

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局



(43) 国際公開日  
2004年5月13日 (13.05.2004)

PCT

(10) 国際公開番号  
WO 2004/040693 A1

- (51) 国際特許分類: H01Q 3/36
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2002/011460
- (22) 国際出願日: 2002年11月1日 (01.11.2002)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 富士通株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川崎市 中原区上小田中 4丁目1番1号 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 戸田 健

(TODA, Takeshi) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川崎市 中原区上小田中 4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP). 高野 健 (TAKANO, Takeshi) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川崎市 中原区上小田中 4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP). 中谷 勇太 (NAKAYA, Yuuta) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川崎市 中原区上小田中 4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP). 大石 泰之 (OISHI, Yasuyuki) [JP/JP]; 〒211-8588 神奈川県 川崎市 中原区上小田中 4丁目1番1号 富士通株式会社内 Kanagawa (JP).

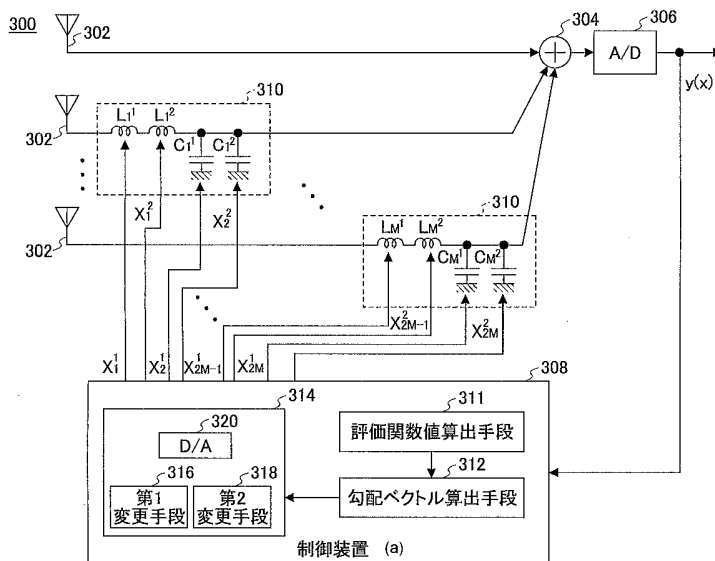
(74) 代理人: 伊東 忠彦 (ITO, Tadahiko); 〒150-6032 東京都 渋谷区 恵比寿 4丁目20番3号 恵比寿ガーデンプレイスタワー 32階 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (国内): JP, US.

[ 続葉有 ]

(54) Title: CONTROL DEVICE AND CONTROL METHOD

(54) 発明の名称: 制御装置および制御方法



316...FIRST CHANGING MEANS  
 318...SECOND CHANGING MEANS  
 311...EVALUATION FUNCTION VALUE CALCULATING MEANS  
 312...GRADIENT VECTOR CALCULATING MEANS  
 (a)...CONTROL DEVICE

(57) Abstract: A control device and a control method capable of high-speed controlling the impedance of a plurality of elements output signal in order to preferably maintain output signal of a non-linear system. The control device comprises first and second changing means for changing each impedance of a plurality of first and second elements affecting characteristics of the output signal within a predetermined range, a calculating means for calculating an evaluation function value depending on the impedance of the plurality of first and second elements according to the output signal, and a gradient calculating means for calculating a gradient vector based on the difference of the evaluation function value before and after the impedance of change of the second element. The evaluation function value is controlled so as to be a desired value by changing each impedance of the plurality of first elements according to the gradient vector.

[ 続葉有 ]

WO 2004/040693 A1



(84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SK, TR).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

---

(57) 要約: 本発明は、非線形システムの入力信号を良好に維持するために、入力信号に影響を及ぼす複数の素子のインピーダンスを高速に制御し得る制御装置および制御方法を提供することを目的とする。本発明によれば、入力信号の特性に影響を及ぼす複数の第1、第2素子のインピーダンスの各々を、所定の範囲内で変化させる第1、第2変更手段と、入力信号に基づいて、複数の第1および第2素子のインピーダンスに依存する評価関数値を算出する算出手段と、第2素子のインピーダンス変化の前後における評価関数値の差分に基づいて、勾配ベクトルを算出する勾配算出手段を有する制御装置が提供される。勾配ベクトルに基づいて、複数の第1素子のインピーダンスの各々を変化させることによって、評価関数値が所望の値をとるように制御が行われる。

## 明細書

## 制御装置および制御方法

## 5 技術分野

本発明は、一般に可変インピーダンス素子を適応制御することによって非線形システムの出力信号を適切に維持する制御装置および制御方法に関し、特に複数のアンテナ素子を有する適応アンテナ・システムにおける受信信号を適切に維持する制御装置および制御方法に関する。

10

## 背景技術

この種の技術分野では、複数の素子のインピーダンスに依存して出力信号が変化する非線形システムに対して、摂動 (perturbation) 法を利用した最適化手法により各インピーダンスを最適化し、出力信号を適切に維持することがしばしば行われている。

15

図1は、従来の制御システム例を示す概念図を示す。この制御システム100は、無線周波数 (RF) 処理型の適応アンテナ・システムであり、複数の高周波素子 (L, C) のインピーダンスを未知変数とし、複数の受信信号を合成して出力信号を形成する非線形システムである。制御システム100は、M+1個の複数の

20 のアンテナ素子102と、これらアンテナ素子102からの信号を合成する合成器104を有する。合成器104の出力は、アナログ・デジタル変換器106に入力される。アナログ・デジタル変換器106の出力は、制御装置108に入力される。

20

M+1個のアンテナ素子の内、M個のアンテナ素子の各々には、アンテナ素子

25 102に直列に結合されたインダクタ $L_i$ と、並列に結合されたキャパシタ $C_i$  ( $i=1, \dots, M$ )より成る移相回路110が設けられている。インダクタ $L_i$ のインダクタンスおよびキャパシタ $C_i$ のキャパシタンスは、制御装置108からの制御信号により調整される。制御信号の内容 $x_i$  ( $i=1, \dots, 2M$ )は、インダクタ $L_i$ およびキャパシタ $C_i$ のインピーダンスを設定するための信号を

25

表す。

図2は、このような制御システム100に関して、主に制御装置108により行われる摂動法を利用した制御フロー200を示す。制御フロー200は、ステップ202より始まる。ステップ204では、複数の素子（インダクタ $L_i$ およびキャパシタ $C_i$ ）のインピーダンス $x_i$ が適切な初期値に設定される。ステップ206では、反復回数に関連するパラメータ $m$ の値を初期値0に設定する。

ステップ208では、アナログ・デジタル変換器106（図1）からの出力信号 $y(x)$ （ $x = (x_1, x_2, \dots, x_{2M})$ ）に依存して変化する評価関数値 $f(x)$ を求める。この評価関数値は、基準値 $f_0(x)$ として格納される。

10 ステップ210では、パラメータ $m$ の値を1つインクリメントする。

ステップ212では、 $m$ 番目の素子のインピーダンス $x_m$ の値を、 $x_m + \Delta x_m$ に変化させる。例えば、 $m$ の値が1であれば、インダクタ $L_1$ の値に微小変化が加えられる。このインピーダンスの微小変化 $\Delta x_m$ に起因して、出力信号 $y(x)$ が変化する。

15 ステップ214では、この出力信号 $y(x)$ に基づいて評価関数値 $f(x)$ が算出される。

ステップ216では、インピーダンス $x_m$ に関する変化の前後における評価関数値 $f(x)$ の差分を算出することによって、勾配（gradient）ベクトル $\nabla f$ を算出する。 $\nabla f$ は、 $2M$ 個の成分を有するベクトル量であり、各成分は  
20 次式により計算される。

$$(\nabla f)_{x_m} = f(x_1, \dots, x_m + \Delta x_m, \dots, x_{2M}) - f_0(x_1, \dots, x_m, \dots, x_{2M})$$

ステップ218では、微小変化させた $x_m$ の値を微小変化させる前の値に戻す。

ステップ220では、パラメータ $m$ の値が $2M$ 以下であるか否かが判定され、  
25  $2M$ 以下であればステップ208に戻り、勾配ベクトル $\nabla f$ の他の成分を計算する。一方、パラメータ $m$ の値が $2M$ 以下でなければ、すなわち $2M$ より大きいならば、勾配ベクトル $\nabla f$ の総ての成分が算出されたことを意味する。

ステップ222では、この勾配ベクトル $\nabla f$ を利用して、インピーダンスの値 $x_i$ を更新する。勾配ベクトル $\nabla f$ は、 $f$ により表現される曲面上の座標 $(x_1,$

$x_2, \dots, x_{2M}$ ) において、勾配 (傾斜) が最も急激に変化する方向を示す。この座標で示される場所から、 $\nabla f$  の示す方向に沿って進めば、評価関数値  $f$  の最大値又は最小値 (所望の最適値) に接近することが可能になる。パラメータ  $\alpha$  は、インピーダンスの値を更新する際に、 $\nabla f$  に沿って進むステップ幅を示す。この  
5 ようにしてインピーダンス  $x_i$  の値が更新される。

ステップ 224 では、前回のインピーダンスと今回の値を比較して、十分に収束しているか否かを判定し、収束していなければ更に更新を行うためにステップ 206 に戻り、収束していればステップ 226 に進んで制御フロー 200 は終了する。

10 振動法を利用してインピーダンスを微小変化させることにより、勾配ベクトル  $\nabla f$  を計算し、インピーダンスを更新して最適化を図る手法については、例えば、特開 2002-118414 号公報、Robert J Dinger, "A Planar Version of a 4.0GHz Reactively Steered Adaptive Array", IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, vol. AP-34, No. 3, March 1986., および Robert J Dinger, "Reactively Steered Adaptive Array Using Microstrip Patch Elements at 4.0GHz", IEEE TRANSACTIONS ON ANTE  
15 NNAS AND PROPAGATION, vol. AP-32, No. 8, August 1984. 等に記載されている。

上記のような制御手法では、半導体集積回路を利用して可変インピーダンス素子を形成し、可変インダクタや可変キャパシタを構成するのが一般的である。しかしながら、半導体集積回路を利用すると、インピーダンスを変化させる際の応  
25 答速度は高速であるが、非常に多くの電力を消費することになる。これは例えばバッテリーを利用するような小型の装置にとって不利である。

一方、半導体集積回路の代わりに、マイクロ・エレクトロ・メカニカル・システム (MEMS: Micro Electro Mechanical System) を利用して、素子のインピーダンスを機械的に変化させることの可能な可変

インピーダンス素子を形成することも考えられる。インピーダンスを変化させる形態としては様々なものがあり得るが、例えば、キャパシタの極板間隔を変更したり、インダクタの磁芯の挿入量を変更することによって、素子のインピーダンスを変更することが可能になる。このような素子を利用すれば、半導体集積回路に比べて消費電力は非常に少ないので、電力に関する問題点を克服することは可能である。しかしながら、MEMSを利用して可変インピーダンス素子を形成すると、同程度のインピーダンスの素子を半導体集積回路で構築した場合に比べて応答速度が遅く、速やかにインピーダンスの最適化を図ることができなくなることが懸念される。特に、勾配ベクトル $\nabla f$ を計算するには、微小変化を加えるステップ212により系を変化させ、その後、加えた微小変化を除去するステップ218により系を元に戻し、これを素子数の数 ( $m=1, \dots, 2M$ ) だけ繰り返すことを要するので、勾配ベクトル $\nabla f$ を速やかに算出することが困難になる。このため、MEMSを利用すると、非線形システムの環境変化に速やかに追従することが困難になってしまう。

15

#### 発明の開示

本願の一般的課題は、非線形システムの出力信号を良好に維持するために、出力信号に影響を及ぼす複数の素子のインピーダンスを高速に制御することを可能にする制御装置および制御方法を提供することである。

20 本願の具体的課題は、非線形システムの出力信号を良好に維持するために、出力信号に影響を及ぼす複数の素子のインピーダンスを高速かつ低消費電力で制御することを可能にする制御装置および制御方法を提供することである。

これらの課題は、以下に説明する手段により解決される。

本発明による解決手段によれば、

25 出力信号の特性に影響を及ぼす複数の第1素子のインピーダンスの各々を、所定の第1範囲内で変化させる第1変更手段と、

出力信号の特性に影響を及ぼす複数の第2素子のインピーダンスの各々を、前記第1範囲より狭い所定の第2範囲内で変化させる第2変更手段と、

出力信号に基づいて、前記複数の第1および第2素子のインピーダンスに依存

する評価関数値を算出する算出手段と、

前記第2素子のインピーダンス変化の前後における評価関数値の差分に基づいて、勾配ベクトルを算出する勾配算出手段

- を有し、前記勾配ベクトルに基づいて、前記複数の第1素子のインピーダンスの各々を変化させることによって、前記評価関数値が所望の値をとるように制御を行うことを特徴とする制御装置  
5  
が、提供される。

#### 図面の簡単な説明

- 10 図1は、従来の制御システムの概念図を示す。  
図2は、従来の制御システムで行われる制御のフローチャートを示す。  
図3は、本願第1実施例による制御システム例の概念図を示す。  
図4は、本願実施例による制御装置を利用して行われるフローチャートを示す。  
図5は、本願第2実施例による制御システム例の概念図を示す。  
15 図6は、本願第3実施例による制御システム例の概念図を示す。

#### 発明を実施するための最良の形態

- 図3は、本願第1実施例による制御システムの一例を示す概念図を示す。この制御システム300は、無線周波数(RF)処理型の適応アンテナ・システムであり、複数の高周波素子のインピーダンスを未知変数とし、複数の受信信号を合成して出力信号を形成する非線形システムである。制御システム300は、M+1個の複数のアンテナ素子302と、これらアンテナ素子302からの信号を合成する合成器304を有する。合成器304の出力は、アナログ・デジタル変換器306に入力される。アナログ・デジタル変換器306の出力は、制御装置308に入力される。  
20  
25

M+1個のアンテナ素子の内、M個のアンテナ素子の各々には、アンテナ素子302に直列に結合された第1インダクタ $L_i^1$ および第2インダクタ $L_i^2$ と、並列に結合された第1キャパシタ $C_i^1$ および第2キャパシタ $C_i^2$  ( $i=1, \dots, M$ )より成る移相回路310が結合されている。第1、第2インダクタ $L_i^1$ ,  $L_i^2$ お

よび第1, 第2キャパシタ $C_i^1$ ,  $C_i^2$ は、マイクロ・エレクトロ・メカニカル・システム (MEMS) を利用して、機械的にインピーダンスを変化させることが可能な素子として形成される。これらの素子を半導体素子を利用して形成することも可能であるが、消費電力を削減する観点からはMEMSを利用することが好ましい。第1, 第2インダクタ $L_i^1$ ,  $L_i^2$ のインダクタンスおよび第1, 第2キャパシタ $C_i^1$ ,  $C_i^2$ のキャパシタンスは、制御装置308からの制御信号により調整される。制御信号の内容 $x_i^1$ ,  $x_i^2$  ( $i=1, \dots, 2M$ ) は、インダクタ $L_i^1$ ,  $L_i^2$ およびキャパシタ $C_i^1$ ,  $C_i^2$ のインピーダンスを設定するための信号を表す。図中、第1インダクタ $L_i^1$ および第1キャパシタ $C_i^1$ を表す第1素子は $x_i^1$ により示され、第2インダクタ $L_i^2$ および第2キャパシタ $C_i^2$ を表す第2素子は $x_i^2$ により示される。

第1インダクタ $L_i^1$ および第1キャパシタ $C_i^1$ のインピーダンスは、非線形システムの実出力信号 (デジタル・アナログ変換器306からの出力信号) の特性に影響を及ぼしてインピーダンスの最適化を行うことが可能な程度に大きく変化し得る。このため、ある程度大きなサイズを有し、それ故に応答速度も比較的遅い。これに対して、第2インダクタ $L_i^2$ および第2キャパシタ $C_i^2$ は、第1のものよりもサイズが非常に小さく、インピーダンスの可変幅も狭く、それ故に第1インダクタ $L_i^1$ および第1キャパシタ $C_i^1$ よりも高速に応答することが可能であるように選択される。

20 適応アンテナ・システム300の制御装置308は、アナログ・デジタル変換器306からの出力信号であるアンテナ素子からの受信信号 $y(x)$ に基づいて、評価関数値 $f(x)$ を算出する評価関数値算出手段311を有する。ここで、 $x$ は、総てのインピーダンスに関するベクトル量であり、 $x = (x_1^1, x_1^2, x_2^1, x_2^2, \dots, x_{2M}^1, x_{2M}^2)$ と表現することが可能である。評価関数値 $f(x)$ としては、様々な量を採用することが可能であり、例えば、パイロット信号やトレーニング信号のような既知の信号パターン $d$ と、受信信号 $y(x)$ との相関値 $|y(x)d|$ とすることが可能である。また、信号雑音比、信号雑音干渉比のような量を採用することも可能である。更に、後述するような各アンテナ素子からの受信電力の総和とすることも可能である。要するに、評価関数値 $f(x)$ は、



インピーダンス  $x$  の変化に依存して変化し得る量であって、非線形システムの出力信号（受信信号  $y(x)$ ）の最適化を行うために使用可能な量であればよい。

制御装置 308 には、評価関数値算出手段 311 の出力を入力とする勾配ベクトル算出手段 312 が設けられる。勾配ベクトル算出手段 312 は、インピーダンス・ベクトル  $x$  の変化の前後における評価関数値  $f(x)$  の差分を算出することによって、インピーダンス・ベクトル  $x$  における評価関数値  $f$  の勾配  $\nabla f$  を算出する。勾配ベクトル算出手段 312 の出力は、インピーダンスの値を変更させる変更手段 314 に入力される。変更手段 314 は、第 1 インダクタ  $L_i^1$  のインダクタンスおよび第 1 キャパシタ  $C_i^1$  のキャパシタンスを変更させる第 1 変更手段 316 を有する。また、変更手段 314 は、第 2 インダクタ  $L_i^2$  のインダクタンスおよび第 2 キャパシタ  $C_i^2$  のキャパシタンスを変更させる第 2 変更手段 318 を有する。第 2 変更手段 318 は、第 2 インダクタ又は第 2 キャパシタのインピーダンスを変化させ、上述したように、変化させるインピーダンスの量は非常に小さい点に留意を要する。

更に、変更手段 314 は、第 1 および第 2 変更手段からのデジタル信号をアナログ信号に変換して、第 1 および第 2 インダクタおよびキャパシタ  $L_i^1, L_i^2, C_i^1, C_i^2$  に制御信号  $x_i^1, x_i^2$  を与えるデジタル・アナログ変換器 320 を有する。このデジタル・アナログ変換器 320 は、第 1 素子および第 2 素子に関して、別々に設けることも共用させることも可能である。共用させる場合には、勾配ベクトルを計算する場合と、第 1 素子を更新する場合とでデジタル・アナログ変換器 320 の出力を切り替えるスイッチを設ける。このようにすると、デジタル・アナログ変換器の数が 1 つで済むので、回路面積を少なくする観点から有利である。

図 4 は、本願実施例による制御装置 308 を利用して行われる振動法による制御フロー 400 を示す。制御フロー 400 は、ステップ 402 より始まる。ステップ 404 では、複数の第 1 および第 2 素子（インダクタおよびキャパシタ  $L_i^1, L_i^2, C_i^1, C_i^2$ ）のインピーダンス  $x_i$  が適切な初期値に設定される。ステップ 406 では、反復回数に関連するパラメータ  $m$  の値を初期値 0 に設定する。

ステップ 408 では、アナログ・デジタル変換器 306（図 3）からの出力信

号  $y(x)$  ( $x = (x_1^1, x_1^2, x_2^1, x_2^2, \dots, x_{2M}^1, x_{2M}^2)$ ) に依存して変化する評価関数値  $f(x)$  を求める。この評価関数値  $f(x)$  は、評価関数値算出手段 311 にて算出され、基準値  $f_0(x)$  として格納される。

ステップ 410 では、パラメータ  $m$  の値を 1 つインクリメントする。

- 5     ステップ 412 では、第 2 変更手段 318 を利用して、 $m$  番目の第 2 素子のインピーダンス  $x_m^2$  の値を、 $x_m^2 + \Delta x_m^2$  に変化させる。例えば、 $m$  の値が 1 であれば、第 2 素子のインダクタ  $L_1^2$  の値に微小変化  $\Delta x_1^2$  が加えられる。インピーダンスの微小変化  $\Delta x_m^2$  に起因して、出力信号  $y(x)$  が変化する。ステップ 414 では、この出力信号  $y(x)$  に基づいて評価関数値  $f(x)$  が算出される。

- 10    ステップ 416 では、第 2 素子のインピーダンス  $x_m^2$  の変化の前後における評価関数値  $f(x)$  の差分を算出することによって、勾配ベクトル  $\nabla f$  を算出する。勾配ベクトル  $\nabla f$  は、勾配ベクトル算出手段 312 によって算出される。 $\nabla f$  は、 $2M$  個の成分を有するベクトル量であるので、各成分は次式により計算される。

$$(\nabla f)_{x_m} = f(x_1^1, x_1^2, \dots, x_m^1, x_m^2 + \Delta x_m^2, \dots, x_{2M}^1, x_{2M}^2) - f_0(x_1^1, x_1^2, \dots, x_m^1, x_m^2, \dots, x_{2M}^1, x_{2M}^2)$$

15

- なお、従来とは異なり、本実施例における可変インピーダンス素子の総数は、 $2M$  個の第 1 素子と  $2M$  個の第 2 素子とで  $4M$  個であり、評価関数値  $f(x)$  も、これら  $4M$  個のインピーダンスに依存することとなる ( $f = f(x_1^1, x_1^2, x_2^1, x_2^2, \dots, x_{2M}^1, x_{2M}^2)$ )。しかしながら、第 2 素子 ( $x_i^2$ ) は、 $f$  曲面上の座標 ( $x_1^1, x_2^1, \dots, x_{2M}^1$ ) における摂動計算のために別途設けられた補助的なインピーダンス素子であるので、勾配ベクトル  $\nabla f$  の成分数は、第 1 素子の数 ( $2M$  個) により定められる。
- 20

ステップ 418 では、微小変化させた  $x_m^2$  の値を微小変化させる前の値に戻す。

- ステップ 420 では、パラメータ  $m$  の値が  $2M$  以下であるか否かが判定され、 $2M$  以下であればステップ 408 に戻り、勾配ベクトルの他の成分を計算する。一方、パラメータ  $m$  の値が  $2M$  以下でなければ、すなわち  $2M$  より大きいならば、勾配ベクトル  $\nabla f$  の総ての成分が算出されたことを意味する。
- 25

従来とは異なり、第 1 素子  $L_i^1, C_i^1$  とは別個に設けられた第 2 素子  $L_i^2, C_i^2$  のインピーダンスを変化させることによって、勾配ベクトル  $\nabla f$  が計算される。

- 第2素子は、第1素子に比べて非常にサイズが小さく、インピーダンスの可変幅は小さいが応答速度は極めて高速である。このため、ステップ410およびステップ418における微小変化 $\Delta x_m^2$ の加算および減算に対して系が非常に高速に応答し、勾配ベクトル $\nabla f$ を迅速に求めることが可能になる。すなわち、イン
- 5 ピーダンスの微小変化に対する評価関数の影響が分かれば勾配ベクトルを見出すことが可能であり、その勾配ベクトルを見出すためにインピーダンスを大きく変化させる必要はない（微小変化させればよい）。このような観点から、本願実施例では、微小変化を与えるための素子（サイズの小さな応答速度の速い第2素子 $L_i^2$ ,  $C_i^2$ ）を第1素子とは別に用意して、勾配ベクトル $\nabla f$ を算出している。
- 10 例を持って示せば、移相回路310における合成インダクタンス $L_i^0$ は、第1および第2インダクタが直列に結合されているので、 $L_i^0 = L_i^1 + L_i^2$ となる。ステップ412における微小変化により、この合成インダクタンス $L_i^0$ は、 $L_i^1 + L_i^2 + \Delta L_i^2 = L_i^0 + \Delta L_i^2$ に変化する。同様に、移相回路310における合成キャパシタンス $C_i^0$ は、第1および第2キャパシタンスが並列に結合されてい
- 15 るので、 $C_i^0 = C_i^1 + C_i^2$ となる。ステップ412における微小変化により、この合成キャパシタンス $C_i^0$ は、 $C_i^1 + C_i^2 + \Delta C_i^2 = C_i^0 + \Delta C_i^2$ に変化する。これにより、移相回路310におけるインダクタ5ンスまたはキャパシタンスを微小変化させたときの影響を調べることが可能になる、すなわち勾配ベクトルを算出することが可能になる。
- 20 ステップ422では、第2素子の変化に基づいて算出された勾配ベクトル $\nabla f$ を利用して、第1素子のインピーダンスの値 $x_i^1$ を更新する。上述したように、勾配ベクトル $\nabla f$ は、 $f$ により表現される曲面上の地点 $(x_1^1, x_2^1, \dots, x_{2M}^1)$ において傾斜が最も急激に変化する方向を示す。この地点から、 $\nabla f$ の示す方向に沿って進めば、評価関数値 $f$ の最大値又は最小値（所望の最適値）に接近
- 25 することが可能になる。パラメータ $\alpha$ は、インピーダンスの値を更新する際に、 $\nabla f$ に沿って進むステップ幅を示す。このようにして第1素子のインピーダンス $x_i^1$ の値が更新される。

ステップ424では、前回のインピーダンスと今回の値を比較して、十分に収束しているか否かを判定し、収束していなければ更に更新を行うためにステップ

406に戻り、収束していればステップ426に進んで制御フロー400は終了する。

本願実施例によれば、従来長時間を要していたステップ208ないし220のループが、第2素子 $L_i^2$ ,  $C_i^2$ を利用して行われるステップ408および420により速やかに計算されるので、極めて高速のインピーダンス制御を行うことが可能になる。例えば、アンテナ素子が11個 ( $M=10$ ) 存在し、第1素子であるインダクタおよびキャパシタがそれぞれ10個ずつ (計20個) 存在し、これらの動作速度が100kHzである (インピーダンスを変化させるのに $10\mu s$ を要する) とする。そして、100ステップ更新する (ステップ222又は422を100回行う) ことによって、最適なインピーダンスに辿り着くとする。この場合に、従来の手法 (図2) では、ステップ212およびステップ218を含むループを全20素子について反復して勾配ベクトルを算出するために、 $(10\mu s + 10\mu s) \times 20$ の時間を要し、ステップ222における $x$ の更新で $10\mu s$ の時間を要し、これらを100回繰り返すことになる。従って、最適化には、

$$((10\mu s + 10\mu s) \times 20 \text{回} + 10\mu s) \times 100 \text{回} = 41 \text{ms}$$

もの時間を要する。なお、説明を簡単にするため、制御フロー200におけるステップ212, 218, 222以外のステップで費やされる時間を省略している。

これに対して、本願実施例によれば、非常にサイズの小さな第2素子を選択することが可能であり、例えば、インピーダンスの可変幅が第1素子の $1/512$ に過ぎないが、応答速度が $51.2 \text{MHz}$  ( $10\mu s \times 1/512$ ) のようなものを使用することが可能である (簡単のため、応答速度と可変幅が反比例の関係にあるとしている)。この場合には、ステップ412およびステップ418を含むループを20回繰り返して勾配ベクトルを算出するために、 $(10\mu s \times 1/512 + 10\mu s \times 1/512) \times 20$ の時間を要し、ステップ222における $x$ の更新で $10\mu s$ の時間を要し、これらを100回繰り返すことになる。従って、

$$((10\mu s \times 1/512 + 10\mu s \times 1/512) \times 20 + 10\mu s) \times 100 \text{回} = 1.1 \text{ms}$$

程度の時間で最適化を行うことが可能になる。このように、本願実施例によれば、

極めて高速な制御を行うことが可能になる。上記と同様に、説明を簡単にするため、制御フロー400におけるステップ412, 418, 422以外のステップで費やされる時間を省略している。

図5は、本願第2実施例による制御システム500の概念図を示す。本実施例  
5 における制御システム500は、空間処理型のアレイ・アンテナ・システムであり、  
複数のアンテナ素子に付随する高周波素子(C)のインピーダンスを未知変数と  
し、これらのインピーダンスに依存して、アンテナ素子504により受信される  
信号が変化するところの非線形システムである。制御システム500は、M本の  
アンテナ素子502とアナログ・デジタル変換器506に結合されるアンテナ  
10 素子504とを有する。アナログ・デジタル変換器506の出力は、図3で説明  
したのと同様な制御装置508に入力される。M本のアンテナ素子502の各々  
には、アレイ・アンテナの指向性に影響を及ぼす第1素子として機能する第1キャ  
パシタ $C_i^1$ と、第2素子として機能する第2キャパシタ $C_i^2$ とが設けられている。  
これら第1, 第2キャパシタ $C_i^1$ ,  $C_i^2$ のキャパシタンスは、制御装置508に  
15 より制御される。

信号を受信した後に位相を調整して合成していた第1実施例とは異なり、本実  
施例によれば、 $M+1$ 個のアンテナ素子が空間的に結合して所定の指向特性を実  
現することで、受信する時点で信号を良好に維持しようとする。例えば、複数の  
アンテナ素子により形成される指向特性を調整して、メインローブを希望波に、  
20 ヌル点を干渉波に合わせることにより、希望波を良好に受信する。第1素子のイ  
ンピーダンスの最適化は、上述した図2に示す制御フローと同様な制御フローを  
実行することによって行われる。本実施例では、制御対象が、M個のアンテナに  
付随するM個の第1キャパシタ $C_i^1$ と、アンテナ素子に微小インピーダンス変化  
を与えるためのM個の第2キャパシタ $C_i^2$ に過ぎないので、本実施例は、素子数  
25 (制御対象数)が少なく済む点で、小型の装置に有利である。

図6は、本願第3実施例による制御システム600の概念図を示す。本実施例  
は、デジタル処理型のアレイ・アンテナ・システムを形成し、各アンテナ素子  
602に、インピーダンスのマッチングをとるための整合回路610とアナログ・  
デジタル変換器606が設けられている。整合回路は、アンテナ素子に並列に

結合される第1素子として機能する第1キャパシタ $C_i^1$ と、第2素子として機能する第2キャパシタ $C_i^2$ と、アンテナ素子に直列に結合されるコイル $L_i$ を有する ( $i = 1, \dots, M$ )。第1および第2素子のインピーダンスは、制御装置608からの制御信号 $x_i^1$ ,  $x_i^2$ に基づいて調整される。

- 5 本実施例における評価関数値 $f(x)$ は、アンテナ素子の各経路から得られる受信信号の総和に基づいて算出される。より具体的には、各経路からの受信信号 $y_i(x)$ を二乗して電力を計算し、これらの総和を計算することによって評価関数値が算出される。本実施例では、各アンテナ素子からの信号に関するインピーダンスのマッチングを調整することによって、信号を適切に受信するようにしている。なお、本実施例における整合回路を、第1実施例や第2実施例の制御システムに利用することも有利である。

以上本願実施例によれば、非線形システムの出力量に影響を及ぼす複数の第1素子 $x_i^1$ とは別に、出力信号に影響を及ぼす複数の第2素子 $x_i^2$ を設け、これら第2素子を利用して勾配ベクトル $\nabla f$ を求め、勾配ベクトルに基づいて第1素子 $x_i^1$ のインピーダンスを変化させている。勾配ベクトルは、出力信号に影響を及ぼすインピーダンスを微小変化させることにより算出できるので、第2素子のサイズを非常に小さく設定することが可能である。これは、応答速度が非常に高速なサイズの小さな素子を、第2素子として使用することが可能なことを意味する。このため、高速に微小に変化する第2素子を利用して、迅速に勾配ベクトルを求めることが可能になる。第1素子は、第2素子より広範囲にインピーダンスを変化させる必要があるため、第2素子よりサイズが大きく、応答速度は第2素子より遅い。速やかに算出される勾配ベクトルを利用して、第1素子のインピーダンスを次々と更新することによって、出力信号が最大または最小になるように制御することが可能になる。

- 25 本願実施例によれば、出力信号がアンテナ素子により受信された高周波数信号に基づいて形成され、第1および第2素子が、キャパシタ又はインダクタより成る。従来は、キャパシタやインダクタを、半導体素子としてではなく機械的な素子(MEMS)で形成すると、消費電力を小さく抑制することが可能な反面、応答速度が遅くなることに起因して、そのような機械的な素子を採用することが困

難であった。しかしながら、本願実施例によれば、第2素子としてサイズの小さなものを選択することが可能であり、機械的な素子であっても、勾配ベクトルを算出するために十分に高速に動作することが可能である。このため、キャパシタやインダクタを、半導体素子としてではなく機械的な素子として形成することが可能になり、第1素子の高速制御を可能にするだけでなく、消費電力を低く抑制することも可能になる。

本願実施例によれば、微小変化させる量 $\Delta x_m^2$ をアンテナ素子毎に設定可能にしている（すなわち、互いに異なる $m, n$ に対して、 $\Delta x_m^2$ は、 $\Delta x_n^2$ と異なるようにすることが可能である。）。このことは、様々な制御システムに対する汎用性を高くする点で有利である。しかしながら、総ての $\Delta x_m^2$ を所定の固定値にすると、高速処理および演算負担の軽減を図ることが可能になる点で有利である。

本発明による制御システムは、移動端末、無線基地局その他の複数のアンテナ素子を利用する任意のシステムに適用することが可能である。ただし、本発明は、消費電力に配慮しなければならない小型の移動端末に特に有利である。また、上記実施例では、制御対象とする可変インピーダンス素子が、移相回路、リアクタンス回路または整合回路を形成していたが、本発明はそのような形態に限定されず、可変インピーダンス素子は、出力信号に影響を及ぼす様々な回路を形成し得る。更に、本発明をアンテナ・システムに関連付けて説明してきたが、本発明はそのような形態に限定されない。本発明は、複数の素子のインピーダンスに依存して出力信号が変化する非線形システムにおいて、擾動法により各インピーダンスを最適化する制御システムに広く応用することが可能である。

このように本発明による制御装置および制御方法によれば、非線形システムの出力信号を良好に維持するために、出力信号に影響を及ぼす複数の素子のインピーダンスを高速に制御することが可能になる。

以上、本発明の好ましい実施例を説明したが、本発明はこれに限定されるわけではなく、本発明の要旨の範囲内で種々の変形及び変更が可能である。

## 請求の範囲

1. 出力信号の特性に影響を及ぼす複数の第1素子のインピーダンスの各々を、所定の第1範囲内で変化させる第1変更手段と、
- 5 出力信号の特性に影響を及ぼす複数の第2素子のインピーダンスの各々を、前記第1範囲より狭い所定の第2範囲内で変化させる第2変更手段と、  
出力信号に基づいて、前記複数の第1および第2素子のインピーダンスに依存する評価関数値を算出する算出手段と、  
前記第2素子のインピーダンス変化の前後における評価関数値の差分に基づいて、  
10 勾配ベクトルを算出する勾配算出手段  
を有し、前記勾配ベクトルに基づいて、前記複数の第1素子のインピーダンスの各々を変化させることによって、前記評価関数値が所望の値をとるように制御を行うことを特徴とする制御装置。
- 15 2. 前記第2素子のインピーダンスが、マイクロ・エレクトロ・メカニカル・システムにより機械的に変更可能であるよう形成されることを特徴とする請求項1記載の制御装置。
- 20 3. インダクタより成る前記複数の第1素子の各々に、インダクタより成る第2素子がそれぞれ直列に接続されることを特徴とする請求項1記載の制御装置。
4. キャパシタより成る前記複数の第1素子の各々に、キャパシタより成る第2素子がそれぞれ並列に接続されることを特徴とする請求項1記載の制御装置。
- 25 5. 前記複数の第1および第2素子が、複数のアンテナ素子にそれぞれ結合されることを特徴とする請求項1記載の制御装置。
6. 前記複数のアンテナ素子の各々に関する第1および第2素子が、移相回路を形成するよう結合されることを特徴とする請求項5記載の制御装置。



7. 前記複数のアンテナ素子の各々に関する第1および第2素子が、整合回路を形成するよう結合されることを特徴とする請求項5記載の制御装置。
- 5 8. 前記複数の第1および第2素子が、前記複数のアンテナ素子毎に設けられたリアクタンス回路を形成することを特徴とする請求項1記載の制御装置。
9. 前記算出手段が、前記出力信号と所定の基準信号との相関を計算することによって前記評価関数値を求めるよう形成されることを特徴とする請求項5記載
- 10 の制御装置。
10. 前記算出手段が、複数のアンテナ素子から得られる受信信号の電力の総和に基づいて前記評価関数値を求めるよう形成されることを特徴とする請求項5記載の制御装置。
- 15 11. 前記算出手段が、少なくとも、出力信号中の信号強度および雑音強度に基づいて、前記評価関数値を求めるよう形成されることを特徴とする請求項5記載の制御装置。
- 20 12. 前記複数の第2素子のインピーダンスの変化量が、一定であることを特徴とする請求項1記載の制御装置。
13. 更に、前記第1および第2変更手段からのデジタル出力をアナログ値に変換するデジタル・アナログ変換器を有することを特徴とする請求項1記載
- 25 の制御装置。
14. 複数のアンテナ素子と、請求項1記載の制御装置とを有することを特徴とする移動端末。

15. 複数のアンテナ素子と、請求項1記載の制御装置を有することを特徴とする無線基地局。

16. 複数の第1素子のインピーダンスを所定の範囲内で変化させることによって、出力信号に基づいて算出される評価関数値を所望の値に制御する制御方法であって、

前記評価関数値の勾配ベクトルを算出するステップと、

前記勾配ベクトルに基づいて、複数の第1素子のインピーダンスを変化させるステップ。

10 より成り、前記勾配ベクトルを算出するステップが、

複数の第2素子の内の1つのインピーダンスを、前記所定の範囲より狭い範囲内で変化させるステップと、

前記インピーダンスの変化の前後における評価関数値の差分を求めるステップと、

15 前記インピーダンスを変化前の値に戻すステップ

を所定の回数だけ反復することによって行われることを特徴とする制御方法。

FIG.1

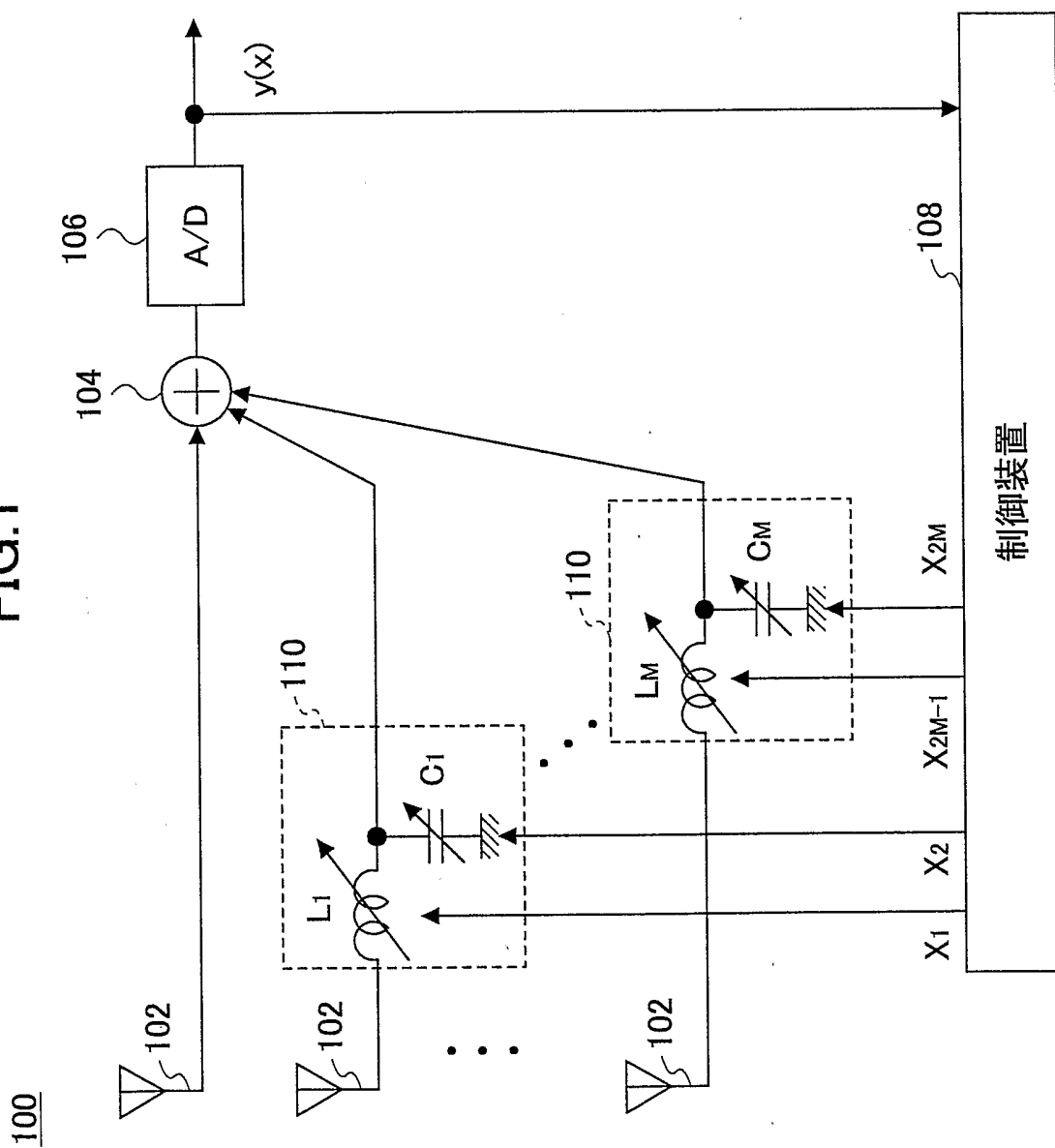


FIG.2

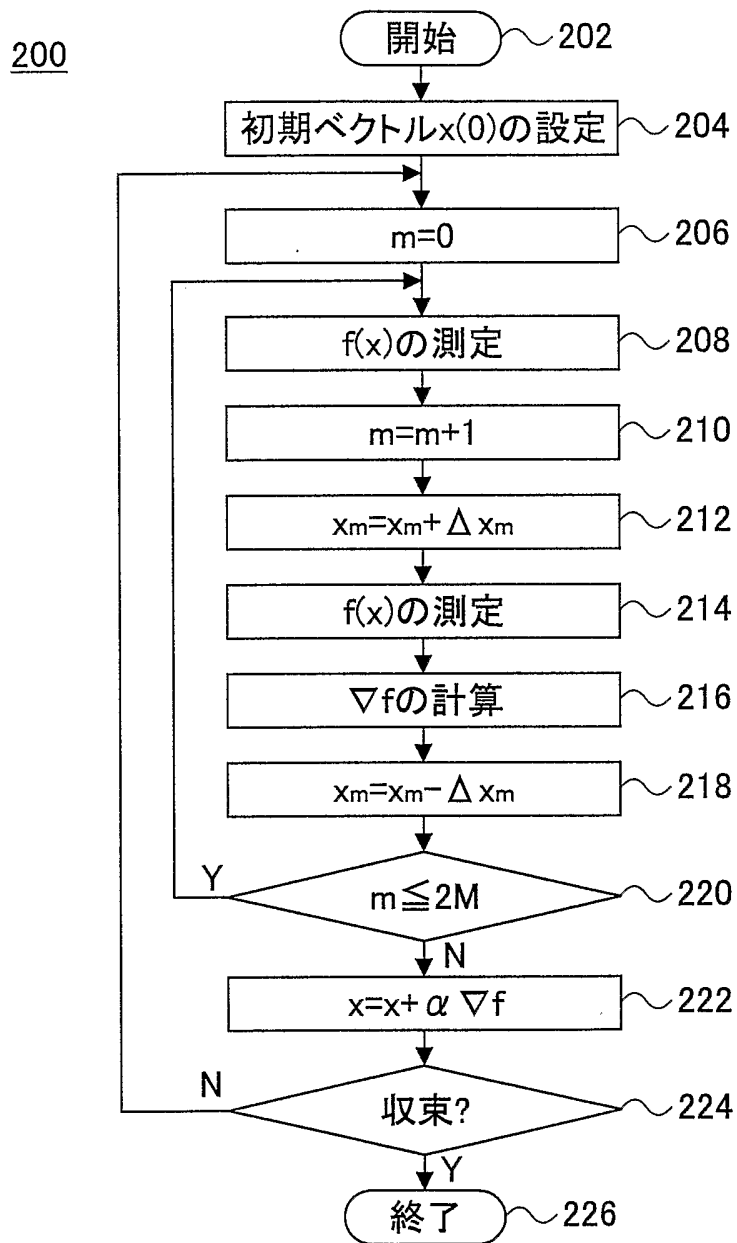


FIG.3

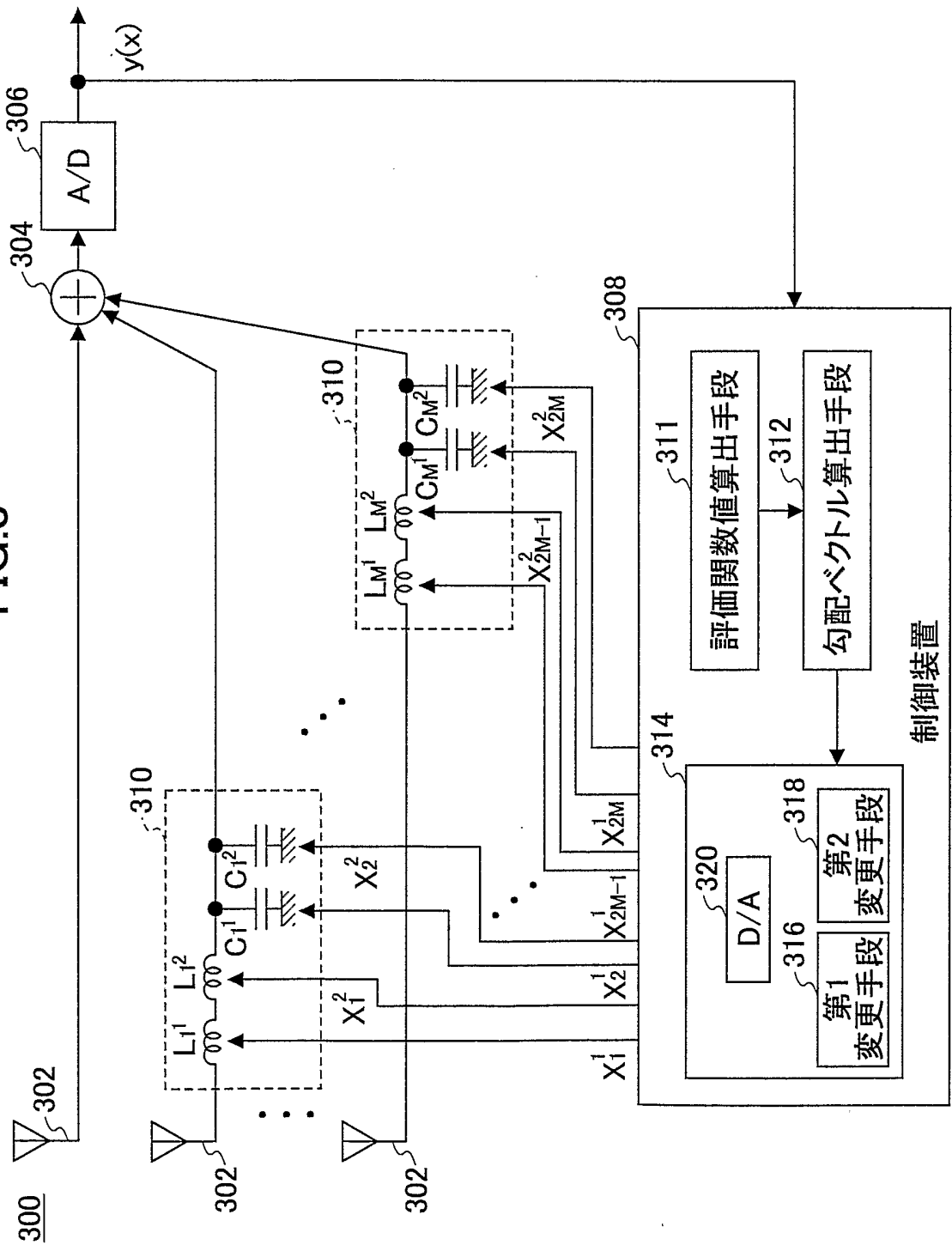


FIG.4

400

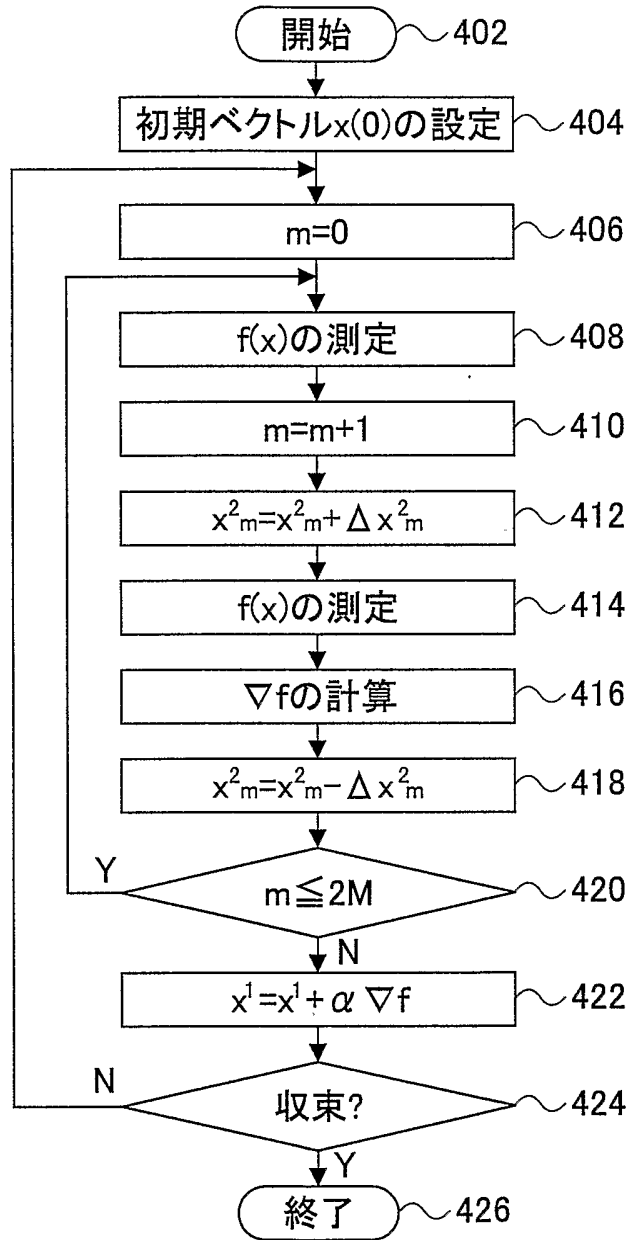


FIG.5

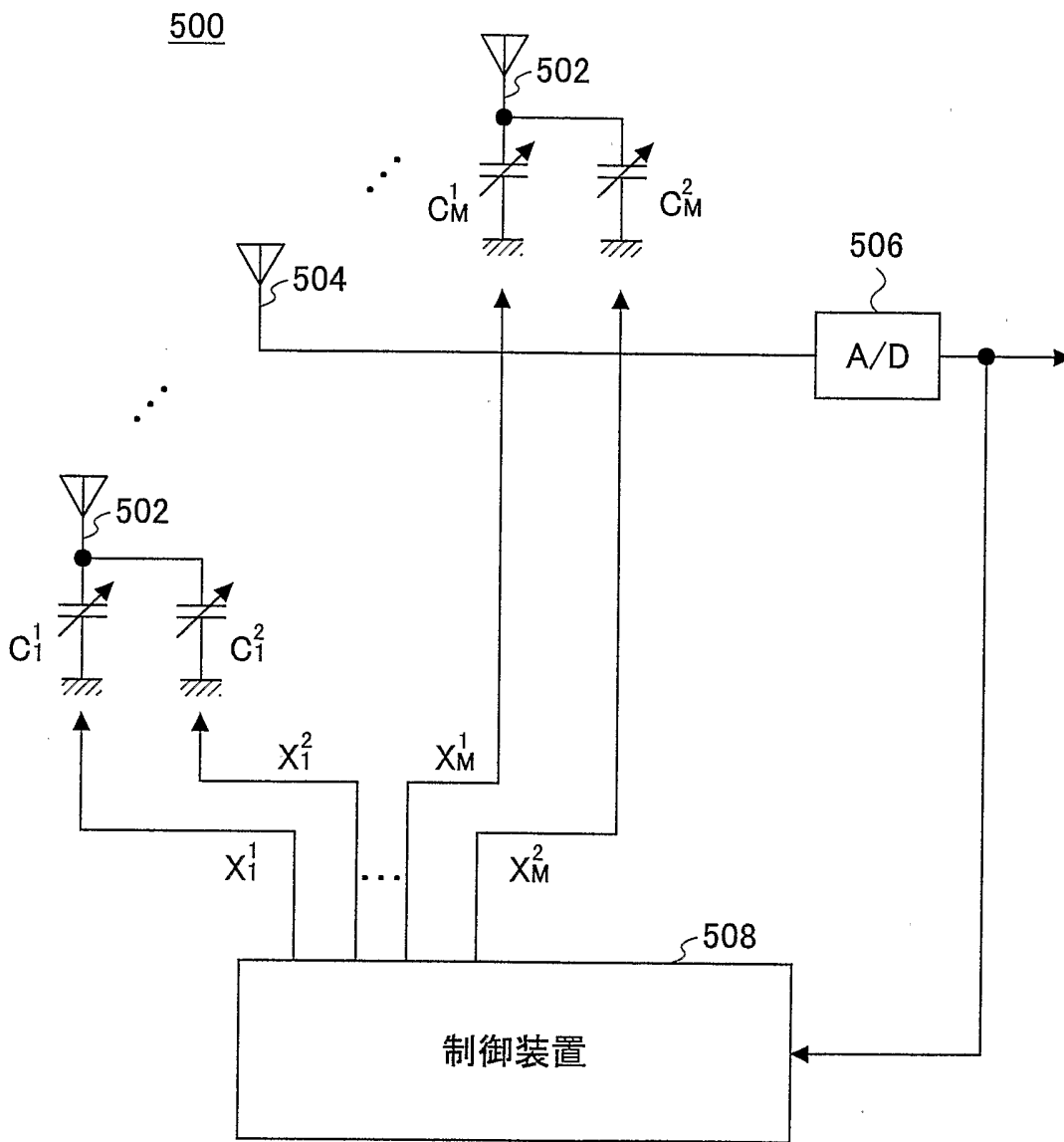
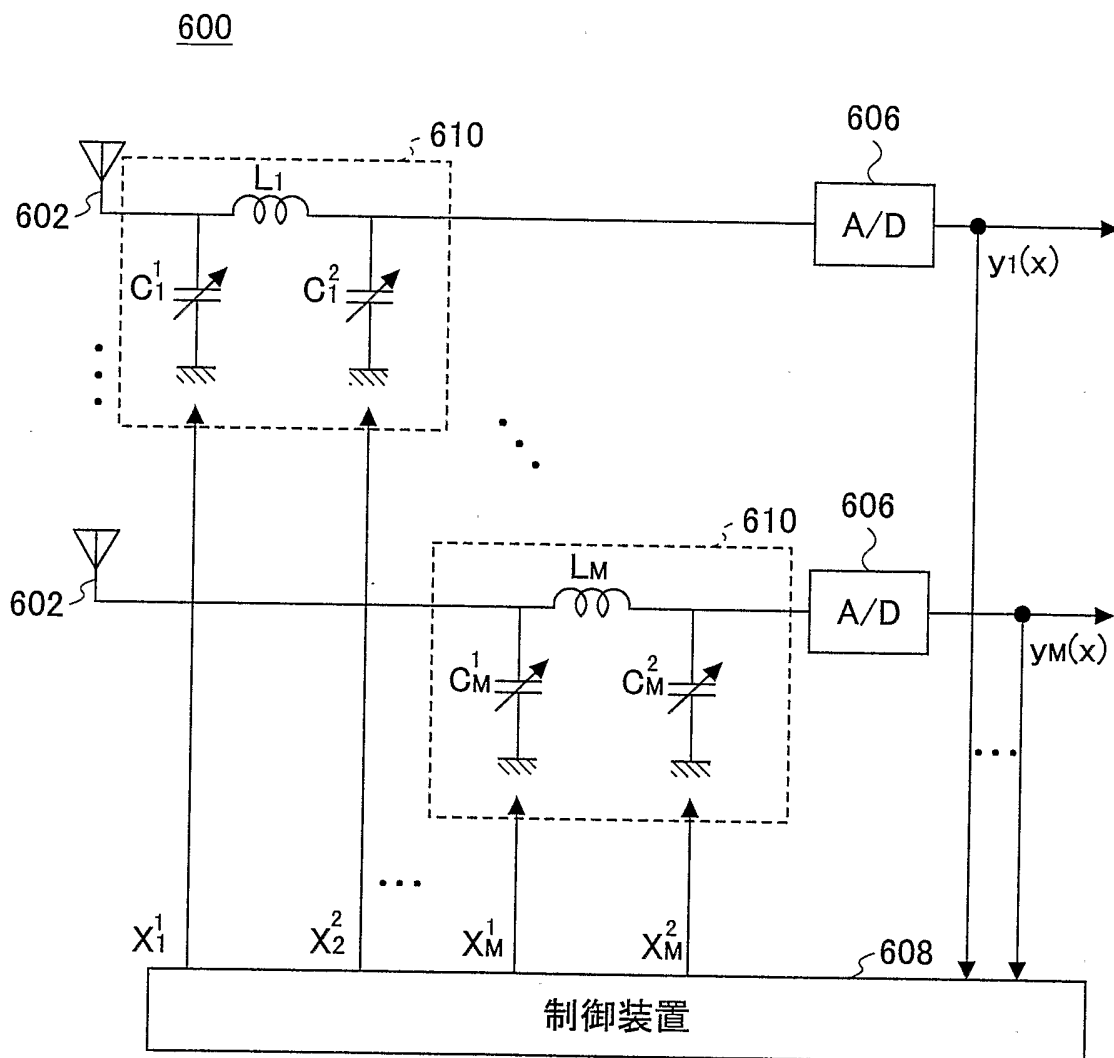


FIG.6






# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No. PCT/JP02/11460
---

<b>A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER</b> Int.Cl <sup>7</sup> H03G3/36		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
<b>B. FIELDS SEARCHED</b>		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int.Cl <sup>7</sup> H03G3/36, 3/44		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2001
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2001 Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2001
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) WPI/L, [PERTURBATION]		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT</b>		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2002-118414 A (Kabushiki Kaisha ATR Kankyo Tekio Gijutsu Kenkyusho), 19 April, 2002 (19.04.02), Full text; all drawings (Family: none)	1-16
A	JP 2000-100659 A (Lucent Technologies Inc.), 07 April, 2000 (07.04.00), Full text; all drawings & EP 986077 A & US 6242989 B1	2
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents:		
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention	
"E" earlier document but published on or after the international filing date	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone	
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art	
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	"&" document member of the same patent family	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed		
Date of the actual completion of the international search 07 February, 2003 (07.02.03)	Date of mailing of the international search report 25 February, 2003 (25.02.03)	
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer	
Facsimile No.	Telephone No.	

<p>A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int Cl<sup>7</sup> H01Q 3/36</p>		
<p>B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int Cl<sup>7</sup> H01Q 3/36, 3/44</p>		
<p>最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの                  日本国実用新案公報 1922-1996年                  日本国公開実用新案公報 1971-2001年                  日本国登録実用新案公報 1994-2001年                  日本国実用新案登録公報 1996-2001年</p>		
<p>国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)                  WPI/L, [PERTURBATION]</p>		
<p>C. 関連すると認められる文献</p>		
<p>引用文献の カテゴリー*</p>	<p>引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示</p>	<p>関連する 請求の範囲の番号</p>
<p>A</p>	<p>JP 2002-118414 A (株式会社エイ・テイ・アール 環境適応通信研究所) 2002.04.19, 全文, 全図 (ファミ リなし)</p>	<p>1-16</p>
<p>A</p>	<p>JP 2000-100659 A (ルーセント テクノロジーズ インコーポレイテッド) 2000.04.07, 全文, 全図 &amp;EP 986077 A&amp;US6242989 B1</p>	<p>2</p>
<p><input type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。</p>		
<p>* 引用文献のカテゴリー</p>		
<p>「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの</p>	<p>の日の後に公表された文献</p>	
<p>「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの</p>	<p>「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの</p>	
<p>「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)</p>	<p>「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの</p>	
<p>「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献</p>	<p>「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの</p>	
<p>「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願</p>	<p>「&amp;」 同一パテントファミリー文献</p>	
<p>国際調査を完了した日 07.02.03</p>	<p>国際調査報告の発送日 25.02.03</p>	
<p>国際調査機関の名称及びあて先                  日本国特許庁 (ISA/JP)                  郵便番号100-8915                  東京都千代田区霞が関三丁目4番3号</p>	<p>特許庁審査官 (権限のある職員)                  緒方 寿彦 </p>	<p>5T 8321</p>
<p>電話番号 03-3581-1101 内線 3566</p>		