

슬롯결합구조를 갖는 직렬급전 마이크로스트립 배열 안테나에 관한 연구

正會員 張炳浹*, 金德洙*, 文浩元**, 尹怡重***, 朴漢奎***

A Study on the Series-fed Microstrip Array Antenna with Coupling-Slots

ByungJun Jang*, DukSoo Kim*, HoWon Moon**,
YoungJoong Yoon***, and HanKyu Park*** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 슬롯결합 급전구조를 갖는 직렬급전 마이크로스트립 배열 안테나의 정확한 해석 및 설계방식을 제시하고 그 특성을 분석하였다. 슬롯결합 급전구조의 정확한 해석은 급전선에서의 진행파 모드와 비진행파를 모두 고려하는 full-wave방법과 안테나간의 회로적인 결합을 이용하여 해석하였다. 수치해석에 사용된 기저함수는 해의 수렴도, 정확도 및 계산시간을 비교하여 패치는 3개의 EB모드, 슬롯은 1개의 PWS모드, 급전선은 5개의 PWS모드를 사용하였다. 이러한 안테나 해석을 바탕으로 직렬급전 배열 안테나가 정재파형 구조로 설계되었다. 정재파형 구조에서 각 소자의 여기량을 조절하는 설계방식으로는 슬롯의 길이를 변화시키는 방식과 슬롯과 급전선과의 이격거리를 변화시키는 방식을 사용하였다. 본 논문에서 사용한 이론을 이용하여 8소자 Chebyshev 배열 안테나를 설계하여 실험한 결과 슬롯과 급전선간의 이격거리를 조절하여 설계하는 방식이 각 소자간의 공진 주파수의 변화가 없으므로 슬롯의 길이를 가변시키는 방식보다 설계가 간편함을 알 수 있었고, 측정결과도 우수하게 나타났다.

ABSTRACT

In this paper, series-fed microstrip array antennas with coupling-slots are proposed and their operating characteristics are analyzed based on analytical and experimental results. An accurate analysis method for the slot-

*연세대학교 전자공학과
Dept. of Elec. Eng., Yonsei Univ.

**한국통신 품질보증단
Korea Telecom

***연세대학교 전파공학과
Dept. of Radiation. Eng., Yonsei Univ.
論文番號: 95285-0824
接受日字: 1995년 8월 24일

coupled feed structure is based on using both circuit coupling between antennas and full-wave analysis which use traveling wave mode and non-traveling wave mode on feed line. The basis functions that used for the numerical analysis has been determined depending upon the accuracy, convergence properties of the solution, and the computation time: The patch uses 3 EB mode, the slot uses IPWS mode, and feeders use 5 PWS mode. Series-fed array antennas have been designed, built, and tested in a standing-wave configuration. Using the results of the full-wave analysis, the chebyshev array antennas consisting of 8 elements are designed and fabricated changing the amount excited to each array element by adjusting slot length and by the slot position relative to the feeder. Experiment results show that the series-fed array antenna designed by adjusting the slot position relative to the feeder is superior to that designed by slot length.

1. 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 교차모드를 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 결합시켜으로써 안테나를 여기시키는 새로운 급전방식이 1985년 Pozar에 의해 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 실

제하기 위해서는 안테나 소자를 일정하게 배열하여 안테나의 이득을 증가시키고, 빔폭을 좁혀야 한다. 슬롯결합 마이크로스트립 안테나를 배열 소자로 사용하여 배열 안테나를 구성하는 경우 직렬결합형과 병렬결합형의 구조로 설계되는데 본 연구에서는 급전선의 구조가 간단한 직렬급전방식을 이용하여 설계하는 방식을 택하였다.

직렬급전 슬롯결합 마이크로스트립 배열안테나는 하나의 급전선을 사용하므로 제작이 간편하다는 장점이 있다. 각 소자의 전류분포는 슬롯의 크기, 슬롯과 급전선의 상대적 위치 등에 의해 조절할 수 있으며, 안테나의 상대적인 위상차는 각 소자간의 간격으로 조절할 수 있다. 또한 급전선의 한쪽 끝은 신호원에 연결하고 반대쪽 끝은 개방이나 정합시킴으로서 정재파 또는 진행파형 배열 안테나로 설계할 수 있다. 이렇게 슬롯결합 마이크로스트립 안테나로 직렬급전 배열 안테나를 구성할 경우는 단일 소자와는 달리 급전부와 안테나부간의 상호작용에 대한 정확한 해석을 필요로 한다. 따라서 본 연구에서는 가역정리

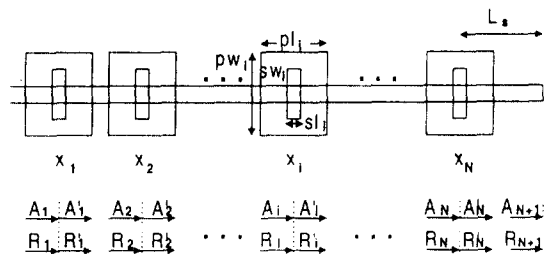


그림 1. 직렬급전 슬롯결합 배열안테나의 구조
Fig. 1 Configuration of an series-fed array of slot coupled patch

와 full-wave 모멘트법에 기초하여 각 소자간의 상호 결합을 고려한 직렬급전 슬롯결합 배열안테나의 정확한 해석방법을 제시한다. 본 논문의 해석이론은 기본적으로 DAS[11]의 직렬급전 다이폴 안테나 이론을 바탕으로 하고 이 이론을 슬롯결합 급전구조에 응용한 것이다. 본 논문에서는 이러한 해석방법에 의해 각 안테나 소자의 특성을 정확히 예측하고 이러한 예측을 바탕으로 부엽특성이 좋은 배열안테나를 설계, 제작하여 이론치와 비교하였다.

II. 직렬급전 슬롯결합 배열 안테나의 해석

직렬급전 슬롯결합 마이크로스트립 배열안테나를 해석하기 위해서는 단일소자의 경우와는 달리 각 소자간의 상호결합효과와 슬롯이 위치한 면에서의 다중 반사에 의한 전송선의 회로적인 결합을 고려하여야 한다. 여기서는 일정한(또는 임의의) 간격으로 직렬 임피던스를 갖는 전송선의 회로이론 개념과 함께 full-wave Galerkin 모멘트법과 직렬급전 배열안테나에 맞도록 수정된 가역정리를 이용한 해석방법을 기술한다.

그림 1과 같은 직렬급전 배열 안테나의 i 번째 소자의 단면은 그림 2(a)와 같다. 접지면과 유전체 기판은 x, y 축 방향으로 무한대로 크다고 가정하면 패치와 슬롯의 표면 전류밀도를 구하기 위한 적분방정식은 가역정리[6]와 등가원리[7]에 의해 유도할 수 있다. 등가원리에 의하면 슬롯은 슬롯이 없다고 가정한 접지면의 양쪽에 있는 등가 자기전류로 대치할 수 있으며, 슬롯의 폭이 유전체 내부의 파장에 비하여 아주 작은 경우 등가 자기전류는 y 축 성분만을 갖는다고 가정할 수 있다. 또한 슬롯에서의 전계의 접선방향 성분이 연속이라는 경계조건을 만족시키기 위하여 슬롯 양쪽의 등가 자기전류밀도는 크기가 같고 부호가 반대로 가정한다. 등가원리에 의한 배열소자의 모델은 그림 2(b)와 같다.

그림 2(b)의 각 영역에서의 전계 및 자계는 여러가지 표면 전류밀도에 의한 전자계의 합으로 구성되며, Green 함수를 이용하여 적분형태로 나타낼 수 있다. 미지의 표면전류밀도를 구하기 위한 적분방정식은 각 패치 및 급전선에서 전계의 접선방향 성분의 합은 0이고, 슬롯에서 자계의 접선방향 성분은 연속이라는 경계조건을 적용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

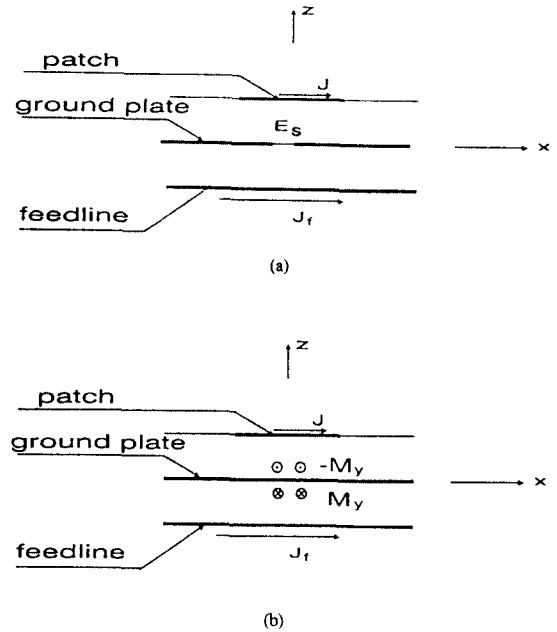


그림 2. 슬롯결합 마이크로스트립 안테나의 해석 모델
(a)안테나의 단면 ; (b) 등가원리에 의한 해석 모델
Fig. 2 Analytical model of slot-coupled microstrip antenna
(a) configuration of antenna ;
(b) analytical model using equivalence theorem

$$\sum_{l=1}^{N_s} H_p^i(-M_y^l) + \sum_{l=1}^{N_s} H_p^i(J_f^l) = H_f^i(J_f^i) + \sum_{l=1}^{N_s} H_f^i(M_y^l)$$

$$\sum_{l=1}^{N_s} E_p^i(J_f^l) + \sum_{l=1}^{N_s} E_p^i(-M_y^l) = 0 \quad (1)$$

$$E_f^i(J_f^i) + E_f^i(-M_y^i) = 0$$

여기서 H_p^i 와 H_f^i 는 각각 i 번째 슬롯의 패치측 및 급전선측 자계를 나타내며, E_p^i, E_f^i 는 i 번째 소자의 패치와 급전선의 접선방향 전계 성분을 각각 나타낸다. 식(1)은 급전선의 전류 모드는 가장 가까운 슬롯에만 직접 결합되고, 다른 소자의 슬롯이나 급전선 모드와는 상호작용을 일으키지 않는다는 가정을 포함하고 있다. 또한 각 소자간의 결합 메카니즘은 패치와 슬롯간의 상호결합에 의한다[8].

모멘트 법을 이용하여 적분방정식 식(1)을 풀기 위해서는 우선 미지의 표면 전류밀도를 기지함수로 전

개하여야 한다. 각 패치당 N_p 개의 EB모드를 이용하여 패치의 전류를 전개하고, 결합용 슬롯은 일반적으로 공진 크기에 비하여 슬롯의 크기를 작게하므로 하나의 PWS모드로 나타낸다[6, 12]. 급전선의 전류는 진행파 전류성분과 슬롯 근방에서의 비진행파 성분을 나타내는 PWS 모드를 이용하여 전개하면

$$J_f^i(x, y) = \frac{f(y)}{\sqrt{Z_c}} [(A_i e^{-jk_x(x-x_i)} - R_i e^{jk_x(x-x_i)})(1 - u(x-x_i)) + (A_i e^{-jk_x(x-x_i)} - R_i e^{jk_x(x-x_i)})u(x-x_i)] + \sum_{n=1}^{N_f} I_{fn}^i(x-x_i - \Delta f_n, \Delta f) f_n(y, fw) \quad (2)$$

이고, 여기서 $\Delta f_n = -L_f/2 + n\Delta f$
 $\Delta f = L_f/(N_f + 1)$
 $A_i = A_{i+1} e^{jk_x(x_{i+1}-x_i)}$
 $R_i = R_{i+1} e^{-jk_x(x_{i+1}-x_i)}$

이다[11]. 이때 k_x 는 급전선의 전파상수이고, Z_c 는 급전선의 특성 임피던스로 스펙트럴 영역에서의 full-wave 해석으로 구한다[9].

그리고 슬롯결합 마이크로스트립 패치 안테나는 전송선상의 적률 임피던스로 등가시킬 수 있으므로 [6], 슬롯이 있는 면에서의 전류의 연속성에 의하여

$$A_i - R_i = A_{i+1} - R_{i+1} \quad (3)$$

로 주어진다.

식(1)에 Galerkin 모멘트법을 적용하면 패치의 전류 J_p, J_f 및 M_v 에 대한 적분방정식을 다음과 같이 선형 대수방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\sum_{l=1}^{N_r} \sum_{m=1}^{N_p} I_{pm}^l Z_{nm}^p(l, i) + \sum_{l=1}^{N_r} V_s^l T_n^p(l, i) = 0; l=1, N_r; n=1, N_p$$

$$\sum_{l=1}^{N_r} V_s^l (Y_s^l(l, i) + Y_p^l(l, i)) + \sum_{l=1}^{N_r} \sum_{m=1}^{N_p} I_{pm}^l C_m^p(l, i) = (A_i - R_i) \Delta V^i + j(A_i - A_i) \Delta V_s^i + \sum_{m=1}^{N_p} I_{pm}^l C_m^l(i, i); l=1, N_r \quad (4)$$

$$\sum_{m=1}^{N_p} I_{pm}^l Z_{nm}^l(i, i) = V_s^l T_n^l(i, i) + j(A_i - A_i) \Delta V_{pn}^l; n=1, N_r$$

여기서 $Z_{nm}^p(l, i)$ 와 $Z_{nm}^l(i, i)$ 는 각각 패치의 EB 모드와 급전선의 PWS 모드의 모멘트법 임피던스를 나타내고, $C_m^p(l, i)$ 와 $T_n^p(l, i)$, $C_m^l(i, i)$ 와 $T_n^l(i, i)$, $Z_{nm}^p(l, i)$ 은 패치와 슬롯, 슬롯과 급전선 PWS 모드사이의 상호작용에 의한 결합을 나타내며, $Y_s^l(l, i)$ 와 $Y_p^l(l, i)$ 는 슬롯의 어드미턴스를 나타낸다. 이러한 각 요소는 6중 적분형태로 표시할 수 있으며, 기저함수와 가중값함수를 Fourier 변환함으로써 다음과 같이 k_x, k_y 에 대한 이중 적분형태로 변환할 수 있다.

$$Z_{nm}^p(l, i) = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{E,J_s}^p(k_x, k_y) F_s^m(k_a) F_u(k_b) F_s^m(k_b) F_u(k_a) e^{jk_x(x_i-x_j)} e^{jk_y(y_i-y_j)} dk_x dk_y$$

$$C_m^p(l, i) = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{E,J_s}^p(k_x, k_y) F_s^m(k_a) F_u(k_b) F_p(k_y) F_u(k_x) e^{jk_x(x_i-x_j)} e^{jk_y(y_i-y_j)} dk_x dk_y$$

$$= -T_n^p(i, l) \quad (5)$$

$$Z_{nm}^l(i, i) = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{E,J_s}^l(k_x, k_y) F_p(k_x) F_p(k_y) F^2(k_y) e^{jk_x(\Delta x_n - \Delta x_{n-1})} dk_x dk_y$$

$$C_m^l(i, i) = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{H,J_s}^l(k_x, k_y) F_p(k_x) F_u(k_y) F_p(k_x) F(k_y) e^{jk_x \Delta x_n} dk_x dk_y = -T_n^l(i, i)$$

$$Y_s^l(l, i) = \frac{1}{4\pi^2} \iint \tilde{G}_{H,M_s}^l(k_x, k_y) F_p(k_y) F_u(k_x) F_p(k_y) F_u(k_x) e^{jk_x(x_i-x_j)} e^{jk_y(y_i-y_j)} dk_x dk_y$$

(단 a, b는 각각 x 또는 y)

여기서 $\tilde{G}_{E,J_s}^p(k_x, k_y)$, $\tilde{G}_{H,J_s}^p(k_x, k_y)$, $\tilde{G}_{E,J_s}^l(k_x, k_y)$, $\tilde{G}_{H,J_s}^l(k_x, k_y)$, $\tilde{G}_{H,M_s}^l(k_x, k_y)$ 는 스펙트럴 영역에서의 Green 함수를 나타내며, $F_s^m(\cdot)$, $F_u(\cdot)$ 및 $F_p(\cdot)$ 는 각각 전류 함수 $f_s^m(\cdot)$, $f_u(\cdot)$ 및 $f_p(\cdot)$ 의 Fourier 변환이다[6]. 또한 ΔV^l , ΔV_s^l 는 급전선의 진행파와 슬롯사이의 결합을

나타내며, Δv_{fn}^i 는 급전선의 진행과 PWS모드 사이의 상호작용을 나타내는 것으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Delta v^i = \frac{1}{2\pi\sqrt{Z_c}} \int \tilde{G}_{H,J_i}(-k_x, k_y) F(k_y) F_p(k_y) F_u(k_x) dk_y$$

$$\Delta v_s^i = \frac{1}{4\pi^2\sqrt{Z_c}} \int \tilde{G}_{H,J_i}(k_x, k_y) F(k_y) H(k_x) F_p(k_y) F_u(k_y) dk_y \quad (6)$$

$$\Delta v_{fn}^i = \frac{1}{4\pi^2\sqrt{Z_c}} \int \tilde{G}_{E,J_i}(k_x, k_y) F^2(k_y) H(k_x) F_p(k_y) e^{jk_x \Delta x} dk_y$$

여기서

$$H(k_x) = \frac{-2k_x}{k_x^2 - k_e^2}$$

이다. 가역정리를 확장하여 N_e 개의 소자를 가진 직렬 급전 배열안테나에 적용하면

$$R_1 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_e} V_s^i \Delta V^i e^{-jk_x(x_i - x_1)}$$

$$+ \frac{1}{2} V_s^{N_e+1} \Delta V^{N_e+1} e^{-jk_x(x_{N_e+1} - x_1)} \quad (7)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_e} V_s^i \Delta V^i e^{-jk_x(x_i - x_1)} + R_{N_e+1} e^{-jk_x(x_{N_e+1} - x_1)}$$

가 된다. 일반적으로

$$R_l = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{N_e} V_s^i \Delta V^i e^{-jk_x(x_i - x_l)}$$

$$+ R_{N_e+1} e^{-jk_x(x_{N_e+1} - x_l)}; l=1, N_e \quad (8)$$

$$= \frac{1}{2} V_s^i \Delta V^i + R_{l+1} e^{-jk_x(x_{l+1} - x_l)}$$

로 나타낼 수 있으며 $R_{N_e+1} = \Gamma_L A_{N_e+1}$ 로서 Γ_L 은 종단의 반사계수를 나타낸다. 마지막으로 각 슬롯면에서의 급전선 전류의 연속성에 의하여

$$A_i - R_i = A_{i+1} e^{jk_x(x_{i+1} - x_i)} - R_{i+1} e^{-jk_x(x_{i+1} - x_i)} \quad (9)$$

가 된다[11]. 식 (7), (8), (9)에 의해 주어진 선형방정식을 이용하여 $(N_p + N_f + 3) \times N_e$ 개의 미지수(즉, N_e 개 패치상의 $N_p \times N_e$ 개의 전류모드, 급전선의 $N_f \times N_e$ 개의 전류모드, N_e 개의 슬롯 등가자기전류 모드 및 N_e 개의 슬롯면에서의 2 N_e 개의 급전선 입사 및 반사전압)를 풀 수 있다. 각 함수의 설명과 추가적인 해석은 참고문헌 [11]과 [6]을 참조하면 구할 수 있으며 본 논문에서는 자세한 설명은 생략하였다. 이상의 이론을 바탕으로 해석 프로그램을 작성하였는데 기본적으로 DOS환경하에서 수행될 수 있도록 하였다. 이 경우 사용하는 기저함수의 형태에 따라 수행시간이 결정되며 본 논문에서 사용된 기저함수는 해의 수렴도, 정확도 및 계산시간을 비교하여 패치는 3개의 EB모드, 슬롯은 1개의 PWS모드, 급전선은 5개의 PWS모드를 사용하였다. 이러한 전류함수를 사용할 경우 적분구간은 Green함수와 진류함수의 곱에 의해 결정되며, 사용하는 Green함수에 따라서 다르기는 하지만 150 k_0 를 넘지 않는다. 이렇게 프로그램을 구성하면 계산시간은 486PC상에서 단일 소자인 경우 한주파수에서 결과를 얻는데 20초를 넘지 않으며 8소자 배열인 경우에도 3분이내로 수행된다.

III. 직렬급전 슬롯결합 배열 안테나의 설계

직렬급전 마이크로스트립 배열안테나의 설계방식은 도파관상의 슬롯 배열안테나[10]와 유사하다. 안테나에 수직한 방향으로 주 빔을 형성하기 위해서는 각 소자의 전류가 동위상이어야 하므로 슬롯은 λ_g (λ_g 는 급전선 관내 파장)간격으로 배열한다.

각 소자가 λ_g 만큼 떨어져 있으므로 배열안테나의 입력 임피던스는

$$Z_{in} = \sum_{l=1}^{N_e} Z_s^l - j \cot k_e L_s \quad (10)$$

로 주어지며, 여기서 Z_s^l 은 각 소자의 등가 직렬 임피던스를 나타내며 L_s 는 안테나 종단의 개방스터브를 나타낸다. 일반적으로 등가 임피던스는 복소수이지만 실수 성분만을 고려하므로써 설계를 간단히 할 수 있으며, 허수성분은 스테브의 길이를 변화시키므로써 조절이 가능하다. 안테나를 정합시키기 위해서는 입력 임피던스가 전송선의 특성 임피던스와 같도록

설계하여야 하며, i 번째 소자에서 방사되는 전력은 직렬 임피던스의 저항성분에 비례하므로 배열안테나의 각 소자에 대한 구동계수가 주어지면 필요한 저항값은 다음 식으로 결정할 수 있다.

$$R_i = \frac{R_c A_i^2}{\sum_{l=1}^N A_l^2} \quad (11)$$

각 소자의 저항값이 결정되면 슬롯결합 마이크로 스트립 안테나의 변수(슬롯의 크기 및 위치, 패치의 크기 및 위치 등)를 조정하여 이러한 값을 갖도록 할 수 있다.

본 연구에서는 급전선으로부터 각 소자에 결합되는 값을 조절하기 위하여 슬롯의 길이 또는 슬롯의 위치를 조절하는 방법을 사용하여 Chebyshev 분포를 갖는 8소자 배열안테나를 설계하였다. Sullivan[7]에 의하면 직렬저항값을 조절하기 위한 3가지 가능성을 제시하였지만 슬롯과 패치를 H-면으로 이격시키는 방법은 배열 안테나의 간격이 가변되므로 본 논문에서는 설계하지 않았다. 또한 배열안테나의 소자수가 많은 경우 급전선의 특성 임피던스를 50 Ω으로 하면 각 소자의 직렬저항값이 작아지게 되어 설계시 오차가 많이 발생하게 되므로 여기서는 급전선을 100 Ω으로 설계하였다[11].

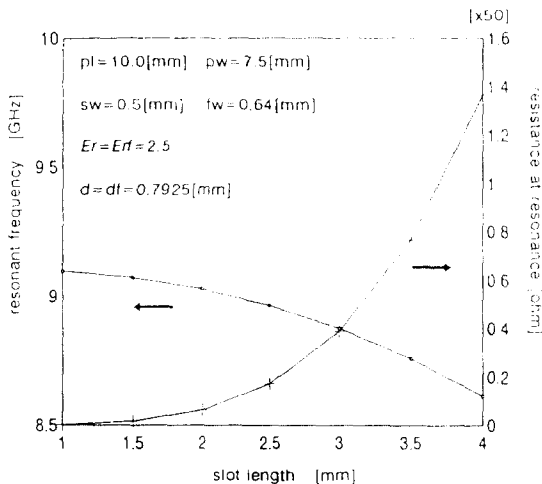


그림 3. 슬롯길이에 따른 공진주파수와 공진저항(계산치)
Fig. 3 Resonant frequency and resistance versus slot length (calculated value)

1. 방법 1 (슬롯의 길이를 조절하는 방법)

그림 3은 슬롯 길이에 따른 공진저항과 공진주파수를 나타낸 것이다. 그림에서 보듯이 슬롯의 길이가 길어지면 저항값이 증가함을 알 수 있다. 그러나 슬롯의 길이가 변하면 공진주파수도 변하기 때문에 배열안테나의 모든 소자가 동일 주파수에서 공진이 일어나도록 각 소자의 패치 길이를 조정하여 한다. 표 1은 Chebyshev 분포를 이용하여 -25dB 부로브 특성을 얻기 위한 8소자 배열안테나의 설계 파라미터를 나타낸 것이다. 제작한 안테나 패턴은 3개의 film으로 구성되어 있는데 급전부와 슬롯부는 기판의 앞뒤면에 각각 제작하게 되고 안테나부는 뒷면에 급속층이 없는 유전체 기판에 제작하게 된다. 또한 안테나부와 급전부간의 틈새에는 얇은 공기층이 형성되기 마련인데 이러한 공기층이 생기는 것을 막기 위하여 기판 사이에 기판의 유전율과 비슷하면서 접착력이 있는 바세린을 바름으로써 측정시 오차를 줄이도록 하였다.

표 1. 8소자 배열 안테나의 설계 파라미터(방법1)
Table 1. Design parameter of 8-element array antenna(Method 1)

여기계수	저항값(Ω)	슬롯길이(mm)	패치길이(mm)	리액턴스(Ω)
0.3778	3.17	2.00	10.000	4.63
0.5843	7.77	2.44	9.932	6.81
0.8424	16.36	2.88	9.840	9.15
1.0000	22.76	3.10	9.784	10.22

$D_c = 23.70\text{mm}$ (at 9.03GHz), $L_c = 14.42\text{mm}$

2. 방법 2 (급전선과 슬롯의 상대적 위치를 조절하는 방법)

그림 4는 급전선과 슬롯의 직각방향 이격거리에 따른 결합정도를 나타낸 것으로 슬롯이 급전선과 일치할 때 슬롯에 여기되는 양이 가장 많으며 급전선으로부터 멀어질수록 여기되는 정도가 줄어들음을 알 수 있다. 이 방법의 가장 큰 장점은 급전선과 슬롯의 상대적인 위치에 무관하게 공진주파수가 일정하다는 점이다. 따라서 모든 패치의 길이를 동일하게 설계할 수 있다. 표 2은 방법 1과 동일한 특성을 갖는 배열안테나의 설계파라미터를 나타낸 것이다. 표에서 보는 바와 같이 모든 소자의 패치크기와 슬롯의 크기는 동일하고 단지 급전선과 슬롯간의 이격거리의 크기만

이 다르다. 따라서 급전선과 슬롯의 상대적인 위치를 조절하는 설계방식이 슬롯길이를 조절하는 방식보다 설계시 편리하다.

여기계수에 따른 각 슬롯에서의 정확한 설계치의 계산은 그림 3에서 나타낸 것처럼 전체 범위에 대한 수치해석을 수행하여 파라미터(슬롯의 길이 및 슬롯의 위치)의 변화에 따른 전반적인 입력임피던스의 변화를 살펴본 후 설계값은 슬롯의 길이 및 슬롯의 위치를 조정하여 원하는 임피던스값을 구할때까지 계산하였다. 이때 실제 제작시 설계오차를 고려하여 소수점 둘째자리까지만 계산하였다.

표 2. 8소자 배열 안테나의 설계 파라미터(방법2)
Table 2. Design parameter of 8-element array antenna(Method 2)

여기계수	저항값(Ω)	이격거리(mm)	리액턴스(Ω)
0.3778	3.25	1.63	1.52
0.5843	7.72	1.17	3.61
0.8424	16.23	0.63	7.59
1.0000	22.48	0.00	10.51

$D_s = 24.17\text{mm}$ (at 8.854GHz), $L_s = 15.24\text{mm}$

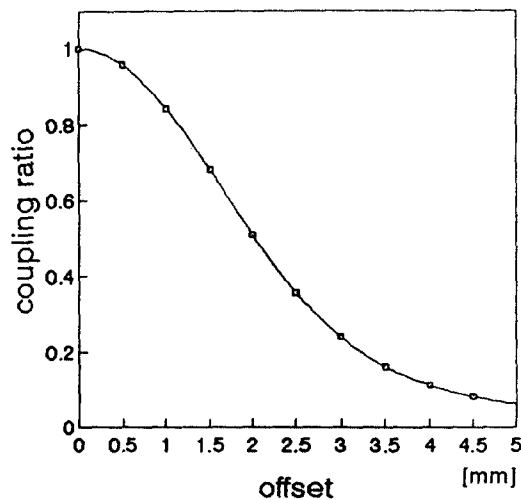


그림 4. 슬롯의 급전선의 이격거리에 따른 결합계수(계산치)
($\epsilon_r = 2.5$, $d = 0.07925\text{cm}$, $pl = 1.0\text{cm}$, $pw = 0.75\text{cm}$, $sl = 0.4\text{cm}$, $sw = 0.05\text{cm}$, $\epsilon_{rf} = 2.5$, $d_f = 0.07925\text{cm}$, $fw = 0.64\text{cm}$)

Fig. 4 Coupling factor versus offset length between slot and feeder(Calculated)

IV. 실험 및 결과고찰

본 연구에서 설계한 직렬급전 슬롯결합 8소자 배열 안테나의 임피던스 정합 및 정재파비를 측정하기 위하여 신호원(0.04-20GHz)를 내장한 Wiltron 360 Network Analyzer를 사용하였다. 방사패턴은 Orbit사의 Near-Field 측정장비인 AL-2000을 이용하여 측정하였다.

그림 5는 앞에서 설계한 8소자 배열 안테나의 반사계수를 full-wave해석법으로 해석한 결과를 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 소자간의 상호결합을 고려하면 설계 측정값에 가까운 결과를 얻을 수 있다. 그림 6은 실제 제작한 직렬급전 배열 안테나의 반사계수 측정치를 나타내는 그림으로 offset으로 설계한 방식의 반사계수 특성은 설계주파수에서 -20dB의 값을 갖지만 슬롯의 길이를 변화시키는 방식은 각각의 패치에서의 공진주파수의 변화로 인하여 반사계수의 특성이 나빠짐을 알 수 있다. 이는 offset으로 설계한 방식이 슬롯길이를 변화시키는 방식보다 공진주파수의 변화가 없기 때문에 설계주파수에서 특성이 우수하게 나타나기 때문이다.

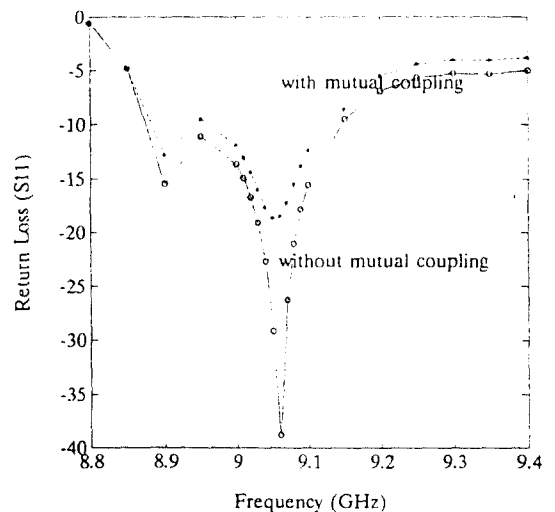


그림 5. 표1의 직렬급전 배열 안테나의 반사계수(계산치)
Fig. 5 Return loss of series-fed array antenna-Table1(Calculated)

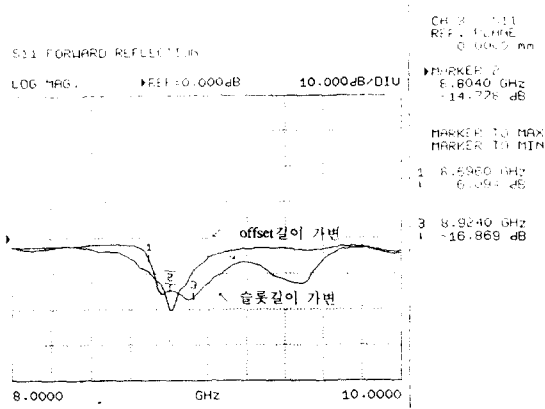
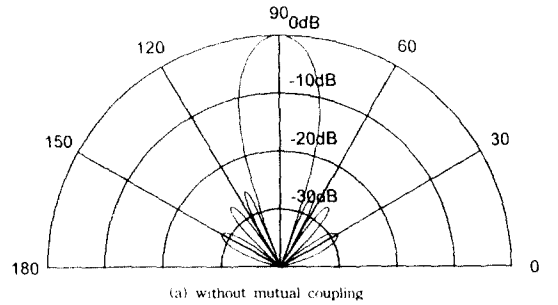


그림 6. 직렬급전 배열 안테나의 반사계수(측정치)
Fig. 6 Return losses of series-fed array antennas(Measured)

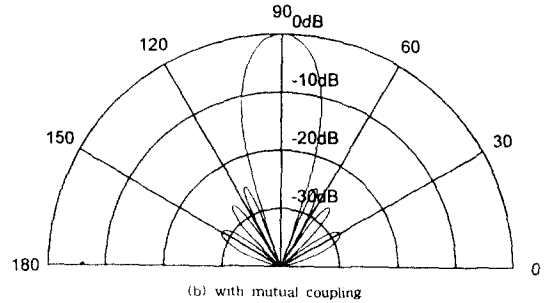
그림 7은 직렬급전 배열 안테나의 방사패턴 이론치를 나타낸다. 방사패턴의 이론치를 계산하기 위하여 참고문헌[6]에서 기술된 stationary phase법을 사용하였다. 상호 결합을 고려하지 않은 경우의 방사패턴은 개개의 패치의 방사패턴을 array factor와 곱한 결과이고 상호결합을 고려한 경우의 방사패턴은 상호결합에 의해 왜곡된 각각의 패치에서의 전류분포를 array factor와 곱한 결과이다. 실제 설계는 -25dB의 부로브를 갖는 배열 안테나이였으나 정확한 full-wave 해석 결과 부로브가 -23에서 -24dB 정도 나옴을 알 수 있다.

그림 8은 실제 제작된 배열 안테나의 방사패턴 실험치로서 offset을 조절하는 방식이 이론치에 가깝게 측정되었다. 그림 8의 (a)는 슬롯의 상대적인 위치를 조절하는 설계방식에 의한 안테나의 2차원 방사패턴을 나타내며, (b)와 (c)는 각각 슬롯길이를 변화시키는 방법과 슬롯의 상대적인 위치를 조절하는 방식의 E-평면 방사패턴을 나타낸다. 그림 8(c)의 그림에서 알 수 있듯이 슬롯의 상대적인 위치를 조절하는 설계방식이 부로브의 형태가 일정하고 부로브 크기도 낮음을 알 수 있다. 전반적으로 부로브 크기가 높게 나타난 것은 배열 안테나의 제작이 종래의 단면기판에 제작하는 방식에 비해 두개의 유전체층을 가지며 또한 두 층간의 부정확한 접촉 및 급전선로와 슬롯을 기판의 양쪽면에 인쇄하므로써 발생하는 오차에 기인하는 것으로 사료되어진다. 따라서 앞으로 안테나

의 설계가 정확하여 진다면 이러한 오차는 충분히 줄일 수 있을 것으로 사료되어진다.

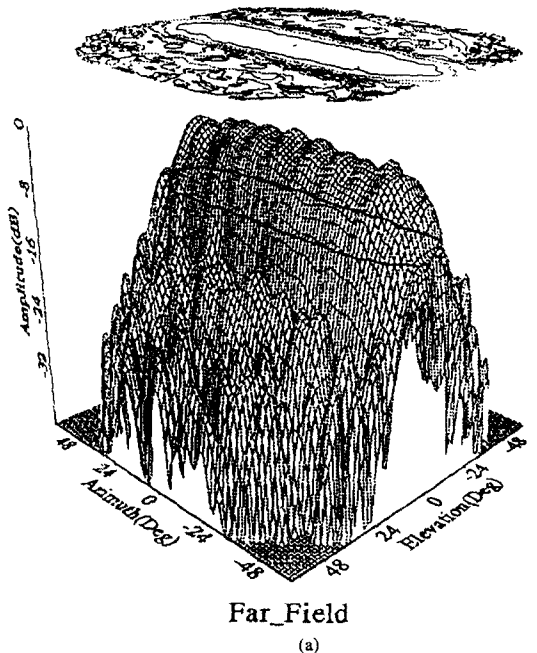


(a) without mutual coupling



(b) with mutual coupling

그림 7. 직렬급전 배열 안테나의 방사패턴(이론치)
Fig. 7 Radiation patterns of series-fed array antennas(Calculated)



Far_Field

(a)

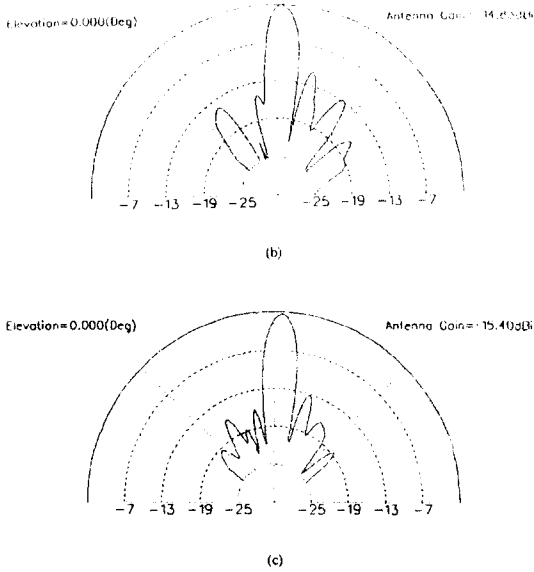


그림 8. 직렬급전-배열 안테나의 방사패턴(측정치)
 (a) 2차원 방사패턴 ; (b) 슬롯길이 가변(방법1) ;
 (c) offset 길이 조절(방법2)

Fig. 8 Radiation pattern of series-fed array antenna(Measured)
 (a) 2-D radiation pattern ; (b) slot length variation(Method1) ; (c) offset length length variation(Method2)

V. 결 론

본 연구에서는 앞으로 이동통신이나 위성통신, 레이다 등과 같은 분야에 슬롯결합 마이크로스트립 안테나를 응용하기 위해서 슬롯결합 마이크로스트립 안테나의 성능개선에 대한 연구를 수행하였다.

먼저 1986년 Pozar가 제시한 가역정리(Reciprocity Theorem)을 이용한 모멘트법을 기본으로 직렬급전 슬롯결합 배열 안테나를 설계하는 방법을 제시하였고 이상의 이론을 프로그래밍할 때 고려사항을 기술하였다. 슬롯결합 마이크로스트립 안테나로 배열 안테나로 설계하는 것은 슬롯의 길이 및 슬롯의 offset 위치를 조절하므로써 원하는 방사패턴을 얻기가 매우 용이하다. 본 연구에서는 슬롯의 길이 및 위치를 가변시킨 결과 슬롯의 위치를 조절하여 설계하여 방식이 각 소자간의 공진주파수의 변화가 작으므로 설계가 간편하며 또한 실험 결과 우수한 방사특성을 나타내었다.

이상의 연구로부터 슬롯결합 마이크로스트립 안테나를 이용한 다양한 안테나 시스템을 설계하는 것이 가능하리라 사료된다.

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, "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.
7. P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an aperture coupled microstrip antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, No. 8, pp. 977-984, Aug. 1986.
8. J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, vol. 2, Peregrinus, London, U.K. pp. 815-870, 1989.
9. R. W. Jackson and D. M. Pozar, "Full-wave analysis of microstrip open end and gap discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, No. 10, pp. 1036-1042, Oct. 1985.
10. H. Jasik., *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1961.
11. N. K. Das and D. M. Pozar, "Analysis and design of series fed arrays of printed dipoles proximity coupled to a perpendicular microstripline,"

IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. AP-37, No. 4, pp. 435-444, Apr. 1989.



張 炳 堉(Byung Jun 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, 초고주파수회로 설계, 이동통신 및 위성통신



金 德 洙(Duk Soo Kim) 정회원
1958년 7월 5일생
1982년 2월:연세대학교 전자공학과(공학사)
1984년 2월:연세대학교 전자공학과(공학석사)
1991년 8월~현재:연세대학교 대학원 전자공학과 박사과정

1984년~1989년:금성정보통신 연구소 연구원
1989년~현재:동양공업전문대학 전자과 부교수
※주관심분야:Numerical Methods, Waveguide Filter

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

朴 漢 奎(Han Kyu Par) 정회원
제20권 제8호 참조
현재:연세대학교 전파공학과 교수