



Title	多元接続信号の受信特性に与える衛星中継器の非線形性の影響に関する研究
Author(s)	片山, 正昭
Citation	大阪大学, 1986, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/1354
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

多元接続信号の受信特性に与える
衛星中継器の非線形性の影響に関する研究

昭和 60 年 12 月

片 山 正 昭

内 容 梗 概

本論文は、著者が大阪大学大学院工学研究科（通信工学専攻）在学中に行った研究の成果をまとめたものである。本論文は以下の5章より構成されている。

第1章は序論であり、本研究に関連する分野において従来行われてきた研究について概括し、本研究の意義・所在を明らかにしている。

第2章では、まず本研究で扱う衛星通信方式のシステム構成を与えている。次に、衛星通信における多元接続を、第3章で扱う複数搬送波方式と第4章で扱う単一搬送波方式とに大別しそれぞれの特性について述べている。更に、衛星中継器の非線形性を位相非線形性と振幅非線形性の縦続接続、及びその特別な場合であるハードリミタで表し、それぞれに対し数学的表現式を与えている。

第3章では、複数搬送波方式であるスペクトル拡散多元接続（SSMA）信号、及び周波数分割多元接続（FDMA）信号に対する衛星中継器の非線形性の影響について述べている。ここでは、まず衛星中継器の非線形性が位相非線形性と振幅非線形性の縦続接続で表される場合における衛星中継器出力の自己相関関数を求め、これによってSSMAおよびFDMAのそれぞれにおける衛星中継器出力の受信特性を明らかにしている。なお、特性の評価は信号成分と不要成分の電力比で行っている。又、衛星中継器入力 of 統計は中央極限定理によりガウス過程であるものとしている。

第4章では、単一搬送波方式の一例として4相デジタル位相変調（QPSK）信号を用いた衛星通信方式をとりあげ、これに対してバンドパス・ハードリミタ（BPHL）で表される非線形衛星中継器が及ぼす影響について解析を行っている。従来、このような場合における解析ではBPHL出力の瞬時位相

によっていた。それに対し本章では、送信フィルタによって帯域制限された QPSK 信号が BPHL に加えられた場合の出力信号の同相成分波形、直交成分波形を求めることにより特性解析を行っている。その結果、従来の解析では知り得なかった帯域制限と非線形増幅の複合効果を明らかにしている。更に、この信号を受信する受信機として「受信フィルタの出力をサンプルし判定を行う従来形受信機」及び「受信信号と参照信号の相関により判定を行う相関受信機」を考えそれぞれに対する誤り率特性を求めている。又、この結果、BPHL 出力の受信において相関受信機を用いることにより、従来形受信機を用いた場合より良い特性を得ることが出来ることを示している。なお、QPSK 信号の特別な場合である 2 相デジタル位相変調 (BPSK) 信号の特性及び、比較のため、線形増幅の場合の誤り率特性も併せて求めている。

第 5 章では、結論として本研究で得られた主要な結果について総括を行っている。

目次

内容梗概

第1章 序論	1
第2章 衛星通信のシステム構成	6
2.1 緒言	6
2.2 衛星通信方式	6
2.3 衛星中継器の非線形特性	8
2.4 結言	12
第3章 複数搬送波方式に対する衛星中継器の非線形性の影響	13
3.1 緒言	13
3.2 衛星中継器出力の自己相関関数	13
3.3 スペクトル拡散多元接続信号の受信特性	18
3.3.1 衛星中継器入力 of 自己相関関数	18
3.3.2 一次信号の再生	21
3.3.3 信号対不要成分電力比特性	25
3.4 周波数分割多元接続信号の受信特性	28
3.5 結言	32

第4章 ハードリミタ型衛星中継器による4相デジタル位相変調信号の伝送特性···	3 3
4.1 緒言·····	3 3
4.2 衛星中継器出力波形·····	3 3
4.3 受信機構成·····	4 3
4.3.1 従来形受信機·····	4 4
4.3.2 相関受信機·····	5 0
4.4 誤り率特性·····	5 2
4.4.1 従来形受信機·····	5 3
4.4.2 相関受信機·····	6 0
4.4.3 検討·····	6 1
4.5 結言·····	6 3
 第5章 結論·····	 6 5
 謝辞·····	 6 7
文献·····	6 8
付録·····	7 6

第 1 章 序論

1957年、初の人工衛星が実現して以来、人工衛星とそれを用いた衛星通信技術は目覚ましい発展をとげてきた。その結果、今日では衛星通信は、国際通信のみならず国内通信においても基本的通信手段のひとつとなっている。このように広く衛星通信が用いられるようになった大きな理由として、衛星通信が他の地上無線通信にはない特性を持つことを挙げることができる。その衛星通信固有の特性とは、衛星を介して通信を行うことによって、地球上の非常に広い範囲（静止衛星なら地表の約1/3）にわたって分布する任意の地点間で、あたかも見通し範囲内にあるかのごとく無線通信を行うことが可能となることである。その結果、衛星通信では単に遠距離ばかりではなく、山間部など地上無線では通信が困難な地点あるいは移動局等を対象とした通信などを高品質・広帯域で行うことが可能となる。(1)-(4)

衛星通信においても、地上における無線通信同様、雑音・干渉・帯域制限は信号特性の劣化要因となる(1)-(4)。更に衛星通信においては、これらの劣化要因の他に、衛星中継器の非線形性による影響を考慮する必要がある。この非線形性は、衛星中継器の増幅器として用いられている進行波管増幅器(TWT A)によって生じ、振幅非線形性(AM/AM変換)と位相非線形性(AM/P M変換)によって表される(3)-(6)。このような場合における信号伝送特性を解析するためには、従来、衛星中継器の非線形特性を同相・直交軸それぞれのAM/AM変換特性の組み合わせによって表現したモデル(7)-(8)、級数によって表現したモデル(9)-(10)、また特にVolterra級数を利用したモデル(11)-(16)、あるいはAM/AM変換とAM/P M変換の組み合わせによって表現

したモデル⁽¹⁷⁾⁻⁽²⁰⁾などが用いられている。これらのうちで、最後のモデルはAM/AM変換とAM/PM変換の度合をそれぞれ変化させることによって、信号にこれらの非線形性が与える影響を独立に解析することができる点で前二者と比べて優れたモデルである。

一方TWTAの前段（または後段）にTWTAと逆の特性を持つ回路を置くことによってこういった衛星中継器の非線形性を補償する研究も行われてきている⁽²¹⁾⁽²²⁾。その結果、AM/PM変換に関しては、その影響をほとんど零にすることができるようになった。しかしながら、衛星電源やTWTAの出力に限界があるためAM/AM変換特性は、一定の出力範囲でしか線形にすることができない。つまり、AM/AM変換は本質的に不可避である。また、準ミリ波帯などを用いる衛星では降雨減衰による信号レベルの変動を一定範囲に抑えるため、TWTA前段にリミタを挿入する場合がある⁽²³⁾。このような場合にも衛星中継器の非線形性はAM/AM変換特性によって記述される。

このような衛星中継器の非線形性がAM/AM変換のみで表される場合にもその特性を級数で表すことができる⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾⁽²⁶⁾。しかしながら、このような級数展開を用いた場合、非線形性が大きくなれば級数の項数が非常に大きくなり、実際上は解析が困難となる。このような級数展開のほかに、AM/AM変換特性を表すモデルとして良く用いられるものに、誤差関数を用いたもの⁽²⁷⁾⁽²⁸⁾⁽²⁹⁾や線形増幅とリミタを組み合わせたもの⁽³⁰⁾⁽³¹⁾⁽³²⁾などがある。これらは、非線形性軽減のためにTWTAに補償を行った場合の良いモデルとなる。また、これらのモデルにおいて非線形性が最大となった極限として、衛星中継器の非線形性をバンドパス・ハードリミタ(BPHL)で表したモデルがある⁽³³⁾⁻⁽⁵⁰⁾。これは、TWTAの出力振幅に制限が有る場合に最大の出力電力を与えるものであり、リミタをTWTAの前段に挿入する場合や、TWTAを

飽和点付近で動作させる場合における衛星中継器の非線形性の良い近似となる⁽⁵¹⁾。

ところで、衛星通信においては、一般にひとつの衛星を多数の地球局が利用する多元接続が用いられる。この多元接続は、第2章でも述べるように、周波数分割多元接続 (FDMA)、時分割多元接続 (TDMA)、及び現段階では衛星通信において実用化には至っていないがスペクトル拡散多元接続 (SSMA) の三つに大別できる⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾。

この最後のSSMAは、情報の伝送に必要とされる帯域以上に極端に周波数帯域を拡げて伝送を行なうスペクトル拡散 (SS) 信号を用いた多元接続方式である⁽⁴⁾⁽⁵²⁾⁽⁵³⁾。この方式では、各SS信号は共通の周波数帯域内で同時に伝送される。このような場合、一定時間内における帯域当りの接続可能信号数は他の二者と比べて悪くなるものの、潜在局数も含めた符号チャネルという意味では、FDMA・TDMAと比較して遙かに多くのチャネルを設定することが可能となる。その他にも、SSMAは任意接続が容易であること、対ジャミング妨害特性が高いことなどの長所を有する。一方、周波数の有効利用を計るために、SSMAでは同じ帯域内における各SS信号の強度は、ほぼ等しくする必要がある。

衛星通信は、以上のようなSSMAの特徴を有効に利用できるシステムのひとつとして期待されており⁽⁴⁾⁽⁵²⁾⁻⁽⁵⁴⁾、この実用化に向けて実験も行われている⁽⁵⁵⁾。しかしながら、SSMA衛星通信方式を考える場合においても、先に述べた衛星中継器の非線形性の影響を検討する必要がある。これまで、SS信号に対して非線形増幅特性が及ぼす影響についての解析は、衛星中継器の非線形性をBPHLでモデル化したもの⁽³⁷⁾⁽⁴⁹⁾⁽⁵⁰⁾、あるいは多項式でモデル化したもの⁽²⁶⁾などがある。しかしながら、これらの解析では振幅非線形性

(AM/AM変換)のみを対象としており、位相非線形性(AM/PM変換)の影響については未だ明らかにされていない。そこで本論文第3章ではAM/AM変換とAM/PM変換の両非線形性を同時に組み入れたより一般的な解析モデルを用いて、SSMA信号の受信特性に衛星中継器の非線形性が与える影響について解析を行なっている。また、更にSSMAと同じく複数の搬送波が同時に衛星中継器で増幅される方式であるFDMAについても同様の解析を行なっている。なお、これらの解析にあたっては、衛星中継器入力の変調はガウス分布であるものとし、また特性の評価基準としては信号対不要成分電力比(DU比)を用いている。

次に、TDMAについて考える。TDMAは、その特性を有効に利用するためデジタル位相変調方式に対して用いられるのが一般的である。この場合、特性の評価基準としては先のDU比特性も一定の基準とはなりうるが、正確には誤り率特性を用いるのが妥当である。ところでTDMAは、衛星を各地球局が時間分割して使用する方式であり、先のSSMA・FDMAとは違いそれぞれの時刻において衛星に入力される搬送波数は一つである。従って、非線形増幅の場合も他チャネル信号による信号抑圧が生ぜず、そのためTDMAは、SSMA・FDMAより非線形増幅に強いといわれている。実際、過去行われてきた解析によっても、デジタル位相変調では衛星中継器として線形増幅器より、むしろBPHLを用いた方が良好な誤り率特性を示すことが報告されている(31)(41)-(45)。しかしこれらの解析では受信機による帯域制限が信号波形には影響を与えないと仮定し、そのような条件下で受信波のサンプル点における瞬時位相によって誤り率特性を求めている。従って受信機による帯域制限が厳しく、信号波形に与える影響が無視できないような条件下では従来の解析結果をそのまま適用することはできない。また、このように受信機の帯域制限が厳

しい場合における実際のシステムを用いた実験あるいはシミュレーションの結果は、従来の理論解析結果とは逆に衛星中継器の動作が線形からBPHLに近づくにつれて誤り率特性が劣化することを示している⁽²¹⁾⁽⁵⁶⁾。しかしながら、このようなBPHLによる劣化は従来の理論解析では説明されていない。

なお、これらの解析・実験・シミュレーションはいずれも受信フィルタ出力をサンプルし1シンボル毎に判定を行う方式の受信機によっている。ところで、ガウス雑音存在下において、帯域制限された線形伝送路による符号間干渉を軽減・除去し最適受信を行う受信機の構成については過去多くの研究がなされている⁽⁵⁷⁾⁻⁽⁶¹⁾。またこれと同様の構成の受信機を、衛星通信系のような非線形伝送路に適用する場合についても特性の検討が行われている⁽¹⁸⁾⁽⁶²⁾⁽⁶³⁾。しかし衛星通信系におけるこれらの検討は、いずれも計算機シミュレーションによるものであり、理論解析は未だ行われていない。

以上の背景をふまえて第4章では、単一搬送波方式であるTDMAを対象とし受信特性の解析を行っている。ここでは、変調方式として代表的なデジタル位相変調である4相デジタル位相変調(QPSK)⁽³⁾⁽⁴⁾⁽³⁴⁾⁽⁶⁴⁾⁻⁽⁶⁹⁾をとりあげ、「受信フィルタの出力をサンプルし判定を行う従来型受信機」と「受信信号と参照信号の相関により判定を行う相関受信機」の二種の受信機構成のそれぞれについて誤り率特性を求めている。本解析は、受信機における帯域制限の信号波形への影響も考慮し、従来の瞬時位相による解析手法とは異なる手法、即ち、QPSK信号がBPHLに加えられた場合の出力の同相成分波形と直交成分波形を求めることにより行うものである。

最後に、第5章では本研究によって得られた主要な結果について総括を行っている。

第2章 衛星通信のシステム構成

2.1 緒言

衛星通信における受信特性の劣化要因としては、他チャネルからの干渉、及び雑音がある。又、衛星中継器の非線形性も信号受信特性に無視できない影響を与える。本章では、まずこのような劣化要因を考慮した衛星通信方式のシステム構成を示している。次に衛星通信における多元接続を、第3章で扱う複数搬送波方式と第4章で扱う単一搬送波方式に大別し、それぞれの特徴について述べる。更に、本論文の解析の基礎となる衛星中継器の非線形性の定式化を行う。

2.2 衛星通信方式

本論文で扱う衛星通信方式のシステム構成を図2-1に示す。地球局送信機から送信された信号（アップリンク信号）は、干渉波・アップリンク雑音を伴

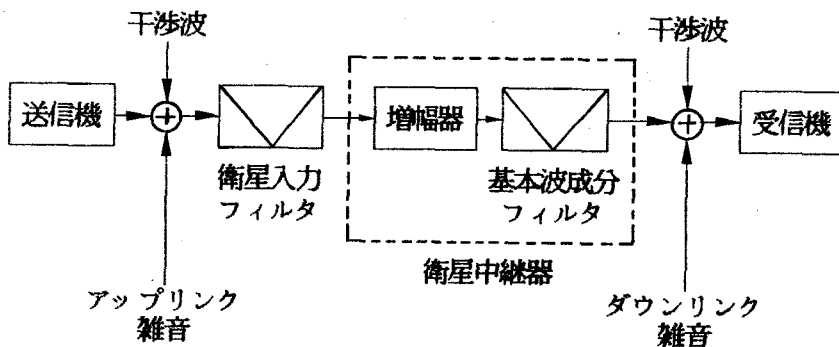


図 2-1 衛星通信のシステム構成

い衛星に入力される。衛星では、この信号をまず衛星入力フィルタでろ波し衛星中継器入力信号を得る。この衛星中継器入力信号は、次に非線形増幅特性を持つ衛星中継器で増幅され再び地球局に向かって送信される。地球局受信機では、ダウンリンク雑音・干渉波を伴ったこの衛星中継器出力信号が受信される。もちろん実際の衛星系では、衛星の入力に衛星中継器出力信号が与える影響を軽減するため衛星上で搬送波周波数の変換を行うが、これは理想的には信号特性に影響を及ぼさない。そこで本論文では、これらの周波数変換に伴う特性劣化は十分小さく無視できるものとして解析を行う。なおアップリンク及びダウンリンク雑音としては、それぞれ両側電力スペクトル密度が $\eta_U/2$ 及び $\eta_D/2$ である白色ガウス雑音を考える。また衛星入力フィルタは、アップリンク雑音の帯域制限（従って電力制限）をするためのものであり、信号帯域は歪なく通過させるものであるとする。衛星中継器の非線形増幅特性については次節でその数学的モデルを与える。

ところで衛星通信においては、一般にひとつの衛星を介して多数の地球局が同時に回線の設定を行う多元接続が用いられる。これを、回線割当の方法によって分類すると、固定割当、接続要求割当および任意接続に分けられる。また、通信方式の観点より分類を行えば周波数分割多元接続（FDMA）、時分割多元接続（TDMA）およびスペクトル拡散多元接続（SSMA）に分けることができる。このうちで、FDMA、SSMAは衛星を介して同時に複数の搬送波が伝送される。このような複数搬送波方式に対する解析は、第3章で行っている。これに対して、TDMAでは同時に伝送される搬送波の数はひとつだけである。第4章では、この単一搬送波方式であるTDMAに対する解析が行われている。なお表2-1は、これら多元接続の方式の特徴をまとめたものである。

表2-1 多元接続の方式分類

	同期	接続	信号 帯域幅	干渉となる 他チャネル信号
FDMA	不要	固定・要求	B/N	異なる周波数
TDMA	必要 (搬送波、シンボル)	固定・要求	B	なし
SSMA	必要 (符号)	任意	B	同一周波数

*Bは全帯域幅

2.3 衛星中継器の非線形特性

-- 2.3.1. 位相・振幅非線形性を考慮した非線形衛星中継器のモデル --

AM/P M変換 (位相非線形性), AM/A M変換 (振幅非線形性) の双方を考慮した場合の非線形衛星中継器のモデルを図2-2に示す。

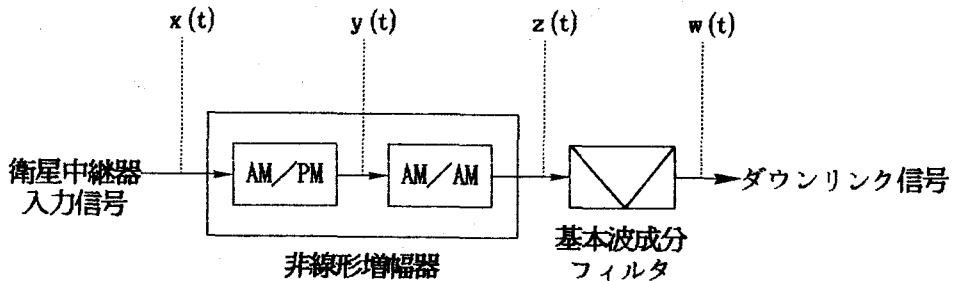


図2-2 位相・振幅非線形性を考慮した非線形衛星中継器のモデル

ここで、衛星中継器入力信号 $x(t)$ を、

$$\begin{aligned} x(t) &= V(t) \cos [2\pi f_0 t + \phi(t)] \\ &= x_c(t) \cos 2\pi f_0 t - x_s(t) \sin 2\pi f_0 t \end{aligned} \quad (2-1)$$

とする。但し t は時刻を表わし、また、

$$\begin{aligned} x_c(t) &= V(t) \cos \phi(t) \\ x_s(t) &= V(t) \sin \phi(t) \end{aligned} \quad (2-2)$$

である。

この入力信号 $x(t)$ が AM/PM 変換作用を受けると、

$$y(t) = V(t) \cos [2\pi f_0 t + \phi(t) + \psi(t)] \quad (2-3)$$

となる。ここで、 $\psi(t)$ は AM/PM 変換による位相動揺成分であり、

$$\psi(t) = k V^2(t) = k (x_c^2(t) + x_s^2(t)) \quad (2-4)$$

と仮定する⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。なおこの式の k は AM/PM 変換係数である。上式よりも明らかのように $k = 0$ で位相非線形性が無い状態を表し、逆に k が大きくなるにつれて位相非線形性が大きくなる。

さらに、式 (2-3) の $y(t)$ が、誤差関数で表される AM/AM 変換 $g(\cdot)$ を受けることによって、次式に示す出力 $z(t)$ を得る⁽²⁸⁾。

$$z(t) = g[y(t)] = \text{erf}[y / \sqrt{2} L] \quad (2-5)$$

但し、

$$\operatorname{erf}(a) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^a \exp(-t^2) dt \quad (2-6)$$

であり、又、 L は実効リミテイングレベルを表す定数で $L \rightarrow \infty$ で線形増幅に、逆に $L \rightarrow 0$ ではハードリミタに近づく。

— 2.3.2. BPHLで表された非線形衛星中継器のモデル —

ところで、第1章でも述べたように、衛星中継器の非線形性をバンドパス・ハードリミタ (BPHL) で表すことができる場合がある。そこで次に、衛星中継器の非線形性をBPHLで表したモデルについて考える。図2-3に、出力振幅が $\pm \pi/4$ のハードリミタ (HL) と、HL出力の高調波成分を除去する基本波成分フィルタとによって構成されたBPHLで表された非線形衛星中継器のモデルを与えておく。

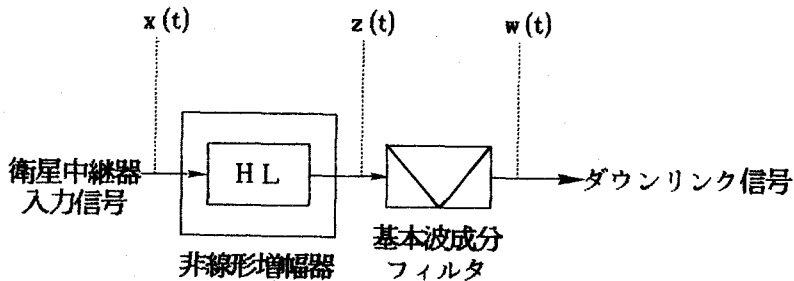


図 2-3 BPHLで表された非線形衛星中継器のモデル

ここで、衛星中継器入力は、先の場合と同様に、

$$x(t) = V(t) \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)] \quad (2-7)$$

で表されるものとする。するとハードリミタ出力は、

$$z(t) = g[x(t)] = (\pi/4) \operatorname{sgn}[x(t)] \quad (2-8)$$

となる。なお、関数 $g(\cdot)$ を図 2-4 に示す。

これが更に基本波成分フィルタで高調波成分が除去され、最終的な BPHL 出力は、

$$w(t) = \operatorname{sgn}[V(t)] \cos[2\pi f_0 t + \phi(t)] \quad (2-9)$$

となる。これより明らかなように、BPHL 出力は入力信号と同じ位相・周波数を持つ。又その包絡線成分は入力の包絡線成分の HL 出力で表すことができる。従って、帯域系の BPHL 出力は等価低域系では出力振幅 ± 1 の HL 出力として表現される。

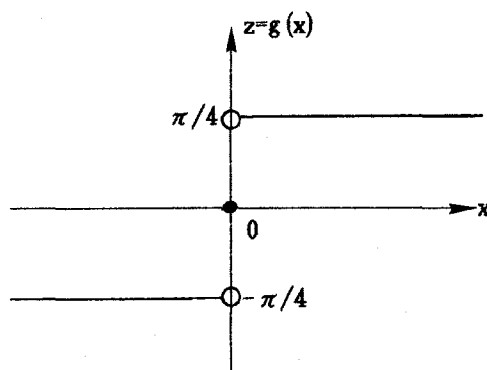


図 2-4 ハードリミタの入出力特性

2.4 結言

本章では，本論文で扱う衛星通信方式のシステム構成を与えた．次に多元接続を，第3章で扱う複数搬送波方式と第4章で扱う単一搬送波方式に大別しそれぞれの方式の特徴について述べた．更に，位相・振幅非線形性を考慮した非線形衛星中継器のモデル及び，BPHLで表された非線形衛星中継器のモデルのそれぞれについて，入出力特性の数学的表現式を与えた．

第 3 章 複数搬送波方式に対する 衛星中継器の非線形性の影響^{(71) - (73)}

3.1 緒言

本章では，前章で述べた位相非線形性と振幅非線形性の双方を同時に組み入れた解析モデル（図 3-1）を用い，これによって複数搬送波方式における信号の受信特性に与える衛星中継器の非線形性の影響を明らかにする．そのために，ここでは衛星中継器の入力の統計をガウス分布で表せるものとし，自己相関関数を用いて解析を行う．なお受信特性の評価は信号対不要成分電力比で行う．

3.2 衛星中継器出力の自己相関関数

本節では図 3-1 に示したモデルにより，衛星中継器出力 $w(t)$ の自己相関関数を求める．なお複数搬送波方式において衛星中継器に入力される各チャネルの信号のそれぞれは，統計的に独立かつ等電力である．従って信号数 N を充分大とすると，中央極限定理により衛星中継器入力信号全体を一つのガウス過程とみることができる⁺．そこでここでは衛星中継器入力信号の総和を，中心周波数 f_0 ，帯域幅 B の一つの狭帯域ガウス信号として扱うことにする．従って，ガウス信号（ N 個の信号の和）とガウス雑音（アップリンク雑音）の和からなる衛星中継器入力信号 $x(t)$ も，それ自体ガウス過程である．

⁺ $N \geq 4$ で，ほぼガウス分布となる⁽⁷⁰⁾

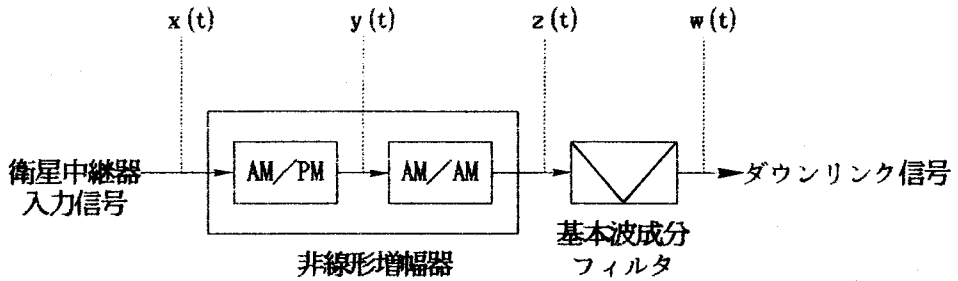


図3-1 位相・振幅非線形性を考慮した非線形衛星中継器のモデル

衛星中継器の非線形増幅器出力 $z(t)$ の自己相関関数 $R_z(\tau)$ は、

$$\begin{aligned}
 R_z(\tau) &= \langle z(t) \cdot z(t + \tau) \rangle \\
 &= \langle g[y(t)] \cdot g[y(t + \tau)] \rangle \quad (3-1)
 \end{aligned}$$

と表される。但し、 $\langle \cdot \rangle$ は集合平均を表す。

ここで $g(y)$ の複素フーリエ変換を $G(ju)$ とすると、式 (2-5) (2-6) より、

$$G(ju) = \frac{2}{ju} \exp \left[\frac{-L^2 u^2}{2} \right] \quad (3-2)$$

であり、式 (3-1) は、

$$\begin{aligned}
 R_z(\tau) &= (2\pi)^{-2} \int \int_c G(ju) G(jv) \\
 &\quad \cdot \langle \exp j[uy(t) + vy(t + \tau)] \rangle du dv \quad (3-3)
 \end{aligned}$$

となる。但し、Cは非線形特性によって決まる複素積分路を示す。この式で、

$$\langle \exp j[u y (t) + v y (t + \tau)] \rangle \triangleq M_y (j u, j v) \quad (3-4)$$

は、 $y(t)$ に関する結合特性関数である。そして、式(2-2)、(2-3)により $V(t)$ 、 $\phi(t)$ 、 $\psi(t)$ と関係付けられる $x_c(t)$ 、 $x_s(t)$ の結合確率密度関数を用いて集合平均をとることにより、式(3-4)は次式のように求められる(付録A)。なお $x(t)$ はガウス分布であるから、 $V(t)$ はレイリー分布、 ϕ は0から 2π までの範囲での一様分布に従い、又 $x_c(t)$ 、 $x_s(t)$ はそれぞれ統計的に独立な低周波ガウス過程である。

$$\begin{aligned} M_y(ju, jv) = & \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^m \epsilon_m \exp[-j2\pi m f_0 \tau] \Lambda^{-1}(t) \\ & \cdot V_1 V_2 J_m(u V_1) J_m(v V_2) \\ & \cdot \exp[-(r(0) - j2km\Lambda(\tau)) V_1^2 / 2\Lambda(\tau)] \\ & \cdot \exp[-(r(0) - j2km\Lambda(\tau)) V_2^2 / 2\Lambda(\tau)] \\ & \cdot I_m[r(\tau) V_1 V_2 / \Lambda(\tau)] dV_1 dV_2 \end{aligned} \quad (3-5)$$

ここで、 J_m 、 I_m は、それぞれ m 次の第一種ベッセル関数及び第一種変形ベッセル関数、 ϵ_m はノイマン定数であり、又

$$\begin{aligned} V_1 &= |V(t)|, & V_2 &= |V(t)|, \\ \Lambda(\tau) &= r^2(0) - r^2(\tau) \end{aligned} \quad (3-6)$$

である。

これを更に式 (A-11) を用いて変形し、 I_m を展開し更に積分を実行すれば式 (3-5) は、

$$\begin{aligned}
 M_y(ju, jv) = & \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^m \epsilon_m a^2(\tau) b^2(\tau) \omega(\tau) \\
 & \cdot \exp(-j2\pi m f_0 \tau) [r(0) n! (n+m)!]^{-1} u^{2n+m} v^{2n+m} \\
 & \cdot [a^2(\tau) b^2(\tau) \omega(\tau) r(\tau) / 2r(0)]^{2n+m} \\
 & \cdot \exp[-a^2(\tau) \omega(\tau) u^2 / 2] \\
 & \cdot \exp[-b^2(\tau) \omega(\tau) v^2 / 2] \quad (3-7)
 \end{aligned}$$

となる。但し、 $a^2(\tau)$ 、 $b^2(\tau)$ 及び $\omega(\tau)$ は、それぞれ、

$$\begin{aligned}
 a^2(\tau) &= \frac{r(0)}{r(0) - j2km\Lambda(\tau)} \\
 b^2(\tau) &= \frac{r(0)}{r(0) + j2km\Lambda(\tau)} \\
 \omega(\tau) &= \frac{r^2(0) + 4k^2\Lambda^2(\tau)}{r(0)[1 + 4k^2m^2\Lambda(\tau)]} \quad (3-8)
 \end{aligned}$$

である。

このようにして、衛星中継器の非線形増幅特性出力 $z(t)$ の自己相関関数 $R_z(\tau)$ は、式 (3-3) ~ (3-8) より、

$$\begin{aligned}
R_z(\tau) = & -\operatorname{Re} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^m \varepsilon_m a^2(\tau) b^2(\tau) \omega(\tau) \\
& \cdot \exp(-j2\pi m f_0 \tau) u^{2n+m} v^{2n+m} \\
& \cdot [a^2(\tau) b^2(\tau) \omega(\tau) r(\tau) / 2r(0)]^{2n+m} \\
& \cdot h_u(\tau) h_v(\tau) / [r(0) n! (n+m)!] \quad (3-9)
\end{aligned}$$

となる。ここで、

$$\begin{aligned}
h_u(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_c G(ju) u^{2n+m} \exp[-a^2(\tau) \omega(\tau) u^2/2] du \\
h_v(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_c G(jv) v^{2n+m} \exp[-b^2(\tau) \omega(\tau) v^2/2] dv \quad (3-10)
\end{aligned}$$

である。これに、式(3-2)を代入し積分を実行すると(付録B)、式(3-9)は、

$$\begin{aligned}
R_z(\tau) = & \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\exp(-j2\pi m f_0 \tau) r^{2n+m}(\tau) \Gamma^2(n+m/2)}{\pi^2 (4k^2 m^2 \Lambda(\tau) + 1) n! (n+m)!} \\
& \cdot \left\{ \left(L^2 + \frac{r(0) - j2km\Lambda(\tau)}{4k^2 m^2 \Lambda(\tau) + 1} \right) \right. \\
& \cdot \left(L^2 + \frac{r(0) + j2km\Lambda(\tau)}{4k^2 m^2 \Lambda(\tau) + 1} \right) \\
& \cdot (4k^2 m^2 \Lambda(\tau) + 1)^2 \}^{- (2n+m)/2} \quad (3-11)
\end{aligned}$$

となる。

次に基本波成分フィルタ出力 $w(t)$ の自己相関関数 $R_w(\tau)$ を求める。これ

は、上式で $m = 1$ とすることによって得られ、

$$R_w(\tau) = r_w(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-12)$$

となる。但し、

$$r_w(\tau) = \frac{2}{\pi(1+4k^2\Lambda(\tau))} \nu(\tau) {}_2F_1\left[\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; 2; \nu^2(\tau)\right]$$

$$\nu(\tau) = r_x(\tau) / \sqrt{[(r_x(0) + L^2 + 4k^2L^2\Lambda(\tau))^2 + 4k^2\Lambda^2(\tau)]}$$

$$\Lambda(\tau) = r_x^2(0) - r_x^2(\tau) \quad (3-13)$$

である。また ${}_2F_1[\cdot, \cdot; \cdot; \cdot]$ は、ガウスの超幾何関数を表す。

3.3 スペクトル拡散多元接続信号の受信特性

3.3.1 衛星中継器入力自己相関関数

図3-2に本論文で扱うSS送信機の構成とアップリンクを示す。ここで、

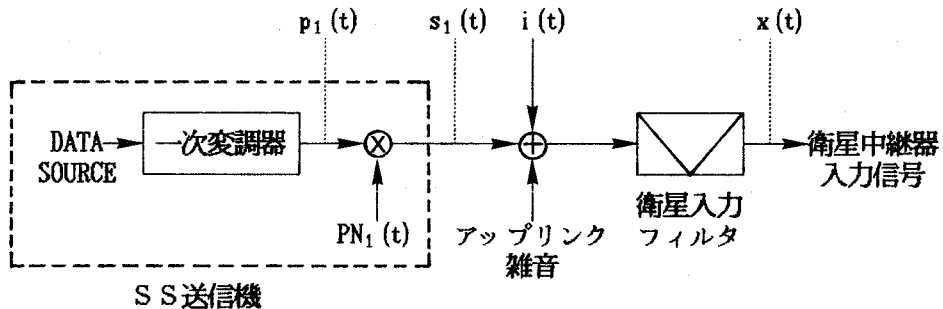


図3-2 SS送信機構成とアップリンク

$s_1(t)$ は受信特性を求めようとしている S S 信号である。また $i(t)$ は、この他の $N-1$ 個の S S 信号の和

$$i(t) = s_2(t) + \dots + s_N(t) \quad (3-14)$$

であり、 $s_1(t)$ にとっては干渉波となる。またアップリンク雑音としては、電力スペクトル密度 $\eta_u/2$ の白色ガウス雑音を考える。

一次変調器によって従来の変調方式 (FM, PSK など) で変調された i 番目の一次信号を $p_i(t)$ ($i = 1 \dots N$) で表すものとする。一般に一次信号の電力スペクトルの形状は、その変調方式によって種々形を異にするが、ここでは便宜的に各一次信号とも電力 P 、中心周波数 f_0 、帯域幅 W の方形電力スペクトルを持つと仮定する。すると、 $p_i(t)$ の自己相関関数 $R_p(\tau)$ は、それぞれの一次信号について等しく、

$$R_p(\tau) = P [\sin \pi W \tau / \pi W \tau] \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-15)$$

となる。また、これに対する電力スペクトルを $S_p(f)$ と表すものとする。

次に、拡散信号 $PN_i(t)$ ($i = 1 \dots N$) ($PN_i^2(t) = 1$) を考える。この自己相関関数 $R_{PN}(\tau)$ は、付録 C に示すようにして、

$$R_{PN}(\tau) = \begin{cases} 0 & |\tau| > T \\ 1 - |\tau|/T & |\tau| \leq T \end{cases} \quad (3-16)$$

となる。ここで、 T は拡散信号の 1 デジタル当りの継続時間である。又、式

(3-16) より，拡散信号の電力スペクトル $S_{PN}(f)$ は，

$$S_{PN}(f) = T [\sin \pi T f / \pi T f]^2 \quad (3-17)$$

となる．なお拡散信号は互いに独立であるとし，受信時の同期はとれているものとする．

この拡散信号と，それとは独立な一次信号を掛け合せること（二次変調）によってSS信号 $s_i(t)$ ($i = 1 \cdots N$) を得る．従って，個々のSS信号の自己相関関数 $R_s(\tau)$ は，式 (3-15)，(3-16) より，

$$R_s(\tau) \triangleq r_s(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau = R_s(\tau) R_{PN}(\tau) \quad (3-18)$$

となり，またこの電力スペクトル $S_s(f)$ は，

$$S_s(f) = S_p(f) * S_{PN}(f) \quad (3-19)$$

となる．但し $r_s(\tau)$ はSS信号自己相関関数の包絡線成分，*はたたみこみ積分を表す．

衛星中継器の入力には，このようなN個の等電力のSS信号とアップリンク雑音加わる．但し，アップリンク雑音は衛星入力フィルタによって中心周波数 f_0 帯域幅 B に帯域制限される．なおこのフィルタ帯域幅 B は，SS信号 $s_s(t)$ のメインローブ帯域幅で近似し，一次信号の帯域幅 W が $1/T$ より充分小さいことより，

$$B \approx 2 / T \quad (3-20)$$

とみなすものとする⁽⁵²⁾。従って、衛星中継器入力 $x(t)$ の自己相関関数 $R_x(\tau)$ は、

$$\begin{aligned} R_x(\tau) &= r_x(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \\ &= \left[\frac{\eta_U B \sin \pi B \tau}{2 \pi B \tau} + N r_s(\tau) \right] \cos 2\pi f_0 \tau \end{aligned} \quad (3-21)$$

で与えられ、衛星中継器の全入力電力は $R_x(0)$ となる。但し、 $r_x(\tau)$ は $R_x(\tau)$ の包絡線成分である。

-- 3.3.2. 一次信号の再生 --

前項で述べた衛星中継器入力信号 $x(t)$ は、次に図 3-1 に示される非線形衛星中継器に加えられる。この出力 $w(t)$ の自己相関関数 $R_w(\tau)$ は、本章第 2 節で述べたように式 (3-12) で与えられる。更にこの式は、入力 $x(t)$ に比例した成分（無歪成分）と相互変調成分の和として次のように書くことができる。

$$\begin{aligned} R_w(\tau) &= r_w(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \\ &= c r_x(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau + R_1(\tau) \end{aligned} \quad (3-22)$$

ここで右辺第一項は、 $x(t)$ の自己相関関数 (3-21) に比例した項 (c は正定数)、第二項は相互変調成分の自己相関関数である。この第一項における比例定数 c は、式 (3-13) に示した $r_w(\tau)$ を $r_x(\tau)$ によってテイラー展開する

ことにより,

$$c = \frac{2}{\pi (1+4k^2 r^2(0)) \sqrt{(r(0)+L^2+4k^2L^2 r^2(0))^2+4k^2 r^4(0)}} \quad (3-23)$$

のように求まる。従って、式 (3-21) (3-22) 及び (3-22) より、入力 $x(t)$ に比例した出力成分の自己相関関数は、

$$\begin{aligned} c R_x(\tau) &= c r_x(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \\ &= c \left[\frac{\eta B (\sin \pi B \tau / \pi B \tau)}{2} + N r_s(\tau) \right] \cos 2\pi f_0 \tau \end{aligned} \quad (3-24)$$

となる。又、式 (3-22) の $R_1(\tau)$ は、これを用いて、

$$R_1(\tau) = [r_w(\tau) - c r_x(\tau)] \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-25)$$

と表せる。更に出力 $w(t)$ における希望チャネル S S 信号 $s_1(t)$ の自己相関関数は、

$$c r_s(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \triangleq r_d(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-26)$$

であり、一方出力中の希望チャネル以外の不要成分 (他の S S 信号 + 相互変調成分 + アップリンク雑音成分) の自己相関関数は、

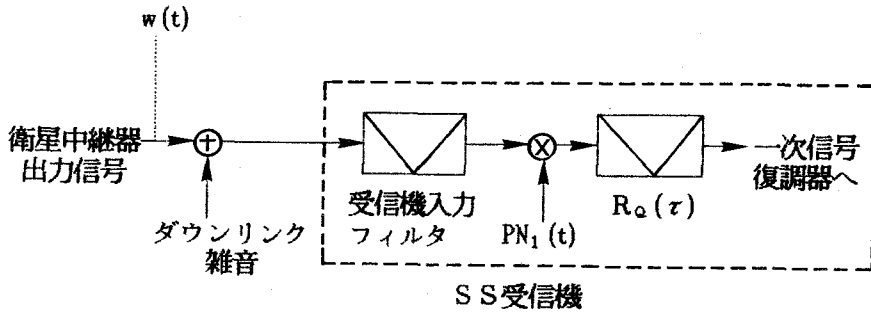


図3-3 ダウンリンクとSS受信機構成

$$(r_w(\tau) - r_d(\tau)) \cos 2\pi f_0 \tau \cong r_u(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-27)$$

となる。

以上述べた衛星中継器出力 $w(t)$ は、図3-3に示すようにダウンリンク雑音を伴って地球局の受信機入力信号となる。なおダウンリンク干渉波の原因となる他の地上無線系などからの干渉は、無視できるものとする。そしてこの信号に、受信機において、送信機で用いた拡散信号と同じ拡散信号を再度掛け合せると、希望チャネルの信号 $s_1(t)$ はもとの一次信号 $p_1(t)$ に復調され、その電力は、式(3-15)、(3-16)、(3-18)及び(3-26)から cP となる。

一方、出力 $w(t)$ 中の不要成分は、受信機において拡散信号によって拡散され、拡散後の自己相関関数 $R_v(\tau)$ は式(3-16)、(3-27)より、

$$R_v(\tau) = R_{PN}(\tau) r_u(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-28)$$

となる。これを、自己相関関数 $R_0(\tau)$ が、

$$R_o(\tau) = 2W [\sin \pi W \tau / \pi W \tau] \cos 2\pi f_o \tau \quad (3-29)$$

で与えられる中心周波数 f_o ，帯域幅 W の一次信号用フィルタでろ波することによって，受信機における一次信号再生後の不要成分の自己相関関数は，

$$R_v(\tau) * R_o(\tau) \quad (3-30)$$

となり，従ってその電力は，

$$\begin{aligned} & R_v(\tau) * R_o(\tau) \Big|_{\tau=0} \\ &= 2 \int_0^T \frac{T-\tau}{T} R_{PN}(\tau) W r_u(\tau) [\sin \pi W \tau / \pi W \tau] d\tau \\ &= 2 \int_0^T \frac{T-\tau}{T} W (r_w(\tau) - r_d(\tau)) [\sin \pi W \tau / \pi W \tau] d\tau \end{aligned} \quad (3-31)$$

となる。更に，これに拡散され一次信号用受信フィルタを通ったダウンリンク雑音電力 σ^2 が加わる。

以上述べたようにして，一次信号再生後の「一次信号電力」対「不要成分電力」比（出力 D U 比） DUR_D は，復調された一次信号電力が cP であることと式 (3-30) より，

$$DUR_D = \frac{cP}{R_v(\tau) * R_o(\tau) + \sigma^2} \Big|_{\tau=0} \quad (3-32)$$

となる。

3.3.3 信号対不要成分電力比特性

図3-4にダウンリンク雑音電力を零とした場合におけるSS信号の衛星中継器出力DU比特性を示す。ここで横軸は全入力中の「希望チャンネル成分」対「それ以外の成分（他のSS信号+アップリンク雑音）」の電力比（アップリンクDU比） DU_{RU} である。又、図中のパラメータ（ k ， L ）は、それぞれ式（2-4），（2-5）に与えたAM/PM変換係数及び実効リミティングレベルである。なお，SS信号と一次信号の帯域幅の比 B/W は1000とし，全入力電力を1と正規化して計算を行った。

SS信号の入出力特性は，アップリンクCN比（入力中の全SS信号電力とアップリンク雑音電力の比） CNR_U によっても異なる。これはSS信号とアップリンク雑音ではスペクトル形状が異なり，スペクトルが平坦なアップリンク雑音の方が受信時の二次復調でよく拡散されるためである（図3-6参照）。ここでは， CNR_U が-10dBと20dBの場合のふたとおりについて計算し，それぞれについて，入力DU比をSS信号数に換算した副尺を設けた。なお，アップリンクCN比が大きいということは，アップリンクDU比がSS信号相互の干渉に支配され，又，アップリンクCN比が小さいとは，アップリンクDU比がアップリンク雑音に支配される状態にあることを意味している。

次に，図3-5にダウンリンク雑音の存在する場合におけるDU比特性を示す。ここで横軸はダウンリンクCN比（ CNR_D ：全衛星中継器出力対ダウンリンク雑音電力比）である。

これらの図に示すように，本解析によれば任意の非線形性の程度（ k ， L ）に対する出力DU比を求めることができる。非線形性の影響については，次のようなことが明らかである。すなわち， L の減少（振幅非線形性の増大）のみならず， k の増加（位相非線形性の増大）によっても出力DU比は劣化し，例

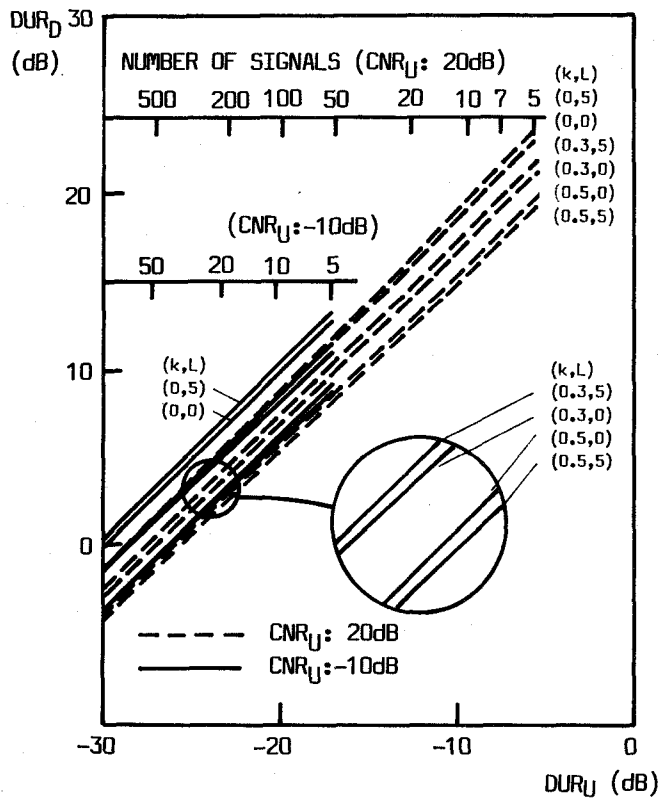


図3-4 SS信号のDU比特性
(ダウンリンク雑音のない場合)

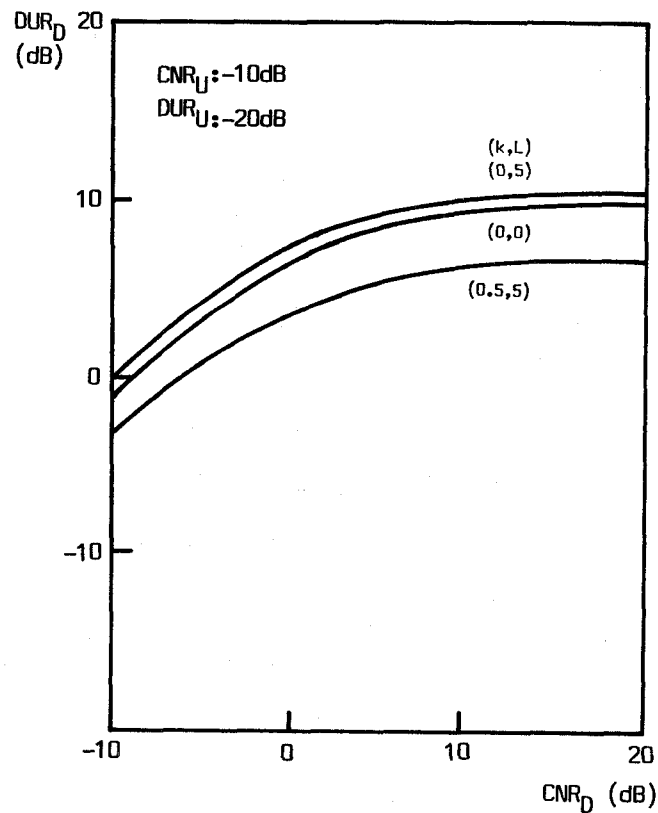


図3-5 SS信号のDU比特性
(ダウンリンク雑音のある場合)

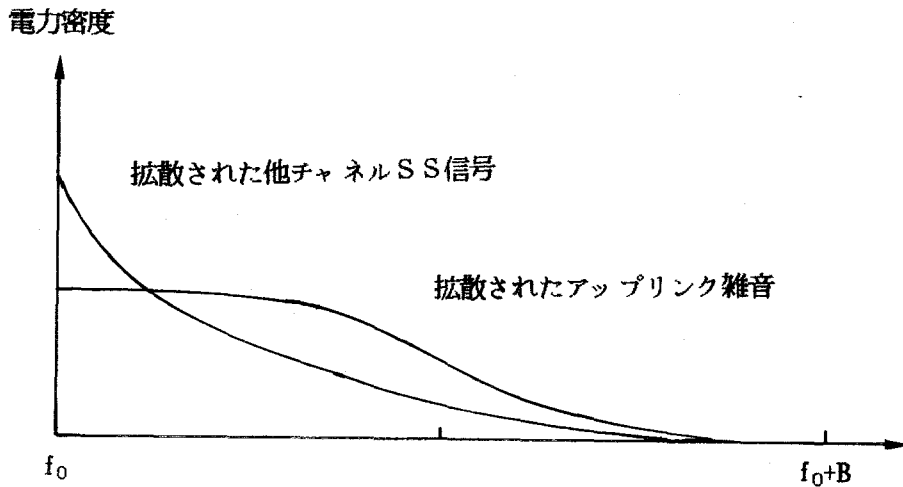


図 3-6 受信機で拡散された他チャネル SS 信号と
アップリンク雑音のスペクトル

例えば図中で $k = 0$ に保ち L を 5 (ほぼ線形増幅) から 0 (ハードリミタ) に変化させたときの出力特性の変化と同等かそれ以上の変化は、 $L = 5$ に保ち k を 0 から 0.3 または 0.5 に変えることによっても生じ得る。このことからみて、出力特性に及ぼす AM/PM 変換の影響も AM/AM 変換同様無視できないものであるといえる。しかしながら、この非線形増幅の影響は、例えば L が 5 から 0 に変化しても、出力 DU 比はたかだか 1 dB 以下の影響しか受けない。従って、SSMA 方式を衛星通信系で使用する場合衛星中継器の非線形性が信号特性に与える影響はさほど大きくないといえる (次節に示す FDMA の場合と比較されたい)。

また、図 3-5 に示すように、ダウンリンク CN 比が 20 dB から 10 dB に劣化しても出力 DU 比は殆ど影響を受けない。このことより、SS 信号を衛星通信系で使用する場合、ダウンリンク雑音が特性に与える影響も、またさほど大きくないといえる (やはり、次節に示す FDMA 方式の場合と比較されたい)。

なお、図3-4, 5では、 $k=0$ または0.3では $L=0$ より $L=5$ の方が、すなわち直線性が高い方が良い特性を示すのに対し、 $k=0.5$ においては逆に $L=5$ より $L=0$ の方が良い特性を示している。これは、ある程度AM/P M変換量が大きくなると、 $L \rightarrow 0$ とすることによって、基本波成分フィルタ出力内に生じる不要成分電力の増分より、不要成分電力が高調波成分へ分配される度合の方が大きくなり、結果的に、基本波成分フィルタ出力特性が改善されるためである（付録D）。

3.4 周波数分割多元接続信号の受信特性

前節で述べたSSMA方式と比較するために、FDMA方式について同様の解析を行う。この場合、衛星中継器の入力 $x(t)$ は、図3-7に示すように、等間隔に並べられた N 個のそれぞれ帯域幅 W の方形スペクトルを持つFDMA信号とアップリンク雑音から成ると仮定する。従って、その自己相関関数は、

$$\begin{aligned}
 R_x(\tau) &= r_x(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \\
 &= (\eta_u B/2 + NP) [\sin \pi B \tau / \pi B \tau] \cos 2\pi f_0 \tau
 \end{aligned}
 \tag{3-33}$$

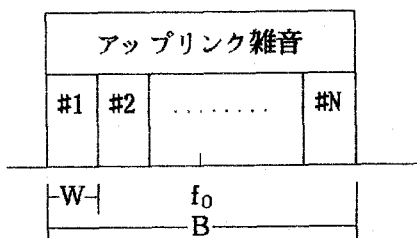


図3-7 衛星中継器の入力スペクトル (FDMA)

で与えられる。但し， $\eta_u/2$ はアップリンク雑音の電力スペクトル密度， B は入力 $x(t)$ の帯域幅， N は信号数であり，各信号電力は，すべて等しく P であるとする。又，各 FDMA 信号の帯域幅は W で，

$$B = NW \quad (3-34)$$

の関係にある。

式 (3-33) に示した自己相関関数を持つ入力 $x(t)$ に対する非線形衛星中継器の出力は，式 (3-12) に示した自己相関関数 $R_w(\tau)$ を持つ。但し，式 (3-12) における基本関数である $r_x(\tau)$ は，式 (3-33) より，

$$r_x(\tau) = (\eta_u B/2 + NP) [\sin \pi B \tau / \pi B \tau] \quad (3-35)$$

で与えられる。

又，式 (3-22) におけると同様に，

$$R_w(\tau) = c R_x(\tau) + R_l(\tau) \quad (3-36)$$

と書くことができる。

ここで，中央チャネル（中心周波数 f_0 ，帯域幅 W ）の信号に対応する受信フィルタを考える。このフィルタの帯域幅は W ，中心周波数 f_0 であるから，その自己相関関数 $R_o(\tau)$ は式 (3-29) となり，受信フィルタ出力の自己相関関数は，式 (3-36) より，

$$R_w(\tau) * R_Q(\tau) = [c R_x(\tau) + R_1(\tau)] * 2W [\sin \pi W \tau / \pi W \tau] \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-37)$$

となる。このフィルタ出力中の信号成分は、中心周波数 f_0 ，帯域幅 W ，電力 cP の方形スペクトルを持ち、その自己相関関数は、

$$cP [\sin \pi W \tau / \pi W \tau] \cos 2\pi f_0 \tau \triangleq r_d(\tau) \cos 2\pi f_0 \tau \quad (3-38)$$

である。従って、中央チャネルにおける出力 DU 比 $DU R_D$ は、中央チャネルにおけるダウンリンク雑音電力 σ^2 も考えて、

$$DU R_D = \frac{cP}{R_w(\tau) * R_Q(\tau) - cP + \sigma^2} \Bigg|_{\tau=0} \quad (3-39)$$

となる。

図 3-8, 9 に、以上のような解析によって得られた FDMA 信号の DU 比特性を示す。なおここでアップリンク・ダウンリンクの CN 比は、衛星中継器の全入力電力、あるいは全出力電力と雑音電力の比であり、 $CN R_U \cdot CN R_D$ で表される。又、信号数は 1000 として計算を行った。この結果 FDMA 衛星通信方式においても、 AM/PM 変換は AM/AM 変換と同様に大きな影響を受信信号の DU 比特性に与えることがわかる。しかも、例えば $CN R_U = 20$ dB, $k = 0$ において $L = 5$ と 0 では出力 DU 比は 10 dB 以上も異なるように、衛星中継器の非線形性は受信 DU 比特性に大きな影響を与える。また、さきの SS 信号の場合と異なり、衛星中継器が非線形増幅を行う場合にはアップリ

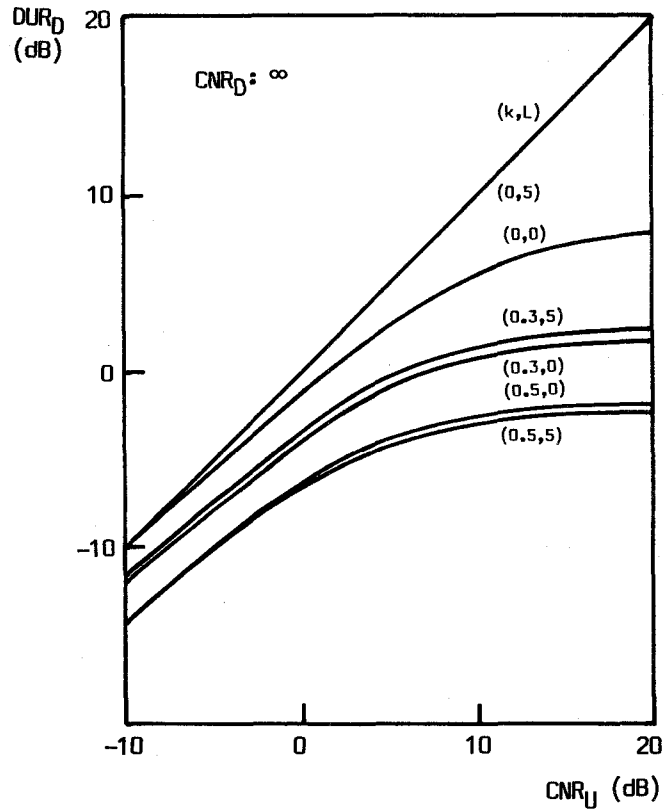


図3-8 FDMA信号のDU比特性
(ダウンリンク雑音のない場合)

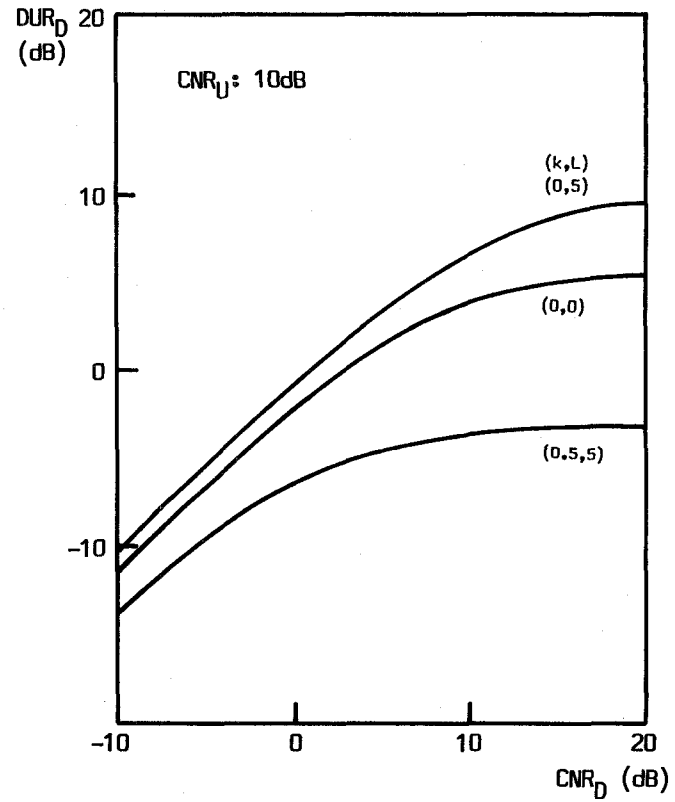


図3-9 FDMA信号のDU比特性
(ダウンリンク雑音のある場合)

リンク D U 比にかかわらず出力 D U 比は非線形性の程度によって定まる一定値以下となる。さらに図 3-9 にみられるように、ダウンリンク雑音も前節の S S M A 方式と異なり、大きな影響を D U 比特性に与える。

なお、ここで求めた F D M A 方式における D U 比特性の場合も S S M A 方式の場合と同様の理由により、 $k = 0.5$ においては $L = 5$ より $L = 0$ の場合のほうが出力 D U 比特性が良くなる現象がみられる。

3.5. 結言

本章では、衛星中継器の非線形性を位相非線形性と振幅非線形性の縦続接続で表現した解析モデルを用い、これによって複数搬送波方式である S S M A、F D M A 方式それぞれの信号受信特性に対する衛星中継器の非線形性の影響の解析を行った。但し評価基準としては信号対不要成分電力比を用いた。その結果、

(1) 信号受信特性に及ぼす衛星中継器の非線形性の影響は、A M / A M 変換同様 A M / P M 変換によるものも無視できない。

(2) S S 信号の場合アップリンク D U 比と出力 D U 比の関係はほぼ直線であり入力特性の改善に伴って出力 D U 比も特性が改善されるのに対して、F D M A 信号の場合は出力 D U 比は非線形性の程度によって定まる一定値を越えない。

(3) S S 信号は、F D M A 信号と、それぞれ実用的と思われる出力 D U 比 ($DUR_D > 10$ dB) で比較すると非線形性や、あるいはダウンリンク雑音の影響を受けにくい。

といった主な結論を得た。また位相非線形性が大きいときには、振幅非線形性が大きい方が不要成分電力を高調波成分に分配する効果によって特性が改善されることを示した。

第4章 ハードリミタ型衛星中継器による 4相デジタル位相変調信号の 伝送特性^{(74) - (78)}

4.1 緒言

本章では，バンドパス・ハードリミタ（BPHL）で表された非線形衛星中継器が，4相デジタル位相変調（QPSK）信号を用いた単一搬送波方式（TDMA）における信号の受信特性に与える影響について解析を行う．そのために，まず送信フィルタによって帯域制限されたQPSK信号のBPHL出力波形を導出し，次にこのBPHL出力に対する受信機として「受信フィルタの出力をサンプルし判定を行う従来形受信機」と「受信信号と参照信号の相関により判定を行う相関受信機」を考えそれぞれの場合の誤り率特性を求める．更に比較のため，線形衛星中継器（LA）出力の解析も行う．なお本章の解析はQPSKを対象としているが，これはその特殊な場合として2相デジタル位相変調（BPSK）を含んでいる．

4.2 衛星中継器出力

本章で扱うQPSK衛星通信のシステム・モデル（等価低域モデル）を図4-1に示す．入力データによってT秒あたり1シンボルの速度で位相変調されたQPSK信号は，まず，アパーチャ・イコライザにより複素データ・インパルス列

$$\sum d_m \delta(t-mT) \quad (4-1)$$

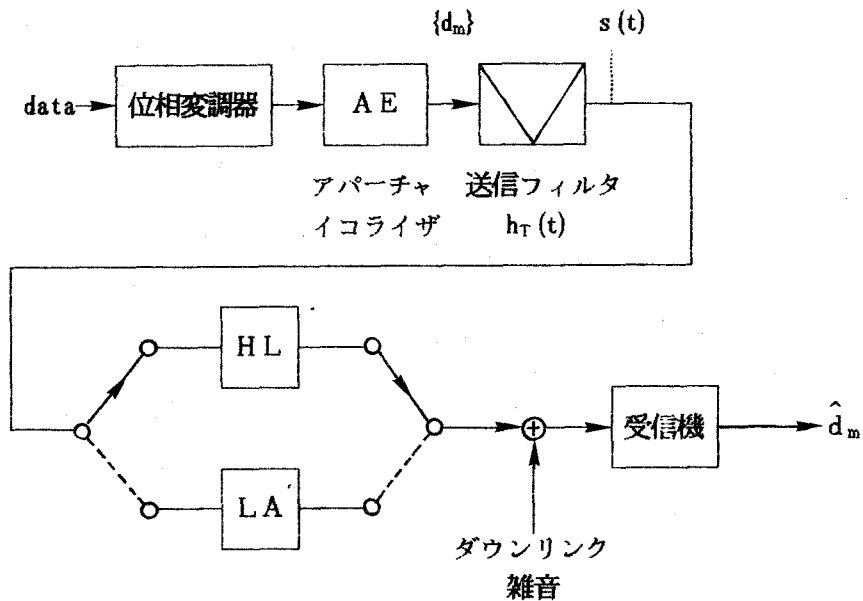


図4-1 QPSK衛星通信のシステム構成 (等価低域モデル)

となる。但し、 t は時刻を表し、 m は整数、 $\delta(\cdot)$ はデルタ関数であり、シンボル・データ d_m は m 番目のシンボルの位相を表す複素数 ($\pm 1, \pm j$) である。又、 Σ はすべての m に関する総和を表す。

次に、このインパルス列は、地球局の送信フィルタにより帯域制限され送信信号 $s(t)$ となる。この信号の各シンボル・パルスの波形は、送信フィルタのインパルス応答 $h_T(t)$ と同じ形となる。従って、 $s(t)$ は次式のように表される。

$$s(t) = \Sigma d_m h_T(t - mT) \quad (4-2)$$

地球局送信フィルタとしては、方形の周波数特性をもつフィルタ (方形フィ

ルタ) を考え, その等価低域インパルス応答を

$$h_T(t) = \sin(\pi t/T) / (\pi t/T) \quad (4-3)$$

とする。

衛星の入力には, この信号とアップリンク雑音とが加えられるわけであるが, 本論文ではアップリンク信号電力が相対的に充分大きく, アップリンク雑音の信号に与える影響は無視できるものと仮定する。また前章同様に本章でも, 他のシステムからの干渉は無視できるものとする。

衛星中継器の増幅器特性の等価低域表現としては, 2章で定義したバンドパス・ハードリミタ (BPHL) の等価低域系における表現である出力振幅1のハードリミタ (HL) を考える。また比較のため利得1の線形増幅器 (LA) も併せて考える。本章では以下, それぞれの場合をHLシステム, LAシステムと名付けることにする。この場合, 衛星中継器出力信号は, 添字HL又はLAを付けてそれぞれ,

$$w_{HL}(t) = \text{sgn}(s(t)) \quad (4-4)$$

但し,

$$\text{sgn}(x) = x / |x| \quad (4-5)$$

及び,

$$w_{LA}(t) = s(t) \quad (4-6)$$

と表される。

まず, 衛星中継器が線形 (LA) である場合について考える。このときには, 衛星中継器出力 $w_{LA}(t)$ は, 式 (4-2), (4-3) 及び (4-6) より

$$w_{LA}(t) = \sum d_m h_T(t-mT) = \sum d_m \frac{\sin(\pi(t-mT)/t)}{\pi(t-mT)/t} \quad (4-7)$$

で与えられる。この式より、LA出力信号の平均電力は1/2となる。

次に、衛星中継器がBPHLである場合について考える。この場合、HL出力信号 $w_{HL}(t)$ は、式(4-2)、(4-4)より

$$w_{HL}(t) = \text{sgn}(\sum d_m h_T(t-mT)) \quad (4-8)$$

となる。このHL出力の振幅の絶対値は常に1であるので、その電力はLA出力同様1/2である。

以下、送信フィルタのインパルス応答については、主ローブだけを考え

$$h_T'(t) = \begin{cases} h_T(t) & : |t| < T \\ 0 & : |t| \geq T \end{cases} \quad (4-9)$$

と定義し、これを $h_T(t)$ の代りに式(4-8)に代入する(希望シンボルに関し、前後1シンボルからの影響のみを考慮することになる)。このような仮定の下では、特定の m を定めると $w_{HL}(t)$ の d_m 成分は $(m-1)T < t < (m+1)T$ の範囲内しか存在しない。そこで以下 $(m-1)T < t < (m+1)T$ の範囲に限定して解析を行う。この場合HL出力は近似的に

$$w_{HL}(t) = \text{sgn}(s_m(t))$$

$$: (m-1)T < t < (m+1)T \quad (4-10)$$

とかける。但し、

$$s_m(t) = d_{m-1} h_T'(t - (m-1)T) + d_m h_T'(t - mT) + d_{m+1} h_T'(t - (m+1)T)$$

$$: (m-1)T < t < (m+1)T \quad (4-11)$$

である。この $s_m(t)$ は更に、式 (4-3) , (4-9) より

$$s_m(t) = \begin{cases} (-1)^m \frac{T}{\pi} \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \left\{ \frac{d_m}{t-mT} - \frac{d_{m-1}}{t-(m-1)T} \right\} & : (m-1)T < t < mT \\ d_m & : t = mT \\ (-1)^m \frac{T}{\pi} \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right) \left\{ \frac{d_m}{t-mT} - \frac{d_{m+1}}{t-(m+1)T} \right\} & : mT < t < (m+1)T \end{cases}$$

$$(4-12)$$

と表現できる。従って、HL出力は、式 (4-5) , (4-10) 及び (4-12) より

$$w_{HL}(t) = \begin{cases} \text{sgn} \left\{ \frac{d_{m-1}}{t-(m-1)T} - \frac{d_m}{t-mT} \right\} & : (m-1)T < t < mT \\ d_m & : t = mT \\ \text{sgn} \left\{ \frac{d_m}{t-mT} - \frac{d_{m+1}}{t-(m+1)T} \right\} & : mT < t < (m+1)T \end{cases}$$

$$(4-13)$$

となる。

ここで、上式に $d_m = \pm 1, \pm j$ を代入する。すると、HL出力信号の包絡線は常に一定であるが、隣接するシンボル・データの関係によって、その位相は $(m-1)T < t < (m+1)T$ の時間内においても複雑に変化する。従って、同相 (Re) 軸、直交 (Im) 軸でみた場合には、これらの軸平面に投影される成分は必ずしも一定ではなく、位相変化に伴ってその大きさが変化することになる。

この様子の例のいくつかを図4-2に示す。ここでは、 m 番目のシンボルとして $d_m = 1$ が送信されている場合をとりあげている。なお、図ではそれぞれの場合について、上段が Re軸平面、下段が Im軸平面に対応している。又、破線でBPHLへの入力パルス列を表し、実線で $w_{HL}(t)$ の Re軸平面、Im軸平面への投影を表す。もちろん、これらの投影ベクトル和の絶対値は、 $w_{HL}(t)$ の振幅であり常に1である。なお図中の $u_{m-1}(t)$ 、 $u_m(t)$ 及び $u_{m+1}(t)$ は、それぞれ $m-1$ 、 m 及び $m+1$ 番目のシンボル・パルス波形 (後述) を表す。

図4-2で(a)はデータ系列 $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (-1, 1, 1)$ である場合を示している。この場合、Im軸成分には出力は現れず、Re軸成分にのみ急峻なステップ状の出力が現れ、式(4-13) (ベクトル合成式) は、

$$\begin{aligned} w_{HL}(t) &= -r(t - (m-1)T) + r(mT - t) + r(t - mT) + r((m+1)T - t) \\ &: (m-1)T < t < (m+1)T \end{aligned} \quad (4-14)$$

となる。但し、

$$r(t) = \begin{cases} 1 & : 0 \leq t < T/2 \\ 0 & : t < 0, T/2 \leq t \end{cases} \quad (4-15)$$

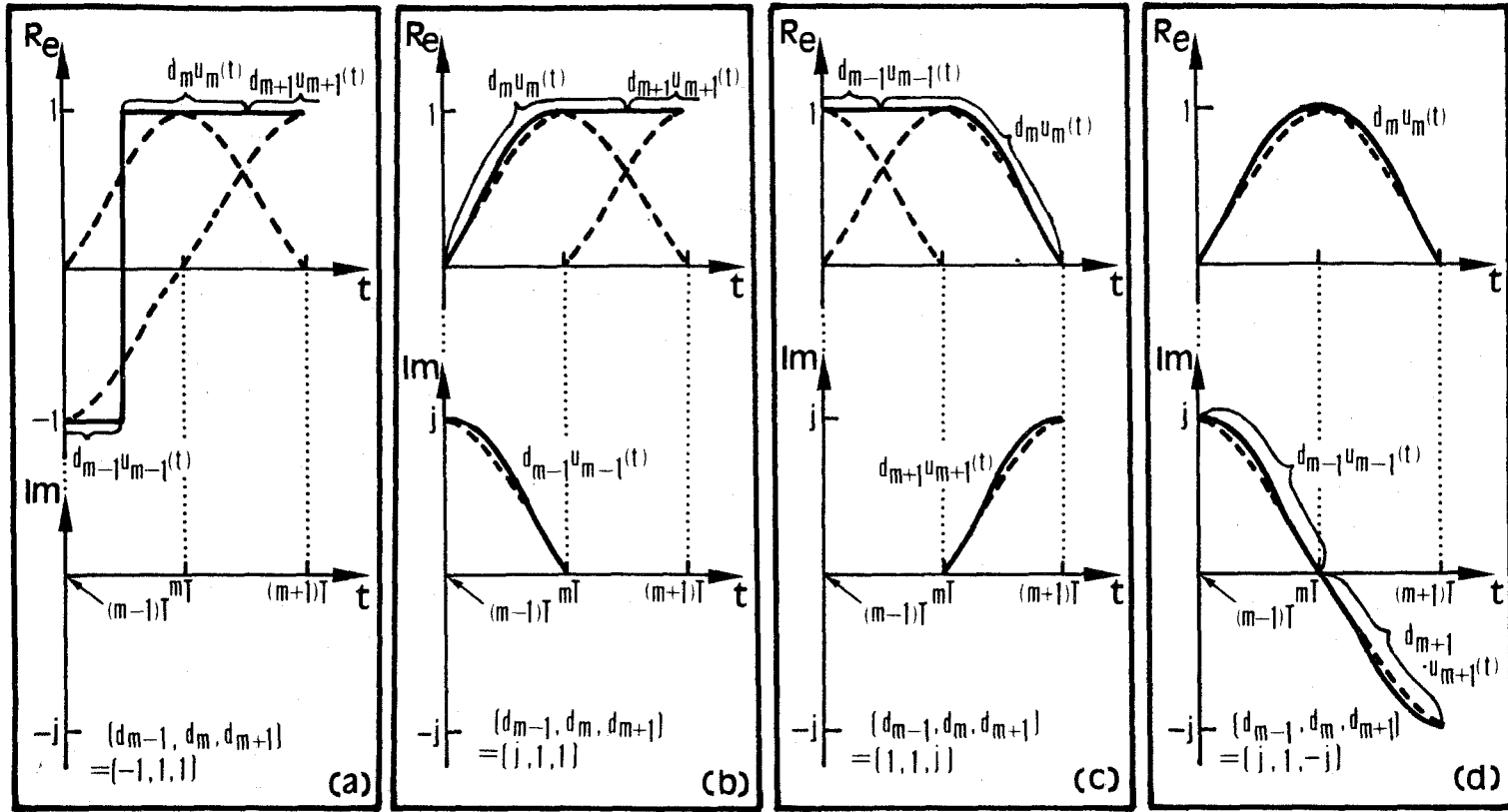


図4-2 BPHLの入出力パルス波形

である。次に、同図 (b) は $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (j, 1, 1)$ の場合に対応し、式 (4-13) は

$$\begin{aligned} w_{HL}(t) &= jv(t - (m-1)T) + v(mT - t) + r(t - mT) + r((m+1)T - t) \\ &: (m-1)T < t < (m+1)T \end{aligned} \quad (4-16)$$

のようになる。但し、

$$v(t) = \begin{cases} (T-t) / \sqrt{(T-t)^2 + t^2} & : 0 \leq t < T \\ 0 & : t < 0, T \leq t \end{cases} \quad (4-17)$$

である。また図 (c) は、 $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (1, 1, j)$ の場合を示しており、図 (b) とはちょうど逆の関係にある。この場合、式 (4-13) は

$$\begin{aligned} w_{HL}(t) &= r(t - (m-1)T) + r(mT - t) + v(t - mT) + jv((m+1)T - t) \\ &: (m-1)T < t < (m+1)T \end{aligned} \quad (4-18)$$

となる。更に図 (d) は、 $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (j, 1, -j)$ の場合に対応し、式 (4-13) は

$$\begin{aligned} w_{HL}(t) &= jv(t - (m-1)T) + v(mT - t) + v(t - mT) - jv((m+1)T - t) \\ &: (m-1)T < t < (m+1)T \end{aligned} \quad (4-19)$$

で与えられる。

この例のように、同じデータ（図では $d_m=1$ ）を送信する場合でも、前後の送信シンボル（ d_{m-1}, d_{m+1} ）の組み合わせによって、HL出力信号 $w_{HL}(t)$ のRe軸成分、Im軸成分には異なった波形が得られることがわかる。しかし、これら生じ得る波形のすべてをまとめると、任意の時刻 $t = mT$ に送信されるシンボルに関し、 $w_{HL}(t)$ を次式に示すように、4種類の式形式で表現することができる。

$$w_{HL}(t) = \begin{cases} d_{m-1}r(t-(m-1)T) + d_m[r(mT-t) + r(t-mT)] + d_{m+1}r((m+1)T-t) \\ \quad : (d_{m-1}, d_m, d_m, d_{m+1}) = (\pm 1, \pm 1) & (4-20.1) \\ \\ d_{m-1}v(t-(m-1)T) + d_m[v(mT-t) + r(t-mT)] + d_{m+1}r((m+1)T-t) \\ \quad : (d_{m-1}, d_m, d_m, d_{m+1}) = (\pm j, \pm 1) & (4-20.2) \\ \\ d_{m-1}r(t-(m-1)T) + d_m[r(mT-t) + v(t-mT)] + d_{m+1}v((m+1)T-t) \\ \quad : (d_{m-1}, d_m, d_m, d_{m+1}) = (\pm 1, \pm j) & (4-20.3) \\ \\ d_{m-1}v(t-(m-1)T) + d_m[v(mT-t) + v(t-mT)] + d_{m+1}v((m+1)T-t) \\ \quad : (d_{m-1}, d_m, d_m, d_{m+1}) = (\pm j, \pm j) & (4-20.4) \\ \\ \quad : (m-1)T < t < (m+1)T \end{cases}$$

例えば、先の例（図4-2）において式（4-14）（図（a））は式（4-20.1）で $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (-1, 1, 1)$ とおいたものであり、又、式（4-16）（図（b））は式（4-20.2）において $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (j, 1, 1)$ とおいて導出される。

以下同様に，式 (4-20.3) において $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (1, 1, j)$ とおいたものは式 (4-18) (図 (c)) に対応し，式 (4-20.4) において $(d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) = (j, 1, -j)$ とすれば式 (4-19) (図 (d)) となる．このように，他のいずれの場合も，式 (4-20) に示した4つの式の内のいずれかによって表わすことができる．

次に，衛星中継器出力信号のうち m 番目のシンボル・データ d_m の伝送に寄与する成分を $d_m u_m(t)$ とし，このシンボル・パルス波形 $u_m(t)$ を求める．

LAシステムの場合，式 (4-7) より，

$$u_m(t) \triangleq h_T(t-mT) \quad (4-21)$$

である．

HLシステムでは，式 (4-20) より， $u_m(t)$ は前後のシンボル・データの組み合わせ $(d_{m-1} \cdot d_m, d_m \cdot d_{m+1})$ によって異なり，次式のように4通りの形をとり，

$$u_m(t) \triangleq \begin{cases} r(mT-t) + r(t-mT) & : (d_{m-1} \cdot d_m, d_m \cdot d_{m+1}) = (\pm 1, \pm 1) \\ r(mT-t) + v(t-mT) & : (d_{m-1} \cdot d_m, d_m \cdot d_{m+1}) = (\pm 1, \pm j) \\ v(mT-t) + r(t-mT) & : (d_{m-1} \cdot d_m, d_m \cdot d_{m+1}) = (\pm j, \pm 1) \\ v(mT-t) + v(t-mT) & : (d_{m-1} \cdot d_m, d_m \cdot d_{m+1}) = (\pm j, \pm j) \end{cases}$$

(4-22)

となる．

この式で特に注目すべきことは，シンボル・データ d_m が定まってもその前後

のシンボル・データの値によって、シンボル・パルス波形は4通りの異なった形を持つことである。なお、この式より明らかなように、連続する2つのシンボル・データの積が±1なら、これらのデータを担っているシンボル・パルス波形は重なり合わないのに対し、積が±jなら2つのシンボル・パルス波形は同時に同相・直交成分に存在し、重なりあう（図4-2参照）。

ところで、 $d_m u_m(t)$ の持つエネルギーをEとすると、 $|d_m| = 1$ 及び、式(4-21)、(4-22)より、いずれの場合も、

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} |u_m(t)|^2 dt = T/2 \quad (4-23)$$

となる。つまり本解析に用いた仮定の下では、LA、HLシステムのいずれにおいても、先に示した出力電力だけでなく、1シンボルあたりのエネルギーもまた等しい。

この1シンボルあたりのエネルギーEとダウンリンク雑音の電力密度スペクトル η_D の比をCとすると、

$$C = E / \eta_D = T / 2 \eta_D \quad (4-24)$$

となる。これは、受信機入力におけるエネルギー・コントラストである。

4.3 受信機構成

式(4-21)、(4-7)で表された衛星中継器出力信号を受信するための受信機構成について考える。

— 4.3.1. 従来形受信機 —

まず図4-3に示す構成の受信機について考える。この受信機は受信フィルタでろ波した受信信号をサンプルすることによってシンボル・データの判定を行う。この様な構成の受信機は、従来の解析、実験あるいは実用のシステム等で広く用いられている。そこで本論文ではこのような構成の受信機を「従来形受信機」と呼ぶことにする。

従来形受信機においては、衛星中継器出力信号は、ダウンリンク雑音と共に地球局の受信フィルタでろ波される。この受信フィルタのインパルス応答を $h_o(t)$ とすると、衛星中継器出力信号 $w_{LA}(t)$ 又は $w_{HL}(t)$ に対するフィルタ出力 $q_{LA}(t)$ 、 $q_{HL}(t)$ は、それぞれ

$$q_{LA}(t) = w_{LA}(t) * h_o(t) = s(t) * h_o(t) \quad (4-25)$$

$$q_{HL}(t) = w_{HL}(t) * h_o(t) = g(s(t)) * h_o(t) \quad (4-26)$$

となる。但し、 $*$ は畳み込み積分を表す。

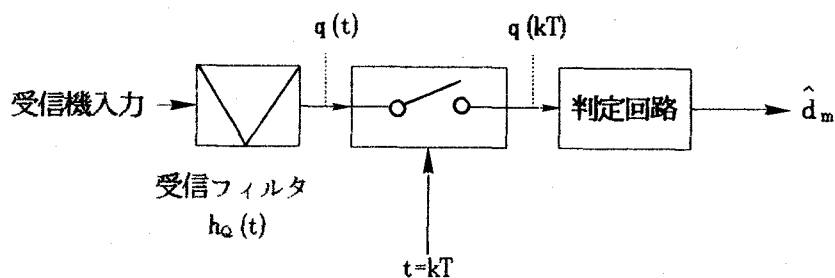


図4-3 従来形受信機の構成

一方、ダウンリンク雑音については、等価低域系での電力密度スペクトルが η_D 、平均0の白色ガウス雑音であると仮定する。このときダウンリンク雑音のフィルタ出力 $n(t)$ は時刻にかかわらず平均0、分散 σ^2 のガウス雑音となる。但し、 σ^2 は

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \eta_D [h_o(t) * h_o(t)] \Big|_{t=0} \\ &= \eta_D \int_{-\infty}^{\infty} |h_o(t)|^2 dt \end{aligned} \quad (4-27)$$

で与えられる。

上述の衛星中継器出力信号とダウンリンク雑音を入力とする受信フィルタの出力は、次に、時刻 $t = kT$ でサンプルされ、判定回路に入力される (k は整数)。なお、例えば $k = 0$ とおいて解析を行っても一般性は失われない。そこで、ここでは $t = 0$ におけるサンプルの信号対雑音比 SNR を求め、それを評価基準として受信フィルタの検討を行う。

SNR 式 (4-25)、(4-26) を用いて表されたサンプル値 $q(0)$ ($q_{LA}(0)$ 又は $q_{HL}(0)$) を、式 (4-21)、(4-22) に示した $u_m(t)$ を用いて、

$$\begin{aligned} q(0) &= y(t) * h_o(t) \Big|_{t=0} \\ &= \sum d_m \int_{-\infty}^{\infty} u_m(t) h_o(-t) dt = S + I \triangleq q \end{aligned} \quad (4-28)$$

と表す。ここで、 $w(t)$ は $w_{LA}(t)$ または $w_{HL}(t)$ を表す。又、 S 、 I はそれぞれ d_0 成分 (希望データ成分)、隣接シンボルによる符号間干渉成分であり、

$$S = d_0 \int_{-\infty}^{\infty} u_0(t) h_0(-t) dt \quad (4-29)$$

$$I = \sum' d_m \int_{-\infty}^{\infty} u_m(t) h_0(-t) dt \quad (4-30)$$

である。但し、 \sum' は $m=0$ を除く総ての m に関する総和を表す。なお、BP HL 出力では、先に述べたように、 $u_m(t)$ は時刻 t だけでなく前後のシンボル・データとの組み合わせ (d_{m-1}, d_m, d_{m+1}) によっても支配されることに注意する必要がある。

ここで、この S の電力と式 (4-27) の雑音電力の比を SNR とすると、 $|d_m|=1$ より、Schwarz の不等式を用いて、

$$SNR = \frac{|S|^2}{2\sigma^2} \leq \int_{-\infty}^{\infty} |u_0(t)|^2 dt / 2\eta_D \quad (4-31)$$

となり、更に、式 (4-23) , (4-24) より、

$$SNR \leq C \quad (4-32)$$

となる。なお、この式の等号は、 $u_0(t)$ と $h_0(t)$ が共役平行のとき成立する。ところが、式 (4-21) , (4-22) より明らかな通り、 $u_0(t)$ は実数であるから、式 (4-32) の等号の成立条件 (即ち、SNR が最大値 C になる条件) は、

$$h_0(t) = c u_0(-t) \quad (4-33)$$

となる (c は複素定数)。

LAシステム 式 (4-21) を式 (4-33) に代入し、

$$h_o(t) \triangleq h_T(t) \quad (4-34)$$

とすれば、SNRは最大値 C となる。このとき、受信信号サンプルは、

$$q_{LA}(0) = S = d_0 T \quad (4-35)$$

又、受信雑音サンプルの分散は、

$$\sigma^2 = \eta_D T \quad (4-36)$$

である。

HLシステム HLシステムでは、式 (4-22) に示されるように、 $u_0(t)$ は (d_{-1}, d_0, d_1) の値によって4通りの異なる形をとる。従って、1つのフィルタで総ての場合にSNRを最大値 C にすることは不可能である。

そこで、それぞれの場合に式 (4-33) を満たすように、受信フィルタとして、

$$h_o(t) \triangleq r(t) + r(-t) = h_{ID}(t) \quad (4-37)$$

$$h_o(t) \triangleq r(t) + v(-t) \quad (4-38)$$

$$h_o(t) \triangleq v(t) + r(-t) \quad (4-39)$$

$$h_o(t) \triangleq v(t) + v(-t) \quad (4-40)$$

の4つを設けるとすれば、これらは、QPSK信号に対して、それぞれ1/4の確率でSNRを最大にする。

表4-1に、これらのフィルタを用いたときの、 S 、 1 、 $2\sigma^2$ 及びSNRをまとめた。ここで、 α 、 β 、 γ は、それぞれ、

$$\begin{aligned}\alpha &= 2 \left[\int_0^{T/2} v(t) dt \right] / T \\ &= [\sqrt{2-1} + \ln(\sqrt{2+1})] / \sqrt{2} \doteq 0.92\end{aligned}\quad (4-41)$$

$$\begin{aligned}\beta &= \left[\int_{T/2}^T v(t) dt \right] / T \\ &= [1 - \sqrt{2} + \ln(\sqrt{2+1})] / (2\sqrt{2}) \doteq 0.17\end{aligned}\quad (4-42)$$

$$\gamma = \left[\int_0^T v(t)v(T-t) dt \right] / T = (\pi-2)/4 \doteq 0.29\quad (4-43)$$

である。この表より、SNR特性の観点よりみると、どのフィルタも同等であるが、式(4-37)のフィルタを用いた場合が符号間干渉の影響が最小であることが判る。そこで、以後HLシステムに関しては、 $h_0(t)$ として積分時間 T の積分放電フィルタ $h_{ID}(t)$ を考えることにする。なお、BPSKでは、先に述べたように、 $u_0(t) = h_{ID}(t)$ となる。従って式(4-37)のように $h_0(t)$ を定めれば、常に式(4-33)は成立する。

また、比較のため、LAシステムでは最大のSNRを達成する $h_T(t)$ (式(4-34))を、HLシステムでも $h_0(t)$ として用いる場合のことも考える。このとき受信信号サンプル値 $q_{HL-T}(0)$ は、

表4-1 QPSKを用いたHLシステムの受信フィルタ出力

受信フィルタの インパルス応答 $h_a(t)$	$2\sigma^2$		$(d_{-1} \cdot d_0, d_0 \cdot d_1)$			
			$(\pm 1, \pm 1)$	$(\pm 1, \pm j)$	$(\pm j, \pm 1)$	$(\pm j, \pm j)$
$r(-t) + r(t)$	T^2/C	S	$d_0 T$	$d_0(1+\gamma)/2$	$d_0(1+\gamma)/2$	$d_0 \gamma T$
		I	0	$d_1 \alpha T$	$d_{-1} \alpha T$	$(d_{-1} + d_1) \alpha T$
		SNR	C	$C(1+\gamma)^2/4$	$C(1+\gamma)^2/4$	$C\gamma^2$
$r(-t) + v(t)$		S	$d_0(1+\gamma)/2$	$d_0 T$	$d_0 \gamma T$	$d_0(1+\gamma)/2$
		I	$d_1 \alpha T$	$d_1 \beta T$	$(d_{-1} + d_1) \alpha T$	$(d_{-1} \alpha + d_1 \beta) T$
		SNR	$C(1+\gamma)^2/4$	C	$C\gamma^2$	$C(1+\gamma)^2/4$
$v(-t) + r(t)$		S	$d_0(1+\gamma)/2$	$d_0 \gamma T$	$d_0 T$	$d_0(1+\gamma)/2$
		I	$d_{-1} \alpha T$	$(d_{-1} + d_1) \alpha T$	$d_{-1} \beta T$	$(d_{-1} \beta + d_1 \alpha) T$
		SNR	$C(1+\gamma)^2/4$	$C\gamma^2$	C	$C(1+\gamma)^2/4$
$v(-t) + v(t)$		S	$d_0 \gamma T$	$d_0(1+\gamma)/2$	$d_0(1+L)/2$	$d_0 T$
		I	$(d_{-1} + d_1) \alpha T$	$(d_{-1} \alpha + d_1 \beta) T$	$(d_{-1} \beta + d_1 \alpha) T$	$(d_{-1} + d_1) \beta T$
		SNR	CL^2	$C(1+L)^2/4$	$C(1+L)^2/4$	C

$$q_{HL-T}(0) = \sum d_m \int_{-\infty}^{\infty} u_m(t) h_T(t) dt \quad (4-44)$$

となる。

— 4.3.2. 相関受信機 —

以上の解析でも明らかなように、QPSK信号の衛星中継器出力を従来形受信機で受信する場合、SNRの観点のみからみてもHLシステム特性はLAシステムのそれを下回る。しかも、HLシステムにおいては受信フィルタによって符号間干渉が生じるため更に特性は悪くなる。従って、QPSK信号のBPHL出力を受信する場合、従来形受信機とは異なる構成を持つ受信機の適用が必要となる。

ところでBPHL出力波形は、式(4-20)にも示したように、シンボル・データ系列によって決り、例えば、 d_{m-1} , d_m , d_{m+1} が定まれば $(m-1)T \leq t \leq (m+1)T$ におけるBPHL出力波形は一意に定まる。従ってデータ・シンボルの判定とは、白色ガウス雑音であるダウンリンク雑音下において、どのBPHL出力波形を受信したかを決定することにほかならない。

白色ガウス雑音下でこのような波形の決定を行う場合において、最も良い誤り率特性を示すのは相関受信機である(例えば参考文献(57))。そこで本章では、判定を行うシンボル・データ以外のシンボル・データが既知であると仮定した理想的な相関受信機について誤り率特性を求める。このような仮定および受信機構成は、BPHLによって非線形増幅されたQPSK信号を白色ガウス雑音下で受信する場合、最良の誤り率特性与えるものである。なお、LAシステム及びBPSK信号を用いたHLシステムにおいては衛星中継器出力のシン

ボル・パルス波形はひと通りである。従って、シンボル・パルス波形に整合した受信フィルタを用いた従来形受信機と相関受信機とは同じものとなる。そこで、ここではQPSK信号を用いたHLシステムのみについて解析を行う。

図4-4に、本章で扱う相関受信機の構成を示す。まず受信機入力としては式(4-20)で表されるHL出力及び電力スペクトル密度 η_D の白色ガウス雑音 $n(t)$ が加わる。ここで d_m の判定を行うとすると、 d_m 成分は、 $(m-1)T \leq t \leq (m+1)T$ の範囲にしか存在せず、またこの範囲のHL出力には d_m の他に d_{m-1} と d_{m+1} が影響を与える。そこで (d_{m-1}, d_{m+1}) を既知とし、これらと d_m の4通りの値によって参照信号を作り受信信号の相関受信を行う。ここで参照信号

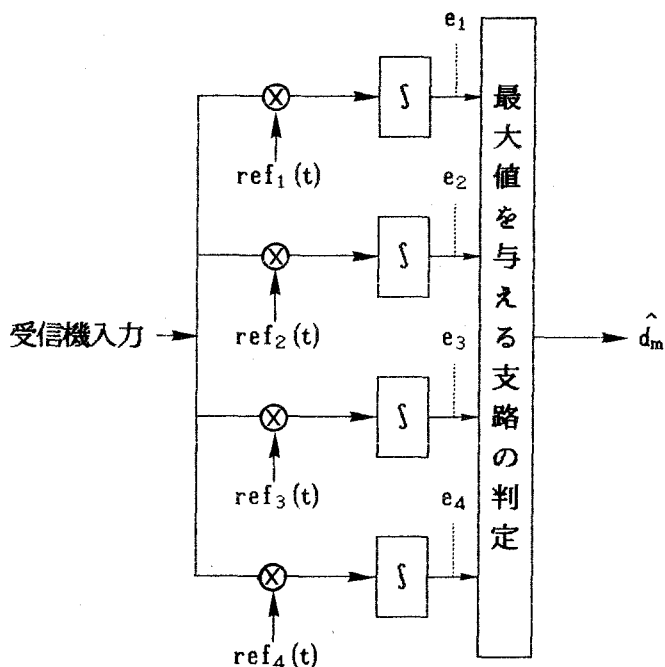


図4-4 相関受信機の構成

$ref_i(t)$ は、与えられた (d_{m-1}, d_{m+1}) に対して、例えば、

$$ref_1(t) = \begin{cases} w_{HL}(t) & : d_m = 1 \quad (m-1)T \leq t \leq (m+1)T \\ 0 & : t < (m-1)T, (m+1)T < t \end{cases} \quad (4-45)$$

となる。 $ref_2(t) \sim ref_4(t)$ もそれぞれ同様に $d_m = -1, j, -j$ に対応する。これらの参照信号と受信信号の相関がそれぞれの支路の出力となり、 i 番目の支路に対して、

$$e_i = \text{Re} \left[\int_{-\infty}^{\infty} (w_{HL}(t) + n(t)) ref_i^*(t) dt \right] \quad (4-46)$$

が得られる。受信機は次にこれら4つの支路出力 $e_1 \sim e_4$ のうちで最大となるものを求め、それによって判定器出力 \hat{d}_m を得る。(例えば e_1 が最大なら $\hat{d}_m = 1$ とする。)

4.4 誤り率特性

本節では、まずLA, HLシステムで $d_0 = 1$ (0位相送信時に対応する)とした場合の $t = 0$ におけるビット誤り率を従来形受信機と相関受信機に分けてそれぞれ求める。また、これらの結果の検討を行う。

-- 4.4.1. 従来形受信機 --

BPSK まず QPSK の特殊な場合である BPSK について考える。この場合 $d_0 = \pm 1$ であり、従って、受信信号サンプル q ($q_{LA}(0)$ 又は $q_{HL}(0)$) は実数である。また受信雑音サンプル n の実数成分 $R_e(n)$ は、 n と同じ平均・分散を持つガウス雑音であるので、ビット誤り率 P_e は

$$P_e = \langle \text{prob} (q + R_e(n) < 0) \mid \rangle_{d_0=1} \quad (4-47)$$

$$= \langle \text{erfc} (q / \sqrt{2\sigma^2}) \mid \rangle_{d_0=1} / 2$$

となる。但し、

$$\text{erfc}(x) = 2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} \exp(-t^2) dt \right] / \sqrt{\pi} \quad (4-48)$$

であり、 $\text{prob}(\cdot)$ は、カッコの内の事象が生起する確率を、また $\langle \rangle$ は d_0 を除くすべての d_m による平均を表す。

LA システムにおいては、式 (4-34) のように受信フィルタを定め、式 (4-47) に式 (4-35)、(4-36) を代入し、更に式 (4-24) のエネルギーコントラストを用いることにより、誤り率は次式のように得られる。

$$P_e = [\text{erfc}(\sqrt{C})] / 2 \quad (4-49)$$

一方 HL システムにおいては、式 (4-37) のように積分放電フィルタを受信フィルタとする。すると、式 (4-28)、(4-29) 及び表 4-1 より、

$$q_{HL} / \sqrt{2\sigma^2} = d_0 \sqrt{C} \quad (4-50)$$

となる。従って、誤り率は式 (4-47) に (4-50) を代入して、

$$P_e = [\text{erfc}(\sqrt{C})] / 2 \quad (4-51)$$

となる。これは、LAシステムでの誤り率と同じである。

次に、比較のため、式 (4-34) のように受信フィルタを定めると、受信信号サンプル q_{HL} は、式 (4-44) となる。ところで、BPSKでは $d_m = \pm 1$ であるから、 $u_m(t)$ は、式 (4-22) より、

$$u_m(t) = h_{1D}(t-mT) \quad (4-52)$$

である。これを式 (4-44) に代入して、

$$\begin{aligned} q_{HL-T} &= \sum d_m \int_{-T/2}^{T/2} h_T(t-mT) dt \\ &= T \sum d_m \int_{-1/2}^{1/2} h_T((t-m)T) dt \end{aligned} \quad (4-53)$$

を得る。更に、これと式 (4-36) を、式 (4-45) に代入して誤り率

$$P_e = \langle \text{erfc} (C \sum d_m \int_{-1/2}^{1/2} h_T((t-m)T) dt) \Big|_{d_0=1} \rangle / 2 \quad (4-54)$$

を得る。

図4-5に式(4-49), (4-51)及び(4-54)によって求めた誤り率特性をそれぞれ L_A , $HL-h_{ID}$, $HL-h_T$ として示す。

QPSK QPSKの場合は2ビットをまとめて1シンボルとする。このとき、 m 番目のシンボル・データ d_m は ± 1 , $\pm j$ の4つの値のいずれかをとる。この d_m が表すビット対を $(b_{m,x}, b_{m,y})$ とした場合、表4-2のような関係にあるものとする。

いま $d_0 = 1$ (0位相送信時に対応)とすると、これはビット対 $(b_{0,x}, b_{0,y}) = (1, 1)$ を送信していることを意味する。もちろん受信側で $d_0 = -1$ あるいは $d_0 = \pm j$ と判定すれば、シンボル誤りが生じる。しかし、ビット $b_{0,x}$ に関していえば $d_0 = -j$ ($b_{0,y}$ に関していえば $d_0 = j$)と判定しても、ビット誤りは生じない。言い換えれば、ビット $b_{0,x}$ に注目して誤り率を考えるときは、図4-6の受信信号サンプル q (q_{LA} 又は q_{HL})と受信雑音サンプル n との合成ベクトルのX軸成分だけを考えればよく、これがX軸上で負領域に入るときに誤りが生じるということになる。

ところで、受信信号サンプル・受信雑音サンプルのX軸方向成分をそれぞれ $q_x \cdot n_x$ とすると、

表4-2 QPSKのシンボル・データとビットの関係

d_m	$b_{m,x}$	$b_{m,y}$
1	1	1
-1	-1	-1
j	-1	1
-j	1	-1

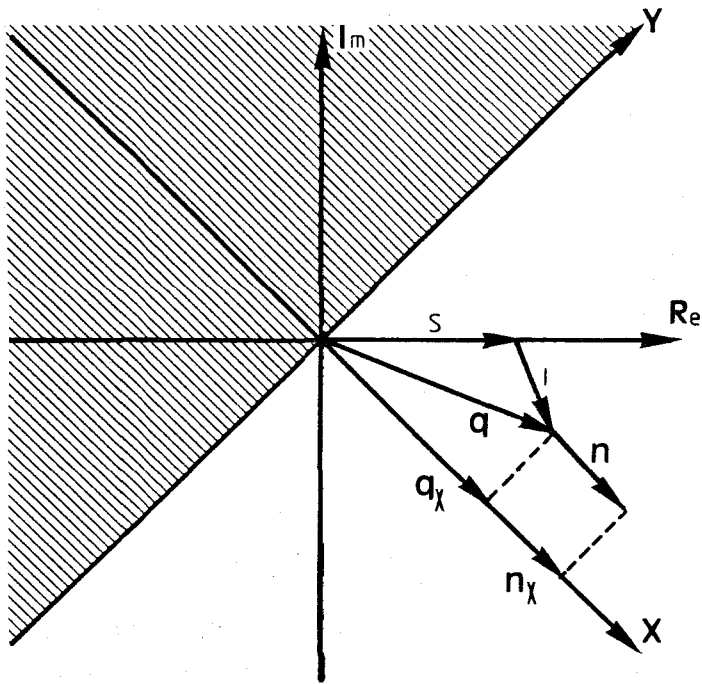


図4-6 受信サンプルと誤り領域 (QPSK)

$$q_x = [\operatorname{Re}(q(0)) - \operatorname{Im}(q(0))] / \sqrt{2} \quad (4-55)$$

$$n_x = [\operatorname{Re}(n(0)) - \operatorname{Im}(n(0))] / \sqrt{2} \quad (4-56)$$

となる。但し、 n_x は n と等しく平均0、分散 σ^2 のガウス雑音である。

従って、ビット b_{0x} が誤る確率は、 q_x 及び n_x を用いて、

$$\begin{aligned} P_e &= \langle \operatorname{prob}(q_x + n_x < 0) \mid \rangle_{d_0=1} \\ &= \langle \operatorname{erfc}(q_x / \sqrt{2\sigma^2}) \mid \rangle_{d_0=1} / 2 \end{aligned} \quad (4-57)$$

と表せる。

なお、以上の解析ではビット b_{0x} に注目したが、 b_{0y} に注目しても、符号間干渉、雑音の対称性より同一の結果 (式 (4-57)) を得る。但し、シンボル・データ d_m はランダムに ± 1 , $\pm j$ をとるものとする。

まず LA システムについて考える。式 (4-55) に式 (4-35) を代入して LA システムにおける q_x を次式のように得る。

$$q_x = T / \sqrt{2} \quad (4-58)$$

誤り率は、式 (4-57) に式 (4-58), (4-36) を代入し、式 (4-24) を使うことにより、

$$P_e = \text{erfc}(\sqrt{C/2}) / 2 \quad (4-59)$$

となる。

次に HL システムについて考える。 d_m はすでに述べたように、 ± 1 , $\pm j$ の内のいずれかである。そこで、

$$f_m = \begin{cases} -1 & : d_m = -1, j \\ 1 & : d_m = 1, -j \end{cases} \quad (4-60)$$

と f_m を定めると、 q_x は式 (4-28), (4-55) より、

$$q_x = T \left[\sum f_m \int_{-\infty}^{\infty} u_m(Tt) h_0(-Tt) dt \right] / \sqrt{2} \quad (4-61)$$

となる。従って、ビット誤り率は、式 (4-57) に式 (4-36) , (4-61) 及び (4-24) を代入して、

$$P_e = \langle \operatorname{erfc}(\sqrt{C/2} \sum f_m \int_{-\infty}^{\infty} u_m(Tt) h_o(-Tt) dt) \Big|_{f_0=1} \rangle / 2 \quad (4-62)$$

となる。

受信フィルタに積分放電フィルタを使った時の誤り率は、上式に式 (4-37) を代入することによって、次式のように得られる。

$$P_e = \langle \operatorname{erfc}(\sqrt{C/2} [\int_{-1/2}^{1/2} u_0(Tt) dt + f_{-1} \int_0^{1/2} u_{-1}(-Tt) dt + f_1 \int_0^{1/2} u_1(Tt) dt]) \rangle / 2 \quad (4-63)$$

又、同様に、式 (4-34) のように受信フィルタを定めた場合、誤り率は、

$$P_e = \langle \operatorname{erfc}(\sqrt{C/2} \sum f_m \int_{-\infty}^{\infty} u_m(Tt) h_T(Tt) dt) \Big|_{d_0=1} \rangle / 2 \quad (4-64)$$

となる。

図4-7に、式 (4-59) , (4-63) 及び (4-64) によって求めた誤り率特性を、それぞれLA, HL-h_{1D}, HL-h_T として示す。

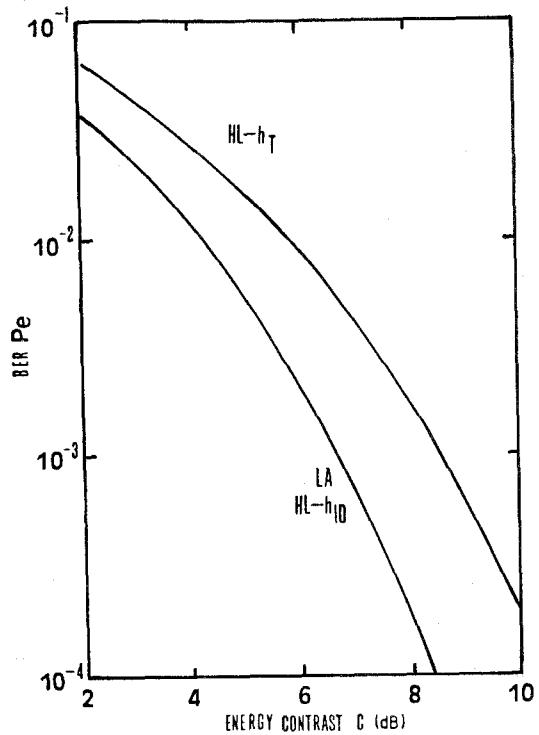


図4-5 誤り率特性 (BPSK)

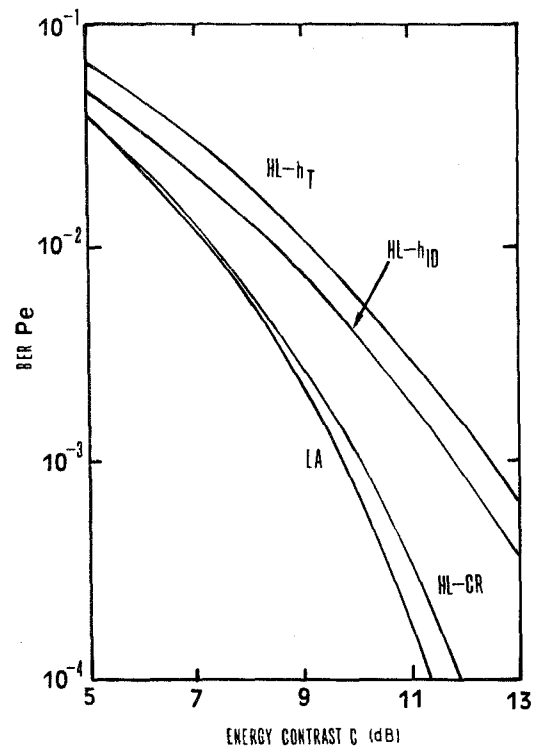


図4-7 誤り率特性 (QPSK)

-- 4.4.2. 相関受信機 --

ここでは、先の解析同様 $d_0 = 1$ が送信されたとして、これを受信する場合の誤り率特性を求める。またビット誤り率特性を考えるため、さきに述べたように $\hat{d}_m = -j$ と判定しても正しく判定されたと考える。

誤り率特性を考えるために、まず、 d_{-1} 、 d_1 が与えられたときに d_0 が正しく判定される確率 $P_c(d_{-1}, d_1)$ を、

$$\begin{aligned}
 P_c(d_{-1}, d_1) = & \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(e_1, e_2, e_3, e_4 | d_{-1}, d_1) de_2 de_3 de_4 de_1 \\
 & + \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p(e_1, e_2, e_3, e_4 | d_{-1}, d_1) de_1 de_2 de_3 de_4
 \end{aligned}
 \tag{4-65}$$

と定める。但し、 $p(e_1, e_2, e_3, e_4 | d_{-1}, d_1)$ は、 d_{-1} 、 d_1 が与えられたときの各支路出力の結合確率密度関数である。

次に、これを d_{-1} 、 d_1 で平均して、

$$P_c = \langle P_c(d_{-1}, d_1) \rangle
 \tag{4-66}$$

を得る。ここで $\langle \rangle$ は d_1 及び d_{-1} による平均を表す。

従ってビット誤り率特性は、これを使って、

$$P_e = 1 - P_c
 \tag{4-67}$$

を計算することによって求められる。

この結果得られたビット誤り率特性を、図4-7にHL-CRとして示す。但し、この図4-7に示した特性を求めるときには、計算量を減らすために $P_c(d_{-1}, d_1)$ にかわり、

$$P_c'(d_{-1}, d_1) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{e_1} p(e_1, e_2, e_3 | d_{-1}, d_1) de_2 de_3 de_1 \leq P_c \quad (4-68)$$

を用いて計算を行った。この場合「 e_4 が最大”かつ” $e_2 < e_1$ または $e_3 < e_1$ ”」の場合 $\hat{d}_m = -j$ と判定されるにもかかわらず、誤りと判定してしまう。従って、このようにして求めた誤り率特性は式(4-66)の $P_c(d_{-1}, d_1)$ を用いた場合より悪くなり一種の上界となる。

-- 4.4.3. 検討 --

BPSK BPSK信号の受信においては従来形受信機のみを考える。式(4-23)で示したように、LA, BPHLそれぞれの出力では、シンボル・データ d_m を担っているシンボル・パルス波形 $d_m u_m(t)$ のエネルギーは等しい。従って、もし受信フィルタが $u_m(t)$ に整合しており、かつ符号間干渉がなければ、LAシステムとHLシステムは同じ誤り率特性を示す。本論文において、このような条件を満たす受信フィルタは、LAシステムでは、式(4-34)に示した送信フィルタと同形のフィルタである。一方、HLシステムでもBPSK信号に対しては積分放電フィルタを用いることにより上の条件を満たすことができる。

ところが、送信信号に整合したフィルタ(式(4-34))をHLシステムの受

信フィルタとして用いると、特性劣化が生じる。これには、SNRの低下と符号間干渉の2つの要因が考えられる。そこでまずSNRの低下について考える。これは、HL出力信号のシンボル・パルス波形に受信フィルタが整合していないために起こり、その低下の度合は、

$$\text{SNR}/C = [2 \int_{-\infty}^{\infty} h_T(t) dt]^2 / T^2 \approx 0.76 \quad (\text{約}-1.2\text{dB}) \quad (4-69)$$

である。この値は、図4-5でエネルギー・コントラストCが小さいときの劣化の度合とほぼ等しく、この場合の劣化の要因は専らシンボル波形と受信フィルタの不整合によるSNRの低下であることが推察される。しかし、Cが大きい領域では、特性劣化の度合は、更に大きくなる。これは、SNRの低下に加えて符号間干渉の影響の大きさも無視できなくなるためと考えられる。

QPSK まず、QPSK信号を従来形受信機を用いて受信する場合について述べる。図4-7よりも明らかのように、QPSK信号の場合でもHLシステムの受信フィルタに積分放電フィルタを用いることによって、送信フィルタと同じ形の受信フィルタを使った場合より良い誤り率特性を得ることができる。しかしながら、その場合でも、BPSKに対するのとは異なり、LAシステムと同等の誤り率特性を得ることはできない。その理由としては、既に述べたように、

(1) HL出力信号のシンボル・パルス波形は、その前後のシンボル・データによって異なる形をとり、従って、1つのフィルタでは総てのシンボル・パルス波形に同時に整合することはできないこと、

(2) 位相が $\pm \pi/2$ 変化するときには、2つのシンボル・パルス波形がRe軸、Im軸上に同時に存在（重なりあう）し、積分放電フィルタでも、あるいはシ

ンボル・パルス波形に整合したフィルタでも符号間干渉が生じること、
があげられる。

また、相関受信機を用いた場合、その誤り率特性は図4-7よりも明らか
のように大きく改善される。もちろん、本章では相関受信機が、判定しようとす
るシンボルの前後のシンボル・データをあらかじめ知っているような理想的条
件下で解析を行っているため、現実の受信機ではここで求めた特性を必ずしも
達成できるとは限らない。しかしながら、ここで得られた結果は、相関受信機
を用いることにより、HLで非線形増幅されたQPSK信号の受信誤り率特性
を改善することが可能であることを示唆している。

なお本解析では、白色雑音のみを考えたが、周波数の異なる他システムから
の干渉も考慮する必要のある場合には、相関受信機よりむしろ従来形受信機
の方が良い誤り率特性を達成できる場合もあろう。このような場合の特性の理論
解析は、アップリンク雑音の影響も考慮した解析と共に今後の研究課題として
残されている。

4.5 結言

本章では、衛星通信においてQPSKの誤り率特性にBPHLで表現した衛
星中継器の非線形性、及び送・受信フィルタによる帯域制限が与える影響につ
いて、衛星中継器出力の波形を同相・直交成分に分解することによって総合的
に解析した。

その結果、受信機の帯域制限が受信信号に与える影響を考慮しない従来のモ
デルではみられなかったBPHLによる特性劣化を解析的に示し得た。更にこ
の特性劣化の原因は、同相・直交軸成分間の符号間干渉とBPHLによる歪の
複合効果にあることを明らかにした。

また特に1シンボル毎に受信フィルタ出力をサンプルし判定する従来形受信機では、QPSK信号を用いた場合、BPHLによる特性劣化は避けられないことを示すと共に、受信フィルタに積分放電フィルタを用いることにより、送信信号に整合したフィルタを用いる場合と比べて、一定の特性改善を図ることが可能であることを示した。更に、受信信号と参照信号の相関により判定を行う相関受信機を用いることで大きな特性改善を図り得ることも明らかにした。

第 5 章 結 論

本論文は、「多元接続信号の受信特性に与える衛星中継器の非線形性の影響」に関して、筆者が行った研究の成果をまとめたものである。各章で得られた諸結果についてはそれぞれの結言で述べているが、ここで本論文全体を通じての総括を行うと次のようになる。

(1) 複数搬送波方式である SSMA, FDMA いずれの場合も、信号受信特性に及ぼす衛星中継器の非線形性の影響は、AM/AM 変換同様 AM/PM 変換によるものも無視できないことを明らかにした。また位相非線形性が大きいときには、振幅非線形性が大きい方が不要成分電力を高調波成分に分配する効果によって特性が改善されることを示した。

(2) SSMA においては、アップリンク DU 比と出力 DU 比の関係はほぼ直線であり入力特性の改善に伴って出力 DU 比も特性が改善されるのに対して、FDMA の場合の出力 DU 比は非線形性の程度によって定まる一定値を越えないことを示した。また FDMA と、実用的と思われる出力 DU 比 ($DUR_D > 10$ dB) で比較すると、SSMA では非線形性や、あるいはダウンリンク雑音による特性劣化が小さいことを示した。

(3) 単一搬送波方式である TDMA については、代表的な変調方式である QPSK の誤り率特性に BPHL で表現した衛星中継器の非線形性、及び送・受信フィルタによる帯域制限が与える影響について、衛星中継器出力の波形を同相・直交成分に分解することによって総合的に解析した。その結果、受信機の帯域制限が受信信号に与える影響を考慮していない従来のモデルではみられなかった、BPHL による特性劣化を解析的に示した。また、この特性劣化の原

因は、同相・直交軸成分間の符号間干渉とBPHLによる歪の複合効果にあることを明らかにした。

(4) 特に1シンボル毎に受信フィルタ出力をサンプルし判定する従来形受信機では、QPSK信号を用いた場合、BPHLによる特性劣化は避けられないことを示した。また受信フィルタとして積分放電フィルタを用いることにより、送信信号に整合したフィルタを用いる場合と比べて、一定の特性改善を図ることが可能であることを示した。さらに、受信信号と参照信号の相関により判定を行う相関受信機を用いることでさらに大きな特性改善を図り得ることも明らかにした。

なお本解析では、複数搬送波方式、単一搬送波方式ともに、衛星中継器の非線形性の程度にかかわらず出力平均電力が等しいと仮定し比較した。しかしながら、実際のシステムでは同一のTWTAを用いた場合、衛星中継器の非線形性が大きくなるような動作点を選ぶことにより線形増幅時より大きな平均電力を得ることが可能である。このようなときには、非線形衛星中継器を用いたシステムは、衛星中継器が線形となるような動作点を選んだシステムを上回る特性を示すことが期待できる。

謝 辞

本論文は大阪大学工学部教授滑川敏彦博士の御指導のもとに、筆者が大阪大学大学院工学研究科在学中に行った研究の成果をまとめたものである。本研究を遂行するにあたり先生から賜った御懇篤なる御教示，御鞭撻に対し衷心より感謝の意を表する次第である。

また筆者の大学院在学中，講義等を通じて通信工学全般に渡る御指導を賜った大阪大学工学部通信工学科中西義郎教授，熊谷信昭教授（現，大阪大学総長）手塚慶一教授，倉園貞夫教授を始めとする諸先生方に厚く感謝を申し上げる。

本研究の途上，筆者は大阪大学工学部助教授森永規彦博士より，昼夜を分かたぬ御指導と親身なる御激励を賜った。ここに深く感謝の意を表する。

さらに，本研究を遂行するにあたり，御討論，御協力を賜った電気通信大学電子情報学科助手岡育夫博士，神戸大学大学院自然科学研究科助手秦正人博士ならびに大阪大学工学部滑川研究室の諸兄に厚く御礼申し上げる。

文献

- (1) 官 憲一監修:
"衛星通信技術", 電子通信学会(1985).
- (2) 新しい電波技術編集委員会編:
"新しい電波技術[1] 宇宙通信", ラティス (1979).
- (3) Spilker Jr., J. J. :
"Digital Communication by Satellite", Prentice-Hall,
New Jersey (1977).
- (4) Bhargava, V.K., Haccoun, D., Matyas, R. and Nuspl, P. :
"Digital Communication by Satellite", John Wiley and Sons,
New York (1981).
- (5) Jain, P. C. :
"Modulation/Coding for Bandlimited Nonlinear Satellite Channels",
Text for the tutorial by NTC and IEEE Communication Society,
Los Angels, (Dec. 1977).
- (6) Berman, A. L. and Mahle, C. E. :
"Nonlinear PhaseShift in Traveling-Wave Tubes as Applied toMultiple
Access Communications Satellites", IEEE Trans. Commun.,
COM-18, 1, pp. 37-47 (Feb. 1970).
- (7) Kaye, A. R., George, D. A. and Eric, M. J. :
"Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for
Communications", IEEE trans. Commun., COM-20, ?,
pp. 965-972 (Oct. 1972).
- (8) Hetrakul, P. and Taylor, D. P. :
"The Effects of Satellite Transponder Nonlinearities on the Performance
of Binary PSK Systems", Third International Conference on Digital
Satellite Communicatons, No. B-3, pp. 49-55 (Nov. 1975).
- (9) Herrmann, G. F. :
"Power Series Characterization of the Discrete Nonlinear Satellite
Channel", IEEE Trans. Commun., COM-26, 11, pp. 1771-1779 (Nov. 1978).
- (10) Blachman, N. M. :
"The Output Signals and Noise from a Nonlinearity with Amplitude
Dependent Phase Shift", IEEE Trans. Inf. Theory, IT-25, 1, pp. 77-79
(Jan. 1979).

- (11) Schetzen, M. :
" The Volterra and Wiener Theory of Nonlinear Systems" ,
John Wiley and Sons, New York (1980) .
- (12) Bedrosian, E. and Rice, S. O. :
" The Output Properties of Volterra Systems (Nonlinear Systems with
Memory) Driven by Harmonic and Gaussian Inputs" , IEEE Proc. , vol. 59,
12, pp. 1688-1707 (Dec. 1971) .
- (13) Benedetto, S. , Biglieri, E. and Daffara, R. :
" Performance of Multilevel Baseband Digital Systems in a Nonlinear
Environment" , IEEE Trans. Commun. , COM-76, 10, pp. 1166-1175 (Oct. 1976) .
- (14) Rudko, M. and Weiner, D. :
" Volterra System with Random Inputs: A formalized Approach" ,
IEEE Trans. Commun. , COM-26, 2, pp. 217-227 (Feb. 1978) .
- (15) Benedetto, S. , Biglieri, E. and Daffara, R. :
" Modeling and Performance Evaluation of Nonlinear Satellite Links
—A Volterra Series Approach" , IEEE Trans. Aerosp. and Electron. Syst. ,
AES-15, 4, pp. 494-507 (July 1979) .
- (16) Bendetto, S. and Biglieri, E. :
" Nonlinear Equalization of Digital Satellite Channels" , IEEE Journ.
Selected Areas in Commun. , SAC-1, 1, pp57-62 (Jan. 1983) .
- (17) Pawula, R. F. :
" The Effects of Quadratic AM-PM Conversion in Frequency-Division
Multiplexed Multiple-Access Communication Satellite Systems" ,
IEEE Trans. Commun. , COM-19, 3, pp. 345-349 (June 1971) .
- (18) Simbo, O. :
" Effects of Intermodulation, AM-PM Conversion, and Additive Noise in
Multicarrier TWT Systems" , IEEE Proc. , vol. 59, 2, pp. 230-238
(Feb. 1971) .
- (19) Mizuno, T. , Morinaga, N. and Namekawa, T. :
" Comments on " The effects of quadratic AM-AM conversion in frequency
-division multiplexed multiple-access communication satellite systems" ,
IEEE Trans. Commun. , COM-22, p. 1895 (Nov. 1974) .
- (20) Mesiya, M. F. , McLane, P. J. and Campbell, L. L. :
" Optimal Receiver Filters for BPSK Transmission over a Bandlimited
Nonlinear Channel" , IEEE Trans. Commun. , COM-26, 1, pp. 12-22

(Jan. 1978).

- (21) Satoh, G. and Mizuno, T. :
" Impact of a New TWTA Linearizer Upon QPSK/TDMA Transmission Performance" , IEEE Journ. Selected Areas in Commun. , SAC-1, 1, pp39-45 (Jan. 1983) .
- (22) Girard, H. and Feher. K. :
" A New Baseband Linearizer for More Efficient Utilization of Earth Station Amplifiers Used for QPSK transmission" , IEEE Journ. Selected Areas in Commun. , SAC-1, 1, pp46-56 (Jan. 1983) .
- (23) 田中, 市川, 土橋:
" 通信衛星 2号 (CS-2) とその通信システム" , 電子通信学会誌, vol. 67, 8, pp. 835-856 (1984) .
- (24) Blachman, N. M. :
" Detectors, Bandpass Nonlinearities, and their Optimizations: Inversion of the Chebyshev Transform" , IEEE Trans. Inf. theory. IT-17, 4, pp. 398-404 (July 1971)
- (25) Chie, C. M. :
" A Modified Barrett-Lampard Expansion and Its Application to Bandpass Nonlinearities with Both AM-AM and AM-PM Conversion" , IEEE Trans. Commun. , COM-28, 11, pp. 1859-1866 (Nov. 1980) .
- (26) 住吉, 谷本, 赤尾, 駒井:
" 同期式スペクトル拡散衛星通信方式の基礎検討" , 電子通信学会情報システム部門全国大会, 294 (1981) .
- (27) Janis, G. :
" Signal-to-Noise Ratios in Smooth Limiters" , IRE Trans. Inf. Theory, IT-5, pp. 79-85 (June 1959) .
- (28) Lee, J. S. :
" Signal-to-Crosstalk Power Ratio in Smoothly Limited Multichannel FDM Signals" , IEEE trans. Commun. , COM-16, 1, pp. 63-67 (Feb. 1968) .
- (29) Lesh, J. R. :
" Signal-to-Noise Ratios in Coherent Soft Limiters" , IEEE Trans. Commun. , COM-22, 6, pp. 803-811 (June 1974) .
- (30) Cahn, C. R. :
" Crosstalk due to finite limiting of frequency-multiplexed signals" , Proc IRE, vol. 48, pp. 53-59 (Jan. 1960) .

- (31) Ekanayake, N. and Taylor, D. P. :
 " Binary CPSK Performance Analysis for Saturating Band-Limited Channels" ,
 IEEE Trans. Commun. , COM-27, 3, pp. 596-603 (March 1979) .
- (32) Huang, T.-C. :
 " Signaling Performance Over a Piecewise Linear Limited Channel in the
 Presence of Interference and Gaussian Noise" , IEEE trans. Commun. .
 COM-31, 7, pp. 861-870 (July 1983) .
- (33) Davenport, W. B. and Root, W. L. :
 " Random Signal and Noise" , McGraw-Hill, New York (1960) .
 ; 瀧, 宮川訳: " 不規則信号と雑音の理論" , 好学社 (1968) .
- (34) Middleton, D. :
 " An Introduction to Statistical Communication Theory" ,
 McGraw-Hill, New York (1960) .
- (35) Cahn, C. R. :
 " A Note on Signal-to-Noise Ratio in Bandpass Limiters" , IRE Trans. Inf.
 Theory, IT-7, No. 1, pp. 39-43 (Jan. 1961) .
- (36) Jones, J. J. :
 " Hard-Limiting of Two Signals in Random Noise" , IEEE Trans. Inf.
 Theory, IT-9, No. 1, pp. 34-42 (Jan. 1963) .
- (37) Aein, J. M. :
 " Multiple Access to a Hard-Limiting Communication Satellite
 Repeater" , IEEE trans. Space Electronics and Telemetry, SET-10, 1,
 pp. 159-167 (Feb. 1964) .
- (38) Aein, J. M. and Doyle, W. :
 " A Note on Cascaded Limiters" , IEEE Trans. Space Electronics and
 Telemetry, SET-11, pp. 47-49 (Mar. 1965) .
- (39) Blachman, N. M. :
 " The Signal X Signal, Noise X Noise, and Signal X Noise Output of
 Nonlinearity" , IEEE Trans. Inf. Theory, IT-14, No. 1, pp. 21-27
 (Jan. 1968) .
- (40) Springett, J. C. and Simon, M. K. :
 " An Analysis of the Phase Coherent - Incoherent Output of the Bandpass
 hard Limiter" , IEEE Trans. Commun. , COM-19, 1, pp. 42-49 (Feb. 1971) .
- (41) Jain, P. C. and Blachman, N. M. :

- " Detection of a PSK signal transmitted through a hard limited channel" ,
IEEE Trans. Inf. Theory, IT-19, 5, pp. 623-630 (Sept. 1973) .
- (42) Lyons, R. G. :
" The Effect of Bandpass Nonlinearity on Signal Detectability" ,
IEEE Trans. Commun. , COM-21, 1, pp. 51-60 (Jan. 1973) .
- (43) Mizuno, T., Morinaga, N. and Namekawa, T. :
" Transmission characteristics of an M-ary coherent NPSK signal via a cascade of N bandpass hard limiter, IEEE Trans. Commun. ,
COM-24, 5, pp. 540-545 (May 1976) .
- (44) Ekanayake, N. and Taylor, D. P. :
" CPSK Signaling over Hard Limited Channels in Additive Gaussian Noise and Intersymbol Interference" , IEEE Trans. Inf. Theory, IT-25 pp. 62-68 (Jan. 1979) .
and " correction" , IEEE Trans. Inf. Theory, IT-27 pp. 137-138 (Jan. 1981) .
- (45) 岡, 樺沢, 森永, 滑川:
" 干渉波の存在するハードリミタ伝送系のPSK信号伝送特性" , 電子通信学会論文誌, vol. 63-B, 3, pp. 203-210 (Mar. 1980) .
- (46) Weinberg, A. W. :
" Effects of a Hard Limiting Repeater on the Performance of a DPSK Data Transmission" , IEEE Trans. Commun. , COM-25, 10, pp. 1128-1133 (Oct. 1977) .
- (47) Dahareh, M., Morinaga, N. and Namekawa, T. :
" An Analysis of Output Characteristics of Nonlinear Satellite Transponder for Multi-Carrier Systems" , 電子通信学会論文誌, vol. E64, 5, pp. 334-341 (May 1981)
- (48) Lee, J. S., French, R. H. and Hong, Y. K. :
" Error Performance of Binary DPSK Data Transmission on the Hard-Limiting Satellite Channel" , IEEE Trans. Inf. Theory, IT-4, No. 4, pp. 489-497 (Jul. 1981) .
- (49) Naer, H. P. :
" Interference Effects of Hard Limiting in PN Spread-Spectrum Systems" , IEEE Trans. Commun. , COM-30, 5, pp. 1010-1017 (May 1982) .
- (50) Aein, J. M. and Pickholtz, R. L. :
" A Simplified Unified Phasor Analysis for PN Multiple Access to Limiting Repeaters" , IEEE Trans. Commun. , COM-30, 5, pp. 1018-1026 (May 1982) .

- (51) Salwen, H. C. and Duncombe, C. B. :
 " Performance Evaluation of Data Modems for the Aeronautical Satellite Channel" , IEEE Trans. Commun. , COM-23, 7, pp. 695-705 (July 1975) .
- (52) Dixon, R. C. :
 " Spread Spectrum System" , John Wiley & Sons, New York (1976) . ;
 立野, 片岡, 飯田訳: " 最新スペクトル拡散通信方式" , ジャテック出版(1978) .
- (53) Simon, M. K. , Omura J. K. , Scholtz R. A. and Levitt, B. K. :
 " Spread Spectrum Communications (全3巻)" ,
 Computer Science Press (1985) .
- (54) " 昭和54年度電波技術審議会答申 第5編" , (3月1980) .
- (55) Masamura, T. and Inoue T. :
 " Satellite Communication System Using TDM and SSM" , IEEE Trans. Aerosp. and Electron. Syst. , AES-19, 6, pp. 906-914 (Nov. 1983) .
- (56) Murakami, S. , Furuya, Y. , Matsuo Y. and Sugiyama, M. :
 " Optimum Modulation and Channel Filters for Nonlinear Satellite Channels" , IEEE Trans. Commun. , COM-27 pp. 1810-1819 (Dec. 1979) .
- (57) Hancock, J. and Wintz, P. :
 " Signal Detection theory" , McGraw-Hill (1966) . ;
 滑川, 曾我部訳: " 信号検出理論" , 森北出版 (1969) .
- (58) Chang, R. W. and Hancock, J. C. :
 " On Receiver Structures for Channels Having Memory" ,
 IEEE Trans. Inf. Theory, IT-12, pp. 463-468 (Oct. 1966) .
- (59) Forney, Jr. , G. D. :
 " Maximum-Likelihood Sequence Estimation of Digital Sequences in the Presence of Intersymbol Interference" , IEEE Trans. Inf. Theory, IT-18, 3, pp. 363-378 (May 1972) .
- (60) Clark, A. P. :
 " Adaptive Detection With Intersymbol-Interference Cancellation for Distorted Digital Signals" , IEEE Trans. Commun. , COM-20, 3, pp. 350-361 (June 1972) .
- (61) 森永, 宮垣, 滑川:
 " 講座 最適受信機 I" , 電子通信学会誌, vol. 67, 5, pp. 558-563 (1984-05) .
- (62) Chakraborty, D. :
 " Maximum Likelihood Sequence Detection in Nonlinear Satellite Channels" .

IEEE Commun. Magazine, COM-M-19, 6, PP. 47-53 (Nov. 1981)

- (63) Furuya, Y., Akashi, F. and Murakami, S. :
" A Practical Approach Toward Maximum Likelihood Sequence Estimation for Band-Limited Nonlinear Channels" , IEEE trans. on Commun. , COM-31, 2, pp. 200-207 (Feb. 1983) .
- (64) Stein, S. and Jones, J. J. :
" Modern Communication Principles" , McGraw-Hill, New York (1967) .
- (65) Taub, H. and Schilling, D. S. :
" Principles of Communication Systems" , McGraw-Hill, New York (1960) .
- (66) Carlson, A. B. :
" Communication Systems" , second edition, McGraw-Hill, New York (1975) .
- (67) Schwarz, M. :
" Information Transmission, Modulation and Noise" , McGraw-Hill Kogakusha, Ltd. , Tokyo (1959) .
- (68) Wozencraft, J. M. and Jacobs, I. M. :
" Principles of Communication Engineering" , John-Wiley and Sons (1967) .
- (69) Lucky, R. W. , Salz, J. and Weldon, Jr, E. J. :
" Principles of data communication" , McGraw-Hill, New York (1968) . ;
星子, 他訳: " データ通信の原理" , ラティス (1973) .
- (70) Hodora, H. :
" Statistics of Thermal and Laser Radiation" , Proc. IEEE, pp. 696-704 (July 1965) .
- (71) 片山, 森永, 滑川:
" スペクトル拡散衛星通信方式における衛星中継器の非線形性の影響" ,
電子通信学会論文誌, vol. J65-B No. 11, pp. 1361-1368 (1982-11) .
- (72) 片山, 森永, 滑川:
" スペクトル拡散衛星通信方式における衛星中継器の非線形性の影響" ,
電子通信学会通信方式研究会技術研究会報告, CS81-146 (1981-12) .
- (73) 片山, 森永, 滑川:
" スペクトル拡散衛星通信方式における衛星中継器の非線形性の影響 II" ,
電子通信学会総合全国大会 (1982) .
- (74) M. Katayama, N. Morinaga, and T. Namekawa:
"On the Transmission Characteristics of PSK Signals in Satellite

Communication with Nonlinearity and Band-Width Limitation",
International Symposium on ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY (1984).

- (75) 片山, 森永, 滑川:
" 非線形増幅特性及び帯域制限のある衛星通信系における P S K 信号の伝送特性" ,
電子通信学会論文誌 B 分冊 (昭和 6 1 年 4 月以降掲載予定) .
- (76) 片山, 森永, 滑川:
" 衛星通信系における P S K 信号の伝送特性" , 情報理論とその応用研究会,
(1983) .
- (77) 片山, 森永, 滑川:
" 非線形増幅特性及び帯域制限のある衛星通信系における P S K 信号の伝送特性" ,
電子通信学会通信部門全国大会, (1984)
- (78) 片山, 森永, 滑川:
" 帯域制限のある非線形衛星通信系における Q P S K 信号の伝送特性と受信機
構成" , 電子通信学会情報・システム部門全国大会, (1985) .
- (79) Gradshteyn, I. S. and Ryzhik, I. M. :
" Tables of Integrals, Series and Products" ,
Achademic Press, New York (1980) .
- (80) Watson, G. N. :
" A Treatise on the Theory of Bessel Functions" ,
Cambridge Univ. Press, New York (1922) .

付録 A

式 (3-4) に式 (2-3) , (2-4) を代入整理することによって次式を得る.

$$\begin{aligned}
 M_v(ju, jv) &= \langle \exp j[u y_1 + v y_2] \rangle \\
 &= \langle \exp j[u x_{c1} \cos k(x_{c1}^2 + x_{s1}^2) \cos 2\pi f_0 t_1 \\
 &\quad - u x_{s1} \sin k(x_{c1}^2 + x_{s1}^2) \cos 2\pi f_0 t_1 \\
 &\quad - u x_{c1} \sin k(x_{c1}^2 + x_{s1}^2) \sin 2\pi f_0 t_1 \\
 &\quad - u x_{s1} \cos k(x_{c1}^2 + x_{s1}^2) \sin 2\pi f_0 t_1] \\
 &\quad \exp j[v x_{c2} \cos k(x_{c2}^2 + x_{s2}^2) \cos 2\pi f_0 t_2 \\
 &\quad - v x_{c2} \sin k(x_{c2}^2 + x_{s2}^2) \cos 2\pi f_0 t_2 \\
 &\quad - v x_{c2} \sin k(x_{c2}^2 + x_{s2}^2) \sin 2\pi f_0 t_2 \\
 &\quad - v x_{c2} \cos k(x_{c2}^2 + x_{s2}^2) \sin 2\pi f_0 t_2] \rangle
 \end{aligned}
 \tag{A-1}$$

但し, 時刻 t を添字 1 で, また時刻 $t + \tau$ を添字 2 で表している. 更に, これを結合確率密度関数 $p(x_{c1}, x_{s1}, x_{c2}, x_{s2})$ を用いて表すと,

$$\begin{aligned}
 M_v(ju, jv) &= \int \int \int \int_{-\infty}^{\infty} p(x_{c1}, x_{s1}, x_{c2}, x_{s2}) \\
 &\quad \cdot \exp j[u y_1 + v y_2] dx_{c1} dx_{s1} dx_{c2} dx_{s2}
 \end{aligned}
 \tag{A-2}$$

となる。

ところで、この $p(x_{c1}, x_{s1}, x_{c2}, x_{s2})$ はガウス過程に関する4次元結合特性関数 $M(ju_1, jv_1, ju_2, jv_2)$ の逆フーリエ変換である。従って式 (A-2) は、

$$M_v(ju, jv) = \frac{1}{2\pi^4} \int \cdots \int_{-\infty}^{\infty} M(ju_1, jv_1, ju_2, jv_2) \cdot \exp[uy_1 + vy_2] \cdot \exp[-j(u_1x_{c1} + v_1x_{s1} + v_2x_{c2} + u_2x_{s2})] du_1 dv_1 du_2 dv_2 dx_{c1} dx_{s1} dx_{c2} dx_{s2} \quad (A-3)$$

となる。ここで、 $x(t)$ のスペクトルは f_0 について対称であるので、 $M(ju_1, jv_1, ju_2, jv_2)$ を、

$$M(ju_1, jv_1, ju_2, jv_2) = \exp[-(1/2)r(0)(u_1^2 + v_1^2 + u_2^2 + v_2^2) + 2r(\tau)(u_1u_2 + v_1v_2)] \quad (A-4)$$

とおくことができ⁽³³⁾、更に式 (A-3) に対して座標変換、

$$\begin{aligned} u_1 &= \delta_1 \cos \theta_1, & u_2 &= \delta_2 \cos \theta_2, \\ v_1 &= \delta_1 \sin \theta_1, & v_2 &= \delta_2 \sin \theta_2, \\ x_{c1} &= \delta_1 \cos \phi_1, & x_{c2} &= \delta_2 \cos \phi_2, \\ x_{s1} &= \delta_1 \sin \phi_1, & x_{s2} &= \delta_2 \sin \phi_2, \end{aligned} \quad (A-5)$$

を行うことにより,

$$\begin{aligned}
 M_r(ju, jv) = & \frac{1}{2\pi^4} \int \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \int \cdots \int_0^{2\pi} \exp[-r(0)(\delta_1^2 + \delta_2^2)/2] \\
 & \cdot \exp[-r(\tau)\delta_1\delta_2\cos(\theta_1 - \theta_2)] \\
 & \cdot \exp[juV_1\cos(2\pi f_0t_1 + \phi_1 + kV_1^2)] \\
 & \cdot \exp[jvV_2\cos(2\pi f_0t_2 + \phi_2 + kV_2^2)] \\
 & \cdot \exp[-j\delta_1V_1\cos(\phi_1 - \theta_1)] \exp[-j\delta_2V_2\cos(\phi_2 - \theta_2)] \\
 & \cdot V_1V_2\delta_1\delta_2 d\phi_1 d\phi_2 dV_1 dV_2 d\delta_1 d\delta_2 d\theta_1 d\theta_2
 \end{aligned} \tag{A-6}$$

を得る。

次に, この式に対して Jacobi-Anger の公式⁽³³⁾,

$$\exp(z \cos \theta) = \sum_{m=0}^{\infty} \epsilon_m I_m \cos m \theta \tag{A-7}$$

を用いて計算し, 更に,

$$\begin{aligned}
 & \exp[-r(\tau)\delta_1\delta_2\cos(\theta_1 - \theta_2)] \\
 & = \sum_{i=0}^{\infty} (-1)^i \epsilon_i I_i [r(\tau)\delta_1\delta_2] \cos i(\theta_1 - \theta_2)
 \end{aligned} \tag{A-8}$$

と展開することによって,

$$\begin{aligned}
M_r(ju, jv) &= \frac{1}{2\pi^4} \int \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \int \cdots \int_0^{2\pi} \exp[-r(0)(\delta_1^2 + \delta_2^2)/2] \\
&\cdot \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} (-1)^i \epsilon_i \epsilon_m \epsilon_n I_i(r(\tau)\delta_1\delta_2) \\
&\cdot J_m(uV_1) J_m(uV_2) J_m(\delta_1V_1) J_m(\delta_2V_2) \\
&\cdot \cos i(\theta_1 - \theta_2) \cos m(2\pi f_0 t_1 + kV_1^2 + \theta_1) \\
&\cdot \cos n(2\pi f_0 t_2 + kV_2^2 + \theta_2) V_1 V_2 \delta_1 \delta_2 \\
&dV_1 dV_2 d\delta_1 d\delta_2 d\theta_1 d\theta_2
\end{aligned}
\tag{A-9}$$

を得る。但し、

$$\epsilon_n = \begin{cases} 1 & : n = 0 \\ 2 & : n \neq 0 \end{cases}
\tag{A-10}$$

である。これに、 θ_1 、 θ_2 に関する積分を行った後に、

$$\begin{aligned}
&\int_{-\infty}^{\infty} \exp[-Ax^2/2] x J_m(Bx) I_m(Cx) dx \\
&= \frac{j^{-m}}{A} \exp\left[-\frac{B^2 - C^2}{2A}\right] I_m\left[\frac{jBC}{A}\right]
\end{aligned}
\tag{A-11}$$

を用いて⁽⁸⁰⁾、 δ_1 、 δ_2 に関する積分を行い、その結果を複素表示することによって式(3-5)を得る。

付録 B

式 (3-10) に式 (3-2) を代入すると,

$$h_u(\tau) = \begin{cases} \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} u \exp\left[-\frac{a^2\omega + L^2}{2} u^2\right] du & m:\text{odd} \\ 0 & m:\text{even} \end{cases} \quad (\text{B-1})$$

となる。但し,

$$\int_c du \xrightarrow{\hspace{2cm}} \lim_{x \rightarrow 0} \left[\int_x^{\infty} du + \int_{-\infty}^{-x} du \right] \quad (\text{B-2})$$

を用いた。

更に, $u^2 \triangleq \alpha$ とおくと,

$$\begin{aligned} h_u \Big|_{m:\text{odd}}(\tau) &= -\frac{j}{\pi} \int_0^{\infty} \alpha^{(n+m/2)} \exp\left[-\frac{a^2\omega + L^2}{2} \alpha\right] d\alpha \\ &= -j \frac{\Gamma(n+m/2)}{2} \left[\frac{a^2\omega + L^2}{2}\right]^{-(n+m/2)} \end{aligned} \quad (\text{B-3})$$

となる。またこれと同様にして,

$$h_u(\tau) = \begin{cases} -j \frac{\Gamma(n+m/2)}{2} \left[\frac{b^2\omega + L^2}{2} \right]^{-(n+m/2)} & m: \text{odd} \\ 0 & m: \text{even} \end{cases} \quad (\text{B-4})$$

を得る。

以下，上に示した $h_u(\tau)$ ， $h_v(\tau)$ を式 (3-9) に代入整理して式 (3-11) を得る。但しこの変形には，

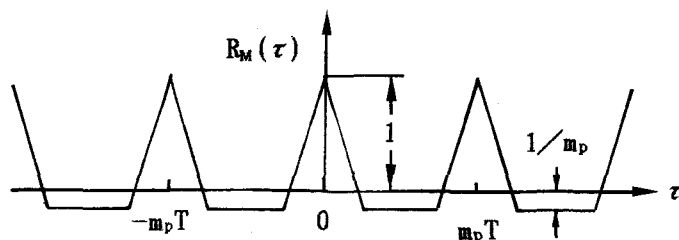
$$\int_0^{\infty} \alpha^n \exp(-a\alpha) d\alpha = n! a^{-(n+1)} \quad (\text{B-5})$$

を用いた⁽⁷⁹⁾。

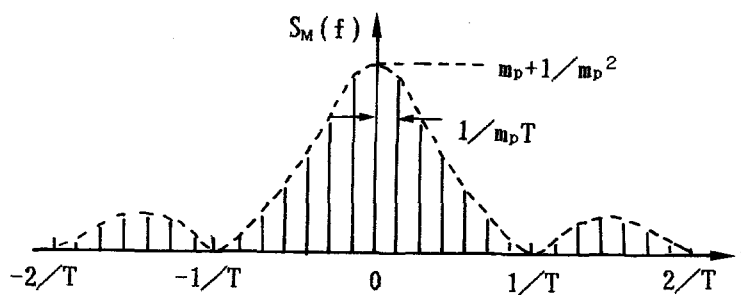
付録 C

拡散信号には、多くの符号が提案されている。ここでは一例として、それらの中でも基本的なM系列を用いた拡散符号を考える。

図C-1は周期 m_p 、各ディジット幅 T とし、M系列の0, 1に対してそれぞれ-1, 1を割り当てて作った拡散信号の自己相関関数 $R_M(\tau)$ である。またこの電力密度スペクトルは図C-2に示すようなインパルス列となる。しかしながら、実際には $m_p T$ が一次信号の帯域幅と同程度以下ならば、ほぼ連続スペクトルとみなせる。この場合、拡散信号の自己相関関数 $R_{PN}(\tau)$ は、式(3-16)で表すことができる。



図C-1 M系列を用いた拡散信号の自己相関関数



図C-2 M系列を用いた拡散信号の電力密度スペクトル

付録 D

式 (3-11) を用いて、基本波成分フィルタ以前での非線形増幅器出力 $z(t)$ の各次高調波成分電力を求め表 D-1 に、また高調波成分も考慮した DU 比を表 D-2 に示す。これらより明らかなように高調波成分も考慮すると出力特性は非線形性の増大に伴って劣化する。従って、AM/PM 変換の度合いが大きいときに AM/AM 変換の度合いが大きくなるにつれて特性が向上するのは、AM/AM 変換により不要成分電力が高調波領域に分配されることによる基本波成分帯域での特性改善が、基本波成分内に生じる不要成分電力の増分を上回るためであると考えられる。

表 D-1 基本波成分電力で規格化した
各高次高調波成分電力

	L = 0	L = 5
基本波	1	1
3 次	1.100×10^{-1}	6.168×10^{-5}
5 次	3.921×10^{-2}	1.027×10^{-8}
7 次	1.980×10^{-2}	2.262×10^{-12}
9 次	1.186×10^{-2}	5.699×10^{-16}
11 次	7.861×10^{-3}	1.553×10^{-19}
13 次	5.573×10^{-3}	4.459×10^{-23}
15 次	4.144×10^{-3}	1.328×10^{-26}
17 次	3.194×10^{-3}	4.065×10^{-30}

但し、偶数次高調波の電力は零
k の値には無関係

表D-2 高調波を考慮したDU比

k	L	考慮した 高調波	DU比 (dB)
0	0	基本波 のみ	5.7346
	5		37.3283
0	0	11次まで	2.9571
	5		36.0784
0.5	0	基本波 のみ	-4.1223
	5		-4.6606
	0	3次まで	-4.7390
0.5	0	11次まで	-5.1322
	5		-4.6609