

F-T マトリックス RADAS について

金 丸 正 弘*

On the Frequency-Time Matrix Coded RADA System

Masahiro Kanamaru

1. ま え が き

F-TマトリックスRADASは、通常、RADAS (Random Access Discerte Address System)または、アドレス通信方式と呼ばれている無線通信方式の一種である。RADASは、電話の通話方法と同様に、局ごとに与えられたアドレス符号により、任意の局と、随時、通話することができる新しい無線通信方式で、このうち、加入局が、ある周波数帯域の電波を共有し、この電波を、いくつかの周波数チャンネルに分割して、これらを種々時間的に組合せてアドレス・パルスをつくり、このパルス電波を用いて相互に通信を行う一種の非同期多重通信方式(以下F-TマトリックスRADASという)が、将来の無線通信方式として、きわめて有望視されている。

本通信方式の実用化はなお今後の課題であるが、これを実現する場合のシステム設計において、無線パルス波の送受に直接関連する2次変調の方式が特に重要な役割をもつであろうという観点から、2次変調方式とシステム設計諸要素との間の関係について検討をすすめる。

2. F-T マトリックス RADAS の設計的要素と相互間の関係

F-T マトリックス RADAS は、音声をパルス化し(1次変調という)、この1つのパルスに対して、加入局の個別アドレスを与えるため、周波数配列(周波数スロット)とその時間配列(時間スロット)とを組合せたパルス列を発生する(2次変調という)方式で、アドレス・パルス列は、所定の周波数スロットを所定の時間スロットに発射するので、F-T マトリックスとも呼ばれる。

F-T マトリックス RADAS の設計的要素としては、1次変調に関する要素、2次変調に関する要素、および一般の送受信に関する要素があり、これらの諸要素間には、相互に複雑な関係がある。例えば、2次変調の設計的要素として、周波数スロットの幅と数、時間スロットの幅と数、および送信パルス波形等を決定する場合、これらの要素は、システムに要求される通話品質、周波数の有効利用、および通達距離等と直接間接に複雑な関係をもっている。このほか、外部的な要件(使用する周波数帯、伝播路の状況、マルチパス現象等)、および他の設計的要素(たとえば、1次変調、送受信機、アンテナ等の要素)相互間でも互に影響される。

このような設計要素、外部要件、要求条件などの相互の関係を示したものが図1である、

*電気工学科

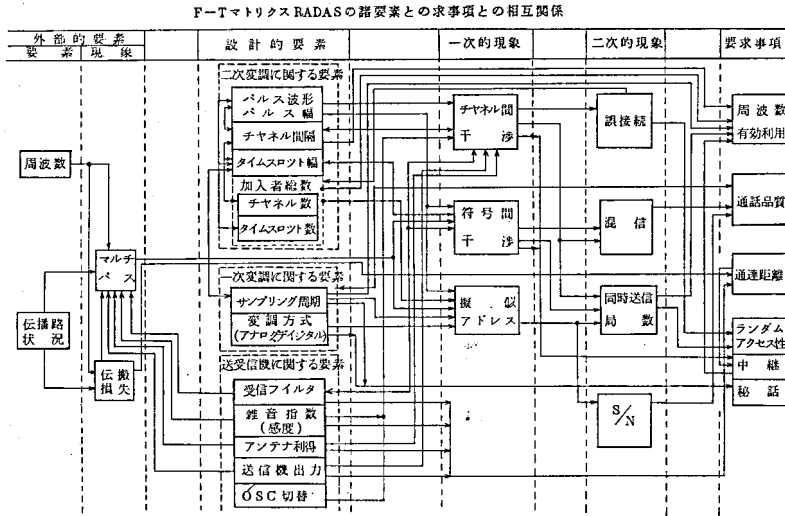


図1

3. 2次変調方式の問題点

F-Tマトリクス DADAS を2次変調方式の立場から把握するため、2次変調方式の設計的要素に関係する主要な問題について考察すると次のとおりである。

3-1 チャンネル間干渉

パルス波は本質的に無限の周波数スペクトラムの拡がりをもつため、これを所定の周波数スロットに収めようとする場合、必然的に他の周波数スロットに何等かの影響をあたえ（以下これをチャンネル干渉という）、これが通信時における誤接続、および了解性混信等の妨害の原因となる。（このような妨害は、近接局ほど著しいので、以下これを近接妨害という）

また、このようなスペクトラムの拡がりは、実効的に、空間に発射されるパルスを増加することになるから擬似アドレスの発生確率を高め、同時送信局数を制限する。

誤接続は、ランダム・アクセス性を減少し、加入局数を制限して、周波数の有効利用度を低減する。混信は、通話品質を低下する。また同時送信局数の制限は、ランダム・アクセス性を減少し、かつ周波数の有効利用を低減する。

したがってパルス波の周波数スペクトラムの拡がりを狭くする送信波形を採用するとともに、適切な周波数スロット幅（チャンネル間隔）を採用し、チャンネル間干渉を減少して、周波数の有効利用度および通話品質を確保することが重要な問題点となる。

なお、周波数スロット幅を減少することは、受信帯域幅を狭くすることにも効果があるため、通達距離を伸ばすことにも密接に関係する。

3-2 符号間干渉

無限の周数スペクトラムの拡がりをもつパルス波を、有限の帯域幅フィルタに通すと、パルス波形の裾が拡がり、本来の時間スロット以外の時間スロットに影響をおよぼす（以下これを符号間干渉という）。この結果、了解性の混信を発生するばかりでなく、実効的に受信パルスが増加して擬似アドレスの発生確率を高め、同時送信局数が減少する。したがって、

3-1節と同様に周波数の有効利用度および通話品質に影響する。

したがって、受信パルス波形の拡がりを少なくするように、受信フィルタの特性（振幅および位相の周波数特性）、および帯域幅を選定するとともに、適切な時間スロット幅を選定して、周波数の有効利用度および通話品質を確保することもまた重要な問題点である。

3-3 マルチパスの妨害

マルチパスの現象は、⁽²⁾ 使用周波数帯、伝播路の状況、および送受信機、アンテナ等と密接な関係があり、符号間干渉を発生するとともに、実効的に受信パルス数を増加し、同時送信局数を制限する。この結果、前節3-2と同様、周波の有効利用度、および通話品質の低下をまねく。このような障害を軽減するためには、パルス幅および時間スロット幅を適切に選定する必要があり、これもまた重要な問題の一つである。

3-4 ダイナミック・レンジ

通常の移動無線系において問題となるダイナミック・レンジは、主として受信機に非直線性を起こす受信入力レベルによって規制されるが、本通信方式の場合、前記のチャネル間干渉、または符号間干渉を発生する受信入力レベルによって規制される。すなわち、正規パルスと隣接周波数スロットまたは隣接時間スロットに漏洩するパルス成分との比がダイナミック・レンジとなる。

ダイナミック・レンジは、一般に、通達距離と近接妨害距離との比を規制するものであるから、これを大きくとめることは、きわめて重要な問題である。

なお、ダイナミック・レンジは、送信パルス波形と周波数スロット幅、受信フィルタ出力波形と時間スロット幅の各関係によって定まるほか、パルス搬送波の周波数切替回路の漏洩などによっても影響されるので、送受信機の一般的設計に際しても考慮しなければならない事項である。

4. 周波スロット（チャネル間隔）

4-1 パルス波形とチャネル間干渉

F-T マトリックス RADAS において、2 次変調波の波形（送信パルス波形）のスペクトラムの拡がりは、隣接周波数チャネルに漏洩し、了解性離音となる。したがって、送信波形としては、隣接周波数チャネル領域へのエネルギー漏洩の少ない波形、すなわち、周波数占有帯域幅の狭い送信パルス波形が望まれる。

このため、通常用いられるパルス波として、三角波、余弦波、カウス波、の5種をとりあげ、その占有帯域幅を検討する。占有帯域幅は、受信帯域幅に含まれるスペクトラムのエネルギーが、所定の漏洩減衰量に達するときの、受信帯域の中心周波数の偏移量をもって示されるから、波形のスペクトラムから容易に求めることができる。

いま、パルス幅を τ 、角周波数を w 、とすると、それぞれのスペクトラムは、次の式で示される。

$$\text{矩形波} \quad G(w) = \sin(w\tau/2)/(w\tau/2) \quad (4.1)$$

$$\text{三角波} \quad G(w) = \{\sin(w\tau/4)/(w\tau/2)\}^2 \quad \text{半値幅} = \tau/2 \quad (4.2)$$

$$\text{余弦波} \quad G(w) = \cos(w\tau/2)/(1-w^2\tau^2/\pi^2) \quad \text{半値幅} = 2\tau/3 \quad (4.3)$$

$$\text{自乗余弦波} \quad G(w) = \sin(w\tau/2)/(w\tau/2(1-w^2\tau^2/4\pi^2)) \quad \text{半値幅} = \tau/2 \quad (4.4)$$

$$\text{ガウス波} \quad G(w) = \sqrt{\pi} \tau e^{-(w\tau/2)^2}$$

t_0 ; ガウス波形の特性を表わす定数 (この時間波形 $g(t) = e^{-(t/t_0)^2}$ の大きさが $1/e$ となる時間)

これらの波について、受信帯域幅 (B_0) の中心周波数偏移 (F) を変えて、帯域内に含まれるスペクトルのエネルギー漏洩減衰量 (L_{ab}) を求め、この減衰量と F との関係を示すと図2の通りである。図は従軸に漏洩減衰量 (L_{ab}) を、横軸は F/B_0 の値を示してある。

図の曲線により、 F に対応する L_{ab} の値を求めれば、この値がチャンネル間隔 F の場合のチャンネル間干渉の値 (db) を与えることになり、また逆に L に対する所要チャンネル間隔、すなわち占有帯域幅を与えることになる。いま、この図により、各種波形の占有帯域幅を調べてみると、漏洩減衰量 $50db$ 程度以上においては、自乗余弦波、およびガウス波が、占有帯域幅の少ない点において、きわめてすぐれていることが容易に推察される。したがって、以下この両者について、さらに検討を加えてみる。

4-2 受信フィルタとチャンネル間干渉

前述の如く、波形の占有帯域幅の観点からは、自乗余弦波とガウス波とがすぐれた特性を有しているが、次に、この両者が受信フィルタを通過したのちの隣接チャンネルへの漏洩について、さらに検討してみる。この場合のフィルタとしては、受信帯域のみ無減衰で通過し、他は完全に遮断する理想的な特性をもつ矩形特性フィルタと、パルス波に対する応答が、周波数のおよび時間的に拡がりの少ない点においてすぐれた特性をもつガウス特性フィルタについて考える。

いま、送信パルスの時間関数を $g(t)$ 、そのスペクトラム関数を $G(w)$ とすると、一般に

$$G(w) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-jw't} dt \tag{4.6}$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(w)e^{jw't} dw \tag{4.7}$$

の関係があり、また受信フィルタの伝送特性を $H(w)$ とすると、入力波形 $g(t)$ に対するフィルタの出力 $R(t)$ は次の式で与えられる。

$$R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(w) \cdot H(w)e^{jw't} dw \tag{4.8}$$

また別の形式として、受信フィルの δ 関数に対する応答を $h(t)$ とすると

$$R(t) = \int_{-\infty}^{\infty} g(u)h(t-u) du \tag{4.9}$$

で与えられる。

(4.8) 式と (4.9) 式とは同じ結果を与えるが、計算方法、 $g(t)$ 、 $H(w)$ 等の関数の形によって計算の容易な方を用いるものとする。

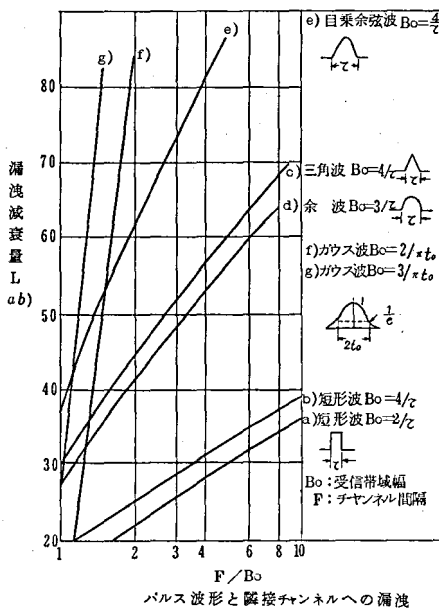


図2

パルス波形と隣接チャンネルへの漏洩

(1) 自乗余弦波のフィルタを通過後のチャネル間隔

(a) 自乗余弦波の矩形フィルタによるチャネル間隔

矩形フィルタの帯域幅を B_0 、その中心周波数の入力波に対する偏移量を F とすると、その伝達関数 $H(w)$ は次式で与えられる。

$$H(w) = \begin{cases} 1 & |w - \Omega| < \pi B_0 \\ 0 & |w - \Omega| \geq \pi B_0 \end{cases} \quad (4.10)$$

ただし $\Omega = 2\pi F$ 、またフィルタの遅延時間は簡単のため 0 とする。

自乗余弦波がこのようなフィルタに漏洩して生ずる時間的波形 $R(t)$ は、(4.4), (4, 10), (4.8)式より

$$R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega - \pi B_0}^{\Omega + \pi B_0} \frac{\sin(w\tau/2)}{(w\tau/2) \sqrt{1 - (w\tau/2\pi)^2}} \cdot e^{jw\tau} dw \quad (4.11)$$

となる。これを変数変換して $R(x)$ で表わすと、その絶対値は次のようになる。

$$|\widetilde{R}(x)| = \frac{1}{2\pi} \left| \int_{\alpha(r - \frac{1}{2})}^{\alpha(r + \frac{1}{2})} \frac{\sin v}{v \sqrt{1 - (v/\pi)^2}} e^{jxv} dv \right| \quad (4.12)$$

ただし、

$$\alpha = B_0\tau \quad x = t/(\tau/2) \quad v = w\tau/2 \quad r = F/B_0 \quad (4.13)$$

この式において、 $|\widetilde{R}(x)|$ の値が最大となる点を調べるため、 $r=1$ の場合、 $\alpha = B_0\tau$ が 4, 6, 8, 10 の値をとるときの x と $|\widetilde{R}(x)|$ との関係の値を求めてみると図 3 のようになる。

この図からわかるように中心周波数が偏移した隣接フィルタへの漏洩波形の最大値は、 $x=0$ の位置よりも $x=1$ 、すなわち入力の自乗余弦波形がなくなる境界時間位置で現われる。

このことを考慮して、 $x=1$ と置き、 $\alpha = B_0\tau$ が 4, 6, 8, 10 の値をとるときの r と $|\widetilde{R}(x)|$ との関係の値を求めたものが図 4 である。この図から隣接矩形フィルタの中心周波数偏移 F を帯域幅の何倍にとれば、漏洩波形の最大値がどれだけ減少するかを知ることができる。

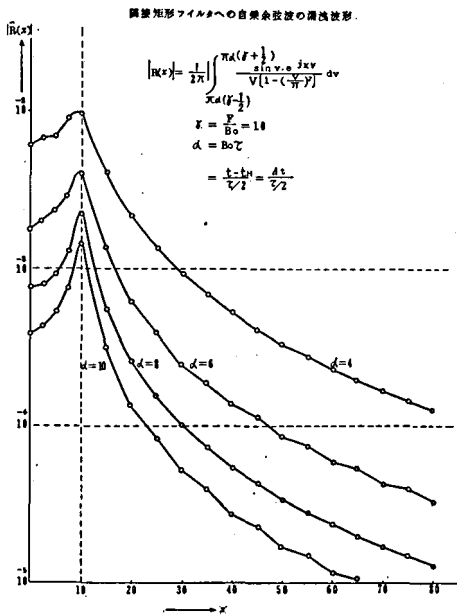


図 3

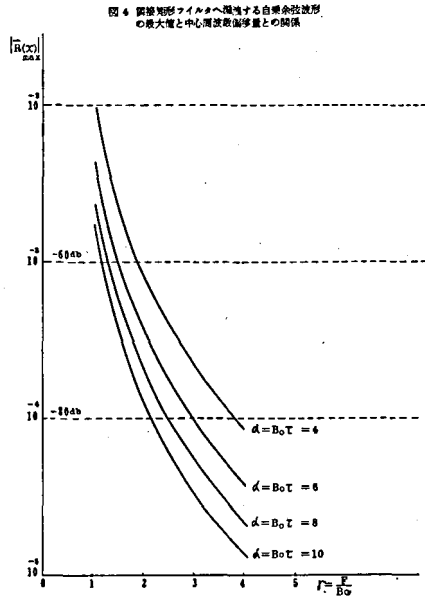


図 4

表1 矩形フィルタによるチャネル間隔
(表中の値はチャネル間隔を示す)

いま漏洩減衰量 (db) を40, 50, 60, 80, とする場合に必要な中心周波数偏移 (周波数チャネル間隔) を, 帯域幅 $4/\tau$, $6/\tau$, $8/\tau$, および $10/\tau$ について求めてみると, 表1の通りである。

漏洩減衰量 (db) 矩形フィルタ 帯域幅 (B_0)	40	50	60	80
$4/\tau$	$4/\tau$	$5.2/\tau$	$7.3/\tau$	$14.8/\tau$
$6/\tau$	$5/\tau$	$6.6/\tau$	$8.6/\tau$	$17.3/\tau$
$8/\tau$	$6/\tau$	$7.4/\tau$	$9.8/\tau$	$19.1/\tau$
$10/\tau$			$11/\tau$	$20.7/\tau$

(b) 自乗余弦波のガウス・フィルタ通過後のチャネル間隔

ガウス・フィルタの中心周波数が, 入力波形のスペクトラム中心周波数に対する偏移量を F とすると, このフィルタの伝達関数 $H(w)$ は次式で与えられる

$$H(w) = e^{-\left(\frac{t_1}{2}\right)^2(w-\Omega)^2} \tag{4.14}$$

ただし, t_1 : フィルタの特性により定まる定数, $\Omega = 2\pi F$

自乗余弦波がこのフィルタに漏洩して生ずる時間的波形 $R(t)$ は,

$$R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin(w\tau/2)}{(w\tau/2) \{w\tau/2\pi\}^2} \cdot e^{-\left(\frac{t_1}{2}\right)^2(w-\Omega)^2} \cdot e^{jw t} dw \tag{4.15}$$

となる。前と同様の変換により, その絶対値を求めると, 次のようになる。

$$|\widetilde{R}(x)| = \frac{1}{2\pi} \left| \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin v e^{-\beta^2(v-\alpha_L \tau)^2}}{v \{1-(v/\pi)^2\}} \cdot e^{jxv} dv \right| \tag{4.16}$$

ただし, x, v は (4.13) 式で与えたものと同じであり,

$$\left. \begin{aligned} \alpha_L &= B_L \tau & (B_L \text{ はフィルタの } L_{(db)} \text{ 減衰点の帯域幅}) \\ \gamma &= F/B_L \\ \beta &= t_1/\tau \end{aligned} \right\} \tag{4.17}$$

$|\widetilde{R}(x)|$ の最大点を調べるため, $\alpha_L = 10.2, \beta = 0.18990$, としたときの X に対する $|\widetilde{R}(x)|$ の値を γ の値をパラメータとして求めてみると図5のようになる。

この図からわかるように, ガウス・フィルタにおいても, 矩形フィルタの場合と同様に $x=1$, すなわち自乗余弦波形がなくなる境界時間位置で漏洩波形の振幅が最大となる。このことに着目して, $x=1$ と置き, α_L の値をパラメータとして, γ と $|\widetilde{R}(x)|$ との関係を求めたものが図6である。

なお, ガウス・フィルタにおいて, $L_{(db)}$ 減衰する点の帯域幅 B_L は次のようになる。

$$B_L = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\beta \tau} \cdot \left[\frac{-L_{(db)}}{8.686} \right]^{\frac{1}{2}} \tag{4.18}$$

これを (4.17) 式に入れると

$$\beta = \frac{2}{\pi} \frac{1}{\alpha_L} \cdot \left[\frac{-L_{(db)}}{8.686} \right]^{\frac{1}{2}} \tag{4.19}$$

となり, α_L を与えると β は一義的に定まる。図中の β はこの値を示している。

図6により, ガウス・フィルタの特性, すなわち α_L または B_L または β の値が定まれば, 規定の減衰量に対し, ガウス・フィルタを用いる場合の所要周波数チャネル間隔を求めることができる。

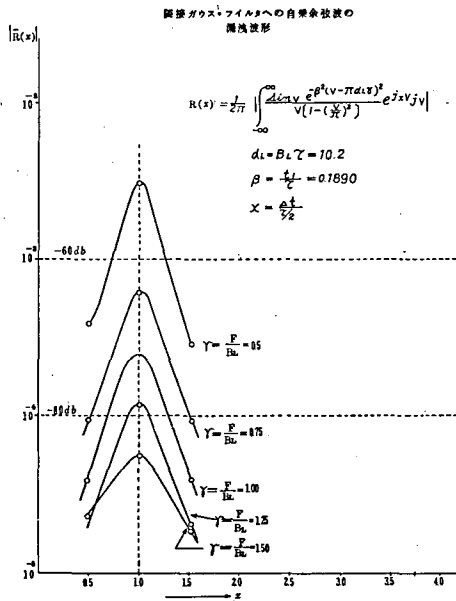


図5

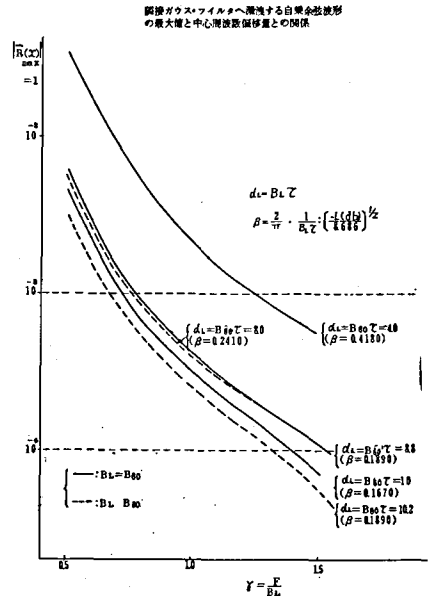


図6

表2 ガウス・フィルタによるチャネル間隔

表2は、漏洩減衰量(db)40, 60, 80, に対するチャネル間隔を、フィルタの60db帯域幅(および80db帯域幅)の種々の値について求めたものである。

漏洩減衰量(db)		ガウス・フィルタ		
		帯域幅 B _L		
B ₆₀	B ₈₀	40	60	80
4.0/τ	4.6/τ	2.72/τ	4.90/τ	
6.9/τ	8.0/τ		6.00/τ	12.23/τ
9.8/τ	10.2/τ		6.78/τ	13.47/τ
10.0/τ	11.5/τ		7.15/τ	13.90/τ

(2) ガウス波のフィルタ通過後のチャネル間隔

ガウス波が、ガウス・フィルタを通過したのちの洩漏減衰量よりチャネル間隔を求める。なほ、ガウス波を矩形フィルタに通すことは、元来、周波数的時間的な拡がりの最も少ないと考えられている波を損うことになり、あまり意味がないので省略する。

(a) 漏洩減衰量

ガウス波形が $g(t) = e^{-\frac{t^2}{t_0^2}}$ のときのスペクトラムは、(4.5)式より、 $G(w) = \sqrt{\pi} t_0 \cdot e^{-(w t_0/2)^2}$ で与えられており、また中心周波数が F だけ偏移しているガウス・フィルタの伝達関数は(4.14)式より、 $H(w) = e^{-(t_1/2)^2(w-D)^2}$ (ただし $\Omega = 2\pi F$) として与えられるから、フィルタ通過後の出力波形 $R(t)$ は次の如く表わされる。

$$\begin{aligned}
 R(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{\pi} t_0 e^{-(w t_0/2)^2} \cdot e^{-(t_1/2)^2(w-D)^2} \cdot e^{j w t} dw \\
 &= \frac{t_0}{\sqrt{t_0^2 + t_1^2}} e^{-\frac{t_0^2 t_1^2}{t_0^2 + t_1^2} \pi^2 F^2} \cdot e^{-\frac{t^2}{t_0^2 + t_1^2} + j \frac{t_1^2}{t_0^2 + t_1^2} 2\pi F t}
 \end{aligned} \tag{4.20}$$

この式を用いて希望信号の大きさ $R_0(t)$ を求めるには、 $R(t)$ において $F=0$, $t=0$ と置けばよいから、次のように求まる。

$$R_0(t) = R(t) \Big|_{F=0} = \frac{t_0}{\sqrt{t_0^2 + t_1^2}} \quad (4.21)$$

チャンネル間干渉すなわち隣接チャンネルへの漏洩量 $R_1(t)$ は、 $R(t)$ において、 $F \neq 0$, $t=0$ と置けばよいから、

$$R_1(t) = R(t) \Big|_{F \neq 0} = \frac{t_0}{\sqrt{t_0^2 + t_1^2}} e^{-\frac{t_0^2 t_1^2}{t_0^2 + t_1^2} \pi^2 F^2} \quad (4.22)$$

また符号間干渉 $R_2(t)$ は、 $R(t)$ において $F=0$, $t \neq 0$ とし考えられるから、

$$R_2(t) = R(t) \Big|_{F=0} = \frac{t_0}{\sqrt{t_0^2 + t_1^2}} e^{-\frac{t^2}{t_0^2 + t_1^2}} \quad (4.23)$$

として与えられる。

したがって、チャンネル間干渉における減衰量は次のようにして求まる。

$$\left. \begin{aligned} \text{チャンネル間漏洩減衰量(比率)} &= \frac{|R_1|}{|R_0|} = e^{-\frac{t_0^2 t_1^2}{t_0^2 + t_1^2} \pi^2 F^2} \\ \text{全上} \quad (db) &= -20 \log \frac{|R_1|}{|R_0|} = (20 \log e) \frac{t_0^2 t_1^2}{t_0^2 + t_1^2} \pi^2 F^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

同様に、符号間干渉における減衰量は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} \text{符号間漏洩減衰量(比率)} &= \frac{|R_2|}{|R_0|} = e^{-\frac{t^2}{t_0^2 + t_1^2}} \\ \text{同上} \quad (db) &= -20 \log \frac{|R_2|}{|R_0|} = (20 \log e) \frac{t^2}{t_0^2 + t_1^2} \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

(b) 最適ガウス・フィルタ

F—T マトリックスをアドレスに用いる RADAS においては、近接妨害の観点から、チャンネル間干渉と符号間干渉とは、同じある大きさ(漏洩減衰量)以下におさえる必要があり、かつ、この条件下で、チャンネル間隔 F (周波数スロット幅) と時間々隔 $2t$ (時間スロット幅) との積が最小となることが望ましい。このような条件を求めるため、(4.24), (4.25) 式において

$$\left. \begin{aligned} \text{チャンネル間漏洩減衰量} &= (20 \log e) \left\{ \frac{t_0^2 t_1^2}{t_0^2 + t_1^2} \right\} \pi^2 F^2 = A(db) \\ \text{符号間漏洩減衰量} &= (20 \log e) \frac{t^2}{t_0^2 + t_1^2} = A(db) \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

とおき、これを満足する F , および t を求めて、 $F \times 2t$ の値が最小になる条件を求めると

$$t_0 = t_1 \quad (4.27)$$

となる。このことは入力ガウス波形のスペクトラムと同じ周波数特性をもつガウス・フィルタが最適フィルタであることを示している。

$t_1 = t_0$ として FT 積 ($F \times 2t$), および各漏洩減衰量を求めてみると、

$$F \times 2t = 0.1465A(db) \quad (4.28)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{チャンネル間漏洩減衰量}(db) &= -20 \log \frac{|R_1|}{|R_0|} = 42.9(t_0 F)^2 \\ \text{符号間漏洩減衰量}(db) &= -20 \log \frac{|R_2|}{|R_0|} = 4.34(t/t_0)^2 \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

この式からチャンネル間漏洩減衰量を、 $30db$, $60db$, $80db$, としたときのチャンネル間隔を求めたものが表3である。

表3 ガウス・フィルタによるチャンネル間隔

漏洩減衰量 ガウスフィルタ 帯域幅 B_L			30	60	80
			(db)	(db)	(db)
B_{30}	B_{60}	B_{80}			
$6.25/\tau$	$8.83/\tau$	$10.2/\tau$	$4.41/\tau$	$6.24/\tau$	$7.20/\tau$

注1 フィルタの帯域幅はFT積が最小となる最適ガウス・フィルタの帯域幅を示す

注2 τ の値はガウス波の振幅が $1/e$ となるまでの時間を t_0 とするとき
 $\tau = 5.27t_0$

となる (振幅が 60db 低下する点間の時間)。

4-3 送信波形とチャンネル間隔に関する考察

4-1 節および 4-2 節にのべた結果から、漏洩減衰量を規定した場合の周波数チャンネル間隔を小さくするという観点で、自乗余弦波とガウス波とを比較してみると、(i) 漏洩減衰量が 40db 以下では自乗余弦波が適しており、(ii) 漏洩減衰量が 60db 以上ではガウス波がすぐれていることがわかる。(iii) また受信フィルタは、種類、特性、帯域幅等によりチャンネル間隔に影響しているが、後述の符号間干渉にも密接な関係があり、これらを考慮すると、ガウス・フィルタががすぐれている。

チャンネル漏洩減衰量は、近接妨害を減少するためには大きい程よく、この観点からは、ガウス波が適当であるが、減衰量を大きくすることは、チャンネル間隔を大きくすることになり、系に許容される周波数帯域の限界、周波数の有効利用等を考慮した場合、その実用限界は、おおむね 40~50db と予想される。また、送信波形形成のための回路構成は、自乗余弦波の方がガウス波に比して、はるかに簡易であること等を勘案すると、送信波形としては、むしろ自乗余弦波が適当であると考えられる。

5 時間スロット、および、パルス幅

5-1 受信フィルタと符号間干渉

F-T マトリックス RADAS の受信機において、各周波数スロットを分離するため受信フィルタを必要とするが、送信波がフィルタを通過することにより帯域が制限され、フィルタ出力パルスの幅が伸長して隣接、あるいは、さらに離れた時間スロットに、受信可能なレベルの妨害 (符号間干渉) を与える。

前述のチャンネル間干渉においては、受信パルスと受信フィルタ間の中心周波数偏移量と、漏洩減衰量との関係が検討の対称となったが、符号間干渉においては、受信パルスと受信フィルタとの中心周波数を一致せしめたときの、受信帯域幅と、漏洩減衰量の時間的な変化とが検討の対称となる。以下前章の結果にもとづき、送信波形は自乗余弦波とし、受信フィルタは、前と同様矩形フィルタとガウス・フィルタの両者について検討する。またフィルタの受信帯域幅としては、受信感度を同じくするため、雑音等価帯域幅 (B) を用いるものとする。これらの事項を考慮し、符号間干渉の検討に用いる入力波形およびフィルタの特性をまとめると、それぞれ次の式で示される。

$$\text{自乗余弦波(時間関数)} g(t) = \cos^2\left(\frac{\pi}{\tau}t\right) = \frac{1}{2} \{1 + \cos(2\pi t/\tau)\} \quad 5.1.1$$

$$\text{全 (スペクトラム)} G(w) = \frac{\sin \frac{w\tau}{2}}{\frac{w\tau}{2} \cdot \left(1 - \frac{w^2\tau^2}{4\pi^2}\right)} \quad 5.1.2$$

矩形フィルタ $H(w)=1$ 5.1.3

ただし $-\pi B < w < \pi B$

ガウス・フィルタ $H(w)=e^{-\left(\frac{w}{2}\right)^2 w^2} = e^{-\frac{w^2}{8\pi B^2}}$ (5.1.4)

ただし、ガウス・フィルタの雑音等価帯域幅 $B = \frac{1}{\sqrt{2\pi}t_1}$

ガウス・フィルタの δ 関数応答 $h(t) = e^{-\frac{\pi B^2}{2}t^2}$ (5.1.5)

これらの式を用いて、自乗余弦波が矩形フィルタおよびガウス・フィルタを通過したのちの波形 $R(t)$ を、(4.8) 式または (4.9) 式により求めると、それぞれ次のように表わされる。

[i] 自乗余弦波が矩形フィルタを通過後

$$R(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi B}^{\pi B} \frac{\sin \frac{w\tau}{2}}{\frac{w}{2} \left\{ 1 - \left(\frac{w\tau}{2\pi} \right)^2 \right\}} \cdot e^{jw t} dw \quad (5.2)$$

[ii] 自乗余弦波がガウス・フィルタを通過後

$$R(t) = \frac{1}{2} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \left(1 + \cos \frac{2\pi u}{\tau} \right) e^{-\frac{\pi B^2}{2}(t-u)^2} du \quad (5.3)$$

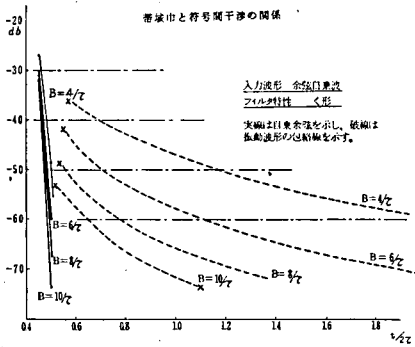


図7

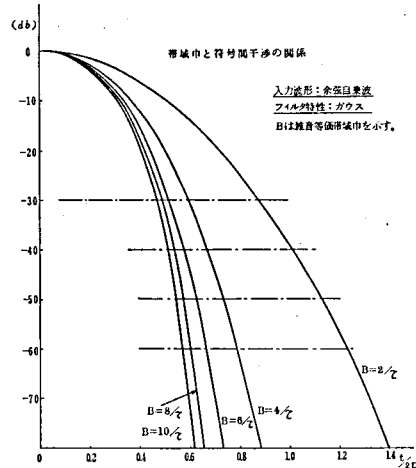


図8

これらの式にもとづき、雑音等価帯域幅 B をパラメータとして、 t と $R(t)$ の減衰量との関係を求めた結果を示したものが図7および図8である。図7は矩形フィルタを通した場合を示し、図8はガウス・フィルタを通した場合を示す。また表4は減衰量40db および 50db に対する所要時間間隔 (時間スロット

表4 自乗余弦波のフィルタによる時間スロット幅

フィルタ 雑音等価 帯域幅	フィルタ 減衰量		ガウス	
	40db	50db	40db	50db
$2/\tau$			2.00τ	2.26τ
$4/\tau$	1.36τ	1.4τ	1.35τ	1.45τ
$6/\tau$	1.0τ	1.4τ	1.15τ	1.24τ
$8/\tau$	1.0τ	1.1τ	1.07τ	1.14τ
$10/\tau$	1.0τ	1.0τ	1.02τ	1.08τ

幅)を、矩形フィルタとガウス・フィルタを通した場合について、雑音等価帯域幅をパラメータとして比較したものである。

図7から明らかなように、矩形フィルタによる波形の減衰を示す包絡線は、時間に対し、ゆるやかに傾斜し、裾の長いのが特長であり、減衰量を大きくとろうとすると、時間スロット幅、またはフィルタ帯域幅を著しく増大しなければならない。

これに対して、ガウス・フィルタによる波形は、時間とともに急速に減衰するため、減衰量を大きくとっても、時間スロット幅の増加は比較的少なく、特に受信帯域幅が狭い場合に矩形波との差が著しい。

これらの関係をさらに明かにするため、図7および図8を減衰量をパラメータとして書き直し、受信帯域幅 ($B\tau$ で示す) と時間スロット幅 (t/τ で示す) との関係を示したものが図9である。

この図によれば、一般的に受信帯域幅を小さくするほど時間スロット幅が大きくなる傾向があり、またこのように受信帯域幅を小さく選ぶ場合 (チャンネル間隔を小さくするためには受信帯域幅はできるだけ小さいことが望まれる)、減衰量40~50db 以上に対しては、ガウス・フィルタの時間スロット幅が、矩形フィルタの時間スロット幅に比し、はるかに小さくなっていることがわかる。

以上の結果、周波数スロット幅と時間スロット幅との積をできるだけ小さくし、かつ漏洩減衰量をなるべく大きくするための受信フィルタとしては、ガウス特性フィルタが有利であることがわかる。

5-2 時間スロット幅、受信帯域幅および周波数スロット幅

これまでの検討から、送信波形は自乗余弦波、受信フィルタはガウス・フィルタを用いるものとして、時間スロット幅 T と受信帯域幅 B との関係を見ると、漏洩減衰量が定められた場合、時間スロット幅 T は前節において述べたように、これを小さくするためには B を大きくする必要があるが、 B を大きくすることはチャンネル間隔 F の増加をまねく。F-T マトリックス RADAS においては、周波数の有効利用を図り、少ない帯域に多くの加入者を通話品質を損うことなく収容するために $F \cdot T$ 積をできるだけ小さくする必要がある。

また自乗余弦波の波形形成にともなう機器の機能上から、時間スロット幅とパルス幅との比 t/τ は整数値であることが望まれる。

以上の結果にもとづき、ダイナミック・レンジを 40~50db 程度にとる場合の T の値として、 t/τ も B もあまり大きくならず、かつ t/τ が整数となるような値を図9より求めると、

$$t/\tau = 2$$

とするのが適当であると判断される。したがって時間スロット幅 $T = 2\tau$ と選定する。

次に $t/\tau = 2$ に対応する受信フィルタの雑音等価帯域幅 B の値にもとづき、4-2(1)(b)項と同様の方法によりダイナミック・レンジ 40db, 50db, 60db の夫々について、あらためてチャンネル間隔 (周波数スロット幅) F を求め、その結果を示すと表5の通りである。

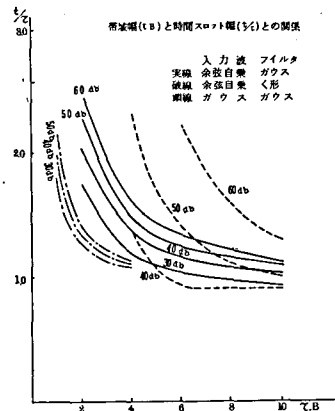


図9

表5 ダイナミック・レンジとF・T積

ダイナミックレンジ	周波数スロット幅 (F)	時間スロット幅 (T)	F・T積
40db	$3.5/\tau$	2.0τ	7.0(5.9*)
50db	$4.8/\tau$	2.0τ	9.6(7.4*)
60db	$7.3/\tau$	2.0τ	14.6(8.8*)

注1. 送信波形：自乗余弦波
 注2. 受信フィルタ：ガウス特性フィルタ
 *注3. () 内の値はガウス波形とガウス・フィルタとを組合せた理想的な系の F・T 積を参考に示した。

この結果からわかるように、本節で求めたFおよびTの値は、ダイナミック・レンジ50db以下においては、ガウス波形とガウス・フィルタを組合せた理想的なF・T積に対し良好な近似を示しており、おおむね妥当な値であることが認められる。

5-3 マルチパスと符号間干渉

マルチパス現象は、放射されたパルス電波が空間を直接、または地形地物により反射散乱され、種々の経路を経て、受信点に到達する結果生ずる現象で、これにより、受信波形はゆるやかに裾を引く幅の伸長されたパルス波形となることが多い。また地形地物の状況によっては、振幅の減衰してゆくパルス列を形成することもある。

マルチパスに関する理論的な研究には米国のHeffnerのバックスキッタによるパルス幅伸長理論(4)や、平面大地伝播理論を用いた理論的検討も考えられるが、何れも実測例の実情に適合しない面があり、未だ決定的なものは見当らない。したがって、パルス幅の伸長量を正確に把握することは困難であるが、米国における実験報告、(5) その他から類推すると、送信電波のパルス・レベルは、距離に対し急激に減少するものと考えられる。

米国における141MHzおよび430MHzの波形データから類推すると、ダイナミック・レンジを50dbにとる場合、パルス幅が10μs程度のパルス波のマルチパスによる伸長量は、3~4μs程度となる。この程度のパルス伸長率ならば、時間スロット幅として、さきに求めた如く、2τをとれば、パルス幅検定により充分干渉を除去することができる。

図10は、米国におけるマルチパスの実験データの一例を示したもので、周波数430MHzにおいて、パルス幅を変えたときのマルチパス効果の状況を窺い知ることができる。

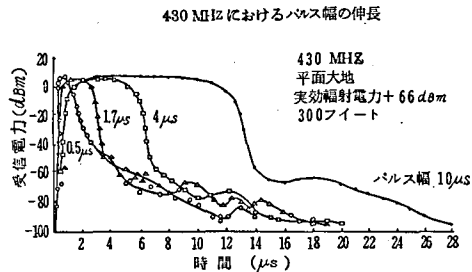


図10

5-4 パルス幅

これまでの検討の結果、周波数スロット幅 F 、および時間スロット幅 T は、それぞれ、

$$\left. \begin{aligned} F &= k/\tau \quad \text{ただし、} k \text{ の値はダイナミック・レンジ } 40, 50, 60, \\ &\quad db \text{ に対しそれぞれ } 3.5, 4.8, 7.3 \text{ の値をとるものとする。} \\ T &= 2\tau \end{aligned} \right\} \quad (5.4)$$

として与えられることが明かとなったが (表5参照)、最終的にこれらの値を求めるためには τ の値を定める必要がある。このためには、系に与えられる、総帯域幅 (W)、総アドレス数 (N)、通話品質、等の要求条件と、マルチパス現象に起因する干渉を排除するための最小パルス幅 (T_m) の制約とを満足するよう考慮しなければならない。

いま、 W 、 N 、および通話品質が与えられたものとして、 N を満足する周波数スロット数を n 、時間スロット数を m (N を満足する m 、 n の組合せは、アドレス構成パルス数 i および m 、 n の選び方により、幾通りもあるから、適当なものを選定する必要がある) とし、また、通話品質を満たすために必要なサンプリング周波数を f_s (1次変調方式の種類により f_s の値は異なり、それぞれ実験的に定められる) とすると、 F および T は当然次の関係を満足しなければならない。

$$\left. \begin{aligned} nF &\leq W \\ mT &\leq 1/f_s \\ T &\geq 2T_m \end{aligned} \right\} \quad (5.5)$$

これらの関係に (5.4) 式の関係を入れると、

$$\left. \begin{aligned} \tau &\geq nk/W \\ \tau &\leq 1/2mf_s \\ \tau &\geq T_m \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

となる。

したがって、 τ の値は、上式を満足するように、適当の値を選定すれば、周波数スロット幅も時間スロット幅も、最終的に定めることができる。

なお、マルチパスを考慮した最小パルス幅 T_m は通常 $10\mu s$ 程度と考えられるが、この値は従来考えられていたパルス幅 ($0.5 \sim 2.0\mu s$) に比して相当大きな値を要求されることとなり、この結果、パルス幅の最大値を規制するサンプリング周期は、 T_m で規制されるある値より小さくしなければならない。すなわち、サンプリング周期を小さくとりうる1次変調方式でなければ、 $F-T$ マトリックス RADAS に適合しないこととなり、このことは1次変調方式を選定する上の重要な要件となる。

6. 2次変調方式設計要素の一例

これまでの検討結果を用いて、系に対する要求条件から、2次変調方式に関する設計要素を求めた一例を示す。

6-1 E-T マトリックス RADAS に対する要求条件

総周波数帯域幅	5MHz
総加入局数	3000局以上
単音節明瞭度	75%以上

6-2 2次変調方式に関する設計要素の設定

- (1) 送信波形……………自乗余弦波 (4-3節の結論による)
- (2) 受信フィルタ……… (5-1節の結論による)
- (3) 1次変調方式 同期3値 ΔM 変調方式

1次変調方式としては、パルス位置変調方式、非同期3値 ΔM 変調方式、ゼロ交叉変調方式、同期2値 ΔM 変調方式およびその変形方式、同期3値 ΔM 変調方式等が考えられるが、サンプリング周波数が小さくとれ、発射パルス数が少なく、雑音に強く、明瞭度が良く、同時送信局数を多くとりうる等の、すぐれた特徴のある同期3値 ΔM 変調方式を採用する。⁽²⁾⁽⁷⁾⁽⁸⁾

- (4) サンプリング周波数 (f_s), …… $f_s=10.5$

同期3値 ΔM 変調方式の単音節明瞭度特性に関する実験データ図11により、75%以上に対応するサンプリング周期として10.5KCを採用し、後のタイム・スロット幅との関連を考慮する。

- (5) 周波数スロット数 (n) $n=8$ (次項参照)
- (6) タイム・スロット数 (m) $m=6$

F-TマトリックスRADASにおいては、周波数スロットと時間スロットとを組合せたアドレス構成に、次のような制約を設け、相互の識別を図っている。

[i] 同一アドレス符号内では、同じ周波数スロットおよび同じ時間スロットは一度だけしか使用しない。

[ii] 異なるアドレス符号間で、構成単位の配列が、時間スロット方向に単に平行にずれているだけのものは、同一符号とみなす。

[iii] 出力パルスが周期的に発射される同期方式の1次変調では、連続した2つのアドレス符号が、別のアドレス符号を構成するときは、これを除去する。(このような構成のアドレスを循環型アドレスという)

同期3値 ΔM 変調方式は、同期方式の1次変調であるから、循環型アドレスを用いるものとする、循環形アドレスの総数 (N) は次式で示される。

$$N = nP_i \times m_{-1} C_{i-1} / i$$

ただし i : アドレス構成パルス数

表6は種々の m, n, i に対する N の値の一覧表を示す。

同期3値 ΔM 変調方式では、正負のパルスを区別するため1加入局に対し2つのアドレスが必要であるから、加入局数3000以上に対し、 N は3000 \times 2以上が必要である。

また一方、(5.6)式の第2式と第3式の関係から、 $m < 1/(2f_s T_m)$ であるから、マルチパスに対する最小パルス幅を $T_m = 7\mu s$ とし、前の $f_s = 10.5kc$ を用いると、 $m < 6.8$ となる。

以上の結果から、表6において、 $N \geq 6000, m < 6.8$ の条件を満たす m, n, N および i の値を求めると、

$$m=6, n=8, i=5, N=6720 \text{ (加入局数3360局)}$$

を得る。

- (7) パルス幅 (τ) $\tau=8\mu s$ (次項参照)
- (8) タイムスロット幅 (T) $T=2\tau=16\mu s$

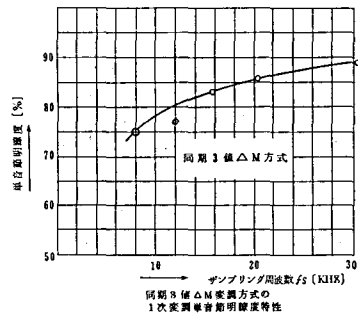


図11

表6 循環型アドレス総数

$$N = nP_i \times m - 1 C_{i-1} / i$$

n : 周波数スロット数 m : 時間スロット数 i : アドレス構成パルス数

周波数スロット数 n	アドレス構成パルス数 i	時間スロット数 m						
		$m=4$	$m=5$	$m=6$	$m=7$	$m=8$	$m=9$	$m=10$
$n=5$	$i=3$							720
	$i=4$				600	1050	1680	2520
	$i=5$					840	1680	3024
$n=6$	$i=3$				600	840	1120	2520
	$i=4$			900	1800	3150	5040	
	$i=5$			720	2160	5040		
$n=7$	$i=3$			600	1050	1470	1960	2520
	$i=4$		840	2100	4200	7350		
	$i=5$			2520	7560			
	$i=8$			644	5040			
$n=8$	$i=3$		672	1120	1680	2352	3136	4032
	$i=4$		1680	4200	8400			
	$i=5$		1340	6720				
$n=6$	$i=3$		1008	1680	2500	3528		
	$i=4$	756	3024	4200				
	$i=5$		3024					
$n=10$	$i=3$	720	1440	2400				
	$i=4$	1260	5040	3600				

パルス幅 τ の最大値 τ_{max} , および最小値 τ_{min} は, (5.6) 式の第2式および第1式より,

$$\tau_{max} = \frac{1}{2mf_s} = \frac{1}{2 \times 6 \times 10.5} \cdot 10^3 = 8(\mu s)$$

$$\tau_{min} = \frac{kn}{w} = \frac{k \times 6}{5} \cdot 10$$

$$\text{ダイナミック・レンジ } 40db \quad \tau_{min} = 5.6$$

$$\text{〃} \quad 50db \quad \tau_{min} = 7.7$$

$$\text{〃} \quad 60db \quad \tau_{min} = 11.7$$

となり, $\tau = 8\mu s$ にとればダイナミック・レンジ 50db を確保できる。しかしながら, これらの結果からも, ダイナミック・レンジを 60db 以上にするのは困難であることがわかる。

また, $T = 2\tau = 16\mu s$ 程度のスロット幅ならば, パルス幅検定により, マルチパス干渉の除去は可能と考えられる。

なお, これまでの結果から, さきに(4)項で求めた f_s の値は妥当であると判断される。

(9) 周波数スロット幅

5—2節の結論から(表5参照)所要の周波数スロット幅, および所要全帯域幅を求めると次のようになる。

ダイナミック レンジ	周波数スロット幅	所要全帯域
40db	$3.5/\tau=437.5KH_z$	3.5MH _z
50db	$4.8/\tau=600.0KH_z$	4.8MH _z
60db	$7.3/\tau=912.5KH_z$	7.3MH _z

これより, ダイナミック・レンジ 50db 以下では, 周波数スロット幅として

$$F=W/n=5/8(MH_z)=625KH_z$$

を採用すれば充分である。

7. む す び

本研究は, F—T マトリックス RADAS における 2 次変調の問題を, 主としてチャネル間干渉, および符号間干渉の問題として把握し, これを中心として, システムの検討を行った結果, これらが, システムに関する設計要素設定上の重要な基礎となっていることがわかり, その関係を明らかにすることでできた。

また, 本検討の結果を同期 3 値 ΔM 変調方式を 1 次変調とする F—T マトリックス RADAS に適用して, 設計諸元を検討した結果, ダイナミック・レンジ 50db において, 5MH_z の帯域に 3360 局を収容し, 1 局当りの帯域幅が 1.5KH_z という周波数利用度のきわめて高い RADAS 無線通信系が得られる可能のあることが明らかになった。

本通信方式は, 将来の有望な無線通信方式として期待されているが, 実用化までには, なお検討を要する問題が残されている。とくに, 今後, 実用化を図るためには, 実際の電波発射によるシステムの実験的研究にまっところが大きい。このためには, 広い帯域の電波割当と, 多くの人員, 器材が必要であり, 我が国においては, 未だ実現の段階に至っていない。この方面の研究は今後に残された重要な課題の一つである。

- (1) D.H.Hamsher : Communication System Engineering Handbook, chap.28, McGraw-Hill, 1967.
- (2) 南 条 : 電気学会誌, 88—2, 953. (昭43.2)
- (3) D.H.Hamsher "System Concepts for Address Communications Systems," IRE Trans.Vehicular Communication Vol.VC—9.No.3 Dec.1960
- (4) R.W.:Heffner "A Backscatter-Multipath Model for Graundwave Pulse Communication Systems" I.E.E.E. International Convention Record, Part 6, March.1964
- (5) W.Bedsole & J.Lomax "Propagation Measurements for a Frequency-Time Coded Pulse Communication System" I.E.E.E.International Convention Record, Part 6, P.154, March 1965
- (6) 南条, ほか : 昭和43年電気四学会連合大会, 2238
- (7) 下世古・生島 : 電波研究所季報 1967, 1—3 P.26—42
- (8) 吉谷・生島 " " " P.43—48

(44.9.20受理)