

평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 배열 안테나에 관한 연구

정회원 김정일*, 한만근**, 윤영중**

A Study on Wideband Microstrip Array Antennas Using the Parallel Coupled Lines

Jeong Il Kim*, Man Gun Han**, Young Joong Yoon** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 이용하여 마이크로스트립 배열 안테나의 좁은 대역폭을 개선할 수 있는 방법을 제안하였고, 평행 결합 선로가 부착된 여러 형태의 광대역 마이크로스트립 배열 안테나들을 설계하여 그 특성을 비교 분석하였다. 그리고 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하기 위한 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시하였다. 본 논문에서 제시된 평행 결합 선로가 부착된 마이크로스트립 배열 안테나는 일반적인 마이크로스트립 배열 안테나와 크기는 동일하게 유지하면서 대역폭은 약 1.7배까지 증가하였고, 대칭적인 급전 구조를 사용하여 낮은 교차 편파 크기도 유지할 수 있다.

ABSTRACT

In this paper, a technique for increasing the bandwidth of microstrip array antennas using the parallel coupled lines on a single layer is presented. Four types of wideband microstrip array antenna are designed and the characteristics of each type are analyzed. In addition, an iterative method using a distributed network is proposed to design the parallel coupled lines as a wideband impedance matching network. Measurements show that the proposed antennas provide wider bandwidths ~1.7 times those of conventional microstrip array antennas, while the sizes of proposed antennas are the same as that of a conventional array. And low cross-polarization level can be obtained through symmetrical locations of the parallel coupled lines section

I. 서론

최근 이동 통신 및 위성 통신의 급속한 발달로 인하여 정보화 사회에서의 무선 통신 역할이 그 중요성을 더하고 있다. 무선 통신에서 사용되는 안테나 중 마이크로스트립 안테나는 일반적인 마이크로파 안테나에 비하여 가격이 저렴하고, 박형(low profile), 경량(low weight)이며, 유전체 기판 위에 사진 부식 방법으로 대량 생산이 가능하고, 설치가 용이하기 때문에 넓은 주파수 대역에서 응용되고

있다. 하지만 이러한 장점들에도 불구하고 임피던스 대역폭이 매우 좁아서 많은 응용 분야에 적용되는데 문제점이 되어왔다. 그래서 적층 구조^[1], 기생 패치 구조^[2], 패치에 슬롯 삽입^[3] 등과 같이 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭을 개선하려는 많은 연구가 진행되어 왔으나, 원형 편파 배열 안테나에서의 순차 회전 배열 기법(sequentially rotated array technique)^[4]과 같은 단일 기판만을 이용한 대역폭 증가 방법이 선형 편파 배열 안테나에서는 미비한 실정이다.

* 한국전자통신연구원 안테나기술연구센터 안테나기반기술연구팀(llong@etri.re.kr)
 ** 연세대학교 전기전자공학과 마이크로파 및 안테나 연구실(yjyoon@yonsei.ac.kr)
 논문번호: K01032-0118, 접수일자: 2001년 1월 18일

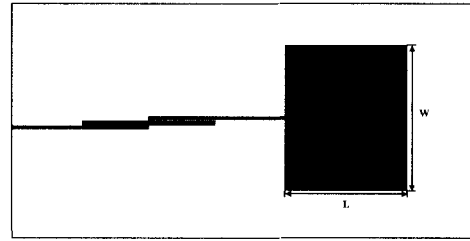
따라서 본 논문에서는 단일 기판만을 이용해 선형 편파 마이크로스트립 배열 안테나의 대역폭을 증가시킬 수 있는 방법을 연구하였다. 안테나의 임피던스 대역폭을 증가시키기 위하여 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 사용하였고, 평행 결합 선로가 결합된 4가지 형태의 배열 구조를 제시하여 그 중 평행 결합 선로의 삽입으로 인한 방사 패턴에서의 교차 편파 크기 증가 문제를 해결할 수 있는 배열 구조를 제안하였다. 그리고 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로의 구현은 실제 안테나의 주파수에 따른 입력 임피던스 데이터를 이용한 분포 회로(distributed circuit) 방식의 반복적인 기법을 사용하였다.

II. 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로 구현

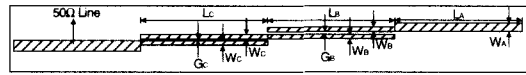
그림 1은 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로가 결합된 광대역 마이크로스트립 안테나이다. 광대역 임피던스 정합 회로를 이용한 마이크로스트립 안테나의 임피던스 대역폭 증가 방법은 Pues와 Van De Capelle^[5]에 의해 제안되었는데, 주파수에 따라 마이크로스트립 안테나의 입력 임피던스는 빠르게 변화하지만 방사 패턴이나 이득은 큰 변화가 없다는 사실을 기반으로 한다. 그러므로 마이크로스트립 패치와 50Ω 전송 선로 사이에 광대역 임피던스 정합 회로를 삽입하여 마이크로스트립 안테나의 주파수에 따른 빠른 임피던스 변화를 보상해주면 임피던스 대역폭을 증가시킬 수 있다. 광대역 임피던스 정합 회로는 저역 통과(low pass)나 고역 통과(high pass), 그리고 대역 통과(band pass) 특성을 가지는 형태가 사용될 수 있는데, 마이크로스트립 안테나에서는 패치의 공진 특성에 대역 통과 특성이 더 나은 성능을 보여준다.^[6] 본 논문에서는 배열 안테나 구조로 확장이 용이하고 DC 차단 역할을 할 수 있는 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 제시하였다.

1. 분포 회로 방식의 반복적인 방법

광대역 임피던스 정합 회로를 구현하기 위해서 해석적인 방법^[5]이나 반복적인 방법인 SRFT (Simplified Real Frequency Technique)^[6]이 사용되었다. 해석적인 방법은 방사 소자의 RLC 등가 회로와 복잡한 계산 과정을 필요로 하고, SRFT는 L, C 정합 회로를 합성하는 방법이기 때문에 마이크로스트립



(a) 전체 마이크로스트립 안테나의 구조



(b) 광대역 임피던스 정합 회로 부분의 구조

그림 1. 평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 패치 안테나

선로와 같은 분포 회로 형태의 정합 회로로 구현하기 위해서 L, C 회로를 이에 대응하는 분포회로로 변환하는 복잡한 과정을 거쳐야 한다. 뿐만 아니라 배열 안테나에 적용되기 위해서는 제한된 크기와 형태의 정합 회로를 구성할 수 밖에 없고, 그 결과 정해진 정합 회로로부터 최적의 결과를 얻을 수 있는 구현 방법이 필요하게 된다. 따라서 본 논문에서는 분포 회로 형태의 정합 회로 크기를 직접 변수로 사용하여 반복적인 방법으로 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하는 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시한다. 이 때 SRFT처럼 측정이나 시뮬레이션 등을 통해 얻은 실제 패치의 주파수에 따른 입력 임피던스 데이터를 이용하게 되는데, 입력포트에서 원하는 대역폭을 얻기 위해서는 임의의 부하가 한 쪽 포트에 연결된 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스를 알아야 한다. 이 입력 임피던스는 그림 2(b)의 대역 통과 응답을 가지는 2-포트 평행 결합 선로의 ABCD 파라미터를 통해 구할 수 있다.

평행 결합 선로를 그림 2(a)와 같이 포트 전압과 전류의 정의와 함께 나타낼 수 있다. Even-mode와 odd-mode 여기의 중첩을 고려해 4-포트 회로에 대한 개방 회로 임피던스 행렬을 유도하면 다음과 같다.^[7]

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = \frac{-j}{2} (Z_{oe} + Z_{oo}) \cot \beta l \quad (1)$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = \frac{-j}{2} (Z_{oe} - Z_{oo}) \cot \beta l \quad (2)$$

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = \frac{-j}{2}(Z_{oe} - Z_{oo}) \csc \beta l \quad (3)$$

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = \frac{-j}{2}(Z_{oe} + Z_{oo}) \csc \beta l \quad (4)$$

만약 그림 2(b)와 같이 포트 2와 4를 개방시키면 $I_2 = I_4 = 0$ 이 되고 4-포트 임피던스 행렬은 다음과 같이 간단히 된다.

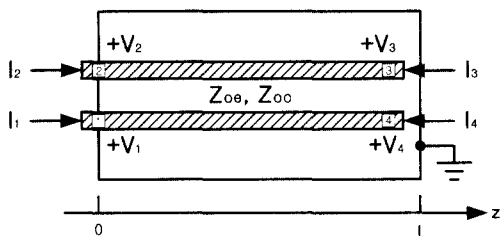
$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{13}I_3 \quad (5)$$

$$V_3 = Z_{31}I_1 + Z_{33}I_3 \quad (6)$$

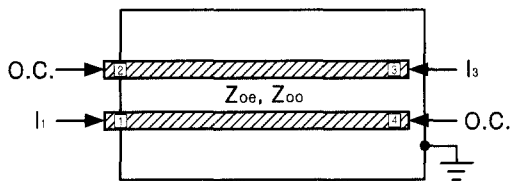
입의의 2-포트 회로에서 한 쪽이 Z_L 로 종단된 경우, 다른 쪽에서 2-포트 회로 쪽으로 바라다 본 입력 임피던스는 다음과 같이 2-포트 회로의 ABCD 파라미터로 나타낼 수 있다.

$$Z_{in} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (7)$$

그러므로 2-포트 회로의 파라미터 변환식을 이용하여 임피던스 행렬로부터 ABCD 파라미터를 유도하면 한 쪽 포트에서 입의의 부하를 가지는 개방 조건 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스를 구할 수 있다. 다음은 임피던스 행렬로부터 ABCD 파라미터를 유도하는 파라미터 변환식이다.



(a) 포트 전압과 전류로 정의한 평행 결합 선로



(b) 대역 통과 응답을 가지는 2-포트 평행 결합 선로

그림 2. 평행 결합 선로에 대한 정의

$$A = \frac{Z_{11}}{Z_{31}}, B = \frac{-jZ_{13}}{Z_{31}}, C = \frac{1}{Z_{31}}, D = \frac{Z_{33}}{Z_{31}} \quad (8)$$

여기서

$$|Z| = Z_{11}Z_{33} - Z_{13}Z_{31} \quad (9)$$

이다.

평행 결합 선로의 폭과 길이, 그리고 간격이 주어지면 even-mode와 odd-mode의 유효 유전율 ϵ_{vee} , ϵ_{voo} 와 특성 임피던스 Z_{oe} , Z_{oo} , 그리고 평행 결합 선로에서의 파장 λ_c 를 구할 수 있다.^{[8][9]} 그 결과 입의의 부하 $Z_L(f)$ 가 한 쪽 포트에 연결된 평행 결합 선로의 다른 쪽 포트에서의 입력 임피던스 $Z_{in}(Z_{oe}, Z_{oo}, \beta l)$ 을 식 (7)로부터 구해 평행 결합 선로와 패치 안테나가 포함된 전체 안테나의 주파수에 따른 반사 손실을 계산할 수 있다.

$$\Gamma(f) = \frac{Z_{in}(f) - Z_o}{Z_{in}(f) + Z_o} \quad (10)$$

$$RL(f) = -20 \log |\Gamma(f)| \quad (11)$$

이 계산된 주파수에 따른 반사 손실들을 정해진 주파수 대역의 정해진 반사 손실과 비교하여 원하는 값을 만족하는지 결정하는데, 만약 만족시키지 못한다면 정합 회로의 폭과 길이, 간격들을 변화시켜 최적화를 시킨다. 이 때 변수의 초기값은 보통 길이가 $\lambda_g/4$ 이고 폭과 간격이 50Ω 이 되도록 한다.

2. 평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 단일 패치 안테나

평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 단일 패치 안테나를 비유전율과 두께가 각각 $\epsilon_r = 2.5$, $h = 0.508\text{mm}$ ($0.0169 \lambda_o$ at 10GHz)인 Taconic社의 TLX-9-0200 기판을 사용하여 X-band에서 동작하도록 설계·제작하였다. 먼저 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로 크기를 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 사용하여 얻은 다음, 모멘트법을 사용하는 Ansoft社의 full-wave 시뮬레이터 Ensemble을 이용하여 패치와 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로가 결합된 전체 안테나를 해석하였다. 표 1에 제시된 크기를 가지는 평행 결합 선로가 부착된 광대역 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 시뮬레이션 결과가 그림 3에 나타나있다.

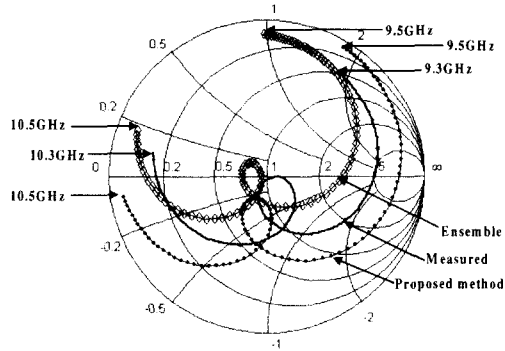
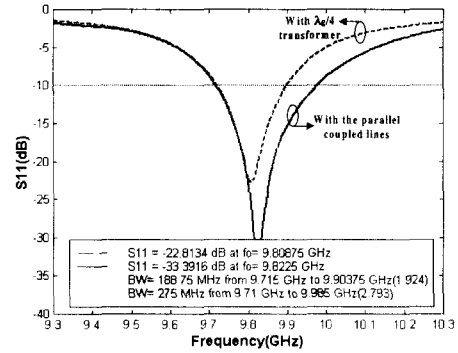
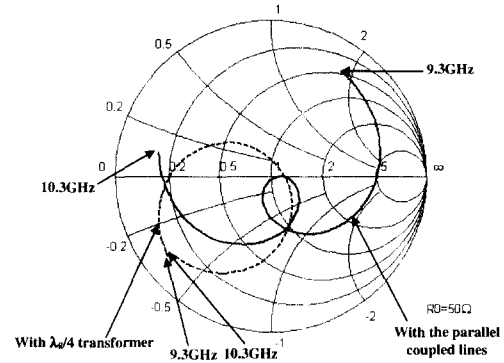


그림 3. 평행 결합 선로를 결합한 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 시뮬레이션 및 측정 결과 비교



(a) 반사손실

그림 4는 본 논문에서 제시된 안테나와 일반적인 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 이용한 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 실험 결과이다. 평행 결합 선로를 결합하여 반사손실 $\geq 10\text{dB}$ 인 대역폭이 188.75 MHz(1.92%)에서 275MHz(2.79%)로 약 1.5배 증가됨을 확인할 수 있고, 주파수에 따른 스미스 차트에서의 임피던스 궤적에서 광대역 안테나의 특징인 스미스 차트 중심에서의 작은 루프가 발생하는 것을 볼 수 있다.



(b) 스미스 차트

III. 평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 배열 안테나

광대역 임피던스 정합 회로를 이용한 광대역 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 경우 단일 기판만을 이용해 넓은 대역폭을 얻을 수 있다는 장점을 가지지만, 안테나의 전체적인 부피가 커지는 단점을 가진다. 하지만 이 기법이 배열 안테나에 적용된다면 배열 안테나에서 배열 소자간의 고유 간격이 항상 존재하기 때문에 광대역 임피던스 정합 회로가 그 간격 사이로 포함될 수 있다. 그 결과 일반적인

그림 4. 마이크로스트립 단일 패치 안테나의 측정 결과

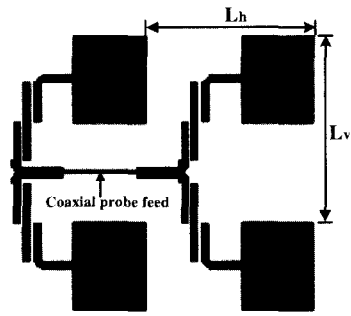
마이크로스트립 배열 안테나와 전체 크기는 동일하면서 대역폭은 개선된 광대역 마이크로스트립 배열 안테나를 설계할 수 있다. 이 때 배열 안테나에서의 배열 소자간 간격 제한을 유지하면서 광대역 임피던스 정합 회로를 구성하기 위해서는 평행 결합 선로 형태가 적합하다.

평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 2x2 배열 안테나를 마이크로스트립 단일 패치 안테나를 설계할 때와 동일한 기판에서 설계·제작하

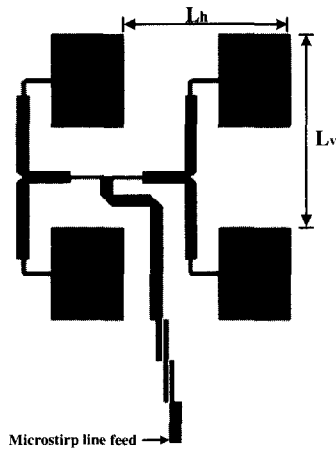
표 1. 평행 결합 선로를 이용한 광대역 마이크로스트립 안테나의 설계 사양

(unit : mm)

종류	W	L	W _A	L _A	W _B	L _B	G _B	W _C	L _C	G _C	L _v	L _h
단일 패치	11.34	9.1	1	4.45	1	5.01	0.4	1	5.01	0.1		
타입 1	11.34	9.1	1	4.45	1	5.01	0.4	1	5.01	0.22	24	21
타입 2	11.34	9.1	0	0	0.63	5.17	0.21	0.63	5.17	0.19	24	21
타입 3	11.34	9.1	1	4.45	1	5.01	0.4	1	5.01	0.22	24	21
타입 4	11.34	9.1	2.54	4.27	0.96	5.1	0.24	0.96	5.1	0.1	24	21



(a) 타입 1

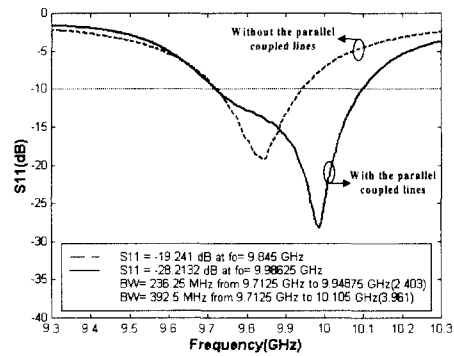


(b) 타입 2

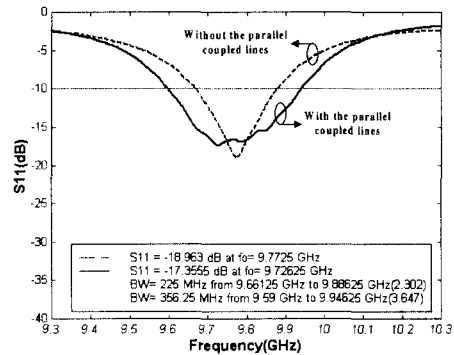
그림 5. 평행 결합 선로를 결합한 마이크로스트립 2x2 배열 안테나

였다. 그림 5에서처럼 2가지 타입으로 설계할 수 있는데, 타입 1은 평행 결합 선로가 결합된 마이크로스트립 단일 패치 안테나를 2x2 배열 안테나로 확장한 다음 프루브 급전을 한 것이고, 타입 2는 일반적인 2x2 배열 안테나에 평행 결합 선로를 결합한 다음 마이크로스트립 급전을 한 것이다. 타입 1이 평행 결합 선로의 길이 때문에 수직 배열 간격을 줄일 수 있는 한계를 갖는 반면, 타입 2는 수평·수직 배열 간격 모두를 임의로 조절할 수 있다. 설계 사양은 표 1과 같고, 두 경우 모두 배열 소자 중심 간 수직 간격은 $0.8\lambda_0$ 이고, 수평 간격은 $0.7\lambda_0$ 이다.

표 1에 주어진 설계 사양을 가지고 제작한 2x2 배열 안테나의 측정 결과가 그림 6에 나타나 있다. 비교를 위해 동일한 패치 크기와 배열 소자 간격을 가지면서 평행 결합 선로 구조를 가지지 않는 일반적인 프루브 급전과 마이크로스트립 급전의 2x2 배열 안테나를 같이 설계·제작하였다. 그림에서 알



(a) 타입 1



(b) 타입 2

그림 6. 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 측정된 반사 손실

수 있듯이 평행 결합 선로를 결합하여 반사손실 $\geq 10\text{dB}$ 인 대역폭이 타입 1과 타입 2에서 각각 236.25MHz (2.4%)에서 392.5MHz (3.96%)로 약 1.7배, 225MHz (2.3%)에서 356.25MHz (3.65%)로 약 1.6배 증가됨을 확인할 수 있다. 이와 같이 평행 결합 선로를 이용하여 일반적인 마이크로스트립 2x2 배열 안테나와 전체적인 크기는 동일하게 유지하면서 대역폭은 향상시킨 구조를 설계할 수 있음을 확인하였다.

그림 7과 그림 8은 평행 결합 선로를 결합한 타입 1과 타입 2 형태의 광대역 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 방사 패턴을 보여주고 있다. 이 방사 패턴은 NSI社 평면형 near field measurement 장비를 통해 얻어낸 far field 방사 패턴이다. 측정 결과를 보면 대역폭 내의 주파수들에서 유사한 동일 편파 방사 패턴 특성을 나타내었지만, 타입 1의 H-평면 교차 편파 크기가 높게 측정되었다. 이것은 평행

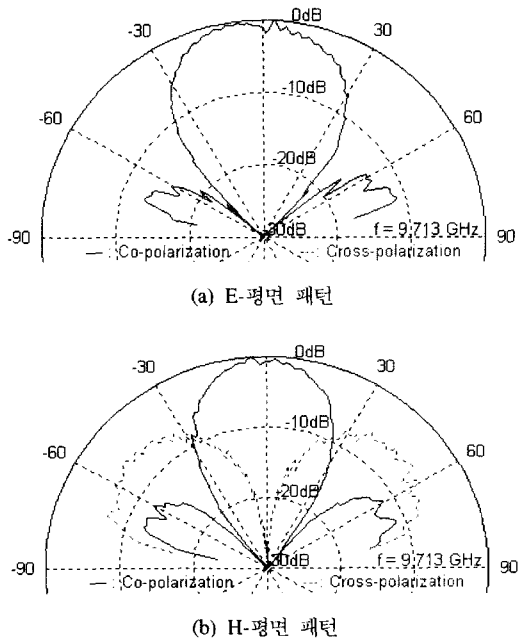


그림 7. 평행 결합 선로를 결합한 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 방사 패턴 : 타입 1

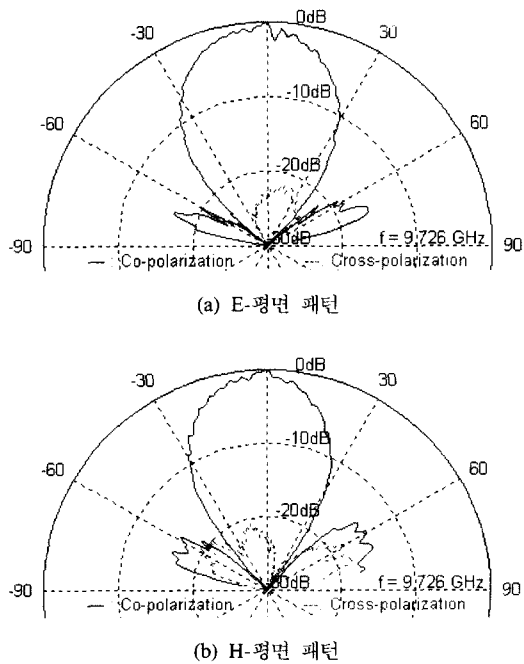


그림 8. 평행 결합 선로를 결합한 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 방사 패턴 : 타입 2

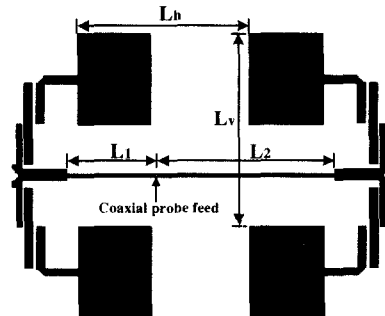
결합 선로 부분의 불요 방사(spurious radiation)에 의한 것인데, 타입 1의 E-평면 방사 패턴의 경우

평면을 기준으로 안테나의 급전 구조가 양쪽이 서로 대칭이 되기 때문에 낮은 교차 편파의 크기를 나타내지만, H-평면에서는 대칭을 이루지 못하기 때문에 높은 교차 편파 크기를 나타낸다.

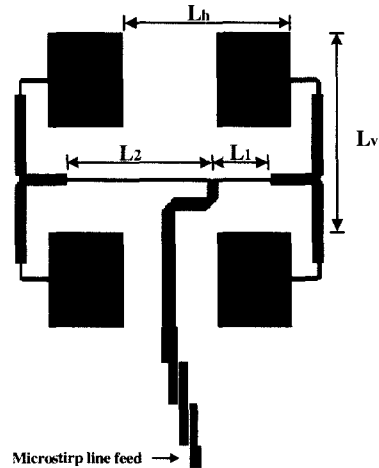
IV. 교차 편파의 크기를 줄일 수 있는 배열 구조

배열 안테나에서 배열 소자의 급전을 서로 대칭이 되도록 하고, 신호 여기는 서로 180° 위상차가 나도록 하면 방사 패턴에서 교차 편파의 크기를 줄일 수 있다.¹¹⁰⁾ 그림 9는 이러한 급전 구조를 가지는 2가지 타입의 배열 안테나인데, 설계 사양은 표 1과 같다. 여기서 180° 위상차이가 나는 급전을 하기 위해 그림 9와 같이 급전 선로의 양쪽에서 $L_2 - L_1 = \lambda_g/2$ 만큼 길이 차이가 나도록 한다.

표 1의 설계 사양으로 제작된 타입 3과 타입 4 형태의 평행 결합 선로가 결합된 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 대역폭 역시 반사손실 $\geq 10\text{dB}$



(a) 타입 3



(b) 타입 4

그림 9. 교차 편파 크기를 줄이기 위한 배열 구조

인 대역폭이 타입 3과 타입 4에서 각각 396.25MHz (3.99%)과 318.75MHz(3.24%)로 약 1.7배와 1.4배 증가됨을 알 수 있다. 하지만 타입 3의 H-평면 교차 편파 크기를 보면 타입 1과 비교해 약 반전력비폭(HPBW)이 되는 브로드사이드 방향 $\pm 20^\circ$ 영역에서 약 -12dB 이하로부터 -26dB 이하로 줄었음을 확인할 수 있다. 반면 타입 4의 교차 편파 크기는 평행 결합 선로 부분이 타입 2와 같이 대칭을 이루는 구조가 아니기 때문에 타입 2와 유사한 크기를 보이고 있다.

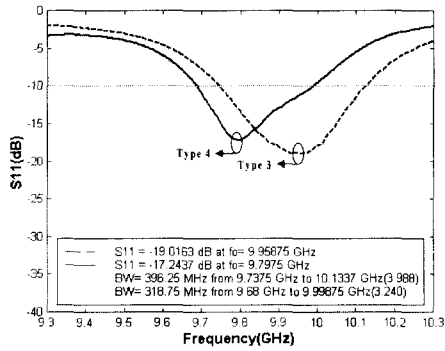
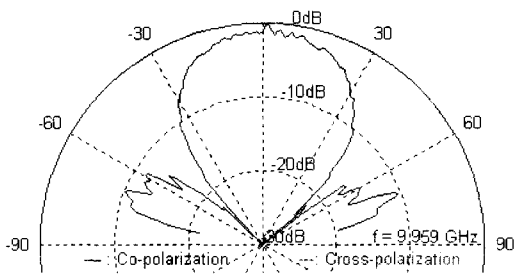
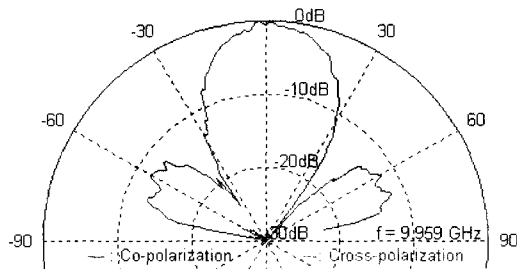


그림 10. 교차 편파 크기를 줄이기 위한 배열 구조 안테나의 측정된 반사손실



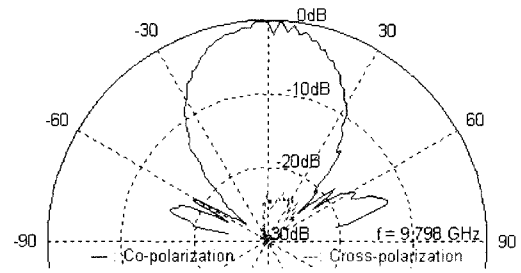
(a) E-평면 패턴



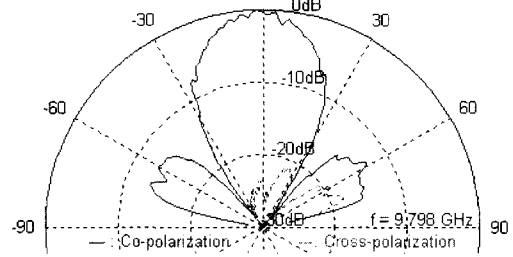
(b) H-평면 패턴

그림 11. 교차 편파 크기를 줄이기 위한 배열 구조 안테나의 방사 패턴 : 타입 3

마이크로스트립 선로 급전 타입과 프루브 급전 타입의 마이크로스트립 2x2 배열 안테나 이득이 그림 13에 나타나 있다. 평행 결합 선로를 결합한 안테나의 최대 이득이 평행 결합 선로 부분의 커플링 손실(coupling loss) 때문에 평행 결합 선로를 결합하지 않은 안테나의 최대 이득보다 약 0.5dB까지 낮아짐을 확인할 수 있다. 프루브 급전 타입이 마이크로스트립 선로 급전 타입보다 이득이 낮게 나타나는데, 이것은 프루브 급전 타입의 평행 결합 선로 부분에서의 간격이 더 넓기 때문이다. 평행 결합 선로의 간격은 대역폭과 관련된 스미스 차트에서의



(a) E-평면 패턴



(b) H-평면 패턴

그림 12. 교차 편파 크기를 줄이기 위한 배열 구조 안테나의 방사 패턴 : 타입 4

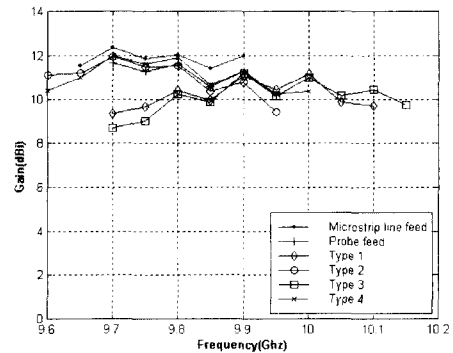


그림 13. 제작된 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 boresight 방향 이득

주파수에 따른 임피던스 궤적 크기와 안테나 이득을 결정하므로 둘 간의 적절한 tradeoff을 고려해 그 간격을 결정해야 한다.

V. 결론

본 논문에서는 단일 기관만을 이용해 선형 편파 마이크로스트립 배열 안테나의 대역폭을 증가시킬 수 있는 방법을 연구하였다. 안테나의 임피던스 대역폭을 증가시키기 위하여 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 사용하였는데, 평행 결합 선로가 부착된 여러 형태의 광대역 마이크로스트립 배열 안테나를 제작, 반사 손실과 방사 패턴, 그리고 이득을 측정하여 그 특성들을 비교 분석하였다. 그리고 평행 결합 선로 형태의 광대역 임피던스 정합 회로를 구현하기 위한 분포 회로 방식의 반복적인 방법을 제시하였다.

측정 결과를 보면 4가지 타입의 평행 결합 선로가 결합된 마이크로스트립 2x2 배열 안테나에서 약 1.7배까지의 대역폭 개선을 얻을 수 있었는데, 일반적인 마이크로스트립 2x2 배열 안테나와 전체적인 크기는 동일하게 유지하면서 대역폭은 향상시킨 안테나를 설계할 수 있음을 확인할 수 있다. 배열 안테나의 측정된 방사 패턴을 보면 평행 결합 선로의 결합으로 인해 동일 편파에서는 큰 변화를 보이지 않지만, 교차 편파의 크기는 평행 결합 선로 부분의 불요 방사 때문에 증가하게 된다. 특히 타입 1의 H-평면에서의 교차 편파 크기가 크게 증가하는데, 타입 3과 같이 대칭 구조로 설계하여 교차 편파의 크기를 대역폭 주파수 내에서 약 -12dB 이하로부터 -26dB 이하로 낮출 수 있었다. 마이크로스트립 2x2 배열 안테나의 최대 이득은 평행 결합 선로의 커플링 손실 때문에 평행 결합 선로를 부착한 구조에서 약 0.5dB 정도 떨어지게 된다. 특히 평행 결합 선로 부분의 간격이 대역폭을 결정하는 스미스 차트에서의 주파수에 따른 임피던스 궤적 크기와 위치, 그리고 안테나 이득을 결정하므로 대역폭과 이득간의 적절한 tradeoff을 고려해 그 간격을 결정해야 한다.

이상과 같이 본 연구에서 제시된 방법을 통해 단일 기관만을 가지고 선형 편파를 가지는 광대역 마이크로스트립 배열 안테나를 설계할 수 있기 때문에 저가의 대량 생산이 용이한 소형, 경량, 박형의 안테나를 제작할 수 있을 것이다.

참고 문헌

- [1] R. Q. Lee, K. F. Lee and J. Bobinchak, "Characteristics of a two-layer electro-magnetically coupled rectangular patch antenna," *Electron. Lett.*, vol. 23, pp. 1070-1072, Sep. 1987.
- [2] G. Kumar, K. C. Gupta, "Broadband Microstrip Antennas Using Additional Resonators Gap -Coupled to the Radiating Edges," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 1375-1379, Dec. 1984.
- [3] T. Huynh and K. F. Lee, "Single-layer single-patch wideband microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1310-1312, Aug. 1995.
- [4] T. Teshirogi, M. Tanaka, and W. Chujo, "Wide-band Circularly Polarized Array Antenna with Sequential Rotations and Phase Shift of Elements," *Int'l Symp. on Ant. and Prop.*, ISAP85, pp. 117-120, 1985.
- [5] H. G. Pues and A. R. Van De Capelle, "An Impedance-Matching Technique for Increasing the Bandwidth of Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no 11, pp. 1345-1354, Nov. 1989.
- [6] H. An, B. K. J. C. Nauwelaers and A. R. Van De Capelle, "Broadband Microstrip Antenna Design with the Simplified Real Frequency Technique," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 42, no 2, pp. 129-136, Feb. 1994.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed., John Wiley and Sons, 1998.
- [8] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate Wide-Range Design Equations for Parallel Coupled Microstrip Lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, pp. 83-90, Jan. 1984.
- [9] B. Easter and B. S. Shivashankaran, "Some Results on the Edge-Coupled Microstrip Section as an Impedance Transformer," *IEE J. Microwave, Opt. Acoust.*, vol. 3, pp. 63-66, Mar. 1979.
- [10] J. Huang, "Low cross-pol linearly polarized microstrip array," *IEEE Antennas Propagat.*

Soc., Int. Symp. Dig., vol. 4, pp. 750-1753,
1990.

김 정 일(Jeong Il Kim)

정회원

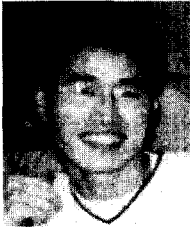


1999년 2월 : 연세대학교
전파공학과 졸업(공학사)
2001년 2월 : 연세대학교 전기전
자공학과 졸업(공학석사)
2001년~현재 : 한국전자통신연
구원 안테나기술연구센터

<주관심 분야> 안테나, 마이크로파 소자

한 만 군(Man Gun Han)

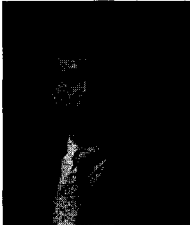
정회원



1996년 2월 : 공군사관학교 항공
공학과 졸업(공학사)
2000년 3월~현재 : 연세대학교
전기전자공학과
석사과정
<주관심 분야> 안테나,
마이크로파 소자

윤 영 중(Young Joong Yoon)

정회원



1981년 : 연세대학교 전자공학과
졸업(공학사)
1986년 : 연세대학교 전자공학과
졸업(공학석사)
1991년 : Georgia Institute of
Technology 졸업
(공학박사)

1992년~1993년 : ETRI 위성통신기술연구단
1993년~현재 : 연세대학교 기계전자공학부 부교수
<주관심 분야> 마이크로파, 안테나, 전파전파, 고온
초전도, EMI/EMC