

## 유전 알고리즘 기반의 이중 반사경 안테나 형상최적화 기법

# Optimal Shape Design of Dual Reflector Antenna Based on Genetic Algorithm

박정근 · 정용식 · 강원준 · 신진우\* · 소준호\* · 천창을\*\*

Jung-Geun Park · Young-Seek Chung · Won-June Kang · Jin-Woo Shin\* · Joon-Ho So\* · Chang-yul Cheon\*\*

### 요 약

본 논문에서는 고이득 이중 반사경 안테나(DTA: Dual Reflector Antenna)의 성능 향상을 위한 최적설계 기법으로 유전 알고리즘(GA: Genetic Algorithm)을 적용하였다. 또한, 최적설계과정에서 반복해석에 요구되는 계산 시간을 줄이고자 ADE 안테나의 각 반사경의 표면전류분포 계산에 반복적 물리광학법(IPO: Iterative Physical Optics)을 이용하였다. 물리광학법 적용시 음영지역에 대한 고려 및 다중반사에 의한 영향을 MFIE(Magnetic Field Integral Equation) 기반의 반복적인 계산을 통해서 해의 정확도를 향상시켰다. 또한, 설계변수의 축소 및 제작 가능한 부드러운 곡면 형성을 위하여 베지어 곡선을 적용하였다. 이럴 경우, 베지어 곡선의 제어점이 설계변수로 설정이 된다. 최적설계를 위한 목적함수로 HPBW(Half Power Beam Width), FNBW(First Null Beam Width), SLL(Side Lobe Level) 등을 고려하였으며, 설계 및 해석의 결과를 기존의 상용 해석프로그램과 비교하였다.

### Abstract

In this paper, we propose an optimal design method for a dual reflector antenna(DRA) using the Genetic algorithm. In order to reduce the computational burden during the optimal design, we exploit the iterative physical optics(IPO) to calculate the surface current distribution at each reflector antenna. To improve the accuracy, we consider the shadow effect by the structure and the coupling effect by the multi-reflection based on the iterative MFIE(Magnetic Field Integral Equation). To reduce the number of design variables and generate a smooth surface, we use the Bezier function with the control points, which become the design variables in this paper. We adopt the HPBW(Half Power Beam Width), the FNBW(First Null Beam Width), and the SLL(Side Lobe Level) as the objective or cost functions. To verify the results, we compare them with the those of the commercial tool.

Key words: Genetic Algorithm, Physical Optic, Dual Reflector Antenna

## I. 서 론

이중 반사경 안테나는 고효율, 고이득의 특성으로 위성통신 및 군사 분야에서 널리 사용되고 있다<sup>[1][2]</sup>. 일반적

으로 반사경 안테나는 급전부와 반사경으로 구성되어 있으며, 주로 반사경은 타원 형상을 나타내며, 급전부에서 방사하는 전자파를 자유공간으로 반사시키는 역할을 한다. 하지만 카세그레인(Cassegrain), 그레고리안(Gregorian)

「본 연구는 국방과학연구소의 위탁연구과제와 2013년도 광운대학교 교내 학술연구비의 일환으로 수행되었습니다.」

광운대학교 전자공학과(Department of Electronic Wave Engineering, Kwangwoon University)

\*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

\*\*서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부(School of Electrical and Computer Engineering, The University of Seoul)

· Manuscript received January 9, 2015 ; Revised March 12, 2015 ; Accepted April 16, 2015. (ID No. 20150109-004)

· Corresponding Author: Young-Seek Chung (e-mail: yschung@kw.ac.kr)

등의 이중 반사경 안테나는 기하학적 구조상 부 반사경에서 반사된 전자계가 급전부에 영향을 주게 되어 방사 효율을 감소시키며, 부 반사경의 블로킹 현상으로 인해 부배엽 크기가 증가하고, 안테나 이득이 감소되는 문제점을 가지고 있다<sup>3)</sup>.

이러한 기존의 이중 반사경 안테나의 단점을 보완하고자 제안된 ADE(Axially Displaced Ellipse) 안테나는 급전부가 부 반사경의 반사영역 밖에 위치를 하여 부 반사경에서 반사된 전자계의 급전부에 대한 영향이 감소하여 안테나의 성능이 향상되고, 고 이득을 위한 주 반사판의 대구경 설계가 가능하다. 이러한 ADE 안테나의 방사특성을 해석하기 위해서는 full wave analysis 기법인 유한요소법(FEM: Finite Element Method), 유한차분 시간영역법(FDTD: Finite Difference Time Domain), 모멘트법(MoM: Method of Moment) 등이 사용되어 왔다. 이러한 해석법들은 비교적 정확한 해를 구할 수 있지만, 전기적 크기가 매우 큰 모델의 경우 해석시간이 길어 최적설계에 적용하기가 어렵다는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 단점을 해결하기 위해서 이중 반사경 안테나의 한 형태인 ADE 안테나 해석에 IPO(Iterative Physical Optics)를 적용하였다. 기존의 PO(Physical Optics)는 full wave analysis에 비해 계산시간이 적은 장점이 있지만, 결합(coupling)과 회절(diffraction) 현상이 해석에서 고려되지 않기 때문에 앞서 언급한 기법들보다 정확도에서 떨어진다는 단점이 있다. IPO는 기존의 PO의 결과에 다중반사 및 coupling 효과로 인한 영향을 MFIE(Magnetic Field Integral Equation)의 수식을 이용하여 보상하는 알고리즘으로 해석 구조에서 전자파의 다중경로의 영향에 대해서 효과적인 해석법이 된다. 또한, IPO 적용시 주어진 구조에 의해서 발생하는 전자파 음영효과를 반영하였다.

본 문에서는 IPO 기법과 유전알고리즘을 결합하여 이중 반사경 구조의 고 이득 안테나 최적 형상설계기법을 제안한다. 이때 설계변수의 축소와 제작 가능한 부드러운 반사경 곡면의 생성을 위하여 베지어 곡선을 도입한다. 이럴 경우, 설계변수는 베지어 곡선의 제어점이 된다. 또한, 최적설계를 위한 목적함수는 빔 패턴, 부엽크기, 주엽폭 등을 고려하여 설정하였다.

## II. PO 기반의 ADE 반사경 안테나 해석

### 2-1 ADE 안테나 구조 및 기존 설계법

이중 반사경 안테나의 일종인 ADE 안테나의 구조는 회전된 타원의 형태의 부 반사경과 그 초점을 기준으로 포물선 형태인 주 반사경으로 구성되는데, 이는 광학적으로 보면 급전 안테나로부터 방사되는 전자파는 부 반사경에서 반사되어 부 반사경의 초점을 지나 주 반사경 고르게 도달하게 된다<sup>4)</sup>.

그림 1은 일반적인 ADE 안테나의 단면도이다. 이 때, 회전된 타원 형태의 부 반사경의 형상은 식 (1)을 통하여 정의할 수 있다<sup>5)</sup>.

$$z_s = \frac{F_s}{2e} \frac{1 - e^2}{1 - e \cos(\beta - \theta_s)} \cos(\theta_s) \tag{1}$$

여기서  $e$ 는 타원의 이심률,  $F_s$  타원의 초점 거리,  $\theta_s$ 는 원점을 기준으로 부 반사경 각도이다.  $\beta$ 는 타원의 회전 각이다. 식 (2)는 부반사경의 초점을 기준으로 포물선 형태의 주반사경의 형상에 관한 식이다.

$$z_m = \frac{(y_m - D_s^2)}{4F_m} - F_m \tag{2}$$

여기서  $D_s$ 는 부 반사경의 의한 블로킹 영역이고,  $F_m$ 은

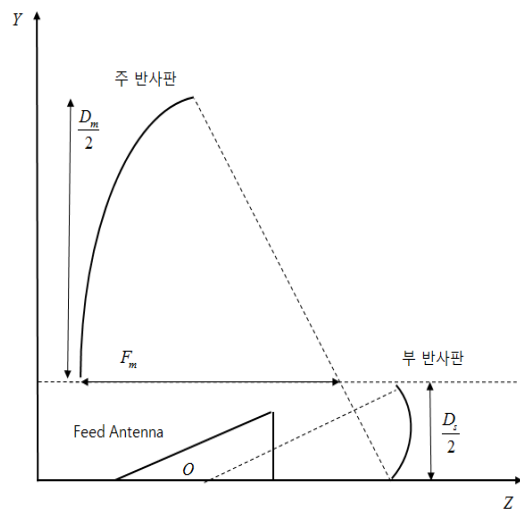


그림 1. ADE 안테나 단면도  
Fig. 1. Cross-section of ADE antenna.

주 반사경의 초점으로부터의 거리이다.

### 2-2 급전 안테나 해석

일반적으로 ADE 안테나용 급전부는 원형 대칭의 방사 패턴과 낮은 부엽레벨, 높은 교차편파 분리도 특성을 지니는 Corrugated 원형 혼안테나가 사용된다. 본 논문에서는 개구면의 전자계 분포를 Gaussian 함수로 가정하여 해석을 진행하였다. 이 때 급전 혼의 개구면 전계분포는 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[6]</sup>.

$$E(r, \phi, z) = A_0 \frac{W_0}{W(z)} \exp\left[-\frac{\rho^2}{W^2(z)}\right] \cdot \exp\left[-jkz - jk\frac{\rho^2}{2R(z)} + j\zeta(z)\right] \quad (3)$$

$$W(z) = W_0 \left[1 + \left(\frac{z}{z_0}\right)^2\right]^{-1/2} \quad (4)$$

$$R(z) = z \left[1 + \left(\frac{z}{z_0}\right)^2\right] \quad (5)$$

$$j\zeta(z) = \tan^{-1} \frac{z}{z_0} \quad (6)$$

여기서  $W_0, z_0$ 는 각각 beam waist, Rayleigh range이다.  $z$ 는 축 방향,  $\rho$ 는 원형 개구면 종축방향을 의미한다. 개구면의 전계와 자계로부터 등가 전계 전류원 벡터  $\vec{J}_a(\vec{r})$ 와 등가 자계 전류원 벡터  $\vec{M}_a(\vec{r})$ 을 계산하고, 이로부터 부반사경 표면에서의 자계를 다음과 같은 식을 이용하여 계산한다<sup>[7]</sup>.

$$\vec{H}_s(\vec{r}) = \int_A \vec{J}_a(\vec{r}') \times \nabla G(\vec{r} - \vec{r}') ds' + \frac{1}{jk\eta} \nabla \times \int_A \nabla \times (\vec{M}_a(\vec{r}') \times \vec{GR}) ds' \quad (7)$$

여기서  $\vec{J}_a, \vec{M}_a, k, \eta$ 는 각각 급전안테나 개구면에서의 등가 전계 및 자계전류밀도, 파동상수, 파동임피던스를 의미하며, 적분영역  $A$ 는 급전안테나의 개구면을 나타낸다. 또한,  $\vec{r}, \vec{r}'$ 은 관측점과 표면 전류의 위치 벡터이며,  $G = e^{-jkR}/R$ 는 자유공간 그린함수를 의미한다.

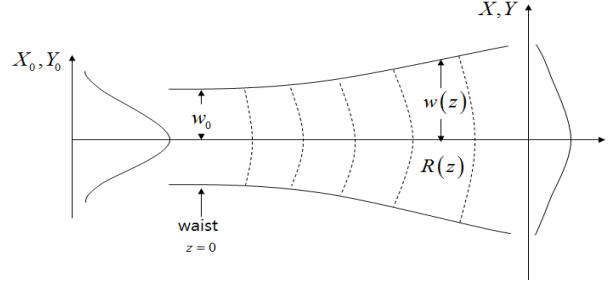


그림 2. 가우시안 분포를 갖는 급전 혼 모델  
Fig. 2. Feeding horn model with Gaussian distribution.

### 2-3 IPO 기반의 ADE 안테나 해석

PO는 주어진 입사장(incident field)은 경계조건에 의해 임의의 물체 표면에 전류가 발생하는데, 이 때 해석 모델이 파장에 비해 매우 크고 완만한 경사를 갖는 완전 도체를 가정할 경우 표면에서의 전류는 다음과 같이 정의한다.

$$\vec{J}_s = \begin{cases} 2\hat{n} \times \vec{H}_i, & \text{반사영역} \\ 0, & \text{음영영역} \end{cases} \quad (8)$$

여기서,  $\hat{n}$ 은 표면의 법선벡터,  $\vec{H}_i$ 는 입사되는 자기장 벡터를 나타낸다. 기존의 PO로는 다중 반사 혹은 인접 표면 전류의 coupling 효과 등을 고려할 수 없기 때문에 본문에서는 IPO(Iterative Physical Optics)를 이용하였다. 기본적으로 IPO는 PO를 이용하여 각 위치에서의 표면전류를 계산한 후 다중반사에 의한 영향은 다음과 같은 MFIE(Magnetic Field Integral Equation)를 이용하여 고려한다<sup>[8]</sup>.

$$\vec{J}_c(\vec{r}) = \frac{1}{2\pi} \hat{n} \times \oint \vec{J}_{PO}(\vec{r}') \times \hat{R} \left( jk + \frac{1}{R} \right) G ds' \quad (9)$$

$$R = \vec{r} - \vec{r}' \quad (10)$$

여기서  $\vec{J}_{PO}$ 는 원 PO에 의한 표면 전류벡터이고,  $\vec{J}_c$ 는 coupling 효과로 인한 표면 전류벡터이다. 그러므로 총 전류벡터는 두 표면 전류벡터의 합으로 표현이 된다. 이때 다중반사에 의한 표면전류로 인하여 총 표면 전류벡터가 변하기 때문에 반복적인 계산을 통해서 총 표면 전류벡터가 수렴할 때까지 계산을 한다. 앞서 언급한 급전모델을 이용하여 부 반사경에 입사되는 자계는 앞의 식 (7)로

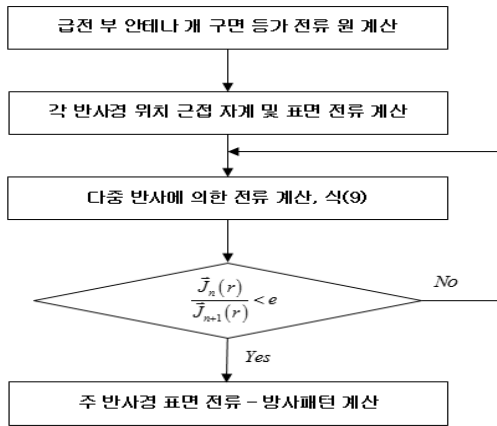


그림 3. ADE 안테나 해석 흐름도  
Fig. 3. Analysis flow chart of ADE antenna.

부터 계산할 수 있다.

식 (8)~(10)을 이용하여 계산된 부 반사경의 표면전류로부터 주 반사경의 입사되는 자계는 다음과 같다.

$$\vec{H}_m(\vec{r}) = - \int_S [\hat{R} \times \vec{J}_s(r')] \frac{1 + jkR}{R^3} e^{-jkR} ds' \quad (11)$$

여기서 적분영역  $S$ 는 부 반사경 표면을 의미한다.  $\vec{J}_s(\vec{r})$ 는 부 반사경의 표면전류이며, 식 (8)과 식 (3)~(6)을 이용하여 주 반사경의 표면전류  $\vec{J}_m(\vec{r})$ 를 계산한 뒤, 안테나의 원거리장(far field) 패턴은 다음 식을 사용하여 나타낼 수 있다.

$$\vec{A}(\vec{r}) = \frac{\mu e^{-jkr}}{4\pi r} \int_S \vec{J}_m(\vec{r}') e^{jk\vec{r}' \cdot \hat{r}} ds \quad (12)$$

$$E_\theta \approx -jwA_\theta$$

$$E_\phi \approx -jwA_\phi \quad (13)$$

위의 과정을 정리하면 IPO를 이용한 ADE 안테나 해석은 다음과 같은 순서로 실시한다<sup>9)</sup>.

### 2.4 수치해석 결과

본 절에서는 IPO 기반의 ADE 안테나의 해석성능 검증을 위하여 표 1의 모델을 FDTD과 그 결과를 비교하였다. 그림 4는 해석에 사용된 ADE 안테나의 축단면도를 나타

표 1. 해석조건

Table 1. Simulation conditions.

동작 주파수	95 [GHz]
급전 안테나 이득	20 [dB]
주 반사경 반경	23 $\lambda$
부 반사경 반경	6 $\lambda$
Feed aperture 반경	2.3 $\lambda$

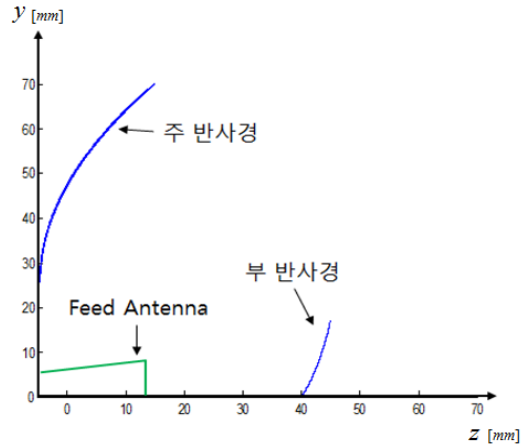


그림 4. ADE 안테나 단면도  
Fig. 4. Cross section of ADE antenna.

낸다.

그림 5와 그림 6에서는 최적 설계를 위한 해석법으로 IPO의 정확성 검증을 위한 FDTD(Finite Difference Time-Domain)의 해석 결과를 비교하여 나타낸 것이다. 이때 사용된 모델인 그림 4의 안테나 형상은 최적형상이 아닌 해석적 설계법에 의한 형상이다<sup>10)</sup>.

해석 결과, 안테나 이득은 30 dB 최대 SLL은 -7 dB, FNB는 1.7°로 두 해석 결과가 잘 일치하는 것을 알 수 있다. 반사경 및 급전 안테나의 중단부분에서의 회절 영향 등으로 낮은 부엽영역에서는 미세한 오차가 발생하지만, 충분히 작은 값으로 성능에 미치는 영향은 무시할 수 있다.

이와 같은 결과로부터 ADE 안테나 해석을 위한 IPO 기법은 full wave 해석법과 유사한 정확성을 나타내므로 이를 이용한 설계를 진행하게 된다. 특히 full wave 해석법에 비해서 IPO 기법의 해석시간은 1% 이내로 빠른 해

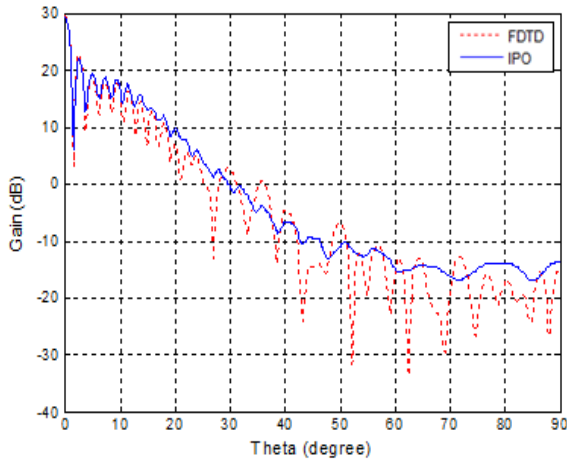


그림 5. ADE 안테나 원거리장 패턴(E-plane)  
Fig. 5. Far-field pattern(E-plane).

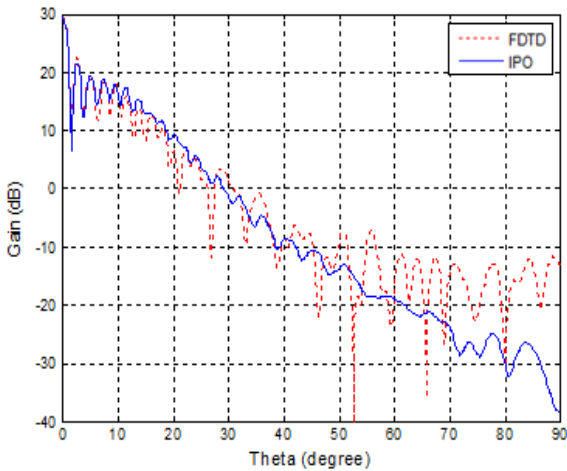


그림 6. ADE 안테나 원거리장 패턴(H-plane)  
Fig. 6. Far-field pattern(H-plane).

석이 가능해 최적설계에서 요구하는 반복 계산에 따른 설계시간을 단축시킬 수 있다.

### III. 이중 반사경 안테나 형상최적화 기법

#### 3-1 Bezier 곡선을 이용한 형상 최적설계

본 논문에서는 IPO 기법과 유전 알고리즘을 기반으로 ADE 안테나의 반사경의 형상 최적화에 대한 기법을 제안한다. 이때 급전부인 1차 복사기 안테나의 특성은 고정된 것으로 가정을 한다. 즉, 1차 복사기 안테나와 특성은

정해진 상태에서 각 반사경의 형상을 변형시켜 ADE 안테나의 특성이 가장 우수한 각 반사경의 형상을 설계하는 것이 목적이다. 이때 각 반사경의 형상은 제작의 편의성과 설계변수의 축소를 위하여 베지어 곡선을 이용하여 나타낸다. 본 논문에서 사용한 베지어 곡선은  $n$ 개의 제어점으로부터 얻어지는  $(n-1)$ 차 함수로 1962년 자동차 제조사 르노사에서 자동차 동체 디자인의 CAD/CAM 분야에 사용하면서부터 널리 알려졌다<sup>[11]</sup>.

다음은  $n$ 차 베지어 곡선의 표현식을 나타내고, 그림 7은 3차 베지어 곡선이다.

$$B(t) = \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} C_i (1-t)^{n-i} t^i, \quad 0 \leq t \leq 1 \quad (14)$$

여기서  $C_i$ 는 베지어 곡선의 제어점(control point)으로 그림 7에서 ‘o’으로 표기되는 점이다. 이러한 제어점의 위치를 조정하면 베지어 곡선의 형상이 변경된다. 그러므로 우리가 원하는 안테나 형상을 얻기 위해서는 이러한 제어점의 위치를 조절하면 된다. 이때 얻어지는 곡선의 자유도는 제어점의 수에 비례하게 된다. 본 논문에서는 각 반사경의 형상위치 대신 이러한 제어점의 위치를 설계변수를 하여 설계변수의 수를 감소시켰다.

본 논문에서는 설계대상의 축 대칭성을 이용하여 설계변수가 되는 제어점의 좌표를  $yz$ -평면에서 설정하였다. 이때,  $z$ -축이 대칭축이 된다.

이러한 베지어 곡선의 제어점을 설계변수로 하여 유전

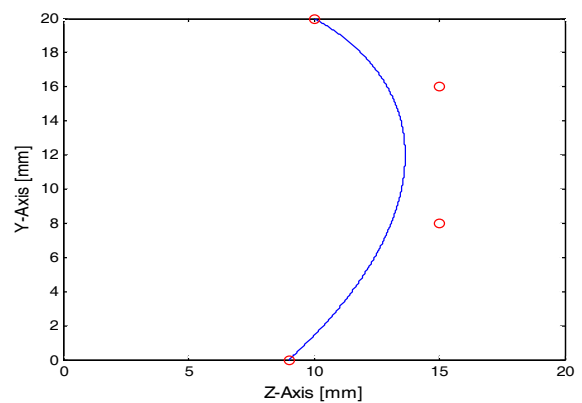


그림 7. 3차 베지어 곡선  
Fig. 7. Bezier curve with the 3<sup>rd</sup> order.

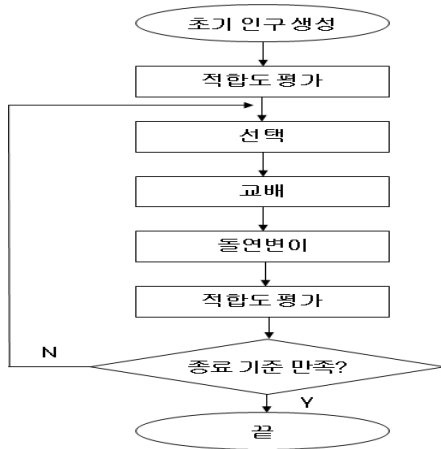


그림 8. 유전 알고리즘 흐름도  
Fig. 8. Flow chart of genetic algorithm.

알고리즘을 사용하여 최적화를 진행하였다. 유전 알고리즘은 생명체의 자연 진화법칙을 일반 최적화 문제에 적용한 방법으로 설계영역에 다수의 설계변수 혹은 유전자를 분포시켜 목적함수 값과 제약조건의 위반 정도에 따라 각 설계변수에 적합성(fitness)을 부여한다. 적합성이 클수록 다음 단계인 교배와 변종의 과정에 참여할 확률을 크게 하여 적합성이 좋은 설계변수와 유사한 인자를 갖는 설계변수들이 다음 단계에 보다 많이 형성되어 계산이 진행될수록 전체 설계변수들은 높은 적합성을 갖는 방향으로 탐색이 진행된다<sup>[12]</sup>. 그림 8은 일반적인 유전 알고리즘(Genetic Algorithm: GA)의 흐름도이다.

3-2 목적함수 및 설계 변수 설정

최적화 문제에서 가장 기본적인 문제가 목적함수 혹은 적합도 및 설계변수의 선정이다. 적절한 적합도와 설계변수의 선정은 최적화 과정을 좀 더 단순하게 만들어 계산 시간이 감소하고, 의미 있는 최적설계 결과를 보여주기 때문에 적절한 적합도와 설계변수 설정은 매우 중요하다.

따라서 본 논문에서는 2차 베지어 곡선과 유전 알고리즘을 사용하여 ADE 안테나 최적화 기법에 따른 적합도와 설계변수를 다음과 같이 설정하였다. 유전 알고리즘 적용을 위하여  $n$ 차 베지어 곡선의  $(n+1)$ 개의 제어점 좌표를 유전자로 지정하여 적합도(fitness function)가 최적값을 갖는 좌표를 찾는 것이 설계목표가 된다. 즉,  $(n+1)$ 개

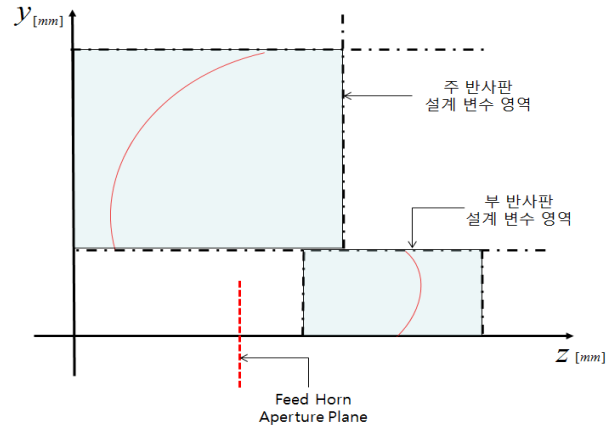


그림 9. 설계변수의 허용영역  
Fig. 9. Permitted area of design variables.

제어점  $C = [C_1, C_2, \dots, C_{n+1}]$ 는 X, Y축의 정보를 갖게 되며, 총  $2(n+1)$ 개의 설계변수가 생성이 된다. 본 논문에서 사용한 적합도 함수는 다음과 같이 정의한다.

$$F(p) = \int_T W(\theta) |D(\theta) - B(\theta, p)|^2 d\theta \tag{15}$$

여기서  $p$ 는 설계변수,  $D(\theta)$ 는 설계목표인 빔패턴,  $B(\theta, p)$ 는 설계변수  $p$ 에 의해서 결정되는 빔패턴이 된다. 또한,  $W(\theta)$ 는 주어진 각도범위에서의 가중치가 된다. 즉, 목표 빔패턴과 설계변수에 의한 설계 빔패턴의 차이가 최소가 되는 베지어 곡선의 제어점의 좌표를 찾는 과정이다. 이때, 목표 빔패턴은 목표로 하는 안테나 이득, 부엽수준, 빔폭 등 안테나 특성의 값을 고려하여 설정한다. 또한, 베지어 곡선의 설계변수 설정은 1차 복사기의 위치, 크기를 고려하여 설정하는데 각 반사경에서 복사되어 나가는 전자기파에 방해가 되지 않을 반사경의 크기, 반사경에서 반사되어 나가는 전자기파가 1차 복사기에 의해 막히지 않을 거리 등 이 두 가지 요소는 실제 안테나 성능에 크게 영향을 미치기 때문에 중요한 제한요소이다. 그림 9는 본 논문에서 제시한 최적화 기법의 설계변수의 허용영역을 나타낸 것이다.

IV. 해석 결과 및 검토

반사경 안테나 최적화를 위해 급전부 안테나는 고정

된 상태에서 주 반사경과 부 반사경의 형상을 2차 베지어 곡선을 사용하여 다음과 같이 표현하였다.

$$B(t) = C_1t^2 + C_2t(1-t) + C_3(1-t)^2 \quad (16)$$

위의 식을 토대로 각각 다른 목적함수를 설정하여 생성되는 구조 및 안테나의 빔 패턴을 분석하였다.

첫 번째 설계사례는 최대의 이득을 갖도록 다음과 같이 목적함수를 설정하였으며, 설계 변수영역은 초기 형상을 기준으로 포함하는 일정 영역을 설정하였다. 이때, 1차 복사기는 설계과정에서 동일한 특성을 갖는다고 가정하였다.

$$F = |Gain_{des} - Gain_{cal}|^2 \quad (17)$$

주어진 설계영역에서 충분한 탐색을 위하여 인구수 450, 세대수 100 파라메타를 설정하여 유전 알고리즘을 적용하였다. 성능 비교를 위하여 ADE 형태로 이중 반사경 안테나를 설계하였으며, 이를 초기형상으로 설정하였다. 그림 10은 안테나의 초기형상과 최적설계 후 단면 형상을 비교한 것이다. 부 반사경과 주 반사경 모두 초기형상에 비해서 서로 떨어진 것을 확인할 수 있다.

그림 11에서 최적 설계된 안테나의 빔 패턴은 42.9 dB의 안테나 이득과 29.72 dB의 부엽레벨, 1.2°의 빔폭을 갖

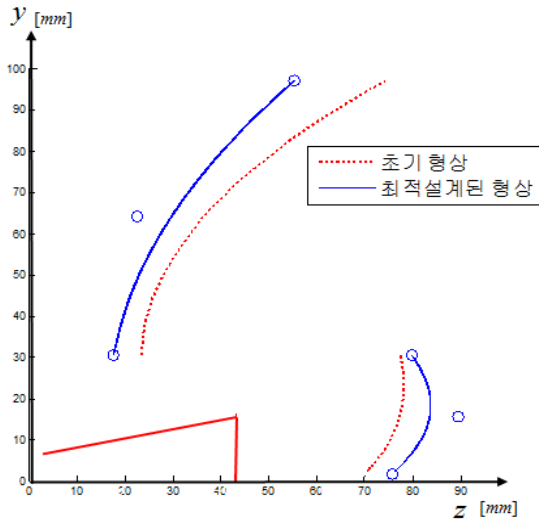


그림 10. 설계된 안테나 단면도  
Fig. 10. Designed antennas cross section.

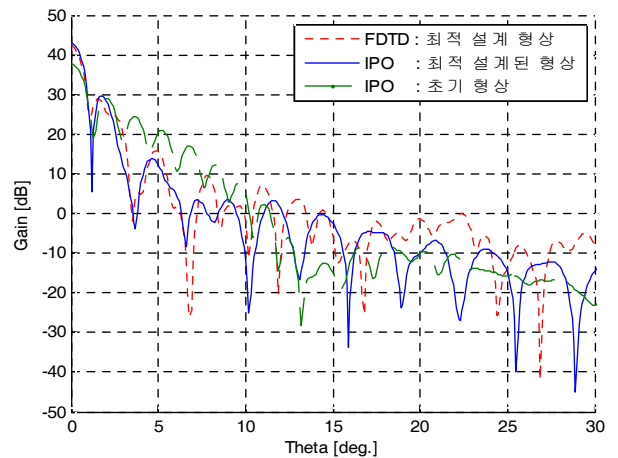


그림 11. 안테나 빔 패턴 비교  
Fig. 11. Comparison of far-field pattern of antennas.

는 것을 확인할 수 있으며, 초기 설계된 ADE 안테나에 비해 5.24 dB 높은 안테나 이득을 가지는 것을 확인할 수 있다. 이때 최적설계 형상의 타당성 확인을 위하여 FDTD 기법으로 성능을 검증하여 제안된 설계알고리즘이 유효함을 보였다. 그림 12는 설계과정의 적합도의 최소값과 평균값을 나타낸 것이다. 100세대 근처에서 대부분의 유전자정보가 유사한 특성을 갖게 됨을 알 수 있다.

다음 설계사례는 40 dB 이상의 안테나 이득을 유지하면서 부엽레벨이 최소로 하는 안테나의 형상 설계이다. 이를 위하여 다음과 같이 목적함수를 설정하였다.

$$F = W_1 |Gain_{des} - Gain_{cal}| + W_2 |FSL_{des} - FSL_{cal}| \quad (18)$$

여기서  $W_1$ ,  $W_2$ 는 빔패턴을 위한 가중치로 본 연구에서는 다음과 같이 설정하였다.

이 가중치의 의미는 이득이 목표값인 40 dB를 초과하면 더 이상 이득은 적합도 계산에 포함시키지 않고 부엽세기만 적합도 계산에 포함시키게 된다. 반대로 이득이 40 dB 미만이 되면 목표이득과의 차이에 0.8, 목표부엽세기 차이에 0.2 비중으로 적합도를 계산하게 된다. 이러한 가중치는 이득부분에 더 비중을 하도록 설계를 한 것으로 설계목표에 따라 변경이 가능하다. 위의 목적함수를 토대로 표 2와 동일한 설계 환경을 가지고 최적 설계를 진행하였다.



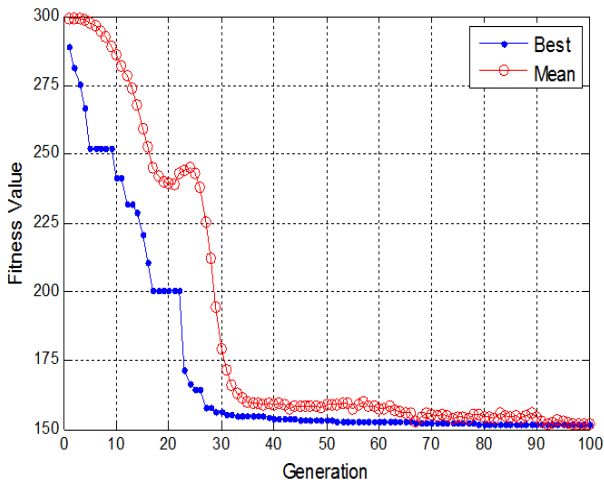


그림 12. 적합도 값의 변화  
Fig. 12. Change of fitness value.

표 2. 안테나 설계 조건  
Table 2. Conditions for antenna design.

동작 주파수 [GHz]	95	주 반사경 반경	33 λ
급전 Horn aperture 반경	5 λ	부 반사경 반경	10 λ
인구수	450	반복 세대	100
부 반사경 변수 영역 [mm]	Z축: 50~90 Y축: 0~30	제어점 수	6 개
주 반사경 변수 영역 [mm]	Z축: 0~60 Y축: 30~100		

그림 13은 식 (18)의 적합도 및 표 3의 가중치에 따른 설계 형상과 초기 형상을 보여준다. 초기 형상은 ADE 안테나의 구조를 나타내었지만, 최종 설계된 형상은 카세그리안 구조를 갖게 됨을 알 수 있다. 또한, 이전 사례와 달리 주 반사판은 멀어졌지만, 부 반사판은 유사한 위치를 갖고 있음을 알 수 있다. 이로부터 부 반사경의 위치가 부엽세기에 더 큰 영향을 미치는 것으로 추론할 수 있다.

그림 14는 최적 설계된 안테나의 빔 패턴으로 42.5 dB의 안테나 이득과 29.4 dB의 부엽레벨, 1.1°의 빔폭을 갖는 것을 확인할 수 있으며, 초기 설계된 ADE 안테나에 비해 4.6 dB 높은 안테나 이득을 가지는 것을 확인할 수

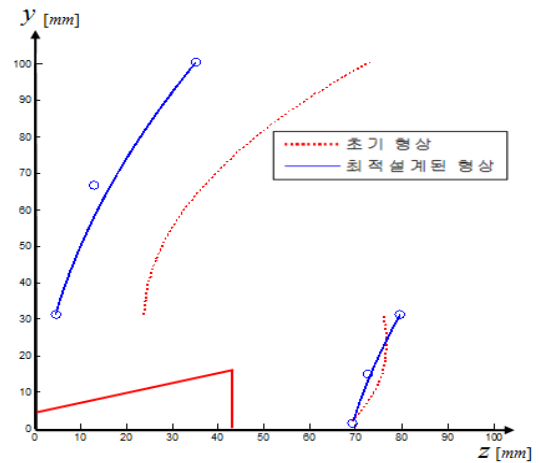


그림 13. 초기 및 설계된 안테나 단면도  
Fig. 13. Cross section of initial and designed antennas.

표 3. 안테나 이득에 따른 가중치  
Table 3. Weight value corresponding to the antenna gain.

	이득 ≥ 40 dB	이득 < 40 dB
$W_1$	0	0.8
$W_2$	1	0.2

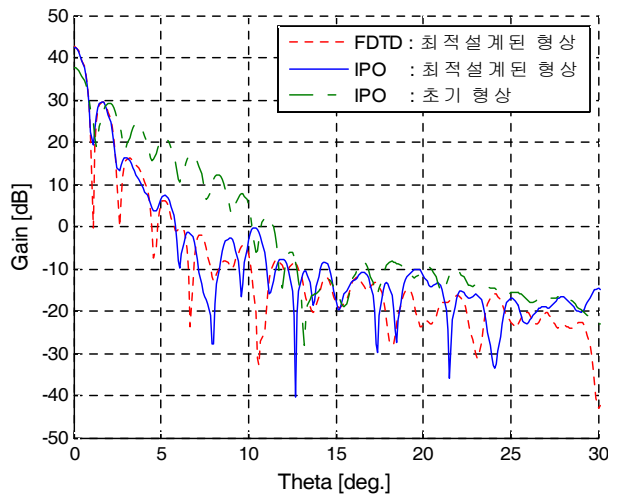


그림 14. 설계된 안테나 빔 패턴 비교  
Fig. 14. Comparison of far-field pattern of antennas.

있다. 동일하게 설계결과를 검증하기 위하여 설계된 형상을 FDTD로 해석하여 결과를 비교하였다.

그림 15는 설계과정 중의 적합도의 최소값과 평균값의



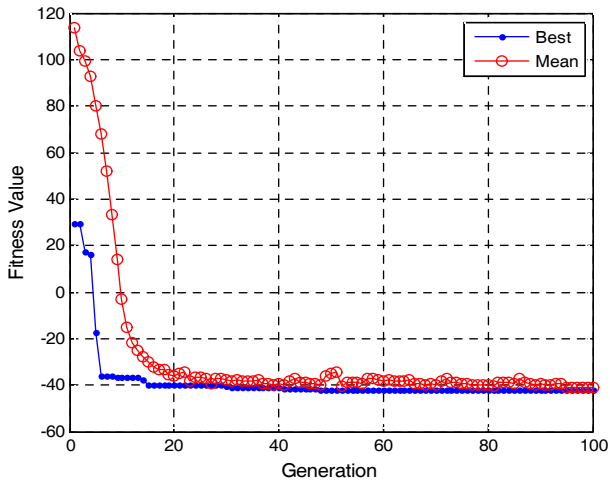


그림 15. 적합도 값의 변화  
Fig. 15. Change of fitness value.

변화를 나타낸 것이다. 이전 사례와 유사하게 100세대 근처에서 대부분의 유전자가 유사한 정보를 갖고 있음을 알 수 있다.

### V. 결 론

본 논문에서는 유전알고리즘과 IPO 기법을 이용하여 이중 반사경 안테나 최적화 설계 기법을 제안하였다. 우선 IPO 기법은 대형모델에 대한 전자파 문제를 계산하는데 있어서, full-wave-analysis에 비하여 빠른 해석 결과를 얻을 수 있어 많은 반복계산이 요구되는 최적설계에 효율적으로 적용할 수가 있으며, 이중 반사경 안테나의 해석 결과, 역시 높은 정확도를 보인다. 하지만 간섭 및 다중 반사 등으로 해석 모델이 복잡해지는 경우, 단순한 PO 기법만을 가지고 해석하기에는 어려움이 있어, MFIE 기반의 IPO 해석법을 이용하였다. 또한, 설계형상의 제작 등을 고려하여 베지어 곡선을 이용한 parametric design 기법을 제안하였으며, 제어점을 설계변수로 설정하여 설계 변수의 수를 최소화 하였다.

### References

[1] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, McGraw-Hill, 1949.

[2] R. E. Collin, *Antenna Theory-part2*, McGraw-Hill, 1969.  
 [3] A. P. Popov, T. Milligan, "Amplitude aperture - distribution control in displaced-axis two reflector antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 6, pp. 58-63, Dec. 1997.  
 [4] V. Galindo, "Design of dual reflector antennas with arbitrary phase and amplitude distributions", *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, vol. AP-12, no. 4, pp. 403-408, Jul. 1964.  
 [5] J. S. Fernando, A. Prata, "Generalize classical axially symmetric dual-reflector antennas", *IEEE Trans of Antennas and Propagation*, vol. 49, no. 4, pp. 547-554, Apr. 2001.  
 [6] P. J. B. Clarricoats, A. D. Olver, *Corrugated Horns for Microwave Antennas*, *IEEE Electromagnetic Wave Series18*, 1984.  
 [7] J. A. M. Lorenzo, A. G. Pino, "Induced-current analysis of reflector antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 47, no. 2, pp. 92-100, Apr. 2005.  
 [8] F. Obelleiro, J. L. Rodriguez, and R. J. Burkholder, "An iterative physical optics approach for analyzing the electromagnetic scattering by large open-ended cavities", *IEEE Trans on Antennas and Propagation*, vol. 43, no. 4, pp. 356-361, Apr. 1995.  
 [9] M. A. Acuña, A. G. Pino, and O. R. López, "Fast far field computation of single and dual reflector antennas", *Journal of Engineering*, vol. 2013, Mar. 2013.  
 [10] M. Graña, M. Arias, and O. Rubiños, "Iterative physical optics solution for MFIE on dual reflector antennas", *Electromagnetic Theory Symposium*, Jul. 2007.  
 [11] M. Wong, A. R. Sebak, and T. A. Denidni, "Wideband bezier curve shaped microstrip to H-guide transition", *Electronics Letters*, vol. 45, no. 24, pp. 1250-1252, Nov. 2009.  
 [12] R. L. Hauptm, S. E. Haupt, *Practical Genetic Algorithms*, Wiley-Interscience, 2004.

박 정 근



2006년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학사)  
2013년 3월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정  
[주 관심분야] 전자파수치해석 및 EMI/EMC

신 진 우



1995년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)  
1997년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)  
1997년 2월 ~ 현재: 국방과학연구소  
2014년 5월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학박사)

[주 관심분야] EMI/EMC, 전자파해석

정 용 식



1989년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
1991년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)  
2000년 8월: 서울대학교 전기공학부 (공학박사)  
2003년 3월 ~ 2006년 2월: 명지대학교 통신공학과 조교수

2006년 3월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 교수  
[주 관심분야] 전자파수치해석 및 EMI/EMC, Radar 신호처리

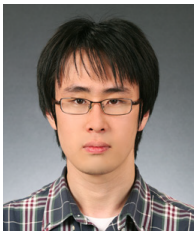
소 준 호



1988년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)  
1990년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)  
2006년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학박사)  
1990년 2월 ~ 현재: 국방과학연구소 책임연구원, 초고주파 팀장

[주 관심분야] 고출력 전자파 기술

강 원 준



2009년 3월: 광운대학교 전파공학과 (공학사)  
2011년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)  
2011년 2월 ~ 현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정  
[주 관심분야] 전자파수치해석 및 EMI/EMC, Radar 신호처리

천 창 울



1983년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)  
1992년: 미국 University of Michigan, Ann Arbor (공학박사)  
1992년 ~ 1995년: 강원대학교 전기공학과 조교수

1995년 ~ 현재: 서울시립대학교 전자전기컴퓨터공학부 교수  
[주 관심분야] RF, RF Power Amplifier, EMC 등