

テレビ電波ゴーストの強度と発生源分布の測定

Measurement of Strength and Source Distribution of TV Ghost Waves

尾上 守夫*・稲本 康*

Morio ONOE and Yasushi INAMOTO

1. ま え が き

わが国は米国と並んで世界で最もテレビ放送の普及している国であって、報道・娯楽・教養などの面で社会生活に深くとけこんでいる。したがってテレビ電波を良好に受信できるということに強い社会的関心がある。また放送法の建前からは少なくともNHKの公共放送に対してはそれが確保されていなければならない。しかし最近の都市におけるビルの高層化に伴ってゴーストによる受信障害が多発するようになってきた。

図1は東京都における4階以上のビルの棟数の増加の模様を示したもので11階以上の高層ビルの増加率が極めて高いことを示している。しかも悪いことに受信障害も図2に示すようにこの階数以上で急増している¹⁾。これは周囲がまだ低いところに突出するためと思われる。

従来ビルによる受信障害は放送波がビルによってさえぎられてかげが生じるものが大部分であった。その範囲はビルの高さの数倍程度に限られており、一かたまりになっているので共同受信施設などによって比較的簡単に

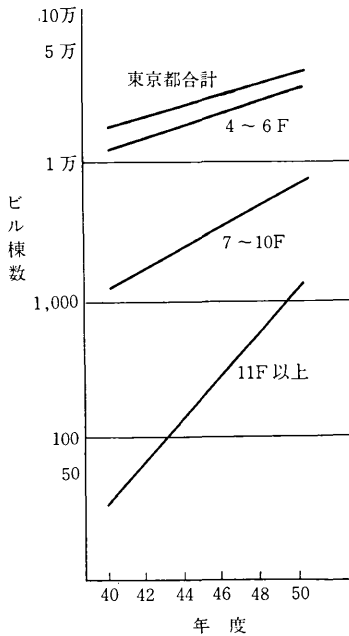


図1 東京都における4階以上のビルの棟数の増加状況

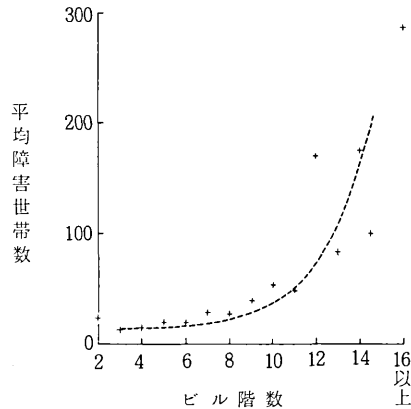


図2 東京都におけるビル階数別平均障害世帯数

解決できた。しかし高層ビルになるとその巨大な壁面による強い反射に起因するゴースト障害が目立ってくる。その範囲は主として鏡面反射の方向にはあるが、非常に遠方にまで及んでいる。新宿副都心の例では図3に見るように千葉・埼玉・神奈川の3方面にわたり、影響をうけている世帯数を単純に加算すると約17万、これに仮に共同受信施設を設けるとすると500億円以上かゝるといわれている²⁾。

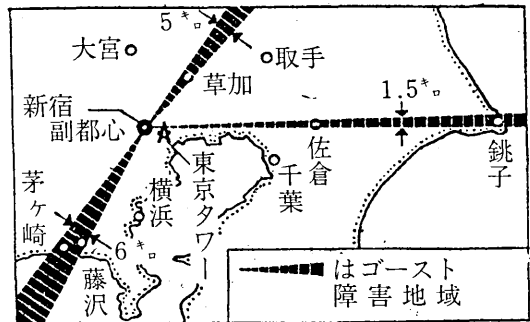


図3 新宿副都心の反射によるゴースト障害地域

ビル以外にも高架の高速道路・鉄道・送電線・ゴルフ練習場などからのゴースト障害も増加してきており、ゴースト障害は新しいタイプの公害といってよいであろう。したがってその対策についての研究も次のように活発に行われている³⁾。

(1) ゴースト防止アンテナ

アンテナの指向性を向上したり、あるいは特定方向の感度を零にすることによってゴースト波を抑圧し、希望

*東京大学生産技術研究所 第3部

波のみを受信しようとするもので、従来から最も力を入れられており、ある程度実用にも伴っている。単一ゴーストに対しては有効であるが、最近のように複数の反射源からくるマルチ・ゴーストに対処することが難しい。

(2) 受信機におけるゴースト消去

後述のように同期検波の検波軸を調整してゴースト成分を消去したり、あるいは受信波を高周波段あるいはビデオ信号段で遅延させ振幅、位相を調整して再び加えることによってゴースト成分を打消す方法がある。これらの中には試験的にはかなりの効果を上げているものもあるが、価格のほかにマルチ・ゴーストに対する方途および時間的変動に対する自動調整の問題が未解決であって実用化にはまだ遠いと思われる。

(3) 建造物側の対策

建造物の形状を変えたり、壁面の材料を選んだりして反射そのものを軽減しようとする方法であるが、形状を変えることは建築上制約が多く、また材料を選ぶことは価格やそれによる重量増加、強度低下などに問題がある。

以上から判るようにゴースト対策はなかなか難しい問題であって、抜本的解決はケーブルや光ファイバーによる有線化によるほかはないと思われる。しかしその移行には長年月を要するのでさし当りは上記の対策を組合せていかざるを得ない。

以上の研究を進めていく上で前提になるのはゴーストの定量的測定である。しかし従来は遅延時間を除いては強度すら定量的測定が困難であった。その理由は主として次の通りである。

- (1) 主電波に対してゴースト波はベクトル的に加算されるので、ビデオ波形をみてもゴーストの振幅、位相を知ることができない。とくにマルチ・ゴーストの場合は遅延時間の測定さえ困難になる。
- (2) しかも残留側波帯を一般家庭用受信機では包絡線検波しているので波形がますます複雑になる。
- (3) VHF帯におけるアンテナは寸法的制約のため指向性が低く、主電波とゴースト波の完全な分離やゴースト波の到来方向の正確な決定が困難である。
- (4) 特別な試験電波を出すことは期待できないので、放送波を相手に測定しなければならない。

以上を勘案してこの新しい公害に対する研究を臨時事業の一環として取上げることにした。その際目標としたのは次の2点である。

- (1) ゴーストの振幅(後述のDU比)および遅延時間がマルチ・ゴーストの場合でも測れること。
- (2) ゴースト反射源の同定が行えること。これはマルチ・ゴーストの場合にどの建造物が最も大きく寄与しているかを知るのに必要なのみならず、現在の建物あるい

は現寸の模型の壁面反射率や形状の影響の評価にも必要である。

これに対して本研究ではまずゴースト波がビデオ波形に与える影響を定量的解析した。その結果同相・直交の同期検波によるビデオ波形にデジタル信号処理をほどこすことによってゴーストの複素振幅が求まることが判った。そこでそれに適した正副2系統からなる測定用受信機を試作した。いったん複素振幅が測れるようになると、副アンテナを移動して複数点で測定を行い、ホログラフィックな開口合成の手法により指向性を飛躍的に向上できる。画像情報処理の手法と組合せればゴースト反射源の分布を地図画像化することが可能になる。以上を実験によりたしかめたので、その概要をここに紹介する。

2. ゴーストのビデオ波形に及ぼす影響^{4), 5)}

ゴースト障害の評価は図4に示すように観測する部位によっていろいろある。まずその地点における希望波とゴースト波との受信電界の比、あるいはそれがアンテナに入った高周波段および中間周波段における値をDU比と呼んでいる。両者はアンテナの特性とゴースト源の方位(これは後述の方法で測定できるものとする。)が判れば対応がつく。ここで測ろうとしているのは後者である。次に検波後のビデオ段で希望信号とゴースト信号との比SI比が考えられるが、これは後述のように波形が複雑に変化するため定義さえはっきりとしていない。最後にブラウン管上で直接画面を眺めて5段階評価法などで主観的評価を行う。

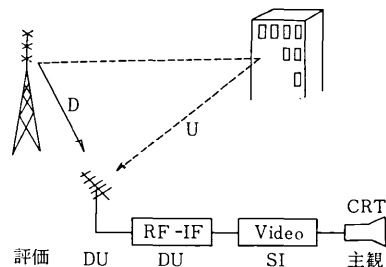


図4 ゴーストとその受信機各部における評価

ゴースト対策の基礎資料としてDU比と主観的評価との間の定量的関係を求める必要があるが、その前提としてゴーストがビデオ波形に及ぼす影響を定量的に把握しなければならない。このことはまたSI比の合理的な定義および測定法を開発するためにも必要であろう。

従来この影響を調べるには実際の受信機に遅延ケーブル等を用いてつくった擬似ゴーストを加えて行っている例が多いが、受信機等に理想特性からのずれがあること、パラメータ設定の自由度が少ないことなどの問題があった。そこで本研究では解析的に求める方法を考案した。そ

れに入る前に物理的意義を明らかにするため、まずベクトル図によってこの現象を定性的に説明しよう⁶⁾。

テレビ電波の変調、復調は次のようになっている。すなわち送信側で搬送波を入力ビデオ信号で振幅変調し、図5(a)に示すように搬送波の±0.75 MHzは両側波帯で、また+1.25 MHz以上は単側波帯で送信している。受信機では主として中間周波数で、搬送波で-6 dB、その上下少なくとも0.75 MHzの範囲で直線的に変化するロールオフ特性をもった図5(b)のようなフィルタを通して

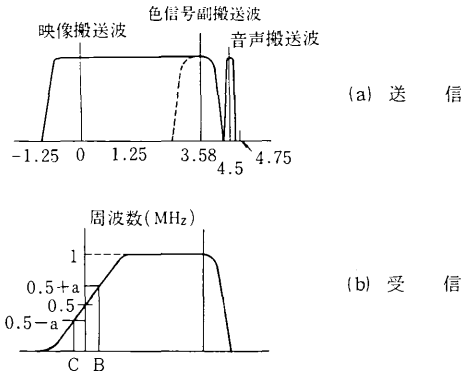


図5 テレビの周波数特性

この残留側波帯信号の復調は入力変調波が純正弦波の場合は次のように考えると理解しやすい。図6(a)は通常の両側波帯の振幅変調のベクトル図であって、搬送波ベクトルAに変調角周波数 ω_m で互いに逆方向に回転する上側波帯ベクトルBおよび下側波帯ベクトルCが加わって合成ベクトルを形成している。変調度をk、搬送波ベクトルの振幅を1とすれば、側波帯ベクトルの振幅はそれぞれk/2になる。

同期検波というのはこの合成ベクトルをある方向に射影した成分をとることであり、包絡線検波とは方向にかかわらず合成ベクトルの絶対値をとることに相当する。

この場合搬送波に同相(Aに平行)の同期検波を行うと図示のように $[1 + k \cos(\omega_m t)]$ という出力が得られる。また包絡線検波を行っても同一の出力が得られ、両者とも変調波を完全に復元できる。同期検波の方向をかえれば振幅はへるが、同一の波形が得られる。

次に残留側波帯方式で変調周波数が図5(b)の実線のようにロールオフ部にある場合のベクトル図を考えると図6(b)のようになる。すなわち上側波帯ベクトルBは $k(0.5 + a)$ に、下側派帯ベクトルCは $k(0.5 - a)$ に縮み、合成ベクトルの軌跡は図示のように楕円になる。しかし同相の同期検波を行えば次のようになってやはり完全な復元ができ、aの値によらない。

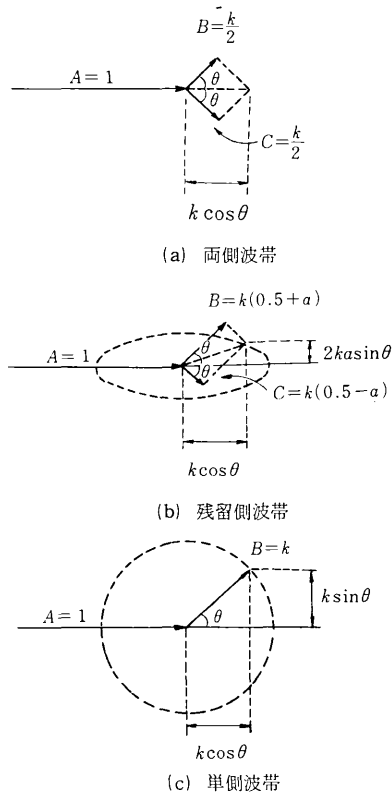


図6 変調のベクトル図 ($\theta = \omega_m t$)

$$1 + (0.5 + a)k \cos \omega_m t + (0.5 - a)k \cos \omega_m t = 1 + k \cos \omega_m t \quad (1)$$

図6(a)と違うのは同期検波の方向をかえた場合であってaの値がきいてくる。とくに直交(Aに垂直)の同期検波を行うと出力は、 $ak \sin \omega_m t$ となる。包絡線検波の出力 V_e は両出力の絶対値に等しくなる。すなわち、

$$V_e = |1 + k \cos \omega_m t + jak \sin \omega_m t| \quad (2)$$

$$\approx 1 + k \cos \omega_m t \quad (k \ll 1) \quad (3)$$

(2)の第3項はひずみになるわけで、変調度が低いときにかぎって(3)のように近似的な復元ができる。

変調周波数が図5(b)の単側波帯の部分にある場合のベクトル図は図6(c)のように振幅kの上側波帯ベクトルだけしかなく、合成ベクトルの軌跡は円になる。これは図6(b)でa=0.5の場合を考えればよい。したがって同相の同期検波で完全な復元が可能であり、また(2)、(3)の説明はそのまま成立する。

以上をまとめると残留側波帯方式の復調は同相の同期検波を使えば完全であるが、変調度の低いときは包絡線検波でも代用できる。これが家庭用受信機でよく用いられている便法である。

さて次にゴーストがある場合を考えよう。

高層ビルの壁面のような波長に対してかなり大きい物体からのゴースト反射波は直接波に反射係数がかかった形で表される。テレビの比帯域幅は第1チャンネルでも

6%以下であるから、各チャンネル内では周波数に関係しない定数と考えてよいであろう。そうすれば受信アンテナにおけるゴースト反射波は希望波と相似で、ただ伝播距離の差に相当する遅延をうけたものになる。

前節のベクトル図の考えにたてば、楕円 ($a = 0.5$ の円を含む) の軌跡をもつゴースト反射波のベクトルが加算されることになる。両ベクトルの搬送波の位相差は遅延によってきまってくる。また細かいことを言えば楕円の軌跡上の位置も遅延に応じて両ベクトル間でずれるわけである。

まず希望波の搬送波と同相の同期検波の場合を考える。図7(a)は変調周波数が低くて (a が小さくて) 細長い楕円の場合に希望波 D に対してゴースト反射波 U が位相差 $0, 90, 180, 270$ 度の場合を描いてある。このうち位相差が 0 度と 180 度の場合の同期検波出力にはゴースト反射波の絶対値がほぼそのまま希望波の成分に加算あるいは減算されて出てくる。しかし、 90 度と 270 度の場合はゴースト成分はほとんど出力に現れない。あるいは逆に同期検波の方向をゴースト反射波の搬送波ベクトルと直交させることによってゴースト成分を消すことができる。その方向が希望波の搬送波ベクトルと大きくずれていたら直交成分のひずみが入ってくるので何にもならないが、ゴースト反射波の位相差の測定には利用できる⁷⁾。

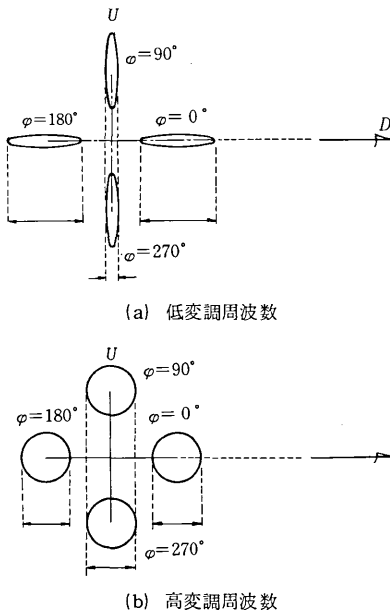


図7 希望波とゴーストとの位相関係

図7(b)は変調周波数が高く軌跡が円になる場合である。やはり位相差が4方向の場合を描いてあるが、今度はいずれの場合でもゴースト成分が同期検波出力に現われてくる。

以上は変調波が純正弦波の場合を考えてきた。しかし

幸いなことに同期検波は線形な操作であって、周波数成分について重ね合せの理が成立する。したがって変調波形が複雑な場合でも周波数スペクトルにわけて以上の考察を適用すればよい。そうするとゴースト反射波の位相差が 0 または 180 度に近いときは同期検波出力には希望波の高調波とはほぼ相似の波形を遅延したものがゴースト成分として加算あるいは減算されることになる。位相差が 90 または 270 度に近いときは、変調周波数の低い成分は抑えられ、高い成分のみであるというからこれは一種の微分である。したがって同期検波出力には希望波の変調波を微分した波形、すなわち画像でいえば輪郭を強調して隅取りをしたような波形がゴースト成分として加算あるいは減算されることになる。

包絡線検波の場合も変調度が低い場合はすでにのべたように同期検波に似た特性をもっているの以上は大体あてはまる。しかし包絡線検波は元来非線型な操作であって、波形を簡単に推定することは難しい。

以上は黑白受信に及ぼすゴーストの影響であるが、これはカラー受信の輝度信号 Y に対してもあてはまる。カラー信号については次のように考えることができる。

カラー信号 R, G, B に対して送信側ではまず輝度信号をつくり、次に色差信号 ($R - Y$) および ($B - Y$) を直交軸と考えてそれを図8に示すように 33 度回転させた I (帯域 1.5 MHz) および Q (帯域 0.5 MHz) 信号をつくる。その両者で約 3.58 MHz の色信号副搬送波二重平衡変調して輝度信号に合せて送出している。受信側では色信号の副搬送波は抑圧されるので水平掃線消去区間に挿入されたカラー・バースト信号によって基準位相の副搬送波を再生し、副搬送波周波数を中心とした帯域フィル

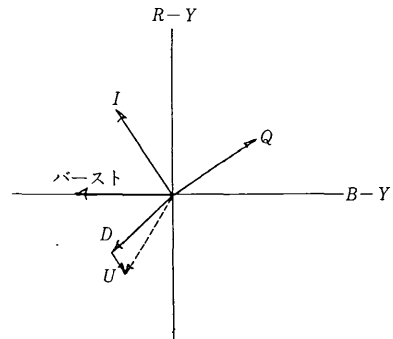


図8 色差信号のベクトル図

タで抽出した色信号に対して同相および直交の同期検波を行う。家庭用受信機ではこの際簡単のために I, Q 軸方向ではなく、($R - Y$) および ($B - Y$) 軸方向で検波して直接色差信号を得ている例が多い。この場合は両信号の帯域は約 0.5 MHz になる。いずれにしても色差信号は副搬送波に関しては両側波帯で送られているのでゴースト反射波は図8に示すように色差信号ベクトルの

振幅および方向を変化させ、したがって色をかえることになる。この際輝度信号にも既述の影響があるので全体の变化はきわめて複雑である。

ゴースト反射波がビデオ波形に及ぼす影響の定量的検討は数式によらざるを得ない。送信側における入力ビデオ信号の時間波形を $g(t)$ とし、搬送周波数を f_c とすれば電波の時間波形 $d(t)$ は次式であらわせる⁸⁾。

$$d(t) = \frac{1}{2} g(t) \cos(2\pi f_c t) - \frac{1}{2} h(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4)$$

ここで

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} K(f) G(f) \exp(j2\pi ft) df \quad (5)$$

ただし、 $G(f)$ は $g(t)$ のフーリエ変換、 $K(f)$ は残留側帯のフィルタ特性で、送信側から受信機の間周波段までの特性を合して含ませてある。

ゴースト源の複素反射率を $R \exp(-j\varphi')$ とする。これは既述のように一つのチャンネル内では一定とみなしてよい。遅延時間を τ とすると受信機におけるゴースト反射波 $u(t)$ は次のように $d(t)$ に反射率をかけ、さらに遅延させた波形になる。

$$u(t) = \frac{1}{2} R g(t-\tau) \cos\{2\pi f_c(t-\tau) - \varphi'\} - \frac{1}{2} R g(t-\tau) \sin\{2\pi f_c(t-\tau) - \varphi'\} \quad (6)$$

一般に n 個のゴースト源がある場合、各ゴースト源に関する量は添字 i を附して表すことにすれば受信波形 $a(t)$ は次のようになる。

$$a(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^n R_i g(t-\tau_i) \cos\{2\pi f_c(t-\tau_i) - \varphi'_i\} - \frac{1}{2} \sum_{i=0}^n R_i h(t-\tau_i) \sin\{2\pi f_c(t-\tau_i) - \varphi'_i\} \quad (7)$$

ただし、 $i=0$ は希望波を表わし、 $R_0=1$ 、 $\tau_0=0$ である。

受信機で位相制御同期系を用いて搬送波を再生し、それを適当に移相した $\cos(2\pi f_c t - \theta)$ を基準にして同期検波を行うと次のビデオ出力が得られる。

$$b(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^n [R_i g(t-\tau_i) \cos(\theta - \varphi_i) - R_i h(t-\tau_i) \sin(\theta - \varphi_i)] \quad (8)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=0}^n R_i E_{\theta i}(t-\tau_i) \quad (9)$$

ここで

$$\varphi_i = \varphi'_i + 2\pi f_c \tau_i \quad (10)$$

$$\theta_i = \theta - \varphi_i$$

φ_i は受信機における希望波の搬送波とゴースト反射波のそれとの位相差である。また、

$$E_{\theta}(t) = g(t) \cos \theta - h(t) \sin \theta \quad (11)$$

はゴーストがない場合、希望波に対して同期検波の方向を θ にえらんだときの出力である。

(9)から判るように個々のゴーストに対する出力波形は実は希望波の同期検波出力と相似であって、ただその検波の方向がずれているだけである。

ゴーストがなく、かつ $\theta=0$ の場合は $b(t) = g(t)/2$ になって、既述のように入力波形が完全に再現できる。

包絡線検波の出力 $c(t)$ は $a(t)$ の包絡線になるわけだが、これは互いに90度へだたった同期検波出力 b_1 および b_2 から次のように計算できる。

$$c(t) = \sqrt{b_1^2 + b_2^2} \quad (12)$$

この場合注意を要するのは、上式は非線形の操作であるから b の直流分 (すなわち搬送波の振幅成分) を省略してはいけないことである。

ゴースト反射波のビデオ波形に及ぼす影響を見ることは、 $b(t)$ を計算し、さらに必要ならば (12) で $c(t)$ を計算することになる。それには予め、 $E_{\theta}(t)$ を種々の θ に対して求めておけば、(9)に従って反射係数をかけ遅延させて加え合せることによって簡単に $b(t)$ が求まる。

上の計算には (5) の $h(t)$ が必要である。これはまず、 $g(t)$ のフーリエ変換 $G(f)$ を求め、それにフィルタ特性 $K(f)$ をかけてから逆フーリエ変換を行えばよい。

以上の計算を計算機で行うにはフーリエ変換は離散的フーリエ変換 (DFT) で行うことになる。 $G(f)$ の最高周波数はチャンネルの端まで考えても 4.5 MHz であるから、標本化定理により時間波形のサンプル間隔は $1/2 \times 4.5 = 0.11 \mu\text{s}$ 以下であればよい。ここでは 1 水平走査区間 $63.5 \mu\text{s}$ を 1024 点でサンプルした。

波形としては垂直帰線消去期間中の無変調の 1 水平走査区間を考え、その水平同期パルスの変形を求める。

DFT を使う関係上、この区間のみが周期的にくりかえされている場合の波形を求めていることになるが、その誤差は実用上無視できる。カラーバーストはフィルタで除くことを想定して無視した。したがって幅 $4.76 \mu\text{s}$ の単なる矩形パルスの変形を求めればよいことになる。

残留側帯フィルタ特性 $K(f)$ は図9のように想定した。それに対する $h(t)$ は図10に示すような一種の微分波形になる。その尖頭値は完全に復原したときの矩形パルス ($g(t)/2$) の振幅の 57% に達する。これを用いて (11) の $E_{\theta}(t)$ を求めると図11のようになる。オーバーシュートの尖頭値および平坦部の振幅の θ に対する変化は図12に示してある。

各ゴースト反射波が時間的に分離していて互いに重ならない場合はその波形は図11と相似である。互いに重なる場合はそれぞれについて計算しなければならない。図

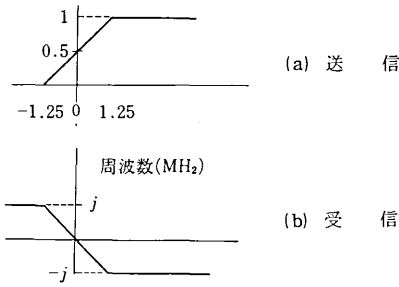


図9 残留側帯フィルタ特性

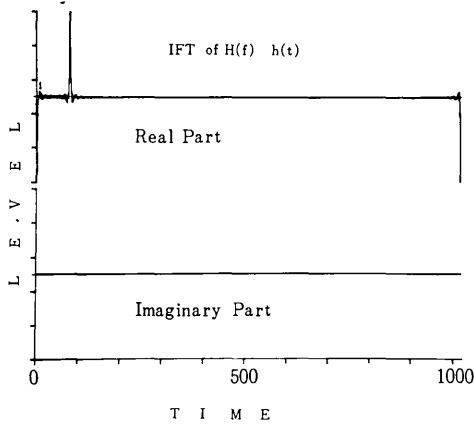


図10 $h(t)$ の波形, (5)式参照

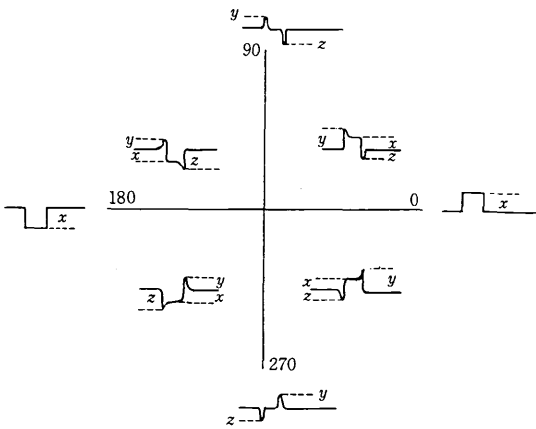


図11 $E_{\theta}(t)$ の波形, (11)式参照

13は単一ゴーストの場合にゴースト反射波の位相が変わった場合、図14は遅延時間が変わった場合のそれぞれの波形変化である。その他のパラメータの影響については原論文を参照されたい。

次に包絡線検波の場合を考える。この場合は同期検波の場合と異なって搬送波振幅が波形にきいてくる。ここでは同期パルスの頂部の搬送波振幅が100%、ペDESTALレベルのそれが75%の負変調を行っているものとした。

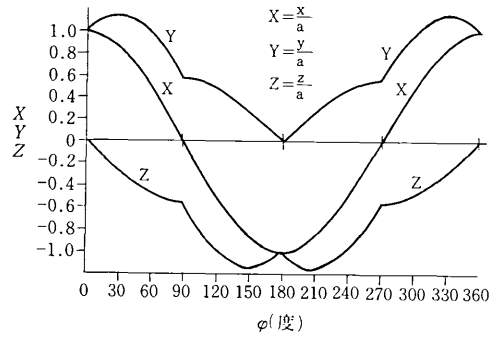


図12 $E_{\theta}(t)$ の尖頭値, 平坦値と位相差との関係, (11)式参照 aは水平同期パルス振幅

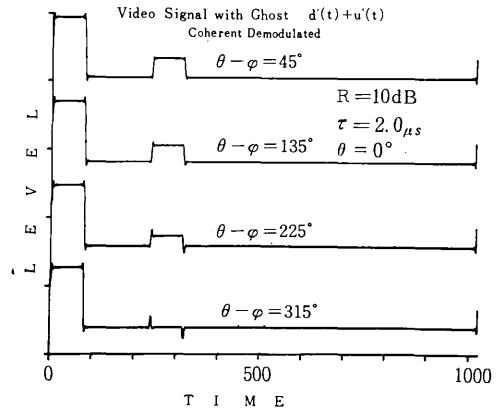


図13 ゴーストの位相差が変化した場合の波形(同期検波)

$R = -10\text{dB}$, $\tau = 2\mu\text{s}$, $\theta = 0^\circ$
 $\theta - \varphi = 45, 135, 225, 315^\circ$

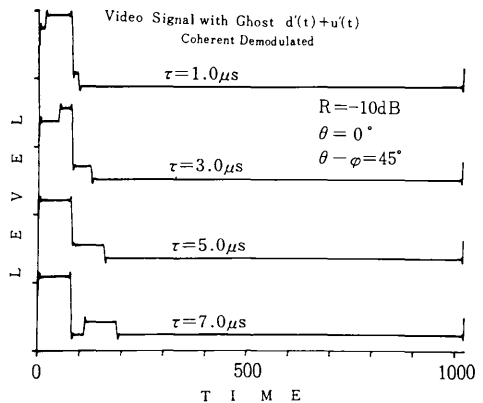


図14 ゴーストの遅延時間が変化した場合の波形(同期検波)

$R = -10\text{dB}$, $\theta = 0^\circ$, $\theta - \varphi = 45^\circ$
 $\tau = 1, 3, 5, 7\mu\text{s}$

ゴーストがない場合の包絡線検波出力を図15に示す。立上り, 立下りにみられる若干のオーバーシュートが同期検波の代わりに包絡線検波を使用したためのひずみであって, その最大値はペDESTAL・レベルからのパルス振幅に対して-23dBである。

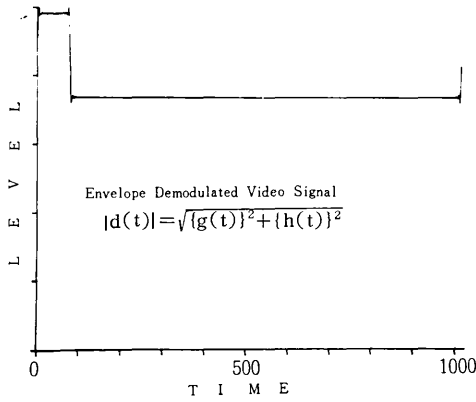


図15 包絡線検波による希望波のビデオ信号

ゴーストが時間的に分離している場合にゴースト・パルスの平坦部のペダスタルレベルからの振幅を希望波パルスのそれを基準として、(これを仮に *SI* 比と呼んでおく)、両搬送波の位相差の関数として計算したものが図16である。

ゴーストが時間的に重なる例として、包絡線検波出力を図17に示す。

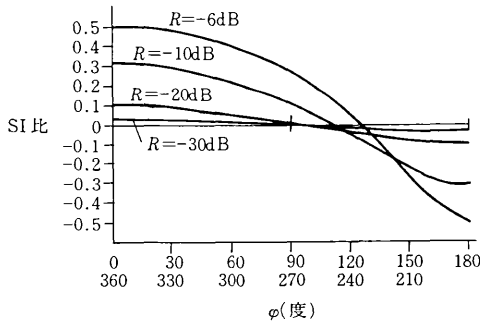


図16 包絡線検波の *SI* 比

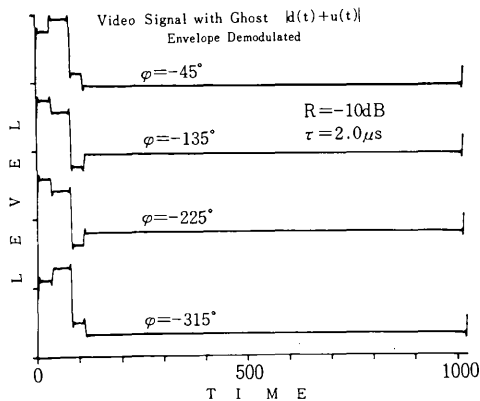


図17 ゴーストが重なって位相差が変化した場合の波形 (包絡線検波)

その他の例についてはやはり原論文を参照されたい。

3. ゴーストの複素振幅測定法^{9), 10), 11)}

同期検波の出力は(8)で与えられている。これを同相 (ただし実際は θ なる位相差は残留している) 出力と呼ぶ。つぎに検波軸を90度移相した場合の出力を直交出力と呼ぶことにすると、それは(8)で θ の代わりに $(\theta - \pi/2)$ とすればよい。同相出力を実数部、直交出力を虚数部とみなして複素数の形にまとめると次式が得られる。

$$p + jq = \frac{1}{2} \epsilon^{j\theta} \sum_{i=0}^n R_i \epsilon^{-j\psi_i} (g(t - \tau_i) + jh(t - \tau_i)) \quad (13)$$

このフーリエ変換を求めると

$$P + jQ = \frac{1}{2} \epsilon^{j\theta} (G + jH) \left(\sum_{i=0}^n R_i \epsilon^{-j\psi_i} \epsilon^{-j2\pi f \tau_i} \right) \quad (14)$$

G, H はそれぞれ $g(t), h(t)$ のフーリエ変換である。入力波形 $g(t)$ およびフィルタ特性が既知であればこれは計算できるし、ゴーストが希望波から時間的に分離していれば測定によって求めることもできる。したがって上式を $(G + jH)$ で割ってさらに逆フーリエ変換すると次式が得られる。

$$FT^{-1} \left[\frac{P + jQ}{G + jH} \right] = \frac{1}{2} \epsilon^{j\theta} \sum R_i \epsilon^{-j\psi_i} \delta(t - \tau_i) \quad (15)$$

これは δ 関数の系列であって、その位置が遅延時間を与え、振幅および位相が複素反射率を与える。

しかしこの方法は一種の逆フィルタをかけていることになり雑音に弱い。また図5から明かなように $(P + jQ)$ も $(G + jH)$ も (-1.25 MHz) 以下の周波数成分は欠けているから、その部分についてなんらかの仮定をおいて推定を行わなければならない。そこで次のように雑音に強い相関による方法を考案した。

すなわち $(g + jh)$ を複素入力と考えて(13)と相関をとると次の出力 $c(t)$ を得る。

$$c(t) \propto \left[\sum_{i=0}^n R_i \epsilon^{-j\psi_i} \delta(t - \tau_i) \right] * \alpha(t) \quad (16)$$

$$\alpha(t) = FT^{-1} [|G + jH|^2] \quad (17)$$

すなわち(16)の δ 関数列と $\alpha(t)$ とのたたみ込となる。したがって $\alpha(t)$ が判っていれば、やはりゴーストの複素振幅と遅延時間が求まる。 $\alpha(t)$ の継続時間が短かければ(16)を(15)の δ 関数列の近似と考えてもよい。

入力波形 $g(t)$ としてはいろいろ考えられるが、ここでは前節で扱った無変調区間の水平同期パルスを採用した。図18は(17)の $\alpha(t)$ の波形であって、左側は無視した場合、右側は考慮した場合である。後者に若干の虚数部が生じるほかは殆ど同形の三角波とみなしてよい。

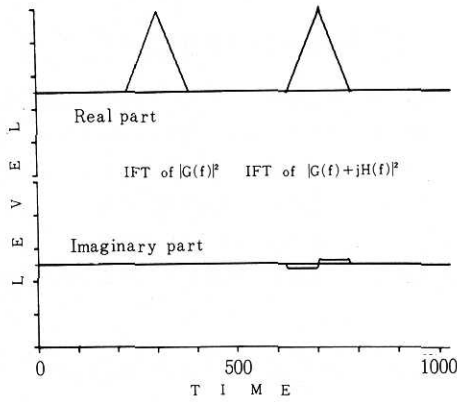


図18 $\alpha(t)$ の波形, (17)式参照

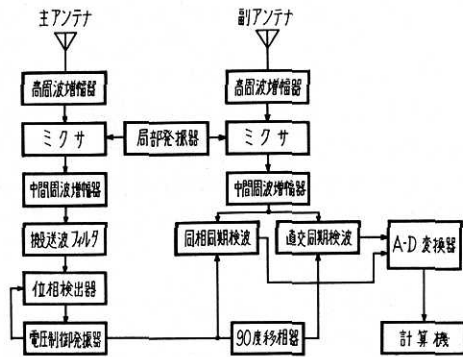


図19 測定系の構成

以上の原理に基づいて図19の測定用受信機を試作した。正副2系統からなっている。主系統は希望波の到来方向にむけられた固定アンテナを用いて、搬送波に位相同期した基準位相をつくらせている。副系統のアンテナはゴースト源の大体の方向にむけてあり、必要に応じて移動できるようになっている。副系統の出力は上記の基準位相を用いて同期検波し、同相および直交出力を得る。そのうち所要の無変調区間をAD変換し、計算機においてデジタル信号処理を行う。この間は現在は紙テープを介してオフラインで行っている。正幅2系統にわたるのは後述の開口合成のために副アンテナの移動を考慮しているためであって、ある一点でのDU比および遅延時間の測定のみだったら副系統の中で任意の基準位相をつくらればよく主系統は省くことができる。

図20は屋上で測定中の測定系を示したものである。これからもうかがわれるように紙テープは風にふきながされて野外では使用しにくいので、近くカセット磁気テープあるいはTSS端末の使用に切替える予定である。

図21は実験結果の1例で、はげしいマルチゴーストがある場合の同相および直交出力である。これを処理した結果が図22であって、1の希望波(ただし副アンテナの指向性の分だけ減衰している)のほかにも顕著なゴースト

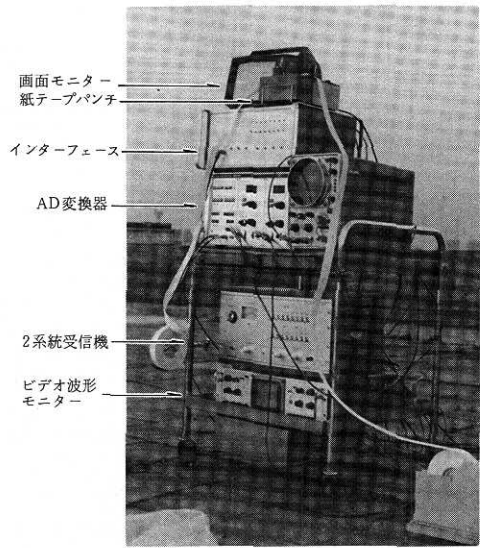


図20 測定系の全景

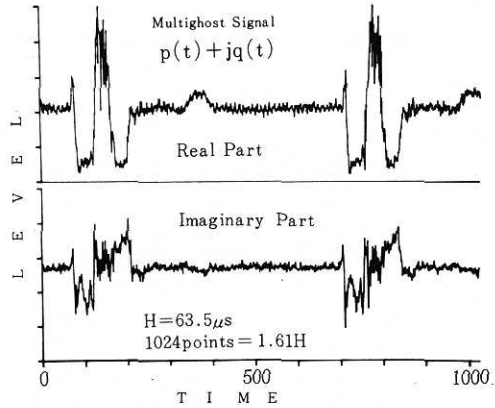


図21 マルチゴーストの同期検波出力
上;同相出力, 下;直交出力

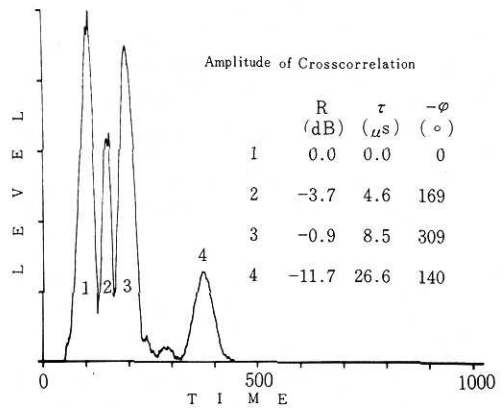


図22 図21のゴーストの複素振幅

2, 3, 4が存在していることが判り、その振幅と位相が文字で表示されている。

4. ゴースト源分布の地図画像化^{12), 13)}

ゴースト対策を考える際まずゴースト発生源を同定する必要がある。VHF帯におけるアンテナは寸法的制約から指向性が低いため(8素子八木アンテナでch1に対する電力半値角は76°程度)、ゴースト源の方位を正確に求められない。従来はかなり離れた2地点でゴーストの遅延時間を測定し、それぞれに対する楕円曲線の交点からゴースト源を同定している。しかしこの方法は最近の都市におけるような複雑なマルチゴーストに対しては適用困難である。

主アンテナを固定したままで、副アンテナを移動しながらゴーストの複素振幅測定を行うと、走査軸方向にはゴースト源の空間分布を反映した一種の一次元ホログラムが、また時間軸方向にはゴースト源の距離情報が盛り込まれた二次元データが得られる。したがってこれを波面再生すれば一次元走査のみで二次元的なゴースト源の空間分布を知ることができる。これはマイクロ波側視レーダにおける開口合成の手法に類似している¹⁴⁾。しかしレーダでは送受ともに移動するが本法では送信は固定で受信のみ移動するので具体的な再生法は異なってくる。またレーダでは特殊な円錐レンズを含む複雑な光学処理系を用いて再生を行っている。それに対しここではより融通性のあるデジタル再生を用いている。ひとたび計算機を用いれば近年発達しているデジタル画像処理技術を組合せて再生画質の向上や幾何学的変換処理を容易に行える利点もある^{15), 16)}。

図23の関係位置にある各点の座標を次のように定める。

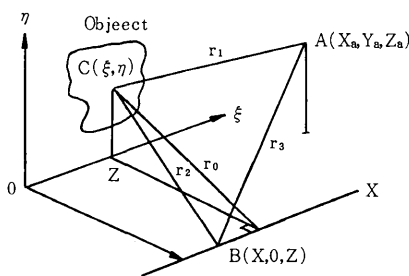


図23 開口合成の位置関係

送信アンテナ A : (X_a, Y_a, Z_a)

受信アンテナ B : $(X, 0, Z)$

物体面上の点 C : $(\xi, \eta, 0)$

物体点 $C(\xi, \eta)$ での複素反射率を

$$\sigma(\xi, \eta) = R(\xi, \eta) \exp[-j\varphi(\xi, \eta)] \quad (18)$$

とする。いま図23のX軸上を受信アンテナBが移動すると考える。ある時刻 t_1 における受信出力は次式で与えられる。

$$F(X, t_1) = \int_{\text{Object}} \sigma(\xi, \eta) \exp(-j2\pi f \frac{r_1 + r_2}{c}) d\xi d\eta \quad (19)$$

ただし、

f : 搬送波周波数

c : 光速

r_1 : AC間の距離

r_2 : BC間の距離

ここで図23から

$$r_1 = \sqrt{(X_a - \xi)^2 + (Y_a - \eta)^2 + Z_a^2} \quad (20)$$

$$r_2 = \sqrt{r_0^2 + (X - \xi)^2} \quad (21)$$

$$r_0 = \sqrt{Z^2 + \eta^2} \quad (22)$$

である。(21)で $r_0 \gg X - \xi$ のとき

(19)は次のように近似できる。

$$F(X, t_1) = \int_{\xi} \int_{\eta} \sigma(\xi, \eta) \cdot \exp[-jk \{r_0 + r_1 + \frac{(X - \xi)^2}{2r_0}\}] d\xi d\eta \quad (23)$$

$$k = \frac{2\pi f}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (24)$$

これはX軸(走査軸)から r_0 の距離にある物体のFresnelホログラムとみなすことができる。したがって $r_0 = r_{01}$ の距離にある物体は次式により再生できる。

$$I(\alpha, t_1) = \int_{-\infty}^{\infty} F(X, t_1) \exp[jk \frac{(X - \alpha)^2}{2r_{01}}] dX \quad (25)$$

実際には走査長は有限なので上式を次式の有限積分で近似することになる。

$$I(\alpha, t_1) = \int_{-L/2}^{L/2} F(X, t_1) \exp[jk \frac{(X - \alpha)^2}{2r_{01}}] dX \quad (26)$$

ただしLはホログラム面の大きさである。(23)を(26)に代入すると、

$$I(\alpha, t_1) = \exp[-jk(r_{01} - \frac{\alpha^2}{2r_{01}})] \cdot \int_{\xi} d\xi \sigma(\xi, \eta_1) \exp[-j(r_1 + \frac{\xi^2}{2r_{01}})] \cdot \int_{-L/2}^{L/2} dX \exp[j\frac{k}{r_{01}} X(\xi - \alpha)] + \int_{-L/2}^{L/2} [F(X, t_1)]_{r_0=r_{01}} \cdot \exp[jk \frac{(X - \alpha)^2}{2r_{01}}] dX \quad (27)$$

ただし、

$$\eta_1 = \sqrt{r_{01}^2 - Z^2} \quad (28)$$

(27)式右辺第1項の積分は

$$\int_{\xi} d\xi \sigma(\xi, \eta_1) \exp[-j(r_1 + \frac{\xi^2}{2r_{01}})]$$

$$\int_{-L/2}^{L/2} dX \exp[j\frac{k}{r_{01}} X(\xi - \alpha)]$$

$$\approx \sigma(\alpha, \eta_1) \exp[-j(r_1 + \frac{\alpha^2}{2r_{01}})] \quad (29)$$

したがって $I(\alpha, t_1)$ の絶対値をとれば、 $r_0 = r_{01}$ における物体像が得られる。ただし(29)式右辺第2項は焦点の外れたぼけた像である。

実験は六本木にある東大生研の屋上で行った。測定点は1m間隔で64点とった。ゴースト波受信用副アンテナ(8素子八木アンテナ)を走査軸と直角に赤坂方面または渋谷方面に向けて走査し、主アンテナ(同)は図24に示すように走査軸のほぼ中央附近で東京タワーの方向へ向けて固定した。

測定データの例を次に示す。図25は無変調区間の1Hの同期検波出力を極座標形式で表したもので(a)が振幅、(b)が位相である。ともに横軸に移動量を64点、縦軸に時間を0.1μs間隔で635点とって表示している。

明るい部分が水平同期パルスの希望波およびゴーストにあたっている。これに前節の相関法による信号処理を施した結果を図26に示す。これらは横軸に移動量を64点、縦軸に時間を希望波のやや以前から0.1μs間隔で320点とって表示している。

これから波面再生をしたものを図27(a)に示す。

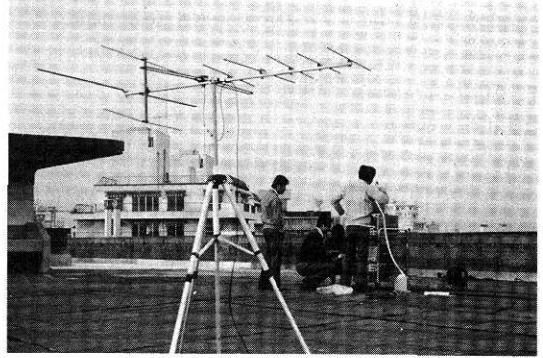
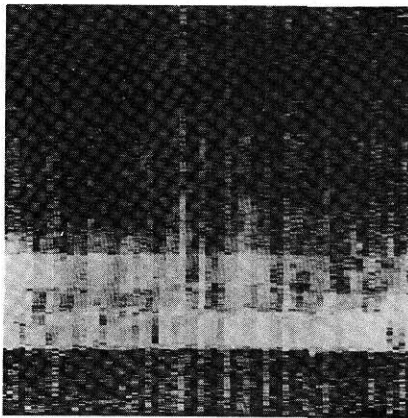
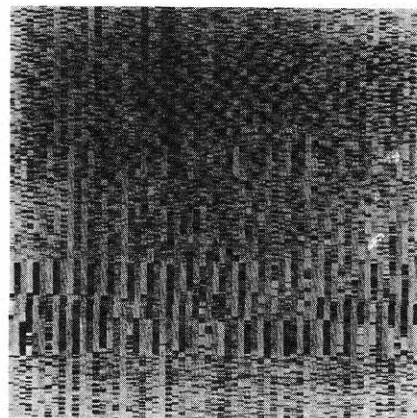


図24 実験風景(手前が主アンテナ)

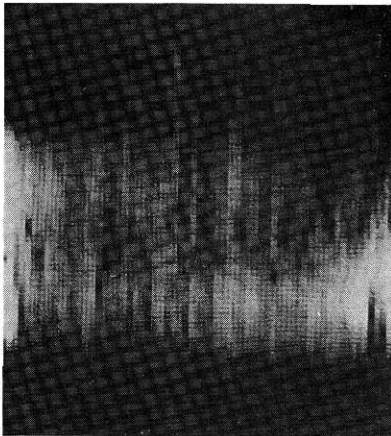


(a) 振幅

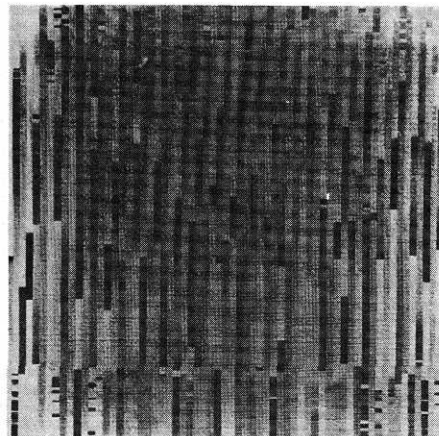


(b) 位相

図25 同期検波出力

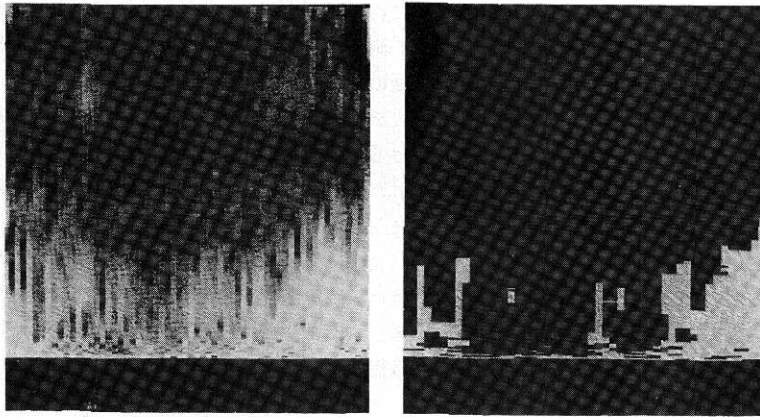


(a) 振幅



(b) 位相

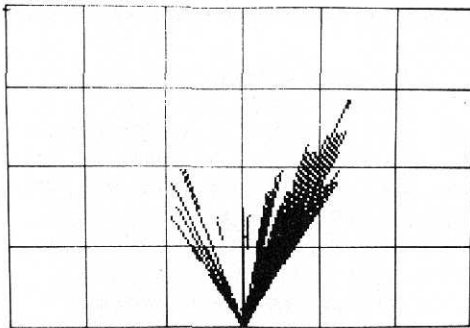
図26 相関法による出力



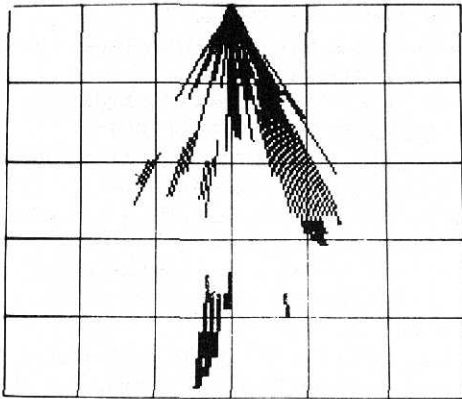
(a) 無処理

(b) しきい値処理

図27 波面再生結果



(a) 赤坂方面



(b) 渋谷方面

図28 地図画像化したゴースト源分布

これにしきい値処理を施して顕著なゴースト源を明確にしたものが図27(b)である。図27(b)は縦軸が時間すなわち走査軸と反射物との距離に相当するが、この距離によって再生面上の走査方向の標本間隔が異なるので、上に行くほど左右の詰まった像になっている。これに幾何学的変換を施しゴースト源分布を地図画像化したものが図28(a)である。これには1目盛500mのスケールを入れてある。



図29 実験地域の航空写真

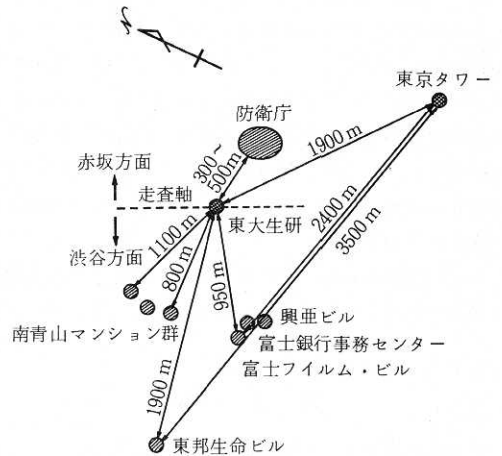


図30 ゴースト源と推定された建造物の位置関係

これはチャンネル12を使いアンテナを赤坂方面に向けて走査した結果である。同じくチャンネル12を用いた渋谷方面の測定結果を図28(b)に示す。比較のために実験地点附近の航空写真を図29に示す。中央に青山墓地が、またそのすぐ右上に東大生研がある。東京タワーは写真右手の方向にあるが写真には入っていない。赤坂方面のデータでは図28(a)より防衛庁の庁舎群が主なゴースト源であると推定される。なおチャンネル1の場合もほぼ同様の結果が得られた。また渋谷方面のデータでは図28(b)から、右が高樹町交差点附近の富士フィルムビル・富士銀行事務センター・興亜ビルなどのビル群、左が南青山3～4丁目附近のマンション群(航空写真の時点にはなかった)、その下にあるのが渋谷の東邦生命ビル等のビル群(航空写真の範囲外にある)と思われる。特に左のマンション群のように遅延時間がほぼ同じの複雑なマルチゴーストからもゴースト源を分離して識別できることがわかった。

以上の顕著なゴースト源を抜き出して位置関係を示したものが図30である。ただし図28(b)はゴースト源相互の位置関係はよいが全体として角度が反時計方向に約 20° 振れているので補正した。この原因はまだ不明であるが、データ収集を紙テープで行って一連の測定に数時間かかり、この間に基準位相にリニアなドリフトがあったためではないかと考えている。図28(a)の測定の場合はそのようなことはみられなかった。

再生像の理論上の分解能は距離方向が図18の3角波の中央部で計算して約1.4Km, 方位方向が角度にしてチャンネル1で 2.9° , チャンネル12で 1.2° である。実験結果は距離分解能は計算値より多少良く、方位分解能は多少悪い。なお図30の左マンション群からの反射波は約 10° 間隔で並んだものが識別されている。

5. む す び

都市において最近いぢるしくなった高層ビル等によるテレビ電波のゴースト障害に関して考案したゴーストの複素振幅の測定法とそれを利用したゴースト波分布の地図画像化について解説した。正副2系統よりなる測定用受信機を試作して実験した結果ほぼ理論通りに働くことを確認した。最近の都市では多くなったにも拘らず従来測定の手段がなかった複雑なマルチゴーストの測定もできることが判った。

今後は距離分解能などの向上をはかるとともに測定系の各部を整備して実用的な測定器にまで仕上げていきたい。

謝 辞

この研究の測定系の部分は放送文化基金の助成をうけ

て行ったもので、関係各位に厚くお礼を申し上げます。

測定用受信機の製作を快諾された松下電器産業株式会社の関係各位に深謝いたします。

デジタル処理以降は東大生研の臨時事業“都市における公害・災害の防除に関する研究”の一環として行われたもので、その多次元画像情報処理研究設備を使用しました。

さらに開口合成レーダについてご教示いただいた浜崎教授、残留側波帯方式についてご教示いただいた安田助教授、および画像処理についてご助言いただいた高木助教授に厚く感謝申し上げます。(1977年1月5日受理)

参 考 文 献

- 1) 建造物による電波障害改善の手引き, p. 9, 関東電波障害防止協議会(1976.7)
- 2) 朝日新聞(1975.6.12)夕刊および読売新聞(1975.10.16)朝刊
- 3) テレビのゴースト防止に決め手はあるか, 日経エレクトロニクス, pp. 50-66 (1976.2.23)
- 4) 尾上, 稲本; テレビ電波ゴーストのビデオ波形に及ぼす影響, テレビ学会全国大会 11-6 (1975)
- 5) 尾上, 稲本; 反射波のビデオ波形に及ぼす影響, 電気4学会連合大会 177 (1976)
- 6) 尾上; 反射波のビデオ波形に及ぼす影響, テレビジョン, 31, 1, pp 11-16 (1976)
- 7) 宮沢, 山口, 遠藤, 藤井; ゴースト波の変動について, テレビ無線技術研究会 RE 75-33 (1975)
- 8) R. W. Lucky, J. Salz and E. J. Weldon; Principles of Data Communication, McGraw-Hill, Co., New York (1968) Chapter 7
- 9) 尾上; テレビ電波ゴーストの複素振幅測定法, テレビ学会全国大会, 11-5 (1975)
- 10) 尾上, 稲本; テレビ電波ゴーストの複素振幅測定法, テレビ無線技術研究会, RE 75-34 (1975)
- 11) 尾上, 稲本; 相関法によるテレビ電波ゴーストの複素振幅測定, テレビ学会全国大会, 10-5 (1976)
- 12) 尾上, 稲本; 開口合成によるテレビ・ゴースト源空間分布の測定, テレビ学会全国大会, 10-6 (1976)
- 13) 尾上, 稲本; ホログラフィックな手法によるテレビゴースト源分布の地図画像化, 画像工学コンファレンス, 2-3 (1976)
- 14) L. J. Cutrona, et al: On the Application of Coherent Optical Processing Techniques to Synthetic-Aperture Radar, Proc. IEEE, 54, 8, 1026-1032 (1966)
- 15) 尾上, 石川; 合成開口側視ソナー信号の計算機再生, 音響学会講演論文集 2-5-20 (1973)
- 16) 尾上, 石川; 長波長ホログラムの計算機再生, 画像工学コンファレンス 3-1 (1973)