

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3874295号
(P3874295)

(45) 発行日 平成19年1月31日(2007. 1. 31)

(24) 登録日 平成18年11月2日(2006. 11. 2)

(51) Int. Cl. F I
HO 4 L 27/22 (2006. 01) HO 4 L 27/22 F
HO 4 L 27/38 (2006. 01) HO 4 L 27/00 G

請求項の数 2 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2004-267803 (P2004-267803)	(73) 特許権者	501152352
(22) 出願日	平成16年9月15日(2004. 9. 15)		独立行政法人電子航法研究所
(65) 公開番号	特開2006-86680 (P2006-86680A)		東京都調布市深大寺東町7丁目4番地2
(43) 公開日	平成18年3月30日(2006. 3. 30)		3
審査請求日	平成16年9月21日(2004. 9. 21)	(74) 代理人	100081042
			弁理士 功力 妙子
		(74) 代理人	100116425
			弁理士 功力 栄治
		(72) 発明者	田嶋裕久
			東京都調布市深大寺東町7-42-23独
			立行政法人電子航法研究所内
		(72) 発明者	古賀 禎
			東京都調布市深大寺東町7-42-23独
			立行政法人電子航法研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波信号のデジタルI Q検波方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

サンプリング間隔 T で離散化して A / D 変換した振幅 A、角速度 ω 、位相 θ の高周波信号のデジタル I Q 検波方法において、

0 を含む正の整数 m として式 (9) で示すサンプリング間隔 T の値を除き、

$$T = \frac{\pi}{\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \quad \text{----- (9)}$$

前記高周波信号に、ローカル信号としてサンプル番号 i とする $\cos(iT)$ 及び $-\sin(iT)$ をそれぞれ乗算して、それぞれ I 信号成分 $s(iT)\cos(iT)$ 及び Q 信号成分 $s(iT)\sin(iT)$ を求め、

この I 信号成分及び Q 信号成分に、それぞれ $a_1 \sim a_n = 1$ に設定するとともに、 $a_0 = a_{n+1}$ を式 (5a) により求めた係数 a_i を乗算し、

$$a_0 = \frac{-\sum_{i=1}^n e^{-j2\omega iT}}{1 + e^{-j2\omega(n+1)T}} \quad \text{----- (5a)}$$

この係数 a_0 が $0 < a_0 < 1$ となるような n を求め、

この求めた n に 2 サンプル加算した $n + 2$ サンプルのフィルタで平滑化して、前記の 2 倍の信号成分を除去することにより、式 (8) で示す I 信号及び Q 信号の検波信号を出力すること

$$V_I = \sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \cos(\omega iT) \quad \text{----- (8)}$$

$$V_Q = -\sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \sin(\omega iT)$$

を特徴とする高周波信号のデジタル I Q 検波方法。

【請求項 2】

前記サンプリング間隔 T は、式 (7) で示すサンプリング間隔としたこと

$$T = \frac{\pi}{2\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \quad \text{----- (7)}$$

を特徴とする請求項 1 に記載の高周波信号のデジタル I Q 検波方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、デジタル通信において、アナログ・デジタルコンバータ (A/D コンバータ) で、A/D 変換した高周波信号のデジタル I Q 検波方法に関するものである。

【背景技術】

【0002】

現在のデジタル多値変調は I Q 検波には不可欠な技術であり、デジタル通信分野では広く利用されている。そして、PSK 等の位相変調された信号を検波するには、実部に相当する In phase 信号と虚部に相当する Quadrature phase 信号 (以下、Q 信号と記す) とに変換 (以下、I Q 変換と記す) することは不可欠である。そして、特に、航空機衝突防止装置 (ACAS) の 1030 MHz の信号の到着時間差から航空機の位置を測位するシステムでは、測位データ信号を I Q 変換している。

【0003】

一方、アナログ回路で 90 度位相差の基準信号を作成し、変調波の I Q 成分を得る方法としては、ハード的に処理するものがある。これは、図 4 に示すように、第 1 の分配部 8 及び第 2 の分配部 5、重み付け部 7 a ~ 7 d、加算部 9 a ~ 9 d、包絡線検出部 10 a ~ 10 d、A/D 変換部 11 a ~ 11 d、二乗演算部 12 a ~ 12 d、減算部 13 a、13 b、判定部 14 により構成されている。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 4 】

そして、第2の分配部5は、ローカル発振部6からのローカル信号(基準波)を4つのローカル信号に分配し、各信号を4つの重み付け部7a~7dに伝送する。又、第1の分配部8はアンテナ素子2、増幅部3、RFフィルタ4を通過した変調波を4つに分配する。加算器9a~9dには、それぞれ重み付け部7a~7dの信号と第1の分配部8で分配された第1~第2の変調波とがそれぞれ入力される。

【 0 0 0 5 】

このように、それぞれ加算された信号の各々の包絡線が検出され、デジタル変換され、包絡線の二乗値計算がされた後、振幅が同一で、位相のみ異なるウエイトに対応する2信号同士をそれぞれ減算して判定部14でシンボル判定し、変調波のIQ成分、即ち、IQ 10
検波を行っている。

【 0 0 0 6 】

【特許文献1】特開2002-94590号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 7 】

このように、従来は、アナログ回路で90度位相差の基準信号を作成し、ミキサ回路を用いることなく、IQ変換を行っているので、消費電力の増大を抑制する効果はあるが、依然としてIQ信号の直交性やバランスが問題であった。さらに、回路構成が複雑であるとの問題もあった。 20

【 0 0 0 8 】

又、航空機衝突防止装置(ACAS)の1030MHzの信号の到着時間差から測位するシステム分野では、測位データからIQ変換を行っているために、可能なかぎり回路構成の単純化が求められていた。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 9 】

請求項1に係る発明は、サンプリング間隔Tで離散化してA/D変換した振幅A、角速度、位相の高周波信号のデジタルIQ検波方法において、0を含む正の整数mとして式(9)で示すサンプリング間隔Tの値を除き、

【 0 0 1 0 】

【数9】

$$T = \frac{\pi}{\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \quad \text{----- (9)}$$

【 0 0 1 1 】

高周波信号に、ローカル信号としてサンプル番号iとする $\cos(iT)$ 及び $-\sin(iT)$ をそれぞれ乗算して、それぞれI信号成分 $s(iT)\cos(iT)$ 及びQ信号成分 $s(iT)\sin(iT)$ を求め、このI信号成分及びQ信号成分に、それぞれ $a_1 \sim a_n = 1$ に設定するとともに、 $a_0 = a_{n+1}$ を式(5a)により求めた係数 a_i を乗算し、

【 0 0 1 2 】

10

20

30

40

【数 5 a】

$$a_0 = \frac{-\sum_{i=1}^n e^{-j2\omega iT}}{1 + e^{-j2\omega(n+1)T}} \text{ ----- (5a)}$$

【0013】

この係数 a_0 が $0 < a_0 < 1$ となるような n を求め、この求めた n に 2 サンプル加算した $n + 2$ サンプルのフィルタで平滑化して、前記の 2 倍の信号成分を除去することにより、式 (8) で示す I 信号及び Q 信号の検波信号を出力するようにしたものである。

【0014】

【数 8】

$$V_I = \sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \cos(\omega iT) \text{ ----- (8)}$$

$$V_Q = -\sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \sin(\omega iT)$$

【0015】

請求項 2 に係る発明は、サンプリング間隔 T は、式 (7) で示すサンプリング間隔としたものである。

【0016】

【数 7】

$$T = \frac{\pi}{2\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \text{ ----- (7)}$$

【発明の効果】

【0017】

請求項 1 に係る発明は、上記のように構成したので、 a_0 から a_{n+1} の係数のフィルタを使用すれば、任意のサンプルレートで I Q 検波することが出来る。又、サンプリング間隔 T は、式 (9) で示す値を除けば、搬送波周波数の 2 倍以上のサンプリングレートとする必要もない。

【0018】

又、式 (5a) において、 $0 < a_0 < 1$ となるように n を選ぶので、 S/N が劣化することはない。

【0019】

請求項 2 に係る発明は、式 (7) のように、サンプリング間隔 T を開けて低いサンプルレートにしても S/N は下がるが、簡易化されたフィルタ演算で I Q 検波することが可能である。さらに、式 (5a) で、 n が偶数の場合、 $a_0 = 0$ とすることが出来、又、 n が奇数の場合には、 $a_0 = 1/2$ となるので、デジタル処理において、ビットシフトで実現出来るので、有利である。さらに、ノッチフィルタを用いる場合には、ノッチフィルタの幅が広くなり、不要信号除去性能が高くなる。同様にデジタル処理において、ビットシフト

10

20

30

40

50

で実現可能であるから、有利である。

【0020】

又、サンプリング間隔Tを式(7)のように取れば、フィルタ演算を非常に簡易化することが出来る。又、式(3)で、掛けている $\exp(-j\omega_i t)$ の値も実部、虚部が -1、0、1となるので、デジタル処理全体で乗算器が不要となり、それだけ処理回路を簡単にすることが出来る。

【発明を実施するための最良の形態】

【0021】

サンプリング間隔Tで離散化してAD変換した振幅A、角速度 ω 、位相 θ の高周波信号のデジタルIQ検波方法において、0を含む正の整数mとして式(9)で示すサンプリング間隔Tの値を除き、

【0022】

【数9】

$$T = \frac{\pi}{\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \quad \text{----- (9)}$$

【0023】

この高周波信号に、ローカル信号としてサンプリング番号iとする $\cos(\omega_i T)$ 及び $-\sin(\omega_i T)$ をそれぞれ乗算して、それぞれI信号成分 $s(\omega_i T) \cos(\omega_i T)$ 及びQ信号成分 $s(\omega_i T) \sin(\omega_i T)$ を求め、このI信号成分及びQ信号成分に、それぞれ式(3)~式(4)により求めた係数 a_i を乗算し、

【0024】

【数3】

$$\begin{aligned} s(iT) &= A \cdot \cos(\omega_i T + \theta) \cdot e^{-j\omega_i T} \\ &= A \cdot \frac{e^{j(\omega_i T + \theta)} + e^{-j(\omega_i T + \theta)}}{2} \cdot e^{-j\omega_i T} \quad \text{----- (3)} \\ &= \frac{A}{2} \cdot (e^{j\theta} + e^{-j(2\omega_i T + \theta)}) \end{aligned}$$

【0025】

【数4】

$$V = \frac{A}{2} e^{j\theta} \sum_{i=0}^{n+1} a_i \quad \text{----- (4)}$$

$$\sum_{i=0}^{n+1} a_i e^{-j2\omega_i T} = 0$$

【0026】

10

20

30

40

50

この際、係数 a は、 a_1 から a_n を 1 に設定するとともに、 $a_0 = a_{n+1}$ に設定して、式 (5) から式 (5a) に示す a_0 を求め、

【0027】

【数5】

$$\sum_{i=1}^n e^{-j2\omega iT} + a_0(e^0 + e^{-j2\omega(n+1)T}) = 0 \quad \text{----- (5)}$$

【0028】

【数5a】

$$a_0 = \frac{-\sum_{i=1}^n e^{-j2\omega iT}}{1 + e^{-j2\omega(n+1)T}} \quad \text{----- (5a)}$$

10

【0029】

この係数 a_0 が $0 < a_0 < 1$ となるような n を求め、この求めた n に 2 サンプル加算した $n+2$ サンプルのフィルタで平滑化して、の 2 倍の信号成分を除去することにより、式 (8) で示す I 信号及び Q 信号の検波信号を出力する。

20

【0030】

【数8】

$$V_I = \sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \cos(\omega iT) \quad \text{----- (8)}$$

$$V_Q = -\sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \sin(\omega iT)$$

30

【0031】

さらに、式 (7) で示すサンプリング間隔とすると処理が簡単になる。

【0032】

【数7】

$$T = \frac{\pi}{2\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \quad \text{----- (7)}$$

40

【実施例】

【0033】

この発明の第 1 の実施例を、図 1 ~ 図 3 に基づいて詳細に説明する。

図 1 ~ 図 3 は、この発明の実施例を示すもので、図 1 は振幅 A 、角速度 ω 、初期位相とする \cos 波あるいは \sin 波の入力信号を A/D 変換したデジタルの高周波信号を、I/Q 検波するための構成図で、 n サンプル = 2 のフィルタで平滑化する場合を示している。図 2 は 5 GHz サンプルで収集した ACAS P2 と P6 の最初の 1030 MHz の R

50

F信号の波形図を示している。図3は図2に示す信号を変換したI/Q検波信号波形図である。

【0034】

図1において、51は入力信号をデジタル信号に変換するA/D変換、52、52'は乗算部で、ローカル信号として、Iチャンネル用の $\cos(iT)$ が、Qチャンネル用の $-\sin(iT)$ が、それぞれデジタル信号に変換された入力信号と乗算される。なお、 i はサンプリング番号である。

【0035】

53、53'は、係数 a_0 と乗算部52、52'からの出力とを乗算する乗算部、54~56、54'~56'は、Iチャンネル、Qチャンネルの加算部、57~59、57'~59'は、それぞれ1サンプル時間遅延させるためのIチャンネル、Qチャンネルの遅延部である。60、60'は、それぞれIチャンネル、Qチャンネルの乗算部である。

10

【0036】

なお、この実施例の場合には、Iチャンネルは、遅延部57と加算部54、遅延部58と加算部55はそれぞれ $n=1$ サンプルのフィルタを構成しており、従って、この実施例の場合には、2サンプルのフィルタで平滑化するように構成されている。同様に、Qチャンネルは、加算部54'と遅延部57'、加算部55'と遅延部58'により構成される2サンプルで平滑化するように構成している。なお、Iチャンネルと90度位相の異なるQチャンネルも同様であるから、以下、その説明を省略する。

【0037】

次に、図1を用いて、下記式(1)で示す入力信号 $R(t)$ を、A/DコンバータでA/D変換51した高周波信号のI/Q検波法について説明する。

20

まず、入力信号 $R(t)$ は、その振幅を A 、角速度を w 、初期位相を q とする \cos 波とする式(1)となる。

$$R(t) = A \cdot \cos(\omega t + \phi) \cdots \cdots (1)$$

【0038】

この入力信号をデジタル化した高周波信号(以下、RF信号と記す)からI/Q信号を取り出すためには、RF信号の情報を、絶対値 A 、位相 ϕ で表わされる複素数で表すように変換すれば、その変換された実部がIn phase信号(以下、I信号と記す)、虚部がQuadrature phase信号(以下、Q信号と記す)に相当することになる。なお、このI/Q信号は、Radar等の航法関係の分野では、単にI/Qと呼ぶ場合が多いので、単にI/Qと記載されている場合には、I信号及びQ信号を表すものとする。

30

【0039】

そこで、式(1)をサンプリング間隔 T で離散化すると、式(2)となる。なお、本願では、サンプリングの前にバンドパスフィルタを通過させて、エイリアシング現象を除いている。

$$R(iT) = A \cdot \cos(\omega iT + \phi) \cdots \cdots (2)$$

【0040】

なお、ソフト的に求めると、本願の場合には、式(1)で示す入力信号をA/D変換して式(2)とした後、この式(2)のRF信号に、ローカル信号として $\cos(iT)$ を乗算52すると、 $S(iT)\cos(iT)$ となり、又、ローカル信号として $-\sin(iT)$ と乗算52'すると、 $S(iT)\sin(iT)$ となる。上記の同期検波に相当する処理としては、複素演算機能を有するプロセッサにより、フィルタ処理を実行して90度位相の異なる複素数の信号に変換することが出来る。その変換した結果、下記の式(3)が得られる。

40

【0041】

【数3】

$$\begin{aligned}
 s(iT) &= A \cdot \cos(\omega iT + \theta) \cdot e^{-j\omega iT} \\
 &= A \cdot \frac{e^{j(\omega iT + \theta)} + e^{-j(\omega iT + \theta)}}{2} \cdot e^{-j\omega iT} \quad \text{----- (3)} \\
 &= \frac{A}{2} \cdot (e^{j\theta} + e^{-j(2\omega iT + \theta)})
 \end{aligned}$$

10

【0042】

式(3)において、情報は初期位相 θ に入っているので、振幅 A と初期位相 θ が解明されれば、元のRF信号がどのように変調されているか判明する。即ち、第1項は求めようとする複素信号であり、第2項は不要な搬送波の2倍周波数成分である。一般性を考慮し n サンプルで平滑化するとしてその前後のサンプルを適切な係数で加えて第2項を0とするデジタルノッチフィルタを設計する。

【0043】

20

例えば、この実施例では、図1に示すように、Iチャンネルは、加算部54と遅延部57、加算部55と遅延部58とからなる $n=2$ サンプルのフィルタで平滑化し、同様に、Qチャンネルは、加算部54'と遅延部57'、加算部55'と遅延部58'により $n=2$ サンプルのフィルタで平滑化しており、最初と最後の係数としては、 a_0 が乗算されている。

【0044】

デジタルノッチフィルタの出力を V とすると、このフィルタ出力 V は式(4)となる。この実施例では、 n サンプルの前後にサンプルを付けて、 $n+2$ のサンプルとし、この $n+2$ のサンプルに適切な重みを付けて加算してフィルタを通過した時のフィルタ出力 V を求める。

30

【0045】

【数4】

$$\begin{aligned}
 V &= \frac{A}{2} e^{j\theta} \sum_{i=0}^{n+1} a_i \\
 &\quad \text{----- (4)} \\
 \sum_{i=0}^{n+1} a_i e^{-j2\omega iT} &= 0
 \end{aligned}$$

40

【0046】

式(4)において、係数 a の設定により、帯域特性はこの係数を窓関数とするフーリエ変換として調整できるが、単純に $a_1 \sim a_n = 1$ とし、 $a_0 = a_{n+1}$ とすると、式(5)から a_0 は式(5a)で表される。

【0047】

【数5】

$$\sum_{i=1}^n e^{-j2\omega iT} + a_0(e^0 + e^{-j2\omega(n+1)T}) = 0 \quad \text{----- (5)}$$

【0048】

【数5a】

$$a_0 = \frac{-\sum_{i=1}^n e^{-j2\omega iT}}{1 + e^{-j2\omega(n+1)T}} \quad \text{----- (5a)} \quad 10$$

【0049】

式(5a)において、 a_0 が負になるようなパラメータは、信号レベルが低下しS/Nが劣化するので、選ぶべきではない。 a_0 の値としては、 $0 < a_0 < 1$ となるようにnを選ぶ。実際には、nを1から順々に大きくして、その係数 a_0 を求め、その係数 a_0 から良好な値を選ぶ。 20

【0050】

そこで、特に、 $n = 1$ サンプルとして平滑化を最小にした場合には、式(5a)は、式(6)となる。

【0051】

【数6】

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{-e^{-j2\omega T}}{1 + e^{-j2\omega(2)T}} \\ &= \frac{-1}{e^{j2\omega T} + e^{-j2\omega T}} \quad \text{----- (6)} \\ &= \frac{-1}{2\cos(2\omega T)} \end{aligned} \quad 30$$

【0052】

ここで、サンプリング間隔Tを、信号周期($2\pi/\omega$)の1/4にとると、 $2\omega iT = \pi i$ となる。従って、式(5)において、nが偶数の時、 $e^{-j2\omega iT}$ の項が0となるので、式(5a)から $a_0 = 0$ にできる。又、nが奇数の時も、 $a_0 = 1/2$ となるので、デジタル処理においてビットシフトで実現できるので有利である。この際、nが奇数の場合には、n+1の場合と2の場合のデジタルノッチフィルタを2段にしたのと等価になるため、ノッチの幅が広くなり不要信号除去性能が高くなる。 40

【0053】

さらに、サンプリングスコープと同様に、0を含む正の整数m(0, 1, 2, ...)として、式(7)に示すように、サンプリング間隔Tを信号周期($2\pi/\omega$)のm倍にとると、サンプリング間隔Tを広くして低いサンプルレートにした場合には、S/Nは下がる 50

が同様な結果が得られる。

【 0 0 5 4 】

【 数 7 】

$$T = \frac{\pi}{2\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \text{ ----- (7)}$$

【 0 0 5 5 】

また、この条件の時、式(3)でRF信号に掛けている $\exp(-j \omega t)$ の値も実部、虚部が -1、0、1となるから、処理全体として乗算器が不要となるので処理回路が簡単になる。

10

【 0 0 5 6 】

図2、図3は発明者等が行った実験例を示すもので、図2は5GHzサンプリングで収集したACAS P2とP6の最初の1030MHzのRF信号波形であり、図3はこのRF信号波形を変換したIQ検波信号波形を示している。この実験例では、汎用の測定器を使用したため、サンプリングは搬送波の4倍とはなっていないので、式(5)、式(5a)に示す一般的な方法で処理した。図3に示すように、時間軸で2.8μs付近に同期位相反転が現れている。

【 0 0 5 7 】

20

処理を実現する場合、複素数演算機能がないソフトウェアでは、AD変換した後、DSP(Digital Signal Processor)等のソフトウェアで処理すれば、実部と虚部とが分けて計算され、式(8)の演算を行うことになる。即ち、式(3)~式(4)により、下記式(8)が得られる。この場合、 a_0 の2倍の不要周波数成分を除去するフィルタを付加すれば、式(8)となり、IチャンネルとQチャンネルの出力電圧が得られる。なお、図1に示す構成図では、 $n=2$ の場合を示しており、 $a_0 (= a_{n+1})$ は、式(5a)から計算により求められる固定値である。

【 0 0 5 8 】

【 数 8 】

30

$$V_I = \sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \cos(\omega iT) \text{ ----- (8)}$$

$$V_Q = - \sum_{i=0}^{n+1} a_i S(iT) \sin(\omega iT)$$

40

【 0 0 5 9 】

又、 a_0 は式(5a)から計算でき、 a_1 から a_n は1、 $a_0 = a_{n+1}$ である。同様の演算を入力信号のサンプルについてずらしながら行うことにより出力の時系列サンプルが得られる。サンプリング間隔Tが信号周期($2\pi/\omega$)の1/4の場合、式(8)のcos、sinの値は1、0、-1をとるので演算が単純になる。

【 0 0 6 0 】

ここで、サンプリング間隔Tの値が、式(9)で表される場合には、 $a_0 = -n/2$ となるため、式(4)で、 $V=0$ となり、出力が得られないので、使用出来ない。又、サンプリング間隔Tの値が、式(9)に近い場合には、nの値を大きくとる必要があるので、実用的ではない。

50

【 0 0 6 1 】

【 数 9 】

$$T = \frac{\pi}{\omega} + m \frac{\pi}{\omega} \text{ ----- (9)}$$

【 0 0 6 2 】

なお、この実施例では、入力信号は式(1)に示すように、cos波として処理しているが、sin波としても同様に処理することが出来る。

10

【 0 0 6 3 】

又、入力信号をA/D変換した後、DSP(Digital Signal Processor)等のソフトウェアで処理する場合には、式(8)で示す演算を行えば、実部と虚部の出力電圧 V_I 、 V_Q が得られる。

【 産業上の利用可能性 】

【 0 0 6 4 】

この発明による高周波信号のデジタルIQ検波方法は、デジタル通信分野では広く利用出来る。又、航空機衝突防止装置(ACAS)の1030MHzの信号の到着時間差から測位するシステムにおいても利用出来る。

【 図面の簡単な説明 】

20

【 0 0 6 5 】

【 図 1 】 この発明の実施例を示す構成図である。

【 図 2 】 この発明の実施例を示すもので、5GHzサンプリングで収集したACAS P2とP6の最初の1030MHzのRF信号波形である。

【 図 3 】 この発明の実施例を示すもので、図2に示すRF信号波形を変換したIQ検波信号波形である。

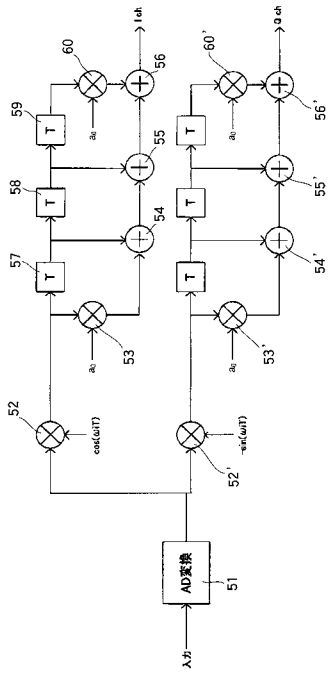
【 図 4 】 従来例を示す構成図である。

【 符号の説明 】

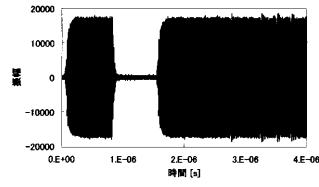
【 0 0 6 6 】

5 1	A D 変換	30
5 2、5 2'	乗算部	
5 3、5 3'	乗算部	
5 4 ~ 5 6、5 4' ~ 5 6'	1 サンプル時間遅延する遅延部	
5 7 ~ 5 9、5 7' ~ 5 9'	加算部	
6 0、6 0'	乗算部	

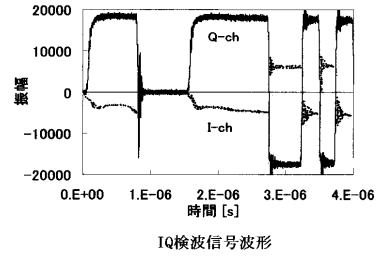
【 図 1 】



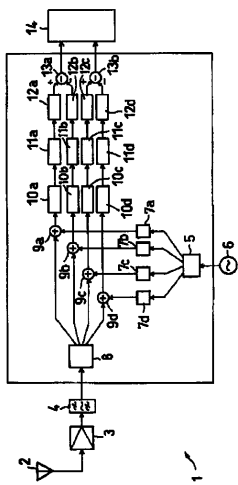
【 図 2 】



【 図 3 】



【 図 4 】



フロントページの続き

(72)発明者 小瀬木 滋
東京都調布市深大寺東町7 - 4 2 - 2 3 独立行政法人電子航法研究所内

審査官 藤井 浩

(56)参考文献 特開平06 - 046096 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04L 27/00 - 27/38