

편파면 회전을 위한 도파관 아이리스 편파기 설계 분석

양두영¹, 이민수^{2*}

¹제주대학교 통신공학과, ²대진대학교 통신공학과

Analysis and Design of Waveguide Iris Polarizer for Rotation of Polarization Plane

Doo-Yeong Yang¹ and Min-Soo Lee^{2*}

¹Dept. of Telecommunication Engineering, Jeju National University

²Dept. of Telecommunication Engineering, Daejin University

요 약 본 논문은 정방형 도파관을 이용하여 편파면을 회전시키는 편파기의 단순화된 설계법을 제안하였다. Ku 밴드 주파수인 14.3GHz~14.8GHz에서 동작하는 180° 편파기의 특성을 최적화하기 위하여, 개선된 모드정합법과 구분적 먹보간법을 편파기 설계에 적용하였다. 최적화 결과는 VSWR<2 인 범위의 Ku 밴드 주파수 대역에서 500MHz의 대역폭을 나타내었고, 직교모드 TE_{10} 와 TE_{01} 간에 위상차는 14.2GHz~14.8GHz 주파수 대역에서 $180^\circ \pm 1^\circ$ 를 갖는다. 그리고 교차편파 손실은 40dB 이하이고, 통과대역의 삽입손실은 0.1dB 이다. 따라서 제안한 편파기는 낮은 VSWR과 소형의 크기가 요구되는 실질적인 Ku 밴드 시스템에 적용이 가능하다.

Abstract In this paper, the simplified design methodology for rotation of polarization plane using a square waveguide is proposed. In order to optimize the characteristics of 180° polarizer operating from 14.3GHz to 14.8GHz in Ku-band, the modified mode matching method and piecewise power tower interpolation are applied to the polarizer design. The optimized results show that the frequency bandwidth in VSWR<2 has covered 500MHz in the Ku-band and phase difference between two orthogonal modes TE_{10} and TE_{01} is $180^\circ \pm 1^\circ$ in the range of 14.3GHz~14.8GHz. The cross polarization loss has obtained below 40dB and the insertion loss has 0.1dB in the passband. Therefore, the proposed polarizer is suitable for practical Ku-band system requiring the low VSWR and compact size.

Key Words : Square waveguide, Modified mode matching, Piecewise power tower interpolation, 180° polarizer

1. 서론

편파기는 동일주파수를 재사용하기 위하여 선형편파를 발생시키거나 또는 원형편파를 발생시키는 장치로써, 편파용 마이크로파 부품이나 시스템을 구현하는데 있어서 중요한 역할을 담당하는 부품이다[1,2]. 90° 편파기는 선형편파와 원형편파 간에 편파변환을 수행하는데 사용되고, 180° 편파기는 편파면을 회전시키는데 사용된다. 도파관

편파기는 위상천이기(phase shifter)로써 정방형 혹은 원형 도파관 내에 유전체 또는 자성체를 삽입시켜 편파의 형태를 바꾸거나, 도파관 내부에 금속 창(iris)을 설치하여 직교하는 전계성분인 TE_{10} 모드와 TE_{01} 모드 사이에 90° 또는 180° 천이가 발생되도록 한다[3-5].

본 논문에서 다루는 180° 편파기는 수직성분과 수평성분의 전계가 아이리스 편파기로 입사한 후 출력될 때, 직교하는 두 성분의 전계 모드 간의 위상을 180° 선형적으로 천

이 논문은 2012학년도 대진대학교 학술연구비 지원에 의한 것임

*Corresponding Author : Min-Soo Lee

Tel: +82-10-5232-9795 email: lmsoo@daejin.ac.kr

접수일 12년 04월 27일

수정일 12년 06월 01일

게재확정일 12년 07월 12일

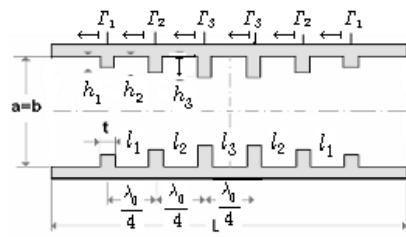
이시킨다. 따라서 입사되는 전파가 원형편파일 경우에 출력되는 전파 또한 원형편파가 되고, 전파의 편파방향은 반대가 된다. 그리고 편파기가 회전체를 통하여 회전을 한다면 출력되는 원형편파의 위상은 두 배의 회전 각도로 변하게 된다.

다양한 종류의 편파기 중에서도 정방향 도파관 아이리스 편파기(square waveguide iris polarizer)는 작은 크기의 구성, 튼튼한 구조 및 매우 높은 전기적 성능이 요구되는 곳에 사용된다. 아이리스 편파기의 차등 위상천이(differential phase shift)에 대한 원리는 용량성의 TE_{10} 모드와 유도성의 TE_{01} 모드를 갖는 두 개의 직교모드가 정방향 도파관에 대하여 수직으로 입사되어 아이리스를 통과하면 서로 다른 위상천이를 형성하게 된다[6-8]. 이러한 위상천이에 따른 이론과 해석 방법들은 집중부하 개념과 모드정합법에 기반을 두고 있다[9,10]. 편파기의 구성에 있어서 도파관 내부에 가로로 놓인 반파장 길이의 아이리스는 일정량의 위상천이를 발생시키기 때문에 원하는 위상천이를 얻으려면 여러 단의 아이리스를 다단으로 설치하여야 한다. 따라서 편파기를 소형으로 설계함에 있어서 아이리스의 수를 줄이면서도 요구되는 위상천이를 얻을 수 있는 방법을 고안하는 것이 매우 중요하다.

본 논문에서는 아이리스의 두께와 높이에 따라 천이되는 위상을 정확히 분석하여 공식화하고, 다단으로 연결된 아이리스들 간에 발생하는 반사특성을 줄일 수 있는 임피던스정합 변환방법을 제안한다. 그리고 개선된 모드정합법과 구분적 먹보간법으로 최적화된 설계를 통하여, 단지 수개의 아이리스를 갖는 180° 편파기의 소형화 구조를 고안하고, 설계제원을 단순화시킨다.

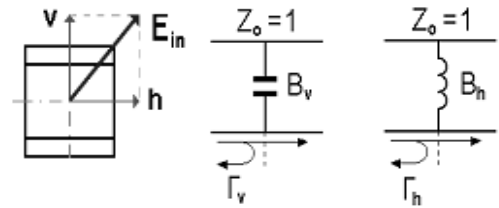
2. 아이리스 편파기 구성

그림 1과 그림 2는 180° 편파기의 구성형태와 편파 원리를 설명하기 위한 전계 모양을 나타낸 그림이다. 180° 편파기는 수평과 수직성분을 갖는 직교모드의 전계가 편파기로 입사되어 출력될 때 두 모드 간에 위상차를 180° 천이되도록 만들어 편파 면을 회전시킨다. 만약 편파기로 원형편파가 입사되면 출력된 전파의 회전 방향은 입사된 전파의 방향과 반대가 되고, 선형편파가 입사되면 편파면을 바꾸는 역할을 하게 된다. 그러므로 180° 편파기는 회전하는 편파를 갖는 안테나, 위상 천이기, 로타리 조인트 등 광범위한 마이크로파 부품에 사용되고 있다.



【그림 1】 정방향 도파관 아이리스 편파기
【Fig. 1】 Square waveguide iris polarizer

그림 1에서 편파기로 입사하는 전파의 진행방향에 대하여 수직성분인 TE_{10} 모드와 수평성분인 TE_{01} 모드 간의 편파의 일반적인 형태는 다음과 같다.



【그림 2】 아이리스 전단면과 등가모델
【Fig. 2】 Front view and equivalent model of the iris

그림 2는 두께와 높이를 갖는 아이리스 편파기에 대한 등가 모델을 나타낸 것이다. 그림 2에서 각도 45° 로 입사된 입사파 E_{in} 은 직교하는 두개의 등가성분 전계 E_v 와 E_h 로 분해된다. 이 성분들은 편파기에 입사될 때의 전계의 수직 성분 TE_{10} 모드와 수평 성분 TE_{01} 모드이다. 전계가 편파기의 각 단을 지날 때마다 아이리스의 크기에 따라 위상차가 조금씩 발생하므로, 다단으로 구성된 아이리스 편파기를 지나면 전체 위상을 180° 차이가 나도록 만들 수 있다. 아이리스 편파기에 수직으로 입사되는 전계는 용량성 성분으로 나타나고, 수평으로 입사되는 전계는 유도성 성분으로 나타나므로 그림 2와 같은 등가모델로 표현이 가능하다. 여기서 서셉턴스(susceptance) 성분 값은 수평, 수직 전계에 대한 반사 손실이 원하는 주파수대역 내에서 최소가 되는 경우의 아이리스에 대한 것이다. 그리고 두 개의 전계성분에 대한 각 단의 위상차는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\Delta\phi_n[\text{rad}] = 0.5(B_{n,v} - B_{n,h}) \quad (1)$$

(식 1)은 두께를 갖는 아이리스의 서셉턴스 성분에 대한 산란행렬의 계산 값으로부터 근사화한 수식이다[10]. (식 1)에서 $B_{n,v}$ 와 $B_{n,h}$ 는 서셉턴스가 2보다 작은 범위에서 주파

수에 따라 거의 동일한 기울기를 갖기 때문에 위상차 $\Delta\Phi_n$ 는 넓은 대역에서 일정한 상수 값을 갖는다. 서셉턴스 $B_{n,v}$ 와 $B_{n,h}$ 는 상호 연관성을 통하여 수평과 수직 반사계수의 크기 $\Gamma_{n,h}$, $\Gamma_{n,v}$ 그리고 위상차 $\Delta\Phi_n$ 로 바꿀 수 있다.

3. 편파기 설계 과정

그림 1에서 다단 아이리스로 구성된 180° 편파기를 각 단으로 분리하고 위상차 $\Delta\Phi_n$ 으로 기술하면, $\Delta\Phi_n$ 은 아이리스 두께와 높이에 따른 설계 파라미터가 된다. 그리고 각각의 아이리스의 설계 파라미터들을 개선된 모드정합법 [10]에 적용하여 산란행렬을 구한 다음, $\text{arc}(S_{21}^{TE_{01}}) - \text{arc}(S_{21}^{TE_{00}})$ 에 의해 위상차를 계산하여, 그 결과가 다음과 같이 되도록 한다.

$$\Delta\Phi = \sum_{n=1}^N \Delta\Phi_n = 180^\circ \pm \epsilon \quad (2)$$

(식 2)의 위상차에 대한 오차를 줄이고 임피던스를 정합시키기 위하여 $\lambda_0/4$ 길이의 프로토타입(prototype) 임피던스 변환기를 아이리스 각 단 사이 공간 l_n 에 배치한다. $\lambda_0/4$ 임피던스 정합 변환기는 다중반사를 줄일 수 있기 때문에 아이리스에서 반사되는 다중반사에 대한 영향을 무시할 수 있다. 여기서 ϵ 는 허용오차를 나타내며, λ_0 는 설계 중심주파수 f_o 에서의 관내파장을 나타낸다.

편파기 설계에 주로 사용되는 정방형 도파관 내에 두께와 높이($t=0.1\lambda_0, h=0.1 \sim 0.3\lambda_0$)를 갖는 아이리스가 놓인 경우, (식 1)의 결과를 개선된 모드정합법에 적용하여 시뮬레이션 한 결과, 각 단의 위상 천이는 (식 3)과 같다.

$$\Delta\Phi_n [\text{rad}] = K(\Gamma_{n,h} + \Gamma_{n,v}) = \Gamma_n \quad (3)$$

여기서 정방형 도파관의 횡축 길이 $a=0.9\lambda_0$ 일 때 $K=0.5$ 이고, $a=0.865\lambda_0$ 일 때 K 는 약 0.86 값을 갖는다. 또한 (식 3)에 나타난 설계공식은 설계체원이 $a=0.865\lambda_0, t=0.1\lambda_0$ 일 때 아이리스 높이는 위상천이의 함수로 (식 4)와 같이 단순화할 수 있다.

$$h_n = \lambda_0 \sqrt{\Delta\Phi_n / 50} \quad (4)$$

그림 1의 6단 아이리스 편파기를 설계함에 있어서, 각 단의 임피던스 비와 반사계수의 비는 체비셰프변환기(Chebyshev transformer)[4] 비율로 설정된 값을 적용하며, 반사계수와 위상천이의 관계는 (식 5)와 같다.

$$\Delta\Phi_{n+1} / \Delta\Phi_n = \Gamma_{n+1} / \Gamma_n \quad (5)$$

일반적으로 서로 인접해 있는 단 간의 임피던스의 비를 5로 설계할 경우, 반사계수의 비는 $\Gamma_{n+1} / \Gamma_n = 2.35$ 이다. 또한 임피던스 변환기에서 서로 인접한 단 간의 임피던스 Z_n 와 Z_{n+1} 은 반사계수의 비로부터 얻을 수 있다. 그리고 아이리스들 간의 높이의 차이에 따른 임피던스를 정합시키기 위한 임피던스정합 변환기의 설계 길이 l_n 는 정합길이인 $\lambda_0/4$ 를 적용한다. 그리고 (식 3)을 (식 5)에 적용하는 과정에서 수평성분과 수직성분 반사계수 값은 아이리스 창 형태의 따라 다르기 때문에 동일한 값을 갖지 않는다. 그 이유는 아이리스의 높이 h 에 따른 $\Gamma_v(h) / \Gamma_h(h)$ 가 정확히 비례하지 않기 때문이다. 대체적으로 (식 4)와 (식 5)로부터 아이리스 높이에 따라 $\Gamma_{n,h}$ 와 $\Gamma_{n,v}$ 의 체비셰프변환 분포는 근사적인 값인 $\Gamma_{n+1,h} / \Gamma_{n,h} = 2.3, \Gamma_{n+1,v} / \Gamma_{n,v} = 1.95$ 를 갖는다.

그림 1과 같이 대칭구조를 갖는 6단으로 구성된 $180^\circ \pm 1^\circ$ 아이리스 편파기의 경우, (식 2)와 (식 5)의 관계를 적용하여 정규화하면

$$\begin{aligned} \Delta\Phi &= \sum_{n=1}^N \Delta\Phi_n = \Delta\Phi_1 \left[1 + \sum_{n=2}^N \prod_{m=1}^{n-1} \frac{1}{k_m} \right] \\ &= (180^\circ \pm \epsilon) \end{aligned} \quad (6)$$

이 된다. 여기서 $k_m = \Delta\Phi_m / \Delta\Phi_{m+1}$ 로써 전단과 후단의 위상천이에 따른 비례상수이다. (식 6)을 이용하여 180° 아이리스 편파기를 설계함에 있어서, 초단 아이리스의 위상천이 $\Delta\Phi_1$ 은 전체 위상천이를 결정하는 중요한 인자이기 때문에 체비셰프변환 반사계수 분포와 연관성 있게 고려하여 전체위상 천이가 $180^\circ \pm 1^\circ$ 오차범위 내에 놓이도록 하면 된다. 그리고 아이리스의 이격거리는 $l_n = \lambda_0/4$ 으로 결정하면 각 단 간에 임피던스 정합이 이루어진다. 그러나 더 정밀하고 정확한 설계체원을 도출하기 위해서는 설계하고자 하는 편파기에 대하여 수치해석적인 최적화과정이 필요하다.

최적화 수식은 (식 6)의 위상천이 값에 대하여 모드정합

법을 적용한 산란행렬의 시뮬레이션 결과에 구분적 먹보간법 (piecewise power tower interpolation)인 (식 7)을 적용한다.

$$F(\bar{x}) = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} [(180^\circ - \Delta\Phi(f_i))^2 + |S_{11}^{TE_{10}}(f_i)|^2 + |S_{11}^{TE_{01}}(f_i)|^2]^{p/2} \quad (7)$$

여기서 $\Delta\Phi(f_i)$ 는 통과대역 내의 주파수에 따른 위상천이를 나타내고, N_s 는 주파수샘플링 수, 그리고 p 는 구분적 먹보간의 변수이며 초기 시뮬레이션 시 $p=1$ 을 적용하여 수렴여부를 확인한다. 최적화 변수 $\bar{x}$ 는 $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n)$ 이고, n 번째 단의 $\bar{x}_n$ 는 정방형도파관 횡축과 종축 길이, 그리고 주름형 아이리스의 높이와 두께 및 간격을 나타내는 설계제원 $(a_n; b_n; h_n; t_n; l_n)$ 이다. 우선, 6단으로 구성된 체비셰프변환 분포를 갖는 설계파라미터 Γ_n 를 설정하고, (식 4)와 (식 5)를 통하여 각 단의 아이리스 위상천이 $\Delta\Phi_n$ 에 따른 아이리스의 높이 h_n , 그리고 임피던스 변환기에 따른 아이리스 두께 t_n 와 아이리스간의 이격거리 l_n 등 초기 설계제원 $\bar{x}_n = (a_n; b_n; h_n; t_n; l_n)$ 을 정한 다음, 전체적인 편파기의 초기 설계제원 $\bar{x}^0 = (\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n)$ 를 모드정합법에 적용하여 시뮬레이션을 수행한다[10].

모드정합법은 도파관으로 입사된 전계의 수직성분 TE_{10} 모드와 수평성분 TE_{01} 모드가 아이리스 경계면을 만나면 급전모드가 변형되고 고차모드 향이 발생하는 현상을 산란행렬을 통하여 분석하는 방법이다. 그러나 모드정합법은 최적화 방법과 보간 계산 능력을 갖고 있지 않기 때문에 최적화된 설계 값을 산출하는데 많은 문제점이 있다. 따라서 모드정합 과정에서 편파기 최적화 설계는 아이리스 위상천이에 대한 설계 수식을 통해 오차범위 내에서 합성과 분해의 반복과정으로 설계 변수를 가변함으로써 이루어진다.

(식 7)의 첫 번째 항은 위상오차에 근거한 편파기 신호의 위상천이 충실도 항이고, 나머지 항은 파라미터 p 의 선택에 따라 수평과 수직모드 성분의 반사손실을 억제하기 위한 항이다.

최적화 과정에서 기본 목표는 함수 $\Delta\Phi(f)$ 로부터 통과대역 주파수에서 직교모드 전계성분에 대한 반사손실이 최소가 되는 주름형 아이리스의 설계제원을 찾는 것이다. 따라서 반복 시뮬레이션 과정에 (식 8)의 구분적 먹보간법을 적용하여 위상천이가 허용오차 범위 내로 수렴하도록 새로운 설계제원을 설정한다.

$$\bar{x}^{k+1} = \bar{x}^k [F(\bar{x}^k)/F(\bar{x}^{k-1})]^{1/p} \quad (8)$$

그리고 최적화된 180° 편파기의 출력 결과에서 교차편파(cross polarization)에 따른 차등 위상천이에 대한 편차는 편파의 회전 각도에 의존하므로 교차편파의 최대 손실은 다음과 같이 주어진다.

$$XP[\text{dB}] = 20 \log |0.5 \tan(\Delta\Phi - 180^\circ)| \quad (9)$$

그러므로 $XP \leq 40 \text{ dB}$ 조건은 1° 보다 적은 위상편차로 설계되어야 한다.

4. 편파기 설계 결과 및 분석

그림 1의 180° 편파기는 정방형 도파관 내에 6단의 아이리스가 $\lambda_0/4$ 의 간격으로 배치된 형태를 나타낸 것이다. 이 편파기의 설계 요소인 정방형 도파관 크기, 아이리스 두께, 아이리스 높이, 아이리스 사이의 간격 항들은 $14.3 \sim 14.8 \text{ GHz}$ 의 통과대역 내에서 수직과 수평모드에 대하여 교차편파 손실이 40 dB 이하가 되도록 유지하면서 TE_{10} 와 TE_{01} 모드 사이에 $180^\circ \pm 1^\circ$ 위상천이를 갖도록 선택한다.

제안된 편파기 구조는 아이리스의 두께와 높이에 따라 약간의 위상천이에러 요소를 포함하고 있기 때문에 개선된 모드정합법과 구분적 먹보간법을 반복 적용하여 해결하였다. 그러나 이러한 시뮬레이션 프로그램 통한 최적화는 초기 단계부터 빠른 최적화 수렴 조건과 충분한 정밀도를 갖도록 설계요소를 제공해 주는 것이 필요하다. $p \leq 2$ 조건에서 아이리스 높이에 따른 변수 값은 $\{0 < h_n < 0.43\lambda_0\}$ 의 범위를 넘지 않도록 한다.

6단의 아이리스로 이루어진 180° 편파기의 최적화 시뮬레이션은 정방형 도파관의 크기 $a=b=18.45 \text{ mm}$, 아이리스 두께 $t=2.0 \text{ mm}$, 아이리스 높이 $h=0 \sim 6 \text{ mm}$ 인 범위에서 개선된 모드정합법과 구분적 먹보간법을 적용하여 최적화 프로그램을 실행하였다. 우선, 대칭형 6단 180° 아이리스 편파기의 기본 설계 사양인 $a=b=0.865\lambda_0$, $t=0.1\lambda_0$ 을 기반으로 하여, $\Gamma_2/\Gamma_1=2.35$, $\Gamma_3/\Gamma_2=1.3$ 이 되는 체비셰프변환 분포값에 따라 각 단의 위상천이 $\Delta\Phi_1$, $\Delta\Phi_2$, $\Delta\Phi_3$ 값을 구하고, (식 4)를 적용하여 아이리스 높이 h_1, h_2, h_3 의 초기값을 계산하였다. 그리고 모드매칭법과 구분적 먹보간법을 적용한 최적화 과정을 통하여

$\Delta\Phi(f)$ 의 허용오차 $180^\circ \pm 1^\circ$ 범위에서 새로운 변수를 결정하는 (식 8)에 따라 설계제원 값($\overline{x_1}, \overline{x_2}, \dots, \overline{x_n}$)을 반복 계산한 후 수렴 값을 산출하였다.

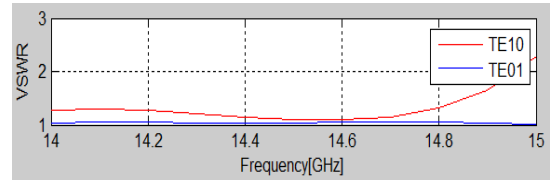
표 1은 최적화된 180° 편파기의 설계제원이다. 정방향 도파관 편파기에 있어서 도파관의 횡축 a 는 18.45mm로 동일하므로 도표에서 제외시켰으며, 아이리스 높이 h 에 따른 종축의 폭 b 그리고 아이리스의 두께 t 와 아이리스 간의 간격인 l 값을 나타내었다. 설계된 편파기의 실제길이는 55mm이고, 14.5GHz에서 $2.2\lambda_0$ 의 전기적 길이를 갖는다. 일반적인 편파기가 $4 \sim 5\lambda_0$ 의 modemode 길이로 설계되는 것에 비하면 50%정도 단축된 전기적 길이를 갖는다.

그림 3(a)는 6단으로 구성된 아이리스 편파기의 최적화된 정재파비에 대한 결과이고, 그림 3(b)는 직교모드 전계성분에 대한 차등 위상천이의 최적화 결과이다. 위상천이 결과에 있어서 최적화 허용오차는 $180^\circ \pm 1^\circ$ 범위에서 수행하였으며, 그에 따른 정재파비 값은 통과대역 내에서 1.25이하로 나타났다. 따라서 교차편파 손실은 각 편파에 대하여 40 dB 이하이고, 삽입손실은 정재파비 1.25 기준에서 0.1 dB 이하 값을 갖는다. 그리고 그림 3(c)는 직교하는 수평성분과 수직성분의 전계강도의 비를 파악하기 위한 것으로서, 두 성분이 동일하면 입력 신호의 편파면을 정확하게 요구되는 에너지의 크기와 각으로 회전시킨다. 따라서 두 전계강도에 대한 직교성분의 비는 통과대역인 14.3GHz ~ 14.8GHz 에서 0.99 이고, 회전각은 $180^\circ \pm 1^\circ$ 이내로 양호한 값을 갖는다.

[표 1] 편파기 설계 제원

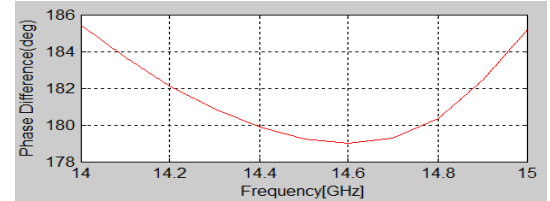
[Table 1] Design specification of polarizer

구분	폭 (mm)	길이 (mm)	구분	폭 (mm)	길이 (mm)
1	18.45	3.20	8	11.16	2.10
2	15.30	2.10	9	18.45	7.45
3	18.45	7.35	10	12.96	2.10
4	12.96	2.10	11	18.45	7.35
5	18.45	7.45	12	15.30	2.10
6	11.16	2.10	13	18.45	3.20
7	18.45	7.40	총 길이		55.0



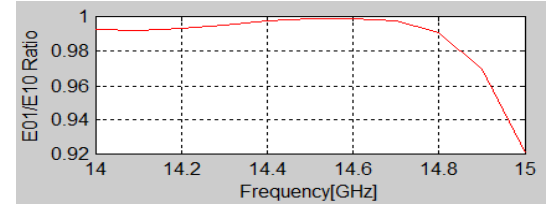
(a) TE_{10} 모드와 TE_{01} 모드에 대한 정재파비

(a) VSWR between TE_{10} mode and TE_{01} mode



(b) 차등 위상 천이

(b) Differential phase shift



(c) 직교모드 비

(c) Ratio of orthogonal mode

[그림 3] 180° 아이리스 편파기 시뮬레이션 결과

[Fig. 3] Simulation result of 180° iris polarizer

그림 3(a)는 6단으로 구성된 아이리스 편파기의 최적화된 정재파비에 대한 결과이고, 그림 3(b)는 직교모드 전계성분에 대한 차등 위상천이의 최적화 결과이다. 위상천이 결과에 있어서 최적화 허용오차는 $180^\circ \pm 1^\circ$ 범위에서 수행하였으며, 그에 따른 정재파비 값은 통과대역 내에서 1.25 이하로 나타났다. 따라서 교차편파 손실은 각 편파에 대하여 40 dB 이하이고, 삽입손실은 정재파비 1.25 기준에서 0.1 dB 이하 값을 갖는다. 그리고 그림 3(c)는 직교하는 수평성분과 수직성분의 전계강도의 비를 파악하기 위한 것으로서, 두 성분이 동일하면 입력 신호의 편파면을 정확하게 요구되는 에너지의 크기와 각으로 회전시킨다. 따라서 두 전계강도에 대한 직교성분의 비는 통과대역인 14.3GHz ~ 14.8GHz 에서 0.99 이고, 회전각은 $180^\circ \pm 1^\circ$ 이내로 양호한 값을 갖는다.

5. 결 론

개선된 모드정합법과 구분적 먹보간법에 기반을 둔 설계 방식과 단순한 설계 공식을 사용하여 소형의 아이리스 편파기를 설계하고 제안하였다. 제안한 설계 방법에 따라 6단의 아이리스를 갖는 180° 편파기를 최적화 시뮬레이션 하였으며, 소형의 편파기 설계제원을 산출하였다. 14.5GHz 중심 주파수를 토대로 14.3GHz ~ 14.8GHz 대역에서 아이리스 편파기는 180° ± 1° 위상 천이를 나타내었으며, 직교모드의 교차편파 손실은 40dB 이하, 삽입손실은 0.1dB의 우수한 특성을 보였다. 그리고 소형화된 편파기의 전체 전기적 길이는 2.2λ₀ 이고, 실제 길이는 55mm이다. 제안한 편파기는 작은 크기를 가지고 Ku 주파수 대역 내에서 편파면을 바꾸는 고성능 편파회전 시스템을 구현하는데 적용이 가능하다.

References

- [1] G. L. Ragan, *Microwave Transmission Circuits*, New York, 1965.
- [2] P.A. Rizzi, *Microwave Engineering Passive Circuits*, New Jersey, Prentice-Hall, 1988.
- [3] J. Uher and J. Bornemann, U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems: Theory and CAD*, Artech House, 1993.
- [4] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
- [5] S. D. Seo, D. H. Kim, and D. Y. Yang, "Design of a Selectable Polarizer in Ku-band", *Journal of Research Institute of Industrial Technology JNU*, vol. 8, no. 2, pp. 5158, Dec. 1997.
- [6] H. Patzelt and F. Arndt "Double-Plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Applications for Transformers, Irises, and Filters", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology*, vol. 30, pp. 771-776, May 1982.
- [7] F. Arndt, U. Touchholke, and T. Wriendt, "Broadband Dual-depth E-Plane Corrugated Square Waveguide Polarizer", *Electron Letters*, vol. 20, no. 11, pp. 458-459, May 1984.
- [8] U. Tucholcke, F. Arndt, and T. Wriendt, "Field Theory Design of Square Waveguide Iris Polarizers", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology*, vol. 34, no. 1, pp. 156-160, Jan. 1986.
- [9] J. Bornemann and R. Vahldieck, "Characterization of a

Class of Waveguide Discontinuities using a Modified TE_{mn}^x mode Approach", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Technology*, vol. 38, pp. 1816-1822, Nov. 1990.

- [10] D. Y. Yang and M. S. Lee, "Design of Broadband Corrugated Waveguide Polarizer", *Korean Institute of Maritime Information and Communication Science*, vol. 4, no. 1, pp. 89-96, Mar. 2000.

양 두 영(Doo-Yeong Yang)

[정회원]



- 1984년 2월 : 제주대학교 통신공학과(공학사)
- 1989년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
- 1992년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학박사)
- 1992년 3월 ~ 현재 : 제주대학교 통신공학과 교수

• 2001년 1월 ~ 2002년 8월 : 유타주립대학교 연구교수

<관심분야>

RF 회로, 마이크로파회로 설계, 무선통신 및 위성통신시스템

이 민 수(Min-Soo Lee)

[정회원]



- 1984년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학사)
- 1986년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학석사)
- 1995년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과(공학박사)
- 1995년 3월 ~ 현재 : 대전대학교 통신공학과 교수

<관심분야>

RF 회로 및 무선통신시스템, 안테나 및 전자파 전파