

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3762429号

(P3762429)

(45) 発行日 平成18年4月5日(2006.4.5)

(24) 登録日 平成18年1月20日(2006.1.20)

(51) Int. Cl. F I
HO4N 5/21 (2006.01) HO4N 5/21 B

請求項の数 8 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平7-521692 (86) (22) 出願日 平成7年2月1日(1995.2.1) (65) 公表番号 特表平8-509113 (43) 公表日 平成8年9月24日(1996.9.24) (86) 国際出願番号 PCT/IB1995/000069 (87) 国際公開番号 W01995/022864 (87) 国際公開日 平成7年8月24日(1995.8.24) 審査請求日 平成14年1月30日(2002.1.30) (31) 優先権主張番号 08/197,773 (32) 優先日 平成6年2月10日(1994.2.10) (33) 優先権主張国 米国(US)</p>	<p>(73) 特許権者 コーニンクレッカ フィリップス エレクトロニクス エヌ ヴィ オランダ国 5621 ペーアー アイン ドーフェン フルーネヴァウツウェッハ 1 (74) 代理人 弁理士 杉村 興作 (72) 発明者 リアルカー サミル アメリカ合衆国 ニューヨーク州 106 01 ホワイト プレインズ ウェストチ ェスター アヴェニュー 12 アパート メント 3ビー 審査官 佐藤 直樹</p>
--	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルTV送信のための同一チャネルNTSCの干渉を抑制する方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

符号化されたデジタルテレビジョン信号成分及び同一チャネル干渉成分を有する送信信号を受信する手段、

同一チャネル干渉成分の周波数スペクトルを平坦化し、送信された信号からフィルタ処理した符号化デジタルテレビジョン信号を生成する平坦化手段であり、予め定められた係数を有する予測フィルタを含む平坦化手段、及び

フィルタ処理した符号化デジタルテレビジョン信号を復号化する復号化手段を具備することを特徴とするテレビジョン受信機。

【請求項2】

シンボルが送信機で既にインタリーブされている符号化されたデジタルテレビジョン信号成分及び同一チャネル干渉成分を有する送信信号を受信する手段、

前記同一チャネル干渉成分の周波数スペクトルを平坦化し、送信された信号からフィルタ処理した符号化デジタルテレビジョン信号を生成する平坦化手段であり、予め定められた係数を有する予測フィルタを含む平坦化手段、

フィルタ処理した符号化デジタルテレビジョン信号のシンボルをデインタリーブし、デインタリーブされたデジタルテレビジョン信号を生成するシンボルデインタリーブ手段、及び

デインタリーブされたデジタルテレビジョン信号を復号化する復号化手段を具備することを特徴とするテレビジョン受信機。

10

20

【請求項 3】

符号化デジタルテレビジョン信号が前段符号化デジタルテレビジョン信号であり、前記予測フィルタが送信された信号に対して動作することを特徴とする請求項 1 に記載のテレビジョン受信機。

【請求項 4】

符号化デジタルテレビジョン信号が前段符号化デジタルテレビジョン信号であり、前記予測フィルタが送信された信号に対して動作することを特徴とする請求項 2 に記載のテレビジョン受信機。

【請求項 5】

前記予測フィルタが更に利得因子を持ち、前記係数が { - 1 , 0 , + 1 } の組の中の値に限定されることを特徴とする請求項 1 に記載のテレビジョン受信機。 10

【請求項 6】

前記予測フィルタが差信号に対して動作し、該差信号が送信信号と過去のデシジョン信号との間の差であることを特徴とする請求項 1 に記載のテレビジョン受信機。

【請求項 7】

前記予測フィルタが差信号に対して動作し、該差信号が或る時間間隔だけ遅延した送信信号とその時間間隔だけ遅延した過去のデシジョン信号との間の差であることを特徴とする請求項 1 に記載のテレビジョン受信機。

【請求項 8】

時間間隔が N T S C のライン間隔の遅延に実質的に等しいことを特徴とする請求項 7 に記載のテレビジョン受信機。 20

【発明の詳細な説明】

〔発明の背景〕

連邦通信委員会 (F C C) 及びケーブルラズ (CableLabs) のようなケーブルテレビジョン試験機構は、米国において他日 N T S C に取って代わると考えられる新しいテレビジョンの「標準」を選択するために、デジタルテレビジョン送信システムを評価している。これらのシステムは全て、例えば M P E G デジタル符号化アルゴリズム或いはその変形を用いた、デジタル符号化及びデータ圧縮技術を含んでいる。

F C C は、1994年に、例えば、地上放送用の高精細度テレビジョン (H D T V) 及び標準精細度 (S D T V) デジタル信号を含むアドバンスドテレビジョン (A T V) 標準を試験し認可する計画である。標準仕様は、まだ全体の試験が行われ合意を得べき状況にあるが、F C C は、このシステムが最初はいわゆる「同時放送」式の形式をとることを示唆している。新しい A T V 信号は、現在未使用のテレビジョンチャンネル (いわゆる「タブー」チャンネル) に当てはめて、最初は、同一チャンネル干渉なしに従来のアナログテレビジョン信号と共存させなければならないと考えられている。 30

N T S C は以後従来のテレビジョン放送の一つの例を表すものとして用いられる。他の例は S E C A M 及び P A L である。ここでは N T S C を例にとるが、これに限定することを意味するものではなく、一般的な従来のテレビジョンを表す「従来の」と同義語として用いられる。

1994年に、F C C はいわゆる「グランドアリアンス」システムを試験することになっている。このシステムは、F C C によって1991年及び1992年に試験された第1ラウンドの個別の提案を開発した共同スポンサーによって、共同して開発されている。このシステムは、F C C が米国標準として認可するための一つの最適なシステムとするため、既に試験された複数のシステムから最良の特徴部を取り入れることを提案している。 40

グランドアリアンスは、既に、M P E G (モーション ピクチャーズ エキスパーツ グループ) によって提案されたソースコード化標準に準拠するコード化アルゴリズムを決定している。これに加えて、二つの R F 送信スキームが、アドバンスド テレビジョン テスト センター (A T C C) における「ベークオフ」で最良の性能と評価され、その一つが、グランドアリアンスシステムに含ませるために選択されるものと思われる。

第1のシステムは、マサチューセッツ工科大学 (M I T) 及びゼネラル インストルメン 50

ト(GI)会社が構成するアメリカン テレビジョン アリانسによって提案されたものであり、参考文献として挙げる「チャンネルコンパチブルデジタルHDTVシステム」("Channel Compatible Digicipher HDTVSystem"1992年4月3日)及び更に「デジタルHDTVシステム論」("Digicipher HDTV System Description"1991年8月22日)に記載されている。このシステムは、ベークオフのために更に修正されており、その詳細は参考文献として挙げる「地上及びケーブルベークオフシステム概論」("Summary Description of Terrestrial and Cable Bakeoff System"1994年1月17日)に記載されている。このシステムは直交振幅変調(QAM)を用いることを特色としている。

第2のシステムは、グランドアリانسのメンバー ゼニス エレクトロニクス会社によって開発され、マルチレベル残留側波帯(VSB)変調方法を用いており、これは、「デジタルスペクトラムコンパチブル-技術細目」("Digital Spectrum Compatible-Technical Details"1991年9月23日)に記載されている。更にこのシステムは、最近ベークオフのために修正され、これは「VSB送信システム:技術細目("VSB Transmission System:Technical Details"1993年12月17日に記載されている。)

第3のシステムは、グランドアリانسのメンバー フィリップス エレクトロニクス 北米会社、デービッド サーフ リサーチ ラボラトリーズ及びトムソン コンシューマ エレクトロニクスを含むアドバンスド テレビジョンリサーチ コンソーシアム(ATRC)によって提案され、参考文献として挙げる「最新のデジタル高規格テレビジョン-システム仕様」("Advanced Digital High Definition Television-System Specification"1992年1月20日)に記載されている。このATRCシステムもまたQAMを用いることを特色としている。

これらのシステム全てが、同一チャンネルの従来テレビジョン送信に起因する「同時放送」ATV送信システムの性能の低下を軽減するために、異なった方法を提案している。GI/MITの方法では、同一チャンネルの従来テレビジョンの干渉を補償するために、受信機イコライザが非常に大きく作られている。

ゼニスの方法では、受信機に楕形フィルタを用いて、デジタルスペクトルの同一チャンネル(例えばNTSC)の画像、色及び音声キャリアの位置にヌルを導入する。これは、例えばNTSCのような従来テレビジョンが同一チャンネルで放送されている場合に、性能を著しく改善する。

ATRCシステムは、それぞれ画像キャリアの上及び下の周波数に周波数分割で多重化された、二つの別個のキャリアでQAMを送信することにより、HDTV信号の送信スペクトルの画像キャリアの位置にヌルを導入する。

これらのシステムに対する試験の結果から、同一チャンネルNTSCの干渉が存在する場合に、ATRCシステムは最高の性能を示した。しかしながら、ATRCシステムは、付加的白色ガウス雑音(AWGN)がある場合には同様の性能を示さない。

初期のゼニスの方法では、4VSB変調スキームが用いられた。これはその後トレリス符号化8VSB変調法に修正された。

ゼニスの4VSB法では、送信機のデータは、エラーの伝播を避けるために前段符号化され、更に、参考文献として挙げる米国特許第5,086,340号、第5,087,975号及び第5,121,203号に記載されているように、独特の方法で後段楕形フィルタが受信機に用いられる技術に関係する。同一チャンネルNTSC干渉を低減するために、前記の'975特許に記載されているように、ゼニスは楕形フィルタを12シンボル期間の遅延素子と一緒に用いている。楕形フィルタでの12シンボル期間の遅延に対して、(送信機に備えられる)前段符号化器にも同様に正確に12シンボル期間の遅延素子を持たせることが必要である。従って、同一チャンネル干渉が存在する場合に、前段符号化器と楕形フィルタとの組合せが良好な性能を発揮する。

同一チャンネルNTSC干渉が存在せずAWGNのみが存在する場合は、ATV受信機での楕形フィルタの使用は、エラー性能において3dBの損失を生じる。これは、12シンボルの一つの遅延が直接パスに加えられると同様にノイズも加えられる楕形フィルタの構造に起因する。これは'340特許で議論されている。従って、同一チャンネルNTSC干渉が存

10

20

30

40

50

在しない場合、受信機中に別のパスが設けられる。この別のパスは、単に送信機における前段符号化動作の逆である後段符号化の動作を行う。櫛形フィルタパスか後段符号化器のパスかいずれかの決定は、後段符号化器パス及び櫛形フィルタパスの両者の出力において周期的に送られるデータフィールド同期シンボルのエラーレートの測定値に基づいて選択される。予め定められた周期の終りにどちらのエラーが小さいかによって、後段符号化器パス又は櫛形フィルタパスのどちらを作動させるかを決定する。これは、参考文献「デジタルスペクトラムコンパチブル - 技術細目」の6.3.9節に記載されている。

しかしながら、8 V S B法と共にトレリス符号化を導入する場合は、参考文献として挙げる「デジタル通信及び符号化の原理」 ("Principles of Digital Communication and Coding" A.J.Viterbi, J.k.Omura共著、1979年McGraw Hill社刊) に記載されているように、
10 「軟判定」ビタビ復号化がトレリス符号化と共に用いられるため、同様の後段符号化器パスを設定することはできない。従って、受信機での櫛形フィルタの使用は、常に3 dBの損失を生ずることになり、このことはトレリス符号化がAWGNチャネルに対して改善された性能を示すことによる利点を上回る。

トレリス符号化VSBについてゼニスが提案した解決策は、送信機から前段符号化器を除くことであり、従って、同一チャネルの従来テレビジョン干渉が存在する場合に、受信機の櫛形フィルタをトレリス符号化器と縦続配置で部分応答チャネルとして扱うことにある。この場合、拡張されたトレリスでビタビ復号化を用いる最適な復号化器が開発され得ることとなり、「デジタル通信及び符号化の原理」に記載されているように、その状態は
20 縦続配置の櫛形フィルタとトレリス符号化器の状態に対応する。

しかしながら、12シンボル遅延を持つ櫛形フィルタに対して、トレリスの状態の数は極めて大きい。それらの設計を簡素化するため、ゼニスは最初にMPEGコード及びRS(リード-ソロモン)コード並びにインタリーブされた直列データストリームを並列データストリームに変換し、次いで12個の並列トレリス符号化器を用い、続いて送信機で並列-直列変換器を用いる。後段櫛形フィルタが用いられる場合に、トレリス復号化器は、トレリス符号化器の状態の数の2又は4倍に等しい状態の数で、トレリスにビタビ復号化を実行する。これは「VSB送信システム：技術細目」に詳細に記載されている。

同一チャネル従来テレビジョン干渉がない場合に、ビタビ復号化は、トレリス符号化器の状態の数に等しい状態の数を有するトレリスにて実行される。送信機で前段符号化が用いられないのでこれが可能になる。4 V S Bの場合と同様に、一つのトレリス復号化によっ
30 てもたらされたパス又は後段櫛形フィルタと受信機の拡張されたトレリスとを用いるパス間の選択は、周期的に送られるデータフィールド同期シンボルについて、後段櫛形フィルタの出力で又は後段櫛形フィルタなしで測定したエラーレートの値によって決定される。しかしながら、同一チャネル干渉とAWGNの両者が存在する場合は、櫛形フィルタの性能が劇的に低下する。これは、櫛形フィルタの後のAWGNが「白色」に留まらずに「有色」になるからであり、換言すればノイズサンプルが相互に独立ではなくなるからである。これは、AWGNチャネルで最適に設定されたトレリス復号化器の性能に影響する。信号電力が小さく従ってAWGNが大きい周辺領域で同一チャネル従来テレビジョン干渉が最大になるので、これは必ず考慮に入れなければならない事項である。本発明の第1の目的は、従って、同一チャネル干渉と高いレベルのAWGNとが存在する場合におけるA T
40 V受信機の性能を改善することにある。

トレリス符号化器の状態の数は、櫛形フィルタパスに対するビタビ復号化器が少なくともトレリス符号化器の状態の数の2倍でトレリス上にて動作しなければならないという事実によって制限される。これは、同一チャネルテレビジョン干渉が存在しない時に、トレリス符号化器/復号化器のAWGN性能を制限する。本発明の第2の目的は、従って、同一チャネルテレビジョン干渉が存在しない場合におけるA T V受信機のトレリス符号化器/復号化器のAWGN性能を改善することにある。

最後に、ゼニスによって示唆されている受信機で櫛形フィルタを使用する場合と使用しない場合との切替は煩雑である。櫛形フィルタを使用すべきか否かを決定するために、かなりの計算を実行しなければならない。更に、櫛形フィルタの使用は、更に12個の並列
50

符号化器とこれに対応して12個の並列復号化器の使用を必要とし、これも煩雑である。本発明の他の目的は、従って、受信機での楕形フィルタの使用を避けることにある。

〔発明の概要〕

本発明は、ATV受信機で用いるための阻止フィルタを含み、このフィルタは、同一チャンネル干渉を処理し、このフィルタのフィルタ出力に、可能な限り平坦な残留干渉スペクトルを生成するように設計される。ゼニスシステムにおいて用いられた楕形フィルタは画像及び音声のキャリアを除く以上のことを行う。これは更に色のサブキャリアも除去し、スペクトルに他のヌルを導入する。従って、残留干渉は楕形フィルタによって形成された平坦ではないスペクトルを有する。換言すれば、楕形フィルタはそれを通してAWGNを増強する。本発明の阻止フィルタは、楕形フィルタではなく、同一チャンネル干渉の大部分を除去するためには画像キャリアの周囲の範囲のみを除去し且つ音声キャリアの周囲の範囲のみを減衰させるべきであるとの事実を利用する。

10

本発明の一つの特徴は、楕形フィルタではなく、一般的な阻止フィルタを用いることにあり、従ってそれを通してAWGNを増強することはない。ピタビ復号化のためにトレリスの状態が拡張される必要はない。切替え機能は実行されず、即ち、同一チャンネル従来テレビジョン干渉が存在するか否かに拘わらず阻止フィルタが存在する。従って、同一のシステムが、同一チャンネル従来テレビジョン干渉とAWGNの両者に対して強力な性能を発揮する。

本発明の他の特徴は、楕形フィルタの複雑さに起因するようなトレリス符号化器の状態の数の制限を受けず、従ってAWGNが存在する場合にその数を増やし優れた性能を発揮し得ることである。

20

阻止フィルタは、4VSBシステムにおいても同様に用いることができ、同一チャンネル干渉とAWGNの両者が存在する場合に、楕形フィルタに比較して優れた性能を発揮する。QAMキャリアの補正のための適切な変更により、このフィルタをQAM信号についても同様に利用するために修正することができる。これらの変更は、参考文献として挙げる「HDTV送信への応用に伴う部分応答チャンネルのための前段符号化技術」("Precoding Technique for Partial-Response Channels with Applications to HDTV Transmission" L. F. Wei, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1993年1月、127-135頁)に楕形フィルタについて記載されている修正方法と同様である。一般的には、阻止フィルタは、例えばOFDM(直交周波数分割多重化)のような、通常のテレビジョンチャンネル帯域幅を占めるとどのような信号スペクトルに対しても使用することができる。しかしながら、説明の都合上、ここではVSBのための阻止フィルタについてのみ詳細に記載する。

30

本発明の他の特徴は、AWGNがなお存在する場合に、阻止フィルタが性能の低下を僅かに抑えながらNTSC干渉を消去することである。ここに記載された実施例では、損失はほぼ0.3dB以下である。

本発明の実施例の他の特徴は、データが送信機で前段符号化され、受信機におけるエラーの伝播を防止できることである。

本発明の他の特徴は、前段符号化が用いられない場合に、データデシジョンを用いることによって、即ちデシジョン管理法を用いることによって阻止フィルタを通してデータ成分が除去されることである。これらのデシジョンはエラー伝播の原因になることもあるが、これは、トレリス符号化器の後でなされるデシジョンを用い且つ隣接するラインに対応する干渉サンプル間の相関を用いることによって、小さくすることができる。

40

本発明の実施例の更に他の特徴は、送信機においてトレリス符号化器と前段符号化器との間にシンボルインタリーバを配置し、これに対応して受信機では阻止フィルタとトレリス復号化器との間にシンボルデインタリーバを配置し、トレリス復号化器に入力されるノイズを「白色化」することである。これは、前記の「有色化」ノイズの問題を解決し、デインタリーバ処理の後の残留干渉周波数スペクトルを更に平坦にし、一定の画像領域における振幅の極端な変化を伴う同一チャンネルテレビジョン信号によって起きる不正な阻止の突発を減ずる。このような任意のインタリーバは、8VSBを用いるゼニス法では実現できないことに注意すべきである。

50

本発明の他の実施例における更に他の特徴は、送信機でデータを前段符号化する時に、阻止フィルタを用いるか否かを決定するためにスイッチング動作を行う必要がないことである。同一チャンネルNTSCが存在しない場合でさえもAWGNの存在による性能の損失はほぼ0.3dB以下であるため、NTSC阻止フィルタは常時使用される。

〔本発明の好適実施例の詳細な説明〕

図1は、「VSB送信システム：技術細目」に記載されたゼニスのVSB通信システムを説明する図を、本発明に従って修正した図である。

MPEG符号化データ（又は更に一般的にはデジタルテレビジョンデータ）がリード-ソロモン（RS）符号化器5、バイトインタリーバ10及び続いてトレリス符号化器15で処理される。これらの三つのブロックは既知であり、例えば「VSB送信システム：技術細目」に記載されている。

トレリス符号化器で符号化されたシンボルが前段符号化器25で処理される前に、シンボルインタリーバ20がこれをランダム化する。シンボルインタリーバ20は、ブロックインタリーバ又は畳み込みインタリーバとして構成することができる。この両構成例は米国特許第3,652,998号に記載されている。前段符号化器25の実現例は図7に示されており、後に説明する。

インタリーバ20及び前段符号化器25の両者は信号処理手段30を形成する。前段符号化器25の出力はマルチプレクサ（MUX）40に送られ、マルチプレクサ40は更に使用されるトレーニング信号を多重化する。パイロット挿入手段45によって、多重化されたデータストリームにパイロット信号が挿入される。多重化されたデータストリームは次にVSB変調器50及びRFアップコンバータ55に送られ、その後例えば地上放送チャンネルのような通信パス上に送信される。ブロック40、45、50、55は、前記で引用した「VSB送信システム：技術細目」及び「デジタルスペクトラムコンパチブル-技術細目」に記載されている。図2は、本発明を含むVSB受信機のブロック図である。チューナ60は、対象とする地上チャンネルを選択し受信信号をRFからIFに変換する。IFフィルタ及びダウンコンバータ65は、例えば表面弾性波（SAW）フィルタ（VSB変調器50で用いられるフィルタに合わせて信号スペクトルの形を作る）であってもよく、次にミキサーに接続される。ミキサーは周波数を下げてベースバンド信号にする。これらは「デジタルスペクトラムコンパチブル-技術細目」に極めて詳細に説明されている。

アナログ-デジタルコンバータ（A/D）70は例えば10.76MHzのシンボルレートで信号のサンプリングを行う。干渉阻止フィルタ80は、図3に更に詳細に記載されているが、次にサンプリングされた信号を処理し、それをイコライザ及び位相トラッカ85に送る。これらは図8に更に詳細に記載されている。ソフトデシジョン（軟判定）シンボルインタリーバ90は、「デジタル通信及び符号化の原理」に記載されているように、シンボルが「ソフト」デシジョン情報を持つことを除いて、本質的にシンボルインタリーバ20の逆の動作を行う。

シンボルデインタリーバ90の出力は、次にトレリス復号化器95、バイトデインタリーバ100及びRS復号化器105に送られる。これらは全て「VSB送信システム：技術細目」で詳細に議論されている。

同期及びタイミングブロック110はデジタル信号処理ブロック及びA/Dコンバータ70の各々のクロックを制御する。

図3に示された干渉阻止フィルタ80は、予測フィルタ115を含む。予測フィルタ115は、干渉している同一チャンネル（例えばNTSC）信号の決定論的部分を推定する。予測フィルタ115の出力は、次に減算器118で、A/Dコンバータ70からの入力信号から減算される。予測フィルタ115は、Nタップ遅延線を含み、それぞれの遅延は1シンボル間隔に等しい。1シンボル間隔は、A/Dサンプリングレート10.76MHzの逆数である。各遅延線とそれぞれのフィルタ係数の積が加算器116で加算され、その後、乗算器117でこの和と最終評価係数Cとの乗算が行われ、予測フィルタの出力信号が形成される。

係数及び定数Cは次のようにして選択される。AWGN及び同一チャンネル干渉によって変形された入力信号がA/Dコンバータの入力に存在する。図9に示すように、信号スペク

10

20

30

40

50

トルは A T V 信号と位置が合っている。A T V 信号のバンド端から可視即ち画像キャリアは 0.904MHz 離れている。更に、音声キャリアは 5.404MHz 離れている。A / D コンバータがこの信号を 10.76MHz のレートでサンプリングする場合は、従って I_k がベースバンド同一チャンネル信号を表し、A が音声キャリアの振幅を表すとすると、A / D 出力信号は近似的に

$$s_k + I_k \cos(k/6) + A \cos(k) + n_k$$

で表される。ここで、 s_k は信号成分 (多経路歪みを持つことがある)、 n_k は A W G N である。一般的に、干渉項は

$$I_k \cos \frac{(2\pi \Delta_f k)}{f_s} + A \cos \frac{(2\pi \Delta_a k)}{f_s},$$

10

であることに注意すべきである。ここで、 Δ_f 及び Δ_a は V S B 変調データスペクトルの中心周波数からのずれを MHz で表したものの、 f_s は A T V 信号のシンボルレートである。これら一般化された項は干渉阻止フィルタ 80 の設計に用いることができる。この技術の概要を以下に述べる。

予測フィルタ 115 の タスク は、干渉している N T S C 信号 について可能な限り多くの情報を引出すことである。ベースバンド N T S C 波形の電力の大部分が低周波数に存在することが知られている。実際、信号の D C 成分が除去されるだけで、同一チャンネル干渉の殆どの部分が除去され得る。ノイズも予測フィルタ 115 を通過することは注意を要する。このノイズは一般に主経路のノイズと相関関係を持たず、従って加算器 116 の出力でのノイズは、N T S C 予測フィルタ 115 の出力及び主経路のノイズ変動の和であるノイズ変動を持つ筈である。これはノイズを強めることになる。従って、予測フィルタ 115 は、ノイズがそれ程の値に増大しない間に、N T S C 成分を同時に予測しなければならない。以下の例においては、N T S C 信号の決定論的部分の合理的な範囲を構成する、N T S C 同一チャンネルの画像及び音声キャリアの付近の範囲のみを予測する。

20

楕形フィルタは低周波数成分を除去する以上のことを行う。それは、色のサブキャリアの複数セクションをも除去し、加えて、干渉する N T S C スペクトルに ヌル を導入する。従って、楕形フィルタの出力はスペクトルが平坦ではない残留干渉信号を持つ。このような場合、干渉信号が平坦なスペクトルを持つとして動作する トレリス復号化器 は、平坦な干渉信号で動作する場合に比較して不完全な動作しか行うことができない。

30

トレリス復号化器 は殆ど平坦なスペクトルを持つ干渉信号を持つという事実が与えられたとしても、画像キャリア及びソースキャリアに存在する全てのエネルギーを除去する必要はなく、それを減衰させて画像及び音声キャリアの付近の範囲に存在するエネルギーを N T S C スペクトルの平坦な部分に近づけるだけで充分である。選択された N T S C スペクトルに従って、この画像又は音声キャリアに対する減衰係数は変わり得る。

画像キャリア部分に対して選択された減衰係数が、或る数 D について

$$20 * \log(1 - D) \text{ dB}$$

であり、音声キャリアに対して選択された減衰係数が

$$20 * \log(1 - F) \text{ dB}$$

40

であると仮定する。このように、N を N T S C 予測フィルタ 115 のタップの数とすると、係数 y_1, \dots, y_N 及び定数 C の最適の選択方法は次の最小化問題によって与えられることが容易に分かる。

$$C, \min_{y_i} C^2 \sum_{i=1}^N y_i^2$$

即ち

$$\langle C \sum_{i=1}^N y_i \cos(\pi i/6) \rangle = D$$

及び

$$\langle C \sum_{i=1}^N y_i \cos(\pi i) \rangle = F.$$

である。

これは等価定数を持つ二次プログラミング問題であり、参考文献として挙げる「非線形プログラミング：理論とアルゴリズム」("Nonlinear Programming: Theory and Algorithms" M.S.Bazaraa, C.M.Shetty共著、1979年John Wiley社刊)に記載されているような標準的な技術によって解くことができる。実際、この解は、NTSC予測フィルタを記述するに十分な値 $C y_i$ ($i = 1 \dots N$) を与える。解は

$$C y_i = \frac{1}{N} [2D \cos(\pi j/6) + F \cos(\pi j)]$$

である。ここで、 $j = 1 \dots N$ 、 N は6の倍数である。

係数 y_1, \dots, y_N を組 $\{-1, 0, +1\}$ の中の値に限定すると、上記の特性を持つ簡単な調査用フィルタによって簡潔な実現例を設計できる。二つのこのようなフィルタが表I及び表IIに示されている。

表I：タップ値+1又は-1を持つ24タップNTSC予測フィルタ

他のタップはゼロ

定数 $C = 0.1 (= 1/10)$ AWGN性能における損失 = 0.5dB

画像キャリア減衰 = -25dB 音声キャリア減衰 = -14dB

タップ番号	2	5	6	7	10	12	14	17	18	19	22	24
タップ値	+1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1

表II：タップ値+1又は-1を持つ36タップNTSC予測フィルタ

他のタップはゼロ

定数 $C = 0.0625 (= 1/16)$ AWGN性能における損失 = 0.3dB

画像キャリア減衰 = -18dB 音声キャリア減衰 = -12dB

タップ番号	2	5	6	7	10	12	14	17	18	19	22	24
タップ値	+1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1

タップ番号	26	29	30	31	34	36
タップ値	+1	-1	-1	-1	+1	+1

表IIの36タップフィルタは評価係数 $C = 1/16$ であり、これはハードウェア中で4ビットのスカラーシフトとして実行できるので、特に容易に実現できる。更に、このフィルタは

10

20

30

40

50

ノイズの増強を僅か0.3 dBに抑える一方、画像キャリアで約18 dBの減衰を、音声キャリアで約12 dBの減衰を与える。上記の式を用いる最適の36タップフィルタは僅かほぼ0.24 dBにノイズ増強を抑えることができ、一方でなお画像キャリアで約18 dBの減衰を、音声キャリアで約12 dBの減衰を与える。これは、表IIに記載されたフィルタに比較して僅かほぼ0.05 dBの改善である。

図4 a - 4 cは、表IIの36タップフィルタの入力(図4 b)が正に干渉しているNTSC信号である場合の出力スペクトル(図4 a)を示す。比較のため、楕円フィルタ出力のスペクトル(図4 c)も示されている。残留干渉のスペクトルが、36タップフィルタの場合(図4 b)が楕円フィルタ(図4 c)に比較してより平坦であることに注意すべきである。

10

QAMが送られて来た場合についても、同様の阻止フィルタを設計できる。この場合、阻止フィルタはベースバンドQAM波形で動作する。この場合のQAMスペクトルはNTSCスペクトルと一致し、QAM信号の中心周波数は3 MHzである。更に、QAM信号はVSB信号のシンボルレートの半分、即ちほぼ5.38MHzでサンプリングされる。一般に、阻止フィルタは複素数値を持つサンプルに対して動作する。NTSC波形でさえ、複素数値を持つ周波数シフトによってQAM中心周波数からずれる。単純な楕円フィルタの場合について参考文献として挙げる「HDTV送信への応用に伴う部分応答チャンネルのための前段符号化技術」("Precoding Technique for Partial-Response Channels with Applications to HDTV Transmission" L.F. Wei, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1993年1月、127-135頁)に示されているように、上記の最適化プログラムは、QAMの場合についてもフィルタを一般化するために用いることができる。

20

上記の最適化プログラムは、色サブキャリア部分を減衰させるためにも用いることができ、同様に出力スペクトルが実際に平坦な様子を示す。最適化プログラムは、色サブキャリア部分における減衰に対応する付加的な抑制を含むために修正される。

更に、同様の技術が、PAL、SECAM及びその他の画像キャリア及び音声キャリアが異なっても従来の同一チャンネル信号に対して用いられることは明らかである。

図3に示された実施例においては、干渉信号及びノイズの両者が予測フィルタ115を通過するが、ATV信号もまた予測フィルタを通過する。これを除去するためのおそらく最も簡単な方法は図5に示されるようなものである。この実施例は、ただ一つの点で図3と異なっている。即ち、先のデシジョンから得られるATV信号成分を除去するために減算器200が導入されている。これらのデシジョンは1シンボル期間内に行われなければならない。トレリス符号化器/復号化器がある場合にはデシジョンが1シンボル期間内には行われないので、これらのデシジョンはトレリス復号化器の前で行われなければならない、エラーになり易い。同様の問題が、等化と、例えば参考文献として挙げる「インタリーブを伴うデシジョン-フィードバックノイズ予測を用いる線形で激しく歪んだチャンネルの符号化された変調信号の検出」("Detection of Coded Modulation Signals on Linear, Severely Distorted Channel Using Decision-Feedback Noise Prediction With Interleaving" M.V. Eyuboglu, IEEE Transaction on Communications 1988年4月401-409頁)に記載されているトレリス復号化との結合に存在する。これらのエラーになり易いデシジョンはエラー伝播の原因になる。

30

40

これらのエラーを小さくするための一つの方法は、低周波数成分が関係している限りNTSCテレビジョンライン間に存在する相関を利用することである。従って、NTSC信号予測が1ライン期間の遅延の後で行われるとすれば、これによってトレリス復号化器にて信頼できるデシジョンを行うための十分な時間を与えることができ、従ってエラーの伝播の問題を解決することができる。この実行例が図6に示されているが、ここでは遅延要素210が導入されている。この遅延要素は厳密にNTSCライン期間遅延に等しくすることはできないことに注意すべきである。それはA/Dコンバータで用いられるサンプリング時間の倍数である。この遅延があると、上記の最適化問題はこの遅延を考慮に入れて修正されなければならない。遅延がPシンボルと仮定する。そうすると、最適化問題は

$$C, \min_{y_i} C^2 \sum_{i=1}^N y_i^2$$

のように修正される。

即ち

$$\langle C \sum_{i=1}^N y_i \cos(\pi(P+i)/6) \rangle = D$$

及び

$$\langle C \sum_{i=1}^N y_i \cos(\pi(P+i)) \rangle = F.$$

10

である。この方法は、これが多数のサンプルの記憶を含む1ライン期間の遅延を含むので、かなり煩雑である。

信号成分を除去する他の方法は、送信機でデータを前段符号化し、干渉阻止フィルタ80の後でNTSC干渉阻止フィルタに起因する信号歪みを除去することである。このようなフィルタが存在する場合に信号成分を除去する方法は、参考文献として挙げる「モジュロ算術を用いる新しい自動イコライザ」("New Automatic Equalizer Employing Modulo Arithmetic" Electronic Letters 1971年3月138-139頁)及び「シンボル間干渉を持つチャンネルに適した送信技術」("Matched Transmission Technique for Channel With Intersymbol Interference" IEEE Transaction on Communications, 1972年8月774-780頁)に記載されている。

20

前段符号化器25の設計が図7に示されている。シンボルインタリーブア20の出力はモジュロM加算器120に送られ、これはNTSC予測フィルタ115の出力と加算されNTSC予測フィルタ115に送られる。これは受信機のそれと同じである。モジュロM加算器120の動作は「モジュロ算術を用いる新しい自動イコライザ」に記載されており、Mの値は入来シンボルのピーク値より大きいか又は等しく選択される。

30

前段符号化器は、受信機で行われるべき等化及び位相トラッキングの方法を変更する。この変更は図8に示されている。NTSC阻止フィルタの出力は前方イコライザ125に送られ、乗算器130を用いて位相のずれが除去される。乗算器130には、角度エラー計算機170及び位相ロククループ175から位相のずれの値が送られる。乗算器130の出力は、チャンネルによって導入される残留シンボル間干渉を有し、これはフィードバックイコライザ180を用いて除去される。

フィードバックイコライザ180及び角度エラー計算機170の両者に、送信機の前段符号化の結果である「修正」スライサー165の出力が送られる。実際には、修正スライサー165が前段符号化のない通常の場合のスライサーに置き替わる場合には、全てのイコライザ及び位相トラッカの種類は、例えば参考文献として挙げる「デジタル通信」("Digital Communication" E.A.Lee, D.G.Messerschmitt共著、Kluwer Academic Publishers刊、1988年)に記載されているものと厳密に同一である。

40

修正スライサー165を以下に説明する。修正スライサー165への入力、モジュロM減算回路140に送られ、ここでこの入力が簡単に再評価され、この入力が一定のレベル内に入る。これは、「シンボル間干渉を持つチャンネルに適した送信技術」に記載されている。このスライサーはここでシンボルの位置決め動作を行い、これがトレリス符号化器15の出力になる。モジュロM減算回路の入力及び出力は減算器150を通り、次に量子化器155に送られる。これは「シンボル間干渉を持つチャンネルに適した送信技術」に記載されている。最後に、スライサー145の出力及び量子化器155の出力は、減算器160に送られ、ここで修正スライサー165の出力を形成する。モジュロM減算回路140の出力は、図示されているよう

50

に、ソフトデシジョンシンボルインタリーブ及び次にトレリス復号化器に送られる。全ての実行例が回路の一部として修正スライサー165によって実現される機能を持たなければならない点を除いて、イコライザ及び位相トラックの他の実行例も可能である。トレリス符号化が、干渉阻止フィルタ80の設計、及び信号成分を除去する種々の方法、即ち、直ちに又は1ライン期間の遅延の後に所謂過去のデシジョンを用いる方法、又は送信機で前段符号化器を用いる方法についての基本的な動機付けであるが、同一の計画をトレリス符号化のない場合についても同様に用いることができることは明らかである。NTSC送信が最終的に廃止された場合、受信機の干渉阻止フィルタは簡単に取外すことができる。更に、スライサーは前段符号化を用いないデータに対して用いられる通常のスライサーに変更することができる。この変更を通知する情報は、トレーニングシーケンスを経て又は高級プロトコルを用いることによって容易に送ることができる。

10

【図面の簡単な説明】

図1は、本発明を含むVSB送信機のブロック図である。
図2は、本発明を含むVSB受信機のブロック図である。
図3は、本発明による干渉阻止フィルタを説明する図である。
図4a - 4cは、干渉阻止フィルタの性能を説明する図である。
図5は、復号化器において過去のデシジョンを用いて信号成分を除去するために修正された干渉阻止フィルタの第2の実施例を示す図である。
図6は、復号化器において1ライン期間の遅延の後で過去のデシジョンを用いて信号成分を除去するために修正された干渉阻止フィルタの第3の実施例を示す図である。
図7は、図1に示された送信機に配置される前段符号化器を示す図である。
図8は、イコライザ及び位相トラック回路を実現するために、干渉阻止フィルタが前段符号化器と共に用いられる場合に使用する必要がある修正されたスライサーを示す図である。
図9は、受信機におけるATV信号、同一チャンネルNTSC信号及び楕円フィルタの応答の間の関係を説明する図である。

20

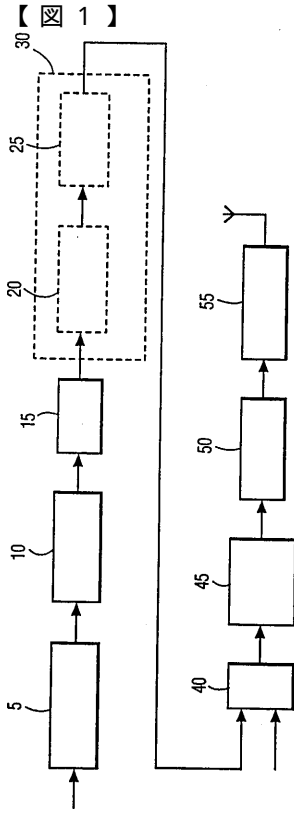


FIG. 1

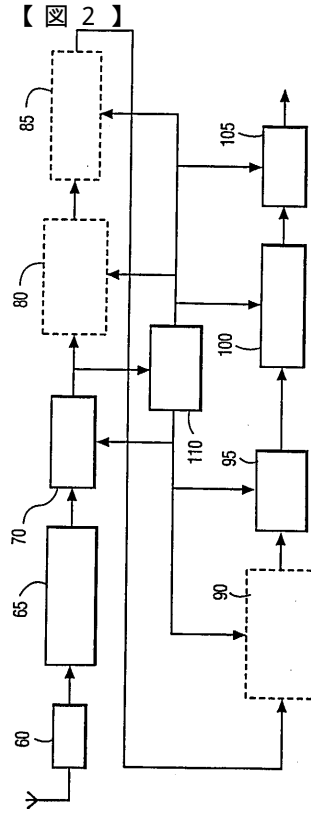


FIG. 2

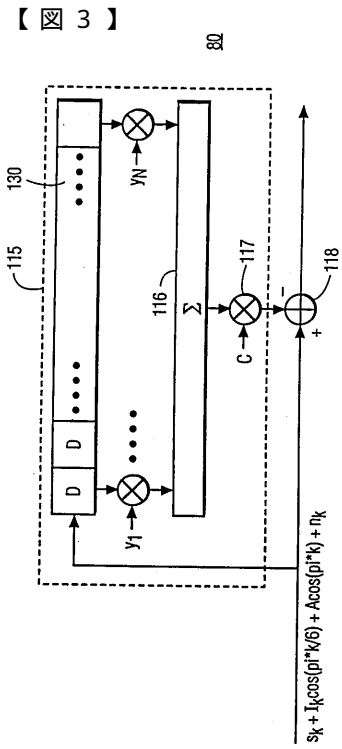


FIG. 3

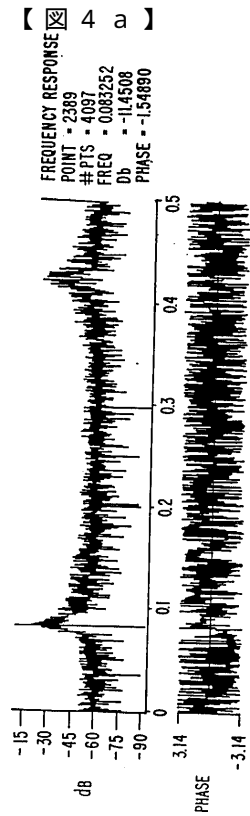


FIG. 4a

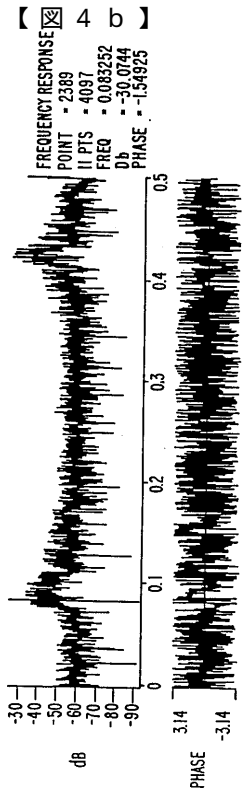


FIG. 4b

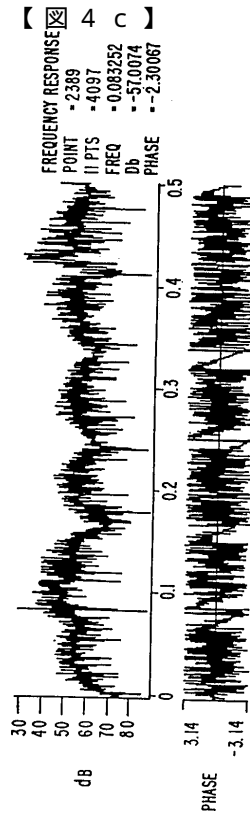
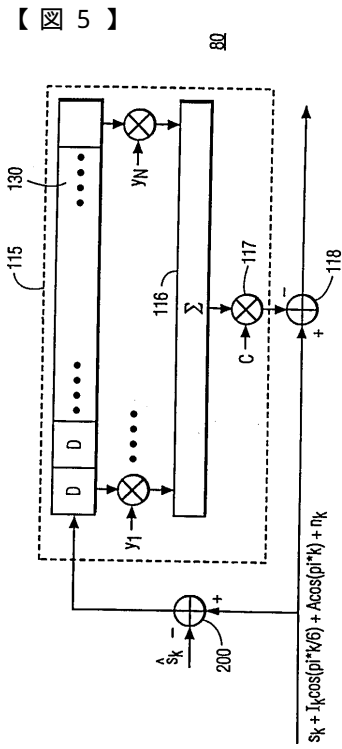


FIG. 4c



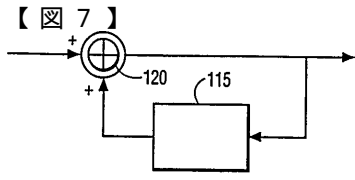


FIG. 7

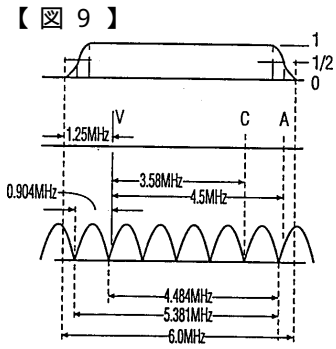


FIG. 9

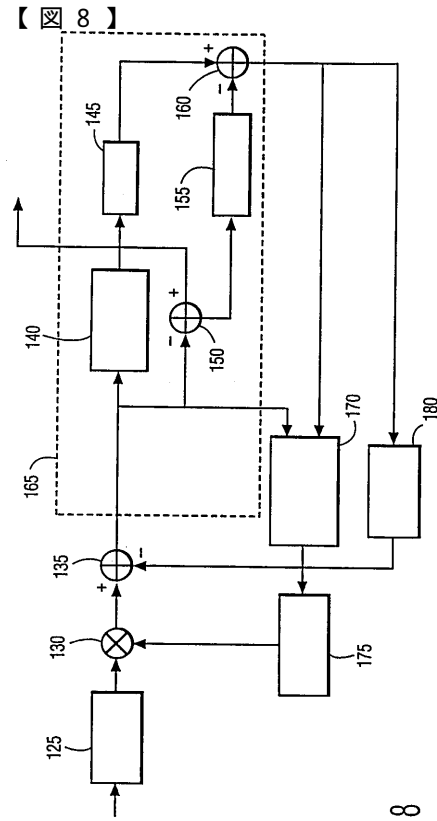


FIG. 8

フロントページの続き

- (56)参考文献 国際公開第92/007442(WO, A1)
特開平05-110616(JP, A)
特開平02-153638(JP, A)
特開平05-304629(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04N 5/21