

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2008-299536

(P2008-299536A)

(43) 公開日 平成20年12月11日(2008.12.11)

(51) Int.Cl.	F 1	テーマコード (参考)
G 0 6 F 17/50 (2006.01)	G 0 6 F 17/50 6 0 4 A	5 B 0 4 6
	G 0 6 F 17/50 6 5 2 A	
	G 0 6 F 17/50 6 1 2 G	

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2007-144082 (P2007-144082)	(71) 出願人	000003609
(22) 出願日	平成19年5月30日 (2007. 5. 30)		株式会社豊田中央研究所
			愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1
			番地の1
		(74) 代理人	100075258
			弁理士 吉田 研二
		(74) 代理人	100096976
			弁理士 石田 純
		(72) 発明者	日比野 良一
			愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1
			番地の1 株式会社豊田中央研究所内
		(72) 発明者	大澤 正敬
			愛知県愛知郡長久手町大字長湫字横道4 1
			番地の1 株式会社豊田中央研究所内
		Fターム(参考)	5B046 AA08 BA03 JA07

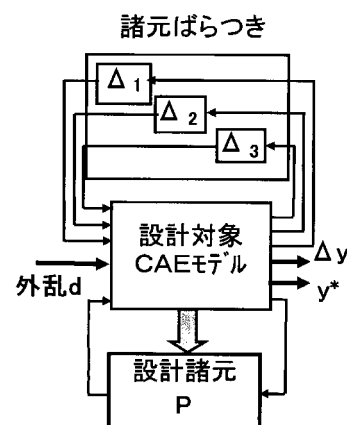
(54) 【発明の名称】 設計プログラムおよび設計装置

(57) 【要約】

【課題】 関連のある設計諸元を利用して適切な設計諸元を求める。

【解決手段】 設計対象となるCAEモデルにおける複数の物理諸元について、出力の変動が最も大きくなる最悪条件を求める。その最悪条件において、出力変動を最も小さくできる設計諸元を求める。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

設計対象の特性ばらつきに低感度な設計諸元を求める設計プログラムであって、
コンピュータに、
設計対象についての物理的モデルを設定する手順と、
設定された物理的モデルにおける複数の物理諸元について、その特性変動幅を設定する
設定手順と、

設定された特性変動幅で各物理諸元の値をばらつかせ、出力のばらつきへの影響を評価
する評価手順と、

この評価によって得られた、出力のばらつきへの影響が最も大きな各物理諸元の特性変
動を決定する特性変動決定手順と、

決定された特性変動を条件として、物理的モデルについて数理計画法による最適化設計
演算を行い、各設計諸元を求める最適化演算手順と、

を実行させることを特徴とする設計プログラム。

【請求項 2】

請求項 1 に記載の設計プログラムであって、

前記最適化設計演算は、設計諸元の特性変動に対する出力の変動が所定値以内になるこ
と、および設計諸元の特性変動を 0 としたときの出力が目標値に一致することを設計要求
とする演算であることを特徴とする設計プログラム。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の設計プログラムであって、

前記最適化演算手順によって得られた設計諸元を利用して、前記評価手順、特性変動決
定手順、最適化演算手順を再度実行することを特徴とする設計プログラム。

【請求項 4】

請求項 1 ～ 3 のいずれか 1 つに記載の設計プログラムであって、

前記特性変動決定手順は、物理モデルを利用して、変動する複数の物理諸元のうちの 1
つを固定して他の物理諸元を変動させて構造化特異値を算出することを各物理諸元につい
て繰り返すことによって特性変動を決定することを特徴とする設計プログラム。

【請求項 5】

請求項 1 ～ 4 のいずれか 1 つに記載の設計プログラムであって、

前記最適化演算手順では、逐次 2 次計画法を用いて最適化演算を行うことを特徴とする
設計プログラム。

【請求項 6】

対象の特性ばらつきに低感度な設計諸元を求める設計装置であって、

設計対象についての物理的モデルを設定する手段と、

設定された物理的モデルにおける複数の物理諸元について、その特性変動幅を設定する
設定手段と、

設定された特性変動幅で各物理諸元の値をばらつかせ、出力のばらつきへの影響を評価
する評価手段と、

この評価によって得られた、出力のばらつきへの影響が最も大きな各物理諸元の特性変
動を決定する特性変動決定手段と、

決定された特性変動を条件として、物理的モデルについて数理計画法による最適化設計
演算を行い、各設計諸元を求める最適化演算手段と、

を有することを特徴とする設計装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、設計対象の特性ばらつきに低感度な設計諸元を求める設計に関する。

【背景技術】

【0002】

10

20

30

40

50

従来より、各種装置の設計において、その設計諸元を決定するために、モデルを利用したシミュレーションが利用されている。

【0003】

例えば、品質工学の分野では、非特許文献1に記載されるタグチメソッドと呼ばれる手法が広く採用されている。また、回路パラメータの決定については、特許文献1などの手法が提案されている。さらに、制御系設計においては、物理諸元のばらつきに対する安定性（ロバスト性）が重要であり、このロバスト性については、非特許文献2等に記載がある。

【0004】

【特許文献1】特開2000-293556号公報

【非特許文献1】「入門 タグチメソッド」 立林和夫 日科技連出版社 2004年発行

【非特許文献2】「ロバスト制御性能と μ -シンセシス」 藤田政之 雑誌「システム／制御／情報」 Vol. 37, No. 2, pp. 93~101, 1993

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

ここで、タグチメソッドは、交互作用の大きい設計諸元は排除し、主効果のあるパラメータにのみ着目する手法である。このため、交互作用の中にロバストな（最適な）解があっても利用できない。また、タグチメソッドでは、1回の実験（設計）で1つの設計諸元に割り振ることが可能な水準は3つである。よって、3つの水準値をどのように設定するかが重要となり、適切な解が得られるかについて、設計者のスキルに委ねられる部分が多い。また、1回の実験で最適な諸元を求めることは難しく、通常何回かの試行錯誤が必要となる。

【0006】

さらに、タグチメソッドでは、SN（信号／ノイズ）比と呼ばれる評価指標を用いて、工場で規格外の不良品が出たときの手直しコスト（品質の尺度、お金に換算される損失関数値）を最小化することを目的としている。しかし、SN比は、特性変動の分散値を用いた2乗の評価であるため、程度の差こそあれ、規格外の製品が製造されることを前提としており、“手直し”のためのコストが発生する。

【0007】

また、制御系のロバスト設計法として、 H_{∞} 制御や μ シンセシスが知られているが、これら制御法が適用可能な対象は、線形系もしくは小さな非線形性を持った系である。品質工学の分野では、制御系設計と違い、対象のハード諸元を設計対象とするため、設計は一般に強い非線形の問題となる。また設計諸元は、ある設定可能な範囲が決まっており、これも非線形な問題となる要因である。従って、制御系のロバスト設計手法を適用することは難しい。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明は、設計対象の特性ばらつきに低感度な設計諸元を求める設計プログラムであって、コンピュータに、設計対象についての物理的モデルを設定する手順と、設定された物理的モデルにおける複数の物理諸元について、その特性変動幅を設定する設定手順と、設定された特性変動幅で各物理諸元の値をばらつかせ、出力のばらつきへの影響を評価する評価手順と、この評価によって得られた、出力のばらつきへの影響が最も大きな各物理諸元の特性変動を決定する特性変動決定手順と、決定された特性変動を条件として、物理的モデルについて数値計画法による最適化設計演算を行い、各設計諸元を求める最適化演算手順と、を実行させることを特徴とする。

【0009】

また、前記最適化設計演算は、設計諸元の特性変動に対する出力の変動が所定値以内になること、および設計諸元の特性変動を0としたときの出力が目標値に一致することを設

計要求とする演算であることが好適である。

【0010】

また、前記最適化演算手順によって得られた設計諸元を利用して、前記評価手順、特性変動決定手順、最適化演算手順を再度実行することが好適である。

【0011】

また、前記特性変動決定手順は、物理モデルを利用して、変動する複数の物理諸元のうちの1つを固定して他の物理諸元を変動させて構造化特異値を算出することを各物理諸元について繰り返すことによって特性変動を決定することが好適である。

【0012】

また、前記最適化演算手順では、逐次2次計画法を用いて最適化演算を行うことが好適である。

【0013】

また、本発明は、対象の特性ばらつきに低感度な設計諸元を求める設計装置であって、設計対象についての物理的モデルを設定する手段と、設定された物理的モデルにおける複数の物理諸元について、その特性変動幅を設定する設定手段と、設定された特性変動幅で各物理諸元の値をばらつかせ、出力のばらつきへの影響を評価する評価手段と、この評価によって得られた、出力のばらつきへの影響が最も大きな各物理諸元の特性変動を決定する特性変動決定手段と、決定された特性変動を条件として、物理的モデルについて数値計画法による最適化設計演算を行い、各設計諸元を求める最適化演算手段と、を有することを特徴とする。

【発明の効果】

【0014】

このように、本発明においては、設定された特性変動幅で各物理諸元の値をばらつかせ、出力のばらつきへの影響が最も大きな各物理諸元の特性変動を決定し、その決定された特性変動を条件として、物理的モデルについて数値計画法による最適化設計演算を行い、各設計諸元を求める。従って、タグチメソッドでは排除していた設計諸元間の正の交互作用を活用できるので、ばらつきに対してロバスト性を高めることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

以下、本発明の実施形態について、図面に基づいて説明する。

【0016】

本実施形態に係る設計プログラムは、基本的に汎用コンピュータにより実行されるものであり、この設計プログラムを実行する汎用コンピュータが設計装置となる。設計プログラムは、汎用コンピュータにインストールされ、これが実行されて各種表示などが行われ、対応する入力を受け付けて、演算処理を行い、処理結果が出力される。

【0017】

図1に、本実施形態の設計プログラムによる処理の全体構成を示す。まず、設計対象については、その物理的特性を考慮して、そのCAEモデルを設定する。そして、外乱dが入力され、特定の物理諸元（本実施形態では設計諸元でもある）についてのばらつきが生じたときにおける出力のばらつき Δy が所定値以内となるように設計を行う（要求(i)）。さらに、物理諸元についてばらつきがないときには、出力 $y = y^*$ （ y^* は出力の設計目標値）となることを条件とする（要求(ii)）。

【0018】

このような処理のフローチャートを図2に示す。まず、対象について、CAE（コンピュータ・エイデッド・エンジニアリング）モデル化する（ステップ1）。このCAEモデルは、実際の対象の各部についてその物理的特性から数式化し、入力を与えると出力が得られるモデルである。

【0019】

例えば、対象として図3に示す安定化電源について考える。この回路では、入力電圧 V_{in} の入力端は、NPNトランジスタQ1のコレクタに接続され、このトランジスタQ1

10

20

30

40

50

のエミッタが出力電圧 V_{out} の出力端に接続されている。入力端には、抵抗 R_1 の一端が接続され、この抵抗 R_1 の他端がトランジスタ Q_1 のベースに接続されている。トランジスタ Q_1 のベースには、NPNトランジスタ Q_2 のコレクタが接続されている。トランジスタ Q_2 のエミッタは、ツェナーダイオード Z_{r1} のカソードに接続され、ツェナーダイオード Z_{r1} のアノードがグランドに接続されている。また、出力端とグランドの間には、2つの抵抗 R_2 、 R_3 の直列接続が配置され、この抵抗 R_2 、 R_3 の接続点がトランジスタ Q_2 のベースに接続されている。

【0020】

従って、出力端の電圧 V_{out} を抵抗 R_2 、 R_3 で分圧した電圧がトランジスタ Q_2 のベースに入力され、ツェナーダイオード Z_{r1} のカソードには、分圧した電圧より、 V_{BE2} だけ低い電圧が印加される。従って、出力電圧が高くなると、ツェナーダイオード Z_{r1} に電流が流れ、抵抗 R_1 に流れる電流が増加してトランジスタ Q_1 のベース電圧が下がり、出力電圧 V_{out} が下がる。一方、出力電圧が下がると、抵抗 R_1 に流れる電流が減少してトランジスタ Q_1 のベース電圧が上がり、出力電圧 V_{out} が上がる。これによって、出力電圧 V_{out} が安定化される。

【0021】

このような安定化電源回路において、トランジスタ Q_1 のゲインを h_{fe1} 、ベースエミッタ間電圧を V_{BE1} 、コレクタ電流 I_{C1} 、ベース電流 I_{B1} 、エミッタ電流 I_{E1} 、トランジスタ Q_2 のゲインを h_{fe2} 、ベースエミッタ間電圧を V_{BE2} 、コレクタ電流 I_{C2} 、ベース電流 I_{B2} 、エミッタ電流 I_{E2} とし、抵抗 R_1 、 R_2 、 R_3 の電流をそれぞれ I_{R1} 、 I_{R2} 、 I_{R3} 、ツェナーダイオード Z_{r1} の電圧降下 V_r 、抵抗 R_r とすると、式 (1) のような物理的な関係式が得られる。

【0022】

【数1】

$$\begin{bmatrix} 1 & -h_{fe1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 + R_3 & 0 & -R_3 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -R_3 & 0 & R_3 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -h_{fe2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{c1} \\ I_{B1} \\ I_{E1} \\ I_{R1} \\ I_{C2} \\ I_{B2} \\ I_{E2} \\ V_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_{out} \\ V_{in} - V_{BE1} \\ 0 \\ -V_r - V_{BE2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

【0023】

そして、この式 (1) を用いて、式 (2) のような設計諸元と出力電圧の関係を規定する CAE モデルを得る。

【0024】

【数 2】

$$V_{out} = (R_2 + R_3) \left(\frac{R_1}{R_3} + \frac{R_3 + R_1}{R_3 h_{fe2}} \right) I_{c2} + \frac{R_2 + R_3}{R_3} V_r + \frac{R_2 + R_3}{R_3} V_{be2} - R_3 I_{B2} \quad (2)$$

ここで、

$$\begin{aligned} I_{c2} &= -\frac{1}{A} \left(\frac{R_1}{R_3(h_{fe1}+1)} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) V_r - \frac{1}{A} \left(\frac{R_1}{R_3(h_{fe1}+1)} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) V_{be2} + \frac{1}{A} V_{in} - \frac{1}{A} V_{BE1} - \frac{1}{A} \frac{R_1}{h_{fe1}+1} I_{out} \\ I_{B2} &= -\frac{1}{Ah_{fe2}} \left(\frac{R_1}{R_3(h_{fe1}+1)} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) V_r - \frac{1}{Ah_{fe2}} \left(\frac{R_1}{R_3(h_{fe1}+1)} + \frac{R_2}{R_3} + 1 \right) V_{be2} + \frac{1}{Ah_{fe2}} V_{in} - \frac{1}{Ah_{fe2}} V_{BE1} - \frac{1}{Ah_{fe2}} \frac{R_1}{h_{fe1}+1} I_{out} \\ A &= \left(\frac{R_1}{(h_{fe1}+1)} + R_2 + R_3 \right) \left(\frac{R_1}{R_3} + \frac{R_3 + R_1}{R_3 h_{fe2}} \right) + \left(R_1 - \frac{R_3}{h_{fe2}} \right) \end{aligned} \quad 10$$

【0025】

次に、ロバスト性についての定式化を行う（ステップ2）。すなわち、 $|\Delta y / d| < \gamma$ という式によって外乱の影響が所定値以下であることを定式化する。ここで、 Δy は出力変動、 d は外乱入力、 γ はばらつきの上限であり、ばらつき γ を最小化し、かつこのばらつき γ が設計要求のばらつき γ^* より小さい（ $\gamma < \gamma^*$ ）ことをロバスト性の条件とする（要求（i））。 20

【0026】

次に、設計目標追従の要求について定式化する（ステップ3）。この例では、 $y^* = f(P, \Delta = 0)$ を条件とする。ここで、 y^* は設計目標値、 f は設計対象モデル式、 P は設計諸元（ $p_1, p_2, p_3, \dots$ ）、 Δ は設計ばらつきであり、設計諸元についてのばらつき $\Delta = 0$ の場合に、出力が設計目標値 y^* に一致することを設計目標追従の要求として定式化している（要求（ii））。 20

【0027】

次に、数理計画法を適用し、ステップ2、3の要求（i）（ii）を満たす設計諸元を計算する（ステップ4）。 30

【0028】

ここで、安定化電源を流れる電流 I と出力電圧 V_{out} の関係は、式（1）から明らかに線形の関係であり、電流や電圧を設計する問題（＝制御問題）は、線形の問題として H_∞ 制御他により求めることが可能である。

【0029】

しかし、設計諸元（抵抗 R やトランジスタ増幅率 h_{fe} ）と出力電圧 V_{out} の関係は、式（1）を変形した式（2）からわかるように強い非線形である。この対象に、 H_∞ 制御や μ シンセシスを適用して設計すること（例えば、ノミナル時の出力電圧を 10 [V] にする諸元を求めること）は難しい。

【0030】

例えば、図3に示す安定化電源において、設計諸元の探索範囲を $R_1: 0.08 \sim 2.2 \text{ k}\Omega$ 、 $R_2: 1.2 \sim 56 \text{ k}\Omega$ 、 $R_3: 0.16 \sim 25 \text{ k}\Omega$ 、トランジスタ Q_1 の $h_{fe1}: 15 \sim 300$ 、トランジスタ Q_2 の $h_{fe2}: 50 \sim 150$ とし、特性変動として $\Delta R_2: -10 \sim +10\%$ 、 $\Delta h_{fe1}: -30 \sim 30\%$ 、 $\Delta h_{fe2}: -30 \sim 30\%$ の3つを設定する。また、出力電圧の設計目標値は 10 V にする。

【0031】

この場合、ステップ2において、特性ばらつき（ ΔR_2 、 Δh_{fe1} 、 Δh_{fe2} ）が出力電圧 V_{out} に与える最悪の条件（最悪の特性ばらつきの組み合わせ）で、出力のばらつきを最小化する。この場合、 $|(V_{out} - 10 \text{ V}) / I_d| < \gamma$ とし、 γ を最小化するとともに、 $\gamma < \gamma^*$ を条件にする（ロバスト性の要求）。なお、 I_d は外乱電流であ 50

る。

[要求 (i)]

$$|(V_{out} - 10V) / I_d| < \gamma \rightarrow \gamma \text{ を最小化、かつ } \gamma < \gamma^* \quad (3a)$$

【0032】

また、ステップ3の条件は、 $V_{out}(r_1, r_2, r_3, hfe_1, hfe_2) = 10V$ ($\Delta R_2 = 0$ 、 $\Delta hfe_1 = 0$ 、 $\Delta hfe_2 = 0$) となる (設計目標追従の要求)。

[要求 (ii)]

$$V_{out}(r_1, r_2, r_3, hfe_1, hfe_2) = 10V \quad (3b)$$

$$(\Delta R_2 = 0, \Delta hfe_1 = 0, \Delta hfe_2 = 0)$$

【0033】

10

この2つの要求を定式化したものをブロック線図で表すと、図8のように表すことができる。このように、特性ばらつき (ΔR_2 , Δhfe_1 , Δhfe_2) が出力電圧 V_{out} に与える最悪の条件 (最悪の特性ばらつきの組み合わせ) で、出力のばらつき γ を最小化するとともに、ばらつきを目標値以下 ($\gamma < \gamma^*$) にし、かつ特性ばらつきが0のときには、 $V_{out} = 10V$ を条件にする。

【0034】

このように2つの要求 (要求 (i) : 式3a, 要求 (ii) : 式3b) を同時に満たす必要があるため、ロバスト性の要求と、目標追従の要求を連立して解くことで、2つの要求を両立させることができる。しかし、例えば数理計画法の分野では、両要求を連立して解く有効な手法は、現在提供されていない。

20

【0035】

そこで、本実施形態では、図9のステップを適用する。すなわち、ロバスト性の要求の最悪の条件を求めるステップと、式 (3a) の最小化および式 (3b) の拘束条件を解くステップを交互に解くことにより、最適解を漸近的に求めていく。

【0036】

[プロセス1 — 繰り返し1回目]

プロセス1では、最悪の特性変動を求めるために、“構造化特異値”と呼ばれるロバスト性の評価指標を利用する。この指標によれば、対象の物理構造を考慮して、外乱電流 I_d から出力 V_{out} までの伝達ゲイン (ただし本対象ではダイナミクスはない) の中で、最悪の大きさを求めることができるからである。しかし、この構造化特異値から直接、最悪の特性変動が生じる条件を知ることはできない (最悪のゲインがわかるだけである)。

30

【0037】

そこで、本実施形態では、1つの特性変動要素、例えば抵抗 R_2 をある変動条件における値 (固定値) に設定し、他の2つの特性変動 (Δhfe_1 、 Δhfe_2) は任意の値をとる条件で、構造化特異値を計算する。この計算を、抵抗 R_2 の変動の上・下限の範囲で行えば、抵抗 R_2 がどの特性変動値をとるときに、出力への影響が最悪となるか (構造化特異値が最大となるか) を知るができる。他の2つの特性変動 (Δhfe_1 、 Δhfe_2) も同様である。

【0038】

具体例を図10に示す。この例では、 hfe_1 、 hfe_2 をノミナルの値を10とし、これに $-30 \sim +30\%$ のばらつきを与え、また抵抗 R_2 をノミナルの値を 1190Ω とし、これに $-10 \sim +10\%$ のばらつきを与え、それぞれ1つを固定して他の2つを変動させてロバスト性能値を計算している。同図から、 hfe_1 、 hfe_2 は -30% 、 R_2 は -10% の場合が最悪条件となることが把握できる。

40

【0039】

なお、構造化特異値は、制御系設計の分野において、ダイナミクスを含む対象に適用され、周波数領域における入出力の最大ゲインを表すが、品質工学の分野では、ダイナミクスを陽に考慮しない。よって、本実施形態における構造化特異値は、ダイナミクスを除いたDCゲインにおける最悪値である。具体的には、例えば制御系設計ソフト **Matlab** の **Robust Control Toolbox** (商品名) を使って計算する

50

ことが可能である。

【0040】

[プロセス2 — 繰り返し1回目]

プロセス2では、プロセス1で求めた最悪条件で、設計諸元の最適化を行う。このためSQP法（逐次2次計画法）を適用する。

【0041】

評価関数と制約条件を式（4a）（4b）に、またこの最適化問題をブロック線図で表現したものを図11に示す。

【0042】

【数3】

10

$$\text{評価関数: } \min_{R1, R2, \dots} \left| \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_d} (R1, R2, R3, hfe1, hfe2) \right| \quad (4a)$$

$$(\Delta hfe1: -30\% \quad \Delta hfe2 = -30\% \quad \Delta R2 = -10\%)$$

$$\text{制約条件: } V_{out}(R1, R2, R3, hfe1, hfe2) = 10v \quad (4b)$$

【0043】

20

このように、上述の要求（ii）を制約条件として、 $\Delta hfe1 = -30\%$ 、 $\Delta hfe2 = -30\%$ 、 $\Delta R2 = -10\%$ におけるばらつき $|\Delta V_{out} / \Delta I_d|$ が最小となる各設計諸元を求める。

【0044】

このようにして、設計諸元が求められれば、再びプロセス1に戻り、図10と同様に最悪条件を計算する。

【0045】

[プロセス1 — 繰り返し2回目]

上記プロセス2（繰り返し1回目）で求めた設計諸元で、再度最悪条件を求める。結果を図12に示す。出力のばらつきを表す γ 値が図10の場合（繰り返し1回目）と比較して、0.46倍に改善されていることがわかる。

30

【0046】

以降、プロセス1とプロセス2を、 γ 値が収束するまで交互に実施する。すなわち、図2におけるステップ5の $\gamma < \gamma^*$ の判定により、Yesとなることで、収束を判定し、処理を終了する。

【0047】

今回の例では、繰り返し3回目以降は図12からほとんど変化がないので、図12における設計諸元を最適値とする。

【0048】

設計諸元の初期値と最適値を表1に示す。

40

【0049】

【表 1】

	抵抗値 [Ω]			トランジスタ増幅率	
	R1	R2	R3	hfe1	hfe2
初期値	300	1190	150	10	10
最適値	300	1186	167	300	128

10

【0050】

最適な設計諸元を用いる場合の効果を、従来法（タグチメソッド）と比較した結果（頻度分布）を、図 7 に示す。

【0051】

〔図 2 のステップ 6〕

上述のように、図 2 におけるステップ 4 において、ばらつき γ を最小化して、解を得た場合に、ステップ 5 においてばらつき γ が目標値 γ^* を下回っていない場合がある。

【0052】

このように、出力ばらつきの上限値 γ が設計要求（ $\gamma < \gamma^*$ ）を満足しない場合には、特性変動幅を見直す（図 2 のステップ 6）。例えば、コストアップになるが、ばらつきの小さい部品を使用することが考えられる。このとき、どの部品について、どの程度ばらつきの小さいものを選べば良いかは、図 12 から判断できる。すなわち、図 12 によれば、トランジスタの増幅率 $hfe1$ や $hfe2$ 値がばらついても、出力値のばらつきへの影響はほとんどないことがわかる。一方、抵抗 $R2$ をばらつきのより少ないものに変更すれば、効果が大きい。例えば、出力のばらつきを $1/2$ にするには、抵抗 $R2$ のばらつきも $1/2$ にすれば良いことが、図 13 に示すように判断できる。このように、本実施形態によれば、対象についての改善の指針も得ることができる。

20

【0053】

図 13 により、設計要求を満足すれば、設計は終了であるが、特性変動の大きさを見直したときには、図 2 のフローチャートに示したようにステップ 2 に戻って、再度設計ステップを実行しても良い。これより、よりロバストな設計結果が得られる可能性もある。

30

【0054】

〔相互作用の影響〕

本実施形態の設計における、設計諸元同士の交互作用の影響を、従来法と本実施形態のそれぞれについて説明する。ここで、説明をわかりやすくするために、設計諸元（制御因子）は、表 2 のように、 $R2$ と $R3$ の 2 つのみとする。ここで、「e3」は、 $\times 1000$ を表す。なお、仮定した特性変動は図 3 について上述したものと同一である。また、この設計では、ロバスト化のみを考え、ノミナル時の出力電圧： $V_{out} = 10$ [V] の制約条件は考えないことにする。

40

【0055】

【表 2】

	抵抗値 [Ω]			トランジスタ増幅率	
	R1	R2	R3	hfe1	hfe2
諸元値	80	1.2e3 ↓ 56e3	155 ↓ 1055	300	50

10

【0056】

まず、従来法として、同表の条件で適当なメッシュ間隔でS/N比を求めた結果を図14に示す。

【0057】

図14では、制御因子R2とR3の間に強い交互作用、すなわちR3値（水準）によって、S/N比が最適（最大）となるR2値（水準）は異なることがわかる。このため、タグチメソッドでは、図14に示すように、例えばS/N比が最適（最大）となるR2とR3の組み合わせが存在しても、R2とR3を用いて設計することはできない。

【0058】

一方、本実施形態として、図13の条件で、ばらつき時の最大変動量（ロバスト性能値）を求めた結果を図15に示す。図14と同様に強い交互作用があることがわかる。本実施形態による設計結果を、表3および図15の矢印（矢印の起点が設計の初期値、矢印の終点が設計後の最適値）で示す。交互作用が正に作用する（相乗効果のある）最適な（ロバストな）設計諸元値の組み合わせが、求められていることがわかる。

20

【0059】

【表 3】

	抵抗値 [Ω]			トランジスタ増幅率	
	R1	R2	R3	hfe1	hfe2
初期値	80	56e3	200	300	50
最適値		↓ 21e3	↓ 1000		

30

【0060】

なお、図15に示すように2つの設計諸元間に交互作用があっても、最適値（最大変動量が最小となる諸元の組み合わせ）が単峰性の場合には、表3に示した初期値をどこに設定しても最適値に収束可能である。一方、多峰性の場合には、必ずしも大域的な最適値には収束しない。従って、多峰性の場合には、モンテカルロ法、実験計画法などの手法を用いて、初期値が最適値近傍となるように設定する必要がある。

40

【0061】

このように、本実施形態によれば、設計諸元（制御因子）間に交互作用がある場合にも、これを活用して、従来法よりもロバストな設計が可能であることがわかる。

【0062】

[その他]

ここで、図10で示した構造化特異値が計算可能なのは、式(1)で示したような設計諸元（パラメータ）が線形の係数として表される場合である。そこで、線形式で表現でき

50

ない諸元（パラメータ）に対しては、式（５）に示すように設計条件（諸元変動 $\Delta = 0$ ）でテーラー展開をし、その一次近似式を対象とすれば良い。

【００６３】

【数４】

$$f(P, \Delta) \approx f_{\Delta=0}(P) + \frac{\partial f_{\Delta=0}(P)}{\partial P} \Delta P \quad (5)$$

一次近似式

10

【００６４】

ここで、 $f(P, \Delta)$ ：設計対象、 P ：設計諸元（パラメータ）、 Δ ：諸元のばらつきである。

【００６５】

「従来例との比較」

（タグチメソッドの問題点）

上述した図３に示される安定化電源について、タグチメソッドを適用した場合について、説明する。なお、定義名や、特性変動の種類は適宜変更している。

20

【００６６】

図４に、Ｌ１８直交表を使いタグチメソッドを適用した結果を示す。縦の点線が選択した水準である。ＳＮ比が最も大きい水準を各設計諸元で選択したが、特性変動がない場合（ $\Delta = 0$ ）の出力電圧を $V_{out} = 10$ [V] とするために、平均値を移動させる効果の大きいＲ３を使って合わせこみをした。

【００６７】

図５（ａ）は、図４のタグチメソッドによる設計諸元で頻度分布（全 Δ の組み合わせ（３変動、各４０水準）で出力電圧を計算）を求めた結果である。また、図５（ｂ）は、比較のために設計諸元を適当に合わせこみした（特性変動がないときの出力電圧値 $V_{out} = 10$ ）場合の結果である。

30

【００６８】

一方、図６の縦の点線は、本実施形態により求めた設計諸元の水準である。同図の実線は、図４と同じである。図７は、本実施形態の設計諸元で、タグチメソッドと同一の条件で頻度分布を求めた結果である。

【００６９】

図５から、タグチメソッドで求めた設計諸元は、適当に求めた諸元よりロバストであるが、図７の本実施形態との比較から、出力電圧のばらつき幅や標準偏差の点で、最適なロバスト設計になっていないことがわかる。実際、図６に示すように、本実施形態で求めた設計諸元は、タグチメソッドが示す最適な水準とは大きく異なる。

【００７０】

このように異なる理由は、安定化電源では、設計諸元間の干渉“交互作用”が存在するためである。タグチメソッドは、交互作用の大きい設計諸元は排除し、主効果のあるパラメータにのみ着目する手法であるため、せっかく交互作用の中にロバストな（最適な）解があっても利用できない。交互作用が存在することは、図４でＳＮ比の形が山形もしくは谷形になっていることから判断できる。また図４の要因効果図から求めた最適なＳＮ比の推定値と実際の値を表４に示すが、改善効果が推定と実際に３ｄＢ以上ずれることからわかる。

40

【００７１】

【表 4】

SN比		効果
推定	最適条件 31.9 [dB]	11.8 [dB] 改善
	参照条件 20.1 [dB]	
実際	最適条件 22.2 [dB]	5.1 [dB] 改善
	参照条件 17.1 [dB]	

10

【0072】

図4から明らかなように、タグチメソッドでは一回の実験（設計）で1つの設計諸元に割り振ることが可能な水準は3つである。よって3つ水準値をどのように設定するかが重要となるが、これは設計者のスキルに委ねられる部分が多い。

【0073】

20

また、一回の実験で最適な諸元を求めることは難しく、何回かの試行錯誤が必要となる。

【0074】

さらに、直交表に割付けが可能な設計諸元の数は、例えばL18直交表を利用する場合には、3つの水準を設定可能なもので、最大7つ（2水準のが1つ）に制限される。

【0075】

タグチメソッドでは、SN比と呼ばれる評価指標を用いて、工場で規格外の不良品が出たときの手直しコスト（品質の尺度、お金に換算される損失関数値）を最小化することを目的としている。しかし、SN比は、特性変動の分散値を用いた2乗の評価であるため、程度の差こそあれ、規格外の製品が製造されることを前提としており、“手直し”のためのコストが発生する（不良品が出ないことが最も良い）。

30

【0076】

（ロバスト制御系設計の問題点）

制御系のロバスト設計法として、 H_∞ 制御や μ シンセシスが知られているが、これら制御法が適用可能な対象は、線形系もしくは小さな非線形性を持った系（例えばLPV: Linear Parameter Varingで表現される系）である。品質工学の分野では、制御系設計と違い、対象のハード諸元を設計対象とするため、設計は一般に強い非線形の問題となる。また設計諸元は、ある設定可能な範囲が決まっており、これも非線形な問題となる要因である。よって制御系のロバスト設計手法を適用することは難しい。

【0077】

40

〔本実施形態の特徴〕

本実施形態は、対象の特性ばらつきに低感度な（ロバストな）諸元を設計する品質工学の分野において、CAEモデルの使用を前提とし、物理構造を反映した問題の定式化と、定式化した問題を数理計画法を適用して、最適な諸元を求めることを特徴とする（図1、図2）。

【0078】

特に、設計で物理構造を反映することにより、従来法では排除していた設計諸元（制御因子）間の正の交互作用（相乗効果）を活用する。

【0079】

そして、要求(i):ロバスト性:出力(評価指標)への影響が最悪となる条件(最悪

50

の特性ばらつきの組み合わせ)で、出力のばらつきを最小化する、要求(i i)：設計目標追従：ばらつきがないときの出力を設計目標値に一致させる、という2つの要求を満足する解を得る。

【0080】

これによって、従来技術では排除していた設計諸元(制御因子)間の正の交互作用を活用できるので、従来法(タグチメソッド)より、ばらつきに対してロバスト性を高めることが可能である。

【0081】

また、従来法(タグチメソッド)では、設計諸元の水準の設定が設計者に委ねられ、かつ3つの水準しか設定できないのに対し(点の設計)、本実施形態では、設計諸元や特性ばらつきのとりうる全範囲を考慮して設計が可能である(面の設計)。

10

【0082】

ロバスト性の評価に、最悪条件(特性ばらつきの出力への影響が最大となる条件)、すなわち許容誤差(絶対値の誤差)を用いるので、理解しやすく定量的な評価・設計が可能である。

【図面の簡単な説明】

【0083】

【図1】実施形態における処理の構成を示す図である。

【図2】実施形態における処理のフローチャートを示す図である。

【図3】設計対象である安定化電源回路の構成を示す図である。

20

【図4】タグチメソッドによる各水準の評価を示す図である。

【図5】タグチメソッドなどによる出力電圧の頻度分布を示す図である。

【図6】本実施形態における採用した水準を示す図である。

【図7】本実施形態による出力電圧の頻度分布を示す図である。

【図8】本実施形態における要求(i)(ii)をブロック線図化した図である。

【図9】本実施形態による最適化の処理を説明する図である。

【図10】最悪条件の求め方を説明する図である。

【図11】最適化計算の処理を説明する図である。

【図12】本実施形態により得た設計諸元による対象についての最悪条件を示す図である

30

【図13】見直すべき設計諸元について説明する図である。

【図14】タグチメソッドによる諸元の相関を示す図である。

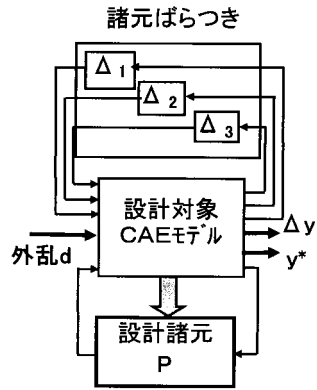
【図15】本発明による最適化を説明する図である。

【符号の説明】

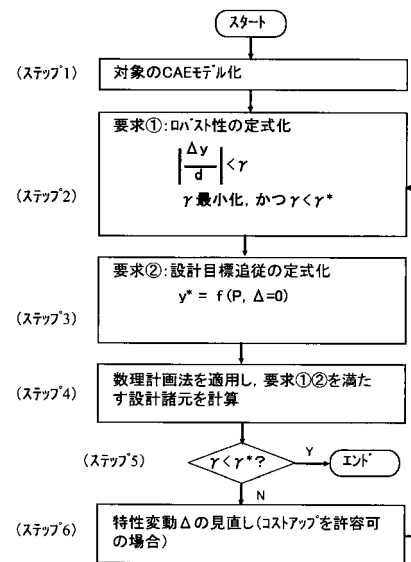
【0084】

Q1, Q2 トランジスタ、R1, R2, R3 抵抗、Zr1 ツェナーダイオード。

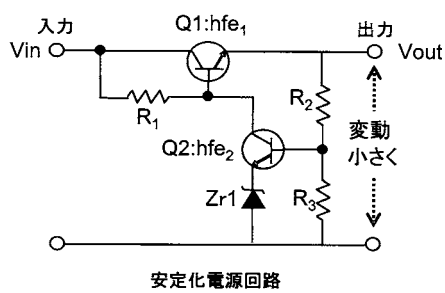
【図 1】



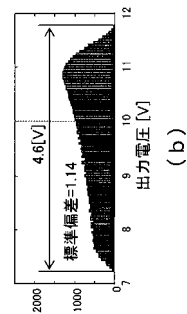
【図 2】



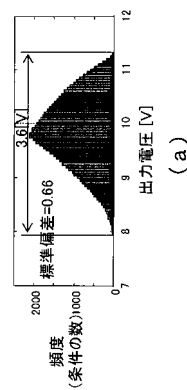
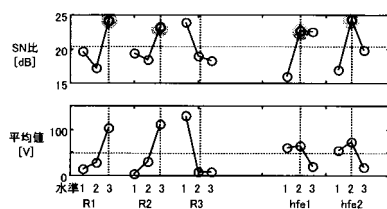
【図 3】



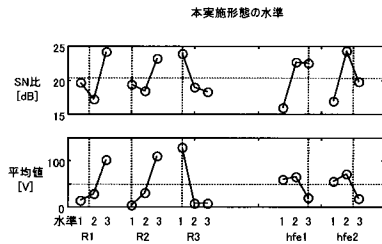
【図 5】



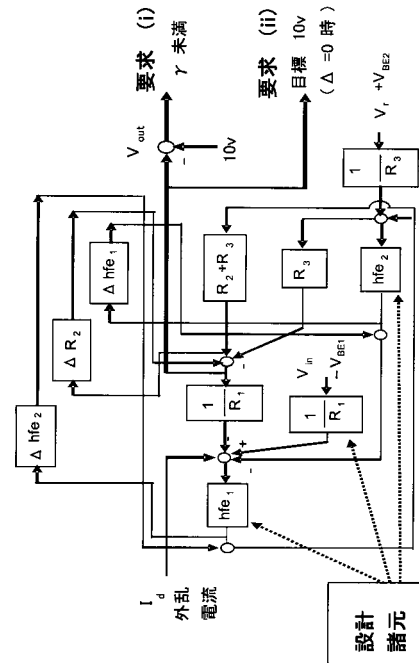
【図 4】



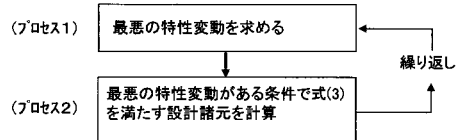
【図 6】



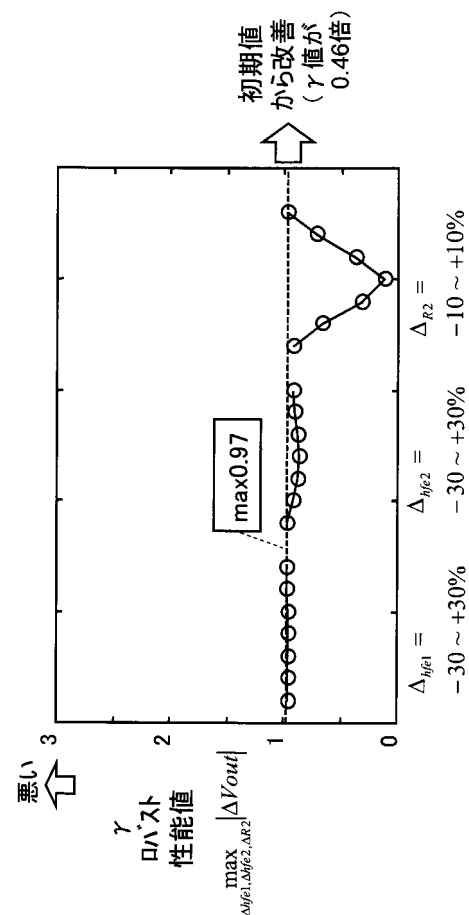
【図 8】



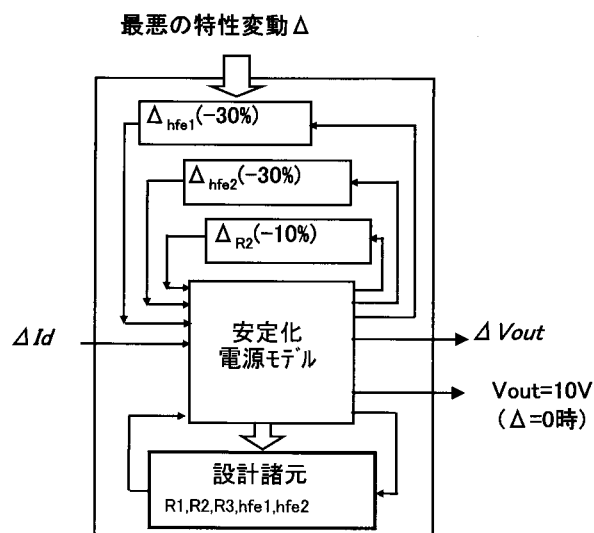
【図 9】



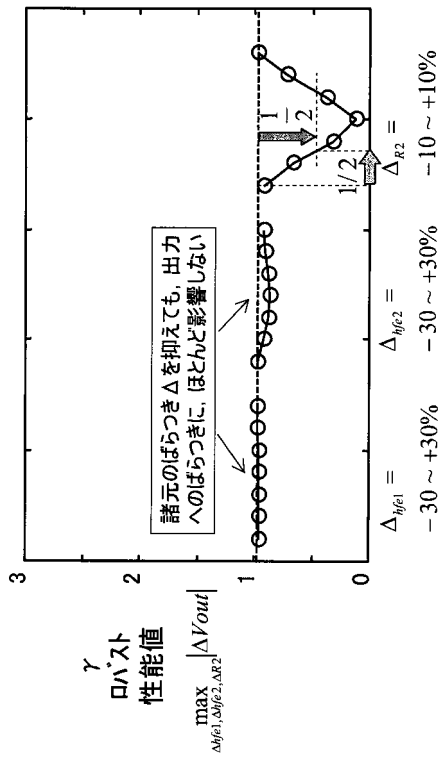
【図 12】



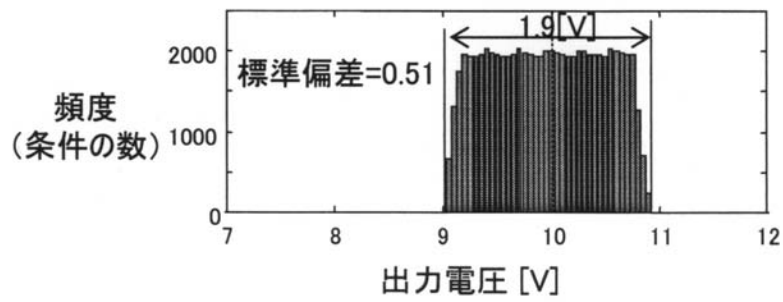
【図 11】



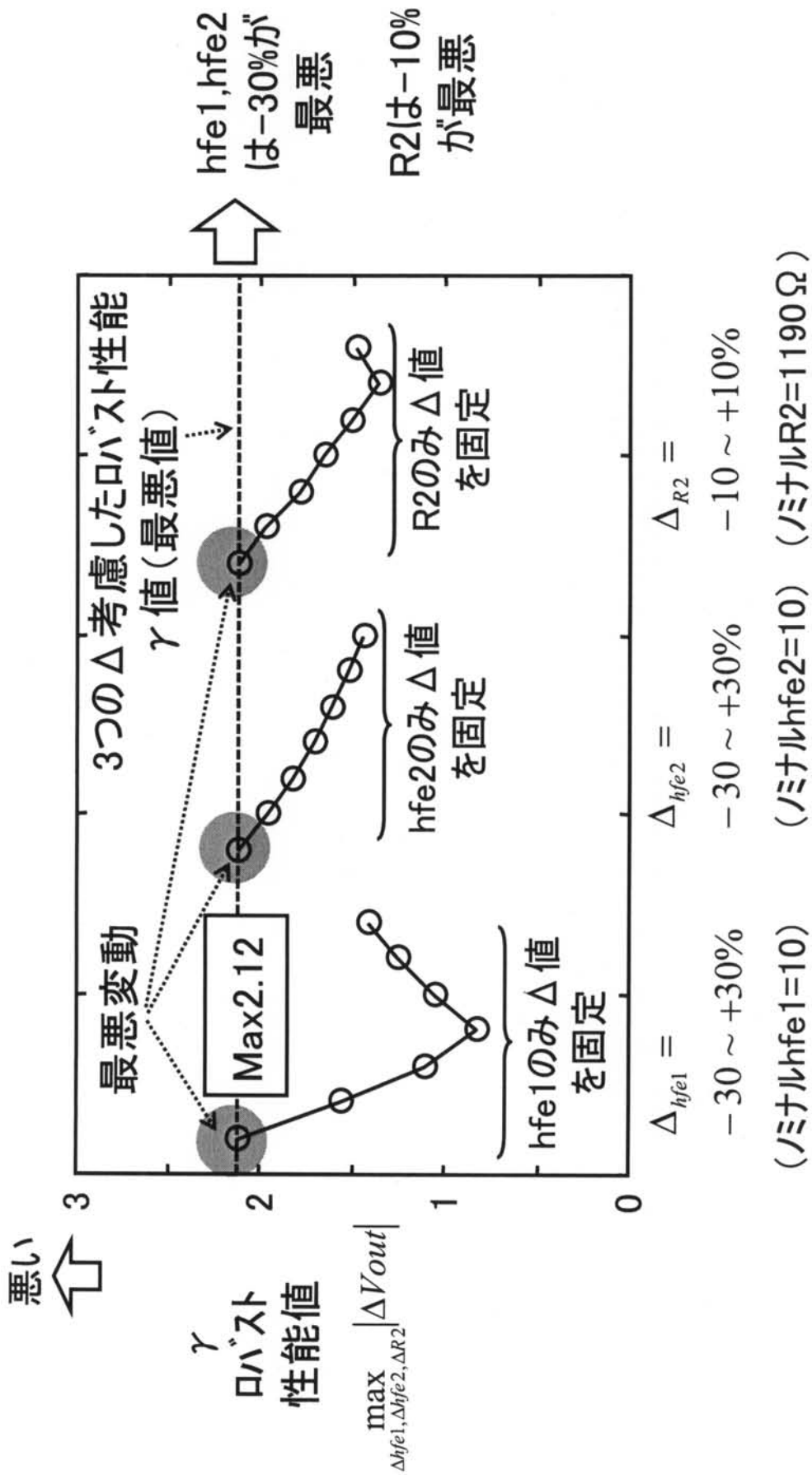
【図 13】



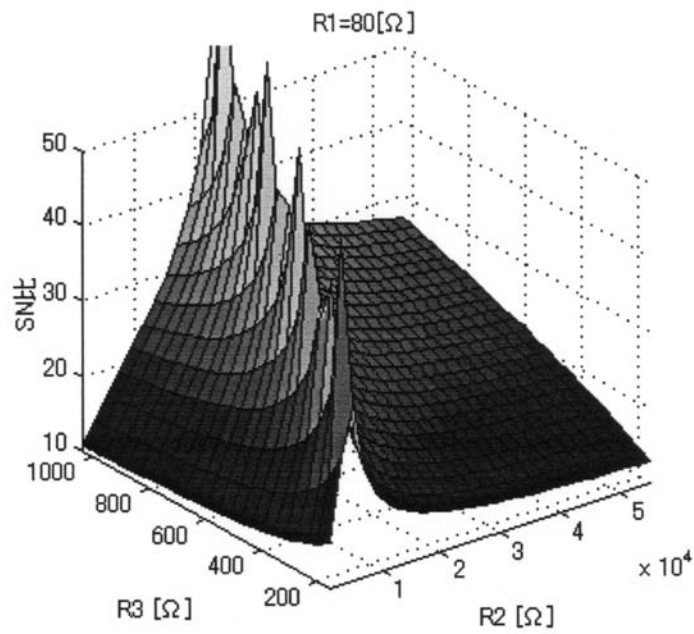
【図 7】



【図10】

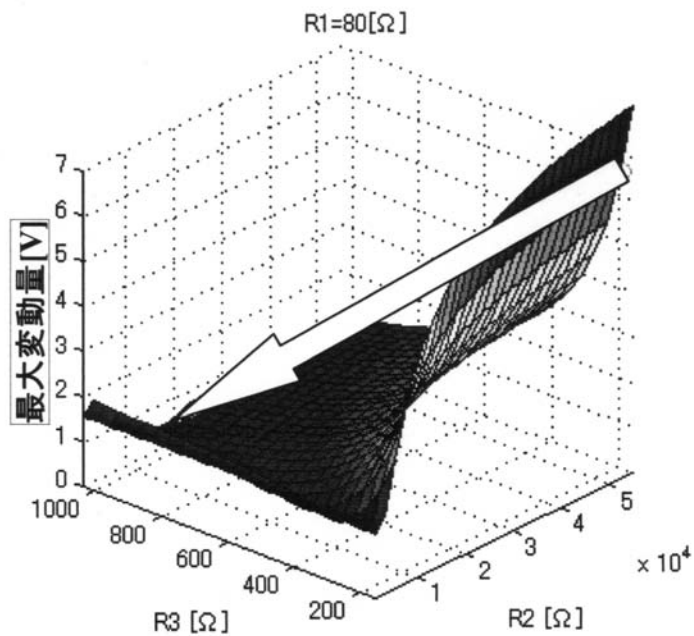


【図 1 4】



従来法: 田口メソッド (SN比)

【図 1 5】



本発明 (最大偏差)