

# Hybrid Particle Swarm Optimization 기법을 적용한 X-대역 광대역 편파 변환기 설계

## Design of X-band Broadband Twist Reflector Using Hybrid Particle Swarm Optimization

황 금 철

Keum Cheol Hwang

요 약

본 논문에서는 미앤더 스트립라인을 이용한 X-대역 광대역 편파 변환기 설계 및 최적화 문제에 대해서 고찰하였다. 편파 변환기에 입사되는 편파를 수직, 수평 성분으로 분리하고 각 편파별로 등가 전송선 모델(transmission line model)을 사용하여 교차 편파 억제율과 편파 변환율을 계산하였다. 또한, 최적화된 파라미터 도출을 위해 유전 알고리즘과 particle swarm optimization에 기반한 하이브리드 알고리즘의 성능을 평가하고 설계에 적용하였다. 최적화된 편파 변환기는 X-대역(8.45~11.38 GHz)에서 -25 dB 이하의 편파 억제 성능을 보여주고 있으며, 편파 변환 손실은 0.2 dB 이하로 계산되었다. 또한, 이 결과를 상용 시뮬레이션 수치와 비교 분석하였다.

### Abstract

Design and optimization of a broadband meander-line twist reflector was performed for X-band application. Based on the equivalent transmission line model, the polarization twist performance was evaluated. Genetic analysis, particles swarm, and hybrid swarm optimizations were employed to obtain the optimized geometrical parameters. The optimized design exhibits low cross-polarization level below -25 dB between 8.45 and 11.38 GHz. The polarization twist loss was below 0.2 dB. Comparison between computed and simulated results was also discussed.

Key words : Broadband Twist Reflector, Meander-Line, Hybrid Particle Swarm Optimization

### I. 서 론

이중 반사경(주 반사경과 부 반사경)으로 구성되어 있는 카세그레인 반사경 안테나(Cassegrain reflector antenna)는 높은 이득을 가지는 고전적 형태의 안테나로서 위성통신 및 레이다 시스템용 안테나로 널리 사용되어 왔다. 이러한 카세그레인 반사경 안테나는 일반적인 단일 반사경 안테나에 비해 짧은 초점거리(focal length)를 가지므로 안테나의 폭을 크게 줄일 수 있는 장점이 있다. 그러나 부 반사경이 복사 평면 내에 존재하기 때문에 부 반사경에 의한 가림

효과(blockage effect)로 인해 안테나 이득 및 부엽 특성이 저하되는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 주 반사경에는 편파 변환기를, 부 반사경에는 편파 필터 기능을 내장한 형태의 카세그레인 안테나가 제안되었다<sup>[1]</sup>.

그림 1에서 보는 것처럼 급전 안테나로부터 복사되는 수직 편파는 부 반사경의 편파 필터에 의해 수직 편파 성분의 대부분이 주 반사경 방향으로 반사된다. 반사된 수직 편파 성분은 주 반사경의 편파 변환기에 의해 90° 방향으로 편파가 twisting되어 수평 편파로 전환된다. 편파 필터는 수직 편파 성분만을 반

동국대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Dongguk University)

· 논문 번호 : 20090130-014

· 수정완료일자 : 2009년 3월 10일

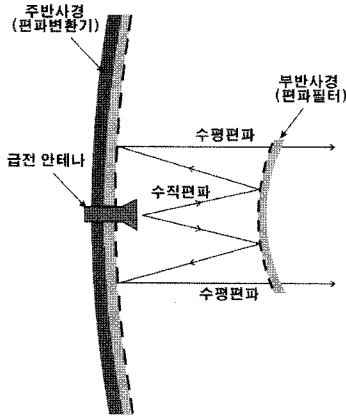


그림 1. 가림 효과 감소를 위한 카세그레인 안테나  
Fig. 1. Cassegrain antenna for reduction of blockage effect.

사시킴으로, 변환된 수평 편파는 부 반사경의 영향을 받지 않고 복사된다. 따라서 부 반사경이 물리적으로 존재하더라도 안테나 복사에 미치는 전기적인 가림 효과는 최소화 할 수 있다.

그림 1과 같은 편파 변환기는 가림 효과를 억제하기 위한 카세그레인 안테나 구현에 필수적인 부분으로서, 도체로 된 주기적인 직선형 격자(periodic strip grating)를 이용하여 구현하였다. 설계 시에는 주로 스트립라인의 등가회로 모델링을 사용하거나<sup>[2]</sup>, 모드 정합법(mode matching method)을 이용한 엄밀한 수치해석이 이용되었다<sup>[3]</sup>. 이러한 스트립 격자 기반 편파 변환기의 주파수 대역 성능은 10 % 내외(-20 dB 교차 편파 억제율 기준)로 알려져 있다. 이러한 좁은 대역폭 특성을 개선하기 위해 미앤더라인(meander-line)을 이용한 주기 구조가 연구되었다<sup>[4]</sup>.

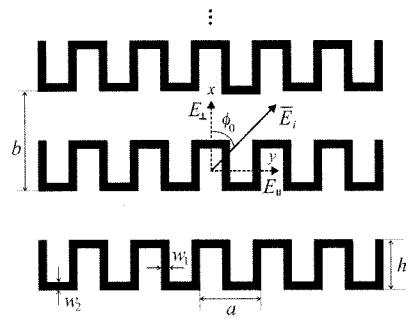
본 논문에서는 미앤더라인 주기 구조를 이용하여 X-대역에서 동작하는 광대역 편파 변환기를 설계하였다. 2장에서는 미앤더라인의 등가회로 모델링을 추출하고 이를 이용하여 편파 변환기 해석에 필요한 전송선 이론을 정립하였다. 또한, 본 연구에서는 최적화된 설계 파라미터를 도출하기 위해서 확률론적 최적화(stochastic optimization) 기법을 적용하였다. 3장에서는 잘 알려져 있는 유전자 알고리즘과, 비교적 최근에 전자파 분야에 응용된 입자 군 최적화(particle swarm optimization) 기법 및 하이브리드 최적화 기법들을 편파 변환기 설계에 적용하고 적합도 함수의 수렴성을 기준으로 최적화 성능을 평가하였다. 마지막

으로 4장에서는 최적 설계된 편파 변환기의 성능에 대해서 고찰하고, CST Microwave Studio를 이용한 시뮬레이션 결과와 비교 분석한다.

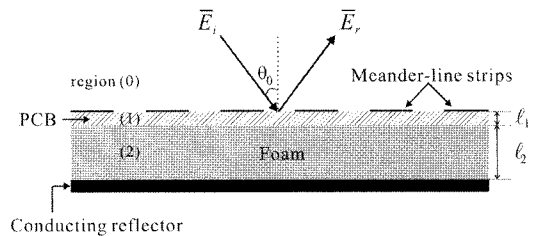
## II. 편파 변환기 해석

그림 2는 주기적인 미앤더라인 편파 변환기의 구조를 보여주고 있다. 미앤더라인 주기 구조는 두께가  $\ell_1$ 인 PCB 기판에 에칭되어 있다. 미앤더라인의 가로 및 세로 방향 선폭은 각각  $w_1$ 와  $w_2$ , 높이는  $h$ ,  $x$ -방향 주기는  $b$ ,  $y$ -방향 주기는  $a$ 로 표기하였다. PCB와 반사면 사이는 높이  $\ell_2$ 인 foam으로 채웠다.

그림 2처럼 입사각  $\theta_0$ 를 가지며, 미앤더라인  $x$ -축과  $\phi_0$  각도의 선형 편파( $\vec{E}_i$ )가 입사된다고 가정하면, 입사파를 축에 평행한 성분( $E_{\parallel}$ )과 수직 성분( $E_{\perp}$ )으로 나눌 수 있다. 입사파 중  $E_{\parallel}$  성분은 미앤더라인에 의해 위상이 앞서게 되고,  $E_{\perp}$  성분은 위상 지연이 발생하여, 도체 반사면에 의해 반사되어 총 거리  $2(\ell_1 + \ell_2)$ 을 진행하는 동안, 두 성분간에는  $180^\circ$ 의 위상차가 생기게 된다. 이러한 원리에 의해 미앤더라인 편파 변환기에 의해 반사된 전

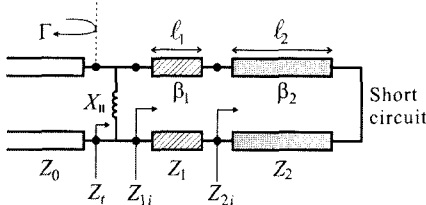


(a) 미앤더 라인 형상  
(a) Geometry of the meander-line

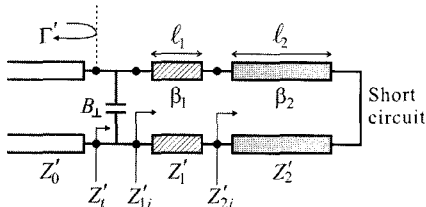


(b) 단면  
(b) Sideview

그림 2. 미앤더 라인 편파 변환기  
Fig. 2. Meander-line polarization twist reflector.



(a) 등가회로 모델: 평행모드 ( $E_{\parallel}$ )  
 (a) Transmission-line model: parallel mode ( $E_{\parallel}$ )



(b) 등가회로 모델: 수직 모드 ( $E_{\perp}$ )  
 (b) Transmission-line model: perpendicular mode ( $E_{\perp}$ )

그림 3. 미앤더 라인 편파 변환기의 등가회로 모델  
 Fig. 3. Equivalent transmission-line model of the meander-line twist reflector.

파( $E_{\perp}$ )는 90°만큼 편파가 twist된다.

그림 3은 편파 변환기의 반사특성 계산을 위한 등가회로를 보여주고 있다.  $X_{\parallel}$ 은 전계의 평행 성분  $E_{\parallel}$ 에 대한 미앤더라인의 등가 reactance이며,  $B_{\perp}$ 는 수직성분  $E_{\perp}$ 에 대한 등가 susceptance를 나타낸다.  $X_{\parallel}$ 와  $B_{\perp}$ 는 미앤더라인 파라미터로부터 다음과 같이 구할 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$X_{\parallel} = \frac{\eta_0 a}{2\lambda \left[ 1 - \left( \frac{fh}{5.62} \right)^2 \right]} \times \left\{ -K_4 \frac{b}{a} \ln \left( \frac{\pi w_2}{2b} \right) + K_5 \left[ \frac{2h}{a} \ln \left( \frac{4a}{\pi w_1} \right) - 0.492 \right] \right\} \quad (1)$$

$$B_{\perp} = K_2 \frac{4b}{\lambda} \left[ -\ln \left( \sin \left( \frac{\pi(b-w_2)}{2b} \right) \right) \right] / \eta_0 + K_3 \left[ \frac{\eta_0 h}{\lambda} \ln \left( \sin \left( \frac{\pi w_1}{a} \right) \right) \right]^{-1} + \frac{\beta}{\beta^2 - 1} \left\{ \frac{-K_1 \ln \left( \sin \left[ \frac{\pi}{4} \left( \frac{a-2w_1}{8a} + \frac{b-h}{2b} \right) \right] \right)}{\frac{1}{2} \left( -\frac{b}{h} + \frac{2a}{a+2w_1} \right) + \frac{1}{4} \left[ \left( \frac{b}{\lambda} \right)^2 + \left( \frac{a}{\lambda} \right)^2 \right]} \right\} \quad (2)$$

여기서  $\eta_0 = 377 \Omega$ ,  $f$ 는 GHz 단위의 주파수,  $K_1 = 7.177 \times 10^{-3}$ ,  $K_2 = 3.266$ ,  $K_3 = 9.299 \times 10^{-3}$ ,  $K_4 =$

5.324,  $K_5 = -1.742$ 이며,

$$\beta = \left[ 1 - 0.205 \left( \frac{a-2w_1}{8a} + \frac{b-h}{2b} \right) \right] / \left[ \frac{a+b}{2\lambda} \right] \quad (3)$$

그림 3의 등가회로로부터, 반사 계수  $\Gamma$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Gamma = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} = \frac{jX_{\parallel} Z_{1i} - jX_{\parallel} Z_0 - Z_0 Z_{1i}}{jX_{\parallel} Z_{1i} + jX_{\parallel} Z_0 + Z_0 Z_{1i}} \quad (4)$$

여기서,  $Z_{1i} = Z_1 \frac{Z_{2i} + Z_1 \tanh(\beta_1 \ell_1)}{Z_1 + Z_{2i} \tanh(\beta_1 \ell_1)}$ ,  $Z_{2i} = Z_2 \cdot \tanh(\beta_2 \ell_2)$ 이며,  $n$ 번째 영역에서의  $z$ -축 방향의 전파상수  $\beta_n = k_n \cos \theta_n$ ,  $\theta_n$ 은 입사각,  $Z_n$ 는 wave 임피던스,  $k_n = j(k_n' - jk_n'')$ ,  $k_n' = \omega \sqrt{\mu_n \epsilon_n}$ ,  $k_n'' = \frac{1}{2} \omega \sqrt{\mu_n \epsilon_n} \tan \delta_n$ ,  $\tan \delta_n$ 는 손실 탄젠트를 나타낸다. 동일한 방법으로  $E_{\perp}$ 에 대한 반사계수  $\Gamma'$ 도 아래와 같이 유도할 수 있다.

$$\Gamma' = \frac{Z_i - Z'_0}{Z_i + Z'_0} = \frac{1 - j(B_c + Y_{1i}') / Y'_0}{1 + j(B_c + Y_{1i}') / Y'_0} \quad (5)$$

여기서,  $Y_{1i}' = 1/Z_{1i}'$ ,  $Y'_0 = 1/Z'_0$ 이다. 각각의 반사계수로부터 non-twisting 성분( $E_{\theta r}$ )과 변환된 twisting 성분( $E_{\phi r}$ )의 계산은 참고문헌 [2]을 참조하면 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_{\theta r} = \frac{-\Gamma \cos^2 \phi_0 \cos^2 \theta_0}{1 - \sin^2 \phi_0 \sin^2 \theta_0} \left( \tan^2 \phi_0 + \frac{\Gamma'}{\Gamma} \sec^2 \theta_0 \right) \quad (6)$$

$$E_{\phi r} = \frac{\Gamma \sin \phi_0 \cos \phi_0 \cos \theta_0}{1 - \sin^2 \phi_0 \sin^2 \theta_0} \left( 1 - \frac{\Gamma'}{\Gamma} \right) \quad (7)$$

따라서 교차 편파 억제율(suppression ratio)과 편파 변환율(twist ratio)을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\text{Suppression ratio(dB)}, S_r = 20 \log_{10} \left( \frac{E_{\theta r}}{E_i} \right) \quad (8)$$

$$\text{Twist ratio(dB)}, T_r = 20 \log_{10} \left( \frac{E_{\phi r}}{E_i} \right) \quad (9)$$

### III. Hybrid Particle Swarm Optimization 적용

Particle Swarm Optimization(PSO) 기법은 Kennedy와 Eberhart<sup>[6]</sup>에 의해 제안된 확률론적 최적화 기법으로서 광역적(global) 최적화 범주에 포함된다. 유전

알고리즘(Genetic Algorithm: GA)이 진화론에 기반한 우형 형질의 취사선택으로 최적화 파라미터를 결정하는 반면<sup>[7]</sup>, PSO는 집단을 이루는 구성요소(particle)들의 사회성에 기반(예를 들어, 꿀이 많은 꽃에 벌이 모이거나, 먹이가 많은 곳에 물고기 떼가 몰리는 것과 같은)하여 최적화 과정을 수행한다. PSO에 대한 더욱 자세한 설명은 참고문헌 [8]에 주어져 있다.

PSO의 수렴성은 다른 최적화 기법에 비해 빠른 것으로 알려져 있으나, 최적화 속도를 더욱 개선하기 위해, 변형 PSO 알고리즘<sup>[9]</sup>이나 GA와 PSO를 결합한 하이브리드 최적화(Genetical Swarm Optimization: GSO)에 대한 연구가 수행되었다<sup>[10]</sup>. GSO의 경우, 기본 최적화는 PSO를 이용하면서, 각 iteration 단계에서 개체의 일부를 임의로 선택하여 선택된 개체만 GA를 이용하여 진화시키는 기법이다.

본 논문에서는 GA, PSO, 변형 PSO 중 하나인 Comprehensive Learning PSO(CLPSO), 그리고 GA와 PSO를 결합한 GSO를 II장에서 해석한 미앤더라인 편파 변환기 설계에 적용하고, 각 최적화 기법별로 성능을 분석 비교하였다. 미앤더라인 편파 변환기에 사용된 PCB 기판은, 두께  $\ell_1 = 61 \mu\text{m}$ , 유전율은  $\epsilon_r = 3.5$ ,  $\tan \delta = 0.005$ 이며, foam은  $\epsilon_r = 1.2$ ,  $\tan \delta = 0.009$ 이다. 최적화 알고리즘을 통해 결정할 파라미터는 foam의 두께( $\ell_2$ ), 미앤더라인의 높이( $h$ ), 폭( $w_1, w_2$ ), 주기( $a$ ), 거리( $b$ )이다. 최적화 정도의 적합도를 평가하기 위한 적합도 함수(fitness function)는 식 (8)의 교차 편파율을 최소화하는 형태로 결정하였다.

$$\text{Fitness} = \sum_{f_1}^{f_2} \max[0, S_{\text{ref}}(f) - S_{\text{obj}}]^2 \quad (10)$$

여기서  $f_1 = 8.4 \text{ GHz}$ ,  $f_2 = 11.6$ 이고, 목표로 하는 교차 편파 억제율  $S_{\text{obj}} = -25 \text{ dB}$ 로 설정하였다.

그림 4는 최적화 기법별 적합도 함수의 수렴 정도를 보여주고 있다. 비교의 정확성을 높이기 위해 총 50번의 최적화 과정을 반복하였고, 각 iteration 별로 가장 우수한 적합도(best fitness)를 50번 최적화에 대한 평균값으로 나타내었다. 최적화에 사용된 개체의 수는 20이다. GA에서는 roulette wheel 선택법과 확률 80%의 uniform crossover를 적용하였고, 전체 개체

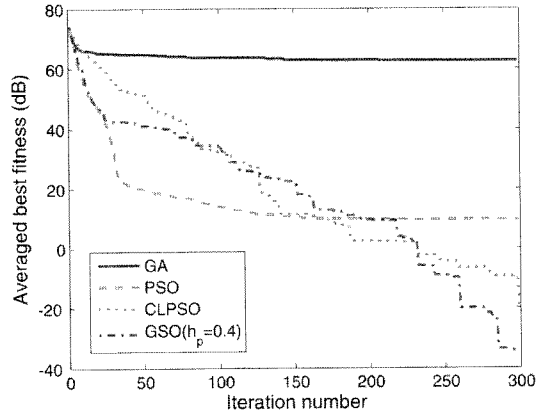


그림 4. 편파 변환기 설계에 적용한 최적화 기법별 수렴도 비교

Fig. 4. Comparison of optimization techniques for the design of twist reflector.

수의 15% 변이(mutation)를 허용하는 조건으로 구현하였다. GA, PSO, CLPSO, GSO 모두 50%의 감쇠(damping) 계수를 갖는 동일한 감쇠 경계조건(damping boundary condition)을 이용하였다. GSO의 경우, PSO의 각 iteration마다 개체 수의 40% ( $h_p = 0.4$ )를 랜덤하게 선택하고, 선택된 개체들은 GA를 기반으로 최적화 하였다. 앞서 구현된 GA는 최적화 알고리즘 비교의 공정성을 보장하기 위해 GSO에도 동일한 조건으로 적용되었다. 그림 4에서 보는 것처럼 GA와 PSO는 일정 iteration 후에는 더 이상 적합도 값이 개선되지 않지만, CLPSO나 GSO의 경우 지속적으로 최적화 값을 찾아가고 있음을 발견할 수 있다. 미앤더라인 편파 변환기 설계에 적용된 최적화 알고리즘 중에서는 GSO가 가장 성능이 우수함을 알 수 있다.

그림 5에는 GSO에서 GA가 결합되는 비율( $h_p$ )에 대한 최적화 경향을 나타내었다.  $h_p = 0.4$ 인 경우가 가장 최적화 성능이 우수한 것을 알 수 있으며,  $h_p$ 가 커질수록 수렴성이 저하되었다.

#### IV. 최적화 설계 결과

표 1에 GSO( $h_p = 0.4$ )를 이용하여 최적화된 미앤더라인 편파 변환기의 설계 파라미터를 나타내었다. 실제 제작 시에는 2/100 mm 공차 이내에서 충분히 유효한 측정 결과를 얻을 수 있다. 그림 6은 최적화

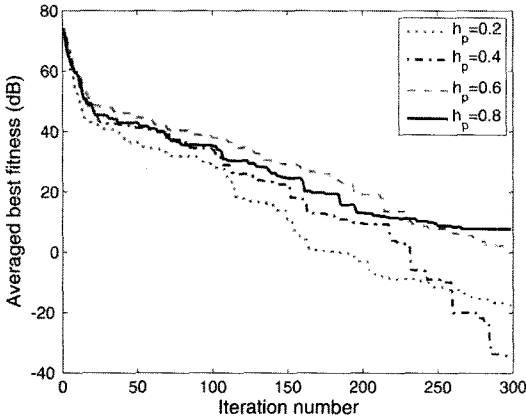


그림 5. GSO의 결합비율( $h_p$ )에 대한 수렴 특성  
Fig. 5. Convergence behavior of GSO in terms of  $h_p$ .

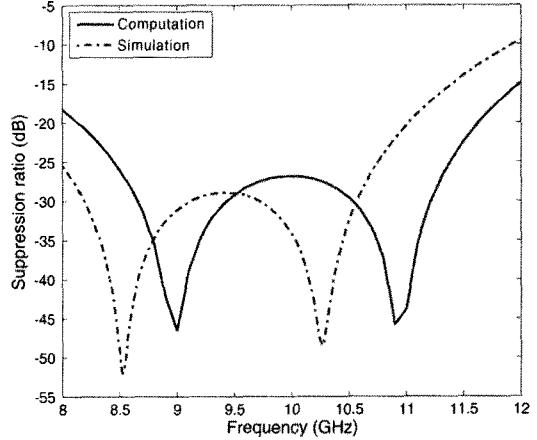


그림 6. 최적화된 편파 변환기의 교차 편파 억제율  
Fig. 6. Suppression ratio of the optimized twist reflector.

표 1. 편파 변환기의 최적화된 설계 값  
Table 1. Optimized parameters of twist reflector.

파라미터	최적화 범위	최적화 결과
$a$	1~6 mm	5.6719
$b$	1~6 mm	5.8873
$h$	1~6 mm	3.9411
$w_1$	0.1~3 mm	0.6112
$w_2$	0.1~3 mm	0.4630
$\ell_2$	3~10 mm	7.9048

된 미앤더라인 편파 변환기에서, 입사파의 조건이  $|E_x| = 1$ ,  $\theta_0 = 0^\circ$ ,  $\phi_0 = 45^\circ$ 일 때의 교차 편파 억제율을 보여준다. 또한, 전송선 등가회로의 정확성을 검증하기 위해 상용 시뮬레이션 툴인 CST사의 Microwave Studio를 이용한 결과 비교도 수행하였다. 시뮬레이션은 크기가  $a \times b$ 인 단일 미앤더라인 cell을 이용하고 Microwave Studio의 주기 경계 조건을 적용하여 수행하였다. 시뮬레이션으로 얻어진 동작 주파수의 중심은 9.5 GHz로, 계산치 10 GHz에 비해 저주파 방향으로 500 MHz 가량 이동하였다. 반면, 계산된 -25 dB 억제 대역폭은 29.6 % (8.45~11.38 GHz)이고, 시뮬레이션 대역폭은 29.3 % (8~10.75 GHz)으로, 매우 유사한 결과를 얻었다. 또한, 적합도 함수에서 목표로 한 -25 dB 억제 대역폭은 32 % (8.4~11.6 GHz)였으나, 미앤더라인 구조를 이용하여 도출할 수 있는 편파 변환기의 최대 대역폭은 30 % 이내임을 확인할 수 있었다. 따라서 본 논문의 전송선 등가

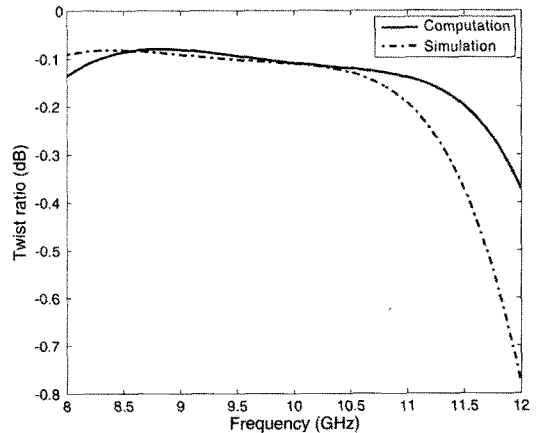


그림 7. 최적화된 편파 변환기의 편파 변환율  
Fig. 7. Twist ratio of the optimized twist reflector.

회로 접근법은 미앤더라인 편파 변환기를 해석하는데 매우 유용하다고 할 수 있다.

그림 7은 편파 변환율을 보여주고 있다. -25 dB 억제 대역폭(8.45~11.38 GHz) 내에서 편파 변환 손실이 0.2 dB 이하로, 편파 변환의 주파수 대역 특성이 매우 우수함을 확인할 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 카세그레인 반사경 안테나의 가림 효과를 줄이기 위한 미앤더라인 편파 변환기의 해석 및 최적화를 수행하였다. 전송선 모델링을 통한 해석은 빠르면서도 엄밀한 설계가 가능함을 보였다.

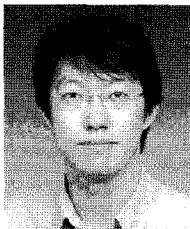
또한, 편파 변환기 설계에 다양한 확률론적 최적화 알고리즘들을 적용하고 그 수렴 성능을 비교 분석하였다.

PSO와 GA가 결합된 GSO가 가장 우수한 최적화 성능을 나타내었으며, GSO를 이용하여 X-대역에 최적화된 편파 변환기의 설계치를 도출하였다. 제안한 편파 변환기는 8.45~11.38 GHz에서 0.2 dB 이하의 매우 낮은 편파 변환 손실을 나타냄을 보였다. 따라서 본 논문에서 제시한 해석 및 최적화 결과는 광대역 편파 변환기 설계에 유용하게 활용할 수 있을 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] P. W. Hannan, "Microwave antennas derived from the Cassegrain telescope", *IRE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 9, no. 2, pp. 140-153, Mar. 1961.
- [2] J. D. Hanfling, G. Jerinic, and L. R. Lewis, "Twist reflector design using E-type and H-type modes", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 29, no. 4, pp. 622-629, Jul. 1981.
- [3] C. W. Lee, H. Son, "Analysis of electromagnetic scattering by periodic strip grating on a grounded dielectric/magnetic slab for arbitrary plane wave incidence case", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 47, no. 9, pp. 1386-1392, Sep. 1999.
- [4] K. C. Hwang, "Optimisation of broadband twist reflector for Ku-band application", *Electron. Lett.*, vol. 44, no. 3, pp. 210-211, Jan. 2008.
- [5] R. S. Chu, K. M. Lee, "Analytical model of a multilayered meander-line polarizer plate with normal and oblique plane-wave incidence", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 35, no. 6, pp. 652-661, Jun. 1987.
- [6] J. Kennedy, R. Eberhart, "Particle swarm optimization", *Proc. IEEE Int. Conf. Neural Netw.*, Perth, Australia, pp. 1942-1948, Nov. 1995.
- [7] 나영선, 추호성, 이주광, 강진섭, "유전자 알고리즘을 이용한 광대역 TEM 혼 안테나 설계", *한국전자과학회논문지*, 18(4), pp. 430-439, 2007년 4월.
- [8] J. Robinson, Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407, Feb. 2004.
- [9] J. J. Liang, A. K. Qin, P. N. Suganthan, and S. Baskar, "Comprehensive learning particle swarm optimizer for global optimization of multimodal functions", *IEEE Trans. Evol. Comput.*, vol. 10, no. 3, pp. 281-295, Jun. 2006.
- [10] F. Grimaccia, M. Mussetta, and R. E. Zich, "Genetical swarm optimization: self-adaptive hybrid evolutionary algorithm for electromagnetics", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 55, no. 3, pp. 781-785, Mar. 2007.

## 황 금 철



2001년 2월: 부산대학교 전자공학과 (공학사)

2003년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자전공 (공학석사)

2006년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자전공 (공학박사)

2006년 1월~2008년 7월: 삼성탈레스 기술연구소 책임연구원

2008년 9월~현재: 동국대학교 전자공학과 조교수

[주 관심분야] 전자파 복사 및 산란해석, 통신 및 레이다 안테나, 최적화 알고리즘 등