

研 究

Ⅲ-5 適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去方式

三瓶 政一^{*1} 木下 則人^{*2}

(1990年7月20日受理)

Ⅲ-5 A METHOD FOR REJECTING ADJACENT CHANNEL INTERFERENCE
USING AN ADAPTIVE EQUALIZER

By

Seiichi SAMPEI and Norihito KINOSHITA

1. ま え が き

高度な情報通信が必要とされる現代では、陸上移動通信においても利便性が高く、また、音声情報とデータとの統合や時分割多重方式が可能であるディジタル方式の開発が進められている。陸上移動通信は、他の通信に比べてユーザが多いため、ディジタル方式の開発においても、周波数の有効利用を図り、なるべく多くのチャネルを確保する必要がある。

ディジタル陸上移動通信における周波数有効利用技術としては、GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)⁽¹⁾ のような狭帯域を図る変調方式が多く検討されているが、更に周波数の有効利用を図るためには、隣接チャネル干渉波を除去する技術を開発する必要がある。しかし、陸上移動通信は、地上マイクロ波回線のように一定の場所における通信ではない(伝送路特性が予測できない)ため、地上マイクロ波回線に用いられた従来の方法⁽²⁾ をそのまま適用することはできない。

雑音によってひずんでいる信号から希望の信号を効率よく抽出する方法の1つにウィーナーフィルタ⁽³⁾ がある。このウィーナーフィルタは、信号対雑音電力比を最大にすると同時に符号間干渉と隣接チャネル干渉を共に除去できる可能性があるが、時不変のフィルタであるため、伝送路の特性が未知であり、また、その特性の変動が激しい陸上移動通信においては、大きな効果を期待することはできない。しかし、このウィーナーフィルタを

適応等化器を用いて構成することにより、伝送路の変動に追従できるフィルタとすることができると考えられる。

一方、適応等化器を用いて干渉波を除去する方法は、CW波干渉の除去については報告されている⁽⁴⁾ が、ある周波数離れている変調波、すなわち隣接チャネル干渉波の除去については報告されていない。

そこで適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去技術の有効性を確かめ、その設計方式を確立させるために計算機シミュレーションを行った。なお、適応等化器は、トランスバーサルフィルタを用いて構成した。また、ここでは隣接チャネル干渉波除去方式の基礎検討を目的としているため、シミュレーションは全て静特性条件下で行った。

本論文では、まず、等化器基本特性やパラメータの決定方法を検討するため、BPSK (Binary Phase Shift Keying) で検討する。次に、他の変調方式への応用として、QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 及び GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying) への適用結果について検討する。その結果、信号電力対自乗平均ひずみ特性で約 15 dB の改善ができ、適応等化器による隣接チャネル干渉波の除去効果の有効性が確認できた。

2. 適応等化器による干渉波除去

2.1 ウィーナーフィルタと適応等化器の関係

最初にウィーナーフィルタと適応等化器を比較することによって、ウィーナーフィルタがどのように適応等化器で実現されるかについて示す。第1表にウィーナーフィ

^{*1} 通信技術部 通信方式研究室^{*2} 元研修生(中央大学)現(株)松下通信工業

第1表 ウィナーフィルタと適応等化器の比較

	ウィナーフィルタ	適応等化器
希望信号	$s(t)$	$s(kT_p)$
ひずみ成分	$d(t)$	$d(kT_p)$
入力信号	$y(t) = s(t) + d(t)$	$y(kT_p) = s(kT_p) + d(kT_p)$ (T_p : サンプル間隔)
フィルタ特性	$c(t), -\infty < t < \infty$	$c_i, -N_1 < i < N_1$
フィルタ出力	$\hat{s}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(t) y(t-\tau) d\tau$	$\hat{s}(kT_s) = \sum_{i=-N_1}^{N_1} c_i y(kT_s - iT_p)$
フィルタ特性の決定法	$E s(t) - y(t) ^2$ が最小となるように決定される ($E[\cdot]$ はアンサンブル平均を示す). 平均化は, $-\infty < t < \infty$ で行う.	$t = nT$ (T : 1シンボル長) において $\sum_{k=0}^n \lambda^{n-k} s(kT) - y(kT) ^2$ が最小となるように決定される.

ルタと適応等化器の条件及び特性を示す。

ウィーナーフィルタは、アナログ系の信号とひずみの混在した定常入力に対し、フィルタ出力と希望信号との自乗平均誤差が最小になるように制御することによって、最適な周波数特性を得るフィルタである。この自乗平均誤差を最小にするという基準は、ひずみ成分を最小に抑えることと等価であり、このひずみの原因が隣接チャネル干渉波及び符号間干渉である場合においても最適な周波数特性を持つフィルタを構成し、それら干渉波成分を除去できると考えられる。また、この考え方は、デジタル系の場合においても同様に適用できる。

一方、適応等化器は、トランスバーサルフィルタのタップ係数を調整することにより様々な周波数特性が得られる、周波数特性可変フィルタと見ることができる。したがって、適応等化器において、フィルタ出力と希望信号との自乗平均誤差が逐次最小になるように制御することにより、離散的なウィーナーフィルタを構成することができ、ひずみ成分（干渉波）を除去できると考えられる。ただし、適応等化器においては、ハードウェア規模の縮小、時変伝送路特性の対応等のため、ウィーナーフィルタと、以下の点が異なる。

まず、ウィーナーフィルタの出力は、 $-\infty$ から ∞ の入力信号から求められるが、実際には、入力信号のインパルス応答は有限である。そこで、適応等化器では、トランスバーサルフィルタにより、有限の入力信号系列を合成し、出力を得ている。

また、ウィーナーフィルタのフィルタ特性は、 $-\infty < T < \infty$ における自乗誤差のアンサンブル平均が最小となるように決定される。しかし時変伝送路においては、フィルタ特性を、伝送路特性が十分定常と見なせるぐらいに短い時間長において決定する必要がある。そこで、適応等化器においては、第1表に示すように、 $t = nT$ にお

けるフィルタ特性は、 $t = nT$ までの誤差の自乗値の累積が最小となるように決定される。また、時変伝送路における平均化の時間長を可変とするため、忘却係数 λ ($0 < \lambda \leq 1$) を導入し、過去の自乗誤差の寄与を小さくすることにより、平均化する時間長を短くしている⁽⁵⁾。この場合、 λ が小さいほど過去の自乗誤差の寄与が小さくなるので、変動の激しい伝送路へ追従できるようになる。ただしその場合、平均化するデータ数が少なくなるので、雑音の影響を受けやすくなる。なお、ここでは、伝送路特性が時間的には変動しない静特性条件下を検討するため、雑音の影響が最も少ない $\lambda = 1$ とする。

更に、適応等化器は、データサンプル点においてのみウィーナーフィルタを構成するが、デジタル通信においては、データサンプル点のみから情報を抽出することができるので問題ない。

このように、適応等化器は随時フィルタ特性を調整するため、 D/U （希望波対干渉波電力比）、 S/N （信号対雑音電力比）等が未知の場合においても常にウィーナーフィルタを構成することが可能となる。

2.2 適応等化器の構成

適応等化器は、第1図のように $2N_1+1$ 個のタップを持つトランスバーサルフィルタによって構成されている。 $t = nT$ (T : 1シンボル時間長) におけるタップ係数ベクトルを

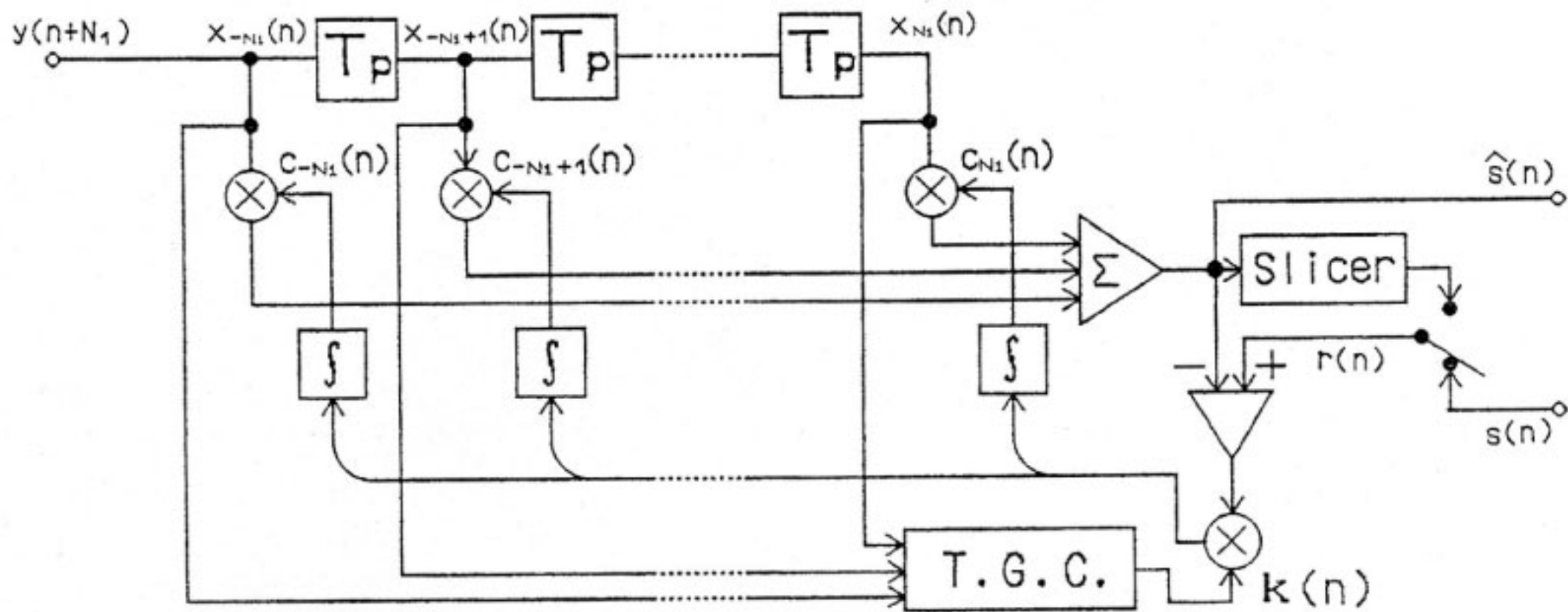
$$\mathbf{c}(n) = [c_{-N_1}(n), c_{-N_1+1}(n), \dots, c_0(n), \dots, c_{N_1}(n)]^T \quad \dots\dots(1)$$

($\mathbf{c}^T$ は $\mathbf{c}$ の転置ベクトルを示す)

タップデータベクトルを

$$\mathbf{x}(n) = [x_{-N_1}(n), x_{-N_1+1}(n), \dots, x_0(n), \dots, x_{N_1}(n)]^T \quad \dots\dots(2)$$

とする。ここで、等化器入力データ $y(n)$ とタップデータの関係は、



T.G.C.: Tap Gain Controller

第1図 適応等化器の構成図

$$x_m(n) = y(n-m) \quad \text{.....(3)}$$

等化器の遅延線の遅延時間 T_p は,

$$T_p = T/N$$

N : 1シンボル当たりのタップ数

.....(4)

とする。また、タップ係数の更新は T 秒ごとに行う。このように、1シンボル当たりタップ数を複数化すると、サンプリング定理により、等化できる周波数帯域が広がり、1シンボル当たり1タップの場合に比べ、干渉波を除去する能力が高まる。

したがって、 $t = nT$ における等化出力 $\hat{s}(n)$ は、

$$\hat{s}(n) = \hat{s}_I(n) + j \cdot \hat{s}_Q(n) = \mathbf{c}^T(n-1) \mathbf{x}(n) \quad \text{.....(5)}$$

となる。

タップ係数の推定は、線形推定においては最も収束特性の良いカルマンアルゴリズム⁽⁶⁾⁽⁷⁾を用いて行う。その更新アルゴリズムは、次式で与えられる。

(1) タップ係数更新式

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{c}(n-1) + \mathbf{k}(n)e(n) \quad \text{.....(6)}$$

$$e(n) = r(n) - \hat{s}(n) \quad \text{.....(7)}$$

($r(n)$: 参照信号)

(2) カルマンゲイン ($\mathbf{k}(n)$)

$$\mathbf{k}(n) = \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}^*(n) (\mathbf{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \mathbf{x}^*(n) + R)^{-1} \quad \text{.....(8)}$$

(3) 推定誤差共分散行列 ($\mathbf{P}(n)$)

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(n-1) - \mathbf{k}(n) \mathbf{x}^*(n-1) \mathbf{P}(n-1) \quad \text{.....(9)}$$

(4) 初期条件

$$\mathbf{c}(0) = \begin{cases} c_k(0) = 1 (k=0) \\ c_k(0) = 0 (k = -N_1, N_1+1, \dots, -1, 1, \dots, N_1) \end{cases} \quad \text{.....(10)}$$

$$\mathbf{P}(0) = 0.1 \mathbf{I} \quad (\mathbf{I}: \text{単位行列}) \quad \text{.....(11)}$$

$$R = 0.00005 \quad \text{.....(12)}$$

R は、雑音の分散であり、等化器特性が安定する値とした。ここで、受信データ系列は未知であるので、 $r(n)$ としては、等化出力 $\hat{s}(n)$ の判定値を用いる。

BPSK や QPSK の場合、 $\hat{s}(n)$ の判定値は以下のよう求める⁽⁸⁾。

$$r(n) = r_I(n) + j \cdot r_Q(n) = \text{sgn}(\hat{s}_I(n)) + j \cdot \text{sgn}(\hat{s}_Q(n)) \quad \text{.....(13)}$$

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1; x \geq 0 \\ -1; x < 0 \end{cases} \quad \text{.....(14)}$$

一方 GMSK の場合には、同相及び直交チャネルのデータ判定点の周期は $2T$ であり、かつ両者の判定タイミングは T だけずれている。そこで、 $r(n)$ 及び $e(n)$ は以下のように計算する。

(1) 同相チャネル判定タイミング時

$$r_I(t) = \text{sgn}(\hat{s}_I(n)) \quad \text{.....(15-1)}$$

$$r_Q(t) = 0 \quad \text{.....(15-2)}$$

$$e_I(t) = r_I(n) - \hat{s}(n) \quad \text{.....(16-1)}$$

$$e_Q(n) = 0 \quad \text{.....(16-2)}$$

(2) 直交チャネル判定タイミング時

$$r_I(t) = 0 \quad \text{.....(17-1)}$$

$$r_Q(t) = \text{sgn}(\hat{s}(n)) \quad \text{.....(17-2)}$$

$$e_I(t) = 0 \quad \text{.....(18-1)}$$

$$e_Q(n) = r_Q(n) - \hat{s}(n) \quad \text{.....(18-2)}$$

これは、同相チャネル判定タイミングの時にはタップ利得は $E[e_I^2(t)]$ が、また、直交チャネル判定タイミングの時には $E[e_Q^2(t)]$ が最小となるようにタップ利得を制御していることに相当する。

また、信号が干渉や雑音で非常にひずんでいる場合、 $\hat{s}(n)$ の判定値には判定誤りが多く含まれるため、初期

引き込みが遅くなる。通常、初期引き込みを高速化するため、既知のデータ系列（プリアンブル）をデータ系列に先だって送信している。また、伝送路特性が時間と共に変動する場合には、プリアンブルを周期的にデータ系列に挿入するフレーム構成をとる。

3. シミュレーション実験の構成及びパラメータ

今回、基礎検討を目的としているので、第2図に示す等価低域系シミュレーションモデルで検討を行う。隣接チャネル干渉波は説明の簡単のため、希望波より高い周波数側に1チャネルのみ存在するものとし、各パラメータは第2表に示すように設定する。

以上のような設定においてシミュレーションを行い、適応等化器の各パラメータの最適化を行う。第2図のモデルにおいて等化特性を左右するパラメータは、

- (1) 等化（推定）に用いるデータのシンボル数 (S)
- (2) 等化器内の1シンボル当たりのタップ数 (N)
- (3) 送受信フィルタの3dB帯域幅 (W)

である。

S は、等化器の分解能と送受信フィルタによる符号間干渉の除去に関係するパラメータである。符号間干渉は、送受信フィルタの形状に大きく左右される。この符号間干渉は等化（推定）に用いるデータのシンボル数を多くすることにより、完全に除去できる。しかし、必要

以上に多くするとアルゴリズムは複雑になる。今回のように送受信フィルタがガウス型フィルタの場合、 $W = 0.6/T$ における符号間干渉は、前後約2シンボルに及ぶ。そのため、等化器によってその符号間干渉を除去するには、 S を5シンボル以上にする必要がある。 W がこれより広い場合には、必要となる入力データシンボル数は少なく済む。しかし、ここではすべての場合において、符号間干渉を完全に除去するため、等化器は中央1シンボルとその前後3シンボル、合計7シンボルの入力データからその中心シンボルを推定する。なお、GMSK の場合には、 S を7以上にするると等化器動作が不安定となる。したがって、GMSK の場合のみ、 $S = 5$ とした。

N は、等化する周波数帯域を決めるパラメータで、1シンボル当たりのタップ数を多くするに従い、広帯域の等化が可能になる。しかし、同時にアルゴリズムも複雑になり、タップ係数更新のための演算量も多くなる。

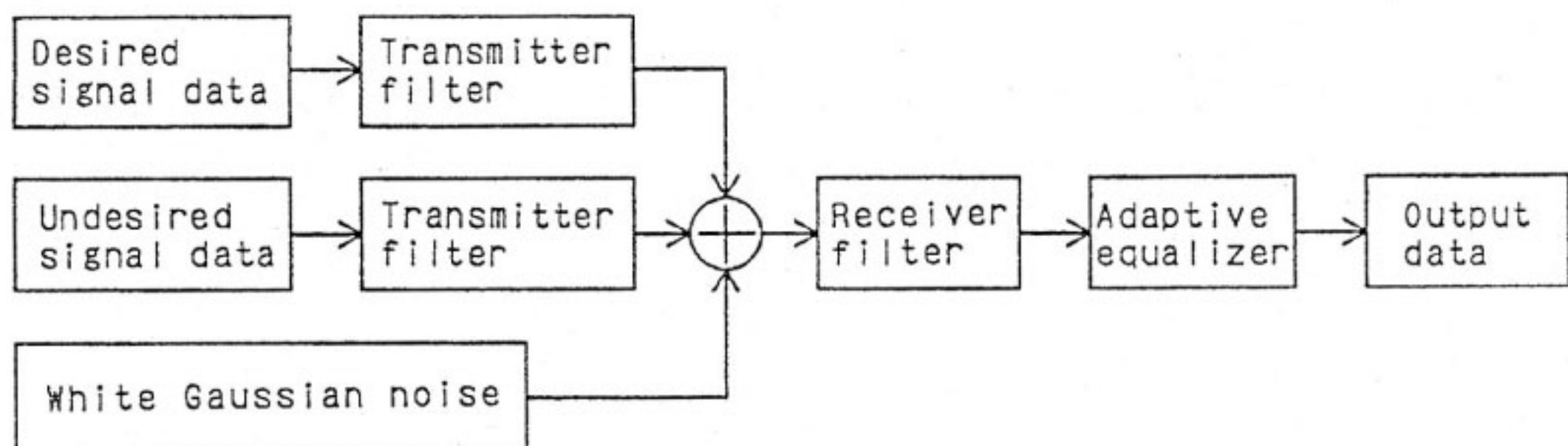
W を狭くすると、他のチャネルへの干渉が少なくなると同時に、他のチャネルなどからの干渉を多く除去できる。しかし、その反面、符号間干渉が増大するという欠点がある。

N 及び W の最適値は、隣接チャネル間隔 (Δf) に応じて決定される。

そこで本論文では、これらパラメータの設定方法を確立するため、まず、変調方式をBPSKとし、 N 、 Δf 及び W の関係について検討し、その後、変調方式をQPSK及びGMSKとした場合の特性について検討する。また、今回は、クロック及びキャリアは、完全に再生できるものとする。また等化特性の評価は、等化特性が十分安定した点における信号電力対自乗平均ひずみ比で行う。ただし、BPSK及びQPSKの場合、 $W \leq 0.5/T$ 、GMSKの場合 $W \leq 0.4/T$ となると、復調後のEYEが閉じ、実際のハードウェアにおいてはクロックや搬送波再生が困難になる。そこで本論文においては、BPSK及びQPSKの場合、 $0.6/T \leq W \leq$

第2表 シミュレーションのパラメータ

デ タ		希望波：9段M系列 干渉波：11段M系列
変 調 方 式		BPSK, QPSK, GMSK
送 受 信 フィルタ	形 状	ガウス
	帯域幅	BPSK } $0.6/T \sim 1.1/T$ QPSK } GMSK } $0.4/T \sim 1.1/T$
E_b/N_0		20 dB



第2図 等価低域系シミュレーションモデル

$1.1/T$, GMSK の場合 $0.4/T \leq W \leq 1.1T$ とし, $0.1/T$ 刻みで検討を行った.

4. シミュレーション結果

4.1 干渉波除去の効果

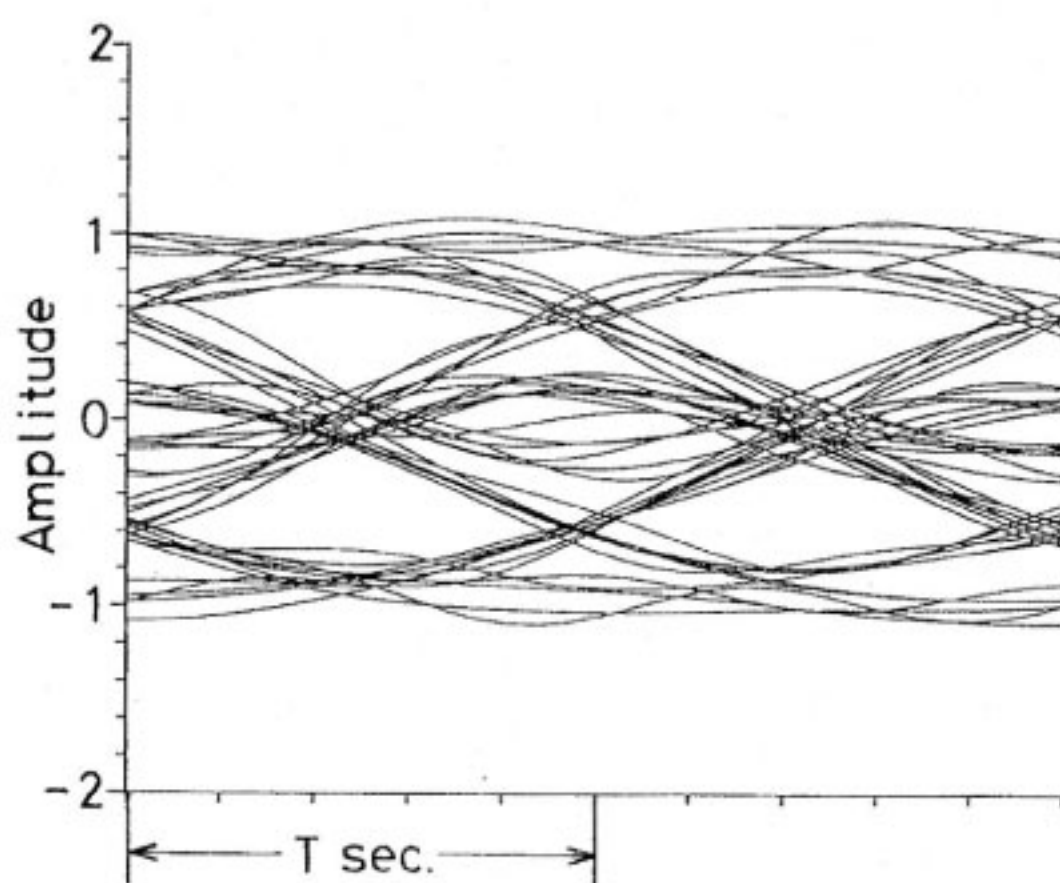
第3図に, 適応等化器による隣接チャネル干渉波除去の例として, 変調方式は BPSK, $\Delta f = 1.56/T$, $W = 0.6/T$, $D/U = -30$ dB における (a) 等化前及び (b) 等化後 ($N = 3$) の EYE パターンを示す. 等化前では, 隣接チャネル干渉と送受信フィルタによる符号間干渉の影響によって, ほとんど EYE が開いていない. しかし, 等化後はそれら干渉が抑圧され, EYE は十分開いてい

る.

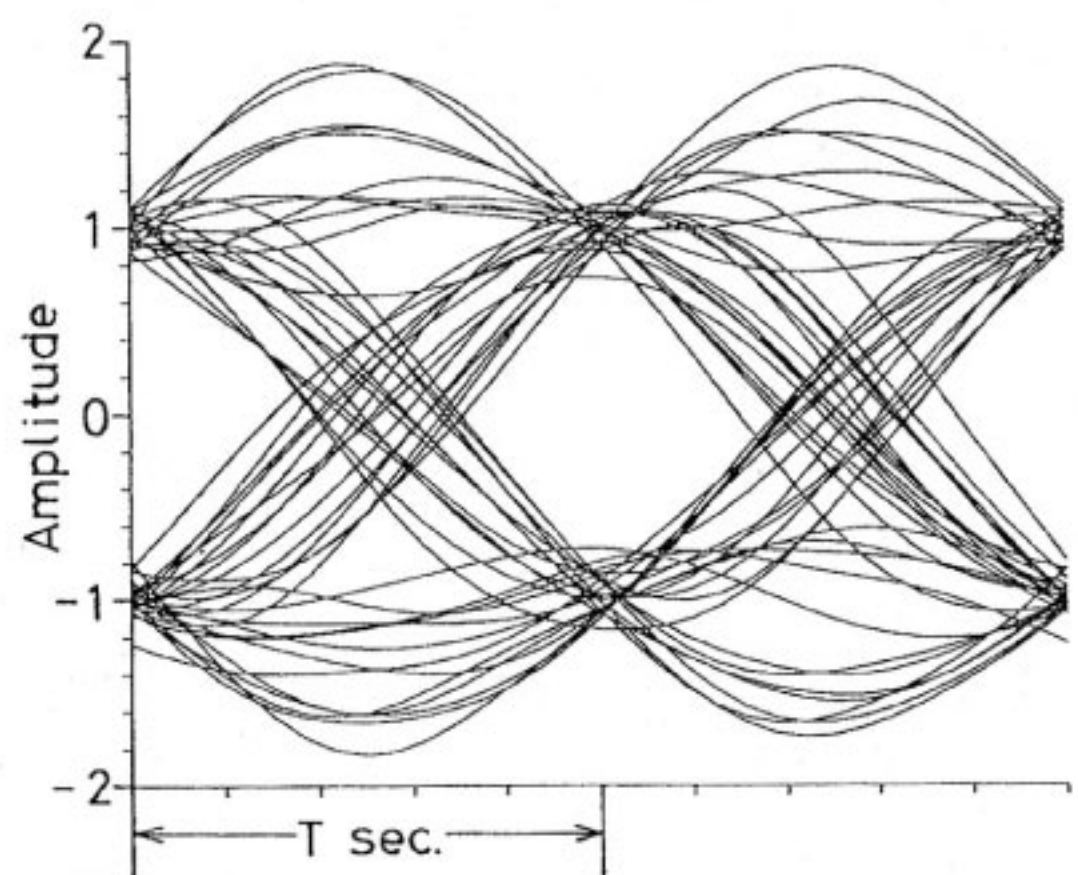
ここで, 計算機シミュレーションを行う上で注意すべき点がある. 等化前の EYE が第3図(a)より閉じると, 実際の通信システムにおいては, キャリア及びクロックの再生が困難になり, 等化器の前段にある復調器の正常動作が保証されない. このような状態では, いくら計算機シミュレーションにおいてよい結果が得られたとしても無意味となる. したがって, 今回はキャリア及びクロックが完全に再生できる (等化前の EYE が開いている) 状態でのみ, 等化特性の検討を行う.

4.2 タップ間隔による等化特性の変化

第4図に $\Delta f = 1.56/T$, (a) $W = 1/T$, (b) $W = 0.6/T$



(a)

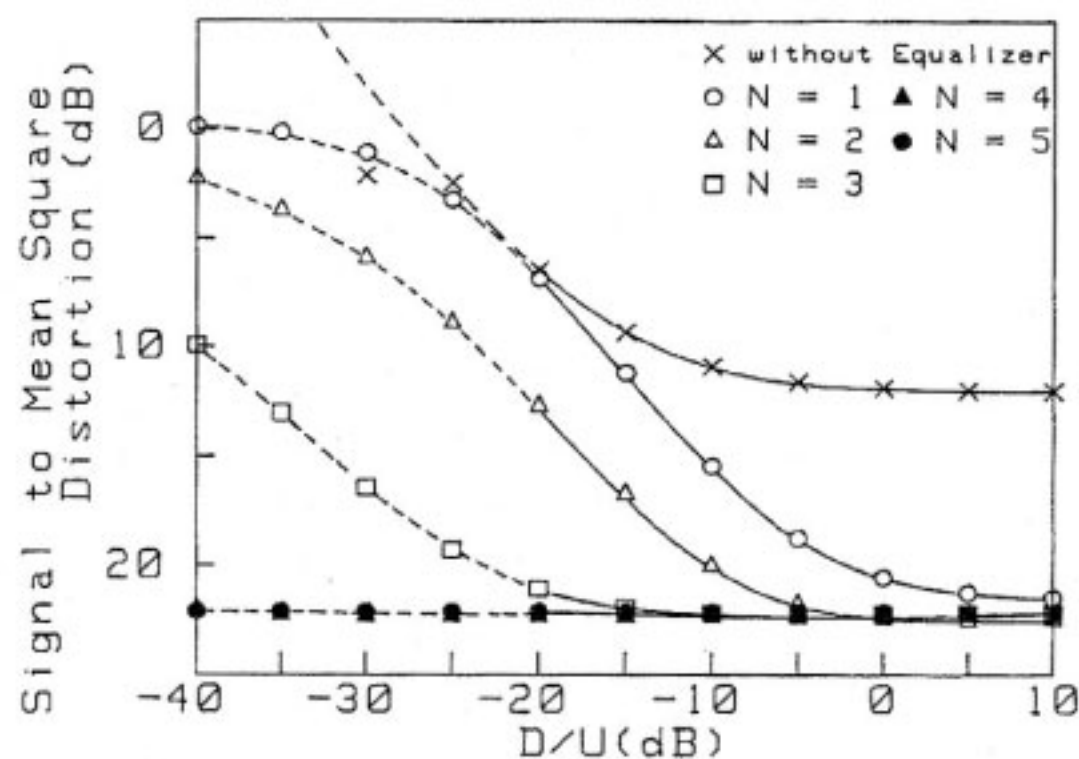


(b)

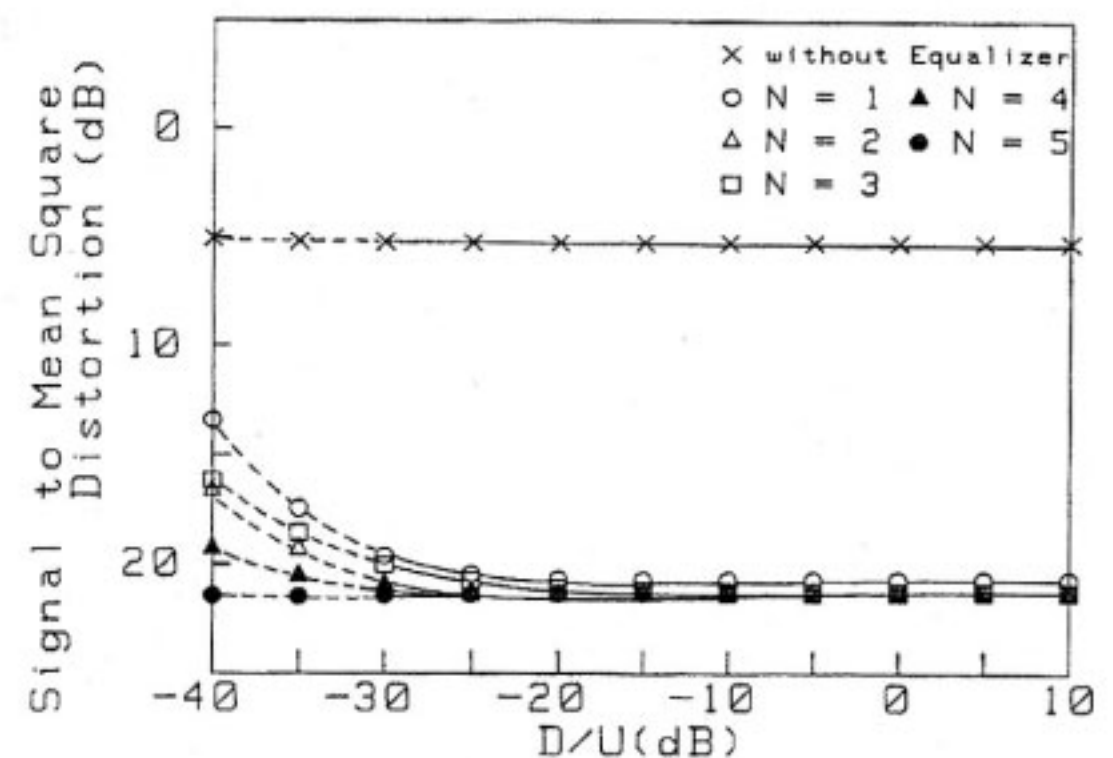
第3図 等化後の EYE パターン

$D/U = -30$ dB, $\Delta f \cdot T = 1.56$, $W \cdot T = 0.6$

(a) 等化前 (b) 等化後



(a)



(b)

第4図 N をパラメータとした場合の D/U に対する信号電力

対自乗平均ひずみ特性

(a) $W \cdot T = 1.0$ (b) $W \cdot T = 0.6$

において N をパラメータとした場合の、 D/U に対する信号電力対自乗平均ひずみ特性と等化しない場合の信号電力対自乗平均ひずみ特性を示す。第4図における破線部は、等化前の EYE が閉じている場合を示し、等化器前段にある復調部の正常動作が保証されていないことを示す。また、これ以後の等化特性を示す図の破線部は同様のことを示し、破線部における検討は行わない。

第4図より次のことが考察できる。

第4図(a)における等化前の信号電力対自乗平均ひずみ比は、 D/U が小さくなるに従い大きくなる。これは、隣接チャネル干渉が大きい場合、受信フィルタだけではその影響を除去しきれないことを示している。また、等化後の信号電力対自乗平均ひずみ比は N に依存し、 N が大きくなるほど小さくなることから分かる。また、 D/U が小さくなるに従い、この傾向は顕著になる。

一方、第4図(b)における等化前の信号電力対自乗平均ひずみ比は、 D/U に関係なくほぼ同じ値である。これは受信フィルタの帯域幅が狭いため、符号間干渉が非常に大きい反面、等化器の前において既に隣接チャネル干渉をある程度抑圧できていることを示している。また、 $W = 1/T$ の場合に比べ、隣接チャネル干渉を抑圧できているため、等化前の EYE が閉じる D/U が小さくなっている。しかし、 $D/U \leq -25$ dB になると、第4図(a)と同様に N によって等化特性に差が現れる。これは、等化前においては、符号間干渉が隣接チャネル干渉より大きく、隣接チャネル干渉の影響が信号電力対自乗平均ひずみ比に現れてこなかったが、等化することによって符号間干渉が抑制され、隣接チャネル干渉波の影響が顕著に現れるようになったためと考えられる。

同様の傾向が他の W においても現れており、 W が狭くなるに従い、 N による等化特性の差が現れる D/U は小さくなり、 N による等化特性の差も小さくなる。

ここで、 N を最適化する上での問題として、 N を大きくするに従い等化アルゴリズムが複雑になり、それに必要とされる計算量が増加するということが考えられる。このことを考慮すると N はできるだけ少ない方が良く、第4図の結果から、 $\Delta f = 1.56/T$ の場合 (Δf がある程度広い場合) は、 $W = 0.6/T$ で、 N を1とすれば良いことが分かる。しかし、 $N=1$ はクロックジッタに弱いという報告⁽⁹⁾ もあり、この点を考慮すると、マージンを取って N を2、又は3とする方がより良いと考えられる。

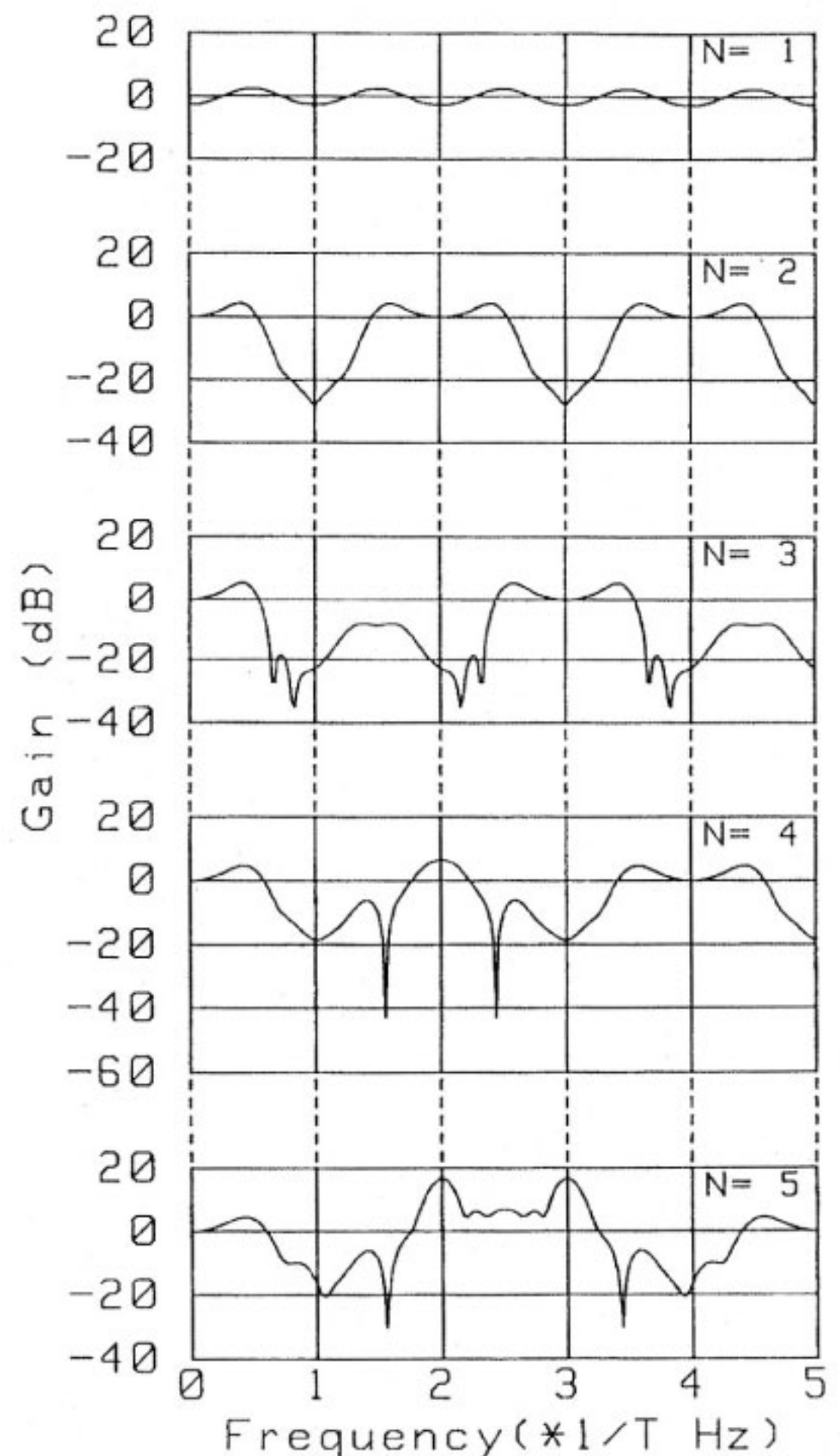
次の節では、 N によって等化特性に差が現れる原因について詳細に検討するため、等化器の周波数特性の検討を行う。

4.3 等化器の周波数特性

$\Delta f = 1.56/T$, $W = 1/T$, $D/U = -20$ dB における各 N に対する等化器の周波数特性を第5図に示す。ただし、この周波数特性は、等化特性が十分安定している場合のものである。図の横軸は周波数 (f)、縦軸は利得である。

各 N における周波数特性は、 $N/2T$ の周期で繰り返されている。これはサンプリング定理により説明される。したがって、 N が大きくなるほど等化器によって補償できる周波数帯域が広くなり、より広帯域での等化が可能となる。したがって、第5図の中で最も適当な周波数特性が得られると思われる $N=5$ の場合を検討すると次のようなことが分かる。

- (1) $0 \leq f \leq 0.7/T$ の領域における周波数特性は、肩上がり特性を示している。これは、隣接チャネル干渉が



第5図 適応等化器の周波数特性

$\Delta f \cdot T = 1.56$, $D/U = -20$ dB, $W \cdot T = 1.0$

存在しない場合と同じ特性になっており、送受信フィルタの W を狭くしていくに従いこの周波数特性が更に持ち上がる。この特性と送受信フィルタ（ガウス型）の特性を乗積するとロールオフフィルタに近い特性となる。したがって、この領域では、主に符号間干渉を除去していると考えられる。

- (2) $0.7/T \leq f \leq 1.3/T$ の領域においては減衰特性を示しており、この領域は隣接チャネル干渉を除去することに寄与していると考えられる。これは隣接チャネル干渉が受信フィルタによって抑圧された結果、等化器の入力信号に含まれる干渉波のスペクトルのピークが、 $f = 1/T$ 近傍に存在するようになったためと考えられる。
- (3) $1.3/T \leq f \leq 1.7/T$ の領域においても減衰特性を示している。これは受信フィルタによって抑圧できなかった隣接チャネル干渉波のスペクトルの中心を除去することに寄与していると考えられる。そのため、隣接チャネル干渉が、受信フィルタによって十分に抑圧されている場合 (D/U が大きい場合) は、この領域の等化は必要ない。なお、 $f = 1.5/T$ 付近において、特に大きな減衰特性を示しているが、これは、単に隣接チャネル干渉の抑圧だけが目的ではなく、他の領域の周波数特性を最適にするため、このように大きな減衰特性を示していると考えられる。
- (4) $1.7/T \leq f \leq 2.5/T$ の領域においては、増幅特性を示している。この領域においては、隣接チャネル干渉波及び雑音は受信フィルタによって、十分抑圧され存在しない。したがって、この領域における周波数特性も、他の領域の周波数特性を最適にするために、このような形になると考えられる。

以上のことより、 $N = 5$ とすれば、適応等化器によって隣接チャネル干渉波を十分除去できることが分かる。

第4図(a)に示されている等化特性のように、 D/U が小さくなるにしたがって N による等化特性に差が現れる。この原因は、 $N = 1$ の場合では(1)の一部の領域、 $N = 2$ の場合では(1)及び(2)の一部の領域、 $N = 3$ の場合では(1)(2)及び(3)の一部の領域においてのみしか、最適な周波数特性を得ることができないためである。 $N = 4$ の場合において、 $N = 5$ とほぼ同特性を示しているのは、(1)~(3)の領域に対し最適な周波数特性を得ることができるためである。また第4図(a)の実線部 ($D/U \geq -20$ dB) においては、(3)の領域の干渉波成分が比較的小さいため、 $N = 3$ の場合においても良い結果が得られていると考えられる。

第4図(b)のように受信フィルタの帯域が狭く、隣接チャネル干渉が大きく抑圧されている場合は、(2)(3)の領域の

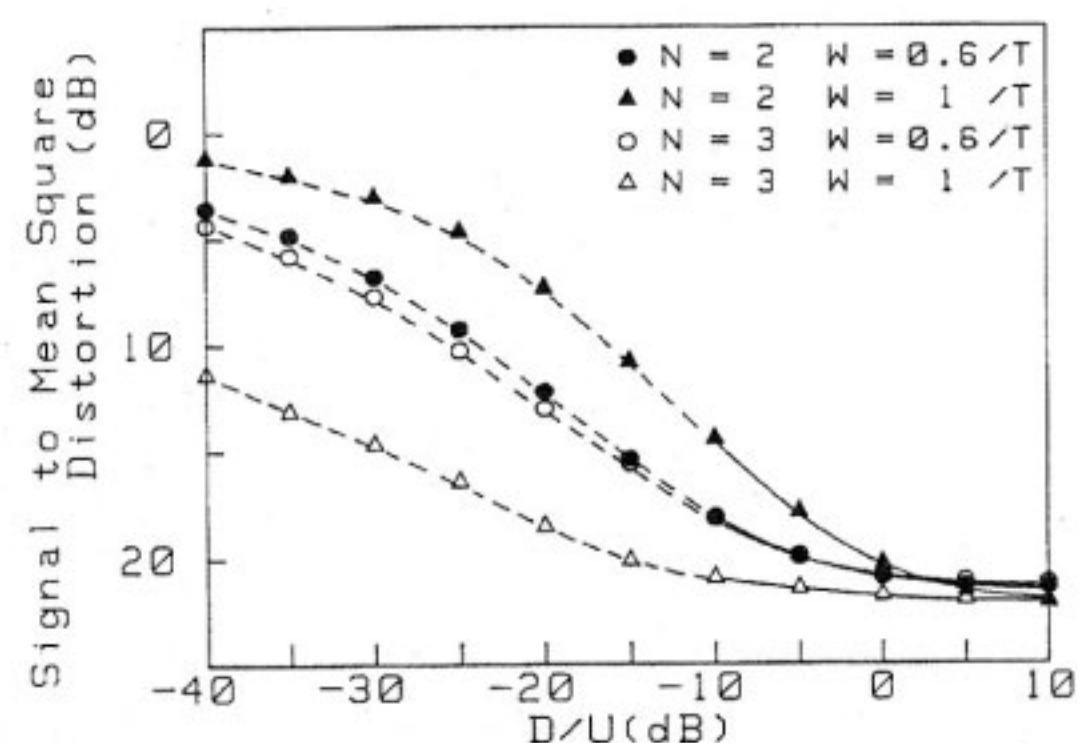
干渉波成分は小さいので、(1)の領域における符号間干渉のみを抑圧すればよい。したがって、 N による等化特性の差はあまり現れない。

以上のことより、 N による等化特性の差の原因が説明でき、この事を等化器のパラメータ設定の目安とすることができる。

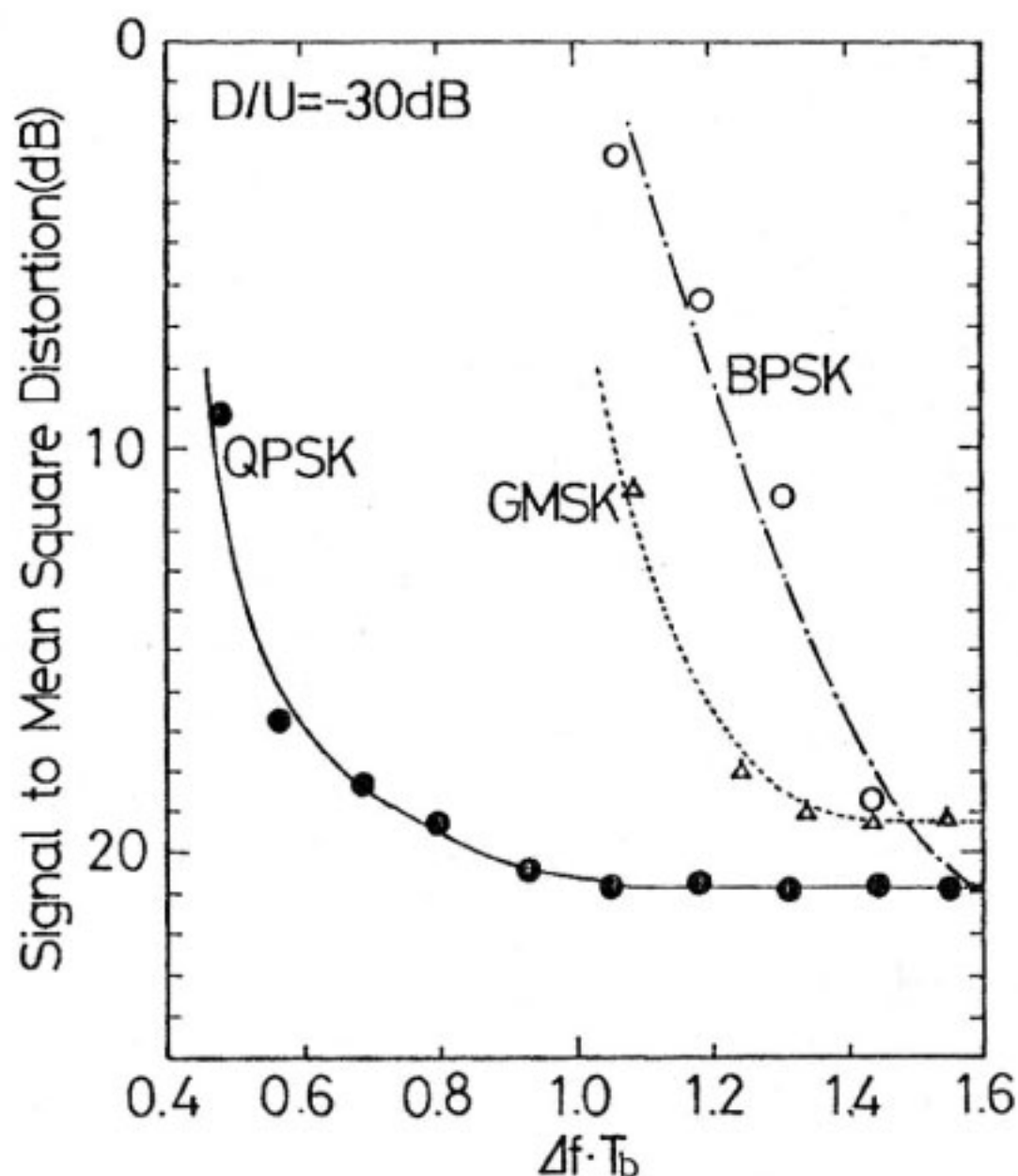
次に周波数の有効利用を図るため、隣接チャネル間隔を狭めた場合の検討を行う。

4.4 隣接チャネル間隔 (Δf) と送受信フィルタの 3 dB 帯域幅 (W) による等化特性の変化

周波数の有効利用を図るには、隣接チャネル間隔を狭める必要がある。しかし、隣接チャネル間隔を狭めると、それに従い、隣接チャネル干渉が増大する。したがって、この干渉を、受信フィルタと等化器によって、効率良く除去する必要がある。受信フィルタの W は、前述したように狭くすればするほど隣接チャネル干渉波の抑圧効果が高くなるが、その反面符号間干渉が増大する。4.3節に示したように、等化器において符号間干渉の除去と隣接チャネル干渉の除去が個別に対応できる場合には、等化前の EYE が符号間干渉のみで閉じない程度に W を狭くし、受信フィルタによって、隣接チャネル干渉をより大きく抑圧した方が、等化器の負担が軽くなり、良い結果が得られる。また、この方が等化器の N も少なく済み (第4図参照)、等化器のタップ係数更新に必要な計算量が少なくなる。ここで、第6図に $\Delta f = 1.19/T$ における $W = 0.6/T$, $1/T$, 及び、 $N = 2, 3$ の各々の場合の D/U に対する信号電力対自乗平均ひずみ特性を示す。この図に示されるように Δf がある程度狭くなる場合では、EYE の閉じる D/U は W に依存しなくなる。これは隣接チャネル干渉の存在する位置が希望波に近くなり過ぎ、 W を狭くした受信フィルタによっても隣接チャネル干渉のスペクトルの中心を



第6図 D/U に対する信号電力対自乗平均ひずみ特性
 $\Delta f \cdot T = 1.19$



第8図 各変調方式の $\Delta f \cdot T_b$ に対する自乗平均ひずみ特性
 $D/U = -30$ dB

Δf は1ビット長 T_b で規格化している。

BPSK と QPSK を比較すると、QPSK は、BPSK のほぼ1/2のチャンネル間隔で同等の特性が得られており、かつ、 Δf が十分大きい場合の信号電力対自乗平均ひずみ比もほぼ同じ値となっている。同一情報を伝送する場合、QPSK の帯域は BPSK の1/2であることを考えると、BPSK 及び QPSK における等化器の干渉波除去能力は、ほぼ等しいことがわかる。

一方、GMSK の場合は、BPSK の約85%のチャンネル間隔で同等の特性が得られている。これは、GMSK の方がBPSK よりスペクトルの集中性が良いためである。

6. む す び

本論文では、周波数の有効利用を図るため、隣接チャンネル干渉波を除去する方法として、適応等化器を用いる方法を提案した。その結果、1シンボル当たりのタップ数 (N) を複数化することによって、等化できる周波数帯域を広くした適応等化器が、隣接チャンネル干渉波除去に大変有効であることが分かった。 N は隣接チャンネル干渉の存在する位置と送受信フィルタの帯域幅によって決まり、次のようなことが分かった。

- (1) 適応等化器の N はハードウェア的に許される限り多くした方が良く、クロックジッタを考慮する場合は複数とした方が良い。しかし、受信信号からクロック

が再生できる状態では、 N を4より多くしても隣接チャンネル干渉除去能力が向上することはない。

- (2) 隣接チャンネル間隔 Δf が比較的広い場合は、送受信フィルタによって隣接チャンネル干渉を抑圧し、それによって生じた符号間干渉を適応等化器を用いて除去した方が良い。
- (3) Δf が狭い場合は、送受信フィルタを帯域幅を狭くせず、符号間干渉の発生をできるだけ抑え、適応等化器の N を3以上とした適応等化器によって、隣接チャンネル干渉を除去した方が良い。
- (4) 本方式は、QPSK や GMSK にも適用可能であり、BPSK 同様のパラメータの最適化を行うことにより、干渉波除去効果がある。

今回、適応等化器のアルゴリズムに用いたカルマンアルゴリズムは収束特性は良いが、計算量が非常に多いという欠点がある。そのため、現在のハードウェアの処理能力ではリアルタイムにおける実現は困難である。しかし、等化アルゴリズムに最急降下法などを用いれば、実現可能になると考えられる。ただし、等化器のパラメータの傾向は、今回の結果と多少異なり、等化特性も多少劣化すると考えられる。今後、フェージング下における適用などを検討する必要がある。

謝 辞

本研究において御指導、御討論いただいた、横山総合通信部長、笹岡通信方式研究室長、神尾技官、大鐘技官に感謝いたします。

参 考 文 献

- (1) K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for Mobile Radio Telephony", IEEE Trans. Commun., COM-29, 7, pp.1044-1050, July 1981.
- (2) T. Kaitsuka and T. Inoue, "Interference Cancellation System for Satellite Communication Earth Station", IEEE Trans. Commun., COM-32, 7, pp.796-803, July 1984.
- (3) 片山 徹, "応用カルマンフィルタ", pp.57-70, 朝倉書店, 1983年.
- (4) L. Li and L.B. Milstein, "Rejection of CW Interference in QPSK Systems Using Decision-Feedback Filters", IEEE Trans. Commun., COM-31, 4, pp.473-483, Apr. 1983.
- (5) 中嶋, 三瓶, "V-1 陸上移動通信のための判定帰還形適応等化器", 通信総研季, 37, 1, pp.125-135, 1991年2月.

- (6) 片山 徹, “応用カルマンフィルタ”, pp.71-82, 朝倉書店, 1983年.
- (7) D. Godard, “Channel Equalization Using a Kalman Filter for Fast Data Transmission”, IBM J. Res. Develop., **18**, pp.267-273, May 1974.
- (8) 三瓶政一, “ディジタル陸上移動通信のための適応等化器”, 電波季, **33**, 167, pp.93-130, 1987年6月.
- (9) G. Ungerboeck, “Fractional Tap-Spacing Equalization and Consequences for Clock Recovery in Data Modems”, IEEE Trans. Commun., **COM-24**, 8, pp.856-864, Aug. 1976.

