

(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2004-61415

(P2004-61415A)

(43) 公開日 平成16年2月26日(2004.2.26)

(51) Int. Cl. <sup>7</sup>	F I	テーマコード (参考)
GO 1 R 31/316	GO 1 R 31/28	2 G 1 3 2
HO 3 M 1/10	HO 3 M 1/10	5 J O 2 2
	HO 3 M 1/10	D

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 23 頁)

(21) 出願番号 (22) 出願日	特願2002-223095 (P2002-223095) 平成14年7月31日 (2002. 7. 31)	(71) 出願人 アジレント・テクノロジー株式会社 東京都八王子市高倉町9番1号
特許法第30条第1項適用申請有り 2002年6月21日 社団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術研究報告 信学技報 Vol. 102 No. 162」に発表		(74) 代理人 100099623 弁理士 奥山 尚一 (74) 代理人 100096769 弁理士 有原 幸一 (74) 代理人 100107319 弁理士 松島 鉄男 (72) 発明者 本木 義人 群馬県伊勢崎市連取町1600-3 (72) 発明者 小林 春夫 群馬県桐生市相生町2-620-12 相生住宅1-202

最終頁に続く

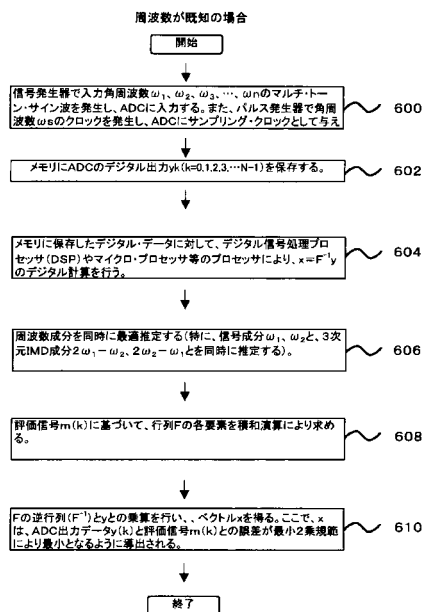
(54) 【発明の名称】 デバイスの特性試験方法

(57) 【要約】

【課題】 被試験対象デバイスの各成分を高精度に評価する方法を提供する。

【解決手段】 信号発生器 1 d から出力される複数の異なる周波数の正弦波が混在した試験信号を被試験対象デバイス 8 d に入力するステップと、前記複数の異なる周波数の正弦波が混在した試験信号に応じて被試験対象デバイス 8 d から出力された信号をメモリ 4 d に記憶するステップ 6 0 2 と、メモリ 4 d に記憶された信号をプロセッサ 5 d で解析し、被試験対象デバイス 8 d の特性を示す成分を導出するステップであって、前記メモリ 4 d に記憶された信号と前記試験信号との差に最小 2 乗規範を適用した関数を最小にするために、最小 2 乗規範を適用した該関数を前記成分についてそれぞれ偏微分し、前記成分についてそれぞれ偏微分された前記関数が 0 もしくは所望の閾値 以下となるような前記成分の値をプロセッサ 5 d により解析するステップ 6 0 6 とを含んでなる方法。

【選択図】 図 6



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

信号発生器から出力される複数の異なる周波数の正弦波が混在した試験信号を被試験対象デバイスに入力するステップと、

該試験信号に応じて該被試験対象デバイスから出力された信号をメモリに記憶するステップと、

該メモリに記憶された信号をプロセッサにより解析して、前記被試験対象デバイスの特性を示す成分を導出するステップであって、前記メモリに記憶された信号と前記試験信号との差に対して最小 2 乗規範を適用した関数を最小にするために、最小 2 乗規範を適用した該関数を前記成分についてそれぞれ偏微分し、前記成分についてそれぞれ偏微分された前記関数が 0 もしくは所望の閾値 以下となるような前記成分の値を前記プロセッサにより決定するステップと

を含んでなる方法。

## 【請求項 2】

前記成分が、前記被試験対象デバイスに入力された前記試験信号の振幅と位相と定数部分とを少なくとも 1 つを含んでいる請求項 1 に記載の方法。

## 【請求項 3】

前記被試験対象デバイスが、増幅器、デジタル・アナログ変換器、アナログ・デジタル変換器、クロック発生器内蔵型のデジタル・アナログ変換器、または、クロック発生器内蔵型のアナログ・デジタル変換器のいずれかである請求項 1 または 2 に記載の方法。

## 【請求項 4】

前記クロック発生器と前記信号発生器との同期がとれていない場合には、前記成分が、前記被試験対象デバイスに入力される前記試験信号の角周波数か、または、前記被試験対象デバイスに入力された前記試験信号の角周波数と前記被試験対象デバイスから出力された前記試験信号をサンプリングするためのサンプリング周波数との比との少なくとも 1 つをさらに含んでいる請求項 1 から 3 のいずれかに記載の方法。

## 【請求項 5】

請求項 1 から 4 のいずれかの方法をコンピュータに実行させるためのコンピュータプログラム。

## 【請求項 6】

請求項 1 から 4 のいずれかの方法を実行する事により被試験対象デバイスの特性を解析するシステム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

## 【発明の属する技術分野】

本発明は、アナログ・デジタル変換器等の通信用の被試験対象デバイスの特性を試験または評価するための方法に関する。

## 【0002】

## 【従来の技術】

従来の通信用のアナログ・デジタル変換器の評価用回路は、例えば、図 8 に示すように信号発生器 1 a とパルス発生器 3 a との同期が取れている場合（コヒーレントな場合）と、図 9 に示すように信号発生器 1 a とパルス発生器 3 a との同期がとれていない場合（インコヒーレントな場合）と、図 10 に示すようにアナログ・デジタル変換器が組み込まれたシステムとしている場合とを含んでいる。これらの場合における通信用アナログ・デジタル変換器の特性評価では、相互変調歪み（intermodulation distortion、以下、「IMD」とよぶ）やノイズパワー比（noise power ratio）とよばれる周波数領域の特性が特に重要である。それらの特性の評価方法として、従来までマルチトーン・テスト法が用いられている。ここで、マルチトーン・テスト法について簡単に説明する。マルチトーン・テスト法では、以下の（数 1）に示される複数の周波数の正弦波の和の入力信号を発生する。

10

20

30

40

50

## 【数 1】

$$V_{in}(t) = \sum_{l=1}^n [A_l \cos(\omega_l t) + B_l \sin(\omega_l t)] + C$$

ここで、C は任意の定数であって、DC 成分に相当する。そして、この入力信号がアナログ・デジタル変換器に供給される。例えば、ADSL アプリケーションの場合には、(数 1) の n として n = 256 が用いられている。ここでは、簡単のために、下記の(数 2) に示すように 2 つの周波数成分  $\omega_1$  および  $\omega_2$  を含むツートーン信号の場合 (n = 2) を考える。

## 【数 2】

$$V_{in}(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + B_1 \sin(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) + B_2 \sin(\omega_2 t) + C.$$

ここで、アナログ・デジタル変換器が非線形性を有する場合には、アナログ・デジタル変換器からの出力は、 $\omega_1$ 、 $\omega_2$  の信号成分だけではなく、 $p\omega_1 + q\omega_2$  ( $p, q = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots$ ) の角周波数成分を有する。これらは、相互変調歪み (IMD) と一般によばれている。その中でも、 $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$  の 3 次 IMD の成分の評価がアナログ・デジタル変換器の特性評価では特に重要である。なぜならば、 $\omega_1$ 、 $\omega_2$  の場合には、図 11 に示すように、 $2\omega_1 - \omega_2$ 、 $2\omega_2 - \omega_1$  のスペクトラムが、主要な信号成分  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  の比較的に近傍 (すなわち信号帯域付近) に現れるためである。このような  $\omega_1$ 、 $\omega_2$  の場合には、IMD 成分の評価を高精度に行う必要がある。

## 【0003】

さらに、ADSL 用のアナログ・デジタル変換器評価においては、図 12 に示すようなノイズパワー比 (NPR) を評価することも必要となる。この NPR は、振幅の等しいアクティブチャンネルの間に空のチャンネルをもった信号が入力されると、相互変調歪み (IMD) がこの空のチャンネルに回り込むことによって生じるものである。このように、通信用アナログ・デジタル変換器では、IMD や NPR 等の周波数領域の解析評価が必要となる。

## 【0004】

このような周波数領域の解析評価を実行するために、従来、代表的な評価アルゴリズムとして、高速フーリエ変換法 (以下、「FFT 法」とよぶ) と、シングルトーン・カーブ・フィッティング法を応用して複数の周波数成分に対応できるように拡張された方法とが存在する。ここで、このシングルトーン・カーブ・フィッティング法を拡張した方法について説明する。この方法では、まず、ある周波数成分にのみ注目して、この特定の周波数成分を有する正弦波によりカーブ・フィッティングを実行する。次に、求められた成分を元の信号 (または、源信号) から減算した新たな信号に対して、再び別の周波数の単一周波数の正弦波を用いてカーブ・フィッティングを実行する。そして、これを繰り返すことによって、複数の周波数成分に対応した解析結果を最終的に得ようとするものである。この方法では、単一周波数の正弦波信号を用いるので、窓関数を設ける必要がない。また、高精度な正弦波が電氣的に容易に発生させることができるため、低周波から高周波までの入力に対して SNR 評価や高調波歪みの評価を高精度に行うことができる。しかしながら、この解析方法では、最初に使用される周波数成分と、その後の解析で使用される周波数成分との間に数学的に完全な直交性がない事などが起因して、解析結果に誤差を生じる場合がある。

## 【0005】

次に、FFT 法について説明する。FFT 法は、単一の正弦波信号を用いたアナログ・デジタル変換器の特性評価を評価するための評価アルゴリズムとして広くその有用性が認められており、複数の正弦波信号を含むマルチトーン・テストの場合 (複数の異なる周波数成分の正弦波信号が混在する場合) の評価アルゴリズムとしても有力な候補である。

## 【0006】

10

20

30

40

50

しかしながら、FFT法は、以下のような欠点を有している。まず、図2に示すように入力信号とアナログ・デジタル変換器とのサンプリングクロックの同期がとれている場合（つまり、コヒーレント・サンプリングの場合）を考える。ここで、 $f_s$ をサンプリング周波数、 $N$ を入力データ数とすると、もし、入力周波数成分である  $f_1$  および  $f_2$  がともに  $f_s / N$ の整数倍であれば、FFT法はIMDの評価に直接使用することができる。しかしながら、入力周波数成分が複数であるためこの条件を満足させるのは難しい。特に、（数1）において  $n$  が大きい場合には、この条件を満たすのは実用上は困難である。この条件を満たしていない場合には、FFTは  $N$  個のデータの繰り返し信号と仮定するため、FFTの前のアナログ・デジタル変換器出力データに窓関数をかける必要がある。しかしながら、窓関数をかけてFFTを行うと信号角周波数  $f_1$  および  $f_2$  のまわりに、図13 10  
に示すようなパワースペクトラムのスカートを生じさせてしまう。これによって、 $f_1$  および  $f_2$  に比較的近く、最も重要な周波数成分である3次IMD成分  $2f_1 - f_2$  および  $2f_2 - f_1$  はそのスカートの中に隠れてしまう。したがって、このような場合には、正確なIMD評価を実行することが困難となる。

#### 【0007】

次に、図9に示すようなインコヒーレント・サンプリングアナログ・デジタル変換器評価試験の場合（入力信号とアナログ・デジタル変換器とのサンプリングクロックの同期を取っていない場合）や、図10に示すようなシステムに組み込まれたアナログ・デジタル変換器を評価する場合について考える。特に図10では、アナログ・デジタル変換器のサンプリングクロックは、システム内のタイムベース  $3c$  を用いるために、信号発生器  $1c$  とタイムベース  $3c$  との同期をとることができない。この場合には、インコヒーレント・サンプリング・テストが必然的に使用されることになる。しかしながら、上記のコヒーレント・サンプリングの場合に説明したのと同様に、 $f_1$  および  $f_2$  がともに  $f_s / N$ の整数倍であるという条件を満たすことが実用上困難である。したがって、上記のコヒーレント・サンプリングの場合と同様に、アナログ・デジタル変換器の出力データに対して窓関数をかけることが要求される。このため、信号角周波数  $f_1$  および  $f_2$  のまわりにパワースペクトラムのスカートを生じさせてしまう。このため、 $f_1$  および  $f_2$  に比較的近く、最も重要な3次IMD成分である  $2f_1 - f_2$  および  $2f_2 - f_1$  をそのスカートの中に隠してしまう。また、もし、 $f_1$  および  $f_2$  がともに  $f_s / N$ の整数倍であるという条件を満たすために窓関数をかける必要がない場合でも、インコヒーレント・サンプリング 30  
の場合においては、アナログ入力（ $f_1$  および  $f_2$ ）用の信号発生器とサンプリングクロック（ $f_s$ ）用のパルス発生器とは、異なる参照タイミングクロックが使用されているため、それらのタイミングはわずかに異なる。したがって、もし信号発生器の  $f_1 / (2f_s)$  を  $1.0\text{MHz}$  に設定して、パルス発生器の  $f_s / (2f_s)$  を  $1.0\text{MHz}$  に設定したとしても、その比率  $f_1 / f_s$  は正確には  $1.0$  とはならない。そのため、アナログ・デジタル変換器からの出力信号に窓関数をかけずにFFTを行ったとしても、信号角周波数  $f_1$  および  $f_2$  のまわりには、図13に示すようなパワースペクトラムのスカートを生じさせてしまう。

#### 【0008】

このように、アナログ・デジタル変換器特性評価試験のためのIMD評価技術はまだ完成されていない。これは、IMDを評価するための適切なアルゴリズムが存在していないことに起因するものである。 40

#### 【0009】

##### 【発明が解決しようとする課題】

本発明は、このような状況に鑑み、上記のIMDを評価するための適切な評価アルゴリズムを提供することを目的とする。

#### 【0010】

##### 【課題を解決するための手段】

本発明は、上記の問題を解決するために、単一の正弦波を用いる従来のサイン・カーブ・フィッティング・アルゴリズムを拡張したツートーン（または、マルチトーン）・カーブ 50

・フィッティング・アルゴリズムを提供する。

具体的には、信号発生器から出力される複数の異なる周波数の正弦波が混在した試験信号を被試験対象デバイスに入力するステップと、該試験信号に応じて該被試験対象デバイスから出力された信号をメモリに記憶するステップと、該メモリに記憶された信号をプロセッサにより解析して、前記被試験対象デバイスの特性を示す成分を導出するステップであって、前記メモリに記憶された信号と前記試験信号との差に対して最小2乗規範を適用した関数を最小にするために、最小2乗規範を適用した該関数を前記成分についてそれぞれ偏微分し、前記成分についてそれぞれ偏微分された前記関数が0もしくはは所望の閾値以下となるような前記成分の値を前記プロセッサにより決定するステップとを含んでなる方法を提供する。ここで、前記成分が、前記被試験対象デバイスに入力された前記試験信号の振幅と位相と定数部分とを少なくとも1つを含んでいる態様や、前記被試験対象デバイスが、増幅器、デジタル・アナログ変換器、アナログ・デジタル変換器、クロック発生器内蔵型のデジタル・アナログ変換器、または、クロック発生器内蔵型のアナログ・デジタル変換器のいずれかである態様や、前記クロック発生器と前記信号発生器との同期がとれていない場合には、前記成分が、前記被試験対象デバイスに入力される前記試験信号の角周波数か、または、前記被試験対象デバイスに入力された前記試験信号の角周波数と前記被試験対象デバイスから出力された前記試験信号をサンプリングするためのサンプリング周波数との比との少なくとも1つをさらに含んでいる態様であることが好ましい。また、上記のいずれかの方法をコンピュータに実行させるためのコンピュータプログラムも提供する。

10

20

#### 【0011】

ここで、「被試験対象デバイス(device under test: DUT)」は、例えば、半導体デバイス、半導体素子、またはこれらを含む装置を意味する。また、この被試験対象デバイスに入力される「試験信号」は、アナログ信号またはデジタル信号のいずれであってもよい。これは、例えば、デジタル・アナログ変換器やアナログ・デジタル変換器を使用することにより、被試験対象デバイスに応じた試験信号を選択することができるからである。被試験対象デバイスがアナログ入力を受け入れるものである場合において、試験信号がデジタルであればアナログ・デジタル変換器を介し、試験信号がアナログであれば直接に入力することができる。同様に被試験対象デバイスの出力がアナログかデジタルかに応じて、後続の測定装置に接続するためのデジタル・アナログ変換器またはアナログ・デジタル変換器を必要に応じて用いることができる。

30

#### 【0012】

また、ここでの「信号発生器」は、複数の異なる周波数の正弦波が混在した試験信号を同時にまたは周波数別に発生することができる装置を意味する。また、「同期がとれていない」とは、信号発生器から被試験対象デバイスに試験信号を入力するタイミングと、この試験信号に応じて被試験対象デバイスからの出力信号を取り出すタイミングとが一致しない、または一致させることが困難な場合を意味する。例えば、試験システムのクロック回路とは別のクロック回路と、その別のクロック回路で動作するアナログ・デジタル変換器とを組み込んだシステムを被試験対象デバイスとして、信号発生器からの試験信号を入力するような場合に相当する。

40

#### 【0013】

##### 【発明の実施の形態】

本発明の被試験対象デバイス(以下、「DUT」とよぶ)の特性評価のためのシステム構成について図1~図5に示す。ここで、図1~図3に示すシステム構成は、入力周波数が既知の場合(コヒーレントな場合)に相当するものである。また、図4および図5に示すシステム構成は、入力周波数が未知の場合(インコヒーレントな場合)に相当するものである。

#### 【0014】

図1は、複数の周波数成分を発生させる任意波形発生器(信号発生器)1dと、この信号発生器1dからの信号を受けてDUTにアナログ信号を入力するデジタル・アナログ変換

50

器（以下、「DAC」とよぶ）10dと、DUT8dからの出力を受けるアナログ・デジタル変換器（以下、「ADC」とよぶ）2dと、このADC2dからのデジタル出力信号を記憶するメモリ4dと、このメモリ4dに記憶されたデータに対して演算操作を実行させるプロセッサ5dと、信号発生器1dとADC2dとメモリ4dとプロセッサ5dとDAC10dとにクロック信号を供給するクロック信号源7dとを含んでなる。この場合には、増幅器がDUTとなっている。ここで、図2または図3に示すように、DUTをDAC10eまたはADC2f（つまり、図1のDAC10dの出力をADC2dに入力するシステム構成）とすることもできる。

【0015】

なお、図1におけるADC2dの特性が、信号発生器1dの特性に比べて十分に良好な場合には、このシステム構成は信号発生器1dの特性評価にも使用することができる。例えば、信号発生器1dが8ビットの分解能のDACによるものであり、ADC2dが16ビットの分解能を有するものであれば、DACの評価用としてADC2d以降の部分を使用することができる。また、逆に、信号発生器1dの特性がADC2dよりも良好である場合には、ADCの評価用として使用することができる。ここで、インコヒーレントな場合である図4および図5の場合であっても、システム構成は図2および図3とは基本的には大きな差異はない。この差異は、DUTであるDACまたはADCがクロックを内蔵しているという点だけである。

10

【0016】

次に、上記に説明したシステム構成を用いた場合の本発明の評価方法について説明する。ここでは、図3に示すシステム構成の場合（DUTがADC2fである場合）について説明する。また、入力周波数とサンプリング周波数との正確な比率がわかっている場合で考える。まず、以下の（数3）に示すマルチトーン信号 $V_{in}(t)$ をADC2fに入力する。

20

【数3】

$$V_{in}(t) = \sum_{l=1}^n [A_l \cos(\omega_l t) + B_l \sin(\omega_l t)] + C.$$

$y(k)$  をこの入力に対する時刻  $2k / s$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ) における（すなわち  $k$  番目の）ADCの出力データとする。ここで、 $s$  はサンプリング角周波数であり、 $1 / s$  の比率は既知である ( $1 = 1, 2, 3, \dots, n$ )。また、理想的なADCの出力を以下の（数4）のように仮定する。

30

【数4】

$$m(k) =: \sum_{l=1}^n [a_l \cos(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k) + b_l \sin(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k)] + C.$$

ここで、 $a_1, b_1, C$  は定数であり、以下の（数5）の最小2乗規範に従って、ADCの出力データ  $y(k)$  の  $N$  個のサンプル ( $y(0), y(1), \dots, y(N-1)$ ) から  $a_1, a_2, \dots, a_n, b_1, b_2, \dots, b_n, C$  を最適推定することを考える。

40

【数5】

$$P_e := \sum_{k=0}^{N-1} [y(k) - m(k)]^2 \rightarrow \text{minimum.}$$

【0017】

次に、（数5）により与えられた問題を解くことを考える。ここで、（数4）および（数5）から  $P_e$  は以下の（数6）のようになることに注意する。

【数6】

$$P_e = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ y(k) - \sum_{l=1}^n [a_l \cos(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k) + b_l \sin(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k)] - C \right\}^2$$

そして、以下の ( 数 7 ) に示すように、 $P_e$  を各パラメータで偏微分して、それぞれをゼロとおく。

【数 7】

$$\frac{\partial P_e}{\partial a_l} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial b_l} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial C} = 0, \quad \text{where } l = 1, 2, \dots, n.$$

10

これらより、以下の ( 数 8 ) に示すマルチトーン・カーブ・フィッティング・アルゴリズムを得る。

【数 8】

$$\mathbf{x} = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{y}.$$

ここで、 $\mathbf{x}$ 、 $\mathbf{y}$ 、 $\mathbf{F}$  は、以下の ( 数 9 ) から ( 数 11 ) に示すように定義され、各パラメータは ( 数 12 ) から ( 数 19 ) に示すように定義される。

【数 9】

$$\mathbf{x} := (a_1, b_1, a_2, b_2, \dots, a_n, b_n, C)^T,$$

20

【数 10】

$$\mathbf{y} := \left( \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} y_k \right)^T,$$

【数 11】

$$\mathbf{F} := (\mathbf{f}_1, \mathbf{f}_2, \mathbf{f}_3, \dots, \mathbf{f}_{2n-1}, \mathbf{f}_{2n}, \mathbf{f}_{2n+1}),$$

30

【数 12】

$$\mathbf{f}_1 := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1} \right)^T,$$

【数 13】

$$\mathbf{f}_2 := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{k2}, \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1} \right)^T$$

40

【数 14】

$$\mathbf{f}_3 := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{k2}, \right. \\ \left. \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2} \right)^T,$$

【数 1 5】

$$\mathbf{f}_4 := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2}^2, \right. \\ \left. \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2} \right)^T$$

10

【数 1 6】

$$\mathbf{f}_{2n-1} := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{k2}, \right. \\ \left. \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \beta_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn} \right)^T$$

20

【数 1 7】

$$\mathbf{f}_{2n} := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \beta_{k2}, \right. \\ \left. \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn}^2, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn} \right)^T,$$

【数 1 8】

$$\mathbf{f}_{2n+1} := \left( \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k1}, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{k2}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{k2}, \right. \\ \left. \dots, \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kn}, \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kn}, N \right)^T,$$

30

【数 1 9】

$$\alpha_{kj} := \cos(2\pi \frac{\omega_j}{\omega_s} k), \quad \beta_{kj} := \sin(2\pi \frac{\omega_j}{\omega_s} k).$$

ここで、 $F^{-1}$  は、例えば、クラーメルの公式を用いて  $F$  から求めることができる。

【0 0 1 8】

40

上記の(数 8)の計算式により、入力周波数が既知の場合のマルチトーン入力に対する相互変調歪み(IMD)および信号対雑音比(SNR)を得ることができる。上記の(数 8)を用いて相互変調歪みを求める方法を説明するために、以下の(数 20)に示すような3トーン入力( $n=3$ 、入力角周波数を  $\omega_1$ 、 $\omega_2$ 、 $\omega_3$  の場合)のADCの出力モデルについて数値シミュレーションを行った。具体的には、(数 4)において、以下の(数 20)のようなADC出力モデル

【数 2 0】

$$m(k) = \sum_{l=1}^3 A_l \sin(2\pi \frac{\omega_l}{\omega_s} k + \theta_l) + C$$

50



を用いて、 $A_1, A_2, \omega_1, \omega_2, C$  を推定する。次に、(数 2 1) に示すように、実際の出力  $y(k)$  とこの最適推定出力  $m(k)$  との残差  $e(k)$  を考える。

【数 2 1】

$$e(k) := y(k) - m(k)$$

【0 0 1 9】

この残差  $e(k)$  は、信号成分以外に相互変調歪みやノイズ成分を含んでいる。この残差  $e(k)$  から相互変調歪み成分  $2\omega_1 - \omega_2, 2\omega_2 - \omega_1, 2\omega_1 - \omega_3, 2\omega_3 - \omega_1, 2\omega_2 - \omega_3, 2\omega_3 - \omega_2$  を推定するために、以下の(数 2 2) に示すモデル  $m(k)$  ' を用いる。

10

【数 2 2】

$$\begin{aligned} m(k)' := & D_1 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_1 - \omega_2}{\omega_s} k + \phi_1\right) + D_2 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_1 - \omega_3}{\omega_s} k + \phi_2\right) \\ & + D_3 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_2 - \omega_1}{\omega_s} k + \phi_3\right) + D_4 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_2 - \omega_3}{\omega_s} k + \phi_4\right) \\ & + D_5 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_3 - \omega_1}{\omega_s} k + \phi_5\right) + D_6 \sin\left(2\pi \frac{2\omega_3 - \omega_2}{\omega_s} k + \phi_6\right). \end{aligned}$$

同様に次の(数 2 3) に示す最小 2 乗規範を考える。

【数 2 3】

20

$$\sum_{k=0}^{N-1} [e(k) - m(k)']^2 \rightarrow \text{minimum.}$$

(数 8) と同じアルゴリズムを用いて、 $D_1, D_2, \dots, D_6, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_6$  を最適推定することができる。表 1 にこの数値シミュレーションの結果を示す。ここで、 $N = 8192, \omega_1 / \omega_s = 0.09, \omega_2 / \omega_s = 0.1006, \omega_3 / \omega_s = 0.1084$  である。この表から本発明の(数 8) に示す評価方法(または、アルゴリズム)を用いて、各信号成分と相互変調歪み(IMD)とが高精度に推定されていることがわかる。

30

【表 1】

スリートーン信号に対するシミュレーション結果  
(既知周波数の場合)

パラメータ	実際の値	推定値
$A_1$	1.0	0.996654
$A_2$	1.0	0.995964
$A_3$	1.0	0.995191
$\theta_1$	0.0 [deg]	-0.1
$\theta_2$	45.0 [deg]	45.0021
$\theta_3$	90.0 [deg]	90.1383
$C$	0.0	0.000286
$D_1$	0.3	0.299146
$D_2$	0.3	0.299598
$D_3$	0.3	0.299868
$D_4$	0.3	0.298836
$D_5$	0.3	0.299393
$D_6$	0.3	0.298914
$\phi_1$	20 [deg]	20.0612
$\phi_2$	40 [deg]	40.1761
$\phi_3$	60 [deg]	59.9235
$\phi_4$	80 [deg]	80.1635
$\phi_5$	100 [deg]	99.9029
$\phi_6$	120 [deg]	120.123

10

20

30

## 【0020】

次に、 $a_1, b_1, a_2, b_2, \dots, a_n, b_n, C$  の推定値を用いて SNR を得ることを考える。ADC の信号パワー  $P_s$  と雑音パワー  $P_n$  とは、以下の (数 24) のように与えられる。

## 【数 24】

$$P_s = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^n (a_l^2 + b_l^2) + C^2, \quad P_n = P_e/N.$$

40

これらから SNR は、以下の (数 25) のように求められる。

## 【数 25】

$$\begin{aligned} SNR &= 10 \log_{10} \frac{P_s}{P_n} \\ &= 10 \log_{10} \frac{N[\sum_{l=1}^n (a_l^2 + b_l^2)/2 + C^2]}{P_e} \text{ [dB]}. \end{aligned}$$

## 【0021】

次に、インコヒーレントな場合における ADC の評価方法について考える。この場合には、入力周波数と既知であるサンプリング周波数の正確な比は不明であり、この比の値についても推定する必要がある。

50

## 【 0 0 2 2 】

角周波数  $\omega_1$  および  $\omega_2$  のツートーン入力に対して、時間  $2k / \omega_s$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ) の  $N$  個の A D C の出力データ  $y(k)$  のサンプルがあると仮定する。ここで、 $\omega_s$  はサンプリング角周波数であり、 $\omega_1 / \omega_s, \omega_2 / \omega_s$  の値は未知であるとする。また、理想的な A D C の出力を以下の (数 2 6) のように仮定する。

## 【数 2 6】

$$m(k) := [A_1 \sin(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1) + A_2 \sin(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2)] + C.$$

ここで、 $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, C$  は定数であり、以下の (数 2 7) に示すような最小 2 乗規範に従って、A D C の出力データ  $y(k)$  の  $N$  個のサンプルから  $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, C$  を最適推定することを考える。

## 【数 2 7】

$$P_e := \sum_{k=0}^{N-1} [y(k) - m(k)]^2 \rightarrow \text{minimum.}$$

## 【 0 0 2 3 】

ここで、(数 2 7) を具体的に解くことを考えると、(数 2 6) および (数 2 7) より、 $P_e$  は以下の (数 2 8) に示すように表される。

## 【数 2 8】

$$P_e = \sum_{k=0}^{N-1} \{y(k) - A_1 \sin(2\pi \frac{\omega_1}{\omega_s} k + \theta_1) - A_2 \sin(2\pi \frac{\omega_2}{\omega_s} k + \theta_2) - C\}^2$$

そして、上記の (数 2 8) において、 $P_e$  を各パラメータで偏微分する。そして、(数 2 9) に示すように、各パラメータで偏微分したものの右辺をそれぞれゼロとおく。

## 【数 2 9】

$$\frac{\partial P_e}{\partial A_1} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial A_2} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial C} = 0,$$

$$\frac{\partial P_e}{\partial \theta_1} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial \theta_2} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial \omega_1} = 0, \quad \frac{\partial P_e}{\partial \omega_2} = 0.$$

これらは非線型代数方程式であるため、解析的に解を求めることが困難である。そのためには、例えば、コンピュータを用いて数値的に解を得る必要がある。そして、未知パラメータを繰り返し設定して、最終的な目的の値がわかるまで繰り返し計算する。

## 【 0 0 2 4 】

以下に導出された上記の反復アルゴリズムについて示す (詳細な導出過程については後述する)。ここで、 $A_1(n), A_2(n), \theta_1(n), \theta_2(n), \omega_1(n), \omega_2(n)$  を各々  $A_1, A_2, \theta_1, \theta_2, \omega_1, \omega_2$  の  $n$  回目の繰り返し計算での推定値とする。その  $n + 1$  回目の繰り返し計算での推定値  $A_1(n + 1), A_2(n + 1), \theta_1(n + 1), \theta_2(n + 1), \omega_1(n + 1), \omega_2(n + 1)$  は、以下の (数 3 0) により得られる。

## 【数 3 0】

$$\mathbf{x}_{(n+1)} = \mathbf{x}_{(n)} + \mathbf{F}_{(n)}^{-1} \cdot \mathbf{y}_{(n)}.$$

ここで、 $\mathbf{x}_{(n)}, \mathbf{y}_{(n)}, \mathbf{F}_{(n)}$  は、以下の (数 3 1) から (数 3 3) に示すようにそれぞれ定義される。

【数 3 1】

$$\mathbf{x}_{(n)} := (A_{1(n)}, A_{2(n)}, \omega_{1(n)}, \omega_{2(n)}, \theta_{1(n)}, \theta_{2(n)})^T,$$

【数 3 2】

$$\mathbf{y}_{(n)} := (R_{(n)}, S_{(n)}, T_{(n)}, U_{(n)}, V_{(n)}, W_{(n)})^T,$$

10

【数 3 3】

$$\mathbf{F}_{(n)} :=$$

$$\left( \begin{array}{cccccc} \frac{\partial R_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial R_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial S_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial S_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial T_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial T_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial U_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial U_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial V_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial V_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \\ \frac{\partial W_{(n)}}{\partial A_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial A_{2(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \omega_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \omega_{2(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \theta_{1(n)}} & \frac{\partial W_{(n)}}{\partial \theta_{2(n)}} \end{array} \right)$$

20

また、 $R_{(n)}$ 、 $S_{(n)}$ 、 $T_{(n)}$ 、 $U_{(n)}$ 、 $V_{(n)}$ 、 $W_{(n)}$  は、以下の (数 3 4) から (数 3 9) に示すように定義される。

【数 3 4】

$$\begin{aligned} R_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k1(n)} \\ &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \alpha_{k1(n)} \right\} \\ &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \alpha_{k1(n)} \right\}, \end{aligned}$$

30

【数 3 5】

$$\begin{aligned} S_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \alpha_{k2(n)} \\ &\quad - A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \alpha_{k2(n)} \right\} \\ &\quad - A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \alpha_{k2(n)} \right\}, \end{aligned}$$

40

【数 3 6】

$$\begin{aligned}
T_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1(n)} \\
&- A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) k \beta_{k1(n)} \right\} \\
&- A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) k \beta_{k1(n)} \right\},
\end{aligned}$$

【数 3 7】

$$\begin{aligned}
U_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2(n)} \\
&- A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) k \beta_{k2(n)} \right\} \\
&- A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) k \beta_{k2(n)} \right\},
\end{aligned}$$

10

【数 3 8】

$$\begin{aligned}
V_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k1(n)} \\
&- A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \beta_{k1(n)} \right\} \\
&- A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \beta_{k1(n)} \right\},
\end{aligned}$$

20

【数 3 9】

$$\begin{aligned}
W_{(n)} &:= \sum_{k=0}^{N-1} (y(k) - \bar{y}) \beta_{k2(n)} \\
&- A_{1(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1(n)} - \alpha_{1\bar{(n)}}) \beta_{k2(n)} \right\} \\
&- A_{2(n)} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2(n)} - \alpha_{2\bar{(n)}}) \beta_{k2(n)} \right\}.
\end{aligned}$$

30

ここで、

【数 4 0】

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(k),$$

40

【数 4 1】

$$\alpha_{j\bar{(n)}} := \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \alpha_{kj(n)}, \quad \beta_{j\bar{(n)}} := \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \beta_{kj(n)},$$

【数 4 2】

$$\alpha_{kj(n)} := \cos \left( 2\pi \frac{\omega_j(n)}{\omega_s} k + \theta_{j(n)} \right),$$

【数 4 3】

$$\beta_{k_j(n)} := \sin\left(2\pi \frac{\omega_j(n)}{\omega_s} k + \theta_j(n)\right).$$

である。このように、未知パラメータ  $A_{1(n)}$ 、 $A_{2(n)}$ 、 $\phi_{1(n)}$ 、 $\phi_{2(n)}$ 、 $\theta_{1(n)}$ 、 $\theta_{2(n)}$  の値が実際の値（真の値）に収束するに従って、パラメータ  $R(n)$ 、 $S(n)$ 、 $T(n)$ 、 $U(n)$ 、 $V(n)$ 、 $W(n)$  の値は 0 に収束していく。

【0025】

次に、上記の本発明の特性評価方法（アルゴリズム）を用いた数値シミュレーションによる評価結果について説明する。表 2 にツートーン信号入力信号の場合に適用した本発明の特性評価方法（アルゴリズム）の数値シミュレーションの結果を示す。表 2 において、「実際の値」とはシミュレーション上で実際に用いた入力の値であり、「推定値」とは最終的に推定された値であり、「初期値」とは繰り返し処理の最初に設定した値である。実際上には、FFT 法等の他の手法を併用することによって  $\phi_1 / \omega_s$  および  $\phi_2 / \omega_s$  のおよその値は分かっていることが多いので、これらの初期値は実際の値と比較的に近いものに設定している。ここで、表 2 (a) は、本発明のマルチトーン・カーブ・フィッティング・テスト法を用いた評価方法により、 $\phi_1 / \omega_s$  および  $\phi_2 / \omega_s$  成分を同時に推定した場合の結果を示す。また、表 2 (b) は、従来のシングルトーン・カーブ・フィッティング・テスト法を繰り返し用いた場合であって、最初に  $\phi_1 / \omega_s$  成分を推定し、その推定値を実際出力データから引いた残差に対して  $\phi_2 / \omega_s$  成分を推定した場合の結果を示す。これらの数値シミュレーションの結果を比較すると、本発明の評価方法（アルゴリズム）は、従来のアルゴリズムを用いた場合よりも高精度に信号成分を推定できていることがわかる。また、相互変調歪み（IMD）成分に関して、同様に、実際の出力値から推定値を差し引いた残差から相互変調歪みを推定して評価することができる。

【表 2】

(a) 本発明の評価方法であるマルチトーン・カーブ・フィッティング・テスト法を用いて $\omega_1/\omega_s, \omega_2/\omega_s$ 成分を同時に推定した場合。

	実際の値	推定値	初期値
$\omega_1/\omega_s$	$2.2 \times 10^{-4}$	$2.200 \times 10^{-4}$	$2.0 \times 10^{-4}$
$\omega_2/\omega_s$	$5.8 \times 10^{-4}$	$5.800 \times 10^{-4}$	$6.0 \times 10^{-4}$
$A_1$	1.0	1.0000	1.0
$A_2$	1.0	1.0000	1.0
$\theta_1$	45.0 [deg]	45.0000	0.0
$\theta_2$	90.0 [deg]	90.0000	0.0

10

(b) 従来のシングルトーン・カーブ・フィッティング・テスト法を繰り返して用いた場合。最初に $\omega_1/\omega_s$ 成分を推定し、その推定値を実際の実出力データから引いた残差に対して $\omega_2/\omega_s$ 成分を推定した。

20

	実際の値	推定値	初期値
$\omega_1/\omega_s$	$2.2 \times 10^{-4}$	$2.121 \times 10^{-4}$	$2.0 \times 10^{-4}$
$\omega_2/\omega_s$	$5.8 \times 10^{-4}$	$5.922 \times 10^{-4}$	$6.0 \times 10^{-4}$
$A_1$	1.0	0.9650	1.0
$A_2$	1.0	0.9670	1.0
$\theta_1$	45.0 [deg]	59.1427	0.0
$\theta_2$	90.0 [deg]	74.0683	0.0

30

【0026】

ここでは、ツートーン ( $n = 2$ ) の場合について、本発明の方法 (アルゴリズム) と従来方法とを比較した結果を示したが、同様の手法を用いて原理的には一般の  $n$  の値のマルチトーンに対するアルゴリズムを求めることができる。

【0027】

また、上記のツートーン ( $n = 2$ ) にガウス雑音をさらに加算した場合についても同様に検討した。本発明の評価方法を用いたマルチトーン・フィッティングアルゴリズムの場合の解析結果を表3(a)に、単一の正弦波を繰り返して適用する従来の単一サイン・カーブ・フィッティングアルゴリズムの場合の解析結果を表3(b)にそれぞれ示す。従来方法と比較すると、本発明の評価方法によって推定された値は、実際の値に近い値のため、従来方法よりも信号成分および周波数成分が高精度に推定されていることがわかる。

40

【表3】

## (a) マルチトーン・フィッティングアルゴリズム

	実際の値	推定値
$\omega_1/\omega_s$	$2.2 \times 10^{-4}$	$2.200 \times 10^{-4}$
$\omega_2/\omega_s$	$5.8 \times 10^{-4}$	$5.798 \times 10^{-4}$
$A_1$	1	1.0011
$A_2$	1	1.0001
$\theta_1$ [deg]	45	44.8025
$\theta_2$ [deg]	90	90.2496

10

## (b) 単一サインカーブ・フィッティングアルゴリズムを繰り返して用いた場合

	実際の値	推定値
$\omega_1/\omega_s$	$2.2 \times 10^{-4}$	$2.120 \times 10^{-4}$
$\omega_2/\omega_s$	$5.8 \times 10^{-4}$	$5.920 \times 10^{-4}$
$A_1$	1	0.9650
$A_2$	1	0.9663
$\theta_1$ [deg]	45	59.1427
$\theta_2$ [deg]	90	74.3681

20

## 【 0 0 2 8 】

30

最後に、上記のパラメータ  $R(n)$ 、 $S(n)$ 、 $T(n)$ 、 $U(n)$ 、 $V(n)$ 、 $W(n)$  の導出方法について簡単に説明する。(数 4 4) に示すように、最小 2 乗誤差を規定する。ここで、このは、できれば 0 とすることが望ましい。しかし、 $\epsilon$  が十分に小さい値の場合には、最終的な推定結果は高精度なものとなるが、最終推定値を得るまでの繰り返し回数が多くなるので、計算時間が長くなる。このため、計算時間を短縮に重点をおくか、高精度の推定結果を得ることに重点をおくかのトレードオフによりこの  $\epsilon$  の値は決定されることに注意する。

## 【 数 4 4 】

$$\begin{aligned} \epsilon &:= \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - m_k]^2 \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C]^2 \rightarrow \min \end{aligned}$$

40

そして、(数 4 4) を最適推定したい各パラメータによりそれぞれ偏微分して、(数 4 5) ~ (数 5 1) に示すような 7 元 1 次連立方程式を作成する。

## 【 数 4 5 】

$$\frac{\partial \epsilon}{\partial A_1} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] \cos(\omega_1 k + \theta_1)$$

## 【 数 4 6 】

50



$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial A_2} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] \cos(\omega_2 k + \theta_2)$$

【数 4 7】

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial C} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C]$$

【数 4 8】

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \omega_1} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_1 k \sin(\omega_1 k + \theta_1)$$

10

【数 4 9】

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \omega_2} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_2 k \sin(\omega_2 k + \theta_2)$$

【数 5 0】

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \theta_1} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_1 \sin(\omega_1 k + \theta_1)$$

20

【数 5 1】

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial \theta_2} = 0 = -2 \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2) - C] A_2 \sin(\omega_2 k + \theta_2)$$

ここで、(数 4 7) を整理すると、

【数 5 2】

$$C = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [y_k - A_1 \cos(\omega_1 k + \theta_1) - A_2 \cos(\omega_2 k + \theta_2)]$$

30

が得られる。この(数 5 2)を(数 4 5)に代入して整理すると R に対応する(数 5 3)が得られる。同様にして、(数 5 2)を(数 4 6)に代入して整理すると S に対応する(数 5 4)が得られる。以下、同様に、(数 5 2)を(数 4 7)に代入して整理すると T に対応する(数 5 5)が得られる。(数 5 2)を(数 4 8)に代入して整理すると U に対応する(数 5 6)が得られる。(数 5 2)を(数 4 9)に代入して整理すると V に対応する(数 5 7)が得られる。(数 5 2)を(数 5 0)に代入して整理すると W に対応する(数 5 8)が得られる。

【数 5 3】

40

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \alpha_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k1} \right\} = 0$$

【数 5 4】

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \alpha_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \alpha_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \alpha_{k2} \right\} = 0$$

【数 5 5】

50

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})k\beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)k\beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)k\beta_{k1} \right\} = 0$$

【数 5 6】

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})k\beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)k\beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)k\beta_{k2} \right\} = 0$$

【数 5 7】

10

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\beta_{k1} \right\} = 0$$

【数 5 8】

$$\sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\beta_{k2} \right\} = 0$$

ここで、

20

【数 5 9】

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_k, \quad \bar{\alpha}_j = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \cos(\omega_j t_k + \theta_j), \quad \bar{\beta}_j = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sin(\omega_j t_k + \theta_j),$$

$$\alpha_{kj} = \cos(\omega_j t_k + \theta_j), \quad \beta_{kj} = \sin(\omega_j t_k + \theta_j)$$

である。

(数 5 3) ~ (数 5 8) の左辺を信号誤差を表すパラメータ R、S、T、U、V、W と定義する。つまり、

【数 6 0】

30

$$R = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\alpha_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\alpha_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\alpha_{k1} \right\}$$

【数 6 1】

$$S = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})\alpha_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)\alpha_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)\alpha_{k2} \right\}$$

【数 6 2】

40

$$T = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})k\beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)k\beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)k\beta_{k1} \right\}$$

【数 6 3】

$$U = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y})k\beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1)k\beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2)k\beta_{k2} \right\}$$

【数 6 4】

50

$$V = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \beta_{k1} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k1} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k1} \right\}$$

【数 6 5】

$$W = \sum_{k=0}^{N-1} (y_k - \bar{y}) \beta_{k2} - A_1 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k1} - \bar{\alpha}_1) \beta_{k2} \right\} - A_2 \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} (\alpha_{k2} - \bar{\alpha}_2) \beta_{k2} \right\}$$

となる。

10

【発明の効果】

以上に説明したように、携帯電話の受信部等に用いられる通信用（周波数領域）アプリケーションのADCに対するテスト評価のために、入力周波数が既知および未知のそれぞれの場合において、本発明のマルチトーン・カーブ・フィッティング・アルゴリズムをコヒーレントおよびインコヒーレントな場合に適用することにより、従来方法よりも高精度な推定結果を得ることができる。特に、入力周波数が未知の場合（インコヒーレントな場合）には、各周波数成分に対してシングルトーン・カーブ・フィット法を漸次適用していく場合と比較して、本発明の評価方法は、複数の周波数成分を一度に解析するために、最終的に得られる解析結果が高精度となる。

【図面の簡単な説明】

20

【図 1】本発明の評価方法を用いて、増幅器を被試験対象デバイス（DUT）としてその特性を評価するためのシステム構成を示す概略図である。

【図 2】本発明の評価方法を用いて、デジタル・アナログ変換器（DAC）を被試験対象デバイス（DUT）としてその特性を評価するためのシステム構成を示す概略図である。

【図 3】本発明の評価方法を用いて、アナログ・デジタル変換器（ADC）を被試験対象デバイス（DUT）としてその特性を評価するためのシステム構成を示す概略図である。

【図 4】本発明の評価方法を用いて、クロック内蔵型のアナログ・デジタル変換器 11 を被試験対象デバイス（DUT）としてその特性を評価するためのシステム構成を示す概略図である。

【図 5】本発明の評価方法を用いて、クロック内蔵型のデジタル・アナログ変換器 12 を被試験対象デバイス（DUT）としてその特性を評価するためのシステム構成を示す概略図である。

30

【図 6】入力周波数が既知の場合に、被試験対象デバイス（DUT）の周波数成分を含む特性について最適推定する本発明の評価方法のステップを示すフローチャートである。

【図 7】入力周波数が未知の場合に、被試験対象デバイス（DUT）の周波数成分を含む特性について最適推定する本発明の評価方法のステップを示すフローチャートである。

【図 8】信号発生器 1 a とパルス発生器 3 a との同期が取れている場合（コヒーレントな場合）の従来システムの構成を示す概略図である。

【図 9】信号発生器 1 b とパルス発生器 3 b との同期がとれていない場合（インコヒーレントな場合）の従来システムの構成を示す概略図である。

40

【図 10】ADCを組み込んだシステムにおいて、信号発生器 1 c とパルス発生器 3 c との同期がとれないという従来システムの構成の問題点を示す概略図である。

【図 11】入力信号の入力周波数が 1 2 の場合に 1 および 2 付近に発生する 3 次の相互変調歪み（IMD）を示す概略図である。

【図 12】ADSL用のADC評価で必要となるノイズパワー比（NPR）を示す概略図である。

【図 13】窓関数を用いた場合に発生する周波数スペクトルの広がり性を示す概略図である。

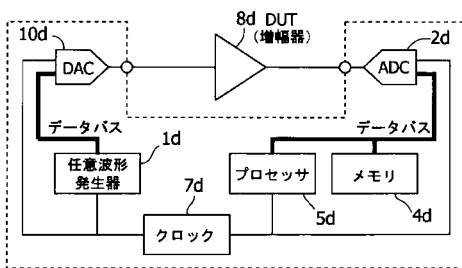
【符号の説明】

1 a ~ 1 h 信号発生器

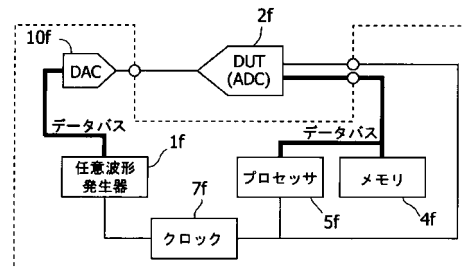
50

- 2 a ~ 2 h アナログ・デジタル変換器
- 3 a ~ 3 h パルス発生器、タイムベース、またはクロック発生器
- 4 a ~ 4 h メモリ
- 5 a ~ 5 h プロセッサ
- 7 a ~ 7 h クロック発生器
- 8 c、8 d 増幅器
- 9 c フィルタ
- 10 d、10 e、10 f、10 g、10 h デジタル・アナログ変換器

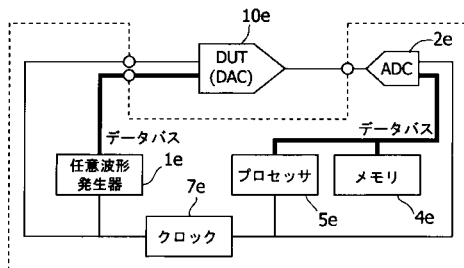
【図1】



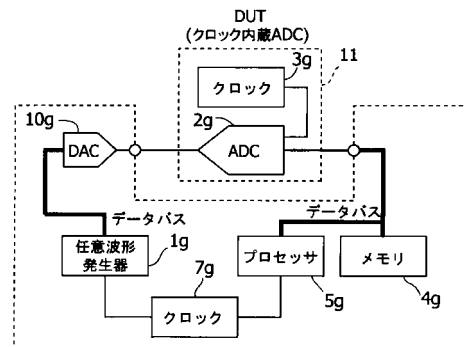
【図3】



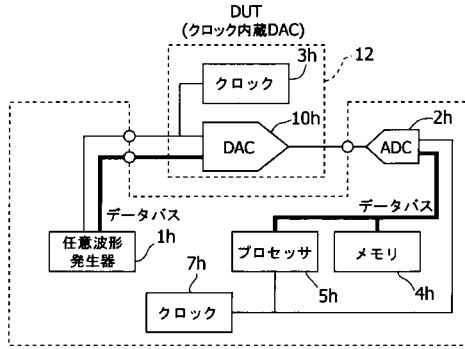
【図2】



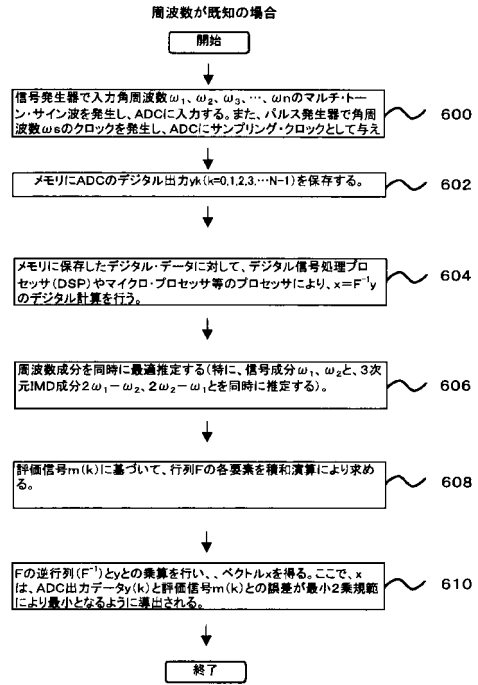
【図4】



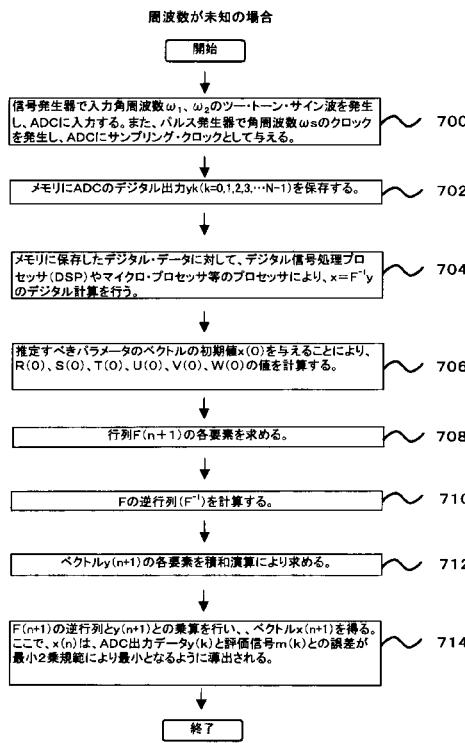
【 図 5 】



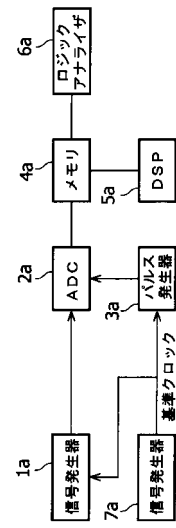
【 図 6 】



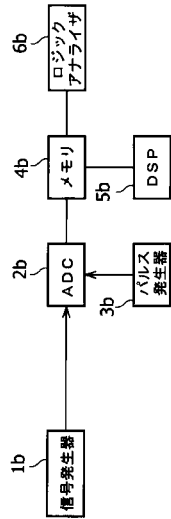
【 図 7 】



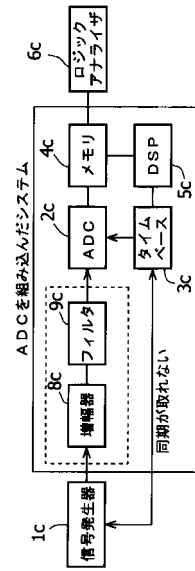
【 図 8 】



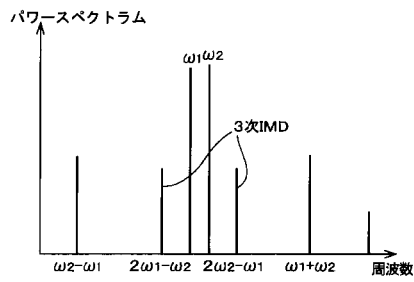
【 図 9 】



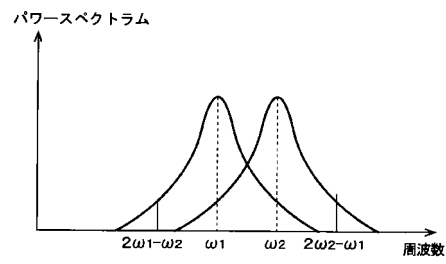
【 図 10 】



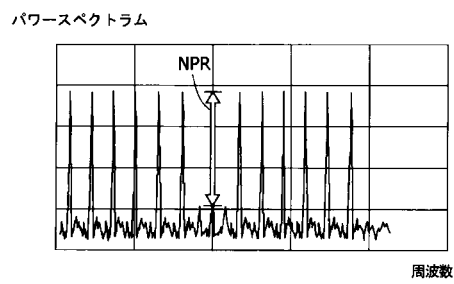
【 図 11 】



【 図 13 】



【 図 12 】



---

フロントページの続き

Fターム(参考) 2G132 AA11 AA12 AD04 AE00 AE22 AG01 AL11  
5J022 AA01 AB01 AC04 AC05 BA01 CD01 CD02 CD06 CE01