

論 文

# X-band 용 직결합 대수주기형 마이크로스트립 안테나

正會員 林 桂 在\* 正會員 高 城 瞻\*\* 正會員 尹 賢 普\*\*\*

## A Directly Coupled Log Periodic Microstrip Antenna for X-band

Gye Jae LIM\*, Sung Sun KO\*\*, Hyun Bo YOON\*\*\* *Regular Members*

**要 約** 직결합(direct coupling) 급전 방식을 사용한 대수 주기형으로 배열된 마이크로 스트립 안테나(Log Periodic Microstrip Array Antenna)를 7.2-12.4GHz 주파수 대역에서 설계하였다. 전송 선로 해석 방법에 유전체 및 도체 손실과 불연속에 의한 영향을 고려하여 각 안테나 소자를 설계하였으며 주 전송 선로와 각 안테나 소자 간의 임피던스 정합을 위하여 급전 위치를 최적화하여 정하였다. 측정된 결과 전 주파수 대역에서 정재파비가 2.4이하였으며 53%의 대역폭을 얻었다.

**ABSTRACT** A log periodic microstrip array antenna using direct coupling feeder is designed at the frequency 7.2-12.4GHz. Transmission line analysis method was used for the design of each antenna element in consideration of the effects of dielectric and conductor loss and the discontinuity, also the optimized feeding points were obtained for the impedance matching between a main transmission line and each antenna element. It is shown that the measured VSWR was less than 2.4 at the frequency 7.2-12.4GHz, and 53% bandwidth was achieved.

### I. 서 론

마이크로 스트립 안테나의 여러가지 장점<sup>(1)</sup>을

최대한으로 이용하고 사용주파수 대역폭이 좁다는 단점을 개선하여 이동 물체용 안테나와 각종 통신시스템용, 전자전용, 광대역 RADAR 용 안테나 및 측정 시스템용 센서 등에서 광대역 특성을 가지며 side lobe가 적고, pattern과 null의 가변 조절이 가능한 대출력용 마이크로 스트립 안테나를 실현하기 위한 연구가 활발한 실정이다<sup>(2)</sup>.

특히 마이크로 스트립 안테나의 광대역 주파

\*, \*\*, \*\*\* 東國大學校工科大學 電子工學科  
Dept. of Electronic Engineering Dongguk University,  
Seoul, Korea.  
論文番號 : 88-18(接受 1988. 4. 1)

수 특성을 실현하기 위한 연구는 단일 안테나 소자의 대역폭을 증가시키는 방향<sup>(3-6)</sup>과 배열 안테나의 전체 동작 주파수 대역폭을 증가시키는 방향<sup>(7-13)</sup>으로 진행되고 있다.

후자의 연구 방향 중에서 마이크로 스트립 안테나 소자를 대수 주기적인 형태로 배열하여 광대역 주파수 특성을 갖도록 하는(log periodic array) 연구는 P. S. Hall이 4-16GHz 대역에서 36개 소자, 8-10.57GHz 대역에서 9개 소자로 구성된 log periodic overlaid patch array<sup>(14, 15)</sup>를 설계하였으며, A. Van de Capelle, H. Pues가 2.69-3.35GHz 대역에서 5개 소자로 구성된 quasi log periodic array<sup>(16)</sup>를 설계하였다.

본 논문에서는 안테나 소자와 급전 선로를 단일 기판 상에 제작하므로써 용량성 결합에 의한 급전 방식을 사용한 마이크로 스트립 안테나보다 제작이 용이한 직결합 급전 방식을 사용하였으며, A. Van de Capelle와 H. Pues의 설계방법을 개선하여 정확한 임피던스 정합을 실현하고 동작주파수 대역이 7.2-12.4GHz로 확장된 대수주기형 마이크로 스트립 안테나를 설계하였다. 설계의 정확도를 높이기 위해서 고차 모드에 의한 영향과 복사 효율을 고려하여 소자의 크기를 설계하고 소자의 공진 주파수를 편이시키는 요소를 고려하여 대수 주기에 의해 설정된 주파수와 설계된 소자의 공진 주파수를 일치시켰으며, 공진 주파수에 의해 여기된 소자이외의 소자도 입력 임피던스가 무한대가 아닌 주파수의 함수로서 특정 임피던스 값을 갖는다고 가정하여 각 소자의 배열 위치를 계산하였다.

또한 이상의 설계 방법에는 기판이 갖는 유전체 손실(dielectric loss)과 도체 손실(conductor loss) 및 마이크로 스트립 선로의 불연속에 따른 길이의 변화를 고려하였다.

## II. 본 론

대수 주기형 마이크로 스트립 배열 안테나의 설계는 전송 선로 해석방법<sup>(17)</sup>을 사용하여 개별

안테나 소자의 설계와 입력 임피던스 계산을 하였다.

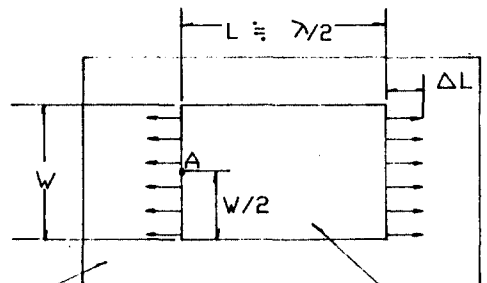
설계된 각 소자의 가로 대 세로 비는 주파수의 증가에 따라 1:1.35-1.45인 직사각형(rectangular patch)을 사용하여 총 14개 소자로 구성하였고, 입력 신호의 여기 방법은 50ohm 마이크로 스트립 주 전송 선로에서 불연속을 고려한 1/4 파장 transformer를 사용하여 직결합(direct coupling)시켜 각 소자와의 정합을 최적으로 구현하였다.

### II-1. 직사각형 마이크로 스트립 안테나 소자의 설계

그림 1의 직사각형 마이크로 스트립 안테나 소자의 공진 주파수와 입력 임피던스는 소자의 폭 W와 길이 L의 비 및 급전 방법과 급전 위치에 따라 변화되므로 고차 모드에서의 공진에 의한 복사 pattern의 찌그러짐을 방지하고 안테나의 효율을 증대시키기 위하여 A. Van de Capelle와 H. Pues가 사용한 설계 방법과는 안테나 소자의 폭 W와 길이 L의 비가 다른 다음 식들을 사용하여 설계하였다<sup>(1)</sup>.

$$W = \frac{c}{2f_r} \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (1)$$

$$L = \frac{c}{2f_r \epsilon_{eff}} - 2\Delta L \quad (2)$$



Dielectric Substrate                      Microstrip patch

그림 1 직사각형 마이크로 스트립 안테나의 형태  
The configuration of a rectangular microstrip antenna.

여기서  $c$ 는 광속도  $= 299.7925 \times 10^6$  [m/sec],  $f_r$ 은 안테나 소자의 공진주파수이며  $\epsilon_r$ 은 기판의 비유전율,  $\epsilon_{eff}^{(18)}$ 은 기판의 실효 비유전율이다.  $\Delta L$ 은 line extension<sup>(19)</sup>으로

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{eff} + 0.300)(W/h + 0.262)}{(\epsilon_{eff} - 0.258)(W/h + 0.813)} \quad (3)$$

이며  $h$ 는 기판의 유전체 두께이다.

그림 1의 점 A 위치에서 이 안테나의 입력 임피던스를 구하기 위해 전송 선로 해석 방법을 적용하면 그 등가회로는 그림 2와 같으며 급전 점에서의 입력 어드미턴스는 다음 식과 같이 된다.<sup>(20)</sup>

$$Y_{in} = \frac{Y_c^2 + Y_s^2 - Y_m^2 + 2Y_s Y_c \coth(\nu L) - 2Y_m Y_c \operatorname{csch}(\nu L)}{Y_s + Y_c \coth(\nu L)} \quad (4)$$

$Y_c$ : 마이크로 스트립 선로의 특성 어드미턴스

$Y_m$ : 상호 어드미턴스

$Y_s$ : 자기 어드미턴스

$\nu$ : 전달 정수  $(= \alpha + j\beta)$  [1/m]

$\alpha$ : 감쇠 정수 [neper/m]

$\beta$ : 위상 정수 [radian/m]

안테나의 자기 어드미턴스와 상호 어드미턴스

는 각각  $Y_s = G_s + jB_s$ 과  $Y_m = G_m + jB_m$ 이다.

$B_m$ 은 상호 서셉턴스,  $B_s$ 는 자기 서셉턴스,  $G_m$ 은 상호 콘덕턴스,  $G_s$ 는 자기 콘덕턴스이다.

급전 방법을 그림 3과 같이 마이크로 스트립 선로로 한 경우에 소자의 입력 임피던스는 급전 선로의 폭  $W_m$ 의 영향을 받기 때문에 식 4에는  $W_m$ 의 영향을 고려하여야 한다.

$$Y_{in} = r Y_s +$$

$$\frac{Y_c^2 - Y_m^2 + Y_s Y_c \coth(\nu L) - 2Y_m Y_c \operatorname{csch}(\nu L)}{Y_s + Y_c \coth(\nu L)} \quad (5)$$

여기서  $r$ 은 자기 어드미턴스  $Y_s$  값이 마이크로 스트립 급전 선로의 폭  $W_m$ 때문에 감소되는 비율로

$$r = 1 - \frac{W_m}{W_{eff}} \quad (6)$$

이며  $W_{eff}^{(21)}$ 은 안테나 소자의 실효폭이다.

급전 선로는 50 ohm 주 전송 선로와 안테나 소자와의 사이에 1/4 파장 transformer로 사용되기 때문에 이 급전선로 임피던스  $Z_m$ 은 다음 식과 같아야 한다.

$$Z_m = \sqrt{Z_{in} \times 50} \quad (7)$$

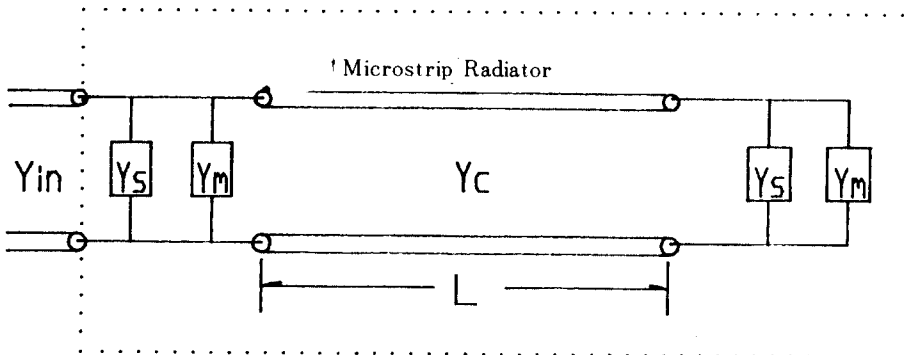


그림 2 직사각형 마이크로 스트립 안테나의 등가 회로  
The equivalent circuit of a rectangular microstrip antenna.

즉  $W_m$ 은 입력점 임피던스의 함수이고 또한 공진 주파수와 입력점 임피던스는  $W_m$ 의 영향을 받으므로 안테나 소자의 폭과 길이가 정해졌을 때 공진 주파수와  $Z_{in}$  및  $W_m$ 이 최적값이 되도록 결정하였다.

Computer에 대한 계산 결과는 다음 표 1과 같다.

전송로로 해석에 의한 안테나 소자의 설계와 마이크로 스트립 선로의 설계계산에는 유전체손실과 도체 손실에 의한 감쇠 정수  $\alpha$ <sup>(2)</sup>를 고려하였다.

### II-2. 대수 주기형 배열 안테나의 임피던스 정합

대수 주기형 배열 안테나의 각 소자 크기 및 배열 위치는 다음 식과 같이 대수 주기에 의해 결정되며 임의의 주파수에서 각 소자의 복사 특성은 그림 4와 같다.

$$\tau = \frac{f_n}{f_{n+1}} = \frac{W_{n+1}}{W_n} = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{P_{n+1}}{P_n} \quad (8)$$

임의의 주파수에서 각 안테나 소자의 복사 특성은 그림 4와 같이 한 공진 소자에서만 최대이고 다른 소자에서의 복사 특성은 무시하게 되면 전체배열 안테나의 총 입력 임피던스의 계산이 간단해지며 각 안테나 소자의 배열은 종단점에서 1/2파장의 정수배되는 곳에 위치하게 되므로 대수 주기 형태의 배열을 이루어 설계가 용이하게 된다. 그러나 실제로는 공진 소자 이외의 소자도 어느 정도의 복사 특성을 나타내므로 그 복사 임피던스 값을 고려해 주어야 한다.

특히 각 안테나 소자가 직렬로 급전될 배열안테나에서는 종단점의 처리를 위해 50 ohm terminator를 사용하는 방법<sup>(13)</sup>과 open-end방법<sup>(16)</sup>이 주로 사용되고 있으며, 전자는 넓은 대역에서 임피던스 정합을 용이하게 시킬 수 있으나 terminator에서의 전력 소비로 안테나의 효율이 낮아진다. 후자의 경우는 open-end의 불연속문제를 고려해야 되므로 임피던스 정합을 위한 계산이 복잡해지나 양호한 효율을 얻을 수 있기때문에 본 논문에서는 후자의 방법을 사용하였다. 또한 보다 정확한 임피던스정합을 실현시키기

표 1 공진주파수 별 안테나 소자의 크기 및 입력 임피던스  
 사용 기판:  $\epsilon_r=2.48$ ,  $h=0.1537$ [cm],  $t=0.0035$ [cm], loss  $\tan \delta=0.0022$   
 The sizes and input impedances of antenna elements depending on resonance frequency.

소자번호	공진주파수 [GHz]	길이(L)×폭(W) [cm]	급전선로 폭( $W_m$ ) [cm]	입력임피던스 [ohm]
1	7.347	1.1635×1.5670	0.0967	245.2
2	7.647	1.1134×1.5066	0.0969	245.0
3	7.959	1.0653×1.4485	0.0969	244.7
4	8.284	1.0192×1.3928	0.0971	244.4
5	8.622	0.9750×1.3392	0.0974	244.1
6	8.974	0.9326×1.2878	0.0976	243.7
7	9.340	0.8919×1.2384	0.0978	243.3
8	9.721	0.8529×1.1910	0.0980	242.8
9	10.118	0.8154×1.1453	0.0982	242.3
10	10.531	0.7795×1.1015	0.0985	241.8
11	10.961	0.7451×1.0594	0.0987	241.3
12	11.408	0.7121×1.0191	0.0989	240.7
13	11.874	0.6804×0.9802	0.0994	240.1
14	12.358	0.6501×0.9430	0.0996	239.5

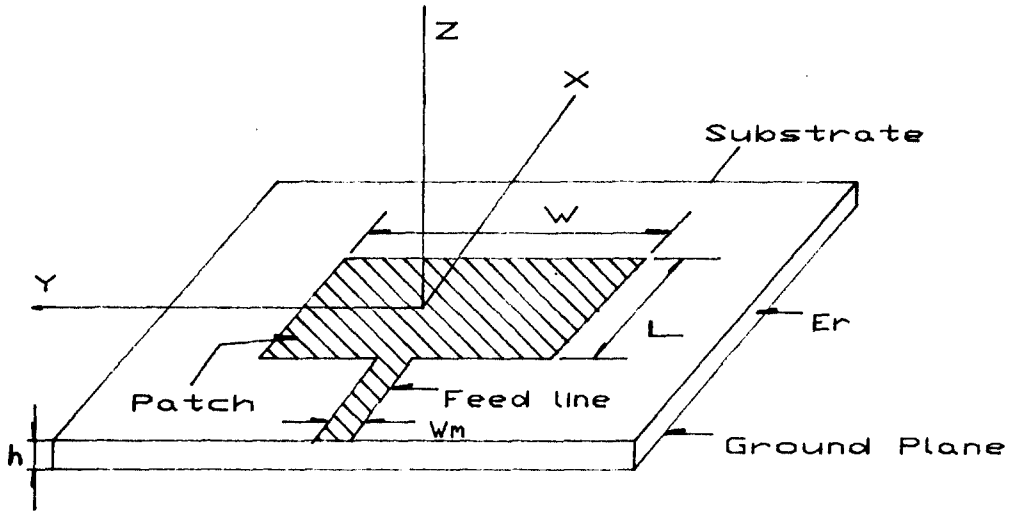


그림 3 직사각형 마이크로 스트립 안테나의 직결함에 의한  
 급전 방식  
 The direct coupled feeding method of a rectangular  
 microstrip antenna.

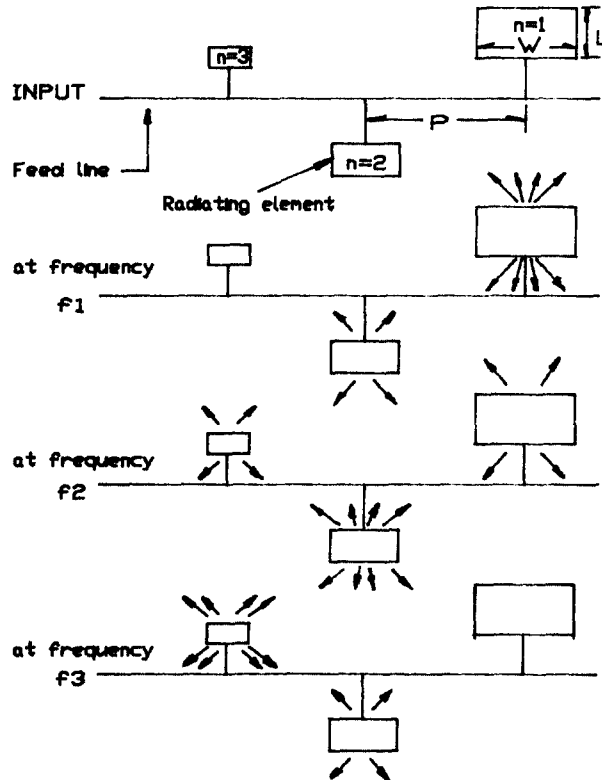


그림 4 대수 주기형 배열 안테나의 동작 특성  
 The operation of a log-periodic array antenna.

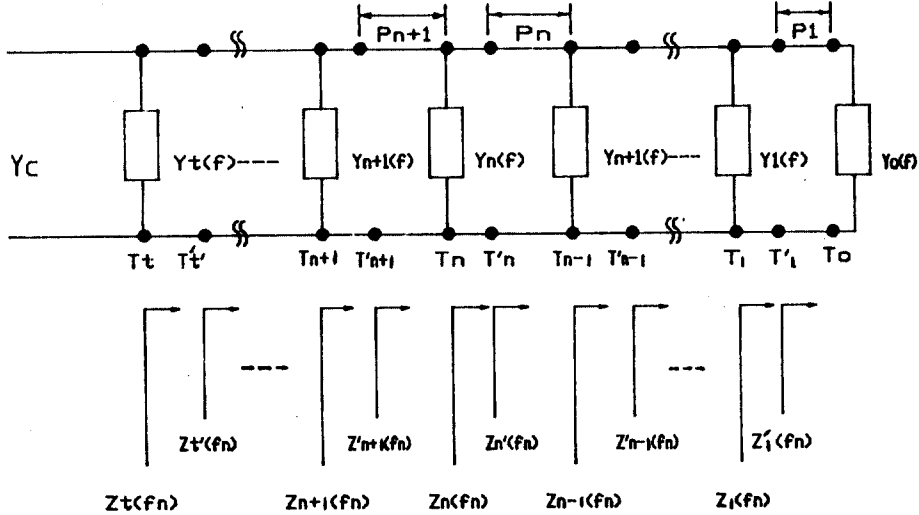


그림 5 입력 임피던스 계산을 위한 등가 회로  
The equivalent circuit for calculation of input impedance.

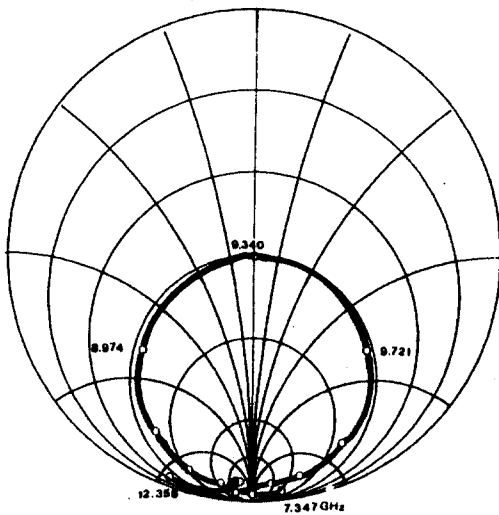


그림 6 제 7 번 안테나 소자의 주파수에 따른 입력임피던스변화  
The input impedance variation of the 7th element depending on frequency.

위해 T junction에서의 reference plane의 변화와 기판의 유전체 손실 및 도체 손실에 의한 감쇠 정수도 고려하였다.

이러한 개선사항을 고려하려 직렬로 급전된 배열 안테나의 등가회로를 그림 5에 보았다.

각 안테나 소자의 입력 어드미턴스  $Y_{in}$ 을 1/4 파장 transformer 입구에서 본 어드미턴스를 주파수의 함수로 나타내었으며 그림 5에서는  $Y_n(f)$ 로 표시하였다. 주파수에 따른 안테나 각 소자의 입력 임피던스 변화의 계산값을 9.340GHz의 공진 주파수를 가진 제 7 번 소자를 예로들어 그림 6에 도시하였다.

대수 주기형 마이크로 스트립 배열 안테나의 주파수에 따른 총 입력 임피던스를 구하기 위해서는 최종 안테나 소자의 transformer와 500ohm 급전 선로가 만나는 점(그림 5의  $T_t$  점)에서 중단점을 바라본 임피던스를 구해야 한다.

주파수가  $f_n$ 일 때  $T_n$  점에서 중단점을 바라본 합성 임피던스  $Z_n(f_n)$ 은  $T'_n$  점에서 중단점을 바

라본 임피던스  $Z'_n(f_n)$ 와  $T_n$ 점에서  $n$ 번째 안테나 소자를 바라본 어드미턴스  $Y_n(f_n)$ 의 합성에 의해 구할 수 있다.

$$Z_n(f_n) = 1 / Y_n(f_n) + Z'_n(f_n) \quad (9)$$

그리고 주파수가  $f_{n+1}$ 로 증가하였을 때  $T_n$  점에서 종단점을 바라본 합성임피던스  $Z_n(f_{n+1})$ 는  $T'_n$ 점에서 종단점을 바라본 임피던스  $Z'_n(f_{n+1})$ 와  $n$ 번째 안테나 소자를 바라본 어드미턴스  $Y_n(f_{n+1})$ 의 합성에 의해 구할 수 있다.

$$Z_n(f_{n+1}) = 1 / Y_n(f_{n+1}) + Z'_n(f_{n+1}) \quad (10)$$

소자 간의 배열 거리  $P_n$ 를 구하기 위해서는 주파수가  $f_n$ 일 때  $T_{n-1}$  점에서 종단점을 바라본 임피던스  $Z_{n-1}(f_n)$ 을 부하로 보고 다음 식을 계산하여 허수부가 0가 되고 실수부가 최대가 되는  $T_{n-1}$ 부터  $T'_n$ 까지의 거리  $P_n$ 를 유도해 냄으로서 결정된다.

$$Z_n(f_n) = Z_c \frac{Z_{n-1}(f_n) + Z_c \tanh(\nu P_n)}{Z_c + Z_{n-1}(f_n) \tanh(\nu P_n)} \quad (11)$$

최종 결과로  $T_t$  점에서 종단점을 바라본 주파수에 따른 총 입력 임피던스의 설계값과 이에 따른 정재파비 및 각 안테나 소자 간의 거리  $P_n$ 의 설계값을 계산하였다.

### III. 측정 및 검토

대수 주기형 마이크로 스트립 안테나를 7.2-12.4GHz 대역에서 14개 소자로 실현하기 위해  $\epsilon_r=2.48$ ,  $h=0.15367$ cm,  $t=0.0035$ cm,  $\text{loss tan } \delta=0.0022$ 인 Teflon 기판을 사용하여 사진 감광법에 의해 제작하였다. 실제 제작에 사용한 음화필름을 1/2로 축소하여 스케일과 비교하여 그림 7에 나타내었다.

Network Analyzer에 의한 Return loss 측정 결과를 이론값과 비교하여 그림 8에 나타냈으며 측정 결과는 11.3GHz 부근에서 정재파비 2.4로 나타났고 이외의 전 주파수 대역에서 2.0 이하로 나타나 정재파비 2.4이하의 대역폭이 53%인 광대역 특성을 얻었다.

이 결과를 A. Van de Capelle와 H. Pues가 5개 안테나 소자로 2.6-3.4GHz 대역에서 정재파비 2.6이하로 22% 대역폭을 얻은 결과와 비교할 때 주파수 및 대역을 확장하여 보다 양호한 결과를 얻었으며, P. S. Hall이 9개 안테나 소자로 8.0-10.75GHz 대역에서 정재파비 2.2이하로 30%의 대역폭을 얻고 36개 안테나 소자로 4-16GHz 대역에서 정재파비 2.6이하로 4 octave 대역폭을 얻은 결과와 비교할 때 동일 X-band에서 단위 소자당 대역폭을 넓혀 사용 소자의 수를 감소시켰으며 정재파비에서도 양호한 결과를 얻었다.

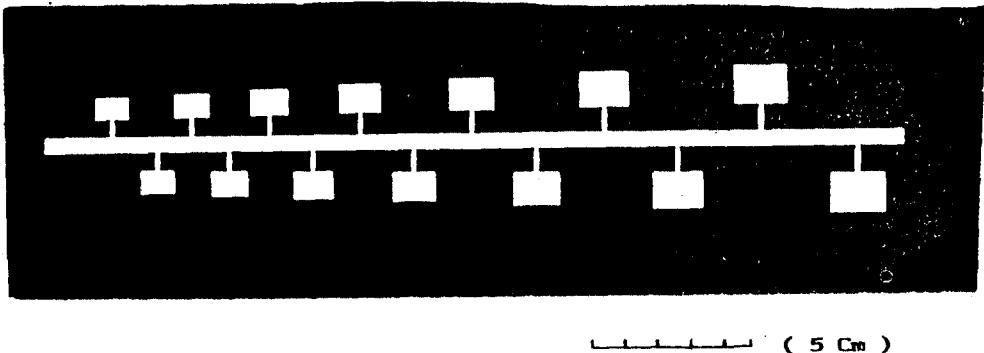


그림 7 대수 주기형 마이크로 스트립 안테나  
The log-periodic microstrip antenna.

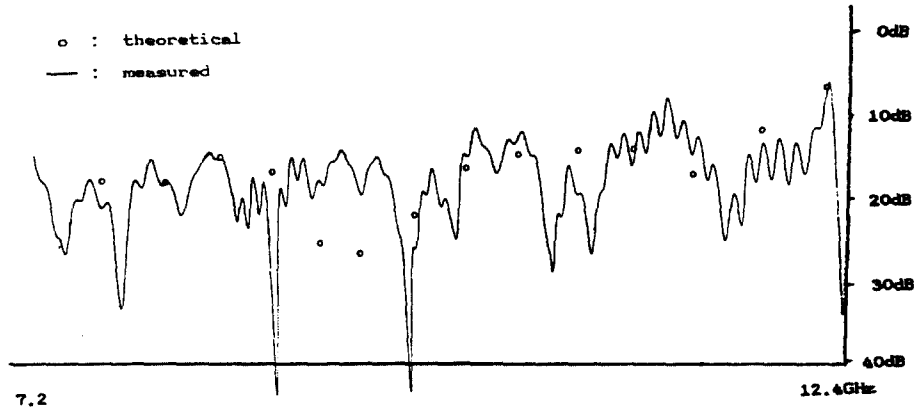


그림 8 측정된 대수 주기형 마이크로 스트립 안테나의 return loss  
The measured return loss of log-periodic microstrip antenna.

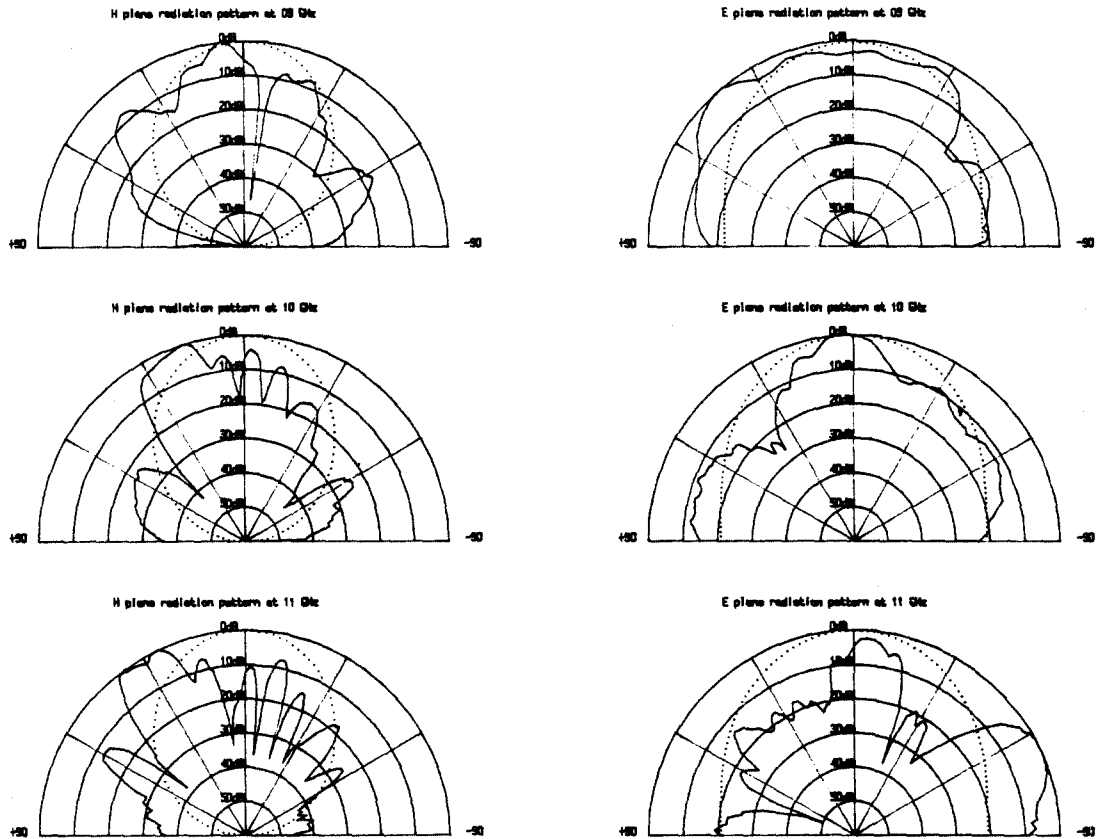


그림 9 9, 10, 11 GHz 에서의 H와 E plane pattern  
H and E plane patterns at 9, 10, 11 GHz.



안테나의 복사 pattern은 9, 10, 11GHz에서 E plane과 H plane을 unechoic chamber 에서 측정하여 그림 9에 이론에 의한 pattern과 비교 하여 나타내었다.

주파수가 높아질수록 이론상의 pattern에 비해 null의 발생이 많은 것은 낮은 쪽 주파수의 소자들이 고차 모드에 의한 영향으로 복사 특성을 나타내어 공진 소자와 상호 결합하여 나타난 것으로 생각된다. 또한 주 복사 pattern이 안테나 축에 수직인 방향에서 편이되어 나타나는 것은 전체 배열 안테나의 주 복사 소자의 위치가 공진 주파수에 따라 틀리기 때문에 나타나는 현상으로 보여진다.

Isotropic 안테나와 비교한 안테나의 이득은 9, 10, 11 GHz에서 각각 11.72dBi, 9.02dBi, 11.1dBi로 측정되었다. 이 결과는 A. Van de Capelle와 H. Pues가 5개의 안테나 소자로 얻은 >5.5dB, P. S. Hall이 9개 안테나 소자와 36개 안테나 소자에서 각각 얻은 >6.5dB와 >8dB에 비교할 때 양호한 결과를 얻었다.

#### IV. 결 론

C-band 상측으로부터 X-band까지 사용할 수 있는 대수주기형 마이크로스트립배열 안테나를 설계하여 단층 기판을 사용하여 제작하므로써 제작이 용이하고 안테나의 체적을 줄일 수 있었다. 측정 결과 기존에 설계된 대수 주기형 마이크로 스트립 배열 안테나보다 주파수 영역 및 주파수 대역, 정재파비, 안테나 효율면에서 양호한 결과를 얻었다.

이 대수 주기형 마이크로 스트립 배열 안테나를 점차적으로 높아지고 있는 위성통신 주파수용 안테나로서 사용하기 위해서는 보다 효율을 높이기 위한 평면 배열(planar array)안테나의 연구가 고려되어야 하며 주파수에 따른 null의 발생에 유의해야하고, 주 복사 pattern 방향의 치우침을 조절하기 위해서는 고차 모드에 의한 각 안테나 소자의 복사 특성과 소자 간의 상호 결합 효과를 고려하여 설계하여야 할 것이다.

#### 参 考 文 献

- (1) I. J. Bahl, P. Bahartia, "Microstrip Antennas," Artech House, Inc., 1980, pp. 2, 57.
- (2) R. J. Mailloux, J.F. McIlvanna, and N. P. Kernweis, "Microstrip array technology," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-29, No. 1, pp. 25-37, January 1981.
- (3) D. M. Pozar, "Considerations for millimeter wave printed antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-31, No. 5, pp. 740-747, Sept. 1983.
- (4) E. Chang, S. A. Long, and W. F. Richards, "An experimental investigation of electrically thick rectangular microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-34, No. 6, pp. 767-772, June 1986.
- (5) C. Wood, "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements," IEEE Proc., Vol. 127, Pt. H, No. 4, pp. 231-234, August 1980.
- (6) G. Kumar and K. C. Gupta, "Broad-band microstrip antennas using additional resonators gap-coupled to the radiating edges," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, No. 12, pp. 1375-1379, December 1984.
- (7) C. Wood, "Curved microstrip lines as compact wideband circularly polarized antennas," IEE J. Microwaves, Opt. & Acoust., pp. 5-13, March 1979.
- (8) A. Van de Capelle, J. de Bruyne, M. Verstraete, H. Pues, and J. Vandensande, "Microstrip spiral antennas," Proceedings of the 1979 International IEEE Symposium on Antennas and Propagation, Seattle, pp. 383-386, 1979.
- (9) J. R. James and P. S. Hall, "Microstrip antennas and arrays, Pt. II: New array-design techniques," IEE J. Microwaves Opt. & Acoust., pp. 175-181, Sept. 1977.
- (10) W. R. Dong and D. L. Sengupta, "A class of broad-band patch microstrip traveling wave antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-32, No. 1, pp. 98-100, January 1984.
- (11) K. C. Gupta, "Recent advances in microstrip antennas," Microwave Journal, pp. 50-66, October 1984.
- (12) P. S. Hall, C. Wood, and C. Garrett, "Wide bandwidth microstrip antennas for circuit integration," Electronics Letters, Vol. 15, No. 15, pp. 458-460, July 1979.
- (13) P. S. Hall, "Microstrip antennas array with multi-octave bandwidth," Microwave Journal, pp. 133-139, March 1986.
- (14) P. S. Hall, "Multioctave bandwidth log-periodic microstrip antenna array," IEE Proc., Vol. 133, Pt. H, No. 2, pp. 127-136, April 1986.
- (15) P. S. Hall, "New wideband microstrip antenna using log-periodic technique," Electronics Letters, Vol. 16, pp. 127-128, Feb. 1980.
- (16) H. Pues, J. Bogaers, R. Pieck, and A. Van de Capelle, "Wideband quasi-log-periodic antenna," IEE Proc., Vol.

128, Pt. H, No. 3, pp. 159-163, June 1981.

- (17) R. E. Munson, "Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol. AP-22, pp. 74-78, January 1974.
- (18) K. C. Gupta, R. Garg, I. J. Bahl, "Microstrip lines and slotlines," Artech House, Inc., 1979, pp. 10.
- (19) T. C. Edwards, "Foundations for microstrip circuit design," John Wiley and Sons, 1981, pp. 102.
- (20) H. Poes. A. Van de Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," IEEE

Proc., Vol. 131, Pt. H, No. 6, pp. 334-340, December 1984.

- (21) D. M. Pozar, "Input impedance and mutual coupling of rectangular microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., Vol-30, No.6, pp. 1191-1196, November 1982.
- (22) E. Hammerstad, O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," IEEE MTT-S International Microwave Symp. Dig., pp. 407-409, 1980.



尹賢普(Hyun Bo YOON) 正會員

1942年1月5日生

1964年2月: 韓國航空大學電子工學科卒業  
1982年2月: 仁荷大學校大學院博士課程  
修了(工學博士)

1964年3月~1968年10月: 空軍通信將校  
1968年12月~1979年2月: 韓國航空大學  
副教授

1979年3月~現在: 東國大學校工科學科  
電子工學科 教授



高城璿(Sung Sun KO) 正會員

1957年2月20日生

1976年3月~

1980年2月: 東國大學校工科學科 電子  
工學科 卒業

1983年3月~

1985年2月: 東國大學校 大學院 電子工  
學科 卒業(工學碩士)

1985年3月~1988年2月: 東國大學校 大  
學院 電子工學科 博士課程修了

1983年3月~1986年8月: 東國大學校 工  
科學科 電子工學科 助教

1986年11月~現在: 韓國電氣研究所



林桂在(Gye Jae LIM) 正會員

1959年5月16日生

1979年3月~1983年2月: 東國大學校電  
子工學科 卒業

1984年6月~1986年1月: 現代電子產業  
勤務

1986年9月~現在: 東國大學校 電子工  
學科 碩士課程