삼각형 격자 구조를 가지는 Cavity-backed 원형 마이크로스트립 배열 안테나 해석에 관한 연구

Analysis of the Cavity-backed Circular Microstrip Array Antenna with Triangular Grid

박경빈* · 정영배* · 최동혁* · 박성욱* · 문영찬** · 전순익**

Kyoung-Bin Park · Young-Bae Jung · Dong-Hyuk Choi · Seong-Ook Park · Young-Chan Moon · Soon-Ick Jun

요 약

마이크로스트립 안테나는 경량, 평면 구조와 대량 생산 등의 장점에 의해 최근 각광을 받고 있다. 특히 식각 기술에 의한 제조 등의 장점으로 인해 배열 안테나로서 강점을 나타내며 집중적인 연구의 대상이 되고 있다. 반면 몇 가지 단점에 의해 설계 및 제작 상에 어려움을 겪게 되는데 표면 전파(surface wave)에 의한 음영각(scan blindness) 발생 및 이에 의한 조향각(scan angle)의 제한 등을 들 수 있다. 이 논문에서는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 cavity-backed 마이크로스트립 방사소자를 사용하여 위상 배열 안테나 구조에서 강점을 나타내게 되는 삼각형 구조 배열 안테나를 해석하는 알고리즘을 설명하고 이를 통해 이러한 구조가 실제 성능의 개선을 가져 올 수 있음을 보이고자 한다.

Abstract

In spite of the advantages of light weight, low profile, and mass productions, microstrip array antenna has inherently the scan blindness problems in case of wide angle scan. And this scan blindness can be overcome by using cavity-backed microstrip radiator. In this paper, we presented the algorithm of analyzing skewed cavity-backed mircostrip array and verified the validity of the proposed numerical results with those of reference papers. Finally, we show the effect of cavity-backed and skewed grid array structure.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 식각 기술에 의한 대량 생산과 평면 구조 등의 장점으로 각광을 받고 있다[1]. 이러한 마이크로스트립 안테나의 장점은 포토에칭 등의 제작 기법으로 인해 특히 배열 안테나로 제작될 경우 극대화될 수 있는데 이에 따라 마이크로스트립을 이용한 배열 안테나의 연구와 제작이 집중 연구되고 있는 상황이다. 그러나 이러한 마이크로스트립 안테나는 표면파(surface wave)에 의해 음영각(scan blindness)이 발생하게 됨으로써 조향각(scan angle)을 극대화 시키는데 어려움을 겪게 된다. 이러한 문제점을 해결할 수 있는 구조로서 cavity-backed 마이크로스트립 방사소자를 들 수 있으며 이러한 구조를 이용하여 배열 안테나를 제작할 경우 음영각을 효과적으로 방지할 수 있음이 보고되고 있다. 이에 따라 cavity-backed 마이크로스트립 방사소자를 해석하기 위한 여러 가지 방법이 연

*한국정보통신대학원대학교(Information and Communications University)
**한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)
· 논 문 번 호 : 20000512-056
· 수정완료일자 : 2000년 9월 22일

구되고 있다[2].

또한 배열 안테나를 설계할 경우 사각형 격자 구조를 많이 사용하지만 위상 배열 안테나의 경우 삼각형 격자 구조(triangular grid)를 사용할 경우 같은 조향 범위에 대해 약 15% 까지 방사소자 수를 줄일 수 있는 것으로 알려져 있으므로[3], 삼각형 격자 구조를 사용하는 배열 안테나에 대한 해석 알고리즘을 정립할 경우 위상 배열 안테나의 성능을 보다 경제적으로 최적화 시킬 수 있게 될 것이다.

따라서 이 논문에서는 이러한 cavity-backed 마이크로스트립 방사소자를 사용한 skewed 무한 배열 안테나를 해석하기 위한 수치해석(모멘트법) 알고리즘을 설명하고 이러한 해석 알고리즘을 사용하여 삼각형 격자 구조를 가지는 배열 안테나를 설계 및 해석해 봄으로써 표면 전파에 의한 음영각 발생의 억제와 방사 전력 손실 개선 효과를 살펴 보고자 한다.

Ⅱ. 해석 알고리즘

2-1 Cavity-backed 마이크로스트립 방사소자의 해석

배열 안테나를 해석하기에 앞서 방사소자의 해석 기법을 간단히 살펴 보고 이를 기반으로 배열 안테나의 해석 알고리즘을 확장해 나가고자 한다. 일반적인 프루브 급전 적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나의 구조는 그림 1-(a)와 같이 나타낼 수 있으며 이의 해석을 위한 등가 모델은 그림 1-(b)와 같이 나타내어질 수 있다.

등가 모델에서 cavity와 유전체 사이의 경계면, 패치면은 모두 완전도체로 대치되고 전원으로서의 패치의 전류는 등가 자계전류로 대치되어 해석되어진다. 구조물이 원형이므로 원통형 좌표계를 사용하여 등식화 할 수 있고 식 (1)과 같은 미소 자계 전류에 대해 중요한 몇 가지 그린함수(Green's function)를 구하면 다음과 같다[4].

$$\overset{\rho}{M_i} = \hat{\rho}\frac{1}{\rho}\delta(\rho-\rho_0)\,\delta(\phi-\phi_0) + \hat{\phi}\frac{1}{\rho}\delta(\rho-\rho_0)\,\delta(\phi-\phi_0) \tag{1}$$

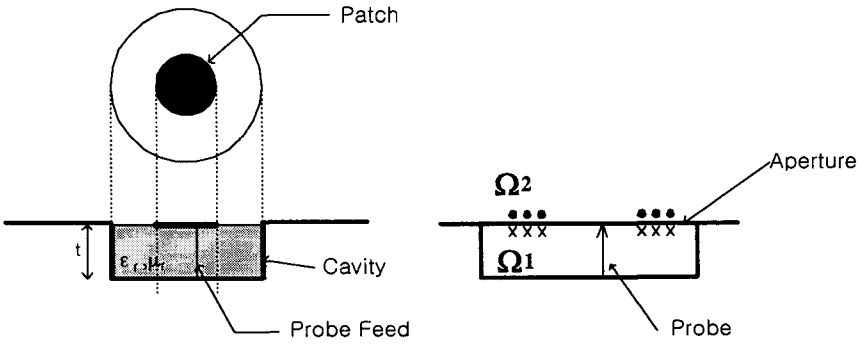
자유공간(outer region, Ω_2)에서의 자계 전류(magnetic current)에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분에 대한 그린 함수는 식 (2-a)와 같이 나타나게 된다.

$$\begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{jn\phi}\int_0^\infty H^\tau(\beta\rho)G^{\tau_{HM}}(\beta) \cdot \frac{1}{2\pi}\{H^\tau(\beta\rho_0)\begin{bmatrix} -1 \\ j \end{bmatrix} e^{-jn\phi_0}\}\beta d\beta \tag{2-a}$$

식 (2-a)의 각 항들은 식 (2-b)와 같이 나타낼 수 있다.

$$H^\tau(\beta\rho) = \begin{bmatrix} j_n'(\beta\rho) & \frac{n}{\beta\rho}J_n(\beta\rho) \\ \frac{n}{\beta\rho}J_n(\beta\rho) & J_n'(\beta\rho) \end{bmatrix}$$

$$G^{\tau_{HM}}(\beta) = \begin{bmatrix} \frac{k_z}{\omega\mu_0} & 0 \\ 0 & \frac{k_0^2}{\omega\mu_0 k_z} \end{bmatrix} \tag{2-b}$$



(a) (b)

그림 1. Cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나 구조(a) 및 등가 모델(b)

Fig. 1. The structure(a) and equivalent model(b) of cavity-backed circular microstrip antenna.

여기서 J_n과 J_n'은 각각 n차 베셀 함수와 J_n의 ρ에 대한 미분이 된다. 또한 cavity 영역에서의 자계 전류에 의한 경계면에서의 자기장의 접선 성분에 대한 그린 함수는 식 (3-a)와 같게 되고

$$\begin{bmatrix} H_\rho \\ -jH_\phi \end{bmatrix} = \sum_{M=-\infty}^{+\infty} e^{jm\phi} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} H^{\tau}(\beta\rho, \beta'\rho) \cdot G^{\tau_{HM}}(\beta, \beta') \frac{1}{2\pi} \left\{ \overset{\tau}{H}{}^{T}(\beta\rho_0, \beta'\rho_0) \begin{bmatrix} -j \\ -1 \end{bmatrix} e^{-jm\phi_0} \right\} \tag{3-a}$$

여기서 각 항들은 식 (3-b)~(3-e)와 같이 정의될 수 있다.

$$\overset{\tau}{H}(\beta\rho, \beta'\rho) = \begin{bmatrix} \beta' J_m'(\beta'\rho) & \frac{m}{\rho} J_m(\beta\rho) \\ \frac{m}{\rho} J_m(\beta'\rho) & \beta J_m'(\beta\rho) \end{bmatrix} \tag{3-b}$$

$$g^{\tau_{HM}}(\beta, \beta') = \begin{bmatrix} g_1(\beta') & 0 \\ 0 & g_2(\beta) \end{bmatrix} \tag{3-c}$$

$$g_1(\beta') = \frac{2}{\omega\mu} \cdot \frac{1}{[(\beta' a)^2 - m^2][J_m(\beta' a)]^2} \cdot \frac{k_z'}{\sin k_z' c} \begin{cases} \cos k_z'(z+c), & top\ current \\ \cos k_z' z, & bottom\ current \end{cases} \tag{3-d}$$

$$g_2(\beta) = \frac{2k^2}{\omega\mu} \cdot \frac{1}{(\beta a)^2 [J_m'(\beta a)]^2} \cdot \frac{1}{k_z \sin k_z c} \begin{cases} \cos k_z(z+c), & top\ current \\ \cos k_z z, & bottom\ current \end{cases} \tag{3-e}$$

또한 식 (3-d)와 식 (3-e)에서 top current와 bottom current는 각각 공진기 구조 내의 윗면과 아랫면에서의 등가 전류를 의미한다.

이러한 그린함수와 함께 프루브에 존재하는 전계 전류에 의한 cavity와 자유 공간 경계면에서의 자계 성분에 대한 그린함수, 경계면에 존재하는 자계 전류에 의한 프루브에서의 전계 성분에 대한 그린함수를 사용하고 프루브에서 전계의 접선 성분 및 경계면에서의 자계의 연속 조건에 대한 경계 조건을 적용하면 각 변수들을 행렬식으로 변환할 수 있고 이 행렬식의 해를 구함으로써 등가모델 그림 1-(b)에서의 전계 및 자계 전류를 구하고 따라서 방사소자의 여러 가지 전자기적 특성을 계산해 낼 수 있게 된다[4].

2-2 Infinite skewed array 해석 알고리즘

앞에서 설명한 단일 방사소자의 해석 알고리즘은 무한 배열 안테나의 해석에도 응용될 수 있다. 실제 이러한 무한 배열 안테나는 물리적으로 구현이 불가능하겠지만 대규모 배열 안테나의 경우 무한 배열 안테나로 해석하더라도 배열 안테나 외곽의 몇몇 방사소자들에서의 외각효과(fringe effect) 제외하고는 해석이 잘 맞는 것으로 알려져 있다[5].

등가모델을 자세히 살펴보면 유전체 층의 경계면이 완전도체로 대치되므로 자유 공간 영역에서의 자계 분포에 대하여서만 배열 안테나에 의해 나타나는 주기적인 자계 전류에 의한 자계 분포로 대치하여 주면 해석 영역 전체에 대한 해석이 가능함을 알 수 있다.

해석 구조는 그림 2에서 볼 수 있는 바와 같고, 그림 2-(a)는 사각형 격자 구조를 사용하는 무한 배열 안테나, 그림 2-(b)는 무한 skewed 배열 안테나의 구조를 나타낸 것이다. skewed 배열 안테나의 각을 조절할 경우 바로 삼각형 격자 구조를 해석하는 것과 같다는 것을 알 수 있다. 따라서 이 논문에서는 skewed 배열 안테나의 해석 알고리즘을 설명하고 이를 이용하여 삼각형 구조의 배열 안테나를 해석하도록 하였다.

먼저 그림 2-(a)의 사각형 격자 구조 배열 안테나를 해석하는 알고리즘을 살펴보면 언급한 바와 같이 단일 방사소자의 자유공간 자계 분포를 주기적으로 존재하는 자계 전류에 의한 자계 분포로 대치해 주는 것으로 요약할 수 있다. 따라서 주기적인 구조를 해석하기 위해 플로케 이론(Floquet's theorem)을 적용하여 자유 공간에서의 자계 분포에 대한 그린 함수(Green's function)를 다시 정의해야 한다.

$$\sum_{m=-\infty}^{+\infty} F(m\omega_0) e^{jm\omega_0 t} = T \sum_{m=-\infty}^{+\infty} f(t+mT) \tag{4}$$

식 (4)와 같은 프아송 합산 공식(Poisson sum formula)에 해석 구조물의 주기성을 고려하여 정리하고 용어를 재정의하면 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다[6],[7].

$$\frac{1}{2\pi} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} e^{-jk_0 m d_x u} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{G}(k_x) e^{jk_x(x-md_x)} dk_x = \frac{1}{d_x} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \tilde{G}\left(-\left[k_0 u + \frac{2\pi m}{d_x}\right]\right) e^{-j\left(k_0 u + \frac{2\pi m}{d_x}\right)x} \tag{5}$$

식 (5)에 자유 공간에서의 자계 성분에 대한 그린 함수 식 (6)을 적용하고 정리하면 식 (7)과 같이 정리할 수 있으며 이는 식 (2)를 대치하게 된다.

$$\widetilde{G}_{xx}^{HM}(k_x,k_y,0|0)=-\frac{1}{\omega\mu}\frac{(k_0^2-k_x^2)}{k_z}$$

$$\widetilde{G}_{yx}^{HM}(k_x,k_y,0|0)=\widetilde{G}_{xy}^{HM}(k_x,k_y,0|0)$$

$$=-\frac{1}{\omega\mu}\frac{k_xk_y}{k_z}$$

$$\widetilde{G}_{yy}^{HM}(k_x,k_y,0|0)=-\frac{1}{\omega\mu}\frac{(k_0^2-k_y^2)}{k_z}$$

$$where\quad k_z=\begin{cases}\sqrt{k_0^2-\beta^2}, & k\geq\beta\\ j\sqrt{\beta^2-k_0^2}, & k<\beta\end{cases} \tag{6}$$

$$G_{HM}^{\tau}(x,y,0|x_0,y_0,0)=\frac{1}{dxdy}\sum_{m=-\infty}^{+\infty}\sum_{n=-\infty}^{+\infty}\cdot$$

$$G_{HM}^{\tau}(-k_{x_m},k_{y_n},0|0)e^{-jk_{x_m}(x-x_0)}e^{-jk_{y_n}(y-y_0)}$$

$$where\quad k_{x_m}=k_0u+\frac{2\pi m}{dx},\quad k_{y_n}=k_0v+\frac{2\pi n}{dy} \tag{7}$$

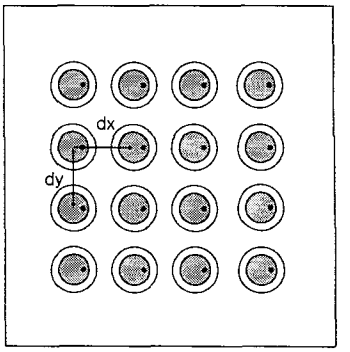
자유 공간에서의 자계 분포는 보통 주파수에 대해 무한 적분을 통해 계산을 해내게 되지만 이 구조에서는 주기적인 경계 조건에 의해 이 무한 적분이 무한 수열의 합(summation)으로 바뀌게 됨을 식 (7)에서 확인할 수 있다.

이러한 사각형 격자 구조를 해석하기 위한 알고리즘은 각 좌표축에 대한 전파 상수를 변환함으로써 그림 2-(b)와 같은 skewed 구조에 대한 해석에 사용되어질 수 있는데, 이에 따라 식 (7)의 전파 상수들은 식 (8)과 같이 수정되어진다[7].

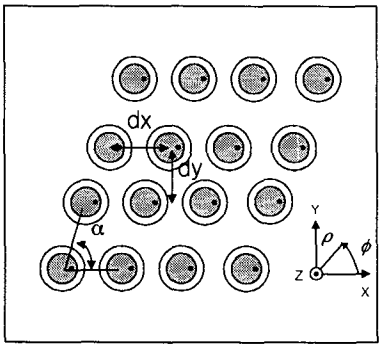
$$k_{x_m}=k_0u+\frac{2\pi n}{dx}\cdot$$

$$k_{ym}=k_0v+\frac{2\pi n}{dy}-\frac{2\pi m}{dx\tan\alpha} \tag{8}$$

여기서 그림 2-(b)를 살펴보면 dy는 $dx\times\sin\alpha$가 된다는 것을 쉽게 알 수 있으므로 이후 모든 치수는 dx와 α값을 위주로 기입하였다. 결국 식 (8)에서 주어진 전파 상수를 이용하여 식 (7)에서 주어진 그린 함수를 계산하고 이를 단일 방사소자의 해석 알고리즘에 적용하면 skewed 무한 배열 안테나에 대한 해석을 할 수 있게 된다.



(a)



(b)

그림 2. Cavity-backed 원형 마이크로스트립 배열 안테나(a) 및 skewed 배열 안테나(b)의 구조

Fig. 2. The structure of infinite caivty-backed micristrip antenna of (a) rectangular grid and (b) triangular grid.

Ⅲ. 해석 결과

Ⅱ장에서 설명되어진 알고리즘을 사용하여 해석한 무한 배열 안테나의 반사 계수는 그림 3과 같다. 해석에 사용되어진 기저함수의 수는 21개이고 무한 수열의 합은 61개를 계산함으로써 근사화했다.

그림 3에서 볼 수 있듯이 무한 배열 안테나의 경우 방사소자를 최적화해서 설계하더라도 상호 결합(mutual coupling)의 영향으로 단일 방사소자와 무한 배열 안테나의 공진 주파수 및 매칭이 달라진다는 것을 알 수 있다. 여기서 사용된 배열 안테나는 α =60°를 사용한 삼각형 격자 구조(triangular grid) 배열 안테나이고 비유전율 3.27, 두께 20 mil.의 기판

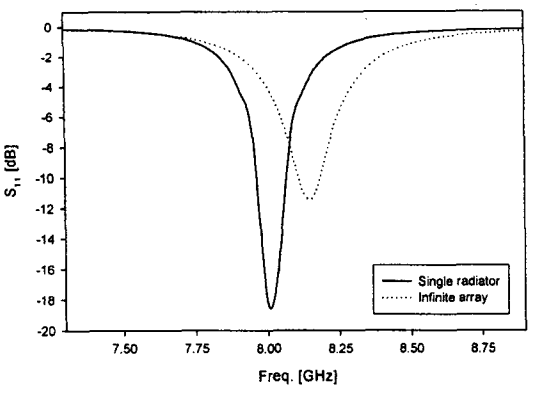


그림 3. 단일 방사소자와 무한 배열 안테나의 반사 계수

Fig. 3. The calculated reflection coefficient of cavity-backed microstrip infinite array.

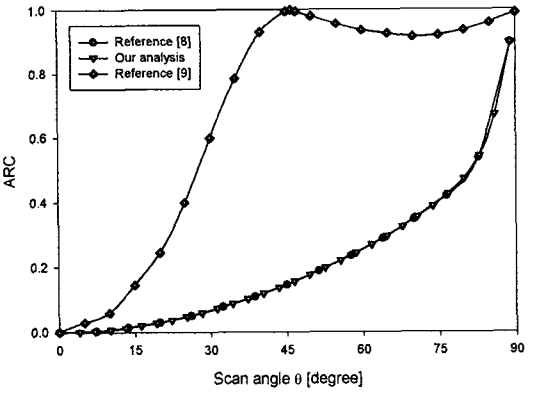


그림 4. 사각형 격자 구조 및 일반적인 배열 안테나와의 해석 결과 비교 및 검증

Fig. 4. Comparison of active reflection coefficient with other verified calculation results.

을 사용하여 설계하였다. 패치의 반지름은 0.57 cm 이고 배열 안테나에서의 dx는 1.84 cm, dy는 1.5935 cm를 사용하여 삼각형 격자 구조를 만들었다. 단일 방사소자의 경우 참고 문헌[4]에서 검증된 알고리즘을 사용하여 계산하였고 배열 안테나의 경우 그림 4에서 알고리즘을 검증할 수 있다.

그림 4에서는 참고 문헌[8]에서 제시된 사각형 격자 구조 배열 안테나를 해석한 경우와 본 논문에서 서술한 해석 알고리즘을 사용한 경우하여 α를 90°로 둠으로써 사각형 구조를 해석한 경우, 그리고 사각형 패치를 사용하고 cavity를 제거한 무한 배열 안테나의 일반적인 경우[9]의 능동 반사계수를 E-plane에 대해 비교하였다. 능동 반사계수는 조향각이 0°일 때에 대한 일정 조향각에서의 방사 전력 손실에 해당하는 항목으로 볼 수 있다[8]. 그림에서 볼 수 있듯이 참고 문헌과 본 논문의 결과가 1% 오차 이내에서 일치하고 있음을 확인할 수 있으며 따라서 본 논문에서 설명한 알고리즘의 해석이 정확했음을 확인할 수 있다. 실제 제작 결과와의 비교를 하는 경우가 바람직하겠으나 위상 배열 안테나의 경우 위상천이기(phase shifter)를 사용하여 조향시켜야 하고 무한 배열 안테나를 근사화 시키기 위해서는 상당한 크기의 배열 안테나를 제작하여야 하기 때문에 실제 제작하여 계산 결과와 비교하기가 쉽지 않다. 따라서 검증된 타 논문의 결과와 비교함으로써 계산의 타당성을 검증하였다.

그림 4에서 볼 수 있듯이 cavity를 사용하지 않은 마이크로스트립 배열 안테나의 경우 약 46°에서 음영각(scan blindness)이 발생하고 있으며 그 이외의 조향각에서도 cavity를 사용한 경우보다 훨씬 나쁜 방사 전력 손실을 나타내고 있음을 확인할 수 있고 따라서 cavity로 인한 표면파(surface wave)의 억제와 조향각(scan angle)의 개선 효과를 확인할 수 있다.

또한 이 구조에서의 능동 반사 계수(Active Reflection Coefficient)는 그림 5에서 볼 수 있는데 cavity-backed 방사소자를 사용했기 때문에 음영각을 방지하고 있다는 것을 참고 문헌과 비교함으로써 확인할 수 있다[7]. 또한 그림 5에서 쉽게 알 수 있듯이 사각형 격자 구조를 사용한 경우보다 삼각형 격자 구조를 사용한 경우 능동 반사 계수가 훨씬 우수한 특성을 나타내므로 앞서 언급한 삼각형 격자 구조를 사용할 경우 방사 전력 손실을 줄이거나 또는 같은 설계 규격 조건에서 방사소자의 수를 줄일 수 있다는 내용을 여기서도 확인할 수 있다. 그림 5에서 가장 전력 손실의 차이가 큰 θ가 60°일 때의 방사 전력 손실을 비교해 본다면 사각형 격자 구조의 경우 약 45.2%의 방사 전력 손실이 발생한 반면 삼각형 격자 구조 배열 안테나의 경우 약 11.4%의 방사 전력 손실이 나타나고 있으므로 삼각형 격자 구조

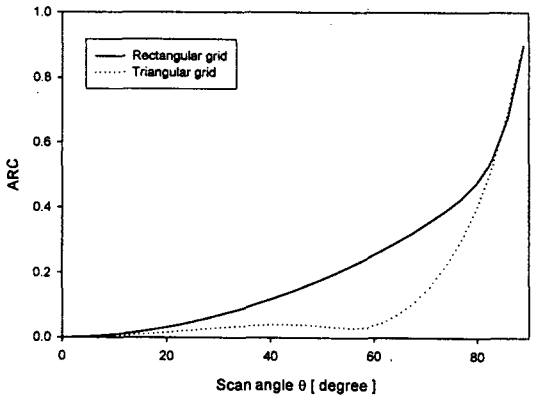


그림 5. Cavity-backed 원형 마이크로스트립 배열 안테나의 능동 반사 계수 비교

Fig. 5. The comparison of active reflection coefficient of triangular and rectangular grid microstrip infinite array.

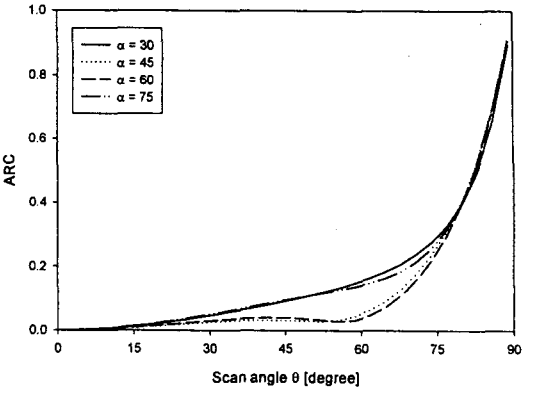


그림 6. α의 변화에 따른 능동 반사 계수 비교

Fig. 6. Active reflection coefficient by variation of skewed angle.

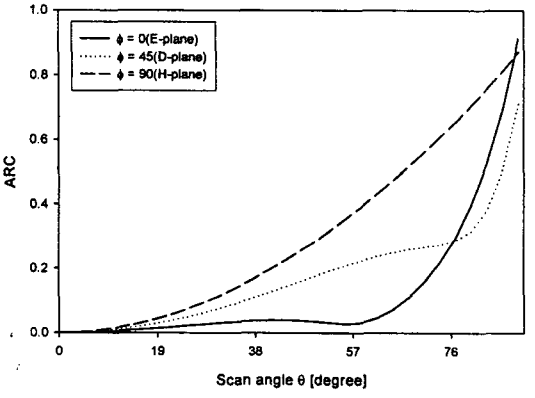


그림 7. ϕ의 변화에 따른 능동 반사 계수 비교

Fig. 7. Active reflection coefficient by variation of measurement angle.

배열 안테나의 손실이 38.0% 적게 나타나게 된다. 이러한 결과는 앞서 기술한 평균 15%의 방사 전력 개선 효과, 즉 방사소자 숫자의 감소 가능 여부를 확인시켜 준다. 여기서 사용된 치수는 그림 3의 경우와 같은 값들을 사용하였고 사각형 격자 구조의 경우 dy만 1.84cm를 사용하여 E-plane에서 계산하였다.

그림 6에서는 α를 변화시키면서 E-plane에 대한 능동 반사 계수를 살펴 본 것이다. α가 45° 일 때와 60° 일 때(triangular grid) 능동 반사 계수가 우수한 특성을 나타내는 것을 볼 수 있다. α가 이보다 커지거나 작아질 경우 능동 반사 계수가 점차로 나빠지고 있는 것을 볼 수 있으며 좀더 자세히 살펴보면 사각형 격자 구조의 경우로 근접해 가고 있는 것을 알 수 있다. 따라서 삼각형 격자 구조가 조향 손실면에서 최적화된 구조라는 것을 확인할 수 있다.

그림 7에서는 삼각형 격자 구조의 경우 즉 α가 60° 인 경우에 대하여 측정각 ϕ값을 변화시키면서 능동 반사 계수의 변화 추이를 살펴 보았다. 그림에서 볼 수 있듯이 E-plane의 경우가 가장 우수한 조향 손실 성능을 나타내고 있다. 반면 H-plane에 근접해 갈수록 조향 손실 성능이 나빠지고 있다는 것을 확인할 수 있다. 이러한 결과는 E-plane과 H-plane의 상호 결합(mutual coupling)이 서로 다른 값을 가지게 되고[10] 또한 삼각형 격자 구조의 경우 패치가 축을 따라 나열되어 있지 않고 기울어져 나열되어 있기 때문에 E-plane과 H-plane의 중간 형태를 가지게 되기 때문으로 보이며 수치해석적으로 시뮬레이션을 통해 각 치수를 조정해 설계 규격을 만족시키는 최적점을 찾는 설계 과정을 거쳐야 할 것으로 판단된다.

그림 8에서는 dx를 변화시키면서 능동 반사 계수의 변화치를 살펴보았다. 구조는 마찬가지로 삼각형 격자 구조를 사용했으며 그림에서 볼 수 있듯이 dx가 커지면서 점차 조향 손실 성능이 저하되고 있음

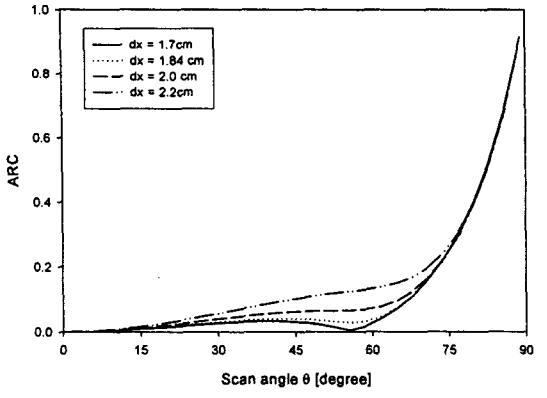


그림 8. dx의 변화에 따른 능동 반사 계수 비교
Fig. 8. Active reflection coefficient by variation of distance between radiators.

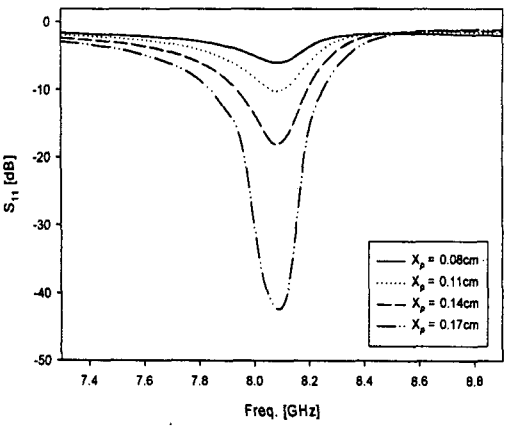


그림 9. 프루브 급전점 위치에 따른 반사 계수 비교
Fig. 9. Reflection coefficient comparison by variation of probe feeding point.

을 볼 수 있다. 하지만 설계된 단위 방사소자의 지름이 1.6 cm나 되므로 cavity의 기계적 가공상의 문제로 1.7~1.8 cm보다 작게 만드는 것은 어렵다고 볼 수 있다. 또한 1.84 cm이상일 경우 급격하게 조향 손실이 커져가고 있고 따라서 이보다 큰 변위를 준다는 것은 성능상의 저하가 문제가 된다. 반면 1.84 cm 이하에서는 큰 차이가 없다고 볼 수 있으므로 부엽(sidelobe)이나 이득(gain)을 고려하여 이 정도 범위에서 고려하는 것이 타당한 선택이 될 수 있을 것이다.

그림 9에서는 프루브의 급전점을 변화시켜 가면서 무한 배열 안테나의 능동 반사 계수의 변화를 살펴 보았다. 사용한 조향각은 패치에서 법선 방향이고 사용한 치수는 그림 3에서와 같다. 그림 9에서 볼 수 있듯이 프루브의 위치에 따르는 능동 반사 계수의 변화 추세는 단일 패치의 경우와 유사한 특성을 보이고 있음을 알 수 있다. 이는 프루브에 의해 단일 패치에 급전되는 전자기 에너지의 커플링 양이 근접 프루브에 의한 상호 결합(mutual coupling)보다 훨씬 크기 때문에 상호 결합에 의한 주파수 변이가 큰 영향을 주지 못하는 것으로 판단할 수 있다. 따라서 프루브의 위치가 변하게 되더라도 공진 주파수는 거의 변화가 나타나지 않는다는 것을 확인할 수 있고 결국 설계에 큰 영향을 주지 못한다는 것을 알 수 있다. 다만 단일 패치에서의 급전점과 배열 안테나에서의 급전점의 최적점이 달라지고 있다는 것은 그림 3과 그림 9에서 볼 수 있듯이 설계시에 고려되어야 할 사항이다.

Ⅳ. 결 론

안테나는 시스템의 최전반부(front-end)로서 전체 시스템의 성능을 결정짓는 중요한 요소가 된다. 이동통신의 급격한 발달로 인해 안테나는 보다 개선된 성능을 요구받고 있으며 이러한 요구로 인해 근래 가장 각광 받고 있는 안테나 중 하나가 바로 마이크로스트립 안테나이다. 마이크로스트립 안테나는 그 장점에도 불구하고 여러 가지 기술적 난점이 내재되어 있다고 할 수 있는데 이러한 문제점을 해결하기 위한 여러 가지 구조가 발표되고 있고 이러한 구조 중 하나가 바로 cavity-backed 마이크로스트립 배열 안테나이다. 본 논문에서는 cavity-backed 마이크로스트립 방사소자를 사용한 무한 skewed 배열 안테나를 해석하는 알고리즘을 설명하고 이를 이용하여 배열 안테나를 해석, 설계하고 이를 일반적인 마이크로스트립 배열 안테나 및 사각형 격자 구조를 사용한 배열 안테나의 해석 결과와 비교하여 보았다. 또한 해석 알고리즘의 검증 결과를 바탕으로 여러 가지 구조물의 변형에 따른 조향 손실을 비교해 보았다. 이러한 여러 가지 결과로 봤을 때 본 논문이 적절한 해석 알고리즘을 사용하였음을 확인할 수 있었고 또한 삼각형 격자 구조를 사용했

을 경우 뚜렷한 조향 성능의 개선이 나타남을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] D. M. Pozar, "Microstrip antennas", *Proc IEEE,* pp. 79-91, 1992.

[2] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip antennas", *IEEE AP Magazine,* vol. 38, no. 4, pp. 7-12, Aug., 1996.

[3] E. D. Sharp, "A triangular arrangement of planar-array elements that reduces the number needed" *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 9, pp. 126-129, Mar., 1961.

[4] 박경빈, 정영배, 최동혁, 박성욱외 2명, "적층형 cavity-backed 원형 마이크로스트립 안테나 해석 및 구현에 관한 연구", 한국전자파학회 논문집, 11(1), pp. 37-45, 2000. 1.

[5] N. Amitay, V. Galindo, and C. P. Wu, *Theory and Analysis of Phased Array Antennas.* New York:Wiley, 1972.

[6] F. Zavosh, "Novel printed antenna configurations for enhanced performance", Dissertation for the degree Ph. D., Arizona State Univ., December, 1995.

[7] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Scan blindness in infinite phased arrays of printed dipoles", *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 32, pp. 602-610, June, 1984.

[8] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Infinite phased arrays of cavity-backed patches", *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 42, pp. 390-398, March, 1994.

[9] D. M. Pozar and D. H. Schaubert, "Analysis of rectangular microstrip patches with idealized probe feeds", *IEEE Trans. Antennas Propagat.,* vol. 32, pp. 1101-1107, Oct., 1984.

[10] K. F. Lee and W. Chen, *Advances in Microstrip and Printed Antennas,* New York, Wiley, 1997.

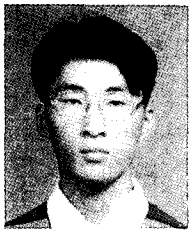
박 경 빈

1998년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
1998년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 석사과정
[주 관심분야] 수치해석(모우먼트법), 광대역 마이크로스트립 안테나 설계

정 영 배

1999년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학사)
1999년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 석사과정
[주 관심분야] 슬롯 안테나, 초고주파 회로 설계

최 동 혁

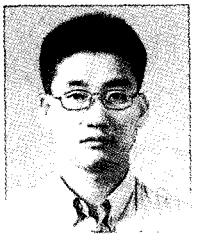


1999년 2월: 한국항공대학교 항공전자공학과(공학사)
1999년 3월~현재: 한국정보통신대학원대학교 석사과정
[주관심 분야] 안테나, 전자장 수치해석, MMIC 설계

박 성 욱

1987년 2월: 경북대학교 전자공학과(공학사)
1989년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)
1993년 8월: 한국통신 인력개발본부
1997년 3월: Arizona State University (공학박사)
1997년 9월~현재: 한국정보통신대학원대학교 조교수
[주관심 분야] 광대역 적층형 안테나의 설계 및 분석, 전자장 수치 해석 기법, 초고주파 회로설계

문 영 찬



1990년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학사)
1992년 2월: 서강대학교 전자공학과(공학석사)
1995년 8월: 서강대학교 전자공학과(공학박사)
1995년 11월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원
[주관심 분야] 초고주파 소자 및 회로 설계, 마이크로스트립 안테나 및 위상배열 안테나 설계

전 순 익

1984년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학사)
1996년 2월: 고려대학교 전자공학과(공학석사)
1983년 8월~1990년 8월: 삼성전자 근무
1990년 9월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원
[주관심 분야] 초고주파 회로 설계, 위상배열 안테나 설계, 위성통신 RF 시스템 설계