DBpia

論文 96-21-3-21

슬롯결합 적층 마이크로스트립 배열 안테나 해석

正會員 張 炳 埈*, 李 龍 國*, 文 浩 元**, 尹 怜 重***, 朴 漢 奎***

Analysis of aperture coupled stacked microstrip array antenna

ByungJun Jang*, YongKook Lee*, HoWon Moon**, YoungJoong Yoon***, and HanKyu Park*** *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 슬롯결합 급전구조를 갖는 적층 마이크로스트립 배열 안테나의 정확한 해석방법을 제시하고 그 특성을 분석하였다. 유한배열 안테나 소자간의 상호결합을 고려하여 배열안테나의 특성을 예측하기 위한 해석방법으로 reciprocity 이론과 스펙트럴 영역에서의 Green함수를 이용한 모멘트법을 사용하였다. 특히 상호결합도를 PC상에서 효율적으로 계산하기 위하여 N단자 등가회로망을 도입하므로써 N-소자배열 안테나의 임피던스 행렬이 N^2개의 회로망 입력전류벡터에 의해 직접 구해진다. 이상의 이론을 바탕으로 적층 마이크로스트립 배열 안테나의 상호결합도, 방사패턴, 주사각에 따른 능동반사계수, 방사효율 및 능동소자이득패턴 등이 수치해석적으로 구해진다.

ABSTRACT

In this paper, aperture coupled stacked microstrip array antennas are proposed and their operating characteristics are analyzed based on analytical results. In order to evaluate mutual coupling between slot-coupled microstrip patches in a finite array, analysis uses the reciprocity theorem and the spectral domain Green's functions for dielectric slab in a moment method solution for the unknown patches and slots current distribution. By introducing an N-port equivalent network, the impedance matrix of an array of N-element slot-coupled patches is evaluated directly from its network current matix of order N^2, and it can be programmed to be run on a PC. Numerical results show mutual coupling, radiation pattern, active reflection coefficient versus scan angle, radiation efficiency and active element gain pattern.

* 연세대학교 전자공학과
** 한국통신 품질보증단
Korea Telecom
*** 연세대학교 전파공학과
Dept. of Radiation. Eng., Yonsei Univ.

論文番號 : 95337-0929
接受日字 : 1995년 9월 29일

www.dbpia.co.kr

Ⅰ. 서 론

최근 무선통신 수요의 급격한 증가 및 MIC, MMIC 기술의 발달로 소형, 경량, 저가 및 능동회로와 쉽게 집적화할 수 있는 마이크로스트립 안테나에 대한 연구가 활발하다[1]. 마이크로스트립 안테나는 기본적으로 접지면이 있는 단일 유전체 기판상에 인쇄된 방사소자로 구성되어 있으며 방사소자의 가장자리에 마이크로스트립 선로를 연결하거나 기판의 뒷면에 동축선로를 연결하여 안테나를 급전시키는 구조로 되어있다[2]. 이러한 급전방식은 유전체 기판의 두께가 증가함에 따라 급전선에 의한 기생방사와 급전 인덕턴스를 증가시키고, 급전선의 비대칭으로 인하여 교차편파를 일으키는 고차모드를 생성하게 된다. 특히 주파수가 높아질수록 급전선의 손실이 증가할 뿐만 아니라, 급전선의 크기가 방사소자의 크기와 비슷하게 되어 성능저하를 가져올 수 있다[3].

이러한 문제점을 해결하기 위하여 안테나 소자와 급전선을 전자기적으로 결합시킴으로써 안테나를 여기시키는 새로운 급전방식이 1985년 Pozar에의해 제안되었다[4]. 이 방법은 접지면에 의해 분리된 서로 다른 기판에 각각 급전선과 방사소자를 배치하고, 이 둘을 접지면에 있는 슬롯을 이용하여 급전하는 방식으로 급전선과 방사소자 각각의 특성에 가장 적합한 서로 다른 유전체 기판을 선택할 수 있으므로 급전선과 안테나부 각각을 최적설계할 수 있다. 또한 접지면이 방사패턴이나 편파특성을 열화시키는 급전선의 기생방사를 막아주므로 편파특성이 매우 우수하다[5].

이러한 슬롯결합 마이크로스트립 안테나는 본질적으로 이득이 낮으며 무지향성의 방사패턴을 갖는다. 따라서 지향성이 매우 높은 특성을 갖는 안테나를 설계하기 위해서는 안테나 소자를 일정하게 배열하여 안테나의 이득을 증가시키고, 빔폭을 좁혀야 한다. 마이크로스트립 안테나로 배열을 구성하게 되면 안테나 소자간의 상호작용이 불가피하며 종종 배열안테나의 전체 성능을 감소시킨다. 특히 적층 배열안테나의 경우 각 소자간의 상호결합이 단일층보다 훨씬 강하게 나타나므로 배열안테나의 정확한 설계를 위하여 상호결합 특성을 정확히 예측하는 것이 중요하다.

소자간의 상호결합을 고려하여 배열안테나의 특성을 예측하기 위한 해석방법으로는 무한 배열안테나로 가정하여 해석하는 방법[6, 7]과 유한 배열안테나로 해석하는 방법이 있다. 무한배열로 가정한 경우 수치해석적인 방법은 간단하지만 배열안테나의 가장자리에 위치한 소자의 특성을 정확하게 계산할 수 없으며 또한 배열의 크기가 어느 정도 되어야 무한 배열 안테나로 가정할 수 있는 지를 사전에 알지 못한다는 문제점이 있다[8, 9]. 그러나 유한 배열안테나로 해석하면 배열의 크기에 무관하게 소자간의 상호결합도 등 배열안테나의 특성을 정확하게 해석할 수 있으며, 특히 특성에 가장 많은 영향을 미치는 표면파에 대한 정확한 예측이 가능하다. 단일소자는 입력전력 중 일부가 표면파로 변환되어 방사효율이 떨어지는 반면, 무한배열은 사각(blindness angle)을 제외하고는 표면파가 존재하지 않는다. 그러나 실제 배열안테나는 배열의 크기에 따라 표면파의 여기량이 달라지므로 안테나의 특성을 정확히 해석하기 위해서는 표면파의 특성을 고려하여야 한다.

유한 배열안테나는 상호결합이 없는 단일 소자나 가장자리 효과를 고려하지 못하는 무한 배열안테나에 비해 특성을 정확히 해석하는 것이 훨씬 복잡하지

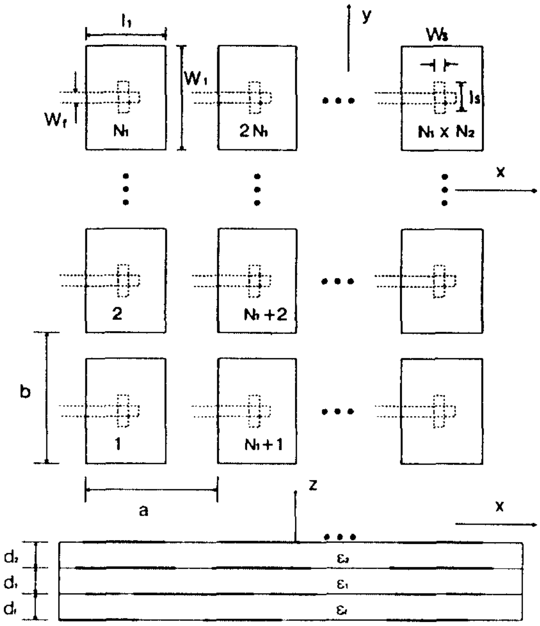


그림 1. 슬롯결합 다층 배열안테나의 구조

Fig. 1. Configuration of slot coupled stacked array antenna

www.dbpia.co.kr

만 표면파 특성, 상호결합도 등 실제 배열안테나의 설계에 유용한 특성 데이타를 얻을 수 있다. 따라서 본 논문에서는 참고문헌 [14], [8]의 이론을 확장하여 유한한 크기의 배열안테나를 해석하고 N단자망을 이용한 새로운 접근방법으로 안테나 소자간의 상호결합도를 정확히 계산한다. 그리고 배열안테나의 수치해석 결과를 제시한다.

Ⅱ. 입력 임피던스 및 능동소자패턴

슬롯 결합 적층 마이크로스트립 배열안테나의 구조는 그림 1에 나타내었다. 배열안테나를 구성하는 각 소자의 단면은 그림 1과 같으며, 서로 x축 방향으로 a, y축 방향으로 b만큼씩 균일한 간격으로 위치한다. 접지면과 유전체 기판은 x, y축 방향으로 무한대로 가정하며, 마이크로스트립 급전선의 전자계는 준 TEM 모드라고 가정한다.

패치와 슬롯에서의 경계조건을 적용하면 배열안테나를 구성하는 i번째 소자의 미지의 표면전류에 대한 적분방정식은

$$\begin{aligned}
&\sum_{n=1}^{N} H_p^i(-M_y^n)+\sum_{n=1}^{N} H_p^i(J_1^n)+\sum_{n=1}^{N} H_p^i(J_2^n)\\
&=H_f^i(J_f^i)+\sum_{n=1}^{N} H_f^i(M_y^n)\\
&\sum_{n=1}^{N} E_1^i(J_1^n)+\sum_{n=1}^{N} E_1^i(J_2^n)+\sum_{n=1}^{N} E_1^i(-M_y^n)=0\\
&\sum_{n=1}^{N} E_2^i(J_1^n)+\sum_{n=1}^{N} E_2^i(J_2^n)+\sum_{n=1}^{N} E_2^i(-M_y^n)=0\\
&E_f^i(J_f^i)+E_f^i(M_y^i)=0
\end{aligned} \qquad (1)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 H_p^i와 H_f^i는 각각 i번째 패치측 및 급전선측 자계를 나타내며 E_1^i, E_2^i 및 E_f^i는 아래층 패치, 위층 패치 및 급전선의 접선방향 전계성분을 나타낸다. 그리고 J_1, J_2, J_f는 아래층, 위층 패치 및 급전선상의 전류를 나타내고 M_y는 가역정리[14]에 의한 슬롯에서의 자계성분을 나타낸다. 식 (1)은 급전선의 전류 모드는 가장 가까운 슬롯에만 직접 결합되고, 다른 소자의 슬롯이나 급전선과는 상호작용을 일으키지 않는다는 가정을 포함하고 있다. 또한 각 소자간의 결합 메카니즘은 패치와 슬롯의 상호결합에 의한다. $\overline{A}$를 각 안테나 소자의 여기 벡터(excitation vector)라면, i번째 소자를 여기시키는 급전선의 전류는

$$\begin{aligned}
J_f^i(x, y)&=f_u(y, w_f)[(A_i e^{-j\beta x}-R_i e^{j\beta x})(1-u(x))\\
&+(A_i+R_i)e^{-j\beta x}u(x)]+\sum_{n=1}^{P} I_{fn}^i J_{fn}^i(x, y)
\end{aligned} \qquad (2)$$

과 같이 나타낼 수 있다. 참고문헌[4]에서 유도한 것과 같이 모멘트 법을 이용하면 적분방정식 (1)을 선형대수방정식으로 나타낼 수 있고, 이 대수방정식을 풀면, i번째 소자의 입력 임피던스는

$$Z_{in}^i=Z_0\frac{2R_i}{A_i-R_i}-j\cot\beta L_s \qquad (3)$$

가 되며, 여기서 Ls는 안테나 종단의 개방스터브를 나타낸다. 표면파에 의한 손실을 나타내는 방사효율은

$$e=1-\frac{P_{sw}}{P_{in}} \qquad (4)$$

로 정의할 수 있으며, 여기서 P_{in}은 배열안테나의 총 입력전력이며, P_{sw}는 표면파 전력이다. P_{in}은 임피이던스 행렬의 실수부로부터 구할 수 있으며 P_{sw}는 표면파(surface waves)의 residue로부터 계산될 수 있다 [15].

배열안테나를 이용하여 원하는 방사패턴을 얻기 위해서는 각 소자를 구동하는 여기량을 조절하여야 하는데, 각 소자의 여기량과 위상을 조절하였을 때 배열안테나의 특성은 안테나의 여기 벡터 $\overline{A}$를 이용하여 구할 수 있다.

N개의 배열소자에 대하여 그림 1과 같은 순서로 번호를 매기면 i번째 소자는 k행, l열에 위치하며 k와 l은

$$\begin{aligned}
k&=[1+(i-1)/N_1]\\
l&=i-(k-1)\cdot N_1
\end{aligned} \qquad (5)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 [ ]는 정수부만을 취함을 나타낸다. 원하는 부엽 특성을 얻기 위하여 소자별 가중치를 주는 경우에는 A_i를 가중치에 맞도록 대입하며, θ, ϕ각도로 배열안테나를 주사하기 위해서는 i번째 소자를

www.dbpia.co.kr

$$A_i = e^{jk_0(kau+lbv)} \quad (6)$$

로 구동하여야 한다. 여기서 u, v는 방향 cosine으로 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$u = \sin\theta\cos\phi$$
$$v = \sin\theta\sin\phi \quad (7)$$

주사각에 따른 배열안테나의 특성을 측정하기 위하여는 광대역 특성을 갖는 정확한 위상천이기등 아주 복잡한 시스템을 필요로 한다. 그러나 능동 소자패턴(Active Element Pattern)을 이용하면 비교적 간단한 방법으로 배열안테나의 주사 특성을 예측하고 측정할 수 있다[9]. 능동소자패턴 $E^n(\theta, \phi)$는 n번째 소자를 단위 전압으로 여기시키고, 나머지 모든 소자를 특성 임피던스로 종단시킬 때 배열안테나에서 방사되는 전계 패턴으로 정의한다. 배열이 무한히 크다면 능동소자패턴은 배열안테나의 이득 패턴에 직접적으로 비례하게 된다. 유한한 크기의 배열인 경우에는 가장자리 효과(edge effect) 때문에 정확하게 비례하지는 않지만 배열의 크기가 비교적 작아도 이득 패턴에 대한 예측을 가능하게 한다.

능동소자패턴은

$$E^n(\theta, \phi) = E^0(\theta, \phi)\sum_{i=1}^{N} I_i\, e^{jk_0(kau+lbv)} \quad (8)$$

로 주어진다. 여기서 k, l은 식 (5)에서 정의된 바와 같이 i번째 소자의 위치를 나타내며, $E^0(\theta, \phi)$는 단일소자의 방사패턴으로서 stationary phase법[10]에 의하여 구할 수 있다. stationary phase 법의 원리는 관찰점과 전류함수간의 거리가 큰 원거리(far field)에서는 전계표현식의 지수항이 stationary phase점을 제외하고는 적분 경로를 따라 빠르게 진동하므로 전체 이중적분을 stationary phase점에서의 적분값으로 대체할 수 있다는 것이다.

그리고 능동소자 이득(Active Element Gain)은

$$G^n(\theta, \phi) = \frac{4\pi\,|E^n(\theta, \phi)|^2}{Z_0\, P_{in}} \quad (9)$$

가 되며, $Z_{in}(\theta, \phi)$가 θ, ϕ 방향으로 주사하는 경우의 입력임피이던스일 때 능동반사계수는

$$\Gamma_i(\theta, \phi) = \frac{Z_{in}^i(\theta, \phi) - Z_{in}^{i}(0, 0)}{Z_{in}^i(\theta, \phi) + Z_{in}^{i*}(0, 0)} \quad (10)$$

로 나타낼 수 있다.

Ⅲ. 상호결합도

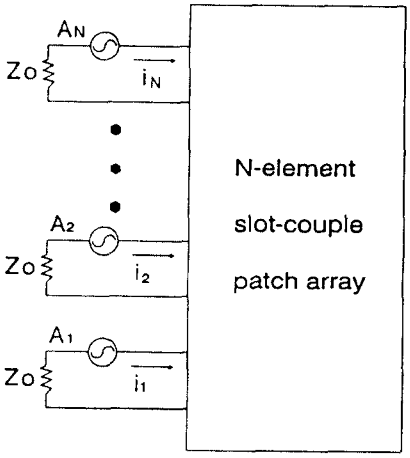


그림 2. 등가 N단자 회로망
Fig. 2. Equivalent N port network

N개의 슬롯결합 적층안테나로 구성된 유한 배열안테나는 그림 2와 같은 N단자 회로망으로 나타낼 수 있으며, N단자 회로망은 다음과 같은 행렬식으로 해석할 수 있다.

$$\bar{i} = [Y]\cdot\bar{A} = [Z]^{-1}\cdot\bar{A} \quad (11)$$

여기서 $\bar{i}$는 N단자 회로망의 N차 단자 전류벡터이며, [Y], [Z]는 N 단자 회로망의 N×N차 어드미턴스 및 임피던스 행렬이다.

N 소자를 가진 배열 안테나의 입력 임피던스로부터 임피던스 행렬을 구하기 위하여 Katehi는 $N^2 \times N^2$차의 보조 행렬을 구하고 이 보조 행렬의 역을 취함으로서 임피던스 행렬을 계산하였다[11, 12]. 이 경우 배열의 크기가 작은 경우에는 쉽게 계산이 가능하지만, 배열의 크기가 커지면 보조 행렬의 크기는 제곱에 비례하여 커지게 되므로 역행렬을 구하는 것이 계

www.dbpia.co.kr

산상의 한계 요인이 된다. 그러나 N소자 배열 안테나의 임피던스 행렬은 N^2개의 요소로 구성되어 있으므로, N^2개의 식만 있으면 임피던스 행렬을 완전히 구할 수 있다. 그러므로 임피던스 행렬을 구하기 위한 다른 접근방법으로 우선 단자수만큼의 서로 다른 독립적인 방법으로 회로망을 여기시킨다. 예를 들면 다음과 같은 N개의 전압 벡터로 여기시킨다.

$$\overline{A}_1 = A_0\begin{bmatrix}1\\1\\1\\\cdot\\\cdot\\1\end{bmatrix},\ \overline{A}_2 = A_0\begin{bmatrix}1\\-1\\1\\\cdot\\\cdot\\1\end{bmatrix},\cdots,\ \overline{A}_n = A_0\begin{bmatrix}1\\1\\1\\\cdot\\\cdot\\-1\end{bmatrix} \tag{12}$$

여기서 $\overline{A}_i$는 i번째 여기전압 벡터이고, $A_0 = 1V$이다. 회로망을 벡터 $\overline{A}_i$로 여기하였을 때, j번째 소자의 입력 임피던스 Z_{in}^{ij}는 식 (3)에 의해 구할 수 있다. 따라서 식 (12)에 주어진 N개의 전압 벡터에 여기된 회로망의 입력 전류 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\overline{i}_1 = A_0\begin{bmatrix}1/Z_{in}^{11}\\1/Z_{in}^{12}\\1/Z_{in}^{13}\\\vdots\\1/Z_{in}^{1n}\end{bmatrix},\ \overline{i}_2 = A_0\begin{bmatrix}1/Z_{in}^{21}\\-1/Z_{in}^{22}\\1/Z_{in}^{23}\\\vdots\\1/Z_{in}^{2n}\end{bmatrix},\cdots,\ \overline{i}_n = A_0\begin{bmatrix}1/Z_{in}^{n1}\\1/Z_{in}^{n2}\\1/Z_{in}^{n3}\\\vdots\\-1/Z_{in}^{nn}\end{bmatrix} \tag{13}$$

식 (12)과 (13)으로 주어진 단자 전압 및 전류 벡터는 식 (11)를 만족하므로 임피던스 행렬 [Z]를 구하기 위한 N개의 행렬식을 얻었다. [Z]를 구하기 위하여 N개의 행렬식을 N소자 배열안테나의 임피던스 행렬을 구성하는 N^2개의 요소를 계산하는데 필요한 $N \times N$ 행렬식으로 재구성하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$[i] = [Z]^{-1} \cdot [A] \tag{14}$$

여기서 [A]와 [i]는 다음과 같이 N개의 전압 및 전류 벡터로 구성된 $N \times N$행렬이다.

$$[A] = [(\overline{A}_1)_{N\times 1}, (\overline{A}_2)_{N\times 1},\cdots,(\overline{A}_n)_{N\times 1}]_{N\times N}$$
$$[i] = [(\overline{i}_1)_{N\times 1}, (\overline{i}_2)_{N\times 1},\cdots,(\overline{i}_n)_{N\times 1}]_{N\times N} \tag{15}$$

식 (14) 과 (15)에 의거 임피던스 행렬은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$[Z] = [A] \cdot [i]^{-1} \tag{16}$$

산란행렬 [S]는 다음과 같은 관계식에 의해 계산할 수 있다.

$$[S] = ([Z] - Z_0[U]) \cdot ([Z] + Z_0[U])^{-1} \tag{17}$$

여기서 [U]는 $N \times N$차 단위 행렬이다.

Ⅳ. 슬롯결합 적층 배열 안테나의 수치해석 결과

본 절에서는 본 논문에서 기술한 이론을 이용하여 배열안테나의 특성에 대한 수치해석 결과를 제시한다.

그림 3은 이론적 해석에 의한 두소자 적층 배열안테나의 소자 간격에 따른 상호결합도를 보여준다. 해석한 적층 안테나의 각 소자는 $\varepsilon_f = \varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 2.5$, $d_f = 0.508mm$, $d_1 = 0.75mm$, $d_2 = 1.5mm$인 기판에 $l_1 = w_1 = 5.2mm$, $l_2 = w_2 = 5.7mm$, $l_s = 4.4mm$, $w_s = 0.6mm$, $w_f = 1.5mm$, $L_s = 2.7mm$의 크기를 가진다(이하 동일). 또한 비교 데이타로서 단일층으로 가정한 경우의 계산치와 기존의 단일층 안테나의 측정치[13]도 함께 나타내었다. 그림에서 적층인 경우 단일층에 비하여 상호결합이 강하게 일어남을 알 수 있다. H평면 결합의 경우 적층과 단일층의 상호결합도는 소자 간격에 관계없이 일정한 차이를 유지하지만, E평면 결합의 경우 소자 간격이 커질수록 둘 사이의 차이가 줄어듬을 알 수 있다. 이러한 현상은 소자 간격이 작은 경우 아래층 패치와 위층 패치 사이에 fringing field의 상호작용이 강하게 나타나지만 소자간격이 커질수록 상호작용은 약해지고 단지 공간파나 표면파에 의한 결합성분만이 나타나기 때문이다.

그리고 H평면의 경우는 E평면의 경우보다 소자 간격이 커질수록 상호결합도가 더욱 빨리 감소하는데, 이것은 TM_0 표면파는 E평면으로만 전파해 나가므로 H평면 결합은 공간파(space wave)에 의해서만 상호결합이 일어나기 때문이다. 그림 3(c)의 위상을 살펴보면, E평면, H평면 결합 모두 거리에 대하여 $e^{-jk_0 r}$의 비례관계를 가짐을 알 수 있다. 이것은 E평면은 주

www.dbpia.co.kr

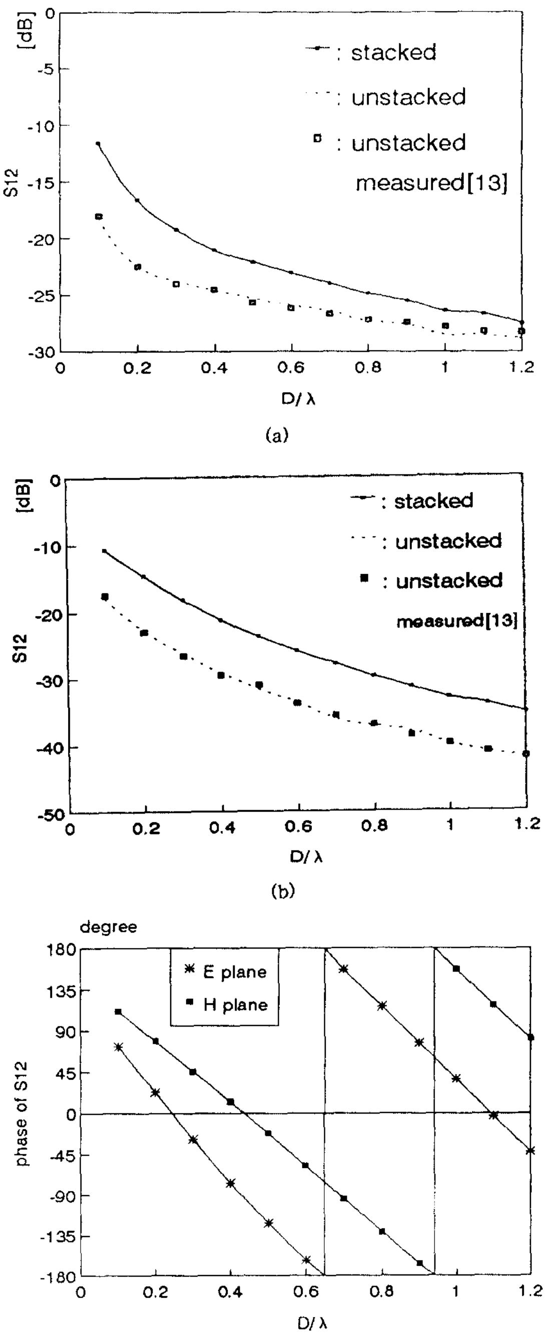


그림 3. 2소자 배열안테나간의 상호결합도
(a) S12의 크기(E 평면 결합) ; (b) S12의 크기(H 평면 결합) ; (c) S12의 위상

Fig. 3. Mutual coupling between 2 elements array antenna
(a) Amplitude of S12(E-plane coupling) ; (b) Amplitude of S12(H-plane coupling) ; (c) Phase of S12

로 표면파에 의하여 상호결합이 일어나지만 표면파의 전파상수는 기판의 두께가 비교적 얇은 경우 k_0값에 가깝기 때문이다. 그리고 E평면 결합에서 소자간격이 작은 경우 위상이 선형적으로 변하는 곡선에서 조금 벗어나는 것은 앞에서 설명한 아래층과 위층 패치간의 fringing field의 상호작용 때문이다.

그림 4는 7×7배열안테나의 방사패턴을 나타낸 것이다. 여기서 배열안테나의 각 소자는 그림3과 동일하며 배열 간격은 $a=b=0.5\lambda_0$이다. 그림에서 상호결합을 고려한 경우와 고려하지 않은 경우의 방사패턴을 비교해 보면 상호결합 효과는 주엽(main lobe)에는 큰 영향을 미치지 않지만, 부엽 특성은 차이가 남을 알 수 있다. 이것은 상호결합에 의하여 각 소자에 여기되는 패치 전류의 크기와 위상이 변하지만 주엽에 영향을 미칠만큼 변화폭이 많지는 않기 때문이다. 그러나 공진주파수와 입력 임피던스는 상호결합의 영향을 많이 받기 때문에 배열안테나 설계시 이를 고려하여야 한다.

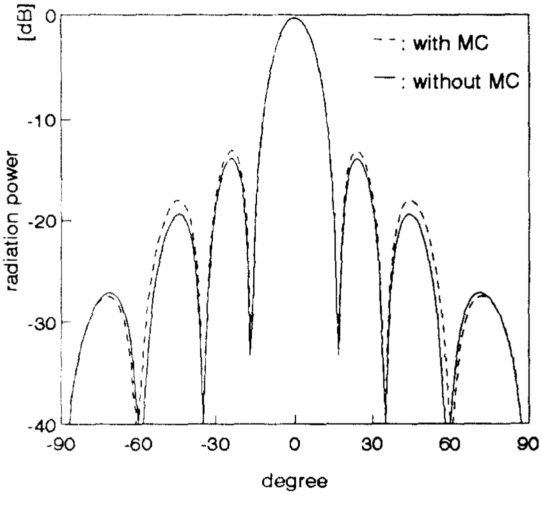
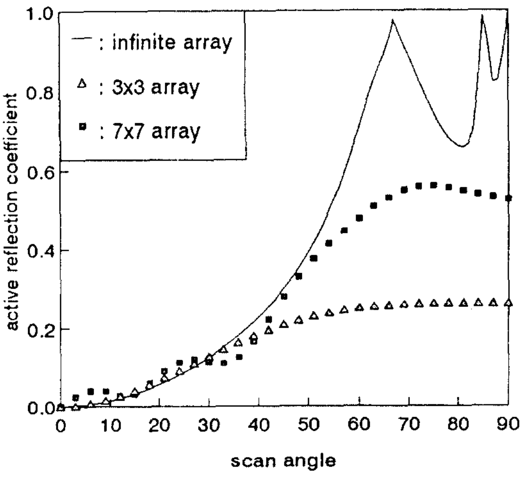


그림 4. 배열안테나의 방사패턴

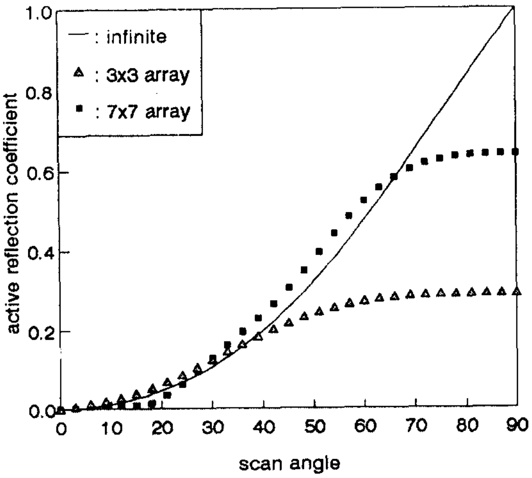
Fig. 4. Radiation pattern of array antenna

그림 5는 배열안테나 중심 소자(center element)의 주사각에 따른 반사계수를 나타낸 것이다. 배열안테나 소자의 임피던스는 배열의 크기에 따라 영향을 받으므로 각 배열안테나는 주사각이 0°인 경우(broadside)의 임피던스로 정합시켰다고 가정한다. 그림에

www.dbpia.co.kr



(a)



(b)

그림 5. 주사각에 따른 능동 반사계수
(a) E평면 주사 ; (b) H평면 주사

Fig. 5. Active reflection coefficient versus scan angle
(a) E-plan scan ; (b) H-plane scan

서 E평면으로 주사하는 경우 무한배열의 반사계수를 살펴보면 67. 46°및 85. 22°에서 반사계수가 1이 됨을 알 수 있는데 이점은 주사 사각(scan blindness)을 나타낸다. 두부분에서 주사 사각이 발생하는 것은 슬롯에 의하여 급전층쪽으로도 방사되기 때문에 급전층 유전체 기판에 의한 주사 사각도 발생하기 때문이다.

그러나 H평면으로 주사하는 경우에는 주사 사각이 발생하지 않는데 그 이유는 표면파가 E평면으로만 진행하기 때문이다. 주사 사각은 유전체 기판의 두께, 유전율에 따라 달라지지만 배열안테나의 소자 간격에도 영향을 많이 받는다. 그러므로 배열안테나 설계시 소자간의 간격도 중요한 설계인자가 된다. 특히 광대역 배열안테나는 소자 간격이 커지면 표면파로 인한 피크 성분이 대역폭내에서 발생할 수 있으므로 대역폭과 최대 주사각 및 경제성을 고려하여 소자 간격을 선택하여야 한다.

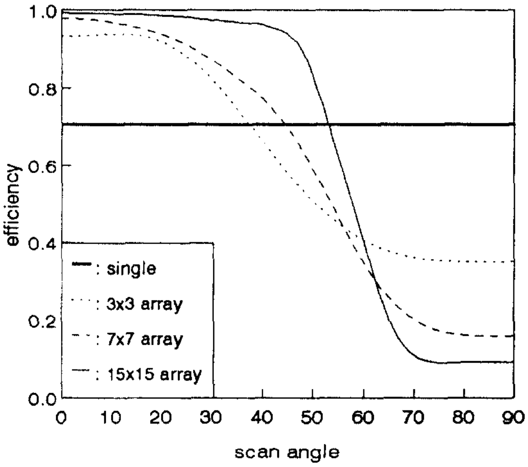


그림 6. 배열안테나 소자수에 따른 효율

Fig. 6. Efficiency versus scan angle for various array size

그림 5에서 3×3 배열은 주사각에 따른 반사계수의 변화가 그렇게 크지 않고, 7×}배열은 주사각 60° 정도까지는 무한배열과 큰 차이가 없으나 일정한 주사각을 주기로 반사계수가 진동하면서 증가해 감을 나타낸다. 이는 배열소자간의 전자계 결합과 표면파의 상호관계가 어느 특정 위상값을 주기로 상호 보강 또는 상쇄간섭을 일으키기 때문이다. 그리고 유한배열은 주사 사각과 90°주사각(endfire)에서도 전력이 방사됨을 알 수 있다.

그림 6은 여러가지 크기의 배열안테나에 대한 E평면 주사각에 따른 방사효율을 보여주는 것으로 단일 소자로부터 무한배열로 천이해 감에 따른 표면파의 역할을 나타내주는 중요한 결과이다. 그림에서 단일

www.dbpia.co.kr

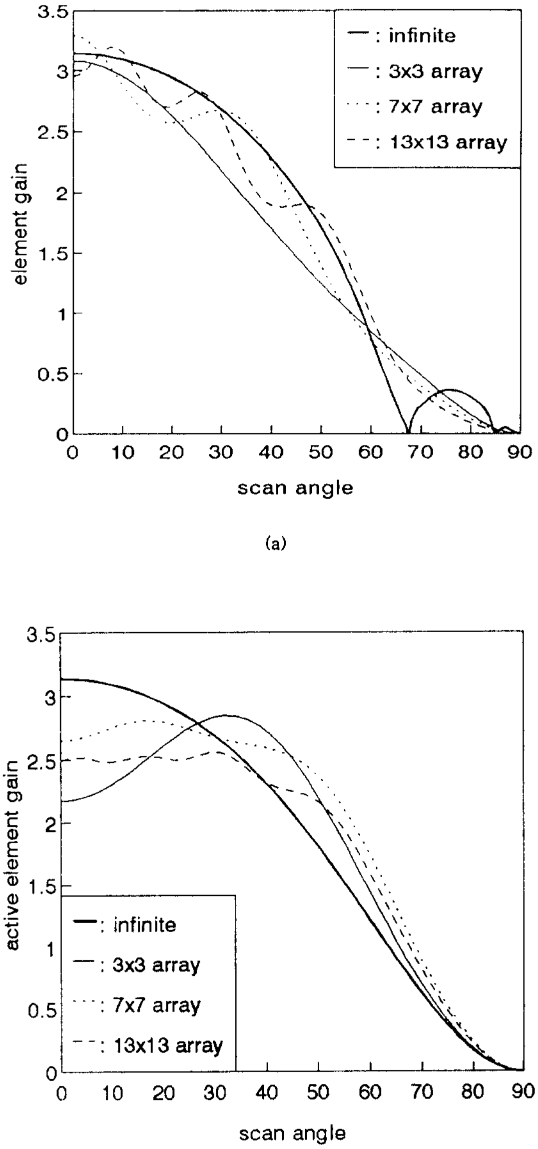


그림 7. 배열안테나의 능동 소자 이득패턴
(a) E평면 주사 ; (b) H평면 주사

Fig. 7. Active element gain pattern for array antenna
(a) E-plane scan ; (b) H-plane scan

소자는 효율이 주사각에 관계없이 70. 74%로 일정하지만, 배열의 크기가 커짐에 따라 효율이 높아지는 반면 주사 사각 주위에서는 급격히 감소함을 알 수 있다. 그러므로 비교적 크기가 작은 배열안테나도 주사 사각이 문제가 되어 최대 주사각을 제한하는 요소가 된다. 이것은 배열의 주기성과 위상차에 의하여 주사 사각은 제외하고는 표면파가 서로 상쇄되는 방향으로 간섭이 일어나기 때문이다. H평면의 경우 주사 사각이 존재하지 않기 때문에 배열안테나의 크기에 따라 방사효율은 급격하게 1로 수렴한다.

그림 7은 세가지 크기의 배열안테나 중심 소자의 이득 패턴을 무한 배열과 비교한 것이다. E평면의 경우 무한 배열은 주사 사각에서 전혀 방사가 일어나지 않기 때문에 이득이 0이 된다.

그러나 유한 배열은 주사 사각에서도 이득이 0이 되지는 않지만, 배열의 크기가 커질수록 이 각도 근방에서 이득 특성이 급격히 감소함을 알 수 있다. H평면의 경우는 주사각 50° 정도까지 비교적 평탄한 이득 특성을 갖는다. 그리고 전체적으로 배열의 크기가 커짐에 따라 진동하면서 무한배열의 경우로 수렴해간다. 그림 8에 주어진 7×7 배열안테나의 소자 위치에 따른 소자이득패턴을 살펴보면, 소자의 위치가 배열안테나의 가장자리로 갈수록 주사각에 따른 이득특성이 비대칭성으로 됨을 알 수 있다.

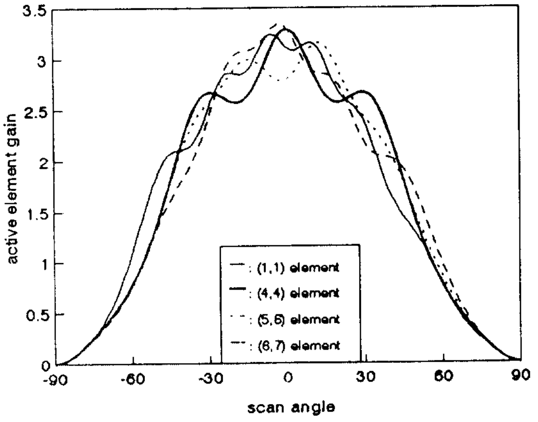


그림 8. 소자 위치에 따른 능동 소자이득 패턴

Fig. 8. Active element gain pattern for various element position

www.dbpia.co.kr

V. 결 론

본 논문에서는 슬롯결합 급전구조를 갖는 마이크로스트립 배열 안테나가 광대역 특성을 갖도록 적층구조를 하였을 때의 정확한 해석방법을 제시하고 그 특성을 분석하였다. 특히 상호결합도를 PC상에서 효율적으로 계산하기 위하여 N단자 등가회로망을 도입하므로써 N-소자배열 안테나의 임피던스 행렬이 N^2개의 회로망 입력전류벡터에 의해 직접 구해진다. 이상의 이론을 바탕으로 적층 마이크로스트립 배열 안테나의 상호결합도, 방사패턴, 주사각에 따른 능동반사계수, 방사효율 및 능동소자이득패턴 등을 수치해석적으로 구할 수 있었다. 수치해석결과 적층구조를 갖는 경우의 슬롯결합 마이크로스트립 안테나의 상호결합도는 단일층에 비하여 강하게 일어남을 알 수 있었고, 주사특성은 참고문헌[6]의 단일층 특성과 유사한 성질을 보임을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

1. J. R. James, "What's new in antenna?," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 32, No. 1, pp. 6-18, Feb. 1990.
2. K. R. Carver and J. W. Mink, "Microstrip antenna technology," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, No. 1, pp. 2-24, Jan 1981.
3. D. M. Pozar, "Microstrip antennas," *Proc. IEEE*, vol. 80, No. 1, pp. 79-91, Jan. 1992.
4. D. M. Pozar, "A microstrip antenna aperture coupled to a microstripline," *Electron. Lett.*, vol. 21, No. 2, pp. 49-50, Jan. 1985.
5. D. M. Pozar and B. Kaufman, "Design considerations for low sidelobe microstrip arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 38, No. 8, pp. 1176-1185, Aug. 1990.
6. D. M. Pozar, "Analysis of an infinite phased array of aperture coupled microstrip patches," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, No. 4, pp. 418-425, Apr. 1989.
7. D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Analysis of an infinite array of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, No. 10, pp. 1101-1107, Oct. 1984.
8. D. M. Pozar, "Finite phased arrays of rectangular microstrip patches," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, No. 5, pp. 658-665, May 1986.
9. D. M. Pozar, "Analysis of finite phased arrays of printed dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-33, No. 10, pp. 1045-1053, Oct. 1985.
10. E. V. Jull, *Aperture Antennas and Diffraction Theory*, Peter Peregrinus Ltd., Stevenage UK, 1981.
11. P. B. Katehi, "Mutual coupling between microstrip dipoles in multielement arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, No. 3, pp. 275-280, Mar. 1989.
12. P. B. Katehi, "A generalized method for the evaluation of mutual coupling in microstrip arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, No. 2, pp. 125-133, Feb. 1987.
13. S. G. Pan and I. Wolff, "Computation of mutual coupling between slot coupled microstrip patches in a finite array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, No. 9, pp. 1047-1053, Sep. 1992.
14. D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot coupled microstrip antennas," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-34, No. 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.
15. 장병준, 문호원, 박한규, "모멘트법을 이용한 마이크로스트립 패치 안테나의 특성 해석," 대한전자공학회 논문지(A) vol. 29, No. 2, pp. 29-37, Dec. 1992.

www.dbpia.co.kr

張 炳 埈(ByungJun Jang) 정회원
1968년 3월 15일생
1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1992년 3월~현재 : 연세대학교 전자공학과 대학원 박사과정
1995년 3월~현재 : LG전자 미디어통신연구소 주임연구원
※주관심분야 : 전자기해석, 안테나, 초고주파회로설계, 이동통신 및 위성통신

李 龍 國(Yong Kook Lee 정회원
1961년 6월 3일생
1984년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
1986년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학석사)
1992년 2월 : 삼성종합기술원 선임연구원
1992년 2월~현재 : 연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정
1992년 3월~현재 : 신구전문재 전자계산과 조교수
※주관심분야 : 전자기해석, 안테나, RF회로설계

文 浩 元(Ho Woon Moon) 정회원
1959년 1월 5일생
1980년 2월 : 연세대학교 전자공학과(공학사)
1986년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학석사)
1994년 8월 : 연세대학교 대학원 전자공학과(공학박사)
현재 : 한국통신 품질보증단
※주관심분야 : Numerical Methods, Microstrip Antenna, MMIC

尹 怜 重(Young Joong Yoon) 정회원
제20권 제8호 참조
현재 : 연세대학교 전파공학과 교수

朴 漢 奎(HanKyu Park) 정회원
제20권 제8호 참조
현재 : 연세대학교 전파공학과 교수

www.dbpia.co.kr