

## 解説



## 移動通信の将来と基盤技術

—周波数資源の有効利用を目指して†—

岸 政 七†† 大 黒 一 弘†††  
西 川 訓 利†††† 向 井 正†††††

### 1. ま え が き

社会活動の発展が通信量の飛躍的増大のみならず通信メディアの多様化を要請していることは、第1部—移動通信の現状と将来展望—に詳しく述べたところである。

第2部—周波数資源の有効利用を目指して—においては、量的、質的な面で飛躍的発展が予想される移動通信を支える基盤技術、とくに限りある無線資源の枯渇を防止できる電波の有効利用技術を中心に論ずる。

具体的には、無線通信システムに付随する群遅延歪み対策の考え方を瞬時スペクトラムという新しい概念から考察を加える。また、移動通信システムの必須な機能素子である Hilbert 変換器やコンパダなどを、瞬時スペクトラム概念に立脚して構成する方法に解説を加える。

つづく 3. では、電波資源の有効利用の新しい変復調技術について解説を加える。従来は、周波数利用効率には優れるがフェーディング雑音耐力に劣り移動通信には不向きと考えられてきた SSB 通信方式を見直し、周波数占有帯域を増大させることなく SSB 変調波の位相成分のみ使用する新しい通信システム RZ SSB がフェーディング雑音耐力にも優れることを明らかにする。

最後に、4. においては、将来の衛星移動体通信システムにおけるキデバイスである電子走査アンテナについて解説を加える。

### 2. 瞬時スペクトラム

瞬時スペクトラムは、生まれたばかりの新しい信号処理技術であり、音声解析・合成はじめデータ通信など幅広い応用を可能とするが、無線通信には親和性を有し狭帯域化に有効な手段を提供する。

たとえば、従来の DFT 処理系（広義の DFT を意味し、DFT あるいは FFT なども含めた処理を呼ぶ。以降、単に DFT と略称する）を用いたスペクトラム操作を施すためには、図-1 に示すように送受信間に信号と別にフレーム同期信号を必須とした。さらに、伝送路の群遅延歪みにより、フレーム端点における受信信号の周波数成分が時間的にバラバラに受信された状態になっており、いきおい周波数成分の時間遅れを一定に戻すため位相等価が必要となり元来のスペクトラム操作のための処理を遙かに超える量の信号処理が遂行されていた。

この主客逆転の現象は、スペクトラム操作のみならず波形伝送システムにおいても見受けられる。一方、スペクトラム操作を DFT の時間平均的な扱いから、瞬時スペクトラムの扱いに置き換えるとき、

- (1) 送受信間のフレーム同期信号を不要、
  - (2) 受信において、位相等価を不要とする、
- などの利点が生じる。

従来の DFT にみられるようなフレーム内サンプリング全部に関与して送信信号が決定されることは、送信信号の全周波数成分の端点もフレームで決定されていることを意味し、受信信号の全周波数成分の端点の時間をそれぞれ一致させなければ源信号との差異が大きく生じ、ひいては群遅延耐力がないことを示す。

しかし、サンプリング時点の瞬時に対応したス

† Future Trend and Fundamental Technologies for Mobile Communications—Promising Solutions for Increasing Spectrum Efficiency—by Masahichi KISHI (Information Network Eng. AIT), Kazuhiro DAIKOKU (NTT Affiliated Companies Headquarters), Kunitoshi NISHIKAWA (Mobile Communications Group, Toyota Central R & D Labs.) and Tadashi MUKAI (Mobile Communication Division, NTT).

†† 愛知工業大学情報通信工学科

††† NTT 関連企業本部新分野事業推進部

†††† 豊田中央研究所移動通信研究室

††††† NTT 移動体通信事業部

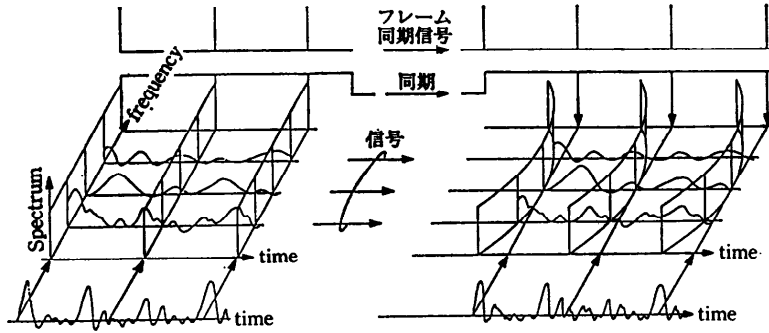


図-1 群遅延歪みによる周波数成分のシミ出し

ペクトラムに基づき送信信号を生成できるならば、複数個サンプルをひとまとめにしその始点と終端の時刻を規定するフレームの概念は存在しない。換言すれば、受信信号の周波数成分がフレームを規定する始点と終端の時刻からズレる現象、いわゆる信号成分のシミ出しは起こる術もない。

波形伝送を考える場合は、さらに顕著な利点が見れる。DFT の時間平均の扱いは、フレーム端点を明示するフレーム同期が必要でかつフレーム端からの周波数成分のシミ出しを調整するための位相等価が必須である。DFT 系で FDM (周波数分割多重化) を採用すれば一見フレーム端からのシミ出しが問題ないように思われるが、分割帯域ごとに群遅延量で定義される異なった遅延が生じ、周波数域の分割帯域ごとにそれぞれのフレーム端を示すマーカを付与する必要があり、送情報量に対し付加情報が増大し過大なオーバーヘッドが生じる。しかし、瞬時スペクトラムにおいては、時刻  $n$  に対応するスペクトラム  $\phi(n)$  が定義され、周波数成分  $\phi_k(n - \delta K)$  が求まるので各成分対応に波形伝送が許されることになり、群遅延の影響は成分の遅延  $\delta K$  として観測されることになる。この遅延は伝送路の群遅延特性から容易に位相等価できる。さらには、FDM が採用されているならば、補正の必要もない<sup>1)</sup>。

2.1 Short Time DFT

瞬時スペクトラムの周波数成分  $\phi_k(n)$  は、次の Short Time DFT で与えられる。

$$\phi_k(n) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(r)h(n-r)W_N^{-rk} \quad (1)$$

$k$  は  $0 \leq k < N$  なる整数、 $x(n)$  は時刻  $n$  のサンプル値、

$$W_N^{-rk} = \exp \{-j(2\pi rk/N)\}$$

( $W_N^{-rk}$  は従来の DFT 演算子に等しい)

また、Short Time DFT の逆変換、Short Time IFT を次のように定義する。

$$Ny(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \phi_k(n)W_N^{nk}, \quad (2)$$

$$W_N^{nk} = \exp \{j(2\pi nk/N)\}$$

( $W_N^{nk}$  は従来の IFT 演算子に等しい)

ここで簡単に、Short Time DFT が瞬時スペクトラムを与えられること、すなわち、Short Time IFT を用いて瞬時スペクトラム  $\phi_k(n)$  から与えられる出力  $y(n)$  が正しく入力  $x(n)$  に一致することを示す。

瞬時スペクトラム  $\phi_k(n)$  を Short Time IFT, (2)式に代入し、変数  $k$  の総和と変数  $r$  の総和の順序を入れ換えれば、出力信号  $y(n)$  は次のように与えられる。

$$\begin{aligned} Ny(n) &= \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(r)h(n-r)W_N^{-rk} \right\} W_N^{nk} \\ &= \sum_{r=-\infty}^{\infty} x(r)h(n-r) \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} W_N^{(n-r)k} \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

上式最終右辺の項  $\{*\}$  は、DFT 演算子の完全和を示し、その値は、(4)式に示すように値 0 または  $N$  を採る。

$$\sum_{k=0}^{N-1} W_N^{(n-r)k} = \begin{cases} N, & n-r = pN \\ 0, & \text{else} \end{cases} \quad (4)$$

ただし、 $p$  は任意な整数

したがって、出力信号  $y(n)$  は、次のように整理できる。

$$y(n) = \sum_p x(n-pN)h(pN) \quad (5)$$

ウィンドウ  $h(x)$  が条件式(6)を満たすならば、出力信号  $y(n)$  が、入力信号  $x(n)$  に正しく一致す

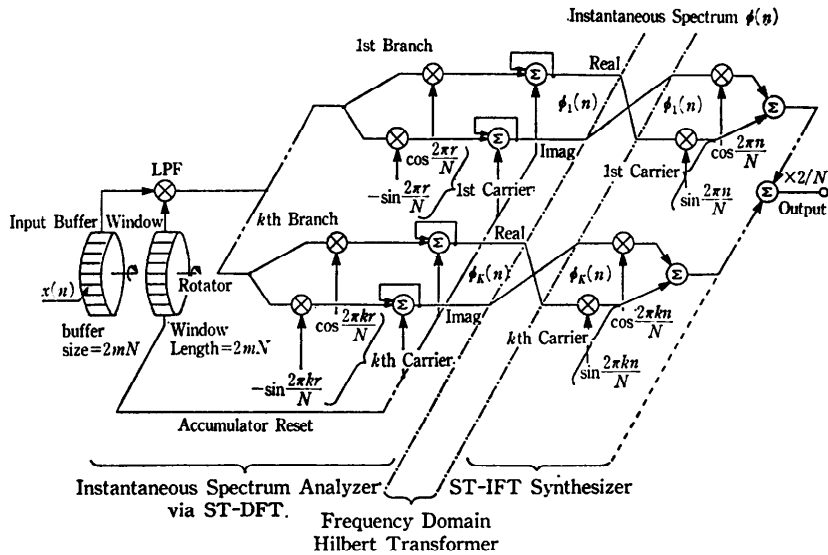


図-2 Short Time DFT Hilbert 変換器の回路構成

ることは容易に理解できよう。

$$h(x) = \begin{cases} 1, & x=0 \\ 0, & x=\pm N, \pm 2N, \pm 3N, \dots \end{cases} \quad (6)$$

2.2 Short Time DFT Hilbert 変換器

2.1 に示した瞬時スペクトラムを用いれば、理想 Hilbert 変換は、瞬時スペクトラムの成分  $\phi_k(n)$  の実数成分と虚数成分を入れ換えることで実行できることが類推できよう<sup>2)</sup>。出力信号  $y(n)$  は Hilbert 変換したスペクトラムから Short Time IFT で出力信号を合成して得られよう。

今、スペクトラム解析と位相シフトを唯一の演算子に統合すれば、周波数域 Hilbert 変換演算子、 $\hat{W}_N^{-rk}$  は次式のように与えられる。

$$\hat{W}_N^{-rk} = \begin{cases} \exp\{-j(2\pi rk/N + \pi/2)\}, & \text{if } 0 < k < N/2 \\ 0, & \text{if } k=0, N/2 \\ \exp\{-j(2\pi rk/N - \pi/2)\}, & \text{if } N/2 < k < N \end{cases} \quad (7)$$

Short Time DFT Hilbert 変換器は、図-2 に示すように、重要な 3 機能ブロックからなる。

第 1 の機能ブロックは、Short Time DFT 解析器として機能し、瞬時スペクトラムの各成分  $\phi_k(n)$  を算出する  $N/2-1$  個のチャンネルモジュールで構成される。

(1)式における  $x(n)$  と  $W_N^{-rk}$  の内積は、正規化角周波数  $2\pi k/N$  の複素キャリア  $W_N^{-rk}$  で入力信号  $x(n)$  を変調することとして遂行される。

同(1)式の  $\{x(n)W_N^{-rk}\}$  とウィンドウ関数  $h(n)$  との畳み込みは、変調信号  $x(n)W_N^{-rk}$  のローパスフィルタリングと考えられる。

第 2 の機能ブロックは、周波数域上での Hilbert 変換器として機能し、瞬時スペクトラム成分  $\phi_k(n)$  の実数部と虚数部を入れ換える。

この第 2 ブロックは機能上は重要であるが、その回路構造はきわめてシンプルであり、図-2 に示すように交差する 2 本のワイヤーだけで構成される。

第 1 と第 2 のブロックは、周波数インデックス方向に結合され、変調操作のために  $W_N^{-rk}$  の代わりに  $\hat{W}_N^{-rk}$  を用いて直接に  $\phi_k(n)$  を得る。

最後の第 3 のブロックは、Hilbert 変換したスペクトラム  $\hat{\phi}(n)$  から Short Time IFT を用いて時間域応答信号を得る合成器である。第 1 の解析部に同様な動作で、Short Time IFT は Hilbert 変換したベースバンド信号  $\hat{\phi}_k(n)$  を正規化角周波数  $2\pi k/N$  の複素キャリア  $W_N^{rk}$  で変調することで、出力信号を合成する。

入力信号  $x(n)$  を単位サンプル、すなわち

$$x(0)=1, x(n)=0, n \text{ が非零の場合} \quad (8)$$

とすれば、Short Time DFT Hilbert 変換の単位サンプル応答  $I_s(n)$  は、次のように与えられる。

$$I_s(n) = \begin{cases} 2 \cos(\pi n/N)/\pi n, & n \text{ が奇数の場合} \\ 0, & n \text{ が偶数の場合} \end{cases} \quad (9)$$

(7)式で与えられる周波数域 Hilbert 変換演算子は完全に処理歪みを排除していること、ナイキストウィンドウ関数  $\sin(\pi n/N)/(\pi n/N)$  が無限長ならばプロトタイプフィルタが理想ローパスフィルタ特性を示すことから、(9)式が Hilbert 変換の理想単位サンプル応答を示していることになる。

比較のために Rabiner の minimax FIR Hilbert 変換器 (minimax Hilbert 変換と略す) の単位サンプル応答を、次に示す。

$$Im(n) = \begin{cases} 2/\pi n, & n \text{ が奇数の場合} \\ 0, & n \text{ が偶数の場合} \end{cases} \quad (10)$$

両式を比較すると Short Time DFT Hilbert 変換器が minimax Hilbert 変換器の拡張になっていることが知れる<sup>3)</sup>。

$$\lim_{N \rightarrow \infty} Is(n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2 \cos(\pi n/N)}{\pi n} = Im(n) \quad (11)$$

図-3(a) は Short Time DFT Hilbert 変換器の単位サンプル応答を、同 (b) は minimax の単位サンプル応答を示す<sup>4), 5)</sup>。図において、 $2m$  は Short Time DFT のウィンドウ関数のフレーム数、 $N$  は Short Time DFT のフレーム内サンプル数であり、それぞれ  $2m=8$ ,  $N=32$  と設定してあ

る。また、 $L$  は minimax Hilbert 変換器の FIR フィルタの総段数であり、比較を容易にするため Short Time DFT の段数に相当する値 ( $2m \times N = 8 \times 32$ ) に等しく  $L=256$  とした。

図-3(a) に示すように、Short Time DFT Hilbert 変換器の単位サンプル応答は、図-3(b) に示す minimax の単位サンプル応答に一致する包絡を有しつつ振動することが特徴であり、位相推移特性は、 $10^{-9}$  度の測定精度では誤差は検出できない<sup>6)-8)</sup>。

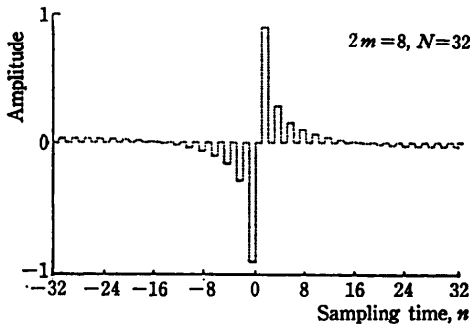
### 2.3 Short Time DFT コンパンダ

瞬時スペクトラム概念の第2の応用として、シラビックコンパンダの実現問題を考えよう。

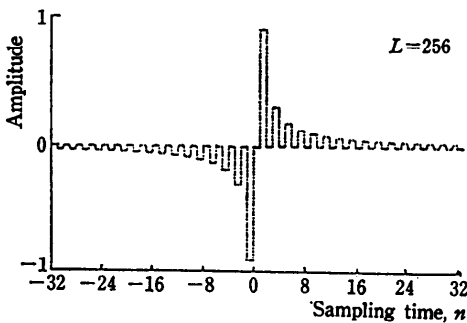
自動車電話・携帯電話などの通信システムにおいては、マルチパス伝播路に起因するほぼ定在波とみなせる分布をなす電界中を、移動しながら通信する。このため、見通し外すなわちビル陰などでも通信可能である反面、見通しの良い電波到来方向に沿った道路を移動しつつ通信する場合もマルチパスフェーディングを受け、通話中にフェーディング雑音が発生し、通話品質の劣化を避けることはできない。

このフェーディング対策として、ベースバンド処理に依存するコンパンダや、アンテナを十分に離し受信電界の相関係数を十分小さくおさえ良い状態の受信信号を採択するスペースダイバーシティあるいは水平・垂直偏波を選択する方式など種考案実用化されてきた。一般に、このコンパンダはダイバーシティなどの RF あるいは IF における処理に基づくフェーディング対策技術との親和性はきわめて高く、併用されることも多い。

図-4 にコンパンダの雑音抑圧機能を、レベルダイヤグラムを用いて示す。縦軸は、信号の振幅を対数 (たとえば, dBm) 表示している。今、入力信号が基準 0 dBm を中心に  $-12 \sim +2$  adBm に変動しているものとする。対数の意味で 2:1 に振幅を圧縮し、振幅の変動幅を  $-6 \sim +$  adBm と抑えて変調する。無線伝送路を介し送信されてくる変調波を復調すると、復調信号には伝送路で生じるフェーディング雑音や送受信機器の熱雑音などが混入している。仮に、雑音レベルが  $-10$  dBm とすれば、受信信号は最悪値で  $SN=4$  dB ときわめて通話品質が悪い状態である。しかし、この復調信号を逆に 1:2 に伸長すると、信号の



(a) Short Time DFT Hilbert transformer



(b) minimax Hilbert transformer

図-3 単位サンプル応答

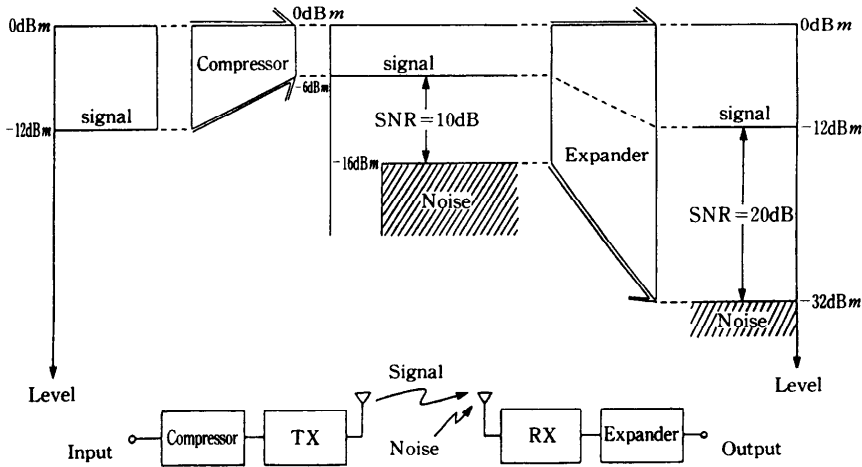


図-4 コンパンドの雑音抑圧とレベルダイヤ

振幅のレベルが源信号の  $-12 \sim +2 \text{ dBm}$  に戻ると同時に雑音レベルも  $-20 \text{ dB}$  となり、SN値が  $8 \text{ dB}$  と改善される。これが、コンパンドの雑音抑圧機能の概要であり、たとえば無線伝送路の代わりにテープなどの媒体へのアナログ録音システムを考えれば、dbxあるいはドルビCなどのノイズリダクション・システムとなる。

包絡成分を復調信号に乗ずることで、対数の意味で  $1:2$  に伸長し源信号に等しい振幅特性を有する信号が再生する。このとき、有音期間の雑音も同時に伸長され雑音レベルが基準レベル以下ならば、信号と雑音のレベル差が対数スケールで2倍になりSN値が改善される。無音期間に対しては、音声信号の包絡に比較しきわめて小さな包絡で雑音を受信されており、包絡を復調信号に乗ずることで無音期間の雑音をほぼ完全に抑制する効果が生じる。

アナログ処理形としては、AM検波回路が包絡検出回路として用いられてきた。すなわち、音声信号を振幅変調波とみなし検波することで包絡が得られると考えている。この類推からデジタル信号処理ではダイオードの代わりに絶対値演算を、RCローパスフィルタの代わりにデジタルローパスフィルタが使用されてきた。

検波回路において、中波放送受信時のキャリアと信号の周波数比が約  $1000$  であるが、包絡検出回路においては、音声信号とエンベロープの周波数比は高々  $10$  であり、検波回路の包絡検出回路への直接的適用には無理がある。このため、入力

信号と包絡信号とが相互変調され高調波歪みが発生し、音質を劣化させる要因となっていた<sup>9),10)</sup>。

しかし、帯域制限した任意な信号は、次のように Short Time DFT を用いて、瞬時スペクトラム成分に展開できる。

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} \phi_k(n) W_N^{nk} \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \{ a_k(n) \cos W_k n - b_k(n) \sin W_k n \} \\
 &\quad + j \{ a_k(n) \sin W_k n + b_k(n) \cos W_k n \} \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} |\tilde{\phi}_k| \angle \theta(n) \tag{12}
 \end{aligned}$$

ここに

$$\left. \begin{aligned}
 |\tilde{\phi}_k| &= \sqrt{\{ a_k(n)^2 + b_k(n)^2 \}} \\
 \theta(n) &= \tan^{-1} \{ b_k(n) / a_k(n) \}
 \end{aligned} \right\} \tag{13}$$

コンプレッシング過程で、瞬時スペクトラム成分の位相角  $\theta(n)$  を変動させると、コンプレッサ出力のスペクトラムが歪む。したがって、無歪みのコンプレッシングにおいては、瞬時スペクトラム成分の位相を変化させることは許されない。かつ、絶対値が入力信号のその平方根の関係を保つことが必要となる。

すなわち、各成分間には、(14)式の関係が成立する。

$$|\tilde{\phi}_k| = \sqrt{|\tilde{\phi}_k|} \tag{14}$$

コンプレッサ出力信号の瞬時成分の実数成分  $a_k(n)$ 、虚数成分  $b_k(n)$  は、次のように与えられる。

$$\tilde{a}_k(n) = \cos \theta(n) |\tilde{\phi}_k| = a(n) / \sqrt{|\tilde{\phi}_k|} \tag{15}$$

$$\tilde{b}_k(n) = \sin \theta(n) |\tilde{\phi}_k| = b(n) / \sqrt{|\tilde{\phi}_k|} \tag{16}$$

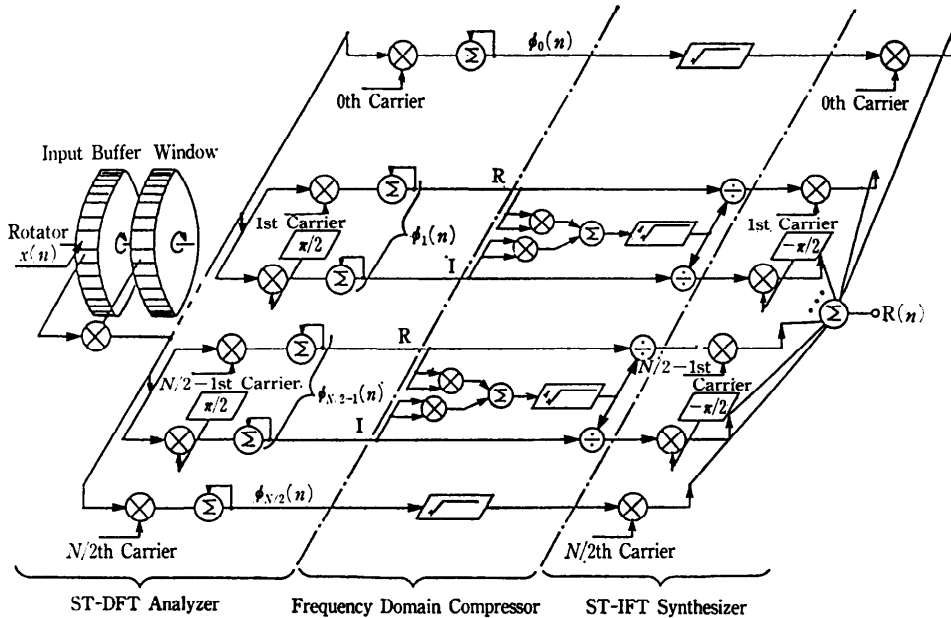


図5 Short Time DFT コンプレッサの回路構成

したがって、サブチャンネル対応のモジュールコンプレッサは図-5に示す構成となる。周波数インデックス方向に、このモジュールコンプレッサを  $N/2+1$  個用いれば全周波数成分をコンプレッシングできる。このようにして、原理的に歪み発生要因を排除した新しいシラビックコンパンドー Short Time DFT コンパンドーが実現される<sup>11)~13)</sup>。

### 3. フェーディングに強い新しい単側帯域変復調技術

#### 3.1 RZ SSB 変復調方式

移動無線サービスでは、有限な資源である電波を用いる以外代替手段がない。そこで、アナログ方式であれデジタル方式であれ無線周波数を有効に利用し、できるだけ多くの利用者が収容できる方式が要求される。現在、移動無線に採用されている変調方式は、特殊なものを除いてアナログの周波数変調 (FM) 方式である。この方式が用いられるのは、線形変調方式に比べて広い無線伝送帯域を必要とするが、雑音やフェーディング、干渉に強いためである。

単側帯波 (Single Side-Band) の所要無線伝送帯域は情報帯域と同じでよいので最も狭く、低電界強度まで通信できるなどの利点があるが、フェーディングや干渉に弱いので、ほとんど移動無線に

は用いられていない。ここで述べる RZ SSB 変復調方式は、上記の欠点を克服したフェーディングや干渉に強く、チャンネル間隔 5 kHz で電話音声帯域 (300~3400 Hz) 信号が品質良く伝送できる新しい SSB である<sup>14),15)</sup>。そこで、電話音声帯域を利用したモデム信号やファクシミリ信号のようなデジタル信号にも対処できる。

RZ SSB 変調方式を説明する前に、まず、陸上移動通信伝搬路の性質を説明しよう。

#### (1) 陸上移動通信伝搬路

陸上移動通信では、無線機がいかなる所にあっても相互に通信できるようにするために、通常、無指向性アンテナを用いる。そこで、陸上移動通信の伝搬路は、周囲の建物や地形による反射波や散乱波からなる多重波で構成されるので、無線機のアンテナに受かる電波は、伝搬経路の異なる多数の波が到来して互いに干渉し複雑な特性となる。このときの受信波の包絡線と位相はランダムに変動する激しいフェーディングとして観測される。受信電界強度の時間的変化は、移動速度が速くなるほど、また、無線周波数が高くなるほど激しくなる。そして、受信電界強度の時間的変化を統計的に観測するとレーレ分布に、また、位相の時間的変化は一様分布になる場合が多い。

次に、従来の SSB の問題点などについて述

べる。

(2) 従来の SSB

従来の SSB 送受信機では、高品質な復調信号を得るために、

①一定のレベルのパイロット信号を情報信号とともに送信する。パイロット信号を受信し、変動していれば搬送波で受けた振幅変動であるので、一定にすることによって振幅変動は除去できる。このようにパイロット信号を一定にする自動利得制御 (AGC) 回路

②パイロット信号を参照して乗積検波に必要な精密な搬送波 (送信側で用いた搬送波の周波数と位相が等しい) を再生する自動周波数制御 (AFC) 回路

が必要である。AGC 回路は復調信号の正しい振幅情報を、AFC 回路は正しい周波数 (時間) 情報を得るために重要である。しかし、フェーディングの影響を受けた受信波に対して上記の二つの回路が正確に動作しないために、従来の SSB は移動無線サービスに積極的に用いられなかった。

最近、フェーディングの中で用いることを考慮して開発された SSB 方式には、

- ①リンコンベックス (LINCOMPEX)<sup>16)</sup>
- ②ACSSB (Amplitude Companded SSB)<sup>17)</sup>
- ③TTIB/FFSR (Transparent Tone in Band/Feed-forward Signal Regeneration)<sup>18)</sup>
- ④移動体衛星用 SSB<sup>19)</sup>

などがあるが、満足できる伝送特性を示すものは実現されていない。

(3) RZ SSB 変復調方式

RZ SSB は、「従来の SSB に必要な理想的な AGC や AFC 回路の実現が困難ならば、いっそのことこれらを用いないで SSB 信号が復調できないか?」という発想から考えだされた新しい変復調方式である<sup>15)</sup>。

このようなことが実現できるために、RZ SSB の送信波には搬送波を付加したパイロットキャリア SSB を用いる必要があるが、搬送波自身は情報信号を運ばないので低減

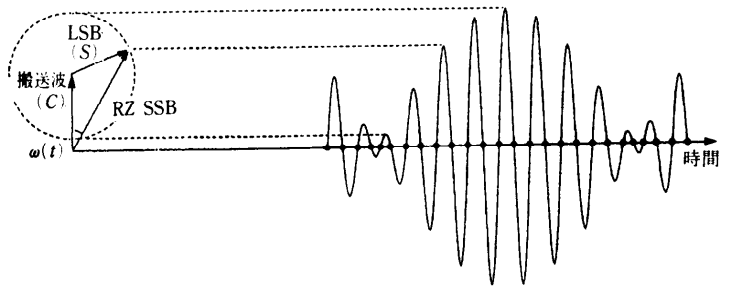
搬送波とした。これは全送信波電力に対して搬送波電力ができるだけ小さいことが望ましいためである。このような送信波では狭帯域であるという特性には変わらない。

RZ SSB 受信機では AGC 回路の代わりに振幅制限器 (リミタ) を、AFC 回路と乗積検波器の代わりに FM 検波器と積分器を用いた。受信側でリミタを用いるために、搬送波成分を選択的に増幅する回路を用いて低減搬送波 SSB を RZ SSB 信号に変換しなければならない。そして、リミタ出力信号の位相項から情報信号を復調する新しい方法を考案、採用した。このように RZ SSB 受信機は、従来の SSB 受信機の動作とはまったく異なる。

では、RZ SSB 信号とはどんなものか説明しよう。

(4) RZ SSB 信号とは

RZ SSB 信号は、受信機のリミタの直前でのみ必要である。これを信号ベクトルで考えると、「搬送波ベクトルの長さが情報信号による SSB ベクトルの長さより長いこと」となる。図-6 に、その様子を示した。RZ SSB 信号の時間波形の零交差点は FM 信号と同様に情報信号を運ぶことができるので、振幅成分をリミタで除去してもよいことになる。このような信号の性質は、関数論を用いて証明できる<sup>20)</sup>。RZ SSB 信号では、情報信号が振幅と位相項とに埋め込められていることになる。



$|C| > |S|$  : RZ SSB 条件  
 $\omega(t) = \arctan \{m\hat{g}(t)/(1+mg(t))\}$   
 $-\pi/2 < \omega(t) < \pi/2$  (主値領域)  
 ここで、  
 $mg(t)$  : 情報信号  
 $m\hat{g}(t)$  :  $mg(t)$  のヒルベルト変換

図-6 RZ SSB 信号のベクトルと時間波形  
 単一トーン信号を伝送したときの RZ SSB 信号のベクトルと時間波形を示す。  
 RZ SSB 信号の時間波形の零交差点 (.....) は FM 信号と同じように情報信号 (単一トーン信号) を運ぶことができる。

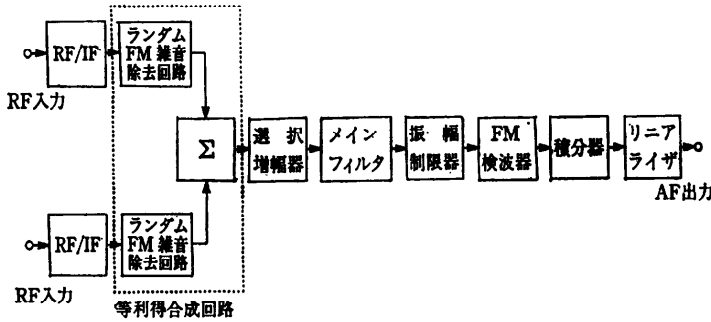


図-7 室内実験に用いた RZ SSB 送受信機ブロック図

フェーディング対策のために2プランチ等利得ダイバーシチ回路を、また、低減搬送波を RZ SSB 信号に変換するために選択増幅器を用いた。

RZ SSB 信号は、通常の乗積検波によっても復調できる。

(5) RZ SSB の具体的な復調方法

RZ SSB 受信機の基本動作は、すでに述べたとおりであるが、図-7 にその基本構成を示す。リミタ FM 検波過程で無歪でも、送信した波形と積分器出力波形を比べると相互変調歪が存在する。これは、情報信号が RZ SSB 信号の位相項に線形に写像されていないためである。位相項に線形に写像されている場合は FM 波となり、その必要な伝送帯域幅は情報信号帯域幅より広くなることはすでに述べたとおりである。

積分器出力から送信した情報信号を抽出するために、リニアライザが必要となる。リニアライザは、最近のデジタル信号処理技術、LSI 技術を用いると簡単に構成、実現できる。

(6) フェーディング対策技術

多重波伝搬路を移動すると、フェーディングの影響を受ける。このフェーディングは受信機の熱雑音や干渉雑音特性をより劣化させるので、高品質な伝送を達成するにはこれを克服する必要がある。ダイバーシチ受信技術はフェーディングを克服する強力な一つの技術である。ここでは、二つの受信アンテナを空間的に離して設置し、フェーディングについて統計的に独立な信号を受信する空間ダイバーシチを導入した。さらに、二つの受信アンテナからの信号の合成には等利得同相合成方式を用いた。これは、各アンテナからの受信信号に含まれるランダムな位相変動を狭帯域フィルタ、リミタとミキサで除去した後、同相合成するものである。

RZ SSB 信号はパイロットキャリア SSB であ

るので、これを利用すると等利得同相合成回路が容易に構成できる。

3.2 RZ SSB 信号の伝送特性

移動通信では、復調信号の品質を評価するのに SINAD をよく用いる。その定義は、 $SINAD = (S+N+D)/(N+D) = S/N+1$  ( $D=0$  のとき) で与えられる。ここで、 $S$  は信号、 $N$  は雑音、 $D$  は歪電力を表す。

具体的な受信機構成を図-7 に示す<sup>15)</sup>。低減搬送波 SSB 信号を RZ SSB 信号に変換するために選択増幅回路を用いた。

(1) 周波数帯域特性

復調信号の周波数特性を測定したところ、300 ~ 3400 Hz の電話音声帯域で平坦な振幅特性になっていることが分かる<sup>15)</sup>。この結果は、RZ SSB 受信機におけるリニアライザなどの信号処理が正確に行われていることを示している。

(2) 熱雑音特性

熱雑音時の受信機入力電界強度と SINAD の関係は RZ SSB 受信機の基本特性である。その実験結果を図-8 に示す<sup>15)</sup>。ここで、○は RZ SSB 受信機、△は 12.5 kHz FM 受信機 (変調指数 = 1.75 rad, 帯域幅 = 8 kHz, NF = 5 dB) に対するデータである。

実線は、SSB 信号を乗積検波したときの理論値

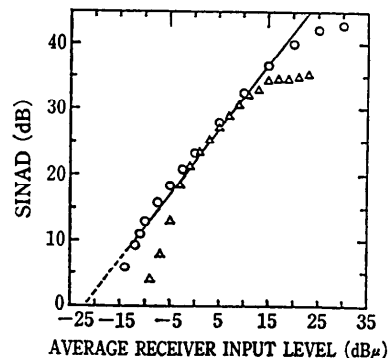


図-8 熱雑音時の受信機入力強度と SINAD 特性

SSB 変調波を乗積検波したときの理論値 (実線) が、RZ SSB 信号に対しても得られた。低電界領域では、振幅制限器 (リミタ) の導入によってスレッシュールドが観測できる。

記号の説明 △: 12.5 kHz FM, ○: RZ SSB.



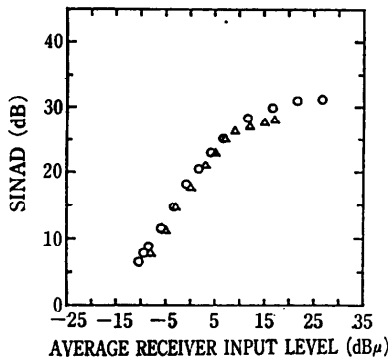


図-9 40 Hz のレーレ・フェーディングが存在するときの受信機入力電界強度と SINAD の関係  
RZ SSB(○) のフェーディング耐力は 12.5 kHz FM(△) のそれと同じことが分かる。

である。RZ SSB 受信機に対する実験値はこの理論値によく一致している。RZ SSB 受信機固有の信号処理を行ったときの熱雑音特性は、単一周波数を伝送した場合には、簡単に求まり、乗積検波したときの理論値に一致する。

低電界では、リミタの導入によって受信機固有の雑音レベルよりほぼ 9 dB 高いところにスレシヨールドが観測できる。

### (3) フェーディング特性

レーレ・フェーディング周波数 40 Hz における平均受信機入力電界強度対 SINAD 特性の実験結果を図-9 に示す<sup>15)</sup>。同図より RZ SSB の特性が 12.5 kHz FM のそれと同じなので、RZ SSB のフェーディング耐力は 12.5 kHz FM のそれと同じと言える。12.5 kHz FM 受信機には 2 ブランチ検波後選択合成ダイバーシチ回路が具備されている。

### (4) 音声 MODEM によるデジタル・データ信号伝送特性

音声 MODEM を利用してデジタル・データ信号を RZ SSB 送受信機で伝送したときの実験結果を図-10 に示す<sup>15)</sup>。図では 4800 bps デジタル・データ信号に対する平均受信機入力電界強度対平均符号誤り率特性結果である。□は熱雑音時の RZ SSB 送受信機による場合の特性、一は音声 MODEM 送受信部を有線で結んで測定した特性で、両者は良く一致している。この結果は RZ SSB 送受信機による劣化がないことを示している。レーレ・フェーディングが存在する場合の平均符号誤り率特性は、フェーディング周波数の

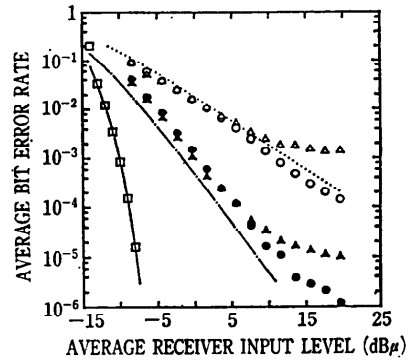


図-10 4800 bps 音声モデム (QAM) 信号伝送時の受信機入力電界強度と平均符号誤り率の関係

#### 記号の説明

- : 熱雑音
- : レーレ・フェーディング周波数は 20 Hz
- △▲ : レーレ・フェーディング周波数は 40 Hz
- △ : ダイバーシチなし
- ▲ : ダイバーシチあり
- : back to back
- ..... : ダイバーシチなしの理論値
- : ダイバーシチありの理論値

違いやダイバーシチ回路の有無が分かるように図に列記した記号で表した。レーレ・フェーディングが存在する場合の平均符号誤り率の理論特性は熱雑音時の特性を基に求められる。その結果を図に並記した。理論値と実験値が一致していることは、2 ブランチ等利得合成ダイバーシチが正常に動作していることを示している。RZ SSB 受信機は 9600 bps 音声 MODEM 信号や G3 ファクシミリ画信号伝送に対しても良好な特性を示した。

### (5) 周波数利用効率

セルラゾーン構成の移動通信システムに RZ SSB 方式を用いた場合の周波数利用効率は、同一チャネル干渉特性を利用すると求めることができる<sup>15)</sup>。それによると、RZ SSB は同一チャネル干渉に強いので 12.5 kHz FM や ACSSB より約 2 倍周波数利用効率が高いことが分かる。一方、ACSSB は同一チャネル干渉に弱いので、チャネル間隔が RZ SSB と同じでも周波数利用効率は 12.5 kHz FM に及ばない。

### 3.3 考 察

RZ SSB 送受信機を用いると、5 kHz のチャネル間隔で透明度の高い電話音声帯域 (300~3400 Hz) が確保できるので

- ①高品質なアナログ音声
- ②音声 MODEM によるデジタル・データ信号/

## G3 ファクシミリ画信号

## ③音声 MODEM とコーデックによるデジタル秘話音声

などの伝送ができる。RZ SSB 変復調技術は、移動無線以外にも加入者無線、あるいは、SSB 化される短波放送用受信機などにも適用できる横断的な技術である。今後の幅広い応用が期待できる。

## 4. 移動体衛星通信用車載アンテナ

前章までに、限りある電波資源を有効に使用するために必要とする基盤技術—ベースバンド処理および変復調技術—について説明した。受信能力の優れた車載アンテナは、やはり移動通信システムにとって、重要な機能要素となる。もし、受信利得の低いアンテナを使用しなければならないとき、良好な通話品質を得るための送信電力はいたずらに増大し、ひいては電波資源の枯渇を早める恐れがある。

地上波を対象にするならば、送信電力を高めてもアンテナのチルティングなどで電波の送達距離を低く抑えることは可能であろう。この場合でもアンテナ利得を高めることができれば、さらに送信電力を低減でき、周波数のリユースが容易になる。したがって、アンテナ利得をあげることが従来から重要な問題として扱われている。

衛星を介し通信する移動体衛星通信の場合には、アンテナへの要求は、さらに厳しい。衛星と移動体の送受信距離は地上波の場合と比較すると桁違いに遠く、電波ビームを十分に細く絞りこんでも、必然的に受信電力は低くなる。この事実からも、移動体衛星通信のアンテナの指向性の追尾性、ならびにその受信効率が重要になることが容易に想像できよう。かかる背景を踏まえ、本章においては、将来の移動通信システムに必須となる移動体衛星通信を構築するのに鍵となる車載アンテナについて説明する。

4.1 電子走査アンテナの特徴と構成<sup>21), 22)</sup>

## (1) アンテナの概要

自動車は航空機や船舶に比べ激しい動きをするため、自動車の動きに応じて指向性ビームを広角かつ高速に制御する必要がある。特に自動車用としては方位角方向のビーム走査や追尾が重要になる。また、建物などの電波遮蔽物がある地域を走行することも多く、そのような地域でも適切に動

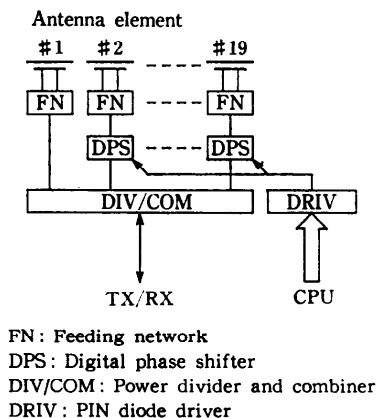
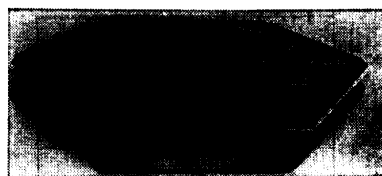


図-11 電子走査アンテナの外観と構成

作することが必要である。同時にアンテナの低プロファイル化、軽量化なども重要な課題である。

ここでは上述の条件を満たし、1540 MHz から 1660 MHz のLバンド周波数において使用する、高利得の電子走査アンテナについて述べる。本アンテナの外観写真および構成を図-11 に示す。本アンテナは 19 個の素子アンテナを正三角形格子上に配列 (素子中心間距離: 95 mm) したアレイアンテナ部と 18 個の移相器および 19:1 の分配/合成器からなる給電回路部、移相器を駆動するためのドライブ回路部で構成される。中央の素子アンテナ (#1) には移相器を用いておらず、#1 を基準として他の素子の位相を決定している。このような素子配列は、低仰角での方位角方向のビーム走査において、利得の変動が小さい特長をもつ。

## (2) 素子アンテナ

Lバンドの移動体衛星通信で使用する周波数帯域幅は約 6.5% である。1層構造のマイクロストリップアンテナ (MSA) は一般に帯域幅が狭いことから素子アンテナとして使用するには問題がある。ここでは、比較的簡単な構造で製作が容易であり、しかも広帯域な特性が得られる、無給電素子を付加した2層構造のマイクロストリップアンテナ (SMSA) を採用した。

図-12 は素子アンテナの構造を示したものである。誘電体基板には厚さが 1.6 mm の BT レジ

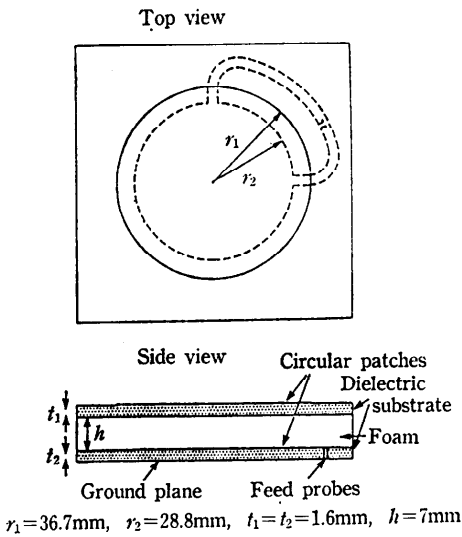


図-12 素子アンテナの構造

ン ( $\epsilon_r=3.6$ ) を用いている。給電は下層のマイクロストリップパッチに対し、直交する2点に行っている。このアンテナ素子の給電点(ウィルキンソン分配器入力端)からみた反射損は、使用周波数帯域において  $-15$  dB 以下である。

(3) 移相器

素子アンテナへの給電位相はデジタル移相器によって制御している。移相器による量子化位相誤差を小さくするにはビット数の大きなデジタル移相器を用いればよいが、組み込みの容易さや経済性を考えるとできるかぎり小さいビット数にすべきである。ここでは、19個の素子アンテナを正三角形格子上に配列したときのビームの指向誤差に対する計算機シミュレーションを行い、移相器のビット数を3ビットに決定した。計算により得られたビームの指向誤差および平均的な利得の低下は、それぞれ  $2^\circ$  および  $0.3$  dB 以内であった。

製作した移相器は  $45^\circ$ 、 $90^\circ$  および  $180^\circ$  に対応する三つの線路切換形移相器により構成されており、スイッチ素子には PIN ダイオードを用いている。また、移相器の挿入損失はアンテナの G/T に大きく影響するため、できるかぎり小さくする必要があり。製作したものは挿入損が約  $1.2$  dB 以下、位相誤差が約  $\pm 15^\circ$  以内の良好な特性をもつ。

(4) 構造

自動車搭載用として構造上重要な点は、薄形か

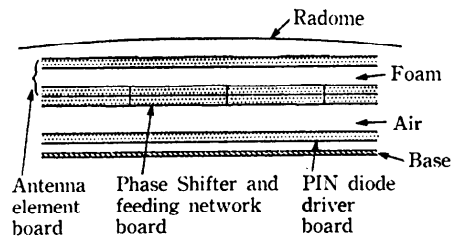


図-13 電子走査アンテナの層構造

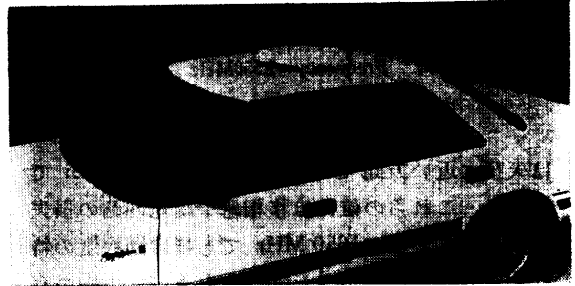


図-14 自動車搭載時の外観

つ軽量であることである。そこで、移相器も含め全体をできるかぎり薄形にするため、移相器の寸法を SMSA の放射素子とほぼ同面積とし、素子アンテナの背面に接地導体面を共通にして移相器を貼り合わせる構造とした。分配器などの給電回路は誘電体基板上の移相器を除く残りの部分に配置した。そして、図-13 に示すようにアンテナ全体をアンテナ素子層、移相器/給電回路層、および PIN ダイオードドライブ回路層に分け、各層をサンドイッチ構造とすることで全体を約  $30$  mm の高さにすることができた。縦横の寸法は  $500$  mm  $\times$   $450$  mm で、約  $2$  kg の重さとなった。図-14 はレドームに入れたアンテナを自動車の屋根に搭載した様子を示したものであるが、非常に薄形であることが分かる。

4.2 電子走査アンテナの総合特性

ビームの走査角 (Beam steering angle) は、移相器の移相量が任意の値に設定できないことや素子アンテナ間の相互結合の影響などのために、必ずしも希望する方向に向けることができないとは限らない。希望するビーム走査角 ( $\theta_0$ ,  $\phi_0$ ) に移相器を設定したとき、実際に得られるビームの最大方向との差は一般にビーム走査角  $\theta_0$  が大きいほど大きくなり、また利得の低下も大きくなる。

図-15 は  $1550$  MHz において、 $\phi=0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$  のそれぞれの垂直面内におけるビーム走査角 ( $\theta_0$ ,  $\phi_0$ ) 方向の利得を表したものである。利得

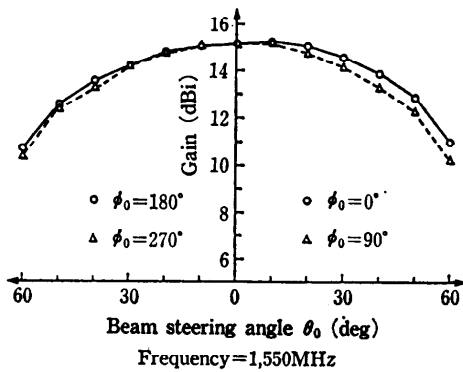


図-15 ビーム走査角に対する利得特性

は天頂に近い方向で最大となり、約 15.2 dBi であった。これらの値には移相器や給電回路の損失が含まれている。1650 MHz でもほぼ同程度の特性が得られている。 $\theta_0 = 60^\circ$  のとき  $\theta_0$  方向の利得は 10.5 dBi 前後の値となる。これを改善するには移相器や給電系の損失や、送受素子の相互結合損失を小さくするなどが必要である。

水平面内でビームを走査したときの利得の変動は、仰角  $30^\circ$  ( $\theta = 60^\circ$ ) のときで 1 dB 以下と小さい。より高い仰角では、利得変動はさらに小さくなることから、方位角方向の走査が中心となる自動車搭載用のアンテナとして十分な特性と思われる。

ビーム走査角と軸比との関係は  $\theta_0 = 0^\circ \sim 40^\circ$  の範囲で 1.5 dB 以下である。 $\theta_0 = 50^\circ$  付近から軸比が劣化する傾向がみられるが、 $\theta_0 = 60^\circ$  の場合でも 3 dB 以下である。

#### 4.3 走行実験

本節では電子走査アンテナと衛星追尾制御装置とを組み合わせたアンテナシステムを用い、受信実験を行った結果を述べる。実験では技術試験衛星 V 型より送信された無変調波を測定車両で走行しながら受信し、衛星の追尾状況および受信電力を測定した。このときの衛星の仰角は約  $46^\circ$  である。測定においては電子走査アンテナのほかに、水平面内無指向性で利得が約 3 dBi のヘリカルアンテナも比較のために用いた。

この実験で用いた追尾制御装置は、受信レベルを参照することにより、自動車の動きに応じてビーム方向を方位角方向に  $15^\circ$  ごとにステップ的に走査するものである。仰角方向については比較の変動が少ないコースであったことから、 $45^\circ$  -

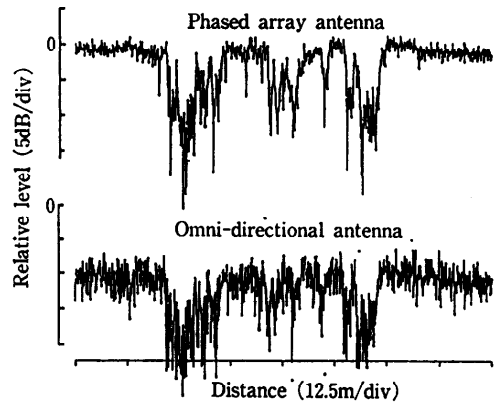


図-16 受信レベルの測定値 (樹木による遮蔽の影響)

定とし、特に制御はしないこととした。

遮蔽物のない場所では受信レベルの変動は非常に小さく、また、回転時におけるビームの切り換えによる受信レベルの変動は 2~3 dB 以内であった。この変動はビームの切り換えをより適切に行うことで 1 dB 程度まで抑えることが可能と思われる。図-16 は走行道路の衛星側の路肩に樹木(松)がある道路で測定した受信電力を示したものである。この場合 10~20 dB 程度受信レベルが変動することが分かる。ただし、これは自動車から樹木までの距離が 3~5m の場合の結果であり、この距離が大きくなれば影響はもっと小さくなると思われる。電柱による遮蔽の影響は 5 dB 程度であった。もしこのような場所でのビームの追尾が適切でない場合には、比較のために示した無指向性アンテナの受信レベルとは大きく異なった変化を示すことになる。図に示す結果から、このような状況下においても適切に追尾動作しているものと推定できる。

建物の横を通過するときには、電波が完全に遮蔽され、追尾のための参照信号を失うことになるが、走査速度が速いため陰を通過後ただちに復帰して受信信号が得られることも確認している。

以上、種々の条件での追尾、受信特性を調べた結果、追尾特性は電波の遮蔽状況によってはまだ十分とは言えない場合も観測された。しかし、これは追尾制御装置においてビームの切り換えを判断する際にもっと多くの情報を用いることで十分対処することが可能と考えられる。

## 5. むすび

以上、移動通信特有の困難な将来の問題を克服する新しい基盤技術について検討した。特に、瞬時スペクトラム Short Time DFT, RZ SSB 変復調、車載アンテナの研究状況と今後の動向に力点をおいた。

いずれも、周波数の有効利用技術、新しい移動通信メディアとして期待される衛星通信技術や陸上移動通信技術などは、移動通信の基盤技術になるものと考えられる。

本文が、移動通信の開発実用化に貢献できることを切望する。なお、本論文は、共に情報処理学会中部支部主催で平成元年 12 月 7 日～8 日に開催した専門講習会“移動通信の将来と基盤技術”の講演に基づいてまとめたものである。

最後に、本論文をまとめるにあたり、有益な助言をいただいた NTT データ通信開発本部・大野徹夫氏に感謝の意を表します。さらに、郵政省、情報処理学会中部支部、NTT、NTT データ通信の関係各位に深謝します。また、専門講習会の開催に当たりご尽力いただいた豊田中央研究所・山中暎夫氏、情報処理学会中部支部前支部長・本告光男氏、太田忠昭前幹事、小川典孝前幹事、三井斌友幹事、和田幸一幹事、水野京子嬢に感謝します。

## 参 考 文 献

- 1) Saiki, T. and Kishi, M.: Reduction the Effect of Frame Truncation Error Using the Short Time DFT, *Transaction of the IEICE*, Vol. E 71, No. 5, pp. 472-474 (May 1988).
- 2) Kishi, M.: A Proposal of Short Time DFT Hilbert Transformers and Its Configuration, *Transaction of the IEICE*, Vol. E 71, No. 5, pp. 466-468 (May 1988).
- 3) Kishi, M.: The Properties and Configuration of the Short Time DFT Hilbert Transformers, *IEEE ICASSP 89, Proc. Vol. 2, D 4. 10*, pp. 1019-1022, Glasgow, Scotland (May 1989).
- 4) Kishi, M.: Some Consideration on the Short Time DFT its Application to the Hilbert Transformer, *ICSP, Proc. pp. 39-42*, Beijing, China (Oct. 1990).
- 5) 岸 政七: Short Time DFT の Hilbert 変換への適用とその特性, 電子情報通信学会論文誌 Vol. J 74-B-I, 1991 (to be published).
- 6) Mizuno, K. and Kishi, M.: An Optimization of the Decimation Filter Used in Short Time DFT Hilbert Transformers, *Transaction of the IEICE*, Vol. E 71, No. 5, pp. 469-471 (May 1988).

- 7) Kishi, M.: Fast Processing for the Short Time DFT Hilbert Transformer, *IEEE ICASSP 91, 54. D 12. 1*, Toronto, Canada (May 1991).
- 8) Kishi, M. and Koga, H.: On the Optimization of the Prototype Filter Used in the Short Time DFT Hilbert Transformers, *IEEE VTC 91 St. Louis, USA* (May 1991).
- 9) 岸 政七, 石黒 孝, 小崎康成: フィードフォワードシラビックコンパンドの提案とその構成, 電子情報通信学会論文誌 Vol. J 74-B-I, 1991 (to be published).
- 10) 岸 政七, 小崎康成, 石黒 孝: フィードフォワードシラビックコンパンドの過渡応答特性, 電子情報通信学会論文誌 Vol. J 74-B-I, 1991 (to be published).
- 11) Kishi, M.: On the Property and Configuration of the Short Time DFT Feed-Forward Syllabic Compander, *IATED ICSPDF, Proc. pp. 106-109*, Lugano, Switzerland (Jun. 1990).
- 12) Yin, K. and Kishi, M.: On the Property and Configuration of the Multi-channel Compander ICSP, *Proc. pp. 39-42*, Beijing, China (Oct. 1990).
- 13) Kishi, M., Kozaki, Y. and Koizumi, M.: A Proposal of Short Time DFT Syllabic Compander and its Configurations, *IEEE VTC 91, St. Louis, USA* (May 1991).
- 14) 大黒, 生越: Real Zero SSB 送受信機の実験—振幅情報を用いない SSB 信号の復調, 昭 60 信学総全大, no. 2394.
- 15) 大黒: 移動通信用 SSB—フェーディング, 干渉に強い RZ-SSB, 信学会誌, Vol. 73, No. 5, pp. 504-514 (May 1990).
- 16) 塚田, 角川: 150 MHz 帯陸上移動通信用リコンパックス装置—その特性と評価, 信学会論文誌 (B), Vol. J 65-B, No. 12, pp. 1843-1490 (Dec. 1982).
- 17) Haller, R. and VaDeursen, H.: Amplitude companded single sideband compared to conventional frequency modulation for VHF mobile radio, *NTIS, FCC/OST Vol. TM 83-7* (1983).
- 18) McGeehan, J. P. and Bateman, A. J.: Theoretical and experimental investigation of feedforward signal regeneration (FFSR) as a means of combatting multipath propagation effects in pilot-based SSB mobile radio systems, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. VT-32, No. 1, pp. 106-120 (1983).
- 19) Lodge, J. H. and Boudreau, D.: The implementation and performance of narrowband modulation techniques for mobile satellite applications, *IEEE ICC '86, Tronto, Canada*, pp. 44. 6. 1-44. 6. 7, June 22-25 1986.
- 20) Logan, B. F. Jr.: Information in the zero crossings of bandpass signals, *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 56, No. 4, pp. 487-510 (1977).
- 21) 西川, 佐藤, 藤元: 自動車搭載衛星通信用電子走査アンテナ電子通信学会論文誌 (B II), J-72-B-II, pp. 323-329 (1989-7).
- 22) 佐藤, 西川, 平子: 車載電子走査アンテナによる受信実験, 平成 2 年電子情報通信学会春季全国大会, B-139 (Mar. 1990).

(平成 2 年 6 月 15 日受付)



### 岸 政 七 (正会員)

1946年生。1969年慶応義塾大学工学部電気工学科卒業。1971年同大学院修士課程修了。1974年同博士課程修了。工学博士。同年電電公社

(現 NTT) 武蔵野電気通信研究所入社。電子交換機、電子計算機、ICメモリ、通信網制御方式等の研究実用化に従事。1982年横須賀電気通信研究所へ移り移動通信用音声処理の研究実用化に従事。1985年通信網第2研究所長表彰授与。1987年NTT退職。同年愛知工業大学工学部電子工学科教授。1988年同情報通信工学科教授。現在に至る。この間、瞬時スペクトラム理論、通信用信号処理の研究に従事。「デジタル電子回路」(昭見堂、共著)。電子情報通信学会、IEEE、IASTED各会員。



### 大黒 一弘

1964年東京工業大学電子工学科卒業。1966年同大学院修士課程修了。同年電電公社(現NTT)武蔵野電気通信研究所入所。以来、固体

発振素子(なだれダイオード、ガンダイオード等)、非線形波動(ソリトン等)、ミリ波導波管伝送方式、光通信方式、移動通信方式等の研究に従事。現在、NTT関連企業本部新分野事業推進部担当部長。工学博士(東工大)。電子情報通信学会、応用物理学会、IEEE各会員。



### 西川 訓利

1953年生。1976年名古屋大学工学部電子工学科卒業。1978年同大学院修士課程修了。同年豊田中央研究所入社。1989年同研究八部移動通信研究室グループリーダー、研究員、現在に至る。この

間、車載電子機器の電波障害および車載アンテナの数値解析に関する研究、各種アンテナシステムの開発に従事。工学博士。1984年IEEE VTS論文賞受賞。電子情報通信学会会員。



### 向井 正

1947年生。1971年東京電機大学工学部電子工学科卒業。同年電電公社(現NTT)入社。1986年同移動体通信事業部東海支店長。1991年同

熊本ネットワークセンタ長、現在に至る。この間、地上デジタル無線方式、マイクロ波帯伝搬、移動通信方式、通信制御の研究実用化に従事。電子情報通信学会会員。