

Radome이 올려진 triangular grid의 cavity-backed 원형 마이크로스트립 배열 안테나 해석에 관한 연구

°박 경 빈°, 정 영 배°, 최 동 혁°, 박 성 욱° 문 영 찬°, 전 순 익°

*한국정보통신대학원대학교, **한국전자통신연구원

Analysis of the radome cavity-backed circular microstrip
array antenna with triangular grid

Kyoung-Bin Park, Young-Bae Jung, Dong-hyuk Choi, Seong-Ook Park,

Young-Chan Moon, Soon-Ick Jun

Information and Communications University

Electronics and Telecommunications Research Institute

ABSTRACT

마이크로스트립 안테나는 다양한 장점에 의해 배열 안테나로서 각광을 받고 있다. 하지만 표면 전파에 의한 음영각 발생 및 이에 따른 조향각이 제한된다는 단점을 가지고 있다. 본 논문은 이러한 문제점들을 해결하기 위하여 radome이 올려진 cavity-backed 단일 방사 소자들을 skewed array 구조를 통해 해결하는데 초점을 두었으며, 알고리즘에 대한 설명과 본 구조를 이용하여 실제 성능의 개선을 가져 올 수 있음을 보이고자 한다.

I. 서론

마이크로스트립 안테나는 MMIC와의 집적성, 식각 기술에 의한 대량 생산, 경량성 등의 장점으로 인해 집중적인 연구의 대상이 되고 있는 반면 공진기 구조로 인한 협대역성, 낮은 이득(gain), 표면 전파(surface wave)에 의한 음영각(scan blindness)의 발생 등의 원천적인 문제점을 가지고 있어 이러한 문제점들을 개선하는 것이 설계 시의 문제점으로 대두되게 된다.^{[1]-[3]}

협대역성을 해결하는 방법으로 적층 패치를 사용하는 방법^[4], 변형된 패치를 사용하는 방법, 급전 구조를 개선하는 방법, 두꺼운 기판을 사용하는 방법 등의 결과가 보고되고 있으며, 낮은 이득을 해결하기 위한 방법으로는 배열 안테나의 구현에 의한 이득의 향상, 비유전율을 낮추는 방법, superstrate를 사용하는 방법 등을 들 수 있다.^[5]

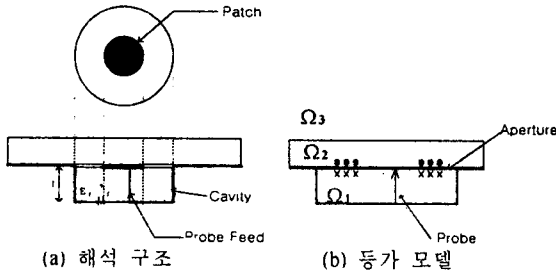
본 논문은 마이크로스트립 안테나의 이득과 음영각의 문제점을 개선할 수 있는 구조로서 radome을 사용한 cavity-backed skewed array 마이크로스트립 방사소자를 해석할 수 있는 알고리즘을 정립하고 해석 결과를 측정 결과와 비교하여 봄으로써 해석 알고리즘을

검증해 보고자 한다.

II. 해석 알고리즘

2.1 Radome을 사용한 Cavity-backed 마이크로 스트립 방사소자의 해석

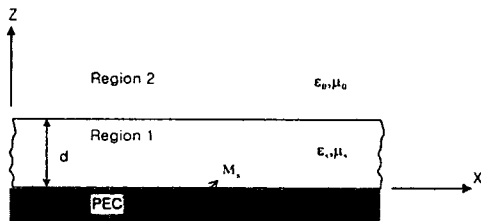
Radome을 사용한 cavity-backed 마이크로 스트립 안테나의 구조 및 등가 모델은 [그림 1]에서 볼 수 있는 바와 같다. 이러한 구조를 해석하기 위해서는 cavity-backed 마이크로 스트립에서 사용된 알고리즘^[6]의 수정이 요구되는데, 우선 자유 공간에 대한 그린 함수 (greens function)의 수정이 필요하고, 또한 surface wave pole에 대한 적분 기법의 수정이 필요하게 된다.



[그림 1] Radome을 사용한 cavity-backed 마이크로 스트립 안테나 및 등가 모델

Ω_2 영역에 대한 그린 함수의 유도는 우선 Ω_2 과 Ω_3 영역에 대한 전개 및 자계식을 원통 좌표계 형식으로 나타내고 이를 주파수 영역으로 변환한 후 전개 및 자계의 경계 조건을 사용하면 된다.

보다 자세한 유도 과정은 다음과 같다. 해석 구조는 [그림 2]와 같고, 전계와 자계 성분을 VHT(Vector Hankel Transform)을 사용하여 식 (1-1)과 같이 나타낼 수 있다.



[그림 2] Radome 영역에서의 그린 함수 유도 구조

$$\begin{bmatrix} E_\rho \\ -jE_\phi \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^d \bar{H}(\beta\rho) \begin{bmatrix} \beta \frac{\partial \tilde{\Psi}_n^a}{\partial z} \\ -j\beta \tilde{\Psi}_n^a \end{bmatrix} \beta d\beta \quad (1-1a)$$

$$\begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^d \bar{H}(\beta\rho) \begin{bmatrix} \beta \frac{\partial \tilde{\Psi}_n^a}{\partial z} \\ -j\beta \tilde{\Psi}_n^a \end{bmatrix} \beta d\beta \quad (1-1b)$$

where

$$\bar{H}(\beta\rho) = \begin{bmatrix} J'_n(\beta\rho) & \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) \\ \frac{n}{\beta\rho} J_n(\beta\rho) & J'_n(\beta\rho) \end{bmatrix} \quad (1-1c)$$

그리고 Sommerfeld 방사 조건을 만족하는 $\tilde{\Psi}_n^a$ 와 $\tilde{\Psi}_n^b$ 는 다음의 수식을 만족하게 된다.

$$\begin{aligned} \tilde{\Psi}_n^a &= A_n e^{-k_1(z-d)} \\ \tilde{\Psi}_n^b &= B_n e^{-k_2(z-d)}, & z > d \\ \tilde{\Psi}_n^a &= C_n \cos k_1 d + D_n \sin k_1 d \\ \tilde{\Psi}_n^b &= E_n \cos k_1 d + F_n \sin k_1 d, & 0 \leq z \leq d \end{aligned} \quad (1-2a)$$

where

$$k_1 = \begin{cases} \sqrt{\epsilon_r k^2 - \beta^2}, & k \geq \beta / \sqrt{\epsilon_r} \\ j\sqrt{\beta^2 - \epsilon_r k^2}, & k < \beta / \sqrt{\epsilon_r} \end{cases} \quad \text{for region 1} \quad (1-2b)$$

$$k_2 = \begin{cases} \sqrt{k^2 - \beta^2}, & k \geq \beta \\ j\sqrt{\beta^2 - k^2}, & k < \beta \end{cases} \quad \text{for region 2} \quad (1-2c)$$

여기서 식 (1-2)를 식 (1-3)과 같은 방향 극소 전원의 경계 조건에 적용하고

$$E_\rho(\rho, \phi, 0) = 0 \quad (1-3a)$$

$$E_\phi(\rho, \phi, 0) = \frac{1}{\rho} \delta(\rho - \rho_0) \delta(\phi - \phi_0) \quad (1-3b)$$

여기에 접지면과 유전체, 자유 공간에서의 경계 조건을 적용한다. 또한 식 1-2의 해를 구하기 위하여 VHT를 사용하여 행렬식의 형태로 표시하면 식 (1-4)와 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_\rho \\ -jE_\phi \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{j}{\rho} \delta(\rho - \rho_0) \delta(\phi - \phi_0) \end{bmatrix} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^d \bar{H} \cdot \left(-j \frac{1}{2\pi} e^{-jn\phi_0} \begin{bmatrix} \frac{n}{\beta\rho_0} J_n(\beta\rho_0) \\ J'_n(\beta\rho_0) \end{bmatrix} \right) \beta d\beta \end{aligned} \quad (1-4)$$

식 (1-2a)와 (1-4)를 사용하여 해를 구하면 다음과 같은 해를 구할 수 있다.

$$A_n = D_n \frac{jk_1}{T_m} \quad (1-5a)$$

$$B_n = E_n \frac{k_1}{T_c} \quad (1-5b)$$

$$C_n = D_n \frac{jT_v}{T_m} \quad (1-5c)$$

$$D_n = \frac{\omega \epsilon_r n}{\beta^2 \rho_n k_1} \frac{1}{2\pi} J_n(\beta \rho_n) e^{-jn\phi} \quad (1-5d)$$

$$E_n = \frac{1}{2\pi\beta} J'_n(\beta \rho_n) e^{-jn\phi} \quad (1-5e)$$

$$F_n = E_n \frac{-jT_h}{T_c} \quad (1-5f)$$

여기서

$$\begin{aligned} T_n &= k_1 \cos k_1 d + jk_2 \epsilon_r \sin k_1 d \\ T_s &= k_2 \cos k_1 d + jk_1 \sin k_1 d \\ T_c &= k_1 \cos k_1 d + jk_2 \sin k_1 d \\ T_m &= k_2 \epsilon_r \cos k_1 d + jk_1 \sin k_1 d \end{aligned} \quad (1-5g)$$

따라서 식 (1-2a)는 다음과 같이 쓰여 질 수 있고

$$\tilde{\Psi}_n'' = \frac{\omega \epsilon_r n}{\beta^2 \rho_n k_1} \frac{1}{2\pi} J_n(\beta \rho_n) e^{-jn\phi} \frac{jk_1}{T_m} e^{-jk_2(z-d)} \quad z > d \quad (1-6a)$$

$$\tilde{\Psi}_n' = \frac{1}{2\pi\beta} J'_n(\beta \rho_n) e^{-jn\phi} \frac{k_1}{T_c} e^{-jk_2(z-d)} \quad z > d \quad (1-6b)$$

$$\tilde{\Psi}_n^0 = \frac{\omega \epsilon_r n}{\beta^2 \rho_n k_1} \frac{1}{2\pi} J_n(\beta \rho_n) e^{-jn\phi} \left(\frac{jT_v}{T_m} \cos k_1 d + \sin k_1 d \right) \quad 0 < z < d \quad (1-6c)$$

$$\tilde{\Psi}_n' = \frac{1}{2\pi\beta} J'_n(\beta \rho_n) e^{-jn\phi} \left(\sin k_1 d - \frac{jT_h}{T_c} \right) \quad 0 < z < d \quad (1-6d)$$

따라서 식 (1-1b)과 (1-6)을 사용하면 다음과 같은 식 (1-7)이 얻어질 수 있고 따라서 식 (1-7c)과 같은 그린 함수를 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_0^{\infty} \bar{H}(\beta \rho) \bar{G}^{HM}(\beta) \frac{1}{2\pi} \{ \bar{H}(\beta \rho_n) \begin{bmatrix} -1 \\ 0 \end{bmatrix} e^{-jn\phi} \} \beta d\beta \quad (1-7a)$$

where

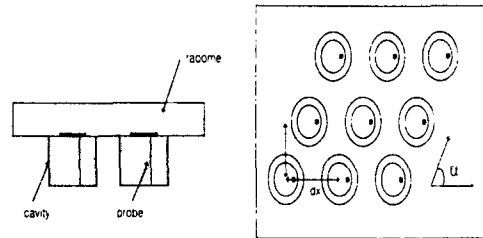
$$\bar{H}(\beta \rho) = \begin{bmatrix} J'_n(\beta \rho) & \frac{n}{\beta \rho} J_n(\beta \rho) \\ \frac{n}{\beta \rho} J_n(\beta \rho) & J'_n(\beta \rho) \end{bmatrix} \quad (1-7b)$$

$$\bar{G}^{HM}(\beta) = \begin{bmatrix} \frac{k_1}{\omega \mu_r T_c} \frac{T_h}{T_c} & 0 \\ 0 & \frac{\omega \epsilon_r T_v}{k_1 T_m} \end{bmatrix} \quad (1-7c)$$

이식을 자세히 살펴보면 식 (1-7a)는 자계 전류 전원의 VHT과 그린함수, 그리고 Inverse VHT으로 이루어져 있다는 것을 알 수 있다.

2.2 Radome을 사용한 Cavity-backed skewed infinite array 해석 알고리즘

해석 구조는 [그림 3]에서 볼 수 있는 바와 같다. skewed grid 배열 안테나 구조를 해석하는 알고리즘을 살펴보면, 단일 방사소자의 자유공간 자계 분포를 주기적으로 존재하는 자계 전류에 의한 자계 분포로 대체해 주는 것으로 요약할 수 있다. 따라서 주기적인 구조를 해석하기 위해 Floquet's theorem을 적용하여 자유 공간에서의 자계 분포에 대한 그린 함수를 다시 정리하면 된다.



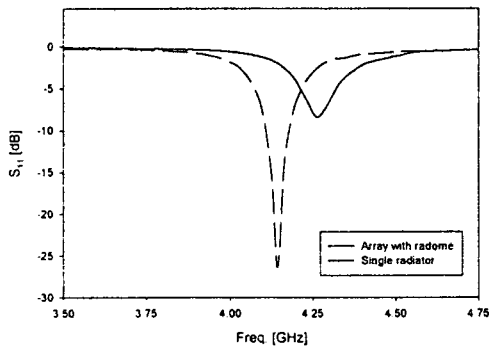
[그림 3] Radome이 올려진 cavity-backed 마이크로스트립 배열 안테나

III. 계산 결과, 측정 및 결론

II절에서 설명된 알고리즘을 사용하여 해석한 레이돔이 올려진 무한 배열 안테나의 반사계수는 [그림 4]와 같다. 안테나의 각 파라미터는 [표 4]에서 나타내었다. 그림에서 볼 수 있듯이 레이돔에 의한 공진 주파수의 천이와 배열 안테나 구조에 의한 공진 주파수 이동이 한꺼번에 나타나면서 공진 주파수가 조금 높아지고 있다. 반면 매칭은 매우 나빠져 있다.

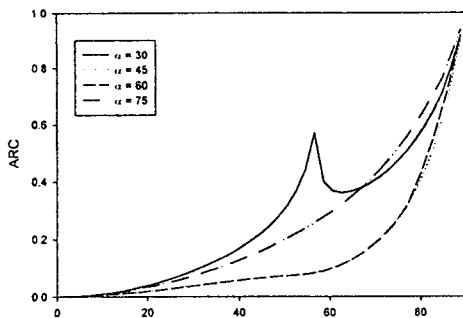
parameter	치수	parameter	치수
a	1.28cm	b	1.85cm
t	0.1143cm	ϵ_r	2.5
p	0.325cm	r_0	0.03cm
d	0.16cm	ϵ_s	4.6
dx	2.0cm	dy	1.732cm
α	60°		

[표 1] 실험 모델 파라미터



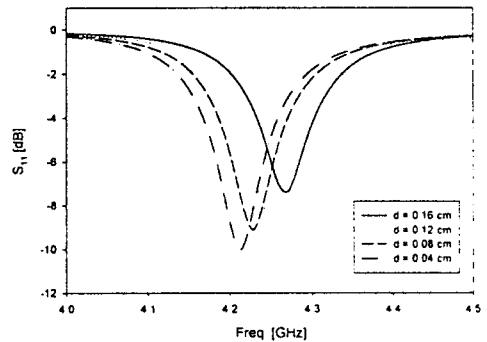
[그림 4] 레이돔 및 배열 안테나 구조에 의한 공진 주파수 차이

[그림 5]에서는 α 에 따른 능동반사계수의 변화를 살펴본 것으로 그림에서 나타나는 큰 특징은 음영각 (scan blindness)이 나타나려고 한다는 점인데 추세로 보아 격자 구조의 변형에 따라 음영각이 발생하게 될 것으로 판단된다. 여기서는 α 가 45와 60도 일 때 가장 양호한 능동 반사계수 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 이 각에서 벗어날 경우 능동 반사 계수 특성이 급격히 나빠지고 있는 것을 확인할 수 있다.



[그림 5] 격자 구조(α)의 변화에 따른 능동 반사 계수의 변화

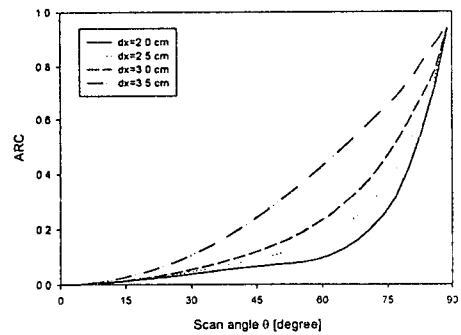
[그림 6]은 레이돔의 두께에 따른 반사계수의 변화를 나타내고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 레이돔의 두께가 두꺼워지면서 유효 유전율이 상승하게 되고 이에 따라 공진 주파수가 낮아지고 있는 것을 확인할 수 있다. 또한 레이돔의 두께가 변하게 되면서 매칭 포인트도 변하게 되기 때문에 반사계수 자체가 변하고 있는 것도 확인할 수 있다.



[그림 6] 레이돔 두께의 변화에 따른 반사 계수 특성

따라서 [그림 7]은 방사소자간의 거리(dx)에 따른 능동 반사계수를 보여주고 있다. 그림에서 볼 수 있듯이 간격이 넓어지면서 능동 반사계수 특성이 나빠지고 있다는 것을 알 수 있으며 특히 dx가 3cm보다 커지면 능동 반사 계수는 급격하게 나빠지고 있다는 것을 확인할 수 있다.

이에 따라 방사 소자간 간격은 최소값으로 해서 시뮬레이션을 하였고 양호한 능동 반사계수 값을 얻을 수 있었다.



[그림 7] 방사소자간 간격에 따른 능동 반사 계수 특성

본 연구에서는 배열 안테나의 구조와 radome의 특성에 따른 cavity-backed 마이크로스트립 위상 배열 안테나의 특성 변화를 해석하기 위한 알고리즘을 설명하고 이를 구현하여 각 치수 변화에 따른 안테나 특성 변화를 살펴봄으로써 설계 시 참조할 수 있는 데이터를 도출할 수 있도록 하였다.

연구 결과 배열 안테나의 경우 삼각형 구조(triangular grid)를 사용할 경우 약 15%까지 전력 손실 성능을 개선할 수 있음을 확인할 수 있었고 또한 radome의 사용에 따른 능동 반사 계수와 공진 주파수의 천이를 확인할 수 있었다.

따라서 위상 배열 안테나 설계 시 이러한 데이터들을 참조함으로써 보다 엄격해 지고 있는 안테나 규격을 만족시키고 성능을 개선하는데 도움을 줄 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] K. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas*, John Wiley & Sons, New York, 1998
- [2] K. R. Carver, J. W. Mink, "Microstrip antenna technology", *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, vol. 29, No. 1, pp. 2-24, January 1981
- [3] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Fichards, "Theory and Experiment on Microstrip Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. AP-27, No. 2, pp. 270-273, March 1979
- [4] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 39, no. 12, pp. 1770-1776, Dec. 1991
- [5] F. Zavosh, J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip antennas", *IEEE AP Magazine*, vol. 38, No. 4, pp. 7-12, Aug. 1996
- [6] 박경빈, 정영배, 최동혁, 박성욱 외 2인 "Triangular grid를 가지는 cavity-backed 원형 마이크로스트립 배열 안테나 해석에 관한 연구", *마이크로파 및 전파 학술대회 논문집*, vol. 23, No. 1, pp313-317 May. 2000