

위성통신용 고이득 광대역 마이크로스트립 배열 안테나의 설계연구

(A Study on the Design of High Gain and Wideband Microstrip Array Antenna for Satellite Communications)

尹賢普* · 林桂在*

(Hyun Bo, Yoon · Gye Jae, LIM)

要 約

단일 급전으로 원형편파 특성을 얻을 수 있는 정사각형 마이크로스트립 안테나 소자에서의 입력 임피던스 해석을 위해 전송선로 모델을 수정 제안하였으며, 이를 기초로 11.2-12.4 GHz의 광대역 주파수 범위에서 동작하는 대수주기형 마이크로스트립 배열 안테나를 3개의 공진 소자(3 X 1)로 구성하였다.

또한 X-band에서의 고이득 위성통신용 안테나로 응용하기 위해 이 대수 주기형 마이크로스트립 안테나 4조를 평면 배열 안테나(3 X 4 배열)로 구성하였으며, 각 대수주기형 배열 사이의 간격을 조절하면서 원거리 전계에서의 복사 패턴 및 null 변화를 시뮬레이션하여 그 변화가 최적으로 되는 배열 간격을 결정하여, 8dBi의 이득과 VSWR 2.3 이하로 약 7% 이상의 대역 특성을 얻었다.

ABSTRACT

A modified transmission line model is proposed for input impedance analysis of a square microstrip antenna with single-feed circularly-polarized.

A log-periodic arrangement with microstrip antenna (LPMA) which consists of 3 resonant element (3 X 1) is designed for broadband operation ranging from 11.2 GHz to 12.4 GHz, based on this proposed model from transmission line model.

A planar array (3 X 4 array), in which 4 sets of the above LPMA are in the same plane, is fabricated for high gain X-band satellite communication antennas.

The optimum spacing between each LPMA is determined using computer simulation for the minimum variation of far field pattern and null.

This 3 X 4 array has a measured values of gain greater than 8dBi, VSWR less than 2.3, and bandwidth greater than 7%, respectively.

I. 서 론

상업용, 군사용 통신업무는 고정국 통신보다도 위성이나 항공기, 미사일, 자동차 선박 등에서의 이동

* 正會員, 東國大學校 電子工學科

통신, 해상통신 등의 업무가 더욱 보편화되어 보다 높은 주파수와 넓은 대역폭과의 사용으로 인해 1GHz 이상의 초고주파 대역의 통신이 보편화되고 있는 실정이어서 이에 적합한 안테나의 필요성이 대두되고 있는 실정이다.

이동통신용 마이크로스트립 안테나는 ATS-6 항공기 탑재용으로 8개의 소자를 갖는 conformal 형태의 위상배열 안테나가 시험되었으며 [1], 다층기판을 사용하여 2 X 16 개 소자로 구성된 안테나가 무선 조종 항공기 통제용으로 발표된 바 있다. [2]

또한 Boeing 747 Jumbo Jet에 탑재하는 2 X 8 개의 원형 소자를 갖는 sequential array antenna 와 위성용으로 120 개의 원형 소자를 사용한 구형 배열 안테나가 시험된 바 있다. [3]

위성통신 수신용 마이크로스트립 위상배열 안테나는 SEASAT 수신용으로 10.7 m X 2.2 m 크기가, SIR-A 수신용으로 9.2 m X 2.2 m 가 개발되었고, 일본에서는 1987년에 항공기에서 ETS-V 위성의 수신을 위한 안테나가 시험되었고 [4], 위성방송 수신용으로써 마이크로스트립 배열 안테나의 연구가 다각도로 수행되고 있다. [5, 6]

그러나 마이크로스트립 안테나는 이득이 낮고 주파수 대역폭이 좁다는 단점 때문에 필요한 이득과 대역폭을 얻기 위해서는 소자의 수가 많은 배열 안테나를 사용하여야 한다.

본 연구는 초고주파 대역에서 보다 많은 정보량의 전송을 위해 광대역 주파수 특성과 높은 이득을 갖고 이동통신에 적합한 원형 편파 특성을 가지며 안테나 구조 자체가 인공위성 및 고속 이동물체에 탑재하기 적합한 경량, 박형의 2 차원적 구조를 갖는 마이크로스트립 배열 안테나의 실현을 목적으로 하여 마이크로스트립 안테나 소자가 갖는 단점을 극복하기 위해서 몇 가지 방법을 제시한다.

첫째, 대역폭이 좁은 마이크로스트립 안테나소자를 초고주파 대역에서 광대역화 하기 위해서는 주로 대수 주기형 배열방법을 적용하여야 하며, 둘째, 가능한 높은 이득과 원형 편파 특성을 갖도록 적절한 급전 방식을 채택한 정사각형 마이크로스트립 소자를 사용하고, 셋째, 각 소자의 대수주기 배열 시에 적절한 주파수 배열로 전체 배열소자의 수를 최소화하여 전체 안테나의 크기를 최소화 하는 것이다.

이와같이 제시된 방법을 실현하기 위한 세부 사항으로서 단일 마이크로스트립 안테나 소자로서 최대의 주파수 대역폭을 실현할수 있는 소자를 선정하여

사용 대역폭 및 입력 임피던스 특성, 복사 특성, 편파 특성 등의 기본적인 안테나의 제반 요소를 해석하였다.

안테나 소자를 급전시킬 때 원형 편파 특성이 가능한 급전 위치를 설정하였으며, 이때 급전선로에 나타나는 기생복사와 전력의 최대 전송을 위한 안테나 입력점에서의 정합을 고려하였다.

특히 정사각형 마이크로스트립 안테나 소자의 해석 시에 직사각형의 경우의 전송선로 모델에서 소자 길이 방향으로 2개의 슬롯이 존재한다고 가정한 것을 확장하여 정사각형의 경우에는 길이와 폭 방향에 각각 2개씩, 전체 4개의 슬롯이 존재한다고 가정하여 전송선로 모델을 수정하여 해석하였다.

기본 단위소자의 특성을 파악한 후에 각 주파수에 따른 소자들을 대수 주기형으로 2차원 배열하여 광대역화할 수 있는 배열 안테나를 설계하고 주파수에 따른 원거리 전계에서의 복사 패턴 및 null 변화를 컴퓨터로 시뮬레이션하여 그 변화가 최소로 되는 평면형 안테나 배열을 결정하였다.

마지막으로 설계된 전체 안테나를 사진감광법으로 제작하여 그 특성을 측정, 분석하였다.

측정 결과, 3 X 4 배열에서 VSWR 2.3 이하로 약 7%의 대역폭, 8 dBi 이상의 이득과 약 15°의 빔폭을 얻을 수 있었다.

II. 원형 편파 특성을 갖는 마이크로스트립 안테나 소자.

원형편파 특성이 요구되는 이동통신이나 위성통신 안테나로써 마이크로스트립 안테나의 사용은 정사각형, 직사각형, 정삼각형[7], 원형[8], 타원형 [9, 10] 마이크로스트립 안테나 소자를 이용한 경우, 곡선의 마이크로스트립 선로를 이용한 경우 [11], 안테나 소자에 슬롯의 결합을 이용하거나 모서리를 절단한 정사각형 소자를 이용한 경우, 소자에 금속봉을 삽입한 경우 [12, 13], 선형편파 특성을 갖는 소자 2개를 직교로 조합하거나 4개를 직교로 조합한 경우 [14], rampart array 구조, 스트립 다이폴과 슬롯을 조합한 경우 [15,16] 등이 연구되어 왔다.

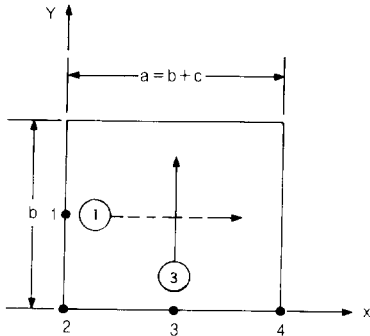
그러나 대부분의 방법들에서의 원형 편파 특성은 매우 좁은 주파수 대역에서 동작하므로 정확한 이론적 고찰과 설계가 이루어져야 가능하다.

본 연구에서는 설계 및 제작이 용이하고 이득과

대역 특성이 양호한 정사각형 마이크로스트립 안테나 소자를 이용하여 원형편파 특성을 실현하였다.

마이크로스트립 안테나 소자의 가로, 세로 변을 서로 직교하는 공진 모드 사이의 주파수로 두 모드가 동일하게 여기되도록 급전점 위치를 선정하면, 한 모드의 공진 주파수는 신호 주파수보다 약간 높게 되고 다른 모드의 공진 주파수는 약간 낮게 되므로 두 모드가 서로 90도 위상차이가 발생하는 것이 가능하여 원형편파의 복사 조건이 만족된다. [17]

즉, 2가지 모드의 magnetic current 사이의 위상 구적(quadrature) 관계를 얻기위해 2가지 모드의 공진 주파수의 한 주파수로 여기되며, 해석방법은 magnetic current theory [11] 또는 multiport planar model의 임피던스 매트릭스에 Green's function을 적용하여 구해진다. [18]



그림(1) 정사각형 마이크로스트립 안테나 소자
Fig 1. A square microstrip antenna element.

원형편파 특성을 얻기위해서는 소자의 크기 a와 급전점 위치(x,y) 사이에 다음관계가 만족되어야 한다. [19]

$$\begin{aligned} |I_1| &= |I_2| \\ \angle(I_1 - I_2) &= \angle(\pm\pi/2) \end{aligned} \quad (1)$$

I_1 과 I_2 는 각각 그림 (1)의 ① 방향과 ③ 방향의 전류이다.

이 관계에 의하면 그림(1)의 정사각형에 가까운 마이크로스트립 안테나 소자에서 각 변의 길이 관계가

$$a = b + c, \quad (c/b \ll 1) \quad (2)$$

일때 모드(0,1)의 공진파수(wave number) k_{01}

과 모드(1,0)의 공진파수 k_{10} 는 거의 같아진다.

[17, 20, 21]

실제적으로 두 모드 각각의 신호에 대한 기관 재질의 loss tangent가 같으면 k_{01} 와 k_{10} 은 거의 같다.

점 1 에 급전점이 위치하면 ϕ_{01} 모드가 여기되고, ϕ_{01} 모드는 여기되지 않으며, 점 3 에 급전점이 위치하면 ϕ_{10} 모드가 여기되고, ϕ_{10} 모드는 여기되지 않는다.

점 2 에 또는 대각선상에 급전점이 위치하면 $\Phi = \phi_{01} + \phi_{10}$ 에 비례하는 모드가 우세하게 여기되며, 점 4에 급전점이 위치하면 여기되는 모드는 $\Phi = \phi_{01} - \phi_{10}$ 에 비례하는 모드이다.

마이크로스트립 안테나 소자의 평면에 수직인 z 방향의 원거리 전개에서 ϕ_{10} 으로 생성된 전개 성분은 x 방향에, ϕ_{01} 로 생성된 전개 성분 y 방향에 각각 편파 특성을 갖게되며, 입력 여기 전류의 진폭과 위상 관계에서

$$E_x \cong \frac{\cos(\pi x'/a)}{k^2 - k_{10}^2} \quad (3)$$

$$E_y \cong \frac{\cos(\pi y'/b)}{k^2 - k_{01}^2}$$

가 된다. 이 식에서 비공진 모드의 영향은 무시하였다.

z 방향의 원거리 상에서 원형 편파를 얻기 위해서는

$$E_x/E_y = \exp(\pm j\pi/2) \quad (4)$$

이어야 하며, $A = \cos(\pi y'/b) / \cos(\pi x'/a)$ 라고 정의하면

$$\frac{E_y}{E_x} \cong A \frac{k^2 - k_{10}^2}{k^2 - k_{01}^2} \cong A \frac{k - k_{01}}{k - k_{10}} \quad (5)$$

가 되며, 이것은 아래 그림(2)와 같이 복소 k 평면 내에 k, k_{01} , k_{10} 을 도시함으로 설명 가능하다.

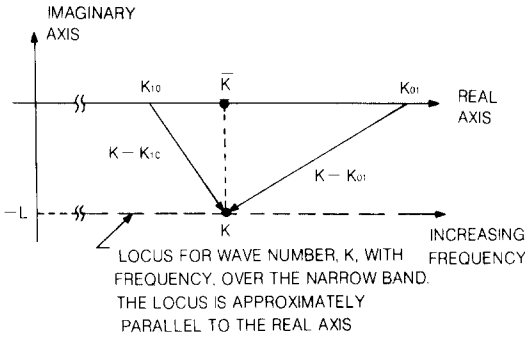


그림 2. 복소 k평면 내에서의 k, k₀₁, k₁₀.

Fig 2. k, k₀₁, k₁₀ in complex k plane.

$E_y/E_x = \exp(j\pi/2)$ 이기 위해 식(5)는 다음 조건이 필요하다.

$$\begin{aligned} \Delta k &= k_{01} - k_{10} = L(A+1/A) \\ L/\bar{k} &\approx 1/2\delta_{eff} = 1/2Q \quad (6) \\ k_{01} - k_{10} &= \pi/b - \pi/a = \pi/b - \pi/(b+c) \approx \pi c/b^2 \\ \bar{k}b &\approx \pi \end{aligned}$$

여기서 \bar{k} 와 L은 그림(2)에서 정의된다.

식(5)와 (6)을 결합하면

$$\frac{\Delta k}{k} = \frac{k_{01} - k_{10}}{k} \approx \frac{c}{b} \approx \frac{A + 1/A}{2Q} \quad (7)$$

이 된다.

여기서 급전점을 안테나 소자의 대각선 방향에 위치시키면 $A = 1$ 이므로 $a/b = 1 + (1/Q)$ 이 된다.

이와같은 이론으로 안테나 소자의 가로, 세로 길이의 최적크기가 구해지며, 급전 위치에 따라 최적의 축비(axial ratio)와 VSWR을 얻을 수 있다.

점 2에 급전된 안테나로 인해 생성된 원형 편파는 좌현 원형 편파가 되며, 점 4에 급전된 안테나로 인해 생성된 원형 편파는 우현 원형 편파가 되며, 이때 복사 전계 패턴은 z 축을 중심으로 큰 입체각(solid angle)을 형성하는 cone 형태로 나타난다.

원형 편파 특성을 나타내는 여러가지 마이크로스트립 안테나를 비교하였을 때 정사각형 구조가 최대의 축비 대역폭 5.2% ($AR < 6dB$, $f = 3GHz$, $\epsilon_r = 2$).

5)를 나타내는 것으로 알려져 있다. [22]

참고문헌[23]를 사용하여 일반적인 직사각형 마이크로스트립 안테나 소자의 입력 임피던스를 주파수의 함수로 구할 수 있으나, 이것은 마이크로스트립 소자 길이 L의 양쪽 끝에 2개의 등가 슬롯만이 서로 동위상이기 때문에 원거리전계에 영향을 미치고, 폭 W의 양쪽에 존재하는 등가 슬롯은 서로 역위상이어서 원거리 전계에 영향을 미치지 못하는 선형 편파 특성을 갖는다는 가정 하에 타당하며, 만약 정사각형 마이크로스트립 안테나 소자를 원형 편파 특성을 갖도록 하기 위해서는 소자의 폭 W를 재 설계하여야 한다.

이 안테나 소자의 축비에 따른 대역폭과 VSWR 특성에 따른 대역폭을 고려할 때 L : W 비가 1 : 1.02인 상태가 최적으로 나타나므로, 참고문헌 [23]에서의 방법으로 L을 구한 후에 W값을 L과의 관계로 다시 구하면

$$W = 1.02 L \quad (8)$$

이 된다.

식 (8)로 설계할 경우, 직사각형 마이크로스트립 안테나 소자보다 이득면에서 불리하나 적절한 급전 방법을 사용하여 이동통신용 안테나에 적합한 원형 편파 특성을 만들 수 있다는 장점이 있다.

가의 정사각형 소자 형태인 마이크로스트립 안테나 소자에서 원형 편파 특성을 얻기 위한 급전 방법은 소자의 대각선 상에 급전 위치를 정하는 것이다.

그림(3-a)와 같이 소자의 모서리에서 급전하게 되면 그림(3-b)와 같은 복사 특성이 나타나 4개의 슬롯이 서로 동위상으로 동작하게 된다.

이때문에 등가회로는 4 방향에 복사 어드미턴스가 존재하는 그림(4)와 같이 보아야 한다. [24]

이 등가회로에서 가로와 세로변에 여기되는 신호의 입력 어드미턴스 Y_{in} 는 Y_{in} 2개가 병렬로 구성된 것이므로

$$Y_{in}^t = Y_{in} + Y_{in} \quad (9)$$

가 되며, 컴퓨터에 의한 계산 결과 공진주파수 f_r 은 최초로 설계하고자 하던 주파수로 정확히 수렴하였다.

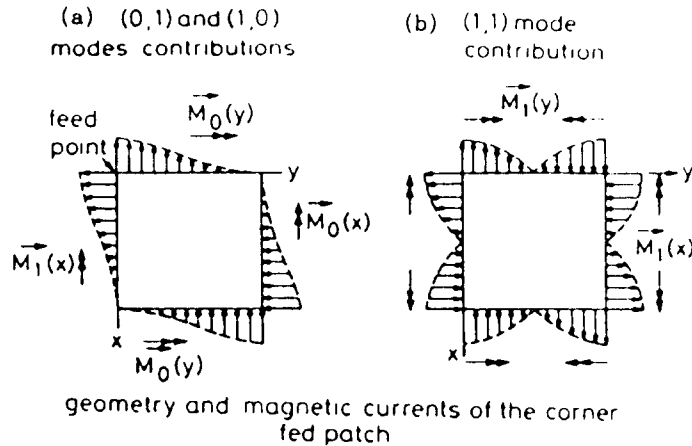


그림 3. 정사각형 마이크로스트립 안테나의 직결합에 의한 방식
 Fig. 3. The feeding methods by direct coupling of square microstrip antenna.

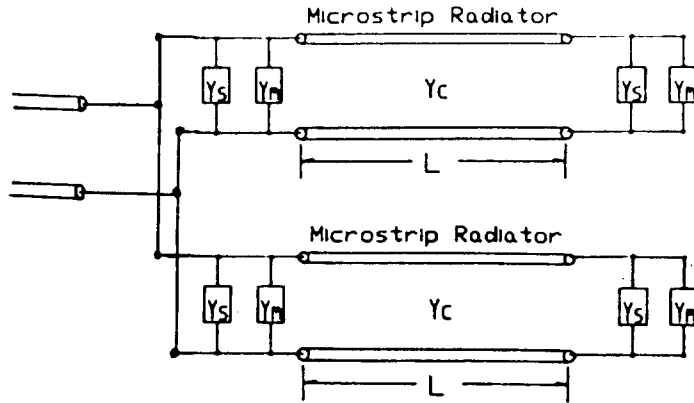


그림 4. 정사각형 마이크로스트립 안테나 소자의 등가회로
 Fig. 4. The equivalent circuit of square microstrip antenna element.

III. 대수주기형 마이크로스트립 배열 안테나 시스템의 설계

대수주기형 배열 안테나는 대수주기적으로 증가하는 공진 주파수를 갖는 각 안테나 소자를 직렬로 배열하여 급진시킨 안테나이다.

각 소자의 크기 및 배열 위치는 대수주기 τ 에 의해 결정되며 임의의 주파수에서 각 안테나 소자의 복사 특성은 하나의 공진 소자에서만 최대가 된다고 하고 다른 소자에서의 복사는 무시하게 되면 전체 배열 안테나의 총 입력 임피던스 계산이 간단해지며, 각 안테나 소자의 배열은 종단점에서 1/2 파장의 정수배 되는 곳에 위치하므로 대수주기적인 형태의 배열을 이루어 설계가 용이하게 된다.

$$\tau = \frac{f_n}{f_{n+1}} = \frac{W_{n+1}}{W_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{P_{n+1}}{P_n} \quad (11)$$

그러나 실제의 경우에는 공진소자 이외의 소자도 어느 정도의 복사 특성을 나타내므로 각각의 복사 임피던스 값을 고려해 주어야 한다.

IV. 제작 및 측정.

DBS 수신용 안테나의 주파수대역인 11.7 - 12.0 GHz에서 마이크로스트립 안테나를 응용하기 위해 이 대역을 포함하는 광대역 마이크로스트립 안테나를 대수주기형으로 설계하였다.

각 공진 소자의 대역폭을 4%로 보고 식(11)로 결정되는 대수주기를 계산한 결과 11.408 GHz, 11.874 GHz, 12.358 GHz의 공진 주파수를 갖는 3개 소자가 선정되었다.

이 공진 주파수에서 정확하게 공진하는 마이크로스트립 정사각형 안테나 소자의 길이 L과 폭 W를 구하기 위해 참고문헌[23]에서 제안된 알고리즘을

적용하여 계산하였다.

계산 결과, $W_m = 0$ 일때의 길이 L 은 $W_m > 0$ 인 경우를 고려한 알고리즘을 적용하여 계산한 길이의 길이 L 보다 주파수가 증가함에 따라 3.92% - 4.03% 정도 길이였으며, 폭 W 는 이 길이 L 보다 1.02 배로 되었다.

각 주파수에서 계산된 길이 L , 폭 W , 입력 임피던스 Z_{in} , 급전선로폭 W_m 를 표(1)에 보였다.

급전 방법은 50 ohm 마이크로스트립 선로를 안테나 소자를 구성하는 기관과 동일한 면에 제작한 직렬급전 방식으로 각 소자와의 임피던스 정합은 1/4 파장 변환기 선로를 급전선로와 안테나 소자 사이에 삽입하여 실현시켰다.

또한 제안된 알고리즘을 사용함으로써 1/4 파장 변환기 선로의 폭 W_m 과 이때의 안테나 소자의 입

력 임피던스 값을 동시에 구할 수 있었다.

이상의 결과를 $\epsilon_r = 2.53$, $h = 0.1491$ [cm], $t = 0.0035$ [cm], $\text{loss} \tan \delta = 0.0022$ 인 Tefron 기판을 사용하여 위의 3개 주파수에서 측정된 결과 이론과 잘 일치하는 것을 확인하였다.

표 1. 공진주파수에 따른 안테나 소자의 크기 및 입력 임피던스

Table 1. Antenna element size and input impedance depending on resonant frequencies.

공진주파수 f_r [GHz]	길이 L [cm]	폭 W [cm]	입력임피던스 Z_{in} [ohm]	급전선로폭 W_m [mm]
11.408	0.751	0.766	100.15	0.62
11.874	0.713	0.727	100.67	0.62
12.358	0.697	0.710	101.43	0.62

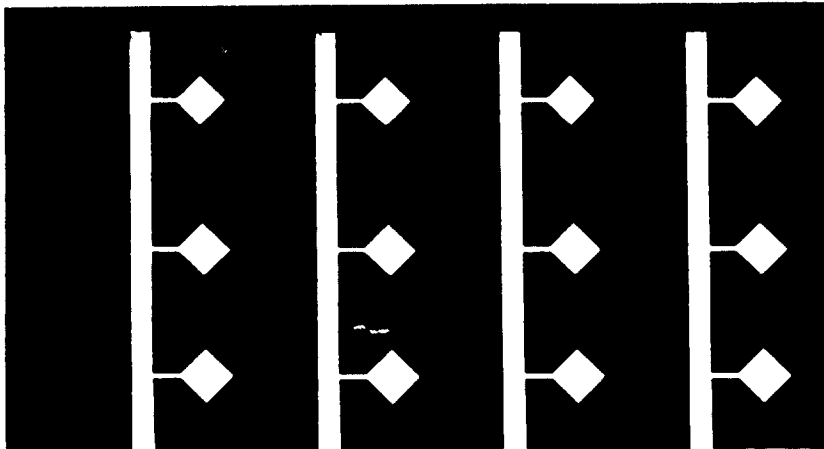


그림 5. 3×4 대수주기형 배열 안테나의 음화 필름

Fig 5. The negative film of 3×4 log periodic array antenna.

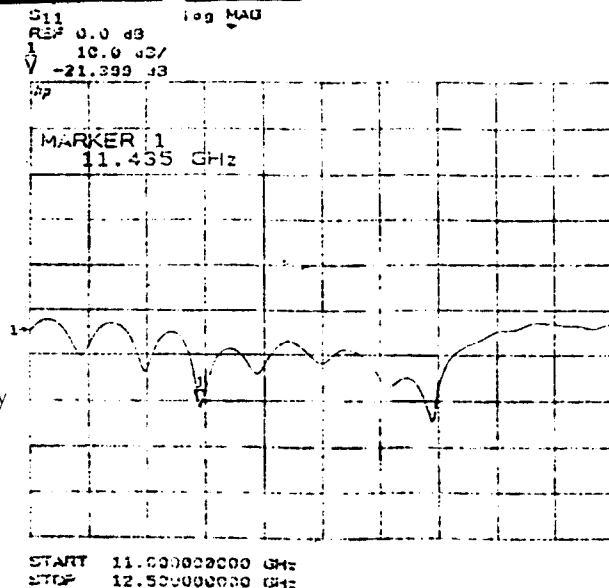


그림 6. 3×4 대수주기형 배열 안테나의 반사손실

Fig 6. The reflection loss of 3×4 log periodic array antenna.

11.2 GHz 부터 12.4 GHz 까지에서 동작할 수 있는 3 X 4 대수주기형 배열 안테나를 직결합 방식으로 설계하여 제작한 음화 필름을 그림(5)에 보였다.

Network Analyzer에 의한 반사손실을 측정할 결과를 그림(6)에 나타내었으며, 측정 결과 3 X 4 배열인 경우에 11.4 GHz 에서 12.2 GHz 까지의 대역에서 VSWR 2.3 이하로 약 7%의 대역폭을 얻었다.

이 결과는 A. Van de Capelle 와 H. Pues 가 2.69 - 3.35 GHz 대역에서 5개 소자로 구성된 quasi-log periodic array antenna를 선형 편파 특성을 갖도록 설계하여 VSWR 2.6 이하로 22%의 대역폭을 얻은 결과와 비교할 때 더욱 높은 주파수대에서 보다 양호한 결과를 얻었으며, 대역폭이 좁은 것은 소자의 수를 증가시킴으로써 보상이 가능하다.

또한 P. S. Hall 이 4 - 16 GHz 대역에서 36 개의 소자, 8 - 10.75 GHz 대역에서 9 개의 소자로 구성된 log periodic overlaid patch array antenna를 선형 편파 특성을 갖도록 설계하여 VSWR 2.6 이하로 4 octave 의 대역폭을 얻은 결과, VSWR 2 이하로 30%의 대역폭을 얻은 결과와 비교할 때와 양호한 결과를 얻었다.

3 X 4 배열 안테나의 복사 패턴은 11.28 GHz, 11.4 GHz, 11.8 GHz, 12.4 GHz 에서 측정하여 그림(7)에 이론치와 비교하여 나타내었다.

등방성 안테나와 비교하여 이득은 8 dBi 이상을 얻었다.

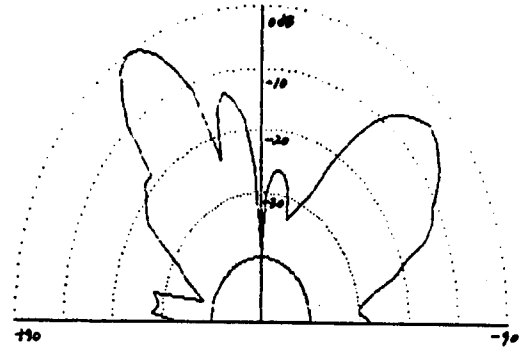
이 결과는 A. Van de Capelle 와 H. Pues 가 5개 소자의 배열로 얻은 > 5.5 dBi, P. S. Hall 이 9개 소자의 배열과 36개 소자의 배열로 얻은 > 6.5 dBi 와 > 8 dBi보다 양호한 결과를 얻었다.

특히 본 연구가 기존 연구와 비교되는 것은 기존의 연구는 선형 편파 특성을 갖는 대수주기형 마이크로스트립 배열 안테나를 다루었으나 본 연구에서는 이동통신과 위성통신에 적합한 원형 편파특성을 대수주기형 마이크로스트립 배열 안테나로 실현시킨 것이다.

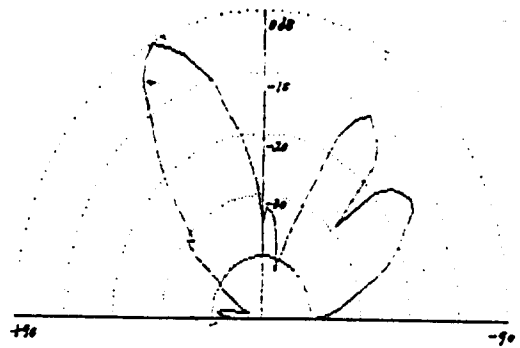
본 연구에서 수행된 마이크로스트립 배열 안테나의 설계 과정은 이동통신용 및 위성통신용 뿐만 아니라 다양한 분야에서 마이크로스트립 안테나를 응용할 때 매우 양호한 설계 방법으로 적용이 가능할 것이다.

그러나 몇가지 개선하여야 할 점은 첫째, 주파수가 높아질수록 이론상의 패턴에 비해 null 의 발생이

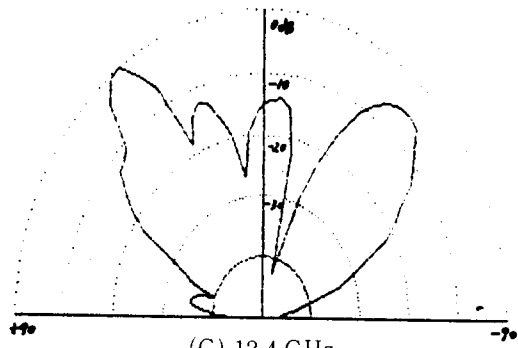
증가하는 것으로 이것은 주파수가 낮은 쪽의 소자들이 고차모드에 의한 영향으로 불요복사 특성을 나타내어 공간 소자와 상호결합하여 나타난 것으로 생각되며 둘째, 주 복사 특성이 안테나 축에서 수직인 방향에서 20° 내지 40°정도 편이되어 나타나는 것은 전체 배열 안테나의 주 복사 소자의 위치가 공간 주파수에 따라 틀리기 때문에 나타나는 현상으로 보여진다.



(a) 11.4 GHz



(b) 11.8 GHz



(c) 12.4 GHz

그림 7. 3x4 배열 안테나의 복사 패턴

Fig 7. The radiation patterns of 3 x 4 array antenna

V. 결 론

마이크로스트립 안테나의 장점을 최대한도로 활용하면서 단점을 보완하여 초고주파 대역에서 보다 많은 정보량의 전송을 위해 광대역 주파수 특성과 높은 이득을 갖고 특히 위성 통신에 적합한 원형 편파 특성을 가지며, 안테나 구조 자체가 인공위성 및 고속 이동 물체에 탑재하기 적합한 경량, 박형의 2차원적 구조를 갖도록 하기위해 3개의 공진소자로 구성된 대수주기형 마이크로스트립 안테나를 4개 배열로 실현하여 8dBi 이상의 이득과 VSWR 2.3 이하로 약 7%이상의 대역 특성을 얻었다.

이것은 보다 이득이 높은 LNA의 개발과 더불어 하나의 기관상에 집적하여 직접위성방송 (DBS)의 수신용에 응용할 경우 기존의 파라볼라 안테나에 비해 구조적 문제에서 큰 장점을 갖을 것으로 생각된다.

본 연구에서 수행된 마이크로스트립 배열 안테나의 설계 과정은 이동통신용 및 위성통신용 뿐만 아니라 다양한 분야에서 마이크로스트립 안테나를 응용할 때 매우 양호한 설계 방법으로 적용이 가능할 것이다.

참고문헌

- [1] G. G. Sanford, "Conformal microstrip phased array for aircraft tests with ATS-6," IEEE AP, Vol. AP-26, pp. 642-646, Sep. 1978.
- [2] J. Yee, W. Furlong, "An extremely light weight fuselage integrated phased array for airborne applications," IEEE AP, Vol. AP-29, No. 1, pp. 178-182, Jan. 1981.
- [3] R. Stockton, R. Hockensmith, "Application of spherical arrays - A simple approach," Int. Symp. Dig. Antennas and Propagation Soc. , pp. 202-205, 1977.
- [4] S. Ohmori, "Aircraft earth station for experimental mobile satellite systems," IEEE Int. Conf. on Commun. , pp. 1392-1395, 1986.
- [5] M. Collier, "Microstrip antennas array for 12GHz TV," microwave J. , pp. 67-71, 1977.
- [6] E. Rammos, "New wideband high-gain stripline planar array for 12GHz satellite TV," Electronics Letters, Vol. 18, No. 6, pp. 252-253, march. 1982.
- [7] Y. Suzuki, N. Miyan, T. Chiba, "Circularly polarized radiation from single feed equilateral triangular microstrip antenna," IEEE Proc. , Vol. 134, Pt. H, pp. 194-198, 1987.
- [8] T. Hori, N. Nakajima, "Broadband circularly polarized microstrip array antenna with coplanar feed," Electronics and Commun. in Japan, pt. 1, Vol. 69, No. 11, pp. 76-83, 1986.
- [9] L. C. Shen, "The elliptical microstrip antenna with circular polarization," IEEE AP. , Vol. AP-29, pp. 90-94, Jan. 1981.
- [10] S. A. Long, et al. , "An experimental study of the circular polarized elliptical printed circuits antenna," IEEE AP. , Vol. AP-29, pp. 95-99, Jan. 1981.
- [11] C. Wood, "Curved microstrip lines as compact wideband circularly polarized antennas," IEEE Journal of M/W, Optics and Acoustics, Vol. 3, pp. 5-13, 1979.
- [12] S. Tokumaru and S. Fukui, "Microstrip antennas having posts for circular polarization," Electron and commun. in Japan Vol. 67-b, No. 9, pp. 75-85, 1984.
- [13] D. H. Schaubert, F. G. Farrar, A. Sindoris, and S. T. Hayes, "microstrip antenna with frequency agility and polarization diversity," IEEE AP. , Vol. AP-29, No. 1, pp. 118-123, Jan. 1981.
- [14] J. Huang, "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements," IEEE AP, Vol. AP-34, No. 9, pp. 1113-1124, Sep. 1986.
- [15] K. Ito et al, "Circularly polarized printed array antennas composed of strip and slots," Electronics letters Vol. 15, No. 25, pp. 811-812, Dec. 1979.
- [16] K. Ito et al, "Circularly polarized printed

- antennas with wide axial ratio band width using strip dipoles and slote," IEEE Proc. , Vol. 130, Pt. H, No. 6, pp. 397-402, Oct. 1983.
- [17] P. S. Sharma, K. C. Gupta, "Analysis and optimized design of single feed circularly polarized microstrip antenna," IEEE AP. , Vol. AP-31, pp. 949-955, 1983.
- [18] T. Okoshi, and T. Miyoshi, "The planar circuit - An approach to microwave ntegrated circuitry," IEEE MTT, Vol. MTT-20, pp. 245-252, April. 1972.
- [19] M. D. Deshpande, N. K. Das, "Rectangular M/S antenna for circular polarization," IEEE AP., Vol. Ap-34, No. 5, pp. 744-746, May. 1986.
- [20] W. F. Richard, Y. T. Lo, D. D. Harrson, "An improved theory for microstrip antenna and applications," IEEE AP., Vol. AP-29, No. 1, pp. 38-46, Jan. 1981.
- [21] K. C. Gupta, "Two-dimensional analysis of M/S circuits and antennas," J. IEEE Vol. 28, No. 7, pp. 346-364, 1982.
- [22] V. Palanisamy and R. Garg, "Analysis of circularly polarized square ring and cross strip microstrip antennas," IEEE AP., Vol. AP-34, No. 11, pp. 1340-1346, Nov. 1986.
- [23] H. Pues & Van de Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," IEEE Proc. Vol. 131, Pt. H, No. 6, Dec. 1984.
- [24] J. R. James, and P. S. Hall, "Handbook of microstrip antenna," Peter Peregrinus Ltd., London, U. K., 1989.

본 논문은 학술단체육성 지원금에 의하여 이루어졌습니다.