

1.6GHz 帯衛星EPIRB アンテナの研究

三 垣 充 彦* 伊 藤 実*

Study on an EPIRB Antenna for a 1.6 GHz Band Satellite EPIRB System

Mitsuhiko MIGAKI and Minoru ITO

Abstract

The CCIR (International Radio Consultative Committee) coordinated a trials program on 1.6 GHz band satellite EPIRB (Emergency Position Indicating Radio Beacon) systems which was conducted from February 1982 to April 1983. Participation to the program required development of EPIRB antennas suitable for the system. This involves theoretical investigation, production of a trial model and test measurement. These are reported here.

The EPIRB antenna should radiate a circularly polarized wave over the hemisphere with a low axial ratio and an antenna of simple structure with a high reliability is desirable because of the environment, an emergency at sea.

Above requirements indicate a quadrifilar helix type whose characteristics is investigated with a numerical approximation by the quadrifilar helix around an octangular prism. Results with three independent parameters, the element length, L , the number of turns, Nt and the helix radius, r_0 give versatile radiation characteristics from which following values, $L=0.75\lambda$, $Nt=1$ and $r_0=0.049\lambda$, have been chosen for the trial model where λ is the wave length.

Measurement of the radiation pattern with the model gives satisfactory results with a small axial ratio, within 3 dB and, at the same time, has shown the validity of the numerical analysis with the octangular prism.

Based on the study, a satellite EPIRB system with the quadrifilar helix antenna has been developed which was tested in the trials program with considerably high performance, the second among the seven participants.

* 衛星航法部

1. まえがき

船舶や航空機が遭難した場合、できるだけ早く、正確に関係機関に通報できる体制を確立することが人命と航行の安全を守るために必要である。しかし、現在使用されている遭難通報システムはその有効範囲が限られており、遭難位置の確認機能も不十分なものである。

衛星を利用した遭難通報システムはこれらの欠点を補い、有効範囲を世界的なものとし、即時性のあるシステムとして期待されており、世界各国で研究、開発が進められて各種の方式が提案されている。

このシステムには静止衛星を利用するものと極軌道周回衛星を利用するものがある。また使用周波数として406MHz帯と1.6GHz帯がある。

これらのシステムは衛星EPIRB*システムと呼ばれ、IMO（国際海事機関）で将来の海上における世界的遭難安全システム（FGMDSS**）の一つとして検討が進められている。

IMOは衛星EPIRBシステムの方式を世界的に統一し、確立するために世界各国が提案している静止衛星用システムの評価実験の調整をCCIR（国際無線通信諮問委員会）に要請し、同時にインマルサット（国際海事衛星機構）に対して第2世代の衛星に衛星EPIRBを導入するように要請した⁽¹⁾。この結果、CCIRの調整により1982年から1983年前半にかけて衛星EPIRBシステムの国際的な共同評価実験がわが国を始め、6か国が参加して行われた。この実験はインマルサットの静止衛星を用いて行われ、衛星EPIRBの送信周波数は1.6GHzである。

当研究所はすでに1976年頃から衛星EPIRBに関する研究を行っており、406MHz帯の衛星EPIRBを開発しているが⁽²⁾、今回、この国際共同実験に参加するために先の経験をもとに1.6GHz帯衛星EPIRBシステムを開発した。

ここでは、開発した1.6GHz帯衛星EPIRB用のアンテナについて報告する。

2. 1.6GHz帯衛星EPIRBシステム

2.1 システムの概要

静止衛星を利用した1.6GHz帯衛星EPIRBシステム

の概念を図1に示す。

遭難位置、時刻等の情報をのせた遭難信号は、衛星EPIRBから1.6GHz帯の周波数で赤道上空約35,800kmの静止衛星に向けて送信される。衛星で受信された信号は搭載中継器で周波数を4GHz帯に変換され、地上局に向けて送信される。地上局で受信された遭難信号は復調され、符号が解読される。得られた遭難情報は救助機関に送られ、船舶、航空機等が救難に向かうことになる。

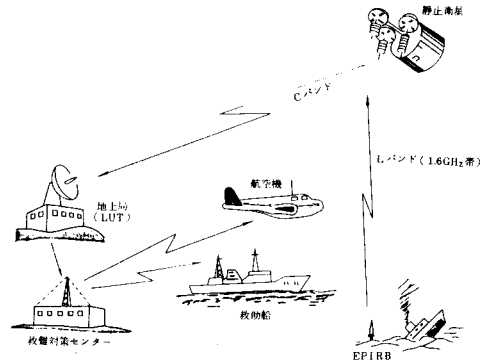


図1 衛星EPIRBシステムの概念

2.2 システム設計

IMOは衛星EPIRBシステムに対していろいろな要求条件をあげているが、特に重要な技術的要求条件は次に示す3項である⁽¹⁾。

1. 衛星EPIRBシステムは99%の確率で遭難メッセージの受信と解読が可能であること。この確率をできるだけ短時間に達成できること。
2. 衛星覆域内で同時送信可能な衛星EPIRBの数（システム容量）は少なくとも10分間に20個であること。これを95%の確率で維持できること。
3. 遭難メッセージには少なくとも警報、遭難船舶の識別符号、遭難位置情報を含むこと。オプションとして遭難の種類等。

我々はIMOの要求条件を満足するシステムを目標とし、インマルサットの太平洋衛星を用いる場合を想定して回線設計を行った。

表1にその回線設計値を示す。衛星EPIRBが使用される環境では海面反射や波によるブロッキングにより、送信電波は大きなフェージングを受けると考えられる。特に衛星の仰角が低くなるとこの影響（特にブロッキング）が顕著になる。表1の値は衛星仰角5°における最悪値であり、低仰角に対するEPIRBアン

* Emergency Position Indicating Radio Beacon の略、非常用位置指示無線標識

** Future Global Maritime Distress and Safety System.

表1 回線設計

(1) アップリンク (周波数 1642.375MHz)

項目	単位		備考
EPIRB送信電力	dBW	9	
アンテナ利得	dBi	3	
回路損失	dB	-4	フィーダー損-1dB アンテナポインティング損 -3dB
EPIRB EIRP	dBW	8	
自由空間伝搬損失	dB	-189	41150 km
衛星 G/T	dB/K	-16.9	
アップリンクマージン	dB	-11	
ボルトマン定数		228.6	
アップリンク C/N_0	dBHz	19.7	

(2) ダウンリンク (周波数 4198.875MHz)

項目	単位		備考
衛星 EIRP	dBW	-42.6	
自由空間伝搬損失	dB	-197.8	41150 km
地上局 G/T	dB/K	34.5	
ダウンリンクマージン	dB	-1.5	
ボルトマン定数		228.6	
ダウンリンク C/N_0	dBHz	21.2	
総合 C/N_0	dBHz	17.4	

(注) EIRP: Equivalent Isotropic Radiated Power

テナのポインティング損として 3 dB を、海面反射、波によるブロッキング等によるフェージングを考慮して 11 dB のアップリンクマージン (マルチパス 10 dB⁽³⁾, その他 1 dB) を仮定した。これによると最悪の総合 C/N_0 は 17.4 dBHz となる。

変調方式は、このように C/N_0 が通常の通信回線の 50 dBHz 程度と比較して極めて低く、波によるフェージングが大きいことを考慮し、さらに先に 406MHz EPIRB の開発において得られた技術的蓄積、経験を生かして FSK 方式を採用した。

総合 C/N_0 が 17.4 dBHz という悪条件下で遭難信号を正しく解読する方法として、ビットレイトを 63 bps と遅くし、受信側において信号の重ね合わせの技

術を採用して S/N 比を改善することとした。また解読率を改善するために BCH* 誤り訂正符号により 2 ビットの誤り訂正を行っている。

このような方法により、 $C/N_0 = 17.4$ dBHz に対して重ね合わせ回数を 60 回程度で解読率 99% が達成される。

3. 1.6GHz帯衛星 EPIRB アンテナ

3.1 要求条件

前節で述べたように衛星 EPIRB のアンテナは、低仰角における回線状態の悪化をできるだけ小さくするような放射特性を持ち、衛星 EPIRB が波や風にもまれる荒天時に衛星に遭難信号をとぎれないように送信できることを要求される。

したがって衛星 EPIRB アンテナは基本的には軸比特性の良好な円偏波を半球状に放射することが要求される。具体的には、半球以上にわたって -3 dBi 以上の利得をもつ放射パターンとその範囲内の軸比の最大値が 3 dB 以下となる性能を目標とした。

3.2 アンテナの形式

3.2.1 アンテナの候補

軸比特性の良好な円偏波を半球状に放射する性能を持つアンテナは、利得をできるだけ大きくするビームアンテナあるいは特定の放射パターンを形成するアンテナに比べて要求度が少なく、これまであまり研究されていない。特に 1.6GHz 帯における実用例の文献は見あたらない。

要求条件を満足する可能性のあるアンテナとして、クロスダイポール、コニカル・ログスパイラル、4 線分数巻ヘリカルがあげられる。

これらのうち、クロスダイポールは構造が最も簡単であるが、広角放射指向性の実現が困難であり、また広角度にわたって良好な軸比を保つこともむずかしい。これに対してコニカル・ログスパイラルと 4 線分数巻ヘリカルはクロスダイポールに比べてやや構造が複雑になるが、要求される性能を満足するものが得られると考えられる。

コニカル・ログスパイラルはその構造上多くのパラメータを持ち、これらパラメータの選択によって種々の放射指向性を実現できるが、軸比特性に問題がある。また構造の点についてみると 4 線分数巻ヘリカルに比べてやや複雑になる。

4 線分数巻ヘリカルは簡単な解析および共振素子長

* BCH: この誤り訂正符号を発見した Bose, Chaudhuri および Hocquenghem の 3 人の名前の頭文字をとったもの。

の場合についての実験的検討がなされており⁽⁴⁾，その結果から要求される放射特性の達成が類推できる。

以上の考察より我々は1.6GHz帯衛星EPIRBのアンテナに4線分数巻ヘリカルの適用を考え，理論的な検討および試作を行い，要求性能を満足するアンテナの開発を行うこととした。

3.2.2 4線分数巻ヘリカルアンテナ

Kilgusは4線分数巻ヘリカルアンテナの理論的解析を $\lambda/2$ (λ :波長)の素子長について，実験的検討を $\lambda/4 \sim \lambda$ の共振素子長について行っている⁽⁴⁾が，素子長を共振長に限定すると構造上のパラメータには自由度が少なく，限られた形状しか選択できない。結果をみると，放射指向性と軸比特性の要求をともに満足するものはない。

ところで，円偏波を広角度にわたって放射するアンテナの実現はその素子長を共振長に限らなくても可能である。また，ある程度長い素子長の場合の方が放射指向性を大きく変化できると考えられる。

そこで，本研究ではこれらの考察とともに3.3.1項で述べるように積分方程式を導出する過程の制約とから 0.7λ から 0.8λ の素子長について検討を行うこととした。

上記の文献には400MHz帯の試作例が報告されているが，これは，給電点側に放射するバックファイア形のアンテナである。この構造は1.6GHz帯では寸法上窮屈なものとなり，むしろ不適当と考えられる。このアンテナは給電の位相を変えれば，放射方向を給電点側から反対側の方向に変えることができる。このた

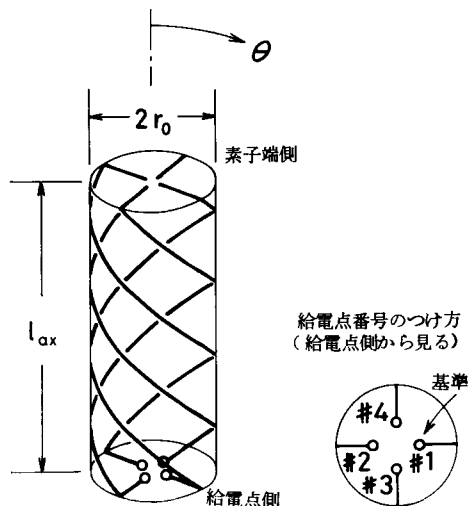


図2 4線分数巻ヘリカルアンテナの構造
(巻数 $N_t=1$ の例)

め給電の位相を適当に選び，給電点の反対側の方向に放射する構造を採用した。

3.3 4線分数巻ヘリカルアンテナの解析と試作

3.3.1 アンテナの構造と近似

図2に4線分数巻ヘリカルアンテナの構造を示す。アンテナの形状を決めるパラメータは素子長 L ，巻数 N_t ，ヘリクスの半径 r_0 ，軸長 l_{ax} である。これらの間には次の関係，

$$L = \sqrt{(2\pi r_0 N_t)^2 + l_{ax}^2} + 2r_0 \quad \dots\dots\dots(1)$$

があり，

3個のパラメータを与えると残る1個のパラメータは式(1)より決定される。

理論解析は小南たちが導いた折線状導体に関する積分方程式⁽⁵⁾を利用して近似的に行った。そのため円柱状ヘリクスを多角柱に巻いた形の折線状ヘリクスに置き換えた。すなわち，4線分数巻ヘリカルアンテナを，図3に示す折線状ヘリクスを Z 軸の回りに互いに 90° ずらして配置した2対の折線状ヘリクスで近似する。2対の折線状ヘリクスには位相を 90° ずらして給電する。

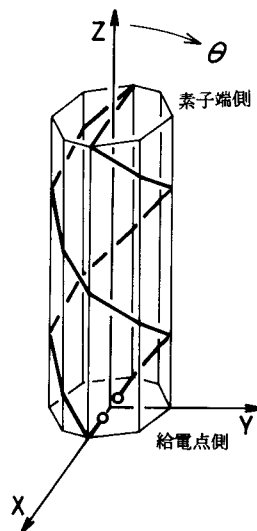


図3 折線状ヘリクス
($N_t=1$ ，八角柱の例)

ここで以下に示す仮定をおいた。

1. 導体上の電流分布は素子端(給電点と反対側の点)で零になる。
2. 4線分数巻ヘリカルアンテナは2対の折線状ヘリクスで構成されるが，この2対の折線状ヘリクス間の結合はない。

素子長が 0.75λ であれば，素子端で対向する2線

が連結していても電流分布は理論的に素子端で零になるので、 0.75λ 付近の素子長の場合、1.の仮定は妥当である。素子端で図2のように対向する2線を不連続にすれば、1.の仮定は不要になる。なお、3.4節で述べる実験用アンテナは図13に示すように対向する2線を製作上の簡易のため連結している。2対の折線状ヘリクス間の結合は小さく、相互の影響は無視できる。

解析は図3に示す1対の折線状ヘリクスに対して行い、導体上の電流分布を求める。その結果を用いて放射パターン、軸比等が得られる。

なお円柱を N_e 角柱で置き換えた場合の素子長 L_e 、多角柱の軸長 l_e 、多角柱の中心と稜線間の距離 r_e の間には

$$L_e = \sqrt{2 \left\{ 1 - \cos\left(\frac{2\pi}{N_e}\right) \right\} r_e^2 N_e^2 + l_e^2 + 2 r_e^2} \quad \dots\dots\dots (2)$$

の関係がある。また

$$N = N_e N_s + 2 \quad \dots\dots\dots (3)$$

である。ここでは、 l_e 、 r_e はそれぞれヘリクスの軸長 l_{ax} 、半径 r_0 に等しくした。すなわち、多角柱は円柱に内接するように選んだ。このため折線近似した素子長 L_e は元の素子長 L に比べて短くなるが、その量は八角柱で1%程度であり、この影響はほとんど無視できる。

3.3.2 折線状導体に関する積分方程式

図4に示すような給電点に関して対称性をもつ折線状導体の電流分布 $I(x)$ についての積分方程式は、小南たちの解析により次式で表わされる。

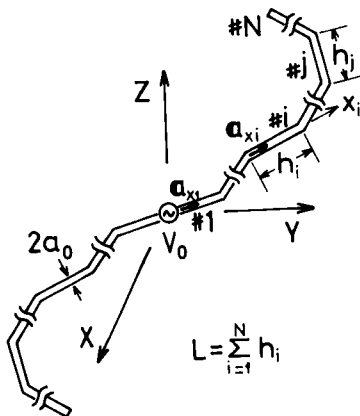


図4 折線状導体と座標系

$$\begin{aligned} & \frac{V_0}{2} \sin \beta(l_i + x_i) + B_1 \cos \beta(l_i + x_i) \\ & = \sum_{j=1}^N \int_0^{h_j} I(l_j + x'_j) K_{ij}(x_i, x'_j) dx'_j \quad \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

($i = 1, 2, \dots, N$)

ここで V_0 は給電電圧、 $\beta = 2\pi/\lambda$ であり、 B_1 は積分定数である。また l_i は給電点から第 i 区間の始点までの導体軸に沿って測った長さで、 x_i は第 i 区間の始点から導体軸(x_i 軸)に沿って測った長さである。

この方程式の核 $K_{ij}(x_i, x'_j)$ は閉じた形で次のように与えられる。

$$\begin{aligned} K_{ij}(x_i, x'_j) = & j30 \left\{ \mathbf{a}_{x_i}^+ \cdot \mathbf{a}_{x_j}^+ \phi_{ij}^+(x_i, x'_j) \right. \\ & - \mathbf{a}_{x_i}^+ \cdot \mathbf{a}_{x_j}^- \phi_{ij}^-(x_i, x'_j) + g_{ij}^+(x_i, x'_j) \\ & - g_{ij}^-(x_i, x'_j) + \sum_{k=1}^{i-1} \cos \beta(l_i + x_i - l_{k+1}) \\ & \cdot \{ (\mathbf{a}_{x_k}^+ - \mathbf{a}_{x_{k+1}}^+) \cdot \mathbf{a}_{x_j}^+ \phi_{kj}^+(h_k, x'_j) \\ & - (\mathbf{a}_{x_k}^+ - \mathbf{a}_{x_{k+1}}^+) \cdot \mathbf{a}_{x_j}^- \phi_{kj}^-(h_k, x'_j) \\ & + g_{kj}^+(h_k, x'_j) - g_{kj}^-(h_k, x'_j) \} + \sum_{k=1}^{i-1} \sin \beta(l_i \\ & \left. + x_i - l_{k+1}) \{ f_{kj}^+(h_k, x'_j) - f_{kj}^-(h_k, x'_j) \} \right\} \quad \dots(5) \end{aligned}$$

ただし、上式において $\sum_{k=1}^0$ は0と定める。 $\mathbf{a}_{x_i}$ は x_i 軸に沿った単位ベクトルである。肩の符号士はそれぞれ第 i 区間とその対称区間にあることを示す。また $\phi_{ij}(x_i, x'_j)$ は

$$\phi_{ij}(x_i, x'_j) = \frac{e^{-j\beta r_{ij}(x_i, x'_j)}}{r_{ij}(x_i, x'_j)}$$

で与えられる自由空間のグリーン関数であり、 $g_{ij}(x_i, x'_j)$ 、 $f_{ij}(x_i, x'_j)$ は次のとおりである。

$$\begin{aligned} g_{ij}(x_i, x'_j) = & - \frac{\mathbf{a}_{x_j} \cdot \boldsymbol{\rho}_{ij} - (\mathbf{a}_{x_j} \cdot \mathbf{a}_{x_i})(\boldsymbol{\rho}_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i})}{\boldsymbol{\rho}_{ij} \cdot \boldsymbol{\rho}_{ij} - (\boldsymbol{\rho}_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i})^2 + a_0^2} \\ & \cdot \{ (x_i + \boldsymbol{\rho}_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i}) \phi_{ij}(x_i, x'_j) \\ & - (\boldsymbol{\rho}_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i}) \cos \beta x_i \phi_{ij}(0, x'_j) \\ & + j \sin \beta x_i e^{-j\beta r_{ij}(0, x'_j)} \} \quad \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

$$f_{ij}(x_i, x'_j) = -\frac{\mathbf{a}_{x_j} \cdot \rho_{ij} - (\mathbf{a}_{x_j} \cdot \mathbf{a}_{x_i})(\rho_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i})}{\rho_{ij} \cdot \rho_{ij} - (\rho_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i})^2 + a_0^2} \\ \cdot \{ j e^{-j\beta r_{ij}(x_i, x'_j)} \\ - (\rho_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i}) \sin \beta x_i \phi_{ij}(0, x'_j) \\ - j \cos \beta x_i e^{-j\beta r_{ij}(0, x'_j)} \} \quad \dots\dots(8)$$

また,

$$r_{ij}(x_i, x'_j) = \{ (x_i + \rho_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i})^2 + \rho_{ij} \cdot \rho_{ij} \\ - (\rho_{ij} \cdot \mathbf{a}_{x_i})^2 + a_0^2 \}^{1/2} \quad \dots\dots(9)$$

ただし $\rho_{ij}(x'_j)$ は第 i 区間および第 j 区間の始点を示すベクトル τ_i, τ_j を用いて次のように与えられる。

$$\rho_{ij}(x'_j) = -x'_j \mathbf{a}_{x_j} - \tau_j + \tau_i \quad \dots\dots\dots(10)$$

式(4)の積分方程式はここではポイントマッチング法によって解いた。そのため電流分布を表わす試験関数 $I(x)$ として次に示す3項展開式を用いた。

$$I(x) = \sum_{m=1}^3 a_m s_m(x) \quad \dots\dots\dots(11)$$

$$s_m(x) = \begin{cases} \sin \beta |x| - \sin \beta L, & m=1 \\ \cos \beta x - \cos \beta L, & m=2 \\ \cos \frac{1}{2} \beta x - \cos \frac{1}{2} \beta L, & m=3 \end{cases} \quad \dots\dots\dots(12)$$

入力インピーダンス Z_{in} は給電電圧を1とすれば

$$Z_{in} = \frac{1}{I(0)} \quad \dots\dots\dots(13)$$

で与えられる。

3.3.3 放射特性

導体上の電流分布が求まれば、それによる放射電界は次式で与えられる。

$$E_\theta(\theta, \phi) = -j30\beta \frac{e^{-j\beta R}}{R} \sum_{j=1}^N \int_{l_j}^{l_j+h_j} I(l_j+x'_j) \\ \{ \mathbf{a}_\theta \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(1)} e^{j\beta d_j^{(1)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \\ - \mathbf{a}_\theta \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(2)} e^{j\beta d_j^{(2)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \\ \pm j \mathbf{a}_\theta \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(3)} e^{j\beta d_j^{(3)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \\ \mp j \mathbf{a}_\theta \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(4)} e^{j\beta d_j^{(4)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \} d_{x'_j} \quad \dots\dots(14)$$

$$E_\phi(\theta, \phi) = -j30\beta \frac{e^{-j\beta R}}{R} \sum_{j=1}^N \int_{l_j}^{l_j+h_j} I(l_j+x'_j) \\ \{ \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(1)} e^{j\beta d_j^{(1)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \\ - \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(2)} e^{j\beta d_j^{(2)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \\ \pm j \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(3)} e^{j\beta d_j^{(3)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \\ \mp j \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{a}_{x_j}^{(4)} e^{j\beta d_j^{(4)}(x'_j)} \cdot \mathbf{a}_r \} d_{x'_j} \quad \dots\dots(15)$$

$$d_j^{(i)}(x'_j) = \tau_j + x'_j \mathbf{a}_{x_j}^{(i)}, \quad i=1, \dots, 4 \quad \dots\dots(16)$$

ここで肩数字(1)~(4)は4本の折線状導体を表わしており、(1)と(2)、(3)と(4)がそれぞれ対になっているものである。 $\mathbf{a}_\theta, \mathbf{a}_\phi$ はそれぞれ θ, ϕ 方向の単位ベクトルである(図2参照)。4本の折線上の電流分布は前述の仮定2より、お互いに大きさが等しく、位相が 90° づつ異なっていると仮定している。式(14)、(15)の右辺の複号は第3、第4の給電点への給電位相に応じて適当に選ぶ。

右旋偏波 $E_R(\theta, \phi)$ 、左旋偏波 $E_L(\theta, \phi)$ はそれぞれ次式で与えられる。

$$E_L = \frac{1}{2} \{ E_\theta(\theta, \phi) \pm j E_\phi(\theta, \phi) \} \quad \dots\dots\dots(17)$$

(複号同順)

軸比 R_{ax} は

$$R_{ax} = \left| \frac{|E_R(\theta, \phi)| + |E_L(\theta, \phi)|}{|E_R(\theta, \phi)| - |E_L(\theta, \phi)|} \right| \quad \dots\dots\dots(18)$$

で与えられる。利得 $G_L(\theta, \phi)$ は次式で与えられる。

$$G_L = \frac{R^2 |E_L(\theta, \phi)|^2}{30 \operatorname{Re} \{ V_0 \cdot I^*(0) \}} \quad (\text{複号同順}) \quad \dots\dots(19)$$

添字 R, L はそれぞれ右旋偏波、左旋偏波に対する利得であることを示す。また $\operatorname{Re} \{ \cdot \}$ は $\{ \cdot \}$ の実数部をとることを意味する。

3.3.4 計算結果

アンテナの形状を決めるパラメータは4個あるが、式(1)の関係から3個のパラメータが独立である。ここでは素子長 L 、巻数 N_L 、ヘリクスの半径 r_0 を独立に与

えるパラメータとした。

前述したように素子長 L を $0.7\lambda \sim 0.8\lambda$ の範囲に、巻数 N_t を $1/4, 1/2, 3/4, 1$ に選んで計算を行った。素子の太さは、半径 $a_0 = 0.004\lambda$ である。以下に示す結果は $N_t = 8$ の場合である。

1) 放射パターンとビーム幅

図5に代表的な垂直面内放射パターンの計算値を示す。図は巻数 N_t 、素子長 L の種々の組合せについて、

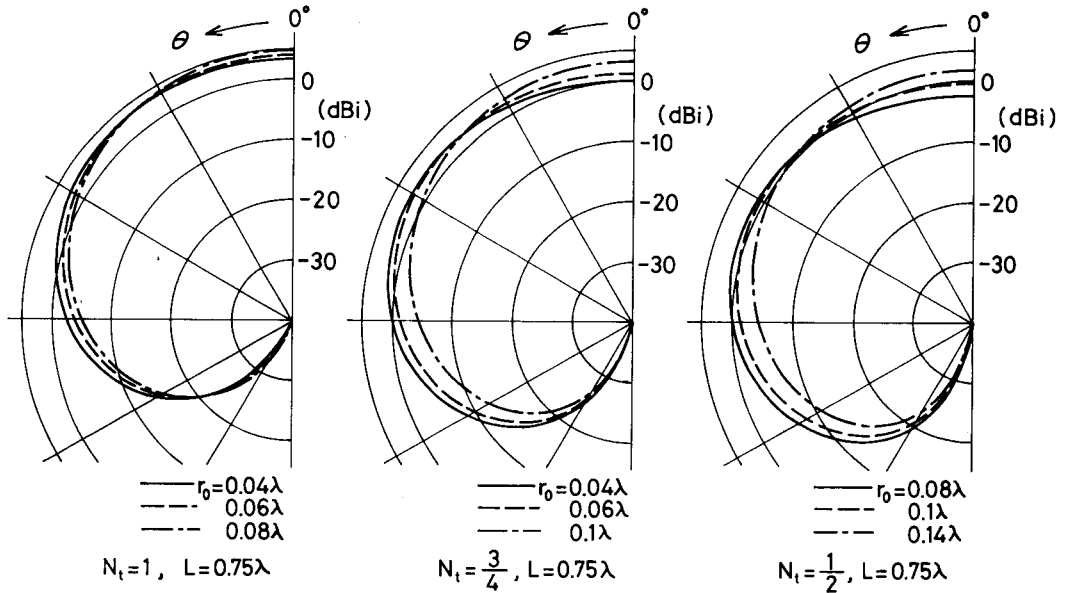


図5 垂直面放射パターン（計算値）

このアンテナの放射パターンは、上に示したように、最大放射方向が1方向の、いわゆる紡錘形よりもむしろ、最大放射方向がはっきりしなかったり、正面方向から横方向に移って正面方向にくぼみができたような形状になる場合が多い。また、アンテナの使用条件から言って、一般にビーム幅として定義される半値ビーム幅、すなわち最大放射方向から3 dB 低下した点までの放射範囲よりも、ある絶対的なレベル以上の放射電界の範囲について考察を行う方が意味がある。以上から、ここではそのレベルを -3 dB としてこれ以上の放射電界の範囲をビーム幅と定義し、ビーム幅の検討を行うこととした。

以上の考えにより、放射パターンから読み取ったビーム幅を表わしたのが図6である。図は巻数 N_t 、素子長 L をパラメータに、ビーム幅をヘリクスの半径 r_0 の関数として表わしている。与えられた巻数 N_t 、素子長 L において、ヘリクスの半径 r_0 を小さくすると（ヘリクスを細長くする）ビーム幅は広くなり、逆に r_0 を大きくすると（太短かくする）ビーム幅は狭く

ヘリクスの半径 r_0 をパラメータとして表わしている。与えられた巻数 N_t 、素子長 L において、ヘリクスの半径 r_0 を小さくすると（ヘリクスを細長くする）、放射パターンには正面方向の利得が低下し、最大値の方向がはっきりしなくなり、さらに正面方向からしだいに横方向に移っていく変化がみられる。この変化は巻数 N_t が小さいほど大きい。水平面内の放射指向性は等方性である。

なる。このことはすべての巻数 N_t 、素子長 L についていえる。また図より一つの素子長 L についていえば巻数 N_t が小さい方が広いビーム幅を得ることができ、巻数 N_t を固定して考えると素子長 L が長い方がビーム幅を広くできることがわかる。

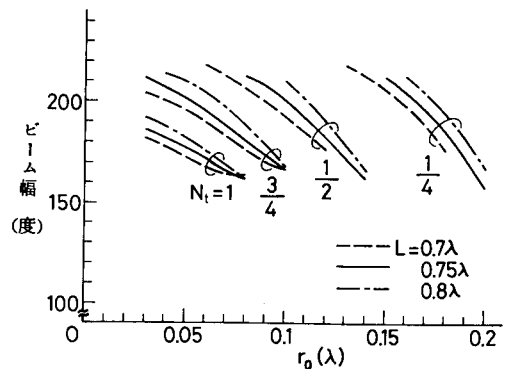
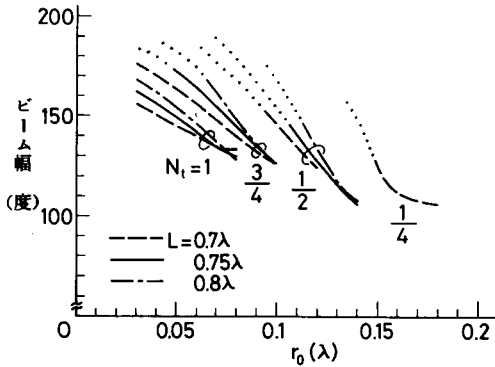


図6 ビーム幅（ -3 dB ）

以上からビーム幅はパラメータによって広範囲に変えられることが可能で、希望するビーム幅は巻数 N_t 、素子長 L 、ヘリクスの半径 r_0 を適当な値に選ぶことによって達成できる。

なお、参考のため図7に0 dBi以上をその範囲と定義したビーム幅を示す。



(注) 図中の…部は、放射パターンを中心部にくぼみができ、その中心利得が0 dBi以下に下がる場合にも（ただし-3 dBiを限度とする）、その中心部をビーム内に含ませてビーム幅を求めたものである。

図7 0 dBi - ビーム幅

2) 軸比

-3 dBi以上のビーム幅内の最大軸比を図8に示す。図は $1/4 \sim 1$ の巻数 N_t について素子長 L をパラメータとし、ヘリクスの半径 r_0 の関数として軸比を表わしている。また図9には上半球内の最大軸比を同様に示す。

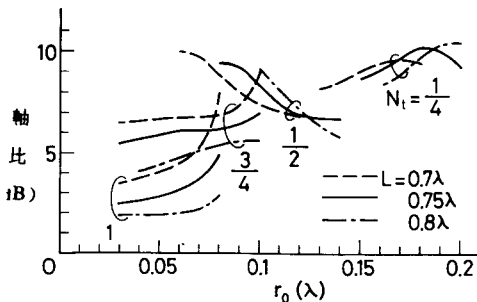


図8 軸比（ビーム幅内の最大値）

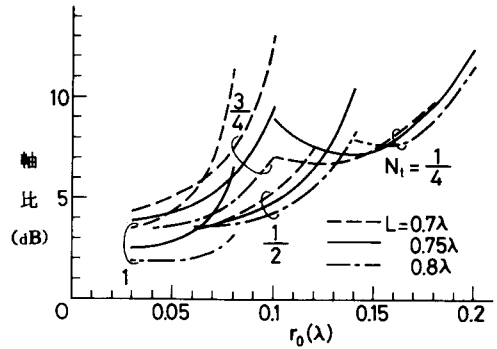


図9 軸比（上半球内の最大値）

これらの図をみると、軸比は全体的にみて巻数 N_t が多い方が良く、少ない巻数ではかなり大きな値になっている。同一の巻数では、素子長が長い方が一般に良好な軸比を示す。一定の巻数、素子長についていえば、一部を除きヘリクスの半径 r_0 が小さい方が軸比は良くなる。許容できる軸比を6 dBとすると、 $1/4$ 程度以下の巻数ではいかなる L 、 r_0 についても許容値内の軸比は得られない。また、3 dB程度以下の良好な軸比特性を持つのは $N_t=1$ 付近の限られた形状の場合だけである。

3) 入力インピーダンス

入力インピーダンス ($Z_{in}=R+jX$) の計算結果を図10に示す。実数部 R 、虚数部 X をそれぞれヘリクスの半径 r_0 の関数として表わしている。図は巻数別に並置し、各々素子長 L をパラメータとしている。

すべての巻数 $N_t=1/4 \sim 1$ において実数部 R は半径 r_0 とともに増加するが、虚数部 X は逆に変化するのがみられる。また実数部 R は素子長 L にあまり依存しないが、虚数部 X は反対に素子長 L によってかなり異なった値をとるのがみられる。

図11は同じ入力インピーダンスをスミスチャートへ $Z_0=50 \Omega$ として描いたものである。巻数別に素子長 L をパラメータとして示している。特性インピーダンスが 50Ω の同軸線路を使用し、1:1のバラン (balun*) で給電する場合を考えると、素子長 L は 0.75λ 付近に選ぶのが適当である。

* balun: balanced and unbalanced line converter, 平衡-不平衡変換器

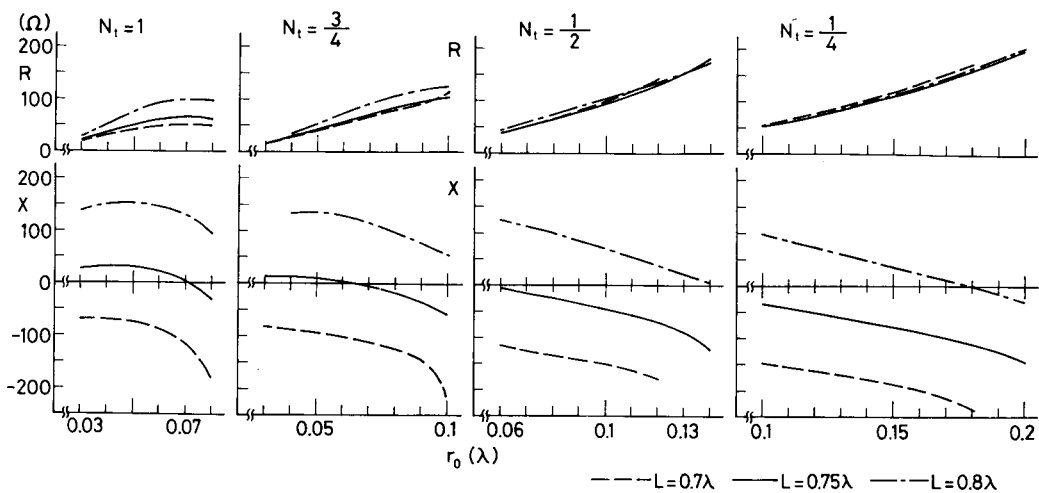


図10 入力インピーダンス ($Z_{in} = R + jX$)

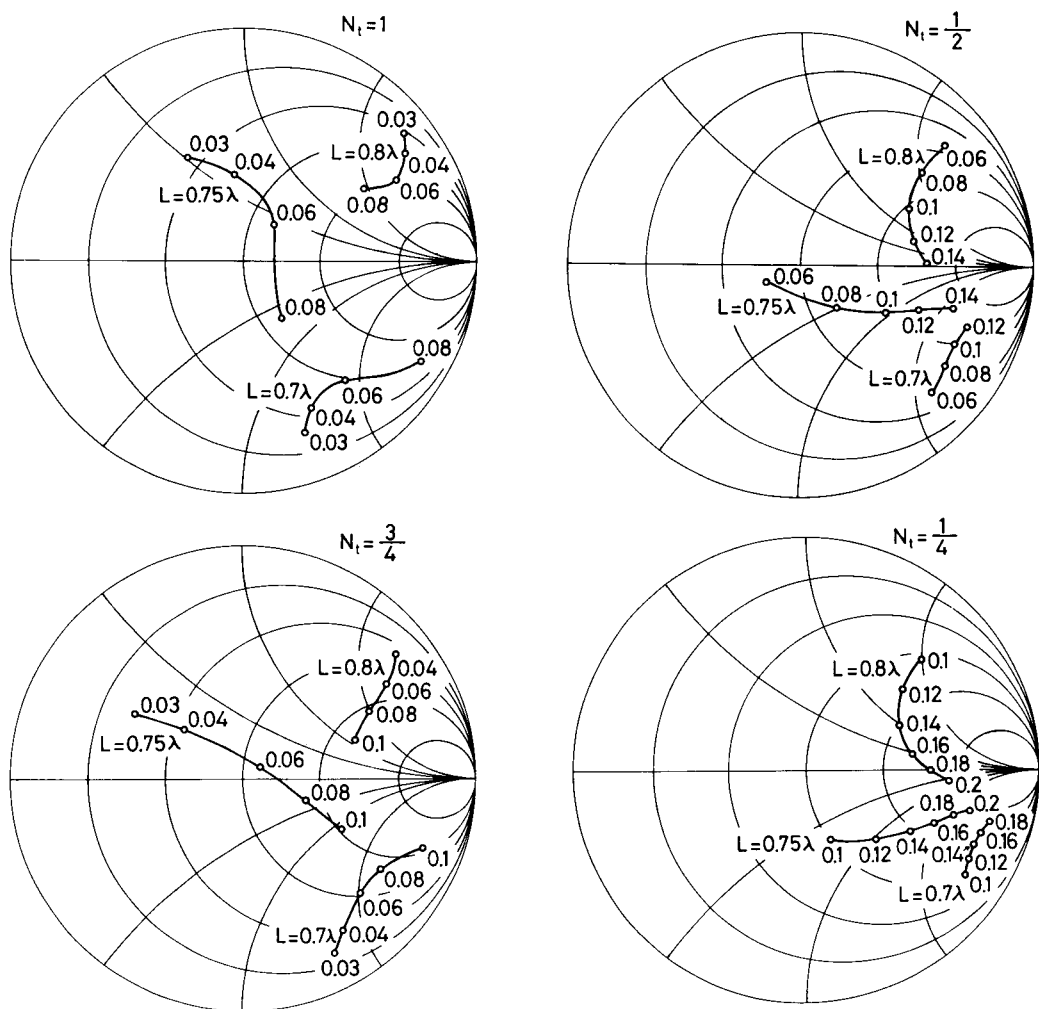


図11 $Z_0 = 50\Omega$ に対する入力インピーダンス
(図中の数字は r_0 の値を表す)

4) 計算結果のまとめ

以上、個々の特性について計算結果の検討を行ってきたが、次に衛星EPIRBアンテナの要求条件に対する全体的な検討を行う。

要求条件を、ビーム幅を 180° 以上とし、このビーム幅内の最大軸比を3 dB 以下あるいは6 dB 以下とした場合、および上半球内の最大軸比を3 dB 以下あるいは6 dB 以下とした場合にこの条件を満足するア

ンテナの形状の範囲を表2に示す。表は $1/4 \sim 1$ の各々の巻数 N_t について条件を満足するヘリクスの半径 r_0 の範囲を素子長 L ごとに示している。

この表から、巻数 N_t としては少くとも $1/2$ 以上の値を選ぶ必要があることがわかる。また軸比に3 dB 以下の値を要求すると、これを満足するアンテナの形状は $N_t=1$ 、 $L=0.75\lambda \sim 0.8\lambda$ 、 $r_0=0.05\lambda$ 付近に限定されることがわかる。

表2 要求条件を満足するアンテナの形状

N_t $L(\lambda)$ 要求条件	1			3/4			1/2			1/4		
	0.7	0.75	0.8	0.7	0.75	0.8	0.7	0.75	0.8	0.7	0.75	0.8
ビーム幅 180° 以上	$<0.035\lambda$	$<0.045\lambda$	$<0.054\lambda$	$<0.075\lambda$	$<0.081\lambda$	$<0.089\lambda$	$<0.116\lambda$	0.06λ $\sim 0.122\lambda$	0.09λ $\sim 0.129\lambda$	0.12λ $\sim 0.177\lambda$	0.14λ $\sim 0.184\lambda$	0.15λ $\sim 0.191\lambda$
軸比 3dB以下	—	$<0.055\lambda$	$<0.09\lambda$	—	—	—	—	—	—	—	—	—
軸比 6dB以下	$<0.074\lambda$	$<0.08\lambda$	$<0.09\lambda$	—	$<0.054\lambda$	$<0.11\lambda$	—	—	$>0.135\lambda$	—	—	—
上半球 内 軸比 3dB以下	—	$<0.054\lambda$	$<0.078\lambda$	—	—	—	—	—	—	—	—	—
上半球 内 軸比 6dB以下	$<0.065\lambda$	$<0.078\lambda$	$<0.09\lambda$	$<0.066\lambda$	$<0.078\lambda$	$<0.091\lambda$	$<0.108\lambda$	$<0.115\lambda$	$<0.125\lambda$	—	—	—

(注) 表中の数字は与えられた N_t 、 L について要求条件を満足する r_0 の範囲を示している。

— は条件を満たす r_0 の値がないことを示す。

ここに示した数値からさらに入力インピーダンスの値を考慮して、所要の放射特性をもつようにアンテナの形状を決定する必要がある。

このアンテナはヘリクスの巻き方で偏波の回転方向が決まる。給電点側から素子端方向に向かって右回りに素子導体が巻かれている場合（右巻き）には左旋円偏波になり、逆の向きに巻かれている場合（左巻き）には右旋円偏波になる。

また放射方向はヘリクスの巻き方と4給電点の位相

関係で決まる。右旋円偏波になるようにヘリクスの巻き方を決めた場合（左巻き）、給電点側から素子端方向に向かってみて、4給電点の位相が右回りに 90° ずつ進むように給電すると給電点側に放射方向が、逆に左回りに 90° ずつ進むように給電すると素子端側に放射方向がくる。右巻き（左旋円偏波になる）場合には、4給電点の位相関係と放射方向とはこれと逆の関係になる。

表3にこれらをまとめて示す。

表3 偏波（右旋、左旋）、放射方向と構造の関係

4 給電点の ヘリクスの 位相関係 巻き方	$\#1=0^\circ, \#2=180^\circ$ ** $\#3=90^\circ, \#4=270^\circ$	$\#1=0^\circ, \#2=180^\circ$ ** $\#3=270^\circ, \#4=90^\circ$
右 巻 き *	左 旋 円 偏 波, 素子端側へ放射	左 旋 円 偏 波, 給電点側へ放射
左 巻 き *	右 旋 円 偏 波, 給電点側へ放射	右 旋 円 偏 波, 素子端側へ放射

(注) * 図2に示す巻き方を左巻きと定める。

** 図2に示す4給電点への給電位相（ $\#1$:基準, 0° ）

3.3.5 試 作

前項までに理論的な検討を行い、要求条件を満足するアンテナの実現の可能性が得られたが、これを実験的に確かめるために、 $0.7\lambda \sim 0.8\lambda$ の素子長、 $1/4 \sim 1$ の巻数、 $0.049\lambda \sim 0.161\lambda$ のヘリックスの半径のうち、代表的な10通りの組合せについてアンテナを試作して、放射パターン、軸比を測定した。

放射パターンの測定結果を各パラメータに関してみると、計算値と同じ傾向がみられた。しかし、ヘリックスの半径 r_0 を小さくすると正面方向の利得が低下し、ビーム幅が広がるパターンの変化は、測定値の方が計算値より大きい。これは試作アンテナでは導体を支持するものとして紙の円筒を用いており、この紙の誘電体効果によって等価的に r_0 の値が小さくなったためと考えられる。

軸比の測定結果は、正面方向では2～3 dB程度であるが、 $\pm 90^\circ$ の範囲の最大値は10 dB～20 dBにもなっている。これは試作アンテナが手作りのために、軸対称性、給電位相などに十分な精度が得られなかったことによるものと推測できる。

図12に放射パターンの測定結果の一例を計算値とともに示す。正旋偏波のパターンの計算値との相違は試作アンテナの支持材料によるものであり、逆旋偏波についての大きな相違は、軸比に関する前述の理由と同じく手作りによる製作精度の低いことによるもので後述する実験用アンテナではこの点に注意を払って製作し、半球にわたって3 dB以下の軸比を得た。

この図に示すように試作アンテナの測定結果と計算結果に値の十分な一致はみられないが、全体としての傾向は合致しており、近似計算の妥当性が示された。

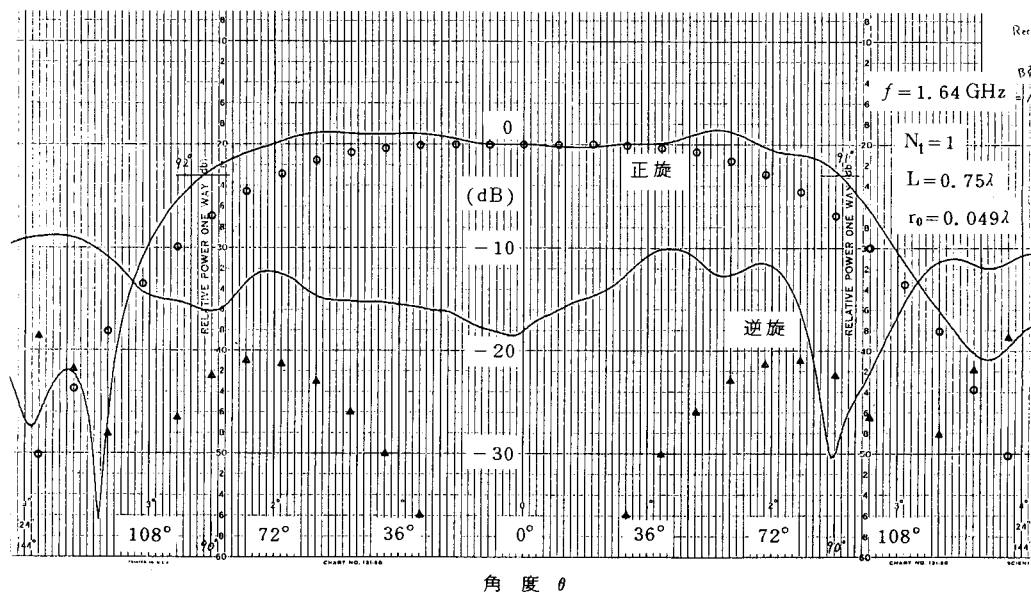


図12 試作アンテナの放射パターン
(○, △ 理論値)

3.4 実験用4線分数巻ヘリカルアンテナ

以上の理論的な検討および試作による検討にもとづ

いて実験用4線分数巻ヘリカルアンテナを製作した。

製作したアンテナの構造を図13に示す。このアンテナは、入力インピーダンス特性を考慮し、 180° のビーム幅を持ち、しかもその範囲内で3 dB程度の良

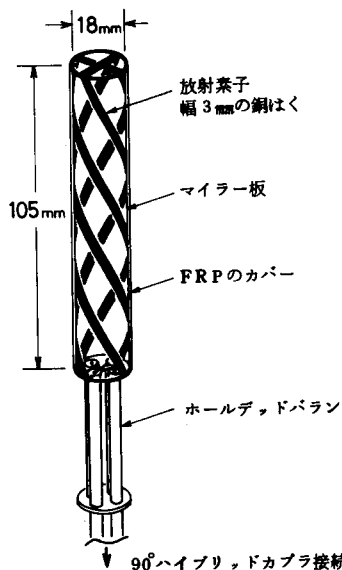


図13 実験用4線分数巻ヘリカルアンテナ
($N_t=1$, $L=0.75\lambda$, $r_0=0.049\lambda$,
 $l_{ax}=0.575\lambda$)

好な軸比を得るように、素子長 L を 0.75λ に、ヘリクスの半径 r_0 を 9mm (0.049λ)に、巻数 N_t を1に

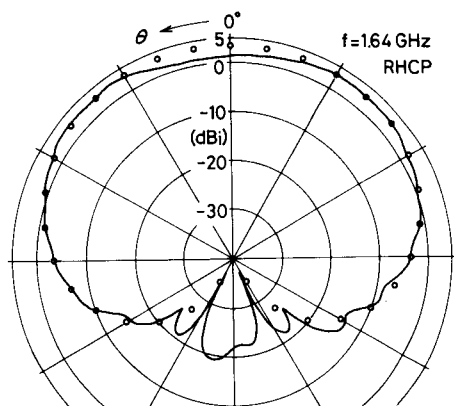


図14 実験用アンテナの垂直面放射パターン
(— : 測定値, ○○ : 計算値)

選んである。ヘリクスの軸長 l_{ax} は 105mm (0.575λ)である。放射素子はマイラー板の円筒に銅はくを貼りつけたもので構成し、FRPで覆っている。上半球に放射するように底部から3 dB カプラを介して各素子に 90° の位相差で給電を行っている。

垂直面放射パターンの測定値を図14に示す。水平面内の放射指向性は等方性である。実測した正面方向の利得は給電部の3 dB カプラ等の損失を含めて1.4 dBiであり、この値より求めたビーム幅は約 180° で

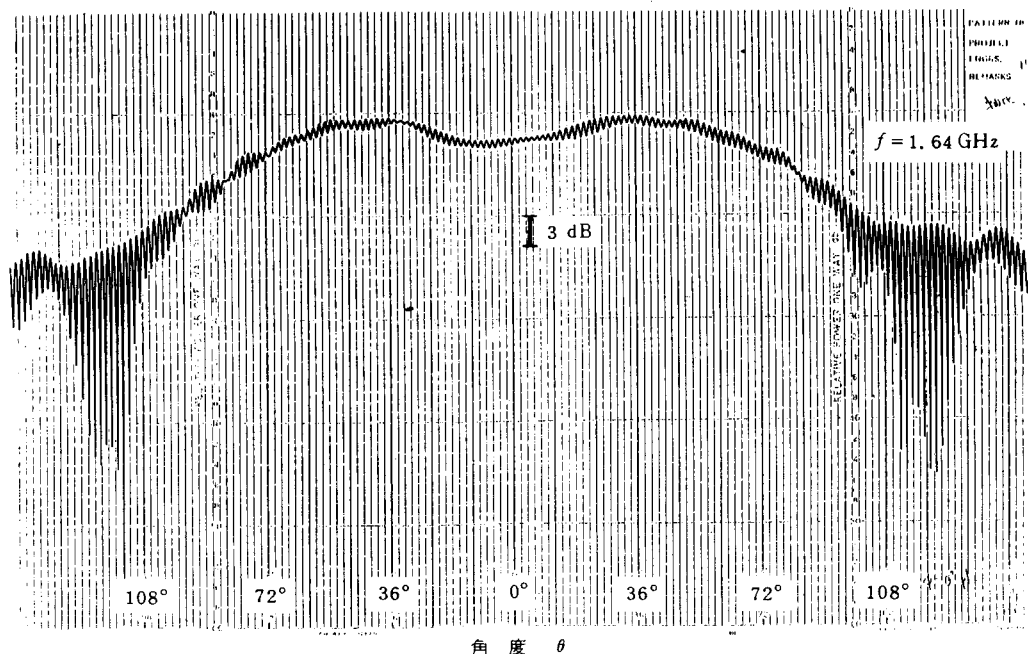


図15 実験用アンテナの軸比測定パターン

ある。利得は計算値に比べて約 2 dB 低い。この主な原因は給電部の損失が大きいためと考えられ、検討を要する。放射パターンは計算結果と違って、正面方向にくぼみができ、約 45°方向に最大放射方向がある形となっている。ビーム幅は計算値にほぼ一致しているが、利得の低下分を加味すれば計算値を上回る。放射パターン、ビーム幅の計算結果との相違は放射素子の支持材料にマイラー板を使用し、さらに円筒内に塩化ビニールパイプを挿入したことにより等価的にヘリクスの半径が小さくなったためと判断できる。

軸比の測定パターンを図 15 に示す。180°の範囲内の軸比は 3 dB 以下である。入力インピーダンスの整合はホールデッドバランの部分である程度行えるが、さらにマイラーの円筒内に塩化ビニールのパイプを挿入して行い、VSWR の値として 1.3 以下の値を得ている。図 16 にアンテナ入力端から見た VSWR の測定結果を示す。

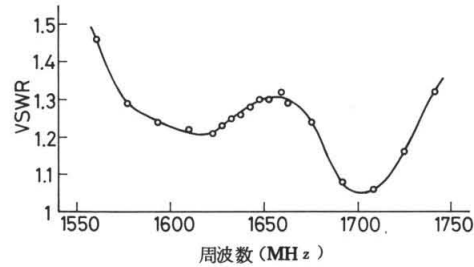


図 16 実験用アンテナの VSWR

表 4 実験用 1.6GHz 帯衛星 EPIRB アンテナの特性

形 式	4 線分数巻ヘリカル
周 波 数	1.64 GHz
放射特性	利得 -3 dBi 以上の範囲が 180° の カーゴイドパターン
利 得	軸方向 1.4 dBi
軸 比	利得 -3 dBi 以上の範囲で 3 dB 以下
VSWR	1.3 以下 (5 0 Ω)
偏 波	右旋円偏波

表 4 にこれらの特性をまとめて示す。図 17 にはアンテナをブイに組込んだ外観を示しているが、アンテナおよび支柱部分はアンテナの保護のために円錐形のレドームで完全に覆っている。

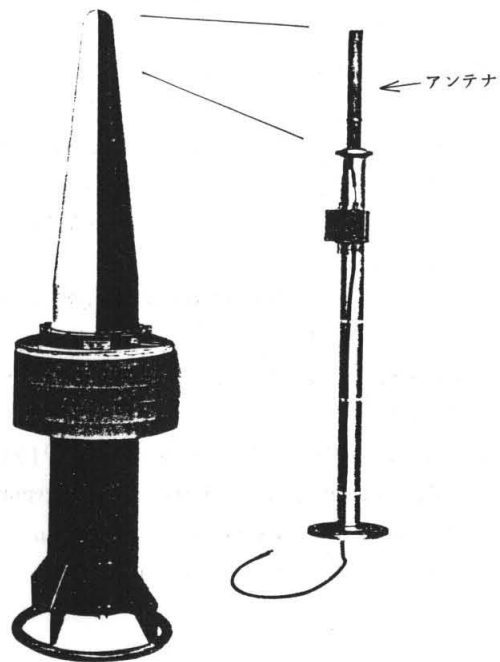


図 17 EPIRB ブイの外観とアンテナ

4. あとがき

1.6GHz 帯衛星 EPIRB アンテナに 4 線分数巻ヘリカルアンテナの適用を試み、近似的な理論計算と試作により要求される条件を満足するアンテナの設計を行った。

これらの設計にもとづいて、実際に衛星実験に用いる衛星 EPIRB アンテナを開発した。このアンテナは実際の洋上実験において、風、波、温度、湿度等の環境条件に十分に耐え、一度も故障することなく、ほぼ設計どおりの電気的性能を発揮した。特にオーストラリア西方海域で行った衛星仰角 5°、波高 3.7 m の条件下の実験では、送信出力 1 w で日本での受信が可能であり、実用の衛星 EPIRB アンテナとしての性能が確認できた。なお、これらの実験結果は CCIR の IWP (中間作業部会) 8/7 へ寄与文書として提出した⁽⁶⁾。

終りに、本アンテナの製作に御協力いただいた安立電気株式会社の関係各位に深く感謝する。

参考文献

(1) CCIR: "Technical and Operating Characteristics of Distress Systems in the Maritime Mobile Satellite Service", Report 761 (July 1980)
(2) 藤田他: "衛星を利用する 406MHz 帯 EPIRB

システム”，電子航法研究所報告No 35， pp.1-21（昭和57.2）

- (3) CCIR IWP 8/7 Subgroup: "Report of the First Meeting" (May 1981)
- (4) Kilgus, C.C.: "Resonant Quadrafilair Helix", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-17**, 3, pp. 349-351 (May 1969)
- (5) 小南, 六島: "連続した折線状導体からなるアンテナの簡単化されたハーレン形積分方程式について", 信学論(B), **J 63-B**, 9, pp. 941-942 (昭和55-09)
- (6) CCIR IWP 8/7: "Satellite EPIRB Coordinated Trials Programme, Report of Subgroup Chairman", Subgroup Chairman No 8/7/1 (Nov. 1983)