

資 料

VII-3 評 価 実 験 装 置
—GMSK 変復調装置—三瓶 政一^{*1} 神尾 享秀^{*1} 笹岡 秀一^{*1} 横山 光雄^{*2}

(1990年8月20日受理)

VII-3 EXPERIMENTAL EQUIPMENT
—GMSK MODEM—

By

Seiichi SAMPEI, Yuki Yoshi KAMIO,
Hideichi SASAOKA, and Mitsuo YOKOYAMA

1. は じ め に

ディジタル伝送方式は、音声、画像、ファクシミリ等の各種サービスへ柔軟に対応できる、秘話が容易、小型化に適する等、多くの利点があるため、近年、陸上移動通信のディジタル化が精力的に研究されている。

一方、陸上移動通信にディジタル伝送方式を適用する場合、

- 1) フェージング下で安定に動作すること
- 2) ビットレートに対する占有帯域幅が狭いこと
- 3) 隣接チャネルへの漏洩電力が小さいこと
- 4) 電力効率の面から、送信増幅器として非線形増幅器が適用できること
- 5) 誤り率特性が良好なこと
- 6) 送受信機構成が LSI 化に適していること

という陸上移動通信特有の制約条件がある。そこで、これらの諸条件を解決する変復調方式の研究が1970年代後半から1980年代前半にかけて多くなされ、GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)^{(1)~(3)}、4値 FM⁽⁴⁾、Tamed FM⁽⁵⁾、PLL-QPSK⁽⁶⁾等が提案された。この中でも GMSK は最も多くの研究がなされており、ヨーロッパにおいて1992年頃に商用化される GSM (Group Special Mobile) システムにおいても適用されることになっている⁽⁷⁾。このようなことから、GMSK は、陸上移動通信における最も基本的な変調方式であり、

今後、その他の変調方式を陸上移動通信に適用する場合の基準になるものと考えられる。

そこで、当所でも、各種フェージング対策の基礎的検討のため、GMSK 変復調装置を試作した。ここで陸上移動通信においてフェージング対策を考える場合、フェージング現象と誤り発生メカニズムとの関係をマイクロに解析することは重要である。本装置は、本特集号VII-2で述べられているフェージングシミュレータと連動し、送信データ及び雑音系列を周期的に繰り返し再現できる機能(再現機能)を持っている⁽⁸⁾。また、GMSK 変調方式は PSK (Phase Shift Keying) で適用されている直交変復調器を用いて構成できることが知られており⁽⁹⁾、本装置でもその構成を採用している。そのため、本装置に外部回路を付加することにより、QPSK (Quadrature PSK) や QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 等も実現できる。

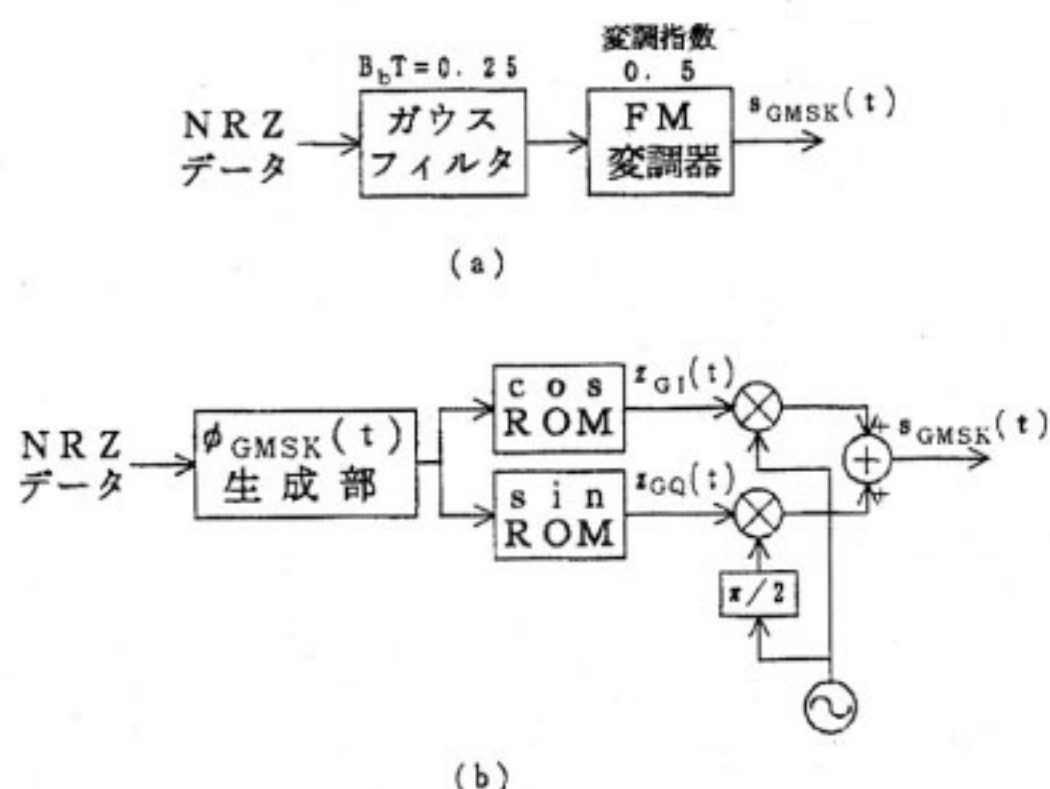
以下、本論文では、試作装置の概要とその特性について紹介する。

2. 本装置の諸元と構成

2.1 送受信機の構成

GMSK 変調方式は、第1図(a)に示されるように NRZ (Non Return to Zero) 信号をガウス型 LPF (Low Pass Filter ; $B_b \cdot T = 0.25$, B_b : 3 dB 帯域幅, T : 1 bit 長) で帯域制限した後 FM 変調する方式なので、MSK のベースバンド信号を帯域制限することによりスペクトルの狭帯域化を図ったものといえる。

^{*1} 通信技術部 通信方式研究室^{*2} 総合通信部



第1図 GMSK 変調器構成

(a) FM 変調型 (b) 直交変調型

MSK 変調信号 $s_{MSK}(t)$ は、

$$s_{MSK}(t) = A \cdot \cos\{2\pi f_c t + \phi(t) + \phi_0\} \quad \dots\dots (1a)$$

ただし、

 A : 受信信号の振幅 f_c : 搬送周波数 ϕ_0 : 初期位相である。また $\phi(t)$ は瞬時位相変移であり、

$$\phi(t) = 2\pi\Delta f_d \int_{-\infty}^t m(x) dx \quad \dots\dots (1b)$$

$$\Delta f_d = \frac{1}{4T} \quad \dots\dots (1c)$$

$$m(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_i g(t-iT) \quad \dots\dots (1d)$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{その他} \end{cases} \quad \dots\dots (1e)$$

である。ここで Δf_d は最大周波数偏移、 b_i は i 番目の送信データである。

一方、式 (1a) は、次式のように変形できる。

$$s_{MSK}(t) = A \cdot \cos(\phi(t)) \cos\{2\pi f_c t + \phi_0\} - A \cdot \sin(\phi(t)) \sin\{2\pi f_c t + \phi_0\} \quad \dots\dots (2a)$$

$$= z_I(t) \cos\{2\pi f_c t + \phi_0\} - z_Q(t) \sin\{2\pi f_c t + \phi_0\} \quad \dots\dots (2b)$$

$$= \text{Re}[z(t) \exp(j2\pi f_c t + j\phi_0)] \quad \dots\dots (2c)$$

$$z(t) = z_I(t) + jz_Q(t) \quad \dots\dots (2d)$$

$$z_I(t) = A \cdot \cos(\phi(t)) \quad \dots\dots (2e)$$

$$z_Q(t) = A \cdot \sin(\phi(t)) \quad \dots\dots (2f)$$

GMSK は、MSK における $\phi(t)$ を帯域制限したものである。送信信号 $s_{GMSK}(t)$ は次式のようになる。

$$\begin{aligned} s_{GMSK}(t) &= A \cdot \cos\{2\pi f_c t + \phi_{GMSK}(t) + \phi_0\} \\ &= A \cdot \cos(\phi_{GMSK}(t)) \cos(2\pi f_c t + \phi_0) \\ &\quad - A \cdot \sin(\phi_{GMSK}(t)) \sin(2\pi f_c t + \phi_0) \end{aligned} \quad \dots\dots (3a)$$

第1表 本装置の諸元

変復調方式	GMSK 同期検波 GMSK 2ビット cos 遅延検波	
伝送速度	16 kbps, 20 kbps, 22 kbps, 24 kbps	
I F 周波数	希望波: 70 MHz 干渉波 1: 70.025 MHz 干渉波 2: 69.975 MHz	
受信フィルタ	種類	水晶フィルタ
	3 dB 帯域幅	$0.6T$, $0.8T$, $1.0T$
その他	1) 送信 PN データ、雑音波形を繰り返し再現する機能あり 2) 直交変復調器としても使用可能	

$$= \text{Re}[z_G(t) \exp(j2\pi f_c t + j\phi_0)] \quad \dots\dots (3b)$$

$$z_G(t) = z_{GI}(t) + jz_{GQ}(t) \quad \dots\dots (3c)$$

$$z_{GI}(t) = A \cdot \cos(\phi_{GMSK}(t)) \quad \dots\dots (3d)$$

$$z_{GQ}(t) = A \cdot \sin(\phi_{GMSK}(t)) \quad \dots\dots (3e)$$

$$\phi_{GMSK}(t) = 2\pi\Delta f_d \int_{-\infty}^t m(t) * h_G(t) \quad \dots\dots (3f)$$

となる。ただし $h_G(t)$ は、次式で表されるガウスフィルタのインパルス応答である。

$$h_G(t) = \sqrt{\pi} B_b \exp(-\pi^2 B_b^2 t^2) \quad \dots\dots (4)$$

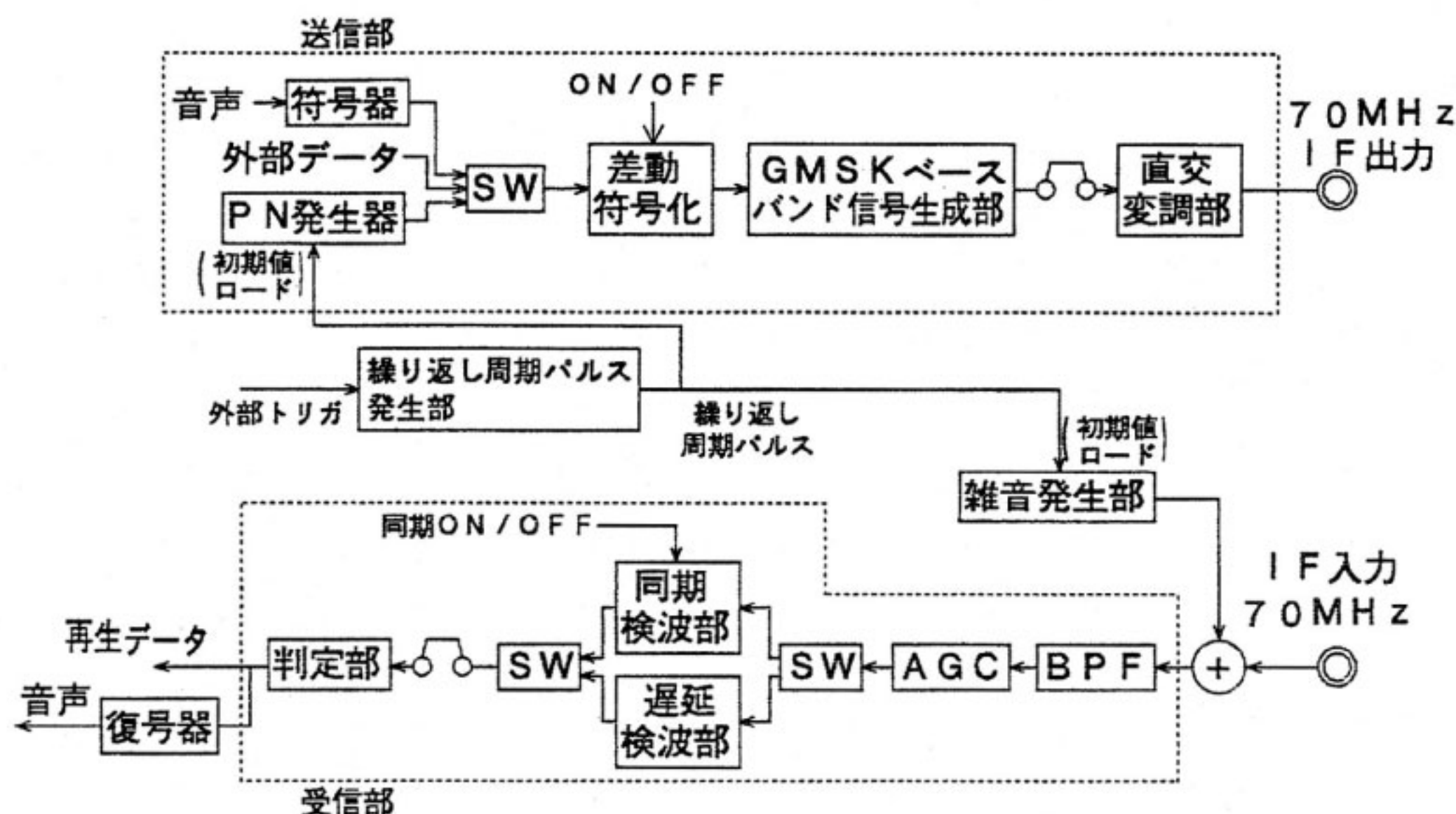
ここで、GMSK 変調波を第1図(a)の構成で生成する場合、変調器の変調感度、直線性、安定度の条件としてかなり厳しいものが要求される。一方、式 (3a)~(3f) は、第1図(b)に示すように、GMSK 変調器を、 $\phi_{GMSK}(t)$ 生成部、ROM (Read Only Memory) で構成された sin 及び cos テーブル、及び直交変調器によって構成できることを意味している。またこのような構成を用いると、変調器の変調感度、直線性、安定度に起因した問題が解決できる⁽⁹⁾。そのため最近では、GMSK 変調器構成として、第1図(b)の構成が多く用いられている。そこで、本装置においても、GMSK 変調器としては第1図(b)の構成を採用した。

本装置の諸元を、第1表に示す。

本装置では、検波方式として GMSK 同期検波及び GMSK 改良型 2 ビット cos 遅延検波が選択できる。チャンネル伝送速度としては誤り訂正符号の付加等も想定し、4 種類のものが選択できる。また、干渉実験等のため、送受信機は3組ある。

第2図に、本装置の構成図を示す。

送信データとしては、内部で発生させた PN データ、音声入力、あるいは外部からの任意のデータ入力を選択できる。また、GMSK ベースバンド信号生成部において、 $z_G(t)$ を生成し、直交変調部で直交変調する。なお、



第2図 本装置の構成

直交変調器出力は 70 MHz の IF 出力である。

一方受信部においては、受信信号を帯域制限し、AGC (Automatic Gain Controller) で受信レベルを適正にした後、同期検波あるいは遅延検波を行い、データを再生する。

更に本装置は、2 系統の PN 系列を直交変調し、帯域制限することによって雑音を発生する雑音発生部、フェージングによる誤り発生メカニズムを解明するため、フェージングシミュレータの再現機能に同期して同一現象を繰り返し再現する機能を持つ。なお、再現機能については、次節で述べる。

2.2 再現機能

陸上移動通信において、伝送品質改善技術を開発する場合、まず、誤り発生メカニズムを詳細に検討する必要がある。そのためには、フェージングシミュレータによって一定のフェージング現象を繰り返し発生させると共に、フェージング現象に同期して変調波形及び雑音系列も同一のものを繰り返し発生させる必要がある。

そこで本装置では、雑音及び送信データ用の PN 発生器において、各 PN 系列の初期値をフェージングシミュレータの繰り返し周期パルスに同期してロードすることにより、同一現象を再現させている。なお、再現機能の詳細については文献(8)を参照されたい。

2.3 その他

本装置において、外部で他の変調方式のベースバンド信号生成部を構成して直交変調部に入力するとともに、同期検波部出力を、位相同期及びデータ判定を行う外部

回路に出力し、処理することによって、QPSK や QAM 等の変復調器としても使用できる。ただし、その際には同期検波部の位相同期回路の同期を OFF とし、同期検波部を準同期検波器として用いる。

3. 本装置の特性

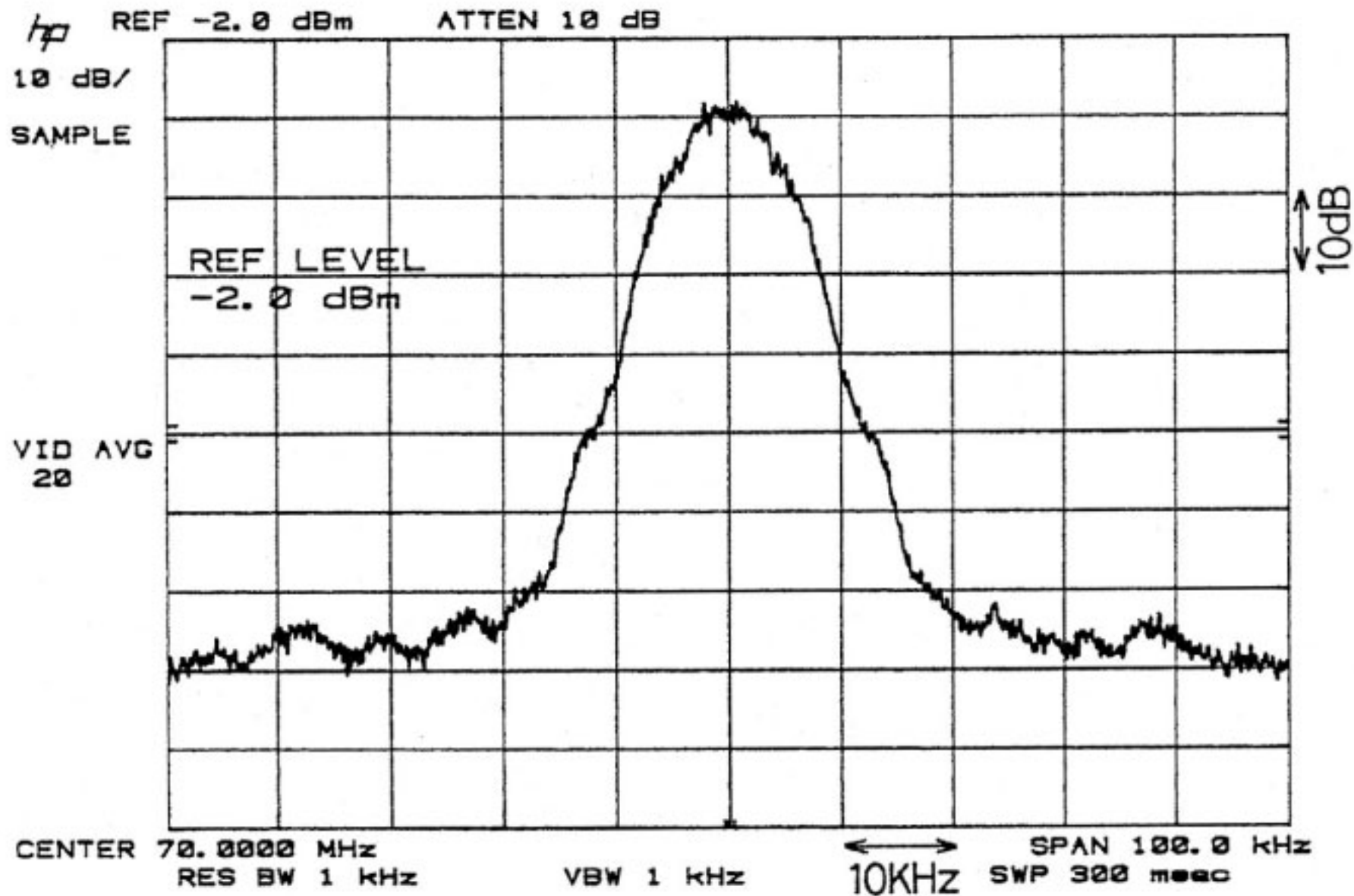
陸上移動通信無線機の様々な規格は、電波技術審議会(電技審)で審議されており、デジタル陸上移動通信に関しては、昭57年度電技審答申「陸上移動業務のデジタル通信方式の技術的条件」において検討されている⁽¹⁰⁾。そこで、本章では、それらの中から、送信波の帯域制限を規定した隣接チャネル漏洩電力、受信機の同期引き込み範囲を規定した帯域特性、及び受信機の希望スペクトルの抽出能力を規定した隣接チャネル選択度について、本装置の特性を紹介する。また、本装置の総合特性として、静特性条件及びフェージング下におけるビット誤り率 (BER) 特性を紹介する。

3.1 隣接チャネルへの漏洩電力

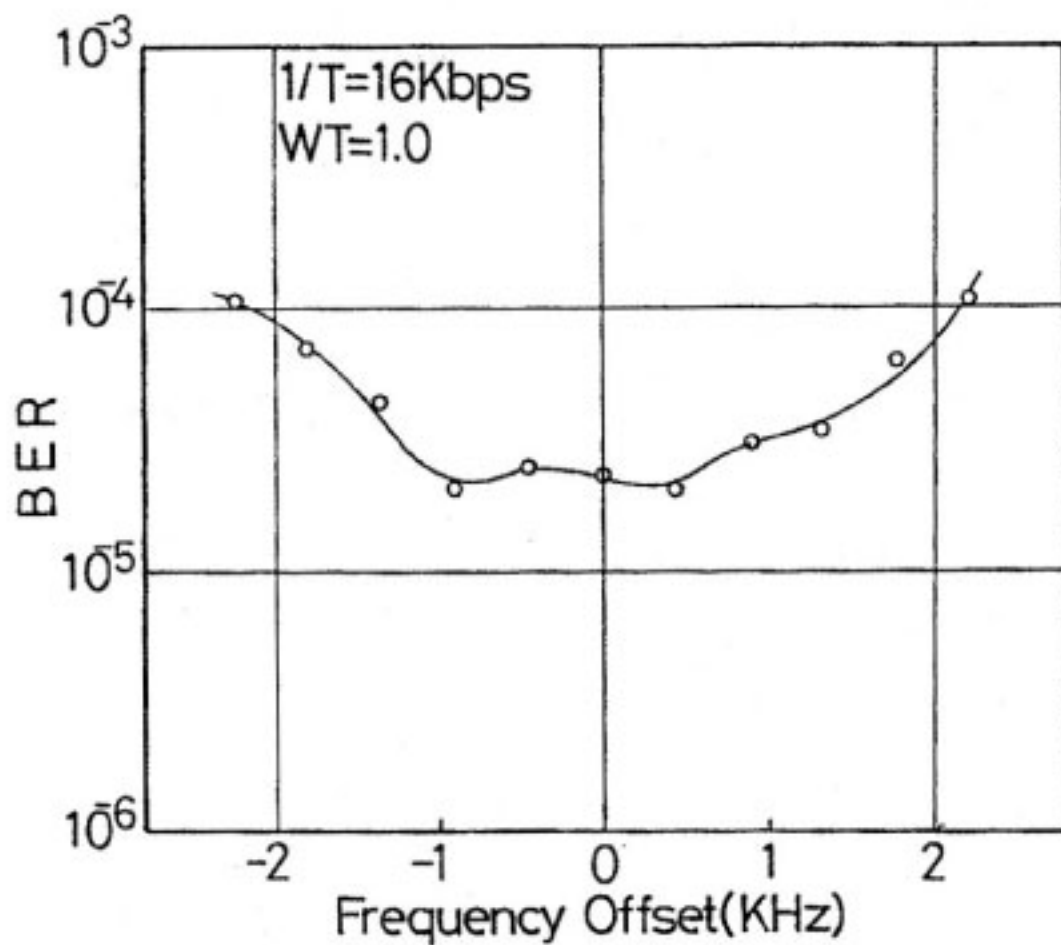
第3図に、送信信号のスペクトルを示す。電技審の規格では、隣接チャネルへの漏洩電力は -60 dB 以下となっている。一方第3図より、スペクトルの中心から +25 kHz、及び、-25 kHz 離れた点における電力は、スペクトルの中心に対してそれぞれ -65.4 dB、-65.7 dB となっており、規格を満足している。

3.2 帯域特性

帯域特性は、受信機において、送信機の温度変化等による搬送周波数のドリフトの許容範囲を示すものであり、



第3図 本装置の送信信号スペクトル

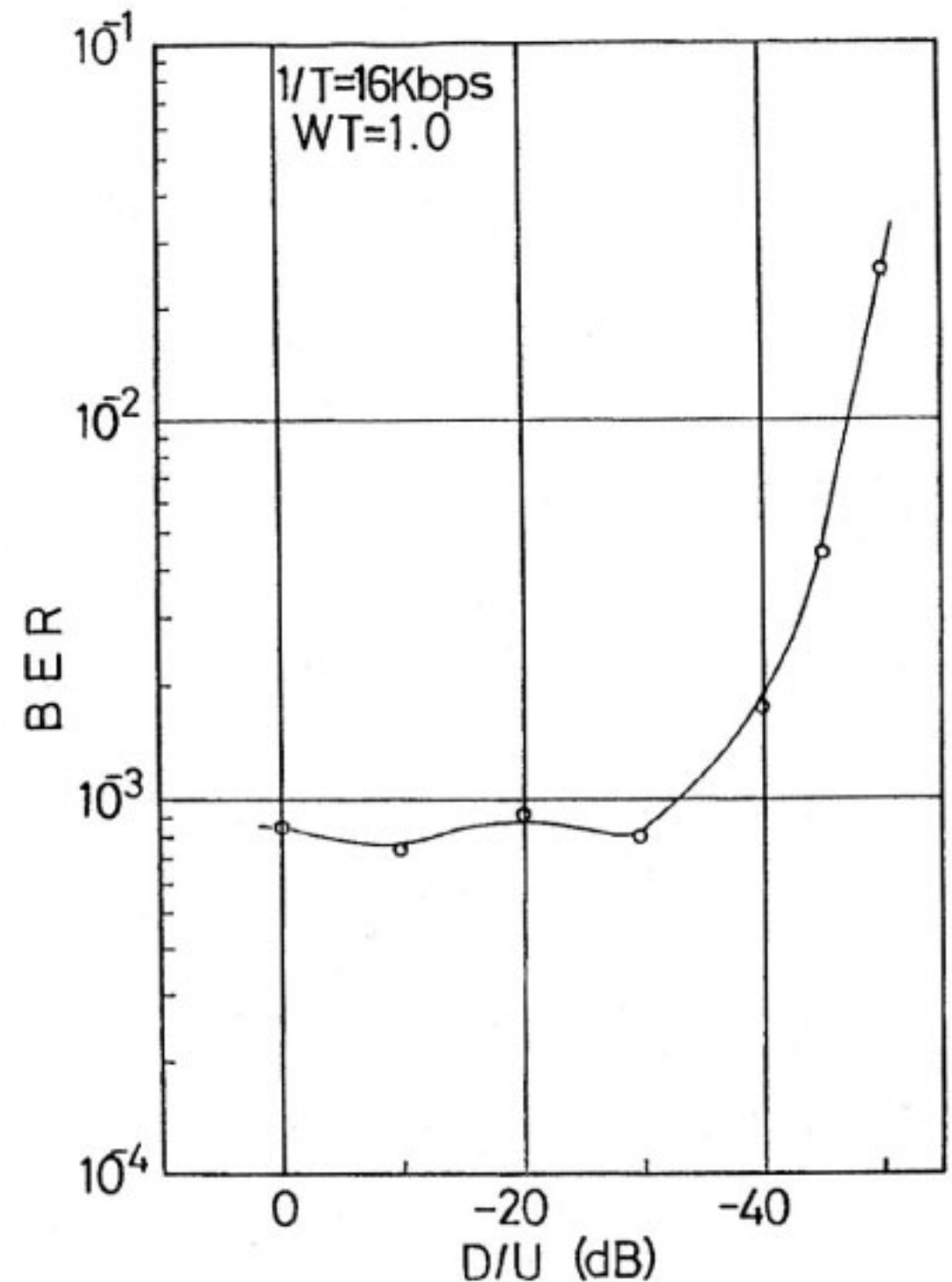


第4図 本装置の帯域特性

次のように定義される。

まず、受信入力レベルを基準感度（誤り率が 1×10^{-2} となる E_b/N_0 ）より 6 dB 高くする。そして、送信周波数を高い方に変化させた場合、誤り率 1×10^{-2} を与える受信周波数を f_1 とする。同様に送信周波数を低い方へ変化させた場合、誤り率 1×10^{-2} を与える受信周波数を f_2 とする。ここで、 E_b/N_0 は、1 ビットあたりの信号電力対雑音電力密度比である。このとき帯域特性は、 $f_1 - f_2$ で与えられる。

電技審では、この規格を伝送速度の 0.3 倍以上として



第5図 本装置の隣接チャネル選択度特性

いる（伝送速度 16 kbps の場合約 ± 2.4 KHz）。

第4図に、上記の方法で求めた受信入力レベルにおいて、本装置の送信周波数を変えたときの誤り率の変化を

示す。これより ± 2.4 kHz の点で、誤り率が、 10^{-2} より十分小さく、規格を満足していることがわかる。

3.3 隣接チャネル選択度

隣接チャネル選択度は、隣接チャネルの干渉の影響を示す指標であり、次のように定義される。

希望波は、9 段の PN 系列で変調した変調波とし、受信入力レベルを、基準感度より 3 dB 高くする。次に、隣接波のレベルを変えて、誤り率が 1×10^{-2} となる隣接波のレベルを測定する。これと基準感度とのレベル差が、隣接チャネル選択度となる。電技審では、この規格を -45 dB としている。

第 5 図に、上記の受信入力レベルにおける、 D/U (希望波対隣接干渉波電力比) に対する誤り率の変化を示す。ただし、隣接波は、高い周波数側にあるとする。第 5 図より、本装置の隣接チャネル選択度は -48 dB であり、規格を満足していることがわかる。

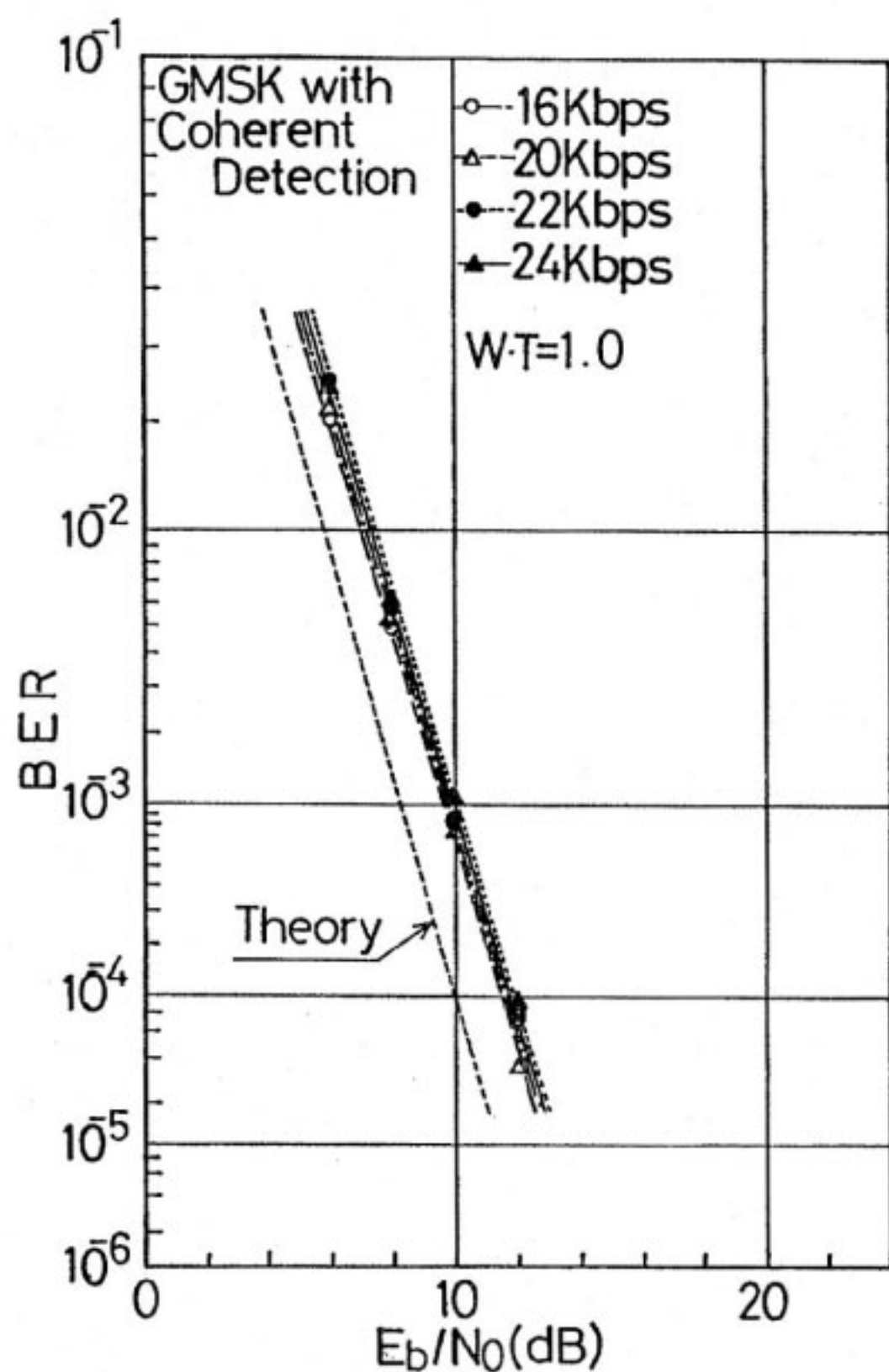
3.4 静特性条件下の誤り率

第 6 図に、受信フィルタの 3 dB 帯域幅 $W = 1.0/T$ における、(a)同期検波、及び、(b)2 ビット cos 遅延検波の静特性時の誤り率特性を示す。どの伝送速度においてもほぼ等しい誤り率特性となっている。またこれらの特性は理論値と比較して、同期検波の場合約 1.5 dB、遅延検波の場合 1.0 dB の劣化である。この劣化原因は、受信フィルタの群遅延特性が主な原因であるが、この程度の劣化は許容範囲であると考えられる。

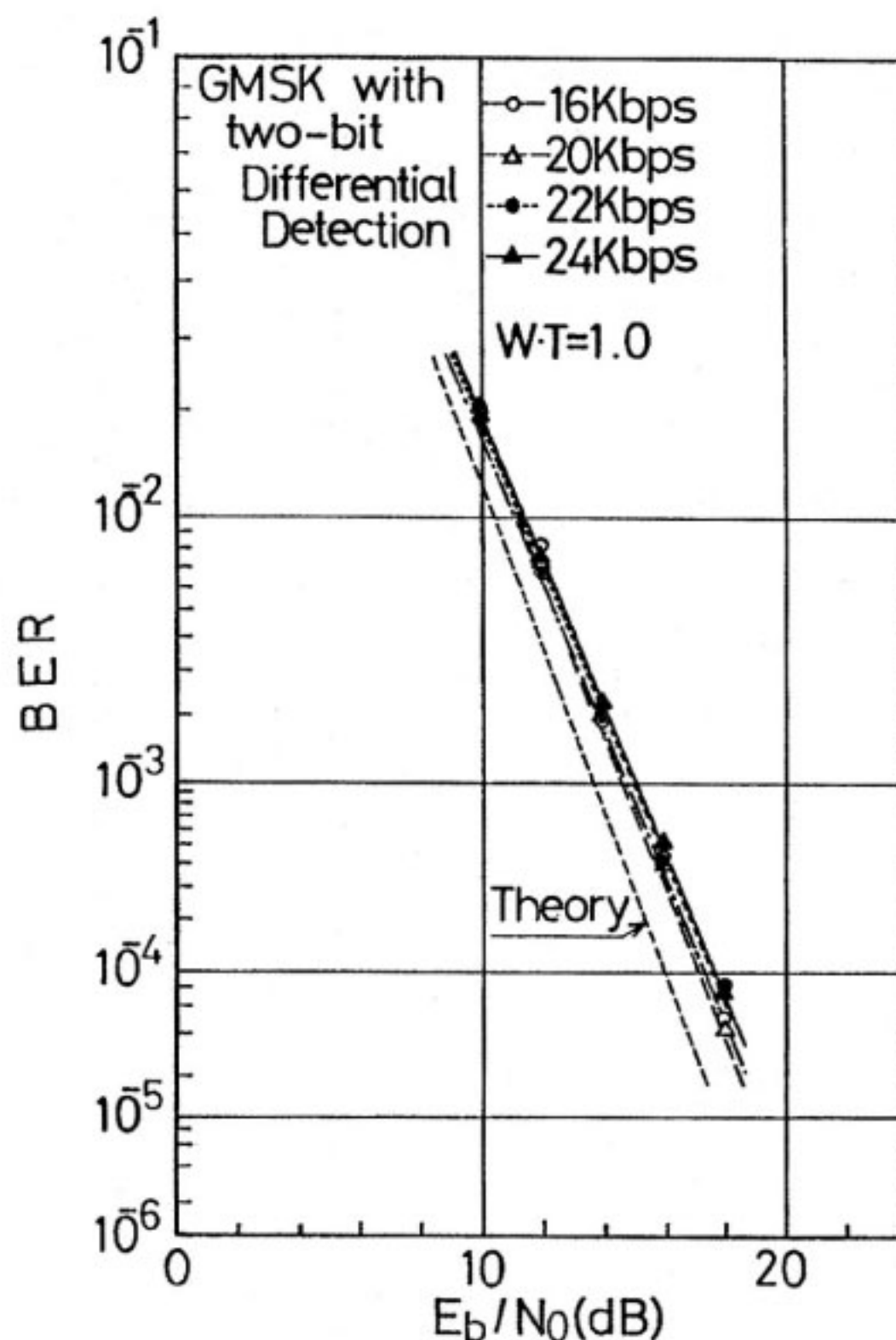
3.5 フェージング下の誤り率

第 7 図に、伝送速度 16 kbps、受信フィルタの 3 dB 帯域幅 $W = 1.0/T$ における、フェージング時の、(a)同期検波、及び、(b)2 ビット cos 遅延検波の誤り率特性を示す。ここで f_m は最大ドップラー周波数である。

フェージング下においては同期検波より 2 ビット cos 遅延検波のほうが特性がよい。これは、フェージング下においては、同期検波回路が急激な位相変動に追随できず、同期はずれを起こしやすいためである。

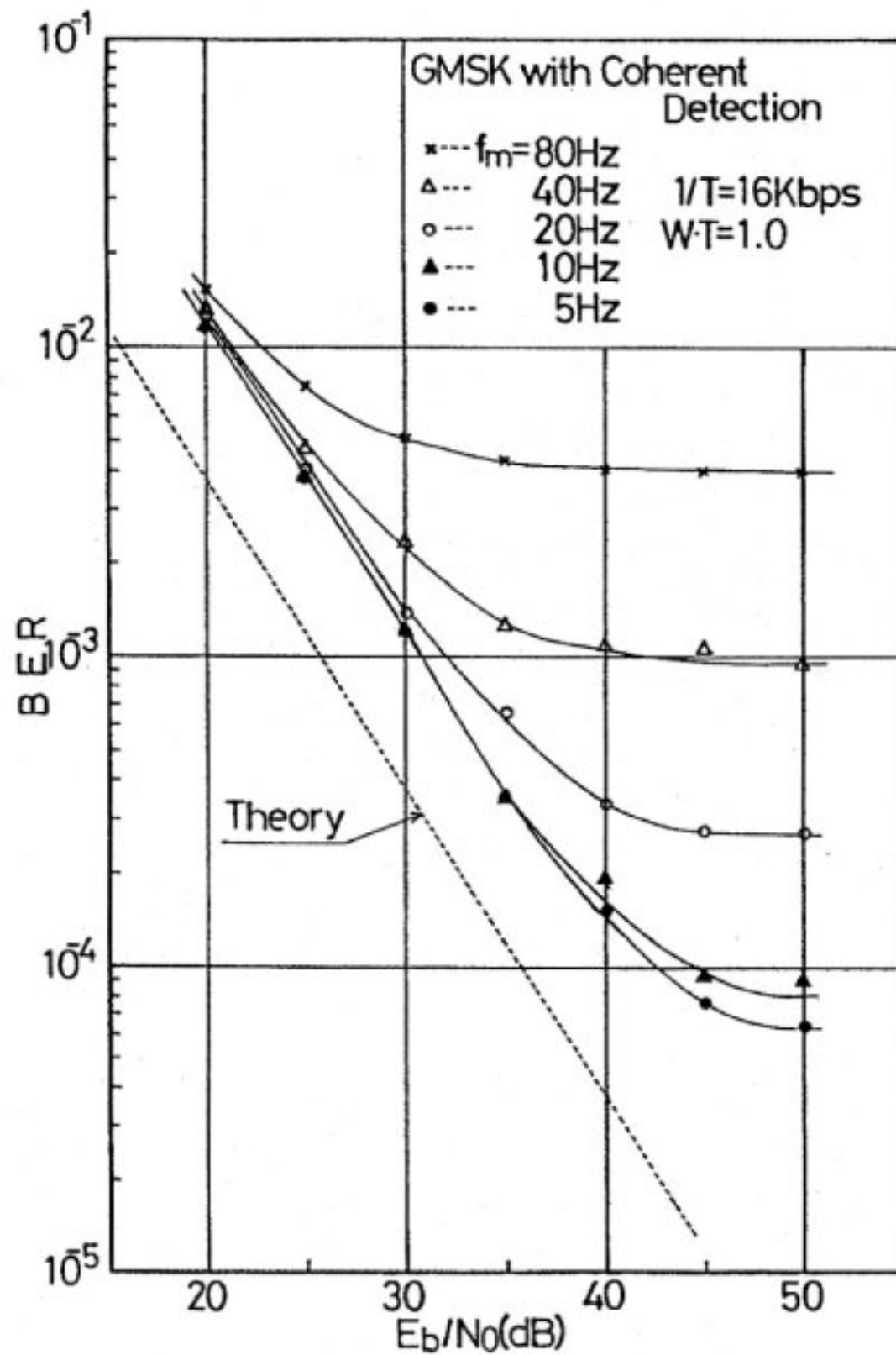


(a)

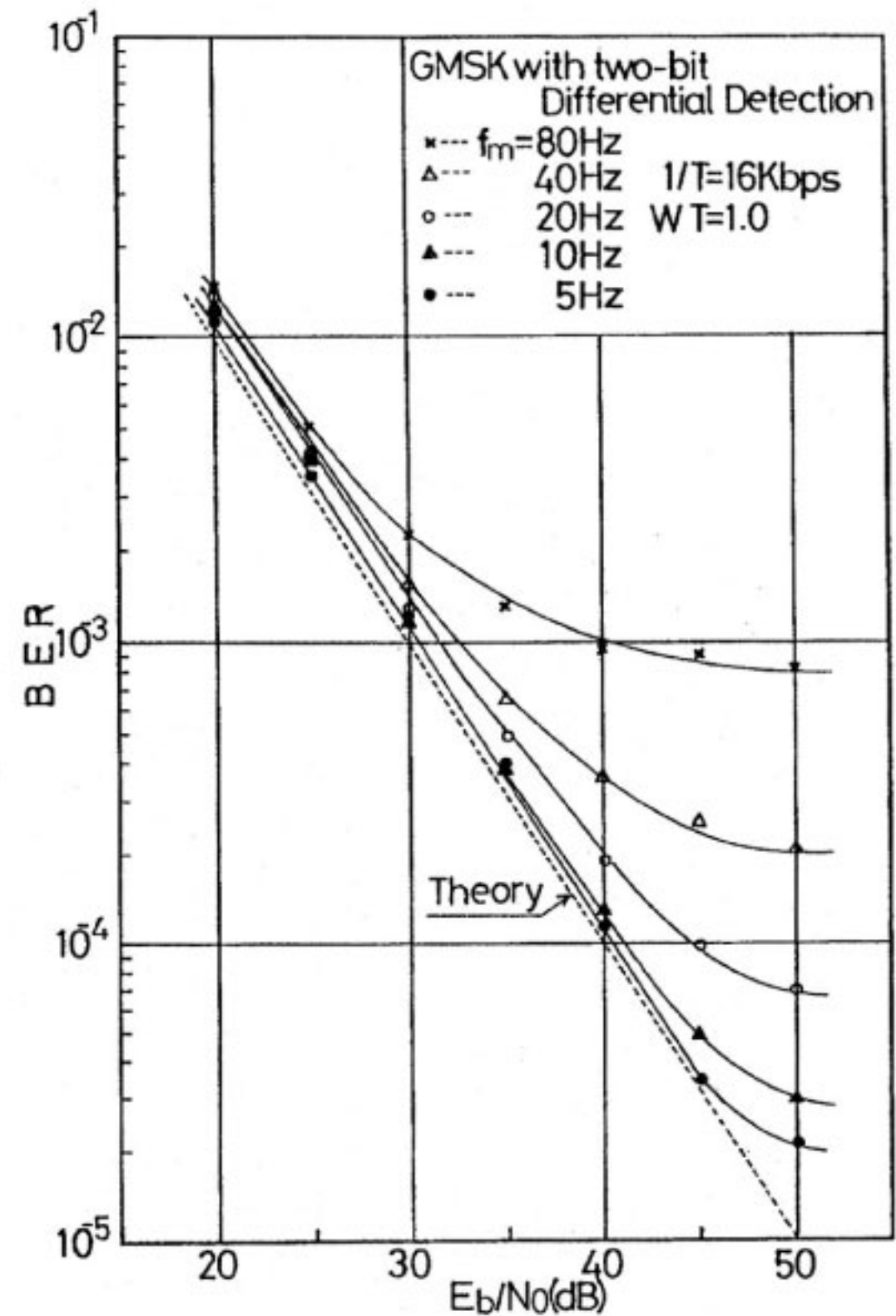


(b)

第 6 図 本装置の静特性条件下の誤り率特性
(a) 同期検波 (b) 2 ビット cos 遅延検波



(a)



(b)

第7図 本装置のフェージングの誤り率特性

(a) 同期検波 (b) 2ビット cos 遅延検波

また、理論値からの劣化は、同期検波の場合約 4 dB、遅延検波の場合約 1 dB である。同期検波の場合の劣化が大きいのは、フェージングによる軽減困難な誤りを低減する目的で搬送波再生回路の等価雑音帯域幅を 1 kHz と広く設定してあるためである。

4. ま と め

汎用直交変復調器としての機能、及びフェージング現象のミクロな解析に有効である再現機能を有する GMSK 変復調器試作装置の概要とその特性を紹介した。本装置は、ここで紹介した基本性能試験の他、軟判定誤り訂正方式の検討⁽¹¹⁾、16 QAM 変復調器の試作等⁽¹²⁾に用いられている。これらについては文献を参照されたい。

謝 辞

本装置製作に当たりご協力いただいた(株)国際電気の関係各位に感謝いたします。

参 考 文 献

- (1) K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for Mobile Radio Telephony", IEEE Trans. Commun., vol. COM-29, pp.1044-1050, July, 1981.
- (2) 三木俊雄, "GMSK 周波数検波の実験的検討", 信学技報, CS82-89, 1982年11月.
- (3) 生越, 室田, "差動符号化 GMSK 2 bit 遅延検波方式", 信学論(B), J64-B, 4, pp.248-254, 1981年4月.
- (4) Y. Akaiwa, I. Takase, S. Kojima, M. Ikoma and N. Saegusa, "Performance of Baseband bandlimited multilevel FM with discriminator detection for digital mobile telephony," Trans. IECE Japan, 64-E, pp.463-469, July 1981.
- (5) F. de Jager and C.B. Dekker, "Tamed frequency modulation, a novel method to achieve spectrum economy in digital transmission,"

- IEEE Trans. Commun. **COM-26**, 5, pp.534-542, May 1978.
- (6) K. Honma, E. Murata and Y. Rikou, "On a method of constant envelope modulation for digital mobile radio communication", Proc. IEEE ICC, 24.1.1-24.1.5, 1980.
- (7) Bernard J., T. Mallinder, "An overview of the GSM system," Proc. of Digital cellular radio conference, pp.1a.1-1a.13, Oct. 1988.
- (8) 神尾, 三瓶, 笹岡, 横山, "VII-2 評価実験装置—伝搬路模擬装置—", 通信総研季, **37**, 1, pp.187-192, 1991年2月.
- (9) 赤岩芳彦, "移動通信のためのデジタル変復調技術", pp.138-140, トリケップス出版, 1990年3月.
- (10) 昭和57年度電波技術審議会諮問第2号の3答申, 1983年3月.
- (11) 神尾享秀, "GMSK 同期検波における軟判定ビット復号", 信学論 (B), **J71-B**, 2, pp.299-300, 1988年2月.
- (12) 須永, 三瓶, "IV-2 16 QAM の装置化とその特性", 通信総研季, **37**, 1, pp.99-107, 1991年2月.
- |||||