

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3769298号
(P3769298)

(45) 発行日 平成18年4月19日(2006.4.19)

(24) 登録日 平成18年2月10日(2006.2.10)

(51) Int.C1.

F 1

HO 4 J 11/00 (2006.01)

HO 4 J 11/00

Z

請求項の数 6 (全 10 頁)

(21) 出願番号 特願平9-500116
 (86) (22) 出願日 平成8年5月23日(1996.5.23)
 (65) 公表番号 特表平11-506590
 (43) 公表日 平成11年6月8日(1999.6.8)
 (86) 國際出願番号 PCT/EP1996/002209
 (87) 國際公開番号 WO1996/041458
 (87) 國際公開日 平成8年12月19日(1996.12.19)
 審査請求日 平成15年5月22日(2003.5.22)
 (31) 優先権主張番号 19520353.4
 (32) 優先日 平成7年6月7日(1995.6.7)
 (33) 優先権主張国 ドイツ(DE)

(73) 特許権者
 ドイチエ トムソン-プラント ゲーエム
 ベーハー
 ドイツ連邦共和国, 78048 ヴィリン
 ゲン-シュヴェニンゲン, ヘルマン-シュ
 ヴェーア-シュトラーセ 3番
 (74) 代理人
 弁理士 伊東 忠彦
 (74) 代理人
 弁理士 片山 修平
 (72) 発明者
 ムシャリク, クラウス
 ドイツ連邦共和国, 78050 ヴィリン
 ゲン-シュヴェニンゲン, ブルンネンシュ
 トラーセ 28番

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】OFDM信号の伝送のため搬送波分離を改良する方法及び回路配置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

デジタル信号の伝送の際に受信力を改良する方法であつて、

デジタル信号を伝送用の間隔 T_s のシンボルに分解し、

ガードインタバルを各シンボルに割り当て、

シンボルを N 個の異なる搬送周波数上に分散し、

送信された信号のフーリエ変換を受信器で取得し、

信号のサンプリング後に、

 M_1 が 1 よりも大きい場合に間隔 $M_1 * T_s$ の時間的ウィンドウによる乗算が行われ、受信器での送信シンボルに対するフーリエ変換の長さは $M_1 * N$ であり、

10

間隔 $M_1 * T_s$ の新しいシンボルを定義し、

伝送シンボルとガードインタバルの一部分とから新しいシンボルを形成し、

新しいシンボルを形成するため使用されたガードインタバルの一部分の長さを伝送条件に適応的に合わせることが可能であるように、ガードインタバルの現在の最大の利用可能な長さを判定し、

フーリエ変換を用いて M_1 個毎に 1 個の係数を計算する、

方法。

【請求項2】

シンボルを間隔 T_s により伸長することにより、伸長されたシンボルを定義し、

伸長されたシンボルの前後のサンプルを零にセットすることにより、新しいシンボルを定

20

義し、

各時間的ウィンドウは、ナイキストウィンドウと零にセットされた領域とから形成されている、

ことを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項3】

零にセットされたサンプルの個数は、新しいシンボルの間隔が常に $2 * T_s$ になるように選択され、

ナイキストウィンドウは $T_s / 2$ 及び $T_s / 3$ のナイキスト点を有し、
フーリエ変換の長さは $2 * N$ であり、

FFTアルゴリズムにより一つおきの係数だけを計算する、
ことを特徴とする請求項2記載の方法。

10

【請求項4】

ディジタル信号の受信力を改良する回路配置であって、

N個の搬送周波数の分離を行ない、M₁が1よりも大きいときに間隔 $M_1 * T_s$ の時間的ウ
ィンドウをウィンドウ処理し、長さ $M_1 * N$ のフーリエ変換を実行するプロセッサと、
受信器内でディジタル信号が供給され、サンプリングとI/Q信号への変換を行う第1の
ユニットと、

周波数マッチングを行う周波数ミキシングユニットと、

受信器内で新しいシンボルを形成するため使用されたガードインタバルの一部分の長さを
伝送条件に適応的に合わせることが可能であるように、新しいシンボルを生成するための
ガードインタバルの現在の最大の利用可能な長さを判定する検出器ユニットと、
を有し、

20

間隔 $M_1 * T_s$ の新しいシンボルが生成され、M₁個につき1個の係数だけが適當なFFT
アルゴリズムを選択することにより計算される、

回路配置。

【請求項5】

上記第1ユニットは、A/D変換器とディジタルフィルタとを含むことを特徴とする請求
項4記載の回路配置。

【請求項6】

ディジタル信号の伝送の際に受信力を改良する方法であって、

30

ディジタル信号を伝送用の間隔 T_s のシンボルに分解し、

ガードインタバルを各シンボルに割り当て、

シンボルをN個の異なる搬送周波数上に分散し、

M₂が1よりも大きい場合に、M₂*N個のサンプルを生成するため信号をオーバーサンプ
リングし、

信号のサンプリング後に、長さ $M_2 * N$ のフーリエ変換を実行し、

M₁が1よりも大きい場合に間隔 $M_1 * T_s$ の時間的ウ
ィンドウによる乗算が行われ、受信
器での伝送シンボルに対するフーリエ変換の長さは $M_1 * N$ であり、

間隔 $M_1 * T_s$ の新しいシンボルを定義し、

伝送シンボルとガードインタバルの一部分とから新しいシンボルを形成し、

40

新しいシンボルを形成するため使用されたガードインタバルの一部分の長さを伝送条件に
適応的に合わせることが可能であるように、ガードインタバルの現在の最大の利用可能な
長さを判定し、

フーリエ変換を用いてM₁個毎に1個の係数を計算し、

複数のチャネルにおいて、1チャネル毎に使用されるN個の搬送周波数を伝送し、

受信器内でチャネルの一つを選択し、チャネルの選択中に隣接したチャネルの一部分をピ
ックアップし、

上記選択されたチャネルと上記隣接したチャネルの一部分とにより構成された信号により
サンプルを生成し、

中央のN個の周波数だけをフーリエ変換を用いて計算する、

50

方法。

【発明の詳細な説明】

本発明はディジタル信号が伝送される際に受信力を改良する方法及び回路配置に関する。
従来技術

O F D M (直交周波数分割多重) 方式において、各プログラム毎に一つの搬送波が使用されるのではなく、周波数分割多重を用いて伝送された多数の変調搬送波が使用される。変調の方式は、例えば、Q P S K、6 4 Q A M、又は、他のタイプの変調である。N 個の搬送波の周波数は、等間隔 f_{tr} にあり、直交関数系を形成する様で選択される。この場合、多数の搬送波が実質的に方形状を有するスペクトルを発生するので、O F D M 信号は、帯域制限白色雑音と類似して使用されている帯域で一定電力密度を有する。

10 プログラム信号は間隔 $T_s = 1 / f_{tr}$ のシンボルに分解され、N 個の異なる搬送波周波数上に分散される。この場合、長さ T_g のガードインターバルが各O F D M シンボルに割り当てられ、そのガードインターバル内でシンボルの一部分は信号がエコーに反応しないようにさせるため繰り返される。

また、受信器内で搬送波を相互に分離させるため、長さ N の高速フーリエ変換 (F F T) が行われる。搬送波が互いに正確に直交しているならば、各搬送波を他の搬送波から明確に分離させ得るようになる。

しかし、搬送波直交性は種々の要因により阻害され得る。かくして、搬送波中の周波数誤差又は搬送波の拡がりが位相ノイズの結果として生じる可能性がある。直交性は周波数要素が搬送波の間に存在するとき阻害される。これは、白色雑音、若しくは、搬送波周波数が一致しない高調波干渉によって生じる可能性がある。

20 また、所望の信号は、受信器内のアナログ又はデジタルフィルタリングによって望ましくない隣接チャネル信号から分離されるべきである。所望の信号が帯域制限される範囲内で全てのチャネルを埋めるならば、二つの隣接した信号の間の小さい分離は、非常に急峻な分離用フィルタを必要とし、システムの高いレベルの複雑性が要求される。分離を促進するため多数の搬送波を帯域制限で遮断することは、限られた程度で上記の問題を解決する。

全ての周波数要素の積分 (高速フーリエ変換のリーク効果) は両方の場合に行われ、この積分は夫々のO F D M 受信器における干渉をかなり増加させる可能性がある。

発明の概要

30

本発明は、ディジタル信号が伝送されたとき、搬送波と、チャネルとの明確な分離を用いて受信力を改良する方法を特定することを目的とする。この目的は、請求項 1 及び 6 に記載された方法により実現される。

本発明の他の目的は、上記本発明による方法を使用する回路配置を提供することである。この目的は、請求項 8 及び 11 に記載された回路配置により実現される。

N 個の搬送波の分離を改良するため、F F T (高速フーリエ変換) フィルタリングの選択性は、F F T 成分の数を増加させることにより増大される。しかし、これによると、F F T の長さ、即ち、計算される係数の個数は N の整数倍でなければならないので、一般的に計算の複雑さに望ましくない厳しい増加を招く。しかし、F F T のため使用される時間的 ウィンドウの本発明による改良は、係数の中の幾つかを無しで済ますことが可能になる。40 伝送された信号及び伝送条件に依存して、この場合、ウィンドウの実装は、チャネル特性の評価を用いて伝送条件に適応的に合わされる。

チャネル分離は信号が F F T の前に受信器内でオーバーサンプルされるならば改良され得る。本発明によるオーバーサンプリングの選択は、この場合のある種の係数の計算を無しで済ませ、かつ、急峻なフィルタリングはもはや必要ではないのでかなり簡単なアナログ フィルタリングの使用を可能にさせる。

搬送波とチャネルの分離の場合に、F F T は周波数帯域の縮小 (周波数におけるデシメーション) の原理を使用することにより実行され得るので、F F T の第 1 段だけが全ての係数を使用して計算される必要がある。使用される他の係数は通常の高速フーリエ変換 (N - F F T) を用いて計算される。このため、N が増加することに対する複雑性の増加は最

50

小限に抑えられる。

原則として、デジタル信号が伝送用の間隔 T_s のシンボルに分解され、ガードインタバルが各シンボルに割り当てられ、シンボルは N 個の異なる搬送周波数上に分散され、伝送された信号は受信器内でフーリエ変換を受ける、デジタル信号が伝送される際に受信力を改良する本発明による方法は、シンボルに対し間隔 $M_1 * T_s$ の新しいシンボルが生成され、間隔 $M_1 * T_s$ の時間的ウィンドウによる乗算が信号のサンプリング後にフーリエ変換中に実行され、フーリエ変換の長さは $M_1 * N$ であり、 M_1 番目毎の係数がフーリエ変換により計算される。

シンボルは、好ましくは間隔 T_v により伸長され、かくして伸長されたシンボルが生成され、伸長されたシンボルの前後のサンプルは零にセットされ、かくして新しいシンボルが生成され、各時間的ウィンドウはナイキストウィンドウと零にセットされた領域とから形成される。

零にセットされるサンプルの個数は、新しいシンボルの間隔が常に $2 * T_s$ になるよう選択され、ナイキストウィンドウは $T_s / 2$ 及び $T_s / 3$ のナイキスト点を有し、フーリエ変換の長さは $2 * N$ であり、一つおきの係数だけが計算される点が有利である。

新しいシンボルは、シンボル及びガードインタバルの一部分から有効に形成される。

新しいシンボルの形成のため使用されるガードインタバルの一部分の長さを適応させるため、ガードインタバルの現在の最大の利用可能な長さを受信器内で計算させる点が有利である。

原則として、多数のチャネル中で伝送が行われ、 N 個の搬送周波数が 1 チャネルにつき使用され、チャネルの中の一つが受信器内で選択され、信号のサンプリング及びフーリエ変換が実行される、デジタル信号が伝送される際に受信力を改良する本発明による方法は、 $M_2 * N$ 個のサンプルがサンプリング中に生成され、フーリエ変換の長さは $M_2 * N$ であり、中央の N 個の係数がフーリエ変換により計算される。

請求項 6 に記載された特徴は請求項 1 乃至 5 のうちいずれか 1 項に記載された特徴と組み合わせると都合がよい。

原則として、請求項 1 乃至 5 のうちいずれか 1 項記載のデジタル信号が伝送される際に受信力を改良する方法を実施するため、伝送された信号が信号のサンプリング及び I / Q 信号への変換が行われる第 1 のユニットに供給され、I / Q 信号の周波数マッチングは周波数ミキシングユニットを用いて行われ、 N 個の搬送周波数の分離はプロセッサにおいて行われる、本発明による回路配置は、

間隔 $M_1 * T_s$ の新しいシンボルがプロセッサにおいて生成され、ウィンドウ処理は間隔 $M_1 * T_s$ の時間的ウィンドウを用いて行われ、長さ $M_1 * N$ のフーリエ変換が行われ、 M_1 番目毎の係数だけが計算される。

ガードインタバルの現在の最大の利用可能な長さは、新しいシンボルを生成するため検出器ユニットで決められる点が有利である。

第 1 のユニットは、A / D 変換器及びデジタルフィルタにより構成される点が有利である。

原則として、請求項 6 に記載されたデジタル信号が伝送される際に受信力を改良する方法を実施するため、伝送された信号が信号のサンプリング及び I / Q 信号への変換が行われる第 1 のユニットに供給され、I / Q 信号の周波数マッチングは周波数ミキシングユニットを用いて行われ、 N 個の搬送周波数の分離はプロセッサにおいて行われる、本発明による回路配置は、

$M_2 * N$ 個のサンプルがサンプリング中に生成されるようにサンプリングレートが同期ユニットにより選択され、長さ $M_2 * N$ の FFT がプロセッサ内で行われ、中央の M 個の係数だけが計算される。

M_1 及び M_2 は、好ましくは自然数であり、特に、2 のべき乗である。

図面の説明

以下添付図面を参照して本発明の実施例を説明する。図面において、

図 1 は、OFDM 信号 (A) と、方形状時間的ウィンドウ (B) と、関連した係数スペク

10

20

30

40

50

トル(C)とを表わす図であり、

図2は図1からの2N-FFTに対応したフィルタ応答を表わす図であり、

図3は、OFDM信号(A)と、ナイキスト時間的ウィンドウ(B)と、関連した係数スペクトル(C)とを表わす図であり、

図4は、種々のロールオフ率に対する2N-FFTに対応したフィルタ応答を表わす図であり、

図5は従来のFFTにおける妨害(A)と、本発明によるFFTにおける妨害(B)との比較を表わす図であり、

図6は、軽微なアナログフィルタリングを使用する隣接チャネルフィルタリング(上方部)、とオーバーサンプリング及び2N-FFTの形成(下方部)とを表わす図であり、

10

図7は4基数アルゴリズムを用いてN-FFTを形成するための4N-FFTの簡約化を表わす図であり、

図8は本発明による回路配置のブロック図である。

実施例の説明

図1は搬送波分離を改良する本発明による方法を説明する図である。時間域において、OFDM信号のスペクトルは、図1Aに示されるように明らかにノイズ性のエンベロープを有する。シンボルの間隔は、例えば、ガードインタバルを伸長することにより送信器において2倍(又は 2^n 倍)の間隔に拡大される。次に、2N個のサンプル $b_1, b_2, b_3 \dots, b_{2N-1}, b_{2N}$ がこの信号から取得され、サンプルは、個別の信号を相互に分離するため時間的ウィンドウを用いて図1Bに従って乗算される。この場合、方形状時間的ウィンドウは $2T_s$ の長さを有する。この時間内に、長さ2NのFFTは、サンプルから2N個の複素係数 $a_1, a_2, a_3 \dots, a_{2N-1}, a_{2N}$ を計算する。上記の係数は各個別の搬送波からの送信器内で変調された情報を含み、図1Cに示されるように2N個の係数の中で係数 $a_1, a_3, a_5, a_7 \dots, a_{2N-1}$ だけが当該情報を含む。残りの係数は必要とされないので、計算されなくても構わない。

20

図2は、2N-FFTのフィルタ応答を示す図である。搬送波情報の一つの項目は1個おきの係数だけを含む。図1を参照して説明したように、FFTの場合に、このことは、係数の中のこの半分だけが計算される必要があり、一方、残りの半分は考慮しなくてよいということを意味する。フィルタ応答は、各搬送波に対し、関数 $\sin(x) / (2N \times)$ の形をとる。各関数は、N個の搬送波の中の一つを無損失で通過させ、他方、他の搬送波を信号から除波するフィルタに対応する。この場合、各関数の絶対値は他のフィルタの零クロスに対応する。フィルタの最大値は短縮された $f_{tr} / 2$ の間隔で生じ、フィルタの個数はN-FFTの場合の2倍である。特に、夫々のフィルタの通過域はN-FFTの場合の通過域の半分の幅しかない。これによりSN比の改良が得られる。その理由は、

30

- 白色雑音が存在する場合、従来の場合と比較すると搬送波一つにつき半分の雑音電力だけが統合され、これによりSN比が3dB改良され、

- 高調波妨害電波が搬送波の存在しないフィルタ最大値の領域で発生するならば、かかる妨害要素でさえも所望の信号から完全に除波されるからである。

本発明による搬送波分離のためのナイキストウィンドウ処理の使用法は、図3に示されている。間隔 T_s の既存シンボルは時間 T_v ずつ伸長され、必要に応じて変えることができる時間 T_v は、ガードインタバル T_g の一部分であり($T_v < T_g$)、例えば T_g / T_s は1:4である。特に、伝送が短いエコーしか持たない場合、 T_v は適当長さに選定し得る。サンプル $b_{r+1}, b_{r+2}, \dots, b_{2N-r}$ は所望のシンボル T_s 及びシンボル伸長部 T_v をサンプリングすることにより得られる。値 b_1, b_2, \dots, b_r 及び b_{2N-r}, \dots, b_{2N} は零と一致する。かくして得られた新しいシンボル S_n は、

40

新しいシンボル = 零部 + 旧いシンボル + シンボル伸長部 + 零部に従って作成される。

図3Aを参照するに、新しいシンボルの間隔は次式、

$(T_s - T_v) / 2 + T_s + T_v + (T_s - T_v) / 2 = 2T_s$ によって与えられる。

従って、シンボルの中心に閑した対称性のあるナイキストウィンドウが使用され得る。このウィンドウ処理は、例えば、コサイン・ロールオフとして設計されるが、他のナイキス

50

トウィンドウ（三角形、台形、及びそれ以外）を同様に使用してもよい。ナイキスト周波数のアナロジーによる“ナイキスト時間”は、図3Bに示される如く、 $1/2T_s$ 及び $3/2T_s$ である。全部で $2N$ 個のサンプルが $2N$ 個の係数を得るため $2N - FFT$ を用いて変換される。しかし、この場合も図3Cに示される如く、半分の係数だけが計算される。

図4は、ナイキストウィンド処理を伴う場合の $2N - FFT$ のフィルタ応答を示す図である。この場合にも、 $N - FFT$ の場合と比較して2倍のフィルタがあり、搬送波情報は、係数 $a_1, a_3, a_5, a_7, \dots, a_{2N}$ に含まれる。残りの係数は考慮する必要がないので、残りの係数及び対応した偶数番目のフィルタは、図面の見やすさのため図示されない。ナイキストウィンドウ処理の結果として（図4C）、即ち、1と一致するコサイン・ロールオフの結果として、フィルタ関数のオーバーシュートは、0.5に一致するコサイン・ロールオフの場合（図4B）、若しくは、零に一致したコサイン・ロールオフに対応した方形状ウィンドウの場合（図4A）よりも著しく早く減衰する。

ナイキストウィンドウ処理は、以下の利点がある。即ち、

- 白色雑音が存在する場合に、選択されたロールオフ率に依存して最大で 1.2dB までSN比が改良される。
- 離散的な妨害電波が所望の帯域に存在し、関連した搬送波の分散の程度が少なくなり、隣接した搬送波に与えられる影響の程度が少なくなる場合に、SN比が改良される。
- 周波数誤差又は位相ノイズが存在する場合にSN比が改良される。

SN比の改良は、周波数誤差の発生の例を用いて図5に示されている。同図において、従来の $N - FFT$ のベクトル図（A）と、ナイキストウィンドウ処理されロールオフ=1である本発明による $2N - FFT$ のベクトル図（B）が、2048個の搬送波を用いる16QAMに関して比較されている。この場合にベクトル図内の各点は一つの搬送波に対応する。従来の $N - FFT$ の場合、搬送波が夫々の基準値の周りにかなり拡散し、この拡散は本発明による方法の場合には著しく低減されていることが分かる。

本発明による隣接チャネルフィルタリングは図6に説明されている。所望の信号チャネルIS及び隣接チャネルNCは、この場合、互いに直接的に隣接している。OFDM形式の所望の信号は、エイリアシング防止フィルタ、即ち、かなり簡単なアナログフィルタを用いてベースバンド内で選択され、次に、サンプリングされる。この例において、点線Fはフィルタリングの周波数特性を表わす。信号は、簡単なオーバーサンプリングA/D変換を用いて実質的に変換される。長さ $2N$ のFFTがオーバーサンプルされた信号から形成される。N個の係数 1 乃至 $N/2$ 並びに $3N/2+1$ 乃至 $2N$ は、いかなる所望の情報も含まないが、隣接したチャネルからの妨害を含む。従って、これらの係数は計算する必要がないので、 $2N - FFT$ の複雑性はかなり簡単化される。これに対し、N個の係数 $N/2+1$ 乃至 $3N/2$ は、所望の信号を含み、更なる処理のため使用される。オーバーサンプリングとFFTの2倍化を用いるフィルタリングは、電力が所望の信号の電力と対応したOFDM形式の隣接信号に対し適切である。しかし、リーク効果の影響を低減させ、これにより、フィルタリング効果を増大させることができるとすれば、チャネルフィルタリングを上記ウィンドウ処理と組み合わせてもよい。このとき、ウィンドウ処理は、FFT係数の個数が再度2倍されることを必要とするが、再度オーバーサンプリングを行う必要はないので、 $4N$ 個の係数が生成される。しかし、この場合、最後まで係数の4分の1だけを計算すればよいので、 $4N - FFT$ は $N - FFT$ よりも僅かに複雑化するに過ぎない。

かくして、例えば、 $4N - FFT$ の計算のため4基数アルゴリズムを使用する際に、第1の複素乗算後の複雑さは、 $N - FFT$ の場合の複雑さと同じである。これについては、 $N = 16$ の場合の簡単な例として図7に説明されている。 $N = 16$ を使用する元々のフーリエ変換は、この例の場合、FFTの第1段において、乗算演算を削減することによって、誘起される時間的ペナルティを低下させるため、 $N = 4$ を使用する4個の各フーリエ変換（白抜き円で示される）の線形結合に分割される。4個の係数につき1個の係数しか必要とされないので、破線で示される如く、上記の $N = 4$ のフーリエ変換の中の一つだけを計

10

20

30

40

50

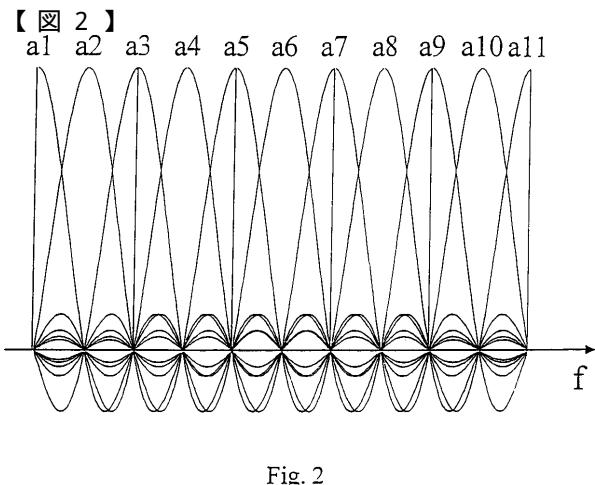
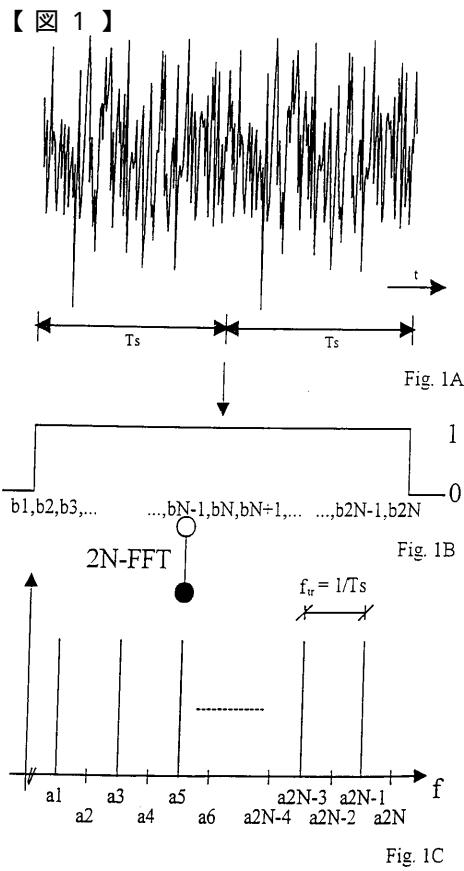
算すれば十分である。

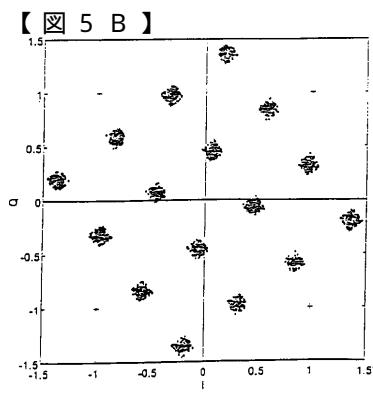
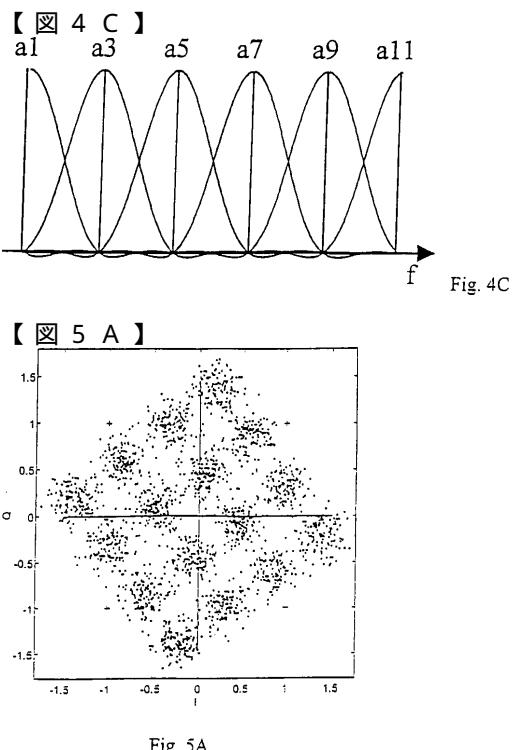
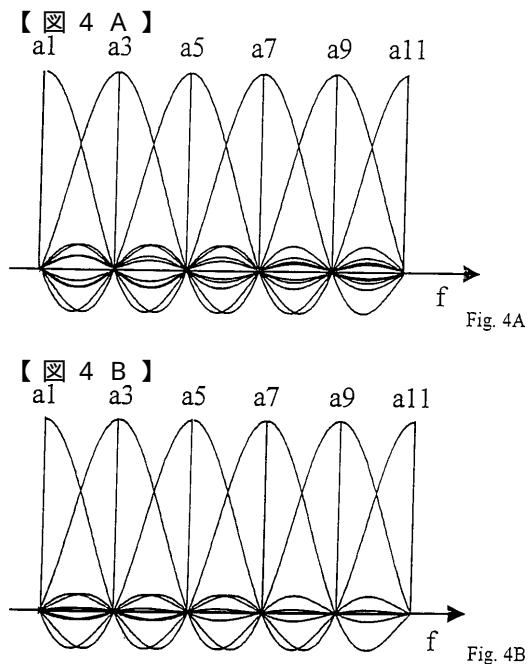
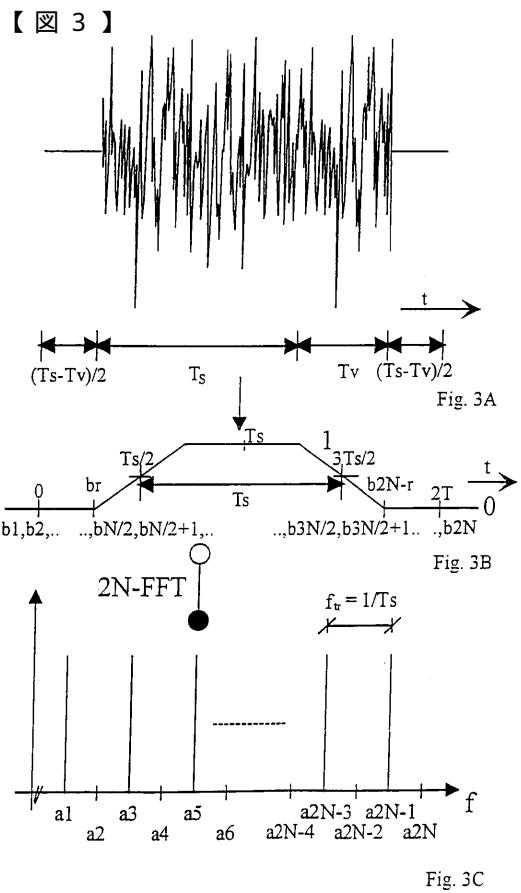
図8は本発明による回路配置のブロック図である。伝送されたO F D M信号がベースバンドに変換された後、デジタル信号は、伝送されたO F D M信号がA / D変換器を用いてサンプリングされる第1のユニットI Qに供給される。さらに、搬送波分離を改良する方法の場合には、このユニットは、I / Q信号を生成するためデジタルフィルタ(F I Rフィルタ)を含む。チャネル分離を改良する方法の場合に、F I Rフィルタリングは、A / D変換器でO F D M信号をオーバーサンプリングし、 $M_2 * N$ 個のサンプルを生じさせる結果として無しで済ませてもよい。I / Q信号の周波数マッチングは、プロセッサF F Tにおいて搬送波周波数分離が行われる前に周波数ミキシングユニットMを用いて行われる。高速フーリエ変換はこの目的のため実行され、搬送波分離を改良するため、間隔 $M_1 * T_s$ の時間的ウィンドウによるウィンドウ処理と、 $M_1 * T_s$ のシンボル長さへのシンボルの伸長が行われる。F F Tの長さは、シンボル長さ及び/又は実行されたいずれかのサンプリングと一致させられ、即ち、 $M_1 * N$ 、 $M_2 * N$ 、若しくは、両方の方法が同時に実行される場合には $M_1 * M_2 * N$ である。係数の $1 / M_1$ 、 $1 / M_2$ 、又は $1 (M_1 * M_2)$ の部分がプロセッサで計算される。新しいシンボルを生成するため、ガードインターバルの現在最大の利用可能な長さは検出器ユニットG IによってプロセッサF F Tに報告され、検出器ユニットG Iは、エコーの長さ及びガードインターバルの長さを決めるため受信されたO F D M信号を公知の方法で使用する。変換ユニットI Q及びプロセッサF F Tは同期ユニットT Sを用いて同期させられる。

本発明は、例えば、D A Bデコーダ又はデジタル衛星テレビジョンに使用され得る。

10

20





【図 6 A】

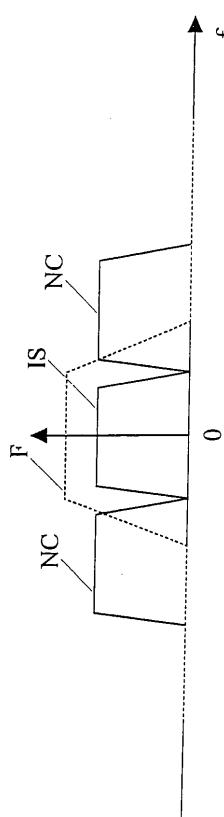


Fig. 6A

【図 6 B】

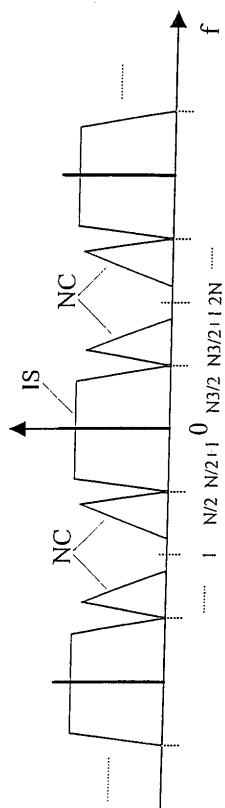


Fig. 6B

【図 7】

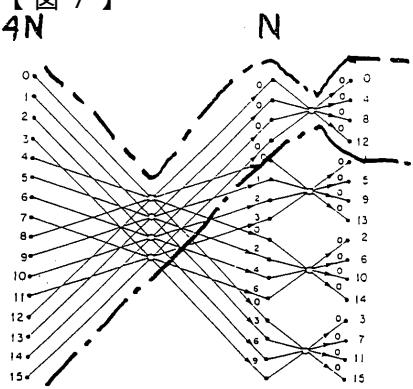


Fig. 7

【図 8】

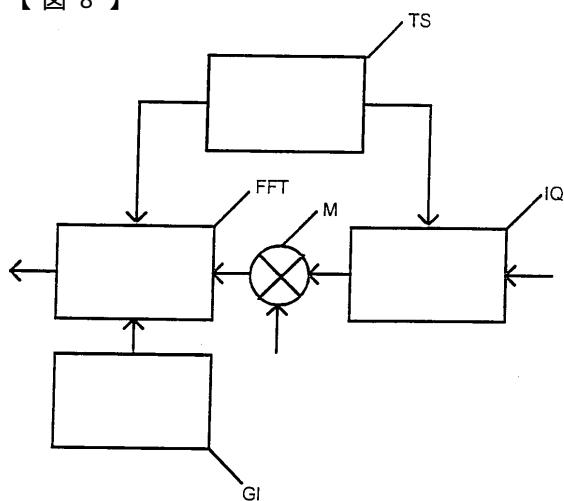


Fig. 8

フロントページの続き

(72)発明者 アルムブルスター, ファイト
ドイツ連邦共和国, 78112 ザンクト・ゲオルゲン, エンゲレヴェーク 5番

審査官 高野 洋

(56)参考文献 特表平1-500792 (JP, A)
特表平9-505185 (JP, A)
特表平10-508158 (JP, A)
特開平7-147566 (JP, A)
特開平7-134149 (JP, A)
特開平6-160445 (JP, A)
特開平6-311124 (JP, A)
特開平6-252878 (JP, A)
欧州特許出願公開第441732 (EP, A1)
欧州特許出願公開第562868 (EP, A2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00