

電子航法研究所報告

ELECTRONIC NAVIGATION RESEARCH INSTITUTE PAPERS

No. 18

ドプラVORの固体化について
— 電子式ディストリビュータの試作 —

田 中 修 一	松 田 節 雄
長 岡 政 四	二 瓶 子 朗

1977. 9

運 輸 省 電 子 航 法 研 究 所

Electronic Navigation Research Institute

Ministry of Transport

ドプラVORの固体化について —電子式ディストリビュータの試作—

* 田中修一, * 松田節雄, * 長岡政四, * 二瓶子朗

Solid State Doppler VOR — Electronic Distributor —

Shuichi TANAKA, Setsuo MATSUDA, Masashi NAGAOKA and Shiro NIHEI

Abstract

The existing D-VOR has shortcomings on the reliabilities and the performances due to the mechanical distributor.

This paper describes the engineering model of the solid state D-VOR which uses the electronic distributor and the electronic reference phase signal generator instead of the mechanical systems to obviate the shortcomings of the existing D-VOR.

The design considerations on the electronic systems are also illustrated; the effects of the switching characteristics on the performance of D-VOR, the quantization noise caused by the electronic digital systems used in the distributor and the reference phase signal generator.

1. はじめに

現在、国内では50局以上のVOR局が設置・運用されているが、このうち最近ではマルチバース波によるコース誤差を大幅に減少できるドブラ効果を応用したVOR局（以下D-VORと略す）が、従来のVOR局にかわり採用されるようになり、約半数がD-VORとなっている。

しかし、D-VORにはディストリビュータのように大型で高速回転する機械部分があり、約1万時間ごとにオーバーホールを行うほどで、これがD-VORの信頼性を大きく低下させている。

機械式ディストリビュータは、側波帯アンテナに切換給電する時によい特性をもつ切換波形をつくるのが難しいというもう一つの短所がある。

現用の正弦半波を切換波形とした機械式ディストリビュータでは、平坦特性による4分円誤差が0.32度¹⁾で、不要波特性は、側波帯周波数 $f_0 + 9960\text{Hz}$ に対して、 $f_0 + 2 \times 9960\text{Hz}$ 、 $f_0 + 3 \times 9960\text{Hz}$ 、 $f_0 + 4 \times 9960\text{Hz}$ では、それぞれ -60.9dB 、 -83.6dB 、 -77.2dB という特性をもっている。¹⁾（ICAOの規格はそれぞれ -30dB 以下、 -50dB 以下、 -60dB 以下）

これらは現用の規格を一応満足するものであるが、VORのコース精度をあげるには、平坦特性による4分円誤差を減少させることが必要である。

このため前報告で切換波形について解析を行った。そして第3サイドローブまでを正弦半波で近似して得られる近似 $\sin x/x$ 波形を用いれば、平坦特性による4分円最大誤差も0.02度となり、将来のVORコース精度を大幅に改善する装置にも充分適用できることを示した。

この結論を実際に検証し、また実用にするためにできるだけ簡単な構成をもつ電子式ディストリビュータの試作研究を行い、あわせて固体化D-VORの回路構成について検討した。

2. D-VORの原理および送信装置の構成²⁾

D-VORの原理について前報告に紹介したが、ここではSSB(Single Side Band)方式のD-VORについて、後の説明に必要な部分だけを簡単にのべる。

D-VORは、中心にある搬送波アンテナ A_0 とそのまわりで半径約6.5 mの円周上を毎秒30回転する側波帯アンテナ A_b で構成される。

A_0 からは基準位相信号として、全方位で一樣な位相をもつ30Hzの振幅変調波が放射される。

一方、 A_b からは無変調の側波帯が放射されるが、側

波帯アンテナは、基準位相信号の30Hzに同期して毎秒30回転しているため、充分遠方の受信点では、回転に伴うドブラ効果によって受信点の方位情報を含む30Hzの周波数変調波となる。

従って受信点の方位は、基準位相信号と可変位相信号、それぞれの30Hzの位相を比較することによって求められる。

実際のD-VORでは、アンテナ A_b を機械的に回転することは難しいため、この円周上に多数(50個)の側波帯アンテナを等間隔に配列して、これをディストリビュータを通じて順次切換給電して擬似的な回転アンテナを得ている。

現用の機械式ディストリビュータを用いたD-VORの概略の構成を図2.1に示す。

搬送波送信機の周波数 f_0 (Hz)に対して、側波帯送信機の周波数はAFC回路によって $f_0 + 9960$ (Hz)に保たれている。

搬送波出力は、電力分割器で分割され、一方は変調除去器、ゴニオメータを経て高周波ブリッジへ送られ、そこでもう一方の波と合成される。この30HzのAM波は搬送波アンテナから放射され、基準位相信号となる。

また側波帯出力は、ゴニオメータと機械的な回転軸で結合されたディストリビュータを通じて、側波帯アンテナの切換給電による擬似的な回転アンテナから放射される。

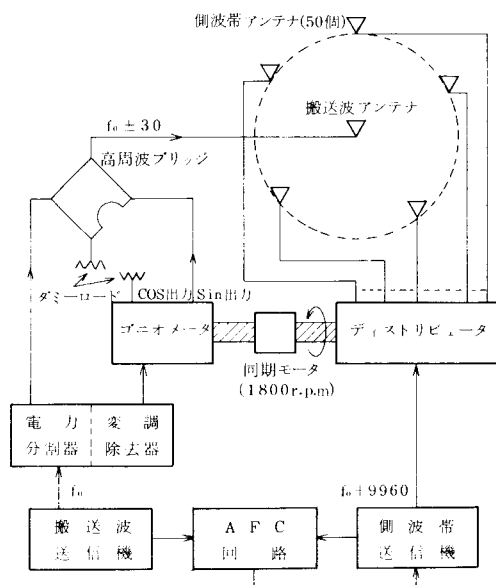


図2.1 D-VOR系統図

遠方の受信点では、回転に伴うドプラ効果によってこの信号は、受信点の方位情報を含んだFM波となる。これを可変位相信号という。

基準位相信号と可変位相信号の同期によってVORの設定方位が決定されるため、動作中の同期ずれは許容範囲内におさえる必要がある。このためゴニオメータとディストリビュータの回転軸を機械的に結合させて同期をとっている。写真2.1にディストリビュータ、ゴニオメータの外観を示す。

写真2.1に示すように現用の装置では、ディストリビュータのように直径約40cm、毎分1800回転する機械部分をもっているため、これがD-VORの信頼性を低下させている。また、固定電極、回転電極の構造で特性が決定されるため、切換波形を選択する場合も最適な波形を得ることが難しい。

さらにディストリビュータは高速で長時間連続運転されるため、切換波形や電極間の結合度等の特性の変動を避けることは難しい。

写真2.2に機械式ディストリビュータ切換波形の一例を示すが、ほぼ正弦半波切換波形となっている。¹⁾ 写真2.3に機械式D-VORの受信周波数スペクトルの一例を示す。写真2.3でわかるように、正弦半波切換波形であるため、 $f_0 + 9960\text{ Hz}$ の側波帯信号の両側に、切換周波数1500Hz間隔で、ほぼ計算値¹⁾どおりの、切換による不要波が発生している。

3. 固体化D-VOR

D-VORの性能と信頼性を高めるために、電子式ディストリビュータと電子的な基準信号発生系の試作研

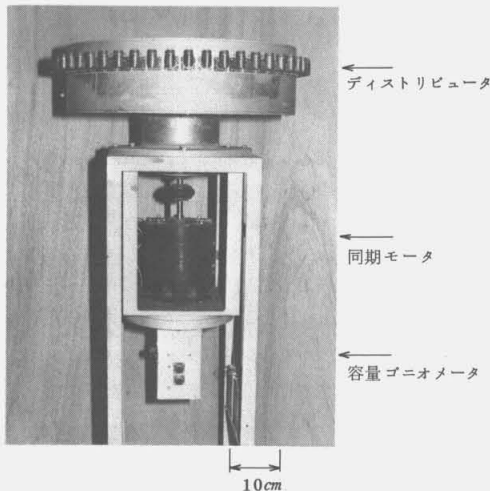


写真2.1 機械式ディストリビュータおよびゴニオメータ

究を行った。つぎに、試作結果について説明する。

3.1 電子式ディストリビュータ

ディストリビュータの理想切換波形は、図3.1の破

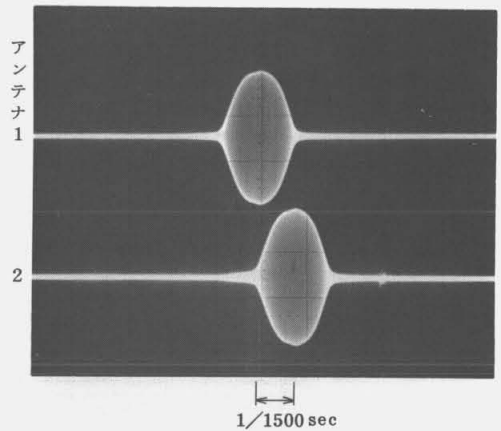


写真2.2 機械式ディストリビュータ出力波形

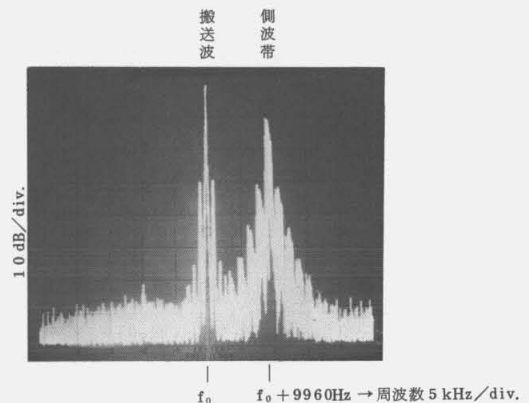


写真2.3 機械式D-VOR受信周波数スペクトル。
(1020Hz 局符号変調がかかった状態)

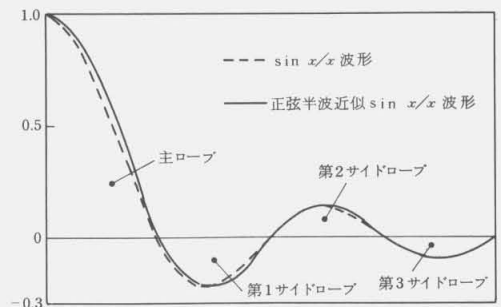


図3.1 $\text{Sin } x/x$ 波形および正弦半波近似 $\text{Sin } x/x$ 波形

線で示すような $\sin x/x$ 波形である。^{1), 3), 4)} しかし実際の装置でこの切換波形を得ることは難しいため、図の実線で示すような正弦半波近似の $\sin x/x$ 切換波形を目標とする。

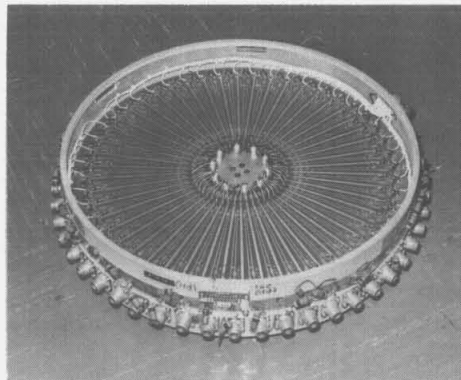
また試作装置では、サイドローブを最大4次まで含めることができ、その範囲で任意にサイドローブを減

らしたり、またそれぞれのサイドローブの振幅を変化させることが可能で、波形の相違による特性の比較ができるようにした。

写真 3.1 に試作電子式ディストリビュータの外観を示す。



(a) 切換波形発生器および制御信号発生器



(b) 側波帯アンテナ切換分配器
(ふたをとった状態)

写真 3.1 試作電子式ディストリビュータ

3.1.1 電子式ディストリビュータの構成

試作装置は図 3.2 に示すように、切換波形発生器、側波帯アンテナ切換分配器および制御信号発生器を組合せたディストリビュータと、図の破線で示す基準信号系で構成される。

(1) 切換波形発生器

図 3.3 は切換波形発生器の系統図で、デジタル波形発生部と波形合成部で構成される。

デジタル波形発生部は、図 3.4 に示すようにダイオードスイッチング回路を使って、4種類の線路長の異なる線路の切換えを行ない、出力の高周波位相をデジタル的に変えるデジタル移相器の組合せで構成される。

動作説明図 3.5 (a) に示す各制御信号に対して、図 3.4

の各々のダイオードスイッチング回路 $SU_1, SU_2 \cdots$ および $SU'_1, SU'_2 \cdots$ は、時刻 t_0 で、I 側のデジタル移相器ではそれぞれ l_1, l_2, l_3, l_4 の長い線路側に切換わっており、II 側のデジタル移相器ではそれぞれ線路 l の短い線路に切換わっているものとする。

また、時刻 t_1 では I 側では SU_2, SU_4 は長い線路に、II 側では SU'_1, SU'_3 が長い線路に切換わり、その他は短い線路 l 側に切換わっているものとする。

このように I 側、II 側のデジタル移相器は相補的に動作する。ここで SU_1, SU_2 等の各移相器では、長い線路と短い線路の位相差をそれぞれ次のように設定されているものとする。

$$l_1 - l = 6 \text{ (度)}$$

$$l_2 - l = 12 \text{ (度)}$$

1, 2...が接続され、切換波形発生器で得られた正弦半波近似の $\sin x/x$ の連続波形を、図 3.7(b)に示すようにに単独波形として、50個の側波帯アンテナに切換分配する。

写真 3.1(b)はこの外観で、ダイオードスイッチング回路が50組、放射状に配列されている。

(3) 制御信号発生器

制御信号発生器は、一つの水素クロックを基準とし

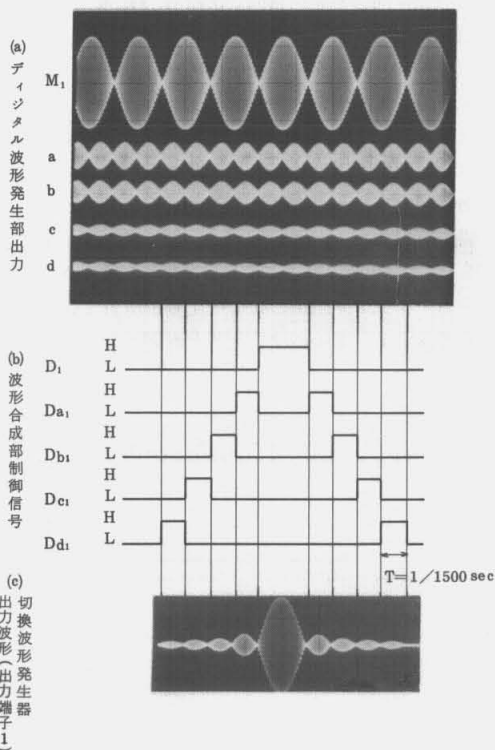


図 3.6 切換波形発生器動作説明図

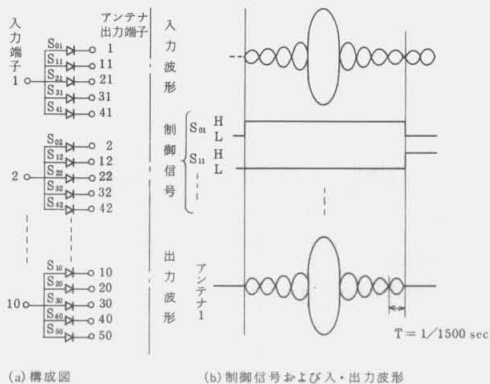


図 3.7 側波帯アンテナ切換分配器

て、切換波形発生器、側波帯アンテナ切換分配器および基準信号系に必要なすべての制御信号を供給する。

また、すべてディジタル信号処理回路を使用しているため、装置各部分の同期ずれは非常に小さい。

試作装置では、ディジタル処理にTTL ICを使用した、スイッチング時間は各単位のディジタル処理回路(フリップ・フロップ等)で通常20nsec程度である。したがって総合の同期ずれは1μsec以下と見積れば充分である。

例えば、基準位相信号系と可変位相信号系に1μsecの同期ずれがある場合のコース誤差は、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} & (\text{全方位 } 360^\circ) \times \frac{1 \mu \text{ sec}}{(30 \text{ Hzの周期: } 1/30 \text{ sec})} \\ & \approx 0.011 (\text{度}) \end{aligned} \quad (3.1)$$

3.2 基準信号発生系

電子式ディストリビュータを使用する固体化D-VORでは、ディストリビュータの回転の位相と基準位相信号を電子的に同期させる必要がある。

このような基準位相信号を発生させる方法は二種類考えられる。一つは従来と同様な考え方の電子式ゴニオメータを使う方式(以下、電子ゴニオメータ方式という。)で、もう一つは搬送波を直接振幅変調する方式(以下、直接変調方式という。)である。

試作装置では、上の二方式の実験ができるように、図 3.2の破線で示す電子式ゴニオメータと30Hz正弦波出力を設けた。電子式ゴニオメータの制御信号と30Hz正弦波信号は、電子式ディストリビュータと同一のクロックから分配しているため、ディストリビュータの回転の位相と基準位相信号系の同期がとられている。またVOR設定方位の調整に必要な、ディストリビュータの回転の位相と基準信号系の同期の位相関係は、制御信号発生器内でディジタル的に調整できる。

試作装置の電子式ゴニオメータは、電子式ディストリビュータの切換波形発生器のディジタル波形発生部と同様な回路構成で、30Hzの平衡変調波が得られる。

写真 3.3 は電子式ゴニオメータの6bitディジタル移相器である。

3.2.1 電子ゴニオメータ方式

図 3.8 に電子ゴニオメータ方式固体化D-VORの系統図を示す。

従来の機械式ディストリビュータを使用した装置とはほぼ同様な構成であるが、電子式ゴニオメータと電子式ディストリビュータは、両者同一のクロックによるディジタル制御信号で、安定した同期が保たれる。

例えば、固体化D-VOR実用化の評価試験モデルで

は、冬期で温度制御しない室内に設置して、コース特性を6時間連続記録したが、記録器、受信機等のドリフトも含め、0.2度以内のコース安定度が得られた。⁵⁾

なお、記録器はHP社製7100B型を、受信機はコリンズ社製51RV1A型を使用した。

電子ゴニオメータ方式では、基準位相信号の発生回路に従来の機械式と同じく高周波ブリッジによる合成回路を使用している。このため実際の搬送波出力は、搬送波送信機出力の約1/2となり、残りはダミーロードでの損失となる。

3.2.2 直接変調方式

従来の機械式装置では、基準位相信号である30Hzの振幅変調波を発生するために、ゴニオメータを使用している。これは、搬送波を直接振幅変調した場合、変調系や伝送系で生ずる位相ドリフト等のため、基準

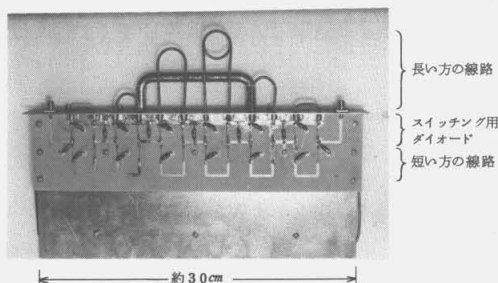


写真 3.3 電子式ゴニオメータ用6 bitデジタル移相器
(使用ダイオード;三菱電機製MI301)

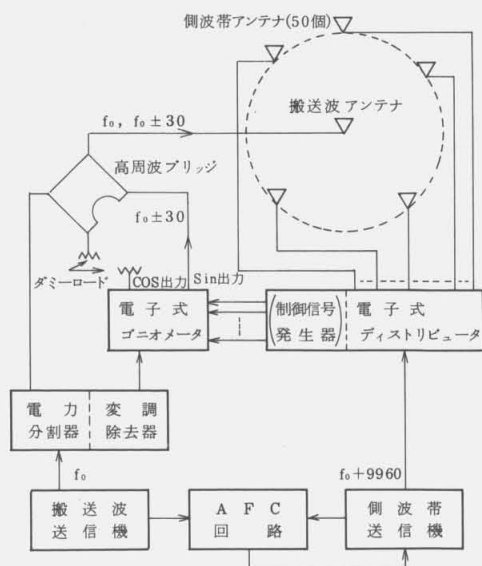


図 3.8 電子ゴニオメータ方式固体化D-VOR系統図

位相信号とディストリビュータの回転の同期がとりにくいためである。

しかし、直接変調方式はゴニオメータ式と異なり、搬送波送信機出力の約1/2の損失がなく、送信出力の効率化がはかられるという特徴をもっている。

ディストリビュータの電子化によって、ディストリビュータの制御信号と基準位相信号発生回路を外部から制御することが比較的容易になった。したがって適当な帰還ループを用いて位相ドリフトの補償ができるようになったため、固体化D-VORでは直接変調方式で回路の構成が可能となった。

図 3.9 に直接変調方式の構成を示す。ここでは基準位相信号の一部を取り出し、これを検波、零クロス検出して、零点とディストリビュータ制御信号のずれをデジタル的に求め、制御信号発生器内の同期関係調整用のクロックデジタル移相器を自動的に制御して、同期ずれを減少させる。

このように直接変調方式では、搬送波送信系からディストリビュータ制御信号発生器に至る帰還ループで、位相ドリフトが補償できる。この帰還回路のうち検波器、零クロス検出器を除き全部デジタル的に処理される。

したがって、VOR設定方位の安定性は、ほとんど零クロス検出のドリフト特性によって決定されるが、ドリフトの小さい零クロス検出は比較的容易である。

固体化D-VOR実用化の評価試験モデルでは、電子ゴニオメータ方式の評価試験モデルと同じ条件で、コース特性を135時間連続記録して、電子ゴニオメータ方式と同じ0.2度以内のコース安定度を得た。

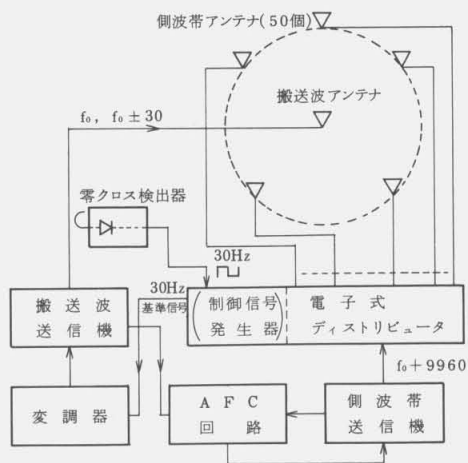


図 3.9 直接変調方式固体化D-VOR系統図

4. 設計上の考察

固体化D-VORにおいては、従来の機械式D-VORと異なり、デジタル式により信号を得ているので、ダイオードスイッチング回路および量子化に伴う影響がこのシステム設計の主な問題点である。

4.1 ダイオードスイッチング回路

試作の電子式ディストリビュータでは、高周波電力スイッチング回路網が多く使われ、装置構成の中心となっている。したがって、各単位の高周波電力スイッチング回路の特性が装置全体の性能に大きな影響を与えるため、スイッチング回路の特性と構成について検討する。

なお、試作装置ではPINダイオードスイッチング回路を使用した。

4.1.1 スwitching特性のVOR性能に及ぼす影響

スイッチング特性を左右するものは、スイッチング時間、挿入損失と、導通時、非導通時の出力比を示すアイソレーション特性である。

このうち、スイッチング時間はPINダイオードでは $1\mu\text{sec}$ (コース誤差に換算すると約 0.011°)以下で、使用上の問題は少ない。

また、挿入損失は、PINダイオードの導通時の直列抵抗を 1Ω とした場合のダイオード1個の挿入損失計算値は約 0.09 dB となる。したがって試作装置では、側波帯送信機出力からアンテナまでに12個のスイッチングダイオードを通過するため、ダイオードによる挿入損失は $0.09 \times 12 = 1.08\text{ dB}$ となる。

一方、アイソレーションが小さいと、所要の高周波

信号の他に不要な高周波信号を放射して、コース誤差発生の原因となるため、アイソレーションの目標値を検討する必要がある。

図4.1に示すように、導通状態で正規の給電を受けている側波帯アンテナAのほか、Aから角度 θ 離れた状態で非導通の側波帯アンテナA'から不要波が放射されているものとする。

アンテナAの遠方受信信号Eを(4.1)式に示す。

$$E = \cos[\omega_v t + K_v r \cos(Pt - \phi) - K_v R] \quad (4.1)$$

ただし ω_v : 側波帯の角周波数

$K_v = 2\pi/\lambda_v$ (λ_v : 側波帯の波長)

$P = 2\pi \times 30$

R : 遠方受信点までの距離

ϕ : 受信方位

t : 時間の変数

一方、アンテナA'による受信信号E'を(4.2)式に示す。

$$E' = q \cos[\omega_v t + K_v r \cos(Pt - \theta - \phi) - K_v R - \delta] \quad (4.2)$$

ただし、 q : アンテナAとA'の出力比(アイソレーション特性)

δ : スwitching回路非導通時の、導通時に対する位相遅れ

受信点では、両信号の合成波が受信され、VOR受信機のFMディスクリミネータ出力には、合成信号の瞬時周波数に比例した可変位相信号が得られる。この可変位相信号には、不要波E'のため、 $q \leq 0.1$ として、(4.3)式の誤差が含まれる。²⁾

$$x \approx \frac{2qJ_1(2K_v r \sin \frac{-\theta}{2}) \cos \frac{\theta}{2} \cdot \cos \delta}{K_v r} \quad (4.3)$$

ただし J_1 は第1種第1次のベッセル関数

(4.3)式の θ の変化に対する誤差相対値の変化を図4.2に示す。 $\cos \delta \approx 0$ として、 θ が約 $\pm 7.2^\circ$ の時、誤差絶対値が最大となる。

一方、側波帯アンテナが50個の時は、アンテナ間隔が $360^\circ / 50 = 7.2^\circ$ となるため、隣接アンテナの不要波の影響が一番大きいことになる。したがって、ディストリビュータの隣接アンテナ間のアイソレーション特性には特に注意する必要がある。

図4.3は $1/q$ をdB表示したアイソレーション特性とコース誤差最大値の関係を示すもので、仮にコース誤差最大値を 0.05° 以下とすると、アイソレーションは 38 dB 以上必要になる。

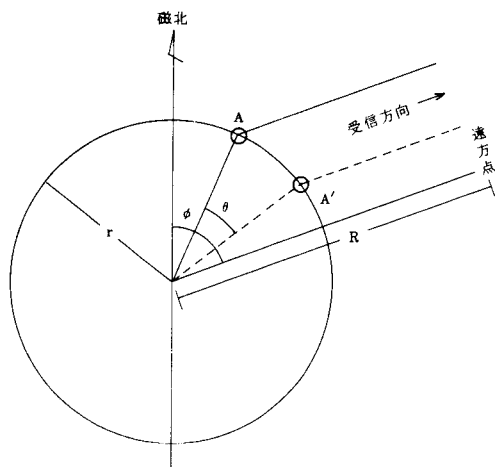


図4.1 アイソレーション特性によるコース誤差

試作装置では、この点からアイソレーションの目標値を 40 dB 以上とした。

4.1.2 ダイオードスイッチング回路の構成

図 4.4 に、おもなダイオードスイッチング回路の構成例を示した。

このうちの回路が電子式ディストリビュータに適するかを、スイッチング特性と、制御回路も含めた回路構成について検討した。

高周波信号に対して、PINダイオードは通常、導通時には $1\ \Omega$ 程度の抵抗、また非導通時は $1.0\ \text{pF}$ 程度の接合容量によるコンデンサと見なすことができる。

今、導通時抵抗を $1\ \Omega$ 、非導通時容量 $1.5\ \text{pF}$ として、図 4.4 の各ダイオードスイッチング回路のアイソレーション対周波数特性を求めると図 4.5 のようになる。

このうち、VOR 周波数帯 ($112\sim 118\ \text{MHz}$) では、図の(a)を除きアイソレーション特性の目標値 40 dB 以上を満足している。しかし、(b)、(c)では両極性の制御

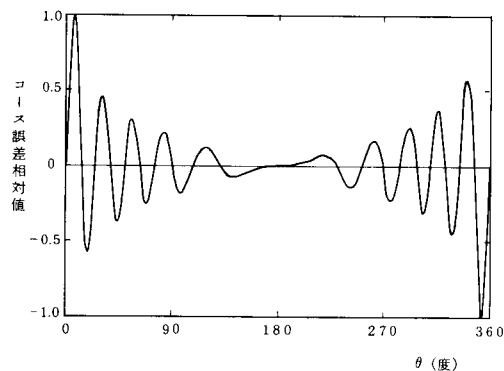


図 4.2 不要アンテナ角度(θ)対コース誤差

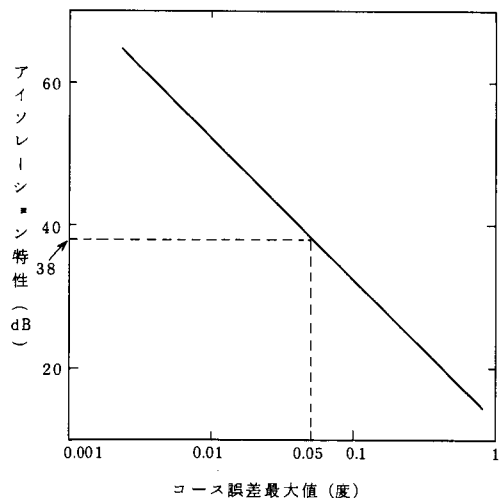


図 4.3 アイソレーション対最大誤差

信号が必要であるため、制御回路も含めると他のダイオードスイッチング回路よりも、構成がかなり複雑になる。

そこで試作装置では、(d)または(d')が適すると考えられるが、一方(d')では制御信号の直流ブロッキングコンデンサが必要となる。高周波損失が小さく、整合特性のよいコンデンサが安価に手に入りにくいこともあって(d)のダイオードスイッチング回路を採用した。

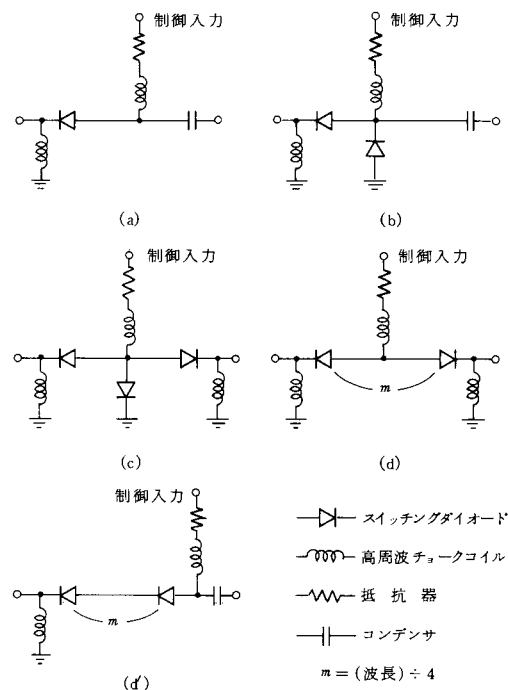


図 4.4 ダイオードスイッチング回路

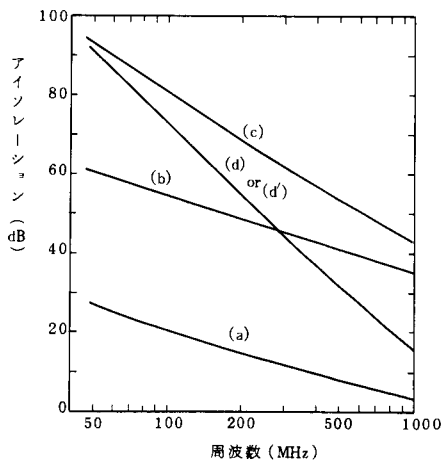


図 4.5 アイソレーション特性

なお、(d)または(d')では線路長 m を $1/4$ 波長としているが、 m がおよそ $1/8 \sim 3/8$ 波長の範囲であれば、充分なアイソレーション特性が得られる。例えば、 120MHz で $m=1/4$ 波長の時、アイソレーションは約 68dB であるが、 $m=1/8$ 波長でも約 50dB のアイソレーションが得られ、目標値を満足する。

4.2 量子化波形

試作装置の電子式ゴニオメータおよび電子式ディストリビュータの出力波形は、共にデジタル移相器を使用した波形発生器を使っている。したがって階段波で正弦波を近似した量子化波形となり、量子化雑音による不要波が発生する。

なお、量子化雑音を除去し、しかもデジタル回路の特徴をなくさない波形発生器については付録で述べる。

4.2.1 電子式ゴニオメータの量子化雑音

電子式ゴニオメータでは、 30Hz 正弦波を階段波で近似した平衡変調波が作られ、この信号と搬送波を合成して基準位相信号である 30Hz 振幅変調波が得られる。

したがって、基準位相信号に量子化雑音が含まれる。この雑音量の最大値を概算で求める。

図 4.6(a)は 30Hz 量子化平衡変調波で、(b)は基準位相信号に含まれる量子化雑音を示す。この雑音のスペクトル分布の最大値を求めるため、デジタル移相器の最小 bit に相当する各区分の雑音波形が鋸歯状波で、これが 60Hz 100% の振幅変調されていると見なして

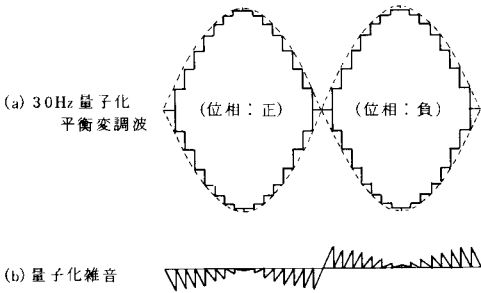


図 4.6 電子式ゴニオメータの量子化雑音 (3 bit デジタル移相器を使用した場合)

計算した。表 4.1 にデジタル移相器の bit 数対量子化雑音最大値、雑音周波数の関係を示す。

搬送波に対する不要輻射を、一応の目安として -60dB 以下に抑えるには、表 4.1 でわかるように 8 bit 以上のデジタル移相器を使う必要がある。

4.2.2 電子式ディストリビュータの量子化雑音

電子式ディストリビュータは、正弦半波近似の $\sin x/x$ を階段波で近似した切換波形をもっている。この階段波形は、理想切換波形、 $\sin x/x$ の近似波形をさらに近似するもので、 $\sin x/x$ 波形に対する量子化雑音のスペクトル分布を求めることは難しい。

しかし、正弦半波近似の $\sin x/x$ 切換波形は理想切換波形 $\sin x/x$ の良い近似を与える¹⁾ことから次の考察を行う。

理想切換波形 $\sin x/x$ では機械的になめらかに回転する側波帯アンテナと、等価なアンテナ列が得られる。したがって、正弦半波近似の $\sin x/x$ 切換波形でも同様な動作が期待できる。

量子化切換波形では、図 4.7 の説明図に示すように各量子化レベルに対応して、仮想的な側波帯アンテナがあり、各アンテナ間は量子化レベルの変化に応じて瞬時に切換えが行われるとみなせる。

すなわち量子化切換波形では、実際の側波帯アンテナが 50 個であっても、あたかも次式に示す個数にふえて、方形波切換波形で切換給電したのと同様な動作をする。

$$\begin{aligned} & (\text{仮想側波帯アンテナ数}) \\ &= (\text{実際の側波帯アンテナ数}, 50) \\ & \times \{ (\text{切換波形の量子化数}) - 1 \} \end{aligned} \quad (4.1)$$

図 4.8 は切換特性の説明図で、(a)は、方形波切換の場合で、量子化数 2 で、仮想側波帯アンテナ数は実際の側波帯アンテナ数に一致する。図の周波数スペクトル分布のうち、斜線で示した部分が受信側波帯スペクトルで、(a)では図に示す平坦特性、不要波特性ともに悪く実際のディストリビュータには不適当である。¹⁾

(b)は、2 bit (量子化数 4) 波形の切換スペクトル分布で、(a)に比べて平坦特性、不要波特性ともに改善されていることがわかる。

表 4.1 デジタル移相器 bit 数と量子化雑音の関係 (計算による)

移相器 bit 数	4	5	6	7	8	9	10
量子化雑音最大値 (dB)	-40	-46	-52	-58	-64	-70	-76
量子化雑音周波数 (Hz)	1920	3840	7680	15360	30720	61440	122880

量子化雑音最大値は、搬送波レベルを 0 dB とした時の値

また(c)は、試作装置 4 bit (量子化数 16) 波形の
 切換スペクトル分布で、仮想側帯アンテナ数は 750
 個となり、平坦特性、不要波特性ともに(a)に比べて、

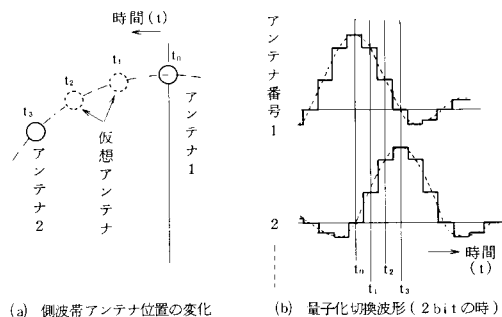


図 4.7 量子化切換波形説明図

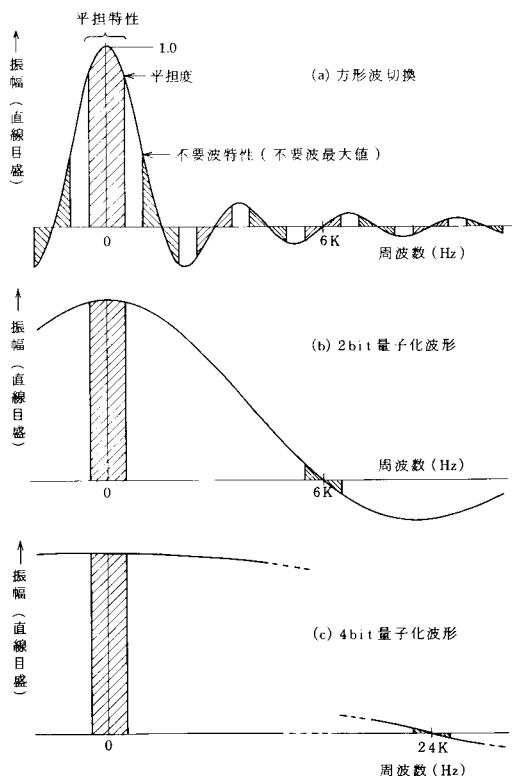


図 4.8 受信周波数スペクトルの量子化数による変化

表 4.2 に示すように大幅に改善される。

このように量子化数を増せば、機械的になめらかに
 回転する理想側帯アンテナに近づけることができる
 が、bit 数の増加に伴ない回路が複雑になるため、試
 作装置では平坦度が 1.00 とほぼ飽和して切換特性に
 よる 4 分円誤差の影響²⁾がなくなる 4 bit 波形とした。

写真 4.1 は試作装置を使用した直接変調方式 D-
 VOR の受信周波数スペクトルを示す。

正弦半波近似の $\sin x/x$ 切換変形を使用しているた
 め、写真 2.3 の従来の機械式 D-VOR の受信周波数ス
 ペクトルに見られるような、切換波形による不要波が
 ほとんど見られない。

しかし、4 bit デジタル移相器で切換波形を発生
 しているため、側帯帯から (4.2) 式で示す周波数隔た
 ったところに量子化雑音のスペクトルが認められる。

$$(\text{量子化数}) 16 \times (\text{切換周波数}) 1500 \\ = 24000 \text{ (Hz)} \quad (4.2)$$

写真 2.3 の量子化雑音量は、側帯帯信号を 0 dB とし
 て、約 -34 dB で、表 4.2 の 4 bit 移相器に対する不
 要波最大値の計算値 -33 dB とほぼ一致する。

電子ゴニオメータ方式の場合も写真 4.1 とほとんど
 同じ結果を示す。

VOR の側帯帯信号は、ICAO の規格の 3.0 % 変
 調とするため、搬送波に対して約 10 dB 低く設定され
 る。(ただし、写真 4.1 では側帯帯出力が低く、搬送
 波に対して 20 dB 低く設定されている。しかし側帯帯
 と量子化雑音の関係は変わらない。)

したがって、切換による不要波を、ここでは一応の
 目安として、搬送波に対して -60 dB 以下とするには、
 表 4.2 の不要波最大値に -10 dB を加えて -60 dB 以
 下となる点、7 bit 以上のデジタル移相器を必要と
 する。

5. おわりに

電子式ディストリビュータの開発を中心に D-VOR
 の固体化について述べた。

電子式ディストリビュータでは、当初目標とした、
 (1) 正弦半波近似の $\sin x/x$ 切換波形を得ること。(2) 基

表 4.2 移相器 bit 数変化による特性変化 (計算による)

移相器 bit 数	0 (方形波切換)	2	4	6	7	8	9
仮想アンテナ数	50	150	750	3,150	6,350	12,750	25,550
平 坦 度	0.83	0.99	1.00	1.00	1.00	1.00	1.00
不要波最大値 (dB)	-8	-21	-33	-46	-52	-58	-64

不要波最大値は側帯帯を 0 dB とした時の値

量子
雑音
音化
搬
送
波
側
波
帯

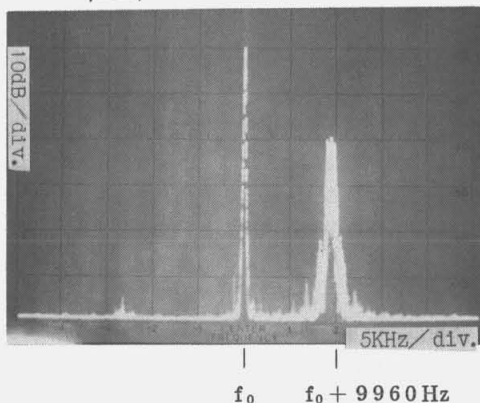


写真 4.1 直接変調方式 D-VOR, 受信周波数スペクトル(写真 2.3 の機械式と比較する。)

単位相信号と可変位相信号の同期をデジタル的に行うこと。(3)アイソレーション特性を 40 dB 以上とすること等については一応満足できる装置が試作でき, 必要な各種データが得られた。

また, 量子化雑音について, 試作装置では目標とする -60 dB 以下を満足することはできなかった。しかし, デジタル移相器の bit 数を増せば, 目標値の実現が可能であることがわかった。

固体化 D-VOR は, このような電子式ディストリビュータを使用して, 直接変調方式, 電子ゴニオメータ方式のいずれでも実現でき, 安定なコース特性が得られることがわかった。

以上のような試作研究結果および, 評価試験結果によって, 国内では固体化 D-VOR が実用化され, 現在 5 局が運用中である。

運用中の送信装置単体の MTBF 計算値を比較すると, 従来の機械式装置では, 925.3 時間であったのに対し, 固体化装置では 2187 時間となり, 約 2.4 倍改善されている。

しかし, 今後とも固体化 D-VOR の性能を一層改善すること, 従来の機械式ではできなかったディストリビュータの二重化によって信頼性をさらに向上させることなどについて検討し, また, 装置の試作・研究成果をもとに, 方位精度の大幅な改善を含む VOR の改良・開発を行いたい。

(付録)

デジタル, アナログ組合せ移相器による 切換波形発生器

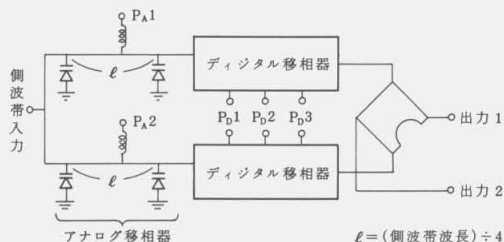
本文で述べたようにデジタル移相器を使用した切換波形発生器(あるいは電子式ゴニオメータ)では, 量子化雑音と不要波を減らすにはデジタル移相器の bit 数を相当多く必要とする。

しかし bit 数を増すことは, 製作, 調整が複雑になるだけでなく, ダイオードスイッチング回路の増加に伴う信頼性の低下や挿入損失の増加の原因となる。

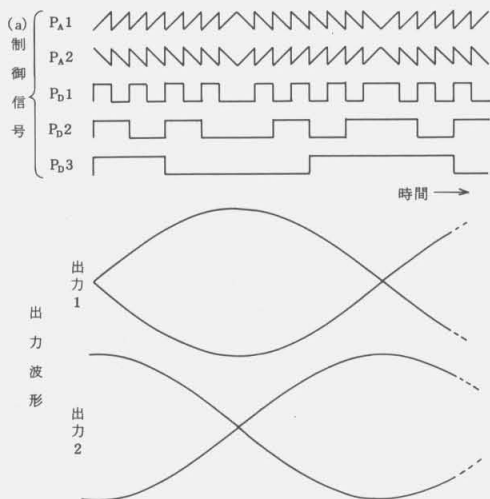
そこで次のようにデジタル, アナログ移相器の組合せによって, デジタル移相器の最小 bit の移相量をアナログ移相器で補間して, なめらかな切換波形を得る方法が考えられる。

付図 1 に系統図を示し, 付図 2 にアナログ, デジタル移相器制御信号のタイミングチャートおよび出力波形を示す。

アナログ移相器の最大移相量をデジタル移相器の最小 bit の移相量に設定しておき, このアナログ移相



付図 1 デジタル・アナログ組合せ波形発生器



付図 2 信号時間関係説明図

量が付図 2 に示す制御信号に対して直線的に変化するならば、デジタル移相器の最小 bit 間の位相が補間され、出力波形には図に示すなめらかな波形が得られる。

なおアナログ移相器としては、付図 1 に示すようなバラクタ、バリキャップ等の電圧可変容量ダイオードを用いるのが一般的である。

参 考 文 献

- 1) 田中・松田・長岡・二瓶
"ドブラVORの電子式ディストリビュータ切換
波形の考察"
電子航法研究所報告No.17 p1 (March 1977)
- 2) S.R.ANDERSON & R.B.FLINT
"The CAA Doppler Omnirange"
Proc. IRE p808 (May 1959)
- 3) FAA System Research and Development Service
"ANALYSES OF PRECISION OMNI-RANGE SYSTEMS"
ADCOM (January 1965)
- 4) 田中・長岡・二瓶
" $\sin x/x$ 近似切換波形による電子式ディストリ
ビュータの試作について "
第5回電子発表会 p49 (昭和48-5)
- 5) 長岡・田中・二瓶
" 固体化ドブラVOR装置の評価試験 "
昭和49年度受託第3号試験成績書 "