(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3728756号
(P3728756)
(45)発行日　平成17年12月21日(2005.12.21)　(24)登録日　平成17年10月14日(2005.10.14)

(51)Int.Cl.[7]	F I		
G01R 23/16	G01R	23/16	B
G01S 3/14	G01S	3/14	
// G06F 17/14	G06F	17/14	S

請求項の数 4　(全 14 頁)

(21)出願番号　特願平5-80991
(22)出願日　平成5年4月8日(1993.4.8)
(65)公開番号　特開平6-180711
(43)公開日　平成6年6月28日(1994.6.28)
審査請求日　平成12年4月3日(2000.4.3)
(31)優先権主張番号　特願平4-274353
(32)優先日　平成4年10月13日(1992.10.13)
(33)優先権主張国　日本国(JP)

(73)特許権者　000005223
富士通株式会社
神奈川県川崎市中原区上小田中４丁目１番１号
(74)代理人　100108187
弁理士　横山　淳一
(72)発明者　森田　昇
神奈川県川崎市中原区上小田中１０１５番地　富士通株式会社内
(72)発明者　奥谷　茂明
神奈川県川崎市中原区上小田中１０１５番地　富士通株式会社内
(72)発明者　中水流　敏明
神奈川県川崎市中原区上小田中１０１５番地　富士通株式会社内
最終頁に続く

(54)【発明の名称】離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
基準となるサンプリング周期に対して一定の時間遅延した時刻でアナログ信号をサンプリングして得られたサンプル値を離散フーリエ変換して周波数成分を得るフーリエ変換部と、
該一定の遅延時間に基づいて位相補正データを算出する位相補正算出部と、
前記周波数成分と前記位相補正データとを掛け合わせることによって、サンプリング周期に対し遅延した時刻での補正された周波数成分を得る位相補正乗算部と、
を有する離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置。
【請求項２】
位相補正算出部が、遅延時間とサンプリング周期とに基づき、サンプリング周期に対する遅延時間の割合を示す遅延残差を得るΔＷ演算手段と、
周波数インデックスを発生するｋ発生手段と、
遅延残差と周波数インデックスの積を生成するｋ乗算手段と、
前記積を全サンプル点数で除し、位相回転角を生成するＮ除算手段と、
位相回転角を基に位相補正データを算出するγ演算手段と、
を備えることを特徴とする請求項１に記載の離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置。
【請求項３】
ｋ発生手段とｋ乗算手段とＮ除算手段とが、サンプル数Ｎ＝2^nとした時、ｍ（ｍ≧ｎ）ビットからなるカウンタと、

上記カウンタの全ビットをリバースするビットリバース部と、
リバース結果に遅延残差を乗じる演算手段と、
からなることを特徴とする請求項２に記載の離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置。
【請求項４】
γ演算手段が位相回転角に対応した位相補正データを保持するルックアップテーブルからなることを特徴とする請求項２又は請求項３に記載の離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【産業上の利用分野】
本発明は、ディジタル信号を離散フーリエ変換したときの遅延時間補正装置に関する。
【０００２】
近年、ディジタル計算機の高速化やマイクロプロセッサの普及が進み、音声、画像、電波等の解析処理の分野において、ディジタル信号解析の主流であるフーリエ変換は、その重要性をますます高めている。
【０００３】
例えば、電波天文学において、宇宙からの電波を、専用のパラボラアンテナで受信した時系列のアナログ信号を、所定のサンプリング数Ｎでサンプリングし、それぞれでのサンプリング位置での振幅をディジタル変換した後、離散的フーリエ変換による周波数分析を行うことにより、該受信した電波の周波数成分を認識することができ、該電波の発信元である恒星等を構成している元素を解析することができる。
【０００４】
このとき、発信元の位置解析の分解能を高める為、長大な距離だけ離れた複数個、例えば、２ケ所のパラボラアンテナで、同じ発信元である恒星等の電波を受信するようにして、等価的に直径の大きなパラボラアンテナで受信したのと等価な発信元位置の解析精度、周波数成分の得られる、所謂、電波干渉計が知られている。
【０００５】
この電波干渉計等においては、電波の発信元からパラボラアンテナ迄の距離が異なるため、受信した電波にタイムラグ（位相のずれ）が生じ、受信した２つの生の電波情報を用いたとき、そのままの形では、相関を得ることができないことになる。
【０００６】
計算機等で、この受信信号をディジタル処理する場合、上記のタイムラグが、サンプリング周期の整数倍である場合には、そのずれているサンプリング周期分だけ、クロックをずらす等して、サンプリングデータを補正することで、２つの受信電波の位相を合わせることができるが、１サンプリング周期以内のずれであるΔｔ分のずれについての補正は、上記のようなクロックをずらせる等の補正だけでは困難となる。
【０００７】
【従来の技術】
図１３は、２つのパラボラアンテナで受信した電波の信号処理を説明する図であり、図１３(a) は、２つのパラボラアンテナ PA1,PA2で同じ発信源からの電波を受信した場合の位相ずれを説明している図であり、図１３(b) は、受信した電波信号のサンプリング点のずれを説明している。
【０００８】
図１３(a) に示されているように、同じ発信源からの電波を所定の基幹距離だけ離れて設けられている２つのパラボラアンテナ PA1,PA2で受信した場合、その基幹距離に比例した位相ずれ｛図１３(a) では、遅延時間Ｄで示す｝を生じる。
【０００９】
図１３(b) は、同一電波源より発せられた電波を、上記２つのパラボラアンテナ PA1,PA2で受信した場合の、同一波面の電波信号に時刻信号をとったときの番号を示したもので、例えば、図示されているように、２つのパラボラアンテナ PA1,PA2で受信した電波信号の

位相は、2.3 サンプリング分ずれている。
【００１０】
この内、２サンプリング周期分のずれは、サンプリングクロックで位相を合わせることにより、補正可能であるが、０．３サンプリングクロック分の位相のずれを合わせることは、従来のクロックによる補正では、極めて困難なものとなる。
【００１１】
従来、時系列の２つのサンプル・データ列の相関を求める場合、相関結果として、できる限り高いピーク値（高い相関値）を得るためには、被相関データの基準データに対する上記遅延時間をできる限り少なく、即ち、時間軸で遅延補正してから、相関を求める方法を採っていた。
【００１２】
又、相関処理にフーリエ変換を利用した一例として、上記時間領域で相関を求める代わりに、２つのサンプル・データ列をフーリエ変換した周波数領域で相関を求める方法が知られている。
【００１３】
【発明が解決しようとする課題】
通常、ディジタル計算機でフーリエ変換する場合、離散的フーリエ変換の方法が用いられる。特に、演算速度を高速化した高速フーリエ変換（ＦＦＴ）法が用いられる。
【００１４】
被相関データ（例えば、上記パラボラアンテナ PA2で受信したデータ）の基準データ（例えば、上記パラボラアンテナ PA1で受信したデータ）に対する遅延時間をＤとした場合、次の関係があるとする。
Ｄ＝t0＋Δｔ
但し、
t0＝ｎ・τ（ｎは整数）
０≦Δｔ≦τ
τ：サンプリング周期
この場合、t0はサンプリング周期τの整数倍であるので、この部分の遅延時間は補正可能であるが、前述のように、サンプリング周期τ以下のΔｔの補正はできない。
【００１５】
このようなとき、上記時間領域で相関をとる方法では、相関結果として高いピーク値を得ることができなく、又、フーリエ変換を用いた場合でも、被相関データをフーリエ変換した周波数領域での位相は、一致しなくなり、相関結果として高いピーク値（高い相関値）を得ることができないという問題があった。
【００１６】
本発明は上記従来の欠点に鑑み、ディジタル信号を離散フーリエ変換したときの遅延時間補正装置において、１サンプリング周期以下の遅延Δｔに対するフーリエ変換値を補正する離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置を提供することを目的とするものである。
【００１７】
【課題を解決するための手段】
図１～図３は、本発明の原理構成図であり、それぞれ、第１～第３の原理図を示している。上記の問題点は下記の如くに構成した離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置によって解決される。
【００１８】
(1) アナログ信号に対するサンプリング周期をτとし、サンプリング点をｔ＝－Δｔ，τ－Δｔ，・・・，（Ｎ－１）τ－Δｔとした合計Ｎ個のサンプル値ｇ（－Δｔ），ｇ（τ－Δｔ），・・・，ｇ（（Ｎ－１）τ－Δｔ）に対して離散フーリエ変換して、周波数成分Ｇ’（ｆ）＝Ｇ（ｆ）・ｅｘｐ（－ｊ２πｆΔｔ）を得るフーリエ変換部 1と、位相補正データγ＝ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）を算出する位相補正算出部 2と、前記Ｇ’（ｆ）と、前記位相補正データγとを乗算する位相補正乗算部 3とを備えるように構成する。｛図

１参照}
(2) 上記位相補正算出部 2として、上記Δｔをτで除して遅延残差ΔＷを演算するΔＷ演算手段 4と、周波数インデックスｋを発生するｋ発生手段 5と、前記ΔＷに、前記ｋを乗算したΔＷ・ｋを演算するｋ乗算手段 6と、全サンプル点数Ｎで、前記ΔＷ・ｋを除した値である位相回転角Δωを演算するＮ除算手段 7と、前記Δωよりγ＝ｅｘｐ（ｊ２πΔω）を得るγ演算手段 8とを備えるように構成する。｛図２参照}
(3) 上記位相補正算出部 2において、周波数インデックスｋを発生するｋ発生手段 5と、前記ΔＷに、前記ｋを乗算したΔＷ・ｋを演算するｋ乗算手段 6と、全サンプル点数Ｎで、前記ΔＷ・ｋを除した値である位相回転角Δωを演算するＮ除算手段 7とからなる部分を、
上記サンプル点の数Ｎ＝2^n としたときのｍ（ｍ≧ｎ）ビットからなるカウンタ 21 と、上記カウンタ 21 の全ビットをリバースするビットリバース部 22 と、上記ビットリバース部 22 でビットリバースされたｍビットの最上位ビットの前に、小数点が存在するものとして、全ビットをｋ／Ｎの値として抽出し、上記ΔＷを乗算して、ΔＷ・ｋ／Ｎを得る演算手段 23 とで置き換えて、上記Δωを得るように構成する。｛図３参照}
(4) 前記γ演算手段 8として、前記Δωの小数点以下の値に対応して、前記γ値が記載されたルックアップテーブルで構成する。

【００１９】
【作用】
一般に、フーリエ変換は、(1) 式で与えられる。

【００２０】
【数１】

$$G(f)=\int g(t)\cdot e^{-j2\pi f t}dt \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots (1)$$

【００２１】
ここで、ｇ（ｔ）をｇ（ｔ－Δｔ）と置き換え、ｇ（ｔ－Δｔ）のフーリエ変換Ｇ’（ｆ）の演算を行うと (2)式,(3)式が得られる。

【００２２】
【数２】

$$\begin{aligned}G'(f)&=\int g(t-\Delta t)\cdot e^{-j2\pi f t}dt\\&=\int g(t-\Delta t)\cdot e^{-j2\pi f(t-\Delta t+\Delta t)}dt\\&=\int g(t-\Delta t)\cdot e^{-j2\pi f(t-\Delta t)}\cdot e^{-j2\pi f\Delta t}dt\\&=G(f)\cdot e^{-j2\pi f\Delta t} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (2)\end{aligned}$$

つまり、

$$G(f)=G'(f)\cdot e^{j2\pi f\Delta t} \qquad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots (3)$$

【００２３】
上記ｇ（ｔ）とｇ（ｔ－Δｔ）との関係を図４に示してある。
図４において、時刻０，１，２，～は、サンプリングクロックの番号を示しており、ΔＷはΔｔに対応し、ΔＷはサンプリング周期τに対するΔｔの割合を示している。Δｔを０≦Δｔ≦τとすれば、０≦ΔＷ≦１である。

【００２４】
上記において、(3) 式から明らかな如く、時間がΔｔだけずれた信号をフーリエ変換したときに得られるＧ’（ｆ）に、ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）（これを、位相補正データγと呼

ぶ）を乗算すれば、基準時刻ｔでのフーリエ変換Ｇ（ｆ）が得られることを示している。

【００２５】

そこで、本発明においては、サンプリング点をｔ＝－Δｔ，τ－Δｔ，・・・・，（Ｎ－１）τ－Δｔとしたときの信号の値ｇ（－Δｔ），ｇ（τ－Δｔ），・・・，ｇ（（Ｎ－１）τ－Δｔ）に対して離散フーリエ変換して、その周波数成分Ｇ’（ｆ）を、図１のフーリエ変換部 1で算出する。

【００２６】

上記フーリエ変換部 1で算出されたＧ’（ｆ）と、上記位相補正データγ＝ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）とを、位相補正乗算部 3で乗算することにより、上記遅延時間Δｔ分を補正した、基準時刻ｔでのフーリエ変換Ｇ（ｆ）を求めることができる。

【００２７】

上記位相補正データγ＝ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）を得る為には、ｆΔｔを得る必要がある。

ここで、Δωを位相回転角とし、Δω＝ｆΔｔとして、全サンプリル点数をＮとしたとき、全サンプル点数Ｎの内の周波数インデックスｋの周波数をｆとし、ｆｓ（＝１／τ）をサンプリング周波数とすると、Δｆ＝ｆｓ／Ｎで表したとき、上記周波数インデックスｋ、即ち、ｋ番目の周波数ｆ＝ｋ・Δｆで表せるので、ｆ＝ｋ・ｆｓ／Ｎ

＝ｋ・１／（τ・Ｎ）――――――――(4)

となる。

【００２８】

上記では、周波数インデックスｋについて、式の上でのみ表現したが、上記周波数インデックスｋの物理的な意味について、具体的に説明する。

フーリエ変換は、一見不規則に見える信号から、ある規則性を見出す手法であるスペクトル分析の方法である。

【００２９】

このフーリエスペクトル分析は、上記不規則な信号が、ある正弦波（又は、余弦波）の基本成分Δｆと、その基本周波数Δｆの整数倍の成分をどの程度の割合で含んでいるかを分析するもので、上記のように、全サンプリング点数をＮとすると、各周波数成分の周波数ｆ＝Δｆ，２Δｆ，～，ｋΔｆ，～，ＮΔｆで表せる。従って、上記周波数インデックスｋは、上記フーリエスペクトル分析を行ったときの周波数成分の基本周波数Δｆのｋ倍目（即ち、前述のｋ番目の周波数）であることを意味していることになる。

【００３０】

又、前述の図４の説明からも明らかなように、

ΔＷ＝Δｔ／τ　――――――――――(5)

上記の(4) 式と、(5) 式から、

Δω＝ｆΔｔ＝ｋ・Δｔ／（τ・Ｎ）＝ｋ・ΔＷ・１／Ｎ＝ΔＷ・ｋ／Ｎ―(6) 上記 (6) 式を実現するため、図２のΔＷ演算手段 4でΔｔをτで除してΔＷを求め、ｋ発生手段 5で、上記周波数インデックスｋを発生して、ｋ乗算手段 6で、ΔＷに上記周波数インデックスｋを乗算して、ΔＷ・ｋを求め、Ｎ乗算手段 7で、上記ΔＷ・ｋをＮで除すことで、上記 (6)式のΔωを求めることができる。このΔωを用いて、γ演算手段 8により、前述の位相補正データγ＝ｅｘｐ（ｊ２πΔω）を求めることができると、前述の (3)式により、遅延時間Δｔ分の補正をしたフーリエ変換を行うことができる。

【００３１】

上記γ演算手段 8で、Δωより、位相補正データγの値を求める場合、各Δωの小数点以下の値に対するγの値をテーブルにしたルックアップテーブルを用いることにより、短時間に、Δωよりγを求めることができる。上記Δωは位相回転値で、前述のように０～１の値を、０～２πで表しているので、小数点以下の値をとればよい。又、小数点以下の値のみでよいため、メモリの容量も少なくすることができる。

【００３２】

次に、上記周波数インデックスｋを求めるｋ発生手段 5について、以下に説明する。上記

離散的フーリエ変換の演算速度を高速化するのに、通常、高速フーリエ変換(FFT) の手法が用いられる。

【００３３】

上記高速フーリエ変換のアルゴリズムについては、文献「“高速フーリエ変換入門",“高速フーリエ変換(FFT) の使い方",安居院猛著，廣済堂産報出版」に詳しく記載されているので、ここでは、その詳細は省略するが、本願発明に関連する部分について、その要点を以下に示す。

【００３４】

高速フーリエ変換(FFT) の手法には、種々の方法が提案されているが、ここでは、説明の便宜上、最も基本的な基数２の高速フーリエ変換の手法の内、時間的間引きによる手法を基に、上記周波数インデックスｋの発生方法を説明する。

【００３５】

高速フーリエ変換における高速化は、より少ないデータ数に対する離散的フーリエ変換を繰り返し提要して、全体の離散的フーリエ変換を求める手法であり、上記基数２の高速フーリエ変換は、最も簡単にフーリエ演算、具体的には、所謂バタフライ演算が行える２つのデータに対する離散的フーリエ変換を繰り返す手法である。

【００３６】

図５は、基数２の高速フーリエ変換を説明する図であり、具体的には、サンプル値データの数Ｎ＝８の場合の高速フーリエ変換での手法を示している。

図示されているように、ここでは、全ての演算が、２項間の、所謂たすき掛け構成の演算によって成り立っており、このたすき掛け演算は、基数２の高速フーリエ変換における基本演算，又は、上記バタフライ演算と呼ばれているものである。

【００３７】

例えば、第１段目の最上段の基本演算は、g(0)と、g(4)との演算｛ここで、g(0),g(4) の“0",“4" が、前述の周波数インデックスｋに対応している｝であり、第２段目では，図示のP_0とR_0,P_1 とR_1,Q_0 とS_0，および Q_1 とS_1との演算であり、更に、第３段目では、E_0とH_0,E_1 とH_1，―などの基本演算から構成されている。

【００３８】

このように、高速フーリエ変換(FFT) においては、データの並べ換え操作を行う必要がある。（図５参照）

図６は、ビットリバース方法による、上記周波数インデックスｋを求める手法を示した図である。

【００３９】

上記図５の例では、サンプル値データg(n)は、
g(0),g(4),(g2),g(6),g(1),g(5),g(3),g(7) の順序に並び替えられる。このように並び換えておけば、段数により定まる基本演算対に対する、上記基本演算を施すことにより、最終結果は、最上段が直流成分 G_0 に、次に、基本成分 G_1,そして、周波数の順に、高調波 $G_{n(=7)}$ が整列することになる。

【００４０】

このように、最終結果を周波数の順に整列するように高速フーリエ変換を行う為には、入力データの並び換えが必要となるが、この並べ換え操作の例を示したものが、上記図６である。

【００４１】

この並べ換え操作は、ｎ番目のデータ g(n) において、ｎが２進数 b_1,b_2，―,b_i と表示された場合、２進数で前後のビット符号を入れ換えた b_i ,b_{i-1},―，b_2,b_1 となる番号へ移動する、所謂ビットリバースの方法で簡単に行うことができる。

【００４２】

このビットリバース（ビット入れ換え）の方法で求めたサンプル値データg(n)の順序が、前述の周波数インデックスｋである。

前述の (6)式から明らかなように、Δω＝ｆΔｔ＝ｋ・Δｔ／（τ・Ｎ）＝ｋ・ΔＷ・１

／Ｎ＝ΔＷ・ｋ／Ｎである。但し、サンプル値データＮ＝2^{n} とするサンプル値データＮは、ｎビットからなるデータとなる。

【００４３】

ここで、Δω＝ｋ・ΔＷ／2^{n} とすると、

Δω＝（ｋ・2^{14-n}）・ΔＷ／2^{14}――――――――――――(6)

と変換される｛但し、ビットリバース用のカウンタとして、最高16K 点の高速フーリエ変換(FFT) を想定した場合、上記ビットリバース演算用のカウンタは、14ビットカウンタとなる｝ので、14ビットからなるカウンタをビットリバースすることで、ΔＷとの乗算結果を、高速フーリエ変換の点数Ｎに関係なく１４ビット右シフト｛即ち、(6) 式で2^{14}で除する）して、Δωを求めることができる。

【００４４】

ここで、例えば、２５６（2^{8})点の高速フーリエ変換(FFT) の場合を考えると、図３に示したように、14ビットカウンタの上位６ビットは、常に“０”である。そこで、このカウンタを全ビット反転して、上記周波数インデックスｋを求めると、下位６ビットに“０”が入るため、周波数インデックスｋを2^{6} 倍（ｋ・2^{14-8}）していることになる。

【００４５】

つまり、カウンタ値を、高速フーリエ変換(FFT) の点数Ｎに関係なく、全ビット反転することで、Ｋ・2^{14-n}が得られるため、そのあとの演算は、上記式(6) に示したように演算が行うこと、即ち、上記１４ビット右シフトすることでΔωを求めてもよいし、上記１４ビット右シフトすることなく、上記ビットリバースした状態で、その最上位ビットに、小数点があるものとして、Δωを求めるようにしてもよい。

【００４６】

このようにシフト処理を行わない方法を採用することで、少ないハードウェア量で、Δωを求めることができる。

このように、本発明によれば、基準信号と、Δｔの時間遅延をもった信号とを別々にフーリエ変換した後、周波数領域で位相補正を行う処理となるため、サンプリング周期τ以下のような遅延時間の補正でも精度よく行うことができる効果がある。又、周波数インデックスｋを高速フーリエ変換(FFT) の点数Ｎで除する演算を、最高の高速フーリエ変換点数Ｎ＝2^{m} を想定したｍビットカウンタをビットリバースするだけで求める手法を用いることにより、少ないハードウェアで、上記遅延時間の補正を行うことができるようになる。

【００４７】

【実施例】

以下本発明の実施例を図面によって詳述する。前述の図１～図３は、本発明の原理構成図であり、図４は、ｇ（ｔ－Δｔ）とｇ（ｔ）との関係を説明する図であり、図５は、基数２の高速フーリエ変換を説明する図であり、図６は、ビットリバース方法による周波数インデックスｋを求める手法を示した図であり、図７～図９は、本発明の一実施例を示した図であって、図７は全体の構成例を示し、図８は、遅延補正部の詳細を示し、図９は、相関データ演算装置の構成例を示しており、図１０～図１２はビットリバース装置の実施例を示した図であって、図１０はシフタを使用した場合の構成例を模式的に示し、図１１は、シフタを使用しない場合の構成例を示し、図１２は、その実施例を示している。

【００４８】

本発明においては、ディジタル信号を離散フーリエ変換したときの遅延時間補正装置において、ディジタル信号に対するサンプリング周期をτとし、サンプリング点をｔ＝－Δｔ，τ－Δｔ，・・・，（Ｎ－１）τ－Δｔとした合計Ｎ個のサンプル値ｇ（－Δｔ），ｇ（τ－Δｔ），・・・，ｇ（（Ｎ－１）τ－Δｔ）に対して離散フーリエ変換して、周波数成分Ｇ’（ｆ）＝Ｇ（ｆ）・ｅｘｐ（－ｊ２πｆΔｔ）を得るフーリエ変換部 1と、位相補正データγ＝ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）を算出する位相補正算出部 2と、前記Ｇ’（ｆ）と、前記位相補正データγとを乗算する位相補正乗算部 3が、本発明を実施するのに必要な手段である。尚、全図を通して同じ符号は同じ対象物を示している。

【００４９】

以下、図１～図６を参照しながら、図７～図１２によって、本発明の離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置の構成と動作を説明する。
先ず、図７において、入力されるサンプル値データを、ｇ（ｔ）からＤだけ進んだｇ（ｔ－Ｄ）とする。これは、ｇ（ｔ－Ｄ）を基準にすると、ｇ（ｔ）はＤだけ遅れたデータということになる。
【００５０】
そして、Ｄ＝t0＋Δｔとし、t0はサンプル周期τの整数倍、具体的には、τ，２τ，―，（Ｎ－１）τとし、Δｔは、１高速フーリエ変換(FFT) の周期の間変化しない値とする。
【００５１】
時間軸での遅延補正部 11 では、時間軸上で、上記 t0 の補正を行う。これは、τの整数倍の時間遅延は、この遅延補正部 11 で補正することを意味する。具体的には、図８に示した先入れ先だし(FIF0)バッファ 20 を利用して、補正対象となるデータを、上記先入れ先だし(FIF0)バッファ 20 に書き込み、所定の遅延時間（τの整数倍）後に、順次読み出すことにより、ｇ（ｔ－Ｄ）（Ｄ＝t0＋Δｔ）のデータよりt0だけ遅延したｇ(t－Δｔ）のデータを得ることができる。
【００５２】
以後の遅延処理では、上記サンプル周期τより短いΔｔの遅延を補正することになる。
そこで、図７のＦＦＴ部 12 では、上記t0の補正が行われたｇ（ｔ－Δｔ）を高速フーリエ変換法によってフーリエ変換を行う。
【００５３】
前述の図４では、上記ｇ（ｔ－Δｔ）と，ｇ（ｔ）との関係を示している。サンプリング点は、ｔ＝－Δｔ，τ－Δｔ，・・・，（Ｎ－１）τ－Δｔの合計Ｎ個であり、そのサンプル値は、それぞれ、ｇ（－Δｔ），ｇ（τ－Δｔ），・・・，ｇ（（Ｎ－１）τ－Δｔ）となる。
【００５４】
ｇ（ｔ－Δｔ）を基準とすると、ｇ（ｔ）は、図４からも明らかなように、Δｔだけ遅延した位置の値である。サンプリング点は、時刻（ｔ－Δｔ）であるのでｇ（ｔ－Δｔ）の値は得られるが、ｇ（ｔ）の値は得られない。
【００５５】
そこで、本発明では、前述の数式(2),(3) で示した理論により、ｇ（ｔ－Δｔ）に対してフーリエ変換を行い、その周波数成分Ｇ’（ｆ）を、上記ＦＦＴ部 12 で得る。前述のように、図４において、ΔＷはΔｔに対応し、ΔＷはサンプル周期τに対するΔｔの割合、ΔＷ＝Δｔ／τを表している。従って、Δｔを０≦Δｔ≦τとすれば、ΔＷは、０≦ΔＷ≦１である。
【００５６】
上記のように求めたＧ’（ｆ）は、次の位相補正乗算部 14 において、位相補正データ計算部 13 で求めた位相補正データγ＝ｅｘｐ（ｊ２πΔω）と乗算されることで、所望のフーリエ変換後の周波数成分Ｇ（ｆ）を得ることができる。
【００５７】
図７に示した、上記位相補正データ計算部 13 では、入力Δｔを除算器 15 でτで除してΔＷを得る。このΔＷに、前述の作用欄で詳細に説明したｋ発生部 5、具体的には、後述するように、例えば、所定のＦＦＴ点数Ｎ＝2^n の場合には、最高ＦＦＴ点数Ｎ＝2^m に対応したｍビットカウンタをビットリバースして、ｍ－ｎビットシフトする手段で、周波数インデックスｋを求めることができるので、上記ΔＷと、乗算器 6で乗算して、ΔＷ・ｋを得る。
【００５８】
次に、上記ΔＷ・ｋをシフタ 7を通して全サンプル点数Ｎ(=2^n) で割ることで、前述のΔωを得る。具体的には、Ｎ＝2^n で表されるようにすると、上記の除算は、シフタ 7で実現することができる。
【００５９】

上記位相補正データ計算部 13 における位相補正データメモリ 19 は、各Δωの小数点以下の値に対して、γ＝ｅｘｐ（ｊ２πΔω）の値をルックアップテーブルの形で格納されているので、上記Δωの小数点以下の値に対するγの値を、ルックアップテーブルに対する読み出しで、位相補正データγを得ることができる。

【００６０】

前述のように、上記位相補正乗算部 14 は、ＦＦＴ部 12 で求められたＧ’（ｆ）の値に、上記位相補正データγを乗ずることにより、所望のＧ（ｆ）を得る。Ｇ（ｆ）は、ｇ（ｔ）に対して離散的にフーリエ変換して得られた周波数成分である。

【００６１】

図９は、上記の実施例を用いて、遅延時間が異なる信号の相関を求める場合を示している。基準信号ｈ（ｔ）に対して、被相関信号ｇ（ｔ－Ｄ）は、Ｄだけ時間が進んでいる信号である。

【００６２】

このｇ（ｔ－Ｄ）は、本実施例の遅延時間補正装置 30 でフーリエ変換後、位相補正を行いＧ（ｆ）を得て、上記基準信号ｈ（ｔ）をＦＦＴ部 32 でフーリエ変換したＨ（ｆ）と、相関部 31 とで相関を取る。

【００６３】

精度よく遅延時間のあったデータの相関を求めることにより、複数セグメントに渡って、各周波数領域についての相関を取り累積することで、雑音に埋もれた信号など、S/N 比の低い微弱信号、例えば、電波信号などの検出及び解析を精度よく行うことができる。

【００６４】

上記の図７で示した位相補正データ計算部 13 においては、ΔＷ・ｋをシフタ 7でｎビットシフトすることで、FFT 点数Ｎ(=2^n）による除算、即ち、ΔＷ・Ｋ／Ｎを実現した例で説明したが、この実施例では、ｋ発生部 5と、乗算器 6と、シフタ 7を必要とし、ハードウェア量が大きくなるという問題が残る。

【００６５】

この方法は、図３で説明したように、最高ＦＦＴ点数Ｎ（＝2^{14}＝16K 点）のフーリエ変換を求める為の、前述の周波数インデックスｋを求める場合、作用欄で詳細に説明したように、１４(=m)ビットのカウンタを設けておき、例えば、ＦＦＴ点数Ｎ（＝2^8 =256点）の周波数インデックスｋを求めるときには、図１０に示したように、上記１４(=m)ビットのカウンタをビットリバースして、「m-n=14-8=6」ビットのシフトをすることで、上記周波数インデックスｋを求め、、更に、n=８ビットシフトすることで、ｋ／Ｎを求める手法を利用している。

【００６６】

然しながら、図１１に示したように、上記１４ビットカウンタをビットリバースして、その儘のデータ形式の最上位ビットの前に、小数点があるものとすると、図１０で説明したようなシフト動作をすることなく、即ち、図７で説明したシフタ 18 を設けることなく、上記ｋ／Ｎを求めることができることが分かる。

【００６７】

図１２は、上記の点に着目して、ΔＷ・ｋ／Ｎを求める場合の実施例を示したものである。

総ＦＦＴ点数Ｎ（＝2^m）のｍビットカウンタ 21 を設けて、例えば、サンプリングクロックでカウントする。

【００６８】

このカウンタ 21 を、次のビットリバース部 22 、具体的には、図１２に示したビットリバース部 22 をワイヤで実現する。

今のＦＦＴ点数Ｎ（＝2^n）であると、全ビットのビットリバースした値の下位ｍ－ｎビットは、常に、“０”となる。そこで、本発明においては、ビットリバース部 22 で、上記カウンタ 21 の全ビットをビットリバースした値の最上位ビットの左に、小数点があるものとして、上記ビットリバース部 22 の値を取り出すことで、上記ｋ／Ｎの演算を実現

するこきができる。このビットリバース部 22 から求められたｋ／Ｎに乗算器 23 でΔＷと乗算することで、上記Δωを求めることができる。

【００６９】

従って、本実施例を使用することで，図７で説明した位相補正データ計算部 13 の、ｋ発生部 5と、乗算器 6と、シフタ 7の部分を、図１２に示したカウンタ 21 と、ワイヤ接続のみで実現したビットリバース部 22 の乗算器 23 に置き換えることができ、ｋ発生部でのｎ－ｍビットのシフタと、シフタ 7等を削減することができ、ｋ／Ｎを、簡単で、回路規模の小さい回路で得ることができる効果が得られる。

【００７０】

【発明の効果】

以上、詳細に説明したように、本発明の離散フーリエ変換値の遅延時間補正装置によれば、図７からも明らかなように、被相関信号ｇ（ｔ－Ｄ）をフーリエ変換した後、γ＝ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）で示される位相補正データを乗算するという、周波数領域での位相補正を行うため、Δｔといったサンプリング周期τ以下のような遅延時間の補正でも、精度よく遅延時間の補正を行うことができる効果がある。

【００７１】

又、上記γ＝ｅｘｐ（ｊ２πｆΔｔ）＝ｅｘｐ（ｊ２πΔω）で示される位相補正データを作成する際、最高ＦＦＴ点数Ｎ（＝２^{m}）に対応したｍビットのカウンタと、該カウンタをワイヤ接続でビットリバースするビットリバース部を設けて、そのビットリバース部の出力値の最上位ビットの前に、小数点があるものとして、ＦＦＴ点数Ｎ（＝２^{m}）に対応するｋ／Ｎの値を求めるようにすることで、簡単で、回路規模の小さい回路で、ｋ／Ｎを求めることができる効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明の原理構成図（その１）

【図２】本発明の原理構成図（その２）

【図３】本発明の原理構成図（その３）

【図４】ｇ（ｔ）とｇ（ｔ－Δｔ）との関係を説明する図

【図５】基数２の高速フーリエ変換を説明する図

【図６】ビットリバース方法による周波数インデックスｋを求める手法を示した図

【図７】本発明の一実施例を示した図（その１）

【図８】本発明の一実施例を示した図（その２）

【図９】本発明の一実施例を示した図（その３）

【図１０】ビットリバース装置の実施例を示した図（その１）

【図１１】ビットリバース装置の実施例を示した図（その２）

【図１２】ビットリバース装置の実施例を示した図（その３）

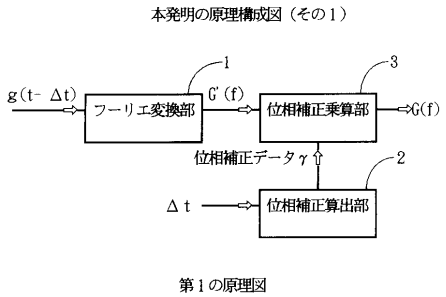
【図１３】２つのパラボラアンテナで受信した電波の信号処理を説明する図

【符号の説明】

1	フーリエ変換部	2	位相補正算出部
3	位相補正乗算部	4	ΔＷ演算手段
5	ｋ発生手段，ｋ発生部	6	ｋ乗算手段
7	Ｎ除算手段（シフタ）	8	γ演算手段
11	時間軸での遅延補正部		
12,32	ＦＦＴ部	13	位相補正データ計算部
14	位相補正乗算部	15	除算器
23	乗算器		
19	位相補正データメモリ		
20	先入れ先出し(FIF0)バッファ		
21	ｍビットカウンタ，カウンタ		
22	ビットリバース部		
30	遅延時間補正装置	31	相関部

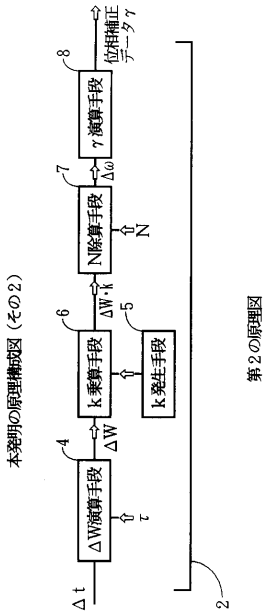
Ｎ　　ＦＦＴ点数，サンプル点数
Ｇ（ｆ）　　基準データの周波数成分
Ｇ’（ｆ）　Δｔ遅延したデータの周波数成分
γ　　位相補正データ
ｇ（ｔ）　　サンプル値
ｋ　　周波数インデックス
Δｔ　　遅延時間
ΔＷ　　遅延残差
Δω　　位相回転角
ｆｓ　　サンプリング周波数
τ　　サンプル周期，サンプリング周期
Δｆ　　周波数チャネルの間隔（フーリエスペクトルの基本成分）

【図１】



第１の原理図

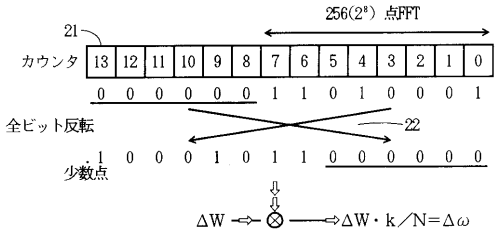
【図２】



第２の原理図

【図３】

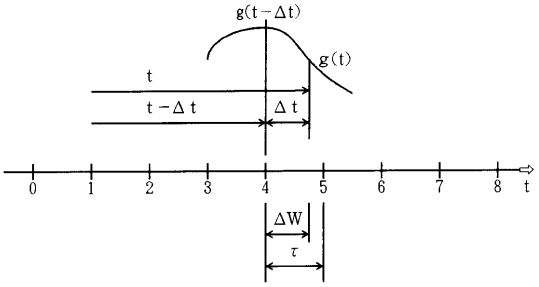
本発明の原理構成図（その３）



第３の原理図

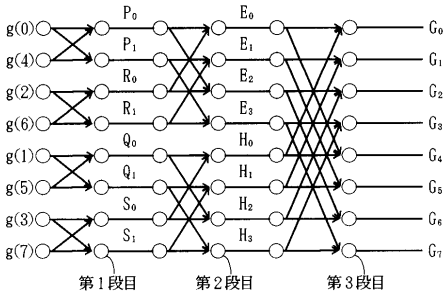
【図４】

ｇ（ｔ）とｇ（ｔ－Δｔ）との関係を説明する図



【図５】

基数２の高速フーリエ変換を説明する図



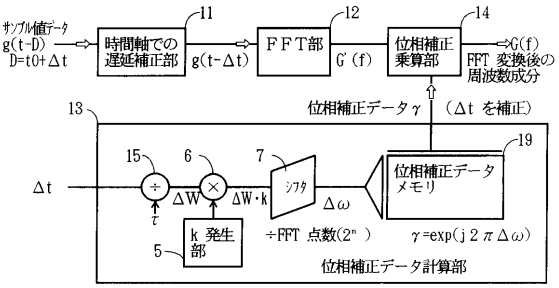
【図６】

ビットリバース方法による周波数インデックスｋを求める手法を示した図

入力並び	２進表示	ビット入れ換え	データ並び（周波数ｲﾝﾃﾞｯｸｽk）
0	0 0 0	0 0 0	0
1	0 0 1	1 0 0	4
2	0 1 0	0 1 0	2
3	0 1 1	1 1 0	6
4	1 0 0	0 0 1	1
5	1 0 1	1 0 1	5
6	1 1 0	0 1 1	3
7	1 1 1	1 1 1	7

【図７】

本発明の一実施例を示した図（その１）



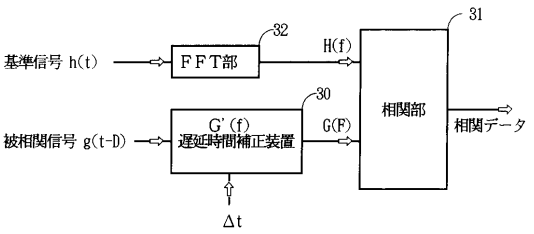
【図８】

本発明の一実施例を示した図（その２）



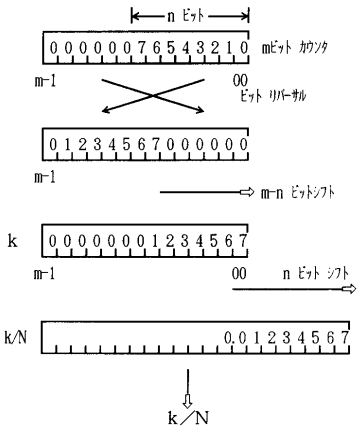
【図９】

本発明の一実施例を示した図（その３）



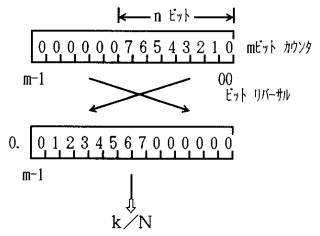
【図１０】

ビットリバース装置の実施例を示した図（その１）



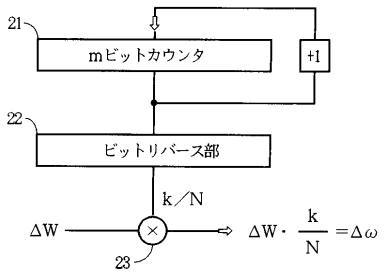
【図１１】

ビットリバース装置の実施例を示した図（その２）



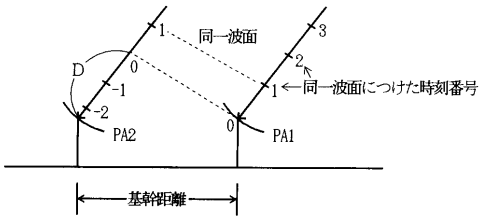
【図１２】

ビットリバース装置の実施例を示した図（その３）

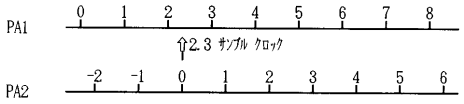


【図１３】

２つのパラボラアンテナで受信した電波の信号処理を説明する図



(a)



(b)

フロントページの続き

(72)発明者　久保　慎一
神奈川県川崎市中原区上小田中１０１５番地　富士通株式会社内

審査官　鳥居　稔

(56)参考文献　特開平０４－１０５０８１（ＪＰ，Ａ）
特開昭６２－２３３７８１（ＪＰ，Ａ）
実開平０５－０６３５０９（ＪＰ，Ｕ）
佐川雅彦，外1名，高速フーリエ変換のアルゴリズム，科学技術出版社，１９８９年　4月２５日，初版，ｐ．９１－９５

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
G01R 23/16
G01S　3/14
G06F 17/10-14