

TRSB-MLSの測角誤差について

— 受信帯域制限効果 —

三 吉 襄* 片 野 忠 夫*

Bandwidth Limiting Effects on TRSB-MLS Angle
Measurement Error

Noboru MIYOSHI Tadao KATANO

Abstract

Time Reference Scanning Beam Microwave Landing System (TRSB-MLS) was selected by ICAO All Weather operations Panel in 1978 as the preferred system for a new nonvisual Precision Approach and Landing Guidance System (PALGS) in place of the present ILS and is now under development.

The TRSB-MLS ground station scans its beam discretely for angle guidance, and hence the received waveforms are stair-case patterns contaminated by beam pointing errors. This degrades the angle guidance accuracy of the TRSB System without an adequate waveform shaping at the airborne receiver.

This paper describes computer simulation of bandwidth limiting effects on such received waveforms and explains the obtained relations between angle measurement errors, antenna stepwidth, pointing accuracy, and receiver bandwidth.

As a conclusion, we found out that the pointing accuracy is more important than the scan stepwidth in the design of the scanning antenna.

Also mentioned are the effects of the increase of scan stepwidth on in-beam-multipath errors, and tolerable stepwidth and receiver bandwidth under in-beam-multipath environments.

These relations are useful in the design of the TRSB-MLS ground antenna and airborne receiver.

* 電子航法開発部

1. まえがき

航空機の離着陸段階における安全性の向上，航空機騒音の軽減，ターミナル容量の増加などのため，現行 ILS に代るノンビジュアル PALGS*¹ として各種の方式が開発評価されてきたが，^{1)~2)} 国際民間航空機構（ICAO）は，1978 年に，国際標準方式として TRSB*² 方式を選定した。^{3)~4)} この新しい PALGS はマイクロ波を使用することから，MLS*³ と呼ばれている。

TRSB 方式では，地上アンテナにより一定速度で往復走査される指向性ビームを航空機で受信し，この受信時間間隔の測定から航空機の方位角および高低角を得る。

地上アンテナは走査に高速性が要求されるためフェイズドアレイ，ビームポートなどの電子走査アンテナが使用され，走査はステップ状である。更にデジタル移相器の量子化誤差や製造誤差などによりビームの主方向が不規則な指向誤差を含み，走査方式に固有な測角誤差が生じる。走査のステップ幅を大きく設定するとこの固有誤差は増大するが，一方，アンテナの制御系は簡単，安価になり，信頼性が向上する。

そこで，受信帯域制限による測角誤差の改善を検討するため，シミュレーション解析を行ない，許容ステップ幅，指向精度と受信帯域の関係を求めたのでこれを報告する。

本文では，TRSB 方式の測角原理を説明したのちステップ走査が理想的に行なわれた場合の受信波スペクトルを考察し，測角誤差を除去できる最大ステップ幅と受信帯域幅の関係を明らかにしている。ついで，指向誤差を伴うビーム走査の場合について，走査ステップ幅，指向精度，受信帯域と測角誤差の間の定量的な関係を導き，帯域制限による誤差軽減を検討している。最後に，ステップ幅の増大がインビーム・マルチパスに及ぼす影響について検討し，走査ステップ幅と受信帯域幅の許容範囲を求めている。

2. TRSB-MLS の測角原理

TRSB-MLS は方位誘導，高低誘導および距離

情報を航空機に与える。方位誘導と高低誘導は 5GHz 帯の一波を用いて時分割に行なわれる。距離誘導には高精度 DME を用いる。ここでは，方位誘導と高低誘導に用いられる測角原理を方位角を例として説明する。

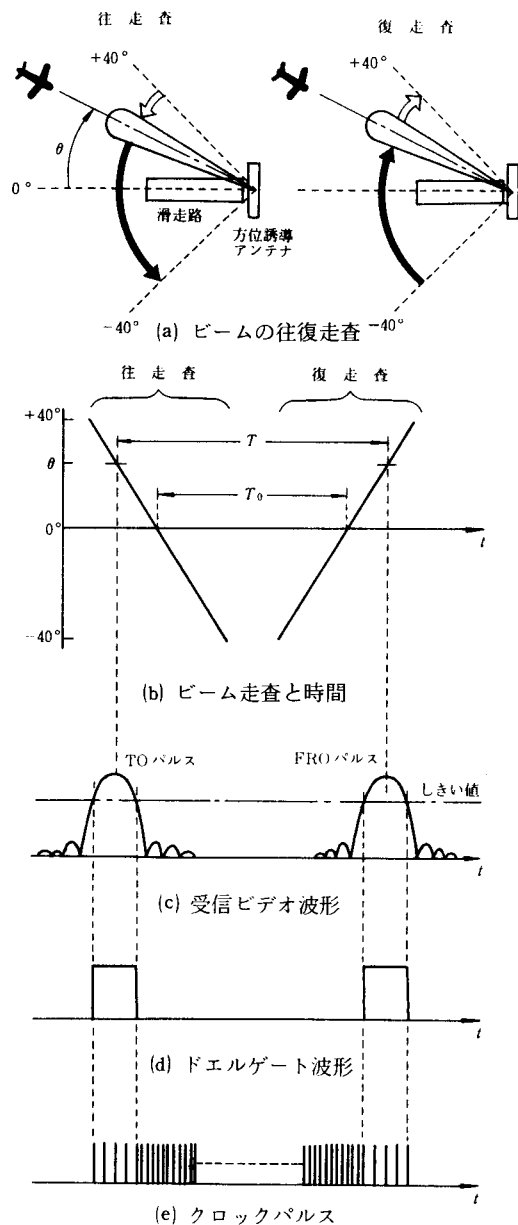


図 2.1 TRSB 方式の測角原理

図 2.1(a) に示すように，滑走路端に設置されたアンテナから水平方向に一定速度でファンビームの往復走査を行なう。航空機ではビームが航空機を通過する時刻に往路，復路で TO パルス，FRO パルスと呼ばれ

* 1 PALGS-Precision Approach and Landing Guidance System

* 2 TRSB-Time Reference Scanning Beam

* 3 MLS-Microwave Landing System

る二つのパルスが受信される (b), (c) 図)。両パルスの時間間隔を T とすると、航空機の方位角 θ は、 $\theta = K(T - T_0)$ と与えられる。ここに K は走査定数、 T_0 はタイムオフセットで方位角 0° における受信時間間隔である。

パルス時間間隔は、受信パルス振幅の -3 dB あるいは -4 dB に設けたしきい値により (d) 図のゲートパルスを作り、TO パルスの立上りから FRO パルスの立下りまでをクロックパルスで計測する (e) 図)。両パルスの中心時間間隔を計測するため、ゲートパルス内のクロック周期はゲートパルス間のクロック周期の 2 倍としている。

このように、TRSB 方式では受信波形の中心から角度情報を得ており、波形のひずみが測角精度に直接的に影響する。このため地上アンテナ及び機上受信処理がシステム設計上重要となる。

MLS 測角精度について ICAO は、方位誘導の PFE (Path Following Error) を滑走路スレッシュホルドにおいて ± 6 m 以下、このうち地上施設の誤差を ± 3 m 以下と規定している。⁵⁾ これらの値は 4500 m 滑走路に対してそれぞれ、 0.076° 及び 0.038° となる。従って地上走査アンテナの指向精度による測角誤差は $0.02^\circ (2\sigma)$ 程度が要求される。

また、マルチパス効果に対しては、 $1^\circ \sim 3^\circ$ の狭いアンテナビームを採用し、走査範囲を制限する覆域制御やタイム・ゲート・トラッキングなどによってその影響を軽減している。更に、直接波と反射波が時間軸上で重なるインビーム・マルチパスに対しては、航空機の移動に伴って起る直接波と反射波の位相の相対的変動を利用してデータの平均化を行なう。これを Motion Averaging という。このため、データレートを 13 Hz から 39 Hz と高くし、アンテナビームを毎秒 $20,000^\circ$ の高速で走査している。

3. 測角誤差に及ぼすステップ走査の影響

3.1 ステップ走査に固有な誤差

図 3.1 はステップ走査におけるビームノーズのとりうる方位と受信位置の相対的位置関係を、図 3.2 は受信位置によるステップ走査受信波形の変化を示すものである。受信帯域幅が、波形の跳びの急峻さを維持するに十分広く、 S/N が高くしきい値検出が理想的におこなわれる場合、TO 走査に対する受信パルスの立上り、立下りのしきい値交差点の連続走査に対するそ

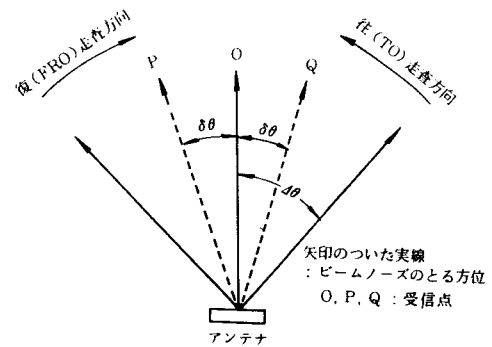


図 3.1 ステップ走査と受信位置

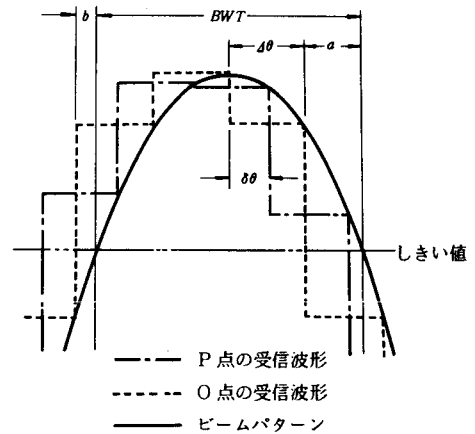


図 3.2 受信点による受信波形の変化

れからの変位 $\delta\phi_L$, $\delta\phi_T$ は、図 3.1 の受信点 P に対して、 $\delta\theta$ の関数として、

$$\delta\phi_L(\delta\theta) = \begin{cases} \delta\theta - a & 0 \leq \delta\theta < a \\ \delta\theta - a - \Delta\theta & a \leq \delta\theta < \Delta\theta \end{cases} \quad (3.1 a)$$

$$\delta\phi_T(\delta\theta) = \begin{cases} \delta\theta - b & 0 \leq \delta\theta < b \\ \delta\theta - b - \Delta\theta & b \leq \delta\theta < \Delta\theta \end{cases} \quad (3.1 b)$$

と与えられる。ここに

$$a = \frac{BWT}{2} - \Delta\theta \left[\frac{BWT}{2\Delta\theta} \right]^* 4$$

$$b = \Delta\theta - a$$

$\Delta\theta$: 走査ステップ幅

$\delta\theta$: 受信点 P とビームノーズのとりうる P に最寄りの方位の間の角度

BWT: しきい値ビーム幅

である。

このように、ステップ走査受信波形およびこの波形が固有に持つ誤差は受信位置によって変化し、受信点がステップ幅ほど変化すると同じ変化を繰返す。またこれを波形整形した後における残留誤差も同じ周

*4 $[x]$ は x を超えない最大の整数を表わす。

期で変化する。よって以下受信点をステップ幅の範囲で一様に分布させて誤差の統計量を求め、この軽減を検討する。

TO 走査に対する P 点でのビームセンタ誤差 $\delta\phi_c$ は $c = \text{MIN}(a, b)$, $d = \text{MAX}(a, b)$ とするとき

$$\delta\phi_c(\delta\theta) = \begin{cases} \delta\theta - \Delta\theta/2 & 0 \leq \delta\theta < c \\ \delta\theta - \Delta\theta & c \leq \delta\theta < d \\ \delta\theta - 3\Delta\theta/2 & d \leq \delta\theta < \Delta\theta \end{cases} \quad (3.2)$$

と表わせる。従って、ビームセンタ誤差の平均および標準偏差は、

$$\left\{ -\frac{\Delta\theta}{2}, \left(\frac{\Delta\theta^2}{12} - \frac{c \cdot \Delta\theta}{2} + c^2 \right)^{1/2} \right\}$$

となる。

パルス間隔に対しては、往復走査であるため、受信点が P にあるときの FRO ビームセンタ誤差は、図 3.1 の Q 点での TO ビームセンタ誤差に等しく、よって P 点における測角誤差 $\delta\phi_l$ は、

$$\delta\phi_l(\delta\theta) = \frac{\delta\phi_c(\delta\theta) - \delta\phi_c(\Delta\theta - \delta\theta)}{2} \quad (3.3)$$

と与えられ、その分布は、

$$\left\{ 0, \left(\frac{\Delta\theta^2}{12} - \frac{c \cdot \Delta\theta}{2} + c^2 \right)^{1/2} \right\}$$

となる。 1σ 値はビームセンタ誤差のそれに等しい。表 3.1 に、しきい値 -4dB に対する測角誤差を示す。

以下、上述の誤差をステップ走査に固有な誤差、この誤差の波形整形後も残る残留分を残留誤差という。

表 3.1 ステップ走査に固有な誤差

正 規 化 ス テ ッ プ 幅	0.05	0.1	0.2	0.4
ステップ走査 誤差 ($1\sigma, \times BW^*$)	0.012	0.015	0.041	0.11

* BW : 3 dB ビーム幅

3.2 ステップ走査受信波のスペクトル

ステップ走査受信波の包絡線は図 3.3 の如く、アンテナパターンと階段部を構成している振幅変調鋸歯状波の和と考えられる。よって、そのスペクトルは両波形のスペクトルの合成となる。

振幅変調鋸歯状波のスペクトルは、鋸歯状波の基本周波数 ($1/\text{走査ステップ幅}$)、及び高調波周波数を中心として振幅変調波のスペクトルを配置したものである。振幅変調波はアンテナパターンの微分曲線に相似で、時間領域での微分は周波数領域で角周波数を乗ずることに相当するので、振幅変調波スペクトルのひろ

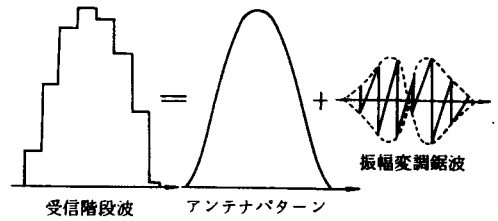


図 3.3 ステップ走査受信波の分解

がりはアンテナパターンのスペクトル幅を越えない。更に、鋸歯状波は直流成分を持たないので、基本周波数がアンテナパターンのスペクトル領域より十分離れていれば、受信波のスペクトルの主要部はアンテナパターンのスペクトルと一致し、濾波器によって受信波スペクトルからアンテナパターンのスペクトルのみを抽出し、アンテナパターンを再現することができる。

図 3.4 はアンテナパターンのスペクトルと受信階段状波のスペクトルをフーリエ変換より求めたものであるが、これからも上述のことが確かめられる。また、受信波スペクトルのメインローブ部とサイドローブ部の重ならない狭い走査ステップ幅に対しては、受信位置によって振幅スペクトルは変化しない。階段状波のスペクトルのメインローブのエネルギーの 99% を含む片側スペクトル幅は、正規化値で 0.8 となる。これをメインローブの実効スペクトル幅と呼ぶ。スペクトルの第 n サイドローブは、 $(nN - 0.8)$ から $(nN + 0.8)$ の間を占め、振幅スペクトルの包絡線は $\sin x/x$ 型となる。

図 3.4 及び以下において、3 dB ビーム幅で正規化した走査ステップ幅を SW , SW の逆数を N とおき、周波数および帯域幅は 3 dB ビーム幅に対応する周波数で正規化した値を用いる。ここに、 N は鋸歯状波の正規化基本周波数を表わしている。またアンテナパターンはガウス波形で近似した。

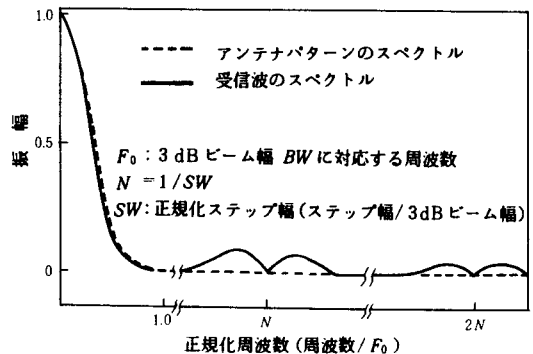


図 3.4 受信階段状波のスペクトル

3.3 波形整形用濾波器

図3.4のスペクトルより、ステップ走査の受信波形をアンテナパターンに近づけるための波形整形用濾波器は、スペクトルのサイドローブ部を除外するものであればよいことがわかる。本研究ではこれを理想的濾波器とした。包絡線に関しては帯域濾波器は低域濾波器と等価であるので以後、濾波器は低域濾波器として解析する。

矩形パルスに対する理想的低域濾波器の出力は、

$$\frac{1}{\pi} \{ S_i [w_c(t-\tau-T_1)] - S_i [w_c(t-\tau-T_2)] \}$$

w_c, τ : 濾波器の遮断角周波数と包絡線遅延

T_1, T_2 : 入力パルスの立上り, 立下りの時刻

S_i : 正弦積分関数

と与えられるので、入力が受信階段状波

$$f(t) = f_n \quad nT \leq t < (n+1)T \quad (3.4)$$

であるときの濾波器出力 $g(t)$ は

$$g(t) = \frac{1}{\pi} \sum_n f_n \{ S_i [w_c(t-\tau-nT)] - S_i [w_c(t-\tau-(n+1)T)] \}$$

$$= \frac{1}{\pi} \sum_n (f_n - f_{n-1}) S_i [w_c(t-\tau-nT)]$$

(3.5)

となる。ここに T はステップ幅である。

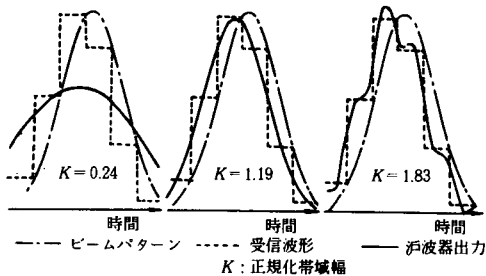


図3.5 濾波器出力 ($SW=0.5$)

図3.5に帯域幅を変えた場合の濾波器出力を示す。

濾波器における時間遅れ τ は、遮断周波数 f_c (Hz) での位相偏移を $-\pi/2$ (rad) とすると、

$$\tau = \frac{1}{4f_c} \text{ (s)} \quad (3.6)$$

と与えられ、3 dB ビーム幅が 1° 、走査速度が毎秒 $2,000^\circ$ の時、正規化帯域幅 1.0 (20 KHz) に対して、約 $13 \mu\text{s}$ となり、信号フォーマットの角度走査フレーム 13 ms (方位誘導)、 4 ms (高低誘導) に比べ十分小さく問題とならない。

3.4 ドエルゲートジッタ

濾波器出力波形に依存する誤差には、ステップ走査に固有な残留誤差の他に、雑音によるしきい値検出の不確かさによる誤差がある。これはドエルゲートジッタ (Dwell Gate Jitter) と呼ばれている。帯域制限による測角誤差の改善を検討するには、この誤差も考慮する必要がある。

ドエルゲートジッタは、付録1から次式で表わせる。

$$\Delta\phi_I = \frac{BW}{2M\sqrt{2S/N}} \text{ (deg, } 1\sigma) \quad (3.7)$$

ここに、

BW : 3 dB ビーム幅 (deg)

M : 正規化傾斜

である。また S/N は中間周波増幅段における尖頭パルス電力対雑音平均電力比である。

3.5 シミュレーション結果と考察

図3.6はシミュレーションフローチャートである。受信点のサンプル数はシミュレーション誤差が $\pm 2\%$ 以下となる50点とした。

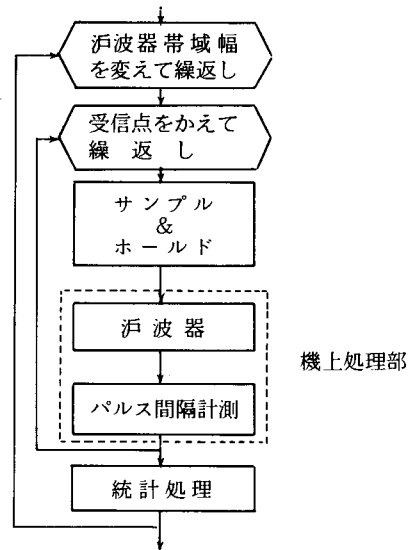


図3.6 シミュレーションフローチャート

図3.7は、測角誤差の残留誤差成分とドエルゲートジッタ成分の受信帯域幅による変化を示すものである。ドエルゲートジッタを求めるにあたり、雑音実効値電圧は帯域幅の平方根に比例するとした。図3.7の S/N 値は正規化帯域幅 0.6 における値である。

正規化ステップ幅 SW がスペクトルのメインローブ

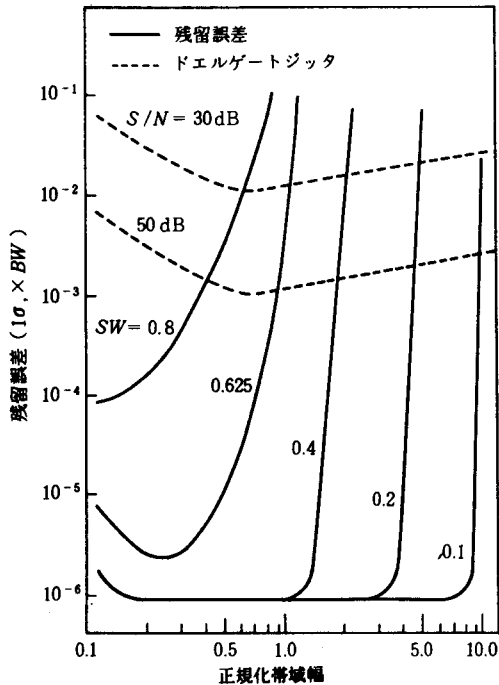


図 3.7 測角誤差の帯域幅による変化

とサイドローブの重ならない 0.6 以下で、受信帯域幅がスペクトルのサイドローブ部を除外する ($N-0.8$) 以下に対しては、ドエルゲートジッタは連続走査における値に等しく、また残留誤差もステップ走査に固有な誤差およびドエルゲートジッタに比べて非常に小さく、ステップ走査の影響は受信帯域制限によって完全に取り除くことができる。これより、 $SW < 0.6$ なるステップ幅に対してはスペクトルのメイン部はステップ走査の影響を受けず、アンテナパターンのスペクトルに等しいことが確かめられる。

ドエルゲートジッタを最小とする受信帯域幅は、メインローブの実効スペクトル幅の 80%，正規化値で 0.64 となる。これは、帯域幅がこの値より狭くなると信号電力の減少が雑音電力の低下をうわまわり、逆にこの値より広くなると雑音電力が増加して S/N が悪化することによる。

正規化ステップ幅が 0.6 以上になると、スペクトルのメインローブとサイドローブに重なりが生じ、アンテナパターンの再現ができなくなって残留誤差が増加する。

また、帯域幅を広くして ($N-0.8$) 以上にすると、残留誤差は急激に増大しドエルゲートジッタを超えてステップ走査誤差に近づく。これは、帯域幅を ($N-0.8$) 以上にするとスペクトルのサイドローブ部が通

過し、図 3.5 に示すように出力に振動が生じながらも受信階段状波に近づいていくため、スペクトルのサイドローブ部が受信波の階段部を構成していることが理解される。

4. 測角誤差に及ぼす指向精度の影響

フェイズドアレイアンテナなどの電子走査アンテナでは、ビーム走査にデジタル移相器を用いるため、給電位相に量子化誤差が生じる。更に移相器自体の誤差や給電線長誤差などの製造誤差も加わり、ビーム主方向の指向誤差が避けられない。

指向誤差の原因となる諸要因はその数が非常に多く且つ統計的に独立であるところから中心極限定理によ

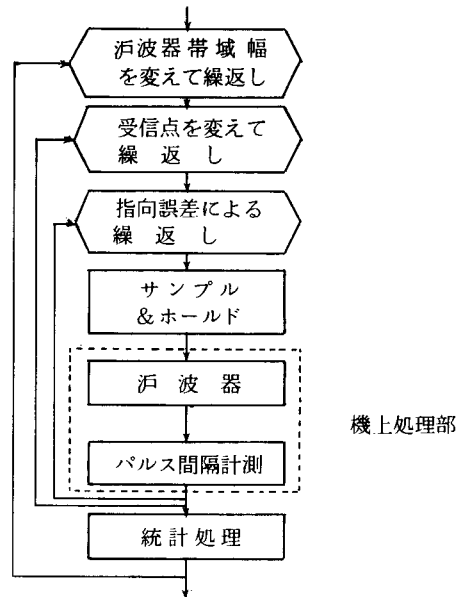


図 4.1 シミュレーションフローチャート

り、指向誤差は正規分布をなす。⁷⁾ よって、指向誤差を伴うステップ走査を正規分布乱数を用いたモンテカルロ法によってシミュレートした。図 4.1 にシミュレーションフローチャートを示す。

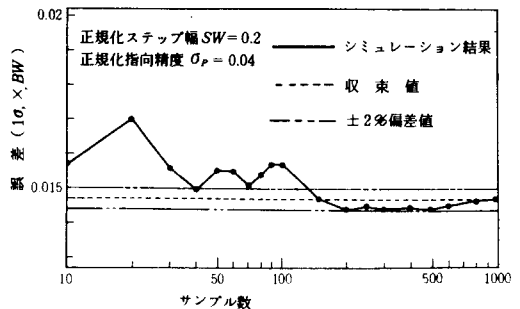


図 4.2 シミュレーション結果の収束

図4.2は乱数のサンプル数を変えて残留誤差の収束をみたものである。 $\pm 2\%$ の偏差をシミュレーション誤差の許容範囲として、サンプル数は150回以上とした。またアンテナパターンはガウス波形で近似した。

4.1 周波数スペクトルに及ぼす指向誤差の影響

指向誤差を伴うステップ走査においては、ビームは一定時間ごとにステップするが、ステップの幅は一定値 $\Delta\theta$ でなく($\Delta\theta$ + 指向誤差)となる。ここに $\Delta\theta$ は走査ステップ幅である。従って、受信階段波形の各レベルは(指向誤差 $\times$ アンテナパターンのサンプル点における勾配)に等しい雑音を含み、受信レベルのつくる時系列は非定常不規則過程となる。以後この雑音を指向誤差雑音と呼ぶ。

指向誤差雑音の平均スペクトルを図4.3に示す。振幅はアンテナパターンのスペクトル(図3.4)の最大値で正規化した値である。乱数のサンプル数は200とした。

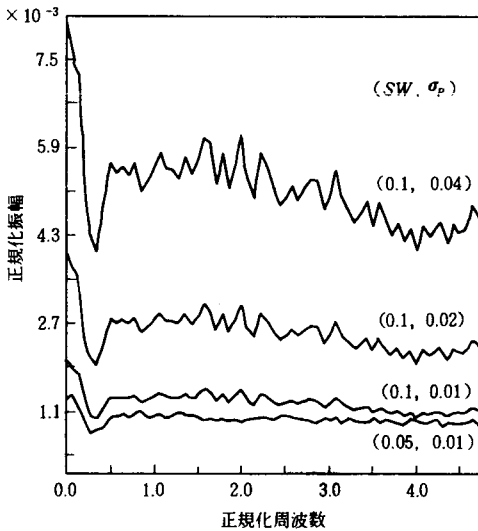
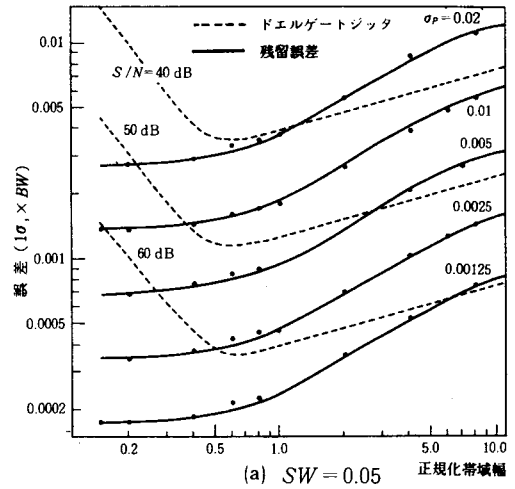


図4.3 指向誤差雑音のスペクトル

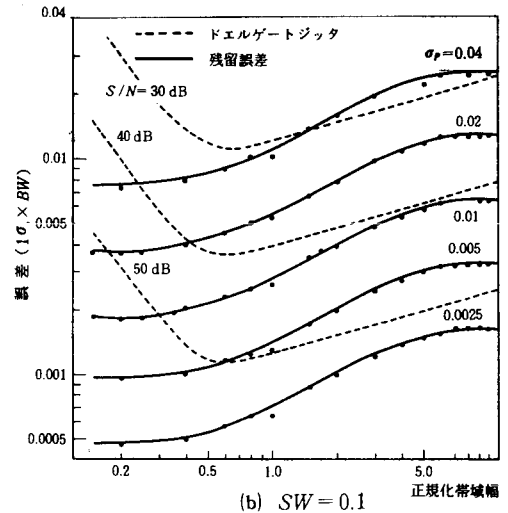
指向誤差雑音はほぼ様な振幅スペクトルを持っており、その大きさは、 $SW=0.1$, $\sigma_p=0.01$ に対してアンテナパターンスペクトルの最大値の約1.3%である。また、雑音のスペクトルは指向精度に比例し、ステップ幅が倍になると約1.4倍となっていることがわかる。

4.2 シミュレーション結果

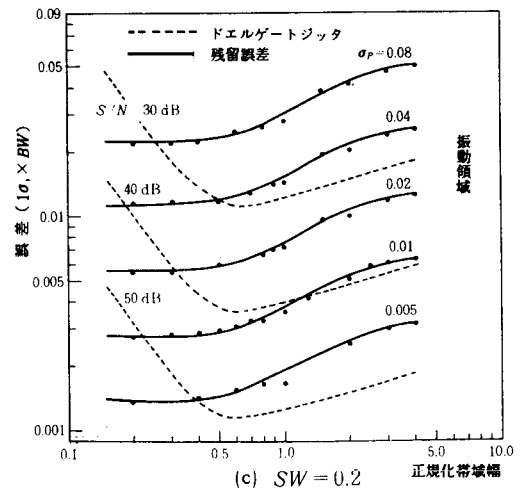
図4.4は、残留誤差とドエルゲートジッタの受信帯域幅による変化を表わしている。図の中で・印が残留誤差のシミュレーション結果である。



(a) $SW = 0.05$



(b) $SW = 0.1$



(c) $SW = 0.2$

図4.4 ドエルゲートジッタと残留誤差

残留誤差は理想的ステップ走査の場合に比べて非常に大きくなっており、指向誤差の残留誤差に及ぼす影響の大きいことがわかる。

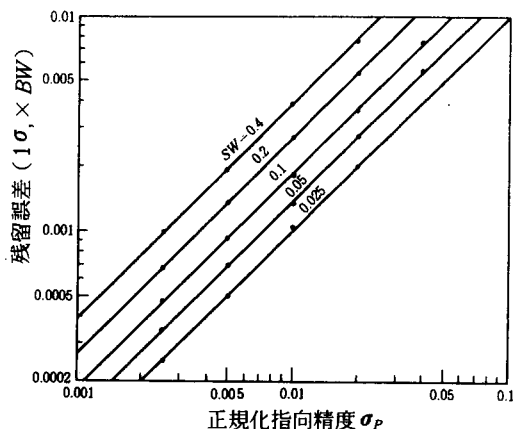


図 4.5 指向精度の影響

図 4.5 は、正規化帯域幅 0.4 における残留誤差と指向精度の関係を、ステップ幅をパラメータとして表わしたものである。これより残留誤差が指向精度に比例することがわかる。この比例関係は出力に振動の生じない帯域幅で成立している。更に、残留誤差はステップ幅が倍になると約 1.4 倍となっている。

以上より、残留誤差を走査ステップ幅、指向精度および受信帯域幅の関数として表わしたのが次式である。

$$\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2} \quad (4.1)$$

$$\sigma_1 = 0.6 \sigma_P (1.4)^{\log_2 SW} \quad (4.2)$$

$$\sigma_2 = 0.5 \sigma_P (SW)^{-0.1} (1 - 0.115^K) \quad (4.3)$$

ここに、

σ : 正規化残留誤差 (正規化定数は 3 dB ビーム幅)

SW : 正規化ステップ幅 (")

σ_P : 正規化指向精度 (")

K : 正規化帯域幅

である。式 (4.1) を図 4.4 に実線で示す。残留誤差の受信帯域幅による変化は、一定項 σ_1 と帯域幅の増加と共に指数的に増加する項 σ_2 の RSS *5 でよく近似できることがわかる。

ドエルゲートジッタは、ステップ幅、指向精度の増加と共に僅かながら増す傾向にあるが、出力が振動しない帯域幅の範囲で、連続走査に対する値の約 2 ~ 4 % 増以内にある。この偏差は小さく、ドエルゲートジ

ッタはステップ幅及び指向精度に関らず連続走査に対する値まで改善できるというよい。また、汙波器出力に振動の生じる帯域幅は、理想的ステップ走査の場合に比べ指向精度の悪くなるにつれ狭くなっているがこの変化は僅かである。

4.3 考察

指向誤差を伴うステップ走査に対しては、残留誤差は指向精度に比例し、ステップ幅が倍になると約 1.4 倍となる。これは指向誤差雑音のスペクトルが指向精度、ステップ幅と同じ関係にあり、しきい値交差点の変位が雑音振幅に比例することによる。

残留誤差に及ぼす指向精度の影響は、ステップ幅のその 1.4 (= 2/1.4) 倍で、TRSB 方式のアンテナの設計においては、ステップ幅に比べ指向精度がより重要なファクタであることがわかる。

表 4.1 残留誤差の軽減度

正規化ステップ幅	0.025	0.05	0.1	0.2	0.4
改善係数*	1/10	1/7.0	1/5.0	1/3.6	1/2.6

*改善係数 = 残留誤差/指向精度

表 4.1 は、帯域制限による残留誤差の改善度をみたものである。受信帯域幅を適切に選ぶことにより、残留誤差を表の改善係数まで軽減できることを示している。

汙波器出力が振動しないステップ幅、指向精度に対しては、ドエルゲートジッタは連続走査における値にほぼ等しくなることを述べた。これは、汙波器出力のしきい値における傾斜が指向誤差によって変化しないことを意味している。

図 4.4 ~ 図 4.5 及び式 (4.1) ~ (4.5) より、測角誤差は S/N 、走査ステップ幅および指向精度の三つに関係し、そのいずれが悪くとも測角誤差の悪化することがわかる。また、これらにより、システムに要求される測角精度に対して必要とされる S/N 、走査ステップ幅、指向精度および受信帯域幅の関係が求まる。

5. インビーム・マルチパスの影響

航空機への直接波と障害物などから反射したマルチパス波が時間軸上で重なりと受信波形がひずみ、測角誤差が増大する。これをインビーム・マルチパス効果という。

インビーム・マルチパス効果に及ぼすステップ走査

* 5 RSS-Root Sum Square

の影響を把握するため、単一反射マルチパスについてシミュレーション解析をおこない、帯域制限による測角誤差の改善と、インビーム・マルチパスを考慮したときの走査ステップ幅と受信帯域幅の設定について検討した。

TRSB方式ではビームの往復走査をおこなうためインビーム・マルチパス波により生じる受信波形のひずみは、TO、FRO走査に対して図5.1に示すように線対称的にあらわれ、誤差にバイアス分が生じる。図5.2は連続走査に対するバイアス誤差のマルチパスレベル(ML)と分離角 (Separation Angle, SA) への依存性を、正負の最大誤差を生じるRF *6 の位相差 (PD) 0 と π についてみたものである。ここに分離角とは地上アンテナよりみた航空機と障害物の間の角度のことである。しきい値 (TH) の低いほどマルチパス誤差は増大し、その影響は分離角の大きな領域に移動している。また、マルチパス誤差の十分小さくなる分離角は1.8程度である。

ステップ走査においては、インビーム・マルチパス波は重畳部分のステップ幅を二つに分け、その振幅はマルチパスレベル、分離角、RF 位相差によって様々に変化し、この測角誤差に及ぼす影響は特異な様相を示す。図5.3にマルチパス波によりひずみを受けたステップ走査受信波形と、これを入力したときの濾波器出力を示す。帯域制限により、インビーム・マルチパス波によって生じた不規則な凸凹は完全に滑らかになっている。しかし、ステップ幅が大きくなるとステップごとの振幅の変化量が増大し、分離角によっては、高いマルチパスレベルでしきい値と何回も交差するパルスの山と谷が生じる。これを示したのが図5.3(b)である。帯域制限によってこのような山や谷を平滑して測角誤差に悪影響を与えないようにすることには限界

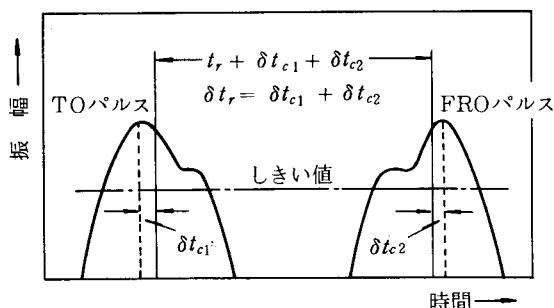


図 5.1 ビームの歪による誤差

* 6 RF-Radio Frequency

があるため、ここにステップ幅の上限に対する新たな制約が生じる。

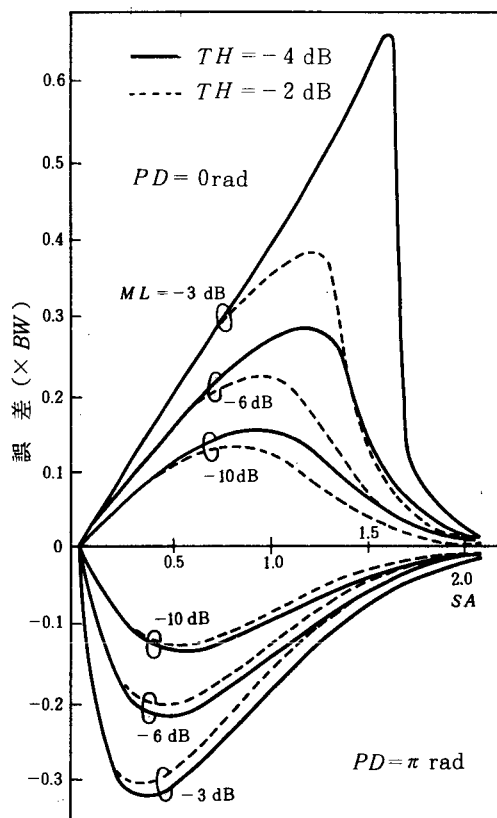


図 5.2 マルチパス強度と分離角の影響

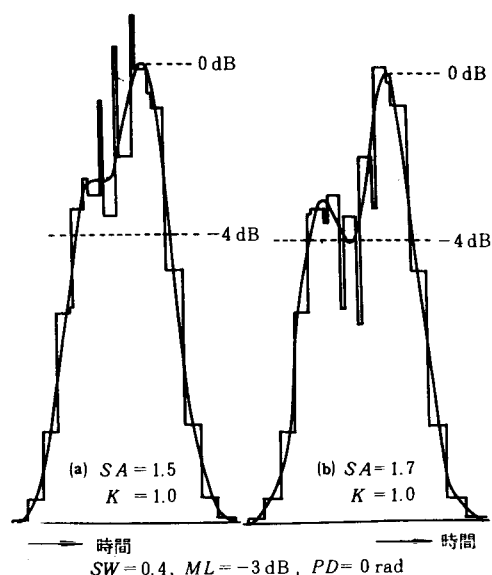


図 5.3 濾波器出力

図 5.4 は、バイアス誤差、並びにノイズ誤差のドエルゲートジッタ成分と残留誤差成分の受信帯域幅による変化を示すものである。破線は連続走査に対するバイアス誤差である。帯域制限によってバイアス誤差は連続走査のそれにまでに軽減され、残留誤差もドエルゲートジッタに比べ無視できるまでに小さくなっている。これより、インビーム・マルチパスに対しても、帯域制限は測角誤差の改善に効果的であることがわかる。帯域幅を狭くするとバイアス誤差が増大し、インビーム・マルチパスにおいては、帯域幅の下限はバイアス誤差により制限される。

図 5.5 は、バイアス誤差の受信帯域幅への依存性を分離角をかえて比較した 1 例である。破線は連続走査に対するバイアス誤差を示す。連続走査値からの偏移

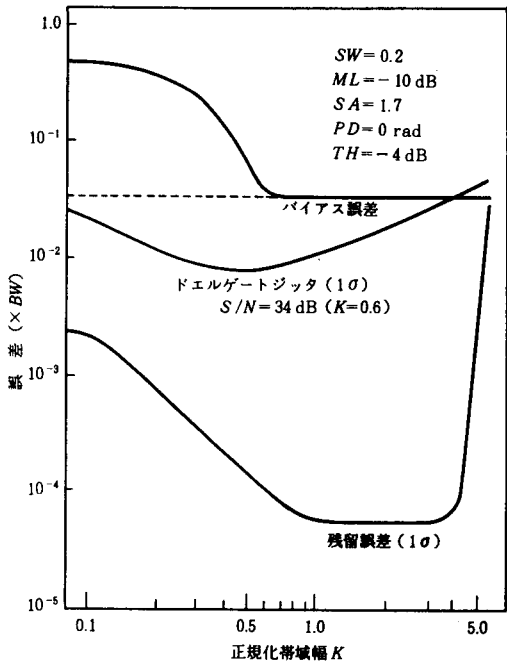


図 5.4 インビーム・マルチパス誤差

は分離角の大きい 1 BW から 1.7 BW で大きくなり、下限帯域幅はこの範囲の分離角でおさえられる。図 5.6 は、マルチパスレベルをパラメータとして、バイアス誤差の変動をみたものである。破線は連続走査に対するバイアス誤差である。マルチパスレベルの高い程、狭い帯域幅において連続走査値からの偏移がふえ、許容帯域幅の狭くなることがわかる。

表 5.1 は、最大マルチパスレベルを -3 dB および -6 dB、バイアス誤差の連続走査値からの許容偏差を

10% および $\pm 20\%$ としたとき、しきい値 -2 dB および -4 dB に対して許容ステップ幅と下限帯域幅を求めたものである。例えば、ビーム幅を 1° 、走査速度を 20 deg/ms、しきい値を -4 dB、マルチパスレベルを -3 dB 以下とすると、連続走査時のマルチパス誤差に対して 20% 増を許容範囲とするなら、走査ステップ幅は 0.3° 以下に設定する必要がある。また各走査ステップ幅に対して下限帯域幅があり、ステップ幅を 0.3° に設定した場合、受信帯域幅は 16 KHz 以上としなければならないことがわかる。

表 5.1 走査ステップ幅と下限帯域幅

(a) $ML \leq -3 \text{ dB}$

		正規化ステップ幅		
		0.2	0.3	0.4
正規化 下限帯 域 幅	許容偏差 $\pm 10\%$	0.92 / 0.88	0.85 / *	0.86 / *
	許容偏差 $\pm 20\%$	0.8 / 0.74	0.8 / 0.76	0.82 / *

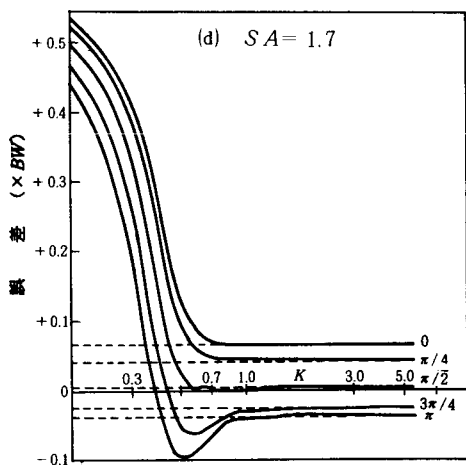
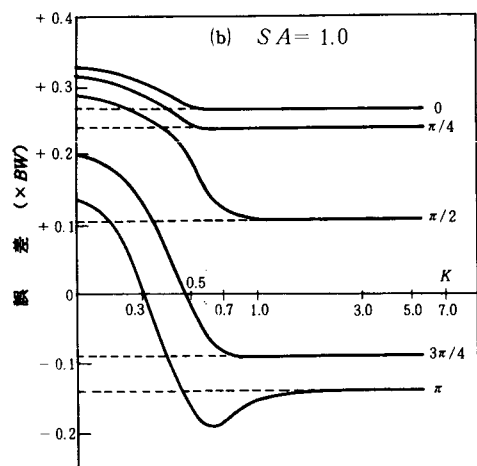
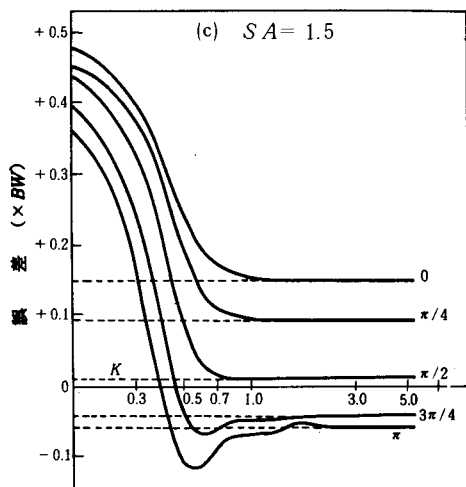
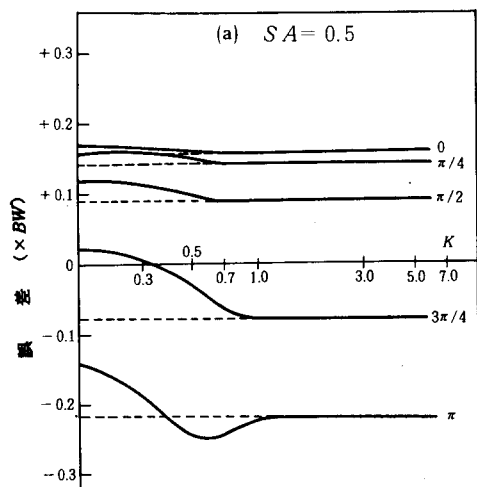
(b) $ML \leq -6 \text{ dB}$

		正規化ステップ幅		
		0.2	0.3	0.4
正規化 下限帯 域 幅	許容偏差 $\pm 10\%$	0.79 / 0.88	0.79 / 1.2	0.8 / *
	許容偏差 $\pm 20\%$	0.77 / 0.74	0.77 / 0.74	0.78 / 0.76

表中、上段はしきい値 -2 dB

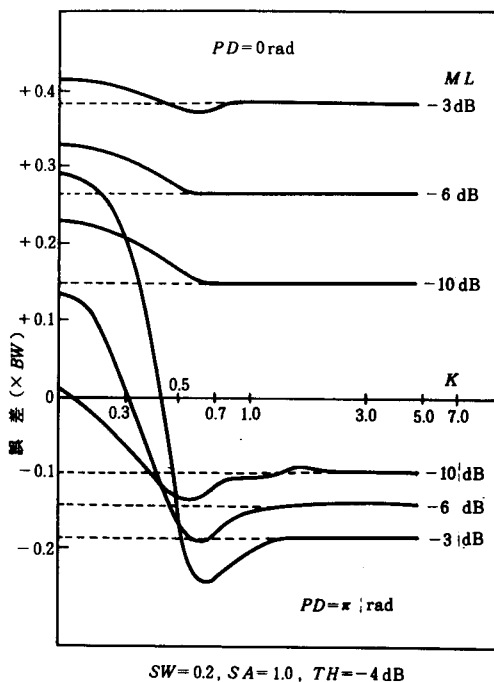
下段はしきい値 -4 dB に対する値である。

* 全ての帯域幅で許容偏差を満足しない。



$SW=0.2$, $ML=-6$ dB, $TH=-4$ dB

図 5.5 分離角と受信帯域幅の影響



6. むすび

TRSB-MLSの測角誤差に関して、ステップ走査による階段状受信波形の帯域制限効果に及ぼすアンテナ指向誤差、インビーム・マルチパスなどの影響を解析し、走査ステップ幅、受信帯域幅および帯域制限後に残る誤差などの関係を導くことができた。

残留誤差はアンテナ指向精度に比例し、指向精度が測角誤差に及ぼす影響はステップ幅のその約 1.4 倍で、TRSB 方式の走査アンテナの設計においては、ステップ幅に比べ指向精度がより重要なファクタであることがわかった。

また、受信帯域幅を適切に選定することにより、ビーム幅の1/4の大きなステップ幅でも、残留誤差を指向誤差の1/4程度とすることができる。

インピーダンス・マルチパスの影響はステップ幅の大きくなる程、また受信帯域幅の狭くなる程大きくなり、ステップ幅の上限および受信帯域幅の下限はインピーダンス・マルチパスで制限される。

以上の解析結果は、TRSB-MLSの地上走査アンテナ及び機上受信処理の設計に役立つと考える。

参考文献

- 1) "A new guidance system for approach and landing", SC-117 Committee Reports RTCA, USA, (Dec. 1970)
- 2) 全天候着陸方式調査研究委員会, 昭和49年度報告書 (1974)
- 3) "Microwave Landing System Functional Requirements Specification", FAA, USA, FAA-ER-700-07, (Feb. 1975)
- 4) "Time Reference Scanning Beam MLS - Submission to the International Civil Aviation Organization", FAA, USA, (Dec. 1975)
- 5) "Amendment of Annex 10-SARPS for MLS", ICAO, COM/81-WP/102, (Apr. 1981)
- 6) P. F. PANTER: "Modulation, Noise, and Spectral Analysis," McGRAW-HILL, (1965)
- 7) J. L. Allen: "Some Extensions of the Theory of Random Error Effects on Antenna Patterns", Part 3 of Phased Array Radar Studies, M. I. T. Tech. Report 236, (Nov. 1961)
- 8) 三吉, 片野, 松本, 朝倉: "TRSB-MLS の測角誤差についての一考察", 電子通信学会技術研究報告. SANE 76-33 (Feb. 1977)

付録 1. ドエルゲートジッタ

図 A.1 で、破線のパルスに雑音 δn_i が加わり実線になったときのしきい値検出誤差 δt_i は、しきい値におけるパルスの傾斜を m (V/s) とすると、

$$\delta t_i = \frac{1}{m} \delta n_i \quad (\text{s})$$

で与えられる。雑音は信号に比べて非常に小さく、傾斜 m は雑音がない時の値に等しく一定とみなせる。

TRSB 方式では TO, FRO パルスの時間間隔から方位角を求めるので、走査速度を K (deg/s) とすると、方位角誤差 $\delta \theta$ (deg) は、

$$\begin{aligned} \delta \theta &= \frac{K}{2} \left\{ \frac{\delta t_1 + \delta t_2}{2} - \frac{\delta t_3 + \delta t_4}{2} \right\} \\ &= \frac{1}{4M} \frac{BW}{E_{max}} \{ \delta n_1 + \delta n_2 - \delta n_3 - \delta n_4 \} \quad (\text{deg}) \end{aligned}$$

となる。ここに BW は 3 dB ビーム幅 (deg), M は正規化傾斜で、

$$M = \frac{BW}{K} \frac{m}{E_{max}}$$

である。

雑音は平均値零の無相関不規則過程とみなせるので雑音の実効値電圧を n とすると、方位角誤差の標準偏差 σ は、

$$\sigma = \frac{BW}{2M} \frac{n}{E_{max}} = \frac{BW}{2M\sqrt{2}(S/N)} \quad (\text{deg})$$

と与えられる。ここに S/N は中間周波増幅段の尖頭パルス電力対平均雑音電力比である。

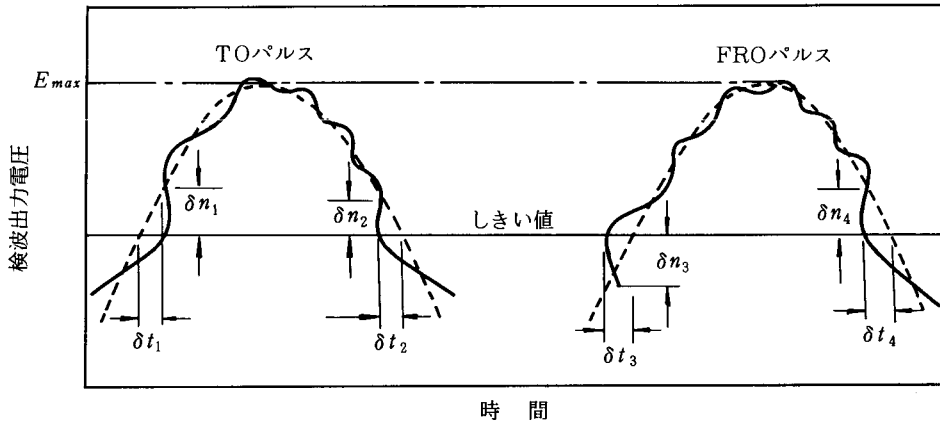


図 A.1 ドエルゲートジッタ