

개구면 결합 급전 방식의 이중 빔 마이크로스트립 배열 안테나의 설계

Design of an Aperture-Coupled Dual Beam Microstrip Array Antenna

이영주 · 박위상

Young-Ju Lee · Wee-Sang Park

요 약

본 논문은 10 GHz 에서 동작하는 마이크로스트립 18×2 이중 빔 배열 안테나를 설계하였다. 단일 복사 소자는 개구면 결합형 패치를 사용하였으며, 이를 전송선 모델을 이용하여 해석 하였다. 급전선은 Side Lobe Level(SLL)를 줄이기 위해 tapered 직-병렬 구조를 사용하였다. 또한 45도에서 이중 빔을 갖게 하기 위해 소자간에 180도 위상차를 주었다. 그 결과 SLL은 25 dB를 가지며, ±44.5도에서 두 개의 빔을 갖게 되며 8도의 좁은 빔폭을 갖는다.

Abstract

In this paper, a microstrip 18×2 dual beam array antenna is designed at 10 GHz. The radiating element is an aperture-coupled patch, and it is analyzed by the transmission line model. The feed is a tapered parallel-series type to reduce the side lobe level. To obtain dual beam at ±45°, The difference in phase excitation between the elements is 180°. In conclusion, the side lobe level is 25 dB, and the beam width 8° with two main lobes at ±44.5°.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 무게와 부피가 작고, 경제적이며, 집적화가 가능하고, 표면 부착력이 탁월하여 많은 분야에서 응용되고 있다. 단일 마이크로스트립 안테나는 지향성이 낮으며, 반파장 다이폴 안테나의 패턴과 유사하다. 그러나, 레이더나 위성 통신에서와 같이 빔폭이 좁은 방사 패턴을 요구하는 경우에는 배열 형식을 사용해야 하며, 이에 대한 연

구는 이미 많이 진행되어 왔다.

개구면 결합형 마이크로스트립 안테나를 복사소자와 급전 소자의 고립도가 좋은 SSFIP(Strip-Slot-Foam-Inverted Patch) 형으로 할 경우 전력 분배기, 전력 증폭기, 위상 변위기 등을 급전소자에 사용하여도 복사에는 영향을 미치지 않는 장점을 가지게 된다^[1]. 따라서 개구면 결합형 마이크로스트립 안테나는 이러한 능동소자의 사용과 함께 널리 사용되고 있다.

배열의 급전구조에는 직렬 형태(series feed)와

포항공과대학교 전자전기공학과 전자파특화연구센터(Department of Electronic and Electrical Engineering, Microwave Application Research Center, Pohang University of Science and Technology)

· 논문 번호 : 990826-11S

· 수정완료일자 : 1999년 9월 13일

병렬 형태(corporate feed)가 있으며, 일반적으로 병렬 형태는 주파수에 따라 빔의 방향이 고정되지만 삽입 손실이 배열의 수가 커짐에 따라 커지는 단점이 있다. 또한 2의 지수승의 배열이 아닌 경우 급전 방식에 어려움이 따른다. 이에 비해 직렬 형태는 삽입 손실이 작으며 배열의 수에 큰 구애를 받지 않는다. 그러나 주파수의 변화에 따른 빔 조향 각도가 변하게 되는 단점이 있다. 이와 같은 직렬 급전구조의 단점을 보완하고 병렬구조의 단점을 보완하기 위해 직-병렬 구조의 안테나를 사용한다. 이와 같은 구조에서는 주파수가 변화해도 빔 조향 각도는 항상 broadside 방향으로 향하게 되며, 병렬구조의 급전 형태보다 삽입손실이 줄어들게 된다.

Dual beam 안테나는 자동차, 선박 등의 자동 항법 시스템에 유용한 정보를 제공하는데 사용된다. 특히 doppler effect를 이용하여 정확한 속도를 얻는 용도로 사용된다^[2]. 따라서, 이런 용도의 안테나는 low side lobe level 과 작은 beam width 특성을 가져야 한다. 그리고 Dual beam을 생성하기 위해 소자 간의 위상차는 180°를 주어 이를 가능하게 한다. 또한 수직 방향의 소자들 사이의 간격은 사용 용도에 따라 적절히 변형시킨다. 이때 수직 방향의 소자들 사이에도 위상차를 주어 고차모드의 far-field pattern을 상쇄시켜 cross polarization을 더욱 작게 하는 anti-phase기법을 사용한다^[3].

본 연구에서는 직 병렬 형태의 개구면 결합형 급전구조로 18×2 배열 안테나를 설계하였으며, 이의

시뮬레이션 결과를 계산치와 비교하였다.

II. 개구면 급전 방식 단일 소자 설계

마이크로스트립 개구면 패치 안테나는 그림 1과 같이 아주 얇은 금속 표면의 패치와 이를 물리적으로 지지해 주는 유전체층, 개구면을 포함한 도체 평면 그리고 이를 지지하는 또 다른 유전체층과 신호를 공급해주는 급전기로 구성된다.

본 논문에서는 이 구조를 전송선 모델^[4]로 해석하였다. 전송선 모델 방법은 패치 안테나를 전송선으로 가정하고 안테나의 불연속 구조를 등가적인 임피던스로 모델링하여 실험식과 해석적인 식들을 적절히 조합해서 사용하는 방법이다. 이때 복사소자 길이가 반파장인 전송선으로 표현하며, 복사소자의 양 끝 부분에는 G, B^[5]의 임피던스를 부하 임피던스로 갖게 표현할 수 있다. 이렇게 표현된 등가회로부터 얻어진 Y_{ant} 를 이용해, aperture 윗부분의 총 어드미턴스 Y_{at} 는 패치의 어드미턴스 Y_{ant} 와 aperture의 어드미턴스 Y_{ap} 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$Y_{at} = Y_{ap} + Y_{ant} \quad (1)$$

이 때 Y_{ap} 는 aperture의 어드미턴스로, 등가 전송선 모델을 이용하면 short-circuit slot line의 어드미턴스와 유사하게

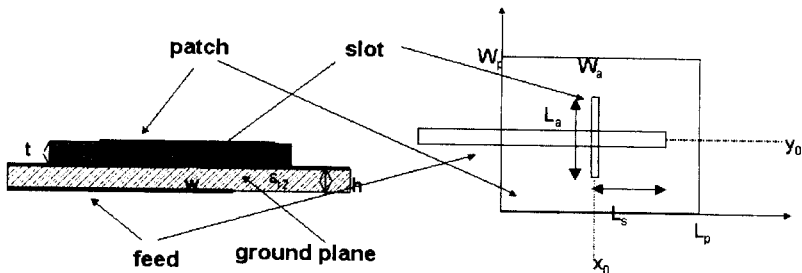


그림 1. 개구면 결합형 마이크로스트립 안테나
Fig. 1. Aperture coupled microstrip antenna.

$$Y_{ap} = -\frac{2j}{Z_{ca}} \cot(k^a \frac{L_a}{2}) \quad (2)$$

$$n_2 = \frac{\Delta V}{V_0}, \quad n_1 = \frac{L_a}{b} \quad (5)$$

로 나타낼 수 있다.

마지막으로 급전선까지 고려한 어드미턴스는 그림 2와 같이 등가 변압기로 바꾸어 나타낼 수 있다.

이때 급전선의 Extended open stub는

$$Z_L = -jZ_f \cot(k_f L_s) \quad (3)$$

으로 표현되며, 따라서 입력 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{in} = \frac{n_2^2}{(n_1^2 Y_{ant} + Y_{ap})} - jZ_f \cot(k_f L_s) \quad (4)$$

여기서 n_2 는 개구면 슬롯에서의 전압 V_0 와 개구면 슬롯으로 인한 마이크로스트립 라인에서의 전압 변화 ΔV 의 비로 주어진다.

이때 aperture의 어드미턴스에서 특성 임피던스 Z_{ca} 와 k_a 는 aperture의 특성 임피던스와 전파상수로, 이는 slot line에서의 실험이나 Hewlett Packard사의 MDS를 이용하여 구해낼 수 있다. 이번 단일 소자의 aperture에서 특성 임피던스와 전파상수는 MDS를 이용하여 구한 값이다. 그리고 Z_f 는 급전기의 특성 임피던스이며 k_f 는 급전기의 파수이다.

또한 ΔV 는 다음과 같이 주어지며^[6]

$$\Delta V = \int_{aperture} (\bar{E}_{ap} \times \bar{H}_f) \cdot \bar{ds} \quad (6)$$

이때 H_f 는 급전기를 위한 평행판 도파관으로 모델링한 구조의 정규화된 자계로 다음과 같다.

$$\bar{H}_f = -\hat{y} \sqrt{\frac{1}{W_{eff} h_f}} \quad (7)$$

여기에서 W_{eff} 는 모델링한 평행판 도파관의 유효 폭이며, 유효 유전상수와 특성 임피던스는 마이크로스트립 라인의 기본 공식에 의해 쉽게 구할 수 있다.

이와 같이 나타낸 전송선로 모델에서 안테나를 RLC회로와 전송선로를 이용하여 그림 2와 같이 모델링한 후, 이를 MDS circuit page에서 회로로 등가화하고 이를 최적화 방법을 사용하여 원하는 임피던스 값을 알아내게 된다. 이때 기판의 유전율과 두께, 공진 주파수가 결정되었다면 공진 주파수로부터 패치의 길이와 폭을 결정하고, 이로부터 개구면 윗부분의 G와 B 등의 파라미터들의 값들이 결정된다. 또한 feed의 특성 임피던스를 임의로 결정하여 아랫단의 파라미터를 결정하면 변수는 open stub의 길이와 슬롯의 길이만 남게 된다. 그리고 나서 이 변수들을 변화시켜 가며 목표를 만족시키는 변수의 최적화된 값을 찾는다. 만약 이 때 최적화 과정에서 해가 없는 경우 feed의 특성 임피던스를 변경하여 앞의 과정을 반복한다. 그 결과를 이용하여 개구면 안테나

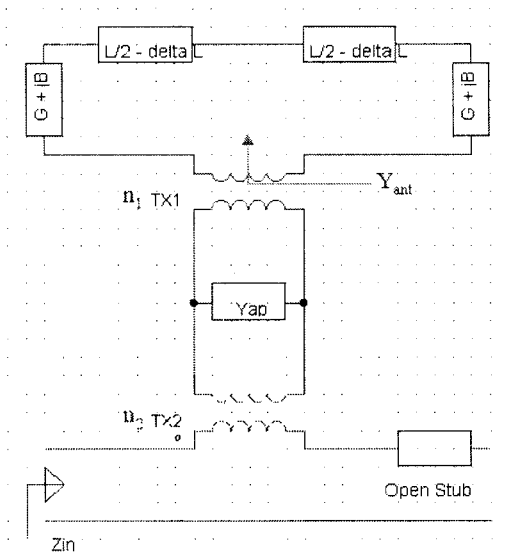


그림 2. 개구면 결합형 마이크로스트립 패치 안테나의 입력 임피던스에 대한 등가회로

Fig. 2. Input impedance of Equivalent circuit of Aperture coupled microstrip patch antenna.

의 중요 변수인 슬롯의 길이와 extension open stub의 길이를 결정한다. 이의 과정을 그림 3에 나타내었다.

이를 10 GHz $\epsilon_{r1}=2.22$, $h=25$ mil, $\epsilon_{r2}=1.08$ $t=30$ mil인 패치에 적용하여 해석한 결과가 그림 4와 같으며 이 결과는 전송선로 이론을 사용하여 Matlab 5.0으로 짠 결과와 moment method를 이용한 Ensemble 5.1의 결과와 유사한 결과를 보인다.

그림 4에서와 같이 Ensemble 의 결과는 10 GHz에서 공진을 하며 8.2%의 대역폭을 갖는다.

이때 두 결과에는 약간의 차이가 있는데 이러한 차이는 전송선로 이론에서는 surface wave나 high order mode 전개 그리고 슬롯 간의 상호 간섭 등을

고려하지 않아서 생기는 것으로 보인다.

전송선 이론을 이용하여 결정된 패치 안테나의 각 파라미터를 초기치로 하여, Ensemble에서 더욱 정확한 패치 안테나의 파라미터를 tuning 을 통해 구하게 된다. 이를 이용하여 결정된 패치 안테나의 파라미터는 $W_p=12.4$ mm, $L_p=12.4$ mm, $W_a=0.4$ mm, $L_a=5.61$ mm로 결정되며 Ensemble로 디자인한 단일 안테나는 그림 5와 같다.

III. 9×2 안테나의 급전구조

9×2 안테나의 급전구조는 그림 6과 같다. 그림에서와 같이 급전선의 오른쪽 배열은 6개, 왼쪽 배열

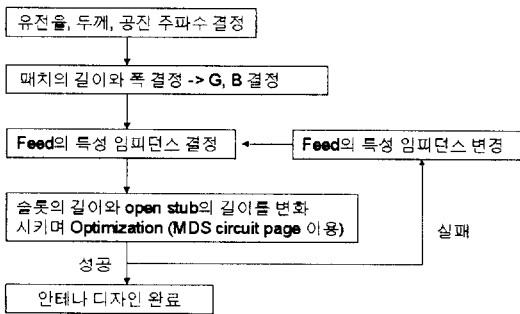


그림 3. MDS를 이용한 최적화 과정

Fig. 3. Optimization process with MDS.

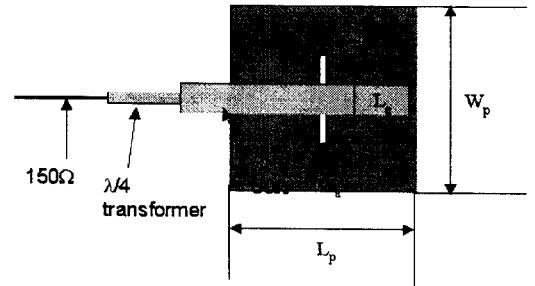


그림 5. 단일 개구면 결합형 패치 안테나

Fig. 5. Single aperture coupled patch antenna.

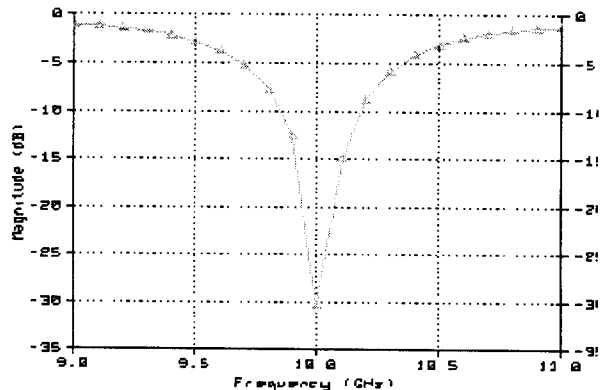
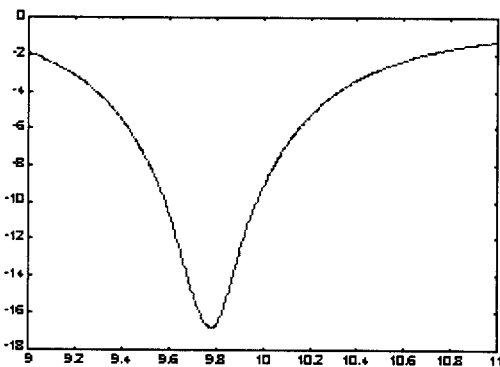


그림 4. 전송선 모델과 Ensemble의 S_{11} (dB) 비교

Fig. 4. S_{11} (dB) of transmission line model vs. Ensemble.

은 3개로 이루어져 있으며, 이때 왼쪽의 3개는 uniform한 전력 분배 특성을 가지며, 오른쪽의 6개는 tapered 형태의 전력 분배 특성을 갖는다. 그림 6에서 tapered된 전력 분배기의 한 section을 보면 전력의 1/3이 분배되고 남은 전력의 1/3가 다음 소자에 분배되므로, $2/3 \times 1/3$ 의 전력이 두 번째 소자에 전달 된다. 맨 마지막 소자에서는 반 파장 open stub를 사용하였다. 이는 마지막 단까지 tapered 시키고 남은 전력은 반사 시키기 위해 사용되며, 이 때 끝 부분에서 반사 전력이 발생되지만 이미 그 곳에서의 전력은 -18.34 dB의 작은 값이 되게 된다. 따라서 급전회로에 크게 영향을 미치지 않는다^[3].

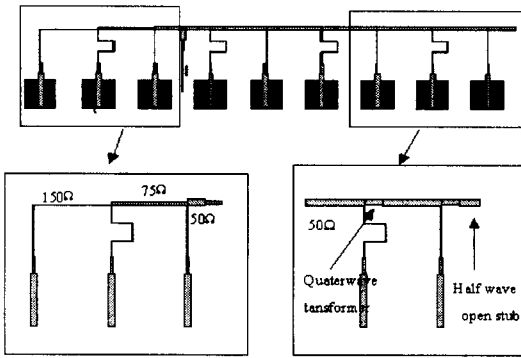


그림 6. uniform array와 tapered array의 끝부분
Fig. 6. The rear end of uniform and tapered array.

이렇게 tapered된 형태의 전력을 사용하면 uniform한 형태로 전력을 분배하는 것보다 SLL(Side Lobe Level)을 작게 하는 장점이 있다^[3](그림 7). 그림은 broadside 방향의 빔을 만드는 array로 uniform array와 tapered 형태의 array를 사용했을 때의 field pattern이다. 그림에서와 같이 tapered 형태의 array가 전체적으로 side lobe level이 작음을 알 수 있다. 물론 beam width도 증가하게 된다. 또한 소자마다 위상이 180도 차이가 나게 하기 위해 급전선을 휘어지게 디자인하였다. 이것은 dual beam generation mechanism에 그 이유가 자세히 소개된다. 이러한 디자인으로 인해 각 급전선마다 공급되는 전력은 다음 표 1과 같다.

이러한 분포가 되도록 급전선을 설계한 뒤 각 소자에 나누어지는 전력의 비를 simulation으로 확인

표 1. Tapered array의 전력 분포

Table 1. Power distribution of tapered array.

P1	1/3	4.8(dB)
P2	$2/(3)^2$	6.53(dB)
P3	$2^2/(3)^3$	8.29(dB)
P4	$2^3/(3)^4$	10(dB)
P5	$2^4/(3)^5$	11.8(dB)
P6	$2^5/(3)^6$	13.57(dB)

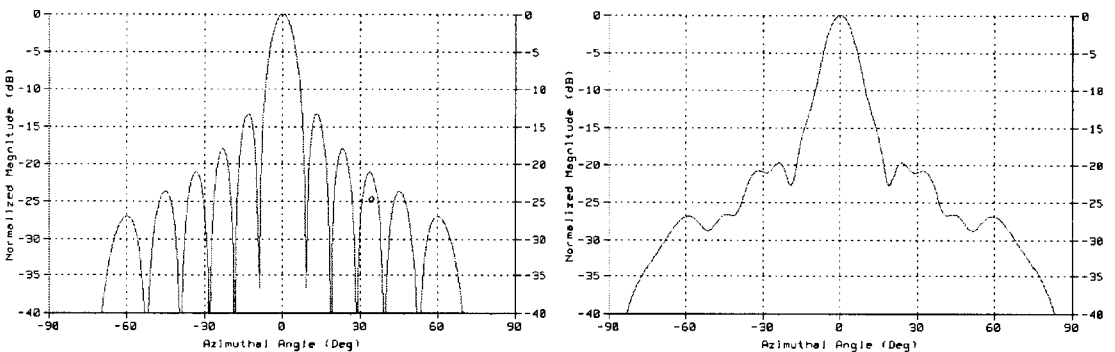


그림 7. Uniform array와 tapered array의 field pattern
Fig. 7. Field pattern of uniform and tapered array.

해 보면 그림 8와 같이 이론치와 잘 일치됨을 알 수 있다. 그림의 전력은 위에서부터 표 1에서의 P1, P2, P3, P4, P5, P6이다.

IV. Dual beam 안테나의 설계

Dual Beam 안테나는 자동차, 선박, 항공기 등의 자동항법 장비에서 속도의 정보를 얻기 위해 사용된다^[2](그림 9). 이 때 doppler 효과를 이용하여 두 빔

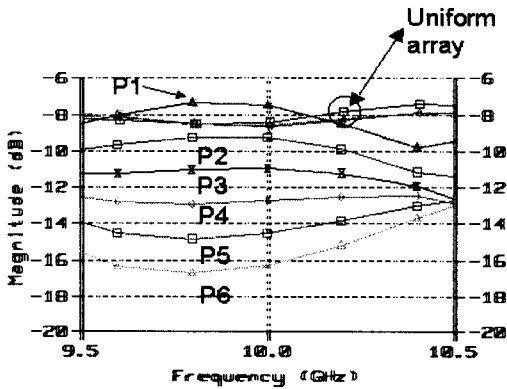


그림 8. 급전선의 전력분배 특성(P1, P2, P3, P4, P5, P6)

Fig. 8. Characteristic of the power distribution in feed-line(P1, P2, P3, P4, P5, P6).

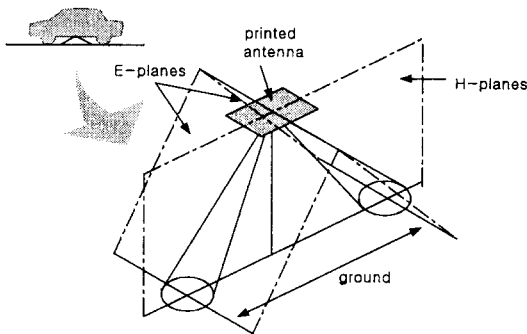


그림 9. 자동차의 도플러 레이더 센서를 위한 이중빔 안테나

Fig. 9. Dual beam printed antenna for automotive doppler radar sensor.

에서 들어오는 주파수를 이용하여 속도를 정확히 계산하게 해준다.

이 때 사용되는 dual beam antenna의 설계는 Bayliss difference pattern synthesis를 이용하여 구해야 하지만 전력 분배에 어려움이 있다^[7]. 이 어려움을 간단히 하기 위해 소자의 간격을 한 파장 이상 멀어 뜨려 grating lobe를 만들고, 소자간의 위상차를 180도로 하여 broadside 방향의 빔을 제거 시키는 과정으로 dual beam을 생성시킨다(그림 11).

이러한 과정을 통해 생성되는 dual beam의 조향 각도는 서로간의 간격에 의해 결정되며 보통 약 45도의 조향 각도를 얻게 된다^[8]. 이 때 조향 각도의

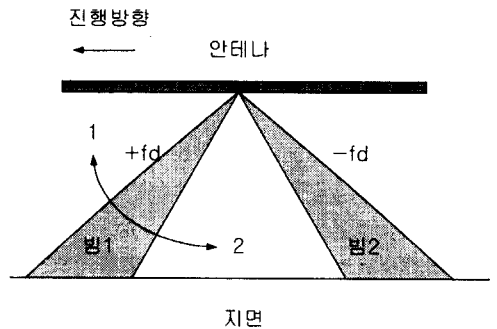


그림 10. 조향 방향의 결정

Fig. 10. Determination of the beam tilt angle.

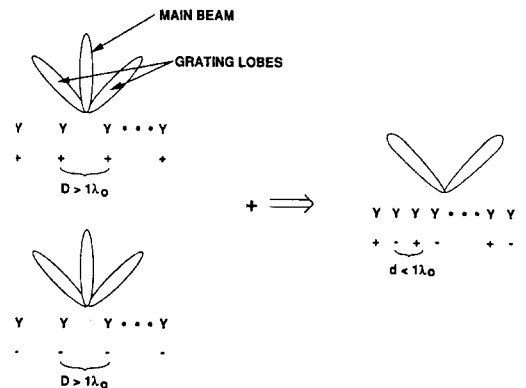


그림 11. 이중빔 생성 메커니즘

Fig. 11. Dual beam generation mechanism.

결정은 그림 10과 같이 두 가지 관점에서의 상호보완을 통해 얻어진 값이다.

그림 10에서 1의 방향으로 빔을 조향하면 doppler 효과에 의해 정확한 속도 측정에 유리하나 반사되어 돌아오는 전력이 줄어들게 된다. 그러나 2의 방향으로 빔이 조향된다면, 반사되어 돌아오는 전력의 양은 많으나 doppler 효과가 줄어들어 정확한 속도 측정이 어렵다. 따라서 양방향의 단점을 보완하기 위해 빔의 조향각도를 45도로 하였다.

이 때 앞부분의 빔에 의해서는 +fd, 반대 방향에서의 빔에서는 -fd의 도플러 주파수를 얻게 된다.

이렇게 측정된 두개의 +와 -의 주파수를 이용하여 정확한 속도를 얻을 수 있다.

이러한 설계과정을 거쳐 설계된 안테나는 아래와 같다. 그림에서 source는 실체는 위 아래가 하나로 연결되어서 coaxial feeding이 된다. 이 때 그림 12를 대칭적으로 만들어서 그림 13의 18×2 안테나를 만들게 된다.

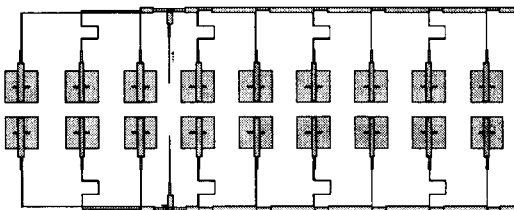


그림 12. 9×2 이중 빔 안테나

Fig. 12. 9×2 dual beam antenna.

18×2 안테나는 두개의 급전기를 가지고 있으며 이 두개의 급전기는 coaxial line을 통해 급전된다. 이 때 급전기를 가운데 위치시킨 것은 직·병렬 구조로 급전구조를 나타내어 급전기의 폭의 차이를 작게 하고 또한 안테나의 조향 각도를 주파수에 따라 변하지 않게 하기 위함이다. 그러나 직·병렬 구조에서는 gain bandwidth가 작은 단점이 있다. 이를 보완하기 위해 병렬 급전 구조의 단을 증가 시키기도 한다^[1].

V. 9×2, 18×2 안테나의 특성

9×2 dual beam array antenna의 반사계수는 그림 14와 같다. 이 안테나의 특성은 Ensemble 5.1을 이용하여 알아 보았으며, 이 때 bandwidth는 1.7%

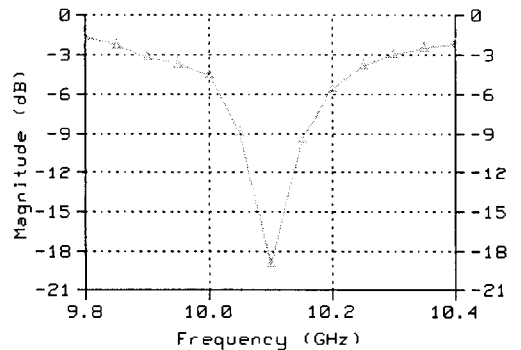


그림 14. 9×2 Dual beam 안테나의 S₁₁(dB)

Fig. 14. S₁₁(dB) of 9×2 Dual beam antenna.

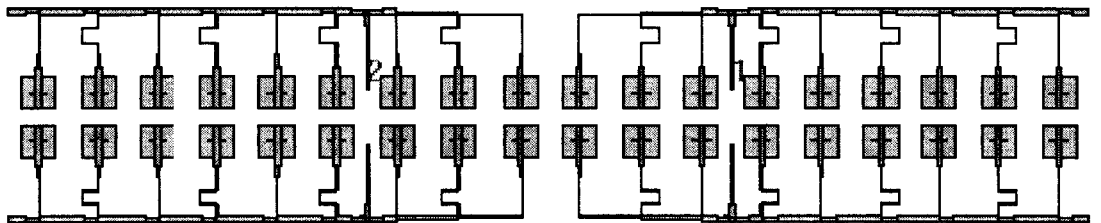


그림 13. 18×2 이중 빔 안테나

Fig. 13. 18×2 Dual beam antenna.

정도이며 중심 주파수는 10.1 GHz이다. quarter wave transformer를 많이 사용하여 bandwidth가 좁아진 것이며 이것은 series feeding 방식의 큰 단점이기도 하다.

Ensemble의 moment method를 이용하여 field pattern을 구한 것과 단일 소자의 field pattern과 array factor의 곱으로 구해지는 이상적인 경우의 field의 차이는 그림 15, 16에 나타내어진다. 이때 moment method는 서로간의 coupling을 고려하기 때문에 약간의 차이가 존재한다. 그림에서 좌측이 Ensemble의 결과이고 우측은 이상적인 array factor

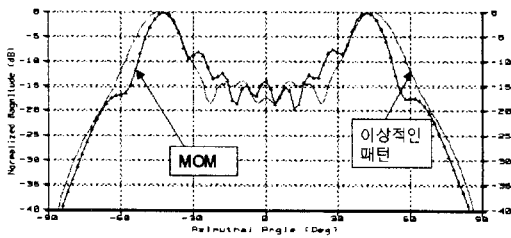


그림 15. Dual beam에서 moment method의 방법과 이상적인 pattern의 결과 비교(9×2 array)

Fig. 15. Field pattern of dual beam array antenna in moment method and ideal pattern(9×2 array).

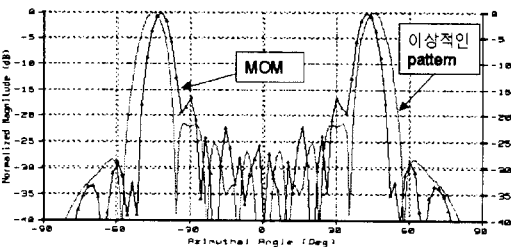


그림 16. Dual beam array antenna의 moment method의 결과와 이상적인 경우의 field pattern 비교(18×2 array)

Fig. 16. Field pattern of dual beam array antenna in moment method and ideal pattern(18×2 array).

를 이용한 field pattern이다 이상적인 경우의 array의 amplitude는 앞에서 구한 급전기의 전력 분배에 따랐으며 소자간의 위상차는 180도이며 간격은 0.7 파장으로 하였다. 그림 16의 18×2 이중 빔 안테나의 시뮬레이션 결과특성은 3 dB 빔폭 8°, 조향 각도는 44.5° SLL비는 약 -25 dB이다.

VI. 결 론

본 논문에서는 단일 소자로 개구면 결합형 안테나를 사용하는 X-band 대역에서 동작하는 18×2 이중 빔배열 안테나를 설계하여 이를 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션을 통해 dual beam antenna의 조향 각도는 ±44.5도, beam width 8도 이며, SLL비는 -25 dB로 low cross polarization, narrow beam의 성능을 가지는 것을 볼 수 있었다. field pattern은 이상적인 경우와 비교하여 좋은 결과를 얻었으며, 급전선에서의 전력 분배 특성도 이상적인 경우와 크게 다르지 않았다.

참 고 문 헌

- [1] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture coupled to a microstripline", *Electronics letters* vol. 21 no. 2 pp. 49-50, Jan., 1985.
- [2] J. P. Daniel, G. Dubost, C. Terret, "Research on planar antennas and arrays: "Structures Rayonnantes", *IEEE AP. Mag.* vol. 35, no. 1, pp. 14-38, Feb., 1993.
- [3] John Huang, "A parallel-series-fed microstrip array with high efficiency and low cross polarization," *Microwave and Optical Tech. Lett.* vol. 5. no. 5, pp. 230-233, May., 1992.
- [4] Himdi, M., Daniel, C. Terret, "Transmission line analysis of aperture-coupled microstrip antenna", *Electronics letters*, vol. 25, 1989.
- [5] A. G. Derneyed, "Linearly polarized microstrip

antenna," *IEEE Trans. AP-24*, no. 6, pp. 846-850, Nov., 1976

- [6] M. Himdi, "Analysis of aperture-coupled microstrip antenna using cavity method," *Elec. Lett.*, vol. 25, no. 6, pp. 391-392, Mar., 1989.

[7] R. C. Hansen, *Phased Array Antenna*, John Wiley & Sons, INC, 1998.

- [8] John Huang, Sembian Rengarajan and Juan Mosig, "Workshops on CAD of printed antennas and arrays", Boulder Microwave Technologies, Inc. 1995.

이 영 주



1994년 3월~1998년 2월: 인하대학교 전자공학과(공학사)
 1998년 3월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 대학원 석사과정
 [주 관심분야] 초고주파 공학, 안테나 설계, EMI/EMC, 초고주파 능동 수동 조사

박 위 상



1952년 생
 1974년: 서울대학교 전자공학과(공학사)
 1982년: University of Wisconsin-Madison 전기공학(공학석사)
 1986년: University of Wisconsin-Madison 전기공학(공학박사)
 1986년~1988년: Wichita State University 객원 조교수
 1988년~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 조교수, 부교수, 정교수
 1997년: Utah 대학교 Gandhi 교수의 bioelectromagnetics 연구실 방문 교수
 1995년~현재: MARC(국방부 및 국방과학연구소 지정 전자파특화연구센터) 안테나 연구실 실장
 [주 관심분야] 초고주파 공학, 안테나 공학, 마이크로스트립 위상배열 안테나 설계, 초고주파 대역 물질 상수 측정, 휴대폰 전파 SAR 계산 및 측정