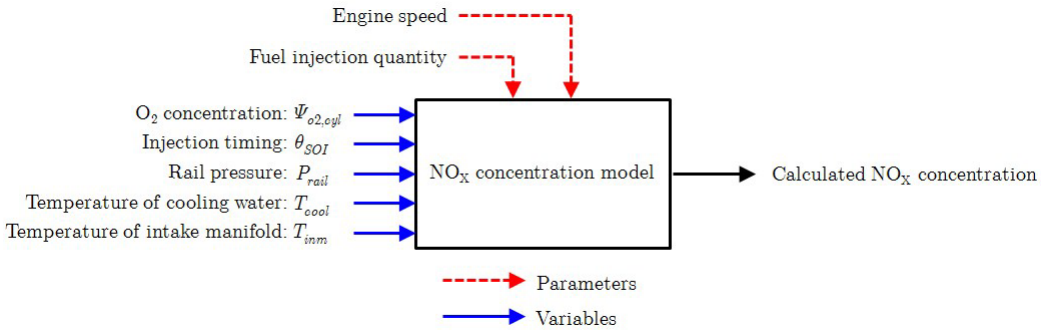


Fig. 5-5. Scheme of the NO_X soft sensor.

NO_X ソフトセンサは，エンジン回転数（Engine speed）と燃料噴射量（Fuel injection quantity）によって基本的に支配され，その値を EGR 開度変化によるシリンダ O_2 濃度（O_2 concentration），燃料のメイン噴射時期（Injection timing），燃料の噴射圧となるコモンレール圧力（Rail pressure），冷却水温度（Temperature of cooling water）および吸気ガス温度（Temperature of intake manifold）で補正される．NO_X ソフトセンサの実験モデルを，式(5-2)に示す．

$$\psi_{NOx,soft} = \psi_{NOx,ref} \cdot C_{O2} \cdot C_{SOI} \cdot C_{RP} \cdot C_{Tcool} \cdot C_{Tinm} \tag{5-2}$$

左辺 ψ_{NOx} はモル分率で表した NO_X 濃度を表す．右辺第1因子の $\psi_{NOx,ref}$ は，各運転領域において，標準エンジンで計測された実際の NO_X 濃度で基準値となる．右辺第 2 因子から第 6 因子の C_* は，基準値から NO_X 濃度因子に偏差があった場合の補正因子で，添え字は，

- *O2* : EGR 開度変化によるシリンダ O_2 濃度変化
- *SOI* : メイン燃料噴射時期変化
- *RP* : コモンレール圧変化
- *Tcool* : 冷却水温度変化
- *Tinm* : 吸入ガス温度変化

表しており，それぞれ，

$$C_{O2} = \left(\frac{\psi_{O2,cyl}}{\psi_{O2,cyl,ref}} \right)^{\alpha_{O2}} \tag{5-3}$$

$$C_{SOI} = e^{\alpha_{SOI} \cdot \left(\theta_{SOI} - \theta_{SOI,ref} \right)} \tag{5-4}$$

$$C_{RP} = \left\{ \alpha_{RP} \cdot \left(p_{rail} - p_{rail,ref} \right) + 1 \right\} \tag{5-5}$$

$$C_{Tcool} = \left\{ \alpha_{Tcool} \cdot \left(T_{cool} - T_{cool,ref} \right) + 1 \right\} \tag{5-6}$$

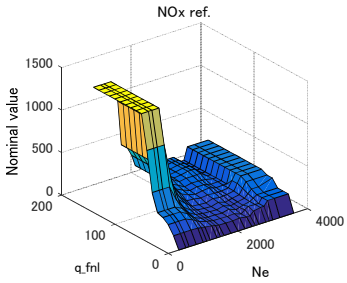
$$C_{Tinm} = \left(\frac{T_{inm}}{T_{inm,ref}} \right)^{\alpha_{Tinm}} \tag{5-7}$$

となっている．ここで，添字 *ref* が付いている変数は，標準大気（1 気圧，15℃）環境条件下において標準エンジンで計測された，各状態量のノミナル値を示している．各変数を Table 5-1 に示す．ノミナル値 $*_{,ref}$ および適合値 α_* は，運転状況によって大きく変動するため，Fig. 5-6 に示すような，エンジン回転数 N_e と燃料噴射量 q_{fnl} をパラメータとする 2D マップとなっている．Fig. 5-6 において，(a)は，標準エンジンを標準大気環境下で運転した時の，NO_X のノミナル値，(b)～(e)は，その時のエンジン各状態量のノミナル値，(f)～(i)はエンジンベンチ上で，各状態量に変動を与えて得られた各補正因子の適合値マップである．運転条件によって，それぞれ大きく変動し，非線形性，非定常性が強いシステムであることが確認できる．

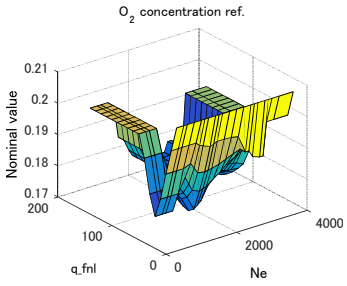
各補正因子 C_* は．それぞれノミナル値からの変動量（比または差）と適合値 α_* により補正係数を求めており，ノミナル値からの変動が無い場合，各補正因子 C_* は1の値となり，補正が働かなくなる．

Table 5-1. Variables of NO_X soft sensor

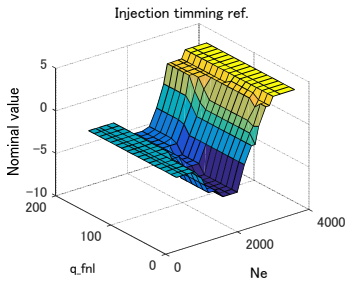
Correction factor	Nominal value	Measured value	Calibration value
C_{O2}	$\psi_{O2,cyl,ref}$	$\psi_{O2,cyl}$	α_{O2}
C_{SOI}	$\theta_{SOI,ref}$	θ_{SOI}	α_{SOI}
C_{RP}	$p_{rail,ref}$	p_{rail}	α_{RP}
C_{Tcool}	$T_{cool,ref}$	T_{cool}	α_{Tcool}
C_{Tinm}	$T_{inm,ref}$	T_{inm}	α_{Tinm}



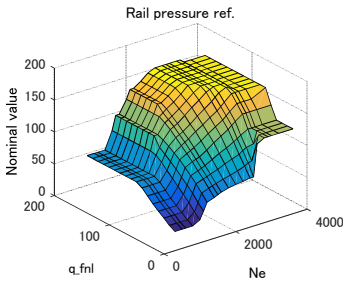
(a) Nominal map of NO_X



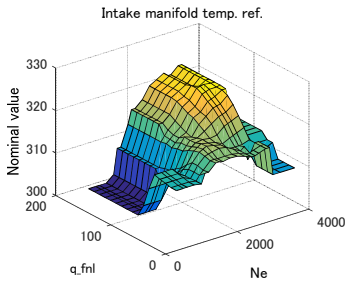
(b) Nominal map of C_{O2}



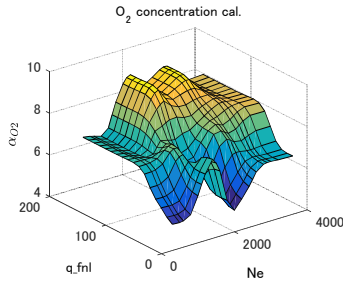
(c) Nominal map of C_{SOI}



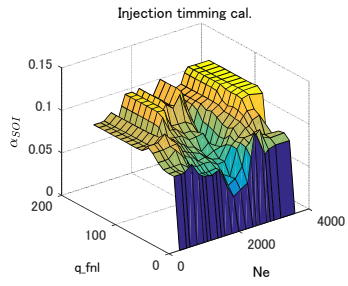
(d) Nominal map of C_{RP}



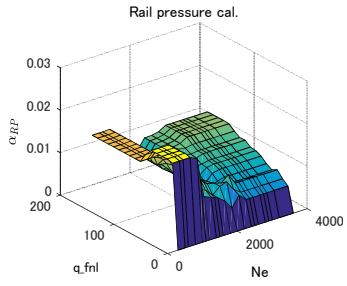
(e) Nominal map of C_{Tinm}



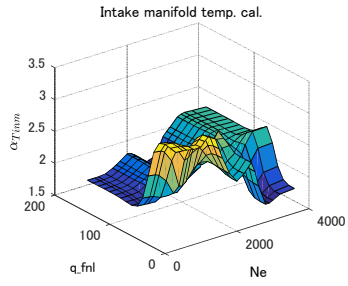
(f) Calibration map of C_{O2} : α_{O2}



(g) Calibration map of C_{SOI} : α_{SOI}



(h) Calibration map of C_{RP} : α_{RP}



(i) Calibration map of C_{Tinm} : α_{Tinm}

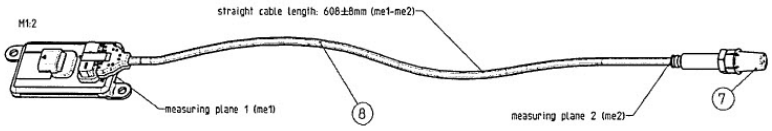
Fig. 5-6. Variable maps of the NO_X soft sensor.

5.4.2 SPSA 適応ソフトセンサの構成

Fig. 5-6(f)～(i)の適合値マップ $\alpha_{:*}$ は，標準エンジンを標準大気環境条件下において，定常状態でチューニングされたものである．従って，

1) チューニングに用いたエンジンとは違うエンジンに組み込んだ場合の個体差
2) センサやエンジンの経年変化
3) モード試験等の過渡運転

に対しては，最適な動作が保証されておらず，定常状態においても NO_X ハードセンサとの偏差が報告されている．定常状態では，NO_X ハードセンサで NO_X を直接計測することにより，1)の個体差と 2)の経年変化には対応できる．しかし，3)の過渡運転には，NO_X ハードセンサの応答は運転条件変化に比較し遅いので，根本的に対応できず，定常状態と過渡状態で，ソフトセンサとハードセンサを切り替えて用いるなどの方策が採られているが，過渡運転時の精度に対して補償が無く，根本的な解決には至っていない．Fig. 5-7 に実験に用いた，実車にも登載されているコンチネンタル社製の NO_X ハードセンサの仕様を示す．項目 No. 5 にあるように，応答の時定数は，1.3~1.65s と遅く，また使用を重ねることにより応答が鈍くなる経年変化があることが確認できる．



Nr	Name	Symbol	Min.	Max.	Dim.	Remarks
1	NO_x concentration	NOx	0	1500	ppm	NO & NO_2 $1.0 \le \lambda \le \infty$ (without NH_3)
2	Linear Air/Fuel-ratio / O_2-signal	λ_lin O_2	0	1250	1000/λ %	
3	Lambda binary	$\lambda\_rich(\lambda \le 0.9)$ $\lambda\_lean(\lambda \ge 1.1)$	750	200	mV mV	
4	Lambda binary (Static-λ)	λ_s	0.994	1.010	λ	
5	Response time NO_x	$\tau_{33<-->66\% NOx}$		1300 1650	ms	fresh aged
6	Response time λ_lin / O_2	$\tau_{33<-->66\%}$ λ_lin / O_2		1000 1300	ms	fresh aged
7	R-to-L response ($T_{600->300\ mV}$)	TRL		500 600	ms	fresh aged
	L-to-R response ($T_{300->600\ mV}$)	TLR		500 600	ms	fresh aged

Fig. 5-7. Specifications of the NO_X hard sensor.

NO_X ハードセンサは，センサの応答速度内であれば，1)の個体差と 2)の経年変化に対応できる．そこで，この値を用いながら，動的に補正し適応する，適応 NO_X ソフトセンサを考える．Fig. 5-8 にその構成を示す．

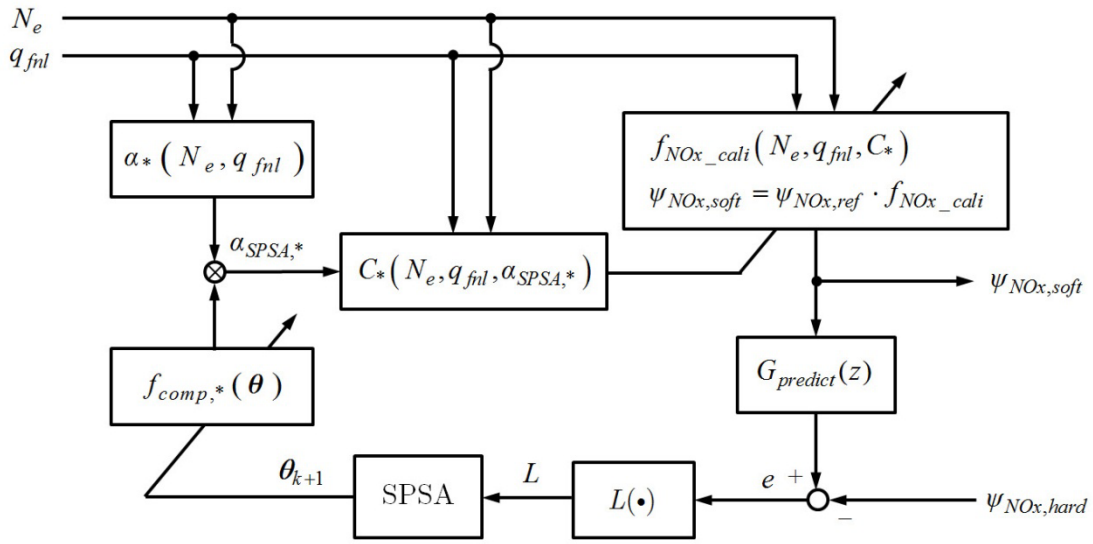


Fig. 5-8.　Composition of the NO_X soft sensor using SPSA.

以下に動作を説明する．NO_X 値 $\psi_{NOx,soft}$ は，エンジン回転数 N_e と燃料噴射量 q_{fnl} をパラメータとして，エンジンの各状態量より，式(5-2)~(5-7)に従って計算される．ここで，補正因子 C_* は，NO_X ハードセンサの値と比較しながら，その係数が調整される．NO_X 値としては，計算値 $\psi_{NOx,soft}$ 用い，NO_X ハードセンサの値 $\psi_{NOx,hard}$ は，ソフトセンサを適応させるのみに用い，制御の目標値としては用いない．しかし，ソフトセンサ値とハードセンサ値は，ダイナミクスが異なるため，直接比較はできない．そこで，ソフトセンサがハードセンサの遅れを含むダイナミクスを通過した場合の応答値を予め予測する．これが予測器 $G_{predict}(z)$ である．$G_{predict}(z)$ の設計法については次項で述べる．

予測器の出力をハードセンサの実測値と比較し，損失関数 $L(\bullet)$ を計算し，SPSA により更新値 $\boldsymbol{\theta}_{k+1}$ を求める．これより補正関数 f_{comp} により各補正因子 C_* が修正され，NO_X 計算値をハードセンサ値 $\psi_{NOx,hard}$ に適応させる．ここで，補正関数 f_{comp} は，エンジン回転数 N_e と燃料噴射量 q_{fnl} を 2 変数とする，式(5.8)の 2 次元 1 次関数（平面関数）である．各関数は 3 つのパラメータ（$a_{1,*}$，$a_{2,*}$，b_*）を持っているので，チューニングパラメータは合計で 15 個となる．これを SPSA により，実時間でオンラインチューニングする．

$$f_{comp,O2} = a_{1,O2}N_e + a_{2,O2}q_{fnl} + b_{O2} \tag{5.8a}$$

$$f_{comp,SOI} = a_{1,SOI}N_e + a_{2,SOI}q_{fnl} + b_{SOI} \tag{5.8b}$$

$$f_{comp,RP} = a_{1,RP}N_e + a_{2,RP}q_{fnl} + b_{RP} \tag{5.8c}$$

$$f_{comp,Tinm} = a_{1,Tinm}N_e + a_{2,Tinm}q_{fnl} + b_{Tinm} \tag{5.8d}$$

補正関数により適合値マップを修正する仕組みをFig. 5-9に示す. オリジナルの適合値マップ α_{SPSA} に平面関数 $f_{comp,O2}$ を掛けることにより, ゲインと, エンジン回転数と燃料噴射量の変化に対して修正され, 新たな適合値マップ $\alpha_{SPSA,O2}$ が求められる. ここでは C_{O2} 因子に対する例であるが, その他の因子も同様に, 同時に修正させるて,

$$\alpha_{SPSA,O2} =$$

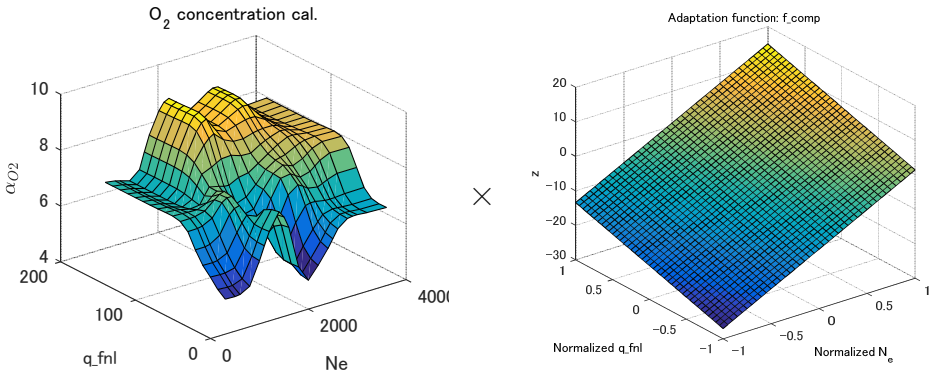


Fig. 5-9. Modifying method for calibration map.

5.4.3 予測器

NO_X ハードセンサには物理的なダイナミクスがあり，Fig. 5-1 に示すように応答遅れがあるため，NO_X ソフトセンサとは時間的位相差があり直接比較できない．そこで，NO_X ソフトセンサが NO_X ハードセンサと等価なダイナミクスを通過した場合の値を予測する，予測器 $G_{predict}$ を設計する．

はじめに予測時間を決定するため，NO_X ハードセンサによる時間位相遅延を求める．NO_X ハードセンサのダイナミクスは式(5-9)の一次遅れ系で表される．

$$G(s) = \frac{1}{Ts+1},\ T = 1.3 \sim 1.65 \tag{5-9}$$

一次遅れ系は直線位相特性を持たないので，入出力間の時間位相遅れは，入力信号の周波数成分により変わる．時定数を Fig. 5-7 の仕様書より，新品と経年変化後の平均として $T = (1.3 + 1.65) / 2 = 1.475$ とすると，その群遅延特性は Fig. 5-10 となり，周波数によって遅延が変わることが確認できる．

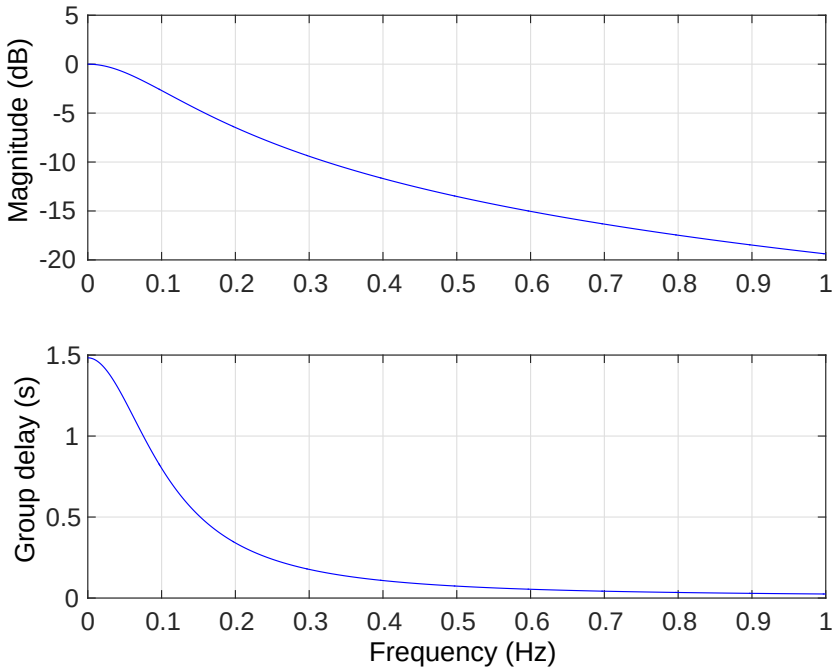


Fig. 5-10. Group delay of NO_X hard sensor.

本研究ではモード試験などの過渡運転を対象としているため，WHTC モード試験において，NO_X ハードセンサと NO_X ソフトセンサの時間遅延を求める．WHTC モードとは，2016 年に導入が予定されている国際的な過渡運転のモード試験である．相関関数により遅延を求めた結果を Table 5-1 に示す．これより時間遅延を 0.815s とする．

Table 5-1.　Delay of NO_X hard sensor to NO_X soft sensor

Trial	Delay (s)
Case 1	0.816
Case 2	0.814
Average	0.815

予測器 $G_{predict}$ は，時間遅延相当分 0.815s 以降の応答を現時点で予測するフィルタである．これを Fig. 5-11 に示す NO_X ハードセンサのステップ応答より FIR フィルタとして求める．ここでは，説明の都合上，見やすくするため，応答間隔を 1/10 にデシメートして表している．

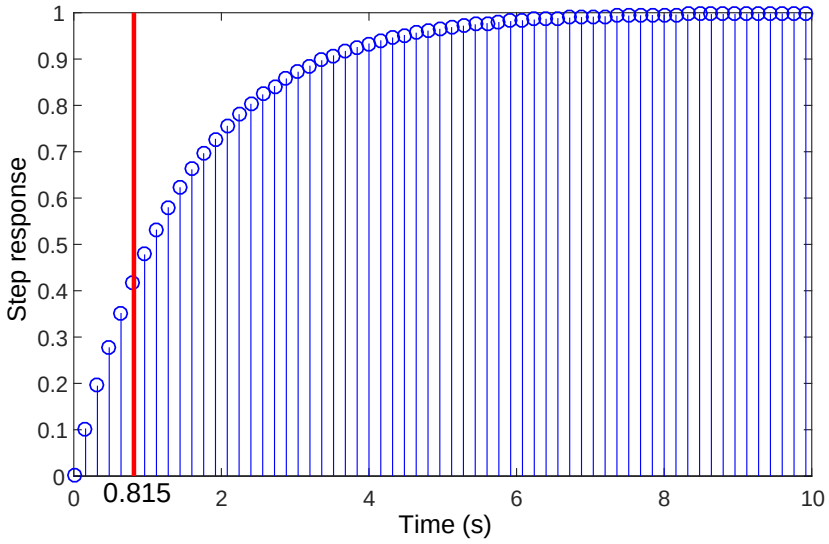


Fig. 5-11.　Step response of NO_X hard sensor dynamics.

n ステップ後，応答が十分に安定したとし，その値を y_n とする．また，時間遅延 0.815s 最近傍が m ステップであるとして，その応答を，y_m とすると，予測器は式(5-10)の FIR ディジタルフィルタで実現でき，その周波数応答は Fig. 5-12 となる．

$$G_{predict}\left(z\right) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-1} + \cdots + b_{n-m-1} z^{-n-m-1} + b_{n-m} z^{n-m} \tag{5-10}$$

$$\begin{cases} b_0 = y_m \\ b_k = y_{m+k} - y_{m+k-1},\ k = 1,2,\ldots,\left(n-m\right) \end{cases}$$

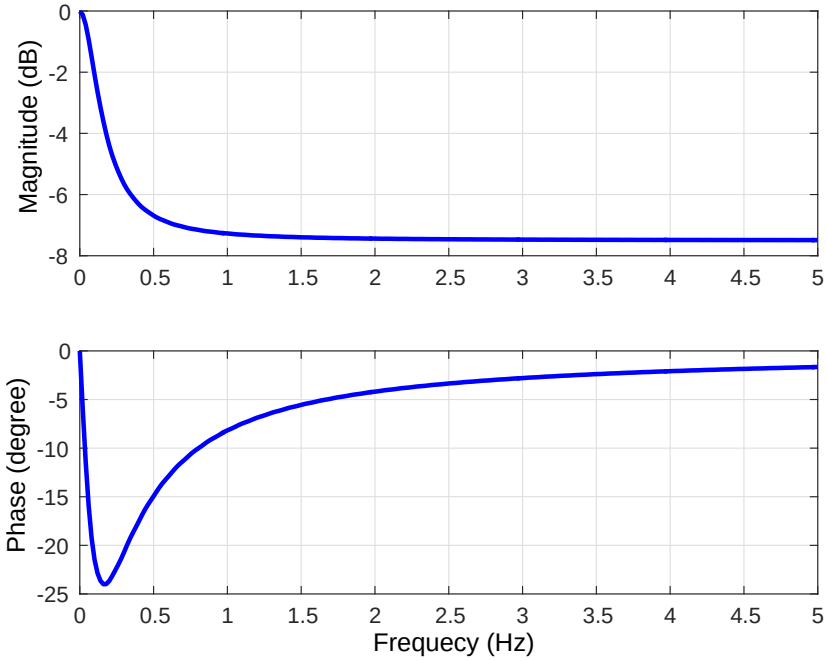


Fig. 5-12.　Frequency response of predictive filter.

設計された予測器の応答を Fig. 5-13 に示す. Fig. 5-13 において, 上段は, センサーダイナミクスに方形波信号を入力した場合の応答で, 下段は同じ入力に対する予測器の応答である. これより予測器はセンサダイナミクスに対し, 未来の応答を示していることが確認できる.

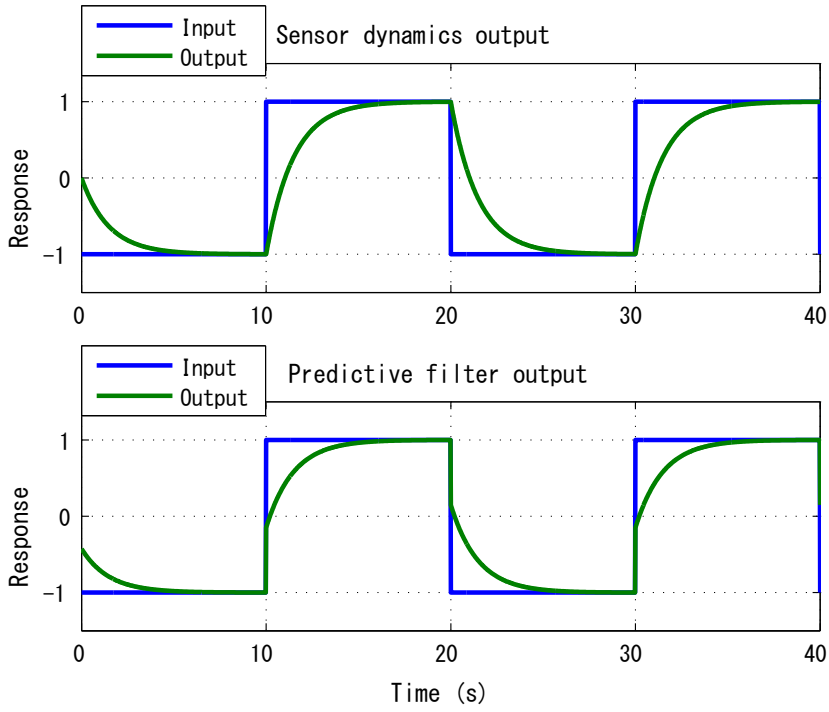


Fig. 5-13. Comparison of the outputs of sensor dynamics and predictive filter: The predictor outputs after 0.815s response of the hardsensor dynamics. In other word, the response after passing through the filter, it is possible to know in 0.815s before.

5.5 実験

本実験に用いるエンジンの仕様を Table 5-2 に，エンジンベンチを Fig. 5-14 に示す．NO_X ソフトセンサのノミナル値マップ（Fig. 5.6(b)~(e)）は，標準大気環境条件下（1 気圧，15℃）において標準エンジンで適合されたもので，寒冷地であるとか高地のような異なる環境化や，後処理装置の変更など，エンジンが異なる条件された場合，これを補正するように，各補正因子 C_* が動作する．この環境変動を再現するため，各ノミナル値マップに，以下のような変動を与える．

- EGR 開度 ： 半分（略称 EGR: half）
- メイン燃料噴射時期： クランク角度 2 度遅延（略称 SOI: 2CA ret.）
- コモンレール圧： 30MPa 減（略称 RP: -30MPa）

環境変動があった場合，これを補正する各補正因子の適合値マップ（Fig. 5.6(f)~(i)）は標準エンジンに対して適合させている．エンジンの個体差や経年変化により，対象エンジンと不適合である状況を再現する場合，エンジン自体を変更するのは容易ではない．そこで Fig.

5-15 に示すように，補正値マップに故意的にエラーを与えることにより，同様の状況を再現する．

Table 5-2.　Engine specifications

Type	Direct injection, DOHC, IC turbo
Displacement	5193 cc
Compression ratio	15.5
Maximum power	140 kW / 2600 rpm
Maximum torque	510 Nm / 1600 rpm
Regulation	Euro 6



Fig. 5-14.　Engine bench.

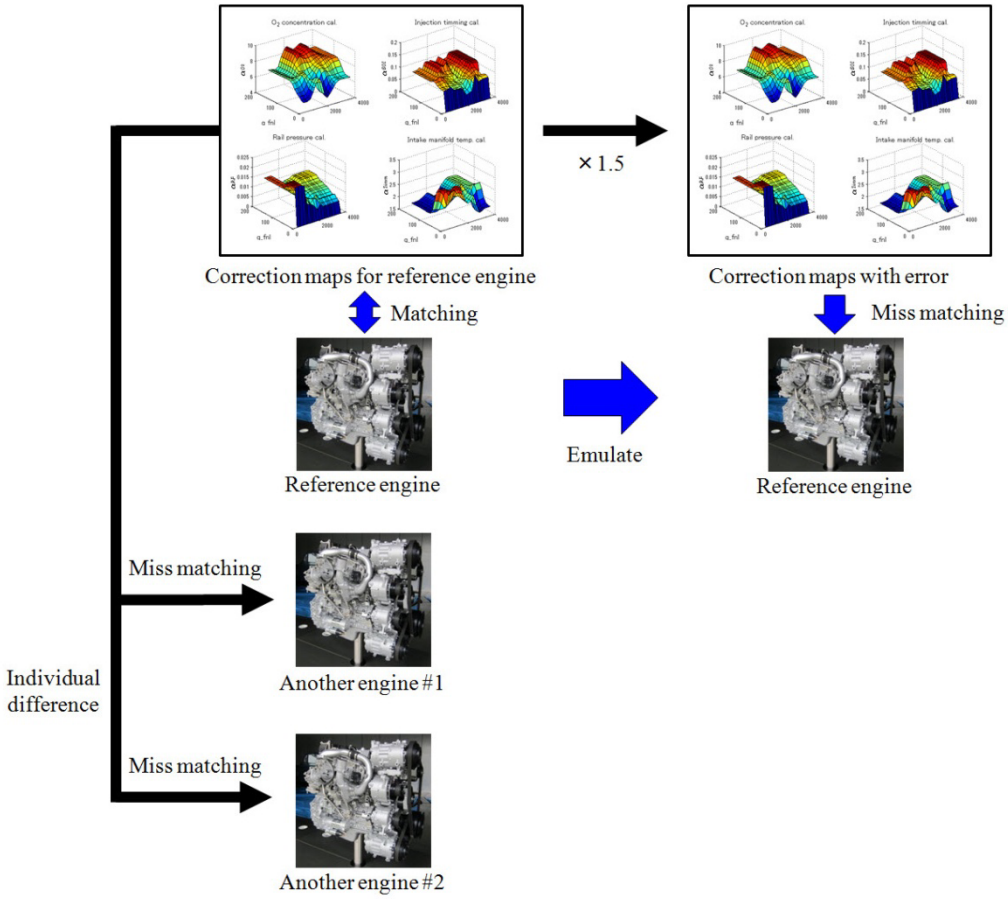


Fig. 5-15. Reproduction of engine individual difference: Left side shows a state in which the calibration map is applied to the others engines. On the hand, right side shows a state in which the emulated left side situation to add to the error on the calibration map.

以上のように環境変動，個体差，経年変化を再現して，SPSA 適応 NO_X ソフトセンサの有効性を確認する．テスト項目は，「単一適合値マップエラーテスト」，「全適合値マップエラーテスト」および「WHTC モードテスト」とする．

5.5.1 単一適合値マップエラーテスト

運転条件を階段状に変化させて，定常的な特性を検証する．テストパターンは Fig. 5-17~19 上段にあるように：

- 前半－エンジン回転数：1,600rpm（中回転）
- 後半－エンジン回転数：2,600rpm（高回転）

とし，それぞれ燃料噴射量を階段状に変化させる．燃料噴射量を増やせばトルクが増し，回転数は増加しようとするが，エンジンベンチは回転数を一定に保つように負荷トルクを制御しているので，幅広い負荷領域をカバーすることになる．

SPSA は本来，チューニング・パラメータの数が多いほど効果を発揮する手法であるが，ここでは，基本的特性を確認するため，適合値マップの一つにエラーがあった場合の適応性能を確認する．

エラーを与える適合値マップは，酸素濃度：α_{O2}，メイン燃料噴射時期：α_{SOI}，レール圧：α_{RP} および吸入ガス温度：α_{Tinm} である．冷却水温度：α_{Tcool} については，予備実験でほとんど影響を与えないことが確認されたので，ここでは考慮しない．

各実験項目とその対応結果を Table 5-3 に示す．Fig. 5-17~19 は上段が運転条件，中段が NO_X，下段が SPSA による適合値マップに掛かる修正係数の適応過程である．評価の方法は，Fig. 5-16 に示すように，NO_X ソフトセンサの値を NO_X ハードセンサの等価ダイナミクスでフィルタリングし，NO_X ハードセンサの値（— HS）と直接比較できるようにしている．全般的に言えるのは，従来のソフトセンサでは，適合値マップにエラーが無い場合（-.- SS: normal）でも，燃料噴射量が増える高負荷領域では，NO_X ハードセンサと乖離があることが分かる．それに対して，SPSA 適応 NO_X ソフトセンサ（⋯ SS: with adapt.）では，適合値マップにエラーがあっても素早く適応し，良好な結果を示す．

Fig. 5-17 の中段前半では，従来のソフトセンサでも良好な結果が得られており，この場合，下段の適合値マップに掛かる修正係数を見ると，適合値マップに与えたエラー係数の逆数である，$1 / 1.5 \approx 0.67$ 付近に適応しており，適合値マップが正しい値に復元されていることが推察される．

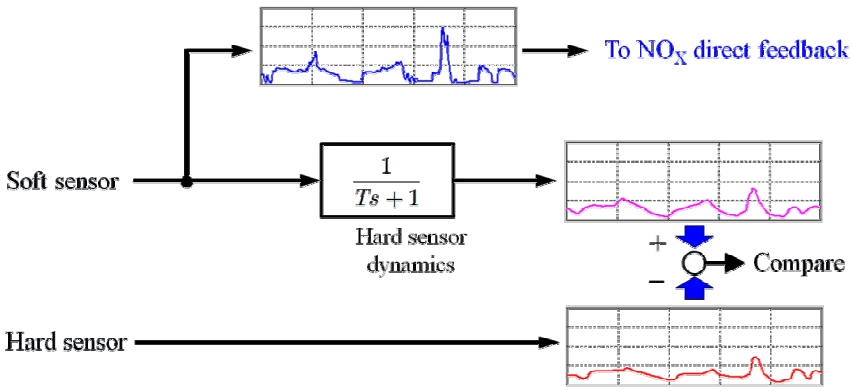


Fig. 5-16.　Evaluation method of soft sensor and hard sensor.

Table 5-3. Experimental conditions and corresponding results for staircase load test

EGR.	SOI	RP	O_2 cali.. α_{O2}	SOI cali. α_{SOI}	RP cali. α_{RP}	INM cali. α_{Tinm}	SPSA	Fig. No.
Half	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	None	5-17
Half	Nomi.	Nomi.	×1.5	Nomi.	Nomi.	Nomi.	None	
Half	Nomi.	Nomi.	×1.5	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Active	
Nomi.	2CA ret.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	None	5-18
Nomi.	2CA ret.	Nomi.	Nomi.	×1.5	Nomi.	Nomi.	None	
Nomi.	2CA ret.	Nomi.	Nomi.	×1.5	Nomi.	Nomi.	Active	
Nomi.	Nomi.	-30MPa	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	None	5-19
Nomi.	Nomi.	-30MPa	Nomi.	Nomi.	×1.5	Nomi.	None	
Nomi.	Nomi.	-30MPa	Nomi.	Nomi.	×1.5	Nomi.	Active	

cali.: calibration

Nomi.: Nominal

CA: Crank Angle

ret.: retard

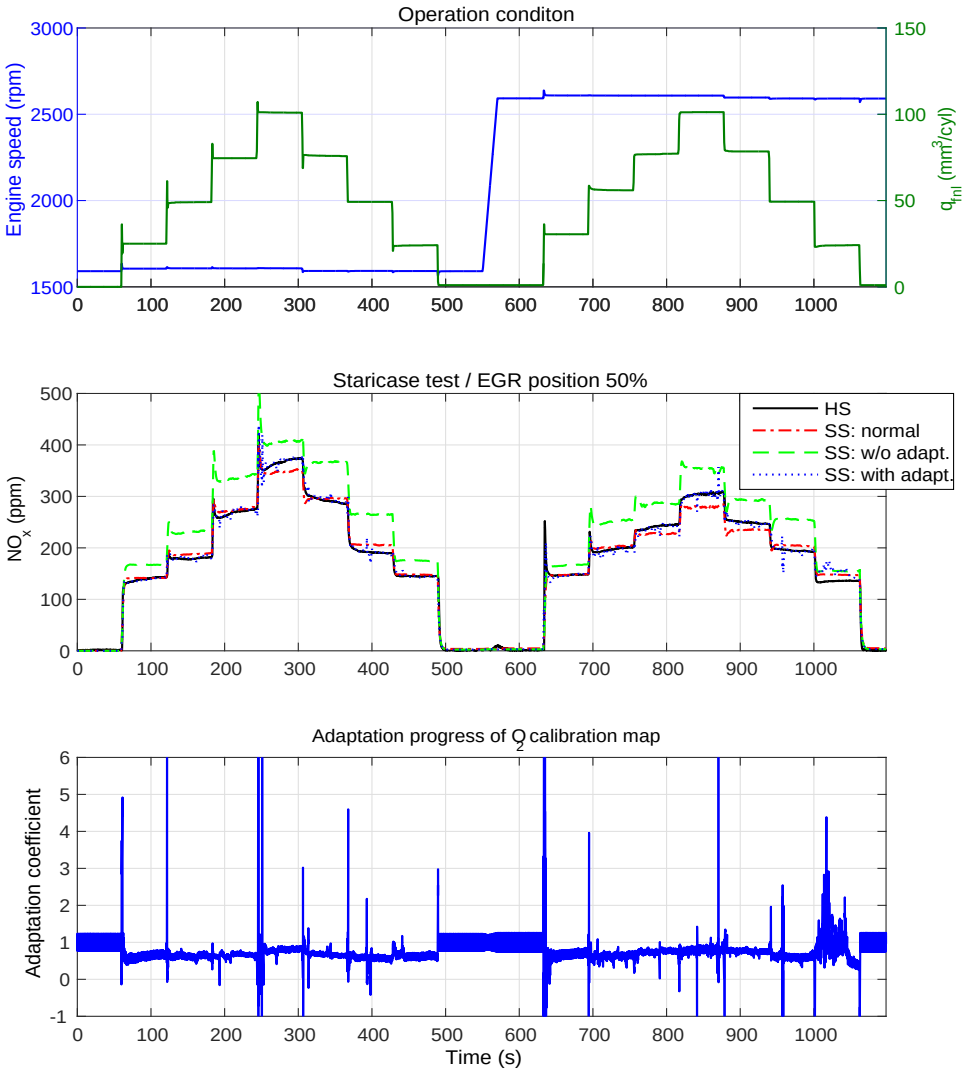


Fig. 5-17. SPSA adaptation test with O2 calibration map error.

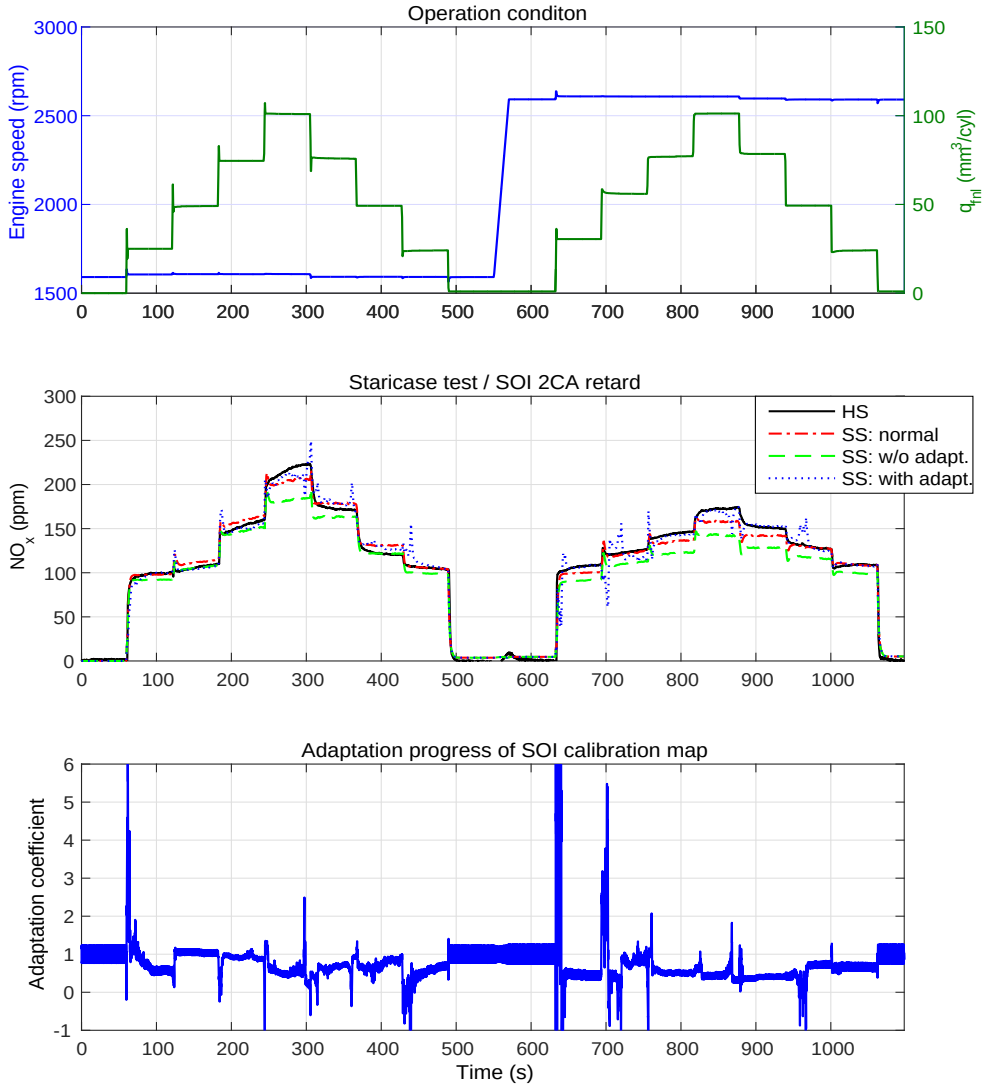


Fig. 5-18. SPSA adaptation test with SOI calibration map error.

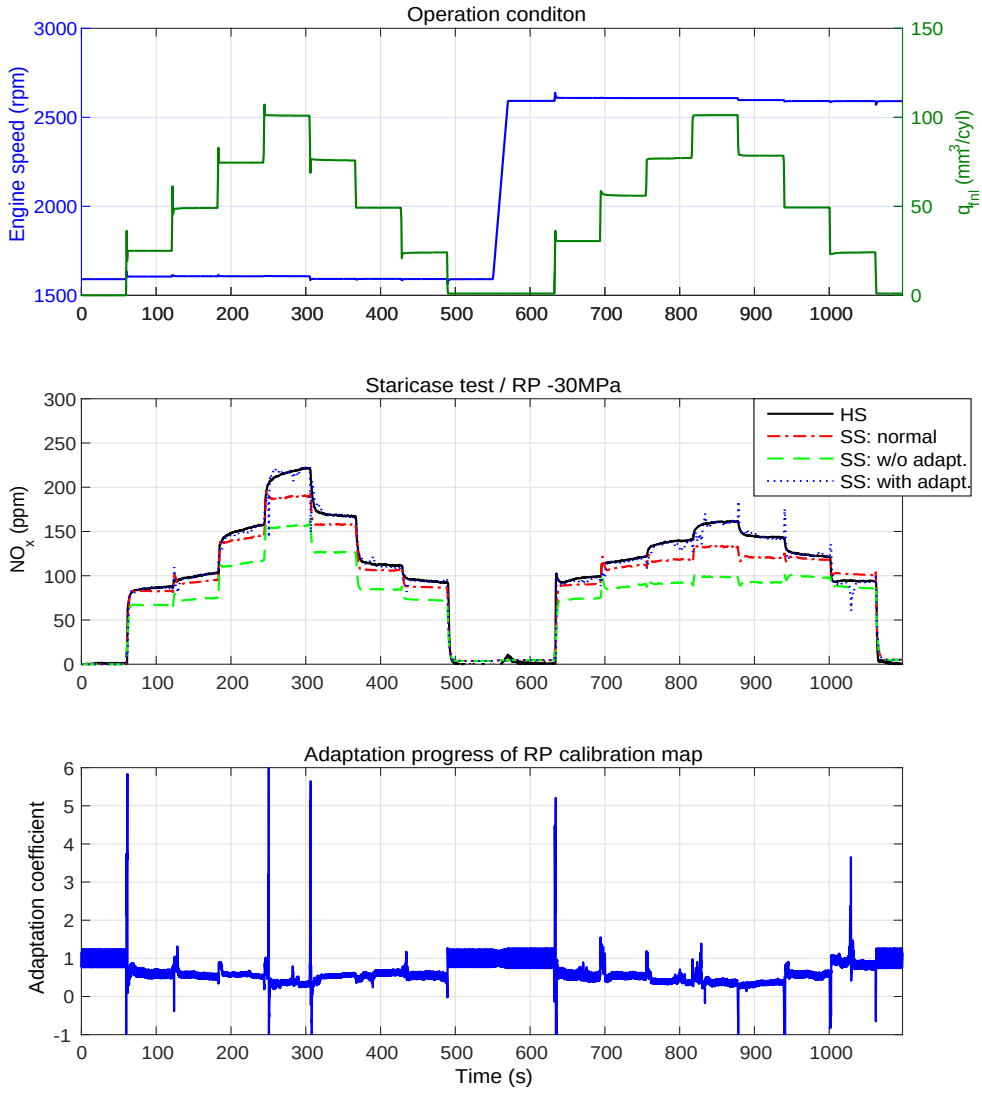


Fig. 5-19. SPSA adaptation test with RP calibration map error.

5.5.2 全適合値マップエラーテスト

チューニング・パラメータの数に依存しない SPSA の特徴を検証するため，Table 5-3 に示すように，全ての適合値マップにエラーを与える．テストパターンは単一マップエラーと同様に，階段負荷テストとする．

Table 5-4. Experimental conditions and corresponding results with all map error

EGR.	SOI	RP	O_2 cali. α_{O2}	SOI cali. α_{SOI}	RP cali. α_{RP}	INM cali. α_{Tinm}	SPSA	Fig. No.
Half	2CA ret.	-30MPa	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	None	5-20
Half	2CA ret.	-30MPa	×1.5	×1.5.	×1.5.	×1.5.	None	
Half	2CA ret.	-30MPa	×1.5	×1.5.	×1.5.	×1.5.	Active	

cali.: calibration
Nomi.: Nominal
CA: Crank Angle
ret.: retard

Fig. 5-20 中段の NO_X 値より，従来の NO_X ソフトセンサ（-.- SS: normal）では，NO_X ハードセンサ（ー HS）と大きな偏差があるが，SPSA 適応 NO_X ソフトセンサ（⋯ SS: with adapt.）では，素早く適応していることが分かる．これより SPSA により，チューニングパラメータを同時に適応できることが確認された．

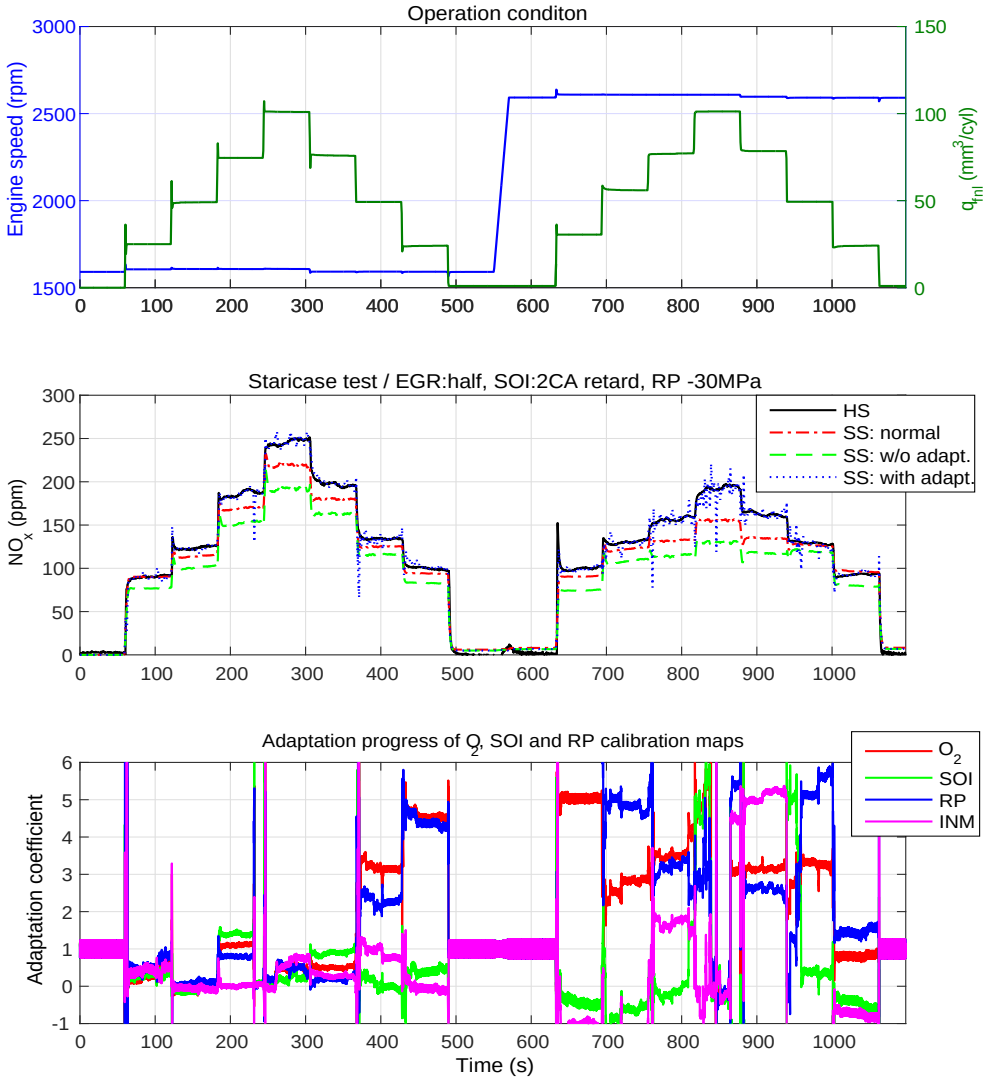


Fig. 5-20. SPSA adaptation test with all calibration map error.

5.5.3 WHTC モードテスト

SPSA 適応 NO_X ソフトセンサの過渡運転に対する適応性を確認するため，WHTC モード試験を行う．WHTC モードとは，2016 年に導入が予定されている，排出ガス試験における国際的な過渡運転のモード試験であり，Fig. 5-21 に示すように，非常に幅広に渡る実際的な運転サイクルである．

試験条件は，5.4.2 節と同様で Table 5-5 に示すように，全ての適合値マップにエラーを与える．

Table 5-5. WHTC mode test conditions and corresponding results with all map error

EGR.	SOI	RP	O_2 cali.. α_{O2}	SOI cali. α_{SOI}	RP cali. α_{RP}	INM cali. α_{Tinm}	SPSA	Fig. No.
Half	2CA ret.	-30MPa	Nomi.	Nomi.	Nomi.	Nomi.	None	5-22
Half	2CA ret.	-30MPa	×1.5	×1.5.	×1.5.	×1.5.	None	5-23
Half	2CA ret.	-30MPa	×1.5	×1.5.	×1.5.	×1.5.	Active	

cali.: calibration
Nomi.: Nominal
CA: Crank Angle
ret.: retard

Fig. 5-22 に NO_X 値の結果を示す．WHTC モードテストは，1,800s におよぶ長いテストなため，ここで視認性を良くするため，300s ごとに分割して表示している．

従来のソフトセンサでは，適合値マップにエラーが無い場合（-.- SS: normal）でも，NO_X 値が激しく変動する部分では NO_X ハードセンサ（ー HS）との偏差が大きく，適合値マップにエラーがある場合（-- SS: w/o adapt）はさらに大きくなる．それに対し，SPSA 適応 NO_X ソフトセンサ（⋯ SS: with adapt）では，NO_X 値が激しく変動する部分でも，一部分を除き，NO_X ハードセンサに良好に適応していることが確認できる．

NO_X ハードセンサとの偏差を rms エラーで示すと Fig. 5-23 となる．ここでは，5 秒間の hann 窓関数で重みを掛けた移動平均 rms エラーで表示している．部分的に偏差が大きくなるものの，全体的には良好に適応しており，特に 900s 以降ではその効果が著しい．

SPSA は乱数を用いているので，その収束過程は確定的でない．安定性を確認するため，5 回試行した場合の結果を Table 5-6 に示す．ここでは，全データから rms エラーを計算して

いる. これより, SPSA 適応 NO_X ソフトセンサの結果はどれもほぼ同様で安定しており, その効果も,適応することにより, 適応無しの場合と比較し, rms エラーが約 44%に低減し, 適合値マップにエラーが無い正常状態の場合と比較しても, 約 62%になっており, NO_X ハードセンサとの誤差が大幅に改善したことが確認できる.

SPSA は確率最適化なので, その最適化過程は毎回異なる. 提案する適応 NOx ソフトセンサの安定性を確認するため, 1,000 回の試行をシミュレーションで再現し, その結果を密度マップで表現し, NO_X ハードセンサを重ね描きしたものを, Fig. 5-24 に示す. これより提案手法は, 不安定になることなく, 安定して NO_X ハードセンサの値に収束していることが確認できる.

Table 5-6. rms error under WHTC mode test

Normal	w/o adaptation	with adaptation	
66.6	94.3	Case 1	40.1
		Case 2	39.2
		Case 3	40.5
		Case 4	42.3
		Case 5	39.7
		Average	40.4

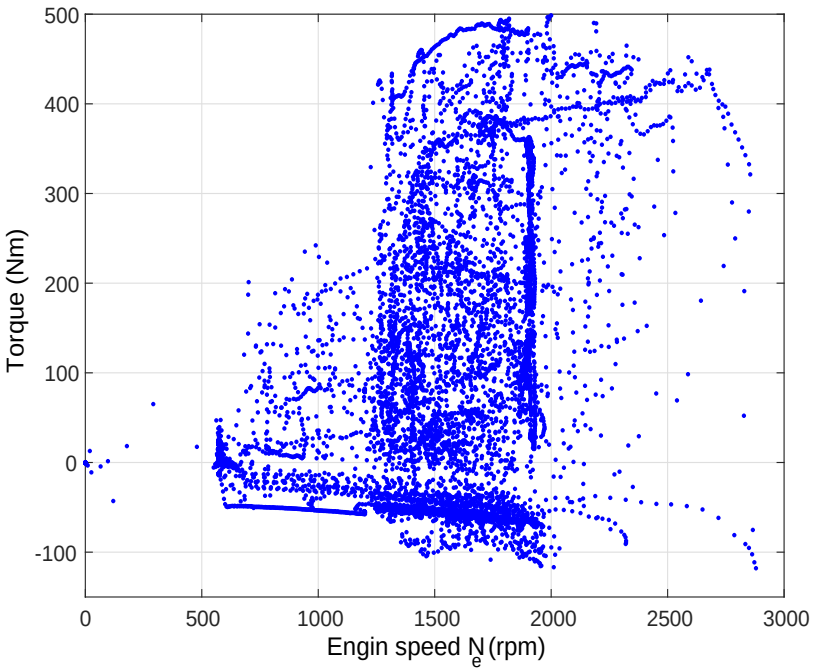


Fig. 5-21. WHTC mode test operation condition.

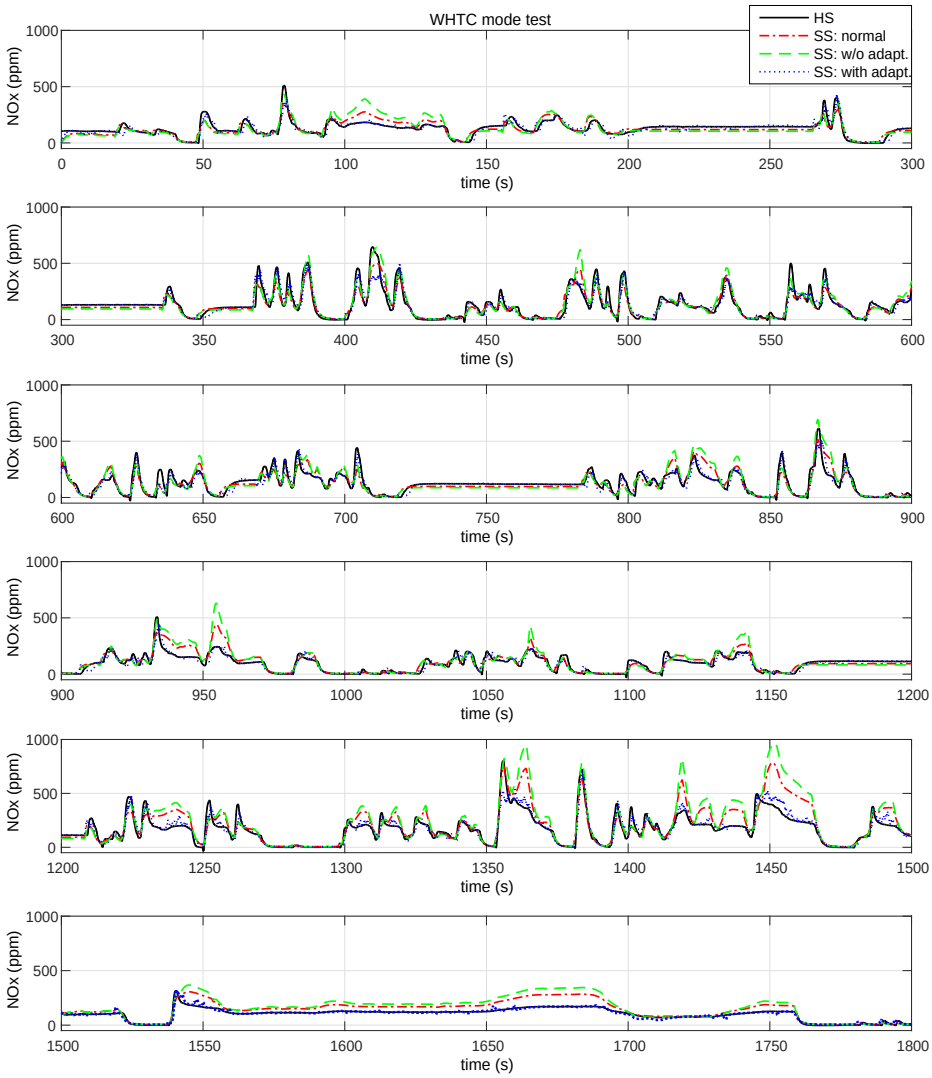


Fig. 5-22. NO_X value under WHTC mode test: The hard sensor is depicted in black solid line. The normal softsensor (red dashed-dotted line) has a certain level of deviation from hardsensor. In case of the adding error on the calibration map (green dashed line), the deviation is increasing. However, in case of the adaptive NO_X softsensor (blue dotted line), the estimated value follows to hard sensor well.

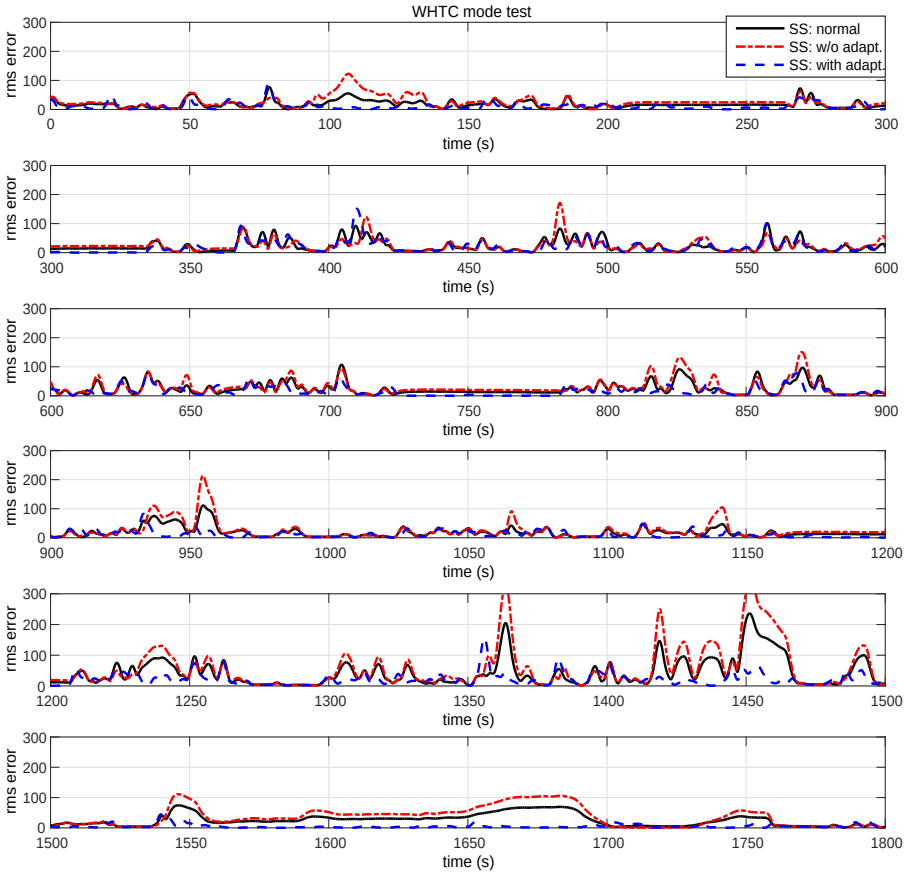


Fig. 5-23. Moving rms error for WHTC mode. the evaluation period is 5s and Hann window is applied: The black solid line shows normal softsensor, the red dashed line shows none adaptation softsensor with error on the calibration map and the blue dotted line shows the adaptive NO_X softsensor. In case of the adaptive NO_X softsensor, although the deviation is so primarily large, it is suppressed the error low throughout.

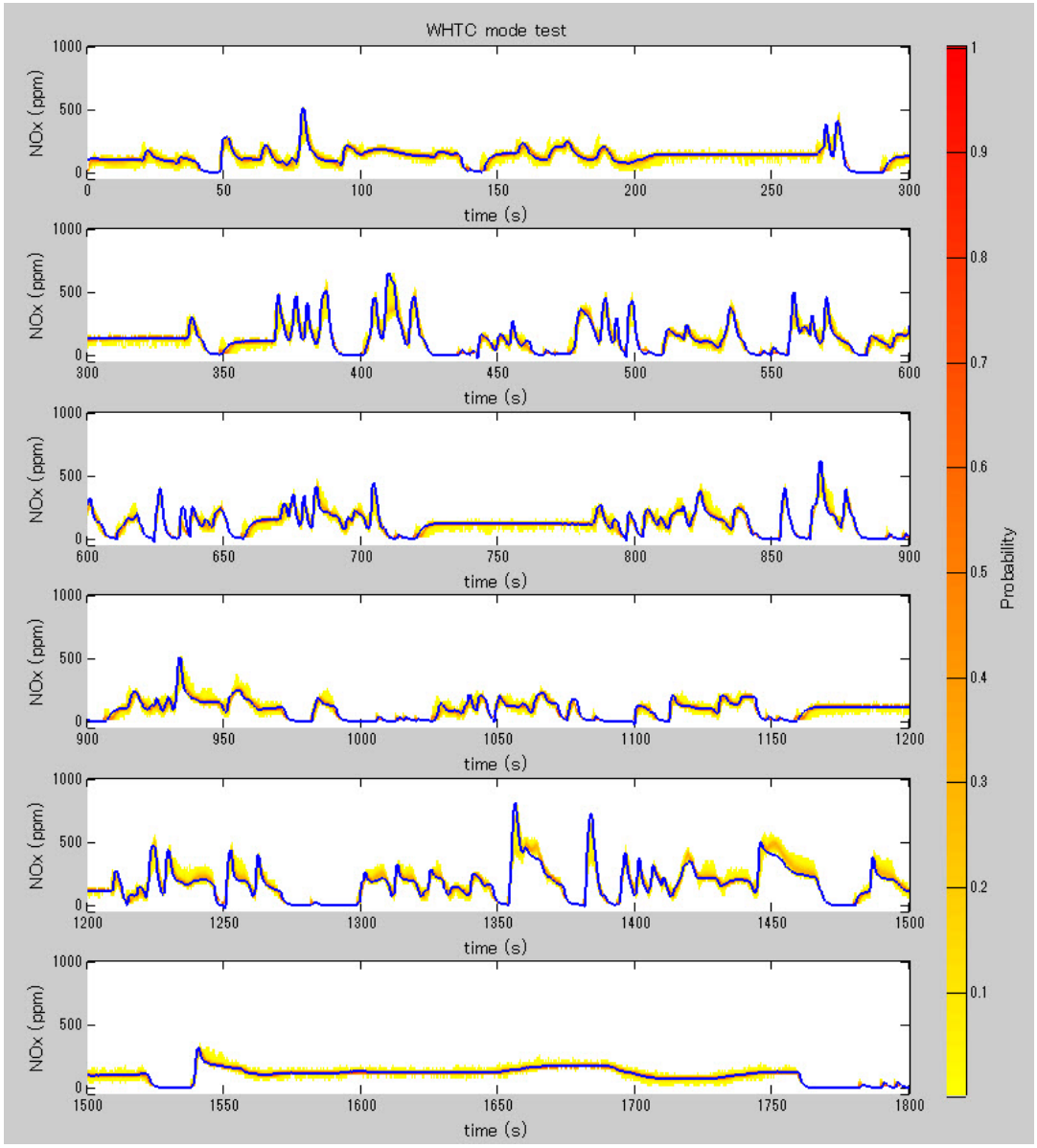


Fig. 5-24. Overlay NO_X hardsensor to 1,000 times Adaptive NO_X soft sensor results map: The map shows the probability of events. The adaptive NO_X softsensor which is the proposed method, even in the 1,000 trials, did not diverge even once, and the evaluated values get centered on around the hardsensor.

5.6 結言

ディーゼルエンジンでは，MAF/MAP を制御量とする制御から，NO_X 値を直接制御量にする制御が注目をされている．しかし，実際の NO_X センサ（NO_X ハードセンサと称す）の応答は遅く，過渡運転状況では正確な値が分からない．そのため，酸素濃度や燃料噴射時期など，NO_X 値に影響を与えるエンジン状態量から NO_X 値を推定する，NO_X ソフトセンサが提案されている．しかし，NO_X ハードセンサと NO_X ソフトセンサの値には，過渡運転ではもちろんのこと，定常運転でも偏差があり，問題となっている．

近年のディーゼルエンジンは，環境に対する規制が大変厳しくなり，燃焼制御するだけでなく，その後の排気後処理が行われている．NO_X は尿素を用いた化学反応により酸化還元し，無害化される．この過程ではアンモニアを生成するが，アンモニアは劇薬なので，外部への漏洩を防ぐため，NO_X 濃度に合わせた適切な量の尿素を噴射する必要がある．そのためには NO_X の値を正確に知る必要があるが，現存する NO_X ハードセンサは応答性が低くて過渡運転に対応できず，また，エンジンの状態量から推定する NO_X ソフトサンサでは，定常運転に NO_X ハードセンサの値と偏差を持つなど，その精度に問題があった．

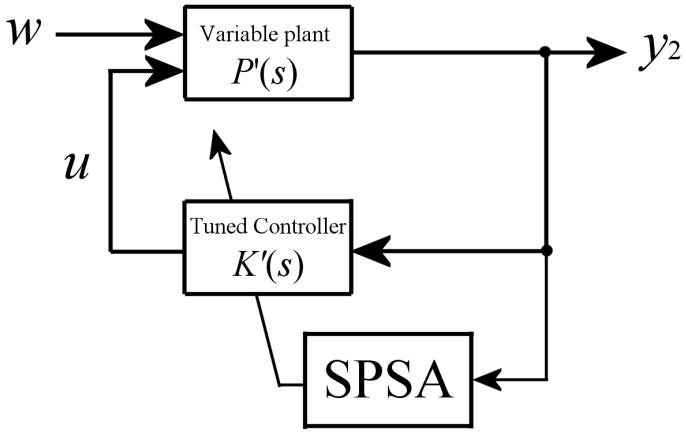
本研究では，実験的に得られた NO_X ソフトセンサの値を，予測器を用いることにより NO_X ハードセンサの値と直接比較し，SPSA を用いてオンラインで適応させる仕組みを提案した．提案手法を実験値と比較し，その効果を検証した．実験は定常運転に相当する階段負荷テストと，過渡運転に相当する WHTC モードテストを行い，どちらも良好な結果を得た．SPSA は確率的な最適化であるので，その収束過程は確定的ではないが，複数回の試行により，安定的に動作することを確認した．

第 6 章　モデルベース設計への適用

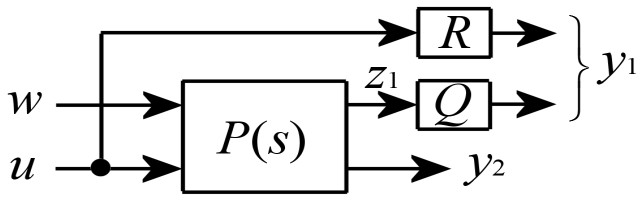
本研究は，主にモデル情報を用いないで制御系を設計する「モデルフリー制御」の設計法と応用について述べている．これは産業界の多くの制御対象は，微分方程式を基にする数理モデルを構築することが困難である中で，実際的な制御系設計法の提案を目的としている．然るに，モデル情報を用いることができるのであれば，モデルベース設計を利用するのは非常に有益である．本章では，従来のモデルベース設計と SPSA を融合したセルフチューニング適応制御設計法について，文献[C6-1], [C6-2]を基にその骨子を述べる．

6.1　SPSA によるモデルベース適応制御

SPSA によるモデルベース適応制御系の構成を Fig. 6-1 に示す．コントローラ $K'(s)$ は，H^{∞} や LQG など，モデルベース制御で設計され，状態方程式で記述される極を持つコントローラとする．



(a) Block diagram of the closed-loop control system



(b) Details of the generalized plant of the controlled object

Fig. 6-1.　Block diagram of the SPSA model-based adaptive control system.

モデルベース設計で得られた p 入力 q 出力の n 次元 MIMO コントローラを，式(6-1)とする．

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}_c = \boldsymbol{A}_c\boldsymbol{x}_c + \boldsymbol{B}_c\boldsymbol{y}_2 \\ \boldsymbol{u} = \boldsymbol{C}_c\boldsymbol{x}_c + \boldsymbol{D}_c\boldsymbol{y}_2 \end{cases} \tag{6-1}$$

$$\boldsymbol{A}_c \in \mathbb{R}^{n\times n},\ \boldsymbol{B}_c \in \mathbb{R}^{n\times p},\ \boldsymbol{C}_c \in \mathbb{R}^{q\times n},\ \boldsymbol{D}_c \in \mathbb{R}^{q\times p}$$
$$\boldsymbol{x}_c \in \mathbb{R}^{n\times 1},\ \boldsymbol{y}_2 \in \mathbb{R}^{p\times 1},\ \boldsymbol{u} \in \mathbb{R}^{q\times 1}$$

システム行列 $\boldsymbol{A}_c$ を固有値分解し，固有ベクトル $\boldsymbol{v}_i$ からなる固有ベクトル行列を，

$$\boldsymbol{T} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{v}_1 & \boldsymbol{v}_2 & \cdots & \boldsymbol{v}_n \end{bmatrix} \tag{6-2}$$

$$\boldsymbol{v} \in \boldsymbol{C}^{n\times 1},\ \boldsymbol{T} \in \boldsymbol{C}^{n\times n}$$

とする．$\boldsymbol{T}$ が正則であるとし，状態を $\bar{\boldsymbol{x}}_c = \boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{x}_c$ と座標変換すると，式(6-1)は式(6-3)に相似変換される．

$$\begin{cases} \dot{\bar{\boldsymbol{x}}}_c = \bar{\boldsymbol{A}}_c\bar{\boldsymbol{x}}_c + \bar{\boldsymbol{B}}_c\boldsymbol{y}_2 \\ \boldsymbol{u} = \bar{\boldsymbol{C}}_c\bar{\boldsymbol{x}}_c + \bar{\boldsymbol{D}}_c\boldsymbol{y}_2 \end{cases} \tag{6-3}$$

$$\bar{\boldsymbol{A}}_c \in \mathbb{C}^{n\times n},\ \bar{\boldsymbol{B}}_c \in \mathbb{C}^{n\times p},\ \bar{\boldsymbol{C}}_c \in \mathbb{C}^{q\times n},\ \bar{\boldsymbol{D}}_c \in \mathbb{C}^{q\times p}$$
$$\bar{\boldsymbol{x}}_c \in \mathbb{C}^{n\times 1},\ \boldsymbol{y}_2 \in \mathbb{R}^{p\times 1},\ \boldsymbol{u} \in \mathbb{R}^{q\times 1}$$

状態方程式，出力方程式の各行列は，

$$\begin{aligned} \bar{\boldsymbol{A}}_c &= \boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{A}_c\boldsymbol{T} \\ \bar{\boldsymbol{B}}_c &= \boldsymbol{T}^{-1}\boldsymbol{B}_c \\ \bar{\boldsymbol{C}}_c &= \boldsymbol{C}_c\boldsymbol{T} \\ \bar{\boldsymbol{D}}_c &= \boldsymbol{D}_c \end{aligned} \tag{6-4}$$

$\boldsymbol{A}_c \in \mathbb{R}^{n\times n}$ であり，$\boldsymbol{T}$ は $\boldsymbol{A}_c$ の固有ベクトル行列であるので，$\bar{\boldsymbol{A}}_c$ は自明的に，複素共役からなる固有値 λ を対角要素に持つ対角行列となる．

$$\overline{\boldsymbol{A}}_c = \begin{bmatrix} \lambda_1 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \overline{\lambda}_1 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \lambda_{n/2} & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \overline{\lambda}_{n/2} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_1 + i\beta_1 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \alpha_1 - i\beta_1 & & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \alpha_{n/2} + i\beta_{n/2} & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \alpha_{n/2} - i\beta_{n/2} \end{bmatrix} \tag{6-5}$$

SPSA でコントローラをチューニングするため，式(6-6)に示すように，各極に対し複素共役対ごとに摂動を与える．

$$\begin{cases} \lambda_j' = \lambda_j + \Delta\lambda_j \\ \overline{\lambda}_j' = \overline{\lambda}_j + \Delta\overline{\lambda}_j \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Delta\lambda_j = k_{re}\alpha_j + ik_{im}\beta_j \\ \Delta\overline{\lambda}_j = k_{re}\alpha_j - ik_{im}\beta_j \end{cases} \tag{6-6}$$

$$j = 1,2,\cdots,n\ /\ 2$$

ここでk_{re}，k_{im}は，摂動を与えるための微小係数である．SPSA の勾配近似式，式(2-4)を確認すると，

$$\hat{\mathrm{g}}_{ki}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k\right) = \frac{f\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k + c_k\boldsymbol{s}_k\right) - f\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k - c_k\boldsymbol{s}_k\right)}{2c_k s_{ki}}$$

であった．チューニングするパラメータ・ベクトル$\boldsymbol{\theta}$を，

$$\boldsymbol{\theta}_k = \left\{\alpha_{k1} \quad \alpha_{k2} \quad \cdots \quad \alpha_{k(n/2)} \quad , \quad \beta_{k1} \quad \beta_{k2} \quad \cdots \quad \beta_{k(n/2)}\right\}^T \tag{6-7}$$

摂動ベクトル$c_k\boldsymbol{s}_k$を，

$$c_k\boldsymbol{s}_k = \left\{k_{re,k1} \quad k_{re,k2} \quad \cdots \quad k_{re,k(n/2)} \quad , \quad k_{im,k1} \quad k_{im,k2} \quad \cdots \quad k_{im,k(n/2)}\right\}^T \tag{6-8}$$

として，式(2-1)の以下の式，

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1} = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k - a_k \hat{\mathrm{g}}_k\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_k\right)$$

によりパラメータを更新する．ここで，a_k は更新ゲインで，適切な値を選択することにより，推定値 $\hat{\boldsymbol{\theta}}$ は真値に収束する．なお，ここではコントローラの極は複素共役をとるものとして説明したが，実数極に関しては，個々に摂動を与えるものとする．

以上により，コントローラの特性を決めるシステム行列 $\boldsymbol{A}_c \in \mathbb{R}^{n\times n}$ の n^2 の要素を n にまで低減し，SPSA で効率良くチューニングする，適応セルフチューニング・コントローラが構成される．

6.2 問題設定

提案手法の効果を確認するため，Fig. 6-2 に示す，片持ち平板の制振問題を考える．外乱 w，制御量 z_1，観測量 y_2，制御入力 u として制御系を校正する．本問題では圧電アクチュエータ（40×5mm）で制御するものとし，両端の面内延伸方向に力が作用させる．これより圧電アクチュエータ両端において平板の中立面に対するモーメントが制御入力として作用する．これを有限要素法でモデル化し，制御設計用に 1~6 次のモードでモード縮退し，ノミナルモデルとする．Fig. 6-3 に縮退前のモデルと縮退後のモデルにおける周波数応答を示す．

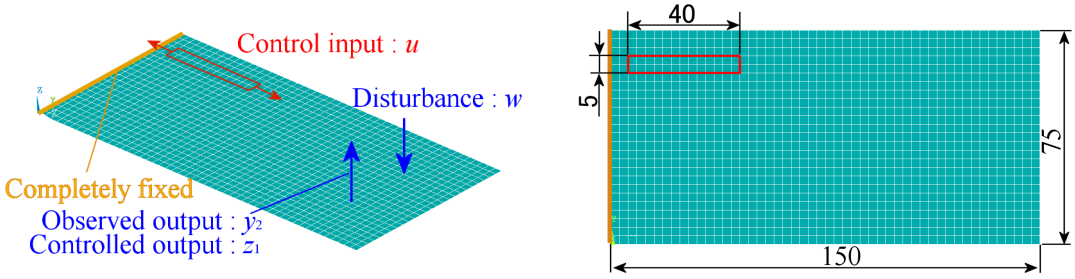


Fig. 6-2.　Flat plate of the controlled object modeled by finite element method.

Fig. 6-3 のノミナルモデル（—）を見ると，1kHz 以降にモデル化されていない高次のモードが存在していることが分かる．ここでは打ち切った高次のモードを励振しないよう，H^∞ 制御でロバスト設計する．設計したコントローラで閉ループ系を構成し，外乱 w から観測量 y_2 までの周波数応答を求めると Fig. 6-4 となる．これより共振点が抑制されて制振効果があることが確認できる．

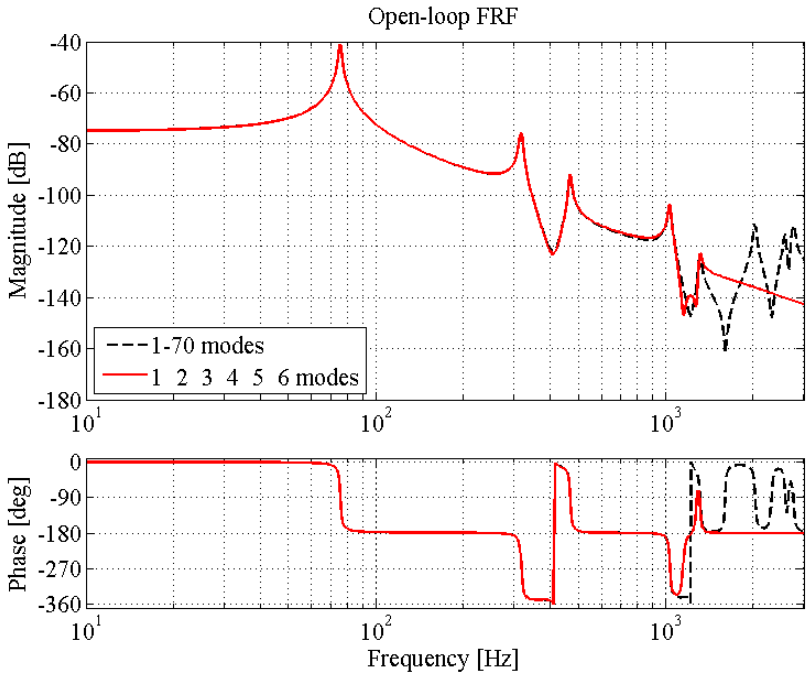


Fig. 6-3. Frequency response function of the controlled object.

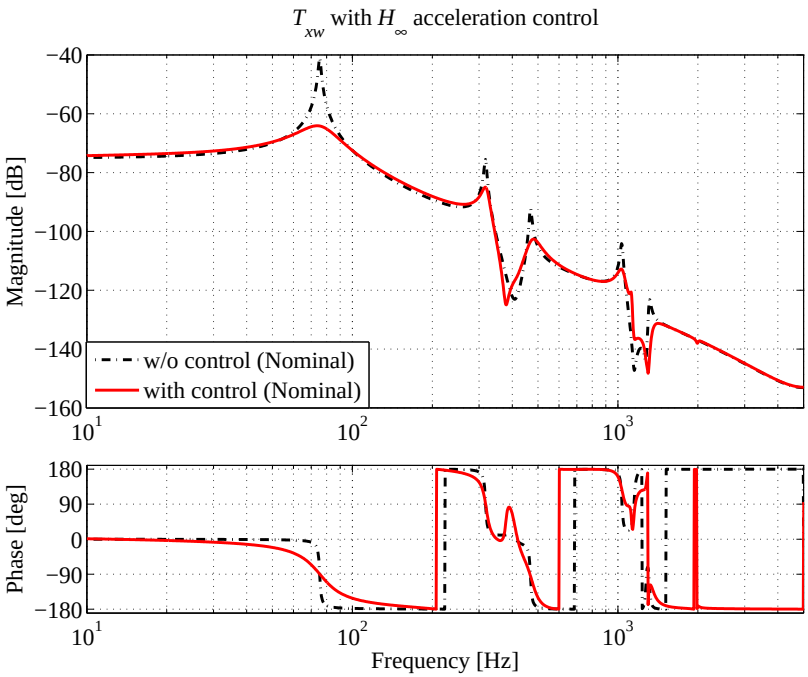


Fig. 6-4. Frequency response function with H^∞ acceleration control.

ノミナルコントローラのロバスト性を確認するため，制御対象の全ての極を 20%摂動させた場合の周波数応答を，Fig. 6-5 に示す．1 次共振は良好に抑制されているものの，300Hz 以降の高次のモードでは，性能が劣化していることが確認される．

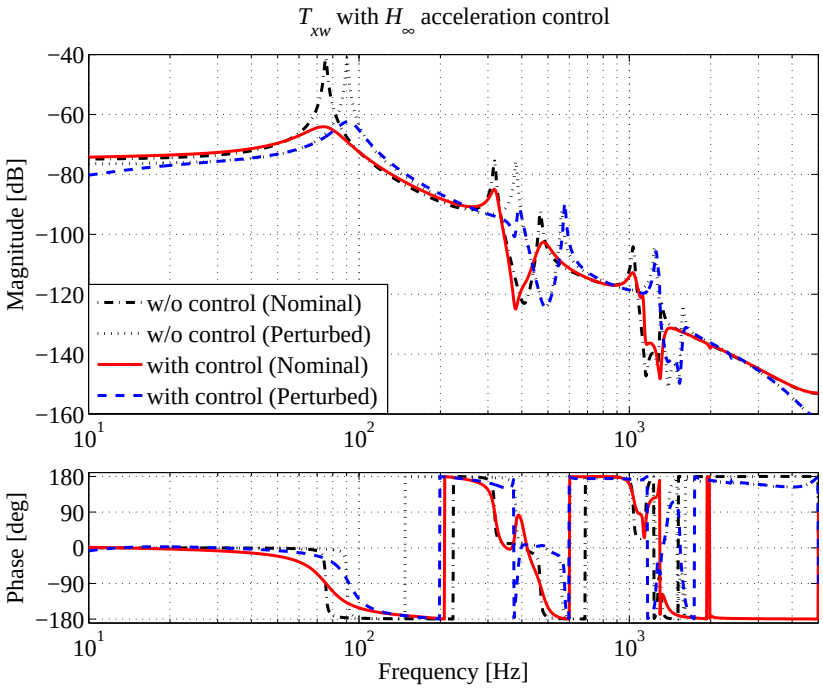


Fig. 6-5. Frequency response functions of the perturbed controlled object with and without control.

6.3 SPSA による適応セルフチューニング

6.2 節で設計されたノミナルコントローラに対し，6.1 節で示した標準的な SPSA による適応セルフチューニング制御の効果を，シミュレーションで確認する．

損失関数を，式(6-9)に示す，評価区間における観測出力の 2 乗和とする．

$$L(\bullet) = \frac{1}{f_s} \sum_{k=(t-1)m+1}^{tm} y_2^2(k) \tag{6-9}$$

ここでは評価区間内の m は評価区間内の評価点数，f_s はサンプリング周波数，k は評価点インデックスであり，これより評価区間 T_e は，

$$T_e = \frac{2m}{f_s} \tag{6-10}$$

となる．

制御対象の特性変動への適応性を確認するため，採用モード（1~6 次）に対する全ての固有振動数を 1s ごとに 0.1%変動させ，セルフチューニングの適応性をシミュレーションで確認する．Table 6-1 にシミュレーションにおける各パラメータを示す．

Table 6-1. Simulation parameters

Number of design variables	p	12
Number of evaluation points	m	500
Simulation period	T_{sim}	200s
Given perturbation to controlled object	δf	+0.1%/s
Sampling frequency	f_s	10kHz

外乱として白色雑音を与え，提案手法によりコントローラを適応させた場合の結果を，Fig. 6-5 に示す．制御対象は，200s 後には，$T_{sim}\delta f = 20$ %もの特性変動をしているが，提案手法はコントローラが追従し，良好なセルフチューニングが達成されていることが確認できる．

適応性を確認するため，チューニング過程における損失関数の推移を Fig. 6-6 に示す．提案手法では損失関数がほぼ一定であるが，ノミナルコントローラの場合は，30s 付近以降，損失関数が急激に大きくなっているのが観測される．これより提案手法は，制御対象の特性変動に適応して，適切にセルフチューニングされていることが確認できた．

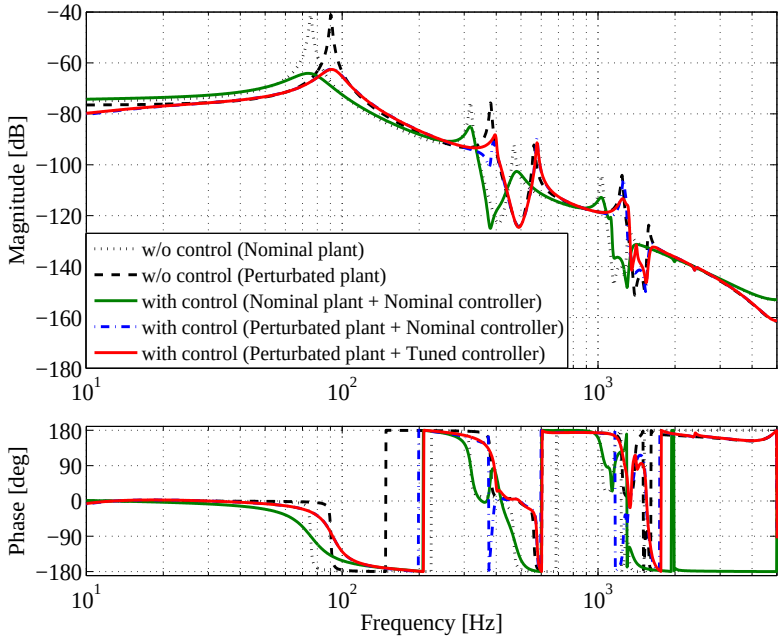


Fig. 6-6. Frequency response functions of the closed-loop system with the nominal plant and the nominal controller, the perturbed plant(+20%) and the nominal controller, and the perturbed plant (+20%) and the tuned controller.

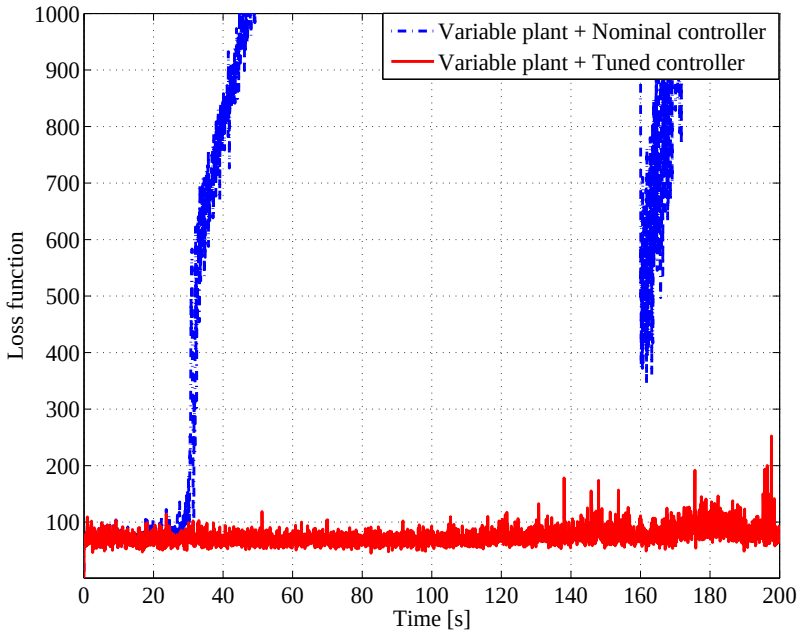


Fig. 6-7. Time history response of the loss function. Although the nominal controller becomes unstable, the tuned controller maintains its stability.

6.4 結言

モデルベース制御によるコントローラを，SPSA を用いて効率良くセルフチューニングする方法を提案した．提案手法を片持ち平板の制振問題に適用し，制御対象を時変させ，その適応性をシミュレーションにより確認した．

コントローラは H^{∞} 制御で設計し，ノミナルコントローラと提案手法を，時間と共に周波数特性が変わる制御対象に適用し，その応答を確認し，その結果，ノミナルコントローラでは，制御対象の変動に対応できず，途中で発散してしまうのに対し，提案手法は，良好に適応することを確認した．提案手法は，状態方程式で表現されたシステム行列の極をチューニングするので，多くのモデルベース設計に応用できると考えられる．

なお，SPSA では乱数を用いた確率最適化のため，その再現性を確認すべく多く試行を行った．その結果，多くの場合，良好に適応するが，時に発散してしまうケースも見られた．これに関しては，「3.5.4 追従特性の改良」で述べた方法でチューニング・パラメータ更新頻度を上げることにより，適応特性の改善が期待できる．

第 7 章　結論

制御系設計の歴史は長く，1960 年に Kalman が発表した，最適制御に関して理論的に体系化した論文を起源としても，優に半世紀以上を経過している．その間，H^{∞} 制御など，状態方程式に基づく多くの設計法が研究発表され，近年のコンピュータ技術とツールの発展により，簡単に利用可能な状況になっている．それらは今日，「モデルベース（制御）設計」と呼ばれることが多い．しかしながら，産業界で十分に活用されているかと言うと，必ずしもそうではない．

産業界の実システムは，

- 大規模かつ複雑で数理モデルの導出が困難である．
- 多くの場合，非線形システムとなる．
- 仮に数理モデルが導出できたとしても，制御理論を直接適用できない．
- 量産での実装に適した簡潔な構造のコントローラが望まれる．

といった課題がある．この課題解決のため，本研究では，モデル情報を用いない，つまりはモデル導出不要な，モデルフリーでかつ適応，あるいはセルフチューニングする設計法を提案し，エンジンシステムに適用して，その実用性を検証した．

第 1 章では，本研究の背景として，動機・目的を説明するとともに，モデルベース設計と，モデルフリー制御（あるいはデータ駆動制御）をレビューし，本研究の位置づけを明確化した．

第 2 章は，本研究で重要な役割を果たす確率最適化アルゴリズムである，「同時摂動確率近似（Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation: 以下 SPSA と称す）」を概説し，標準的な確率最適化アルゴリズムである，有限差分確率近似（Finite Difference Stochastic Approximation：以下 FDSA）との比較により，その特徴を示すと共に，確率的に収束することを示した．

第 3 章は，はじめに FDSA と SPSA を制御問題に適用した場合の，解の探索能力を比較するため，2 入力 2 出力振動系の PID 制御最適化問題を用いて，その特性を明らかにした．SPSA の収束特性は FDSA と同程度で計算負荷が低く，かつ局所解に陥りにくい良好な特性を持つこと確認した．SPSA ではチューニングパラメータの数が増えても計算コストはほとんど変らないため，2 つの PID コントローラからなる制御系（Dual コントローラ）と，干渉項補償

用 PID コントローラを 2 つ追加した，合計 4 つの PID コントローラからなる制御系（Quadruple コントローラ）を比較し，Quadruple コントローラの制御性能が良いことを示した．

次に SPSA を改良し，オンラインで適応する PID 制御系構築法を示した．提案手法を，時変の 1 自由度振動問題に適用し，制御対象が不安定状態になっても，制御系全体として安定になるようにコントローラが適応することを示した．また，SPSA の概収束は，定常システムに対して証明されているが，非定常システムに対しては保証されていない．そこで，モンテカルロシミュレーションにより，提案手法が実際的に収束することを検証した．また，実験実証する EGR/VNT 制御系を想定して，提案手法が時変の 2 入力 2 出力振動系へも適用可能なことを示した．

第 4 章は，提案手法が実問題に適用できるかを確認するため，ディーゼルエンジンの燃焼制御問題として，EGR/VNT 制御系に適用した．EGR/VNT 制御は，ディーゼルエンジンの排出物である NO_X と DPM の発生に影響を与える，MAF と呼ばれる新規空気流入量と，MAP と呼ばれる吸入マニホールド内の圧力を制御するものである．本制御系は，非線形かつ非定常な 2 入力 2 出力制御系で，各制御入力と制御量間に強い干渉があることが知られている．エンジンベンチでの実験結果より，定常状態で従来手法と同程度の性能を示し，過渡運転に相当する ETC モードテストでは，従来手法より優れた性能を示すことを確認した．実験検証に当たっては，エンジンのモデルを求めることなく，コントローラを直接実装している．これより提案手法が，モデルフリーで，十分に実用可能であることを示した．

第 5 章は，ディーゼルエンジンの後処理システムに対し，適応 NO_X ソフトサンサを提案した．後処理とは，ディーゼルエンジン低排出への今日の更なる要求に対応するため，燃焼のみならず，燃焼ガスに含まれる NO_X や DPM を無公害化する技術である．NO_X は尿素を用いた化学反応で無公害化される．この際，アンモニアを発生するが，アンモニアは劇薬なため，外部への漏洩を抑制する必要がある．そのため，NO_X 濃度に対応した適切な尿素を噴射する必要があり，NO_X 濃度を正確に計測する必要がある．しかし，現存する NO_X ハードセンサは応答性が低くて過渡運転に対応できず，また，エンジンの状態量から推定する NO_X ソフトサンサでは，定常運転に NO_X ハードセンサの値と偏差を持つなど，その精度に問題があった．そこで，実験的に得られた NO_X ソフトセンサの値を，予測器を用いることにより NO_X ハードセンサの値と直接比較し，SPSA を用いてオンラインで適応させる仕組みを提案した．提案手法を実験値と比較し，その効果を検証した．実験は定常運転に相当する階段負荷テストと，過渡運転に相当する WHTC モードテストを行い，どちらも良好な結果を得た．

第 6 章では，SPSA をモデルベース設計に応用して，セルフチューニング適応制御設計法を提案した．前章までは，モデルフリー制御設計について述べてきたが，制御対象のモデル化が可能な場合は，積極的にモデル情報を用いた方が，見通しの良い設計ができて望ましい．ここでは，H^{∞} コントローラの極を，SPSA で効率良くセルフチューニングする方法を提案し，片持ち平板の制振問題に適用し，シミュレーションでその効果を確認した．制御対象の固有振動数を時間と共に変動させた時変システムに対し，ノミナルの H^{∞} コントローラは途中で発散してしまうが，提案手法ででは発散することなく，制御対象の固有振動数の変化にコントローラが適応し，セルフチューニング可能なことを示した．

以上，本研究では，SPSA による適応制御系設計法を，モデルフリー制御，モデルベース制御，およびソフトセンサと体系的に提案し，ディーゼルエンジンのベンチテストによる実証実験により，その有効性を確認した．

参考文献

[C1-1] R. E. Kalman, CONTRIBUTIONS TO THE THEORY OF OPTIMAL CONTROL, Boletin de la Sociedad Matematica Mexicana, Vol. 5, pp. 102-119, 1960.

[C1-2] 藤井 隆雄, 最適レギュレータの逆問題, 計測と制御, Vol. 27, No. 8, pp. 53-62, 1985.

[C1-3] R. E. Kalman, When Is a Linear Control System Optimal?, ASME Journal of Basic Engineering, Vol. 86, No. 1, pp. 51-60, 1964.

[C1-4] T. Fujii and M. Narazaki, A COMPLETE OPTIMALITY CONDITION IN THE INVERSE PROBLEM OF OPTIMAL CONTROL, SIAM Journal on Control and Optimization, Vol. 22, No. 2, pp. 327-341, 1984.

[C1-5] T. Fujii, A New Approach to the LQ Design from the Viewpoint of the Inverse Regulator Problem, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-32, No. 11, pp. 995-1004, 1987.

[C1-6] 藤井 隆雄, 辻野 太郎, 最適制御の実用設計法, 森北出版, 2015.

[C1-7] G.Zames, On the Metric Complexity of Causal Linear System: ϵ-Entropy and ϵ-Dimension for Continuous Time, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-24, No. 2, pp. 222-230, 1979.

[C1-8] J.C. Doyle, K. Glover, R. P. Khargonekar and B. A. Francis, State-Space Solutions to Standard H_2 and H_∞ Control Problem, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 34, No. 8, pp. 831-847, 1989.

[C1-9] B. A. Francis, A Course in H_∞ Control Theory, Springer-Verlag, New York, 1987.

[C1-10] 美多 勉, H^∞制御, 昭晃堂, 1994.

[C1-11] 木村 英紀, 藤井 隆雄, 森 武宏, ロバスト制御, コロナ社, 1997.

[C1-12] 木村 英紀, H_∞制御, コロナ社, 2000.

[C1-13] 三平 満司, 大作 覚, 上村 一整, 非線形H_∞制御理論の限界と可能性 －セミアクティブサスペンションへの応用－, システム/制御/情報, Vol. 43, No. 10, pp. 544-552, 1999.

[C1-14] 五島 辰太郎, 島 公脩, 石動 善久 他 3 名, 非線形システム論, 計測自動制御学会, 1993.

[C1-15] 島 公脩, 石動 善久, 山下 裕, 非線形システム制御論, コロナ社, 1997.

[C1-16] 平井 一正, 非線形制御, コロナ社, 2003.

[C1-17] 大嶋 正裕, 小河 守正, モデル予測制御－Ⅰ －基礎編:発展の歴史と現状, システム/制御/情報, Vol. 46, No. 5, pp. 286-293, 2002.

[C1-18] T. Ohtsuka, A coninuation/GMRES method for fast computation of nonlinear receding horizon control, automatica, Vol. 40, No. 4, pp. 563-574, 2004.

[C1-19] 大塚 敏之, 実時間最適化による制御の実応用, コロナ社, 2015.

[C1-20] M. Kawaguchi and M. Yamakita, Identification with Physical and Error Models for Internal Combustion Engine, 7th IFAC Symposium on Advances in Automotive Control, Tokyo, Japan, pp. 770-775, 2013.

[C1-21] 計測と制御 10, 特集 データ駆動制御－新機軸と新地平, Vol. 52, 2013.
[C1-22] システム/制御/情報, データ駆動型アプローチの新展開特集号を企画して, Vol. 54, No. 3, 2010.
[C1-23] J. C. Spall, A STOCHASTIC APPROXIMATION TECHNIQUE FOR GENERATING MAXIMUM LIKELIHOOD PAPAMETER ESTIMATES, American Control Conference, Minneapolis, MN, pp. 1161–1167, 1987.
[C1-24] J. I. M. Martinez, K. Nakano and K. Higuchi, Parameter Estimation Using a Modified Version of SPSA Algorithm Applied to State Space Models, 電学論 D, Vol. 129, No. 12, pp. 1187-1194, 2009.
[C1-25] T. Hirokami, Y. Maeda and H. Tsukada, Parameter Estimation Using Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation, Electrical Engineering in Japan, Vol. 154, No.2, pp. 2241-2248, 2006.
[C1-26] J. C. Spall, An Overview of the Simultaneous Perturbation Method for Efficient Optimization, Johns Hopkins APL Technical Digest, Vol. 19, No. 4, pp. 482-492, 1998.
[C1-27] B. Hahn and K. R. Oldhan, A Model-Free ON-OFF Iterative Adaptive Controller Based on Stochastic Approximation, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 20, No. 1, pp. 196-204, 2012.
[C1-28] P. Xu, G. Li and K. Wang, Self Tuning of PID Controller Based on Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation, Advances in Electronic Engineering, Communication and Management, Vol. 1, Lecture Notes in Electrical Engineering, pp. 647-652, 2012.
[C1-29] H. Hjalmarsson, Iterative feedback tuning - an overview, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol 16, No. 5, pp. 373-395, 2002.
[C1-30] H. Hjalmarsson, M. Gevers, S. Gunnarsson and O. Lequin, Iterative feedback tuning: Theory and applications, IEEE Control Systems Magazine, Vol. 18, No. 4, pp. 26-41, 1998.
[C1-31] M. C. Campi, A. Lecchini and S. M. Savaresi, Virtual reference feedback tuning: a direct method for the design of feedback controllers, automatica, Vol. 38, No. 8, pp. 1337-1367, 2002.
[C1-32] A. Lecchini, M. C. Campi and S. M. Savaresi, Virtual reference feedback tuning for two degree of freedom controllers, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 16, No. 5, pp. 355-371, 2002.
[C1-33] A. Karimi, L. Mišković and D. Bonvin, Iterative correlation-based controller tuning, International Journal of Adaptive Control and Signal Processing, Vol. 18, No. 8, pp. 645-664, 2004.
[C1-34] 相馬 将太郎, 金子 修, 藤井 隆雄, 一回の実験データに基づく制御器パラメータチューニングの新しいアプローチ －Fictitious Reference Iterative Tuning の提案, システム制御情報学会論文誌, Vol. 17, No. 12, pp. 528-536, 2004.

[C2-1] J. C. Spall, Multivariate Stochastic Approximation Using a Simultaneous Perturbation Gradient Approximatiion, IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 37, No. 3, pp. 332-341. 1992.

[C2-2] J. C. Spall, INTORODUCTION TO STOCHASTIC SEARCH AND OPTIMIZATION: Estimation, Simulation, and Control, Wiley, 2003.

[C2-3] S. Bhatnagar, H. L. Prasad and L. A. Prashanth, Stochastic Recursive Algorithms for Optimization: Simultaneous Perturbation Method (Lecture Notes in Control and Information Science), Springer, 2012.

[C2-4] ネベルソン，ハルミンスキー共著，北川 敏男，田嶋 耕治共訳，確率近似法，共立出版, 1983.

[C2-5] H. Robbins and S. Monro, A STOCHASTIC APPROXIMATIONMETHOD, The Annals of Mathematical Statistics, Vol. 25, No. 3, pp. 400-407, 1951.

[C2-6] J. Kiefer and J. Wolfowitz, STOCHASTIC ESTIMATION OF THE MAXIMUM OF A REGRSSION FUNCTION, The Annals of Mathematical Statistics, Vol. 23, No. 3, pp. 462-466, 1952.

[C2-7] J. L. Maryak and D. C. Chin, Global Random Optimization by Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation, Johns Hopkins APL Technical Digest, Vol. 25, No. 2, pp. 91-100, 2004.

[C2-8] J. L. Maryak and D. C. Chin, Global Random Optimization by Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 53, No. 3, pp. 780-783, 2008.

[C3-1] S. Ishizuka and I. Kajiwara, Online adaptive PID control for MIMO systems using simultaneous perturbation stochastic approximation, JSME Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 9, No 2, 2015, DOI: 10.1299/jamdsm.2015jamdsm0015.

[C3-2] M. Saeki, J. Kimura, H. Kurata and S. Taiji, Parameter Space Design Method of PID Controller for Control Problem, ISCIE 'Systems, Control and Information, Vol. 11, No. 1, pp. 35-40, 1998.

[C3-3] M. Saeki, PID GAIN ADJUSTMENT DEVICE AND PID GAIN ADJUSTMENT METHOD, Japanese Patent JP2009199209, 2009/09/03.

[C3-4] MathWorks, Simulink Control Design Optimization (online), available from <http://www.mathworks.co.jp/help/pdf_doc/sldo/sldo_ug.pdf>, (accessed on August 24, 2015).

[C3-5] J. C. Spall, Implementation of the Simultaneous Perturbation Algorithm for Stochastic Optimization, IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, Vol. 34, No. 3, pp. 817-823, 1998.

[C3-6] M. Deflorian and S. Zaglauer, Design of Experiments for nonlinear dynamic system identification, 18th IFAC World Congress Milano, Italy, pp.1379-13184, 2011.

[C3-7] J. C. Spall, A One-measurement Form of Simultaneous Perturbation Stochastic Approximation, Automatica, Vol. 33, No. 1, pp. 109-112, 1997.

[C3-8] S. Ishizuka and I. Kajiwara, A Composition Method for Model-free PID Control and The Convergence Characteristic, The 4th Korea-Japan Joint Symposium on Dynamics & Control, Busan, Korea, 2015.

[C4-1] S. Ishizuka, I. Kajiwara, J. Sato, Y. Hanamura and S. Hanawa, Model-free adaptive control scheme for EGR/VNT control of a diesel engine using the simultaneous perturbation stochastic approximation, SAGE Transactions of the Institute of Measurement and Control, September 4, 2015 (online), DOI: 10.1177/0142331215602327.

[C4-2] 西留千晶, 佐藤淳一, 梶原逸朗, 花村良文, 高田博, ILQ 設計に基づくディーゼルエンジンの EGR-VNT 協調制御, 日本機械学会(C 編), 76 巻, 785 号, pp. 114-125, 2013.

[C4-3] I. Abidi, J. Bosche, A. El. Hajjaji and A. Aitouche, Control of a turbocharged Diesel engine with EGR system using Takagi-Sugeno's approach, Mediterranean Conference on Control & Automation, Barcelona, Spain, pp. 960-965, 2012.

[C4-4] H. P. Wang, J. Bosche, Y. Tian and A. El Hajjaji, Two Loop based Dynamical Feedback Stabilization Control of a Diesel Engine with EGR & VGT, 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference, Orlando, FL, pp. 1596-1601, 2011.

[C4-5] B. Oh, M. Lee, Y. Park, J. Sohn, J. Won and M. Sunwoo, VGT and EGR Control of Common-Rail Diesel Engines Using an Artificial Neural Network. ASME Journal of Engineering for Gas Turbines and Power 135: 012801, 2013.

[C4-6] 西留千晶, 佐藤淳一, 花村良文, 梶原逸朗, 修正 MPC によるディーゼルエンジンの EGR-VNT 協調制御, 日本機械学会 第 13 回 運動と振動の制御シンポジウム, 福岡, 2013.

[C4-7] M. Huang, H. Nakada, S. Polavarapu, K. Butts and I. Kolmanovsky, Rate-Based Model Predictive Control of Diesel Engines, 7th IFAC Symposium on Advances in Automotive Control, Tokyo, Japan, pp. 177-182, 2013.

[C4-8] Y. Umeda, T. Naruyama, H. Anai, A. Ejiri and K. Shimotani, A Fast Model Predictive Control Algorithm for Diesel Engines, 4th IFAC Nonlinear Model Predictive Control, Noordwijkerhout, Netherlands, pp. 466-471, 2012.

[C4-9] M. J. van Nieuwstadt, I. V. Kolmanovsky, P. E. Moraal, A. Stefanopoulou and M. Janković, EGR-VNT Control Schemes Experimental Caparison for a High-Speed Diesel Engine, IEEE Control Systems, Vol. 20, No. 3, pp. 63-79, 2000.

[C4-10] J. Wahlström, L. Eriksson, L. Nielsen and M. Pettersson, PID controllers and their tuning for EGR and VGT control in diesel engines, 16th IFAC World Congress, Czech Republic, pp. 1922, 2005.

[C5-1] S. Nakayama, T. Fukuma, A. Matsunaga, T. Miyake and T. Wakimoto, A New Dynamic Combustion Control Method Based on Charge Oxygen Concentration for Diesel Engines, SAE 2003-01-3181, 2003.

[C5-2] D. Adolph, T. Schnorbus, T. Körfer, O. Hild, L. Ruhkamp, M. Lamping, M. Lincks and R. Linssen, Complex Air Path Management Systems and Necessary Controller Structures for Future High Dynamic Requirements, SAE 2009-01-1616, 2009.

[C5-3] F. Tschanz, A. Amstutz, C. H. Onder and L. Guzzella, Control of Diesel Engines Using NOx-emission Feedback, International Journal of Engine Research, Vol. 14, No. 1, pp. 45-56, 2013.

[C5-4] S. Ishizuka, I. Kajiwara, J. Sato and Y. Hanamura, Adaptive NO_X Soft Sensor for Aftertreatment of Diesel Engines, The 3rd International Conference on Control, Mechatronics and Automation, Barcelona, Spain, 2015.

[C5-5] L.Guzzella, and C.Onder, Introduction to Modeling and Control of Internal Combustion Engine Systems, Springer, 2009.

[C5-6] 田中健一，金子弘昌，長阪匡介，船津公人，データベース更新による Just-In-Time モデルの予測精度の改善, Journal of Computer Aided Chemistry, Vol. 16, pp. 1-14, 2015.

[C5-7] A. Saptoro, State of the Art in the Development of Adaptive Soft Sensors based on Just-In-Time Models, Procedia Chemistry, Vol. 9, pp. 226-234, 2014.

[C5-8] M. Shakil, M. Elshafei, M. A. Habib and F. A. Maleki, Soft sonsor for NO_X and O_2 using dynamic neural networks, Computers and Electrical Engineering, Vol. 35, pp. 578-586, 2009.

[C6-1] K. Furuya, S. Ishizuka and I. Kajiwara, Online tuning of a model-based controller by perturbation of its poles, JSME Journal of Advanced Mechanical Design, Systems, and Manufacturing, Vol. 9, No 2, 2015, DOI: 10.1299/jamdsm.2015jamdsm0019.

[C6-2] K. Furuya, S. Ishizuka and I. Kajiwara, Adaptive Vibration Control Based on Pole Tuning of Model-based Controller, 16th Asia Pacific Vibration Conference, Hanoi, Vietnam, 2015.

謝辞

制御に関する研究で学位を取得するという長い間の夢の実現を，多くの方のご理解と支援により実現することができました．まずはじめに，本研究に当たり，興味深いテーマにより研究の機会を与えて頂くとともに，適切なご指導を賜りました，北海道大学大学院，工学研究院，梶原逸朗教授に心から感謝の意を表し厚く御礼申し上げます．また，当時同研究室の修士課程に所属し，研究アイデア検証のため，主体的に研究に取り組み発展させていただいた，論文の共著者である古谷圭一郎氏（(株)小松製作所）に感謝の意を表します．

研究の実用性検証のため，エンジンベンチ実験環境の提供と，高度な専門技術による実験支援を頂きました，共同研究者でもある，いすゞ自動車(株)の花村良文氏，佐藤淳一氏，塙哲史氏，今原裕章氏並びに(株)トランストロンの川島浩美氏に感謝の意を表します．御方々には，実験環境と技術の提供のみならず，研究遂行に当たり，数々の助言を頂き，研究の骨子構築に多大なご協力を頂きましたことに，改めて御礼申し上げます．

会社において管理職の立場にありながら，社会人博士課程への入学を，寛大な心で許可頂きました，サイバネットシステム(株)，代表取締役，田中邦明社長に感謝の意を表します．田中社長のご理解が無ければ夢の実現は不可能であったと思っております．

最後に自分のわがままの実現のため，家庭を支えて暖かい環境を作ってくれた妻の内助の功にこころから感謝いたします．

平成 28 年 02 月 18 日

石塚 真一