

論文94-31A-10-4

구형 마이크로스트립 패치 배열을 이용한 진행파 안테나의 특성 해석에 관한 연구

(Analysis of a Traveling Wave Antenna using Rectangular Microstrip Patch Array)

安洸鎭*, 尹相元*, 張益洙*

(Kwang Jin An, Sang Won Yun and Ik Soo Chang)

要約

본 논문에서는 마이크로스트립 구형 패치 배열의 leaky wave 대역에서 방사특성을 해석하였다. 먼저 leaky wave 주파수 대역을 예측하기 위하여 Floquet 정리를 사용하는 대신 등가 전송선로 해석법을 이용하여 반사와 통과특성을 해석하여 leaky wave 주파수 영역을 구하였다. 이 주파수 영역에서 각 패치의 가장자리에 슬롯이 배열된 것으로 보고 leaky wave의 방사특성을 구하였다. 17단의 마이크로스트립 선로로 cascade연결된 마이크로스트립 패치 배열을 X-Band에서 제작하여 실험한 결과, 산란특성은 등가전송선로 해석법으로 구한 이론치와 실험치가 잘 일치하였고, 이론적인 방사특성은 등가 전송선로 모델을 이용하여 계산하였으며, leaky wave 대역인 10GHz 근처에서 주엽의 방향이 실험치와 3°의 오차를 보였다.

Abstract

In this paper, the leaky wave radiation characteristics of a microstrip rectangular patch array is presented. The reflection and transmission characteristics are analyzed using the equivalent transmission line method. Since the leaky wave is generated from the periodic array, using the Floquet's theorem, leaky wave frequency range is predicted and confirmed by the measured reflection and transmission characteristics of the array. A 17 element microstrip patch array at X-Band is designed and tested. The scattering characteristics show good agreements with those obtained from the equivalent transmission line analysis. The radiation characteristics at 10GHz using this method show about 3° shift in main lobe angle compared with measured results.

1. 서론

*正會員, 西江大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Sogang Univ.)
接受日字 : 1994年 2月 3日

단일 구형 마이크로스트립 안테나는 유전체 기판 상에 제작되어 평면형이나 안테나 이득이 적으며, 대

역폭이 좁다는 문제점을 가지고 있지만, 작은 크기, 제작의 용이성, 낮은 제작 가격 등의 잇점을 갖기 때문에 많이 연구되고 있다. 일반적으로 안테나의 이득을 높이기 위해서는 안테나를 배열하는데, 대개 정제파형 배열 안테나의 구조가 많이 연구되어 왔다.^{[1] [2]}

본 논문에서는 상대적으로 연구가 적었던 진행파형 마이크로스트립 패치 배열 안테나의 방사특성을 해석하였다. 이 진행파형 안테나는 마이크로스트립 패치들이 마이크로스트립 선로로 연결된 2-port 구조의 배열 안테나로 한 port에서 급전되며 나머지 port는 50Ω 부하로 종단되어 있다.

일반적으로 주기적인 구조는 Floquet 정리를 이용하여 저지 및 통과대역을 파악하는 것이 보통이나, 본 정리를 이용하기 위해서는 장하(load)가 적은 경우를 가정해야한다.^[3] 그러나, 마이크로스트립 패치 배열 구조는 장하가 비교적 크다. 따라서, 본 논문에서는 Floquet 정리를 이용하는 대신, 모드정합법을 이용하여 2-port 산란계수를 유도하고, Floquet 정리를 적용하여 구한 결과와 비교함으로써 저지대역, 통과대역 및 leaky wave 주파수 영역을 얻었다. 또한 2-port 산란계수로 부터 임피던스 정합특성을 광대역에서 구할 수 있었다. Leaky wave 주파수 대역을 파악한 뒤, 마이크로스트립 패치의 두 가장자리에서 발생하는 방사특성을 반파장 떨어진 두 슬롯에 의한 방사로 보고 등가 전송선로 모델^[4]을 이용하여 각 슬롯의 전압을 계산하여 각 슬롯에서 각기 다른 전압이 인가되는 것을 고려하여 array factor를 구함으로써 leaky wave의 주파수에 따른 방사특성을 고찰하였다.

II. 해 석

1. 주기적인 구조에서의 방사특성

주기적으로 장하된 개방구조에서는 여러가지 특성이 나타난다. 해석하고자 하는 E면으로 직렬 연결된 마이크로스트립 어레이 안테나의 구조는 기본적으로 slow wave, TEM 구조이고 d가 λ0/2보다 큰 구조이다. 이러한 구조에서는 backfire와 endfire 사이에서 임의의 각을 가지고 방사되는 complex wave가 나타난다. 그리고 배열된 각 방사 소자들 사이의 상호작용의 결과로 mode coupling resonace가 일어나는데 이로인한 mutual coupling 은 통과 대역과 저지 대역을 만들어 낸다.

배열의 축 방향으로 주기적인 구조를 진행하는 공간 고조파는 그 분산특성을 나타내는 k₀d- βd도에 의해서 쉽게 설명된다. 다음 그림 1은 섭동이 다소

큰 경우, 주기적으로 장하된 slow wave, TEM 구조에서의 kod- βd도를 나타낸다.

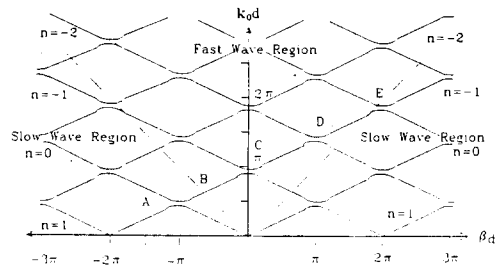


그림 1. 주기적인 TEM guiding 구조의 kod- d도
Fig. 1. k₀d- βd diagram of periodic TEM guiding structure.

그림 1의 각 곡선은 하나의 공간 고조파를 나타낸다. 양의 기울기를 갖은 곡선은 앞으로 진행하는 공간 고조파이고 음의 기울기를 갖은 곡선은 반대로 진행하는 공간 고조파이다. surface wave와 방사되는 wave를 구분하기 위하여 k₀d- αd도를 slow wave 영역과 fast wave 영역으로 나눈다. 즉,

$$k_0 d = \beta d \tag{1}$$

을 경계로 하여

$$k_0 d > \beta d \tag{2}$$

일 때가 fast wave 영역이고, 이 영역에 위치하는 곡선에 해당되는 공간고조파는 축 방향으로 fast wave이고 방사되는 전자계이다.

$$k_0 d < \beta d \tag{3}$$

그림 1에서 보듯이 장하가 증가된 경우 분산곡선이 겹쳐지는 부근에서 공간고조파 간의 결합에 의해서 저지 대역이 생긴다. 즉, A, C, D점에서와 같이 전방 진행파와 후진 진행파의 결합은 저지대역을 형성한다. 이러한 저지 대역이 slow wave 영역에 위치할 경우 surface wave 저지대역이 되고, 저지 대역이 fast wave 영역에 위치할 경우 leaky wave 저지대역이 된다. 이 때 leaky wave 저지대역이 surface wave 저지대역과 다른 점은 surface wave 저지대역이 lossless coupling으로 slow wave 영역에서 일어나지만 fast wave 영역에 있게 되면 방사에 의해 손실되는 전자계가 나타난다.

Cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나는 한 쪽 port에서만 전자계를 인가하는 구조이다. 그러므로, 그림 1에서 분산곡선이 fast wave 영역을 지나 가는 $n=-1$ 공간 고조파중에서 앞으로 진행되는 전방 진행파만을 살펴보자. $n=-1$ 공간 고조파의 분산곡선은 주파수가 낮을 때는 k_0-d 도의 slow wave 영역에 위치한다. 이 때 이 공간 고조파는 surface wave로 마이크로스트립 배열의 표면에 bound된다. 주파수가 증가하면서 첫번째 저지대역이 A점에 해당되는 주파수에서 일어나는데 이는 $n=0$ 과 $n=-1$, $n=1$ 과 $n=-2$, $n=2$ 과 $n=-3, \dots$ 등의 공간 고조파들 사이의 결합에 의하여 형성된다. 이 경우 이 주파수에 해당하는 모든 공간고조파는 slow wave 영역에 존재하며 이 저지대역을 surface wave 저지대역 라고 부르며 lossless coupling으로 생각할 수 있다. 주파수가 증가함에 따라 fast wave 영역과 slow wave 영역의 경계인 B점에 이르면 $k_{z,-1}$ 은

$$k_{z,-1} = k_{z,0} - \frac{2\pi}{d} = -k_0 \quad (4)$$

만족하게 되고 개방 구조로부터 back fire로 방사하게 된다. 주파수가 더 높아지면 전자파의 방사가 주기적인 구조의 축 방향으로부터 back fire에서 broad side 사이를 scanning하는 complex wave 영역을 지나 C점에 이르게 되면 $k_{z,-1}$ 은

$$k_{z,-1} = k_{z,0} - \frac{2\pi}{d} = 0 \quad (5)$$

$$d = \lambda_{g0} \quad (6)$$

를 만족하게 되고 주엽(main lobe)의 방향은 broad side로 향한다. 이때 $n=0$ 과 $n=-2$, $n=1$ 과 $n=-3$, $n=2$ 과 $n=-4, \dots$ 등의 공간고조파들 사이의 간섭에 의하여 slow wave영역에서 저지 대역이 형성된다. 이 저지 대역은 주기적인 구조에 bound되는 공간고조파 들의 간섭에 의한 lossless coupling에 의해서 형성된 것이며 동시에 $n=-1$ 공간고조파는 fast wave 영역에서 broad side로 방사된다. 그런데 저지대역의 영향으로 그 방사되는 전자파의 양은 비교적 작다. 이렇듯이 방사에 의한 손실과 각 배열 소자간의 coupling으로 형성되는 저지대역을 leaky wave 저지대역이라한다. 다시 주파수가 증가함에 따라 주기적인 구조로부터 전자파의 방사가 가장 효율적인 leaky wave 영역에 위치하게 된다. 이 영역에서는 전자파의 방사가 일반적으로 주기적인 구조의 축 방향으로부터 broad side 에서 endfire 사이를 frequency scanning하는 특성이 관찰된다. D지점

의 저지대역을 지나 다시 주파수가 증가하면 fast wave 영역과 slow wave 영역의 경계인 E점에 이르면 $k_{z,-1}$ 은

$$k_{z,-1} = k_{z,0} - \frac{2\pi}{d} = k_0 \quad (7)$$

를 만족하게 되고 개방형 구조로부터 end fire로 방사하게 된다. Cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나의 개방구조의 통과, 저지특성을 해석하기 위해서 마이크로스트립선로의 계단형 불연속을 등가회로로 해석하여 이를 다시 cascade연결하여 전체 산란 행렬을 얻는 방법을 이용하였다. 이제 주파수에 따른 방사 패턴을 살펴보자. 분산 곡선의 그림에서 주어진 k_0d 에 해당되는 주파수에서의 방사되는 beam의 갯수는 fast wave 영역내의 분산곡선의 수와같다. 그림 1에서 $n=-1$ 공간고조파의 전방 진행파가 B지점에서 back fire로 방사되고 주파수가 증가하면서 C지점에서는 leaky wave stop band를 이루면서 broad side로 방사되고 E지점에서는 endfire로 방사되는데 이에 해당되는 주파수 영역 중 fast wave 영역에 존재하는 다른 공간고조파와 겹치지않는 주파수 대역만을 이용하여 주파수를 변화시키면 $n=-1$ 공간고조파의 전방 진행파의 단일 beam만으로 beam의 방사 방향을 주파수에 따라서 바꾸어줄 수 있다. 이러한 frequency scanning의 성질을 해석하기 위해서 N개의 동일한 방사소자가 일정한 거리 d을 두고 배열되었다고 가정하여 그 방사 패턴을 다음과 같이 근사적으로 해석한다.

$$|F(\theta)|^2 = \frac{1}{N^2} \left[\frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right]^2 \quad (8)$$

여기서 ψ 는

$$\psi = k_0 d \sin \theta - \delta \quad (9)$$

이다. δ 는 각 소자 간의 위상차이를 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$\delta = k_{z,0} d \quad (10)$$

여기서 주파수가 변함에 따라서 각 소자 사이의 위상차이 δ 가 변화되어 식(8)의 방사패턴의 주엽이 backfire에서 endfire로 이동된다. 그런데 해석하고자하는 cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나의

구조는 방사 소자 사이의 거리 d 가 일정하지 않고 각 슬롯에 분포하는 전자계의 크기가 전압이 인가되는 지점에서 안테나의 끝으로 갈수록 점차 작아진다. 이러한 요소들을 고려하여 cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나를 전송선로로 모델링하여 주파수에 따른 방사특성을 해석한다.

2. 진행파형 마이크로스트립 배열 안테나의 전송선로 모델

1) 마이크로스트립 패치 배열의 통과 저지특성

해석하고자 하는 cascade연결된 마이크로스트립 패치 배열의 통과, 저지특성을 해석하기 위해서 cascade연결된 패치 구조의 등가회로를 고찰한다. cascade연결된 패치의 구조는 다음 그림 2와 같다.

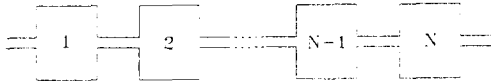


그림 2. Cascade 연결된 마이크로스트립 패치 배열 구조
Fig. 2. Cascade microstrip patch array.

위의 구조를 전송선로 모델과 계단형 불연속의 등가회로를 이용하면 그림 3과 같이 패치 배열의 등가회로를 얻을 수 있다.

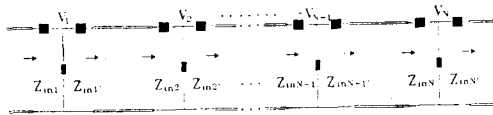


그림 3. Cascade 연결된 마이크로스트립 패치 배열의 등가회로

Fig. 3. Equivalent circuit of cascade microstrip patch array.

여기서 패치의 가장자리에서의 불연속 특성은 그림 4와 같은 등가회로로 표현된다.



그림 4. 패치의 가장자리 효과를 고려한 마이크로스트립 연속의 등가회로

Fig. 4. Equivalent circuit of microstrip step discontinuity including and effect.

그림 4에서 패치의 가장자리에 해당되는 등가회로의 소자 값들은 다음과 같이 결정된다. Z_1 는 패치사이의 연결 선로의 특성 임피던스값이고 Z_p 는 패치의 특성 임피던스 값이다. L_1, L_2 는 불연속면에서 발생하는 인덕턴스이고, C 는 패치의 가장자리에서 발생하는 fringing field에 의한 캐패시턴스 값으로 다음과 같이 등가적인 fringing field의 길이 Δl 로부터 구할 수 있다. 즉, 패치의 특성 어드미턴스 Y_p 를 갖는, 길이 Δl 의 개방 스테르브로 생각할 수 있다.

$$\omega C = Y_p \tan \beta l \tag{11}$$

그러므로 위 식에서 C 값을 구할 수 있다. G 는 단일 슬롯에 의한 방사 컨덕턴스이며, W 를 패치의 넓이라고 할때 다음의 근사식으로 구할 수 있다.

$$I_1 = \int_0^\pi \sin^2 \left(\frac{WK_0 \cos \theta}{2} \right) \tan^2 \theta \sin \theta d\theta \tag{12}$$

$$G = \frac{I_1}{120\pi^2} \tag{13}$$

위 식으로 부터 패치의 가장자리에서의 방사 저항 R 를 구할 수 있다. 그리고, 그림 4의 불연속에 의한 인덕턴스 L_1 과 L_2 는 다음의 근사식을 이용한다. ^{[5] [6]}

$$L_{w1} = Z_F \sqrt{\epsilon_{eff} \epsilon_0 \mu_0} \tag{14}$$

$$L_{w2} = Z_p \sqrt{\epsilon_{eff} \epsilon_0 \mu_0} \tag{15}$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \tag{16}$$

$$L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L_s \tag{17}$$

$$\frac{L_s}{h} = 40.5 \left(\frac{W_2}{W_1} - 1 \right) - 75 \log \frac{W_2}{W_1} + 0.2 \left(\frac{W_2}{W_1} - 1 \right)^2 \tag{18}$$

패치 배열의 통과, 저지특성을 해석하기 위해서 마이크로스트립 선로의 계단형 불연속의 산란행렬, 패치 그리고 선로 산란행렬의 cascade연결을 반복 수행하여 전체의 마이크로스트립 패치 배열에 대한 산란행렬을 얻을 수 있다. ^{[7] [8]}

2) cascade연결된 마이크로스트립 패치 배열의 방사특성

cascade연결된 마이크로스트립 배열의 방사특성을 해석하기 위해서는 마이크로스트립 패치 배열의 각 패치 가장 자리에서 생기는 방사 슬롯에서의 상대적인 전압의 위상 차이를 알아야한다. cascade연결

된 패치의 각 가장자리에서의 전압은 아래 그림5의 등가회로부터 얻을 수 있다. [4] [9]

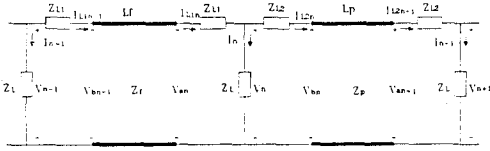


그림 5. 각 슬롯에서의 전압을 구하기 위한 등가 회로

Fig. 5. Equivalent circuit for derivation of voltage at each slot.

cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나의 전송선로 모델에서 각 단에서의 입력 임피던스는 회로 해석으로부터 아래와 같이 구할 수 있다. 방사소자의 갯수가 N개라 할 때, 각 단의 입력 임피던스는 그림 3으로부터 다음과 같다.

$$Z_{in}'(N) = Z_f \tag{19}$$

$$Z_{in}'(n) = Z_p \frac{Z_{in}(n+1) + jZ_p \tan \beta_p L_p}{Z_p + jZ_{in}(n+1) \tan \beta_p L_p} \quad n = 1, 3, 5, \dots, N-1 \tag{20}$$

$$Z_{in}(n) = (Z_{in}'(n) + Z_{L2}) / Z_L + Z_{L1} \quad n = 1, 3, 5, \dots, N-1 \tag{21}$$

$$Z_{in}'(n) = Z_f \frac{Z_{in}(n+1) + jZ_f \tan \beta_f L_f}{Z_f + jZ_{in}(n+1) \tan \beta_f L_f} \quad n = 2, 4, 6, \dots, N-2 \tag{22}$$

$$Z_{in}(n) = (Z_{in}'(n) + Z_{L1}) / Z_L + Z_{L2} \quad n = 2, 4, 6, \dots, N-1 \tag{23}$$

위의 입력 임피던스로부터 각 단에서의 반사계수는

$$\Gamma(n) = \frac{Z_{in}(n) - Z_f}{Z_{in}(n) + Z_f} \quad n = 1, 3, 5, \dots, N-1 \tag{24}$$

$$\Gamma(n) = \frac{Z_{in}(n) - Z_p}{Z_{in}(n) + Z_p} \quad n = 2, 4, 6, \dots, N \tag{25}$$

로 유도되며, 반사계수로부터 각 단의 전압을 구하면 다음과 같다.

$n = 1, 3, 5, \dots, N-1$ 일때

$$V_a(1) = V_{in}'(1 + \Gamma(1)) \tag{26}$$

$$V_a(n) = V_b(n-1)^* \exp(-j\beta_f L_f) (1 + \Gamma(n)) \tag{27}$$

$$V(n) = V_a(n) - V_{L1}(n) \tag{28}$$

$$V_b(n) = V(n) - V_{L2}(n) \tag{29}$$

$$V_b(n)^* = \frac{V_b(n)}{1 + \exp(-2j\beta_f L_f) (1 + \Gamma(n))} \tag{30}$$

$n = 2, 4, 6, \dots, N$ 일때

$$V_a(n) = V_b(n-1)^* \exp(-j\beta_p L_p) (1 + \Gamma(n)) \tag{31}$$

$$V(n) = V_a(n) - V_{L2}(n) \tag{32}$$

$$V_b(n) = V(n) - V_{L1}(n) \tag{33}$$

$$V_b(n)^* = \frac{V_b(n)}{1 + \exp(-2j\beta_f L_f) (1 + \Gamma(n+1))} \tag{34}$$

각 방사 소자에서의 상대적인 전압의 위상으로부터 cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나의 array factor를 구할 수 있다. 슬롯들이 x축으로 배열되어 있다고 하면 array factor AF는 다음과 같다.

$$AF = \sum_{n=1}^N V(n) \exp[j(k_0 d_n \cos \phi + (n+1)\pi)] \tag{35}$$

여기서 d_n 은 전자파가 첫 번째 슬롯에 입사된 지점을 원점으로하여 x축으로 n번째 슬롯까지의 거리이다. AF의 지수 항중 $(n+1)\pi$ 는 마이크로스트립 패치 안테나의 양단에서의 실제 방사 형태 즉 전체의 방향이 짝수단에서는 전파가 불연속이 없는 선로를 진행한다고 가정했을 때의 위상과 π 만큼 차이가 나기 때문에 이를 보상해주기 위한 항이다. 원거리에서의 전자계 분포는 단일 슬롯의 방사 패턴과 array factor AF를 곱함으로써 구할 수 있다. 여기서, 단일 슬롯에서의 방사 패턴은 다음과 같다.

$$X = \frac{hk \sin \theta \cos \phi}{2}, \quad Z = \frac{WK \cos \phi}{2} \tag{36}$$

$$E_\phi = -\frac{jkWh\epsilon E_0 e^{-jkr}}{2\pi r} \sin \theta \frac{\sin Z \sin X}{Z X} \tag{37}$$

위와 같이 구한 단일 슬롯의 원거리에서의 전계를 이용하여 패치 배열의 원거리 전전계를 유도하면,

$$E_r = E_\phi AF \tag{38}$$

이다.

III. 수치해석 및 실험결과

마이크로스트립 패치 배열의 2-port 통과, 저지특성은 마이크로스트립 선로의 계단형 불연속을 등가회로로 해석하여, 각 단을 cascade로 반복적으로 연결하여 전체의 산란계수를 해석하였다. 17단 패치 배열에 적용하고 실험치와 비교하였다. 17단 cascade연결된 마이크로스트립 패치 안테나의 구조는 그림 6과 같다. 그림 7은 9.55mm의 정방형패치를 17단 연결

하여 수치해석한 결과와 회로망 분석기를 이용하여 측정된 통과, 저지특성의 결과가 잘 일치함을 보여준다. 해석결과를 주파수대역 별로 살펴보면 낮은 주파수 대역에서는 surface wave 통과대역이 나타나고 주파수가 2.45GHz 부터 7.12GHz 까지 surface wave 저지대역이 넓게 분포한다. 주파수가 증가하면서 7.12GHz 부터 9.4GHz까지 surface wave 통과대역과 complex wave 통과대역이 나타나고 9.47GHz를 중심으로 좁은 주파수 대역에서 leaky wave 저지대역이 나타나고 다시 9.50GHz에서 12.

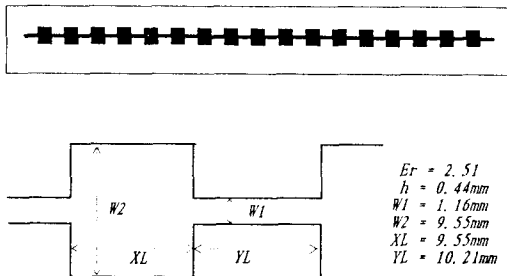


그림 6. 17단 cascade 연결된 마이크로스트립 패치 배열의 치수 (기판 : 두께 $h=0.44\text{mm}$, 비유전율 $\epsilon_r=2.51$)

Fig. 6. Dimensions of element of cascaded microstrip patch array (substrate : thickness $h=0.44\text{mm}$, dielectric constant $\epsilon_r=2.51$)

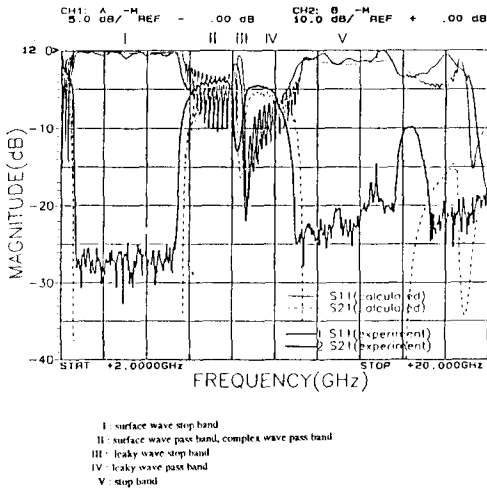


그림 7. 17단 cascade 연결된 마이크로 스트립 패치의 산란특성

Fig. 7. Scattering characteristics of 17 element microstrip patch array.

10GHz까지 leaky wave 통과대역이 나타난다. 회로망 분석기를 이용한 측정결과도 이와 비슷하며 leaky wave 저지대역의 실험치가 해석치보다 0.13GHz 낮은 9.34GHz를 중심으로 해서 나타나는 근소한 오차를 보인다. 그림 7에 각각의 대역을 정의하여 표시하였다.

다음은 앞에서 정의된 complex wave 통과대역, leaky wave 저지대역, leaky wave 통과대역에서의 방사 특성을 해석한다. 우선 주파수에 따른 안테나의 주엽의 특성을 해석하면, 마이크로스트립 패치 배열 안테나가 x축방향으로 배열되었다고 했을 때, 그림 8은 7.5GHz에서 11.5GHz까지 주파수의 변화에 따른 주엽의 변화를 보여준다. 그림에서 보면 7.5GHz에서 9.47GHz인 broad side까지는 주파수의 변화에 따라서 주엽의 방향이 2사분면에서 비교적 빠르게 변화하며 complex wave로 방사된다. 그리고 9.47GHz에서는 주엽의 방향이 안테나 배열면에 수직인 broad side로 향한다. 9.47GHz에서 11.5GHz까지의 주파수 대역에서는 주파수의 변화에 따라서 주엽의 방향이 1사분면에서 완만하게 변화하면서 leaky wave로 방사된다. 이는 앞의 그림 1에서 예측할 수 있다. 이러한 영역중에서 안테나 효율이 우수한 leaky wave 영역에서 안테나의 방사 패턴을 선택하여 실험하였다. 그림 9는 주파수에 따른 방사 특성을 보여주고 있다. 주파수를 9.75GHz, 10.5GHz로 변화시켜 각 주파수에 대한 방사패턴을 그린 것이다. 방사패턴의 실험결과는 그림 10에 제시되어 있다. 해석치와 실험치를 비교하면 각 주엽의 방향이 2° - 3° 차이가 있으나 나머지 특성은 거의 일치하였다. 그 결과 complex wave 영역에서는 주파수의 증가에 따라서 주엽의 방향이 빠르게 변하고, 그 이후의 leaky wave 영역에서는 주파수의 증가에 따라 완만하게 주엽의 방향이 endfire로 기울어지는 것을 알 수 있다. 그리고 안테나로부터 최대 전력을 방사하는 주파수 대역은 9.75GHz를 중심으로 일어나고 안테나로부터 최소 전력을 방사하는 주파수 대역은 9.34GHz를 중심으로 일어난다. 이는 최소 전력이 방사되는 지점은 leaky wave 저지대역으로 안테나의 수직으로 방사되는 주파수 대역이며, 그 다음에 나타나는 leaky wave 통과대역에서 최대의 전력을 방사시킴을 의미한다. 또한 대체적으로 leaky wave 통과대역에서 complex wave 통과대역에 비해 더 잘 방사됨을 알 수 있다. 해석치와 비교하면 해석결과 broad side로 방사되는 leaky wave 저지대역이 9.47GHz를 중심으로 나타나는데 비해서 실험치는 9.36GHz에서 leaky wave 저지대역이 나타나고 그

때 broad side로 방사되는 전력이 적어진다. 이러한 오차는 패치 가장자리 등가회로 모델의 근사식의 오차에 기인한다고 생각된다.

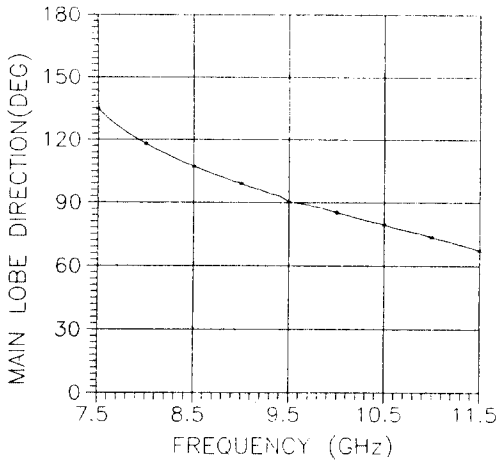


그림 8. 주파수에 따른 주엽의 방향의 변화
Fig. 8. Direction of main lobe as a function of frequency.

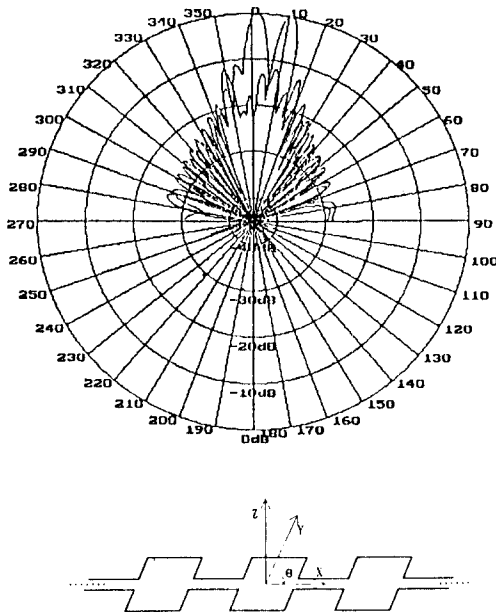


그림 9. 9.75GHz, 10.5GHz에서의 이론적인 방사 특성
Fig. 9. Calculated radiation patterns at 9.75GHz and 10.5GHz.

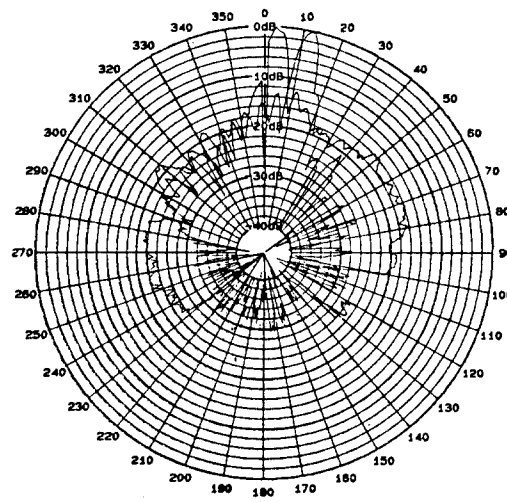


그림 10. 9.75GHz, 10.5GHz에서의 측정된 방사 특성
Fig. 10. Measured radiation patterns at 9.75GHz and 10.5GHz.

IV 결론

마이크로스트립 구형 패치가 마이크로스트립 선로로 cascade연결된 마이크로스트립 배열 안테나의 leaky wave 방사특성을 해석하였다. 종래의 정재파형의 단일 port 안테나 대신 2-port로 하여 진행파 안테나의 구조를 택하였다. 모드정합법 및 등가 전송선로 모델을 이용하여 2-port의 산란특성을 유도하고, 이로부터 leaky wave가 방사되는 주파수 대역을 파악하였으며, 종래의 단일 패치가 패치 양단에 slot에 의한 방사로 해석된 결과를 이용하여 이를 배열시키는 방법으로 주파수에 따른 방사특성을 유도하였다.

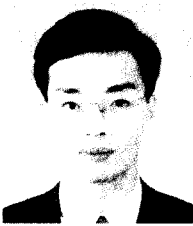
17개 패치가 cascade결합된 안테나를 X-band에서 제작 실험한 결과 2-port 산란특성 및 방사특성은 해석 결과와 거의 일치하는 특성을 얻었다. 본 안테나는 밀리미터파 대역에서 주파수 scanning 안테나나 quasi-optical 소자 등에 응용할수 있을 것으로 생각된다.

參考文獻

[1] I.J. Bahl, MICROSTRIP ANTENNAS, Artech House, pp.1-64, 1982.
[2] J.R. James & P.S. Hall, HANDBOOK

- OF MICROSTRIP ANTENNAS, IEE ELECTRO -MAGNETIC WAVES SERIES 28, Peter Peregrinus LTD. , 1989.
- [3] R.E. Collin, ANTENNA THEORY, part 2, pp. 151-297, McGraw-Hill, 1969.
- [4] Kwang Eog Lee, Young ki Cho, "Theoretical and Experimental Study on the Microstrip Patch Antenna Array Technique using E-plane Gap Coupling," KITE JOURNAL OF ELECTRONICS ENGINEERING, VOL. 1, NO.1, JUNE, 1990.
- [5] K.C. Gupta, et. al., MICROSTRIP LINES AND SLOT LINES, Artech House, (Dedham, MA), pp.136-140, 1979.
- [6] K.C. Gupta, et. al., COMPUTER-AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS, Artech House, (Dedham, MA), 1981.
- [7] 고 동수, 윤 상원, 장 익수, "모드정합법을 이용한 마이크로스트립 선로 계 단형 불연속의 해석," 대한전자공학회 마이크로파 및 전파전파. 광파 및 양자 전자공학 합동학술발표회 논문집, Vol.13, No 1, pp.26-28, 1990
- [8] K.C. Gupta and A. Gopinath, "Equivalent circuit capacitance of microstrip step change in width," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-25, pp.819-822, Oct. 1977.
- [9] 안 광진, 윤 상원, "마이크로스트립 패치 배열을 이용한 TRAVELING-WAVE 안테나의 특성해석에 관한연구", 서강대학원 공학석사 논문, 1992

 著 者 紹 介



安 洸 鎮(正會員)

1968年 8月 17日生. 1991年 서강대학교 전자공학과 졸업. 1993년 서강대학원 전자공학과 석사과정 졸업(석사). 1993년 ~ 1994년 현재 삼성전자 통신개발실 연구원. 주관심 분야는 RF 회로설계 등임.



尹 相 元(正會員)

1979년 서울대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(석사). 1984년 박사학위 수여 (the University of Texas at Austin). 1984년 ~ 1994년 현재 서강대학교 교수. 1992년 ~ 1994년 현재 대한 전자공학회지 마이크로웨이브 영역에서 위원장. 주관심 분야는 마이크로 웨이브와 밀리미터웨이브 회로설계 등임.



張 益 洙(正會員)

1968년 서울대학교 대학원 전자공학과 석사과정 졸업(석사). 1979년 서울대학교 대학원 전자공학과 박사과정 졸업(박사). 1969년 ~ 1971년 RCKMC(Research Center of the Korean Ministry Communication) 근무. 1971년 ~ 1974년 육군사관학교 전임강사. 1974년 ~ 1994년 현재 서강대학교 교수. 1982년 ~ 1983년 방문교수(the University of Wisconsin-Madison). 주관심 분야는 RF 회로설계 등임.