HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	周波数選択性フェージング環境下における干渉波補償技術および通信方式に関する研究
Author(s)	大塚, 裕幸
Degree Grantor	北海道大学
Degree Name	博士(工学)
Dissertation Number	乙第4110号
Issue Date	1992-06-30
DOI	https://doi.org/10.11501/3089293
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/50331
Type	doctoral thesis
File Information	000000251726.pdf

Hokkaido University Collection of Scholarly and Academic Papers : HUSCAP

周波数選択性フェージング環境下における干渉波
補償技術および通信方式に関する研究

大塚裕幸

Kodak Gray Scale
A 1 2 3 4 5 6 M 8 9 10 11 12 13 14 15 B 17 18 19
© Kodak, 2007 TM: Kodak
KODAK Color Control Patches ©The Tiffen Company, 2000
Blue Cyan Green Yellow Red Magenta White 3/Color Black
Kodak LICENSED PRODUCT
Inches Centimetres

周波数選択性フェージング環境下における干渉波補償技術
および通信方式に関する研究

1991年12月25日

大塚裕幸

学位論文目次

第１章　緒論 …… 1

１．１　研究の背景 …… 1

１．２　本研究の目的と論文の概要 …… 10

参考文献 …… 19

第２章　交差偏波干渉補償器の設計 …… 21

２．１　まえがき …… 21

２．２　トランスバーサル形ＸＰＩＣの構成と動作原理 …… 22

２．３　周波数選択性フェージングに対する改善効果算出法 …… 24

２．４　改善特性 …… 26

２．４．１　伝搬路モデル …… 26

２．４．２　ＦＦＴによるタップ係数値算出 …… 28

２．４．３　残留特性 …… 28

２．４．４　Ｄ／Ｕ改善効果 …… 30

２．４．５　実験結果との比較 …… 33

２．５　回線設計例 …… 35

２．６　トランスバーサルフィルタ用ＳＡＷ遅延線 …… 38

２．６．１　ＳＡＷの構成 …… 38

２．６．２　分岐接続によるＳＡＷ遅延線 …… 39

２．６．３　アイソレーション特性 …… 42

２．６．４　誤り率特性 …… 42

２．７　むすび …… 45

参考文献 …… 47

第３章　周波数相関に対する交差偏波干渉補償器の特性 …… 49

３．１　まえがき …… 49

３．２　波形等化器併用時のＸＰＩＣの動作原理 …… 50
３．３　改善効果算出法 …… 53
３．４　解析結果 …… 58
３．４．１　直交偏波間の周波数相関 …… 58
３．４．２　改善特性 …… 61
３．５　むすび …… 71
参考文献 …… 72

第４章　交差偏波干渉補償器の制御部構成 …… 74
４．１　まえがき …… 74
４．２　ディジタル形ＸＰＩＣの構成 …… 75
４．３　シフトビットセレクト（ＳＢＳ）制御法 …… 77
４．４　ＳＢＳ法の収束特性 …… 85
４．５　実験結果 …… 90
４．５．１　ＸＰＩＣの諸元 …… 90
４．５．２　誤り率特性 …… 93
４．５．３　タップ係数の収束特性 …… 93
４．５．４　Ｄ／Ｕ対Ｃ／Ｎ特性 …… 97
４．５．５　動特性 …… 97
４．６　クロック非同期に対する構成 …… 101
４．７　搬送波周波数非同期に対するＳＢＳ法の効果 …… 104
４．８　識別範囲拡大法 …… 110
４．９　符号伝送実験 …… 114
４．９．１　遅延時間調整法 …… 114
４．９．２　直交偏波間のタイミング位相差に対する補償特性 … 117
４．９．３　フラクショナル形ＸＰＩＣ …… 122
４．９．４　瞬断率改善効果 …… 122
４．１０　むすび …… 128

参考文献 …… 131

第５章　判定帰還形交差偏波干渉補償器 …… 134
５．１　まえがき …… 134
５．２　判定帰還フィルタの構成およびＸＰＩＣへの適用 …… 135
５．３　判定帰還形ＸＰＩＣの改善効果算出法 …… 137
５．３．１　伝搬路モデル …… 137
５．３．２　インパルス応答から求める改善効果算出法 …… 139
５．３．３　補償効果の定量的評価 …… 143
５．４　汎用トランスバーサルフィルタＬＳＩ …… 150
５．４．１　ＴＲＶ＿ＬＳＩの構成 …… 150
５．４．２　試作ＴＲＶ＿ＬＳＩの特性 …… 152
５．５　むすび …… 155
参考文献 …… 157

第６章　隣接チャネル通過干渉補償技術 …… 159
６．１　まえがき …… 159
６．２　マルチキャリア伝送技術 …… 160
６．３　非再生中継における歪、干渉の相加特性 …… 162
６．４　隣接チャネル通過干渉 …… 168
６．５　ＢＰＦの設計及びトランスバーサル等化器の適用 …… 173
６．５．１　主信号対干渉波ＩＰＡＣの電力比特性 …… 173
６．５．２　符号伝送実験による誤り率特性 …… 175
６．６　むすび …… 175
参考文献 …… 178

第７章　サブキャリア伝送技術 …… 180
７．１　まえがき …… 180

７．２　光ＳＣＭ技術とその適用例 ……181
７．３　２５６ＱＡＭ信号のＳＣＭ伝送 ……186
７．３．１　２５６ＱＡＭの誤り率特性 ……186
７．３．２　光ファイバ通信におけるＣＮＲ特性 ……192
７．３．３　マルチチャネルのＳＣＭ伝送特性 ……199
７．３．４　伝送距離特性 ……202
７．４　むすび ……202
参考文献 ……207

第８章　結論 ……210

謝辞 ……213
付録 ……214
研究業績一覧 ……219

第１章　緒　　論

１．１　研究の背景

日本で最初にディジタル無線方式が実用化されたのは1968年である[1]。この方式は4PSKを採用した中容量伝送（電話換算240ch）でその周波数帯は2GHz帯が選定された。この方式をきっかけに国内の基幹回線は急激に発展することになる。1976年には１無線チャネル当たり400Mb/s（電話換算5760ch）の伝送容量を有する大容量ディジタル無線方式"20L-P1"方式が完成された。この方式は、高速パルスによる変復調および高周波半導体技術を確立したという点で画期的な方式である。

さらに電話サービスが充実してきた1970年代後半には、INS の早期実現に向けて経済性に優れ全国展開が可能な長距離ディジタル無線方式の導入が求められ、1982年歴史的な無線システム"5L-D1"方式が実現を見るに至った[2]－[4]。本方式では、初めて多値直交振幅変調技術"16QAM"を実現し、当時世界最高の周波数利用効率5b/s/Hzを達成している。図1.1に伝送容量と周波数利用効率を含む最近の開発状況を示す。使用する周波数帯は4/5/6GHz帯であり、従来のFM方式で構築された局舎、鉄塔をそのまま共有できるため早期かつ経済的に全国展開を図ることができた。ディジタル伝送は中継による伝送品質の劣化がない利点を有する反面、スペクトルの占有帯域幅が広帯域になるため周波数選択性フェージングの影響を受けやすくなる。これは図1.2に示すマルチパスによって生じるものである。このフェージングによる波形歪を自動的に等化するトランスバーサル等化器が本方式で初めて実用化されている[5]。等化器には周波数特性を補償する周波数領域自動等化器と図1.3に示す様に波形を補償する時間領域自動等化器とに大別され、伝送路がダイナミックに変動する場合には主に後者が用いられている。当時までに時間領域自動等化器については理論的に多くの検討がなされているが波形伝送特性を考慮しかつ高速領域で動作する等化器は実現されていなかった[6][7]。この意味で、本方式における自動等化器の開発はフェージング補償技術の幕開けと言える。

16QAM方式の成功に続いて、より高能率でISDMの先駆けとなる高速ディジタル専

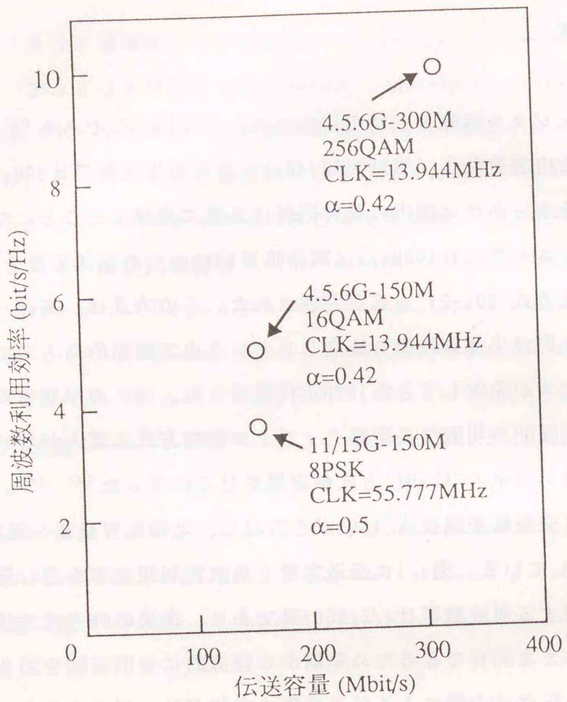
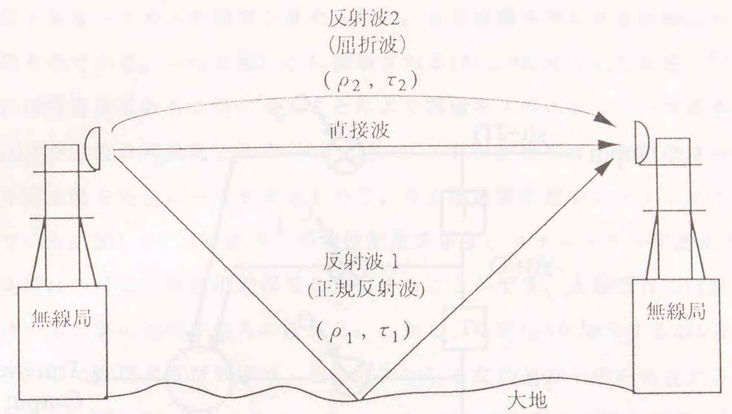


図1.1　ディジタル無線方式の開発状況



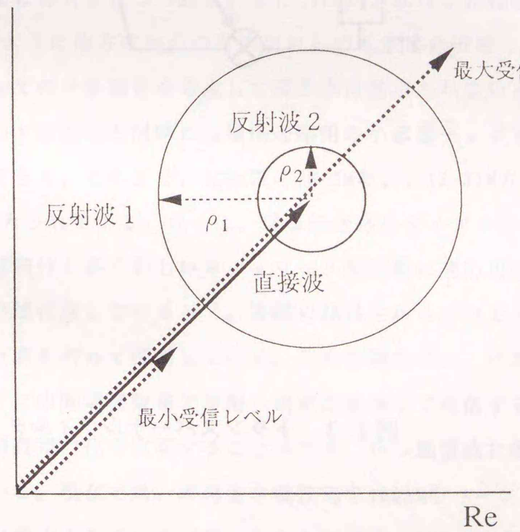


図1.2　マルチパスフェージングによる受信レベル変動

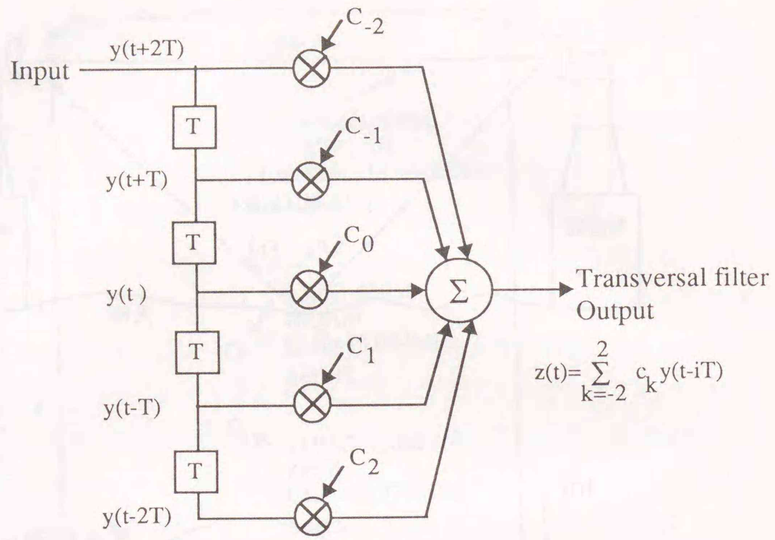


図1.3　トランスバーサルフィルタ

用線に適応できるシステムの研究が進められた。伝送容量を増大するため二つの技術が開発されている。一つは図1.4 に説明される256QAM変調方式である[8]-[10]。これは信号多値数を2倍にすることにより容量を2倍にするものである。もう一つは直交偏波共用技術である[11],[12]。これは垂直偏波と水平偏波の無線チャネル周波数を完全に一致させるもので、その周波数配置をコチャンネル配置と呼んでいる。図1.5に無線信号の周波数配置を示す。コチャンネル配置による直交偏波共用技術は周波数利用効率を2倍にすることができ、人類固有の財産である周波数を最大限に活用するものである。しかし、所要CNRが増大するQAM方式を直交偏波共用で実現するためには、伝送路で生じる交差偏波干渉を除去することが要求された。図1.6にはマルチパスフェージングにより交差偏波識別度が劣化するメカニズムを示す。これまで、交差偏波干渉の直流分を補償する技術は開発されていたが、本方式で初めて周波数特性も含めて補償できる交差偏波干渉補償器が開発され、全国に導入されつつある。また256QAM方式は交差偏波干渉のみならず、図1.7に示すように他方式からの干渉に対しても非常に敏感となるため、回線設計においては全ての干渉雑音を考慮して瞬断率は推定されている。

一方、伝送容量の大容量化と同時に地域伝送路用の小容量ディジタル無線方式の開発が進められてきた。これまで、2GHz帯の2S-3Mおよび2S-32M方式と11GHz帯の11S-24M方式が導入されている。さらに、地域伝送路のディジタル化を経済的に推進し、その結果信頼性が高く新しいネットワーク同期網に適応可能な11G-50M方式が開発され実用の域に達している[13]。装置の簡易性から4PSKを用いた本方式では、非再生中継技術を初めて採用している。この中継方式は、中継局でディジタル信号を復調せずに中間周波数帯で増幅し周波数変換して送信する方式である。大幅な経済化と低消費電力化を実現することができ、かつ網構成に柔軟に対応できる特徴を有している。現在では、非再生中継技術を16QAMをベースとした基幹回線に導入する研究が進められている[14]。しかしながら、11G-50M方式は40MHz間隔のインタリーブ配置を標準としているのに対して、無線周波数が近接している4/5/6GHz帯において非再生中継技術を適用する場合、これまで存在しなかった隣接チャネル通過干渉波が伝送特性の大きな劣化要因となることが予想されている。

無線通信と対比されるものに光通信がある。古くはマックスウェルが1864年に電磁波の存在を予測し、1899年にイタリアのマルコニーが無線通信を実用化して

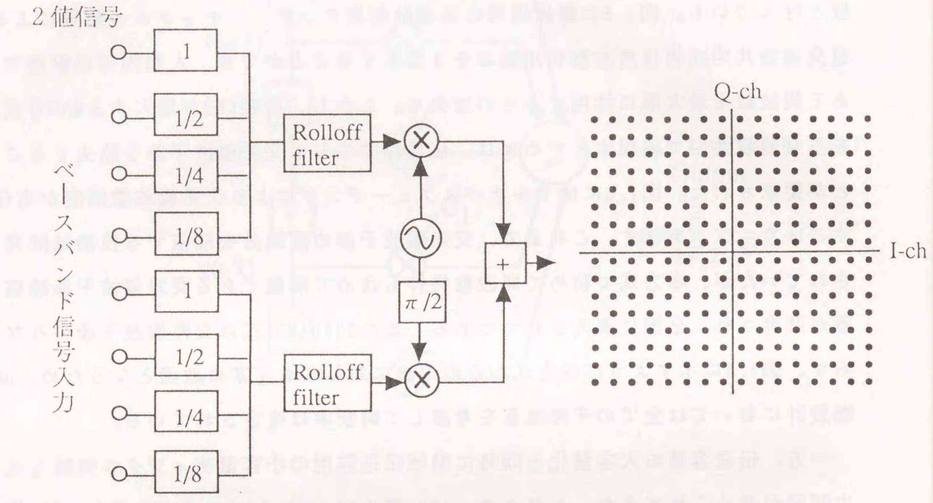
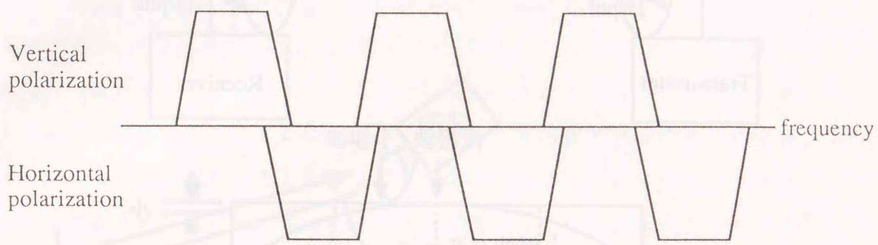
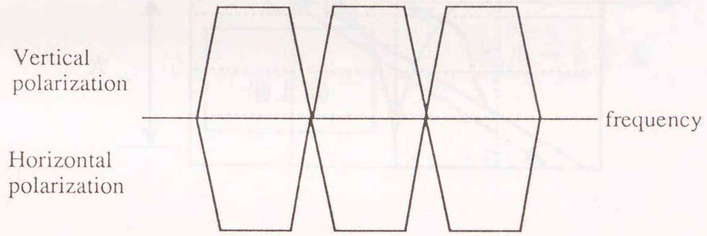


図１.４　256QAM変調方式



（１）　インタリーブ配置



（２）　コチャンネル配置

図１.５　無線信号の周波数配置

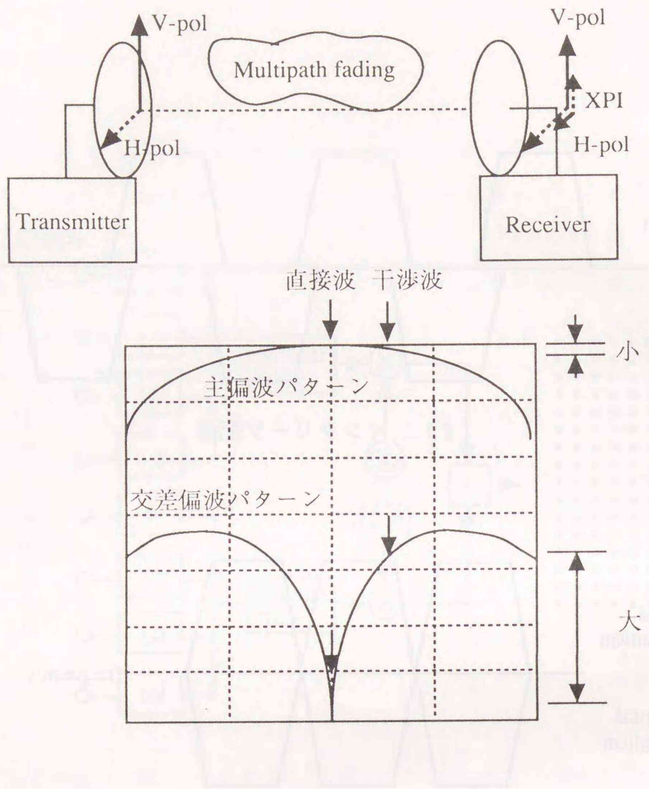


図1.6　交差偏波識別度の劣化

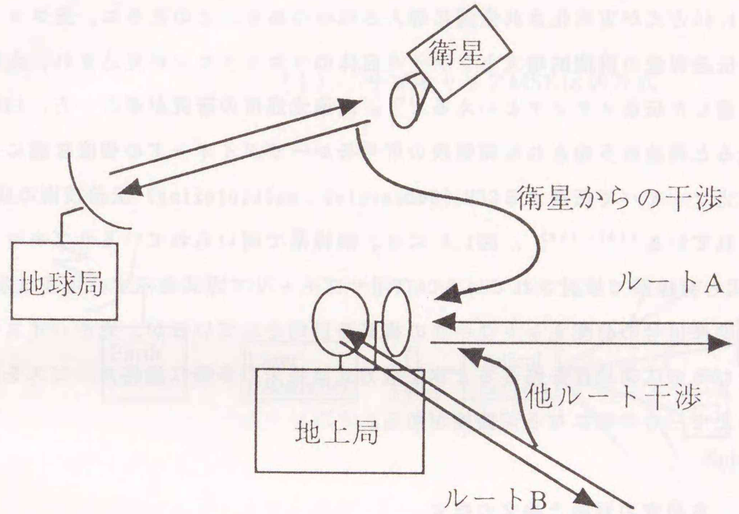


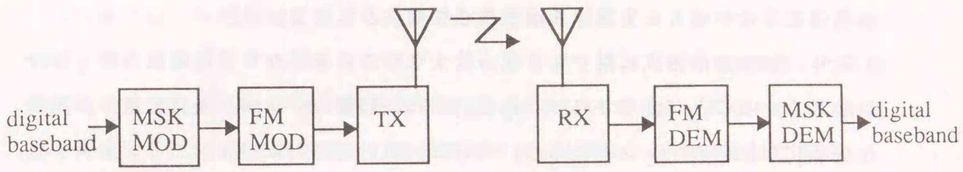
図1.7　他方式からの干渉

以来、研究者は高周波への挑戦を試みた。1960年代、電磁波から究極の光を発光するレーザの開発をきっかけとして一挙に光ファイバ通信の世界へ突入している。1970年コーニング社が20dB/kmの光ファイバを実現して以来その低損失性が追及され、1970年後半には日本において0.5dB/kmの光ファイバが実現されている[15],[16]。1987年には１システム当たり23000chの電話回線（1.6Gb/sの伝送容量）を持つF-1.6G方式が実用化され全国に導入されつつある。このように、光ファイバ通信は伝送容量の飛躍的増大とファイバ自体のコストダウンが見込まれ、大容量伝送に適した伝送メディアといえる[17]。高速光通信の研究が進む一方、1980年代に入ると周波数多重された電気段の信号をレーザダイオードの強度変調により一本の光ファイバで伝送するSCM（Subcarrier multiplexing）伝送技術の研究が進められている[18],[19]。図1.8には、無線系で用いられているサブキャリアMSK方式と有線系で検討されているCATV用サブキャリア方式を示す。現在は加入者系への映像信号の分配ネットワークの構築を目的としているが、光デバイスの進歩およびその広帯域性を鑑みると本伝送方式は将来の多様な通信サービスを実現するうえで一つの解になる可能性がある。

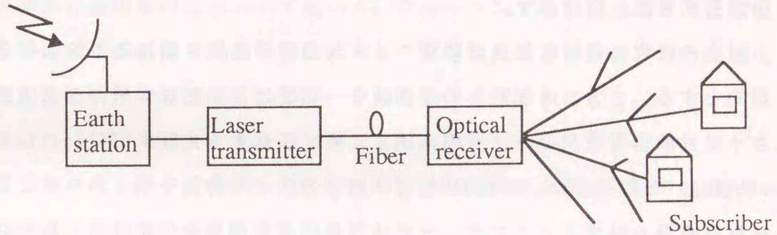
１．２　本研究の目的と論文の概要

本論文は、ディジタルマイクロ波通信の耐フェージング特性を積極的に向上する干渉補償器および干渉波を防止する通信方式に関する研究成果をまとめたものである。本論文の構成とその位置付けを図1.9に示す。

ディジタル無線方式では、アナログ方式と同等以上の周波数利用効率と国際標準CCITTにおける瞬断規格を満足する必要がある。周波数利用率を向上させるために同一周波数で直交偏波を共用する方法が取られているが、偏波間で発生する交差偏波干渉を除去することが必須条件である。また、ディジタル信号特有の伝搬路で発生する周波数選択性フェージングに対する耐力を高めることが重要である。本研究は、このような観点からトランスバーサル形交差偏波干渉補償器を取り上げ、周波数領域の伝達関数を解析することにより周波数選択性フェージングに対する本補償器の改善効果を明らかにする。図1.10の研究目的に示すようにその結果を用いてシステムに必要なフィルタのタップ数を算出する。また、高速フェー



（1）　サブキャリアMSK伝送方式



（2）　CATV用マイクロ波サブキャリア伝送方式

図1.8　サブキャリア伝送の概要

ジングに対する制御方法について検討を加え、定常時の安定性とフェージング時の高速応答性の両方を実現する回路構成を明らかにする。

近年、無線通信方式に対しても経済化すなわちネットワーク距離依存性を格段に小さくすることが要求されつつある。また、経済のグローバル化、産業の高付加価値化が社会のトレンドであり、サービスの迅速性およびインテリジェントネットワークを実現する必要がある。その一つとして非再生中継通信方式が考えられている。現状の周波数利用効率を維持したまま本方式を実現するためには、従来存在しなかった隣接チャネル通過干渉波を除去しなければならない。この観点から、この干渉波の性質を明らかにし、さらに従来波形等化器として用いていたトランスバーサル等化器が有効であることを実験的に示す。本干渉補償に関する研究目的を図1.11に示す。

以上の研究は偏波干渉及び隣接チャネル通過干渉波を積極的に除去することを目的とする。一方、外部からの干渉波を一切受けない無線信号の伝送方式としてマイクロ波信号を光ファイバ内に閉じ込めて伝送する光SCM（Subcarrier multiplexing）を取り上げ、多値QAM信号に対する誤り率特性を明らかにする。電気段における誤り訂正、トランスバーサル等化器等の無線変復調技術がSCM通信に対して極めて有効であることを示す。本研究に関する目的を図1.12に示す。

第２章では、交差偏波干渉補償器の設計について述べる。まず、交差偏波干渉波と除去するために必要な受信側の参照信号とは周波数特性が異なっているため、その周波数特性変換回路としてトランスバーサルフィルタが有効であることを述べ、補償器の構成と動作原理について述べる。次に、交差偏波干渉波と参照信号の周波数特性比をフーリエ級数展開し、その展開係数値はタップ係数値と関係することに着目して交差偏波干渉補償器の改善効果を算出する方法を明らかにする。以上の結果をもとに最適な交差偏波干渉補償器の構成を明らかにする。

第３章では、第２章の解析手法の一般化を図り直交偏波信号の周波数相関に対する交差偏波干渉補償器の改善効果を明確にする。また、実際のシステムには自信号の波形歪を等化するトランスバーサル等化器が併用されるが、この場合のXPD周波数特性に対する交差偏波干渉補償器の特性を十分に検討された例はない。本章では周波数領域等化器を取り上げ、マルチパスフェージング時の等化器による干渉波および参照信号の周波数変換を考慮した交差偏波干渉補償器の特性を明ら

かにする。

第４章では、時間領域における交差偏波干渉器の制御アルゴリズムについて述べる。ディジタル信号処理技術を取り入れ、また極性相関（MZF）法を用いて等価的に最小誤差二乗（MSE）法の制御係数更新が可能なシフトビットセレクト（SBS）法を提案する。SBS法の構成および動作原理を示すと共に、定常時の安定性とフェージング時の高速応答性を実現できることを計算機シミュレーションおよび実験により明らかにする。次に直交偏波間のデータが非同期（クロックが独立）の場合でも干渉補償器が正常に動作する演算処理の構成法を示す。また搬送波周波数が非同期の場合、従来のMZF法に比べSBS法は大きな改善効果を示すことを実験的に明らかにする。最後に、DSP技術により交差偏波干渉を除去する場合に生ずるA/D変換の非線形歪の解決法について述べる。フェージング時に発生する大振幅信号が線形処理できるように識別範囲を拡大し、交差偏波干渉が除去された後送信信号の識別値に変換する方法を提案し、その有効性を明らかにする。

第５章では、判定帰還フィルタの交差偏波干渉補償器への適用について述べる。まず高速領域でのハードの実現が可能になりつつある判定帰還等化器のQAM信号に対する回路構成を述べ、判定帰還等化器の有効性を示す。本章ではこの判定帰還フィルタを交差偏波干渉補償器に適用しその改善効果を定量的に示す。256QAM信号を例に取り、インパルス応答から残留ピーク符号間干渉を算出し、線形フィルタとの改善効果を比較検討する。２波モデル干渉波の振幅比および通路差に対する改善特性をトランスバーサルフィルタのタップ数をパラメータとして定量的に明らかにする。さらに0.8μm，Bi-CMOS設計ルールを用いて試作した80KGの１チップトランスバーサルフィルタLSIの構成および、その補償特性を示す。

第６章では、非再生中継伝送における隣接チャネル通過干渉の基礎検討結果について述べる。まずマルチキャリア伝送による瞬断率改善効果について述べる。次に非線形歪および干渉波相加に対する特性を実験的に示した後、共通増幅を伴うマルチキャリア伝送を例に取り隣接チャネル通過干渉の概念を示す。さらに、チャネル間の変調ローカルおよび共通RFローカルの同期、非同期に対する隣接チャネル通過干渉の振る舞いを述べ、ある条件下でトランスバーサル等化器が干渉波に対して効果があることを実験的に示す。

第７章では、無線マイクロ波信号により光のメインキャリアを直接変調するSC

M伝送方式について述べる。まず、多値QAM信号を用いた強度変調／直接検波方式の理論検討を行ない、光変調度、光受信電力および信号帯域幅（ビットレート）に対する誤り率特性を明らかにする。次に1.3um-LDモジュールを用いて、50Mb/sおよび10Mb/sのビットレートを有する256QAM信号の伝送実験結果を示す。さらにブロック符号を用いた誤り訂正の効果を理論検討し、実験により検証する。

第８章では、結論として本研究の主要な成果を要約している。

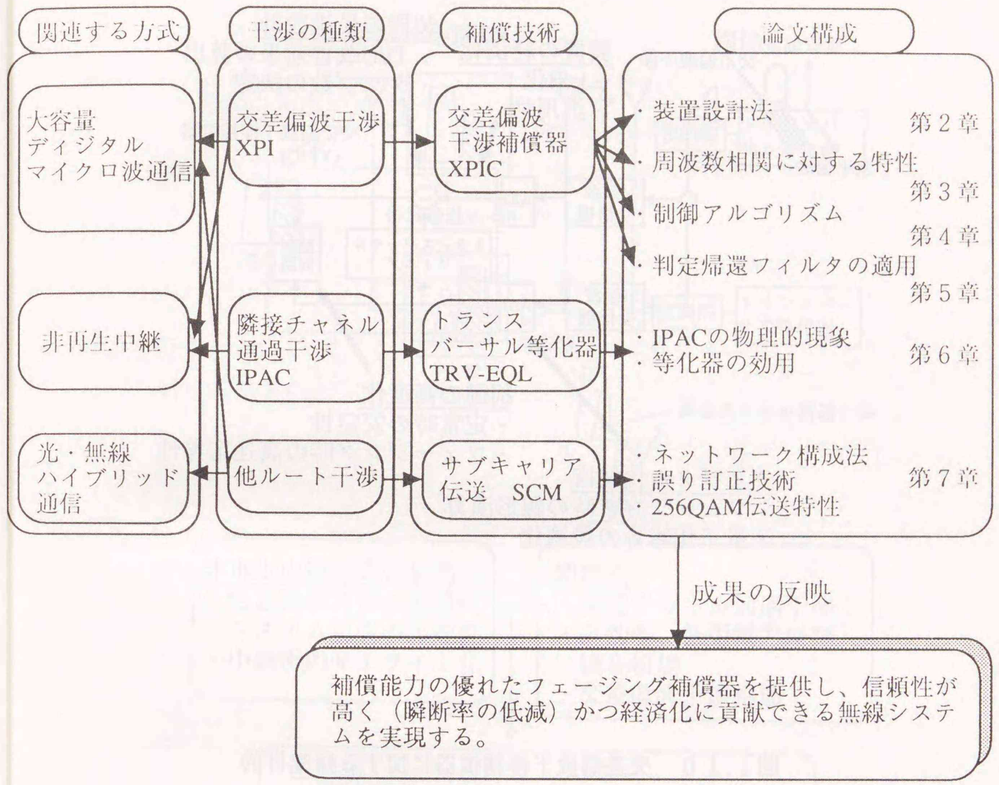


図１.９　論文の構成とその位置づけ

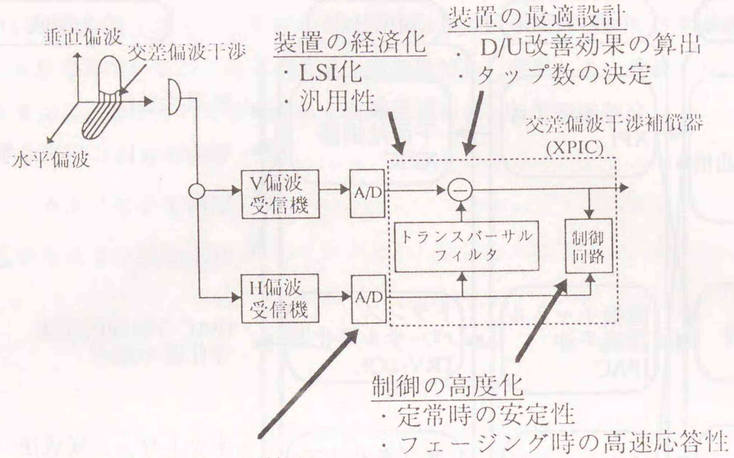


図１.１０　交差偏波干渉補償器に関する研究目的

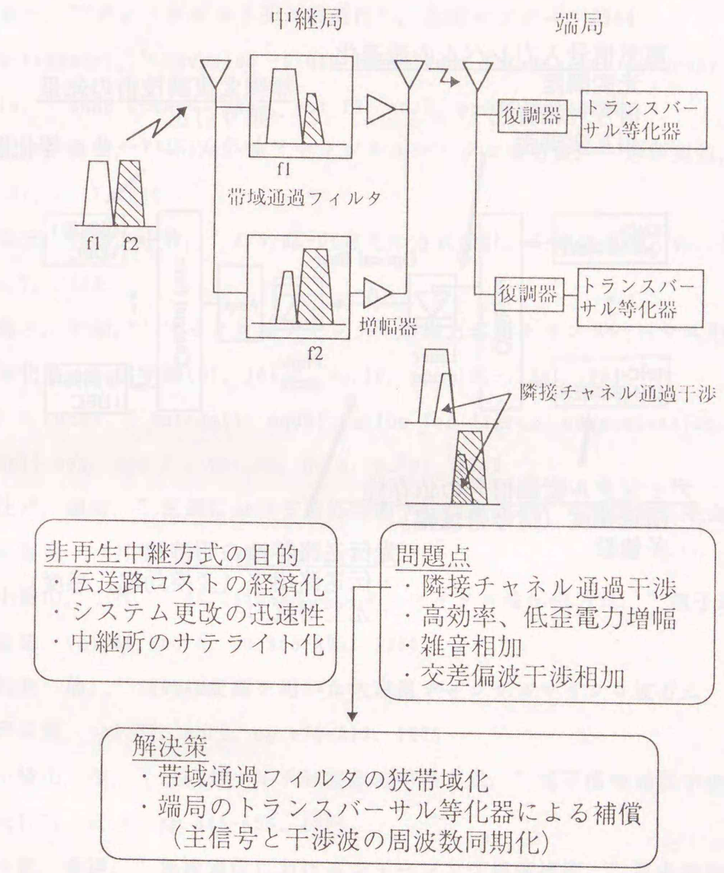


図１.１１　隣接チャネル通過干渉補償に関する研究目的

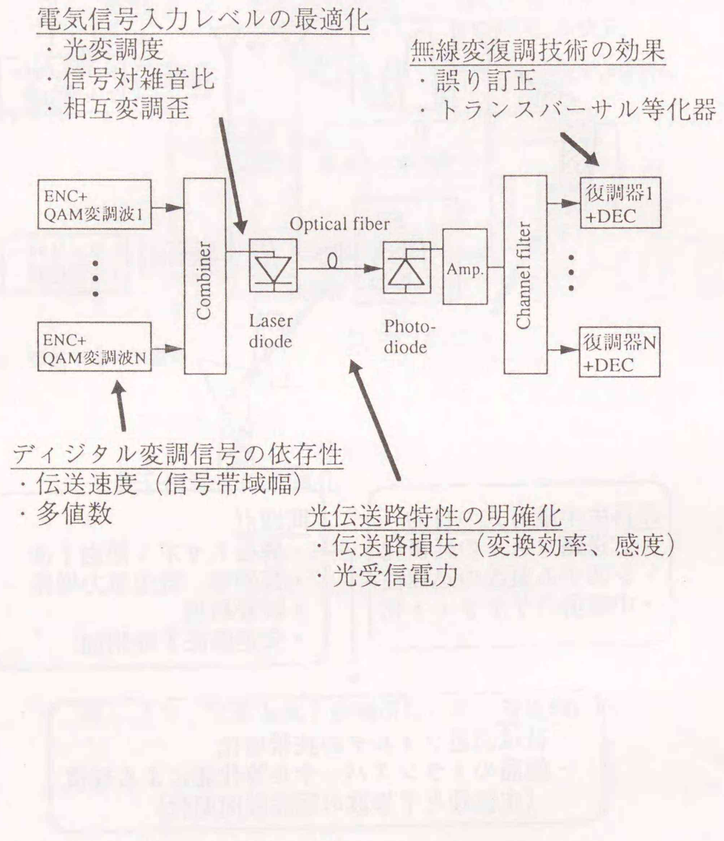


図1.1.2　光ファイバを用いたサブキャリア伝送に関する研究目的

参考文献

ここでは全体像が把握できるよう、単行本や雑誌類を中心に取り上げている。

（1）桑原，”ディジタルマイクロ波通信”，企画センター，1984.

（2）H.Yamamoto，”Advanced 16-QAM techniques for digital microwave radio，”IEEE Commun. Mag.，vol.19，no.3，pp.36-45，1981.

（3）山本，森田，”4/5/6L-D1　ディジタルマイクロ波方式，”通研実報，vol.31，no.7,1982.

（4）森田，村瀬，小牧，”4/5/6L-D1方式の方式設計，”通研実報，vol.31，no.7，1982.

（5）荒木，村瀬，”マイクロ波ディジタル無線方式用トランスバーサル形自動等化器，”信学論(B)，J64-B，no.10，pp.1131-1139，1981.

（6）R.W.Lucky，”Automatic equalization for digital communication，”Bell sys.tech.J.，vol.44，no.4，p.547，1965.

（7）辻井，鎌田，”伝送における適応技術－自動等化－，”電子通信学会誌技術展望，10月号，pp.1092-1100，1975.

（8）小檜山，小牧，”64/256QAMディジタルマイクロ波伝送方式，”電子通信学会誌，vol.68，no.8，pp.889-895，1985.

（9）村瀬　他，”256QAM変調を用いた大容量ディジタルマイクロ波方式，”通研実報，vol.37，no.9，pp.475-513，1988.

（10）小檜山　他，”256QAMマイクロ波無線中継方式，”電子情報通信学会誌，vol.73，no.8，pp.845-856，1990.

（11）小牧，安達，”無線通信におけるフェージング補償技術，”電子情報通信学会誌，vol.71，no.5，pp.483-490，1988.

（12）松江，村瀬，”256QAM方式における交差偏波間干渉補償器の一検討，”通方研 CS85-13，pp.43-50，1985.

（13）大原　他，”地域伝送路網に適用する経済的な新ディジタル無線方式，”NTT技術ジャーナル，9月号，pp.77-80，1989.

（14）M.Shinji，S.Komaki and Y.Saito，”A proposal for the harmonious growth of microwave radio in future telecommunications networks in Ja

pan,” in Proc. ICC'89, pp.1283-1287, 1989.
(15) 広田, ”光通信入門, ”K&Gブックス（啓学出版）, 1982.
(16) 桜井, ”レーザー（Laser）, ”新技術シリーズ(2)（パワー社）, 1984.
(17) －, ”基幹通信網の長期展望, ”電気通信審議界編（郵政省）, 1989.
(18) 米田, ”光ファイバ伝送におけるマイクロ波サブキャリア技術の動向, ”通方研 MW89-146, pp.15-22, 1989.
(19) 特集号” Subcarrier-Multiplexed(SCM) Lightwave Systems, Technologies and Networks,” IEEE J. on Select. Area. in Commun., vol.8, no.7, September 1990.

第２章　交差偏波干渉補償器の設計

２．１　まえがき

ディジタルマイクロ波方式において、直交偏波共用伝送は単一偏波伝送に比べ２倍の伝送容量を得ることができるが、両偏波間の分離度、すなわち交差偏波識別度（Cross Polarization Discrimination；XPD）の良いことが要求される。しかしマイクロ波帯ではマルチパスフェージングにより互いに直交する偏波間（垂直偏波と水平偏波）において交差偏波干渉を生じてXPDは劣化する[1]-[3]。しかも交差偏波干渉の周波数特性はこの干渉の発生源である交差編波信号の周波数特性と異なる。これまで種々の交差偏波干渉補償器（Cross Polarization Interference Canceller；XPIC）が考案されているが、逆相で打ち消す１タップ構成であった。これは降雨減衰時のようにXPD周波数特性が平坦と見なせる場合は、位相と振幅を変化できる簡単な回路構成で良いためである。しかし、XPDが周波数特性を有する場合に効果がなかった。そこで、本章では周波数特性の相違を考慮した交差偏波干渉の補償としてトランスバーサルフィルタを用いた交差偏波間干渉補償器を検討する[4]-[6]。このトランスバーサルフィルタは遅延回路と重み付け回路からなる複数のタップにより構成されており、任意の周波数特性を生成することができる。しかし、マイクロ波伝搬路における周波数特性を有するXPDがシステムにおよぼす影響は明らかにされておらず、これに対するトランスバーサル形XPICの改善効果計算法および所要特性を満足する最小のタップ数の決定法を確立する必要がある。何故なら、トランスバーサルフィルタのタップ数の増加は補償能力を向上するが、回路規模が大きくなりかつ定常時の回路雑音が増加するからである。

本章では、XPD周波数特性からトランスバーサル形XPICの改善効果を算出する方法を提案し[7]-[9]、その原理および補償特性について検討する。まずXPDが劣化する主偏波信号（正規の信号）と交差偏波干渉の周波数特性をモデル化し、この条件下での動作ならびに特性の解析を行う。問題となる交差偏波干渉をトランスバーサル形XPICで補償するにはXPD周波数特性の逆特性が必要となり、この逆特性

をフーリエ級数展開した係数はトランスバーサルフィルタにおける各タップの重み付け量に相当することを明らかにし定量的な解析を試みる。また12.5MBの伝送速度を有する16QAM信号を用いて行った室内実験結果と比較検討することにより本手法の妥当性を確認する。

2．2　トランスバーサル形XPICの構成

前節で述べたように、ディジタルマイクロ波方式において回線品質に重大な影響をおよぼす交差偏波干渉は多重波フェージングが発生時に顕著となる。しかも交差偏波干渉とこの干渉成分の元になる交差偏波信号とは異なった周波数特性を示すため、受信した交差偏波信号の振幅と位相を変えるだけでは干渉波を十分打消すことができない。これを改善するために、受信した交差偏波信号を周波数特性変換回路に入力し、交差偏波干渉と同様な周波数特性を与え、その出力で減算すれば干渉波を十分打消すことができる。この変換回路としてトランスバーサルフィルタを取り扱う。

図2.1に周波数特性変換回路としてトランスバーサルフィルタを用いたXPICの動作原理を示す。同図では、H偏波からV偏波への交差偏波干渉について説明したもので、H偏波の受信信号をトランスバーサルフィルタに入力することにより干渉波と同様の周波数特性を持つ補償信号を発生し、V偏波側へ干渉している交差偏波干渉を打消す。

またトランスバーサルフィルタの各タップにおける重み付けの制御はV偏波側の復調器において識別前後の誤差信号とH偏波信号の識別信号とを各タップに対応した時間関係で相関検出を行うことにより、V偏波側に洩れ込んだ交差偏波干渉成分を抽出し、各タップの相関値の平均値が零になるようにする。

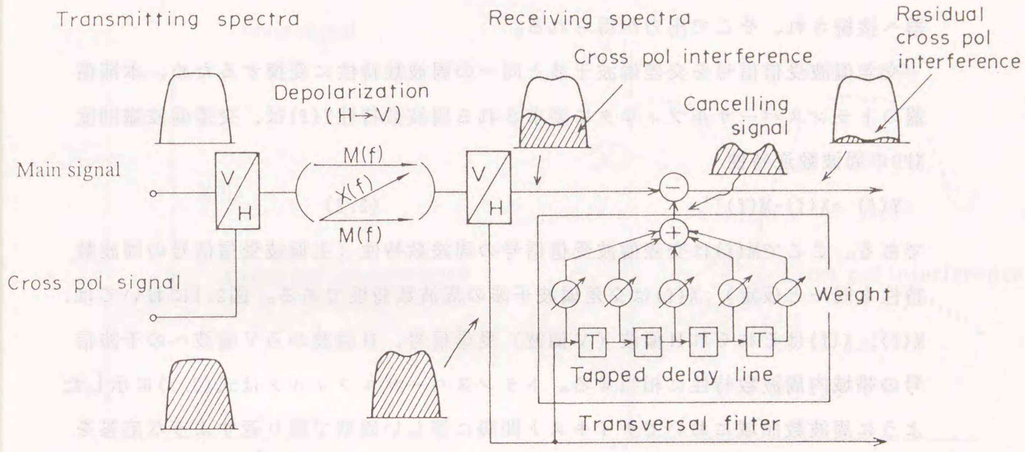


図2.1　トランスバーサルフィルタを用いた交差偏波干渉補償器の構成

2．3　改善効果算出法

図2.1に示すようにクロック周期T間隔ごとにタップのついた遅延線からなるトランスバーサルフィルタの周波数特性は、(2N+1)タップの場合

$$Kv(f)=\sum_{n=-N}^{N}\alpha_n\cdot\exp(-jnT2\pi f) \qquad (2.1)$$

で表される。ここでα_nは複素数でタップ利得を表し、(2N+1)タップ出力は加算器へ接続され、そこで出力が得られる。

交差偏波受信信号を交差偏波干渉と同一の周波数特性に変換するため、本補償器のトランスバーサルフィルタに要求される周波数特性Y(f)は、交差偏波識別度XPDの周波数逆特性

$$Y(f)=X(f)\cdot M(f)^{-1} \qquad (2.2)$$

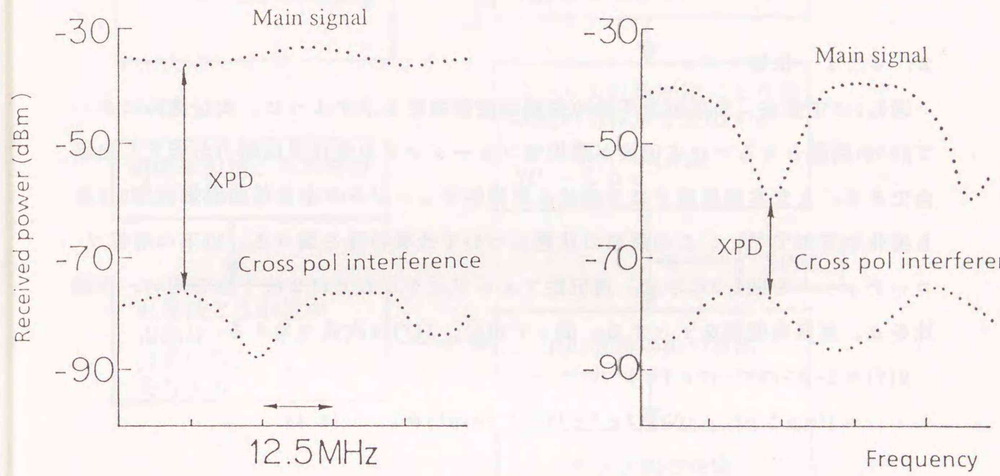
である。ここでM(f)は交差偏波受信信号の周波数特性（主偏波受信信号の周波数特性も同一と仮定）、X(f)は交差偏波干渉の周波数特性である。図2.1においては、M(f)，X(f)はそれぞれH偏波（V偏波）受信信号、H偏波からV偏波への干渉信号の帯域内周波数特性に相当する。トランスバーサルフィルタは式(2.1)に示したように周波数領域においてナイキスト間隔に等しい周期で繰り返すような応答をもつことを考慮してY(f)を1/Tの周期でフーリエ級数展開するとY(f)は次式で与えられる。

$$Y(f)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}\beta_n\cdot\exp(-jnT2\pi f) \qquad (2.3)$$

トランスバーサルフィルタが無限タップを有するとすれば、最適制御を行う場合そのタップ利得α_nはY(f)の複素フーリエ係数β_nと一致する。実際にはトランスバーサルフィルタは有限個のタップしか持たないので、次の条件で重み付けがなされる。

$$\alpha_n=\beta_n \quad (-N\leqq n\leqq N) \qquad (2.4)$$

この条件の根拠は付録A-1において説明する。式(2.4)の条件によりタップ重み付けを設定すると、補償後の残留特性は式(2.1)，(2.3)より次式を得る。



(イ)　Flat fade condition　　(ロ)　Deep fade condition

図2.2　周波数選択性フェージングによる交差偏波識別度の劣化

$$R(f)=Y(f)-Kv(f)$$

$$=\sum_{n=-\infty}^{-(N+1)}\beta_n\cdot\exp(-jnT2\pi f)$$

$$=\sum_{n=N+1}^{\infty}\beta_n\cdot\exp(-jnT2\pi f) \qquad (2.5)$$

2．4　改善特性

2．4．1　伝搬モデル

図2.2に主偏波、交差偏波干渉の振幅周波数特性を示すように、実伝搬路においてXPDが問題となるのは主偏波が選択性フェージングを受け受信電力が低下した場合である。また本補償器では主偏波に選択性フェージングが発生した場合XPDは最も劣化するので[6]、この最悪の状態について改善特性を調べる。以下の解析フローチャートを図2.3に示す。選択性フェージングとしては2波干渉を用い、振幅比をρ、遅延時間差をτとする。従ってM(f), X(f)は次式で与える。

$$M(f)=1-\rho\cdot\exp(-j2\pi f\tau)$$

$$=\{1+\rho^2-2\rho\cdot\cos(2\pi f\tau)\}^{1/2}\cdot\exp(j\theta) \qquad (2.6)$$

$$X(f)=C \quad (\text{ただしCは定数}) \qquad (2.7)$$

ここでθは位相角を示し、

$$\theta=\tan^{-1}\frac{\rho\cdot\sin(2\pi f\tau)}{1-\rho\cdot\cos(2\pi f\tau)} \qquad (2.8)$$

で与えられる。よってXPD周波数逆特性Y(f)は次式で与えられる。

$$Y(f)=\frac{C}{|M(f)|}\cdot\exp(-j\theta) \qquad (2.9)$$

また、初期設定として入力D/Uは20dBと仮定する。

$$D/U=20dB=10\log\left\{\frac{\int_{\Delta f}|M(f)|^2df}{C^2\cdot\Delta f}\right\} \qquad (2.10)$$

ただし、Δfはナイキスト帯域幅で1/Tに相当する。

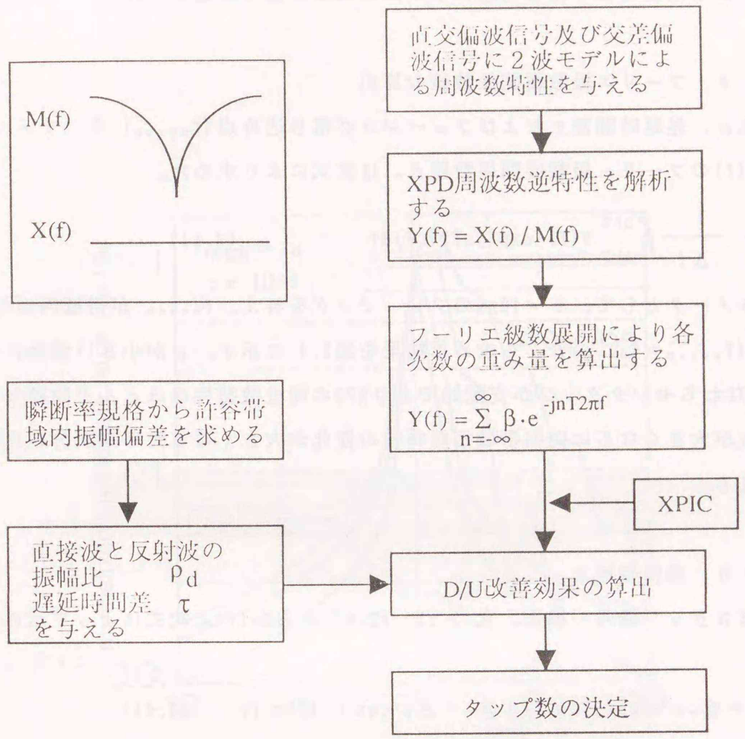


図2.3　解析のフローチャート

この値は実測値と比べると厳しい条件であるが、トランスバーサルフィルタのタップ数による補償効果の差を明確にするためにこの値に設定した。

2．4．2　フーリエ級数展関係数値の算出

振幅比ρ、遅延時間差τおよびフェージング落ち込み点(f_{notch}) をパラメータとしたY(f)のフーリエ級数展開係数値β_nは次式により求めた。

$$\beta_n = \frac{1}{\Delta f}\int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} Y(f)\cdot\exp(jnT2\pi f)df \qquad (2.11)$$

ρをパラメータとして、τ＝10nsのフェージングを与え、f_{notch}が帯域内中心にある時（$f_{notch}=f_0$）のβ_nを求めた結果を図2.4 に示す。ρが小さい場合にはβ_0、すなわちセンタタップが支配的でありXPDの周波数特性はほとんど問題ない。一方、ρが大きくなるに従い帯域振幅特性の変化が大きくなるため高次分の比率が高くなる。

2．4．3　残留特性

例えば3タップ構成の場合、式(2.1)，(2.4) からKv(f)は次式によって示される。

$$Kv(f)=\beta_{-1}\cdot\exp(jT2\pi f)+\beta_0+\beta_1\cdot\exp(-jT2\pi f) \qquad (2.12)$$

このとき式(2.12)で表されるKv(f)の平均電力$\overline{Y_3^2}$は

$$\overline{Y_3^2} = \frac{1}{\Delta f}\int_{-\Delta f/2}^{\Delta f/2} |Kv(f)|^2 df$$

$$= |\beta_{-1}|^2+|\beta_0|^2+|\beta_1|^2 \qquad (2.13)$$

で与えられる。同様に無限タップまで拡張すると次式を得る。

$$\overline{Y_\infty^2} = \sum_{n=-\infty}^{\infty}|\beta_n|^2 \qquad (2.14)$$

よってXPD周波数逆特性Y(f)の平均電力と(2N+1)タップ補償後の残留分の平均電力との比を残留比率として次式で与える。

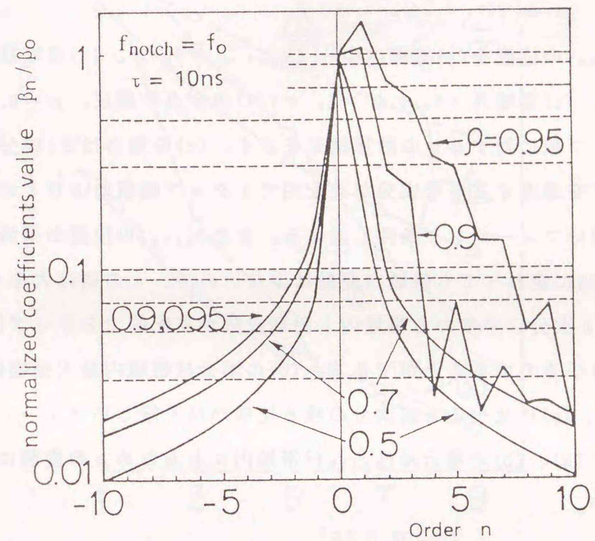


図２.４　フーリエ級数展開係数値の分布

$$\varepsilon = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |R(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)|^2 df} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)-Kv(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |Y(f)|^2 df}$$

$$= \frac{\sum_{n=-\infty}^{-(N+1)} |\beta_n|^2 + \sum_{n=N+1}^{\infty} |\beta_n|^2}{\sum_{n=-\infty}^{\infty} |\beta_n|^2} \qquad (2.15)$$

図2.5にf_{notch}の位置を(a)帯域内中心（$f_{notch} = f_0$）、(b)帯域端（$f_{notch} = f_0 + 1/2T$）、(c)帯域外（$f_{notch} = f_0 + 1/T$)の３点を選び、$\rho = 0.9, 0.95$について補償タップ数に対するεの計算結果を示す。(c)の場合はβ_0成分、すなわちセンタタップを通過する信号成分が支配的で１タップ補償によりεの値が10%となり補償し易いフェージング条件と言える。またf_{notch}の位置が帯域外のためρが0.9から0.95に変わっても帯域内変動は少ないので、εの値は大きくならない。(a)の場合は±１次分、すなわち帯域内１周期成分が支配的で３タップ補償によりεの値をかなり小さくすることができる。(b)の場合は帯域内最大振幅偏差が大きい場合で、(a)、(c)に比べると高次分の残る比率が高く厳しいフェージング条件と言える。また(a)、(b)の場合はf_{notch}が帯域内にあるためρの変動に対するεの変化は大きい。

２．４．４　D／U改善効果

本補償器による改善効果はD/U（desired-to-undesired ratio）を評価尺度とする。実際のシステムではXPICの前段にトランスバーサル等化器を設置するため、波形等化が完全に行われるものとして図2.6に示すようなモデルを考え、同じXPD周波数特性を保ちながらM(f)はフラットに、X(f)は上に凸の波形となる。M(f)は補償前後で一定と考えているから、補償前の交差偏波干渉X(f)と補償後の残留交差偏波干渉E(f)の電力比を求めることでD/Uの改善量を算出する。

図2.7のキャンセラーモデルにおいてE(f)は次式で与えられる。

$$E(f) = X(f) - M(f) \cdot Kv(f) \qquad (2.16)$$

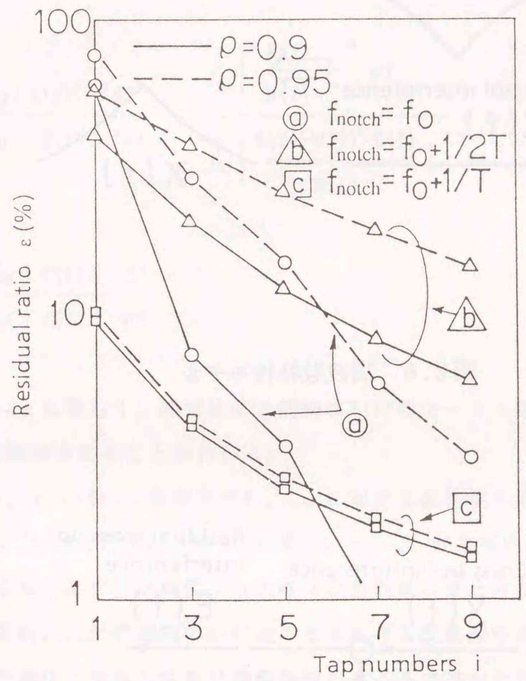


図２．５　XPICによる補償後の残留特性

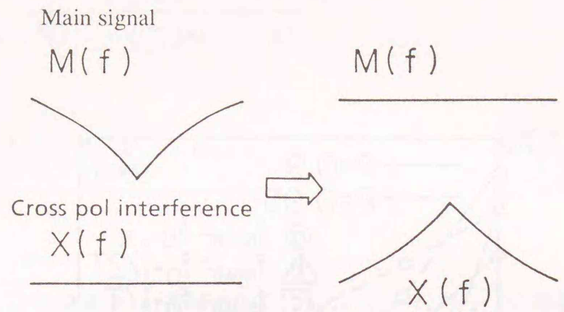


図2.6　周波数特性モデル

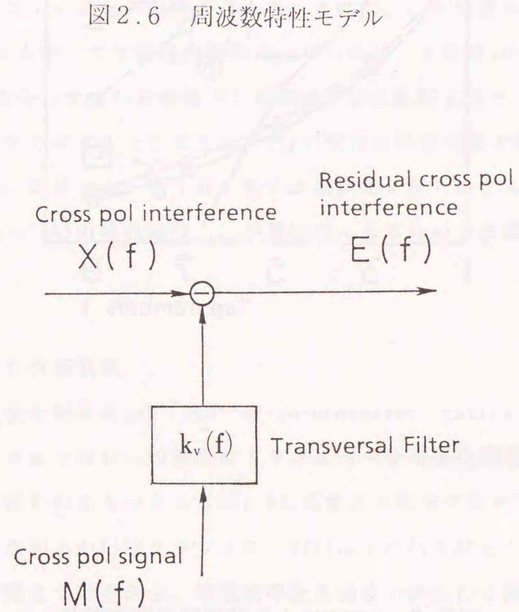


図2.7　周波数表示によるXPICの補償モデル

よってD/U改善量は、式(2.10)、(2.16)より次式で示される。

$$\frac{\int_{\Delta f}|M(f)|^2df}{\int_{\Delta f}|E(f)|^2df} \Big/ \frac{\int_{\Delta f}|M(f)|^2df}{\int_{\Delta f}|X(f)|^2df}$$

$$= \frac{\int_{\Delta f}|X(f)|^2df}{\int_{\Delta f}|E(f)|^2df} = \frac{\int_{\Delta f}\left|\frac{X(f)}{M(f)}\right|^2df}{\int_{\Delta f}\left|\frac{X(f)-M(f)\cdot Y(f)}{M(f)}\right|^2df}$$

$$= \frac{\int_{\Delta f}|Y(f)|^2df}{\int_{\Delta f}|R(f)|^2df} \qquad (2.17)$$

この値は$1/\varepsilon$に等しく、残留比率と同様にY(f)のフーリエ級数展開係数値β_nからD/U改善量が求まることがわかる。

$\rho=0.9$，$\tau=10$nsの条件下でf_{notch}に対する改善量を補償タップ数をパラメータとして図2.8に示す。$\rho=0.9$の場合、f_{notch}が帯域内に存在するとき振幅偏差は大きくなり1タップ補償では大きな改善効果は見込めない。3および5タップ補償ではf_{notch}が帯域内中心付近のとき大きな改善量を示し、帯域端付近のとき改善量は最小となる。これは残留特性のところで述べた理由による。次に改善量が最小となる条件$f_{notch}=f_0-0.9/2T$（$=f_w$）のもとで、ρ，τの変動による改善量の変化を5タップ補償について調べ、その結果を図2.9に示す。ρおよびτが大きくなるに従い改善効果が減少するのは、f_{notch}付近の部分が鋭角になるため要求される上に凸の鋭角な特性をトランスバーサルフィルタで発生することが難しくなるからである。

2．4．5　実験結果との比較

2波干渉フェージングのρとτを任意に変化できるフェージングシミュレータを用いて式(2.6)、(2.7)によって与えられる伝搬モデルで、符号速度12.5MB、ロールオフ率50％の16QAMに対する本補償器の改善特性を調べた。

改善特性の評価は、回線設計における雑音配分において固定劣化量を除いた全

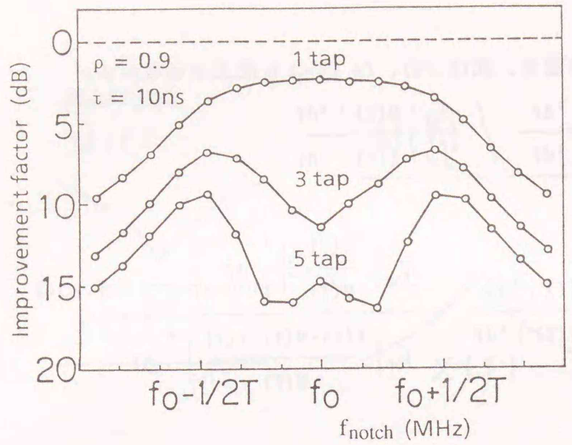


図2.8　周波数ノッチ位置に対するXPICの補償特性

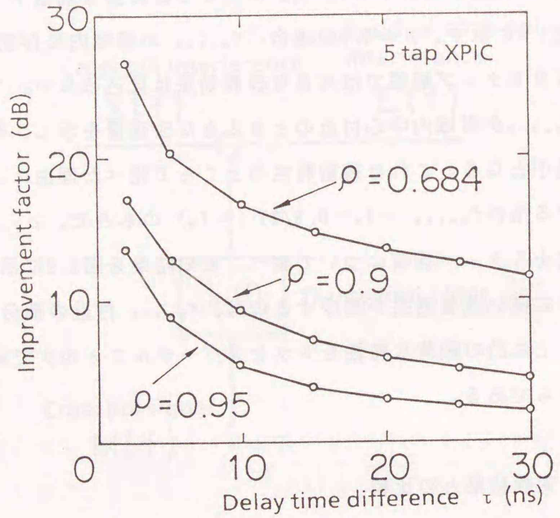


図2.9　2波モデルの遅延時間差に対するXPICの補償特性

雑音配分で1/4を交差偏波干渉に割り当てた場合に、雑音と交差偏波干渉によって誤り率が10^{-4}になる主偏波信号と交差偏干渉との入力D/Uを測定して行った。測定系を図2.10に示す。

$\rho=0.9$, $\tau=10$nsの条件で、$f_{notch}=f_0$および改善効果が最小になるf_{notch}における改善量を1,3,5タップ補償について先の計算値と比較して表2.1に示す。測定誤差が若干存在しているが、計算値と実験値はほぼ一致しており、本補償器の改善効果を算出する上で、本手法が妥当であることが確認された。

本補償器のタップ利得制御アルゴリズムではZero-Forcing（ZF）法[10]を採用しており、着目するタップ内干渉量を強制的に零にするためひずみが大きくなると干渉電力を最小にする制御とは異なる。しかし、主偏波信号（または交差偏波信号）に対して交差偏波干渉は20dB以上低いため同一タップ数においては式(2.4)の条件で十分評価可能である。

2．5　設計例

ここでは先の改善効果算出法を用いて本補償器のトランスバーサルフィルタのタップ数を決める手順を示す。すなわち瞬断率規格と同程度の確率で発生する帯域内最大振幅偏差から振幅比ρ_dを、また遅延時間差τを求めて所望改善量を満足するタップ数を決定するものである。

区間距離がD(km)の場合、瞬断率規格は次式で与えられる。

$$P=0.01\times\frac{D}{2500}\ (\%) \qquad (2.18)$$

図2.11に示すように最大振幅偏差Zmの分布関数F(Zm)から、式(18)のPに相当する確率値よりρ_dを求める[11]。また伝搬路プロフィールより、直接波と反射波の通路差からτは求めることができる。改善効果が最小となる$f_{notch}=f_w$の条件でτ, ρ_dにおける補償タップ数と改善量の関係を図2.12に示す。ここでは例として$\tau=10$ns, $\rho_d=0.95$の値を用いている。実際の設計において入力D/Uの改善量を5～8dBとすると、トランスバーサルフィルタに必要なタップ数は5タップとなる。

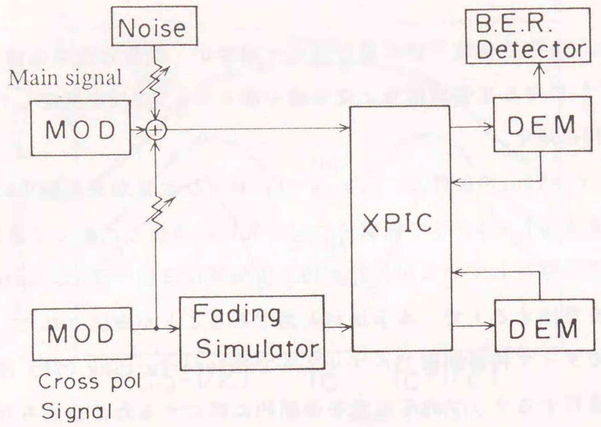


図２．１０　IF帯XPICを用いた実験系

表２．１　理論値と実験値の比較

補償タップ ＼ 条件	D／U改善量（dB）			
	$f_{notch} = f_0$		改善量が最小になる f_{notch}	
	推定値	実験値	推定値	実験値
1	2.4	3.3	2.4	3.3
3	11.5	10.8	6.7	8.3
5	14.7	15.8	9.5	10.0

f_{notch} ：フェージング落ち込み点
f_0 ：中心周波数

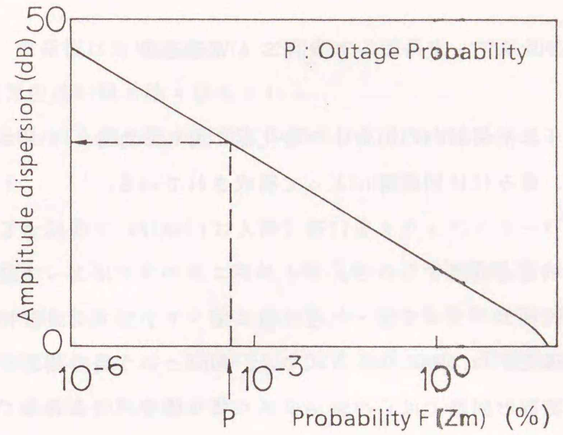


図２．１１　最大振幅偏差の分布関数

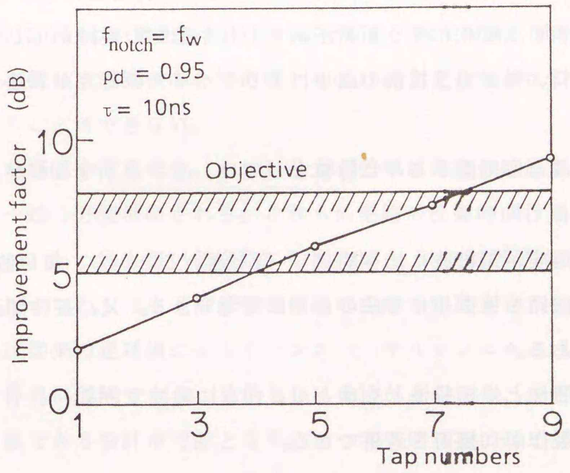


図２．１２　タップ数の決定法

2．6　トランスバーサルフィルタ用ＳＡＷ遅延線

交差偏波干渉補償器(XPIC)および等化器に用いられるトランスバーサルフィルタは遅延線、重み付け回路等によって構成されている。

トランスバーサルフィルタをIF帯（例えば140MHZ）で構成すると、遅延線は集中定数形全域通過回路すなわち、コイルやコンデンサによって設計されている。この回路は同軸ケーブルを使った遅延線に比べて小型で周波数特性も優れている。しかし符号速度が12.5MBになる方式では、80nsという長時間遅延線が必要となるが、LC集中定数形回路ではＣの値が小さくなり精度が得られなくなる。フィルター部分をはじめ装置全体を小型にするためには、遅延線もより小型なものが望ましい。

そこで長時間遅延線が可能であるSAW（Surface　Acoustic　Wave）フィルタに着目し、140MHz帯で動作する遅延線の実現を図った。

2．6．1　ＳＡＷの構成

SAWが通信・情報処理分野の応用デバイスとして利用されるようになったのは、一つには技術の高度化に伴う新素子あるいは小型化の要請が生じてきたからである。また材料、微細加工技術の進歩によりデバイスの研究が急速に進展したことによる。

表面弾性波の応用面からみた特徴としては、次のようなものが上げられる[12]-[14]。

（１）伝搬速度が電磁波に比べ約10^{-5}倍と遅いことから、電磁波回路と類似機能をもつ回路を極微小に寸法のもとに実現できる。又、長時間遅延線の実現が可能である。

（２）振幅特性と位相特性とをほとんど任意に設計できる。

（３）素子製作にIC技術を適用できる。

図2.13にSAWの基本構造を示す。圧電基板上に、表面波の発生および検出用の一対の電極が距離Ｌ（電極の中心間距離）で設けられており、この電極はIDT（Interdigital　transducer）あるいは”すだれ状電極”[14]と呼ばれている。IDTは電気と表面電波との変換効率が比較的高く、かつ周波数合成に向いている。図2.14に示すように、電極指は所望周波数f_0で同期する波長λ_0で区切られており、f_0において表面弾性波が最も強く励起される。

この場合、帯域幅△fと電極指の対数Ｎの関係は次式で与えられる。

$$\triangle f / f_0 = 2 / N \qquad (2.19)$$

即ち、帯域幅を大きくとるためには上式から明らかなように電極指の本数は少ない方が良い。しかし損失量が大きくなることや、所望の周波数応答を得ることができないなどの問題がある。よってSAWを設計する場合には、低損失化と広帯域化の両方を考慮した最適値を求める必要がある。

2．6．2　分岐接続によるＳＡＷ遅延線

図2.15に示す継続接続では以下の問題点がある。符号速度が12.5MBの場合、所要遅延量は80ns（＝Ts）となり、表面弾性波素子の基板材料に$LiNbO_3$（Lithium Niobate）を128°Yカットで使用すると伝搬速度V_sは4000m/sであるから所要遅延量を得るためには、電極中心間距離Ｌ($=V_sT_s$)は0.32mmとなる。一方、電極指は波長λ_0($=V_s/f_0$)≒0.03mmで設ける必要があり、例えばf_0＝140MHz帯域幅12.5MHzとすると式(2.19)より電極指数Ｎは11本となり、発生電極、検出電極の各幅は0.33mmとなる。従って電極の中心間距離Ｌを0.32mmとすることはできず、80nsなる遅延量を得ることはできない。

そこで図2.16の構成を提案する。すなわち入力信号は表面弾性波素子を用いた複数の伝搬路の一端に分岐供給される。これら伝搬路の伝搬時間は順次遅延時間差Ｔずつ大とされ、かつ最も短い伝搬路の伝搬時間t_0（絶対遅延時間）はＴより大きく設定する。すなわち発生・検出用電極間の距離を順次大きくすればよい。この構成によれば従来の遅延線によるトランスバーサルフィルタと同様の作用が得られることは容易に理解できる。しかもＬに余裕があるため、表面弾性波素子の挿入損失を低減できる設計が可能となり、かつ高い周波数に対して使用でき広帯域化も可能となる。ここで設定した絶対遅延時間t_0は無制限に大きくすることはできない。なぜならばt_0の増大は回線切替時間の増加をまねき、切替動作に要する時間が長くなり好ましくない。通常、切替区間の距離区間は300kmであるので伝搬時間は約1msである。従ってt_0が1msより十分小さければ問題はない。よって

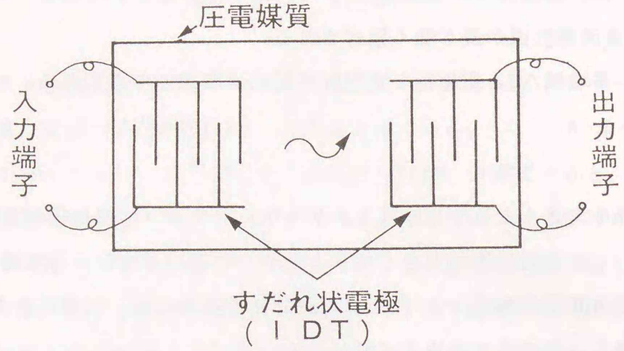


図２．１３　SAWフィルタの基本構成

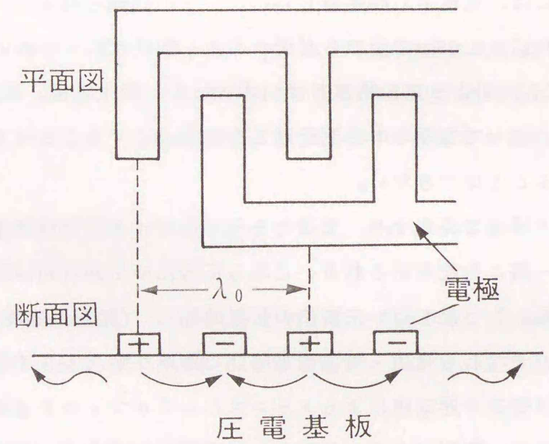


図２．１４　すだれ状電極による表面波の発生

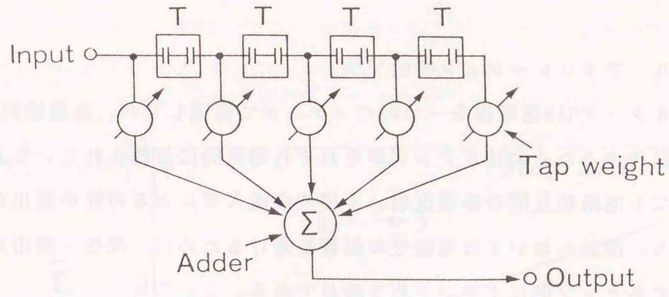


図２．１５　SAWフィルタの縦続接続

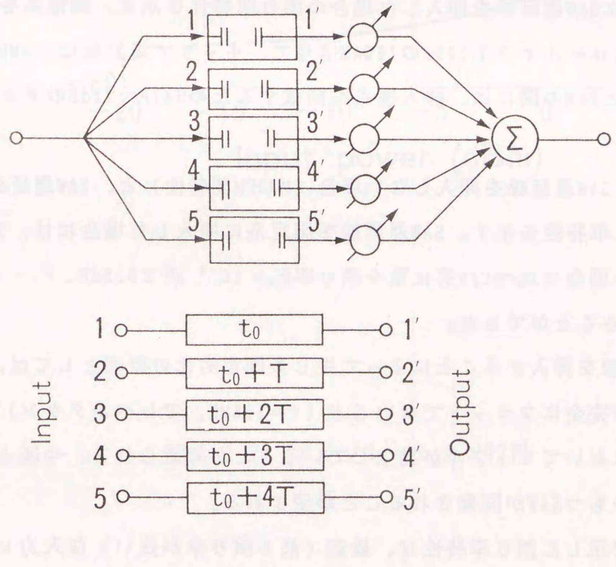


図２．１６　SAWフィルタの分岐接続法

t_0は1μs以下に設定した。

2．6．3　アイソレーション特性[15]

小型な5タップSAW遅延線を一つのパッケージで実現したが、高周波領域でSAWが正常に動作するためには5タップがそれぞれ電気的に分離されている必要がある。なぜなら回路相互間の多重反射、不要波の流入等による特性の劣化が生じるからである。設計においては電磁波の影響を避けるために、発生・検出用電極間及び隣接するタップ間にグランド板を設けてある。

タップNo.5（$T_5=t_0+4T$）から信号を入力した場合の出力5'と他の出力1'～4'のアイソレーション特性を図2.17に示す。ただし出力値はアンプを通した後の値である。いずれの出力端子（1'～4'）に対しても40dB程度のアイソレーションが得られており、他端子への影響はないことが確かめられた。

2．6．4　誤り率特性[15]、[16]

MODEM間にSAW遅延線を挿入した場合の誤り率特性を示す。測定系を図2.18に示す。信号はロールオフ率50％の16QAM信号で、キャリア周波数は110MHzとした。SAW遅延線とDEMの間には、挿入損失を補償するためGain＝22dBのアンプを用いている。

図2.19にSAW遅延線を挿入しない場合（MODEM間特性）と、SAW遅延線を挿入した場合の誤り率特性を示す。SAW遅延線を測定系に挿入した場合には、SAW遅延線を挿入しない場合に比べC/N劣化量を誤り率$P_e=10^{-6}$点で0.5dB、$P_e=10^{-4}$点で0.3dBに抑えることができた。

SAW遅延線を挿入することによって生じる固定劣化の原因としては、帯域内での振幅特性が完全にフラットでないこと（f＝116MHzでレベルダウン）や、振幅・遅延特性においてリップルが発生していることが考えられる。今後より平坦な周波数特性をもつSAWが開発されることが望まれる。

図2.19で示した誤り率特性は、最適（最も誤り率が良い）な入力レベルを選んで測定を行った場合である。表2.2に入力レベルを変えた時の誤り率特性をC/N＝21,24dBについて示す。

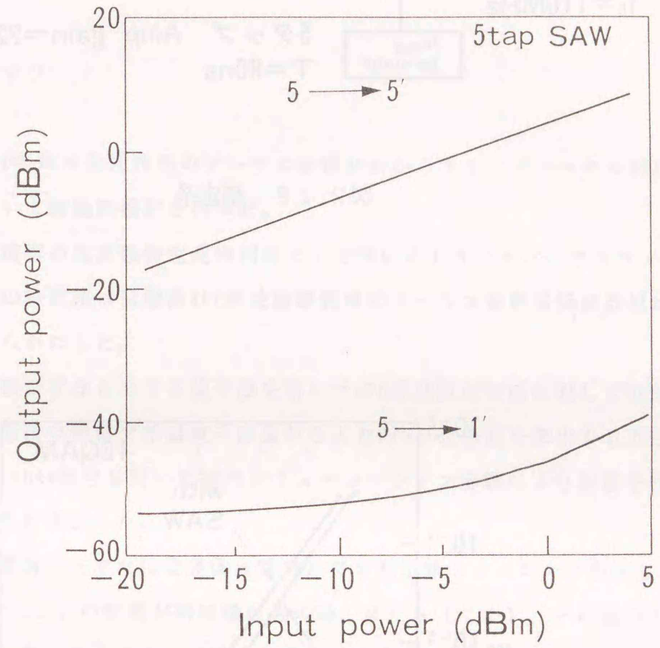


図2.17　アイソレーション特性

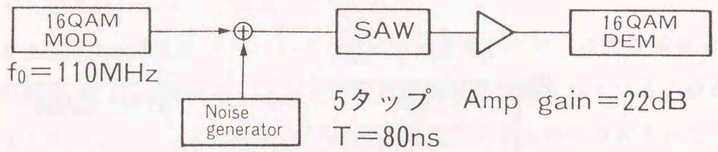


図2.18　測定系

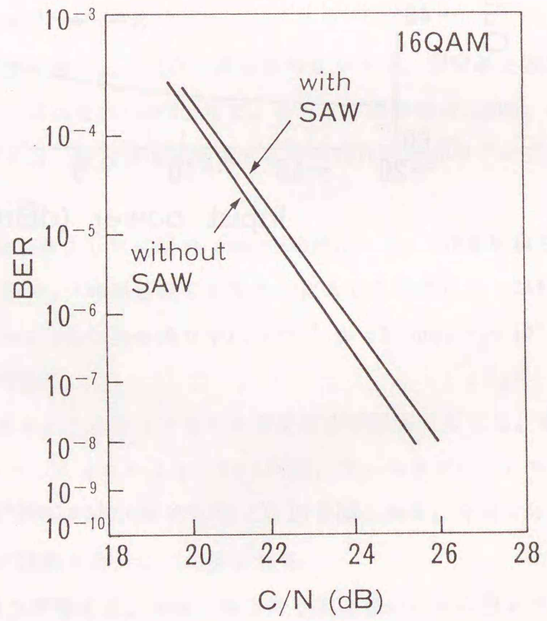


図2.19　SAWフィルタ挿入時の誤り率特性

表2.2から明らかなように、SAW遅延線への入力レベルを可変する減衰器ATTの値により誤り率は変動し、約13dBで誤り率が最も良くなる。よって実際にSAW遅延線をトランスバーサルフィルタに組み込む場合、入力レベルを最適に設定する必要がある。

2．7　むすび

伝搬路XPDの周波数逆特性のフーリエ級数解析からトランスバーサル形XPICの改善効果について理論的検討を行った。

まず本補償器の周波数特性変換回路として用いるトランスバーサルフィルタのタップ利得の設定値は伝搬路XPD周波数逆特性のフーリエ級数展開係数値に相当することを明らかにした。

次に周波数ひずみとして2波干渉を用いたXPD周波数逆特性に対して展開係数値を求め、補償後の残留交差偏波干渉量から入力D/Uの改善量を算出する方法を示した。これを16QAM信号を用いた室内シミューレーション実験により検証を行い、本手法の妥当性を確認した。

また主偏波信号（または交差偏波信号）に2波干渉フェージングが生じた場合、落ち込み点f_{notch}の位置が帯域端付近の時、またρ（＜1）、τの値が大きい程改善効果は少なく多くのタップ数を必要とすることを示した。

更に設計例としてXPDの分布を考慮し、所望改善量を満足する本補償器のタップ数の決定について検討を行なった。最後に、IF帯でXPICを構成する場合、トランスバーサルフィルタの遅延線としてSAWを用いることを提案した。SAWの特徴を十分に活かした遅延回路の構成法を明らかにし、誤り率特性、アイソレーション特性を示した。その結果従来LC回路で実現不可能であった12.5MB用長時間遅延線が小型化かつ高精度で実現可能となることを示した。

表2.2　入力レベルに対する誤り率特性

ATT（dB）	C／N＝21dB	C／N＝24dB
0	1.8×10^{-4}	2.5×10^{-6}
7	7.8×10^{-5}	8.5×10^{-7}
13	6.5×10^{-5}	6.8×10^{-7}
16	9.8×10^{-5}	1.3×10^{-6}

参考文献

（1）吉川，他，”海上区間における交差偏波干渉特性について”，昭59年信学光・電波全大，33,1984.

（2）K.T.Wu，”Measured Statistics on Multipath Dispersion of Cross Polarization Interference，”in Proc. ICC'84, pp.194-197, May 1984.

（3）M.Liniger，”Sweep Measurments of Multipath Effects on Cross-polarized RF-channels Including Space Diversity，”in Proc. GCOM'84, pp. 45.7.1-45.7.5, Nov. 1984.

（4）J.Namiki and S.Takahara，”Adaptive Receive for Cross-Polarization Digital Transmission，”in Proc. ICC'81, pp.46.3.1-46.3.5, June 1981.

（5）荒木，田原，”長スパンディジタルマイクロ波方式用交差偏波間干渉装置の検討，”昭59年信学総全大，2372,1984.

（6）荒木，大塚，”トランスバーサルフィルタを用いた交差偏波間干渉補償装置の検討，”通方研 CS83-187, pp.7-14,1983.

（7）大塚，荒木，”交差偏波間干渉補償器の改善効果推定法，”昭60信学総全大，2324,1985.

（8）大塚，荒木，”トランスバーサル形交差偏波間干渉補償器の改善効果推定法，”通報研 CS85-14,pp.51-58,1985.

（9）大塚，荒木，橋本，”周波数選択性フェージングに対するトランスバーサル形交差偏波間干渉補償器の理論的検討，”信学論B, vol.J69-B, no.6, pp.617-623, 1986.

（10）山本，遠藤，”1.54Mb/s PCM-FDM 伝送方式用自動波形等化器，”通研実報，vol.23, no.6, pp.1115-1149,1974.

（11）吉川，佐々木，細矢，”長距離海上伝搬帯域内振幅特性，”通方研 AP84-24, 1984.

（12）A.J.Slobodnik，”Surface Acoustic Waves and SAW Materials，” IEEE MT, vol.64, no.5, pp.581-595, May 1976.

（13）R.M.Hays and C.S.Hartmann，”Surface-Acoustic-Wave Device for Comm

unications," IEEE MT, vol.64, no.5, pp.552-671, May 1976.
(14) 宮内, 山本, "通信用マイクロ波回路," 電子通信学会編
(15) 大塚, 荒木, 小牧, "SAWを用いたIF帯トランスバーサル等化器用遅延線," 昭59年信学全大 2375, 1984.
(16) 荒木, 大塚, 菊地, "長スパンディジタルマイクロ波方式送受信装置," NTT研実報, vol.34, no.12, pp.1739-1747, 1985.

第３章　周波数相関に対する交差偏波干渉補償器の特性

３．１　まえがき

データ伝送および電話の需要の急速な伸びは、ディジタル無線システムに対してもその周波数利用効率の向上が要求されている。周波数利用効率を向上するためには64-または256-QAMといった超多値変調と直交偏波共用技術が非常に有効である。特に直交偏波共用技術はコチャンネル配置（V/H偏波の送信周波数が同一）の時２倍の伝送容量を得ることができる[(1)-(5)]。

しかし主信号と交差偏波干渉（XPI）のレベル比で表わされる交差偏波識別度（XPD）はマルチパスフェージング、アンテナの不完全性などの伝送路の不具合によって大きく劣化する。高C/Nが要求される多値QAMディジタル信号に対しては、フェージング時に主信号の受信レベルが低下した時、XPDは伝送規格を満足できなくなる。さらにマイクロ波帯ではこのXPDは周波数特性を持つ可能性が高い。これらのXPD現象に対処するためにトランスバーサルフィルタを用いた交差偏波干渉補償器（XPIC）が開発されたことは第２章に述べた。V/H両偏波の主信号とXPIが異なる周波数特性を有する時、このトランスバーサル形XPICは特にその効果を発揮する。繰り返し述べるが、このXPIC 内のトランスバーサルフィルタは異偏波の受信信号（参照信号）とXPIを含む主信号とを結合し、このXPIを除去するものである。

さてディジタル無線方式では、受信局においてXPICと同時に自信号の波形歪を等化する（自動）等化器が一般的に併用される。しかしながら等化器を併用した場合のXPD周波数特性に対するXPICの特性を十分に検討された例はない。本章では中間周波数段で動作する周波数領域等化器（f-EQL）を取り上げマルチパスフェージング時のXPICの特性を示す。さらに、V偏波とH偏波信号との周波数相関に対するXPICの改善効果を定量的に示す。第２節では参照信号の取り出し方による２種類の受信機構成に対するXPICの基本動作を説明する。

第３節では伝搬モデルと第２章で提案した周波数領域解析法を応用したXPICの特性解析を行なう。第４節ではV/H間の周波数相関に着目したフェージングパターンに対するXPICの特性の計算結果を示す。またXPICによるD/U改善効果をトランスバーサルフィルタのタップ数をパラメータとして示す。

３．２　波形等化器併用時のＸＰＩＣの動作原理

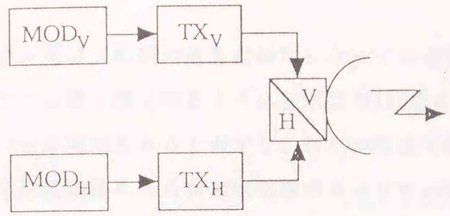
図3.1に、等化器とXPICを併用した受信機のブロック図を示す。同一周波数で直交偏波を使用する場合、伝送路の不完全性および変動により互いに交差偏波干渉が生じる。この干渉雑音は、ガウス雑音とほぼ等価であるため、復調前には高いXPDが要求される。広帯域信号の波形歪に対してトランスバーサルフィルタは効果があるのと同様に、参照信号とXPIは異なる周波数特性を有するフェージング事象が考えられることから、XPICにもトランスバーサルフィルタが適用される[6]-[8]。

図3.1から明らかなように、V偏波中のH偏波からのXPIを除去する$XPIC_V$にはH偏波受信信号が参照信号として用いられる。同様に、$XPIC_H$ の参照信号にはV偏波受信信号が用いられる。

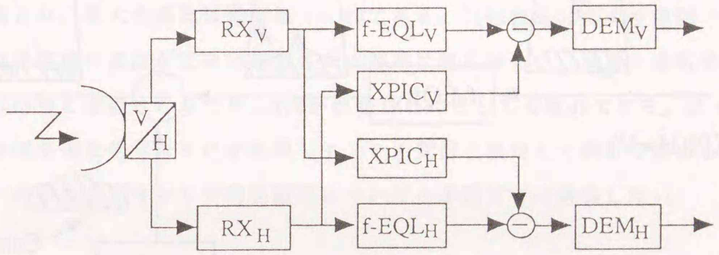
参照信号の取り出し方によって図3.1に示すように２種類の受信機構成が考えられる。タイプＡ（Type-A）は、XPICの参照信号をRX出力から分岐して得る方法であり、異偏波信号のフェージング特性がそのままXPICに影響する[9]-[10]。一方タイプB（Type-B）は、等化器f-EQLから分岐して参照信号を得る方法である。この場合、参照信号はf-EQLにより等化されているため異偏波信号のフェージング特性の影響は少ない。ただし、減算部での参照信号とXPIのタイミング合わせの為、遅延調整Ｄが必要である。

図3.2はf-EQLとXPICによる主信号およびXPIの周波数特性の変換過程を示す。例えばＶ偏波の主信号が波形歪を被けXPIがフラット特性の時、f-EQLは主信号の波形歪を等化する過程でフラット性XPIを上に凸（△）の周波数特性に変換する。$XPIC_V$はＨ偏波の受信信号からこの変換された上に凸のXPI特性の疑似信号を生成することになる。

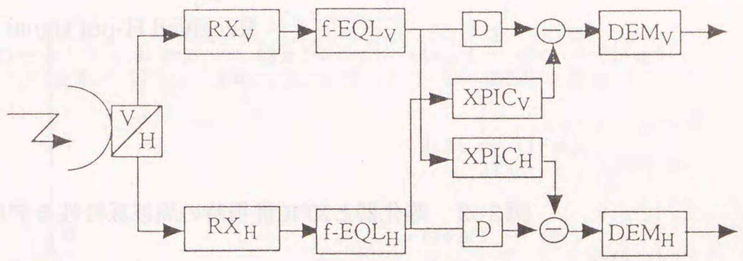
XPICは遅延線、可変利得器（重み付け回路）および制御回路からなるトランスバーサルフィルタによって構成される。トランスバーサルフィルタの各タップ重



Transmitter configuration



Receiver configuration [Type-A]



Receiver configuration [Type-B]

図３．１　受信機の構成

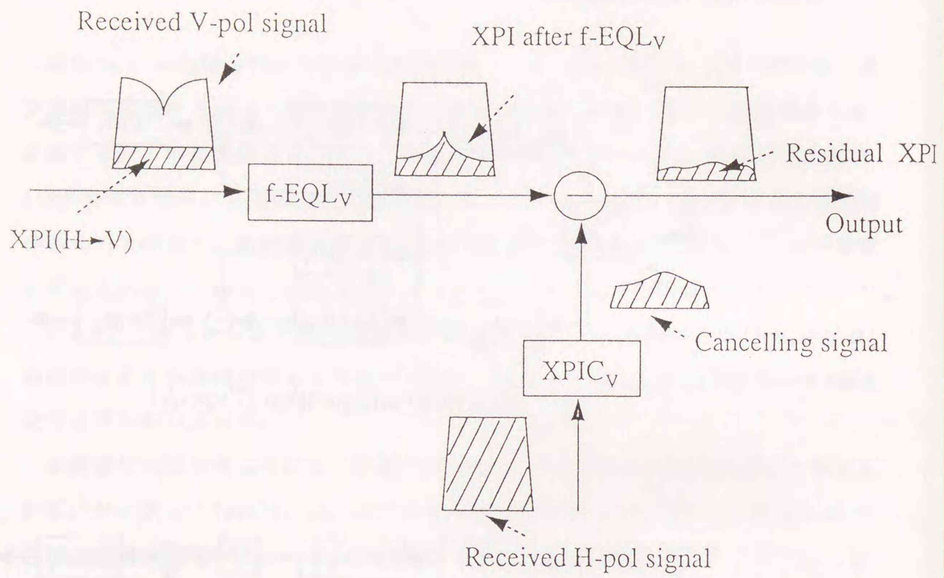


図３.２　等化器とXPIC併用時の周波数特性モデル

み付け値は一般的に最急傾斜法によって自動制御される[11]-[14]。しかしながら本章では第２章と同じように伝送路のXPD周波数特性からプリセットでタップ重み付け値が決定されると仮定し、XPICの特性を解析する。

最急傾斜法による制御回路構成およびその特性は第４章で詳しく述べることとする。複数のアンテナを用いるスペースダイバーシチ(SD)受信との組み合わせ効果については本論文では詳細に議論しない。その理由は、XPDを改善する方向にあるもののその絶対値が方式設計に反映されるほど大きくないからである。実用化されている同相合成SDでは主信号に着目してその位相と振幅を合成波が最大になるように制御され、最大合成比は振幅値で6 dBである。同相合成SDにより複数アンテナ間の交差偏波干渉波が完全に逆相になる確率は零に等しく、つまり主信号とは無相関な信号と認識されるため、XPDが改善されたとしても数dBである。よって本論文では直交偏波信号はそれぞれ単一アンテナ受信と仮定して解析を進める。またクロック再生およびキャリア再生回路については本論文では議論しない。

３．３　理論解析[15]

Ｖ偏波およびＨ偏波のベースバンド送信信号$T_V(f)$, $T_H(f)$ の伝達関数は次式で与えられる。

$$T_V(f)=T_H(f)=\begin{cases}\sqrt{\frac{1}{2}\left\{1-\sin\frac{T}{2\alpha}\left(2\pi f-\frac{\pi}{T}\right)\right\}} & (1-\alpha)\frac{1}{2T}<f<\frac{1}{T}(1+\alpha)\\ 1 & 0<f<\frac{1}{2T}(1-\alpha)\\ 0 & (1+\alpha)\frac{1}{T}<f\end{cases}\qquad(3.1)$$

ここで1/Tはクロック周波数、αはコサインロールオフ率を表わす。一般的な無線方式ではαは約0.5に設定される。

図3.3に示すような２波モデルフェージングに対して、Ｖ偏波とＨ偏波の周波数特性$M_V(f)$，$M_H(f)$ はそれぞれ次式で表わされる。

$$M_V(f) = A_V(1-\rho_V \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{V:notch})\tau_V) \quad (3.2)$$

$$M_H(f) = A_H(1-\rho_H \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{H:notch})\tau_H) \quad (3.3)$$

ここでA_V, A_H はそれぞれV偏波，H偏波の減衰値

ρ_V, ρ_H は　〃　〃　の直接波と反射波の相対振幅比

$f_{V:notch}$, $f_{H:notch}$ は〃　〃　の落ち込み周波数

τ_V, τ_H は　〃　〃　の直接波と反射波の遅延時間差

を表わす。

同様にH偏波からV偏波への交差偏波干渉XPIの伝達関数　$X_V(f)$ は次式で表わされる。

$$X_V(f) = A_X(1-\rho_X \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{X:notch})\tau_X) \quad (3.4)$$

ここでA_X は減衰値、ρ_X , $f_{X:notch}$, τ_X はそれぞれXPIの相対振幅比、落ち込み周波数、遅延時間差を示す。本章では相互に発生するXPIの中で$X_V(f)$ のみ取り扱い、V偏波からH偏波へのXPIは無視できると仮定している。何故ならXPIC$_V$ 通過後の補償信号（Cancelling signal）中のV偏波成分は極めて小さいからである。

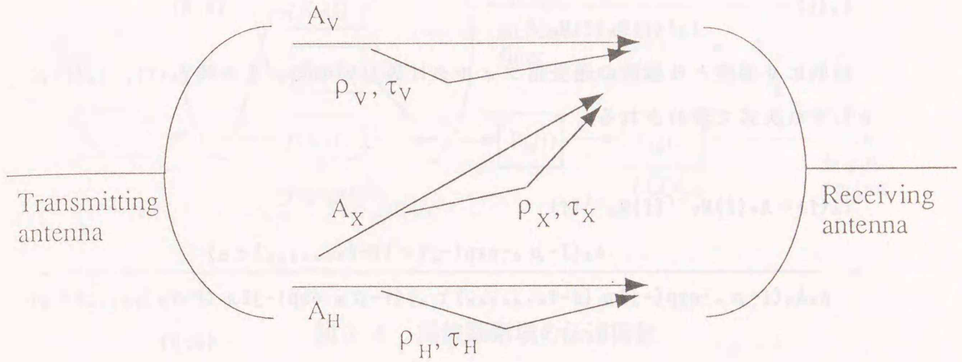
f-EQLが理想的に動作し、主信号の波形歪を完全に等化すると仮定すると、V偏波、H偏波のf-EQLのそれぞれの伝達関数$E_V(f)$, $E_H(f)$ は伝搬路の伝達関数の逆数で表わされる。

$$E_V(f) = M_V^{-1}(f) \quad (3.5)$$

$$E_H(f) = M_H^{-1}(f) \quad (3.6)$$

V偏波，H偏波それぞれの受信フィルタ$R_V(f)$, $R_H(f)$は式(3.1)で与えた送信フィルタ$T_V(f)$, $T_H(f)$ に等しいと仮定すると、受信機構成タイプAに対するXPIC$_V$ の所望周波数特性は次式で与えられる。（図3.4参照）

$$Y_A(f) = \frac{T_H(f)X_V(f)T_V(f)M_V^{-1}(f)}{T_H^2(f)M_H(f)} \quad (3.7)$$



A_V, A_H, A_X : attenuation parameter of V-pol, H-pol and XPI(H→V)

ρ_V, ρ_H, ρ_X : relative amplitude of the reflected ray of V-pol, H-pol and XPI(H→V)

τ_V, τ_H, τ_X : delay between the direct and the reflected ray of V-pol, H-pol and XPI(H→V).

図3.3　フェージングモデル

受信機構成タイプ-Bに対しては、参照信号がf-EQLを通過するため式(3.6)より、$XPIC_V$ の所望周波数特性は次式となる。

$$Y_B(f) = \frac{T_H(f)X_V(f)T_V(f)M_V^{-1}(f)}{T_H^2(f)M_H(f)M_H^{-1}} \qquad (3.8)$$

一般的にV偏波とH偏波の送受信フィルタは等しいので、この時$Y_A(f)$, $Y_B(f)$はそれぞれ次式で表わされる。

$$Y_A(f) = X_V(f)M_V^{-1}(f)M_H^{-1}(f)$$

$$= \frac{A_X(1-\rho_X \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{X:notch})\tau_X)}{A_V A_H(1-\rho_V \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{V:notch})\tau_V)(1-\rho_H \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{H:notch})\tau_H)} \qquad (3.9)$$

$$Y_B(f) = X_V(f)M_V^{-1}(f)$$

$$= \frac{A_X(1-\rho_X \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{X:notch})\tau_X)}{A_V(1-\rho_V \cdot \exp(-j2\pi(f-f_{V:notch})\tau_V)} \qquad (3.10)$$

(2N+1)タップを有する$XPIC_V$ の周波数特性は（第２章の式(2.1)と同様であるが再掲する）次式で与えられる。

$$K_V(f) = \sum_{n=-N}^{N} \alpha_n \cdot \exp(-jnT2\pi f) \qquad (3.11)$$

α_n は図3.5に示すようにタップ重み付け値（タップ係数）を表わし、全く干渉波が存在しない時、全てのα_n は零である。フィルタ出力$K_V(f)$ は主信号（V偏波）に結合され、減算することにより干渉波は除去される。

一方$XPIC_V$ の所望周波数特性$Y_A(f)$ または$Y_B(f)$ （まとめてY(f)とする）をフーリエ級数展開すると、第２章の式(2.3)と同様に係数β_n を用いると次式で表わされる。

$$Y(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \beta_n \cdot \exp(-jnT2\pi f) \qquad (3.12)$$

ここで第２章の式(2.4)の条件でタップ重み付け値が設定されると、$XPIC_V$ による補償後の残留分周波数特性は第２章の式(2.5)によって与えられる。またタップ重み付け値β_n は第２章の式(2.11)を用いて求めることができる。

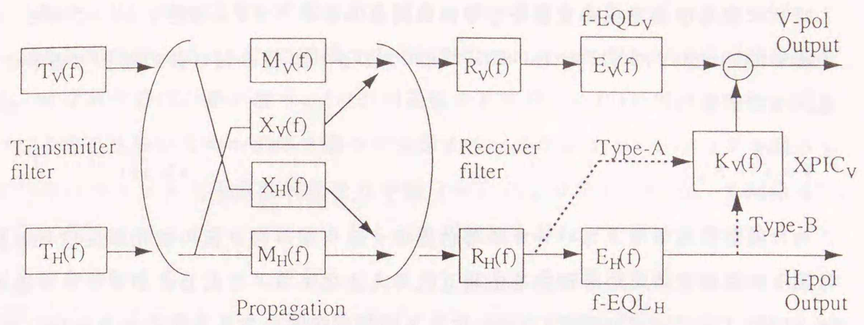


図３.４　周波数領域の伝達関数

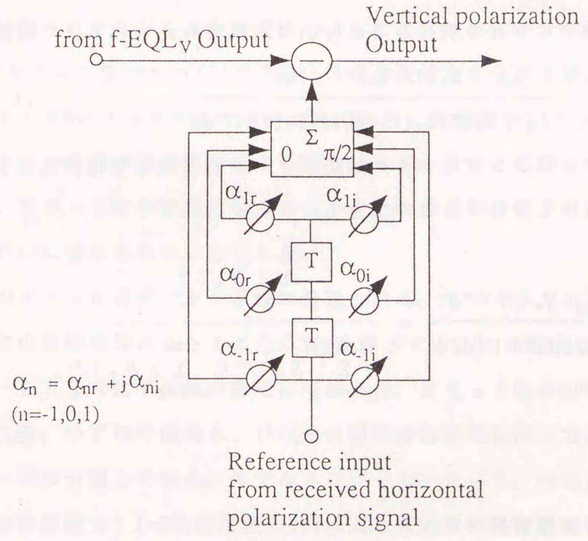


図３.５　トランスバーサルフィルタのモデル

XPICによる改善効果の度合を示す評価用基準値としてWを設定する。このピーク干渉WはXPIC内のトランスバーサルフィルタのタップ重み付け値の総和で表わされる。すなわち

$$W=\sum_{n=-\infty}^{\infty}|\beta_n| \qquad (3.13)$$

これは波形歪用トランスバーサル等化器のタップ重み付け値の総和が主信号の符号間干渉を与えるという理由を応用した考え方である。ただしこのピーク干渉Wは主信号（ここではV偏波）のXPIによる符号間干渉を与えるものではない。何故なら参照信号H偏波の周波数特性を考慮しているからである。第２章式(2.4)の定義によってタップ重み付け値が設定される時、残留のピーク干渉W_rは次式で与える。

$$W_r=\sum_{n=-\infty}^{-(N+1)}|\beta_n|+\sum_{n=N+1}^{\infty}|\beta_n| \qquad (3.14)$$

次にXPICによる主信号対干渉波XPIの電力比（D/U）の改善効果D/U_iを求める。受信機構成タイプＡを例にとるとD/Uiは次式で与えられる。（付録A-2参照）

$$D/Ui=\frac{\int_{\Delta f}|X_V(f)/M_V(f)|^2df}{\int_{\Delta f}|X_V(f)E_V(f)-M_H(f)K_V(f)|^2df} \qquad (3.15)$$

例えばフェージングモデルの解析パターン#2に対してはD/Uiはタップ重み付け値β_nを用いて表わすことができる。

$$D/Ui=\frac{\int_{\Delta f}|Y_A(f)|^2df}{\int_{\Delta f}|R(f)|^2df}=\frac{\sum_{n=-\infty}^{\infty}|\beta_n|^2}{\sum_{n=-\infty}^{-(N+1)}|\beta_n|^2+\sum_{n=N+1}^{\infty}|\beta_n|^2} \qquad (3.16)$$

３．４　計算機解析

３．４．１　直交偏波間の周波数相関

表3.1に直交偏波（Ｖ偏波およびＨ偏波）と交差偏波干渉XPIの周波数特性とその分類を示す。参照信号を考慮すると組合せは12種類となり、モデルナンバー１～12として示す。またXPICに要求する周波数特性に従って解析パターンを分類する。すなわちXPICの参照信号とf-EQL通過後の主信号中のXPIの周波数特性が同じになる場合を除いて#1～#3の３通りに分類する。表の中でフェージングが発生していないフラットな周波数特性を水平線（－）により示している。また記号▽（下に凸）はフェージングにより落ち込み周波数を伴なった周波数選択性フェージングを意味する。さらに記号△（上に凸）は下に凸の周波数特性を持つ主信号がf-EQLによって等化された場合、同時にフラットな特性を持つXPIがf-EQLにより変換された後の周波数特性を示す。

周波数相関についての定義は、Ｖ偏波の周波数特性とＨ偏波のそれが等しい場合を高相関（high　correlation）、等しくない時すなわち一方の偏波にフェージングが発生し他方の偏波が定常時の場合を低相関（low　correlation）とする。

受信機タイプＡによるモデルナンバー４の場合、Ｖ偏波とＨ偏波は同じ落ち込み周波数を有するフェージング環境下にあり、Ｈ偏波からＶ偏波へのXPIはフラット性である。これを高相関でかつ解析パターン#1とする。２種類のモデルが解析パターン#2に分類される。一つは受信機タイプＡによるモデルナンバー２であり、V/H直交偏波はフラット性でかつXPIが下に凸の周波数特性を有する場合である。他方は受信機タイプBによるモデルナンバー９であり、Ｖ偏波がフラット性でかつH偏波とXPIが下に凸の周波数特性を有する場合である。この２種類のモデルに共通することは、フラット性の参照信号により下に凸の周波数特性を有するXPIを除去することがXPICに要求されることである。

次に４種類のモデルが解析パターン#3に分類される。モデルナンバー３と11では、フラット性の参照信号により上に凸のXPIを除去することが要求される。一方モデルナンバー６と８では下に凸の参照信号により、フラット性のXPIを除去することが要求される。いずれの場合も、XPICの所望周波数特性は同じであるため、同じ解析パターンに分類している。モデルナンバー１，５，７，10および12に対しては、XPICの参照信号とf-EQL通過後のXPIは同じ周波数特性になるため、基本的に直流分の補償（１タップのXPIC）だけで十分となるため本論文では検討の対象としていない。

表３．１　直交偏波信号および交差偏波干渉の周波数特性の分類

	High correlation between V-pol and H-pol.						Low correlation between V-pol and H-pol.					
V-pol	——		⋎ (▽)				—— (non-dispersive)				⋎	
H-pol	——		⋎				⋎				—	
XPI(H→V)	—	⋎	—	⋎			—	⋎			—	⋎
Reference signal on $XPIC_V$	—	—	—	⋎	—	⋎	—	⋎	—	⋎	—	—
XPI(H→V) after f-EQLv	—	⋎	(△) 人	人	—	—	—	—	⋎	⋎	人	—
Model number	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Pattern for analysis		#2	#3	#1		#3		#3	#2		#3	
Receiver Type	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A	B	A

３．４．２　ＸＰＩＣの改善特性

図3.6に３種の解析パターン#1～#3に対するXPICの所望周波数特性Y(f)のフーリエ級数展開係数値から求まるタップ重み付け値の分布を示す。図から明らかなように３種パターンの中で#1の重み付け値が最も大きな値で分布することがわかる。これはXPICにとって厳しいフェージング条件と言える。ここで定常時の受信XPDは30dBに仮定するため、XPIの主信号への結合係数は$A_X = 10^{-30/20}$ である。

図3.7に２波干渉モデルの振幅比ρに対する$XPIC_V$のピーク干渉Wの値を解析パターン#1～#3について示す。振幅比ρが小さい領域では３種の解析パターンに対するピーク干渉Wの差はわずかであるが、ρが大きくなるに従い#1と#3のピーク干渉Wは増加する。一方#2に対してはWは増加せずわずかづつ減少する。この物理的意味は参照信号と主信号が一定でありかつ主信号中のXPIの直流分が少しづつ減少することによる。またXPICの所望周波数特性を与えるY(f)の定義式からも明らかなように、例えば#1と#3に対してはY(f)はρが大きくなるに従い増加するが、#2に対しては逆に減少する。

図3.8には、$XPIC_V$内のタップ数に対する残留ピーク値W_rの特性を示す。この時の２波干渉モデルは振幅比$\rho = 0.9$、落ち込み周波数$f_{notch} = f_0$（f_0：送信信号のキャリア周波数）および規格化遅延時間差$\tau/T = 0.1$とする。解析パターン#1の残留ピーク干渉W_rは#3および#2と比べてそれぞれ10倍、100倍大きいことがわかる。また、#3を例にとると７タップの$XPIC_V$ではピーク干渉Wを70％除去することができ、結果としてピーク干渉を0.05に減少することができる。

解析パターン#1，#2および#3について落ち込み周波数に対する$XPIC_V$の特性をタップ数をパラメータとしてそれぞれ図3.9，3.10，3.11に示す。#1および#3に対しては、帯域内１次傾斜が支配的になる$f_{notch} = f_0 \pm 0.5$の点でピーク干渉は最大になる。この事実はT（クロック周期）毎にタップを配置するトランスバーサルフィルタではナイキスト帯域内（すなわち$\pm 1/2T$）で一次傾斜の周波数特性を発生することが難しいことを示している。さらに帯域内に落ち込み周波数がある場合は、タップ数の増加による効果は認められるが、落ち込み周波数が帯域外の時ピーク干渉そのものは減少するが、タップ数の増加による効果は少ない。これも先の理由によるものである。特にディジタルマイクロ波通信の場合τ/Tは１より十分小さい（この場合0.1）ので、落ち込み周波数の周期（間隔）が信号帯域に

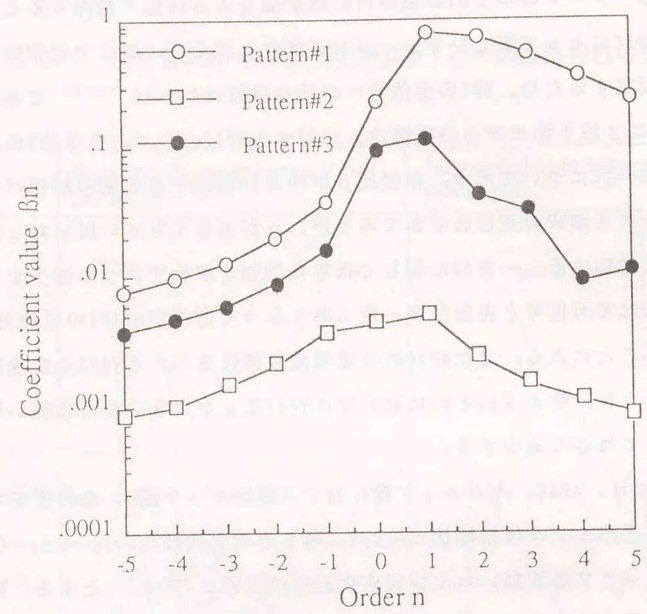


図３.６　フーリエ級数展開係数値の分布

(ρ=0.9, $f_{notch}=f_0$, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$ and $\tau/T=0.1$)

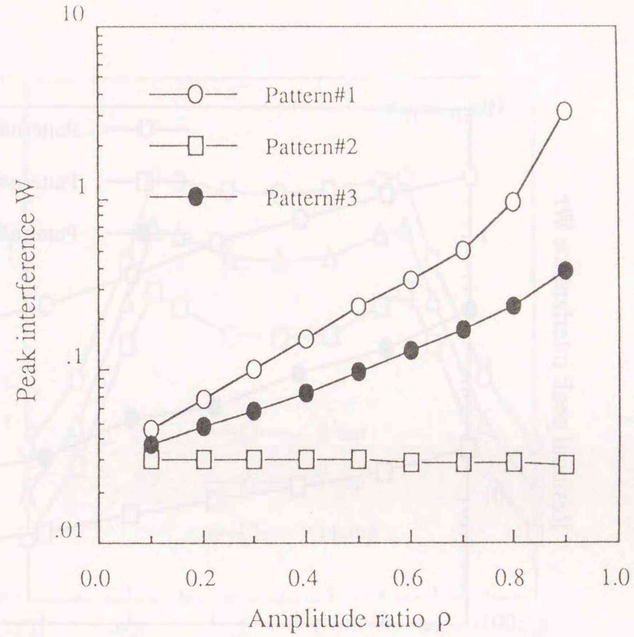


図３.７　振幅比と評価値Wの関係

($f_{notch}=f_0$, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$ and $\tau/T=0.1$)

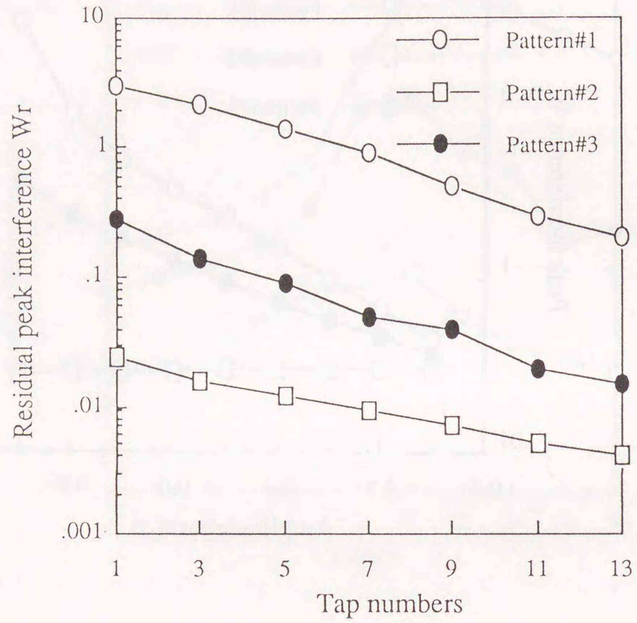


図３.８　タップ数と残留評価値Wrの関係

(ρ=0.9, $f_{notch}=f_0$, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$ and $\tau/T=0.1$)

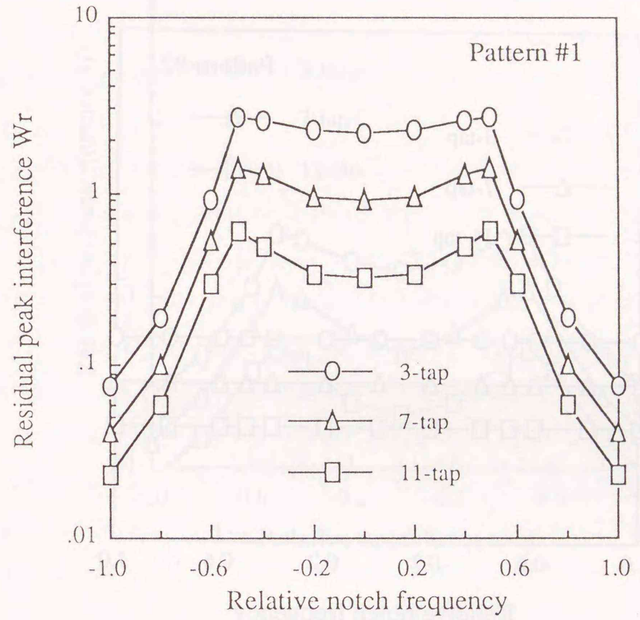


図３.９　周波数ノッチ位置に対するXPICの補償特性（解析パターン＃１）

(ρ=0.9, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$, $\tau/T=0.1$)

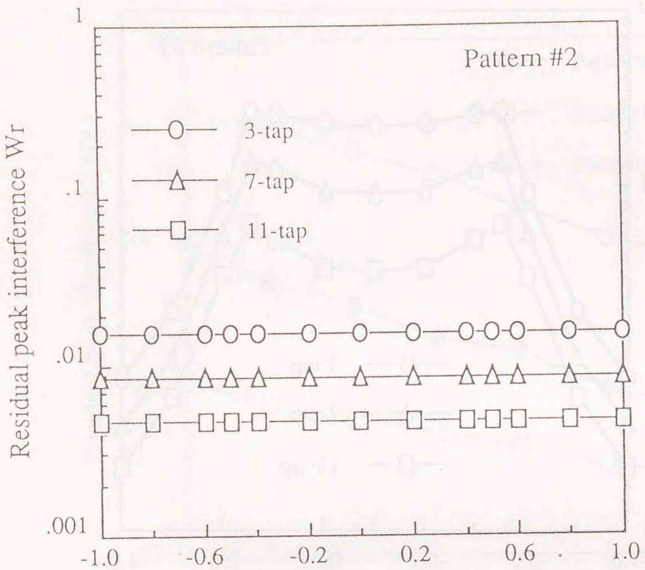


図３．１０　周波数ノッチ位置に対するXPICの補償特性（解析パターン＃２）

(ρ=0.9, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$, $\tau/T=0.1$)

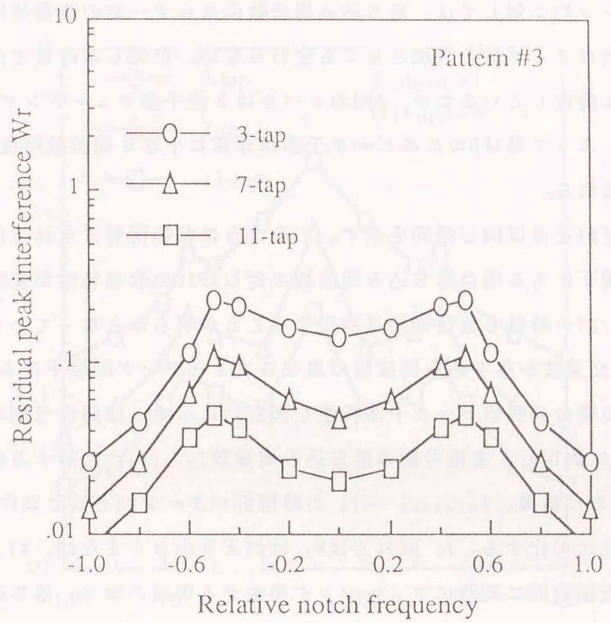


図３．１１　周波数ノッチ位置に対するXPICの補償特性（解析パターン＃３）

(ρ=0.9, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$, $\tau/T=0.1$)

比べ非常に大きくなり、落ち込み周波数が帯域外の時は一次傾斜が主となり、タップ数の増加による大きな改善効果は見込めない。

解析パターン#2に対しては、落ち込み周波数によらず一定の改善特性を示す。またこの傾向はタップ数を増加させても変わらない。ただし本計算では結合係数A_xは-30dBに設定しているため、XPIのレベルは２波干渉フェージングによりさらに減少する。よって高XPDのためピーク干渉は非常に小さく周波数特性の影響は少ないと考えられる。

#3の場合は#1とほぼ同じ傾向を示す。このように参照信号または主信号がフェージング環境下にある場合落ち込み周波数に対しXPICの改善特性が変化し、$f_{notch} = f_0 \pm 1/2T$の時最も改善効果は劣化することが明らかとなっている。

次にV/H直交偏波が落ち込み周波数の異なるフェージング環境下にあり、XPIがフラット性の場合の残留ピーク干渉特性を図3.12に示す。参照信号側の落ち込み周波数をf_0に固定し、主信号側の落ち込み周波数$f_{H:notch}$に対する残留ピーク干渉W_rを求めた結果、$f_{H:notch} = f_0$の時解析パターン#1と同じ条件となり、この時最も特性は劣化する。f_0以外ではW_rは#1より小さくまた#2, #3より大きい。すなわち直交偏波間に同時にフェージング発生する事象の中で、落ち込み周波数が一致する周波数相関が１，すなわち解析パターン#1の場合が、XPICの改善効果を算出する上で最悪評価となることが理解できる。

最後にXPICによるD/U改善効果の計算結果を図3.13に示す。受信機における定常時の主信号対干渉波電力比D/U(XPD)は30dBであり、モデルナンバー１，５，６，７，８および12が相当する。モデルナンバー３，４および11に対してはD/Uが劣化し約18.3dBとなる。一方主信号は定常特性でXPIが２波干渉フェージングによりレベルが劣化しているモデルナンバー２，９および10のD/Uは約41.7dBである。例えば７タップXPICを例にとると、解析パターンが#1すなわちモデルナンバー４の条件においてXPICはD/Uを9dB改善し、補償後のD/Uは約27.3dBとなる。同様に解析パターンが#3のモデルナンバー４に対してはD/Uを20dB改善し、補償後のD/Uは38.3dBとなる。一方、解析パターン#2のモデルナンバー２の場合、D/U改善効果は10.7dBで補償後のD/Uは52.4dBとなる。すなわちD/U改善効果の観点から見ると、#1が最も厳しいフェージング条件で、#3に対して最も改善効果が大きいことがわかる。#2に対する改善効果は#3の条件と比べると小さいが、補償後の絶対D/Uが十分大き

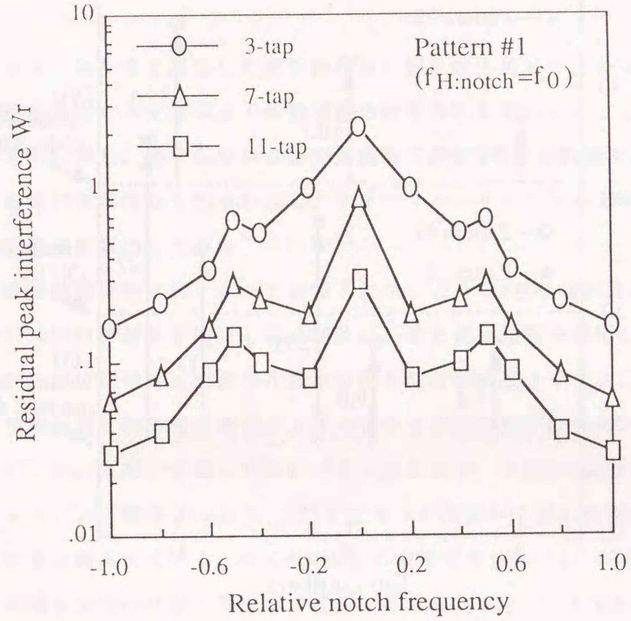


図３.１２　周波数ノッチ位置が異なる場合の補償特性

(ρ=0.9, $A_X=10^{-1.5}$, $A_V=A_H=1$, τ/T=0.1 and $f_{H:notch}=f_0$)

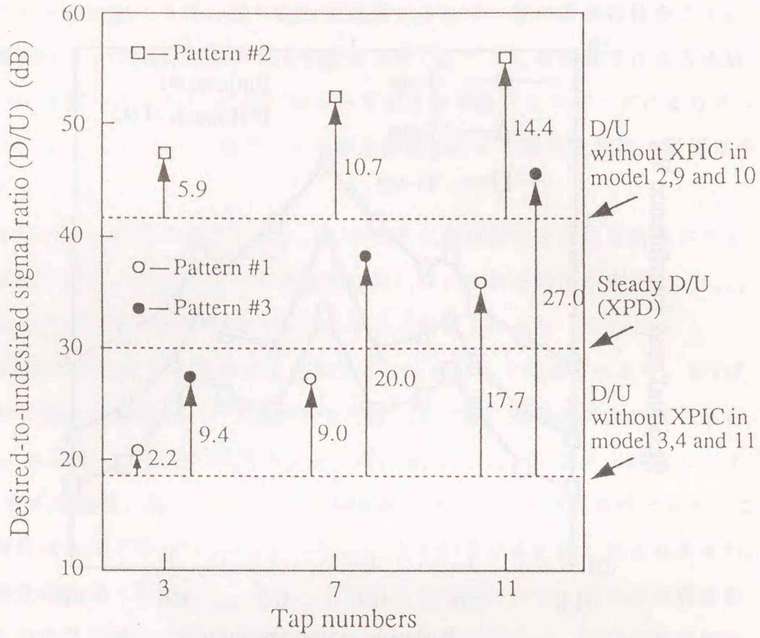


図3.13　D/U改善効果

(ρ=0.9, steady D/U=30 dB($A_X=10^{-1.5}$), $A_V=A_H=1$, $\tau/T=0.1$)

いことから、システムに瞬断を与えないフェージング条件と言える。

3．5　むすび

本章では、第２章で提案した周波数領域の解析法を用いて、中間周波数帯波形歪等化器を併用する交差偏波干渉補償器の改善特性を明らかにしている。第２章の解析法を拡張し、直交偏波および交差偏波干渉XPIの周波数選択性フェージングに対するXPICの解析法を明らかにし、トランスバーサルフィルタのタップ数に対する改善効果を算出した。

また周波数選択性フェージング環境下において、V/H直交偏波間の周波数相関に対するXPICの改善効果を検討した。同時に、波形歪等化器を併用した場合において、XPICの参照信号を波形歪等化後から得る受信機構成タイプＢは、波形歪等化後から参照信号を得る受信機構成タイプＡよりXPICの特性は優れていることを定量的に示した。本章で分類した解析パターンの中で、V/H直交偏波信号が周波数選択性フェージング環境下にあり、XPIがフラット性でかつ受信機構成タイプＡの時、XPICの特性は最も劣化する。さらにV/H直交偏波信号およびXPIの周波数特性の組合わせに対し全ての事象が等確率で発生すると仮定すると、V/H直交偏波間の周波数相関が高い場合XPICにとって厳しいフェージング条件と言える。さらに主信号対XPIの電力比D/Uの算出法を示し、タップ数をパラメータとしてXPICによるD/U改善効果を解析パターン別に明らかにした。

参考文献

（１）J.K.Chamberlain, F.M.Clayton, H.Sari, and P.Vandamme, ”Receiver techniques for microwave digital radio, ”IEEE Com. mag., vol.24, no.11, 1986.

（２）M.Kavehrad, ”Adaptive cross-polarization interference cancellation for dual-polarized M-QAM signals, ”in Proc. ICC'83, p29.7, 1983.

（３）M.Kavehrad and J.Salz, ”Cross-polarization cancellation and equalization in digital over dually polarized multipath fading channels, ”AT&T Tech.J., vol.64, pp.2211-2247, 1985.

（４）M.Borgne, ”An adaptive cross-polarization canceler for digital radio systems, ”in Proc. ICC'85, pp.39.6-39.6.5, 1985.

（５）M.L.Steinberger, ”Design of a terrestrial cross pol caceler, ”in Proc. ICC'82, pp.2B6.1-2B.6.5, 1982.

（６）K.T.Wu and T.S.Giuffrida, ”Feasibility study on an interference canceler for co-channel cross polarization operation of digital radio, ”in Proc. ICC'82, pp.2B.7.1-2B.7.5, 1982.

（７）K.T.Wu, ”Measured statistics on multipath dispersion of cross polarization interference, ”in ICC Rec., pp.194-197, 1984.

（８）M.Linger, ”Sweep measurements of multipath effects on cross polarized RF-channels including space diversity, ”in Proc. GCOM'84, p45.7.1, 1984.

（９）J.W.Carlin, Y.Bar-ness, S.Gross, M.L.Steinbeger and W.E.Studdiford, ”An IF cross-pol canceller for microwave radio systems, ”IEEE JSAC, vol.5, no.3, pp.502-514, April 1987.

(10) J.Namiki and S.Takahara, ”Adaptive receiver for cross-polarization digital transmission, ”in Proc. ICC'81, pp.46.3.1-46.3.5, 1981.

(11) R.W.Lucky, J.Salz and E.J.Weldon, ”Principles of data communication, ”New York: McGraw-Hill, Lattice book, 1968.

(12) G.Ungerboeck, ”Theory on the speed convergence in adaptive equalizers for digital communication, ”IBM J.RES. Develop., pp.546-555, 1972.

(13) S.U.H.Qureshi, ”Adaptive equalization, ”in Proc. of the IEEE, vol.73, no.9, pp.1349-1386, 1985.

(14) 辻井，鎌田，”伝送における適応技術－自動等化，”電子通信学会誌技術展望，10月号，pp.102-1100, 1975.

(15) H.Ohtsuka,"Frequency-domain Analysis of a Cross Polarization Interference Canceller under Multipath Fading for Digital Radio Systems,"IEICE Trans., vol.E74, no.9 ,pp.2798-2806, 1991.

第４章　交差偏波干渉補償器の制御部構成

４．１　まえがき

周波数利用効率を上げるためには、64-,256-QAM等の多値変調技術と直交偏波共用技術が効果的である。例えば256QAM方式では10bits/s/Hzの周波数利用効率を実現している。しかしながら、多値数を増加した大容量ディジタルマイクロ波方式は、波形歪、干渉雑音および交差偏波干渉などを誘因するマルチパスフェージングに対して非常に影響を受け易くなる。

交差偏波干渉補償器XPIC (Cross polarization interference canceller)[1]は、波形歪を復元する等化器および残留ビットエラーを低減する誤り訂正FEC(Foruard error correcting)と同様に大容量ディジタルマイクロ波方式を実現するためのキーテクロノロジーである。

アナログ回路で構成されたXPICの例は幾つか報告されているが[2]-[6]，XPICの大部分を占めるトランスバーサルフィルタはアナログ素子によって構成されており、高精度化，小形化の点で限界があり、また調整の難しさなどいくつか問題点があった。

これらの問題点を克服し多値QAM信号に適用可能な全ディジタルXPICが開発されている[7]-[11]。この全ディジタルXPICの設計に際しては、高速周波数で動作するCMOS乗算器、加算器を用い、ディジタル信号処理技術DSP(Digital Signal Processing)を駆使している[12]。さらに２次効果として小形化、低消費電力化、LSI化、および量産性を期待できる。

XPICの能力をより向上させるためには、上記全ディジタル化による高精度信号処理技術に加えて、制御法を改善する必要がある。ハードウェアのディジタル化はこの要求を実現するための必要条件であり、高機能な制御アルゴリズムを容易にするものである。XPICに要求される制御特性は以下の３点である。

（１）定常時の安定性

（２）フェージング時の高速応答性

（３）非同期時からの高速引込特性

本章では、上記特性を満足する新制御アルゴリズムSBS(Shift Bit Select)法を提案する[13]-[17]。このSBS法は伝搬区間のフェージング変動に対してアダプティブに最適相関検出を行なうアルゴリズムである。言い換えれば、定常時のエラーセコンドとフェージング時のエラーセコンドの両方を低減することを目的とする。さらに、要求特性（１），（２）を満足するSBS法に加えて（３）の引込時間の短縮を図るMLE(Maximum level error)法を結合することにより、高機能制御アルゴリズムを実現する。

第２節では、ベースバンド処理におけるXPICのトランスバーサルフィルタの基本動作を説明する。また比較対称として従来の制御アルゴリズムZF法を紹介する。

第３節では、SBS法の構成法および動作例を具体的に示す。第４節では、SBS法のハードウェア構成を示し、その動作を理論的に示す。さらにシミュレーションによりXPIの収束特性を示し、SBS法の有効性を明らかにする。第５節では、256QAM信号を用いてXPICの静特性、動特性を示し、本XPICの有効性を実験的に明らかにする。

第６節では、直交偏波間のクロックが非同期の場合においても補償効果が劣化しないXPICの構成法を提案する。第７節では、直交偏波間の搬送波が非同期におけるSBS法の効果を示す。さらに第８節では、フェージング時のディジタル化による非線形歪を克服する識別範囲拡大法を提案し、その効果を明らかにする。最後に第９節では、符号伝送実験の結果を示す。

４．２　ディジタル形交差偏波間干渉補償器の原理

図4.1にベースバンド帯で動作するディジタル形交差偏波干渉補償器(Cross polarization inteference canceller:XPIC)の構成を示す。送信側で中心周波数が同じ主偏波信号（ここでは垂直偏波：Ｖ偏波）と異偏波信号（水平偏波：Ｈ偏波）を同一アンテナで送信する。フェージング時には、波形歪の他にＶ偏波からＨ偏波あるいはＨ偏波からＶ偏波へのXPIが生じ誤り率が劣化する。XPICはトランスバーサルフィルタ、加算器、制御回路等によって構成される。

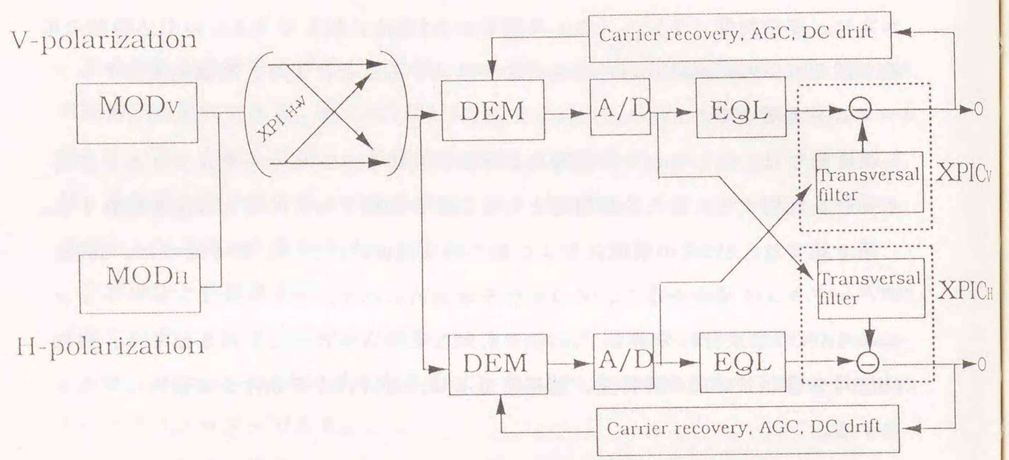


図４.１　ディジタル形交差偏波干渉補償器の構成

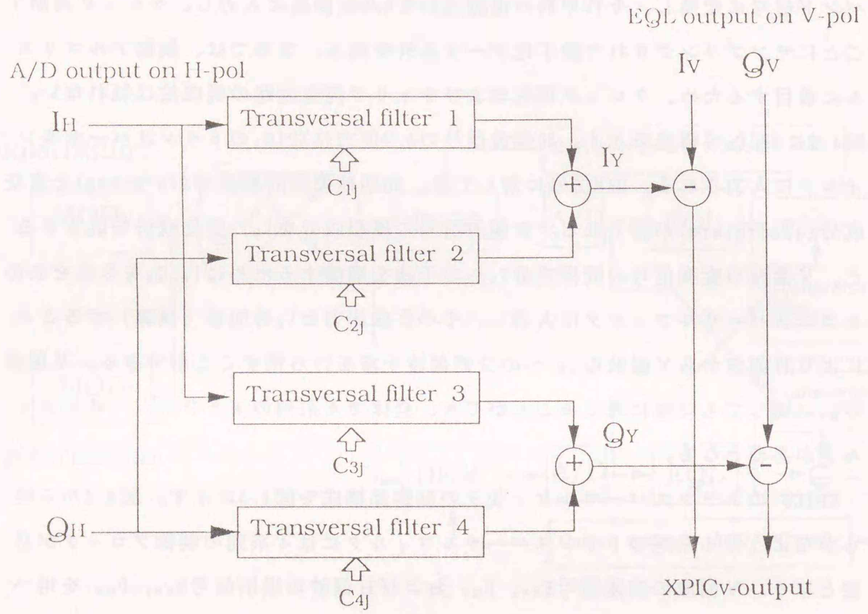
Ｈ偏波からＶ偏波への交差偏波干渉XPI(H→V)を除去するには、$XPIC_V$の参照信号として受信Ｈ偏波信号を用いる。同様に、XPI(V→H)を除去するためには$XPIC_H$の参照信号として受信Ｖ偏波信号を入力する。復調側ではIF帯受信信号をベースバンド信号に変換し、それぞれの復調出力をA/D変換器に入力し、クロック周期Ｔごとにサンプリングされた量子化データ系列を得る。本章では、制御アルゴリズムに着目するため、クロック再生およびキャリア再生回路の構成法は触れない。図4.2に$XPIC_V$の構成を示す。Ｈ偏波信号のA/D出力は$XPIC_V$のトランスバーサルフィルタに入力される。QAM信号に対しては、同期検波後同相成分(in-phase)と直交成分(quadrature)が得られる。Ｈ偏波信号の同相成分をI_H，直交成分をQ_Hとすると、Ｖ偏波の変調信号の同相成分I_Vへの干渉を補償するためにI_H,Q_Hをそれぞれのトランスバーサルフィルタに入力し、その合成出力とI_Vを加算（減算）することによりＨ偏波からＶ偏波のI_V への交差偏波干渉を打ち消すことができる。Ｖ偏波のQ_Vに関しても同様に考えることができ、全体で４系列のトランスバーサルフィルタが必要となる。

$XPIC_V$ のトランスバーサルフィルタの制御部構成を図4.3に示す。図4.2から明らかなように４系列のトランスバーサルフィルタには４系列の制御ブロックが必要となり、Ｖ偏波の誤差信号E_{IV}，E_{QV} およびＨ偏波の識別信号D_{IH}，D_{QH} を用いて各系列のタップ重み付けが決定される。

図4.4は１系列の$C_{1,j}$ のタップ重みを決める３タップ構成例である。この場合、D_{IH} とE_{IV} はそれぞれ異なる周期間で乗算され$C_{1,-1}$～$C_{1,1}$がアダプティブに設定される。

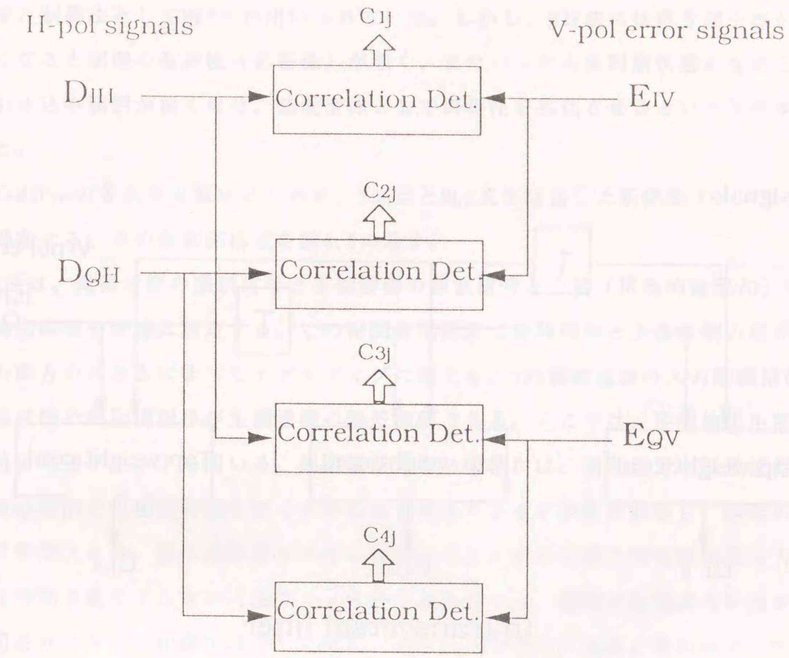
ZF(Zero-focing)法またはMZF(Modified Zero-forcing)法はトランスバーサルフィルタの制御法としてよく知られた最急傾斜法に基づいている[18]-[21]。XPICの制御はトランスバーサルフィルタの参照信号の入力側から識別信号を得るため、以後MZF法とSBS法の比較を行なう。従来のMZF法は、参照信号の極性と誤差信号の極性の乗算出力の積分値がタップ重み係数を与える。また、そのハードウェア構成は非常にシンプルであるという利点を有している。

４．３　シフトビットセレクト（ＳＢＳ）制御法[13]



CsJ (s=1~4) : tap weight coefficients

図４.２　XPIC内のトランスバーサルフィルタ



EIV : error signals in Iv on V-pol signal.
EQV : error signals in Qv on V-pol signal.
DIH : dicision signals in IH on H-pol signal.
DQH : dicision signals in QH on H-pol signal.

図４.３　制御部のブロック図

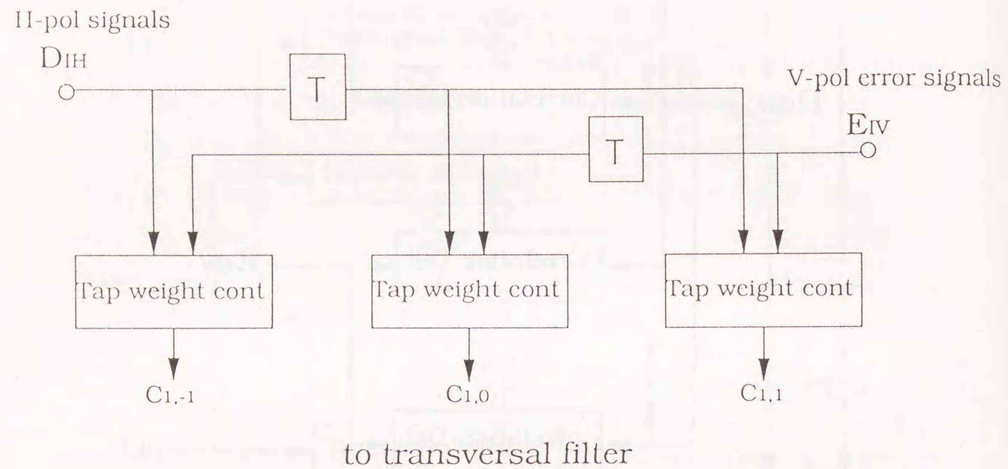


図４.４　相関検出における誤差信号と識別信号のタイミング

従来のトランスバーサルフィルタを用いた交差偏波干渉補償器(XPIC)では、タップ重み制御法としてMZF法が用いられていた。しかし、MZF法には符号間干渉が大きくなると制御の収束性（応答性）が悪く、またいったん非同期状態になると制御引き込み範囲が狭くなり、装置全体としての特性を劣化させるという欠点があった。

このMZF法の欠点を克服するために、SBS法とMLE法を結合した新制御アルゴリズムを提案する。その制御部構成を図4.5に示す。

SBS法は、異偏波側の識別信号と主偏波側の誤差信号との積（排他的論理和）の相関検出時間を最適に設定する。この相関検出時間は参照信号と主偏波側の誤差信号の両方の大きさによってアダプティブに変える。SBS制御回路の入力制御情報は異偏波側の識別情報及び主偏波側の誤差情報である。ここでは、相関検出用積分回路に可逆カウンタを用いる。誤差量が大きい場合には、識別信号と誤差信号の乗算結果出力の積分時間を短くするため可逆カウンタの段数を減らし、制御の応答性を向上させ、逆に誤差量が小さい場合すなわち定常状態では乗算結果出力の積分時間を長くするため可逆カウンタの段数を増やし、制御の高精度化を図る。また可逆カウンタの段数を減らした場合、停止したカウンタは停止直前のデータを保持する。この結合は、伝送路の時変動に対してアダプティブである。

制御引き込み範囲の拡大を目的とした最大レベル誤差極性(Maximum Level Error:MLE)法は通常のMZFアルゴリズムによる異偏波側の識別信号と主偏波側の誤差信号の乗算演算を行い、そのうち最大レベル誤差領域の情報を得た時のみ誤差情報を採用し、その他の誤差領域では前の最大レベル誤差領域にある誤差情報を保持するものである。すなわち図4.6に示すように（４値信号の場合）、多値アイパターンが閉じたとしても常に正の誤差を持つ斜線領域ａと常に負の誤差を持つ斜線領域ｂの誤差情報を制御情報として採用する。これは、符号間干渉が大きい時、領域ａ，ｂ以外の誤差信号は誤る可能性が大きいからである。従って、同期引き込み時または同期保持時の符号間干渉量が大きい時はMLE法が採用され、同期保持時の符号間干渉量が小さい時MZF法が採用される。

図4.7に相関検出時間の可変幅を評価値Ｗを用いて示す。このＷは最大可逆カウンタ段数から実効可逆カウンタ段数への減数を表わし、可逆カウンタの段数可変範囲は、識別情報と誤差情報の入力数によって決定される。すなわち制御情報と

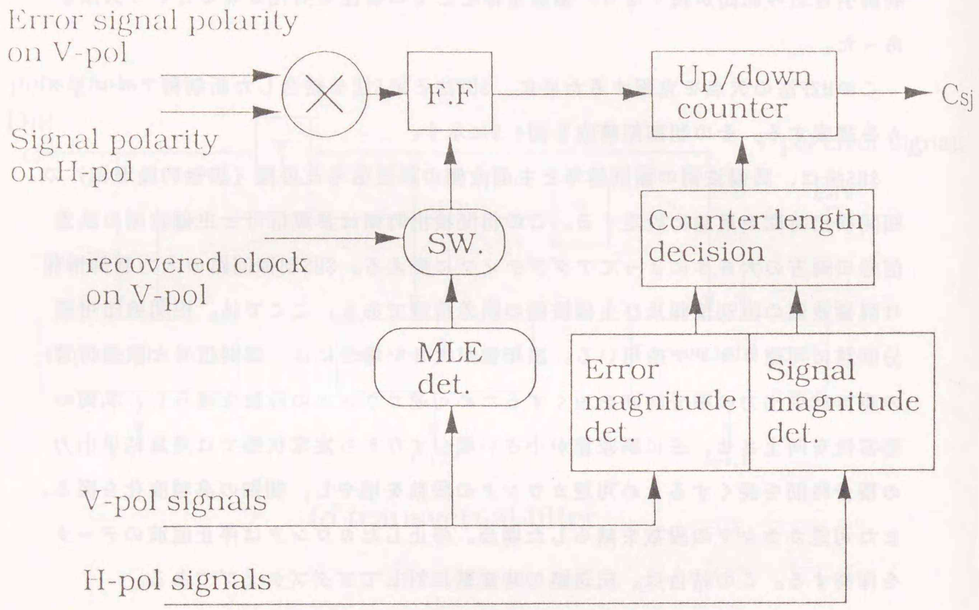


図４.５　SBS制御法の構成

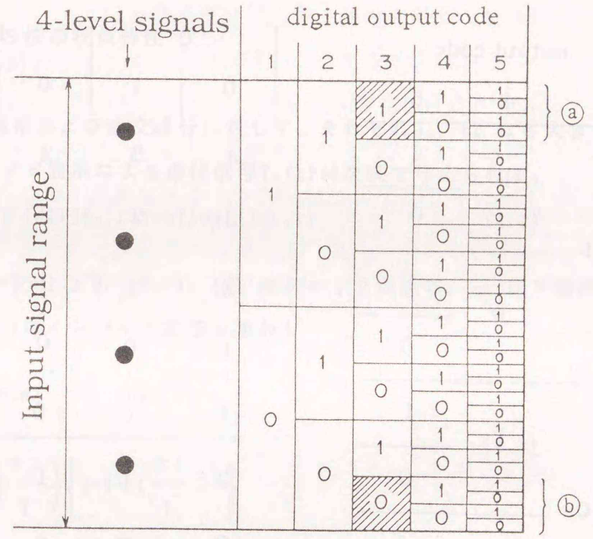


図４.６　A/D変換器の入出力関係

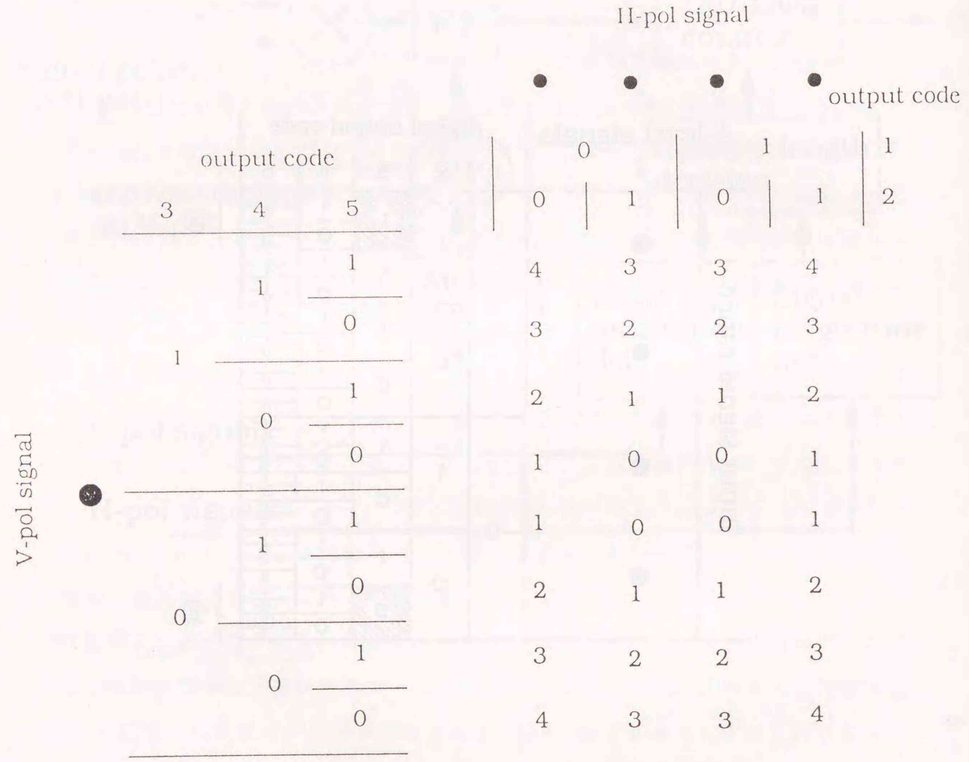


図４.７　誤差信号及び識別信号の大きさと積分時定数の減数との関係

して入力ビット数が多いほど段数可変範囲は拡くなる。例えば16QAM信号を用いた場合、誤差情報としてパス３，パス４，パス５の３ビットを入力すれば４段の切替が可能となり、さらに識別情報としてパス１，パス２を入力し、先の誤差情報と複合させれば５段の切替が可能となる。

同様に256QAM信号の場合、主信号側の誤差情報パス５，パス６，パス７および異偏波側の識別情報パス１，パス２を用いれば”５段のシフトビットが可能である。

４．４　ＳＢＳ法の収束特性[17]

QAM信号の同相および直交成分に対して、それぞれa_k，b_k なる大きさを有する複素ベースバンド表示による送信信号$T_v(t)$は次式で与えられる。

$$T_v(t)=\sum_k (a_k+jb_k)r(t-kT)\exp(j\omega_v t) \qquad (4.1)$$

ここでa_k, b_k =(±1, ±3, ±5…)，1/T はクロック周波数，ω_vはＶ偏波の変調角周波数および$r(t)$はインパルス応答を表わし

$$r(t)=\frac{\sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)\cos\left(\frac{\alpha\pi t}{T}\right)}{\left(\frac{\pi t}{T}\right)\left\{1-4\cdot\left(\frac{\alpha t}{T}\right)^2\right\}} \qquad (4.2)$$

で与えられる。ここでαはコサインロールオフ値である。

同様にＨ偏波の送信信号$T_H(t)$は、大きさC_k, d_kを用いて次式で与えられる。

$$T_H(t)=\sum_k (c_k+jd_k)r(t-kT)\exp(j\omega_H t) \qquad (4.3)$$

ここでC_k, d_k =(±1, ±3, ±5…)，またω_H はＨ偏波の変調角周波数である。

本章では、XPICの動作を分り易く説明するためＶ偏波とＨ偏波の変調角周波数は同期、すなわち$\omega_v=\omega_H=\omega_0$と仮定する。またＶ，Ｈそれぞれの自信号は波形歪を生じていないとする。さらにＨ偏波に対するＶ偏波からの干渉は$XPIC_v$のトランスバーサルフィルタ出力では極めて小さいことから無視する。これらの仮定のもとで、Ｈ偏波からの２波モデルで表わされるXPIを含んだＶ偏波受信信号$R_v(t)$お

よびH偏波の受信信号$R_H(t)$は次式となる。

$$R_V(t)=\sum_k (a_k+jb_k)r(t-kT)e^{jwot}+\lambda\left\{\sum_k (c_k+jd_k)r(t-kT+\Delta T)e^{j(wot+\phi)}+\rho\cdot\sum_k (c_k+jd_k)r(t-kT+\Delta T+\Delta\tau)e^{j(wot+\phi+\Delta\theta)}\right\}$$

$$R_H(t)=\sum_k (C_k+jd_k)r(t-kT+\delta T)e^{j(wot+\delta\theta)} \qquad (4.4)$$

ここでλはV偏波に対するXPIの結合係数，ρ，$\Delta\tau$，$\Delta\theta$はそれぞれXPIに対する2波モデルの振幅比、遅延時間差、キャリア位相差を示す。

またΔT，ϕはそれぞれXPIとV偏波間の遅延時間差、キャリア位相差を示す。

δT，$\delta\theta$はV偏波とH偏波間の遅延時間差、キャリア位相差を表わす。

$XPIC_V$には参照信号として受信されたH偏波信号が入力され、タップ係数C_{-r}，…，C_rを持つ(2r+1)タップトランスバサールフィルタを通過する。このタップ係数C_j(j=-r,…,r)はV偏波信号の符号間干渉が最小になるように自動的に設定される。従って伝搬路が一定でない場合、すなわちフェージング時はC_jは更新され続ける。このC_jの更新は以下の規則に従う。

$$C_j^{(m+1)}=C_j^{(m)}-\Delta f_j \qquad (4.5)$$

ここで$C_j^{(m)}$は時刻mにおけるjタップの重み量を示す。またf_jは更新値の評価関数でありΔは固定のステップ値である。$f_j>0$の時はC_jは減少し、$f_j<0$の時はC_jは増加する。

次に評価関数f_jについて詳しく議論する。$XPIC_V$を通過した後のV偏波信号の判定信号（軟判定値）をY_k，識別値（しきい値）をD_kとするとV偏波の誤差信号E_kは次式で与えられる。

$$E_k=Y_k-D_k \qquad (4.6)$$

さらに参照信号として用いるH偏波の判定信号をX_{k-j}とすると、評価関数f_jは

$$f_j=\sum_{k=1}^{L} X_{K-j}E_k \qquad (4.7)$$

と表わすことができる。

ここでLは整数で、パルスの積分数を表す。式(4,5)及び(4,7) から公知であるMSE(Mean Square error)法が導出される。

$$C_j^{(m+1)}=C_j^{(m)}-\Delta\sum_{k=1}^{L} X_{K-j}E_k \qquad (4.8)$$

しかしながら、ハードウェアの複雑さ及び高速乗算$X_{K-j}\cdot E_k$の限界を考慮すると、ディジタルマイクロ波通信にMSE法を適用することは非常に困難である。X_{K-j}およびEkを絶対値と極性表示に分割して表わすと式（4.8）は次式となる。

$$C_j^{(m+1)}=C_j^{(m)}-\Delta\sum_{k=1}^{L} |X_{K-j}||E_k|\,\mathrm{sgn}\,X_{k-j}\,\mathrm{sgn}\,E_k \qquad (4.9)$$

ここでsgn xは次式に示す極性関数である。

$$\mathrm{sgn}\ x=\begin{cases}1 & (x>0)\\ 0 & (x=0)\\ -1 & (x<0)\end{cases} \qquad (4.10)$$

参照信号の識別信号の極性と主信号の誤差信号の極性との乗算結果を用いるMZF法のハードウェア構成はMSE法のそれと比べると大変シンプルである。しかしながら、MSE法の収束特性はMZF法のそれと比べてかなり優れている。

提案したSBS法は、極性の乗算結果を用いてMSE法と等価な収束特性をシンプルなハードウェアで実現するものである。定常時は、積分パルス値Lを大きくし高精度な相関検出を行ない系の安定性を維持する。一方フェージング時は、相関検出の高速化を図るため積分パルス値Lを小さく設定する。これらの要求は相反するものであるが、SBSの目的は定常時のエラーセコンドとフェージングのエラーセコンドの両方を低減することにある。

MZP法の場合、相関検出時間を決める積分パルス値Lは一定の値に固定されている。このLはX_{k-j}およびE_kの大きさの関数として可変に設定することができる。極性乗算の積分回路としてアップダウン（バイナリー）カウンタを用いた場合、相関検出時間はカウンターの段数に依存する。このカウンタの段数をL’とすると、積分パルス値Lは次式で示される。

$$L=2^{L'} \qquad (4.11)$$

図4.8に示すようにアップダウンカウンタは下位ビットからZ_1，…，Z_nとn段接続する。タップ係数値はこのカウンタのZ_1，…，Z_p (P<n)のビット出力値とする。Z_1，…，Z_pの2値の出力値をそれぞれϕ_1，…，ϕ_pとすると、ϕ_1はタップ係数値の極

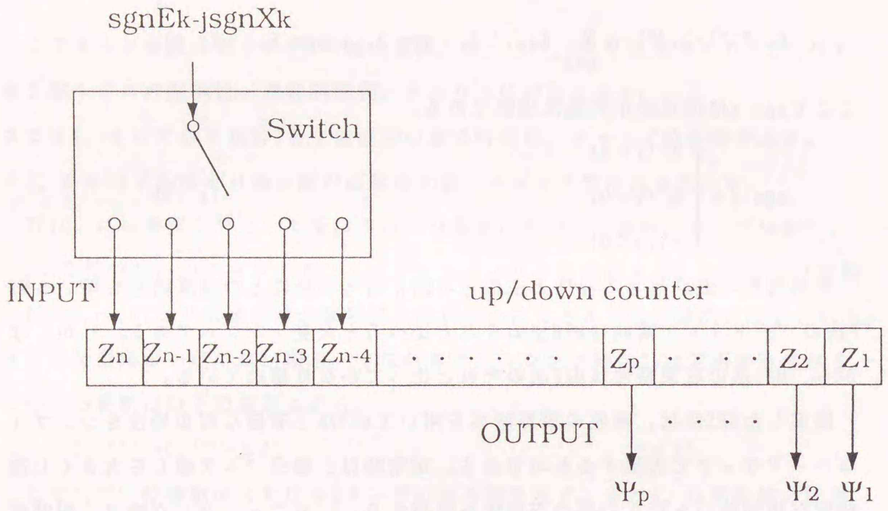


図4.8　積分用可逆カウンタの構成

性を表わし、その大きさは次式で与えられる。

$$|C_j| = \Psi_2 2^{-1} + \Psi_3 2^{-2} + \cdots + \Psi_p 2^{1-p} \qquad (4.12)$$

識別信号X_{k-j}と誤差信号E_kの大きさを2^nの形で表示できると仮定すると、正の整数W，W_1，W_2を用いれば次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} &|X_{k-j}| \cdot |E_k| = 2^W = 2^{W_1+W_2} \quad (W=0,1,2\cdots) \\ &|X_{k-j}| = 2^{W_1} \quad (W_1=0,1,2,\cdots) \\ &|E_k| = 2^{W_2} \quad (W_2=0,1,2,\cdots) \end{aligned} \qquad (4.13)$$

図4.7に示した4値レベル信号を例にとって説明する。W_1 およびW_2 は参照信号の識別信号X_{k-j}および主信号の誤差信号E_kの出力値に従って決定する。ここでB_{E1}、B_{E2}およびB_{E3}はそれぞれ主信号の第3，第4および第5ビット出力値を表わし、B_{X1}, B_{X2}はそれぞれ参照信号の第1，第2ビット出力値を表わす。この時W_1およびW_2は以下の規則に従って設定する。

$$\begin{aligned} &\text{if}(B_{E1},B_{E2},B_{E3})=(1,0,0)\text{or}(0,1,1) \quad \text{then } W_2=0 \\ &\text{if}(B_{E1},B_{E2},B_{E3})=(1,0,1)\text{or}(0,1,0) \quad \text{then } W_2=1 \\ &\text{if}(B_{E1},B_{E2},B_{E3})=(1,1,0)\text{or}(0,0,1) \quad \text{then } W_2=2 \\ &\text{if}(B_{E1},B_{E2},B_{E3})=(1,1,1)\text{or}(0,0,0) \quad \text{then } W_2=3 \\ &\text{if}(B_{x1},B_{x2})=(1,0)\text{or}(0,1) \quad \text{then } W_1=0 \\ &\text{if}(B_{x1},B_{x2})=(1,1)\text{or}(0,0) \quad \text{then } W_1=1 \end{aligned} \qquad (4.14)$$

これらの条件のもとで、式(4,9)は次式で表わすことができる。

$$C_j^{(m+1)} = C_j^{(m)} - \Delta \sum_{k=1}^{2^{L'}} 2^W \ \text{sgn}\ X_{k-j}\ \text{sgn}\ E_k \qquad (4.15)$$

この式の論理的イメージは、sgn X_{k-j} とsgn E_k の乗算結果をカウンタのZ_{n-1} 段めに入力することと、先の2倍の乗算結果をカウンタZ_n段めに入力することと等価である。例えば$W_1=W_2=0$の時、極性乗算結果は最も積分パルス値が大きくなるカウンタZ_n段めに入力され、制御系は高安定状態となることが理解できる。一方、$W_1=1, W_2=3$すなわちW=4の時、極性乗算結果はカウンタZ_{n-4} 段めに入力され、結果としてタップ係数値$\Psi_1, \cdots, \Psi_p$ の応答速度が高速になり、フェージング速度等への追随性が向上する。

上記極性乗算結果のカウンタへの入力端子切替は、高速ROMを用いることで実現できる。さらにsgn X_{k-j}、sgn E_k はそれぞれ参照信号側、主信号側A/D変換器出

力から簡単に得ることができる。例えば256-QAM信号の場合、sgn X_{k-j} は最上位ビット、sgn E_kは第５ビットを使用すれば良い。

次にXPICによる補償後の残留誤差E_oを求める。$XPIC_V$内のトランスバーサルフィルタは参照信号$R_H(t)$をタップ合成出力$h(t)$に変換する。すなわち

$$h(t)=\sum_{k=-r}^{r} C_j R_H(t-kT) \qquad (4.16)$$

の関係が成立する。ある最適値C_jに対してXPIによる残留誤差（符号間干渉）E_oは次式で与えられる。

$$E_o=\sum_{k} | R_{Vk}-h_k | \qquad (4.17)$$

ここでR_{Vk}, h_k はそれぞれ時刻kにおける$R_V(t), h(t)$のサンプリング値を表わす。

次にシミュレーション計算により従来のMZF法と新しく提案したSBS法の収束特性の比較し、SBS法の有効性を示す。シミュレーションではXPIC内の４系列のトランスバーサルフィルタの中で一系列の残留誤差を評価値として収束特性を示す。残留誤差E_oは定常時に擾乱を与えないよう十分小さなステップ値Δによって順次最少化が図られる。２種類のフェージング環境下における収束性を図4.9, 4.10に示す。ここで横軸の積分パルスの単位は１シンボルを表わしている。また、主信号（Ｖ偏波）および参照信号（Ｈ偏波）はどちらも波形歪を生じていないものとし、XPIは２波干渉モデルで与えられているものとする。

SBS法における積分パルスは$2^4=16$倍の可変幅を持ち、MZF法のそれは常時、最大の積分値に固定されている。またタップ係数値は時刻m=0において$C_j=0$である。図4.9において収束時間が５倍改善されている様に、SBS法とMZF法の間には顕著な収束特性の差がある。さらにC_jが収束した後の残留E_oの変動特性もMZF法に比べ遜色ない。この結果から明らかなように、SBS法はフェーシング時の高速応答性と定常時の高安定性の両方を満足できることが理解できる。

４．５　実験結果

４．５．１　実験系及びＸＰＩＣの諸元

シンボルレート12.5Mb/s, ナイキスト50％ロールオフ整形の256QAM変調信号を

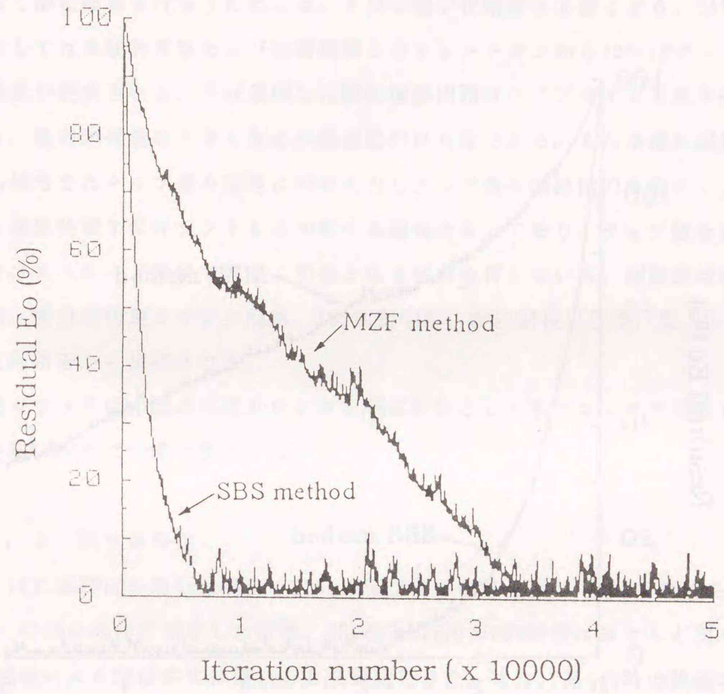


図４．９　XPICの収束特性例（計算機シミュレーション）
(XPI conditions: λ=0.1, ρ=0.7, Δθ=0.2, Δτ/T=0.1).

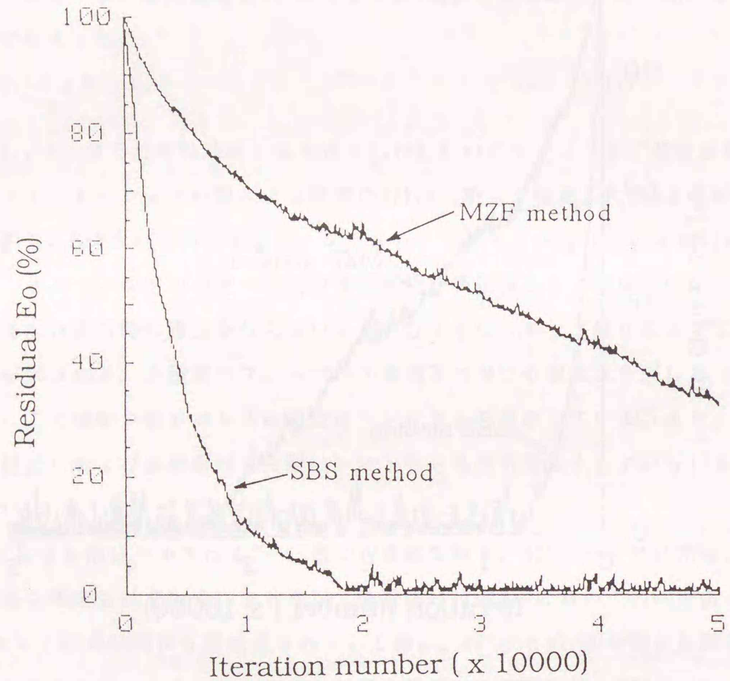


図４．１０　XPICの収束特性例（計算機シミュレーション）
(XPI conditions: λ=0.2, ρ=0.6, Δθ=0.1, Δτ/T=0.1).

用いる。またＶ偏波、Ｈ偏波の送信クロックおよび変調キャリアは同期とする。入力信号の量子化精度を決めるA/D変換器は８ビットのものを使用している。

XPICの主要諸元を表4.1に示す。トランスバーサルフィルタは７タップ構成とし、そのタップ係数値は10ビット精度を有する。このタップ係数の量子化精度（ビット数）はフィルタの特性を大きく左右する。特に信号の多値数が大きくなる場合、精度良く積和演算を行なうためには、十分な量子化精度を必要とする。256QAM信号に対しては実験的考察および回路規模とのトレードオフから10～12ビットの量子化精度が要求される。今回使用した積和演算回路はパイプライン方式を採用しており、絶対遅延量は大きくなるが高速動作が可能である。また本積和演算回路は入力信号を各タップ重み回路に同時入力しタップ重み回路出力を前タップ重み回路と遅延時間Ｔだけシフトして加算する構成となっており、タップ数を拡張する場合はカスケード接続で容易に可能となる利点を有している。制御部は相関検出回路、積分用可逆カウンタ回路、SBS制御回路、非同期検出回路、最大レベル誤差判定回路等から構成される。

可逆カウンタは４段の可逆カウンタを基本単位として５ブロックで構成し最大20段から16段まで可変可能とした。

４．５．２　誤り率特性

図4.11に本XPICを用いた場合の256QAM復調信号の符号誤り率(BER)特性を示す。D/U=∞,40dBの条件で測定した結果、SBS法とMZF法のBER特性はほとんど同じとなり、SBS法による固定劣化は無いことを確認できた。また、高C/N時の残留エラーが無いこと、およびXPIC RESETと比較して10^{-8}での等価C/N劣化量は約0.2dBとなることから、トランスバーサルフィルタ内部の演算まるめ誤差以外の特性劣化は存在しないという全ディジタル化の利点及びSBS制御の正常動作を確認できた。

４．５．３　収束特性

図4.12にSBS法を用いた場合の効果の一例を示す。この図は一つのタップ係数値をD/A変換器を介してオシロスコープ上にその収束特性をモニタしたものである。干渉の条件はD/U=15dB,C/N＝∞で、従来のMZF法によるタップ係数の収束時間は約600msである。一方SBS制御を用いるとその収束時間は約100msとなり約６倍の速さ

表4.1　XPICの諸元

Input signal quantization	Max 10 bits
Tap coefficient quantization	Max 10 bits
Tap numbers	Max 7
Operational clock frequency	Approximately 15 MHz
Multiplier and adder	10 bits multiplication 16 bits addition
Control algorithm	MZF or MLE with SBS
Correlation detection time	Adaptively (5 different lengths)
Source (Electric power)	5 volts only

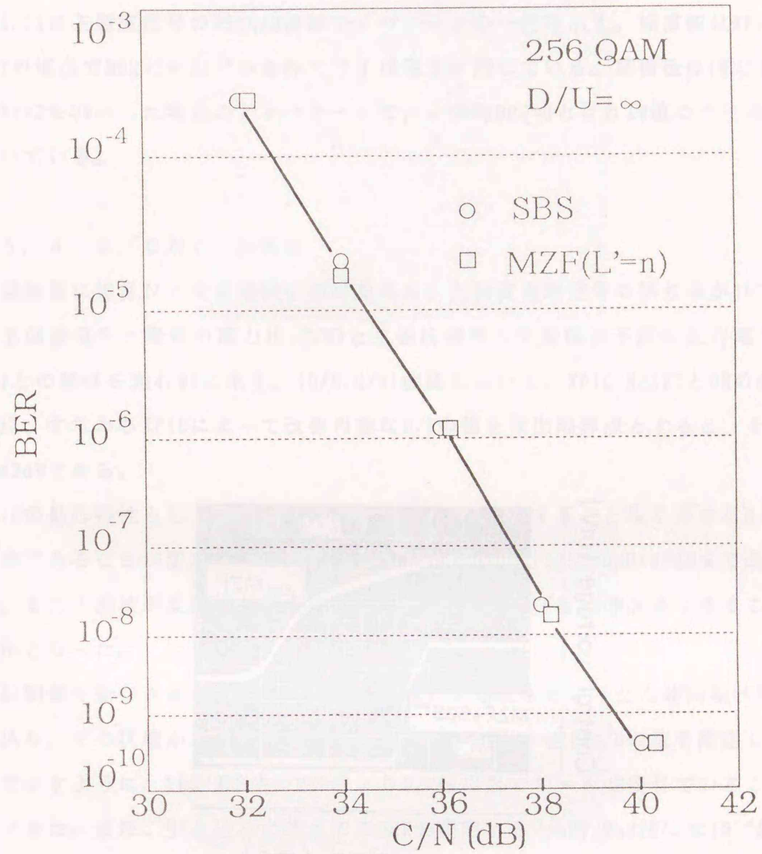


図4.11　本XPICを用いた場合の誤り率特性

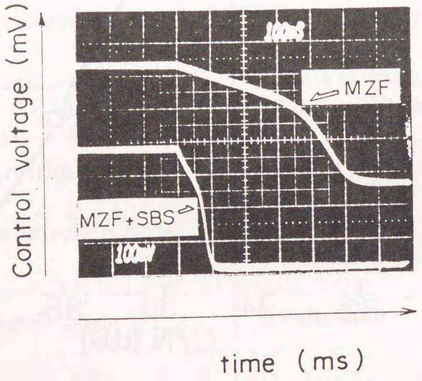


図４.１２　XPICの収束特性例（実測値）
(interference condition: D/U=15 dB and nondipersive)

で制御が収束しており、応答速度の高速化を確認できた。

図4.13に主偏波信号の256QAM復調アイパターンの一例を示す。補償前はXPIC RESETの場合でBER=2×10^{-3}の条件でアイは完全に閉じている。補償後は同じ条件下でXPICをONにした場合のアイパターンで、この時BER=0となり16値のアイは完全に開いている。

４．５．４　D／U対C／N特性

主偏波側に雑音Nと交差偏波干渉Uを与え、主偏波復調信号の誤り率が10^{-4}になる主偏波信号と雑音の電力比(C/N)と主偏波信号と交差偏波干渉の入力電力比(D/U)との関係を図4.14に示す。(D/U,C/N)曲線において、XPIC RESETとONの曲線の交点、すなわちXPICによって改善可能なD/Uの値を検出限界点とすると、その値は約42dBである。

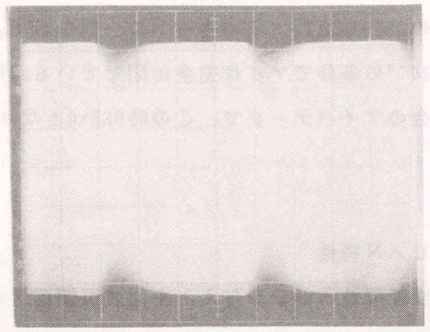
XPICの動作特性としては検出限界点でのC/N値が劣化することなく小さなD/U値を許容できることが要求される。本測定結果からD/U≒15dBをD/U=42dBまで改善できる。また干渉波が支配的な場合(C/N=∞)，本XPICはD/Uを20dB改善できることが明らかとなった。

次に制御を動作させた状態で交差偏波干渉Uを増加させいったん非同期状態に追い込み、その状態からUを軽減し再生キャリアが引き込むD/Uの値を測定した。破線で示すように、SBS/MLE法がMZF法よりD/U値相当で５～６dB優れていることを確認できた。また、引き込んだ時点でのBERを測定するとSBS/MLE法では10^{-4}以上、MZF法では10^{-4}以下となることを確かめた。

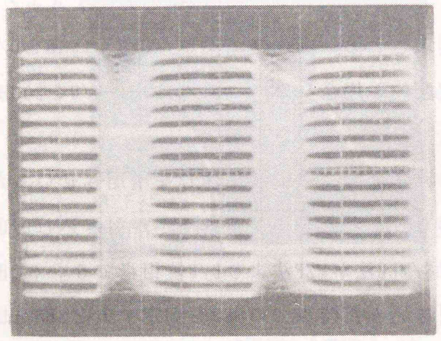
４．５．５　動特性[22]-[24]

フェージングがダイナミックに変動した場合の誤り率累積分布特性から、XPICの効果およびSBS法のMZF法に対する改善効果を明らかにする。

図4.15に２系列のMODEMを用いた実験系を示す。主偏波と異偏波の経路に無相関のIF帯２波干渉フェージングシミュレータを挿入し、ノッチの深さと周波数をランダムに変動させる。ここでノッチの移動関数は、振幅比$\rho=-(\log n)/3$、$(0<n\leqq1, 0\leqq\rho\leqq2.5)$および位相差$\phi$:$0\leqq\phi\leqq2\pi$に従っている。また異偏波からの干渉信号はフラットな特性とする。変調信号は256QAM信号を用い、XPIC内のトラン



補償前



XPIC補償後

図４．１３　256QAM信号の復調アイパターン

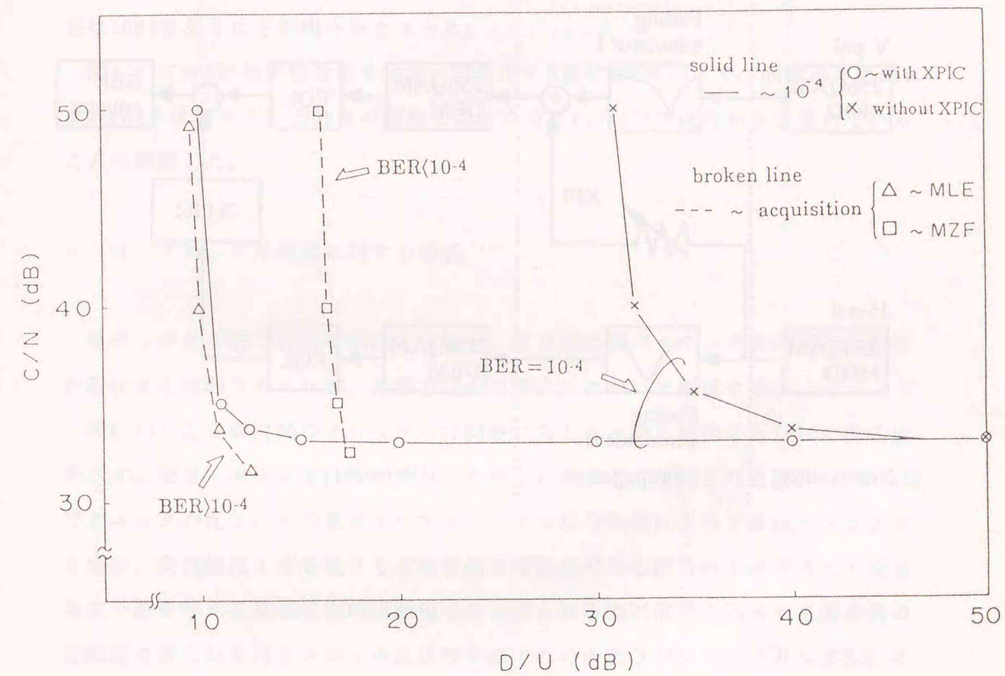


図４．１４　D/UとC/Nの関係

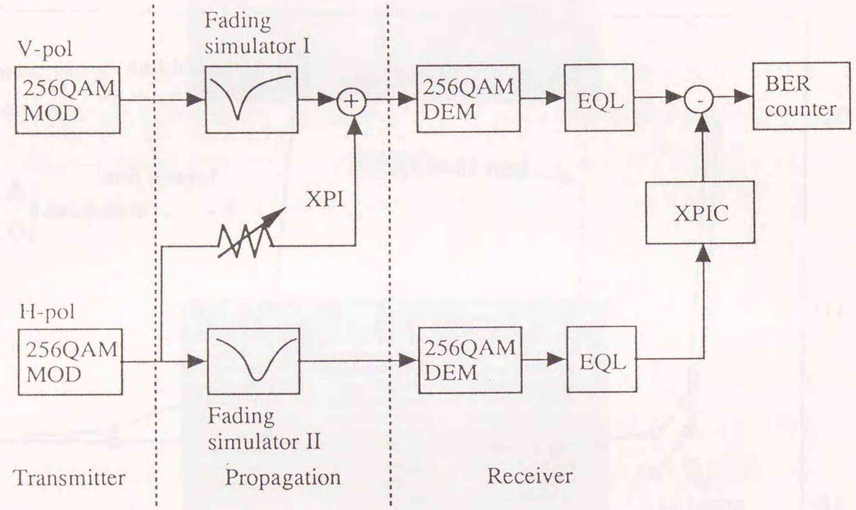


図4.15　フェージングシュミレータによる実験系

スパーサルフィルタは7タップ構成とする。

XPIC ON/OFFに対する誤り率累積分布を求め、両者の分布特性が等しい初期設定D/U$_0$（主波がフェージングを受けていない場合のD/U）の差をD/U改善効果とする。図4.16に示すように、OFF時のD/U$_0$＝40dBとON時のD/U$_0$=20dBの分布特性は等しい。また、図4.17に示すようにON/OFFに対する初期設定D/U$_0$と誤り率$P_e=10^{-4}$を越える時間率の関係はD/U$_0$≒20dBの差をもって一定であることから、本XPICのD/U改善効果は20dBであることが明らかとなった。

図4.18にSBS制御の優位性を示す。SBS OFF（通常MZFモードで、同期はずれ時にはRESETを併用する）とON時の特性を比較すると$P_e=10^{-4}$で後者が5倍優れていることを確認した。

4．6　クロック非同期に対する構成[16]

全ディジタル形でXPICを構成する場合、直交偏波間のクロック非同期時に特性が劣化する問題があったが、本節ではその解決法について検討する。

図4.19に直交偏波間のクロックが非同期に対して正常に動作するXPICの構成法を示す。垂直・水平偏波信号がそれぞれ独立に復調器で復調された後、A/D変換器でディジタル化し、その後はすべてディジタル信号処理により干渉成分を除去する場合、交差偏波干渉を受ける主偏波側の復調信号から得られる誤差信号と交差偏波干渉を与える異偏波側の復調信号から得られる識別信号の両方を主偏波側の復調器で得られる再生クロックによりそれぞれの復調信号をサンプリングし、そのデータをトランスバーサルフィルタに取り込むことを特徴としている。

すなわち異偏波側の復調信号を2分岐し、一つは自偏波用のA/D変換器に、他方は干渉補償用のA/D変換器に入力する。干渉補償用のA/D変換器を主偏波側の再生クロックによりデータを取り込むことで、制御回路に入力される誤差信号Eと識別信号D、および減算器の入力信号は常に同期状態を保持することができる。

以上のように、直交偏波間のクロックが非同期の場合、従来の構成ではXPIC内のトランスバーサルフィルタおよび減算器は非同期演算を行うこととなり、制御不能なタイミング領域が生ずるが、本構成にするとその欠点を回避することができる。

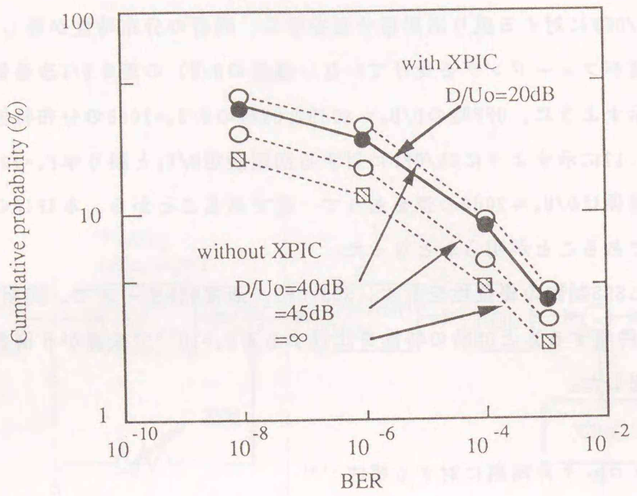


図４．１６　誤り率累積分布特性

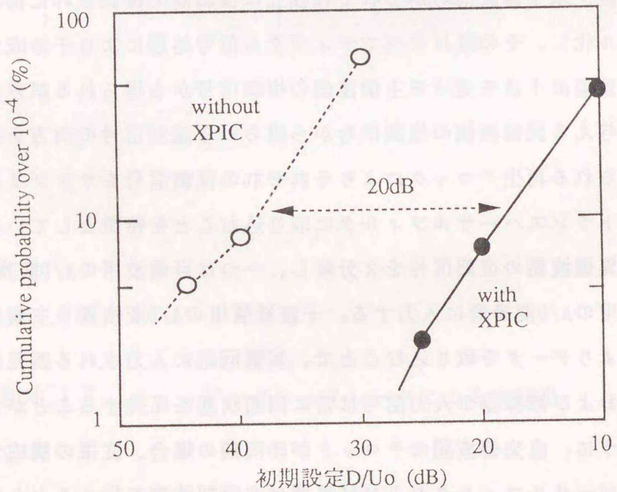


図４．１７　初期設定D/Uoと誤り率累積分布の関係

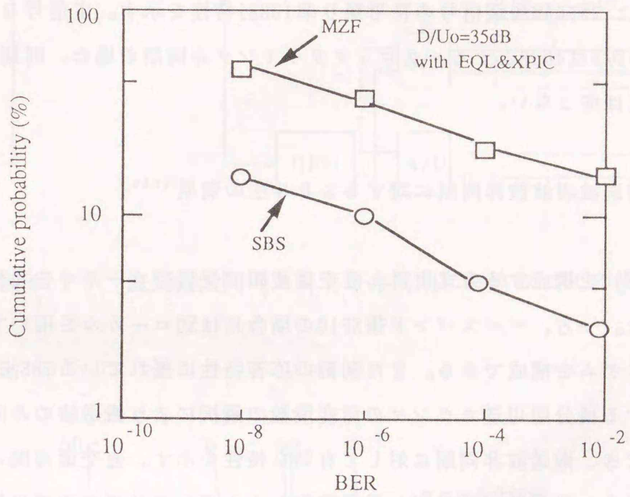


図４．１８　誤り率累積分布特性におけるSBS法の効果

直交偏波間のクロックタイミングを独立にした場合のXPICの補償特性を図4.20に示す。D/U対C/N曲線において、補償限界の立上りが独立の場合２～３dB劣化するが、D/U=15以上でのC/N劣化はないことを確認した。従来のアナログ形のようにクロック周波数差が大きくなるに従い補償効果および検出限界D/Uが大きく劣化することはない。

図4.21に、256QAM復調信号の符号誤り率(BER)特性を示す。主信号Ｄと交差偏波干渉ＵとのD/Uは40dBとする。クロックタイミング非同期の場合、同期時と比較して特性劣化は生じない。

４．７　搬送波周波数非同期に対するＳＢＳ法の効果[16]

IF帯でXPICを構成する方式では、直交偏波間で受信RFローカルを共通にする必要があった。一方、ベースバンド帯XPICの場合には別ローカルを用いて柔軟性に富んだシステムを構成できる。また制御の応答特性に優れているSBS法は、制御情報を出力する積分用可逆カウンタの可変段数の選択により搬送波の非同期周波数差に追従でき、搬送波非同期に対して有効な特性を示す。直交偏波間の搬送波が非同期の場合、主偏波信号に対し異偏波側からの干渉波は周波数差に比例した速度で回転することになり、交差偏波干渉の加わり方は刻々変化することになる。すなわち主偏波側の符号間干渉量は一定の速度で変化する。

この符号間干渉量の変化に対して、異偏波側の識別信号と主偏波側の誤差信号との乗算出力を積分する可逆カウンタの段数を自動的に切替えるSBS法は可逆カウンタの最短段数の設定が、搬送波周波数差で決まる変化速度に対応できる範囲内であればXPICは正常な制御が可能である。

次に直交偏波間の搬送波周波数を独立にした場合のXPICの特性を図4.22，4.23に示す。図4.22は、フラット干渉、D/U=25dBの条件で誤り率特性を調べ、10^{-4}と10^{-6}での等価C/N劣化量を調べたものである。例えば制御モードがSBS法の場合、周波数差Δｆが5Hzになると10^{-4}で2.5dBのC/N劣化が生ずることがわかった。図4.23は、フラット干渉、C/N=∞の条件で誤り率が10^{-4}になるD/Uを測定したものである。例えばSBS法において周波数差Δｆが5Hzになると、同期時からのD/U補償限界値は10dB劣化することがわかった。搬送波周波数非同期に対して、SBS法はMZF法

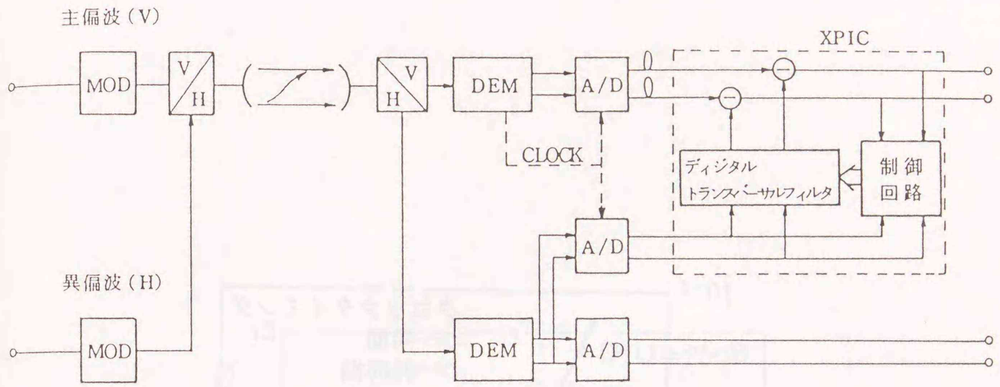


図４.１９　直交偏波間のクロック非同期におけるXPICの構成

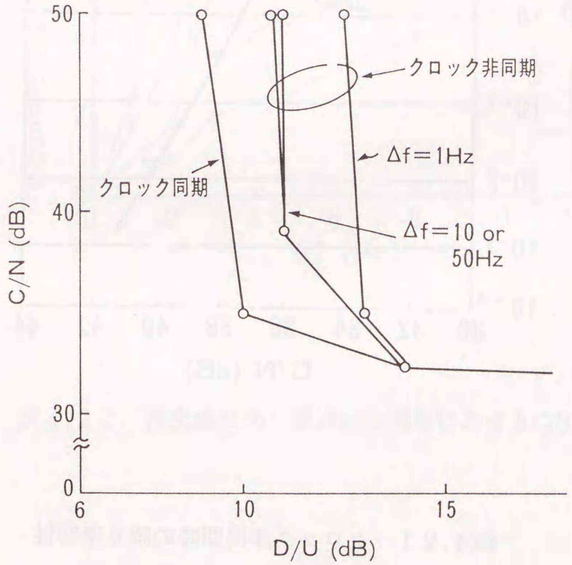


図４.２０　クロック非同期時のD/UとC/Nの関係

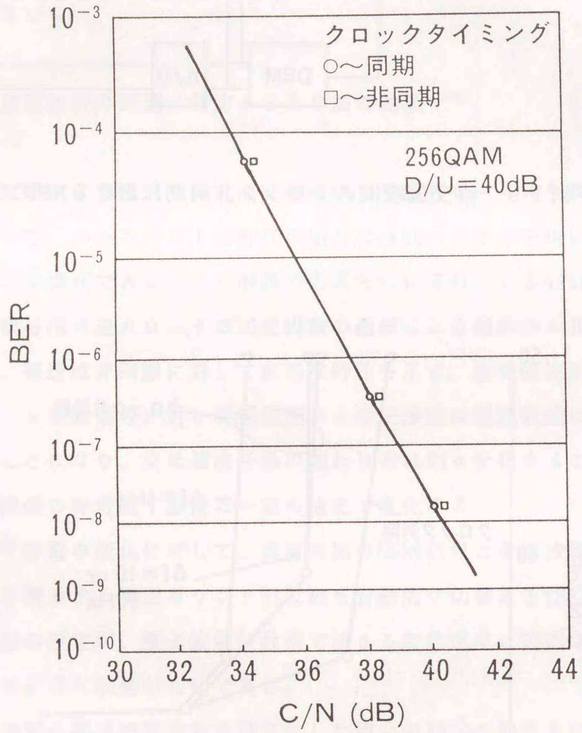


図４.２１　クロック非同期時の誤り率特性

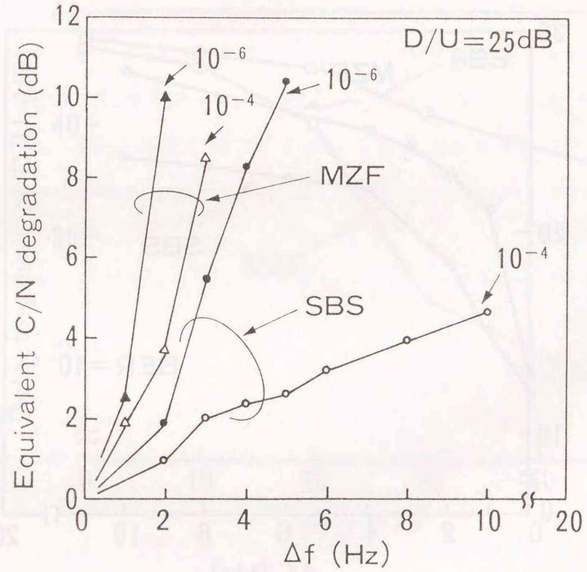


図４.２２　直交偏波間の搬送波非同期におけるC/N劣化

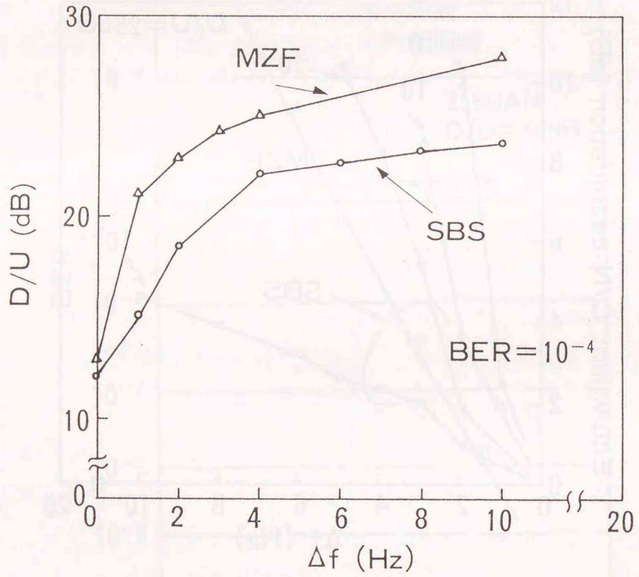


図４.２３　直交偏波間の搬送波非同期時の許容D/U特性

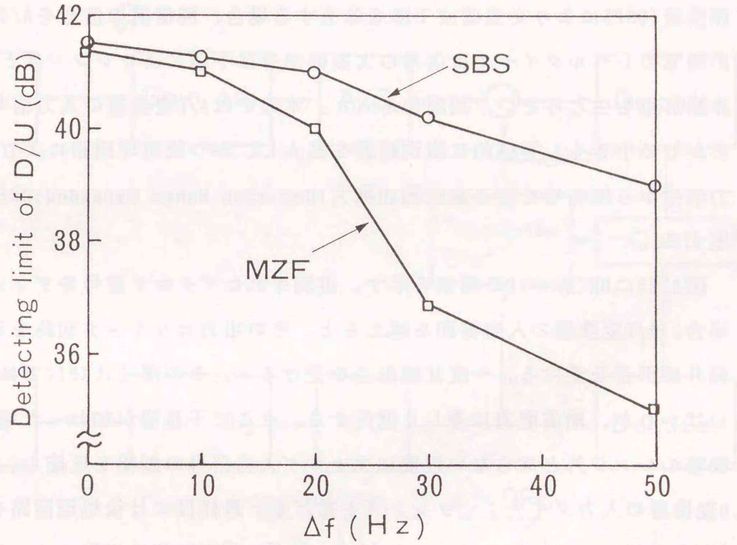


図４.２４　直交偏波間の搬送波非同期時の検出限界D/U特性

に比べ大きな改善効果を示すことが明らかであるが、大きなキャリア位相回りには追従できないこと、またフェージング速度に対する応答マージンを考慮するとV/H間の搬送波周波数は同期とすることが望ましい。

4．8　識別範囲拡大法[25],[26]

A/D変換器を識別器として使用する場合、精度を最大限にかつ識別結果を最上位ビットより順に得られるレベルダイヤが通常である。しかし、ディジタル信号処理技術(DSP)により交差偏波干渉を除去する場合、補償前の信号をA/D変換するため通常のレベルダイヤでは信号の大振幅部分は干渉によりレンジ外となり易く、非線形歪を生じるという問題があった。本節ではA/D変換器の入力信号レベルをあらかじめ小さくし等価的に識別範囲を拡大し、かつ後処理回路により補償後の出力信号から原信号を得る識別範囲拡大(Decision Range Expanded;DRE)形XPICを提案する。

図4.25にDRE形XPICの構成を示す。復調されたアナログ信号をディジタル化する場合、A/D変換器の入力範囲を越えると、その出力はリミッタ回路を通した時と同様非線形歪を受ける。一度非線形歪を受けると、その部分はXPICでは補償できないばかりか、補償能力は著しく低下する。そこで干渉等が加わった場合でもA/D変換器のレンジ外とならない程度にアナログ入力信号の振幅を圧縮し、等価的にA/D変換器の入力ダイナミックレンジを拡げる。最終段には後処理回路を設け、XPIC出力信号から原信号を得るとともに、XPICの制御情報を提供する。以下詳細に記述する。

4(=2^2)値振幅信号を識別する場合を例にとり従来の多値識別方式を説明する。4値振幅信号を識別するためには2ビット以上の出力を有するA/D変換器が必要である。A/D変換器の入力範囲と4値の信号点との関係は図4.6に示されている。この図は4値振幅信号を識別するときの入出力の関係を示す図であって、図中の黒丸印が信号を表わしている。

図4.6において、識別結果はMSB（最上位ビット）より順に得られる。すなわち、パス1で入力範囲をまず1/2にし、パス2でさらに1/2にする。このパス1とパス2により識別結果が表わせる。パス3以降は受信レベルと識別点との誤差の方向

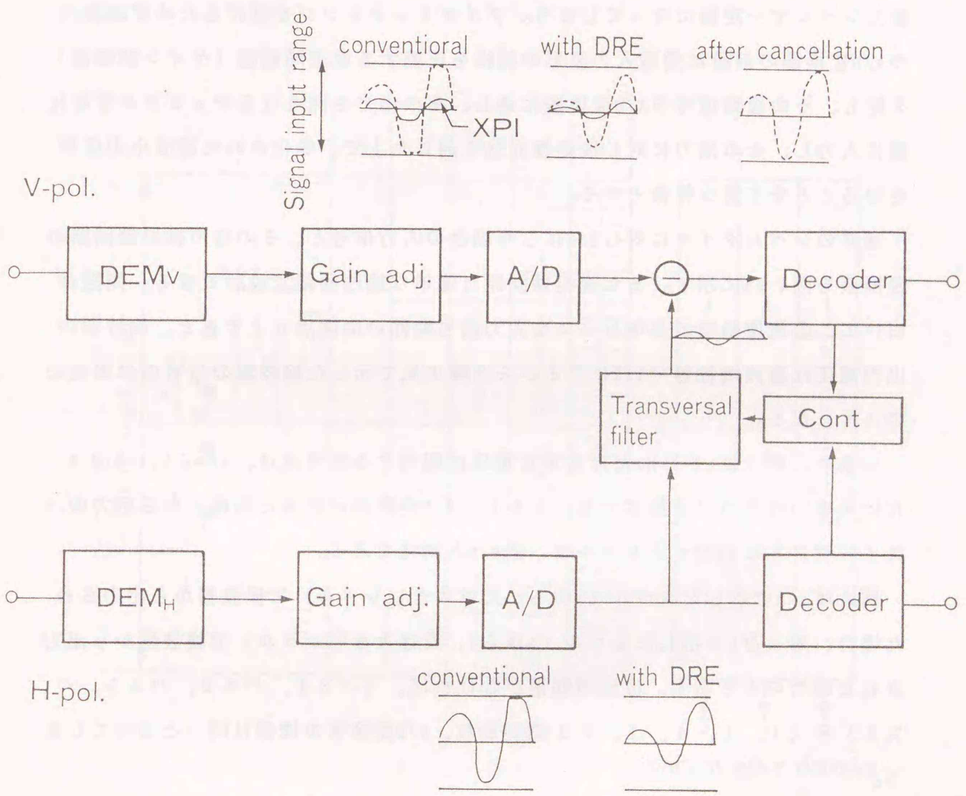


図4.25　識別範囲拡大(DRE)形XPICの構成と原理

を表わす。

この場合、伝搬路でのフェージング等により波形歪が生じ検波器出力すなわちA/D変換器の入力レベルがA/D変換器入力範囲を超える確率が増大する。A/D変換器入力レベルが入力範囲を超えると飽和状態となり、飽和状態でのA/D変換器出力は最大レベルで一定値になってしまう。ダイナミックレンジを拡げるため復調器内のA/D変換器の前段に受信入力波形の振幅を圧縮する直流増幅器（ゲイン調整器）を配し、その復調信号をA/D変換器に通し、その出力を例えば全ディジタル形等化器に入力し、その出力に対し後処理回路を通した上で、等化された補償出力信号を得ることを主要な特徴とする。

通常のレベルダイヤに対し1/2にした場合の入力信号と、その時の後処理回路の変換表を図4.26に示す。また後処理回路は簡単な論理回路で設計できる。同図において、直流増幅器の基準レベルを入力信号範囲の中間点aとすると、検波器の出力電圧は直流増幅器で1/2になるから点線の丸で示した検波器の信号点は黒丸印のようになる。

つまり、例えばaからh_1だけ大きな電圧に相当する信号点は、aから$h_2(=1/2\cdot h_1)$だけ大きい信号点に変換される。しかし、A/D変換器は従来と同様だから出力のパス１～パス５に相当するレベルは、図4.6と同様である。

例えば、uで示したレベル（aからt_1だけ大きいレベル）で検波器から出力された場合、およびvで示したレベル（aからt_1'だけ大きいレベル）で検波器から出力された場合のどちらも、直流増幅器がなければ、（パス１，パス２，パス３，パス４）＝（１，１，１，１，）と識別され、A/D変換後の情報は同一となってしまう。

一方、直流増幅器を設定すると、A/D変換器入力レベルは、uの場合aからt_2だけ大きいレベルに、vの場合aからt_2'だけ大きいレベルになり、それぞれ（１，１，０，０）、（１，０，１，１）という識別結果が得られ、uとvの入力レベルの大きさの差異を明確に読み取ることができる。

ただし、検波器出力の振幅値を増幅（圧縮）しているため、原信号を得るための後処理回路により最終段で修正を行なう。これについては、後述する。

このように直流増幅器によって検波器出力電圧を圧縮するから、従来のアナログ信号入力範囲を超える検波出力となってもA/D変換器で飽和する確率は極めて少

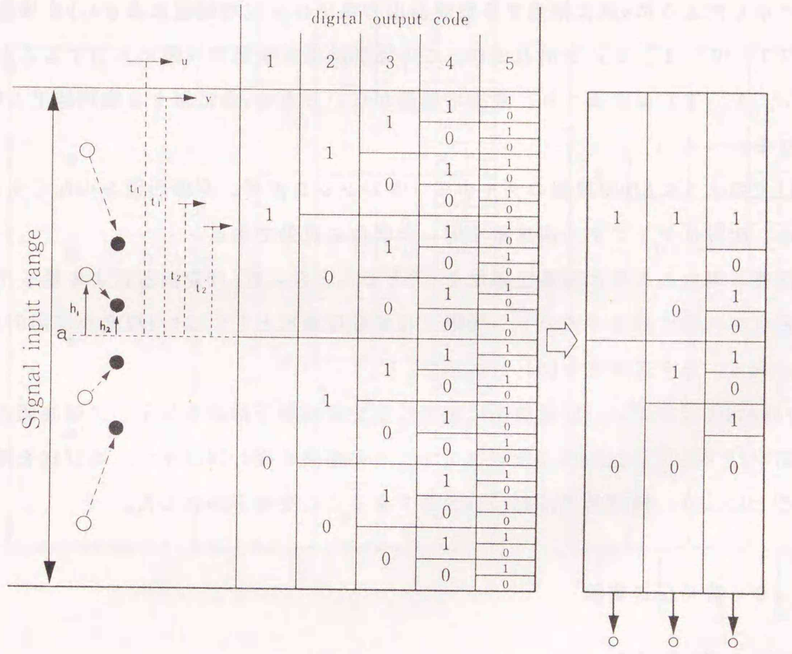


図４.２６　識別範囲拡大法およびデコーダの原理

なくなる。

次に後処理回路をROMで構成した場合の変換テーブル表と機能について説明する。これは、上述のように直流増幅器により検波器出力を一旦、増幅（圧縮）しているため、原信号を得るために識別結果を修正する回路である。

図4.26では、５ビット精度のA/D変換器出力のうち、パス１からパス４を使って３ビット（パス１'，パス２'，パス３'）出力する場合を示している。つまり先に示したようにv点に相当する検波器出力電圧は直流増幅器によりA/D変換器では（１，０，１，１）と出力され、この識別結果を後処理回路に入力することで、（１，１，１）に変換され、直流増幅器がないときのv点に対する識別結果と同じになる。

以上のようにA/D変換器のダイナミックレンジを拡げ、非線形歪を少なくすることは、次段にディジタル演算器を用いた場合に有効である。

前述の場合のように振幅圧縮比を1/2としたときにはA/D変換器による量子化精度および利得が減少するので、実際には振幅圧縮比としては3/4程度が実用的と考えられる。その変換表を図4.27に示す。

256QAM信号を用い、主偏波側に雑音Ｎと交差偏波干渉Ｕを与え、主偏波側の誤り率が10^{-4}になるC/NとD/Uを測定した。その結果を図4.28に示す。本XPICを用いることにより、補償効果は約10dB改善できることを明らかにした。

４．９　符号伝送実験

本節では、大開（神戸）～岸和田間33.5kmの海上区間に適用したディジタル形XPICの諸特性を示す。

４．９．１　遅延時間調整法

システムに直交偏波共用を採用する場合、直交偏波間の変調器から復調器までの伝送路長（IFケーブル、導波管等）の差を正確に知る必要がある。ここでは直交偏波間の伝送路長を等しくする調整法について記す。まず図4.29の測定系で以下の粗調整を行い、遅延時間差τの補正を行う。

（i）Ｖ，Ｈ両偏波のTXin端子に周波数f_1の信号を入力し、RXout端子の位相θ_1

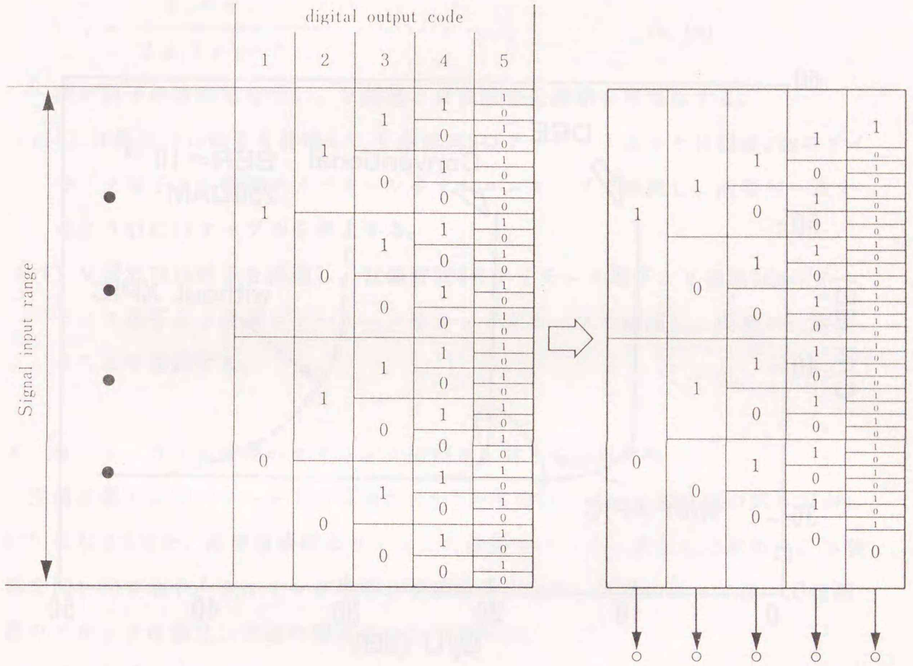


図４.２７　振幅圧縮比3/4の変換フォーマット

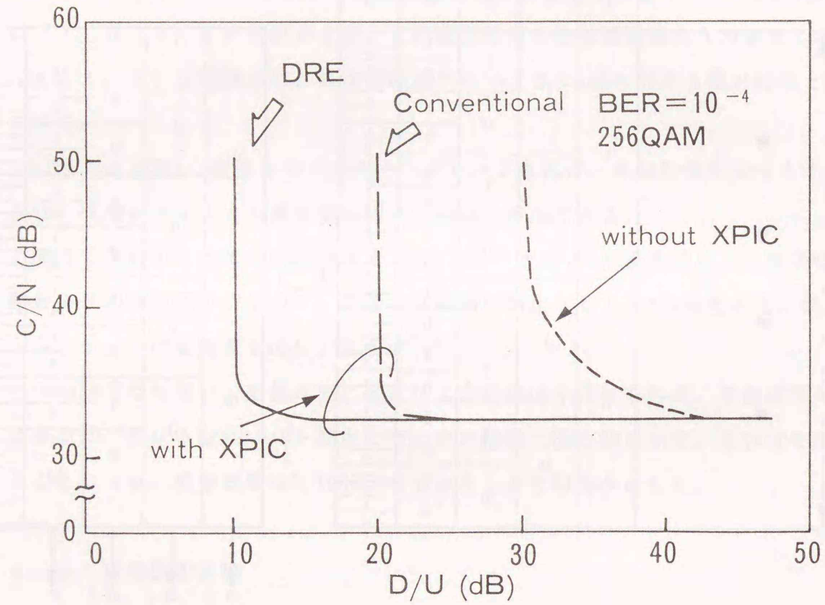


図４．２８　D/U対C/N特性におけるDRE法の改善効果

をベクルトボルトメータにより測定する。

（ii）周波数をf_1からf_2に変え、（ｉ）同様にRXout端子の位相θ_2を測定する。

その結果、Ｖ，Ｈ偏波間の遅延時間をτとすると次式が成立する。

$$2\pi(f_2-f_1)\tau=\theta_2-\theta_1 \qquad (4.18)$$

従って、遅延時間差τは次式で求まる。

$$\tau=\frac{\theta_2-\theta_1}{2\pi(f_2-f_1)} \qquad (4.19)$$

次に以下の微調整を行い、Ｖ偏波とＨ偏波の伝送路を等長にする。

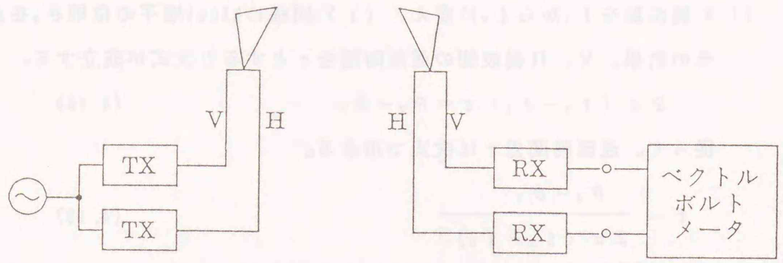
（iii）Ｈ偏波TXin端子を終端し、Ｖ偏波DEMのアイモニタ端子とＨ偏波DEMのアイモニタ端子より復調アイパターンをオシロスコープで観測し、両者が一致するようRXにIFケーブルを挿入する。

（iv）Ｖ偏波TXin端子を終端し、Ｈ偏波DEMのアイモニタ端子とＶ偏波DEMのアイモニタ端子より復調アイパターンをオシロスコープで観測し、両者が一致することを確認する。

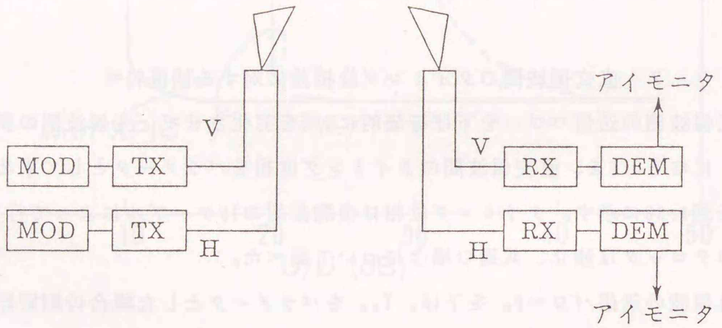
４．９．２　直交偏波間のタイミング位相差に対する補償特性

主偏波側の送信パワーを下げ等価的にD/Uを劣化させて、主偏波側の誤り率が10^{-4}になるD/Uを、直交偏波間のタイミング位相をパラメータとして求めた。実験系を図4.30に示す。タイミング位相は復調器前のIFケーブルによって行い、変調器のクロックは独立、共通の場合について調べた。

Ｈ偏波の送信パワーP_Hを下げ、T_{RH}をパラメータとした場合の測定結果を、クロック共通について図4.31に示す。この場合、T_{RH}=0,80（１タイムスロット長）ｎｓで最も大きな改善効果を示し、T_{RH}=40nsで改善効果が最小となる。すなわち直交偏波間のタイミング位相差が半タイムスロット分に相当するとき、現状のXPICでは改善効果が大幅に減少（D/Uで10dB）することがわかった。次にT_{RH}=0，クロック独立の条件でT_{RV}をパラメータとした測定結果を図4.32に示す。図4.31と同じ傾向を示し、T_{RV}=0,40 ns でのD/U改善効果はそれぞれ17dB,10dBである。図4.33に$T_{RH}=T_{RV}=0$ の条件で、クロック独立時の周波数差をパラメータとして改善効果を測定した。図から明らかなように改善効果はクロック周波数差に影響を受けないことを確認した。



粗調整



微調整

図４.２９　直交偏波間の遅延時間調整法

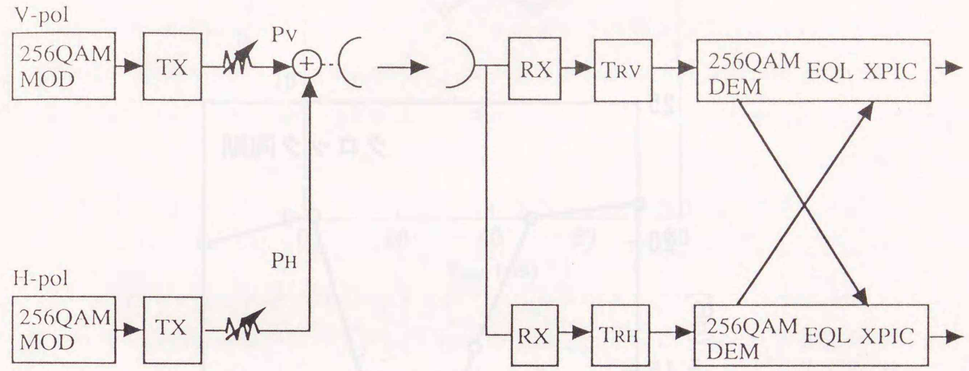


図４.３０　実験系

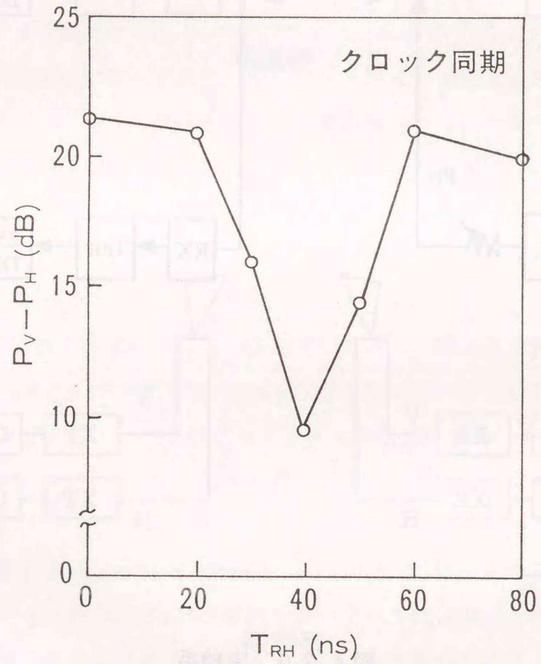


図４.３１　遅延時間差TRHに対する許容D/U特性

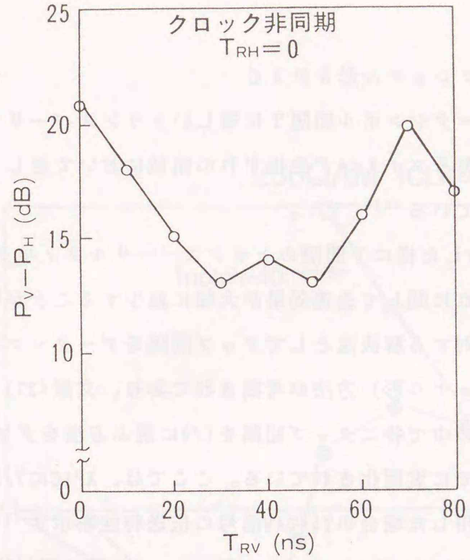


図４.３２　遅延時間差TRVに対する許容D/U特性

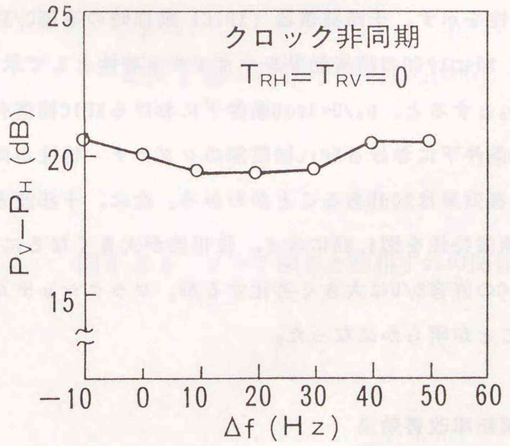


図４.３３　クロック周波数差に対する許容D/U特性

4．9．3　フラクショナル形ＸＰＩＣ

タップ間隔がデータシンボル間隔Ｔに等しいトランスバーサルフィルタを用いた自動等化器は、あるタイミング位相ずれの領域において著しく等化能力が劣化することが知られている[27)-29)]。

さらに4.9.2に示した様にＴ間隔のトランスバーサルフィルタを用いたXPICもV/H間の相対位相ずれに関して改善効果が大幅に減少することが明らかになった。先の自動等化器に対する解決法としてタップ間隔をデータシンボル間隔Ｔより短くする（フラクショナル形）方法が考案されており、文献(27)－(29)に詳しく解析されている。この中で特にタップ間隔をT/2に選ぶ方法をダブルサンプリング形と呼んでおり、すでに実用化されている。ここでは、XPICにT/2間隔トランスバーサルフィルタを適用した場合の256QAM信号の伝送特性を示す[30),31)]。

図4.34にはフェージングによるノッチ深さと、V/H間の相対位相ずれを示す。ノッチの深さが大きくなると、位相差はT/2に近づくことが実験的に確認された。図4.35にフラクショナル形（T/2間隔）XPICの構成を示す。異偏波復調信号から分岐して得る参照信号データのサンプリングは主偏波側で再生されたクロックの２倍の周波数で行なう。また、トランスバーサルフィルタの制御アルゴリズムはMZF法を用いた。

信号源は1.25MB，256QAMを用い、ロールオフ率0.5とする。図4.36にD/U＝∞，30dB時のBER特性を示す。干渉補償器（XPIC）動作時の等価C/N劣化は無いことを確認した。図4.37にXPICの補償効果をシグナチャ特性として示す。無歪み時の主信号パワーをD_0とすると、D_0/U=30dB条件下におけるXPIC補償有のシグナチャ特性と、D_0/U=50dB条件下におけるXPIC補償無のシグナチャ特性が同じになることから本XPICのD/U改善効果は20dBあることがわかる。次に、干渉波と参照信号に位相差が生じた時の補償特性を図4.38に示す。位相差が大きくなるに伴いＴ間隔フィルタを用いたXPICの許容D/Uは大きく劣化するが、フラクショナル形XPICの許容D/Uは劣化しないことが明らかになった。

4．9．4　瞬断率改善効果

送信パワーをパラメータとして、XPICの効果をBERで評価する。測定はペンレコ

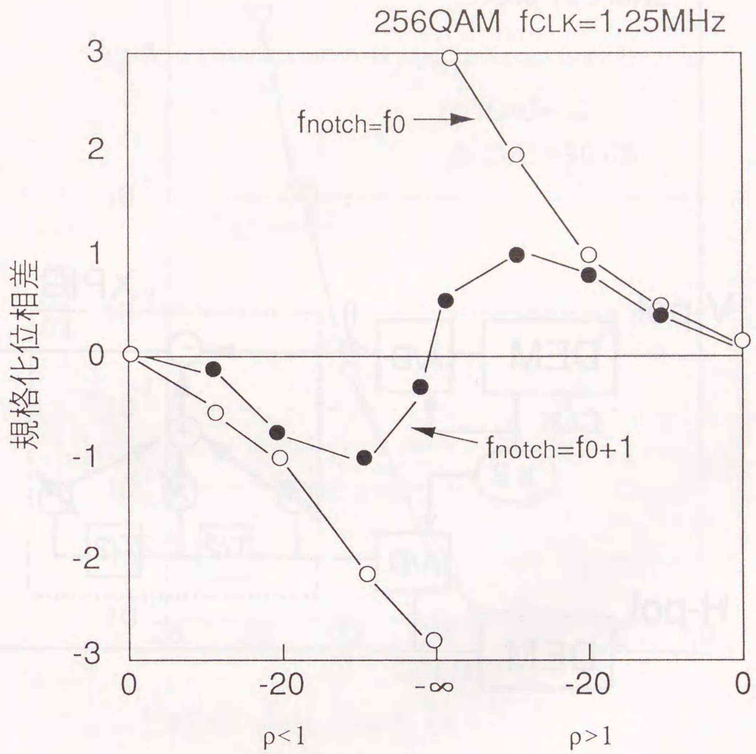


図４.３４　ノッチ深さと位相ずれの関係

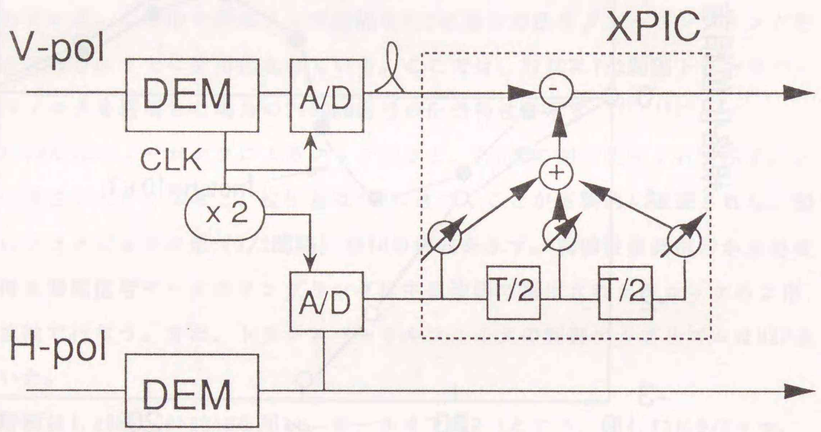


図４.３５　フラクショナル形XPICの構成

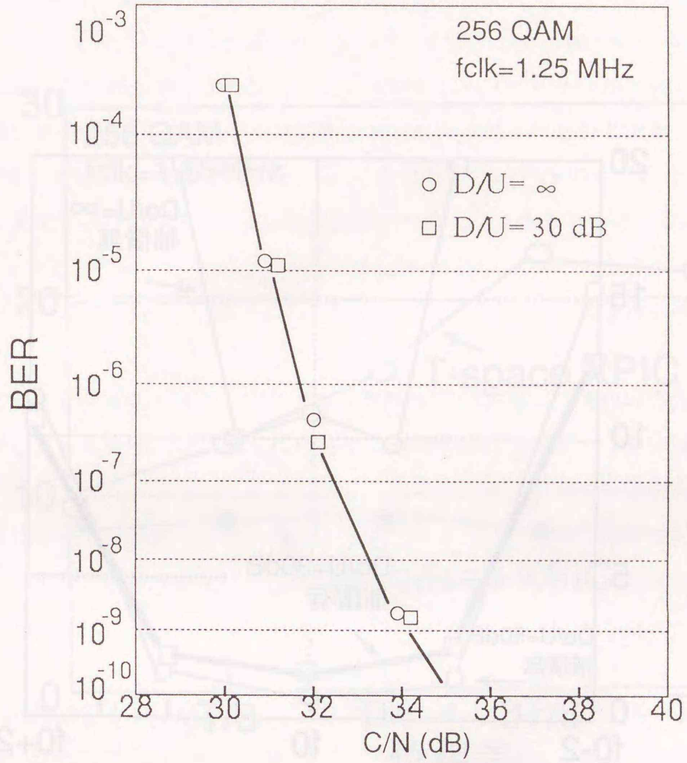


図４.３６　フラクショナル形XPIC使用時の誤り率特性

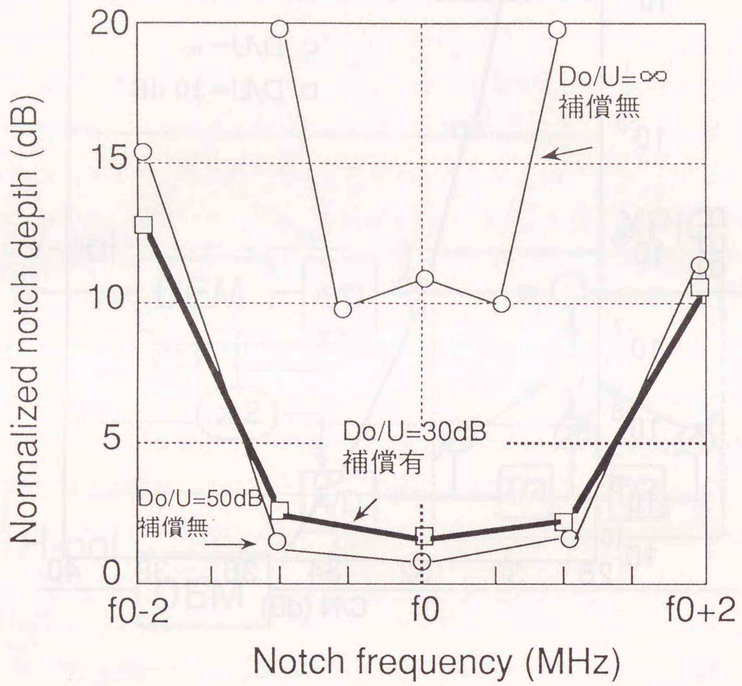


図４.３７　交差偏波干渉付加時のシグナチャ特性

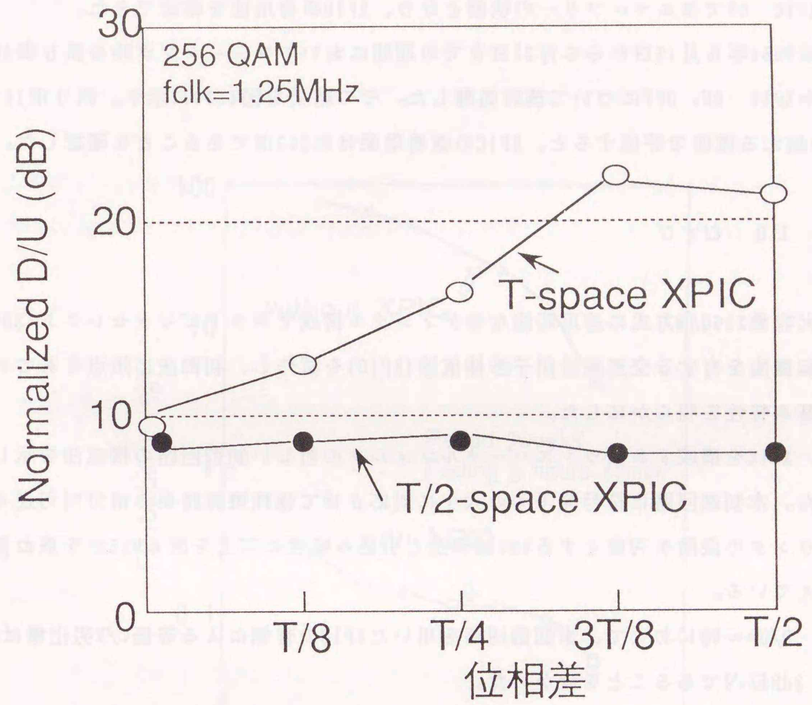


図４.３８　相対位相差に対する許容D/U特性

ーダを用い、１秒サンプルの誤り率測定器からの第４パスの誤り率をプロットする。Ｖ偏波に対してＨ偏波の送信パワーを5dB，10dB，15dB低下させた時の測定結果からD/Uを15dB劣化させた場合XPIC　OFFでは誤り率が10^{-2} 以上となるのに対してXPIC　ONではエラーフリーの状態となり、XPICの有用性を確認できた。

昭和62年５月16日から５月27日までの期間においてフェージング時の誤り率分布をXPIC　ON，OFFについて統計処理した。その結果を図4.39に示す。誤り率10^{-4}を超える確率で評価すると、XPICの改善効果は約250倍であることを確認した。

４．１０　むすび

大容量256QAM方式に適用可能な全ディジタル構成でシフトビットセレクト(SBS)制御機能を有する交差偏波間干渉補償器(XPIC)を試作し、制御法に焦点をあてその基本特性を明らかにした。

１．XPICを構成するトランスバーサルフィルタの新しい制御回路の構成法を示した。本制御回路は符号間干渉の大小に対応させて極性乗算結果の積分用可逆カウンタの段階を可変とするSBS制御法と引込み特性の向上を図るMLE法を兼ね備えている。

２．D/U=∞時において、本制御回路を用いたXPICの有無による等価C/N劣化量は0.2dB以内であることを確かめた。

３．D/U対C/N特性において、入力D/Uの干渉検出能力としての検出限界点は40dB以上、また等化能力としてD/U=15dBの状態を検出限界D/U=40dBまで約25dBの改善効果を得ることができた。さらにC/N=∞の条件ではD/U=10dBまで許容できることが明らかとなった。

４．MZF法とSBS法を比較した場合、後者の制御応答特性（応答速度）は格段に優れていることを確かめた。実験では８倍の高速化を確認した。

５．MZF法とSBS/MLE法を比較した場合、後者の制御引き込み特性は格段に優れていることを確かめた。実験ではD/U値相当で５～６dB改善することを確認した。

６．フェージングシミュレータを用いたダイナミック特性を調べ、XPIC　ON/OFFにおける誤り率分布が等しくなる初期設定D/Uの値からXPICの補償効果は20dBあることを確認した。

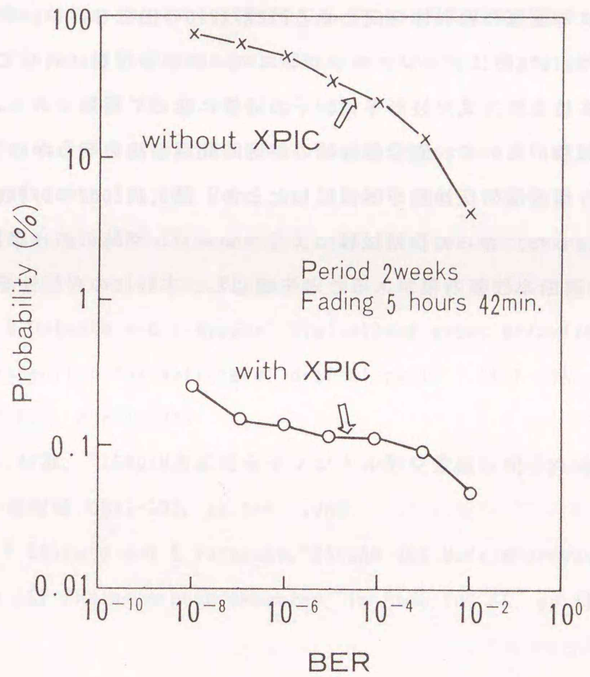


図４.３９　現場試験による誤り率累積分布特性

7．クロック非同期に対して正常に動作するXPICの構成法を明らかにした。トランスバーサルフィルタの内部演算および主偏波信号と補償信号との減算を同期演算とすることでクロックのタイミングに依存することのない全ディジタルXPICが実現できた。

8．搬送周波数非同期に対して、周波数差が大きくなるに従い検出限界点および改善効果は劣化するが、SBS制御はMZF制御に比べ格段に劣化の度合が少ないことを確認した。

9．ディジタル演算の線形性を向上するDRE形XPICの提案を行い、その構成法と効果を示した。DRE形はディジタルトランスバーサル等化器に対しても適用可能であり、超多値変調方式の波形等化、干渉補償に極めて有効である。

１０．現場試験において、直交偏波間の遅延時間調整法を明らかにした。その調整法により偏波間の伝送路を等長にしたとき、最大約20dBのD/U改善効果があることを確認した。さらに長期試験によるフェージング時の誤り率累積分布から約250倍の瞬断率改善効果があることを確認し、本XPICの有効性を示した。

参考文献

(1)J.K.Chamberlain,F.M.Clayton,H.Sari and P.Vandamme,"Receiver techniques for microwave digital radio,"IEEE Com.Mag, vol. 24, no.11, 1986.

(2)M.Kavehrad ,"Adaptive cross-polarization interference cancellation for dual-polarized M-QAM signals,"in Proc.ICC'83, p.29.7, 1983.

(3)J.Namiki and S.Takahara,"Adaptive receiver for cross-polarization digital transmission,"in Proc.ICC'81, pp.46.3.1-46.3.5, 1981.

(4)M.Borgne,"An adaptive cross-polarization canceler for digital radio systems,"in Proc.ICC'85, p.39.6.1, 1985.

(5)K.T.Wu,"Measured statistics on multipath dispersion of cross polarization interference,"in ICC Rec., pp.194-197, May 1984.

(6)J.W.Carlin,et al.,"An IF cross-pol canceller for microwave radio systems," IEEE JSAC, vol,5, no,3, pp.502-514, April 1987.

(7)H.Matsue,H.Ohtsuka and T.Murase,"Digitalized cross polarization interference canceller for multilevel digital radio," IEEE JSAC, vol.5, No 3, pp.493-501, April 1987.

(8)松江,大塚,村瀬, "256QAM方式用全ディジタル形交差偏波間干渉補償器の構成と特性," 通報研 CS85-106, pp.1-8, 1985.

(9)H.Matsue,T.Shirato and K.Watanabe,"256QAM 400 Mb/s microwave radio system with DSP fading countermeasures,"in Proc.ICC'88, pp.41.5.1-41.5.6, 1988.

(10)B.Baccetti and G.Filiberti,"Full digital adaptive equalization in 64 QAM radio systems,"in Proc.ICC'86, pp.46.4.1-46.4.6, 1986.

(11)A.Nist,T.Noll,J.A.Nossek and G.Sebald,"Fully digital implementation of adaptive time-domain equalization for multilevel QAM digital radio system,"in Proc.GCOM'87, pp.31.2.1-31.2.5, 1987.

(12)村瀬, 斉藤, "固定無線通信におけるディジタル信号処理技術の応用, "昭62年信学総全大, S27-10, pp.383-384, 1987.

(13)大塚, 白土, 松江, "シフトビットセレクト機能を有する交差偏波間干渉補

償器の構成と特性，”通方研 CS86-5，pp.33-38，1986.
(14)松江，白土，大塚，”シフトビットセレクト制御形偏波干渉補償器の特性，”昭61年信学総全大，2301，1986.
(15)松江，大塚，白土，”シフトビットセレクト制御形偏波干渉補償器，”昭61年信学総全大，2302，1986.
(16)大塚，松江，”SBS制御交差偏波干渉補償器の特性，”昭61年信学部門全大，417，1986.
(17)H.Ohtsuka,H.Matsue and T.Murase,"The SBS control algorithm of cross polarization interference canceller on digital radio systems,"IEICE Trans.，vol.E73，no.3，pp.401-409，1990.
(18)山本，遠藤，”1.544Mb/s PCM-FDM伝送方式用自動波形等化器，”研究実用化報告，第23巻，第6号，pp.1115-1149，1974.
(19)R.W.Lucky,et al.,"Principles of data communication," Lattice book，1968.
(20)G.Ungerboeck,"Theory on the speed convergence in adaptive equalizers for digital communication," IBM J.Res.Develop.，pp.546-555，1972.
(21)D.Hirsch and W.J.Wolf,"A simple adaptive equalizer for efficient data transmission,"IEEE Trans.Commun.Technol.，COM-18，p.5，1970.
(22)大塚，田村，”多重波伝搬に対する瞬断率評価とフェージング等化技術，”1990年信学春季全大，SB-1-12，1990.
(23)大塚，斉藤，”ディジタルマイクロ波方式用交差偏波干渉補償器のD/U改善効果，”昭63年信学秋季全大，B-781，1988.
(24)神野，大塚，”フェージングシミュレータによる劣化解析手法，”昭63年信学秋季全大，B-484，1988.
(25)大塚，松江，”識別範囲拡大形交差偏波間干渉補償器，”昭62年信学総全大，2155，1987.
(26)白土，松江，村瀬，”ディジタル無線通信用全ディジタルトランスバーサル形自動等化器，”信学論B－Ⅱ，vol.J73，no.5，pp.241-249，1990.
(27)佐藤，”タイミング位相ずれを吸収する自動等化法，”通報研 CS74-24，May 1974.

(28)B.Baccetti,et.al.,"Fractionally spaced versus T-spaced adaptive equalization for high-level QAM radio systems," in Proc. GCOM'87，pp.31.1.1-31.1.5，1987.
(29)藤井，原島，宮川，”周波数サンプリング形自動等化器へのダブルサンプリング方式の適用，”通報研 CS81-39，pp.73-78，1981.
(30)白土，松江，”フラクショナルスペース交差偏波干渉補償器，”昭63信学全大，B-436，1988.
(31)大塚，田村，中村，”スーパマルチキャリア用交差偏波干渉補償器の特性，”1989信学秋季全大，B563，1989.

第５章　判定帰還形交差偏波干渉補償器

５．１　まえがき

無線回線の専用線ユーザからの要望により、また、ISDNの先駆けとなる高速ディジタル専用線の伸びが著しいことから基幹マイクロルートに256QAM方式を高品質で導入する研究が進められている。国際標準CCITTにおける瞬断規格0.004％／2500kmと整合するため瞬断率を向上させる必要がある。一方、このような超多値変調による伝送方式は伝搬路で発生する干渉雑音及び周波数選択性フェージングに対して特性劣化を生じ易い。この対策として、誤り訂正技術、ビタビ復号技術、干渉補償技術及び適応等化技術の研究が進められている[1]-[3]。

256QAMを用いたディジタルマイクロ波通信では、単一偏波伝送に比べ２倍の伝送容量を得る直交偏波共用が実現されている。この偏波共用を可能にするため、フェージング時の交差偏波識別度(XPD:Cross Polarization Discrimination)の劣化を補償する交差偏波干渉補償器(XPIC:Cross Polarization Interference Canceller)が開発されている[4]-[7]。XPICには周波数選択性フェージングに対応できるトランスバーサルフィルタが用いられているが、デバイス、動作速度の制約によりその構成は線形フィルタであった。同様に等化器も線形フィルタにより構成され、これらの改善効果には限界があった。

近年、トランスバーサル形等化器において、等化能力が高い判定帰還フィルタの適用が固定、移動無線を含め各分野において検討、報告されているが[8]-[22]、判定帰還フィルタのXPICへの適用を定量的に検討している例は少ない。また、線形または判定帰還形等化器とXPICとの組み合わせによる改善特性の総合評価も定量的に報告されていない。

本章では、判定帰還フィルタを用いたXPICの改善効果を定量的に明らかにし、線形XPICとの比較検討を行なう[21]。主信号に漏れ込んだ交差偏波干渉のインパルス応答から求まるピーク符号間干渉と、XPIC内のトランスバーサルフィルタにより生成する補償信号のインパルス応答とから残留ピーク符号間干渉を算出し、XPICの改善効果を示す。また、線形(LE:Linear Equalizer)または判定帰還形等化器(DFE:Decision Feedback Equalizer)の前後から参照信号を取り出す受信機構成に対して、XPICの改善効果も明らかにする。

５．２　判定帰還フィルタの基本構成およびXPICへの適用[19],[20]

最初に判定帰還フィルタを説明するために、判定帰還形等化器(DFE)を含んだ受信系のシステム構成図を図5.1に示す。直交振幅変調(QAM)復調器で同期検波された同相、直交ベースバンド信号はA/D変換器を介し一定周期Ｔ毎にサンプリングされたディジタル化された信号がDFEに入力される。この場合同相チャネル自身および直交チャネルから同相チャネルへの干渉の両符号間干渉を除去するフィルタが必要となる。また直交チャネルについても同様であるから、ベースバンド帯で等化器を構成する場合４系列のフィルタが必要である。

DFEは干渉を含んだ信号が入力されるフィードフォワード(FF)フィルタと判定された信号が入力されるフィードバック(FB) フィルタとから構成される。図5.1では、I-chの同相歪を等化するフィルタをII-FFおよびII-FBと表記する。またQ-chからの直交歪はIQ-FFおよびIQ-FBで等化する。一方Q-chの同相歪はQQ-FFおよびQQ-FBにより、またI-chからの直交歪はQI-FFおよびQI-FBによりそれぞれ等化する。

タップ間隔は分数間隔形、シンボル間隔形等が考えられているがここでは解析を簡単にするためクロック周期間隔毎にタップを配するシンボル間隔形とする。図5.2に、(N+1)タップのFFフィルタとＭタップのFBフィルタからなる判定帰還フィルタの基本構成を示す。判定帰還フィルタは干渉を含んだ信号がFFフィルタに入力され、また判定された信号がFBフィルタに入力されることから、遅れ信号からの符号間干渉は完全に除去され等化能力が向上することが知られている。

タップ係数の決定は最急傾斜法と直接計算法が検討されており、伝送路が変動する場合には最急傾斜法が有効であり実際的である。極性相関を用いるZF(Zero-Forcing)法がその代表であり比較的簡単な回路でハードウェアを構成できる。本章では、２波干渉のフェージングモデルを与えそのインパルス応答から直接計算法によりタップ係数を決定する。

図5.3に直交偏波共用時の交差偏波干渉器を含んだ受信系の構成を示す。Ｈ偏波からＶ偏波への交差偏波干渉(XPI: Cross polarization interference)を補償す

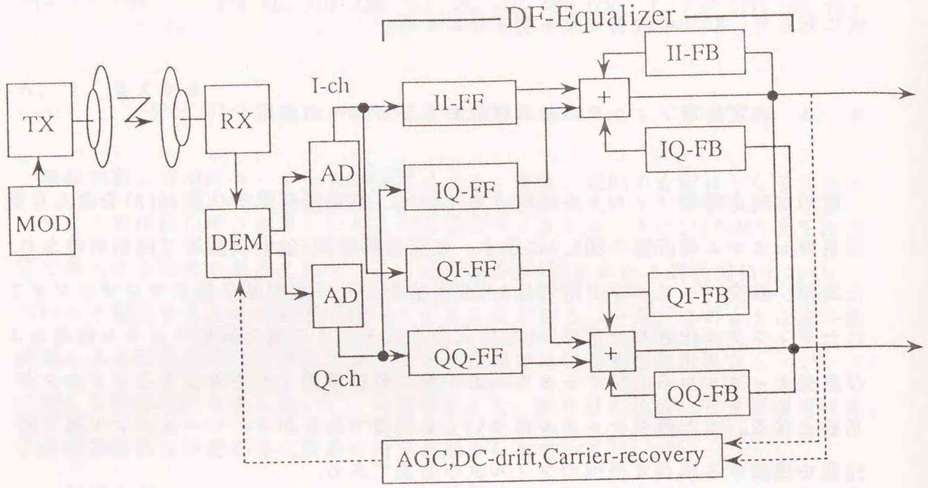


図５.１　判定帰還等化器を用いた受信機の構成

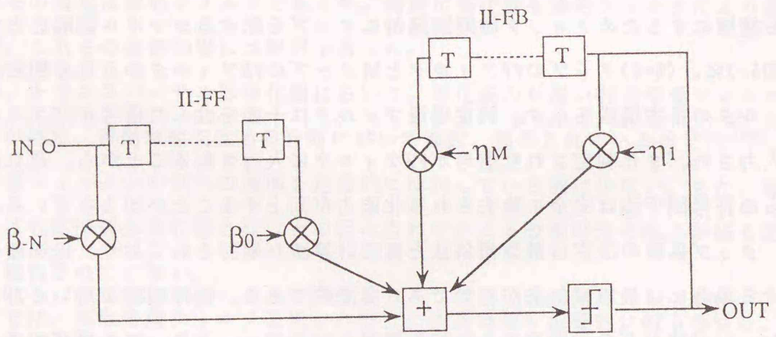


図５.２　判定帰還形トランスバーサルフィルタの基本構成

るには、Ｈ偏波の受信信号をXPICのトランスバーサルフィルタに入力しＶ偏波に干渉しているXPIと同じ補償信号を生成しＶ偏波信号から減算する。Ｖ偏波からＨ偏波への干渉除去も同様である。本XPICに図5.1および5.2に示した判定帰還フィルタを適用した場合、II-FFフィルタとII-FBフィルタによりＨ偏波のI-ch成分からＶ偏波のI-ch への干渉を除去する。同様に、Ｈ偏波のQ-chからＶ偏波のI-chへの干渉はIQ-FFおよびIQ-FBにより除去される。

５．３　判定帰還形XPICの理論検討[21]

５．３．１　伝搬路モデル

以下説明を簡単にするため、Ｈ偏波からＶ偏波へのXPIのみについて検討する。無線伝送路を通過しXPIを受けたＶ偏波の受信信号$R_v(t)$は次式により表すことができる。

$$R_v(t)=\sum_k A_k\cdot S_v(t-kT)e^{jw_0t}+\lambda\cdot\sum_k C_k\cdot S_x(t-kT+\Delta T)\exp(\omega_0t+\phi) \quad (5.1)$$

ここではΔTはＶ偏波とXPIとの遅延時間差、ϕはＶ偏波とXPIとの位相差およびλはＶ偏波信号に対するXPIの結合度を示す。また$S_v(t)$は、振幅比ρ_v、遅延時間差τ_v、相対位相差θ_vによって示される２波干渉フェージングのインパルス応答を表す。同様に$S_x(t)$は、振幅比ρ_x、遅延時間差τ_x、相対位相差θ_xによって示される２波干渉フェージングのインパルス応答を表す。

$$S_v(t)=r(t)+\rho_v\cdot r(t-\tau_v)\exp(j\theta_v)$$
$$S_x(t)=r(t)+\rho_x\cdot r(t-\tau_x)\exp(j\theta_x) \quad (5.2)$$

一方、参照信号となるＨ偏波の受信信号$R_H(t)$を次式で与える。ただし、説明を簡略化するため$R_H(t)$の記述はフェージングを受けていないと仮定する。

$$R_H(t)=\sum_k C_k\cdot S_H(t-kT)\exp(j\omega_0t) \quad (5.3)$$

ここで$S_H(t)$は次式で与えられる。

$$S_H(t)=r(t+\delta T)\exp(j\delta\theta) \quad (5.4)$$

$\delta T, \delta\theta$はそれぞれＶ偏波とＨ偏波の遅延時間差、キャリア位相差を示す。

Ｖ偏波復調器において$\exp(-j(\omega_0t+\theta_0))$なる複素基準搬送波で検波すると、同相

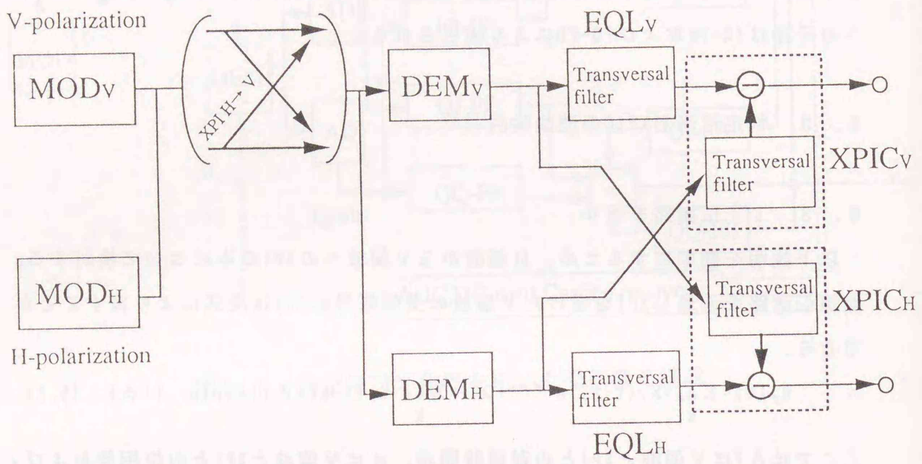


図5.3　トランスバーサルフィルタを用いた等化器及びXPIC

チャネルの検波出力$R_v'(t)$は次式で与えられる。

$$R_v'(t)=R_e\{R_v(t)\}\cdot\exp(-j(\omega_o t+\theta_o)) \tag{5.5}$$

ただし、θ_oは次式の関係を満足する。

$$\theta_o=\tan^{-1}\frac{\rho_v\cdot\sin\theta_v}{1+\rho_v\cdot\cos\theta_v} \tag{5.6}$$

式(5.5)でXPIに係わる項を$R_v''(t)$とすると

$$R_v''(t)=\lambda\left(\sum_k C_k\cdot x(t-kT)+\sum_k d_k\cdot v(x-kT)\right) \tag{5.7}$$

となる。ここで、x(t),v(t)は次式で与えられる。

$$x(t)=r(t+\Delta T)\cos(\phi-\theta_o)+\rho_x r(t+\Delta T-\tau_x)\cos(\theta_x+\phi-\theta_o) \tag{5.8}$$
$$v(t)=-r(t+\Delta T)\sin(\phi-\theta_o)+\rho_x r(t+\Delta T-\tau_x)\sin(\theta_x+\phi-\theta_o)$$

一方、H偏波復調器において$\exp(-j\omega_o t)$なる複素基準搬送波で検波すると、同相チャネルの$R_H'(t)$検波出力は次式で与えられる。

$$R_H'(t)=R_e\{R_H(t)\}\exp(-j\omega_o t)=\sum_k C_k z(t-kT)+\sum_k d_k w(t-kT) \tag{5.9}$$

ここで、z(t),w(t)は次式で与えられる。

$$z(t)=r(t+\delta T)\cos(\delta\theta)$$
$$w(t)=r(t+\delta T)\sin(\delta\theta) \tag{5.10}$$

5．3．2　改善効果算出法

判定帰還フィルタのタップ数は、1系列につきFF側N+1およびFB側Mとし、4系列のタップ数は全て同じとする。例えば同相チャネル自身の歪を等化するフィルタの係数は図5.2に示すように$\beta_{-N},\cdots,\beta_o,\eta_1,\cdots,\eta_M$とする。フィルタ出力において判定誤りが無いと仮定すると、FBフィルタ入力はr(t)に等しくなる。
簡単に表記するため同相チャネル歪のみの等化について考察すると判定前の同相チャネルのフィルタ出力y(t)は次式で表せる。

$$y(t)=\sum_{k=-N}^{o}\beta_k\cdot z(t-kT)+\sum_{k=1}^{M}\eta_k\cdot r(t-kT) \tag{5.11}$$

標本化時点t=LT+toにおいて式(5.11)は

$$y(LT+to)=\sum_{k=-N}^{O}\beta_k\cdot z(LT-kT+to)+\sum_{k=1}^{M}\eta_k\cdot r(LT-kT+to) \qquad (5.12)$$

となり、さらに表記を簡単にすると次式が得られる。

$$y_L=\sum_{k=-N}^{O}\beta_k\cdot z_{L-k}+\sum_{k=1}^{M}\eta_k\cdot r_{L-k} \qquad (5.13)$$

同様に、V偏波側のXPI成分x(t)をx_Lと表し、$-N\leq L\leq M$において行列で表現すると以下の式を満足する。

$$Y=Z\cdot J \qquad (5.14)$$

ここでY，ZおよびJは以下の行列で与えられる。

$$Y=\begin{bmatrix} y_{-N} \\ \cdot \\ \cdot \\ y_o \\ \cdot \\ \cdot \\ y_M \end{bmatrix} \qquad J=\begin{bmatrix} \beta_{-N} \\ \cdot \\ \beta_o \\ \eta_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \eta_M \end{bmatrix}$$

$$Z=\begin{bmatrix} Z_o, \cdots, Z_{-N}, r_{-N-1}, \cdots, r_{-N-M} \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ Z_N, \cdots, Z_o, \quad r_{-1}, \cdots\cdots\cdots, r_{-M} \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ \cdot \quad \cdot \quad \cdot \\ Z_{N+M}, \cdots, Z_M, \quad r_{M-1}, \cdots\cdots, r_o \end{bmatrix} \qquad (5.15)$$

タップ係数の計算法は、符号間干渉が最小になるように理想的な等化が行なわれたとすると以下の行列式を解くことにより最適解が求められる。

$$J=Z^{-1}\cdot X \qquad (5.16)$$

ただし、Xは以下の行列式を満たし、各コンポーネントはV偏波側のXPI成分の標本化時点における符号間干渉を示す。

$$X=\begin{bmatrix} X_{-N} \\ \cdot \\ \cdot \\ X_o \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ X_M \end{bmatrix} \qquad (5.17)$$

よって判定帰還形XPICによる補償後の残留ピーク符号間干渉Pは次式で与えられる。

$$P=\sum_L |g_L| =\sum_L |y_L-x_L| \qquad (5.18)$$

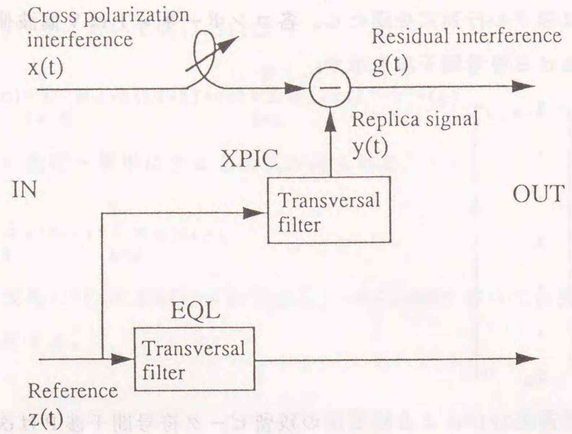
ただし、g_Lはg(t)=y(t)-x(t)の簡略表記である。

これまでは、図5.4のタイプ1に示すように参照信号は復調器出力を分岐し異偏波のXPICに入力する構成について述べた。図5.4のタイプ2に示すようにEQLによって等化された信号を参照信号としてXPICに入力する場合、h(t)は従来のDFEの設計法を用いて求めることができる。EQLに用いた判定帰還フィルタのタップ係数を$P_{-N},\cdots,P_o,U_1,\cdots,U_M$とすると$h_L(LT+t_o)$からなる行列Hは次式で求まる。

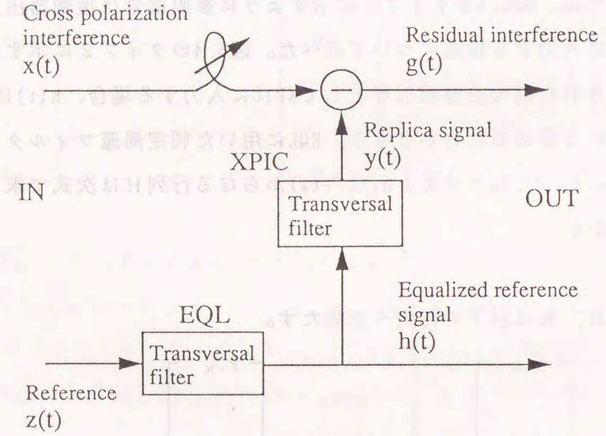
$$H=Z\cdot k \qquad (5.19)$$

ここで、H，Kは以下の行列式を満たす。

$$H=\begin{bmatrix} h_{-N} \\ \cdot \\ \cdot \\ h_o \\ \cdot \\ \cdot \\ h_M \end{bmatrix} \qquad K=\begin{bmatrix} P_{-N} \\ \cdot \\ P_o \\ U_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ U_M \end{bmatrix} \qquad (5.20)$$



(1) タイプ1



(2) タイプ2

図５.４　XPICの解析モデル

DFEのタップ係数は次式により最適解が求められる。

$$K=Z^{-1}\cdot E \tag{5.21}$$

ここで、Ｅは以下の行列を満たす。

$$E=\begin{bmatrix}0\\ \cdot\\ 0\\ 1\\ 0\\ \cdot\\ 0\end{bmatrix}\begin{matrix}\\ \left.\begin{matrix}\\ \\ \end{matrix}\right\}N\\ \\ \left.\begin{matrix}\\ \\ \end{matrix}\right\}M\\ \end{matrix} \tag{5.22}$$

よってタイプ２の構成では式(5.20)のＨから式(5.14)のＺに相当する行列を与え、タイプ１と同じ手法によりＹを算出することによってXPIC補償後のＰを求める。

５．３．３　効果の定量的評価

解析に用いたフェージングモデルを図5.5に示す。XPIと参照信号の周波数特性は異なるよう設定し、波形歪を受けた参照信号を用いてフラットXPIを除去するモデルをFading model 1、定常時の参照信号を用いて波形歪が生じたXPIを除去するモデルをFading model 2とする。ＶおよびＨ偏波信号の周波数相関が強い場合にはFading model 1が厳しい条件と言える。線形と判定帰還フィルタとの補償能力を明らかにするには、Fading model 1を中心に解析すれば良い。

図5.6に、判定帰還フィルタを等化器に適用したDFEの改善特性を示す。ここでは、２波干渉モデルの反射波の振幅比ρに対する残留のピーク符号間干渉量(Residual peak ISI)を求めた。直接波と干渉波の位相差はキャリア周波数位置で逆相($f_{notch}=f_0$)、また遅延時間差はクロック周期で規格化した値(τ/T)で0.1の条件とする。ρ=0.9までのフェージングに対してはほぼ同じ等化特性を示し、$0.9<\rho<1$の範囲で大きな改善効果を示すことがわかる。例えば、ρ=0.95では、線形等化器(LE:Linear equalizer)に比べ残留符号間干渉量を1/50に低減する。

図5.7に、行列を用いた直接計算法により求めた線形XPIC(LXPIC:Linear XPIC)

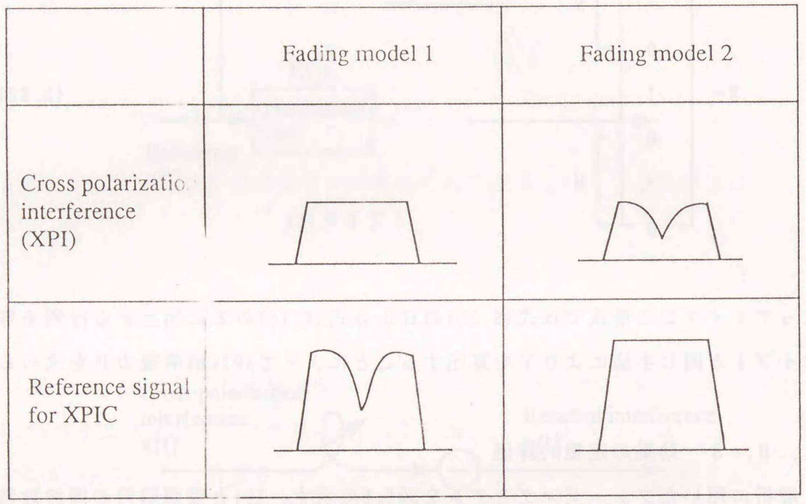


図 5.5　フェージングモデル

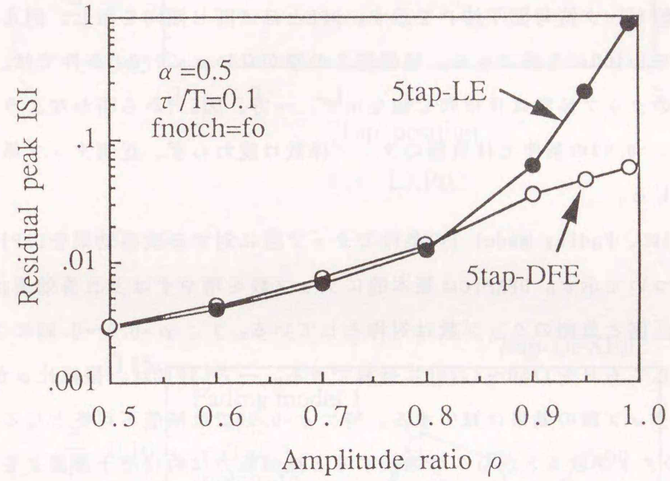


図 5.6　振幅比に対する等化器の改善特性

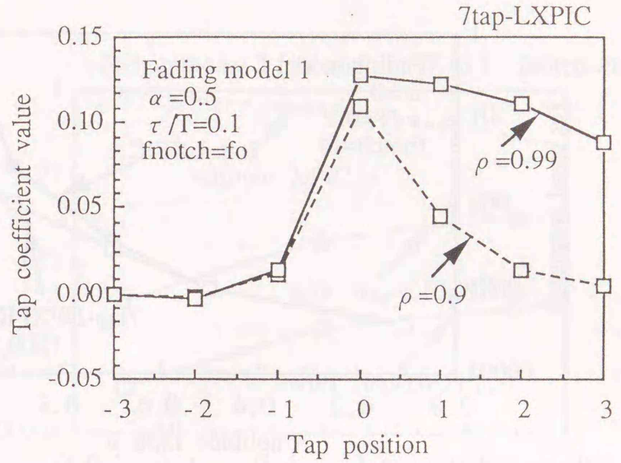
および判定帰還形XPIC（DFXPIC:Decision feedback XPIC)のタップ係数値を示す。DFXPICでは直流分（センタタップ）の次に＋１タップの重み付けが支配的であり、LXPICに比べ＋１タップの波及現象が無いことが確認できる。ディジタルマイクロ波通信の分野では、２波干渉モデルの遅延時間差τは信号速度に比べ十分小さいので、判定帰還フィルタを用いる場合多くの＋側タップは必要としない。

図5.8に、Fading model 1の条件で反射波の振幅比ρに対する７タップXPIC補償後の残留ピーク符号間干渉Ｐを示す。DFEとほぼ同じ傾向を示し、例えばρ=0.95ではＰを1/100に低減できる。補償能力の差がないρ＜0.9の条件では、LXPIC, DFXPICのタップ係数はほぼ同じ値を示す。一方、図5.7から明かなように補償能力の高いρ=0.99の条件では負側のタップ係数は変わらず、正側タップ係数に大きな差が生じる。

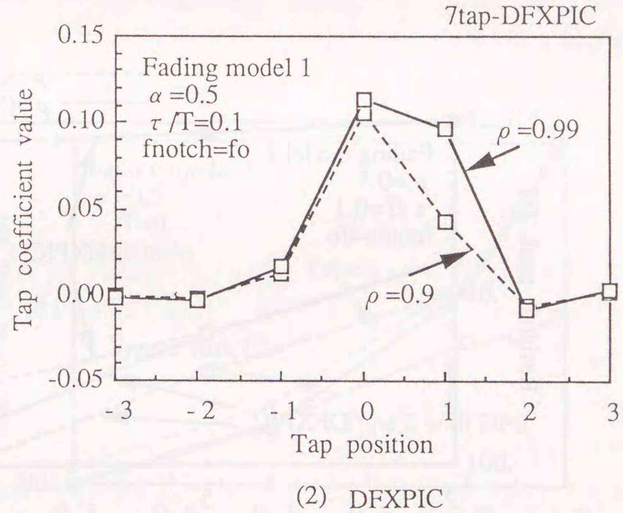
図5.9に、Fading model 1の条件でタップ数に対する改善効果をLXPICおよびDFXPICについて示す。DFXPICは基本的にタップ数を増やすほど改善効果は増し（計算では正側と負側のタップ数は対称としている。）、ρ=0.9～0.99のフェージングに対してもＰを1/50～1/100に低減できる。一方LXPICは、振幅比ρが増加するに従いタップ数の効果は減少する。特にρ=0.99では補償不可能となる。また、DFXPICのタップ数を３から７に増加すると補償能力は約10倍干渉量Ｐを改善することが明らかになった。

図5.10には、Fading model 2の条件で３タップおよび７タップDFXPICの振幅比ρに対する改善特性を示す。この場合、参照信号はフラットな特性であるためLXPICも同じ改善特性を示す。３タップと７タップの改善効果の差は約10倍となり、ほとんど振幅比ρに依存しない。

図5.11は、参照信号側（Ｈ偏波）LEまたはDFEを併用した場合の３タップLXPICの改善特性を示す。タイプ１の構成とLEを用いたタイプ２の構成におけるLXPICの改善効果を比較すると、若干の効果はあるもののほぼ同じ特性となる。一方、タイプ１の構成とDFEを用いたタイプ２の構成におけるLXPICの改善効果を比較すると、参照信号の周波数特性は振幅比ρが大きくてもDFEで等化されるため結果としてLXPICの補償能力を高めることが証明された。ρ=0.99の条件では、残留ピーク符号間干渉Ｐを1/10に低減できることを示した。図5.9との比較から、タイプ１の構成でDXPICを適用した場合と、タイプ２の構成でLXPICを適用した場合の改善特



(1) LXPIC



(2) DFXPIC

図５.７　判定帰還形XPIC(DFXPIC)のタップ係数分布

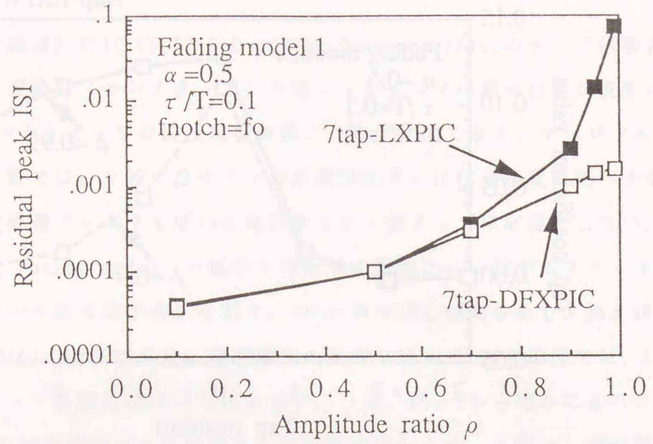


図５.８　振幅比に対するDFXPICの改善特性

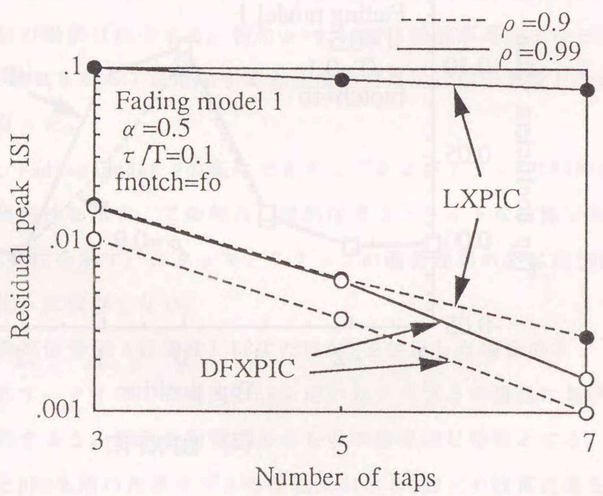


図５.９　タップ数と残留干渉量の関係

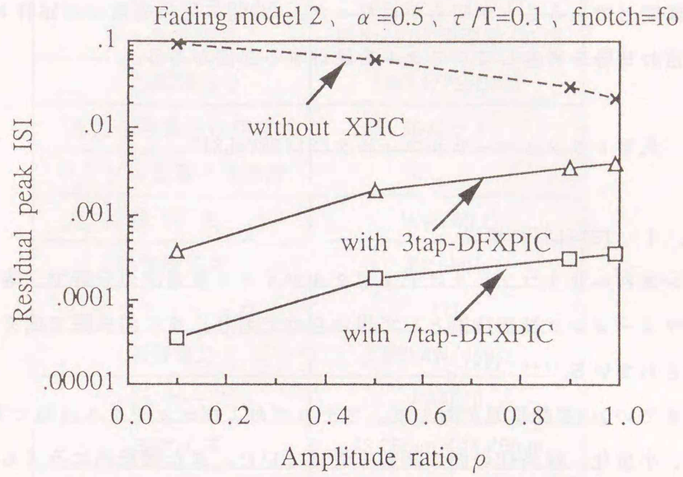


図５.１０　振幅比に対するDFXPICの改善特性

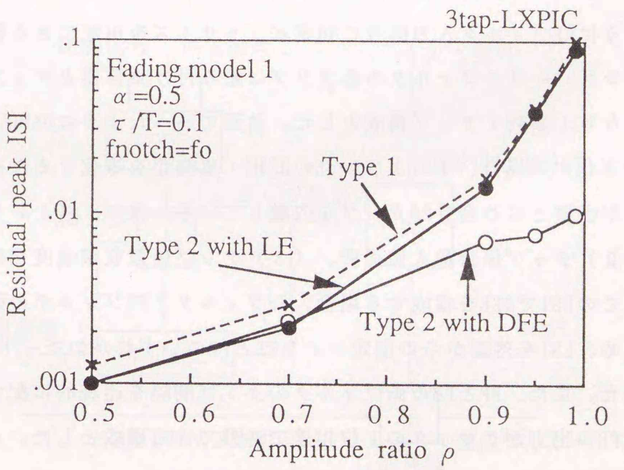


図５.１１　等化器併用時の振幅比に対するXPICの改善特性

性はほぼ同じであることが明らかになった。V/H間の信号受渡の安定性および遅延時間差合わせ等を考慮してシステムを設計する必要がある。

5．4　汎用トランスバーサルフィルタLSI(TRV-LSI)

5．4．1　TRV-LSIの構成

トランスバーサルフィルタはディジタルマイクロ波通信の分野で、等化器，XPIC等のフェージング補償技術として用いられており、また各分野で広く研究かつ実用化されている[22]-[26]。

これまでのQAM変調信号に対して、アナログおよびディジタル回路で実現されているが、小型化、経済化の面で制約を受けていた。また機能的にみても線形・極性相関法等ベーシックな構成法がほとんどであった。本節では、従来技術に加えてMSE制御、タップ数拡張形、判定帰還形が可能で、かつフィルタを４系列（28タップ）内臓した１チップ80KGのLSI(TRV-LSI)を設計・試作し、良好な基本特性を得たので報告する[19],[20]。

表5.1にTRV-LSIの主要諸元を示す。本LSIは各種変調方式(16,64,256QAM)に適用できるようにFFフィルタ入力信号の判定ビットサイズを可変できる構成としている。トランスバーサルフィルタの各タップは重み付け乗算器とタップ係数制御回路とからなり１系列７タップ構成とした。前節で述べたようにQAM信号をベースバンド帯で等化する場合、IおよびQ-chの同相・直交歪を等化するため、４系列のフィルタが必要となり合計28タップを内臓している。他に、（１）センタタップ可変、（２）タップ係数最大値可変、（３）タップ係数収束速度可変等の機能を有する。このLSIでDFEを構成する場合、FFフィルタとFBフィルタの両フィルタが必要なため、LSIを外部からの指定によりFFとFBのいずれかのモードに設定できるようにした。また、FFとFBの両フィルタのタップ間隔を連続的に配するため、FFの出力とFBの出力がクロックの１位相差で処理できる構成とした。この要求を満たすため以下の構成とした。

（A）FFモードにおいては、フィルタ内の各タップの重み付け乗算、加算およびその他の加算機能の出力にパイプラインレジスタを設け、パイプライン処理による処理能力向上を図った。

表5.1　試作した汎用トランスバーサルフィルタLSIの諸元

タップ数	7タップ4系列
フィルタ構成	線形/判定帰還形/拡張
入力変調信号	16/64/256QAM
入力信号量子化精度	10ビット
タップ係数量子化精度	10ビット
制 御 法	MSE/MLE
動作周波数	約16MHz
インタフェース	TTL
消費電力	約0.4W/4MHz
パッケージ	PGA240
LSIサイズ	48.26mm×48.26mm
設計ルール	0.8μm-BiCMOS

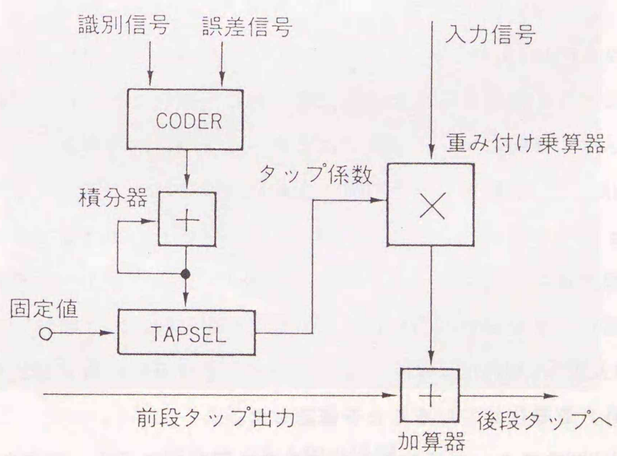


図5.12　トランスバーサルフィルタの重み付け回路の構成

（Ｂ）FBモードにおいては、１つのタップ演算（乗算および加算）、同相と直交成分の加算およびFF部とFB部の加算のすべてを１マシンサイクル（１位相差）で処理するため、パイプラインレジスタを用いない構成とした。

図5.12にフィルタの構成を示す、重み付け乗算器は入力信号又はフィードバック信号とタップ係数（10ビット）の乗算を行い、14ビットの乗算結果を出力する。制御系（タップ係数生成回路）については、従来の極性相関（ZF法）に比べ、制御の応答特性の優れた最小誤差二乗法（MSE法）で構成した。識別信号および誤差信号の極性と大きさを示す各２ビットをコーダ回路に取り組み、受信信号の大きさを示す識別信号の極性と大きさ、および識別基準値に対する誤差量の大きさを示す誤差信号の極性と大きさの相関検出を行い、それに応じたタップ基本系数（４ビット）を算出する。次に、この基本系数の符号を拡張した結果（24ビット）をアキュムレータにより逐次累算し所定のタップ係数を生成し、上位10ビットをタップ係数として出力する。またTAPSELでは、固定値をロードする機能およびリセット信号によりタップ係数を固定値からリスタートする機能を設けた。ATRVLSIのチップ写真、外観写真をそれぞれ図5.13，図5.14に示す。

５．４．２　試作TRV-LSIの特性

ロールオフ率0.5，クロックレート1.25MHzの256QAM信号を用い、２波モデルフェージングとガウス雑音を与えその等化能力の特性評価を行った。図5.15にシグチャ特性を示す。横軸にフェージングによるノッチの位置をセンター周波数からの偏差ΔF(MHz)で、縦軸をノッチの深さDnotch(dB)で示す。主信号と干渉波の遅延時間差をτ/T≒0.011とτ/T≒0.33（Tはボーレート）の２種類で評価した結果、センター周波数において、フェージングによるノッチの深さがそれぞれ27dBと37dBと良好な等化特性を得た。図5.16に伝搬路上が定常時の誤り率特性を示す。図よりDFEの挿入等化C/N列化はなく、定常時の制御系の安定性および装置の固定劣化（位相ずれ）を等化していることを確認した。

次にZF法とMSE法のタップ係数値の収束特性を図5.17に示す。高速多値変調を用いたディジタルマイクロ波通信においては、厳しい周波数選択性フェージングによる波形歪を高速かつ安定に等化する必要がある。従って定常時の安定性とフェージング時の高速応答性が要求され、第４章で提案したSBS制御法はその一つの解

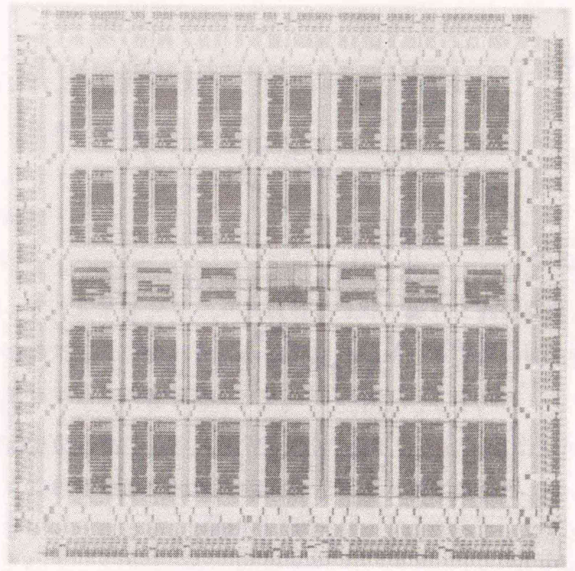


図５．１３　チップ写真

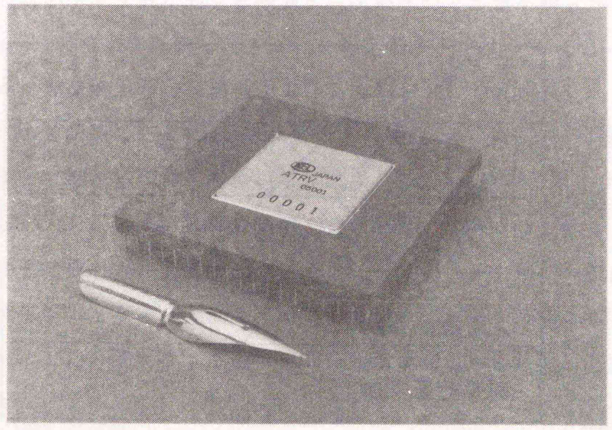


図５．１４　LSIの外観

(o.8umCMOS,80kG)

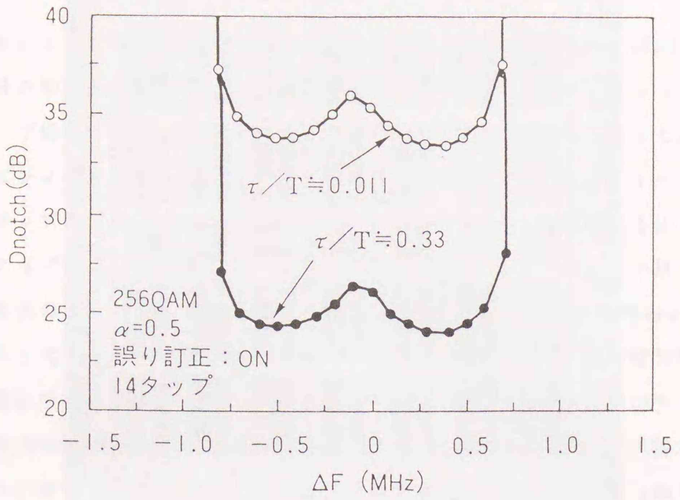


図5.15　シグナチャ特性

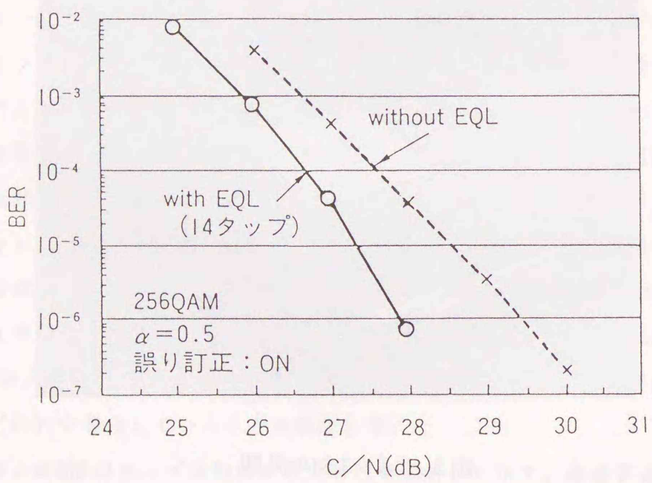


図5.16　誤り率特性

である。図5.17よりMSE法はZF法に比べ3倍応答特性が優れ、かつ収束後の安定性を確認することができた。

5．5　むすび

本章では、ディジタルマイクロ波通信の分野において判定帰還トランスバーサルフィルタを適用した交差偏波干渉補償器(DFXPIC)の補償特性を定量的に明らかにした。以下にその検討結果を示す。

（1）現在実用化されているLEに対し、DFEを用いると振幅比$\rho > 0.9$の領域で残留ピーク符号間干渉を大幅に除去できることを確認した。特に$\rho = 0.95$においては、5タップ構成の比較により残留ピーク符号間干渉を1/50に低減することを示した。

（2）7タップDFXPICを用いれば、DFEと同様参照信号の振幅比ρが大きい場合LXPICに比べ補償能力が大幅に改善することを示した。$\rho = 0.95$の歪に対してはDFXPICの干渉除去能力は約100倍改善する。

（3）DFXPICのタップ数に対する残留ピーク符号間干渉量を明らかにし、参照信号が$\rho = 0.99$のように厳しいフェージング条件下では3タップに比べ7タップ構成では補償能力が10倍改善することを明らかにした。

（4）XPICの参照信号としてDFE等化後の信号を用いる構成と、復調器出力を用いる構成とで補償能力を比較検討した結果、DFE等化後の信号を用いるLXPICと復調器出力を用いるDFXPICの補償能力は同等になることを示した。

以上の検討結果から、判定帰還フィルタはディジタルマイクロ波通信の波形等化、干渉補償能力を高め、高品質化に対して極めて有効な技術になることを定量的に明らかにした。またタップ数による改善効果を明らかにし、必要タップ数の指針を与えた。

次に線形、判定帰還フィルタおよびタップ拡張が可能な汎用性に優れた28タップの1チップ化高等積LSIを開発し、その構成および特性について述べた。さらに簡易ROMを用いた高速MS制御を実現し、応答性の向上を図ることができることを示した。回路規模については、従来のディジタルフィルタと比べ約1/4に小形化でき、装置の経済化に貢献できる見通しを得た。

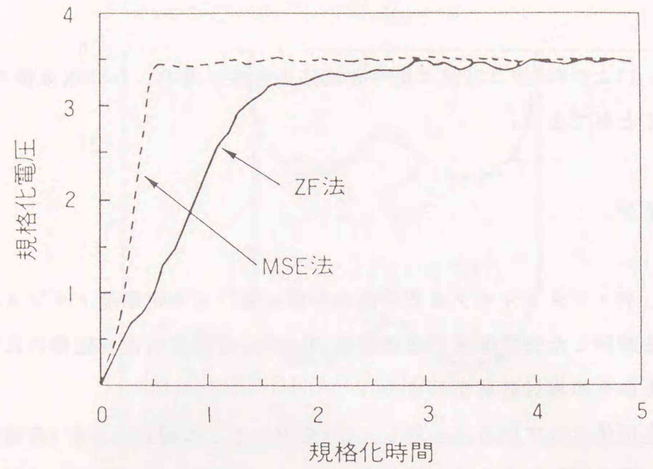


図5.17　タップ係数の収束特性

表5.2　制御法の比較

	ZF法	SBS法	MSE法
タップ係数更新値	$\Delta \sum_{k=1}^{N} \hat{D} \cdot \hat{E}$	$\Delta \sum_{k=1}^{f(D,E)} \hat{D} \cdot \hat{E}$	$\Delta \sum_{k=1}^{N} D \cdot E$
回路構成	○	△	△
収束特性	△	○	○
定常特性	○	○	○

参考文献

(1)H.Ohtsuka, Y.Saito and S.Komaki, "Super Multi-Carrier Trellis Coded 256 QAM Digital Microwave Radio," in Proc. GCOM88, pp.244-249, Nov.1988.

(2)Y.Nakamura, H.Ohtsuka, et.al., "Advanced Techniques for Super Multi-Carrier Digital Microwave Radio with Trellis-Coded 256QAM Modulation," in Proc. GCOM'89, pp.389-394, Nov.1989.

(3)T.Okuno, Y.Nakamura, H.Ohtsuka and S.Komaki, "High quality technologies for outage-free microwave radio," in Proc.ICC'91, pp.5.5.1-5.5.6, June 1991.

(4)H.Matsue, H.Ohtsuka and T.Murase, "Digitalized Cross-Polarization Interfer-ence Canceller for Multilevel Digital Radio," IEEE JSAC, vol.SAC-5, no.3, pp.493-501, 1987.

(5)H.Ohtsuka, H.Matsue and T.Murase, "The SBS control algorithm of cross polarization interference canceller on digital radio systems," IEICE Trans., vol.E73, no.3, pp.401-409, 1990.

(6)松江, 村瀬, "256QAM方式における交差偏波干渉補償器の一検討, "通方研 CS85-13, pp.43-50, 1985.

(7)松江, 大塚, 村瀬, "超多値変調用ディジタル交差偏波干渉補償器, "信学論 B, vol.J70-B, no.8, pp.977-986, 1985.

(8)H.Suzuki, et.al., "High Bit-Rate Digital Mobile Radio Transmission with a Decision Feedback Equalizer," in Proc.ICC'89, pp.6-1, 1989.

(9)中嶋他, "判定帰還形適応等化器による陸上移動通信の周波数選択性フェージング補償特性, "信学論B-II, vol.J72-B-11, no.10, pp.515-523, 1989.

(10)本間他, "TDMAディジタル移動通信における適応等化, "信学論B-II, vol.J72-B-II, no.11, pp.587-594, 1989.

(11)A.Leclert, et.al., "Decision Feedback Equalization of Dispersive Radio Channels," IEEE Trans.on COM, vol.COM-33, no.7, pp.676-684, 1985.

(12)G.Sebald, "Advanced Adaptive Equalizer of multilevel-QAM-Digital Radio System," in Proc.ICC'86, pp.46.5.1-46.5.5, 1986.

(13)玉木，”判定帰還等化器を用いた線路等化器の検討，”IEICE Trans., vol. J71-B, no,5, pp.616-625, 1988.

(14)J.M.Cioffi,"Adaptive Equalization in Magnetic-Disk Strage Channels," IEEE COM-MAG, pp.14-29, Feb. 1990.

(15)K.Watanabe et.al.,"A 4800 Bit/s Microprocessor Data Modem," IEEE COM., vol.COM-26, no.5, pp.493-498, 1978.

(16)D.A.George,"An Adaptive Decision Feedback Equalizer," IEEE COM., vol. COM-19, no.3, pp.281-293, 1971.

(17)岡ノ上他，”超多値QAMの新等化方式，”1989年信学春季全大，B-929, 1989.

(18)S.U.H.Qureshi,"Adaptive Equalization," in Proc.of the IEEE, vol.73, no.9, pp.1349-1386, 1985.

(19)中村,大塚,”ディジタルマイクロ波通信用判定帰還形等化器の検討,”1990年信学春季全大，B-401, 1990.

(20)中村，大塚，”汎用・高機能トランスバーサルフィルタLSI,”1990年信学秋季全大，B-338, 1990.

(21)大塚，加々見，中村，”判定帰還フィルタを用いた交差偏波干渉補償器の改善特性，”信学論B-Ⅱレター，vol.J74-B-Ⅱ，no.7，pp.424-427，1991.

(22)大塚，渡辺，相河，中村，”ディジタルマイクロ波方式高性能干渉補償技術，”NTT R&D, vol.39, no.11, pp.1499-1510, 1990.

(23)H.C.Reeve et al.,"An 11-Tap 0.9u CMOS Digital Transversal Equalizer for DIgital Radio," in Proc.G'COM89, p.11.7.1, 1989.

(24)白土，松江，”ワンチップ高速トランスバーサルフィルタ，”昭62年部門全大，No.423, 1987.

(25)A,Nist et al.,"Fully digital implementation of adaptive time-domain equalization for multilevel QAM digital radio systems," in Proc.GCOM 87, pp.31.2.1-31.2.5, 1987.

(26)B.Baccett,et al.,"Full digital adaptive equalization in 64QAM radio systems," in Proc.ICC'89, pp.46.4.1-46.4.6, 1986.

第６章　隣接チャネル通過干渉補償技術

６．１　まえがき

近年の通信ネットワークの動向および将来の通信環境を鑑みると、ディジタルマイクロ波通信に対しても、ネットワーク構成の柔軟性すなわち中間中継局の簡易化・汎用化を実現する必要がある。その通信手段として非再生中継伝送が考えられる[1]-[3]。この場合、端局の高機能化は要求されるもののコスト距離依存性を格段に小さくすることができる付随効果も期待できる。

無線中継方式には検波再生中継方式と非再生中継方式がある。各波非再生中継は、チャネル単位で受信信号を増幅して送信する方式であり、中間中継局において変復調部以外は既存の装置とのインタフェースが容易である。

現在、中間中継局にて検波再生中継を行っている理由は、ベースバンドでのディジタル信号処理により多中継時の特性劣化を少なくするためである。しかし、信号再生のみの山上の中継局では検波再生する必要はなく、また中距離都市ビル間通信ではフェージングの影響が少ないことから非再生中継が有望である。更に、今後のトラヒックの質的変動及び各種変調方式の適用を考えると、非再生中継により中間中継局の網柔軟性を向上することは必須である。

この方式の技術的課題には非線形歪、交差偏波干渉、隣接チャネル通過干渉などがあり、特に隣接チャネル通過干渉は中継毎の相加が大きく特性劣化の主要因となることが予想される。各波非再生中継を実現するためにはこの補償技術を確立することが必須である。

4PSK信号の非再生中継伝送はこれまでに検討された例はいくつかあるが[4]、当時の技術およびデバイスの制約により雑音相加、非線形歪等の相加に対する補償が十分でなく実用化するに至っていない。最近の通信デバイスの急速な進歩および誤り訂正、波形等化、非線形歪補償技術等の革新により[5],[6]、ディジタル信号の非再生中継伝送が検討され始めている[7]。しかし検波再生中継方式においては、中継局においてディジタル信号の分波、合波の際に生じる隣接チャネル通過干渉が存在しなかったため、その定量的な評価および補償技術の検討は成され

ていない。

本章では、まず各波非再生中継の基本的な変調形態であるマルチキャリア伝送について述べる。また非線形歪および交差偏波干渉の相加特性を実験的に示す。次にこれまで存在しなかった上記隣接チャネル通過干渉の発生メカニズムを解説し[8]-[11]、干渉量を決定する中間周波数帯の帯域フィルタに対するD/U比特性を示す。更に、信号チャネル間の無線周波数発振器の同期／非同期に対する誤り率特性の劣化を実験的に示す。次に、端局のトランスバーサル等化器により隣接チャネル通過干渉を補償できる可能性を実験的に明らかにする。最後に、チャネルのIF帯－帯域フィルタのBT積およびトランスバーサル等化器による補償効果を理論的に示す。

6．2　マルチキャリア伝送[5],[12]

回線品質を向上するには以下の３項に分類できる。フェージングによる受信信号減衰時の(1)熱雑音による誤りの防止、(2)干渉雑音による誤りの防止、(3)マルチパスによる波形歪み劣化の防止。熱雑音による誤りは減衰性フェージングおよびマルチパスフェージングに起因する受信信号電力の低下によって発生する。この受信信号電力低下に対する技術としては所要C/N比を小さくする誤り訂正および符号化変調とフェージング時のC/N低下を小さくする送信電力制御が検討されている。マルチパスフェージングによる波形歪み劣化に対しては、波形歪みを積極的に補償する適応波形等化器と、波形歪みそのものを小さくするためのマルチキャリア化という技術がある。

マルチキャリア伝送は、伝送すべきディジタル信号を低い伝送速度の信号に分割し、これを複数の搬送波（キャリア）で伝送する周波数多重方式である。これまでは50MB16QAMシングルキャリアに対し12.5MB16QAM4キャリア伝送が実用化されている。またNNI対応256QAM方式では、13MB3キャリア(104Mb/s/carrier)と6.5MB6キャリア(52Mb/s/carrier)伝送が開発されている。

本マルチキャリア伝送方式は図6.1に示すようにフェージングに対する許容レベル偏差を大きくすることができる。この許容レベル偏差は瞬断率と密接な関係があり、また周波数相関係数を用いれば伝送速度（キャリア数）と瞬断率の関係を

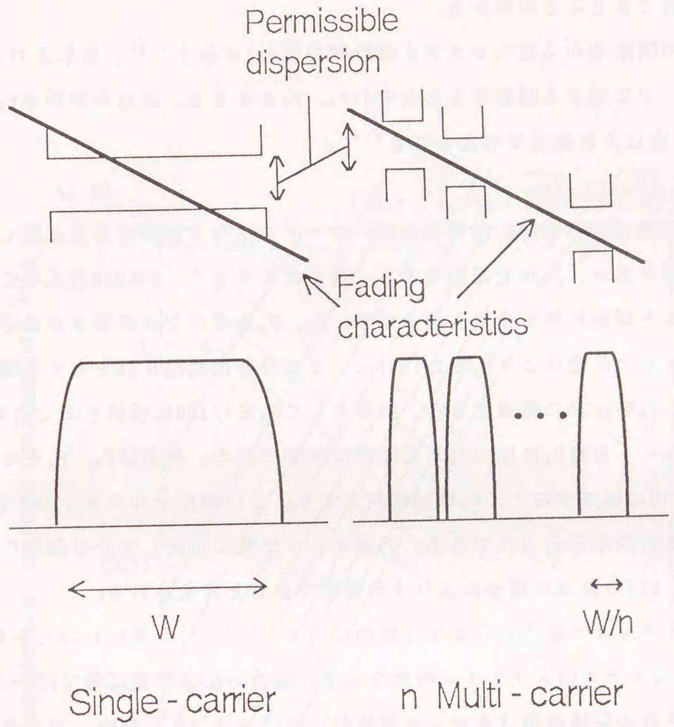


図6.1　マルチキャリア伝送方式

求めることができる。図6.2にその関係を示す。伝送速度を1/10にすると、瞬断率を1000倍改善できることがわかる。

次に総合の瞬断率から見たシステム設計例を図6.3に示す[12]。波形歪およびフラットフェードに対する瞬断率をそれぞれP_d, P_nとすると、総合の瞬断率P_0はRummlerらの提案により次式で与えられる[13]。

$$P_0 = (\sqrt{P_d} + \sqrt{P_n})^2 \qquad (6.1)$$

ただしこの定義はSD受信時に適用される。ルートAは海上区間で非常に厳しい伝送区間の一例であり、P_dが支配的である。例えば4キャリア256QAM方式をこの区間に適用すると瞬断規格を3倍上回るため、P_d, P_nをそれぞれ低減させる必要がある。40キャリア伝送によりP_dを1/1000に、また符号化利得5dBを有する誤り訂正技術によりP_nを1/10に低減すると、結果としてP_0を1/100に低減することができる。一方、ルートBはP_dに比べP_nが支配的な区間である。例えばP_d, P_nをそれぞれ1/100, 1/10に低減すると、P_0は20倍向上する。この様にマルチキャリア伝送はP_dを低減する有効な伝送方式である。勿論キャリア数に比例して変復調器の数が増加するが、LSIの急速な進歩により十分適用できると考えられる。

次にマルチキャリア伝送の効果を実験的に示す[14]-[16]。図6.4に4-,8-および40-キャリア用モデムのジクナチャ特性を示す。総合の伝送容量は全て同一とするため、それぞれの伝送速度（クロック周波数）は12.5,6.25,1.25MHzである。2波干渉モデルの遅延時間差は10nsとし、波形等化器には7タップトランスバーサル等化器を用いた。図から明らかなように、一キャリア当たりの瞬断領域は大幅に低減することができる。例えばノッチ周波数がfo（キャリア周波数）の時、4から40キャリア方式にすると約20dB落ち込み量を許容できる。図6.5には、フェージングシミュレータを用いた長時間シミュレーション実験による誤り率累積分布特性を示す。本実験では40キャリア方式は4キャリア方式に比べて約500倍瞬断率を改善できることを示す。

6．3　歪、干渉の相加特性[2]

図6.6に示す非再生中継は、中継局において受信信号を無線周波数(RF)帯から中間周波数(IF)帯へダウンコンバートし、ベースバンド(BB)帯での検波再生処理を

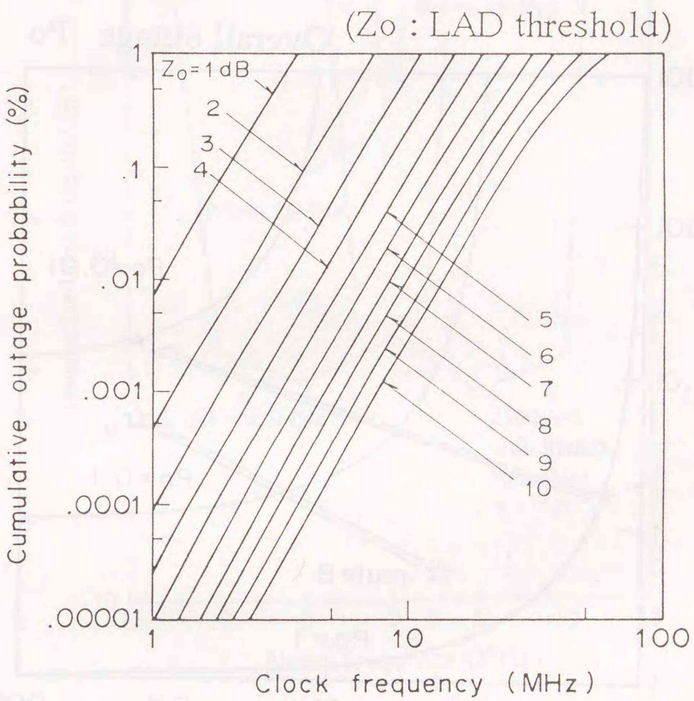


図6.2　伝送速度（キャリア数）と瞬断率の関係

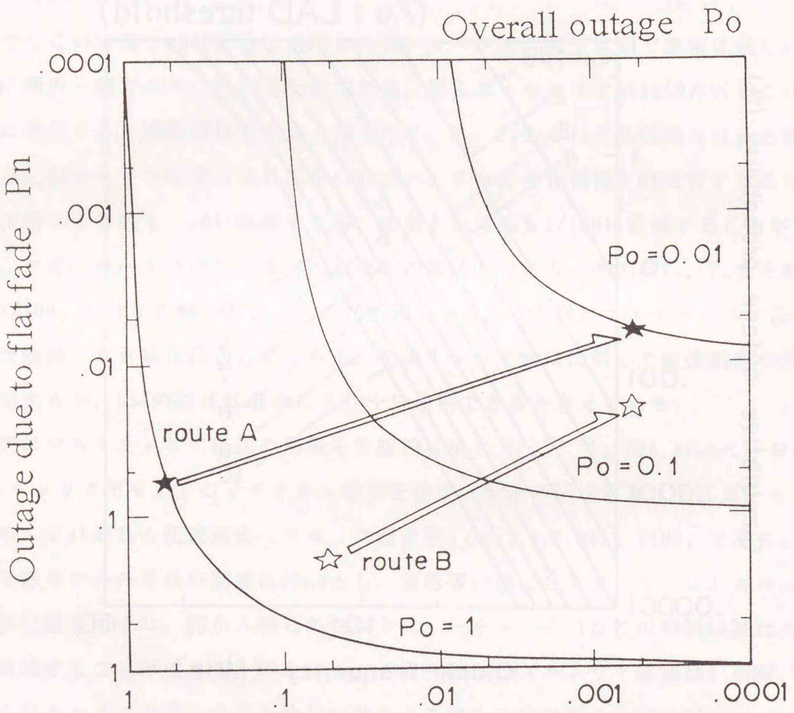


図6.3　システム設計例

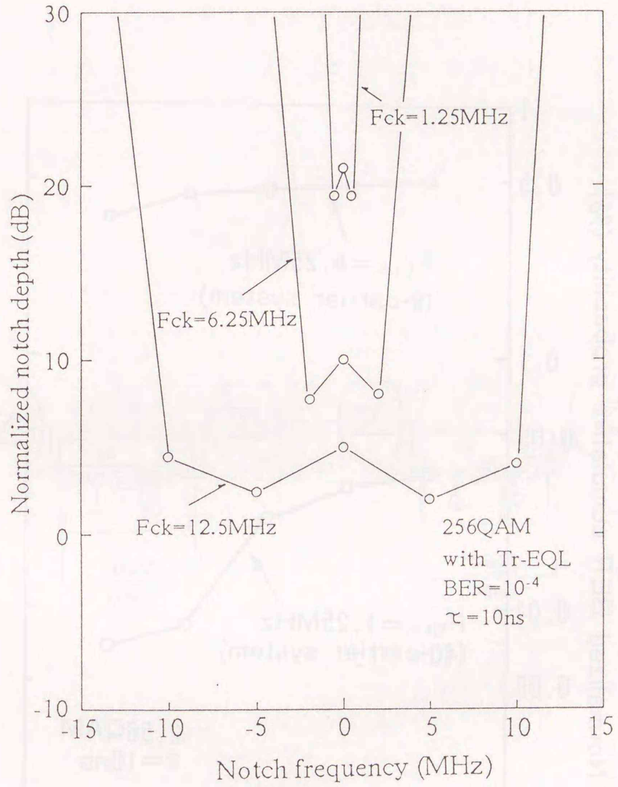


図6.4　キャリア数に対するシグナチャ特性

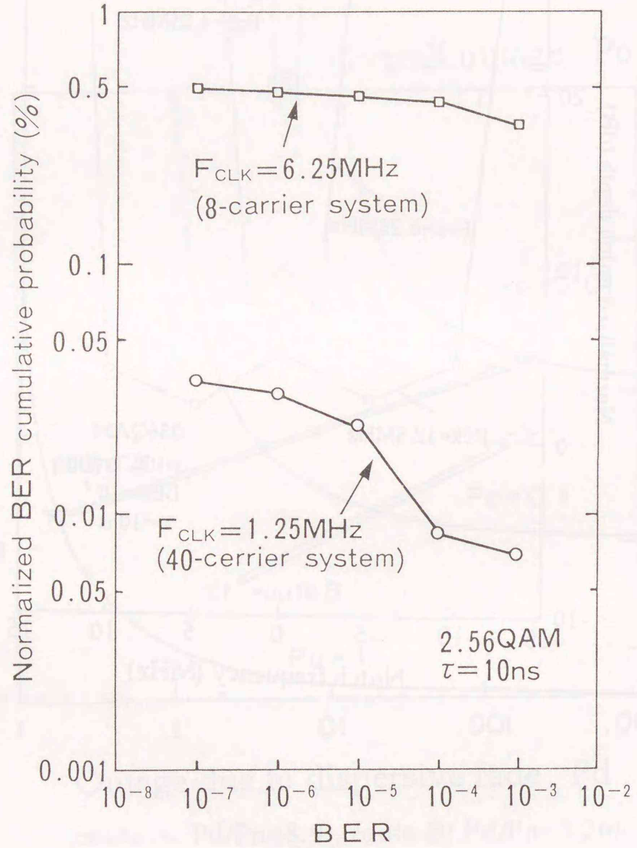


図6.5　誤り率累積分布特性

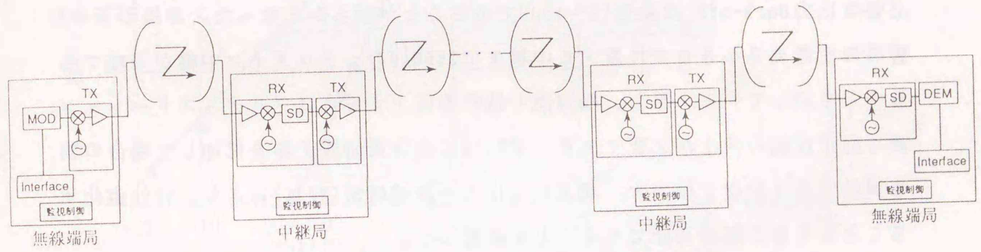


図6.6　非再生中継方式

行なわず、再びRF帯へアップコンバートし送信する方式である。

定常時における非再生中継の符号伝送実験を行ない、非線形歪の相加特性および交差偏波干渉の相加に対するXPICの補償特性を示す。送信波には伝送速度1.25 MHz，Roll-off率0.5の256QAM変調信号を用いた。また、図6.7に実験に用いたCATV用電力増幅器の入出力特性と三次歪特性(IM3)を示す。その結果、出力Back-offが15dBの場合IM3は約-60dBであった。バックオフをパラメータとして1中継と5中継伝送の受信スペクトラムを図6.8に示す。非線形歪の相加を確認することができる。さらに多中継時のBER特性を図6.9に示す。図より電力増幅器の出力Back-offが小さくなるにしたがい非線形歪の影響が大きくなり、特性劣化が生じることが明らかである。また、中継数とBER=10^{-4} における等価CNR劣化量の関係（図6.10）から、許容CNR劣化量を例えば0.5dBとすると端局で瞬断規格を満たすために必要な出力Back-off は最低10～15dBであることが明らかとなった。非線形歪の影響のみを考えるかぎりでは最大5中継まで256QAMのヘテロダイン中継が可能であることを示している。但し、残留誤り特性を向上するにはプリディストーション、誤り訂正技術の向上が必要である。図6.11には交差偏波干渉を付加した場合の誤り率特性を3中継まで示す。端局における干渉補償器(XPIC)により、特性劣化することなく多中継が可能であることを確認した。

6．4　隣接チャネル通過干渉[11]

3チャネル伝送を例にとって非再生中継における隣接チャネル通過干渉(IPAC: Interference Passing Adjacent Channel)を図6.12に示す。帯域フィルタ(BPF)は、チェビシェフ、バタワース、エリピティック等スタンダードなフィルタが考えられるが、信号が隣接する場合自信号のみ抽出することは、ほとんど不可能である。この洩れ込み波は隣接干渉と呼ばれ、所望信号がフェードした場合、再生中継においても特性劣化要因となっている。この隣接干渉は、再生中継の場合復調前のロールオフフィルタにより除去されるため中継における相加は問題にならない。非再生中継の場合、この隣接干渉が合波の際再び自信号に干渉する。すなわち2波干渉フェージングモデルと同様に、同一信号が分波後（アンテナ放射後）異なるパスを得た後、合波時（アンテナ受信時）に主信号と合波される。

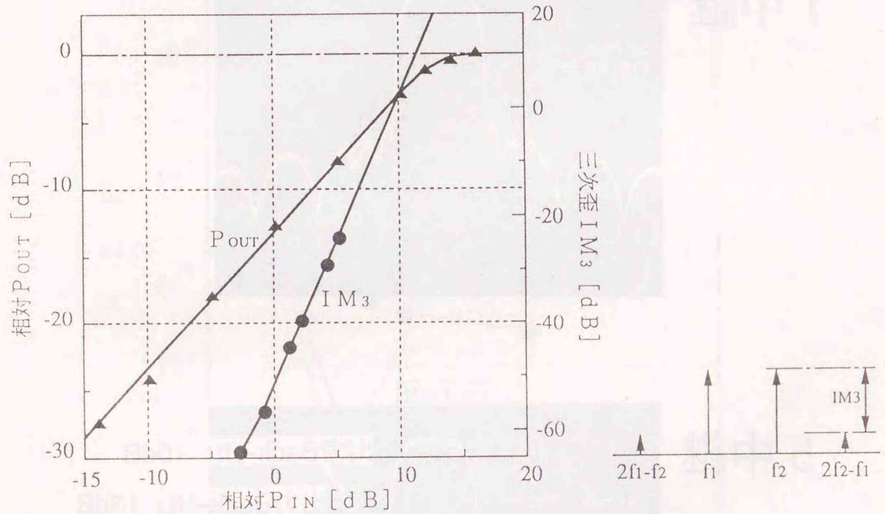
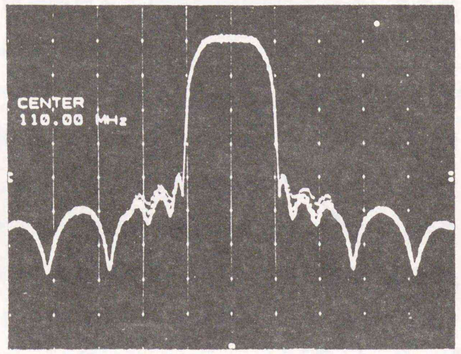


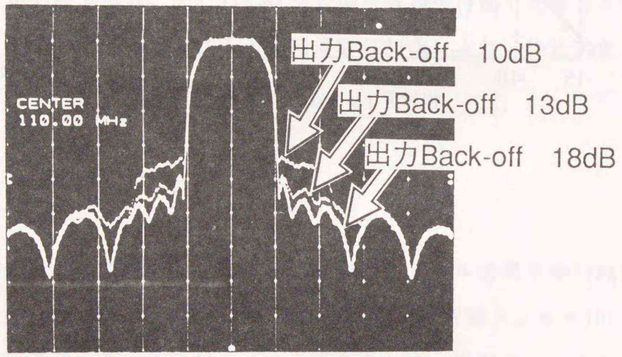
図6．7　電力増幅器の3次歪特性

256QAM

1 中継



5 中継



受信スペクトラム
(10dB/div 1MHz/div)

図6.8 バックオフに対する歪特性

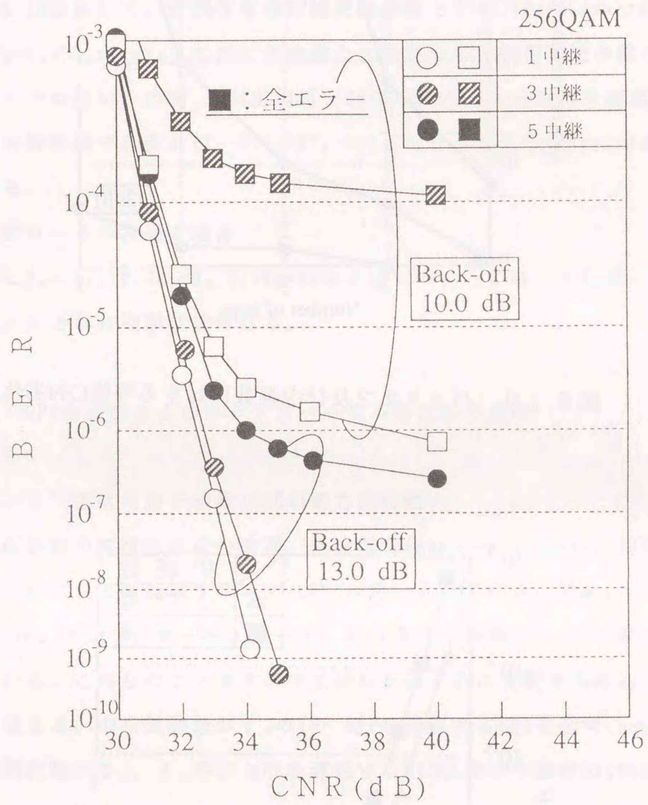


図6.9 バックオフ及び中継数と誤り率の関係

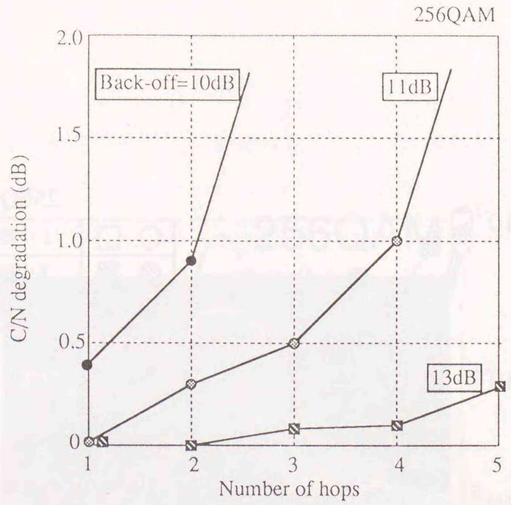


図６.１０　バックオフ及び中継数に対する等価C/N劣化量

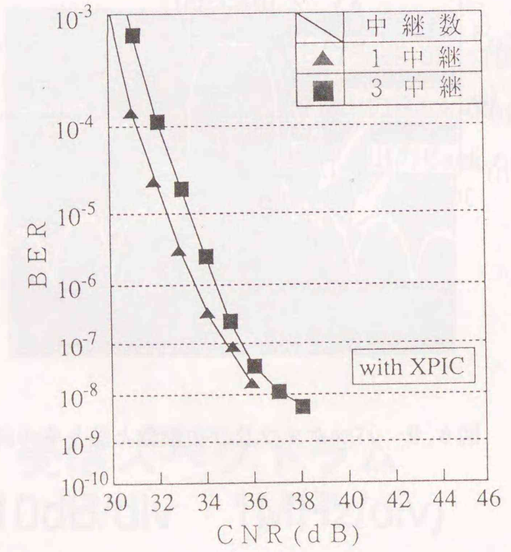


図６.１１　直交偏波の非再生中継

次にシステム構成に対するIPACと主信号の関係を述べる。

（１）変調IFローカル共通の場合

図6.12において、変調信号のIF周波数が同一で($f_1=f_2=f_3$)かつ$R_1=T_1=V_1<R_2=T_2=V_2<R_3=T_3=V_3$（ただし１中継と２中継めで送信周波数が異なる場合この限りではない）の時、CH2主信号とCH1経路およびCH3経路を通過するIPACとの周波数差はそれぞれ(T_2-T_1)，(T_3-T_2)となり、主信号とIPACは非同期状態になる。

（２）RFローカル共通の場合

$f_1<f_2<f_3$，$R_1=R_2=R_3$，$T_1=T_2=T_3$および$V_1=V_2=V_3$の時、主信号とIPACの周波数差は０となり同期状態になる。

６．５　BPFの設計およびトランスバーサル等化器の適用

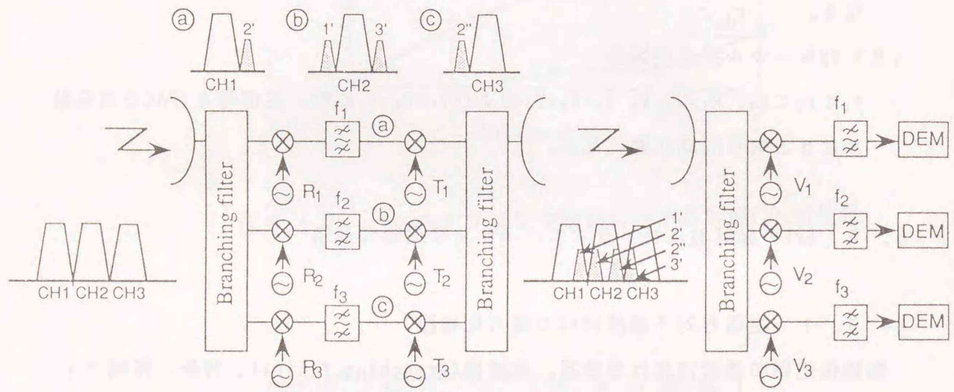
６．５．１　主信号対干渉波IPACの電力比特性

無線伝送路の装置内には分波器、合波器(Branching filter)、IF帯－帯域フィルタ(IF BPF)および低域フィルタ(LPF)が用いられている。図6.12のBranching filterには、アンプ、サーキュレータ、高周波帯－帯域フィルタ(RF　BPF)等が含まれている。これらのフィルタの中でIPACを決定的に支配するのは中継局のIF BPP特性である。中心周波数がf_2のIF　BPFを通過するCH2主信号(desired signal)と中心周波数がf_1，f_3のIF BPFを通過するCH2信号の干渉成分IPAC(undesired signal)のD/U比(desired-to-undesired signal ratio)は次式で与えられる。

$$D/U=\frac{\int T_2(f)\cdot|B_2(f)|^2df}{\int[m\cdot T_2(f)\cdot|B_1(f)|^2+n\cdot T_2(f)\cdot|B_3(f)|^2]df} \qquad (6.2)$$

ここで$T_2(f)$は送信スペクトラム特性を表わす。また、$B_1(f)$,$B_2(f)$,$B_3(f)$ はそれぞれのチャネルのIF BPP特性を表わす。３キャリアの送信レベルが同一の場合、$m=n=1$である。

図6.13に、IF BPFとしてチェビシェフフィルタを用いた時のBT対D/U特性を示す。ここで、BTは伝送信号のスペクトラムとフィルタの帯域幅との関係を示すパラメ



（f_1, f_2, f_3はそれぞれCH1,CH2,CH3のIF BPFの中心周波数）

図６.１２　隣接チャネル通過干渉の概念図

ータであり、BTの値を大きくすることは伝送信号に対するフィルタの帯域幅が広くなることを意味する。図より明らかなようにBTが小さいほどD/Uは向上する。しかし、BTを小さくした場合、許容リップル値及び所要3dB帯域幅を満足するフィルタを設計することは非常に困難である。ディジタルマイクロ波通信ではBT=1.6のIF BPFが実用的である。この場合、D/Uは約25dBとなり、IPACを補償しなければ所要CNR=31dB(BER=10^{-4})の256QAM信号を伝送することはできない。よって非再生中継を実現するためには、フィルタの最適設計とIPACの補償技術を確立することが必須である。

６．５．２　実験的検討

256QAM信号、BT=1.6のIF BPFを用いて、１非再生中継（２ホップ）の誤り率特性を測定した。図6.14に２種類のシステム構成（１）変調IFローカル共通、（２）RFローカル共通に対する誤り率特性を示す。復調器には７タップトランスバーサル等化器を併用した。システム構成（１）の場合、IPACを補償することができず、またIPACの絶対量が増加するに従い劣化量も増加することが明らかとなった。これは主信号とIPACが非同期になることに起因し、フェージング時の干渉波の位相差が相対的に高速回転する場合、同期検波時のトランスバーサル等化器は干渉波を除去できない理由と同じであると推測できる。システム構成（２）の場合、IPACが存在しない単一キャリア伝送時のBERとほぼ同じ特性を示すこと及びシステム構成（１）の現象から、主信号とIPACが同期時期にはトランスバーサル等化器によってIPACを補償できることが明らかとなった。

６．６　むすび

マルチチャネル（またはキャリア）ディジタル信号の非再生中継伝送に関して、特性劣化の主要因になるであろう隣接チャネル通過干渉を検討し、その存在下における誤り率特性を実験的に示した。またフェージング時の波形歪補償に用いられるトランスバーサル等化器を適用した場合、所望信号と隣接チャネル通過干渉が同期状態の時その干渉補償に効果があることを実験的に明らかにした。さらに特性劣化要因の一つである非線形歪及び交差偏波干渉の影響を256QAM信号を用い

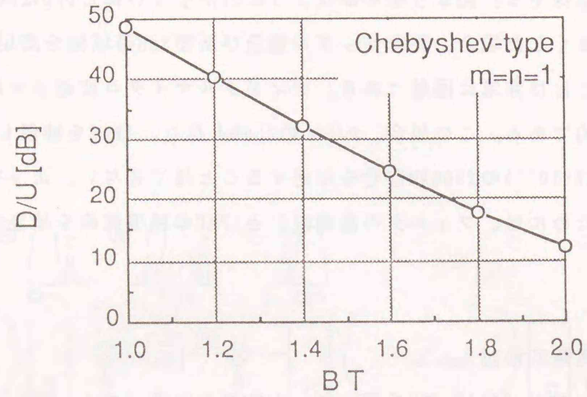


図6.13　チェビシェフフィルタのBTとD/Uの関係

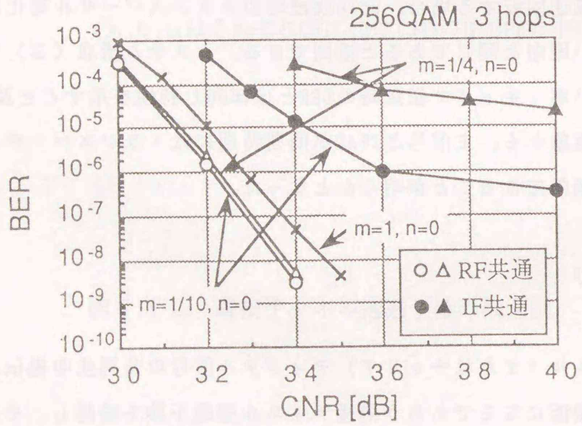


図6.14　干渉波の同期／非同期に対する誤り率特性

た符号伝送実験により明らかにした。その結果、最大５中継まで中継を行うためには電力増幅器の出力Back-offが最低10～15dB必要であることを明らかにした。また、交差偏波干渉に対してはXPICにより十分補償可能である見通しを得た。

今後は、チャネル配置、IF BPFの設計について最適化を図るとともに、所望信号と通過干渉波が非同期時のトランスバーサル等化器の構成法を検討する必要がある。

参考文献

(1)H.Fuketa,M.Shinji and S.Komaki,"Present Status and Future Prospects of Digital Microwave Radio in Japan," 2nd ECRR, pp.35-42, 1989.

(2)加々見，大塚，小牧，”多値QAM変調ヘテロダイン中継に関する基礎検討，”1990年信学春季全大，B-398，1990.

(3)K.Watanabe,H.Ohtsuka and O.Kagami,"A non-regenerative repeater digital microwave radio system," in Proc. GCOM'91, pp.1812-1816, Dec. 1991.

(4)村瀬，綿貫，吉川，”周回ループを用いる多中継伝送実験，”Trans.IECE, vol.61, no.5, pp.367-374, 1978.

(5)大塚，中村，斉藤，”ディジタルマイクロ波通信における信号処理技術，”1988年信学春季全大，SB-6-4，1988.

(6)H.Kasai,T.Murase and H.Ueda,"Synchronous Digital Transmission Systems Based on CCITT SDH Standard," IEEE COM.MAG., vol.28, no.8, pp.50-59, 1990.

(7)大原他，”地域伝送路網に適用する経済的な新ディジタル無線方式，”NTT技術ジャーナル，９月号，pp.77-80，1989.

(8)加々見，大塚，”ヘテロダイン中継における隣接チャネル通過干渉補償技術の検討，”1990年信学秋季全大，B-336，1990.

(9)渡辺，加々見，大塚，”ヘテロダイン中継における反射波相加および隣接チャネル通過干渉に関する実験的検討，”1990年信学秋季全大，B-335，1990.

(10)加々見，大塚，”隣接チャネル通過干渉に対するマルチキャリア伝送技術の効果，”1991年信学春季全大，B-434，1991.

(11)大塚，加々見，渡辺，”非再生中継における隣接チャネル通過干渉の一考察，”信学論B-Ⅱ，vol.J74-BⅡ，no.10，pp.566-568，1991.

(12)H.Ohtsuka,Y.Saito and S.Komaki,"Super multi-carrier trellis coded 256QAM digital microwave radio," in Proc.GCOM'88, pp.244-249, 1988.

(13)W.D.Rummler,"A comparison of calculated and observed performance of digital radio in the presence of interference," IEEE Trans. on Commun., vol.30, no.7, pp., 1982.

(14)大塚，神野，斉藤，”超マルチキャリア256QAMモデムの耐フェージング特性，”昭64信学春季全大，B-928，1989.

(15)大塚，田村，中村，”スーパマルチキャリア用交差偏波干渉補償器の特性，”1989年信学秋季全大，B-563，1989.

(16)福士，大塚，宮嶋，”256QAMスーパマルチキャリア方式の伝送特性，”1990年信学全大，B-414，1990.

第７章　サブキャリア伝送技術

７．１　まえがき

最近の20年間で、ディジタルマイクロ波方式はディジタルネットワークの伝送媒体として急速に発展してきた。周波数利用効率を上げるために、これまでに説明したように16-,64-および256-QAMといった多値変調方式が開発されてきた[1],[2]。このQAM変調方式は、所要C/N値が増加するものの帯域制限を受けるシステムにとって非常に効果的であることが証明されている。さらにQAM方式を実現する過程で、ランダム雑音を低減する誤り訂正(FEC;Forward error correcting)および２章～４章で示した干渉雑音を除去する交差偏波干渉補償(XPIC)技術が確立されてきた。さらに近年既存のシステムに比べて瞬断率を1/10以下に低減する高信頼化技術、すなわち超マルチキャリア伝送技術、トレリスコーディング(TCM)および判定帰還等化器(DFE)などが研究されている[3],[4]。

しかし他ルートからの干渉に対しては、補助アンテナを用いて干渉信号を抽出し、その振幅と位相を最適に設定した後、主信号と結合させ干渉波を抑圧するベクトル相関検出(VCD;Vecter correlation detection)形干渉補償器[5]が提案されているが、干渉波が集中する端局では１台のVCDで対応できないため経済性の点で問題がある。

一方、同軸（有線）によるCATVシステムの需要は急速に増大している。しかしながら、このシステムは伝送損失とその分岐損失により伝送容量および加入者数が制限されている。基幹伝送路において同軸ケーブルにとって代った光ファイバは広帯域、低損失といった利点を有し分配ネットワークに対しても優れた伝送媒体を提供する。近年レーザダイオードの動作速度、線形性および相対雑音強度(RIN;Relative intensity noise)特性の著しい進歩により、光キャリアをメインキャリアとしたサブキャリア伝送技術(SCM;Subcarrier multiplexing)が注目されている[6]-[9]。このSCM伝送はその簡便さおよび経済性から各分野に適用される可能性を秘めている。さらにサブキャリアとして無線変復調技術の分野で発展してきたQAM信号を用いたSCM伝送が最近報告されている[10],[11]。このQAM信号のSCM伝送が検討されている背景には光ファイバの有効な帯域幅は電気デバイスによって制約を受けていることが上げられる。

また電気情報通信の標準化に関しては、ディジタル同期網(SDH;Synchronous digital hierarchy)に対するネットワークノードインタフェース(NNI;Network-node interface)が日本および世界的規模で標準化されつつある[12]。このインタフェースは無線および有線の両伝送路を含めたアドバンスネットワークを支援することができる。

これらの背景をもとに、本章では大容量の分配ネットワークが可能な256QAMのSCM伝送を検討する[13]-[18]。本章の主な目的は、光強度変調と直接検波を用いた256-QAM信号のSCM伝送の可能性を示唆することにある。第２節ではまず最初に一般的な他値QAM信号に対するSCM伝送の概念を示す。さらに無線と光通信技術を融合したネットワークの構成例を示す。第３節では、２種類のビットレートを有する256QAM信号に対するBER特性の理論値および実験値を示す。多値QAM信号に対して耐雑音特性を向上するFEC技術（BCH コード）は、SCM伝送時のBERを改善することを示す。すなわちFEC技術は伝送距離を増加できる有効な手段となる。さらに無線信号の平均入力パワーによって決まるレーザーの実効的な光変調度をパラメータとしたBER特性を示す。最後に周波数多重時の基本特性として３キャリア256-QAMのSCM伝送特性を示す。

７．２　光ＳＣＭ技術とその適用例

QAMフォーマットは、大容量ディジタルマイクロ波方式の主要技術であり、図7.1に示すように多値数($L=2^n$) を増加するに従いその周波数利用効率は増加する。またこの利用効率の増加は所要CNR（またはC/N）の増加を促す。例えば多値数Lを４倍にすると、正方形コンスタレーションの場合所要CNRの増加は６dBである。（付録A-3参照）

所要CNRの増加と共に、図7.1の破線で示すように平均電力とピーク電力の比で表わされる電力効率も下がる。この電力効率の低下は、実効光変調度を下げることになりQAM信号のSCM伝送特性に影響を与える。所要CNRおよび電力効率を改善するために、FEC技術に加えて非線形歪用プリディストーター、ピーク電力を下げる

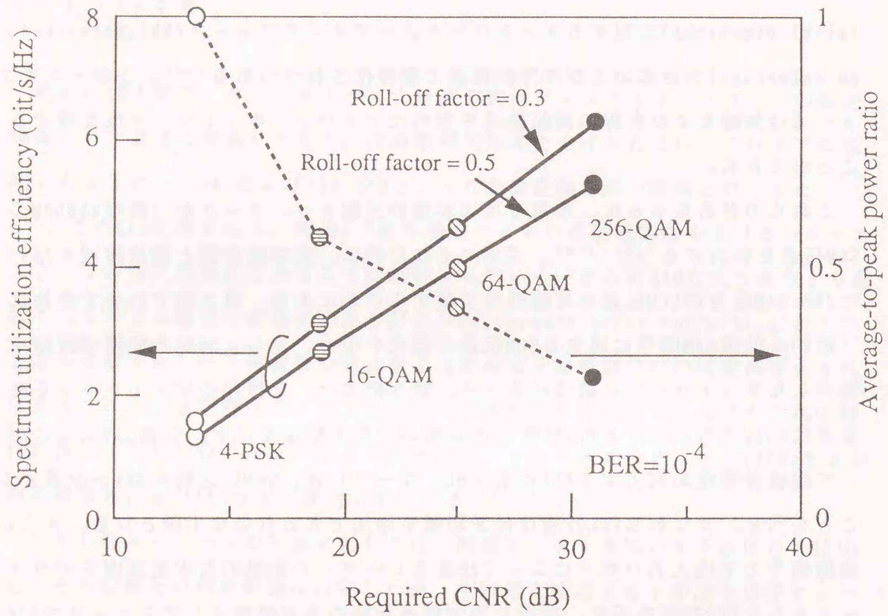


図７.１　多値数と電力効率の関係

８角形コンステレーション等が開発されている。

このようにQAMフォーマットをSCM伝送する場合、周波数利用効率が増加する利点と所要CNRが増加すること、および電力効率が下がる欠点があることを踏まえてシステム設計する必要がある。

図7.2にSCM伝送の基本構成を示す。QAM無線信号のサブキャリアはコンバイナーにおいて周波数多重される。この周波数多重されたQAM信号の電気信号は直接レーザダイオードの駆動電流を変調する。図7.3に示すようにこのレーザは入力電気信号に比例する変調された光出力を発光する。一般的に、光変調度は光平均出力とピーク出力を用いることによって定義されている。しかしながらQAM信号の場合、多値信号に比例する光出力となるため実効的な光変調度は先に示した電力効率の平方根が乗じられた値になる。受信側では、例えばフォトダイオード(PIN)などの光検出器により線形性を保ったまま光信号から電気信号に変換し、復調器により所望のベースバンド信号が得られる。

図7.4にはSCM技術を適用し無線と有線（光ファイバ）を結合したネットワーク構成例を示す。（１）は無線と有線伝送路のパラレル（ハイブリッド）形態である。新しく統合されているSDHシステムは光ファイバリンク、ディジタル無線リンクおよびディジタルクロスコネクト等から成りたっている。基幹伝送路等においては無線リンクと光ファイバリンクは相補的な役割を担っている。たとえどちらか一方のリンクが途絶えたとしてももう一方のリンクが正常に機能することによりネットワークの信頼性を維持することができる。同様に既存の光ファイバリンクを利用し（ケーブルが無い場合は増設する）、例えば切替ダイバーシチを目的としたSCMを適用することにより回線品質の向上を図ることができる。さらには光ファイバを用いない光ビーム通信によるダイバーシチ受信も検討され始めている[19]。

図7.4-(2)には、光フィバリンクを基幹路として無線による多数の分岐ルート（ターミナル）を内包するティーネットワーク構成を示す。光ファイバリンクくによる全てのターミナルとの結合は、その導入コストが高くなる理由によりかなり困難と考えられる。特に移動無線への適用を考えたとき無線リンクなしで柔軟なネットワークを作ることはできない。基幹伝送路を光ファイバで構築した場合、分岐ルートは双方向通信が可能なティーカップラにより与えられる。各ターミナ

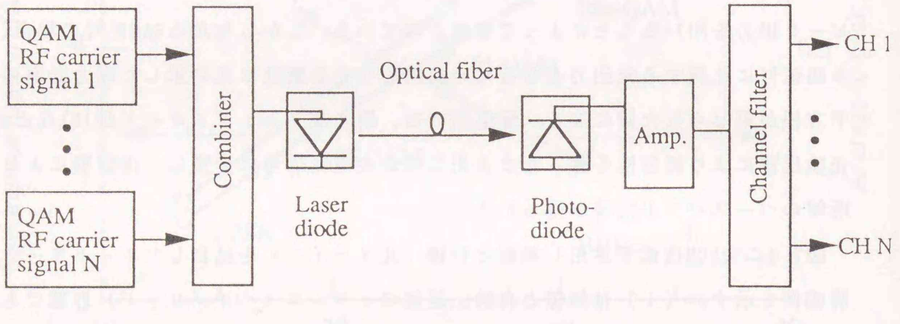
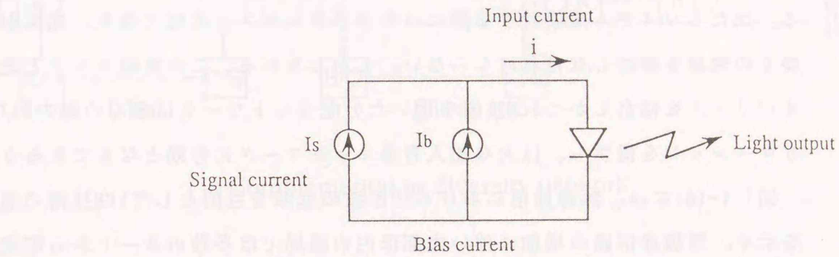
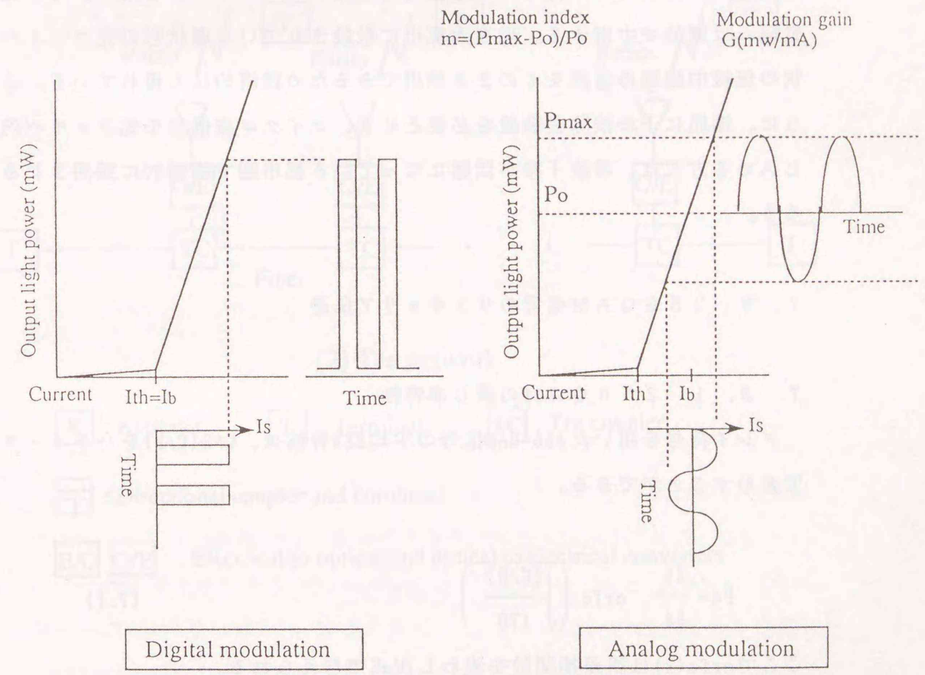


図7.2　マイクロ波信号のサブキャリア伝送(SCM)方式



Equivalent circuit of a laser diode



Digital modulation

Analog modulation

図7.3　レーザを用いた直接変調の原理

ルと分岐部（タップ）には送受信装置が必要であり、特に分岐部の送信機には光／電気変換器が、また受信機には電気／光変換器が実装されている。新しいターミナルはバイパススイッチとティーカップラーを挿入することで容易に増設できる。ただしシステムを設計する際にはカップラーロス、光電力損失、光反射等の多くの問題を検討しなければならない。しかしながら、この無線リンクと光ファイバリンクを結合しかつSCM技術を用いた分配ネットワークは多くの魅力的なアプリケーションを提供し、巨大な加入者系ネットワークに有効となるであろう。

図7.4-(3)には、無線通信における干渉波の低減を目的としたSCM技術の適用例を示す。無線通信路の増加に伴い大都市内の端局では多数のルートから電波が受信される。アンテナの分岐角のマージンも少なくなり、反射、送受間干渉等による伝送特性の劣化が予想され、また他ルート干渉の実測例が幾つか報告されている。そこで分岐角が十分とれる中継局では光ファイバリンクを用い、その先の中継局へは電波で中継する。現在大都市に敷設されている環状形の光ファイバと現状の無線中継局の資産をそのまま使用できるため経済的にも優れている。このように、端局に干渉波除去装置を必要とせず、マイクロ波信号を光ファイバ内に閉じ込める方式は、電波干渉が問題になっている都市圏で積極的に採用されるであろう。

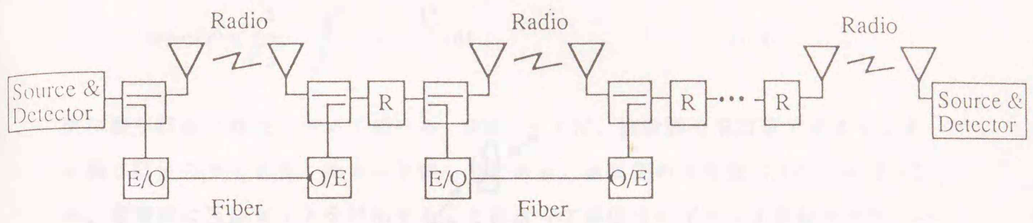
７．３　２５６ＱＡＭ信号のサブキャリア伝送

７．３．１　２５６ＱＡＭの誤り率特性

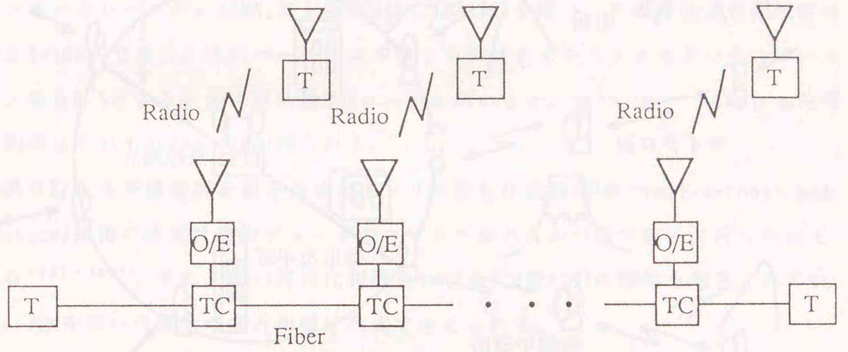
グレイ符号を用いた256-QAM信号の平均BER特性は、CNR(C/N)をパラメータとして表わすことができる。

$$Pe=\frac{15}{64}\ \mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{[C/N]}{170}}\right) \qquad (7.1)$$

ここでerfc(x)は誤差補関数を表わし次式で与えられる。



(1) Complemental or diversity network



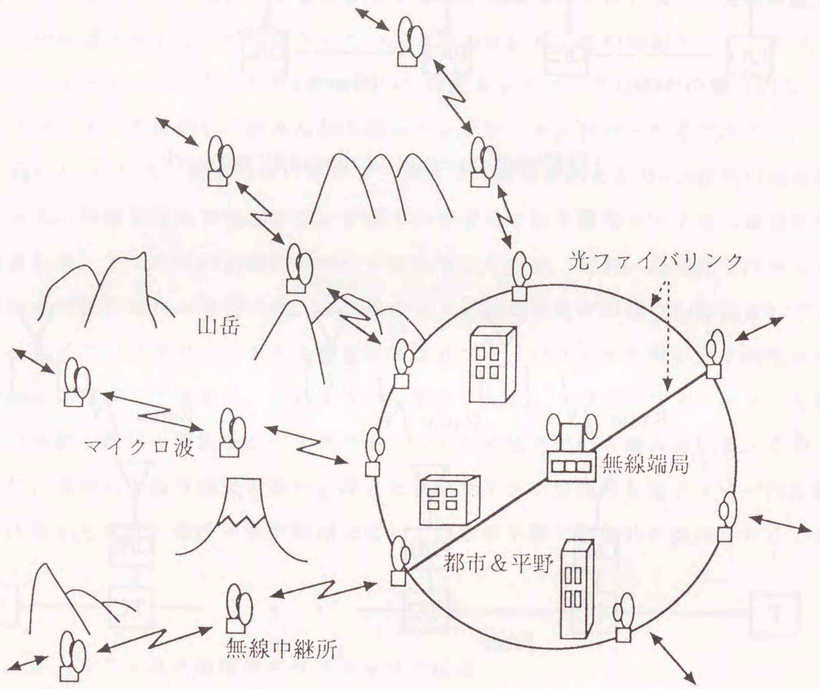
(2) Tee network

R : Repeater　　T : Terminal　　TC : Tee coupler

: Directional coupler and combiner

E/O O/E : Electrical to optical and optical to electrical converters

図７．４　SCM技術を用いたネットワーク構成例



(3) 無線端局付近における他ルート干渉の保護

図７.４　SCM技術を用いたネットワーク構成例（続き）

$$erfc(x)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_{x}^{\infty}e^{-t^2}dt \qquad (7.2)$$

次に誤り訂正の効果について述べる。BCHコードは、複数誤りを訂正できるランダム誤り訂正のサイクリックコードの一つである。送信側の符号器（エンコーダー）は、変調前に冗長ビットを付加することによって源信号のブロックを符号ブロックに変換するものである。本章では、付録A-4で示した近似式によって誤り訂正後のBERを計算する。２種類の256QAM装置を検討対象とし、理論値と実験値の両方のBER特性を図7.5に示す。一つはシンボルレートが1.25MHzで２重BCH（符号化率R=239/255）を用いる。この場合受信の信号帯域幅は約Δf=2MHzである。他方は、シンボールレートが6.25MHzで１重BCH(R=247/255)を用い、その受信信号帯域幅は約Δf=10MHzである。またベースバンドフィルタはナイキストタイプでそのロールオフ率は0.5とする。例えば２重BCHコードを用いると、10^{-4},10^{-10} における符号化利得はそれぞれ2dB,4dBが得られる。

誤り訂正を多値変調を組み合せたトレリス符号化変調(TCM;Trellis-coded modulation)技術の研究は最近ディジタルマイクロ波方式の分野で盛んに行なわれている[20]-[22]。また、高い符号化利得を有するTCM用VLSIの開発も報告されている。TCMを用いた場合の漸近利得は次式で与えられる。

$$G=10\log\left[\frac{d_{free,c}^{2}E_{s,u}}{d_{free,u}^{2}E_{s,c}}\right] \qquad (7.3)$$

ここで、$d_{free,c}^{2}$および$d_{free,u}^{2}$はそれぞれ符号化、非符号化の２乗ユークリッド距離を表わす。また$E_{s,c}$および$E_{s,u}$はそれぞれ符号化、非符号化の平均信号電力を示す。図7.6には、信号帯域を拡大せず信号点を倍にするC512QAMと信号点を増加せず信号帯域幅を拡大するSPORT256QAM(SPORT;Signal Point Reduced Trellis-coding)のBER特性を示す[3]。参考文献[21,22]によれば、256QAM信号を維持したまま（512QAMに多値数を増加することなく）シンボルレートを8/7に増加する方式において、Ungerboeckの状態数64および符号化率2/3を用いると、BER=10^{-4}において4.7dBの符号化利得が得られる。

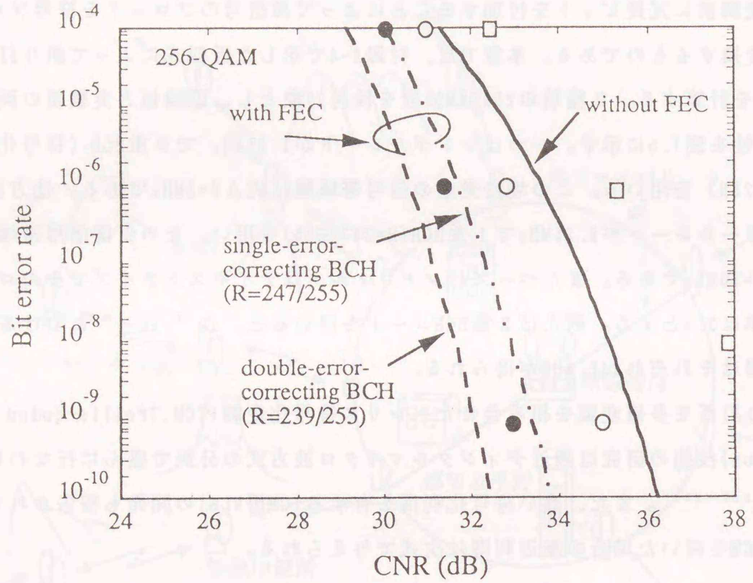


図７.５　BCH誤り訂正の効果

(Experimental data:
□--- without FEC, ○---BCH(R=247/255), ●---BCH(R=239/255))

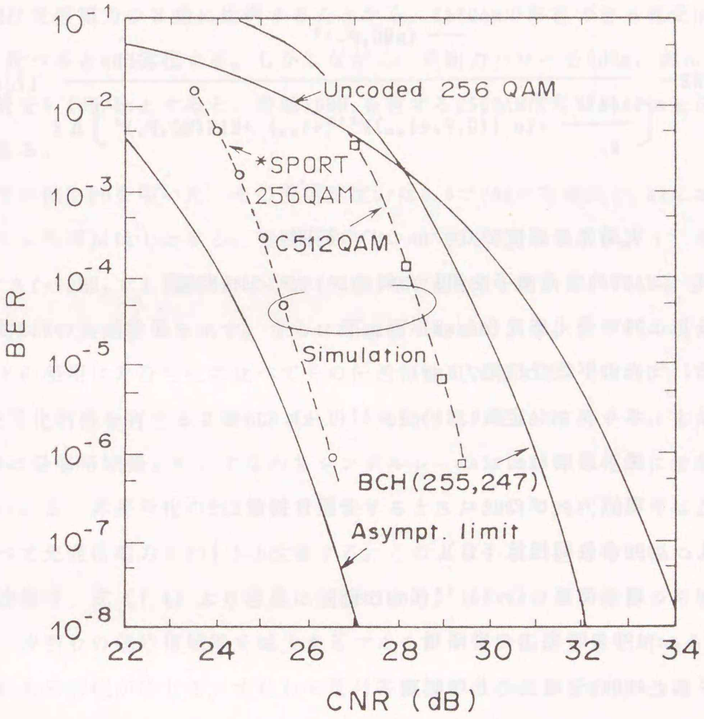


図７.６　トレリス符号化変調の誤り率特性

7．3．2　光ファイバ通信におけるＣＮＲ特性

光ファイバを用いたSCMシステムにおける雑音の主要因は、相対強度雑音(RIN; Relative intensity noise)[23]、受信機のショット雑音およびガウス雑音である。RINの定義は付録A-5に詳細に説明する。一つのサブキャリアのCNR特性は次式で与えられる。

$$CNR=\frac{\frac{1}{2}(mMG_rP_r)^2}{\left[\frac{4kTF}{R_L}+2e\{(G_rP_r+I_{dm})M^{2+x}+I_{du}\}+RIN(MG_rP_r)^2\right]\Delta f} \quad (7.4)$$

ここでｍ　：実効光変調度で０＜ｍ＜１の範囲

Ｍ　：APDの受光素子を用いた時のアバランシェ利得

G_r　：PDの受光感度(mA/mW)

P_r　：光の平均受信電力(mW)

ｋ　：ボルツマン定数1.38×10^{-23}(J/k)

Ｔ　：絶対温度(kelvin)

Ｆ　：電気アンプのフロントエンド雑音指数

R_L　：PDの負荷抵抗（Ω）

ｅ　：電子荷重1.6×10^{-19}(Coulomb)

I_{dm}：APDの暗電流の増幅項

I_{du}：APDの暗電流の非増幅項

ｘ　：アバランシェ利得の過度雑音

Δｆ：サブキャリアの受信帯域幅

レーザダイオード(LD)から生じる光出力パワーは入力の駆動電力に比例する。実効光変調度ｍはこの駆動電力を与える平均入力電力Pinによって定義される。

$$m=\frac{\sqrt{\frac{2P_{in}}{R}}}{I_b-I_{th}} \quad (7.5)$$

ここでＩｂ　：LD のバイアス電流

I_{th}　：しきい値電流

Ｒ　：LDの入力インピーダンス

本章で取り扱うLDは、Pin=+10dBmの時m=0.5である。

16-,64-および256QAMに対する平均光受信電力対BER特性の計算結果を図7.7に示す。CNRは受信電力の２乗に比例することから、256QAMの許容できる光受信電力は16QAMと比べると6dB劣化する。しかしながら、光出力パワーを0dBm，また光ファイバ損失を0.4dB/kmとすると、帯域10MH_zを有する256QAM信号は約40km伝送することができる。

実験ではPIN-PDを用いた。その受信感度Grは0.6でCNRの定義式(7.4)におけるアバランシェ利得Ｍは１とする。実験系のブロック図を図7.8に示す。

図7.9にΔf=10MH_zで１重BCHおよびΔf=2MH_zで２重BCHを用いた256QAM信号の光受信電力対BERの実測結果を示す。さらに理論値を破線で示す。いずれの場合も、BCHコードの使用は非符号化に比べてその伝送特性を改善する。BER=10^{-10}において4dBの符号化利得を有する２重BCHコードは光受信電力を2dB改善する。また図7.9からBERは受信帯域幅Δｆ、すなわちシンボルレートおよび符号化率に敏感であることがわかる。非符号化のBER特性で比較するとΔf=2MH_zの256QAM信号はΔf=10MH_zと比べて光受信電力を約3.5dB改善する。このより小さい信号帯域幅によるBERの特性改善は、式（7.4）より容易に説明できる。しかしながら総合の帯域幅は同一とし一波当りの信号帯域幅を減少するマルチキャリア伝送方式を用いると相互変調歪による劣化が生じる。すなわち信号帯域幅の減少によるCNRの改善と相互変調歪の増加は相反するものである。

図7.10には、実効光変調度ｍをパラメータとして光受信電力対BER特性を示す。シングルキャリア伝送の場合、m=0.706の時伝送距離は最長となる。ｍをさらに増加させると過変調により特性は急激に劣化する。図7.11には、BER=10^{-4}および10^{-9}を満足する実効光変調度ｍ対受光電力の関係を示す。変調度ｍを1/10に低減すると許容できる受光電力は10dB減少することがわかる。例えば50Mb/sの256QAM信号を10km伝送する場合、変調度ｍは0.05で十分である。さらにBCHより符号化利得の大きいTCMを適用すれば、さらに伝送距離を改善できる。図7.10，7.11から明かなように、理論値と実験値は良く一致しており、理論値の妥当性を確認すること

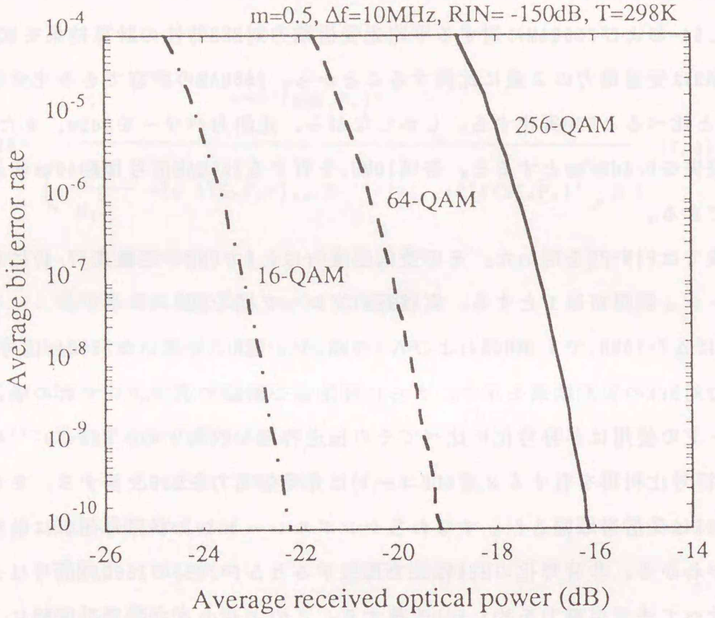


図７.７　光受信電力に対する誤り率特性

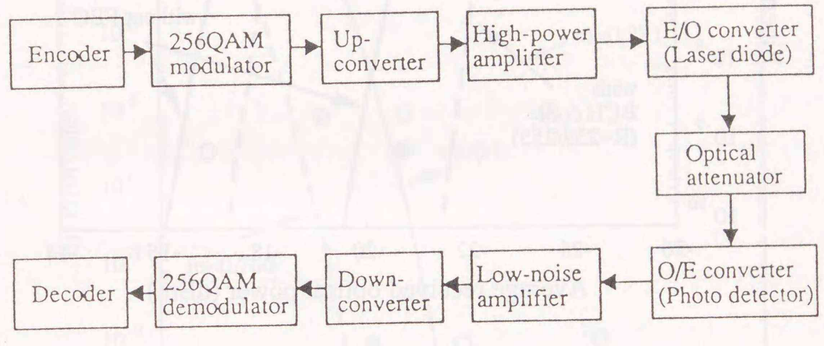


図７.８　実験系のブロック図

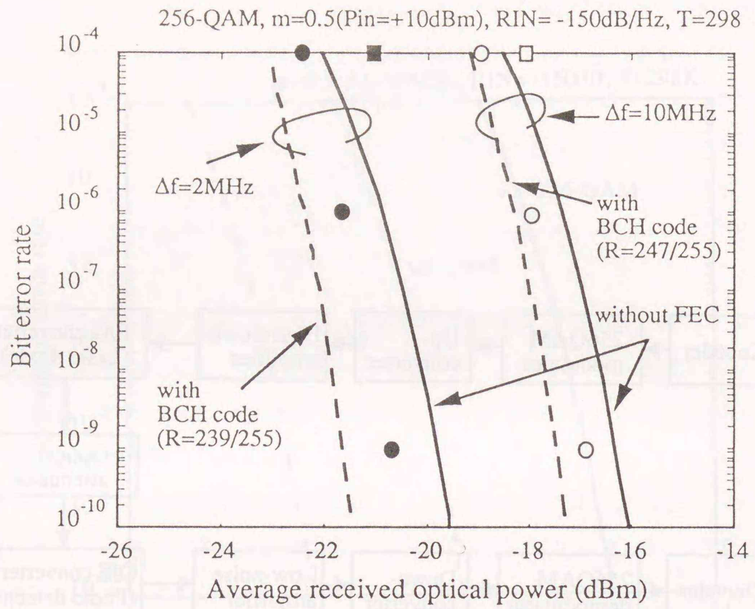


図７.９　信号帯域幅に対する誤り率特性

Experimental data:
□ ----Δf=10MHz, without FEC
○ ----Δf=10MHz, with FEC (BCH with R=247/255)
■ ----Δf= 2MHz, without FEC
● ----Δf= 2MHz, with FEC (BCH with R=239/255)

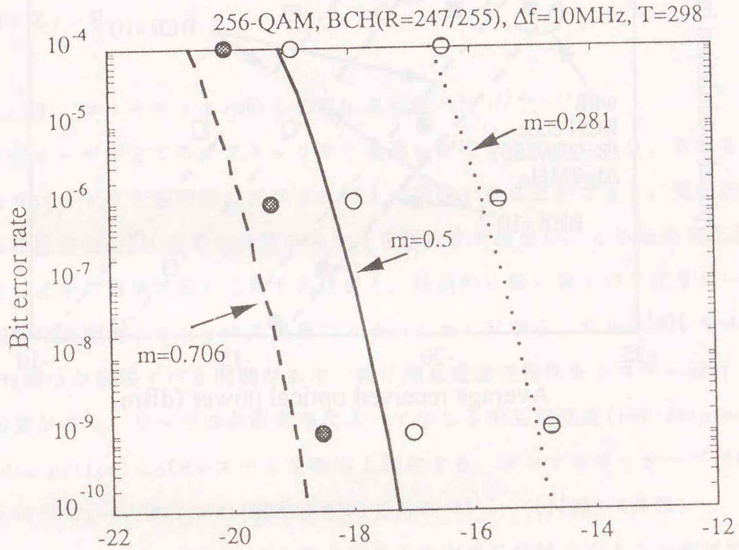


図７.１０　光変調度に対する誤り率特性

(Exprimental data: ⊗ ----m=0.706, ○ ----m=0.5, ⊖ ----m=0.281)

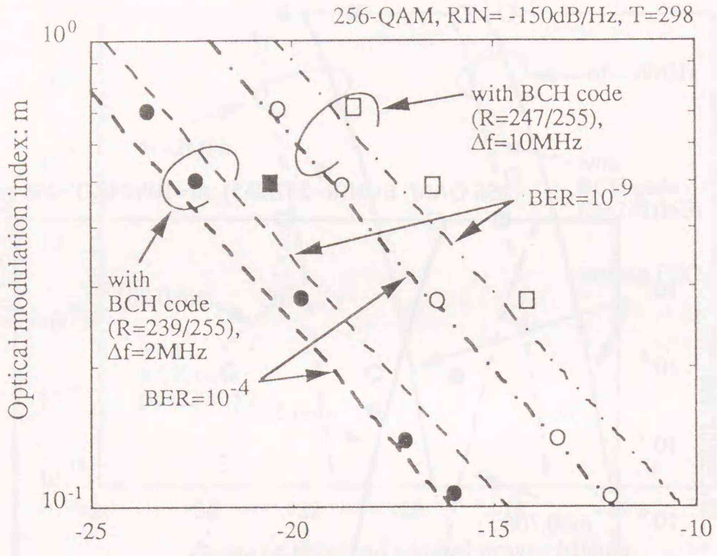


図７．１１　光変調度と光受信電力の関係

Experimental data:
○ ----Δf=10MHz, BCH with R=247/255, BER=10^{-4}
□ ----Δf=10MHz, BCH with R=247/255, BER=10^{-9}
● ----Δf= 2MHz, BCH with R=239/255, BER=10^{-4}
■ ----Δf= 2MHz, BCH with R=239/255, BER=10^{-9}

ができた。

光デバイスに対するCNR特性を図7.12および図7.13に示す。アバランシェ利得と受光感度の高いAPDはPINに比べある光変調度に対して高いCNRを与える。例えばシリコンAPDとPINを比較するとCNRにおいて20dBの差がある。しかし現在では動作周波数の高速化の観点からInGaAs-PINが実用的である。

図7.13はRINをパラメータとしたCNR特性で、RINが小さい程高いCNRを与える。逆に言うと、RINの大きいデバイスは熱雑音、ショット雑音に係わりなく伝送特性を制限する。

７．３．３　マルチチャネルのＳＣＭ伝送特性[16],[24],[25]

一つのレーザを全てのサブキャリアで共通に使用することにより、異なる周波数のRFサブキャリアを同時に光ファイバ上で伝送することができる。受信側ではPDによる検波後BPFによって所望チャネルを選択すれば良い。この場合電気段の信号処理は従来の無線技術を応用すれば良く、経済的に優れ種々のアプリケーションが可能な分配ネットワークを構築できる。しかしながら、マルチチャネルのSCM伝送は幾つか解決すべき問題があり、特に相互変調歪特性をシステム設計上考慮する必要がある。レーザの非線形歪によって生じる相互調整歪(IMD;Intermodulation distortion)はSCMシステムを事実上制約する。シングルオクターブ帯域内においては$f_1+f_2-f_3$ タイプのIMDが支配的である[26]。（付録A-6参照）

それぞれのチャネルのレーザへの入力電力は次式を満足するような選ばねばならない。総合の光変調度をm_T 、それぞれのチャネルの変調度は均一でmとすると、

$$m_T = N^{\beta} \cdot m \qquad (7.6)$$

で与えられる。ここでＮはチャネル数、また$0.5 \leq \beta \leq 1$である。多数のチャネルを用いる時、m_TはRMS(Root Mean square)ルールにより(β=0.5)決定される。140 MHz帯の256QAM信号の３キャリアを用いてマルチチャネルSCM伝送の基礎実験を行なった。ここでは図7.14に示すようにIMDが小さくBERの劣化を生じないIF帯の範囲を選んでいる。図7.14には２トーンテストによる３次歪(IM3)の実測値もプロットしている。

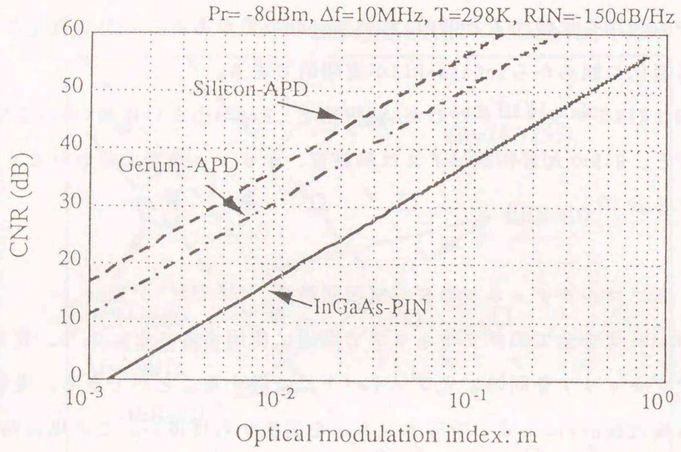


図７.１２　光デバイスに対する光変調度と所要CNRの関係

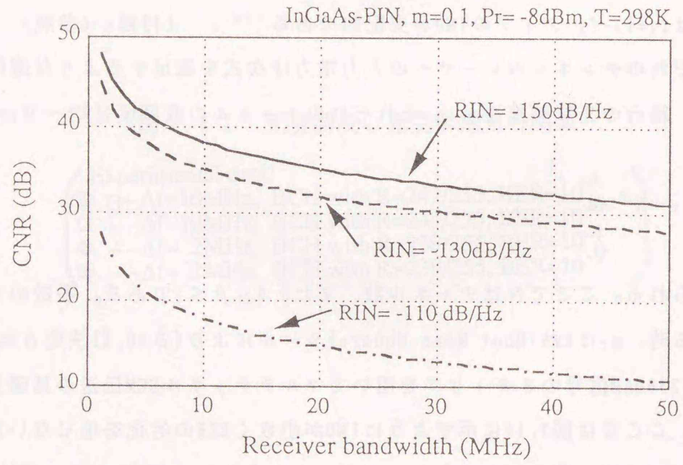


図７.１３　相対強度雑音に対する光変調度と所要CNRの関係

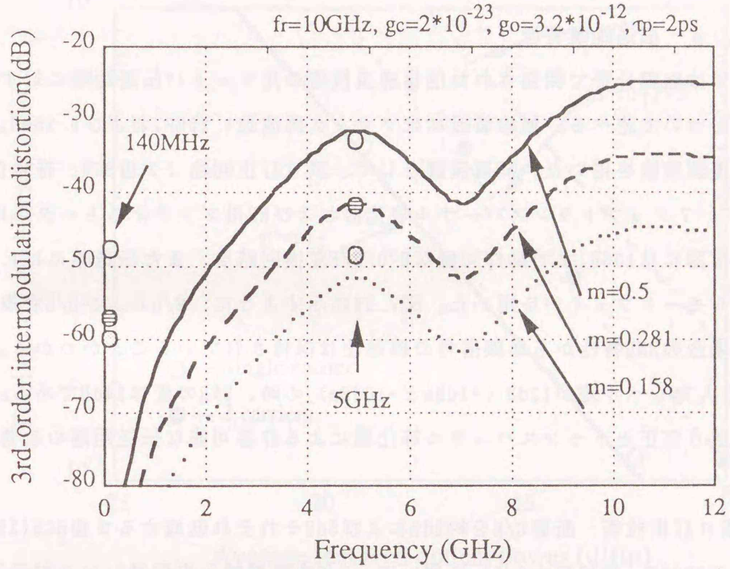


図７.１４　３次相互変調歪特性

図7.15に、BER=10^{-4} を満足する総合変調度m_Tと受光電力の関係を示している。図中にはβ=0.5およびβ=1に対する理論特性を含んでいる。実験値はm_Tがβ=0.5によって決まる理論値に近い値を示すことが確認された。m_Tとmが固定の時、3キャリア伝送の所要受光電力はシングルキャリア伝送のそれに比べ約2.5dB増加することがわかる。

7．3．4　伝送距離特性[13]

ここでは無線分野で開発された信号補償技術の光ファイバ伝送距離に対する伝送特性について述べる。無線装置にはクロック周波数1.25MHzおよび6.25MHzの256QAM変復調装置を用いた。補償装置として、誤り訂正回路（２重BCH，符号化変調SPORT）、７タップトランスバーサル等化器およびRF帯プリディストータを用いた。光送受信器には10GHzまで動作可能なE/O,O/E変換回路を、また伝送路には1.3μmシングルモードファイバを用いた。図7.16に示すように、E/OおよびO/E変換器を介した場合のSNR特性から無線信号の線形性は保持されていることがわかる。例えばO/Eの入力レベル差が12dB（+2dBmと-10dBm）の時、SNRの差は24dBである。

次に誤り訂正とトランスバーサル等化器による許容可能な伝送距離の改善効果を示す。

(1)誤り訂正技術　所要C/Nを約2dBおよび5dBそれぞれ低減する２重BCH(255/239)およびSPORT（帯域拡大8/7）を用いて、E/O変換無線入力信号レベル対伝送距離特性を図7.17に示す。最適入力レベルの時、誤り訂正無しの特性に比べ２重BCHおよびSPORTを用いた場合それぞれ６km，12km伝送距離が拡張できることが明らかになった。

(2)等化技術　信号の位相と振幅を調節し誤差を最小にするトランスバーサル等化器の補償効果を図7.18に示す。等化器無しの特性に比べ約３km伝送距離が改善されることが明らかになった。

7．4　むすび

光強度変調を用いる256QAMのサブキャリア伝送特性を示した。信号帯域幅が２MHzで２重BCHコード付きおよび10MHzで１重BCHコード付きの256QAM信号に対して

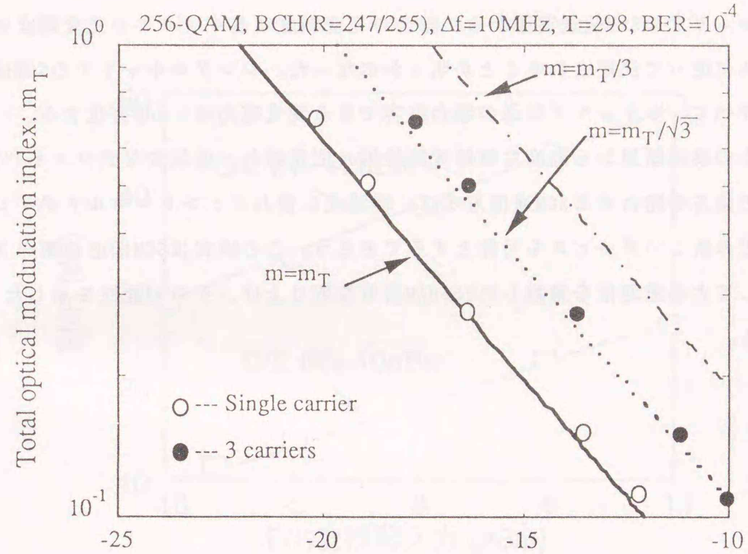


図７.１５　３キャリア多重特性

その伝送特性の理論値と実験値は良く一致することを示した。ビットレート50Mb/sの256QAMのサブキャリア信号は、送信の光出力パワーが0dBmの時約40km伝送できる。電気段の誤り訂正技術の一つであるBCHコードはSCM伝送に対しても効果があり、例えばCNR-BER特性で4dBの符号化利得(BER=10^{-10})を与える２重BCHコードは、許容受光電力を2dB改善する。

３キャリアのSCM伝送実験から、総合の光変調度は各キャリアの光変調度のRMSルールに従って決定されることが明らかになった。シングルキャリアのSCM伝送特性に比べて、３キャリア伝送の場合許容できる受光電力は2.5dB劣化する。

以上の検討結果から高度な無線変調技術と広帯域かつ低損失な光ファイバ伝送技術の両方を結合するSCM通信方式は、経済性に優れポイントーマルチポイント通信などの新しいサービスを可能とするであろう。この研究はSCM伝送の第一ステップとして大容量通信を意識した256QAM信号を取り上げ、その可能性を示したものである。

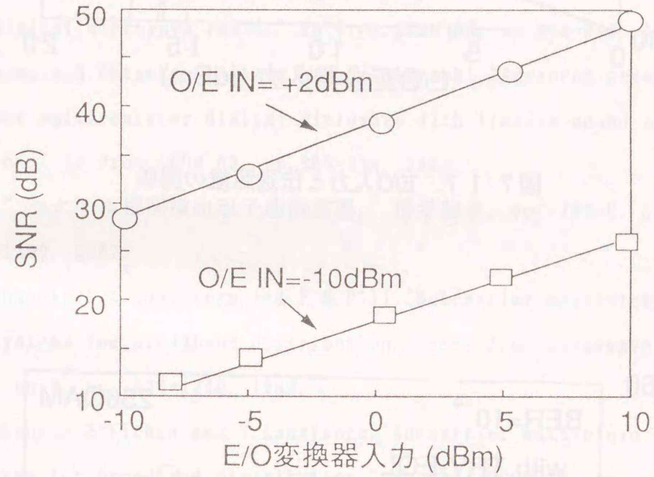


図７.１６　E/O入力とS/Nの関係

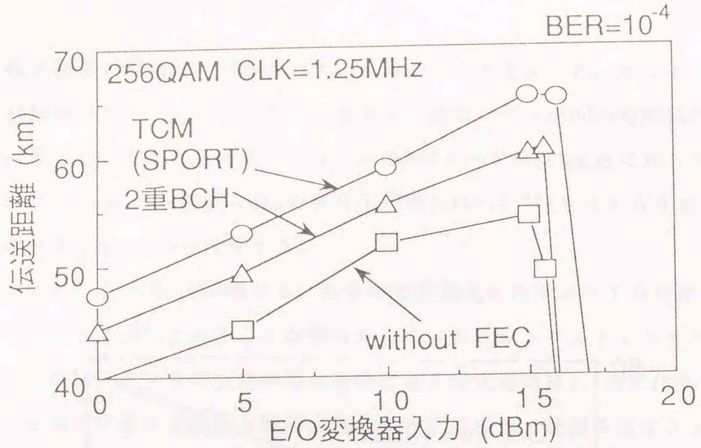


図7.17　E/O入力と伝送距離の関係

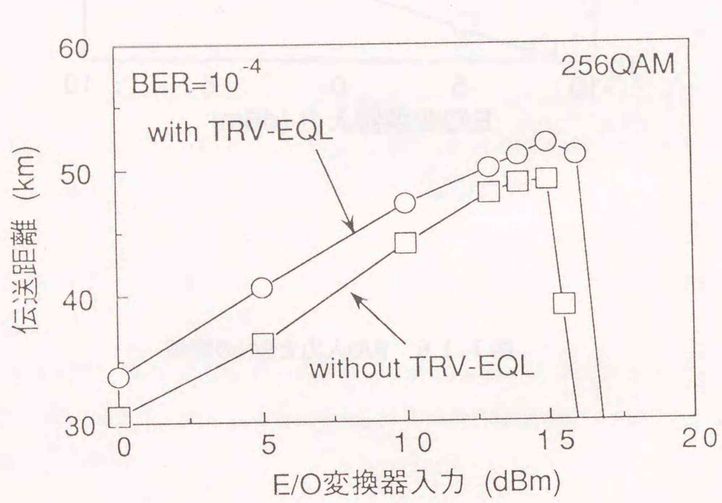


図7.18　トランスバーサル等化器の効果

参考文献

(1)H.Yamamoto,"Advanced 16-QAM techniques for digital microwave radio," IEEE Commun.Mag., vol.19, no.3, pp.36-45, Mar.1981.

(2)Y.Saito,S.Komaki and M.Murotani,"Feasibility consideration of high-level QAM multi-carrier system," in Proc.ICC'84, pp.665-671, 1984.

(3)H.Ohtsuka,Y.Saito and S.Komaki,"Super multi-carrier trellis coded 256 QAM digital microwave radio," in Proc.GCOM'88, pp.244-249, 1988.

(4)Y.Nakamura,H.Ohtsuka,S.Aikawa and H.Takanashi,"Advanced techniques for super multi-carrier digital microwave with trellis-coded 256QAM modulation," in Proc.GCOM'89, pp.389-394, 1989.

(5)松江,"ベクトル相関検出形干渉補償器," 信学論B, vol.J70-B, no.11, pp.1393-1399, 1987.

(6)R.Olshansky,V.A.Lanzisera and P.M.Hill,"Subcarrier multiplexed lightwave systems for broadband distribution," IEEE J.of Lightwave Tech., vol.7, no.9, pp.1328-1340, 1989.

(7)R.Olshansky,E.Eichen and V.Lanzisera,"Subcarrier multiplexd lightwave networks for broadband distribution," in Proc.GCOM'89, pp.982-986, 1989.

(8)W.I.Way,"Subcarrier multiplexed lightwave system design consideration for subscriber loop application," IEEE J.of Lightwave Tech., vol.7, no.9, pp.1806-1818, 1989.

(9)E.Yoneda,"Subcarrier multiplexed optical fiber transmission systems," IECE J. Tech.Report(in Japanese), MW89-146, pp.15-22, 1990.

(10)M.Kavehrad and E.Savov,"Fiber-optic transmission of 64-QAM signals," IEEE J.Select.Areas Commun., vol.8, no.7, pp.1320-1326, 1990.

(11)N.Kanno and K.Ito,"Fiber-optic subcarrier multiplexing video transport employing multilevel QAM," IEEE J.Select.Areas Commun., vol.8, no.7, pp.1313-1319, 1990.

(12)H.Kasai,T.Murase and H.Ueda,"Synchronous digital transmission system

s based on CCITT SDH standard," IEEE Commun.Mag., vol.28, no.8, pp.50-59 ,1990.

(13)大塚, 加々見, 中村, "マイクロ波256QAM信号の光ファイバ伝送における補償技術, "1990年信学秋季全大, B-318, 1990.

(14)中村, 大塚, 加々見, "マイクロ波256QAM信号の光ファイバ伝送実験, "1990年信学秋季全大, B-317, 1990.

(15)H.Ohtsuka,O.Kagami,S.Komaki,K.Kohiyama and M.Kavehrad,"256-QAM subcarrier transmission using cod ..g and optical intensity modulation in distribution networks," IEEE Photo.Tech.Letters, vol.3 , no.4 , pp.381-383, 1991.

(16)H.Ohtsuka,O.Kagami,S.Aikawa and H.Takanashi,"256QAM subcarrier transmission for broadband distribution networks,"in Proc. GCOM'91, pp.1817-1822, Dec.1991

(17)H.Ohtsuka,R.Ohmoto and T.Murase,"Fiber optic link for 256-QAM radio communication systems," IEEE Microwave workshop, pp.143-148, 1991.

(18)T.Murase and H.Ohtsuka,"The latest transmission techniques and future radio outlook," IEEE/IEE Canadian conf.on ECE, pp.53.4.1-53.4.3, 1991.

(19)M.Kavehrad,"A new diversity technique for interference-limited microwave digital radios," Canadian Conf.of E.C.E, pp.44.4.1-44.4.5, 1990.

(20)G.Ungerboeck,"Trellis-coded modulation with redundant signal sets, Part-II," IEEE Com.Mag., vol.25, no.2, pp.5-21, 1987.

(21)Y.Saito,"Trellis coded modulation for multi-state QAM-which is better,signal space expansion or bandwidth expansion?," Trans.IEICE, vol.E73, no.10, pp.1666-1672, 1990.

(22)Y.Nakamura S.Aikawa and H.Takanashi,"150KG high-coding gain TCM VLSIs(SPORT-LSI)for outage-free digital microwave radios," NTT review, vol.2, no.5, pp.84-91, 1990.

(23)K.Sato,"Intensity noise of semiconductor laser diodes in fiber optic analog video transmission," IEEE J.of Quantum Elect., vol.19, pp.34-46, 1983.

(24)R.Olshansky and V.A.Lanzisera,"60-channel FM video subcarrier multiplexed optical communication system," Elect.Lett., vol.23, pp.1196-1198, 1987.

(25)P.Lannone and T.E.Darcie,"Multichannel intermodulation distortion in high-speed InGaAsP lasers," Elect.Lett., vol.23, no.25, 1361-1362, 1987.

(26)T.E.Darcie,"Subcarrier multiplexing for lightwave networks and video distribution systems," IEEE J.Select.Areas Commun., vol.8, no.7, pp.1240-1248, 1990.

第8章　結　　論

本論文は、ディジタル無線通信の伝送容量増大と周波数利用効率の向上を同時に実現するための直交偏波共用における干渉波補償技術について、また経済性、ネットワーク構築の柔軟性を向上するための通信方式および干渉波補償技術について、筆者がその設計法の確立から実用化に到るまでの研究成果をまとめたものである。

21世紀を目指した基幹通信網に対する基本的考え方は、信頼性を常時保つ基本条件に加えてユーザーが自由にサービスを選択できることである。そのためには、大容量伝送が可能であることが重要な条件となる。この場合、資源、即ち無線系通信において周波数が資源に相当し、これを効率良く利用せねばならない。さらに、ユーザからは個性的で多様な要望が寄せられることが予想され、無線系においても迅速にそのユーザニーズに応えていかなければならない。

ディジタル無線通信の分野では、上記要求を満たすために直交偏波共用による256QAM伝送の研究開発を進めた。しかし、256QAMの採用は所要C/Nの増加を招き、またマルチパスフェージング、アンテナの不完全性などの不具合によって伝送特性が大きく劣化するため、高精度な交差偏波干渉補償器の開発が望まれた。

また、ネットワークの柔軟性を向上させるために中継局の簡易化・汎用化を実現する必要があり非再生中継が検討されているが、信号を復調することなく分配・合成を行なうためこれまでの再生中継方式で存在しなかった隣接チャネル通過干渉を解決する必要が生じた。さらに、電波が集中する都市内の無線端局では他ルートからの電波干渉が発生するため、その干渉波対策が求められた。

そこで本論文では、周波数選択性フェージングに対する交差偏波識別度、フェージング速度およびトランスバーサルフィルタの特性を考慮しつつ、交差偏波干渉補償器に関する研究を取り上げた。また隣接チャネル通過干渉については、所望信号と干渉波の周波数同期に着目しつつ、トランスバーサル等化器の改善効果に関する研究を取り上げた。さらに他ルート干渉に関しては、光ファイバの急速な普及と干渉波を受けないシステムに着目し、無線変復調技術と光通信技術を融合させたサブキャリア伝送を取り上げることにした。

本論文においては、交差偏波干渉補償器の理論解析を通じて改善効果を定量的に明らかにし、それをもとに開発したトランスバーサルフィルタLSIを内臓する装置を試作した。伝送実験の結果、D/U換算で20dBの改善効果が得られ256QAMの直交偏波共用伝送を実現することができた。以下、本研究によって得られた結果及び考察を各章ごとに分けてまとめとする。

第2章では、トランスバーサル形交差偏波干渉補償器の改善効果を理論的に検討した。フーリエ級数展開法を用いてXPD（または交差偏波干渉波と参照信号の周波数特性比）の周波数逆特性からD/U改善効果を算出する方法を提案し、トランスバーサルフィルタの最適タップ数の決定法を示した。また、一例としてIF帯SAWフィルタの検討を行ない高速な符号速度に対してトランスバーサルフィルタを精度良く実現できる設計法を示した。

第3章では、第2章で提案した改善効果算出法を拡張し、直交偏波信号の周波数相関に対する交差偏波干渉補償器の特性を明らかにした。また新たに、自信号の波形歪を等化するトランスバーサル等化器を併用した場合のXPD周波数特性に対する交差偏波干渉補償器の特性を検討した。また、参照信号の周波数特性に対する検討を加え、総てのフェージング事象に対する補償器の改善効果および補償後の絶対D/U値を明らかにした。

第4章では、高速フェージングに対応できる交差偏波干渉補償器の制御アルゴリズムSBS法を提案した。SBS法は定常時の安定性とフェージング時の高速応答性を満足することを理論的に示し、室内模擬実験および長期符号伝送実験により多大な効果があることを確認した。また、ディジタル演算により干渉補償を行なう場合アナログ／ディジタル変換法として識別範囲拡大法を提案し、D/U改善効果が従来と比べ10dB向上することが明らかとなった。

第5章では、判定帰還フィルタの交差偏波干渉補償器への適用について検討した。判定帰還等化器と同様、主信号または参照信号における2波干渉モデルの相対振幅比が1に近づくほどその効果は大きくなり、干渉除去能力に優れていることを示した。さらに判定帰還フィルタおよびMSE制御が可能で28タップを1チップに内蔵した高集積LSIを紹介した。本LSIを用いれば従来に比べ約1/4に小型化でき装置の経済化に貢献できる見通しを得た。

第6章では、非再生中継伝送における隣接チャネル通過干渉の概念を示し、チ

ャネル間の変調ローカルおよび共通RFローカルの同期、非同期に対する隣接チャネル通過干渉の振る舞いを明らかにした。所望信号と隣接チャネル通過干渉との周波数同期が確立しているときトランスバーサル等化器がその補償に有効であることを実験的に示した。また、シングルキャリアの多中継伝送実験により端局の交差偏波干渉補償器が十分効果を示すことも明らかになった。

第７章では、他ルート干渉を防止する通信方式として光ファイバ通信を応用したサブキャリア伝送について検討し、光変調度および信号帯域幅（ビットレート）に対する伝送特性を理論および実験により明らかにした。さらに無線技術であるブロック符号を用いた誤り訂正BCHの適用を検討しその効果を検証した。

謝　　辞

本論文をまとめるにあたり、終始変わらぬ暖かい励ましとご指導を賜った北海道大学工学部　伊藤精彦教授に心から感謝の意を表します。

また、細部にわたってご検討いただくとともに、種々の貴重なご助言を下さいました北海道大学工学部　小川吉彦教授、北海道大学工学部　栃内香次教授および北海道大学工学部　小川恭孝助教授に深く感謝いたします。

本研究は、筆者が日本電信電話株式会社における研究業務の一環として担当したものであり、多くの方々にご指導とご協力を頂きました。

本研究の遂行にあたりご援助いただきました日本電信電話株式会社無線システム研究所山本平一所長、東海大学開発技術研究所進士昌明教授（前無線伝送技術研究部長）、ネットワークシステム開発センター小檜山賢二部長（前無線方式研究部長）、森田浩三無線方式研究部長、平出特別研究室長に深く感謝いたします。

さらに、本研究の機会を与えて下さりご教示をいただきました大阪大学通信工学科小牧省三助教授（前無線システム研究所主幹研究員）ならびに無線システム研究所村瀬武弘企画部長に感謝いたします。

また、本研究を進めるにあたり直接ご指導いただきかつ有益なご討論をいただきましたネットワークシステム開発センター荒木正治主幹技師（前無線システム研究所）、無線システム研究所松江英明主任研究員に深く感謝いたします。

さらに本研究にご協力いただいたネットワークシステム開発センター橋本明部長、無線システム研究所栗田修主幹研究員、斉藤洋一主幹研究員、白土主任研究員ならびに多くの無線システム研究所研究員に感謝いたします。

［付録A-1］

トランスバーサルフィルタの重み付け法は、直接計算法（プリセット形）と逐次的手法に大別できる。逐次的手法にはよく知られたZF（Zero-forcing)法、MSE(Mean square error)法などの時間軸上の制御アルゴリズムがあり、伝送路が変動するディジタルマイクロ波方式にもこの方法が主に採用されている。第２章と第３章では直接計算法を取り上げ、さらに$\alpha_n=\beta_n$なる簡便法を用いてXPICの特性を評価している。以下に本手法の妥当性を示す。

式(3.9)において$M_V^{-1}(f)=1$と仮定し、伝達関数$M_M(f), X_H(f)$それぞれのフーリエ級数展開係数値をd_n, x_nとすると、(2N+1)タップを有するXPIC内のトランスバーサルフィルタのタップ係数α_nは次式の行列式を解くことにより得られる。

$$\begin{bmatrix} \alpha_{-N} \\ \vdots \\ \alpha_0 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 & \cdots & d_{-2N} \\ \vdots & & \vdots \\ d_N & \cdots & d_{-N} \\ \vdots & & \vdots \\ d_{2N} & \cdots & d_0 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_{-N} \\ \vdots \\ X_0 \\ \vdots \\ X_N \end{bmatrix} \qquad (A.1.1)$$

ここで行列$S=D^{-1}$を定義する。

$$\begin{bmatrix} S_0 & \cdots & S_{-2N} \\ \vdots & & \vdots \\ S_N & \cdots & S_{-N} \\ \vdots & & \vdots \\ S_{2N} & \cdots & S_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_0 & \cdots & d_{-2N} \\ \vdots & & \vdots \\ d_N & \cdots & d_{-N} \\ \vdots & & \vdots \\ d_{2N} & \cdots & d_0 \end{bmatrix}^{-1} \qquad (A.1.2)$$

さらに変数kをパラメータとしてα_nは次式で表わされる。

$$\alpha_n = \sum_{k=-N}^{N} S_{n-k} \cdot x_k \qquad (A.1.3)$$

一方、N→∞とした無限級数表示による係数β_nは同様に次式となる。

$$\beta_n = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{n-k} \cdot x_k \qquad (A.1.4)$$

もし$M_H(f)=1$とすると、$\alpha_n=\beta_n$となることは明らかである。
またディジタルマイクロ波通信では以下の条件が成立する。

$$|S_0| > |S_{\pm1}|, |S_{\pm2}|, \cdots \quad \text{および} \quad |S_0| > |x_n| \qquad (A.1.5)$$

この仮定のもとで簡便法$\alpha_n=\beta_n$を用いている。（ただし正確には$\alpha_n=-\beta_n$となるが、センタータップα_0を対称にタップ数を決めているため改善効果を算出する時問題にならない。）

［付録A-2］

受信機におけるXPIC補償前のD/Uの逆数をU_1/D とすると、その値は次式で与えられる。

$$U_1/D = \int_{\Delta f} \left| \frac{X_V(f)}{M_V(f)} \right|^2 df = \int_{\Delta f} |Y_A(f)M_H(f)|^2 df \qquad (A.2.1)$$

一方、XPICによる干渉波補償後のU_2/Dは次式で示される。

$$U_2/D = \int_{\Delta f} \left| \frac{X_V(f)E_V(f) - M_H(f)K_V(f)}{M_V(f)E_V(f)} \right|^2 df \qquad (A.2.2)$$

$$= \int_{\Delta f} |Y_A(f)M_H(f) - K_V(f)M_H(f)|^2 df$$

すなわち、D/Uの改善量D/U_iはU_1/DとU_2/Dの比で表わすことができる。

$$D/U_i = (U_1/D)/(U_2/D) = U_1/U_2 \qquad (A.2.3)$$

例えば$M_H(f)=1$の解析パターン＃２に対しては、改善量D/U_iは所望周波数特性と残留周波数特性の電力比で表わすことができる。

$$D/U_i = \frac{\int_{\Delta f}|Y_A(f)|^2 df}{\int_{\Delta f}|Y_A(f)-K_v(f)|^2 df} = \frac{\int_{\Delta f}|Y_A(f)|^2 df}{\int_{\Delta f}|R(f)|^2 df} \qquad (A.2.4)$$

［付録A-3］

方形QAMフォーマットの最大ピークパワーを１と仮定すると、平均電力は次式で与えられる。

16QAMの場合

$$\frac{1}{16}\sum_{i=1}^{16} r_i^2 = \frac{5}{2} \quad d^2 = \frac{5}{9} \qquad (A.3.1)$$

64QAMの場合

$$\frac{1}{64}\sum_{i=1}^{64} r_i^2 = \frac{21}{2} \quad d^2 = \frac{3}{7} \qquad (A.3.2)$$

256-QAMの場合

$$\frac{1}{256}\sum_{i=1}^{256} r_i^2 = \frac{85}{2} \quad d^2 = \frac{17}{45} \qquad (A.3.3)$$

ここでｄは最小信号間距離、r_iは信号点を表わす。

［付録A-4］

拘束長Ｌ(=2^8-1)の中でｉ個の誤り訂正が可能なBCHコードに対して、平均BER,P_b,は次の近似式で求められる。ただし$P<(2i+1)/L$とする。

$$P_b = \frac{1}{4}\left\{5F\left(\frac{P}{8}\right)+F\left(\frac{P}{4}\right)+F\left(\frac{P}{2}\right)+F(P)\right\} \qquad (A.4.1)$$

ただし

$$F(P) = \binom{L}{i} P^i(1-P)^{L-i}\frac{2i-1}{L} \qquad (A.4.2)$$

ここでPは復号前のLSB(Least significant bit)のBERを与える。例えば256QAM信号の場合上位から第４ビットめがLSBとなり、Pは次式で与えられる。

$$P = \frac{1}{2}\,\mathrm{erfc}\left(\sqrt{\frac{CNR}{170}}\right) \qquad (A.4.3)$$

［付録A-5］

相対強度雑音RINは光出力の強度変動の２乗平均と平均の光強度出力の２乗の比で与えられる。また、RINは$(I_b/I_{th}-1)^{-3}$に比例することが知られている。ここでI_bはレーザのバイアス電流、I_{th}はしきい値電流を示す。

$$RIN = \frac{\overline{\Delta P^2}}{\overline{P}^2} \qquad (A.5.1)$$

［付録A-6］

電気段における所望信号と３次相互変調歪の比は次式で与えられる

$$\frac{IM_3}{M_f} = \frac{1}{4}m^4\frac{\left\{\left(\frac{f}{f_r}\right)^4-\frac{1}{2}\left(\frac{f}{f_r}\right)^2\right\}^2+4\pi^2 f^6\frac{\tau_p^2}{f_r^4}}{g(f)^2 g(2f)^2} \qquad (A.6.1)$$

ここでg(f)は

$$g(f)=\left[\left\{\left(\frac{f}{f_r}\right)^2-1\right\}^2+\left(\frac{2\pi g_c f}{g_0}\right)^2\right]^{1/2} \qquad (A.6.2)$$

である。ここでf_rはレーザの共振周波数、τ_pは光子の寿命、g_cは不飽和利得係数およびg_0は利得係数である。

研究業績

［論文］

（１）大塚,荒木,橋本，"周波数選択性フェージングに対するトランスバーサル形交差偏波間干渉補償器の理論的検討," 信学論Ｂ，vol.J69-B, no.6, pp.617-623, 1986.

（２）H.Ohtsuka, H.Matsue and T.Murase,"The SBS Control Algorithm of Cross Polarization Interference Canceller on Digital Radio Systems," IECE Trans., vol.E73, no.3, pp.401-409, 1990.

（３）H.Ohtsuka,"Frequency-domain Analysis of a Cross Polarization Interference Canceller under Multipath Fading for Digital Radio Systems,"IEICE Trans., vol.E74, no.9, pp.2798-2806, 1991.

（４）大塚,加々見,中村，"判定帰還フィルタを用いた交差偏波干渉補償器の改善特性," 信学論Ｂ－Ⅱレター，vol.J.74-B-Ⅱ，no.7, pp.424-427, 1991.

（５）H.Ohtsuka,O.Kagami,S.Komaki,K.Kohiyama and M.Kavehrad,"256QAM subcarrier transmission using coding and optical intensity modulation in distribution networks," IEEE phot.tech.Letters, vol.3, no.4, pp.381-383, 1991.

（６）大塚,加々見,渡辺，"非再生中継における隣接チャネル通過干渉の一考察," 信学論Ｂ－Ⅱレター，vol.J74-BⅡ，no.10, pp.566-568, 1991.

（７）H.Matsue,H.Ohtsuka and T.Murase,"Digitalized Cross-Polarization Interference Canceller for Multilevel Digital Radio,"IEEE J.on Select.Area.in Commun., vol.5, no.3, pp.493-501, 1987.

（８）松江,大塚,村瀬，"超多値変調用ディジタル交差偏波干渉補償器," 信学論Ｂ，vol.J70-B, no.8, pp.977-986, 1987.

（９）加々見,渡辺,大塚，"隣接チャネル通過干渉に対するトランスバーサル等化器の補償効果," 信学論Ｂ－Ⅱ（1992年６月号掲載予定）

［研究実用化論文］

（１）荒木,大塚,菊池，"長スパンディジタルマイクロ波方式送受信装置," 研究実用化報告，Vol.34, No.12, pp.1739-1747, 1985.

（２）H.Matsue,H.Ohtsuka and K.Kikuchi,"LS-200M Digital Microwave Radio Repeater," Review of the Electrical Communication Laboratories, vol.34, no.3, pp.301-307, 1986.

（３）松江,白土,渡辺,大塚, "4･5･6G-400M 方式用フェージング補償装置," NTT研究実用化報告, vol.37, vo.9, pp.507-513, 1988.

（４）大塚,渡辺,相河,中村, "ディジタルマイクロ波方式高性能干渉補償技術," NTT R&D, Vol.39, No.11, pp.1499-1510, 1990.

（５）H.Ohtsuka,K.Watanabe,S.Aikawa and H.Nakamura, "Advanced Countermeasure Techniques for Outage-free Digital Microwave Radio," NTT Review, vol.3, no.1, pp.38-49, 1991.

[国際会議]

（１）H.Ohtsuka,Y.Saito and S.Komaki,"Super Multi-carrier Trellis Coded 256QAM Digital Microwave Radio," in Proceedings of the 1988 Global telecommunications Conference, pp.244-249, Nov.1988.

（２）Y.Nakamura,H.Ohtsuka,S.Aikawa and H.Takanashi,"Advanced Techniques for Super Multi-Carrier Digital Microwave Radio with Trellis-Coded 256QAM Modulation," in Proceedings of the 1989 Global telecommunications Conference, pp.389-394, Nov.1989.

（３）T.Okuno,Y.Nakamura,H.Ohtsuka and S.Komaki,"High quality technologies for outage-free microwave radio," in Proceedings of the 1991 International Conference on Communications, pp.5.5.1-5.5.6, June 1991.

（４）H.Ohtsuka,R.Ohmoto and T.Murase,"Fiber optic link for 256QAM radio communication systems," in Proceedings of the 1991 Microwave Workshops and Exhibition, pp.143-148, Sept.1991.

（５）T.Murase and H.Ohtsuka,"The latest transmission techniques and future radio outlook," in IEEE/IEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp.53.4.1-53.4.3, Sept.1991.

（６）H.Ohtsuka,O.Kagami,S.Aikawa and H.Takanashi,"256QAM subcarrier transmission for broadband distribution networks," in Proceedings of the 1991 Global telecommunications Conference, pp.1817-1822, Dec.1991.

（７）K.Watanabe,H.Ohtsuka and O.Kagami,"A non-regenerative repeater digital microwave radio system," in Proceedings of the 1991 Global telecommunications Conference, pp.1812-1816, Dec.1991.

（８）H.Ohtsuka, R.Ohmoto, H.Ichikawa, M.Ogasawara and T.Murase, " A sub carrier transmission approach to microcellular systems," in proceedings of the 1992 International Conference on Communications（発表予定 June.1992）.

[研究会]

（１）荒木,大塚, "トランスバーサルフィルタを用いた交差偏波間干渉補償装置の検討," 電子通信学会技術研究報告通信方式研究会, CS83-187, pp.7-14, 1983.

（２）大塚,荒木, "トランスバーサル形交差偏波間干渉補償器の改善効果推定法," 電子通信学会技術研究報告通信方式研究会, CS85-14, pp.51-58, 1985.

（３）松江,大塚,村瀬, "256QAM方式用全ディジタル形交差偏波間干渉補償器の構成と特性," 電子通信学会技術研究報告通信方式研究会, CS85-106, pp.1-8, 1985.

（４）大塚,白土,松江, "シフトビットセレクト機能を有する交差偏波間干渉補償器の構成と特性," 電子通信学会技術研究報告通信方式研究会, CS86-5, pp.33-38, 1986.

[全国大会]

（１）大塚,荒木,小牧, "SAWを用いたIF帯トランスバーサル等化器用遅延線," 昭和59年度電子通信学会総合全国大会, 2375, 1984.

（２）大塚,荒木, "交差偏波間干渉補償器の改善効果推定法," 昭和60年度電子通信学会総合全国大会, 2324, 1985.

（３）松江,大塚,白土, "シフトビットセレクト制御偏波干渉補償器の特性," 昭

和61年度電子通信学会総合全国大会，2301，1986.
（４）松江，白土，大塚，"シフトビットセレクト制御偏波干渉補償器，" 昭和61年度電子通信学会総合全国大会，2302，1986.
（５）大塚，松江，"SBS制御交差偏波干渉補償器の特性，" 昭和61年度電子通信学会通信部門全国大会，417，1986.
（６）大塚，松江，"識別範囲拡大形交差偏波間干渉補償器，" 昭和62年度電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会，2155，1987.
（７）大塚，斉藤，"ディジタルマイクロ波方式用交差偏波干渉補償器のD/U改善効果，" 昭和63年度電子情報通信学会春季全国大会，B-781，1988.
（８）神野，大塚，"フェージングシミュレータによる劣化解析手法，" 昭和63年度電子情報通信学会秋季全国大会，B-484，1988.
（９）大塚，中村，斉藤，"ディジタルマイクロ波通信における信号処理技術，" 昭和63年度電子情報通信学会秋季全国大会シンポジウム，SB-6-4，1988.
（10）大塚，神野，斉藤，"超マルチキャリア256QAMモデムの耐フェージング特性，" 電子情報通信学会春季全国大会(1989)，B-928，1989.
（11）大塚，田村，中村，"スーパマルチキャリア用交差偏波干渉補償器の特性，" 1989年電子情報通信学会秋季全国大会，B-563，1989.
（12）大塚，田村，"多重波伝搬に対する瞬断率評価とフェージング等化技術，" 1990年電子情報通信学会春季全国大会シンポジウム，SB-1-12，1990.
（13）中村，大塚，"ディジタルマイクロ波通信用判定帰還形等化器の検討，" 1990年電子情報通信学会春季全国大会，B-401，1990.
（14）福士，大塚，宮嶋，"256QAMスーパマルチキャリア方式の伝送特性，" 1990年電子情報通信学会春季全国大会，B-414，1990.
（15）加々見，大塚，小牧，"多値QAM変調ヘテロダイン中継技術に関する基礎検討，" 1990年電子情報通信学会春季全国大会，B-398，1990.
（16）大塚，中村，加々見，"マイクロ波256QAM信号の光ファイバ伝送における補償技術，" 1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-318，1990.
（17）中村，大塚，加々見，"マイクロ波256QAM信号の光ファイバ伝送実験，" 1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-317，1990.
（18）渡辺，加々見，大塚，"ヘテロダイン中継における反射波相加および隣接チャネル通過干渉に関する実験的検討，" 1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-335，1990.
（19）加々見，大塚，"ヘテロダイン中継における隣接チャネル通過干渉補償技術の検討，" 1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-336，1990.
（20）中村，大塚，"汎用・高機能トランスバーサルフィルタLSI，" 1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-314，1990.
（21）田村，大塚，"実伝搬の周波数特性に対するフェージングパラメータの算出，" 1990年電子情報通信学会秋季全国大会，B-338，1990.
（22）加々見，大塚，渡辺，"隣接チャネル通過干渉に対するマルチキャリア伝送技術の効果，" 1991年電子情報通信学会春季全国大会，B-434，1991.
（23）大本，大塚，"π/4ｼﾌﾄQPSK信号のサブキャリア伝送特性，" 1991年電子情報通信学会秋季全国大会，B-277，1991.

［特許］

（１）自動トランスバーサルフィルタ　60-274980
（２）等化器リセット方式　59-190255
（３）ディジタル形直流ドリフト補償回路　60-114379
（４）交差偏波間干渉補償回路　61-116114
（５）トランスバーサルフィルタ制御回路　61-112511
（６）多値識別方式　61-263660
（７）ディジタル復調方式　外国特許
　ADIGITAL　SIGNAL　DEMODULATION
　アメリカ　050,664　　カナダ　537,424
　フランス　8706979　　オランダ　87.01192
（８）交差偏波受信機　62-332104
（９）等化器　63-313350
（10）トランスバーサルフィルタ制御回路　1-145846
（11）交差偏波干渉補償回路　1-181829
（12）自動等化器　1-325185
（13）適応等化器　2-97926

（14）無線送受信機　2-64120

（15）無線中継装置　2-227137

（16）送信出力制御方式　2-62660

（17）送信電力制御方式　2-73474

（18）移動通信方式　2-75889

（19）コードレス通信方式　2-75891

（20）通信方式　2-75890

（21）移動通信方式　3-178243

（22）移動通信方式　3-198274

（23）移動通信方式　3-249471

（24）ﾀﾞｲﾊﾞｰｼﾃ送受信方式　3-285548