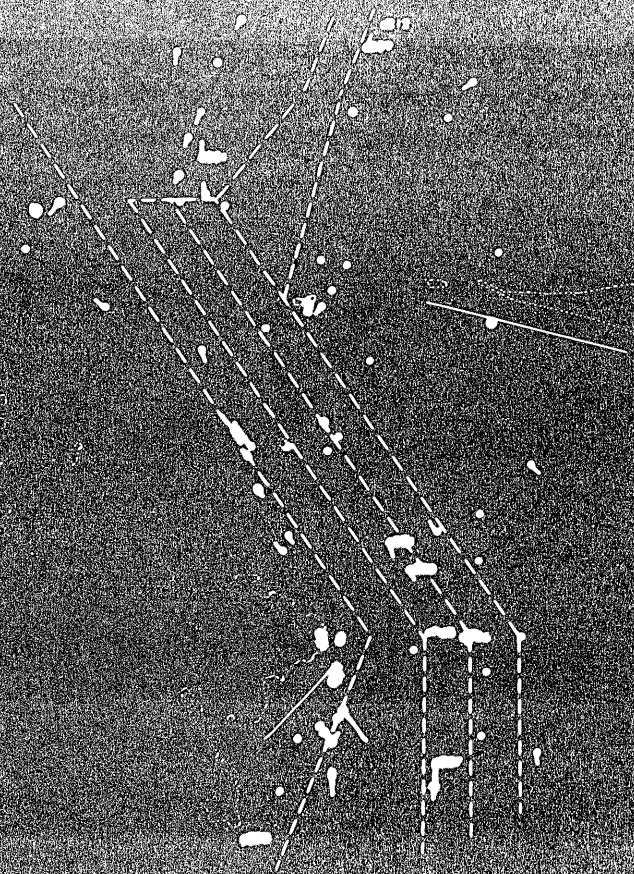
ELECTRONIC NAVIGATION REVIEW

電波航法



JACRAN: 26

1980

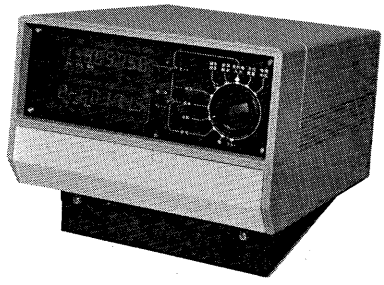
電波航法研究会 発行

Published by the Japanese Committee for Radio Aids to Navigation

セナーロランC受信機およびプロッタ

当社は，全自動ロランＣ受信機およびデッカ又はロランＣ受信機用のプロッタを開発し，新製品として賃貸，販売をしております。

セナーロランC受信機 ＬＬＣ－80

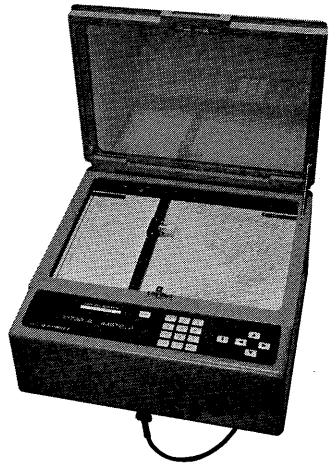


マイクロコンピュータの採用による性能，信頼性の向上を計った新しいロランＣ受信機

特　長

- ○緯度，経度の直読
- ○針路，船速の表示
- ○目的地入力による大圏航路の設定
- ○小型軽量，取扱容易

セナープロッタ10350



デッカ受信機またはロランＣ受信機と結合して，メルカトール図法で航跡を記録する新プロッタ

特　長

- ○縮尺可変
- ○９個の目的地入力可能
  （目的地の方位，距離表示機能付）
- ○緯度，経度又は時間差の直読
- ○図外追跡可能

sena セナー株式会社

本　　社　東京都千代田区内幸町２－１－１

TEL　(03) 502-1881(代表)・506-5331

札幌営業所　札幌市中央区南１条西１－１(東ビル)
TEL　(011)231-8421(代表)

仙台営業所　仙台市中央2-8-16(仙台東京海上ビル)
TEL　(0222)63-0171(代表)

東京営業所　東京都港区西新橋1-4-10(第３森ビル)
TEL　(03) 502-0341(代表)

神戸営業所　神戸市生田区栄町通３－11(大栄ビル)
TEL　(078)331-7292(代表)

福岡営業所　福岡市中央区天神１-14-16(三栄ビル)
TEL　(092)711-1451(代表)

—目　　次—

CONTENTS

巻 頭 言 ……庄 司 和 民…(2)
Foreword　Kazutami SYOJI

研 究 調 査
Research and Investigation

ロランC電波による時刻及び周波数の比較……小 野 房 吉…(3)
Time and Frequency Comparison by Loran-C Radio　Fusakichi ONO

電波によるリモートセンシング……鈴 木　　務…(13)
Remote Sensing Techniques by Radio Wave　Tsutomu SUZUKI

航空・海上技術衛星計画の概要……渡 辺 泰 夫…(17)
Outline of the Aeronautical/Maritime Engineering Satellite Programme　Yasuo WATANABE

NAVSTAR/GPS の展望 ……木 村 小 一…(23)
A Review of NAVSTAR/GPS　Koichi KIMURA

展　　望
Observation

ヨーロッパにおける橋梁下航行援助施設……庄 司 和 民…(37)
Aids to Navigation under Bridges in Europe　Kazutami SYOJI

研究会記事
Record

電波航法研究会　昭和54年度事業報告 ……事　務　局…(42)
Record of the Work Carried Out by the Japanese Committee for Radio Aids to Navigation During Japanese Fiscal Year 1979　Secretariat

表紙の写真：　東京湾海上交通センターのレーダ映像

巻　頭　言

(FOREWORD)

会　長*　庄　司　和　民
President　Kazutami　SYOJI

来年のことを云えば鬼が笑うという諺がありますが，今年は 1980 年ですから来年は 1981 年で本会設立満 30 周年にあたります。

創立 20 周年記念号である「電波航法」第 13 号をひもといてみますと，当時の会長松行利忠氏の巻頭言にはじまり，創立当時の思い出やら途中の変遷を経て，幾多の先輩の苦労の賜として今日の基礎がきづかれ，発展して来た様子がよく分ります。この間，電波航法研究会は，行政府，利用者，メーカーの間に学識経験者が入って，共通の問題に対して討議を進めるという形で誠に妙味のある運営がなされ斯界の発達に大変な貢献をしてきたと自負することができます。

創立当時はレーダーとロランと音響測深儀が主な議題であったものが，20 周年の頃までには，デッカ，レーダービーコン，ハーバーレーダー，オメガ，NNSS，ドプラーソナーと進み，20 年目から来年迎える 30 年目までの間は，NNSS の爆発的な普及，オメガ局の完成，日本におけるデッカチェーンの完成，IMCO におけるレーダーを利用した自動衝突防止計算装置や，デイファレンシァルオメガの検討，カラー魚探や最適型オートパイロットの開発，等々が挙げられます。

また，交通管制システム，グローバル・ポジショニングシステム (GPS)，救難システム等が話題にのぼって来ました。

この時機における電波航法の発達は，電子計算機技術，なかでも，LSI の発達から来るマイクロプロセッサーの発展による所が大きいということができましょう。

今後は，超 LSI も開発され，さらに進んだソフトウエアを組込まれたハードウエアが出現することでしょう。しかしこのことは，先に述べた行政者，利用者，メーカーそして学識経験者からなる電波航法研究会の果すべき役割が一層望まれるのではないかと思います。

(* この巻頭言は副会長ご在職当時にご執筆頂いたものです——幹事)

電波航法 Electronic Navigation Review
No. 26 (1980)

研究調査

Research and Investigation

ロラン C 電波による時刻及び周波数の比較

海上保安庁水路部
小野房吉

Time and Frequency Comparison by Loran-C Radio Wave

Hydrographic Department, Maritime Safety Agency
Fusakichi ONO

1. まえがき

通常 1 ms までの時刻及び $\pm 1\times10^{-8}$ までの周波数の比較には短波の標準電波が利用されるのであるが，1 ms を超え，1 μs までの時刻及び $\pm 1\times10^{-9}$～10^{-12} に到る高精度な周波数比較には，長波を用いた伝播特性の安定なロランC電波が最も有効である。

ロランC電波は米国コーストガードが運用する航行援助を目的とする電波であるが，その運用思想が，CCIR が各国に勧告している無線周波数の有効利用の線に副うもので，航行援助目的以外の利用者即ち時刻又は周波数標準としての利用者にも役に立つよう，配慮して運用されている。発射電波は中心周波数が 100 kHz のパルス変調波であり，パルスのくり返し周期が USNO（米国海軍天文台）が原示する米国の UTC（協定世界時）時系に一定の関係で同期しており，時刻の基準として利用できるのである。しかし発射パルスのくり返し周期は一般の時刻のきざみ一秒に対して必ずしも整数比の関係になく，およそ 50,000 μs から 100,000 μs までの間を 100 μs 単位で区切るチヤンネル割当て方式となっており，しかも各パルスには時分秒の識別マークはなく勿論アナウンスもないから，これを時刻の基準として利用するためには多少の工夫が必要である。以下，当部で実行している利用法について概設する。

2. パルスの時刻表示

前述のごとくロランCパルスは，一定の間隔のくり返しパルスがただのべつ発射されているだけであるから，特定のパルスが何時何分に対応するかは，別の何らかの方法によって知らなければならない。そこで通常これと比較する時計のクロックパルスは，短波の標準電波，あるいはラジオ，テレビの時報等によってあらかじめ ±1/100 秒程度には整合されているものとする。かようにだいたい整合された当該時計の秒信号位相を，更に高精度に校正するためにロランCパルスを利用する。個々のロランCパルスの UTC に対する発射位相は，事前に USNO から，次年分の位相情報が公表されるので，それを利用して特定の受信パルスの位相が如何であったかを算出する。

位相情報は3つの表から成り，まず第1表ではその年月日の最初に UTC の秒信号とロランCパルスの立上がりが一致する時刻が掲げられている。第2表は第2回目以後の UTC 秒信号とロランCパルスの一致時刻を算出するためのものである。第3表は，UTC の毎秒の直後に発射される，ロランCパルスまでの時間差が，μs 単位で掲げられている。この3つの表を用いれば，任意の秒信号に対して，その直後に発射されるロランCパルスの位相が知れるから，比較した時計の ΔT（修正値）を μs の桁まで知ることができる。尚，高性能電卓が容易に入手できる今日では，第2，第3表は必ずしも必要ではない。一定のくり返し周期の倍数として勘定すればすむことだからである。第1表は，時刻の起点を与えると云う意味で重要であるが，これも毎日値が必ず必要と云うものではない。くり返しは一定なのであるからある日ある時の一致時がわかれば，過去値，未来値は算出できるからである。ただし「うるう秒」が置かれた時はそれ以後一秒ずれることは当然である。

計算例

1980年3月1日1時17分15秒 UT の直後に発射されるロランC主局パルスの立上がり位相を求める。

$0^h\ 7^m32^s$……'80.3.1 を引数に第1表から

+) 1 6 28 ……第2表から

$1^h14^m00^s$……与時直前の一致時刻

～ 1 17 15

3^m15^s……一致時刻からの経過時間

13200 (μs)……3^m15^s を引数に第3表から

即ち，80年3月1日1時17分15秒の直後に発射される，ロランC主局パルスの立上がり時刻は，1時17分15.013200秒である。

つぎに，同じ例を第1表のみを使って求めてみる。

$0^h\ 7^m32^s$……第1表

～ 1 17 15^s……与時

$1^h\ 9^m43^s$……一致時からの経過時間

4183^s……$1^h9^m43^s$ の秒値

4183

÷0.0997 ……ロランCパルスのくり返し

41955.9

41956 ……41955.9 の端数を切上げ

×0.0997

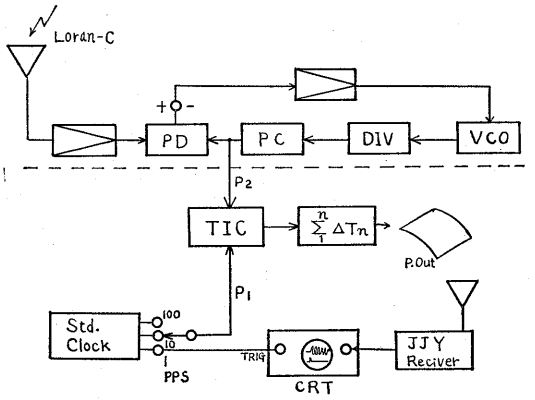
4183.0132 ……この小数部がロランCパルスの立

13200 μs 上がり時刻を示す

この方法で秒信号に引続いて発射されるロランC発射パルスの位相が如何であるべきかが何日でも何ケ月でも未来又は過去値について任意に算出することができる。尚 80 年1月から3月までの第1表，第2表，第3表の一部を項末（付表 1, 2, 3）に掲げたので参照されたい。

3. 比較ブロック図

第1図に比較ブロック図を示した。この図で点線から上の部分が，発振器制御式のロランC受信器である。構成は，通常 10 MHz の電圧制御発振器 (VCO)，くり返しパルス発生器 (DIV, PC) 位相比較器 (PD)，ロランCチューナから成り，局部発振器としての VCO から作られるくり返しパルス P_2 がロランC電波の受信位相と PD で比較され，この比較電圧を VCO に制御電圧として供給し，発振周波数及び位相を受信電波の平均値に一致させるいわゆる位相同期受信システムである。点線から下の部分がローカルな時計とその比較装置である。時計は通常高安定な発振器（水晶又は原子周波数標準）の出力周波数を適当に分周して UTC に準拠した刻みのクロックパルス（時，分，秒）P_1 を得ている。この時計の指示及び秒信号の位相は，あらかじめ短波の標準電波又はラジオの時報等で UTC に対して少くとも ±1/100 秒以内の偏差で整合がとられているものとする。結局，ロランCのパルスを仲介に時刻比較をすると云うことは前述の方法で作られる，P_1 と P_2 の位相差（時間差）を必要な精度で測定することにつきる。P_1 でタイムインタバルカウンタ (TIC) をスタートしでストップする時間差測定方式である。P_1 として秒信号パルスを用いれば毎1秒に測定値が得られ，1/10 秒パルスを用いれば1秒間に 10 回の測定値が得られる。この場合の測定精度は P_1 の位相のふらつき，TIC の分解能によって治まるが，通常，P_1 のふらつきは ±0.2～0.3 μs，TIC は 0.1 μs であるので，測定精度を上げるには複数回の測定の平均をとることになる。しかしここではこのような高精度測定については言及しないことにして，時刻校正の方法について説明する。



第1図 ロランC時刻比較ブロック図

4. 時刻の校正

第1表はロランCの北西太平洋チェン（くり返し周期 99700 μs）について第1図の方法による毎秒の測定値の

第1表

経過時間 (s)	測定値 (μs)
1	21756
2	18755
3	15755
4	12756
5	09755
6	06755
7	03756
8	00755
9	97456
10	94456
11	91456
12	88456
13	85456
14	82456
15	79456
⋮	⋮

様子を示したものである。測定値の下2桁がほとんど変化がないのは，ロランCパルスのくり返し設定が 100 μs を単位としているためである。一秒毎に 3 ms ずつ小さくなっているのは，くり返し周期 99700 μs が 100,000 μs より 300 μs 短く，それが 10 回で 3 ms となり，ロランCパルスの位相が，UTC の秒信号に対しては，毎秒 3 ms づつ進むからである。下1桁が時の経過とともに変化がなければ，時計の基準発振器の周波数が標準に等しいことを示し，この例のように僅かずつ増加していれば，時計の発振器の周波数が標準値より少し高いことを示す。

さて，第1表の例が 1980 年3月1日 $2^h55^m00^s$ UTC に引続いて測定されたものとすると，先の計算例にならって

$$\begin{array}{r} 0^h\ 7^m32^s \\ 2\ 46\ 10 \\ \hline 2\ 53\ 42 \\ \sim\ 2\ 55\ 01 \\ \hline 1^m19^s \end{array}$$

62100 μs

つまり，1980 年3月1日 $2^h55^m1^s$ UTC の次に発射されるロランCパルスの立上がりは 62100 μs 遅れた時刻であり，このことは逆に UTC の秒の立上がりが，このロランCパルスより前 62100 μs であったことであるから，この時計の偏差 (ΔT) は測定値 21756 μs との差 40344 μs となる。ただし，この値はロランCパルスの発射値であるから，送受信点間に距離がある場合は，その距離に対応する電波伝播時間を補正しなければならない。

5. 電波伝播時間の補正

ロランC電波の地表波は測地線（大円）に副って伝播すると考えられるので，次の掲げる式で測地線長を計算し，電波伝播速度を仮定して，電波伝播時間を求める。

$$\beta=\tan^{-1}\left(\frac{b}{a}\tan\varphi\right) \tag{5.1}$$

$$\chi=\cos^{-1}(\sin\beta_1\sin\beta_2+\cos\beta_1\cos\beta_2\cos(\lambda_1-\lambda_2) \tag{5.2}$$

$$A_0=(\sin\beta_1+\sin\beta_2)^2 \tag{5.3}$$

$$B_0=(\sin\beta_1-\sin\beta_2)^2 \tag{5.4}$$

$$P=\frac{(a-b)(\chi-\sin\chi)}{4(1+\cos\chi)} \tag{5.5}$$

$$Q=\frac{(a-b)(\chi+\sin\chi)}{4(1-\cos\chi)} \tag{5.6}$$

$$d=a\chi-A_0Q-B_0Q \tag{5.7}$$

（コースガード資料）

但し　a＝地球の長半径（＝6378.137 km）

b＝地球の短半径（＝6356.752 km）

$\varphi_1, \lambda_1, \varphi_2, \lambda_2$ は送受信点の経緯度

β_1, β_2 は φ_1, φ_2 を (5.1) 式で球面値に変換した値

χ＝二点間の角距離でラジアン

d＝測地線長

次に電波伝播時間 τ は，実験式

$$\tau=\frac{d}{v}+\alpha d+\xi+\frac{\gamma}{d} \tag{5.8}$$

v＝0.2996912 km/μs

α＝0.002155 μs/km

ξ＝−0.4076 μs

γ＝38.67 μs/km

（計量標準研連時小委資料）

この式は d＝500 km 以上に適用する。

計算例．送受信点の経緯度を与えて，その間の測地線長及び電波伝播時間を求めるのであるが，ここでは紙面の都合上，与えた位置及び結果のみを掲げておく。

主局の位置　φ_1＝ 24°48′ 4.″10N

λ_1＝141°19′29.″00E

受信点の位置　φ_2＝ 35°39′41.″42N

λ_2＝139°46′10.″53E

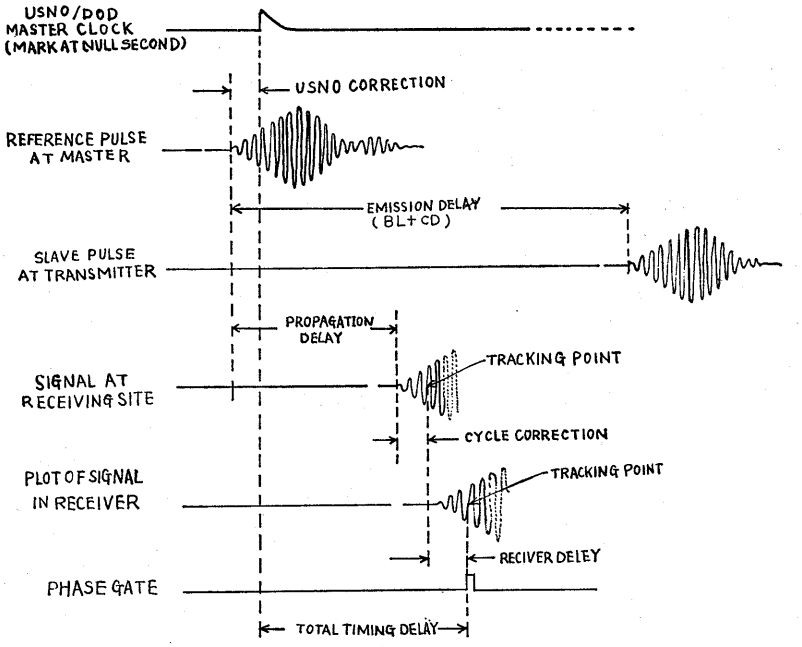
答：測地線長　d＝1213.173 km

電波伝播時間　τ＝4050.3 (μs)

4 節で求めた ΔT＝40344 μs に τ＝4050.3 μs を加えて，受信点の値とする。この他正確を要する場合は，ロランC受信機の遅れ，アンテナ回路の遅れ等，考えられる必要な補正はすべて行わなければ 1 μs までの正確な値とはならない。又，利用した局が従局の場合は，主従局間の基線上の伝播時間 (BL)，コーデングディレー (CD) は当然改正する。第2図はこれらすべての補正量の一覧である。

6. 時間差の高精度測定

受信電波は伝播途中において，空電その他の雑音によって細かな位相変調を受けるから TIC の分解能が如何に高くても単一測定では高精度が期待できない。そこで通常受信方式は平均的な位相に追尾する機械的な位相追尾受信，又は VOC を用いた位相同期受信方式が採用される。何れの方式を採用するにしても，基本的には長時間の平均位相を測定して，高精度を期待することに変わりはない。筆者の測定方法は，第1図に示したごとく水晶の高感度 VCO を，受信電波の平均位相に同期させる位相同期受信方式である。この同期パルスと時計の比較パルスとの時間差を周期的に測定し，この測定値の N 回積算値を出力し，N 回の移動平均から時間差を知る



第2図　ロランC時刻比較改正量

方法である。ロランCパルスと時計の秒信号又は 1/10 秒パルスを比較する場合，ロランCパルスのくり返し周期は 100 μs 単位であるから，測定値の 100 μs 以下の桁は第1表に示した如く発振器の微小周波数偏差に対応した変化しか示さないので，個々の測定値の積算平均が容易に実行できる。第2表は第1図の方法で水路部の高安定水晶発振器を基準にした標準時計の 1/10 秒パルスとロランC同期パルスとの時間差測定値を，毎回 1 μs まで測定し，その 1000 回積算値を出力した実測値である。したがって各出力値の時間々隔はロランCパルスのくり返し周期の 1000 倍で，99.7 秒になる。1000 回積算値であるから平均位相差は，小数点を3桁前へ移動させればよく，最終桁が 1/1000 μs に対応する。この数値を見ると，単なる算術平均

$$\overline{\Delta T}=\frac{1}{n}\sum_{1}^{n}\Delta T_n \qquad (6.1)$$

でも ±2/100 以内に納っていることがわかる。更に移動平均

$$\left.\begin{aligned} A_1&=\frac{a_1+a_2+a_3+\cdots+a_{11}}{11}\\ A_2&=\frac{a_2+a_3+a_4+\cdots+a_{12}}{11}\\ A_n&=\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \end{aligned}\right\} \qquad (6.2)$$

但し，$a_n=\overline{\Delta T}_n$

を勘定したものが，第2欄であり，この数字の動きを見ると，ナノ秒まで安定した動きを示し，この桁まで信用

第2表

測定値 (μs)	移動平均	レート (−差)	測定値 (μs)	移動平均	レート (−差)
14.588			13.810	.824	−22
14.564			13.775	8.24	−23
14.559			13.766	.801	−25
14.538			13.786	.776	−21
14.517			13.790	.755	−24
14.470	.461	−31	13.768	.731	−24
14.456	.430	−31	13.748	.707	−23
14.413	.399	−34	13.700	.684	−23
14.366	.365	−36	13.659	.661	−25
14.320	.329	−37	13.648	.636	−27
14.278	.292	−36	13.587	.609	−27
14.247	.256	−39	13.545	.582	−26
14.222	.217	−38	13.530	.556	−24
14.190	.179	−37	13.515	.532	−20
14.140	.142	−36	13.511	.512	−23
14.105	.106	−37	13.487	.489	−21
14.077	.069	−35	13.475	.468	−20
14.034	.034	−36	13.456	.448	
13.989	.998	−38	13.445		
13.957	.960	−34	13.431		
13.926	.926	−29	13.402		
13.877	.897	−26	13.348		
13.860	.871	−25	13.727		

できる数字であることがわかる。11 個の移動平均としたのは，他意があるわけではなく，対応する時刻を第 1 欄の数の中間にならないように奇数としたまでである。第 3 欄は第 2 欄の第 1 階差でこれを経過時間 (99.7 秒) で徐したものが，比較発振器の周波数偏差 Δf に対応する。今，表の数値で Δf を勘定すると，

$$\frac{\Delta f}{f}=\frac{-31\times10^{-9}}{99.7}=3.1\times10^{-10}$$

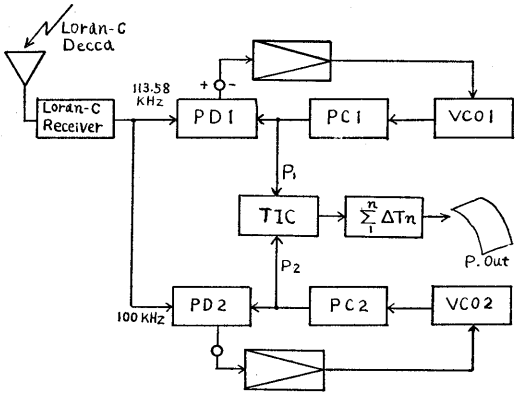
さらに周波数ドリフトは $\Delta f/f$ が時間の経過とともに変化することであるから，第 1 階差の最初と最後の数値から

$$\frac{(31-20)\times10^{-9}}{99.7}\times\frac{3600\times24}{99.7\times34}=2.8\times10^{-9}/\text{日}$$

となる。もっともこのような短時間比較値から 1 日当りのドリフトを出しても意味は少ないが，ここでは測定のテクニックについて解説した。

7. 任意周波数の高精度測定

1 MHz とか 5 MHz とか云った端数のない周波数の高精度測定は比較的容易である。端数のついた周波数例えば東北デッカの赤局は 113.580 kHz が公称周波数であるが，このような周波数を 1×10^{-10} のオーダーで測定しようとすると必ずしも容易ではない。ところが次の方法によれば端数のついた周波数の高精度測定が容易に実行できる。次の例は白浜水路観測所でロランC主局の電波を基準にして東北デッカ赤局の公称周波数に対する偏差を測定した際の測定方法である。



第 3 図　ロランCデッカ位相比較ブロック図

第 3 図に測定ブロック図を示した。本来この種の比較測定にはロランC受信器とデッカ受信器を独立に準備すべきであるが，この測定ではデッカ受信器は使用しなかった。それはロランC電波がパルスであり，このようなパルス電波を受信するロランC受信器のバンド幅は相当広く設計されており，バンドの端の方にデッカ電波の混信が期待できたからである。(そしてこのような期待が可能ならば，器機差がキヤンセルされるので測定精度の点からむしろ好ましい) つまり，この測定ブロックではロランC受信器で受信される本来のロランC電波とこれに混入したデッカ電波に同期する二つの VCO 同期回路を用いることで済している。VCO1 の同期原理を説明しよう。VCO1 の出力 10 MHz は 10^6 周期が 0.1 秒，一方 113.580 kHz は 11358 周期が，0.1 秒であり，位相比較器 (PD1) のサンプリングパルスとして VCO1 から作られた 0.1 秒間隔のクロックパルスを用いるとデッカ電波の 113.580 kHz の 11358 周期毎に特定位相の電圧がサンプルされ，この電圧を誤差電圧とする位相同期ループが構成でき，VCO1 の出力位相をデッカ受信波に一定の関係で同期させることを可能にしている。VCO2 のロラン受信電波えの位相同期，回路は第 1 図と全く同じである。さて，こうしてそれぞれの電波に一定の関係で同期した P_1, P_2 の位相差をタイムインタバルカウンタで測定し，この測定値の時間的変化を求めれば，113.580 kHz の公称値に対する $\Delta f/f$ が求まる。即ち時刻 T_1 における TIC の測定値を $\Delta T_1, T_2$ における測定値を ΔT_2 とすると

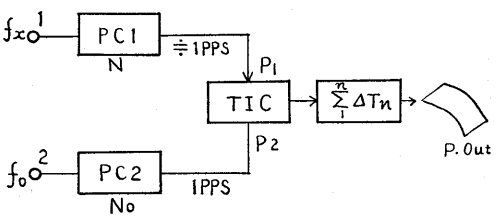
$$\frac{\Delta f}{f}=\frac{\Delta T_2-\Delta T_1}{T_2-T_1} \qquad (7.1)$$

(7.1) 式の符号は基準パルス P_1 で，TIC をスタートし，P_2 でストップするとすると，P_2 の側の発振器の周波数が規程より高いとき ($\Delta T_2-\Delta T_1$) は正となり，低いとき負となる。この方法で TIC の分解能が 0.1 μs とすると，T_1, T_2 の時間々隔が 1 時間のとき，$0.1\times10^{-6}/3600 \fallingdotseq 3\times10^{-11}$ のオーダーの測定が期待できる。

8. 時間差測定の積算による高精度周波数測定

タイムインタバルカウンタの分解能は 10 MHz のクロックを数えるものでは $\pm0.1\,\mu$s である。そのため，ある与えられた時間々隔における測定精度は前述の如く治ってしまう。このような ±1 カウント誤差はデジタル測定器の宿命的誤差で如何ともし難いもので止むを得ないのであるが，以下はこのような場合と標準電波受信による周波対比較の如く，受信波に雑音が含まれ，細い位相変動を伴うものの測定で如何に分解能の高い測定でも単測定では意味がない場合に有効な測定法である。

7 節でデッカの 113.58 kHz とロランCの位相比較について述べたが，第 4 図ではさらに全く任意の周波数の位相比較による高精度周波数測定が可能である。端子 1 に測定すべき周波数 f_x を入力させプリセットカウンタ (PC1) を N にセットすると約 1 pps のくり返しパルス P_1 が得られる。一方 f_0 は基準周波数で PC2 を N_0 にセットすると正確に 1 pps のパルス P_2 が出力され



第4図　標準周波数と任意周波数の位相比較ブロック図

る。そこで P_2 で TIC をスタートし，P_1 でストップすると，P_1, P_2 の位相差が測定される。このとき，P_1, P_2 の位相差測定値が1秒毎に得られ，その値が時の経過とともに変化がなければ $f_x=N$ (Hz) である。位相測定値が変化すれば，TIC の分解能が 1 μs，測定値を ΔT 測定間隔を T_0 秒としたとき

$$f_x=N\left\{\frac{(\Delta T_2-\Delta T_1)\times 10^{-6}}{T_0}\right\} \quad \text{(Hz)} \qquad (8.1)$$

次に，TIC の1回の測定値を n 回積算して出力すると，測定値は

$$[\Delta T]_1^n=\Delta T_1+\Delta T_3+\cdots+\Delta T_n \qquad (8.2)$$

次の n 回積算値は

$$[\Delta T]_{n+1}^{n+n}=\Delta T_{n+1}+\Delta T_{n+2}+\Delta T_{n+3}\cdots+\Delta T_{n+n} \qquad (8.3)$$

(8.2) 及び (8.3) 式は $1/n$ すると，それぞれの中央時刻 T_1, T_2 に対する平均位相差測定値となり，これから周波数偏差 $\Delta f/f$ を求めると，

$$\Delta f/f=\frac{[\Delta T]_{n+1}^{n+n}-[\Delta T]_1^n}{(T_1-T_1)n} \qquad (8.4)$$

ここで T_2-T_1 は $n\cdot T_0$ であるから

$$[\Delta T]_{n+1}^{n+n}-[\Delta T]_1^n=\delta[\Delta T]$$

として

$$f_x=N\left(1-\frac{\delta[\Delta T]}{T_0n^2}\right) \qquad (8.5)$$

となり，通常の周波数測定の精度が測定時間に比例して高くなるのにくらべ，この方法では，およそ測定時間の2乗に比例して高くなることがわかる。つまり先に説明した 0.1 μs の分解能のカウンタによる単一測定では，測定時間々隔を約1時間としてもそれによる測定精度はたかだか 3×10^{-11} のオーダーであるが，(8.5) 式によれば同じ精度が，わづか数分間で達成できることがわかる。第2表の測定例は正にこのような測定思想で実行した測定例で，第1欄の測定値は，分解能 1 μs のタイムインタバルカウンタで，ロランCの基本くり返し周期 99700 μs 毎の測定値を 1000 回積算したものである。したがってこの数値を 1/1000 した 14.588 μs が，その数値の測定の初めから，終りまでの時間，99.7 秒の中間の時刻 49.85 秒に対応する平均位相差測定値である。この数値の並びを見ればわかることく，1 μs の分解能のカウンタを用いたにもかかわらず ±2/100 μs 程度の分解能が確得されたことが理解できるであろう。さらに一連の測定値を用い移動平均をほどこした。第2欄ではナノ秒のオーダーの時計の進み遅れが議論できることがわかる。ただしナノ秒のオーダーの測定を議論するためには 10000 個の測定データが関与したことになる。つまり 1000 秒の測定時間で 10^{-9} 秒の遅進の検出であるから周波数偏差にすると $\Delta f/f$ が 10^{-12} のオーダーである。ちなみに 1000 秒の両端で ±1 μs の測定誤差を許容しなければならない 1 μs 分解能のカウンタによる単一測定では $1\times10^{-6}/1000=1\times10^{-9}$ の測定精度である。

9. UTC から UT1 への補正

UTC はセシウム原子周波数標準器群を基準にして作り上げた AT 秒を単位とし，UT1 との差が1秒以上にならないように，1秒単位で段階調整を行うこととした協定世界時である。地球の自転周期を基準にしてつくられる世界時 UT1 とは本質的に異なるものであるから，正確な UT1 が必要な場合には，標準電波又はロランCを用いて時刻合せされた時計は補正しなければならない。この補正量は，短波の標準電波では，毎分，0.1 秒単位について特別秒信号 (DUT1 と云う) で通報しているから即時補正が可能である。0.1 秒以上については，UT1 は所定の天文台が恒星の観測をしてきめるので，観測結果が得られ，その整約計算が，終了してから出版物として公表されるまで，正確な補正は困難である。我が国では東京天文台が約1カ月前に翌月分の UTC 発射値に補正して UT1 が得られる予報補正値 (UT1-UTC) を公表しているから，これを利用するとさらに精度の高い UT1 が得られる。しかしこれによって得られる精度は予報値は 1/1000 秒まであるが 1/100 秒程度である。これ以上の精度の UT1 を知る必要がある場合は，その日から約 2 カ月後に実際の観測値から整約決定された (UT1-UTC) が公表されるので，それを利用する。この公表値は秒以下4桁まで掲げられているので 1/1000 秒までの UT1 が決定できる。(付表 4, 5 参照)

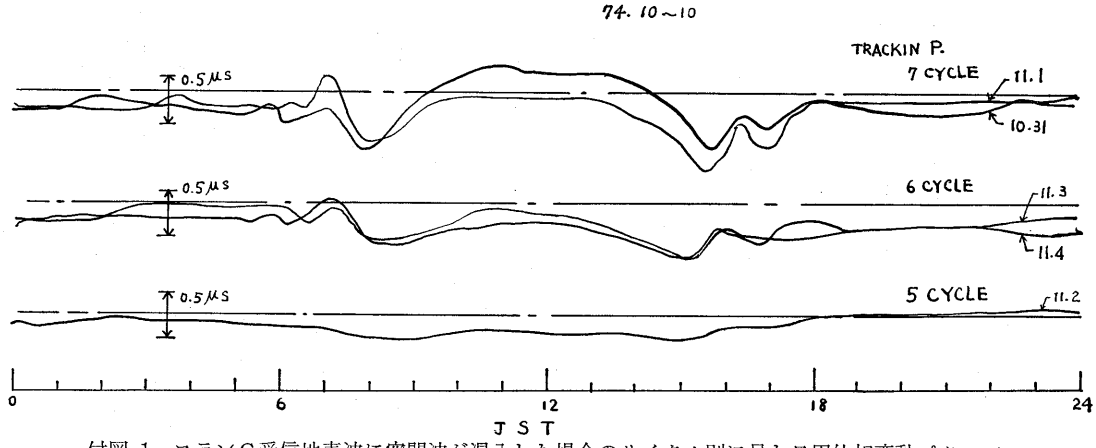
10. ロラン C 受信波の日周位相変動

ロランC電波は 100 kHz の長波であるから，地表波の到達距離が長く，しかも発射がパルスであるから，空間波が次第に卓越してくる 1000 km 以上の距離においてもパルスの立上がりをサンプリングポイントとすることによって地表波と空間波の分離受信が可能であり，地表波の利用範囲は 1000 マイルを越える。地上波の利用できる地域にあっては日周受信位相変動はほとんどないが，遠距離になって地表波と空間波のパスの違いが少くなると両波の分離受信が困難となり，日周変動が無視(付図1参照) できなくなるから高精度な時刻比較には注意

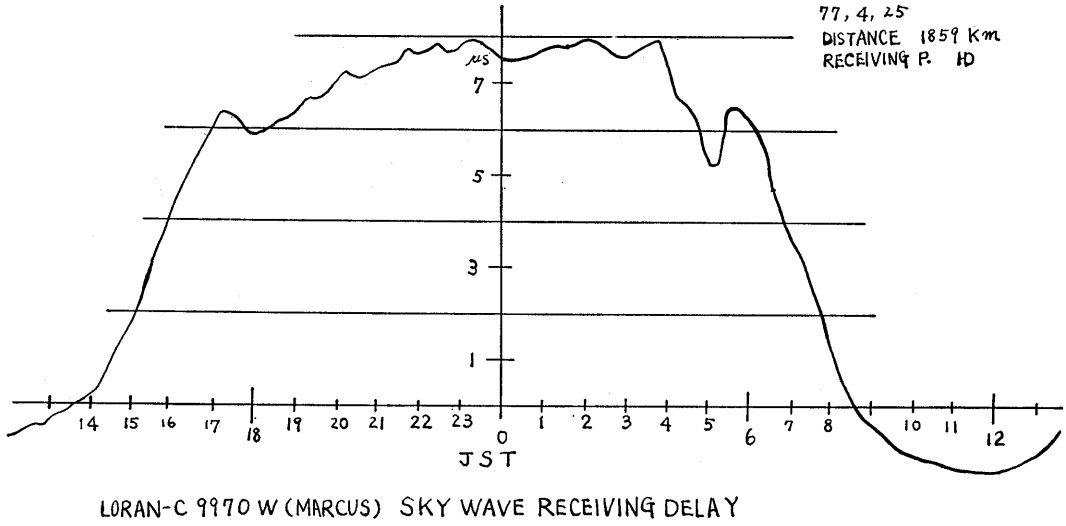
を要する。一般に夜間には空間波のパスが長くなり，遠距離まで地表波の分離受信が可能となり時刻を選んだ比較が時には有効である。地表波が利用できない地域では空間波を利用しなければならないが，この場合には日周変動は付図2のように10 μs近くになるから，補正が必要である。空間波を用いた周波数比較では，受信波の位相安定度は昼間の10時から14時の間が最も良好であるので，この間を選んで利用する。一日以上の長期安定度の測定では，毎日定時の位相差読取値から決定すると日周変動成分がキヤンセルされるので高精度が期待できる。

11. あとがき

以上高精度な時刻及び周波数の比較法について述べたが，本誌の読者に果して有益であったのかどうかわからない。しかしせっかく読んでいただいたのだから次のことだけは心に止めておいていただきたい。最近は原子周波数標準が比較的容易に入手できるようになって，高精度な周波数標準として何も標準電波や，ロランC電波などを利用しなくてもと思われる方があるかも知れないが，そうではない。原子周波数標準も器械である以上故障もし寿命もある。しかも困ったことに原子周波数標準の故障は，必ずしも発振が安全に止まるのではなく，精度が落ちるだけの場合が多い原子周波数標準としての機能は停止しても，それ自身高安定な水晶発振器の出力はそのままだからである。つまり原子周波数標準の故障は，他の標準周波数源との比較によらなければ発見もできないのである。原子周波数標準の利用もよいが，その利用に先だって必ずここに述べたロランC電波や，LFの標準電波との周波数比較によって正常であることの確認が必要であることを認識していただきたい。



付図1　ロランC受信地表波に空間波が混入した場合のサイクル別に見た日周位相変動パターン



付図2　ロランC空間波の日周受信位相変動例

付表 1 First TOC for Each Day Times of Coincidence (Null) Ephemeris
Northwest Pacific (9970) Loran-C 99,700 Microseconds/Period

Date 1980	Time h m s	Date 1980	Time h m s	Date 1980	Time h m s
Jan. 1	0 0 52	Feb. 1	0 9 51	Mar. 1	0 7 32
2	0 6 31	2	0 15 30	2	0 13 11
3	0 12 10	3	0 4 32	3	0 2 13
4	0 1 12	4	0 10 11	4	0 7 52
5	0 6 51	5	0 15 50	5	0 13 31
6	0 12 30	6	0 4 52	6	0 2 33
7	0 1 32	7	0 10 31	7	0 8 12
8	0 7 11	8	0 16 10	8	0 13 51
9	0 12 50	9	0 5 12	9	0 2 53
10	0 1 52	10	0 10 51	10	0 8 32
11	0 7 31	11	0 16 30	11	0 14 11
12	0 13 10	12	0 5 32	12	0 3 13
13	0 2 12	13	0 11 11	13	0 8 52
14	0 7 51	14	0 0 13	14	0 14 31
15	0 13 30	15	0 5 52	15	0 3 33
16	0 2 32	16	0 11 31	16	0 9 12
17	0 8 11	17	0 0 33	17	0 14 51
18	0 13 50	18	0 6 12	18	0 3 53
19	0 2 52	19	0 11 51	19	0 9 32
20	0 8 31	20	0 0 53	20	0 15 11
21	0 14 10	21	0 6 32	21	0 4 13
22	0 3 12	22	0 12 11	22	0 9 52
23	0 8 51	23	0 1 13	23	0 15 31
24	0 14 30	24	0 6 52	24	0 4 33
25	0 3 32	25	0 12 31	25	0 10 12
26	0 9 11	26	0 1 33	26	0 15 51
27	0 14 50	27	0 7 12	27	0 4 53
28	0 3 52	28	0 12 51	28	0 10 32
29	0 9 31	29	0 1 53	29	0 16 11
30	0 15 10			30	0 5 13
31	0 4 12			31	0 10 52

付表 2 Interpolations for all TOC's in a Day Times of Coincidence (Null) Ephemeris
Northwest Pacific (9970) Loran-C 99,700 Microseconds/Period

h m s	h m s	h m s	h m s	h m s	h m s
0 0 0	4 9 15	8 18 30	12 27 45	16 20 23	20 13 1
0 16 37	4 25 52	8 35 7	12 44 22	16 37 0	20 29 38
0 33 14	4 42 29	8 51 44	13 0 59	16 53 37	20 46 15
0 49 51	4 59 6	9 8 12	13 17 36	17 10 14	21 2 52
1 6 28	5 15 43	9 24 58	13 34 13	17 26 51	21 19 29
1 23 5	5 32 20	9 41 35	13 50 50	17 43 28	21 36 6
1 39 42	5 48 57	9 58 12	14 7 27	18 0 5	21 52 43
1 56 19	6 5 34	10 14 49	14 24 4	18 16 42	22 9 20
2 12 56	6 22 11	10 31 26	14 40 41	18 33 19	22 25 57
2 29 33	6 38 48	10 48 3	14 57 18	18 49 56	22 42 34
2 46 10	6 55 25	11 4 40	15 13 55	19 6 33	22 59 11
3 2 47	7 12 2	11 21 17	15 30 32	19 23 10	23 15 48
3 19 24	7 28 39	11 37 54	15 47 9	19 39 47	23 32 25
3 36 1	7 45 16	11 54 31	16 3 46	19 56 24	23 49 2
3 52 38	8 1 53	12 11 8			

付表 3 Interpolations for all Seconds between TOC's Northwest Pacific (9970) Loran-C 99,700 Microseconds/Period

m	s	(μs)	m	s	(μs)	m	s	(μs)	m	s	(μs)	m	s	(μs)
0	1	96700	0	51	46400	1	41	95800	2	31	45500	3	21	94900
0	2	93700	0	52	43400	1	42	92800	1	32	42500	3	22	91900
0	3	90700	0	53	40400	1	43	89800	2	33	39500	3	23	88900
0	4	87700	0	54	37400	1	44	86800	2	34	36500	3	24	85900
0	5	84700	0	55	34400	1	45	83800	2	35	33500	3	25	82900
0	6	81700	0	56	31400	1	46	80800	2	36	30500	3	26	79900
0	7	78700	0	57	28400	1	47	77800	2	37	27500	3	27	76900
0	8	75700	0	58	25400	1	48	74800	2	38	24500	3	28	73900
0	9	72700	0	59	22400	1	49	71800	2	39	21500	3	29	70900
0	10	69700	1	0	19400	1	50	68800	2	40	18500	3	30	67900
0	11	66700	1	1	16400	1	51	65800	2	41	15500	3	31	64900
0	12	63700	1	2	13400	1	52	62800	2	42	12500	3	32	61900
0	13	60700	1	3	10400	1	53	59800	2	43	9500	3	33	58900
0	14	57700	1	4	7400	1	54	56800	2	44	6500	3	34	55900
0	15	54700	1	5	4400	1	55	53800	2	45	3500	3	35	52900
0	16	51700	1	6	1400	1	56	50800	2	46	500	3	36	49900
0	17	48700	1	7	98100	1	57	47800	2	47	97200	3	37	46900
0	18	45700	1	8	95100	1	58	44800	2	48	94200	3	38	43900
0	19	42700	1	9	92100	1	59	41800	2	49	91200	3	39	40900
0	20	39700	1	10	89100	2	0	38800	2	50	88200	3	40	37900
0	21	36700	1	11	86100	2	1	35800	2	51	85200	3	41	34900
0	22	33700	1	12	83100	2	2	32800	2	52	82200	3	42	31900
0	23	30700	1	13	80100	2	3	29800	2	53	79200	3	43	28900
0	24	27700	1	14	77100	2	4	26800	2	54	76200	3	44	25900
0	25	24700	1	15	74100	2	5	23800	2	55	73200	3	45	22900
0	26	21700	1	16	71100	2	6	20800	2	56	70200	3	46	19900
0	27	18700	1	17	68100	2	7	17800	2	57	67200	3	47	16900
0	28	15700	1	18	65100	2	8	14800	2	58	64200	3	48	13900
0	29	12700	1	19	62100	2	9	11800	2	59	61200	3	49	10900
0	30	9700	1	20	59100	2	10	8800	3	0	58200	3	50	7900
0	31	6700	1	21	56100	2	11	5800	3	1	55200	3	51	4900
0	32	3700	1	22	53100	2	12	2800	3	2	52200	3	52	1900
0	33	700	1	23	50100	2	13	99500	3	3	49200	3	53	98600
0	34	97400	1	24	47100	2	14	96500	3	4	46200	3	54	95600
0	35	94400	1	25	44100	2	15	93500	3	5	43200	3	55	92600
0	36	91400	1	26	41100	2	16	90500	3	6	40200	3	56	89600
0	37	88400	1	27	38100	2	17	87500	3	7	37200	3	57	86600
0	38	85400	1	28	35100	2	18	84500	3	8	34200	3	58	83600
0	39	82400	1	29	32100	2	19	81500	3	9	31200	3	59	80600
0	40	79400	1	30	29100	2	20	78500	3	10	28200	4	0	77600
0	41	76400	1	31	26100	2	21	75500	3	11	25200	4	1	74600
0	42	73400	1	32	23100	2	22	72500	3	12	22200	4	2	71600
0	43	70400	1	33	20100	2	23	69500	3	13	19200	4	3	68600
0	44	67400	1	34	17100	2	24	66500	3	14	16200	4	4	65600
0	45	64400	1	35	14100	2	25	63500	3	15	13200	4	5	62600
0	46	61400	1	36	11100	2	26	60500	3	16	10200	4	6	59600
0	47	58400	1	37	8100	2	27	57500	3	17	7200	4	7	56600
0	48	55400	1	38	5100	2	28	54500	3	18	4200	4	8	53600
0	49	52400	1	39	2100	2	29	51500	5	19	1200	4	9	50600
0	50	49400	1	40	98800	2	30	48500	3	20	97900	4	10	47600

付表 4 UT1(TAO) minus UTC(TAO) Extrapolated by the Tokyo Astronomical Observatory

No. 80-2

Date	MJD	(UT1-UTC)	Date	MJD	(UT1-UTC)
1980 Feb. 1	44 270	+^{s}.571	Feb. 16	44 285	+^{s}.537
2	271	.569	17	286	.535
3	272	.567	18	287	.532
4	273	.565	19	288	.530
5	274	.562	20	289	.528
6	44 275	+.560	21	44 290	+.525
7	276	.558	22	291	.523
8	277	.556	23	292	.521
9	278	.553	24	293	.518
10	279	.551	25	294	.516
11	44 280	+.549	26	44 295	+.513
12	281	.546	27	296	.511
13	282	.544	28	297	.508
14	283	.542	29	298	.506
15	284	.539			

(January 22, 1980)

付表 5 Smooth Values of (UT1-UTC) at 0^{h} UTC by the Tokyo Astronomical Observatory

No. 80-3

Date	MJD	(UT1-UTC)	$\Delta\lambda$	ΔS
1980 Feb. 1	44 270	^{s}.5605	^{s}.0038	−^{s}.0010
2	271	.5591	.0038	−.0009
3	272	.5576	.0038	−.0008
4	273	.5559	.0038	−.0007
5	274	.5539	.0038	−.0005
6	44 275	.5518	.0038	−.0004
7	276	.5494	.0038	−.0003
8	277	.5463	.0038	−.0001
9	278	.5433	.0038	.0000
10	279	.5404	.0038	.0001
11	44 280	.5375	.0039	.0003
12	281	.5346	.0039	.0004
13	282	.5319	.0039	.0006
14	283	.5291	.0039	.0008
15	284	.5265	.0040	.0009

Note: UT0=UT1−$\Delta\lambda$, UT2=UT1+ΔS

(February 27, 1980)

電波航法 Electronic Navigation Review
No. 26 (1980)

電波によるリモートセンシング

電気通信大学
鈴　木　　務

Remote Sensing Techniques by Radio Wave

University of Electro-Communication
Tsutomu SUZUKI

1. まえがき

光領域の波長を使用するリモートセンシングはすでに実用期にはいったと考えられるのに比較して，電波を利用するリモートセンシングはまだ開発がはじまったばかりといってもよいほど遅れている。アメリカが一昨年打上げた唯一のマイクロ波実用衛星である Sea Sat. は打上後数ケ月で電源故障を起し，機能を停止してしまったが，この間に光領域では見られない特色のある画像を地上に伝送して来た。然しマイクロ波帯におけるグランドトルースデータがないため，得られた画像と地上の実態との対比が不十分なため，画像の解読が遅れているといわれている。我が国では 1979 年打上げの MOS 衛星にマイクロ波パッシィブセンサーが搭載される予定となっているが，従来マイクロ波センサーの開発研究は極めて少く，MOS 衛星が実用化されるまでにマイクロ波センサーの基礎的な研究をすすめる必要がある。特にグランドトルースを行い画像データの解読が行なえるようにするため，R-52 研究班により基礎的なマイクロ波パッシィブセンサーを試作して，大地温度のマイクロ波による観測を行った。

2. マイクロ波センサーの特徴

マイクロ波は可視光に比較して波長が約 1000 倍も長いことからマイクロ波センサーの長所として (1) 伝搬媒質内での減衰が少い。この減衰は波長が長い程少くなるので，使用波長を選ぶと雲や霧などに妨害されない全天候型のセンサーとなる。(2) 波長が長い程地面の中や海水中にも電波が透過するので，地中や水中の性質を計測できる。(3) 水蒸気，オゾン，窒素などのそれぞれのガス成分の分子に共振する波長を使用することから大気中のガス成分の分析もできる。(4) 太陽光の照射が不要なので夜間でも観測ができる。(5) 昼間の観測でハレーション妨害を受けない，などがある反面として，波長が長いのでアンテナの寸法が大きくなり，空間分解能が光よりも悪くなるなどの短所がある。

3. マイクロ波センサーの種類と主な観測対象

マイクロ波センサーは**受動型**と**能動型**に分類される。**受動型**は対象物から放射される熱雑音電力を輝度温度として高感度マイクロ波受信機で検出するセンサーである。これは光領域におけるスペクトルメータと同じ原理で，マイクロ波帯において，短い波長を用いる程表面部分の輝度温度が観測され，長い波長を用いると対象物の内部の輝度温度が検出できる。このため目的に応じて最適な周波数を使用する。

能動型はレーダと同じ原理で，対象物に向けて発射した電波が反射されてくるのを受信するセンサーである。能動型にはマイクロ波散乱計，マイクロ波高度計および映像レーダの三種類がある。

マイクロ波散乱計，対象物のレーダ反射断面積，radar cross section を計測するセンサーである。対象物表面の凸凹の程度に応じて照射した電波が表面で散乱を生じて，反射電力が減少することを利用して対象物の表面の状態を計測するセンサーで，海面の波浪，風向，地面の粗さなどを測定するのに適したセンサーである。

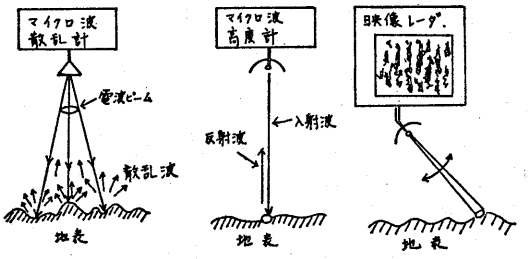
マイクロ波高度計，物象物に照射した電波が反射されて戻ってくるまでの往復時間を計測するとセンサーと対象物との間の距離が計測できる。アンテナから照射するビーム幅を狭くすると対象物のスポット部分の距離が求まるのでで，表面に沿ってアンテナを移動すると表面の形状が測定できる。

映像レーダ，通常のレーダで使用されているのと同じ表示方法によるセンサーである。対象物上の反射点の距離，方位および反射強度に対応した二次元の映像として対象物の状態を表示するもので地表や海面のマイクロ波映像が表示できる。

これらのマイクロ波センサーの概念を図 1 に示す。

表 1　マイクロ波センサの種類と観測対象

	マイクロ波センサの種類	主　な　観　測　対　象
受動型	マイクロ波放射計 (microwave radiometer)	海面温度，海面の状態，海氷分布，塩分濃度，海水汚染 地面温度，地面の粗さ，土壌含水率，植生 大気中の水蒸気量，降雨・降雪分布，気温高度分布，大気汚染
能動型	マイクロ波散乱計 (microwave scattermeter)	海面の風向，風速，波浪，海氷分布 地面の粗さ，土壌含水率 降雨，降雪分布
	マイクロ波高度計 (microwave altimeter)	ジオイド，海流，津波，高潮 地表面高度
	映像レーダ (imaging radar) 実開口 (real aperture) 方式及び合成開口 (synthetic aperture) 方式	海面，地表面のマイクロ波映像



(a)　散乱計　　(b)　高度計　　(c)　映像レーダ

図 1　能動型マイクロ波センサー

マイクロ波センサーで測定可能な対象と各種のマイクロ波センサーとの対応表を表 1 に示す。

これらの対象物を計測するのには最適な周波数，偏波面，アンテナビーム幅，入射角，観測時間などを選択することからセンサーの性能を向上させている。

表 1 からマイクロ波センサーが広い用途に利用できることがわかる。

表 2 は光と電波の各々のセンサーを利用するのに適する対象物を比較して示した表である。

マイクロ波センサーのもつ長所を活して光領域では困難とされる対象物のセンシングが行えることがわかる。

マイクロ波センサーの空間分解能を向上させ解像度のよい映像を得るためにはアンテナを大きくする必要がある。航空機上や人工衛星には大きなアンテナを搭載できないので**合成開口面技術**が利用される。

距離方向の分解能を向上するのに**パルスコンプレッション技術**が用いられる。

R-52 マイクロ波センサー班は基礎的な技術の研究からスタートして，マイクロ波受動型センサーの試作を行った。

表 2　光とマイクロ波センサの利用分野

利用分野	光センサ ×2 (晴天時)	マイクロ波センサ (全天候)	
		受動形	能動形
海面・地表温度	○	○	○
海面汚染	○	○	○
大気汚染	○	○	○
海面下の温度		○	
海面下の潮流			○
海面下の塩分		○	
波向，波高，スペクトル	○		○
海氷の厚み，結氷状況		○	○
地中の水分		○	
降雨量予測			○
降雪量計測			○
緑地帯分布	○		
漁場の探索			○
電離層観測		○	○
地質，断層の検知	○		○
海洋監視船（舶，海水）	○		○

4.　マイクロ波受動センサーによる大地温度の計測

図 2 に示すように高さ 30 m の建物の屋上からマイクロ波受動センサーを用いて大地（芝生地）の温度を測定した。

X バンド（10 GHz 帯）のディツケ型高感度受信機を試作して温度の変化を記録した。

この受信機の温度分解能は約 1°K である。

図 3 はアンテナを，図 4 は観測した大地を示す。観測範囲は直径約 2 m の地域である。

図 5 に受信機部を示す。

大地から放射される熱雑音電力はアンテナで受信され，受信機内の標準熱雑音源と比較され，その差分のみを同期検波で取出すことにより受信機自身の変動を相殺するディツケ型受信機を使用した。

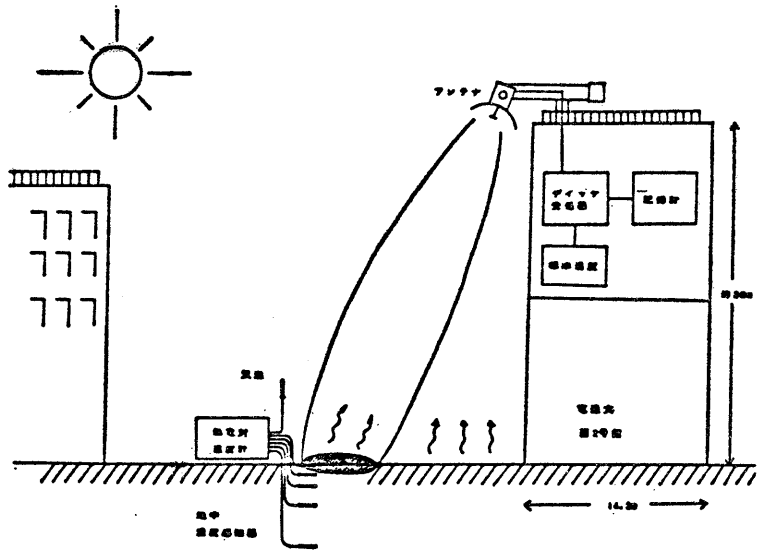


図 2　マイクロ波受動センサーによる大地温度の測定

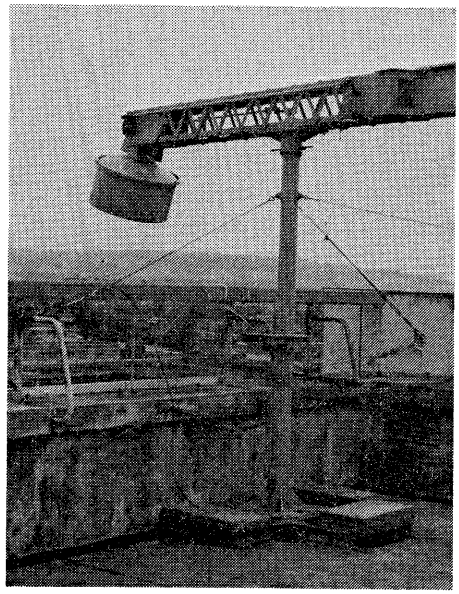


図 3　Xバンドアンテナ (10 GHz, パラボラアンテナ)

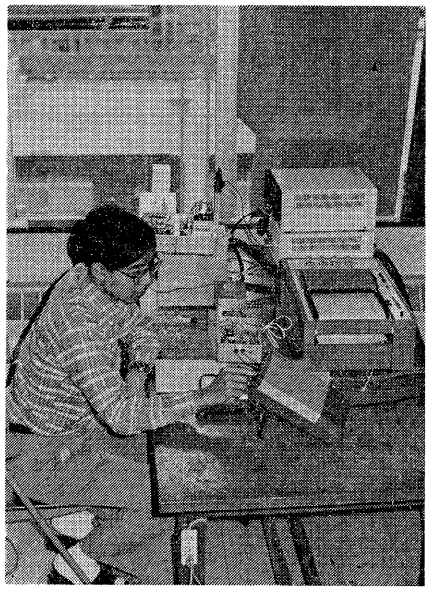


図 5　受信機部

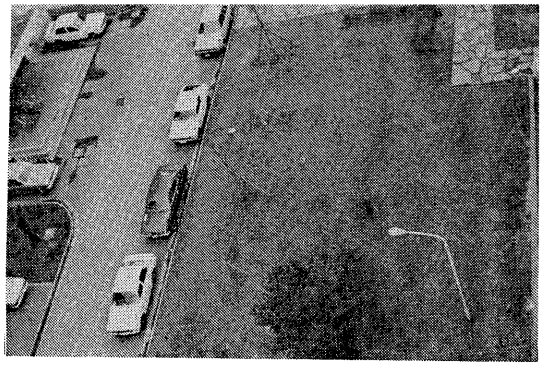


図 4　観測した大地状況（芝生地）

観測結果

試作したマイクロ波センサーを用いて大地温度の連続観測を行った。

図 6 にその一例を示す。横軸は時刻で，早朝 6 時から夕刻 18 時までの温度変化を測定した。一番下のグラフは，観測地点での日照状況を示す。下から二番目がマイクロ波による観測温度を示す。上部にある 4 本の細い線は気温，地表および地下 1 cm, 3 cm, 10 cm に埋設した熱電対センサーの指示値である。上部の太い線は地下の垂直温度分布実測値から地表に表われているとみられる表面温度の計算値である。この太い線とマイクロ波によ

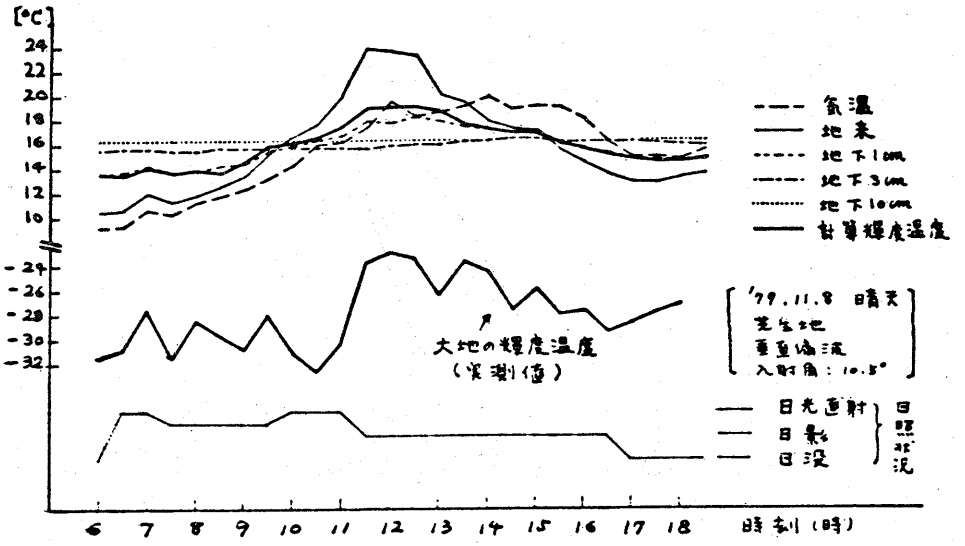


図 6　大地温度の観測

る観測値とがほぼ同一傾向を示している。

5. あとがき

電波によるリモートセンシングの研究は我が国において遅れている分野の一つであり，最近になってやっと研究が始められたといってもよい現状にある。

電波を利用するため装置が大きくなるなどの問題の他に，法律的な電波利用の規制や，干渉妨害対策など利用に制限を受けるなど運用上の問題が残されている。

電波を利用する特色を活用したリモートセンシングは，広い分野においてユーザーのための有用な利用を与えてくれることと思われる。

今後，電波によるリモートセンシングに関心をもたれる方々が増えて，国内における研究，利用が盛んになることを願っているものである。

終りに，本研究の実験結果は電気通信大学リモートセンシング研究グループ，田中智，荒井郁男，中川賢治，大石修，渡辺正宏，清水簡および本村和磨の諸氏が，文部省科学研究費 R-52 の補助金を受けて行ったものであることを附記する。

電波航法研究会昭和 55 年度役員

会　　長	庄司和民(東京商船大学)
副 会 長	木村小一(電子航法研究所)
〃	今吉文吉(セナー株式会社)
〃	鈴木　裕(東京水産大学)
企画幹事	飯島幸人(東京商船大学)
	大島章一(海上保安庁水路部)
	遠藤作雄(全日本空輸株式会社)
	岡田　高
	小林義久(大阪商船三井船舶株式会社)
	柴田幸二郎(アンテナ技研株式会社)
	豊福滋善(海上保安庁燈台部)
	二宮鎮男(日本無線株式会社)
編集幹事	今津隼馬(東京商船大学)
(1 名欠員)	小野確良(沖電気工業株式会社)
	鈴木　務(電気通信大学)
	中嶋庄一(日本郵船株式会社)
	古川弘志(海上保安庁警備救難部)
	渡辺泰夫(電子航法研究所)
会計監査	真田　良(日本船主協会)
	倉繁貴志子(水洋会)
出版幹事	(兼)木村小一(電子航法研究所)
会計幹事	(兼)飯島幸人(東京商船大学)
	名和芳雄(海上保安庁燈台部)
庶務幹事	森山英隆(海上保安庁燈台部)
	笹川光治(　〃　)

(五十音順)

電波航法 Electronic Navigation Review
No. 26 (1980)

航空・海上技術衛星計画の概要

運輸省電子航法研究所
渡 辺 泰 夫

Outline of the Aeronautical/Maritime Engineering Satellite Programme

Electronic Navigation Research Institute,
Ministry of Transport
Yasuo WATANABE

1. はじめに

船舶の運航に衛星を利用することの有用性は既にNNSSおよびマリサット等により実証されている。インマルサット条約の発効に伴いこうした動きは一層拍車がかかることになると思われる。航空の分野では AEROSAT 評価計画が米国の国内事情で停滞しているものの既に同計画にはヨーロッパ側 (European Space Agency) およびカナダは相当な投資をしており米国の都合だけで同計画を中止することはできないであろうし遅かれ早かれ同計画は再び推進されるであろう。こうした世界の動向に対しこれから日本はどのように対処して行くのかそのような観点から航空・海上技術衛星 (AMES) 計画を見ることにしたい。そして今後，我が国が AMES を使って種々の実験を行う場合の参考になると思われるので米国で ATS-6 などを使って行なわれた航空海上関係の実験に関する資料をまず以下に招介することにしたい。

2. 航空機の洋上航空管制のための通信及び監視実験

応用技術衛星6号 (ATS-6) を利用した航空機のための衛星実験に関する資料が主でありその概要を以下に米国国立航空実験センタ (NAFEC) で得た資料[1]により述べることにする。

2.1 目　　的

ATS-5, ATS-6 による洋上航空管制のための通信及び監視実験

2.2 背　　景

ATS-6 を使った航空交通管制の実験/評価は AEROSAT の設計および製作に必要な資料を提供するため又，衛星を利用した洋上航空交通管制に必要な通信及び監視システムの予備的経験をうるため計画されたもので後者は AEROSAT 評価計画の設計に応用できる。この実験は米国運輸省/連邦航空局 (FAA) のみの実験計画と国際共同実験計画の両者からなっており後者は米国運輸省，連邦航空局，カナダ運輸省および欧州宇宙機関 (ESA) の参加によりなされた。

2.3 航空交通管制実験システムの概要

簡単にいえば ATS-6 を使った航空交通管制実験システムは衛星を利用して特別に装備された航空機と洋上管制地上局との間でなされた実時間データ，音声伝送および測距機能を確認するためのものである。この実験は宇宙部分と地上部分および機上部分とからなる。ATS-6 は地上及び機上設備の間で音声，データ及び測距信号を伝送する衛星通信チャネルを提供する。地上—衛星—地上の通信チャネル周波数はCバンド 6350～6359.1 MHz (送信) および 3950.552～3959.0 MHz (受信) であり航空機—衛星—航空機の通信チャネル周波数は Lバンド 1550.0～1559.1 MHz (受信) および 1650.552～1659.0 MHz (送信) である。ATS-5 は地上と航空機との間で航空機位置決定実験のため測距信号のみを中継しその周波数は Cバンド 6212.75 MHz, Lバンド 1551.6 MHz である。地上部分は衛星通信チャネル制御局および "位置決定および航空機通信設備" (Position Location & Aircraft Communication Equipment, 略称 PLACE) 地上サブシステムからなっておりノースカロライナの NASA ロズマン地上局内にありそして洋上航空交通管制実験の構成機能は NAFEC 内にある。衛星および通信制御機能の他，ロズマンには機上局を模擬した設備がある。音声のみの第二の模擬機上局はカナダ運輸省のオタワ実験場にある。ロズマンおよび NAFEC 地上端局は三つの専用電話回線により結ばれた。音声のみの第4の電話回線がロズマンおよび NAFEC を結んでおりこれはメリーランドグリーンベルトの NASA ゴダートスペースフ

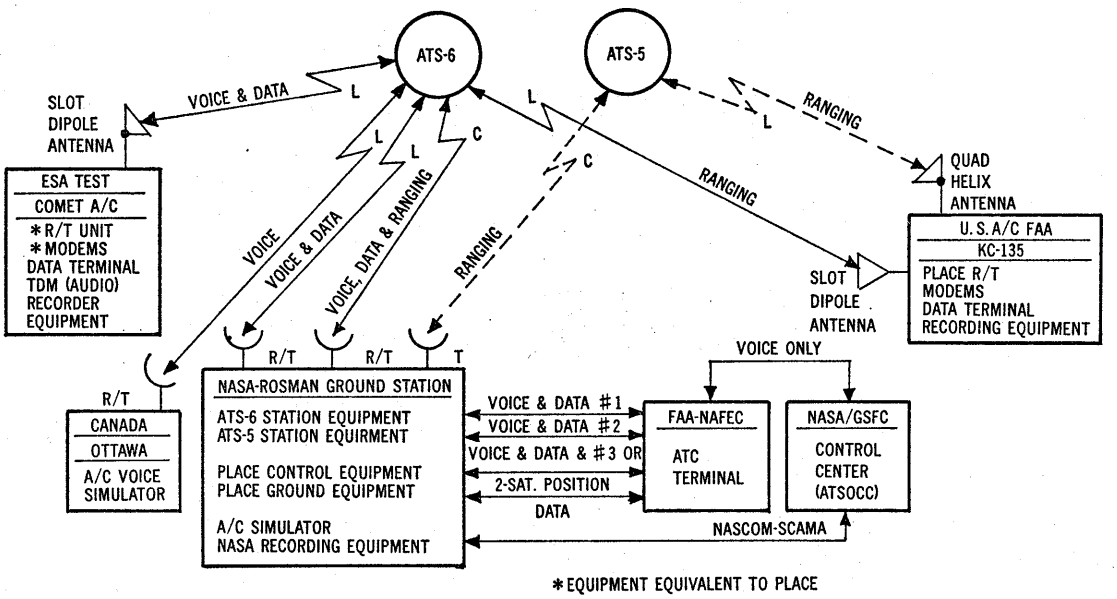


図 1　ATS-6 を使った ATC 実験システム構成

ライセンタにある通信センタを経由している。機上部分は二機の特別に装備された実験用航空機 FAA KC135 および ESA から提供されたコメット 4 型機からなる。各航空機は実験用Lバンドアビオニクスシステム，運用形衛星通信用アンテナ，音声およびデジタル通信，トーン測距システム，コンピュータ操作データリンクおよび航法システムを装備している。

NAFEC 地上端局

NAFEC 地上端局は 2 台のミニコンピュータ，バリアンデータマシン 620/i および 620/f からなりそれらは各々関連のテレタイプライタ入/出力装置，磁気テープ装置およびテープリーダを持っている。3 台の陰極線管形指示器が航空機の位置，航跡および進行報告を表示する。又音声通信のやりとりを記録するため 7 チャネル磁気テープが使われた。620/i コンピュータは情報表示を制御する。入力および出力デジタル通信データは 620/f コンピュータにより処理される。情報表示器の一つ Hazeltin Model 2000 は I/O 状態の一次制御器として使われた。地上端局から送られたデータメッセージは総て Hazeltin 2000 キーボードか又は 620/f コンピュータ附属のテレタイプライタキーボードに入る。機上局から送られるデータメッセージは初め 620/f コンピュータにより処理され次に表示器で表示するため 620/i コンピュータに送りこまれる。2 台のテレタイプライタは又，入出力デジタル通信のハードコピープリンタとしても機能する。航空交通管制実験の間，620/f コンピュータデータ処理装置は位置報告およびテキストメッセージのため実際のおよび模擬航空機を呼出す。それは実験の始めに入ってくる航空機の呼出リストを持ち磁気テープ上に総てのメッセージを記録してある。自動位置報告は 2 分毎になされテキストメッセージのための呼出しは毎分行なわれた。各機上局は航空交通管制実験計画を進めるため航空運航の擬似音声およびデータを供給する機能を持つ。各航空機データリンク端局の模擬された航空機は航路，速度および高度を指定された。これらの変数は実験中，航空機運航管制官により変更できる。進行報告および他のテストメッセージは用意されたシステムから引出され擬似パイロットにより機上データリンクコンピュータに入れられる。位置報告はソフトウェアプログラムからコンピュータにより自動的に供給された。

ロズマン地上端局

これは ATS-5 および 6 の実験運用のための主地上局である。航空交通管制実験のためのこの地上端局の役割は 4 つあって

（1） 地上と ATS-6 衛星および NASA PLACE サブシステムの機上設備との間のインターフェースの役割を果し官用データ接続電話回線から衛星経由で利用者端局に音声またはデータを伝送するのに必要な信号処理，送信機，受信機を総て提供する。

（2） FAA 擬似航空機端局を持つ

（3） 衛星通信チャネル状況および機能品質をモニタするための手段を有する他，事後分析のため音声およびデータ通信を記録する。

（4） その記録より航空機の独立監視データの計算および訂正を行なう。

音声およびデータ通信は直経 85 フィートのCバンド

パラボラアンテナにより ATS-6 へまたはから送られた。ロズマンの擬似機上局からまたはへ衛星経由で中継された通信は直径 15 フィートのLバンドパラボラアンテナにより送られた。又Cバンドアンテナに対するバックアップ用および2個の衛星による位置決定実験のため ATS-5 への C バンド送信用に直径 15 フィートのパラボラアンテナが又用意された。

オタワ地上端局

航空交通管制実験用に作られたカナダのオタワ地上局の構成は送信機，受信機および直径 15 フィートのLバンドパラボラアンテナからなる。音声通信専用に用意されたこの設備はカナダ運輸省により用意された。NASA ロズマン PLACE C バンドチャネルおよびロズマンと NAFEC 間の専用電話回線により NAFEC 地上端局と音声通信のやりとりをする模擬機上局としてオタワ端局は働いた。

FAA KC135 機上局

KC135 試験機上局はデータリンクサブシステム，PLACE トランスポンダ，INS，L バンドアンテナ，選択呼出ユニットおよび宇宙時計からなる。データリンクサブシステムはデジタルメッセージ処理器，パイロットキーボードおよび指示器，擬似パイロットキーボードおよび指示器，ハードコピープリンタおよび飛行高度，方向，緯度経度による位置を与えるような装置に必要なインターフェースおよび宇宙時計および PLACE トランスポンダを含む。データリンクサブシステムは PLACE データチャネルからのデジタル信号を受信し定まった形式に従ってメッセージを復号化し入力メッセージ中のアドレスを照合し入力メッセージにより指定された特別な出力装置上に情報を表示する。データリンクサブシステムは又，機上の種々の航空交通管制実験用入力装置からのデジタル信号を受信し適当な形式に情報を構成し一連の信号の流れに変換して PLACE トランスポンダに送りこんで地上局へ送信する。擬似パイロットのポジションは実時間飛行用および同時に他の航空機を実時間模擬する形の両方で使われた。

ESA コメット4型機上端局

コメット4型ジェット機は共同航空交通管制実験用に ESA により使用された。FAA から提供されたデータリンクサブシステムおよび音声通信装置等は FAA KC135 機に搭載したのと同様なものである。データリンクサブシステムと ESA のLバンド機上装置）受信機，送信機および変復調器）とはインターフェースにより中整間合がとられている。それらLバンド機上装置は FAA KC135 で使われる PLACE のそれと類似なものである。ESA により用意された他の装置はLバンドアンテナとオメガ航法装置でありオメガ航法装置は自動位置報告機能を有するデータ源として使われた。以下省略

3. 船舶の運航に衛星を利用するシステムの実験・評価

ATS-6 およびマリサットを利用した船舶のための衛星実験が今までに米国商務省海事局 (MarAd) によりなされておりその概要を以下に同海事局資料[2]により述べる。

1977 年いっぱい予定された MarAd による海事衛星計画の第4および最終段階ではマリサットシステムが船舶運航に利用されて 24 時間ベースで大西洋および太平洋の殆んどが利用範囲に入り衛星通信による船主の経済的利益を使って実験結果の詳細な定量的評価がなされる。この計画の一般的な目的はマリサットの有効利用の結果得られる次のような項目を確認することである。

- 船群運用コストの低減
- 船群運用者による船荷輸送量の増大
- 海上における生命の安全の増大

マリサットによりほぼ実時間で報告することが可能となったことにより船舶運航および船荷処理を一層経済的に行う方法の開発に焦点をしぼっておりそれらの中には天気予報データ，航海者への告示，救難センタ (AMVER) への報告等の伝送も含む。実験を構成する基本的要素は

（1） 海事協同センタ（MCC）

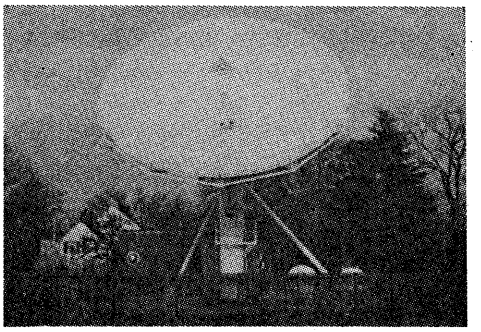


図 2 海事協同センタ衛星通信用アンテナ

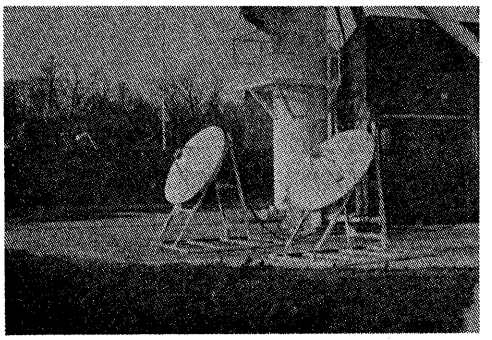


図 3 海事協同センタ衛星通信用アンテナ

ニューヨークキングズポイントの国立海事研究センタ内にある。MCC は参加船舶および陸上の船会社等の間のデータ通信を処理するための中央機能でありその他 MCC は海事サービス機関からの情報の受信およびそれらの情報のタイムリーな船への送信も行う。MCC は又，実験に参加する船群の報告データ処理なども行う。

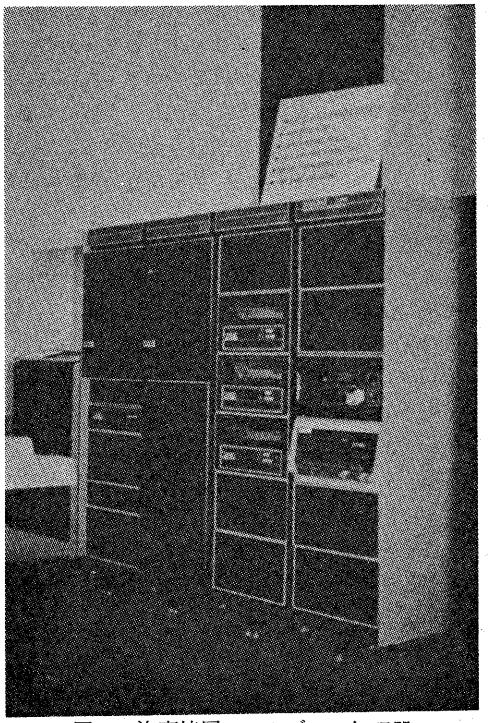


図 4　海事協同センタデータ処理器

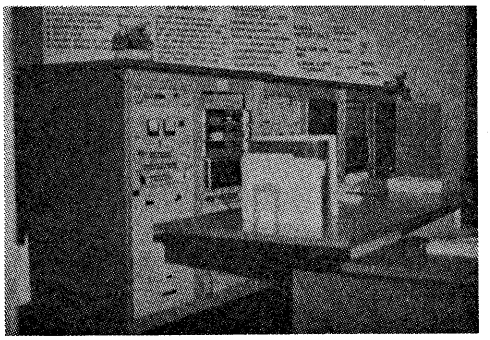


図 5　海事協同センタ変復調器等

（2）　二衛星および地上局システム

大西洋および太平洋の船群/陸上通信を提供する。地上の商用通信チャネルを利用してマリサット地上局を MCC および他の参加陸上機関に連結する。

（3）　船舶搭載端局

これら端局はマリサットシステムを通じ MCC および他の陸上機関との双方向通信を可能にする。

（4）　米国船会社

この計画に参加している会社は Chevron, Mobil, Moore-McCormack, Bulk Transport, Pacific Far East, Prudential および U.S. Lines の6社であり海事局の実験計画に参加すると共に彼等個々の試験計画を持ちそれぞれの船群運用に最も有意義と思われる試験装置を積載している。

（5）　米国サービス機関

有用な情報およびデータを MCC に送りそこから各船舶に伝送する。これら機関のあるものは船から例えば局地的気象情報のようなデータを受信できる。

（6）　商用通信網

MCC と衛星地上局および他の介在する会社とか機関を連結するための地上通信回線である。

指定する実験の性質によりデータ伝送形式は音声，テレックス，デジタルデータまたはファクシミリのいずれかがとられる。次の情報内容はその時点で計画された運用試験項目の典型的なものである。

● 船舶機能報告：　船の状態に関する日々の報告は航の位置，速度，到着予定時刻，燃料消費，喫水，バラスト，積荷の状況等を含む。これらの報告は第一義的に積荷の配送および航海に要する費用に影響を与える運用データからなり船舶運航管理に直接関係するものである。

● エンジンルームデータ報告：　この報告は船舶機能の分析データおよび保守情況を含みより大きな故障を避けるためタイムリーに適切な行動がとられることを意図している。

● 予定位置/航跡報告：　船舶位置の定期的な報告は MCC，船会社，商社などにより利用され入港先での到着予定時刻を調整するのに使われる。

● 会計報告：　送られた情報は給料支払等，在庫調整情報および積荷文書の伝送を含む。給料支払簿データは給料支払の計算のため，各航海の終り近くに船会社に送られる。計算された給料支払簿情報は船に送り返されて事務長などによる支払に使われる。船と船会社の間で交換される予備品などの在庫表は一層効果的な在庫調整を可能にする。積荷明細および積込計画を次の港に入港する前に予め伝送することによりこれらの関連文書を港で処理するための時間の節約になる。

● 船舶への天気予報/天候に適応した航路決定への援助：　局地的な天気図をファクシミリで伝送すると同時に現在の天気予報をデータ伝送することが計画されている。それらの情報のタイムリーな受信は乗員への災厄または航路決定への時間的損失を最小にするのに使われる。船で観測された局地気象状況を MCC または直接 Weather Routing Services に返送することにより利用し

うる天候データの改善に役立てることができるし逆にこの情報は現在の Routing Services の改善に使われる。

● 航行警報および航海者への告示： 米国 Defense Mapping Agency (DMA) の協力により MCC は一連の航行安全ファイルの拡大に役立てうる。これらのデータは警報の形かもしくはもっと緊急を要しない航路告示の形で予め指定された時間に送信されるがこれは船側の無線聴守スケジュールと全く一致しているわけではないので一連のファイルはしばしば船側に保持されない。これらの情報はマリサットにより MCC から自動的に送，受信される。

● 捜索救難業務： 海事衛星は大洋の殆んど全域にわたり瞬時に通信連絡する能力を持ち，緊急を要す事態にある船とかその近傍にある船の位置決定およびそれらとの通信機能両者の向上の可能性を潜在的に持っている。米国コーストガードは船舶救難のためにこの新しい通信手段をテストしたいと考えており，これらが救難通信のタイミングおよび手順の上で基本的改善になるだろうと予想している。

※ 特別な通信/航行実験：

4 つの大きな実験分野が現在計画されている。

（1） コンピュータ←→コンピュータ伝送

（2） データ伝送用センサ・情報の収集

（3） ファクシミリ技術の改善

（4） 航行および位置決定測距の自動化

● コンピュータリンク伝送： 種々の船舶の運用およびサービス用データの蓄積および送信は海事衛星機能の効果的利用を表わしている。マリサットの船——陸シンプレックスチャネルはあきのある場合，標準のデュプレックスチャネルより安いサービス料金を与える場合もある。この実験の目的はこの種のチャネルで連結されるコンピュータ機能の確認である。

● ファクシミリの改良： 初期の衛星実験以前から舶用ファクシミリの有効なことが注目された。幾多の用途の内でも積荷目録，天気図および他の画像送信が考えられる。この実験で強調したい点は今や可能になった新しいデジタル機器の評価と船舶搭載という環境が機器設計に与える制約を決定することである。

● 舶用センサシステム： 現在の所 NOAA との協調計画で舶用気象データ収集器の設置およびインターフェース端局の設置呼びかけが計画されている。自動記録器によるエンジンルーム状況の監視とそのデータ伝送も又，計画されている。

● 自動航法および位置決定測距： この関連の実験は船の位置，到着予定時刻，Way Points などの航行情報を自動的に陸上のコンピュータに伝送して船群の報告網の一部として役立てることを目ざしている。将来はそのようなデータを適応形予測舵取システムに利用する研究も含む。基幹となるコンピュータリンクと適合させるためのインターフェースが設けられるだろうし，いくつかの航法システムとの組合せも考えられている。これらの中には移動衛星システムの利用も含まれる。ATS-6 および大西洋マリサットを使って位置の線を決定する測距実験も又計画されている。将来のいつか航空衛星および/または ESA の Marots を使って三角測位実験も考えられている。

※ 将来の海事衛星： 海事衛星システム運用の開始は船舶運航の分野でいくつかの重要な影響を与えるだろう。海上における人命の安全は殆んど瞬間的に通じる通信手段により測りしれない程改善されるだろう。この特徴は例えば衛星システム利用による正確な位置決定およびその報告機能と結合してこれまでにはなしとげられなかった救難業務の能率化をもたらすだろう。衛星通信の広範な利用により伝送情報量のほんのわずかの減少だけで正確な位置決定を通信回線によりすることができる。使われる技術は海事衛星計画の初期の段階で既に全くテストされ評価された技術が使われるようである。もし NAVSTAR 計画が商用海事利用の面で充分経済的であることが立証されればこのシステムを利用した航法が通信衛星システム利用による報告とあいまって最適なことが示されよう。いずれにせよ公海，沿岸および輻輳領域そして港湾領域，総ての領域での位置決定の必要条件を取扱える単一衛星ベースの航法システムが発展すると思われる。

4. 衛星システム利用者としての小型船舶および航空機

以上述べたようにマリサットおよび技術的にはそれと殆んど同じ仕様と見られるインマルサット第1期を利用することによる利点は数多くあるが一方でそれらシステムの利用者が概ね大形船にほぼ限られることが指摘される。それはマリサット仕様により船上端局装置の G/T は −4 dB/K でありスタビライザつき直経約 1.2 m のパラボラを使用することと船上端局装置一式約5万ドルの設備費を必要とする関係からいわれることである。将来より大形の衛星が打上げられその衛星電力が増大した場合には低利得アンテナを使用した低 G/T 端局も利用可能となる。

航空機に搭載するアンテナも利得 4 dB 程度の低利得のものが考えられており航空機も低 G/T 端局の利用者の一つである。

中小形船の海事衛星システムに対する潜在需要はその隻数の圧倒的に多いことと相まって非常に大きいと見られており移動体サービスを拡大するためには航空機およ

び小形船用として低 G/T のものを考える必要がある。インマルサッド準備委員会でも低 G/T 端局が将来の研究課題としてとりあげられた。即ち −12 dB/K および −19 dB/K である。低 G/T 端局は遭難・安全機能の面からも必要と考えられている。遭難通信を発するような非常時においては −4 dB/K のスタビライザ付アンテナのようにかなり複雑な機構を持っているものは働かなくなる可能性があり安全確保の意味で船が低電力の遭難通信設備または浮遊ブイ (EPIRB) を装備することの必要性がいわれているものである。インマルサット宇宙部分の候補の一つにあげられている MARECS は遭難ブイのような Search And Rescue 設備から送信された低レベルの遭難信号中継機能をもつLバンド→Cバンドの高利得中継器も搭載するといわれている。いずれにせよ我が国は世界有数の小形船舶保有国でありこれら小形船および航空機用の低 G/T 端局に対するシステムを開発して移動体航行の安全確保，漁業の効率化，運航コストの逓減等を図ることが急務であり，そのために開発を計画しているのが次に述べる AMES である。

5. 航空・海上技術衛星 (AMES)

運輸省においては米国，カナダ，ヨーロッパ諸国 (ESA) で進められている共同エアロサット評価計画の一環として太平洋における航空管制システムの評価実験を行うと共に海事衛星の基礎的実験を行うために実験用航行衛星を，郵政省においては太平洋等に分散する小形船舶との通信技術の確立を図るため海上・通信技術衛星を，宇宙開発事業団においては静止スピン形衛星の設計・製作を自主技術として確立し技術の定着を図り将来のスピン衛星の需要に備えるために技術試験衛星を打上げる方針で検討を進めていた。上記の三衛星の開発構想について三機関が別々に衛星を打上げたのでは莫大な経費を要するので何とか三者が協同して一つの衛星計画にまとめられないかという宇宙開発委員の意向をうけて昭和52 年度における宇宙開発委員会の審議の結果，静止スピン形衛星技術を用いる各種人工衛星に共通して使用できる標準バスを開発すること，並びに航空衛星システムおよび海上通信衛星システムの実験を行うことを目的とした多目的衛星について関係機関が協力して所要の研究を行うことという方針が打出された。この方針をうけ関係三機関と科学技術庁は連絡会を発足させ三衛星を統合した衛星を航空・海上技術衛星 (Aeronautical Maritime Engineering Satellite 略称 AMES) と称することとしAMES の開発の可能性，技術的課題の検討，開発方式等について検討を進めてきたものである。その結果，現在までにまとまった主要事項を下記に述べると

※ 打上時期： 昭和 60 年度

※ 衛星の性能諸元

(1) 直経　約 2 m
(2) 高さ　約 2 m
(3) 重量　約 350 kg
(4) 形状　円筒
(5) 静止衛星軌道
(6) 静止位置　中部太平洋上空
(7) 姿勢安定方式　スピン安定
(8) 衛星搭載Lバンドアンテナ：　オフセットパラボラ 2 ビーム (中心利得 24 dB)
(9) 衛星搭載Cバンドアンテナ：　グローバルビーム　ホーン
(10) 回線容量　電話換算　10 チャネル程度
(11) 周波数
  i) 地球局←→衛星　Cバンド (5 GHz 帯)
  ii) 衛星←→船舶・航空機　Lバンド (1.5/1.6 GHz 帯)
(12) 主な回線パラメータ
  i) 地球局 G/T　32 dB/K (C バンド)
  ii) 船舶局 G/T　−19 dB/K　但しアンテナ利得は 8 dB 以上 (空中線無追尾を含む)
  iii) 航空機局 G/T　−23～−15 dB/K　但しアンテナ利得は 4～12 dB
(13) 衛星寿命　打上後約 1 年半
(14) ミッション機器重量　40～60 kg
(15) ミッション機器電力　200～250 W

※ 主な実験項目

(1) 静止スピン形衛星の国内設計・製作技術の確立および各国産部品の搭載実験
(2) 航空衛星システムおよび海上通信衛星システムの技術運用管制用実験
(3) 航空機および船舶に対する音声，データ，測距信号等の伝送実験
(4) Lバンド電波伝搬実験
(5) L，Cバンド中継器およびLバンドマルチビームアンテナの搭載機能試験
(6) 地上，機上および船上設備の開発実験

参 考 文 献

(1) Air Traffic Control Experimentation and Evaluation with the NASA ATS-6 Satellite Volume II; Francis W. Jefferson, April 1976
(2) The U.S. Maritime Satellite Program: Its Past, Present and Future; H. Feiglesan, May 1976

電波航法 Electronic Navigation Review
No. 26 (1980)

NAVSTAR/GAS の展望

電子航法研究所
木 村 小 一

A Review of NAVSTAR/GPS

Electronic Navigation Research Institute
Koichi KIMURA

1. はじめに

新らしい全世界的な航行衛星システム NAVSTAR/GPS は，現在，アメリカの国防省が空軍を主担当者として，陸軍，海軍および国防地図局などの協力で開発を進めており，アメリカ運輸省などにおいてもその民間利用が検討をされている。NAVSTAR は Navigation System with Time And Ranging, GPS は Global Positioning System の略であって，現在の NNSS (Navy Navigation Satellite System) にある固有の２つの欠点 (1) 衛星が上空に来たとき以外は常時測位ができない (2) 測位に時間がかかるため高速の移動体での測位ができない，を克服し，更に測位精度や耐妨害性の向上が計られているシステムである。

この GPS はもともとアメリカ海軍が開発を進めていた TIMATION (Time and Navigation の意味) システム（このシステムではすでに３個の実験衛星が打上げられている）とアメリカ空軍の 621B というシステムを統合したものである。これらの両システムは，何れも衛星上に高安定の発振器を持っていて，受動式利用者（電波を出さない）が測距によって測位を行なうものである。これらの開発の変遷についての経緯などは別の機会にゆずり，ここではこの GPS のシステムの概要と現在の状況を中心に展望をする。

2. NAVSTAR/GPS のシステム構成

NAVSTAR/GPS は，図１および図２に示すように

（１） 宇宙部分 (Space Segment)
（２） 制御部分 (Control Segment)
（３） 利用者部分 (User Segment)

の３つの部分より構成されている。

衛星は最終のシステム構成では，赤道との軌道傾斜角 63°，軌道高度 10900 海里（軌道半径にして 26500 km）の円形軌道（実際には離心率 0.03 程度までの楕円軌道）で，軌道面が 120° おきの３つの軌道に各８個ずつ，計 24 個の衛星から構成される予定になっている*。現在までにこのシステム用としては海軍の NTS-2 衛星 (1977. 6.23 打上げ) と空軍の NAVSTAR 衛星５個，計６個が打上げられている。海軍は衛星上の高安定発振器の開発を担当し，NTS-1 衛星 (TIMATION-III を改称，1974.7.14 打上げ) で水晶およびルビジウム発振器を試験，更に NTS-2 ではセシウムビーム発振器の衛星上試験を実施しており，更に 1981 年 10 月打上げ予定の NTS-3 衛星では水素メーザの試験を予定している。

現在打上げられている空軍の NAVSTAR 衛星は軌道上の重量約 450 kg，３軸姿勢制御の衛星である。その 1～4 号には３台のルビジウム発振器が搭載されているが，５号衛星は３台の改良型ルビジウム発振器のほかに１台のセシウムビーム発振器が搭載されている。１号衛星のルビジウム発振器がすでに故障をしている由で，この５号衛星は１号衛星の代りをして，４個の衛星でシステム試験が行なわれているとされている。なお，各衛星の打上げは１号より順番に 1978 年２月 22 日，５月 13 日，10 月６日，12 月 10 日および 1979 年２月 11 日である。衛星にはミッション機器としては，L1，L2 の２つの周波数（後述）用の搬送波シンセサイザ，変調器，電力増幅器，ダイプレクサ，送信アンテナおよびメモリ付きのプロセッサなどが搭載されていて，原子発振器がすべての周波数と時刻のもとになっている。アンテナは中央４本，外側８本のスパイラル素子によるフェイズドアレィで，これによって地球周辺部に当る ±12° 付近に最大利得値をもって全地球をカバーするいわゆる成形ビー

* 最近の外誌 (Aviation Week & S.T. 3 & 10 Mar. および 14 Apr. '80) によると経費節減の結果，最終の衛星個数を 24 個より 18 個に減少させ，その結果測位精度を 10 m から 16 m に落すこと並びに Vandenburge 基地の管制センタ（図 2）をより長く使用し予備機能を減小させることなどが考えられているという。

ムを送信する。プロセッサのメモリは地上からの情報を記憶し，衛星からの送信データを構成するのに使用されている。

制御部分は現在カリフォルニア州のバンデンバーグ空軍基地にある仮の主制御局(MCS Master Control Station)とモニタ局4局 (MS, Monitor Station) (バンデンバーグ，ハワイ，アラスカ，グワム)，それにアップロード局 (ULS, Upload Station) (バンデンバーグ) のほかに衛星管制局があり，この局はアップロード局の予備としても使用される。MCS は運用システムではウィスコンシン州の Fortuna に建設され，バンデンバーグが予備局になる予定となっている**。MS はすべて MCS から制御され，ルビジウム発振器付きの受信機での擬似距離と擬似距離変化率（後述）の測定値と対流圏伝搬補正のための現地の気象データを MCS に送る。MCS ではそれらのデータをもとに衛星の軌道データなどを確定するとともにその予測を行なって，これを ULS から衛星に送信する。初期システムでは海軍の Naval Surface Weapons Center, NSWC) がオフラインで衛星の軌道データの処理を援助している。

利用者装置はのちに述べるように各種のものが試作されている。なお，図 1 に示す Yuma の試験場はアリゾナ州にある陸軍の施設で，ここには4台の地上の擬似衛星が置かれ，それらの制御施設とともに衛星の打上げ前からここでのシステム実験が行なわれている。逆レンジ (Invert Range) の名は地上に擬似衛星があるので利用者との上下関係が「逆」という意味らしい。

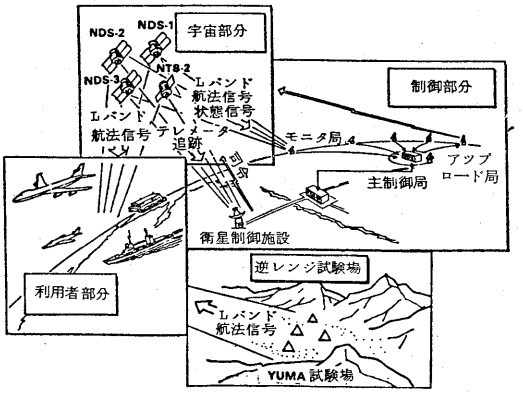


図 1　NAVSTAR/GPS のシステム構成（その 1）

3. GPS の送信信号の内容

GPS の衛星からは電離層における電波伝搬上の誤差を実時間で補正するため2つの周波数 1,575.42 MHz と 1,227.6 MHz での送信が行なわれ，これらはそれぞれ L1, L2 と呼ばれている。この2つの周波数は L1=10.23 MHz × 154 = 1,575.42 MHz, L2 = 10.23 MHz × 120 =1,227.6 MHz から選定され，両者は 154 : 120 という整数比をもったコヒーレントな（位相関係の合った）送信である。また 10.23 MHz はつぎに述べる変調の周波数である。なお，1979 年に開催された世界無線通信主管庁会議 (WARC-79) で 1,215～1,260 MHz と 1,559～1,610 MHz が，前者は無線測位と，また後者は航空無線

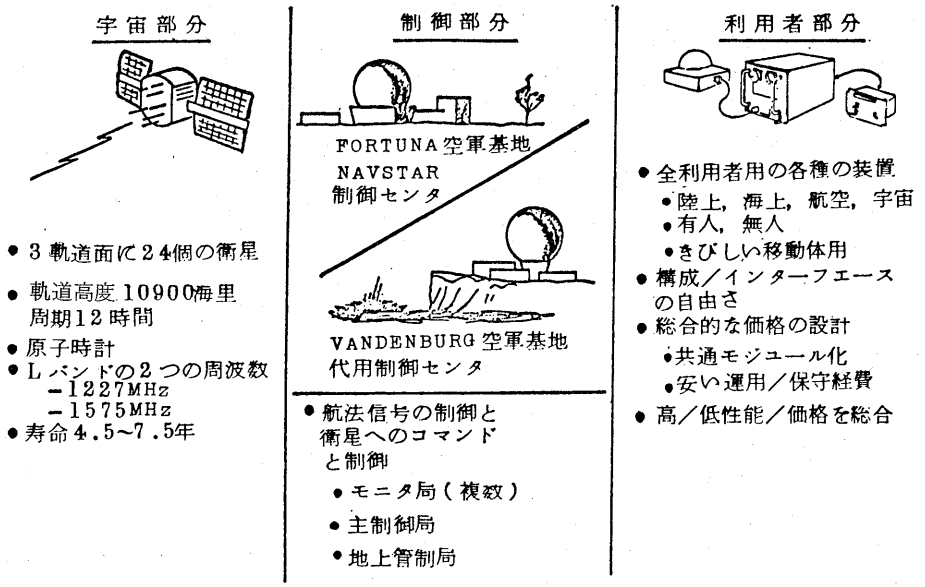


図 2　NAVSTAR/GPS のシステム構成（その 2）

** 前ページの注参照

航行と共用の形で無線航行衛星 (Radio Navigation Satellite) (宇宙から地球へ) 用として割当られ，正式にこのシステムに使用できる周波数となった。

変調はいわゆる直接拡散 (Direct Sequence) によるスペクトラム拡散 (Spread Spectrum) 変調方式である。これは搬送波を擬似雑音 (Psudo Noise, PN) コードにより変調をすることによって，その PN コードの繰返し周期に応じた帯域幅に広がった電波とすることである。PN コードは雑音と同じような 2 進符号で，0 と 1 がランダム (不規則) にかつ同数 (奇数では 1 が 1 つ多い) に出現をするコードであり，このような信号でスペクトラム拡散をした電波は雑音的な性質をもっているが，変調に使用したのと同じパターンの PN コードを発生できる受信機で，受信をし，受信電波の PN コードと受信機内の PN コードとのパターンの位相が完全に一致をすれば，両者の相互相関がとれ，その電波を信号として受信できることになる。

PN コードの発生は図 3 に示すようなフィードバック回路つきのシフトレジスタを使って発生することができる。図の題名による m-系列とは maxmal sequences (最長系列) という意味で，シフトレジスタの段数を n とすれば (2^n-1) の長さごとに同じパターンを繰返す長さまでの PN コードを作りうるということを示している。従って，5 段のシフトレジスタではこの長さは 31 ビットになる。そして，この場合はフィードバックのタップの位置を変えることにより 6 種類の最長系列符号が作れる。このようなシフトレジスタを 2 つ図 4 のように接続して，その出力を加え合わせた発生器を Gold 符号発生器という，この場合は加え合わせる上下のレジスタの発生コードの位相を 1 ビットずつずらすと合せて 31 通りの組合わせが考えられ，これらは何れも PN コードとなるので，コード長は同じ (2^n-1) であるけれども多くの種類の PN コードを作ることができる。

GPS では 2 つのスペクトラム拡散変調信号がある。その 1 つを C/A 信号という，これは Clear and Acquisition (明瞭および捕捉) または Coarse and Acquire (粗測定および捕捉) の意味である。もう 1 つの信号は P 信号と呼ばれ，これは Precision (精測定) または Protect (秘密に保護をする) の何れかの P であるとされている。P 信号は L1 と L2 の 2 つの周波数の搬送波を位相変調し，また C/A 信号は L1 周波数の搬送波のみ P を信号とは直交した位相での位相変調で送信されている。従って，L1 は C/A と P の両信号が重量されている。なお，L2 周波数を実験のため C/A 信号で変調する切換も用意されているという記述もある。

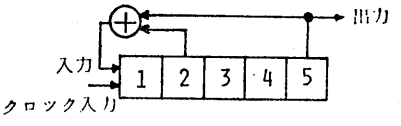


図 3　m-系列の PN コード発生器

この図は 5 ビットのシフトレジスタの例で最初に 11111 の符号を入れ〔5, 2〕(図の例)〔5, 3〕〔5, 4, 3, 2〕〔5, 3, 2, 1〕〔5, 4, 3, 1〕〔5, 4, 2, 1〕の出力を入力にフィードバックすると 6 種類の $2^2-1=31$ ビットの PN コードが発生できる。

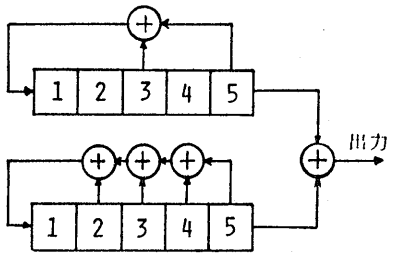


図 4　Gold 符号発生器の例

この 5 段のシフトレジスタを 2 つ組合わせた PN コード発生器では上と下の符号を 1 ビットずつずらせると下の例に示すように 31 通り (他にそれぞれのレジスタの出力のみを取出せば全部で 33 通り) の $2^5-1=31$ ビットの PN 符号が作り出せる。

0 ビットシフトの場合

```
    11111000110111010100001001011 00
+)  11111001001100001011010100011 10
---------------------------------------
    00000001111011011111011101000 10
```

1 ビットシフトの場合

```
    11111000110111010100001001011 00
+)  11110010011000010110101000111 01
---------------------------------------
    00001010101111000010100001100 01
```

5 ビットシフトの場合

```
    11111000110111010100001001011 00
+)  00100110000101101010001110111 11
---------------------------------------
    11011110110010111110000111100 11
```

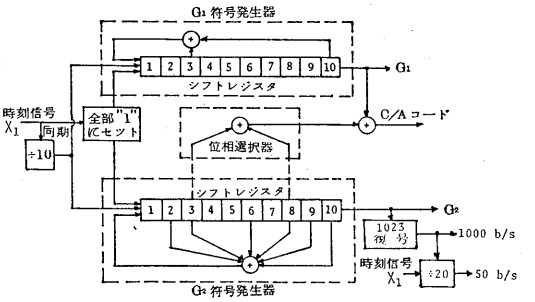


図 5　C/A コード発生回路

1.023 Mb である。従って，1 ms（ミリ秒）ごとに同じコードがくり返えされる。C/A 信号およびP信号とも 24 個の衛星それぞれ独自なものが割当られているので，利用者の受信機内で受信をしようという衛星のコードと同じ PN コードを作り出すことで受信が行なわれ，同じ周波数で送信されているその他の衛星からの信号は雑音として処理をされ混信は生じない。図において時刻信号は衛星上の原子発振器から作られたもので，測距の基準として使用される。この基準時間を X_1 とすると，PN コード発生器の開始はその X_1 に行なわれる。C/A 信号はP信号 (10.23 Mb/s) に比し，そのビット速度は 1/10 であるから，原子発振器からの 10.23 MHz 信号は 1/10 回路で 1.023 MHz に変換され，その開始が X_1 に正しく同期をした C/A コードが出力として得られる。右下の 50 b/s の発生回路は後述の衛星からの軌道データなどのタイミング用信号の発生回路で，これも X_1 という基準時間に同期をするようになっている。

P信号用のPコードは，前述のとおり 10.23 Mb/s のビット速度をもっている。その発生もまた2つの PN コード発生器があって2つの出力を合成する Gold 符号である。第1の発生器は長さ 1.5 秒の 15,345,000 の長さの PN コードを作る。そして，第2の発生器の出力はそれより 37 ビット長い 15,345,037 ビットの長さの PN コードである。両発生器は毎週の土曜日の GMT の0時に同時にリセットされてコードを作りはじめる。もし，この2つの発生器から作られる Gold 符号はそのリセットなしに動作をするとその合成が各回ごとに 37 ビットずつずれるので別のパターンが作り出され，267 日，すなわち 38 週余りの長さの PN コードを作り出す能力をもっているから，1週間7日の長さの PN コードを 24 個の衛星に別々に割当てることは，衛星ごとにその合成の最初の位相をリセット時に変えてスタートさせることによって可能である。こうして，P信号は衛星ごとに独自の7日間の長さの PN コードとなり，(その長さは約 6×10^{12} ビットである) そのコードで変調をされることになる。

このP信号も，そして前述した L1 および L2 の両搬送波も衛星のルビジウムまたはセシウムの原子発振器から作られた 10.23 MHz の信号が発振であり，もちろんP信号はさきに示した X_1 という基準時刻と同期している。但し，この 10.23 MHz という周波数はつぎの理由によって実際には若干異なった周波数である。すなわち衛星からの送信を地上で受信するときに，GPS のような精密な時間測定システムでは一般相対性理論および特殊相対性理論による周波数変化（および時間の変化）を無視することができない。この効果は衛星が利用者とは別の重力場にあり，高速で移動しているという事実にもとづくものである。この時間が変化をするという現象は，(1) 固定的な時間および周波数の変化，(2) 周期的な変化，の2つに分けて考えられる。前者は衛星の打上げに先立って，衛星上の時計の周波数を予じめその分だけずらせておくことで取除いている。すなわち，10.23 MHz の周波数は 10.22999999545 MHz と 0.00455 MHz だけ少なくオフセットをしておかれている。

さて，P信号および C/A 信号はともに毎秒 50 ビットのデータ信号により1次変調（したがって，搬送波の変調は2次変調と呼ばれる）されている。これは，衛星から利用者への GPS 利用上の情報の放送であって，30

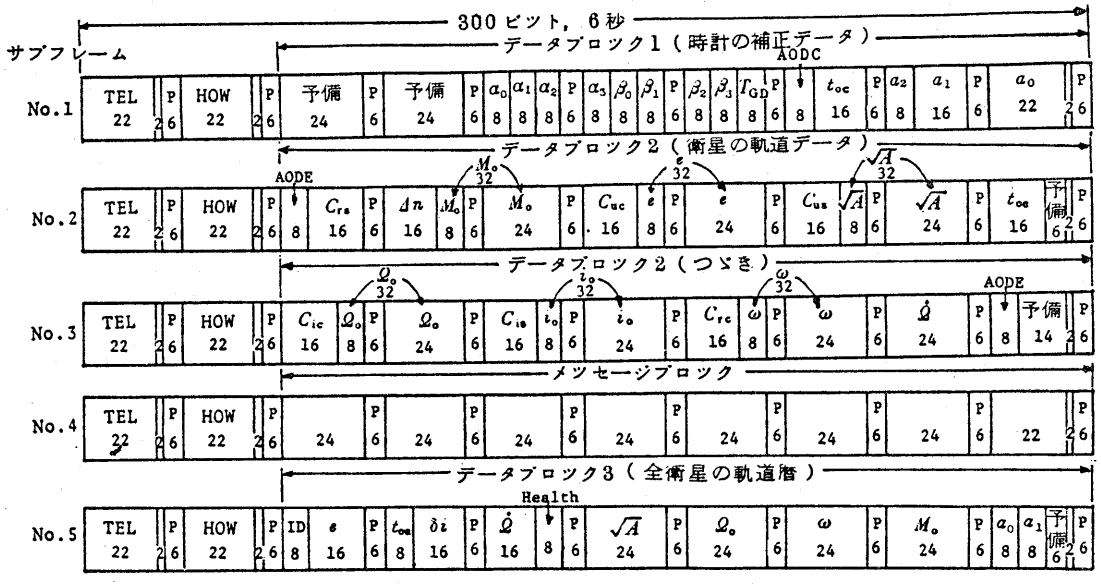


図 6　NAVSTAR 衛星からの送信データの内容

表 1　衛星からのデータの意味と衛星位置の計算方法

記　号	サブフレーム No.	ビット数	データの意味
TEL	1～5	22	テレメータ語　同期パターン (8)，テレメータデータ (14)
HOW	1～5	22	ハンドオーバ語 A/C→P 捕捉データ Z カウント (17)
$\alpha_0 \sim \alpha_3, \beta_0 \sim \beta_3$	1	8×8	電離層補正用パラメータ
T_{GT}	1	8	1 周波受信機用遅延補正
AODC	1	8	時計補正データの年代＝$t_{0c}-t_L$ (a_0 etc. の作成時間)
t_{0c}	1	16	時計補正用基準時間（土曜 0000 GMT よりの (s))
a_0, a_1	1, 5	22, 16	GPS システム時間 $t=t_{sv}$ (衛星時間)$-\Delta t_{sv}$
a_2	1	8	$\Delta t_{sv}=a_0+a_1(t-t_{0c})+a_2(t-t_{0c})^{2}$(*1)
AODE	2, 3	8	軌道予測の年代＝t_{0a}－(予測作成時間)
t_{0e}	2	16	軌道要素の基準時間（同上）
M_0	3, 5	32, 24	t_{0e} における平均近点離角（半円）
e	2, 5	32, 16	離心率
$\sqrt{A}$	2, 5	32, 24	長半径の $\sqrt{\ }$ ($m^{1/2}$)
Ω_0	3, 5	32, 24	昇交点経度（半円）
i_0	3	32	軌道傾斜角（半円）
ω	3, 5	32, 24	近地点引数（半円）
$\dot{\Omega}_0$	3, 5	32, 16	昇交点の摂動（半円/s）
Δn	2	16	平均運動の補正（半円/s）
δi	5	16	$i_0=30°\pm\delta_i$（半円）
C_{uc}	2	16	軌道の乱れの補正項
C_{us}	2	16	
C_{rc}	3	16	
C_{ss}	2	16	
C_{ic}	3	16	
C_{is}	3	16	
ID	5	8	衛星の識別 No.
t_{0a}	5	8	サブフレーム 5 の基準時間 (s)
Health	5	8	衛星の健康状態

衛星位置の計算方法

μ=(万有引力常数)×(地球質量)$=3.98608\times10^{14}$ m^3/s^2

$\dot{\Omega}_e$=地球の自転速度$=7.292115147\times10^{5}$ rad/s

長半径　$A=(\sqrt{A})^2$

平均運動　$n_0=360°/$周期$=2\pi\sqrt{\mu}/2\pi\sqrt{A^3}$

$=\sqrt{\mu/A^3}$ (円軌道のとき)(*2)

平均運動の補正　$n=n_0+\Delta n$

t_{0e} からの時間　$t_k=t-t_{0e}$(*3)

t_k における平均近点離角　$M_k=M_0+nt_k$

ケプラ方程式　$E_k=M_k+e\sin E_k$(*)

動径　$s_k=A(1-e\cos E_k)$

$\cos v_k=(\cos E_k-e)/(1-e\cos E_k)$
$\sin v_k=\sqrt{1-e^2}\sin E_k/(1-e\cos E_k)$
} 軌道面上の衛星位置

緯度偏角（赤道面と動径との偏角）　$\phi_k=v_k+\omega$

軌道の乱れの補正
$\delta u_k=C_{uc}\cos 2\phi_k+C_{us}\sin 2\phi_k$
$\delta r_k=C_{rc}\cos 2\phi_k+C_{rs}\sin 2\phi_k$
$\delta i_k=C_{ic}\cos 2\phi_k+C_{is}\sin 2\phi_k$

軌道方向の補正　$u_k=\phi_k+\delta u_k$

半径方向の補正　$r_k+r_k+\delta r_k=A(\cos E_k)+\delta_k$

傾斜角の補正　$i_k=i_0+\delta i_k$

軌道面上位置（補正ずみ）
$x'_k=r_k\cos u_k$
$y'_k=r_k\sin u_k$

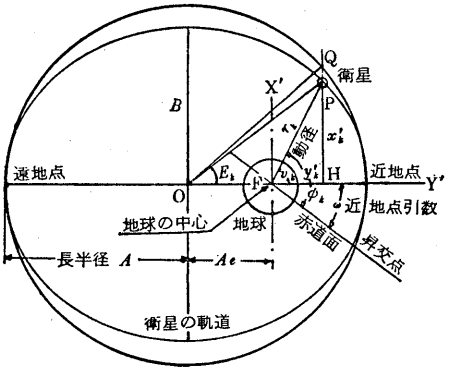
$\Omega_k=\Omega_0+(\dot{\Omega}_{0e})t_k-\dot{\Omega}_e t_{0e}$

$x_k=x'_k\cos\Omega_k-y'_k\cos i_k\sin\Omega_k$

$y_k=x'_k\sin\Omega_k-y'_k\cos i_k\cos\Omega_k$

$z_k=y'_k\sin i_k$

で地球固定 XYZ 座標系上の位置となる



(注)　(1)　303,400 sec$\geq(t-t_{0c})\geq-302,400$ sec，但し 302,400 は 1 週間の秒数に当る。

(2)　平均運動 $n_0=\sqrt{\mu/A^3}$ は円軌道のときである。実際の NAVSTAR では衛星の軌道半径を 26,427～26,693 km 程度あるいは離心率 0.003 程度まで考えており，そのための補正が Δn である。

(3)　302,400 sec$\geq t_k\geq-302,400$ sec

(4)　sin の中を $E_k\fallingdotseq M_k$ として E_k を求め，その E_k を sin に入れる繰返し計算で解く。

秒間を 1 つの周期として，繰返し放送をされる。この放送は衛星上のプロセッサで制御され，そのもととなる情報は ULS から衛星への送信である。

図 6 に NAVSTAR 衛星からの放送の内容の概略を，また表 1 にはその図中の記号の意味を示してある。図からも明らかなように 30 秒間を 1 フレームとし，それを

更に5分割して，5つのサブフレームを形成している。1フレームの情報量は1,500ビット（毎秒50ビット×30秒）で，各サブフレームはおのおの300ビットであるが，それを更に30ビットずつに細分し，この30ビット中24ビットが情報で，残りのPとしてあるのが誤り訂正符号（Parity）である。

各サブフレームとも最初の1/5はTELとHOWとの2つの共通な語より構成されている。TELはTelemeter，すなわちテレメータ語で，そのデータ部の24ビットは前置されている同期パターン8ビット，テレメータデータ14ビットそして最後に情報を含まない2ビットに分割されている。このテレメータデータは衛星の状態などを示しているらしいが，航法用受信機では普通は使用されない。このTELのはじまりが，衛星からの時刻信号（Zカウントという）である。HOWはHand Over Word，"手渡し語"とでもいう語であって，これはC/A信号の捕捉後，このデータを使って，P信号への捕捉の変換を行なうための情報である。このHOWのうちのはじめの14ビットはZカウントであるつぎのサブフレームの立上がりの衛星の時刻を示している。なお，図5に示した時刻信号 X_1 は1.5秒ごとの信号で各サブフレームにはその立上がりを含めて4つの X_1 がありZカウントは週のはじめからの X_1 信号の数である，このHOWの中の数値を4倍すると正式のZカウントになる。残りのビットにはサブフレームの識別番号，無情報の2ビットなどである。従ってこのHOWはつまりつぎのサブフレームの立上りのときに長いP信号のPNコードのどの辺りをいま送信しているかを示していると考えればよく，C/AからP信号への移りかわりは6秒ごとの各サブフレームにすべてTELとHOWを前置しているので，その機会ごとにC/AからPへのhand overを行なうことができる。

サブフレームNo. 1の残りは，衛星上の原子時計（原子発振器）の誤差あるいは補正値を示すデータである。GPSにはシステムに専用の時刻"GPSシステム"時間をもっているが，それは，協定世界時（UTC）と100 μs以内の差を保つようにされ，またその差は公表されるようになっている。衛星（SV-Space Vehicle）の時計，すなわち X_1 の信号はシステム時間との差が976 μs内に保つようにされ，その差がサブフレーム1の内容で，AODC以下の各パラメータでそれを示している。AODC（Age of Data-Clock）は表1にも示したとおり，補正値を予測するのに使った時間 t_L と t_{oc} の差（単位秒，但し2進数，2進数であることは以下のデータはすべて同じ）である。こうして，衛星からの送信時刻をGPSシステム時間に補正した値 t は，補正係数 a_0, a_1, a_2 を使って，表の中に示した式で求め，衛星の時計を1ns以内に補正することができる。このサブフレームにある8つの9ビット語 $\alpha_0 \sim \alpha_3$ と $\beta_0 \sim \beta_3$ は後述する1周波用受信機での電離層伝搬誤差の補正パラメータ，T_{GD} はL1とL2信号の衛星内電子回路での遅延時間の差で同じく1周波用受信機に必要なデータとされている。

サブフレームNo. 2とNo. 3はその衛星の軌道データの予測値で，図および表に示したとおり基準時間 t_{oe} における $M_0, e, \sqrt{A}, \Omega_0, i_0, \omega$ で表わした軌道6要素と Ω_0 の摂動値 $\dot{\Omega}_0$ 並びに平均運動の補正項 Δn とからなっている。これら軌道要素は32ビット（10桁以上）と充分な精度をもっている。また，M_0 など角度で表わされ値は"半円（semicircles）"という単位が使ってあるが，これは180°が1であるのでラジアンの $1/\pi$ に相当する。AODE（Age of Data-Ephemeris）はさきのAODCと同様に軌道データの予測の新らしさを示すデータである。これらの軌道要素を使って，衛星の位置を地球固定の直交座標系で求める計算法は表1の右半分に示してある。その際，地域の重力場の不均等などによる軌道楕円からの外れはサブフレームNo. 2とNo. 3にある6つのパラメータ C_{uc} などを使って補正する。その補正法も表1に示すとおりである。NNSSではよく知られているように，これと同じ補正を衛星から放送される2分ごとの ΔE_k（離心近点離角の補正値）と ΔA_k（長半径の補正値）および4分ごとの η_k（軌道面からの外れ）を使って補正しているが，GPSでは6つのパラメータでかなりの長さの時間についての補正を，δu_k（ΔA_k に相当）と δr_k（ΔA_k に相当）および δi_k（傾斜角の補正で η_k に相当）というつの値を求めることを行なっている。

サブフレームNo. 4はメッセージブロックで英字または数字の情報を23字まで送信できるよう設計されているが，これをどのように活用するかは明らかにされていない。

サブフレームNo. 5は，GPSに属する全衛星の軌道データなどを少ない桁数で放送するようにしてある部分である。ここの情報のみは1フレームごとに変化し，24衛星+1擬似衛星の25フレーム（12.5分）で1順をするようになっている。これらの情報は利用者の受信機が全衛星の概略の位置を知ることによって，測位を行なうのに最適な配置にある4個の衛星に選び出し，また，それら各衛星の利用者の間の相対速度を知ることで，衛星からの送信周波数およびコードのビット速度のドプラ効果による偏移，衛星の時計の偏差などが得られるので，つぎに受信をする衛星の信号を受信機ができるだけ速く捕捉をするための助けとなる情報として使用される。図および表から明らかなようにIDは識別番号（0～33で，擬似衛星のときはID=0），Healthは衛星の状態を示し，利用不可の衛星があればここで識別をする。軌道要素は

表 2　GPS の衛星からの信号

送信周波数	変調のビット速度			信号の地上での受信レベル（初期段階，最小値）	
	P 信号	C/A 信号	航法データ	P 信号	C/A 信号
1,575.42 MHz (L1)	10.23 Mb/s	1.023 Mb/s	50 b/s	−163 dBw	−160 dBw
1,227.6 MHz (L2)	10.23 Mb/s	(切換で)	50 b/s	−166 dBw	—

サブフレーム No. 2 と 3 が 32 ビットであったものが，ここでは 24 ビット（約 8 桁）と少なく，軌道傾斜角のみは i_0 の代りに δi で示し，これは公称の i_0 である 60°（1/3 半円）から差であって，送信ビット数が減らせるようになっている。Ω_0 の摂動項 $\dot{\Omega}$ は送信されているけれども，C_{uc} などの補正項は送信されていない。また，衛星時計の補正は $a_2=0$ として処理をするよう，a_0 と a_1 のみが送られている。t_{0a} は時計と軌道両用の基準時間である。

以上の衛星からの信号の各数値をまとめて示すと表 2 のとおりになる。このうち，L1 搬送波は前述したとおり，C/A と P の両信号で直交変調をされているので，その信号を数式で示すと次式のようになる。

$$S_{L1}(t)=A_p XP(t)D(t)\cos(\omega_1 t+\phi) + A_c XG(t)D(t)\sin(\omega_1 t+\phi) \quad (1)$$

ここで，$XP(t)$ は P 信号，$XG(t)$ は C/A 信号，ω_1 は L1 周波数，ϕ は小さな位相雑音と発振器の偏移成分である。この L1 電波のスペクトラムの広がりは図 7 に示してあるとおりで，P 信号によるものは ±10.23 MHz の，また C/A 信号によるものは ±1.023 MHz の広がりをみせている。

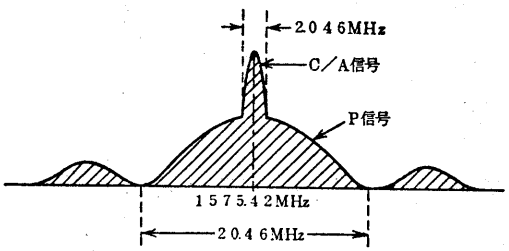


図 7　L1 電波のスペクトラム

4. GPS 利用者装置

GPS の利用者装置は，それを使用する利用者の種類に応じて各種のものが製作されることになっている。その種類を区分する主な要因は (1) 利用者が希望する測位の精度 (2) 利用者の動的な動きの遅速 (3) 利用者装置の寸法，重量および価格 (4) 耐妨害性などの特別な要求，などである。これらの要因に応じて，利用者装置の構成を変更させる主なポイントとしてはつぎのようなものがある。

（1） アンテナの種類と数。普通は無指向性に近いアンテナが 1 個使用されるが，移動体の姿勢による死角を防ぐために 2 個以上のアンテナをつけたり，また，電子的に指向方向を制御したり，妨害波の方向に指向性の谷の部分をもってくるなどの最適制御をするアダプティブアレイの使用も考えられている。

（2） 使用電波の数。普通は L1 と L2 の両周波数を使用し，電波の電離層遅延の自動補正（電波が電離層中を通るときは，電波の屈折効果のため伝搬遅延量が増加する。この遅延量は 1 次的に周波数の 2 乗に逆比例をするので 2 つの周波数を使用するとこれを実時間で除去できる）をするが，受信機を簡単かつ安価にするため，L1 周波数のみを使用する場合もある（このときは後述するように計算による補正が行なわれる）。

（3） 使用する信号の別。捕捉用に C/A 信号を，計測用に P 信号を使用するのが，もともとのシステムの使用方法であり，測位精度はそれによってシステム本来の値が達成され，また妨害にも強いが，P 信号は民間用として解放される可能性については疑問がある。C/A 信号のみの使用によっても測位は可能であり，受信機も簡単になるが，測位精度が 1 桁程度劣化をする。C/A 信号のみの利用は結果的に L1 周波数のみの使用になる。

（4） 受信機のチャンネル数。GPS では，4 個の衛星からの受動的測距によっている。この受信の際，4 個の衛星からの信号を 4 つのチャンネルで全部同時に受信して測距をするか，測定回路は 1 つのチャンネルで順次各衛星に切換えて行なうかの選択がある。速い動的な動きの利用者には前者が要求されるが，利用者装置の価格の点から見れば，後者が有利であり，次項に述べるソフトウェア上の配慮によって余り測位精度への影響がない場合もあると思われる。なお，モニタ局の受信機は当然チャンネル数は更に多くなるし，また，5 チャンネルを用意しておいて，つぎに配置の良くなる衛星の信号を予じめ捕捉しておいて瞬間的に切換えられる受信機も試作されている。更に 2 チャンネルで順次計測の時間を短縮する中間的なものもある。

（5） 推測航法による補助データの使用およびカルマ

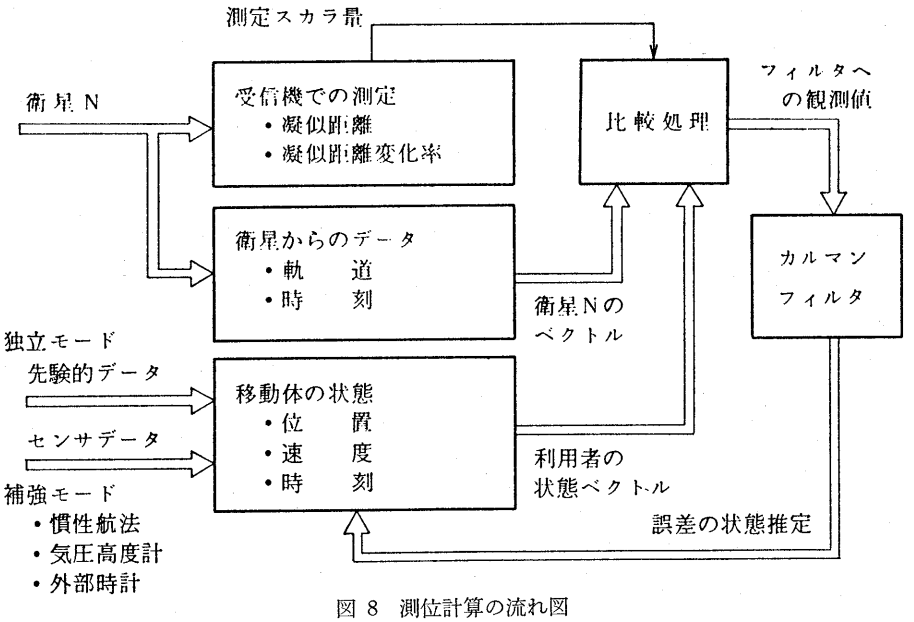


図 8　測位計算の流れ図

ンフィルタの使用とその状態数。GPS による測位計算では，船など低速の利用者の場合に普通の測位計算を使用することも考えられるが，普通はカルマンフィルタを使った最適推定による測位計算法が使用される。図 8 にその場合の計算の流れを示す。カルマンフィルタでは誤差推定などを行なう状態をいくつにとるかで，計算の分量などが大きく変ってくる。GPS のみの状態を考えると，このシステムで決定されるべき利用者の 3 次元の位置，速度および加速度で 9 つ，それに利用者の時計の時間のオフセットバイアスと発振周波数で併せて 11 状態となる。遅い移動体では加速度を除いて 8 状態で充分である。慣性航法装置などによる推測航法の援助 (aiding) はカルマンフィルタにおいて移動体の状態推定のデータとして使用されるとともに，その推測位置と移動体の速度データなどは，衛星からの信号の初期捕捉を早めるためにも使用される。このような外部航法装置の援助はカルマンフィルタの状態数をその装置に応じて増加させることになる。なお，簡易型の航空機用受信機で，航空機の旋回中の姿勢変化などで，1 個の衛星からの信号の受信が中断されたときに，その航空機の高度計データを使うと 3 個の衛星に衛星による 2 次元測位を継続して，測位の不連続さを軽減できる援助となる。

（6） 信号処理の手段。GPS ではスペクトラム拡散変調を用いているため，受信信号の搬送波およびコードの捕捉とその後の追跡という信号処理を受信機が行なうことが要求される。そのための捕捉・追跡ループの回路に相関器をいくつ (1～3) 使うかなどの種類があるほか，将来は弾性表面波素子 (SAW) や電荷結合素子 (CCD) の使用なども考えられている。

（7） 制御表示装置 (CDU—Control and Display Unit)

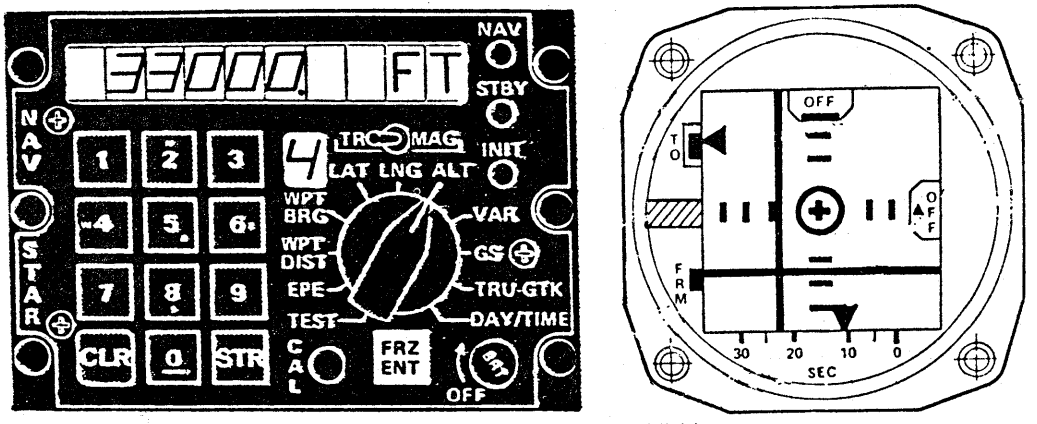


図 9　航空機用の制御表示器の試作例

GPS 航法装置の CDU は一般航法装置のそれとほとんど変らない。船舶用の CDU の場合は緯度・経度の表示と初期データ入力のためのキイボードなどが中心になるであろう。図9は航空機用として試作された CDU の例で左側が制御器とディジタル表示器，右側が操縦席の偏差計で，このような偏差計は予定コースにいくつかのウェイポイントを予じめ設定することで使用できるようになる。

以上のいろいろな選択を用途別にまとめたのを表3にまた，開発の第1段階で試作をされた利用者装置を表4

表 3　各種用途別の利用者装置の種類

用途		特性										
利用者	利用者装置の種類	アンテナの型式(1)	チャンネル数	相関器の数	周波数	信号	フィルタの状態数	援助	重量 (lb)	大きさ	消費電力	カルマンフィルタ
軍用	汎用（遅い動き）	C，F	1	3	L1/L2	C/A，P	8	否	12	400 in³	16	要
	汎用（中の動き）	C，F	2	3	L1/L2	C/A，P	11	要	30	3/4 ATR 短	50	要
	汎用（速い動き）	C，F	4	3	L1/L2	C/A，P	11	要	50	3/4 ATR 長	90	要
	戦術ミサイル誘導	C，F	1	1	L1	C/A	8	要	12	400 in³	16	否
	戦略ミサイル誘導	C，F	3	3	L1/L2	C/A，P	11	否	30	3/4 ATR 短	50	要
商用	商船	F	1	1	L1/L2	CA/P	5	否	—	—	—	否
	旅客機	F	2	2	L1/L2	CA/P	8	否	—	—	—	否
	大型漁船	F	1	1	L1/L2	CA/P	5	否	—	—	—	否
	測量	F	1	1	L1/L2	CA/P	5	否	—	—	—	否
個人用	小型航空機	F	1	1	L1	C/A	5	否	—	—	—	否
	小型漁船	F	1	1	L1	C/A	5	否	—	—	—	否
	大型個人用ボート	F	1	1	L1	C/A	5	否	—	—	—	否
特殊	時刻の移し変え	F	1	1	L1/L2	C/A，P	5	否	—	—	—	
	位置の監視	F	1	1	L1	C/A	5	否	5	400 in³	12	否

注 (1)　アンテナ型式のCは指向性制御型，Fは固定指向性

表 4　第1段階試作の利用者装置

種別	製造者	周波数	コード	チャンネル数	他からの援助	特徴
XU	General Dynamic /Magnavox	L1, L2	P, C/A	4	なし	高性能
YU	〃	L1, L2	P, C/A	1	なし	中性能
XA	〃	L1, L2	P, C/A	4	あり	高性能
YA	〃	L1, L2	P, C/A	1	あり	中性能
HDUE	Texas Instrument	L1, L2	P, C/A	5	あり	HDUE: High Dynamic User Equipment カルマンフィルタの状態数 11
MVUE	〃	L1, L2	P, C/A	1	なし	MVUE: Manpack Vehicutar User Equipment カルマンフィルタの状態数 8
MBRS	〃	L1, L2	P, C/A	4	—	MBRS: Missile Borne Receiver Set ミニットマンミサイル用，カルマンフィルタの状態数 11
AFAL/GDM	Collins	L1, L2	P, C/A	1	あり	
MP	General Dynamic /Magnavox	L1, L2	P, C/A	1	なし	MP: Manpack
Z	〃	L1	C/A	1	高度計のみ	低価格用

に示す。表3はかなり主観的なものであり，測量を除く商用は民間へのシステム開放の条件によっては L1 および C/A のみにならざるを得ない面もあり，また援助やカルマンフィルタはこの場合にもその使用の手段によって有効になりうる場合もある。また，小型航空機では前述のように高度計の援助が必要となるかも知れない。表4 での受信機の識別の中の X, Y, Z の記号はそれぞれの受信機の種類の代表としてあげられることもある。

5. GPS 利用者装置でのデータ処理

GPS 利用者装置のプロセッサはまず，測位に利用すべき衛星（4 個）を選び出す。この選定には，衛星から送信されるサブフレーム No. 5 の衛星の軌道暦を使って，まず，その利用者の視野中にある（その仰角が正でかつ一定の最小仰角より大きい）衛星を選び出す。このような衛星の数は測位に必要な数より多いのが普通であるので，最も測位精度が良くなるような (GDOP—Geometric Dilution of Precision（幾何学的な精度劣化）) の小さい衛星の組合わせを選び出す。その選定にもとずいて当該衛星のコードを受信装置内で作り出すなどの所要の制御を行なう。

そのあと，利用者装置では衛星からの信号を受信して，その PN コードの受信のタイミングから各衛星までの距離と距離変化率を測定する。しかし，その測定値は利用者装置内の時計とその周波数のオフセットなどによる誤差を含んでいるので，それらを "擬似距離" および "擬似距離変化率" と呼ぶ。i 衛星までの擬似距離を $\tilde{R}_i$ とすると，それは次式で表わされる。

$$\tilde{R}_i = R_i + c\Delta t_u + c(\Delta t_{Ai} + \Delta t_{svi}) \qquad (2)$$

ここで，R_i は衛星と利用者装置の間の真の距離，c は光速度，Δt_{Ai} は電波の電離層（と対流圏）での伝搬遅延，Δt_u は GPS システム時間に対する利用者時計のオフセット，Δt_{svi} は GPS システム時間に対する衛星 i の時計のオフセットである。ここで，Δt_{svi} は衛星からの送信データで求めることができ，Δt_{Ai} は後述の方法により求めることができる。衛星の3次元の位置は表1に示した計算より求めることができるので，R_i は利用者の3次元の位置がきまれば求めることができる。従って (2) 式には Δt_u と利用者の3次元位置と4つの未知数があるので $i=1\sim4$ と 4 個の衛星について $\tilde{R}_i$ を測定すれば全未知数を確定することができる。利用者の3次元速度も同様に4衛星に対する擬似距離変化率，すなわちドップラー周波数を測定することによって求めることができる。

Δt_{Ai} は L1 と L2 の2つの周波数を使用する利用者装置では，この遅延が周波数の二乗に逆比例をするということで求められる。いま Δt_{svi} などを補正後の $L1$ 電波（周波数 f_1）による擬似距離を $\tilde{R}_{i1}$，$L2(f_2)$ のそれを $\tilde{R}_{i2}$ とすると

$$\left.\begin{aligned}\tilde{R}_{i1} &= R_i + c\Delta t_u + c(K/f_1^2)\\ \tilde{R}_{i2} &= R_i + c\Delta t_u + c(K/f_2^2)\end{aligned}\right\} \qquad (3)$$

となる。ここで K は衛星 i からの電波伝搬路中の全電子含有量に比例をしたパラメータである。この両式から K を消去すると

$$R_i = \tilde{R}_{i1} + F(\tilde{R}_{i1} - \tilde{R}_{i2}) - c\Delta t_u \qquad (4)$$

となる。ここで

$$F = f_2^2/(f_1^2 - f_2^2) \qquad (5)$$

であり，(4) 式と (5) 式で補正が行なわれる。

L1 周波数のみを使用する利用者装置では，このような自動補正はできないので，前述の衛星から送られてくるデータのうちのサブフレーム No. 1 の $\alpha_0\sim\alpha_3$，$\beta_0\sim\beta_3$ の 8 つのパラメータを使って補正をする。その方法はいまのところ明らかではないが，つぎのような方法が有力候補であるとされている。すなわち，ある場所における電離層における伝搬遅延例は図 10 の実線のとおり

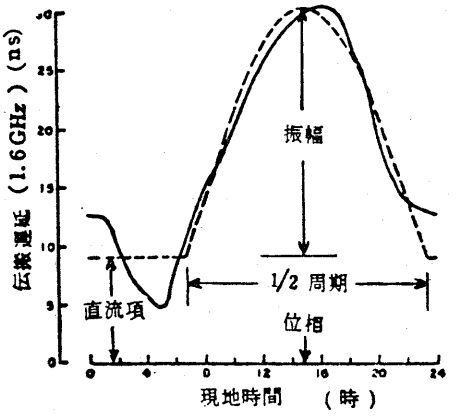


図 10 電波の電離層屈折による遅延量増加の cos モデル（実線は 1968 年 6 月の香港における実測値（1.6 GHz における増加遅延量）破線はそのモデル化）

であって，縦軸は1周波数の伝搬遅延量 (ns)，横軸は現地時間 (local time) である。この曲線の破線のような cos 曲線で近似をすると，この近似曲線は次式で示すことができる。

$$\left.\begin{aligned}c\Delta t_A &= D + A\cos\{2\pi(t-\phi)/p\}\\ \text{但し，}&(t+\phi)/p > \pm 90^\circ \text{ のときは}\\ &\cos\{2\pi(t-\phi)/p\} = 0\end{aligned}\right\} \qquad (6)$$

ここで，t は現地時間である。この式は図にも示したように4つのパラメータ，直流項であるバイアス D，振幅 A，周期 p，位相 ϕ で表わすことができる。この近似は夜間には余りよく合っていないが，これらの時間はもともと電離層による誤差の少ないときであり，補正の精

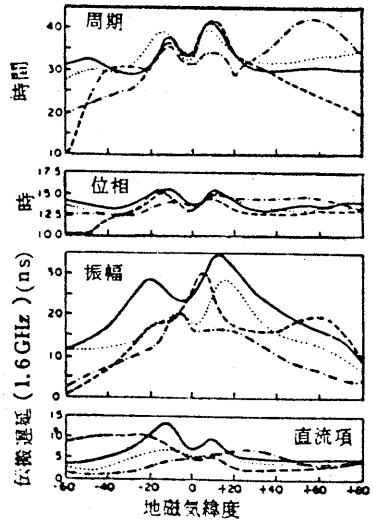


図 11　太陽活動最大時（1999 年）の地磁気緯度に対する電離層 Bent モデルによる cos モデルの各係数の季節変化（実線 1969 年 3 月，一点鎖線：6 月，点線：9 月，破線：12 月）

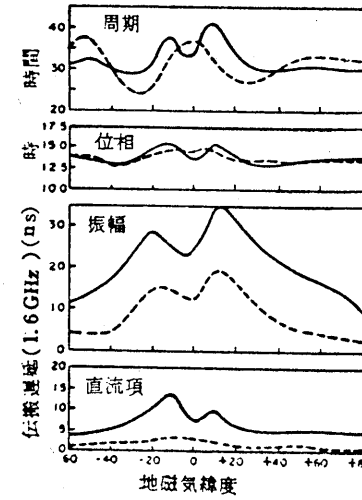


図 12　太陽活動最大時（1969 年 3 月，実線）と最小時（1964 年 3 月，破線）の地磁気緯度に対する電離層 Bent モデルによる cos モデルの各係数の変化

度は余り問題にならない。この 4 つのパラメータは季節，場所（地磁気緯度）および太陽の活動期などによって変化をする。その例を図 11 と図 12 に実測値で示す。これらの曲線を衛星からの 8 つのパラメータで示そうという考えである。そのため (1) 直流頂は 5 ns の一定値とする。(2) 位相は現地時間の 14 時を最高とする，(3) 周期と振幅は地磁気緯度 Φ_I の関数として 3 次の多項式で表わし，それぞれ 4 つずつのパラメータで表現し，それぞれの日の分の予測値を衛星から送信する，とするという方法である。

もし，この方法が使われたとき，以下つぎのような簡略式を用いて，それぞれの利用者位置への衛星電波の電離層遅延値を求める方法も開発されており，利用者用プロセッサの負担の減少が考えられている。

（1）　cos の計算にはつぎの級数を用いる。

$$c\Delta t_A = D + A[1-(X^2/2)+(X^4/24)] \qquad (7)$$

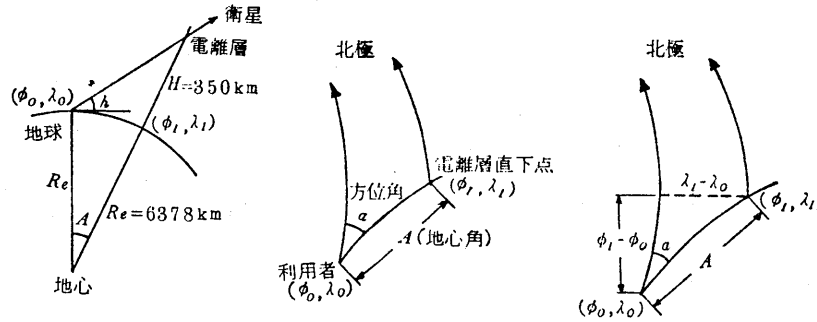
但し，　　$X = 2\pi(t-\phi)/p$

（2）　利用者の推定位置 (ϕ_0, λ_0) から地心地球固定直交座標系による (x_0, y_0, z_0) を求めると，同じ座標系の衛星位置 (x_s, y_s, z_s)（表 1）とから衛星を見る仰角 h と方位角 a は次式で求まる。

$$h = \sin^{-1}\left(\frac{x_s x_0 + y_s y_0 + z_s z_0}{DR_e}\right) \qquad (8)$$

$$a = \tan^{-1}\left(\frac{R_e^2 z_s - z_0(x_s x_0 + y_s y_0 + z_s z_0)}{R_e(y_s x_0 - x_s y_0)}\right) \qquad (9)$$

ここで，D は衛星までの（擬似）距離，R_e は地球半径（=6378.133 km）である。これから $h>10°$ において，対象となる電離層は図 13 (a) にあるように高さ 350 km を代表値としてその利用者位置からの地心角 A を求め



（a）　垂直面の関係　　（b）　地球を球面とした水平面関係　　（c）　地球面を平面とした水平面関係

図 13　利用者位置と電離層 (350 km) 直下点との関係

ると，近似的に

$$A \fallingdotseq \{445/(h+20)\}-4 \qquad (10)$$

となる。

（3） この A を用いて高さ 350 km の電離層の直下点の緯度 ϕ_I を経度 λ_I を求めるには図 13 (b) の地球面を同図 (c) のように平面として扱い，近似式として次式を使う。

$$\left.\begin{aligned}\phi_I &= \phi_0 + A\cos a \\ \lambda_I &= \lambda_0 + (A\sin a/\cos\phi_I)\end{aligned}\right\} \qquad (11)$$

なお，$\phi_0 > \pm 75°$ 以上の高緯度では $\phi_I=\phi_0, \lambda_I=\lambda_0$，すなわち利用者位置と電離層位置は同じであるという処理をしても差しつかえない。

（4） この電離層位置の緯度を地磁気緯度 Φ_I に直すには 1°，多くても 4° 以内の誤差で次式が使える。

$$\Phi_I = \phi + 11.6\cos(\lambda_I - 291) \qquad (12)$$

（5） 現地時間 t は λ_I と世界標準時 UT から

$$t = (\lambda_I/15) + UT \quad (\text{時}) \qquad (13)$$

で求まるが，$t>24$ になれば $t=t-24$ とする。

（6） 以上の計算から (6) 式を用いて，受信点 Φ_I, λ_I (時間 t) に垂直に電波が受信されたときの $L1$ 電波の電離層遅延量が求まるが，実際の伝搬では電波は電離層を斜に横断するので，それだけ距離が長くなり，遅延量も増加する，その増加量は傾斜係数 SF (slant factor) と呼び，それを (6) 式に乗じた値とする。SF を求める近似式は $h>5°$ (仰角 5° 以下の衛星は実際は使わないについて次式で表わされる。

$$\mathrm{SF} = 1 + 2\{(96-h)/90\}^3 \qquad (14)$$

このような補正方法は最悪の場合でも電離層遅延量 (10～50 ns) の半分程度を補正できればよいことを目標としている。C/A コードによる測距精度は，この電離層補正の残留誤差と同程度であるのでそれで充分であると思われている。

6. 試験結果と測位誤差の原因

Yuma にある Invert Range には，図 14 のような配置に前述のような 4 個の地上擬似衛星と管制センタのほか 3 台のレーザ追跡器が置かれていて，その上を競走場のトラック形に飛ぶ航空機などによる野外実験が行なわれている。4 個の実衛星を使った実験では，静止した同じ場所である 4 台の MP 装置の測位結果は互に 10 ft 以内の一致を示した。同じく 4 個の実衛星による航空機実験ではヘリコプタに HDUE 装置を使って低空での地形妨害がある状態で $\bar{x}=4.0$ m, $\bar{y}=-1.5$ m, $\bar{h}=4.7$ m, $\sigma_x=2.4$ m, $\sigma_y=2.4$ m, $\sigma_h=3.4$ m, ここで，x, y, h はそれぞれ東西方向，南北方向および高さの方向，σ はそれぞれの標準偏差を示す，の測位精度が得られたと報告されている。また，単一チャンネル，P 信号の Y セットで，$\bar{x}=3.0$ m, $\bar{y}=-9.4$ m, $\bar{h}=3.4$ m, $\sigma_x=3.0$ m, $\sigma_y=2.7$ m, $\sigma_h=3.7$ m, また，1 周波，A/C 信号の Z セットの地上車両実験で $\bar{x}=8.2$ m, $\bar{y}=2.7$ m, $\bar{h}=29$ m, $\sigma_x=7.3$ m, $\sigma_y=4.0$ m, $\sigma_h=4.0$ m と予想外の好測位結果が得られている。

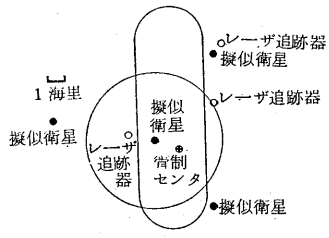


図 14 Yuma のテストレンジの構成

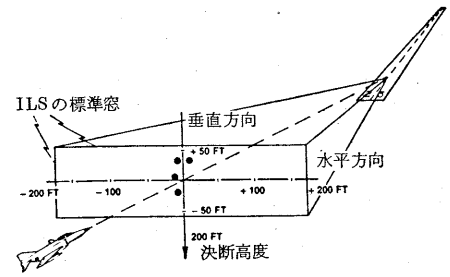


図 15 進入着陸の実験結果

図 15 は F4 戦闘機によって地上擬似衛星 3 個と実衛星 1 個を使い，進入着陸経路にウェイトポイントを設けて図 9 の右側の偏差計によって着陸実験を行なったときに ILS の決断高度 200 ft 通過時に 4 回のすべての実験において ILS の許容誤差範囲内を通っていたことを示している。

船の実験では海軍の上陸用舟艇で 3 衛星を使い，California 沖のテストレンジで島の既知位置に置かれた 4 台のミニレンジャーという標準測距器（この装置はレーザ追跡器との間の較正で測距離精度が約 1 m であることが確認されている。）との比較による測位実験結果は表 5 に示すとおりで X セットと Y セットに顕著な差が見られなかったとしている。また，フリーゲート艦 U.S.S. Fanning に GPS 利用者装置を備えたシェルタを搭載しての実験では，San Diego 港において，ウエイポイントとして航路ブイの位置を 1 マイル以下距離ごとに入れておいて濃霧の低視界時に 3 マイル程度の盲目航行に成功をしている。操船指令はシェルタから艦橋に音声で連絡され，また良視界位置での目視の測位との差は約 20 m であったとされている。更に同艦はシェルタを搭載したままの巡航で Acapulco 港への入港のデモンストレーションも行なっている。

表 5　船での測位実験

利用者装置	水平水平位置誤差 (m)	平均水平速度誤差 (m/s)
XU	7.7	0.28
	24.9	0.34
	9.1	0.30
	23.6	0.40
	8.6	0.25
	9.4	0.30
YU	11.9	1.1
	19.6	0.63
	13.1	0.77

注：　1.　3 衛星による
　　2.　各行は実験の日による結果を示す

時間計測の実験が Washington の海軍天文台のフライング・クロック（航空機で運搬するセシウム電子時計）を使って行なわれた。原子時計はまず Vandenberg の主制御センタの NAVSTAR 時間と比較されたのち Yuma に移された。測定は国防地図局の測定車に 4 チャンネルのXセットを搭載して行なわれ，表 5 に示す結果が得られた。これから，NAVSTAR の現在の航法用装置を使っての時間の移しかえの能力は約 50 ns であるが，この目的専用の装置の設計によって更にその結果が向上することが期待されている。

表 6　時間計測実験

観測数	GPS-海軍天文台 (ns)	
	平均	σ
8	−46	14
10	−29	6
7	−21	5
11	+36	22
9	− 4	7
45	−15	13

各行は 1979 年 2 月の 5 日間の個別データとその総合である

このような GPS による測位精度は時間を含めて 4 次元の計測であり，その測定は衛星と利用者の間の擬似距離（と擬似距離変化率――以下この変化率の方は考えない）の測定によって行なわれ，測定誤差はすべて測距誤差はすべて測距誤差として処理をするように考える。そして，その測距離差にいわゆる GDOP の係数を乗ずることで求めるというのは他の測位システムの場合と同じであるが，4 次元の計測であるためにつぎのような 4 つの DOP が新らしく定義されている。それらは PDOP, HDOP, VDOP および TDOP であって，P は Position (位置)，H は Horizontal (水平)，V は Vertical (垂直)，T は Time (時間) をそれぞれ表わしている。これらの値にそれぞれ 1σ の測距誤差を乗ずるとつぎのような誤差を与えることになる。

PDOP×測距誤差 (1σ)=3 次元の利用者位置の放射状方向誤差 (1σ)

HDOP×測距誤差 (1σ)=水平面の利用者位置の放射状方向誤差 (1σ)

VDOP×測距誤差 (1σ)=利用者位置の垂直方向の誤差 (1σ)

TDOP×測距誤差 (1σ)=利用者時計の時刻のオフセット値誤差の距離換算値 (1σ)

これらの関係から

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{PDOP} &= \{(\mathrm{HDOP})^2+(\mathrm{VDOP})^2\}^{1/2} \\ \mathrm{GDOP} &= \{(\mathrm{PDOP})^2+(\mathrm{TDOP})^2\}^{1/2} \end{aligned}\right\} \quad (15)$$

という関係がわかる。

この GDOP などの値は測位に使用する 4 個の衛星の利用者に対する関係位置によってきまる係数となる。そのため GPS の実際の衛星の軌道配置を使って，利用者が全時間のうちにどの程度の時間，測位に都合の良い衛星配置が得られるかというシミュレーション計算が行なわれている。図 16 にその結果の例を示す。*

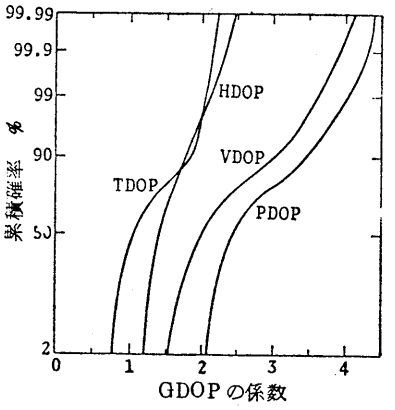


図 16　GDOP の各係数の値（仰角 5° 以上の衛星を使ったシミュレーションによる）

擬似距離測定の際の誤差の原因については，いくつかの要因が考えられるが，それらをまとめると表 7 に示すような要因と代表値が考えられている。

* このシミュレーションはシステムが衛星 24 個で構成されるとしている段階で行なわれた例である。23 ページの脚注で示したように，システムの衛星の数が 18 個になれば別の結果となるであろう。

表 7　擬似距離測定の誤差

誤差の要因	UERE		誤差の性質
	P信号	C/A信号	
衛星上の時計と群遅延	1.0m	2.0m	バイアス
衛星軌道	1.5	1.5	バイアス
電離層の伝搬遅延	3.0	20	Pはマルコフ C/Aはバイアス
対流圏の伝搬遅延	1.0	1.0	バイアス
擬似距離測定雑音	1.0	10	マルコフ
距離の量子化	0.27	2.7	白色雑音
距離の計算処理	1.0	1.0	白色雑音
マルチパス	1.0	10	白色雑音
総合測距誤差 (2乗和の平方根)	4.0	24.8	

備考：1. 擬似距離変化率の測定誤差は省略した。
2. C/A信号によるものの一部は筆者の推定値である。

7. むすび

以上展望をしたように，GPSは現在までに出現した中での最も優れた測位システムとなることが期待されている。このシステムは軍用として開発されているため，民間の利用者がそれをどのような形で利用できるかは未だ明らかにされていないが，はじめにも述べたようにすでにアメリカの民間航空局 (FAA) などではこのシステムを民間航空への導入の可能性と導入時の問題点などについての検討をはじめている。それらによると，少なくともC/A信号の利用のみはシステムの運用開始後適当な時期から使用が可能になるのではないかとも考えられる。そのほか，NAVSTAR衛星から民間用の別の信号 (civil signal) を送信し，その場合，衛星の軌道データなどは地上から別途送信をすることなどのシステム的な検討も行なわれている。

GPSは，1979年7月にDSARC (Defence System Aquisitiou Review Council) によってフェイズ2に入り利用者装置の原型の製作とシステム試験の一層の実施が認められている。運用システムのためのフェイズ3に入るには1982年ごろにもう一度DSARCの決定が必要とされている。将来の衛星はスペースシャトルによる打上げも考えられており，全世界的に3次元の測位ができるのは若干遅れて1987年頃になるのではないかとされている。

参考文献

(NAVSTAR/GPSに関する文献は最近多数発表されている。ここでは本文を書くに当って特に参照した数点を掲げるに止める)

(1) R. J. Milliken & C. J. Zoller: Principle of Operation of NAVSTAR and System Characteristics, NAVIGATION, Vol. 25, No. 2 (1978)

(2) J. J. Spilker, Jr.: GPS Signal Structure and Performance Characteristics, NAVIGATAION, Vol. 25, No. 2 (1978)

(3) A. J. Van Dierendonck (他): The GPS Navigation Message, NAVIGATION, Vol. 25, No. 2 (1978)

(4) R. L. Harrington & J. T. Dolloff: The Invert Range: GPS User Test Facility, IEEE PLANS '76 (1976)

(5) J. A. Klobuchar: Ionospheric Time Delay Corrections for Advanced Satellite Ranging System, AGARD CP-209 (1977)

(6) D. W. Henderson & J. A. Strada: NAVSTAR Field Test Results, NAVIGATION, Vol. 26, No. 1 (1979)

(7) R. M. Lockerd & C. R. Johnson: The Development of GPS/NAVSTAR User Equipments, "Man and Navigation" An International Navigation Congress, '79

(8) B. A. Smith: Navstar Program Changes Planned to Reduce Costs, Aviation Week & Space Technology, Apr. 14, (1980)

昭和55年度事業計画

1. 調査研究
   (1) 航法の自動化の調査研究
   (2) 双曲線航法の調査研究
   (3) 衛星航法の調査研究
   (4) レーダ航法の調査研究
   (5) 事故防止のための電子航法技術の調査研究
   (6) 海洋工学における電子応用の調査研究
   (7) 船舶用衝突防止装置の調査研究
   (8) オメガ受信機の技術基準の検討
   (9) 諸外国における電子航法の調査
   (10) 海上交通管制の調査研究
   (11) その他
2. 出版及び資料領布
   (1) 会誌「電波航法」第26号，27号の出版
   (2) 内外資料の領布
3. 研究会　年間6回開催する。
4. 専門部会　オメガ受信機の技術基準に伴う試験方法について検討する。船舶用衝突防止装置の技術基準について検討する。
5. 見学会　6月に実施する。

電波航法 Electronic Navigation Review
No. 26 (1980)

展　望

Observation

ヨーロッパにおける橋梁下航行援助施設

東京商船大学
庄　司　和　民

Aids to Navigation under Bridges in Europe

Tokyo University of Mercantile Marine
Prof. Kazutami SHOJI

まえがき

昭和54年6月23日から7月12日までの20日間にわたって，財団法人海洋架橋調査会海外開発研究委員会の事業の一環として，西ドイツ，オランダ，イギリス，フランスの4ケ国における海洋構造物と海難防止施設の現況を調査した。この調査は，庄司が調査団長となり，本四公団工務第二部次長梅田亮栄氏，工務第一部海務課長北風　潔氏，第二建設局建設部建設第一課長城野治三郎氏の三氏が団員として4名の調査団を結成して行なわれ，橋梁下を航行する船舶の航行安全システムに主眼をおき，それらの背景的基礎となる技術的並びに法規的問題をも調査することを目的として行なわれたものであった。

電波航法研究会としての興味は，橋梁下の航行安全のために，電波航行援助施設としてはいかなるものがあるかということであると思われるので，このような点に主眼を置いて述べてみたいと思います。

1.　橋によるレーダ映像の乱れに対する対策

視界不良時に，レーダーの助けを借りて，橋の下をくぐり抜けようとするときに，問題となるのは，橋が鏡となって生ずる偽像と，橋の実像につづく多重反射等による拡大効果である。西ドイツではライン河のような内陸水路において，橋が川の流れに直角に架けられている場合が多く，橋が鏡となって生ずる偽像は殆んど問題とされることはなく，橋の実像にひきつづく映像の乱れを問題としている。この問題の発端はこれらの映像の乱れの中にマスクされた船とのニアミスがあり，コブレンツの航路標識試験所での調査が始まったようである。

マンハイム市のライン河に架けられた三つの橋のうちの最も北の橋は，クルトシューマッハ橋というが，この橋の断面は図1に示すように，二つの Box 型の桁の上に道路が張ってある。この橋のレーダー像は，写真1のように，橋の実像の後方に長く多重反射の像をつくり出していた。この原因は，Box の内側面でレーダー電波が

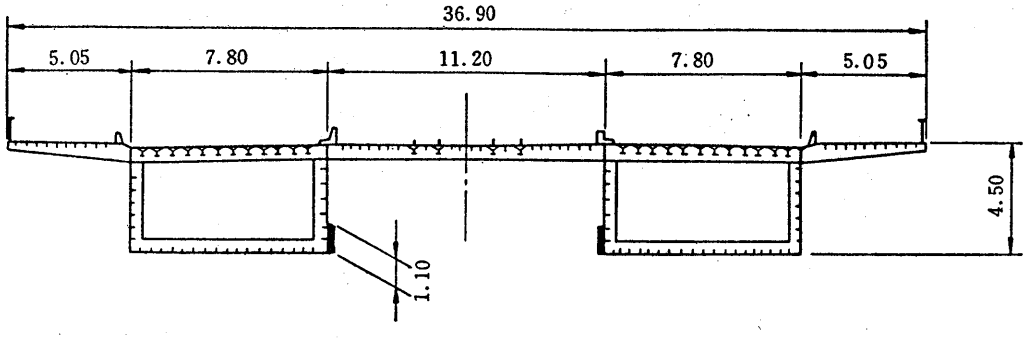
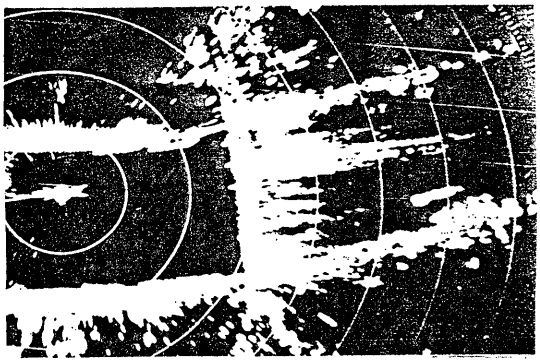


図 1　クルトシューマッハー橋断面図



UNITECTA 社提供

写真 1　レーダ障害防止対策前のクルトシューマッハ橋のレーダ映像

往復することにあるとして，Box の内面の下から1.1米の部分に電波吸収材を貼りつけた。その様子は写真2に示されている。その結果，レーダ映像は写真3に示すごとく対策された範囲（約 70 米に亘って改善されたものである。この電波吸収材は発泡スチロールにフエライトを混合したもので，実験室内では約 15 dB/one way の減衰が測定されたものであり，two way で 30 dB の減衰が計算されるが，実際には，20 dB 程度の減衰が観測されたとのことであった。この吸収材は約 8 mm の厚みをもち，1 m² の重さは約 2 kg であり，特別の接着剤を用いて，貼り付け特殊塗装を施してあるから，現在9年経過したが充分効果をもって居り，あと 10 年はもつものと信じているとの話であった。

西ドイツにはこのような電波吸収材を貼り付けた橋が他に三橋あると報告されている。

レーダ波の多重反射による同様の映像の乱れを減少させる方法として，この他に形状を変えることが行なわれ，

（1）　Box 桁の下を遮蔽してしまう例，デュッセルドルフ市のオーバーカッセル橋，写真 4。

（2）　Box 桁の内面を傾斜させる例，ボン市のコンラッドアデナウアー橋，写真 5。

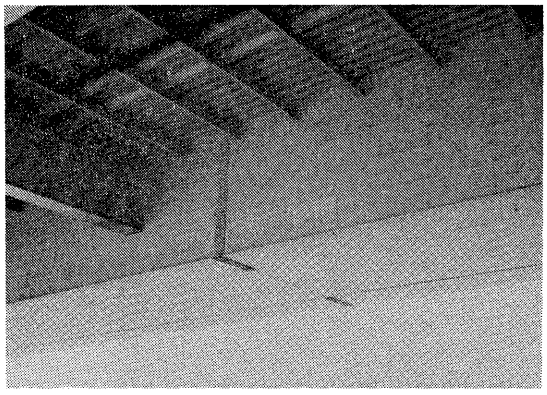


写真 2　桁の内側面下部に貼られた電波吸収材（マンハイム市，クルトシューマッハ橋）

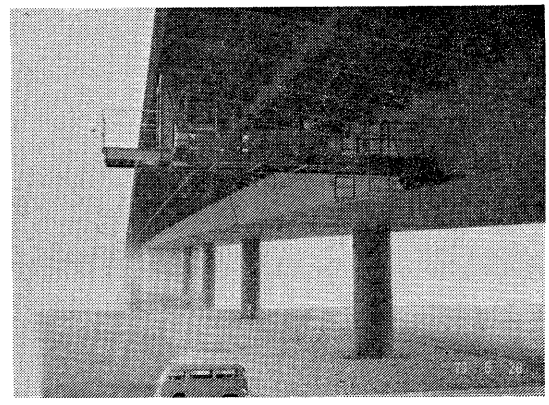
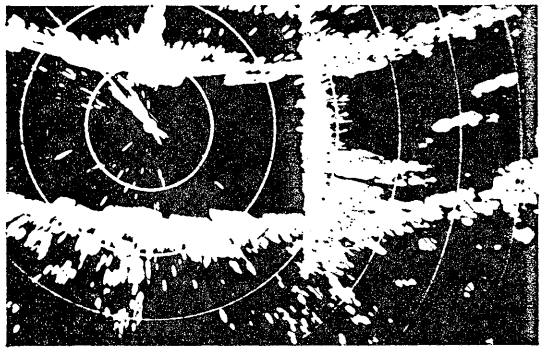


写真 4　桁下部を遮蔽した橋（デュッセルドルフ市，オーバーカッセル橋）



UNITECTA 社提供

写真 3　レーダ障害防止対策後のクルトシューマッハ橋のレーダ映像

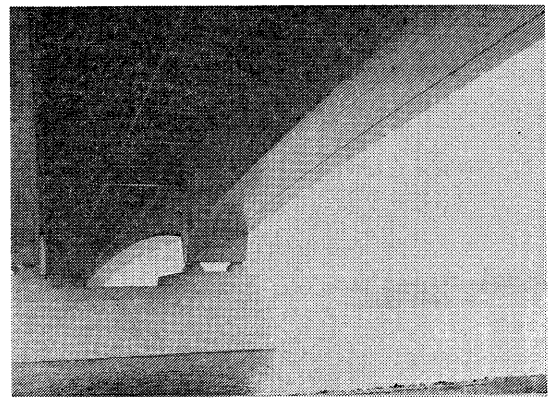


写真 5　Box 桁の内面を傾斜（約5度）させた例（ボン市，コンラッドアデナウアー橋）

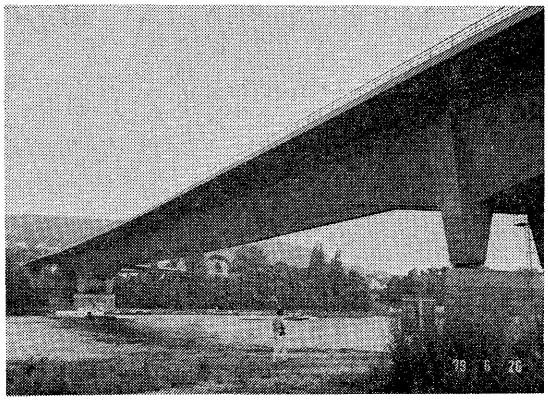


写真 6　桁の外面を傾斜させた例（コブレンツ市，コブレンツジュート橋）

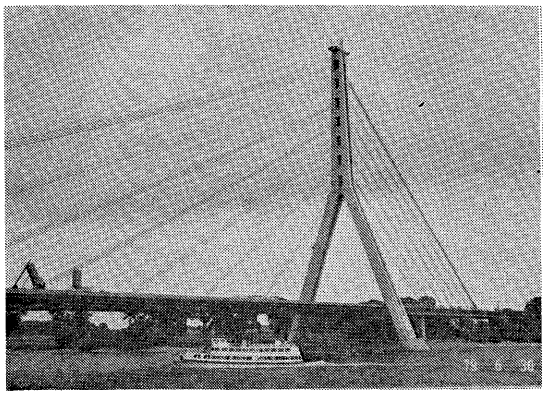


写真 7　橋の側面をなるべく薄くする例（デュッセルドルフ市，デュッセルドルフ・フレー橋）

（3）　2 つの橋が隣接するとき，桁の外面を傾斜させる例，コブレンツジュート橋，写真 6。

（4）　橋の側面をなるべく薄くする例，デュッセルドルフフレー橋，写真 7。

等が見られた。

いづれにしても，レーダに対する影響を考えて，架橋の責任者（市，町，村または道路公団等）は，許可申請前に設計図をコブレンツの航路標識試験所に提出して，レーダ仏像に関する航行障害に関する評価を受け，許可を受けることが条件となっているとの事であった。

トラス構造の橋は，いづれにしてもその対策に手のつけようがなく，最近，新しく架けられる橋は殆んどコンクリート構造の箱型桁のもののようである。

2.　橋脚の識別

レーダの映像面上で，橋脚の位置を識別するために，西ドイツでとられている方法は，橋脚の部分が少しふくらむように橋脚の前にレーダリフレクターを設置することである。この設置する方法には 2 通りあって，写真 8 のように橋脚の前にレーダリフレクター付の浮標を設置

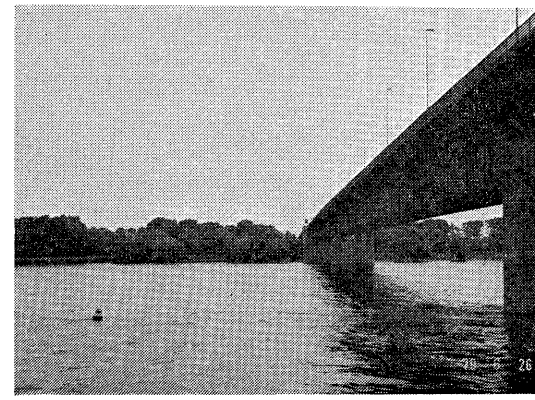


写真 8　橋脚の前に設置されたリフレクター付浮橋（マインツ市，ヴァイゼナウ橋）

する方法と，橋から長い棒（約 15 m）を突き出して，その先端にコーナーリフレクターを取付ける写真 9 のような方法である。リフレクター付浮標には写真 10 のようなボート型のもあり，水流の速さとか水深によってそれぞれの設置方法がとられているようであった。

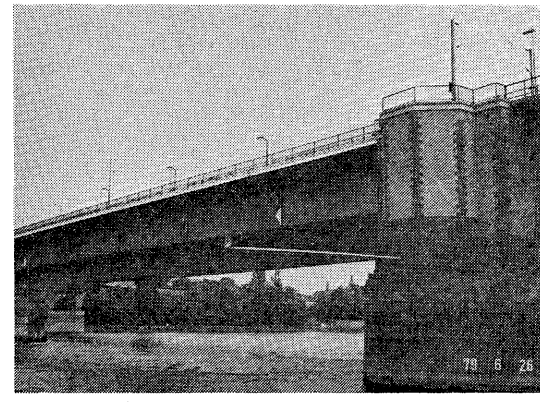


写真 9　橋脚から突出して取付けられたコーナーリフレクター（コブレンツ市，ホルヒハイマー鉄道橋）

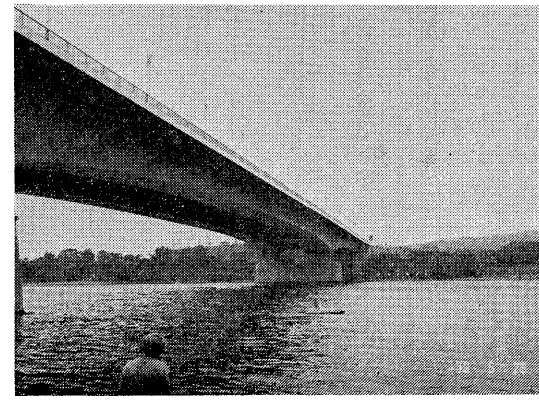


写真 10　ボート型をしたリフレクター付浮標（ボン市，コンラッドアデナウアー橋）

3. 航行管制

特に橋の下の航行だけに限らず，港または港に通ずる長い水路の航行を規制して，航行船舶の安全を図ろうとすることは，各地で行なわれているが，ロッテルダム港のスペイクニッセ橋では，写真 11 に見られるように橋

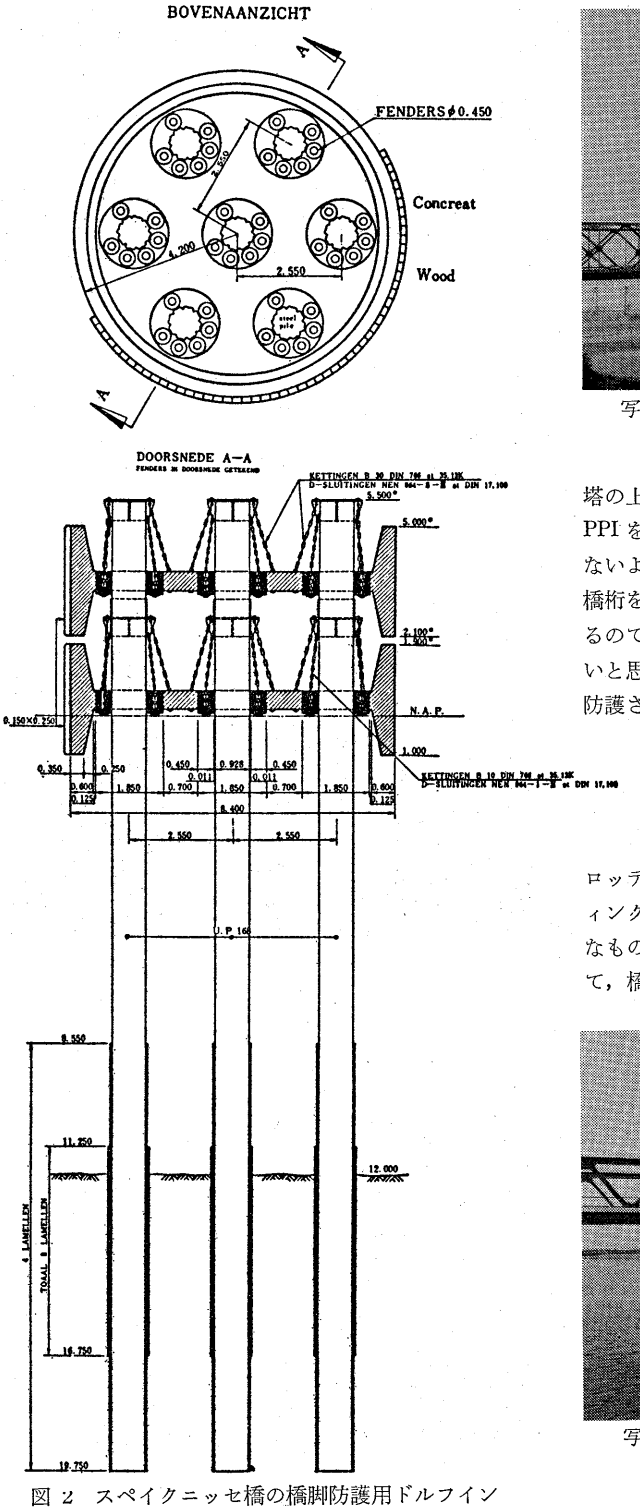


図 2　スペイクニッセ橋の橋脚防護用ドルフイン

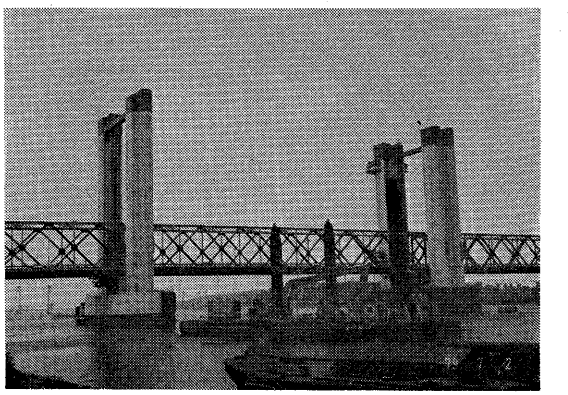


写真 11　橋塔上のレーダアンテナおよび管制室
（ロッテルダム市，スペイクニッセ橋）

塔の上部に管制室を設け，塔上のレーダスキャナによる PPI を参考にしながら，通航の船舶が橋の下ですれ違わないように規制している。オランダの橋は，船が通る時橋桁を持ち上げて通すので，このような管制が行なわれるのであるが，橋塔を利用した管制室のアイテアは面白いと思った。またこのような橋塔は特に船舶の衝突から防護される必要があり，橋塔の前後には特別の橋脚防護用ドルフインを設けていた。その構造は図 2 に示すようなものである。

電波航法施設とは直接関係はないが，橋脚防護用のフェンダで非常に面白いと思われたものに，ロッテルダムのデインテルハーヘン橋にあったフローティングフェンダーであった。これは写真 12 に示すようなもので，水面の昇降に応じて，橋脚に沿って上下して，橋脚を有効に防護するようになっていた。

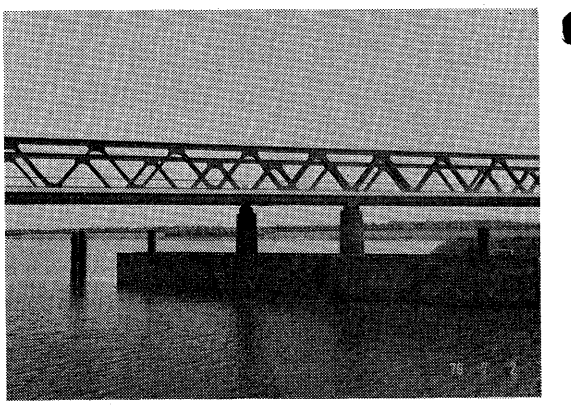


写真 12　橋脚防護用フローティングフェンダー
（ロッテルダム市，デインテルハーヘン橋）

航行管制を行っているのは，その他多くの港にあることが，いろいろな人によって調査され報告されているが，私達の調査団は，イギリスの北部エディンバラ市にあるフォース湾の航行管制所を訪れた。ここにはフォース鉄道橋とフォース道路橋が写真 13 のように横断して

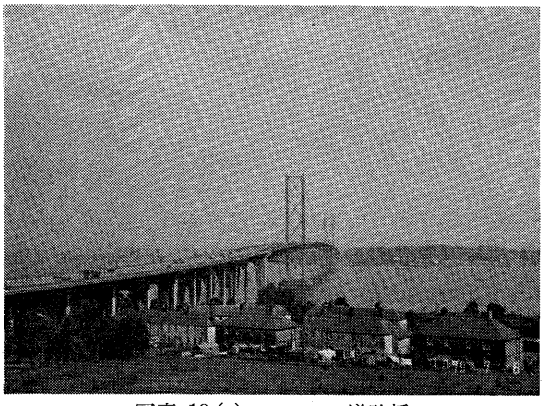


写真 13 (a)　フォース道路橋

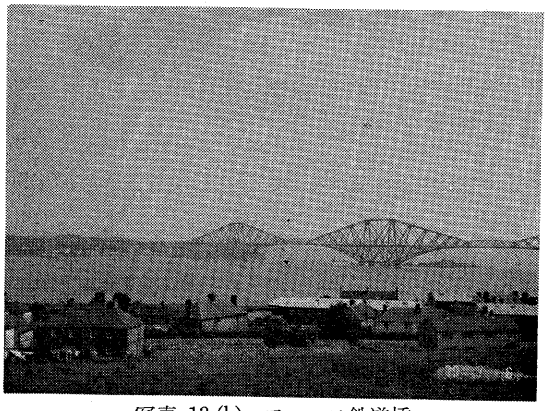


写真 13 (b)　フォース鉄道橋

居り，海軍の基地や，北海油田より原油を運ぶタンターのためのドルフイン等があり，ここを航行する船舶の数も多く，管制を受けて橋の下ですれ違わないようになっている。フォース港では，300 トン以上の船舶は必ずパイロットをとる義務があり，300 トン以下でも危険な化学物質を積んだ船には港長の判断でパイロットをとることを命ずることができることになっている。そして，6 ケ所のレポーティングポイントを設けて，船がその地点に達すると 156 MHz の VHF 電話で，動静を報告することが義務づけられているため，他の船もこれを聞いて居れば，お互いに動静がつかめる。引き潮の時は 4 ノットを越える河口に向う流れとなるので，下り優先として，上りの船は橋の手前 0.5 マイルの地点で停船させる等の交通整理を行っているとのことであった。この地域では過去 2 回程事故があったが，一つは 1000 トン以下の小型船で船長が自動操舵に切換えて髭をそりにブリッヂを降りたため鉄道橋の橋脚近くの下弦材にマストをぶつけた事故であり，他の一つは船長が心臓まひで倒れて船を岸にのりあげたという事故であったとのことであった。

あとがき

今回の調査では，ライン河の橋を主としたので，マンハイムからデュッセルドルフに至る約 320 km の間にかけられたの橋について，船行援助施設をつぶさに見ることができた。第 2 次大戦が終った直後，残ったのはかの有名なレマゲンの鉄橋だけであったのが，現在はいくつもの橋が架けられ，しかもレマゲンの橋だけが復旧していないというのも，なにか歴史の変転を物語り感慨が新たなものがあった。

20 日間という短かい日程であったにもかかわらず調査した橋は 50 以上，訪問していろいろと質疑討論した訪問先は 10 ケ所におよんだが，西ドイツではデュッセルドルフ駐在の三井造船 KK 浅田，大野の両氏，オランダでは IHI の川崎氏，イギリスではロンドン駐在の三井造船岩根，小坂の両氏，フランスでは小松ヨーロッパ駐在の牛尾，西脇の両氏等の多大の御援助によってその目的を達成できたものであったことを述べて，ここに感謝の意を表すものである。

なお，本文中の図および写真は，海洋架橋調査会の御好意により，「海洋構造物と海難防止施設の調査研究報告書（昭和 54 年 12 月）」より一部転載させていただいた。また，同報告書には，法律的背景等詳細に述べてあるから，もっと知りたい方は，これを読んでいただければ幸いに存じます。

電波航法 Electronic Navigation Review
No. 26 (1980)

研究会記事

Record

電波航法研究会昭和54年度事業報告

電波航法研究会事務局

Record of the Work Carried Out by the Japanese Committee for Radio Aids to Navigation During Japanese Fiscal Year 1979

Secretariat

総　会

昭和54年度総会は，昭和54年7月13日14時から海上保安庁第一会議室で開催された。

出席者 36 名，委任状提出者 38 名で，当会規約第 10 条第4項により本総会は成立した。

各議題の審議結果は次のとおりであった。

1. 昭和 53 年度事業報告が行われ，承認された。
2. 昭和 53 年度会計報告が会計幹事より行われ，会計監査真田良氏の監査報告があって承認された。
3. 昭和 54 年度役員の選出は，柴田幸二郎氏が仮議長となって行われ，会長に茂在寅男氏，副会長に庄司和民氏，木村小一氏及び今吉文吉氏が再選された。
   また，各幹事の委嘱については案どおり承認された。
4. 昭和 54 年度事業計画について事務局より説明が行われ，案どおり承認された。
5. 昭和 54 年度予算案について会計幹事より説明が行われ，案どおり承認された。

研　究　会

1. 昭和54年度第1回研究会は，昭和54年7月13日，海上保安庁第一会議室で総会に引続いて開催され，電子航法研究所木村小一氏の「NAVSTAR GPS について」と題する講演が行われた。出席者49は名であった。
2. 第2回研究会は，昭和54年3月30日，海上保安庁第一会議室で開催され，海上保安庁阪上幸彦氏の「修正 PPC の評価結果の概要について」及び海上保安庁小野房吉氏の「ロラン C 電波による時の比較について」と題する講演が行われた。また，NASA 制作になる映画「Einal Frontier, Part 1 (スペースシャトル)」が上映された。出席者は 44 名であった。
3. 第3回研究会は，昭和54年12月10日，海上保安庁第一会議室で開催され，電子航法研究所渡辺泰夫氏の「航空海上技術衛星計画の概要について」及び国際電信電話株式会社巻田文男氏の「KDD 山口衛星通信所の施設について」と題する講演が行われた。また，KDD 制作になる映画「衛星通信」が上映された。出席者は 43 名であった。
4. 第4回研究会は，昭和55年1月22日，運輸省第五会議室で開催され，東京商船大学庄司和民氏の「ヨーロッパにおける橋梁下電波航行援助施設について」及び海上保安庁安藤清氏の「オメガ受信機性能試験装置について」と題する講演が行われた。出席者は 46 名であった。
5. 第5回研究会は，昭和55年2月27日，海上保安庁第一会議室で開催され，東京水産大学鈴木裕氏の「魚にも影響する船舶の水中騒音について」及び株式会社光電製作所片山普氏の「カラー魚群探知機について」と題する講演が行われた。出席者は 42 名であった。
6. 第6回研究会は，昭和55年3月10日，海上保安庁第一会議室で開催され，住友商事株式会社三上州一氏の「ESL 社 E210 方向探知システムについて」及び日本航空株式会社村上聡氏の「日本航空におけるオメガ航法装置の導入について」と題する講演が行われた。また，マクダネルダグラス社制作になる映画「DC-10 Flight Guidance and Control System」が上映された。出席者は 46 名であった。

見学会・特別研究会

昭和54年度見学会・特別研究会は昭和54年12月20

日，31 日に，KDD 山口衛星通信所において開催された。参加者は 14 名であった。

幹 事 会

企画幹事会，編集幹事会は，昭和 54 年 6 月 5 日，11 月 22 日，55 年 1 月 22 日，及び 3 月 18 日に開催され，予算案，事業計画，研究会テーマ，行事計画等の審議及び会誌「電波航法」編集刊行等について審議した。

専 門 部 会

オメガ受信機の技術基準に関する専門部会及び船舶用衝突防止レーダの最低基準に関する専門部会が設置されているが，今年度は開催されなかった。

会 誌 刊 行

会誌「電波航法」第 25 号を昭和 54 年 12 月に刊行した。

会 員 異 動

昭和 54 年度の会員の異動は次のとおりであった。

退会　正会員　三光汽船株式会社
〃　上野タンカー株式会社

電波航法研究会　昭和 54 年度会計報告および 55 年度予算

収入の部	項目	昭和 54 年度決算（ ）内は予算額 金額（円）	昭和 55 年度予算 金額（円）
	前年度より繰越	594,352	881,301
	会費	1,156,000 (1,266,000)	1,300,000
	雑収入	7,500 (10,000)	10,000
	広告料	71,000 (142,000)	172,000
	銀行利子	5,224 (3,000)	5,000
	計	1,834,076 (2,015,352)	2,368,301

支出の部	項目		昭和 54 年度決算（ ）内は予算額 金額（円）	昭和 55 年度予算 金額（円）
	会議費		142,033 (154,000)	154,000
	資料費		0 (5,000)	5.000
	会費出版費		485,840 (1,200,000)	1,200,000
	事務費	庶務	150,000 (45,000)	45,000
		編集	13,000 (20,000)	20,000
		会計	20,000 (20,000)	20,000
	謝金		79,000 (79,000)	79,000
	通信交通費		56,502 (70,000)	70,000
	雑費		6,400	—
	次年度へ繰越		881,301 (422,352)	(予備費) 775,301
	計		1,834,076 (2,015,352)	2,368,301

電波航法 ELECTRONIC NAVIGATION REVIEW

昭和 55 年 5 月 28 日 印刷　1980
昭和 55 年 6 月 1 日 発行　No. 26

編集　東京都千代田区霞ケ関 2-1-3　運輸省 9 階
発行　海上保安庁燈台部電波標識課気付
電波航法研究会
Japanese Committee for Radio Aids to Navigation
c/o Radio Navigation Aids Division of Maritime Safety Agency
2-1-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku, Tokyo, Japan

印刷　東京都新宿区早稲田鶴巻町 251　啓文ビル
(有) 啓文堂松本印刷

安全航行には欠かせない

衝突予防援助装置 CAS-II

船舶の大形化や高速化が進んでいるいま、狭水路はもちろん、ふくそうする海域での衝突事故の危険性はきわめて高くなっています。この衝突予防援助装置CAS-IIは、自船の動きと周囲の船舶の動向をマイクロプロセッサを用いて総合的に判断し、危険状況をわかりやすくCRT上に表示するものです。IMCO(政府間海事協議機関)の性能基準に適合し、米国MARAD規格、およびUSCG暫定規格をも十分に満足させる高信頼性のCAS-II。衝突事故を未然に防ぎ、安全航行の実現にお役立てください。

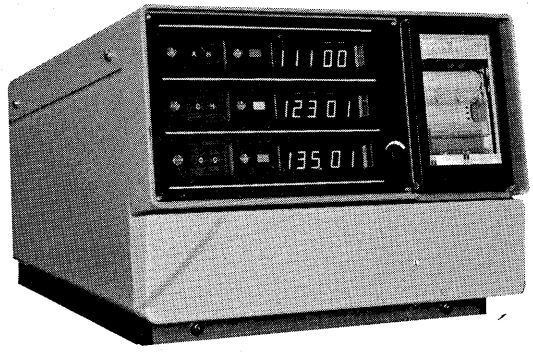
特　長

●物標の手動補捉および自動補捉●20物標の36海里までの自動追尾●ベクトルと衝突予測危険範囲の表示(特許)●過去の航跡点を表示●データ要求時表示●400㎜径のデーライトCRT使用●試航計算表示●2組のガードリングを自由に設定●自己点検機能内蔵●マイクロプロセッサ利用による小形化●海図表示(オプション)

東京計器
舶用事業部
〒141東京都品川区西五反田1-31-1
☎03-490-1961

高度な受信性能で航海の安全を確保。

富士通ＯＭＥＧＡ-15型受信機は、米国のノースロップ社と富士通のエレクトロニクス技術の粋を結集した、信頼性の高い受信機です。半永久的な寿命を誇っています。



特　長

●優れた応答性　●正確な位置測定(３LOP)
●バックアップ電池内蔵(停電時も安心)
●操作は簡単　●容易な保守点検

オメガ自動船位測定システムを構成できます

標準形オメガ受信機と当社の誇る電子計算機とを組合わせた、自動船位測定システムも完成しています。

富士通OMEGA-15型受信機

富士通株式会社　営業推進部無線課　〒105 東京都港区新橋6-1-1　☎ (03)437－2111

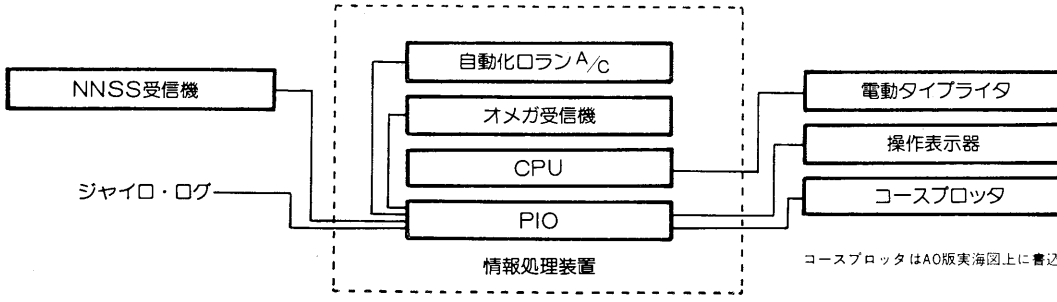
富士通

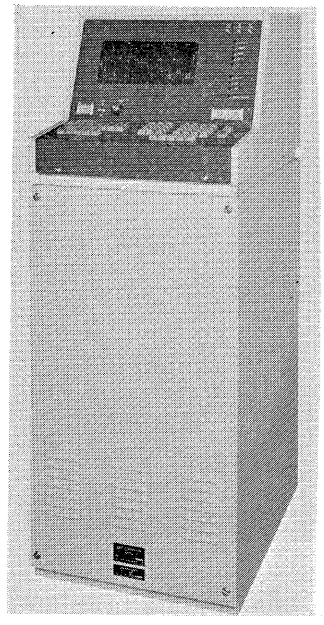
昭和五十五年五月二十八日印刷
昭和五十五年六月一一日発行

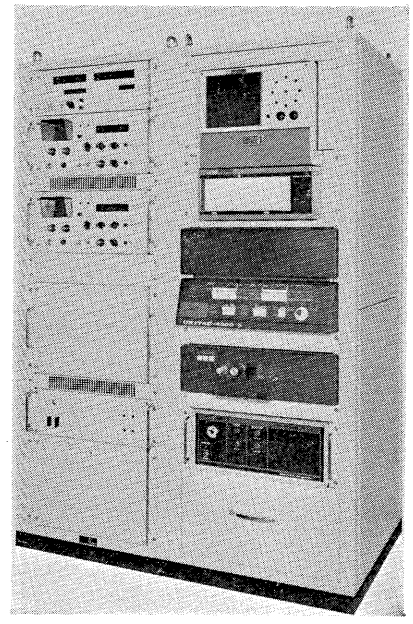
高精度な船位測定

ハイブリッド航法システムはロラン、オメガ、NNSSなどの電波航法機器をセンサとして定時刻位置データ、連続位置データ、対地対水速度による基準船位情報をもとにジャイロ・ログによる推測船位を補正する方法で正確な船位を提供するシステムです。

これにより航海者はあらかじめ決定した航路に対し、ずれていないか、またその場合最も効率的に予定航路に戻るにはどういうルートを取ればよいかなどのデータをはじめ、自船の現在位置、針路、速度、次の変針点までの距離、時間などいろいろの航海情報を得ることができ船舶航行の支援に大きな力となっています。







ハイブリッド航法システム

豊かな情報化社会をひらく
エレクトロニクスの
沖電気
沖電気工業株式会社
●お問合せは……官公庁営業部 ☎(03)454 2111(代)または支店・営業所まで

電波航法研究会 発行