

博士論文

デジタル衛星通信の高度化に関する研究

原 孝雄

2003年1月17日

奈良先端科学技術大学院大学
情報科学研究科 情報システム学専攻

本論文は奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科に
博士(工学)授与の要件として提出した博士論文である。

原 孝雄

審査委員： 山本 平一 教授
 小山 正樹 教授
 岡田 実 助教授

Doctor's Thesis

Studies on an Advancement of Digital Satellite
Communications System

Takao Hara

January, 17, 2003

Department of Information Systems
Graduate School of Information Science
Nara Institute of Science and Technology

Doctor's Thesis
submitted to Graduate School of Information Science,
Nara Institute of Science and Technology
in partial fulfillment of the requirement for the degree of
DOCTOR of ENGINEERING

Takao Hara

Thesis committee: Heiichi Yamamoto, Professor
Masaki Koyama, Professor
Minoru Okada, Associate Professor

デジタル衛星通信の高度化に関する研究¹

原 孝雄

内容梗概

1960年代からの実験期間を経て1965年にインテルサットによって国際通信手段として実用化されて以来、衛星通信は飛躍的な発展を遂げてきた。衛星通信は、その初期の頃は電話、TV中継が主体で、通信方式としてFMすなわちアナログ方式が主流であったが、電話のデジタル化や近年のインターネットの普及などトラヒックの急増につれて、伝送効率・品質に優れ、回線構成も柔軟なデジタル衛星通信方式の重要性が増してきた。また衛星本体や打上げコストの低下に伴い、わが国でも盛んに利用されるに至った。デジタル衛星通信方式として主なものは、比較的小容量通信に適合するSCPC(Single Channel Per Carrier)方式と、中・大容量基幹網としてのTDMA(Time Division Multiple Access)方式、次世代、大容量のSS/TDMA(Satellite Switched TDMA)方式、さらには企業などのアクセス回線として有用なSCPCとTDMAを複合したVSAT(Very Small Aperture Terminal)方式がある。

これらデジタル衛星通信方式の実用に向けては、各方式に固有の技術課題が存在するが、本研究は、その中でPSK(Phase Shift Keying)波の波形伝送、変復調および同期など通信方式に関するそれぞれのコア技術について研究し、システムの性能向上や、経済性に優れたネットワーク実現の可能性を提案し、実証するものである。

SCPC方式は、電話またはデータ一回線当たり1波の搬送波を、衛星中継器一つに対して400~1000波程度FDMA(Frequency Division Multiple Access)方式によって配列する方式で、地球局の伝送容量に応じて柔軟な回線設定ができる特徴を有している。しかしこの方式では複数搬送波を中継器で共通増幅するために発生する混変調雑音によって回線品質が劣化するという重要な問題がある。本研究では、合計の衛星入力電力を等価的に下げて回線品質を保つために音声のあるときのみ搬送波を送信するボイスアクチベーションを採用する系で、かつ搬送波の受信周波数の変動の割合が非常に大きいSCPCの環境下で高性能変復調系を得ることを狙い、高速高安定な搬送波再生系として2-mode

¹ 奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科情報システム学専攻, NAIST-IS-DT0261020
2003年1月17日

PLL(Phase Locked Loop) 方式を考案・実験し、伝送系についてチャネル間干渉が少なくかつ判定タイミングジッタ(誤差)にも強いナイキストフィルタを理論的に求めることによって変復調系の高性能化を達成した。

TDMA 方式は衛星中継器を1キャリアで占有する方式であるため、SCPC 方式のような混変調雑音を考慮する必要がなく、衛星電力を最大限に利用できることや、トラヒックに応じた回線割り当てが容易であるという大きな特徴を有している。また、より発展した方式として衛星に交換機能を搭載した SS/TDMA 方式が考案され、空間分割による周波数の再利用による大容量化が期待されている。TDMA 方式は、SCPC 方式と違ってその信号速度はシステム全体の容量によって決まるため、本質的に地球局の所要送信電力が大きくなる。その上に TDMA 方式では従来、地球局高出力増幅器(HPA: High Power Amplifier)は十分なバックオフを取って線形領域で運用してきた。その結果、装置が大規模となる嫌いがあり、コスト・運用性の面で難点が多く、国際通信や大規模基幹網としての利用に限られていた。シングルキャリアの特徴を生かして HPA も飽和点で動作させることができれば、地究局の大幅な経済化と省電力化が実現する。本研究では、衛星と地球局 HPA の二段の非線形素子を含む系における QPSK 波の伝送特性をコンピュータシミュレーションによって求める手法を確立し、伝送路フィルタおよび搬送波再生系の設計最適化とそれに加えて誤り訂正符号との複合化によって、HPA を飽和点で動作させることができること、それにより最大定格電力を 1/4 程度に小型化できることなど、伝送特性の少しの犠牲で地球局の大幅な小型化・省電力化が可能なことを理論および実験により確認した。

また TDMA フレームタイミングを最初に捕捉するイニシャルアクジションには、従来 PN 符号を用いることが一般的で、フレーム同期に長い時間を要し、障害復旧など運用性に課題があった。本研究では複合符号(Multi Component Code)を用いたフレーム同期方式を採用することで、同期時間を大幅に短縮し TDMA の運用性を高める方式を実現した。

SS/TDMA 方式では、その固有のフレーム構成のため、地球局からの送信信号はその一部しか返送されないため、信号全てが返送されることを前提に親局を時間基準として行う通常の TDMA 方式のアクジションやバースト同期方式は使えない。本研究では、衛星上の交換シーケンスに含まれる SYNC WINDOW と呼ばれる時間領域を用いて、衛星を時間基準とする方式を考案し、2-mode イニシャルアクジションや、バースト同期方式にクロックの AFC を併用することなどによって高速かつ高精度の同期を確立する方法を理論的に実証しこの問題を解決した。

最後に、広域に分散する企業などの拠点間の小容量アクセス回線として期待される VSAT 衛星通信方式に関しては、ネットワークの基本機能だけでは企業

等が利用し難いという問題があった。本研究では、VSAT システムを企業情報ネットワークや各種社会システムの利用に適合するように、回線運用や信頼性の確保などいくつかの具体的なシステムの実用化を通して機能・性能の向上を提案した。

以上、本論文は デジタル衛星通信方式として代表的な SCPC 方式、TDMA 方式、SS/TDMA 方式および VSAT 方式の小容量から大容量、あるいは基幹網からアクセス網に至る各種用途を代表する四つの方式について、それぞれの特性に応じてコアとなる技術の研究を行い、伝送特性や同期などの性能の向上と、それに伴う装置の小型・省電力化、経済性の向上、適用領域の拡大など、その高度化に寄与するものである。

キーワード

SCPC, TDMA, SS/TDMA, VSAT, PSK, 変復調, 符号間干渉, チャネル間干渉, 搬送波再生, 同期, 衛星通信, 小型・省電力化, 経済性

Studies on an Advancement of Digital Satellite Communications System²

Takao Hara

Abstract

Satellite communications has drastically been developed after being used for international communications by Intelsat at 1965 through the experimental period at 1960s. Though the satellite communications mainly handled the telephone and TV transmission services at its early stage and the system was rather analog, the digital system has become more important as the telephone system has been changed to digital and Internet has been rapidly developed because of its superior advantage of transmission efficiency and network flexibility. As the cost of satellite itself and launching becomes low, satellite communications is now widely used in Japan. Major parts of the digital satellite communications system employ an SCPC (Single Channel Per Carrier) technique, which is adequately used for relatively low capacity network, TDMA(Time Division Multiple Access) system for medium and high capacity system and SS/TDMA(Satellite Switched TDMA) system as a next generation system of conventional TDMA.

In order to make practical use of digital satellite communication systems we have to solve a lot of technical issues. Some core technologies like PSK(Phase Shift Keying) signal transmission, modulation/demodulation schemes and acquisition and synchronization have been studied in this paper in order to improve the

²Doctor's Thesis, NAIST-IS DT0261020, Department of Information Systems, Graduate School of Information Science, NARA Institute of Science and Technology, January 17, 2003

system performance and to realize more economical satellite network than before.

In SCPC system, from 400 to 1000 voice or data carriers are transmitted through a transponder in FDMA mode. It is capable of establishing the flexible network configuration. However, SCPC system has a major drawback in intermodulation among its carriers, since many carriers amplified by a common transponder having a nonlinear characteristics. This study achieves a new high speed and stable carrier recovery scheme based on 2-mode PLL (Phase Locked Loop) and investigate the carrier and timing recovery performance. Then, it derives theoretically the optimum Nyquist filter in terms of minimum intersymbol interference due to timing jitter.

In contrast to SCPC, TDMA system has an advantage in terms of efficient use of satellite power. Since TDMA occupies one transponder with a single carrier, we do not need to take into account the effect of intermodulation in the design of TDMA system. An another advantage is channel assignment capability. SS/TDMA provides higher capacity network by frequency reuse in space domain. As the transmission speed of the TDMA system does not depend on the channel capacity of the earth station but on the system capacity, the required transmission power of the earth station becomes essentially large. Further more, the earth station High Power Amplifier (HPA) has been operated in large back-off region enough to prevent signal from the nonlinear distortion. This implies that the equipment size of the TDMA system becomes very large. That is, the TDMA system is applicable only in the limited area like international or heavy traffic backbone. If the HPA could be operated at the saturation point by using the unique feature of TDMA of single carrier operation, the size and cost of the earth station would drastically be reduced. This study establishes the computer simulation method to analyze the transmission performance of QPSK through the channel which includes two nonlinear devices of satellite TWTA and earth station HPA, and prove that HPA can properly be used at its saturation point with a

minimum sacrifice of Bit Error Rate by optimizing the modem filters and carrier recovery by a combination with high gain error correction technique. This means that the maximum required power of the HPA can be reduced to 1/4 of the conventional TDMA considering the case that HPA is operated at 6dB back-off. In the SS/TDMA system, conventional method of acquisition and synchronization of which timing is based on the reference station is not applicable because of its specific frame format which does not send all signal back to original station. This study is proposing to use satellite SYNC WINDOW as time reference. This paper confirms 2-mode initial acquisition and automatic clock frequency control (AFC) technique is an efficient solution for fast and precise synchronization.

Lastly, this study handles enhancing the performances and function of VSAT system in order to develop the area of its utilization to the wider enterprise and social and governmental network and proved it's improvement through the application to the actual usage.

The research conducted here has achieved advancement of the transmission performance and economical efficiency of four major digital satellite communications systems by studying the technical problems peculiar to each system and contributed to the realization of more common use of satellite communications in the field of public, society and private areas.

Key word

SCPC, TDMA, SS/TDMA, VSAT, PSK, MODEM, Transmission performance, Intersymbol Interference, Adjacent Interference, Carrier Recovery, Synchronization, Satellite Communication, Power saving, Cost efficiency

デジタル衛星通信の高度化に関する研究

目次

第 1 章 緒論	5
1.1 まえがき	5
1.2 研究の背景	6
1.2.1 SCPC 衛星通信方式.....	6
1.2.2 TDMA 方式.....	7
1.2.3 SS/TDMA 方式	8
1.2.4 FDMA-TDMA VSAT システム	8
1.3 研究の目的と本論文の概要	8
第 2 章 デジタル SCPC 方式の研究と実用化	12
2.1 まえがき	12
2.2 SCPC の諸元および装置の構成	14
2.3 変復調方式の高性能化	16
2.3.1 搬送波再生系	17
2.3.1.1 2-mode PLL 方式.....	17
2.3.1.2 同期時間とサイクルスキッピング	20
2.3.2 誤り訂正符号との複合化.....	20
2.3.2.1 畳み込み符号の構成.....	21
2.3.2.2 誤り率の改善	21
2.4 むすび	22
第 3 章 ナイキストフィルタの衛星通信への適用上の問題と考察	24
3.1 まえがき	24
3.2 フィルタの特性および伝送路モデル	25
3.2.1 検討の対象とするフィルタの特性	25
3.2.2 伝送路モデル	26
3.3 劣化要因の評価および検討	27
3.3.1 熱雑音：送信電力および受信信号電力対雑音電力比.....	27
3.3.2 チャンネル間干渉	29
3.3.3 タイミングジッタを考慮した符号間干渉.....	31
3.3.3.1 各種フィルタに対する応答波形およびサンプル点における勾配... 32	
3.3.3.2 タイミングジッタによる符号間干渉.....	33
3.4 総合伝送特性の解析とフィルタの最適配置	36

3.5	むすび	37
第4章 TDMA方式の小型・省電力化と経済化の研究.....		38
4.1	まえがき	38
4.2	伝送路モデル.....	40
4.3	QPSK波の伝送シミュレーション	44
4.3.1	変調系(線形系).....	44
4.3.2	地球局 HPA による波形ひずみ(非線形領域).....	45
4.3.3	HPA 出力スペクトラムとチャンネル間干渉.....	45
4.3.4	衛星 TWTA の影響(非線形領域)	46
4.3.5	受信系(線形系).....	47
4.3.6	復調系(基準搬送波の設定)	47
4.4	バーストモデムの最適化設計.....	48
4.4.1	符号間干渉	48
4.4.2	チャンネル間干渉	51
4.4.3	誤り訂正符号との複合	57
4.5	搬送波再生系(CR)	59
4.6	むすび	63
第5章 TDMA衛星通信のアクジション方式の高性能化.....		64
5.1	まえがき	64
5.2	複合符号の相関理論	65
5.3	複合符号のイニシャルアクジションへの適用.....	66
5.3.1	検討の対象とする符号の組み合わせおよび実験パラメータ	67
5.3.2	同期回路の動作.....	69
5.4	雑音による同期時間の遅延およびその改善	70
5.4.1	平均同期時間の解析.....	70
5.4.2	同期時間の短縮.....	74
5.4.3	実験結果および考察.....	75
5.5	むすび	76
第6章 SS/TDMA方式におけるアクジションおよび同期方式の高速化と		
高性能化の研究		77
6.1	まえがき	77
6.2	SDMA方式の概要	77
6.3	SDMA方式に特有な問題.....	80
6.3.1	イニシャルアクジション.....	80
6.3.1.1	第1アクジション	80

6.3.1.2 第2アクジション	81
6.3.1.3 アクジション特性	83
6.3.2 バースト同期	83
6.3.2.1 同期信号	84
6.3.2.2 位相制御	85
6.3.2.3 同期精度	86
6.3.3 周波数制御	87
6.3.3.1 位相誤差の扱い方	89
6.3.3.2 制御間隔の決定	89
6.4 むすび	92

第7章 FDMA-TDMA VSAT 方式の機能および

性能向上に関する研究.....94

7.1 まえがき	94
7.2 企業統合情報ネットワークへの適用と問題	94
7.2.1 ネットワーク構成	94
7.2.2 衛星マルチメディア同報システム	96
7.2.2.1 方式のポイント	96
7.2.2.2 システムの特長	96
7.2.2.3 システム構成と機能	97
7.2.3 VSAT システム	100
7.2.3.1 伝送メディア	100
7.2.3.2 システムに求められる条件と構成	102
7.3 衛星通信の農業気象情報システムへの適用	102
7.3.1 システムの特徴	103
7.3.2 システム構成	104
7.3.2.1 中央センタの構成	105
7.3.2.2 衛星ネットワーク	106
7.3.2.3 地域センタの構成	106
7.3.3 技術的キーポイント	107
7.3.3.1 気象データ解析	107
7.3.3.2 1km メッシュ予測の実現	108
7.3.3.3 気象情報コンピュータ画面の例	110
7.3.4 本システムの利用	111
7.3.4.1 利用状況	111
7.3.4.2 降霜予測システムの的中率の検証	111
7.4 むすび	112

第8章 結論.....113

謝 辞	117
付 録	118
参考文献	122
業績リスト	126

第1章 緒論

1.1 まえがき

1963年11月、米国ケネディ大統領の暗殺のニュースが、衝撃的な映像とともに日本に伝えられてきたが、それはちょうどそのとき日米間に開通したばかりの衛星通信回線によってもたらされたものであった。1960年代初めからの実験期間を経て、その後、1965年にインテルサットによって国際通信の手段として実用化されて以来、衛星通信は飛躍的な発展を遂げてきた。衛星通信は、赤道上36000kmの軌道に配置される衛星を中継器(トランスポンダ)として利用するもので、衛星からの電波は、通常、地表の約1/3を一度にカバーする。衛星通信が広域、長距離、遠隔地の通信に適しているのはこのためである。初期の頃は唯一長距離通信の手段として利用され、主として国際通信の分野で長くその使命を果たしてきた。その国や地域の通信事情によっても異なるが、単純に距離に関する経済性では、衛星通信と地上系通信との競合の分解点は500km~600kmといわれている。一方、近年になって衛星通信は、単に距離に関する優位性だけでなく、場所に依存しないことや、それに関連して、衛星通信固有の特長である高いアクセス性に注目されるようになった。その結果、1970年代後半から、開発途上国や低トラヒックルートを含めた世界の各地域の通信手段として、また米国など先進国においては、国内の公衆網や企業ネットワークの、いわゆるラストマイルとしての通信手段としてさらなる成長を見せてきた。特に米国においては、その頃オープンスカイポリシーと呼ばれる通信の自由化政策がとられ、多数の事業者が衛星通信の分野に参画し、限られた周波数や衛星の軌道位置の獲得競争が激化、スターウオーズとまで言われる状況にあった[1]。同時にまた、このような限られた資源を限りなく有効に使うために、世界において絶え間ない先進技術の開発が進められてきた。日本においても、NTT(旧日本電信電話公社)やKDD(国際電信電話株式会社)を中心に早くから研究が行われ、特に国内通信用として、より高い周波数(Kaバンド)を用いた衛星通信の開発が推進されてきた[2]。

衛星通信は、その初期の頃は電話を主体としたもので、通信方式としてFMすなわちアナログ方式が主流であったが、1970年代に入って、電話のデジタル化や、その後のトラヒックの急増につれて、伝送効率が高く、伝送品質にも優れたデジタル衛星通信の研究が盛んになった。特に、近年になってインターネットの急激な普及に伴い、その重要性が高まっている。デジタル衛星通信として主なものは比較的小容量の回線に適したSCPC(Single Channel Per Carrier)方式と中・大容量の期間網としてのTDMA方式があり、さらに、通常のTDMA方式よりも一段伝送効率の高いSS/TDMA(Satellite Switched TDMA)方式が考えられている。これらの実現に向けては、従来のアナログ方式の場合にはなかった多くの技術的な課題が山積している。一つはデジタル信号、すなわちPSK波の波形伝送についてであり、衛星通信のように電力制限の極めて厳しいシステムにおいて如何に伝送品質、伝送効率を高めるかという問題である。特にTDMA方式においては、シングルキャリアであるという利点を活かし、衛星ならびに地球局の電力を最大限に利用するために、系に含まれる電力増幅器を飽和領域で用いることが考えられるが、その場合、

系が強い非線形をなし、それによる劣化を最小限にする波形伝送方式の研究が非常に重要となる。二つ目は復調方式に関する問題であり、この問題は、特に安定で高速な搬送波再生系を如何に実現するかという問題に集約される。そして三つ目は同期に関するものである。TDMA 方式においては、衛星に信号を初めて送信する際、如何に高速に衛星のタイミング補足(アクジション)をするかという問題と、アクセスしたあとの精度の高いバースト同期が課題であり、特に SS/TDMA 方式ではフレーム構成が従来の TDMA 方式と異なるため、全く新しい同期方式を確立する必要がある。

また、近年になって衛星マルチメディア情報通信網として VSAT (Very Small Aperture Terminal) システムが開発されているが、これを十分に使いこなすためには、運用やネットワークの信頼性・安全性などビジネス利用や官公庁の社会システムとして親和性の高い方式にまで機能・性能を向上させることが求められている。

本研究は、これらの主要なデジタル衛星通信方式の基本となる技術課題について研究・提案し、衛星通信のさらなる普及促進のためのシステムの性能向上や小型化、省電力化などネットワークの経済性を追求しようとするものである。

1.2 研究の背景

1.2.1 SCPC 衛星通信方式

一つの電話またはデータチャンネルに対して、一つの搬送波を割当てる FDMA (Frequency Division Multiple Access) 方式を SCPC 方式という。SCPC で用いられる変調方式としては、デジタル方式とアナログ方式が考えられるが、本研究では、デジタル方式すなわち PSK 変調を用いた SCPC を対象とする。

SCPC 方式として最初に考案されたのは、インテルサット衛星を用いたものであり、それには、チャンネルの割当て方式としてプリアサインメント(固定割り当て方式)とデマンドアサインメント方式の二つがある。後者は SPADE (Single Channel Per Carrier PCM multiple Access Demand assignment Equipment) と呼ばれることがある [3]。本研究の主題の一つである変復調方式については両者とも同一である。デジタル方式の SCPC 方式では地球局の伝送容量に応じて回線数を任意に選ぶことができることや、回線の制御機能が簡易であるため、ネットワークの構築が容易であることから、インテルサットでの利用だけでなく、国内または地域内通信としても重要な方式となっている。本方式のもう一つの特長は、ボイスアクチベーションを採用していることである。その理由は以下のとおりである。すなわち、SCPC 方式では、各地球局から多数の搬送波が衛星に送信されるため、衛星中継器はそれらを共通増幅することになる。通常、衛星中継器は TWTA (進行波管増幅器) で構成されており、その非線形領域で動作させると相互変調積による混変調雑音が発生し、伝送特性に大きな影響を与える。ボイスアクチベーションは、それを出るだけ少なくするために、音声チャンネルの搬送波を、会話のないときはオフにし、衛星 TWTA に入力される合計電力を少なくする方式である。しかし、これによって、受信される各チャンネルの信号は間歇的(バーストモード)となる。また SCPC 方式では、高々数十 kbps の伝送速度に対して最大 4kHz の搬送波周波数の変動を考慮する必要があり、信号伝送速度対受信搬送波の周波数変動比率が後述する TDMA

方式より非常に高いという問題を有している。したがって、SCPC方式の復調系には周波数変動の大きい変調波を高速に復調する技術が求められる。そのほか SCPC方式では一つ一つの搬送波にとっては系が線形であるため、符号間干渉を抑え、伝送品質を高くするためナイキストフィルタが使われるが、隣接する回線との干渉を考慮しながら、タイミングジッタにも十分な設計マージンを有する伝送路フィルタの選定が大きな研究課題である。

1.2.2 TDMA 方式

時分割多元接続 (Time Division Multiple Access :TDMA) 衛星通信方式は、各送信局の送信信号を衛星上で互いに衝突しないように多重化し、一つの搬送波を共用する通信方式である。TDMA 衛星通信方式は種々の伝送速度からなるデジタル信号の伝送が容易、伝送容量の可変が容易、衛星中継器の送信電力を最大限利用可能などの特長を有し多くの分野で用いられている重要な方式である [2]。

TDMA 衛星通信方式の初期の開発については、1967 年に米国コムサット社による MATE 方式の実験や日本電信電話公社による SMAX の実験が挙げられる。実用に近い方式として、コムサット社が 50Mbps の MAT-1 方式を、KDD が TTT (Timed Pre-assign and TASI) 方式を開発し、1970 年に両者の対向試験が行われた。その後、インテルサットにおける国際通信や欧米、日本などの公衆網、企業の専用網などに広く使われている [4]。

TDMA 衛星通信方式は、その特徴として地球局の伝送容量に関らず瞬時の伝送速度として最大速信号を扱う必要があること、受信信号がバーストモードであること、衛星電力ならびに周波数資源の制約から、回線は電力制限と帯域制限の両方の環境下に置かれること、衛星と地球局との間の遅延時間を考慮する必要があることなど、変復調方式 [5] や同期方式の開発において解決しなければならない困難で重要な技術課題を多く包含する。

まず、変復調方式では、TDMA 方式に用いられる PSK 波の伝送特性に関する問題があり、これには波形伝送の問題と復調のための搬送波再生系の二つがある。TDMA 方式では上述のように衛星中継器を飽和点で使うことが一般的であるが、その場合 PSK 波の非線形系伝送路での波形ひずみのために起こる符号間干渉を最小化する必要がある。TDMA 方式は、SCPC 方式と違ってその信号速度はシステム全体の容量によって決まるため、本質的に地球局の所要送信電力が大きくなる。そのうえに TDMA 方式では従来、地球局高出力増幅器 (HPA) は線形性を保つため十分なバックオフを取って線形領域で運用してきたために、地球局 HPA として 500 ワットから 1 キロワットという高価で大電力のものを用いてきた。その結果、TDMA システムの適用領域は国際および国内の幹線網の一部にしか導入されて来なかったのが現状である。しかし、今後 TDMA システムをもっと広く普及させるためには、コスト、サイズの面で支配的である地球局 HPA の小型・省電力化、経済化が必須の条件であり、そのためには地球局 HPA も飽和点で利用する必要がある。地球局 HPA も飽和点で運用した場合、システムの伝送系には、HPA と衛星 TWTA の二段の非線形素子を含むことになる。従来このような系での信号の伝送特性を扱った研究例はなく、TDMA システムの経済化に向け、このような強い非線形系における QPSK 波の伝送特性を調べ、最適な変復調系の設計について考察することが非常に重要な課題

である。

TDMA 方式における残されたもう一つの課題は、アクジションの高速化である。アクジションの方式としては、従来衛星と地球局間の距離に関する情報を得るために、連続する PN(擬似ランダム)符号を用いる方式を用いるのが一般的であったが [2]、この方法ではフレーム同期確立までにその全フレームの位相を掃引する必要があり、アクジションに長い時間を要していた。しかし、システムの保守や障害からの復帰など運用の面から、この時間を短縮することが重要となっている。

1.2.3 SS/TDMA 方式

TDMA 方式を基盤とした大容量の衛星通信方式として SDMA /SS-TDMA (Space Division Multiple Access/Satellite Switched-TDMA) 方式がある。SS/TDMA 方式においては、通常の TDMA 方式と異なり、衛星上で作られるスイッチングシーケンスを絶対的な時間基準とする [3] ので、同期およびアクジションの方法として、従来の TDMA 方式の方法をそのまま使うことができない。すなわち、従来の TDMA 方式では、地球局から送信された信号はそのまま同じ地球局において受信することができ、同期は常に基準局のタイミングを用いることによって行うことができる。しかし、SS/TDMA 方式では、送信信号は自局向けのタイムスロット(SYNC WINDOW)にあるときのみ折り返される。このような SS/TDMA 方式においては、従来の TDMA 方式とは異なる新しいアクジション方式とバースト同期方式の開発が課題となっている。

1.2.4 FDMA-TDMA VSAT システム

多重化の方式として、上に述べた FDMA 方式と TDMA 方式を複合化し、一波あたりの伝送速度を低くして、直径 1~2m の小型アンテナを用いる簡易型の衛星通信方式として VSAT(Very Small Aperture Terminal)システムがある。本方式は、伝送容量は低いですが、従来の方式に比べ小型で地球局の単価が非常に安価なため、企業や官公庁の自営ネットワークとして非常に重要な方式と期待されている。本システムは、基本的には一つのセンタ局と多数の簡易小型局を持つネットワーク構成をなすもので、1980 年代後半に米国において開発され、主に小売チェーン店のように広域で多数の拠点を持ついわゆる広域分散型企業の、主にデータネットワークとして利用されてきた。

本システムを、わが国においても広く普及させるためには、装置の小型化とともに、運用経験の浅い企業や官公庁が独自に利用できるシステム上の機能の充実や、コンピュータなど各種の地上系システムとの整合性や安全・信頼性の向上が求められる。そのためのネットワーク制御機能や監視機能などの機能や性能向上や、VSAT を用いたアプリケーションの研究開発が重要な課題である。

1.3 研究の目的と本論文の概要

以上に述べたように、SCPC 方式、TDMA 方式、SS/TDMA 方式および VSAT 方式などデジタル衛星通信方式は、アナログ方式に比べて、伝送品質や伝送容量、回線構成など多くの点で本質的に大きな利点を有している。しかし、その反面、変復調、同期、制御など解決しなければならない高度で困難な技術課題が多くある。ま

た、技術的には実現できたとしても、装置の規模やコストなど実用面で解決しなければならない課題が多くあった。

本研究は、これらのデジタル衛星通信方式が持つ技術的課題の解決と、さらなる性能の向上、ならびに小型・省電力化など経済性の追求によって、利用性の向上と、その適用領域の大幅な拡大を狙いとするものである。以下にこれらの研究の概要について述べる。

まず第2章においては、SCPC方式の性能向上について述べている。PCM-QPSKと Δ M-BPSKを用いた二つのSCPC方式について、復調系、搬送波再生系に関する解決法を提案した。搬送波再生系には、バーストモードでかつ周波数変動の大きい搬送波に対して逆変調、2-mode PLL方式を提案し、高速かつ純度の高い搬送波再生の実現を実証した。さらに、特にデータ伝送におけるビット誤り率の改善に関して誤り訂正符号との結合とその誤り改善効果について、シミュレーションと実験を行い、システムとしての有効性を実証した。PCM-QPSKと Δ M-BPSKの各方式はそれぞれに特長を持ち、前者は音声伝送の品質は高く、また後者はいくらかの品質を犠牲にしてはいるが、非常に低いC/Nにおいても復調器は安定に動作する。比較的大きい地球局を用いた国際通信や公衆網には前者が有効であり、遠隔地など小型地球局を用いる低トラフィックの地域通信には後者が向いていることなどをこの研究を通じて実証した。

つぎに第3章においては、デジタル衛星通信や地上系無線通信において、PSK波等波形伝送に零符号間干渉特性を与えるナイキストフィルタを使う場合の問題を扱っている。衛星通信のような極度に帯域ならびに電力制限の厳しいシステムに用いる場合の問題点について研究している。チャンネル分離、雑音制限、波形整形のために変調器、復調器に使用される帯域制限フィルタは、これらの劣化要因に対する影響を考慮して設計する必要がある。系が完全な線形系である場合、符号間干渉を理論的に零にするナイキストフィルタを使用することができる。しかし、ナイキストフィルタは、理想的な判定タイミングにおいて零符号間干渉特性を示すが、そのパラメータの設計によっては受信アイパターンが非常に狭くなり、判定点の少しの位相ずれにもビット誤り率が急激に悪くなる場合がある。したがって、衛星通信のように低S/N時での運用を考えた場合、温度や経年変化による判定点のずれにも安定な復調信号を得る必要がある。そのために、復調器のタイミングジッタを考慮したフィルタの設計が重要である。また、PSK波のようなNRZ信号にナイキストフィルタを適用する場合、系にいわゆる $x/\sin x$ 型のスペクトラム整形フィルタが必要になるが、これを送信側に置いた場合、全体として送信電力を大きくすることになり、搬送波の実効電力をその分小さくすることを余技なくされる。また受信側に置いた場合、熱雑音の増大を来たすことになる。電力制限と帯域制限の下にある衛星通信や無線通信において、従来このような問題を検討した例はない。本研究では、SCPC方式に受信スペクトラムとして二乗余弦などの零交差応答特性を与えるようなナイキストフィルタを有効に用いるために、いくつかの種類の整形特性に対して上記の三つの影響を等価信号電力対雑音電力比の劣化として評価し、それを実際に使用するに当たっての設計指針を与えた。ロールオフファクタやロールオフ域での減衰特性の各種伝送特性に与える影響を定量的、かつ一般的に把握することができた。

つぎに第4章は TDMA 方式についてであり、小型地球局によるネットワークの実現とそれによる大幅な経済性の向上、設置場所拡大について述べている。TDMA 衛星通信方式において、地球局 HPA と衛星 TWTA の二段の非線形素子を含む伝送系にも良好な特性を示すバーストモデムフィルタ等の設計の指針を与え、ビタビ復号法などの高利得の誤り訂正符号を併用することで地球局 HPA を飽和点で運用することが十分可能であることを示した。伝送特性を支配する要因として、符号間干渉とチャンネル間干渉および熱雑音による影響を等価 S/N の劣化として評価し、二段の非線形の影響を考察した。特に、地球局 HPA によるスペクトラムの広がりや、信号波と干渉波を共通増幅することによる衛星 TWTA での混変調雑音についても詳しく考察した。本研究によって、従来 6dB 程度のバックオフを取って運用してきた地球局 HPA の電力を無駄なく使うことができ、HPA の最大定格電力を 1/4 程度に大幅に低減することが可能になることを示し、衛星地球局の経済化小型化に大きな貢献を果たすことが可能になることを実証している。

一方、TDMA 方式のもう一つの研究課題として、第5章ではアクジション時間の短縮について研究を行った。アクジションに複合符号を用いることを提案し、複合符号フレーム同期方式の低 S/N 受信時における同期特性に対する雑音の影響を理論および実験によって解析評価した。その結果、本方式が、低 S/N 受信の環境下においても同期時間を実用上大幅に短縮できることを実証し、高速アクジション方式としての実用性を確認した。

第6章においては、SS/TDMA 衛星通信方式のアクジションとバースト同期方式について新しい方式を提案している。SS/TDMA 方式では、送信信号は自局向けのタイムスロットにあるときのみ折り返され、その結果、まずアクジションの段階では、従来の TDMA 方式のような擬似ランダム(PN)符号を連続的に送信することによって行うなどの方式は適用できず、ここでは、長大なフレームの中の同期ウインドウ (SYNC WINDOW) の位置を検出する必要があり、またアクジション完了のあとの同期過程においても基準局の基準バーストを利用することはできない。また仮にできたとしても、地球局のクロック周波数と衛星のクロック周波数の差によって起こる位相のずれのために、基準バーストが隠れてしまうという現象が起こる。このような問題を解決するために、本研究ではアクジション方式としては ASK-FSK 変調信号を用いて高速性を、同期信号として高速の PSK 変調バースト信号を用い、同期ウインドウとの位相同期をとる方式により精度を高める提案を行っている。同期ウインドウへのアクセス法は時分割と周波数分割を併用することで多数の地球局が同時に同期動作できるようにすること、同期精度の問題に関して、ドプラー効果による周波数変動および衛星クロック安定度の悪さを補うためにデジタル方式を用いた AFC を導入すること、位相誤差測定は測定誤差を小さくするために多数回測定による平均化を行うことなどによる同期精度等の性能の向上を提案している。

さらに、第7章において FDMA-TDMA VSAT 方式の性能ならびに機能の向上を扱っている。本研究では、地上系との接続の親和性や特定相手との通信機能(グループピング機能)、ネットワーク管理および拡張性など運用面での機能を充実させ、企業や政府機関などの団体が独自に、安全にしかも比較的容易に利用できるようにすることを目的に、性能向上を図った。特に、衛星による企業情報システムとし

て、システムにデジタル画像圧縮技術の採用や高性能誤り訂正符号を付加することで地球局の小型、低価格化を図った衛星同報システムと、衛星中継器を、上り回線は TDMA 方式で、下り回線は FDM-TDM 方式で利用する VSAT システムを統合することで、企業などの情報ネットワークに整合性の高いシステムの構成を提案している。またこれによって構成した VSAT システムと、気象解析情報システムとを結合することで、従来なかった全国 1km メッシュの農業気象情報を全国に配信する高精細画像情報システムを実現し、衛星通信の用途拡大を検証している。

最後に第 8 章では全体のまとめを行っている。

第2章 デジタル SCPC 方式の研究と実用化

2.1 まえがき

デジタル衛星通信方式としては、ベースバンド信号の符号化方式、多重化方式変調方式および多元接続方式等の組み合わせによって様々な方式が考えられる。そのうちのひとつに、1 搬送波に 1 音声または 1 データ回線を伝送する FDMA(周波数分割多元接続)があり、この方式は SCPC(Single Channel Per Carrier)方式と呼ばれる[3].SCPC 方式は、トラヒック(通信量)の少ない多数の地球局によって構成された衛星通信システムに適しており、インテルサットにおける小容量通信や各国の地域内通信などに使われる。

SCPC 方式の概念を図 2.1 に示す[3]。すなわち、衛星上の一つの中継器(トランスポンダ)の帯域内で等間隔に多数の搬送波周波数を定め、これらを各地球局が送信するチャンネルに一つずつ割り当てる。通常の電話回線は双方向の伝送路が必要なため、1 回線当たり二つの搬送波が必要になる。搬送波の変調方式としては PSK 方式が一般的であり、この場合 PSK-SCPC 方式と呼ぶ。

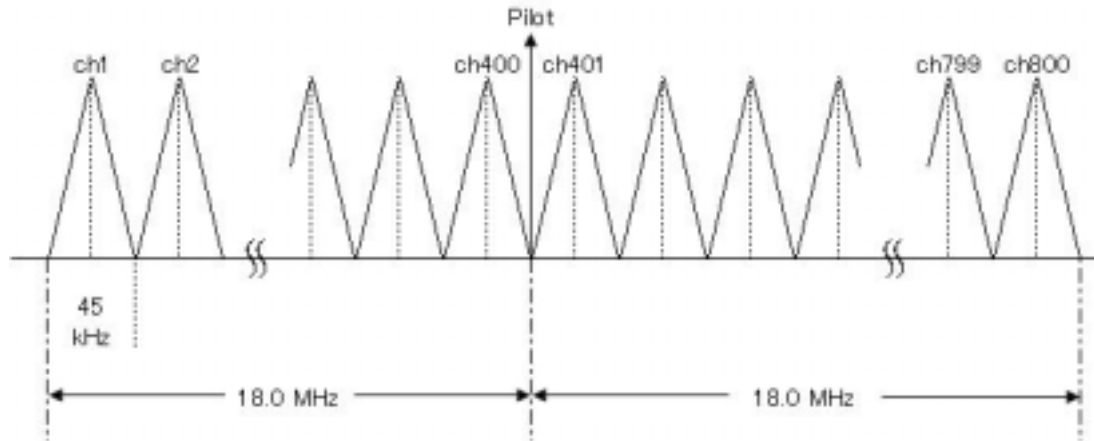


図 2.1 SCPC 衛星通信方式のチャンネル配列

Fig. 2.1 Channel Assignment of SCPC System

この方式は、チャンネルごとに独立した制御が可能であるから、各局で通信の相手先や回線数の変更が容易であり、柔軟なネットワークを構築できることや、地球局の規模(アンテナのサイズ、送信機の出力、送受信ユニット数など)が必要な回線容量に応じて選ぶことができるという特徴を持っている。回線ごとに設置される装置の単位をチャンネルユニットと呼び、チャンネルユニットは、ベースバンド信号として音声またはデータを扱う。そのうち、音声の符号化方式としては PCM 方式、 ΔM 方式などがある[6]。

ところで、SCPC 方式では、各チャンネルの独立性が高いという特徴を生かして音声活性化(ボイスアクチベーション)方式と呼ばれる能率向上の手段が用いられる。すなわち、SCPC のような FDMA 方式では、多数の搬送波が衛星中継器の進行波管増幅器(TWTA)によって共通増幅されるが、このとき、各波の合計電力が

TWTA の非線形領域で運用されたとき相互変調積による混変調雑音が発生し伝送特性に重大な影響を与える.したがって,これを防ぐために,通常衛星 TWTA は十分なバックオフをとって運用される.一方,重量や消費電力などの搭載条件から衛星 TWTA の電力は制約され系は厳しい電力制限の下に置かれる. 通常の電話回線においては, 会話時間中に音声が存在するのは, 平均 40%程度(活性率)であることから, 音声が存在するときだけ信号を送信すれば,上記の TWTA に加えられる多数の搬送波の合計電力は半分以下に抑えることができ混変調雑音を減らすと同時に, 結果として, その分だけ 1 波当たりの衛星出力を高く設定することができる. 図 2.2 には,多数波を共通増幅した場合の信号活性率と信号対混変調雑音電力

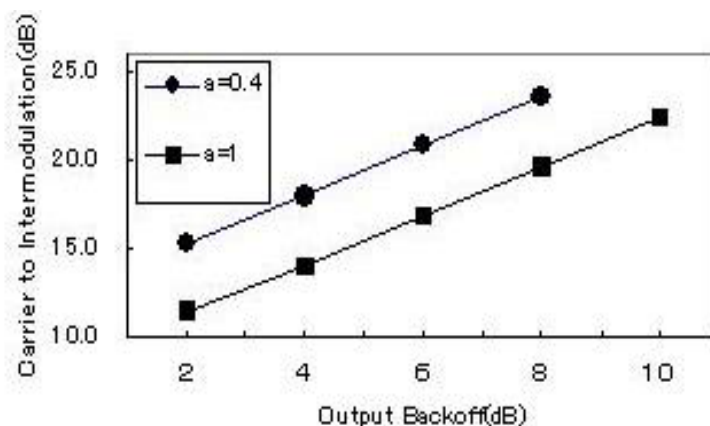


図 2.2 ボイスアクチベーションの効果 (α :音声活性率)

Fig.2.2 Improvement of Intermodulation by Voice Activation

比(C/I_m)の関係を示す[7]. 活性率 40%では, C/I_m は 4dB 程度の改善が期待できる. このようなボイスアクチベーション方式を採用した場合, 搬送波は音声の存在するときのみ間歇的に送信されるため, 受信機入力では PSK 波はバースト状となり, 復調器には高速同期の性能が求められる. 第 4 章において述べる TDMA システムにおいてもバースト状の受信信号を高速に復調する技術が要求されるが, 後述するように SCPC 方式ではベースバンド信号速度に対する搬送波周波数の変動の割合が TDMA のそれより数十倍大きい. その結果, SCPC 方式の復調,特に搬送波再生系には技術的に特別の工夫が求められる. また, SCPC システムは音声伝送だけでなく, 誤り訂正符号と複合化することでデータ伝送にも有効であり, その場合, より高い C/N の再生搬送波が要求される. 本研究では, SCPC の上記のような厳しい条件下で,要求条件を満足する新しい 2-mode PLL(Phase Locked Loop)方式の搬送波再生系を考案し,周波数変動にも耐え, かつ高い C/N の搬送波を再生することを確認した. また同時に,誤り訂正符号との結合によってデータ伝送にも十分な伝送特性が得られることを実験によって検証した. 2.2 には本論文で対象とする SCPC 方式の諸元と構成を説明し,2.3 では搬送波再生系,伝送特性および誤り訂正符号の採用など変復調方式の高性能化について考察・提案する. 2.4 はまとめである[6].

2.2 SCPC の諸元および装置の構成

本研究においては、インテルサットIVおよびIV-A号または同等衛星を用いた場合の伝送路諸を想定し、衛星中継器36MHz帯域に45kHz間隔で計800の搬送波を配列する[3].SCPC方式の音声信号処理の方式としては、アナログ方式のFM,デジタル方式としてPCMならびに ΔM の三種が考えられるが、ここでは後者の二つのデジタル方式を研究の対象とする.PCMによる音声の符号化速度64kbps, ΔM の符号化速度を32kbpsとして,45kHzのチャンネル間隔から前者はQPSK方式(PCM-QPSK)を、後者はBPSK方式(ΔM -BPSK)方式を採用する.PCM-QPSK-SCPC方式はインテルサットの技術基準を満たしたもので音声品質の点で高い品質を持つ一方、 ΔM -BPSK-SCPC方式はその基準は満たしていないが、後に述べるように装置構成が単純で、かつ復調が容易であることから、地域内通信に適した方式である[8].本研究で採用したPCMならびに ΔM 符号復号器の諸元を表2.1に示す.

表 2.1 PCM および ΔM 音声符号化装置の諸元
Table2.1 Design Parameter of PCM and ΔM Codec

	rate	compandig
PCM Codec	8 kHz sampling 7 bits encoding	A-law 13 segments
ΔM Codec	32 kHz sampling	syllabic compandig

次に、本研究で取り扱うSCPC方式の構成を図2.3に示す.本システムは大別して共通部(Common Part)とチャンネルユニット(Channel Unit)から構成される.PCM-QPSK方式であるか ΔM -BPSK方式であるかは図2.3のチャンネルユニット部の構成の違いによって決まる.

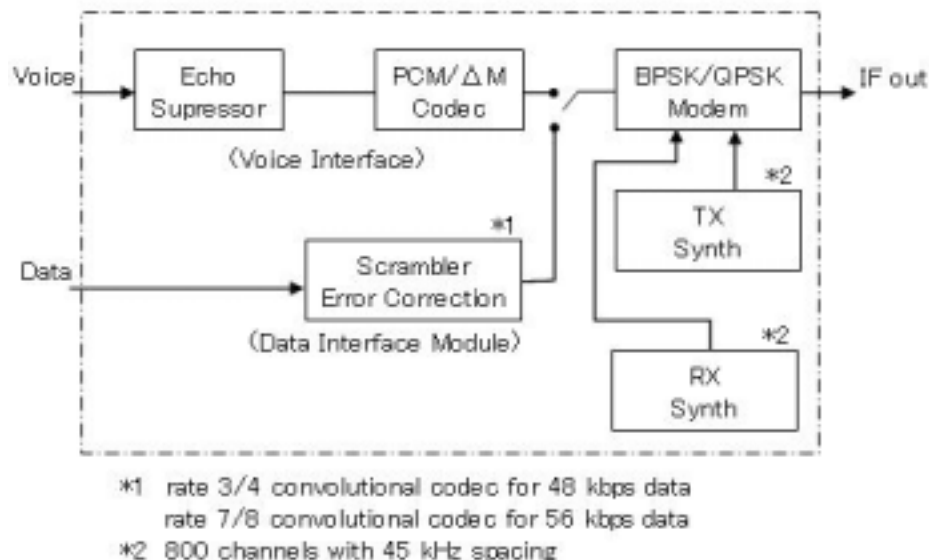


図 2.3 SCPC チャンネルユニットの構成
Fig.2.3 Configuration of SCPC Channel Unit

(1) チャンネルユニット

チャンネルが PCM-QPSK 方式として運用される場合は、図 2.3 の VIM(Voice Interface Module)には PCM 符号／復号器が、 ΔM -BPSK 方式として運用される場合に ΔM 符号／復号器が対応する。前者は、56kbps の符号化速度(量子化数 7 ビット, サンプリング周波数 8kHz)に、復調位相の不確定性を除くためと信号の先頭を示すための SOM(Start Of Message)を含んで 64kbps としている。一方、後者は受信ベースバンド信号の極性に影響されないため、復調位相の不確定性を考慮する必要がなく、 ΔM 符号復号器の速度のみの 32kbps としている。また PSK 変復調器については、それぞれ QPSK, BPSK が対応するため、両ケースとも無線周波数帯域は同一である。なお、本 SCPC 方式では、VIM を DIM(Data Interface Module)に交換することで、64kbps または 32kbps のデータ伝送にも対応することができる。

(2) IF サブシステム

図 2.4 に示す通り、IF サブシステムは次の三つの機能を有している。

各チャンネルユニットの変調器出力を集めて、チャンネル毎のレベリングの後、地球局送信部の周波数変換器に伝送する送信部・受信部の周波数変換器からの信号を受信し、帯域内に含まれるパイロット信号を用いて自動周波数制御(AFC)と自動レベル制御(AGC)を行う受信部・パイロット信号発生部であり、この部分はシステム全体の周波数ならびにレベル制御の重要な基準となるため、現用ユニットと自動バックアップユニットの二重化構成としている。本パイロットシステムは単に同じ局内でのバックアップ機能だけでなく、ネットワーク全体で一次パイロット局、二次パイロット局を予め決めることで、局間にわたるバックアップ機能を持たせている。

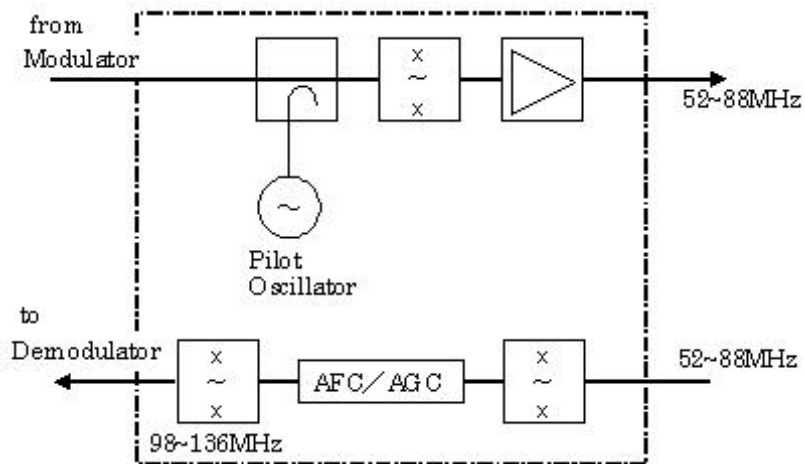


図 2.4 IF サブシステムの構成
Fig.2.4 Configuration of IF Subsystem

これらの他に、本方式では、各種クロックの高安定発振機(TFU:Timing and Frequency Unit)、オフライン時の誤り率測定などの自動試験(IPTU:In-place Test Unit)の機能が含まれている。

2.3 変復調方式の高性能化

ここでは、上記の SCPC 方式の特徴から、各種性能を満足させるため、特に復調系および誤り訂正符号の設計が重要である。まず、復調に関しては、2.2 節に述べたように、SCPC 方式では衛星電力の有効利用のためにボイスアクチベーションを採用しているため、バースト状の受信信号からデータの再生が必要である。さらに、SCPC をデータ回線として利用する場合、音声伝送の場合に比べて誤り率を十分低くする必要がある。これらの条件を満足するキーとなるのは搬送波再生系と、誤り訂正符号であるため、以下にこれらについて検討する。PCM-QPSK、 ΔM -BPSK 方式のそれぞれのデータフォーマットを図 2.5 に示す。

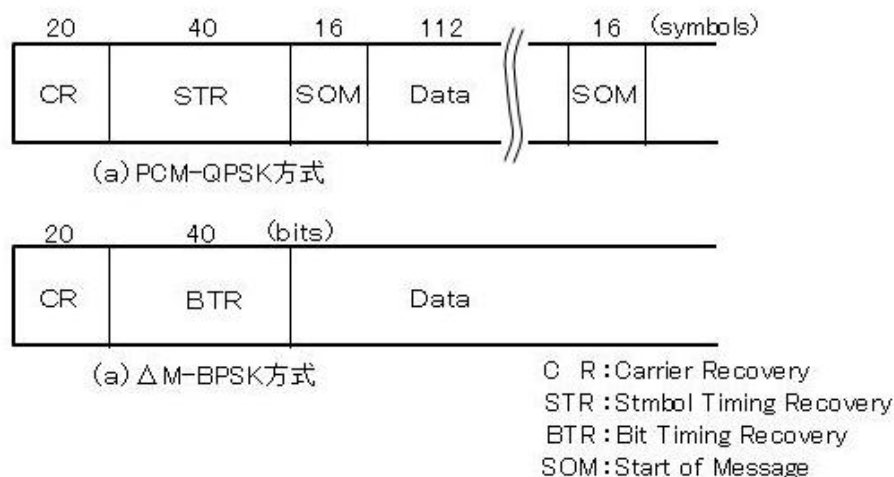


図 2.5 SCPC 方式のデータフォーマット
Fig.2.5 Data Format of SCPC System

2.3.1 搬送波再生系

搬送波再生系に与えられる技術的課題は、受信バースト信号から復調のための基準位相となる搬送波を高速に再生することであるが、PCM-QPSK 方式と Δ M-BPSK 方式の場合でその要求性能は、特にサイクルスキッピング特性に関しては異なる。すなわち、再生搬送波の位相には、本質的に、QPSK の場合は四つ、BPSK の場合は二つの不確定性がある。このうち、PCM-QPSK の場合は、復調ベースバンド信号に不確定性があると正しく音声に復号できないため、バーストの先頭に付加した SOM ビットによってこれを取り除く方法をとる。一方、 Δ M-BPSK 方式の場合には、位相不確定性によって信号の極性が反転しても、復号器は復調信号の極性に関らず音声の再生が可能である。したがって、PCM-QPSK 方式の搬送波再生系の設計においては、高速かつ高純度(高 C/N)という極めて相反する条件を同時に満たす必要がある。搬送波再生におけるアクジションおよびサイクルスキッピング特性は両方とも主に回路の帯域幅によって決定される。搬送波再生系の構成としては、位相縮退の方式として逆変調または通倍の二つあり、雑音除去の手法として、AFC を付加した共振回路によるフィルタリングと、PLL(Phase Locked Loop)方式の二つがあり、実現においてはシステムの特徴に合わせて、これらの組み合わせを決定する。

2.3.1.1 2-mode PLL 方式

ところで、2.1 節に述べたように、SCPC 方式の場合、信号速度(今の場合 32ks/秒)に対して受信搬送波の周波数変動($\pm 2\text{kHz}$)の割合が非常に大きい。受信搬送波の周波数変動の要因としては、地球局送信機の安定度、衛星のローカル周波数の安定度の二つがある。このうち、後者の変動は大きいですが、これについては全局共通であり、上記の IF サブシステムによって取り除かれるため、受信周波数の変動はアップパスにおいて起こる前者が主となる。この周波数変動は各局独立であるため、取り除くことは困難であり、基本的にはチャンネル毎に独立と考えられる。したがって、今の場合、共振回路による受動フィルタリング方式では周波数変動に伴う再生搬送波の位相ずれが大きく実用に供しない。また、仮に周波数制御方式を付加しても、いまのようにバースト毎の周波数変動には追従できないため同じことが言える。本研究では、逆変調/PLL 方式を採用するが、この場合、アクジション時間および再生搬送波の純度は PLL の雑音帯域幅(B_L)によって決まる。そこで、本研究では、アクジションとサイクルスキッピング特性を同時に満足させるため、PLL の雑音帯域幅を同期過程では広く、同期完了後は自動的に狭くする 2-mode PLL 方式を考案することによって上記のような課題を解決した。2-mode PLL の実現方法を以下に示す。本研究で採択した搬送波再生系の基本構成を図 2.6 に示す。

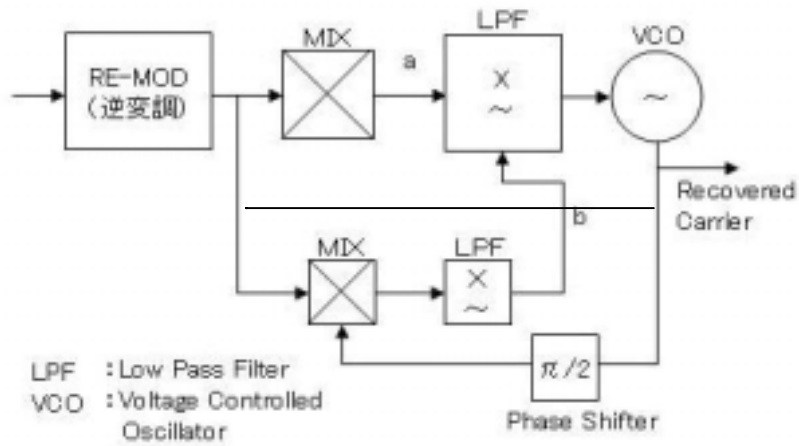


図 2.6 逆変調 2-mode PLL 搬送波再生系の構成

Fig.2.6 Configuration of Re-modulation 2-mode PLL Carrier Recovery

また図 2.6 のフィルタ部分を図 2.7 に示す. 図 2.6 および図 2.7 において, 次式が成立する[9].

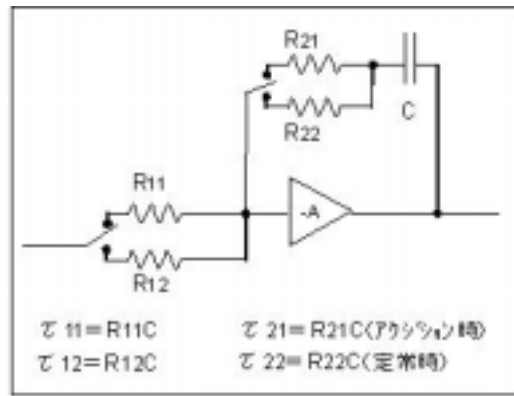


図 2.7 2-mode PLL のフィルタ時定数の切り替え

Fig.2.7 Switching of Time Constant of 2-mode PLL Filter

まず, アクシオン段階では

$$\omega_n = \left(\frac{k_o \cdot k_d}{\tau_1} \right)^{1/2} \quad (2-1)$$

$$\zeta = \frac{\tau_2 \cdot \omega_n}{2} \quad (2-2)$$

ここで, ω_n, ζ はそれぞれループの自然周波数, ダンピングファクタと呼ばれる. k_o は VCO の感度(rad/s/V), k_d は位相検出器の感度(V/rad), また, 時定数 $\tau_1 = R_1 \cdot C, \tau_2 = R_2 \cdot C$ である.

このとき, PLL の雑音帯域幅 B_L は式(2-3)によって求められる.

$$B_L = \frac{1}{2} \omega_n \left(\zeta + \frac{1}{4\zeta} \right) \quad (\text{Hz}) \quad (2-3)$$

したがって, 式(2-1)~式(2-3)より, τ_1 と τ_2 を変えることで, 任意の帯域幅 B_L を得ることができる. すなわち, アクジション時の ω_n, ζ をそれぞれ ω_{n1}, ζ_1 , 定常時のそれらを ω_{n2}, ζ_2 としたとき, 各々のときの雑音帯域幅は以下のように求めることができる.

$$B_{L1} = \frac{1}{2} \omega_{n1} \left(\zeta_1 + \frac{1}{4\zeta_1} \right) \quad (\text{Hz}) \quad (2-4)$$

$$B_{L2} = \frac{1}{2} \omega_{n2} \left(\zeta_2 + \frac{1}{4\zeta_2} \right) \quad (\text{Hz}) \quad (2-5)$$

ここで特に, ダンピングファクタはループの動作の安定度に影響するので, 一般にはこの値は 0.7 程度に選ばれる.

つぎに, 2-mode PLL における B_L の切り換えについて説明する. 図 2.8 は本 PLL の応答を示す. 図 2.8 の (a) は位相検出器の出力 (図 2.6 の点 a) の波形であり, (b) は $\pi/2$ 位相をずらした位相検出器の出力 (図 2.6 の点 b) の波形である. PLL がほぼ同期を完了したとき, 点 b の電圧はほぼ最高点に到達する. したがって, 点 b の電圧を予め決められた閾値によって判定し, その信号を用いてループの特性を決定する抵抗値を切り換える. すなわち, アクジション時のそれぞれの値 R_{11}, R_{21} を定常時の値 R_{12}, R_{22} に切り換えることで帯域幅 B_L を自動切換え可能である.

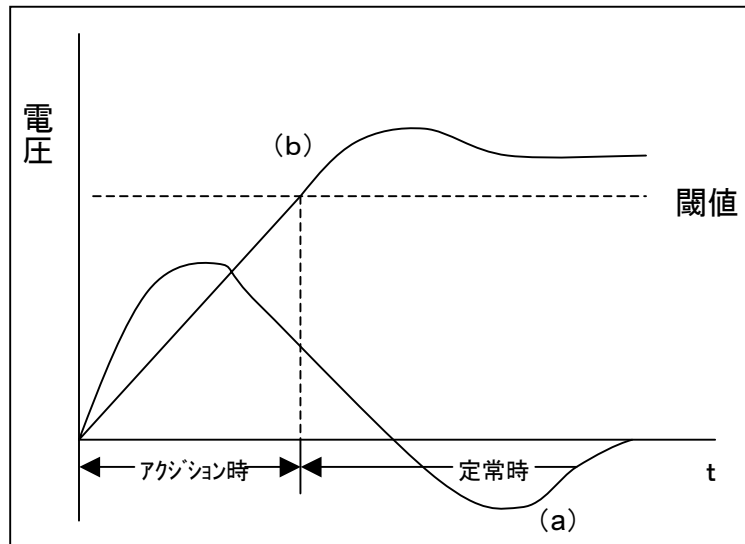


図 2.8 2-mode PLL の位相引き込み特性
Fig.2.8 Acquisition Process of 2-mode PLL

2.3.1.2 同期時間とサイクルスキッピング

表 2.2 に PCM-QPSK と Δ M-BPSK の両ケースについて、搬送波再生系の PLL のバンド幅についての設計諸元を示す。チャンネルユニットをデータチャンネルとして用いる場合はサイクルスキッピング特性への要求はより厳しいものになるため、雑音帯域幅を narrow-mode にて動作させるように設計した。ただし、この場合は信号が連続モードになるため、上記のようなダイナミックな切り替えではなく、データモードの状態信号によって半固定的に B_L を決定することができる。

表 2.2 2-mode 搬送波再生 PLL の帯域幅

Table 2.2 Bandwidth of 2-mode PLL Carrier Recovery

	Bandwidth of Carrier Recovery
QPSK	• 4 kHz : Before acquisition completed
	• 500 Hz : After acquisition completed
BPSK	• 3 kHz : for Voice Mode
	• 1 kHz : for Data Mode

これにより、アクジションはバーストの先頭から 40~50 シンボル以内に完了し、サイクルスキッピング特性についても、図 2.9 に示すように十分な性能を得ることを確認した。図 2.9 から、データモードにおいては $E_s/N_0=3\sim 4\text{dB}$ 程度まで復調器は安定な動作を維持すること、ボイスモードにおいても $E_s/N_0=4\sim 5\text{dB}$ 程度まで動作することがわかる。

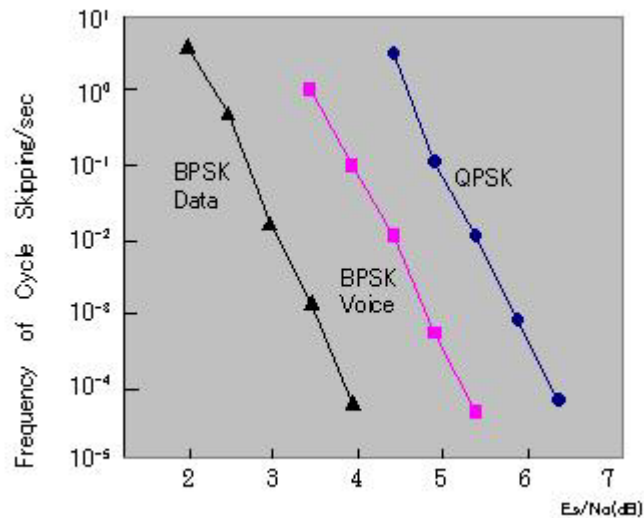


図 2.9 PCM-QPSK / Δ M-BPSK 方式のサイクルスキッピング特性

Fig.2.9 Cycle Skipping Performance of PCM-QPSK and Δ M-BPSK

2.3.2 誤り訂正符号との複合化

電力制限の厳しいデジタル衛星通信システムでは、誤り訂正符号の適用による誤り率の改善は有効である。特に、低 C/N の領域で運用する場合には必須であ

る。以下に、本研究において適用した誤り訂正符号の構成と、その改善効果についてシミュレーションならびに実験結果を示す。

2.3.2.1 畳み込み符号の構成

本研究において対象とした誤り訂正符号の構成を図 2.10 に示す。符号の種類としては、符号化率 3/4 または 7/8 の畳み込み符号を採用した。入力データの伝送速度は、符号化後の速度が 64kbps または 32kbps になるように選ぶ。例えば、入力データ速度 56kbps と符号化率 7/8 の誤り訂正によって、変復調器の伝送速度を 64kbps と設定し、24kbps データと符号化率 3/4 の誤り訂正によって変復調器の伝送速度 32kbps とする。

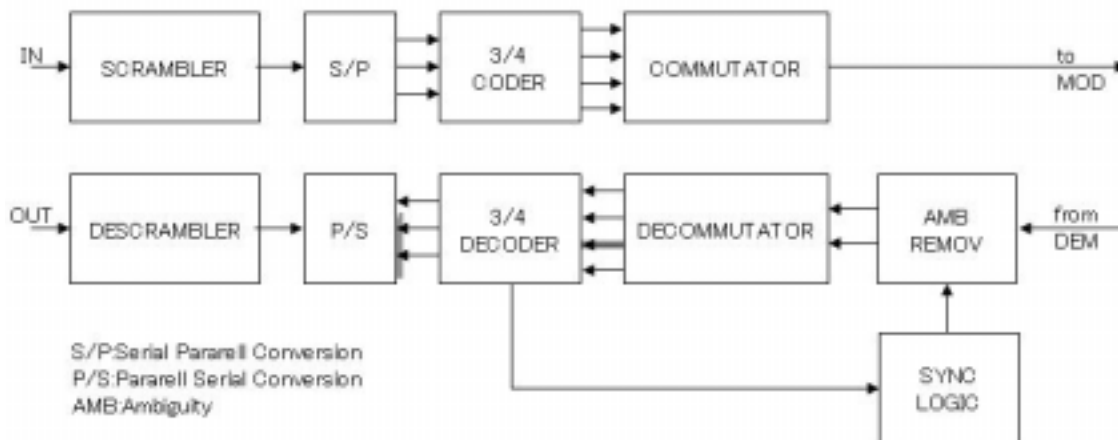


図 2.10 SCPC データインタフェースモジュールの構成

Fig.2.10 Configuration of SCPC Data Interface Module

2.3.2.2 誤り率の改善

図 2.11 には変復調単体のビット誤り率特性の測定値を示し、本誤り訂正符号によるビット誤り率の改善に関する測定結果を図 2.12 に示す。

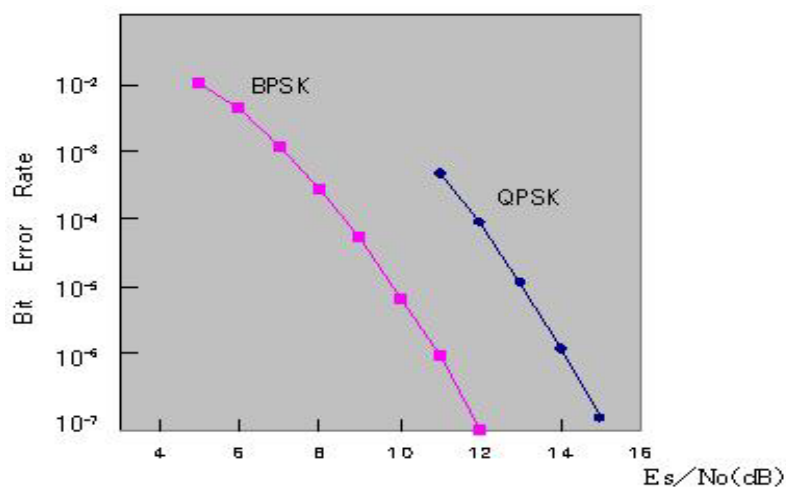


図 2.11 QPSK および BPSK モデムのビット誤り率特性

Fig.2.11 BER Performances of QPSK and BPSK Modem

図 2.11 からわかるが、BPSK 方式では E_s/N_0 が 4dB 程度の非常に低い値まで、QPSK 方式では 10dB 程度まで復調器は安定に動作することがわかった。測定は IF 折り返しモードで行った。

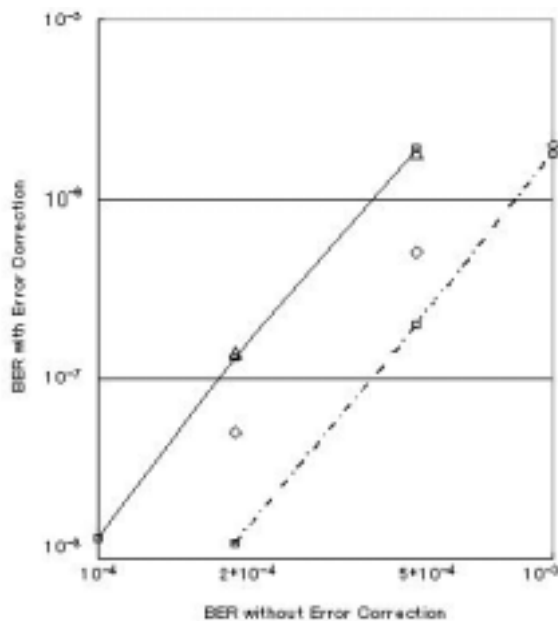


図 2.12 3/4 および 7/8 畳み込み符号の誤り率改善

Fig.2.12 BER Improvement of 3/4 and 7/8 Convolutional Codec

図 2.12 において、実線はコンピュータシミュレーションの結果である。また、同図のサンプル値は測定値を表わす。図 2.12 より、モデム単体の BER として 10^{-3} 程度まで十分に誤り訂正の効果があることがわかる。また、シミュレーションの結果とよく一致していることを確認した。このように、復調器が非常に低い C/N まで動作できるということは、単に誤り訂正の効果が低 C/N まで持続できるというだけでなく、衛星回線の構築において、地球局アンテナの小型化が可能であるという利点がある。特に、モデム単体で $BER 10^{-2}$ 程度まで安定に動作する BPSK 方式は、その利点は大きく、小型局を用いた地域内通信などに向いていることがわかる。

2.4 むすび

PCM-QPSK と ΔM -BPSK を用いた SCPC 方式について、システムの構成、基本的な技術的課題および復調系、搬送波再生系に関する解決法を提案した。搬送波再生系には、バーストモードでかつ周波数変動の大きい搬送波に対して逆変調、2-mode PLL 方式を提案し、高速かつ純度の高い搬送波再生の実現を実証した。さらに、特にデータ伝送におけるビット誤り率の改善について、誤り訂正符号との結合とその誤り改善効果について、シミュレーションと実験を行い、システムとしての有効性を実証した。

PCM-QPSK と ΔM -BPSK の各方式はそれぞれに特長を持ち、前者は音声伝送の品質は高く、また後者はいくらかの品質の犠牲にはしているが、非常に低い C/N においても復調器は安定に動作する。したがって、比較的大きい地球局を用いた国際通信や公衆網には前者が有効であり、遠隔地など小型地球局を用いる低トラヒックの地域通信には後者が向いていると思われる。

第3章 ナイキストフィルタの衛星通信への適用上の問題と考察

3.1 まえがき

SCPC 方式のように、多相 PSK 変調を用いる衛星通信方式の開発においては、通常帯域制限と電力制限の下に方式設計が行われる。このようなデジタル伝送方式の伝送特性は最終的にはビット誤り率で評価されるが、これには熱雑音、チャンネル間干渉、符号間干渉（タイミングジッタの影響も含む）などの劣化要因が複雑に影響している。したがって、チャンネル分離、雑音制限、波形整形のために変調器、復調器に使用される帯域制限フィルタは、これらの劣化要因に対する影響を考慮して設計する必要がある。ここで取り扱う SCPC 方式では、系に置かれる TWTA などの非線形素子は、通常十分なバックオフを取って運用されるため、その系は完全な線形系となる。このような場合、符号間干渉を理論的に零にするナイキストフィルタを使用することができる[10], [11], [12]。しかし、ナイキストフィルタは、理想的な判定タイミングにおいて零符号間干渉特性を示すが、その形状やロールオフ率などパラメータの設計によっては受信アイパターンが非常に狭くなり、実際の系では、雑音やパターンジッタなどに起因する符号判定位相のずれ（タイミングジッタ）によってビット誤り率に大きな劣化を来たす場合がある。したがって、衛星通信のように低 S/N 時での運用を考えた場合、復調器のタイミングジッタを考慮したフィルタの設計が重要である[13]。また、PSK 波のような NRZ 信号にナイキストフィルタを適用する場合、系にいわゆる $x/\sin x$ 型のスペクトラム整形フィルタが必要になるが、これを送信側に置いた場合、搬送波の実効電力をその分小さくすることになり、一方、反対に受信側に置いた場合には、等化雑音帯域幅の広がりによって熱雑音の増大を来たすことになる。電力制限と帯域制限の下にある衛星通信や無線通信においてはこのような問題の検討は重要であるが、従来このような問題を定量的に考察した例はない。本研究では、SCPC 方式に受信スペクトラムとして二乗余弦などの零交差応答特性を与えるようなナイキストフィルタを有効に用いるために、いくつかの種類の整形特性に対して上記の三つの影響を等価信号電力対雑音電力比の劣化（以下等価 S/N と呼ぶ）として評価し、それを実際に使用するに当たっての設計指針を与えた[11], [14]。

3.2. では、検討の対象とするフィルタの特性を示し、これらの送信側、受信側への配分に関しても代表的な組み合わせを考えている。3.3 では、劣化要因として、まず熱雑音の影響を、送信電力一定の条件で、受信雑音電力、送信信号電力、送信信号電力の三つから評価する。つぎに、チャンネル間干渉を、隣接チャンネルからの妨害電力と受信信号電力との比から等価 S/N の劣化として評価する。さらに、判定点のタイミングジッタによって生ずる符号間干渉について、ジッタを符号判定点の位相変移と考え、その点における電圧への影響が最悪になるような前後の符号の組み合わせを考え、等価 S/N の劣化を求めている。最後にこれらの劣化要因が同時に存在するときの等価 S/N を求めている。

3.2 フィルタの特性および伝送路モデル

3.2.1 検討の対象とするフィルタの特性

本研究ではナイキストフィルタの特性を $R(\omega)$ として、タイプ A, B, C および D の 4 種類を考えている。その中には、波形伝送上の性質をできるだけ一般的に知るために、ナイキストフィルタの条件を満足するが実現が困難なものも含めている。それらの伝送特性を表 3.1 および図 3.1 に示す。

表 3.1 検討の対象とするフィルタの種類
Table 3.1 Type of Filters to be considered

周波数 領域 フィルタ 種類	$\omega \leq \omega_N \cdot (1-\kappa)$	$\omega_N(1-\kappa) \leq \omega \leq \omega_N(1+\kappa)$	$\omega \geq \omega_N \cdot (1+\kappa)$
$R_A(\omega)$	1	$\frac{1}{2}$	0
$R_B(\omega)$	1	$1 - \frac{1}{2\omega_N} \cdot \omega$	0
$R_C(\omega)$	1	$\frac{1}{2} \left[1 - \frac{\omega - \omega_N}{\kappa + \omega_N} \right]$	0
$R_D(\omega)$	1	$\frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \frac{\pi(\omega - \omega_N)}{2\kappa + \omega_N} \right\}$	0

ω : 角周波数

ω_N : ナイキスト周波数 ($= \pi/T$) T: パルス幅

κ : ロールオフファクタ

ところで、ナイキストフィルタはインパルス列に対して零交差応答特性を与えるので、いま検討の対象としている NRZ 波形に対してはナイキストフィルタのほかに式(3-1)に示すいわゆる $x/\sin x$ 整形フィルタが必要である。

$$S(\omega) = \frac{\omega T/2}{\sin(\omega T/2)} \quad (3-1)$$

ただし $|\omega| < 2\pi/T$

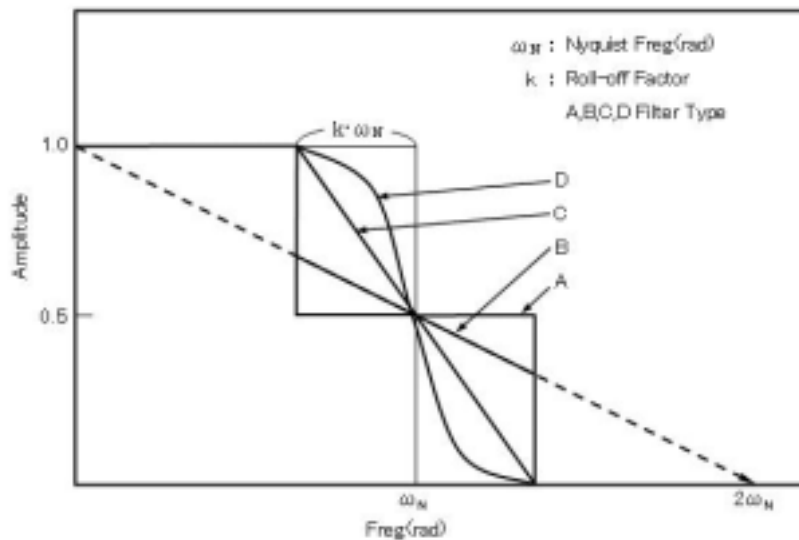


図 3.1 フィルタタイプの伝送特性

Fig.3.1 Transmission Characteristics of Filters

3.2.2 伝送路モデル

いま検討の対象としているシステムにはナイキストフィルタと $x/\sin x$ 整形フィルタが使用されるが,これらは送信側と受信側に分配される.分割法としては多数考えられるが,ここでは図 3.2 に示す代表的な三つの構成を考える. 図 3.2 において, 組合せ 1 は $x/\sin x$ 整形フィルタを送信側に, 組合せ 2 は二等分して送信側と受信側に, 組合せ 3 は受信側に置いたものであり, またいずれもナイキストフィルタは, 送信側と受信側に二等分して用いている. 本研究では, 伝送路のモデルにおいて, 周波数特性を持たない要素は除いて考える. また変復調器も直線的な両側波帯変復調を行うものであるから同様に省略している.

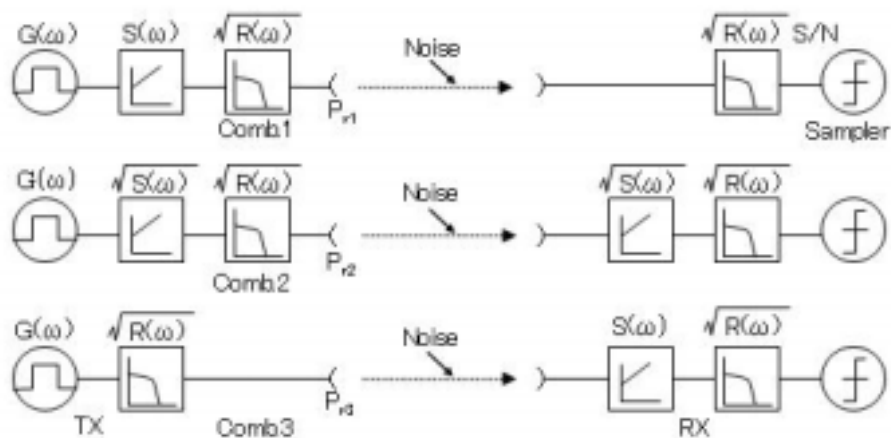


図 3.2 伝送路モデル(三つの組み合わせ)

Fig.3.2 Transmission Path Model for Three Filter Combinations

3.3 劣化要因の評価および検討

ここでは、3.2.2 に示した4種のフィルタおよび3種のフィルタ組合せについて伝送品質に与える上記3種の劣化要因を等価S/Nの劣化で評価し[15]、検討を加える。

3.3.1 熱雑音：送信電力および受信信号電力対雑音電力比

熱雑音の影響は受信信号電力対雑音電力比という形で検討されるが、この場合、信号電力と雑音電力は両者とも符号検出器の入力すなわち受信フィルタの出力で考えなければならない。

雑音電力は受信フィルタの特性によって決まり、図3.2に示す構成では、同じロールオフファクターのとき、組合せ1より組合せ2、組合せ2より組合せ3の雑音電力が大きい。これらは次式で示される。

$$N_1 = 2N_0 \int_0^{\infty} \{\sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega = 2N_0 \omega_N \quad (3-2)$$

$$N_2 = 2N_0 \int_0^{\infty} \{\sqrt{S(\omega)}\sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega$$

$$N_3 = 2N_0 \int_0^{\infty} \{S(\omega)\sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega$$

ただし、 N_0 は雑音電力密度(ワット/rad)である。 N_2 と N_3 はフィルタのタイプ、ロールオフファクタによって変化する。

つぎに送信電力を検討する。まず、同じ $G(\omega)$ に対する送信電力を求める。おのおのの組合せに対してそれぞれ次ぎのように求められる。

$$P_{T1} = 2 \int_0^{\infty} \{G(\omega) \cdot S(\omega) \cdot \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega = 2 \omega_N \quad (3-3)$$

$$\because G(\omega) \cdot S(\omega) = 1 : |\omega| < 2\pi/T$$

$$P_{T2} = 2 \int_0^{\infty} \{G(\omega) \cdot \sqrt{S(\omega)} \cdot \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega$$

$$P_{T3} = 2 \int_0^{\infty} \{G(\omega) \cdot \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega$$

P_{T2} と P_{T3} はロールオフファクタによって変化する。この状態で受信フィルタ出力における信号電力は、図3.2からわかるようにいずれの組合せについても同じであり、式(3-4)で表される。

$$P_R = 2 \int_0^{\infty} \{G(\omega) \cdot S(\omega) \cdot R(\omega)\}^2 d\omega = 2 \int_0^{\infty} \{R(\omega)\}^2 d\omega \quad (3-4)$$

ところで、同じ $G(\omega)$ を用いると組合せによって送信電力が異なるので送信電力一定という条件を満足させるためには $G(\omega)$ を変化させることが必要である。その結果、受信信号電力も $G(\omega)$ の変化分だけ変わることになる。この場合、送信電力の基準としてロールオフファクタで変化しない組合せ 1 の P_{T1} を採用すると、 $G(\omega)$ と受信信号電力の変化量は P_{T2}/P_{T1} , P_{T3}/P_{T1} で表される。これまで述べたことから受信信号電力対雑音電力比の変化は、組合せ 1 を基準としてつぎのように表される。

$$\begin{aligned} (S/N)_2 &= P_{T2}/P_{T1} \cdot N_1/N_2 \cdot (S/N)_1 \\ (S/N)_3 &= P_{T3}/P_{T1} \cdot N_1/N_3 \cdot (S/N)_1 \end{aligned} \quad (3-5)$$

これらは使用するフィルタのタイプ、ロールオフファクタで変化する。この様子を図 3.3 に示す。組合せ 2, 3 において送信電力を組合せ 1 のそれと同じ値にするための $G(\omega)$ の増加より、受信側における雑音電力のほうが大きいから、組合せ 2, 3 は組合せ 1 より受信信号電力対雑音電力比が劣化している。

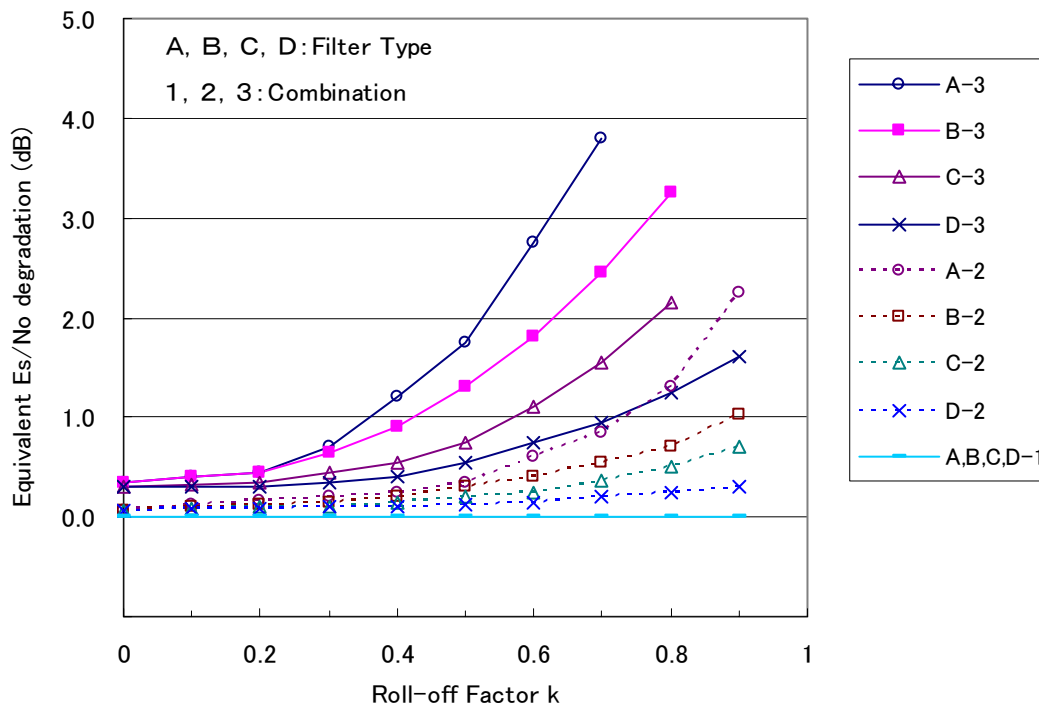


図 3.3 各種フィルタタイプと組合せに対する等価 E_s/N_0 の劣化
 Fig.3.3 Equivalent E_s/N_0 Degradation for Various Filter Types

3.3.2 チャンネル間干渉

FDMA 方式(周波数分割多重伝送)におけるチャンネル間干渉は、系が線形の場合、送信フィルタと受信フィルタの帯域、および隣接チャンネル間の周波数間隔によって決まる。ここで検討するシステムの構成および着目するチャンネルと両隣接チャンネルとの周波数領域上の関係を図 3.4 に示す。

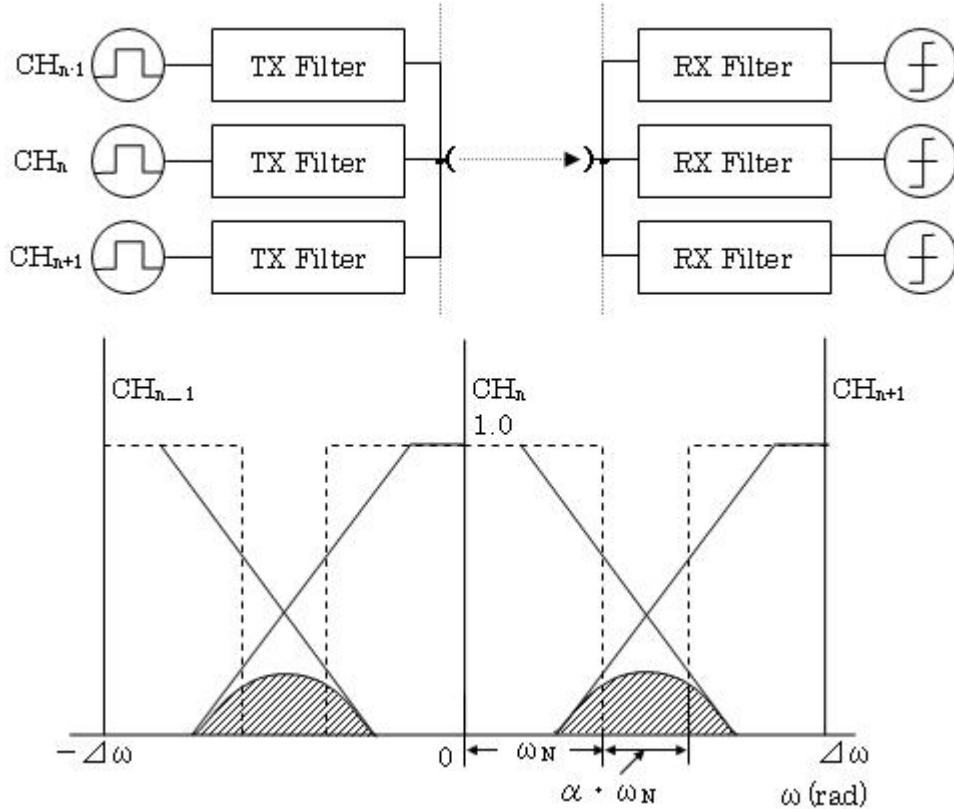


図 3.4 チャンネル配置とチャンネル間干渉

Fig. 3.4 Adjacent Channel Interference and Channel Allocation

図 3.4 において、両隣接チャンネルの伝送路の特性は、着目するチャンネルのそれに中心周波数が異なる以外は全く等しいものとする。チャンネル間隔を

$$\Delta \omega = (2 + \alpha) \cdot \omega_N \quad (3-6)$$

とし、ここでは、 α をガードバンド指数と呼ぶ。このとき図 3.4 より、着目するチャンネルの受信フィルタ出力での両隣接チャンネルからの干渉電力は、おのこのフィルタの組合せに対してつぎのように表される。

$$\begin{aligned} P_{ch1} &= 2 \int_0^{\Delta \omega} \{G(\Delta \omega - \omega) \cdot S(\Delta \omega - \omega) \cdot \sqrt{R(\Delta \omega - \omega)} \cdot \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega \\ &= 2 \int_0^{\Delta \omega} R(\Delta \omega - \omega) \cdot R(\omega) d\omega \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_{ch2} &= 2 \int_0^{\Delta \omega} \{G(\Delta \omega - \omega) \sqrt{S(\Delta \omega - \omega)} \sqrt{R(\Delta \omega - \omega)} \sqrt{S(\omega)} \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega \\
&= 2 \int_0^{\Delta \omega} G(\Delta \omega - \omega) R(\Delta \omega - \omega) S(\omega) R(\omega) d\omega \\
P_{ch3} &= 2 \int_0^{\Delta \omega} \{G(\Delta \omega - \omega) \sqrt{R(\Delta \omega - \omega)} S(\omega) \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega \tag{3-7}
\end{aligned}$$

したがって受信フィルタ出力における信号電力対干渉電力比 $(S/N)_{ch}$ は式(3-4)および式(3-7)よりおのおのの組合せに対して次のように求まる。

$$\begin{aligned}
(S/N)_{ch1} &= \frac{\int_0^{\infty} \{R(\omega)\}^2 d\omega}{\int_0^{\Delta \omega} R(\omega) R(\Delta \omega - \omega) d\omega} \\
(S/N)_{ch2} &= \frac{\int_0^{\infty} \{R(\omega)\}^2 d\omega}{\int_0^{\Delta \omega} G(\Delta \omega - \omega) R(\Delta \omega - \omega) S(\omega) R(\omega) d\omega} \\
(S/N)_{ch3} &= \frac{\int_0^{\infty} \{R(\omega)\}^2 d\omega}{\int_0^{\Delta \omega} \{G(\Delta \omega - \omega) \sqrt{R(\Delta \omega - \omega)} S(\omega) \sqrt{R(\omega)}\}^2 d\omega} \tag{3-8}
\end{aligned}$$

熱雑音が存在し、さらにチャンネル間干渉が加わったときの等価 S/N の劣化はつぎのように求められる。

$$D_{ch} \doteq 10 \cdot \log \frac{1}{\frac{(S/N)_o}{1} + \frac{1}{(S/N)_{ch}}} \tag{3-9}$$

ただし、 $(S/N)_o$ は干渉のないときの信号電力対雑音電力比であり、この値は通信方式などによって異なるが、ここでは、SCPC 衛星通信方式、地上無線方式を想定して $(S/N)_o = 15\text{dB}$ と考える。式(3-9)より、ガードバンド指数 $\alpha = 0.5$ および $\alpha = 1.0$ の二つの場合についてチャンネル間干渉による劣化を求めた結果を図3.5に示す。図3.5からチャンネル間干渉についていえば、フィルタのタイプAおよびタイプBはタイプCおよびDに劣っていることがわかる。

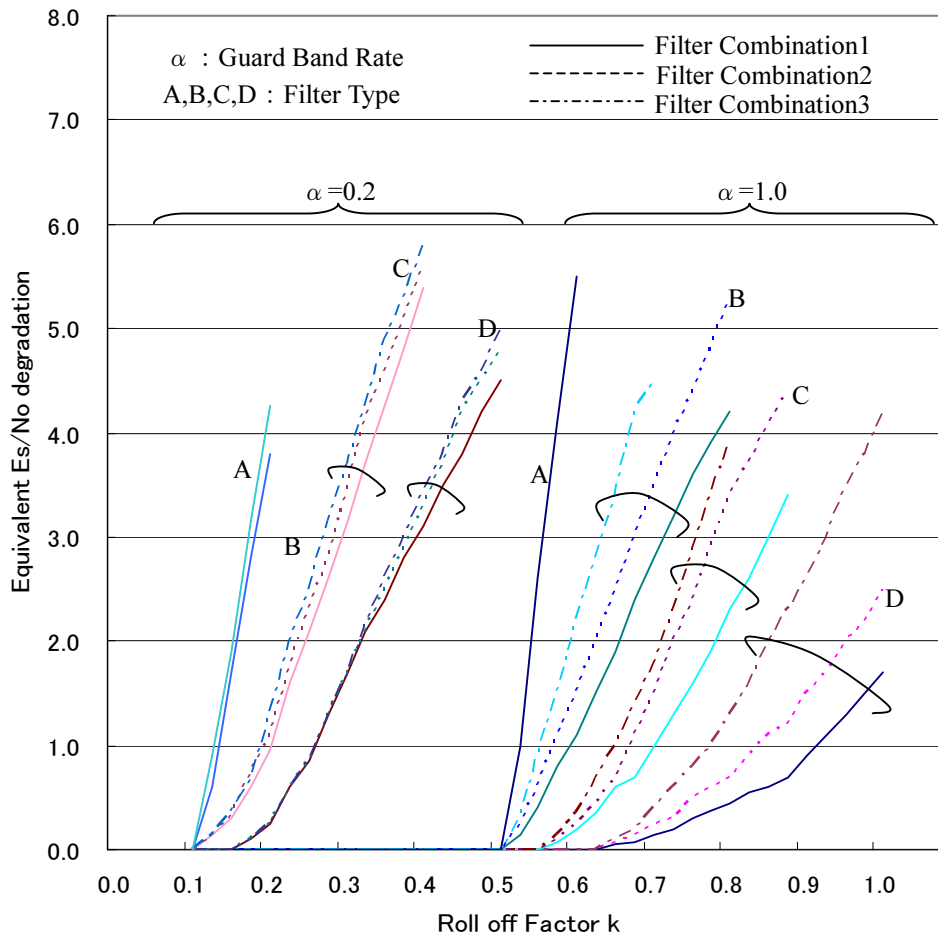


図 3.5 チャンネル間干渉による等価 E_s/N_0 の劣化

Fig.3.5 Equivalent E_s/N_0 Degradation due to Adjacent Interference

3.3.3 タイミングジッタを考慮した符号間干渉

符号判定点が、タイミングジッタや温度などの環境条件によって変動する場合、いま考えているような零符号間干渉パルス列に対しても符号間干渉が生ずるので、これによる等価 S/N の劣化を検討する必要がある。本論文では、単一パルスに対する受信波形の全サンプル点における微係数を求め、ある一つの符号に着目した場合に、その符号の判定点(本来は傾斜が零である)が、前後にある符号列の影響でどのような変化を受けるかを求めることによりタイミングジッタなどによる位相偏移に対する強弱を評価している。この傾斜は前後にある符号列の構成で変わるが、本論文では傾斜が最大となる最悪ケースを考えることとする。この最悪ケースにおける符号判定点の傾斜は、符号が+1, -1 の2値の場合には、各サンプル点における波形の勾配の絶対値の和を計算することによって求められる。タイミングジッタによる劣化は、この総和で表される傾斜にタイミングジッタとして仮定される位相偏移を乗ずることによって得られる値だけ符号判定点の電圧が減少するものとして求めることができる。このような考え方は、タイミングジッタに対す

る強弱を評価する一つの手法になると思われる。

3.3.3.1 各種フィルタに対する応答波形およびサンプル点における勾配

図3.1に示した4種のフィルタに対する受信パルス波形 $x(t)$ はおのおのつぎのように求められる。

$$\begin{aligned}
 x_A(t) &= \frac{T}{2\pi} \left\{ \frac{\sin \omega_N(1+k)t}{t} + \frac{\sin \omega_N(1-k)t}{t} \right\} \\
 x_B(t) &= \frac{T}{\pi} \left[\frac{1-k}{2} \left\{ \frac{\sin \omega_N(1+k)t}{t} + \frac{\sin \omega_N(1-k)t}{t} \right\} - \frac{1}{2\omega_N} \left\{ \frac{\cos \omega_N(1+k)t}{t^2} - \frac{\cos \omega_N(1-k)t}{t^2} \right\} \right] \\
 x_C(t) &= \frac{\sin \omega_N t}{\omega_N t} \cdot \frac{\sin k \omega_N t}{k \omega_N t} \\
 x_D(t) &= \frac{\sin \omega_N t}{\omega_N t} \cdot \frac{\cos k \omega_N t}{1 - (2k \omega_N t / T)^2}
 \end{aligned} \tag{3-10}$$

これからパルス応答波形の時間 t に関する微係数は容易に求まり、各サンプル点における勾配 $D(n)$ は、 $T=1$ 、 $\omega_N = \pi$ と置いて式(3-11)のように示される。

$$\begin{aligned}
 D_A(n) &= (-1)^n \cdot \frac{\cos nk \pi}{n} & n \neq 0 \\
 D_B(n) &= (1-k) \cdot \frac{(-1)^n \cos nk \pi}{n} + \frac{1}{\pi} \cdot \frac{(-1)^n \sin nk \pi}{n^2} & n \neq 0 \\
 D_C(n) &= (-1)^n \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{\sin nk \pi}{nk \pi} & n \neq 0 \\
 D_D(n) &= (-1)^n \cdot \frac{1}{n} \cdot \frac{\cos nk \pi}{1 - (2nk)^2} & n \neq 0
 \end{aligned} \tag{3-11}$$

ただし、 $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ は、前後 1, 2, \dots 番目のサンプル点を示す。

3.3.3.2 タイミングジッタによる符号間干渉

タイミングジッタによる劣化の評価を，ある符号判定点における最悪傾斜と判定位相偏移で行うことを先に述べた．また，この最悪傾斜は各サンプル点における波形応答の勾配の絶対値の和に等しいことを述べたが，この理由は以下の通りである．たとえばいま，着目する符号とそれに隣接する前後1ビットの符号を考える．おのおのの符号の応答波形を図 3.6 に示すように(-1, +1, +1)と並んだとき，着目する符号の判定点における傾斜が最大となる．

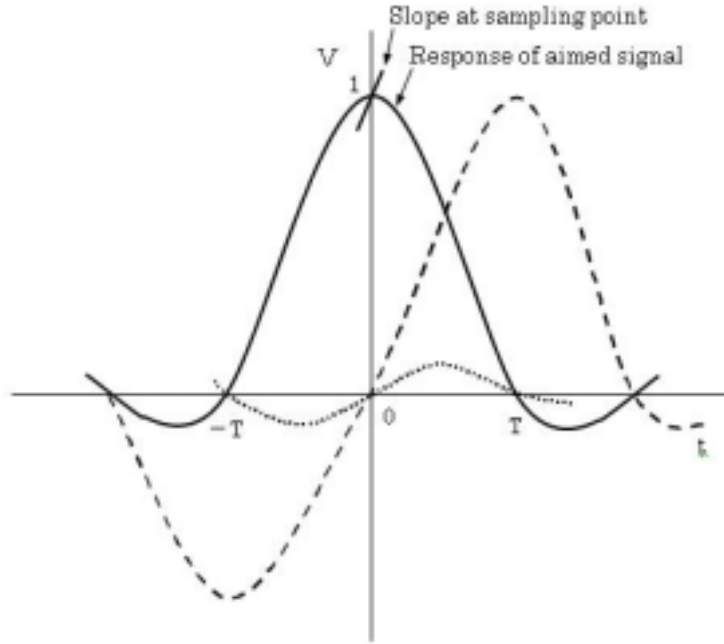


図 3.6 符号の並び方と判定点における傾斜

Fig.3.6 Slope of the Signal at Sampling Point

同じことが(+1, +1, -1)と並んだ場合にも言える．前後多数の符号を考えたときにも，同様に着目する符号判定点の最悪傾斜は，一つのパルス応答波形のサンプル点における傾斜の絶対値の総和で表される．ところで実際には，符号判定点の傾斜は，前後の符号列の+1 または-1 の組合せで変化するが，ジッタに対する強弱を評価する場合にはこの方法は有効な手段と思われる．傾斜では評価していないが，一般の非零交さ波形に対して，符号間干渉を判定点における電圧の絶対値の総和で評価している文献がある[14], [16]．さらに，ジッタとして定常的位相偏移を考える手法は従来からとられている[15], [17]．

さて，ある判定点における最悪傾斜 K は，おのおののフィルタに対して式(3-11)よりつぎのように示される．

$$K_X = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |D_X(n)|_{n \neq 0} \quad X=A, B, C, D \quad (3-12)$$

式(3-11), (3-12)より, K_C, K_D は明らかに収束するが K_A, K_B は発散する(付録1参照). またいずれのタイプにおいてもロールオフファクタ $k=0$ のときは受信スペクトラムは方形となり, 級数は発散する.

図 3.7 に $n=\pm 100$ までの和の項数による変化の様子を示しているが, これからも収束性がわかる.

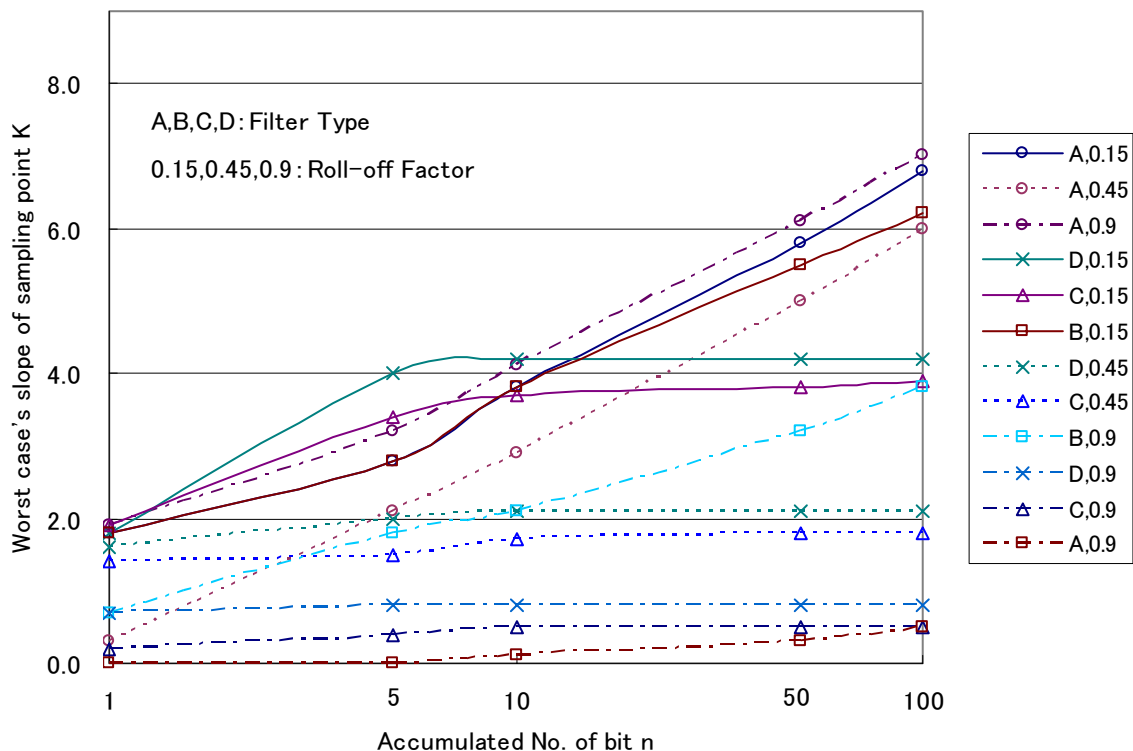


図 3.7 符号判定点における最悪傾斜の積算項数による変化

Fig.3.7 Worst Cases Slope of Sampling Point for Accumulated Bits

図 3.7 から, タイプ C および D については, K は前後 10 項ぐらいでほぼ収束する. またロールオフファクタ k の値が大きくなると, K は前後 2~3 項ぐらいで収束する. これは前後 2~3 ビット程度の符号による影響しか受けないことを意味している. また, タイプ B において, $k=0.9$ のとき前後 100 項ぐらいまでの K の値は小さいが項数 n を増やしてゆくと発散する様子がわかる. さらに, タイプ C, D について, K_C, K_D をロールオフファクタ k の関数として図 3.8 に示す.

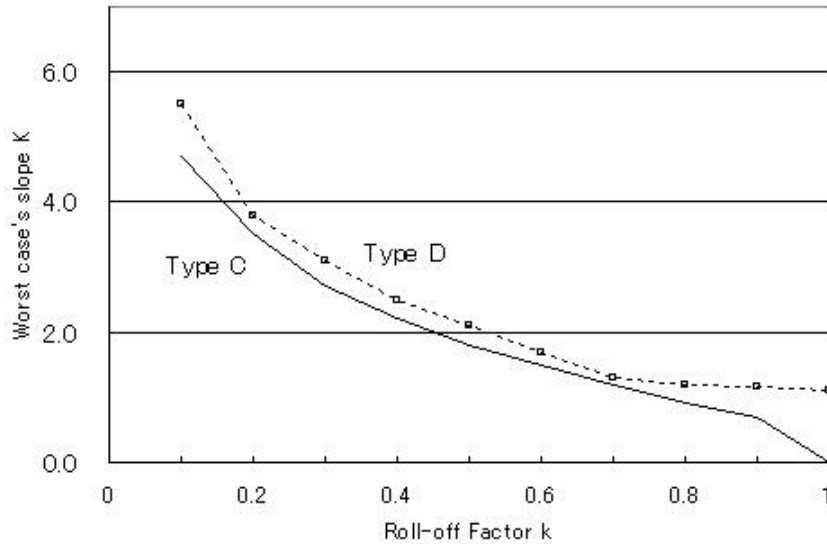


図 3.8 符号判定点における最悪傾斜とロールオフ率との関係
 Fig.3.8 Worst cases Slope as a function of Roll-off Factor k

これから、ナイキストフィルタのロールオフ域における減衰の傾斜が急なほどタイミングジッタに弱く、ロールオフ域の一部または全部に無限の傾斜を持つ場合(このようなフィルタは実現不可能ではあるが)には雑音がなくてもタイミングジッタのみによって非常に多くのビット誤りが起こり得ることがわかる。

つぎに最悪ケースにおけるタイミングジッタによる等価 S/N の劣化をタイプ C, および D について求める. タイミングジッタを符号判定点の位相偏移と考え, 位相偏移量 5° , 10° に対して計算した結果を図 3.9 に示す.

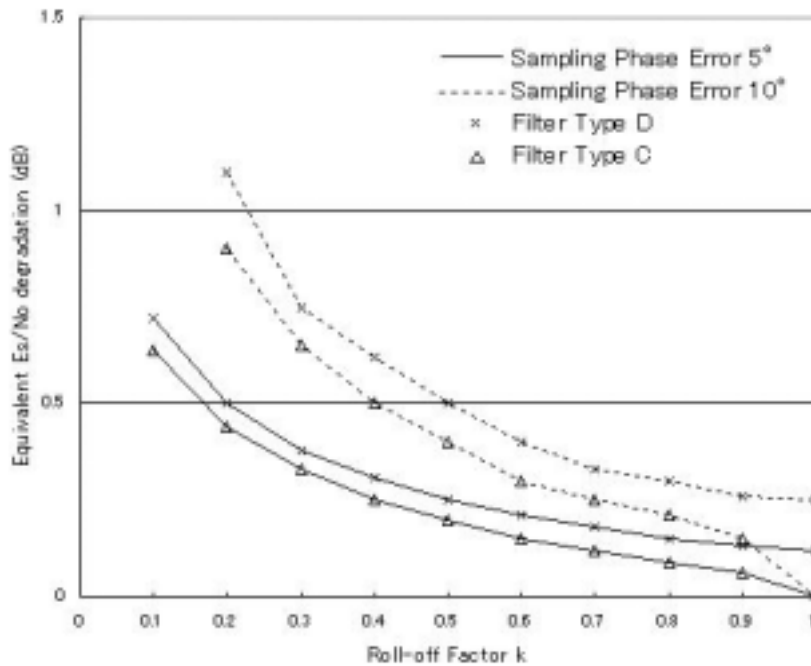


図 3.9 符号判定の位相偏移による等価 E_s/N_0 の劣化とロールオフ率の関係
 Fig.3.9 Equivalent E_s/N_0 Degradation due to Sampling Phase Error

以上の結果から、タイミングジッタに関しては、タイプ C が最も優れていることがわかる。特に、タイプ C において、ロールオフファクタ $k=1$ のとき、受信スペクトラムが三角となりタイミングジッタにきわめて強くなる。

3.4 総合伝送特性の解析とフィルタの最適配置

3.1~3.3 において、電力制限および帯域制限のある通信システムに対して、熱雑音、チャンネル間干渉およびタイミングジッタによる符号間干渉による等価 S/N の劣化について検討した。ここでは、これらの劣化が総合的に影響するとき、どのようなタイプのフィルタが適しているか、またロールオフファクタ k をどの程度に選べばよいかについて考察する。

まず第 1 に、 $x/\sin x$ 整形フィルタは受信 S/N とチャンネル間干渉についてみると全部送信側においた組合せ 1 がよいということが図 3.3 と図 3.4 からわかる。この結論に従って、以後の検討は組合せ 1 のみについて行う。

図 3.10 に、劣化がないときの受信信号電力対雑音電力比 (S/N)₀ が 15dB の場合、チャンネル間干渉とタイミングジッタの影響による劣化が同時に存在するとき (組合せ 1 は熱雑音による劣化はない) 受信等価 S/N がどのようになるかをタイミングジッタが 5° および 10° の場合について計算した結果を示す。ただし、図 3.10 においてはガードバンド指数 $\alpha=0.2, 1.0$ の場合を示す。ここでは、タイミングジッタに弱いタイプ A および B は除いた。また、ガードバンド指数 α に対する、得られる最小の劣化量を図 3.11 に示す。

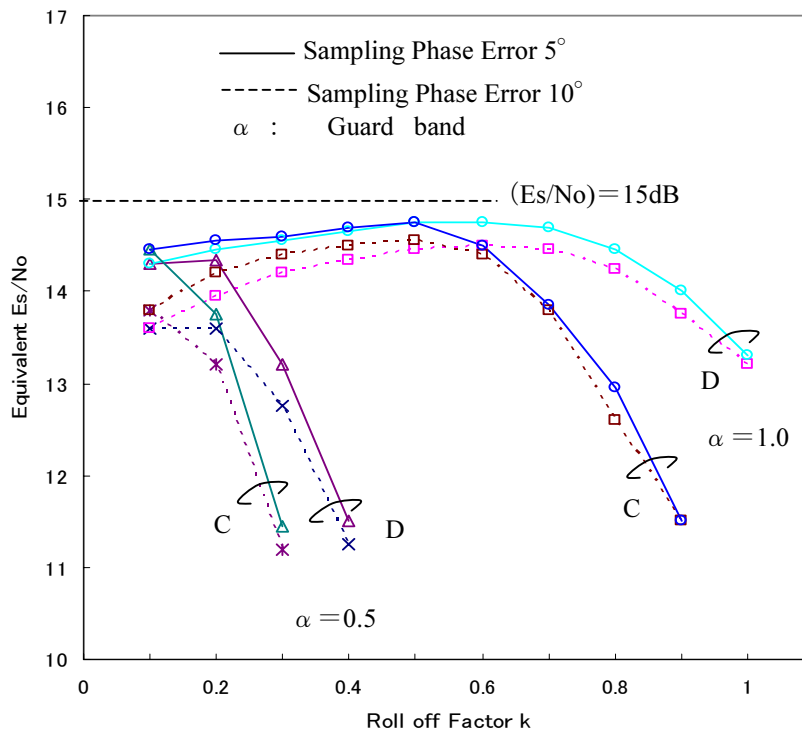


図 3.10 総合 E_s/N_0 特性

Fig.3.10 Overall E_s/N_0 Characteristics

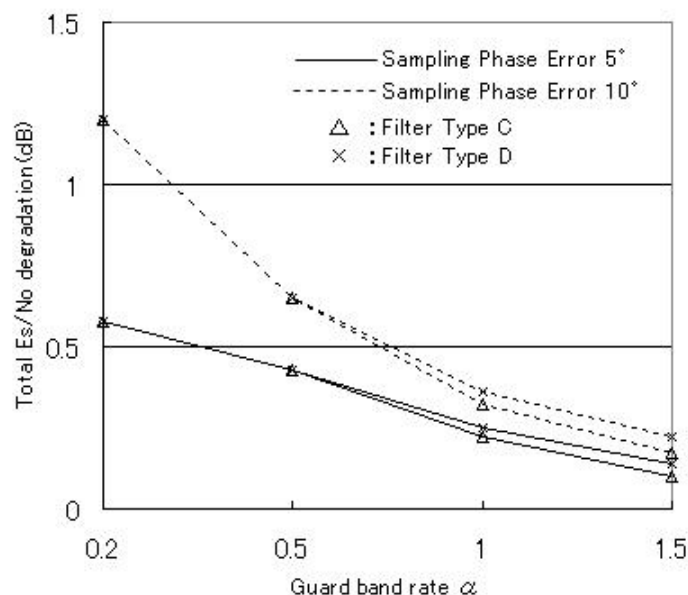


図 3.11 総合 E_s/N_0 の最小劣化量とチャンネル間隔との関係

Fig.3.11 Minimum Degradation of Overall E_s/N_0 for Channel Spacing

これらの図より，最小劣化量はタイプ C と D ではほとんど差がないこと，および α が大きいときは劣化量の k による変化は比較的ゆるやかであることがわかる．さらに，劣化量を最小ならしめるロールオフファクタ k の値は，ガードバンド指数 α の半分程度と考えてよいであろう．

3.5 むすび

電力制限，帯域制限のある通信システムにナイキストフィルタを適用する場合の設計の目安を与えるために，数種類のナイキストフィルタに対して，熱雑音，チャンネル間干渉，およびタイミングジッタの影響による等価 S/N の劣化を求め，どのようなフィルタが優れているかについて検討した．これらの結果より，主につぎのようなことが明らかとなった．

- (1) 受信 S/N およびチャンネル間干渉の点から，NRZ 波に対して零交さ特性を得るための $x/\sin x$ 整形フィルタは送信側に置くのがよい．
- (2) タイミングジッタに対しては，タイプ C のフィルタが優れており，ロールオフ域における傾斜がゆるやかなほど良い特性が得られる．
- (3) 上記すべての劣化要因を考えたとき，ロールオフファクタ k の値として，ガードバンド指数の半分程度に選ぶのが良い．

以上，実際には実現不可能な振幅特性を持つナイキストフィルタを含めて，検討したが，ロールオフファクタやロールオフ域での減衰特性の各種伝送特性に与える影響を定量的，かつ一般的に把握することができた．これらの結果は線形系またはそれに近い系における PSK 波の伝送特性の検討や，伝送路フィルタの設計の指針として有用であると思われる．今後の問題としては，これら理論特性からずれのある実際のフィルタ，近似特性のフィルタについて同様な問題の検討が必要であると思われる．

第4章 TDMA 方式の小型・省電力化と経済化の研究 (非線形系における変復調方式の高性能化)

4.1 まえがき

多数の小型地球局を収容可能なデジタル衛星通信方式としては、主に TDMA 方式と SCPC 方式があるが、本論文では TDMA システムを用いた地球局の小型化、低価格化に照準を定めて研究を行った。従来 TDMA 衛星通信方式においては、衛星電力を最大限に利用するため衛星 TWTA は飽和点で動作させ、一方、地球局 HPA は線形性を確保するため十分なバックオフをとって運用してきた。しかし、シングルキャリアである TDMA システム固有の特性を生かして、地球局 HPA も飽和点で動作させることが可能になれば、地球局 HPA の飽和出力を 1/4 程度にまで大幅に低減できる。これにより地球局の小型化低消費電力化が実現し、大きな経済的メリットが得られるのみならず地球局設置場所拡大というメリットもある。地球局 HPA と衛星 TWTA の両方の増幅器を共に飽和点で動作させた場合、この伝送系は二段の非線形素子を含む系になるためその伝送特性の解析は非常に複雑になり、これまでは解明されていない。また解明されても、二段の非線形素子を含む系において衛星通信の厳しい要求特性を満足する最適設計法を確立することは非常に困難であった。これまでに一段の非線形性を考慮した各種変復調方式の伝送特性の研究[18], [19]や衛星中継器一段の非線形による符号間干渉を扱った研究報告[15]はある。しかし QPSK 信号の伝送特性に関して二段の非線形の影響を等価 E_s/N_0 (シンボルエネルギー対雑音電力密度比) の劣化として系全体の特性を検討した例や、地球局 HPA を飽和点で動作させて成功させた報告はない。

一方、地上方式における移動通信では、非線形増幅器の影響を受けにくい変復調方式として OPSK 方式や $\pi/4$ シフト QPSK 方式などが実用化されている[2]。しかしこれらの方式は、変復調波が常に $\pi/4$ 以上変化しているため、ある確率で同位相が続くビット時間間隔や $0/\pi$ 変復調成分が無い場合信号ベクトルは常に左右の回転方向に、しかも帯域制限によって連続的に変化する。このため逆変復調や逡倍方式を用いて変復調位相を縮退しても、抽出される搬送波成分が通常 QPSK 方式に比べて少なくなるため、高 C/N の再生基準搬送波が得られないという欠点を有している。同期検波を用いかつ高利得の誤り訂正符号を適用する衛星通信システムでは、常に受信信号が非常に低いレベルまで安定な搬送波再生が要求される。このため、OPSK 方式や $\pi/4$ シフト QPSK 方式を用いるシステムは搬送波再生の問題があつて良好な伝送特性が得られなくなることから TDMA 衛星通信システムには適さない。移動通信では $\pi/4$ シフト QPSK 方式を用いているが、比較的高い受信 S/N レベルの信号を対象に遅延検波方式を採用して再生搬送波を不要としており、また

パイロットシンボルという基準位相を信号列に挿入して検波するなどの工夫を行い搬送波再生の容易化を図り解決している[20]. 一方帯域, 電力両方の有効利用が必須の必要条件である TDMA 衛星通信では, 受信信号レベルが低い場合 (低 S/N 時) でも, 受信されたバースト信号のみから高速同期確立し同時に安定かつ高 C/N 再生基準搬送波が得られる搬送波同期系を実現する必要がある. このような環境下にある TDMA 衛星通信の変調方式としては QPSK 方式が最適である. そこで TDMA 衛星通信における二段の非線形伝送システム実現のための変調方式は, QPSK 方式を対象として検討する必要がある.

帯域制限された QPSK 波は非線形伝送系を通過するとその AM/AM, AM/PM 変換特性によってひずみを受ける. このひずみのために符号間干渉が増大し, 同時に HPA 出力で信号スペクトラムのサイドローブが上昇してチャンネル間干渉が発生する. このチャンネル間干渉は, 着目する回線が降雨等によって減衰した場合特に問題となる. また信号と帯域内に漏れ込む干渉波が TWTA で共通増幅されることによる混変調雑音についても検討する必要がある. 本研究は, TDMA 衛星通信における地球局 HPA と衛星 TWTA の二段の非線形素子を含む伝送系において, バーストモデムフィルタ等の最適化の指針を与え, 誤り訂正符号を複合化したシステムを提案し, 計算機シミュレーションおよび実験により確認を行った[21]. さらに安定で高性能な搬送波再生系の構成法を考案した.

なお, 本提案のように地球局 HPA を飽和点で動作させても大きな伝送特性の劣化を生じさせないためには, 送信フィルタとして HPA 入力の振幅変動が大きくなる BT 積小のナイキストフィルタでなく, BT 積大の送信フィルタを用いて HPA 入力の振幅変動を小さくさせる必要がある. このため本方式の伝送容量はロールオフ率小のナイキストフィルタを用いる従来システムに比べて減少するというデメリットはある. しかし, ネットワークの企業利用や低トラヒック地域での利用などを考えた場合, 伝送容量を幾分犠牲にしても HPA やアンテナの小型化によってシステムの大幅なコスト低下が実現できるというメリットは大きいと思われる. 衛星通信システムの最重要目標としては伝送容量の最大化と地球局コストの最小化の二つがあり, 用途や利用形態によって選択される. 本研究は多数の小型地球局が存在する場合に要求される後者の目的を実現するために行ったものである.

以下に, 本章の構成を示す. まず, 4.2. に伝送路モデルを, 4.3. にシミュレーションの方法を示し, 4.4. においては符号間干渉, チャンネル間干渉について各種のフィルタの特性や HPA の動作点に対し等価 E_s/N_0 の劣化を調べ, 考察を加える. さらに 4.5. においては系の非線形特性を考慮した搬送波再生系の設計について述べる. 最後がまとめである.

4.2 伝送路モデル

システムとして米国 SBS (Satellite Business Systems) 社の TDMA システム [4] [24] を本研究のモデルとしている. 検討の対象とする伝送路モデルを図 4.1 に示す. チャンネル間干渉を考えるためにアップパスにおいて両隣接に同じ信号が送信されている系を想定する. PSK 変調波は HPA の非線形によってひずみを受け, 衛星での受信信号は二段目の非線形素子である衛星 TWTA により再び波形ひずみを受けた後, 最終的に地球局受信フィルタによって選択され, 再生搬送波による同期検波方式により復調される. ここでは HPA 出力にフィルタを置く場合と置かない場合の両方を検討し, HPA フィルタの有無についての効果を評価する. 図 4.1 のモデルに対する計算機シミュレーションのフローチャートを図 4.2 に, また本研究で用いた伝送路の諸元を以下に示す.

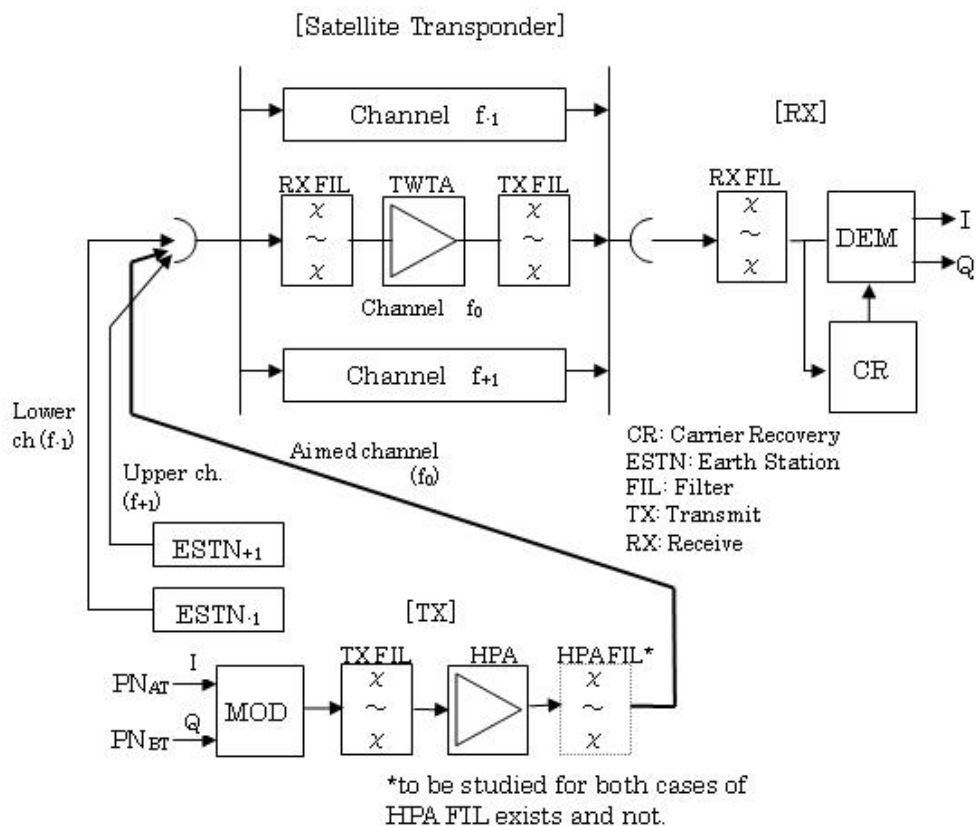


図 4.1 伝送路モデル

Fig.4.1 Transmission path model

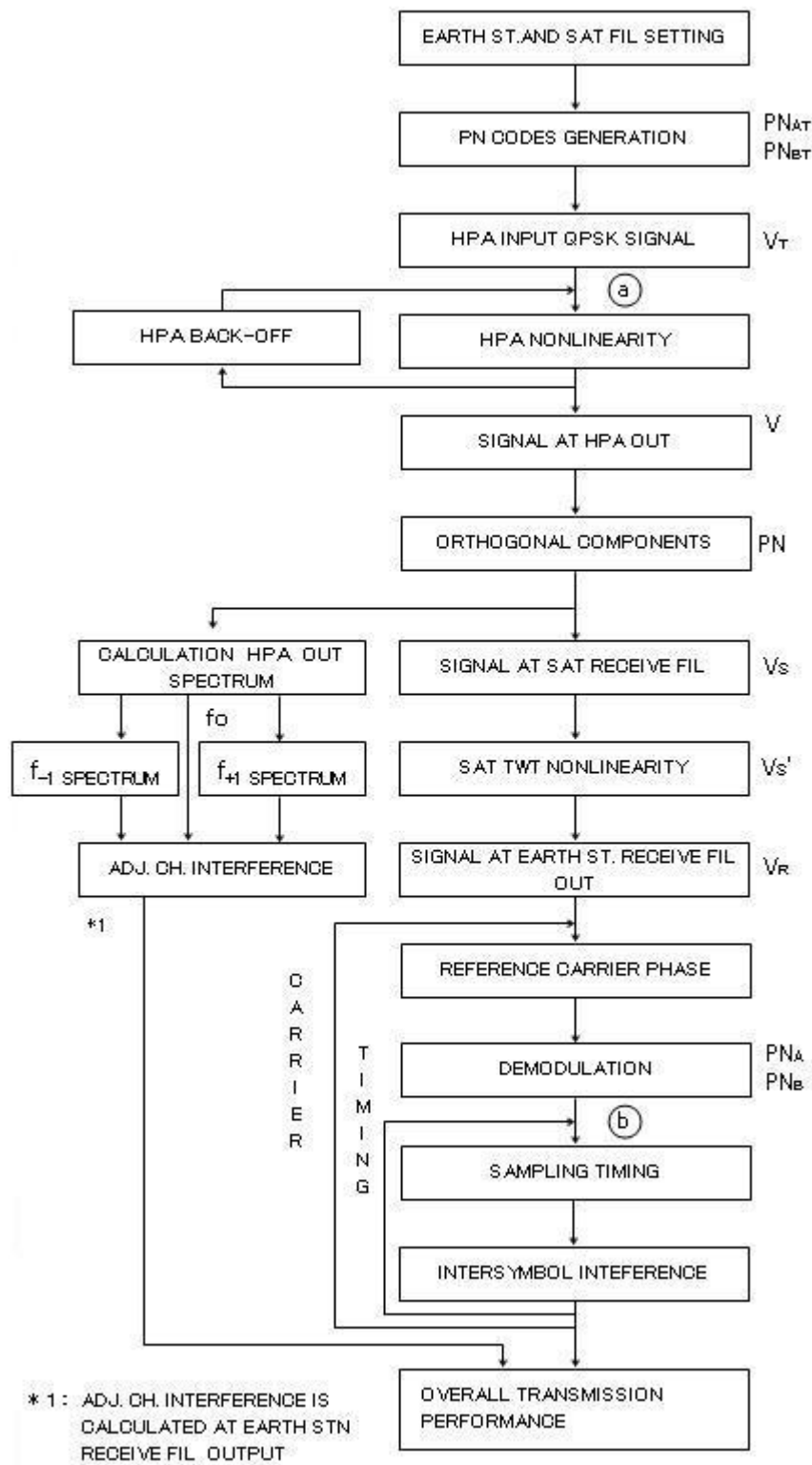


図 4.2 シミュレーションフローチャート
 Fig.4.2 Flowchart of Computer Simulation

(1) 衛星中継器および地球局諸元

ここで検討した衛星通信方式の無線チャンネル配置は同一偏波のチャンネル間隔が 49MHz であり，衛星中継器は帯域幅 43MHz と設定している．中継器の非線形特性として図 4.3 に示す標準的な進行波管の入出力特性を想定する．また中継器の入出力に置かれる衛星送受信フィルタの特性を図 4.4 に示す．さらに HPA および HPA 出力段のフィルタの特性を衛星諸元と併せて図 4.3 および図 4.4 に示す．

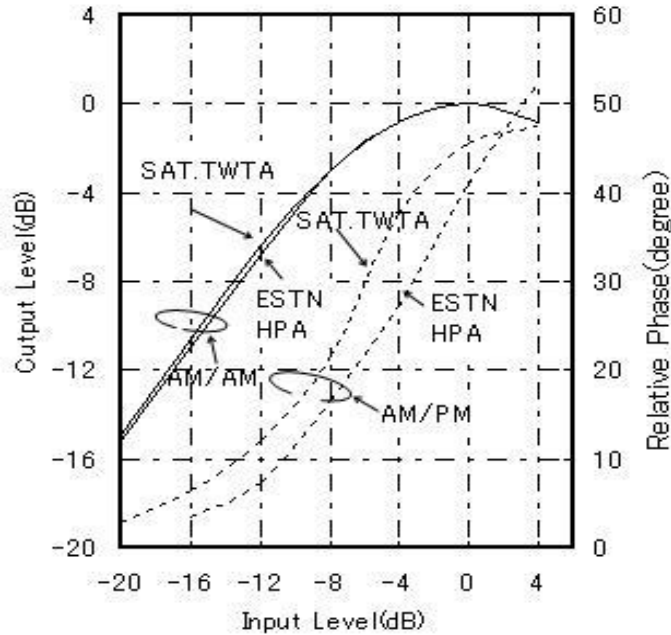


図 4.3 地球局 HPA および衛星 TWTA の非線形特性
Fig.4.3 Nonlinear characteristics of HPA and TWTA

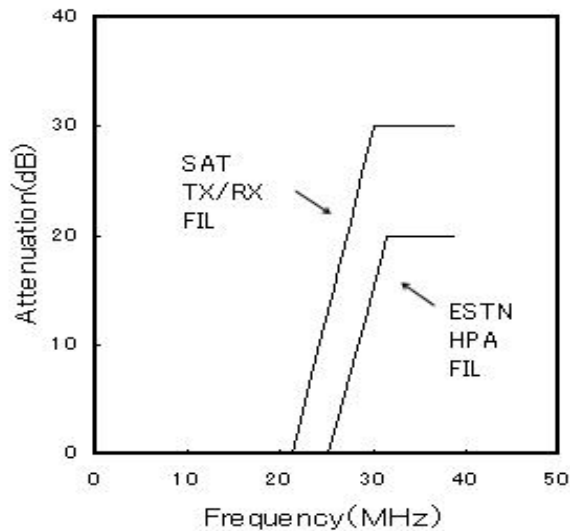


図 4.4 衛星送受信フィルタおよび地球局 HPA 出力フィルタの特性
Fig.4.4 Characteristics of satellite TX/RX filter and HPA output filters

(2) バースト／フレーム構成と変復調方式

想定する TDMA システムのバーストおよびフレーム構成を図 4.5 に示す。変調方式として QPSK 方式を採用し、復調方式は同期検波方式を考える。最適化の対象とするバーストモデムのフィルタは、表 4.1 に示す三種類の送受信フィルタの組み合わせを考える。伝送速度として SBS システムで採用された 43Mbps と 48Mbps の 2 ケースについて送信フィルタの帯域幅をパラメータにシミュレーションを行う。

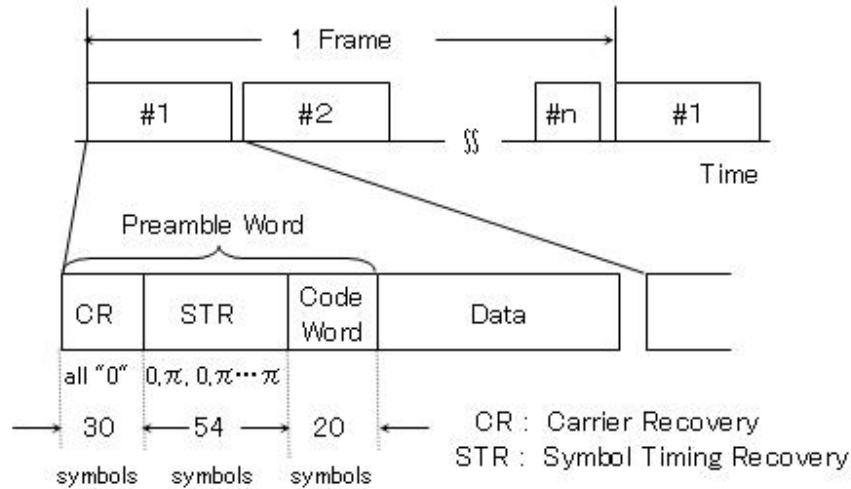


図 4.5 検討の対象とする TDMA バースト／フレーム構成
Fig.4.5 TDMA burst and frame format under consideration

表 4.1 検討の対象とするフィルタのタイプ
Table 4.1 Filter Types to be considered

Type	TX Filter	RX Filter	Parameter
A	4次バターズ	同左 (BT=1.1)	送信フィルタ f3db
B	7次有極バターズ	同左 ($\lambda=1.2, BT=1.15$)	送信フィルタ f3db
C	半二乗余弦 +x/sinx 整形	半二乗余弦	ロールオフ率

(注)全てのフィルタの遅延は完全等化されたものと仮定

4.3 QPSK 波の伝送シミュレーション

図 4.2 のフローに従いながらシミュレーションの方法について説明する. 一段の非線形伝送系における符号間干渉を求めるシミュレーションの方法については筆者らが既に発表しているが[15], ここでは二段の非線形素子を含む系を扱うため複雑となる. 文献[15]と一部重複するが説明上必要なため順に述べることとする.

4.3.1 変調系(線形系)

QPSK 波の I,Q 二系列の送信ベースバンド信号として, それぞれ生成多項式の異なる最大周期 63 ビット, 振幅 $\{-1, +1\}$ の二つの擬似ランダム符号を用いる. それらを $PN_{AT}(t)$, $PN_{BT}(t)$ とすれば式(4-1), (4-2)に示すように複素フーリエ級数で表示できる.

$$PN_{AT}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{ATn} e^{jn\omega_0 t} \quad (4-1)$$

$$PN_{BT}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{BTn} e^{jn\omega_0 t} \quad (4-2)$$

ただし

$$C_{ATn} = \frac{1}{T} \int_0^T PN_{AT}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

$$C_{BTn} = \frac{1}{T} \int_0^T PN_{BT}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$$

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad T: \text{PN 符号列の繰り返し周期}$$

シミュレーションにおける積分計算はシンボル長の 20 分の 1 ごとに細分して行った.

ここで地球局 HPA の進行波管入力までの等価ベースバンド特性 $A_T(\omega)e^{-j\phi_T(\omega)}$ とすれば式(4-1), (4-2)は HPA 入力で $PN'_{AT}(t)$, $PN'_{BT}(t)$ となり式(4-3), (4-4)で表される.

$$\begin{aligned} PN'_{AT}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_T(n\omega_0) C_{ATn} e^{j\{n\omega_0 t - \phi_T(n\omega_0)\}} \\ &= P_{AT}(t) + jQ_{AT}(t) \end{aligned} \quad (4-3)$$

$$\begin{aligned} PN'_{BT}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_T(n\omega_0) C_{BTn} e^{j\{n\omega_0 t - \phi_T(n\omega_0)\}} \\ &= P_{BT}(t) + jQ_{BT}(t) \end{aligned} \quad (4-4)$$

これより HPA 入力変調波 $V_T(t)$ は

$$\begin{aligned} V_T(t) &= \{P_{AT}(t) - Q_{BT}(t)\} \cos \omega_c t \\ &\quad + \{P_{BT}(t) + Q_{AT}(t)\} \sin \omega_c t \end{aligned}$$

$$= e_T(t) \sin\{\omega_c t + \theta_T(t)\} \quad (4-5)$$

ただし ω_c : 搬送波周波数

$$\theta_T(t) = \tan^{-1} \frac{P_{AT}(t) - Q_{BT}(t)}{P_{BT}(t) + Q_{AT}(t)} \quad (4-6)$$

$$e_T(t) = \sqrt{\{P_{AT}(t) - Q_{BT}(t)\}^2 + \{P_{BT}(t) + Q_{AT}(t)\}^2} \quad (4-7)$$

となる。(図 4.2 の点 a)

4.3.2 地球局 HPA による波形ひずみ(非線形領域)

式(4-5)の入力信号は地球局 HPA を通り, 一般に式(4-8)で示される振幅および位相の入出力特性により変換を受ける[15], [22]. 変調波の振幅 $e(t)$ は, 帯域制限前のベースバンドがそれぞれ $\{-1, +1\}$ に振れる直交する信号の合成ベクトルの長さであり, HPA 入出力のレベルを規定するため, シミュレーションにおいては図 4.3 を電圧の入出力特性に変換して HPA の入力バックオフ 0dB の点 $e = \sqrt{2}$ で出力バックオフ 0dB, $G_1(e) = \sqrt{2}$ になるようにし, 変調波の 1260 ポイントに渡るベクトルを対応させ, 地球局 HPA による波形ひずみを受けた変調波 $V_T'(t)$ を求める.

$$\left. \begin{aligned} v_i(t) &= e(t) \cdot \cos(\omega t + \phi) \\ v_o(t) &= G_1\{e(t)\} \cos[\omega t + \phi + \Phi_1\{e(t)\}] \end{aligned} \right\} \quad (4-8)$$

$$V_T'(t) = G_1\{e_T(t)\} \sin[\omega_c t + \theta_T(t) + \Phi_1\{e_T(t)\}] \quad (4-9)$$

ただし

$G_1(e)$: HPA の入力振幅対出力振幅特性

$\Phi_1(e)$: HPA の入力振幅対出力位相特性

HPA の動作点を定める入力バックオフは, 式(4-5)の入力変調波の振幅に係数 γ を掛けることで設定できる. 例えば, $\gamma = 1$ のとき入力バックオフ 0dB, $\gamma = 0.5$ のとき 6dB, 逆に $\gamma = 1.4$ のときは 3dB のオーバードライブとなる. ただし, 後で符号間干渉を計算するときは受信ベースバンド信号の判定点の電圧レベルをノミナル値 ± 1.0 との比較において行うため, HPA 出力において出力バックオフ分だけレベルを補正する.

4.3.3 HPA 出力スペクトラムとチャンネル間干渉

式(4-9)で与えられる HPA 出力信号のスペクトラムを求め, 同時に HPA フィルタ, 衛星受信フィルタを通した結果を得るためにこれを式(4-10), (11)のように直交成分に分解しおのおののベースバンド成分 $PN_{AH}(t)$, $PN_{BH}(t)$ をフーリエ級数に展開する.

$$PN_{AH}(t) = G_1\{e_T(t)\} \sin[\theta_T(t) + \Phi_1\{e_T(t)\} - \alpha]$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{AHn} e^{jn\omega_0 t} \quad (4-10)$$

$$\begin{aligned} PN_{BH}(t) &= G_1 \{e_T(t)\} \cdot \cos[\theta_T(t) + \Phi_1 \{e_T(t)\} - \alpha] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{BHn} e^{jn\omega_0 t} \end{aligned} \quad (4-11)$$

ただし、 α は任意の位相である。また、

$$\begin{aligned} C_{AHn} &= \frac{1}{T} \int_0^T PN_{AH}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ &= C_{ACn} - jC_{ASn} \end{aligned} \quad (4-12)$$

$$\begin{aligned} C_{BHn} &= \frac{1}{T} \int_0^T PN_{BH}(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \\ &= C_{BCn} - jC_{BSn} \end{aligned} \quad (4-13)$$

ここで各成分の電力スペクトラムは式(4-14)、(4-15)によって表すことができる。

$$|C_{AHn}|^2 = C_{AHn} \cdot C_{AHn}^* = C_{ACn}^2 + C_{ASn}^2 \quad (4-14)$$

$$|C_{BHn}|^2 = C_{BHn} \cdot C_{BHn}^* = C_{BCn}^2 + C_{BSn}^2 \quad (4-15)$$

今の場合電力は角周波数間隔 $2\pi/T$ の線スペクトラムとなり、変調波の中心から第 n 番目の電力スペクトラム $P_H(n)$ は式(4-16)のように各成分の和として表される。

$$P_H(n) = C_{ACn}^2 + C_{ASn}^2 + C_{BCn}^2 + C_{BSn}^2 \quad (4-16)$$

式(4-16)で求められるスペクトラムの広がりには隣接チャンネルに漏れこみ、衛星 TWTA のひずみを受けた後、次章にて述べるチャンネル間干渉として伝送特性に影響を与える。

4.3.4 衛星 TWTA の影響(非線形領域)

地球局 HPA フィルタおよび衛星受信フィルタの総合伝送特性を $A_{HS}(\omega) e^{j\Phi_{HS}(\omega)}$ とし式(4-3)、(4-4)、(4-5)で求めたと同じく衛星 TWTA 入力の変調波 $V_s(t)$ は式(4-17)のように求めることができる。(計算法は繰り返しになるので省略する)

$$V_s(t) = e_s(t) \cdot \sin\{\omega_c t + \theta_s(t)\} \quad (4-17)$$

ここに、 $\theta_s(t)$ 、 $e_s(t)$ は HPA 入力変調波を求めた式(4-6)、(4-7)に対応するものである。

したがって、TWTA のひずみを受けた出力変調波は式(4-18)によって与えられる。

$$V_S'(t) = G_2 \{e_s(t)\} \cdot \sin\left[\omega_c t + \theta_S(t) + \Phi_2 \{e_s(t)\}\right] \quad (4-18)$$

ただし $G_2(e)$: 衛星 TWTA の入力振幅対出力振幅特性

$\Phi_2(e)$: 衛星 TWTA の入力振幅対出力位相特性

また、このときも式(4-9)の場合と同様に、入力 0dB バックオフ $e_s = \sqrt{2}$ で 0dB 出力バックオフ $G_2(e_s) = \sqrt{2}$ と規定する。

4.3.5 受信系(線形系)

次は衛星送信フィルタ, 地球局受信フィルタ(復調器受信フィルタ)を通した結果を得るために式(4-18)の信号を再び任意の直交成分に分解する. このようにして得られる信号を $PN_{AR}(t)$, $PN_{BR}(t)$ とすれば

$$\begin{aligned} PN_{AR}(t) &= G_2\{e_s(t)\} \sin[\theta_s(t) + \Phi_2\{e_s(t)\} - \beta] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{ARn} e^{jn\omega_0 t} \end{aligned} \quad (4-19)$$

$$\begin{aligned} PN_{BR}(t) &= G_2\{e_s(t)\} \cdot \cos[\theta_s(t) + \Phi_2\{e_s(t)\} - \beta] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_{BRn} e^{jn\omega_0 t} \end{aligned} \quad (4-20)$$

ただし, β は任意の位相である.

衛星送信フィルタ, 地球局受信フィルタの総合特性を $A_R(\omega)e^{-j\phi_R(\omega)}$ とすれば受信波 $PN'_{AR}(t)$, $PN'_{BR}(t)$ は次の式で与えられる.

$$\begin{aligned} PN'_{AR}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_R(n\omega_0) C_{ARn} e^{j\{n\omega_0 t - \phi_R(n\omega_0)\}} \\ &= P_{AR}(t) + jQ_{AR}(t) \end{aligned} \quad (4-21)$$

$$\begin{aligned} PN'_{BR}(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_R(n\omega_0) C_{BRn} e^{j\{n\omega_0 t - \phi_R(n\omega_0)\}} \\ &= P_{BR}(t) + jQ_{BR}(t) \end{aligned} \quad (4-22)$$

したがって, 同様に地球局受信フィルタ出力の変調波 $V_R(t)$ は式(4-23)で求められる.

$$\begin{aligned} V_R(t) &= \{P_{AR}(t) - Q_{BR}(t)\} \cos \omega_c t + \{P_{BR}(t) + Q_{AR}(t)\} \sin \omega_c t \\ &= e_R(t) \sin\{\omega_c t + \theta_R(t)\} \end{aligned} \quad (4-23)$$

ここで, $\theta_R(t)$, $e_R(t)$ は先に求めた $V_T(t)$ に対する式(4-6), (4-7)に対応する.

4.3.6 復調系(基準搬送波の設定)

式(4-23)の受信 QPSK 波は最終的に式(4-24)のように復調される.(図 4.2 の点 b)

$$PN_A(t) = e_R(t) \cdot \sin\{\theta_R(t) - \theta\}$$

$$PN_B(t) = e_R(t) \cdot \cos\{\theta_R(t) - \theta\} \quad (4-24)$$

符号間干渉量を求めるためには復調用基準搬送波位相(θ)および復調信号の符号判定タイミングの最適化を行い、各伝送系における最適な受信アイパターンを求めることにより最小の誤り率を求める必要がある。帯域制限され、また非線形伝送路を伝送した受信変調波は位相回転し、また復調アイパターン波形も変化するため、上記最適化が必要となる。最適基準搬送波位相と最適符号判定タイミングの求法およびこれらに基づく等価 E_s/N_0 劣化量算出法については 4.4.1 節において説明する。

4.4 バーストモデムの最適化設計

伝送特性を決めるバーストモデムの送受信フィルタの最適化を検討する。表 4.1 のフィルタの組み合わせについて符号間干渉、チャンネル間干渉を求める。各組み合わせについて変動させるパラメータは、タイプ A, B は送信フィルタの 3dB 帯域幅、タイプ C は送受信フィルタのロールオフ率とする。受信フィルタについては熱雑音と干渉除去の観点から帯域幅は選択の余地は少なくここでは $BT=1.1$ または $BT=1.15$ に固定にする。

4.4.1 符号間干渉

符号間干渉量は等価 E_s/N_0 劣化量として評価する。符号間干渉による等価 E_s/N_0 劣化量は以下の方法で求める。

符号間干渉評価のために本シミュレーションで用いた QPSK 波の I, Q 二符号系列は、各々周期 63 ビットの擬似ランダム符号であり、この符号系列を 3 タイプの送信フィルタと二段非線形素子とを伝送した時の受信復調信号の波形歪をシミュレーションで求めた。このシミュレーションにおいて復調信号波形は $1/20$ シンボルの間隔で計算している。周期 63 ビットの擬似ランダム符号系列の繰り返しからなる復調信号の最適調整時におけるビット誤り率を導出するために、1 シンボル中の 20 の離散的符号判定タイミング全て(63 ポイント, I, Q 両系列で 126 ポイント)における平均誤り率を算出し、最小になる符号判定タイミングにおける誤り率を評価対象伝送系の誤り率として採用した。評価を行った E_s/N_0 基準値 (判定点の電圧が +1 または -1 の時の E_s/N_0) はビット誤り率 10^{-4} に相当する 11.4dB とした。

上記の操作で得られた最小誤り率に対応する E_s/N_0 値を逆算し、元の基準値 11.4dB との差を等価 E_s/N_0 劣化量として評価した。(この手法は、モデムの実機においてアイパターンを観測しながら、誤り率が最小になる符号判定タイミングを $1/20$ ステップでサーチして調整することに相当する)。

次に復調用基準搬送波の基準位相を決定するために、搬送波の基準位相を 2 度づつ偏移させ同じことを繰り返して行い、基準搬送波位相と符号判定タイミング

の両方の最適点(誤り率最小の点)をサーチする. このような操作により設定される値の真の値からの誤差は, サンプリング間隔の半分である. このため上記操作により得られる精度は, 基準搬送波位相誤差が 1 度以内, 符号判定タイミング誤差が $1/40$ シンボル以内である. 二段の非線形伝送系において表 4.1 に示したフィルタの各組み合わせに対して, 送信フィルタの帯域幅またはロールオフ率を変化させた場合の等価 E_s/N_0 劣化量を図 4.6 に示す.

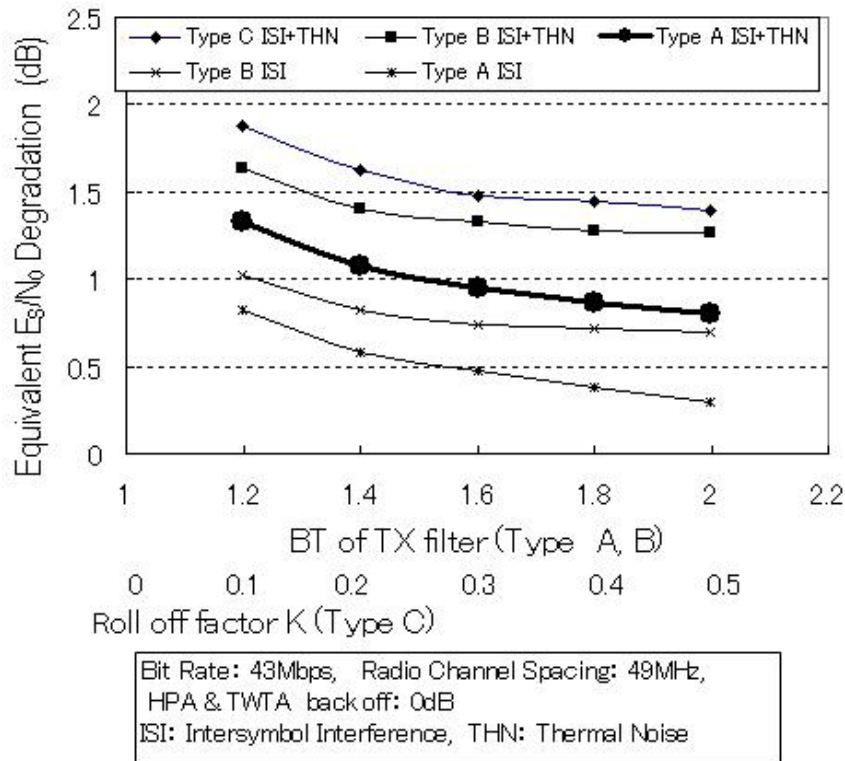


図 4.6 二段の非線形伝送系における等価 E_s/N_0 劣化量
(パラメータ: 伝送特性)

Fig.4.6 Equivalent E_s/N_0 degradation in the channel
including two nonlinear devices

このときの地球局 HPA および衛星 TWTA の動作点は共に 0dB バックオフ(飽和点)である. 図 4.6 に示した A,B,C 各タイプの受信フィルタの等価雑音帯域幅とナイキスト帯域との比から決まる熱雑音による E_s/N_0 劣化量は, それぞれ A が 0.48dB, B が 0.64dB, C が 0db である. 図 4.6 は 43Mbps の場合についてであるが, 48Mbps の場合も殆ど同じであった. それは衛星中継器の帯域, チャンネル間隔ともシンボルレートに比べて十分広いからである. この結果より次のことが言える.

- (a) 帯域が広く減衰特性のゆるやかな送信フィルタを採用すれば符号間干渉を少なくすることができる.

- (b) タイプ A の符号間干渉が最も少なく、二段の非線形伝送系においてもその量を 1dB 程度に抑えることができる。
- (c) タイプ C に対する非線形の影響は大きく、本方式では適さない。

上記の結果においてタイプ C の劣化が大きいのは、 $x/\sin x$ 整形フィルタにより変調波のピークファクタが大きくなり、非線形増幅器 HPA により大きな振幅抑圧及び位相偏移を受けるためである。また、タイプ B がタイプ A よりも劣化が大きい理由は程度の差はあるがタイプ C の場合と同じ理由である[18], [11]。これらの結果より、地球局送信フィルタの BT 積を 1.6 程度にすれば熱雑音と合計した等価 E_s/N_0 劣化量を 1dB 以下にできるため、伝送容量と地球局送信電力のトレードオフとして BT 積としては 1.6 程度が適当である。もちろん、伝送容量の要求がより強い場合はこの BT 積を 1.4 以下にすることも可能である。

次にアップパスでのレベル変動を考慮して、タイプ A に対して地球局 HPA は飽和点で固定し、衛星 TWTA の入力レベルのみを変えて符号間干渉と熱雑音による劣化量の合計を計算した結果を図 4.7 のグラフ(a) に示す。この計算においては出力バックオフによる出力レベルの減少は補正し受信レベル一定の条件で符号間干渉を求めている。

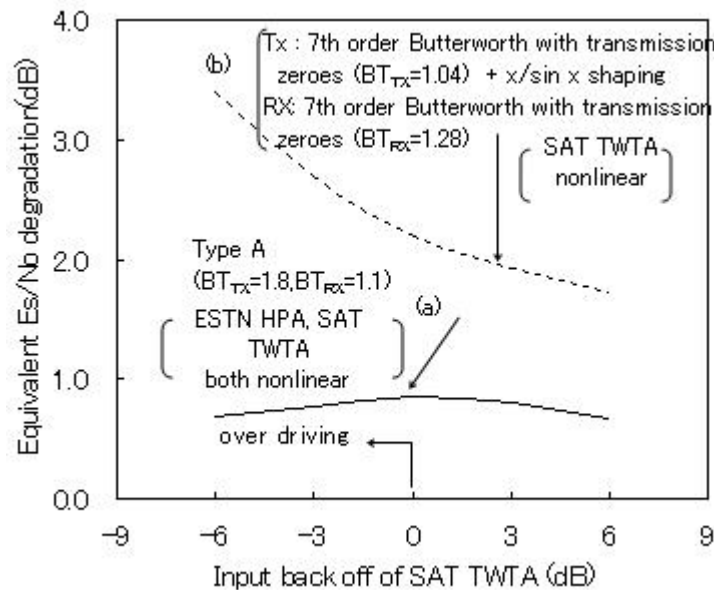


図 4.7 衛星 TWTA 入力バックオフに対する符号間干渉と熱雑音による等価 E_s/N_0 の劣化

Fig.4.7 E_s/N_0 degradation due to ISI and thermal noise as a function of TWTA input back off

図 4.7 より、タイプ A は衛星 TWTA の動作点の変動に対しても安定な特性を示す。ここで参考のために、従来のシステムのように HPA を線形領域で動作させ、送信フィルタの帯域制限を厳しくして、衛星のみ飽和領域で動作させる場合を検

討する. 図 4.7 のグラフ(b)は衛星 TWTA のみを飽和点で用いその動作点を変化させた場合の符号間干渉量(受信フィルタ帯域幅から計算される熱雑音の劣化を含む)による劣化を示す. 計算機シミュレーションにおいては HPA の入出力特性を仮に線形{式(4-8)で $v_o(t) = v_i(t)$ と置く}として設定している. 図 4.7 の(a)と(b)を比較して分かるように, 地球局が線形であっても, 従来のように送信側の帯域制限が厳しい場合は衛星 TWTA の非線形のみによって符号間干渉が増大し, またその動作点にも非常に敏感である. この符号間干渉量の差は地球局アンテナの小型化に配分することができ, (a)と(b)の差, 約 1.5dB(TWTA 0dB バックオフの点) はアンテナの口径で約 20%に相当する.

4.4.2 チャンネル間干渉

本論文で検討する系においては, スペクトラムは HPA と衛星 TWTA 両方の出力で広がりを見せる. このうち後者については, TWTA 出力に図 4.4 に示す急峻な減衰特性を持つフィルタが置かれるため, 従来の TDMA システムと同様に, ダウンパスにおいて両サイドのチャンネルに干渉が漏れることはほとんどなく, また地球局受信フィルタは狭い($BT_{RX}=1.1\sim 1.15$)ため, 干渉として入力されることはない. したがって, 問題となるのは前者で, 隣接チャンネルで運用される地球局 HPA 送信出力の信号スペクトラムの広がりアップパスにおいて, 着目するチャンネルに漏れ込むことによって起こる干渉である. 図 4.8 は, 式(4-16)から計算した HPA 出力の信号波の電力スペクトラム (伝送速度 48Mbps, HPA フィルタなしの場合) と, 同じ条件での高い方の隣接チャンネルの電力スペクトラム(計算上は 49MHz, 線スペクトラムの数で 129 本離れた中心からの折り返し)を示す.

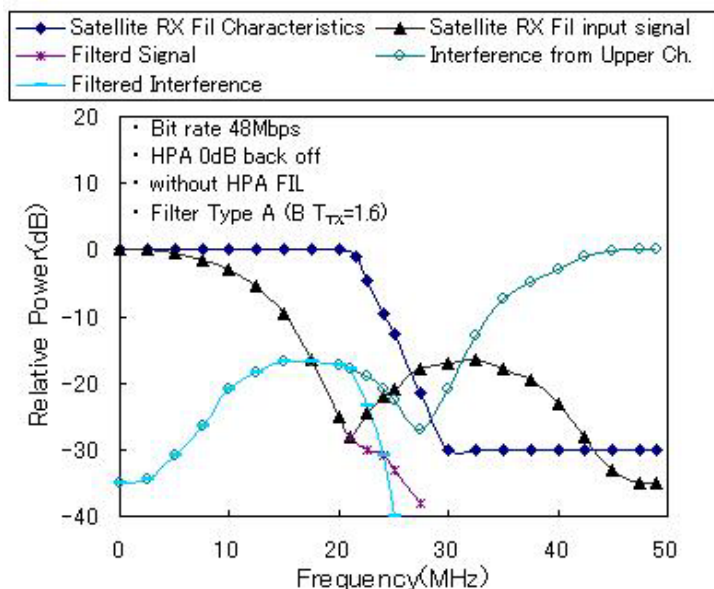


図 4.8 信号のパワースペクトラムと隣接からの干渉スペクトラム
Fig. 4.8 Signal and interference power spectrum

図 4.8 は信号の中心周波数の片側のみ表示するが、スペクトラムは実際にはその両側に対称に存在する。これらの信号および干渉波はそのままの形で衛星受信フィルタに入力される。隣接チャンネルのサイドローブが、干渉波として着目するチャンネルの中心付近まで漏れ込む様子がわかる。図 4.8 には同時に、衛星受信フィルタの振幅特性とそれによって信号波ならびに干渉波がフィルタリングされたスペクトラムを示す。両サイドからの干渉波は、着目するチャンネルの衛星受信フィルタによって選択され、帯域外の干渉波は除去された（図 4.8 の“Filtered interference”）のち、同じく衛星受信フィルタを通過した信号波（図 4.8 の“Filtered signal”）とともに衛星 TWTA によって共通増幅される。そのとき TWTA の非線形性によって再びひずみを受け、信号と両サイドの干渉波（漏れ込み部分）の相互変調積によって混変調雑音が発生する。両サイドからの干渉波はまた、信号波とともに衛星中継器を通過した後、地球局受信フィルタによって選択される。

したがって、干渉雑音電力としては、i) 両サイドの干渉波が衛星を通過して系の中で帯域の最も狭い地球局受信フィルタに漏れ込む干渉電力(I)と、ii) 信号波と両サイドからの干渉波が TWTA で共通増幅されることによって二次的に発生する混変調雑音電力(I_{im})の和として考えることができる。その両者について以下に求める。

i) 信号対チャンネル間干渉電力比(C/I)

上に述べたことから、HPA フィルタおよびモデムの受信フィルタの振幅特性をそれぞれ $A_{HPA}(\omega)$, $A_R(\omega)$ とすると、C/I は式(4-25)によって求めることができる。

$$\begin{aligned} C/I &= \text{信号電力}/(\text{上位チャンネルからの干渉電力} + \text{下位チャンネルからの干渉電力}) \\ &= C / (I_{+1} + I_{-1}) \end{aligned} \quad (4-25)$$

ここで、

$$\begin{aligned} C &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_R^2(n\omega_0) \cdot P_H(n) \\ I_{+1} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_R^2(n\omega_0) \cdot A_{HPA}^2(n\omega_0 - 2\pi \cdot 49 \times 10^6) \cdot P_H(n-129) \\ I_{-1} &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_R^2(n\omega_0) \cdot A_{HPA}^2(n\omega_0 + 2\pi \cdot 49 \times 10^6) \cdot P_H(n+129) \end{aligned}$$

ただし、HPA フィルタがない場合は、式(4-25)において $A_{HPA}(\omega)=1$ と置けばよい。また、着目するチャンネルに降雨減衰がある場合 C/I はその分低下するが、その値は式(4-25)の分子を減少させることで計算できる。図 4.9 には、符号干渉特性の最も優れたタイプ A のフィルタに対して、信号対チャンネル間干渉量比を送信フィルタの帯域幅をパラメータに、降雨減衰量の関数として計算した結果を示す。

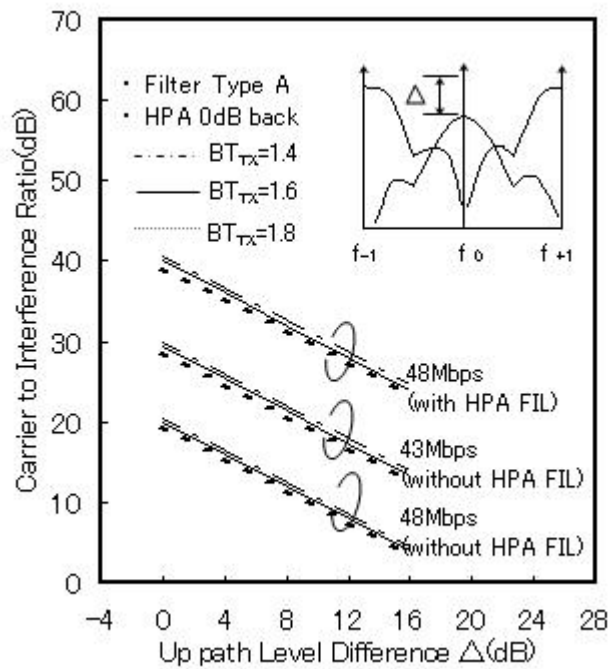


図 4.9 隣接チャンネルとのレベル差とチャンネル間干渉量との関係
 Fig.4.9 Carrier to adjacent channel interference as a function of level difference

48Mbps については HPA フィルタあり、無しの両ケースについて、43Mbps には HPA フィルタが無しのケースについてのみ表わしている (43Mbps で HPA フィルタありの場合の干渉はほとんどゼロであった)。これより、C/I は地球局送信フィルタの帯域幅にはほとんど無関係であること、当然のことではあるが HPA フィルタの効果は大きいことがわかる。

ii) 信号対混変調雑音電力比(C/I_{im})

TWTA 入力の信号と両サイドの干渉波は、それぞれスペクトルの広がりを持つが、一般に混変調の解析においてはそれらを線スペクトラムとして取り扱う。いまの場合、中心の 1 波と両側 2 波の計 3 波の線スペクトラムと置いて解析する。HPA フィルタおよび衛星受信フィルタの振幅特性をそれぞれ $A_{HPA}(\omega)$, $A_{SR}(\omega)$ とすると、TWTA に入力される信号電力 P_c 、両隣接からの干渉電力 P_{i1} , P_{i2} は、それぞれ式(4-26)～式(4-28)によって示すことができる。(図 4.8 を参照)

$$P_c = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{SR}^2(n\omega_0) \cdot P_H(n) \quad (4-26)$$

$$P_{i1} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{SR}^2(n\omega_0) \cdot A_{HPA}^2(n\omega_0 - 2\pi \cdot 49 \times 10^6) \cdot P_H(n-129) \quad (4-27)$$

$$P_{i2} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_{SR}^2(n\omega_0) \cdot A_{HPA}^2(n\omega_0 + 2\pi \cdot 49 \times 10^6) \cdot P_H(n+129) \quad (4-28)$$

一方、レベル差のある3波の共通増幅による3次の混変調雑音電力 $[P_{IM}]_3$ は、近似的に式(4-29)で示すことができる {文献 [3] ,6章, 6.3.4 式(6.24)}.

$$[P_{IM}]_3 = 4 \cdot P_c \cdot P_{i1} \cdot P_{i2} / P_o^3 \cdot [P_{IM}] \quad (4-29)$$

ここで、 P_c は TWTA 入力信号の搬送波電力、 P_{i1} 、 P_{i2} は干渉波の入力電力である。また、 $[P_{IM}]$ は、基準電力それぞれ P_o の任意の等振幅2波の搬送波が非線形増幅器に加わったときの混変調雑音電力と定義されている。いま、2波の合計の入力バックオフが 0dB で、そのときのそれぞれの TWTA 入力電力を P_{os} とした場合の混変調雑音電力を $[P_{IM}]_s$ と定義する。このとき、式(4-29)は式(4-30)のように表すことができる。

$$[P_{IM}]_3 = 4 \cdot P_c \cdot P_{i1} \cdot P_{i2} / P_{os}^3 \cdot [P_{IM}]_s \quad (4-30)$$

混変調雑音の量は各波の TWTA 入力レベル、つまり動作点によって変わること示している。ここで、信号電力 P_c がアップパスでの降雨減衰の結果、入力バックオフ δ (たとえば、 $\delta=0.5$ で 3dB バックオフ) となり、また両サイドの干渉波のレベルが同一レベルで、それぞれ信号電力 P_c の η 倍 ($\eta=0.1$ で 10dB 低い) のときの信号対混変調雑音電力比を求めることがここでの課題である。このとき、次式が成立する。

$$\begin{aligned} P_{i1} &= P_{i2} = \eta \cdot P_c \\ P_c &= 2\delta \cdot P_{os} \end{aligned} \quad (4-31)$$

これより、

$$P_{i1} = P_{i2} = \eta \cdot P_c = 2\eta\delta \cdot P_{os} \quad (4-32)$$

これらを式(4-30)に代入して $[P_{IM}]_3$ が得られ、

$$[P_{IM}]_3 = [P_{IM}]_s \cdot 32\eta^2\delta^3 \quad (4-33)$$

ここで、 P_{os} に対する出力電力を P_s (つまり、2波で飽和出力となるそれぞれの電力) として、 $2P_s$ を式(4-33)の両辺で割ると式(4-34)が成立する。

$$2P_s / [P_{IM}]_3 = 2P_s / ([P_{IM}]_s \cdot 32\eta^2\delta^3) = (P_s / [P_{IM}]_s) \cdot 1 / (16\eta^2\delta^3) \quad (4-34)$$

式(4-34)の右辺の $P_s / [P_{IM}]_s$ は 2波合計で飽和出力(バックオフ 0dB)のそれぞれの搬送波電力に対する混変調雑音電力比であり、この値は文献 [7] より約 10dB となる。(文献 [7] , 図 9-15 より推定した)。

一方、左辺は、TWTA の飽和出力と式(4-31)で示した3波の入力が加わった場合の混変調雑音電力との比である。ところで、いま求めたい C/I_{im} は、着目チャンネルの入力電力が P_c のとき、すなわち入力バックオフが $-10\log\delta$ (dB) のときの搬送波の出力と $[P_{IM}]_3$ との比であり、式(4-34)の値から出力バックオフを引くことによって以下のように求められる。

$$\begin{aligned} C/I_{im} \text{ (dB)} &= 10 \cdot \log(2P_s / [P_{IM}]_3) + 10 \cdot \log\zeta \\ &= 10 - 10 \cdot \log(16\eta^2\delta^3) + 10 \cdot \log\zeta \text{ (dB)} \end{aligned} \quad (4-35)$$

ただし、右辺の第一項は上記の $P_s / [P_{IM}]_s$ の値 ($\approx 10\text{dB}$) であり、また $-10 \cdot \log$

ζは入力バックオフ(-10・log δ)のときの出力バックオフ(dB)で、この値はいまの場合、図 4.3 の TWTA の入出力特性から得ることができる。

さて、フィルタタイプ A (BT_{TX}=1.6) , 伝送速度 48Mbps, HPA フィルタなしの最悪の条件のとき、式(4-26)と式(4-27) {または式(4-28)} より計算すると降雨減衰 0dB で、η=0.016 すなわち-18dB (両隣接を考慮すると-15dB 相当)であった。次に、信号波が減衰した場合を考えると、その減衰に応じて信号と干渉波電力の差が縮まり η が増大する。したがって、式(4-35)に、着目信号の減衰値から決まる δ, η を代入すれば、任意の信号減衰値に対して信号対混変調雑音電力比を求めることができる。アップパスの信号減衰量が 0, 5, 10 dB の 3 ケースについて、C/I_{im} を求めた結果を表 2 に示す。ところで、ここでは信号および両サイドの干渉波を線スペクトラムとして解析したが、実際にはスペクトラムの広がりを持ち、その結果 TWTA 出力に発生する混変調雑音も TWTA 入力帯域の 2 倍以上に広がる。したがって、地球局受信フィルタの帯域 (BT_{RX}=1.1) に入り込む混変調雑音の電力は、さらに半分程度になると考えられる。すなわち 地球局受信フィルタ出力での信号対混変調雑音電力比は表 4.2 の C/I_{im} の値より 3dB 程度大きくなる。一方、各ケースについて i) で求めた C/I を比較のために示す。表 4.2 より C/I_{im} はそのときの C/I よりも十分大きいことがわかる。すなわち I_{im} ≪ I となり、この系のチャンネル間干渉は、i) の干渉によってほとんど決定されると考えてよい。なお、上記 i) に述べたように干渉波の漏れの量は、HPA を飽和点動作させた場合地球局送信フィルタの帯域にほとんど依存しないため、I_{im} ≪ I は他のフィルタについても言える。また、ここでは地球局 HPA フィルタなしの最悪ケースを考えたが HPA フィルタありの場合は混変調雑音は問題にならない。

表 4.2 アップパスでの信号減衰量と信号対混変調雑音電力比の関係
Table 4. 2 Carrier to intermodulation ratio as a function of up path signal attenuation

アップパスの 信号減衰量 (δ)	干渉波/信号 レベル比 η	10log(16 η ² δ ³)	出力バックオ フ -10・log ζ	C / I _{im} (dB)	その時の C/I
0dB (1.0)	0.016	-23.9dB	0dB	33.9dB	20dB
5dB (0.32)	0.05	-28.8dB	1.5dB	37.3dB	15dB
10dB (0.1)	0.16	-33.9dB	5.0dB	38.9dB	10dB

ところで地球局 HPA 出力のスペクトラムの広がりには HPA の動作点によって変わる。図 4.10 は地球局 HPA 入力バックオフと干渉量の関係を知るため、バックオフを変化させて HPA フィルタ無しの場合の信号対チャンネル間干渉電力比(C/I)を求めた結果を示す。

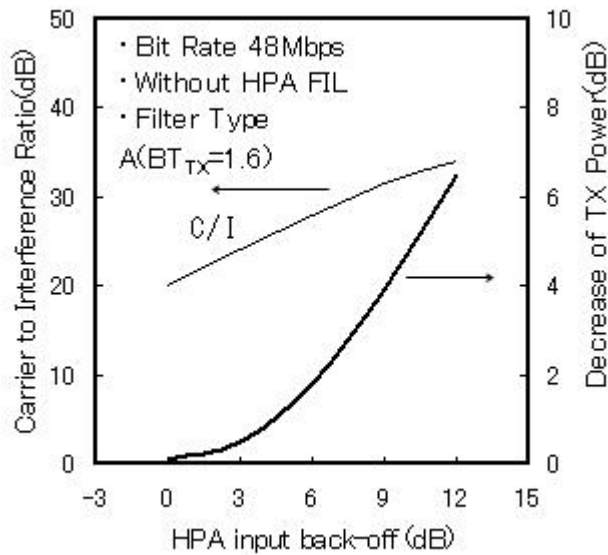


図 4.10 信号対チャンネル間干渉量比と信号電力減少量の地球局バックオフとの関係

Fig.4.10 Carrier to adjacent channel interference ratio and TX power decrease for HPA input back off

例えば、8dB の入力バックオフに対しては約 10dB の干渉量の改善が得られる。しかしこのとき 3dB の出力の低下を招く。一方 HPA 出力フィルタがある場合には干渉量はいずれの場合も小さいから HPA の飽和点での運用が最適である。

4.4.3 誤り訂正符号との複合

符号間干渉およびチャンネル間干渉を考慮して、フィルタタイプ A ($BT_{TX} = 1.6$) についてモデム単体のビット誤り率特性を求めた結果を図 4.11 に示す。

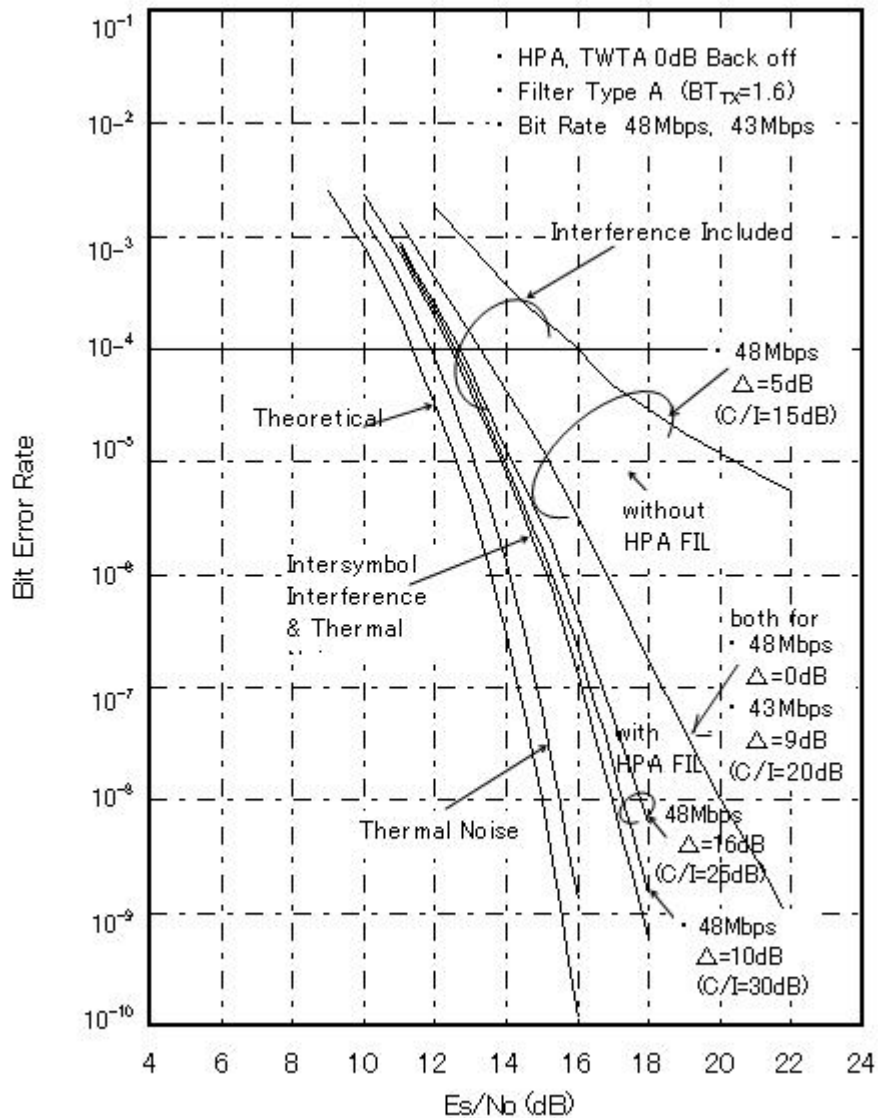


図 4.11 非線形系の符号間干渉，チャンネル間干渉を含めたビット誤り率のシミュレーション結果

Fig.4.11 Simulation results for overall bit error rate performance including ISI and adjacent channel interference

HPA フィルタがある場合はアップパスの信号減衰を想定した場合でもチャンネル間干渉を含めた総合の劣化は小さい。(この場合実際の系ではアップパスの S/N が減衰分だけ低くなるが、その分は劣化としてではなく回線設計の雑音配分として考慮されるものである) HPA フィルタは 0.3~0.5dB 程度の挿入ロスを生ずる

が、それを考慮しても効果は非常に大きい。HPA フィルタがない場合、48Mbps の劣化が激しく、特にアップパスの減衰 5dB で、誤り率 10^{-4} の点で 5dB の劣化があり、また高い E_s/N_0 に対しても、 10^{-5} またはそれ以下には下がらない現象が見られる。

一方、現在ビタビ復号法など高利得の誤り訂正技術が比較的容易に用いられるようになっており、特に移動通信システムでは、装置の小型化と、それによる普及に大きく寄与している。上記のような干渉を考慮した場合、誤り訂正符号の適用は本システムにも非常に有効である。CDMA 移動通信システムでは、拡散変調を採用しているため帯域に余裕があり、1/2 または 1/3 などの低い符号化レートを採用して[20]、高い符号化利得を得ているが、本論文で提案する TDMA 衛星通信システムでは、帯域のロスが少ない符号を用いるのが適当であると思われ、ここでは符号化レート 3/4、拘束長 6 の畳み込み符号／軟判定ビタビ復号法の採用を考える。その場合の符号化利得と訂正後のビット誤り率は、表 4.3 に示す通りとなる[23]。低い E_s/N_0 においても良好な特性が得ることができる。なお、表 4.3 に示した符号化利得は、モデムのビット誤りの発生パターンがランダムなケースのものであるが、本論文で提案する強い干渉のあるシステムでは、バースト誤りの現象が予想され符号化利得の低下の可能性もある。その影響については今後の研究課題としたい。

表 4.3 軟判定ビタビ復号(レート 3/4, 拘束長 K=6)の符号化利得
Table 4.3 Coding Gain for Soft Decision Viterbi Decoding
(rate 3/4, K=6)

モデム単体のビット誤り率	符号化利得(dB)	訂正後のビット誤り率
10^{-3}	2.6	10^{-6}
5×10^{-4}	3.0	10^{-7}
10^{-4}	3.2	$< 10^{-8}$

*文献[23] Table 8-2-13 の数値と QPSK の誤り率の理論カーブから求出

上記のように、HPA を飽和点で動作させ、また回線設計上アップパスで大きな減衰を見込む必要がある強い干渉システムにおいても、ここに提案するような誤り訂正技術の導入によって高品質の伝送特性を維持することができる。

4.5 搬送波再生系 (CR)

次に、同期検波方式の QPSK 復調系において重要な機能である搬送波再生系 (CR) について検討する。検討の対象とする TDMA バースト/フレーム構成は図 4.5 に示した。搬送波再生系の基本構成として、図 4.12 の AFC 付きフィルタ型の 4 通倍方式 CR を考える。

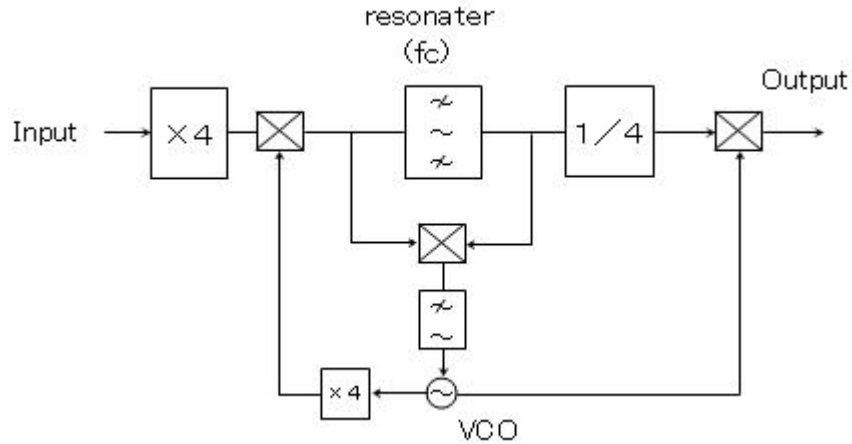


図 4.12 AFC 付きフィルタタイプの搬送波再生系の基本構成

Fig.4.12 Basic block diagram of filter type carrier recovery with AFC

同期検波方式を採用する TDMA システムではアクジション時間、バースト間干渉および、特に高利得の誤り訂正符号採用を前提としたサイクルスキッピングの 3 つが CR に与えられる要件である。これらの特性を支配するのが CR の共振回路の時定数(τ)である。

i) アクジションおよびバースト間干渉

まず、アクジションとバースト間干渉について述べる。図 4.13 は先行バーストと着目するバーストの共振回路の応答波形を示す。

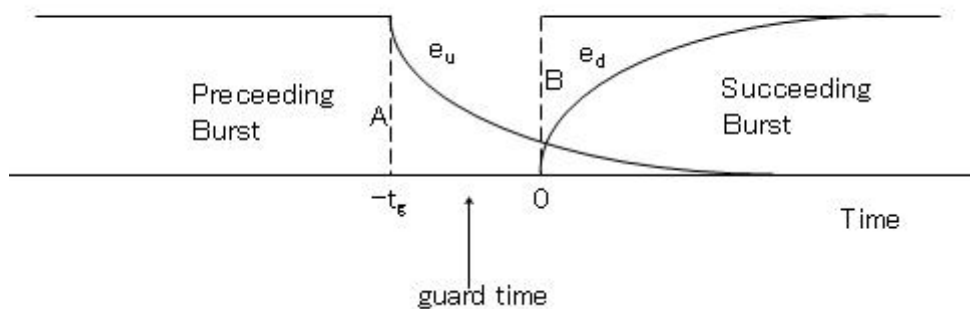


図 4.13 バースト間干渉

Fig.4.13 Inter burst interference

共振回路出力で着目するバーストの位相が先行バーストの干渉によって受ける位相変移は式(4-36)で示される。ただし、最悪ケースを考慮してガードタイム t_g はゼロと置く。

$$\Delta\theta_c(t) = \frac{1}{4} \cdot \tan^{-1} \frac{eu(t)}{ed(t)} = \frac{1}{4} \cdot \tan^{-1} \frac{e^{-\frac{t}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{t}{\tau}}} \quad (4-36)$$

$ed(t)$, $eu(t)$ はそれぞれ着目バーストおよび先行バーストのキャリア成分のレベルである。

係数 $1/4$ は CR 出力が 4 分周されることから掛けられる。ここで信号の伝送シンボルレートと時定数から決まる共振回路のバンド幅 f_c との比を k としバーストの先頭から n シンボルの時点の位相変移 $\Delta\theta_c(n)$ は $\tau = 1/(\pi f_c)$, $t = n \cdot t_s$ (t_s はシンボル長)であるから式(4-37)で与えられる。

$$\Delta\theta_c(n) = \frac{1}{4} \cdot \tan^{-1} \frac{e^{-\frac{n\pi}{k}}}{1 - e^{-\frac{n\pi}{k}}} \quad (4-37)$$

ビット誤り率の劣化は位相の変移から求められ、式(4-37)から、着目するバーストの先頭からの時間(シンボル数)を関数に、 k をパラメータに計算した結果を図 4.14 に示す。

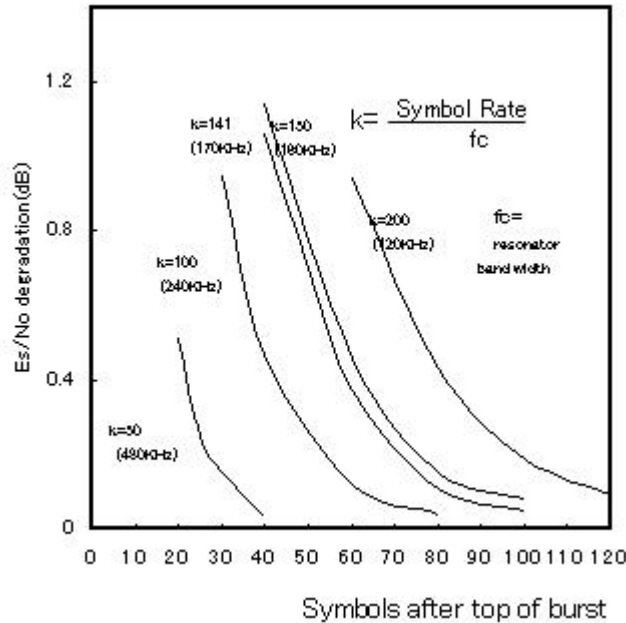


図 4.14 バースト間干渉による等価 E_s/N_0 の劣化
 Fig.4.14 Equivalent E_s/N_0 degradation due to burst
 To burst interference

$k=150$ としたときバーストの先頭からデータが始まる $n=84$ の点で劣化量は約 0.1dB である。(図 4.14 の k とバンド幅の関係は伝送速度 48Mbps の場合である)ところで実際の系ではアップパスのレベル変動は受信信号のバースト毎のレベル

変動となって現れる。Ku バンドの衛星システムの回線設計ではアップパスのレベル変動としては 10dB 程度を見込むのが普通であり，その場合バースト間のレベル差としては図 4.3 より約 5dB に圧縮される。一方変調波を逡倍して現れるキャリア成分について考えると，ランダムな変調の部分よりも無変調部分のほうが大きく，その差は 4~5dB である。したがって先行バーストの信号レベルが後のそれより 5dB 高い場合でも，バーストの先頭すなわちプリアンプル部分ではキャリア成分はほぼ同じレベルとなる。よって図 4.13 において $A=B$ と置いた計算，すなわち式(4-37)の結果は先行バーストのレベルが 5dB 程度高い場合のものと等価であると考えることができる。

ii) サイクルスキッピング特性

次にサイクルスキッピング特性について述べる。サイクルスキッピングは一度発生するとバースト誤りを起こすため，特に誤り訂正の効果を維持するためには低く抑える必要がある。この特性もまた共振回路のバンド幅に依存する。伝送速度 48Mbps について， $f_c=170\text{kHz}$ ($k=141$)と $f_c=510\text{kHz}$ ($k=47$)の場合について実験により測定した。実験は IF 折り返しモードと，Ku バンドの衛星シミュレータを用いた二つのケースで行った。実験に用いたバーストモデムのフィルタは 4 章において求めたタイプ A ($BT_{TX}=1.6$) である。衛星シミュレータの送受信フィルタは図 4.4 に準拠したものを用いた。実験系を図 4.15 に示す。

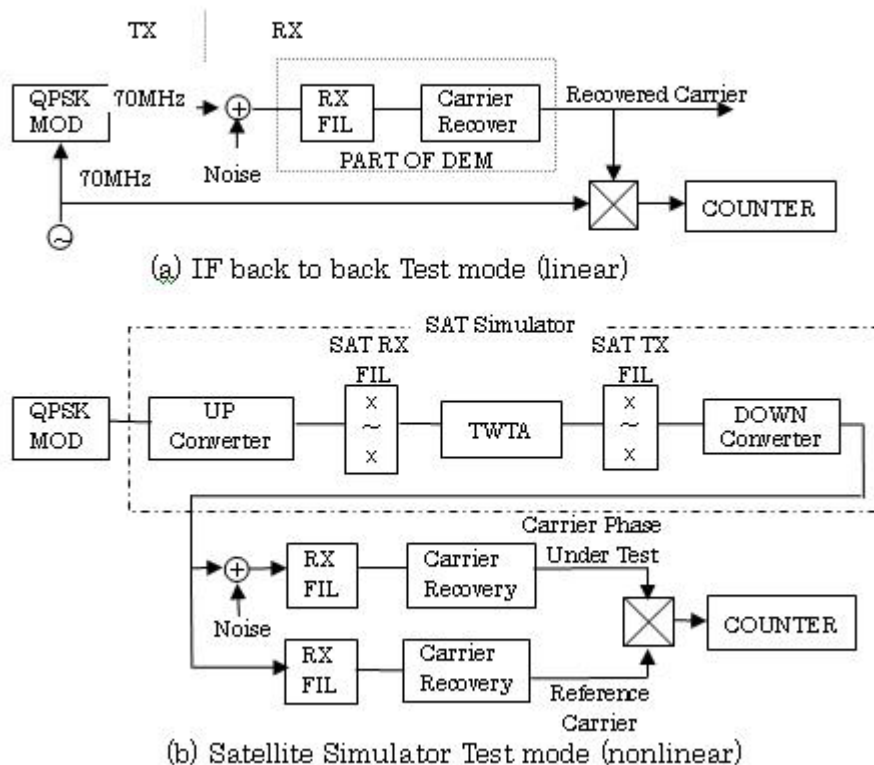


図 4.15 サイクルスキッピング特性の実験系

Fig.4.15 Test setup for cycle skipping

まず図 4.15 の(a)に示した IF 折り返しモード(線形系)において、サイクルスキッピングの発生間隔について与えられたシステム仕様 (復調器入力 $E_s/N_0=11\text{dB}$ において 10^6 秒以上)の確認を行った。まず $f_c=510\text{kHz}$ では発生間隔は約 1 秒であった。

次に $f_c = 170\text{kHz}$ でランニングテストを行った結果、発生間隔 10^6 秒(約 12 日)以上の仕様を満足することを確認した。これらの値は E_s/N_0 に非常に敏感であり、 1dB の低下で 10^3 の割合で増大する結果が得られた。さらに、図 4.15(b)の系で TWTA 一段の非線形伝送系における実験を行った。この場合、雑音を付加しないもう一つの同じ搬送波再生回路を用意し、サイクルスキッピング測定の基準位相とした。一段の非線形で 1.5dB の劣化が見られた。二段の非線形伝送系で 2dB の劣化を見込んだ場合、バンド幅 170kHz で $E_s/N_0=11\text{dB}$ で 1 回/s 以下、 10dB で 1 回/1ms 以下となる。回線設計の上で $E_s/N_0=12\text{dB}$ 程度確保すれば発生間隔を非常に長くすることができる。すなわち誤り訂正を付加するのに十分なサイクルスキッピング特性が得られることがわかる。

4.6 むすび

TDMA 衛星通信システムにおいて、地球局 HPA と衛星 TWTA の二段の非線形素子を含む伝送系において良好な特性を実現するため、バーストモデムフィルタ等の最適化伝送系の指針を与え、ビタビ復号法などの高利得の誤り訂正符号を併用することで地球局 HPA を飽和点で運用することが十分可能であることを示した。これにより、従来 6dB 程度のバックオフを取って運用してきた地球局 HPA の飽和電力(最大定格)を 1/4 程度に大幅に低減することが可能になり、衛星地球局の経済化小型化に大きな貢献を果たすことが可能になった。すなわち、符号間干渉の最適化のために送信フィルタとして BT 積 1.6 程度で減衰域のゆるやかなものを用いることで、二段の非線形伝送系においても、従来に比べ符号間干渉を 1.5dB 程度軽減することができること、その他、HPA の飽和により生じるチャンネル間干渉は送信の帯域幅にはそれほど依存しないこと、TWTA による混変調雑音の影響は少ないこと、また搬送波再生系についても共振回路のバンド幅の最適化(伝送シンボルレート対共振回路のバンド幅比を 140~150 に選定)により非線形伝送系においても要求性能を満たすことができること、等を計算機シミュレーションおよび実験により確認した。これらの結果より、ケースによっては、TDMA 衛星通信システムにおいても HPA として固体増幅器の適用や、アンテナ径の小型化などが可能と思われる。もちろん本方式では伝送容量が犠牲になっており、3 割程度の伝送容量の犠牲が許容できないシステムには本方式は適用できない。

最後に、本論文は地球局の経済化、小型化、省電力化の観点から地球局 HPA の飽和点運用の可能性について研究し、地球局フィルタや搬送波再生系の最適化により実現可能であることを実証したものであるが、一方では帯域外輻射の規定があり法的な面からの検討も必要である。衛星全チャンネル、同一偏波チャンネル全体、あるいは連続する複数チャンネルが本提案方式で運用される限りにおいて、干渉問題をシステム内の問題として解決でき問題は生じないため、本提案方式は適用できる。上記以外の場合は、地球局 HPA フィルタを付加して帯域外輻射を抑圧する必要がある。この場合は幾分かの送信電力が犠牲になる。

第5章 TDMA 衛星通信のアクジション方式の高性能化

(複合符号によるフレーム同期方式の低 S/N における同期時間)

5.1 まえがき

種々の符号系列を用いたフレーム同期方式は、スペクトル拡散通信や測距などの分野で利用される重要な方式である[25], [2]. よく知られた方法としては周期がそのシステムのフレーム長に等しい擬似ランダム符号(PN 符号)を用い、その顕著な自己相関特性を利用してフレーム同期を確立するという方法がある. 現在 W-CDMA 移動通信においては上りリンクにおいて信号拡散のために長い符号が用いられているが、その同期は端末と基地局との距離に相当するたかだか 100 ビット分程度の遅延分だけの位相を掃引すればよい方式となっている[20]. しかし衛星通信におけるアクジションや宇宙通信のような場合は、一般には同期確立までに 1 フレームを構成する PN 符号列の全ビット数を位相掃引する必要があり、各位相ごとに同期あるいは非同期の判定が必要となるため同期確立までに長い時間を要する. これに対して複合符号(Multi-component Codes)の部分相関を利用して同期時間を大幅に短縮する手法が提案されている[26]. この方式は複数個の短いサブ符号からある演算に従ってシステムのフレーム長に等しい一つの符号列を構成するもので、これを送信し受信側で同様に作成したローカルの複合符号列との相関をとり、各サブ符号の位相の同期、非同期の状態によって異なって現れる多値の部分相関値を識別することによって、各サブ符号の同期を独立にしかも順番にとってゆく方式である. すなわち、サブ符号の数を 3 つとしてそれらの長さを P_1 , P_2 , P_3 とすると、それらのある演算ルールで組み合わせられて出来た複合符号のフレームの長さ P は P_1 , P_2 , P_3 の長さの最小公倍数となり、それらに共通因数が含まれない場合、 P は

$$P = P_1 \cdot P_2 \cdot P_3 \quad (5-1)$$

となる. この方式では同期確立までに要する最大掃引ビット数は $P_1 + P_2 + P_3$ となるというものである. 一方、これを単一の符号列で行った場合には最大 P ビットの掃引が必要である. したがって、掃引スピードが両者とも同じとすればこの場合の同期時間は $(P_1 + P_2 + P_3) / P$ に短縮される. ここで一般に $P \gg P_1 + P_2 + P_3$ であることを考慮すれば大きな短縮が実現できる. この部分相関理論については文献[4]に詳しく紹介されている. ところで、このような複合符号の同期方式では各サブ符号の位相掃引の要否を多値の部分相関値のうちどの値であるかを判定して行うが、このようなフレーム同期方式は S/N が非常に悪いシステムに使われる時には雑音の影響を強く受ける可能性がある. この場合同期過程において雑音により本質的にある確率で相関値の判定誤りが発生する. その結果、位相掃引器の論理誤りを引き起こし同期時間が遅延する可能性があ

る. TDMA 衛星通信のイニシャルアクジションの信号は, 既にアクセスしている局の信号に影響を与えないように低いレベルで送信される. その結果受信 S/N は非常に低くなり, 複合符号フレーム同期方式を導入する上で雑音の影響の検討が重要となる. しかしこれまでこれに対する解析は非常に複雑なため評価が行われていない. 本研究では, 雑音がある場合厳密には極めて複雑なフィードバック系を形成する本システムを, 部分相関値の判定誤りの発生の性質やそれらが同期時間に及ぼす影響度を考慮して, 系の状態遷移図を単純化するなど解析手法を工夫することにより, この複合符号フレーム同期方式の低 S/N 受信時 (雑音の影響が大きい) のフレーム同期特性を理論および実験によって解析し, 複合符号フレーム同期方式の有効性実用性を評価した.

以下に, 本論文の構成を示す. まず, 5.2 では複合符号の相関理論を簡単に紹介し, 5.3 ではイニシャルアクジションに用いる場合の装置の構成を示し同期回路の動作を詳しく検証する. また 5.4 では同期時間におよぼす雑音の影響を理論, および実験により検討し実用性を検証すると同時に同期時間に関する改善法について述べる. 最後がまとめである.

5.2 複合符号の相関理論

文献[26]を参照して, ここでの説明を分かり易くするため相関理論を簡単に説明する. 複合符号を構成するサブ符号の数および組み合わせ方はある条件を除いては自由に選定することができるが, ここでは後の解析ならびに実験において用いた符号の組み合わせを例にとって説明する. その符号を式(5-2)に示す.

$$W=X\oplus Y\cdot Z \quad (5-2)$$

ここに,

⊕ は排他的論理和(modulo 2)

・ は掛け算($1\cdot 1=1$, $1\cdot 0=0$, $0\cdot 1=0$, $0\cdot 0=0$)

式(5-2)に示した複合符号の自己相関は式(5-3)で現すことができる.

$$C=(X\oplus Y\cdot Z)\oplus (x\oplus y\cdot z) \quad (5-3)$$

文献[26]より, 部分相関値は次のようになる.

- | | |
|----------------------|-------------|
| [1]全ての符号の位相が合致していない時 | 部分相関値=0 |
| [2]X と x の位相が合致した時 | 部分相関値 =0.25 |

ただし X と x, Z と z が非同期の状態にあり, Y と y が同期した時, 相関値=0となる.

- | | |
|------------------------|-----------|
| [3]X と x, Y と y が同期した時 | 部分相関値=0.5 |
| [4]全てのサブ符号が同期した時 | 相関値 =1.0 |

これらの状態を検出し適当なデジタル操作を行えば複合符号のフレーム同期確立が可能であることがわかる. さて実際にこの方式を設計する際にサブ符

号の数を幾つに選ぶべきか、どのような演算が適当であるかという問題がある。一般にサブ符号の数を多くすれば同期時間の短縮効果は大きくなるが、それだけ部分相関値のレベル差が小さくなり雑音の影響を受けやすい。また雑音の影響を考慮すれば部分相関値のレベル差ができるだけ等差であることが望ましい。ここで挙げた符号の組み合わせ ($W=X \oplus Y \cdot Z$) の部分相関値は (0, 0.25, 0.5, 1) であったが出来れば (0, 0.33, 0.66, 1) となれば最適である。しかし三つの符号の組み合わせでは $W=X \oplus Y \cdot Z$ 以上に等差性に優れた演算や組み合わせがないようである。

5.3 複合符号のイニシャルアクジションへの適用

符号を用いた TDMA 方式におけるイニシャルアクジション方式の原理を図 5.1 示す。

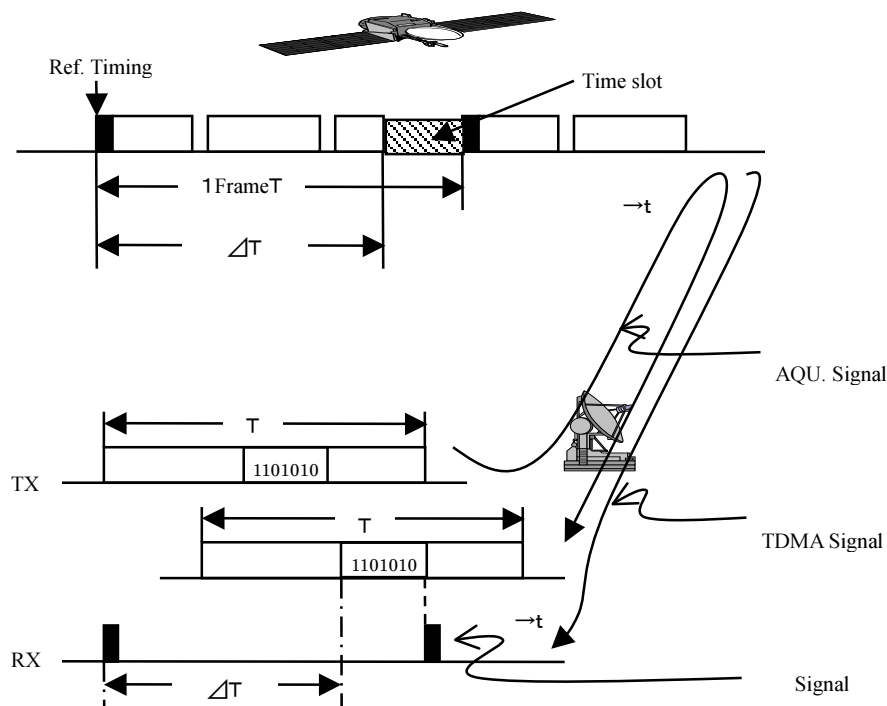


図 5.1 TDMA 方式のアクジションの原理図

Fig.5.1 Principle of TDMA initial acquisition

衛星上のフレーム長に等しい PN 符号により位相変調した信号を打ち上げ、同じ局の受信部においてローカルに用意した同じ PN 符号によって相関をとりフレーム同期をとる。受信部において再生同期した符号列の中で、予め決められた基準バーストの先頭からの時間差 ΔT にあるパターン、例えば図 5.1 では (1101001) を検出し、送信 PN 符号列の中でそのパターンのあるところを所定のバースト送信のタイミングとするものである。アクジション信号の送信レベル

は TDMA の信号バーストに影響を与えないように十分低くする必要がある。その結果、受信レベルは非常に低く、アクジション信号にとっては TDMA の信号成分が主な雑音に見える。このような方式に複合符号を適用する際の装置の構成と同期期間に及ぼす雑音の影響を検討する。

5.3.1 検討の対象とする符号の組み合わせおよび実験パラメータ

検討の対象とする符号の組み合わせを式(5-4)に示す。

$$W=[CL/2] \oplus X \cdot Y \quad (5-4)$$

ここに $CL/2$; Duty 100% のクロック

X ; 31 ビットの PN 符号

Y ; 30 ビットの PN 符号(X とは別の 31 ビット PN 符号から 1 ビット欠いたもの)

である。この時フレーム長は 930 ビットとなる。Duty100%のクロックは PN 符号ではないが 1, 0 の生起確率が等しいため周期 2 の符号列と見なすことができ、この複合符号の相関値は式(5-3)に示したものと同一である。

本符号を用いるアクジション方式の装置構成(受信部)を図 5.2 に、主要諸元を表 5.1 に示す。

表 5.1 複合符号相関同期回路設計諸元

Table 15.1 Design parameters of multi-component correlation loop

Parameter	Design
Multi-Component Code	$CL/2 \oplus X \cdot Y$ $\left. \begin{array}{l} X: 31\text{bit PN1} \\ Y: 30\text{bit PN2} \end{array} \right\}$
No. of bit / frame	930
Clock Rate	3.72Mb/S
Frame Length	250 μ s
Partial Correlation	0, 0.25, 0.5, 1.0
Clock Search	by freq. Offset
Code Search	Digital Phase Shifter
Carrier Recovery	Filter & PLL (BW = ± 5 KHz)
Clock Recovery	Filter & PLL (BW = ± 2 KHz)
Time Constant of Correlator(τ)	0.5mS
Speed of Search	1bit/1ms($\tau \times 2$)

通常，TDMA の主信号に比べてアクジション信号の帯域は狭いため主信号の帯域のどの部分に配置してもよい．また同じ理由からアクジション信号にとっては，主信号のスペクトルは平坦でありその影響は白色雑音と等価と見ることができる．

以下に，図 5.2 に示した符号同期回路の同期プロセスを説明する．大まかなプロセスは次の通りである．すなわち，クロック位相の同期状態への自然スリップイン(クロック間の周波数オフセットによる)→搬送波再生→クロック再生回路の同期確立(符号 $CL/2$ の同期)→符号 X の同期→符号 Y の同期(全符号の同期)である．以下に，各段階の動作について詳しく述べる

5.3.2 同期回路の動作

(i) 搬送波再生回路の同期

図 5.2 おいて搬送波再生回路入力すなわち逆変調器(REMOD1)出力には $[CR \cdot (CL/2 \oplus X \cdot Y)] \oplus (c1/2 \oplus x \cdot y)$ が現れる．ここで CR は搬送波を現すが，この成分の大きさは受信機入力複合符号($CL/2 \oplus X \cdot Y$)とローカルの複合符号($c1/2 \oplus x \cdot y$)との部分相関の状態によって決まる．まず全てのサブ符号($CL/2$ も含め)が非同期の時，相関値は 0 であり搬送波成分は現れない．やがて受信機入力クロックとクロック再生回路の電圧制御発振器(VCO)の位相が周波数オフセットによる自然掃引によって同期状態となる．この時 0.25 の部分相関値が得られ，逆変調出力には 25%の搬送波成分が出現すると考えることができる．この成分から搬送波再生回路が動作し，回路の雑音改善により純粋な搬送波が再生される．

(ii) クロック再生回路の同期

搬送波が再生されると BPSK 復調器(DEM1)出力には受信複合符号 $CL/2 \oplus X \cdot Y$ が復調される．今この信号に着目すると， X および Y に対し“1”または“0”の生起確率が等しく，かつ互いに相関がないとすれば $X \cdot Y=1$ および $X \cdot Y=0$ となる確率 $p(X \cdot Y=1)$ ， $p(X \cdot Y=0)$ はそれぞれ次のようになる．

$$p(X \cdot Y=1)=1/4 \quad (5-5)$$

$$p(X \cdot Y=0)=3/4$$

そこで $(CL/2 \oplus X \cdot Y)$ の符号のクロック成分を見ると， \oplus (modulo2) の演算操作から $X \cdot Y=0$ の時は $CL/2$ は正位相に， $X \cdot Y=1$ の時は逆位相になることを意味するから，次のことが言える．

$$p [(CL/2) \oplus X \cdot Y = CL/2] = 3/4 \quad (5-6)$$

$$p [(CL/2) \oplus X \cdot Y = \overline{CL/2}] = 1/4$$

したがって，この時のクロック成分は，搬送波の成分を求めた時と同じ考え方で

$$CL=3/4 - 1/4=0.5 \quad (5-7)$$

クロック再生回路は、このようにして出来たクロック成分に同期する。

(iii) サブ符号 X および Y の同期

搬送波およびクロックが同期すると次はサブ符号 X, Y と x, y の同期プロセスに入る。相関器出力の相関レベルから現時点の同期状態を知ることができ、どのサブ符号を掃引すべきかを判定する。この掃引はデジタル掃引器により行い、一定の間隔(今の場合、積分時定数の 2 倍, 1 ms に 1 回)でクロックを抜き取る方法を採用した。本装置において採用した位相掃引の論理手順を表 5.2 に示す。符号 X と Y は上に述べたようにその役割が同じであることから、どちらが先でも構わないがここでは X を先に掃引する。最大 31 ビットの掃引により部分相関値 0.5 が検出され論理手順により符号 X の掃引を停止し、次のステップである符号 Y の掃引に移行する。最大 Y の符号長 30 ビットの掃引により複合符号の同期が完了する。

5.4 雑音による同期時間の遅延およびその改善

5.4.1 平均同期時間の解析

5.3 節において同期回路の動作と同期プロセスについて述べたが、系に雑音を加わると部分相関値の判定誤りが起こる。図 5.4 に雑音がある場合の同期プロセスを示す。図 5.4 において T1, T2 および T3 は 4 つの部分相関値を識別する閾値でありそれぞれ以下のように部分相関値の差の中間に設定する。

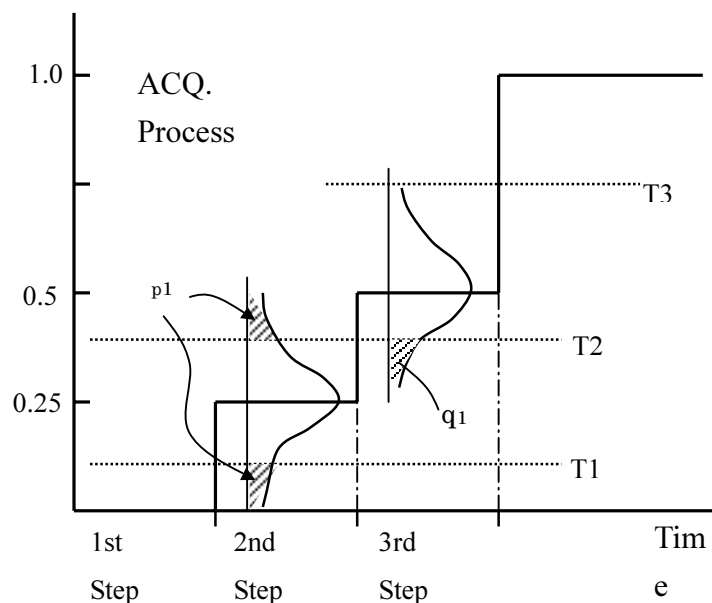


図 5.4 複合符号同期回路の同期プロセス

Fig.5.4 Acquisition process of multi-component code

$$T1=0.125$$

(5-8)

$$T2=0.375$$

$$T3=0.75$$

判定誤りがあった場合次のような現象が起こる. 表 5.2 および図 5.4 から分るように, 例えば第二段階において相関値 $C < 0.125$ と下位に誤った場合, 本来符号 X の位相を掃引しなければならないのに第一段階にあると判定しその動作を行わない. その結果一行程の時間ロスを生ずる. また同じ状態で $0.75 > C \geq 0.375$ と上位に判定した時, 本来 X の位相を掃引しなければならないところを Y の位相を掃引する. その結果 X に関して一行程のロスとなる. 一方, 例えば第三段階において一つ下位に誤った場合, すでに同期完了している符号 X の位相を 1 ビット動かしてしまう. すなわちオーバーランさせ符号 X を最大ビット数離し, 第二段階に落としてしまう結果を招く. 同じように第三段階において $C > 0.75$ と誤った場合は 1 ビット分のロスだけに止まらず, 同期完了と判定 (false detection) する危険がある. このような現象が同期時間にどの程度の影響を与えるかを調べる. システムは上記のように複雑なフィードバック系となり同期時間の厳密な解析は極めて困難であると考えられるため, ここでは下記の仮定のもとに系をモデル化し, 簡略化されたモデルについて検討を行うこととする.

表 5.2 位相掃引の論理

Table 5.2 Logic of digital Phase shifter

	1st Step	2nd Step	3rd Step	Final
Correlation	$C < 0.125$	$0.125 < C < 0.375$	$0.375 < C < 0.75$	$0.75 < C$
Phase shifter	CL Search	CL Stop	CL Stop	CL Stop
Logic	X Stop Y Stop	X Search Y Stop	X Stop Y Search	X Stop Y Stop
Status	All Off	CL sync	CL&X Sync	All Sync

- (a) 隣接する段階以外に誤る確率は, 隣の段階への誤りに比し十分小さくこれを無視できるものとする.
- (b) 第三段階における上段への誤りの影響は下段への誤りに比し影響が十分小さい(上段への誤りは 1 ビットのロス, 下段への誤りはサブ符号 X の全長分の出直しとなる)ため無視できるものとする. (上段に誤る確率も少ない)
- (c) 第三段階から第二段階に誤り, そのまま第二段階を進んだあと再び第三段階に復帰した時は第三段階の元の位置に戻るものとする. (実際には, 第二段階を進む過程で上段に誤った場合は Y の位相を 1 ビット進ませる)

上記モデルの同期プロセスは図 5.5 の状態遷移図に示すことができる. 図 5.5 に従って以下に第二段階の開始から最終段に至るまでの平均同期時間を求める. 判定誤りの確率, サブ符号 X, Y の長さをそれぞれ以下のように置く.

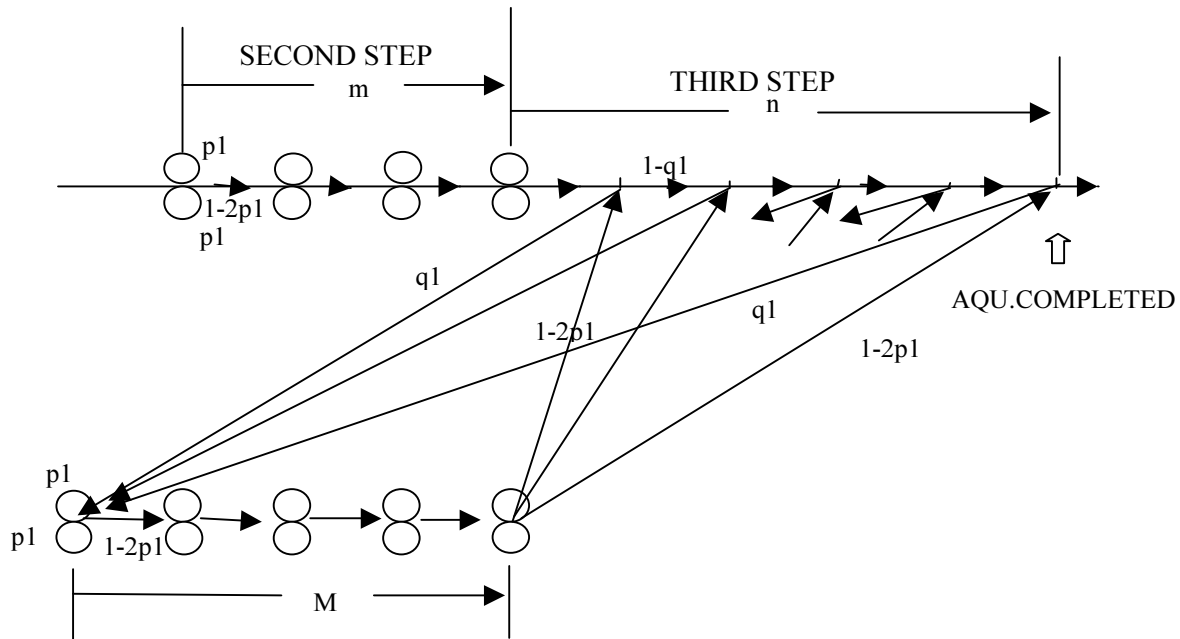


図 5.5 複合符合同期回路の状態遷移図

Fig.5.5 Acquisition status sequence of multi-component correlation loop

- p_1 ; 第二段階において隣接する上段または下段に誤るそれぞれの確率
- q_1 ; 第三段階において第二段階に誤る確率
- M ; サブ符号 X の長さ
- N ; サブ符号 Y の長さ

a) 第二段階の通過行程

第二段階においては, 一回の誤りに対して一行程の遅れが生ずる. 誤りは上下両方向に起こるから誤り率は 2 倍の $2 \cdot p_1$ となる. 任意の値 m ビットまで位相を進めるための平均行程 \overline{T}_m は平均値の定義から式(5-9)のように示すことができる.

$$\begin{aligned} \overline{T}_m &= \sum_{i=0}^{\infty} (m+i) \binom{m+i-1}{i} p^i \cdot (1-p)^m \\ &= (1-p)^m \cdot \sum_{i=0}^{\infty} \frac{m \cdot (m+i)!}{m! i!} \cdot p^i \end{aligned} \quad (5-9)$$

但し $p=2p_1$

式(5-9)は式(5-10)のように簡単化することができる. (付録 2 参照)

$$\overline{T}_m = \frac{m}{1-p} \quad (5-10)$$

b) 第三段階の通過行程

この場合、下段への誤り 1 回について符号 X の全長 M ビット分の再掃引が必要となる。その量を a) において求めた全長 M の平均行程分 $M/(1-2 \cdot p_1)$ として、第三段階で任意のビット数 n 進むための平均行程 T_n は式(5-11)のように求めることができる。(付録 3 参照)

$$\overline{T}_n = \frac{n}{1-q_1} \cdot \left(1 + q_1 \cdot M \frac{1}{1-p} \right) \quad (5-11)$$

c) 全同期行程

符号 X と x, Y と y の初期位相差の分布はともに一様で、それぞれ $1/M$, $1/N$ であると考えてよいから、クロック同期(第一段階)までを除いた同期完了までに要する平均行程 Q は式(5-12)で与えられる。(最終段階での後方保護のための行程はここでは考えない)

$$Q = \frac{1}{2} \left\{ \frac{(M+1)}{1-p} + M(N+1) \frac{q_1}{(1-q_1)(1-p)} + (N+1) \frac{1}{1-q_1} \right\} \quad (5-12)$$

一方、各段階での判定誤り率は式(5-13)のように求めることができる。相関器出力での雑音の分布はガウス分布であると考えられ図 5.4 より、

$$p_1 = 1/2 \cdot \left(1 - \operatorname{erf} \frac{0.125}{\sigma\sqrt{2}} \right) \quad (5-13)$$

$$q_1 = 1/2 \cdot \left(1 - \operatorname{erf} \frac{0.125}{\sigma\sqrt{2}} \right) = p_1$$

但し、 $\sigma = 1/\sqrt{\text{相関器出力の } S/N_0}$ $\operatorname{erf} z = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-x^2} dx$

上記において、相関器出力の信号対雑音電力比 S/N_0 と複合符号の受信機入力の S/N_i の関係は以下の通りである。

$$S/N_0 = S/N_i \times (\text{信号の等価ベースバンド雑音帯域幅} / \text{積分回路の等価雑音帯域幅})$$

今の場合、符号の等価ベースバンド帯域幅は 2MHz、積分器の RC フィルタの時定数 τ から決まる帯域幅は $1/4 \tau = 500\text{Hz}$ であるから、

$$S/N_0(\text{dB}) = S/N_i(\text{dB}) + 36\text{dB} \quad (5-14)$$

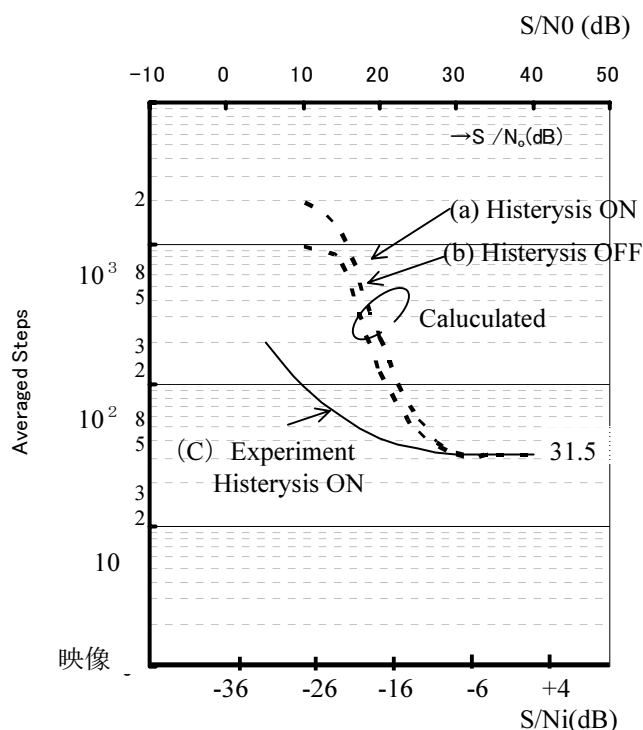


図 5.6 受信 S/Ni および相関器出力 S/No に対する平均行程数 Q

Fig.5.6 Averaged acquisition steps vs correlation input and output signal to noise ratio.

M=31, N=30 と置けば式(5-12)より平均同期行程 Q を求めることができる. 図 5.6 の点線 a には平均行程 Q を相関器の入力の信号対付加雑音比 S/Ni および出力の S/No の関数として計算した結果を示す. 平均同期時間はこの結果に 1 ビット掃引する時間(今の場合 1 ms/ビット)を掛ければ求められる. 同期時間を短くするためには掃引スピードを早くすればよいことになるが, 相関器の積分時定数よりも長くする必要があり自由度は少ない. 図 5.6 の a の結果より, 信号対雑音電力比が 30dB 程度以上では平均行程数は原理通りの効果が期待できるがそれより低いところでは遅延が急激に増大する.

5.4.2 同期時間の短縮

同期時間の短縮については系の特徴から幾つか考えられる. 例えば, 先に述べたように部分相関値の上位よりも下位への誤りの方が影響が大きいことから, 判定閾値を下げる方法や一旦同期が完了したと判定される符号は固定(ロック)する方法などである. しかしこれらは系を不安定にしたり拘束するなどの欠点もある. ここではレベル判定器に積極的に大きなヒステリシスを持たせることで判定誤りを軽減させる方法を採用した. 通常の PSK 波の復調のためのレベル

検出器においてはヒステリシスは符号誤り率の劣化を招くことが知られている [27]が、今のようにレベルは下位から上位への移行が通常である場合には効果がある。ヒステリシスを持たせた場合、相関値の上位への移行の瞬間においてはその判定が多少遅れるが、一旦定常状態に入った段階での位相掃引期間中は安定となり誤りが少なくなる。ここでは二つの閾値の値を各レベル段差の 1/3, 2/3 (0.33 と 0.66) として同期時間の検討を行う。この場合、ヒステリシスがないうちに式 (5-13) 示した各誤り率は式 (5-15) のようになる。

$$\left. \begin{aligned} p_{1h} &= 1/2 \cdot (1 - \operatorname{erf} \frac{0.166}{\sigma\sqrt{2}}) \\ q_{1h} &= 1/2 \cdot (1 - \operatorname{erf} \frac{0.166}{\sigma\sqrt{2}}) = p_{1h} \end{aligned} \right\} \quad (5-15)$$

これら誤り率から求めた平均同期行程を図 5.6 の点線 b に示す。平均行程 Q は S/N の悪い状態で約半分に改善される。

5.4.3 実験結果および考察

図 5.6 の実線 c は判定器に上に示したヒステリシスを持たせた場合の平均行程数 Q を実験によって測定した結果を示す。干渉雑音としては、熱雑音を I F 帯にて加え式 (5-14) の換算により S/No の校正を行った。S/No が 25dB より低くなると Q の増大が顕著となる。実験値との差 (グラフ b と c の差) を厳密に説明することは難しいが、一因として以下が考えられる。つまり、5.4.1 の c) において、第三段階から第二に段階に誤って、第二段階を通過した後、再び第三段階の元の位置に戻ると仮定したが、実際には第二段階を移行中にも第三段階への誤りの可能性があり、その場合第三段階の位相を進める。例えば、S/No が 20dB の時は、第二段階移行中に約 4 回 ($p_1=0.119$, $p_1 \times 31 \div 4$) 上段に誤り、その結果第三段階に戻った時は元の位置より 4 ビット進むことになる。これによって、計算値の結果よりも短縮されていることが考えられる。

実験においては各 S/N 毎に、ループの切断の最初から最終段の同期確立までの 500 回について位相掃引回数をカウンターにより測定し同期行程の平均を実測した。出力 S/N は積分器の時定数を大きくすれば改善されるが、その場合は一回当たりの判定時間を長く取る必要がある。

5.5 むすび

TDMA 衛星通信方式のアクジションに複合符号を用いた場合の装置の構成, 動作ならびに同期時間について実験, 解析の両面から検討した. これらの結果から次のことが明らかとなった.

- 1) 低い S/N_0 では同期時間の遅延が大きい. 複合符号による時間短縮の効果を得るためには相関器出力の信号対雑音電力比が 25dB 程度以上になるように設計する必要がある.
- 2) 相関器入力での所要 S/N_i は -11dB である. この値は TDMA の主信号の信号速度をアクジション信号の 10 倍として, ベースバンド帯域幅を 20MHz とすると主信号対アクジション信号レベル比 -21dB となり, 殆ど劣化を与えないレベルである.
- 3) レベル検出器にヒステリシスを持たせることで雑音の影響はかなり改善できる.
- 4) 長さ 30 ビット程度の符号でもほぼ理論通りの部分相関値を得ることができ.
- 5) 装置の動作, 性能についてはほぼ期待通りの結果を得ることができ, アクジションへの適用性を確認することができた.

TDMA 衛星通信方式のアクジション同期時間短縮のため, 複合符号フレーム同期方式の TDMA 衛星通信方式への適用について検討評価し, その有効性実用性を確認できた. 本研究結果は将来高速の無線 LAN システム, 衛星通信を用いた広域の移動通信システムや測距などの分野にも適用可能であると思われる.

第6章 SS/TDMA 方式におけるアクジションおよび同期方式の高速化と高性能化の研究

6.1 まえがき

TDMA 方式を基盤とした大容量の衛星通信方式として SDMA /SS-TDMA (Space Division Multiple Access/Satellite Switched-TDMA)方式がある[28], [29],[30]. SDMA 方式においては, 単なる TDMA 方式と異なり衛星上で作られるスイッチングシーケンスを絶対的な時間基準とするので, 同期およびアクジションの方法として, 比較的容易な従来の TDMA 方式の方法をそのまま使うことができない. すなわち, 従来の TDMA 方式では, 地球局から送信された信号はそのまま同じ地球局において受信することができ, 同期は常に基準局のタイミングを用いることによって行うことができる. しかし, SDMA 方式では, 送信信号は自局向けのタイムスロット(WINDOW)にあるときのみ折り返され, その結果, まずアクジションの段階では, 従来の TDMA 方式のような擬似ランダム(PN)符号によって行うなどの方式は適用できず, 長大なフレームの中のウインドウの位置を検出する必要があり, また同期過程においても基準局の基準バーストを利用することはできない. また仮にできたとしても, 地球局のクロック周波数と衛星のクロック周波数の差によって起こる位相のずれのために, 基準バーストが隠れてしまうという現象が起こる. このような問題を解決するために, 本研究ではアクジション方式としては ASK-FSK 変調信号を用いて高速性を, 同期信号として高速の PSK 変調バースト信号を用い,同期ウインドウ (SYNC WINDOW)と呼ばれる時間基準との位相同期をとる方式により精度を高める提案を行っている[31],[32].

以下, 6.2 においては SDMA 方式の概要を説明し, 6.3 においてはアクジションと同期に関する SDMA 方式特有の問題を説明し, アクジションの時間, 精度について, また同期に関しては, クロック周波数変動を考慮した同期精度などを理論的に解析し提案方式の有用性を検討している. 6.4 はまとめである.

6.2 SDMA 方式の概要

ここで述べる SDMA 方式は, 比較的狭い領域を照射する多数のスポットビームを衛星上の交換装置によって切り換える方式である. スポットビームを用いることにより, 衛星の EIRP を著しく増大させるだけでなく, 周波数の再利用が可能となり, 伝送容量の拡大を図ることが可能である. 本研究は, このような通信衛星を用いて, 異なるビームゾーン間の地球局を時間領域に基づいて相互接続する場合を取り扱っている.

図 6.1 に時分割形スイッチマトリクスを用いた SDMA /SS-TDMA 方式のモデ

ルを示す。衛星上には各ゾーンに対応した多数の入出力をもつスイッチマトリクスが搭載されており、衛星に内蔵された基準発振器のクロックで、予め決められたタイムシーケンスにのっとりゾーン間で信号を切り換える。したがって、各ゾーン内の地球局は TDMA モードで衛星のスイッチマトリクスに同期してアクセスしなければならない。

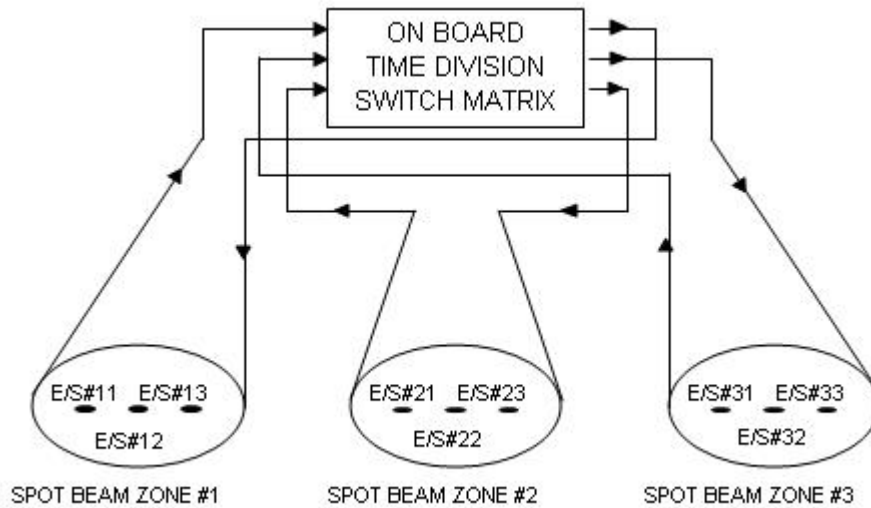


図 6.1 SDMA-SS/TDMA 方式のモデル

Fig.6.1 SDMA-SS/TDMA System Model

図 6.1 のモデルの場合のアップパスバースト、スイッチマトリクスおよびダウンパスバーストの間の衛星上での時間関係を #1 スポットビームのバーストに焦点をあてて示したのが図 6.2 である。図 6.2 の上部は各ゾーンからのアップパスバーストの衛星上での時間関係を示している。同期ウインドウは各ゾーンから送信される同期信号をその同じゾーンに返送するために割り当てられた時間帯である。データウインドウ #1 はゾーン #1 内の通信に、データウインドウ #2 はゾーン 1 からゾーン #2 に、ゾーン #3 からゾーン #1 に、およびゾーン #2 からゾーン #3 にデータを送るのに使われる。

このような SDMA 方式において、最も重要なことは、如何にして地球局のタイミングを衛星のスイッチングシーケンスに同期させるかということである。この同期を行うシステムを本研究では FSBC(Frame and Burst Synchronization and Control) タイマと呼ぶ。図 6.3 に FSBC タイマの基本構成図を示す。

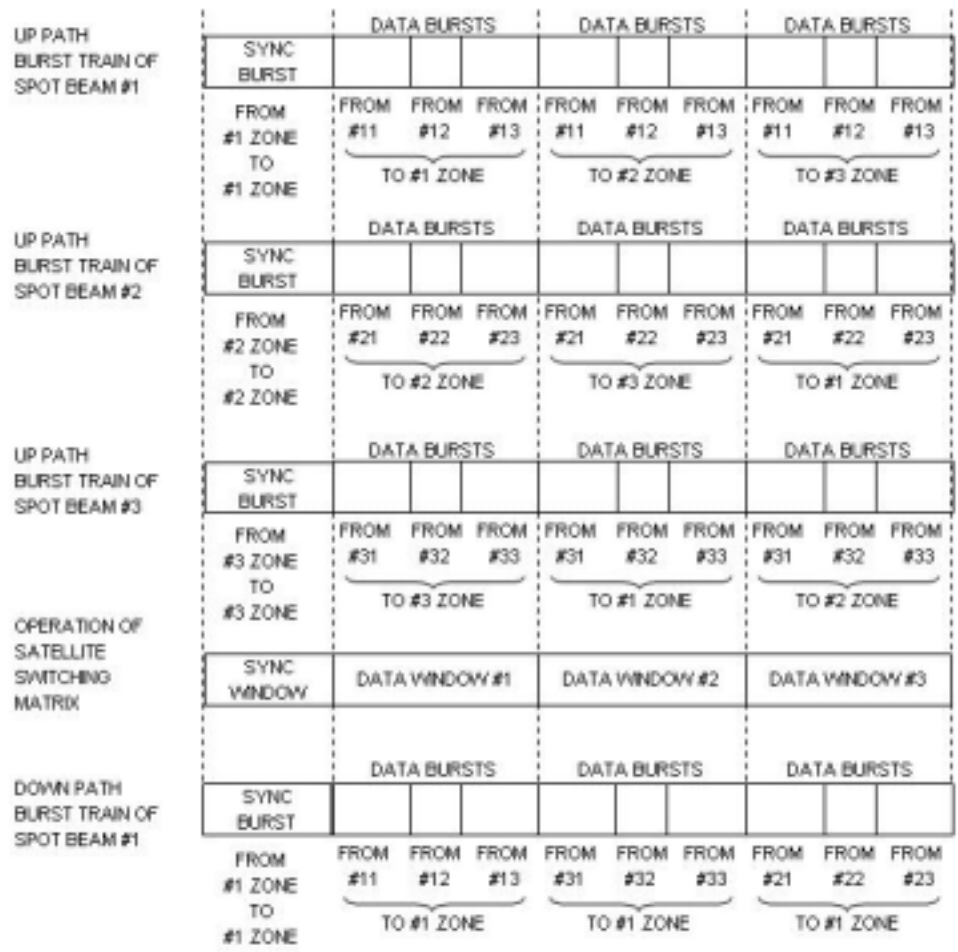


図 6.2 バースト列と同期ウインドウの関係
 Fig.6.2 Relationships between Burst and Sync Windows

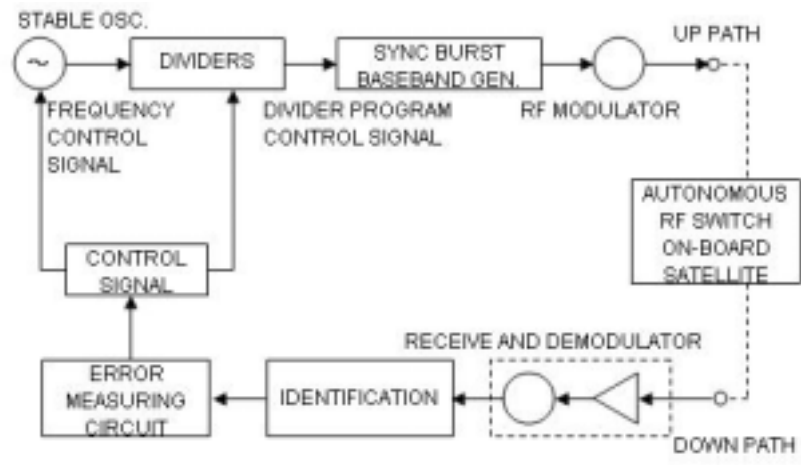


図 6.3 FSBC タイマの機能図
 Fig.6.3 Functional Diagram of Frame Sync and Burst Control Timer

6.3 SDMA方式に特有な問題

この章ではSDMA方式を実現する上での基本的な問題、すなわちイニシャルアクジション、バースト同期、AFCなどについて述べる。

6.3.1 イニシャルアクジション

SDMA /SS-TDMA方式と通常のTDMA方式とのフレーム構成の違いから必然的にアクジション方式も異なったものが必要になる。

アクジションの方法は、一つのゾーンにおいて最初に衛星にアクセスする場合と、すでに他の局がアクセスしている状態で2番目の局がアクジションする場合とで異なる。いずれの場合も、定められた同期ウインドウに正しく自局のバーストを送信することが目的であるが、前者の場合は同期ウインドウだけが、後者の場合は同期ウインドウとすでにアクセスしている局の両方が基準となる。ここでは、前者を第1アクジション、後者を第2アクジションと呼ぶ。アクジション信号としては、図6.4に示すようなASK-FSK信号を用いる。

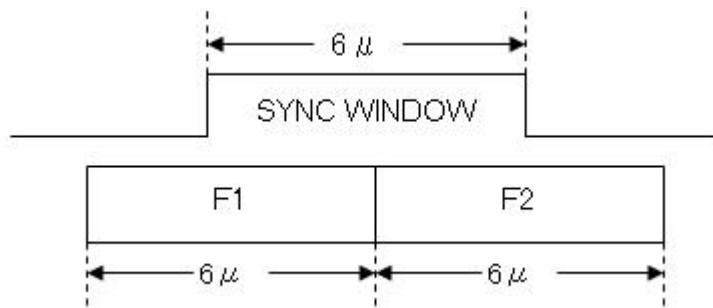


図 6.4 ASK-FSK アクジション信号

Fig.6.4 Acquisition Signal of ASK-FSK

6.3.1.1 第1アクジション

他の局に干渉をおよぼす恐れはないので、通常レベルの信号を送信することができる。第一アクジションにおいて問題となるのは、同期ウインドウとデータウインドウの識別である。これは、衛星から返送されるASK-FSKの受信信号の F_1 と F_2 の検出時間幅が、同期ウインドウを通過した場合とデータウインドウを通過した場合で異なることから識別することが可能である。第1アクジションの同期課程を図6.5に示す。

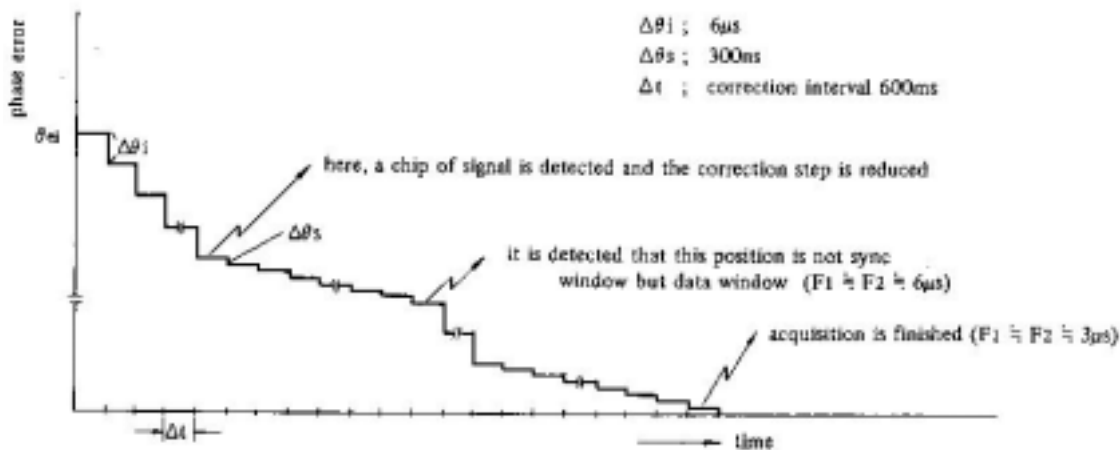


図 6.5 2モード第一アクジションの同期過程

Fig.6.5 Synchronization Process of 2-mode first Acquisition

位相掃引の過程で、たとえば図 6.5 のように、最初にデータウインドウを検出した場合、データウインドウの幅はアクジションウインドウの幅より十分長いために、合計 $12\mu\text{s}$ の ASK-FSK 信号の長さ全体が受信される。一方、目的のアクジションウインドウの場合は、その幅が $6\mu\text{s}$ であるために、ASK-FSK 信号がウインドウのちょうど中心に入ったときには、 F_1 が $3\mu\text{s}$ 、 F_2 が $3\mu\text{s}$ となり、しかも合計幅が同期ウインドウの長さ $6\mu\text{s}$ に等しくなることを利用する。

また、図にも示すように、いわゆる 2-mode アクジション法を用いて、掃引ステップ幅を 2 とおき ($6\mu\text{s}$, 300ns) に使い分けアクジション時間を短縮する。すなわち、位相掃引の過程で、信号が返送されない場合は掃引のステップを粗く、一旦信号の断片が受信された場合には細かくする方法であり、これによって、高速かつ精度の良いアクジションが可能になる。

6.3.1.2 第2アクジション

すでにアクセスしている他の局への干渉を少なくするために、通常よりも送信レベルを低くしなければならない。ここでは、ほとんど劣化を与えない 20dB 低レベルでアクジション信号を送信する。

第2アクジションにおいては、受信 S/N が非常に低いために F_1 、 F_2 の検出誤りの確率が高いことが問題となる。この問題を克服するために、本研究では二つの技術の併用を提案する。一つはすでにアクセスしている局の同期バーストを基準としてアパーチャを用いることと、他の一つは数十フレームにわたり F_1 、 F_2 の検出を繰り返し積分することであり、この両者によって誤り確率を減少させることが可能である。本提案方式を図 6.6 に示す。

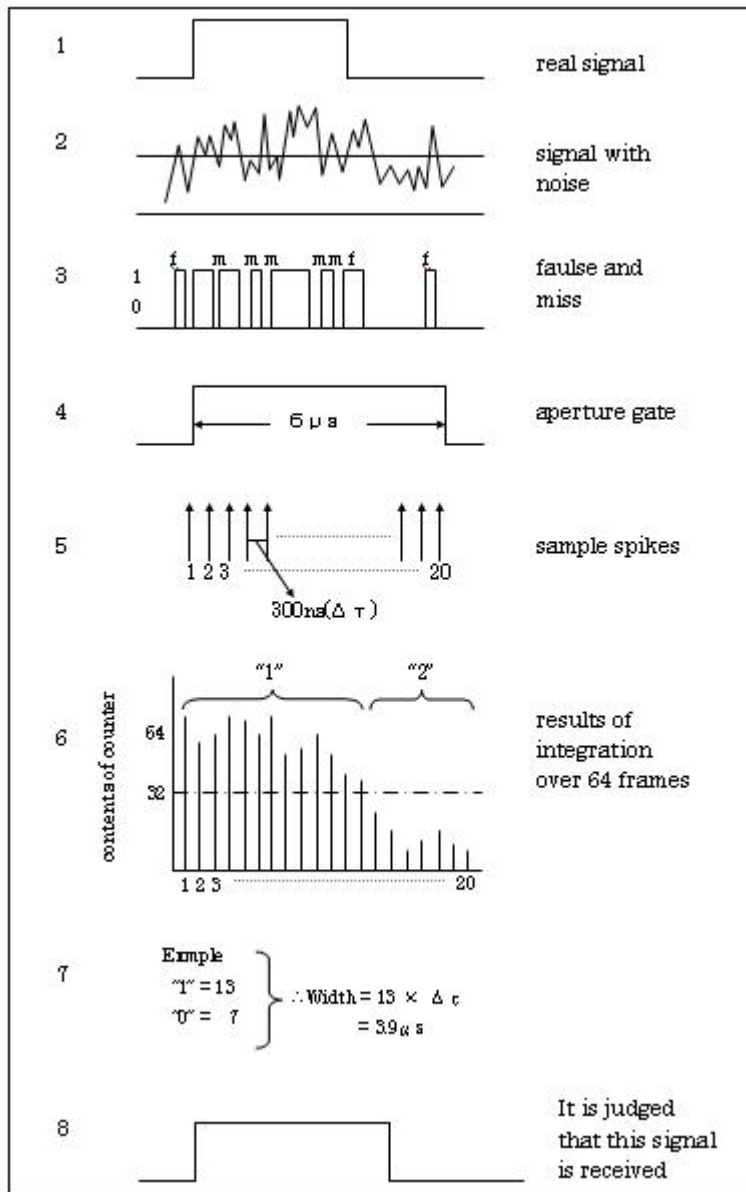


図 6.6 第二アクジションでのミス/フォールス検出確率の改善
 Fig.6.6 Improvement of miss and false Detection
 in second Acquisition

受信信号はアパーチャの開始点に同期した 20 のサンプリング点で(1, 0) の判定を行う. この値を各判定点に対応したカウンタによって加算し, 十分な積分を行ったあと, 検出したアクジション信号の幅を測定する. 信号レベルとして 20dB 下げて送信した場合, アクジション信号受信機の帯域幅から計算して, このときの ASK-FSK 信号の受信 S/N は 7dB 程度となり, 各判定点の誤り率は 5×10^{-2} であるが, 積分効果によって図 6.7 のように改善される. 本研究では積分

回数 $N=64$ と選んだ.

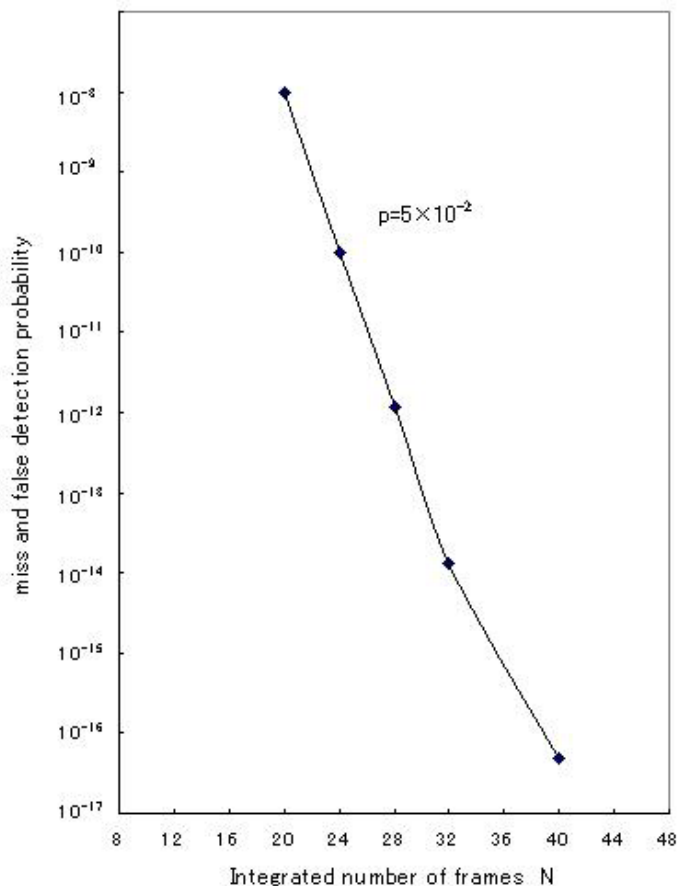


図 6.7 改善されたミス/フォールス検出の確率
Fig.6.7 Improvement of miss and false Detection

6.3.1.3 アクジション特性

一般にアクジション特性は、アクジション時間、精度、他局への干渉の度合いの三つの要素から決定される。本アクジション方式では、フレーム長 $750\mu s$ として、アクジション時間は最大 2 分、精度 $300ns$ 、他局への干渉量は Q P S K 信号に対して等価 S/N 劣化として $0.8dB$ 程度となる。アクジション時間については、通常の TDMA 方式に比べて長いが、これは、TDMA 方式では一般的な PN 符号を用いるなどの方式が使えないためである。

6.3.2 バースト同期

SDMA 方式においては、衛星で作られる同期ウインドウのみが返送用の時間帯として保証されている。したがって、各局はこの同期ウインドウに同期信号を送信してフレーム同期を確立することが求められる。しかも、多数の局が同

時に一定の時間枠のウインドウに同期信号を送信する必要がある。そのための多重化の方式として、周波数分割(FD)形と時分割形が考えられる。ゾーン当たり割り当てられる局数を 20 局程度と想定したとき、全局が同一の同期ウインドウを FD 方式で共有した場合、電力の分割によって得られる受信 S/N が非常に低くなる。また、全局が同期ウインドウに TD 方式でアクセスした場合、位相制御の間隔が大きくなる。いずれのケースも同期精度を高く保てなくなる問題を有している。本研究では、これらの両方の問題を少なくするため、FD 方式と TD 方式を併用する方法を提案する。この場合、ゾーン内の 1 局を基準局とみなし、各局はその局のバーストを基準として、自局に割り当てられたフレーム時にバーストを送信する方法である。

6.3.2.1 同期信号

表 6.1 には、考えられるいくつかの同期信号の形と、それに対応する同期ウインドウの使用法を示している。必要な帯域、誤り率、レベル変動に対する安定性などの面から考えて、ここでは PN-PSK を同期信号として採用することを前提に以下考察する。

表 6.1 考えられる同期信号の種類

Table 6.1 Possible combination and scheme of sync signal

同期信号の形		同期ウインドウの使用法
PSK	PN-PSK	TD and/or FD
	ASK-PSK	FD
FSK	PN-FSK	TD and/or FD
	ASK-FSK	FD
ASK	PN-ASK	TD and/or FD

PN-PSK方式の同期信号の詳細なフォーマットを図 6.8 に示す。位相誤差測定のために同期信号にメトリック領域と呼ばれるビット列を備えている。同期の原理としては、この領域を同期ウインドウの端、すなわち立下り領域に重なるようにして、同期ウインドウ内にあるメトリックビットの数と外にあるビット数(このビットは返送されず、雑音のみが受信される)が同じになるように位相制御を行う。位相誤差測定は各メトリックビットの誤り率が同期ウインドウの立下り特性に応じて異なることを利用し、多数回測定の効果で誤り率を改善したあとに、最初のビットから連続して正しく受信されたビットの数を判定することによって行う。このとき、測定時間中に衛星クロックと地球局クロックの誤差がある場合には、測定するビットの位置のずれが生じ、誤測定の可能性が

ある. この問題を解決するためにクロックの AFC 機能が必要になり, それについては 6. 3. 3 において述べる.

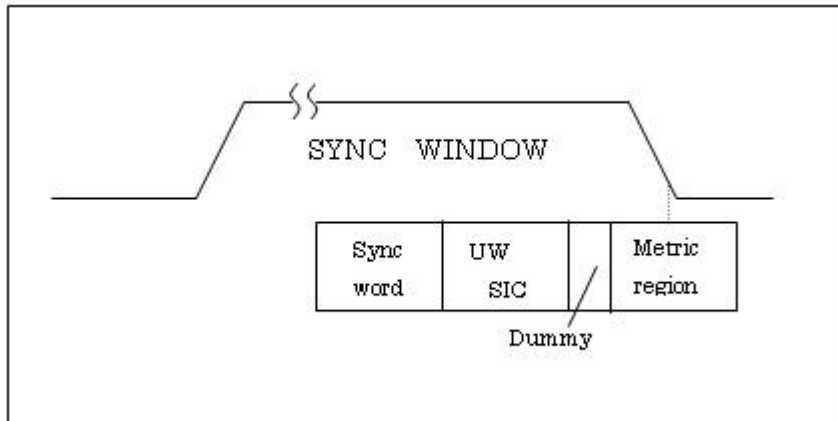


図 6.8 PN-PSK 同期信号フォーマット

Fig.6.8 Format of PN-PSK Sync Signal

6.3.2.2 位相制御

前節で述べたように, 位相差測定の判定誤りを減らすために多数回測定が必要となる結果, 測定に要する時間が長くなる. 例えば, 時分割数 5, 周波数分割数 4 のモードで同期ウィンドウにアクセスする方式において, 積分効果を持たせるために 64 回の測定値を使って位相誤差を判定すると, その積分時間は $64 \times 0.75 \times 5 = 240\text{ms}$ (フレーム長 $750\mu\text{s}$ として) となる. したがって従来の TDMA 方式において用いられてきた位相制御法は位相制御間隔を長くするので使えない. そこで SDMA 方式に適した制御法が必要となる. ここに提案する方法は, 前の位相修正時点で位相修正されたバースを受信する前に位相誤差測定を行い, その測定値と前の修正時点で修正した位相量の差分量だけ位相修正する方法である. 図 6. 9 にその概念図を示す. なお, この方法によると, クロックドリフトに関する最大位相誤差は約 2. 5 ラウンドトリップ時間に対応した値となる.

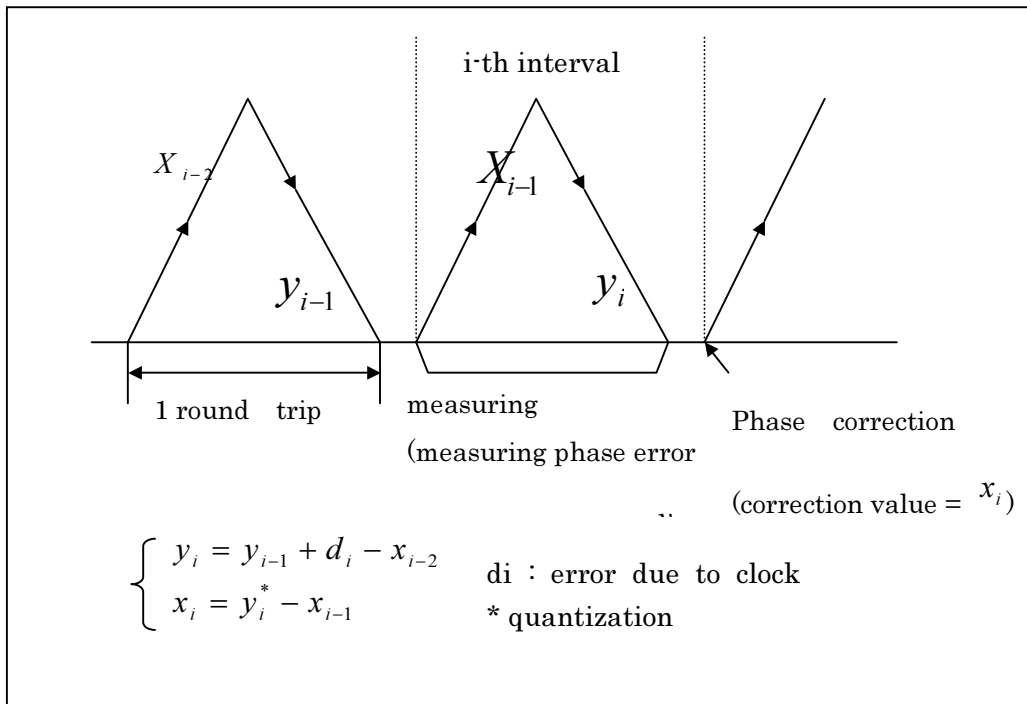


図 6.9 SS/TDMA 方式における位相制御

Fig.6.9 Phase Control Scheme of SS/TDMA

6.3.2.3 同期精度

SDMA 方式も TDMA を基盤にしているのので、ガードタイムに影響を与え、その結果伝送容量に影響を与える同期精度が重要な要素となる。同期精度を決定する要因を以下に示す。

- (1) 衛星クロック安定度によるもの (d_s)
長期安定度の影響は AFC によって除去。短期安定度は 3×10^{-9} 。
- (2) 地上局クロック安定度によるもの (d_e)
長期安定度の影響は AFC によって除去。短期安定度は 5×10^{-9} 。
- (3) ドプラ効果によるもの ($2E$)
この影響は AFC によって除去。
- (4) 衛星クロックと地上局クロックとの周波数差によるもの (A_c)
連続する二つの周波数制御時点の間で存在している両者のクロック周波数の違いに基づく位相差。
- (5) ロジッククジッタ (J_1)
論理回路のジッタによる位相誤差。
- (6) フレームタイミングジッタ (J_c)
衛星上で作られるフレームタイミングのフレーム間ジッタ。
- (7) ベイシックレゾリューション (B_r)
位相誤差を測定するときの量子化誤差。

(8) 測定誤差(J_m)

位相誤差を測定するときの雑音による測定誤差

上記要因すべてを確率密度関数がガウス分布をするジッタとして扱うことにする。ただし、ベイシックレゾリューションに関しては実際の確率密度関数は一様分布をするので、バリエーションがそれに等しいガウス分布のジッタで近似する。

PN-PSK 同期信号を使った場合の同期精度(g)は次式のように近似される。

$$g = (B_r^2 + d_s^2 + d_e^2 + A_c^2 + J_l^2 + J_c^2 + J_m^2)^{1/2} \quad (6-1)$$

ただし、この同期精度はシグマすなわち確率 0.68 で得られる値である。同期ウィンドウへのアクセスの方法として TD20 の場合と TD5, TD4 の場合に対して、同期精度の計算値を表 6.2 に示す。

表 6.2 PN-PSK の同期精度

Table 6.2 Synchronization accuracy of PN-PSK

同期ウィンドウの使用法	得られる C/N(dB)	測定回数	J_m (ns)	g (ns)
TD 20 FD1	16.5	16	5.2	10.5
TD 5 FD4	10.5	64	3.1	9.7

位相修正間隔=300ns

$$\begin{array}{lll} B_r = 7.22ns & d_s = 3.8ns & d_e = 3.8ns \\ A_c = 2.0ns & J_l = 0.4ns & J_c = 2.5ns \end{array}$$

6.3.3 周波数制御

ドプラー効果と衛星クロックの長期安定度を考えると、地球局の FSBC タイマに AFC 機能を設けることが不可欠である。ここで述べる AFC においては、タイマが約 1 ラウンドトリップごとにデジタル位相制御をすることを前提としている。ある時間の間、測定位相誤差を蓄積することによって長い周期の変化による両クロックの周波数差を統計的に検出し、その結果で VCXO を制御して周波数差を軽減する。図 6.10, 図 6.11 はこの AFC のモデルを示す。

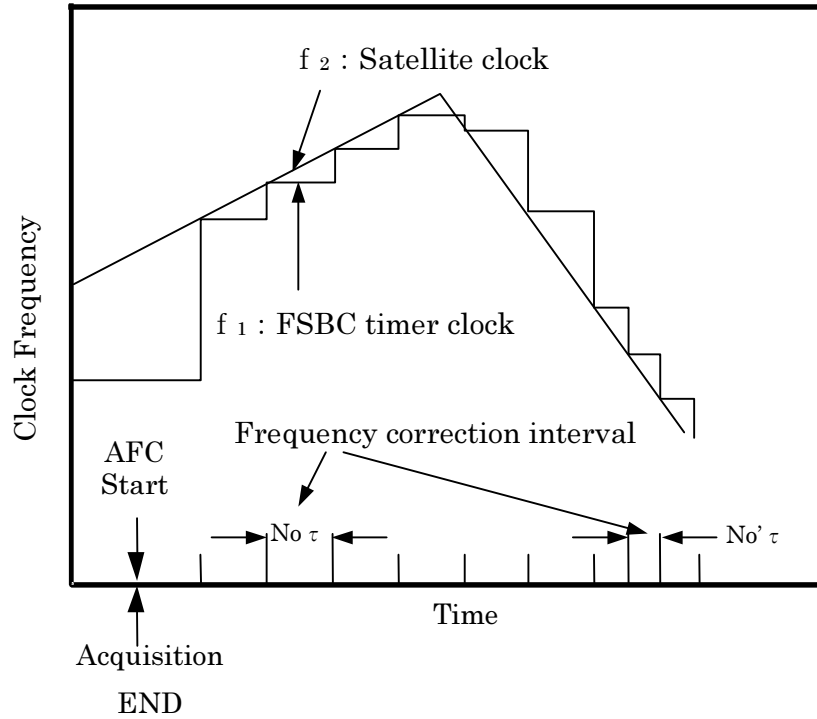


図 6.10 $N_0 \tau$ ごとの周波数修正
 Fig.6.10 Frequency Control once per $N_0 \tau$

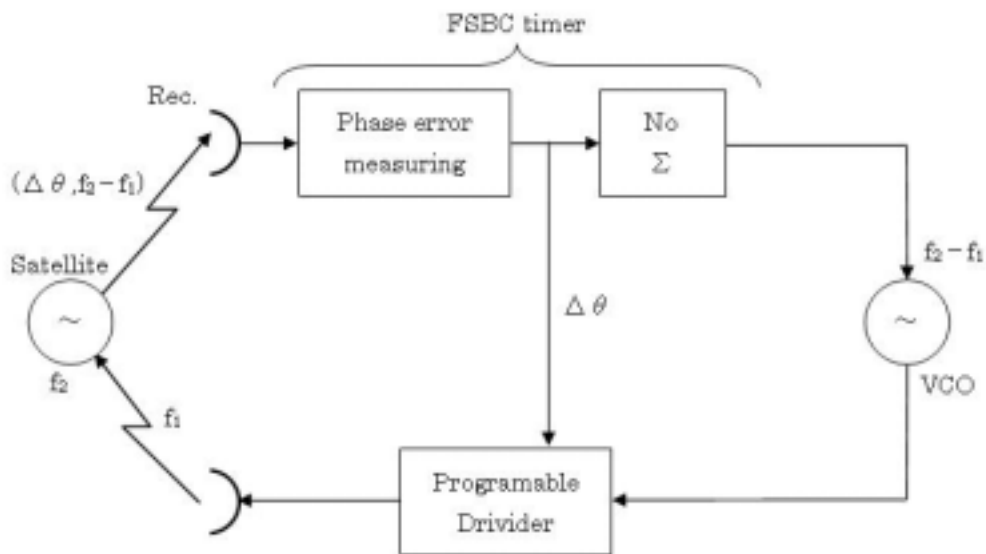


図 6.11 FSBC タイマにおける修正ループ
 Fig.6.11 Correction Loop in the FSBC Timer

6.3.3.1 位相誤差の扱い方

位相誤差を生ずる要因は 6. 3. 2 において述べたが、ここではそれらをつぎの二群に分類する.

A 群 $B_r, J_1, d_e, d_s, J_c, J_m$ (短周期)

B 群 $2E, \Delta f$ (長周期)

A 群中の各要素によって生ずる 1 ラウンドトリップ間の位相誤差およびその確立密度関数をそれぞれ x_i および $p(x_i)$ ($i=1\sim 6$) で現わすと、每位相修正時点で修正されるべき値は $X = \sum_{i=1}^6 x_i$ となる. そのような X のサンプルを n 回とると ($X_1 \sim X_n$), X のサンプル平均 y は式(6-2)となる.

$$P_o(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \prod_{i=1}^6 C_{x_i} \left(\frac{\xi}{n} \right) \right\}^n e^{-j\xi y} d\xi \quad (6-2)$$

ただし, $C_{x_i}(\xi)$ は x_i の特性関数である. $P_i(x_i)$ としては, B_r に関しては一様分布を, 他の要素に関してはトランケートッドガウス分布を仮定した. したがって, 式(6-2)は式(6-3)となる.

$$P_o(y) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \left[\frac{2}{B_r \frac{\xi}{n}} \sin \left(\frac{B_r \cdot \xi}{2} \cdot \frac{\xi}{n} \right) \cdot \prod_{i=1}^5 \left\{ 2 \int_0^{\tau_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i}} e^{-\frac{x_i^2}{2\sigma_i^2}} - \frac{2}{\tau_i} \cdot \int_0^{\tau_i} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_i}} e^{-\frac{x_i^2}{2\sigma_i^2}} dx_i \right\} \cos \left(\frac{\xi}{n} x^i \right) dx_i + \frac{\sin \frac{\tau_i \xi}{n}}{\frac{\tau_i \xi}{n}} \right]^n \cdot \cos(y\xi) d\xi \quad (6-3)$$

6.3.3.2 制御間隔の決定

一方, B 群によって生じる周波数偏移は近似的に次ぎのように表される.

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{\alpha}{\tau} t + \Delta f \quad (6-4)$$

ただし, f_1 :FSBC タイマのクロック周波数

f_2 :衛星クロック周波数

τ :位相修正間隔

t :時間

α :衛星クロック安定度に関する定数

ΔF :AFC の分解能による残留周波数差

なお, ドプラー効果の影響は最初の周波数修正でほとんど補正されるので定常状態では考慮していない.

式(6-4)の周波数差の下で, $n\tau$ の時間内に生じる位相誤差は式(6-5)で与えられる.

$$\Delta T_n \doteq \frac{\frac{1}{2}n\alpha + \Delta F}{f_2} n\tau \quad (6-5)$$

故に τ 時間内の平均値として

$$\Delta T_0 = \frac{\Delta T_n}{n} = \frac{\frac{1}{2}n\alpha + \Delta F}{f_2} \tau \quad (6-6)$$

ここで下に定義する β が十分小さくなるように n の値を選んだとき, B群の影響はA群の影響と識別することができる.

$$\beta = 1 - \int_{-\Delta T_0}^{\Delta T_0} p_o(y) dy \quad (6-7)$$

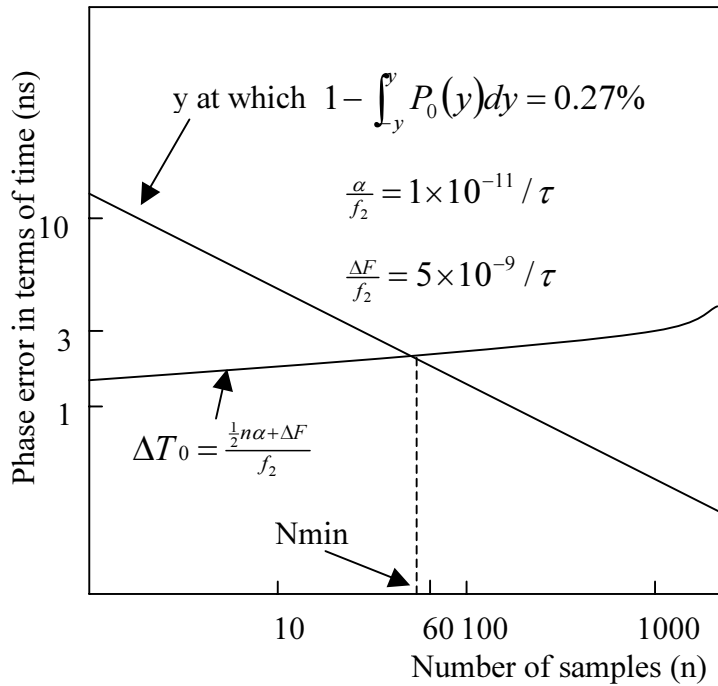


図 6.12 N_{\min} の決定

Fig.6.12 Determination of N_{\min}

β の値は 3 シグマに相当する 0.27% を選び、その時の n の値を N_{\min} とする。 n を大きくする程、良好な識別が期待されるが、同期精度の面から考えると、 n は小さい方が望ましい。同期精度に寄与する許容値として ΔT_a を与えるならば N_{\max} として次式を満足する必要がある。

$$\Delta T_a \geq \Delta T_n - \Delta T_{n-1} = \frac{\frac{1}{2}(2n-1)\alpha + \Delta F}{f_2} \tau \quad (6-8)$$

各変数に実際の値を代入して図 6.12 と式(6-8) から、PN-PSK 方式に関する N_{\min}, N_{\max} を得る。

$$N_{\min} = 53 \quad N_{\max} = 500$$

実際の周波数制御間隔 $N_0 \tau$ は $64 \times 300\text{ms}$ すなわち 19.2 秒に選んだ。

更に精度の良い AFC が必要ならば、図 6.10 に示すように α の時間変化に対応して N_0 を変えるべきであろう。

6.4 むすび

SS/TDMA 方式において主要な問題とみられる同期, アクジション, 周波数制御について詳しく検討した. その結果, 提案するシステム構成を以下に列記する.

- (1) ゾーン当り 20 局程度を想定し, 同期ウインドウへのアクセス法は時分割と周波数分割を併用する.
- (2) ドプラー効果および衛星クロック安定度の悪さを考慮して, 地球局 FSBC タイマに AFC を導入する.
- (3) アクジション信号には ASK-FSK を用い, 検出時間幅による制御を行う.
- (4) 同期信号には PN-PSK を用い, 誤り率特性を利用した同期制御を行う.
- (5) AFC の方法はデジタル位相修正部でためられる修正量を長期的にみて, 統計的な制御を行う.
- (6) 位相誤差測定は測定誤差を小さくするために多数回測定による平均化を行う.
- (7) 多数回測定の影響で位相修正間隔が長くないように, 通常の TDMA 方式での位相修正法とは異なった差分方式による位相修正法を用いる.

これらの提案を盛り込み，提案するシステムの諸元を表 6. 3 に示す.

表 6.3 選ばれたシステムパラメータと性能

Table 6.3 System parameters and Performances of FSBC Timer

Sync Window Use	TD5 FD4
Sync Signal	
Format	PN-PSK
Modulation	2ϕ DCPSK
Clock Rate	40 Mbps
IF Freq.	140 MHz
Acq. Signal	
Format	ASK-FSK
Freq.	F1=127.5 MHz F2=152.5 MHz
Pulse Width	F1=6 μ s F2=6 μ s
Acq. Level	
1 st	normal
2 nd	20 dB lower
Acq. Time	< 2 minutes
AFC	
Automatic tracking range	$\pm 1.33 \times 10^{-6}$
Manual tracking range	$\pm 10^{-9}$
VCXO stability	10^{-9} (short term) 5×10^{-7} (long term)
Sync Accuracy	< 10 ns
Phase control interval	300 ms
Number of measurement	64

まだ十分な検討がなされずに残されている問題点の一つは，ゾーン間のスイッチングの不揃いのために生じる他ゾーンからの同期バーストの漏れである．これについては，同期ウインドウの後にいずれのゾーンにも接続されない空時間帯を設ける手段が最良と考えられる．

第7章 FDMA-TDMA VSAT 方式の機能および性能向上に関する研究

7.1 まえがき

衛星通信は、従来から国際間の電話、映像、データ通信に利用され、国内においても公衆網やTV信号などの映像伝送の手段として使われてきた[33]。しかし、企業の電話・データ通信に広く活用するには、衛星回線(トランスポンダ)のコストが高く、また地球局設備が大がかりとなるなど経済性の点で問題があった。また企業や政府機関が簡単にシステムを利用するためには、運用性や信頼性などの点で十分な機能や性能を有していないのが実状であった。本研究では、衛星ネットワークとして小型で簡易なVSAT (Very Small Aperture Terminal) システム[34]について、地上系との接続の親和性や特定相手との通信機能(グループリング機能)、ネットワーク管理および拡張性など運用面での機能を充実させ、企業や政府機関などの団体が独自に、安全にしかも比較的容易に利用できるようにすることを目的に、システムの性能向上を扱っている[35],[36],[37],[38]。特に、衛星による企業情報システムでは、デジタル画像圧縮技術の採用や高性能誤り訂正符号を付加することで地球局の小型、低価格化を図り、直径75cmの超小型のアンテナを使用する衛星同報システムと、衛星中継器を、上り回線はTDMA方式で、下り回線はFDM-TDMA方式で利用するVSATシステムを統合したネットワークを研究した。さらに、社会システムとして、VSATと気象解析情報システムとを結合し、従来なかった全国1kmメッシュの農業気象情報を全国に配信する高精細画像情報システムを開発し、衛星通信の利用用途拡大についての研究を行った[39]。

7.2 企業統合情報ネットワークへの適用と問題

7.2.1 ネットワーク構成

企業や公的機関が利用する衛星通信ネットワークとして有効と考えられる基本的な構成を図7.1に示す。ネットワークには、企業の本社等に設置される一つのセンタ局(ハブ局)と各拠点に設置される多数のリモート局(VSAT局)から構成される。ネットワークの基本的な機能としては、センタ局からリモート局への同報系(片方向)、センタとリモート間のスター型双方向系およびセンタを含めた各局間のメッシュ型双方向系があり、それらは以下のように、おのおの映像・データの配信、データ通信、および電話の機能に対応する。

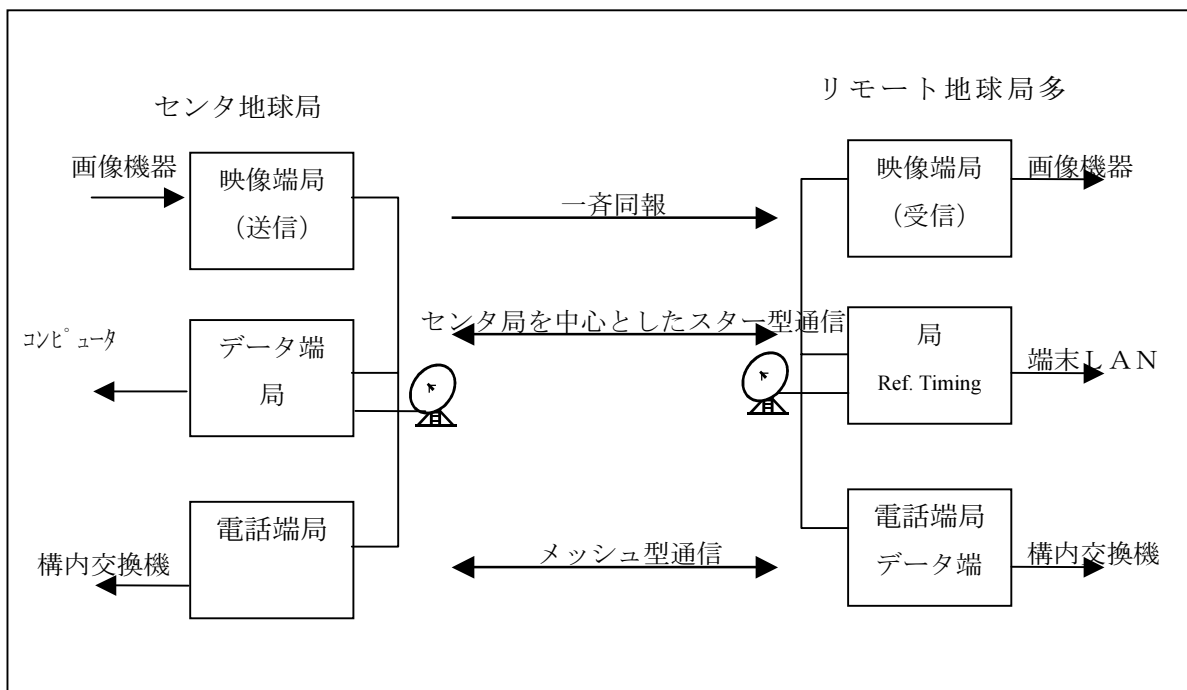


図 7.1 マルチメディア衛星ネットワークの基本構成

Fig.7.1 Basic Configuration of MultimediaSatellite Network

(1) 映像・データの配信系

映像伝送は衛星回線容量を効率的に使用するため、1対nの同報型利用が一般的である。システムはMPEG1またはMPEG2によるデジタル圧縮画像や静止画を含む大容量データの片方向一斉配信などにも活用される。

(2) データ通信系

データ伝送は地上回線と同様に1対1の双方向通信機能が必要であるが、本社と支店という構成を持つ企業等の利用では、特にスター型のネットワーク形態が有効である。この形態の衛星ネットワークをここでは双方向VSATシステムと呼ぶ。

(3) 電話系

電話はメッシュ型のトールダイヤルネットワークを構成することを前提とする。

本研究では、以下に示す衛星マルチメディア同報システムと双方向VSATシステムを開発し、上記のような三つの機能を持つネットワークを実現した。

7.2.2 衛星マルチメディア同報システム

7.2.2.1 方式のポイント

衛星マルチメディア同報システムは、地上系の同報回線と異なり、一回線で多数の地球局に映像やデータを配信することができ、受信局の数が数十またはそれ以上では地上系に比べて回線コストを大幅に軽減することが可能である。本研究では、システムの開発において、以下の点を主眼とした。

- (1) 伝送方式は FDMA-TDM デジタル方式とし、衛星トランスポンダ帯域の有効利用を図る。
- (2) 画像符号化方式は MPEG1 または MPEG2 方式とする。
- (3) 映像信号のほかに、音声、データなどのマルチメディア情報が同報できる。
- (4) 企業でのビジネス利用を前提とした、秘話機能、ネットワーク管理機能を備える。

7.2.2.2 システムの特長

(1) 経済的なマルチメディア情報の分配

従来のアナログ方式によるテレビ放送では、通信衛星のトランスポンダ当り 1 チャンネルしか伝送できなかったが、本研究では、テレビ信号の圧縮技術を用い 1 チャンネルの情報速度 2.048Mbps の信号を FDMA 方式で、1 衛星中継器(トランスポンダ)当り 8~12 チャンネルの伝送が可能であり、さらに映像だけでなくデータ、静止画なども同時に扱うことが可能な衛星同報システムを実現した。これにより、中継器当たりの映像伝送のコストを大幅に削減することが可能となった。さらに、従来のアナログ方式ではテレビ伝送には、 $\phi 1.2\text{m}$ ~ $\phi 1.8\text{m}$ 程度のアンテナが必要であったが、本研究のシステムではビタビ復号法による誤り訂正符号を用いることなどによって、 $\phi 75\text{cm}$ 程度の受信アンテナで高画質を得ることが可能となった。アンテナサイズを小さくすることによって、機器のコスト低減と同時に設置場所の拡大や、大幅な設置工事の費用削減も可能とした。

(2) MPEG1 符号化の適用

伝送速度は、1.536Mbps に圧縮されているが、企業内のビジネス用としては十分な画質を得ることができる。また、地上デジタル回線 INS1500 との相互接続が可能にようにして、すべての拠点に送信用の大型地球局を設置しなくても、最寄りの送信局まで INS1500 を利用することによって、任意の拠点から全国への映像配信を可能にした。

(3) ネットワーク管理機能

本研究は、そのターゲットとして企業利用を中心に想定しているため送

信情報種別による受信拠点の変更，加入者以外への伝送情報の秘話性が重要となる．そこでシステムに専用のネットワーク管理機能を付加し，受信機の管理，送信スケジュールなどの豊富な運用管理機能を備えている．

7.2.2.3 システム構成と機能

(1) システム構成

本システムの送信局側は，MPEG リアルタイムエンコーダ系，変調系，ネットワーク管理系から構成される．また，受信側は，復調系，MPEG リアルタイムデコーダから構成される．本研究を実現するシステムの構成を図 7.2 に，諸元を表 7.1 に示す．主な機能は以下のとおりである．

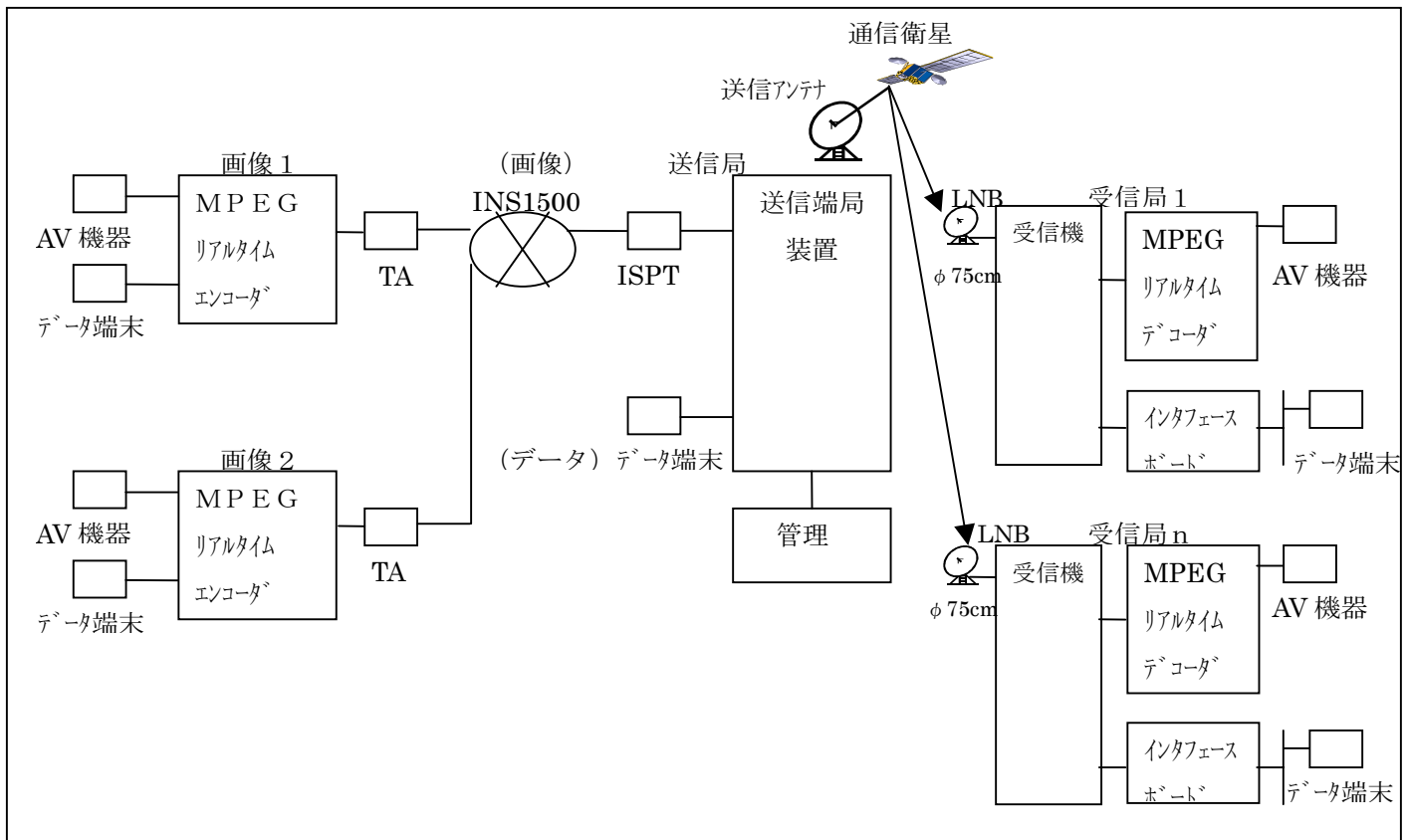


図 7.2 衛星マルチメディア同報システムの構成

Fig.7.2 A Configuration of Satellite Data-casting System

表 7.1 衛星マルチメディア同報システムの諸元

Table 7.1 Major parameters of satellite datacasting system

項目	諸元
情報速度	2.048Mbps
画像信号	伝送速度 : 1.536Mbps フレームフォーマット : MPEG-1
変調方式	QPSK
誤り訂正 ・高次誤り訂正 ・低次誤り訂正	畳み込み符号化, ビタビ復号法 符号化率 $r=1/2$ 拘束長 $k=7$ BCH(63, 56)
回線稼働率	99.9%以上 (BER= 10^{-4} 以下となる時間確立)
ネットワーク管理	登録グループ数 : 254 管理可能な受信局数 : 16382 局
暗号化およびスクランブル方式	DES (Data Encryption Standard) による秘匿

(a) 誤り訂正機能

BCH(63, 56) およびビタビ復号法 (符号化レート $r=1/2$, 拘束長 $K=7$) による高利得のビット誤り率の改善を行う。

(b) 暗号化機能

多重化信号に対して DES 方式の暗号化を行う。

(c) 変調方式

QPSK 変調を採用

(d) グルーピング機能

ネットワーク内の個々の衛星受信機または個々の受信機の集合に対して、同一の情報を受信する資格をもつ受信機の登録を行う機能でありネットワーク内に最大 254 グループの登録が可能ないように設計した。また、ネットワーク内に登録できる受信機の数、最大 16,382 台であり、一つの受信機は最大 24 のグループに属することができる。グルーピングの概念を図 7.3 に示す。

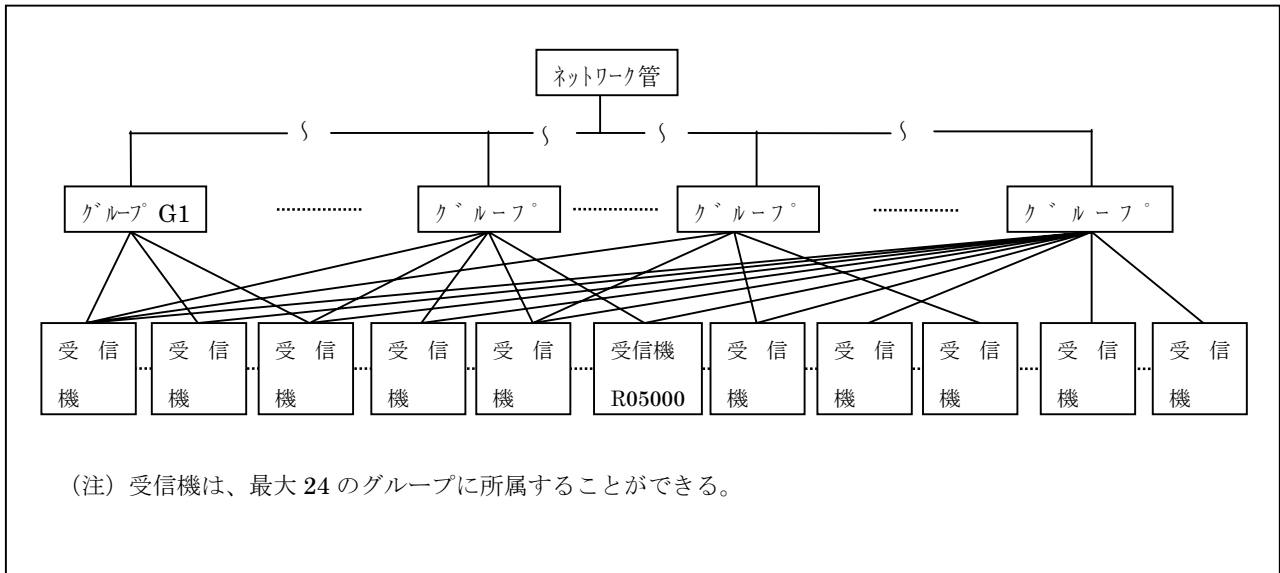


図 7.3 衛星マルチメディア同報システムの受信機のグループ化

Fig. 7.3 Grouping Function of Receivers of Satellite Data-casting

(e) ネットワーク秘匿機能

本研究では、衛星回線の第三者の傍受による不正受信から伝送情報を保護するために、伝送信号を暗号化する方法を採用した。暗号方式として強い秘匿能力を有する DES を用いた。また、ネットワーク内の各受信機の識別は、グルーピングおよびセンタからの受信許可情報指示によって行うようにした。

(f) 受信機

受信機は、アンテナ部から出力される 1GHz 帯の受信信号を復調し、1.536Mbps のビットストリームを多重分離し、MPEG リアルタイムデコーダに出力する。本研究で採用した受信機の構成を図 7.4 に示す。

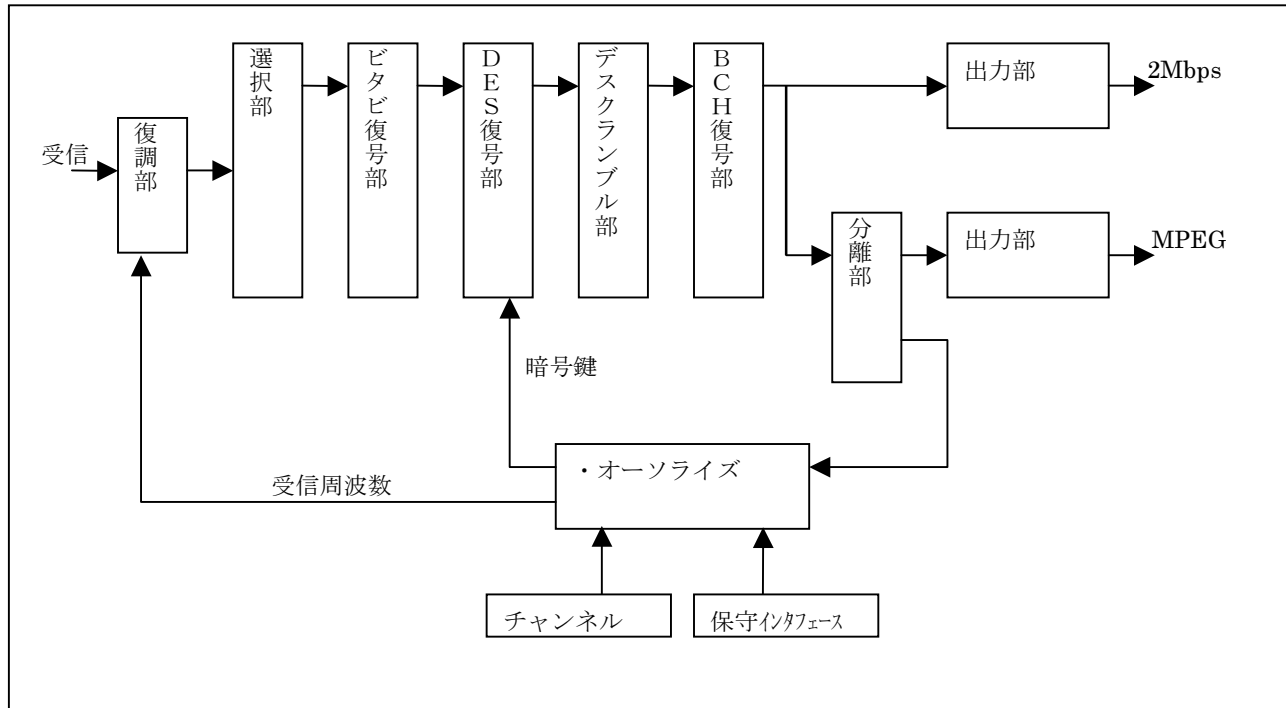


図 7.4 衛星マルチメディア同報システムの受信機の構成

Fig.7.4 Blockdiagram of Data-casting Receiver

7.2.3 VSAT システム

VSAT システムの導入においては、地上回線に比べて経済面でどれだけ優位性を示すことができるかが課題である。国の通信事情によっても異なるが、一般にVSATを用いた衛星通信方式では、ネットワークを構成する地球局数が30~50以上では地上回線よりも有利になることが知られている [35]。本研究で開発したVSATシステムは以下の機能を有する。

7.2.3.1 伝送メディア

企業の統合ネットワークの一つとして研究の対象とするVSATシステムはデータ通信系と電話系の二つ、機能を持たせた。VSATシステムの基本構成を図7.5に、主なシステム諸元を表7.2に示す。システムはHUBと呼ばれるセンタ局と多数の小型リモート局(VSAT局)から構成される。データはHUB局とVSAT局の間を双方向の、電話については全局双方向メッシュ型の網を構成する。通信方式は、データについてはTDM(HUB→VSAT)-TDMA(VSAT→HUB)方式を採用し、電話についてはSCPC方式を採用した。

衛星マルチメディアネットワークにおいて、本システムはデータ、静止画、音声の双方向通信に活用できるとともに、前述の「衛星マルチメディア同報システム」と組み合わせることで、同報信号の受信確認のための応答情報(Acknowledgement)の伝送路としても活用できるようにした。

表 7.2 VSAT システムの主要諸元

Table 7.2 Major parameters of VSAT system

システム	項目	諸元
データ伝送	伝送方式	・アウトルート (HUB→VSAT) : TDM ・インルート (VSAT→HUB) : TDMA
	回線速度	・アウトルート : 128kbps, 512kbps 選択可 ・インルート : 64kbps, 128kbps 選択可
	変調方式	BPSK (アウト, インルートとも)
	誤り訂正方式	符号可率 $r=1/2$, シーケンシャル復号法
	アクセス方式	・スロット付アロハ方式 ・トランザクションリザベーション方式 ・ストリーム方式
	端末インタフェース	LAN (Ethernet, Token-ring), RS232, RS422, V. 35
電話	プロトコル	TCP/IP, X. 25 など
	通信方式	SCPC-DAMA
	音声符号可	・16kbps ・32kbps ADPCM
	変調方式	BPSK または QPSK 選択可
	誤り訂正方式	符号化率 $r=3/4$, ビタビ復号法

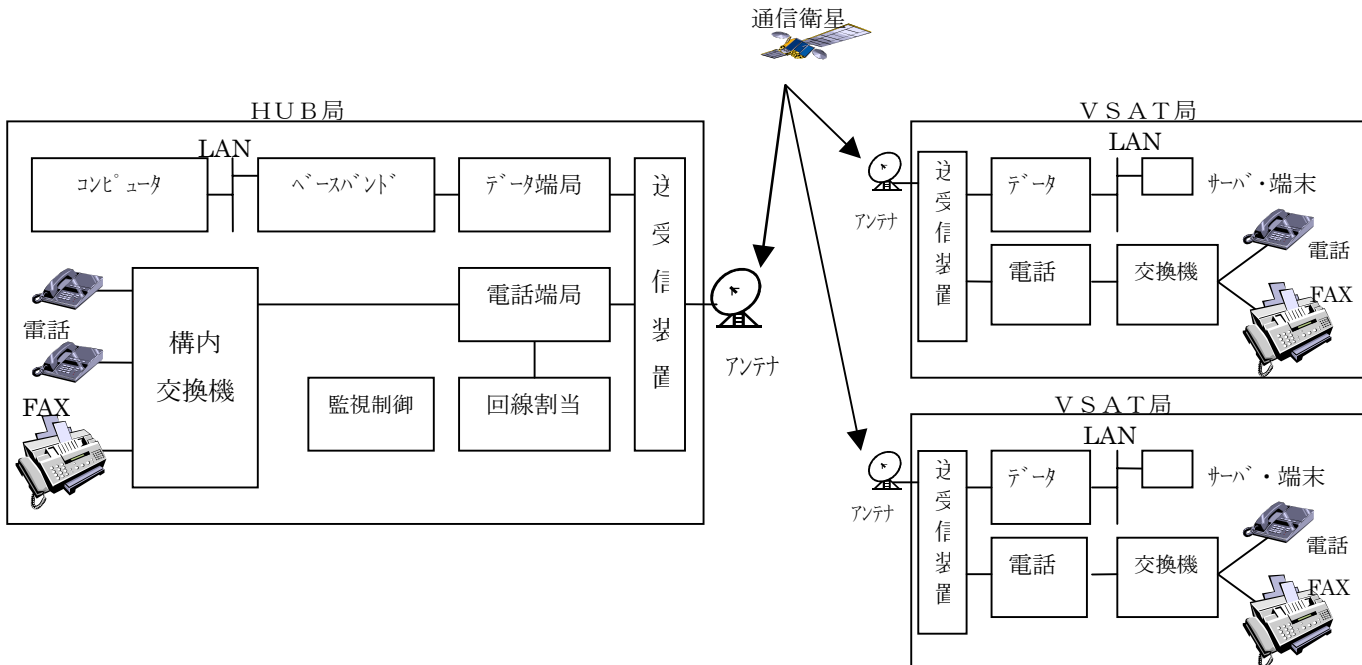


図 7.5 地上系を含めた VSAT システムの構成例

Fig.7.5 Example Configuration of VSAT System including Terrestrial Facilities

7.2.3.2 システムに求められる条件と構成

企業利用を前提にした場合、VSAT システムには以下のような条件が与えられる。

- (1) 直径 1~1.2m の超小型のアンテナの地球局で十分な性能が得られること。
- (2) 用途・規模に応じた柔軟なネットワーク構築が可能であること。

このような要求条件を満たすやめに、本研究では、VSAT として豊富なプロトコルインタフェースをサポートし、トラヒック特性に応じて、多様な多元接続方式を採用した。まず、衛星回線部分を WAN(Wide Area Network)と位置づけ、地上系 LAN と直結できるようにしたこと、衛星回線がなんらかの理由で切断された場合に、トラヒックを INS 回線など地上公衆網に迂回できるように設計したことなどである。また、データ伝送においては、コンピューター間の情報量に応じて、衛星アクセス方式を自動的に変化させるように考慮した。たとえば、データ量が少ないときは、スロットアロハ方式を、多いときは伝送するタイムスロットをデータ量に応じて予約するトランザクションリザーベーション方式を選ぶようにし、さらに、映像等連続したデータを伝送する場合にはストリーム方式とした。一方、電話については、小型の DAMA (Demand Assignment Multiple Access) 制御方式を採用したトルネットワークを構築し、衛星中継器・帯域の効率利用を図った。これらによって本システムは、地球局コスト、回線コストとも従来の幹線系システムとしての SCPC 方式や TDMA 方式に比べて十分安く、流通業をはじめとした企業や、政府機関の専用回線として使用できるようにした。

7.3 衛星通信の農業気象情報システムへの適用

近年、農業分野において情報通信技術による生産性向上が叫ばれており、特に、気象変化が過去に比べ著しい今日、気象情報の的確な把握と、気象被害の予防などによる農業の効率化、高付加価値化の実現は非常に重要となっている。そのためには、既存の一般気象情報だけではなく、農業技術体系と一体となった、農家に利用しやすい、地域のきめ細かな農業気象情報の活用が必要となってきた。これからの農業が持続的な発展をしてゆくためには、科学的なデータに基づく情報と新技術を駆使した生産力の一層の向上が求められている。

このような背景から、本研究では VSAT 衛星通信方式と気象解析用スーパーコンピュータおよびそのソフト用い、日本全国をカバーする広域の農業気象情報ネットワークシステムを開発し³、構築し精細で即時な情報提供により上記の目的達成に寄与しようとした。ここでは、このシステムを実現した技術的特長や、

³ 本研究は日本農村情報システム協会ならびに日本気象協会のスポンサーシップの下に行われたものであり、筆者らが参考文献 [39] に著した研究をベースとしたものである。

システム構成，サービスの効果などについて考察を加える。

7.3.1 システムの特徴

従来，気象予測は観測データを基に 20km 四方単位に解析を行い，放送などのメディアを通じて情報提供されてきた。一方，農業分野では霜など極めて局地的な現象を予測解析することが求められ，従来に比べてより精細な範囲の情報（微気象予測）が必要とされる。このような要求を満たすためにはシステムに次ぎのような二つの機能が求められる。すなわち，従来の気象情報よりもより詳細な情報を従来と同等，またはそれ以上のスピードで解析すること，従来のように中央にある情報だけでなく，湿度や温度など非常に狭い範囲で変化する微細地域ごとのデータをリアルタイムでセンタに伝送し，データを修正する必要があることである。そのためには，予測を 1km 四方単位（1km メッシュ）で行い，さらに，全国各地に設置したロボット観測装置からの観測情報を中央に送り，それにより山間僻地を含めた各地域の予測情報を補正することが必要となる。すなわち，予測システムを中央センタと地域センタに分散し，それら互いの協調により全国レベルと地域レベルの気象データを合成した独自の地域気象情報を得るための双方向のネットワークが必要になる。また，システムは農業情報を扱うことを目的とすることから，リモート局は遠隔地にあることが多く，ネットワークとしては地上系回線の利用は困難である。また，リモート局は全国各地の広域に分散し，多数に上るため，非常に安価でなければならない。このような条件を満たすネットワークとしては VSAT 方式による衛星通信システムが最適であり，本研究ではそれを採用した。

気象情報は時々刻々変化するため，その情報は常に最新の観測データに基づき再解析する必要がある。従来の 20km メッシュの場合の予測と比べ，1km メッシュの微気象予測は約 100 倍の処理能力が求められる。しかも，即時性をより高めるために，従来の 1/3 の時間すなわち，実質 300 倍の速度で解析することが規定された。スーパーコンピュータの導入によってその要求性能を満たすことにした。予測は現在時点から一時間毎に 4 8 時間後までできるようになっている。

7.3.2 システム構成

本システムは図7.6に示す通り、気象データを解析し予測を行う中央センタ、その情報を発信する衛星送信センタ、全国各地に配置される地域センタ、およびデータを利用する農業共同組合などの関係機関から構成される。また、地域センタには気象観測ロボットが設置されており、ロボットで得られるデータは局地気象情報としてVSATのリターン回線で中央センタに送られる仕組みになっている。地域センタは、地域の農業協同組合や農村CATVに接続されテレビやパソコン、FAXを通じて農家に情報を送り届けることができるようになっている。

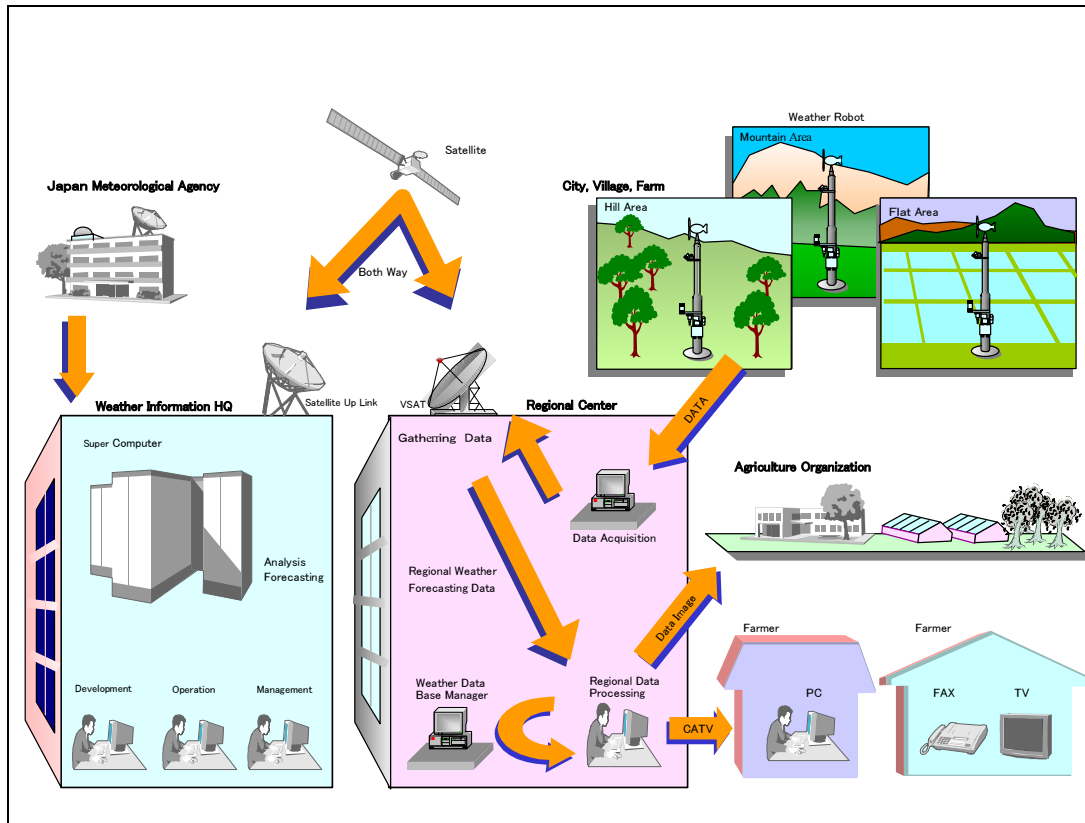


図 7.6 VSAT を利用した高度農業気象情報システムの構成
 Fig.7.6 Improved Agriculatural Weather Information System

7.3.2.1 中央センタの構成

中央センタは図7.7に示す通り気象業務支援センタおよび日本気象協会からの気象データを受信する気象受信サーバ、受信した気象予測情報をより細分化、高精度に予測する計算サーバ（スーパーコンピュータ）、高精度に計算した気象予測データを地域センタ毎の必要な情報を切り出して、衛星送信センタに送信する衛星通信制御装置から構成される。また、気象予測の精度向上及び検証のために予測データの長期蓄積、気象予測の実データ補正に用いる気象ロボットデータを蓄積するDBサーバから構成される。

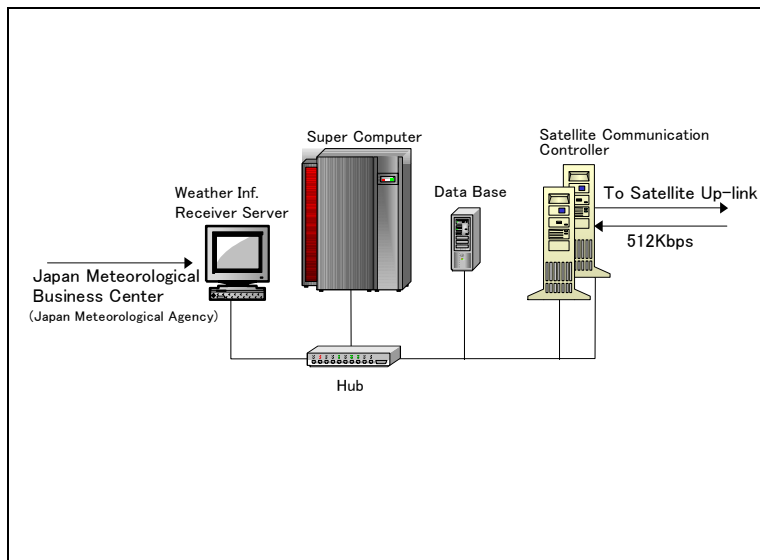


図 7.7 中央センタの構成

Fig.7.7 Configuration of Center Station

7.3.2.2 衛星ネットワーク

中央センタにて解析，処理された気象データは，専用の地上回線によって，衛星送信センタに送られる．衛星送信センタは図 7.8 に示すように，中央センタからのデータを衛星回線に乗せるための変復調装置，無線周波数に変換するコンバータ装置，高出力増幅器，アンテナ装置，衛星送信センタおよびネットワーク全体をモニタする監視制御装置から構成される．衛星送信センタは，システムの運用の信頼性を最大限に高めるため，システムの二重化構成や地震，火災に備えた建物の構造上の対策は勿論，運転の無瞬断を保証するバッテリー装置，発電装置，給油システム，さらには外部との通信回線の経路多重化，オイル供給会社の複数系統化に至るまで万全の装備を備えている．

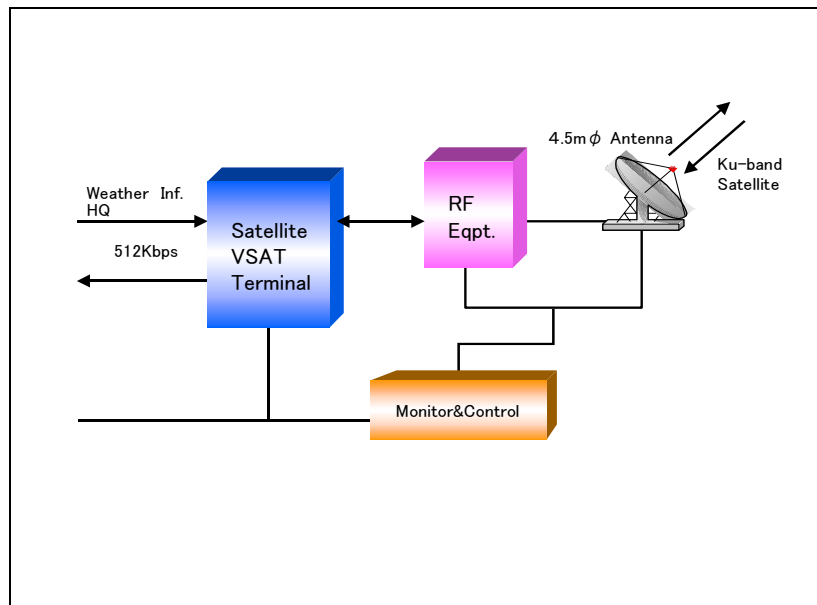


図 7.8 衛星送信センタの構成

Fig.7.8 Satellite Transmission Center

7.3.2.3 地域センタの構成

地域センタの構成を図 7.9 に示す．地域センタは，中央センタからの気象データを衛星経由で受信し，農業機関や農家への情報配信を行う機能と，地域に設置されたその地域固有の観測データを収集するロボットからの情報を衛星経由で中央センタに送り返す機能を持っている．地域センタにはΦ1.2m アンテナの VSAT 局，各種コンピュータ，サーバから構成される．VSAT は，農村部，山間部等日本全国各地に設置されている．雨天の際にも衛星からのデータが正しく受けられるように十分な回線設計がされており，また万一データが欠落した場合

には再送要求によりデータ欠落を防いでいる。図 7.10 はネットワーク監視画面上の地域センタ (VSAT 局) の配置図を示している。

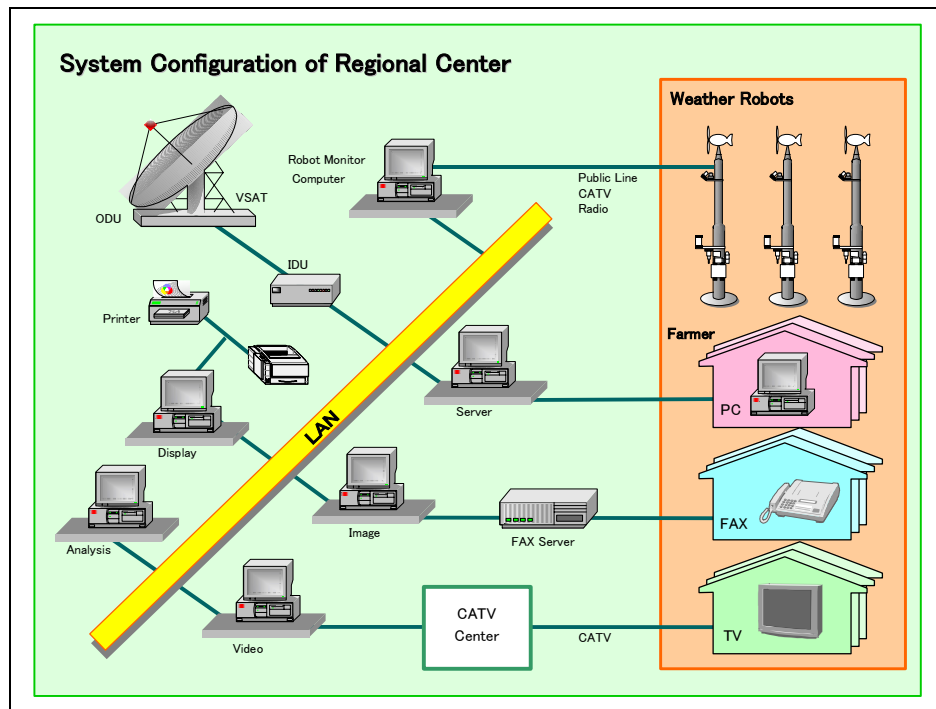


図 7.9 地域センタの構成

Fig.7.9 Configuration of A Regional Center



図 7.10 地域センタの分布

Fig.7.10 Map of Regional Center

7.3.3 技術的キーポイント

7.3.3.1 気象データ解析

本システムは、農家が農産物の生産性向上のため気象情報をいろいろな方法で利用できるように、気象庁、気象業務支援センタから送信される各種気象情報を加工解析している。

主な情報として、台風情報、天気予報、ポイント予測、合成レーダ、降水短時間予測、警報・注意報などがある。気象庁から文字、データ、画像等の形式で受信したデータを農家のパソコンで容易に判断できるような気温、降水量等のグラフ表示、レーダ画像等に加工する。主な気象加工情報を表 7.3 に示す。

表 7.3 主な気象加工情報

Table 7.3 Processing weather information

加工情報	加工内容
台風情報	台風の現在位置、今後の予測進路と台風の最大風速とその影響範囲を画像に加工、予測は72時間先まで
天気予報	全国の主な地域の天気予報を1週間先まで画像に加工
ポイント予測	全国1,200地点について、1時間毎の気象予測(気温、風向、風速、降水量、天気、湿度)を行い、画像に加工
合成レーダ	全国各地に設置した気象レーダを複数合成して、全国を網羅するレーダ図として加工
降水短時間予測	5kmメッシュのGPVデータをビット伸張等を行い、6時間先までの降水予測画像に加工
警報・注意報・	気象庁から発表される警報・注意報から、表示する時の状態を判断し文字、画像に加工

7.3.3.2 1kmメッシュ予測の実現

農家の耕作地向けに、1kmメッシュ間隔の気象予測を提供している。気象庁の予測情報(GPV: Grid Point Value)、AMeDASデータおよび各地域センタで観測した気象ロボットを活用して詳細な予測計算を行っている。

処理の流れは図 7.11 に示す通り、気象庁から配信される GPV データを入力値とし、大気の状態を物理法則に則り定量的に求める局地予報モデルを用いてスケールの小さな気象現象を計算し、得られたメッシュ値を AMeDAS および気象ロボットからのデータを基に実況値補正する。計算結果として、1kmメッシュ単位の気温、日射量、雨量等の予測値を得ている。図 7.12 には本システムのトータルな情報フローを示す。図 7.12 の左端には日本気象協会から送られる基本的な気象情報を示す。その右側には、中央センタにおいて解析される各種情報を示す。また右上には地域センタの近くに設置されている気象観測ロボットの観測情報を示す。そして右下には前者のデータを解析することによって得られるアウトプット、すなわち地域気象情報を示し、その中にリアルタイム 1kmメッシュ、1kmメッシュ予測、ポイント予測等農作物管理に必要な微気象情報が含まれる。

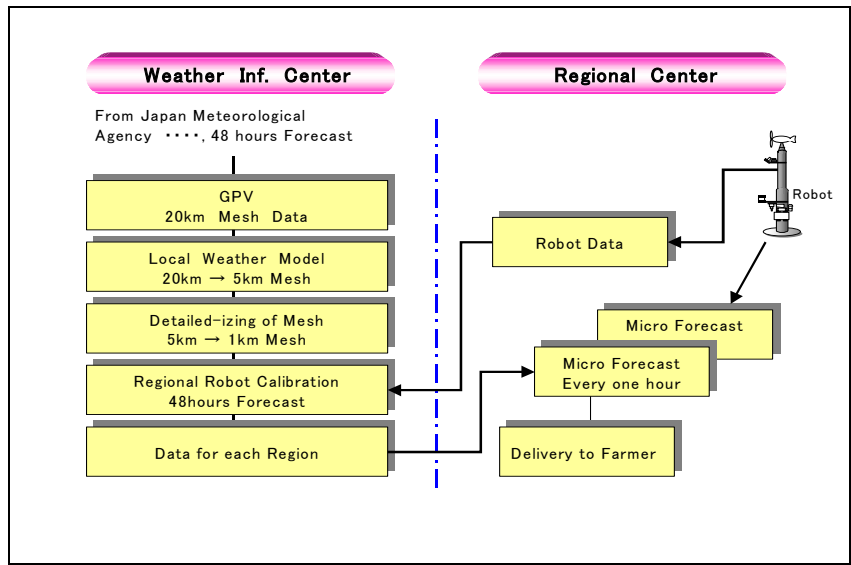


図 7.11 微細気象解析の情報処理の流れ

Fig.7.11 Data Flow for Micro-weather Processing

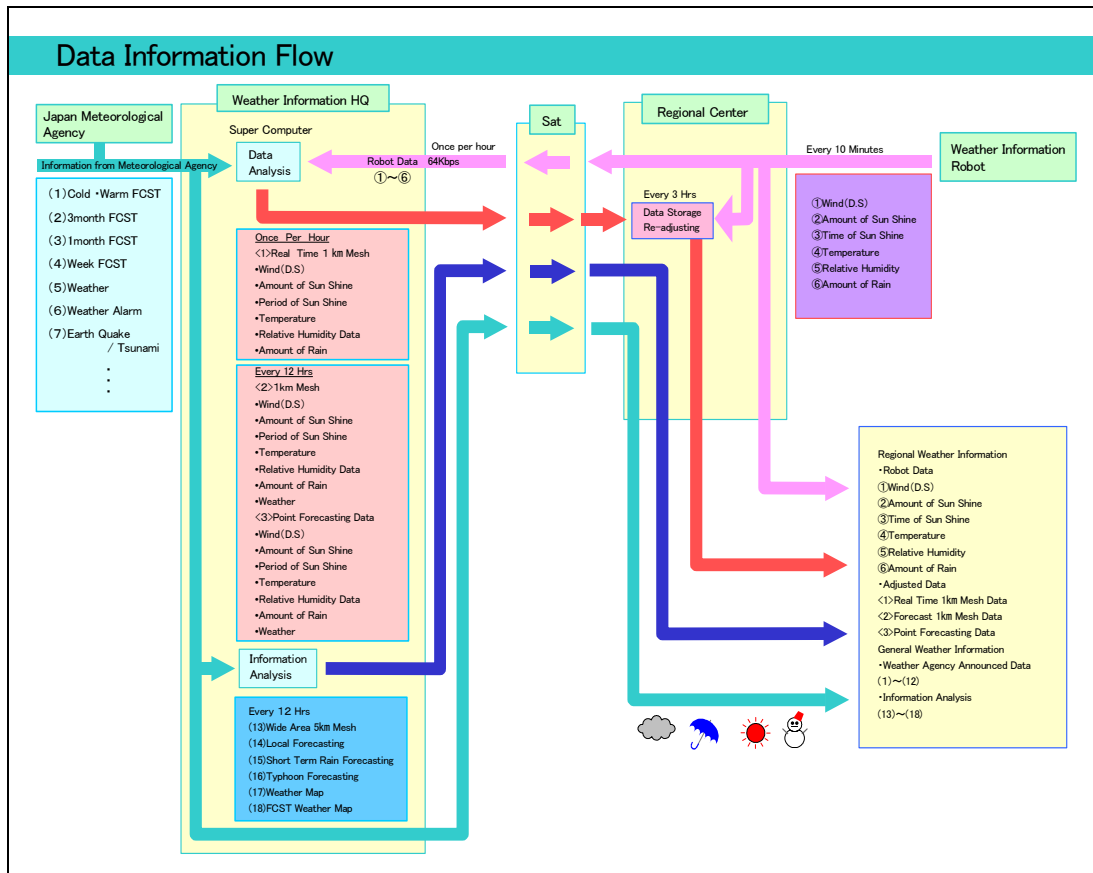


図 7.12 全系における情報の流れと処理

Fig.7.12 Total Data Flow and Processing of the System

7.3.3.3 気象情報コンピュータ画面の例

ここでは、地域センタまたは農家のパソコンにおいて見ることができる画面の例を示す。

図 7.13 は 1km メッシュのマップ気象情報を、図 7.14 はその地点での 48 時間先までの経時予測（風向、風速、日照時間、降水量、湿度等）を示す。日本全国、任意の地点の 1km 四方で区切られた気象およびその予測情報を画面の選択により表示することが可能となっている。同様に霜、みぞれ等の予測情報もこの 1km メッシュのポイント予測画面から得ることができる。

図 7.15 は短時間の降水情報を示す。実況および 48 時間の経時予測を見ることができる。

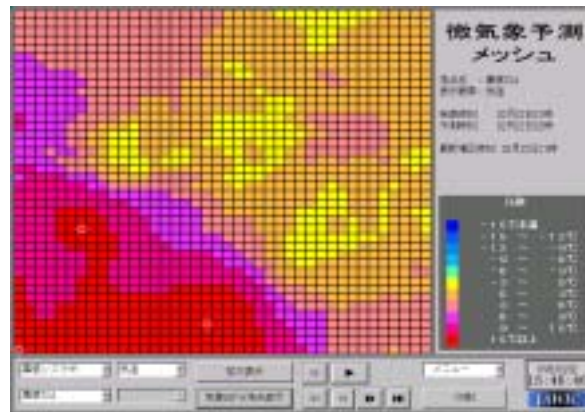


図 7.13 1km メッシュの気象マップ

Fig.7.13 Map of 1km Mesh-weather

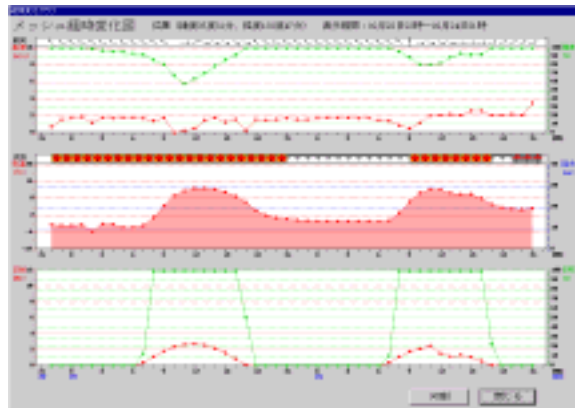


図 7.14 1km メッシュの 48 時間予報

図 7.14 48 hours Forecast at a point of 1km Mesh

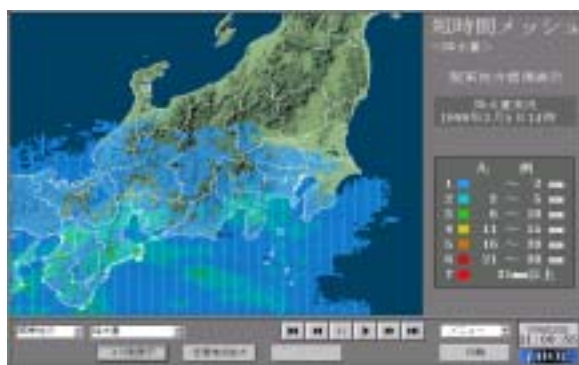


図 7.15 降雨情報

Fig.7.15 Rain-fall Information

7.3.4 本システムの利用

7.3.4.1 利用状況

農業や農家の関係機関には全て地域センターから情報が提供される。地域センターから農家へはCATV、パソコン通信、FAXが使われる。CATVの場合、1システム当たり数100～数1,000の農家が加入し、このサービスを利用している。農家は、農作物の作付け計画や栽培管理（果実、野菜の開花時期予測や交配計画など）、収穫時期判定、水管理、薬剤散布計画、農作物災害推定および出荷調整等に本システムを有効な手段として利用している。地域センターからの気象情報はまた地域の農業共同組合や役場にも提供され、ここでは、その地域全体の農業の生産状況を把握する一助となっている。

7.3.4.2 降霜予測システムの的中率の検証

気象状況の変化は農作物に大きな影響を与えるが、中でも霜は果樹や野菜の生育に致命的な害を与える。その意味で降霜予報は農業にとって極めて重要である。気象庁からも霜注意報が発表されるが、適用範囲が広く、特定の農地や果樹園には必ずしもあてはまらないことが多い。

本システムでは、微気象予測で得られる1kmメッシュの各気象予測値、気温、湿度、風速、天気の状態から霜の発生する可能性を予測している。予測対象時間は、霜の発生する夜間から早朝にかけてとし、初期値から48時間先まで1時間単位に「ない」～「非常に高い」まで6ランクで表示する。

本システムの予測の精度を検証するため全国10の地域センター、40地点で検証を行った。検証結果として「あり」と予想して実際に霜が発生した率、すなわち的中率は90%と高率であった。一方霜発生件数のうち約半分は予想していないものであった。即ち見逃し率は50%であった。この数値は、利用者から概ね

高い評価を得ているが、今後も対象地域の農家からの意見の聴取や検証データの蓄積により精度の一層の向上を目指している。

本システムは、また、1kmメッシュデータを用いて、農作物の生育診断、予測も行っている。生育診断は、予測の対象となる農作物や地域によって違う。現在はミカンの栽培についてほぼ全国をカバーして生育予測を行うことができる。今後の課題は、他の農作物にも適用できる予測式の改良により広く使えるようにすることである。

7.4 むすび

FDMA-TDMA方式を用いたVSAT衛星通信システムの基本構成を述べ、性能ならびに機能の向上のために、地上系との接続の親和性や特定相手との通信機能(グループング機能)、ネットワーク管理および拡張性など運用面での機能を充実させ、企業や政府機関などの団体が独自に、安全にしかも比較的容易に利用できるようにすることを提案した。特に、衛星による企業情報システムとして、システムにデジタル画像圧縮技術の採用や高性能誤り訂正符号を付加することで地球局の小型、低価格化を図った衛星同報システムと、衛星中継器を、上り回線はTDMA方式で、下り回線はFDM-TDM方式で利用するVSATシステムを統合することで、企業などの情報ネットワークに整合性の高いシステムの構成を提案している。またこれによって構成したVSATシステムを、気象解析情報システムとを結合することで、その応用システムの一例として、全国1kmメッシュの農業気象情報を全国に配信する高精細画像情報システムを本研究において初めて実現し、VSAT衛星通信の有効性と利用用途拡大を実証することができた。

第8章 結論

本論文は,SCPC 方式,TDMA 方式,SS/TDMA 方式および VSAT 方式などデジタル衛星通信方式の変復調,波形伝送および同期など重要で基本的な技術課題について研究したものであり,それによるこれらのシステムの性能向上と合わせて,小型化,省電力化,経済化を狙いとしたものである. 以下にこれらの研究成果を総括して述べる.

(1) SCPC 衛星通信方式の高性能化

回線容量に応じて,チャンネルを割当ててことで柔軟なネットワークを構築できる本方式において,最も重要な技術課題は PSK 波の復調技術と誤り訂正符号を付加することによる回線品質の改善にあった.まず,復調に関しては,高々数十 kbps の信号速度に比して $\pm 2\text{kHz}$ と周波数変動が大きく,かつボイスアクチベーションを採用することによるバースト信号から高速に基準搬送波を再生することが第 1 の課題であった.SCPC の方式の音声符号化と変調の組合せである信号伝送の方式として PCM-QPSK 方式と ΔM -BPSK の二つがあるが,本研究では,各方式に対して復調器として与えられる条件に必要な性能を合わせて設計する方法を提案することでこの問題を解決した.すなわち,PCM 方式では復調のための絶対位相が問題となることから,復調搬送波の位相偏移(サイクルスキッピング)を出来るだけ少なく,かつ高速同期の性能を得ることを,また, ΔM 方式は音声再生には復調信号の極性が関係しないことを利用して,搬送波再生時間に重点を置く方式である.このため,前者に対しては,搬送波再生に用いる PLL の帯域を同期課程では広く,同期完了後は狭くする 2-mode PLL 方式を新しく考案し満足する性能を得た.

また,両方式とも,音声符号化器をデータユニットに置き換えることで,データ伝送にも対応することが求められ,その際の誤り率改善のため畳み込み符号を採用し,その改善特性をシミュレーションおよび実験により考察し,十分な性能を得ることを確認した.

(2) 零符号間干渉フィルタ適用上の問題と考察

デジタル衛星通信や地上系無線通信において, PSK 波等波形伝送に零符号間干渉特性を与えるナイキストフィルタを使う場合の問題を扱い,系に最適なフィルタの選定について提案を行った. 衛星通信のような極度に帯域ならびに電力制限の厳しいシステムにおいて,変復調器に使用される帯域制限フィルタは,これらの劣化要因に対する影響を考慮して設計する必要がある. 系が完全な線形系である場合,符号間干渉を理論的に零にするナイキストフィルタを使用することができる. しかし,ナイキストフィルタは,理想的な判定タイミングにおいて零符号間干渉特性を示すが,そのパ

ラメータの設計によっては受信アイパターンが非常に狭くなり、判定点の少しの位相ずれにもビット誤り率が急激に悪くなる場合がある。また、PSK 波のような NRZ 信号にナイキストフィルタを適用する場合、系にいわゆる $x/\sin x$ 型のスペクトラム整形フィルタが必要になるが、これを送信側に置いた場合、全体として送信電力を大きくすることになり、搬送波の実効電力をその分小さくすることを余技なくされる。また受信側に置いた場合、熱雑音の増大を来たすことになる。本研究では、SCPC 方式に受信スペクトラムとして二乗余弦などの零交差応答特性を与えるようなナイキストフィルタを有効に用いるために、いくつかの種類の整形特性に対して上記の三つの影響を等価信号電力対雑音電力比の劣化として評価し、それを実際に使用するに当たっての設計指針を与えた。ロールオフファクタやロールオフ域での減衰特性の各種伝送特性に与える影響を定量的、かつ一般的に把握することができた。

(3) TDMA 衛星通信方式の高度化

TDMA 衛星通信方式においては多くの研究課題があるが、本論文では地球局の小型・省電力、経済化を目的として、特に非線形伝送路における位相変復調器の設計の最適化について研究した。TDMA 地球局の中で、最もコストや運用費の比重の大きい地球局 HPA の小型化と昇殿量化を目的とし、従来のように衛星送信機だけでなく地球局高出力増幅器も飽和点で動作させた場合の二段の非線形素子を含む TDMA 方式における QPSK 信号の伝送特性をシミュレーションによって求め、また、その場合の搬送波再生系の動作性能を理論と実験により検証した。変復調系のフィルタの選定によって、このような強い非線形系においても良好な伝送特性を得ることができるとや、ビタビ復号法などの高利得の誤り訂正符号を併用することで十分なビット誤り特性が得られることを確認し、地球局 HPA を飽和点で運用することが十分可能であることを示していた。これにより、従来 6dB 程度のバックオフを取って運用してきた地球局 HPA の飽和電力(最大定格)を無駄なく使うことができるため、HPA の最大定格電力を 1/4 程度に大幅に低減することが可能であること、その結果地球局の経済化小型化に大きな貢献を果たすことが可能になることを提案した。

(4) SS/TDMA 方式の高性能化

SS/TDMA 衛星通信方式のアクジションとバースト同期方式について新しい方式を提案した。まずアクジションの段階では、従来の TDMA 方式のような擬似ランダム(PN)符号によって行うなどの方式は適用できず、長大なフレームの中のウインドウの位置を検出する必要があり、また同期過程においても基準局の基準バーストを利用することはできない。また仮にでき

たとしても、地球局のクロック周波数と衛星のクロック周波数の差によって起こる位相のずれのために、基準バーストが隠れてしまうという現象が起こる。このような問題を解決するために、本研究ではアクジション方式としては信号の変調方式として ASK-FSK 変調信号を用い、さらにウィンドウを探すための位相掃引を初期過程では早く、最終過程では遅くするいわゆる 2-mode 方式を採用することで精度と高速性の両方の要求条件を持たした。また、定常状態における同期信号としては高速の PSK 変調バースト信号を用い、SYNC WINDOW と呼ばれる時間基準との位相同期をとる方式により精度を高める提案を行っている。同期ウィンドウへのアクセス法は時分割と周波数分割を併用することで多数の地球局が同時に同期動作できるようにすること、同期精度の問題に関して、ドプラー効果による周波数変動および衛星クロック安定度の悪さを補うためにデジタル方式を用いた AFC を導入すること、位相誤差測定は測定誤差を小さくするために多数回測定による平均化を行うことなどによる同期精度等の性能の向上を提案した。これらによって、SS/TDMA 方式におけるアクジションおよび同期の問題を解決することができた。

(5) VSAT 衛星通信方式の高度化・高機能化

本研究では、衛星ネットワークとして小型で簡易な VSAT (Very Small Aperture Terminal) システムについて、企業や政府機関などの団体が独自に、安全にしかも比較的容易に利用できるようにすることを目的に、地上系との接続の親和性や特定相手との通信を安全に行うグルーピング機能、ネットワーク管理および拡張性など運用面での機能を充実させその機能・性能の向上を図った。特に、衛星による企業情報システムでは、デジタル画像圧縮技術の採用や高性能誤り訂正符号を付加することで地球局の小型、低価格化を図り、直径 75cm の超小型のアンテナを使用する衛星同報システムと、衛星中継器を、上り回線は TDMA 方式で、下り回線は FDM-TDMA 方式で利用する VSAT システムを統合したネットワークを開発した。さらに、社会システムとして、本研究の応用事例として、VSAT システムと気象解析情報システムとを結合し、従来なかった全国 1km メッシュの農業気象情報を全国に配信する高精細画像情報システムを開発し衛星通信の用途拡大を提案した。

以上、本研究は、SCPC 方式と TDMA 方式を中心として、デジタル衛星通信方式のコア技術である変復調、同期などの問題を扱い、主要なシステムの性能とそれによる経済性の向上に関して幾つかの重要な成果を示した。

緒論にも述べたように、衛星通信は、長距離通信の手段としての役割から、ア

アクセス回線としての役割に比重を移しつつあるが、インターネットの急激な進展とともに、世界的な規模で今後ますますその傾向を強めていくと思われる。

一方、現在、インターネットや電話など高度な通信サービスの恩恵を受けられるのは、先進国や、開発途上国においては都市部に限られており、世界の 60 億の人口のうち、まだその半分以上の人が、インターネットはもちろん、電話サービスすら十分に受けられない状況にあると言われている[33]。世界のだれもがこれらのサービスの恩恵を享受できるようにすることが今後求められる課題であると思われる。広域性、アクセス性の両方を備える衛星通信は、単にビジネス利用での役割の分担だけでなく、そのような目的のためにも重要な手段の一つとして役割を發揮するものと期待される。デジタル衛星通信システムの性能の向上について行った本研究のいくつかの成果が、その一助となるものと思われる。

謝 辞

この論文をまとめるにあたり,終始懇切,丁寧なご指導を賜りました奈良先端科学技術大学院大学情報科学研究科山本平一教授に深く感謝いたします.

また,研究の過程で奈良先端科学技術大学院大学小山正樹教授,岡田実助教授には多くをご指導いただきました.

本研究成果はまた,筆者が富士通研究所衛星通信研究部に在籍した折の故雄城雅嘉衛星通信研究部部長(後富士通研究所社長),関澤義次長(現富士通株式会社社長),松下巖室長,浅原勝室長,庄司武室長,辻芳寿氏,吉沢隆四郎氏他上司や同僚諸賢のご指導なくして得られないものでした.本論文をまとめる過程において,富士通株式会社モバイルシステム事業部の福井護氏には変調方式や誤り訂正符号の理論について非常に有益な議論を頂きました.これらの方々には心から感謝申し上げます.

おわりに,本研究を進めるにあたって,奈良先端科学技術大学院大学への留学の機会を与えていただいた森寺章夫元富士通株式会社副社長ならびに人事部門の関係者の方々に深謝いたします.

付 録

付録 1

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{\cos nk\pi}{n} \right|$ は k が有理数のとき発散する.

(証明) 仮定により $k = \frac{l}{m}$ と書ける. (ただし, m, l は整数で $m \neq 0$) したがって $\cos nk\pi = \cos \frac{nl\pi}{m}$ は n に対して周期的な値をとり, $\cos \frac{nl\pi}{m} = 0$ となることがあるのは m が偶数のときである. 整数 n に関して, ある n_1 で $\cos \frac{n_1 l \pi}{m} = 0$ となるとすれば, そのつぎに 0 になるのは $n_2 = n_1 + m$ である. したがって, n に関して 2 個連続して $\cos \frac{nl\pi}{m} = 0$ となることはない. その他の n に対しては, 正数 β が存在して $\left| \cos \frac{nl\pi}{m} \right| \geq \beta > 0$ となる.

さて, $\cos \frac{nl\pi}{m} = 0$ となるような n のうち任意の値 M を考える. また

$|\cos(M-1)k\pi| = r \geq \beta$ とすれば次式が成立する.

$$\begin{aligned} \left| \frac{\cos(M-1)k\pi}{M-1} \right| + \left| \frac{\cos Mk\pi}{M} \right| &= \frac{r}{M-1} + 0 > \frac{\frac{r}{2}}{M-1} + \frac{\frac{r}{2}}{M} \\ &\geq \frac{\frac{\beta}{2}}{M-1} + \frac{\frac{\beta}{2}}{M} = \frac{\beta}{2} \left(\frac{1}{M-1} + \frac{1}{M} \right) \end{aligned}$$

一方 $\cos \frac{nl\pi}{m}$ は n に対して 2 個連続して 0 になることはないから, つぎの不等式が成り立つ.

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{\cos \frac{nl\pi}{m}}{n} \right| > \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{\beta}{2n} \right|_{n \neq 0}$$

ところで,

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{\beta}{2n} \right| = \frac{\beta}{2} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{1}{n} \right|_{n \neq 0} \rightarrow \infty$$

であるから, いま問題にしている級数は発散する. (証明終)

なお, ここでは k が有理数のときについて証明したが, k が無理数のときは未解決である.

付録 2

第二段の初期位相差に対し、0 から m への平均工程 \bar{T}_m は次式で表すことができる。

$$\bar{T}_m = \frac{m}{1-p} \quad \text{但し} \quad p = 2p_1$$

証明

第二段の状態遷移図より誤り率 p の確率で一行程の遅延を生じるから、平均行程 \bar{T}_m は平均値の定義から式(1)で与えられる。

$$\begin{aligned} \bar{T}_m &= \sum_{i=0}^{\infty} (m+i) \binom{m+i-1}{i} p^i (1-p)^m & (1) \\ &= (1-p)^m \sum_{i=0}^{\infty} (m+i) \binom{m+i-1}{i} p^i \end{aligned}$$

$$\text{ここで} \quad \binom{m+i-1}{i} = \frac{(m+i-1)!}{(m-1)! \cdot i!} = \frac{m(m+i-1)!}{m! \cdot i!}$$

$$\therefore \bar{T}_m = (1-p)^m \sum_{i=0}^{\infty} \frac{m \cdot (m+i)!}{m! \cdot i!} \cdot p^i \quad (2)$$

$$\text{すなわち} \quad \bar{T}_m = m \cdot (1-p)^m \sum_{i=0}^{\infty} \binom{m+i}{m} p^i \quad (3)$$

と表すことができる。

そこで式(3)において

(i) $m=1$ の時

$$\begin{aligned} \bar{T}_1 &= (1-p) \sum_{i=0}^{\infty} \binom{1+i}{1} p^i \\ &= (1-p) \sum_{i=0}^{\infty} (1+i)p^i = (1-p) \sum_{i=0}^{\infty} ip^i + (1-p) \sum_{i=0}^{\infty} p^i & (4) \end{aligned}$$

ここで

$$S_0 = \sum_{i=0}^{\infty} p^i = 1 + p + p^2 + \dots = \frac{1}{1-p} \quad (5)$$

$$S_1 = \sum_{i=0}^{\infty} ip^i = p + 2p^2 + 3p^3 + \dots \quad (6)$$

式(6)と式(5)より

$$S_1 - pS_0 = pS_1 \quad (7)$$

$$\text{ゆえに} \quad S_1 = \frac{p}{1-p} S_0 = \frac{p}{(1-p)^2} \quad (8)$$

したがって、

$$\bar{T}_1 = (1-p)S_1 + (1-p)S_0 = \frac{1}{1-p} \quad (9)$$

(ii) $m=2$ の時

$$\bar{T}_2 = 2(1-p)^2 \sum_{i=0}^{\infty} \binom{2+i}{2} p^i \quad (10)$$

$$S_2 = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{2+i}{2} p^i = 1 + 3p + 6p^2 + 10p^3 + 15p^4 + \dots \quad (11)$$

として $m=1$ の時と同様な演算により

$$S_2 = \frac{1}{(1-p)^3} \quad (12)$$

$$\text{したがって} \quad \bar{T}_2 = 2(1-p)^2 S_2 = \frac{2}{1-p}$$

(iii) 任意の m に対して

数学的帰納法により任意のmに対して

$$s_m = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{m+i}{m} p^i = \frac{1}{(1-p)^{m+1}} \quad \text{が証明出来れば}$$

$$\bar{T}_m = \frac{m}{1-p} = m \cdot \bar{T}_1 \quad \text{が得られる.} \quad (13)$$

そこで

$$\textcircled{1} \quad s_m = \frac{1}{(1-p)^{m+1}} \quad (14)$$

が成立すると

$$s_m = 1 + \binom{m+1}{m} p + \binom{m+2}{m} p^2 + \cdots \cdots \cdots \binom{m+i}{m} p^i + \cdots \cdots \quad (15)$$

となる. 次に

$$\textcircled{2} \quad s_{m+1} = \sum_{i=0}^{\infty} \binom{m+1+i}{m+1} p^i$$

$$= 1 + \binom{m+2}{m+1} p + \binom{m+3}{m+1} p^2 + \cdots \cdots \cdots + \binom{m+1+i}{m+1} p^i + \cdots \cdots \quad (16)$$

であるから

$$s_{m+1} - s_m = p \left[\left\{ \binom{m+2}{m+1} - \binom{m+1}{m} \right\} + \left\{ \binom{m+3}{m+1} - \binom{m+2}{m} \right\} p + \cdots + \left\{ \binom{m+1+i}{m+1} - \binom{m+i}{m} \right\} p^{i-1} + \cdots \right] \quad (17)$$

ここで

$$\binom{m+1+i}{m+1} - \binom{m+i}{m} = \frac{(m+i)!i}{(m+1)!i!} = \frac{(m+i)!}{(m+1)!(i-1)!} = \binom{m+i}{m+1} \quad (18)$$

となり, これは s_{m+1} の p^{i-1} の係数 ($i \geq 1$) を表わしている.

したがって

$$s_{m+1} - s_m = p s_{m+1} \quad (19)$$

$$\therefore s_{m+1} = \frac{1}{(1-p)^{m+2}} \quad (20)$$

上記(i), (ii), (iii)より任意のmに対して $s_m = \frac{1}{(1-p)^{m+1}}$

が成立し, 最終的に

$$\bar{T}_m = m(1-p)^m s_m = \frac{m}{1-p} \quad (21)$$

が証明された.

付録 3

第三段の初期位相誤差に対し、0 から n への平均行程 \bar{T}_n は次式で表わすことができる。

$$\bar{T}_n = \frac{n}{1-q_1} \cdot \left(1 + q_1 \cdot M \frac{1}{1-p}\right)$$

証明

第三段での下方への一回の判定誤り (率 q_1) に対して第二段の最大長の平均行程 \bar{T}_M の遅延を生ずると仮定したから、平均の定義より \bar{T}_n は式(22)で示される。

$$\begin{aligned} \bar{T}_n &= \sum_{i=0}^{\infty} (m+i+i\bar{T}_M)q_1^i(1-q_1)^n \binom{n+i-1}{i} \\ &= (1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} (n+i)q_1^i \binom{n+i-1}{i} + (1-q_1)^n \bar{T}_M \sum_{i=0}^{\infty} iq_1^i \binom{n+i-1}{i} \end{aligned} \quad (22)$$

式(22)の第一項は第二段の平均行程と同一の表現であり、したがって

$$(1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} (n+i)q_1^i \binom{n+i-1}{i} = \frac{n}{1-q_1} \quad (23)$$

次に第二項は

$$\begin{aligned} &\bar{T}_M (1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} iq_1^i \binom{n+i-1}{i} \\ &= \bar{T}_M (1-q_1)^n \left[\sum_{i=0}^{\infty} (n+i)q_1^i \binom{n+i-1}{i} - n \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i \binom{n+i-1}{i} \right] \\ &= \bar{T}_M \left[(1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} (n+i)q_1^i \binom{n+i-1}{i} - n(1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i \binom{n+i-1}{i} \right] \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)の[]内第一項は式(23)で与えられるから結局

$$\begin{aligned} \text{第二項} &= \bar{T}_M \left[\frac{n}{1-q_1} - n(1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i \binom{n+i-1}{i} \right] \\ &= \frac{n \cdot \bar{T}_M}{1-q_1} \left(1 - (1-q_1)^n \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i \binom{n+i-1}{i} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

したがって $\sum_{i=0}^{\infty} q_1^i \binom{n+i-1}{i}$ を求めればよい。

これについては附録1で行ったように $n=1$ の時、 $n=2$ の時とおき

$$S_1 = \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i = \frac{1}{1-q_1} \quad (26)$$

$$S_2 = \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i \binom{i+1}{i} = \sum_{i=0}^{\infty} q_1^i (i+1) = \sum_{i=0}^{\infty} iq_1^i + S_1 \quad (27)$$

$$\begin{aligned} S_2 - S_1 &= q_1 S_2 \\ \therefore S_2 &= \frac{1}{(1-q_1)^2} \end{aligned} \quad (28)$$

同様な数学的帰納法により、最終的に式(29)が成立する。(以下省略)

$$S_n = \frac{1}{(1-q_1)^n} \quad (29)$$

式(22), (23), (25), (29)より結局

$$\begin{aligned} \bar{T}_n &= \frac{n}{1-q_1} + \frac{n\bar{T}_M}{1-q_1} \left\{ 1 - (1-q_1)^n \cdot \frac{1}{(1-q_1)^n} \right\} \\ &= \frac{n}{1-q_1} (1 + q_1 \cdot \bar{T}_M) \quad \text{ここに} \quad \bar{T}_M = \frac{M}{1-p} \end{aligned} \quad (30)$$

となる。

参考文献

- [1]原孝雄, “米国衛星通信その後”, 富士通マネージメントレビュー, Oct. 1983
- [2]山本平一, 加藤修三, TDMA 通信, 電子情報通信学会, 1989.
- [3]宮憲一, 衛星通信技術, 電子情報通信学会, 1981.
- [4]松下巖, 辻芳寿, 相馬幸雄, 原孝雄, “TDMA 衛星通信方式の動向”, 電子通信学会誌, Vol.56, No.2, pp. 258-260, Feb. 1973.
- [5]斉藤洋一, デジタル無線通信方式の変復調, 電子情報通信学会, 1996.
- [6]Masaru Asahara, Ryushirou Yoshizawa, Takao Hara, “A report on the development of PCM-4 Φ and Δ M-2 Φ SCPC system,” 3rd International Conference on Digital Satellite Communications, pp.113-119, Kyoto, 1975.
- [7]W. L. Pritchard, J. A. Sciulli (著), 尾形陸奥男(訳), 衛星通信システムエンジニアリング啓学出版株式会社, 1988.
- [8]浅原勝, 鈴木秀治, 山下祐一, 原孝雄, “小容量地域内衛星通信用 Δ M-2 Φ PSK SCPC 端局装置”, 昭和 51 年度電子通信学会総合全国大会, 一般講演集 1863, p.8-166, Mar.1981.
- [9]F. M. Gardner, Phaselock Techniques, 2nd Edition, John Wiley & Sons 1979.
- [10]H.Nyquist, “Certain topics in telegraph transmission theory,” Trans. AIEE, p.617, Feb.1928.
- [11]松下巖, 原孝雄, “零符号間干渉型フィルタの無線通信への適用上の問題”, 電子通信学会論文誌, Vol.56-B3, No.3, pp. 107-114, Mar.1973.
- [12]L.E.Frank, “Further results on Nyquist’s problem in pulse transmission,” IEEE Trans. Commu. COM-16, 2, p.337, 1968.
- [13]千葉信行, “タイミングジッタを考慮したパルス最適波形の一考察”, 電子通信学会論文誌, Vol.52-A, 12, pp463-, Dec.1972.
- [14]岡本, 石田, 宮内, “近似零交さ形波形伝送の設計と特性”, 電子通信学会論文誌, Vol.55-B, 6, pp. 284-, June 1972.
- [15]村谷拓郎, 辻芳寿, 原孝雄, “非線形系における PSK 波の伝送特性-インテルサット 4 号衛星への適用” 電子通信学会論文誌, Vol.55-B5, pp. 256-262, May.1972.
- [16]D.A.Spaulding, “Synthesis of pulse-shaping network in time domain”, Bell System Technical Journal, 48,7, pp. 2430-, Sept.1969.
- [17]石崎靖敏, “符号間干渉の最小化を目的とする伝送回路網の最適化手法”, 電子通信学会論文誌, Vol.55-A, 2, pp.81-, Feb.1972.

- [18]宮内一洋, 伊藤幹朗, 岡田隆宏, “帯域制限 PSK チャンネルにおける送信電力利用効率の一評価法”, 信学論(B-II), vol.J76-B-II, no.7, pp. 596-604, July 1995.
- [19]宮内一洋, 伊藤幹朗, 伊東悌, “PSK 伝送方式における周波数, 電力利用効率の評価パラメータ”, 信学誌, 研究速報, vol.J76-B-II, no.12, pp.948~950, Dec.1993.
- [20]立川敬二, W-CDMA 移動通信方式, 丸善株式会社, 2001.
- [21]原孝雄, 辻芳寿, 山本平一, “二段の非線形系素子を含む系でのバーストモデムの設計最適化”, 電子情報通信学会論文誌, Vol. J86-B, No.1, pp. 31-44, Jan. 2003.
- [22]平田康夫, “衛星通信に用いられる TWTA の混変調雑音”, 国際通信の研究 63, p.12, 1970.
- [23]J.G.Proakis, Digital Communications 3rd edition, McGRAW-HILL, 1995.
- [24]山本平一, 衛星通信, 丸善株式会社, 1993.
- [25]丸林元, 中川正雄, スペクトラム拡散通信とその応用, 電子情報通信学会, 1998.
- [26]S. W. Golomb, M. F. Easterling, Digital Communications with Space Applications, Prentice Hall, 1964.
- [27]小川忠雄, 栗田正一, “PCM 中継器におけるヒステリシスを有する識別系誤りについて”, 通信方式研究会, CS72-63, Sept. 1972.
- [28]R.A.Rapuano, N. Shimasaki, “Synchronization of earth stations to satellite switched sequences”, AIAA 4th communications satellite conference, Washington D.C. No.72-745, 1972.
- [29]N. Shimasaki, R.A.Rapuano, “Synchronization for a communications distribution center on board a satellite”, ICC, 1971.
- [30]R. Cooperman and W.G.Schmidt, “Satellite-switched SDMA&TDMA system for wide band multi-beam satellite”, ICC, 1973.
- [31]浅原勝, 坂本泰彦, 辻芳寿, 相馬幸雄, 原孝雄, “SDMA 衛星通信方式における同期およびアクジション”, 電子通信学会論文誌, Vol.57, pp.456-463, July 1974.
- [32]Masaru Asahara, Yoshikazu Tsuji, Mamoru Fukui, Yukio Soma, Takao Hara “Synchronization and Acquisition for SDMA/SS-TDMA” International Conference on Satellite Communications ICSC, pp43E1-E6 London, 1975.
- [33]原孝雄, “なぜ今衛星通信か” 富士通 UP TO DATE, 1997.
- [34]宮内一洋, 衛星通信ネットワーク, 照晃堂, 1990.
- [35]Kazuyuki Minato, Takao Hara, “New Role of Business Satellite Communications in Japan”, PTC1998, pp159-166, Honolulu, Jan.1998.
- [36]片方善治(監修), 石田晴久他(編), 原孝雄他(著), “衛星通信を利用したマルチメディアネットワーク” マルチメディア産業応用技術体系, (株)フジ・テクノシステム, 1997.

- [37]山川幸一, 松原昇, 新堀栄徳, “衛星通信を活用したマルチメディアネットワーク”, 技術誌 FUJITSU, Vol.46, no.1, 1995.
- [38]平太克美, 溝口俊郎, “衛星通信を活用したマルチメディアネットワーク”, 富士通ジャーナル, Vol.20, no.8, 1994.
- [39]Takao Hara, Susumu Watanabe, Kouichi Yamakawa, “An Intensive Use of Satellite Weather Information for Agriculture”, Pacific Telecommunications Conference(PTC2002), Proceedings M2.2.3, Honolulu, Jan. 2002.

業績リスト

(1) 学術論文誌

- [1]原孝雄, 辻芳寿, 山本平一, “二段の非線形系素子を含む系でのバーストモデムの設計最適化”, 電子情報通信学会論文誌, Vol.J86-B, No.1, pp.31-44, Jan.2003.
- [2]浅原勝, 坂本泰彦, 辻芳寿, 相馬幸雄, 原孝雄, “SDMA 衛星通信方式における同期およびアクセシオン”, 電子通信学会論文誌, Vol.57, pp.456-463, July 1974.
- [3]松下巖, 原孝雄, “零符号間干渉型フィルタの無線通信への適用上の問題”, 電子通信学会論文誌, Vol.56-B3, No.3, pp.107-114, Mar.1973.
- [4]松下巖, 辻芳寿, 相馬幸雄, 原孝雄, “TDMA 衛星通信方式の動向” 電子通信学会誌, Vol.56, No.2, pp.258-260, Feb.1973.
- [5]村谷拓郎, 辻芳寿, 原孝雄, “非線形系における PSK 波の伝送特性・インテリサット 4 号衛星への適用”, 電子通信学会論文誌, Vol.55-B5, pp.256-262, May 1972.

(2) 著書

- [1]片方善治(監修), 石田晴久他(編), 原孝雄他(著), “衛星通信を利用したマルチメディアネットワーク”, マルチメディア産業応用技術体系,(株)フジ・テクノシステム, 1997.

(3) 学術的国際会議

- [1]Takao Hara, Susumu Watanabe, Kouichi Yamakawa, “An Intensive Use of Satellite Weather Information for Agriculture”, Pacific Telecommunications Conference(PTC2002), Proceedings M2.2.3, Honolulu, Jan. 2002.
- [2]Kazuyuki Minato, Takao Hara, “New Role of Business Satellite Communications in Japan”, PTC1998, pp.159-166, Honolulu, Jan.1998.
- [3]Yoshikazu Tsuji, Takao Hara, “An Approach for the Design of TDMA Burst Modem operating in a highly nonlinear Satellite Channel” 4th International Conference on Digital Satellite Communications , pp.101-107, Montreal ,1978.
- [4]Masaru Asahara, Yoshikazu Tsuji, Mamoru Fukui, Yukio Soma, Takao Hara “Synchronization and Acquisition for SDMA/SS-TDMA” International

- Conference on Satellite Communications ICSC, pp.43E1-E6 London, 1975.
- [5] Masaru Asahara, Ryushirou Yoshizawa, Takao Hara, "A report on the development of PCM-4 Φ and Δ M-2 Φ SCPC system", 3rd International Conference on Digital Satellite Communications, pp.113-119, Kyoto, 1975.

(4) 通信方式研究会

- [1] 浅原勝, 辻芳寿, 原孝雄, "TDMA-SDMA 衛星通信方式におけるアクジション", 通信方式研究会, CS73-138, Feb. 1973.
- [2] 原孝雄, 村山幸雄, "複合符号を用いたフレーム同期方式の同期時間に及ぼす雑音の影響", 通信方式研究会, CS72-107, Nov. 1972.
- [3] 松下巖, 原孝雄, "零符号間干渉形フィルタの無線通信への適用上の問題", 通信方式研究会, CS72-18, June 1972.

(5) 電子情報通信学会総合全国大会

- [1] 浅原勝, 鈴木秀治, 山下祐一, 原孝雄, "小容量地域内衛星通信用 Δ M-2 Φ PSK SCPC 端局装置", 昭和51年度電子通信学会総合全国大会, 一般講演集 1863, p.8-166, Mar. 1981.

(6) その他

- [1] 原孝雄, "なぜ今衛星通信か", 富士通 UP TO DATE, 1997.
- [2] 原孝雄, "米国衛星通信その後", 富士通マネージメントレビュー, Oct. 1983.