

# 低高度用 FMCW 電波高度計 (I)

水 町 守 志・伊 藤 紘 二・本 山 澄 夫  
宮 尾 光 生・川 本 勲・加 藤 正 昭

## 要 約

本研究は、航空機の空港における離着陸に際し操縦者に自機の対地高度情報を与え、進んでは、全天候自動着陸制御装置あるいは垂直離着機制御装置への第一義的高度情報を与える機上搭載電波高度計の一方式に関する理論的並びに実験的検討とその改良の提案並びに試作機による確認に関するものである。

第1編第1章において、上記の目的のための高度計に対する要請と、諸方式を挙げ、この内で FMCW 方式による電波高度計の優位性に言及した。第2章では、本研究の扱う Linear FMCW 方式の理論的解析によって、いくつかの仮定の下に、対地高度と、対地降下速度とが独立に測れること、しかしながら、これを計数型で用いる場合、階段誤差（ステップ誤差）の存在が精度の向上を阻んでいるたとを示した。さらに第3章で C-Band を用いた簡単な地上実験により、これらの事柄を確認し、またコンクリート反射面の C-Band の反射率が金属面に近いこと、並行運動に際して位相の連続性はかなりよいことを見出した。そして後者の事実は、階段誤差を強調すること、しかしながら、降下速度の測定のための簡単な別法を提供することを指摘した。

第2編においては、前章の結果をふまえたうえで、階段誤差を減少させるため、電子的多位相切換器を用いることを提案し、理論的には、位相切替数を  $N$  とするとき、階段誤差（並びに標準偏差等）が  $1/N$  ( $N$  が奇数のとき) または  $2/N$  ( $N$  が偶数のときに) なることを示し、これを  $N=4$  とした試作装置により確認した。さらに、航空宇宙技術研究所の自動着陸予備試験塔に、試作機を載せ、航空機の着陸を模擬した運動を行なわせて得られた生信号を簡単な処理装置で処理し、階段誤差の明白な減少と、前記降下速度測定の別法の可能性を明らかにした。最後に、この方式と、FMCW 方式のもう1つの方式である正弦波 FM 単一測波帯方式を比較し、本方式が重要ないくつかの点でまさっていることを示した。

## 第1編 航空機用 LFMCW 電波高度計

### 1. 航空機用低高度高度計

#### 1.1 要 請

航空機の空港における離着陸にさいし、操縦者が自機の対地高度を知ることはきわめて重要であり、とくに現在、主な空港で常識になっている ILS (Instrument Landing System) [15] 施設による着陸誘導は、地上高およそ 200 ft 以下では打ち切られ、あとは、操縦者の有視界着陸となること、着陸は航空機の安全飛行上操縦者が最も神経を使う事柄であることから、車輪が着地するまで、高精度で対地高度情報を与える低高度用高度計への要請は大き

い。また、航空機の交通機関としての重要性の増大と、トラヒックの増大によって、ILS カットオフ以下で視界がなくても自立着陸ができる全天候着陸方式への要求が高まりつつあり、イギリスでは BLEU (Blind Landing Experimental Unit) と称する全自動着陸方式の試みがなされている[2]。また、元来は軍用であるが、空港用地が狭くて済み騒音拡散はんいの狭い垂直あるいは短距離滑走離着陸飛行機 (V/STOL) が旅客用に開発されれば、航空交通に一転期がもたらされると考えられている。これらの飛行制御装置の第一義情報源としては対地高度、対地降下速度が最重要であり、BLEU においては、このために本編 2 に述べる電波高度計と本質的に同じものを利用している[2]。

そこで、ここでは、普通の航空機の自動着陸のための高度計に対する要請を数値的に表現しておくことにする。

1. 150 m 以下で動作する。
  2. 30 m 以下が確実に測れる。
  3. 10 m 以下でとくに第一義的な航空機の制御情報源となること。
  4. 具体的には、20~15 m 以下で、車輪の着地まで、 $\pm 0.2$  m の精度で絶対対地高度が測定できること。
  5. 瞬時降下速度が測定できること。降下速度の目安は、FLARE OUT (直線コースからよりゆるいコースに移ること) 開始時に 3~4 m/秒、着地時に 0.5~1 m/秒。
- よって高度情報の遅れの許容値は 4 を考慮して (許容高度誤差)/(最高降下速度) = 0.05 秒。

## 1.2 諸方式[11][1][12]

従来、航空機塔載用低高度高度計としては、

- ① アイソトープのバックスキャタを利用するもの
- ② 対地電気容量を測るもの
- ③ 指向性の強いランプで地面を照らしてできるスポットをとらえて三角測量するもの
- ④ 気圧の高度差を利用するもの
- ⑤ 超音波の往復所要時間を測るもの
- ⑥ 電磁波の往復所要時間を測るもの

などがある。このうち④は、極低空で良い性能を示すが、要求全範囲にわたっては無理であり、また人体に対する危険の問題がある。②は、100 ft 以下で異常を示すことが知られ、③は地面の状態で性能が大きくかわる問題がある。⑤は、音速の問題で 150 knot 以上の水平速度に対しては使用不能であり、ことに、水平垂直方向の空気の流れに対しぐあいが悪い。また音速が温度に依存することもあり欠点が多い。④と⑥は、現在航空機に搭載されており、④は元来高高度用で、これを低高度用に使用した場合の調査例によれば、着陸時、50% の確率で 10 ft のバイアスと 36 ft の標準偏差があったという [11]。

⑥が一般に電波高度計とよばれているもので、パルス方式、CW 方式、CW 位相比較方式の三種がある。最後のものはさまざまな原因の誤差を受けやすいので用いられない。前二者は、良いもので  $\pm 2$  ft の誤差、あるいは中高度で 5% の相対誤差という精度を有している。

パルス方式は、名のとおり、立上りの良いパルスで電磁波をオンオフし、前縁の往復所要

時間を測るのであるが、パルスの形は、系全体の振幅位相特性に大きく依存し、要請の 4 の精度  $\pm 0.2\text{ m}$  を得ようとすれば、800 MHz 相当の帯域にわたって、その特性変動を無くさねばならず、きわめて困難なことになる。

CW 方式というのは普通 FMCW 方式であって、搬送波に FM (周波数変調) を施して送信信号とするもので、

(1) 正弦波による FM を用い、受信信号と、一定周波数シフトした送信信号との混合第 1 側帯波の大きさが往復所要時間の単調関数である範囲を使うもの。

(2) 三角波 (あるいは正弦波) による FM を用い、送受信信号の直接混合で得られる正弦波の三角波一周期当たりの波数が往復所要時間に比例することをを用いるもの。

の二種類がある。

パルス方式に比べて CW 方式が持つ本質的な利点は、前者が全系にわたる広帯域安定性を要求したのに対し、後者は搬送波帯における広帯域安定性を要求するだけであることと、尖頭電力制限に対する効率の高いことである。

### 1.3 結 論

前節に述べた④～⑥の諸方式のうち CW 方式電波高度計だけが、1 の要請を満たす可能性を有していることが明らかとなった。(1) の方式を、SFMSB (Sinusoidal FM-Side Band) 方式と呼び、(2) の方式のうち三角波によるものを LFM (Linear FM) 方式と呼ぶことにする。前者は、**附録 3** に簡単な紹介がしてあり、後者は次章以下および第 2 編で詳細な検討と改良の提案がなされ、前者と比較され、その改良のもとで、(1) に優る性能を示すことが明らかになる。(2) の正弦波による方式は解析の面倒さを除けば三角波によるものと大同小異である。

また、実際の電波高度計で問題とされるのは、受信信号の様子が、搬送波帯における反射面の性質と、航空機の水平速度に依存し、これが Performance に大きな影響をもたらす可能性があることで、従来、この基礎的な点に関する検討が公開されたことはない様である。次章以下においては、この点にも解析的実験的検討を加える。

## 2. LFM CW 電波高度計の原理と解析

### 2.1 原 理

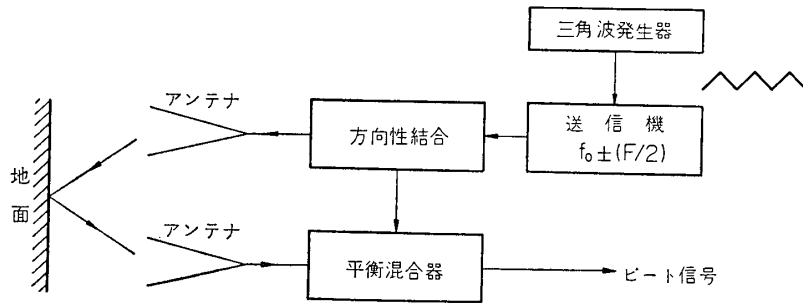
図 1-1 に LFM CW 電波高度計の構成を示す。図 1-2 に示す様に、C-Band 以上の搬送波  $f_0$  Hz に、上り  $T_1$  秒下り  $T_2$  秒の三角波で、周波数偏移  $F$  の周波数変調をかけて送信アンテナから送り出し、地面からの反射を別のアンテナで受けて送信信号電力の一部と平衡混合器で混合する。ここで

仮定 1. 送受信信号遅延時間は実効的にただ一つの量  $\tau$  で表わされる。

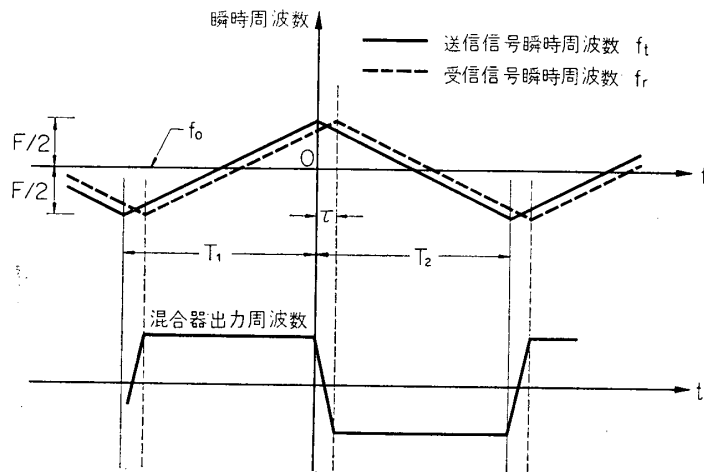
仮定 2.  $\tau$  の時間的変化はない。

仮定 3. 機器各部の周波数特性によるひずみは無視できる。外乱もない。

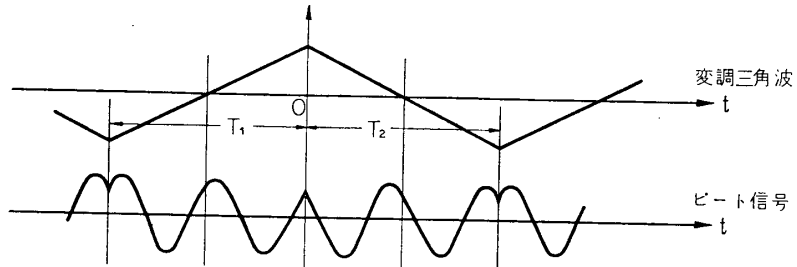
と仮定すれば、図 1-2 から明らかな様に混合器出力は、三角波の上行部で、 $F\tau/T_1$  Hz、下行部で、 $F\tau/T_2$  Hz 共に各部波数  $F\tau$  の正弦波 (truncated) となる。この波数  $F\tau$  をなんらかの方法で検出し、



第 1-1 図 LFM CW 電波高度計の構成図



第 1-2 図 送信信号, 受信信号およびビート信号の周波数



第 1-3 図 ビート信号の一例

$$\text{波数} = F\tau = 2hF/c \quad (c \text{ は光速}) \tag{1-1}$$

から、高度を得ることができる。

さて、低高度高度計としては、

仮定 4.  $\tau \ll T_1, T_2$

であるとし、上行部と下行部の接目の短い期間を無視して混合器出力を例示すれば、図 1-3 の様になる。容易にわかるように、

$$\left. \begin{aligned} t = -T_1 \text{ における初期位相} &= \left( f_0 - \frac{F}{2} \right) \tau \\ t = 0 \quad \quad \quad \quad \quad \quad &= \left( f_0 + \frac{F}{2} \right) \tau \end{aligned} \right\} \tag{1-2}$$

で、これがくりかえされる。

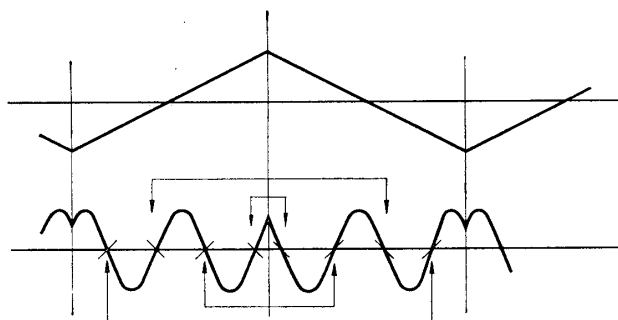
3に述べる試作機の例をとれば、 $f_0=4000$  MHz,  $F=100$  MHz, であり,  $T^{-1}$  としては 50 Hz~1 MHz が可能. よって  $h=1.5$  m 当たり  $F\tau=1$  波を得る.

## 2.2 計数方式とステップ誤差

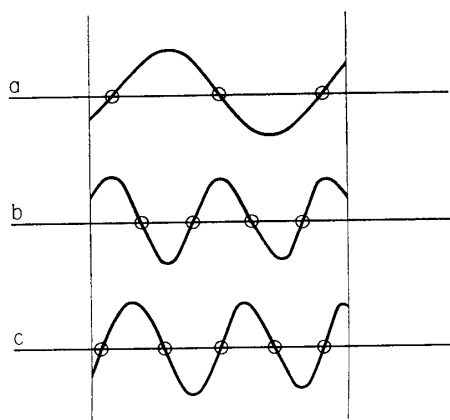
さて, 波数を検出する最も簡便な方法は, 上方向零交差を一定区間数にわたって計数することであり, 前記英国の BLEU もこの方法を採用している. しかし, 簡便化に伴う問題点が生ずる. まず, 計数区間で仮定 2 が成立しているとすれば, 三角波 1 周期で考えれば十分であり, その上行区間と下行区間におけるビート信号は, 時間軸の  $T_1: T_2$  のスケールングをすれば, その境界点に関して, 鏡像対称であるから, 両区間の上方向零交差を検出して 1 区間当りに正規化すれば, これは, 上行区間だけで, 上方向, 下方向両零交差を検出するのに等しい. (第 1-4 図) 一方, その区間における零交差を決定する 2 つの factor がある. つまり

- ① 区間内の波数  $F\tau$
- ② 波の位相, およそ  $2\pi f_0\tau$

第 1-5 図に波数がほとんど 1/2 異なるにもかかわらず同じ零交差値を与える例, (a, b), 波数は同じなのに 1 交差値の差を生ずる例 (b, c) を掲げる.



第 1-4 図 変調三角波の両側におけるゼロクロスに対応



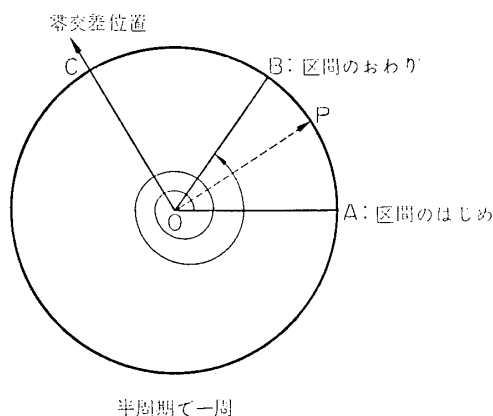
第 1-5 図 計数法の誤差

これから知られる様に, 零交差数と, 真の波数との間には最大 1/2 の差があり得るため,  $\tau$  の推定値として  $1/(2F)$ , あるいは  $h$  に直して

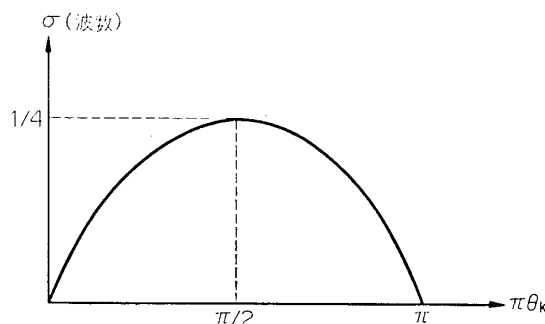
$$\epsilon_h = c/(4F) \quad (1-3)$$

の最大誤差を生ずる. これをステップ誤差 (階段誤差) と称している. 2.3 の例で  $F=100$  MHz とすれば, これは 0.75 m になり, ②に関しては,  $f_0=4000$  MHz 故 3.75/2 cm の変化ごとに 1/2 波のステップを生ずることになる.

①を固定したとき, ②が  $0 \sim 2\pi$  間に一様にランダムに分布すると仮定する場合の零交差値の分



第 1-6 図 計数誤差の分布



第 1-7 図 計数誤差の標準偏差

布を見てみよう [8]. そのために第 1-6 図に示すダイアグラムが便利である. ここで, 区間のはじめを OA で表わし, 時間の進行につれて, 動径 OP は, OA を出て反時計方向にまわり, ビート正弦波の半周期に相当する時間でちょうど一周するとし, 何周かまわった後, 区間の終り OB に達する. ここでまわった回数は, 区間内にある半波の数 = 波数  $\times 2$  の整数部に当り, 最後の OA から OB までがその端数を示す. 以下半波 1 個を 1 として計算を進める. さて, この運動の途中, OC で零交差を起こしたとすれば, その後 1 周ごとと同じ OC で零交差を起こすことになる. そして, 一周で 1 なる値をとるパラメータ  $\theta$  を考え  $A \rightarrow B$  を  $\theta_k$ ,  $A \rightarrow C$  を  $\theta_c$  とすれば, 零交差数  $n$  と, 真の半波数  $\nu$  との差は,

$$\left. \begin{aligned} \theta_k < \theta_c < 1 \text{ のとき, } n - \nu &= -\theta_k \\ 0 < \theta_c < \theta_k \text{ のとき, } n - \nu &= 1 - \theta_k \end{aligned} \right\} \quad (1-4)$$

であるが, ②の分布が一様であれば  $\theta_c$  の分布もそうであるから,

$$\left. \begin{aligned} \bar{n} - \nu &= -\theta_k(1 - \theta_k) + (1 - \theta_k)\theta_k = 0 \\ \overline{(n - \nu)^2} &= \theta_k^2(1 - \theta_k) + (1 - \theta_k)^2\theta_k = \theta_k(1 - \theta_k) \end{aligned} \right\} \quad (1-5)$$

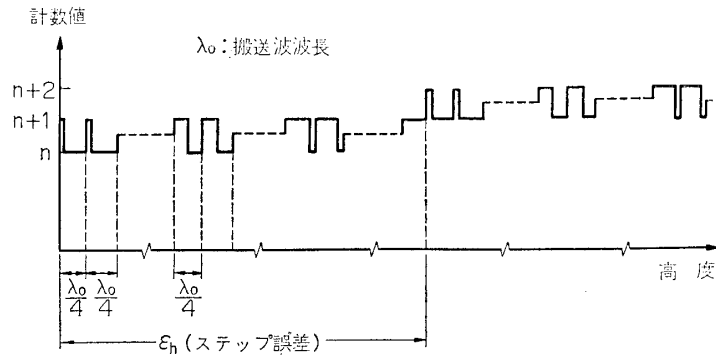
を得,  $n$  は  $\nu$  の不偏推定量であり, その標準偏差は,  $\nu$  の半端分  $\theta_k$  の関数で,  $\theta_k = 1/2$  のとき最大値  $1/2$ , 波数にして  $1/4$  となる. さらに,  $\theta_k$  の分布も一様と仮定して平均すれば, 標準偏差は波数にして  $1/(2\sqrt{6})$  となる. 第 1-7 図にこれを示す.

実際の高度計においては,  $\tau$  は時間と共に変化する. これを準静的にすなわち, 計数区間中は不変として見て, 高度が上昇するときの零交差数の変化の様子を, 模式的に描くと, 第 1-8 図に見られるように, ②の原因による計数値の上下を伴いつつ ①の半波ごとの変化が階段上にあられるのが見られる [8]. 第 3 章の例では,  $\varepsilon_h = 75 \text{ cm}$ ,  $\lambda_o/4 = 7.5/4 \text{ cm}$  である.

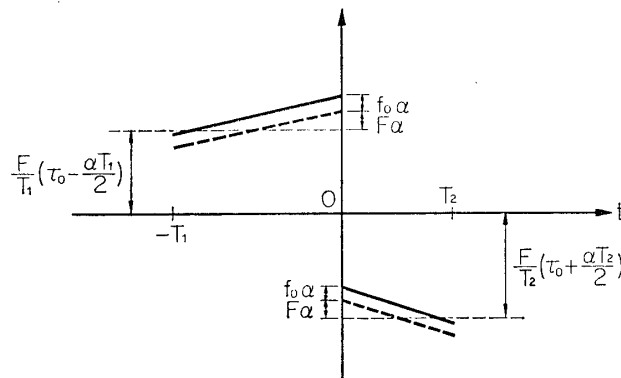
### 2.3 $\tau$ の準静的でない変化がある場合

仮定 2 をはずし, 航空機が, 地面から一定の対地速度  $v \text{ m/sec}$  で遠ざかるとすれば, 高度  $h$ , あるいは送受信間遅延は時間の関数となり

$$\left. \begin{aligned} h &= h_0 + vt, \quad \tau = 2h/c = \tau_0 + \alpha t \\ \text{ただし } \tau_0 &= 2h_0/c, \quad \alpha = 2v/c, \quad \alpha \ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (1-6)$$



第 1-8 図 高度と計数值との関係



第 1-9 図 Doppler shift があるときのビート瞬時周波数

となる。よって、受信信号は、 $t=0$  における  $\tau_0$  を初期遅延とし、あとは時間単位が  $(1-\alpha)$  倍に縮まったと考えて解析すればよい（相対論的にも正しい）。附録 1 によれば、2.1 の notation を流用して、

$$\left. \begin{aligned} 0 < t < T_2 \text{ 区間の平均周波数 } |f_2| &= -f_0\alpha + \frac{F}{T_2} \left( \tau_0 + \frac{\alpha T_2}{2} \right) \\ -T_1 < t < 0 \text{ 区間の平均周波数 } |f_1| &= f_0\alpha + \frac{F}{T_1} \left( \tau_0 - \frac{\alpha T_1}{2} \right) \end{aligned} \right\} (1-7)$$

であり、平均でなく瞬時周波数を図示すれば第 1-9 図のようになる。図のごとく考えれば、両区間共、それぞれの中心で考えて、1 で与えられる値より  $\alpha f_0 \text{ Hz}$  だけ周波数が上ったと見られる。これがいわゆる Doppler shift である。

以上のことから、 $T_1 = T_2$  であるときには三角波上行下行両区間を込みで波数を数えて正規化して高度情報とすれば、Doppler shift の影響はなく、また、上行区間と下行区間を別々にその波数を数えて、その差を正規化すれば、高度のいかんにかかわらず、対地速度が知られることが解る。

#### 2.4 直流レベルのドリフト

平衡混合器の搬送波直流出力までバランスさせるのは不可能だから、ビート信号は交流増

幅されるが、波形自身が直流分を含んでいるため、ビートは正しく再現されず、同じ波数のビートでも搬送波位相に依存して零交差レベルがかわってしまい、誤差の原因になる。

## 2.5 その他

附録3に多重伝ぱん路の影響、スプリアスビートとステップ誤差などについて、SFMSB方式との比較の形で、簡単に解析されている。また、附録2に、変調特性の非線型性がたいした問題を生じないことを示してある。

## 3. LFMCW 高度計の実験的検討

### 3.1 ステップ誤差の確認

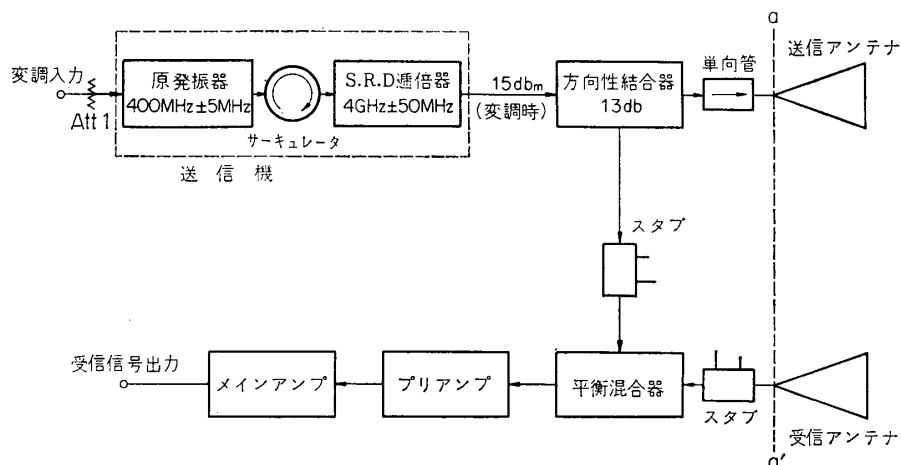
実験により前章に述べた LFM 高度計における計数法でのステップ誤差を確認してみる。

#### 実験方法

実験機器の構成は第1-10図に準ずる。(実際は第2-6図で位相器を働かせずに実験)なお送信機の回路構成を第1-11図に、その変調特性を第1-12図に示す。

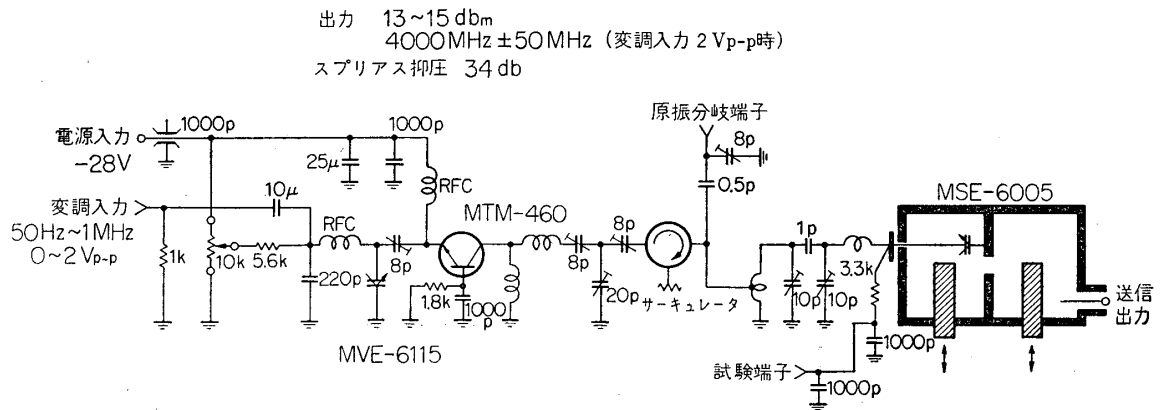
送信機の原発振は400 MHz帯であって、可変容量ダイオードを用い、変調入力信号 $2V_{p-p}$ で400 MHzにおいて $\pm 5$  MHzの周波数変調偏移を得ている。400 MHz発振器の出力は、次段のステップリカバリダイオード(S.R.D.)を用いた通倍器に入る前にサーキュレータを通し、負荷の特性や、負荷の変動に対して原発振の安定度を保たせている。通倍器は原発振出力を10通倍し、中心周波数4 GHzで $\pm 50$  MHzの周波数偏移を得、その出力はおよそ20 mWであり、スプリアス抑圧34 dBである。送信機の外観は第2-7図を参照。

さて、ここでは、受信ビート信号の正方向零交差を、周波数カウンタにより計数し、反射面までの距離とカウンタの計数值との関係を求めたいのであるが、反射面である壁までの距離を細かく変えるのは容易でないので、(1-1)式の関係を用い、減衰器1を変化し変調三角波信号を調整し、周波数偏移を変えることで代行する。このようにすれば変調三角波信号の

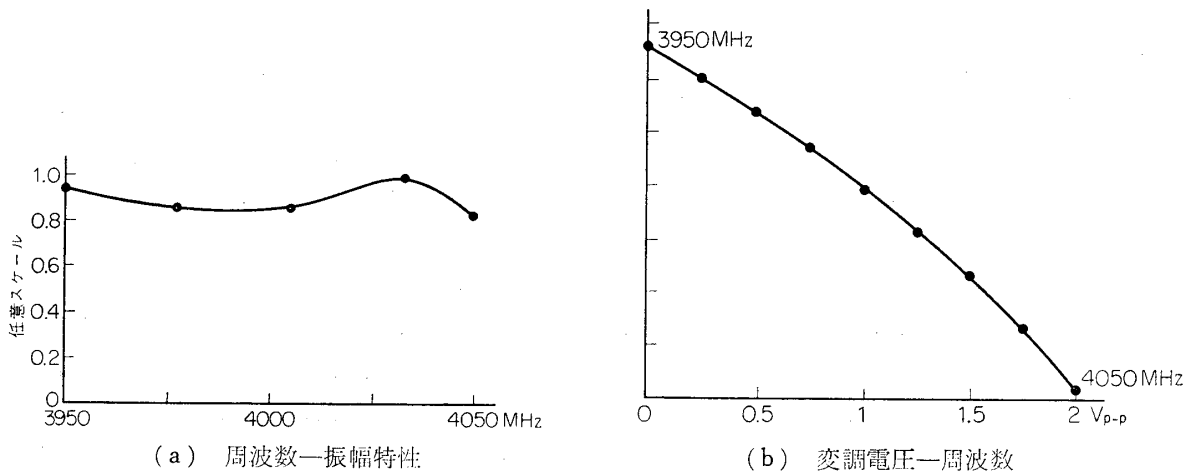


第1-10図 送受信機系統図





第 1-11 図 電波高度計送信機回路図



(a) 周波数—振幅特性

(b) 変調電圧一周波数

第 1-12 図 送信器変調特性

半周期間  $T/2$  秒のビート信号の波数  $N$  は、 $\tau$  をミキサでの送受信行路差に対する電波送時間差、 $F$  を周波数偏移とすれば、 $N = F\tau$  となる。周波数カウンタで一秒ごとの Gating を行ない平均値をとった。  $F = 100 \text{ MHz}$ 、 $T^{-1} = 284 \text{ Hz}$  である。

**実験結果と検討**

第 1-13 図に変調三角波振幅 (p-p 値) と周波数カウンタ計数値の関係をあらわす。変調三角波の振幅を増加してゆくとほぼ周期的に計数値が不連続に変化する点があらわれている。これが計数法によるステップ誤差であって、同一高度でも異なった計数値、または異なる高度でも同一の計数値が得られることがわかる。この変調三角波電圧対計数値との関係を最小二乗法による二次曲線。

$$N = av^2 + bv + c \tag{1-8}$$

のあてはめを行ない、係数  $a, b, c$  を求め実験値の近似曲線からの標準偏差  $\sigma$  を計算してみた。結果は

$$a = 0.127$$

$$b=2.079$$

$$c=0.041$$

$$\sigma=0.102$$

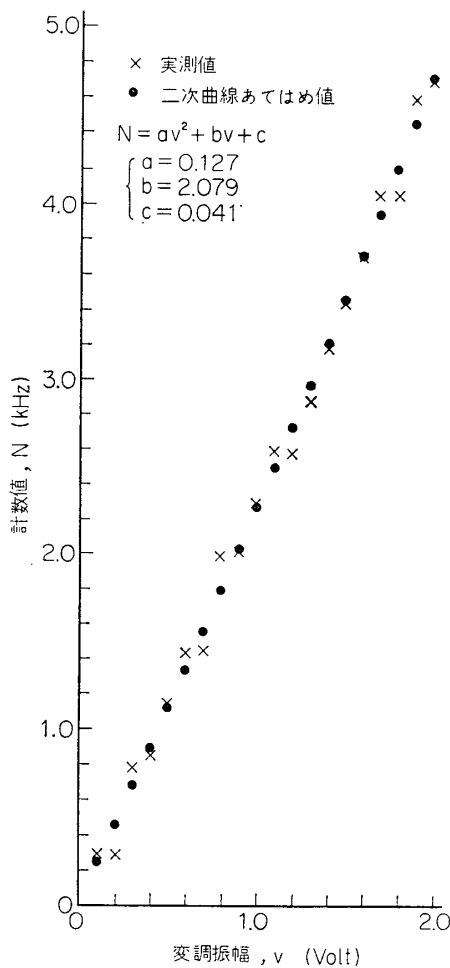
であり、ほぼ直線に近い値である。

$v=kF$  とおけば、ほぼ

$$(F\tau/T)/(kF)=b=2.08 \text{ kHz/volt}$$

とおけるから、これにより  $\tau/kT=2.08$  を得る。横軸方向ステップ誤差は、 $\Delta v=k\Delta F=k/\tau$  であるから

$$\Delta v = \frac{kT}{\tau} \cdot \frac{1}{T} = \frac{280 \text{ Hz}}{2.08 \text{ kHz}} \cdot \text{volt} = 0.13 \text{ volt}$$



第 1-13 図 ステップ誤差の確認  
変調振幅対計数值

となるが、正にそのようなステップ誤差が見られる。縦軸方向のステップ誤差は  $1/T=284 \text{ Hz}$  である。

### 3.2 LFM 電波高度計車上実験

#### 実験目的

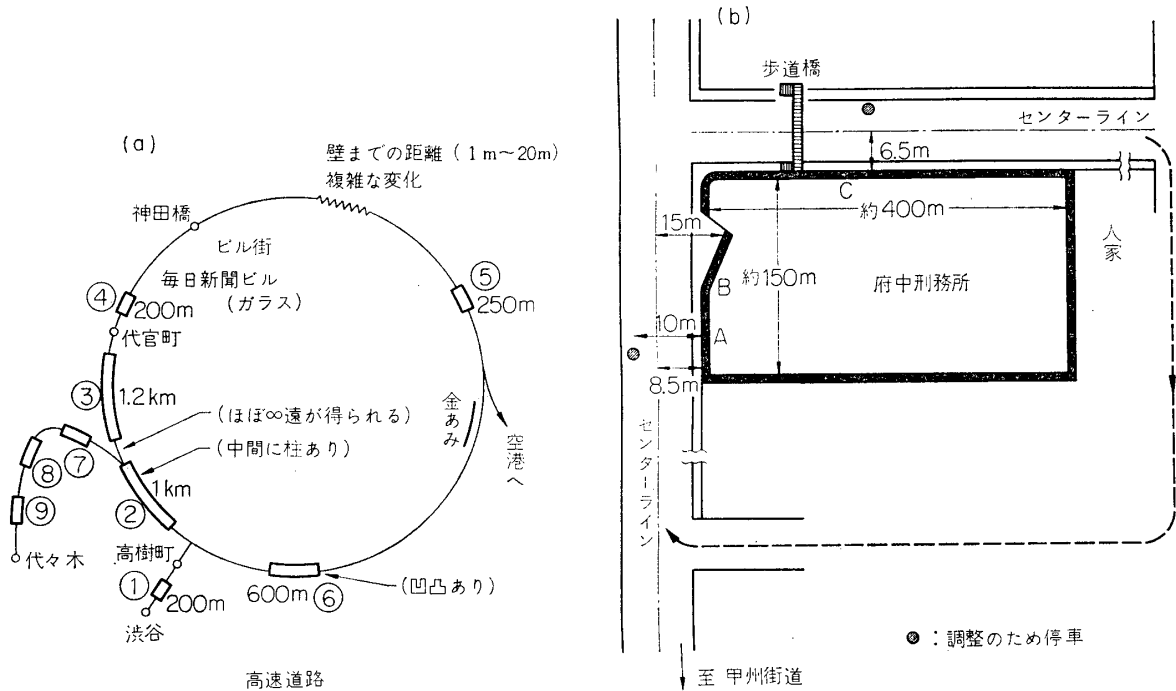
ここで行なう実験は航空機に搭載した場合を考察するために実際の機器を自動車に搭載して電波高度計の動的な性質を得ようとするものである。とくにこの実験では、ビート信号波形を見ること、受信信号レベルを調べることおよび搬送マイクロ波の位相回転を測定することを主目的とした。

#### 実験方法と機器の構成

車上実験で航空機の着陸体勢を模擬するためには道路の外側に滑走路とみなすことができるようなコンクリートの壁が長い距離続く場所が必要となる。実験の容易さ、交通事情などを十分考慮した結果、高速道路のトンネル部分および府中刑務所の壁が選ばれた(第 1-14 図参照)。

とくに府中刑務所のコンクリート壁は図のように B の部分では壁が道路から直線的に遠のいており航空機の着陸時を模擬できる。ほかの部分も壁が長い距離続いていて交通量もあまり多くないのでほかの交通にさまたげられることなく連続した測定ができる。

送受信機は第 1-10 図の構成のものを車上実験に適するようにまとめた。なお第 1-1 表に諸定数を示す。記録はデータレコーダ(ソニー DFM-45)に受信信号、変調三角波、および実験状況をマイクで記録した。速度の測定はおもに自動車の速度計、壁までの距離は、府



- (a)
- (1) コース  
渋谷より入り右まわり 4 周  
代々木へ 1 周約 20 分
  - (2) 速度
    - ① 30~40 km
    - ② 50~60 km
  - (3) 壁の状況  
下部 (約 1.5 m) タイル, 上部コンクリート  
⑥ トンネル凹凸のあるコンクリート
  - (4) 壁までの距離  
トンネル内で 3~6 m

- (b)
- (1) コース  
右まわり
  - (2) 速度
    - ① 20 km
    - ② 40 km
    - ③ 40 km
  - (3) 壁の状況  
高さ位のコンクリート  
前方約 1.5 m にガードレールあり

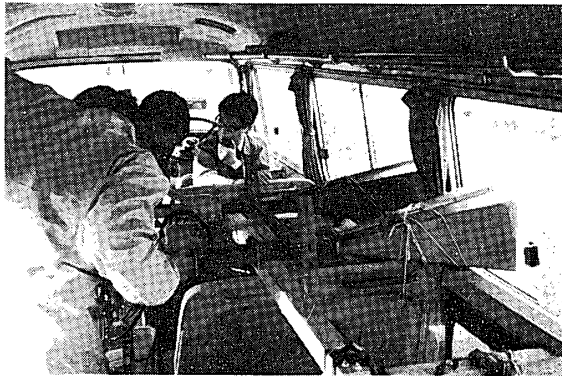
第 1-14 図 実験コースの概略

表 1-1 3.2 の実験に対する諸定数

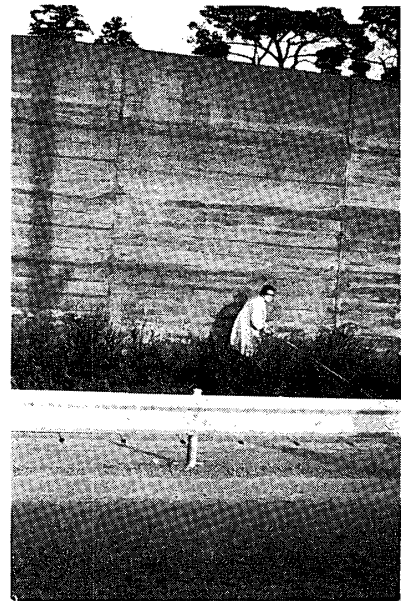
送信機	出力 15.6 dBm (変調時) 中心周波数 約 4000 MHz
変調三角波	2.2 V <sub>p-p</sub> (周波数偏移約 100 MHz) くりかえし 284 Hz
アンテナゲイン	送受共 16.7 dB
機器内反射によるスプリアスビート	金属壁アンテナ間距離 3.8 m のときの 信号ビート出力の 4.4% (Voltage)

中の場合のように停車できるところは巻尺で実測した。速度は 20 km/h, 40 km/h, 60 km/h の走行することを目標とし、著しい速度変化などは刻々と音声で記録することにした。

第 1-15 図に、車内配置の状態および府中刑務所の壁 (A 壁) の様子を示す。

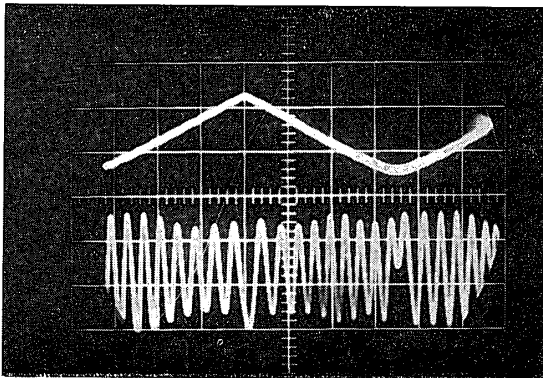


(a) 車内状況

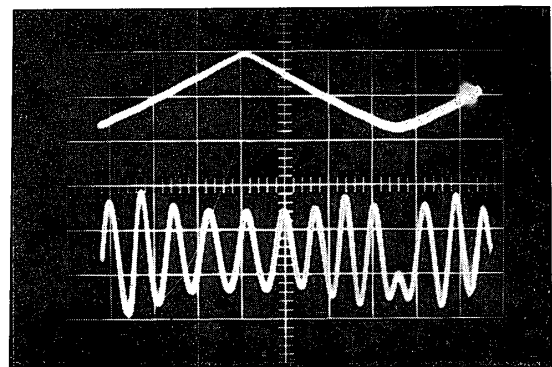


(b) 府中刑務所A壁

第 1-15 図 車上実験



(a) 府中A壁



(b) 高速道路

第 1-16 図 受信ビート信号の例

### 実験結果とその処理並びに検討

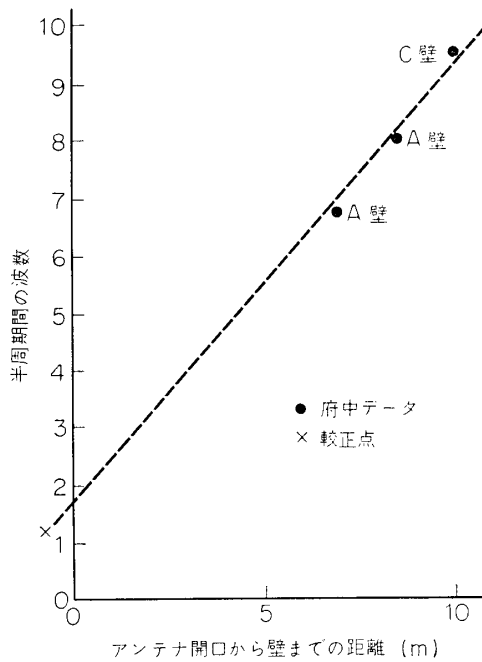
#### a. 受信ビート信号波形

受信ビート信号波形を、一部をメモリスコープ上に出すことによって撮影したものの例を第 1-16 図に示す。

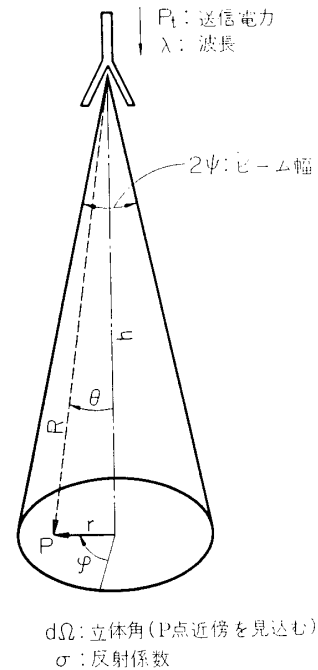
#### b. 壁との距離対半周期間波数

第 1-17 図に、ビート波形の一部をメモリスコープ上に出し、目測で数えた半周期間波数(端数も見ると、アンテナ開口から壁までの距離の関係を第 1-17 図に示す。

正確な距離の測定ができたのは、府中のデータだけなので、それに限って載せた。なお、X 点は、ケーブルによる較正点である。この点線の傾斜によると、1.4m ごとに波 1 つ増加



第 1-17 図 距離対半周期波数



第 1-18 図 伝ば損失解析のモデル 1

している。

c 壁までの距離と伝播損失 (壁面の反射率)

データレコーダに記録された受信信号と壁までの距離をもとにして、マイクロ波の伝播損失を測定し、解析モデルと比較して壁面の反射率を求めようとするものである。

解析モデル

受信電力を求めるために次のような二通りの仮定を置き、考察を行なった。

モデル 1

- (i) 送受信アンテナの指向性は同一で一様円錐ビームでビーム幅は  $2\psi$  とする。
- (ii) 反射面はランダム位相反射で反射係数は  $\sigma$  で一様とする。

モデル 2

- (i) 送受信アンテナの指向性は同一で一様円錐ビームでビーム幅は  $2\psi$  とする。
- (ii) 反射面は金属とする。

モデル 1 について

第 1-18 図のように記号を定めると受信電力  $P_r$  は次式となる。

$$P_r = \int_0^{\theta=\psi} P_t \cdot \sigma \frac{d\Omega}{4\pi} \cdot \frac{A_R(\theta)}{4\pi R^2} \quad (1-9)$$

ここで  $A_R(\theta)$  は受信アンテナの開口面積で受信アンテナ利得  $G_R(\theta)$  とは次の関係がある。

$$A_R(\theta) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R(\theta) \quad (1-10)$$

また受信アンテナの仮定から次式が得られる.

$$G_R(\theta) = \begin{cases} \frac{1}{\sin^2 \frac{\Psi}{2}} & 0 \leq \theta \leq \Psi \\ 0 & \theta > \Psi \end{cases} \quad (1-11)$$

$$d\Omega = \frac{r d\varphi \cdot dr}{R^2} \cos \theta \quad (1-12)$$

$$R^2 = h^2 + r^2 \quad (1-13)$$

であるから (1-9) 式は

$$P_r = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} P_t \sigma \frac{1}{\sin^2 \frac{\Psi}{2}} \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\Psi} \frac{r \cdot d\varphi dr}{R^4} \cos \theta \quad (1-14)$$

となり,  $R = h/\cos \theta$ ,  $r = h \tan \theta$ ,  $dr = h d\theta / \cos^2 \theta$  の関係を代入して (1-14) 式の積分は

$$\begin{aligned} I &= \int_{\varphi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\Psi} \frac{\cos^2 \theta}{h^2} \tan \theta d\theta d\varphi \\ &= \frac{2\pi}{h^2} \int_0^{\Psi} \sin \theta \cos^2 \theta d\theta \\ &= \frac{\pi}{2h^2} \left\{ (1 - \cos \Psi) + \frac{1}{3} (1 - \cos 3\Psi) \right\} \end{aligned} \quad (1-15)$$

となり, よって受信電力  $P_r$  は

$$P_r = \frac{\lambda^2 \sigma}{16\pi^2 h^2} F(\Psi) \quad (1-16)$$

を得る. ここで

$$\left. \begin{aligned} F(\Psi) &= \frac{1}{4} \left\{ 1 + \frac{1}{3} \left( \frac{\sin \frac{3}{2}\Psi}{\sin \frac{\Psi}{2}} \right)^2 \right\} & \Psi \neq 0 \\ F(0) &= 1 \end{aligned} \right\} \quad (1-17)$$

である. また次の比を取る.

$$\frac{P_r}{P_t \sigma} = \left( \frac{\lambda}{8\pi h} \right)^2 \cdot \frac{\sin^2 \frac{\Psi}{2} + \frac{1}{3} \sin^2 \frac{3}{2}\Psi}{\sin^2 \frac{\Psi}{2}} \quad (1-18)$$

この式を dB であらわせば

$$\left. \begin{aligned} L_1 &= -20 \log_{10} \left( \frac{8\pi h}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} 4F(\Psi) \\ &= L_S + L_{A1} \\ L_S &= -20 \log_{10} \left( \frac{8\pi h}{\lambda} \right) \\ L_{A1} &= 10 \log_{10} 4F(\Psi) \end{aligned} \right\} \quad (1-19)$$

ここで  $L_S$  は高度と送信波長のみによってきまる空間損失,  $L_{A1}$  はアンテナによる利得を

あらわす。利得は  $\Psi=0$  で最大 6dB である。

モデル 2 について

反射面を金属と仮定すれば周知の方法で伝播損失は簡単に導かれる。

$$\left. \begin{aligned} L_2 &= -20 \log_{10} \left( \frac{8\pi h}{\lambda} \right) + 20 \log G_{rl} \\ &= L_S + 2L_{A2} \end{aligned} \right\} (1-20)$$

今回の実験に使用した定数 3 dB ビーム幅  $30^\circ$  を  $2\Psi$  と考え、 $\lambda=7.5\text{cm}$ ,  $h=1\text{m}$  として計算すると、 $L_S=-50.5\text{dB}$ ,  $L_1=-44.6\text{dB}$ ,  $L_2=-15.1\text{dB}$  を得る。

信号処理方法

第 1-10 図において a—a' の位置から送受信アンテナを切離し、この間に可変減衰器を入れ、減衰量対受信出力レベル (r. m. s 値) の校正曲線を作る。反射面までの距離と反射面の種類を変えたときのデータレコーダに記録された受信出力レベルとこの校正曲線を比較して距離と伝ば損失の関係を推定した。

測定結果と検討

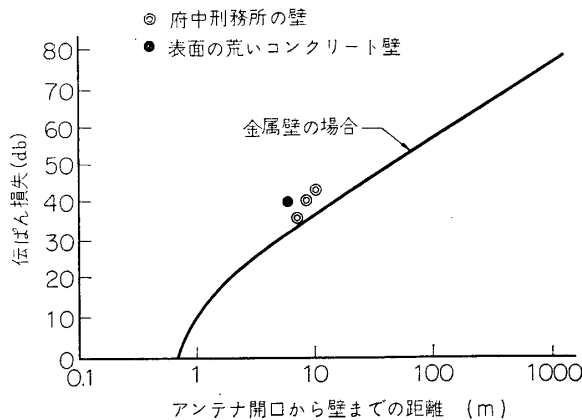
第 1-19 図にアンテナ開口面から壁面までの距離に対する伝ば損失の関係を示す。参考のためにモデルの金属面反射の場合の伝ば損失を実線で示す。高速道路のデータは、距離測定が正確にできなかったので書いてない。府中刑務所の壁は平均しておよそ 6dB、表面のあらいコンクリート壁はおよそ 13dB 金属面の反射より損失が多いことがわかる。この結果から滑走路程度のコンクリート舗装では反射面による損失は金属面に対して最大 10dB 程度見込んでおけばよいことがわかった。だからモデル 1 はあてはまらない。

d 受信信号の相関測定

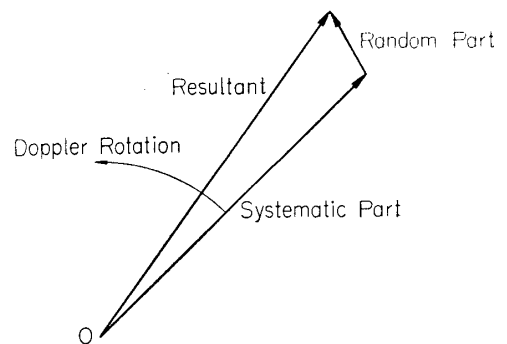
車上実験で得られた受信信号を相関処理し、マイクロ波の伝ばの特性を受信信号の振幅、位相の変動の様子を調べることによって得ようとするものである。

解析のモデル [7] 参照

マイクロ波の送信アンテナから受信アンテナまでの伝ばを第 1-20 図に示すベクトルモデルで記述する。



第 1-19 図 壁までの距離と、伝ば損失



第 1-20 図 解析のベクトルモデル

$\tau_0$  は main path における電波走行時間,  $\omega_0$  はマイクロ波の角周波数,  $\omega$  はドプラ効果による角周波数,  $\theta_0$  は初期位相をあらわす. 以上を電波伝ば特性の systematic part と考えこれに加うるに, random な部分を考える.

$$\left. \begin{array}{l} \text{systematic part} \quad X_0 + i Y_0 = A_0 e^{i\omega t + i\omega_0 \tau_0 + i\theta_0} \\ \text{random part} \quad X + i Y = a(t) e^{i\theta(t)} \end{array} \right\} \quad (1-21)$$

ただし  $X(t)$ ,  $Y(t)$  は統計的に独立で同一の自己相関関数  $\rho(\tau)$  をもち,  $\rho(\tau)$  の時定数は変調三角波の繰返し周期  $T$  より十分大きいと仮定する. (—はアンサンブル平均)

$$\left. \begin{array}{l} \overline{X(t)X(t+\tau)} = \overline{Y(t)Y(t+\tau)} \equiv \rho(\tau) \\ \overline{X(t)Y(t+\tau)} = 0 \end{array} \right\} \quad (1-22)$$

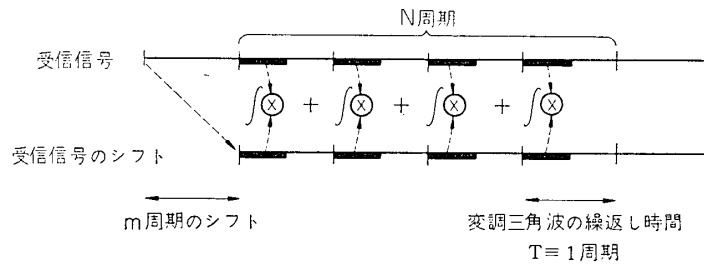
このモデルで未知の部分, 自己相関関数  $\rho(\tau)$  とドプラ角周波数  $\omega$  を求めるために次の形式の相関関数を計算することを考えた. 変調三角波  $N$  周期分の受信ビート信号を取り出し三角波の半周期 (前半または後半のいずれかに固定) 間にある受信信号のみを用いて相関をとる. すなわち第  $n$  周期の受信信号を  $S_n(t')$  ( $t' = t - nT$ ,  $0 \leq t' \leq T$ ) とおくとき求める相関関数  $\Psi_{(m)}$  は (第 1-21 図参照)

$$\Psi_{(m)} = \sum_{n=1}^N \int_0^{T/2} S_n(t') S_{n+m}(t') dt' \quad (1-23)$$

となる. (1-21) 式を用いて  $S_n(t')$  を記述し, ビート周波数  $2F\tau_0/T = q/2\pi$  とおくと

$$\begin{aligned} S_n(t') &= \text{Re} \{ (X + X_0) + i(Y + Y_0) e^{iqt'} \} \\ &= (X + X_0) \cos qt' - (Y + Y_0) \sin qt' \end{aligned} \quad (1-21)$$

となる. 第  $n$  周期の時刻における  $X$  等を  $X_n'$  等と記すことにすれば上式より次式の関係を得る.



第 1-21 図 相関関数の計算方法

$$\begin{aligned} S_n(t') S_{n+m}(t') &= (X + X_0)_{n'} (X + X_0)_{n+m'} \cos^2 qt' \\ &\quad + (Y + Y_0)_{n'} (Y + Y_0)_{n+m'} \sin^2 qt' \\ &\quad - (X + X_0)_{n'} (Y + Y_0)_{n+m'} \cos^2 qt' \\ &\quad - (Y + Y_0)_{n'} (X + X_0)_{n+m'} \sin^2 qt' \end{aligned} \quad (1-25)$$

(1-23), (1-25) 式から相関関数  $\rho(\tau)$  の (1-22) の仮定を用いれば,



$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{(m)} = & \sum_{n=1}^N \int_0^{T/2} dt' \left\{ ((X_o)_{n'} (X_o)_{n+m'} + \rho(mT)) \cos^2 qt' \right. \\ & + ((Y_o)_{n'} (Y_o)_{n+m'} + \rho(mT)) \sin^2 qt' \\ & \left. - \frac{1}{2} ((X_o)_{n'} (Y_o)_{n+m'} + (Y_o)_{n'} (X_o)_{n+m'}) \sin 2qt' \right\} \quad (1-26) \end{aligned}$$

$\Sigma$  と  $\int$  を入れかえて考えるとドプラ周波数が小さく  $\omega T \ll \pi$  が成立する場合には

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{(m)} = & \frac{NT}{2} \rho(mT) + \frac{NT}{4} A_0 \cos m\omega T \\ & + \frac{A_0}{2} \left\{ \sum_{n=1}^N \cos(2\omega nT + \omega mT) \right\} \int_0^{T/2} \cos 2qt' dt' \\ & - \frac{A_0}{2} \left\{ \sum_{n=1}^N \sin(2\omega nT + \omega mT) \right\} \int_0^{T/2} \sin 2qt' dt' \quad (1-27) \end{aligned}$$

ここで次の関係を用いて (1-29) 式を得る.

$$\left| \sum_{n=1}^N e^{i\theta n} \right| = \left| \frac{\sin \frac{\theta N}{2}}{\sin \frac{\theta}{2}} \right| \approx \left| \frac{\sin \frac{\theta N}{2}}{\frac{\theta}{2}} \right| < \frac{2}{\theta} \quad \text{if } \theta \ll \pi \quad (1-28)$$

$$\bar{\Psi}_{(m)} = \frac{NT}{2} \rho(mT) + \frac{NT A_0}{4} \cos m\omega T + 0 \left( \frac{A_0}{4\pi F \omega \tau_0} \right) \quad (1-29)$$

$$\bar{\Phi}_{(m)} = \frac{2}{NT} \bar{\Psi}_{(m)} \quad \text{とおくと}$$

$$\bar{\Phi}_{(m)} = \rho(mT) + \frac{A_0}{2} \cos m\omega T + 0 \left( \frac{A_0}{N\omega T} \cdot \frac{1}{F\tau_0} \right) \quad (1-30)$$

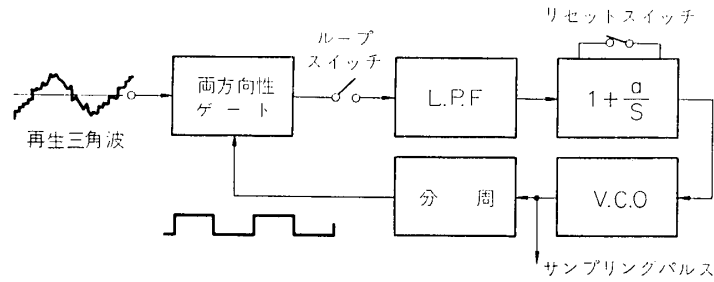
となる. よって  $N\omega T F \tau_0 \gg 1$  なら式 (1-31) となる.

$$\bar{\Phi}_{(m)} \doteq \rho(mT) + \frac{A_0}{2} \cos m\omega T \quad (1-31)$$

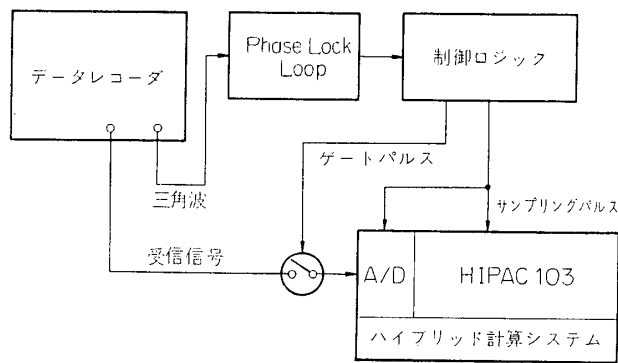
実際の計算においては  $\bar{\Psi}_{(m)}$  または  $\bar{\Phi}_{(m)}$  のアンサンブル平均からの誤差の期待値が小さくなるためには  $\rho(\tau)$  の時定数に比べて十分大きな  $mT$  を採用する必要がある.

#### 信号処理方法

信号処理の段階において (1-23) 式の積分を実行させるには困難な点があったので半周期当たり四サンプルのサンプル値に関する和を取った. この効果は (1-31) 式を導びく条件を満足させることを少し困難にするが結果に大きな支障をもたらさないと考えられる. 計算に用いた周期数  $N$  は記録されたデータの質のよいところを選び 550~700 とした. 演算装置は HIDAS 103 ハイブリッド計算システムを用いた. しかし A/D 変換器の変換速度が遅いため記録されたデータをそのまま用いることができず, データを再記録し実験時の 1/32 の速度に落した. このため, 三角波くりかえし周波数は 8.84 Hz となった. またサンプル点を一定にするために変調三角波に周期したサンプリングパルスを作成する必要があり, Phase Lock Loop を作った. (第 1-22 図)



第 1-22 図 同期サンプリングのための Phase Lock Loop

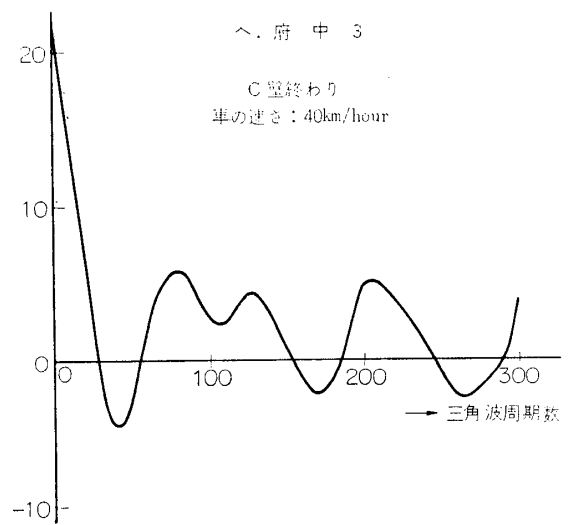
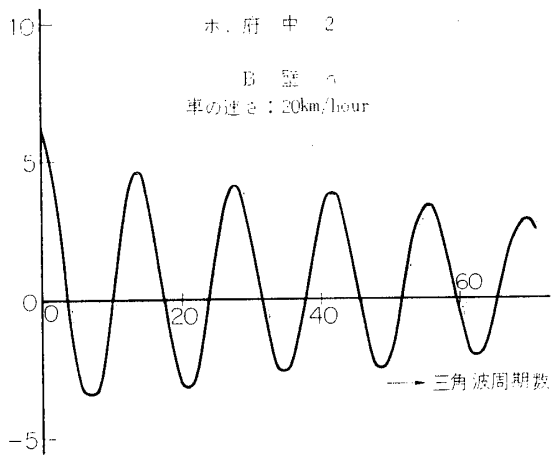
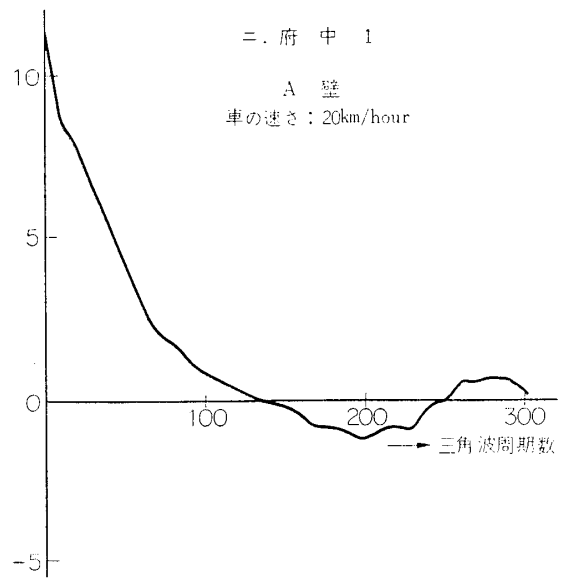
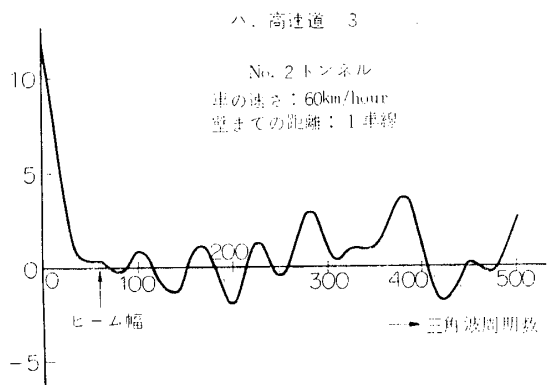
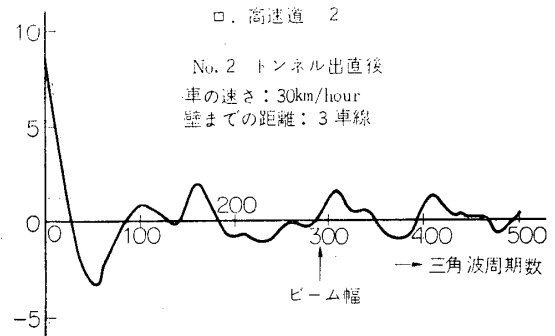
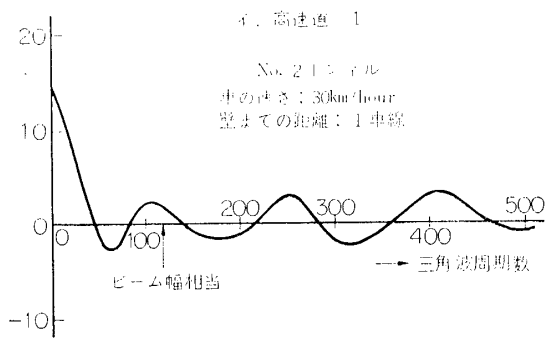


第 1-23 図 相関計算システム

計算システムを第 1-23 図に示す. 計算に必要として時間はデータ格納に 1100 周期で 2 分弱, 計算と印字に  $N=550$ ,  $m=0\sim 550$  までの 10 ステップとして 25 分であった.

計算結果と検討

第 1-24 図に計算結果を示す. ホの府中 2 のデータは第 1-14 図 B の部分で, 壁が自動車から遠のいていくのでドプラがきわめてきれいにあらわれている. このデータから計算すると壁の傾きは約  $8^\circ$  となる. 原点附近の相関の下降は (1-30) 式の  $\rho(mT)$  の  $m$  の小さい部分の構造を示しており, 車の速度の上昇と共に急激に減少する傾向を見せている. しかし, 府中の速度 20 km/h の結果に見られるように速度の遅いときには二重の時定数をもつ場合とか深い落ちこみを示す場合など複雑な現象を示している. 原点に近いところの相関の構造をコンクリート反射面の特性と考えると大体 40 km/h で 20 周期の時定数 (0.7 秒) をもつと考えられる. 着陸時の航空機の速度を 160 km/h とすれば 0.25 秒程度の時定数を持つことになろう. これには反射面までの距離も関係してくると考えられるが, 今回の実験結果からは明確に述べることができない. なおサンプリングジッタによる相関の落ちはグラフの縦軸で 1 以下と測定されている. 3 m/sec の降下速度の航空機ではこの実験で用いた 4 GHz の電波高度計でドプラ周波数は 80 Hz であるから, 変調三角波の繰返し周波数を 1 kHz としても一周期当たりの位相変化はわずかに  $0.16\pi$  ラジアンにしかならないが, この相関による方法 (または少し改良して) ドプラ周波数を検出すれば, きわめて精度よく航空機の降下速度が測定できるはずである.



第 1-24 図 反射波の相関測定

#### 4. 検討と結論

1で結論されたごとく、その1.1に示した要請を満たす航空機搭載用低高度高度計としては、FMCW電波高度計が最も有望視され、中でも構成の簡単さからLFM計数式は望ましいのであるが、2, 3を通じて明らかになったごとく、計数方式という単純な処理方式を採用する場合、FMの周波数偏移、よって搬送波帯における帯域幅の逆数に等しい電磁波走行差に対応した高度の1/2に当たるステップ誤差を生ずることは、精度向上の上に致命的である。周波数偏移を大きくとればこれは小さくし得るが、おもに混合器の広帯域平衡の限界から、100MHz程度が限界と考えられる。とすれば、ステップ誤差は75cm以下にし得ない。もちろんステップ誤差は、ビート信号として同じ波形がくりかえされることに起因するのであって、2第1-8図に示したように搬送波波長程度の高度の動きがあれば、零交差は1つ増減するのであるから、航空機がある対地降下(上昇)速度を持つ場合、零交差数測定時定数を $(1/4 \text{ 波長}/v) \times \beta$ 程度以上にすれば、最悪の場合ステップ誤差は $1/\beta$ に平滑される。しかし $f_0=4000 \text{ MHz}$ のとき、着地時の最低降下速度 $0.5 \text{ m/sec}$ に対しこれは $0.038\beta$ 秒ということになり、平滑度を1.1の4に合わせて $\beta=(\text{ステップ誤差})/(\text{許容誤差})=0.75/0.2 \approx 3.8$ ととるとすれば、これは0.14秒という値になり、高度情報の遅れ許容値0.05秒の3倍の大きさとなる。ステップ誤差を固定した時、遅れを許容値内に収めるには、搬送波周波数を12000MHzまで上げなくてはならぬが、この周波数での100MHz幅の安定な効率が低い小型変調器はなかなか困難であろう。

実際2.2Cの実験結果から4000MHzで着陸時コンクリート面での位相の連続性は0.25秒という長時間保たれ、上記議論が正しく適用できる。対地速度が極めて小さくなり得るVTOL機では上記の問題のもたらす困難は著しい。

この困難の解決は、搬送波帯部はそのままにして、ビート信号の含む情報をもっと有効にとり出す行き方と、搬送波帯部に工夫を施してビート信号処理は簡単なままにする行き方が考えられるが、前者の試みは本研究の経過中にもいくつかなされたが[4], [8], いずれも、かなり大がかりなものになってしまう。これに対し次編において、後者の簡単な工夫が、ステップ誤差を顕著に減少せしめることが示される。

このほか、2の解析で、LFM式は、高度と降下速度とを独立に測れることが結論され、搬送波走行位相差が一様分布という状態の平均がとられれば、これらは不偏推定であることが示された。

また、3の実験において、コンクリート面の反射率は金属面に比べ高々10dB位落ちるだけであることがわかった。

一方、試作機においては、混合器の不均衡が残り、これがスプリアスピートを生じて、受信機雑音や、送受アンテナ間の漏えいが問題になる以前に、このスプリアスが、高い方の可測高度限界を生じてしまうことが明らかとなった。このことは、条件の悪い航空機搭載機器では、避けられない限界といえよう。(文献[12]参照)

## 第 2 編 位相切り替え方式 LFMCW 電波高度計

### 1. 位相切り替え方式による LFMCW 電波高度計の改良

#### 1.1 提 案[3][5]

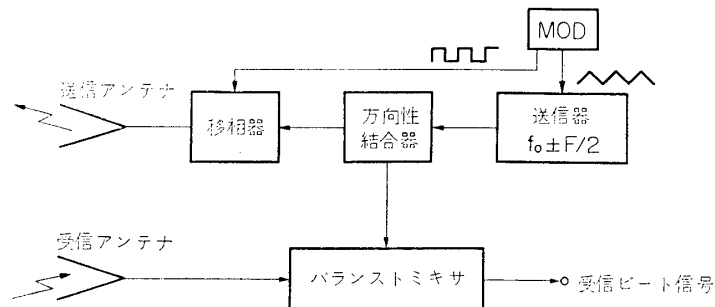
第 1 編で明らかになったように、従来の零交差計数方式による LFMCW 電波高度計は、構成が簡単であるという利点を有する一方、ステップ誤差の存在が、精度の向上をはばんでいる。これは、変調周期ごとのビート波形間の相関がきわめて強く、ほぼ同じ波形が連続することに起因する。そこで、人為的に、搬送波送受走行位相差を変化させ、ビート波形の位相を、したがって零交差位置を動かし、異なる波形を生じる区間にわたって零交差を平均すればその区間数に比例する平滑効果があるものと期待される。むろん、この区間数をふやすと、平均所要時間だけのデータの遅れを生ずるが、これが許容値以上になるときは、変調繰り返し周波数を上げればよい。

さて、この一種の位相変調を行なう方法としては、三角波周波数変調の周期ごとに、規則的な位相切り替えを行なうもの、同様な切り替えをランダムに行なうもの、連続的に位相変調を行なうものなどが考えられるが、構成の簡単さの点で、第 1 の方法を採用することにする。そして、これを、位相切り替え方式 LFMCW 電波高度計と称する。

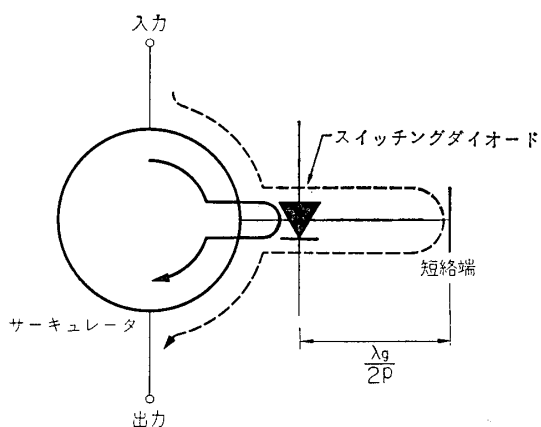
#### 1.2 原理的構成

位相切り替え方式 LFMCW 高度計のブロック図を第 2-1 図に示す。移相器は、受信アンテナと混合器との間、あるいは、方向性結合器と混合器の間に入れても原理上は同じことであるが、混合器の平衡を、移相器に依存せずに保って、スプリアスビートを低く保つ(前編 4 参照)ためには、図のような構成が望ましい。このようにして、混合器の送信ローカル側と、受信信号との搬送波位相差が、周波数変調に同期して変化させられる。

移相器としては、フェライトによるものあるいはダイオードスイッチによって伝送路長を変化させるものなどが考えられるが、今、いくつかのあらかじめ決められた位相の間を切り替えればよいことから機器の大きさ、切り替え速度、広帯域性などの点から、すぐれている



第 2-1 図 位相切り替え方式による LFMCW 電波高度計



第 2-2 図 移相器動作原理

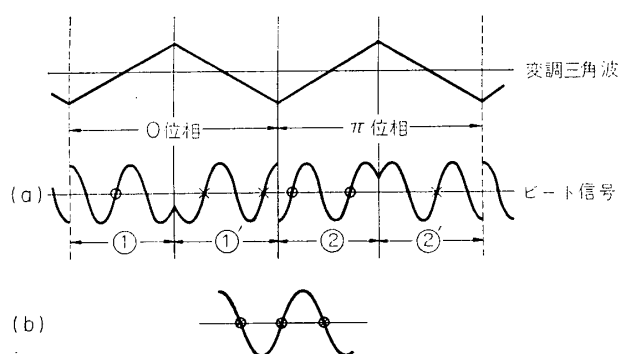
後者の方式を用いる。この方式の原理図を第 2-2 図に示す。サーキュレータの一分岐の端は、短絡されていて、その手前  $\lambda_g/2p$  ( $\lambda_g$  は管内波長) の位置にスイッチングダイオードが並列にそう入されている。他の 2 分岐は入出力端であって、スイッチングダイオードがオンのときとオフのときとで実線経路と点線経路が切りかわり、この間に  $2\pi/p$  の位相差を生ずる。  $p$  を変えたユニットをいくつかカスケードにつないで、ダイオード状態の組合せを変えることによ

り、多位相の切り替えができる。

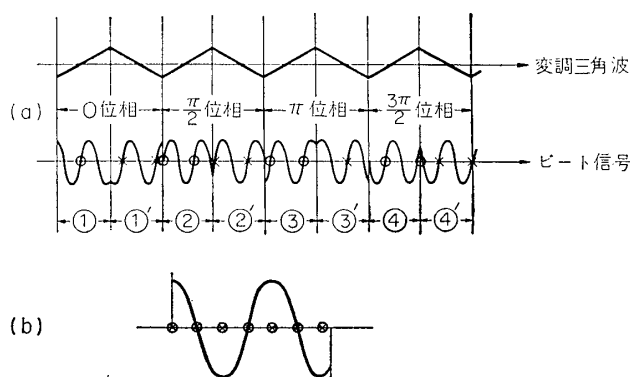
### 1.3 計数法による信号処理における誤差スケールの減少

変調三角波の周期ごとに  $2\pi/N$  ずつ  $N$  個の位相に切り替え、  $N$  周期にわたって計数して 1 周期当りに正規化したときの誤差の減少を解析する。ただしすべて上方向零交差のみを数え、  $\tau$  はこの間不変とする。

まず簡単な例として、  $N=2$  の場合を考える。このときのビート信号の 1 例を第 2-3 a 図



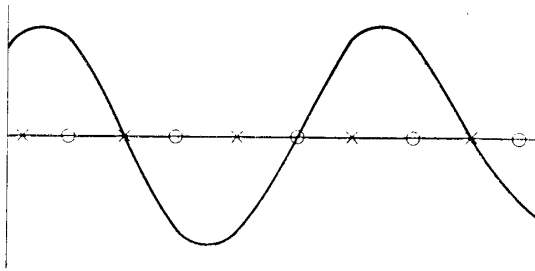
第 2-3 図  $N=2$  のときのビート信号の例



第 2-4 図  $N=4$  のときのビート信号の例

に示すが、明らかに、①と②'、①'と②はそれぞれ同じ波形で、前者は後者に対し鏡像対称である。であるから、第 1 編 2.1 と同様の考察から、各区間の上方向零交差を 1 区間に移して描けば b のようになり、1 区間で上下両方向零交差を数えたのに等しく、位相切り替えの効果はない。

次に  $N=4$  の場合を考える。ビート信号は第 2-4 a 図に例示するようになり、各周期の前半区間の上方向零交差を○で、後半区間の上方向零交差を×で示し、さらに、これらを第 1 周期の前半区間の対応する位置に移して書くと第 2-4 b 図のようになり、4 周期分を 1 区間に正規化した零交差を示す。第 2-3 b 図と比較すれば、位相切り替えをしない場合に比し誤差の単位は  $1/2$  に減っている。



第 2-5 図  $N=3$  の場合の 1 区間正規化零交差パターン

第 2-5 図に  $N=3$  の場合の 1 区間に移したパターンの例を示す。第 2-3 b 図と比較すれば、誤差単位は  $1/3$  に減少している。

一般に、 $N$  が偶数のときは、第 2-3 b, 2-4 b 図が示すごとく○と×が重なり合っており、結局、 $2/N$  の改善にしかならない。 $N$  が奇数のときは、第 2-5 図が示すように、○と×は重なることなく、結局  $1/N$  の改善となる。

以上、誤差単位の減少を論じたのであるからステップ誤差も、また、標準偏差もこの比率で減少する。一般に  $PN+q$  ( $P$  は整数,  $0 \leq q < N$ ) 周期計数し、1 周期当りに正規化すると、 $q=0$  または  $q \neq 0$  でも  $P \gg 1$  なる限り上記の改善が行なわれる。以下  $P \gg 1$  とする。

次に高度計が準静的に上昇する場合、高度増加と、計数値との関係を見てみると、たとえば 4 位相に切り替える場合、上記の考察から明らかなように、第 1 編 2.1 第 1-8 図のタテヨコ軸共にスケールを  $1/2$  にすればよい。つまり  $\varepsilon_h$  が  $\varepsilon_h/2$  になり、細かい横軸単位が  $\lambda_0/4$  のかわりに  $\lambda_0/8$ 、縦軸のステップが  $1/2$  になる。

#### 1.4 平滑について

航空機が対地速度  $v$  を持っているとき、 $(1/4 \text{ 波長}/v)\beta$  の時定数の平滑によって最悪の場合でも、1 周期当りの計数誤差が、 $1/\beta$  に減少することは第 1 篇 4 でも述べた。 $N$  相位相切り替えを行なった場合には、1 周期換算計数誤差が  $1/m$  ( $N$  が偶数のとき  $m=N/2$ , 奇数のとき  $m=N$ ) になっているから、同じ誤差を得るのに、 $\beta$  の値は  $1/m$  で済む。たとえば  $f_0=4000 \text{ MHz}$ ,  $F=100 \text{ MHz}$ ,  $v=0.5 \text{ m/sec}$ , で 4 位相切り替えを使えば、 $m=2$  なので、高度誤差を  $0.2 \text{ m}$  にまで平滑するには、第 1 編 4 の結果  $0.14 \text{ 秒}$  の半分の  $0.07 \text{ 秒}$  の平滑をすればよい。これは同編 1.1 に述べた遅れ許容値にまで、あと  $0.02 \text{ 秒}$  と迫っている。

#### 1.5 位相切り替え方式がもたらすその他の利点

位相切り替え方式がもたらす利点としては以上のほかに、

○ビート信号に直流分が含まれず、第 1 編 2.4 で述べた交流増幅による直流再生不能の

問題は生じない。

○第1編4の終りに指摘したように、機器内の不平衡にもとづくビートスプリアスが、この種の高い方の可測限界を決め、あるいは誤差の一つの原因となるが、このスプリアスは、各周期でほぼ一定の形をしているので、位相切り替えによる平均操作は、このスプリアスの計数への影響を減少させる効果がある。

○位相切り替えによる平均操作は、また、種々の非線型効果、たとえば、変調の直線性からのずれや振幅変調の影響を減少させる効果がある。

## 2. 位相切り替え方式 LFMCW 電波高度計の地上実験

前節までに述べられた三角波変調による FMCW 型電波高度計の新しい提案、位相切り替え方式の性能の評価のために送受信機、位相切り替え器を試作した。

### 2.1 試作電波高度計実験装置

試作送受信機の全体を第2-7図、第2-8図にブロック図を第2-6図に示す。その性能は表2-1に示すようなものである。なお、送信機は、第1編3で用いたものと同一であり、その回路構成並びに変調特性については第1-11、1-12図を参照されたい。原理は同編3.1にある。

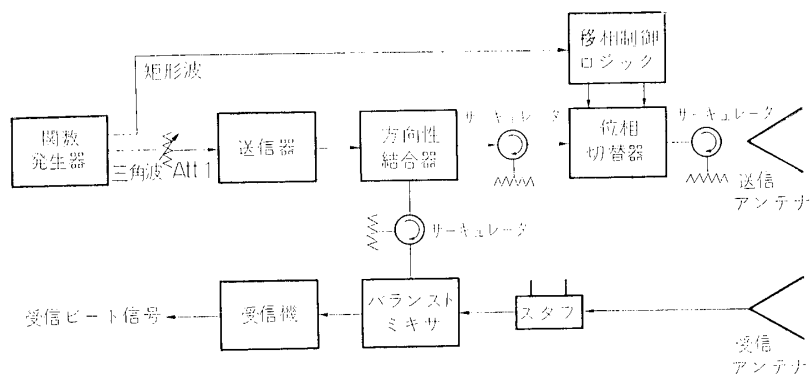
第2-1表

1. 送信中心周波数	4000 MHz
2. 周波数偏移 (変調信号 2VP-P)	±50 MHz
3. 変調特性	図 1-12
4. 送信電力	20 mW
5. 最小受信レベル	-90 dBm
6. 受信機総合周波数特性 (-3 dB)	10 Hz~5 MHz
7. A. G. C 回路時定数 (普通断)	0.2 sec
8. 位相切り替え器周波数特性 (V. S. W. R 1.2 以下)	3.950~4.050GHz
9. 位相切り替え最高周波数	10 kHz
10. 移相量立上り時間	5 μsec
11. 移相切り替えによる V. S. W. R の変化	0.1 以下
12. そう入損失	1 dB 以下
13. 移相量精度 (中心周波数で)	±3°
14. アンテナ利得	送受共 16.7 db

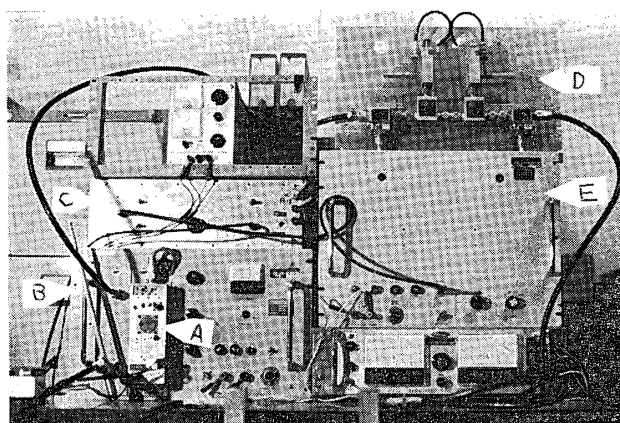
受信機は送信出力の一部を方向性結合器により取り出してサーキュレータを通した出力と受信アンテナからの受信信号をバランスドミキサで混合し、ビデオ信号を得てプリアンプで増幅する。メインアンプには A. G. C 回路または手動による六段階の利得調整回路が備えられており、利得調整のほか振幅制限回路ももうけられている。送受信機のマイクロ波系は特性インピーダンス 50Ω の同軸ケーブル系を用いている。

位相切り替え方式を実現させるためには移相量を外部から制御できる移相器が必要である



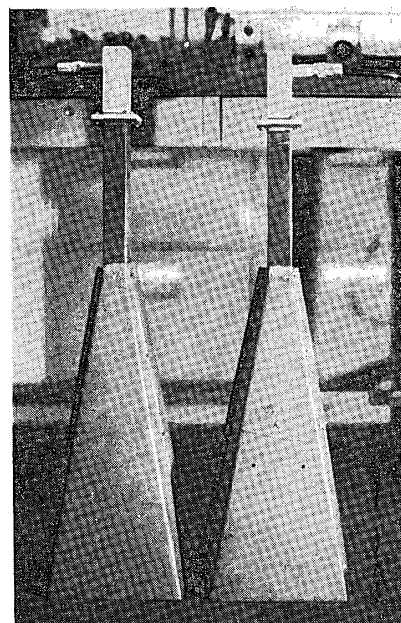


第 2-6 図 位相切り替え方式 LFM 電波高度計試作送受信機



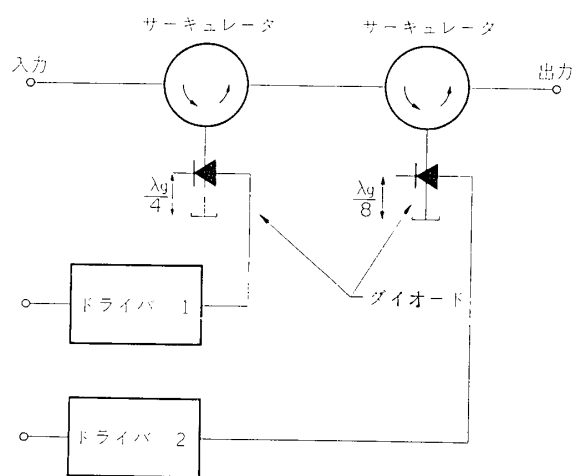
第 2-7 図 試作送受信機

A : 送信機 B : 受信機 C : 関数発生器  
 D : 移相器マイクロ波部 E : 移相ドライバ部  
 (含電源)



第 2-8 図 アンテナ

が、ここで試作した位相切り替え器はマイクロ波にステップ的な移相変化を起させるための装置であり、本編 1.2 で述べたスイッチングダイオードとサーキュレータからなるユニットを用い、第 2-9 図の構成を持っている。図のように、本装置では  $90^\circ$  および  $180^\circ$  の移相器を二個縦属接続することにより、 $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $270^\circ$  の各位相変化を与えることができる。ドライバー 1 およびドライバー 2 はスイッチングダイオードを励振するための増幅器であり、この入力信号には矩形波、または直流電圧が使用されており、入力電圧  $6V:1, 0V:0$  の設定でドライバー 1 に  $2^1$ 、ドライバー 2 に  $2^0$  を示す 2 ビットのリングカウンタを接続すれば、カウンタ入力パルスに同期して  $90^\circ$  ステップで連続的に移相量を切替えるこ



第 2-9 図 位相切り替え器系統

とができる。表 2-2 に試作移相器の移相量特性を示す。

なお試作電波高度計全装置の電源は A. C 115 V 400 Hz または D. C 28 V であり、全装置とも全固体化されている。

## 2.2 位相切り替え計数方式の基礎実験

前章で新しく提案された位相切り替え方式を用いれば計数法においてもステップ誤差の減少がはかれることが示された。ここでは四位相切り替え計

第 2-2 表 移相量特性

周波数 \ 呼称	0°	90°	180°	270°
3950 MHz	0°	92.5°	178.5°	260.5°
4000	0°	90.5°	182°	273°
4050	0°	100.5°	220°	306°

数方式の基本的実験を行ない、位相切り替えを行なわない場合の実験結果と比較検討を行なう。

### 実験方法

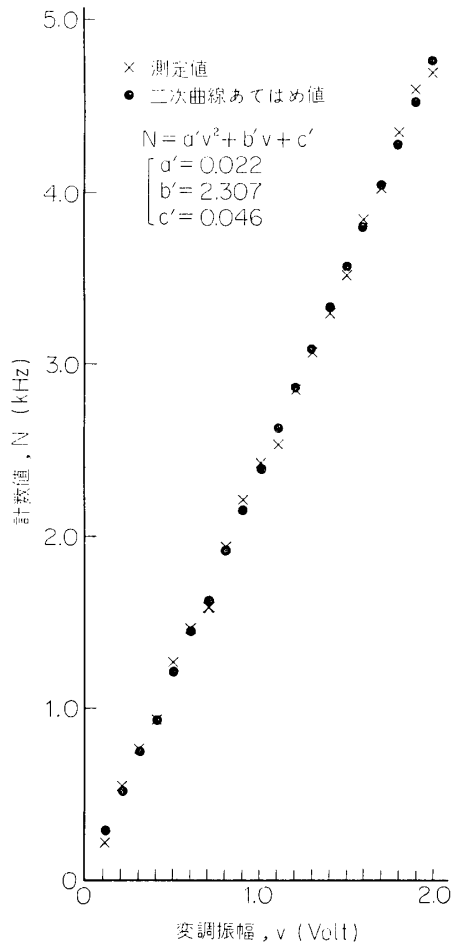
機器の構成は第 2-6 図とする。この実験では方向性結合器と送信アンテナ間にそう入された位相切り替え器を変調三角波と同期して矩形波で位相制御ロジック（2 ビットリングカウンタ）を動作させ、変調三角波の四周期で 360° の位相回転を 90° ステップで行なわせるようにした。ここでも反射面までの距離を変化させず、第 1 編 3.1 と同様に減衰器 1 を変化させ、周波数偏移を変ずることで代行した。出力ビデオ信号の上方向零交差をカウンタで 1 秒間の Gating を行ない、計数値の平均値をとった。

### 結果と検討

変調三角波電圧（p-p 値）と計数値の関係を第 2-10 図に示す。位相切り替えを行なわなかった場合にほぼ等間隔であらわれた計数値の不連続的な変化（第 1-13 図）がなくなり直線的になった点が図からも明らかにみとめられる。これを数値的に確かめるために最小自乗法による二次曲線

$$N = a'v^2 + b'v + c' \quad (2-1)$$

のあてはめを行ない、係数  $a'$ 、 $b'$ 、 $c'$  とこの曲線からの測定値の誤差の標準偏差  $\sigma'$  を求めて第 1 編 3.3.1 の結果と比較する。



第 2-10 図 位相切り替え方式の基礎実験

結果は

$a' = 0.022$	$a = 0.127$	} (2-2)
$b' = 2.307$	$b = 2.079$	
$c' = 0.046$	$c = 0.041$	
$\sigma' = 0.051$	$\sigma = 0.102$	

となり、両係数を比較してみると位相切り替え方式では電圧と計数値の関係がより直線的になっていること、標準偏差がおよそ半分になって直線からのばらつきが小さくなっていることが数値的にあきらかである。前者は **1.5** の効果があらわれていると思われ、後者は、**1.3** の 4 位相切り替えに対する理論的結論にぴったり合っている。

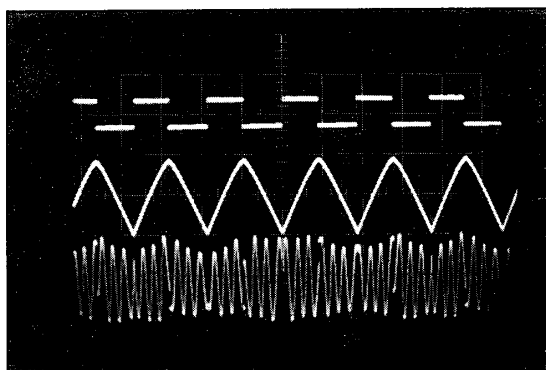
参考までに、4 位相切り替えを行なったときと行なわないときのビート波形を第 2-11 図 a~d に示す。ただし、これは、アンテナをとりはずし、間に 23dB の減衰器といくつかの長さのケーブルをそう入して撮ったものである。

**2.3 自動着陸予備実験装置による実験 [6]**

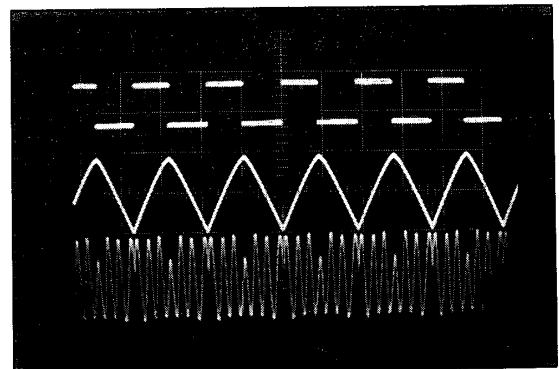
科学技術庁、航空宇宙技術研究所の自動着陸予備実験装置を使って、試作した位相切り替え方式 LFM CW 電波高度計のダイナミックテストを行なった。

**自動着陸予備実験装置**

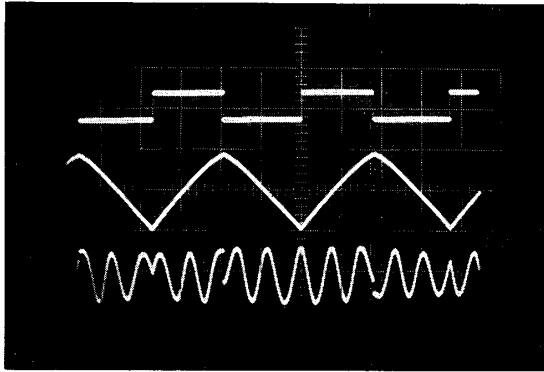
この装置は航空機の着陸時の状況を模擬した実験



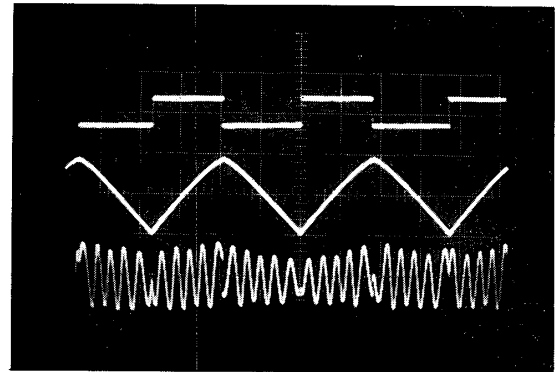
第 2-11(a) 図 四位相切り替えを行なったときのビート波形 (上から位相切り替え用矩形、変調三角波、ビート波形 (以下同じ))  
2 msec/cm ケーブル長  $L + 2.07m$



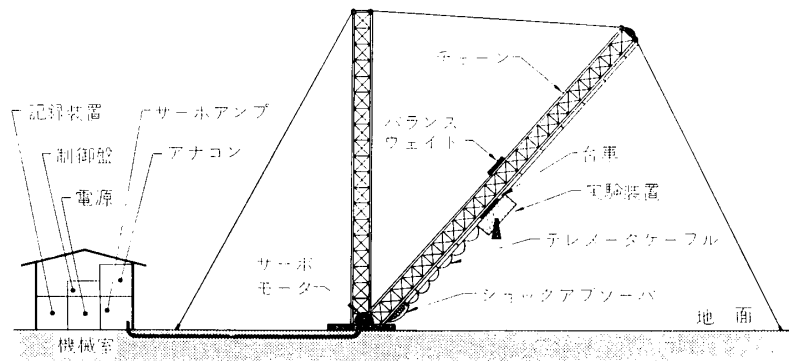
第 2-11(b) 図 位相切り替えを行なわないときのビート波形  
2 msec/cm, ケーブル長  $L + 2.07m$



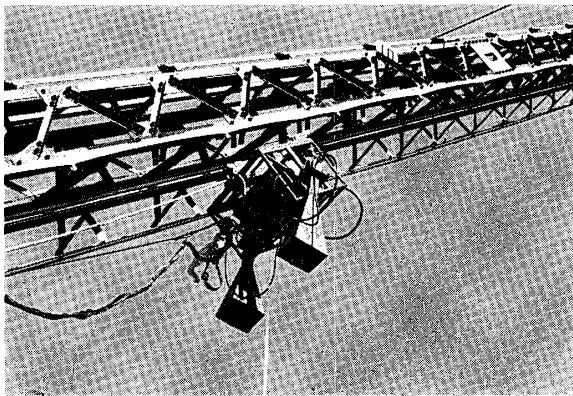
第 2-11(c) 図 四位相切り替えを行なったときのビート波形  
このときのケーブル長を  $L$  とおく



第 2-11(d) 図 四位相切り替えを行なったときのビート波形  
1 msec/cm ケーブル長  $L + 5.3$  m



第 2-12 図 自動着陸予備実験装置



第 2-13 図 自動着陸予備実験装置にとりつけられた試作送受信

を行なうために作られたもので、主な構成は第 2-12 図に示してある。斜塔は航空機の着陸時の径路（グライドパス）に相当するもので、地面からの角度は変えることができる。この斜塔の下面にはレールが取り付けられており、そのレールにそって実験装置を取りつけた台車が中央の塔の下部に装備されたサーボモータよりチェーンを通して駆動され、斜塔を上昇、下降する。斜塔の上部のレール上に実験装置の重量にみあったカウンタ・バランス・ウェイトをおき、サーボ系の安定をはかる。（第 2-13 図）

実験塔から 10 m ほどはなれた機械室にはサーボモータを地下に埋設されたケーブルを通して駆動する走行制御装置（サーボアンプ・制御盤）および小型のアナログ計算機が装備さ

れており、アナログ計算機によって発生した各種の制御信号を走行制御装置に加えることによって、斜塔に取りつけられた実験用台車の走行を制御することができる。実験装置への信号、電源線路および実験装置からの信号回線は台車とともに動くように工夫されており、機械室に集められている。

この実験装置からの信号は台車の高度  $h$  を示す電圧  $h(t)$ 、および  $h(t)$  の変化率  $\dot{h}(t)$  をあらかず電圧が得られる。実験用台車の高度  $h$  は走行制御装置入力電圧  $v(t)$  に比例する。したがって  $v(t)$  としてランプ電圧を加えれば、台車は定速度で上昇または下降する。

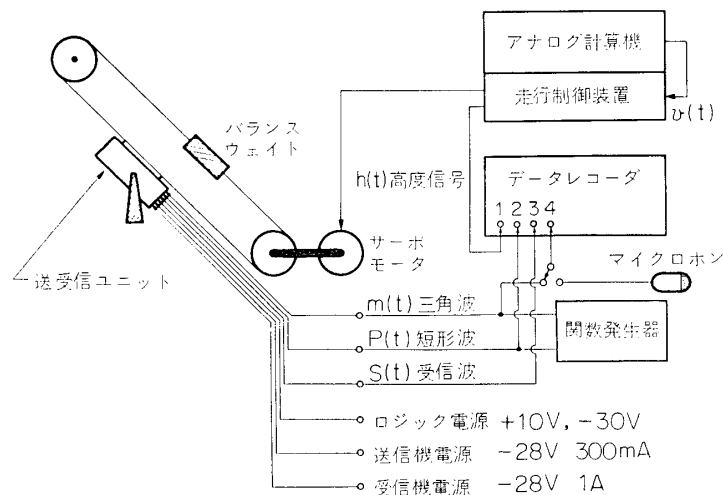
### 実験装置の構成

実験に用いた電波高度計の基本構成は第 2-6 図に示してある構成と同じである。ただし実験用台車に乗せる機器の重量を減少させるため位相切り替え器を分解し、制御ロジック、ドライバーを送受信機筐体内に組み込み、サーキュレータ移相器を送受信機筐体背面に取り付け、電源部を地上においた。変調三角波  $m(t)$ 、移相制御用矩形波  $P(t)$ 、送受信機電源、ロジック電源、および受信ビデオ信号  $S(t)$  はテレメータ回線を通じ地上と測定台車を結んだ。実験装置の配置は第 2-14 図に示すとおりである。台車に取り付けられた実験装置の総重量は 49 kg であり、この装置の標準負荷 34 kg を超過したので、カウンタ・バランス・ウエイトも超過分をおぎなうだけ増加させた。

記録は 4 チャンネルデータレコーダを用い、受信信号  $S(t)$ 、矩形波  $P(t)$ 、高度信号  $h(t)$  を記録し、第 4 チャンネルは変調三角波  $m(t)$  と実験状況を示す音声とをデータの初めと終りに記録するため切り替えて用いた。

### 実験目的と方法

この走行装置を用いた実験では試作送受信機を用いて前章で提案された位相切り替え方式と、位相切り替えの用いない方式の航空機の着陸時を模擬し、装置を航空機に搭載した状態での電波高度計の性能を比較検討し、同時に反射面の種類による反射率の変化の測定、ドプラ周波数の測定を目的としている。



第 2-14 図 位相切り替え方式電波高度計実験装置の配置図

この実験では実験上の諸定数を次のようにきめた。

- |                      |             |
|----------------------|-------------|
| 1) 送信中心周波数           | 4000 MHz    |
| 2) 周波数偏移             | 100 MHz     |
| 3) 変調三角波繰返し周波数 $f_r$ | 284 Hz      |
| 4) 降下速度              | 0~40 cm/sec |

この定数のうち 3), 4) 項は次のようにして定めた。周波数偏移 100 MHz であるから、受信ビデオ信号一波当り高度 1.5 m となる。データレコーダの帯域は 5 kHz におさえられているから高度 10 m で完全な記録ができるには変調三角波の繰返し周波数を

$$2 \times f_r \times 10 / 1.5 < 5 \times 10^3$$

に選ばなければならない。この関係を用いて  $f_r$  をおよそ 300 Hz に定めた。またこの電波高度計は 4 GHz を用いているから 4 GHz のマイクロ波の位相が  $2\pi$  ラジアンまわるには高度が  $3.75 \times 10^{-2}$  m 変われば良い。垂直速度  $V_h$  と変調三角波の繰返し周波数  $f_r$  との関係から  $2\pi$  ラジアン位の相回転を生ずるまでの三角波の繰返し数  $N$  は次式であたえられる。

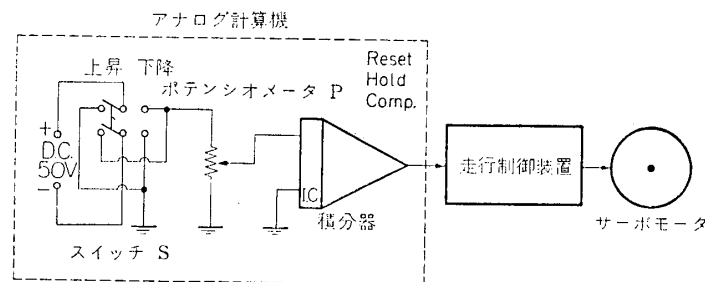
$$N = 3.75 \times 10^{-2} \times f_r / V_h$$

実用上の三角波の繰返し周波数  $f_r' = 5$  kHz 航空機の降下速度  $V_h' = 0.5 \sim 4$  m/sec を考え、 $N$  を同じにして前に定めた実験上の  $f_r$  を代入すれば  $V_h = 2.8 \sim 22.6$  cm/sec となる。 $N$  は信号処理にとって基準となる繰返し数でこの実験では記録系の帯域制限からこのように時間軸方向に引きのばすことで解決した。

走行装置を一定速度で走行させるためには走行制御装置にランプ電圧を入力とすれば良い(第 2-15 図参照)

ランプ電圧の発生はアナログ計算機で積分器を用い、一定直流電圧を積分することで得られる。スイッチ  $S$  を切り替えれば上昇、下降が切り替えられ、ポテンシオメータの調節で速度を変化することができる。実際の実験装置とバランス・ウェイトを装備してポテンシオメータの目盛と降下速度の関係を実測し、実験に必要なと思われるポテンシオメータの目盛を決めた。ポテンシオメータの目盛と降下速度の関係は第 2-2 表に示す通りである。

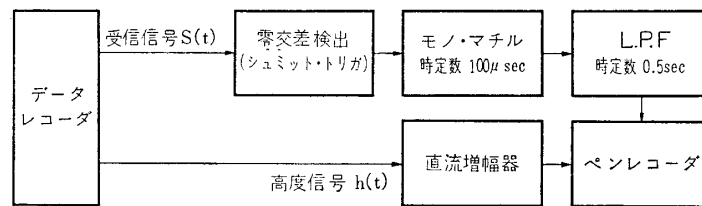
走行装置の設置された地面は芝生である。芝生面ではマイクロ波の反射率が悪いことが予想されたので反射面として (1)乾いた芝 (2)水をまいた芝 (3)金網 (4)水をまいた芝に金網の四種を用意した。金網の目の荒さはおよそ 1.5 cm に選んだ。この四種の反射面



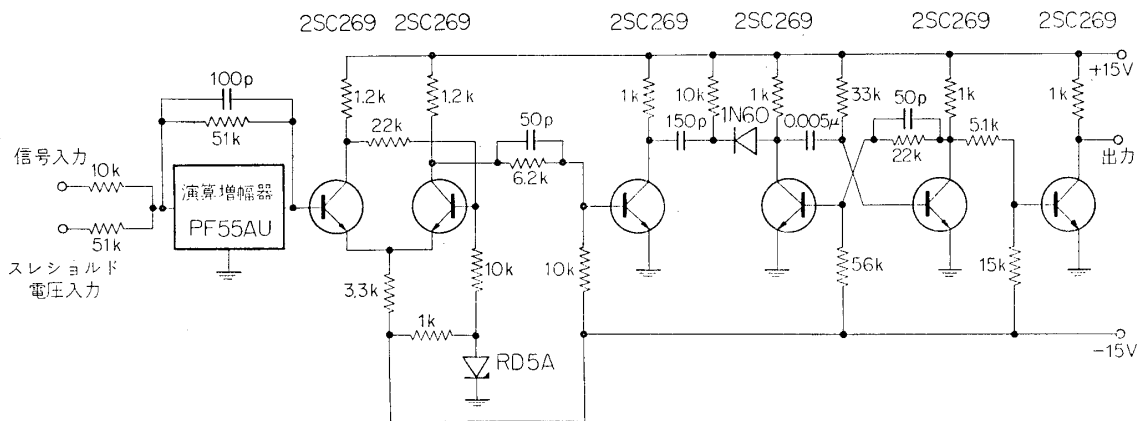
第 2-15 図 定速度運転のブロック

第 2-2 表 降下速度

ポテンシオメータ目盛	降下速度
5	2.4 cm/sec
20	12 cm/sec
40	24 cm/sec
60	37 cm/sec



第 2-16 図 信号処理のブロック図



第 2-17 図 零交差検出およびモノマルチ回路

の状態と、第 2-2 表の降下速度四種、それに位相切り替えの有無を組合せて計 32 通りの組合せで走行実験を行なった。

### 実験データの処理方法

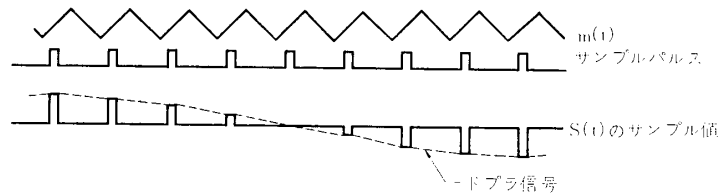
#### a. 計数法

データレコーダに記録された実験データから位相切り替え方式と従来の位相切り替えを用いない方式の比較を計数法で評価するために次のような信号処理方法を考えた。この実験では高度が時間的に変化しているから高度と計数値の関係が連続的にあらわすことのできる信号処理方式が望ましい。周波数カウンタではゲートの開閉時間と計数値の関係からゲートの開閉時間をあまり小さく選べないので連続的な情報は得られない。また開閉時間を走行速度にみあった時間に細かく制御することもむずかしい。そこで受信信号の零交差を検出するものであって、それを連続的にあらわせる方法として第 2-16 図の信号処理方法を用いた。受信信号の正方向の零交差をシュミットトリガ回路で検出し、正方向の零交差ごとに次段のモ

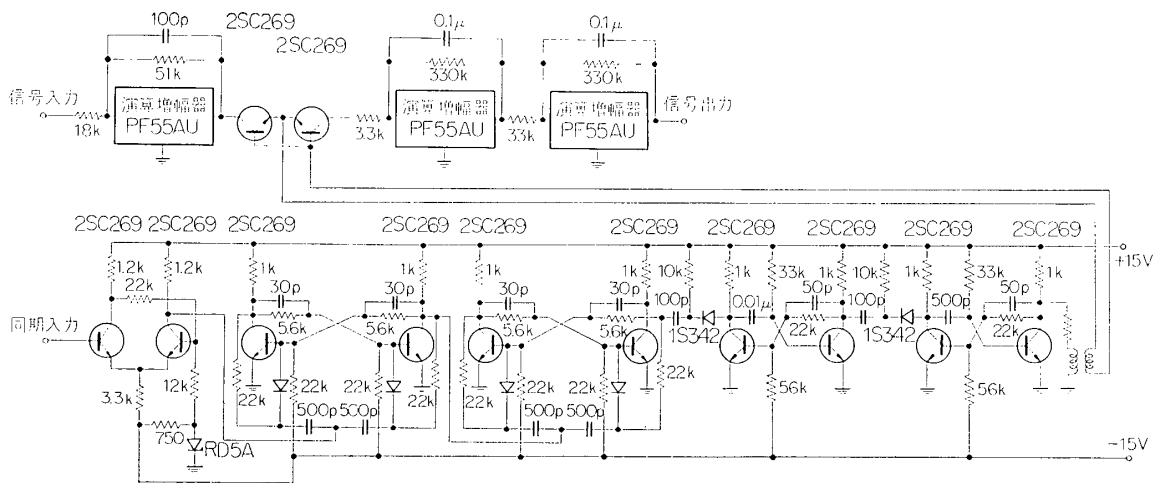
ノマルチをトリガーして、一定の幅と振幅のパルスを発生させ（この部分を第 2-17 図に示す）それを L. P. F.（低域通過濾波器）で平滑する。こうすれば L. P. F. の時定数を適当に選ぶことにより任意の積分時間で零交差数が電圧値となって L. P. F. 出力にあらわさる。パルス幅  $\tau_0$ 、L. P. F. の時定数  $\tau_1$  は次のようにして定めた。最高高度はおよそ 10 m であるから 1 秒当りの波数は  $f_r \times (10/1.5) \times 2$  で一波当り 1 個の正方向零交差があるとすれば 1 秒当り 4000 個程度の正方向零交差がある。出力電圧を大きく取るためモノマルチの回復時間も考慮に入れてパルス幅をできるだけ広く取るために  $\tau_0 = 100 \mu\text{sec}$  に選んだ。L. P. F. の時定数  $\tau_1$  は走行速度によって変えるべきであるが最高速度 37 cm/sec で時間遅れが少ないように実験的に 0.5 sec に選んだ。1.4 により、平滑度  $\beta$  は  $v = 2.4 \text{ cm/sec}$  のとき  $\beta = 0.64$ 、 $v = 12 \text{ cm/sec}$  のとき  $\beta = 3.2$  等である。

b. ドプラ周波数

受信信号から降下速度によるドプラ偏移を検出する簡単な方法としては変調三角波に同期して受信信号をサンプルして定点での位相回転を見れば良い。そこで第 2-18 図の処理方式を考え、第 2-19 図の装置を作所した。サンプルパルス幅は最高高度で一周期の 1/20 の精度を持たせるために  $10 \mu\text{sec}$  とした。位相切り替え方式では四周期ごとに同じ状態に戻るた



第 2-18 図 ドプラ周波数の検出



第 2-19 図 ドプラ検出回路

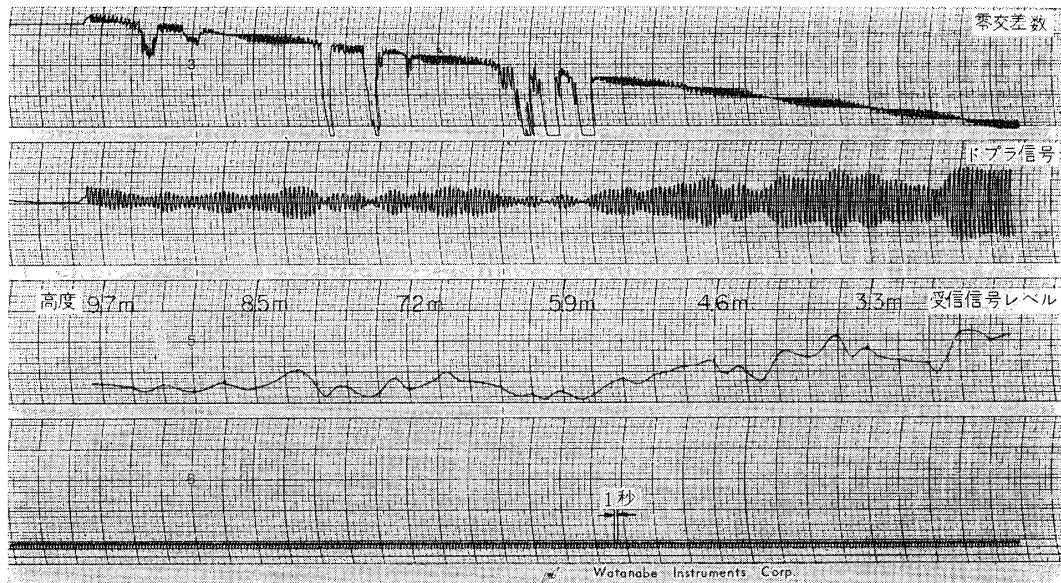


め四周期ごとのサンプルを得るために 2 ビットのカウンターを用いた。そのためサンプルパルスの duty は 1/1200 となったがホールド回路を用いることなく L. P. F. で増幅して 0.5V 程度の出力を得ている。

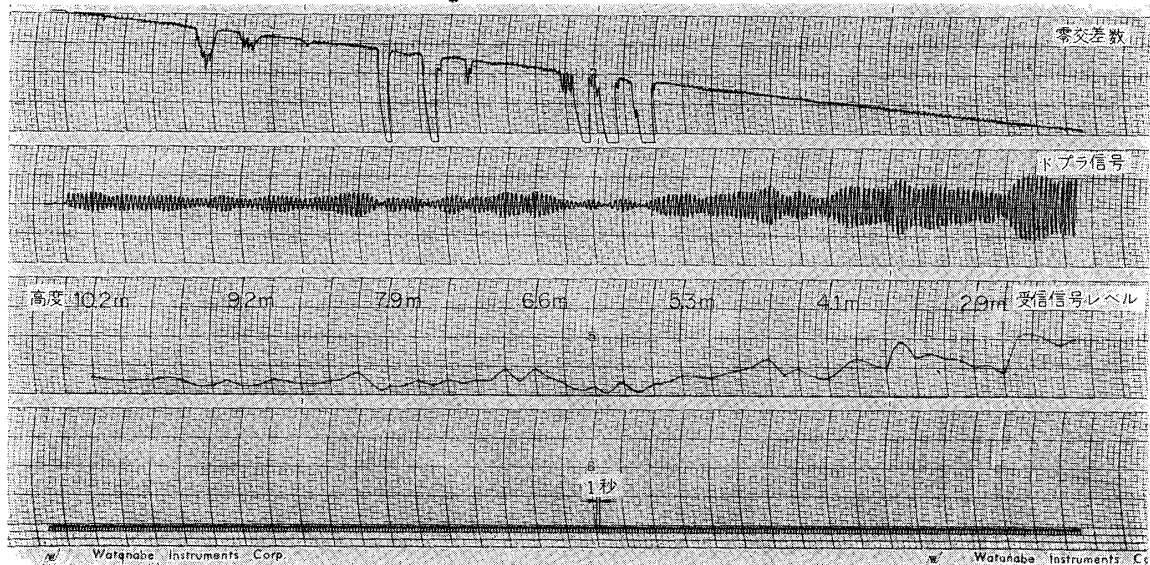
### 結果と検討

第 2-20 図から第 2-24 図に測定結果を示す。各図は上から高度信号  $h(t)$ ，零交差数，ドプラ周波数，受信信号レベルを示している。降下速度によってペン書きレコーダの紙送り速度を変えてほぼ同一の高度が同一の位置になるように工夫した。

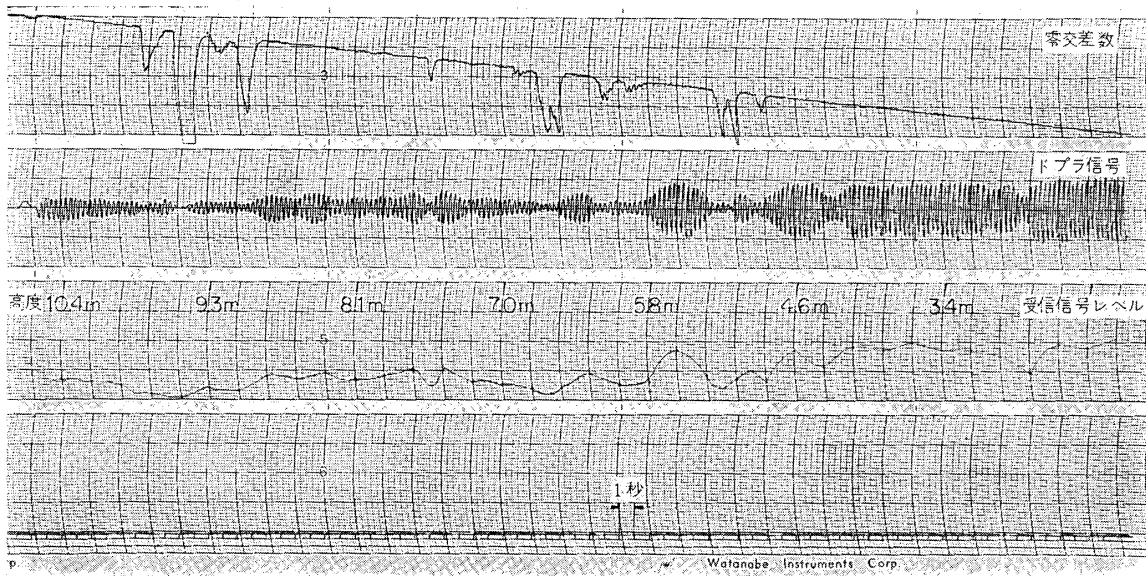
#### a. 位相切り替え方式について



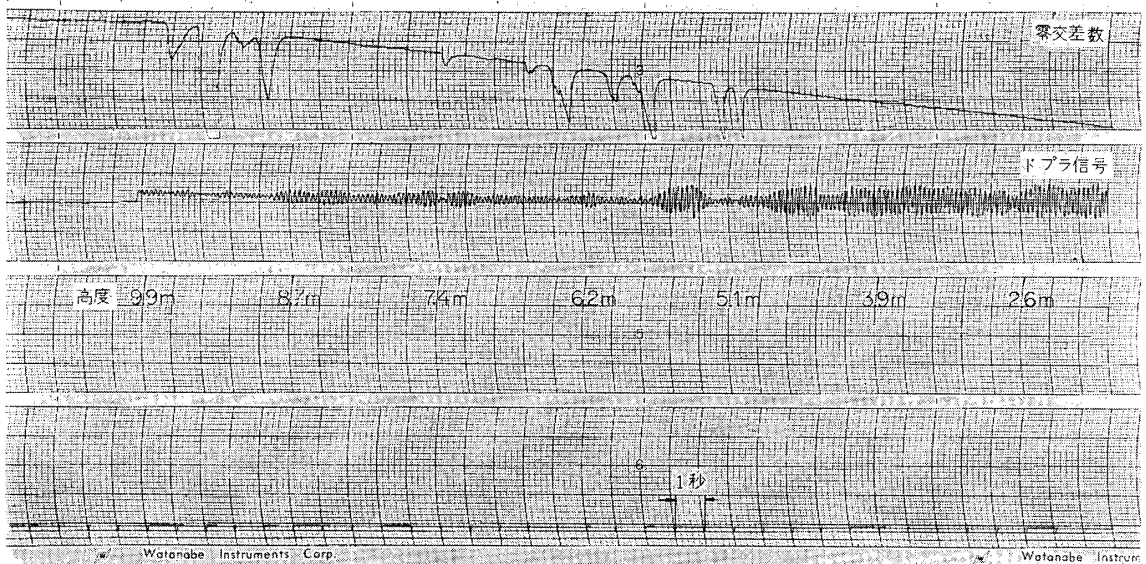
第 2-20 図 位相切り替えを行わない場合の受信信号の処理結果 (降下速度 2.4 cm/sec)



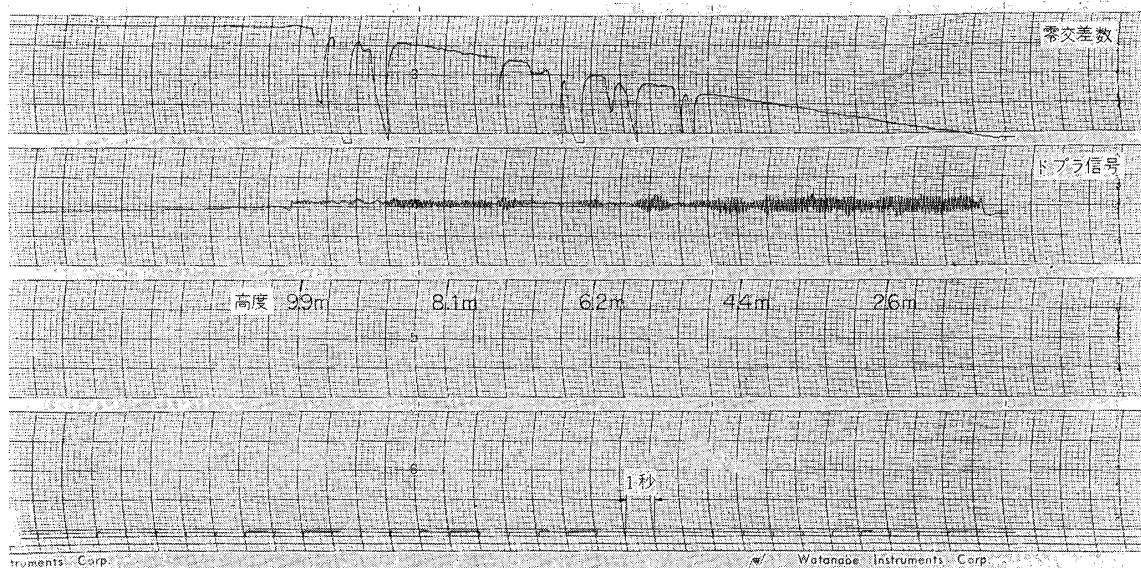
第 2-21 図 位相切り替えを行なった場合の受信信号の処理結果 (降下速度 2.4 cm/sec)



第 2-22 図 位相切り替えを行なった場合の信号処理結果 (降下速度 12 cm/sec)



第 2-23 図 位相切り替えを行なった場合の信号処理結果 (降下速度 24 cm/sec)



第 2-24 図 位相切り替えを行なった場合の信号処理結果 (降下速度 37 cm/sec)

降下速度 2.4 cm/sec の場合について位相切り替えの有無を比較してみるときわめて明確に相異があらわれている。

高度の高い方での零交差数の落込みは反射面が波うっているため受信レベルがさがり、機器内スプリアスイート (第 1 編 4 参照) に、受信ビートがマスクされたためである。位相切り替えを用いない方法では零交差数の変動が多く、およそ 80 cm ごとに変動の少ない点がある。この高度は第 1 編 2 で説明した周波数偏移  $\pm 50$  MHz の場合の計数値が一個増減する高度 75 cm にほぼ一致する。この計数値の変化のようすは第 1-8 図のモデルによく一致している。位相切り替えを用いた方式では零交差数出力の変動が少なくなっている。両方式の変動分を数値的にあらわすことは行なわないが、位相切り替え方式によってステップ誤差の大幅な減少がはかられたことが第 2-20, 21 図より明らかである。

#### b. ドプラ周波数

第 2-18 図のドプラ検出器を用い変調三角波の四周期ごとに定点サンプルし L. P. F を通し位相変動のようすを調べた。第 2-20~24 図の二段目が L. P. F 出力である。この場合位相切り替えの有無にかかわらず同様の結果が得られ、図から読みとったドプラ周波数と降下速度の関係を表 2-3 に示す。

第 2-3 表 降下速度とドプラ周波数の関係

降下速度 [cm/sec]	ドプラ周波数 [Hz]
2.4	0.65
12	3.1
24	6.4
37	9.5

この装置では受信レベルによって出力電圧が変化するが、カウンタ等を用いることによって簡単にドプラ周波数が検出でき、降下速度の算出が可能である。

c. その他

ドプラ検出器の出力で求めた受信レベルの変動を図の三段目に示した。本実験では反射面が波うっているため受信レベルの変動が大きく、高高度では良好な実験データが得られなかった。

### 3. 結 論

第1編1に述べた航空機用低高度高度計に対する厳しい要求を満たす可能性のある FMCW 電波高度計の一つの方式である。Linear FMCW 方式について第1編2以下で、理論的並びに実験的検討を行ない、この方式が計数方式で用いられた場合構成の簡単さ、較正の容易さという大きな利点を有するにもかかわらず、階段誤差(ステップ誤差)の存在が、 $\pm 2ft$ 程度以上に精度を向上させるのをはばんでいることを確認した。そしてこれが、送受信搬送波位相差の長い時定数の保持性にもとづくことを実験的に確かめた。ところで階段誤差は、元来、零交差計数方式を採用したために生じたのであって、処理方式を工夫すれば除けるはずのものであるが、いくつかの試みによっても、航空機搭載用という条件に合う規模の処理方式は見いだされていない。一方、処理方式は計数法という簡単なものにしたままで、送信信号に工夫をするゆき方があり得る。

本研究は、第2編においてこの後の立場から前記、送信搬送波位相差を人為的に変化させることによってこれを解決し、これを位相切り替え方式 LFMCW 電波高度計と名付けた。切り替え位相数を  $N$  とすれば、ステップ誤差、標準偏差などは  $1/N$  ( $N$  が奇数のとき) または  $2/N$  ( $N$  が偶数のとき) に減ずる。また、位相切り替えは、ビート信号の直流分をなくし、機器内スプリアスを平滑化するなど、何点かの改善効果を副産した。ここで、第1編1.1に示した航空機の着陸時の要請から、何段の位相切り替え数を要するかを算出してみることにする。

#### 所要位相切り替え数

$\lambda$ ; 搬送波波長,  $F$ ; 変調周波偏移,  $N$ ; 位相切り替え数,  $v$ ; 降下速度,  $c$ ; 光速  $\tau_f$ ; 計数器波器時定数,  $\epsilon_h$ ; 許容高度誤差,  $\epsilon_\tau = 2/c \cdot \epsilon_h$ ; 許容電波走行時間,  $\beta$ ; ある定数,  $f_0$ ; 搬送波周波数

とする。降下速度は最大と最小値があり

$$v_{\min} \leq v \leq v_{\max} \quad (2-3)$$

とする。 $\tau_f$  は降下速度によって変えることはしない。

第2編1.4から

$$\tau_f \geq \left( \frac{\lambda}{4v_{\min}} \right) \beta \quad (2-4)$$

とすれば、走行時間誤差は(2-3)の範囲にわたって、 $1/(2FN\beta)$ よりも小さくなる。ゆえ

に

$$\varepsilon_{\tau} \geq 1/(2FN\beta) \quad (2-5)$$

をみたせばよい。

また、 $\tau_f$  のフィルタの出力が、遅延が大きくてその時定数の間に許容誤差相当だけ降りてしまうことがないために、

$$\frac{c \varepsilon_{\tau}}{2 v_{\max}} = \frac{\varepsilon_h}{v_{\max}} \geq \tau_f \quad (2-6)$$

が必要である、

以上 (2-4)~(2-6) なる条件を満たすようにパラメータを決めればよい。ただなるべく  $N$  は小さくしたい。

(2-4)~(2-6) から

$$\varepsilon_{\tau} \geq \left( \frac{v_{\max}}{v_{\min}} \right) \cdot \frac{1}{2f_0} \cdot \beta \quad (2-7)$$

を得る。(2-5), (2-7) を両立せしめる最も有利な条件は、その右辺同志を等置することである。ゆえに

$$\beta^2 N = \left( \frac{v_{\min}}{v_{\max}} \right) \cdot \frac{f_0}{F} \quad (2-8)$$

を得る。また、(2-5) で等号を成立せしめるのが最もゆるい条件であるから

$$\beta N = 1/(2F\varepsilon_{\tau}) \quad (2-9)$$

(2-8), (2-9) より、

$$\beta = \left( \frac{v_{\min}}{v_{\max}} \right) \cdot 2f_0 \varepsilon_{\tau} \quad (2-10)$$

$$N = \left( \frac{v_{\max}}{v_{\min}} \right) \cdot \frac{1}{4f_0 F \cdot \varepsilon_{\tau}^2} \quad (2-11)$$

ここで、第 1 編 1.1 に示した要請を入れてみると、 $v_{\min} = 0.5 \text{ m/sec}$ ,  $v_{\max} = 4 \text{ m/sec}$   
 $\varepsilon_{\tau} = 0.2(\text{m}) \times 2/c = 0.13 \times 10^{-8} \text{ sec}$  ゆえ

$$\left. \begin{aligned} \beta &= 0.325 f_0 (\text{GHz}) \\ N &= 1.18 \times 10^3 / (f_0 (\text{GHz}) \cdot F (\text{MHz})) \\ \tau_f &= 0.05 \text{ sec} \end{aligned} \right\} \quad (2-12)$$

本研究の試作送信機においては  $f_0 = 4 \text{ GHz}$   $F = 100 \text{ MHz}$  であるから

$$\left. \begin{aligned} \beta &= 1.3 \\ N &= 2.9 \sim 3 \end{aligned} \right\} , \tau_f = 0.05 \text{ 秒} \quad (2-13)$$

を得、位相切り替え数は 3 段あればよく、計数器の時定数は 0.05 秒がよい。

次に、附録を参照して、本方式と、正弦波 FM を用いる SFMSB 方式とを比較してみると ( $N=3, 5, 7$  程度とする)

- ①、系の構成は本方式の方がずっと簡単で、保守、較正が容易である。
- ② スプリアスビートと、ステップ誤差を考慮したときの精度は、doppler 効果によるステップ誤差の平滑はなないとしても ( $\beta \leq 1$  ならそうである)、SFMSB 方式のスプリ

アス抑圧が 50 dB 以上にならない限り本方式のよい。(附録 3 d)

- ③ 多重伝ぱん路の影響は、同様、(同上 a)
- ④ SFMSB 方式は、振幅変調分や混変調効果が直接的な誤差になって現われる。

以上の様に、位相切り替えを行なった LFM 方式は、SFMSB 方式よりも、重要ないくつかの点ですぐれていると考えられる。

また、第 1, 2 編を通じての経験の結果この型の高度計の高い方の可測限界が、受信機入口の白色雑音でなく、機器内スプリアスで決まることがわかった。

最後に、第 2 編 2 の地上実験は、手持ちの送信機がやや旧式で、電力が小さいため、十分とは言えなかったが、かなり明白に、位相切り替え LFM 方式のすぐれていることを実証した。高めの高度での電力不足は、最近の固体化マイクロ波変調発振器の発達によって、解決できるものと考えられる。もし、処理装置に delay line を使うことを許せば、位相切り替えされた区間同志のビート出力の差をとり、スプリアスビートを打消すことで可測限界を高い方へ広げることにも可能ではある。また、低い方の可測限界は、機器としては、ダミーケーブルを入れて、電波走行路長を長くしてしまえば、問題はないが、極端にアンテナが地面に近づいたときには、 $\tau$  として何を測っているのかわからなくなり、電波高度計のそもそもの原理を考え直さねばならない。

位相の連続性を利用したドプラ周波数検出方式は、簡単な、対地速度検出方式の可能性を示唆している。

今後に残される課題としては、

- ① 三位相切り替え方式の試作による確認。
- ② 反射面が水面であるときの問題。
- ③ 実際に航空機へ搭載する際の問題点と、その解決、——たとえば、アンテナの向き。
- ④ 高度情報と、対地速度情報とを組合せて、良い推定値を得る方式の検討、並びに、その自動着陸等制御系への連携の問題などがあげられる。

文献[14]は、正弦波 FM 計数方式に連続位相回転移相器を付加したシステムを提案している。計数方式の改善法としての考え方は同じであるが、

- (1) 混合器のローカル分岐に移相器を入れたために、移相器を通して、移相をうけない送信信号が漏れ、これとローカル信号とのビートが、受信信号とのビートをマスクする問題が生じること、
- (2) 定速の連続位相回転を生ぜしめる装置が、複雑になること。

などの問題点があり、また、誤差解析、パラメタ設計、汙波時定数の考慮などは全く行なわれていない。

## 謝 辞

自動着陸予備実験装置の使用を快諾していただき、共同研究の形で便宜を計っていただいた航空宇宙技術研究所計測部自動制御第一研究室の堀川勇壮氏に、また御協力いただいた同

研究室真柳光美氏に感謝の意を表す。送受信機の試作に当っては、三菱電機、島田理化(株)の方々の手をわずらわした。

なお本研究は、多くの人々の直接あるいは間接の共同作業の結果であり、表記氏名は、その代表者にすぎない。ことに、航空機用高度計に関する基礎的調査、実験[9]をされ、その資料を借していただいた本研究所計測部東口 実助教授、位相切り替え方式の原型を提案され[3]、本研究の出発点を提供された同部故田宮潤教授は、もちろんのこと、実験に、製作に熱心に参加された須田幸暉氏、また御協力いただいた井上昭氏並びに計測部 16 号館の職員学生諸氏、車上実験の面倒な運転や機材運搬の労をとられた田中三千夫氏など枚挙にいとまがない。ここに記して、謝意を表する。

1970年7月17日 計測部

### 参 考 文 献

- [1] 丹羽 登, 東口 実: 対地高度計の展望, 航行エレクトロニクス研究会資料 1963年2月25日
- [2] Shaler, J. S.: Radio Guidance Element of the BLEU Automatic Landing System for Aircraft, British IRE 21, 17 (Jan, 1961)
- [3] 田宮 潤: 低高度用高度計に対する一提案, 東京大学宇宙航空研究所計測部輪講会資料49 (Feb. 1963)
- [4] 加藤正昭ほか: FM-CW 電波高度計信号処理の一方法, 昭和44年電気四学会連合大会 2262
- [5] 水町守志ほか: 計数法によるFM-CW 電波高度計信号処理の一改善法, 昭和44年度電子通信学会全国大会 213
- [6] 本山澄夫ほか: 位相切り替え方式によるFM-CW 電波高度計, 昭和45年度電気四学会連合大会 1987
- [7] 川本 勲ほか: 航空機搭載用 CW レーダの反射波について, 昭和45年度電気四学会連合大会 1994
- [8] 加藤正昭: 東京大学工学系研究科修士論文 1969年3月
- [9] 東口 実ほか: 自動着陸用電波高度計の一方式, 昭和40年度電気通信学会全国大会 134
- [10] FAA 編: Second International Aviation R&D Symposium, All Weather Landing Systems September, 1963.
- [11] Hooton, E. N. and Wellington, T. C.: Altimeters for Low Altitude and Flareout, an Investigation of the State of the Art and Equipment Availability, FAA, Report No. 5791-17, June, 1959.
- [12] Saunders, W. K.: Post-war Developments in C-W and F-M Radar, Trans. IRE. 7. (March, 1961)
- [13] Thorne, T. G., Navigation Systems for Aircraft and Space Vehicles, Pergamon Press, 1962
- [14] Kalmus, H. P., Cacheris, J.C., Dropkin H.A.: Non-quantized Frequency-Modulated Altimeter, Journal of Research of the NBS, Vol 50, No. 4 p 215, April 1953.
- [15] 岡田 実: 航空電子装置, 日刊工業新聞社 昭和41年

#### 附録 1 航空機が対地速度を持っているときの LFMCW 電波高度計ビート信号

航空機が地面から一定の速度  $v$  で遠ざかるとすれば、第 1 編 2.3 の記号を用いて、高度



$h$ , 走行時間差  $\tau$  は

$$\begin{aligned} h &= h_0 + v\tau, \quad \tau = 2h/c = \tau_0 + \alpha t, \\ \tau_0 &= 2h_0/c, \quad \alpha = 2v/c, \quad \alpha \ll 1 \end{aligned}$$

と書ける. 第1-2図のように時間原点その他を決めれば,  
送信瞬時周波数は

$$f_t = \begin{cases} f_0 + \frac{F}{2} + Ft/T_1, & -T_1 < t < 0 \\ f_0 + \frac{F}{2} - Ft/T_2, & 0 < t < T_2 \end{cases}$$

瞬時位相を  $\varphi_t$  とすれば,

$$\frac{1}{2\pi}\varphi_t = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}\varphi_0 + \left(f_0 + \frac{F}{2}\right)t + \frac{1}{2}Ft^2/T_1, & -T_1 < t < 0 \\ \frac{1}{2\pi}\varphi_0 + \left(f_0 + \frac{F}{2}\right)\tau - \frac{1}{2}Ft^2/T_2, & 0 < t < T_2 \end{cases}$$

となる. したがって, 受信位相  $\varphi_r$  は

$$\frac{1}{2\pi}\varphi_r = \begin{cases} \frac{1}{2\pi}\varphi_0 + \left(f_0 + \frac{F}{2}\right)(t(1-\alpha) - \tau_0) + \frac{1}{2}\frac{F}{T_1}(t(1-\alpha) - \tau_0)^2, & -T_1 < t < 0 \\ \frac{1}{2\pi}\varphi_0 + \left(f_0 + \frac{F}{2}\right)(t(1-\alpha) - \tau_0) - \frac{1}{2}\frac{F}{T_2}(t(1-\alpha) - \tau_0)^2, & 0 < t < T_2 \end{cases}$$

となり, 混合器出力ビートの位相  $\varphi_m$  は,

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi}\varphi_m &= \frac{1}{2\pi}(\varphi_t - \varphi_r) \\ &= \begin{cases} \left\{ \left(f_0 + \frac{F}{2} - \frac{1}{2}\frac{F\tau_0}{T_1}\right)\tau_0 + \left\{ \left(f_0 + \frac{F}{2}\right) + (1-\alpha)\frac{F}{T_1}\tau_0 \right\} t \right. \\ \quad \left. + \alpha\left(1 - \frac{\alpha}{2}\right)\frac{F}{T_1}t^2 \right. & -T_1 < t < 0 \\ \left\{ \left(f_0 + \frac{F}{2} + \frac{1}{2}\frac{F\tau_0}{T_2}\right)\tau_0 + \left\{ \left(f_0 + \frac{F}{2}\right)\alpha - (1-\alpha)\frac{F}{T_2}\tau_0 \right\} t \right. \\ \quad \left. - \alpha\left(1 - \frac{\alpha}{2}\right)\frac{F}{T_2}t^2 \right. & 0 < t < T_2 \end{cases} \end{aligned}$$

それぞれ第1項: 固定位相項, 第2項: 固定周波数項, 第3項: 周波数変化項.

$-T_1 < t < 0$  区間の平均周波数を, この間の位相回転/ $2\pi$  を  $T_1$  で割ったものと定義すれば,  $\alpha \ll 1$  として

$$f_0\alpha + \frac{F}{T_1}\left(\tau_0 - \frac{\alpha T_1}{2}\right) \quad (>0)$$

を得る.  $0 < t < T_2$  区間の同様の量は

$$f_0\alpha - \frac{F}{T_2}\left(\tau_0 + \frac{\alpha T_2}{2}\right) \quad (<0)$$

となる.



## 附録2 LFMの変調特性の非線型性

三角波の上昇半区間のみを考える。本文第1-2図参照。

送信瞬時周波数に非線型項  $\frac{\Delta}{T_1} t^2/2$  をつけ加えて

$$f_0 + \frac{F}{T_1} t - \frac{\Delta}{T_1^2} \frac{t^2}{2}$$

とする。  $t=T_1$  で  $f_0 + F - \frac{\Delta}{2}$  となる。

送信瞬時位相  $\phi_t$  は

$$\frac{1}{2\pi} \phi_t = \frac{1}{2\pi} \phi_0 + f_0 t + \frac{F}{T_1} \frac{t^2}{2} - \frac{\Delta}{T_1^2} \cdot \frac{t^3}{6}$$

受信瞬時位相  $\phi_r$  は

$$\frac{1}{2\pi} \phi_r = \frac{1}{2\pi} \phi_0 + f_0(t-\tau) + \frac{F}{T_1} \frac{(t-\tau)^2}{2} - \frac{\Delta}{6T_1^2} (t-\tau)^3$$

ゆえに、ビート信号位相  $\phi_m$  は

$$\frac{1}{2\pi} \phi_m = f_0 \tau - \frac{F\tau^2}{2T_1} \left(1 + \frac{\tau}{3T_1} \frac{\Delta}{F}\right) + \frac{F\tau}{T_1} t \left(1 + \frac{\Delta}{F} \frac{\tau}{2T_1}\right) - \frac{\Delta\tau}{2T_1^2} t^2$$

$T_1$  区間のビートの総位相回転量/ $2\pi$  を  $x$  とすれば、本来  $x=F\tau$  のはずであるが、 $\Delta$  の存在のために上式から

$$x = F\tau \left(1 + \frac{\Delta}{F} \frac{\tau}{2T_1} - \frac{\Delta}{2F}\right)$$

を得る。要請から  $\tau \leq 1 \mu\text{s}$  (150 m 相当) で良いし、 $T_1 = 1 \text{ m sec}$  と仮定すれば、 $\tau/T_1 \ll 1$  なので、

$$x = F\tau \left(1 - \frac{\Delta}{2F}\right) = \left(F - \frac{\Delta}{2}\right) \tau$$

これから、 $\tau$  と  $x$  の関係はほとんど直線的で、 $F$  かわりに  $F - \Delta/2$  (つまり、瞬時周波数で考えた周波数偏移) を用いるつもりでいけば問題はない。

## 附録3 SFMSB方式と位相切換式 LFM 計数方式との比較

SFMSB方式の原理は次のごとくである。送、受信信号をそれぞれ(1)、(2)式で表わしたとき、受信信号は、送信信号の中心周波数を  $\omega_i/2\pi$  だけシフトしたものと混合され、 $\omega_i$  中心のビート信号(3)式がとり出される。

$$\text{送信信号} = A \cos\left(\omega t + \frac{\Omega_s}{p} \cos pt\right) \quad (1)$$

$$\text{受信信号} = B \cos\left(\omega(t-\tau) + \frac{\Omega_s}{p} \cos p(t-\tau)\right) \quad (2)$$

$$\text{ビート信号} = \frac{AB}{2} \sin\left(\omega_i t + \omega\tau + \frac{\Omega_s}{2p} \sin \frac{p\tau}{2} \sin\left(pt - \frac{p\tau}{2}\right)\right) \quad (3)$$

ビート信号より、キャリア成分に対する第一測帯波成分の振幅の比率を求めると、 $p\tau \ll 1$  なら

$$r = \left\{ \frac{AB}{2} J_1(\Omega_s \tau / 4) \right\} / \left\{ \frac{AB}{2} J_0(\Omega_s \tau / 4) \right\}, \quad (J_n(x) \text{ は Bessel 関数}) \quad (4)$$

となり、

$$\Omega_s \tau < 1 \text{ のとき } r \doteq \Omega_s \tau / 8 \quad (5)$$

を得る。  $\Omega_s \tau \geq 1$  では、  $\Omega_s \tau$  と共に  $dr/d(\Omega_s \tau)$  は急速に落ちてゆくから使えない。

一方、着陸用として考えると、第1編1に示したごとく、150m以下で作動し、30m以下が確実に計れなければならないが、  $2\pi F_s \tau < 1$  より

$$\tau = 1 \mu\text{sec}(150\text{m}) \text{ で } F_s < 1/2\pi \text{ MHz}$$

$$\tau = 0.2 \mu\text{sec}(30\text{m}) \text{ で } F_s < 5/2\pi \text{ MHz}$$

と、  $F_s$  に限界がある。高い方と低い方は  $F_s$  を切り替えて使うとしても、30m以下で切り替えを行なうのは危険で許されないから、そこでは、

$$F_s < 5/2\pi \text{ MHz} \doteq 1 \text{ MHz}$$

と考えるべきである。以下  $F_s = 1 \text{ MHz}$  とする。

また、SFMSB方式の量にはサフィクス  $s$  を、位相切り替え LFM方式の量にはサフィクス  $l$  をつける。共通量にはこれをつけない。

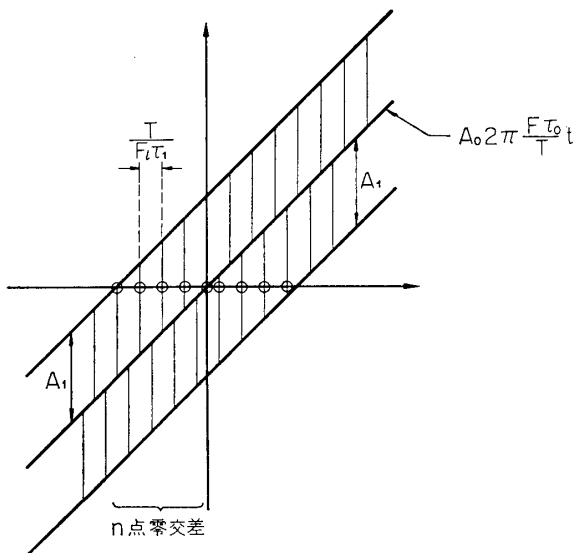
a. 多重伝ぱん路の影響

主経路の受信複素振幅を  $A_0$ 、時間遅れを  $\tau_0$  とし、いくつかの副経路の受信複素振幅を  $A_k$ 、時間遅れを  $\tau_k$  ( $k \geq 1$ ) とする。

**SFMSB 方式**

$$\text{出力} = \left| \frac{\sum_{k \geq 0} A_k J_1(\Omega_s \tau_k)}{\sum_{k \geq 0} A_k J_0(\Omega_s \tau_k)} \right| \doteq \frac{\Omega_s \tau_0}{8} \left| 1 + \sum_{k \geq 1} \frac{A_k \tau_k}{A_0 \tau_0} \right| \left| 1 + \sum_{k \geq 1} \frac{A_k}{A_0} \right| \quad (6)$$

**LFM 方式**



変調三角波半周期はTである。

第 A-1 図 LFM方式における多伝ぱん路の影響

第 A-1 図には、主経路 ( $A_0, \tau_0$ ) と副経路 ( $A_1, \tau_1$ ) の一つずつがあり、かつ  $|A_0| \gg |A_1|$ 、 $\tau_1 \gg \tau_0$  の場合の主経路によるビート信号の零交差附近の様子が描いてある。細かいたて線は、副経路によるビート信号の主経路ビートへの重畳を、せん頭値点だけで表わしたものの。

主経路ビートの傾斜は  $|A_0| 2\pi \cdot F_t \tau_0 / T$  であり、副経路のビートの周期は  $T / (F_t \tau_1)$  であるから、左側あるいは右側だけの上方向零交差平均値  $n$  は、

$$n \left( \frac{T}{F_t \tau_1} \right) \cdot |A_0| 2\pi \frac{F_t \tau_0}{T} = |A_1|$$

を満たすはずである。位相切り替えの効果もあり、位相は互いに無相関とす

れば、左右零交差和は、

$$2n = \frac{|A_1|\tau_1}{\pi|A_0|\tau_0} \quad (7)$$

三角波半周期間の主経路による波数は  $F_1\tau_0$  であるから、図の効果を含めた半周期上下両方向零差数は、(7) を使って

$$2F_1\tau_0(1+2n) = 2F_1\tau_0 \left( 1 + \frac{|A_1|\tau_1}{\pi|A_0|\tau_0} \right) \quad (8)$$

### 比較

(6) (8) は、ほぼ同じ効果を表わしている。

#### b. Doppler effect による平滑

本文中でも述べたように、LFM 計数型では Doppler effect によるステップ誤差の平滑作用がある。

SFMSB 方式では、このようなことはない。

#### c. 伝ぱん路特性のランダムな変化、

第 1 編 3.2.d で結論したごとく、着陸時の伝ぱん路特性のランダムな変化は 0.25 秒程度の時定数を有する。しかるに、センサとして許される遅れは、第 1 編 1.1 から 0.05 秒であるから、伝ぱん路特性のゆらぎを平滑することはできない。これは両方式とも同じである。

#### d. 以上の効果を見無視したときの精度

——スプリアスビートとステップ誤差——

ここでスプリアスビートというのは、混合器において、主にローカル信号が、回路不平衡のために、機器内で多重反射を起したもの、あるいは、送受アンテナ間を漏洩した送信信電力の一部などが、ローカル主信号とビートをとられて出力に現われたものである。

今比較している低高度高度計では、受信機入口の白色雑音の効果が現われるまでに、このスプリアスビートで高い方の可測限界がおさえられるので、白色雑音は考えない。

### SFMSB 方式

スプリアスは送信信号と完全にコヒーレントだから、汨波平滑は不可能であり、また、誤差に線型に効く。

受信信号振幅  $A$  に対するスプリアスの比を  $\sigma$  とする。

$$\text{ビート受信信号} = AB\Omega_s\tau/16 \quad (9)$$

$$\text{スプリアスビート} = \sigma AB/2 \quad (10)$$

よって誤差  $\Delta\tau_s$  は

$$\Delta\tau_s = \frac{8\sigma}{\Omega_s} = \frac{4\sigma}{\pi F_s} \quad (11)$$

### LFM 方式

第 2-20~24 図でも知られるように、スプリアスの信号振幅に対する比  $\sigma$  が 1 より大きいときは、スプリアスの零交差が計数されることになってしまうが、 $\sigma$  が 1/2 より小さければ、スプリアスビートの波打ちの様子は、高度の高い所の受信ビートのそれよりゆるやかで

あり、低い所の受信ビートは十分スプリアスに対抗でき、結局、高々変調 1 周期内の端でカウントミスを生ずるのみと考えられる。その様子を第 A-2 ㊶ 図に示す。N 位相切り替えをやっていると、位相切り替えが一巡する間に、最大何カウントをするかは、σ と N の関数である。今、特に N=3, N=5 の場合を考えることにすれば、第 A-2 ㊷ 図に示すように、スプリアスビートの振幅を a, 受信ビートの振幅を A とすると、

N=3 のとき            a < a<sub>1</sub> ならたかだか 1 カウント  
                              a<sub>1</sub> < a ならたかだか 2 カウント  
 N=5 のとき            a < a<sub>2</sub> ならたかだか 1 カウント  
                              a<sub>2</sub> < a < a<sub>3</sub> ならたかだか 2 カウント  
                              a<sub>3</sub> < a ならたかだか 4 カウント

のミスを一端で生ずる。(ただし三角波上行下行両区間を含めて考えている)

以下、一端でたかだか 1 カウントミスを生ずる程度のスプリアスを考える。(N~3, 5 位を考慮)

最悪の場合両端合わせて 2 カウントミスを生ずる、  
 1 周期当りに正規化して 2/N カウント。

ステップ誤差 1/N を加えて、3/N カウントの誤差となる。故に総合遅延時間誤差

$$\Delta\tau_i = \frac{3}{2F_i N} \tag{12}$$

を得る。(かなりの over-estimate であり、あくまで比較のための式)

**比較**

(11) と (12) が等しくなる σ を求めてみよう。

$$F_s \cdot \pi / 4 \sigma = F_i \cdot 2N / 3 \tag{13}$$

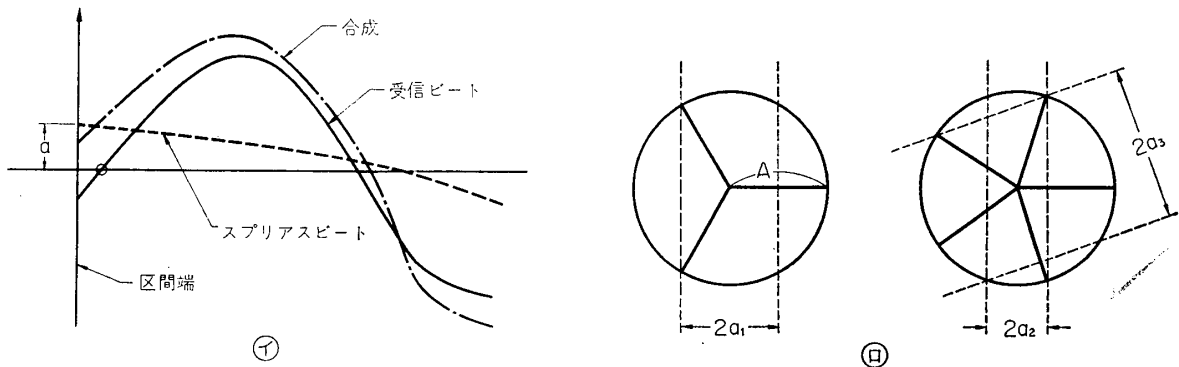
仮定より F<sub>s</sub> = 1 MHz, F<sub>i</sub> = 100 MHz,

$$\therefore \sigma = \frac{F_s \cdot \pi}{F_i \cdot 4} \cdot \frac{3}{2N} = \frac{1}{100} \times \frac{1.18}{N}$$

N=3 とすれば    σ ≐ 1/300

N=5        "        σ ≐ 1/500

で、これは、(12) 式の相当な over-estimate を考慮せずとも相当厳しい条件である。



第 A-2 図 スプリアスビートの影響