

유전자 알고리즘을 이용한 동축선 급전 원형 편파 마이크로스트립 안테나 설계

Design of The Coaxially Fed Circularly Polarized Rectangular Microstrip Antenna Using the Genetic Algorithm

이동근 · 이상설

Dong-Geun Lee · Sang-Seol Lee

요 약

유전자 알고리즘을 이용하여 동축선 급전 원형 편파 사각 마이크로스트립 안테나를 설계하였다. 임피던스 및 유효 손실 탄젠트 그리고 축비 등을 포함하는 복잡한 목적 함수를 갖는 마이크로스트립 안테나 설계에 유전자 알고리즘이 효과적임을 보였다. 캐버티 마들로부터 입력 임피던스와 원형 편파의 축비를 유도하고, 안테나의 폭과 길이와 동축선 급전점을 유전자 알고리즘을 이용하여 최적화 하였다. 설계된 안테나를 제작하고 시뮬레이션 결과와 비교하여 타당성을 검증하였다.

Abstract

We introduce a new application of the genetic algorithm for design of the coaxial fed circularly polarized rectangular microstrip antenna. The GA shows excellent results for the design of the microstrip antenna which have a very complex objective function including the input impedance, the effective loss tangent and the axial ratio. The objective function is derived from the cavity model, and the size and the feeding point are optimized by the genetic algorithm. The experimental results show good agreement with the simulated results.

I. 서 론

마이크로스트립 안테나는 가벼움, 저가, 집적성, 박형 등의 특성뿐만 아니라, 급전점 및 안테나 패치 모양의 변화를 통해 쉽게 원형 편파를 구현할 수 있는 장점을 가지며, 배열을 통해 원형 편파 축비의 광대역화가 가능하다^{[1],[2]}. 이러한 특성으로 인해 위성 통신에는 다양한 원형 편파 마이크로스트립 안테나가 널리 사용되고 있다. 그동안 원형 편파를 발생시키는 많은 방법들이 제시되었고, 그중 하나가 사각 패치 안테나를 단일 동축선으로 급전하는 방법이다

^{[3],[4]}. 단일 급전 원형 편파 마이크로스트립 안테나는 본래 협대역이고, 설계 인자에 대한 특성 변화가 매우 민감하여 설계가 어렵다. 캐버티 마들^[5]을 이용한 많은 CAD(Computer Aided Design)법^{[6],[7]}이 제시되었지만 유효 손실 탄젠트를 포함하는 입력 임피던스의 계산이 복잡하여 최적화 알고리즘을 적용하기가 어렵다. 또한 원형 편파 마이크로스트립 안테나 설계에서는 임피던스 정합은 물론, 원형 편파의 축비를 동시에 만족시키도록 안테나의 크기와 급전점을 최적화 해야 한다.

유전자 알고리즘은 설계 인자를 염색체 형태로

한양대학교 전자전기공학부(School of Electronic and Electrical Eng., Hanyang Univ.)

· 논문 번호 : 20000208-010

· 수정완료일자 : 2000년 4월 12일

표현하여 염색체의 재생산, 교배(crossover) 및 적합도의 평가 등, 비교적 단순한 과정의 반복으로 계산이 수행된다. 또한 프로그래밍이 용이하고, 미분이나 적분을 포함하는 복잡한 목적함수에도 쉽게 적용할 수 있어, 복잡한 입력 임피던스식과 원형 편파 축비를 목적함수로 하는 원형 편파 마이크로스트립 안테나 설계에 효과적이다^[8].

이 논문에서는 유전자 알고리즘을 이용하여 주어진 유전체 기판의 특성(유전율, 두께, 손실 탄젠트, 도전을 등)과 공진 주파수에 대해서 원형 편파 등축선 급전 사각 마이크로스트립 안테나의 크기와 급전점을 최적화 한다. 최적화 된 설계 데이터로 제작된 안테나의 반사 손실과 원형 편파 축비를 이론치와 비교 분석하였다.

II. 이론적 해석

2-1 캐버티 내의 전개

그림 1은 등축선 급전 사각 마이크로스트립 안테나의 구조를 나타낸다. 캐버티 마들은 안테나의 사각 패치와 접지면은 전기 벽(electric wall)으로, 그 옆면은 자기 벽(magnetic wall)으로 이루어진 사각 캐버티로 근사한다^[5]. 패치의 엣지에서 후린징 필드(fringing fields)로 인한 패치의 유효길이는 $L_e = L + 2\Delta L$ 이다. 여기서 ΔL 은 확장 길이로 다음과 같다^[9].

$$\Delta L = \frac{0.412h(\epsilon_{eff}(W) + 0.3)\left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{eff}(W) - 0.258)\left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad (1)$$

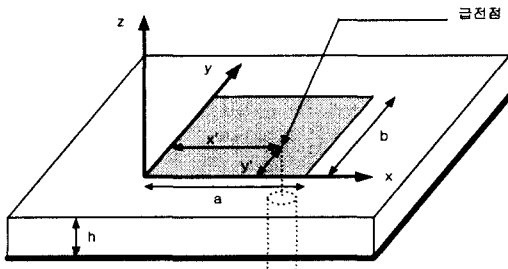


그림 1. 등축선 급전 마이크로스트립 안테나
Fig. 1. Coaxial fed rectangular microstrip antenna.

$$\epsilon_{eff}(x) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{(\epsilon_r - 1)\left(1 + 10\frac{h}{x}\right)^{-\frac{1}{2}}}{2} \quad (2)$$

또, 패치의 유효 폭은 $W_e = W + 2\Delta W$ 이고, ΔW 은 확장 폭으로 다음과 같다^[9].

$$\Delta W \approx \left(\frac{\log_e 4}{\pi}\right)h \quad (3)$$

안테나의 높이 h 가 파장에 비해 매우 작으면, 캐버티 안에 형성되는 전계는 z 성분만 존재하고, 자계는 도체 패치와 접지면 사이의 영역에서 x, y 성분만 갖는다. 또한 z 축으로는 필드가 변하지 않으므로 캐버티 안의 필드는 TM_{mn} 모드를 형성한다. (x', y') 에 놓인 등축선 프로우브에 의해 급전된 캐버티내의 전계는 다음과 같다^[5].

$$E_z = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \Phi_{mn}(x, y) \quad (4)$$

$$A_{mn} = j\omega\mu \frac{\langle J_z, \Phi_{mn} \rangle}{\langle \Phi_{mn}, \Phi_{mn} \rangle} \frac{1}{k_e^2 - k_{mn}^2} \quad (5)$$

$$\Phi_{mn}(x, y) = \cos\left(\frac{m\pi x}{L_e}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{W_e}\right) \quad (6)$$

$$k_e^2 = \epsilon_r(1 - j\delta_{eff})k_0^2 \quad (7)$$

$$k_{mn}^2 = \left(\frac{m\pi}{L_e}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W_e}\right)^2 \quad (8)$$

식 (7)의 δ_{eff} 는 유효 손실 탄젠트이다.

2-2 등축선 급전 마들링

(x', y') 에 위치한 내부 도체의 반경이 a 인 등축선은 중심이 (x', y') 에 있고, 폭이 w_p 이며 $y-z$ 평면에 평행한 스트립으로 마들링한다. 스트립의 폭이 $w_p = e^{1.5}a$ 로 마들링 될 때, 스트립의 전류분포는 다음과 같다^[10].

$$J_z = \frac{I_0}{w_p}, \quad |y - y'| < \frac{w_p}{2} \quad (9)$$

스트립의 전류분포가 식 (9)와 같이 균일하면, 식 (4)로부터 입력 임피던스는 다음과 같다^[5].

$$Z_{in} = \sum_{m=0}^{+\infty} \sum_{n=0}^{+\infty} \frac{i\omega\alpha_{mn}}{\omega_{mn}^2 - (1 - i\delta_{eff})\omega^2} \quad (10)$$

$$\omega_{mn} = \frac{c_0 k_{mn}}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (11)$$

$$\alpha_{mn} = \frac{h\xi_m \xi_n}{L_e W_e \epsilon} \cos^2\left(\frac{m\pi x'}{L_e}\right) \cos^2\left(\frac{n\pi y'}{W_e}\right) \cdot \sin^2\left(\frac{n\pi w_p}{2W_e}\right) \quad (12)$$

식 (10)의 ω 는 $2\pi f$ 이고, 식 (12)에서 $i=0$ 이면 $\xi_i=0$ 이고, $i \neq 0$ 이면 $\xi_i=2$ 이다.

2-3 유효 손실 탄젠트

안테나가 공진 모드(m, n) 부근에서 동작하면 안테나의 총 손실은 도전손실 P_c , 유전체 손실 P_d , 복사 손실 P_r , 표면파 손실 P_{sw} 의 합이다^[2]. 유전체 손실 P_d 와 도체 손실 P_c 는 캐비티내의 전계로부터 계산되고, 복사 손실 P_r 은 원거리 전자계로부터 계산된다. 그리고 표면파 손실 P_{sw} 는 복사 손실 P_r 로부터 계산된다. 안테나의 유효 손실 탄젠트 δ_{eff} 는 다음식으로 주어진다.

$$\delta_{eff} = \frac{P_r + P_d + P_c + P_{sw}}{\omega(w_e + w_h)} = \frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_r} + \frac{1}{Q_{sw}} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (13)$$

식 (13)에서 $Q_d = \frac{1}{\delta}$, $Q_c = \frac{A}{t}$ 이고, δ 는 기판의 손실 탄젠트, t 는 기판의 두께이고, A 는 표피 두께(skin depth)이다. 표면파 손실 P_{sw} 는 복사 손실 P_r 로부터 다음과 같이 된다^[9].

$$Q_{sw} = Q_r \left(\frac{e_r^{hed}}{1 - e_r^{hed}} \right) \quad (14)$$

$$e_r^{hed} = \frac{P_r^{hed}}{P_r^{hed} + P_{sw}^{hed}} \quad (15)$$

식 (15)에서 $Q_r = \frac{2\omega w_e}{P_r}$ 이고 ω_e 와 P_r 은 각각

$$w_e = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r a b V_0^2}{8h} \quad (16)$$

$$P_r = \frac{V_0^2 A \pi^4}{23040} \times \left[(1-B) \left(1 - \frac{A}{15} + \frac{A^2}{420} \right) + \frac{B^2}{5} \left(2 - \frac{A}{7} + \frac{A^2}{189} \right) \right] \quad (17)$$

이다. 식 (17)에서 $A = \left(\frac{\pi a}{\lambda_0} \right)^2$, $B = \left(\frac{2b}{\lambda_0} \right)^2$ 이고, V_0 는 입력 전압이다. Q_{sw} 는 구해진 Q_r 을 식 (14)에 대입하여 구하고, 식 (15)에서 P_r^{hed} 는 다음과 같다^[(11), (12)].

$$P_r^{hed} = \frac{1}{\lambda_0^2} (k_0 h)^2 (80 \pi^2 \mu_r c_1) \quad (18)$$

여기서 c_1 과 n_1 은 각각 $c_1 = 1 - \frac{1}{n_1^2} + \frac{2}{5n_1^4}$, $n_1 = \sqrt{\epsilon_r \mu_r}$ 이다. 또한 P_{sw}^{hed} 는

$$P_{sw}^{hed} = \frac{\eta_0 k_0^2}{8} \frac{\epsilon_r (x_0^2 - 1)^{\frac{3}{2}}}{\epsilon_r (1 + x_1) + k_0 h \sqrt{x_0^2 - 1} (1 + \epsilon_r^2 x_1)} \quad (19)$$

이고, 식 (19)에서

$$x_1 = \frac{x_0^2 - 1}{\epsilon_r - x_0^2},$$

$$x_0 = 1 + \frac{-\epsilon_r^2 + a_0 a_1 + \epsilon_r \sqrt{\epsilon_r^2 - 2a_0 a_1 + a_0^2}}{(\epsilon_r^2 - a_1^2)},$$

$$a_0 = s \tan(k_0 h s),$$

$$a_1 = -\frac{1}{s} \left[\tan(k_0 h s) + \frac{k_0 h s}{\cos^2(k_0 h s)} \right],$$

그리고 $s = \sqrt{\epsilon_r - 1}$ 이다.

2-4 원형 편파

그림 1과 같이 정사각에 가까운 패치 안테나 ($a = b + c$, $c \ll a$)에서 (0,1)모드의 파수(wave number)와 (1,0)모드의 파수는 그 값이 거의 같아, 두 모드의 유효 손실 탄젠트는 같다고 가정할 수 있다. 원거리 필드에서 마이크로스트립 안테나에 수직인 평면 방향에서 Φ_{10} 과 Φ_{01} 에 의해 발생된 전계는 다음과 같이 각각 x, y 방향의 편파성분을 갖는다^[5].

$$E_x \approx \frac{\cos\left(\frac{\pi x'}{a}\right)}{k^2 - k_{10}^2} \quad (20)$$

$$E_y \approx \frac{\cos\left(\frac{\pi y'}{b}\right)}{k^2 - k_{01}^2} \quad (21)$$

원형 편파가 되기 위해서는 $\frac{E_x}{E_y} = \pm i$ 로 되어야 한다. 여기서 +는 CCW, -는 CW이다.

대부분의 원형 편파 안테나의 경우 공진 주파수에서는 원형 편파가 발생되나, 공진 주파수를 벗어나면 타원 편파로 변한다. 타원 편파의 축비는 장축 방향의 전계 강도와 단축 방향의 전계 강도의 비로서 완전한 원형 편파인 경우 축비는 1, 완전한 선형 편파인 경우 ∞ 가 된다. 안테나의 축비는 다음과 같이 정의된다^[13].

$$AR = \frac{\text{장축의 전계강도}}{\text{단축의 전계강도}} = \left\{ \frac{1 + \left| \frac{E_x}{E_y} \right| + T}{1 + \left| \frac{E_x}{E_y} \right| - T} \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (22)$$

$$1 \leq AR \leq \infty$$

$$T = \left\{ 1 + \left| \frac{E_x}{E_y} \right|^4 + 2 \left| \frac{E_x}{E_y} \right|^2 \cos(2\phi) \right\}^{\frac{1}{2}} \quad \text{이고,}$$

ϕ 는 $\frac{E_x}{E_y}$ 의 위상이다.

III. 유전자 알고리즘의 적용

유전자 알고리즘은 염색체를 퍼라미터의 배열로 정의함으로써 시작한다^{[14],[15]}. 그리고 퍼라미터 자체가 부호화 되어 작용하므로 목적 함수의 미분 가능성을 요구하지 않으며, 복잡한 함수에도 적용이 쉽다. 따라서 유전자 알고리즘은 여러 형태의 함수를 포함하는 복잡한 목적함수에 대하여 매우 효과적이다. 문제가 N_{par} 개의 퍼라미터를 가지면 염색체는 다음과 같이 표시된다.

$$\text{염색체} = [p_1 p_2 p_3 \dots p_{N_{par}}] \quad (23)$$

사각 마이크로스트립 안테나를 설계할 때의 퍼라미터는 마이크로스트립 안테나의 길이(L), 폭(W),

그리고 급전점 (x', y') 이다. 마이크로스트립 안테나의 폭과 길이를 염색체로 표시하기 위해 각각 N_L , N_W 개의 비트로 부호화하면 다음과 같다.

$$W = a^1 a^2 \dots a^{N_W} \quad (24)$$

$$L = a^1 a^2 \dots a^{N_L} \quad (25)$$

식 (15)와 (16)에서 α 는 2진수로 1 또는 0이다. 또한 급전점의 좌표 (x', y') 도 다음과 같이 부호화된다.

$$X' = a^1 a^2 \dots a^{N_x} \quad (26)$$

$$Y' = a^1 a^2 \dots a^{N_y} \quad (27)$$

식 (24)~(27)에 의하여 염색체는 다음과 같다.

$$\text{염색체} = \begin{array}{|c|c|} \hline W & L \\ \hline a^1 a^2 \dots a^{N_W} & a^1 a^2 \dots a^{N_L} \\ \hline X' & Y' \\ \hline a^1 a^2 \dots a^{N_x} & a^1 a^2 \dots a^{N_y} \\ \hline \end{array} \quad (28)$$

염색체가 정의되면 개체군의 수를 결정하고 우선 무작위로 각 개체의 염색체를 발생시키고 적합치에 따라 재생산하며 최적해에 접근한다.

유전자 알고리즘에서는 퍼라미터를 부호화 시킴으로써 그 구간을 제한할 수 있다. 일반적으로 중심 주파수와 유전체의 유전율이 결정되면 패치 안테나의 길이(L)는 다음과 같이 구해진다^[11].

$$L_0 = \frac{c_0}{2f_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (29)$$

본 논문에서 식 (29)로부터 패치의 길이와 폭의 범위는 $0.5 \times L_0 \sim 1.5 \times L_0$ 로 제한하였다. 퍼라미터의 범위와 해상도(R)가 결정이 되면 퍼라미터 염색체의 비트수는 아래 식 (30)의 N보다 큰 정수로 결정된다.

$$N = \log_2 \left(\frac{\text{Max} - \text{Min}}{R} \right) \quad (30)$$

교배(crossover)는 두 부모의 염색체를 조합하여 새로운 자식 염색체를 만드는 과정이다. 이 과정을 통해 부모의 특성이 자식으로 전달된다. 교배 방법으로는 1점 교배(one-point crossover), 다중 교배

(multi-point crossover), 균일 교배(uniform crossover) 등이 있고, 일반적으로 성능이 뛰어나고 간단한 1점 교배가 많이 사용된다^[16].

돌연변이 연산은 $p_{mutation}$ 의 확률로 염색체의 한 비트를 0에서 1로, 혹은 1에서 0으로 바꾼다. 돌연변이 연산을 통해 자식은 연산은 부모로부터 물려받지 못한 형질을 얻게 된다. 이것을 통해 개체군의 다양성이 유지되고, 엘거리즘은 새로운 탐색 공간을 탐색한다. 그러나 $p_{mutation}$ 이 커지면 염색체 내의 정보자체가 파괴될 가능성이 커지므로 대개 1% 이하이다.

유전자 엘거리즘에서 개체군의 크기는 대개 30~100개를 선택하는데, 목적함수가 복잡한 경우에는 개체군의 크기가 작을수록 최적화 속도가 빨라진다. 또한 염색체 재생산을 위한 교배 확률은 70%정도가 많은 경우에서 최적치로 알려졌다^[17].

본 논문에서는 개체군의 크기는 50, 교배 연산자로는 1점 교배를 사용하고 교배 확률 p_{cross} 는 75%로 한다. 또한 돌연변이 확률 $p_{mutation}$ 은 0.5%로 한다. N_L, N_W, N_X, N_Y 은 식 (30)으로부터 10으로 한다.

IV. 시뮬레이션 결과 및 고찰

엘거리즘의 목적 함수는 안테나 입력단에서의 반사 계수(R)와 원형 편파 축비(AR)로써, 식 (10)과 식 (22)에 의해 다음과 같이 정의된다.

$$Q = w_1 \cdot \min \left\{ \left| \frac{50 - Z_{in}}{50 + Z_{in}} \right| \right\} + w_2 \cdot \min \{AR\} \quad (31)$$

w_1 과 w_2 는 가중치로서 입력 임피던스와 축비의 중요도에 따라 선택한다. 본 논문에서 w_1 과 w_2 의 값은 각각 10과 1이다.

안테나 설계를 위한 입력 데이터는 다음과 같이 설정한다.

- 중심 주파수(f_0) : 2.24 GHz
- 유전체 두께(h) : 1.5748 mm
- 상대 유전율(ϵ_r) : 2.50
- 손실 탄젠트(δ) : 0.0019
- 유효 도전율(σ_c) : 5.8×10^7 S/m

- 입력 임피던스 : 50Ω

- 동축선 내부 도체 직경(d) : 1.3 mm

그림 2, 3은 각각 안테나의 반사손실, 원형 편파 축비의 설계치와 측정치이다. 설계된 안테나의 폭과 길이는 각각 40.945 mm, 41.744 mm이고, 급전점의 좌표는(14.409, 15.653)이다. 이때 대역폭(VSWR 2:1 기준)은 52 MHz로 2.3%이고, 원형 편파 축비의 3dB 대역폭은 13 MHz로서 0.51%이다. 공진 주파수 2.24 GHz에서의 반사손실은 26.7 dB이고, 축비는 0.63 dB이다. Boulder Microwave Technologies사의 Ensemble 5.1 프로그램의 결과는 2.262 GHz에서 26.3 dB의 반사 손실을 보인다.

제작된 안테나의 중심 주파수는 2.212 GHz로 설계치와는 약 1.3%의 오차를 보이고, Ensemble 5.1 결과와는 2.2%의 오차를 보인다 이것은 동축 프로브의 접착 과정과 패치의 가공 과정 등에서 발생한 오차와 캐비티 마들링 자체의 오차로 인한 것으로 판단된다. 측정된 대역폭은 60 MHz이고, 중심 주파수 2.212 GHz에서의 반사 손실은 -28.8 dB이다. 그림 3에서는 설계된 안테나의 축비를 Ensemble 5.1

표 1. 설계 데이터

Table 1. Design data.

설계 데이터			
X	Y	X'	Y'
40.95 mm	41.74 mm	14.41 mm	15.65 mm

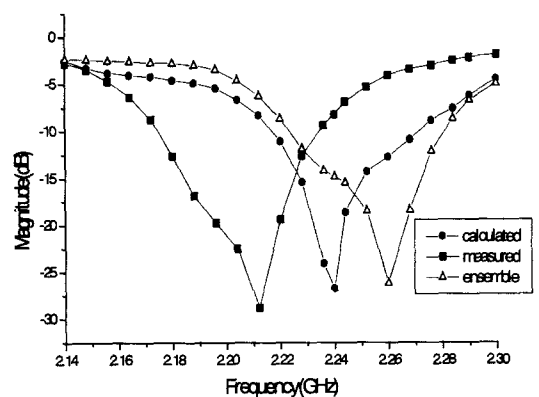


그림 2. 안테나의 반사손실 특성

Fig. 2. Return loss of the microstrip antenna.

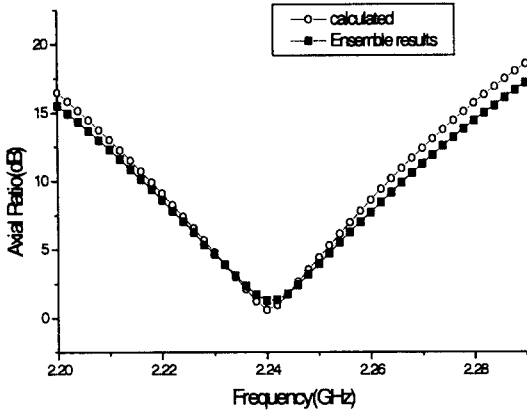


그림 3. 안테나의 축비 특성
Fig. 3. Axial ratio of the microstrip antenna.

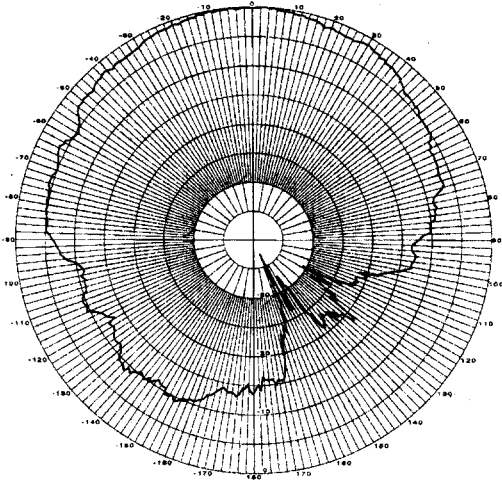


그림 4. 마이크로스트립 안테나의 측정된 복사 패턴
Fig. 4. Measured radiation pattern of the microstrip antenna.

프로그램의 결과와 비교하였다. 중심 주파수는 Ensemble 결과가 설계치와 거의 일치하였으나 축비는 1.25 dB로 설계치 0.63 dB와 0.62 dB의 오차를 보였다. 축비의 3 dB 대역폭도 14 MHz 설계치와 거의 일치하였다.

그림 4는 접지면 크기가 81.5 mm × 81.5 mm인 제작된 안테나의 중심 주파수에서의 복사 패턴을 나타낸다. 복사 패턴은 단일 패치의 특성인 넓은 빔폭을 보였고, -90° ~ -180°에서 약 -10 dB의 후엽 패턴이 나타났다. 이것은 캐버티 마들링에서 접지면

을 무한 접지면으로 가정하여 후엽 준위를 고려하지 않은 결과로써 안테나 배열을 통해 감소시킬 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 유전자 알고리즘을 이용하여 등축선 급전 원형 편파 사각 마이크로스트립 안테나를 설계, 제작하였다. 주어진 설계 환경에 대해서, 캐버티 마들링을 유전자 알고리즘에 적용하여 폭과 길이가 각각 40.95 mm, 41.74 mm이고, 급전점의 좌표는 (14.41, 15.65)인 마이크로스트립 안테나를 설계하였다. 설계된 안테나의 반사손실은 27.6 dB, 대역폭은 52 MHz(2.3%)로서 공진 주파수는 측정치와 1.3%의 오차를 보였으며, 원형 편파 축비의 3 dB 대역폭은 13 MHz(0.51%)로 Ensemble 결과와 거의 일치하였다.

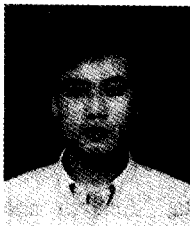
유전자 알고리즘은 마이크로스트립 안테나의 임피던스, 유효 손실 탄젠트, 축비 등을 포함하여 그 설계식이 복잡하고, 설계 인자의 변화에 따른 특성 변화가 민감하며, 임피던스 정합과 원형 편파 축비를 동시에 만족시켜야 하는 단일 급전 원형 편파 마이크로스트립 안테나의 최적 설계에 매우 유용한 것으로 평가할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] J. Bahl and P. Bhartia, *Microstrip antennas*, Artech House, Dedham, MA, 1980.
- [2] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of microstrip antennas*, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [3] P. C. Sharma, K. C. Gupta, "Analysis and optimized desing of single feed circularly polarized microstrip antennas", *IEEE Trans, Antennas Propagat*, vol. AP-31, pp. 949-955, Nov., 1983.
- [4] Y. T. Lo, D. Solomon, and W. F. Richards, "Theory and experiment on microstrip antenna", *IEEE Trans, Antennas Propaga*, vol. AP-27, pp. 137-145, Mar., 1979.

- [5] W. F. Richard, Y. T. Lo, and D. D. Harrison, "An improved theory for microstrip antennas and applications, *IEEE Trans, Antennas Propaga*, vol. AP-29, pp. 38-46, Jan., 1981.
- [6] D. Thouriude, M. Hirndi, and J. P. Daniel, "Synthesis of microstrip or coaxially fed rectangular patch antennas", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E79 B, pp. 871-874, Jun., 1986.
- [7] D. Thouriude, M. Hirndi, and J. P. Daniel, "CAD-Oriented cavity model for rectangular patches", *Electrlett*, vol. 26, pp. 842-844, Jun., 1990.
- [8] E. D. Goldberg, *Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.
- [9] K. F. Lee, W. Chen, *Advanced in microstrip and printed antennas*. John Wiley & Sons, INC., 1997.
- [10] D. M. Pozar, "Improved computaional efficiency for the moment method solution of printed dipoles and patches", *Electromagnetics*, vol. 3, pp. 299-309, Sep., 1983.
- [11] D. R. Jackson and N. G. Alexopoulos, "Simple Approximate Formulas for Input Resistance, Bandwidth, and Efficiency of a Resonant Rectangular Patch," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-39, pp. 407-410, Mar., 1991.
- [12] D. M. Pozar, "Rigorous Closed-Form Expressions for the Surface-Wave Loss of Printed Antennas," *Electron. Lett.*, vol. 26, pp. 954-956, Jun., 1990.
- [13] C. A. Balanis, *Antanna theory: Analysis and design*, John Wiley & Sons, New York, 1982.
- [14] J. M. Johnson, Y. Rahmat-samii, "Genetic algorithm optimization and its Application to antenna design", in *1994 IEEE-APS Intl. Symp. Dig.*, pp. 326-329, 1994.
- [15] L. Chambers, *Practical Handbook of Genetic Algorithms NewFrontiers*, vol. 2, CRC press, 1995.
- [16] W.M Spears and K. DeJong, *Foundation of Genetic Algorithms*, Morgan Kaufmnn, 1991.
- [17] J. M. Johnson and Y. Rahmat-Samii, "Genetic Algorithms in Engineering Electromagnetics", *IEEE Magazine, Antennas Propagat.*, vol. 39, pp. 7-25, Aug., 1997.

이 동 근



1971년 8월 15일 생
 1995년 2월: 한양대학교 전자통신공학과(공학사)
 1997년 2월: 한양대학교 대학원 전자통신공학과(공학석사)
 1997년 3월~현재: 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정

재학중

[주 관심분야] 마이크로웨이브 소자, 안테나 및 전자파 전파 등

이 상 설



1975년~현재: 한양대학교 교수
 1987년~현재: 국립공원시험원 평가위원
 1987년~현재: 특허청 심사자문위원
 1996년: 대한전자공학회장
 1996년~현재: 한국과학기술총연합회 이사

[주 관심분야] 안테나 및 전자파이론