

研 究

Ⅲ-4 BPSK における隣接チャネル干渉波除去方式

三 瓶 政 一*

(1990年7月20日受理)

Ⅲ-4 A METHOD FOR REJECTING ADJACENT CHANNEL
INTERFERENCE IN BPSK FOR LAND
MOBILE COMMUNICATIONS

By

Seiichi SAMPEI

1. ま え が き

近年、音声、ファクシミリ、データなどを一元的に取り扱えるデジタル伝送が、陸上移動通信においても研究されている。その結果、GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)⁽¹⁾ に代表される定包絡線変調方式を用いることにより、チャネル間隔 25 kHz で 16 kbps の伝送が可能となった。これらの変調方式は1シンボル当たり1ビットの情報を伝送することができる。

しかし陸上移動通信においては、潜在需要は現時点のユーザ数よりはるかに多く、また、音声と非音声信号を同時に伝送したいという要求も高まっている。したがって、現行より多い情報量を、より狭い伝送帯域で伝送する必要がある。そのためには、周波数の利用率を高める技術を開発する必要がある。

周波数の利用率を高める技術としては、以下の6つが考えられる。

- ① 音声などの情報源帯域圧縮技術⁽²⁾⁽³⁾。
- ② スペクトルの集中性の良い変調方式⁽¹⁾。
- ③ 隣接チャネル干渉波除去技術の適用により、チャネル間隔を狭める技術⁽⁴⁾⁽⁵⁾。
- ④ 1シンボル当たり2ビット以上の情報を伝送できる高能率変調方式⁽⁶⁾。
- ⑤ 同一周波数の再利用を行うゾーン構成技術⁽⁷⁾⁽⁸⁾。
- ⑥ マルチチャネルアクセスなどの、周波数共同利用技術⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。

これらの技術にはそれぞれ特徴がある。

まず①は、音声や画像などを伝送する場合には有効であるが、データ伝送などには適用できない。

②は、GMSK などの1シンボル当たり1ビットの情報を伝送する方式において十分検討された結果、これらの変調方式においては、これ以上の周波数有効利用を進めるのは難しい段階になったと考えられる。

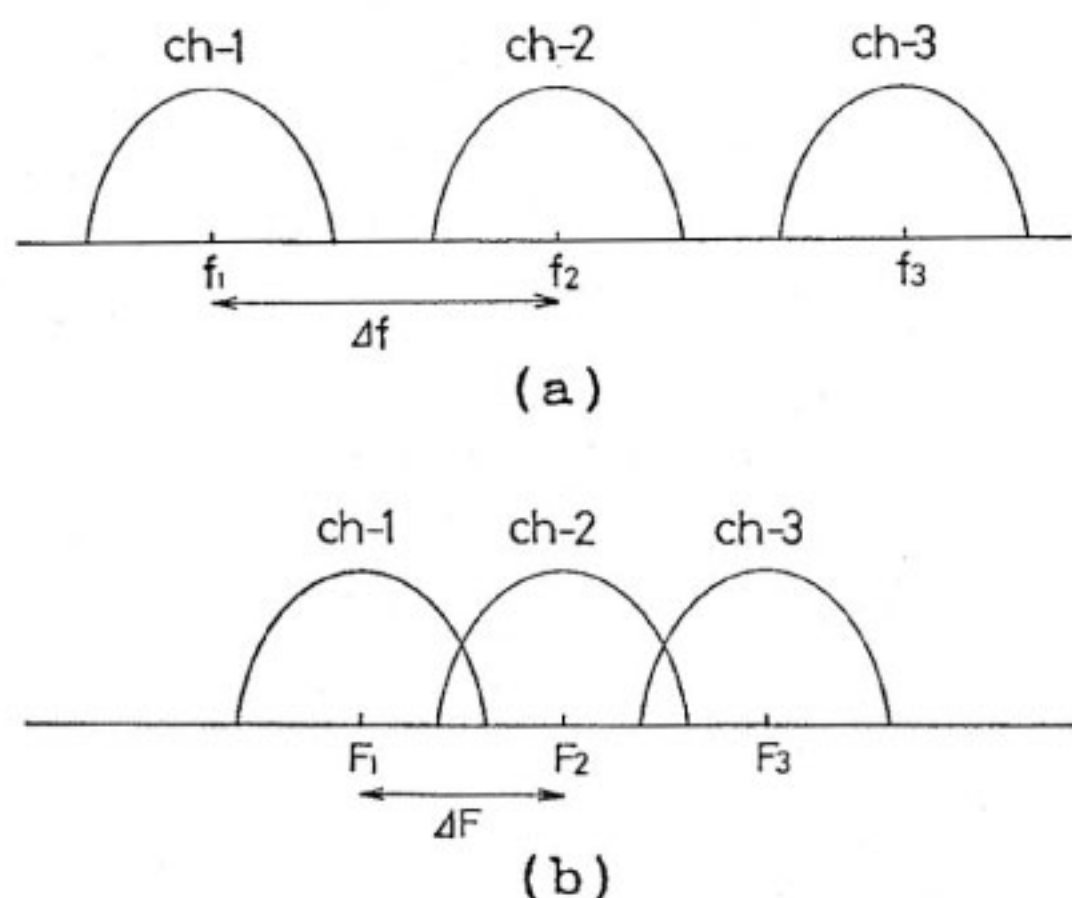
⑤⑥は、周波数の利用効率を高めるという観点からは、非常に効果的であるが、効率的な使用条件が伝送情報の種類、伝送システムの形態などに依存するため、適用範囲が限定される。

一方、③④は⑤⑥と比べると汎用的な技術であるが、他の技術と比べて、検討が少ない。

今後、周波数の有効利用を進めるためには、以上すべてを総合的に検討する必要があるが、本論文では、③の隣接チャネル干渉波除去技術について検討した。

従来、陸上移動通信のチャネルは、第1図(a)に示すように、希望チャネル(ch-2)と隣接チャネル(ch-1, ch-3)が互いに重ならないように割り当てられている。しかし、仮に、第1図(b)の様なチャネル割当が可能であるとすれば、チャネル間隔を $(\Delta f - \Delta F)$ Hz 狭くすることが可能となり、周波数をより有効に利用することが可能となる。ただし、その場合、希望チャネルと隣接チャネルは互いに重なりあっているため、受信フィルタだけでは隣接チャネル干渉 (ACI: Adjacent Channel Interference) を十分抑えることができず、何らかの隣接チャネル干渉波除去方式を適用する必要がある。

* 通信技術部 通信方式研究室



第1図 無線チャネル割当方式

- (a) 隣接チャネル干渉を許容しない場合
(b) 隣接チャネル干渉を許容する場合

隣接チャネル干渉波除去方式としては、固定マイクロ波回線に干渉する多重 FM 波の除去方式⁽⁴⁾、衛星通信回線に干渉する地上マイクロ波の除去方式⁽⁵⁾ 等が報告されているが、陸上移動通信のように、伝搬路変動の激しい回線における検討はない。

本論文では、そのための一方式として、受信機において ACI を推定し、その推定信号を受信信号から減算することにより、ACI を除去する方式を提案し、室内実験によってその効果を確認している。

2. 隣接チャネル干渉波除去方式の原理と構成

第2図(a)に、本方式の受信機構成を示す。

受信波は、まず干渉波除去部 (ACIR: Adjacent Channel Interference Rejection) において ACI が除去され、受信 BPF で、更に ACIR で除去しきれない隣接チャネル干渉及び帯域外雑音が除去された後復調される。ここで ACIR は受信 BPF の前段にあり、IF 帯における処理となっている。

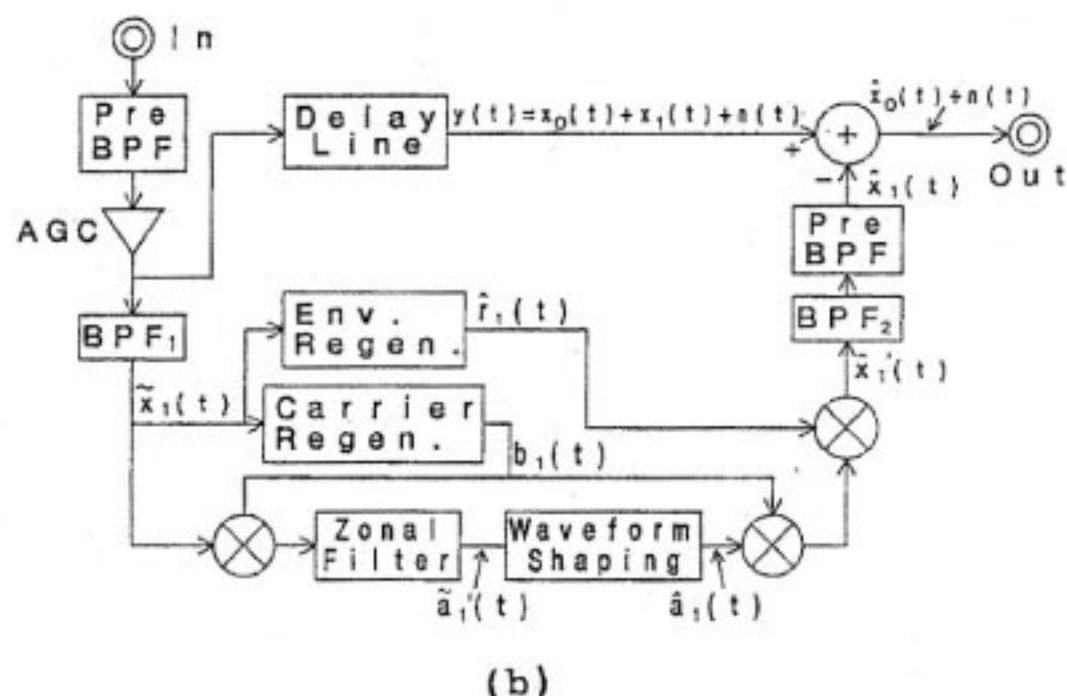
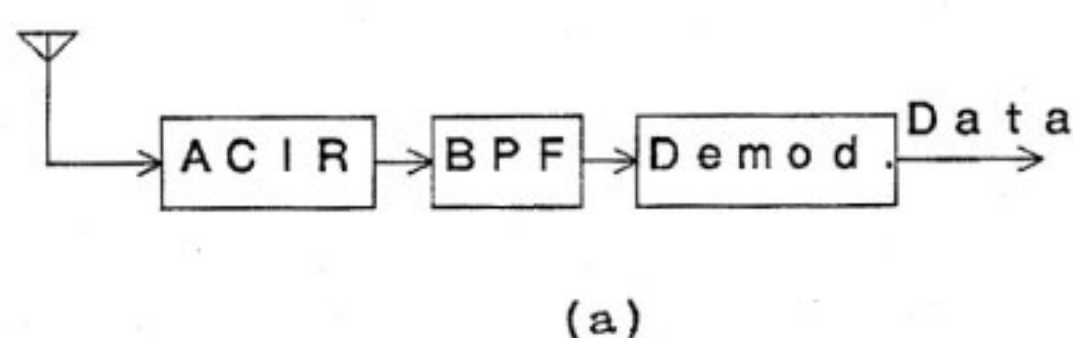
干渉波除去部の構成を、第2図(b)に示す。

まず、Pre-BPF において、受信波の帯域外雑音を除去し、AGC (Automatic Gain Controller) で受信レベルを適正に設定する。この信号を $y(t)$ とする。ここで $y(t)$ には、次式に示されるように、希望波 (D 波: $x_0(t)$)、干渉波 (U 波: $x_1(t)$) 及び白色ガウス雑音 ($n(t)$) が含まれる。

$$y(t) = x_0(t) + x_1(t) + n(t) \quad \cdots(1)$$

$$x_0(t) = r_0(t)a_0(t)\cos(2\pi f_c t + \theta_0(t)) \quad \cdots(2)$$

$$x_1(t) = r_1(t)a_1(t-\tau_1)\cos\{2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta_1(t)\} \quad \cdots(3)$$



第2図 受信機構成

- (a) 全体構成
(b) 干渉波除去部 (ACIR) の構成

ここで、

f_c : 搬送周波数

Δf : D 波と U 波のチャネル間隔

τ_1 : D 波と U 波のタイミング差

$r_0(t)$: D 波のフェージングによる包絡線変動

$\theta_0(t)$: D 波のフェージングによる位相変動

$r_1(t)$: U 波のフェージングによる包絡線変動

$\theta_1(t)$: U 波のフェージングによる位相変動

である。また、 $a_1(t)$ 及び $a_2(t)$ は、それぞれ、D 波及び U 波のベースバンド信号であり、次式で与えられる。

$$a_0(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{0k} p_0(t-kT) \quad \cdots(4)$$

$$a_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{1k} p_1(t-kT) \quad \cdots(5)$$

$$p_0(t) = h_0(t) * u(t) \quad \cdots(6)$$

$$p_1(t) = h_1(t) * u(t) \quad \cdots(7)$$

$$u(t) = \begin{cases} 1 & -T/2 \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad \cdots(8)$$

ここで、 T は 1 シンボル長、 a_{0k} 、 a_{1k} は、D 波及び U 波の k 番目の送信シンボル、 $h_0(t)$ 及び $h_1(t)$ は、D 波及び U 波の送信ベースバンドフィルタのインパルス応答である。また、 $*$ は、畳み込み積分を示す。

次に、 $y(t)$ を U 波の搬送周波数に同調した BPF₁ で帯域制限し、U 波を中心としたスペクトルを抽出する。ここで BPF₁ の帯域 W はビットレート程度 (16 kHz 程度) であるのに対して最大ドップラー周波数は 100 Hz 程度であるので、 $r_1(t)$ 及び $\theta_1(t)$ は、BPF₁ によって

ひずむことはないと考えられる。したがって、BPF₁ を通過した信号は、次式で表される。

$$\tilde{x}_1(t) = r_1(t)\tilde{a}_1(t)\cos\{2\pi(f_c + \Delta f)t + \theta_1(t)\} + \tilde{x}_0(t) + \tilde{n}(t) \quad \text{.....(9)}$$

$$\tilde{a}_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{1k}\tilde{p}_1(t-kT) \quad \text{.....(10)}$$

$$\tilde{p}_1(t) = h_r(t) * h_1(t) * u(t) \quad \text{.....(11)}$$

ここで、 $\tilde{x}_0(t)$ 及び $\tilde{n}(t)$ は、それぞれ、 $x_0(t)$ 及び $n(t)$ を BPF₁ で帯域制限した信号である。

その後、 $\tilde{x}_0(t)$ を包絡線再生部及び搬送波再生部に入力し、U 波の包絡線成分の推定値 $\hat{r}_1(t)$ 、及び、再生搬送波

$$b_1(t) = \cos\{2\pi(f_c + \Delta f)t + \hat{\theta}(t)\} \quad \text{.....(12)}$$

を得る。ここで、BPSK 信号の包絡線成分には、送受信フィルタの影響によるものも含まれている。しかしその変動速度はフェージング変動より速いので、包絡線再生部の出力端に LPF を挿入し、その変動を抑えている。ただし、再生包絡線の推定精度は、LPF の帯域に依存するので、LPF の帯域を最適化する必要がある。それについては、後述する。

また、 $b_1(t)$ を用いて $\tilde{x}_1(t)$ を同期検波し、受信ベースバンド信号

$$\tilde{a}'_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_{1k}\tilde{p}_1(t-kT) + n'(t) \quad \text{.....(13)}$$

を得る。ここで $n'(t)$ は $n(t)$ を等価低域系で表したものである。ただし、 $\tilde{a}'_1(t)$ は雑音及びフィルタによってひずんでいるので、波形整形部で $\tilde{a}'_1(t)$ を判定することによって矩形波に変換し、U 波の送信ベースバンド信号

$$\hat{a}_1(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{a}_{1k}u(t-kT) \quad \text{.....(14)}$$

を得る。ここで、 $\hat{a}_{1k}$ は a_{1k} の推定値である。

その後、 $b_1(t)$ を $\hat{a}_1(t)$ で変調し、 $\hat{r}_1(t)$ を乗積する。これにより得られる信号は、

$$\hat{x}_1(t) = \hat{r}_1(t)\hat{a}_1(t)\cos\{2\pi(f_c + \Delta f)t + \hat{\theta}(t)\} \quad \text{.....(15)}$$

となる。更に、送信フィルタと同じ特性を持つ BPF₂ 及び Pre-BPF で $\hat{x}_1(t)$ を帯域制限することにより、 $y(t)$ 中の U 波の成分 $x_1(t)$ の推定値、

$$\hat{x}_1(t) = \hat{r}_1(t)\sum_{k=-\infty}^{\infty} \hat{a}_{1k}\hat{p}_1(t-kT)\cos\{2\pi(f_c + \Delta f)t + \hat{\theta}(t)\} \quad \text{.....(16)}$$

$$\hat{p}_1(t) = \hat{h}_1(t) * u(t) \quad \text{.....(17)}$$

が得られる。ここで、 $\hat{h}_1(t)$ は等価低域系で表した BPF₂ のインパルス応答である。

その後、以上の処理のために要する時間長だけ遅延さ

せた $y(t)$ から $\hat{x}_1(t)$ を引算することにより、D 波の推定値 $\hat{x}_0(t)$ を得ることができる。

以上の処理においてフェージングひずみは、 $\hat{r}_1(t)$ 及び $\hat{\theta}(t)$ に含まれているので、本方式はフェージング下でも動作可能である。

本方式の特性を決定するパラメータとしては以下のものがある。

- (1) D 波と U 波のチャネル間隔： Δf (Hz)
- (2) 送受信フィルタ及び BPF₁、BPF₂ の 3 dB 帯域幅： W (Hz) ただし、これらはすべてガウスフィルタとし 3 dB 帯域幅はすべて等しいものとする。
- (3) 干渉波除去部の AGC の時定数： τ
- (4) 包絡線再生部の LPF の 3 dB 帯域幅： B_L

ここで、(3)及び(4)は、フェージング下においてのみ問題となる。そこで、最初に静特性条件下において(1)及び(2)の影響を検討した後、フェージング下において(3)及び(4)の影響を検討することとする。また、復調部における AGC の時定数は 1 msec とする。

3. 静特性時の干渉波除去特性

3.1 本装置の干渉波除去特性例

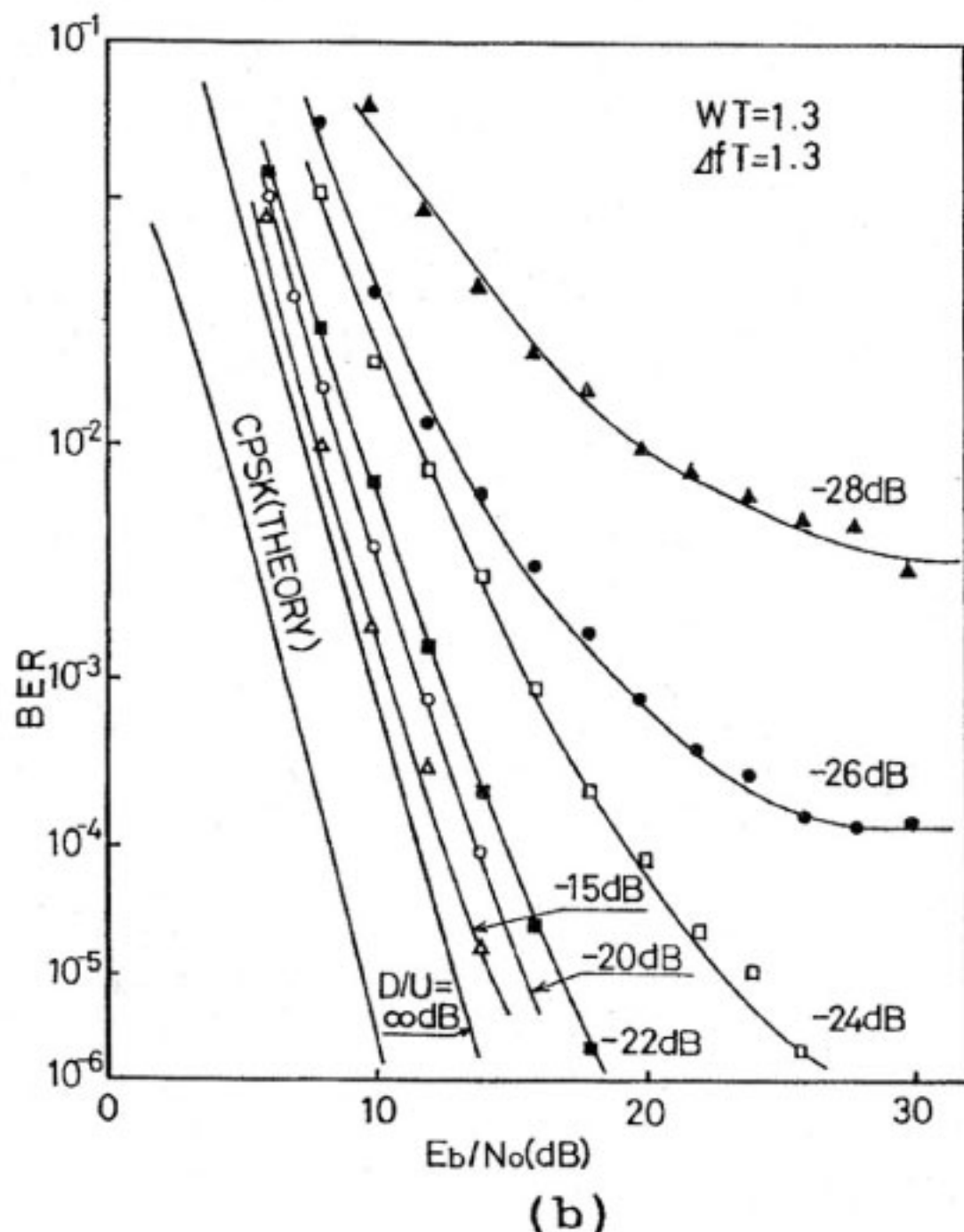
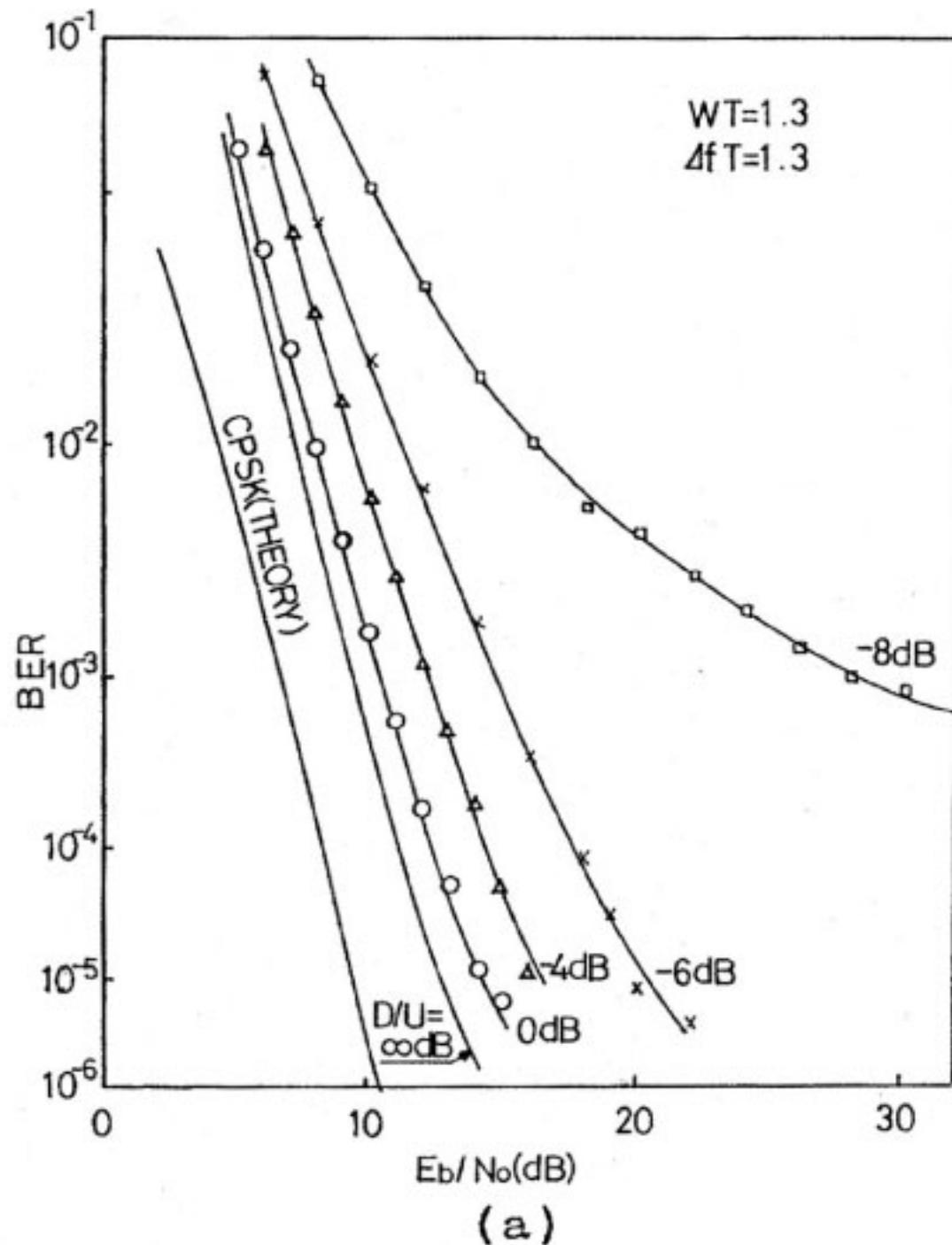
第 3 図に、 $\Delta f = 1.3/T$ 、 $W = 1.3/T$ において、(a)干渉波除去部を適用しない場合、及び(b)干渉波除去部を適用した場合の BER (Bit Error Rate) 特性を示す。ここで E_b/N_0 は、1 ビット当たりのエネルギー対雑音電力密度比を示す。また、 E_b/N_0 及び D/U (D 波電力対 U 波電力比) の測定点は、干渉波除去部前段とする。

干渉波除去部を適用しない場合、 $D/U \geq 0$ dB においては、U 波による劣化はほとんどないが、 $D/U < 0$ dB になると、特性は急速に劣化している。一方、干渉波除去部を適用すると、 $D/U \geq -15$ dB までは特性劣化がほとんど見られず、干渉波除去の効果が見られる。

ここで、干渉波除去部において除去された干渉波の割合を干渉波除去比 (IRR: Interference Rejection Ratio) と定義する。第 3 図より、干渉波除去部を適用しない場合の $D/U = -4$ dB の特性と、干渉波除去部を適用した場合の $D/U = -22$ dB の特性がほぼ等しいことから、 $D/U = -22$ dB における IRR は、約 18 dB であることがわかる。また、同様に計算すると、 $D/U < -15$ dB における IRR は 18~20 dB であることがわかる。

以上より、本方式の干渉波除去能力は約 20 dB が限界となっている。この原因としては以下の 6 つが考えられる。

- (1) システム全体のダイナミックレンジ



第3図 静特性条件の BER 特性

- (a) 干渉波除去部を適用しない場合
(b) 干渉波除を適用した場合

(2) $\hat{r}_1(t)$ の推定誤差

(3) $\hat{\theta}_1(t)$ の推定誤差

(4) $\hat{a}_{1k}$ の推定誤差

(5) U 波の送信フィルタ ($h_1(t)$) と干渉波除去部内 $\text{BPF}_2(\hat{h}_1(t))$ の差

(6) 干渉波除去部内遅延線 (超音波遅延線) のスプリアス

静特性条件下においては, $\hat{r}_1(t)$ (項目 2) 及び $\hat{\theta}_1(t)$ (項目 3) は一定値であり, これらの推定誤差は生じない. 更に E_b/N_0 が十分大きい場合, $\hat{a}_{1k}$ の推定誤差も生じない. したがって干渉波除去能力の限界の原因は, (1), (5)及び(6)と考えられる.

まず, (1)について考える. ここで $a_{1k} = 1 (-\infty < k < \infty)$ とすると, U 波は CW 波となるので, (5)及び(6)の影響はなくなり, (1)による干渉波除去能力の限界が測定できる.

第 3 図の場合と同様に, CW 波干渉時の IRR を求めると, IRR は約 40 dB であった. したがって, 装置全体のダイナミックレンジは十分であり, 問題ないと考えられる.

次に, (5)について考える. まず, 遅延線における $y(t)$ の遅延調整時間を,

$$T_d = dT \quad \text{.....(18)}$$

であるとする. 遅延線がない場合, 式(14)で表される $\hat{a}_1(t)$ を d シンボル進めれば, 等価的に遅延線で d シンボル分遅延したことになる. そこで, U 波の送信データとして, 周期が m シンボルのものを用いるとする. その場合,

$$\hat{a}_{1k} = \hat{a}_{1(k+m)} \quad (k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots) \quad \text{.....(19)}$$

となる. また, 式(19)より,

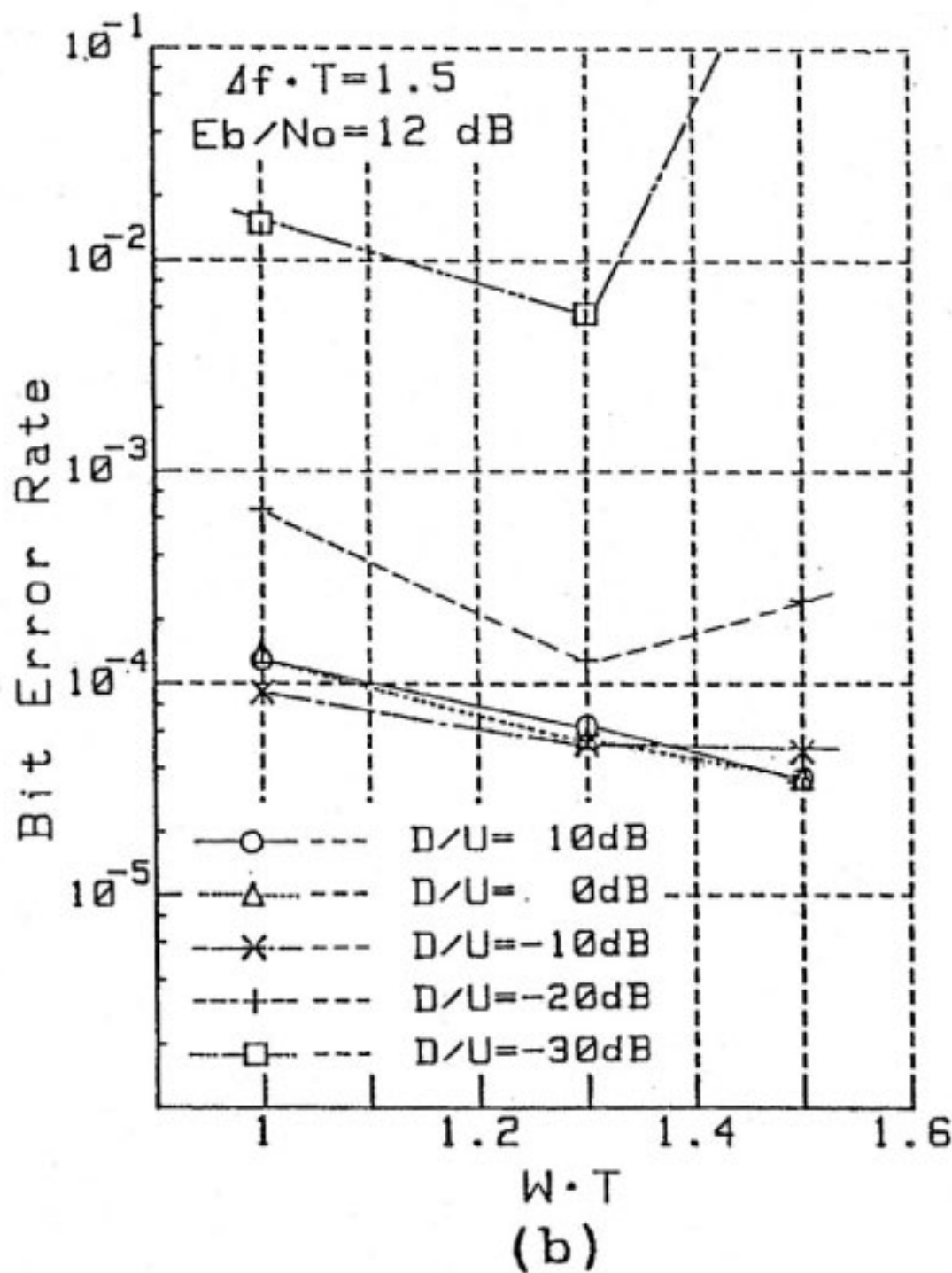
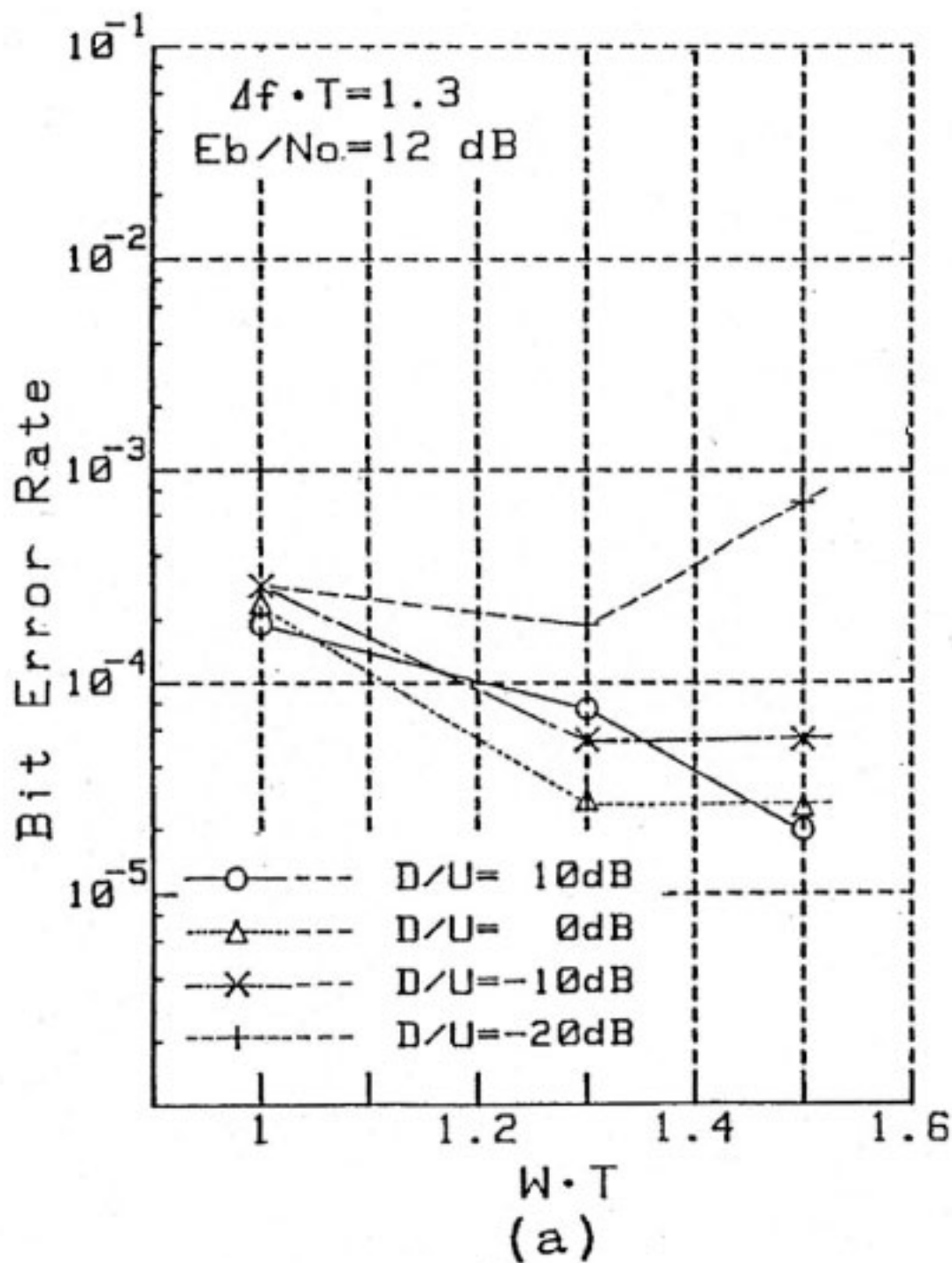
$$\hat{a}_{1(k+d)} = \hat{a}_{1(k-(m-d))} \quad \text{.....(20)}$$

である. すなわち, d ビット分信号を進めるさせるということは $\hat{a}_1(t)$ を $m-d$ ビット遅らせればよい. そこで, U 波のデータ周期を 7 ビットとし, IRR を求めた. その結果, IRR は 26 dB であった. したがって, $\hat{h}_1(t)$ と $h_1(t)$ の差による劣化も十分小さい. 一方, この状態で遅延線を挿入し, 遅延調整を行うと, IRR は大きく劣化し, 18~20 dB となる.

したがって, 以上より, IRR の限界を決定しているのは, 遅延線のスプリアスであることがわかる. 実際に, 本装置で使用されている遅延線は, スプリアスの公称値が 26 dB の超音波遅延線を 2~3 個直列に接続して遅延時間を調整している. したがって, IRR=18 dB が上限であることは, ほぼ妥当であると考えられる.

3.2 送受信フィルタの 3 dB 帯域幅 W の影響

第 4 図に, (a) $\Delta f \cdot T = 1.3$, 及び(b) $\Delta f \cdot T = 1.5$ の場合の, W に対する BER 特性を示す. ただし E_b/N_0 は



第4図 W に対する BER 特性
(a) $\Delta f \cdot T = 1.3$ の場合
(b) $\Delta f \cdot T = 1.5$ の場合

12 dB とする。

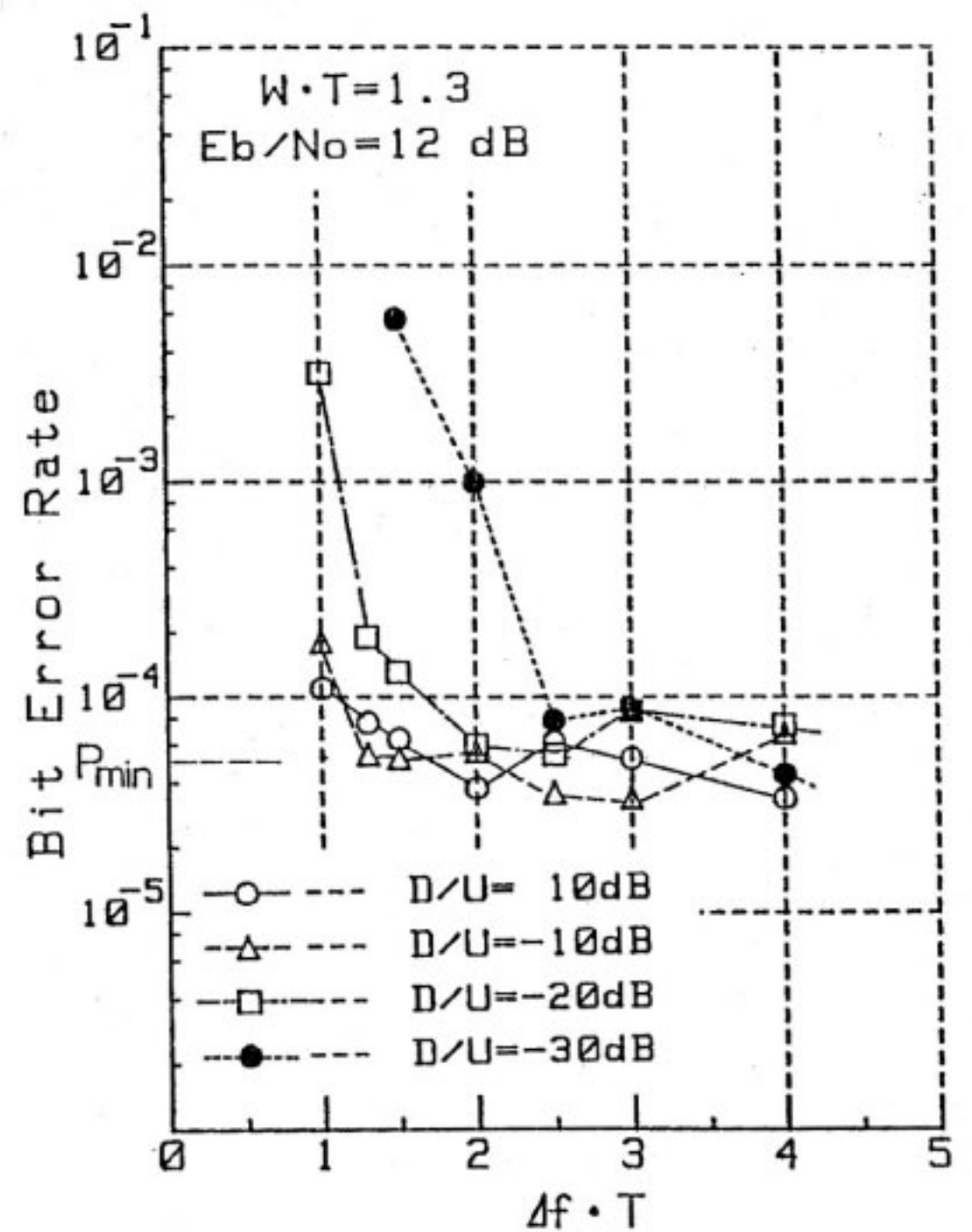
$\Delta f \cdot T = 1.3$, $D/U = 10$ dB の場合には, $W \cdot T = 1.5$ の場合が最も良い特性となっているが, 他の条件においては, $W \cdot T = 1.3$ が最適となっている。また, $\Delta f \cdot T = 1.3$, $D/U = 10$ dB の場合の $W \cdot T = 1.3$ と $W \cdot T = 1.5$ の特性の差はわずかであるので, 総合すると, $W \cdot T = 1.3$ が最適と考えられる。

3.3 チャネル間隔 Δf の影響

第5図に, $W \cdot T = 1.3$, $E_b/N_0 = 12$ dB の場合の Δf に対する BER 特性を示す。

$\Delta f \cdot T$ が大きい場合には, 干渉波除去部後の BPF で U 波を十分低減できる。したがって, 第5図からわかるように, $\Delta f \cdot T$ が大きくなるにつれて, BER は隣接チャネル干渉がない場合の値 P_{min} に漸近する。

一方, 先に述べたように, 本方式の干渉波除去能力は約 18 dB であり, 完全に干渉波を除くことはできない。そのため, $\Delta f \cdot T$ が小さくなると, 干渉波除去部後の BPF で抑圧できない干渉波の割合が増大し, BER 特性が劣化する。また, 同様の理由から, D/U が小さいほど, BER 特性の劣化が始まる $\Delta f \cdot T$ が大きくなる。



第5図 Δf に対する BER 特性

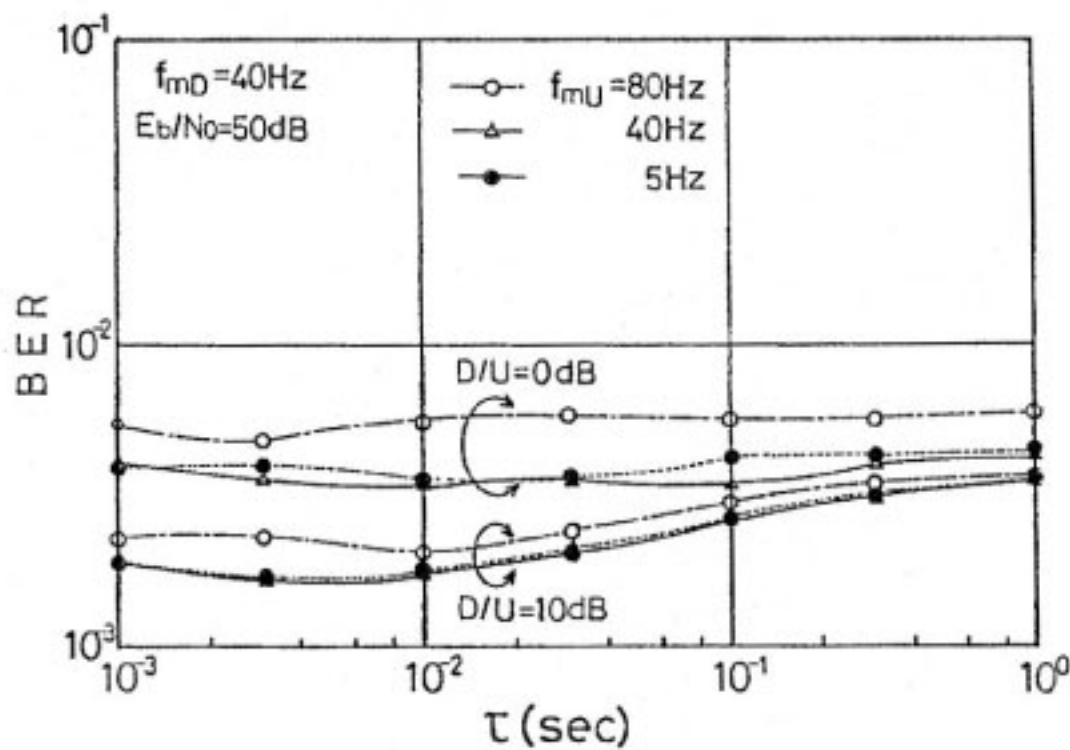
4. レイリーフェージング下の干渉波除去特性

4.1 干渉波除去部内の AGC 時定数及び包絡線再生部 LPF の 3 dB 帯域幅の最適値

レイリーフェージング下においては、 $\hat{r}_1(t)$ 及び $\hat{\theta}_1(t)$ の推定精度が問題となる。これらの精度は、干渉波除去部内の AGC 時定数 τ 、及び包絡線再生部内の LPF の帯域幅 B_L で決まる。

まず、 τ について検討する。

第6図に、 $E_b/N_0=50$ dB、D波の最大ドップラー周波数 $f_{mD}=40$ Hz、U波の最大ドップラー周波数 $f_{mU}=5, 40, 80$ Hz、及び $D/U=0, 10$ dB とした場合の、 τ に対する BER 特性を示す。第6図より、 $\tau=3$ msec が最適値となっていることがわかる。このように、 τ に最適値が存在する理由は、以下のとおりである。



第6図 τ に対する BER 特性

τ が大きくなると、干渉波除去部内の搬送波再生部の等価雑音帯域幅が狭くなるため、 $\hat{\theta}_1(t)$ の推定精度が低下するとともに、波形整形部で判定誤りが発生するため、 $\hat{a}_{1k}$ の推定精度も低下する。一方、 τ が小さくなると、AGC によって $r(t)$ の変動速度が速くなるため、 $\hat{r}_1(t)$ の推定精度が低下する。したがって、 $\tau=3$ msec に最適値が存在する。また、第6図の傾向は、他の f_{mD} においても同様である。

次に、 $\tau=3$ msec とし、第6図と同様のパラメータにおいて、 B_L に対する BER 特性を測定した。包絡線推定部において B_L を広くすると、送受信フィルタによる包絡線変動を十分抑圧することができず、 $\hat{r}_1(t)$ の推定精度が低下する。一方、 B_L が狭くなると、フィルタによる遅延が大きくなるため、やはり $\hat{r}_1(t)$ の推定精度が低下する。したがって B_L にも最適値が存在する。実験によって最適値を求めた結果 $B_L=330$ Hz が最適値となったので、以下、この値を用いることとする。

4.2 レイリーフェージング下の誤り率特性

第7図に、(a)干渉波除去部を適用しない場合、及び(b)適用した場合の誤り率特性を示す。第7図(a)と(b)の比較から、レイリーフェージング下における IRR は、約 16 dB であることがわかる。この値は、静特性条件下の値と比べて約 2 dB 劣化している。これは、主に、包絡線再生部出力端の LPF で発生する遅延の影響である。

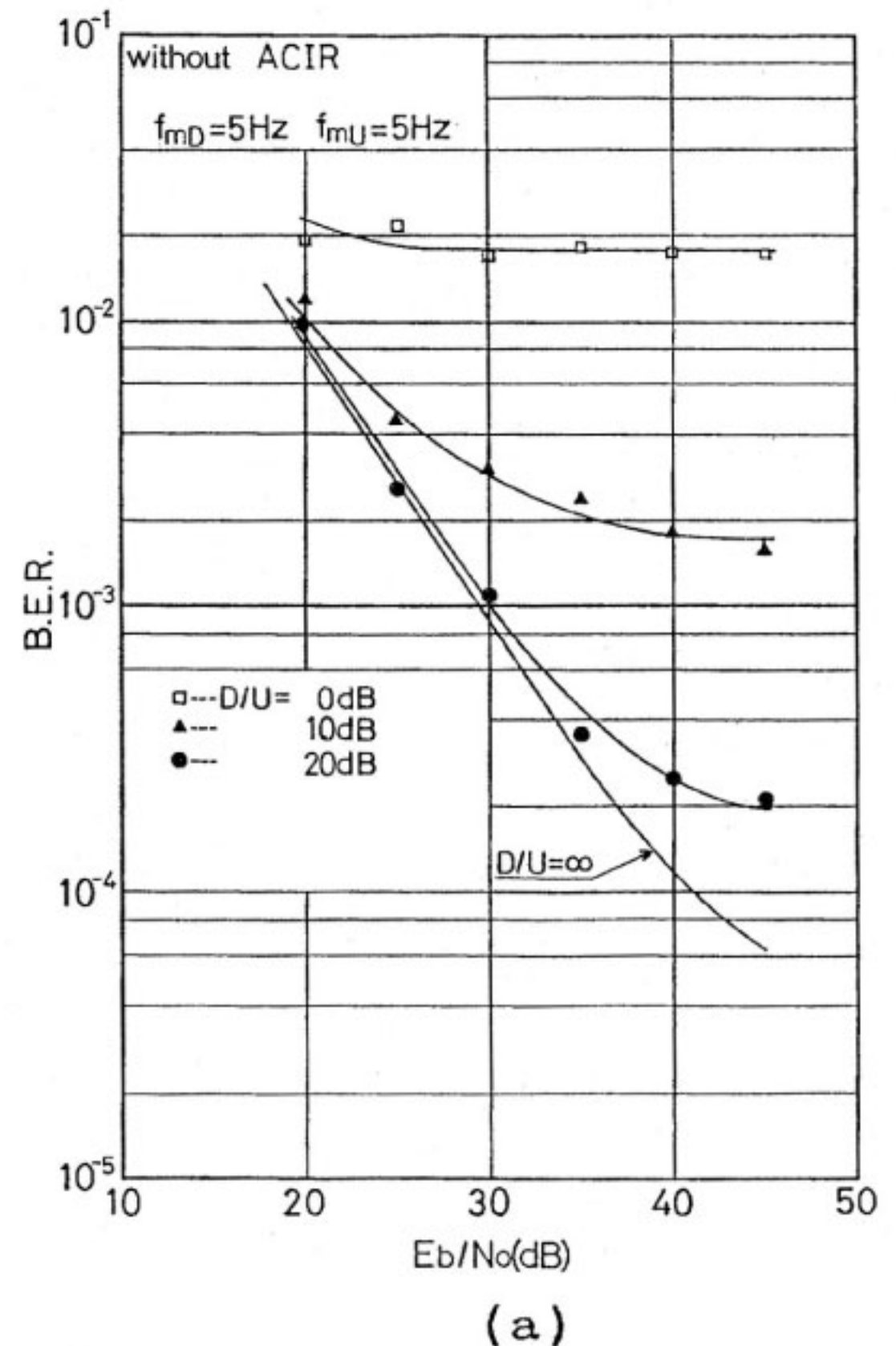
また、本方式の特性は、U波の推定精度で決定されることから、IRR は、 f_{mU} の影響を受ける。

第8図に、 $f_{mD}=5$ Hz において D/U をパラメータとした場合の、 f_{mU} に対する誤り率特性を示す。

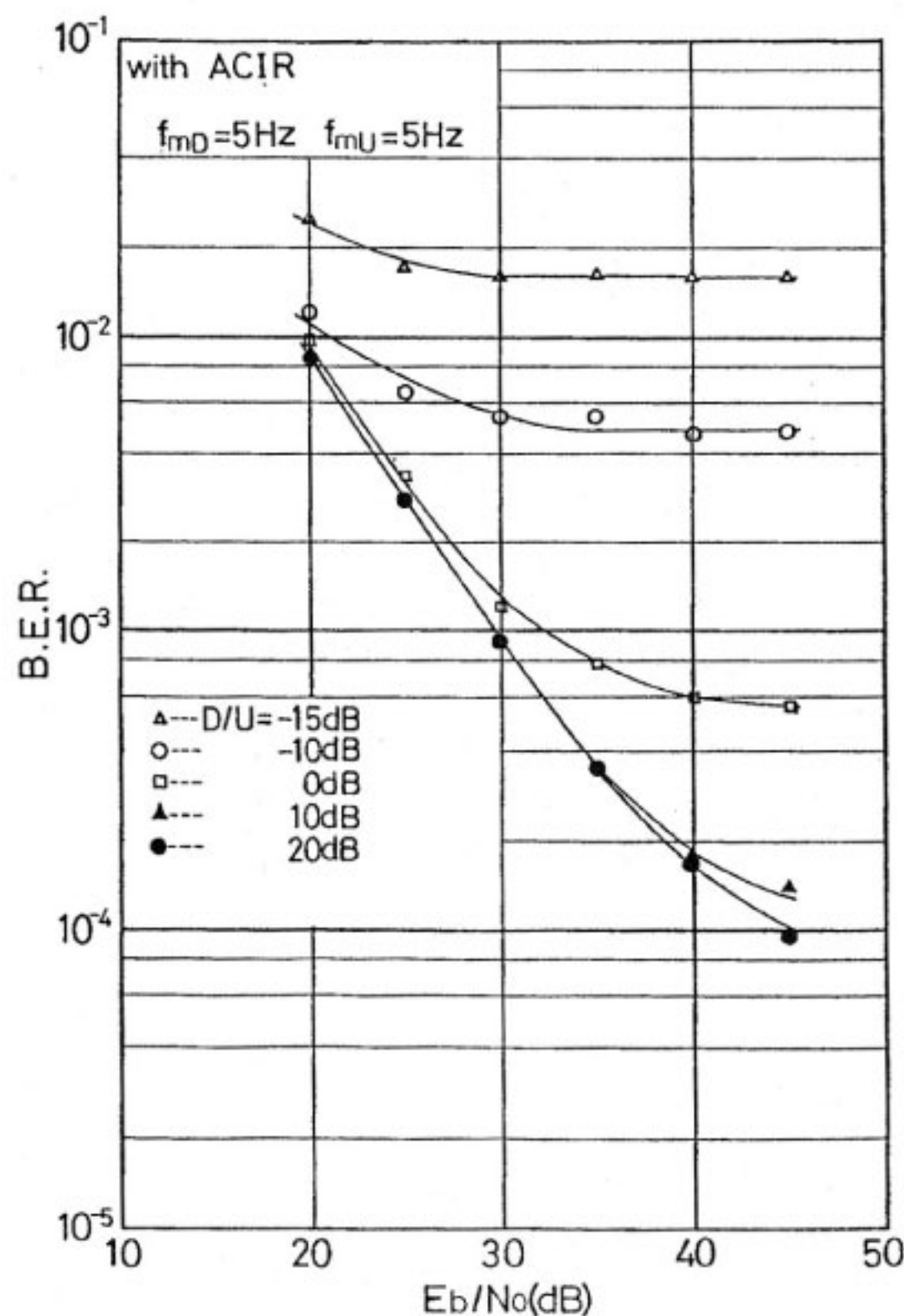
$D/U \leq 0$ dB かつ $f_{mU} \leq 40$ Hz の場合、IRR は 15~16 dB である。一方、 $f_{mU}=80$ Hz の場合、IRR は $f_{mU} \leq 40$ Hz の場合と比べて約 3 dB 劣化する。これは、 $\hat{r}_1(t)$ の推定精度が、 f_{mU} が速くなるにつれて低下するためである。

$D/U=10$ dB の場合には、IRR は $D/U \leq 0$ dB の場合と比べて約 3 dB 劣化している。しかし、 $D/U=10$ dB の特性は、 $D/U = \infty$ の場合とほとんど同じであるので、これは全く問題ない。

以上より、提案方式は、レイリーフェージング下にお



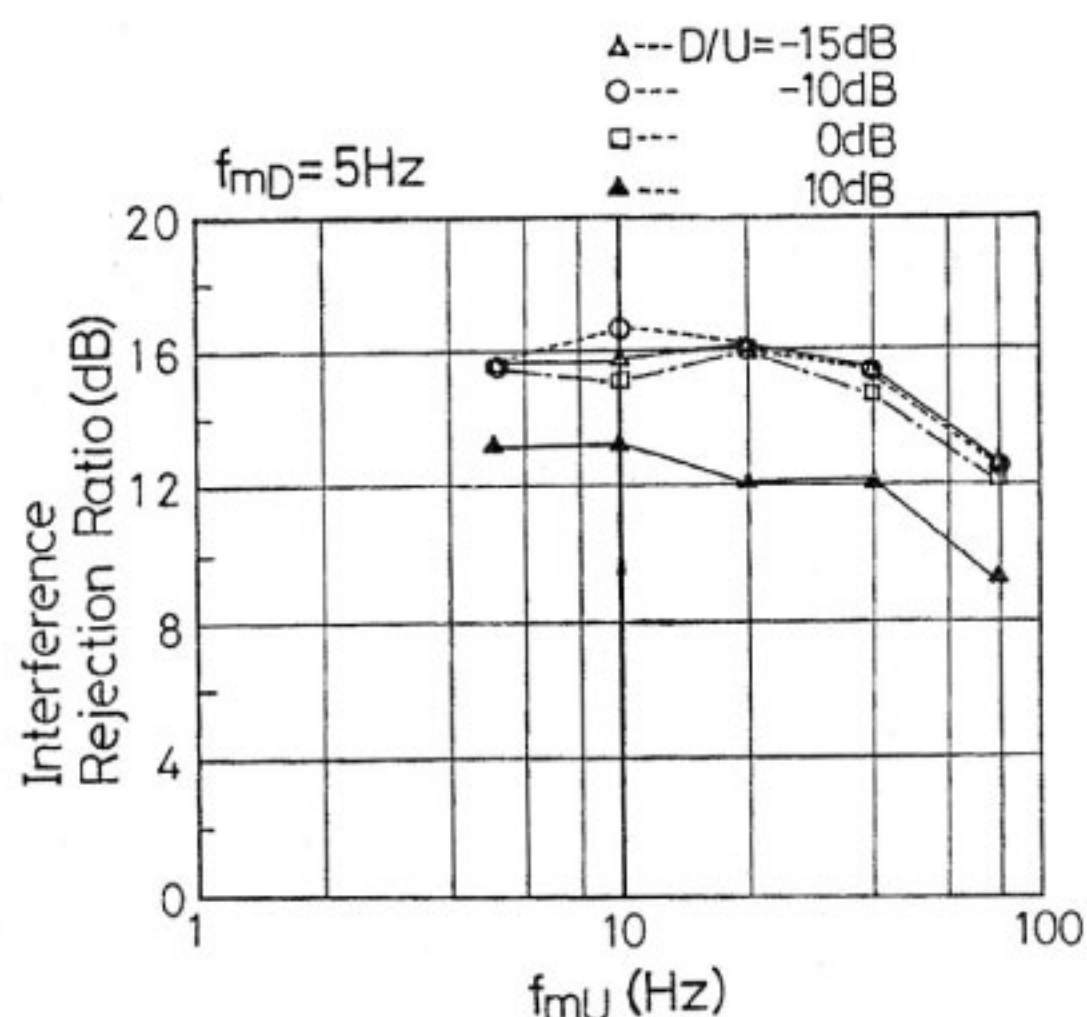
(a)



(b)

第7図 フェージング下における BER 特性

- (a) 干渉波除去部を適用しない場合
(b) 干渉波除去部を適用する場合

第8図 f_{mU} に対する干渉波除去比 (IRR)

いても U 波を約 16 dB 抑圧することができ、隣接チャネル干渉の抑圧に有効であることがわかる。

5. む す び

陸上移動通信で適用可能な隣接チャネル干渉波除去方式を提案し、BPSK に適用した場合の諸特性を、室内実験によって検討した。その結果以下のことがわかった。

- (1) 送受信フィルタ及び干渉波除去部内の BPF の帯域幅の最適値は、 $W = 1.3/T$ である。
- (2) 静特性条件下において $W = 1.3/T$, $\Delta f = 1.56/T$ の場合、隣接チャネル干渉波は、約 18 dB 低減できる。
- (3) 干渉波除去部内 AGC の時定数、及び、同部包絡線再生部出力端の LPF の帯域幅の最適値は、それぞれ、3 msec 及び 330 Hz であった。
- (4) レイリーフェージング下で、 $W = 1.3/T$, $\Delta f = 1.56/T$, $\tau = 3$ msec, 及び $B_L = 330$ Hz としたとき、隣接チャネル干渉波は、 $f_{mU} \leq 40$ Hz の場合、約 15~16 dB 抑圧できる。一方、 $f_{mU} = 80$ Hz の場合、隣接チャネル干渉の抑圧度は、 $f_{mU} \leq 40$ Hz の場合と比べて約 3 dB 劣化する。

以上のことより、提案した干渉波除去方式はレイリーフェージング下で、隣接チャネル干渉の抑圧に有効であることがわかった。

本論文では、原理的部分を取り扱ったが、実用化のためには、干渉波推定方式の高精度化、回路構成の簡易化等が課題である。

謝 辞

本検討にあたり、御指導御討論頂きました横山総合通信部長、笹岡通信方式研究室長、神尾技官に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for Mobile Radio Telephony", IEEE Trans. Commun., COM-29, pp.1044-1050, July, 1981.
- (2) Y. Yatsuzuka, S. Iizuka, and T. Yamazaki, "A Variable Rate coding by APC with maximum likelihood Quantization from 4.8 kbit/s to 16 kbit/s", Proc. ICASSP-86, pp.3071-3074, April 1986.
- (3) K. Ozawa and T. Araseki, "Low Bit Rate Multi-pulse Coder with Natural Speech Quality", Proc. ICASSP-86, pp. 457-460, April

1986.

- (4) 並木淳治, “デジタルマイクロ波通信における FM 干渉波除去方式”, 信学論 B, **J64-B**, 6, pp.505-512, 1981年6月.
- (5) T. Kaitsuka and T. Inoue, “Interference Cancellation System for Satellite Communication Earth Station”, IEEE Trans. Commun., **COM-32**, 7, pp.796-803, July 1984.
- (6) Y. Akaiwa and Y. Nagata, “Highly Efficient Digital Mobile Communications with a Linear Modulation Method”, IEEE J. Sel. Areas Commun., **SAC-5**, 5, pp.890-895, June 1987.
- (7) 古谷, 金井, 並木, “大容量移動通信システムへのアプローチ”, 昭63信学春季全大, SB-6-9, 1988年3月.
- (8) 尾上, 前田, “隣接チャネル干渉を考慮した移動通信チャネル配置”, 昭63信学春季全大, B-730, 1988年3月.
- (9) J. Uddenfeldt and B. Persson, “A Narrow-band TDMA System for a New Generation Cellular Radio”, 37th IEEE Vehicular Technology Conference, pp.286-291, June 1987.
- (10) U. Langewellpott and R.D’Avella, “On the Spectral Efficiency of CD-900”, Proc. DMR-II, pp.160-163, Oct. 1986.

|||||