

TDMA衛星通信における バースト変復調技術の研究

平成11年11月

梅比良 正弘

目次

略語集

第1章	緒言	1
1. 1	研究の背景	1
1. 2	バースト搬送波再生への要求特性	15
1. 2. 1	バースト搬送波再生方式	15
1. 2. 2	誤り訂正と所要サイクルスリップ率	17
1. 2. 3	周波数変動	25
1. 3	研究の課題と論文の構成	28
1. 3. 1	研究の課題	28
1. 3. 2	論文の構成	30
第2章	衛星回線の伝送特性	33
2. 1	まえがき	33
2. 2	変復調回路のハードウェア不完全性による劣化	33
2. 2. 1	シミュレーションモデル	33
2. 2. 2	ロールオフ率 α に対する特性	34
2. 2. 3	フィルタの振幅・群遅延歪みに対する特性	36
2. 2. 4	再生搬送波位相誤差	37
2. 2. 5	再生クロック位相誤差	47
2. 3	隣接チャンネル干渉が存在する場合の非線形衛星回線の伝送特性	47
2. 3. 1	シミュレーションモデル	47
2. 3. 2	単一チャンネルでの特性	48
2. 3. 3	隣接チャンネル干渉特性	48
2. 3. 4	フェージング・隣接チャンネル干渉が同時に存在する場合の特性	53
2. 4	むすび	56
第3章	OQPSK用バースト搬送波再生方式	58
3. 1	まえがき	58
3. 2	搬送波再生回路の解析モデル	59
3. 3	逆変調型搬送波再生回路における引き込み特性	61
3. 3. 1	QPSK/OQPSKバースト信号に対する再生搬送波位相引き込み特性シミュレーション	61
3. 3. 2	BTR符号における再生搬送波位相の過渡特性	62
3. 3. 2. 1	逆変調器出力における位相誤差	62

3. 3. 2. 2	BTR符号における再生搬送波位相の過渡特性の解析	62
3. 3. 3	考察	65
3. 4	再生搬送波位相誤差軽減法	67
3. 4. 1	変形BTR符号による搬送波位相誤差軽減法	67
3. 4. 2	変形BTR符号の特性	67
3. 5	実験	71
3. 6	むすび	74
第4章	デジタル制御形追尾フィルタ	78
4. 1	まえがき	78
4. 2	デジタル制御型追尾フィルタの構成と動作	79
4. 3	L P F型キャリアフィルタ	82
4. 3. 1	L P F型キャリアフィルタの設計	82
4. 3. 2	L P F型キャリアフィルタの特性	90
4. 4	実験	90
4. 4. 1	残留周波数誤差	93
4. 4. 2	周波数引込み・保持範囲	93
4. 4. 3	引込み時間	93
4. 5	むすび	97
第5章	高精度デジタル型コストASPCを用いた逆変調型 バースト搬送波再生回路	98
5. 1	まえがき	98
5. 2	逆変調型搬送波再生回路の動作と特性	98
5. 2. 1	逆変調型搬送波再生回路の動作	98
5. 2. 2	逆変調型搬送波再生回路のサイクルスリップ特性	99
5. 2. 3	高精度搬送波位相誤差補償の必要性	99
5. 3	デジタル型コストASPCの原理	101
5. 3. 1	構成	101
5. 3. 2	位相誤差検出の原理	101
5. 3. 3	等価位相比較特性	103
5. 3. 4	回路の不完全性の影響	104
5. 3. 5	A/D変換器の量子化ビット数	107
5. 3. 6	位相制御感度	107
5. 4	実験結果	110
5. 4. 1	実験回路の構成	110
5. 4. 2	実験結果	110
5. 5	むすび	116

第6章	位相補償フィルタを用いたバースト搬送波再生回路	117
6. 1	まえがき	117
6. 2	バースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差	118
6. 3	位相補償フィルタの解析	120
6. 3. 1	構成	120
6. 3. 2	振幅・位相周波数特性と等価雑音帯域幅	121
6. 3. 3	振幅・位相応答特性	123
6. 3. 3. 1	振幅ステップ応答特性	123
6. 3. 3. 2	位相・周波数ステップ応答特性	125
6. 3. 4	バースト信号に対する位相応答特性	130
6. 3. 5	バースト信号に対するシミュレーション	131
6. 4	実験	134
6. 4. 1	試作バースト変復調器	134
6. 4. 2	フィルタ特性	134
6. 4. 3	総合特性	134
6. 5	むすび	138
第7章	バースト変復調器の小型・高信頼化	139
7. 1	まえがき	139
7. 2	バースト変復調器のLSI・MIC化	140
7. 2. 1	LSI・MIC化のアプローチ	140
7. 2. 2	LSI・MIC化バースト変復調器の構成	140
7. 2. 3	デバイスの選択	144
7. 3	変復調用LSI・MICの開発	145
7. 3. 1	変復調用LSI・MICの設計	145
7. 3. 2	デジタルLSI	145
7. 3. 3	高速アナログMIC	146
7. 3. 4	多機能アナログMIC	151
7. 4	試作LSI・MIC化バースト変復調器の特性	154
7. 5	むすび	160
第8章	結言	161
謝辞		164
参考文献		165
付録A 表3. 2の導出		173
付録B 式(6.18)における $e_p(t)$ と $e_q(t)$ の導出		175
本論文に関する著者の発表論文		177

[略語集]

- A F C : Automatic Frequency Control (自動周波数制御)
A G C : Automatic Gain Control (自動利得制御)
A P C : Automatic Phase Control (自動位相制御)
A T M : Asynchronous Transfer Mode (非同期転送モード)
B R F : Band Rejection Filter (帯域除去ろ波器)
B P F : Band Pass Filter (帯域通過ろ波器)
B P S K : Binary Phase Shift Keying (2相P S K)
B T R : Bit Timing Recovery (ビットタイミング再生)
C D M A : Code Division Multiple Access (符号分割多元接続)
C M O S : Complementary MOS
C R : Carrier Recovery (搬送波再生)
D E M : Demodulator (復調器)
D F F : Delayed Flip Flop (D型フリップフロップ)
D S : Direct Sequence / Direct Spreading (直接拡散)
D Y A N E T : DYNAMIC channel Assigning and routing satellite communications
 NETwork
D / C : Down-Converter (周波数変換器)
E C L : Emitter Coupled Logic
F D M A : Frequency Division Multiple Access (周波数分割多元接続)
F E C : Forward Error Correction (前方誤り訂正)
F F T : Fast Fourier Transform (高速フーリエ変換)
F H : Frequency Hopping (周波数ホッピング)
G M S K : Gaussian filtered MSK
G T : Guard Time (ガードタイム)
H I C : Hybrid IC
H P A : High Power Amplifier (大電力増幅器)
I B O : Input Back-Off (入力バックオフ)
I F : Intermediate Frequency (中間周波数)
I N T E L S A T : International Telecommunication Satellite Organization (インテル
 サット)
I S I : Inter-Symbol Interference (符号間干渉)
L N A : Low Noise Amplifier (低雑音増幅器)
L P F : Low Pass Filter (低域通過ろ波器)
L S I : Large Scale Integrated circuit
M I C : Monolithic IC
M M I C : Monolithic Microwave Integrated Circuit
M O D : Modulator (変調器)

M O S : Metal Oxide Semiconductor
M S K : Minimum Shift Keying
N A S A : National Aeronautics and Space Administration
O C X O : Oven Controlled Xtal Oscillator
O Q P S K : Offset QPSK (オフセットQ P S K)
P L L : Phase Locked Loop (位相同期ループ)
Q P S K : Quadrature Phase Shift Keying (4相P S K)
R Z : Return to Zero
S S T : Super Self-aligned process Technology
S S - T D M A : Satellite Switched - TDMA
T C X O : Temperature Controlled Xtal Oscillator
T D M A : Time Division Multiple Access (時分割多元接続)
T F M : Tamed Frequency Modulation
T T L : Transistor Transistor Logic
T W T A : Traveling Wave Tube Amplifier (進行波管増幅器)
U / C : Up-Converter (周波数変換器)
U W : Unique Word (同期語)
V C O : Voltage Controlled Oscillator (電圧制御発振器)
X P S K : Cross correlated PSK

1.1 研究の背景

1957年10月、旧ソ連によって世界最初の人工衛星であるスプートニク（SPUTNIK）1号が打ち上げられた。これ以来、人工衛星は宇宙・気象観測や通信・放送などの広い分野で利用されている。衛星通信の最初の実験は、1960年、アメリカの航空宇宙局（NASA：National Aeronautics and Space Administration）によるアルミ箔で覆った直径30mの風船衛星エコー1号を用いた、NASAおよびベル研究所が行ったFM方式による電話およびTVの伝送実験である。このエコー1号は地球局からの電波を反射させるだけの受動形衛星であったが、1962年、ベル研究所とNASAは、衛星に中継器（トランスポンダ）を搭載したいわゆる能動形衛星であるテルスター1号とリレー1号をそれぞれ打ち上げ、衛星を用いて電話、TV信号の伝送実験を行った。これらは地球周回型の非静止衛星であった。

静止衛星による衛星通信は、著名なSF作家であるアーサー・C・クラーク（Arthur C. Clark）が、1945年10月、英国の雑誌「Wireless World」に、赤道上空約36000kmの円軌道が静止軌道であり、これを利用して全世界通信システムが実現できることを発表したのが始まりである。それから19年後の1964年には、NASAが世界最初の静止衛星であるシンコム3号を太平洋上空に打ち上げることに成功し、静止衛星を用いた安定な通信が可能になった。これ以降、国際通信を中心として、静止衛星による衛星通信は急速な進歩を続け、現在では、国内・国際通信を問わず、電話やTV映像伝送、データ通信などの幅広い分野において重要な役割をはたしている。また、最近ではデジタル多チャンネルTV、高速インターネットアクセス、多数の低軌道衛星を用いた地球規模の移動通信等の新しい衛星通信の利用が始まっている⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾。

衛星通信システムは、宇宙空間に配置されるアンテナと中継器を搭載した通信衛星（宇宙局）と、地球上に設置されるアンテナ、送受信装置、変復調・多元接続装置等から構成される地球局とから構成され、各地球局は通信衛星を経由して通信を行う。一般化した衛星通信システムの構成を図1.1に示す。衛星通信における無線伝送に関わる主要技術としては、多元接続技術、変復調技術、誤り訂正技術等がある。数百億円という多額の開発経費が必要となる極めて高価な通信衛星に搭載される中継器を用いて経済的な衛星通信システムを実現するには、物理的に位置の異なる複数の地球局が1つの中継器の伝送容量を分割して使用する多元接続技術が用いられる。衛星通信に用いられる多元接続技術としては、大別して周波数分割多元接続（FDMA：Frequency Division Multiple Access）、時分割多元接続（TDMA：Time Division Multiple Access）、符号分割多元接続（CDMA：Code Division Multiple Access）の3つがある⁽⁴⁾。

衛星通信に適用するFDMA、TDMA、CDMAの各多元接続方式の原理を図1.2～図1.4に示す。FDMA方式では、各地球局が異なる周波数の信号を送信することにより中継器を共用し、中継器の周波数帯域を分割して各局に割り当てる。このため、変復調装置の動作速度が低速になり、送信電力の小さな地球局で通信が可能という利点

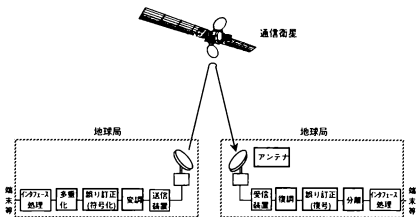


図 1. 1 衛星通信システムの構成

を有する。しかし、FDMA方式では、衛星中継器において複数波が共通増幅されるため混変調歪みによる妨害波が生じ、中継器の飽和動作点で運用できず、中継器あたりの伝送容量が小さくなるという欠点がある。また、大きな伝送容量が必要な地球局には多数の変復調装置が必要となるため地球局が大規模になり、さらに伝送容量の変更に柔軟に対応できないという欠点がある。一方、TDMA方式では、各地球局が共通のタイムフレームを持ち、各地球局はフレーム内の時間を分割して割り当てられ、異なる時間に衝突しないように信号を送信することにより中継器を共用する。この場合、全ての地球局にシステムの最大速度を伝送する能力が必要となるため、小容量の地球局にも送信電力の大きな電力増幅器、高速の変復調装置、信号の送信タイミングを衛星中継器で衝突しないように精密に制御するための複雑な同期制御回路が必要となる。しかし、TDM方式では衛星中継器に1波のみが入力されるため中継器の飽和動作点での運用が可能で、衛星中継器の送信電力を最大限利用できるため、中継器の伝送容量の増大が図れる。また、地球局に割り当てる時間の長さを変えることにより伝送速度を可変できるため、1台の変復調装置で種々の速度の信号が扱え、伝送容量を容易に可変できる利点がある。CDMA方式では、各地球局に割り当てられた符号により低速信号を高速信号で拡散して送信する。受信側では割り当てられた符号をもとに受信信号を逆拡散することにより元の低速信号に復元する。拡散方法としては

- ・直接拡散法(DS: Direct Sequence / Direct Spreading) : ベースバンド信号を擬似ランダム信号で二次変調
- ・周波数ホッピング法(FH: Frequency Hopping) : 出力搬送波周波数を擬似ランダムにホッピング

の2種類がある。CDMAでは各地球局が異なる符号で拡散された信号を送信することにより中継器を共用する。CDMAは高速信号で拡散するため秘匿性が高く、さらに与干渉が小さくでき被干渉にも強いが、単一衛星中継器の場合、システム内のチャンネル間干渉のために周波数帯域当たりの伝送容量がFDMA方式やTDMA方式に比べ小さい。また、拡散/逆拡散、送信電力制御機能等が必要なため、地球局装置が複雑となる。このため、CDMAは他衛星通信システムへの与干渉を小さくする必要のある小口径アンテナを用いた衛星通信システムや、秘匿性、耐干渉性が重要な軍事システムへの利用に限られていた。しかし、耐干渉性があるため、FDMA方式やTDMA方式に比べ面的なシステム容量を拡大できること、レイク受信により多重波伝搬環境において高品質化が図れること等の理由から、近年、面的な周波数利用効率(bit/s/Hz/セル)が重要となる陸上移動通信システムへの適用が注目されている。同様の理由から、マルチビームを用いるため、ビーム間の干渉が周波数利用効率、すなわちシステム容量を制限する支配的な要因となる移動衛星通信システム等への利用が検討されている⁽⁵⁾。3つの多元接続方式の特徴を表1. 1に比較して示す^{(4) (5)}。

衛星通信が実用化されて以来、FM変調によるアナログ通信が中心であったため、衛星通信においては主としてFDMA方式が使用されてきた。しかし、上述のようにFDMA方式では混変調のため中継器の飽和動作点付近で運用できず、衛星中継器あたりの伝送容量が小さくなり、伝送容量の変更を容易にできないという欠点がある。一方、通

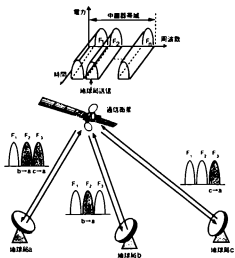


図 1. 2 F D M A 方式の原理

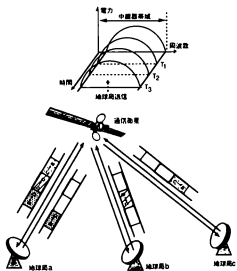


図 1. 3 T D M A 方式の原理

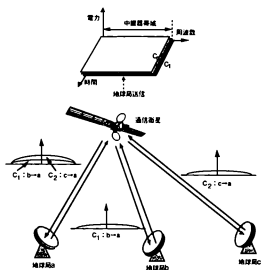


図 1. 4 CDMA方式の原理

表 1. 1 衛星通信システムにおける多元接続方式の特徴^{(4) (5)}

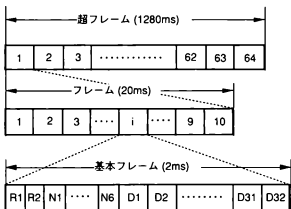
方式	利 点	欠 点
FDMA	(1) 変復調器の動作速度が低速で良い (2) 他局送信信号との干渉を避けるための複雑な同期を必要とせず、多元接続が容易である (3) 小型地球局による通信が可能	(1) 中継器当りの伝送容量が小さい(キャリア数の増加とともに著しく伝送効率低下) (2) 種々の速度からなるデジタル信号伝送との兼和性に乏しい
TDMA	(1) 種々の速度からなるデジタル信号の伝送が容易 (2) 各局留保容量の変更に対応が容易 (3) 中継器送信電力および帯域を最大限利用できる (4) マルチビーム通信方式でのビーム間接続が容易	(1) 他局送信信号との干渉を避けるための同期が必要となり、ベースバンド処理回路が複雑 (2) 低トラヒック局もシステム伝送速度(TDMA速度)に対応した送信電力が必要
CDMA	(1) 各局に符号を固定的に割り当てかつデマンドアサイメント適用が可能 (2) 干渉が小さい (3) 他干渉や妨害に強く、干渉が支配的なマルチビームや複数衛星システムでは高い周波数再利用効率(bit/s/Hz/ビーム)が得られる。 (4) 秘匿性がある	(1) 広帯域な周波数帯域幅(中継器)を必要とする (2) チャネル間干渉を低減するためには送信電力制御が必要となる (3) チャネル間干渉のために、単一中継器では周波数利用効率(bit/s/Hz)が低い

信のデジタル化に伴い、衛星通信においてもデジタル通信が主流となってきている。デジタル衛星通信においては、衛星中継器の送信電力を最大限に利用可能なTDM A方式を適用できる。TDM A方式では、地球局の送信電力が大きくなるが、衛星中継器を飽和動作点近くで運用できるため中継器当たりの伝送容量の増大が図れ、高価な中継器を利用する衛星通信において、チャンネル当たりの中継器コストを低減でき、かつ経済的な衛星通信を提供することが可能となる。また、地球局に割り当てる時間の長さを変更することにより伝送速度を容易に変えられるため、種々の速度の信号を扱うデジタル通信に適すると共に、地球局への衛星回線容量の割り当てを容易に、かつ柔軟に変更できる利点がある。このため、通信のデジタル化の進展に伴い、TDM A衛星通信方式の研究が積極的に進められてきた。

TDM A衛星通信方式の歴史は1966年にコムサット研究所がMATE方式と呼ばれる6Mbit/sのTDM A通信実験を行ったことに始まる⁽⁶⁾。我が国では、1968年にNTT電気通信研究所において13.664Mbit/sのSMA X方式と呼ばれるTDM A方式の実験が行われた⁽⁷⁾。その後、各国において精力的に研究開発が進められ、1976年にカナダにおいて世界初の商用TDM Aシステムが導入された⁽⁸⁾。我が国では、NTTにおいて、SMA X方式の成果をもとに1983年に打ち上げられた実用通信衛星さくら2号(CS-2)を用いてTDM A-60M方式、およびTDM A-100M方式が商用化された⁽⁹⁾。一方、国際電気通信衛星機構すなわちインテルサット(INTELSAT: International Telecommunication Satellite Organization)においても、1985年から120Mbit/sのTDM A-DS1方式がインテルサット5号衛星を用いて商用化されている⁽¹⁰⁾。

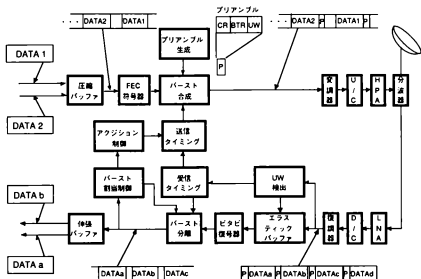
TDM A衛星通信では送信すべき信号の周波数帯は各局とも同一であるが、時間軸上で各地球局が送信すべき時間を分割して使用する。このため、信号の送受信の基本周期となるTDM Aフレーム(一定の長さの時間)を定め、このフレーム内の割り当てられた時間(タイムスロット)を用いて相手地球局へ信号を送出する。図1.5にTDM A衛星通信に用いられているTDM Aフレームの構成例を示す⁽¹¹⁾。TDM A衛星通信地球局は、赤道上約36000kmの静止軌道上で1~3m/秒以下と低速移動している通信衛星の中継器において、各地球局が間欠的(バースト:burst)に送信する信号(バースト信号)が相互に重なり合わないよう、各地球局の送信タイミングを精密に制御する必要がある。また、各地球局は、受信に割り当てられたタイムスロットにおいて他の地球局より間欠的に送信される信号を受信する必要があり、これらの機能はTDM A装置で実現される。TDM A地球局の構成例を図1.6に示す。TDM A装置は、地上網からのベースバンド信号の圧縮・伸張、送信・受信同期制御、アクジション制御、前置語の生成および送信ベースバンド信号との合成、同期語の検出、受信信号のベースバンド信号の分離、バースト信号の変調・復調といった多岐に渡る機能を有している⁽¹²⁾。

TDM A衛星通信ではバースト信号を送受信することから、変復調器もバーストモードで動作することが必須となる。このような変復調器を、連続的に信号を送受信する変復調器と区別するため、ここでは「バースト変復調器」と呼ぶこととする。バースト変復調器は、連続モードの変調器と異なり、ある割り当てられたタイムスロットにおいての



R1 R2: 基準局同期バースト
 Ni: 従局同期バースト
 Di: データバースト

図 1. 5 TDMAフレームの構成例⁽¹⁾



FEC : Forward Error Correction (前方誤り訂正)
 U/C : Up-Converter (周波数変換器)
 D/C : Down-Converter (周波数変換器)
 HPA : High Power Amplifier (大電力増幅器)
 LNA : Low Noise Amplifier (低雑音増幅器)
 UW : Unique Word (同期語)

図 1. 6 TDMA地球局の構成^(1,2)

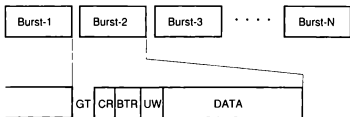
み変調出力を送信し、それ以外では送信を停止する。このため、バースト変調器には変調器出力を高速にON/OFFするためのON/OFF回路が必要になる。一方、復調器においては、バースト状の受信信号を復調するために、通常の連続モードの復調器と異なり、搬送波再生およびクロック再生を高速に極めて短時間で完了することが必要となる。このため、一般的に、各バースト信号の先頭に、搬送波・クロック再生の高速同期を容易にするための補助符号が付加される。バースト信号の構成例を図1.7に示す。GT (Guard Time) はバースト送信タイミングの誤差に対し、バースト信号が重なり合わないようにするための保護時間である。これは、各地球局に設置されたTDMA装置の送信タイミング制御方法、送信タイミング制御周期、クロック安定度等により定まる。CR (Carrier Recovery) は搬送波再生を容易にするための搬送波再生符号であり、4相PSK (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) や2相PSK (BPSK: Binary Phase Shift Keying) の場合には一般的に無変調信号が用いられる。バースト復調器においては、この搬送波再生符号の間に搬送波再生を完了する必要がある。また、BTR (Bit Timing Recovery) はクロック再生を容易にするためのクロック再生符号であり、QPSKやBPSKの場合には0/1の交番パターンで変調した変調信号が用いられている。UW (Unique Word) はバーストの先頭を検出するための同期語である。これらはまとめて前置符号、またはプリアンプル (Preamble) と呼ばれる。

衛星通信回線では厳しい電力制限のため、所要Eb/Noの小さなBPSKやQPSK、またはQPSKと理論的には同じ誤り率特性を持つオフセットQPSK (OQPSK: Offset QPSK)、MSK (Minimum Shift Keying) が広く用いられている。初期の実験段階のTDMA衛星通信システムにおいては、バースト搬送波再生技術が確立されていなかったため、搬送波再生を必要としない遅延検波が使用された⁽⁷⁾。しかし、図1.8のBPSK・QPSKの誤り率特性に示すように、遅延検波は同期検波に比べ所要Eb/Noが大きいという欠点があり、QPSKでは2~3dBの差がある。さらに、遅延検波では差動符号化を行うことが前提となるため、2シンボル連続誤りが発生し、誤り訂正を適用する場合の符号化利得が劣化するという問題がある。このため、衛星通信においては、遅延検波に比べて所要Eb/Noが小さく、誤り訂正と整合性のよい同期検波の実現が強く求められた。

以上の理由から、1970年代にバーストモードで動作する搬送波再生回路の実現に向けて精力的に研究開発が進められた。搬送波再生方式としては、地上マイクロ波方式等でよく用いられている位相同期ループ (PLL: Phase Locked Loop) 方式と、狭帯域な帯域通過フィルタとリミッタを用いたタンクリミッタ (Tank-Limiter) 方式に大別できる。この2つの搬送波再生方式の基本構成を図1.9に示す。PLL型搬送波再生回路は、入力信号から変調信号成分を除去し、電圧制御発振器 (VCO: Voltage Controlled Oscillator) の出力信号との位相比較を行う非線形位相比較器、VCOとループフィルタから構成され、位相比較器において検出された位相誤差が小さくなるようVCOの発振周波数を制御することにより搬送波再生を行う。一方、タンクリミッタ型搬送波再生回路は、入力信号から基準搬送波信号成分を抽出する非線形回路と、その基準搬送波信号から変調雑音や熱雑音を除去しS/N比を改善する狭帯域な帯域通過フィル

タ（以下キャリアフィルタと呼ぶ）と、その出力振幅を一定にするリミッタから構成される。タンクリミッタ型搬送波再生回路は、PLL型搬送波再生回路のように入力周波数変動に対する追従機能を有していないため、入力信号から抽出される基準搬送波信号とキャリアフィルタとの中心周波数の誤差により再生搬送波位相誤差が発生し、誤り率特性が劣化する。このため、周波数誤差に起因する再生搬送波位相誤差を小さくする機能を付加する必要がある。

研究の初期段階では、回路規模を小さくでき周波数変動に対して追従性のあるPLL方式の研究が行われたが、確率的に引き込み時間が長くなる、いわゆるハングアップ現象が大きな問題となった⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾。これは、電圧制御発振器と入力信号の初期位相差がPLLの位相比較特性の不安定点にあると、位相誤差検出力がほぼ0となり、長い引き込み時間を要する現象である。初期位相差をパラメータとした、正弦状位相比較特性を持つ1次PLLの位相引き込み特性の計算例を図1.10に示す⁽¹⁵⁾。図よりわかるように、初期位相差が 180° に近くなると引き込み時間が急激に増加する。初期位相が $0 \sim 2\pi$ で一様分布すると仮定すると、ある確率で搬送波再生がCR符号内に完了せずバースト信号が全て誤るため、 C/N を大きくしても誤り率が一定値以下にならずフロアをひくことになる。これは、位相比較器の位相比較特性を鋸歯状にして不安定点におけるループ利得を極めて大きくすることにより解決可能と考えられた。初期位相差をパラメータとした、鋸歯状位相比較特性を持つ1次PLLの位相引き込み特性の計算例を図1.11に示す⁽¹⁵⁾。実際の搬送波再生回路の動作環境においてはPLLのループ内雑音や入力信号に含まれる雑音のため、図1.12に示すように不安定点近傍の等価的なループ利得が小さくなる。このため、位相比較特性の改善によりハングアップの確率は低減できたが、ハングアップを実用上無視できるまで小さくすることは困難であった。これを解決するため、入力信号と電圧制御発振器の初期位相差を検出してPLLがハングアップ状態にあることを検出し、ハングアップ状態であると判定されたら電圧制御発振器の出力位相を回転させるキックオフ回路を付加した搬送波再生回路等が提案された⁽¹⁴⁾⁽¹⁶⁾。しかし、ハングアップを回避できる確率は初期位相差検出の正確さに依存するため、検出誤りによる位相引き込み失敗はバースト誤りとなり、ユニークワード検出特性、通信品質に与える影響が無視できなくなる⁽¹⁶⁾。このため、PLL方式は、搬送波再生引き込みの失敗によるバースト誤りが実用上問題とならない、例えば、ALOHA等のランダムアクセスを用いたパケット通信などに用いられている。一方、タンクリミッタ方式はキャリアフィルタの過渡応答特性により引き込み時間が一意に決まるため、原理的にハングアップのない高速搬送波再生が可能であり、バースト搬送波再生回路に適していることから実用化に向けた研究開発が進められた⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。タンクリミッタ型搬送波再生回路では、前バースト信号の再生搬送波信号がキャリアフィルタにチャージされるため、これが干渉信号となって搬送波位相引き込み時間を長くする原因となる。この問題に関しては、CR符号長を長くする、またはTDMA装置の同期制御部からの制御信号を利用し、バースト信号の先頭部分においてキャリアフィルタを放電させ(Quenching)、前バースト信号の再生搬送波信号電力を0とした後、新たに入力バースト信号に対する搬送波再生を行うことで解決された。また、タンクリミッ



GT : Guard Time CR : Carrier Recovery
 BTR : Bit Timing Recovery UW : Unique Word

図 1. 7 バースト信号の構成

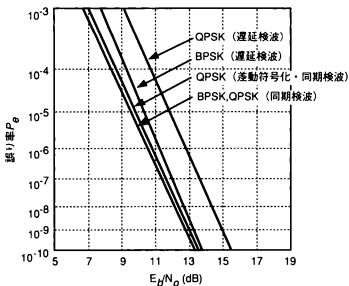


図 1. 8 BPSK・QPSKの誤り率特性

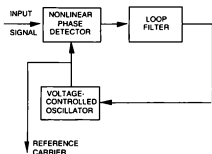
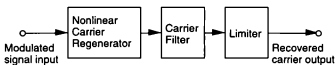


FIG II-2 PHASE LOCK LOOP MECHANIZATION OF CARRIER RECOVERY

(1) PLL型搬送波再生回路⁽¹⁵⁾



(2) タンクリミッタ型搬送波再生回路

図 1. 9 搬送波再生方式

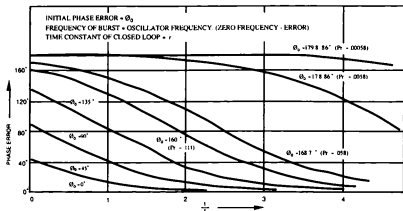


FIG. III-1. TRANSIENT PHASE ERROR IN FIRST - ORDER PLL, WITH SINUSOIDAL PHASE DETECTOR

図 1. 10 正弦状位相比較特性を持つ1次PLLの位相引き込み特性⁽¹⁵⁾

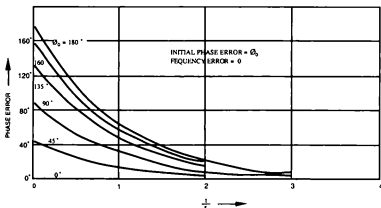
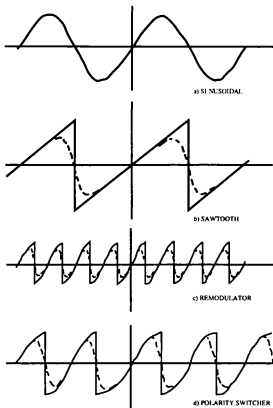


FIG. III-3. TRANSIENT PHASE ERROR IN FIRST-ORDER PLL, WITH SAWTOOTH PHASE DETECTOR

図 1. 11 鋸齒状位相比較特性を持つ1次PLLの位相引き込み特性⁽¹⁵⁾



ALL HAVE SAME HORIZONTAL SCALES
 SOLID LINES SHOW IDEAL, DISCONTINUOUS CHARACTERISTICS.
 DASED LINES SHOW REALIZABLE, CONTINUOUS CHARACTERISTICS, IMPOSED
 BY PHASE FLUCTUATIONS.

FIG. III-2. PHASE DETECTOR CHARACTERISTICS

图 1. 1 2 位相比较特性⁽¹⁵⁾

タ方式は周波数変動等に対する追従機能を持たないため、これに起因する再生搬送波位相誤差が生じ、復調器の誤り率特性やサイクルスリップ特性が劣化する原因となる。このため、タンクリミッタ型搬送波再生回路では、AFC (Automatic Frequency Control: 自動周波数制御) 回路やAPC (Automatic Phase Control: 自動位相制御) 回路を付加して使用されている^{(17) (18)}。

1. 2 バースト搬送波再生への要求特性

1. 2. 1 バースト搬送波再生方式^{(15) (16) - (21)}

本節では、TDMA衛星通信に使用されているバースト搬送波再生方式であるタンクリミッタ型搬送波再生回路の構成について説明する。タンクリミッタ型搬送波再生回路は、図1. 9 (2) に示したように、入力信号から変調成分を除去し基準搬送波信号成分を抽出する非線形回路と、抽出した基準搬送波信号のS/N比を改善するキャリアフィルタと、キャリアフィルタの出力振幅を一定にするリミッタから構成される。PSK信号から変調成分を除去する方法としては、通信方式と逆変調方式がある。以下に、QPSK信号の場合を例にとり、4通信方式と逆変調方式について説明する。

QPSK変調信号 $E_s(t)$ は次式で表される。ここで、 $I(t)$ 、 $Q(t)$ は変調ベースバンド波形、 ω_c は搬送波角周波数である。

$$E_s(t) = \{I(t) + jQ(t)\} \exp(j\omega_c t) \quad (1.1)$$

送信側で帯域制限が行われない場合には、変調ベースバンド波形 $I(t)$ 、 $Q(t)$ は矩形波となり、次式で表される。ただし、 $g_n(t)$ は矩形波である。

$$\begin{aligned} I(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n \cdot g(t - nT) \quad (I_n = \pm 1) \\ Q(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} \sum_{n=-\infty}^{\infty} Q_n \cdot g(t - nT) \quad (Q_n = \pm 1) \end{aligned} \quad (1.2)$$

この時、QPSK信号は次式で表される。ただし、 $N=0, 1, 2, 3$ である。

$$E_s(t) = \exp\left\{j\left(\omega_c t + N\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right)\right\} \quad (1.3)$$

4通信型搬送波再生回路の構成例を図1. 13に示す。この構成例では入力信号を4乗することになるから、位相項が4倍されることになり、出力信号は

$$E_s(t) = \exp\left\{j4\left(\omega_c t + N\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{4}\right)\right\} = \exp\left\{j(4\omega_c t + 2N\pi + \pi)\right\} = -\exp(j4\omega_c t) \quad (1.4)$$

となる。このように入力 QPSK 変調信号を 4 週倍することにより変調成分の除去された 4 倍周波数の基準搬送波信号が得られる。この基準搬送波信号をキャリアフィルタで取り出し S/N を改善した後、リミッタにより振幅を一定にする。この後、デジタル回路等により構成される 4 分周器でもとの周波数に戻し再生搬送波信号を得る。このため、4 週倍方式では再生搬送波位相に不確定性が生じる。4 週倍方式を用いて、誤り訂正に適した、差動符号化を行わない、いわゆる絶対位相変調—同期検波を行うには、ユニークワード検出等により再生搬送波の位相不確定性を除去する必要がある。

逆変調方式による搬送波再生回路の構成例を図 1. 14 に示す。逆変調方式も入力変調信号から基準搬送波信号を抽出する方法の一つである。逆変調型搬送波再生回路では、逆変調器により抽出された基準搬送波信号の S/N をキャリアフィルタで改善した後、リミッタで出力振幅を一定にして再生搬送波を得る。以下、QPSK の場合の逆変調動作について簡単に説明する^{(3) (11)}。入力変調信号 $E_s(t)$ は (1.1) 式で表される。また、再生搬送波信号 $I_c(t)$ 、 $Q_c(t)$ を次式で表すものとする。

$$\begin{aligned} I_c(t) &= \exp(j(\omega_c t + \Delta\theta)) \\ Q_c(t) &= \exp(j(\omega_c t + \Delta\theta + \frac{\pi}{2})) \end{aligned} \quad (1.5)$$

ここで、 ω_c は搬送波角周波数、 $\Delta\theta$ は再生搬送波位相誤差である。この時の復調出力 $I_d(t)$ 、 $Q_d(t)$ 、及び逆変調器駆動信号 $I\tilde{r}(t)$ 、 $Q\tilde{r}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_d(t) &= \text{Real}\{E_s(t) \cdot I_c(t)^*\} \\ Q_d(t) &= \text{Real}\{E_s(t) \cdot Q_c(t)^*\} \end{aligned} \quad (1.6)$$

$$\begin{aligned} I\tilde{r}(t) &= \text{sgn}(I_d(t)) \\ Q\tilde{r}(t) &= \text{sgn}(Q_d(t)) \end{aligned} \quad (1.7)$$

$$\text{ただし、sgn}(X) = \begin{cases} +1 & : X \geq 0 \\ -1 & : X < 0 \end{cases} \quad (1.8)$$

ここで、* は複素共役を示す。この時、逆変調器出力は次式で与えられる。

$$E_r(t) = E_s(t) \cdot (I\tilde{r}(t) - jQ\tilde{r}(t)) \quad (1.9)$$

ここで変調ベースバンド波形 $I(t)$ 、 $Q(t)$ は矩形波であり、式 (1.2) で表わされるとする。再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta$ が式 (1.10) を満足すれば逆変調器駆動信号は $I\tilde{r}(t) = I(t)$ 、 $Q\tilde{r}(t) = Q(t)$ となり、正常な逆変調動作が行われる。

$$-\frac{\pi}{4} < \Delta\theta < +\frac{\pi}{4} \quad (1.10)$$

この時、逆変調器出力 $E_r(t)$ は式(1.11)で与えられる。

$$\begin{aligned} E_r(t) &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I_n + jQ_n) \cdot (I_n - jQ_n) \cdot \exp(j\omega_c t) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} (I_n^2 + Q_n^2) \cdot \exp(j\omega_c t) \\ &= \sqrt{2} \exp(j\omega_c t) \end{aligned} \quad (1.11)$$

以上のようにして変調成分は逆変調器により除去され、基準搬送波信号が抽出される。

逆変調型搬送波再生回路をバースト動作させる場合、バースト信号の先頭部に既知の無変調パターンを持つ搬送波再生符号(CR符号)を設け、この間は逆変調器の変調ベースバンド信号を既知の値に固定することにより、ハングアップを防止すると共に、再生搬送波を常に確定位相に引き込むことができる。従って、逆変調型搬送波再生回路では、ユニークワード検出等による再生搬送波位相の不確定性除去を行うことなく、絶対位相変調同期検波を実現できる。しかし、バースト信号のCR符号の間に逆変調器の変調ベースバンド信号を既知の値に固定するため、TDMA同期制御回路において復調器制御のためのタイミング信号を生成する必要がある。

AFCを付加した逆変調型搬送波再生回路の構成例を図1.15に示す。これは、入力信号の周波数とキャリアフィルタの中心周波数との周波数誤差により生じる出力信号の位相誤差が0となるようVCOを制御するAFC回路の例である。この場合、AFC回路を付加したことによる再生搬送波信号の雑音の相加を防ぐため、AFCのループ雑音帯域をキャリアフィルタの雑音帯域に比べ十分小さくしておく必要がある。従って、入力バースト信号の平均値に対する周波数制御が行われることになる。すなわち、AFC回路はバースト共通の周波数変動に対しては有効であるが、バースト間の個別周波数変動に対しては、キャリアフィルタの中心周波数からの差に応じた再生搬送波位相誤差が生じることになる。従って、この劣化を十分小さくするには、キャリアフィルタの帯域幅を広く、または地球局や通信衛星の送受信周波数を高安定化する必要がある。

1.2.2 誤り訂正と所要サイクルスリップ率⁽¹⁹⁾

近年、デジタルLSI技術の進歩により、これまでは回路規模が大きいため適用が困難と考えられていた符号化利得の大きな誤り訂正回路が1チップLSIとして実現されてきている⁽²²⁾⁽²³⁾。誤り訂正符号の符号化利得により所要Eb/Noを低減できるため、衛星送信電力の有効利用による中継器当たりの衛星回線容量の増大、地球局の小型化が可能となる。さらに、隣接チャネル間干渉や他衛星システムからの干渉に対して強くなるため、実効的な周波数有効利用が可能となり、回線容量を増大することができる。誤り訂正方式の効果を図1.16にまとめて示す。

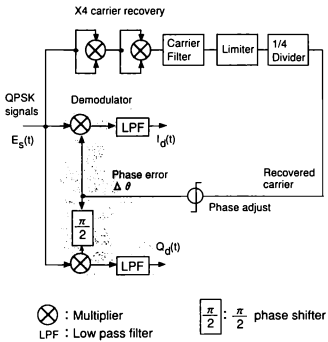
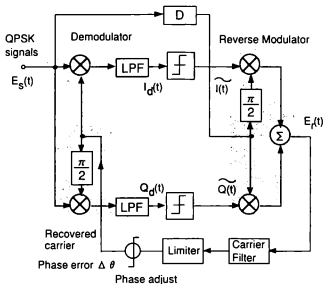


図 1. 13 4 通倍型搬送波再生回路の構成



- \otimes : Multiplier
 LPF : Low pass filter
 \boxed{f} : Baseband limiter
 \boxed{D} : Delay
 $\boxed{\frac{\pi}{2}}$: $\frac{\pi}{2}$ phase shifter

図 1. 1 4 逆変調型搬送波再生回路の構成

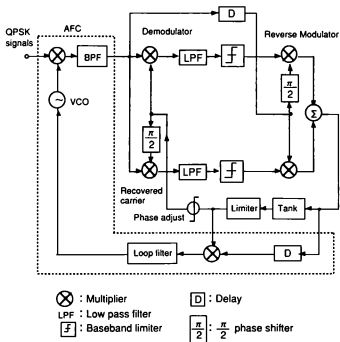


図 1. 15 AFC を付加した逆変調型搬送波再生回路の構成例

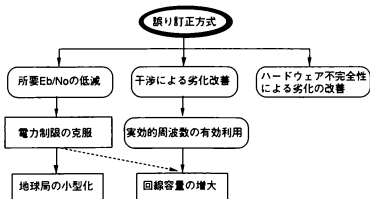


図 1. 16 誤り訂正方式の効果⁽²³⁾

誤り訂正符号には大別してブロック符号と畳み込み符号の2種類があり、ブロック符号にはランダム誤り訂正に適したBCH符号やゴレーイ符号、バースト誤り訂正に適したファイヤ符号やリード・ソロモン符号がある。畳み込み符号に対する復号方法としては、しきい値復号、ビタビ復号、逐次復号がある。また、より大きな誤り訂正利得を得るため、2つの誤り訂正符号を組み合わせた接続符号があり、ビタビ復号+リード・ソロモン符号が代表例である。主な誤り訂正方式の符号誤り率特性を図1.17に示す⁽²⁴⁾。

図からわかるように、軟判定ビタビ復号の符号化利得は非常に大きく、復号後誤り率 10^{-4} におけるレート $R=1/2$ 、拘束長 $K=4$ の軟判定ビタビ復号の符号化利得は約3.5dB、 $R=1/2$ 、 $K=7$ の軟判定ビタビ復号では約5dBの符号化利得が得られ、この時の所要 E_b/N_0 はそれぞれ5dB、3.5dBである。このため、QPSK変調方式を用いた場合、回線断規格を誤り率 10^{-4} とすると、QPSK復調器の搬送波再生回路、クロック再生回路では、 $R=1/2$ 、 $K=4$ の軟判定ビタビ復号を用いた場合は約2dB、 $R=1/2$ 、 $K=7$ の軟判定ビタビ復号を用いた場合は約0.5dBの低 E_b/N_0 条件下で安定に動作することが要求される。ここで、 E_b/N_0 、 C/N 、符号化率 R 、伝送速度 B (bit/s)、受信等価雑音帯域幅 B_N (Hz)には以下の関係がある。

$$\frac{C}{N} = \frac{1}{R} \cdot \frac{B}{B_N} \cdot \frac{E_b}{N_0} \quad (1.12)$$

QPSK変調方式では、1シンボルで2ビットを伝送するため $B/B_N=2$ であり、 $R=1/2$ の誤り訂正符号化による帯域拡大のため、復調器の実際の動作 C/N は、それぞれ5dB、3.5dBとなる。変復調回路の固定劣化を1dB程度見込んだとしても、QPSK復調器の動作 C/N はそれぞれ約6dB、約4.5dBと極めて低くなる。

このようなランダム誤りに対して大きな誤り訂正利得を有する誤り訂正方式を適用する場合の復調方式としては、差動符号化を行わない、いわゆる絶対位相変調同期検波が適している。これは、差動符号化を適用すると、誤り伝搬のため連続シンボル誤りが発生し、符号化利得が劣化するためである。絶対位相変調同期検波を行う場合、再生クロック、再生搬送波にサイクルスリップが発生すると、その後のデータは全て誤ることになるため、非常に低いサイクルスリップ率が要求される。以下では、サイクルスリップ率 ν_c (回/シンボル)のユニークワード不検出率 P_{miss} 、平均誤り率 P_e に与える影響を明らかにし、各種誤り訂正方式を適用した場合の所要サイクルスリップ率 ν_c を求める。

TDMAシステムでは、データバーストの先頭位置を検出するためユニークワードが付加される。ユニークワード長を N_{UW} (シンボル)、データバースト長を N_0 (シンボル)とする。回線断規格を誤り率 10^{-4} において、ユニークワード不検出確率 P_{miss} による誤り率の増分を0.1%以下とするには、

$$P_{\text{miss}} \leq 10^{-4} \times 0.1\% = 10^{-7} \quad (1.13)$$

とする必要がある。ユニークワード不検出確率は誤り訂正前のビット誤り率、ユニーク

ワード長、許容誤りビット数等により定まる。一方、ユニークワード内においてサイクルスリップが発生するとユニークワード不検出となるが、このサイクルスリップによるユニークワード不検出率 P_{miss} の増分 ΔP_{miss} は次式で与えられる。

$$\Delta P_{\text{miss}} = v_c \cdot N_{\text{UW}} \quad (1.14)$$

次に、サイクルスリップによる誤り率 P_e の増分 ΔP_e を求める。図1. 18はサイクルスリップによるバースト誤りの発生を状態遷移図で表したもので、 S_i はバースト信号中のシンボルの位置を示し、 S_i でサイクルスリップが発生すると S_i 以降の $(N_d - i + 1)$ シンボルは誤り率が $1/2$ となる。 S_i でサイクルスリップが発生する確率は、 S_{i-1} までサイクルスリップが発生しないという条件付き確率となるから、 $(1 - v_c)^{i-1} \cdot v_c$ で与えられる。したがって、 ΔP_e は次式で与えられる。

$$\Delta P_e = \frac{1}{N_d} \cdot \sum_{i=1}^{N_d} (1 - v_c)^{i-1} \cdot v_c \cdot \frac{N_d - i + 1}{2} \quad (1.15)$$

ここで、 $v_c \ll 1$ とすると $(1 - v_c)^{i-1} \approx 1 - (i-1) \cdot v_c$ となるから、 ΔP_e は次式で与えられる。

$$\Delta P_e = \sum_{i=1}^{N_d} \left\{ 1 - (i-1) \cdot v_c \right\} \cdot v_c \cdot \frac{N_d - i + 1}{2} = \frac{v_c \cdot (N_d + 1)}{4} \quad (1.16)$$

これより、バースト長が長くなると低いサイクルスリップ率が必要になることがわかる。誤り率 10^{-4} を得る動作C/Nは、QPSK変復調器の固定劣化を約1dB、 $R=1/2$ 、 $K=4$ および $K=7$ の畳み込み符号化—軟判定ビタビ復号を用いた場合に、QPSK変復調器が実際に動作するC/Nであり、それぞれ6dBおよび4.5dBとなる。この時、

$$\Delta P_{\text{miss}} < P_{\text{miss}} \times 0.01, \quad \Delta P_e < P_e \times 0.001 \quad (1.17)$$

の条件を満たす所要サイクルスリップ率を、(1.14)式、および(1.16)式を用いて計算した結果を表1. 2に示す。なお、計算においては以下の条件を用いた。

$$P_{\text{miss}} < P_e \times 0.001, \quad N_d = 1000 \sim 10000 \quad (1.18)$$

また、ユニークワード長は、 $R=1/2$ 、 $K=4$ の軟判定ビタビ復号を用いる場合は $N_{\text{UW}}=24$ 、 $R=1/2$ 、 $K=7$ の軟判定ビタビ復号を用いる場合は $N_{\text{UW}}=32$ とした。表1. 2に示すように、畳み込み符号化—ビタビ復号のような符号化利得の大きい誤り率訂正方式をTDMA方式に適用する場合、QPSK復調器では4.5~6dBという低C/N (E_b/N_0 では1.5~3dB)において、 $3 \sim 4 \times 10^{-11}$ という非常に低いサイクルスリップ率を達成する必要がある。

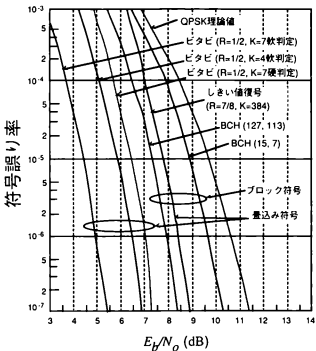


図 1. 17 主な誤り訂正方式の符号誤り率特性⁽²⁴⁾

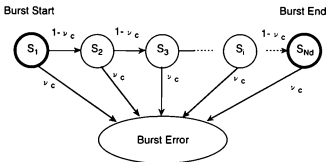


図 1. 1 8 サイクルスリップによるバースト誤りの発生

表 1. 2 各種誤り訂正方式と所要サイクルスリップ率

誤り訂正方式	動作C/N (注)	$\nu_c (\Delta P_{ms} < P_{ms} \times 0.01)$	$\nu_c (\Delta P_e < P_e \times 0.001)$
R=1/2、K=7 軟判定ビタビ復号	4.5dB	3.1×10^{-11} ($N_{UV}=32$ シンボル)	$4 \times 10^{-10} \sim 4 \times 10^{-11}$
R=1/2、K=4 軟判定ビタビ復号	6.0dB	4.2×10^{-11} ($N_{UV}=24$ シンボル)	$4 \times 10^{-10} \sim 4 \times 10^{-11}$

(注) 動作C/Nは、誤り訂正後の誤り率 $=10^{-4}$ を得るC/Nに固定劣化(ここでは1dBを仮定)を加えたC/Nであり、このC/NでQPSK復調器が動作することが要求される。

1. 2. 3 周波数変動

TDMA衛星通信における周波数変動は、受信されるバースト信号に共通の周波数変動である共通周波数変動と、受信されるバースト信号間の周波数変動であるバースト個別周波数変動に分類できる。周波数変動は、発振器の設定誤差、温度変動、経年変動等により生じる。図1. 19は地球局の送受信装置が共にダブルコンバージョン方式の場合に、衛星通信システムにおいて周波数変動が発生する要因を示したものである。上り回線の周波数（地球局の送信周波数）を f_U 、第1、第2の送信局発振周波数を f_{U1} 、 f_{U2} 、変調器の局発振周波数を f_L 、各局発振器の周波数誤差をそれぞれ Δf_{U1} 、 Δf_{U2} 、 Δf_L とする。この時、送信周波数の周波数誤差 Δf_U は次式で与えられる。

$$\Delta f_U = \Delta f_L \cdot f_L + \Delta f_{U1} \cdot f_{U1} + \Delta f_{U2} \cdot f_{U2} \quad (1.19)$$

同様に、下り回線の周波数（通信衛星の送信周波数＝地球局の受信周波数）を f_D 、第1、第2の受信局発振周波数を f_{D1} 、 f_{D2} とする。この時の各局発振器の周波数誤差をそれぞれ Δf_{D1} 、 Δf_{D2} とする。この時、下り回線の周波数誤差 Δf_D は次式で与えられる。

$$\Delta f_D = \Delta f_{D1} \cdot f_{D1} + \Delta f_{D2} \cdot f_{D2} \quad (1.20)$$

また、通信衛星において、受信周波数 f_D を送信周波数 f_U に変換するため、局発振器を有する。この発振周波数を f_S 、局発振器の周波数誤差を Δf_S とする。この時、通信衛星において生じる周波数誤差 Δf_F は次式で与えられる。

$$\Delta f_S = \Delta f_{LS} \cdot f_{LS} \quad (1.21)$$

よって、復調器入力における受信周波数 f_F の周波数誤差 Δf_F は次式で与えられる。

$$\Delta f_F = \Delta f_U + \Delta f_S + \Delta f_D \quad (1.22)$$

ここで、準ミリ波帯を利用するTDMA衛星通信システムを想定し、上り回線の周波数を30GHz、下り回線の周波数を20GHzとする。筆者が研究開発に携わった衛星中継網方式（DYANET：DYnamic channel Assigning and routing satellite communications NETwork）は、通信衛星3号（CS-3）の30/20GHz帯トランスポンダの利用を前提とした、トランスポンダホッピング方式を採用したTDMA衛星通信システムであった。CS-3では、通信衛星の高信頼化、小型・軽量化、低消費電力化のために、30GHzから20GHzへの周波数変換を1回の周波数変換で行う、シングルコンバージョン方式を採用している。また、衛星中継網方式では、地球局の小型・経済化のため送受信装置においてはダブルコンバージョン方式を採用している。

このシステムを例にとり、バースト復調器の受信端における周波数変動について考察

する。地球局送信機の周波数変動は、受信バースト毎に異なる周波数変動となるため、バースト個別変動となる。低Eb/No下においてAFCを安定に動作させるためには、ループ帯域幅を小さくする必要があり、バースト個別変動に対してAFCを高速に同期させることは困難である。このため、地球局送信機の局部発振器には高安定なOCXO (Oven Controlled Xtal Oscillator) が必要となる。一方、地球局受信機の周波数変動は、全ての受信信号に共通の周波数誤差となるため、バースト共通周波数変動となる。なお、通信衛星の周波数変動については、CS-3ではLNAの後に広帯域の受信信号を共通の局部発振器を用いて一括して周波数変換し、その後、個別の周波数に分波して増幅する構成となっている。このため、通信衛星の周波数変動はバースト共通周波数変動として扱うことができる。

この時の周波数変動を局部発振器の実現可能な周波数安定度をもとに概算する。一般に、水晶発振器の周波数安定度は、TCXO (Temperature Controlled Xtal Oscillator) の場合で 3×10^{-6} 程度、温度に対し高安定化を図ったOCXOの場合で $1 \sim 2 \times 10^{-7}$ 程度である。一方、通信衛星に搭載される水晶発振器は、経年変化に対して調整ができないため、その安定度は $1 \sim 2 \times 10^{-5}$ 程度である。ここで、地球局送信側の変調器の局部発振周波数を140MHz、安定度を 3×10^{-6} 、送信周波数変換器の局部発振器の安定度を 1×10^{-7} とする。また、地球局受信側の受信周波数変換器の局部発振器の安定度を 3×10^{-6} とする。通信衛星に搭載される局部発振器の周波数 f_s を10GHz、その安定度は経年変動を見込み 2×10^{-5} 程度とする。この時、周波数変動は以下ようになる。

地球局送信機： $140\text{MHz} \times (3 \times 10^{-6}) + 30\text{GHz} \times (1 \times 10^{-7}) \approx \pm 3.5\text{kHz}$

通信衛星： $10\text{GHz} \times (2 \times 10^{-5}) \approx \pm 200\text{kHz}$

地球局受信機： $20\text{GHz} \times (3 \times 10^{-6}) \approx \pm 60\text{kHz}$

したがって、30/20GHz帯を利用するTDMA衛星通信システムとしては、下記の周波数変動に対して、所望の誤り率特性、およびサイクルスリップ率特性を達成することが要求される。

バースト共通周波数変動： $\pm 260\text{kHz}$ 以上

バースト個別周波数変動： $\pm 3.5\text{kHz}$ 以上

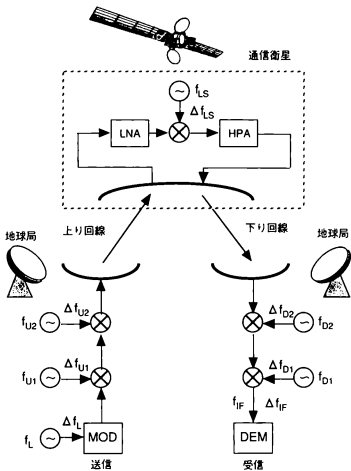


図 1. 19 衛星通信システムにおける周波数変動発生の要因

1. 3 研究の課題と論文の構成

1. 3. 1 研究の課題

これまで、TDMA衛星通信におけるバースト変復調技術における、研究の背景、ならびにバースト搬送波再生への要求特性について述べてきた。さて、TDMA衛星通信を実現する上では、バースト変復調技術という観点から解決すべきいくつかの課題がある。これらを整理すると以下ようになる。

(1) 通信衛星においては、搭載できる重量と供給可能な電力の制限から、衛星中継器の送信電力増幅器の出力電力が制限される。一方、TDMA方式を用いた場合、地球局の送信電力はFDMA方式に比べて大きくなる。以上のような条件から、通常、衛星中継器の送信電力の有効利用をはかるため、その送信電力増幅器は飽和点近傍で動作させる。また、地球局においても、送信電力の有効利用をはかるため、その送信電力増幅器を飽和点近傍で動作させる。このため、TDMA通信においては変調波に増幅器の非直線性による歪みが発生し信号伝送特性が劣化すると共に、帯域制限した変調信号のスペクトラムが拡がり、隣接チャンネル干渉の原因となる。衛星回線や変復調装置の設計にあたっては、送受信フィルタを含む伝送系、ならびに変復調器等における種々のハードウェア不完全性を考慮して、この劣化量を定量的に把握すると共に、各種変調方式における非線形衛星回線での伝送特性を明らかにする必要がある。

(2) 地球局、衛星の送信電力の有効利用のためには誤り訂正符号の適用が有効である。特に最近では、デジタルLSI技術の飛躍的な進展により、高速で大規模なLSIの実現が容易になってきており、従来、ハードウェアの実現が困難であった高速・高利得な畳み込み符号化・ビタビ復号LSIが実現される等、TDMA衛星通信システムにも高利得な誤り訂正符号が適用できるようになってきた^(2.4)。一方、このような高利得誤り訂正符号を適用する場合、1. 2節で詳細に述べたように、バースト復調器の動作 C/N は極めて低くなり、搬送波再生、クロック再生やフレーム同期などが、低 C/N 下において安定に動作することが要求される。また、TDMA衛星通信においては各地球局より信号がバースト的に送信されるため、各バースト信号の先頭に搬送波・クロック再生符号が付加される。この符号は情報伝送に寄与しない無駄な情報であるので、高速な同期引き込みにより極力短くすることが望まれる。以上のように、バースト復調器においては、低 C/N 下において高速同期引き込みと低サイクルスリップ率という相反する条件を満たす必要があり、これを満足する搬送波再生回路、クロック再生回路の実現が望まれる。具体的には、BPSKに比べ2倍の周波数利用効率が達成でき、電力利用効率と周波数利用効率の点から衛星通信によく用いられるQPSK信号に対して、上記の要求条件を満たすバースト搬送波再生技術を確立することが要求される。さらに、非線形衛星回線においてスペクトラムの拡がりを抑えられるという特徴を有するオフセットQPSK^(2.5)をTDMA衛星通信に適用するには、オフセットQPSKに対して、上記の要求条件を満たすバースト搬送波再生技術を確立することが望まれる。

(3) 衛星の重量や供給電力の制限、および静止軌道における過酷な環境変動により、

衛星搭載中継器の周波数変換器に用いる局部発振器の周波数安定度を地球局のように高くすることができない。このため、 $14/1\text{GHz}$ 帯や $30/20\text{GHz}$ 帯などの高い周波数を使用する衛星回線では、受信されるバースト信号に共通の周波数変動が生じる。また、トランスポンダホッピングTDM方式⁽²⁶⁾やマルチビーム通信衛星を用いたSS-TDMA (Satellite Switched - TDMA) 方式⁽²⁷⁾においては、通信衛星や地球局の送受信器における多くの周波数変換器を介して信号が伝送されるため、各地球局において受信されるバースト信号間の周波数変動が生じる。これらのバースト信号に共通の周波数変動、あるいはバースト信号間の周波数変動により再生搬送波に位相誤差が生じ、復調器の誤り率特性劣化の原因となる。1. 2節で述べたようなバースト共通・個別周波数変動に対して、再生搬送波位相誤差を小さくでき、誤り率特性、サイクルスリップ特性の小さなバースト搬送波再生回路の実現が望まれる。

(4) TDMA衛星通信地球局の小型・経済化のため、バースト変復調器には、調整箇所が少なく、安定に動作し、さらにLSI化技術やMMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) 技術の適用による小型・経済化が望まれる。

特に、筆者が開発に携わった衛星中継網方式 (Dynamic channel Assigning and routing satellite aided digital NETwork: DYANET) は $30/20\text{GHz}$ 帯という高い周波数帯を用いたTDMA衛星通信システムであり、広い周波数帯域を活かして電力制限を克服するため、LSI技術の進展を背景に、従来はハードウェア規模が大きく実現の困難であった $R=1/2$ 、 $K=4$ の畳み込み符号化ビタビ復号という高利得で符号化率の低い誤り訂正を採用した。なお、これは当時実用レベルであったゲートアレーの規模は10kゲート程度であったため、現在ではすでに $R=1/2$ 、 $K=7$ の高速ビタビ復号LSIが実現されている。さらに、システムとしての回線容量を増大させるためトランスポンダホッピングを採用している^{(28) (29) (30)}。このため、バースト復調器には、大きなバースト共通周波数変動とバースト間周波数変動、 $E_b/N_0=3\text{dB}$ という低 E_b/N_0 のもとで、高速同期引き込みと低サイクルスリップ率で安定な動作をするバースト搬送波再生回路を実現することが要請された。また、衛星中継網方式では、多数の地球局を日本全国に配置して、地上網からのあふれ呼を共通の衛星回線により疎通するという共通迂回中継を実現し、経済的で信頼性の高いデジタル公衆通信網の構築を狙いとしている^{(28) (29)}。衛星中継網方式の実現においては、地上網と連動して衛星回線を1回線単位で呼毎に設定する衛星回線制御技術と共に、地球局の小型・経済化が特に強く要請された。このため、バースト変復調器を含むTDMA装置にも抜本的な小型・経済化が要請された。

本研究の目的は、デジタルTDMA衛星通信を構成する上での必須の技術であるバースト変復調技術を確認することにある。特に、近年では、地球局の小型・経済化を目的として、TDMA衛星通信にも高利得誤り訂正技術が適用されている。前述のように、畳み込み符号化ビタビ復号などのような高利得誤り訂正を適用する場合、バースト復調器の動作C/Nは極めて低くなり、搬送波再生、クロック再生の動作条件が厳しくなる。特にTDMA通信における搬送波再生においては、低C/N下において、周波数変動に対する高速で安定な同期、高速な位相引き込みと低サイクルスリップ率を同時に満たすバースト変復調技術の確立が必要となる。

1. 3. 2 論文の構成

本論文は、上記のような背景のもとで、筆者の行ったTDMA衛星通信に適用するバースト変復調技術に関する研究をとりまとめたものである。その内容は、衛星回線における伝送特性、バースト搬送波再生技術、ならびにバースト変復調回路に関わる研究が中心となっている。本論文の構成を図1. 20に示す。

第1章では、本研究の背景であるデジタル衛星通信、特にTDMA衛星通信の概要を述べる。また、TDMA衛星通信におけるバースト変復調技術の研究の背景、ならびに解決すべき課題を明らかにする。

第2章では、電力制限の厳しい衛星通信システムにおいて用いられることの多いQPSK、ならびに非線形衛星回線においてスペクトルの拡大をQPSKに比べ小さくできるオフセットQPSK(OQPSK)の2つの変調方式について、再生搬送波位相誤差やクロック位相誤差等の変復調器の不完全性に伴う符号誤り率劣化を計算機シミュレーションにより定量的に評価し、線形・非線形回線における劣化特性を明らかにしている。あわせて、非線形衛星回線におけるQPSK/OQPSK変調方式の波形伝送特性、符号誤り率特性、隣接チャンネル間干渉特性等を計算機シミュレーションにより評価し、その適用領域を明らかにする。

第3章では、従来、搬送波再生の困難さからTDMA衛星通信には使用されていなかったOQPSK信号のバースト復調を実現する逆変調型搬送波再生方式を提案し、その動作を明らかにする。また、BTR部分における再生搬送波の位相ドリフト現象の原因を解析し、これを軽減するBTRボタン構成法を提案するとともに、その有効性を計算機シミュレーションと実験から明らかにする。

第4章では、バースト搬送波再生回路の小型化を狙いとして、低C/N動作、広い周波数引き込み範囲を可能とする、制御部のデジタル化を図った自動周波数制御回路を提案し、これを用いたデジタル制御型追尾フィルタの構成と動作を明らかにする。また、実験と解析により引き込み特性、周波数誤差特性を明らかにする。併せて、タンクリミッタ方式を用いるバースト搬送波再生回路に必要となる、本デジタル制御型追尾フィルタに用いるキャリアフィルタの構成法ならびに設計法を明らかにする。

第5章では、逆変調型搬送波再生回路の低C/N下における安定化を狙いとして、高精度デジタル型コスタスAPCを提案する。逆変調タンクリミッタ方式を用いた搬送波再生回路は低C/N下で優れたサイクルスリップ特性が得られるが、経年変化・温度変化等によるわずかな位相誤差によりサイクルスリップ特性が大幅に劣化する問題がある。提案する高精度デジタル型コスタスAPCは、この問題を解決するものであり、その構成と動作を示すとともに、実験と解析により回路設計法と特性を明らかにする。本回路はデジタル回路で構成でき、低C/N下における逆変調型バースト搬送波再生回路の高安定動作を可能としている。

第6章では、TDMA衛星通信において問題となるバースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差を低減するため、搬送波再生回路に用いるキャリアフィルタの位相周波数特性を改善した位相補償フィルタを提案し、その構成と原理を明らかにする。また、

解析と計算機シミュレーションにより、周波数特性、過渡応答特性、回路設計法を明らかにするとともに、実験とシミュレーションによりその有効性を明らかにする。

第7章では、第4章～第6章までの成果を踏まえ、小型・経済化、高信頼化を実現するためのバースト変復調器のLSI・MIC (Monolithic IC) 化について述べる。バースト変復調器のLSI・MIC化による小型化・高信頼化手法を提案すると共に、開発したLSI・MIC化バースト変復調器の構成と特性を示す。

第8章では、本論文で得られた主要な結果をまとめる。

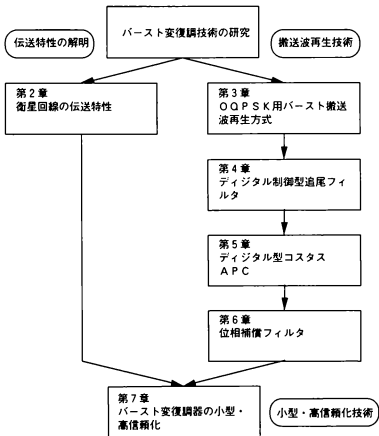


図1.20 本論文の構成

第2章 衛星回線の伝送特性

2.1 まえがき

Ka/Ku帯における小型地球局を用いた衛星通信システムにおいては、地球局の送信電力の有効利用を図るため、大電力増幅器（HPA：High Power Amplifier）を非線形領域で動作させることが多い。一方、周波数の有効利用を図るため、変調信号は送信側において、フィルタにより帯域制限されるが、HPAを非線形領域で動作させると帯域制限した信号のスペクトラムが再び拡がり、隣接チャネル干渉が増大するという問題がある。衛星回線では、電力・周波数帯域が共に制限されるため、電力利用効率と周波数利用効率の点からQPSKが多く用いられてきた⁽¹⁾⁽²⁾。

このような非線形回線において電力・周波数をより効率的に利用することを狙いとして、オフセットQPSK（OQPSK）、MSK（Minimum Shift Keying）、TFM（Tamed FM）、GMSK（Gaussian filtered MSK）、XPSSK（Cross correlated PSK）などの、同相成分（以下Ichと呼ぶ）と直交成分（以下Qchと呼ぶ）の2つの変調ベースバンド信号の一方を1/2シンボルシフトしたオフセット系変調方式が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。これらは非線形回線においてスペクトラムの拡がりQPSKに比べ小さいという特徴を有しており、電力・周波数帯域が共に制限される衛星通信に有望な変調方式として多くの研究がなされてきた⁽⁷⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾。これらの数多くのオフセット系変調方式のうち、OQPSKはQPSK変調回路の一方の変調ベースバンド信号を1/2シンボルシフトするだけで実現でき、高速のTDMA衛星通信にも適用できる可能性のある有望な変調方式であるが、従来のQPSKとの比較においては、伝送系の不完全性による劣化特性や周波数・送信電力有効利用の観点からの総合的な比較・検討は十分にはなされていない。

本章では、電力制限の厳しい衛星通信システムに用いられることの多いQPSK、ならびに、QPSKに比べ非線形回線においてスペクトラムの拡がり小さく衛星通信への適用が有望なOQPSKの2つの変調方式について、送受信フィルタの振幅・群遅延歪み、ならびに変復調器の同期系における重要なパラメータである再生搬送波位相誤差、クロック位相誤差による誤り率劣化を計算機シミュレーションにより定量的に評価し、線形・非線形回線における劣化特性を明らかにする。さらに、フィルタ、HPAバックオフ、隣接チャネル干渉、フェージングを総合的に考慮した、非線形衛星回線における2つの変調方式の波形伝送特性、符号誤り率特性、隣接チャネル干渉特性等を計算機シミュレーションにより評価し、その適用領域を明らかにする⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾⁽¹³⁾。

2.2 変復調回路のハードウェア不完全性による劣化

2.2.1 シミュレーションモデル

変復調回路の設計においては、各種のハードウェアの不完全性を考慮する必要がある。

以下に示す(1)～(7)までのハードウェア不完全性を考慮した変復調系のシミュレーションモデルを図2.1に示す。

- (1) 送受信フィルタにおける振幅・群遅延歪み
- (2) フィルタの中心周波数誤差
- (3) 再生搬送波位相誤差
- (4) 再生クロック位相誤差
- (5) 識別レベル誤差
- (6) 再生搬送波位相ジッタ
- (7) 再生クロック位相ジッタ
- (8) 変調器における変調振幅・位相誤差

ここでは、伝送系の設計、ならびに復調回路における搬送波再生回路、クロック再生回路の設計において重要な(1)(3)(4)のハードウェア不完全性が、線形/非線形回路において、符号誤り率特性の劣化におよぼす影響を計算機シミュレーションにより評価した。復調方式は同期検波とし、(2)、(5)～(8)は理想的と仮定した。

フィルタ系については、線形回路では、受信側での雑音帯域幅を小さくでき、符号間干渉を発生させないという条件から、送受に50%配分したルート余弦ロールオフフィルタとし、 $x/\sin(x)$ のオーバーチャ補正は全て送信側で行うのが最適である。一方、非線形回路では、フィルタ系の送受配分、オーバーチャ補正を行う場所について各種の組み合わせが考えられるが、非線形回路においても線形回路と同じフィルタ系の組み合わせを用いることとした。また、非線形回路としては簡単のためハードリミッタ回路を仮定した。

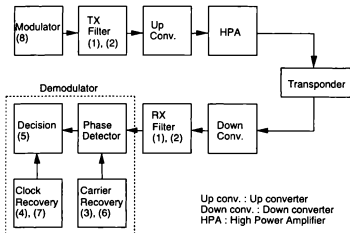
シミュレーションにおいては、変調器への入力信号には16サンプル/シンボル、128ビット長の7段PN系列を用い、FFTにより時間領域から周波数領域への変換を行い、周波数領域において帯域制限を行い、さらに逆FFTにより時間領域に再度変換して、受信フィルタ出力におけるベースバンド波形を求めた。このベースバンド波形から、基準搬送波位相誤差がないものと仮定して、最適識別タイミングにおけるIchとQchのベースバンドの振幅 $X_I(i)$ 、 $X_Q(i)$ を求め、式(2.1)によりiシンボルにおける誤り率 $P_e(X_I(i))$ 、 $P_e(X_Q(i))$ を計算し、これを式(2.2)により平均して誤り率 $P_e(\gamma^2)$ を求めた。ここで、 γ^2 は受信信号のEb/Noである。

$$P_e(X_I(i)) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\left|X_I(i)\right| \cdot \gamma\right), \quad P_e(X_Q(i)) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\left|X_Q(i)\right| \cdot \gamma\right) \quad (2.1)$$

$$P_e(\gamma^2) = \frac{1}{2 \cdot n} \sum_{i=1}^n \left\{ P_e(X_I(i)) + P_e(X_Q(i)) \right\} \quad (2.2)$$

2.2.2 ロールオフ率 α に対する特性

線形回路の場合、ロールオフ伝送系では符号間干渉(ISI: Inter-Symbol Interference)が起こらないため、誤り率劣化はない。しかし、ハードリミッタ回路では、非線形の効果によりIchとQch間の直交干渉が発生し、符号間干渉を零とするための



- (1) Filter amplitude and group delay distortion
- (2) Filter center frequency error
- (3) Recovered (Reference) carrier phase error
- (4) Recovered clock phase error
- (5) Decision threshold error
- (6) Phase jitter of recovered carrier
- (7) Phase jitter of recovered clock
- (8) Modulation amplitude and phase error

図 2. 1 ハードウェア不完全性を考慮した変復調系のシミュレーションモデル

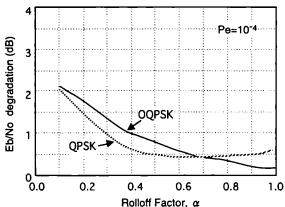


図 2. 2 ハードリミット回線におけるロールオフ率 α に対する等価 E_b/N_0 劣化

ナイキストの条件が成立しなくなることから、Eb/No劣化が生じる。この劣化は、フィルタ系のロールオフ率 α により異なる。

図2. 2は、ハードリミット回線における、QPSKとOQPSKのロールオフ率 α に対する誤り率が 10^{-4} での等価Eb/No劣化を計算機シミュレーションにより評価したものである。QPSKではロールオフ率 α が0.6、OQPSKではロールオフ率 α が1.0の時に等価Eb/No劣化が最小となる。OQPSKではロールオフ率 α が大きくなるにつれ劣化が小さくなるが、QPSKではロールオフ率 $\alpha=0.1\sim 0.6$ ではロールオフ率 α が大きくなるにつれ劣化が小さくなるが、 $\alpha=0.6$ 以上ではロールオフ率 α が大きくなると劣化がやや増大する。QPSKとOQPSKを比較すると、ロールオフ率 α が0.7以下ではQPSKの方が劣化が小さいが、0.7以上になるとOQPSKの方が劣化が小さく、特に $\alpha=1.0$ の場合、OQPSKは劣化が0.2dBと非常に小さくなる。以上のように、ハードリミット回線においては、帯域制限が厳しい、すなわちロールオフ率が小さい場合にはQPSKの方が等価Eb/No劣化が小さく、ロールオフ率が大きい場合、すなわち帯域制限が比較的緩い場合にはOQPSKの方が等価Eb/No劣化が小さくなる。

2. 2. 3 フィルタの振幅・群遅延歪みに対する特性

送受信フィルタの振幅・群遅延歪みとして、図2. 3のように1次歪みと2次歪みを考える。 A_1 、 A_2 はナイキスト周波数 f_N における1次振幅歪みと2次振幅歪み、 τ_1 、 τ_2 はナイキスト周波数 f_N における1次遅延歪みと2次遅延歪みである。なお、ナイキスト周波数 $f_N=1/2T$ で与えられ、 T は1シンボル周期である。この時、送受信フィルタにおける振幅歪み $A(f)$ 、遅延歪み $\tau(f)$ は次式で与えられる。

$$A(f) = A_1 \frac{f}{f_N} - A_2 \left(\frac{f}{f_N} \right)^2 \quad (\text{dB}) \quad (2.3)$$

$$\tau(f) = \tau_1 \frac{f}{f_N} + \tau_2 \left(\frac{f}{f_N} \right)^2 \quad (\text{sec}) \quad (2.4)$$

ここでは、線形回線、送信フィルタに歪みのあるハードリミット回線、受信フィルタに歪みのあるハードリミット回線の3種類の回線モデルについて、QPSKとOQPSKのロールオフ率 α に対する誤り率が 10^{-4} での振幅・遅延歪みによる等価Eb/No劣化を評価した。なお、等価Eb/No劣化量は、各回線モデルにおいて振幅・遅延歪みがない場合の所要Eb/Noを基準とした。

図2. 4に線形回線におけるQPSK・OQPSKの遅延歪みによるEb/No劣化を、図2. 5にQPSK・OQPSKの振幅歪みによるEb/No劣化を求めて示した。1次遅延歪みによる劣化は、OQPSKの方がQPSKより大きく、ロールオフ率 α が小さいほど劣化が小さい。QPSKではロールオフ率 α が0.6以下ではほぼ同じとなる。これは、1次遅延歪みにより直交チャネル間干渉がおこるためである。一方、1次振幅歪み

による劣化は、QPSKの方がOQPSKより大きく、OQPSKではロールオフ率 α が大きいほど劣化が小さいが、QPSKでは逆に大きくなる。なお、2次の振幅・遅延歪みによる劣化はQPSK、OQPSKとも等しい。

図2.6に送信フィルタに歪みのあるハードリミット回線における遅延歪みによる劣化を、図2.7に振幅歪みによる劣化を求めて示した。ロールオフ率 α が小さい場合、1次の振幅・遅延歪みに対してはOQPSKの方がQPSKよりもやや劣化が小さいが、2次の振幅・遅延歪みに対してはQPSKの方がOQPSKよりもやや劣化が小さい。

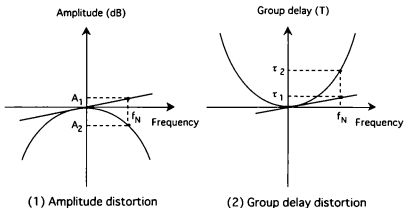
図2.8に受信フィルタに歪みのあるハードリミット回線における遅延歪みによる劣化を、図2.9に振幅歪みによる劣化を求めて示した。振幅・遅延歪みに対する劣化の傾向はOQPSK、QPSK共、線形回線の場合と同一である。すなわち、ロールオフ率 α が大きい場合、1次遅延歪みに対してはOQPSKはQPSKよりも劣化が大きく、QPSKではロールオフ率 α が0.6以下ではほぼ同じとなる。一方、1次振幅歪みによる劣化は、QPSKの方がOQPSKより大きく、OQPSKではロールオフ率 α が大きいほど小さいが、QPSKでは逆に大きくなる。

以上を総合すると、QPSK、OQPSKの1次、2次の振幅・遅延歪みに対する劣化の傾向は、線形回線と受信フィルタに歪みのあるハードリミット回線とは、大きな差はない。ロールオフ率 α が大きい場合、OQPSKはQPSKに比べ、1次振幅歪みに対する劣化は小さいが、1次遅延歪みに対しては劣化が大きい。また、2次の振幅・遅延歪みに対する劣化はほぼ同一となる。一方、ハードリミット回線においては、送信フィルタの1次、2次の振幅・遅延歪みに対する劣化は、QPSK、OQPSKに大きな傾向の差はない。これより、OQPSKでは1次遅延歪みに、QPSKでは1次振幅歪みに留意して伝送系を設計する必要があるといえる。

2.2.4 再生搬送波位相誤差

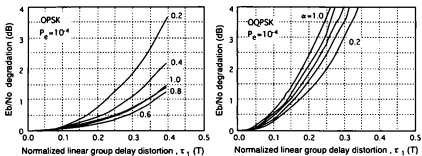
図2.10に線形回線ならびにハードリミット回線における、再生搬送波位相誤差に対する劣化を示す。ここでは振幅・遅延歪みがない場合の E_b/N_0 を基準とした劣化量として求めた。線形回線の場合、QPSKでは再生搬送波位相誤差に対する E_b/N_0 劣化はロールオフ率 α に依存しない。一方、OQPSKではロールオフ率 α が小さくなると E_b/N_0 劣化が大きくなる。ロールオフ率 α が0.4より大きければ、OQPSKの方がQPSKに比べ再生搬送波位相誤差に対する E_b/N_0 劣化は小さい。これは、OQPSKでは、再生搬送波位相誤差により直交チャネル間干渉が生じるが、ロールオフ率 α が大きければ、識別点における直交したチャネルがデータの変化点となるため振幅変動は小さく、結果として干渉量が小さくなるためである。

ハードリミット回線では、QPSKの場合、 E_b/N_0 劣化のロールオフ率 α に対する依存性は小さく、ロールオフ率 α が0.4以上では大きな差はない。一方、OQPSKではハードリミットによる大きな直交チャネル間干渉が生じ、ロールオフ率 α が小さくなると E_b/N_0 劣化は大きくなる。線形回線の場合と異なり、ロールオフ率 α が0.8以下ではOQPSKの方がQPSKに比べ再生搬送波位相誤差に対する E_b/N_0 劣化は大きくなる。

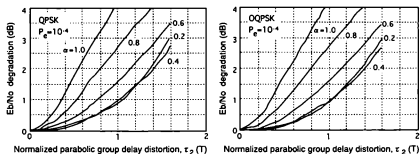


A_1, A_2 : Linear and parabolic amplitude distortion at $f_N = 1/2T$.
 τ_1, τ_2 : Linear and parabolic group delay distortion at $f_N = 1/2T$.
 f_N : Nyquist frequency ($=1/2T$)
 T : Symbol period

図 2. 3 フィルタにおける群遅延歪・振幅歪の定義

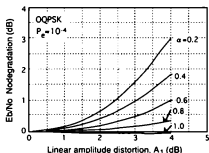
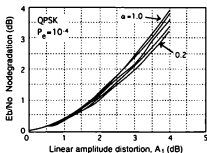


(1) 1次遅延歪み (τ_1)

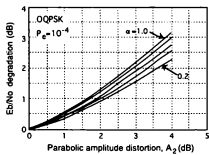
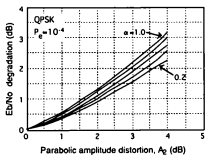


(2) 2次遅延歪み (τ_2)

図 2. 4 線形回線における群遅延歪みに対するEb/No劣化特性

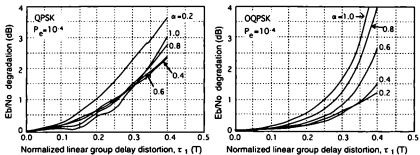


(1) 1次振幅歪み (A_1)

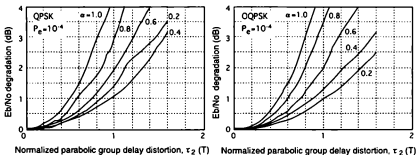


(2) 2次振幅歪み (A_2)

図 2. 5 線形回線における振幅歪みに対する E_b/N_0 劣化特性

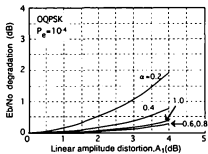
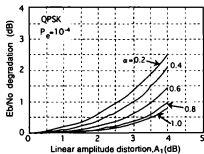


(1) 1次遅延歪み (τ_1)

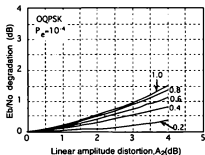
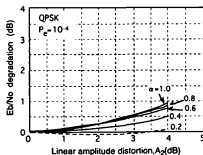


(2) 2次遅延歪み (τ_2)

図 2. 6 ハードリミット回線における送信フィルタの遅延歪みに対する E_b/N_0 劣化特性

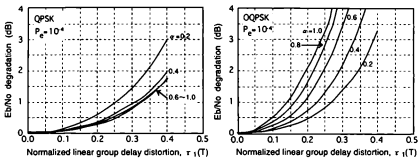


(1) 1次振幅歪み (A_1)

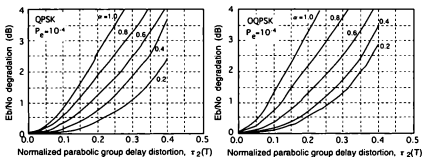


(2) 2次振幅歪み (A_2)

図 2. 7 ハードリミット回線における送信フィルタの
振幅歪みに対する E_b/N_0 劣化特性

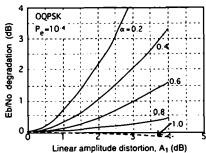
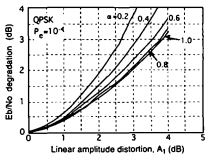


(1) 1次遅延歪み (τ_1)

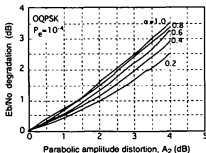
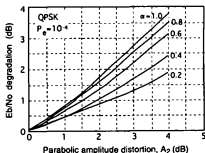


(2) 2次遅延歪み (τ_2)

図 2. 8 ハードリミット回線における受信フィルタの遅延歪みに対するEb/No劣化特性

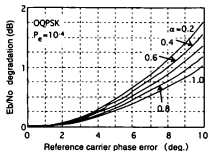
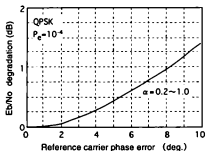


(1) 1次振幅歪み (A_1)

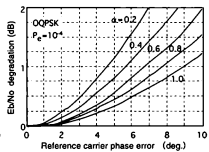
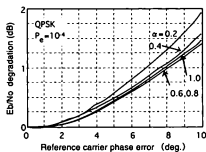


(2) 2次振幅歪み (A_2)

図 2. 9 ハードリミット回線における受信フィルタの
振幅歪みに対するEb/No劣化特性



(1) 線形回線



(2) ハードリミット回線

図 2. 10 線形回線・ハードリミット回線における再生搬送波位相誤差に対するEb/No劣化特性

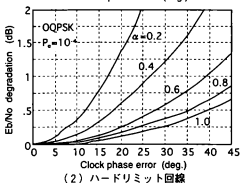
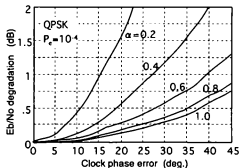
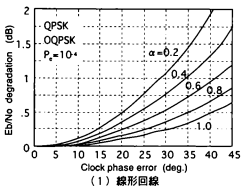


図2. 11 線形回線・ハードリミット回線における再生クロック位相誤差に対するEb/No劣化特性

QPSKは非線形回線への適用が中心であることを考慮すると、OQPSKを使用する場合は、QPSKに比べ再生搬送波位相誤差を小さくする必要があることがわかる。ロールオフ率 α が0.4の場合、Eb/No劣化を0.2 dB以下とするには、QPSKでは3°以下、OQPSKでは2°以下とする必要がある。

2. 2. 5 再生クロック位相誤差

図2. 11に線形回線ならびにハードリミット回線における、再生クロック位相誤差に対するEb/No劣化を示す。ここでは振幅・遅延歪み、再生搬送波位相誤差がない場合のEb/Noを基準とした劣化量として求めた。線形回線の場合、QPSKとOQPSKとでは再生クロック位相誤差に対するEb/No劣化量は等しく、ロールオフ率 α が小さいほど劣化は大きくなる。ハードリミット回線でも、QPSKとOQPSKとでは再生クロック位相誤差に対するEb/No劣化量はほぼ同一であるが、QPSKの方がややEb/No劣化は大きい。ロールオフ率 α が小さくなると急激にEb/No劣化が大きくなり、ロールオフ率 α が0.4の場合、Eb/No劣化量を0.2 dB以下とするには、QPSK、OQPSK共に、線形回線では16°以下、ハードリミット回線では12°以下にする必要がある。

2. 3 隣接チャネル干渉が存在する場合の非線形衛星回線の伝送特性

2. 3. 1 シミュレーションモデル

隣接チャネル干渉がある場合の非線形衛星回線における、QPSKとOQPSKの2つの変調方式の伝送特性を評価するためのシミュレーションモデルを図2. 12に示す。帯域制限を行う送信フィルタはHPAの前に設置され、HPAの後に配置されるチャネルフィルタは考慮していない。希望波に隣接する上下各1チャンネルに信号が存在し、降雨減衰によるフェージングは希望波にのみ起こっていると仮定した。ここで、フェージング量は希望波と隣接チャネルの信号とのレベル差で定義する。また、2. 2と同様に、フィルタ系は送受に50%配分したルート余弦ロールオフフィルタとし、 $x/\sin(x)$ のアーチャ補正は送信側で行うこととした。地球局HPAにはTWTAを仮定した。TWTAのAM/AM特性、AM/PM特性を考慮するため、入力信号の同相成分、直交成分に対して各々非線形性をベッセル関数で近似した直交モデルを用いた⁽¹⁴⁾。

$$z(t) = Z_p(R) \cos(\omega_0 t + \theta + \epsilon) - Z_q(R) \sin(\omega_0 t + \theta + \epsilon) \quad (2.5)$$

ただし

$$Z_p(R) = C_1 R e^{C_2 R^2} \cdot I_0[C_2 R^2]$$

$$Z_q(R) = S_1 R e^{S_2 R^2} \cdot I_1[S_2 R^2]$$

$$C_1 = 1.61245, \quad C_2 = 0.053557$$

$$S_1 = 1.171850, \quad S_2 = 0.242218$$

ここで、 R は入力信号の包絡線振幅、 $z(t)$ は出力であり、 $I_n[*]$ は n 次の1種変形ベッセル関数である。シミュレーションに用いたTWT AのAM/AM特性、AM/PM特性を図2. 13に示す。また、HPAの非線形性のために帯域制限した変調スペクトラムが広がる様子を図2. 14に示す。横軸はナイキスト周波数 f_N で正規化した正規化周波数であり、 $f_N=1/2T$ 、 T はシンボル周期である。図は、HPAの入力バックオフ、IBO (Input Back-Off) が0、6 dB、ならびにハードリミッタの場合のQPSK/OQPSKの変調スペクトラムのシミュレーション結果であり、IBOが小さくなるとサイドローブが大きくなり、隣接チャネル干渉の原因となることがわかる。

図2. 12のシミュレーションモデルにおける衛星回線の特性は、IBO、フィルタ系のロールオフ率 α 、周波数間隔の組み合わせにより決まり、その回線の特性評価においては、符号間干渉と隣接チャネル干渉の双方を同時に考慮する必要がある。隣接チャネル干渉は熱雑音と等価とみなすこととした。誤り率の計算においては、再生搬送波・クロックの位相誤差は0とした。また、各チャネルは同一のロールオフ率 α のフィルタを用い、HPAは同一バックオフで動作するものとした。

2. 3. 2 単一チャネルでの特性

単一チャネルにおける、QPSKとOQPSKの2つの変調方式の誤り率が 10^{-4} でのIBOに対する等価 E_b/N_0 劣化を図2. 15に示す。パラメータはロールオフ率 α とIBOである。HPAのIBOを大きくすることにより、符号間干渉が小さくなり等価 E_b/N_0 劣化は減少するが、送信電力も減少するため、最適な動作点が各ロールオフ率 α 毎に存在することになる。IBOを大きくすることによる送信電力の減少を等価 E_b/N_0 劣化として考慮した場合の、誤り率が 10^{-4} でのIBOに対する等価 E_b/N_0 劣化を図2. 16に示す。これより、単一チャネルの場合、IBOによらず、ロールオフ率 α が0.6より大きければOQPSKの方がQPSKより E_b/N_0 劣化は小さいが、0.6以下となるとQPSKの方が優れた特性を示すことがわかる。

2. 3. 3 隣接チャネル干渉特性

図2. 12のシミュレーションモデルにおける衛星回線の特性を評価するには、符号間干渉による劣化とともに、HPAの非線形性と周波数間隔に応じた隣接チャネル干渉を考慮する必要がある。そこで、IBOとロールオフ率 α をパラメータとし、周波数間隔に対する隣接チャネル干渉特性をシミュレーションにより評価した。IBOが0 dB、6 dBの場合のQPSK、OQPSKの隣接チャネル干渉特性を図2. 17に示す。ここで実線はQPSK、破線はOQPSKの隣接チャネル干渉量である。受信フィルタはルート余弦ロールオフフィルタであり、希望波は上下の2つの隣接チャネルから干渉を受けている。実用上の観点から、周波数間隔が $2f_N \sim 5f_N$ の範囲で隣接チャネル干渉特性を評価した。ただし、 $f_N (=1/2T)$ はナイキスト周波数である。図よりわかるように、 $2.6f_N \sim 3f_N$ の範囲では、QPSKはOQPSKに比べ隣接チャネル干渉が小さい。こ

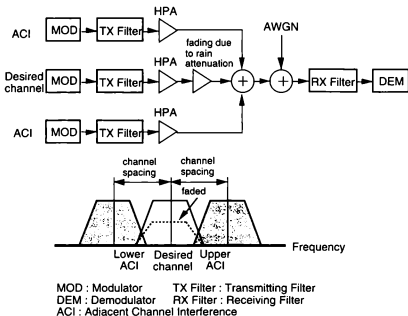


図 2. 1 2 隣接チャンネル干渉がある場合のシミュレーションモデル

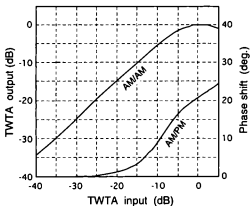
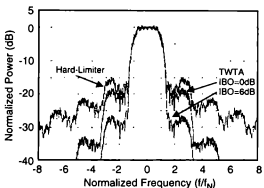
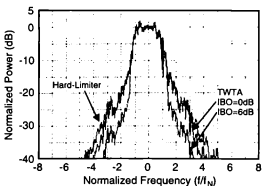


図 2. 1 3 シミュレーションに用いたTWTAのAM/AM、AM/PM変換特性



(1) QPSKの変調スペクトラム (ロールオフファクタ $\alpha=0.4$)



(2) OQPSKの変調スペクトラム (ロールオフファクタ $\alpha=0.4$)

図2. 14 TWTAの非線形性による変調スペクトルの拡大 (シミュレーション結果)

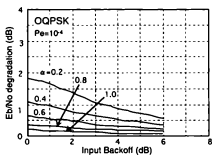
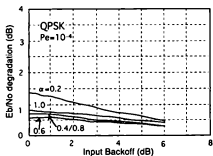


図 2. 15 TWT Aの入力バックオフに対する等価 E_b/N_0 劣化

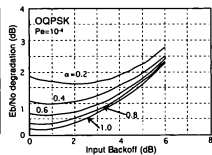
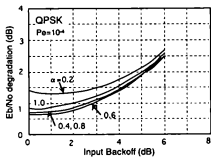


図 2. 16 TWT A送信出力低下を考慮したTWT Aの入力バックオフに対する等価 E_b/N_0 劣化

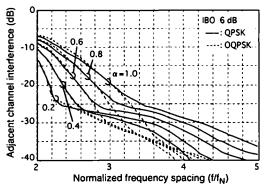
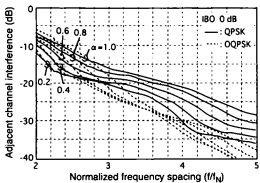


図 2. 17 QPSK、OQPSKの隣接チャネル干渉特性

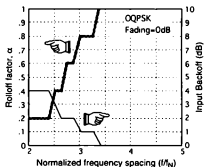
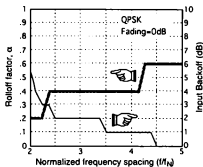
れは、QPSKの方がOQPSKに比べ、非線形HPA通過後の主ローブの拡がり小さいため、その差は1~2dBである。一方、OQPSKではサイドローブの拡がり抑制えられるため、周波数間隔が $3f_N$ 以上となると、OQPSKの方がQPSKに比べ隣接チャンネル干渉が小さくなる。例えば周波数間隔が $4f_N$ 、すなわち1 bit/s/Hzの周波数利用効率を達成する場合、隣接チャンネル干渉は3~10 dB程度小さい。

2. 3. 4 フェージング・隣接チャンネル干渉が同時に存在する場合の特性

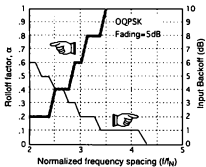
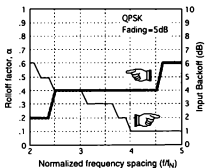
衛星回線の総合伝送特性は、ロールオフ率 α 、IBO、周波数間隔、フェージング量の組合せにより決定される。ここで、フェージング量は、図2. 12のように両隣接チャンネルのレベルに対する降雨減衰等による希望信号のレベル低下量である。QPSK/OQPSK変調方式のそれぞれに対し、誤り率 10^{-4} の点で所要 E_b/N_0 が最小になるロールオフ率 α とIBOの組合せを求め、両者の特性比較を行った。地球局の送信電力有効利用を考慮して特性比較を行うため、IBOの増加はHPA送信出力の減少と等価であることから等価 E_b/N_0 劣化として扱った。また、隣接チャンネル干渉は熱雑音として扱った。

降雨減衰によるフェージングが0 dB、5 dBの場合の、ナイキスト周波数 f_N で正規化した正規化周波数間隔 f/f_N に対する最適ロールオフ率 α とHPAのIBOの組合せを図2. 18に示す。なお、ロールオフ率 α は0.2~1.0 (0.2ステップ)の中から、HPAのIBOは0~6 dB (1 dBステップ)の中から、最適な組み合わせを各周波数間隔に対して計算機探索により求めた。図よりわかるように、QPSKでは周波数間隔に対する最適なロールオフ率 α は0.2~0.6と大きく変化しないが、OQPSKでは周波数間隔が大きくなるにつれ急速に1.0に漸近する。一方、最適なIBOは、周波数間隔の増加に伴いOQPSKの方がQPSKよりも早く0 dBに漸近するが、周波数間隔が $2.7f_N$ 以下ではQPSKの方が小さくなる。

図2. 18のロールオフ率 α とIBOの組み合わせが、ロールオフフィルタを用いた場合のQPSK/OQPSK変調方式の最良の誤り率特性を与える。この条件で、 10^{-4} 点における等価 E_b/N_0 劣化によりQPSKとOQPSKの特性比較を行った。フェージングが0、5、10 dBの場合の、正規化周波数間隔 f/f_N に対するOQPSKとQPSKの等価 E_b/N_0 劣化の比較を図2. 19に示す。また、フェージングが0、5、10 dBの場合の、正規化周波数間隔 $\Delta f/f_N$ に対するOQPSKとQPSKの等価 E_b/N_0 劣化の差を図2. 20に示す。図2. 20において、正がOQPSKの有利な領域、負がQPSKの有利な領域を示す。周波数間隔が $2.6f_N$ 以下ではQPSKが有利であるが、それ以上ではOQPSKの方が有利になり、その差はフェージングが大きくなるほど大きい。周波数間隔 $2.8f_N \sim 4.0f_N$ では、OQPSKの方が所要 E_b/N_0 で約0.5~1.3 dB有利である。フェージングが0 dBの場合、周波数間隔を $2.4f_N$ より小さくし、1.67 bit/s/Hzという高い周波数利用効率を得るには、QPSKの方がOQPSKよりも0.2~1.0 dB程度有利といえる。しかし、この場合、QPSK、OQPSK共に等価 E_b/N_0 劣化は2~3 dB以上と大きくなる。Ku帯では、送信電力制御を行った場合でも降雨減衰により生じる中継器入力でのレベル差は5~10 dB程度となる^{(6) (15)}。この場合には周波数間隔が



(1) Fading=0dB



(2) Fading=5dB

図 2. 18 等価 E_b/N_0 劣化を最小とする IBO、ロールオフ率 α の組み合わせ

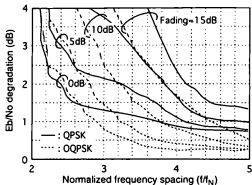


図 2. 19 最適な I B O、ロールオフ率 α の組み合わせに対する等価 E_b/N_0 劣化

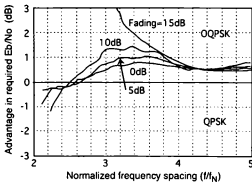


図 2. 20 最適な I B O、ロールオフ率 α の組み合わせに対する Q P S K、O Q P S K の所要 E_b/N_0 の比較

2.6 f_N より小さくなると等価Eb/No劣化は2.5 dB以上と大きな劣化が生じる。フェージングが5 dBの衛星回線では等価Eb/No劣化を2 dB以下とするには、QPSKでは周波数間隔を3.2 f_N (周波数利用効率1.25 bit/s/Hz)以上とする必要があるが、OQPSKでは周波数間隔を2.8 f_N (周波数利用効率1.42 bit/s/Hz)まで狭くでき、約14%の周波数有効利用が図れる。すなわち、Ku帯のようにフェージングを考慮する必要があり、かつ地球局送信電力に制限のある小型地球局を用いる衛星通信システムにおいては、OQPSKの方がQPSKよりも適しているといえる。

2.4 むすび

本章では、電力制限の厳しい衛星通信システムにおいて用いられることの多いQPSK、ならびに非線形衛星回線においてスペクトルの拡大をQPSKに比べ小さくできるOQPSKの2つの変調方式について、線形・非線形回線における送受信フィルタの振幅・群遅延歪み、再生搬送波位相誤差、クロック位相誤差による誤り率劣化を計算機シミュレーションにより定量的に評価した。これより、以下のことが明らかとなった。

(1) QPSK、OQPSKの1次、2次の振幅・遅延歪みに対する劣化の傾向は、線形回線と受信フィルタに歪みのあるハードリミット回線の間で大きな差はない。

(2) 線形回線、及び受信フィルタに歪みのあるハードリミット回線では、ロールオフ率 α が大きい場合、OQPSKはQPSKに比べ、1次振幅歪みに対する劣化は小さいが、1次遅延歪みに対する劣化は大きい。2次の振幅・遅延歪みに対する劣化はほぼ同一となる。

(3) ハードリミット回線においては、送信フィルタの1次、2次の振幅・遅延歪みに対する劣化は、QPSK、OQPSKに大きな差はない。

(4) 非線形回線において、小さなロールオフ率 α を用いる場合、Eb/No劣化を同じとするには、OQPSKはQPSKに比べ再生搬送波位相誤差を小さくする必要がある。例えばロールオフ率 α が0.4の場合、Eb/No劣化を0.2 dB以下とするには、QPSKでは3°以下、OQPSKでは2°以下とする必要がある。

(5) QPSKとOQPSKとでは再生クロック位相誤差に対するEb/No劣化量はほぼ等しく、ロールオフ率 α が小さいほど劣化は大きくなる。例えばロールオフ率 α が0.4の場合、Eb/No劣化量を0.2 dB以下とするには、QPSK、OQPSK共に、線形回線では16°以下、ハードリミット回線では12°以下にする必要がある。

さらに、フィルタ、HPAバックオフ、隣接チャネル干渉、フェージングを総合的に考慮した、非線形衛星回線における2つの変調方式の波形伝送特性、符号誤り率特性、隣接チャネル干渉特性等を計算機シミュレーションにより評価し、その適用領域を明らかにした。一般に周波数間隔を2.4 f_N より小さくし、1.67 bit/s/Hzという高い周波数利用効率を得ようとする場合には、QPSKの方がOQPSKよりも有利といえるが、2~3 dB以上の大きな等価Eb/No劣化が生じる。一方、Ku帯のように降雨減衰によるフェージングがあり、かつ地球局送信電力に制限のある小型地球局を用いる衛星通信システムでは、OQPSKの方がQPSKよりも有利であることを示した。例えば、フェージン

グが5 dBで等価Eb/No劣化が2 dB以下の条件においては、QPSKでは周波数間隔を $3.2 f_N$ 以上とする必要があるが、OQPSKでは周波数間隔を $2.8 f_N$ まで狭くできる。

筆者が開発に携わった、Ku帯の通信衛星を利用するISDN中継系・加入者系統合衛星通信システムでは、加入者宅に小型地球局装置を設置しISDNサービスユーザに提供する。本システムの開発においては、加入者宅に設置される地球局装置のアンテナの小型化、送信電力の低減が重要な課題であったため、変調方式としてOQPSKを採用している⁽¹⁵⁾⁽¹⁶⁾。

3.1 まえがき

地球局や通信衛星の大電力増幅器を非線形領域で動作させる衛星回線において、オフセットQPSK (OQPSK) 変調方式は、QPSK変調方式に比べサイドローブが小さいという特徴を有しており、非線形伝送路において隣接干渉の小さな変調方式を実現するため、OQPSK、GMSK、TFM等の1チャンネル（以下Ichと呼ぶ）とQチャンネル（以下Qchと呼ぶ）を1/2シンボルシフトさせた各種の変調方式が提案されている^{(1) (2) (3)}。このように、OQPSK変調方式は衛星通信に適した特性を有しているにもかかわらず、バースト信号を復調するための搬送波再生、クロック再生の実現が困難であったため、TDMA衛星通信システムには用いられてこなかった。バーストモードOQPSK復調器の実現には、OQPSK信号において高速引き込み特性を有する搬送波再生、クロック再生技術を確立する必要がある。ここで、OQPSK信号では、Ich/Qch変調信号のクロックタイミングが1/2シンボル異なっており、基準搬送波の位相によりIch/Qch復調信号の識別タイミングに不確実性が生じるため、同期検波を実現するには、この再生クロックの位相不確実性と再生搬送波の位相不確実性を同時に除去する必要がある⁽⁴⁾。

バースト信号では、搬送波再生、クロック再生の高速引き込みのためにCR (Carrier Recovery) 符号、BTR (Bit Timing Recovery) 符号を含むプリアンプルが付加される。バースト搬送波再生回路には、高速引き込みが可能で、PLL方式のようにハングアップのない、タンクリミッタ方式が用いられてきた。QPSK信号に用いるタンクリミッタ方式は、基準搬送波信号成分を取り出す方法により、4通信方式と逆変調方式に分類できる。これをOQPSK信号のバースト搬送波再生回路に適用することを考える。4通信方式では、再生搬送波信号に4つの位相安定点があり、どの位相に引き込まれるかを確定することができない。このため、基準搬送波の位相によりIch/Qch復調信号の識別タイミングに不確実性が生じ、再生クロックの位相不確実性と再生搬送波の位相不確実性を同時に除去する付加回路が必要となるため、復調器のハードウェアが複雑となり回路規模も増大する⁽⁵⁾。一方、逆変調方式では、プリアンプルのCR符号を無変調信号とし、CR部受信時に逆変調器を既知の信号に固定しておくことにより、確定位相を持つ搬送波を再生することができる^{(6) (7)}。このため、4通信方式で必要となる再生クロックの位相不確実性と再生搬送波の位相不確実性を同時に除去するための付加回路が逆変調方式では不要となり、OQPSK信号に適していると考えられる。

さて、量み込み符号化・ビタビ復号等の高利得誤り訂正符号化技術は、特にアンテナ口径の小さな小型地球局を用いる衛星通信システムに広く用いられてきている。このような高利得誤り訂正符号化技術をTDMA衛星通信システムに用いる場合、低Eb/No下において、再生クロックと再生搬送波に優れたサイクルスリップ特性が要求される。逆変調方式は4通信方式に比べ、再生搬送波信号に通信操作によるS/Nの劣化がないため、低Eb/No動作に適している^{(8) (9)}。

以上の考察より、OQPSK変調方式および高利得誤り訂正符号化技術を適用するTDMA衛星通信に用いる場合のバースト搬送波再生方式としては、逆変調タンクリミッタ方式が有望と考えられる。これまでQPSK/OQPSK信号に対するPLL方式による搬送波再生回路、QPSK信号に対するタンクリミッタ方式によるバースト搬送波再生回路の研究が行われてきている^{(6) (7) (8) (10)}。しかしながら、小型地球局を用いるTDMA衛星通信システムに適するOQPSK変調方式に対して有効と考えられる、逆変調タンクリミッタ方式によるバースト搬送波再生回路の検討は行われていない。

本章では、OQPSKバースト信号に適用する、逆変調タンクリミッタ方式を用いたバースト搬送波再生方式を提案する。逆変調タンクリミッタ方式をOQPSKバースト信号に適用する場合、再生搬送波の引き込み特性を明らかにする必要がある。そこで、搬送波再生回路のハードウェアの不完全性を考慮して、バーストOQPSK信号に対する搬送波再生回路の引き込み特性、すなわちバースト信号のプリアンプにおける変調ボタンが搬送波再生回路の特性に与える影響の解析を行う。その結果、バーストOQPSK信号のBTR符号として、バーストQPSK信号によく用いられる"0"と"1"の交番ボタンを用いた場合、ハードウェアの不完全性が再生搬送波位相誤差が増大する原因となることを示す。さらにこれを解決するため、バーストOQPSK信号に適用する変形BTR符号を用いることを提案する。提案方式では、"0"と"1"の交番ボタンを用いる場合に比べBTR符号長がやや長くなるが、特別な付加回路を必要とせず、再生搬送波位相誤差を軽減できる。本章では、解析、計算機シミュレーション、および実験により、この改善効果を明らかにすると共に、OQPSKバースト復調器を試作し、その特性を示す^{(11) (12) (13)}。

3. 2 搬送波再生回路の解析モデル

実際の搬送波再生回路のハードウェアにおいては、各種のハードウェアの不完全性がある。ハードウェア誤差を含む逆変調型搬送波再生回路のブロック図を図3. 1に、主なハードウェア誤差を表3. 1に示す。 $E_s(t)$ を入力OQPSK変調信号、 $E_r(t)$ を再生搬送波信号とすると、これらの複素包絡線は次式で表される。

$$\begin{aligned} E_s(t) &= (I(t) + jQ(t)) \cdot \exp(j\omega_c t) \\ E_r(t) &= \exp(j(\omega_c t + \Delta\theta_r)) \end{aligned} \quad (3.1)$$

ここで、 $I(t)$ と $Q(t)$ は受信フィルタを通過したベースバンド信号、 ω_c は $2\pi f_c$ で与えられる角周波数、 $\Delta\theta_r$ は再生搬送波の位相誤差である。この時、復調されたベースバンド信号、 $I_d(t)$ と $Q_d(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_d(t) &= \operatorname{Re}[E_s(t) \cdot \exp(-j\Delta\theta_r) \cdot E_r^*(t)] \\ Q_d(t) &= \operatorname{Im}[E_s(t) \cdot E_r^*(t)] \end{aligned} \quad (3.2)$$

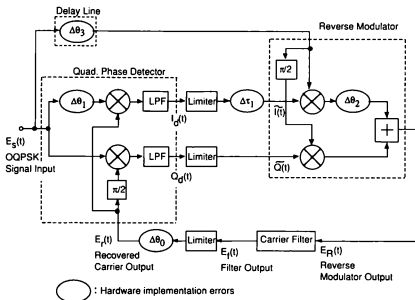


図 3. 1 ハードウェア誤差を含む逆変調型搬送波再生回路のブロック図

表 3. 1 逆変調型搬送波再生回路におけるハードウェア誤差

Symbol	Hardware implementation error
$\Delta\theta_0$	Reference carrier phase adjustment error
$\Delta\theta_1$	Orthogonal phase error in a quad. phase detector
$\Delta\theta_2$	Orthogonal phase error in a Reverse Modulator
$\Delta\theta_3$	Phase adjustment error in a delay line
$\Delta\tau_1$	Delay time adjustment error between I and Q channels in a reverse modulator

ここで、 $E_r(t)$ は $E_s(t)$ の共役の複素数である。この時、逆変調器に入力される変調信号、 $\widehat{I}(t)$ と $\widehat{Q}(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}\widehat{I}(t) &= \text{sgn}[I_d(t + \Delta t_1)] \\ \widehat{Q}(t) &= \text{sgn}[Q_d(t)]\end{aligned}\quad (3.3)$$

ここで、 $\text{sgn}[x]$ はリミッタの機能を示し、次式で定義される。

$$\text{sgn}[x] = \begin{cases} +1 & \text{when } x \geq 0 \\ -1 & \text{when } x < 0 \end{cases}\quad (3.4)$$

この時、逆変調器の出力、すなわち再生基準搬送波信号である $E_R(t)$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = E_s(t) \exp(j\Delta\theta_1) \left\{ \widehat{I}(t) \exp(j\Delta\theta_2) - j\widehat{Q}(t) \right\}\quad (3.5)$$

この再生基準搬送波信号 $E_R(t)$ はキャリアフィルタに入力され、バタン雑音、熱雑音を除去した後、リミッタにより再生搬送波信号の振幅を一定にする。ここで、 $E_L(t)$ をキャリアフィルタの出力信号とすると、再生搬送波信号 $E_L(t)$ は次式で与えられる。

$$E_L(t) = E_R(t) \exp(j\Delta\theta_0)\quad (3.6)$$

図3. 1の解析モデルから導いた式(3.1)～(3.6)を用いて、逆変調型搬送波再生回路の引き込み特性を評価することができる。

3. 3 逆変調型搬送波再生回路における引き込み特性

3. 3. 1 QPSK/OQPSKバースト信号に対する再生搬送波位相引き込み特性シミュレーション

引き込み特性はバースト搬送波再生回路における最も重要な特性の1つである。図3. 1の解析モデル、ならびに図3. 2のバースト信号フォーマットを仮定して、QPSK/OQPSKバースト信号に対する逆変調搬送波再生回路の再生搬送波位相引き込み特性を計算機シミュレーションにより評価した。シミュレーションに用いたバースト信号フォーマットを図3. 2に示す。バースト信号の先頭には、再生搬送波引き込みのためのCR符号、再生クロック引き込みのためのBTR符号を含むプリアンプが付加される。この計算機シミュレーションでは、CR符号にはIch、Qchが共に全"1"の固定ボタン、BTR符号にはIch、Qchが共に"0"と"1"の交番ボタンを用いた。CR符号長は40シンボル、BTR符号長は80シンボルとし、単回調回路を用いたキャリアフィルタのQ値は70とした。DATA部分については、Ich、Qchには、ランダムボタンと

してPN符号を用いた。ここで、キャリアフィルタのQ値は次式で定義した。ただし、 f_{CR} はキャリアフィルタの3dB帯域幅、 f_s はシンボル周波数、 T_s は $1/f_s$ で与えられるシンボル周期である。

$$Q = \frac{f_s}{f_{CR}} = \frac{1}{f_{CR} T_s} \quad (3.7)$$

図3. 3に計算機シミュレーションにより求めた、QPSK/OQPSKバースト信号に対する再生搬送波信号の振幅・位相引き込み特性を示す。ここでは、ハードウェア誤差として $\Delta\theta_0=1^\circ$ 、 $\Delta\tau_1=T_g/64$ を仮定している。OQPSKバースト信号の場合、BTR符号の部分において位相誤差が発生し、時間につれて大きくなる。この位相誤差の増加はQPSKバースト信号の場合には発生していない。OQPSKバースト信号の位相誤差は、BTR符号の部分において発生し、DATA部分の先頭から減少し始めており、QPSK信号に比べ、OQPSK信号では再生搬送波位相が変調ボタンに影響されやすいことがわかる。OQPSK信号の場合、BTR符号の部分においては、再生搬送波の位相誤差が新たな再生搬送波位相誤差を生み、この再生搬送波位相誤差が累積されていくために発生する。これについては、次節で詳しく説明する。

3. 3. 2 BTR符号における再生搬送波位相の過渡特性

3. 3. 2. 1 逆変調器出力における位相誤差

Ich、Qchが共に"0"と"1"の交番ボタンをBTR符号に用いたOQPSKバースト信号を想定する。この時、受信フィルタを通過した変調ベースバンド信号 $I(t)$ 、 $Q(t)$ は次式で与えられる。

$$I(t) = \cos\left(\frac{n\pi}{T_s}t\right), \quad Q(t) = \sin\left(\frac{n\pi}{T_s}t\right) \quad (3.8)$$

ここで、BTR符号がIch、Qchが共に"0"と"1"の交番ボタンの場合、 n はボタンによって ± 1 のいずれかになる。式(3.1)～(3.8)を用いることにより、BTR符号における、OQPSKバースト信号のハードウェア誤差に起因する逆変調器出力での位相誤差を導出することができる。この結果を表3. 2にまとめて示す。表3. 2の結果の詳細は付録Aに示した。遅延誤差 $\Delta\tau_1$ に起因する位相誤差の極性は、表3. 2に示すように、BTR符号のボタンによりきまる極性 n に依存することがわかる。

3. 3. 2. 2 BTR符号における再生搬送波位相の過渡特性の解析

キャリアフィルタに単同調回路を用い、位相誤差 $\Delta\theta_0$ のみが存在するものとする。この場合、表3. 2の結果を用いると、BTR符号における、逆変調器出力の位相誤差が

CR	BTR	DATA
----	-----	------

CR : Carrier recovery code
 BTR : Bit timing recovery code
 DATA : Information data

図 3. 2 バースト信号の構成例

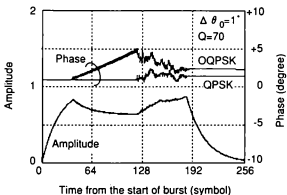
表 3. 2 OQPSK信号のBTR符号におけるハードウェア誤差による逆変調器出力位相誤差

Hardware implementation errors	Phase errors at the reverse modulator output
$\Delta\theta_0$	$\Delta\theta_0$
$\Delta\theta_1$	$\tan^{-1}\left(-\frac{\Delta\theta_1}{2}\right)^*$
$\Delta\theta_2$	$\tan^{-1}\left(\frac{\Delta\theta_2}{2}\right)^*$
$\Delta\theta_3$	$\Delta\theta_3$
$\Delta\tau_1$	$\tan^{-1}\left(-\frac{n^{**}\pi\Delta\tau_1}{2T_s}\right)^*$

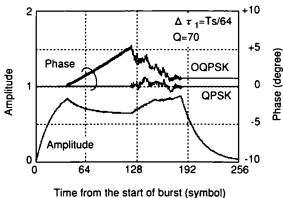
[notes] * : average value.

** : n takes +1 or -1, depending on a BTR code pattern.

T_s : symbol duration.



(a) With phase error, $\Delta \theta_0$



(b) With delay adjustment error, $\Delta \tau_1$

図 3. 3 ハードウェア誤差のある逆変調型搬送波再生回路の QPSK / OQPSK バースト信号に対する再生搬送波信号の振幅・位相引き込み特性の計算機シミュレーション結果

求められる。この時、再生搬送波位相誤差は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}\Delta\theta_I(s) &= \Delta\theta_0 + \frac{1}{1+s\tau}\Delta\theta_R(s) \\ \Delta\theta_R(s) &= \Delta\theta_I(s)\end{aligned}\quad (3.9)$$

ここで、 τ は単同調回路の時定数である。位相誤差 $\Delta\theta_0$ のステップ入力に対する再生搬送波位相の過渡応答は、式(3.9)の逆ラプラス変換により求められ、次式を得る。

$$\Delta\theta_R(t) = L^{-1}\left[\frac{1+s\tau}{s}\cdot\frac{1}{s}\cdot\Delta\theta_0\right] = \Delta\theta_0\left(1 + \frac{t}{\tau}\right) = \Delta\theta_0\left(1 + \frac{\pi t}{QT_s}\right)\quad (3.10)$$

式(3.10)の第2項は、BTR符号においては再生搬送波位相誤差が時間と共に増加し、キャリアフィルタのQ値が小さいほど、また位相誤差 $\Delta\theta_0$ が大きいほど大きくなることを示している。その他のハードウェア誤差により生じる再生搬送波位相誤差の過渡応答は、式(3.10)の $\Delta\theta_0$ を、表3.2の位相誤差で置き換えることにより求められる。式(3.10)による再生搬送波位相誤差の過渡応答の計算値を、計算機シミュレーション結果と併せて図3.4に示す。計算結果とシミュレーション結果はよく一致している。

3.3.3 考察

入力信号が帯域制限されていないOQPSK信号であるとする。この時、再生搬送波信号 $E_c(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}E_c(t) &= (I_n + jQ_n)\left[I_n \exp(j\Delta\theta_2) - jQ_n \exp\left\{j(\omega_c t + \Delta\theta_0 + \Delta\theta_3)\right\}\right] \\ &\approx [2 - \Delta\theta_2 + j\Delta\theta_2] \exp\left\{j(\omega_c t + \Delta\theta_0 + \Delta\theta_3)\right\}\end{aligned}\quad (3.11)$$

ここで、 $I_n = \pm 1$ 、 $Q_n = \pm 1$ である。 $\Delta\theta_1$ は $\Delta\theta_2$ と同じく直交位相誤差であり、 $\Delta\theta_1 \ll 1$ と十分小さければ、 $\Delta\theta_1$ により生じる再生搬送波位相誤差は無視できる程度に小さくなる。式(3.11)より、再生搬送波位相誤差は、 $\Delta\theta_0$ 、 $\Delta\theta_2$ 、 $\Delta\theta_3$ に比例することがわかる。これらの $\Delta\theta_0 \sim \Delta\theta_3$ のハードウェア誤差により生じる再生搬送波位相誤差は、誤り率特性劣化の原因となるので、誤り率が最小となるよう調整することができる。また、これらの位相誤差は、再生搬送波位相を誤り率が最小となるよう自動調整を行うコストASPC技術を用いて補償することも可能であり、大きな問題とはならない⁽¹⁴⁾。

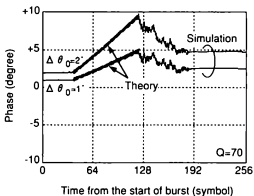


図3.4 OQPSKバースト信号のBTR区間における再生搬送波位相誤差の過渡応答の計算値と計算機シミュレーション結果との比較

3. 4 再生搬送波位相誤差軽減法

3. 4. 1 変形BTR符号による搬送波位相誤差軽減法

逆変調搬送波再生回路のハードウェア誤差として、遅延誤差 $\Delta\tau_1$ のみが存在するとする。計算機シミュレーションにより求めた再生搬送波位相の過渡特性を図3. 5に示す。図よりわかるように、 $\Delta\tau_1$ が0でない場合、BTR符号において再生搬送波位相誤差が増加する。比較のため、式(3.10)により計算した、BTR符号における再生搬送波位相の過渡特性を図中に点線で示す。計算値はシミュレーション結果とよく一致している。

表3. 2よりわかるように、遅延誤差 $\Delta\tau_1$ による再生搬送波位相誤差の極性はBTR符号のパターン、すなわち n に依存する。この点に着目し、本文では、OQPSKバースト信号用変形BTR符号による再生搬送波位相誤差軽減法を提案する。提案するBTR符号は、 $n=+1$ と $n=-1$ の2種類のBTR符号を交互に用いることを特徴としており、これにより、BTR符号区間における再生搬送波位相誤差の増加を抑制することが可能になる。提案する変形BTR符号の例を、従来のQPSKバースト信号に用いられてきたBTR符号(0/1の交番パターン)を比較して図3. 6に示す。

BTR符号における再生搬送波位相の過渡特性の計算値を図3. 7に示す。ただし、変形BTR符号では、1つのBTR符号が継続する周期 N_p を8シンボルとしている。従来のBTR符号を用いた場合、再生搬送波位相誤差は増加し続けている。一方、変形BTR符号では、再生搬送波位相誤差は、最初の8シンボルは位相誤差が増加していくが、次の8シンボルの区間では位相誤差が減少する。このようにして、変形BTR符号を用いることにより、BTR符号区間における遅延誤差 $\Delta\tau_1$ による再生搬送波位相誤差の増加を抑制できることがわかる。

変形BTR符号を用いた場合の、搬送波再生回路の引き込み特性の計算機シミュレーション結果を図3. 8に示す。図3. 7と図3. 8を比較すると、シミュレーション結果は計算値とよく一致していることがわかる。シミュレーション結果では、8シンボル毎に再生搬送波位相がジャンプしている。この位相ジャンプは、2つのBTR符号パターンの変更点における再生搬送波位相の過渡応答によるものと考えられるが、図3. 7の計算においては、これは考慮されていない。

3. 4. 2 変形BTR符号の特性

変形BTR符号の特性は、BTR符号の周期 N_p に依存する。変形BTR符号を用いた場合の最大再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta_{\max}$ は、BTR符号の周期 N_p 、キャリアフィルタのQ値、および遅延誤差 $\Delta\tau_1$ の関数として次式で与えられる。

$$\Delta\theta_{\max} = \tan^{-1} \left(\frac{\pi\Delta\tau_1}{2T_s} \right) \cdot \frac{\pi N_p}{Q} \quad (3.12)$$

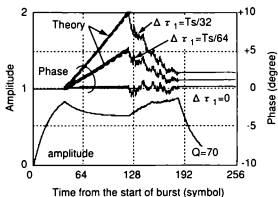
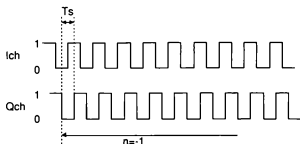
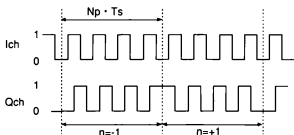


図 3. 5 遅延誤差 $\Delta\tau$ がある場合の逆変調型搬送波再生回路の QPSKバースト信号に対する再生搬送波の振幅・位相き込み特性 (計算機シミュレーション結果)



(1) Conventional BTR Code



N_p : Alternation period of a new BTR code

(2) New BTR Code for OQPSK

図 3. 6 従来の BTR 符号と再生搬送波位相引き込み特性を改善する新しい OQPSK バースト信号用変形 BTR 符号の例

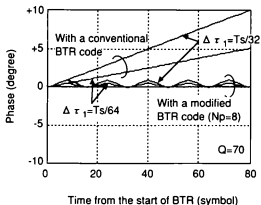


図 3. 7 変形 BTR 符号を用いた OQPSK バースト信号に対する BTR 符号区間における再生搬送波位相引き込み特性 (計算値)

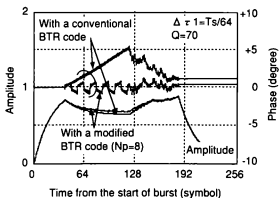


図 3. 8 変形 BTR 符号を用いた OQPSK バースト信号に対する逆変調搬送波再生回路の再生搬送波位相引き込み特性 (シミュレーション結果)

変形BTR符号を用いた場合の、BTR符号の周期 N_p に対する最大再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta_{\max}$ の計算値を図3.9に示す。 N_p が大きくなると $\Delta\theta_{\max}$ は大きくなる。一方、キャリアフィルタのQ値が大きくなると、 $\Delta\theta_{\max}$ は小さくなる。

N_p を小さくすると最大再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta_{\max}$ を小さくできるが、クロック再生回路で抽出されるクロック信号成分も小さくなる。ここで、OQPSKバースト信号のクロック再生回路に、ベースバンドにおける1/2シンボル遅延検出法を使用すると想定する。クロック抽出回路の構成を図3.10に示す⁽¹⁵⁾。伝送路におけるフィルタリング効果を無視すると、クロック抽出回路の出力はRZ (Return to Zero) 信号と見なすことができる。ここで、RZ信号は、マーク時には1から0に戻る単独パルス、スペース時には0となる符号であり、マーク比は全シンボル中にマークが占める割合である。この時、図3.10のクロック抽出回路より得られるクロック信号成分の電力はRZ信号のマーク比の二乗に比例する⁽¹⁶⁾。変形BTR符号の場合、マーク比 p は $p = (N_p - 1)/N_p$ となる。図3.10に示すクロック抽出回路で抽出されるクロック信号電力は I_{ch} 、 Q_{ch} のクロック信号の電力和で与えられるから、変形BTR符号を用いた場合のクロック信号電力 P_c は、従来のBTR符号を用いた場合のクロック信号電力で正規化したdB値として、次式で与えられる。

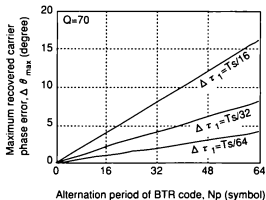
$$P_c = 10 \log \left\{ \frac{1}{2} \cdot \left(\left(\frac{N_p - 1}{N_p} \right)^2 + 1 \right) \right\} \quad (3.13)$$

抽出されるクロック信号電力の計算値を図3.11に示す。BTR符号の周期 N_p を小さくすると抽出クロック信号電力は小さくなるが、再生搬送波位相誤差も小さくなり、これらはトレードオフの関係にある。BTR符号の周期 N_p が8の変形BTR符号を用いた場合の抽出クロック信号電力は、従来のBTR符号の場合に比べ約0.5dB小さい。搬送波再生回路のキャリアフィルタのQ値にもよるが、 $N_p=8$ は妥当な値といえる。

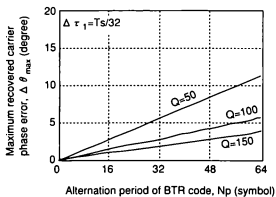
3.5 実験

逆変調型タンクリミッタ方式による搬送波再生回路を用いた130Mbit/sの実験用高速OQPSKバースト変復調装置を試作した。試作装置の主要諸元を表3.3に示す。キャリアフィルタの3dB帯域幅は約700kHzで、Q値は92に相当する。

再生搬送波位相引き込み特性の測定結果を図3.12に示す。 I_{ch} 、 Q_{ch} が共に"0"と"1"の交番パターンである従来のBTR符号を用いた場合、再生搬送波位相誤差はBTR符号において時間と共に増加し、データの先頭部から減少し始めている。この結果は、前述のシミュレーション及び解析結果とよく一致している。実験結果ではデータの先頭部で約5°の位相誤差が発生している。一方、BTR符号の周期 N_p を8シンボルとした変形BTR符号では位相誤差は発生していない。これより、OQPSKバースト信号に対する逆変調タンクリミッタ方式を用いたバースト搬送波再生において、提案する



(a) With a parameter of delay adjustment error, $\Delta \tau_1$



(b) With a parameter of Q factor of carrier filter.

図 3. 9 変形 B T R 符号の周期 N_p に対する最大再生搬送波位相誤差 $\Delta \theta_{\max}$ (計算値)

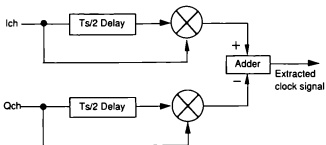


図 3. 10 OQPSKバースト信号のクロック再生における
クロック抽出回路の例

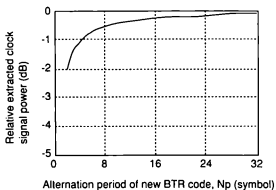


図 3. 11 変形 BTR 符号の周期 N_p に対する抽出クロック信号電力

変形BTR符号が再生搬送波位相誤差の軽減に有効であることが実験により確認された。

試作OQPSKバースト変復調装置の、連続モードおよびバーストモードにおけるBER特性の測定結果を図3.13に示す。従来のBTR符号を用いた時、 E_b/N_0 劣化は $P_e=10^{-4}$ において約1.1dBであった。一方、周期 N_p が8シンボルの変形BTR符号を用いた場合、 $P_e=10^{-4}$ での E_b/N_0 劣化は約0.7dBで、これは連続モード動作の場合とほぼ同じであった。

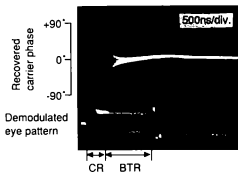
試作OQPSKバースト変復調装置の再生搬送波サイクルスリップ特性を図3.14に示す。再生搬送波のサイクルスリップ率は、 $E_b/N_0=3$ dBの時、 4×10^{-11} (回/シンボル)を十分満足している。これは、TDMA衛星通信システムに3.5dBの符号化利得を有する $R=1/2$ 、 $K=4$ の畳み込み符号化ビタビ復号を適用した時、再生搬送波のサイクルスリップによる誤り率の増加分を無視できる程度に小さくするのに十分な特性である⁽⁹⁾。

バーストモード動作時の変形BTR符号によるBER特性の改善は約0.4dBと小さいが、従来のBTR符号を用いた場合は、再生搬送波位相誤差は約 5° と大きくなっている。再生搬送波位相誤差 1° に対し、サイクルスリップ特性は約1dB劣化するため、従来のBTR符号を用いた時、バースト信号のデータの先頭部においてサイクルスリップ特性は約5dB劣化すると考えられる⁽¹⁴⁾。このため、ユニークワード検出特性が大幅に劣化するなどの影響が考えられ、提案する変形BTR符号は、これを改善する効果が期待できる。

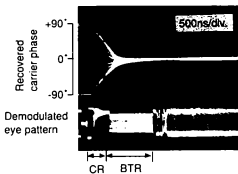
3.6 むすび

本章では、OQPSKバースト信号に対するタンクリミッタ方式を用いた逆変調型搬送波再生回路について述べた。解析と計算機シミュレーションにより、OQPSK信号の再生搬送波位相誤差は、QPSK信号に比べ変調パターンに大きく影響され、特にBTR符号において再生搬送波位相誤差が大きくなることを明らかにした。また、OQPSKバースト信号の復調においては、従来のBTR符号を用いた時、ハードウェア誤差が再生搬送波位相誤差の増大の原因となる。再生搬送波位相誤差の原因となる要因を解析により検討し、これを軽減するため、新たに変形BTR符号を提案した。また、実験と計算機シミュレーションにより、提案した変形BTR符号による改善効果を確認した。さらに、逆変調型タンクリミッタ方式による搬送波再生回路を用いた130Mbit/sの実験用高速OQPSKバースト変復調装置を試作し、提案した変形BTR符号を用いた時の変復調装置としての特性を示した。

本章で述べたように、逆変調型搬送波再生方式はOQPSKバースト信号の復調に適している。提案した変形BTR符号により、逆変調型搬送波再生回路に大きな変更や回路追加を行うことなく、OQPSKバースト信号に適用する上での問題点を解決できる。提案した変形BTR符号は、2つのBTR符号パターンを交互に用いることにより、再生搬送波位相誤差の増加を防ぐものである。従って、この原理に基づく他の符号の適用も可能であるが、他の変形BTR符号の持つ特性については今後の課題である。



(a) Conventional BTR code (0/1 alternation).



(b) New BTR code with 8-symbol alternation.

図 3. 1 2 周期 $N_p=8$ の変形BTR符号と従来のBTR符号を用いたOQPSKバースト信号に対する再生搬送波位相引き込み特性の測定結果

表 3. 3 試作130Mbit/s O Q P S K バースト変復調装置の主要諸元

Items	Specifications
Modulation / detection scheme	Offset QPSK Modulation with non-differential encoding / Coherent detection
IF frequency	140 MHz
Symbol rate	65.536 Mbaud (131.072 Mbit/s)
Filtering	TX : root rolloff with aperture equalization (rolloff factor=0.5) RX : root rolloff (rolloff factor=0.5)
Carrier recovery scheme	Reverse modulation and carrier filter / limiter scheme

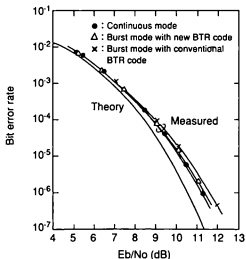


図 3. 1 3 試作130Mbit/s O Q P S K バースト変復調装置の誤り率特性

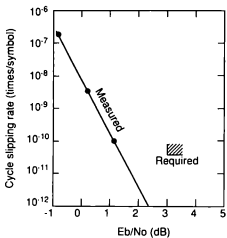


図 3. 1 4 試作130Mbit/s OQPSKバースト変復調装置の再生搬送波サイクルスリップ特性

4.1 まえがき

TDMA衛星通信に用いるバースト搬送波再生方式としては、PLLのようなハンクアップのないタンクリミッタ方式が適している。タンクリミッタ方式を用いたバースト復調回路においては、入力バースト信号の周波数誤差により、キャリアフィルタにて再生搬送波位相誤差が生じるという問題がある。これを解決する方法の一つとして、キャリアフィルタにAFC機能を付加した追尾フィルタを用いる方法がある⁽¹⁾。たみ込み符号化/ビタビ復号等の高い符号化利得を有する誤り訂正方式が適用される場合、復調器の動作Eb/Noが低くなるため、この追尾フィルタのAFCには低Eb/No下での安定した動作が要求される。また、バースト復調回路の大部分を占めるバースト搬送波再生回路の小型化は重要な課題の一つであり、搬送波再生回路に用いる追尾フィルタの小型化、調整の簡易化が必要である。

従来のタンクリミッタ方式を用いた搬送波再生回路においては、AFC回路における周波数誤差検出をキャリアフィルタの入出力の位相差より得ており、低Eb/Noでは雑音によりループ利得が低減するため引込範囲が広くとれず、また、狭帯域キャリアフィルタを小型に実現できない欠点があった。狭帯域キャリアフィルタを実現する一方法として、直交検波器と2つの低域フィルタ(LPF)と直交変調器を用いた構成法が提案されている⁽²⁾(以下、この構成のキャリアフィルタをLPF型キャリアフィルタと呼ぶ)。LPF型キャリアフィルタを搬送波再生回路のキャリアフィルタに用いた場合、再生搬送波周波数近傍に局部発振器成分(以下局発成分と呼ぶ)やイメージ成分等の不要波が生じるが、従来これら不要波のD/U比を考慮したLPF型キャリアフィルタの設計法については検討されていない。また、この構成のフィルタに用いる従来のAFC回路では、直交検波器出力を2つの低域フィルタにより雑音を除去し、一方を微分した信号と、他方の出力とのアナログ乗算を行うことにより周波数誤差検出を行っている⁽³⁾。この構成では、雑音を除去した信号から周波数誤差検出を行うため、低C/Nで安定に動作するが、周波数誤差検出出力に低周波のビート成分が重畳するためピークホールド回路が必要となり、バースト動作に適用するにはサンプルホールド回路を必要とするなど、アナログ素子を用いているため、構成が複雑で調整箇所が多いという問題があった。

本章では、上記の問題を解決するため、バースト搬送波再生回路に適する、AFC機能のデジタル化を図ったデジタル制御型追尾フィルタを提案する⁽⁴⁾⁽⁵⁾。提案するデジタル制御型追尾フィルタでは、前述のLPF型キャリアフィルタを用い、2つのLPF出力より雑音を除去した後にデジタル信号に変換し、そのデジタル信号の位相関係から周波数誤差検出を行うため、低Eb/Noにおいて安定した動作を期待できる。また、本デジタル制御型追尾フィルタに使用する、狭帯域キャリアフィルタを容易に実現できるLPF型キャリアフィルタについて、局発成分やイメージ成分等の不要波のD/U比を考慮したLPF型キャリアフィルタの設計法を明らかにする。さらに、デジタル制御型追尾フィルタを試作し、周波数引き込み特性等の実験結果を示す。

4. 2 デジタル制御型追尾フィルタの構成と動作

図4. 1に提案するデジタル制御型追尾フィルタの構成を示す。入力信号 $r(t)$ は逆変調等により受信信号から抽出される基準搬送波信号成分で、 $r(t)$ はVCO出力を局発信号として直交検波され、LPFにより雑音の除去された直交検波出力を得る。この直交検波出力は直交変調器により、もとの周波数に変換され、雑音成分の除去された再生搬送波信号 $R(t)$ を得る。このLPF型キャリアフィルタの中心周波数はVCOの出力周波数と等しく、片側3dB帯域幅はLPFの3dB帯域幅と等しい。

VCOを制御するAFC制御部は以下の動作を行う。ここで入力信号周波数を f_r 、VCOの出力周波数を f_c とすると、LPF出力 $S(t)$ 、 $C(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} S(t) &= \sin(2\pi\Delta f t) \\ C(t) &= \cos(2\pi\Delta f t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

ただし $\Delta f = f_r - f_c$

LPF出力 $S(t)$ 、 $C(t)$ はコンパレータにて2値デジタル信号 $S'(t)$ 、 $C'(t)$ に変換される。 $S'(t)$ 、 $C'(t)$ は次式で表される。

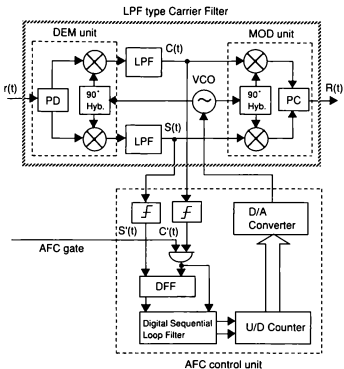
$$\begin{aligned} S'(t) &= \text{sgn}[S(t)] \\ C'(t) &= \text{sgn}[C(t)] \end{aligned} \quad (4.2)$$

ただし $\text{sgn}[x] = \begin{cases} 1 & : x \geq 0 \\ 0 & : x < 0 \end{cases}$

ここで $S'(t)$ と $C'(t)$ の位相関係に着目すると、図4. 2に示すように周波数誤差 Δf の極性を検出できる。Dフリップフロップ(DFF: Delayed Flip Flop)のD入力に $S'(t)$ 、クロック入力に $C'(t)$ を入力する。DFFがクロックの立ち上がりでD入力を識別するとすれば、図に示すようにDFF出力 Q は Δf の極性により変化し、周波数誤差の極性が検出される。DFF出力 Q は Δf に対して次式で表される。

$$Q = \begin{cases} 0 & : \Delta f \geq 0 \\ 1 & : \Delta f < 0 \end{cases} \quad (4.3)$$

DFFの出力 Q はデジタルシーケンシャルループフィルタ(DSLF: Digital Sequential Loop Filter)に入力され、雑音による誤りが軽減された後、その出力によりU/Dカウンタ(Up/Down Counter)のカウント方向を Δf が小となるよう制御する。U/Dカウンタ、DSLFのクロックには $C'(t)$ を用い、 $\Delta f = 0$ となると引込みが完了する。DSLFの構成としては、DPLL等でよく用いられるN before Mフィルタ、ランダムウォークフィルタ等が考えられる⁽⁶⁾。しかしこれらのDSLFは、複数の周波数誤差検出信号が入力されて初めてU/Dカウンタが1ステップ制御されるため、周波数



- | | |
|----------------------|---------------|
| PD : 電力分配器 | LPF : 低域フィルタ |
| PC : 電力合成器 | f : コンパレータ |
| DFF : Dフリップフロップ | VCO : 電圧制御発振器 |
| 90° Hyd : 90° ハイブリッド | |

図 4. 1 デジタル制御型追尾フィルタの構成

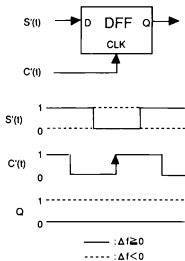


図 4. 2 周波数誤差検出の原理

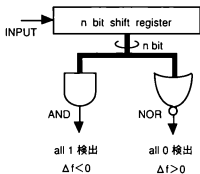


図 4. 3 AND/NORフィルタの構成

引込み時間の点で問題となる。そこで、AFC制御部のDSL Fとしては、同一の周波数誤差検出信号が連続すると連続してU/Dカウンタ制御を行える検出パルスを発生できるため、短い引込み時間が期待でき、かつ構成の簡易なAND/NORフィルタを用いることとした⁽⁷⁾。AND/NORフィルタの構成を図4.3に示す。

以上述べたAFC制御部は(1)LPFでS/N比が改善された信号を用いて周波数誤差検出を行うので低C/N動作が可能(2)U/Dカウンタが完全積分器となるため、原理的に残留周波数誤差がない(3)U/Dカウンタのクロックをゲートすることにより、バースト動作に対応するためのサンプルホールド機能を容易に実現できる(4)制御部がデジタル素子で構成されLSI化、無調整化が可能である、等の利点を有する。

4.3 LPF型キャリアフィルタ

本追尾フィルタに用いるLPF型キャリアフィルタは、従来の単調回路に比べ容易に狭帯域化が可能であるが、ハードウェアの不完全性により希望周波数成分の近傍に局発成分やイメージ成分等の不要波が生じる。ここでは、従来検討されていなかった不要波成分のD/U比を考慮したLPF型キャリアフィルタの設計について述べる。また、試作したLPF型キャリアフィルタの特性を示す。

4.3.1 LPF型キャリアフィルタの設計

図4.4にLPF型キャリアフィルタの構成を示す。ミキサが理想的な乗算器であるとする、不要波は局発成分、及びイメージ成分のみとなる。本構成のフィルタにおいて、不要波が生じる原因を以下に示す。

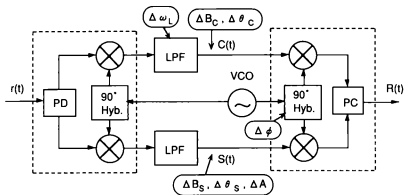
- | | |
|-------------------|--|
| ①90°ハイブリッドの位相誤差 | $\Delta\phi$ (deg) |
| ②ベースバンド信号の位相誤差 | $\Delta\theta_c, \Delta\theta_s$ (deg) |
| ③ベースバンド信号の振幅誤差 | ΔA (%) |
| ④ベースバンド信号のDCオフセット | $\Delta B_c, \Delta B_s$ (%) |
| ⑤LPFの帯域幅誤差 | $\Delta\omega_L$ (%) |

ここで、 ΔA は直交変調器の入力ベースバンド信号 $S(t)$ 、 $C(t)$ の振幅誤差の比、 $\Delta\omega_L$ は2つのLPFの3dB帯域幅 ω_L の誤差の比である。

これらの不要波レベルは、図4.4のLPF型キャリアフィルタの出力信号 $R(t)$ の複素包絡線を求めることにより計算できる⁽⁸⁾。直交変調器入力ベースバンド信号 $C(t)$ 、 $S(t)$ は、ハードウェアの不完全性を考慮すると次式で表される。

$$\begin{aligned}
 S(t) &= (1 + \Delta A) \sin\{\phi(t) + \Delta\theta_s\} + \Delta B_s \\
 C(t) &= \cos\{\phi(t) + \Delta\theta_c\} + \Delta B_c
 \end{aligned}
 \tag{4.4}$$

ただし、 $\phi(t) = 2\pi\Delta f t$



LPF : 低域フィルタ PD : 電力分配器
 90° Hyb. : 90° ハイブリッド PC : 電力合成器

図 4. 4 L P F 型キャリアフィルタの構成

式 (4.4) より、出力信号 $R(t)$ の複素包絡線 $E(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 E(t) = & \left\{ \Delta B_c + j \Delta B_s \cdot e^{j\Delta\phi} \right\} \\
 & + \frac{1}{2} \left\{ e^{j\Delta\theta_c} + (1 + \Delta A) e^{j(\Delta\theta_s + \Delta\phi)} \right\} e^{j\omega(t)} \\
 & + \frac{1}{2} \left\{ e^{-j\Delta\theta_c} - (1 + \Delta A) e^{-j(\Delta\theta_s + \Delta\phi)} \right\} e^{-j\omega(t)}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

式 (4.5) において第 1 項が局発成分、第 2 項が希望波成分、第 3 項がイメージ成分を示す。従って、局発成分の希望波成分に対する電力比 R_L 、イメージ成分の希望波成分に対する電力比 R_I は式 (4.5) より次式で与えられる。

$$R_L = 10 \log \left[\frac{4(\Delta B_c^2 + \Delta B_s^2 + 2\Delta B_c \Delta B_s \sin \Delta\phi)}{1 + 2(1 + \Delta A) \cos\left\{(\Delta\theta_c - \Delta\theta_s) - \Delta\phi\right\} + (1 + \Delta A)^2} \right] \tag{4.6}$$

$$R_I = 10 \log \left[\frac{1 - 2(1 + \Delta A) \cos\left\{(\Delta\theta_c - \Delta\theta_s) + \Delta\phi\right\} + (1 + \Delta A)^2}{1 + 2(1 + \Delta A) \cos\left\{(\Delta\theta_c - \Delta\theta_s) - \Delta\phi\right\} + (1 + \Delta A)^2} \right] \tag{4.7}$$

(1) 90° ハイブリッドの位相誤差 $\Delta\phi$ 、ベースバンド信号の位相誤差 $\Delta\theta$ によるイメージ成分

$\Delta B_c = \Delta B_s = 0$ 、 $\Delta A = 0$ 、 $\Delta\theta_c = \Delta\theta_s$ とすると、 $\Delta\phi$ により生じるイメージ成分の電力比 $R_{I\Delta\phi}$ は式 (4.7) より次式で与えられる。

$$R_{I\Delta\phi} = 10 \log \left\{ \tan^2 \left(\frac{\Delta\phi}{2} \right) \right\} \tag{4.8}$$

一方、ベースバンド信号の位相誤差 $\Delta\theta$ の発生原因には直交変調器の 90° ハイブリッドの位相誤差、及び LPF の帯域幅誤差がある。 $\Delta\phi = 0$ 、 $\Delta\theta = \Delta\theta_c - \Delta\theta_s$ とすると、 $\Delta\theta$ により生じるイメージ成分の電力比 $R_{I\Delta\theta}$ は式 (4.7) より次式で与えられる。

$$R_{I\Delta\theta} = 10 \log \left\{ \tan^2 \left(\frac{\Delta\theta}{2} \right) \right\} \tag{4.9}$$

このように $\Delta\phi$ 、及び $\Delta\theta$ により生じるイメージ成分の電力比は同じ式で与えられる。 $\Delta\phi$ 、 $\Delta\theta$ に対する $R_{I\Delta\phi}$ 、 $R_{I\Delta\theta}$ を図 4.5 に示す。図により、 $R_{I\Delta\phi}$ 、 $R_{I\Delta\theta}$ を -40 dB 以下にするためには $\Delta\phi$ 、 $\Delta\theta$ をそれぞれ $\pm 1.1^\circ$ 以下にする必要があることがわかる。

(2) ベースバンド信号の振幅誤差 ΔA によるイメージ成分

$\Delta B_c = \Delta B_s = 0$ 、 $\Delta \phi = 0$ 、 $\Delta \theta_c = \Delta \theta_s$ とすると、 ΔA により生じるイメージ成分の電力比 $R_{I, \Delta A}$ は式 (4.7) より次式で与えられる。

$$R_{I, \Delta A} = 10 \log \left\{ \frac{1}{1 + \frac{2}{\Delta A}} \right\} \quad (4.10)$$

ΔA に対する $R_{I, \Delta A}$ を図 4. 6 に示す。図より $R_{I, \Delta A}$ を -40dB 以下とするためには ΔA を $\pm 2\%$ 以下とする必要があることがわかる。

(3) ベースバンド信号のオフセット誤差 ΔB による局発成分

$\Delta A = 0$ 、 $\Delta \phi = 0$ 、 $\Delta \theta_c = \Delta \theta_s$ とした時、 ΔB により生じる局発成分の電力比 $R_{I, \Delta B}$ は式 (4.7) より次式で与えられる。

$$R_{I, \Delta B} = 10 \log (\Delta B_c^2 + \Delta B_s^2) \quad (4.11)$$

$\Delta B_c = \Delta B_s = \Delta B$ とし、 ΔB に対する $R_{I, \Delta B}$ を図 4. 7 に示す。図より $R_{I, \Delta B}$ を -40dB 以下とするためには ΔB を $\pm 0.7\%$ 以下とする必要があることがわかる。

(4) L P F の帯域幅誤差 $\Delta \omega_L$ によるイメージ成分

バースト復調器の搬送波再生回路に用いるキャリアフィルタには、通常、単同調回路が用いられる。これを L P F 型キャリアフィルタで実現するには、L P F を 1 次 R C フィルタとすればよい。ここで L P F の伝達関数をそれぞれ $H_c(\omega)$ 、 $H_s(\omega)$ とすると、伝達関数は次式で表される。

$$\begin{aligned} H_c(\omega) &= \frac{\omega_L}{j\omega + \omega_L} \\ H_s(\omega) &= \frac{(1 + \Delta\omega_L)\omega_L}{j\omega + (1 + \Delta\omega_L)\omega_L} \end{aligned} \quad (4.12)$$

ただし、 ω_L は L P F の 3dB 帯域幅、 $\Delta \omega_L$ は ω_L に対する誤差である。2 つの L P F の 3dB 帯域幅に誤差がある場合、入力信号の周波数 ω と中心周波数との周波数ずれがあると、ベースバンド信号に振幅、位相誤差が生じる。この時の振幅、位相誤差を ΔA_{LPF} 、 $\Delta \theta_{LPF}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned} \Delta A_{LPF} &= 1 - \sqrt{\frac{(\omega^2 + \omega_L^2)(1 + \Delta\omega_L)^2}{\omega^2 + \omega_L^2(1 + \Delta\omega_L)^2}} \\ \Delta\theta_{LPF} &= \tan^{-1}\left(\frac{\omega}{\omega_L}\right) - \tan^{-1}\left\{\frac{\omega}{\omega_L(1 + \Delta\omega_L)}\right\} \end{aligned} \quad (4.12)$$

式(4.6)および式(4.12)より $\Delta\phi = 0$ 、 $\Delta B = 0$ の時の $\Delta\omega_L$ により生ずるイメージ成分の電力比 $R_{1\Delta\omega_L}$ が求められる。 $\omega = \omega_{U10}$ 、 ω_{U2} 、 ω_L における $\Delta\omega_L$ に対する $R_{1\Delta\omega_L}$ を図4.8に示す。図より $\omega \leq \omega_L$ にて $R_{1\Delta\omega_L}$ を-40dB以下とするためには $\Delta\omega_L$ を2.7%以下とする必要のあることがわかる。

(5) 設計条件

以上、個々のハードウェア不完全性が不要波成分に与える影響を解析により明らかにした。実際のハードウェアにおいては複数の要因が同時に存在することになるため、これらの相互作用とハードウェアの調整性を考慮して設計条件を定める必要がある。本フィルタを搬送波再生回路に用いる場合には、AFCにより入力信号周波数とフィルタの中心周波数が一致するよう制御されるので、 $\omega \leq \omega_{U10}$ 程度を考慮すれば十分と考えられる。

$\omega \leq \omega_{U10}$ において不要波成分を-40dB以下とするための設計条件を表4.1に示す。ここで $\Delta\phi$ は比較的調整しにくいことから $\pm 1.0\%$ 以下とした。ただし、直交検波器の 90° ハイブリッドの位相誤差は $\Delta\phi$ に含むものとした。 $\Delta\phi$ によりイメージレベルがほぼ決定されるため、 ΔA はイメージレベルに影響しない程度に小さくする必要があるので $\pm 0.5\%$ 以下とした。 $\Delta\omega_L$ についてもイメージレベルに影響しない程度とするため $\pm 2\%$ 以下とした。局発レベルは他の要因とは独立に、主に ΔB により決定されるため、 ΔB は $\pm 0.7\%$ 以下とした。表4.1の条件において $\Delta\phi = 0.5^\circ$ 、 0.75° 、 1.0° とした時の R_1 、 R_2 の計算例を図4.9に示す。

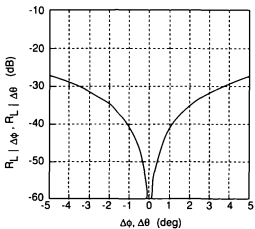


図 4. 5 $\Delta\phi$ 、 $\Delta\theta$ によるイメージ成分

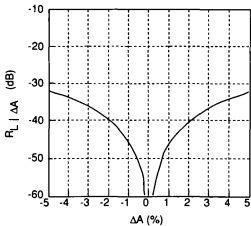


図 4. 6 ΔA によるイメージ成分

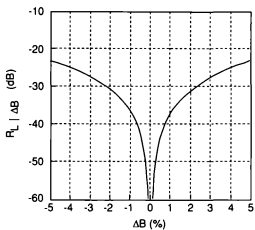


図 4. 7 ΔB による局発成分

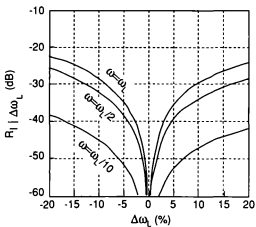


図 4. 8 $\Delta \omega_L$ によるイメージ成分

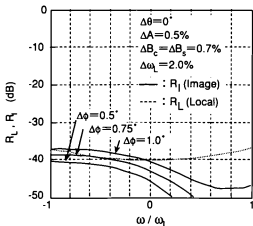


図 4. 9 不要波レベルの周波数特性 (計算値)

表 4. 1 L P F 型キャリアフィルタの設計条件

90° ハイブリッドの位相誤差 (直交検波器の位相誤差を含む)	$\Delta \phi < 1.0^\circ$
ベースバンド信号の振幅誤差	$\Delta A < 0.5\%$
ベースバンド信号のオフセット誤差	$\Delta B < 0.7\%$
L P F の帯域幅誤差	$\Delta \omega_L < 2.0\%$

4. 3. 2 L P F型キャリアフィルタの特性

表4. 1の設計条件に基づきL P F型キャリアフィルタを試作し、実験により搬送波再生回路への適用可能性を調べた。L P Fには1次RCフィルタを用いた。局発周波数を140MHzとした時のL P F型キャリアフィルタの振幅周波数特性を図4. 10に、帯域外減衰特性を図4. 11に示す。図4. 10より中心周波数140MHzにて3dB帯域が約150kHzの狭帯域キャリアフィルタが実現できていることがわかる。一方、図4. 11よりわかるように140±15MHzの帯域外では十分な減衰特性が得られていない。これは実験に使用した90°ハイブリッドの帯域が125～155MHzであることによるアイソレーション、振幅位相特性の劣化、あるいはL P F後のバッファアンプの周波数特性等によるものと考えられる。

図4. 12は $\Delta f = -10\text{kHz}$ の時のL P F型キャリアフィルタ出力におけるパワースペクトラムを観察したもので、局発成分とイメージ成分の他に、ミキサの歪に起因すると考えられる不要波成分が生じている。この不要波成分を小さくするには、L P F型キャリアフィルタに適用するミキサに十分な線形性が要求される。図4. 13に局発成分、イメージ成分、及び不要波の内の最大レベル成分の電力比 R_L 、 R_I 、 R_{max} の測定結果を示す。図より $|\Delta f|$ が3dB帯域幅より小さい場合にはミキサの歪による不要波が支配的になっていることがわかる。局発成分、イメージ成分及び不要波の内の最大レベル成分のD/U比は、フィルタの3dB帯域内にて42dB以上が得られた。

L P F型キャリアフィルタを搬送波再生回路に用いる場合、A F Cによりフィルタの中心周波数と入力信号周波数とが一致するよう制御される。試作フィルタでは位相誤差を5°以下とするには Δf を6.3kHz以下とする必要があり、この時、46dB以上のD/U比が得られている。これは位相ジッタに換算するとピーク値で約0.3°と十分小さな値であり、L P F型キャリアフィルタを搬送波再生回路に適用可能である。

4. 4 実験

デジタル制御型追尾フィルタのA F C機能を確認するため、以下の条件で実験を行った。

- ①V C Oの可変範囲：138.7～141.2MHz/5V_{pp}
- ②D/A変換器：12ビット/5V_{pp}
- ③D S L F：AND/NORフィルタ
- ④L P F：1次RCフィルタ、3dB帯域=75kHz

本追尾フィルタを搬送波再生回路に用いることを考え、クロック周波数10MHzのQ P S K信号を想定して、追尾フィルタへの入力C/Nは3dB帯域幅が10MHzの帯域フィルタ出力で測定した。この時フィルタのQは70相当である。なお、実験では入力信号には無変調の連続信号を用いた。

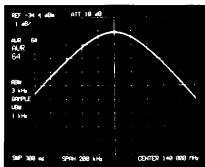


図 4. 10 L P F 型キャリアフィルタの振幅周波数特性

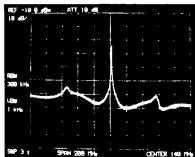


図 4. 11 L P F 型キャリアフィルタの帯域外減衰特性

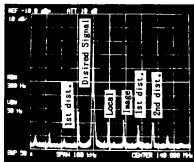


図 4. 1 2 L P F型キャリアフィルタ出力のワースペクトラム ($\Delta f = -10\text{kHz}$)

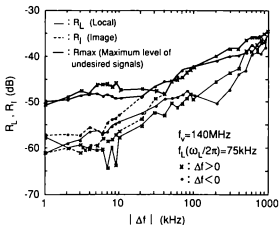


図 4. 1 3 不要波レベルの周波数特性 (実測値)

4. 4. 1 残留周波数誤差

本追尾フィルタでは、AND/NORフィルタの段数 n により周波数誤差検出出力の誤り軽減特性が変化する。U/Dカウンタへの制御誤りは追尾フィルタの残留周波数誤差の原因となると考えられるため、段数 n に対する残留周波数誤差を実験により調べた。

図4.14に段数を $n=4, 6, 8$ とした時の入力 C/N に対する残留周波数誤差の平均値、標準偏差、及び最大・最小値の測定結果を示す。本追尾フィルタでは中心周波数がVCOの出力周波数と一致することから、残留周波数誤差はVCOの出力周波数 f_c をカウンタにより1000サンプル測定した結果より求めた。入力周波数は140MHzである。残留周波数誤差の平均値は $C/N \geq -2\text{dB}$ では n によらず約100Hz以下と小さく、 $C/N \leq -4\text{dB}$ では $n=8$ が最も誤差が大きくなっている。標準偏差は $C/N \geq -2\text{dB}$ では $n=8$ が最も小さく100Hz以下である。 $n=4$ では $C/N=10\text{dB}$ で、標準偏差は1.5kHz、最大・最小値も $\pm 4\text{kHz}$ と残留周波数誤差が大きい。図4.14の結果から $C/N \geq 0\text{dB}$ では n を大きくした方が残留周波数誤差が小さくなる傾向があるが、逆に $C/N \leq 0\text{dB}$ では n を大きくした方が残留周波数誤差が大きくなる場合もあることがわかる。これは、AND/NORフィルタの場合、 C/N が極めて低くなると周波数誤差検出誤りが大きくなり、連続して誤制御が発生したり、AFCの等価ループ利得が減少することによると考えられる。

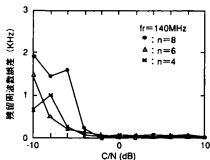
本追尾フィルタを搬送波再生回路に用いる場合の実用的な C/N 値、4dB (QPSKに $R=1/2, K=7$ のたたみ込み符号化/ビタビ復号を用いた時、誤り率 10^{-4} を得るに必要な C/N 値)より更に4dBマージンをみて、 $C/N \geq 0\text{dB}$ を適用範囲とした場合、 $n=8$ とすれば残留周波数誤差を十分小さく抑えられることを実験により示した。 $n=8$ では、残留周波数誤差は $C/N=-2\text{dB}$ までは、平均値、標準偏差ともに100Hz以下である。

4. 4. 2 周波数引込み・保持範囲

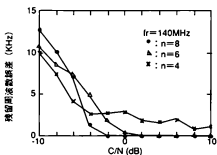
$n=8$ の場合の入力 C/N に対する周波数引込み範囲の測定結果を図4.15に示す。 C/N が $-10 \sim +10\text{dB}$ の範囲において、引込み範囲は138.75~141.17MHzを得ており、 C/N が -10dB までは引込み範囲の減少は見られない。周波数保持範囲は周波数引込み範囲と等しく、VCOの可変範囲ともほぼ等しい。また、VCOの可変範囲内においては C/N が -10dB まではVCOの初期周波数によらず引込み可能であることを確認した。

4. 4. 3 引込み時間

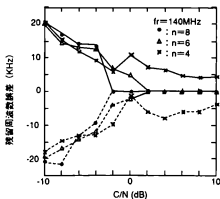
図4.16にVCOの初期周波数を139MHzとし、139~141MHzの入力周波数ステップ変化に対する引込み時間の測定結果を示す。図5はVCOに制御電圧を与えるD/Aコンバータの出力電圧を測定した結果である。 $C/N=\infty$ の時は約10ms、 $C/N=4\text{dB}$ で約40ms、 $C/N=0\text{dB}$ で約100msであり、低 C/N になると引込み時間が急激に増大する。本追尾フィルタを搬送波再生回路に用いる場合の実用的な C/N 値、4dBでは約40msと良好な値を得た。



(1) 平均値



(2) 標準偏差



(3) 最大・最小値

図 4. 1 4 追尾フィルタの残留周波数誤差特性

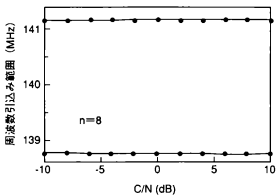
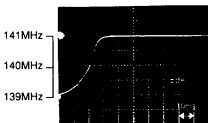


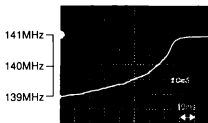
図 4. 1 5 追尾フィルタの引込み・保持範囲



(1) $C/N = \infty$



(2) $C/N = 4\text{dB}$



(3) $C/N = 0\text{dB}$

図 4. 1 6 追尾フィルタの引込み特性

4. 5 むすび

バースト復調器のタンクリミッタ方式による搬送波再生回路への適用を目的としたデジタル制御型追尾フィルタを提案し、その構成と動作、及び実験結果について述べた。本章では、提案したデジタル制御型追尾フィルタに用いるLPF型キャリアフィルタの局発成分、イメージ成分のD/Uを考慮した設計法を示すと共に、実験によりLPF型キャリアフィルタの特性を明らかにし、フィルタの3dB帯域内でD/U比が42dB以上の十分小さな値が得られることを確認し、搬送波再生回路に適用可能であることを示した。更にこのLPF型キャリアフィルタを用いてデジタル制御型追尾フィルタを試作し、実験により低C/N下において良好な特性が得られることを確認した。試作追尾フィルタは3dB帯域が約150kHzのキャリアフィルタの場合でもC/Nが-10dBまでは±1MHz以上の引込み範囲を有し、残留周波数誤差もC/N=-2dBまでは平均値で約100Hz以下、標準偏差で約200Hz以下と十分小さくすることができる。また、引込み時間も実用的なC/N値、4dBにて約40msと良好な値を得た。

本提案の追尾フィルタのAFC制御部はデジタル素子で構成されることからLSI化、無調整化が可能であり、CMOS-LSI化により周波数引込み後は周波数誤差検出出力の検出頻度が低くなるため、消費電力を低くできる構成となっている。

5.1 まえがき

TDMA衛星通信の分野では、送信電力の低減、通信品質の向上のため、たみ込み符号化ービタビ復号等の高利得誤り訂正方式が積極的に導入されている^{(1) (2)}。このような誤り訂正を用いる場合の変復調方式としては、差動符号化を行わない、いわゆる絶対位相変調ー同期検波方式が適しているが、再生搬送波位相にサイクルスリップがおこるとバースト誤りが発生し通信品質に大きな劣化を及ぼす。このためバースト搬送波再生回路には、高速位相引き込み特性と共に、優れたサイクルスリップ特性が要求される^{(3) (4)}。

TDMA衛星通信用のバースト搬送波再生回路には、ハングアップがなく引き込み特性の優れたタンクリミッタ方式が用いられる。また、衛星通信によく用いられるQPSK信号の搬送波再生方式としては、4通倍方式と逆変調方式が知られている^{(5) (6)}。逆変調方式は4通倍方式に比べサイクルスリップ特性に優れており、高利得誤り訂正を用いた場合の搬送波再生方式に適している⁽⁴⁾。しかしながら、逆変調型搬送波再生回路にはわずかな再生搬送波位相誤差によってもサイクルスリップ特性が大きく劣化する欠点がある⁽⁷⁾。このため、従来の回路では高精度の位相調整が必要であり、また、最適点に調整しても温度変動や経年変化により生じる位相誤差のためサイクルスリップ特性が大きく劣化する欠点があった。これを解決する手段として、コスタループの原理を用いて搬送波位相を自動制御する方法が考えられるが⁽⁸⁾、低Eb/No下での高精度な搬送波位相誤差補償の実現性、及びその特性は明らかにされていない。

本章では、この問題を解決するため、デジタル型コスタSAPC（自動位相制御）を付加した逆変調型バースト搬送波再生回路を新たに提案し、その構成と特性を明らかにする^{(9) (10)}。まず、本回路の構成と原理について述べ、次に実験により本搬送波再生回路の特性を明らかにし、低Eb/No下でも0.1度以下の高精度な搬送波位相誤差補償が可能であり、その結果、無調整で優れたサイクルスリップ特性が得られることを示す。なお、ここではQPSK信号を解析、実験の対象としている。

5.2 逆変調型搬送波再生回路の動作と特性

5.2.1 逆変調型搬送波再生回路の動作^{(3) (10)}

逆変調法は入力変調信号から搬送波の輝線スペクトルを抽出する方法の一つである。タンクリミッタ方式による逆変調型搬送波再生回路では、逆変調器により抽出された基準搬送波信号のS/Nを狭帯域キャリアフィルタで改善した後、リミッタで出力振幅を一定にして再生搬送波を得る。対象とする逆変調型搬送波再生回路の構成を図5.1に示す。

逆変調型搬送波再生回路をバースト動作させる場合には、バースト信号の先頭部に既

知の無変調パターンを持つ搬送波再生符号（CR符号）を設け、この間は逆変調器の変調ベースバンド信号を既知の値に固定することにより、ハングアップを防止すると共に、再生搬送波を常に確定位相に引き込むことができる。従って、逆変調型搬送波再生回路では、ユニークワード検出等による再生搬送波位相の不確定性除去を行うことなく、絶対位相変調同期検波を実現できる。

5. 2. 2 逆変調型搬送波再生回路のサイクルスリップ特性

高利得誤り訂正を用いる TDMA 衛星通信においては、低 E_b/N_0 下においてもサイクルスリップ率の極めて小さなバースト搬送波再生回路が必要となる。例えば、符号化率 1/2、拘束長 4 のたたみ込み符号化-ビタビ復号を用いた場合、 $E_b/N_0=3\text{dB}$ において 4×10^{-11} (回/シンボル) という小さな値が要求される⁽⁴⁾。

逆変調方式は 4 通倍方式に比べ優れたサイクルスリップ特性を有するが⁽⁴⁾、わずかな再生搬送波位相誤差によりサイクルスリップ特性が大きく劣化する欠点がある⁽⁷⁾。QPSK における、逆変調型バースト搬送波再生回路の位相誤差によるサイクルスリップ特性の劣化、及び誤り率特性の劣化を図 5. 2 に示す。図よりわかるように、サイクルスリップ特性は位相誤差 1° あたり $0.7 \sim 1.0\text{dB}$ もの劣化が生じ、図に併せて示した位相誤差 1° あたり 0.1dB の誤り率特性の劣化（計算値）よりもはるかに大きい。従って、低 E_b/N_0 動作が要求される逆変調型搬送波再生回路においては、誤り率特性よりもサイクルスリップ特性の方が再生搬送波位相の所要精度を決定する要因となることがわかる。

5. 2. 3 高精度搬送波位相誤差補償の必要性

再生搬送波位相誤差の主な発生要因としては、入力周波数変動に起因するもの（AFC の残留周波数誤差、及びバースト間周波数偏差）と、温度変動や経年変化による回路の遅延時間変動によるものがある。前者は搬送波再生回路に用いる AFC 回路の改良⁽¹¹⁾ や狭帯域キャリアフィルタの位相特性の改良⁽¹²⁾ 等により改善可能であるが、後者についてはその多くがオープンループの温度補償であるため 5. 2. 2 で述べたような逆変調型搬送波再生回路において必要となる高精度の位相補償は困難である。これに対して、従来はサイクルスリップ特性の劣化分をマージンに見込み、タンクの帯域幅を狭くしているが、バースト間周波数偏差による位相誤差、及び引き込み時間が增大するという問題があった。

以上述べたように、逆変調型搬送波再生回路の優れたサイクルスリップ特性を十分に引き出すためには、低 E_b/N_0 下での高精度な搬送波位相誤差補償が重要なことがわかる。

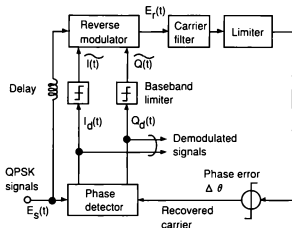


図 5. 1 逆変調型搬送波再生回路の構成

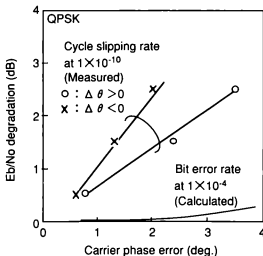


図 5. 2 逆変調型搬送波再生回路における搬送波位相誤差に対するサイクルスリップ特性と誤り率特性の劣化

5. 3 デジタル型コスタスAPCの原理

5. 3. 1 構成

本論文で提案するデジタル型コスタスAPCを付加した逆変調型搬送波再生回路の構成を図5. 3に示す。図中、破線部がデジタル型コスタスAPC回路であり、復調信号をデジタル演算し再生搬送波位相誤差の検出、制御を行う。本回路はIch、Qchの復調信号を軟判定するA/D変換器と、その出力より再生搬送波位相誤差の極性を検出する位相誤差検出回路と、位相誤差検出出力の検出誤りを低減するデジタルフィルタと、その出力を積分するデジタル積分器とで構成される。デジタル積分器の出力はD/A変換器によりアナログ信号に変換され、電圧制御移相器を再生搬送波位相誤差が小となるよう制御する。

5. 3. 2 位相誤差検出の原理

ここでは、デジタル型コスタスAPC回路における位相誤差検出の原理について説明する。復調信号 $I_0(t)$ 、 $Q_0(t)$ は、帯域制限等による符号間干渉を無視すると、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_d &= I \cdot \cos(\Delta\theta) - Q \cdot \sin(\Delta\theta) \\ Q_d &= Q \cdot \cos(\Delta\theta) + I \cdot \sin(\Delta\theta) \end{aligned} \quad (5.1)$$

ただし、I、QはQPSKの変調信号であり $I = \pm 1$ 、 $Q = \pm 1$ である。ここで位相誤差 $\Delta\theta$ が十分小さいとすると、次の近似が成り立つ。

$$\cos(\Delta\theta) \approx 1, \quad \sin(\Delta\theta) \approx \Delta\theta \quad (5.2)$$

この時、復調信号 $I_0(t)$ 、 $Q_0(t)$ 、及びA/D変換器の出力 I_{bin} 、 Q_{bin} は次式で近似できる。

$$\begin{aligned} I_d &= I - Q \cdot \Delta\theta \\ Q_d &= Q + I \cdot \Delta\theta \end{aligned} \quad (5.3)$$

$$\begin{aligned} I_{bin} &= I \cdot N - Q \cdot \text{sgn}(\Delta\theta) \\ Q_{bin} &= Q \cdot N - I \cdot \text{sgn}(\Delta\theta) \end{aligned} \quad (5.4)$$

ここで、 $2N$ はA/D変換器の量子化レベル数であり、 $N \geq 1$ である。変調信号に関わらず搬送波位相誤差 $\Delta\theta$ を検出するため、次のデジタル演算を行う。

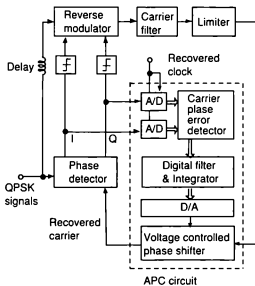


図 5. 3 デジタル型コスタスAPCを付加した逆変調型搬送波再生回路の構成

$$\begin{aligned}
 E &= \operatorname{sgn}\left(\operatorname{sgn}(I_{bin}) \cdot Q_{bin} - \operatorname{sgn}(Q_{bin}) \cdot I_{bin}\right) \\
 &= \operatorname{sgn}\left(I \cdot (Q \cdot N + I \cdot \operatorname{sgn}(\Delta\theta)) - Q \cdot (I \cdot N - Q \cdot \operatorname{sgn}(\Delta\theta))\right) \\
 &= \operatorname{sgn}\left((I^2 + Q^2) \cdot \operatorname{sgn}(\Delta\theta)\right) \\
 &= \operatorname{sgn}(\Delta\theta)
 \end{aligned} \tag{5.5}$$

なお、式 (5.5) の変形においては、 $\Delta\theta \ll 1$ であることから次の近似を用いた。

$$\operatorname{sgn}(I_{bin}) = I, \quad \operatorname{sgn}(Q_{bin}) = Q \tag{5.6}$$

以上のように、式 (5.5) のデジタル演算により、再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta$ の極性を 2 値デジタル信号として検出できることがわかる。

5. 3. 3 等価位相比較特性

図 5. 4 に A/D 変換器の量子化ビット数 n が 3 (量子化レベル数が 8) の時の、入力復調信号と A/D 変換器出力との関係を示す。A/D 変換器の入力レベル変動に対しても位相誤差検出が可能となるよう、A/D 変換器入力範囲を入力信号振幅 A の 4 倍としている。A/D 変換器の量子化ビット数 n が 3 の時の、QPSK の信号空間ダイアグラムと位相誤差検出出力 E との関係を図 5. 5 に示す。図中、“+1”は位相の進みを、“-1”は位相の遅れを、“0”は不定 (位相の進み、遅れを確定できないこと) を表す。

本 APC 回路の位相制御特性は等価位相比較特性により表される。各信号点 i (QPSK の場合、 $i=1\sim 4$) に対応する I_{ch} 、 Q_{ch} の各復調出力をそれぞれ X_i 、 Y_i 、各信号点の間隔を $2A$ とする。ガウス性雑音が存在する時、信号点 i に対して復調出力が (x, y) となる確率密度関数 $P(x, y)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_i(x, y) &= P_i(x) \cdot P_i(y) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(x-X_i)^2}{2\sigma^2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(y-Y_i)^2}{2\sigma^2}\right)
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

ただし、入力 $\frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2}{2\sigma^2}$

ここで、信号点 i において位相誤差検出出力が $E=+1$ となる確率を $P_{E_i}(i, E=+1)$ 、 $E=-1$ となる確率を $P_{E_i}(i, E=-1)$ 、 $E=0$ となる確率を $P_{E_i}(i, E=0)$ とすると、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 P_E(i, E=+1) &= \iint_{x_{+1}} P_i(x, y) dx dy \\
 P_E(i, E=-1) &= \iint_{x_{-1}} P_i(x, y) dx dy \\
 P_E(i, E=0) &= \iint_{x_{=0}} P_i(x, y) dx dy \\
 P_E(i, E=+1) + P_E(i, E=-1) + P_E(i, E=0) &= 1
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

ただし、 $R \in +1$ 、 $R \in -1$ 、 $R \in 0$ はそれぞれ位相誤差検出回路出力 E が "+1"、"-1"、"0" となる領域について積分することを示す。ここで、各信号点 i の存在確率を $P_{ex}(i)$ とすると、等価位相比較特性 $g(\theta)$ は次式で与えられる。

$$g(\theta) = \sum_{i=1}^4 P_{ex}(i) \cdot \left(P_E(i, E=+1) - P_E(i, E=-1) \right)
 \tag{5.9}$$

各信号点 i の存在確率 $P_{ex}(i)$ が等確率で、かつ回路の不完全性がない場合の等価位相比較特性 $g(\theta)$ の計算例を図 5. 6 に示す。図より、本回路の位相誤差検出出力は E_b/N_0 が低くなると小さくなるが、低 E_b/N_0 下でも正しく搬送波位相を制御できることがわかる。

5. 3. 4 回路の不完全性の影響

本 A P C 回路における回路の不完全性は、A/D 変換器入力までで生じる誤差であり、他はデジタル信号処理であるため原理的に生じない。回路の不完全性としては、入力振幅誤差 ΔA_1 、 $\Delta A_0(\%)$ と、D C オフセット誤差 ΔB_1 、 $\Delta B_0(\%)$ が考えられる。これらの回路の不完全性と入力信号との関係を図 5. 7 に示す。ここでは、これらの誤差が位相比較特性に与える影響について考察する。

(1) 等価位相比較特性

回路の不完全性がある場合の等価位相比較特性の計算例を図 5. 8 に示す。なお、各信号点の存在確率 $P_{ex}(i)$ は全て等確率とした。図より、サイクルスリップ特性の上で問題となる低 E_b/N_0 下での位相比較特性は、回路に不完全性がある場合とない場合とで差はほとんどなく、正しく搬送波位相を制御できることがわかる。一方、 E_b/N_0 が大きい場合、位相安定点近傍では位相誤差があっても制御電圧が発生しないため、搬送波位相誤差が生じる。これは A/D 変換器の量子化ビット数が有限であることによる。

(2) 定常位相誤差特性

高精度の搬送波位相制御により優れたサイクルスリップ特性を達成するためには、A P C 回路の定常位相誤差特性が重要である。本 A P C 回路ではデジタル積分器が完全積分器として動作するため、A P C 制御ループに起因する定常位相誤差は原理的に生じない。一方、入力振幅誤差等の回路の不完全性がある場合、位相比較特性上の位相安定

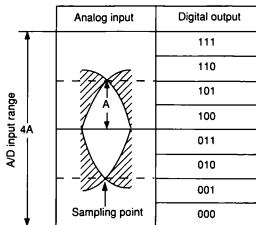


図 5. 4 A/D変換器の入出力の関係 (量子化ビット数=3)

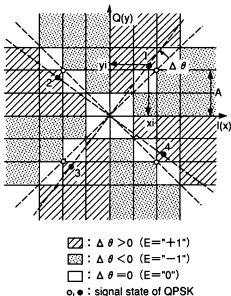


図 5. 5 デジタル型コスタスAPCにおけるQPSK信号空間ダイアグラムと位相誤差検出出力の関係 (量子化ビット数=3)

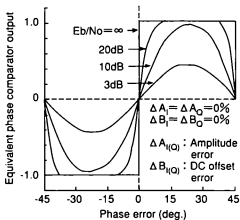


図 5. 6 回路の不完全性がない場合のAPCの等価位相比較特性の計算例
 (量子化ビット数=3)

点がオフセットし定常位相誤差が生じる可能性がある。

入力振幅誤差と各信号点*i*の存在確率 $P_{in}(i)$ のアンバランスが同時に存在する場合の定常位相誤差（位相比較特性における位相安定点のオフセット）の計算例を図5.9に示す。図は量子化ビット数3、 E_b/N_0 が3dBの計算例である。図よりわかるように、入力振幅誤差と各信号点*i*の存在確率のアンバランスが同時に生じる場合にのみ、定常位相誤差が生じる。しかし、存在確率のアンバランスが5%以下であれば、振幅誤差が10%の場合においても定常位相誤差は 0.2° 以下と小さい。詳細は省略するが、DCオフセット誤差についても各信号点*i*の存在確率のアンバランスが小さければ定常位相誤差は小さく、実用上十分高精度な搬送波位相制御が可能である。

以上述べたように、本APC回路においては、回路の不完全性が存在しても、各信号点*i*の存在確率のアンバランスが小さければ、実用上十分な高精度の位相制御が可能である。なお、一般に、無線通信システムにおいては、クロック情報の消失を防ぐために送信側においてスクランブルがかけられるため、各信号点の存在確率はほぼ等しくなる。

5.3.5 A/D変換器の量子化ビット数

5.3.4で述べたように、 E_b/N_0 が大きいかつ入力振幅誤差がある場合、A/D変換器の量子化ビット数*n*が有限であるため、位相安定点近傍では位相誤差があっても制御電圧が発生せず搬送波位相誤差が生じる。ここで*lch*にのみ入力振幅誤差を考え、 $\Delta A = \Delta A_1$ 、 $\Delta A_0 = 0$ とする。この時、とり得る位相誤差 θ の最大値で搬送波位相誤差 θ_0 を定義すると θ_0 は次式で表される。

$$\theta_0(M,x) = \begin{cases} \frac{\pi}{4} - \tan^{-1}\left(\frac{M}{M+x}\right) : \Delta A = \frac{\sqrt{M^2 + (M+x)^2}}{2^{n-\frac{3}{2}}} - 1 \\ \frac{\pi}{4} - \tan^{-1}\left(\frac{M+x}{M+1}\right) : \Delta A = \frac{\sqrt{(M+1)^2 + (M+x)^2}}{2^{n-\frac{3}{2}}} - 1 \end{cases} \quad (5.10)$$

ただし $n \geq 2$, $M = 0, 1, 2, 3, \dots$, $0 \leq x \leq 1$

A/D変換器の量子化ビット数*n*に対する入力振幅誤差 ΔA と位相誤差 θ_0 との関係を図5.10に示す。図より、入力振幅変動 $\pm 10\%$ (約1dBに相当)に対して位相誤差 θ_0 を 2° 以下とするには、A/D変換器の量子化ビット数を6以上とする必要がある。

5.3.6 位相制御感度

積分器出力の1LSBの変化に対する電圧制御移相器の位相制御量、すなわち位相制御感度*K* (degree/LSB)はAPCループの特性を決める重要なパラメータの一つである。図5.2に示したように、逆変調型搬送波再生回路のサイクルスリップ特性は再生搬送

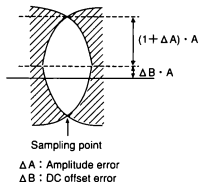


図 5. 7 A/D変換器における回路の不完全性

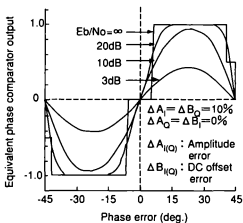


図 5. 8 ハードウェア不完全性がある場合のAPCの等価位相比較特性の計算例 (量子化ビット数=3)

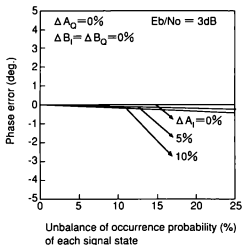


図 5. 9 回路の不完全性がある場合の各信号点の生起確率不平衡に対するAPCの位相誤差 (量子化ビット数=3)

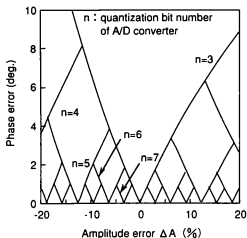


図 5. 1 0 A/D変換器の量子ビット数をパラメータとした入力振幅誤差 ΔA に対する搬送波位相誤差

波位相誤差に対し約 $1\text{dB}/1^\circ$ の割合で劣化する。従って、最適調整点からのサイクルスリップ特性の劣化を 0.1dB 以下とするには $K < 0.1$ (degree/LSB) とする必要がある。

5. 4 実験結果

5. 4. 1 実験回路の構成

本APC回路を付加した逆変調型搬送波再生回路の特性を確認するため実験を行った。変調方式はQPSK、クロック周波数は約 25MHz 、IF周波数は 140MHz である。送信フィルタにはロールオフ率 0.4 のルート余弦ロールオフフィルタ、搬送波再生回路のタンクには単同調回路を用いた。

APC回路においては、6ビットのA/D変換器を用い、入力振幅は図5.6のようにA/D変換器のフルスケールの $1/2$ に設定した。デジタルフィルタにはランダムウォークフィルタを用い、段数をパラメータとして実験を行った。電圧制御移相器を制御するためのD/A変換器のビット数は8ビットとし、位相制御感度 K は約 $0.08^\circ/\text{step}$ とした。従って、搬送波位相の制御範囲は $-10 \sim +10^\circ$ となる。

なお、実験ではサイクルスリップ特性を評価するため連続モードで動作させたが、APC回路の動作クロックを止めることにより容易にホールド機能を実現でき、バースト動作にも対応可能である。

5. 4. 2 実験結果

(1) A/D変換器出力

信号空間上にマッピングした、識別点でのA/D変換器出力の観測例を図5.11に示す。図中、縦軸はIch、横軸はQchを示す。図(1)は雑音のない場合の観測例で、符号間干渉のため各信号点に滲みがみられる。再生搬送波に位相誤差が生じると、信号空間上において各信号点は位相誤差の極性の方向に回転する。図(2)は $E_b/N_0=3\text{dB}$ におけるA/D変換器出力の観測例であり、雑音のために大きく誤った位相誤差検出を行うことがわかる。

(2) APC制御電圧

ランダムウォークフィルタの段数を $9 \sim 12$ とした時の、 $E_b/N_0=1\text{dB}$ におけるAPC制御電圧の観測例を図5.12に示す。段数9では制御電圧の変動が8制御ステップp-p生じているが、フィルタ段数を増していくと変動量、すなわちAPC制御ループを搬送波再生回路に付加することにより相加される搬送波位相ジッタが減少し、段数12では制御電圧の変動がほぼ1制御ステップp-pになる。このように、本APC回路によれば $E_b/N_0=1\text{dB}$ の低 E_b/N_0 においても 0.1° 以下の高精度の位相制御が安定に行われることがわかる。

(3) 再生搬送波位相誤差補償特性

本APC回路の再生搬送波位相誤差補償特性を図5.13に示す。図にはAPCをON/OFFとした場合の再生搬送波の入力位相誤差 θ_i に対する出力位相誤差 θ_o を示した。図よりわかるように、出力位相誤差 θ_o はAPC OFFでは入力位相誤差 θ_i に比例するが、APC ONでは $E_b/N_0 = \infty$ 、1dBの時共に、入力位相誤差が $-7 \sim +9^\circ$ の範囲内にてほぼ 0° に補償されている。

なお、実験ではAPCの制御範囲を $\pm 10^\circ$ に設定したが、実験系にAM/PM変換等によるハードウェア上の誤差が存在しており、APCがこれを補償しているため制御範囲が $-7 \sim +9^\circ$ に減少したものと考えられる。

(4) サイクルスリップ特性

APCをON/OFFとした時の、 $E_b/N_0 = 1\text{dB}$ における位相誤差に対するサイクルスリップ特性を図5.14に示す。

APC OFFの場合、サイクルスリップ率が 1×10^{-11} 以下になる位相範囲は約 1° と小さく、わずかな位相誤差によってもサイクルスリップ特性は大きく劣化する。また、最良のサイクルスリップ特性が得られる再生搬送波位相に 1.5° のオフセットが生じており、位相調整が極めて微妙であることが理解される。一方、APC ONの場合、ランダムウォークフィルタの段数が9以上であれば、位相誤差が $-8 \sim +10^\circ$ の範囲においてサイクルスリップ率が 1×10^{-11} 以下と良好な特性を示す。このように、本APC回路は低 E_b/N_0 下でも安定に動作し、APCの付加により再生搬送波位相の最適点が無調整で得られ、その許容変動量が増加することが実験により確認された。

APC ONの場合のサイクルスリップ率の最小値はAPC制御により再生搬送波に微小な位相ジッタが相加されるため、APC OFFで最適位相に設定された時より劣化する。しかし、図5.12からわかるように、ランダムウォークフィルタの段数を増すことにより相加される位相ジッタを低減できる。図5.14の実験結果では、段数を9から10にすることでサイクルスリップ率は約2/3に改善されている。このように、段数の増加により位相ジッタが低減され、その結果サイクルスリップ特性が改善されることが実験により確認された。

(5) 引き込み特性

$E_b/N_0 = 3\text{dB}$ における本APC回路の位相ステップ応答を図5.15に示す。図は位相誤差が 2° からの位相引き込み波形を示している。ここではデジタルフィルタとしてランダムウォークフィルタを用いており、位相安定点近傍における制御パルスの発生頻度は $2N$ に比例するから⁽¹⁾⁽²⁾、段数を一段増加させる毎に引き込み時間は2倍になる。

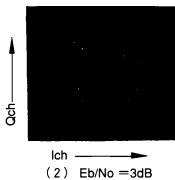
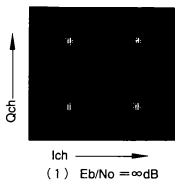
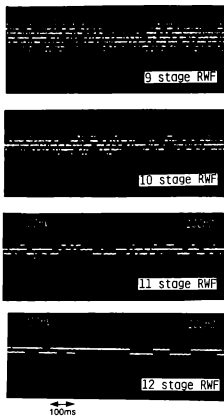


図 5. 1 1 信号空間上にマッピングしたA/D変換器出力の観測例



V : 200mV/div. H : 100ms/div.
 (RWF : Random Walk Filter)

図 5. 1 2 APC制御電圧の観測例 ($E_b/N_0=1$ dB)

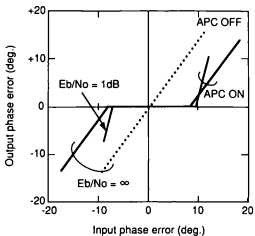


図 5. 1 3 デジタル型コスタスAPCの搬送波位相誤差補償特性 (実測値)

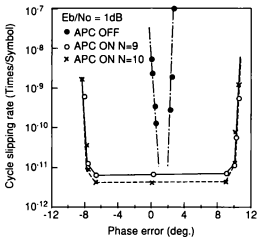
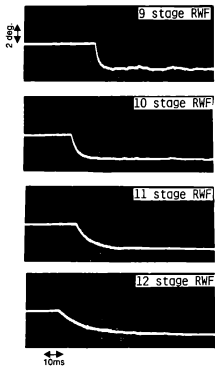


図 5. 1 4 デジタル型コスタスAPCを付加した逆変調型搬送波再生回路のサイクルスリップ特性 (実測値)



RWF : Random Walk Filter

図 5. 1 5 デジタル型コストスAPCの位相ステップ応答 ($E_b/N_0 = 3$ dB)

5. 5 むすび

本章では、高利得誤り訂正を用いるTDMA衛星通信方式への適用を狙いとして、安定で優れたサイクルスリップ特性を有する搬送波再生回路を実現するため、低 E_b/N_0 下においても高精度の搬送波位相制御を可能とする、デジタルコスタAPCを付加した逆変調型バースト搬送波再生回路を提案し、その構成と特性を明らかにした。

本APC回路の位相制御特性は回路の不完全性による影響を受けにくく、定常位相誤差は実用上十分小さいことを明らかにし、搬送波再生回路の調整の簡易化が図れることを示した。さらに提案した搬送波再生回路を試作し、実験により $E_b/N_0=1\text{dB}$ の低 E_b/N_0 下においても安定で高精度の搬送波位相補償特性が得られること、その結果、従来の逆変調型搬送波再生回路の欠点であった再生搬送波位相誤差によるサイクルスリップ特性の劣化が改善され、実用上十分に優れたサイクルスリップ特性がほぼ無調整で得られることを明らかにした。

なお、本APC回路はA/D変換器出力から電圧制御移相器入力まで全てデジタル処理であるためLSI化に適しており、容易に小型化が可能である。

6.1 まえがき

TDMA衛星通信においては、高速位相引き込みが可能でハングアップのない搬送波再生方式として、4通倍回路や逆変調回路と単同調回路を用いたタンクリミッタ方式が用いられてきた⁽¹⁾⁽²⁾。地球局の受信バースト信号には、地球局送受信装置や衛星搭載中継器における局部発振器の周波数誤差が含まれ、再生搬送波位相誤差の原因となる。これらは復調器入力のパースト信号に共通な周波数変動とパースト信号間の個別周波数変動とに分類され、前者に対してはAFCやAPC等の各種補償方式が提案されている⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし、後者に対してはAFCやAPC等のフィードバック制御による高速補償は困難であり、単同調回路を用いた搬送波再生回路では、このバースト間周波数偏差に比例して再生搬送波位相誤差が増大し、誤り率特性やサイクルスリップ特性が劣化するという問題がある。

一方、衛星通信では、衛星送信電力の有効利用や地球局小形化のため、畳み込み符号化-ビタビ復号等の高利得誤り訂正方式が広く用いられている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。TDMA通信では、再生搬送波位相にサイクルスリップが発生するとバースト誤りとなるため、高利得誤り訂正方式を用いる場合、搬送波再生回路には、特に低Eb/Noでの低サイクルスリップ率が要求される⁽⁷⁾。しかし、サイクルスリップ率を低くするため搬送波再生回路の単同調回路を狭帯域化すると、逆にバースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差が増大し、これにより誤り率特性やサイクルスリップ特性が劣化するという問題が生じる。

バースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差を低減する方法として、4通倍形搬送波再生方式への適用を前提に、位相周波数特性を改良したフィードフォワードトラッキングフィルタが提案されている⁽⁸⁾⁽⁹⁾。しかし、これは4通倍方式への適用を前提としているため、サイクルスリップ特性に優れた逆変調型搬送波再生回路へ適用するには周波数変換回路が必要となりハードウェア規模が増大する。

本章で提案する位相補償フィルタは、PLLのようなハングアップという欠点のないタンクリミッタ方式の搬送波再生回路への適用を前提に、フィルタの位相周波数特性を改善することにより、入力バースト信号の周波数誤差により生じる再生搬送波位相誤差を小さくし、上記の問題を解決する。本章では、逆変調型搬送波再生回路に適した新しい構成の位相補償フィルタを提案し、この位相補償フィルタを用いたバースト搬送波再生回路の設計と特性について述べる⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。まず、提案する位相補償フィルタの構成を示し、振幅・位相周波数特性、過渡応答特性等の基本特性を解析と計算機シミュレーションにより明らかにする。また、本位相補償フィルタによれば、従来のPLLを用いた搬送波再生回路と同じように、ループ特性、すなわち過渡応答特性と雑音特性の設計が可能であることを示す。さらに、QPSK信号を対象として、本位相補償フィルタを用いた逆変調型バースト搬送波再生回路の特性を示し、その有効性を実験により明らかにする。

6. 2 バースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差

タンクリミッタ方式によるバースト搬送波再生回路の基本構成を図6. 1に示す。QPSK信号の場合、逆変調回路や4重倍回路により入力変調信号から搬送波信号成分を抽出する。キャリアフィルタにより熱雑音や変調パタン雑音を除去し、信号対雑音比(S/N)を改善した後、リミッタにより振幅を一定にして再生搬送波信号を得る。本章で提案する位相補償フィルタは図の網掛け部分に適用される。

TDMA衛星通信においては、複数の地球局の送信バースト信号が1地球局で受信されると、各地球局の送信周波数誤差がバースト間周波数偏差となる。例えば、送信周波数が30GHz、送信系の周波数安定度を $\pm 10^{-7}$ の場合、 6kHz_p の周波数偏差が生じる。

ここで、搬送波再生回路に単同調回路を用いる場合について考察する。単同調回路は等価低域系では一次低域通過フィルタとなり、その時定数を τ とする。この時、伝達関数 $F(s)$ は次式で与えられる。

$$F(s) = \frac{1}{1+s\tau} \quad (6.1)$$

その振幅周波数特性 $|F(\omega)|^2$ 、位相周波数特性 $\angle F(\omega)$ 、および片側等価雑音帯域幅 B_L は次式で与えられる。

$$|F(\omega)|^2 = \frac{1}{1+(\omega\tau)^2}, \quad \angle F(\omega) = \tan^{-1}(-\omega\tau) \quad (6.2)$$

$$B_L = \int_0^{\infty} \frac{1}{1+(\omega\tau)^2} \frac{d\omega}{2\pi} = \frac{1}{4\tau}$$

なお、片側3dB帯域幅は $1/(2\pi \cdot \tau)$ である。上式よりわかるように、単同調回路では、中心周波数からの周波数誤差に比例して位相誤差が増加する。

一方、高符号化利得FECを用いる場合、搬送波再生回路には、低 E_b/N_0 にて低サイクルスリップ率で安定な動作が要求される。例えば $R=1/2$ 、 $K=4$ の畳み込み符号化ービタビ復号を用いる場合、タンクリミッタ方式による逆変調型搬送波再生回路では、サイクルスリップ率を小さくするため、キャリアフィルタのQ値を70~100程度とする必要がある。ここで、キャリアフィルタのQ値はQPSK信号のシンボル周波数 f_s に対する規格化Qであり、キャリアフィルタの両側3dB帯域幅を f_{CR} とすると次式で与えられる。

$$Q = \frac{f_s}{f_{CR}} \quad (6.3)$$

シンボル周波数を25MHz、単同調回路のQ値を80とすると、中心周波数からの周波数誤差が6kHzのバースト信号入力に対し、式(6.1)~(6.3)より 2.2° の再生搬送波の

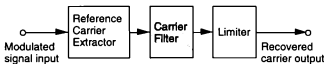


図 6. 1 タンクリミッタ方式による搬送波再生回路の基本構成

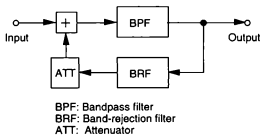


図 6. 2 位相補償フィルタの構成

位相誤差が生じることになる。提案する位相補償フィルタは、この再生搬送波位相誤差を低減するものである。

6. 3 位相補償フィルタの解析

6. 3. 1 構成

ここで提案する位相補償フィルタは帯域通過フィルタ (BPF) と帯域除去フィルタ (BRF)、減衰器 (ATT) および合成器から構成される。その構成を図 6. 3 に示す。BPF と BRF は中心周波数が等しい 1 次のフィルタであり、等価低域系では、それぞれ 1 次の低域通過フィルタと高域通過フィルタとして扱うことができ、その伝達関数 $F_1(s)$ と $F_2(s)$ 、および位相補償フィルタの伝達関数 $H(s)$ は次式で与えられる。ただし、 A は ATT の減衰係数である。

$$H(s) = \frac{F_1(s)}{1 - A \cdot F_1(s) \cdot F_2(s)} = \frac{\frac{1}{\tau_1} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}}{s^2 + \frac{\tau_1 + (1-A)\tau_2}{\tau_1 \tau_2} s + \frac{1}{\tau_1 \tau_2}} \quad (6.4)$$

$$F_1(s) = \frac{1}{1 + s\tau_1}, \quad F_2(s) = \frac{s\tau_2}{1 + s\tau_2}$$

この時、位相補償フィルタの角周波数 ω に対する振幅特性 $|H(\omega)|_2$ 、および位相特性 $\angle H(\omega)$ は次式で与えられる。

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1 + (\tau_1 \omega)^2}{(1 - \tau_1 \tau_2 \omega^2)^2 + (\tau_1 + \tau_2 - A \tau_1)^2 \omega^2} \quad (6.5)$$

$$\angle H(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{-\tau_1 \tau_2^2 \omega^3 - (\tau_1 - A \tau_1) \cdot \omega}{1 + (1 - A) \tau_1^2 \omega^2} \right)$$

ここで位相特性 $\angle H(\omega)$ に着目すると、BPF と BRF の遅延時間 τ_1 、 τ_2 、および減衰係数 A に次式の関係が成立すれば、 ω に比例する位相の一次の項を消去できる。

$$\tau_1 = A \tau_2 \quad (6.6)$$

この時、位相は角周波数 ω の 3 乗に比例し、中心周波数近傍における位相周波数特性は平坦となる。従って、本位相補償フィルタをバースト搬送波再生回路に適用すれば、バースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差を低減できる。

6. 3. 2 振幅・位相周波数特性と等価雑音帯域幅

式 (6.6) の関係がある時、本位相補償フィルタの伝達関数 $H(s)$ は次式で与えられる。

$$H(s) = \frac{\frac{1}{\tau_1}s + \frac{A}{\tau_1}}{s^2 + \frac{1}{\tau_1}s + \frac{A}{\tau_1}} \quad (6.7)$$

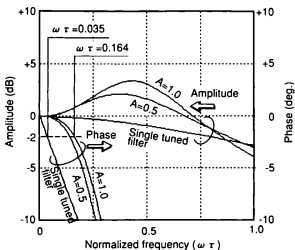
この時、振幅特性 $|H(\omega)|_2$ 、位相特性 $\angle H(\omega)$ 、ならびに片側等価雑音帯域幅 B_L は次式で与えられる。

$$|H(\omega)|^2 = \frac{A^2 + (\omega\tau_1)^2}{\{A - (\omega\tau_1)^2\}^2 + (\omega\tau_1)^2}, \quad \angle H(\omega) = \tan^{-1} \left(\frac{-(\omega\tau_1)^3}{A^2 + (1-A)(\omega\tau_1)^2} \right) \quad (6.8)$$

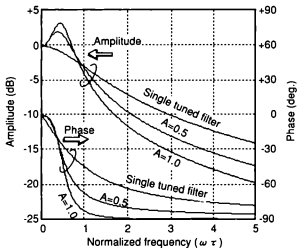
$$B_L = \int_0^{\infty} \frac{A^2 + (\omega\tau_1)^2}{\{A - (\omega\tau_1)^2\}^2 + (\omega\tau_1)^2} \frac{d\omega}{2\pi} = \frac{1}{4\tau_1}(1+A)$$

式 (6.8) よりわかるように、位相補償フィルタの等価雑音帯域幅を単同調回路と同一とするには、位相補償フィルタのBPFの時定数 τ_1 を $(1+A)$ 倍、すなわち3dB帯域幅を $1/(1+A)$ とする必要がある。

等価雑音帯域幅を一定として、本位相補償フィルタ、ならびに単同調回路の振幅・位相周波数特性を図6.4に示す。横軸は、単同調回路の時定数 τ で正規化した正規化周波数 $\omega\tau$ である。本位相補償フィルタの周波数位相特性は中心周波数近傍では平坦で、単同調回路に比べ周波数に対する位相変化が小さくなっていることがわかる。減衰係数 $A=1.0$ の場合、 $\omega\tau < 0.35$ の範囲において、単同調回路より本位相補償フィルタの方が位相誤差が小さい。QPSK信号で同期復調を行う場合、高Eb/Noにおける固定劣化を0.3dB以下とするには、再生搬送波位相誤差を 2° 以下とする必要がある。これを満たす周波数誤差は、単同調回路では $\omega\tau < 0.035$ 、本位相補償フィルタでは $\omega\tau < 0.164$ となり、本位相補償フィルタによれば単同調回路に比べ約5倍のバースト間周波数偏差を許容できることがわかる。



(a) Around the center frequency



(b) Wide frequency range

図 6. 4 位相補償フィルタの振幅・位相周波数特性

6. 3. 3 振幅・位相応答特性

本位相補償フィルタをバースト搬送波再生回路に適用するには、過渡応答特性を明らかにする必要がある。ここでは本位相補償フィルタの振幅・位相応答特性について述べる。

6. 3. 3. 1 振幅ステップ応答特性

再生搬送波のS/N比の過渡応答は振幅ステップ応答特性により決定されるため、搬送波再生回路の設計に重要な特性である。フィルタ出力の初期値が0の時、振幅ステップ応答 $e_o(t)$ は、次式のように、入力信号 $e_i(s)=1/s$ に対する出力 $e_o(s)$ の逆ラプラス変換で与えられる。ただし、 $L^{-1}[\cdot]$ は逆ラプラス変換である。

$$e_o(t) = L^{-1}\left[e_o(s)\right] = \frac{1}{2\pi j} \int_0^{\infty} \frac{\frac{1}{s} + \frac{A}{\tau_1 s^2}}{s^2 + \frac{1}{\tau_1} s + \frac{A}{\tau_1^2}} \cdot \frac{1}{s} \cdot e^{st} ds \quad (6.9)$$

1-4A>0の時

$$e_o(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cosh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) - \frac{1}{\sqrt{1-4A}} \sinh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) \right\}$$

1-4A=0の時

$$e_o(t) = 1 - \left(1 - \frac{t}{2\tau_1}\right) \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right)$$

1-4A<0の時

$$e_o(t) = 1 - \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cos\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1} t\right) - \frac{1}{\sqrt{4A-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1} t\right) \right\}$$

等価雑音帯域幅を一定として、A=0.5、A=1.0の位相補償フィルタの振幅ステップ応答の計算例をシミュレーション結果と共に図6. 5に示す。横軸は単同調回路の時定数 τ で規格化した、バースト信号の先頭からの時間である。参考のため、単同調回路の計算例も示した。計算値はシミュレーション結果とよく一致しており、式(6.9)で本位相補償フィルタの振幅ステップ応答を求められることが確認された。バースト入力に対する振幅ステップ応答は、単同調回路では単調増加であるが、位相補償フィルタではオーバーシュートが生じている。振幅が定常値に対して-3dB(0.707)まで立ち上がるのに要する時間を単同調回路と比較すると、位相補償フィルタでは、A=0.5で1.15倍、A=1で約1.3倍とやや長くなる。

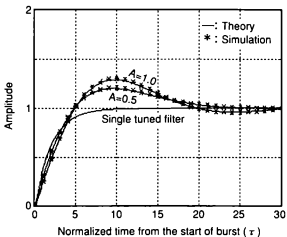


図 6. 5 位相補償フィルタの振幅ステップ応答特性

6. 3. 3. 2 位相・周波数ステップ応答特性

(1) 位相ステップ応答特性

フィルタ出力の初期値を $e_o(t)=1$ とし、 $t=0$ にて位相が $\Delta\theta$ だけステップ状に変化した時の位相補償フィルタの位相ステップ応答 $\theta_o(t)$ を求める。この時の入力信号 $e_i(s)$ は次式で与えられる。

$$e_i(s) = \left(-1 + \cos(\Delta\theta)\right)\frac{1}{s} + j \sin(\Delta\theta)\frac{1}{s} \quad (6.10)$$

この時の出力信号 $e_o(t)$ は、実部と虚部の各々の応答を $e_p(t)$ 、 $e_q(t)$ とすると次式で与えられる。

$$e_o(t) = e_p(t) + j e_q(t) = L^{-1} \left[e_o(s) \right] = \frac{1}{2\pi j} \int_0^- \frac{\frac{1}{\tau_1} s + \frac{A}{\tau_1^2}}{s^2 + \frac{1}{\tau_1} s + \frac{A}{\tau_1^2}} e_i(s) e^{st} ds \quad (6.11)$$

この式の逆ラプラス変換を行い、次式の位相ステップ応答 $\theta_o(t)$ を得る。

$$\theta_o(t) = \tan^{-1} \left(\frac{e_q(t)}{e_p(t)} \right) \quad (6.12)$$

1-4A>0の時

$$e_p(t) = \cos\Delta\theta + (1 - \cos\Delta\theta) \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cosh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) - \frac{1}{\sqrt{1-4A}} \sinh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) \right\}$$

$$e_q(t) = \sin\Delta\theta \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cosh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) - \frac{1}{\sqrt{1-4A}} \sinh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) \right\} \right]$$

1-4A=0の時

$$e_p(t) = \cos\Delta\theta + (1 - \cos\Delta\theta) \left(1 - \frac{t}{2\tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right)$$

$$e_q(t) = \sin\Delta\theta \left\{ 1 - \left(1 - \frac{t}{2\tau_1} \right) \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \right\}$$

1-4A<0の時

$$e_p(t) = \cos\Delta\theta + (1 - \cos\Delta\theta) \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cos\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right) - \frac{1}{\sqrt{4A-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right) \right\}$$

$$e_q(t) = \sin\Delta\theta \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cos\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right) - \frac{1}{\sqrt{4A-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right) \right\} \right]$$

A=1.0の位相補償フィルタの、15°、45°の位相ステップ変化に対する位相誤差応答の計算例をシミュレーション結果と共に図6.6に示す。横軸は等しい雑音帯域幅を持つ単調回路の時定数τで規格化した時間である。計算値はシミュレーション結果とよく一致しており、式(6.12)により本位相補償フィルタの位相ステップ応答を求められることが確認された。

(2) ループ特性の設計

ここでは位相補償フィルタとPLLとの関係について考察し、位相補償フィルタのループ特性の設計について述べる。完全2次積分形PLLの閉ループ伝達関数 $H_{PLL}(s)$ 、および位相補償フィルタの伝達関数 $H_{PCF}(s)$ は式(6.13)で与えられる。両式の係数を比較すると、 $K=1/\tau_1$ 、 $a=A/\tau_1$ とすれば同一の伝達関数となることがわかる。

$$H_{PLL}(s) = \frac{K(s+a)}{s^2 + Ks + Ka}$$

$$H_{PCF}(s) = \frac{\frac{1}{\tau_1} \left(s + \frac{A}{\tau_1} \right)}{s^2 + \frac{1}{\tau_1} s + \frac{A}{\tau_1^2}} \quad (6.13)$$

ここで、入力信号の位相ステップ変化は十分小さく $\Delta\theta \ll 1$ と仮定する。この時、 $\cos(\Delta\theta) \cong 1$ 、 $\sin(\Delta\theta) \cong \Delta\theta$ の近似が成り立ち、位相補償フィルタの位相ステップ応答 $\theta_o(t)$ は次式で与えられる。

$$\theta_o(t) = \tan^{-1} \left(\frac{e_q(t)}{e_p(t)} \right) \cong e_q(t) \quad (6.14)$$

式(6.14)による位相ステップ応答の計算例を図6.6に破線で示す。位相差が15°では式(6.12)の計算値との誤差はほとんどなく、45°でも誤差が20%程度あるが傾向はよく一致する。従って、位相補償フィルタの位相ステップ応答は、完全2次積分形PLLの位相ステップ応答で近似でき、よく知られているPLLのループ特性の設計法を本位相補償フィルタの設計に適用できることがわかる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。

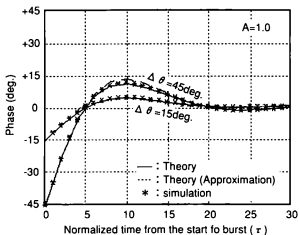


図6. 6 位相補償フィルタの位相ステップ応答特性

PLLのループ特性を制御するパラメータにはダンピングファクタ ζ と固有角周波数 ω_n がある。この ζ 、 ω_n は、位相補償フィルタの設計パラメータである時定数 τ_1 、減衰係数 A と以下のように関係づけられる。

$$\begin{aligned}\zeta &= \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K}{a}} = \frac{1}{2\sqrt{A}} \\ \omega_n &= \sqrt{aK} = \frac{\sqrt{A}}{\tau_1}\end{aligned}\quad (6.15)$$

等価雑音帯域幅を一定とし、減衰係数 A に対するダンピングファクタ ζ 、および $1/\tau_1$ 、で正規化した固有角周波数 ω_n を図6.7に示す。これより、本位相補償フィルタでは、ダンピングファクタ ζ は0.5以上、固有角周波数 ω_n は $1/2\tau_1$ 以下の範囲でループ特性を設計できることがわかる。

$A=1.0, 0.5, 0.25, 0.0625$ の場合の位相ステップ応答特性の計算値を図6.8に示す。これらはそれぞれダンピングファクタ $\zeta=0.5, 0.707, 1, 2$ に対応し、 $A=0.25$ では臨界制動、 $A<0.25$ では過制動、 $A>0.25$ では不足制動となる。 $A=0.5$ はPLLでよく使用されるダンピングファクタ $\zeta=0.707$ に相当し、制動が十分で応答の行き過ぎ量も小さく収束時間も速いが、定常状態での位相誤差は $A=1.0$ よりやや大きい。このように、本位相補償フィルタでは、2次ループのPLLを用いた搬送波再生回路と同様、所望のループ特性に応じた搬送波再生回路の設計が可能となる。

(3) 周波数ステップ応答特性

フィルタ出力の初期値を $e_o(t)=1$ とし、 $t=0$ にて周波数が $\Delta\omega$ だけ変化した時の位相補償フィルタの周波数ステップ応答を求める。

ここで、入力信号 $e_i(s)$ の周波数ステップ変化は十分小さく、 $\Delta\omega t \ll 1$ と仮定すると、 $\cos(\Delta\theta) \cong 1$ 、 $\sin(\Delta\theta) \cong \Delta\theta$ の近似が成り立つ。この時、位相補償フィルタの周波数ステップ応答 $\Delta\theta_o(t)$ は、入力信号と出力信号との位相誤差により次式で与えられる。

$$\Delta\theta_o(t) = L^{-1} \left[\left(1 - H_{PCF}(s) \right) \cdot \frac{\Delta\omega}{s^2} \right] \quad (6.16)$$

1-4A>0の時

$$\Delta\theta_o(t) = \frac{2\Delta\omega\tau_1}{\sqrt{1-4A}} \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \sinh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right)$$

1-4A=0の時

$$\Delta\theta_o(t) = \Delta\omega \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right)$$

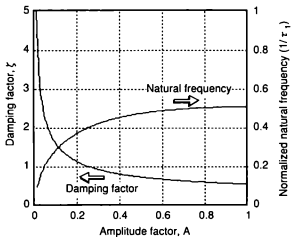


図 6. 7 位相補償フィルタのダンピングファクタと固有周波数

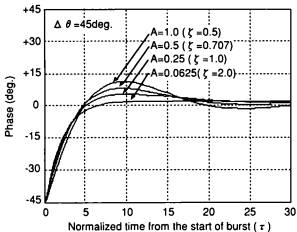


図 6. 8 減衰係数 A に対する位相補償フィルタの位相ステップ応答特性

1-4A<0の時

$$\Delta\theta_o(t) = \frac{2\Delta\omega\tau_1}{\sqrt{4A-1}} \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \sin\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right)$$

周波数ステップ応答の計算例をシミュレーション結果と共に図6. 9に示す。横軸は等しい雑音帯域幅を持つ単同調回路の時定数 τ で規格化した時間である。計算値はシミュレーション結果とよく一致しており、 $\Delta\omega$ が十分小であれば、式(6.16)により本位相補償フィルタの周波数ステップ応答を求められることが確認された。

6. 3. 4 パースト信号に対する位相応答特性

パースト信号入力時の位相応答特性は、本位相補償フィルタを用いた搬送波再生回路の位相引き込み特性を決定する重要な特性である。位相補償フィルタの中心周波数と入力パースト信号周波数との角周波数差を $\Delta\omega$ とすると、入力信号 $e_i(s)$ は次式で与えられる。

$$e_i(s) = \frac{s}{s^2 + \Delta\omega^2} + j \frac{\Delta\omega}{s^2 + \Delta\omega^2} \quad (6.17)$$

ただし、実部、虚部はそれぞれ $\cos(\Delta\omega t)$ 、 $\sin(\Delta\omega t)$ のラプラス変換である。この入力信号 $e_i(s)$ に対する出力信号 $e_o(t)$ は式(6.11)の逆ラプラス変換により求められ、再生搬送波位相誤差のステップ応答 $\Delta\theta_o(t)$ として次式を得る。なお、式(6.18)における $e_p(t)$ と $e_q(t)$ の導出は付録Bに示した。

$$\Delta\theta_o(t) = \tan^{-1} \left(\frac{e_q(t)}{e_p(t)} \right) - \Delta\omega t \quad (6.18)$$

1-4A>0の時

$$e_p(t) \equiv \cos\Delta\omega t - \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cosh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1}t\right) - \frac{1}{\sqrt{1-4A}} \sinh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1}t\right) \right\}$$

$$e_q(t) \equiv \sin\Delta\omega t - \frac{2\Delta\omega\tau_1}{\sqrt{1-4A}} \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \sinh\left(\frac{\sqrt{1-4A}}{2\tau_1}t\right)$$

1-4A<0の時

$$e_p(t) \equiv \cos\Delta\omega t - \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \left\{ \cos\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right) - \frac{1}{\sqrt{4A-1}} \sin\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right) \right\}$$

$$e_q(t) \equiv \sin\Delta\omega t - \frac{2\Delta\omega\tau_1}{\sqrt{4A-1}} \exp\left(-\frac{t}{2\tau_1}\right) \sin\left(\frac{\sqrt{4A-1}}{2\tau_1}t\right)$$

位相補償フィルタと等価雑音帯域幅が等しい単同調回路の時定数 τ で正規化した周波数誤差 $\Delta\omega\tau=0.04$ のバースト信号を入力した時の、位相補償フィルタの位相応答誤差の計算値をシミュレーション結果と共に図6.10に示す。横軸は τ で規格化した時間である。減衰係数 $A=1.0, 0.5, 0.25, 0.0625$ とし、等価雑音帯域幅は一定とした。計算値はシミュレーション結果とよく一致しており、式(6.18)により本位相補償フィルタのバースト信号入力に対する位相誤差応答が求められることが確認された。

図よりわかるように、 $A=1.0$ は $\zeta=0.5$ 相当で減衰制動となり、位相誤差は振動しながら小さくなる。一方、 $A=0.0625$ は $\zeta=2$ 相当で過制動となり、振動はしないが定常値に達するまでに長い時間を要する。PLLでは応答特性の点から $\zeta=0.707$ がよく使用され、これは $A=0.5$ に相当する。本位相補償フィルタにおいても、 $A=0.5$ が振動も小さく収束も早いことから、バースト搬送波再生回路に適用する場合には、 $A=0.5$ が妥当と考えられる。

6.3.5 バースト信号に対するシミュレーション

本位相補償フィルタを用いた逆変調型バースト搬送波再生回路の再生搬送波位相引き込み特性、ならびに誤り率特性を計算機シミュレーションにより求めた。入力信号はQPSKで、 $\alpha=0.4$ の余弦ロールオフフィルタによる伝送系とした。CR、BTRはそれぞれ48、80シンボル、DATA長は120シンボル、位相補償フィルタについては $A=0.5$ 、 $Q=50$ とした。

入力バースト間周波数偏差に対する再生搬送波位相の過渡応答特性を図6.11に示す。再生搬送波位相は8回のシミュレーション結果の平均値である。バースト間周波数偏差は $\Delta\omega\tau=0.02, 0.04$ とし、等価雑音帯域幅が同一の単同調回路の場合のシミュレーション結果も併せて示した。単同調回路では、DATA部にて位相誤差がやや大きくなり、 $\Delta\omega\tau=0.02, 0.04$ に対してそれぞれ $2\sim 4^\circ$ の再生搬送波位相誤差が生じている。一方、位相補償フィルタでは、プリアンプ部での位相誤差は単同調回路よりやや大きい、DATA部では再生搬送波位相誤差は $\Delta\omega\tau=0.02, 0.04$ の場合でも 1° 以下と小さくできる。

$\Delta\omega\tau < 0.1$ の範囲でのバースト間周波数偏差に対する誤り率特性のシミュレーション結果を図6.12に示す。単同調回路では誤り率はバースト間周波数偏差にほぼ比例して大きくなるが、本位相補償フィルタの場合には誤り率特性はほとんど劣化しないことがわかる。

以上、本位相補償フィルタにより、バースト間周波数偏差に対する再生搬送波位相誤差、および誤り率特性の劣化を単同調回路に比べ低減できることをシミュレーションにより明らかにした。

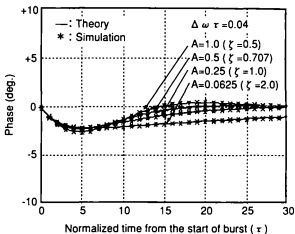


図 6. 9 減衰係数 A に対する位相補償フィルタの周波数ステップ応答特性

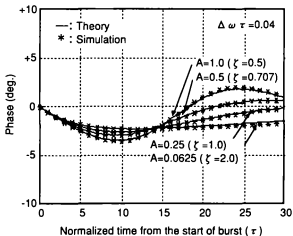


図 6. 10 周波数誤差を有するバースト信号入力に対する位相補償フィルタの位相応答特性

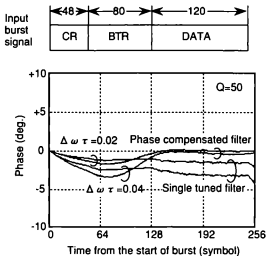


図6. 1.1 入力バースト間周波数偏差に対する再生搬送波位相の過渡応答 (シミュレーション結果)

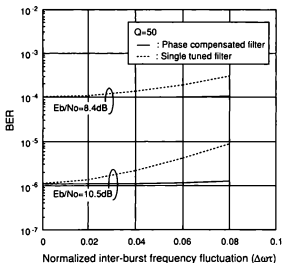


図6. 1.2 入力バースト間周波数偏差に対するQPSKバースト変復調器の誤り率特性 (シミュレーション結果)

6. 4 実験

6. 4. 1 試作バースト変復調器

本位相補償フィルタを用いた逆変調型バースト搬送波再生回路を採用した50Mbit/s QPSKバースト変復調器を試作した。クロック周波数は25.024MHz、送信フィルタはアバーチャ補正付きのBT=1.5の5次バターワースフィルタ、受信フィルタはBT=1.0の5次バターワースフィルタ相当であり、送受信総合で $\alpha=0.6$ 相当の近似ナイキスト伝送系を構成している。本バースト変復調器は $R=1/2$ 、 $K=4$ の畳み込み符号化-3ビット軟判定ビタビ復号への適用を前提としており、所要サイクルスリップ特性は $E_b/N_0=3\text{dB}$ において 4×10^{11} 回/シンボルである。これを満たすため、位相補償フィルタのQ値は約80程度とした。位相補償フィルタは $A=0.5$ 、 $\zeta=0.707$ 相当とした。バースト信号のプリアンプルはCRが48シンボル、BTRが80シンボル、UWは24シンボルである。

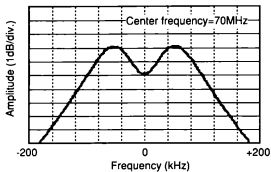
6. 4. 2 フィルタ特性

位相補償フィルタの振幅・位相周波数特性を図6. 13に示す。等価雑音帯域幅は320kHzで、Q値は約78相当となっている。振幅周波数特性は図6. 4に示した計算値とほぼ一致している。位相周波数特性については、中心周波数近傍においても完全に平坦とはなっておらず、わずかな1次傾斜がある。中心周波数から10kHz離れた点において位相誤差は約 1.5° あり、これは、BPFとBRFの各時定数と減衰係数Aが、式(6.6)の関係を完全に満たしていないためと考えられる。

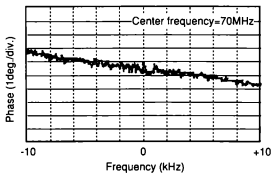
6. 4. 3 総合特性

誤り率は、UW後の1000シンボルの部分のデータについて測定した。バースト動作時の誤り率特性を図6. 14に示す。誤り率 10^{-4} における理論値からの劣化は0.6dBと小さく、誤り訂正後の誤り率 10^{-4} において約3.7dBの符号化利得を得た。入力 $E_b/N_0=9\text{dB}$ の時の入力バースト間周波数偏差に対する誤り率特性を図6. 15に示す。本位相補償フィルタによりバースト間周波数偏差に対する誤り率特性の劣化を十分小さくできることがわかる。入力周波数変動が $\pm 7.5\text{kHz}$ の場合、誤り率の劣化は約1.5倍になっており、等価 E_b/N_0 劣化は約0.2dBである。これは、図6. 13でわかるように、ハードウェアの不完全性により中心周波数から7.5kHz離れた点で約 1° の位相誤差が生じているためと考えられる。

バースト間周波数偏差に対する再生搬送波のスリップ特性を図6. 16に示す。再生搬送波のスリップ特性の劣化は再生搬送波位相誤差に対して約1~2dB/度の比率で劣化することが知られている⁽⁴⁾。一方、同一の等価雑音帯域幅をもつ単調回路を用いた場合には、式(6.2)より $\pm 7.5\text{kHz}$ の入力周波数変動に対して 2.5° 以上の位相誤差が生じると推定される。このため、2.5dB以上の劣化が生じると推定されるが、本位相補



(a) Amplitude - frequency characteristics.



(b) Phase - frequency characteristics.

図 6. 13 位相補償フィルタの振幅・位相周波数特性 (実測値)

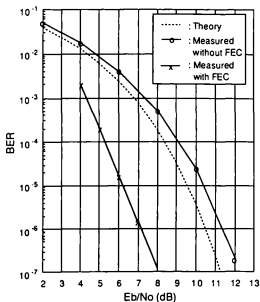


図 6. 14 位相補償フィルタを用いた試作QPSKバースト変復調器の誤り率特性

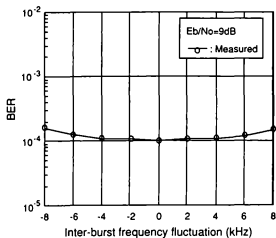


図 6. 15 試作QPSKバースト変復調器の入力バースト間周波数偏差に対する誤り率特性

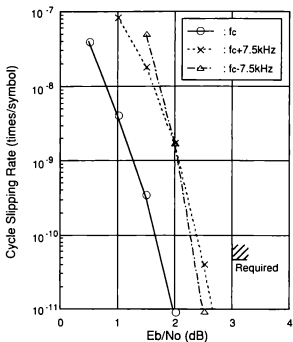


図 6. 1 6 位相補償フィルタを用いた試作 Q P S K バースト変復調器のキャリアサイクルスリップ特性

償フィルタでは±7.5kHzの入力周波数変動に対し、劣化は約1dB程度になった。これは、試作モデムにおける位相補償フィルタの位相誤差が7.5kHzにおいて約1°程度となっているためと考えられる。

以上、本位相補償フィルタを用いた逆変調型バースト搬送波再生回路を採用したQPSKバースト変復調器を試作し、実験により、本位相補償フィルタの有効性を確認した。

6. 5 むすび

TDMA衛星通信方式において、バースト間周波数偏差に起因する再生搬送波位相誤差を小さくするため、逆変調型搬送波再生回路に適した新しい構成の位相補償フィルタを提案し、解析とシミュレーションにより基本特性を明らかにした。また、QPSK信号を対象として、提案する位相補償フィルタを用いた逆変調型バースト搬送波再生回路の特性を示し、シミュレーションと実験により有効性を明らかにした。

本章で提案した位相補償フィルタは、BPFとBRFを組み合わせ、中心周波数近傍の位相周波数特性を平坦とすることによりバースト間周波数偏差による再生搬送波位相誤差を小さくするものである。定常状態における許容位相誤差を2°以下とした時、本位相補償フィルタの適用により、従来の単同調回路を用いた場合に比べ約5倍のバースト間周波数偏差を許容可能となる。さらに、本位相補償フィルタでは、設計パラメータである減衰係数を適当に選択することにより、PLLを用いた搬送波再生回路と同じように、ダンピングファクタと固有角周波数によるループ特性の設計が可能という特徴を有している。したがって、単同調回路を用いる場合に比べてキャリアフィルタの構成や調整が複雑になるものの、PLLを用いた場合に問題となるハングアップがなく、かつPLLのようにシステム要求条件に応じた様々なループ特性を持つバースト搬送波再生回路を提供できるという利点を有する。

バースト搬送波再生回路に本位相補償フィルタを用いることにより、特に地球局の送信周波数安定度に対する要求条件が緩和される。従って、シンボルレートに比べ無線周波数の高いTDMA通信方式等において有効であり、本位相補償フィルタを用いた逆変調型バースト搬送波再生回路は、トランスポンダホッピング、高利得誤り訂正を用いた30/20GHz帯の商用TDMA衛星通信システム等に使用されている⁽⁶⁾⁽¹⁵⁾。

残された課題として、ハードウェアの不完全性が位相補償フィルタの特性に与える影響を明らかにすると共に、本位相補償フィルタの周波数位相特性の改善、ならびに引き込み特性の高速化のさらなる検討を行う必要がある。

7.1 まえがき

TDMA方式は、柔軟なネットワーク構成が可能、異なる情報速度の信号に対応可能、衛星送信電力の有効利用が可能等の特長を有し、国内衛星通信においても広く利用されている。衛星中継網方式(DYANET)は、衛星通信網と地上網を組み合わせ、地上網からのあふれ呼を衛星通信回線により疎通させる共通迂回中継を実現するものであり、多数の地球局が交換機の設置されたビルに設置されるため、本方式の実用化においては、地球局の小型・経済化が重要な課題であった^{(1) (2)}。なかでも、衛星通信用TDMA装置はバースト変復調部、同期制御部、地上網インタフェース部からなり、複雑な機能を有する装置であるため、その小型・経済化は重要な課題であった。TDMA同期制御部については、デジタル回路で構成されているため、大きなゲート規模を有するCMOSLSIを用いることにより小型化が可能であるが、専用LSIでは用途が限定され経済化は困難と考えられていた。そこで、TDMA装置を構成する機能の中から汎用化できる機能を抽出してLSI化し、各種パラメータを設定可能とする汎用TDMA LSIが考案された。これにより、TDMA用LSIを、特定のTDMAシステムのみならず様々なTDMA方式に適用可能できるため、各種TDMA装置の小型・経済化を達成できる。開発した汎用TDMA LSIは、種々の衛星通信用TDMA装置に適用され、その小型化・経済化に大きな効果をあげている^{(3) (4) (5)}。

一方、バースト変復調部はTDMA装置を構成する主要回路のひとつであるが、アナログ・デジタル回路が混在し、構成が複雑で回路規模も大きく、さらに多くの調整を必要とするという問題があり、バースト変復調器の小型・経済化、調整の簡易化は重要な課題である。LSI化・IC化はこのためのアプローチであり、汎用TDMA LSIの開発と同様に、開発する変復調器用LSI・ICの汎用性を高めることにより、個々の部品の低コスト化が可能となる。さらにバースト変復調器において、無調整化が容易なLSI化・IC化に適した回路構成を採用することにより、設計・製造工数、調整工数の削減とあいまって装置の経済化に有効である。衛星通信用TDMA装置における小型・経済化、高信頼化のアプローチを図7.1にまとめて示す。

本章では、衛星通信用TDMA装置に適用するバースト変復調器の小型・経済化、高信頼化のためのLSI化・IC化手法を提案する^{(6) (7) (8)}。衛星通信では、通信衛星・地球局の送信電力の有効利用のため、畳み込み符号化・ビタビ復号等の高利得な誤り訂正方式が適用され、バースト変復調器は低Eb/Noでの安定動作が要求される。このため、バースト変復調器のLSI化・IC化においては、汎用性に加えて、低Eb/Noでの安定な動作という要求条件も満足させる必要がある。提案するLSI化・IC化手法に基づき、バースト変復調器用の11品種のLSI・MIC(Monolithic IC)・HIC(Hybrid IC)を開発した。開発したLSI・MIC・HICはQPSK方式以外の変復調方式・各種ビットレートに汎用的に適用可能であり、各種の衛星通信システムに適用できる。これらの開発LSI・MIC・HICならびにデジタル制御型APC・AF

C付逆変調タンクリミッタ方式の採用により、回路調整の大幅な簡易化と低Eb/Noでの安定動作の両立を可能としている。本章では、試作したLSI・MIC化50Mbit/s QPSKバースト変復調器が低Eb/No条件下において良好に動作することを示す。

7. 2 バースト変復調器のLSI・MIC化

7. 2. 1 LSI・MIC化のアプローチ

衛星通信用TDMA装置等の大規模な通信装置の小型化・高信頼化には装置全体のLSI化・IC化が有効な手段である。しかしながら、このような通信装置に使用するLSI・ICは、メモリ等の汎用LSIまたは端末用LSI等と比較して、生涯生産数が著しく少なく、開発コストに見合う経済性の達成が問題となる。このような通信装置において、LSI化・IC化による経済化を達成するため、開発するLSI・ICの汎用化を図り、適用領域を広げる必要がある。一方、衛星通信においては、通信衛星・地球局の送信電力を有効利用し、地球局の小型・経済化を達成するため、畳み込み符号化・ビタビ復号等の高利得な誤り訂正方式が適用される。このため、バースト変復調器は極めて低いEb/Noにおいて安定な動作が要求される。

以上の条件を考慮した、バースト変復調器用LSI・ICの機能配分とデバイス選択のアプローチを図7. 2に示す。衛星通信用バースト変復調器のLSI・MIC化においては、バースト変復調器における基本機能の抽出を行い、アナログ信号処理部とデジタル信号処理部、高速信号処理部と低速信号処理部に分離し、可能なものは極力デジタル化することとした。低Eb/No動作に関しては、バースト搬送波再生回路に4通倍方式に比べ低Eb/No動作の点で優れた逆変調タンクリミッタ方式の採用を前提とし、第4章、第5章で述べたデジタル制御型APC・AFCの採用により制御部をデジタルLSI化し、調整箇所を削減・調整の簡易化と低Eb/Noでの安定動作の両立を図ることとした。また、バースト変復調器とTDMA装置の同期制御部とのインタフェースや変復調器制御部も、ベースバンド処理で実現できるためデジタルLSI化を図った。一方、デジタルLSI化が困難な高速アナログ信号処理部については汎用性のある機能についてMIC化・HIC化を図った。各種変復調器に汎用的に利用できる高速アナログ信号処理回路についてはMIC化、バースト変復調器に固有の多機能なアナログ処理回路については、既開発ICを利用でき開発コストの小さなHIC化により多機能化を図った。以上のLSI化・IC化のアプローチに基づき、3種のデジタルLSI、4種の高速アナログMIC、4種の多機能アナログHICを開発した。

7. 2. 2 LSI・MIC化バースト変復調器の構成

(1) デジタル制御型コストASAPC付逆変調搬送波再生回路⁽⁹⁾

衛星通信においては、高利得なビタビ復号器LSIの適用により、バースト変復調器の低Eb/Noでの動作が不可欠となっている。例えば、符号化率 $R=1/2$ 、拘束長 $K=4$ のビ

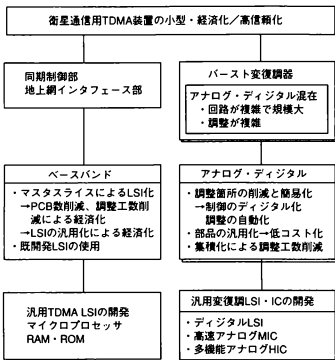


図7. 1 衛星通信用TDMA装置の小型・経済化のアプローチ

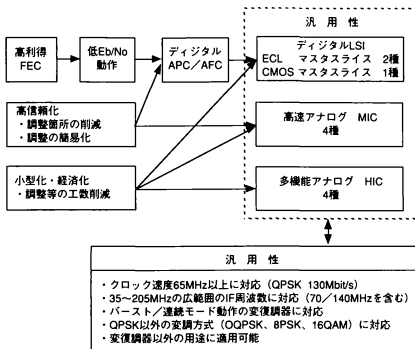


図7. 2 バースト変復調器用LSI・ICの機能配分とデバイス選択のアプローチ

タビ復号器を用いる場合、符号誤り率 $P_e=10^{-4}$ において3.5dBの利得があり、誤り訂正無しの場合に比べ帯域拡大分も含め6.5dB低い E_b/N_0 での安定動作が要求される。このような条件ではサイクルスリップ特性に優れた搬送波再生方式の適用が必須である。

逆変調タンクリミッタ方式は低 E_b/N_0 の条件下におけるサイクルスリップが4 通倍方式に比べ優れているが、キャリア位相誤差の影響を受けやすい。この問題を解決するため、搬送波再生回路として、第5章にて提案したデジタル制御型コスタスAPC付逆変調タンクリミッタ方式を採用した。これにより、温度変動に対するサイクルスリップ特性劣化の問題が解決され、低 E_b/N_0 下における動作の安定化、小型化、調整の簡易化が可能な搬送波再生回路が実現できる。また、デジタル制御型コスタスAPCの制御部の大部分はデジタル回路で構成され、容易にLSI化できる。

(2) 位相補償フィルタ⁽¹⁰⁾

バースト間周波数偏差に起因する位相誤差を補償するため、第6章において述べた位相補償フィルタを採用した。位相補償フィルタの採用により、バースト間周波数偏差に起因する再生搬送波位相誤差を小さくでき、低 E_b/N_0 下におけるサイクルスリップ特性の劣化が大幅に改善される。

搬送波再生回路には狭帯域の位相補償フィルタを実現する必要がある。これをIF (Intermediate Frequency) 帯で実現するには、Q値の高いBPFとBEFが必要となるが、高Qのフィルタを実現するにはダーリントン接続したエミッタフォロワ回路により、高インピーダンスで接続する必要があるが、高Qのため温度変動等により中心周波数や帯域幅が変動する等の問題が生じる。これは、第4章の図4.4で示したLPF型キャリアフィルタの構成により本位相補償フィルタを実現することで解決できる。これは、LPF型キャリアフィルタの中心周波数の安定度は局部発振器の周波数安定度で決まるためである。市販のクリスタル発振器では 3×10^{-8} 程度の安定度を容易に達成でき、安定な位相補償フィルタを実現できる。ただし、LPF型キャリアフィルタを実現するには、線形性のよい直交復調器と直交変調器が必要となる。

(3) デジタル制御型AFC⁽¹¹⁾

搬送波再生回路用AFCには、LPF型位相補償フィルタで得られる再生搬送波信号と、LPF型位相補償フィルタの局部発振器の周波数との誤差信号を用い、これをデジタルフィルタ・積分器で処理した信号でVCO制御するデジタル制御型AFCを採用した。このデジタル制御型AFCは、第4章で述べたデジタル制御形追尾フィルタにおけるAFC制御方法を利用したもので、制御部の大部分はデジタルLSI化が可能である。本AFCは、キャリアフィルタの入出力信号の中心周波数からの周波数誤差に対する位相特性をもとに周波数誤差を検出する従来型のAFC制御に比べ、周波数誤差検出を低域フィルタ通過後の信号から検出するために低 E_b/N_0 下における動作の安定化が図れ、デジタルLSI化による小型化、調整の簡易化が可能となる。

なお、図4.2の原理によるDFEを用いた周波数誤差検出回路においては、2つの直交検出力S、Cのうち、Cの立ち上がりにおいて周波数誤差を検出するため、1Hz

の周波数誤差に対して1つの誤差検出パルスが発生される。したがって、周波数誤差が小さくなると誤差検出パルスの発生頻度が小さくなり、周波数誤差検出感度が低下する。これを改善するため、LSI化においては、S、Cの双方の立ち上がり、立ち下がりにおいて、他方の出力信号との位相関係をもとに周波数誤差検出を行うことにより、1Hzの周波数誤差に対して4つの誤差検出パルスを発生できる構成を採用した。これにより、周波数誤差感度は図4、2の周波数誤差検出回路に比べ4倍に改善される⁽¹²⁾。

7. 2. 3 デバイスの選択

バースト変復調器にはアナログ/デジタル、高速/低速等各種の機能・回路が混在する。これらの回路のLSI化、IC化には最適機能配分とデバイス選択が必要となる。

デジタルLSIについては、フルカスタムLSIに比べ低コストで開発期間も短いマスタスライスLSI（ゲートアレイ）を選択した。デジタルLSIのデバイス候補としては、CMOS、バイポーラ（ECL）、GaAsがある。これらのデバイスの選択は、集積度、速度（ゲート遅延）、消費電力等の観点から評価する必要がある。変復調用LSI・MICの開発着手当時は、集積度からみるとCMOS（約50Kゲート）>バイポーラ（約20Kゲート）>GaAs（約10Kゲート）であった。しかし、バイポーラでは熱的な問題から実質的に利用可能な上述の数分の1、GaAsも商用レベルでは当時の研究レベルの数分の1であり、CMOSの実質的に利用可能なゲート数は、バイポーラ・GaAsに比べ約10倍大きい。一方、動作速度からみるとCMOS<バイポーラ<GaAsとなる。以上を考慮し、高速な動作が要求される高速デジタル処理部は、比較的所要ゲート数が少ないことからECL/TTLインタフェースを有するバイポーラマスタスライスLSIを適用することとした。デジタル制御型APC・AFCの制御系については動作速度がクロック速度に比べ低速なこと、実現すべき機能が複雑で所要ゲート規模が大きいことから、CMOSマスタスライスLSIを適用することとした。

アナログICとしては、単一の機能ではあるが広帯域で高精度な特性が要求されるものにはモノリシックIC（MIC）を、複雑な機能を必要とするが既開発のIFアンプ等のモジュールが適用可能なものにはそれらをアセンブリしたハイブリッドIC（HIC）を採用することとした。高速信号を伝送するための変調器・復調器に使用する基本機能素子である乗算器は、通常、70MHzまたは140MHzのIF周波数で動作することが必要である。現状のデバイス技術でのデジタル化の可能性は小さく、アナログデバイスで実現する必要がある。高速アナログデバイスとしては、シリコンバイポーラとGaAsが候補としてあげられるが、1GHz程度まではシリコンバイポーラSST（Super Self-aligned process Technology）⁽¹³⁾により高い歩留まりで高性能化が可能である。そこで、アナログ回路のMIC化のデバイスとしてはシリコンバイポーラを適用することとした。

7. 3 変復調用 L S I ・ M I C の開発

7. 3. 1 変復調用 L S I ・ M I C の設計

バースト変復調器の L S I ・ M I C 化においては、以下の要求条件を満足させる必要がある。

- ・低Eb/Noにおける安定動作・バースト動作
- ・回路調整の簡易化（無調整化）・高信頼化
- ・回路の小型化・経済化

これらを満足するため、以下の基本構想に従って、変復調器の各機能を L S I ・ M I C ・ H I C へ配分し、デバイス選択を行った。

- ・バースト搬送波再生方式として逆変調タンクリミッタ方式を適用可能とすること
- ・デジタル制御型 A F C / A P C の採用
- ・レベルダイヤならびにインタフェースの標準化の徹底による付加的回路の削減

L S I ・ M I C の機能・回路設計にあたっては、以下に示すように可能な限り汎用性を考慮し、3種のデジタル L S I ・ 4種のアナログ M I C ・ ならびに4種のアナログ H I C を開発した。

- ・65MHzまでの各種クロック速度に対応
- ・35~205MHzの各種 I F 周波数（70/140MHzを含む）に対応
- ・バースト/連続の両動作モードの変復調器に対応可能
- ・Q P S K 以外の各種変調方式（オフセット Q P S K ・ 8 P S K ・ 1 6 Q A M ）に対応
- ・変復調器以外の用途にも適用可能

7. 3. 2 デジタル L S I

変復調器のベースバンド部、アラーム処理、A P C ・ A F C 等各種制御機能をデジタル論理 L S I 化したもので3品種を開発した。開発した変復調用デジタル L S I の主要諸元ならびにその外観を、それぞれ表 7. 1 と図 7. 3 に示す。

(1) MOD INT L S I (変調器インタフェース L S I)

MOD INT L S I は変調器のベースバンド部を L S I 化したもので、E C L / T T L インタフェースを有する E C L マスタスライスにより高速化を図っている。本 L S I は T D M A 装置同期制御部とのインタフェース機能、シグナルマッピング機能等を具備しており、クロック速度65MHzまでの Q P S K 方式の他、オフセット Q P S K ・ 8 P S K ・ 1 6 Q A M 方式等に汎用的に適用可能である。

(2) DEM CONT L S I (復調器制御 L S I)

DEM CONT L S I は復調器のベースバンド部の主信号系を L S I 化したもので、MOD INT L S I と同様に E C L マスタスライス L S I を使用している。さらに、本 L S I はルー

ブフィルタとVCOを接続することにより、コスタス型の連続モード用キャリア再生回路を構成することが可能である。本LSIもクロック速度65MHzまでのQPSKの他、オフセットQPSKに適用可能である。

(3) APC/AFC LSI (APC/AFC制御LSI)

APC/AFC LSIはキャリアAPC制御、キャリアAFC制御およびクロックAPC制御機能を有し、CMOSマスタスライスを使用し、クロック速度20MHzで動作可能である。本LSIには、低速なバースト復調回路に対してはDEMCONT LSIを用いず復調器制御ができるよう、DEMCONT LSIの一部の機能も含んでいる。

7. 3. 3 高速アナログMIC

高速シリコンバイポーラSST技術を用いて4品種の高速アナログMICを開発した。これらのMICの基本回路はアナログ乗算器、スイッチであり、特にアナログ乗算器は変調器、位相検波器、等化器の重み付け回路、周波数変換器等の幅広い適用領域を有する。開発した高速アナログMICの主要諸元ならびにその外観を、それぞれ表7.2と図7.4に示す。

アナログ乗算器のMIC化においては、回路構成としてギルバート型アナログ乗算器を採用し、線形性の高い高速アナログ乗算器MICを実現した。アナログ乗算器を基本回路として、図7.5に示すように、2つの乗算器、合成器、90°ハイブリッドで構成される直交変調器、2つの乗算器、分配器、90°ハイブリッドで構成される直交復調器をIC化することができる。また、アナログ乗算器はクロック再生回路や、搬送波再生回路における逆変調器にも適用できる。さらに、線形性の高い直交変調器、直交復調器により、LPF型位相補償フィルタを構成できる。

(1) DBMIC (乗算器IC)

DBMICは不平衡/平衡変換回路を付加したアナログ乗算器であり、DC~210MHzにおける振幅周波数特性0.5dBp-p以下、2相位相変調器としての振幅・位相誤差はそれぞれ0.1dBp-p以下・1°p-p以下、ダイナミックレンジは40dB以上である。

(2) MODIC (直交変調器IC)

MODICは2個のアナログ乗算器と合成回路、アンプで構成され直交変調器として動作する。90度ハイブリッドは高い直交性が要求される回路への適用を考慮し外付けとした。主な特性はDBMICと同様である。開発したMODICで構成したQPSK変調回路の変調特性を図7.6に示す。

(3) DEMIC (直交復調器IC)

DEMICは2個のアナログ乗算器と分配器からなり、90度ハイブリッドを付加することにより直交検波器として動作する。主な特性はDBMICと同様である。

表 7. 1 開発した変復調用デジタルLSIの主要諸元

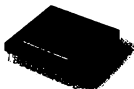
	MOD INT LSI	DEM CONT LSI	APC/AFC LSI
デバイス	ECL マスタライズ	ECL マスタライズ	CMOS マスタライズ
動作速度	≥65MHz	≥65MHz	≥20MHz
ピン数	149	149	88
電源電圧	+5V, -5.2V	+5V, -5.2V	+5V
主機能	(O) QPSK, 8PSK 16QAM 変調器 インタフェース. ハート動作制御 アラーム制御	復調器制御・インタフェース. 軟判定論理. 位相誤差検出 クロック分周	APC制御 AFC制御 復調器インタフェース. クロック分周.
消費電力	1.8W	2.1W	<100mW



(a) MOD INT LSI



(b) DEM CONT LSI



(c) APC/AFC LSI

図 7. 3 開発した変復調用デジタルLSIの外観

表 7. 2 開発した変復調用M I Cの主要諸元

	DBM IC	MOD IC	DEM IC	CRSW IC
デバイス	シリコン・イテラ	シリコン・イテラ	シリコン・イテラ	シリコン・イテラ
入力周波数	DC~210MHz	35~210MHz	35~210MHz	35~210MHz
電源電圧	+5V	+5V	+5V	-5.2V
主機能	アログ乗算器	直交変調器	直交復調器	キャリアスイッチ
主性能	振幅周波数特性 $\leq 0.5\text{dBp-p}$ 振幅位相誤差 $\leq 0.1\text{dBp-p}$ 、1°			キャリア ON/OFF $\geq 60\text{dB}$
消費電力	400mW	600mW	500mW	300mW



(a) DEM IC



(b) MOD IC

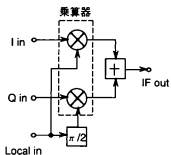


(c) DBM IC

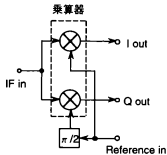


(d) CRSW IC

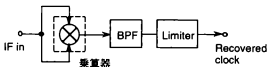
図 7. 4 開発した変復調用M I Cの外観



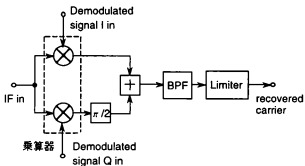
(1) 直交変調器



(2) 直交復調器



(3) 自乗検波型クロック再生回路



(4) 逆変調型搬送波再生回路

図 7. 5 アナログ乗算器を用いた変復調回路の構成例

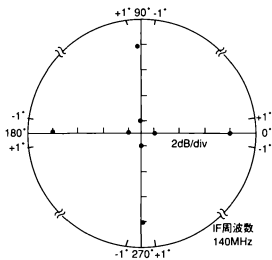


図7. 6 MOD ICで構成したQPSK変調回路の変調特性

(4) CRSW IC (キャリアスイッチ IC)

バースト変調器には、所望のタイムスロットにのみバースト信号を送出するため、高速に変調器の出力、または局部発振器入力をON/OFFするキャリアスイッチが必要となる。バーストON/OFF雑音の所要C/Iを30dB、TDMA地球局数を200局とすると、約55dBという高いON/OFF比のキャリアスイッチが必要となる。

CRSW ICはアナログスイッチと差動アンプで構成される⁽¹⁴⁾。ON/OFF比60dB以上、挿入損失0dB、スイッチ切り替え時間は3nsec以下である。本ICはECLインタフェースでキャリア信号のON/OFF制御が可能である。

7. 3. 4 多機能アナログHIC

変調回路・復調回路のIF部の小型化のため、すでにMIC化・モジュール化されたIFアンプ、オペアンプ等をアセンブリした以下の4品種の多機能アナログHICを開発した。開発した変復調用多機能アナログHICの主要諸元ならびにその外観を、それぞれ表7.3と図7.7に示す。開発したHICを適用したバースト復調器IF部の構成例を図7.8に、AGC (Automatic Gain Control) 特性の例を図7.9に示す。

(1) TX HIC (送信HIC)

TX HICはIFアンプ、分配器、DCアンプおよびコンパレータからなり、IF信号増幅、IFレベルモニタ、アラーム検出等通常のバースト変調器IF部で必要となるほとんどの機能を有する。利得は15dB、1dB抑圧点の出力レベルは+5dBmである。

(2) RX HIC1 (受信HIC-1)

RX HIC1はIFアンプ、電圧制御型アッテネータからなり、IF信号増幅、AGC制御等の機能を有する。利得はAGC制御電圧に応じて15~35dBに可変である。

(3) RX HIC2 (受信HIC-2)

RX HIC2はIFアンプ、分配器、DCアンプおよび包絡線検波器からなり、IF信号増幅、IFレベルモニタ、アラーム検出等の機能を有する。1dB抑圧点における出力レベルは+5dBmである。

(4) AGC HIC (AGC制御HIC)

AGC HICはDCアンプ、ピークホールド回路、コンパレータからなり、RX HIC-1およびRX HIC-2と組み合わせることにより、ピークホールド型AGC、平均値AGCを含む通常のバースト復調器IF部で必要となるほとんどの機能が実現可能である。

表 7. 3 変復調用多機能アナログHICの主要諸元

	TX HIC	RX HIC1	RX HIC2	AGC HIC
デバイス	厚膜HIC	厚膜HIC	厚膜HIC	厚膜HIC
入力周波数	140+65MHz	35~205MHz	35~205MHz	DC入力
電源電圧	+5V、+10V、 -15V	+5V、+10V、 -15V	+5V、+10V、 -15V	+5V、-15V
主機能	IF信号増幅 IF信号分配 IF信号モニタ アラーム検出	IF信号増幅 AGC	IF信号増幅 IF信号分配 IF信号モニタ レベル検出	ACG制御 ビークホールド アラーム処理
消費電力	1.7W	2.1W		600mW



(a) TX HIC



(b) RX HIC1



(c) RX HIC2



(d) AGC HIC

図 7. 7 変復調用多機能アナログHICの外観

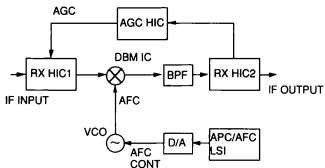


図 7. 8 H I C を適用したバースト復調器 I F 部の構成例

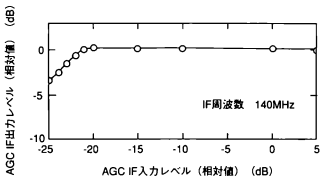


図 7. 9 H I C を適用したバースト復調器 I F 部の A G C 特性例

7. 4 試作LSI・MIC化バースト変復調器の特性

開発した11品種のLSI、MIC及びHICを適用したLSI・MIC化バースト変復調器の構成を図7. 10に示す。図の構成に基づき、LSI・MIC化50Mbit/s QPSKバースト変復調器を試作した。試作したバースト変復調器の主要諸元を表7. 4に示す。送信系はアバーチャイコライザを付加したBT=1.5のバターワースフィルタ、受信系はBT=1のバターワースフィルタ相当のSAWフィルタを用い、送受信総合で $\alpha=0.6$ 相当の近似ナイキスト伝送系を構成した。クロック再生回路にはベースバンド抽出によるタンクリミッタ方式を用いた。搬送波再生回路には、既述のようにデジタル制御型コスタスAPC付加逆変調タンクリミッタ方式を採用し、前バーストの干渉を回避するため、バースト信号の先頭においてLPF型位相補償フィルタを放電させるクエンチングを行っている。また、AFCについては、デジタル制御型AFCのバースト動作時における引き込み時の高速化と引き込み範囲の拡大のため、デジタル制御型AFCにスイープ機能を付加したデジタル化モード切換型AFC方式を採用した⁽¹⁵⁾。

試作LSI・MIC化50Mbit/s QPSKバースト変復調器の、変調信号スペクトラムを図7. 11に示す。また、図7. 12にはキャリアスイッチにより信号をON/OFFした時のバースト変調器出力を示す。キャリアON/OFF比として55dBが達成されている。図7. 13にバーストQPSK信号の先頭部における引き込み波形、ならびに復調アイバタンの拡大図を示す。これより、良好なバースト変調、およびバースト復調動作が行われていることがわかる。

図7. 14は、再生搬送波信号のスペクトラムであり、良好に搬送波再生が行われている。図には、入力信号周波数と位相補償フィルタの中心周波数が20kHz異なっている場合の、再生搬送波信号近傍における不要波のスペクトラムも併せて示した。開発した変調MIC、復調MICを用いたLPF型位相補償フィルタにおける局発リーク、イメージリークは40dB以下と十分小さく、搬送波再生回路に適用可能であることがわかる。また、+5℃、+25℃、+50℃の温度変動に対する、試作バースト変復調器の符号誤り率特性、再生搬送波サイクルスリップ特性を図7. 15および図7. 16に示す。符号誤り率特性は、5~50℃の広い温度変動範囲において、25℃の特性を基準としてEb/No劣化は0.1dB以下である。また、サイクルスリップ特性についても、25℃の特性を基準としてEb/No劣化は0.5dB以下であった。以上のように、デジタル制御型AFC/APCの採用により、広い温度変動範囲において良好な符号誤り率特性と再生搬送波サイクルスリップ特性を得ており、低Eb/Noで安定な動作を実現していることを確認した。試作したLSI・MIC化50Mbit/sバースト変復調器では、LSI、MIC及びHICを用いることにより、従来の個別回路で構成したバースト変復調器に比べ、大きさを約1/2に削減し、かつ高信頼化を達成している。

表7.4 試作LSI・MIC化バースト変復調器の主要諸元

項目	諸元
変復調方式	QPSK-絶対位相同期検波
I F 周波数	140MHz
伝送速度	50.048Mbit/s (クロック周波数 25.024MHz)
送信フィルタ	BT=1.5 アバーチャ補正付きバターワースフィルタ
受信フィルタ	BT=1.0 バターワースフィルタ
搬送波再生方式	デジタル制御コストアP C付加逆変調タンクリミッタ方式
クロック再生方式	タンクリミッタ方式
プリアンプル	C R 無変調ボタン 40シンボル B T R 0/1交番ボタン 80シンボル

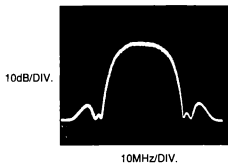


図7.11 変調スペクトラム

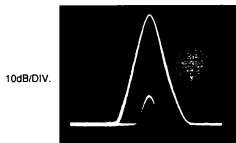
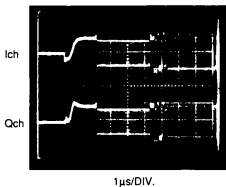
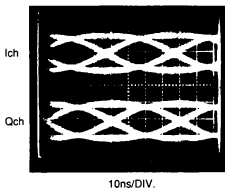


図7.12 バースト変調器のキャリアON/OFF比

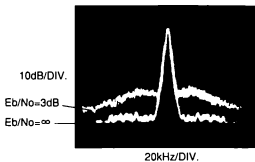


(1) バースト信号先頭部の引き込み波形

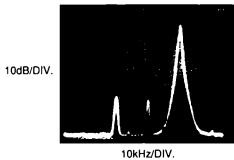


(2) 復調アイバタンの拡大図

図7.13 復調アイバタン



(1) 再生搬送波



(2) 再生搬送波近傍の不要波

図7.14 再生搬送波信号の周波数スペクトラム

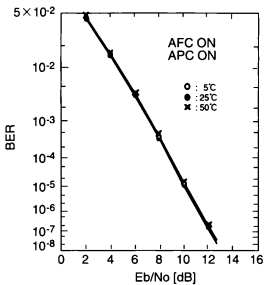


図7.15 符号誤り率特性

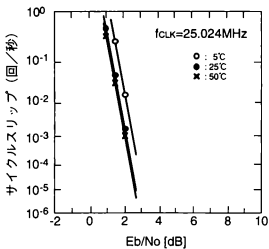


図7.16 再生搬送波サイクルスリップ特性

7. 5 むすび

衛星通信では、畳み込み符号化・ビタビ復号等の高利得な誤り訂正方式が適用され、バースト変復調器は低Eb/Noでの安定動作が要求される。このため、バースト変復調器のLSI化・IC化においては、小型・経済化と共に、低Eb/Noでの安定な動作という要求条件を満足させる必要がある。本章では、衛星通信用TDMA装置に適用するバースト変復調器の小型・経済化、高信頼化のためのLSI化・IC化手法を提案した。

具体的には、従来、複雑な調整・温度補償等を必要としたバースト変復調器の簡易化・無調整化、これによる動作の安定化を狙いとして、本論文において提案したデジタル制御型コスタスAPCならびに位相補償型タンク、デジタル制御型AFCを用いた逆変調タンクリミッタ方式を採用した。これにより、低Eb/Noにおける良好なサイクルスリップ特性・符号誤り率特性を実現すると共に、バースト変復調器の調整の簡易化・動作の安定化を可能とした。さらに、バースト変復調器のLSI化・IC化においては、経済性を達成するために汎用化を考慮したLSI化・IC化手法を提案した。このために、バースト変復調器の各基本機能の抽出を行い、最適機能配分ならびにデバイスの選択について検討し、11品種のLSI、MIC、HICによるLSI・IC化を提案した。これに基づき、QPSK方式以外の変復調方式・各種ビットレートに汎用的に適用可能で、各種の衛星通信システムに適用できる11品種のLSI、MIC、HICを開発した。開発した変復調用LSI、MIC、HICは全て所期の機能および性能を満足している。また、これらを用いてLSI・MIC化50Mbit/s QPSKバースト変復調器を試作し、良好な特性を有することを示した。以上、本章で提案したバースト変復調器の回路構成法、LSI・IC化手法を用いて、低Eb/Noバースト変復調器の高信頼化・小型化・経済化ならびに調整の簡易化が達成され、衛星通信用TDMA装置の小型化・経済化をさらに進めることが可能となった。

一方、将来の衛星通信においては、柔軟性の向上に有効な衛星上再生中継が有望であり、このためには小型・高信頼な衛星搭載変復調器の実現が必須である⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾。本章で述べた高速アナログMIC技術をベースに、衛星搭載用高速変復調器への適用を狙いとして、変復調器の基本機能素子である高速アナログ乗算器・アナログスイッチの試作を行った。その結果、試作MICは1GHz帯で200Mbit/sの高速QPSK変調に適用可能であること、10年間の静止軌道上での運用の場合に想定されるトータル・ドーズ量である 10^6 rad(Si)のガンマ線照射を行い、 10^6 rad(Si)までの耐放射線特性を有することを確認している⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。

近年では、衛星通信地球局の小型・経済化を目的として、TDMA衛星通信にも高利得誤り訂正技術が適用されている。畳み込み符号化ビタビ復号などのような高利得誤り訂正を適用する場合、バースト復調器の動作C/Nは極めて低くなり、搬送波再生、クロック再生の動作条件が厳しくなる。TDMA衛星通信におけるバースト変復調技術においては、特に、低C/N下において、周波数変動に対する高速度で安定な同期、高速度位相引き込みと低サイクルスリップ率を同時に満たすバースト搬送波再生回路の確立が必要となる。また、TDMA装置の重要な一部であるバースト変復調器の小型・経済化も重要な課題である。本論文は、これらの課題を解決するため、TDMA衛星通信用バースト変復調技術に関して筆者の行った研究をとりまとめたものである。本研究の主な成果は以下の通りである。

(1) 高利得誤り訂正を用いた場合のバースト搬送波再生への要求特性として、特に、再生搬送波や再生クロックのサイクルスリップ特性の平均誤り率に与える影響を明らかにし、目標誤り率を実現するための所要サイクルスリップ特性を示した。

(2) 電力制限の厳しい衛星通信システムにおいて用いられることの多いQPSK、ならびに非線形衛星回線においてスペクトルの拡大をQPSKに比べ小さくできるOQPSKの2つの変調方式について、線形・非線形回線におけるハードウェアの不完全性が与える劣化を明らかにした。また、2つの変調方式について、フィルタ、HPAバックオフ、隣接チャンネル間干渉、フェージングを総合的に考慮して、非線形衛星回線における2つの変調方式の符号誤り率特性、隣接チャンネル間干渉特性等の評価し、その適用領域を明らかにした。フェージングのない衛星回線では、QPSKの方がOQPSKより周波数有効利用の点で有利といえるが、Ku帯のように降雨減衰によるフェージングを考慮する必要があり、地球局送信電力に制限のある小型地球局を用いる衛星通信システムにおいては、QPSKに比べOQPSKの方が適していることを明らかにした。

(3) 従来、搬送波再生の困難さからTDMA衛星通信には使用されていなかったOQPSK信号のバースト復調を実現する逆変調型搬送波再生方式を提案した。解析と計算機シミュレーションにより、OQPSK信号の再生搬送波位相誤差は、QPSK信号に比べ変調パターンに大きく影響され、特に従来のBTR符号を用いた時、BTR符号においてハードウェア誤差が再生搬送波位相誤差の原因となり、再生搬送波の位相誤差が増大することを明らかにした。この再生搬送波位相誤差の原因となる要因を検討し、これを軽減するため、新たに変形BTR符号を提案した。さらに、130Mbit/sの実験用高速OQPSKバースト変復調装置を試作し、実験と計算機シミュレーションにより、提案した変形BTR符号による改善効果を確認した。

(4) タンクリミッタ方式によるバースト搬送波再生回路の小型化を狙いとして、低C

／N動作、広い周波数引き込み範囲を可能とするデジタル制御型追尾フィルタを提案し、その構成と動作を明らかにした。本提案の追尾フィルタのAFC制御部はデジタル素子で構成されることから無調整化、デジタルLSI化に適しており、バースト復調器の小型・経済化に有効である。また、デジタル制御型追尾フィルタに用いるLPF型キャリアフィルタの設計法を示すと共に、実験によりLPF型キャリアフィルタの特性を明らかにした。更にこのLPF型キャリアフィルタを用いてデジタル制御型追尾フィルタを試作し、実験により、低C/Nで良好な特性を有することを確認した。

(5) 逆変調タンクリミッタ方式を用いた搬送波再生回路においては、経年変化・温度変化等によるわずかな位相誤差により、低C/N下における再生搬送波サイクルスリップ特性が大幅に劣化することを示した。この問題を解決するため、高精度デジタル型コストASPCを付加した逆変調型搬送波再生回路を提案し、その構成と動作を明らかにした。また、実験と解析により回路設計法、特性を明らかにした。これにより、低C/N下における逆変調型バースト搬送波再生回路の高安定動作を可能としている。本回路はデジタル回路で構成でき、無調整化、デジタルLSI化に適しており、バースト復調器の小型・経済化にも有効である。

(6) TDMA衛星通信において問題となるバースト間周波数変動による再生搬送波位相誤差を低減するため、タンクリミッタ方式による搬送波再生回路に用いるキャリアフィルタの位相周波数特性を改善した位相補償フィルタを提案し、その構成と特性を明らかにした。解析と計算機シミュレーションにより、周波数特性、位相過渡応答特性などの設計法を明らかにすると共に、その有効性を定量的に明らかにした。これにより、バースト間周波数変動に対して、誤り率特性、サイクルスリップ特性の劣化の小さな逆変調型搬送波再生回路を実現した。

(7) 衛星通信用TDMA装置に適用するバースト変復調回路の小型・経済化、高信頼化のための回路構成法、LSI化・IC化手法を提案した。従来、複雑な調整・温度補償等を必要としたバースト変復調器において、本論文で提案したデジタル制御型コストASPC、位相補償フィルタ、デジタル制御型AFCを用いた逆変調タンクリミッタ方式を搬送波再生回路に適用し、低Eb/Noにおける良好なキャリアスリップ特性・誤り率特性を達成すると共に、バースト変復調器の調整の簡易化・動作の安定化を実現した。さらに、バースト変復調回路のLSI化・IC化においては、経済性を達成するために汎用化を考慮したLSI化・IC化手法を提案した。このため、バースト変復調回路の各基本機能の抽出を行い、最適機能配分ならびにデバイスの選択について検討し、11品種のLSI、MIC、HICによるLSI・IC化を提案した。これに基づき、QPSK方式以外の各種変復調方式・各種ビットレートに汎用的に適用可能で、各種の衛星通信システムに適用できる11品種のLSI、MIC、HICを開発し、これらを用いてLSI・MIC化50Mbit/s QPSKバースト変復調器を試作し、良好に動作することを示した。

本論文では、TDM A衛星通信におけるバースト変復調技術について、主として、低C/N下におけるバースト搬送波再生回路、ならびに動作の安定化、装置の小型・高信頼化を狙いとしてデジタル技術を適用したバースト変復調回路の装置化に関する研究を行った結果を示した。バースト搬送波再生回路については、回路規模を増大することなく、低C/N下での安定動作と位相・周波数引き込みの高速化という相反する条件を満たすための技術開発が最大の課題であった。このため、本論文ではデジタルAFC、デジタル型APC、位相補償フィルタという技術を提示した。AFC、APCについては小型化・動作の安定化のために積極的にデジタル化を行った。これらの技術は、本論文で提案したLSI・IC化手法を用いて、LSI・MIC化バースト変復調器として実現され、商用のTDM A衛星通信システムである衛星中継網方式(DYANET)、ISDN中継系・加入者系統合衛星通信方式(DYANET-II)のTDM A装置に使用されている。

バースト変復調技術は、無線通信の特徴である多元接続性を活かした利用方法が進展するにつれてますます重要となってきている。最近では、衛星通信のみならず、移動通信、固定通信においても、パケット伝送やTDM A通信を行うためにバースト変復調技術が求められている。今後は、周波数有効利用、装置の小型・経済化を促進するためにより高利得な誤り訂正方式が用いられるため、更なる低C/N動作と高速引き込みが求められると考えられる。また、移動通信ではマルチパスフェージングという厳しい伝搬環境での動作が要求される。このためには、より高度なアルゴリズムや回路構成を採用したバースト復調回路の高性能化が必須であり、バースト変復調回路のデジタル化を進め、装置の小型化を図ることが実用化の上では重要な課題となる。衛星通信の分野では、デジタル化の容易なパケット通信等を狙いとした低速のデジタル化バースト変復調器、あるいは高速ではあるが連続モードで動作するデジタル化復調器の研究開発が行われてきている^{(1) (2)}。また、近年では、高速のバースト変復調器の全デジタル化に向けた研究開発が進められている^{(3) (4)}。さらに、ワイヤレスLANやワイヤレスATM (Asynchronous Transfer Mode) などの20Mbit/s以上の高速ワイヤレスアクセスシステムへの適用を念頭に、移動環境におけるデジタル化高速バースト変復調器の実現が求められている^{(5) (6) (7)}。このように、バースト変復調技術は、無線通信の様々な分野で重要性を増しており、低C/N、マルチパスフェージングという厳しい伝搬環境において、高速化に向けたさらなる研究・開発が進められるものと考えられる。本研究が、衛星通信のみならず、移動通信、固定通信等の無線通信におけるバースト変復調技術の進展の一助になれば幸いである。

謝 辞

本論文をとりまとめるにあたり、終始変わらぬ暖かい励ましと御指導御鞭撻を賜りました京都大学大学院情報学研究所吉田進教授に心から深く感謝の意を表します。また、御懇切なる御指導御鞭撻を賜りました京都大学超高層電波研究センター橋本弘蔵教授、京都大学大学院情報学研究所中村行宏教授に謹んで感謝の意を表します。

本研究を進めるにあたり、大所高所から種々の御指導御鞭撻ならびに御支援をいただきました京都大学森広芳照教授（元NTT研究開発本部副本部長）、NTTサテライトコミュニケーションズ株式会社代表取締役社長鮫島秀一博士（元NTTワイヤレスシステム研究所長）、奈良先端科学技術大学院大学山本平一教授（元NTT無線システム研究所長）、NTTアドバンステクノロジー株式会社取締役森田浩三氏（元NTT無線システム研究所無線方式研究部長）、慶応義塾大学小椋山賢二教授（元NTTワイヤレスシステム研究所長）に深く感謝いたします。上記の方々には、上司として数々の示唆、御助言とともに叱咤激励をいただきました。心より深謝いたします。

また、本研究を進めるにあたり、衛星通信用変復調技術、TDMA通信技術、誤り訂正技術に関して御協力御討論をいただきましたNTTアクセスサービスシステム研究所守倉正博グループリーダー、NTT未来ねっと研究所久保田周治グループリーダー、NTTアクセスサービスシステム研究所榎本清司主任研究員に深く感謝いたします。

本研究は、無線システム研究所において衛星通信用TDMA装置、変復調装置、誤り訂正方式の研究実用化を行ってこられたMCEA/Mobile Communications Technology Center President加藤修三博士（元NTTワイヤレスシステム研究所研究グループリーダー）の御指導のもとで著者が行った研究開発業務を通して得られた研究成果をとりまとめたもので、加藤修三博士には直接の上司として、研究の途上において御懇切なる御指導御助言をいただきました。ここに厚く御礼申し上げます。

最後に、本論文をまとめるにあたり資料整理にご助力いただいた赤垣貴子嬢、終始暖かく励ましてくれた妻尚子に心から感謝します。

参考文献

第1章

- (1) 宮憲一：“衛星通信工学”，第1章，ラティス(1972)
- (2) 山本平一編：“衛星通信”，第5～8章，丸善(1993)
- (3) 飯田尚志編著：“衛星通信”，第1章，オーム社(1997)
- (4) 山本、加藤著：“T DMA通信”，第2章，電子情報通信学会(1989)
- (5) 飯田尚志編著：“衛星通信”，第7章，オーム社，pp.287-290(1997)
- (6) T.Sekimoto and J.G.Puente: "A Satellite Time-Division Multiple-Access Experiment", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-16, No.4, pp.581-588(1968)
- (7) 中村、近藤、井上：“SMA X衛星通信方式の設計”，通研実報，19, 2, pp.245-263(1970)
- (8) R.K.Kwan: "The TELESAT TDMA system", Proc. IEEE ICC'75(1975)
- (9) 更田、渡辺：“国内衛星通信用T DMA方式の概要”，通研実報，26, 11, pp.3107-3117(1977)
- (10) INTELSAT TDMA/DSI SYSTEM SPECIFICATION (TDMA/DSI TRAFFIC TERMINALS) BG42-65E.
 - (11) 加藤、山本：“T DMA衛星通信方式(i)”，電子情報通信学会誌，Vol.69, No.12, pp.1240-1246(1986)
 - (12) 山本、加藤著：“T DMA通信”，第7～8章，電子情報通信学会(1989)
 - (13) F.M.Gardner: "Hang-up in phase-lock loops", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-25, pp.7270-7274(1977)
 - (14) 村谷、大川、小川：“T DMA信号の同期復調に用いる搬送波再生回路の検討”，信学会論文誌，Vol.54-B, No.4, pp.160-167(1971)
 - (15) F.M.Gardner, "Carrier and Clock Synchronization for TDMA Digital Communications", ESA Tech.Rep. TM-169 (ESTEC)(1976)
 - (16) 村谷、大川、小川：“衛星通信T DMA用四相P S K変復調装置の設計”，信学会論文誌，Vol.55-B, No.12, pp.675-682(1972)
 - (17) C.J.Wolejsza and D.Chakraborty: "TDMA modem design criteria", COMSAT Technical review, Vol.9, No.2A, pp.413-464(1979)
 - (18) H.Yamamoto, Y.Hirade and Y.Watanabe: "Carrier Synchronizer for Coherent Detection of High Speed Four-Phase-Shift-Keyed Signals", IEEE Trans. Commun., COM-20, pp.803-807(1972)
 - (19) 梅比良、加藤：“搭載バースト復調器用搬送波再生回路の検討”，信学技報，SAT85-11(1985)
 - (20) 梅比良、榎本、加藤：“高精度デジタル形コストASAPCを付加した低Eb/No逆変調形バースト搬送波再生回路”，信学会論文誌，Vol.J71-B, No.12, pp.1601-1610(1988)
 - (21) 藤野、梅田：“T DMA衛星通信用の4相P S K変復調系に関する考察”，信

学論文誌, Vol.J63-B, No.8, pp.775-782 (1980)

(22) S.Kubota, S.Kato, T.Ishitani and M.Nagatani: "Compact, High-speed and High-coding-gain General Purpose FEC Encoder/Decoder -NUFEC CODEC-", Proc. IEEE ICC'89, 25.3.1-25.3.6, pp.798-803 (1989)

(23) 久保田: "ビタビ復号法とその衛星通信への応用に関する研究", 学位論文(大阪大学), (1994)

(24) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "Compact and High Performance TDMA Terminal for Satellite Communication", Proc. IEEE ICC'88, 51.2, pp.1680-1686 (1988)

(25) S.A.Gronemeyer and A.L.Mcbride: "MSK and Offset QPSK Modulation", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-24, No.12, pp.809-820 (1976)

(26) 加藤, 梅比良, 守倉, 榎本: "トランスポンダホッピング TDMA 方式の検討", 信学会総全大, 2306 (昭62)

(27) S.Okasaka, T.Tanaka, T.Takeuchi and H.Komagata: "Trunk Transmission Network using K-band SS-TDMA system", Proc. IEEE ICC'82 (1982)

(28) 森広, 岡坂他: "衛星中継網方式-DYANET-の開発とシステム構成", NTT R&D, Vol.39, No.2, pp.169-176 (1990)

(29) 森広, 加藤, 大貫: "衛星中継網方式-DYANET-", 電子情報通信学会誌, Vol.74, No.5, pp.439-456 (1991)

(30) M.Ohnuki, M.Umehira, H.Nakashima and S.Kato: "A New Satellite Communication System Integrated into Public Switched Networks -DYANET-", IEEE JSAC, Vol.10, No.2, pp.447-455 (1992)

第2章

(1) S.Murakami and Y.Furuya: "Optimum Modulation and Channel Filters for Nonlinear Satellite Channels", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-27, No.12, pp.1810-1819 (1979)

(2) INTELSAT TDMA/DSI SYSTEM SPECIFICATION (TDMA/DSI TRAFFIC TERMINALS) BG42-65E.

(3) S.A.Gronemeyer and A.L.Mcbride: "MSK and Offset QPSK Modulation," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-24, No.8, pp.809-820 (1976)

(4) F.De Jager and C.B.Dekker: "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-26, No.5, pp.534-542 (1978)

(5) K.Murota and K.Hirade: "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-29, pp. 1044-1050 (1981)

(6) S.Kato and K.Feher: "XPSK: A New Cross-Correlated Phase-Shift Keying Modulation Technique", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-31, No.5, pp.701-707 (1983)

(7) R.J.F.Fang: "Quaternary Transmission Over Satellite Channels with Cascaded

Nonlinear Elements and Adjacent Channel Interference", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-29, No.5, pp.567-581 (1981)

(8) M.C Austin, M.U.Chang, D.F.Horwood and R.A.Maslov: "QPSK, Staggered QPSK and MSK -A Comparative Evaluation", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-31, No.2, pp.171-182 (1983)

(9) F.Castellano: "Relative Performance of Conventional QPSK and Staggered QPSK Modulation in a Nonlinear Channel", ESA Journal, No.1 (1978)

(10) M.Umehira: "Performance of QPSK and Offset QPSK Modulation with Modem Imperfections in Nonlinear Satellite Channels", CRC Technical Memo. (1988)

(11) M.Umehira: "A Comprehensive Performance Comparison of QPSK and Offset QPSK Modulation in Nonlinear Satellite Channels with Adjacent Channel Interference and Fading", CRC Technical Memo. (1988)

(12) 梅比良: "非線形衛星回線におけるQPSK/OQPSK変調方式の一検討", 信学会秋季全大, B-10 (昭63)

(13) 梅比良, 宇野: "ISDN中継系・加入者系統合衛星通信方式における波形伝送特性の検討", 信学会春季全大, B-271 (1991)

(14) P.Hetrakul and D.P.Taylor: "The Effects of Transponder Nonlinearity on Binary CPSK Signal Transmission", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-24, No.5, pp.546-553 (1976)

(15) S.Kato, M.Morikura, S.Kubota, H.Kazama, K.Enomoto and M.Umehira: "A TDMA Satellite Communication System for ISDN Services", IEEE JSAC, Vol.10, No.2, pp.456-464 (1992)

(16) M.Umehira, A.Kurokawa, K.Nakashima, H.Nakashima and T.Masamura: "An Advanced Satellite Communication System Integrated into ISDN - DYANET II", Proc. IEEE ICC'93, Geneva, pp.1118-1122 (1993)

第3章

(1) S.A.Gronemeyer and A.L.Mcbride: "MSK and Offset QPSK Modulation," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-24, No.8, pp.809-820 (1976)

(2) F.De Jager and C.B.Dekker: "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-26, No.5, pp.534-542 (1978)

(3) K.Murota and K.Hirade: "GMSK modulation for digital mobile radio telephony," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-29, pp.1044-1050 (1981)

(4) Y.Morihiro, S.Nakajima and N.Furuya: "A 100 Mb/s Prototype MSK Modem for Satellite Communications," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-27, No.10, pp.1512-1518 (1979)

(5) 大谷, 加藤: "TDMA用オフセットQPSK変復調装置", 信学会全大, 2150 (昭54)

- (6) F.M.Gardner, "Carrier and Clock Synchronization for TDMA Digital Communications", ESA Tech.Rep. TM-169 (ESTEC) (1976)
- (7) 中島、渡辺: "A P C付加タンクリミッタによる T D M A搬送波再生系", 信学会論文誌, Vol.J61-B, No.5, pp.327-334 (1978)
- (8) C.J.Wolejsza and D.Chakraborty, "TDMA modem design criteria," COMSAT technical review, Vol.9, No.2A, pp.413-464 (1979)
- (9) 梅比良、加藤: "搭載バースト復調器用搬送波再生回路の検討", 信学技報, SAT85-11 (1985)
- (10) Charles L. Weber and Waddah K. Alen: "Demod-Remod Coherent Tracking Receiver for QPSK and SQPSK", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-28, No.12, pp.1945-1980 (1980)
- (11) 梅比良、加藤: "オフセット Q P S K 用バースト復調回路の構成と特性", 信学技報, SAT85-76 (1985)
- (12) M.Umehira and S.Kato: "Low Eb/No Offset QPSK burst demodulator using reverse modulation scheme," Proc. IEEE ICC'87, Seattle, 25.2, pp.889-895 (1987)
- (13) M.Umehira and S.Kato, "Reverse Modulation Carrier Recovery for Offset QPSK Burst Signals", IEICE Trans. Commun., Vol.E78-B, No.4, pp.616-624 (1995)
- (14) 梅比良、榎本、加藤: "高精度デジタル形コストア P C を付加した低 Eb/No 逆変調バースト搬送波再生回路", 信学会論文誌, Vo.J71-B, No.12, pp.1601-1610 (1988)
- (15) L.C.Parmer, S.A.Rhodes and S.H.Lebowitz, "Synchronization for QPSK Transmission via Communications Satellites," IEEE Trans. Commun., Vol.COM-28, No.8, pp.1302-1314 (1980)
- (16) M.R.Aaron, "PCM Transmission in the exchange plant," Bell System Tech. J., 41, No.1, pp.99-141 (1962)

第4章

- (1) C.J.Wolejsza and D.Chakraborty, "TDMA modem design criteria," COMSAT technical review, Vol.9, No.2A, pp.413-464 (1979)
- (2) F.M.Gardner, "Carrier and Clock Synchronization for TDMA Digital Communications", ESA Tech.Rep. TM-169 (ESTEC) (1976)
- (3) S.Kato, M.Umehira, T.Miyo and M.Seta, "Low C/N modem for satellite TDMA network use," Proc. IEEE ICC'86, Toronto, 56.6 (1986)
- (4) 梅比良、加藤: "搭載用バースト復調器用デジタル制御形追尾フィルタの検討", 信学技報, CS84-154 (1985)
- (5) 梅比良、加藤: "搭載用バースト復調器に適したデジタル制御形追尾フィルタ", 信学会論文誌, Vol.J68-B, No.8, pp.943-944 (1985)
- (6) 畑、古川: "P L L I C の使い方", 産報出版 (1976)
- (7) 栗田、横山、森、小沢, "A N D フィルタをそう入したデジタル位同期ルー

ブ”、信学会論文誌, Vol.J63-B No.5, pp.412-419 (1980)

(8) 鈴木、山尾、 “ディジタル化GMSK変復調器”、通研実報, Vol.32, No.6, pp.1313-1326 (1983)

第5章

(1) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "General Purpose TDMA LSI Development For Low Cost Earth Station", Proc. IEEE ICC'86, Toronto, 16.6, pp.513-518 (1986)

(2) M.Nohara, Y.Takeuchi, F.Takahata and Y.Hirata: "A demand assignment business satellite communication network", Proc. ICDCS-7, Munich, pp.215-222 (1986)

(3) 中島、渡辺: "A P C付加タンク・リミッタによるTDMA用搬送波再生系”、信学会論文誌, Vol.J61-B, No.5, pp.327-681 (1978)

(4) 梅比良、加藤: "搭載バースト復調器用搬送波再生回路の検討”、信学技報, SAT85-11 (1985)

(5) F.M.Gardner, "Carrier and Clock Synchronization for TDMA Digital Communications", ESA Tech.Rep. TM-169 (ESTEC) (1976)

(6) 藤野、梅田: "TDMA衛星通信用の4相P S K変復調系に関する考察”、信学会論文誌, Vol.J63-B, No.8, pp.775-782 (1980)

(7) S.Kato, M.Umehira, T.Miyo and M.Seta: "Low C/N modem for satellite TDMA network use", Proc. IEEE ICC'86, Toronto, 56.5 (1986)

(8) R.L.Wallace: "Design Features and Performance of a High Speed TDMA Demodulator", IEEE Satellite Communications Conference (SCC), Canada, B2.6, pp.387-391 (1983)

(9) 榎本、梅比良、加藤: "TDMA用高精度コストAS P C付加低Eb/No搬送波再生回路”、信学技報, SAT86-35 (1986)

(10) 梅比良、加藤: "高精度ディジタル形コストAS P Cを付加した低Eb/No逆変調形バースト搬送波再生回路”、信学会論文誌, Vol.J71-B, No.12, pp.1601-1610 (1988)

(11) 榎田、守倉、梅比良、加藤: "記憶型バースト復調器A F C回路の検討”、信学会論文誌, Vol.J69-B, No.11, pp.1509-1515 (1986)

(12) 梅比良、加藤: "位相補償フィルタを用いたバースト搬送波再生回路の設計と特性”、信学会論文誌, Vol.J78-B-II, No.12, pp.735-746 (1995)

(13) 畑、古川: "P L L I Cの使い方”、産報出版(1976)

第6章

(1) F.M.Gardner, "Carrier and Clock Synchronization for TDMA Digital Communications", ESA Tech.Rep. TM-169 (ESTEC) (1976)

(2) 藤野、梅田: "TDMA衛星通信用の4相P S K変復調系に関する考察”、信学会論文誌, Vol.J63-B, No.8, pp.775-782 (1980)

- (3) 梅比良, 加藤: "搭載用バースト復調器に適したデジタル制御形追尾フィルタ", 信学会論文誌, Vol.J68-B, No.8, pp.943-944 (1985)
- (4) 梅比良, 加藤: "高精度デジタル形コストASPCを付加した低Eb/No逆変調形バースト搬送波再生回路", 信学会論文誌, Vol.J71-B, No.12, pp.1601-1610 (1988)
- (5) M.Nohara, Y.Takeuchi, F.Takahata and Y.Hirata: "A demand assignment business satellite communication network", Proc. ICDCS-7, Munich, pp.215-222 (1986)
- (6) 森広, 岡坂, 塩田, 上野: "衛星中継網方式-DYANET-の開発とシステム構成", NTT R&D, Vol.39, No.2, pp.169-176 (1990)
- (7) 梅比良, 加藤: "搭載バースト復調器用搬送波再生回路の検討", 信学技報, SAT85-11 (1985)
- (8) H.Kurihara, T.Katoh, H.Komizo and H.Nakamura: "Carrier Recovery Circuit with Low Cycle Slipping Rate for CPSK/TDMA Systems" Fifth International Conference on Digital Satellite Communications, Genoa, Italy, pp.319-324 (1981)
- (9) K.K.Lee, T.Le-Ngoc and V.K.Bhargava: "A New Feedforward Tracking System Bandpass Filter for Carrier Recovery Systems" Proc. IEEE ICC'85, 32.5, pp.1010-1014 (1985)
- (10) 梅比良, 加藤: "バースト復調器用バースト間周波数偏差補償方式", 信学会全大, 2396 (昭61)
- (11) 梅比良, 榎本, 加藤: "過渡特性可変な位相補償形フィルタを用いたバースト搬送波再生回路", 信学会全大, 2322 (昭62)
- (12) 梅比良, 加藤: "位相補償フィルタを用いたバースト搬送波再生回路の設計と特性", 信学会論文誌, Vol.J78-B-II, No.12, pp.735-746 (1995)
- (13) F.M.Gardner: "Phaselock Techniques 2nd edition", A Wiley-Interscience Publication (1979)
- (14) 畑, 古川: "PLL ICの使い方", 産報出版 (1976)
- (15) 加藤, 守倉, 久保田, 榎本, 梅比良: "DYANET TDMA装置", NTT R&D, Vol.39, No.2, 209-216 (1990)

第7章

- (1) 森広, 岡坂他: "衛星中継網方式-DYANET-の開発とシステム構成", NTT R&D, Vol.39, No.2, pp.169-176 (1990)
- (2) 森広, 加藤, 大貫: "衛星中継網方式-DYANET-", 電子情報通信学会誌, Vol.74, No.5, pp.439-456 (1991)
- (3) 加藤, 守倉, 梅比良, 榎本, 久保田: "汎用化TDMA LSI-LSI化TDMA装置の設計-", 信学技報, SAT86-3 (1986)
- (4) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "General Purpose TDMA LSI Development For Low Cost Earth Station", Proc. IEEE ICC'86, Toronto, 16.6, pp.513-518 (1986)
- (5) 加藤, 守倉, 久保田, 榎本, 梅比良: "DYANET TDMA装置", NTT

R&D, Vol.39, No.2, pp.209-216 (1990)

(6) M.Umehira, S.Kubota, K.Enomoto and S.Kato: "Compact LSI- and -MIC-Implemented Burst Modem for Low Eb/No Operation", Proc. IEEE Globecom'87, Nov.15-18, Tokyo, Japan, 8.1, pp.268-273 (1987)

(7) 加藤、守倉、梅比良、榎本、久保田: "TDMAシステムのLSI化およびIC化手法—高信頼・無調整TDMA装置—", 信学会論文誌, Vol.J72-A, No.2, pp.231-240 (1989)

(8) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "Application of Advanced Micro Electronics to Large-scale Communication Equipment - Compact and Maintenance-Free TDMA Equipment", IEEE JSAC, Vol.8, No.8, pp.1551-1564 (1990)

(9) 梅比良、加藤: "高精度デジタル形コスタスAPCを付加した低Eb/No逆変調形バースト搬送波再生回路", 信学会論文誌, Vol.J71-B, No.12, pp.1601-1610 (1988)

(10) 梅比良、加藤: "位相補償フィルタを用いたバースト搬送波再生回路の設計と特性", 信学会論文誌, Vol.J78-B-II, No.12, pp.735-746 (1995)

(11) 梅比良、加藤: "搭載用バースト復調器に適したデジタル制御形追尾フィルタ", 信学会論文誌, Vol.J68-B, No.8, pp.943-944 (1985)

(12) 高山、梅比良、榎本、加藤: "引き込み特性を改善したTDMA用デジタル制御形キャリアAFC回路", 信学会全大, 2320 (昭62)

(13) H.Kikuchi, S.Konaka and M.Umehira: "GHz-Band Monolithic Modem IC's", IEEE Trans. MTT, Vol.MTT-35, No.12, 1277-1282 (1987)

(14) 菊池、梅比良、加藤: "バースト変調器用高オンオフ比キャリアスイッチIC", 信学会春季全大, C-129 (昭63)

(15) 榎本、久保田、梅比良、加藤: "モード切換型バースト復調器AFC", 信学会論文誌, Vol.J76-B-II, No.5, pp.415-421 (1993)

(16) S.Attwood and D.Sabourin, "Baseband-Processed SS-TDMA Communication System Architecture and Design Concepts", Proc. 9th AIAA, CSSC (1982)

(17) S.Kato, T.Arita and K.Morita, "Onboard digital signal processing technologies for present and future TDMA and SCPC system," IEEE JSAC, Vol.5, pp. 685-700 (1987)

(18) M.Umehira, H.Kikuchi, S.Konaka and S.Kato: "High-Speed and Precise Monolithic Multiplier with radiation Hardness using Silicon Bipolar SST", IEE Electronics Letter, Vol.22, No.14, pp.744-745 (1986)

(19) M.Umehira, H.Kikuchi, S.Konaka and S.Kato: "A High-Speed Monolithic Multiplier with radiation Hardness for On-board Modems", Proc. 15th ISTS, Tokyo, pp.893-898 (1986)

第8章

(1) H.Suzuki, H.Takahashi, M.Tajima, K.Kudoh, M.Serizawa, T.Itakura and M.Shinya: "Modem and FEC LSIs for Highly Functional Compact Earth Station", Proc.

IEEE Globecom'87, 8.3, pp.281-285 (1987)

(2) S.Otani, Y.Tanimoto, M.Iwasaki, F.Makita, H.Kobayashi, K.Eguchi and M.Masuda: "Development of Variable-rate Digital Modem for Digital Satellite Communication Systems", Proc. IEEE Globecom'88, pp.148-152 (1988)

(3) Y.Matsumoto, K.Kobayashi, T.Sakata, K.Seki, S.Kubota and S.Kato: "VLSI implemented 60 Mbit/s QPSK/OQPSK Burst Demodulator for Radio Application", IEICE Trans. Commun., Vol.E77-C, No.12, pp.1873-1879 (1994)

(4) K.Kobayashi, T.Sakata, Y.Matsumoto and S.Kubota: "Fully Digital Burst Modem for Satellite Communication Systems", IEICE Trans. Commun., Vol.E80-B, No.1, pp.8-15 (1997)

(5) K.Pahlavan, A.Zahedi and P.Krishnamurthy: "Wideband Local Access: Wireless LAN and Wireless ATM", IEEE Communications Magazine, Vol.35, No.11, pp.34-40 (1997)

(6) Special Issue on wireless ATM, IEEE Personal Communications, Vol.3, No.4 (1996)

(7) S.Ariyavisitakul and L.Greenstein: "Reduced-Complexity Equalization Techniques for Broadband Wireless Channels", IEEE JSAC, Vol.15, No.1, pp.5-15 (1997)

付録A 表3. 2の導出

ここでは、3章の表3. 2に示した逆変調型搬送波再生回路において、従来の0/1の交番パターンをOQPSKバースト信号のBTR符号に用いた時の各ハードウェア誤差による位相誤差を導出する。フィルタにより波形整形されたベースバンド信号であるI(t)、Q(t)は式(3.8)で与えられる時、逆変調信号 $\bar{I}(\bar{t})$ 、 $\bar{Q}(\bar{t})$ は

$$\begin{aligned}\bar{I}(\bar{t}) &= \text{sgn}\left[\cos\left(\frac{n\pi}{T_s}(t+\Delta\tau_1) + \Delta\theta_1\right)\right] \\ \bar{Q}(\bar{t}) &= \text{sgn}\left[\sin\left(\frac{\pi}{T_s}t\right)\right]\end{aligned}\tag{A.1}$$

で与えられる。これらは周期信号であるから、次式のようにフーリエ級数で表せる。

$$\begin{aligned}\text{sgn}[\cos(x)] &= \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i-1} \frac{\cos((2i-1)x)}{2i-1} \\ \text{sgn}[\sin(x)] &= \frac{4}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\sin((2i-1)x)}{2i-1}\end{aligned}\tag{A.2}$$

ここで、 $i \geq 2$ の高次の項を無視し、これらを式(3.5)に代入すると、逆変調器の出力、すなわち再生基準搬送波信号である $E_R(t)$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = E_s(t) \frac{4}{\pi} \left[\cos\left(\frac{n\pi(t+\Delta\tau_1)}{T_s} + \Delta\theta_1\right) \exp(j\Delta\theta_2) - j \sin\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \right] \exp(j\Delta\theta_3)\tag{A.3}$$

まず、ハードウェア誤差として $\Delta\theta_1$ のみがあり、他の誤差はないものとする。この場合の逆変調器出力 $E_R(t)$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = \frac{4}{\pi} \left[\cos\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) + j \sin\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \right] \cdot \left[\cos\left(\frac{n\pi t}{T_s} + \Delta\theta_1\right) - j \sin\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \right] \cdot \exp(j\omega_c t)\tag{A.4}$$

$\Delta\theta_1$ が十分小さく、次式で近似できるとする。

$$\sin(\Delta\theta_1) = \Delta\theta_1, \quad \cos(\Delta\theta_1) = 1.\tag{A.5}$$

この時、逆変調器出力 $E_R(t)$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = \frac{4}{\pi} \left[1 - \Delta\theta_1 \cdot \sin\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) - j\Delta\theta_1 \cdot \sin^2\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \right] \cdot \exp(j\omega_c t) \quad (\text{A.6})$$

実部と虚部を時間 t で平均すると、次式を得る。逆変調器出力 $E_R(t)$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = \frac{4}{\pi} \left[1 - j\frac{\Delta\theta_1}{2} \right] \cdot \exp(j\omega_c t) \quad (\text{A.7})$$

これより、 $\Delta\theta_1$ による再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta_e$ は

$$\Delta\theta_e = \tan^{-1} \left[-\frac{\Delta\theta_1}{2} \right] \quad (\text{A.8})$$

同様にして、 $\Delta\theta_2$ による逆変調器出力 $E_R(t)$ 、再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta_e$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = \frac{4}{\pi} \left[1 - \Delta\theta_2 \cdot \sin\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) + j\Delta\theta_2 \cdot \cos^2\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \right] \cdot \exp(j\omega_c t) \quad (\text{A.9})$$

$$\Delta\theta_e = \tan^{-1} \left[\frac{\Delta\theta_2}{2} \right] \quad (\text{A.10})$$

$\Delta\tau_1$ が十分小さく、次式が成り立つと仮定する。

$$\sin\left(\frac{\pi\Delta\tau_1}{2T_s}\right) = \frac{\pi\Delta\tau_1}{2T_s}, \quad \cos\left(\frac{\pi\Delta\tau_1}{2T_s}\right) = 1 \quad (\text{A.11})$$

この時、 $\Delta\tau_1$ による逆変調器出力 $E_R(t)$ 、再生搬送波位相誤差 $\Delta\theta_e$ は次式で与えられる。

$$E_R(t) = \frac{4}{\pi} \left[1 - \frac{n\pi\Delta\tau_1}{T_s} \cdot \sin\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) - j\frac{n\pi\Delta\tau_1}{T_s} \cdot \cos^2\left(\frac{n\pi t}{T_s}\right) \right] \cdot \exp(j\omega_c t) \quad (\text{A.12})$$

$$\Delta\theta_e = \tan^{-1} \left[-\frac{n\pi\Delta\tau_1}{2T_s} \right] \quad (\text{A.13})$$

付録B 式(6.18)における $e_p(t)$ と $e_q(t)$ の導出

ここでは、式(6.17)で与えられる入力信号 $e_i(s)$ に対する位相補償フィルタの出力信号 $e_o(t)$ を、式(6.11)により求める。まず、 $\sin \Delta \omega t$ に対する出力 $e_p(t)$ は次式で与えられる。

$$e_p(s) = L^{-1} \left[\frac{\Delta \omega}{s^2 + \Delta \omega^2} \cdot \frac{\alpha}{s - p_1} + \frac{\Delta \omega}{s^2 + \Delta \omega^2} \cdot \frac{\beta}{s - p_2} \right]$$

$$= (a_1 + a_2) \cos(\Delta \omega t) + \left(\frac{b_1}{\Delta \omega} + \frac{b_2}{\Delta \omega} \right) \sin(\Delta \omega t) + (c_1 e^{p_1 t} + c_2 e^{p_2 t}) \quad (\text{B.1})$$

ただし、

$$p_1 = \frac{-1 + \sqrt{1 - 4A}}{2\tau_1}, \quad p_2 = \frac{-1 - \sqrt{1 - 4A}}{2\tau_1}$$

$$\alpha = \frac{1}{p_1 - p_2} \left(\frac{A}{\tau_1^2} + \frac{p_1}{\tau_1} \right), \quad \beta = \frac{1}{p_2 - p_1} \left(\frac{A}{\tau_1^2} + \frac{p_2}{\tau_1} \right) \quad (\text{B.2})$$

である。ここで、入力信号の中心周波数からの周波数誤差は十分小さいと仮定し、 $(\omega \tau_1)^2 \ll 1$ とすると、式(B.1)の各係数は次式で与えられる。

$$c_1 = \frac{\Delta \omega \tau_1}{\sqrt{1 - 4A}} \cdot \frac{-(1 - 2A - \sqrt{1 - 4A})}{2(\omega \tau_1)^2 + 1 - 2A - \sqrt{1 - 4A}} \cong -\frac{\Delta \omega \tau_1}{\sqrt{1 - 4A}}$$

$$c_2 = \frac{\Delta \omega \tau_1}{\sqrt{1 - 4A}} \cdot \frac{1 - 2A + \sqrt{1 - 4A}}{2(\omega \tau_1)^2 + 1 - 2A + \sqrt{1 - 4A}} \cong \frac{\Delta \omega \tau_1}{\sqrt{1 - 4A}}$$

$$a_1 = -c_1$$

$$a_2 = -c_2$$

$$\frac{b_1}{\Delta \omega} = \frac{a_1 p_1}{\Delta \omega} \cong \frac{-1 + \sqrt{1 - 4A}}{2\sqrt{1 - 4A}} \quad (\text{B.3})$$

$$\frac{b_2}{\Delta \omega} = \frac{a_2 p_2}{\Delta \omega} \cong \frac{1 + \sqrt{1 - 4A}}{2\sqrt{1 - 4A}}$$

これより、 $e_p(t)$ として次式を得る。

$$e_p(t) \cong \sin \Delta \omega t + \frac{\Delta \omega \tau_1}{\sqrt{1 - 4A}} \left\{ -\exp\left(\frac{-1 + \sqrt{1 - 4A}}{2\tau_1} t\right) + \exp\left(\frac{-1 - \sqrt{1 - 4A}}{2\tau_1} t\right) \right\} \quad (\text{B.4})$$

同様にして $\cos \Delta \omega t$ に対する出力 $e_q(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 e_q(s) &= L^{-1} \left[\frac{s}{s^2 + \Delta\omega^2} \cdot \frac{\alpha}{s - p_1} + \frac{s}{s^2 + \Delta\omega^2} \cdot \frac{\beta}{s - p_2} \right] \\
 &= (a_1 + a_2) \cos(\Delta\omega t) + \left(\frac{b_1}{\Delta\omega} + \frac{b_2}{\Delta\omega} \right) \sin(\Delta\omega t) + (c_1 e^{p_1 t} + c_2 e^{p_2 t})
 \end{aligned} \tag{B.5}$$

ここで、 $(\omega\tau_1)^2 \ll 1$ とすると、式 (B.5) の各係数は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \frac{(-1 + \sqrt{1-4A})(2A-1 + \sqrt{1-4A})}{2(\Delta\omega\tau_1)^2 + 1 - 2A - \sqrt{1-4A}} \cdot \frac{1}{2\sqrt{1-4A}} \equiv \frac{1 - \sqrt{1-4A}}{2\sqrt{1-4A}} \\
 c_2 &= \frac{(1 + \sqrt{1-4A})(2A-1 + \sqrt{1-4A})}{2(\Delta\omega\tau_1)^2 + 1 - 2A + \sqrt{1-4A}} \cdot \frac{1}{2\sqrt{1-4A}} \equiv \frac{-1 - \sqrt{1-4A}}{2\sqrt{1-4A}} \\
 a_1 &= -c_1 \\
 a_2 &= -c_2 \\
 \frac{b_1}{\Delta\omega} &= \frac{c_1 \Delta\omega}{p_1} \equiv -\frac{\Delta\omega\tau_1}{\sqrt{1-4A}} \\
 \frac{b_2}{\Delta\omega} &= \frac{c_2 \Delta\omega}{p_2} \equiv \frac{\Delta\omega\tau_1}{\sqrt{1-4A}}
 \end{aligned} \tag{B.6}$$

よって、 $e_q(t)$ として次式を得る。

$$e_q(t) \equiv \cos\Delta\omega t + \frac{1 - \sqrt{1-4A}}{2\sqrt{1-4A}} \exp\left(\frac{-1 + \sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) + \frac{-1 - \sqrt{1-4A}}{2\sqrt{1-4A}} \exp\left(\frac{-1 - \sqrt{1-4A}}{2\tau_1} t\right) \tag{B.7}$$

式 (B.4)、式 (B.7) を、 $1-4A$ の正負に対して場合分けすることにより、式 (6.18) における $e_p(t)$ と $e_q(t)$ を得る。

本論文に関連する著者の発表論文

1. 学会論文誌

- (1) 梅比良, 加藤: "搭載用バースト復調器に適したデジタル制御形追尾フィルタ", 信学会論文誌, Vol.J68-B, No.8, pp.943-944 (1985)
- (2) H.Kikuchi, S.Konaka, K.Kawarada and M.Umehira: "Giga-hertz-band analogue switch using bipolar super self-aligned process technology", IEE Electronics Letter, Vol.21, No.19, pp.854-855 (1985)
- (3) M.Umehira, H.Kikuchi, S.Konaka and S.Kato: "High-Speed and Precise Monolithic Multiplier with radiation Hardness using Silicon Bipolar SST", IEE Electronics Letter, Vol.22, No.14, pp.744-745 (1986)
- (4) 榎田, 守倉, 梅比良, 加藤: "記憶型バースト復調器用 A F C 回路の検討", 信学会論文誌, Vol.J69-B, No.11, pp.1509-1515 (1986)
- (5) H.Kikuchi, S.Konaka and M.Umehira: "GHz-Band Monolithic Modem IC's", IEEE Trans. MTT, Vol.MTT-35, No.12, pp.1277-1282 (1987)
- (6) 梅比良, 加藤: "高精度デジタル形コストア P C を付加した低Eb/No逆変調形バースト搬送波再生回路", 信学会論文誌, Vol.J71-B, No.12, pp.1601-1610 (1988)
- (7) 加藤修三, 守倉正博, 梅比良正弘, 榎本清司, 久保田周治: "TDMA システムの L S I 化および I C 化手法 - 高信頼・無調整 TDMA 装置 -", 信学会論文誌, Vol.J72-A, No.2, pp.231-240 (1989)
- (8) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "Application of Advanced Micro Electronics to Large-scale Communication Equipment - Compact and Maintenance-Free TDMA Equipment", IEEE JSAC, Vol.8, No.8, pp.1551-1564 (1990)
- (9) S.Kato, M.Morikura, S.Kubota, H.Kazama, K.Enomoto and M.Umehira: "A TDMA Satellite Communication System for ISDN Services", IEEE JSAC, Vol.10, No.2, pp.456-464 (1992)
- (10) M.Ohnuki, M.Umehira, H.Nakashima and S.Kato: "A New Satellite Communication System Integrated into Public Switched Networks - DYANET", IEEE JSAC, Vol.10, No.2, pp.447-455 (1992)
- (11) 榎本, 久保田, 梅比良, 加藤: "モード切換型バースト復調器 A F C", 信学会論文誌, Vol.J76-B-II, No.5, pp.415-421 (1993)
- (12) M.Umehira and S.Kato: "Reverse Modulation Carrier Recovery for Offset QPSK Burst Signals", IEICE Trans. Commun. Vol.E78-B, No.4, pp.616-624 (1995)
- (13) 梅比良, 加藤: "位相補償フィルタを用いたバースト搬送波再生回路の設計と特性", 信学会論文誌, Vol.J78-B-II, No.12, pp.735-746 (1995)

2. 国際会議

- (1) M.Umehira, H.Kikuchi, S.Konaka and S.Kato: "A High-Speed Monolithic Multiplier with radiation Hardness for On-board Modems", Proc. 15th ISTS, Tokyo,

pp.893-898 (1986)

(2) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "General Purpose TDMA LSI Development for Low Cost Earth Station", Proc. IEEE ICC'86, Toronto, 16.6, pp.513-518 (1986)

(3) S.Kato, M.Umehira, T.Miyo and M.Seta: "Low C/N modem for satellite TDMA use", Proc. IEEE ICC'86, Toronto, 56.6 (1986)

(4) M.Umehira, S.Kubota, K.Enomoto and S.Kato: "Compact LSI- and MIC-Implemented Burst Modem for Low Eb/No Operation", Proc. IEEE Globecom'87, Nov.15-18, Tokyo, Japan, pp.268-273 (1987)

(5) M.Umehira and S.Kato: "Low Eb/No Offset QPSK burst demodulator using reverse modulation scheme", Proc. IEEE ICC'87, Seattle, 25.2, pp.889-895 (1987)

(6) S.Kato, M.Morikura, M.Umehira, K.Enomoto and S.Kubota: "Compact and High Performance TDMA Terminal for Satellite Communication", Proc. IEEE ICC'88, 51.2, pp.1680-1686 (1988)

(7) T.Otsu, M.Umehira, M.Ohnuke and H.Nakashima: "An Advanced Satellite Communication System for ISDN Subscriber and Trunk Applications - DYANET II -", Proc. 14th AIAA ICSSC, Washington DC., AIAA-92-1826, pp.175-183 (1992)

(8) M.Umehira, A.Kurokawa, K.Nakashima, H.Nakashima and T.Masamura: "An Advanced Satellite Communication System Integrated into ISDN - DYANET II", Proc. IEEE ICC'93, Geneva, pp.1118-1122 (1993)

3. 講演 (研究会、全国大会等)

(1) 梅比良, 正村達郎, 鮫島秀一: "TDMA用ベースバンド処理型搬送波再生回路の検討", 信学会全大, 2117 (昭58)

(2) 加藤, 守倉, 梅比良, 榎本, 久保田, 大谷浩一: "広帯域衛星通信用TDMA装置の構成と特性", 信学技報, SAT84-46 (1984)

(3) 加藤, 梅比良, 守倉, 久保田: "広帯域衛星通信網用TDMA方式", 信学会通信部門全大, S8-9 (昭59)

(4) 梅比良, 加藤, 菊池, 小中, 河原田: "衛星通信用高速モノリシックミキサの設計と特性", 信学技報, SSD84-107 (1984)

(4) 菊池, 梅比良, 小中, 河原田: "広帯域モノリシックアナログスイッチの設計と特性", 信学技報, SSD84-108 (1984)

(5) 梅比良, 加藤: "搭載バースト復調器用搬送波再生回路の検討", 信学技報, SAT85-11 (1985)

(6) 梅比良, 加藤: "オフセットQPSK用バースト復調回路の構成と特性", 信学技報, SAT85-76 (1985)

(7) 梅比良, 菊池, 加藤: "衛星通信用高速モノリシックアナログ乗算器の特性", 信学会全大, 2494 (昭60)

(8) 菊池, 梅比良, 小中, 河原田: "2GHz帯モノリシックアナログスイッチ", 信

学会全大 (昭60)

(9) 菊池, 梅比良, 小中, 河原田: “バイポーラアナログスイッチの耐放射線特性”, 信学会半導体・部品部門全大, 224 (昭60)

(10) 梅比良, 加藤: “搭載用バースト復調器用デジタル制御形追尾フィルタの検討”, 信学技報, CS84-154 (1985)

(11) 加藤, 守倉, 梅比良, 榎本, 久保田: “汎用化TDMA LSI-LSI化TDMA装置の設計”, 信学技報, SAT86-3 (1986)

(12) 加藤, 守倉, 梅比良, 榎本, 久保田: “汎用化TDMA LSI-エラスティックバッファ・ユニークワード検出LSI”, 信学技報, SAT86-4 (1986)

(13) 加藤, 守倉, 梅比良, 榎本, 久保田: “汎用化TDMA LSI-ビタビ復号器・バースト合成/分離LSI”, 信学技報, SAT86-5 (1986)

(14) 加藤, 守倉, 梅比良, 榎本, 久保田: “汎用化TDMA LSI-タイミング制御・圧縮伸張バッファ制御回路LSI”, 信学技報, SAT86-6 (1986)

(15) 榎本, 梅比良, 加藤: “TDMA用高精度コストASP C付加低Eb/No搬送波再生回路”, 信学技報, SAT86-35 (1986)

(16) 梅比良, 加藤: “バースト復調器用バースト間周波数偏差補償方式”, 信学会全大, 2396 (昭61)

(17) 梅比良, 榎本, 加藤: “過渡特性可変な位相補償形フィルタを用いたバースト搬送波再生回路”, 信学会全大, 2322 (昭62)

(18) 風間, 梅比良, 加藤: “オフセットQPSK用バースト復調回路におけるキャリア引き込み特性の改善”, 信学会通信部門全大, 488 (昭61)

(19) 梅比良, 久保田, 榎本, 加藤: “LSI-MIC化小型低Eb/Noバースト変復調器”, 信学技報, SAT87-27/CS87-67 (1987)

(20) 梅比良: “非線形衛星回線におけるQPSK/OQPSK変調方式の一検討”, 信学会秋季全大, B-108 (昭63)

(21) 梅比良, 宇野: “ISDN中継系・加入者系統合衛星通信方式における波形伝送特性の検討”, 信学会春季全大, B-271 (1991)

(22) 加藤, 守倉, 久保田, 榎本, 梅比良: “DYANET用トランスポンダホッピングTDMA装置”, 信学会春季全大, B-163 (1988)

(23) 久保田, 榎本, 梅比良, 加藤: “DYANET用TDMA装置 バースト変復調器の構成と特性”, 信学会春季全大, B-166 (1988)

(24) 菊池, 梅比良, 加藤: “バースト変調器用高オンオフ比キャリアスイッチIC”, 信学会春季全大, C-129 (昭63)

(25) 加藤, 久保田, 榎本, 梅比良: “汎用バースト変復調器用LSI-MICの構成と特性”, 信学会春季全大, SB-3-3 (1988)

(26) 榎本, 久保田, 梅比良, 加藤: “小型高安定化バースト搬送波再生回路の構成と特性”, 信学会春季全大, SB-3-4 (1988)

(27) 榎本, 久保田, 梅比良, 加藤: “モード切替型バースト復調器AFC”, 信学技報, SAT88-80/IT88-99/CS88-108 (1989)

- (28) 菊池、梅比良、加藤：“衛星通信用高速変復調IC”、信学会春季全大(1989)
- (29) 榎本、久保田、梅比良、加藤：“モード切換型バースト復調器AFC”、信学会春季全大(1989)
- (30) 小川、梅比良、京阪：“ISDN中継系・加入者系統合衛星通信方式”、信学会秋季全大、B-456(1990)
- (31) 梅比良、是永、皆本、中島、中島：“ISDN中継系・加入者系統合衛星通信方式-DYANET II-”、信学技報、SAT92-23/IN92-22(1992)

4. 機関誌等

- (1) 加藤、守倉、久保田、榎本、梅比良：“DYANET TDMA装置”、NTT R&D, Vol.39, No.2, pp.209-216 (1990)
- (2) S.Kato, M.Morikura, S.Kubota, K.Enomoto and M.Umehira: “TDMA equipment for DYANET”, NTT Review, Vol.2, No.3, pp.47-54 (1990)
- (3) T.Masamura, T.Sato and M.Umehira: “An Advanced Satellite Communication System Integrated into ISDN -DYANET II-”, NTT Review, Vol.4, No.6, pp.16-23 (1992)