

調査・解説

II-3 変復調技術による周波数有効利用技術

三 瓶 政 一*

(1990年7月20日受理)

II-3 HIGH SPECTRAL EFFICIENT MODULATION/DEMODULATION
TECHNIQUES FOR LAND MOBILE COMMUNICATIONS

By

Seiichi SAMPEI

1. は じ め に

陸上移動通信は、無線でのみ回線が設定できる通信形態である。したがって、高度な周波数有効利用技術を駆使してシステムの加入者容量を確保するとともに、新たなサービスを導入し、ユーザの需要に最大限答えるという使命を持つ。

陸上移動通信において周波数有効利用の度合を表す総合周波数利用率(η_T)は、

(1) 周波数軸上の周波数利用率(η_f)

単位周波数当たり何チャンネルの無線チャンネルが収容できるか

(2) 空間的周波数利用率(η_s)

どれだけ近いところで同じ周波数を再利用することができるか

(3) 時間軸上の周波数利用率(η_t)

1チャンネルでどれだけ多くのトラフィックを処理できるか

という3種類の周波数利用率の積で決まる。

ここで、 η_t を向上させる技術としては、音声信号が存在する時間だけチャンネルを割り当てるDSI (Digital Signal Interpolation)⁽¹⁾、実際の通話が開始される時点で無線チャンネルの割り当てを実施するオフエア呼設定⁽²⁾、ゾーン間で共通に利用できるチャンネルを用意し、無線ゾーン間で割り当てを融通し合うフレキシブルチャンネル割り当て⁽²⁾等がある。しかし、これらは回線制御技術の問題であるとともに、技術的にはかなり成熟して

いること、これらの適用を前提とし、更に即時式で呼損率 $B=0.01\sim0.1$ 、チャンネル数50チャンネル以上と仮定すると η_t は75%以上となること⁽³⁾、 η_t は η_f や η_s と独立に最適化できること等から、本稿では、 η_f 及び η_s の向上技術に焦点を絞ることとする。

MCAシステムのような大ゾーン方式の場合には、基本的にサービスゾーンは1つであり、空間的周波数利用率の向上技術は適用できないので、総合周波数利用率は η_f のみに比例する。一方、自動車電話のような小ゾーン方式の場合には、総合周波数利用率は $\eta_f \times \eta_s$ に比例する。また小ゾーン方式の場合、例えば、後述する高能率変調方式のように、多値化によって η_f は向上するが η_s は低下するものもある⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

したがって、周波数有効利用技術を開発する場合には、各種技術により η_T がどの程度向上するか、またどの様な技術の組合せが効果的であるかを判断する必要がある。

そこで本論文では、各種周波数有効利用技術の中でも特に、変復調技術を中心とした技術を紹介すると共に、それらを適用した場合の周波数利用率の向上度について検討する。また、今後高度移動通信サービスを実現する上で、周波数有効利用技術をどの様な目標で開発するべきであるかについても述べる。

2. 陸上移動通信における周波数利用率の定義

陸上移動通信における総合周波数利用率 η_T は、単位周波数及び単位面積当たりどれだけの呼量を伝送できるかで定義でき、次式で表される⁽⁶⁾。

$$\eta_T = \frac{n_{zone} \cdot a_c}{SW} \quad (\text{erl/Hz} \cdot \text{m}^2) \quad \dots\dots(1)$$

* 通信技術部 通信方式研究室

$n_{zone}(ch/zone)$: ゾーン内のチャネル数
 $a_c(ert/ch)$: 1チャネル当たりの呼量
 $S(m^2)$: ゾーン面積
 $W(Hz)$: 割り当てられた帯域幅

ここで小ゾーン方式の場合の繰り返しゾーン数を L , チャネル間隔を Δf (Hz) とすると,

$$n_{zone} = \frac{W}{\Delta f \cdot L} (ch/zone) \quad \dots\dots(2)$$

$$\eta_T = \eta_s \eta_f \eta_t = \frac{1}{LS} \cdot \frac{1}{\Delta f} \cdot a_c \quad \dots\dots(3)$$

$$\eta_s = \frac{1}{LS} (1/m^2) \quad \dots\dots(4)$$

$$\eta_f = \frac{1}{\Delta f} (ch/Hz) \quad \dots\dots(5)$$

$$\eta_t = a_c (ert/ch) \quad \dots\dots(6)$$

となる. また大ゾーン方式の場合は $L=1$ に相当する.

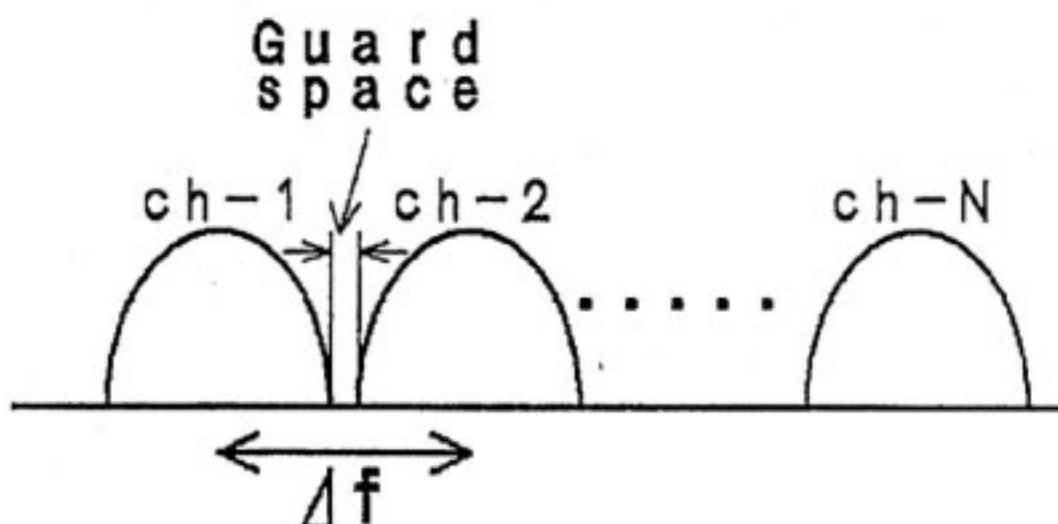
さきに述べたように, η_t については既に75%程度の値が得られており, これ以上の大きな向上は見込めない. システムの周波数利用率を更に大きく向上させるには, η_f 及び η_s を向上させる必要がある.

η_f は Δf に反比例し, Δf は隣接チャネル干渉特性から決まる. 一方 η_s は L 及び S に反比例する. このうち L は同一チャネル干渉特性で決まり, S は, 伝搬特性, システムコスト, 所要加入者数等で決まる.

3. 隣接チャネル干渉と周波数軸上の周波数利用率向上技術

3.1 隣接チャネル干渉問題とその対策技術

η_f を高くするには, 第1図に示すように, 隣接するチャネルとスペクトルが重ならない程度に1チャネル当たりの帯域をできるだけ狭くする必要がある. また, 送信機の搬送周波数の安定度は $\pm 1 \times 10^{-6}$ であり, 搬送周波数が1GHz程度の場合, ± 1 kHz程度の不確定性を持つ. したがってチャネル間隔の設定においては, この影響を避けるためのガードスペースも設定する必要がある.



第1図 陸上移動通信におけるチャネル割当

伝送する情報のビットレートを f_b , ロールオフフィルタのロールオフ率を α , 変調方式の多値数 M , 搬送周波数の安定度を δ , 搬送周波数を f_c とするとき,

ガードスペースまで考慮して隣接チャネル干渉が発生しないためのチャネル間隔 Δf は,

$$\Delta f = \frac{(1+\alpha)f_b}{\log_2 M} + \delta f_c \quad \dots\dots(7)$$

となる.

また, 適当な隣接干渉波除去方式を適用することによって

$$\Delta f = \beta f_b / \log_2 M \quad \dots\dots(8)$$

だけチャネル間隔の縮小が図れたとすると, Δf は次式のようになる.

$$\Delta f = \frac{(1+\alpha-\beta)f_b}{\log_2 M} + \delta f_c \quad \dots\dots(9)$$

$$= f_B + \delta f_c \quad \dots\dots(10)$$

$$f_B = \frac{(1+\alpha-\beta)f_b}{\log_2 M} \quad \dots\dots(10)$$

ここで f_B は, $\delta=0$ の場合のチャネル間隔を示す.

したがって, 隣接チャネル干渉の影響を避けつつチャネル間隔を狭くするための技術としては, 以下の5つが考えられる.

- (1) 音声 codec の低ビットレート化
- (2) ロールオフフィルタのロールオフ率の低減
- (3) 隣接チャネル干渉波除去方式の適用
- (4) 変調方式の多値化
- (5) 搬送周波数の高安定化

この中で, δf_c は, $f_c = 1$ GHz, $\delta = 1 \times 10^{-6}$ の場合1kHz程度であり, Δf が25kHz程度の場合には $\delta f_c / \Delta f$ は十分小さいので余り問題とならない. しかし, (1)~(4)の技術の適用による Δf の縮小に伴い, $\delta f_c / \Delta f$ は無視できなくなる.

一方, 近年盛んに研究されている TDMA (Time Division Multiple Access)⁽⁷⁾ によって K チャネル多重すると, δ の影響は等価的に $\delta f_c / K$ となる. したがって, (1)~(4)の技術によって狭帯域化された信号を TDMA によって多重化すれば, 搬送周波数を高安定化しなくても δ の影響を小さくすることが可能である. 実際, TDMA 技術は陸上移動通信においても実用可能なレベルに達しつつあるので, ここでは δ の影響については考慮しないこととする.

また式(9)においては, スペクトルが全く重ならないという条件でチャネル間隔を計算したが, 実際にはフィルタの帯域外スペクトルを完全になくすることはできない. その場合, 希望信号と隣接チャネル干渉の電力比 (C/I_A) をどの程度許容するかが問題となる. 特に陸上移動通信においては, 希望移動局がサービスゾーンの周辺にいて隣接干渉局が無線基地局近傍にいる場合, 隣接チャネル干渉は深刻な問題(遠近問題)となる. そのため, 通常, 陸上移動通信システムは, C/I_A が -40~

-45 dB 程度まで通信可能（誤り率が 10^{-2} 程度）となるように設定される。したがって、周波数軸上の周波数利用率を向上させるためには、許容 C/I_A を -40~-45 dB に設定した場合に、(1)~(4)の技術がチャンネル間隔の縮小にどの程度有効であるかを検討することが重要となる。

そこで、以下、(1)~(4)の各種技術について説明する。

3.2 低ビットレート音声 codec

現在アナログ方式を適用した陸上移動通信は、チャンネル間隔 12.5 kHz で運用されている。また、RZ-SSB (Real Zero Single Side Band) 等⁽⁸⁾を適用すると、チャンネル間隔 5 kHz が可能となる。一方、音声伝送にデジタル方式を適用すると、アナログ方式では実現できないような伝送帯域の狭帯域化も可能となることから、これまで多くの研究機関において低ビットレート音声 codec の研究が行われてきた。

音声 codec は、大きく分けると以下の2種類に分類できる⁽⁹⁾。

1) 波形符号化

音声信号の波形をサンプリングする方式である。ただし、波形のサンプル値間には強い相関があるので、各サンプルの相関のある情報を除去して低ビットレート化を図る。9.6 kbit/s 以上のビットレートで良好な音質が得られる。

ADM (Adaptive Delta Modulation), APC-AB (Adaptive Predictive Coding Adaptive Bit Allocation) 等が波形符号化の代表的なものである。

2) 分析合成符号化

複数のパルス列または乱数系列を音源とし、これら音源を声道の特性を近似したフィルタに入力することによって音声信号を合成する方式である。4.8 k~8 kbit/s でも良好な音質が得られる。

CELP (Code Excited LPC) や VSELP (Vector Sum Excited LPC) 等が分析合成符号化の代表的なものである。

分析合成符号化は、波形符号化と比べて音声 codec の低ビットレート化に向いているが、低ビットレート化するほど情報の冗長性が失われるため、伝送路の誤りに弱くなる。しかし、最近では、各情報の誤りの影響の度合に応じて誤り訂正符号による保護をかけることにより、伝送路誤りに強くなってきている。現在のところ、CELP や VSELP⁽¹⁰⁾を用いた場合、誤り訂正符号まで含めて 11 k~13 kbit/s で音声伝送が可能となっている。また、近い将来、5.5 k~6.5 kbit/s 程度の低ビットレート化も可能になると考えられる。したがって、CELP や VSELP を用いると ADM 等と比べて2.5~3倍の周波数利用率の向上が期待できる。

3.3 フィルタによる帯域制限

フィルタによって伝送帯域を帯域制限する場合、帯域制限を厳しくするとフィルタのインパルス応答継続時間が長くなり、隣接するシンボルによる干渉（符号間干渉）の影響が出る。

ロールオフフィルタは、シンボルのデータ判定点において符号間干渉が0になるナイキスト基準を満たすフィルタであり、かつ帯域外スペクトルの抑圧度が高いフィルタである。

第2図に、 $E_b/N_0=20$ dB, $C/I_A=-45$ dB とした場合の、 Δf に対する信号電力対ひずみ電力の比 (S/D) を示す⁽¹¹⁾。

理論的には $\Delta f = (1+\alpha)/T_s$ であれば隣接チャンネル干渉の影響は排除できるが、実際には帯域外スペクトルを完全になくすことは不可能なため、 $\Delta f = (1+\alpha)/T_s$ において特性が若干劣化している。さらに、 Δf が $(1+\alpha)/T_s$ より小さくなると、 S/D が -29 dB/ (0.1/ T_s) の割合で小さくなる。

また、第2図より、 α を小さくするとチャンネル間隔を狭くすることができるが、しかし α が小さいと、

(1) インパルス応答が長くなるため、ハードウェア規模が大きくなる

(2) 遅延波の影響を受けやすくなる

などの問題が発生する。また、伝送速度が 16 ksymbol/s の情報をチャンネル間隔 25 kHz で伝送する場合、 $\alpha=0.5$ とすると $f_B=24$ kHz となり、従来のチャンネル割当方式と親和性が良い。以上のことから、陸上移動通信では $\alpha=0.5$ が多く検討されている。

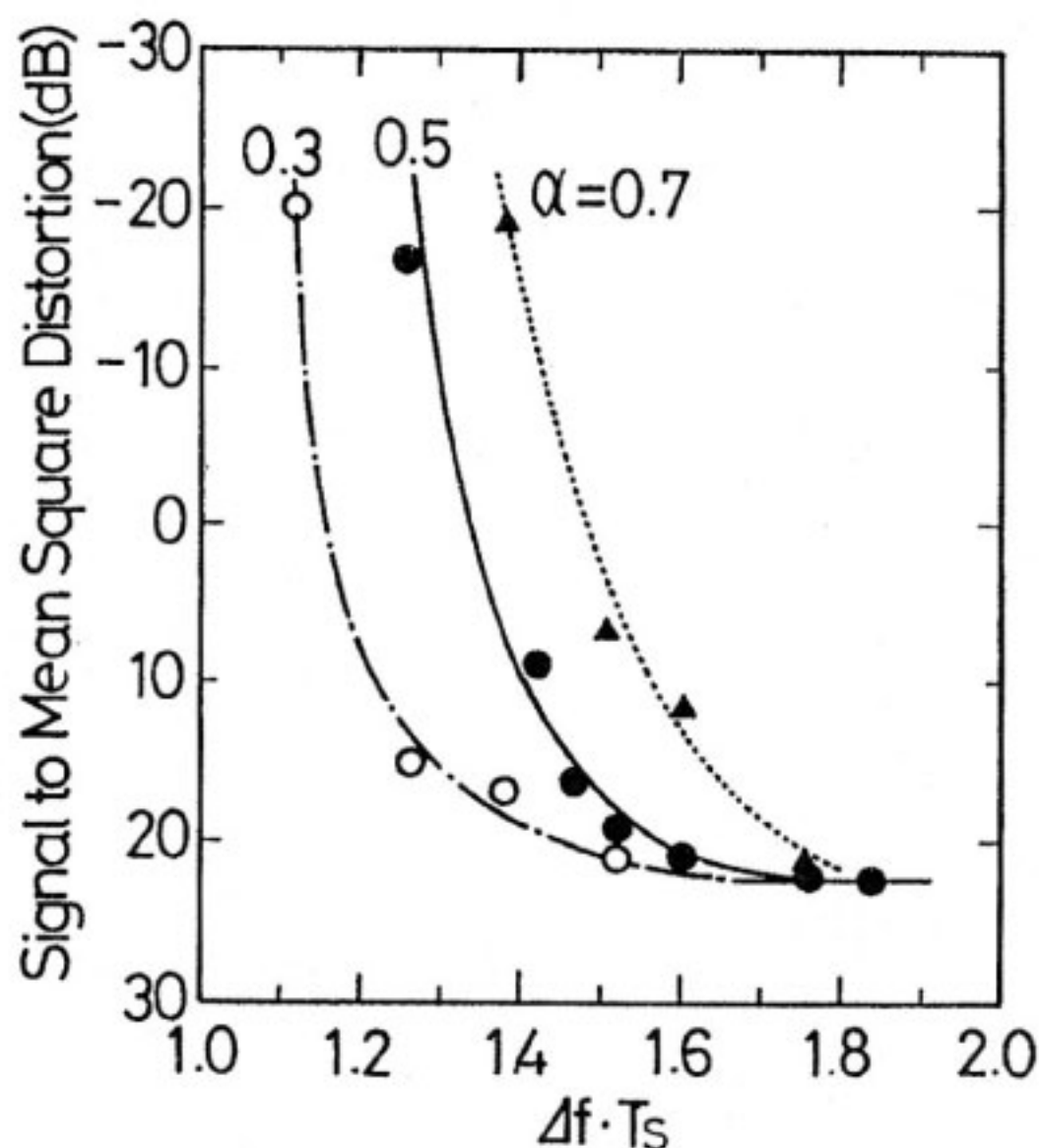
一方、(1)(2)の問題が解決すると仮定した場合には、 $\alpha=0.2$ 程度も現実的になってくるが、その場合、周波数利用率の向上度は約25%程度である。したがって、ロールオフ率を小さくする効果は、周波数利用率を上げるというよりむしろ隣接チャンネル干渉に対する劣化を抑えるのに有効と考えられる。

3.4 隣接チャンネル干渉波除去技術

隣接チャンネル干渉波除去技術を適用すると、フィルタによって除去しきれない隣接チャンネル干渉波を除去することが可能となる。陸上移動通信においてこれまで検討された隣接チャンネル干渉波除去方式としては、以下の2つがある。

(1) 受信機が隣接チャンネル干渉波を推定する機能を持ち、推定値を用いて受信信号から隣接チャンネル干渉波を除去する方式⁽¹²⁾

(2) 適応等化器によってフィルタ出力の信号対干渉電力比が最大となるように等化器のタップ係数を制御する



第2図 チャンネル間隔に対する信号対ひずみ電力比

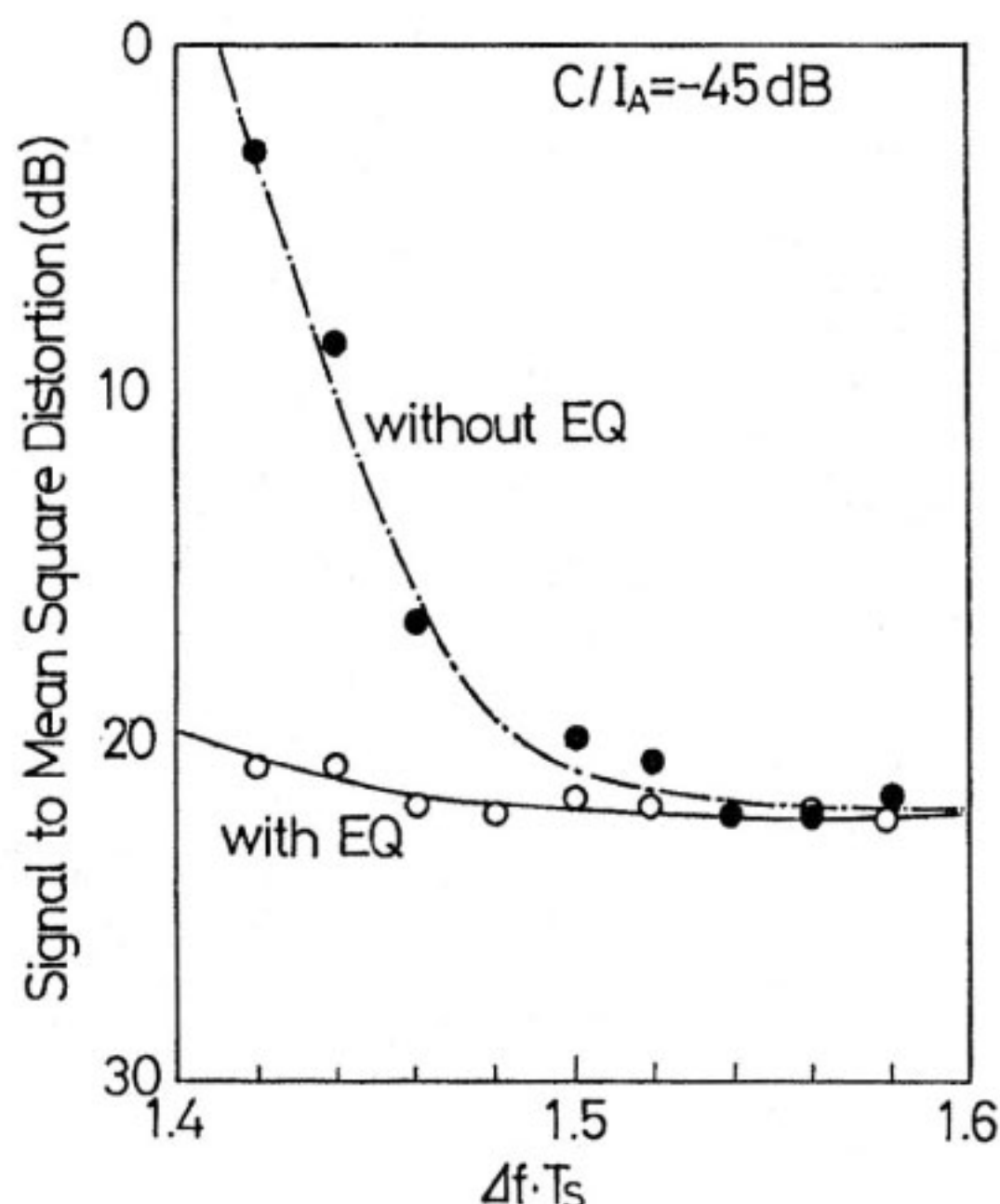
ことによって、隣接チャネル干渉を効率よく除去する方式⁽¹¹⁾⁽¹³⁾

これらを用いると、隣接チャネル干渉を約 20 dB 抑圧することができる。これらの詳細については、本特集号Ⅲ章を参照⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾ のこととし、1例のみ示す。

第3図に、適応等化器による干渉波除去特性の例として、送受信フィルタのロールオフ率 $\alpha = 0.5$ 、変調方式を QPSK とした場合の、チャンネル間隔に対する S/D の特性を示す⁽¹¹⁾。第3図より、 $\Delta f = 1.4/T_s$ の場合に隣接チャネル干渉を約 20 dB 抑圧していることがわかる。しかし、適応フィルタ入力の S/D が 0 dB 以下になると、復調系の搬送波再生やクロック再生が動作しなくなることから、適応フィルタによるチャンネル間隔の下限は、第3図の場合、 $\Delta f = 1.4/T_s$ となる。これにより、 $\Delta f = 1.56/T_s$ (16 ksymbol/s のときチャンネル間隔 25 kHz) を基準とすると、 η_f の向上度はわずか 11% ($\beta = 0.16$) である。したがって、隣接チャネル干渉波除去方式も、周波数利用率の向上のためより、むしろ、隣接チャネル干渉に対するマージンを確保するのに有効であると考えられる。

3.5 高能率変調技術

これまで、陸上移動通信において最も多くの研究がなされてきた変調方式は GMSK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying)⁽¹⁶⁾ であり、ヨーロッパの GSM (Group Special Mobile) システムにおいて採用されている。しかし、GMSK は 1 シンボル当たり 1 ビットしか伝送できない。それに対して 1 シンボル当た



第3図 適応等化器による隣接チャネル干渉波除去能力

り 2 ビット以上伝送できる高能率変調方式を採用すると、GMSK に対して伝送帯域を 1/2 以下にすることができる。そこで、高能率変調方式の適用の可能性を考える。

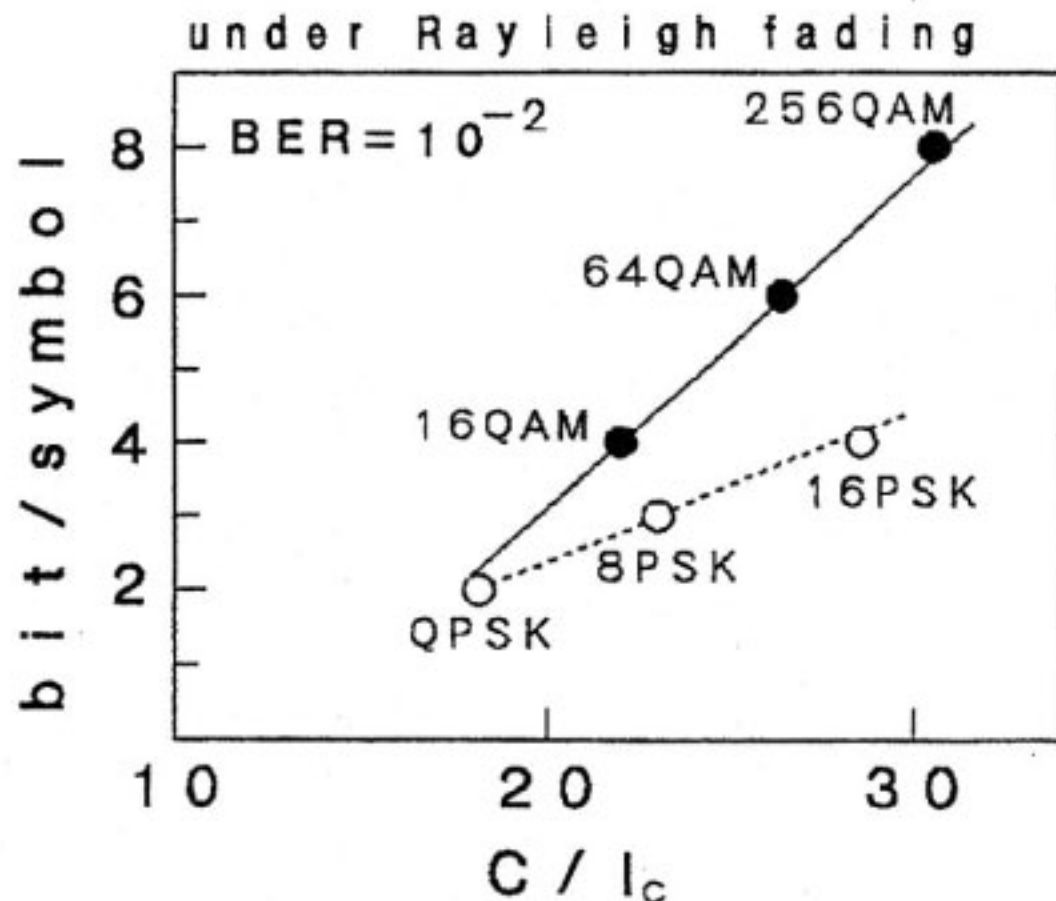
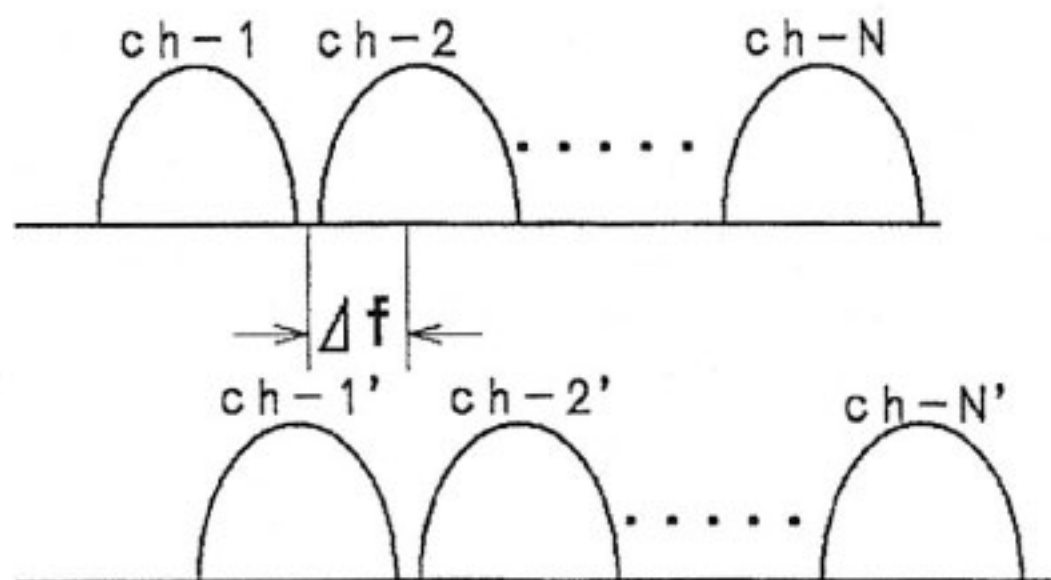
高能率変調方式としては、多相 PSK (Phase Shift Keying) と多値 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) が考えられる。第4図に、レイリーフェージング下で同一チャネル干渉を受けている場合に誤り率 (BER : Bit Error Rate) 10^{-2} を得るための C/I_c の理論値を示す。ここで、各変調方式の検波方式はグレイ符号化、及び絶対位相同期検波を採用しているものとする。

QAM と PSK を同じ多値数のもとで比較すると、QAM の方が信号点間距離を大きくとることができるため、同一の BER を得るための所要 C/I_c が小さくなる。したがって多値変調方式としては QAM の方が適していると考えられる。

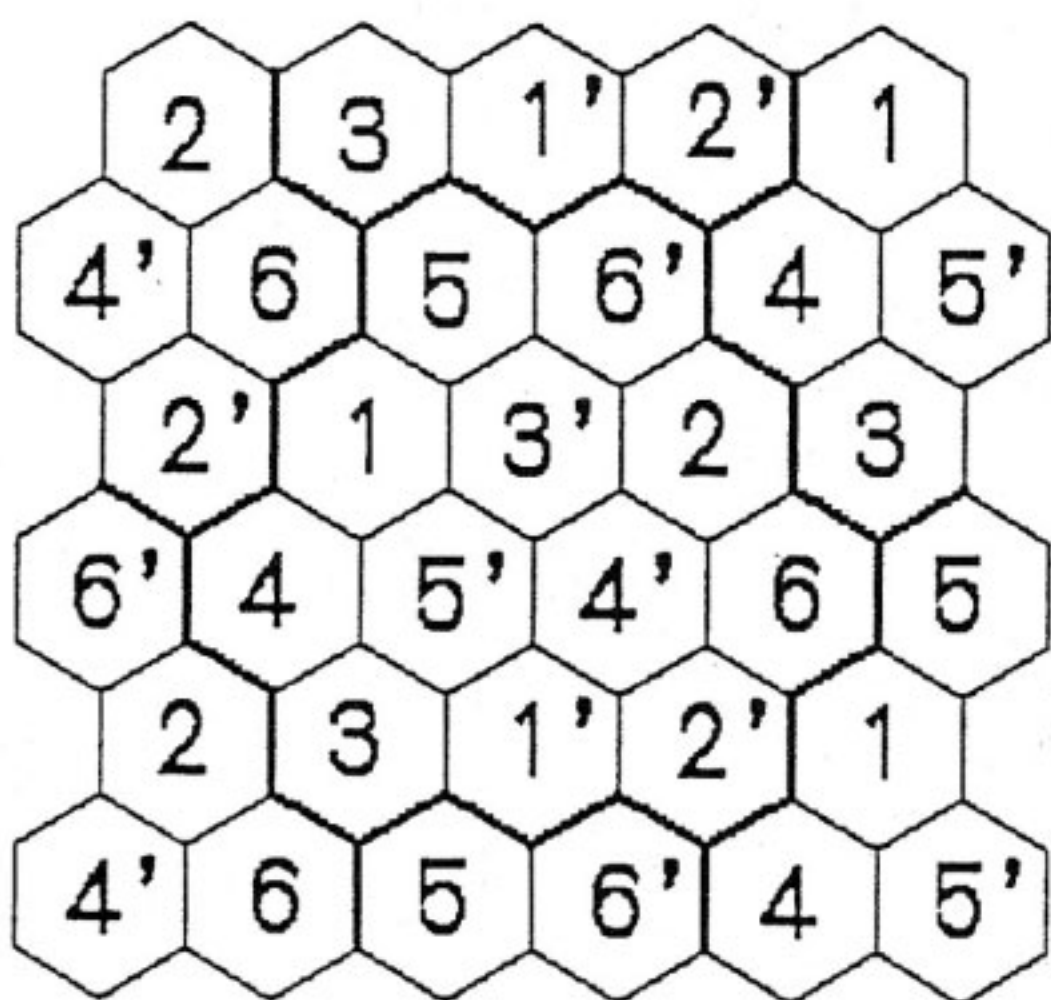
多値変調を適用した場合の、GMSK を基準とした η_f の向上度は、QPSK の場合 2 倍、16 QAM の場合 4 倍となり、 η_f は大きく向上する。ただしその場合、フェージング下で正常に動作することが必要条件となる。これについては、最近、いくつかの対策技術が研究され始めており⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾、本特集号Ⅳ章^{(19)~(21)}でも詳しく述べられている。

3.6 その他の技術

小ゾーンシステムの場合、同一ゾーン内においては隣

第4図 各変調方式の $BER=10^{-2}$ を得るための所要 C/I_c 

第5図 インタリーブ配置適用時のチャネル割当

第6図 インタリーブ配置適用時のセル構成例
(12ゾーン繰り返し)

接チャネルを配置しないことが可能であり、遠近問題を避けることができる。その場合、隣接チャネルは地理的に離れた場所で使用されることになるので、第5図に示すように、チャネル間隔を第1図の1/2とし、第6図に示すように、スペクトルが重なり合っている隣接チャネルを空間的に離れた領域で使用する「インタリーブ配置」を適用することが可能となる⁽²²⁾。その場合、帯域当たりのチャネル数は約2倍となる。

4. 同一チャネル干渉と空間的周波数利用率向上技術

4.1 同一チャネル干渉問題とその対策技術

第7図に、繰り返しゾーン数 L が7の場合の小ゾーンシステムのセル構成を示す。主セルに対して同一チャネル干渉を与えるセルは、主セルを同心円上に囲む6つとなる。また、 L が小さいほど移動局と干渉局の間隔が短くなるため、同一チャネル干渉が厳しくなる⁽²²⁾。

L は、所要平均 $C/I_c (= X(\text{dB}))$ を設定し、主セル内で C/I_c が $X\text{dB}$ を下回る確率 (劣化率: $P(C/I_c \leq X)$) が規定値 $P_0\%$ 以下となる値に設定する。ここで $P(C/I_c \leq X)$ は、次式で与えられる⁽²³⁾。

$$P(C/I_c \leq X) = \int_s \frac{1}{\sqrt{2\pi(\sigma_0^2 + \sigma_1^2)}} ds \cdot \int_{-\infty}^x \exp \left[- \left(\frac{x - 10 \cdot \log \frac{r_0^{-k} 10^{(G(\theta)/10)}}{\sum_i r_i^{-k} 10^{(G_i(\theta)/10)}}}{\sqrt{2(\sigma_0^2 + \sigma_1^2)}} \right)^2 \right] dx \quad \dots\dots(5)$$

r_0 : 基地局から移動局までの距離

r_i : i 番目の干渉局から移動局までの距離

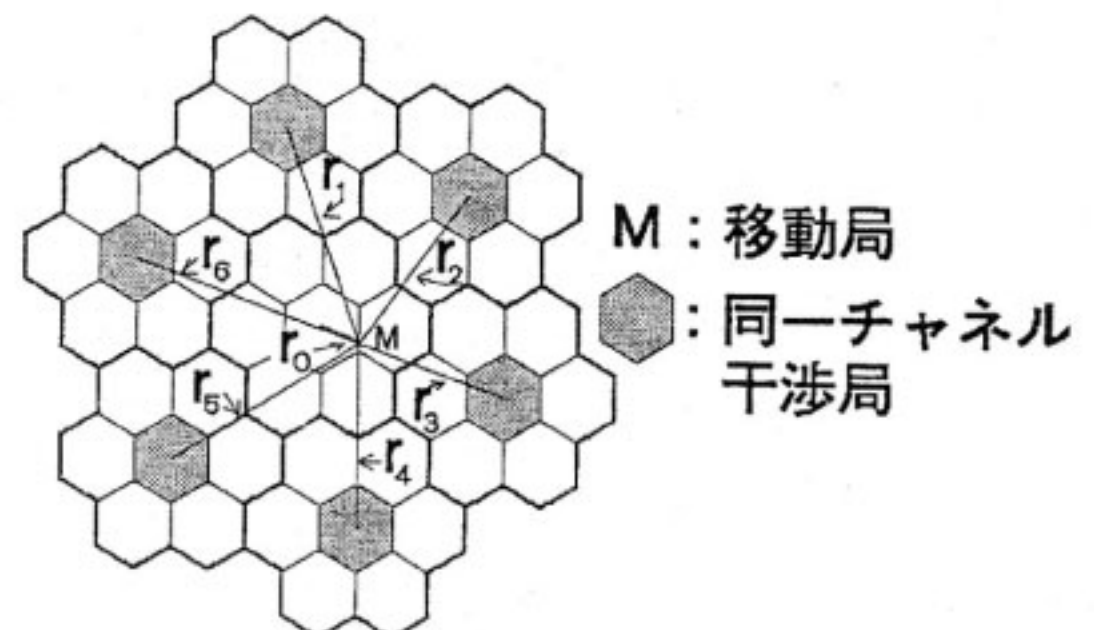
k : 伝搬損失係数

σ_0 : 主波の短区間平均値の偏差

σ_1 : 干渉波の総和の短区間平均値の偏差

$G(\theta)$: 主波の基地局アンテナの指向性

$G_i(\theta)$: i 番目の干渉局のアンテナの指向性



第7図 小ゾーンシステムの同一チャネル干渉モデル

となる。ここで $G(\theta)$ 及び $G_i(\theta)$ が θ 依存性を持たない場合はオムニゾーン構成、 θ 依存性を持つ場合はセクタゾーン構成となる。また、同一チャネル干渉局は、お互いに独立にレイリーフェージングを受けるとともに、希望波及び干渉波の短区間中央値変動は対数正規分布するものとする。

第8図に、 $k=3.5$, $\sigma_0 = \sigma_1 = 6$ dB でオムニゾーン構成の場合の平均 $C/I_c (= X)$ に対する $P(C/I_c \leq X)$ 特性を示す。劣化率10%を得るための所要 C/I_c は、7, 9, 12 ゾーン繰り返しの場合、それぞれ 9 dB, 10.5 dB, 14 dB となることがわかる⁽²²⁾。

また、多値変調方式のように信号点間距離を狭くすることによって η_f を向上させる方式の場合、多値化に伴って C/I_c に対する BER 特性が劣化する。したがって、 η_T は、 η_f の向上と η_s の劣化のトレードオフで決まることに注意する必要がある。

η_s を大きくするには繰り返しゾーン数を小さくする必要がある。その対策としては、以下の2つが考えられる。

- (1) 同一チャネル干渉に対する BER 特性を向上させ、規定誤り率を与える C/I_c を小さくする
- (2) 同一チャネル干渉の発生を低減する

また式(4)からわかるように、セル半径を小さくすることによっても η_s を大きくできることがわかる。これについては、近年マイクロセル化技術として多く検討されている。

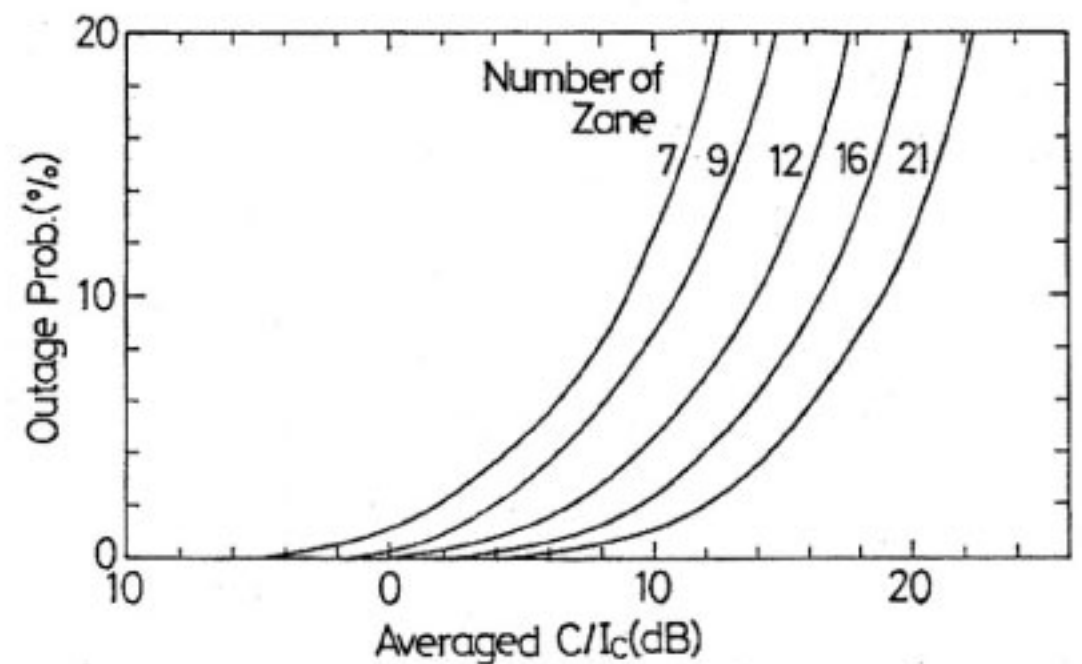
そこで、以下、これらの各技術について述べる。

4.2 同一チャネル干渉に対する BER 特性の向上技術

同一チャネル干渉に対する BER 特性を向上させる技術はいくつかあるが、3.5で述べた高能率変調方式を前提に考えると、ダイバーシチやトレリス符号化多値変調の適用が有効である。

ダイバーシチは、2 ブランチの選択合成型ダイバーシチを適用した場合、 $BER = 10^{-2}$ において 6.0 dB, $BER = 10^{-3}$ において 10.5 dB, 所要 C/I_c を低減することができる⁽²⁴⁾。また、ダイバーシチはアナログ大容量自動車電話方式にも適用されており、すでに実用レベルにある有効な技術である。

トレリス符号化変調方式とは、 2^{n+1} QAM と符号化率 $n/(n+1)$ の畳み込み符号を組合せ、ビタビアルゴリズムによって復号するものである⁽²⁵⁾。また、多値化に伴って信号間距離が減少し、伝送品質が低下することを避けるため、信号点間の最大自由ユークリッド距離が等価的に大きくなるように、信号点配置及びデータ判定方式を工夫した変調方式である。トレリス符号化変調方式



第8図 オムニゾーンの場合の所要 C/I_c に対する場所率特性

の最大の利点は、帯域の拡大をせずに符号化利得が得られる点である。トレリス符号化変調を適用した場合の詳細については、本特集号IV章に述べられているが、インタリーブなどの併用により 1~3 dB の利得が得られる⁽²⁶⁾。

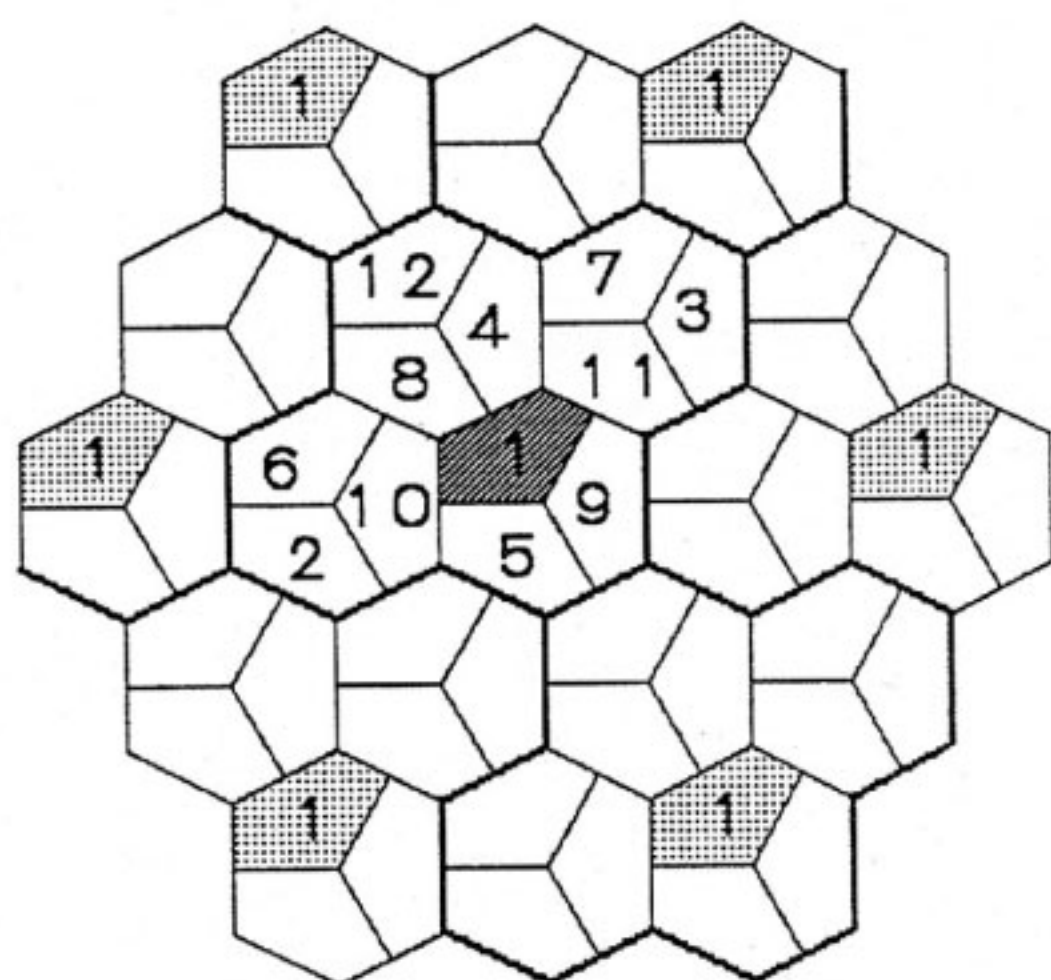
4.3 同一チャネル干渉の発生を低減する技術

同一チャネル干渉の発生を抑圧する技術として、第9図に示すように、基地局のアンテナに指向性をもたせ、セル内をセクタ化するセクタゾーンが有効である⁽²³⁾。また、セクタセルの周波数利用率は、アンテナの指向性パターン、ゾーン配置方式等により異なる⁽²³⁾⁽²⁷⁾。

第10図に、1セルを3セクタに分けた場合の、平均 $C/I_c (= X)$ に対する $P(C/I_c \leq X)$ 特性を示す⁽²³⁾。

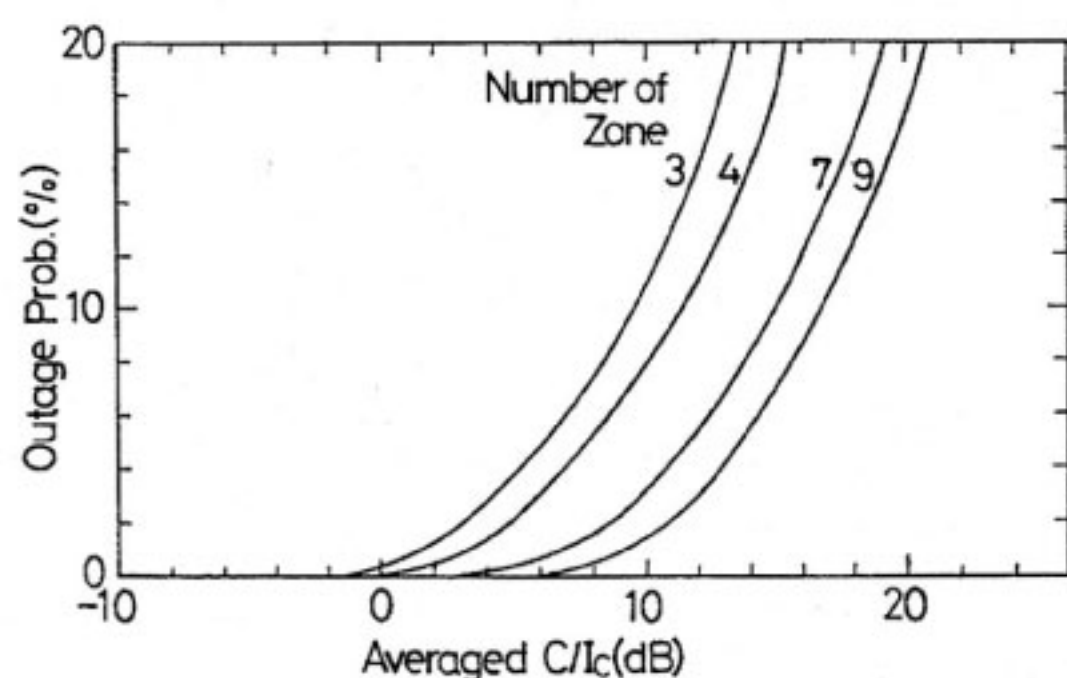
劣化率10%を得るための所要 C/I_c は、3, 4, 7, 9 ゾーン繰り返しの場合、それぞれ 9 dB, 12 dB, 14.5 dB, 17 dB となっている。また、第8図のオムニゾーンの場合と比較すると、例えば $C/I_c = 9$ dB の点では繰り返しゾーン数が7ゾーンから3ゾーン、 $C/I_c = 14$ dB の点で12ゾーンから7ゾーンへと大幅に低減でき、 η_s の向上度は2.3~3倍であることがわかる。

その他、同一チャネル干渉を軽減する技術として、同一ゾーン内の空きチャネルから、所要 C/I_c を満足するチャネルを選択してチャネル切り替えを行う、干渉検出・チャネル切り替え方式⁽²⁾ や送信電力を制御する送信電力制御方式⁽²⁾ がある。これらの技術は既にアナログ大容量自動車電話方式で採用されており、場所率90%において、干渉検出・チャネル切り替え方式の場合約 3 dB, 送信電力制御方式の場合 1~2 dB 同一チャネル干渉量の平均値を低減できることが知られている⁽²⁾。また、これらの方式は、システム全体の平均的特性の向上の他に、高層ビル群や高速道路など、局所的に伝搬環境が劣化する地域における特性劣化の補償にも適している。



同一チャネル 干渉局

第9図 セクタゾーン構成例 (3セクタ/4ゾーン繰り返し)



第10図 3セクタセルの場合の所要 C/I_c に対する場所率特性

4.4 マイクロセル方式

マイクロセル方式は、セル半径を $1/r$ にすると η_s が r^2 倍になることから、加入者容量を大きく向上できる技術として、近年精力的に研究されている技術である。マイクロセル方式の利点⁽²⁸⁾としては、以下のことが考えられる。

- (1) システムの大容量化が可能である
- (2) セル半径の縮小により送信電力が低減できるので、ハードウェアの小型化が容易になる
- (3) アンテナ高を、周囲のビルより低くできるため、遅延時間の長い遅延波の発生を抑えることができる
一方、欠点として⁽²⁸⁾、以下のことが考えられる。
 - (1) 基地局数が非常に多くなる
 - (2) 高速のハンドオフが必要となる

- (3) セル半径が数 100 m 以下になると、電波が道路沿いに伝搬し、伝搬モデルは円形でなく複雑な形となるため、回線設計が複雑になる

特に、上記(1)(2)の欠点は、加入者容量の増大のために加入者当たりのシステムコストを押し上げる可能性をはらんでおり、今後、コストと提供サービスの質などを総合的に検討する必要がある。

5. 高度移動通信サービスを実現するための周波数有効利用技術開発目標

以上の議論を基に、各種技術による周波数利用率の効果をまとめると、第1表のようになる。

第1表より、周波数利用率の向上には、以下の技術が有効であることがわかる。

- (1) η_f の向上技術

5 kbit/s 程度の低ビットレート音声 codec
高能率変調方式 (多値 QAM)

- (2) η_s を向上させる技術

セクタセル
マイクロセル

そこで、これらの技術を複合すると周波数利用率がどの程度向上するかを検討する。また検討の前提条件は、CCIR の IWP8/13 の結果を用いる⁽²⁹⁾。

第2表に、IWP8/13 における検討の前提条件を示す。移動局としては、車載局及びパーソナル局を考え、パーソナル局については、野外及び屋内 (ビル内) について検討している。また、伝送メディアとして、音声及びファクシミリを中心とする非音声信号を考えている。

その結果、21世紀始めには、音声サービスにおいて 111 MHz、非音声サービスにおいて 65 MHz、合計約 176 MHz の帯域が必要であると報告されている。この帯域は、現在の公衆移動通信に使用されている帯域よりはるかに広い帯域であると共に、新たなサービスの需要などにより、将来の電気通信需要がこの予測をはるかに越えることを考えると、さらに周波数有効利用を進める必要がある。

ここで、音声 codec、セクタセル、マイクロセル化については第1表とほぼ同じ値が使用されている。このことと、マイクロセル化は、システムコストの上昇を招き、公衆移動通信の普及を阻害する恐れもあることを考えると、さらに大きく周波数利用率を向上させ、高度なサービスを導入するためには、高能率変調の適用が残された選択となる。

そこで、変調方式として 16 QAM を適用した場合の所要周波数帯域を計算する。16 QAM を適用する場合、伝送帯域を $1/4$ にすることが可能となるので、第2表で

第1表 各周波数利用率向上技術とその効果

	対 策 技 術	基準条件	対 策 後	向 上 後	備 考
η_f の向上技術	codec	16 kbit/s	5 kbit/s	～3倍	
	ローloff率	0.5	0.2	～1.25倍	干渉マージンの確保に有効
	干渉波除去	なし	あり	～1.15倍	干渉マージンの確保に有効
	変調方式	GMSK	QAM	>4倍	多値化に伴い η_s が劣化する
	インタリーブ配置	なし	あり	1.5～2倍	
η_s の向上技術	ダイバーシチ	なし	あり	1.5～2倍	
	トレリス符号化	なし	あり	～1.3倍	
	セクタセル	なし	あり	>2.5倍	
	干渉検出・チャネル切り替え方式	なし	あり	1～1.3倍	局所的な伝搬特性の劣化対策として有効
	送信電力制御方式	なし	あり	1～1.3倍	
	マイクロセル化	半径3 km	半径700m	>20倍	

第2表 IWP8/13における所要帯域幅検討の前提条件

特 徴	車 載 局	パ ソ ナ ル 局	
セ ル プ ラ ン	MS	P S	
	野外	野外	屋内
セ ル 面 積	0.47 km ²	0.016 km ²	0.0006 km ²
基地局アンテナ高	50 m	<10 m	<3 m * ¹
サービスエリアの信頼性(場所率)	90%	>90%	99%
基地局配置 屋内/屋外	なし/あり	(あり)/あり	あり/(なし)
双方向帯域	音声	10 kHz	50 kHz
	非音声	50 k—100kHz	50 kHz
繰り返しゾーン数	4 (4セクタ)	4 (4セクタ)	各フロアで7ゾーン 3フロア繰り返し
1局当りの	音声	0.10 E	0.04 E
	トラヒック	0.05 E	0.004 E
面積当りの	音声	500 E	1500 E
	トラヒック	82 E	150 E
呼 損 率	2 %	1 %	0.5%
移動局の	容積	車載可能な程度	<～200 cm ³
	重量		<～200 g
	送信電力	5 W	50 mW

*1:または漏洩同軸ケーブル

*2:ビルのフロア当たり

検討されたサービスを実現するための所要帯域幅は、約44 MHzとなる。この帯域幅は、現行のアナログ自動車電話方式と同程度で現実的な値である。また、これにより1.5 G～3 GHz帯まで含めて考えれば、画像伝送やISDN対応の高速データ伝送をサービスするための帯域

も確保できるので、公衆移動通信をさらに魅力あるシステムにすることが可能となる。

したがって、今後、各種周波数有効利用技術を総合的に開発していく必要があるが、その中でも、特に高能率変調技術の開発が重要と言える。

6. ま と め

陸上移動通信において、変復調技術を中心とした各種周波数有効利用技術、及びその効果について調査検討した。また、将来の公衆陸上移動通信の周波数不足の解消、新たなサービスの実現による公衆移動通信サービスの高度化のためには、従来多く検討されてきた低ビットレート音声 codec, セクタセル化, マイクロセル化に加えて、高能率変調方式の開発が特に重要であることを示した。

謝 辞

本検討に際し、ご支援頂いた中津井総合研究官、周波数有効利用技術についていろいろ御指導頂いた横山総合通信部長、猿渡関東支所長、久保田主任研究官、大鐘技官、笹岡室長を始めとする通信方式研究室各位に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) 猿渡岱爾, “小容量用デジタル音声挿入方式 (DSI) 及びその特性”, 電波季, **31**, 161, pp.159-165, 1985年12月.
- (2) 坂本, 秦, 藤井, “大容量移動通信方式における周波数有効利用技術” 通研実報, **35**, 10, pp.989-996, 1989年10月.
- (3) 桑原守二 監修, “自動車電話”, pp.93-95, 電子情報通信学会, 1985年.
- (4) 古谷, 金井, 並木, “大容量移動通信方式システムへのアプローチ”, 昭63信学春季全大, SB6-9, 1988年3月.
- (5) 三瓶政一, “陸上移動通信用高能率変調方式の所要送信電力と周波数利用率の検討”, 1989年信学春季全大, B-843, p.B-2-347, 1989年3月.
- (6) Y. Nagata and Y. Akaiwa, “Analysis for Spectrum Efficiency in Single Cell Trunked System and Cellular Mobile Radio”, IEEE Trans. Veh. Technol., **VT-35**, 3, pp. 100-113, August 1987.
- (7) J. Uddenfeldt and B. Persson, “A Narrowband TDMA system for a new generation cellular radio”, 37th IEEE Vehicular Technology Conference. pp.286-291, June 1987.
- (8) 大黒一弘, “移動通信用 SSB, フェージング干渉に強い RZ SSB”, 信学誌, **73**, 5, pp.508-514, 1990年5月.
- (9) 小沢一範他 (河野隆二監修), “移動通信のデジタル化技術, 7章 音声符号化技術”, トリケップス出版, 1990年4月.
- (10) I. Gerson, “Vector Sum Excited Linear Prediction (VSELP)”, IEEE Workshop on Speech Coding for Telecommunication, pp.66-68, 1989.
- (11) 木下, 三瓶, “SP-NRZ 多重符号において適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去方式”, 信学技報, **CS87-137**, 1988年1月.
- (12) S. Sampei and M. Yokoyama “Rejection Method of Adjacent Channel Interference for Digital Land Mobile Communications”, Trans. IECE Japan (Letter), **E69**, 5, pp. 578-580, May 1986.
- (13) 木下, 三瓶, “適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去方式”, 信学論 B, **71-B**, 10, pp. 1119-1126, 1988年10月.
- (14) 三瓶政一, “Ⅲ-4 BPSK における隣接チャネル干渉波除去方式”, 通信総研季, **37**, 1, pp.67-74, 1991年2月.
- (15) 三瓶, 木下, “Ⅲ-5 適応等化器を用いた隣接チャネル干渉波除去方式” 通信総研季, **37**, 1, pp.75-84, 1991年2月.
- (16) K. Murota and K. Hirade, “GMSK modulation for mobile radio telephony”, IEEE Trans. Commun. **COM-29**, 7, pp. 1044-1050, July 1981.
- (17) P. Martin, A. Bateman, J.P. McGeehan and J.D. Marvill, “The Implementation of 16 QAM Mobile Data System using TTIB-Based fading Correction Techniques”, 38th IEEE Vehicular technology Conference, Philadelphia, pp.71-76, June 1988.
- (18) 三瓶政一, “陸上移動通信用 16 QAM のフェージングひずみ補償方式”, 信学論 B-II, **J72-B-II**, 1, pp.7-15, 1989年1月.
- (19) 三瓶政一, “Ⅳ-1 多値 QAM におけるフェージングひずみ補償方式”, 通信総研季, **37**, 1, pp.87-98, 1991年2月.
- (20) 須永, 三瓶, “Ⅳ-2 16 QAM の装置化とその特性”, 通信総研季, **37**, 1, pp.99-107, 1991年2月.
- (21) 須永, 三瓶, “Ⅳ-3 16 QAM ダイバーシチ受信特性” 通信総研季, **37**, 1, pp.109-116, 1991年2月.
- (22) 奥村, 進士 監修 “陸上移動通信の基礎” 8-9章, 電子情報通信学会, 1986年10月.
- (23) 中嶋, 中野, “セクタセルの周波数利用率”, 信学技報, **RCS89-18**, 1989年7月.

- 24) D.G. Bernnan, "Linear Diversity Combining Techniques", Proc. IRE, 47, pp.1075-1102, June 1959.
- 25) G. Ungerboeck, "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets-Part I and Part II", IEEE Commun. Magazine, 25, 2, pp.5-21, Feb. 1987.
- 26) 神尾享秀, "IV-4 陸上移動通信におけるトレリス符号化変調の誤り率特性", 通信総研季, 37, 1, pp.117-121, 1991年2月.
- 27) 金井敏仁, "セクタ構成に適したチャネル配置の検討", 1990年信学春季全大, B-333, 1990年3月.
- 28) 古谷之綱他(河野隆二監修), "移動通信のデジタル化技術, 1章 移動通信の概要", トリケップス出版, 1990年4月.
- 29) "Future public land mobile communication systems", CCIR IWP8/13 report M/8, 1989.

////////////////////////////////////