

新 制
工
653
京大附図

デジタル移動通信における複局送信技術
に関する研究

1985年6月

生 越 重 章

デジタル移動通信における複局送信技術
に関する研究

1985年6月

生越 重章

目 次

第1章	緒 論	1
1. 1	研究の背景	1
1. 2	自動車電話方式の概要	2
1. 2. 1	電波伝搬特性	2
1. 2. 2	ゾーン構成と網構成	9
1. 2. 3	信号伝送系	15
1. 2. 4	無線回線制御	18
1. 2. 5	自動車電話の方式諸元	24
1. 3	移動通信におけるデジタル伝送技術	26
1. 3. 1	デジタル移動通信の特長	26
1. 3. 2	デジタル伝送技術の課題と研究の現状	26
1. 3. 3	デジタル移動通信の実用化例	31
1. 4	研究のねらい	31
1. 5	論文の概要	34
第2章	デジタル移動通信に適する狭帯域変復調方式	36
2. 1	まえがき	36
2. 2	2ビット遅延検波の原理	37
2. 3	誤り率特性の理論的検討	41
2. 3. 1	フェージング存在時の誤り率特性	42
2. 3. 2	非フェージング時の誤り率特性	45
2. 3. 3	位相差パターンと誤り率	46
2. 4	誤り率特性の実験的検討	53
2. 4. 1	室内実験	53
2. 4. 2	走行実験	57
2. 5	むすび	60

第3章	デジタル移動通信における送信ダイバーシティ技術	62
3.1	まえがき	62
3.2	送信ダイバーシティ方式の原理	63
3.3	送信ダイバーシティ方式の誤り率特性	67
3.4	所要伝送帯域幅とスペクトラム利用効率	77
3.5	誤り率特性の実験的検討	80
3.5.1	室内実験	80
3.5.2	走行実験	83
3.6	むすび	87
第4章	デジタル移動通信における変調波形オフセット複局同時送信方式	88
4.1	まえがき	88
4.2	方式概要	88
4.3	重畳信号の条件	92
4.4	誤り率特性の理論的検討	97
4.5	誤り率特性の実験的検討	103
4.5.1	実験系	103
4.5.2	実験結果	104
4.6	むすび	108
第5章	複局同時送信方式の評価法と回線設計	110
5.1	まえがき	110
5.2	複局同時送信方式の分類	110
5.3	複局同時送信によるダイバーシティ効果	111
5.3.1	伝搬モデル	111
5.3.2	等価短区間平均CNR	112
5.3.3	サイトダイバーシティ効果	120
5.3.4	ダイバーシティ効果の相互比較	131

5. 4	複局同時送信における回線設計例	1 3 2
5. 5	むすび	1 3 4
第6章	結 論	1 3 5
	謝 辞	1 3 8
	参考文献	1 3 9
付録1	非フェージング時の誤り率特性	1 4 8
付録2	スペクトラム利用効率	1 4 9
付録3	オフセット同時送信時の短区間平均CNRの確率密度関数	1 5 1

主な略号と記号

略号

CNR	: 搬送波対雑音電力比 (Carrier to Noise power Ratio)
CIR	: 希望波対干渉波電力比 (Carrier to Interference power Ratio)
GMSK	: Gaussian filtered Minimum Shift Keying
MSK	: Minimum Shift Keying
TFM	: Tamed Frequency Modulation
UHF	: 極超短波 (Ultra High Frequency)
VHF	: 超短波 (Very High Frequency)
A-c h	: 発信制御チャンネル (Access Channel)
C-c h	: 切替制御チャンネル (Control Channel)
D-c h	: 信号中継制御チャンネル (Data Channel)
P-c h	: 着信制御チャンネル (Paging Channel)
V-c h	: 通話チャンネル (Voice Channel)

記号

a_i	: 送信データ列
B	: 受信帯域幅 (Hz)
B_b	: ガウス形低域フィルタの3dB通過帯域幅 (Hz)
B_t	: 所要伝送帯域幅 (Hz)
b_i	: 変調データ列
d_i	: 復調データ列
D	: 同一周波数の繰り返し使用距離 (m)
D/R_z	: ゾーン半径で規格化した同一周波数の繰り返し使用距離 (m)
$e(t)$: 検波器入力
F_{at}	: ゾーン全体における熱雑音に関する劣化確率 (%)
F_{rt}	: ゾーン周辺における熱雑音に関する劣化確率 (%)

$F(\xi)$: 検波出力の特性関数
f_b	: ビットレート (bps)
f_c	: 搬送波周波数 (Hz)
f_D	: フェージングピッチ (最大ドプラ周波数) (Hz)
G_t, G_r	: 送信アンテナおよび受信アンテナのゲイン (dB)
$h_s(t)$: 送信ベースバンド帯域制限用ガウスフィルタの等価低域 インパルスレスポンス
L_p	: 伝搬損失 (dB)
$m(t)$: 変調信号
N_f	: 雑音指数 (dB)
$n(t)$: 熱雑音入力
P_e, P_{es}	: 平均ビット誤り率 (フェージング時, 非フェージング時)
P_t	: 送信電力 (W)
$P(\cdot)$: 確率密度関数
R_z	: 無線ゾーン半径 (m)
R_i	: 受信機入力の振幅 (V)
r_i	: 無線基地局からの距離 (m)
$s_i(t)$: 受信信号
T	: データ信号の繰り返し周期 (sec)
$v(t)$: 検波器出力 (V)
$W(f)$: 送信信号のパワースペクトラム密度 (V^2/Hz)
α	: 伝搬距離特性の減衰定数
β_i	: 重畳信号に対する変調指数
Γ	: 受信信号の平均CNR (dB)
Γ_{eqi}	: 等価短区間平均CNR (dB)
Γ_{gi}	: 等価短区間平均CNRの改善量 (dB)
Γ_{mi}	: 長区間平均CNR (dB)
γ	: 受信信号の瞬時CNR (dB)

Δf	: オフセット周波数 (Hz)
Δf_d	: 周波数偏移 (Hz)
Δf_{dh}	: 重畳信号に対する周波数偏移 (Hz)
$\Delta \zeta$: 重畳信号の位相差 (rad)
$\Delta \phi_s$: 変調位相差 (rad)
$\Delta \omega$: オフセット角周波数 ($= 2 \pi \Delta f$) (rad)
$\Delta \omega_d$: 角周波数偏移 ($= 2 \pi \Delta f_d$) (rad)
$\Delta \omega_{dh}$: 重畳信号に対する角周波数偏移 ($= 2 \pi \Delta f_{dh}$) (rad)
ε	: エネルギー検波の平均電力 (W)
η	: スペクトラム利用効率
Λ	: 平均C I R (dB)
ρ	: 正規化自己相関関数
ρ_s, ρ_n	: 信号および雑音の相関関数
σ, σ_{eq}	: 標準偏差および等価標準偏差
σ_s^2, σ_n^2	: 平均信号電力および平均雑音電力 (W)
τ	: 遅延検波における遅延時間 (sec)
$\phi_s(t)$: 変調位相 (rad)
$\phi_i(t)$: 重畳信号
ω_b	: 情報信号の角周波数 ($= 2 \pi f_b$) (rad)
ω_c	: 搬送波角周波数 ($= 2 \pi f_c$) (rad)
ω_o	: 重畳信号の角周波数 ($= 2 \pi f_o$) (rad)

第 1 章 緒 論

1. 1 研究の背景

今日の移動通信は、内航船舶電話・無線呼出・自動車電話等の公衆通信系、タクシー無線・警察無線等の専用業務系およびアマチュア無線・市民無線等のパーソナル通信系とその使用形態は多岐にわたっており、“いつでも・どこでも使用できる通信手段”として社会機構の高度化・多様化とともにめざましい発展をとげている。中でも、昭和54年末サービスが開始され、その後急速に全国へ導入が図られている自動車電話は本格的な陸上移動通信時代の到来を告げるものであり、昭和60年5月末現在のサービス地域は47都道府県51地区に及び、また加入数は43000にも達している。また、最近では新たな通信メディアとしてMCA（マルチチャンネルアクセス）およびパーソナル無線が導入され注目されている。

このような移動通信に対する需要の急激な増大により、従来の移動通信で用いられてきたVHF帯の周波数帯域は著しく逼迫している。このため、より広い帯域幅を確保できるUHF帯以上の周波数帯を使用せざるをえない。自動車電話は、800MHz帯の使用と、サービスエリアをいくつかの無線ゾーンに分割したいわゆる小ゾーン構成を採用し、面的な周波数有効利用をすることにより、加入者容量の増大を図ったものと位置づけられる。

周波数帯の移行と並行して移動通信の発展に伴う動きのひとつに通話信号伝送系におけるデジタル化があげられる。無線呼出および自動車電話の制御信号伝送系では制御の高速化・高信頼化を目的として既にデジタル信号が導入されている。一方、通話信号伝送系では従来、音声のアナログFMあるいはアナログPMにより伝送していた。しかし、前述した移動通信の普及、さらには公衆固定通信網のデジタル化の進展を背景に、ファクシミリ・データ等、非電話系信号伝送の要望が高まりつつあることから音声も含めた通話信号伝送系についてもデジタル化した移動通信の導入を図ろうとする動きが活発化している。この傾向は、昨今のLSI技術の進歩と相まって今後さらに強まるものと予想される。このような移動通信を確立するための最重要課題は、周波数の有効利用を図りつつ信頼度の高い伝送系を構成することである。そのため、高能率変復調技術、低速度音声符号化および復号化技術の確立が必要となる。

一方、自動車電話のように広域サービスエリアを有する陸上移動通信では、送信電力の制約、基地局設備の規模および周波数利用率の点から小ゾーン構成を採用するのが有効である。小ゾーン構

成の移動通信では広域制御の必要性から、基地局から移動局への制御信号の伝送には複局制御が不可欠であり、能率の高い制御を可能とする複局制御技術の確立が重要課題となる。

本論文はこのような背景をもとに、デジタル陸上移動通信に適する狭帯域高能率変復調技術、伝送品質改善技術および複局制御技術に関して著者が行った研究をまとめたものである。

1.2 自動車電話方式の概要

わが国の自動車電話方式は800MHz帯の使用と、小ゾーン構成・マルチチャネルアクセス等の周波数有効利用技術および蓄積プログラム方式に支えられた制御技術の導入により加入者容量の大容量化・広域サービスを実現したシステムである。本節では自動車電話方式の電波伝搬特性・ゾーン構成・無線方式・制御方式等について概説する。

1.2.1 電波伝搬特性

陸上移動通信では基地局と移動局の間で無線通信回線を設定して通信を行うため、その電波伝搬特性は固定通信のそれとは大きく異なる。すなわち、固定通信における電波伝搬は主として自由空間伝搬として特徴づけられるのに対して、陸上移動通信における電波伝搬は、移動局周辺の建造物などの影響を受け多重伝搬路が形成され、また、移動局の位置が時々刻々変化することに伴い、受信レベルは時間的に大きく変動するのが特徴である。陸上移動通信における電波伝搬特性には、通常、以下に示す3種類の特性が取り上げられる。

- (1) 瞬時変動特性
- (2) 場所的変動特性
- (3) 基地局からの距離に対する特性（いわゆる、伝搬距離特性）

次に、それぞれの特性について簡単に説明する。

(1) 瞬時変動特性

瞬時変動特性とは、受信レベルの瞬時値の時間的変動特性である。移動通信では、基地局から送信された電波が建造物、地物などにより反射・回折・散乱を受けることにより多重伝搬路が形成される。従って、移動局の受信地点には多重伝搬路を経由した電波が各方向から到来する。これを移動局が走行受信したとき、受信レベルの瞬時値は時間的に変動する。この現象は次のよう

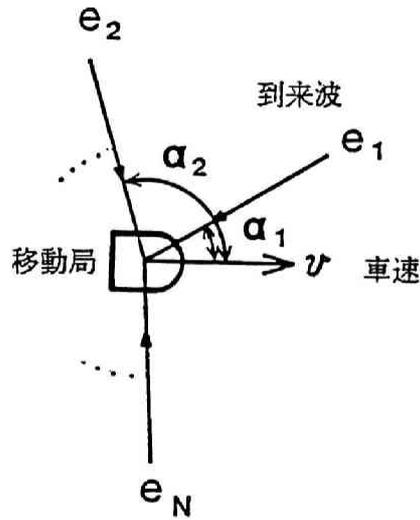


図1.1 移動局への到来波

に説明される。

図1.1 に示すように、多重伝搬路を経由した各波が移動局の進行方向に対して θ_i の角度で到来するものとすれば、各到来波は

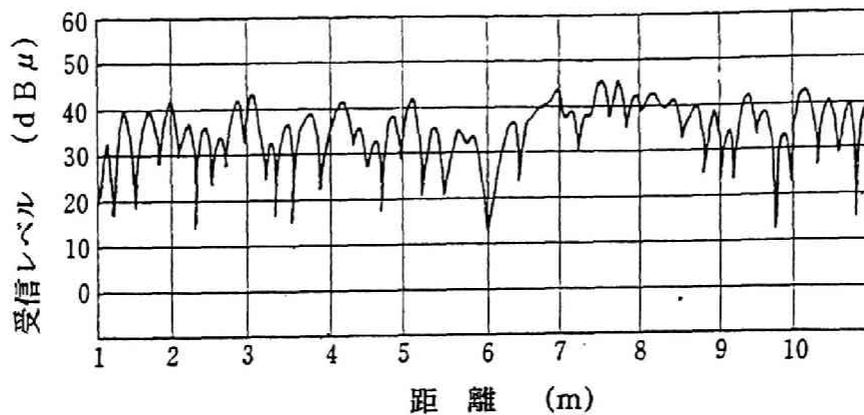
$$e_i(t) = R_i(t) \cos [(\omega_c + \omega_i)t + \phi_i(t)] \quad (1.1)$$

で与えられる。ここで、 $R_i(t)$ および $\phi_i(t)$ はそれぞれ到来波の包絡線および位相である。

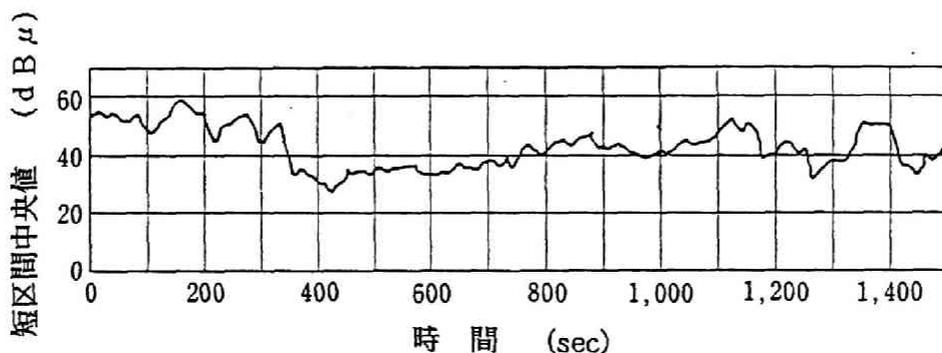
また、 ω_c は搬送波角周波数である。さらに、 ω_i はドプラ角周波数であり、入射角 α_i 、車速 v 、波長 λ の間に

$$\omega_i = (2\pi v / \lambda) \cos \alpha_i \quad (1.2)$$

の関係を有する。式(1.2)における v/λ が最大ドプラ周波数であり、900MHzの電波を用いたシステムでは、車速48km/hで移動体が走行する場合には40Hzとなる。いま、式(1.1)で与えられた到来波を水平面指向性 $G(\alpha)$ のアンテナを用いて受信したとき、受信波 $e(t)$ は



(a) 市街地の短区間における受信レベルの瞬時変動



(b) 短区間中央値レベルの場所的変動特性
(500 m × 800 m の区域内を平均時速 20 km で走行した場合)

図 1.2 受信レベルの瞬時変動特性と場所的変動特性

$$e(t) = \sum_{i=1}^N e_i(t) G(\alpha) \quad (1.3)$$

となる。簡単のため、水平面内指向性が無指向性すなわち $G(\alpha) = 1$ のアンテナ、たとえばモノポールアンテナを用いるものとすれば、式 (1.3) は

$$\begin{aligned} e(t) &= \left\{ \sum_{i=1}^N X_i(t) \right\} \cos(\omega_c t) - \left\{ \sum_{i=1}^N Y_i(t) \right\} \sin(\omega_c t) \\ X_i(t) &= R_i(t) \cos[\omega_i t + \phi_i(t)] \\ Y_i(t) &= R_i(t) \sin[\omega_i t + \phi_i(t)] \end{aligned} \quad (1.4)$$

と展開できる。ここで、各 $X_i(t)$ および $Y_i(t)$ の値がほぼ同程度であるとし、さらに無限個の波が到来するとすれば中央極限定理に基づいて、 $X_i(t)$ および $Y_i(t)$ はそれぞれ互いに独立な零平均ガウス変数 $X(t)$ および $Y(t)$ に収束し、 $e(t)$ は

$$\begin{aligned} e(t) &= X(t) \cos(\omega_c t) - Y(t) \sin(\omega_c t) \\ &= R(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \\ R(t) &= \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \\ \theta(t) &= \tan^{-1}\{Y(t)/X(t)\} \end{aligned} \quad (1.5)$$

となる。ここで、 $R(t)$ および $\theta(t)$ は $e(t)$ の包絡線および位相であり、それぞれの確率密度関数 $P(R)$ および $P(\theta)$ は

$$P(R) = \begin{cases} \frac{R}{\sigma_1^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma_1^2}\right) & (R \geq 0) \\ 0 & (R < 0) \end{cases} \quad (1.6)$$

$$P(\theta) = \begin{cases} 1/2\pi & (|\theta| \leq \pi) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases}$$

で与えられる⁽¹⁾⁽²⁾。式(1.6)中の σ_1^2 は受信波 $e(t)$ の平均電力であり、 $X(t)$ および $Y(t)$ の分散に等しい。式(1.6)が示すように、包絡線はレイリー分布則に従って変動することから、 $e(t)$ の瞬時変動をレイリーフェージングとも呼ぶ⁽³⁾⁻⁽⁵⁾。実際の市街地における電波伝搬の測定結果によれば、数10m程度の走行区間において観測されるレベル変動が数10dBにもおよぶフェージングはレイリーフェージングに近似できることが示されている。

図1.2(a)に短区間における受信レベルの瞬時変動の一例を示す⁽⁶⁾。なお、前記到来波に遅延時間分散が存在するときにはフェージングは周波数選択性を呈し、とくに高いビットレートのデジタル信号伝送を行うときには問題となる。

一方、式(1.4)において、直接波のような定常波成分が存在する場合には $e(t)$ は

$$e(t) = \{A + X(t)\} \cos(\omega_c t) - Y(t) \sin(\omega_c t) \quad (1.7)$$

となる。式(1.7)における A は定常波のレベルであり、 $X(t)$ および $Y(t)$ は互いに独立な零平均ガウス過程である。このとき、 $e(t)$ の包絡線および位相の確率密度関数 $P(R)$ および $P(\theta)$ は式(1.6)に対応して、

$$P(R) = \begin{cases} \frac{R}{\sigma_1^2} I_0\left(\frac{AR}{\sigma_1^2}\right) \exp\left(-\frac{A^2 + R^2}{2\sigma_1^2}\right) & (R \geq 0) \\ 0 & (R < 0) \end{cases} \quad (1.8)$$

$$P(\theta) = \frac{1}{2\pi} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma_1^2}\right) + \frac{A \cos \theta}{2\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \left[1 + \operatorname{erf}\left(\frac{A \cos \theta}{\sqrt{2\sigma_1}}\right) \right] \exp\left(-\frac{A^2 \sin^2 \theta}{2\sigma_1^2}\right)$$

で与えられる⁽⁷⁾。ここで、 $I_0(x)$ および $\operatorname{erf}(x)$ はそれぞれ第1種0次変形ベッセル関数および誤差関数であり、それぞれ式(1.9)で定義される。

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) d\theta \quad (1.9)$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-z^2) dz$$

式(1.8)で与えられる包絡線 $R(t)$ は仲上・ライス分布則に従って変動することから、式(1.7)で与えられた受信波が受けるフェージングを仲上・ライスフェージングとも呼び、実際の移動伝搬路においてもこのフェージングが観測されることが報告されている⁽³⁾。本論文で

は、式 (1. 5) および式 (1. 6) で与えられるレイリーフェージングモデルを用いて各種検討を行っている。

次に、受信レベルに関してよく用いられる短区間中央値を上記レイリーフェージングについて求める。短区間中央値とは、数10m程度の短い区間を走行する移動局の受信信号の包絡線の累積分布関数の値が0.5となるRの値で定義され、

$$\int_0^{R_m} P(R) dR = 0.5 \quad (1.10)$$

より、 $R_m = \sigma_1 \sqrt{2 \ln 2}$ で与えられる。これに対して、包絡線の平均値 R_a は

$$\begin{aligned} R_a &= \int_0^{\infty} R \cdot P(R) dR \\ &= \sigma_1 \sqrt{\pi/2} \end{aligned} \quad (1.11)$$

となり、 $R_a / R_m = 0.54 \text{ dB}$ であることがわかる。

(2) 場所的変動特性

無線基地局と移動局の距離が一定とみなせる区域内において前述の瞬時変動の中央値は場所的にゆるやかに変動する。この変動は移動体周辺の建造物・樹木・地形の起伏による遮蔽効果に起因するものであり、変動の原因が瞬時変動とは異なるため通常、両者は独立な現象として取り扱われている。

中央値の場所的変動は「短区間中央値変動」とも呼ばれ、実測結果によれば中央値の確率密度関数は式 (1. 12) に示す対数正規分布で近似できることがよく知られている^{(1) - (3)}。

$$P(X) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_2^2}(X-X_m)^2\right] & (X \geq 0) \\ 0 & (X < 0) \end{cases} \quad (1.12)$$

ここで、 $X = \ell_n R_m$ である。また、 X_m は区間内の短区間中央値の 50% 値であり、短区間中央値と区別するため長区間中央値と呼ばれる。さらに、 σ_2 は短区間中央値変動の標準偏差であり、建造物の密度・道路幅等により変化するが一般的な市街地では 5～7 dB の値をとることが報告されている⁽³⁾。短区間中央値変動のことを、その発生原因に因んで「シャドウフェージング」と呼ぶこともある。図 1. 2 (b) に受信レベルの短区間中央値変動の一例を示す⁽⁴⁾。

(3) 伝搬距離特性

前述の瞬時変動および短区間中央値変動は、比較的狭い限定された区域を移動局が走行する場合、すなわち、基地局と移動局の距離がほぼ一定とした場合に観測される受信レベルの変動現象であるのに対し、基地局と移動局との距離が変化したときに観測される受信レベルの変化を表すものが伝搬距離特性である。伝搬距離特性は式 (1. 13) で近似できる。

$$X_m(r) = A \cdot r^{-\alpha} \quad (1. 13)$$

ここで、 $X_m(r)$ は基地局から距離が r の地点における長区間中央値である。また、 A は定数である。さらに、 α は伝搬距離特性の減衰定数であり市街地では 3～4 となるといわれている。伝搬距離特性に関しては、地形・アンテナ高等により細かな分類を行ったうえでの実験結果を統計処理して得られた奥村カーブが有名であり、今日の陸上移動通信の方式設計の基準として用いられている⁽⁵⁾。また、奥村カーブを用いた方式設計をより容易に行うことを目的として、伝搬損失を実験式として示した報告もある⁽⁶⁾。

電波伝搬特性は回線設計に際して無線ゾーン半径等の決定、厳しい伝搬環境の中での品質規定をする際に考慮される。たとえば、瞬時変動特性の包絡線変動および位相変動はそれぞれ低受信レベル時の伝送品質および高受信レベル時の伝送品質に関係する。また、場所的変動特性は伝送品質の場所的な劣化確率に関係する。

1.2.2 ゾーン構成と網構成

(1) ゾーン構成

(i) 無線ゾーン

陸上移動通信においては、通信サービスを受けることのできる領域、すなわちサービスエリア内に存在する移動局と基地局間に無線通信路を設定し通信を行う。ひとつの基地局がサービスを提供しうる空間的領域を無線ゾーンと呼び、その配置法をゾーン構成法と呼んでいる。陸上移動通信の形態をサービスエリアと無線ゾーンの配置法との関係から分類すると2つの方式に大別される。

第1の方法は、図1.3 (a) に示す単一无線基地局を用いてサービスエリア全域に対して通信サービスを提供する方法である。この方法は、ゾーン構成上、大ゾーン方式あるいは単一无線ゾーン方式と呼ばれ、タクシー無線などの業務系通信において一般的に用いられている^{(9) - (10)}。本論文では、この方法を大ゾーン方式と呼ぶこととする。

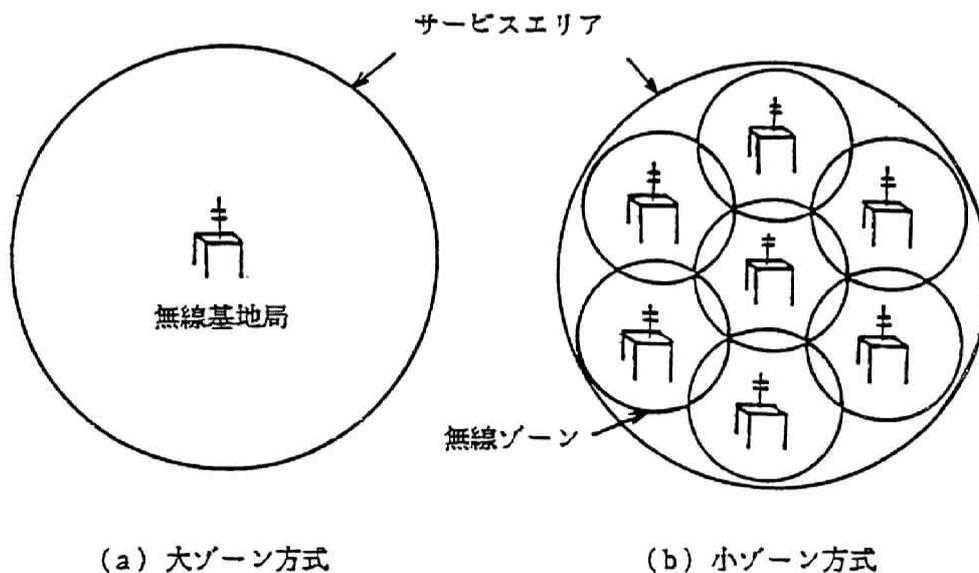


図1.3 移動通信のゾーン構成

大ゾーン方式を広域サービスを行う陸上公衆移動通信へ適用する場合、以下の点で困難となる。

- ① 送信電力の増加には限度がある
- ② 同一周波数の空間的繰返し使用距離が大きくなり、周波数有効利用ができなくなる
- ③ 大都市では呼量にみあうだけの無線チャンネルを確保しにくい
- ④ サービスエリア全域で均等な品質確保が容易でない

第2の方法は、図1.3(b)に示すようにサービスエリアを複数の無線ゾーンで覆う方法であり、大ゾーン方式に対応して、小ゾーン方式、セルラ方式あるいは複数無線ゾーン方式などと呼ばれる。本論文では、この方法を小ゾーン方式と呼ぶこととする。小ゾーン方式は大ゾーン方式における前述の問題点の解決をはかった方式であり広域公衆移動通信に適している^{(1) (9) (10)}。わが国において商用化されている自動車電話でも小ゾーン方式を採用し、加入者数の大容量化および周波数の有効利用を実現している⁽⁹⁾。

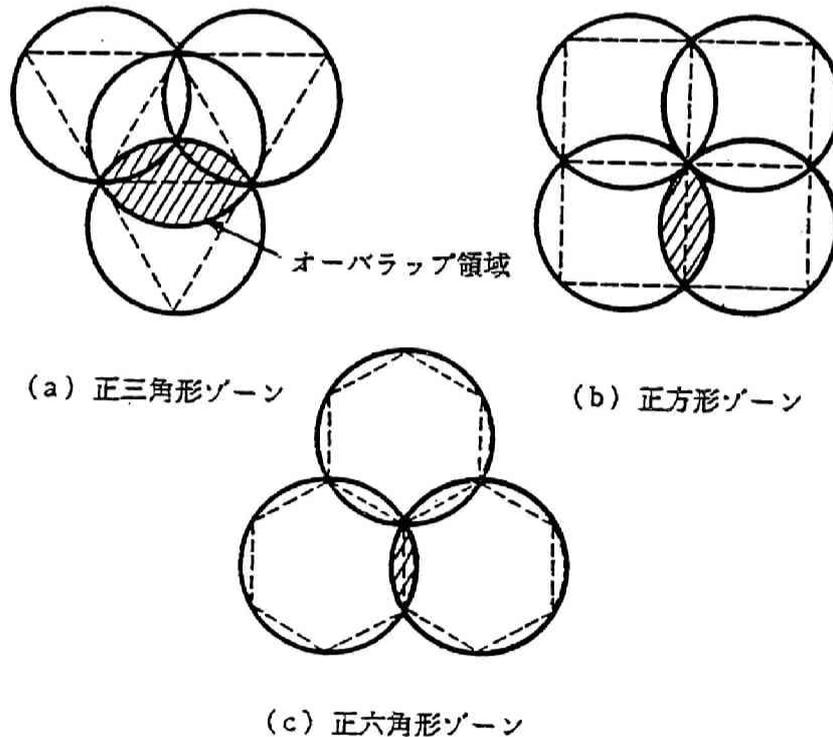


図1.4 単位無線ゾーンの形状

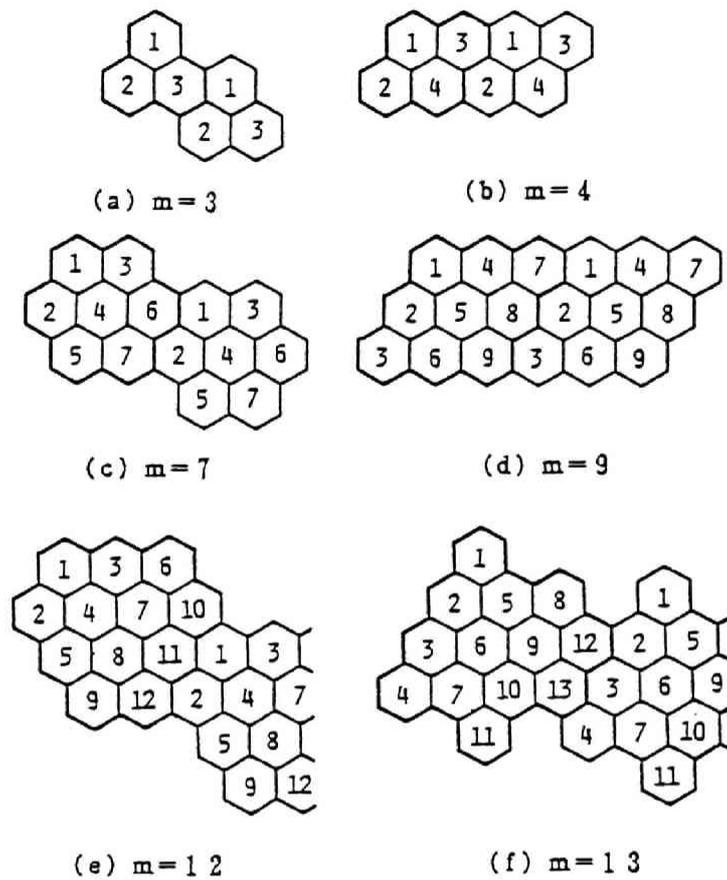


図 1.5 正六角形ゾーンによる群構成の例

小ゾーン方式の陸上移動通信ではサービスエリア内のトラヒック密度を一定としたとき、単位無線ゾーンを規則的に並べることによりサービスエリアを隙間なく覆う。いま、単位無線ゾーンの形状として正多角形によりサービスエリアを隙間なく覆うものとするれば、図 1. 4 に示す正三角形、正方形、および正六角形のみが候補となる。このうち、無線ゾーンのオーバーラップ領域が最も小さく、中心間距離が最も大きい正六角形ゾーンが周波数有効利用の観点から一般に用いられる^{(11) (12)}。実際の移動通信では、サービスエリアを覆う無線ゾーンをいくつかひとまとめにして群とし、各群単位で同一無線チャネル群を干渉妨害のない距離だけ離して繰り返し使用する。正六角形単位無線ゾーンによるゾーン構成では、群を構成するゾーン数 m は

$$m = k^2 + l^2 + kl \quad (k, l : \text{同時に } 0 \text{ でない自然数}) \quad (1.14)$$

で与えられ、 $m = 1, 3, 4, 7, 9, 12, 13, 16, 19, 21, \dots$ となる^{(9) (13) (14)}。図1.5に群構成の例を示す⁽¹⁵⁾。自動車電話では21ゾーン繰り返しを採用している。

サービスエリア内のトラヒック密度が一定でないとき、いわゆるトラヒックテーパが存在するときには、トラヒック密度の高い地域ほど無線ゾーンの大きさを小さくし、より多くの無線チャネルを割り当てることによって地域内のトラヒックを処理する方法が提案されている⁽¹¹⁾。また、正六角形単位無線ゾーンをいくつかの扇形ゾーンに分割することによってもトラヒックの集中に

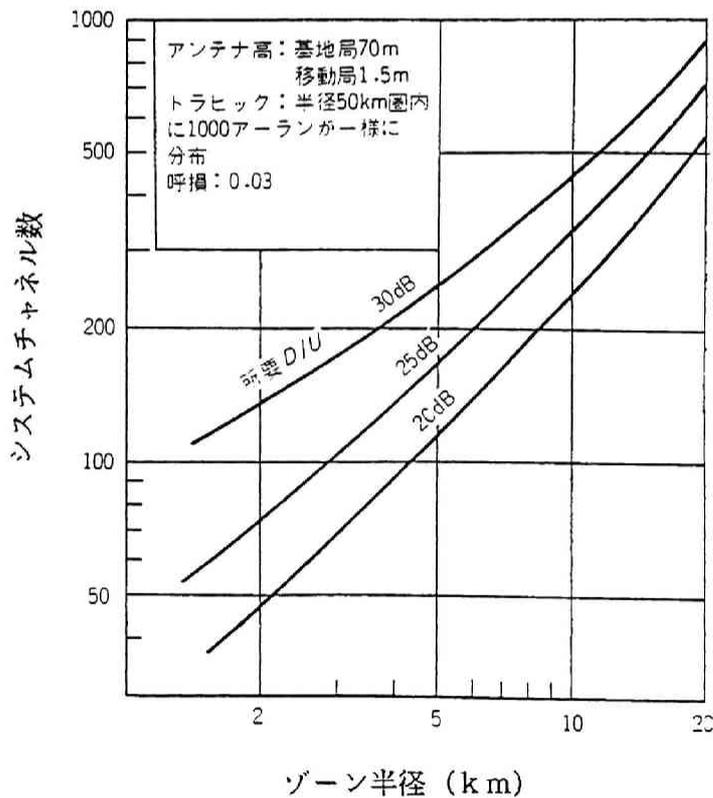


図1.6 小ゾーン化による周波数利用率向上

対処できる⁽¹⁶⁾。

図1.6はある送信電力のもとで無線ゾーン半径と所要チャネル数の関係を示しており、所要希望波対妨害波電力比 D/U を一定としたときの無線ゾーン半径が小さい程、所要チャネル数は少なくともよいことがわかる⁽⁹⁾。無線ゾーン半径を小さくすることで周波数有効利用がはかれる反面、基地局数の増加および移動局の無線ゾーン移行頻度の増加に伴う制御の複雑化等の問題が生じる。従って、無線ゾーンの大きさは、①周波数有効利用、②基地局および移動局の設備費、③無線回線の制御等を総合的に考慮して決定される。わが国の自動車電話では無線ゾーン半径は5～10km（中小都市用方式では7～15km）に設計されている^{(17) (18)}。

(ii) 制御ゾーン

小ゾーン方式の陸上移動通信では、移動局がサービスエリア内の複数の無線ゾーンにまたがって走行し通信を行うことから、移動局がサービスエリア内のいずれの無線ゾーンに存在するかを検出し、そのゾーンにおいて使用可能な無線チャネルを通話の都度、設定するための制御が必要となる。わが国の自動車電話ではこの制御を行うため、いくつかの無線ゾーンをひとまとめにし

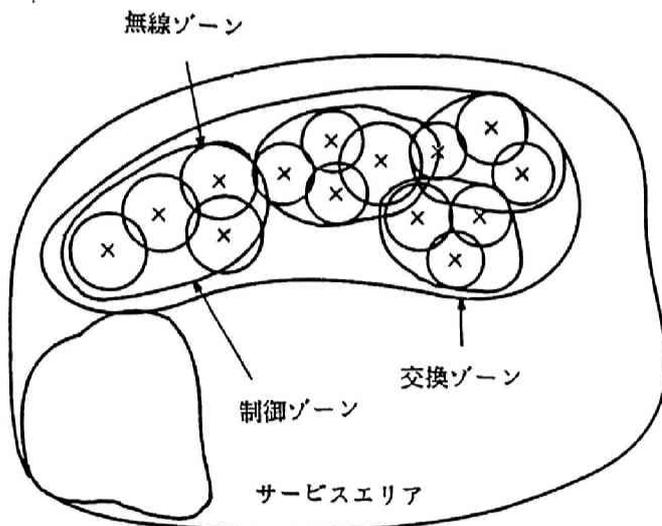


図1.7 自動車電話のゾーン構成

て制御ゾーンを設け、通話チャンネルとは異なる制御チャンネルを介して上記制御を行っている。同一制御ゾーン内では同一の制御チャンネルを配置する複局制御方式を用いている。これにより、通話チャンネル設定時間の短縮化がはかられ呼損率を低減できるとともに、複数の無線基地局からの同時送信効果として制御信号の伝送信頼度を向上できる。制御ゾーン内には上記制御を行うため無線回線制御局を1局配置している。また、ひとつの制御ゾーンに含まれる無線ゾーン数は10数個程度とされている。

(iii) 交換ゾーン

ひとつの自動車電話交換局の制御範囲を交換ゾーンといい、1以上の制御ゾーンよりなる。

図1. 7に制御ゾーン、無線ゾーンおよび交換ゾーンの関係を示した。

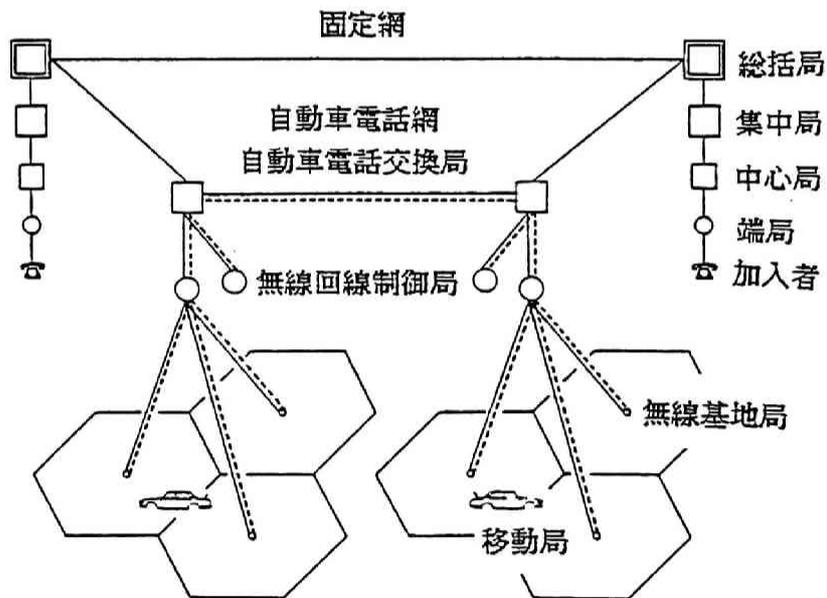


図1.8 自動車電話の網構成

(2) 網構成⁽¹⁷⁾

前述のゾーン構成に対応して自動車電話網は図1. 8で示す構成となっている。無線ゾーンごとに無線基地局を設置し、その地域のトラヒックに応じた無線チャンネルの数に相当する通話用送受信機および制御用送受信機を設置する。10数個の無線ゾーンをまとめて構成した制御ゾーン内に無線回線制御局を設置し、移動局の所在ゾーン検出・通話チャンネルの設定・通話中チャンネル切替の機能を分担する。自動車電話交換局はD10形交換機を用いて固定網との接続を行うほか課金機能を有する。また、加入者メモリを有し後述の位置登録等のための加入者情報を記憶している。なお、自動車電話交換局の局階位は原則として固定網における総括局に相当する。

1.2.3 信号伝送系

自動車電話における無線区間の信号伝送系としては、通話信号伝送系および制御信号伝送系に分けられる。

(1) 通話信号伝送系

陸上移動通信の通話信号の伝送には、一般にアナログ形式の狭帯域FM方式、あるいは狭帯域PM方式が用いられている。これは、これら角度変調方式が定振幅特性を有するため電力効率の高い増幅器の使用を可能とするとともに、耐フェージング特性が優れていることによる。復調信号のSNR(Signal to Noise Ratio)の点でPM方式がFM方式よりも優れていることから、自動車電話では図1. 9に示すように、狭帯域PM方式が採られている⁽¹⁷⁾。送信側では、音声信号に対して瞬時周波数偏移制限器(IDC: Instantaneous Deviation Control)およびスプラッタフィルタ(カットオフ周波数が3kHzの一種のローパスフィルタ)を用いることにより変調スペクトラムの広がりを抑制し、隣接無線チャンネルへの電力の漏洩を規定値内に抑えている。受信側では、受信波をリミタに通すことによって一定振幅とした後、ディスクリミネータを用いて検波を行い、さらに検波信号を積分器に通すことによりその出力として復調信号を得る。また、通話信号伝送系にはシラビックコンパンダ(コンプレッサ+エキスパンダ)⁽¹⁸⁾を併用することにより、ベースバンド信号中のクリック雑音・ランダムFM雑音などの雑音を除去し、伝送品質の向上をはかっている⁽²⁰⁾。

なお、通話信号伝送系の伝送品質は単音明瞭度で規定され、ゾーン周辺において場所的な確率90%で単音明瞭度80%以上を満足することとされている⁽²¹⁾。

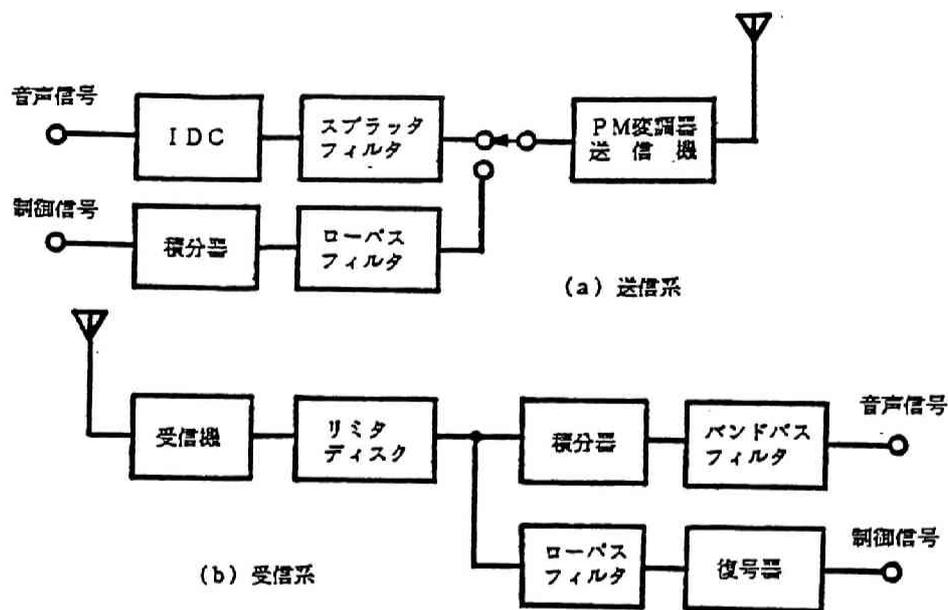


図 1.9 自動車電話方式の送受信系構成

(2) 制御信号伝送系

従来の移動通信では制御信号としてトーン信号が用いられていたが、自動車電話では多種の制御信号を高速で伝送する必要があることからデジタル制御信号を採用している。制御信号の伝送にあたっては、通話信号伝送系の変復調器を共用できることが機器の小型化・経済化の点で望ましい。自動車電話における制御信号伝送には、送信側でビットレート 300 bps のスプリットフェーズ符号（マンチェスター符号ともいう）で搬送波を FSK して送出し、受信側では通話信号伝送系の復調器を共用して復調を行う。スプリットフェーズ符号は図 1.10 に示すような符号形式であり、①符号に直流成分がない、②ビット同期抽出が容易である等の特長を有することから採用されている。図 1.11 は制御信号の符号フォーマットの一部を示す⁽²²⁾。

デジタル制御信号の誤り率特性は、伝搬路において発生するフェージングの影響で著しく劣化する、たとえばレイリーフェージング存在下ではビット誤り率を 1桁改善するためには CNR (Carrier to Noise Ratio) を 10 dB 増加する必要があることから、より確実な制御を行うため

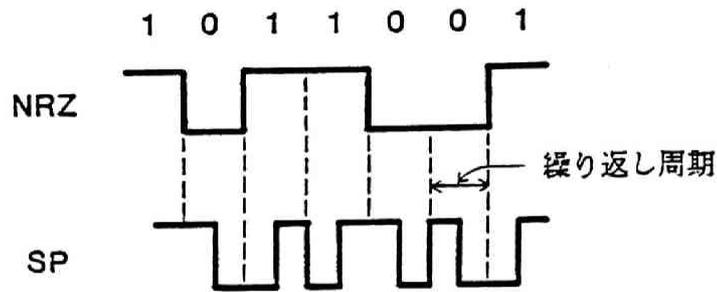


図1.10 スプリットフェーズ符号化の例



ST : スタート符号 INF : 情報符号 CHK : 検査符号

図1.11 無線回線制御信号の構成例 (下り着信制御チャンネル)

何らかの誤り率改善技術の導入が必要となる。これに対して、自動車電話では誤り訂正符号およびリサイクル方式を併用して伝送品質向上をはかっている。移動伝搬路における低いビットレート信号伝送時の誤り発生パターンはランダム誤りが主体となっていることから、誤り訂正符号としてはブロック符号構成のランダム誤り訂正符号の一種であるBCH符号⁽²³⁾(具体的には、主としてBCH(43, 31))が用いられている。一方、バースト長が誤り訂正能力以上のバースト誤りに対してはリサイクル方式により情報の再送を行うことにより対処している。さらに、複局制御方式における下り回線信号伝送のために、複数の無線基地局から制御信号を同時に送出する複局同時送信技術を適用することにより、スペースダイバーシティ効果に基づく大幅な伝送

品質の改善をはかっている。また、通話信号伝送系も含めた伝送系において受信ダイバーシティ技術の導入によるベースバンドSNRや誤り率特性の改善効果の検討が行われている⁽²⁴⁾⁽²⁵⁾。複局同時送信技術によるダイバーシティ効果については第2章以降で詳しく述べる。なお、制御信号に関する伝送品質は、ゾーン周辺の場所的確率90%で非受信率 1×10^{-2} 以下を満足することと規定されている。

1.2.4 無線回線制御⁽²²⁾

無線基地局からサービスエリア内を移動する移動局との通話回線を設定し、通話中に移動局がゾーンを移行しても通話を継続させるため、無線回線制御の基本機能としては次のものがあげられる。

- (1) 位置登録
- (2) 通話回線設定および終話
- (3) 通話中チャネル切替

これらの制御を行うため、無線区間の制御信号伝送系では、複局制御方式を採用し複数のゾーンごとに設けた共通の制御チャネルを介して制御を行うとともに、一部、通話チャネル(V-ch: Voice channel)を介しての制御を行っている。制御チャネルには、発信制御チャネル(P-ch: Paging channel)および着信制御チャネル(A-ch: Access channel)がある。P-chの制御信号は複数の基地局から同時送信(複局同時送信)され、A-chの制御信号は複数の基地局により同時受信(複局同時受信)される。その結果、ダイバーシティ効果によりフェージング存在時の誤り率特性が向上し、制御能率を高めることができる。自動車電話に用いられている複局同時送信方式には、大都市方式用の搬送波周波数オフセット方式および中小都市用の変調波形オフセット方式がある。前者は搬送波周波数を各基地局でオフセットして送信し、また後者は基地局間で変調信号波形をオフセットして送信することで受信信号にビートを生じさせ、フェージングの落ち込み時間率を減少させることによってオーバーラップ領域での誤り特性を改善するものである。

P-chおよびA-chの制御信号は前節で述べたようにデジタル信号を用いており、P-chは着呼接続・一斉報知に用いられ一斉呼出系として構成され、A-chは発呼接続・移動局の状態の報告および登録に用いられランダムアクセス系として構成される。一方、V-chの制御信号にはトーン信号およびデジタル信号を用いている。(中小都市用方式では全デジタル化されている。)

また、有線区間には無線回線制御局と自動車電話交換局間に信号中継制御チャネル(D-ch: Data

channel)を、無線基地局と無線回線制御局間に切替制御チャンネル(C-ch: Control channel)を設け、それぞれ伝送する加入者対応の情報のやりとりおよびチャンネル切替の制御を行わせる。

次に、上記各機能について述べる。

(1) 位置登録

自動車の在圏エリアで一斉呼出を行うため、移動局の現在位置を検出し、これを自動車電話交換局の交換機の加入者メモリに登録する機能であり、移動局の電源投入時および呼出エリアの移行時に位置登録が行われる。次に、電源投入時の位置登録のシーケンスを示す。

- ① 移動局の電源投入とともにP-chを順次切り替えその受信レベルを測定し、最も高いレベルのP-chで待ち受け状態に入り、P-chによって基地局より常時報知されている位置情報と移動

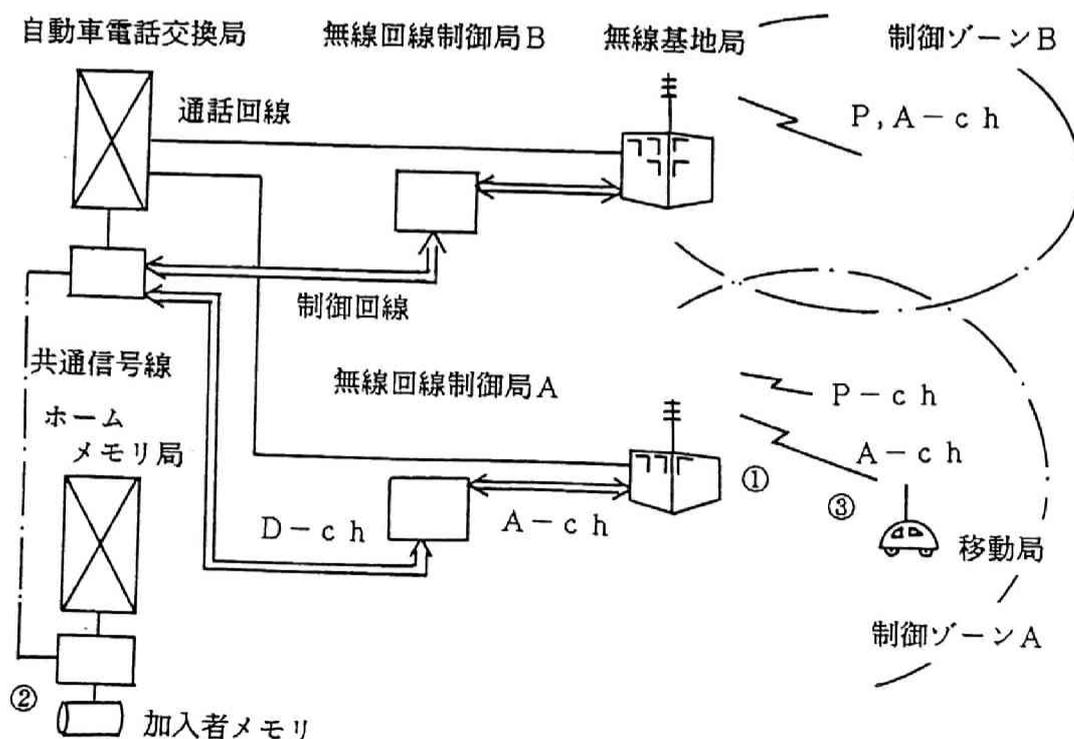


図1.12 位置登録の概要

局が記憶していた位置情報を照合し、両者が異なるときには空いているA-chを用いて位置登録信号を基地局に送出する。

- ② 位置登録信号にもとづいて、自動車電話交換局では加入者メモリの位置情報部分を書き替えるとともに、A-chを用いて位置登録受付信号を移動局に送出する。
- ③ この信号を受信した移動局では自分のメモリ内の地域識別コードの書き替えを行い、新しいP-chで待ち受け状態に入る。

呼出エリアの移行時の位置登録はP-chの受信レベル低下を検出した後、電源投入時と同様のシーケンスに従って行われる。(図1.12参照)

(2) 通話回線設定および終話

通話回線設定は移動局からの発呼(以下、移動局発呼という)および移動局への着呼(以下、移動局着呼という)の2つの場合にわけて考える必要がある。以下に、それぞれの場合についてその動作を説明する。

(i) 移動局発呼

移動局発呼は以下のシーケンスに従って行われる。(図1.13参照)

- ① 加入者のオフフックによりA-chの空線信号を待受け、空線信号が受信されると発呼信号を送出するとともに、ダイアルトーンを鳴動させダイアルさせる。ダイアルされた番号は移動局のメモリに一時記憶させる。
- ② 無線基地局では移動局からの発呼信号に受信レベル情報を付加して無線回線制御局へ中継する。無線回線制御局では最大レベルの無線ゾーンに移動局が存在すると判断し、その無線基地局に対し空き通話回線選択をC-chを介して要求する。これにもとづき無線基地局では、そのゾーン内の空きV-chのひとつを選択し、チャンネル指定番号を移動局に送信する。
- ③ チャンネル指定番号を受信した移動局では指定されたV-chに切替えた後、無線基地局より送信された無線導通試験信号(トーン信号)を折り返し送出することにより、無線区間のV-ch設定に異常がないことを確認する。
- ④ 無線回線制御局は移動局からの無線導通試験信号を受信すると自動車電話交換局に対して発呼信号(移動局番号・使用通話チャンネル番号および無線ゾーン番号を付加)をD-chを介して送信する。

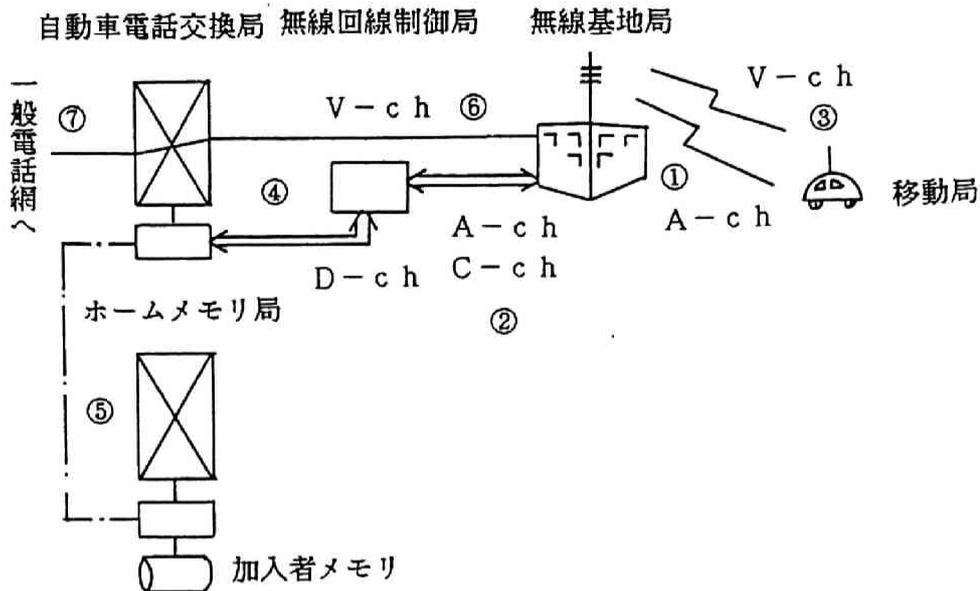


図 1.13 移動局発呼接続の概要

- ⑤ 発呼信号を受けた自動車電話交換局では、該移動局のホームメモリ局にアクセスし加入者データの分析を行う。
- ⑥ 分析の結果、発呼可能と判断されれば、無線基地局と自動車電話交換局との間で有線導通試験を行った後、V-chを介してダイヤル信号送出指令を移動局に送信する。
- ⑦ ダイヤル信号送出指令を受けた移動局では、先に一時記憶したダイヤル番号を無線基地局・無線回線制御局を中継して自動車電話交換局まで送出する。自動車電話交換局では、上記ダイヤル番号に基づいて固定網への接続を行い通話状態に入る

(ii) 移動局着呼

移動局着呼は以下のシーケンスに従って行われる。(図 1.14 参照)

- ① 固定網の加入者よりダイヤルされた「030+呼出地域指定番号(2桁)+自動車電話加入者番号(5桁)」により指定された地域を収容する自動車電話交換局に接続される。

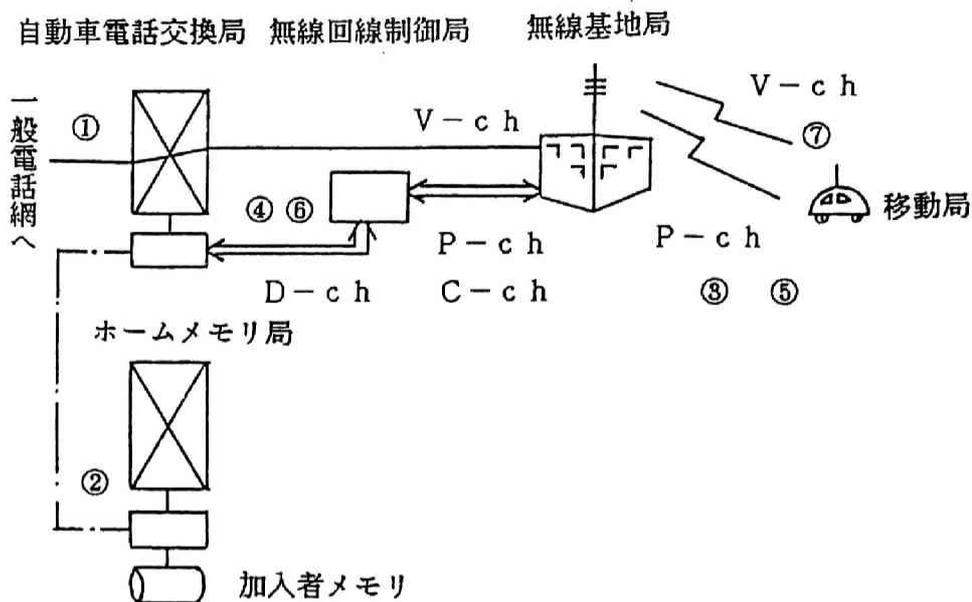


図1.14 移動局着呼接続の概要

- ② 自動車電話交換局では加入者のホームメモリ局へアクセスし加入者データを読み、接続可能な加入者であり（話中でないことも含める）かつ、自局内の制御ゾーンに位置登録されていることを確認した後、該当制御ゾーンの無線回線制御局に対して制御回線D-chを介して着呼信号を送出する。
- ③ 無線回線制御局では配下の全無線基地局を介してP-chで着呼信号を一斉に送出する。
- ④ 被呼移動局はP-chを介して無線基地局に着呼応答信号を送出する。各無線基地局では移動局からの着呼応答信号に受信レベル情報を付加し無線回線制御局へ中継する。無線回線制御局では移動局発呼②と同様にして在圏無線ゾーンの空きV-chを選択し、この空きチャンネルを移動局番号とともに制御回線を介して自動車電話交換局に送出する。
- ⑤ この信号（第1着呼応答信号という）を受けた自動車電話交換局ではこのV-chについて無線基地局との間で有線導通試験を行う。導通確認後、無線回線制御局は移動局に対しP-chを介してV-chを指定する。

- ⑥ 指定されたV-chに関して無線導通試験を行う。導通確認後、無線回線制御局は自動車電話交換局に対してそのむねを報告する第2着呼応答信号を送る。
- ⑦ 応答信号を受けた自動車電話交換局は、発呼者へリングバックトーンを送出するとともに、移動局には呼出音送出指令信号を送出する。被呼移動局がオフフックすることにより通話状態に入る。

(iii) 終話

移動局先掛の終話は以下のシーケンスに従って行われる。

- ① 自動車電話加入者がオンフックすると、V-chを介して移動局から無線基地局へ終話信号を送出する。
- ② 無線基地局は自動車電話交換局に対し通話終了を知らせ課金停止させる。自動車電話交換局は移動局のホームメモリのある自動車電話交換局に通話度数を転送する。
- ③ 自動車電話交換局から固定網側を回線接続解除するとともに各無線基地局は移動局への切断信号を送出する。
- ④ 移動局は切断確認信号を送信後、P-chで待ち受け状態へもどる。切断確認信号を受信した無線回線制御局はV-chを空き状態にする。

固定側先掛の終話は移動局発呼の場合の②、③、④と同じ手順に従ってV-chを空き状態にすることによって完了する。

(3) 通話中チャンネル切替

通話中チャンネル切替のシーケンスは以下の通りである。(図1.15参照)

- ① 通話中に移動局がゾーンを移行すると、無線基地局ではV-chの受信レベル劣化を検出し、基地局制御回線C-chを介して無線回線制御局にレベル劣化信号を送出する。
- ② 無線回線制御局ではレベル劣化が生じた無線ゾーンの周辺の無線ゾーンの無線基地局に対し、該V-chのレベル監視を指示する。
- ③ 上記指示を受けた各無線基地局はレベル監視用送受信機により該当する通話チャンネルのレベルを監視し、監視結果を無線回線制御局に報告する。無線回線制御局ではこの報告にもとづき受信レベルが最大の無線ゾーンを移動局の移行先と判断し、そのゾーンの無線基

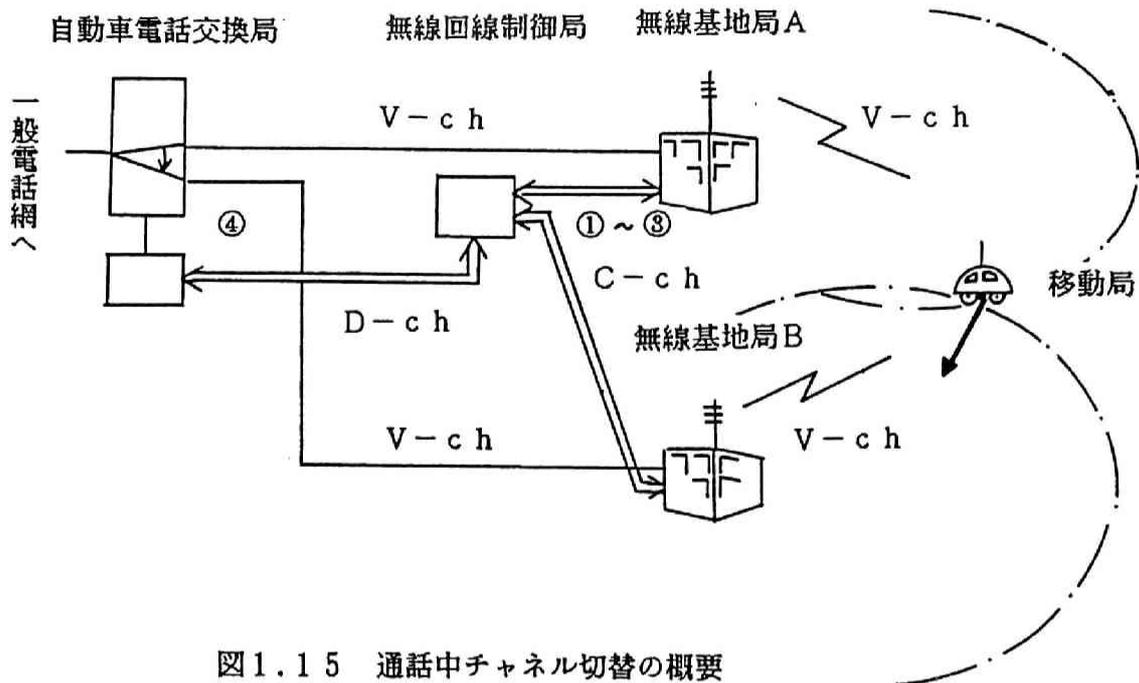


図1.15 通話中チャンネル切替の概要

地局に対し空きV-chの要求する。無線基地局ではこの要求に応じて空きV-chを無線回線制御局に報告する

- ④ 移行先無線ゾーンでのV-chを決定した無線回線制御局は自動車電話交換局に対し新V-chへの切替を要求する。自動車電話交換局は新V-chに関して有線導通試験を行う。さらに、無線回線制御局から移動局に対して指示された新チャンネルの無線導通試験完了信号が無線基地局から来れば新旧通話チャンネルの切替を行う。以上のチャンネル切替は0.8～1秒で完了する。

1.2.5 自動車電話の方式諸元

前項までに、自動車電話に関する電波伝送特性・ゾーン構成・制御方式などの概要を主として無線方式に関する部分について述べたが、本項では自動車電話の主要方式諸元を示して本節のまとめとする。表1.1に自動車電話の主要方式諸元を示す^{(17) (26)}。なお、現在の自動車電話は以上の

ような方式構成になっているが、今後の加入者容量の増大による周波数の不足に対処するため、無線チャンネルの狭小化（チャンネル間隔12.5kHz化）・ゾーン半径の縮小化・ダイバーシティ受信技術の導入によるD/Uの改善等の各種周波数有効利用技術の適用が検討されている⁽²⁷⁾。

表1.1 自動車電話方式の主要諸元（無線関係）

項目	規格・機能等	
	大都市用方式	中小都市用方式
無線周波数	基地局送信：925.025MHz～940MHz 移動局送信：870.025MHz～885MHz	
無線チャンネル数	600ch	
チャンネル間隔	25kHz	
送受信周波数間隔	55MHz	
変調方式	PM（音声信号） 標準3.5ラジアン FM（制御信号） 標準4.5kHz	
送信出力	基地局 25W（10W） 移動局 5W	
送信方法	基地局 着信制御および発信制御チャンネル：常時送信 通話チャンネル：通話時のみ送信 移動局 通話時および信号送出時のみ送信	
無線ゾーン構成	小ゾーン構成による周波数繰り返し利用	
無線ゾーン半径	5～10km	10～20km
無線ゾーン形状	円形ゾーン	円形・扇形ゾーン
無線ゾーン数	最大32	標準8
加入者容量	最大50,000	標準5,000
制御信号	トーン・デジタルおよび デジタル専用の混在	デジタル

* 加入者容量および無線ゾーン数は1無線回線制御装置あたりの数である。

1. 3 移動通信におけるデジタル伝送技術

従来の移動通信では、呼出信号伝送あるいは制御信号伝送などの一部を除いて、アナログFM方式またはアナログPM方式、あるいはSSB方式による音声信号伝送が主体であった。しかし、近年の移動通信の普及、さらには固定通信網のデジタル化の進展を背景に、ファクシミリ・データ等の非電話系信号伝送の要望が高まりつつあることから、移動通信においても通話信号伝送系をも含めたデジタル化の動きが活発化している。本節では、デジタル移動通信を支える各種技術について述べる。

1. 3. 1 デジタル移動通信の特長

移動通信のデジタル化により得られる主な利点は次の通りである。

- (1) 情報の高度化により必要とされる秘匿性の確保が容易である
- (2) 情報の多様化に伴う新サービスへの適合性を有する
- (3) 各種情報の多重化、情報の分離・併合が容易である
- (4) 情報の蓄積・変換・処理により伝送品質の改善が可能である
- (5) LSI化に適しているため機器の小形化・経済化が可能である

これらの利点を有するデジタル移動通信の実現のためには種々の克服すべき技術的課題がある。

1. 3. 2 デジタル伝送技術の課題と研究の現状

デジタル移動通信の実現のための最重要課題は、有限の資源である周波数の有効利用をはかりつつ、高品質な信号伝送系を経済的に構成することである。このために、克服すべき技術的課題としては以下のようなものがあげられる。

(1) 周波数の有効利用に関する課題

(i) 低ビットレート音声符復号化技術

アナログ音声信号の伝送に必要な帯域幅は比較的少なくてよいのに対し、デジタル音声信号を伝送するためには通常、広い帯域幅を必要とする。たとえば、SSB方式では3kHz程度、FM方式では16kHz程度でよいのに対し、固定網で用いられている対数圧伸PCM方式では64kHz程度必要である。このため、周波数有効利用のためには低ビットレートで高品質な音声符復号化技術が必要となる。

(ii) 高能率変復調技術

SCPC (Single Channel Per Carrier) 形式を採用した従来の移動通信における制御信号伝送系あるいは呼出信号伝送系では、低ビットレート信号を大きな周波数偏移でFSK変調して伝送していたため、単位周波数あたりの伝送ビットレートで定義した伝送効率は低くなっていた。しかし、周波数の有効利用の観点からは伝送効率の高い変復調方式の適用が望ましい。同時に、移動通信特有の厳しい隣接チャンネル干渉条件を満足するとともに、変復調方式自体の電力効率も高いことが要求される。

(iii) 周波数の繰り返し利用

同一周波数の繰り返し利用率が大きいほど周波数の有効利用がはかれることから、小ゾーン構成、D/Uの改善のためのダイバーシティ技術および送信電力制御の技術等の適用は有効である。

(2) 高品質伝送に関する課題

陸上移動通信では、受信信号は電波の多重伝搬に起因する激しいフェージングを受け伝送品質は大きく劣化する。フェージングにより与えられる擾乱としては、レベルの落ち込み・ランダムFM雑音の発生・遅延時間分散による波形歪などがある。

デジタル変復調方式の誤り率特性は、受信レベルが比較的低い領域ではレベルの落ち込みにより支配され、誤り率を1桁改善するためには受信レベルを10dB増加させる必要がある。一方、受信レベルの高い領域の誤り率特性はランダムFM雑音に支配され、いわゆる軽減困難な誤りによるフロアが生じる。また、高速デジタル信号伝送時には、受信波の遅延時間分散による波形歪が生じる結果、誤り率特性にフロアが生じる。従って、陸上移動通信で高品質デジタル信号伝送を行うためには上記フェージングを克服する必要があり、ダイバーシティ技術・誤り制御技術等の技術の導入が不可欠である。

(3) 伝送システムの経済化に関する課題

回路のLSI化は伝送システムの経済化・小形化に大きく寄与する。LSIプロセス技術の向上が望まれる。

次に、上記各課題に関する技術の現状について述べる。

音声符号化法は、音声を連続波形としてとらえその相関を利用する波形符号化方式と音声のスペクトラム包絡特性を利用する分析合成符号化方式に分類される。波形符号化方式は雑音に強く音声以外の音でも高い品質が得られるという反面、情報の圧縮度が低くビットレートを大きくとる必要がある。その例としては、PCM (Pulse Code Modulation) ・ADM (Adaptive Delta Modulation) ・ADPCM (Adaptive Differential Pulse Code Modulation) 等がある。また、分析合成符号化方式は、低いビットレートで比較的良好な伝送品質が得られ、その例としてPARCOR (Partial Autocorrelation) ・APCAB (Adaptive Predictive Coding with Adaptive Bit Allocation) 等があげられる。ここでは、各方式の動作についての説明は省略する。これらの方式のビットレートと伝送品質の関係を図1.16に示す⁽²⁸⁾。受信帯域幅16kHzが主体の現行移動通信への適用を考えたとき、ビットレート16kbps程度の音声符号化方式が候補となる。ADMは簡単な構成で実現できることから移動通信ではよく用いられる。また、APCABは16kbps程度のビットレートでも良好な品質が得られることから注目されており、移動通信への適用が検討されている⁽²⁹⁾。また、10kbps以下まで大幅な圧縮を行いつつも良好な品質が得ら

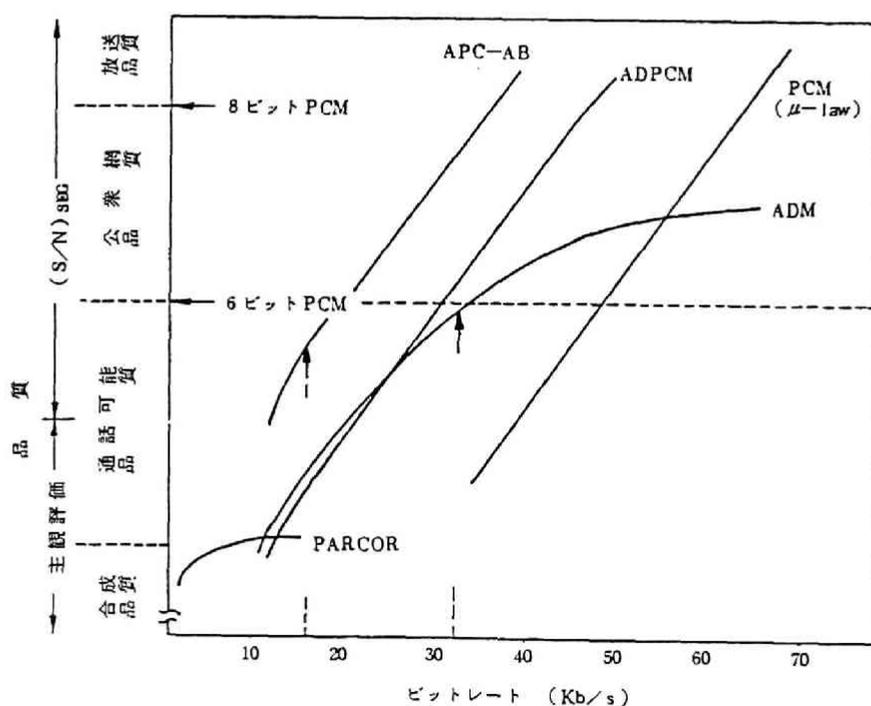


図1.16 各種符号器の品質とビットレートの関係

表1. 2 デジタル変復調方式の比較

項目 方式	変調原理	検波方式	特徴	備考
TFM	送信ベースバンドフィルタに特殊なフィルタを用いて位相遷移を制限	同期検波 周波数検波	・占有帯域幅が狭い ・帯域外漏洩電力の抑圧 ・定振幅性	
GMSK	送信ベースバンドフィルタにガウス形を適用したMSK	同期検波 遅延検波 周波数検波	同上	
4値FM	4値FMでナイキストフィルタによりベースバンド帯域制限	周波数検波	同上	
PLL-QPSK	PSK変調器の後にPLLを挿入し、ループフィルタにより変調スペクトラム整形	PLL 周波数検波	同上	
COR-PSK	送信ベースバンドフィルタで前後の位相変化に相関をもたせ位相遷移を滑らかにしたもの	同期検波	同上	類似にXPSK CCPSK

れる符号化方式も検討されている⁽³⁰⁾。

変復調技術に関しては、SCPC形式の移動通信を対象に、厳しい隣接干渉条件を満足しつつ、 $1\text{bps}/\text{Hz}$ 程度の伝送効率を実現する変調方式として表1. 2に示すようなTFM・GMSKを始めとする一連の定振幅性の変調方式が提案され、ビットレート 16kbps 程度までのデジタル信号伝送には実用性が確認されている⁽²⁸⁾。また、多値FMあるいは多相PSKを用いた伝送効率 $1\text{bps}/\text{Hz}$ 以上の変調技術の検討例がある⁽³¹⁾⁽³²⁾。

一方、TDMA (Time Division Multiple Access)方式・パケット無線通信方式については基礎検討がなされている⁽³³⁾⁽³⁴⁾。また、近年話題になったSS (Spread Spectrum)方式は、秘匿性の点で優れていることから軍用通信に採用されているものの、トラヒックの多い小ゾーン構成の大容量移動通信への適用は困難であることが指摘されている⁽³⁵⁾⁽³⁶⁾。

同一周波数の繰り返し利用率を大きくする技術として、小ゾーン方式をとることが有利であり、わが国の自動車電話において実用化されている⁽¹⁷⁾。また、規定誤り率に対する所要CIRの改善は同一周波数の繰り返し使用距離を小さくすることから、受信ダイバーシティ技術の適用は有効である。さらに、送信電力制御は干渉妨害を抑圧するための技術として有効である。これら各技術については、大容量移動通信方式への導入が検討されている⁽²⁷⁾。

移動通信特有のフェージングに対する伝送品質改善技術としては、送受信ダイバーシティ技術・誤り訂正技術・ARQ (Automatic Repeat Request)・波形等化技術等があげられる。送受信ダイバーシティ技術・誤り制御技術・ARQは主としてレベルの落ち込み・ランダムFM雑音による伝送品質劣化を救済する技術であり、単独使用時および併用時の改善効果に関して実験的・理論的に幅広く検討されている^{(37) (42)}。高速デジタル信号伝送時には、遅延時間分散に起因する周波数選択性フェージングによる波形歪が問題となることが指摘されているが^{(43) (44)}、このフェージング対策としては、波形等化技術のほか指向性受信ダイバーシティ技術が有効であることが示されている^{(45) - (47)}。

伝送システムの経済化とともに小形化に大きく寄与する回路のLSI化は、音声符復号化器・ベースバンド回路・制御回路・変復調回路等において実施されている^{(48) - (49)}。

表1.3 デジタル技術の実用化例

方式 項目	自動車電話の制御回路			無線呼出 (呼出信号)	パーソナル 無線 (制御信号)	MCA (制御信号) データ・ ファクス	警察無線
	NTT	AMPS	NMT				
信号方式	300bps SP	10kbps SP	1200bps NRZ	200bps NRZ	1200bps NRZ	1200bps NRZ	16kbps NRZ
変復調方式	FSK (4.5kHz)	FSK (4.5kHz)	一次変調： サブキャリア MSK 二次変調： FSK (3.5kHz)	FSK (2.5kHz)	一次変調： サブキャリア MSK 二次変調： FSK (3.5kHz)	一次変調： サブキャリア MSK 二次変調： FSK (3.5kHz)	GMSK 4PSK- PLL (4kHz)
	ディスクリミネータ検波						同期検波 PLL検波
誤り制御	リサイクル 誤り訂正 (BCH)	リサイクル 誤り訂正 (BCH)	誤り訂正 ハーゲル バーガ	誤り訂正 (BCH)	誤り訂正 ハーゲル バーガ	誤り訂正 ハーゲル バーガ	
備考	チャンネル 間隔 25kHz 800MHz帯	チャンネル 間隔 60kHz インタ リーブ 800MHz帯	チャンネル 間隔 25kHz 450MHz帯	チャンネル 間隔 12.5kHz 250MHz帯	チャンネル 間隔 25kHz 800MHz帯	チャンネル 間隔 25kHz 800MHz帯	

* サブキャリアMSK：マーク周波数 1200Hz /スペース周波数 1800Hz

1. 3. 3 デジタル移動通信の実用化例

従来の移動通信におけるデジタル信号伝送は、主として呼出信号伝送系あるいは制御信号伝送系においてなされてきた。たとえば、わが国の無線呼出いわゆるポケットベルでは250MHz帯の電波を用いて加入者に対する呼出信号をデジタル伝送している。また、自動車電話では800MHz帯の電波を用いて、無線基地局-移動局間においてデジタル制御信号伝送を行っている。

表1. 3に各国における呼出信号伝送系・制御信号伝送系でのデジタル信号伝送の実施状況を示す⁽⁸⁾。同表が示すように、これらの信号伝送系では数100bps程度の比較的低いビットレートのデジタル信号を周波数偏移を大きくしてFM伝送し、いわゆる広帯域利得を得るとともに、フェージング対策として誤り訂正符号を適用することにより伝送品質を改善しているのが特徴である。

一方、通話信号伝送系のデジタル化の例としては、近年、警察無線として導入されたシステムがあり、ADMにより符号化されたビットレート16kbpsのデジタル音声信号を伝送している⁽⁵⁰⁾。このほか、マルチチャネルアクセス(MCA)でも低ビットレートのデジタルデータ信号伝送が可能である。

1. 4 研究のねらい

本研究は前節のデジタル移動通信の技術的課題のうち、高能率変復調方式、伝送品質改善技術および小ゾーン構成をとる移動通信の複局制御に用いる同時送信技術に関係するものであり、次の4項目に大別される。

- (1) デジタル移動通信に適する狭帯域高効率変復調方式に関する研究
- (2) デジタル移動通信の伝送品質改善技術としての送信ダイバーシティ技術に関する研究
- (3) デジタル移動通信の制御信号伝送系における複局同時送信技術に関する研究
- (4) 複局同時送信効果の評価法および回線設計法に関する研究

以下に、各項目について研究のねらいを述べる。

(1) デジタル移動通信に適する狭帯域高効率変復調方式に関する研究

周波数の有効利用は移動通信における最も重要な課題のひとつであり、変復調方式としては高い伝送効率を有するものが要求される。さらに、移動通信特有の厳しい隣接干渉特性および耐フェージング特性への要求条件を満足しつつ電力効率の高い非線形増幅器の適用を可能とする変復調方式

を採用しなければならない⁽⁵¹⁾。

位相連続FSKは定振幅性を有し非線形増幅器の適用を可能とするデジタル変調方式であり、衛星通信あるいは移動通信の分野において検討がなされている^{(52) - (54)}。これまでに実用化された公衆陸上移動通信の制御信号伝送系あるいは呼出信号伝送系では、位相連続FSKを採用し、回路構成が簡単で耐フェージング特性も良好なディスクリミネータにより復調している。この場合、16kHz程度の広い帯域幅を用いて200～300bpsの低速度デジタル信号伝送を行っているため、単位周波数帯域あたりの伝送可能なビットレートで定義した周波数領域での伝送効率は高々0.1bps/Hzであり、伝送効率向上の余地があった^{(9) (55)}。

これに対して、伝送効率を1bps/Hz程度とする定振幅特性を有するデジタル変調方式として、TFM・GMSK・4値FM等が最近提案された^{(56) - (61)}。このうち、GMSKは変調指数0.5の位相連続FSKすなわちMSKの位相遷移の連続性を保ちつつ帯域外輻射電力の抑圧を図ったもので、デジタル移動通信への適用が期待されている。GMSK信号は通常同期検波によって効率良く復調されるが、遅延検波による復調も可能である。非フェージング下では同期検波の誤り率特性は遅延検波のそれよりも優れているが、移動通信で問題となる高速ピッチのフェージング下では遅延検波は同期検波よりも誤り率が良好となる^{(62) - (64)}。さらに、小ゾーン構成の陸上移動通信への導入が不可欠な複局制御との整合性をみたとき、同期検波搬送波再生の点で従来の複局同時送信技術の適用が困難であるが、遅延検波は適用上の制約が少ない。以上述べたように、伝送効率および複局制御との整合性の点でGMSK遅延検波はデジタル移動通信に適した変復調方式のひとつであるといえる。しかしながら、従来の遅延検波はGMSKの厳しい送信ベースバンド帯域制限下では符号間干渉により、復調特性が著しく劣化するため、符号間干渉の影響を受けにくい遅延検波法が必要とされていた⁽⁶⁵⁾。

本研究ではデジタル移動通信に適する変復調方式としてGMSK 2ビット遅延検波方式を提案し、厳しい送信ベースバンド帯域制限を受ける場合にも良好な復調特性が得られることを明らかにしている。

(2) デジタル移動通信の伝送品質改善技術としての送信ダイバーシティ方式に関する研究

VHFあるいはUHF帯を用いる陸上移動通信における市街地の電波伝搬特性は多重波伝搬として特徴づけられる。これは、電波が建物・地物等により反射・回折・散乱を受けることにより生じ

るものである。多重波伝搬路を経由した信号を、移動局が走行受信したとき、受信信号にはレイリーフェージングと称されるピッチが速く、落ち込みの深いフェージングを受け伝送品質が著しく劣化する^{(1) (3) - (5) (66)}。このような、厳しい電波伝搬環境下で高品質デジタル伝送を行うためにはフェージングに対して有効な何等かの伝送品質改善技術の導入が必要となる。

ダイバーシティ方式は伝送品質改善技術として有効であり、そのブランチ構成を送信側あるいは受信側のいずれで行うかにより、送信ダイバーシティ方式および受信ダイバーシティ方式に分類される。このうち、受信ダイバーシティ方式に関してはブランチの構成法および受信信号合成法の組み合わせにより多くの方法が提案され種々の角度から検討されている^{(1) (37) - (41) (43) (67) (68)}。一方、送信ダイバーシティ方式は受信ダイバーシティ方式において必要とされていた受信レベル情報等のフィードバックループが不要であり、受信機構成の簡易化および複局同時送信への適用の点で有効な技術である⁽⁶⁹⁾。従来の送信ダイバーシティ方式は制御信号あるいは呼出信号の伝送を目的として複局同時送信への適用を前提としたもので、アナログFM送受信機を用いて200～300bps程度の低速デジタルFM信号伝送を行う場合を対象としていた^{(70) - (73)}。しかし、周波数の有効利用の観点からより高効率な信号伝送を可能とする送信ダイバーシティ方式を確立するための研究が必要とされていた。

本研究では、MSKおよびGMSKを含めた位相連続FSK変調波を遅延検波する場合を対象とした、従来よりも伝送効率の高い送信ダイバーシティ方式を提案し、熱雑音および干渉妨害に対する改善効果、所要伝送帯域幅およびスペクトラム利用効率について論じるとともに複局同時送信へ適用した場合の有効性についても述べている。

(3) デジタル移動通信の制御系における複局同時送信技術に関する研究

広域サービスを行う陸上移動通信では小ゾーン構成を採用することで周波数の繰り返し使用が可能になり、周波数の有効利用がはかれる。この場合、広域制御の必要性から複局制御が不可欠である。基地局から移動局への下り回線の複局制御には、制御能率の点で無線呼出あるいは自動車電話において実用化されている複局同時送信方式を用いるのが望ましい^{(70) (71)}。ここで用いられている複局同時送信方式は搬送波周波数オフセット方式と称されるもので無線ゾーンのオーバーラップ領域で問題となる各無線基地局の搬送波周波数同期ずれに起因するビート干渉性フェージングの影響を除去するため、搬送波周波数をビットレート程度互いにオフセットする。その結果、等価的にフ

ュージングピッチが速まりレベルの落ち込み時間率が減少することにより改善効果が得られるものである。複局同時送信のもうひとつの方法として各無線基地局での変調指数を互いにオフセットする変調指数オフセット方式が提案されている⁽⁷²⁾。しかし、これらの方式は基地局の装置のハードウェア構成が比較的簡単であるという利点を有する反面、搬送波周波数の安定度に対して厳しい要求条件が課せられていた。

本研究では、無線ゾーンのオーバーラップ領域において従来方式と同等の伝送品質改善効果が得られ、搬送波周波数の所要安定度も大幅に改善される新しい複局同時送信方式として、変調波形オフセット方式を提案し、その原理・改善効果および搬送波周波数安定度等について述べている。

(4) 複局同時送信効果の評価法および回線設計に関する研究

小ゾーン構成をとり制御信号伝送系に複局同時送信方式を採用した陸上移動通信では、従来、複局同時送信効果の評価は誤り率特性の改善効果に主眼が置かれていた。すなわち、制御ゾーンに割り当てられる制御チャネルは同一チャネルの干渉が無視できるように繰り返し使用するという仮定のもとに、レイリー分布で特徴づけられる瞬時変動の存在下で規定誤り率を確保するための所要平均CNRの低減効果をもって評価の尺度としていた^{(71) - (73)}。しかし、複局同時送信することにより得られる効果としては、上述の瞬時変動に対する改善効果に加え、基地局を空間的に離して設置することでいわゆるサイトダイバーシティ効果として、対数正規分布で特徴づけられる短区間の平均CNRの変動に対する改善効果すなわち、場所的な品質の劣化確率をある値にするための所要短区間CNRマージンの低減効果が得られるが、後者を評価の尺度とした検討は行われていない。これらの、改善効果を回線設計の面からみたとき、前者は所要送信電力の決定、後者は規定品質を満足する場所的な確率に対する所要CNRマージンの決定を行う重要な要素である。

本研究においては、複局同時送信効果として規定品質を確保するための所要短区間平均CNRの低減効果および所要短区間平均CNRマージンの低減効果について定量的に論じるとともに、その結果の回線設計への応用例について述べている。

1. 5 論文の概要

以上述べたように、本論文はVHFおよびUHF帯を用いるデジタル陸上移動通信の変復調方式、伝送品質改善技術としての送信ダイバーシティ技術、複局制御のための複局同時送信技術とそ

の評価について検討した結果をまとめたものである。

第2章はデジタル陸上移動通信の変復調方式に関する章であり、狭帯域で高効率伝送を可能とするGMSK変調信号を符号間干渉の影響を抑圧し効率良く復調する2ビット遅延検波を提案し、復調特性を理論的に説明するとともに、室内実験および実際の伝搬路を用いた走行実験の結果を示し、本方式の有効性を明らかにしている。

第3章は移動通信の厳しい伝搬環境下で高品質伝送を実現するための伝送品質改善技術に関する章である。本章では位相連続FSK遅延検波を対象とした送信ダイバーシティ方式を提案し、規定品質に対する所要平均CNRおよび所要平均CIRの低減効果を理論的・実験的に明らかにしている。また、送信ダイバーシティ技術の導入によるスペクトラム利用率の改善効果についても明らかにしている。

第4章および第5章は広域サービスを行う移動通信の複局制御に関して、複局同時送信方式の確立および評価に関するものである。第4章では、従来FSKディスクリミネータ検波を対象として検討された搬送波周波数オフセット方式に代わる新しい方法として変調波形オフセット方式を提案している。この方法は、無線ゾーンのオーバーラップ領域で従来方式と同様の誤り率改善効果が得られ搬送波周波数に対する所要周波数安定度は従来方式に比べて1桁小さくてもよいことを理論的・実験的に明らかにしている。一方、複局同時送信方式を評価する場合、回線設計上重要となる要素を考慮してその尺度を選定する必要があることから、第5章においては従来から評価の尺度として用いられてきた誤り率の低減効果あるいは規定品質を満足するための所要短区間平均CNRの低減効果に加え、基地局を地理的に離して設置することにより得られるサイトダイバーシティ効果すなわち所要長区間平均CNRマージンの改善効果の両面から複局同時送信効果を評価している。その際、複局同時送信効果を異周波同時送信方式、周波数同期同時送信方式（シンクロナス同時送信方式）および、オフセット同時送信方式の3種類に分類したうえで、各方式について上記の改善効果を定量的に導いている。また、その結果をもとに複局同時送信方式の回線設計への応用例について示す。

第6章は、第1章から第5章までの検討結果を総括し本論文の結論としている。

第2章 デジタル移動通信に適する狭帯域変復調方式

2.1 まえがき

自動車電話、船舶電話などのVHFあるいはUHF帯の移動通信ではアナログFM方式による音声伝送が行われているが移動通信の普及、公衆固定網のデジタル化の進展を背景に移動通信のデジタル化の動きが活発化している。(1) 高度の秘匿性の確保が容易である、(2) ファクシミリ通信あるいはデータ通信等の新サービスが可能となる、(3) 回路部品のLSI化が容易となる等の利点を有するデジタル移動通信に用いられる変復調方式は周波数有効利用の観点から高い伝送効率を有するものが要求される。さらに、移動通信特有の厳しい隣接干渉特性および耐フェージング特性への要求条件を満足しつつ電力効率の高い非線形増幅器の適用を可能とする変復調方式を採用しなければならない⁽⁵¹⁾。

位相連続FSKは定振幅性を有し非線形増幅器の適用を可能とするデジタル変復調方式であり移動通信あるいは衛星通信の分野において検討が行われている^{(52) - (54)}。これまでに実用化された公衆陸上移動通信の制御信号伝送系でも位相連続FSKを採用し、16kHz程度の広い帯域幅を用いて200～300bpsの低速度デジタル制御信号伝送を行っている。これらの方式では単位周波数当たりの伝送可能なビットレートで定義した伝送効率は0.1bps/Hz程度であり伝送効率向上の余地があった^{(9) (55)}。

これに対し、伝送効率を1bps/Hz程度とするTFM、GMSK等の一連の定振幅性を有する変調方式が提案された^{(56) - (61)}。このうちGMSKは変調指数0.5の位相連続FSKすなわちMSKの位相遷移をガウス形送信ベースバンドフィルタを用いて滑らかにすることにより定振幅性を保ちつつ大幅な帯域外輻射電力の抑圧を図ったもので移動通信のための変調方式のひとつとして期待されている。

GMSKを用いた伝送系では通常、直交同期検波復調が用いられるがGMSKが位相連続FSKの一種であることから遅延検波復調あるいは周波数検波復調も可能である。このうち、遅延検波は陸上移動通信特有のピッチの速いフェージング下での誤り率特性が同期検波のそれよりも優れている^{(62) - (64)}。さらに、小ゾーン構成の陸上移動通信への導入が不可欠な複局制御との整合性をみたとき、同期検波は搬送波再生の点で従来の複局同時送信技術の適用が困難であるが遅延検波は適

用上の制約が少ないことからGMSK遅延検波は移動通信に適した変復調方式のひとつであるといえる。

位相連続FSKを検波する遅延検波には、一般に注目時点と1ビット前との相対位相比較を行う方法（1ビット遅延検波）が採られる。しかしながら、1ビット遅延検波はGMSKにおいて施される厳しい送信ベースバンド帯域制限下では符号間干渉により復調特性が著しく劣化するため、符号間干渉の影響を受けにくい遅延検波法が必要とされていた⁽⁶⁵⁾。

一方、遅延検波には1ビット遅延検波の他、多ビット間隔の位相比較を行う方法（多ビット遅延検波）が可能であり、誤り訂正受信方式のパリティ符号検出にその適用例がみられる⁽⁷⁴⁾。

本研究では、多ビット遅延検波のうち、厳しい送信ベースバンド帯域制限を受けたGMSKを能率良く復調できる2ビット遅延検波方式を提案する。

本文では、まず、2ビット遅延検波方式の原理を述べる。次に、誤り率特性について理論検討を行う。最後に、室内実験および実際の伝搬路を用いた伝送実験により誤り率特性の検証を行い、本方式の有効性を示す。

2.2 2ビット遅延検波の原理⁽⁷⁵⁾

考察の対象とするGMSK 2ビット遅延検波方式を用いた送受信機の基本構成を図2.1に示す。送信側では送信データ列に1ビットの差動論理変換を施した変調データ列で変調されたGMSK信号が送信アンテナより送出される。送信アンテナより送出された信号は多重伝搬路を経由した後、

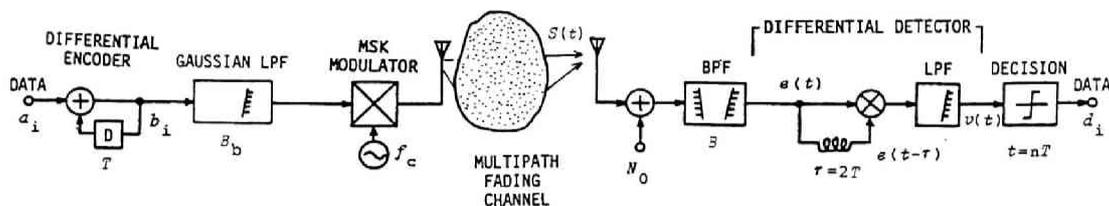


図2.1 GMSK 2ビット遅延検波を用いた送受信機の基本構成

受信信号は受信機のフロントエンドにおいて相加されたガウス雑音とともに受信帯域フィルタに入力される。受信帯域フィルタ出力は、遅延時間がデータの繰り返し周期の2倍の遅延線と乗算器および低域フィルタから構成された2ビット遅延検波器により検波される。

いま、多重伝搬路のモデルとしてレイリーフェージングのみを考えるものとし、VHFあるいはUHF帯で100kbps程度以上の伝送を行う場合に問題となる遅延分散性歪⁽⁷⁶⁾⁽⁷⁷⁾の影響は無視できるものとするれば、受信されたGMSK信号 $s(t)$ と帯域制限を受けた受信機雑音 $n(t)$ はそれぞれ次式のように狭帯域表現できる。

$$s(t) = \text{Re} \{ Z_s(t) \exp [j (\omega_c t - \phi_s(t))] \} \quad (2.1)$$

$$n(t) = \text{Re} \{ Z_n(t) \exp (j \omega_c t) \}$$

式(2.1)において $Z_s(t)$ および $Z_n(t)$ は互いに独立な零平均複素ガウス過程とする。また、 $\text{Re} \{ \cdot \}$ は $\{ \cdot \}$ の実数部を表し、 ω_c は搬送波角周波数である。さらに、 $\phi_s(t)$ は次式で与えられる変調位相である。

$$\phi_s(t) = \Delta \omega_d \int_{-\infty}^t m_s(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

ただし、 $\Delta \omega_d$ および $m_s(t)$ はそれぞれ角周波数偏移および変調信号であり、

$$\Delta \omega_d = \pi / 2T \quad (2.3)$$

$$m_s(t) = h_s(t) \otimes \sum b_k g(t - kT) \quad (2.4)$$

で与えられる。ここで、 T はデータの繰り返し周期、 $h_s(t)$ はGMSK変調における送信ベースバンド帯域制限用ガウス形低域フィルタの等価低域インパルスレスポンスである。また、 b_k は変

調データ列であり、 \otimes は畳み込み積分を表す。さらに、式(2.4)の $h_s(t)$ 、 $g(t)$ および b_k はそれぞれ次のように表される。

$$h_s(t) = \sqrt{\frac{2\pi}{\ln 2}} B_b \exp\left(-\frac{2\pi^2}{\ln 2} B_b^2 t^2\right) \quad (2.5)$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases} \quad (2.6)$$

$$b_k = \begin{cases} 1 & (b_{k'} = 1) \\ -1 & (b_{k'} = 0) \end{cases} \quad (kT \leq t < (k+1)T) \quad (2.7)$$

式(2.5)における B_b はガウス形低域フィルタの3dB通過帯域幅である。また、式(2.7)の $b_{k'}$ は送信データ列 $\{a_k\}$ に1ビットの差動論理変換を施したもので

$$b_{k'} = a_k \oplus b_{k-1} \quad (2.8)$$

で与えられる。式(2.8)の \oplus は排他的論理和を表す。

式(2.1)から検波器入力 $e(t)$ は

$$\begin{aligned} e(t) &= s(t) + n(t) \\ &= \text{Re} \{ Z(t) \exp(j\omega_c t) \} \end{aligned} \quad (2.9)$$

となる。ただし、 $Z(t)$ は次式で与えられる零平均複素ガウス過程である。

$$Z(t) = Z_s(t) \exp[j\phi_s(t)] + Z_n(t) \quad (2.10)$$

式(2.9)で表される信号を $\omega_c T = m\pi$ (m :正整数)なる条件下で遅延時間を $2T$ とする遅延検波器で検波したときの検波出力は次式で与えられる。

$$v(t) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ Z(t) \cdot Z^*(t - 2T) \} \quad (2.11)$$

ここで、 $Z^*(t)$ は $Z(t)$ の複素共役である。

$v(t)$ を時刻 $t = nT$ (n : 整数) でサンプリングすることにより送信データが復調できることを次に示す。この場合、復調デジタルデータと送信デジタルデータの論理関係にのみ注目すればよいから、受信時の平均 CNR が十分大で、かつレイリーフェージングが準静的であると仮定しても一般性を失わない。この仮定のもとでは、式 (2.10) は次式で近似できる。

$$Z(t) = R \exp [j (\phi_s(t) + \theta)] \quad (2.12)$$

従って、 $t = nT$ における検波出力は

$$v(nT) = \frac{R^2}{2} \cos [\phi_s(nT) - \phi_s(n - 2T)] \quad (2.13)$$

で与えられる。式 (2.12) および式 (2.13) において、 R はレイリー分布に従って変動する振幅、 θ は一様分布に従って変動する位相を示し、準静的レイリーフェージング下ではこれらは定数とみなせる。

復調データ列 $\{d_k\}$ ($kT \leq t < (k+1)T$) として、サンプリング出力の正負に応じてそれぞれ“1”および“0”が得られるものとするとき式 (2.13) より

$$d_k = b'_{k-2} \oplus b'_{k-1} \quad (2.14)$$

の関係を有することがわかる。式 (2.14) に式 (2.8) を代入することにより

$$d_k = a_{k-1} \quad (2.15)$$

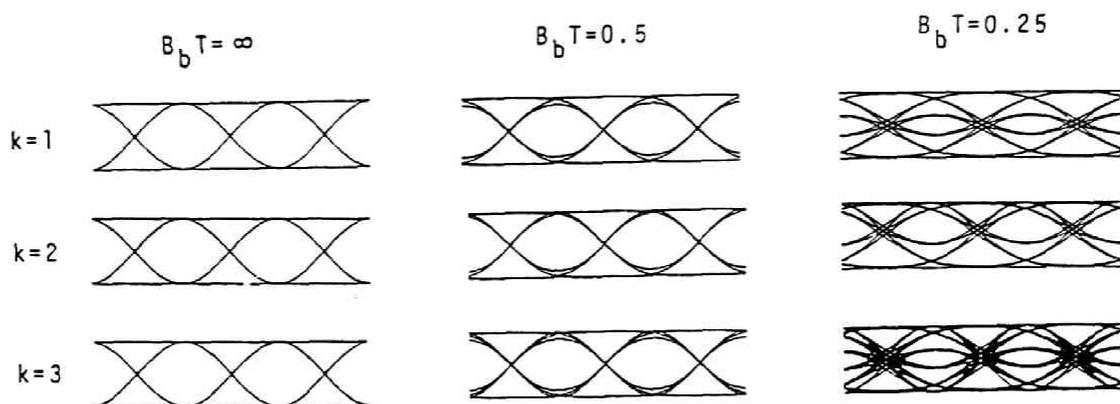


図2. 2 GMSKの k ビット遅延検波出力のアイパターン ($k=1,2,3$)

となり送信データ列 $\{a_k\}$ が復調できる。

図2. 2は計算機により求めた2ビット遅延検波出力のアイパターンの一例をフェージングおよび雑音の影響を無視できる場合について示したものである。同図には比較のため従来から遅延検波法として広く用いられている1ビット遅延検波および多ビット遅延検波のうち3ビット遅延検波についても示している。これからわかるように、いずれの場合にも送信ベースバンド帯域制限による符号間干渉で検波出力のアイオーバーチャが減少するが2ビット遅延検波は他と比較して減少の割合が少ないことから厳しい送信帯域制限下でも良好な復調特性が期待できる。

2. 3 誤り率特性の理論的検討^(7B)

始めにレイリーフェージング存在時の2ビット遅延検波の誤り率特性を導出し、次に非フェージング時の誤り率特性を導出する。なお、誤り率特性の導出にあたっては受信帯域フィルタおよび検波後低域フィルタによる符号間干渉は考慮しないものとし、周波数ドリフト・タイミングジッタ等の劣化要因は無視できるものとする。また、伝送遅延時間分散に起因する周波数選択性フェージングは無視できるものとする。この仮定は、16 k b p s 程度以下の信号伝送時には成り立つことが示されている⁽⁷⁷⁾。

2. 3. 1 レイリーフェージング存在時の誤り率特性

レイリーフェージング存在時の誤り率は式 (2. 9) の $Z(t)$ が零平均ガウス過程であるため、次の手法により比較的簡単に求められる。すなわち、識別時点 $t = nT$ (n : 整数) においてサンプリングされた検波出力 $v(nT)$ の特性関数 $F(\xi)$ をフーリエ逆変換し検波出力の確率密度関数を求め、これに積分操作を施すことにより誤り率を導出できる。

$v(nT)$ の特性関数は

$$F(\xi) = \prod_{i=1}^2 (1 - 2j\xi\alpha_i)^{-1} \quad (2. 16)$$

で与えられる⁽⁷⁹⁾。ここで、 α_i ($i = 1, 2$) は式 (2. 17) で与えられる。

$$\begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{pmatrix} = \frac{\sigma^2}{2} \left[(\rho + \rho^*) \pm \sqrt{(\rho + \rho^*)^2 + 4(1 - |\rho|^2)} \right] \quad (2. 17)$$

式 (2. 17) における σ^2 および ρ はそれぞれ式 (2. 18) および式 (2. 19) で与えられる。

$$\sigma^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2 \quad (2. 18)$$

$$\rho = \frac{1}{\sigma^2} [\sigma_s^2 \rho_s(2T) \exp(j\Delta\phi_s) + \sigma_n^2 \rho_n(2T)] \quad (2. 19)$$

ただし、 σ_s^2 および σ_n^2 はそれぞれ受信信号および雑音の平均電力を表す。また、 $\rho_s(2T)$ および $\rho_n(2T)$ はそれぞれ受信信号および雑音の自己相関係数である。さらに、 $\Delta\phi_s$ は次式で定義される2ビット間の変調位相の差である。

$$\Delta\phi_s = \phi_s(nT) - \phi_s(\overline{(n-2)T}) \quad (2. 20)$$

とくに、MSKでは $\Delta\phi_s$ の値は0または $\pm\pi$ のいずれかをとる。

いま、 $\cos(\Delta\phi_s)$ の正および負のそれぞれに対応するビット誤り率をそれぞれ P_{e1} および P_{e2} とおけば

$$\begin{aligned}
 P_{e1} &= \text{Prob} \{v < 0 \mid \cos(\Delta\phi_s) \geq 0\} \\
 &= \int_{-\infty}^0 \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\xi) \exp(-j\xi v) d\xi dv \\
 & \hspace{20em} (2.21)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 P_{e2} &= \text{Prob} \{v \geq 0 \mid \cos(\Delta\phi_s) < 0\} \\
 &= 1 - \text{Prob} \{v < 0 \mid \cos \Delta\phi_s < 0\} \\
 &= 1 - \int_0^{\infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\xi) \exp(-j\xi v) d\xi dv
 \end{aligned}$$

で与えられる。式(2.21)における $\text{Prob}\{a \mid b\}$ は条件bを満足するときに事象aが生起する確率である。また、便宜上 $v(nT) = v$ とおいた。式(2.21)の積分順序を交換し、複素積分を実行することにより P_{ei} ($i = 1, 2$)は

$$\begin{aligned}
 P_{e1} &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\rho_1 + \rho_1^*}{\sqrt{(\rho_1 + \rho_1^*)^2 + 4(1 - |\rho_1|^2)}} \right] \\
 P_{e2} &= \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\rho_2 + \rho_2^*}{\sqrt{(\rho_2 + \rho_2^*)^2 + 4(1 - |\rho_2|^2)}} \right] \\
 & \hspace{20em} (2.22)
 \end{aligned}$$

となる。ここで、 ρ_1 および ρ_2 はそれぞれ $\cos \Delta\phi_s \geq 0$ および $\cos \Delta\phi_s < 0$ に対応する ρ の値である。式(2.18)、式(2.19)、および式(2.22)から

$$\begin{aligned}
 P_{e1} &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma \rho_s(2T) |\cos \Delta\phi_s| + \rho_n(2T)}{\sqrt{(1+\Gamma)^2 - \Gamma^2 \rho_s^2(2T) \sin^2 \Delta\phi_s}} \right] \\
 P_{e2} &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma \rho_s(2T) |\cos \Delta\phi_s| - \rho_n(2T)}{\sqrt{(1+\Gamma)^2 - \Gamma^2 \rho_s^2(2T) \sin^2 \Delta\phi_s}} \right] \\
 & \hspace{20em} (2.23)
 \end{aligned}$$

を得る。式 (2. 23) における Γ は平均CNRであり次式で与えられる。

$$\Gamma = \sigma_s^2 / \sigma_n^2 \quad (2. 24)$$

いま、受信アンテナとして水平面内無指向性モノポールアンテナを用いるものとするれば $\rho_s(2T)$ はフェージングピッチ f_D の関数として0次第1種ベッセル関数により

$$\rho_s(2T) = J_0(4\pi f_D T) \quad (2. 25)$$

で表される⁽¹⁾。また、受信フィルタとして $f_c = \omega_c / 2\pi$ を中心周波数とする帯域幅 B の理想方形帯域フィルタを用いるものとするれば

$$\rho_n(2T) = \sin(2\pi BT) / 2\pi BT \quad (2. 26)$$

となる。受信フィルタの帯域幅は符号間干渉による検波特性の劣化が無視できる程度に設定され、通常 $BT = 1$ が選ばれる。このとき、 $\rho_n(2T) = 0$ となるため、式 (2. 23) は

$$P_{e1} = P_{e2} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma J_0(4\pi f_D T) |\cos \Delta \phi_s|}{\sqrt{(1+\Gamma)^2 - \Gamma^2 J_0^2(4\pi f_D T) \sin^2 \Delta \phi_s}} \right] \quad (2. 27)$$

となる。一方、式 (2. 27) において $\Gamma \rightarrow \infty$ とすることによりランダムFM雑音に起因する軽減困難な誤りが求まり、

$$P_{e1} = P_{e2} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{J_0(4\pi f_D T) |\cos \Delta \phi_s|}{\sqrt{1 - J_0^2(4\pi f_D T) \sin^2 \Delta \phi_s}} \right] \quad (2. 28)$$

を得る。

2. 3. 2 非フェージング時の誤り率特性

非フェージング時の誤り率を $P_{es}(\tau)$, 準静的レイリーフェージング存在時の誤り率を $P_e(\Gamma)$ とおけば, 両者の間には

$$\begin{aligned} P_e(\Gamma) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\infty} P_{es}(\tau) P(\tau) P(\theta) d\tau d\theta \\ &= \int_0^{\infty} P_{es}(\tau) P(\tau) d\tau \end{aligned} \quad (2. 29)$$

の関係を有する^{(1) (2) (79)}。ここで, $P(\theta)$ は式 (2. 12) における θ の確率密度関数であり

$$P(\theta) = \begin{cases} 1/2\pi & (-\pi \leq \theta < \pi) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases} \quad (2. 30)$$

で与えられる。また, $P(\tau)$ は受信信号の瞬時CNR τ の確率密度関数であり次式で与えられる。

$$P(\tau) = \begin{cases} \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\tau}{\Gamma}\right) & (\tau \geq 0) \\ 0 & (\tau < 0) \end{cases} \quad (2. 31)$$

式 (2. 29) において $\lambda = 1/\Gamma$ の変数変換を行い, λ を複素領域まで拡張すれば $P_{es}(\tau)$ は $P_e(\lambda)$ のラプラス変換として

$$P_{es}(\tau) = \frac{1}{2\pi j} \int_{(c)} \frac{1}{\lambda} P_e\left(\frac{1}{\lambda}\right) \exp(\lambda \tau) d\lambda \quad (2. 32)$$

で与えられる⁽⁸⁰⁾。式(2.32)の(c)は積分路を示す。式(2.27)で $f_D \rightarrow 0$ とすることにより求めた $P_{es}(\Gamma)$ と式(2.32)を用いて、付録1に示すように若干の計算を行うことにより非フェージング時の誤り率として

$$P_{es}(\tau) = \frac{1}{2} [1 - |\cos(\Delta\phi_s)| \cdot I_e(\sin\Delta\phi_s, \tau)] \quad (2.33)$$

を得る。ここで、関数 $I_e(a, b)$ は次式で定義されるライスの I_e 関数である⁽⁸¹⁾。

$$I_e(a, b) = \int_0^b I_0(ax) \exp(-x) dx \quad (2.34)$$

ただし、 $I_0(x)$ は0次第1種変形ベッセル関数である。

2.3.3 位相差パターンと誤り率

レイリーフェージング存在時および非フェージング時の誤り率はそれぞれ式(2.27)および式(2.33)で2ビット間の変調位相差 $\Delta\phi_s$ の関数として与えられた。GMSKでは送信ベースバンド帯域制限を行うガウス形低域フィルタによる符号間干渉量は変調データ列のパターンにより異なる。従って、全パターンに対する誤り率はそれぞれのパターンに対する誤り率のアンサンブル平均として求められる。

式(2.2)から2ビット間の変調位相差 $\Delta\phi_s$ は

$$\Delta\phi_s = \Delta\omega_d \int_t^{t+2T} h_s(\tau) \otimes \sum b_i g(\tau - iT) d\tau \quad (2.35)$$

となる。いま、送信ベースバンド帯域制限によって生じる位相面上での符号間干渉の大きさを調べるため、単一パルス $g(t)$ に対する $\phi_s(\infty) - \phi_s(t)$ を $t = T, 2T, 3T$ について求める。

$$\phi_s(\infty) - \phi_s(t) = \Delta\omega_d \int_t^{\infty} h_s(\tau) \otimes g(\tau) d\tau \quad (2.36)$$

であり、式(2.36)中の畳み込み積分は

$$h_s(\tau) \otimes g(\tau) = \frac{1}{2} [\operatorname{erf}(\mu\tau) - \operatorname{erf}\{\mu(\tau-T)\}] \quad (2.37)$$

で与えられる。ただし、 $\operatorname{erf}(t)$ は次式で定義される誤差関数である。

$$\operatorname{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t \exp(-\tau^2) d\tau \quad (2.38)$$

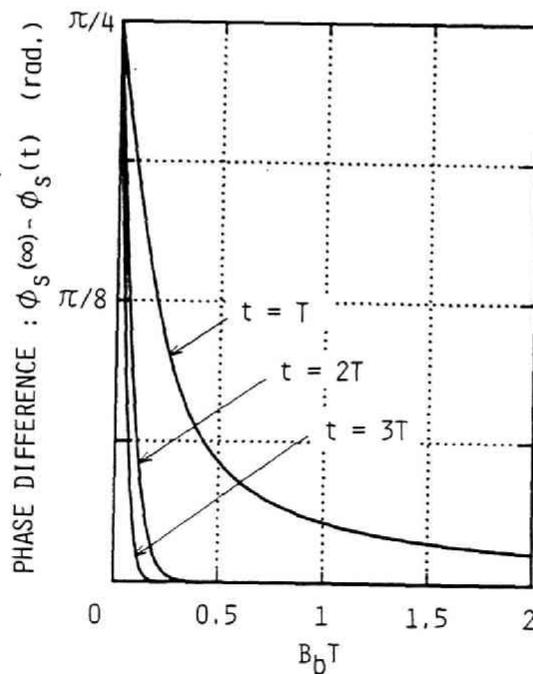


図2.3 単一パルスに対する位相差

また、定数 μ は

$$\mu = \sqrt{2 / \ell_n 2} \pi B_b \quad (2.39)$$

で与えられる。式(2.36)に式(2.37)および式(2.3)を代入することにより

$$\begin{aligned} \phi_s(\infty) - \phi_s(t) = & \frac{\pi}{4} \left[1 - \frac{t}{T} \operatorname{erf}(\mu t) + \frac{t-T}{T} \operatorname{erf}\{\mu(t-T)\} \right. \\ & \left. + \frac{1}{\mu T \sqrt{\pi}} (\exp\{-\mu^2(t-T)^2\} - \exp\{-\mu^2 t^2\}) \right] \end{aligned} \quad (2.40)$$

を得る。なお、式(2.40)の導出にあたっては積分公式

$$\int \operatorname{erf}(\mu t) dt = t \operatorname{erf}(\mu t) + \frac{1}{\mu \sqrt{\pi}} \exp(-\mu^2 t^2) \quad (2.41)$$

を用いた⁽⁸²⁾。

図2.3は $t=T$ 、 $2T$ および $3T$ のとき式(2.40)で与えられる $\phi_s(\infty) - \phi_s(t)$ の値を示す。これから、 $B_b T \geq 0.25$ では $t=2T$ および $3T$ における符号間干渉量は $t=T$ におけるそれに比較して無視できることがわかる。従って、この場合にはガウス形低域フィルタの符号間干渉は注目ビットの前後各1ビットを考慮すればよい。いま、 $t=0$ および $t=2T$ に対する位相差 $\Delta\phi_s$ を求めるものとするれば考慮すべき変調データ列は $-T \leq t \leq 3T$ 内に存在する4ビットであり、これを便宜上 $\{b_{-1}, b_0, b_1, b_2\}$ とする。

表2.1は $\{b_{-1}, b_0, b_1, b_2\}$ の16通りの組み合わせのそれぞれについて式(2.35)から求めた $\Delta\phi_s$ の値を示す。なお、 $\Delta\phi_s$ の導出にあたっては $b_k = b_2$ ($k \geq 3$) および $b_k = b_{-1}$ ($k \leq -2$) と仮定している。

図2.4はガウス形低域フィルタの規格化3dB帯域幅 $B_b T$ の値に対する $\Delta\phi_s$ の値を各パターンについて示したものであり、図中の①~⑯は表2.1におけるパターン番号を表す。2ビット遅延検波出力は式(2.13)で表されるため、最悪パターンは $|\cos \Delta\phi_s|$ を最小にするものであり、図中の⑬および⑭がこれに該当する。 $B_b T$ の値の増大に伴い、いずれのパターンに対す

表 2. 1 変調データパターンに対する 2 ビット間の位相差

パターン番号	パターン	位 相 差: $\Delta\phi_s$
1	{ 1 1 1 1 }	$\pm\pi$
2	{ -1 -1 -1 -1 }	
3	{ 1 1 1 -1 }	$\pm\pi \left[\operatorname{erf}(2\alpha T) - \frac{1}{2\alpha\sqrt{\pi}T} \{1 - \exp(-4\alpha^2 T^2)\} \right]$
4	{ -1 -1 -1 1 }	
5	{ 1 1 -1 1 }	$\pm\pi \left[1 - \operatorname{erf}(2\alpha T) + \frac{1}{2\alpha\sqrt{\pi}T} \{1 - \exp(-4\alpha^2 T^2)\} \right]$
6	{ -1 -1 1 -1 }	
7	{ 1 1 -1 -1 }	0
8	{ -1 -1 1 1 }	
9	{ -1 -1 1 1 }	$\mp\pi \left[1 - \operatorname{erf}(2\alpha T) + \frac{1}{2\alpha\sqrt{\pi}T} \{1 - \exp(-4\alpha^2 T^2)\} \right]$
10	{ 1 1 -1 -1 }	
11	{ 1 -1 1 -1 }	0
12	{ -1 1 -1 1 }	
13	{ 1 -1 -1 1 }	$\pm\pi \left[1 - 2\operatorname{erf}(2\alpha T) + \frac{1}{\alpha\sqrt{\pi}T} \{1 - \exp(-4\alpha^2 T^2)\} \right]$
14	{ -1 1 1 -1 }	
15	{ 1 -1 -1 -1 }	$\mp\pi \left[\operatorname{erf}(2\alpha T) - \frac{1}{2\alpha\sqrt{\pi}T} \{1 - \exp(-4\alpha^2 T^2)\} \right]$
16	{ -1 1 1 1 }	

る $\Delta\phi_s$ の値も MSK の値である 0 または $\pm\pi$ に漸近する。また、位相差パターンは $\Delta\phi_s = 0$ を軸とする対称性を示し、 $\cos \Delta\phi_s$ の値は 2 重に縮退する。位相差パターン⑬および⑭が存在することにより、2 ビット遅延検波出力のアイパターンは図 2. 2 に示すように上下非対称性を示すことから、識別判定時のしきい値は通常値である 0 から適正量だけ正方向にシフトする必要がある。

図 2. 5 は $\{b_{-1}, b_0, b_1, b_2\}$ の送出確率が等しいと仮定し、非フェージング時の誤り率を上述した位相面でのシフト量に対して示したものである。同図におけるシフト量は $\Delta\phi_s \geq 0$ となるパターンに対応するものであり、 $\Delta\phi_s < 0$ となるパターンに対しては逆符号の値となる。全パターンに対する平均誤り率の最小値を与える最適シフト量は $B_s T = 0.25, 0.5, \infty$ のそれぞれに対して $0.1\pi, 0.05\pi$ および 0 となる。以下の考察では位相シフト量は最適値に設定するものとする。

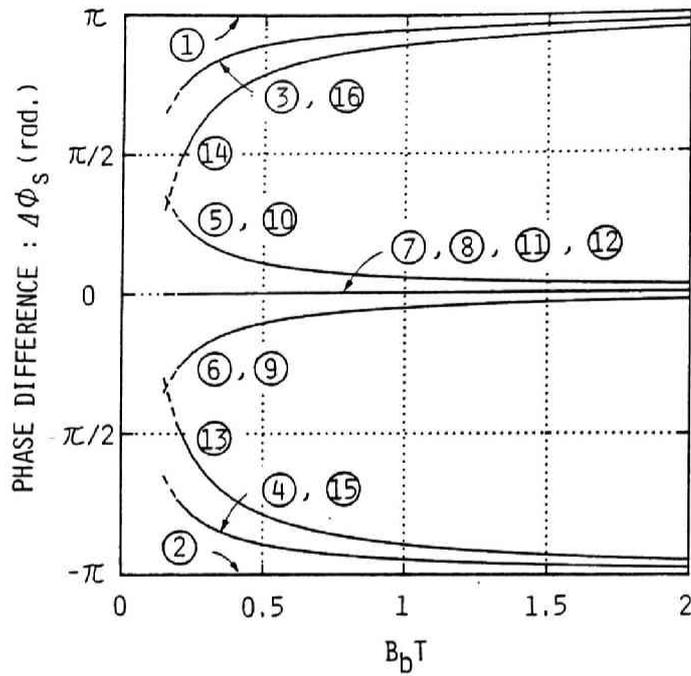


図 2. 4 変調データパターンに対する 2 ビット間の位相差

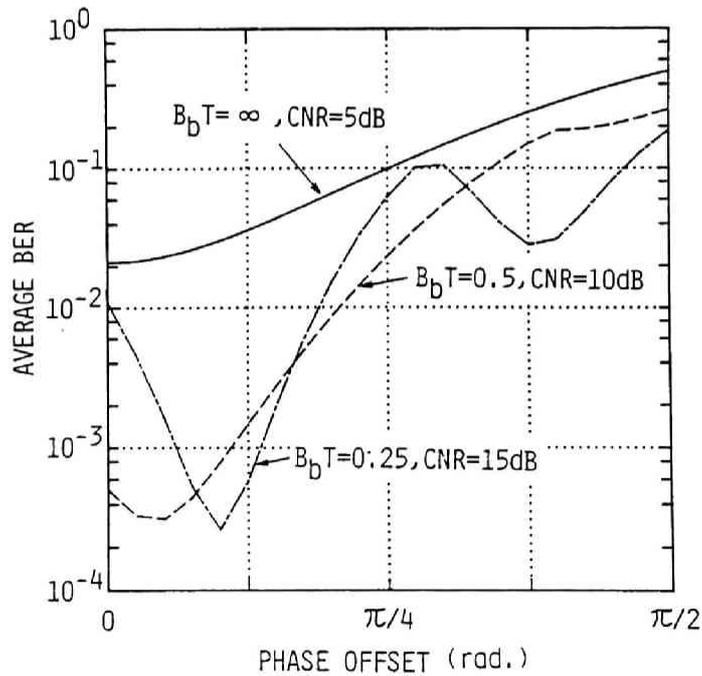


図 2. 5 識別位相シフトに対するビット誤り率特性

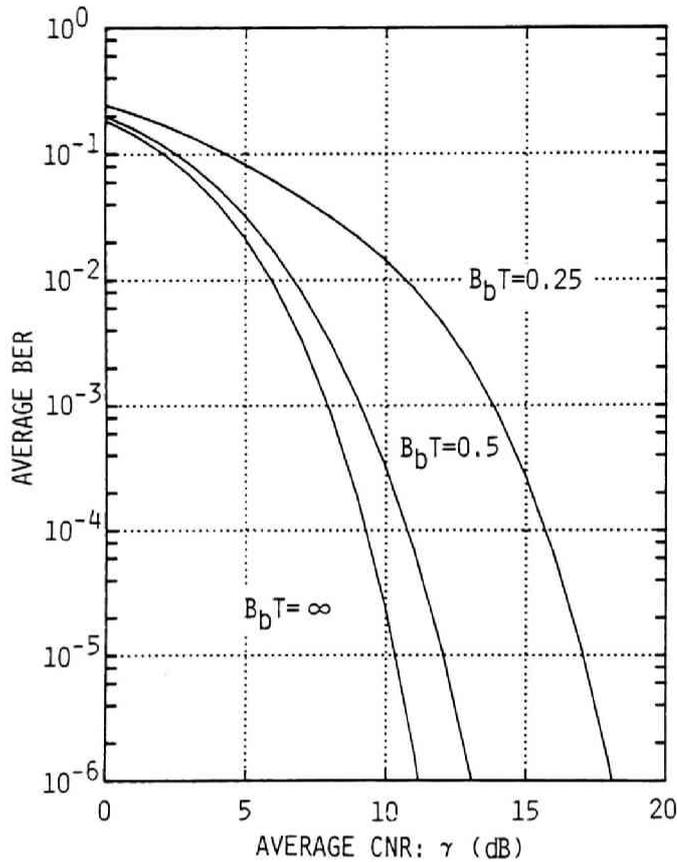


図2. 6 非フェージング時のビット誤り率特性 (理論値)

図2. 6は非フェージング時の誤り率特性を $B_b T$ の値をパラメータとして示したものである。ビット誤り率 10^{-3} を与える平均CNRは $B_b T = 0.25$, 0.5 および ∞ のそれぞれに対して 13.8 dB, 9.1 dBおよび 7.9 dBである。一方, 1ビット遅延検波におけるビット誤り率 10^{-3} を与える平均CNRは $B_b T = 0.25$, 0.5 および ∞ のそれぞれに対して, 19.3 dB, 10.9 dBおよび 7.9 dBであることが報告されている⁽⁸³⁾。両者の所要CNRを比較することにより, 厳しい帯域制限下での2ビット遅延検波の優位性が示される。

図2. 7はレイリーフェージング存在時の誤り率特性を, ビットレートで規格化したフェージングピッチ $f_b T$ をパラメータとして示したものである。 $f_b T = 0$ すなわち準静的レイリーフェー

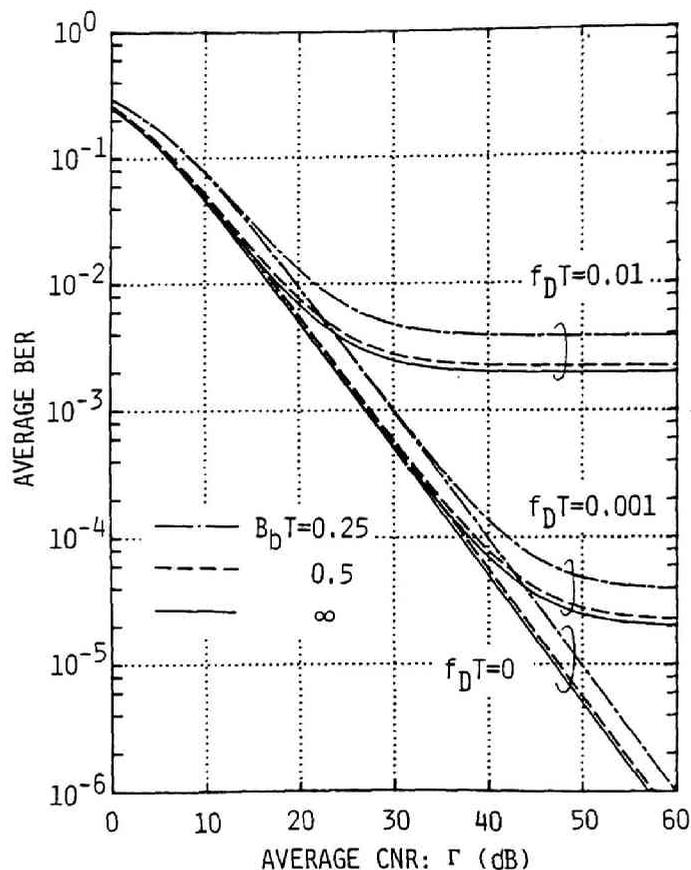


図2.7 レイリーフェージング時のビット誤り率特性 (理論値)

ジグ下での平均ビット誤り率 10^{-3} を与える平均CNRは $B_b T = \infty$, 0.5 および 0.25 に対してそれぞれ 27.1 dB, 27.7 dB および 30 dB である。 $B_b T$ を変えたときの所要CNRの差は非フェージング時に比較して小さくなっているが、これはフェージング時の誤りが受信レベルの低い領域に集中して発生するためと考えられる。また、 $f_D T$ の増加とともにランダムFM雑音に起因する、受信レベルを増加することによっても軽減困難な誤りが増加し、 $B_b T = \infty$ では $f_D T$ が1桁増加すれば誤り率は2桁増加する。このことは、 $f_D T \ll 1$ のとき

$$J_0(4\pi f_D T) \approx 1 - (2\pi f_D T)^2 \quad (2.42)$$

で近似できることから説明できる。一方、 $B_b T = 0.5$ および 0.25 に対する軽減困難な誤りの増加率は $B_b T = \infty$ の場合に比べいくぶん少なくなっている。

2. 4 誤り率特性の実験的検討^{(64) (84) (85)}

本章では前章で行った誤り率特性の理論的検討結果を実験的に検証する。

2. 4. 1 室内実験

(1) 実験系

図2. 8は実験系のブロック図を示す。ビットレート 16 kbps の9段PN信号(周期511ビット)で変調された搬送波周波数 70 MHz のGMSK信号はレイリーフェージングシミュレータを通過した後、受信機に入力される。受信機は雑音指数 4.5 dB のダブルコンバージョン形であり、第1中間周波数 10.7 MHz において $BT = 1$ のガウス形クリスタル帯域フィルタにより主帯域制限を行い、第2中間周波数 455 kHz で遅延検波復調を行う。遅延検波器はシフトレジスタと排他的論理和ゲートにより構成されたデジタル形のものである。

(2) 実験結果

図2. 9はGMSK変調信号スペクトラムの一例であり、 $B_b T = \infty$ および 0.25 について示している。 $B_b T = 0.25$ のGMSKでは、帯域外輻射電力は十分に抑圧され狭帯域特性を実現していることが示されている。

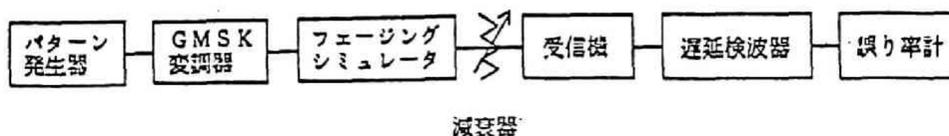
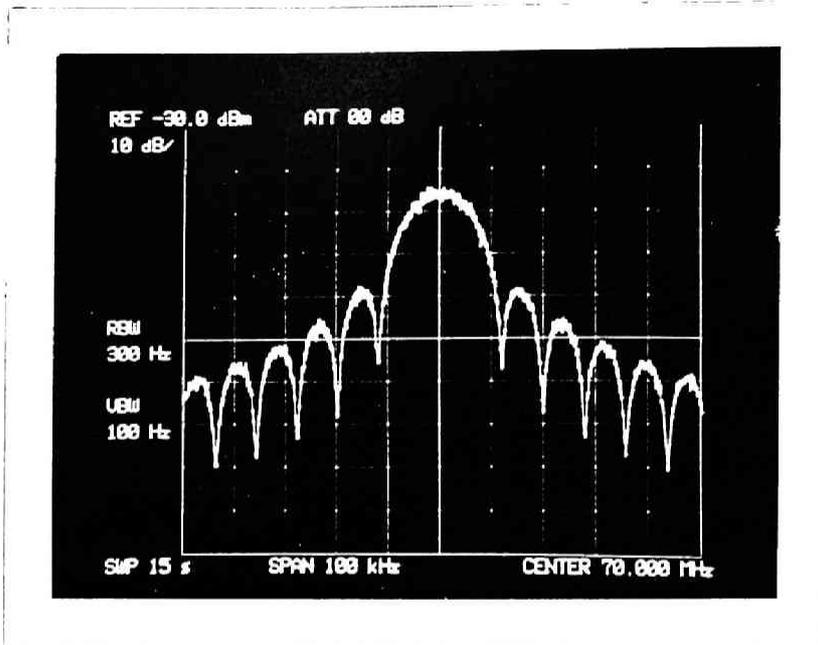
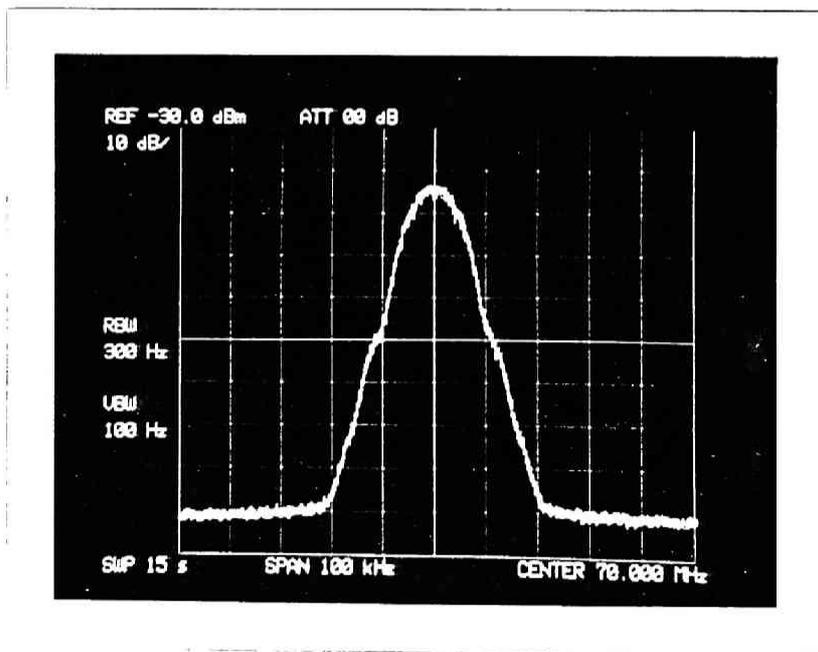


図2. 8 シミュレーション実験系構成



(a) $B_b T = \infty$



(b) $B_b T = 0.25$

図 2. 9 GMSKの変調スペクトラム特性

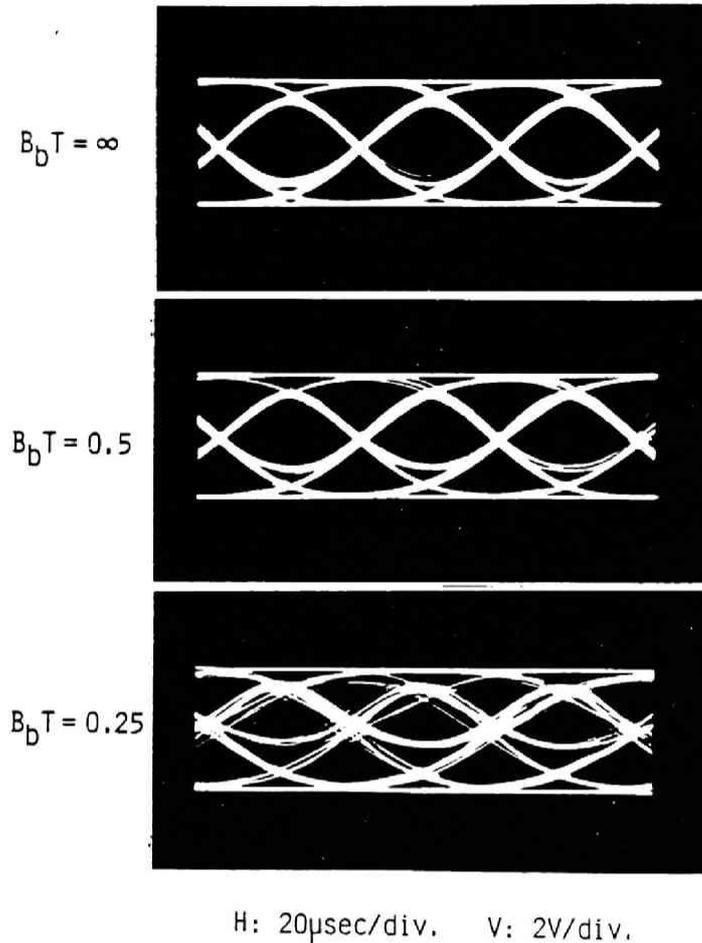


図2. 10 2ビット遅延検波出力のアイパターン

図2. 10は2ビット遅延検波出力のアイパターンである。送信ベースバンド帯域制限が厳しい場合にもアイアパーチャの減少量が小さく本検波方式の有効性が確認できる。

図2. 11は非フェージング時の平均CNR対平均ビット誤り率特性の測定結果を示す。平均ビット誤り率 10^{-3} を得るために必要なCNRは $B_b T = \infty$, 0.5および0.25に対してそれぞれ9.2 dB, 10.4 dBおよび14.2 dBである。これらの値を理論値と比較すれば、それぞれ1.3 dB, 1.3 dBおよび0.4 dB大きい。これは、理論値が受信帯域フィルタおよび検波後

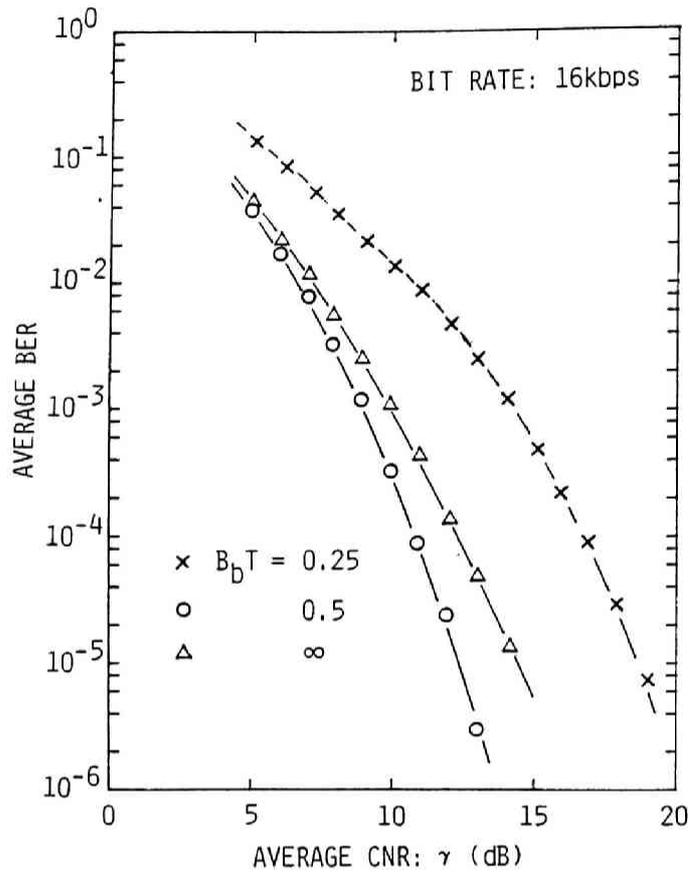


図2. 11 非フェージング時のビット誤り率特性 (実験値)

低域フィルタによる符号間干渉がないと仮定して導出されているが、 $B T = 1$ 程度のガウス形帯域フィルタでは符号間干渉の影響が無視できないことを示しており、 $B_b T$ の値が大きいほどその影響が大きいことがわかる。このことは、図2. 10の検波出力からも説明できる。

図2. 12はレイリーフェージング存在時の平均CNR対平均ビット誤り率特性をビットレートで規格化したフェージングピッチ $f_d T$ をパラメータとして示したものである。平均CNRを10 dB増加することによって誤り率は1桁改善できる領域では、同じ誤り率に対する所要CNRの実験値は理論値に比べ0.9 dB大きい。また、ランダムFM雑音に起因する軽減困難な誤りの値は理論値によく一致している。なお、 $f_d T = 0.025$ は搬送波周波数900 MHzを用いる陸上

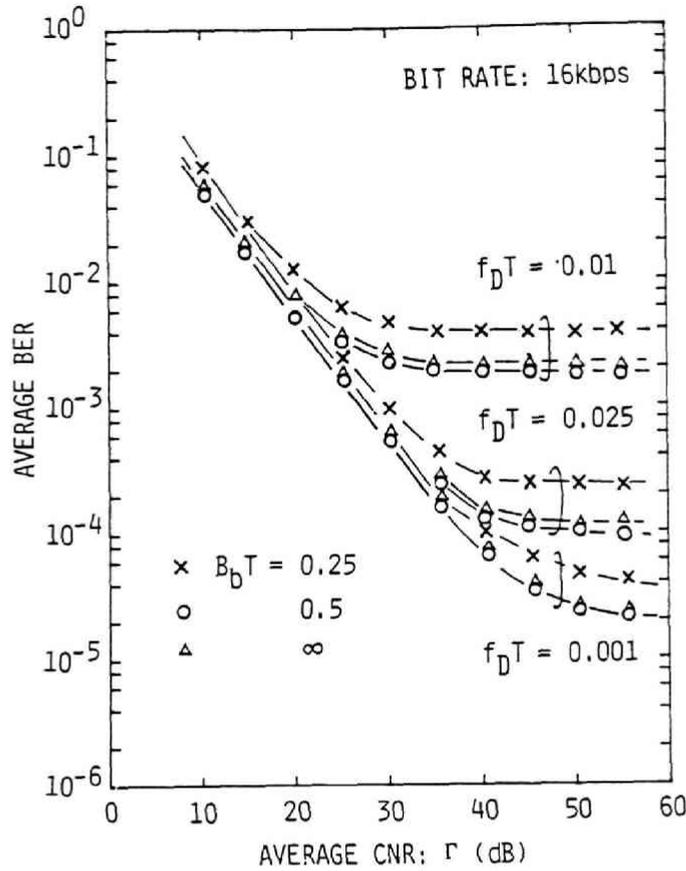


図2. 12 レイリーフェージング時のビット誤り率特性 (実験値)

移動通信では、移動局が車速48 km/hで走行する場合に生じるレイリーフェージングの最大ドプラ周波数 $f_D = 40$ Hzに相当する。

2. 4. 2 走行実験

(1) 実験系

走行実験は基地局送信、移動局受信の形態で実施した。これは、受信電圧、車速等のデータ取得が何らの専用無線チャネルを使用することなく行えること、および実験中の周囲状況が測定者により常時把握できるという利点による。

図2. 13は実験系の構成を示す。ビットレート16kbpsの9段PN信号(周期511ビット)を変調信号とし、以下の条件のもとに伝送実験を行った。

搬送波周波数： 920MHz

送信ベースバンド帯域制限： $B_b T = 0.25$

送信電力： 20W

送信アンテナ： コーナレフレクタアンテナ(利得：12dBi, 半値角：45°)

設置点：ビル屋上 海拔100～150m

受信アンテナ： $\lambda/4$ モノポールアンテナ(利得：3dBi)

設置点：測定車屋根 地上高3m

走行地区： 横須賀市内(郊外地)および東京都内(市街地)

(2) 実験結果

図2. 14は2ビット遅延検波の誤り率特性の測定結果を示す。同図は車速 40 ± 2.5 km/hで走行する場合の平均ビット誤り率を横須賀市内および東京都内(青梅街道・山手通り)の各々について示したものであり、破線はレイリーフェージングシミュレータを用いた室内実験結果を表す。

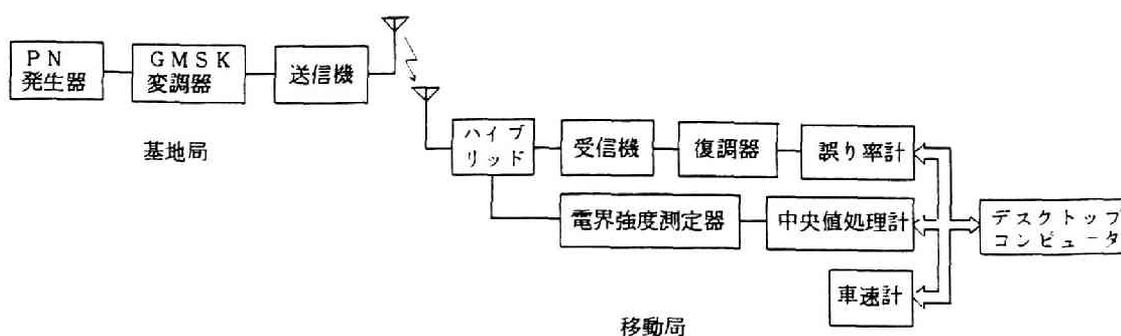


図2. 13 走行実験の測定系構成

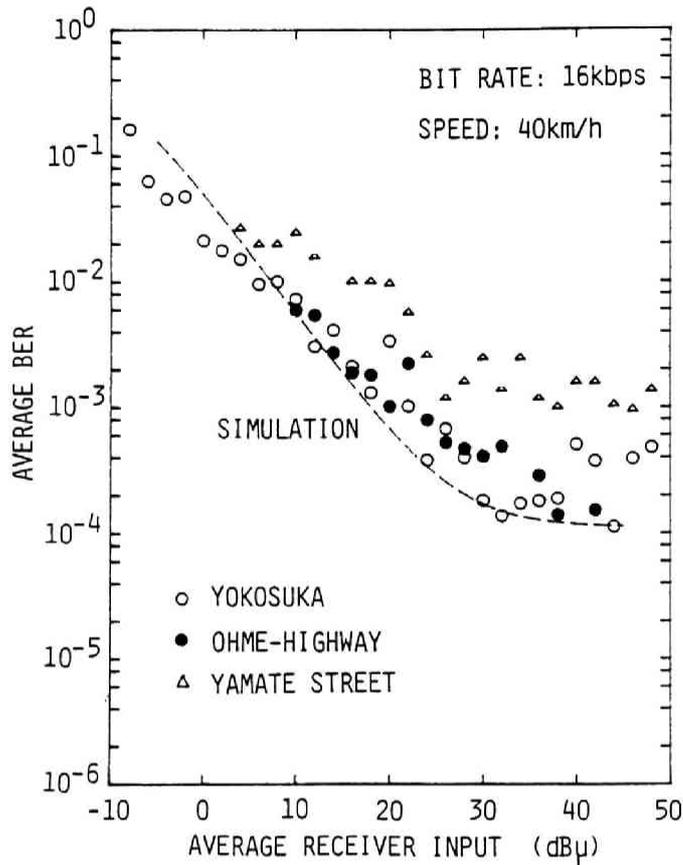


図2. 14 走行実験結果 (走行地区の比較)

横須賀市内および青梅街道走行時の誤り率特性は室内実験結果とよく一致し、これらの地区ではレイリーモデルで特徴づけられる伝搬構造を有することがわかる。一方、山手通りでは、室内実験値からの劣化が大きく、遅延時間分散等の劣化要因が存在することを示している。

図2. 15は別途実施したビットレート256kbpsの高速信号伝送実験の結果を示す。同図が示すように遅延時間分散に伴う特性劣化が顕著である⁽⁴³⁾。この伝搬遅延歪の影響を定量的に評価するため16~256kbpsの信号伝送実験を併せて行い、その結果から走行区間内では1~2μsecの遅延時間差を有する2波レイリーフェージングモデルで近似できることが明らかになった⁽⁸⁶⁾。

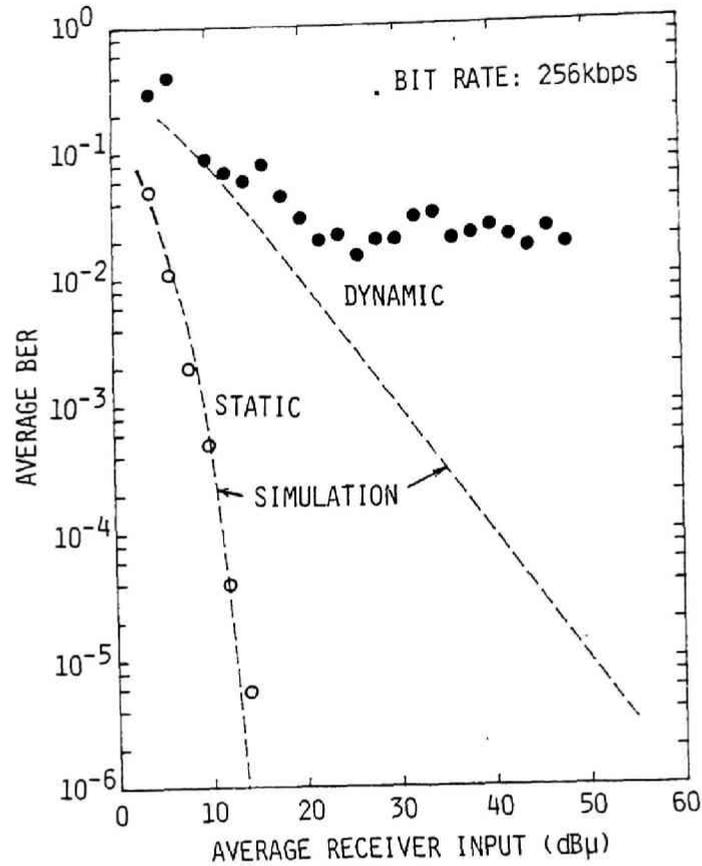


図2. 15 走行実験結果

図2. 16は横須賀市内走行時の誤り率特性を2ビット遅延検波および同期検波について比較したものである。高速ピッチのフェージングによる軽減困難な誤りは同期検波が遅延検波よりも大となる傾向を示し、室内実験結果を裏付けている。

2. 5 むすび

定振幅で狭帯域スペクトラム特性を有するGMSKを効率良く検波復調する方法について検討した。GMSKは送信データに1ビットの差動論理変換を施して変調することにより、2ビット遅延検波が可能である。この場合の誤り率特性を非フェージング時およびレイリーフェージング存在時

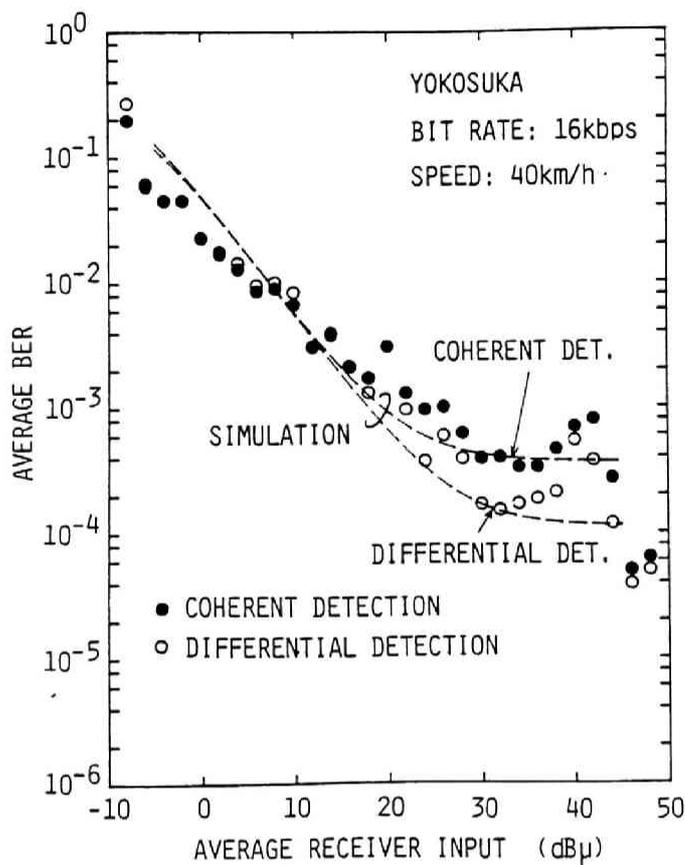


図2. 16 走行実験結果 (検波方式の比較)

について理論的に導出し、送信ベースバンド帯域制限の大きさに対する伝送特性の評価を可能とした。さらに、室内実験および走行実験を行い、伝搬遅延歪が無視できる場合にはその結果が理論値とよく一致することを確認し、2ビット遅延検波は従来用いられてきた1ビット遅延検波に比較して送信ベースバンド帯域制限を厳しくした場合にも誤り率特性の劣化が少ないことを明らかにした。本章においては便宜上、伝搬遅延歪が無視できる理想状態を対象とした解析を行っているが、とくに高速信号伝送を行う場合には遅延歪を考慮した検討が必要となる。これに関しては、2波モデルによる理論解析例⁽⁷⁷⁾がみられるが、実際の伝搬路における遅延歪の測定からは2以上の複数の到来波が合成受信されることが報告されており⁽⁸⁷⁾、より詳細な解析にあたってはこの点を考慮しなければならない。

第3章 デジタル移動通信における送信 ダイバーシティ技術

3.1 まえがき

VHF帯あるいはUHF帯を用いる陸上移動通信における市街地の電波伝搬は多重路伝搬として特徴づけられる。これは、電波が建物、地物等により反射・回折・散乱を受けることによるものである。このため、移動体の走行に伴い、受信信号にはピッチが速く、落ち込みの深いフェージングを受け伝送品質が劣化する^{(1) (4) (5) (66)}。このフェージングはレイリーフェージングとして取り扱えることはよく知られており、高品質の陸上移動通信回線を実現するために克服すべき最大の問題点となっている。

ダイバーシティ方式はレイリーフェージングを克服するための技術として有効であり、ブランチ構成を送信側あるいは受信側のいずれで行うかによって送信ダイバーシティ方式および受信ダイバーシティ方式に分類される。このうち、受信ダイバーシティ方式に関してはブランチ構成法および受信信号合成法の組み合わせにより多くの方法が提案され種々の角度から検討されている^{(1) (37) - (43) (67) (68)}。一方、送信ダイバーシティ方式は受信ダイバーシティ方式において必要とされていた受信レベル情報等のフィードバックループが不要であり、受信機構成の簡易化および複局同時送信方式への適用性の点で有効な技術である⁽⁷⁹⁾。周波数オフセットダイバーシティ方式はRogersによって提案されたphase-sweeping法のひとつと考えられ、アナログFM送受信機を用いてデジタルFM信号を複局同時送信する場合に有効であることが示されている⁽⁸⁸⁾。送信ダイバーシティ方式としてはこの他に、変調指数オフセット方式および変調波形オフセット方式が提案されている^{(72) (73)}。しかし、これらの方式では16kHz程度の広い帯域を用いて、200~300bps程度の低速デジタルFM信号を伝送していたため、周波数有効利用の観点からより高効率な信号伝送を可能とする送信ダイバーシティ技術を確立するための研究が必要とされていた。

本章では、MSKおよびGMSKを含めた位相連続FSK信号を遅延検波する場合を対象に、従来よりも周波数領域での伝送効率の高い送信ダイバーシティ方式を提案する。始めに、送信ダイバーシティ方式の原理を述べる。次に、誤り率特性の理論検討を行い、熱雑音および干渉妨害に対する改善効果を明らかにする。さらに、送信ダイバーシティを行う場合の所要伝送帯域幅およびスペクトラム利用効率の改善効果について述べる。最後に、室内実験および実際の伝搬路を用いた伝送

実験により誤り率特性の検証を行い有効性を明らかにする。なお、実際の伝搬路を用いた伝送実験では、提案する送信ダイバーシティ方式を複局同時送信へ適用した場合についても検討している。

3. 2 送信ダイバーシティ方式の原理^(8,9)

ここでは提案する送信ダイバーシティ方式の原理を簡単のため2ブランチ構成について述べる。考察の対象とする送信ダイバーシティ方式の構成を図3. 1に示す。送信側では同一のデジタル信号によって変調を行った位相連続FSK信号を空間的に離して設置した2本のアンテナから送信する。その際、各ブランチの搬送波周波数を受信中心周波数 f_c から Δf だけ互いに逆方向にオフセットする。送信信号は多重伝搬路を経由した後、1本のアンテナで合成受信され遅延検波復調される。

2つの送信信号に対する受信点での受信信号 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$s_1(t) = \text{Re} \{ Z_{s_1}(t) \exp [j \{ (\omega_c + \Delta\omega) t + \phi_s(t) \}] \} \quad (3. 1)$$

$$s_2(t) = \text{Re} \{ Z_{s_2}(t) \exp [j \{ (\omega_c - \Delta\omega) t + \phi_s(t) \}] \}$$

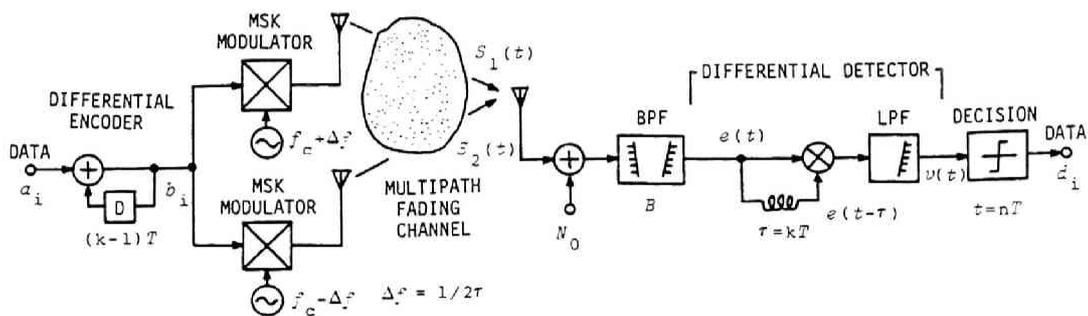


図3. 1 送信ダイバーシティ方式の構成

式 (3. 1) において, $Z_{s_1}(t)$ および $Z_{s_2}(t)$ はレイリーフェージング存在下においては零平均複素ガウス過程であり, $\text{Re}\{\cdot\}$ は $\{\cdot\}$ の実数部を表す。また, $\omega_c = 2\pi f_c$ は搬送波角周波数, $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ はオフセット角周波数, $\phi_s(t)$ は変調位相である。

いま, 検波器入力を $e(t)$ とおくと,

$$e(t) = s_1(t) + s_2(t) + n(t) \quad (3. 2)$$

で与えられる。ただし, $n(t)$ は受信機のフロントエンドにおいて付加された熱雑音であり, 次式のように狭帯域表現できる。

$$\begin{aligned} n(t) &= \text{Re}\{Z_n(t) \exp(j\omega_c t)\} \\ &= \text{Re}\{Z_{n_1}(t) \exp[j(\omega_c + \Delta\omega)t] \\ &\quad + Z_{n_2}(t) \exp[j(\omega_c - \Delta\omega)t]\} \end{aligned} \quad (3. 3)$$

ここで,

$$Z_n(t) = Z_{n_1}(t) \exp(j\Delta\omega t) + Z_{n_2}(t) \exp(-j\Delta\omega t) \quad (3. 4)$$

であり, $Z_{n_1}(t)$ および $Z_{n_2}(t)$ は零平均複素ガウス過程である。従って, 式 (3. 2) は次式のように書き改められる。

$$\begin{aligned} e(t) &= \text{Re}\{Z(t) \exp(j\omega_c t)\} \\ &= \text{Re}\{Z_1(t) \exp[j(\omega_c + \Delta\omega)t] \\ &\quad + Z_2(t) \exp[j(\omega_c - \Delta\omega)t]\} \end{aligned} \quad (3. 5)$$

ただし, $Z(t)$, $Z_1(t)$ および $Z_2(t)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
Z(t) &= Z_1(t) \exp(j \Delta \omega t) + Z_2(t) \exp(-j \Delta \omega t) \\
Z_1(t) &= Z_{s1}(t) \exp[j \phi_s(t)] + Z_{n1}(t) \\
Z_2(t) &= Z_{s2}(t) \exp[j \phi_s(t)] + Z_{n2}(t)
\end{aligned} \tag{3. 6}$$

遅延検波器は遅延時間 τ の遅延線と乗算器および $2\omega_c$ の周波数成分を除去する低域フィルタで構成される。従って、遅延検波出力 $v(t)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
v(t) &= \operatorname{Re} \{ Z(t) Z^*(t - \tau) \exp(j \omega_c \tau) \} \\
&= (1/2) \{ \operatorname{Re} \{ Z_1(t) Z_1^*(t - \tau) \exp[j(\omega_c + \Delta \omega) \tau] \} \\
&\quad + \operatorname{Re} \{ Z_2(t) Z_2^*(t - \tau) \exp[j(\omega_c - \Delta \omega) \tau] \} \\
&\quad + \operatorname{Re} \{ Z_1(t) Z_2^*(t - \tau) \exp[j(2 \Delta \omega t + (\omega_c - \Delta \omega) \tau)] \} \\
&\quad + \operatorname{Re} \{ Z_2(t) Z_1^*(t - \tau) \exp[j(2 \Delta \omega t - (\omega_c + \Delta \omega) \tau)] \} \}
\end{aligned} \tag{3. 7}$$

ここで、 $Z^*(t)$ は $Z(t)$ の複素共役を表す。

検波後低域フィルタによって式(3. 7)における $2 \Delta \omega t$ 成分が除去できるものとすれば、

$$\begin{aligned}
v(t) &= (1/2) \{ \operatorname{Re} \{ Z_1(t) Z_1^*(t - \tau) \exp[j(\omega_c + \Delta \omega) \tau] \} \\
&\quad + \operatorname{Re} \{ Z_2(t) Z_2^*(t - \tau) \exp[j(\omega_c - \Delta \omega) \tau] \} \}
\end{aligned} \tag{3. 8}$$

が成り立つ。さらに、

$$\Delta \omega \tau = \pi \tag{3. 9}$$

$$\omega_c \tau = \pi \pmod{2\pi} \tag{3. 10}$$

の関係があるものとすれば、式(3. 8)は

$$v(t) = (1/2) \operatorname{Re} \{ Z_1(t) Z_1^*(t-\tau) + Z_2(t) Z_2^*(t-\tau) \} \quad (3.11)$$

と書き改められる。式(3.11)は受信信号 $s_1(t)$ および $s_2(t)$ に対する遅延検波出力を用いた等利得合成ダイバーシティ受信を行う場合と同一の検波出力が得られることを示している。

いま、遅延時間を $\tau = kT$ (k :正整数, T :データの繰り返し周期)とした k ビット遅延検波では、識別時点 $t = nT$ (n :整数)における検波出力は

$$v(nT) = (1/2) \operatorname{Re} \{ Z_1(nT) Z_1^*(\overline{n-kT}) + Z_2(nT) Z_2^*(\overline{n-kT}) \} \quad (3.12)$$

となる。 k ビット遅延検波により検波復調するためには、送信側において情報データに $(k-1)$ ビットの差動論理変換が必要になる⁽⁷⁵⁾。一方、 k ビット間の位相差を位相連続FSKの例としてMSKについて示せば式(3.13)で与えられる。

$$\phi_s(nT) - \phi_s(\overline{n-kT}) = \begin{cases} \pm \pi/2 \pmod{2\pi} & (k: \text{奇数}) \\ 0, \pi \pmod{2\pi} & (k: \text{偶数}) \end{cases} \quad (3.13)$$

となる。また、式(3.9)から

$$\Delta\omega = \pi/kT \quad (3.14)$$

となるから、式(3.7)における搬送波周波数差によるビート成分を示す第3項および第4項の周波数成分 $2\Delta\omega t$ は

$$2\Delta\omega t = (2\pi/kT) t \quad (3.15)$$

であり、 $k = 3, 4, 5, \dots$ に対してはナイキスト周波数よりも小さい周波数となる。従って、本送信ダイバーシティ方式では、 k の値は 1 あるいは 2 に設定しなければならない。 $k = 1$ および $k = 2$ に対する $\Delta\omega$ および $\Delta\phi_s = \phi_s(nT) - \phi_s(\overline{n-k}T)$ の値は式 (3.14) および式 (3.13) からそれぞれ以下の通りとなる。

$$\Delta\omega = \begin{cases} \pi/T & (k=1) \\ \pi/2T & (k=2) \end{cases} \quad (3.16)$$

$$\Delta\phi_s = \begin{cases} \pi/2 \text{ または } -\pi/2 & (k=1) \\ 0 \text{ または } \pi & (k=2) \end{cases} \quad (3.17)$$

以上、提案した送信ダイバーシティ方式は 1 ビット遅延検波および 2 ビット遅延検波を行う場合に有効であることを示したが、第 2 章で述べた耐符号間干渉特性および後述する所要伝送帯域幅の観点から 2 ビット遅延検波を採用するほうが有利である。従って、次節以降では 2 ビット遅延検波を採用するものとして考察する。

3.3 送信ダイバーシティ方式の誤り率特性⁽⁸⁹⁾

式 (3.13) から識別時点 $t = nT$ (n : 整数) における検波出力 $v(nT)$ は

$$v(nT) = v_1(nT) + v_2(nT) \quad (3.18)$$

と表される。ただし、 v_1 および v_2 は互いに独立な変数とし、それぞれ次式で与えられるものとする。

$$v_1(nT) = (1/2) \operatorname{Re} \{ Z_1(nT) Z_1^*(\overline{n-k}T) \} \quad (3.19)$$

$$v_2(nT) = (1/2) \operatorname{Re} \{ Z_2(nT) Z_2^*(\overline{n-k}T) \}$$

$v(nT)$ の確率密度関数 $P(v)$ はその特性関数 $F(\xi)$ と互いにフーリエ変換対の関係にあることを利用して誤り率を導出する。 v_1 および v_2 のそれぞれに対応する特性関数を $F_1(\xi)$ および $F_2(\xi)$ とすると $v(nT)$ の特性関数 $F(\xi)$ は

$$F(\xi) = F_1(\xi) \cdot F_2(\xi) \quad (3.20)$$

で与えられる。

いま、行列 Z_i ($i=1, 2$) およびその共分散行列 L_i ($i=1, 2$) を式(3.21)および式(3.22)で定義する。

$$Z_i = \begin{pmatrix} Z_i(nT) \\ Z_i(\overline{n-k}T) \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

$$L_i = (1/2) \langle (Z_i - \langle Z_i \rangle)^* \cdot (Z_i - \langle Z_i \rangle)^t \rangle \quad (3.22)$$

ここで、記号 $\langle \cdot \rangle$ はアンサンブル平均を表し、 Z^t は Z の転置行列を表す。レイリーフェージング下では Z_i ($i=1, 2$)は零平均複素ガウス確率変数であるから、 $F_i(\xi)$ ($i=1, 2$)は

$$F_i(\xi) = \{ \det [\mathbf{I} - 2j\xi L_i * \mathbf{Q}] \}^{-1} \quad (3.23)$$

で与えられる⁽⁷⁹⁾。式(3.23)で \mathbf{I} は2行2列単位行列、 \mathbf{Q} は2行2列のエルミート行列でありそれぞれ式(3.24)および式(3.25)で与えられる。

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.24)$$

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

また、 L_i ($i=1, 2$)は

$$\begin{aligned}
 L_i &= (1/2) \langle Z_i^* Z_i^t \rangle \\
 &= \sigma_i^2 \begin{pmatrix} 1 & \rho_i^*(kT) \\ \rho_i(kT) & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.26}$$

で与えられる。また、式(3.26)における σ_i^2 および $\rho_i(kT)$ はそれぞれ

$$\sigma_i^2 = \sigma_{s_i}^2 + \sigma_{n_i}^2 \tag{3.27}$$

$$\begin{aligned}
 \rho_i(kT) &= (1/\sigma_i^2) [\sigma_{s_i}^2 \rho_{s_i}(kT) \exp(j \Delta \phi_s) \\
 &\quad + \sigma_{n_i}^2 \rho_{n_i}(kT)]
 \end{aligned} \tag{3.28}$$

で与えられる。ただし、 $\sigma_{s_i}^2$ および $\sigma_{n_i}^2$ はそれぞれ信号および雑音の平均電力である。また、 $\rho_{s_i}(kT)$ および $\rho_{n_i}(kT)$ はそれぞれ信号および雑音の kT 間の自己相関係数である。さらに、 $\Delta \phi_s$ は式(3.17)で与えられる位相差である。

次に、式(3.28)で与えられる $\rho_i(kT)$ を導出する。受信帯域フィルタとして、その雑音出力スペクトラム特性が図3.2(a)に示す中心周波数 $f_c = \omega_c / 2\pi$ 、帯域幅 B の理想方形フィルタを用いるものとする。このフィルタは同図(b)に示す中心周波数 $f_c + B/4$ および $f_c - B/4$ とする2つの方形フィルタに分割可能である。このとき、2つの方形フィルタを通過したガウス雑音の自己相関係数 $\rho_{n_i}(kT)$ ($i=1, 2$)は

$$\rho_{n_1}(kT) = \sigma_{n_1}^2 \frac{\sin(\pi kBT/2)}{\pi kBT/2} \exp \left(j \left(\omega_c + \frac{\pi B}{2} \right) kT \right) \tag{3.29}$$

$$\rho_{n_2}(kT) = \sigma_{n_2}^2 \frac{\sin(\pi kBT/2)}{\pi kBT/2} \exp \left(j \left(\omega_c - \frac{\pi B}{2} \right) kT \right)$$

で与えられる。ここで、 $\sigma_{n_1}^2$ および $\sigma_{n_2}^2$ は次式で定義される雑音電力である。

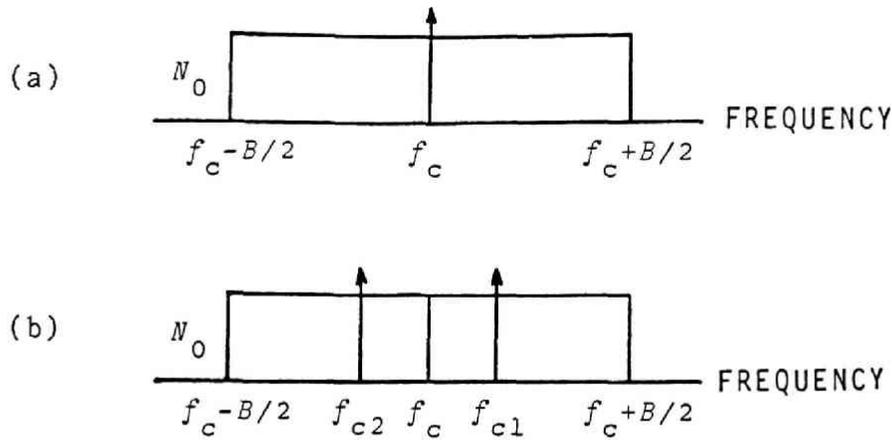


図3. 2 受信帯域フィルタを通過した雑音の パワースペクトラム

$$\sigma_{n1}^2 = \sigma_{n2}^2 = N_0 B/2 \quad (3. 30)$$

ただし、 N_0 は雑音電力密度である。

2ビット遅延検波復調をする場合には、式(3. 29)に $k=2$ を代入し、式(3. 10)の条件を考慮すれば

$$\begin{aligned} \rho_{n1}(2T) &= -\sigma_{n1}^2 \frac{\sin(\pi BT)}{\pi BT} \exp(j\pi BT) \\ \rho_{n2}(2T) &= -\sigma_{n2}^2 \frac{\sin(\pi BT)}{\pi BT} \exp(-j\pi BT) \end{aligned} \quad (3. 31)$$

を得る。受信帯域フィルタの BT 積は信号成分に対して厳しい符号間干渉が生じない程度に設定され、通常は $BT=1$ が採用される。このとき、式(3. 31)は

$$\rho_{n1}(2T) = \rho_{n2}(2T) = 0 \quad (3. 32)$$

となる。一方、受信信号がレイリーフェージングを受けた電波を水平面内無指向性のモノポールアンテナで受信されたものである場合には、

$$\rho_{si}(2T) = J_0(4\pi f_D T) \quad (3.33)$$

で与えられる⁽¹⁾⁽⁴⁾。式(3.33)における f_D は最大ドプラ周波数である。準静的レイリーフェージング下では $f_D \rightarrow 0$ とすることにより、 $\rho_{si}(2T) = 1$ となる。従って、 $\rho_i(2T)$ は次式で与えられる。

$$\rho_i(2T) = (\sigma_{si}^2 / \sigma_i^2) \exp(j\Delta\phi_s) \quad (3.34)$$

情報信号としてマーク($\Delta\phi_s = 0$)が送信されたとき、準静的レイリーフェージング存在下での平均ビット誤り率 P_e は

$$\begin{aligned} P_e &= \text{Prob}(v < 0 \mid \Delta\phi_s = 0) \\ &= \int_{-\infty}^0 P(v) dv \mid \Delta\phi_s = 0 \end{aligned} \quad (3.35)$$

となる。式(3.35)において $\text{Prob}(a \mid b)$ は条件 b を満足するときに事象 a が生起する確率を示す。また、 $P(v)$ は $F(\xi)$ のフーリエ逆変換であり、式(3.36)で表される。

$$P(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\xi) \exp(-j\xi v) d\xi \quad (3.36)$$

式(3.23)～式(3.26)および式(3.34)を式(3.20)に代入することにより

$$F(\xi) = \prod_{i=1}^2 [4\sigma_i^4 (1 - |\rho_i|^2) (\xi - \alpha_i) (\xi - \beta_i)]^{-1} \quad (3.37)$$

を得る。ここで、パラメータ α_i および β_i は式(3.38)で与えられる。

$$\begin{pmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{pmatrix} = \left(j \frac{(\rho_i + \rho_i^*) \pm \sqrt{(\rho_i + \rho_i^*)^2 + 4(1 - |\rho_i|^2)}}{4\sigma_i^4(1 - |\rho_i|^2)} \right) \quad (3.38)$$

式 (3.37) を式 (3.35) に代入し若干の計算を行うことにより、

$$P_e = \frac{1}{16\sigma_1^4\sigma_2^4(1 - |\rho_1|^2)(1 - |\rho_2|^2)(\alpha_2 - \alpha_1)} \cdot \left[\frac{1}{\alpha_1(\alpha_1 - \beta_1)(\alpha_1 - \beta_2)} - \frac{1}{\alpha_2(\alpha_2 - \beta_1)(\alpha_2 - \beta_2)} \right] \quad (3.39)$$

を得る。式 (3.39) に式 (3.38) を代入することによって

$$P_e = \frac{1}{8(\Gamma_1 + 1)^2(\Gamma_2 + 1)^2} \cdot \{ (\Gamma_1 + 1)(2\Gamma_2 + 1) + (\Gamma_2 + 1)(2\Gamma_1 + 1) + 2(\Gamma_1 + 1)(\Gamma_2 + 1) \} \quad (3.40)$$

が得られる。ここで、 Γ_i ($i = 1, 2$) は次式で定義される各ブランチの平均CNRである。

$$\Gamma_i = \sigma_{s_i}^2 / \sigma_{n_i}^2 \quad (3.41)$$

同様に、スペース ($\Delta\phi_s = \pm\pi$) が送信されたときの平均ビット誤り率も式 (3.40) で与えられる。いま、2つのブランチの平均CNRが等しく

$$\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma \quad (3.42)$$

であるときには、式 (3.40) は

$$P_e = \frac{1}{2(\Gamma+1)^2} \left[1 + \frac{\Gamma}{2(\Gamma+1)} \right] \quad (3.43)$$

となる。一方、送信ダイバーシティを行わないときの平均ビット誤り率は

$$P_e = \frac{1}{2(\Gamma+1)} \quad (3.44)$$

となる。

ここで、他の送信ダイバーシティシステムからの同一チャネル干渉が存在するときの誤り率特性を調べる。同一チャネル干渉を与える送信ダイバーシティシステムも2ブランチ構成をとるものとするれば、式(3.27)および式(3.28)はそれぞれ次式で置き換えられる。

$$\sigma_i^2 = \sigma_{s_i}^2 + \sigma_{s'_i}^2 + \sigma_{n_i}^2 \quad (3.45)$$

$$\begin{aligned} \rho_i(2T) = (1/\sigma_i^2) & \left[\sigma_{s_i}^2 \rho_{s_i}(2T) \exp(j\Delta\phi_s) \right. \\ & \left. + \sigma_{s'_i}^2 \rho_{s'_i}(2T) \langle \exp(j\Delta\phi'_s) \rangle \right. \\ & \left. + \sigma_{n_i}^2 \rho_{n_i}(2T) \right] \quad (3.46) \end{aligned}$$

ただし、 $\sigma_{s_i}^2$ 、 $\Delta\phi_s$ および $\rho_{s_i}(2T)$ はそれぞれ同一チャネル干渉を与える妨害波の平均受信電力、2ビット間の変調位相差、および自己相関係数である。また、式(3.46)における $\langle \exp(j\Delta\phi'_s) \rangle$ のアンサンブル平均はMSKでは0となる⁽⁹⁰⁾。従って、平均ビット誤り率は

$$P_e = \frac{\{\Gamma\Lambda(1-\rho_s(2T)) + \Gamma + \Lambda\}^2}{2(\Gamma\Lambda + \Gamma + \Lambda)^2} \left[1 + \frac{\rho_s(2T)\Gamma\Lambda}{2(\Gamma\Lambda + \Gamma + \Lambda)} \right] \quad (3.47)$$

となる。式(3.47)の Γ および Λ はそれぞれ平均CNRおよび平均CIRであり、それぞれ次式で定義される。

$$\Lambda = \Gamma_{s1} / \Gamma_{s'1} = \Gamma_{s2} / \Gamma_{s'2} = \Gamma_s / \Gamma_{s'} \quad (3.48)$$

$$\Gamma = \Gamma_s = \sigma_{s1}^2 / \sigma_{n1}^2 = \sigma_{s2}^2 / \sigma_{n2}^2 \quad (3.49)$$

$$\Gamma_s = \sigma_{s'1}^2 / \sigma_{n1}^2 = \sigma_{s'2}^2 / \sigma_{n2}^2 \quad (3.50)$$

また、送信ダイバーシティを行わない場合には

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\rho_s(2T) \Gamma \Lambda}{\Gamma \Lambda + \Gamma + \Lambda} \right] \quad (3.51)$$

で与えられる。

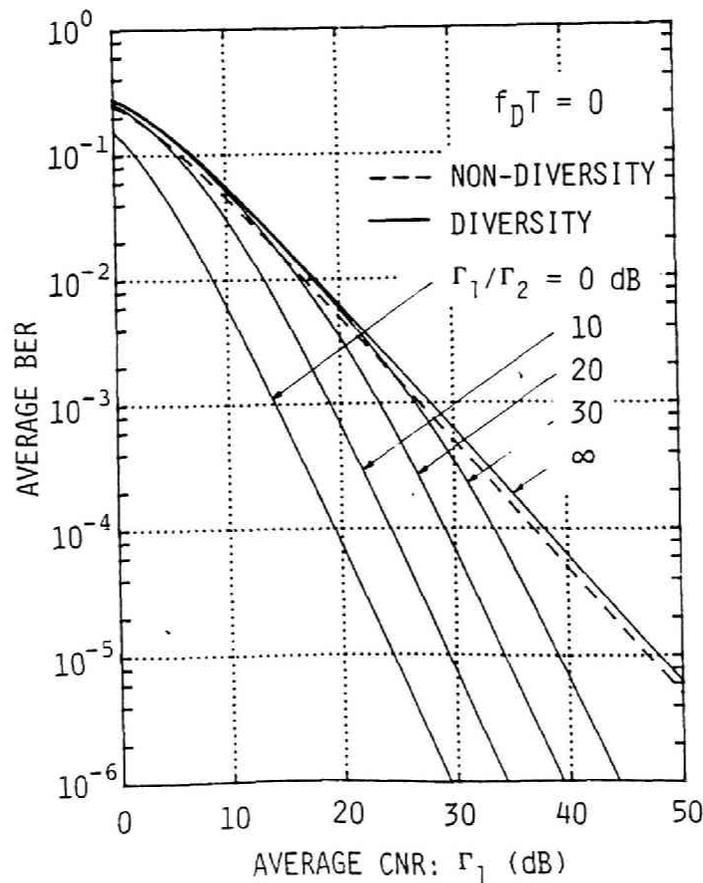


図 3. 3 平均CNR対平均ビット誤り率特性 (理論値)
(パラメータ: Γ_1 / Γ_2)

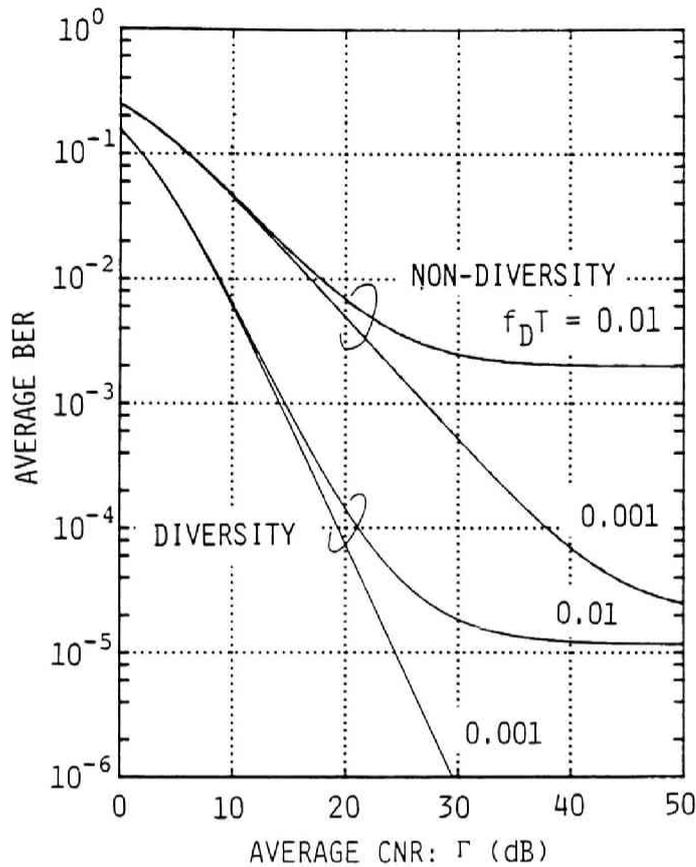


図3. 4 平均CNR対平均ビット誤り率特性 (理論値)
(パラメータ： $f_D T$)

図3. 3は式(3. 40)および式(3. 44)で与えられる平均ビット誤り率特性を Γ_1/Γ_2 をパラメータとして示したものである。いま、ある特定の誤り率を得るために必要な平均CNRの値を送信ダイバーシティの有・無のそれぞれの場合について求め、その差をダイバーシティゲインと定義したとき、誤り率 10^{-3} におけるダイバーシティゲインは12.5 dBである。このことは、送信ダイバーシティ技術の適用により同一誤り率を得るためには送信電力を約 $1/20$ に低減可能であることを示している。

図3. 4は式(3. 47)および式(3. 51)で与えられた平均ビット誤り率を $f_D T$ をパラメータとして示したものである。なお、平均CNRは $\Lambda = \infty$ とした。平均CNRを増加することにより減少させることのできない誤り、いわゆる軽減困難な誤りは、送信ダイバーシティを行わない

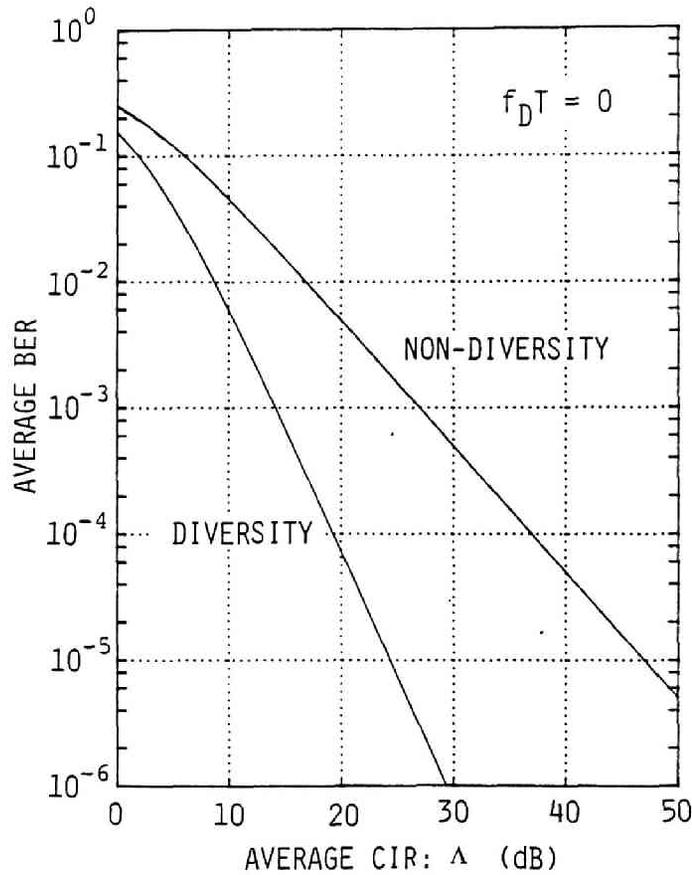


図3. 5 平均CIR対平均ビット誤り率特性 (理論値)

とき、 $f_D T = 0.01$ では 2×10^{-3} である。これに対し、送信ダイバーシティを行うときには 1.25×10^{-5} となり、約2桁の誤り率改善効果が得られる。

図3. 5は式(3. 47)および式(3. 51)で与えられた平均ビット誤り率を $f_D T = 0$ 、 $\Gamma = \infty$ について示したものである。CNR改善効果と同様にCIR改善効果が得られている。すなわち、誤り率 10^{-3} を与える所要平均CIRを例にとれば、12. 5 dB改善される。CIRに対する改善効果は同一周波数を空間的に繰り返し使用する場合の繰り返し距離を小さくできることを意味し、周波数有効利用が可能になる点で重要である。

3. 4 所要伝送帯域幅とスペクトラム利用効率⁽⁸⁹⁾

MSK変調信号の振幅を R 、搬送波周波数を $f_c = \omega_c / 2\pi$ とすると、パワースペクトラム $W(f)$ は

$$W(f) = \left(\frac{R}{\pi} \right)^2 \left[\frac{\cos^2 \{ 2\pi (f - f_c) T \}}{[1 - \{ 4 (f - f_c) T \}]^2} \right]^2 \quad (3. 52)$$

で与えられる⁽⁹¹⁾。図3. 6 (a)は $W(f)$ を示す。MSK信号のメインローブは $f_c - 3T/4$ と $f_c + 3T/4$ の間に存在し、この中に全電力の99. 9%の電力が含まれる⁽⁵⁷⁾。一方、メイ

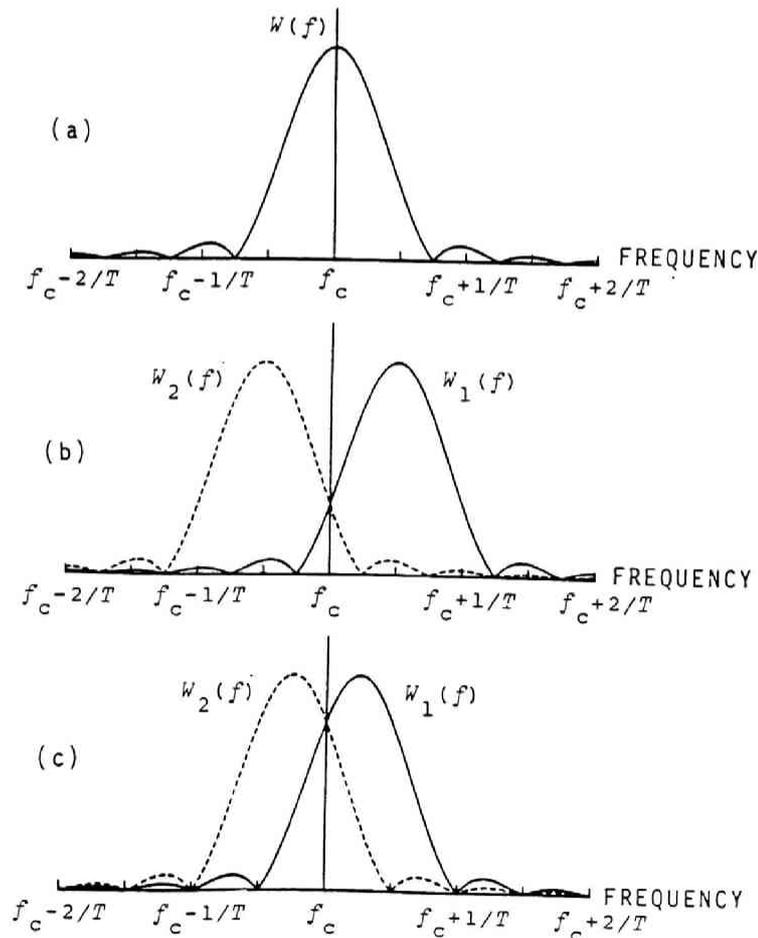


図3. 6 送信信号のパワースペクトラム密度 (MSK)

ンローブを伝送することによりほぼ無歪伝送が可能であることから、メインローブを伝送のための帯域幅を所要伝送帯域幅 B_t と定義すれば

$$B_t = 3/2T = 1.5f_b \quad (3.53)$$

となる。式(3.53)における f_b はビットレートである。

ここで提案した送信ダイバーシティ方式では式(3.16)で示される量だけ搬送波周波数を互いにオフセットするため所要伝送帯域幅が広がる。このとき、2ブランチ構成時の各ブランチに対応するパワースペクトラム $W_1(f)$ および $W_2(f)$ は

$$\begin{aligned} W_1(f) &= W(f - \Delta f) \\ W_2(f) &= W(f + \Delta f) \end{aligned} \quad (3.54)$$

となる。ただし、 $\Delta f = \Delta \omega / 2\pi$ である。式(3.54)を1ビット遅延検波および2ビット遅延検波により検波復調する場合について示したものが図3.6(b)および(c)である。同図から、所要伝送帯域幅 B_t はそれぞれ以下のように求められる。

$$B_t = \begin{cases} 5/2T = 2.5f_b & (1\text{ビット遅延検波}) \\ 2/T = 2f_b & (2\text{ビット遅延検波}) \end{cases} \quad (3.55)$$

式(3.53)および式(3.55)の比較によって、2ブランチ構成の送信ダイバーシティ方式を適用することによる所要伝送帯域幅の増加率は、1ビット遅延検波および2ビット遅延検波に対してそれぞれ5/3倍および4/3倍となる。また、単位周波数帯域幅あたりの伝送ビットレートで定義した伝送効率は2ビット遅延検波を用いるとき0.5bps/Hzとなり、1ビット遅延検波を用いた場合あるいはその他の周波数オフセット送信ダイバーシティ方式を適用する場合に比べて大きな値となる⁽⁷¹⁾⁽⁹²⁾。以上、示したように2ビット遅延検波を用いることにより、送信ダイバーシティ方式を適用時の所要伝送帯域幅の増加を抑え、周波数領域での伝送効率を従来方式よりも高めることができる。

次に、スペクトラム利用効率について考察する。スペクトラム利用効率 η は付録2に示すように、周波数利用効率 η_f 、時間利用効率 η_t および空間利用効率 η_s の積として

$$\eta = \eta_f \cdot \eta_t \cdot \eta_s \quad (3.56)$$

で与えられる^{(93) - (97)}。周波数利用効率は前述した所要伝送帯域幅の逆数に比例し、送信ダイバーシティを行うことにより利用効率が低下する。たとえば、2ブランチ構成の送信ダイバーシティ方式でMSK 2ビット遅延検波する場合についてみれば、周波数利用効率は送信ダイバーシティを行わない場合に比べて3/4倍になる。時間利用効率は送信ダイバーシティの有・無によらず一定と考えてよい。送信ダイバーシティ方式の導入による所要CIRの改善は、同一周波数の繰り返し使用距離を減少させるように働くことから、送信ダイバーシティの導入により、空間利用効率は改善される。

正六角形ゾーンを単位ゾーンとする小ゾーン構成をとる移動通信システムでは、必要な電波の数(群数) m はゾーン半径で規格化した同一周波数の繰り返し使用距離比 D/R_z の関数として

$$\begin{aligned} m &= (1/3) (D/R_z)^2 \\ &= (1/3) (1 + \Lambda^{1/\alpha})^2 \end{aligned} \quad (3.57)$$

で表される⁽¹⁰⁾。ここで、 D は同一周波数の繰り返し使用距離、 R_z は無線ゾーン半径、 Λ は規定品質に対する所要平均CIRである。また、 α は受信レベルの距離に対する減衰指数(伝搬距離特性の減衰定数)であり受信CNRは基地局からの距離の α 乗に反比例するものとする。市街地における α の値は3~4となることが知られている^{(1) (33) (66)}。いま、簡単のため干渉局は1局のみと仮定すれば、空間的利用効率は

$$\begin{aligned} \eta_s &= 1/m \\ &= 3 / (1 + \Lambda^{1/\alpha})^2 \end{aligned} \quad (3.58)$$

で与えられる。従って、送信ダイバーシティ方式導入により所要CIRを $1/k$ に低減できたとすれば η_s は $\left[\frac{(1 + \Lambda^{1/\alpha})}{\{1 + (\Lambda/k)^{1/\alpha}\}} \right]^2$ 倍だけ空間利用効率を改善できる。2ブランチ構成の送信ダイバーシティを行う場合について、 η_s の改善量を求める。送信ダイバーシティを行わないとき、誤り率 10^{-3} に対する所要平均CIRは図3.3より27dBとなる。一方、ダイバーシティを行うときには14.5dBである。従って、 $\alpha = 3.5$ としたとき空間利用効率は3.7倍改善される。この結果と、周波数利用効率 η_f の結果とをあわせれば、2ブランチ構成の送信ダイバーシティによりスペクトラム利用効率を2.8倍改善できることが示される。

3.5 誤り率特性の実験的検討⁽⁸⁹⁾⁽⁹⁸⁾⁻⁽¹⁰¹⁾

3.5.1 室内実験

(1) 実験系

図3.7は実験系の構成を示す。互いに非同期関係にある2系列のビットレート16kbpsの9段PN信号(周期511ビット)を、一方は希望波、他方は妨害波の変調信号とする。搬送波周波数は式(3.1)および式(3.16)より、受信中心周波数から4kHzだけ互いに逆方向にオフセットしている。フェージングシミュレータによりフェージングピッチ $f_D = 5\text{Hz}$ の準静的

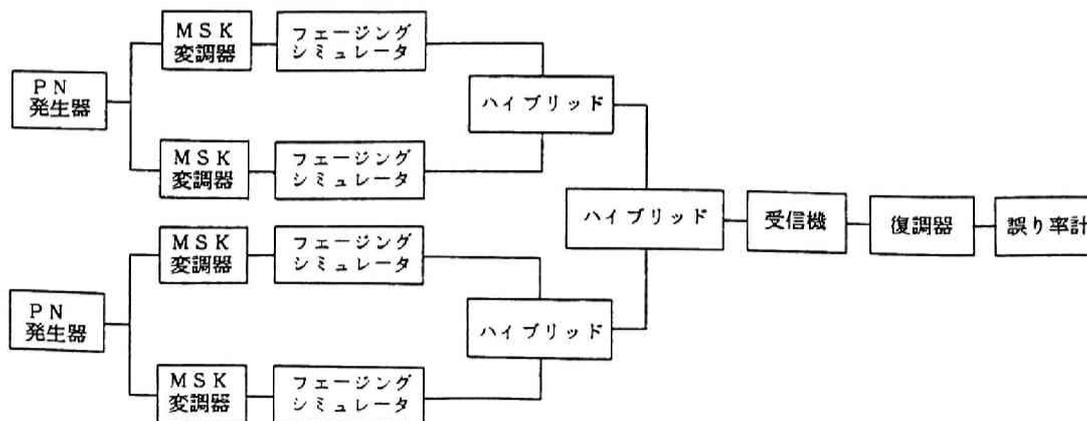


図3.7 送信ダイバーシティ室内実験系の構成

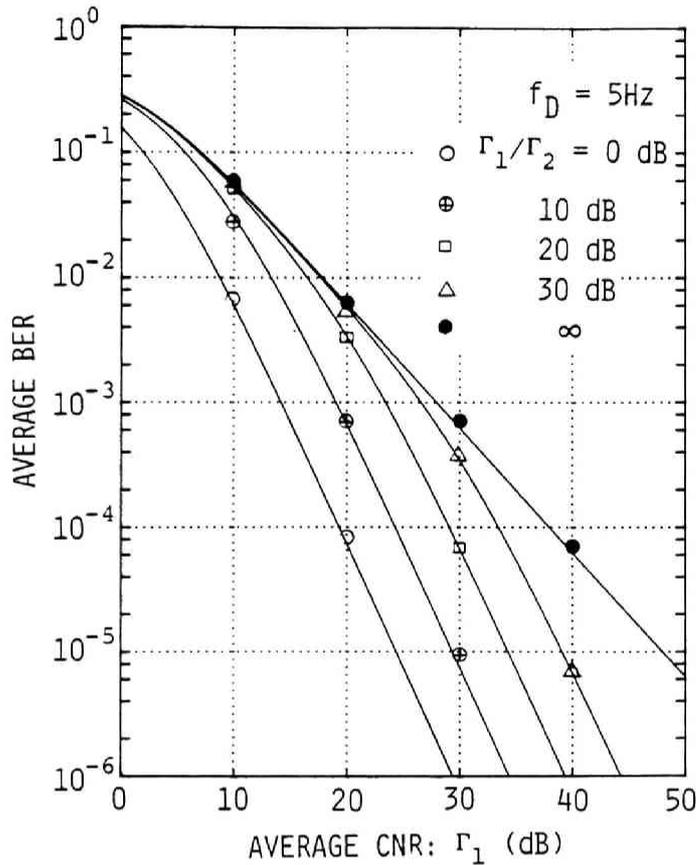


図3. 8 平均CNR対平均ビット誤り率特性 (実験値)
(パラメータ： Γ_1 / Γ_2)

レイリーフェージングを受けた希望波および妨害波は所定のレベル比で受信機に入力される。受信機では3 dB通過帯域幅3.2 kHzの受信帯域フィルタで主帯域制限後、4.55 kHzの中間周波数段で2ビット遅延検波する。遅延検波器は第2章で用いたものと同一形式である。

(2) 実験結果

図3. 8は平均CNR $\Lambda = \infty$ のとき、 Γ_1 / Γ_2 をパラメータとした平均CNR対平均ビット誤り率特性を示す。図中の実線は前節で求めた理論値を示す。実験値は理論値とよく一致しており、 $\Gamma_1 / \Gamma_2 = 0$ dBのとき、誤り率 10^{-3} を与える平均CNRで12.5 dBのダイバーシティゲインが得られている。

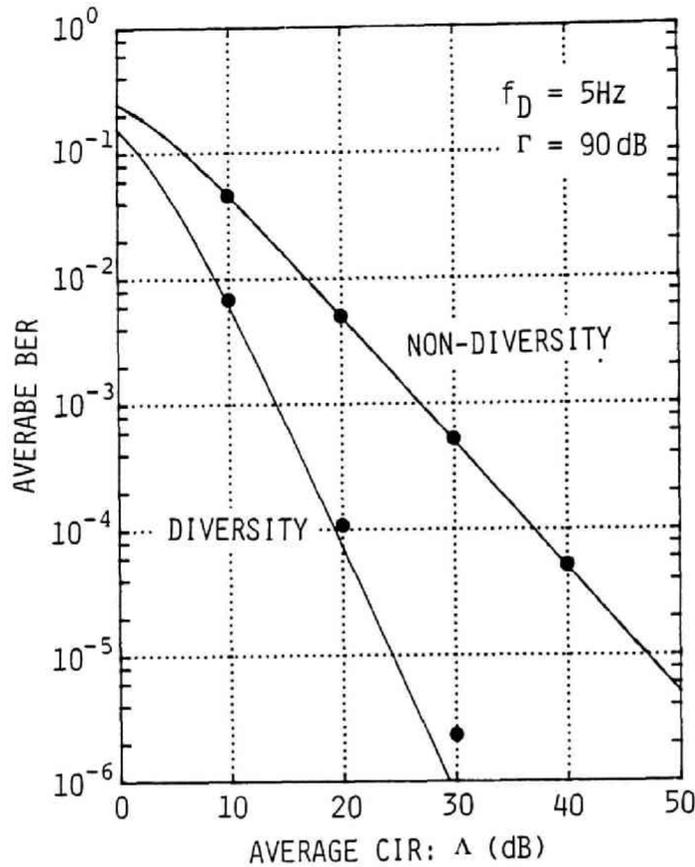


図3. 9 平均CIR対平均ビット誤り率特性 (実験値)

図3. 9は平均CNR $\Gamma = 90$ dBとしたとき、平均CNR対平均ビット誤り率特性の実験値を理論値とともにを示したものである。実線は理論値を示す。平均CNR対平均ビット誤り率特性と同様に両者はよく一致している。誤り率 10^{-3} を与える平均CIRは12.5 dB改善されている。

図3. 10は変調信号の位相差に対する誤り率特性の測定結果を、2ブランチ間のCNR比をパラメータとして示している。変調信号の位相差 $\Delta\epsilon$ が0より大きくなるにつれて誤り率特性は劣化し、劣化の割合はCNR比 Γ_1 / Γ_2 が小さいほど大きくなっている。いま、 $\Delta\epsilon = 0$ のときの誤り率の2倍まで劣化を許容すれば、位相差の許容値はCNR比0 dB, 10 dBおよび20 dBに対してそれぞれ、 0.2π rad, 0.4π radおよび 0.8π radとなる。

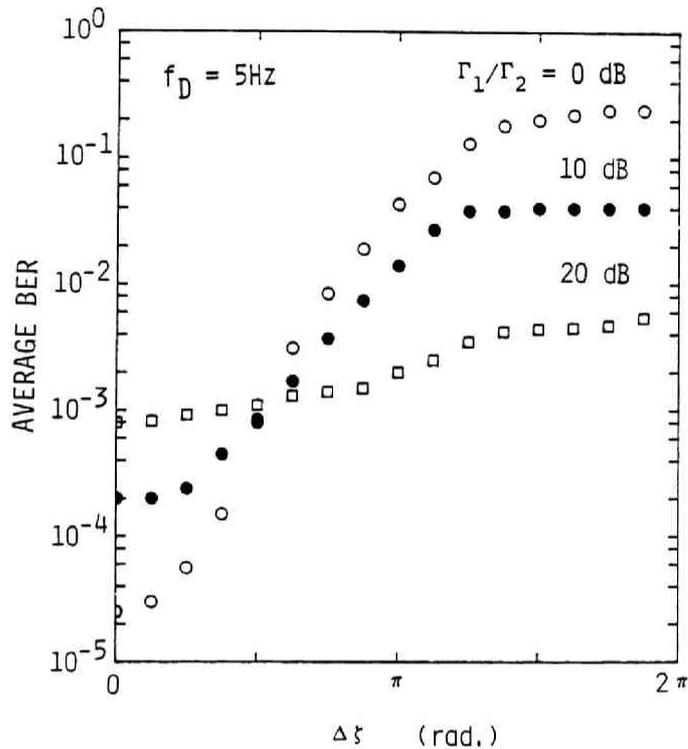


図3. 10 ベースバンド変調信号の位相差対
平均ビット誤り率特性 (実験値)

3. 5. 2 走行実験

(1) 実験系

走行実験では第2章と同様に基地局送信，移動局受信の形態で実施した。図3. 11に実験系の構成を示す。ビットレート16 kbpsの9段PN信号(周期511ビット)で変調を施した搬送波周波数920.004 MHzおよび919.996 MHzのMSK信号を空間的に離れた2つのアンテナから送出した。送信電力等の諸元は2.4節で掲げたものと同一のものである。なお，送信ダイバーシティ方式のブランチ構成は(1)同一基地局で行う場合(図3. 11(a))および複局同時送信への拡張を考慮して(2)2つの基地局で行う場合(図3. 11(b))の兩者について検討した。基地局として，前者では中野統制無線中継所を，後者では中野統制無線中継所と東渋谷電話局をそれぞれ使用した。また，前者のアンテナ間隔は28 mであり，後者の基地局間の直

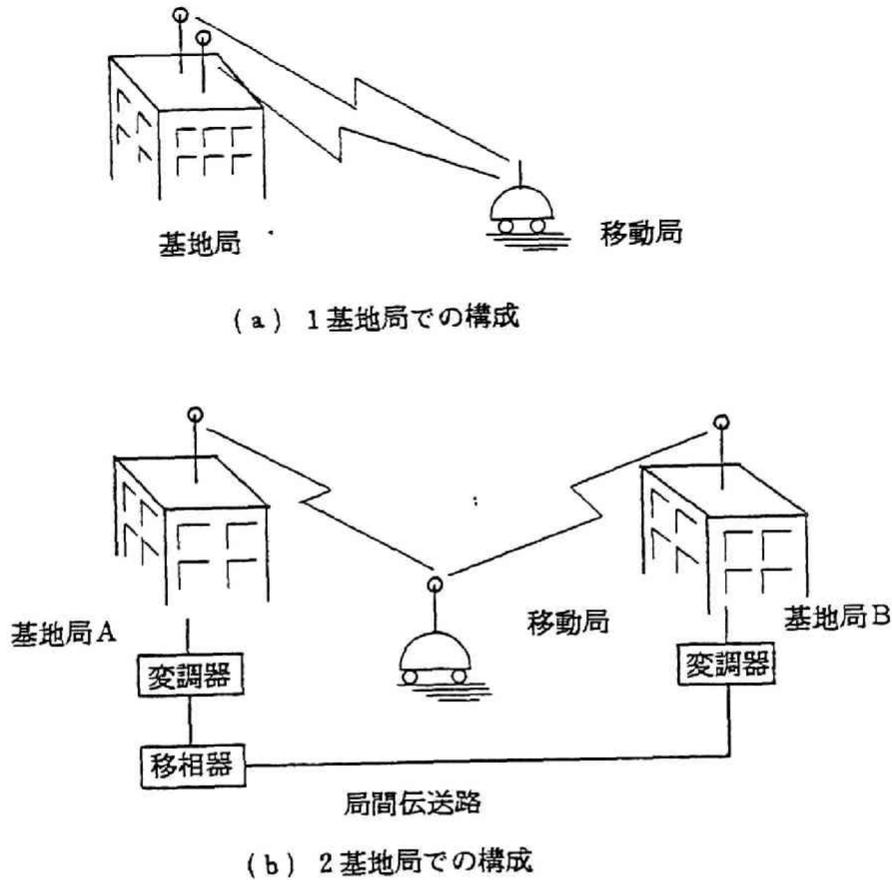


図3. 11 送信ダイバーシティのブランチ構成

線距離は6.8 kmであった。さらに、後者においてはベースバンドデータ信号の局間伝送を行い、変調信号の位相同期調整を行った後、変調を施した。走行区域は、前者では甲州街道（笹塚～府中）後者では山手通り（富ヶ谷～初台）であった。また、走行区域における基地局からの距離は前者では3.6 km～16 km、後者では2～3 kmおよび3.6 km～5 kmであった。送信電力および受信機入力電圧は必要に応じて減衰器により調整した。

(2) 実験結果

図3. 12は同一基地局でダイバーシティブランチを構成したときの誤り率特性の測定結果を車速 $40 \pm 5 \text{ km/h}$ で走行する場合について示す。破線はレイリーフェージングシミュレータを用

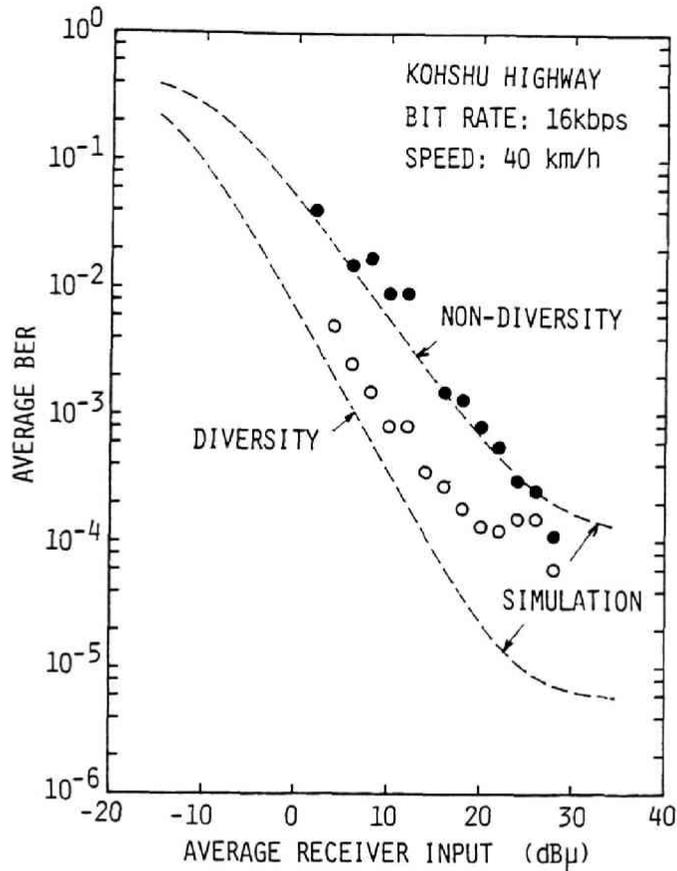


図3. 1 2 受信機入力電圧対誤り率特性の走行実験結果
(1 基地局でブランチ構成)

いた室内実験結果を示し、ダイバーシティ時の特性はブランチ間の相関が0のときのものである。受信機入力電圧は両ブランチの電波の平均値が等レベルで受信されたと仮定した値を示す。ダイバーシティなしの場合の誤り率は室内実験結果とよく一致している。一方、ダイバーシティを行うことにより誤り率特性が改善され、平均ビット誤り率 10^{-3} を与える受信機入力電圧に対する改善量は8 dBであり、室内実験結果のそれよりも3 dB小さくなっている。これは、走行受信時には、2ブランチの平均受信電圧が必ずしも一致するとは限らず、また、そのレベル相関が0であるとは限らないためである。

図3. 1 3は2つの基地局でダイバーシティブランチを構成したときの誤り率特性の測定結果を車速 40 ± 10 km/hで走行する場合について示す。破線はレイリーフェージングシミュレータ

を用いた室内実験結果を示し、ダイバーシティ時の特性はブランチ間の相関が0のときのものである。また、走行実験における両ブランチの受信機入力電圧比が 0 ± 5 dBの範囲にあるものを有効データとし、その平均値を示している。同図によれば、走行実験値と室内実験値はよく一致している。平均ビット誤り率 10^{-3} を与える受信機入力電圧はダイバーシティを行うことにより10 dB改善されている。

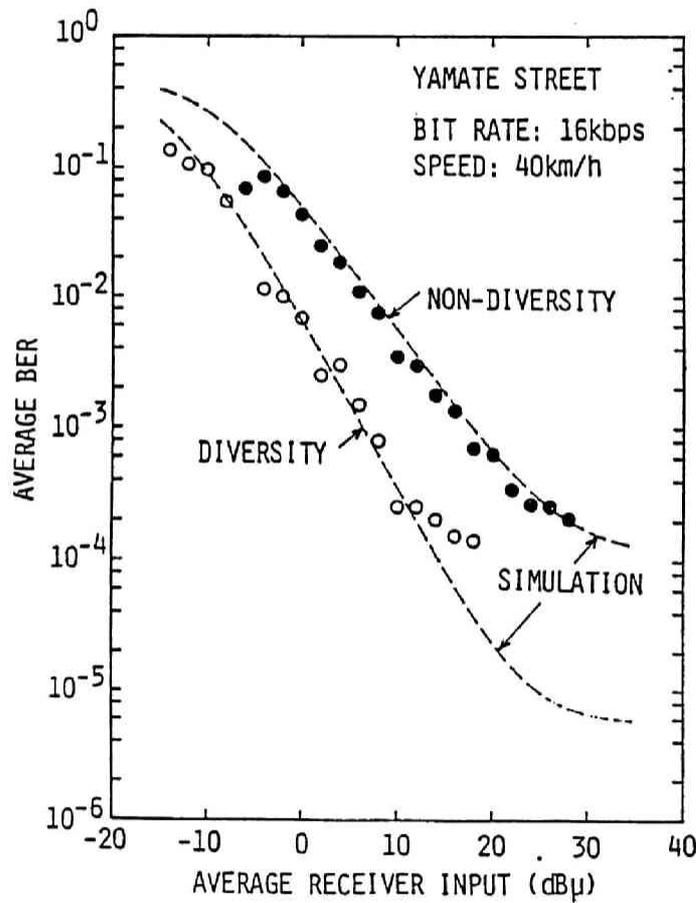


図3. 13 受信機入力電圧対誤り率特性の走行実験結果
 (2基地局でブランチ構成)

3. 6 むすび

位相連続FSK遅延検波を用いた陸上移動通信に適する伝送品質改善技術として周波数オフセット送信ダイバーシティ方式を提案し、その原理を述べるとともに位相連続FSKの例としてMSKをとりあげ、その誤り率特性を理論的・実験的に検討した。さらに、所要伝送帯域幅およびスペクトラム利用効率についても言及した。

その結果、熱雑音および同一チャネル干渉妨害に対する誤り率特性は、各ブランチに対する検波出力の等利得合成を行う方法（検波後等利得合成ダイバーシティ受信法）と同等の改善効果が得られることを明らかにした。2ブランチ構成で等レベル受信時には、誤り率 10^{-3} に対する所要平均CNRおよび平均CIRの改善効果は12.5dBである。また、変復調方式としてMSK2ビット遅延検波を用い、同一基地局および2つの基地局でブランチを構成し、実際の伝搬路を用いた走行伝送実験を行い、ダイバーシティによる誤り率特性の改善効果を確認した。これにより、本送信ダイバーシティ方式は、従来、複局同時送信において行われていたデジタル制御信号の伝送のみならず、単一基地局におけるデジタル化された音声信号・データ信号等の通話信号の伝送に対しても有効であることが明らかとなった。さらに、2ブランチ構成の送信ダイバーシティ方式で2ビット遅延検波を用いた場合には、搬送波周波数をオフセットすることによる伝送帯域幅の増加量を必要最小限に抑えることができること、およびこの場合、変調方式としてMSKを採用したときにはスペクトラム利用効率を2.8倍向上できることを明らかにした。

第4章 デジタル移動通信における変調波形 オフセット複局同時送信方式

4.1 まえがき

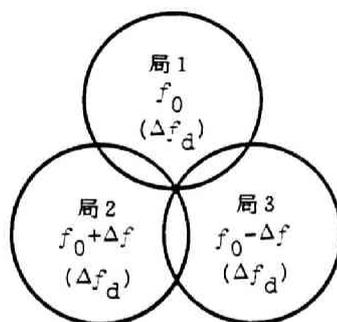
広域サービスエリアを有する陸上移動通信では送信電力の制約、基地局設備の規模および周波数利用率の点から、サービスエリアを複数の無線ゾーンに分割した小ゾーン構成が採用される。このような移動通信では広域制御の必要性から無線基地局から移動局への下り回線における制御信号の伝送には複局制御が必要となり、制御能率のよい複局制御技術の確立が重要課題となっている。

複局制御法としては、周波数利用率・回線使用率・制御信頼度などの点で複局同時送信方式が優れているが、移動局がゾーンを移行するとき、隣接ゾーンの無線基地局から送信された同一無線チャネルの電波を同時受信することにより生じるビート干渉性フェージングによる伝送品質劣化の問題を解決する必要がある。この対策として、隣接する無線基地局の搬送波周波数を互いにオフセットする搬送波周波数オフセット方式が提案され、自動車電話方式および無線呼出方式において実用化されている^{(22) (70) (71)}。この方式は、搬送波周波数をデジタル信号のビットレート程度オフセットしフェージングピッチを等価的に速め、受信レベルの落ち込み時間率を減少させることにより、伝送品質を大幅に改善するものである。複局同時送信方式のもうひとつの方法として、各無線基地局で変調指数を互いにオフセットする変調指数オフセット方式が提案されている⁽⁷²⁾。しかし、これらの方式は基地局装置の構成が比較的簡単である反面、周波数安定度の高い送信機を必要としていた。

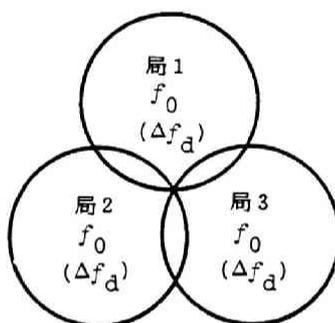
本研究では、この問題に対処するため、各無線基地局に同一の搬送波周波数を割り当て、異なる変調波形で変調を行う新しい複局同時送信方式を提案し、無線ゾーンのオーバーラップ領域において従来方式と同様の伝送品質改善効果が得られるとともに搬送波周波数の所要安定度も大幅に改善されることを示す。

4.2 方式概要

図4.1は複局同時送信方式における周波数配置例を3ゾーンが隣接する場合について示したものである。ここで、 f_c および Δf_c はそれぞれ無線チャネルの中心周波数および最大周波数偏移を表す。(a)は搬送波周波数オフセット方式である。局1の搬送波周波数を f_c としたとき、局



(a) 搬送波周波数オフセット方式



(b) 変調波形オフセット方式

f_0 : 無線チャネルの搬送波周波数
 Δf_d : 最大周波数偏移

図4. 1 複局同時送信における搬送波周波数の割り当て方

2および局3における搬送波周波数は局1のそれから、それぞれ Δf および $-\Delta f$ だけオフセットされている。(b)は変調波形オフセット方式であり、各局に同一の搬送波周波数が割り当てられる。なお、各局の最大周波数偏移は等しく設定されている。

図4. 2は搬送波周波数オフセット方式および変調波形オフセット方式における変調波形例を示す。(a)は従来のデジタル信号である矩形波を示し、搬送波周波数オフセット方式ではこの信号により各基地局で同一の周波数偏移で変調が行われる。これに対し、変調波形オフセット方式では(b)に示すように矩形波に各基地局で振幅または位相の異なる波形を重畳したものを変調信号

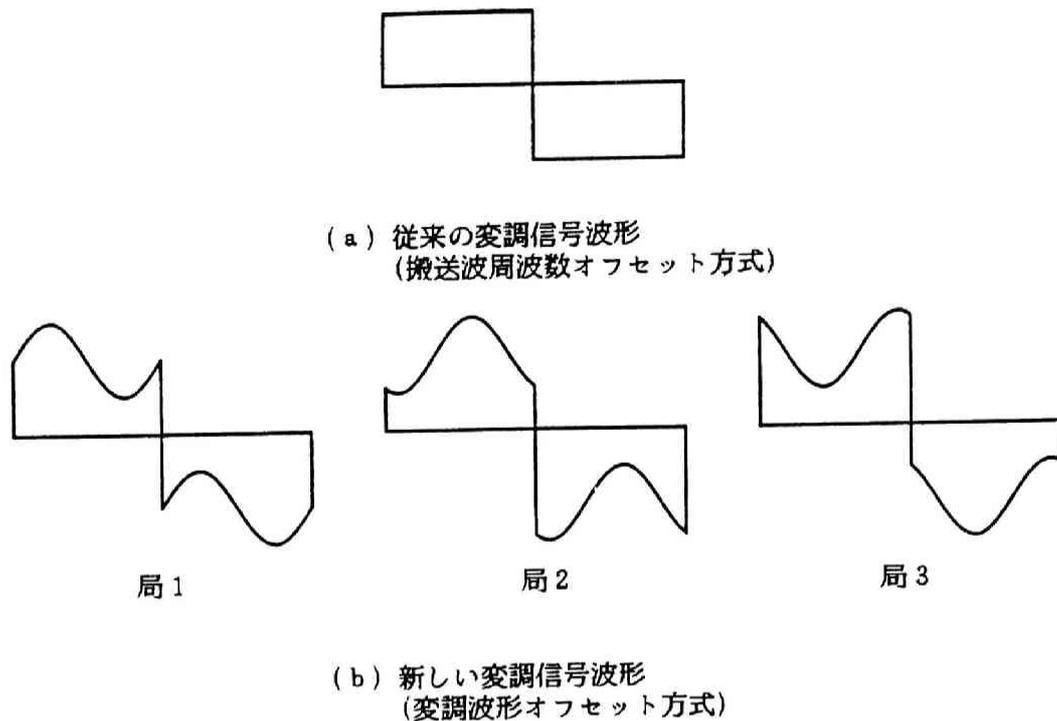


図 4. 2 変調信号波形の比較

とする。ここでは、周波数変調スペクトラムの広がり最も少なくなるように、正弦波を重畳した例を示しており、各基地局間での重畳信号の位相差は $2\pi/3$ としている。

図 4. 3 は変調波形オフセット方式を適用した複局同時送信方式の無線基地局側の基本構成例を示す。制御ゾーンは n 個の無線ゾーンにより構成され、デジタル制御信号は各無線基地局から同一位相で同時送信が行われるように位相調整を無線回線制御局で行った後、局間伝送される。各無線基地局ではデジタル信号 $m_s(t)$ に、これと同期し、振幅あるいは位相が所定の関係を有するオフセット用の信号 $\phi_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, n$) を重畳した信号を変調信号として、同一の周波数を有する搬送波を周波数変調し、これを同時送信する。

図 4. 4 は移動局の受信機構成を示す。(a) は受信機の基本構成図である。各無線基地局から送信された FM 変調波は多重伝送路を経由した後、受信アンテナにより合成受信され、ディスクリミネータにより検波復調される。

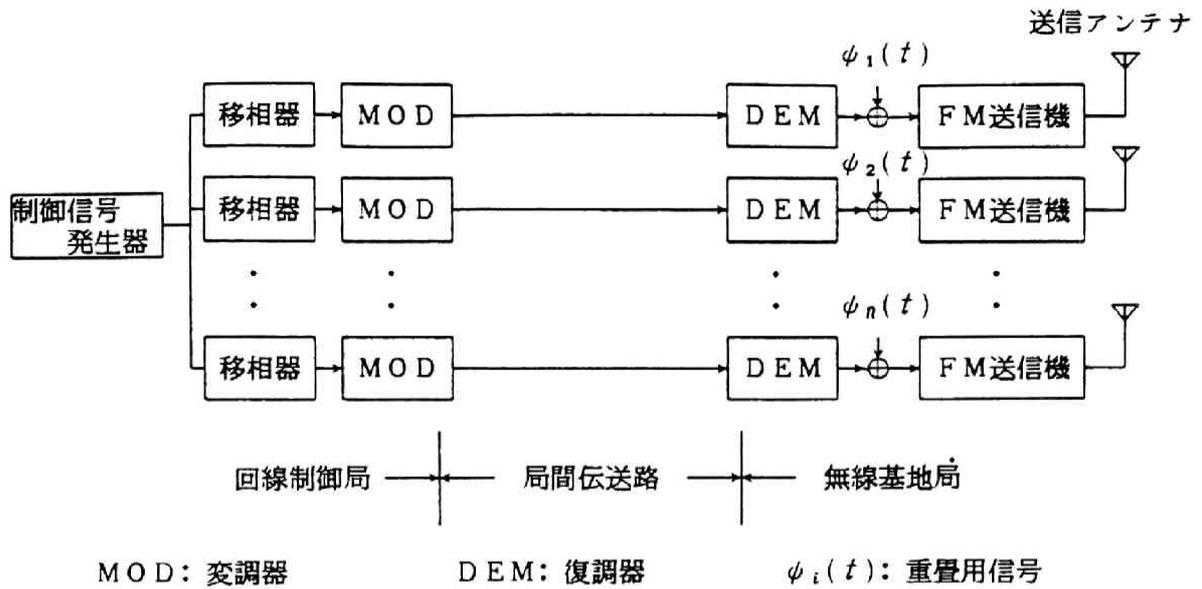


図 4. 3 変調波形オフセット複局制御方式基地局基本構成

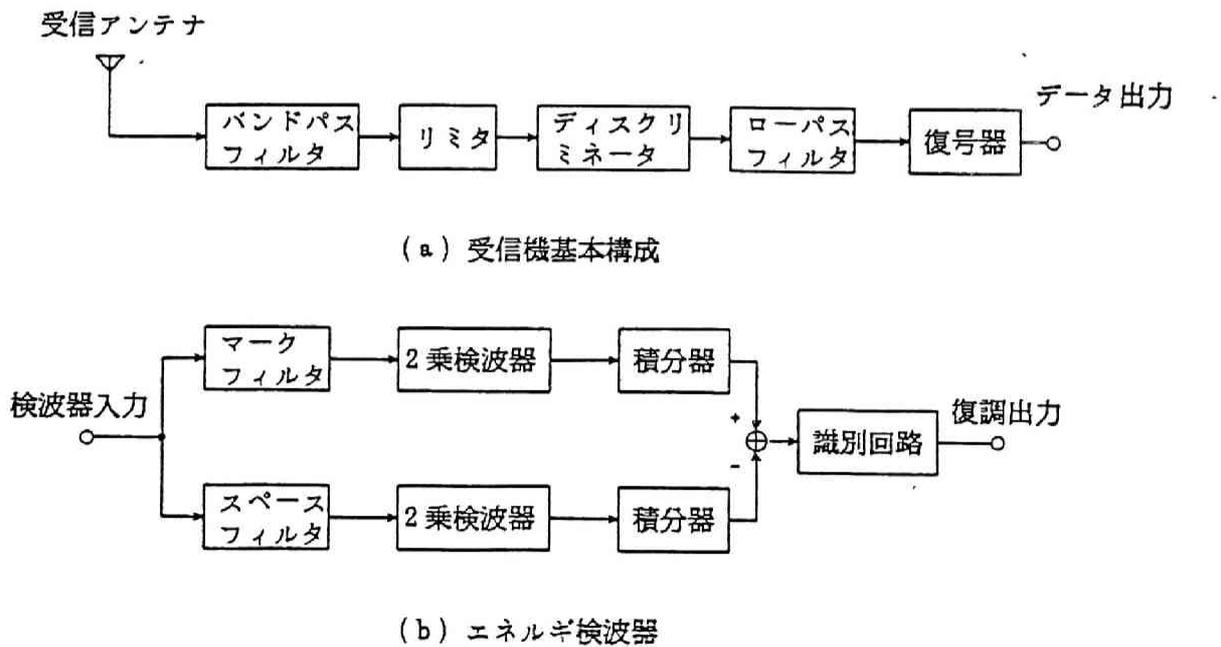


図 4. 4 移動局の受信機構成

4. 3 重畳信号の条件⁽⁷³⁾

本節では、複局同時送信方式を実現するために重畳信号が満足すべき条件を導出する。本方式の解析に際して、図4. 4 (b) に示すようなマークフィルタおよびスペースフィルタを有するエネルギー検波により近似することとする⁽¹⁰²⁾。また、無線基地局と移動局間の電波伝搬モデルとして非周波数選択性レイリーフェージングモデルを用いる。さらに、各無線基地局は地理的に十分離れていることから、移動局における各無線基地局からの電波の受信レベル変動は互いに独立であると仮定する。

このとき、移動局における各無線基地局からの電波に対する受信信号は次式で示される。

$$s_i(t) = \text{Re} \left\{ R_i \exp \left[j \left(\omega_c t + \int_{-\infty}^t \Delta \omega_d [m_s(\tau) + \psi_i(\tau)] d\tau + \theta_i \right) \right] \right\} \quad (i = 1, 2, \dots, n) \quad (4. 1)$$

ここで、 R_i 、 θ_i 、 ω_c および $\Delta \omega_d$ はそれぞれ基地局 i に対する受信信号の振幅および位相、搬送波角周波数、角周波数偏移であり、 $\text{Re} \{ \cdot \}$ は $\{ \cdot \}$ の実数部を表す。さらに、 $\psi_i(t)$ は重畳信号であり、 $m_s(t)$ は次式で与えられるベースバンドにおけるデータ符号列である。

$$m_s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \cdot g(t - kT) \quad (4. 2)$$

式(4. 2)の a_k および $g(t)$ はそれぞれ

$$a_k = \begin{cases} 1 & (\text{マーク}) \\ -1 & (\text{スペース}) \end{cases} \quad (4. 3)$$

$$g(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t < T) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases} \quad (4. 4)$$

で与えられる。式(4. 2)および式(4. 4)における T はデータの繰り返し周期である。

レイリーフェージング下では、 R_i および θ_i はそれぞれレイリー分布則および一様分布則に従って変動し、これらの確率密度関数 $P(R_i)$ および $P(\theta_i)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$P(R_i) = \begin{cases} \frac{2R_i}{\sigma_i^2} \exp\left(-\frac{R_i^2}{\sigma_i^2}\right) & (R_i \geq 0) \\ 0 & (R_i < 0) \end{cases} \quad (4.5)$$

$$P(\theta_i) = \begin{cases} 1/2\pi & (|\theta_i| \leq \pi) \\ 0 & (\text{その他}) \end{cases} \quad (4.6)$$

式(4.5)における σ_i^2 は基地局*i*に対する受信信号の平均電力である。

無線ゾーンのオーバーラップ領域において受信する場合には、移動局は隣接する*n*局からの電波を同時に受信する。従って、受信信号は

$$s(t) = \sum_{i=1}^n s_i(t) \quad (4.7)$$

と示される。式(4.7)で与えられる受信信号が直接、検波器に加えられるものと仮定する。

このとき、エネルギー検波では*T*秒間における平均電力は

$$\varepsilon = \frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt \quad (4.8)$$

で与えられる。式(4.1)および式(4.7)を式(4.8)に代入する。さらに、レイリーフェージングは準静的であると仮定する。また、搬送波周波数の2倍成分は検波後低域フィルタによって除去できるためこの項を無視すれば

$$\begin{aligned} \varepsilon = & (1/2) \sum_{i=1}^n R_i^2 \\ & + \sum_{i \neq j=1}^n \frac{R_i R_j}{T} \int_0^T \text{Re} \{ \exp [j \{ \psi_i(t) - \psi_j(t) + \theta_i - \theta_j \}] \} dt \end{aligned} \quad (4.9)$$

となる。ここで、

$$\phi_i(t) = \Delta\omega_{dh} \int_{-\infty}^t \phi_i(\tau) d\tau \quad (4.10)$$

$$k = \Delta\omega_{dh} / \Delta\omega_d \quad (4.11)$$

である。また、 $\text{Re}\{\cdot\}$ は $\{\cdot\}$ の実数部を示す。式 (4.10) および式 (4.11) における $\Delta\omega_{dh}$ は重畳信号に対する角周波数偏移である。式 (4.9) の第1項は最大比合成のダイバーシティ受信により得られる平均電力に相当する。従って、レイリーフェージング存在下で平均電力を最大にするためには任意の θ_i ($i=1, 2, \dots, n$) に対して、式 (4.9) の第2項を0とするように $\phi_i(t)$ および $\phi_j(t)$ を選定しなければならない。すなわち、 $\phi_i(t)$ および $\phi_j(t)$ は $i \neq j = 1, 2, \dots, n$ に対して

$$\begin{aligned} \int_0^T \sin[\phi_i(t) - \phi_j(t)] dt &= 0 \\ \int_0^T \cos[\phi_i(t) - \phi_j(t)] dt &= 0 \end{aligned} \quad (4.12)$$

を同時に満足しなければならない。

$\phi_i(t)$ の候補には周期が T の整数分の1である周期関数があげられるがスペクトラムの広がりを最小にするため正弦波を選ぶものとし、以後これについて考察する。このとき、 $\phi_i(t)$ は次式で与えられるものとする。

$$\phi_i(t) = \beta_i \sin(\omega_0 t - \zeta_i) \quad (4.13)$$

式 (4.10) および式 (4.13) から

$$\phi_i(t) = \cos(\omega_0 t - \zeta_i) \quad (4.14)$$

$$\beta_i = \Delta \omega_{dh} / \omega_0$$

を得る。 β_i は無線基地局 i における重畳正弦波に対する変調指数である。

式 (4.13) を式 (4.12) の第1式に代入することにより式 (4.15) を得る。

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^T \sin [\beta_i \sin(\omega_0 t - \zeta_i) - \beta_j \sin(\omega_0 t - \zeta_j)] dt \\ &= \int_0^T \sin [Z_u \cos(\omega_0 t - \eta_u)] dt \\ &= 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l+1}(Z_u) \int_0^T \cos [(2l+1)(\omega_0 t - \eta_u)] dt \end{aligned} \quad (4.15)$$

を得る。ここで、 Z_u および η_u はそれぞれ

$$Z_u = \sqrt{\beta_i^2 + \beta_j^2 - 2\beta_i \beta_j \cos(\zeta_i - \zeta_j)} \quad (4.16)$$

$$\eta_u = \tan^{-1} \frac{\beta_i \cos \zeta_i - \beta_j \cos \zeta_j}{\beta_i \sin \zeta_i - \beta_j \sin \zeta_j} \quad (4.17)$$

で与えられる。式 (4.15) における $J_l(x)$ は l 次第1種ベッセル関数である。 I_1 を β_i および β_j の値にかかわらず常に0とする条件から次式を得る。

$$\omega_0 T = 2h\pi \quad (h=1, 2, \dots) \quad (4.18)$$

式 (4. 18) において、重畳信号の変調によるスペクトラムの広がりを最小に抑える条件は

$$\omega_0 T = 2\pi \quad (4. 19)$$

であり、重畳正弦波の周波数はデジタル信号のクロックレートと一致する。

同様にして、式 (4. 12) の第2式は

$$I_2 = T J_0(Z_u) + 2 \sum_{l=1}^{\infty} (-1)^l J_{2l}(Z_u) \int_0^T \cos [2l(\omega_0 t - \eta_u)] dt \quad (4. 20)$$

となる。\$I_2 = 0\$とし、式 (4. 19) を式 (4. 20) に代入することにより

$$T J_0(Z_u) = 0 \quad (i \neq j) \quad (4. 21)$$

を得る。各無線基地局における重畳信号に対する変調指数を等しくとり、\$\beta_i = \beta\$ (\$i = 1, 2, \dots, n\$) とすれば、式 (4. 21) から

$$J_0(2\beta \sin[(\zeta_i - \zeta_j)/2]) = 0 \quad (4. 22)$$

となる。また、すべての \$i \neq j\$ に対して、\$\zeta_i = \zeta\$ としたとき、式 (4. 21) から

$$J_0(\beta_i - \beta_j) = 0 \quad (4. 23)$$

が得られる。この場合は各無線基地局間で変調指数が異なることを意味するが、周波数偏移を一定とした式 (4. 22) を採用するほうが適切である。

式 (4. 22) を満たす \$2\beta \sin[(\zeta_i - \zeta_j)/2]\$ の最小値は

表 4. 1 隣接ゾーン数と位相差間隔および $|Z_{ij}|$

隣接ゾーン数	位相差間隔	$ Z_{ij} $
2	π	2β
3	$2\pi/3$	$\sqrt{3}\beta$
4	$\pi/2$	$\sqrt{2}\beta, 2\beta$
5	$2\pi/5$	$1.18\beta, 1.9\beta$
6	$\pi/3$	$\beta, \sqrt{3}\beta, 2\beta$

$$2\beta |\sin((\zeta_i - \zeta_j)/2)| = 2.48 \quad (4.24)$$

であり、式(4.24)を満足する β 、 ζ_i および ζ_j を求めるものとする。いま、位相面で 2π の位相を隣接ゾーン数に応じて位相差が均等になるように配分するものとし、隣接ゾーン数 $n=2\sim 6$ について位相差間隔 $\Delta\zeta$ および Z_{ij} を示したものが表4.1である。これにより、 $n=2$ および3については最適の β が求まり、それぞれ $\beta=1.24$ および 1.43 となる。しかし、 $n=4\sim 6$ については $|Z_{ij}|$ の値は一意的には定まらず、たとえば局1と局2に対して最適値とすると局2と局3の間では最適値とはならないことがおこる。この場合は、誤り率を考慮し、全体としての劣化を最小にするように β の値を決定する。

4.4 誤り率特性の理論的検討⁽⁷³⁾

式(4.19)が成り立ち、かつ準静的なフェージング下では、 n 波受信時の T 秒間の平均電力 ε は

$$\varepsilon = (1/2) \sum_{i=1}^n R_i^2 + \sum_{i \neq j=1}^n R_i R_j J_0(Z_{ij}) \cos(\theta_i - \theta_j) \quad (4.25)$$

となり、これを受信帯域幅の雑音電力 N で規格化すれば

$$\begin{aligned} \tau &= \varepsilon / N \\ &= \sum_{i=1}^n \tau_i + \sum_{i \neq j}^n 2\sqrt{\tau_i \tau_j} J_0(Z_u) \cos(\theta_i - \theta_j) \end{aligned} \quad (4.26)$$

を得る。ただし、 τ_i は無線基地局 i からの電波に対するCNRであり

$$\tau_i = R_i^2 / 2N \quad (4.27)$$

で与えられる。

非フェージング時のビット誤り率 $P_{es}(\tau)$ はCNRの関数として

$$P_{es}(\tau) = (1/2) \exp(-c\tau) \quad (4.28)$$

と表せるものとする。ここで、 c はシステムの状態を示す比例定数である。レイリーフェージング存在下では τ_i は指数分布するランダム変数となり、その確率密度関数 $P(\tau_i)$ は次式で与えられる。

$$P(\tau_i) = \begin{cases} (1/\Gamma_i) \exp(-\tau_i/\Gamma_i) & (\tau_i \geq 0) \\ 0 & (\tau_i < 0) \end{cases} \quad (4.29)$$

ここで、 $\Gamma_i = \tau_i^2 / 2N$ である。また、 θ_i は一様分布則にしたがって変動する変数となるから、各 τ_i が互いに独立であるとすれば、平均ビット誤り率は式(4.30)で表される。

$$P_e(\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_n) = \int_0^\infty \int_{-\pi}^\pi \left(\frac{1}{2\pi}\right)^n P_{es}(\tau) \prod_{i=1}^n P(\tau_i) d\tau_1 \dots d\theta_1 \dots \quad (4.30)$$

とくに、 $J_0(Z_{12}) = 0$ の場合には、式 (4. 30) は

$$P_e(\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_n) = \frac{1}{2(1+c\Gamma_1)(1+c\Gamma_2) \cdots (1+c\Gamma_n)} \quad (4. 31)$$

となる。これは、検波前で行う最大比合成のダイバーシティ受信時の誤り率に等しい。

次に、 $J_0(Z_{12}) \neq 0$ の場合について考察する。まず、互いに独立な2波を受信する場合について調べる。また、 $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ が成り立つものとし、以後、すべての β_i は β に等しいと仮定する。このときの、ビット誤り率は

$$\begin{aligned} P_e(\Gamma_1, \Gamma_2) &= \int_0^\infty \int_0^\infty \frac{1}{\Gamma_1 \Gamma_2} \exp \left\{ - \left(c + \frac{1}{\Gamma_1} \right) \tau_1 - \left(c + \frac{1}{\Gamma_2} \right) \tau_2 \right\} \\ &\quad \cdot I_0(2cJ_0(|Z_{12}|)\sqrt{\tau_1 \tau_2}) d\tau_1 d\tau_2 \\ &= \frac{1}{2 \{ (1+c\Gamma_1)(1+c\Gamma_2) - c^2 J_0^2(|Z_{12}|) \Gamma_1 \Gamma_2 \}} \end{aligned} \quad (4. 32)$$

となる。ここで、 $I_0(\cdot)$ は第1種0次変形ベッセル関数である。とくに、正弦波を重畳しないか同相で重畳する場合には $Z_{12} = 0$ となるため、式 (4. 32) は

$$P_e(\Gamma_1, \Gamma_2) = \frac{1}{2 \{ 1 + c(\Gamma_1 + \Gamma_2) \}} \quad (4. 33)$$

となり、平均CNRが $\Gamma_1 + \Gamma_2$ であるときの単局受信時の平均誤り率に等しくなる。

図4. 5は2波の受信CNRが等しく、 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_0$ が成り立つ場合の平均CNR対平均ビット誤り率特性を $Z_{12} = 2\beta \sin[(\zeta_1 - \zeta_2)/2]$ をパラメータとして示したものである。

$Z_{12} = 2.48$ のとき最良の誤り率特性が得られ、平均ビット誤り率 10^{-3} を与える平均 CNR は単局受信時と比較して 13 dB 改善できる。一方、 $Z_{12} = 0$ の場合には式 (4.33) で示されるように 3 dB の改善にとどまり、所要平均 CNR の改善効果は得られない。なお、式 (4.32) で $J_0(|Z_{12}|) = 0$ の場合に、両ブランチ間に振幅相関があるときには 1 ブランチあたりの等価的な平均 CNR は $|\rho|$ を相関係数として

$$\Gamma_{\text{eff}} = \sqrt{\Gamma_0^2 (1 - |\rho|^2)} \quad (4.34)$$

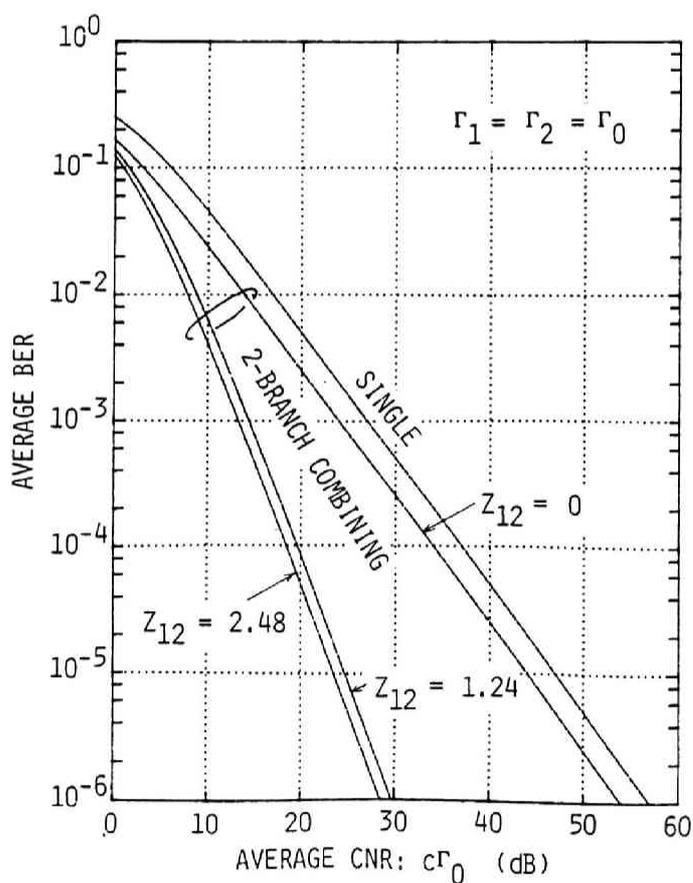


図 4. 5 平均 CNR 対平均ビット誤り率特性 (理論値)

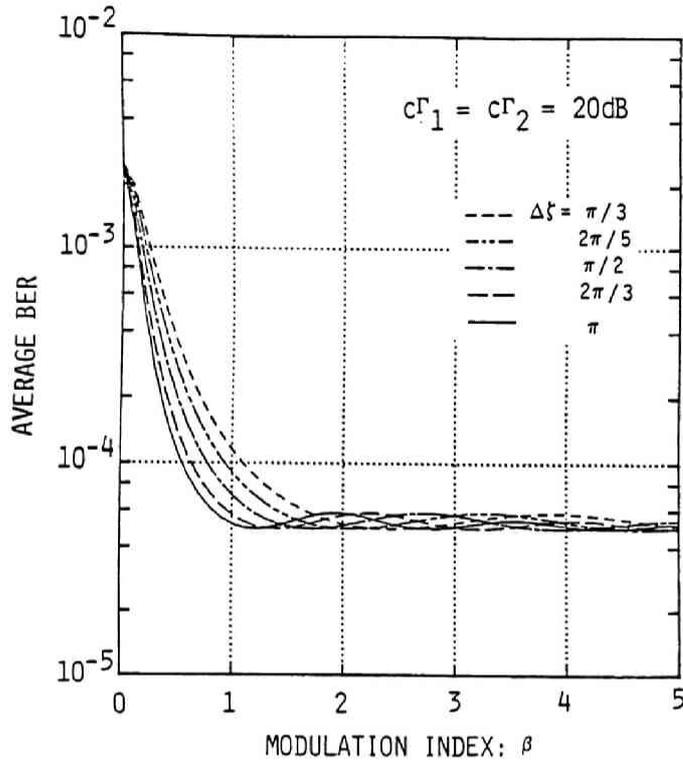


図4. 6 重畳正弦波の変調指数対平均ビット誤り率特性 (理論値)

で与えられる^{(1) (7)}。ただし、 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_0$ とした。たとえば、 $\rho = 0.5$ および $\rho = 0.8$ に対する等価的な平均CNRの Γ_0 からの劣化はそれぞれ 0.62 dB および 2.2 dB となる。

図4. 6は2局構成時の重畳正弦波の位相差 $\Delta\zeta = \zeta_1 - \zeta_2$ をパラメータにしたときの重畳正弦波の変調指数 β 対平均ビット誤り率特性の理論値を示す。平均ビット誤り率は $\beta = 0$ で最大値をとり、第1種0次ベッセル関数 $J_0(2\beta \sin(\Delta\zeta/2)) = 0$ を満たす β で極小値をとりながら振動し $Z_{12} = 2.48$ の場合の誤り率に収束する。通常、 β の値の設定は以下のように行う。すなわち、各無線基地局での重畳波の位相差が 2π を均等に分割するように $\Delta\zeta$ を定めた後、これに対する変調指数対平均ビット誤り率特性から誤り率の極小値を与える β の最小のものを採用する。

2局構成および3局構成では $\Delta\zeta$ はそれぞれ π および $2\pi/3$ となるから、式(4.24)よりそれぞれ $\beta = 1.24$ および 1.43 を得る。4局構成以上では2局間の重畳位相差は2通り以上存

表 4. 2 隣接ゾーン数と位相差間隔および最適変調指数

隣接ゾーン数	位相差間隔	最適変調指数
2	π	1.24
3	$2\pi/3$	1.43
4	$\pi/2$	1.45
5	$2\pi/5$	1.60
6	$\pi/3$	1.80

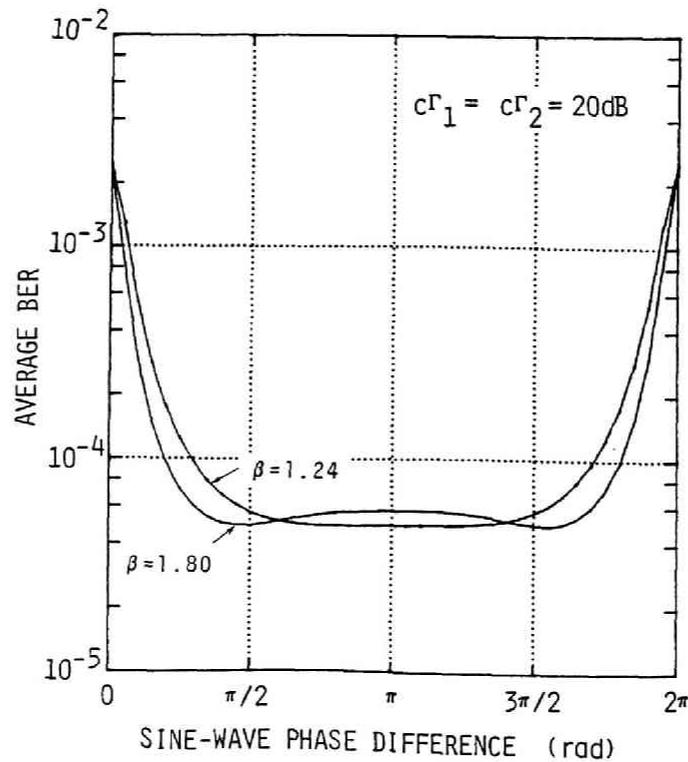


図 4. 7 重畳正弦波の位相差対平均ビット誤り率特性 (理論値)

在するが、これらのうち、誤り率の劣化を最小に抑え、各波に対する誤り率を等しくする β を採用する。この条件を満たす β の値を表4. 2に示す。同表から、基地局数が多いほど β の値を大きくする必要があることがわかる。

図4. 7は β をパラメータとし、重畳正弦波の位相差 $\Delta\epsilon$ 対平均ビット誤り率特性を示す。 $\Delta\epsilon$ を0から大きくすることによって誤り率は急激に改善され、 $\Delta\epsilon$ のある範囲では平坦な特性を呈したのち、再び誤り率が劣化する。 β が大きいほど特性の平坦部が広がるが所要伝送帯域幅の観点から β は小さいほうが望ましく、その決定にあたってはこれらの要因を考慮しなければならない。

4. 5 誤り率特性の実験的検討⁽⁷³⁾

4. 5. 1 実験系

図4. 8に示す実験系を用いて室内実験を行った。変復調方式はFMディスクリミネータである。ビットレート $f_b = 600 \text{ bps}$ の9段PN信号(周期511bit)を発生した後、スプリットフェーズ符号化する。一方、PN信号と同期をとれ、その位相が互いに異なる2つの正弦波をスプリットフェーズ符号化したPN信号に重畳し各々の変調信号とする。この変調信号によりFM変調された900MHz帯の信号はレイリーフェージングシミュレータを介して受信機に入力される。受信機は受信帯域幅16kHzで雑音指数5.6dBのものである。受信機出力は復号器に入力され復調後、誤り率測定を行う。

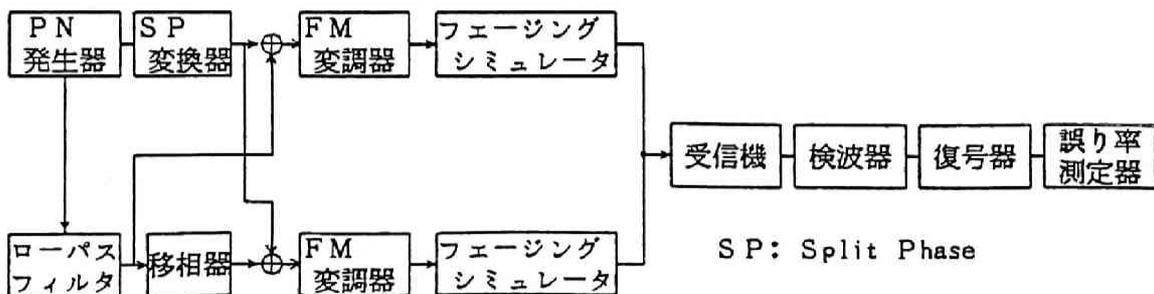


図4. 8 室内実験系構成

4. 5. 2 実験結果

前項で述べた実験系を用いて誤り率特性を測定した。レイリーフェージングのフェージングピッチは $f_D = 40 \text{ Hz}$ に設定した。この値は周波数 900 MHz の電波を使用する移動局が車速 48 km/h で走行する場合に相当する。また、両ブランチの受信平均 CNR は等しく設定した。

図 4. 9 は受信平均 CNR に対する平均ビット誤り率特性を示す。実線で示した誤り率の理論値は単局受信時の誤り率特性から求めた定数 $c = 3.15$ とした場合のものである。2 ブランチ合成時の実験値は理論値とよく一致しており、平均ビット誤り率 10^{-3} を与える平均 CNR は単局受信に比較して 13 dB 改善される。

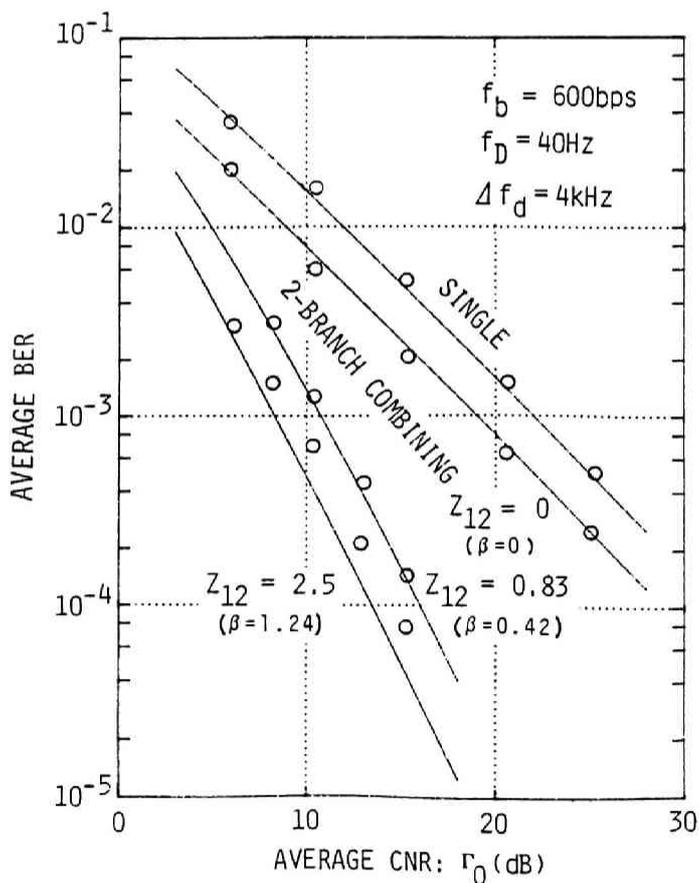


図 4. 9 平均 CNR 対平均ビット誤り率特性 (実験値)

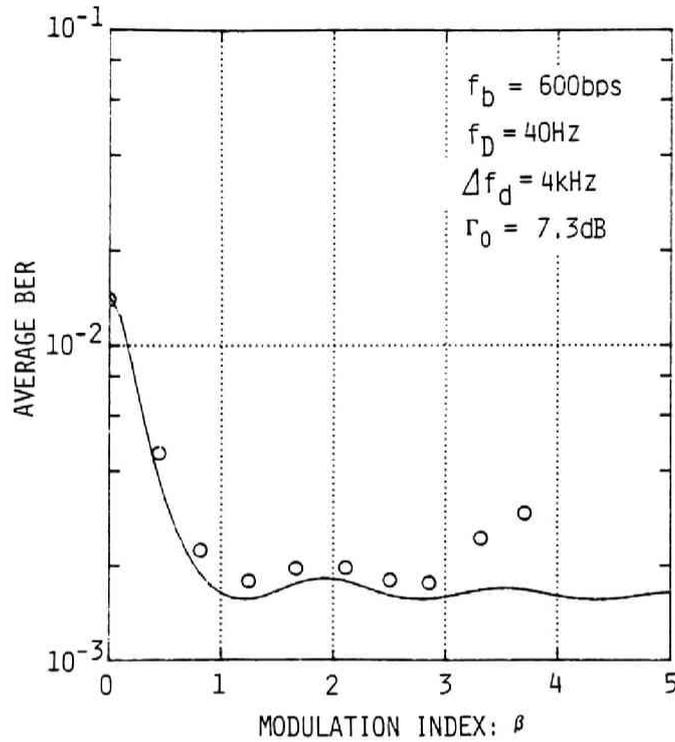


図4. 10 重畳正弦波の変調指数対平均ビット誤り率特性 (実験値)

図4. 10は重畳正弦波の変調指数に対する誤り率特性を示す。実線は理論値を示し、白丸は実験値を示す。重畳正弦波の変調指数 β と重畳正弦波の周波数偏移 Δf_{dh} ($=\Delta\omega_{dh}/2\pi$)の関係は $\beta = \Delta f_{dh}/2f_b$ で与えられる。 $\beta \leq 3$ では実験値と理論値はよく一致している。 $\beta > 3$ では実験値が理論値より大きくなっているが、これは理論値が受信帯域外へのスペクトラムの広がりによる特性劣化を考慮していないことによるものである。

図4. 11は重畳正弦波の位相差に対する平均ビット誤り率特性を示す。図4. 9～図4. 10と同様に実線は理論値を示し、白丸は実験値を示す。同図においても実験値と理論値はよく一致している。 $\pi/2 < \Delta \leq 3\pi/2$ では平均ビット誤り率は最小となり、平坦な特性を呈する。このことは、同一受信帯域幅内でどの2局の重畳波の位相もほぼ最適値に設定することができるという点で重要である。

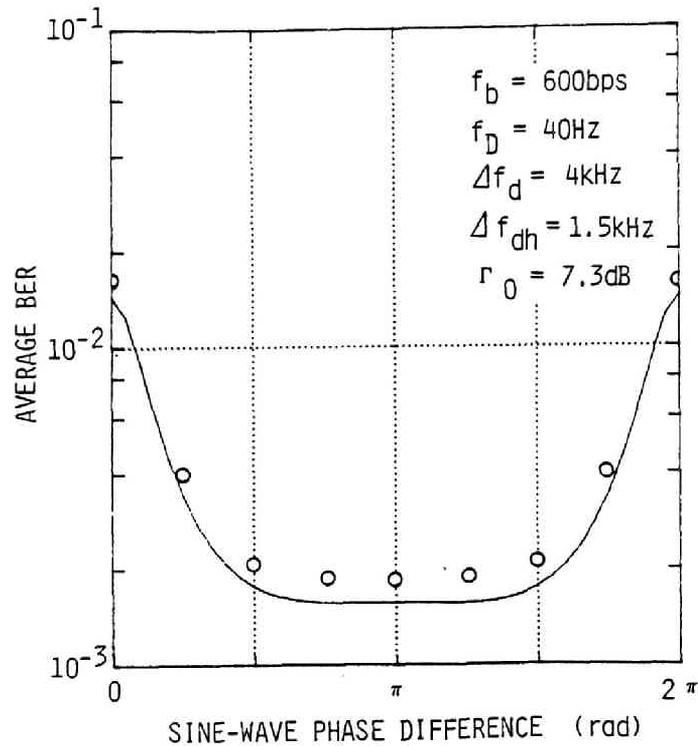


図4. 11 重畳正弦波の位相差対平均ビット誤り率特性（実験値）

図4. 12は2局の搬送波周波数差に対する平均ビット誤り率特性を示す。白丸は正弦波を重畳したときの特性であり、黒丸は正弦波を重畳しないときの特性である。正弦波を重畳しないものは従来の周波数オフセット方式に対応し、 $|\Delta f| = 0$ から大きくなるとある最適周波数差に対して平均ビット誤り率が最小値となり、さらに $|\Delta f|$ を大きくすると誤り率特性が劣化する。これに対して、正弦波を重畳した場合には $|\Delta f|$ が0から大きくなるにつれ平均ビット誤り率は徐々に劣化する。いま、誤り率の劣化を最適値の3倍まで許容すれば、 Δf の許容範囲は搬送波周波数オフセット方式では、 $0.5\text{kHz} \leq \Delta f \leq 3.5\text{kHz}$ 、変調波形オフセット方式では $|\Delta f| \leq 2.8\text{kHz}$ となる。これから、変調波形オフセット方式の900MHzにおける搬送波周波数の許容安定度は $\pm 3.1 \times 10^{-6}$ となる。

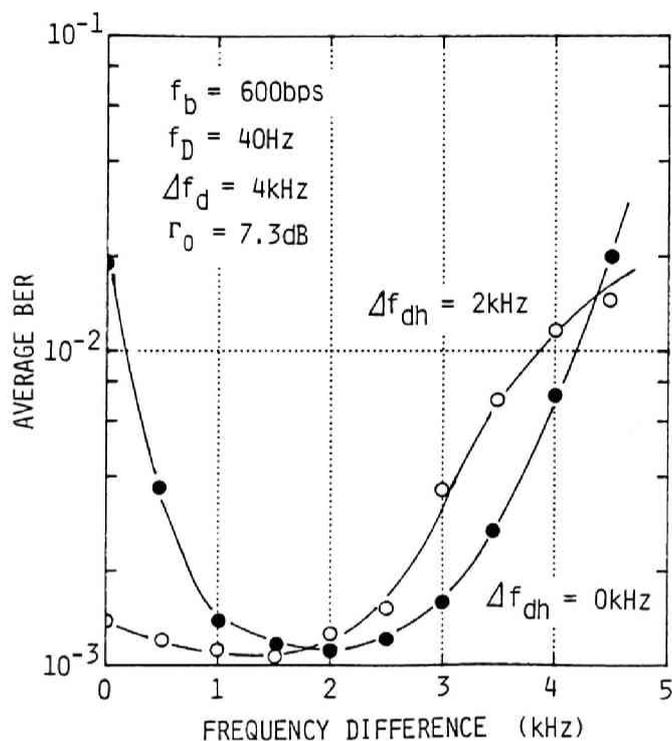


図4. 1 2 搬送波周波数差対平均ビット誤り率特性 (実験値)

一方、搬送波周波数オフセット方式では、搬送波周波数の許容変動量 Δf_s は

$$\Delta f_s = [\Delta f_{\max} - (n-1) \Delta f_{\min}] / 2n \quad (4. 35)$$

で与えられる⁽⁷¹⁾。式(4. 35)において、 n 、 Δf_{\max} および Δf_{\min} は、それぞれ隣接ゾーン数、最大許容周波数差および最小許容周波数差を表す。

図4. 1 2から得られた $\Delta f_{\max} = 3. 5\text{kHz}$ および $\Delta f_{\min} = 0. 5\text{kHz}$ を式(4. 35)に代入することにより、搬送波周波数の許容安定度を求めた結果を表4. 3に示す。これから、搬送波周波数オフセット方式では、搬送波周波数には高い安定度が要求されるのに対し、変調波形オ

表 4. 3 900MHz帯における所要周波数安定度

隣接 ゾーン数 方式	2	3 正六角形ゾーン	4 正方形ゾーン	5 正三角形ゾーン	6
搬送波周波数 オフセット方式	$\pm 7.5 \times 10^{-7}$	$\pm 4.2 \times 10^{-7}$	$\pm 2.5 \times 10^{-7}$	$\pm 1.5 \times 10^{-7}$	$\pm 8.3 \times 10^{-8}$
変調波形 オフセット方式	$\pm 3.1 \times 10^{-6}$	同左	同左	同左	同左

フセット方式では、 $n = 3$ の正六角形ゾーン構成を例にとれば、約1桁安定度が小さくてもよいことがわかる。

4. 6 むすび

複局同時送信方式を実現するための新しい変調技術を提案し、その原理および伝送特性について述べた。変調波形オフセット方式の特徴をまとめると以下の通りである。

- (1) ベースバンドのデジタル信号に対して、周波数がデジタル信号のクロックレートの整数倍に等しい周期波形を重畳し、これを変調信号とする。また、各無線基地局における重畳波形の振幅は等しく、位相は隣接基地局間で異ならせる。
- (2) 各無線基地局には同一の搬送波周波数を割り当て、上記(1)の変調信号でFM変調し、同時送信する。
- (3) 各無線ゾーンのオーバーラップ領域ではスペースダイバーシティ効果が得られ、各無線基地局からの電波に対する受信レベルが等しい場合には、レイリーフェージング存在下で平均ビット誤り率 10^{-3} を与える平均CNRは少なくとも13dBの改善される。
- (4) 従来の自動車電話で用いられていた搬送波周波数オフセット方式に比べて、送信機の所要周波数安定度を大幅に小さくできる。たとえば、隣接局数3では約1桁改善できる。

なお、本方式を実際の移動通信へ適用する場合には、システム側における制約条件から、ビットレート、変調指数等が決定される。これに関しては自動車電話における信号伝送条件下での走行伝送実験結果が報告されており、実際の伝搬環境においてもその有効性が確認されている⁽¹⁰³⁾。その結果をもとに、仙台・広島等に導入されている中小都市用自動車電話方式では本方式を適用した複局制御方式が用いられている⁽¹⁰⁴⁾。

第5章 複局同時送信方式の評価法と回線設計

5.1 まえがき

800MHz帯を使用することにより大容量化を実現した自動車電話では周波数利用率の向上、送信電力の低減等の利点を有する小ゾーン構成を採用しており、とくに制御信号伝送系に関しては広域制御の必要性から無線基地局から移動局への下り回線には複局同時送信方式を導入し制御能率の向上を図っている⁽⁷⁾。複局同時送信方式は送信ダイバーシティ技術の拡張として位置づけられ搬送波周波数オフセット方式をはじめ各種方式が提案されている^{(72) - (74)}。これらの方式に関するダイバーシティ効果の検討は受信レベルの瞬時変動に対する改善効果、すなわち、瞬時レベル分布の確率密度関数の変化により、受信レベルがある規定値以下となる確率が少なくなる結果として得られる規定誤り率に対する所要短区間平均CNRの低減効果について行われていた。しかし、上記効果に加え、無線基地局を地理的に離して設置することにより得られる短区間平均CNRの場所的変動に対する改善効果、すなわち、規定誤り率に対する所要短区間平均CNRのマージンの改善効果（以下、サイトダイバーシティ効果）という面からの検討はなされていない。

複局同時送信方式の回線設計の面からこれらの効果をみたととき、前者は所要送信電力の低減量を与え、後者は規定品質を満足する場所的確率に対する所要CNRマージンの低減量を与える重要な要素となる。本章では、複局同時送信方式を搬送波周波数の割り当て方に着目し、3種類の方式に分類した上で複局同時送信効果を、①規定品質を確保するための所要短区間平均CNRの低減効果、②サイトダイバーシティ効果の両面から定量的に導いている。さらに、その結果に基づき通常適用される伝搬モデルを仮定し熱雑音を考慮した回線設計への応用例について述べている。

5.2 複局同時送信方式の分類

小ゾーン構成をとる陸上移動通信の無線基地局から移動局への下り回線において、制御信号あるいは呼出信号等を複数の無線基地局から送信する方法としては、各基地局に割り当てる搬送波周波数および上記信号の送信時刻の相違によりいくつかの形態が存在する。そのうち、送信時刻に着目すれば、各無線基地局から同一情報を同時送信する複局同時送信方式、同一情報を順次送信する複局順次送信方式に分類される。ここでは、回線使用効率の点で有利な前者をとりあげる。複局同時送信方式は搬送波周波数の割り当て方により以下のように分類される。

(1) 異周波同時送信

各無線基地局から異なった無線チャネルを用いて変調信号の同時送信を行い、受信側ではゾーン移行時にチャネル切り替えを行う。

(2) シンクロナス同時送信（周波数同期同時送信）

各無線基地局から同一の無線チャネルを用いて、搬送波周波数同期をとった変調信号を同時送信する。このため、受信側ではゾーン移行時のチャネル切り替えが不要である。

(3) オフセット同時送信

各無線基地局から同一の無線チャネルを用いて変調信号を同時送信する。その際、搬送波周波数、変調指数、変調波形のいずれかをオフセットする。移動局は無線ゾーン移行時のチャネル切り替えが不要である。無線ゾーン境界付近においてスペースダイバーシティ効果が期待される。

通常、複局同時送信方式と称されるものは(2)および(3)であるが、広い意味で(1)もその範疇に含まれる。

5. 3. 複局同時送信によるダイバーシティ効果

5. 3. 1 伝搬モデル

複局同時送信により得られるダイバーシティ効果は伝搬構造と密接に関係する。第1章で述べたように、市街地におけるVHFあるいはUHF帯の電波伝搬は建造物による反射・回折・散乱の影響を受け多重路伝搬となり、移動局が走行受信を行うとき受信信号にはピッチが速く、落ち込みが深いフェージングを受ける。このフェージングによるレベル変動は瞬時変動と呼ばれ、受信信号の包絡線は近似的に式(1.6)に示すレイリー分布則に従って変動することが知られている。このとき、瞬時CNR τ は近似的に指数分布則に従って変動し、その確率密度関数は

$$P(\tau) = \begin{cases} (1/\Gamma) \exp(-\tau/\Gamma) & (\tau \geq 0) \\ 0 & (\tau < 0) \end{cases} \quad (5.1)$$

で与えられる。ここで、 Γ は短区間平均CNRである。

一方、 Γ は移動局周辺の地形、地物による遮蔽効果に起因する緩やかな変動を呈する。この変動はシャドウフェージングあるいは短区間変動と呼ばれ、 Γ はその中央値を Γ_m とする対数正規分布則に従って変動しその確率密度関数は次式で与えられる。

$$P(\Gamma) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\Gamma} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \ln^2\left(\frac{\Gamma}{\Gamma_m}\right)\right] & (\Gamma \geq 0) \\ 0 & (\Gamma < 0) \end{cases} \quad (5.2)$$

ここで、 Γ_m は Γ の中央値であり、長区間中央値とも呼ばれる。また、 σ は $\ln \Gamma$ の標準偏差であり、一般的な市街地では5～7 dBとなることが知られている。

また、 Γ_m は無線基地局からの距離 r の関数として、式(5.3)で与えられるような伝搬距離特性を示す。

$$\Gamma_m(r) = A \cdot r^{-\alpha} \quad (5.3)$$

ここで、 α は伝搬距離特性の減衰定数であり、市街地においては3～4の値をとる。

本章では、実際の伝搬路が以上述べたモデルで与えられるものとして以下の考察を行う。

5.3.2 等価短区間平均CNR

考察の対象とする陸上移動通信のゾーン構成のモデルを図5.1に示す。ゾーン構成は円形ゾーンを正六角形に配置した小ゾーン構成とし、注目ゾーン#0および周辺6ゾーン#1～#6の無線基地局からデジタル信号を同時送信するものとする。また、受信点における各無線基地局から送信されたデジタル変調信号の伝搬遅延時間分散の影響は無視できるものとする。さらに、使用される変復調方式は位相連続FSK非同期検波を仮定し、非フェージング時のビット誤り率 P_{es} はCNRを γ とすると

$$P_{es}(\gamma) = (1/2) \exp(-c\gamma) \quad (\gamma \geq 0) \quad (5.4)$$

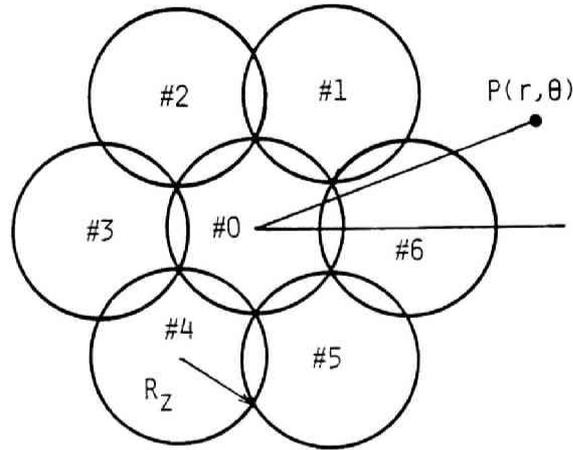


図5. 1 ゾーン構成モデル

で与えられるものとする。ただし、 c はシステムの状態を表す比例定数である。このとき、瞬時変動が存在するときの平均ビット誤り率 P_e は

$$\begin{aligned}
 P_e(\Gamma) &= \int_0^{\infty} P_{es}(\tau) P(\tau) d\tau \\
 &= (1/2) (1 + c\Gamma)^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{5. 5}$$

となる。ここで、瞬時変動は準静的と仮定しており以後もこの仮定が成立するものとする。

次に、5. 2 で述べた3種類の複局同時送信方式について合成受信時の短区間平均CNRを求め

る。
異周波同時送信方式では、移動局がゾーン移行するごとにチャンネル切替が行われる。ゾーン移行に伴うチャンネル切替の後には次のゾーン移行まで切替が行われないとすれば、瞬時変動下での平均ビット誤り率 P_{e1} は

$$P_{e1} = (1/2) (1 + c \Gamma)^{-1} \quad (5.6)$$

で与えられる。

シンクロナス同時送信方式では、注目ゾーンおよび周辺ゾーンの各無線基地局から送信された同一周波数のデジタル変調信号を移動局で同時に合成受信するから、瞬時変動下での平均ビット誤り率 P_{e2} は

$$P_{e2} = (1/2) (1 + c \sum_{i=0}^6 \Gamma_i)^{-1} \quad (5.7)$$

で与えられる。ここで、 Γ_i は受信点におけるゾーン# i ($i = 0, 1, 2, \dots, 6$) の無線基地局からの送信信号の短区間平均CNRである。

オフセット同時送信では、5.2で述べたように無線ゾーンのオーバーラップ領域で送信ダイバーシティ効果が得られる。送信ダイバーシティ効果として検波前最大比合成あるいは検波後等利得合成のダイバーシティ受信を行う場合に相当する誤り率の改善効果が得られることが報告されている(72) - (74) (87)。ここでは、取り扱いを簡単にするため、最大比合成に相当する改善効果が得られるとして解析する。このとき、瞬時変動下での平均ビット誤り率 P_{e3} は式(5.8)で与えられる。

$$P_{e3} = 1 / [2 \prod_{i=0}^6 (1 + c \Gamma_i)] \quad (5.8)$$

いま、等価短区間平均CNR Γ_{eqi} ($i = 1, 2, 3$)を導入することにより平均ビット誤り率を

$$P_{ei} = (1/2) (1 + c \Gamma_{eqi})^{-1} \quad (i = 1, 2, 3) \quad (5.9)$$

で表すものとすれば、式(5.6) ~ (5.8)から

$$\begin{aligned}
\Gamma_{eq1} &= \Gamma \\
\Gamma_{eq2} &= \sum_{i=0}^6 \Gamma_i \\
\Gamma_{eq3} &= \sum_{i=0}^6 \Gamma_i + c \sum_{i \neq j=0}^6 \Gamma_i \Gamma_j + \dots + c^6 \prod_{i=0}^6 \Gamma_i
\end{aligned} \tag{5.10}$$

となる。式(5.10)における Γ_{eq2} および Γ_{eq3} の値は各短区間平均CNRが Γ に等しい場合には

$$\begin{aligned}
\Gamma_{eq2} &= 7\Gamma \\
\Gamma_{eq3} &= \left\{ \sum_{k=1}^7 C_k (c\Gamma)^k \right\} / c
\end{aligned} \tag{5.11}$$

で与えられる。この場合の短区間平均CNRの増加量 Γ_{gi} ($i=2,3$)は Γ_{eq1} を基準にしたとき

$$\begin{aligned}
\Gamma_{g2} &= 10 \log (\Gamma_{eq2} / \Gamma_{eq1}) \\
&= 8.45 \text{ dB} \\
\Gamma_{g3} &= 10 \log (\Gamma_{eq3} / \Gamma_{eq1}) \\
&= 10 \log \left\{ \sum_{k=1}^7 C_k \Gamma^{k-1} \right\} \text{ dB}
\end{aligned} \tag{5.12}$$

となる。ただし、式(5.12)の導出にあたっては $c=1$ を仮定している。以下の考察においても一般性を失うことなくこの仮定が成り立つものとする。式(5.4)により短区間平均CNR Γ が与えられたとき、単局送信に換算して Γ より Γ_{g2} および Γ_{g3} だけ大きい短区間平均CNRに相当する平均ビット誤り率が得られることがわかる。また、規定誤り率を与えたとき、これを満たす Γ_{eq1} 、 Γ_{eq2} 、 Γ_{eq3} から求めた Γ の値を比較することにより同一誤り率に対する所要短区間平均CNRの改善量が求められる。たとえば、 $P_{e1}=P_{e2}=P_{e3}=10^{-3}$ としたとき、式(5.6)～式(5.8)から求めた Γ の値はそれぞれ27 dB、18.6 dBおよび1.6 dBとなる。異周波同時送信に対する短区間平均CNRからのCNR改善量はシンクロナス同時送信およびオフセット同時送信に対してそれぞれ8.4 dBおよび25.4 dBとなる。ここで述べた誤り率の改善

効果の評価は全ての無線基地局からの到来波の短区間平均CNRが等しいとき、たとえば注目ゾーン内の基地局のみにおいて送信ダイバーシティを行う場合に適用できるものであり、注目ゾーンと周辺ゾーンとの境界付近に移動局が位置するような場合には適用できない。

次に、各無線基地局からの到来波の短区間平均CNRが異なる場合のCNR改善量を導出する。ここで、各無線基地局からの到来波の短区間平均CNRは

$$\Gamma_i(r_i) = A \cdot r_i^{-\alpha} \quad (i = 0, 1, 2, \dots, 6) \quad (5.13)$$

で与えられると仮定したうえで誤り率の改善効果または同一誤り率に対する所要短区間CNR改善量を求めればよい。式(5.13)は式(5.3)において短区間変動がないと仮定することにより与えられ、 $\Gamma_i(r_i)$ はゾーン# i の基地局から距離 r_i の点における短区間平均CNRを表す。回線設計を行ううえで、規定誤り率に対する所要短区間CNRの改善量は短区間変動と切り離して考えることから以上の仮定を用いても問題はない。以下、この仮定のもとに改善効果について考察する。 $\Gamma_i(r_i)$ が式(5.13)で与えられるとき式(5.10)は

$$\begin{aligned} \Gamma_{eq1} &= \Gamma_0(r_0) \\ \Gamma_{eq2} &= \sum_{i=0}^6 \Gamma_i(r_i) \\ \Gamma_{eq3} &= \sum_{i=0}^6 \Gamma_i(r_i) + c \sum_{i \neq j=0}^6 \Gamma_i(r_i) \Gamma_j(r_j) + \dots + c^6 \prod_{j=0}^6 \Gamma_j(r_j) \end{aligned} \quad (5.14)$$

となる。また、式(5.13)は

$$\begin{aligned} \Gamma_i(r_i) &= A \cdot R_z^{-\alpha} (r_i / R_z)^{-\alpha} \\ &= \Gamma(R_z) (r_i / R_z)^{-\alpha} \end{aligned} \quad (5.15)$$

と書き改められる。ただし、 R_z は無線ゾーン半径であり、 r_i / R_z は無線ゾーン半径で規格化した無線基地局からの距離である。

図5.1において、移動局はゾーン#0の中心を原点とする極座標の点 $P(r, \theta)$ に存在するものとし、ゾーン# i ($i=0, 1, 2, \dots, 6$)の中心から点 P まで規格化距離 r_i / R_z を

r_{Ri} とおく。このとき、 r_{Ri} はそれぞれ次式で与えられる。

$$r_{R0} = r_0 / R_z \tag{5.16}$$

$$r_{Ri} = \{ r_{R0}^2 + 3 - 2\sqrt{3} r_{R0} \cos((i-1)\pi/3 - \theta) \}^{1/2} \tag{i=1,2,\dots,6}$$

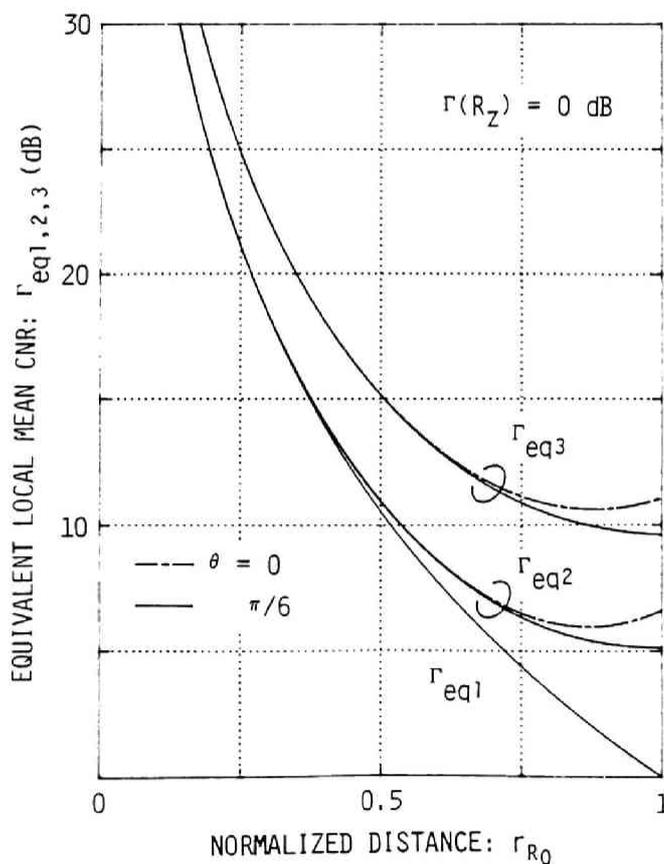


図5. 2 基地局からの距離に対する等価短区間平均CNRの関係

また、式 (5. 14) は

$$\begin{aligned}
 \Gamma_{eq1} &= \Gamma(R_z) r_{R0}^{-\alpha} \\
 \Gamma_{eq2} &= \Gamma(R_z) \sum_{i=0}^6 r_{Ri}^{-\alpha} \\
 \Gamma_{eq3} &= \Gamma(R_z) \sum_{i=0}^6 r_{Ri}^{-\alpha} + c \Gamma^2(R_z) \sum_{i \neq j=0}^6 (r_{Ri} r_{Rj})^{-\alpha} + \dots \\
 &\quad + c^6 \Gamma^7(R_z) \prod_{i=0}^6 r_{Ri}^{-\alpha}
 \end{aligned}
 \tag{5. 17}$$

となる。

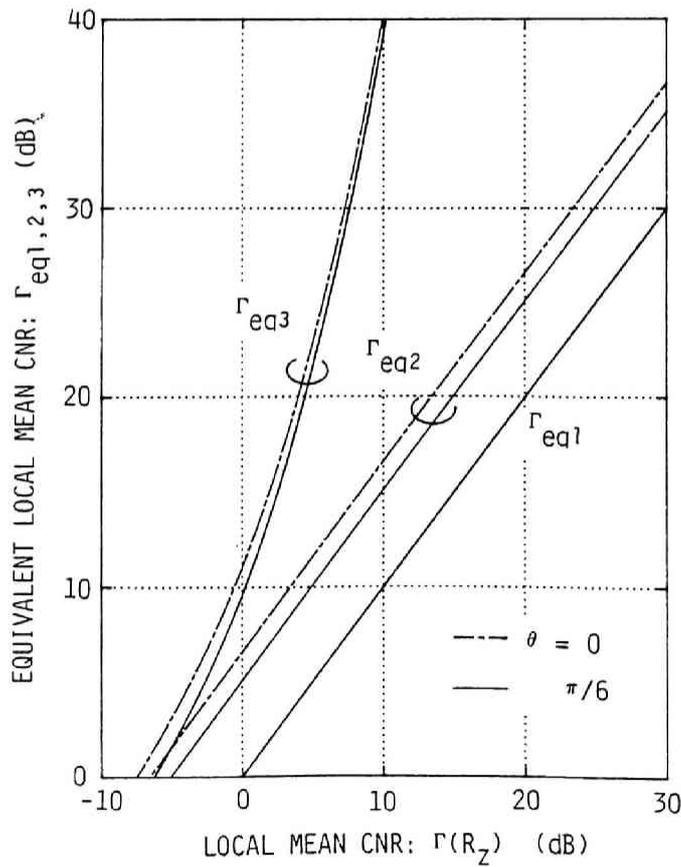


図 5. 3 ゾーン境界における所要短区間平均CNRに対する等価短区間平均CNRの関係

表 5. 1 ゾーン境界での所要短区間平均CNR

方 式	規定品質 (ビット誤り率)	Γ_{eqi} (dB)	$\Gamma(R_z)$ (dB)	
			$\theta = 0$	$\theta = \pi/6$
異周波 同時送信方式	10^{-3}	2.7	2.7	2.7
	10^{-4}	3.7	3.7	3.7
シンクロナス 同時送信方式	10^{-3}	2.7	20.4	21.9
	10^{-4}	3.7	30.4	31.9
オフセット 同時送信方式	10^{-3}	2.7	6.4	6.8
	10^{-4}	3.7	9.2	9.5

図 5. 2 は $\Gamma(R_z) = 0$ dB としたとき、式 (5. 17) で与えられる $\Gamma_{eqi}(r_{R0})$ ($i = 0, 1, 2, 3$) を r_{R0} に対して示している。これによれば、 $\Gamma_{eq1} < \Gamma_{eq2} < \Gamma_{eq3}$ の関係を有し、ゾーン境界、すなわち $r_{R0} = 1$ における各方式間の等価短区間平均CNRの差は $\theta = 0$ の場合には異周波同時送信とシンクロナス同時送信では 5. 8 dB、シンクロナス同時送信とオフセット同時送信では 4. 7 dB である。また、 $\theta = \pi/6$ の場合には異周波同時送信とシンクロナス同時送信では 5. 1 dB、シンクロナス同時送信とオフセット同時送信では 4. 5 dB となる。 θ を変化させたときにはゾーン配置の対称性から $0 \leq \theta \leq \pi/6$ の特性を基本単位とした周期性を示すが、ここでは詳しい説明は省略する。

次に、等価短区間平均CNRが与えられたときゾーン境界における短区間平均CNR $\Gamma(R_z)$ の大きさを各方式について比較する。

図 5. 3 は Γ_{eqi} ($i = 1, 2, 3$) と $\Gamma(R_z)$ との関係を示したものである。表 5. 1 は規定品質として与えられた所要ビット誤り率に対応する等価短区間平均CNRの値から図 5. 3 を用いて求めたゾーン境界での短区間平均CNR $\Gamma(R_z)$ を示している。例として、所要ビット誤り率 10^{-3} を仮定すれば、式 (5. 9) から $\Gamma_{eqi} = 2.7$ dB を得る。このとき、 $\Gamma(R_z)$ の値は異周波同時送信、シンクロナス同時送信およびオフセット同時送信に対してそれぞれ 2.7 dB、20.4 dB および 6.4 dB となり、異周波同時送信の $\Gamma(R_z)$ を基準にしたとき、シンクロナス同時送信

およびオフセット同時送信は、それぞれ6.6 dBおよび20.6 dBだけ所要短区間平均CNRが少なくてよい。同様に、ビット誤り率 10^{-4} についても $\Gamma(R_z)$ はオフセット同時送信、シンクロナス同時送信、異周波同時送信の順に大きくなる。

以上、本節においては同時送信による短区間平均CNRの増加量を求めることによって誤り率特性の改善効果を明らかにするとともに、規定の誤り率を与えたときのゾーン境界における所要短区間平均CNR $\Gamma(R_z)$ の低減量を定量的に明らかにした。

5.3.3 サイトダイバーシティ効果

前節で述べたゾーン構成モデルを対象とし、それぞれの複局同時送信方式について、短区間変動により規定品質を下まわる場所的な確率をゾーン周辺およびゾーン全体に対して求める。ここで、ゾーン周辺とは、無線基地局からの距離が無線ゾーン半径に等しい任意の点を意味する。その結果を、複局同時送信を行わない場合の規定品質を下まわる確率と比較し、所要CNRマージンの減少量としてサイトダイバーシティ効果を評価する。ここでいうCNRマージンとは、規定品質に対する短区間平均CNRを短区間変動下においてある劣化確率以内とするために必要な長区間中央値とのレベル比を意味する。

まず、複局同時送信を行わない場合について伝送品質が規格値を下まわる確率を求める。ゾーン#0内に存在する点 $P(r, \theta)$ において、短区間平均CNR Γ が平均CNRで与えられる規定品質 Γ_{th} を下まわる確率 F_{ro} は

$$\begin{aligned}
 F_{ro} &= \int_0^{\Gamma_{th}} P(\Gamma) d\Gamma \\
 &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ln(\Gamma_m(r) / \Gamma_{th})}{\sqrt{2} \sigma} \right]
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

となる。ただし、 $\operatorname{erfc}(x)$ は補誤差関数であり、式(5.19)で与えられる。

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-z^2) dz \tag{5.19}$$

式 (5. 18) の $\Gamma_m(r) / \Gamma_{th}$ は点Pにおける短区間平均CNRに対するマージンを表す。

ゾーン#0全体での劣化確率 F_{ao} は式 (5. 18) を注目ゾーン#0全体にわたり面積分することにより次式のように求められる。

$$\begin{aligned} F_{ao} &= \frac{1}{\pi R_z^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{R_z} F_{ro} r dr d\theta \\ &= \frac{1}{R_z^2} \int_0^{R_z} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ell_n (\Gamma_m(r) / \Gamma_{th})}{\sqrt{2} \sigma} \right] r dr \end{aligned} \quad (5. 20)$$

となる。式 (5. 18) および式 (5. 20) において

$$\frac{\Gamma_m(r)}{\Gamma_{th}} = r_R^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \quad (5. 21)$$

なる変数変換を施せば式 (5. 22) のように書き改められる。

$$\begin{aligned} F_{ro} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{2} \sigma} \ell_n \left(r_R^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \right) \right] \\ F_{ao} &= \int_0^1 \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{2} \sigma} \ell_n \left(r_R^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \right) \right] r_R dr_R \end{aligned} \quad (5. 22)$$

式 (5. 22) の第2式の積分を実行することにより

$$\begin{aligned} F_{ao} &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(X) - \frac{1}{2} \exp(2XY + Y^2) \operatorname{erfc}(X + Y) \\ X &= \frac{1}{\sqrt{2} \sigma} \ell_n \left[\frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \right] \\ Y &= \sqrt{2} \sigma / \alpha \end{aligned} \quad (5. 23)$$

を得る^{(82) (106)}。式(5.23)の第1項はゾーン周辺における劣化確率であり、第2項はゾーン周辺における劣化確率をゾーン全体での劣化確率へ拡張するときの補正項である。

次に、それぞれの複局同時送信方式について場所的な劣化確率を求める。

異周波同時送信方式では短区間平均値CNRの情報に基づいてゾーン移行を判断し、制御チャネルを切り替える。従って、ゾーン周辺における劣化確率 F_{r1} は式(5.24)で与えられる。

$$F_{r1} = \prod_{i=0}^6 \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ell_n (\Gamma_m(r_i) / \Gamma_{th})}{\sqrt{2} \sigma} \right] \quad (5.24)$$

また、ゾーン全体での劣化確率 F_{a1} は

$$F_{a1} = \frac{12}{\pi R_z^2} \int_0^{\pi/6} \int_0^{R_z} F_{r1} r_0 dr_0 d\theta \quad (5.25)$$

で与えられる。式(5.24)および式(5.25)の r_i をゾーン半径で規格化した r_{ri} で置き換えると

$$F_{r1} = \prod_{i=0}^6 \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{2} \sigma} \ell_n \left(r_{ri}^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \right) \right] \quad (5.26)$$

$$F_{a1} = \frac{12}{\pi} \int_0^{\pi/6} \int_0^1 \prod_{i=0}^6 \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ell_n \left(r_{ri}^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \right)}{\sqrt{2} \sigma} \right] \cdot r_{r0} dr_{r0} d\theta \quad (5.27)$$

を得る。

シンクロナス同時送信方式では対数正規分布する7波を同時受信するため7波合成時の短区間平均CNRを求める必要がある。一般に、対数正規分布する複数の波の合成波も対数正規分布することが知られている^{(106) (107)}。ゾーン# i ($i=0, 1, \dots, 6$)の無線基地局から送信される電波に対する短区間平均CNR Γ_i の確率密度関数 $P(\Gamma_i)$ は

$$P(\Gamma_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma\Gamma_i} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2} \ell_n^2\left(\frac{\Gamma_i}{\Gamma_{mi}}\right)\right] \quad (5.28)$$

で与えられる。また、合成波の短区間平均CNR $\Gamma_{eq2} = \sum_{i=0}^b \Gamma_i$ の確率密度関数 $P(\Gamma_{eq2})$ は

$$P(\Gamma_{eq2}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{eq}\Gamma_{eq2}} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_{eq}^2} \ell_n^2\left(\frac{\Gamma_{eq2}}{\Gamma_{meq}}\right)\right] \quad (5.29)$$

で与えられる⁽¹⁰⁷⁾。ただし、式(5.28)において、到来する各波の標準偏差は等しいものとしている。また、式(5.29)における σ_{eq} および Γ_{meq} はそれぞれ以下に示す等価標準偏差および短区間平均CNRの等価的な中央値(等価長区間中央値)である。

$$\begin{aligned} \sigma_{eq}^2 &= \ell_n \left[1 + (\exp(\sigma^2) - 1) \frac{\sum_{i=0}^b \Gamma_{mi}^2}{\left(\sum_{i=0}^b \Gamma_{mi}\right)^2} \right] \\ \Gamma_{meq} &= \sum_{i=0}^b \Gamma_{mi} \end{aligned} \quad (5.30)$$

このとき、ゾーン#0内の点 $P(r, \theta)$ における短区間平均CNR Γ_{eq2} が Γ_{th} を下回る確率は式(5.18)に対応して

$$F_{r2} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left[\frac{\ell_n(\Gamma_{meq}(r)/\Gamma_{th})}{\sqrt{2}\sigma_{eq}}\right] \quad (5.31)$$

となる。式(5.31)の $\Gamma_{meq}(r)/\Gamma_{th}$ は式(5.21)に対応して

$$\frac{\Gamma_{meq}(r)}{\Gamma_{th}} = \sum_{i=0}^b \Gamma_{Ri}^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \quad (5.32)$$

となる。従って、ゾーン全体での劣化確率 F_{a2} として

$$F_{a2} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \int_0^1 \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{2} \sigma_{eq}} \ell_n \left(\frac{\sum_{i=0}^6 r_{Ri}^{-\alpha} \Gamma_m(R_z)}{r_{R0} d r_{R0} d \theta} \Gamma_{th} \right) \right] \quad (5.33)$$

を得る。

オフセット同時送信方式では式(5.17)で与えられる Γ_{eq3} の確率密度関数を導出した後、劣化確率を求めなければならない。しかしながら、これを解析的に求めることは困難であるため、近似解として短区間平均CNRの下限値について求める。

$$\Gamma_{eq3} = \prod_{i=0}^6 (1 + \Gamma_i) - 1 \geq \prod_{i=0}^6 \Gamma_i \quad (\Gamma_i \geq 0) \quad (5.34)$$

の関係を有するため、ここでは $\Gamma_{eq3} = \prod_{i=0}^6 \Gamma_i$ としてその確率密度関数を導出する。 Γ_i の確率密度関数は式(5.28)で与えられるから、付録3で示すように変数変換を順次実施することにより

$$P(\Gamma_{eq3}) = \frac{1}{\sqrt{14\pi\sigma\Gamma_{eq3}}} \exp \left[-\frac{1}{14\sigma^2} \ell_n^2 \left(\frac{\Gamma_{eq3}}{\prod_{i=0}^6 \Gamma_{mi}} \right) \right] \quad (5.35)$$

を得る。これから、ゾーン#0内の点P(r, θ)において、 Γ_{eq3} が Γ_{th} を下まわる確率 F_{r3} は

$$F_{r3} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\frac{\ell_n \left(\frac{\prod_{i=0}^6 \Gamma_{mi}(r)}{\Gamma_{th}} \right)}{\sqrt{14}\sigma} \right] \quad (5.36)$$

となる。ここで、

$$\frac{\prod_{i=0}^6 \Gamma_{mi}(r)}{\Gamma_{th}} = \Gamma_m^6(R_z) \prod_{i=0}^6 r_{Ri}^{-\alpha} \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} \quad (5.37)$$

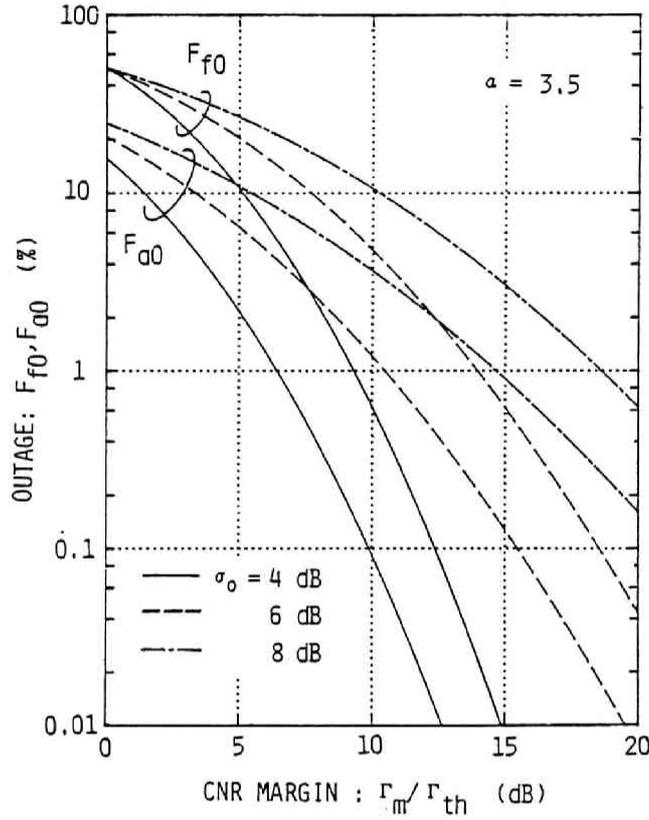


図5. 4 所要短区間平均CNRマージン対劣化確率
(同時送信なし)

である。従って、ゾーン全体での劣化確率 F_{a3} は

$$F_{a3} = \frac{6}{\pi} \int_0^{\pi/6} \int_0^1 \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{\sqrt{14} \sigma} \ell_n \left(\frac{\Gamma_{th}^6 \cdot \Gamma_m^7(R_z)}{\Gamma_{th}} \prod_{i=0}^6 r_{Ri}^{-\alpha} \right) \right] r_{R0} dr_{R0} d\theta \quad (5.38)$$

で与えられる。

図5. 4は F_{f0} および F_{a0} をゾーン周辺での所要短区間平均CNRマージン $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{th}$ に対して示す。同様に、図5. 5～図5. 7は F_{f1} および F_{a1} 、 F_{f2} および F_{a2} 、 F_{f3} および F_{a3} をそれぞれ $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{th}$ に対して示す。図中の σ は標準偏差 σ をデシベル表示したもので

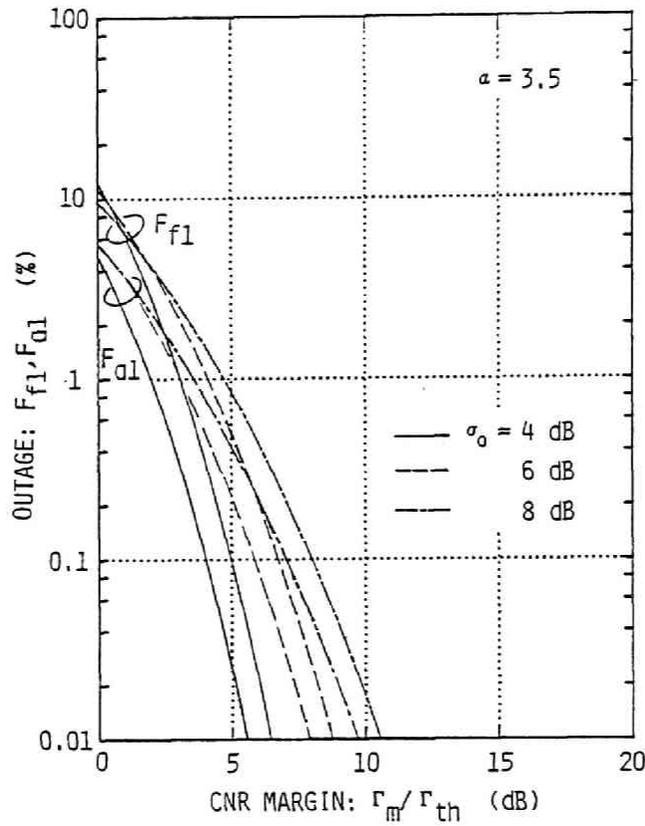


図5.5 所要短区間平均CNRマージン対劣化確率
(異周波同時送信)

$$\sigma_0 = 10 \sigma / \ln(10) \quad (5.39)$$

の関係を有する。 F_{r0} は σ_0 の値が大きいほど同じCNRマージンに対する劣化確率が大きい、 F_{r1} はCNRマージンが小さい領域で σ_0 の値が小さいにもかかわらず劣化確率が大きくなっている。これは、この領域では各無線基地局からの到来波の受信レベルが全体的に低いため、受信レベル変動幅が大きいほど一時的に高い受信レベルとなることに起因すると考えられる。また、異周波

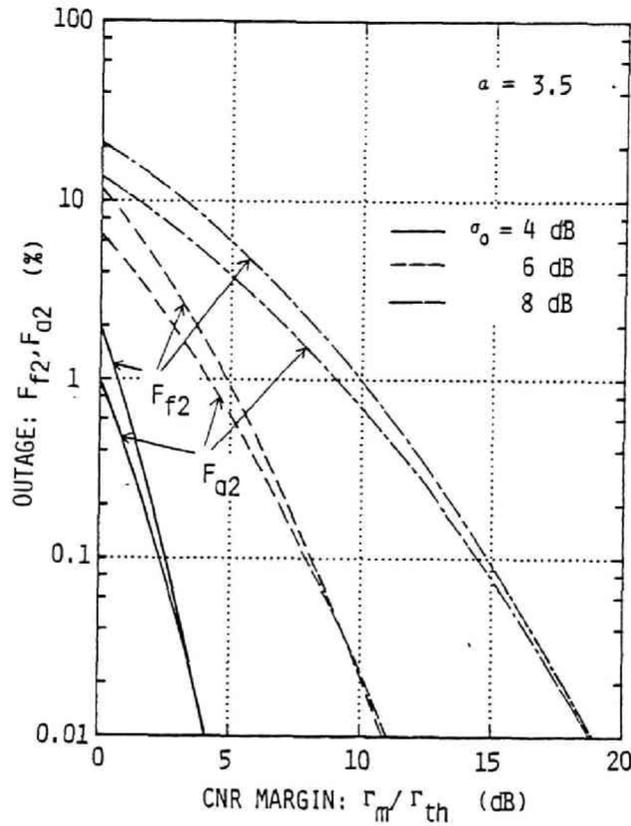


図 5. 6 所要短区間平均CNRマージン対劣化確率 (シンクロナス同時送信)

同時送信ではゾーン周辺およびゾーン全体での劣化確率を同じとしたときCNRマージンの所要値の差が他の方式と比べて少ないのが特徴的である。

ここで、複局送信を行うことにより得られるサイトダイバーシティ効果を調べる。この場合、サイトダイバーシティ効果は同一の場所的劣化確率に対して複局同時送信の有・無のそれぞれに対する短区間平均CNRの所要マージンの差で評価しその値をサイトダイバーシティゲインと定義することとする。例として、ゾーン全体での劣化確率5%、 $\sigma_o = 6$ dBについて示せば、異周波同時送信、シンクロナス同時送信およびオフセット同時送信の各方式のサイトダイバーシティゲインは、それぞれ5.6 dB、5.2 dBおよび4.6 dBである。また、劣化確率1%の場合には、それ

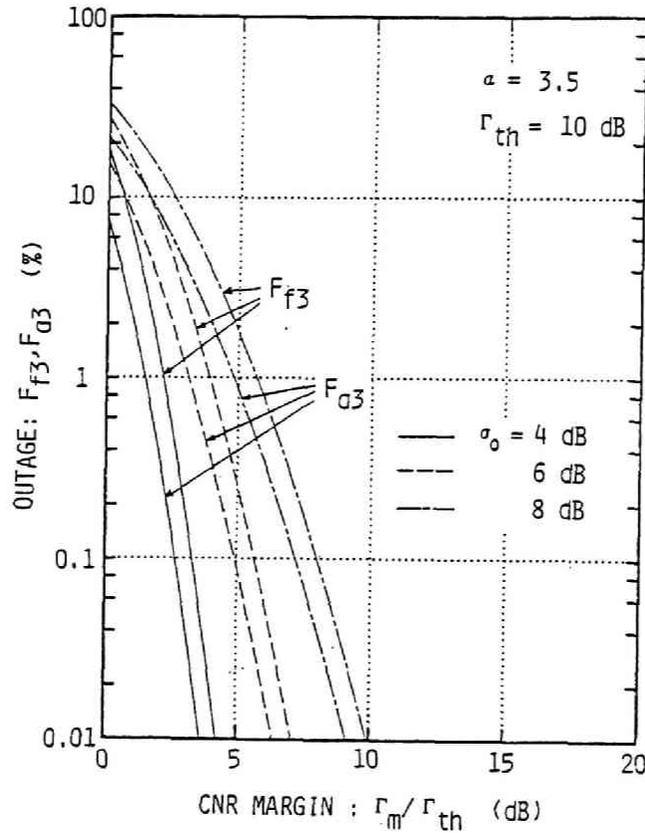


図5. 7 所要短区間平均CNRマージン対劣化確率
(オフセット同時送信)

ぞれ7.4 dB, 5 dBおよび7.4 dBとなり, ほぼ同程度の改善効果が得られる。ただし, オフセット同時送信は $\Gamma_{th} = 10$ dBの場合の値である。また, オフセット同時送信では $\Gamma_{th} = 27$ dBの場合にCNRマージンを0 dBとしたとき F_{f3} および F_{a3} はともに 10^{-3} 以下であるためゾーン全体の劣化確率が5%および1%でのサイトダイバーシティゲインは10 dB以上となる。

図5. 8~図5. 11はゾーン周辺およびゾーン全体での劣化確率, F_{ri} と F_{ai} ($i = 0, 1, 2, 3$) との関係を示したものである。曲線は所要短区間平均CNRマージン $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{th}$ が0 dB以上の領域について示している。ここで, 短区間平均CNRの閾値 Γ_{th} は合成波の等価短区間平均CNR Γ_{eqi} ($i = 0, 1, 2, 3$) に対する閾値であり, 注目ゾーン#0にある基地局

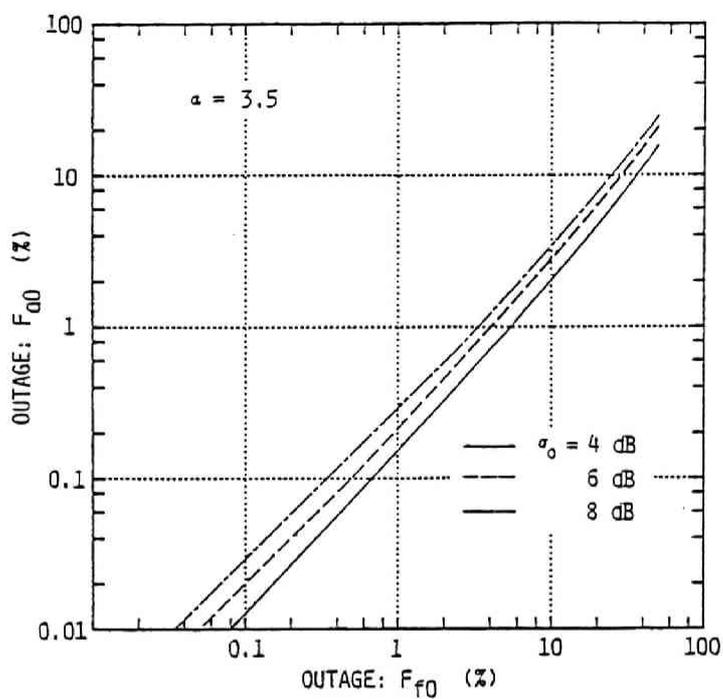


図 5. 8 ゾーン周辺での劣化確率対ゾーン全体での劣化確率
(同時送信なし)

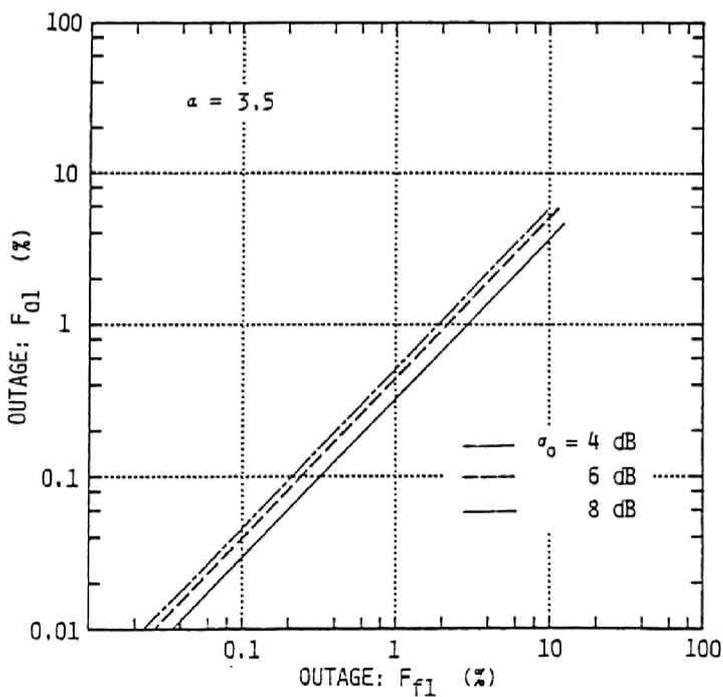


図 5. 9 ゾーン周辺での劣化確率対ゾーン全体での劣化確率
(異周波同時送信)

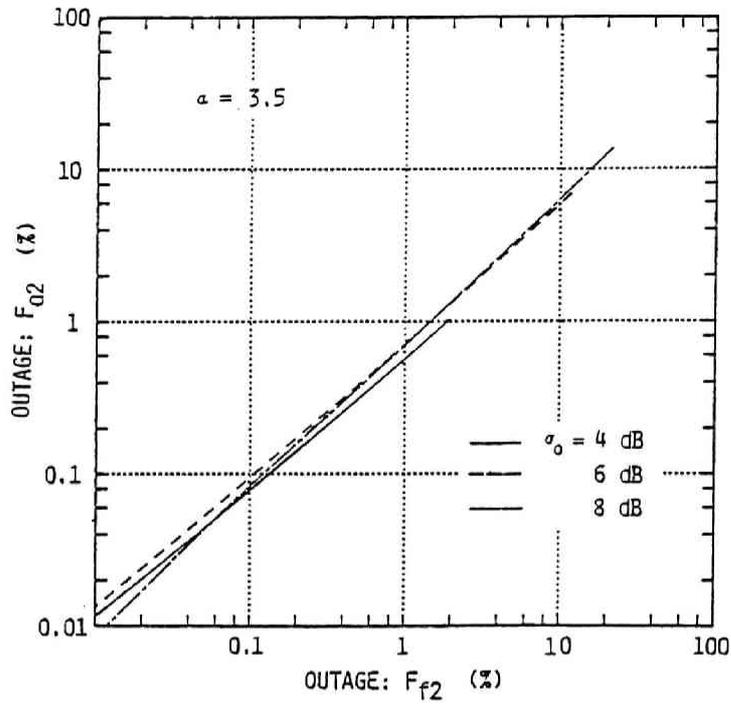


図5. 10 ゾーン周辺での劣化確率対ゾーン全体での劣化確率
(シンクロナス同時送信)

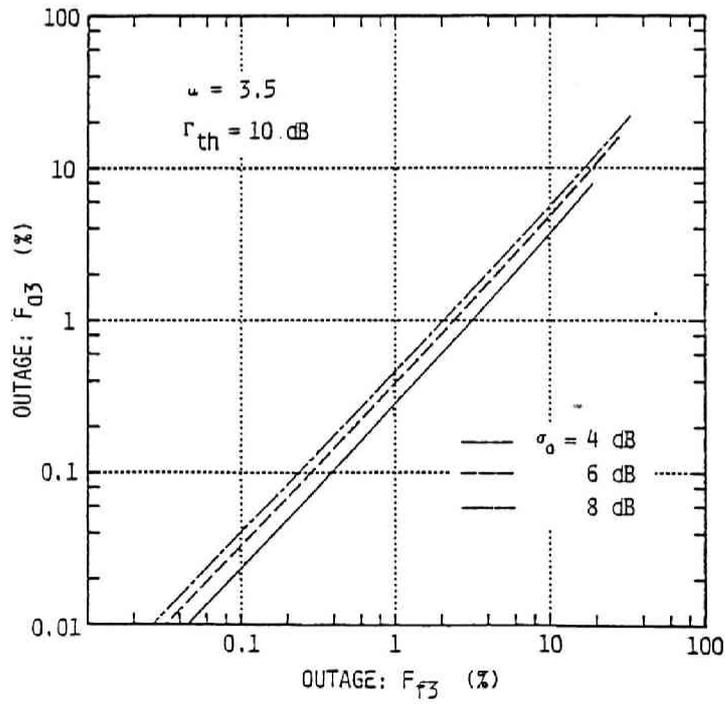


図5. 11 ゾーン周辺での劣化確率対ゾーン全体での劣化確率
(オフセット同時送信)

からの到来波に対する短区間平均CNR Γ_0 に対する Γ_{oth} とは異なることに注意しなければならない。

場所的な劣化確率としては通常、ゾーン全体での値が与えられる。一方、回線設計上、送信電力の決定にはゾーン周辺でのCNRマージンの値が必要となる。ゾーン全体での劣化確率が与えられたときゾーン周辺での劣化確率を図5. 8～図5. 11より求め、それをもとに注目ゾーン#0にある基地局からの到来波に対する所要CNRマージンを求めることができる。

5. 3. 4 ダイバーシティ効果の相互比較

5. 3. 2 および5. 3. 3で述べた規定誤り率に対する所要短区間平均CNRの低減効果およびサイトダイバーシティ効果を各方式の特徴とともに各複局同時送信方式の相互比較を行ったものが表5. 2である。ここで、所要短区間平均CNRの低減効果は平均ビット誤り率 10^{-3} を得るための所要短区間平均CNRを複局送信を行わない場合のそれとの差をゲインの形で示した。また、

表5. 2 複局同時送信方式の比較

項目 方式	チャンネル切替 の必要性	周波数有効利用	所要短区間* 平均CNRの 低減効果	サイトダイバー シティ効果**
異周波 同時送信方式	要	×	0 dB	5.6 dB
シンクロナス 同時送信方式	不要	○	6.6 dB	5.2 dB
オフセット 同時送信方式	不要	○	20.6 dB	4.6 dB

* 平均ビット誤り率 10^{-3} を得るための所要短区間平均CNRを複局同時送信しない場合のそれとの差をゲインで表す。

** ゾーン全体での劣化確率5%とするときの所要短区間平均CNRマージンを複局同時送信しない場合のそれとの差をゲインで表す。

サイトダイバーシティ効果はゾーン全体での劣化確率を5%とするときの短区間平均CNRマージンを複局送信を行わない場合のそれとの差をゲインの形で表した。サイトダイバーシティ効果はいずれの方式についてもほぼ同等の改善効果が得られている。これに対して、準静的レイリーフェージング存在時の所要短区間平均CNRの低減効果は異周波同時送信方式では期待できないことが示されている。また、方式実現性に関して、異周波同時送信方式は呼設定時にいずれの無線ゾーンにいるかを移動局側で判断するため制御チャンネルを常時スキャンして受信しなければならないという問題点がある。また、周波数利用率を考慮すれば、実用的にはシンクロナス同時送信方式あるいはオフセット同時送信方式を用いるのが適当であり、短区間平均CNR低減効果から後者を採用するのがよいと判断される。従って、次節ではオフセット同時送信方式を採用したときの回線設計例について述べることにする。

5. 4 複局同時送信方式における回線設計例

同一周波数を用いた制御ゾーンは、同一チャンネル干渉が無視できる程度に繰り返し距離をとるものとして、熱雑音を考慮した回線設計例として無線基地局における送信電力の決定を行う。移動通信における品質規定の方法としては通常、瞬時値で品質規定したうえで、

①劣化確率を瞬時変動と短区間変動の合成変動として規定する方法⁽¹⁰⁸⁾⁽¹⁰⁹⁾

②劣化確率を瞬時変動と短区間変動の各々に対して個別に規定する方法⁽⁷⁶⁾

が用いられている。自動車電話においては瞬時変動下における所要品質を短区間平均値で規定し、これの短区間の変動による劣化確率を規定した②の方法の変形を採用している⁽¹⁸⁾。ここでは、②の方法を用いるものとする。このとき、送信電力は以下の手順に従って求められる。

① 図5. 3より等価短区間平均CNR Γ_{eqi} ($i = 1, 2, 3$) が規定品質を満足するために必要とする短区間平均CNR Γ_{th} 、およびゾーン境界における所要短区間平均CNR $\Gamma(R_z) = \Gamma_{oth}$ を求める。

② 図5. 5～図5. 11を用いて、所要場所率を確保するために必要な短区間平均CNRのマージン $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{th}$ を求める。これから、

$$\frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{th}} = \frac{\Gamma_m(R_z)}{\Gamma_{oth}} \frac{\Gamma_{oth}}{\Gamma_{th}} \quad (5. 40)$$

の関係を用いて $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{oth}$ を求める。

- ③ 上記①および②より求めたゾーン周辺における所要短区間平均CNR Γ_{oth} および#0の基地局からの到来波に対する短区間平均CNRのマージン $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{oth}$ との積で与えられるCNRの長区間中央値 $\Gamma_m(R_z)$ を満足するように送信電力を決定する。

なお、③では空間的な伝搬損失、アンテナゲイン等を考慮しなければならない。この場合、ゾーン半径に対する伝搬損失を L_p 、受信機の雑音電力を $k T_e B_n N_f$ 、所要送信電力を P_t とすれば

$$P_t = \Gamma_m \cdot k T_e B_n N_f \cdot L_p / (G_t G_r) \quad (5.41)$$

で与えられる。ただし、 G_t および G_r はそれぞれフィード損失も含めた送信アンテナゲインおよび受信アンテナゲインである。また、 k はボルツマン定数 ($-198.6 \text{ dBm} / \text{Hz} \cdot \text{K}$)、 T_e は絶対温度である。さらに、 B_n および N_f はそれぞれ受信機の雑音帯域幅および雑音指数である。

ここでは、オフセット同時送信で最大比合成ダイバーシティ受信に相当する誤り率改善効果が得られる場合を例にとって基地局の送信電力 P_t を求める。規定品質として平均ビット誤り率 10^{-3} を、また、対数正規分布の標準偏差は 6 dB と仮定する。このとき、規定品質に対する Γ_{eq3} の閾値 Γ_{th} は 27 dB となり、最も大きな $\Gamma(R_z)$ を与える $\theta = \pi/6$ に対する Γ_{oth} の値を図5.3から求めると 6.8 dB を得る。一方、ゾーン全体の劣化確率を 0.1% とすれば $\Gamma_{th} = 27 \text{ dB}$ に対応する短区間平均CNRのマージンは 0 dB となる。ただし、CNRマージンは 0 dB 以下を考えないものとした。式(5.40)にこれらの値を代入することにより $\Gamma_m(R_z) / \Gamma_{oth} = 20.2 \text{ dB}$ を得る。これと、 $\Gamma_{oth} = 6.8 \text{ dB}$ とから、ゾーン周辺における短区間平均CNRの中央値すなわち長区間中央値を求めると $\Gamma_m(R_z) = 27 \text{ dB}$ となる。また、 $\Gamma_{th} = 10 \text{ dB}$ すなわち規定品質としてビット誤り率 4.6×10^{-2} を想定したとき $\Gamma_m(R_z) = 13.1 \text{ dB}$ となる。ここで、 $T_e = 300 \text{ K}$ 、 $B_n = 16 \text{ kHz}$ 、 $N_f = 10 \text{ dB}$ 、送信アンテナおよび受信アンテナの総合ゲインを 8 dB とする。また、基地局アンテナ高および移動局アンテナ高をそれぞれ 70 m および 1.5 m とする。さらに、無線ゾーン半径を $R_z = 3 \text{ km}$ 、周波数を 900 MHz として大都市の市街地に対する秦の伝搬損失の実験公式を用いれば $L_p = 137 \text{ dB}$ となる⁽⁸⁾。これらの値を式(5.42)に代入することによって $\Gamma_{th} = 27 \text{ dB}$ および $\Gamma_{th} = 10 \text{ dB}$ のそれぞれに対し $P_t = 2.6 \text{ W}$ および 0.1 W を得る。

一方、同時送信を行わない場合の送信電力は $\Gamma_{th} = 27 \text{ dB}$ および $\Gamma_{th} = 10 \text{ dB}$ のそれぞれに対応して $P_t = 22.6 \text{ W}$ および 0.59 W となり、オフセット同時送信を行うことにより送信電力をそれぞれ $1/9$ および $1/6$ に低減可能であることがわかる。

なお、自動車電話では、制御チャネルに対する品質規定は誤り訂正および再送を行うという条件下で、フレーム誤り率 10^{-2} 以下でゾーン周辺場所率 90% を確保することとされている。

本章では所要送信電力の導出にあたっては、無線呼出あるいは自動車電話で用いられているような誤り訂正、再送等による伝送品質改善効果については考慮していないが、実際の回線設計にあたってはこれらを考慮して規定伝送品質を定める必要がある。

5.5 むすび

複局同時送信方式のダイバーシティ効果の評価法に関し、①受信レベルの瞬時変動に対する改善効果として得られる規定誤り率に対する所要短区間平均CNRの低減効果および②基地局を地理的に離して設置することにより短区間平均CNRの変動に対する改善効果として得られる所要短区間平均CNRマージンの低減効果の両面から検討した。その際、複局同時送信方式を搬送波周波数の割り当て方により、(1)異周波同時送信方式、(2)シンクロナス同時送信方式、(3)オフセット同時送信方式の3種類に分類し、それぞれについて前述のダイバーシティ効果を定量的に導いた。更に、その結果に基づいて通常適用される伝搬モデルを仮定し熱雑音を考慮した回線設計への応用例を示した。

本検討の結果、複局同時送信方式を陸上移動通信に導入したときの所要短区間平均CNRの低減量および所要短区間平均CNRに対するマージンの評価が可能となった。これによれば、

- ①所要短区間平均CNRの低減量はオフセット同時送信方式、シンクロナス同時送信方式、異周波同時送信方式の順に小さくなること、
- ②各方式ともほぼ同等のサイトダイバーシティ効果が得られ、所要短区間平均CNRマージンを 5 dB 程度低減できることが明らかになった。

実際の伝送路への複局同時送信方式の適用性を考えたとき、周波数利用率あるいは方式の実現性の点で、シンクロナス同時送信方式あるいはオフセット同時送信方式を採用するのが望ましい。このうち、後者は所要短区間平均CNRの低減量が大きいことから、これを用いることにより送信電力の大幅な低減が可能である。

第6章 結 論

デジタル陸上移動通信の制御信号あるいは呼出信号の送信系において、高効率で高品質な信号伝送を可能とする複局同時送信方式の実現を目的として、狭帯域高能率変復調技術、伝送品質改善技術としての送信ダイバーシティ方式とその複局同時送信方式への適用性、複局同時送信効果の評価と回線設計法等について検討した。

本研究の成果を総括すると以下の通りである。

- (1) 移動通信に要求されるスペクトラム特性を満足するGMSK変調波信号を符号間干渉の影響を抑圧し、効率良く遅延検波復調する2ビット遅延検波を提案した。GMSK 2ビット遅延検波の伝送特性を熱雑音、フェージング時のランダムFM雑音を考慮し理論的に導出するとともに実験的にこれを検証し、送信ベースバンド帯域制限の大きさに対する伝送特性の評価を可能とした。その結果、たとえば $B_r T = 0.25$ のGMSKでは、非フェージング時のビット誤り率 10^{-3} を与えるCNRは13.8 dBであり、従来の1ビット遅延検波と比較して5.5 dB改善されることが明らかになり、その有効性が確認された。
- (2) 移動通信における伝送品質改善技術のひとつである送信ダイバーシティ方式について、位相連続FSK遅延検波を対象とした従来より周波数領域での伝送効率の高い方式を提案し、熱雑音および同一チャネル干渉妨害に対する誤り率特性を解析的に求めた。また、誤り率の改善効果を室内実験および走行実験により確認した。さらに、送信ダイバーシティを行う場合のスペクトラム利用効率を求めた。その結果、本方式によれば、
 - ①各ブランチの受信信号に対する検波出力を用いた等利得合成ダイバーシティ受信に相当する誤り率特性の改善効果が得られる。すなわち、2ブランチ構成時、準静的レイリーフェージング存在下で、平均ビット誤り率 10^{-3} に対する所要平均CNRおよび所要平均CIRの改善量は12.5 dBとなること、
 - ②変調方式としてMSKを用いた場合、2ブランチ構成時の伝送効率は 0.5 bps/Hz であり、スペクトラム利用効率は送信ダイバーシティを行わない場合の2.8倍向上でき周波数の有効利用がはかれること、が明らかになった。さらに、走行伝送実験結果から本ダイバーシティ方式は複局同時送信による

呼出信号あるいは制御信号伝送のみならず、単一基地局においてブランチ構成を行うことによりデジタル音声・データ等の通話信号伝送にも適することが明らかとなった。これにより、小形化・経済化が特に要求される携帯電話などへの送信ダイバーシティ方式の適用の可能性が示された。

(3) 複局制御における複局同時送信方式に関し、無線呼出あるいは大都市を対象とする自動車電話に採用されている搬送波周波数オフセット方式に代わる新しい方式として変調波形オフセット方式を提案し、誤り率特性を理論的・実験的に求めた。その結果、

①無線ゾーン周辺において従来方式と同等の誤り率改善効果が得られ、平均ビット誤り率 10^{-3} における所要平均CNRは13 dB以上改善できること、

②最小誤り率からの劣化を3倍まで許容したとき、送信周波数の所要安定度は従来方式と比較して約1桁程度緩くでき、800 MHz帯における所要安定度は 3.1×10^{-6} 程度でよいことを明らかにした。

本方式は、仙台・広島等に導入されている中小都市用自動車電話方式に実用化されており、基地局設備の経済化を実現している。

(4) 複局同時送信におけるダイバーシティ効果の評価法に関し、従来から用いられている受信レベルの瞬時変動に対する改善効果として得られる、規定誤り率に対する所要短区間平均CNRの低減効果に加え、基地局を互いに地理的に離して設置することにより短区間平均CNRの場所的変動に対する改善効果として得られる所要短区間CNRマージンの低減効果について検討した。

上記ダイバーシティ効果について、複局同時送信方式を3種類の方式すなわち、異周波同時送信方式、シンクロナス同時送信方式、およびオフセット同時送信方式に分類したうえで、各々定量的に導出した。その結果、正六角形ゾーン構成で注目ゾーンおよび周辺6ゾーンで複局同時送信したときには

①平均ビット誤り率 10^{-3} における所要短区間平均CNRの低減量は、異周波同時送信方式、シンクロナス同時送信方式、およびオフセット同時送信方式に対して、それぞれ0 dB、6.6 dBおよび20.6 dBであること、

②ゾーン全体での劣化確率を5%としたときの所要短区間平均CNRに対するマージンは、異周

波同時送信方式、シンクロナス同時送信方式およびオフセット同時送信方式のそれぞれに対して、5.6 dB、5.2 dBおよび4.6 dBであること（ただし、オフセット同時送信方式では等価短区間平均CNRに対する品質の閾値を10 dBとした。）

が明らかになった。

また、以上の検討結果を用いて、複局同時送信方式の回線設計に関して熱雑音を考慮した無線基地局の送信電力の決定法についても述べた。さらに、その例として、方式の実現性、周波数利用効率、規定誤り率に対する所要平均CNRの低減効果の点で有利と判断されるオフセット同時送信方式について無線基地局の送信電力を求めた。その結果、規定品質として誤り率 10^{-3} 、ゾーン全体での劣化確率を1%としたとき、同時送信を行うことにより送信電力を約1/9に低減できることが明らかになった。

本論文では、取り扱いを容易にするため、誤り率特性の解析・ダイバーシティ効果としての所要短区間平均CNRの低減量および所要短区間CNRマージンの導出にあたってはビットレート16 kbps程度以下の信号を相関帯域幅内において伝送する場合を対象としており、伝搬路上で発生する伝搬遅延時間分散による歪の影響は無視できるという理想モデルに従って検討しているが、数10 kbps以上の高速信号伝送を行う場合にはその影響が顕著であることから、本論文の検討結果の適用に関しては十分注意しなければならない。

移動通信におけるデジタル化は途についたばかりであるが、今後の非電話系新サービスの提供とともに一層拍車がかかるものと予想され、近い将来、我々はデジタル移動通信の恩恵に浴することが可能となるであろう。このため、デジタル移動通信を支える各種伝送技術の研究・開発は重要な課題である。とくに、従来研究が立ち遅れていた高速伝送時の伝送特性の解明ならびに伝搬路特性等化器をはじめとする伝送特性改善技術の検討、周波数の有効利用をはかるための高能率変復調方式の検討、さらには広い周波数帯域が確保できる1 GHz以上の新周波数の開拓等が重要となろう。

謝 辞

本論文をまとめるにあたり、御懇切なる御指導、御鞭撻を賜った京都大学工学部電子工学教室池上丈夫教授に謹んで感謝の意を表します。

この研究を進めるにあたっては、日本電信電話株式会社宮内一洋研究開発本部副本部長、室谷正芳国際部長、横須賀電気通信研究所進士昌明複合伝送研究部長、岩崎通信機株式会社技術部長伊藤貞男氏（元研究開発本部調査役）、泉一雄研究開発本部総括役、関清三複合伝送研究部統括役、岡本栄晴研究開発本部調査役、倉本実複合伝送研究部調査役、平出賢吉移動通信応用研究室長、服部武調査役、木下耕太調査役、室田和昭調査役に御指導、御教示を賜った。また、本研究をまとめるにあたっては、武蔵野電気通信研究所畔柳功芳情報通信基礎研究部長、金谷文夫調査役、大黒一弘調査役に御指導、御協力いただいた。さらに、鈴木博調査役、大森英明調査員、秦正治調査員、三木俊雄主任、田中喜好主任には有益な御討論や実験の面で御指導、御協力いただいた。ここに、上記の方々ならびに関係各位に深く感謝致します。

参 考 文 献

- (1) W.C. Jakes Jr., Microwave Mobile Communications, John Wiley & Sons, NY, 1974
- (2) W.C.Y. Lee, Mobile Communications Engineering, McGraw-Hill, NY, 1982
- (3) 奥村他, “陸上移動無線における伝搬特性の実験的研究”, 通研実報, vol.16, no.9, pp.1705-1764, Sept. 1967
- (4) R.H. Clarke, “A statistical theory of mobile radio reception”, Bell Syst. Tech. J., vol.47, no.6, pp.957-1000, July-Aug. 1968
- (5) M.J. Gans, “A power-spectral theory of propagation in the mobile radio environment”, IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-21, no.1, pp.27-38, Feb. 1972
- (6) 桑原監修, 自動車電話, 電子通信学会, 1985
- (7) S. Stein and J.J. Jones, Modern Communication Principles with Application to Digital Signaling”, McGraw Hill, NY. 1967
- (8) M. Hata, “Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services”, IEEE Trans. Veh. Technol, vol.VT-29, no.3, pp.317-325, Aug. 1980
- (9) 鎌田他, “自動車電話無線方式”, 通研実報, vol.26, no.7, pp.1837-1854, July 1977
- (10) K. Araki, “Fundamental problems of nationwide mobile radio telephone system”, Rev. Elec. Commun. Lab., vol.36, no.1, pp.53-60, Apr. 1978
- (11) R.H. Frenkiel, “A High-Capacity Mobile Radio Telephone System Model Using a Coordinated Small-Zone Approach”, IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-19, no.2, pp.173-177, May 1970
- (12) H.J. Schilte and W.A. Cornell, “Multi area Mobile Telephone System”, IEEE Trans. Veh. Commun., vol.VC-9, no.1, pp.49-53, May 1960
- (13) J.S. Engel, “The Effect of Cochannel Interference on the Parameters of a small Cell Mobile Telephone System”, IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-18, no.3, pp.110-116, Nov. 1969
- (14) V.H. MacDonald, “Advanced Mobile Phone Service: The Cellular Concept”, Bell Syst. Tech. J., vol.58, no.1, pp.15-42, Jan. 1979

- (15) 森永監修, 移動通信, 電子通信学会, 1972
- (16) 吉川他, “自動車電話の無線ゾーン構成法”, 通研実報, vol.23, no.8, pp.1731-1751, Aug. 1974
- (17) 伊藤・松坂, “自動車電話方式の概要”, 通研実報, vol.26, no.7, pp.1821-1836, July 1977
- (18) 坂本他, “自動車電話無線回線設計”, 通研実報, vol.26, no.7, pp.1855-1870, July 1977
- (19) R.O. Cater, “Theory of Syllabic Companders”, Proc. Inst. Electr. Eng., vol.111, no.3, pp.503-513, Mar. 1964
- (20) 服部他, 800 MHz 帯自動車電話方式におけるシラビックコンパンドの適用とその効果”, 通研実報, vol.30, no.3, pp.825-842, Mar. 1981
- (21) 寛他, “自動車電話の通話品質”, 通研実報, vol.26, no.7, pp.1977-1986, July 1977
- (22) 吉川他, “自動車電話無線回線制御”, 通研実報, vol.26, no.7, pp.1871-1888, July 1977
- (23) R.C. Bose and D.K. Ray-Chaudhuri, “On a Class of Error Correcting Binary Group Codes”, Information and Control, vol.3, no.1, pp.68-79, Jan. 1960
- (24) 三木・秦, “デジタル移動通信における選択ダイバーシティ効果”, 信学技報, CS81-117, 1981
- (25) 諏訪他, “移動通信における選択ダイバーシティの検討 — ベースバンド SNR の熱雑音改善効果 —”, 信学論(B), vol.J67-B, no.1, pp.62-69, Jan. 1984
- (26) 渡辺他, “中小都市用自動車電話無線方式”, 通研実報, vol.31, no.1, pp.21-34, Jan. 1982
- (27) 泉, “大容量移動通信方式の研究開発”, NTT国際シンポジウム, 1983
- (28) 電波技術審議会編, 電波利用の長期展望, 電波振興会, 1984
- (29) 大野他, “移動無線チャンネルにおけるデジタル音声品質改善法の一検討”, 信学会昭和59年度総合全国大会予稿 2422, 1984
- (30) 守谷・誉田, “ベクトル量子化の中帯域音声符号化への応用”, 情報理論とその応用

研究会, H-4, 1983

- (31) 田中・生越, “波形等化を適用した多値FSKの実験的検討”, 信学会昭和59年度総合全国大会予稿 2411, 1984
- (32) 赤岩・永田, “デジタル移動通信用線形変調方式の提案”, 信学会昭和60年度総合全国大会予稿 2384, 1985
- (33) 木下他, “TD-FDMA移動通信方式の検討”, 信学論(B), vol.J64-B, no.9, pp.1016-1023, Sept. 1981
- (34) R. Sinha and S.C. Gupta, “Mobile Packet Radio Networks: State-of-the-Art”, IEEE Commun. Mag., vol.23, no.3, pp.53-61, Mar. 1985
- (35) K. Yamada et al, “Performance of Portable Radio Telephone Using Spread Spectrum”, IEEE Trans. Commun., vol.COM-32, no.7, pp.762-768, July 1984
- (36) A.J. Viterbi, “When Not to Spread Spectrum-a Sequel”, IEEE Commun. Mag., vol.23, no.4, pp.12-17, Apr. 1985
- (37) D.G. Brennan, “Linear Diversity Combining Techniques”, Proc. IRE, vol.47, no.6, pp.1075-1102, June 1959
- (38) E. Henze, “Theoretical Untersuchungen uber einige Diversity-Verfahren”, Arch. Elect. Uberstraging, vol.11, no.5, pp.183-194, May 1957
- (39) A.J. Rustako et al., “Performance of feedback and Switch Space Diversity 900MHz FM Mobile Radio System with Rayleigh Fading”, IEEE Trans. Commun. vol.COM-21, no.11, pp.1257-1286, Nov. 1973
- (40) J.D. Persons et al., “Diversity Techniques for Mobile Radio Reception”, Radio Electronic. Engr., vol.45, no.7, pp.357-367, July 1975
- (41) 宮垣他, “移動体データ伝送における誤り訂正符号, インターリービング, ダイバーシティ合成複合対策効果”, 信学論(B), vol.J67-B, no.6, pp.599-606, June 1984
- (42) 安達, “周波数検波における遅延検波デジタルFM陸上移動無線におけるPost Detection 選択ダイバーシティ効果”, 信学論(B), vol.J63-B, no.8, pp.759-766, Aug. 1980

- (43) 秦他, “移動無線における256kb/sデジタル信号伝送実験”, 信学論(B), vol.J64-B, no.12, pp.1473-1474, Dec. 1981
- (44) 尾上他, “伝搬遅延時間差を有するレイリーフェージングにおける符号誤り率特性”, 信学技報, CS81-168, 1982
- (45) 池上・吉田, “移動デジタル通信における指向性ダイバーシティ受信法の提案”, 信学会昭和55年度総合全国大会予稿 477, 1980
- (46) 三木・秦, “デジタル移動通信における指向性ダイバーシティ効果の一検討”, 信学技報, CS84-9, 1984
- (47) 大上, “伝送路パラメータ量子化による並列処理適応等化方式”, 信学技報, CS84-149, 1985
- (48) モトローラ社, データブック等
- (49) H. Suzuki and Y. Yamao, “Single-chip CMOS MSK Coherent Demodulator”, Electron. Lett., vol.18, no.13, pp.581-582, June 1982
- (50) 室谷, “マイクロ波及び移動通信におけるデジタル技術”, 第63回CCIR研究会, pp.9-18, 1983
- (51) F.G. Jenks et al., “Use of Four-Level Phase Modulation for Digital Mobile Radio”, IEEE Trans. Electro-Magnetic Compat., vol.EMC-14, no.4, pp.113-128, Nov. 1972
- (52) R. de Buda, “Coherent demodulation of frequency-shift keying with low deviation ratio”, IEEE Trans. Commun., vol.COM-20, no.4, pp.429-435, June 1972
- (53) 官川他, “位相連続波を用いたデジタル位相変調方式”, 信学論(A), vol.58-A, no.12, pp.767-774, Dec. 1977
- (54) 森広他, “100Mb/s位相連続FSK変復調系の構成と特性”, 信学技報, CS76-41, 1976
- (55) M. Komura et al., “New radio paging system and its propagation characteristics”, IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-26, no.4, pp.362-366, Nov. 1977
- (56) F. de Jagar and C.B. Dekker, “Tamed Frequency Modulation, A Novel Method to Achieve Spectrum Economy in Digital Transmission”, IEEE Trans. Commun.,

- vol.COM-26, no.5, pp.534-542, May 1978
- (57) K. Murota and K. Hirade, "GMSK Modulation for digital mobile radio telephony", IEEE Trans. Commun., vol.COM-29, no.7, pp.1044-1050, July 1981
- (58) K. Honma et al., "On a method of constant envelope modulation for mobile radio communication", IEEE ICC'80 Conference Record, pp.24.1.1-24.1.5, 1980
- (59) Y. Akaiwa et al., "Performance of baseband-band limited multilevel FM with discriminator detection", Trans. IECE Japan, vol.E64, no.7, pp.463-469, July 1981
- (60) S. Asakawa and F. Sugiyama, "A compact spectrum constant envelope digital phase modulation", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-30, no.3, pp.102-111, Aug. 1981
- (61) S. Kato and K. Feher, "XPSK: A New Cross-Correlated Phase-Shift Keying Modulation", IEEE Trans. Commun., vol.COM-31, no.5, pp.701-707, May 1983
- (62) R.R. Anderson et al., "Differential Detection of Binary FM", Bell Syst. Tech. J., vol.44, no.1, pp.111-159, Jan. 1965
- (63) K. Hirade et al., "Error-Rate Performance of Digital FM with differential Detection in Land Mobile Radio Channels", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-28, no.3, pp.204-211, Aug. 1979
- (64) K. Daikoku et al., "High-Speed Digital Transmission Experiments in 920MHz urban Mobile Radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-31, no.2, pp.70-75, May 1982
- (65) 鈴木, "GMSK 遅延検波方式の誤り率特性", 信学技法, CS79-129, 1979
- (66) Y. Okumura et al., "Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio services", Rev. of Elect. Commun. Lab., vol.16, no.5, pp.825-837, Sept.-Oct. 1968
- (67) H. Suzuki and K. Hirade, "Canonic Receiver Analysis for M-ary Angle Modulation in Rayleigh Fading Environment", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-31, no.1, pp.7-14, Feb. 1982
- (68) 三木, 泰, "デジタル移動通信における時間ダイバーシティ効果", 信学論 (B),

vol. J66-B, no.4, pp.542-549, Apr. 1983

- (69) G.D. Gray, "The Simulcasting Technique: An Approach to Total-Area Radio Coverage",
IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-28, no.2, pp.117-125, May 1979
- (70) 高村他, "移動無線回線における選択信号の誤り率改善", 通方研資, CS74-124, 1974
- (71) T. Hattori and K. Hirade, "Multitransmitter Digital Signal Transmission by
using Offset Frequency Strategy in a Land Mobile Telephone System", IEEE Trans.
Veh. Technol., vol.VT-27, no.4, pp.231-238, Nov. 1978
- (72) F. Adachi, "Transmitter Diversity for a Digital FM Paging System", IEEE Trans.
Veh. Technol., vol.VT-28, no.4, pp.333-338, Nov. 1979
- (73) T. Hattori and S. Ogose, "A New Modulation Scheme for Multitransmitter Simul-
cast Digital Mobile Radio Communication", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-29,
no.2, pp.260-270, May 1980
- (74) T. Masamura et al., "Differential Detection of MSK with Nonredundant Error Cor-
rection", IEEE Trans. Commun., vol.COM-27, no.6, pp.912-918, June 1979
- (75) 生越, 室田, "差動符号化GMSK 2bit遅延検波方式", 信学論(B), vol.J64-B,
no.4, pp.248-254, Apr. 1981
- (76) D.C. Cox, "Delay-Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910MHz
in a Suburban Mobile Radio Environment", IEEE Trans. Ant. and Prop., vol.AP-20,
no.9, pp.625-635, Sept. 1972
- (77) M. Hata, "Preferable Transmission Rate of MSK Land Mobile Radio with Differen-
tial Detection", Trans. IECE of Japan, vol.E65, no.8, pp.451-456, Aug. 1982
- (78) 生越, "差動符号化GMSK 2bit遅延検波方式の誤り率特性", 信学論(B),
vol.J65-B, no.10, pp.1253-1259, Oct. 1982
- (79) M. Schwartz et al., Communication Systems and Techniques, McGraw-Hill, NY
- (80) 安達他, "デジタル信号伝送における誤り率の導出法について", 信学論(B),
vol.J62-B, no.1, pp.74-75, Jan. 1979
- (81) S.O. Rice, "Statistical properties of a sine wave plus random noise", Bell
Syst. Tech. J., vol.27, no.1, pp.109-157, Jan. 1948

- (82) W.N. Edward and G. Murray, "A table of integrals of the error functions", J. Res. National Bureau Stand.-B, vol.73-B, no.1, pp.1-20, Jan.-Mar. 1969
- (83) 鈴木, "GMSK遅延検波方式の誤り率方式の誤り率特性", 信学技報, CS79-129, 1979
- (84) 生越, 室田 "差動符号化GMSK 2bit遅延検波復調方式", 通研実報, vol.32, no.6, pp.1305-1312, June 1983
- (85) 室田他, "16kbps GMSK信号伝送現場実験", 通研実報, vol.32, no.6, pp.1305-1312, June 1983
- (86) 大森他, "920MHz帯におけるスプレッドスペクトラムを利用したマルチパス測定装置の現場試験結果", 信学技報, AP80-124, 1980
- (87) 秦他, "移動無線における高速デジタル信号伝送実験", 信学論(B), vol.J67-B, no.2, pp.220-221, Feb. 1984
- (88) A.J. Rogers, "A double phase sweeping system for diversity receptions in mobile radio", Radio and Electro. Eng., vol.45, no.4, pp.183-191, Apr. 1975
- (89) S. Ogose et al., "A Transmitter Diversity for MSK with Two-Bit Differential Detection", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-33, no.1, pp.37-43, Feb. 1984
- (90) M.G. Pelchet, "The auto correlation function and power spectrum of PCM/FM with random binary modulation waveforms", IEEE Trans. Space Electron. Telem., vol.SET-10, pp.39-44, Mar. 1964
- (91) R.R. Anderson and J. Salz, "Spectra of digital FM", Bell Syst. Tech. J., vol.44, no.6, pp.1165-1189, July-Aug. 1981
- (92) K. Hirade et al., "A new transmitter diversity for MSK land mobile radio", Trans. IECE Japan, vol.E64, no.8, pp.544-550, Aug. 1981
- (93) C. Colavito, "On the efficiency of the radio frequency spectrum utilization in fixed and mobile communication systems", Alta Freq., vol.43, no.9, pp.640-651, Sept. 1974
- (94) L.A. Berry, "Spectrum metrics and spectrum efficiency: proposed definition", IEEE Trans. Electromag. Compat., vol.EMC-19, no.3, pp.25-260, Aug. 1977

- (95) D.N. Hatfield, "Measure of Spectrum efficiency in Land Mobile Radio",
vol.EMC-19, no.3, pp.266-268, Aug. 1977
- (96) D. Muilwijk, "Spectrum efficiency in mobile radio communication", Philips
Telecommun. Rev., vol.36, no.1, pp.53-60, Apr. 1978
- (97) H. Suzuki and K. Hirade, "Spectrum Efficiency of M-ary PSK Land Mobile Radio",
IEEE Trans. Commun., vol.COM-30, no.7, pp.1803-1805, July 1982
- (98) 生越他, "送信ダイバーシティによるMSK遅延検波の干渉特性の改善", 昭和55年
度信学会総合全国大会 478, 1980
- (99) 生越他, "差動符号化GMSK 2ビット遅延検波に適する送信ダイバーシティ",
信学技報, CS81-56, 1981
- (100) 生越, 田中, "陸上移動無線における送信ダイバーシティ効果", 昭和58年度信学会
総合全国大会 3416, 1984
- (101) S. Ogose, "Field Test Measurement for 920 MHz Transmitter Diversity",
Electron. Lett., vol.21, no.4, pp.159-161, Feb. 1985
- (102) G.R. Arther, "The stastical properties of the output of a frequency sensitive
device", IRE Conv. Rec., pt.8, pp.80-90, 1953
- (103) 服部他, "波形オフセット複局制御デジタル信号伝送方式", 通研実報, vol.31,
no.1, pp.105-116, Jan. 1982
- (104) 歌野他, "中小都市用自動車電話無線回線制御方式", 通研実報, vol.31, no.1,
pp.35-48, Jan. 1982
- (105) R.L. Mitchel, "Performance of the Log-normal Distribution", J. Opt. Soc. Am.,
vol.58, no.9, pp.1267-1272, Sep. 1968
- (106) L.F. Fenton, "The Sum of Log-normal Probability Distribution in Scatter
Transmission Systems", IRE Trans. Commun. Syst., vol.CS-8, no.1, pp.57-67,
Mar. 1960
- (107) M. Hata, "Evaluation of Diversity Effects on Mobile Radio System Design",
Trans. IECE Japan., vol.E64, no.5, pp.302-308, May 1981
- (108) F. Hansen and F. Meno, "Mobile fading-Rayleigh and log-normal superimposed",

IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-26, no.4, pp.332-335, Nov. 1977

- (109) R.C. French, "The effect of the fading and shadowing on channel reuse in mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol.VT-28, no.3, pp.171-181, Aug. 1979

付 録 1 非フェージング時の誤り率特性

式 (2. 33) の導出

準静的レイリーフェージング時の誤り率は式 (2. 27) で $f_D T = 0$ とすることにより

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\Gamma |\cos \Delta \phi_s|}{\sqrt{(1+\Gamma)^2 - \Gamma^2 \sin^2 \Delta \phi_s}} \right] \quad (\text{A1. 1})$$

を得る。式 (A1. 1) で $\lambda = 1/\Gamma$ とおき、これを式 (2. 32) に代入すれば

$$\begin{aligned} P_{es}(\tau) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{(c)} \frac{1}{\lambda} \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1/\lambda^2 \cdot |\cos \Delta \phi_s| \exp(\lambda \tau)}{\sqrt{(1/\lambda+1)^2 - (1/\lambda)^2 \sin^2 \Delta \phi_s}} \right] d\lambda \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{2\pi j} \int_{(c)} \frac{|\cos \Delta \phi_s| \exp(\lambda \tau)}{\lambda \sqrt{(1+\lambda)^2 - \sin^2 \Delta \phi_s}} d\lambda \right] \\ &= \frac{1}{2} \left[1 - |\cos \Delta \phi_s| \cdot \int_0^\tau \exp(-t) \cdot I_0(\sin \Delta \phi_s \cdot t) dt \right] \\ &= \frac{1}{2} (1 - |\cos \Delta \phi_s| \cdot I_e(\sin \Delta \phi_s \cdot \tau)) \quad (\text{A1. 2}) \end{aligned}$$

として式 (2. 33) を得る。

付 録 2 スペクトラム利用効率

スペクトラム空間の要素には、①無線周波数の帯域幅、②物理的な空間、および、③時間があげられ、スペクトラム空間利用に対する尺度の単位はこれらの積で与えられる。陸上移動通信では、物理的な空間は通常2次元空間となるから“エリア”を用いるのが適当である。

一方、通信におけるスペクトラムの利用効率の定義としては、“ある系の通信出力に対する、その通信を行うために必要なスペクトラム空間への入力之比”、あるいは、“ある通信を行うために、着目システムおよび理想システムがそれぞれ使用するスペクトラム空間之比”で与えられる⁽⁹⁴⁾。

第一の定義に関しては、Hatfieldによれば陸上移動通信におけるスペクトラム利用効率の単位は

$$\frac{\text{erlangs}}{\text{MHz} \cdot \text{mi}^2} \quad (\text{A 2. 1})$$

で与えられることが示されている⁽⁹⁵⁾。さらに、式(A 2. 1)は

$$\frac{(\text{traffic})}{(\text{bandwidth})(\text{area})(\text{time})} \quad (\text{A 2. 2})$$

と書き改められる。

また、第二の定義によればスペクトラム利用効率は

$$\frac{\text{理想システムによって使用されるスペクトラム空間}}{\text{評価をするシステムによって使用されるスペクトラム空間}} \quad (\text{A 2. 3})$$

で与えられ、無名数で0から1までの値をとる。しかし、(A 2. 3)における理想システムの定義が不明確なため、通常は比較する他のシステムとの相対値を求めることになる。

第一の方法に従うほうが簡便かつ理解しやすいことから、スペクトラム利用効率の定義としてはこの定義がよく用いられる。このとき、スペクトラム利用効率 η は

$$\eta = \eta_f \cdot \eta_s \cdot \eta_t \quad (\text{A 2. 4})$$

で表される。ここで、 η_f 、 η_s および η_t はそれぞれ周波数的利用効率、空間的利用効率および時間的利用効率を示す。

とくに、小ゾーン方式を採用した陸上移動通信で、1ゾーンあたりのチャンネル数を n_c (ch)、1チャンネルあたりの呼量を α_c (erlang/ch)、ゾーンの面積 S (m^2)、およびシステムが使用する帯域幅を W (Hz) とすると、システム全体のスペクトラム利用効率 η は

$$\eta = \frac{n_c \cdot \alpha_c}{W \cdot S} \quad (\text{A 2. 5})$$

で与えられる⁽⁹⁷⁾。さらに、式 (A 2. 5) は式 (A 2. 6) のように書き改められる。

$$\eta = \frac{1}{f_s} \cdot \frac{1}{N_z \cdot S} \cdot \alpha_c \quad (\text{A 2. 6})$$

式 (A 2. 6) における f_s はチャンネル間隔 (Hz/ch) を、 N_z はクラスタあたりのゾーン数を表す。式 (A 2. 4) と式 (A 2. 6) を比較することによって

$$\begin{aligned} \eta_f &= 1/f_s && (\text{ch/Hz}) \\ \eta_s &= 1/(N_z \cdot S) && (1/\text{m}^2) \\ \eta_t &= \alpha_c && (\text{erlang/ch}) \end{aligned} \quad (\text{A 2. 7})$$

を得る。式 (A 2. 7) において、チャンネル間隔 f_s は通常、所要伝送帯域幅 B_f に比例する。従って、 B_f が m 倍となれば η_f は $1/m$ 倍になる。

付 録 3 オフセット同時送信時の短区間平均CNRの確率密度関数

式(5.35)の導出

$y = \Pi \Gamma_i$ の確率密度関数を求める。

$n = 1$ のとき, y の確率密度関数は

$$P(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma y}} \exp\left[-\frac{\ln^2(y/\Gamma_{1m})}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{A 3. 1})$$

で与えられる。

$n = 2$ のとき

$$\begin{aligned} x &= \Gamma_1 \\ y &= \Gamma_1 \Gamma_2 \end{aligned} \quad (\text{A 3. 2})$$

とおくと

$$P(\Gamma_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma\Gamma_1}} \exp\left[-\frac{\ln^2(\Gamma_1/\Gamma_{1m})}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{A 3. 3})$$

$$P(\Gamma_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma\Gamma_2}} \exp\left[-\frac{\ln^2(\Gamma_2/\Gamma_{2m})}{2\sigma^2}\right] \quad (\text{A 3. 4})$$

である。

Γ_1, Γ_2 の結合確率密度関数 $P(\Gamma_1, \Gamma_2)$ および x, y の結合確率密度関数 $P(x, y)$ には次式の関係をもつ。

$$P(\Gamma_1, \Gamma_2) d\Gamma_1 d\Gamma_2 = P(x, y) dx dy \quad (\text{A 3. 5})$$

これから,

$$P(x, y) = (1/x) P(x, y/x) \quad (\text{A 3. 6})$$

となる。従って, $P(y)$ は式 (A 3. 6) を x について積分することにより,

$$\begin{aligned} P(y) &= \int_{-\infty}^{\infty} (1/x) P(x) P(y/x) dx \\ &= \frac{1}{2\sqrt{\pi}\sigma y} \exp\left[-\frac{\ln^2(y/\Gamma_{1m}\Gamma_{2m})}{4\sigma^2}\right] \end{aligned} \quad (\text{A 3. 7})$$

と求まる。

同様にして, $n = k$ (k : 正整数) のとき,

$$P(y) = \frac{1}{\sqrt{2k\pi}\sigma y} \exp\left[-\frac{\ln^2(y/\prod_{i=1}^k \Gamma_{im})}{2k\pi\sigma^2}\right] \quad (\text{A 3. 8})$$

を得る。式 (A 3. 8) に $k = 7$ を代入して (5. 35) を得る。

