

모멘트법을 이용한 스파이럴 안테나의 해석 및 설계

正會員 韓 楨 世* 正會員 李 甲 洙* 正會員 朴 炳 禹*

Analysis and Design of a Spiral Antenna
using Moment MethodJeong-Se Han*, Gab-Soo Lee*, Byoung-Woo Park* *Regular Members*

본 논문은 1992년도 교육부지원 한국학술진흥재단의 학술연구조성비에 의하여 연구되었음.

要 約

본 논문에서는 스파이럴 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우, 곡률이 큰 경우와 작은 경우에 대한 스파이럴 안테나를 모멘트법을 이용하여 해석하였다. 그 방법은 안테나를 N개의 선소로 분할하고 갤러킨 방법을 이용하여 각 선소의 전류분포를 구하고, 방사패턴을 계산한 다음 이들을 실험 결과와 비교하였다. 안테나의 이득이 주파수에 따라 $\pm 5\text{dB}$ 이내로 변화가 있는것은 밸런과 안테나간의 접속에서 나타나는 반사손실에 의한 것이다. 시뮬레이션 및 실험결과를 통하여, 본 스파이럴 안테나의 광대역 부지향 특성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, six kinds of spiral antenna, a combination of two types of spiral arm-width and three types of spiral curvature are analyzed by using moment method. Dividing spiral arms into N sections, the current distribution is calculated by Galerkin's method. The radiation pattern and the antenna gain are derived from antenna currents.

All of the six spiral antenna have omni-directional and wide-band characteristics, although the antenna gain changes within $\pm 5\text{dB}$ bound for operating range(600MHz-2GHz). The variation of antenna's gain is caused by the return loss in connecting the Balun to the antenna. Simulation and experimental results on the radiation pattern also show that spiral antennas have omni-directional and wide-band characteristics.

* 忠北大學校 電子工學科
Dept. of Electronic Engineering, Chungbuk National
University
論文番號 : 93243
接受日字 : 1993年 12月 16日

1. 서론

안테나는 주파수가 변화하면 안테나의 물리적인 크기가 달라진다. 따라서 안테나의 물리적인 크기가 정해지면 사용 주파수 범위가 제한될 수 밖에 없다. 그러나 스파이럴 안테나는 안테나 암(arm)을 지수 함수적으로 회전시키는 것으로써, 안테나의 물리적인 크기변화를 회전각도의 변화로 대치할 수 있으므로 광대역에서 사용할 수 있다. 그리고 특성 임피던스 및 방사패턴등이 넓은 주파수 대역에서 크게 변하지 않는 주파수 독립성을 갖으며, 소형, 경량, 무지향성 특성을 갖는 안테나로써 항공통신, 레이더 시스템, 민수용 위성 수신용 안테나 등에 널리 사용된다. 광대역 특성을 갖는 스파이럴 안테나는 1957년 V.H Rumsey^[1]에 의해 처음으로 제안 하였으며, 그후 1959년 J.D Dyson^[2]은 평면 등각 스파이럴, 코너칼 스파이럴 안테나 등이 주파수 독립적인 특성을 갖고 있음을 실험적으로 입증하였다. 본 논문에서는 스파이럴 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우, 곡률이 큰 경우와 작은 경우에 대한 스파이럴 안테나를 모멘트법을 이용하여 해석하였다. 그 방법은 안테나를 N개의 선소로 분할하여 각 선소의 전류분포를 구하고, 방사패턴을 계산한 다음 이들을 실험결과와 비교하였다. 시뮬레이션 및 측정결과로부터 본 논문의 스파이럴 안테나는 광대역 특성과 무지향 특성을 갖고 있음을 보였다.

II. 안테나의 전류분포 및 방사패턴

1. 안테나의 기하학적 구조

등각 스파이럴 안테나는 원점에서 임의의 점까지의 거리가 주회각도에 대해 지수 함수적으로 증가하는 구조를 갖으며, 또한 암이 원점을 기준으로 180°를 회전하여 팽창하는 구조를 갖는다. 이 안테나는 암을 진행하고 있는 진행파가 인접한 선소에서 동위상이 되면 복사가 강하게 일어나며, 역위상이 되면 상쇄되어 복사가 일어나지 않는다^[3,5].

스파이럴 안테나의 기하학적 구조는 다음과 같은 식에 의해서 구해진다.

$$\rho_1 = r_0 \exp^{a(\phi)} \tag{1}$$

$$\rho_2 = r_0 \exp^{a(\phi-\delta)} \tag{2}$$

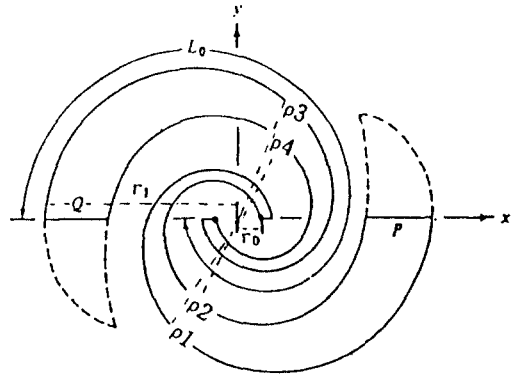


그림 1.2-암 등각 스파이럴 안테나
Fig 1. Two-arm equiangular spiral antenna

$$\rho_3 = r_0 \exp^{a(\phi-\pi)} \tag{3}$$

$$\rho_4 = r_0 \exp^{a(\phi-\pi-\delta)} \tag{4}$$

안테나의 동작 주파수 대역은 다음과 같다.

$$\frac{c}{4r_1} \leq f \leq \frac{c}{4r_0} \tag{5}$$

여기서,

a : 스파이럴 상수

r₀ : 안테나의 급전 부분에서의 반경

φ : 원점으로 부터의 주회 각도

δ : 회전각

이다.

2. 모멘트법을 적용한 스파이럴 안테나 해석

임의의 형태를 갖는 wire 안테나의 전류분포 해석은 Pockington이나 Hallen의 적분 방정식으로 구할 수 있다. 그러나, 그림 1과 같은 암(arm)폭이 넓은 등각 스파이럴 안테나의 경우 적분 방정식 해법을 적용하기가 어렵다. 본 논문에서는 암(arm)폭이 넓은 안테나를 3개의 spiral wire가 중첩된 안테나로 보아 해석하고자 한다. 그림 2의 ㉠, ㉡와 같이 스파이럴의 가장자리에 위치한 Wire에 분포한 전하량은 ㉢처럼 중심에 위치한 Wire에 분포되는 전하량보다 2배가 된다. ㉠, ㉡ Wire에 흐르는 전류가 ㉢ Wire에 흐르는 전류보다도 2배만큼 크게 되며, ㉢ Wire 부분을 분할한 선소에서의 전하량은 다른 선소에서의 전하

량보다 1/2만큼 적게 된다. 따라서 본 논문에서는 3개의 spiral wire 안테나가 중첩되어 있는 것으로 보고 ㉔, ㉕, ㉖ 3개의 Wire를 N개의 선소로 분할한 다음 모멘트법을 적용하여 각 선소의 전류분포를 구하고 이를 이용하여 안테나의 입력 임피던스를 구하였다.

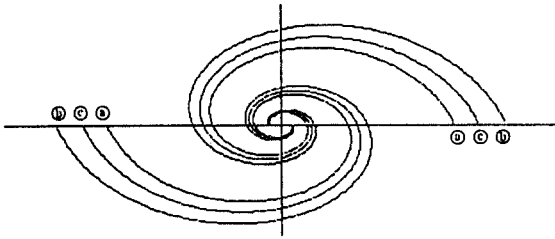


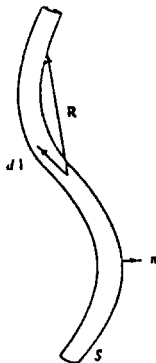
그림 2. 3개의 등각 spiral wire 안테나
Fig. 2. Three equiangular spiral wire antenna

특히, 안테나를 N개의 선소로 분할할때 스파이럴 안테나의 구조적 특성상 20° 간격으로 분할하였다. 도체가 자유공간에 그림 3(a)와 같이 있다고 할때 도체에 가해진 전계를 Eⁱ, 도체 표면 S상의 진하 밀도를 ρ_s, 전류 밀도를 J_s라 할때 산란전계 E^s는 다음식과 같이된다.

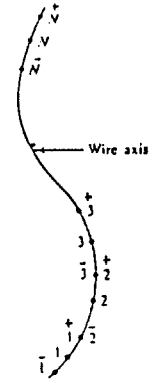
$$E^s = -j\omega A - \nabla\Phi \quad (6)$$

도체표면 S상에서 경계조건은 다음식으로 주어진다.

$$-n \times E^s = n \times E^i \quad \text{on } S \quad (7)$$



(a) 임의의 도선
(a) Section of wire



(b) N개로 분할된 도선
(b) Wire axis divided into N segments

그림 3. 자유 공간내 도선
Fig. 3. Wire in free space

그림 3(b)는 각 선소 내에서 전류가 일정하다고 가정하고 wire를 N개의 선소로 나누면, Δln⁺와 Δln⁻은 Δln내에 선소의 길이를 (+)방향 반 만큼, 그리고 (-)방향으로 반 만큼 이동한 거리이다^[7]. 도체 두께를 무시할 수 있는 도선이라면 입사전계는 선적분식으로 표현된다.

$$E^i = j\omega A + \frac{\partial\Phi}{\partial l} \quad (8)$$

$$A = \frac{\mu}{4\pi} \int I(1) \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (9)$$

$$\Phi = \frac{1}{4\pi\epsilon} \int \rho(1) \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (10)$$

$$\rho = \frac{-1}{j\omega} \frac{dI}{dl} \quad (11)$$

안테나 도체위의 임의의 점m에 대한 전계식은 다음식과 같다.

$$E^i(m) = j\omega A(m) + \frac{\Phi(m^+) - \Phi(m^-)}{\Delta l_m} \quad (12)$$

$$A(m) = \frac{\mu}{4\pi} \sum_n^N I(n) \int_{\Delta l_n} \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (13)$$

$$\Phi(m^+) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \sum_n^N \rho(n^+) \int_{\Delta l_n^+} \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (14)$$

$$\Phi(m^-) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \sum_n^N \rho(n^-) \int_{\Delta l_n^-} \frac{e^{-jkR}}{R} dl \quad (15)$$

$$\rho\left(\begin{matrix} + \\ n \end{matrix}\right) = \frac{+1}{j\omega} \frac{I(n+1)-I(n)}{\Delta \ln^+} \quad (16)$$

$$\rho\left(\begin{matrix} - \\ n \end{matrix}\right) = \frac{-1}{j\omega} \frac{I(n-1)-I(n)}{\Delta \ln^-} \quad (17)$$

따라서 m번째 선소의 전계는

$$E_i(m) = j\omega\mu \sum_n^N \Delta \ln I(n) \psi(m, n) + \frac{1}{\Delta \ln} \frac{1}{j\omega\epsilon} \sum_n \Delta \ln I(n) [\psi(m, n)^+ - \psi(m, n)^- - \psi(m, n)^- + \psi(m, n)^-] \quad (18)$$

이다. 여기서 $\psi(m, n)$ 은 매개함수이다. 매개함수 $\psi(m, n)$ 는 아래식과 같다.

$$\psi(m, n) = \frac{1}{4\pi\Delta \ln} \int_{-d_1}^{+d_2} \frac{e^{-jkR}}{R} dz \quad (19)$$

여기서

$$\Delta \ln = d_1 + d_2$$

$$R = \sqrt{a^2 + Z^2} = Z \quad (m=n)$$

$$= \sqrt{\rho^2 + (z-z_m)^2} = Z \quad (m \neq n)$$

a는 도선의 반경이다.

각 항들을 적분한 매개함수 ψ 는 다음과 같다.

$$\psi = \frac{e^{-jk(R-R_{mn})}}{4\pi(d_1+d_2)} \left[A_1 - jk(A_2 - R_{mn}A_1) - \frac{k^2}{2}(A_3 - 2R_{mn}A_2 + R_{mn}^2A_1) + \frac{jk^3}{6}(A_4 - 3R_{mn}A_3 + 3R_{mn}^2A_2 - R_{mn}^3A_1) \right] \quad (20)$$

으로 된다.

여기서,

$$A_1 = \ln \frac{z+d_1 + \sqrt{\rho^2 + (z+d_1)^2}}{z-d_2 + \sqrt{\rho^2 + (z-d_2)^2}}$$

$$A_2 = d_1 + d_2$$

$$A_3 = \frac{z+d_1}{2} \sqrt{\rho^2 + (d_1+z)^2} - \frac{z-d_2}{2} \sqrt{\rho^2 + (z-d_2)^2} + \frac{\rho^2}{2} A_1$$

$A_1 = 3z^2(d_1+d_2) + 3z[(d_1)^2 - (d_2)^2] + (d_1)^3 + (d_2)^3 + \rho^2 A_2$ 이다.

m번째 선소에 발생된 전압은 $V_m = E_i^+(m) \cdot \Delta \ln$ 이므로

$$V(m) = j\omega\mu \sum_n^N \Delta \ln \cdot \Delta \ln I(n) \psi(m, n) + \frac{1}{j\omega\epsilon} \sum_n^N I(n) [\psi(m, n)^+ - \psi(m, n)^- - \psi(m, n)^- + \psi(m, n)^-] \quad (21)$$

으로 쓸수 있다. 여기서,

$$V_m = Z_{m1}I(1) + Z_{m2}I(2) + \dots + Z_{mL}I(N) \quad (22)$$

전류 행렬 [I] 다음과 같다.

$$[I] = [Z^{-1}] [V] \quad (23)$$

급전을 1[V]로 하여 전류 I_m 이 흐를때 입력 임피던스 Z_{in} 은 다음 식과 같다.

$$Z_{in} = \frac{1}{I_m} \quad (24)$$

3. 복사 패턴

스파이럴 안테나는 원형극성 빔 패턴을 갖으며, 주파수 변화에 따라 크게 변화하지 않는 특성이 있다. 만약 복사 패턴의 필드극성이 변화하면 이는 밴드폭 차단을 결정하는 임계치로 생각할 수 있다^[6].

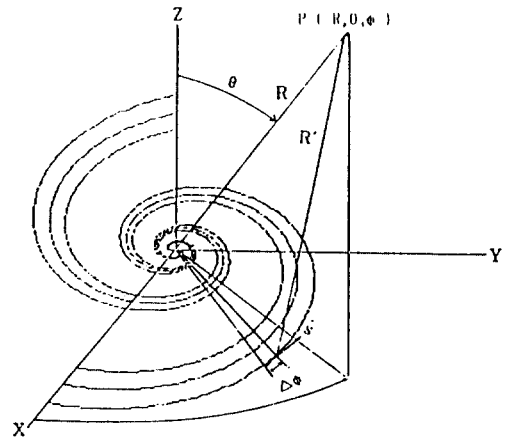
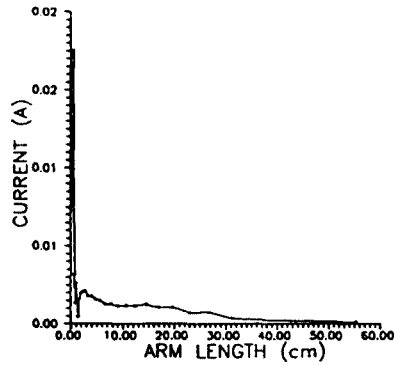
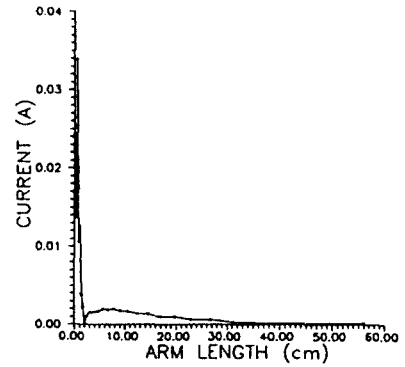


그림 4. 안테나와 방사계 사이의 좌표계

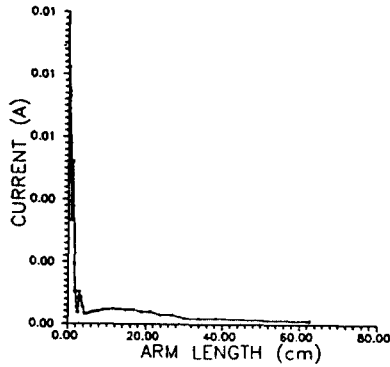
Fig 4. Coordinate system between antenna and radiation field



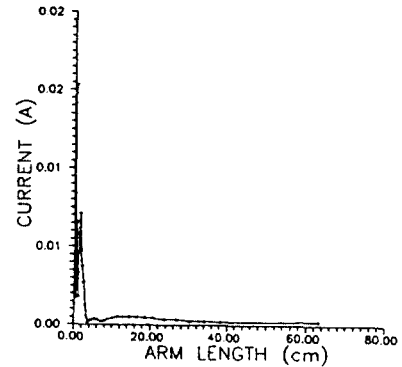
(1) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 507^\circ$



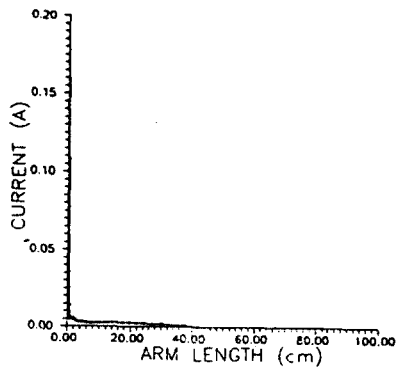
(2) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 507^\circ$



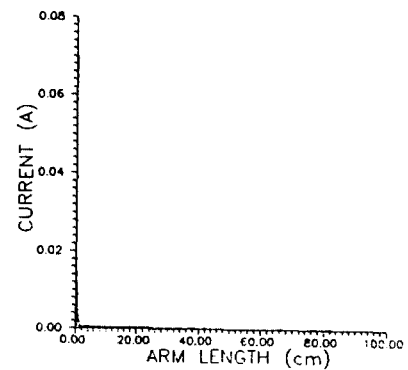
(3) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 697^\circ$



(4) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 697^\circ$



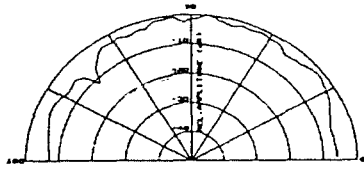
(5) $a = 0.3$ $r_0 = 0.05$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 967^\circ$



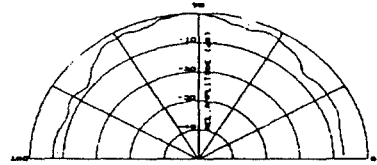
(6) $a = 0.3$ $r_0 = 0.05$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 967^\circ$

그림 5. 1 [GHz]에서 전류분포

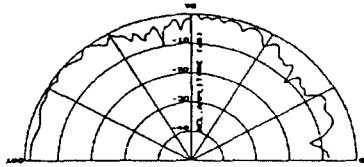
Fig 5. Current distribution on the 1[GHz]



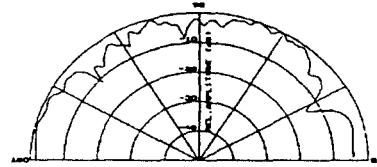
(600 MHz)



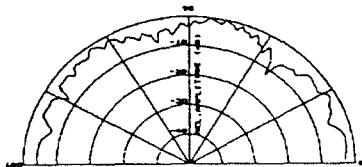
(600 MHz)



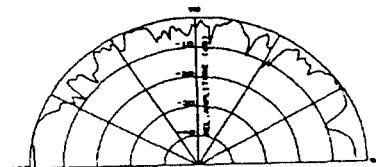
(1 GHz)



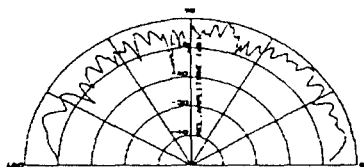
(1 GHz)



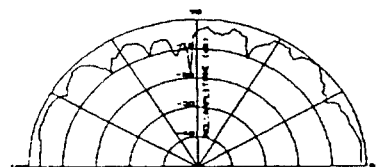
(1.4 GHz)



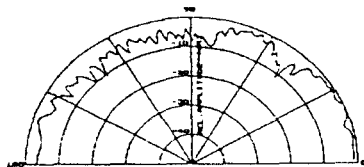
(1.4 GHz)



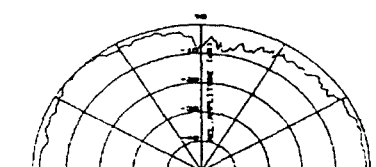
(1.8 GHz)



(1.8 GHz)



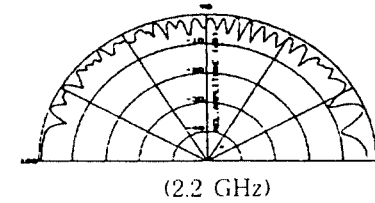
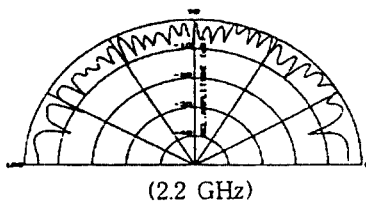
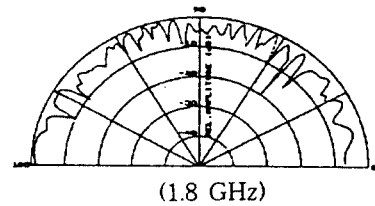
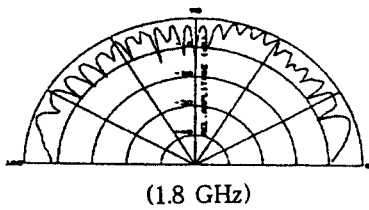
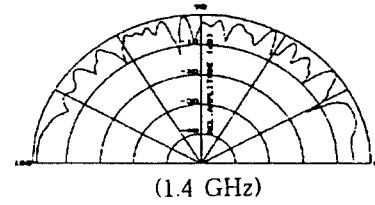
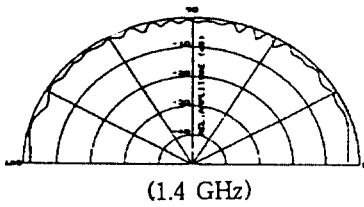
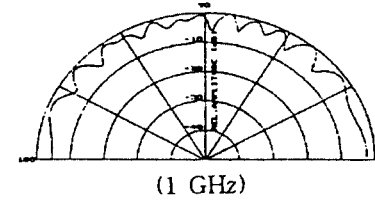
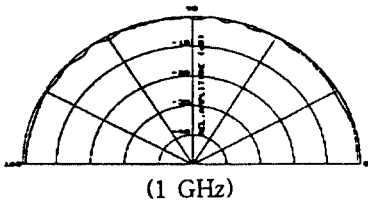
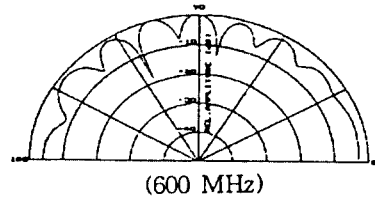
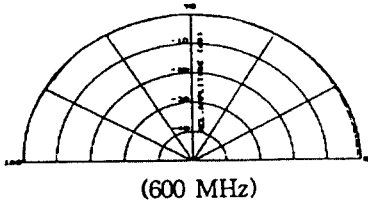
(2.2 GHz)



(2.2 GHz)

(1) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 507^\circ$

(2) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 507^\circ$



(3) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 697^\circ$

(4) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 697^\circ$

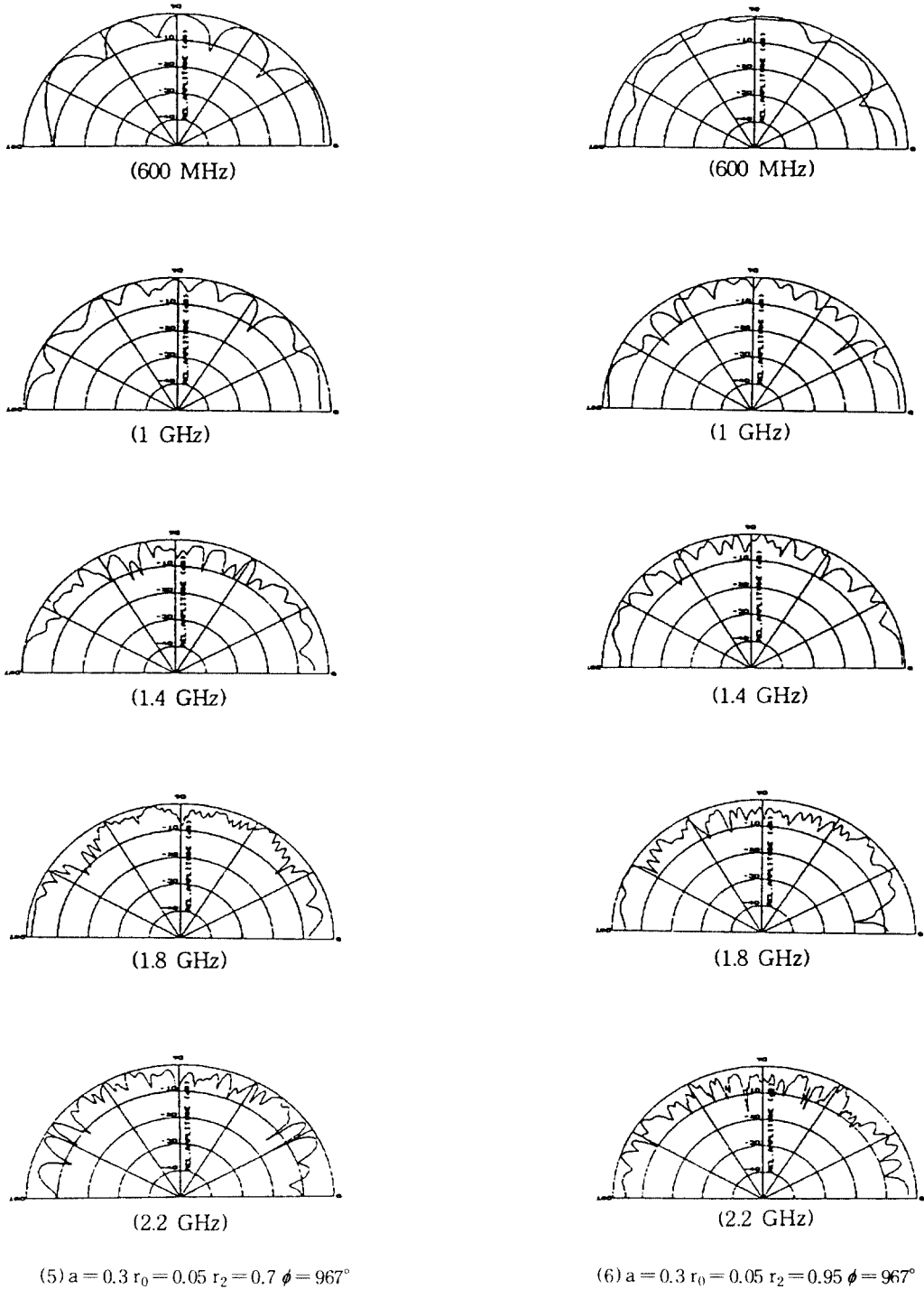


그림 6. 안테나의 방사패턴(계산값)
Fig 6. Radiation pattern of antennas

선형 안테나일 경우의 벡터 포텐셜은 다음과 같다.

$$A = \frac{1}{4\pi R} \int_0^L I(s') \exp(-jkR') (s_\phi \cdot \hat{\phi} + s_\theta \cdot \hat{\theta}) ds' \quad (25)$$

θ, ϕ 방향의 방향 코사인은 다음과 같다^[5].

$$\begin{aligned} s_\phi &= \frac{\cos \theta}{2Q} \left[\left(1 + \frac{j}{a}\right) \exp(j(\phi' - \phi)) \right. \\ &\quad \left. + \left(1 - \frac{j}{a}\right) \exp(j(\phi - \phi')) \right] \\ s_\theta &= \frac{1}{2Q} \left[\left(\frac{1}{a} + j\right) \exp(j(\phi - \phi')) \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{a} - j\right) \exp(j(\phi' - \phi)) \right] \end{aligned} \quad (26)$$

이다.

벡터 포텐셜의 성분과 전개성분과의 관계는 far-field 임을 가정할때 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$E_\phi = -j\omega\mu A_\phi, \quad E_\theta = -j\omega\mu A_\theta \quad (27)$$

안테나의 암(arm)이 두개인 경우의 전개분포는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} E_\theta(\bar{r}) &= -j\omega\mu \frac{\exp(-jk r)}{4\pi r Q} \int_0^L I(s') \sum_{i=0}^1 \\ &\exp(-j\alpha) \exp\left[j\left(\frac{ks'}{Q}\right)\right] \\ &\cdot \sin\theta \cos(\phi' - \phi + \alpha) \cdot \cos \frac{\theta}{2} \left\{ \left(1 + \frac{j}{a}\right) \exp[j(\phi' - \phi + \alpha)] \right. \\ &\left. + \left(1 - \frac{j}{a}\right) \exp(-j(\phi' - \phi + \alpha)) \right\} ds' \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} E_\phi(\bar{r}) &= \omega\mu \frac{\exp(-jk r)}{4\pi r Q} \int_0^L I(s') \sum_{i=0}^1 \\ &\exp(-j\alpha) \exp\left[j\left(\frac{ks'}{Q}\right)\right] \\ &\cdot \sin\theta \cos(\phi' - \phi + \alpha) \left\{ \left(1 + \frac{j}{a}\right) \exp[j(\phi' - \phi + \alpha)] \right. \\ &\left. - \left(1 - \frac{j}{a}\right) \exp(-j(\phi' - \phi + \alpha)) \right\} ds' \end{aligned} \quad (29)$$

4. 시뮬레이션

본 논문에서는 실험의 타당성을 입증하기 위해서 스파이럴 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우, 곡률이 큰

경우와 작은 경우에 대한 6가지 종류의 안테나에 대하여 0.6, 1, 1.4, 1.8, 2.2[GHz] 주파수에 따른 안테나를 20° 간격으로 3개의 Wire에 대하여 분할한 다음 모멘트법을 적용하여 그림 5와 같이 전류분포를 구한 다음 그림 6과 방사패턴에 대하여 시뮬레이션 하였다. 여기서 a는 스파이럴 상수로써 a값이 작으면 안테나 암(arm)의 길이는 길어지고, a값이 크면 암(arm)의 길이는 상대적으로 작아진다. r₀는 안테나 급전부의 반경이며, r₂는 암(arm)폭을 결정하며, r₂ 값이 크면 암(arm)폭은 넓어지고 작으면 암(arm)폭은 좁아진다. ϕ 는 안테나의 주회각도로써 ϕ 값이 클수록 암(arm)의 길이는 길어진다.

이상의 전류분포 결과로부터 중심 부근에서만 강한 전류가 흐르며 중심에서 멀어지면 거의 전류가 흐르지 않게됨을 알 수 있다. 이는 본 스파이럴 안테나가 미소 다이폴과 유사한 특성을 갖음을 말해 주는 것이다. 방사패턴 결과로부터 본 논문의 안테나 특성은 무지향 특성이며 또한 0.6~2.2[GHz]의 복사패턴이 거의 일정한 것으로 보아 안테나의 주파수 특성이 무지향 및 광대역 특성을 갖고 있음을 알 수 있다.

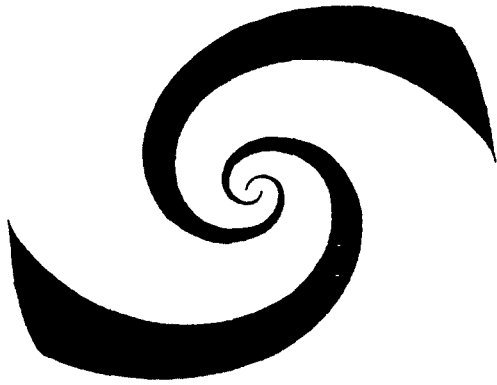
III. 제작 및 실험

1. 안테나 설계

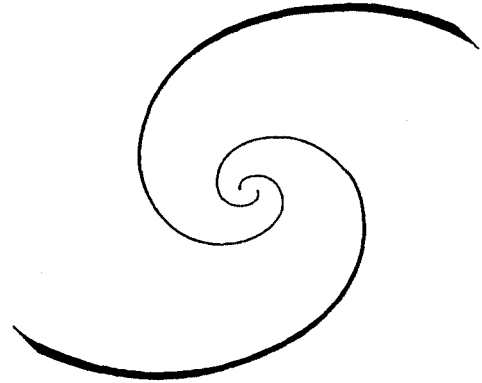
등각 스파이럴 안테나는 0.6~2.2[GHz]까지 동작하며, 비유전율이 2.1인 테프론 기판을 사용하였으며, 중심 주파수가 1[GHz]이고, 스파이럴 암이 긴 경우와 작은 경우, 그리고 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우로 나누어 설계하였다.

2. 방사 패턴 및 이득 측정

본 스파이럴 안테나의 방사패턴 및 이득을 측정하기 위하여 0.6~2.2[GHz] 주파수를 표준혼 안테나로 방사시키고, 측정하려는 스파이럴 안테나는 0.2° 간격으로 180° 회전시키면서 수신된 신호를 측정하였다. 이득 측정은 안테나의 방사패턴 측정조건과 동일 조건하에서 표준 혼 안테나로부터 0.6~2.2[GHz]의 신호 주파수를 100[MHz] 간격으로 변화 시키면서 0.6~0.7[GHz] 대역에서는 WR-1500 도파관, 0.8~1[GHz] 대역에서는 WR-97 도파관, 1.1~1.7[GHz] 대역에서는 표준 이득 혼 안테나, 1.8~2.2[GHz]대역에서는 표준 혼 이득 수신 안테나의 이득을 먼저 측정한 다음, 이 표준 혼 안테나로부터 방사된 스파



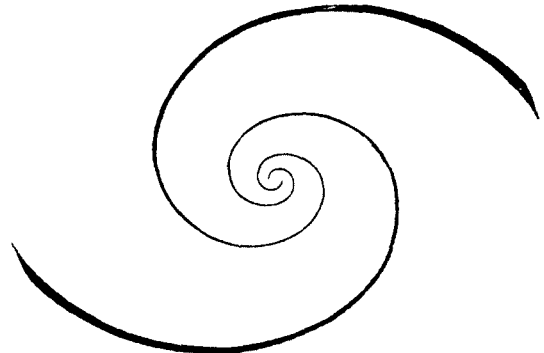
(1) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 507^\circ$



(2) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 507^\circ$



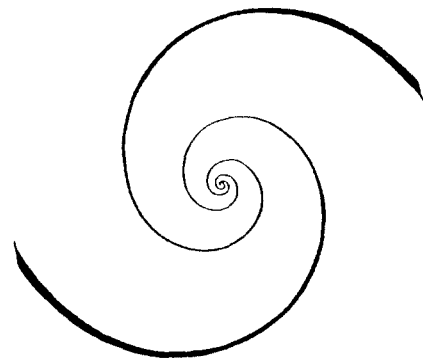
(3) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 697^\circ$



(4) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 697^\circ$

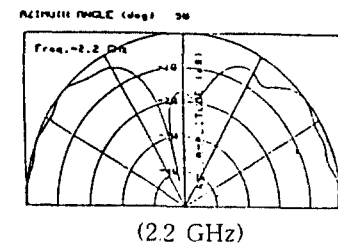
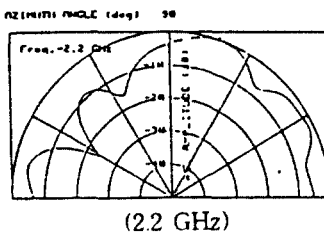
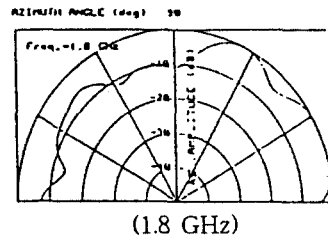
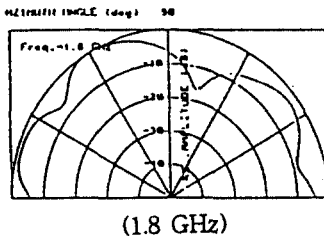
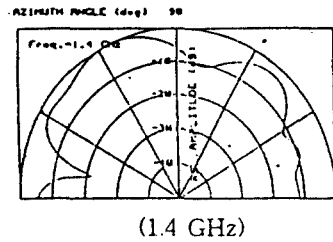
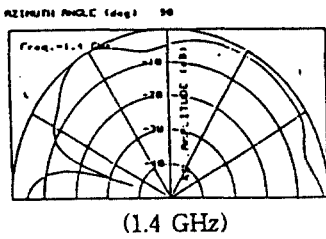
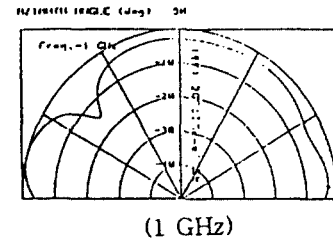
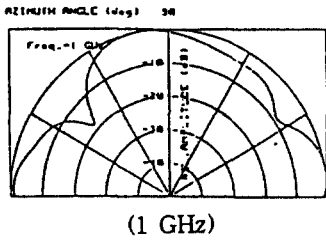
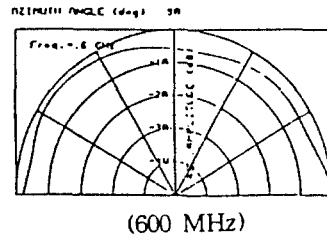
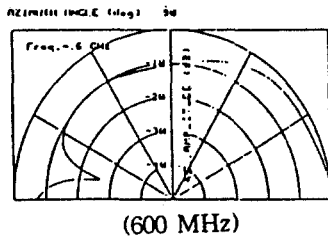


(5) $a = 0.3$ $r_0 = 0.05$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 967^\circ$



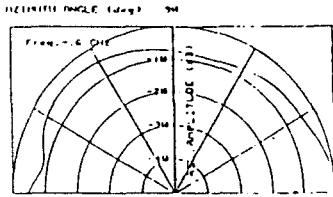
(6) $a = 0.3$ $r_0 = 0.05$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 967^\circ$

그림 7. 안테나 패턴도
Fig 7. Antenna pattern

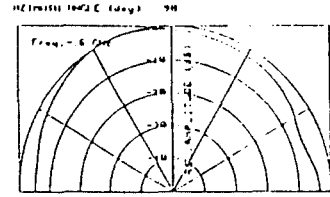


(1) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 507^\circ$

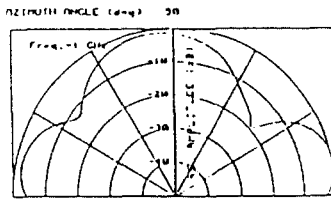
(2) $a = 0.4$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 507^\circ$



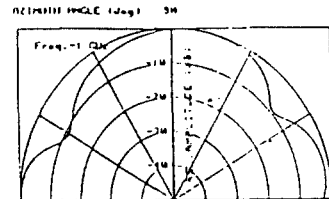
(600 MHz)



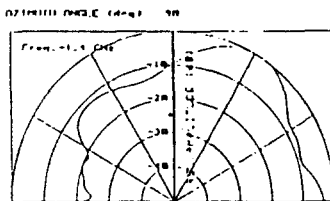
(600 MHz)



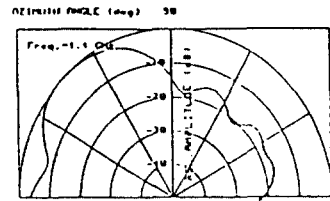
(1 GHz)



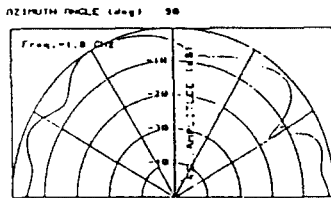
(1 GHz)



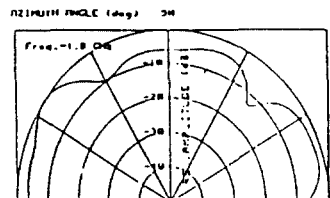
(1.4 GHz)



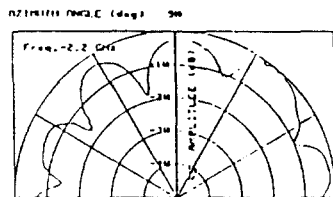
(1.4 GHz)



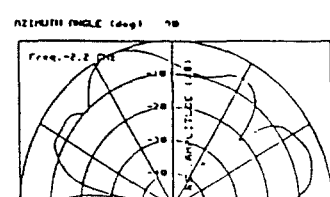
(1.8 GHz)



(1.8 GHz)



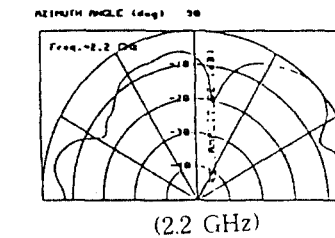
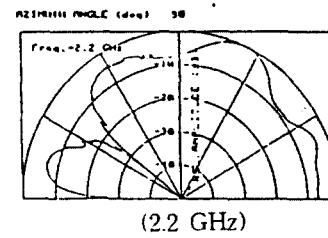
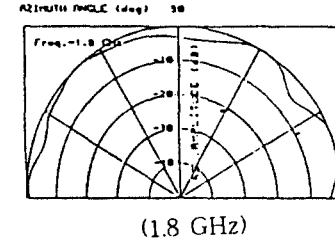
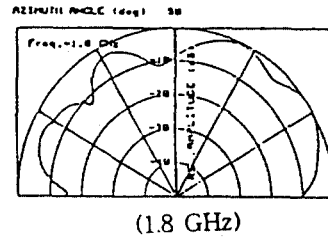
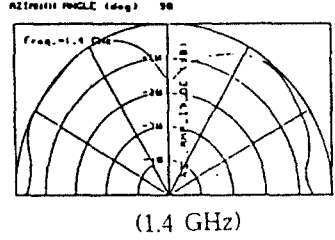
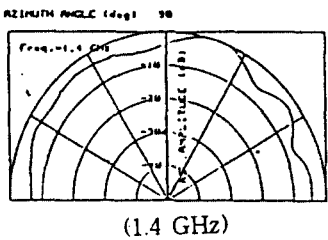
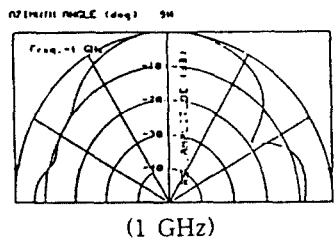
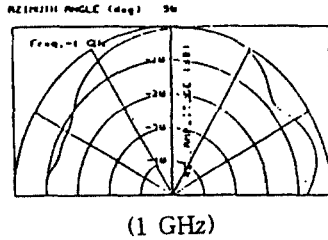
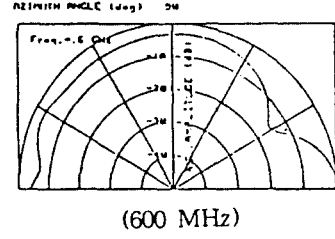
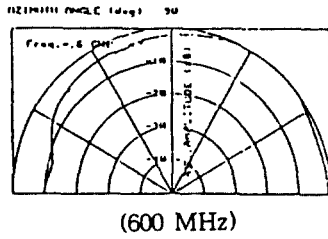
(2.2 GHz)



(2.2 GHz)

(3) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 697^\circ$

(4) $a = 0.3$ $r_0 = 0.2$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 697^\circ$



(5) $a = 0.3$ $r_0 = 0.05$ $r_2 = 0.7$ $\phi = 967^\circ$

(6) $a = 0.3$ $r_0 = 0.05$ $r_2 = 0.95$ $\phi = 967^\circ$

그림 8. 안테나의 방사패턴(실험값)
Fig 8. Radiation pattern of antennas

이러한 안테나의 수신이득을 측정한다. 주파수에 따른 상대이득은 다음식에 의해 구해진다.

$$\text{상대이득(dB)} = \text{표준이득} - \{(\text{ref.level}) - (\text{AVT 측정 결과})\} \quad (30)$$

3. 결과 및 고찰

본 논문에서는 0.6~2.2[GHz]에서 동작이 가능하도록 안테나를 제작하였으며, 또한 안테나 암의 길이가 긴 경우와 작은 경우, 그리고 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우에 대한 각 주파수에 따른 방사패턴 및 이득을 측정하였다. 각각의 안테나 입력단의 반사계수를 측정하여, 임피던스를 구하고, 이에 따라 제작하였다.

스파이럴 안테나는 0.6~2.2[GHz] 주파수에 따른 방사패턴을 비교하였으며, 또한 안테나 암의 길이가 507°, 697°, 967°, 암폭의 넓은 경우와 좁은 경우로 나누어 비교측정한 결과 507°⇒697°⇒967°로 암의 길이가 길수록 좋은 무지향 방사특성을 보였으며, 주파수 별로는 600[MHz], 1[GHz]에서 좋은 특성을 보여주었으며, 2.2[GHz]에서는 전반적으로 무지향 특성이 떨어진다. 697°에서는 1.4[GHz], 2.2[GHz]에서 무지향 특성이 떨어지고, 967°에서는 1.8[GHz], 2.2[GHz]에서 무지향 특성이 떨어짐을 보여주었으며, 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우에서는 암폭이 넓은 경우에 다소 좋은 무지향 방사 특성이 나타났다.

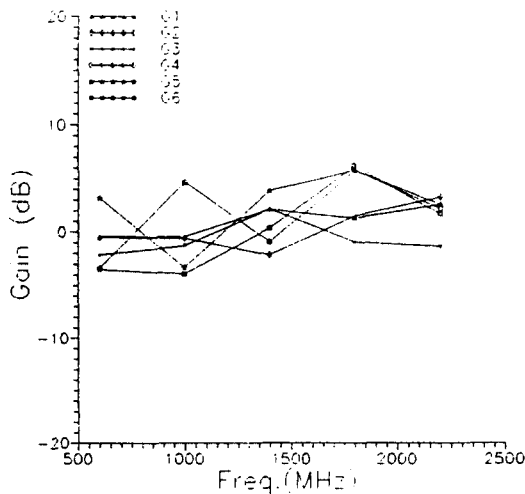


그림 9. 동작 주파수에 따른 안테나의 상대이득
Fig 9. Relative gain of antenna with a change in operation frequency

전반적으로 스파이럴 안테나의 방사패턴은 동작 주파수 대역에서 무지향 특성을 갖고 있음을 보여주었다.

측정된 상대이득은 낮은 것으로 나타났다. 이것은 밸런을 안테나에 연결할때 마이크로스트립 회로의 유전체 손실, 복사손실, 콘넥터 접속에서의 반사손실로 인한 결과로 생각된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 스파이럴 안테나를 N개의 선소로 분할하고 모멘트법을 적용하여 각 선소의 진류분포를 구한 다음, 방사패턴을 구하였다.

스파이럴 안테나의 암폭이 넓은 경우와 좁은 경우, 안테나의 곡률이 큰 경우와 작은 경우에 대한 6가지 종류의 안테나를 설계 제작하여 0.6~2.2[GHz] 대역에서 방사패턴 및 이득을 측정하였다.

방사 패턴은 암폭이 넓은 경우가 좁은 경우보다 좋은 특성을 보였으며, 안테나의 암의 곡률이 큰 경우가 작은 경우보다 좋은 무지향 방사특성을 나타냈다.

안테나의 이득이 ±5dB 이내로 작은 것은 무지향성 안테나이기 때문이며, 주파수에 따라서 변화가 있는 것은 밸런을 안테나에 연결할때 반사 손실이 생기기 때문이다.

본 연구의 스파이럴 안테나는 광대역 특성과 무지향 특성을 갖으므로 EMI/EMC용 안테나 시스템이나 고이득 어레이 안테나 시스템에 응용된다.

참 고 문 헌

1. V.H.Rumsey, "A Solution to the Frequency-Independent Problem," IRE Covention Record, Pt.1, pp.114-118, 1957.
2. J.D.Dyson, "The Equiangular Spiral Antenna," IRE Trans.on Antennas an Propagation, pp. 183-187, April, 1959.
3. Bruce, J.D, "The Impedances of Arbitrarily Feed Planar Self-Complementary Structures," U.S.Naval Ordnance Test Station, China Lake, Calif., July 1966, (NAVWEPS Report 8975)
4. R.G.Corzine, Four Arm Spiral Antennas, Artech House, pp5-36, 1990.
5. W.L.Curtis, "IRE Trans.on Antennas and Propagation," pp.208-306, May, 1960.

6. C.A.Balanis, Antenna Theory Analysis and Design, New York :Harper & Row, pp.413-326, 1982.
7. R.F.Harrington, Field Computation by Moment Methods, New York : Macmillan, pp.62-81. 1968.



韓 楨 世(Jeong Se Han) 準會員
1991년 2월 : 청주대학교 전자공학과
졸업(학사)
1994년 2월 : 충북대학교 대학원 전
자공학과 졸업(공학석
사)
※주관심분야: Antenna, MIC 및
MMIC 소자 Wave
Propagation



李 甲 洙(Gab Soo Lee) 準會員
1992년 2월 : 충북대학교 전자공학
과 졸업(학사)
1993년 3월 ~ 현재 : 충북대학교 대
학원 전자공학과 석사
과정
※주관심분야: MIC, MMIC, 이
동통신 시스템

朴 炳 禹(Byoung Woo Park)
제15권 10호 참조
현재 : 충북대학교 전자공학과 교수

正會員