

(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2018-174381

(P2018-174381A)

(43) 公開日 平成30年11月8日(2018.11.8)

(51) Int.Cl.		F I		テーマコード (参考)
HO4L 27/26 (2006.01)		HO4L 27/26	420	5J070
HO4J 13/16 (2011.01)		HO4J 13/16		
GO1S 13/28 (2006.01)		GO1S 13/28	210	

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2017-69956 (P2017-69956)
 (22) 出願日 平成29年3月31日 (2017. 3. 31)

(71) 出願人 598015084
 学校法人福岡大学
 福岡県福岡市城南区七隈8丁目19番1号
 (74) 代理人 100116573
 弁理士 羽立 幸司
 (74) 代理人 100136180
 弁理士 羽立 章二
 (72) 発明者 香田 徹
 福岡県福岡市城南区七隈8丁目19番1号
 学校法人福岡大学内
 (72) 発明者 大橋 正良
 福岡県福岡市城南区七隈8丁目19番1号
 学校法人福岡大学内
 Fターム(参考) 5J070 AB07 AH04 AK04 AK22

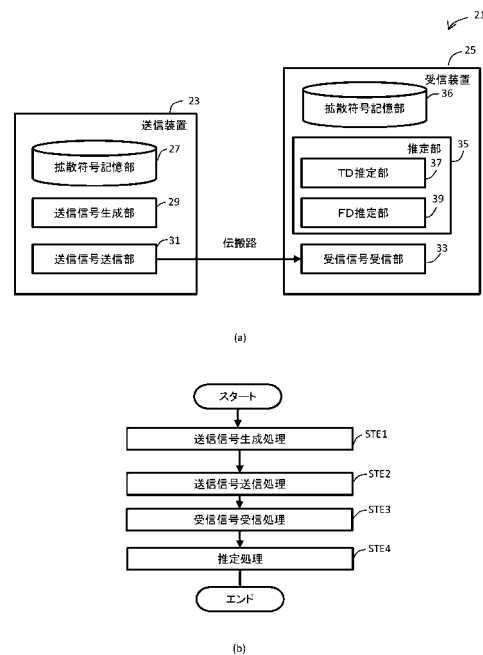
(54) 【発明の名称】 信号処理システム、受信方法及びプログラム

(57) 【要約】

【課題】 拡散符号を用いて変調する場合に、単純に伝搬路による位相歪みによる補償のみを行うよりも効率のよい無線通信を実現することが可能な信号処理システム等を提供する。

【解決手段】 送信装置23では、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する。受信装置25では、推定部35が、送信信号を受信して得られた受信信号において、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いた2次元位相変調に起因して生じた位相歪みを補償する。ここで、TD推定部37とFD推定部39は、それぞれ、2次元位相変調による位相歪みを補償してドップラシフト f_D と遅延時間 t_d の最尤推定値を得る。推定部35は、TD推定部37とFD推定部39による、一方での最尤推定値を他方が用いて交互に更新することにより、ドップラシフト f_D 及び遅延時間 t_d を推定する。

【選択図】 図7



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

2次元位相変調を用いた信号処理システムであって、
 送信部と、受信部を備え、
 前記送信部は、
 時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する送信信号生成手段と、
 前記送信信号を送信する送信信号送信手段を備え、
 前記受信部は、
 前記送信信号を受信して受信信号を得る受信信号受信手段と、
 前記受信信号における位相歪みを補償する補償手段を備え、
 前記補償手段は、前記時間拡散符号及び前記周波数拡散符号を用いた前記2次元位相変調による位相歪みを補償する、信号処理システム。

10

【請求項 2】

前記送信部において、前記送信信号生成手段は、前記2次元位相変調により、データ多重化及び/又はチップ多重化を行い、
 前記受信部において、前記補償手段は、前記データ多重化及び/又は前記チップ多重化による位相歪みを補償する、請求項1記載の信号処理システム。

【請求項 3】

2次元位相変調を用いた信号処理システムであって、
 送信部と、受信部を備え、
 前記送信部は、
 時間と周波数との対称性を満たす時間シフト及び周波数シフトを行うシフト演算子を用いて事前にオフセットを施し、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する送信信号生成手段と、
 前記受信部に対して前記送信信号を送信する送信信号送信手段を備え、
 前記受信部は、
 伝搬路を経た前記送信信号を受信して受信信号を得る受信信号受信手段と、
 前記2次元位相変調による位相歪みを補償して前記伝搬路における遅延時間 t_d 及びドップラーシフト f_D を推定する推定手段を備え、
 前記推定手段は、
 前記2次元位相変調による位相歪みを補償して前記ドップラーシフト f_D の最尤推定値を得るTD推定手段と、
 前記2次元位相変調による位相歪みを補償して前記遅延時間 t_d の最尤推定値を得るFD推定手段を備え、
 前記推定手段は、前記TD推定手段と前記FD推定手段による、一方での最尤推定値を他方が用いて交互に更新することにより、前記遅延時間 t_d 及び前記ドップラーシフト f_D を推定する、信号処理システム。

20

30

【請求項 4】

時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して生成された送信信号を受信する受信方法であって、
 補償手段が、前記送信信号を受信して得られた受信信号において、前記時間拡散符号及び前記周波数拡散符号を用いた前記2次元位相変調による位相歪みを補償する補償ステップを含む受信方法。

40

【請求項 5】

時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して生成された送信信号を受信する受信装置において、コンピュータを、
 前記送信信号を受信して得られた受信信号において、前記時間拡散符号及び前記周波数拡散符号を用いた前記2次元位相変調による位相歪みを補償する補償手段として機能させるためのプログラム。

50

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、信号処理システム、受信方法及びプログラムに関し、特に、受信部が、伝搬路に起因する位相歪みに加えて、送信部が行った2次元位相変調に起因する位相歪みをも補償する信号処理システム等に関する。

【背景技術】

【0002】

特許文献1にあるように、発明者らは、連続時間に関して時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調について研究・開発してきた。

【0003】

特許文献2には、スペクトル拡散された探知電波を用いて物体を探知する周波数拡散型レーダ装置が記載されている。

【0004】

また、無線通信などの技術分野において、時間領域 (Time Domain: TD) 及び周波数領域 (Frequency Domain: FD) で均等分割して、無重畳 (non-overlapping) 多重化 (Multiple Access: 多重接続) (FDMA、TDMA) することが行われている。例えばCDMA (Code Division Multiple Access) は、拡散符号 (Spread Spectrum code: SS code) を利用する。また、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple) は、パルス波形の直交関係を重視したものである。CDMAは、第3世代移動通信システムで広く使用された。その後、OFDMが採用され、第4世代移動通信システムと呼ばれている。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0005】

【特許文献1】特開2016-189500号公報

【特許文献2】特許第5291267号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

無線通信の技術分野では、一般に、OFDM等を前提に、厳密な直交性等を重視して議論がなされている。しかしながら、受信装置において、伝搬路 (遅延時間及びドップラーシフト) に関する位相歪みが生じることは知られているものの、他の位相歪みが生じていることは、ほとんど知られていない。そのため、伝搬路による位相歪みは補償されているが、他の要因による位相歪みは補償されていない。OFDMは、現在は広く利用されているが、今後、より高い性能が求められれば、時間揺らぎや周波数揺らぎで直交性が崩れ、同期が難しくなるであろう。そのため、OFDM等を単純に拡張しても、圧倒的に性能が高い無線通信を実現することは困難であると予想される。

【0007】

また、特許文献2は、一般に (1次元) 「圧縮レーダ」と呼ばれるものである。時間分解能を上げるために広帯域化し、遅れ時間推定精度は向上するが、ドップラーシフトに弱くなる。

【0008】

このように、無線通信やレーダ装置の性能を向上させるために時間拡散符号や周波数拡散符号を使おうとしても、性能向上には限界があるように漠然と感じられた。しかしながら、その問題を的確に把握することすら困難であり、ましてや、その問題の解決する糸口すらも見いだせていない状況であった。

【0009】

そこで、本発明は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて「2次元圧縮処理」を実現する場合に、単に伝搬路による位相歪みによる補償のみを行うよりも性能のよい無線通信を実現することが可能な信号処理システム等を提供することを目的とする。

10

20

30

40

50

【課題を解決するための手段】

【0010】

本願発明の第1の観点は、2次元位相変調を用いた信号処理システムであって、送信部と、受信部を備え、前記送信部は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する送信信号生成手段と、前記送信信号を送信する送信信号送信手段を備え、前記受信部は、前記送信信号を受信して受信信号を得る受信信号受信手段と、前記受信信号における位相歪みを補償する補償手段を備え、前記補償手段は、前記時間拡散符号及び前記周波数拡散符号を用いた前記2次元位相変調による位相歪みを補償するものである。

【0011】

本願発明の第2の観点は、第1の観点の信号処理システムであって、前記送信部において、前記送信信号生成手段は、前記2次元位相変調により、データ多重化及び/又はチップ多重化を行い、前記受信部において、前記補償手段は、前記データ多重化及び/又は前記チップ多重化による位相歪みを補償するものである。

【0012】

本願発明の第3の観点は、2次元位相変調を用いた信号処理システムであって、送信部と、受信部を備え、前記送信部は、時間と周波数との対称性を満たす時間シフト及び周波数シフトを行うシフト演算子を用いて事前にオフセットを施し、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する送信信号生成手段と、前記受信部に対して前記送信信号を送信する送信信号送信手段を備え、前記受信部は、伝搬路を経た前記送信信号を受信して受信信号を得る受信信号受信手段と、前記2次元位相変調による位相歪みを補償して前記伝搬路における遅延時間 t_d 及びドップラーシフト f_D を推定する推定手段を備え、前記推定手段は、前記2次元位相変調による位相歪みを補償して前記ドップラーシフト f_D の最尤推定値を得るTD推定手段と、前記2次元位相変調による位相歪みを補償して前記遅延時間 t_d の最尤推定値を得るFD推定手段を備え、前記推定手段は、前記TD推定手段と前記FD推定手段による、一方での最尤推定値を他方が用いて交互に更新することにより、前記遅延時間 t_d 及び前記ドップラーシフト f_D を推定するものである。

【0013】

本願発明の第4の観点は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して生成された送信信号を受信する受信方法であって、補償手段が、前記送信信号を受信して得られた受信信号において、前記時間拡散符号及び前記周波数拡散符号を用いた前記2次元位相変調による位相歪みを補償する補償ステップを含むものである。

【0014】

本願発明の第5の観点は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して生成された送信信号を受信する受信装置において、コンピュータを、前記送信信号を受信して得られた受信信号において、前記時間拡散符号及び前記周波数拡散符号を用いた前記2次元位相変調による位相歪みを補償する補償手段として機能させるためのプログラムである。

【0015】

なお、本願発明を、第5の観点のプログラムを定常的に記憶するコンピュータ読み取り可能な記録媒体として捉えてもよい。

【発明の効果】

【0016】

拡散符号を導入すれば多重化等を容易に実現することができる。しかしながら、発明者は、連続時間の結果を離散時間型に改めて、拡散符号の導入に伴い位相歪みが発生するという欠点があること、さらに、これは非可換演算子の群演算によるものであって受信装置にまで伝搬するため、受信装置において正確な補償が必要であることを見出した。

【0017】

従来、特に無線通信技術において、伝搬路による位相歪みは知られているものの、それ

10

20

30

40

50

以外に起因する位相歪みは、ほとんど知られていない。また、従来は、このような位相歪みの一部が「-1のべき乗の掛け算」として現れ、絶対値をとることにより「1の掛け算」となり、処理に影響はないために、この位相歪みが補償されなかったと考えられる。

【0018】

今後、性能の向上を図るためには、伝搬路に起因する位相歪み以外の位相歪みにも着目する必要が生じている。しかしながら、従来、その補償の必要性がないために、その位相歪みの存在も補償の必要性も認識されておらず、突如、原因不明の性能向上の制約が具現化し、混乱が生じている。

【0019】

本願発明の各観点によれば、受信部において、拡散符号を用いた2次元位相変調により生じる位相歪みを補償することにより、例えば、無線通信分野では更に厳密な同期を実現したり、レーダの技術分野では対象物に送信信号を照射して対象物より受信信号を得て高い精度で位置推定したりするように、高い性能の信号処理を実現できる。特に、本願発明の第2の観点にあるように、拡散符号によるデータ多重化及び/又はチップ多重化による位相歪みを補償して、高い性能の信号処理を実現することができる。これは、歴史的に見れば、ニュートン力学の限界を量子力学で解明し、さらに発展させたのと同様の状況である。

【0020】

さらに、本願発明の第3の観点によれば、OFDM等の単純な拡張では同期が困難な場合でも、位相歪みを適切に補償することにより同期を実現できる。さらに、時間と周波数との対称性を利用して受信装置が交互更新を行って、例えばフィルタバンクを利用して実現するように、容易に同期を実現できる。例えば、伝搬路の未知パラメータ(遅延時間及びドップラシフト)の推定を行い、推定終了段階でデータの復号が実現される、同期機能と復号機能を兼備した受信部を有する無線通信を実現することができる。

【0021】

本願発明は、2次元拡散符号の新たな活用法を見出した点がユニークである。すなわち、1)多重化による位相歪みの発生を利用した情報埋め込み法と、2)その埋め込まれた多種信号の位相歪み補償によるパラメータ推定法を見出した。これにより、他の情報を必要なく(すなわち、無情報で) t_D 、 f_D を推定可能とした(incoherent communicationを可能にした)。

【0022】

レーダ問題の遅延時間及びドップラシフトの未知パラメータの推定問題は、2次元パラメータ空間の何処に存在するかの特定に帰着される。例えば、図1(c)の 4×4 の時間幅 T 、帯域幅 F のデータを小分割した、 4×4 のチップ時間幅 $T_c = T/N$ 、チップ帯域幅 $F_c = F/N'$ のチップレベルの小矩形領域の2次元アドレスを指定することである。まず、2次元アドレスを付した、各矩形領域に2次元位相変調したチップ波形を割り当て、これらを無重畳に2次元拡散符号で一次結合した、広帯域波形(シグネチャと呼ぶ)をレーダ発射信号とする。さらに、例えばGaussian pulseを利用することにより、分離して演算を行うことができる。

【0023】

本願発明は、拡散符号によるデータ多重化及び/又はチップ多重化による位相歪みがアドレス固有であることに着目した。これは、周知の拡散符号の役割とは全く異なる。

【0024】

また、通常、時間領域(TD)に限定して議論されている。しかしながら、time-frequency symmetrical(TFS)が満たされるように、周波数領域(FD)でも対称的に取り扱い、TFSからの自然な帰結としてTDの議論をFDにまで拡張して平等に議論する。本願発明では、式展開及び図2~図5においてTDとFDで同時並行で議論している。この意味で、関数も装置も時間、周波数の変数関数がまさしくtwinの形で現れ、その実現例のフィルタバンクは、ツインフィルタバンクとなる。

【0025】

10

20

30

40

50

さらに、通常 n 行 n' 列の 2 次元アドレスの指定には、 NN' のオーダの手間が必要であるように見えるが、本願発明によるシグネチャ波形設計法は、 $N + N'$ のオーダの手間に削減している。行特定用の TD テンプレート波形の拡散符号による一次結合（無重畳和）が式 (23) の TD シグネチャ（その周波数双対：列特定用の FD テンプレート波形の拡散符号による一次結合（無重畳和）が式 (25) の FD シグネチャ）であり、両者は互いにフーリエ変換の関係にある。TD、FD の各々で N 、 N' 種の行、列特定（具体的には TD でドップラーシフト推定、FD で遅延時間推定）のためのパターンマッチングを行い、両者間でパラメタ推定値の情報を交換することにより、高効率・高精度の推定を可能とする。

【0026】

なお、提案法の相関器（TD の ambiguity 関数型の相互相関、式 (50)（その周波数双対：FD の相互相関、式 (51)）によるパターンマッチングは、統計学のパラメタ推定論での N 種信号検出用のマッチドフィルタ型の尤度関数と同一である。本願発明では、FD でもパターンマッチングを行うので、FD での N' 種信号検出用のマッチドフィルタ型の尤度関数を与えたことになる。2 個の未知数問題を 2 個の一未知変数問題に帰着させた、分割統治法は、von Neumann の交互射影定理（一方の尤度関数の最尤値の最大値を与えるパラメタ推定値を他方の尤度関数のパラメタ推定値に更新する）を援用することで、高効率にパラメタ推定精度を向上させている。

【0027】

受信部では、無重畳結合で発生した位相歪みを補償した相関器を設計してパラメタ推定できる。拡散符号長を長くすればパラメタ推定精度は向上するが、必要な周波数帯域幅は拡大し、観測時間も長くなる。これはパラメタ推定精度とのトレードオフの関係である。

【0028】

本願発明は、携帯電話の利用者の場所と移動速度を常に把握する必要がある無線通信の同期法に適用可能である。また、例えば送信装置が測定対象に信号を照射し、受信信号が測定対象からの信号を受信することにより、レーダ装置を実現することができる。このとき、送信部と受信部は、一つの装置で実現してもよい。

【図面の簡単な説明】

【0029】

【図 1】(a) TD、(b) FD、(c) ガボール分割の多重化と、(d) 対称的時間 - 周波数シフト演算子 $x(t)$ を示す。

【図 2】TD、FD の SS 符号を利用した TD シグネチャ $v[k]$ 及び FD シグネチャ $V[l]$ を生成する SFB を示す。

【図 3】 PP' 個の情報データを埋め込んだ或いは PP' 箇所の広範囲に存在し得る (t_d, f_D) を探索するための (a) TD 送信信号、(b) FD 送信信号を生成する SFB を示す。

【図 4】 PP' 個の情報データの復号或いは PP' 箇所の (t_d, f_D) の測距のための受信器で (a) TD 相関器アレイ、(b) FD 相関器アレイからなる AFB を示す。

【図 5】特定の場所 $p=(p, p')$ における (a) TD、(c) FD 相関器アレイの AFB と (b) ノイマンの APT に基づくパラメタの交互推定を行う情報交換及びパラメタ更新手続き、(d) ノイマンの交互更新射影定理の様子を示す。

【図 6】本願発明の実施の形態に係る信号処理システムの構成及び動作の一例を示す。

【図 7】本願発明の実施の形態に係る信号処理システムの構成及び動作の他の一例を示す。

【発明を実施するための形態】

【0030】

以下、図面を参照して、本願発明の実施例について述べる。なお、本願発明の実施の形態は、以下の実施例に限定されるものではない。

【実施例】

【0031】

まず、本願発明の理論的背景について説明する。図 1 は、(a) 時間領域 (TD)、(b) 周波数領域 (FD)、(c) ガボール分割 (Gabor division、TD-FD) の 3 種の多重化を

示す。図 1 (d) は、非可換特性 $x(t) = e^{-j\omega_0 t}$ を持つ対称的時間 - 周波数シフト演算子 $x(t)$ を示す。

【 0 0 3 2 】

例えばレーダ問題では、遅延時間及びドップラーシフトが未知で、これらの正確な測距が必要である。TD 及び FD の拡散符号を導入し、T 及び F を N 及び N' 均等分割したチップ単位の $T_c = T / N$ 及び $F_c = F / N'$ のマイクロセルを導入することにより、遅延時間及びドップラーシフトは、チップ単位 T_c 及び F_c の精度で求めることができる。このため、レーダの発射信号は、広帯域信号 $v(t)$ 及び $V(f)$ になる。

【 0 0 3 3 】

なお、同期には、単純には手間 $N + N'$ が必要になるように見える。しかしながら、同期が容易なように、TD、FD 信号 $v(t)$ 、 $V(f)$ には、それぞれ、その手がかりとなるテンプレート信号が N' 及び N 個埋め込まれている。そのため、手間 $N + N'$ に削減している。

【 0 0 3 4 】

N 、 N' 個の TD、FD の相関器アレイが、受信信号とテンプレートとのパターンマッチングを行う。各相関器は、パラメタ空間 (n, n') を直和分解したパラメタ部分空間で、それぞれの N 、 N' 個の部分空間に割り当てられるテンプレートとのテンプレートマッチングを行う。すなわち、パラメタ空間をアドレス (n 行目 ($1 \leq n \leq N$)、 n' 列目 ($1 \leq n' \leq N'$)) で指定された矩形領域に均等分割し、アドレスを特徴付けるために、 n 行目用のテンプレート (その周波数双対: n' 列目用のテンプレート) を設計する。さらに、これらのテンプレートと受信信号 (その周波数双対: そのフーリエ変換) とのテンプレート

【 0 0 3 5 】

拡散符号の導入には、多重化等の長所がある。最大の欠点は、符号による位相歪みが発生し、これに対する位相歪み補償が必要なことである。すなわち、 t_d 及び f_D の位相歪み $\exp(j\omega t_d)$ に引き続いて起こる多重化 (データレベル、チップレベル) に伴う位相歪み $\exp(j\omega T)$ 、 $\exp(\pm j\omega T_c)$ が生じる。受信側では、位相歪みに対する補償が必要になる。無線通信分野では、このような位相歪み補償は、しばしば無視されている。

【 0 0 3 6 】

以下では、具体的に説明する。

【 0 0 3 7 】

発明者は、これまで、連続時間に関して研究・発表を行ってきた (特許文献 1 参照)。式 (1) により連続時間変数と離散時間変数を対応させて、連続時間の結果を離散時間型に改める。さらに、式 (2) は、チップパルスの直交関係のためのものである。式 (3) は、L-point twiddle factor (回転因子) である。以下では、TD と FD との対称性を確認するため、両者を並行して議論する。

【 0 0 3 8 】

【 数 1 】

$$t \cong k\Delta t, T_c = M\Delta t, f \cong \ell\Delta f, F_c = M'\Delta f, T = NT_c = NM\Delta t, F = N'F_c = N'M'\Delta f \quad (1)$$

$$F_c = \frac{1}{T_c}, MM'\Delta t\Delta f = 1 \quad (2)$$

$$L = \frac{1}{\Delta t\Delta f} = MM', W = e^{-j2\pi\Delta t\Delta f} = e^{-\frac{j2\pi}{L}} \quad (3)$$

【 0 0 3 9 】

式 (4) 及び式 (5) は、それぞれ、波形 $z(t)$ の遅延時間 t_d 、ドップラーシフト f_D のエコー信号とそのフーリエ変換 (FT) である。これらの間には、 (t_d, f_D) に関する対称性がない。

【 0 0 4 0 】

少し工夫すると、式 (6) を得ることができる。式 (6) の第 1 式のフーリエ変換の括弧内の

関数と第3式は、それぞれ、式(7)の、TD関数 $z(t)$ 及びFD関数 $Z(f)$ に対する (t_d, f_D) の対称的時間・周波数シフト演算式の定義を与え、式(8)を与える(図1(d)参照)。

【0041】

しばらくは、簡単のため、単一のペア (t_d, f_D) を説明の対象とする。式(7)の指数関数の肩部の項 $-t_d/2$ 、 $-f_D/2$ は、無重畳重ね合わせ(non-overlapping superposition)法などで本質的な役割を果たす。まず、 $T_{t_d, f_D} z(t)$ 、 $J_{f_D, -t_d} Z(f)$ との間で (t_d, f_D) の対称性が成立する(TD信号中の t_d 、 f_D は、FD信号中の f_D 、 $-t_d$ と完全に対応する)。次に、2つの未知数 (t_d, f_D) の求解問題では、2個の関数 $z(t)$ 、 $Z(f)$ を用意することは当然のことである。式(7)の指数関数の肩部から緩やかな関数 $z(t)$ 、 $Z(f)$ に対し t_d (resp. f_D) を推定する場合、検出が容易な $Z(f)$ (resp. $z(t)$) を対象に並列処理して考察すべきこと等がわかる。

10

【0042】

【数2】

$$r_e(t; t_d, f_D) = z(t - t_d) e^{j2\pi f_D t} \quad (4)$$

$$R_e(f; t_d, f_D) = \mathcal{F}[z(t - t_d) e^{j2\pi f_D (t - t_d)}] e^{j2\pi f_D t_d} = Z(f - f_D) e^{j2\pi f_D t_d} \quad (5)$$

$$\mathcal{F}\left[z(t - t_d) e^{j2\pi f_D (t - \frac{t_d}{2})}\right] = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - t_d) e^{-j2\pi (f - f_D)(t - t_d)} dt \cdot e^{-j2\pi t_d (f - \frac{f_D}{2})} = Z(f - f_D) e^{-j2\pi t_d (f - \frac{f_D}{2})} \quad (6)$$

$$T_{t_d, f_D} z(t) \stackrel{\text{def}}{=} z(t - t_d) e^{j2\pi f_D (t - \frac{t_d}{2})}, \quad J_{f_D, -t_d}^f Z(f) \stackrel{\text{def}}{=} Z(f - f_D) e^{-j2\pi t_d (f - \frac{f_D}{2})} \quad (7)$$

$$J_{f_D, -t_d}^f = \mathcal{F} T_{t_d, f_D} \mathcal{F}^{-1} \quad (8)$$

20

【0043】

次に、式(9)を導入することにより、信号理論と量子力学を対応させる。

【0044】

【数3】

$$\left. \begin{array}{l} \text{位置 } q \quad \Leftrightarrow \quad \text{時間 } t \\ \text{運動量 } p \quad \Leftrightarrow \quad \text{周波数 } f \\ \text{波動関数 } \psi(q, t) \quad \Leftrightarrow \quad \text{時間(TD)信号 } s(t) \\ \text{運動量関数 } \phi(p, t) \quad \Leftrightarrow \quad \text{周波数(FD)信号 } S(f) \end{array} \right\} \quad (9)$$

30

【0045】

式(10)は、ヒルベルト空間の自己随伴演算子 Q 、 P に対する Heisenberg's Canonical Commutation Relation (CCR) である。ただし、 $\hbar / (2\pi)$ は、プランク定数である。Stone-von Neumann theorem は、式(10)を満たす演算子 Q 、 P が式(11)のシュレーディンガー表示が唯一であることを証明した。この理論によれば、Baker-Cambell-Hausdorff formula より、式(12)の演算子 Q 、 P に対する one parameter ユニタリ演算子により式(13)の Heisenberg's CCR の Weyl 形式が得られる。また、式(14)の von Neumann の two parameter 演算子により、式(15)の Weyl 形式が得られる。

【0046】

【数4】

40

$$QP - PQ = \sqrt{-1} \frac{\hbar}{2\pi} I \quad (10)$$

$$(Qf)(x) = xf(x), \quad (Pf)(x) = \sqrt{-1} f'(x), \quad f \in L^2(\mathbb{R}) \quad (11)$$

$$U(a) = e^{\sqrt{-1} a Q}, \quad V(b) = e^{\sqrt{-1} b P} \quad (12)$$

$$U(a)V(b) = e^{\sqrt{-1} ab} V(b)U(a) \quad (13)$$

$$S(a, b) = e^{-\frac{1}{2}\sqrt{-1} ab} U(a)V(b) \quad (14)$$

$$S(a, b)S(c, d) = e^{\frac{1}{2}\sqrt{-1}(ad - bc)} S(a + c, b + d) \quad (15)$$

【0047】

式(16)の量子力学と時間・周波数シフト演算子の対応付けは、対称的時間・周波数シフト演算子が、Neumann 演算子 $S(a, b)$ と同一形式であることを意味する。さらに、式

50

(15)の位相項は群演算の連鎖則を明示するため、式(17)のように 2×2 の行列式で表記する。これより、無歪条件 Z は、式(18)のDiracの基本的量子条件の古典的極限： $\hbar / (2\pi) \rightarrow 0$ と対応する。ただし、2つの作用素の $[P, Q] = PQ - QP$ は、Heisenberg's bracketである。式(17)では、式(19)の重要な関係式を用いた。これは、(i)両演算子は非可換： $J_{t_d,0} J_{0,f_D} = e^{-j2\pi t_d f_D} J_{0,f_D} J_{t_d,0}$ であり位相項が生じること、(ii)両シフト量の加法性に伴い位相項が生じること等を意味する。特にレーダ関係で多用されるパルス列 $p(t)$ を発射信号とする場合、 (t_d, f_D) を有する伝搬路を経た受信信号の位相歪補償を行う相関関数が必要であることを強く示唆している。

【0048】

【数5】

位置ユニタリ演算子 $U(a) \Leftrightarrow$ 時間シフト演算子 $J_{\tau,0}$ }
 運動量ユニタリ演算子 $V(b) \Leftrightarrow$ 周波数シフト演算子 $J_{0,\nu}$ } (16)

$$[J_{\tau,0}, J_{0,\nu}]x(t) = \left(e^{-j\pi \begin{vmatrix} \tau & 0 \\ 0 & \nu \end{vmatrix}} - e^{-j\pi \begin{vmatrix} 0 & \nu \\ \tau & 0 \end{vmatrix}} \right) J_{\tau,\nu} x(t) = \frac{2 \sin(\pi \begin{vmatrix} \tau & 0 \\ 0 & \nu \end{vmatrix})}{\sqrt{-1}} J_{\tau,\nu} x(t) \quad (17)$$

$$[q_i, p_j] = \frac{\sqrt{-1}\hbar}{2\pi} \delta_{i,j} \quad (18)$$

$$J_{t_1, f_1} J_{t_2, f_2} = e^{-j\pi \begin{vmatrix} t_1 & f_1 \\ t_2 & f_2 \end{vmatrix}} J_{t_1+t_2, f_1+f_2}, \quad J_{f_1, -t_1} J_{f_2, -t_2} = e^{-j\pi \begin{vmatrix} t_1 & f_1 \\ t_2 & f_2 \end{vmatrix}} J_{f_1+f_2, -t_1-t_2} \quad (19)$$

【0049】

高精度測距を可能とするために、式(20)の4レベルの階層構造の送信信号を設計する。

20

【0050】

【数6】

TD/FD pulse waveform : $g(t), G(f)$
 TD/FD template : $u_m^{TD}(t, X), U_m^{FD}(f, X')$
 TD/FD signature : $v(t, X), V(f, X), X = (X, X')$
 TD/FD transmit signal : $s(t), S(f)$ } (20)

【0051】

まず、長さ L_g (resp. L_G)の因果的離散時間prototype filterの実現のため、 $g[k]$ (resp. $G[l]$)は、区間 $[-L_g - t/2, L_g - t/2]$ (resp. $[-L_G - f/2, L_G - f/2]$)で打ち切られた時間 (resp. 帯域) 制限の $g(t)$ (resp. $G(f)$)、さらに $D = t/2$, $D = L_g - 1$ (resp. $D = f/2$, $D = L_G - 1$)の遅延を受け、式(21)の正規化された関数で定義する。以下、離散時間TD、FD関数は、連続時間TD、FD関数に各々時間遅延 $D/2$ 、周波数シフト $D'/2$ を施した関数とする。

30

【0052】

【数7】

$$g[k] = \sqrt{\Delta t} g \left(\left(k - \frac{D}{2} \right) \Delta t \right), 0 \leq k \leq L_g - 1 = D, \quad G[l] = \sqrt{\Delta f} G \left(\left(l - \frac{D'}{2} \right) \Delta f \right), 0 \leq l \leq L_G - 1 = D' \quad (21)$$

【0053】

TDのシグネチャ $v(t; X)$ とそのFDの $V(f; X')$ は、式(22)~式(25)で示される。それぞれ、TDテンプレート $u_m^{TD}(t; X)$ 、FDテンプレート $U_m^{FD}(f; X')$ が埋め込まれている。ただし、テンプレートのTD信号は、式(26)及び式(27)である。テンプレートのFD信号は、式(28)及び式(29)である。結局、式(30)~式(33)が成り立つ。

40

【0054】

【数8】

$$v(t; X) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X'_{m'} J_{0, m' F_c} u_{m'}^{TD}(t; X), \quad \text{type-3} \quad (22)$$

$$v[k; X] = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X'_{m'} J_{0, m' M'} u_{m'}^{TD}[k; X] \quad (23)$$

$$V(f; X) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m J_{0, -m T_c} U_m^{FD}(f; X'), \quad \text{type-4} \quad (24)$$

$$V[l; X] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m J_{0, -m M} U_m^{FD}[l; X'] \quad (25)$$

50

【 0 0 5 5 】

【 数 9 】

$$u_m^{TD}(t; X) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{-j\pi m m' T_c F_c} \mathcal{T}_{m T_c, 0} g(t), 0 \leq m' \leq N' - 1 \quad (26)$$

$$\begin{aligned} u_m^{TD}[k; X] &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m e^{-j\pi m m' M M' \Delta t \Delta f} \mathcal{T}_{m M, 0}^d g[k], 0 \leq m' \leq N' - 1 \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m (-1)^{m m'} g[k - m M], 0 \leq m' \leq N' - 1 \end{aligned} \quad (27)$$

$$U_m^{FD}(f; X') = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_{m'} e^{j\pi m m' T_c F_c} \mathcal{T}_{m' F_c}^f G(f), 0 \leq m \leq N - 1 \quad (28)$$

$$\begin{aligned} U_m^{FD}[\ell; X'] &= \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_{m'} W^{-\frac{m m' M M'}{2}} \mathcal{T}_{m' M'}^{f, d} G[\ell], 0 \leq m \leq N - 1 \\ &= \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_{m'} (-1)^{m m'} G[\ell - m' M'], 0 \leq m \leq N - 1 \end{aligned} \quad (29) \quad 10$$

【 0 0 5 6 】

【 数 1 0 】

$$v(t; X) = \frac{1}{\sqrt{N N'}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_m X_{m'} \mathcal{T}_{m T_c, m' F_c} g(t) \quad (30)$$

$$\begin{aligned} v[k; X] &= \frac{1}{\sqrt{N N'}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_m X_{m'} W^{-m' M' k \left(k - \frac{m M}{2}\right)} g[k - m M] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N N'}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_m X_{m'} W^{-m' M' k} (-1)^{m m'} g[k - m M] \end{aligned} \quad (31)$$

$$V(f; X) = \frac{1}{\sqrt{N N'}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_m X_{m'} \mathcal{T}_{m' F_c, -m T_c}^f G(f) \quad (32)$$

$$\begin{aligned} V[\ell; X] &= \frac{1}{\sqrt{N N'}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_m X_{m'} W^{m M \left(\ell - \frac{m' M'}{2}\right)} G[\ell - m' M'] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N N'}} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{m'=0}^{N'-1} X_m X_{m'} W^{m M \ell} (-1)^{m m'} G[\ell - m' M'] \end{aligned} \quad (33) \quad 20$$

【 0 0 5 7 】

周期 N , N' の X_m , $X'_{m'}$ を無限長 $m \in \mathbb{Z}$, $m' \in \mathbb{Z}$ に適用すると、式(34)のmodulated filter (MF) 特性を用いて、上式は、式(35)となる。記号 $lcm[M, N'] = M_0 N' = M N'_0$, $lcm[M', N] = M'_0 N = M' N'_0$ を導入し、式(36)の $M_0 N'$, $M'_0 N$ 個のpoly phase componentを導入することにより、式(37)の各々polyphase filter (VaidyanathanのType 1 polyphase) が定義される。従って、図2(a)及び(b)の2次元の時間・周波数拡散符号変調されたシグネチャ $v[k]$, $V[\ell]$ のSFBが得られる。図2(a)及び(b)は、それぞれ、TDシグネチャ $v[k]$ 及びFDシグネチャ $V[\ell]$ に対するTDとFDのSS符号を持つSFBを示す。図2(a)は、式(23)と(35)のTDシグネチャ $v[k]$ に対するTD, FDのSS符号 X_m , $X'_{m'}$ と m' 番目のTDテンプレート $u_m^{TD}[k]$ ($0 \leq m' \leq N' - 1$) のSFBである。図2(b)は、式(25)と(35)のFDシグネチャ $V[\ell]$ に対するTD, FDのSS符号 X_m , $X'_{m'}$ と m' 番目のFDテンプレート $U_m^{FD}[\ell]$ ($0 \leq m \leq N - 1$) のSFBである。

【 0 0 5 8 】

【 数 1 1 】

$$\left. \begin{aligned} f_{mm'}^{TD}[k] &= g[k] W^{-m' M' k \left(k + \frac{m M}{2}\right)} = g[k] W^{-m' M' k} (-1)^{m m'} \\ f_{mm'}^{FD}[\ell] &= G[\ell] W^{m M \left(\ell + \frac{m' M'}{2}\right)} = G[\ell] W^{m M \ell} (-1)^{m m'} \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

$$v[k] = \sum_{m'=0}^{N'-1} X_{m'} \sum_{m \in \mathbb{Z}} X_m f_{mm'}^{TD}[k - m M], \quad V[\ell] = \sum_{m=0}^{N-1} X_m \sum_{m' \in \mathbb{Z}} X_{m'} f_{mm'}^{FD}[\ell - m' M'] \quad (35) \quad 40$$

$$E_e^g(z) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} g[e + k M_0 N'] z^{-k}, \quad E_e^G(z) = \sum_{\ell \in \mathbb{Z}} G[e + \ell M'_0 N] z^{-\ell} \quad (36)$$

$$\left. \begin{aligned} F_{mm'}^{TD}(z) &= \sum_{k=0}^{M_0 N' - 1} f_{mm'}^{TD}[k] z^{-k} = (-1)^{m m'} \sum_{e=0}^{M_0 N' - 1} E_e^g(z W^{m' M'}) \\ F_{mm'}^{FD}(z) &= \sum_{k=0}^{M'_0 N - 1} f_{mm'}^{FD}[\ell] z^{-\ell} = (-1)^{m m'} \sum_{e=0}^{M'_0 N - 1} E_e^G(z W^{-m M}) \end{aligned} \right\} \quad (37)$$

【 0 0 5 9 】

情報信号を埋め込んだ送信信号 (transmit signal) は、式(38)及び式(39)である。そのFTのFD送信信号は、式(40)及び式(41)である。式(42)は、図3(a)及び(b)の送信信号のSFBである。ただし、式(43)及び式(44)のデータ伝送のmodulated filter (MF) 特性を用いると、それぞれ、polyphase filter (VaidyanathanのType 1 polyphase) は、式(45)が定義される。図3(a)は、式(39)と(42)によって定義されるTD送信信

号 $s[k]$ に対するデータ $\{d_{p,p'}\}_{p,p'=1}^{P,P'}$ の SFB である。図 3 (b) は、式 (41) と (42) によって定義される FD 送信信号 $S[l]$ に対するデータ $\{d_{p,p'}\}_{p,p'=1}^{P,P'}$ の SFB である。なお、通常の SFB では、シグネチャ生成過程がないので図 2 (a) 及び (b) は不要である。図 3 (a) 及び (b) で、 $N = N' = 1$ のとき通常の SFB に対応する。

【 0 0 6 0 】

【 数 1 2 】

$$s(t; \mathcal{X}) = \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot \mathcal{J}_{qT,q'F} v(t; \mathcal{X}) \quad (38)$$

$$\begin{aligned} s[k; \mathcal{X}] &= \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot \mathcal{J}_{qNM,q'N'M'}^d v[k; \mathcal{X}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot e^{j2\pi q'N'M'(k-\frac{qNM}{2})} v[k - qNM; \mathcal{X}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot W^{-q'N'M'k} (-1)^{qq'NN'} v[k - qNM; \mathcal{X}] \end{aligned} \quad (39)$$

$$S(f; \mathcal{X}) = \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot \mathcal{J}_{q'F,-qT}^f V(f; \mathcal{X}) \quad (40)$$

$$\begin{aligned} S[\ell; \mathcal{X}] &= \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot \mathcal{J}_{q'N'M',-qNM}^{f,d} V[\ell; \mathcal{X}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot e^{-j2\pi qNM(\ell-\frac{q'N'M'}{2})} V[\ell - q'N'M'; \mathcal{X}] \\ &= \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot W^{qNM\ell} (-1)^{qq'NN'} V[\ell - q'N'M'; \mathcal{X}] \end{aligned} \quad (41)$$

【 0 0 6 1 】

【 数 1 3 】

$$s[k; \mathcal{X}] = \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot k_{qq'}^{TD}[k - qNM], \quad S[\ell; \mathcal{X}] = \frac{1}{\sqrt{PP'}} \sum_{q,q'=0}^{P-1,P'-1} d_{\bar{q}} \cdot k_{qq'}^{FD}[\ell - q'N'M'] \quad (42) \quad 20$$

$$\left. \begin{aligned} k_{qq'}^{TD}[k] &= v[k] W^{-q'N'M'(k+\frac{qNM}{2})} = v[k] W^{-q'N'M'k} (-1)^{qq'NN'} \\ k_{qq'}^{FD}[\ell] &= V[\ell] W^{qNM(\ell+\frac{q'N'M'}{2})} = V[\ell] W^{qNM\ell} (-1)^{qq'NN'} \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

$$E_e^v(z) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} v[e + kM_0N'] z^{-k}, \quad E_e^V(z) = \sum_{\ell \in \mathbb{Z}} V[e + \ell M_0N'] z^{-\ell} \quad (44)$$

$$\left. \begin{aligned} K_{qq'}^{TD}[z] &= \sum_{k=0}^{P_0MN-1} k_{qq'}^{TD}[k] z^{-k} = (-1)^{qq'NN'} \sum_{e=0}^{P_0MN-1} E_e^v(zW^{q'N'M'}) \\ K_{qq'}^{FD}[z] &= \sum_{\ell=0}^{P_0M'N'-1} k_{qq'}^{FD}[\ell] z^{-\ell} = (-1)^{qq'NN'} \sum_{e=0}^{P_0M'N'-1} E_e^V(zW^{-qNM}) \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

【 0 0 6 2 】

t_d, k_d, t, f_D, l_D, f を有するチャネルを介して heterodyne 受信器の出力側での baseband 複素信号 $r(t)$ とその FT である $R(f) = F[r(t)](f)$ は、それぞれ、式 (46) ~ (49) である。ただし、 (t) 、 $E(f)$ は干渉成分とその FT であり、 (t) 、 (f) は外部雑音とその FT であり、 (t) 、 (f) はチャネルの減衰、位相特性である。 30

【 0 0 6 3 】

【 数 1 4 】

$$r(t; \mathcal{X}) = ae^{j\varphi} \cdot \mathcal{J}_{t_d, f_D} s(t; \mathcal{X}) + \eta(t) + \xi(t) \quad (46)$$

$$\begin{aligned} r[k; \mathcal{X}] &= ae^{j\varphi} \cdot \mathcal{J}_{k_d, \ell_D}^d s[k; \mathcal{X}] + \eta[k] + \xi[k] \\ &= ae^{j\varphi} \cdot W^{-\ell_D(k-\frac{k_d}{2})} s[k - k_d; \mathcal{X}] + \eta[k] + \xi[k] \end{aligned} \quad (47)$$

$$R(f; \mathcal{X}) = ae^{j\varphi} \cdot \mathcal{J}_{f_D, t_d}^f S(f; \mathcal{X}) + E(f) + \Xi(f) \quad (48) \quad 40$$

$$\begin{aligned} F[\ell; \mathcal{X}] &= ae^{j\varphi} \cdot \mathcal{J}_{\ell_D, k_d}^{f,d} S[\ell; \mathcal{X}] + E[\ell] + \Xi[\ell] \\ &= ae^{j\varphi} \cdot W^{k_d(\ell-\frac{\ell_D}{2})} S[\ell - \ell_D; \mathcal{X}] + E[\ell] + \Xi[\ell] \end{aligned} \quad (49)$$

【 0 0 6 4 】

制御パラメタ、推定パラメタ (μ, \hat{t}_d) (l_μ, f, \hat{k}_d, t) を有する type-3 の TD 相関器 (その周波数双対: $(; \hat{f}_D)$ (k, t, \hat{l}_D, f)) を有する type-4 の FD 相関器) と各々の推定テンプレートを与える。受信側では、incoherent 通信を想定し、TD、FD の拡散符号は $Y = \{Y_n\}$ 、 $Y' = \{Y'_{n'}\}$ とし、チップアドレス、データアドレスは各々 (n, n') 、 $q = (q, q')$ とする。type-3、type-4 の相関関数は、それぞれ、式 (50) 及び式 (51) である。ただし、パルス波形の偶関数性: $g[k] = g[D-k]$ 、 $G[l] = G[D'$ 50

-1]を用いた。

【 0 0 6 5 】

【 数 1 5 】

$$\begin{aligned}
 c_{\hat{p},s}^{TD}(\mu; \hat{t}_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} r(t; \mathcal{X}) \left(\mathcal{J}_{\hat{t}_d, \mu}^T \mathcal{J}_{pT, p'F}^T \mathcal{J}_{0, n'Fc}^T Y_s' u_s'^{TD}(t; Y) \right)^* dt \\
 &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} r[k; \mathcal{X}] Y_s'^* \left(\mathcal{J}_{\hat{k}_d, \ell \mu}^d \mathcal{J}_{pNM, p'N'M'}^d \mathcal{J}_{0, s'M'}^d u_s'^{TD}[k; Y] \right)^* \\
 &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} r[k; \mathcal{X}] \overline{Y_s'} W^{(\ell \mu + (p'N' + s')M')} \left[k - \frac{\hat{k}_d + pNM}{2} \right] \overline{u_s'}^{TD} [k - \hat{k}_d - pNM] \\
 &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} r[k + \hat{k}_d; \mathcal{X}] W^{\ell \mu \left[k - \frac{pNM - \hat{k}_d}{2} \right]} \overline{Y_s'} h_{\hat{p}, s}^{TD} [pNM - k + D] \tag{50}
 \end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned}
 C_{\hat{p},s}^{FD}(\sigma; \hat{f}_D) &= \int_{-\infty}^{\infty} R(f; \mathcal{X}) \left(\mathcal{J}_{\hat{f}_D, -\sigma}^f \mathcal{J}_{p'F, -pT}^f \mathcal{J}_{0, -nTc}^f Y_n U_n^{FD}(f; Y') \right)^* df \\
 &= \sum_{\ell \in \mathbb{Z}} R[\ell; \mathcal{X}] Y_s^* \left(\mathcal{J}_{\hat{\ell}_D, -k\sigma}^{f,d} \mathcal{J}_{p'N'M', -pNM}^{f,d} \mathcal{J}_{0, -nM}^{f,d} U_s^{FD}[\ell; Y'] \right)^* \\
 &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} R[\ell; \mathcal{X}] Y_s^* W^{-(k\sigma + (pN + n)M)} \left[\ell - \frac{\hat{\ell}_D + p'N'M'}{2} \right] \overline{U_s}^{FD} [\ell - \hat{\ell}_D - p'N'M'; \mathcal{X}] \\
 &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} R[\ell + \hat{\ell}_D; \mathcal{X}] W^{-k\sigma \left[\ell - \frac{p'N'M' - \hat{\ell}_D}{2} \right]} Y_s^* h_{\hat{p}, s}^{FD} [p'N'M' - \ell + D'] \tag{51}
 \end{aligned}$$

【 0 0 6 6 】

modulated filter係数(式(52))のAFBのfilter特性と P'_0MN , $P_0M'N'$ 個のpolyphase components(式(53))を用いると、それぞれ、 N' , N 個のpolyphase filter(式(54))(VaidyanathanのType 2 polyphase)が定義され、図4(a)及び(b)のAFBが得られる。図4(a)は、 $\{d_{p,p'}\}_{p=1,1}^{P,P'}$ の受信に対するTD相関器アレイを持つAFBを示す。図4(b)は、 $\{d_{p,p'}\}_{p=1,1}^{P',P}$ の受信に対するFD相関器アレイを持つAFBを示す。 $N = N' = 1$, $N_0 = N'_0 = 1$ のとき通常のAFBである。

20

【 0 0 6 7 】

図5は、(a)TD、(c)FD相関器アレイのAnalysis Filter Bankと(b)ノイマンのAPTを示す。図5(a)(c)は、 $P \times P'$ 個の情報データ $\{d_{p,p'}\}_{p,p'=1}^{P,P'}$ を $p = (p, p')$ 単位で各々 N, N' 個からなる最終出力側の相関器アレイ中で特定p-Band、 p' -Durationの単一データの場合を取り出し最尤法のパラメタ推定法のための複数個のアレイ型相関器だけを抽出している。可変フィルタを使用することにより、同期をとることができる。

30

【 0 0 6 8 】

【 数 1 6 】

$$h_{\hat{p},s}^{TD}[k] = u_s'^{TD}[k] W^{(p'N' + s')M' \left(k + \frac{pNM + \hat{k}_d}{2} \right)}, \quad h_{\hat{p},s}^{FD}[\ell] = U_s^{FD}[\ell] W^{-(pN + s)M \left(\ell + \frac{p'N'M' + \hat{\ell}_D}{2} \right)} \tag{52}$$

$$\left. \begin{aligned}
 R_e^{u_s'}(z) &= \sum_{k \in \mathbb{Z}} u_s'^{TD}(e + kP_0MN) z^{-k}, 1 \leq e \leq P_0MN \\
 R_e^{U_s}(z) &= \sum_{\ell \in \mathbb{Z}} U_s^{FD}(e' + \ell P_0M'N') z^{-\ell}, 1 \leq e' \leq P_0M'N'
 \end{aligned} \right\} \tag{53}$$

$$\left. \begin{aligned}
 H_{\hat{p},s}^{TD}(z; \hat{k}_d) &= \sum_{k=0}^{P_0MN-1} h_{\hat{p},s}^{TD}[k] z^{-k} = (-1)^{pp'NN'} W^{(p'N' + s')M' \frac{\hat{k}_d}{2}} \sum_{e=0}^{P_0MN-1} R_e^{u_s'}(zW^{(p'N' + s')M'}) \\
 H_{\hat{p},s}^{FD}(z; \hat{\ell}_D) &= \sum_{k=0}^{P_0M'N'-1} h_{\hat{p},s}^{FD}[\ell] z^{-\ell} = (-1)^{pp'NN'} W^{-(pN + s)M \frac{\hat{\ell}_D}{2}} \sum_{e'=0}^{P_0M'N'-1} R_{e'}^{U_s}(zW^{-(pN + s)M})
 \end{aligned} \right\} \tag{54}$$

40

【 0 0 6 9 】

すなわち、図5(a)(c)のTD, FD型AFBは、図5(b)のように、 t_d, f_D による歪を含む受信信号から無情報で信号検出するために、 $\arg \max$ の演算で得られた、各々最尤推定値 l^*_{μ}, k^* を他方、FD, TDの \hat{l}_D, \hat{k}_d に採用し、図5(d)のようなvon Neumann's APTの交互更新を行う。なお、図4は、単一データの場合、図5(a)(c)のように各々中心部ブロックの相関器アレイだけでよい。結局、 $P \times P'$ 個の情報データ検出用に、TD, FDでは各々 N, N' のアレイ型相関器を並列に P', P 個配置し、時間幅 T 、帯域幅 F のデータの無重畳伝送に要する $P \times P'$ の時間・周波数領域に均等に存在する t_d, f_D の無情報高精度・高速検出と情報データ高速検出を同時並行的に

50

実行する。

【 0 0 7 0 】

【 数 1 7 】

$$\left\{ c_{\hat{p},s'}^{TD,d}(\ell_\mu, \widehat{k}_d) \right\}_{s'=0}^{N'-1}, \left\{ c_{\hat{p},s}^{FD,d}(k_\sigma, \widehat{\ell}_D) \right\}_{s=0}^{N-1}, \tag{55}$$

$$(s^*, \ell_\mu^*) = \arg \max_{s', \ell_\mu} \Re \left[c_{\hat{p},s'}^{TD,d}(\ell_\mu, \widehat{k}_d) \right], (s^*, k_\sigma^*) = \arg \max_{s, k_\sigma} \Re \left[c_{\hat{p},s}^{FD,d}(k_\sigma, \widehat{\ell}_D) \right] \tag{56}$$

【 0 0 7 1 】

なお、従来のOFDM等はmulti-carrier法であるが、 t_d 、 f_D -freeの環境で完全同期の場合、同期ズレが起こることなく通信が正常動作する。この根拠は、時間幅T、帯域幅Fの信号の伝送の場合、可換条件（無歪条件）： $TF \ll Z$ を満たす設計法にある。しかし、式(57)はT、Fのずれ τ 、 $\epsilon_F \ll 1$ による位相歪を示す。式(57)より相関器実部の劇的減少に直結するので揺らぎは深刻な事態を招く。ただし、復調器で多用される“絶対値操作”がこれを覆い隠しているにすぎない。

10

【 0 0 7 2 】

【 数 1 8 】

$$e^{-j\pi \begin{vmatrix} T+\epsilon_T & 0 \\ 0 & F+\epsilon_F \end{vmatrix}} = e^{-j\pi(TF+\epsilon_T F+\epsilon_F T)} = (-1)^{TF} e^{-j\pi(\epsilon_T F+\epsilon_F T)} \tag{57}$$

【 0 0 7 3 】

拡散符号が独立であるため相互相関 $\langle u_{s',p}[k], u_{s',p}^{TD}[k;Y] \rangle_{d,k}$ が相対的に小さいと仮定して近似し、受信器への要素 $A e^{i \dots}$ の入力 $C E_w[k;X]$ と、 (s', p) 番目のTDテンプレートにマッチするフィルタのインパルス応答との相互相関を式(58)と定義する。ここで、 $d_p=1$ であり、Xに代えて符号Yである。

20

【 0 0 7 4 】

離散時間TD関数の空間 $l_2(Z)$ における内積を使うと、式(59)を得る。ただし、 $\cdot_{xy}(\cdot, \cdot)$ 、 $\cdot_{xy}(\cdot, \cdot)$ は、式(60)で定義されるambiguity functionである。ambiguity functionは、量子力学におけるWigner functionと密接な関係がある。また、二つの時間・周波数シフトされた関数間の内積を式(61)~(63)と簡潔に表現する。

【 0 0 7 5 】

式(59)より、位相項は、五つの位相歪要素：1)通信路歪+送信信号のsymbol levelの多重化、2)送信信号のchip levelの多重化、3)受信器のsymbol levelの多重化による通信路歪推定、4)受信信号のchip levelの多重化、5)ambiguity function型相関器の位相、からなる。なお、従来、データレベルやチップレベルで歪みが出ることを意識していないため、データレベルのズレやチップレベルのズレを考慮せずに $\widehat{k}_d - k_d$ と $l_\mu - l_D$ を小さくしようとしてしまっていた。

30

【 0 0 7 6 】

残念ながら、一般的には、 $g_g(\cdot, \cdot)$ 及び $g_G(\cdot, \cdot)$ は、多くのサイドローブを持つ。しかしながら、Gaussian pulse $g(t)$ は、推定問題に抜本的な解決策を与える。なぜなら、Gaussian pulseは、式(64)に示すように分離可能で指数的に減衰するambiguity functionを持つからである。

40

【 0 0 7 7 】

【数 1 9】

$$\frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \sum_{k \in Z} \psi_w[k; X] \psi_{s', \bar{p}}^*[k; \widehat{k}_d, \ell_\mu] \approx \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \sum_{k \in Z} \psi[k; X] Y_{s'}^{j*} \left(\mathcal{J}_{\widehat{k}_d, \ell_\mu}^d \mathcal{J}_{pNM, p'N'M'}^d \mathcal{J}_{0, s'M'}^d u_{s'}^{TD}[k; Y] \right)^* \\ c_{\bar{p}, s'}^{TD, d}(\ell_\mu; \widehat{k}_d) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \sum_{k \in Z} \psi[k; X] Y_{s'}^{j*} \left(\mathcal{J}_{\widehat{k}_d, \ell_\mu}^d \mathcal{J}_{pNM, p'N'M'}^d \mathcal{J}_{0, s'M'}^d u_{s'}^{TD}[k; Y] \right)^* \quad (58)$$

$$c_{\bar{p}, s'}^{TD, d}(\ell_\mu; \widehat{k}_d) = \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \sum_{\bar{q}} d_{\bar{q}} \frac{Y_{s'}^{j*}}{N\sqrt{N'}} \sum_{m=0, m'=0, n=0}^{N-1, N'-1, N-1} X_m X_{m'} \bar{Y}_n \\ \times W^{\frac{1}{2}} \left(\begin{array}{cc|cc|cc|cc} k_d & \ell_D & k_d + qMN & \ell_D + q'M'N' & \widehat{k}_d & \ell_\mu & \widehat{k}_d + pMN & \ell_\mu + p'M'N' \\ qMN & q'M'N' & mM & m'M' & pMN & p'M'N' & nM & n'M' \end{array} \right) \\ \times \theta_{gg}^d \left((\widehat{k}_d - k_d) + (p - q)MN + (n - m)M, (\ell_\mu - \ell_D) + (p' - q')M'N' + (s' - m')M' \right) \quad (59)$$

$$\theta_{xy}(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \bar{y}\left(t - \frac{\tau}{2}\right) e^{-j2\pi\nu t} dt, \quad \theta_{xy}(\nu, -\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} X\left(f + \frac{\nu}{2}\right) \bar{Y}\left(f - \frac{\nu}{2}\right) e^{j2\pi f\tau} df \quad (60)$$

$$\langle r(t), s(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \bar{s}(t) dt, \quad \langle R(f), S(f) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} R(f) \bar{S}(f) df = \langle r(t), s(t) \rangle \quad (61)$$

$$\langle \mathcal{J}_{t_1, f_1} z(t), \mathcal{J}_{t_2, f_2} z(t) \rangle = e^{-j\pi \begin{vmatrix} t_1 & f_1 \\ t_2 & f_2 \end{vmatrix}} \theta_{zz}(t_2 - t_1, f_2 - f_1) \quad (62)$$

$$\langle \mathcal{J}_{f_1, -t_1}^f Z(f), \mathcal{J}_{f_2, -t_2}^f Z(f) \rangle = e^{-j\pi \begin{vmatrix} t_1 & f_1 \\ t_2 & f_2 \end{vmatrix}} \theta_{zz}(f_2 - f_1, -t_2 + t_1) \quad (63)$$

$$\theta_{gg}(\tau, \nu) = \theta_{GG}(\nu, -\tau) = \exp\left(-\frac{\tau^2}{2s_t^2}\right) \exp\left(-\frac{\nu^2}{2s_f^2}\right), \quad \text{with } s_t s_f = \frac{1}{2\pi} \quad (64)$$

【0078】

N、N' >> 1 の大きな値の相関器出力は、ambiguity function θ_{gg}^d の最初と 2 番目の引数が 0 に近いこと（すなわち、 $p = q$ ）を意味する。よって、式(59)の $p = q$ のすべての項は、無視することができる。

【0079】

θ_{gg}^d の 3 つの指数の和（式(65)）を与えられる。拡散符号の 3 つの総和を計算する。もし受信機がアドレス $p = q$ であり、 $n = m$ であり、 $Y = X$ 、 $Y' = X'$ ならば、式(66)が成り立つ。総和は、式(67)のように、Dirichlet function form で表現される。

【0080】

【数 2 0】

$$W^{\frac{1}{2}}(k_d \ell_\mu - \widehat{k}_d \ell_D + 2MNp\nu_0[\ell_\mu] - 2M'N'p'\tau_0[\widehat{k}_d] + (ms' - m'n)MM' - (m' + s')M'\tau_0[\widehat{k}_d] + (m+n)M\nu_0[\ell_\mu]) \quad (65)$$

$$c_{\bar{p}, s'}^{TD, d}(\ell_\mu; \widehat{k}_d) \Big|_{n=m} = \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} X_{s'}^{j*} \exp\left(-\frac{(\tau_0[\widehat{k}_d])^2}{2s_t^2}\right) d_{\bar{p}} \\ \times e^{-i\frac{2\pi}{L}(MNp\nu_0[\ell_\mu] - (N'p' + \frac{s'}{2})M'\tau_0[\widehat{k}_d] + \frac{k_d \ell_\mu - \widehat{k}_d \ell_D}{2})} \frac{e^{-i\pi(N-1)x_3(s')}}{\sqrt{N}} \text{dirc}_N(x_3(s')) \\ \times \mathcal{F}_{m'}^{-1, d} \left[X_{m'}^{j*} \exp\left(-\frac{(\nu_0[\ell_\mu] + (s' - m')M')^2}{2s_f^2}\right) \frac{e^{-i\pi(N-1)x_3(-m')}}{\sqrt{N}} \text{dirc}_N(x_3(-m')) \right] \left(\frac{M'\tau_0[\widehat{k}_d]}{2}\right) \quad (66)$$

ここで、 $x_3(s') \stackrel{\text{def}}{=} \frac{M(\nu_0[\ell_\mu] + s'M')}{2}$ であり、

$\mathcal{F}_{m'}^{-1, d}[\cdot]$ は IDFT であり、 $x[k] = \mathcal{F}_{m'}^{-1, d}[X[m']] = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{m'=0}^{N'-1} X[m'] e^{i2\pi km'}$ と定義される。

$$\sum_{l=0}^{K-1} z^l = \frac{(1-z^K)}{1-z} \xrightarrow{z=e^{j2\pi x}} \frac{1-e^{j2\pi Kx}}{1-e^{j2\pi x}} = e^{j\pi(K-1)x} \text{dirc}_K(x) \quad (67)$$

ここで $\text{dirc}_K(x) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{\sin K\pi x}{\sin \pi x} \cong K \text{sinc}(Kx)$, for $x \ll 1$ であり、いわゆる grating lobe 特性を持つ。

$$\text{For } x = q + x' \text{ (integer } q) \quad \text{dirc}_K(q + x') = \begin{cases} \text{dirc}_K(x') & \text{odd } K \\ (-1)^q \text{dirc}_K(x') & \text{even } K \end{cases}$$

【0081】

拡散符号が独立であるため相互相関 $\langle E_{s, p}[l], U_{s, p}^{FD}[l; X] \rangle_{d, l}$ が相対的に小さいと仮定して近似し、受信器への要素 $A e^{j\pi k m}$ の FD 入力 $C E_w[l; X]$ と、 (s, p)

10

20

30

40

50

番目のFDテンプレートにマッチするフィルタのFDインパルス応答との相互相関を式(68)と定義する。ここで、 $d_p=1$ であり、 X' に代えて符号 Y' である。これは、式(69)と書き替えることができる。

【0082】

同様に、 $N, N' \gg 1$ の大きな値の相関器出力は、ambiguity function d_{GG} の最初と2番目の引数が0に近いこと(すなわち、 $p=q$)を意味する。よって、式(69)の $p \neq q$ のすべての項は、無視することができる。

【0083】

$\delta[l_\mu] = l_\mu - l_D$ 、 $\delta[k_d] = k_d - k_d$ を導入すると、Twiddle factor $W = e^{-j2\pi l_\mu}$ の3つの指数の和(式(70))を与えられる。拡散符号の3つの総和を計算する。もし受信機がアドレス $p=q$ であり、 $n=m$ であり、 $Y=X$ 、 $Y'=X'$ ならば、式(71)が成り立つ。

【0084】

【数21】

$$C_{\tilde{p},s}^{FD,d}(k_\sigma; \widehat{\ell}_D) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \sum_{\ell \in \mathbb{Z}} \Psi[\ell; \mathcal{X}] Y_s^* \left(\mathcal{J}_{\widehat{\ell}_D, -k_\sigma}^{f,d} \mathcal{J}_{p'N'M'}^{f,d} \mathcal{J}_{0, -nM}^{f,d} U_s^{FD}[\ell; Y'] \right)^* \quad (68)$$

$$C_{\tilde{p},s}^{FD,d}(k_\sigma; \widehat{\ell}_D) = \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \sum_{\tilde{q}} d_{\tilde{q}} \frac{\overline{Y}_s}{N' \sqrt{N}} \sum_{m=0, m'=0, n=0}^{N-1, N'-1, N-1} X_m X_{m'} \overline{Y}_{n'} \times W^{\frac{1}{2} \left(\begin{array}{c} k_d \quad \ell_D \\ |qMN \quad q'M'N'| \end{array} + \begin{array}{c} k_d+qMN \quad \ell_D+q'M'N' \\ |mM \quad m'M'| \end{array} - \begin{array}{c} k_\sigma \quad \widehat{\ell}_D \\ |pMN \quad p'M'N'| \end{array} - \begin{array}{c} k_\sigma+pMN \quad \widehat{\ell}_D+p'M'N' \\ |sM \quad n'M'| \end{array} + \begin{array}{c} k_d+qMN+mM \quad \ell_D+q'M'N'+m'M' \\ |k_\sigma+pMN+nM \quad \widehat{\ell}_D+p'M'N'+n'M'| \end{array} \right)} \quad (69)$$

$$\times \Theta_{GG}^d \left((\widehat{\ell}_D - \ell_D) + (p' - q')MN + (n' - m')M', -(k_\sigma - k_d) - (p - q)MN - (s - m)M \right) \quad (69)$$

$$W^{\frac{1}{2}(k_d \widehat{\ell}_D - k_\sigma \ell_D + 2MNp v_0 [\widehat{\ell}_D] - 2M'N'p' \tau_0 [k_\sigma] + (mn' - m's)MM' - (m'+n')M' \tau_0 [k_\sigma] + (m+s)M v_0 [\widehat{\ell}_D])} \quad (70)$$

$$C_{\tilde{p},s}^{FD,d}(k_\sigma; \widehat{\ell}_D) \Big|_{n'=m'} = \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \overline{X}_s \exp \left(-\frac{(v_0 [\widehat{\ell}_D])^2}{2s_f^2} \right) d_{\tilde{p}} \times e^{-i \frac{2\pi}{L} \left(-M'N'p' \tau_0 [\widehat{\ell}_D] + (Np + \frac{s}{2})M v_0 [k_\sigma] + \frac{k_d \widehat{\ell}_D - k_\sigma \ell_D}{2} \right)} \frac{e^{-i\pi(N'-1)x_4(s)}}{\sqrt{N'}} \text{dirc}_{N'}(x_4(s)) \times \mathcal{F}_m^d \left[X_m \exp \left(-\frac{(\tau_0 [k_\sigma] + M \Delta_s)^2}{2s_t^2} \right) \frac{e^{-i\pi(N'-1)x_4(-m)}}{\sqrt{N'}} \text{dirc}_{N'}(x_4(-m)) \right] \left(\frac{M' v_0 [\widehat{\ell}_D]}{2} \right) \quad (71)$$

ここで、 $x_4(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{M'(\tau_0 [k_\sigma] + sM)}{2}$ である。

【0085】

2つの相関器は、 t_d と f_D (又は k_d, l_D, Z)に関して完全に対称である。 $C_{\tilde{p},s}^{TD,d}(l_\mu; k_d)$ と $C_{\tilde{p},s}^{FD,d}(k; \widehat{l}_D)$ のペアのTD/SS符号とFD符号を交換することにより、式(72)及び式(73)の他の相関器のペアを得る。

【0086】

10

20

30

【数 2 2】

$$\begin{aligned}
c_{\hat{p},s}^{FD,d}(\ell_\mu; \widehat{k}_d) \Big|_{n'=m'} &= \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \overline{X}_s \exp\left(-\frac{(v_0[\ell_\mu])^2}{2s_t^2}\right) d_{\hat{p}} \\
&\times e^{-i\frac{2\pi}{L}(-M'N'p'\tau_0[\widehat{k}_d] + (Np + \frac{s}{2})Mv_0[\ell_\mu] + \frac{k_d \ell_\mu - \widehat{k}_d \ell_D}{2})} \frac{e^{-i\pi(N'-1)x_1(s)}}{\sqrt{N'}} \text{dirc}_{N'}(x_1(s)) \\
&\times \mathcal{F}_m^d \left[X_m \exp\left(-\frac{(\tau_0[\widehat{k}_d] + M\Delta_s)^2}{2s_t^2}\right) \frac{e^{-i\pi(N'-1)x_1(-m)}}{\sqrt{N'}} \text{dirc}_{N'}(x_1(-m)) \right] \left(\frac{Mv_0[\ell_\mu]}{2}\right) \quad (72)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C_{\hat{p},s'}^{TD,d}(k_\sigma; \widehat{\ell}_D) \Big|_{n=m} &= \frac{Ae^{jk}}{\sqrt{PP'}} \overline{X}_{s'} \exp\left(-\frac{(\tau_0[k_\sigma])^2}{2s_t^2}\right) d_{\hat{p}} \\
&\times e^{-i\frac{2\pi}{L}(MNp v_0[\widehat{\ell}_D] - (N'p' + \frac{s'}{2})M'\tau_0[k_\sigma] + \frac{k_d \widehat{\ell}_D - k_\sigma \ell_D}{2})} \frac{e^{-i\pi(N-1)x_2(s')}}{\sqrt{N}} \text{dirc}_N(x_2(s')) \\
&\times \mathcal{F}_{m'}^{-1,d} \left[X_{m'} \exp\left(-\frac{(v_0[\widehat{\ell}_D] + (s' - m')M')^2}{2s_t^2}\right) \frac{e^{-i\pi(N-1)x_2(-m')}}{\sqrt{N}} \text{dirc}_N(x_2(-m')) \right] \left(\frac{M'\tau_0[k_\sigma]}{2}\right) \quad (73)
\end{aligned}$$

$$x_1(s) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{M'(\tau_0[\widehat{k}_d] + sM)}{2}, \quad x_2(s') \stackrel{\text{def}}{=} \frac{M(v_0[\widehat{\ell}_D] + s'M')}{2},$$

【0087】

Ae^j と (t_d, f_D) 推定は分離できる。そのため、例えば、式(74)で定義される2組の相関器(いわゆる相補ペア)に対し、式(75)を利用して、整数のペア $(\widehat{k}_{d,s}, \widehat{\ell}_{D,s})$ を、 s が偶数のとき $\widehat{\ell}_{D,s} = 1^*_{\mu}$ とし、 s が奇数のとき $\widehat{k}_{d,s} = k^*$ と更新する。初期値 $(\widehat{k}_{d,0}, \widehat{\ell}_{D,0})$ は任意に選ぶことができる。 $(\widehat{k}_{d,0}, \widehat{\ell}_{D,0}) = (0, 0)$ でもよい。 1^*_{μ} 及び k^* を、それぞれ、 $\widehat{f}_{D,s+1}$ 及び $\widehat{t}_{d,s+1}$ の候補として選択する。もし $|\widehat{t}_{d,s+1} - \widehat{t}_{d,s}| < T_C/2$ 及び $|\widehat{f}_{D,s+1} - \widehat{f}_{D,s}| < F_C/2$ ならば、推定手続きを終了する。

【0088】

【数 2 3】

$$\left\{ c_{\hat{p},s'}^{TD,d}(\ell_\mu, \widehat{k}_d) \right\}_{s'=0}^{N'-1}, \left\{ C_{\hat{p},s}^{FD,d}(k_\sigma, \widehat{\ell}_D) \right\}_{s=0}^{N-1}, \quad (74)$$

$$\begin{aligned}
(\rho^*, \ell_\mu^*) &= \arg \max_{\rho^*, \ell_\mu^*} \Re \left[\frac{c_{\hat{p},\rho^*}^{TD}(\ell_\mu, \widehat{k}_d)}{d_{\rho^*, \widehat{p}}[\widehat{u}(\widehat{k}_{d,s}, \widehat{\ell}_{D,s}) - j\widehat{v}(\widehat{k}_{d,s}, \widehat{\ell}_{D,s})]} \right] \\
(\rho^*, k_\sigma^*) &= \arg \max_{n, k_\sigma^*} \Re \left[\frac{C_{\hat{p},\rho^*}^{FD}(k_\sigma, \widehat{\ell}_D)}{d_{\rho^*, \widehat{p}}[\widehat{u}(\widehat{k}_{d,s}, \widehat{\ell}_{D,s}) - j\widehat{v}(\widehat{k}_{d,s}, \widehat{\ell}_{D,s})]} \right] \quad (75)
\end{aligned}$$

【0089】

4種類の相関器出力の計算にかかわる2d-SS codeと対応する級数和はDFT, IDFTの形式で整理できるので、各々を F 、 F^{-1} と略記する。出力値は、3重級数和で整理できる。ただし、 \widehat{p} は running variable の n 、 n' を意味する。

【0090】

【数 2 4】

$$\begin{aligned}
\text{type-1} & \left. \begin{aligned} c_{\hat{p},s}^{FD}(\ell, \widehat{k}_d) & Y_s X_m X_{m'} Y_{n'} & \mathcal{F}_{m'}^{-1}, \mathcal{F}_{n'}^{-1}; \mathcal{F}_m \\ \text{type-2} & C_{\hat{p},s'}^{TD}(k_\sigma, \widehat{\ell}_D) & Y_{s'} X_m X_{m'} Y_n & \mathcal{F}_m, \mathcal{F}_n; \mathcal{F}_{m'}^{-1} \\ \text{type-3} & c_{\hat{p},s'}^{TD}(\ell, \widehat{k}_d) & Y_{s'} X_m X_{m'} Y_n & \mathcal{F}_m, \mathcal{F}_n; \mathcal{F}_{m'}^{-1} \\ \text{type-4} & C_{\hat{p},s}^{FD}(k_\sigma, \widehat{\ell}_D) & Y_s X_m X_{m'} Y_{n'} & \mathcal{F}_{m'}^{-1}, \mathcal{F}_{n'}^{-1}; \mathcal{F}_m \end{aligned} \right\} \quad (76)
\end{aligned}$$

【0091】

両相関値実部の最大をとる制御パラメタとその相関器番号を式(77)、(78)で定め、互いの r -stepの固定パラメタ $\widehat{t}_{d,r}$ 、 $\widehat{f}_{D,r}$ を交互更新する。これは、von Neumann's APT (Alternating Projection Theorem) の適用対象である、 (μ^*, s^*) が Maximum Likelihood (ML) の尤度関数による M 種 TD 信号検出法で $M = N$ に相当し、 n^* が信号の種類検出番号と共に μ^* が f_D の最適推定値である。すなわち、 $\arg \max$ 演算で最大値を与える TD 関数の可変パラメタ μ^* が f_D の ML estimate になり、FD 関数の f_D 推定値となり、その双対FD関数の

10

20

30

40

50

可変パラメタ \hat{t}_d が t_d の ML estimate になり、TD関数の t_d 推定値となる。お互いに双対相手の推定値を与える。argmaxの操作はTD関数では f_D の最適推定を、FD関数では t_d の最適推定を行う。パラメタ推定は斜になっている。これは式(82)に現れている。小文字の相関関数は時間領域、大文字のそれは周波数領域での積分(内積)を実行する。一方、 (μ^*, s^*) がMLの尤度関数(その変数は周波数変数)によるM種FD信号検出法で $M = N'$ に相当し、 s^* が信号の種類検出番号と共に \hat{t}_d が t_d の最適推定値である。

【0092】

【数25】

$$\left. \begin{aligned} (\mu^*, s^*) &= \arg \max_{\mu, s} \Re [C_{\hat{p}, s}^{FD}(\mu; \hat{t}_{d,r})] \\ (\sigma^*, s'^*) &= \arg \max_{\sigma, s'} \Re [C_{\hat{p}, s'}^{TD}(\sigma; \hat{f}_{D,r})] \end{aligned} \right\} \text{for type-1 and type-2} \quad (77)$$

$$\left. \begin{aligned} (\mu^*, s'^*) &= \arg \max_{\mu, s} \Re [C_{\hat{p}, s}^{TD}(\mu; \hat{t}_{d,r})] \\ (\sigma^*, s^*) &= \arg \max_{\sigma, s'} \Re [C_{\hat{p}, s'}^{FD}(\sigma; \hat{f}_{D,r})] \end{aligned} \right\} \text{for type-3 and type-4} \quad (78)$$

【0093】

式(77)のoriginal pairは高SNRで、式(78)のcomplementary pairは低SNRで動作し、前者は収束までのstep数が多く、後者は少ない。SNRとstep数の間のトレードオフ関係が数値シミュレーションで確認されている。SS codeによるパルス列を用いた結果は、式(79)及び(80)である。ただし、 t 、 f は、それぞれ、ガウス波 $z(t) = e^{-t^2/st^2}$ 、 $Z(f) = e^{-(fs-t)^2}$ の標本化時間間隔、周波数間隔である。ガウス波の分散は、各々 $s_t^2 = \frac{1}{k^2} g[k]$ 、 $s_f^2 = \frac{1}{l^2} G[l]$ 、 $(s_t \cdot s_f = 1/2)$ である。 d'^2 はSS変調によるスペクトル振幅 N^{-1} 、 N'^{-1} を考慮すると、 $d'^2 = d^2 N^2$ 、 $d_f'^2 = N'^2 d^2$ より、右辺は各々 $1/(4d'^2 T_c^2)$ 、 $1/(d_f'^2 F_c^2)$ となる。ただし、 $N T_c = T$ 、 $N' F_c = F$ である。

【0094】

AFBの形式で表現するために、両相関器の計算は、受信信号 $r(t)$ とテンプレート $u_n^{TD}(t; Y)$ (その周波数双対: $R(f)$ とテンプレート $U_n^{FD}(f; Y')$) との内積(template matching)の形で整理した。

【0095】

【数26】

$$\text{Var } \hat{f}_D |_{\text{single pulse}} \approx \frac{1}{4\pi^2 d^2 \Delta t^2} \Rightarrow \text{Var } \hat{f}_D |_{\text{pulse train}} \approx \frac{1}{4\pi^2 d^2 N^2 T_c^2} \quad (79)$$

$$\text{Var } \hat{t}_D |_{\text{single pulse}} \approx \frac{1}{d^2 \Delta f^2} \Rightarrow \text{Var } \hat{t}_D |_{\text{pulse train}} \approx \frac{1}{d^2 N'^2 F_c^2} \quad (80)$$

【0096】

その他注意事項として、まず、type-1, type-2テンプレートについて説明する。TD、FD符号の役割を入れ替えると、別のテンプレート分解も可能である。

【0097】

TDのsignature信号 $v(t; X)$ (式(81))と、そのFD: $V(f; X)$ ($X = (X; X')$) (式(82))は、各々、TDテンプレート $u_n^{FD}(t; X')$ 、FDテンプレート $U_n^{TD}(f; X)$ で、式(83)及び(84)と分解される。すなわち、signature $v(t)$ (resp. $V(f)$) を発射信号とすると、 (t_d, f_D) の伝搬路を経て受信信号は $T_{t_d, f_D} v(t; X)$ (resp. $T_{f_D, t_d} V(f; X)$) と雑音及び干渉の和となる。ただし、各テンプレートのTD、FD信号は、式(85)及び(86)である。

【0098】

【数 27】

$$v(t; X) = \frac{1}{\sqrt{NN'}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N'-1} X_n X_{n'} J_{nT_c, n'F_c} Z(t) \quad (81)$$

$$V(f; X) = \frac{1}{\sqrt{NN'}} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N'-1} X_n X_{n'} J_{n'F_c, -nT_c}^f Z(f) \quad (82)$$

$$v(t; X) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n J_{nT_c, 0} u_n^{FD}(t; X') \quad (83)$$

$$V(f; X) = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{n'=0}^{N'-1} X_{n'} J_{0, n'F_c}^f U_{n'}^{TD}(f; X) \quad (84)$$

$$u_n^{FD}(t; X') = \frac{1}{\sqrt{N'}} \sum_{n'=0}^{N'-1} X_{n'} e^{j\pi n n' T_c F_c} J_{0, n'F_c} Z(t), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (85)$$

$$U_{n'}^{TD}(f; X) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_n e^{-j\pi n n' T_c F_c} J_{-nT_c, 0}^f Z(f), \quad 0 \leq n' \leq N'-1 \quad (86)$$

【0099】

提案法は、信号のTD-FD表現(Gabor展開)が未知パラメタ空間(,)の分割に応用可能であることを示した。M種の信号 $s_j(t)$, $1 \leq j \leq M$ は、互いに独立であることが望ましいので拡散符号変調は重要である。高精度パラメタ推定を行うために、2次元拡散符号による $N \times N'$ 分割は、TD、FDを各々、 N' 分割してパラメタ探索空間を N 、 N' 分割しているので上記のM種の仮説作成に対応する。

【0100】

パラメタ推定計算の手間 $O(NN')$ が、 $O(N+N')$ に削減された。すなわち、TD、FDで各々 N 、 N' 個の仮説を作成したことになった。パラメタ探索空間分割の結果、新たな位相歪が発生するので、それらの位相歪補償付きの N 、 N' 個の相関器が必要となる。すなわち、パラメタ推定の高精度化と種々の位相歪の増大とはトレードオフの関係にある。これらはBinary incoherent channelやIncoherent M-ary Channelを想定しているので必要なコストである。また、粗いパラメタ推定値では、尤度比は所望の尤度比レベルに達しないので、低いFalse Alarm確率 Q_0 や検出確率 Q_d をもたらすことが予想される。なお、上記のHelstromの各種の統計的手法は主にTDで議論されていたので、TFS(Time-Frequency Symmetry)に注意してFDにおける尤度関数や尤度比を定義する必要がある。

【0101】

以上の理論的背景をもとに、図6及び図7を参照して、本願発明の実施の形態に係る信号処理システムの構成及び動作の例を説明する。

【0102】

図6は、本願発明の実施の形態に係る信号処理システム1の(a)構成及び(b)動作の一例を示す。

【0103】

図6(a)を参照して、信号処理システム1は、送信装置3と、受信装置5を備える。送信装置3は、拡散符号記憶部7と、送信信号生成部9と、送信信号送信部11を備える。受信装置5は、受信信号受信部13と、補償部15と、拡散符号記憶部16を備える。送信装置3の拡散符号記憶部7は拡散符号を記憶し、受信装置5の拡散符号記憶部16は、対応する拡散符号を記憶する。

【0104】

図6(b)を参照して、図6(a)の信号処理システム1の動作の一例を説明する。拡散符号記憶部7は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を記憶する。送信信号生成部9は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する(ステップST1)(式(43)、式(45)参照)。ここで、式(43)や式(45)によれば、 $(-1)^{qq'N}$ を含む。この値は、 q 、 q' 、 N 、 N' がすべて奇数のときに -1 となり、他の場合は1となる。そのため、 q 、 q' 、 N 、 N' がすべて奇数のときに位相歪みが生じる。これが2次元位相変調による位相歪みとなる。なお、この位相歪みは、連続時間変数から離散時間変数としたことにより明確になった。送信信号送信部11は、受信装置5に対して送信信号を送信する(ステップST2)。受信信号受信部13は、送信信号を受信して受信信号を得る(ステップST3)。補償部15は、受信信号における、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いた2次元位相変調による位相歪みを補償する(ステップST4)。これらの処理は、通常のアナログ等の通信装置やコンピュータを使用して実現可能なものである

10

20

30

40

50

。

【0105】

ステップST1において、送信信号生成部9は、2次元位相変調により、データ多重化及び/又はチップ多重化を行ってもよい。このとき、ステップST4において、補償部15は、データ多重化及び/又はチップ多重化による位相歪みを補償する。

【0106】

図7は、本願発明の実施の形態に係る信号処理システム21の(a)構成及び(b)動作の例を示す。

【0107】

図7(a)を参照して、信号処理システム21は、送信装置23と、受信装置25を備える。送信装置23は、拡散符号記憶部27と、送信信号生成部29と、送信信号送信部31を備える。受信装置27は、受信信号受信部33と、推定部35と、拡散符号記憶部36を備える。推定部35は、TD推定部37と、FD推定部39を備える。送信装置23の拡散符号記憶部27は拡散符号を記憶し、受信装置25の拡散符号記憶部36は、対応する拡散符号を記憶する。

10

【0108】

図7(b)を参照して、図7(a)の信号処理システム21の動作の一例を説明する。拡散符号記憶部27は、時間拡散符号及び周波数拡散符号を記憶する。送信信号生成部29は、時間と周波数との対称性を満たす時間シフト及び周波数シフトを行うシフト演算子を用いて、時間拡散符号及び周波数拡散符号を用いて2次元位相変調して送信信号を生成する(ステップSTE1)。送信信号送信部31は、受信装置25に対して送信信号を送信する(ステップSTE2)。受信信号受信部33は、伝搬路を経た送信信号を受信して受信信号を得る(ステップSTE3)。推定部35は、例えば式(56)並びに式(82)及び(83)について説明したように、2次元位相変調による位相歪みを補償して伝搬路における遅延時間 t_d 及びドップラーシフト f_D を推定する(ステップSTE4)。これらの処理は、通常のアンテナ等の通信装置やコンピュータを使用して実現可能なものである。また、TD推定部37やFD推定部39などは、専用のハードウェアを使用してもよい。

20

【0109】

すなわち、TD推定部37は、2次元位相変調による位相歪みを補償してドップラーシフト f_D の最尤推定値を得る。FD推定部39は、2次元位相変調による位相歪みを補償して遅延時間 t_d の最尤推定値を得る。ステップSTE4において、推定部35は、TD推定部37とFD推定部39による、一方での最尤推定値を他方が用いて交互に更新することにより、遅延時間 t_d 及びドップラーシフト f_D を推定する(式(56)など参照)。

30

【産業上の利用可能性】

【0110】

本願発明は、レーダや無線通信などの分野において利用可能である。

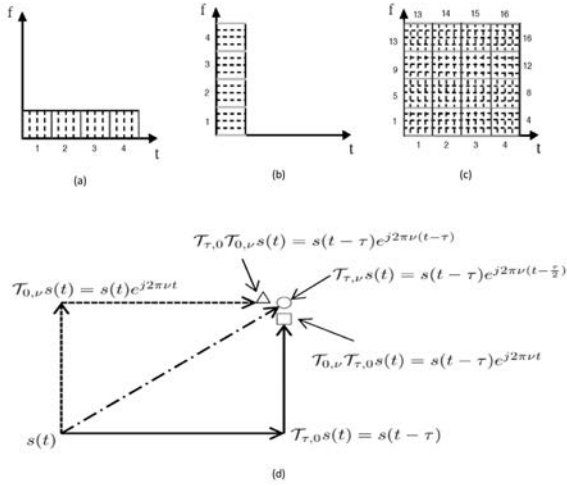
【符号の説明】

【0111】

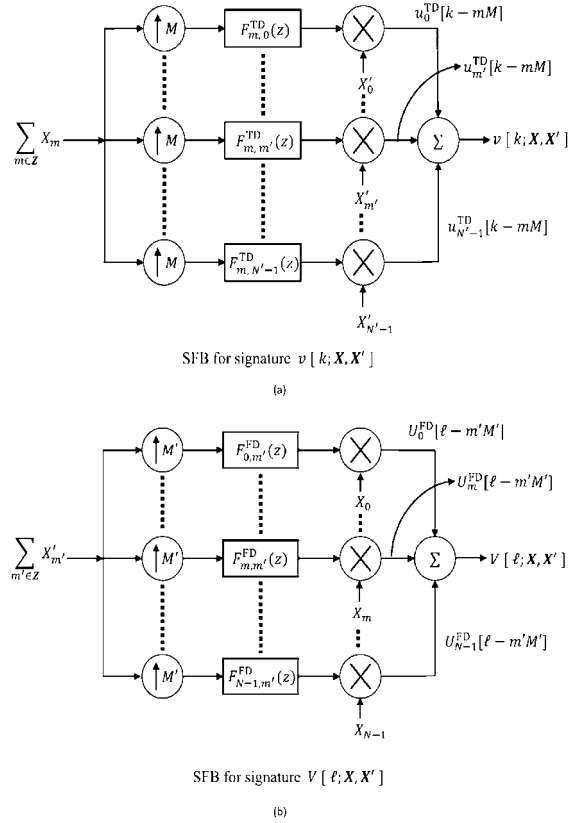
1, 21 信号処理システム、3, 23 送信装置、5, 25 受信装置、7, 27 拡散符号記憶部、9, 29 送信信号生成部、11, 31 送信信号送信部、13, 33 受信信号受信部、15 補償部、35 推定部、37 TD推定部、39 FD推定部

40

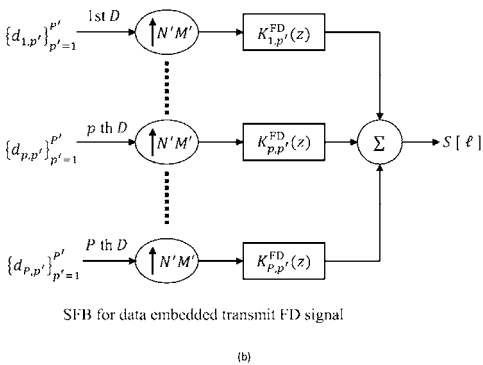
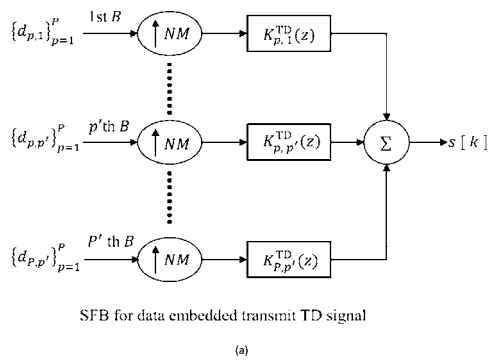
【 図 1 】



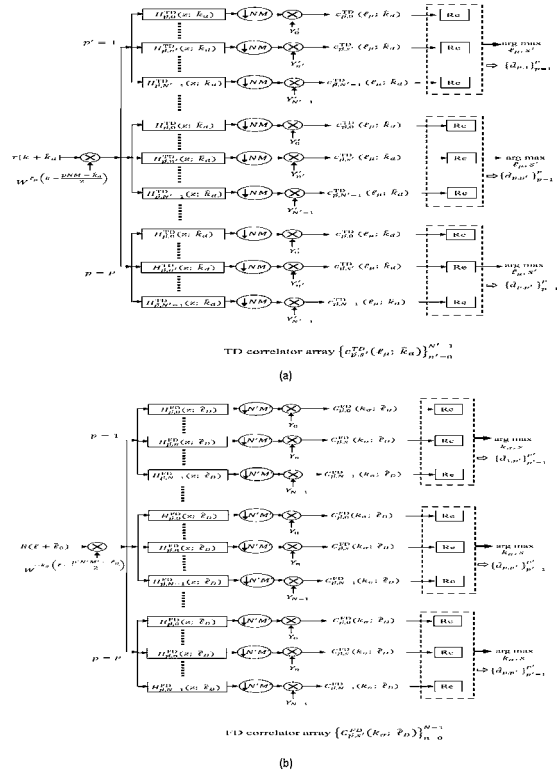
【 図 2 】



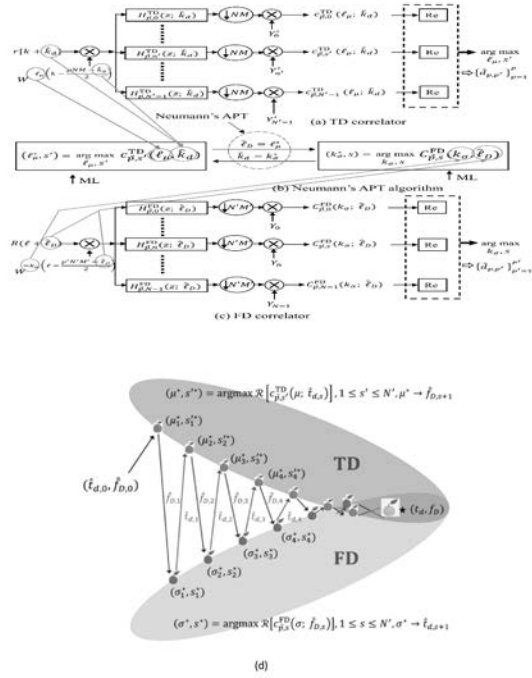
【 図 3 】



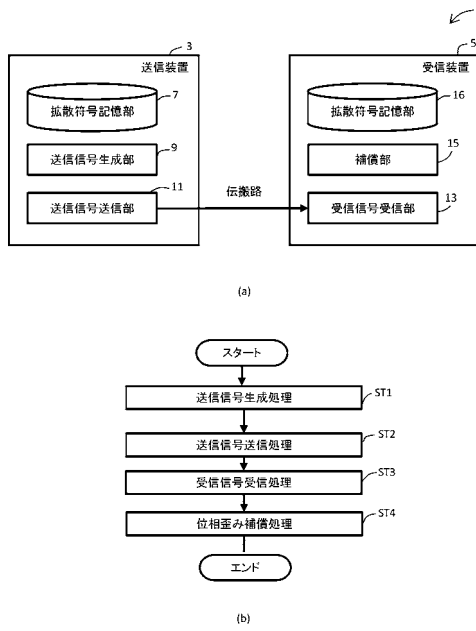
【 図 4 】



【図5】



【図6】



【図7】

