
광대역 커리게이트 도파관 편파기 설계

양 두 영*, 이 민 수**

Design of Broadband Corrugated Waveguide Polarizer

Doo-Yeong Yang, Min-Soo Lee

본 논문은 1999년 정보통신연구관리단의 대학기초 연구지원사업에 의하여 연구되었음.

요 약

본 논문에서는 정방형 도파관을 이용한 커리게이트 편파기의 설계이론에 대해 제안하였다. 도파관의 불연속 경계면의 특성을 해석하고 낮은 정재파비를 얻기 위해 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법과 커리게이트 지수함수를 편파기 설계에 적용하였다. 그 결과 11.7~15.8GHz대역에서 90° 에 가까운 위상천이 각을 갖는 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 특히, 11.7~12.0GHz, 14.5~14.8GHz 주파수 대역에서 위상천이 각과 최대 정재파비 및 축비가 각각 $90^\circ \pm 1^\circ$, 1.03, 1.0001로 나타나 300MHz의 대역폭을 갖는 편파기를 설계할 수 있었다.

Abstract

In this paper, the design theory of the corrugated polarizer using square waveguide is proposed. In order to analysis the characteristic of square waveguide discontinuity as well as achievement of the low VSWR, we apply the modified TE_{mn}^x mode matching method and the corrugated exponential function to the polarizer design. The results show a broadband characteristic that phase shift angle is nearly appeared 90° in the range of 11.7~15.8GHz. Especially, we could be designed the Ku-band dual polarizer for the satellite broadcasting transponder with 300MHz bandwidth. Its phase shift angle and maximum VSWR, axial ratio are $90^\circ \pm 1^\circ$, 1.03 and 1.0001 in the range of 11.7~12.0GHz and 14.5~14.8GHz, respectively.

* 제주대학교 통신컴퓨터공학부 통신공학전공

** 대전대학교 전자통신공학부

접수일자 : 1999년 11월 20일

I. 서론

위성통신 서비스가 시작된 이후 다양한 형태의 서비스로 인해 수요가 급증하면서 한정된 케도와 효율적인 주파수 활용기술에 대한 개발이 활발히 진행되고 있다. 통신 위성에 의한 서비스 종류 및 수요의 급증으로 주파수 자원활용이 한계에 이르게 되어 효율적인 주파수 재활용 방안으로 동일 주파수 대역에서 이중편파를 동시에 수행할 수 있는 편파기 기술 개발이 절실히 요구된다.

편파기(polarizer)는 동일주파수를 재사용하기 위하여 선형편파를 발생시키거나 원형편파를 발생시키는 장치이다. 180° 편파기는 선형편파의 평면을 회전시키는데 사용되고 90° 편파기는 선형편파와 원형편파 사이의 변환에 사용된다. 편파기를 구성하고 있는 방법에 있어서도 도파관 내부에 유전체, 자성체 등을 삽입시켜 편파의 형태를 변형시켜 만들거나 도파관의 형태를 지수 함수적인 주름형태로 변형시켜 만든다.^{[1],[2]} 도파관 내부에 유전체, 자성체를 삽입시켜 만든 편파기는 고출력이 요구되는 통신시스템에 사용될 경우 매질에 따른 손실에 너지가 크고 광대역 편파특성을 지니지 못한다. 정방향 도파관 E면 커리케이트 편파기(square waveguide corrugated polarizer)는 개구면 안테나에서 원형편파를 발생시키는데 사용되며, 직교모드인 TE₁₀ 모드와 TE₀₁ 모드간에 90° ±1° 의 위상천이 각(phase shift angle)을 갖는다. 이 위상천이 각은 주기적인 주름에 의해 발생된다. 편파기의 커리케이트 수는 광대역 특성과 낮은 정재파비(VSWR) 뿐만 아니라 특정대역에서 편파분리도가 양호하도록 결정되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 제한된 주파수 자원을 효율적으로 활용할 수 있도록 선형 편파와 원형편파 상호간에 편파 변환할 수 있는 정방향 도파관을 이용한 광대역 커리케이트 편파기를 설계한다. 편파특성을 개선시키기 위하여 커리케이트 불연속면에 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법을 적용한 후 오울함수(error funciton)를 사용하여 설계 데이터를 산출한다. 또한 직교모드인 TE₁₀ 모드와 TE₀₁ 모드의 진폭은 같고 위상천이 각이 90° 가 되도록 커리케이트의 폭과 높이를 결정한다. 두

직교모드간에 위상차와 정재파비가 주어진 설계주파수 대역에서 예상되는 크기만큼 될 때까지 커리케이트 지수함수를 이용하여 편파기의 파라미터를 변화시켜 최적화 시킨다.

II. 모드정합 이론

1. 모드 정합계수

정방향 커리케이트 도파관의 입력포트(input port)에 TE₁₀ 모드와 TE₀₁ 모드가 동시에 급전되면 커리케이트 도파관의 계단 불연속 경계면으로 인해 두 급전모드가 변형되고 고차모드 항이 발생된다. 따라서 정확한 전파의 형태를 해석하기 위해서는 전류원과 자류원이 존재하는 종합모드 표현식을 적용하여 전자계를 유도하여야 한다. 도파관 내부가 이중면 계단 불연속을 갖는 경우 전류원과 자류원이 동시에 존재하는 종합모드 전자계식은 Hertizian 전계 벡터 포텐셜($\vec{\Pi}_e$)과 자계 벡터 포텐셜($\vec{\Pi}_h$)에 의해 다음과 같이 유도된다.

$$\vec{E} = -jw\mu \vec{\nabla} \times \vec{\Pi}_h + \vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{\Pi}_e \dots\dots\dots(1)$$

$$\vec{H} = jw\epsilon \vec{\nabla} \times \vec{\Pi}_e + \vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{\Pi}_h \dots\dots\dots(2)$$

식(1)과 (2)를 커리케이트 도파관 불연속면에 적용하여 정확한 전자계 특성을 얻기 위해서는 모드 정합법을 사용하면 편리하다. 모드정합법에는 직교모드를 분리하여 해석하는 TE_{mn}^z - TM_{mn}^z 모드 정합법과 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법이 있다. 먼저 일반적인 모드정합이론인 TE_{mn}^z - TM_{mn}^z 모드 정합법은 극히 작은 E_x 성분을 계산하기 위해 불연속 경계면 양쪽에 많은 수의 모드를 필요로 하게 된다. 이러한 이유로 인하여 TE_{mn}^z - TM_{mn}^z 모드 정합법은 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법보다 큰 행렬이 필요하고 수렴속도가 느다. 본 논문에서 적용한 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법은 기존의 TE_{mn}^z - TM_{mn}^z 모드 정합법에 비해서 불연속 경계면에 대한 전자계를 표현하는 전자계 성분이 감소되어 계산시간과 기억용량이 줄어들고 수렴속도가 향상된다.^{[3],[4]} 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법은 정방향 도파관의 불연속

경계면이 E면(E-plane)으로 이루어질 때 주로 이용된다. 도파관 내부의 전자계 해석방법은 경계면의 불연속 특성을 정확히 해석하기 위하여 기존의 TE_{mn}^x 모드정합법에서 배제된 H_y 성분을 고려하여 해석한다.

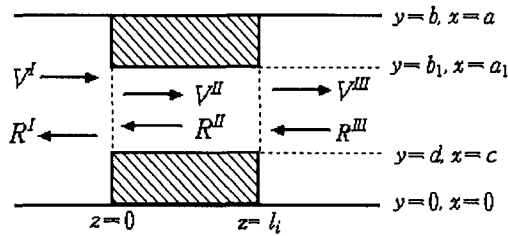


그림 1. 정방형도파관의 E면 계단 불연속
Fig 1. The E-plane discontinuity of a square waveguide

그림 1은 정방형도파관 내부의 E면 불연속 경계면을 나타낸 것이다. 파의 진행방향을 z축으로 하고 도파관을 무손실 균일한 것으로 가정하면 도파관 내부에서의 전자계는 맥스웰 방정식을 만족해야 한다. TE_{mn}^x 모드의 경우, 각 영역에 대해 $\vec{\Pi}_h = 0$, $\vec{\Pi}_e = \Pi_{ex} \vec{a}_x$ 인 조건을 식(1)과 (2)에 적용하면 벡터 Hertzian 파동방정식을 만족하는 전개 벡터 포텐셜 Π_{ex}^I 과 Π_{ex}^{II} 를 구할 수 있다.

$$\Pi_{ex}^I = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N A_{mn}^I V_{emn}^I (C_{1mn}^I e^{-jk_z^I z} + C_{2mn}^I e^{jk_z^I z}) \quad (3)$$

$$\Pi_{ex}^{II} = \sum_{m=1}^M \sum_{n=0}^N A_{mn}^{II} V_{emn}^{II} (C_{1mn}^{II} e^{-jk_z^{II} z} + C_{2mn}^{II} e^{jk_z^{II} z}) \quad (4)$$

여기서

$$V_{emn}^I = \sin \frac{m\pi}{a} x \cos \frac{n\pi}{b} y,$$

$$V_{emn}^{II} = \sin \frac{m\pi}{a_1} (x-c) \cos \frac{n\pi}{b_1} (y-d)$$

$$A_{mn}^i = 2 \sqrt{\frac{w\mu |k_z^i|}{A_e^i [k^2 - (k_z^i)^2]}}$$

$$k_z^i = \sqrt{k_0^2 - (k_x^i)^2 - (k_y^i)^2}$$

이다. 여기서 A_{mn}^i 은 각 영역에서의 TE_{mn} 모드의 진폭(amplitude)이고, 각 모드에 대한 정규화 전력에 의해 결정된다. 그리고 i 는 각 영역의 위치를 나타내고, A_e^i 와 C_{mn}^i 는 각각 i 영역의 단면적과 진행파의 진폭이다. k_z^i 는 각 영역에 대한 z 방향 전파상수이다. k_x^i, k_y^i 는 i 영역의 x 와 y 방향에 대한 전파상수로 $k_x^i = m\pi/a_i$, $k_y^i = n\pi/b_i$ 이다. a, b 는 영역 I에서 커리게이트 도파관 횡축과 종축의 길이이고 a_1, b_1 는 불연속면 II에서의 횡축과 종축의 길이이다.

도파관 불연속면의 경계조건으로부터 이중면 계단 불연속 영역 I과 II에서 전자계 성분은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$E_y : V^I + R^I = L_E (V^{II} + R^{II})$$

$$H_x : L_{H_x} (V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II}) \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$H_y : L_{H_y} (V^I - R^I) = (V^{II} - R^{II})$$

불연속 경계면에서 전자계의 경계조건으로부터 유도된 행렬 $[L_E], [L_{H_x}], [L_{H_y}]$ 는 모드 정합계수로 다음과 같이 구해진다.

$$[L_E]_{\rho\sigma} = \frac{4}{\sqrt{A_e^I A_e^{II}}} \sqrt{\frac{k_{z\sigma}^{II} (k_0^2 - (k_{x\rho}^I)^2)}{k_{z\rho}^I (k_0^2 - (k_{x\sigma}^{II})^2)}} \int \int_{A_e^I} T_{\rho}^I T_{\sigma}^{II} dA_e \quad (6)$$

$$[L_{H_x}]_{\rho\sigma} = \frac{4}{\sqrt{A_e^I A_e^{II}}} \sqrt{\frac{k_{z\sigma}^{II} (k_0^2 - (k_{x\rho}^I)^2)}{k_{z\rho}^I (k_0^2 - (k_{x\sigma}^{II})^2)}} \int \int_{A_e^I} T_{\rho}^I T_{\sigma}^{II} dA_e \quad (7)$$

$$[L_{H_y}]_{\rho\sigma} = \frac{4}{\sqrt{A_e^I A_e^{II}}} \sqrt{\frac{k_{z\sigma}^{II} (k_0^2 - (k_{x\rho}^I)^2)}{k_{z\rho}^I (k_0^2 - (k_{x\sigma}^{II})^2)}} \frac{k_{y\rho}^I k_{y\sigma}^{II}}{k_{z\rho}^I k_{z\sigma}^{II}} \int \int_{A_e^I} T_{\rho}^I T_{\sigma}^{II} dA_e \quad (8)$$

여기서 ρ, σ 는 각 영역의 모드를 나타내는 m, n 값의 조합이다. 그리고 A_e^I, A_e^{II} 는 커리게이트 도파관의 I영역과 II 영역의 단면적이고, 각각의 계수값들은 다음과 같다.

$$A_e^I = ab, \quad A_e^{II} = a_1 b_1,$$

$$T_p^I = T_{mn}^I = \sin \frac{m\pi}{a} x \frac{\cos \frac{n\pi}{b} y}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}}$$

$$T_q^II = T_{kl}^II = \sin \frac{k\pi}{a_1} x \frac{\cos \frac{l\pi}{b_1} (y-c)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}}$$

$$T_{py}^I = T_{mny}^I = \cos \frac{m\pi}{a} x \frac{\sin \frac{n\pi}{b} y}{\sqrt{1 + \delta_{0n}}}$$

$$T_{qy}^II = T_{kby}^II = \cos \frac{k\pi}{a_1} x \frac{\sin \frac{l\pi}{b_1} (y-c)}{\sqrt{1 + \delta_{0l}}}$$

여기서 δ_{0i} 는 Kronecker 델타함수이다.

2. 산란계수

주파수가 높은 3차원 구조를 갖는 도파관 회로에서는 회로정수의 계산이 매우 복잡할 뿐 아니라 오차가 크기 때문에 산란계수를 이용하는 것이 편리하다. 그림1에서 $z=0$ 인 불연속면에서의 산란행렬은 다음과 같다

$$\begin{bmatrix} R^I \\ V^II \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^i & S_{12}^i \\ S_{21}^i & S_{22}^i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^I \\ R^II \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

여기서 행렬[S]는 식(5)를 이용하여 계산한다.

TE_{mn}^x 모드 정합법은 H_y 성분을 무시하고 E_y , H_x 성분만의 정합으로 해석하여도 대부분의 경우에 좋은 결과를 나타내지만 공진이 일어날 수 있는 아이리스(iris)나 커리게이트 형태의 도파관에서는 해석결과가 부정확해지고 대역이탈 현상을 초래하므로 H_y 성분을 고려한 수정된 TE_{mn}^x 모드 정합법을 적용해야 한다. $[L_{H_s}]$ 와 $[L_{H_e}]$ 를 이용하여 $[L_H]_{qp}$ 는 다음 절차에 따라 구성한다.

$[L_H]_{qp} = [L_{H_s}]_{qp}$: 모드 p 혹은 모드 q 가 TE_{m0} 형인 경우

$[L_H]_{qp} = [L_{H_e}]_{qp}$: 모드 p 혹은 모드 q 가 TE_{m0} 형이 아닌 경우

E면 불연속의 산란행렬을 모드 정합계수로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} S_{11}^i &= [L_E L_H + U]^{-1} [L_E L_H - U] \\ S_{12}^i &= 2[L_E L_H + U]^{-1} L_E \\ S_{21}^i &= L_H [U - S_{11}^i] \\ S_{22}^i &= U - L_H S_{12}^i \end{aligned} \dots\dots\dots (10)$$

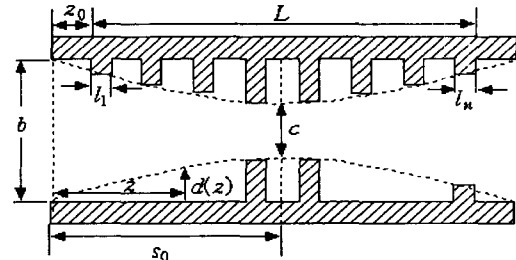
여기서 U는 단위행렬 이다.

정방형도파관 커리게이트 편파기처럼 다단으로 종속 연결된 이중면 불연속 경계면이 존재하는 경우 전체 산란행렬은 다음 식을 반복 적용한다.

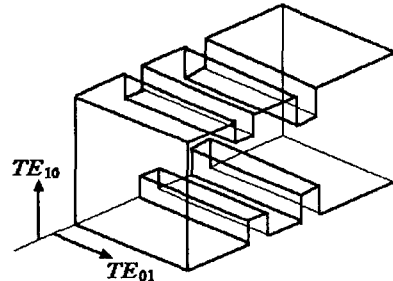
$$\begin{aligned} S_{11}^{i+1} &= S_{22}^{i+1} = S_{11}^i + S_{12}^i D [U - S_{22}^i D S_{22}^i D]^{-1} S_{22}^i D S_{21}^i \\ S_{21}^{i+1} &= S_{12}^{i+1} = S_{12}^i D [U - S_{22}^i D S_{22}^i D]^{-1} S_{21}^i \end{aligned} \dots\dots\dots (11)$$

여기서 $D = \text{Diag}[e^{-jk_n^i z_i}]$ 이다.

3. 최적화방법



(a) 측면도
(a) profile



(b) TE_{10} 와 TE_{01} 모드의 전파형태
(b) propagation mode for TE_{10} and TE_{01}

그림 2. 정방형 도파관 커리게이트 편파기
Fig 2. Corrugated polarizer of square waveguide

그림 2(a)는 정방형 도파관 커러게이트 편파기의 측면도이고, 정방형 도파관에 입력되는 TE_{10} 모드와 TE_{01} 모드의 전계형태는 그림 2(b)에 나타내었다. 입력된 두 개의 전파모드 신호가 커러게이트 편파기를 거쳐 출력단에 도달되었을 때 각 모드의 전계성분의 크기는 1이고 두 모드간의 위상차는 90° 를 유지해야 한다. 위와 같은 설계조건을 만족시키고 광대역 특성을 갖는 편파기의 설계 데이터를 산출하기 위해 다음과 같은 지수함수를 이용하여 커러게이트의 깊이와 폭을 계산한다.

$$d(z) = b \cdot \exp\left[\ln\left(\frac{c}{b}\right)\left(\frac{z}{s_0} - \frac{1}{2\pi} \sin(2\pi \frac{z}{s_0})\right)\right]$$

..... (12)

여기서 b 는 정방형 도파관 입·출력단 종축의 길이이고, c 는 커러게이트 편파기 중심에서의 커러게이트 상·하단간의 높이이다. 그리고 s_0 는 $L/2 + z_0$ 이고, L 은 모든 커러게이트의 두께와 거리의 합이다.

커러게이트의 폭과 깊이를 산출하는 식(12)를 이용하여 광대역 커러게이트 편파기를 설계하는 과정에서 에러를 줄이기 위해 다음과 같은 오울함수를 사용한다.

$$F(\bar{x}) = \sum_{i=1}^n (90^\circ - \Delta\phi(f_i))^2 + \sum_{i=1}^n |S_{11TE_{10}}(f_i)|^2 + \sum_{i=1}^n |S_{11TE_{01}}(f_i)|^2$$

..... (13)

여기서 f_i 는 통과대역 내에서의 샘플링 주파수이고, $\Delta\phi$ 는 주파수 f_i 에서 계산된 위상천이 각이며 $\text{arc}(S_{21TE_{01}}) - \text{arc}(S_{21TE_{10}})$ 이다. 최적화 파라미터 \bar{x} 는 $(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \bar{x}_4, \dots, \bar{x}_n)$ 이고 \bar{x}_n 는 n 번째 단의 커러게이트 제원으로써 $\bar{x}_n = (a_n; b_n; l_n)$ 이다. a_n, b_n 은 n 번째 단의 정방형 도파관 횡축과 종축의 길이이고, l_n 은 커러게이트의 두께이다. 식(13)은 좋은 효율과 수렴성으로 인해 널리 사용되는 함수로써 초기값 (\bar{x}^0)는 정방형 도파관의 횡축과 종축의 길이를 대입한다. 커러게이트의 단수

를 결정한 후 반복법에 따라 함수 $F(\bar{x})$ 가 최소가 되는 값으로 파라미터를 반복 대치한다. 이때 함수 $F(\bar{x})$ 가 최소값을 갖는 수렴방향(convergence direction) \bar{d} 와 그에 따른 계수는 다음과 같이 결정한다.

$$\bar{d}^{k+1} = -D_k \nabla F(\bar{x}^k) \dots\dots\dots (14)$$

$$D_{k+1} = D_k + A_k - B_k \dots\dots\dots (15)$$

여기서

$$A_k = \frac{\bar{s}^{k+1} [\bar{s}^{k+1}]^T}{[\bar{s}^{k+1}]^T \bar{r}^{k+1}}, B_k = \frac{D_k \bar{r}^{k+1} [\bar{r}^{k+1}]^T D_k^T}{[\bar{r}^{k+1}]^T D_k \bar{r}^{k+1}}$$

$$\bar{s}^{k+1} = \bar{x}^{k+1} - \bar{x}^k, \bar{r}^{k+1} = \nabla F(\bar{x}^{k+1}) - \nabla F(\bar{x}^k)$$

이다. 최적화된 커러게이트 편파기를 설계하기 위해 먼저 커러게이트 편파기의 초기값을 임의적으로 설정한다. 이때 초기값 설정 방법은 식(12)의 지수함수를 이용하여 커러게이트 각 단의 깊이와 폭을 계산하고, 커러게이트 두께와 길이를 결정한다. 여기서 커러게이트 길이와 두께는 $\lambda_g/8$, 반복횟수 (k)의 초기값을 0이라 두고 $\nabla F(\bar{x}^k)$ 를 계산한 후 에러율 (ϵ)이 최소값내에 놓이는지 확인한다. 초기 최적화 값을 찾기 위한 수렴 방향 \bar{d}^1 은 단위행렬 D_0 를 포함한 값으로써 $-D_0 \nabla F(\bar{x}^0)$ 로 계산한다. 그리고 함수 $F(\bar{x}^k + \bar{d}^{k+1})$ 가 최소가 되는 t 파라미터 값을 계산한다. 만일 반복횟수가 편파기의 단수 (n)와 같은지 비교한 후 만일 같다면 $\bar{x}^0 = \bar{x}^k$ 라 가정하여 초기값으로 되돌아간다. 이러한 반복적 계산을 통해 만일 $|\nabla F(\bar{x}^{k+1})| \leq \epsilon$ 이면 최적화 된 커러게이트 편파기의 설계 데이터를 산출할 수 있지만 그렇지 않으면 커러게이트 편파기의 설계 데이터에 대한 에러율을 줄이고 수렴성을 높이기 위해 식(13)으로 되돌아간다. 이러한 반복적 계산을 통해 함수 $F(\bar{x})$ 가 최소값을 갖을 때 최적화 된 정방형 커러게이트 편파기의 설계 데이터를 산출할 수 있다. 이러한 최적화 방법의 흐름도를 그림 3에 나타내었다.

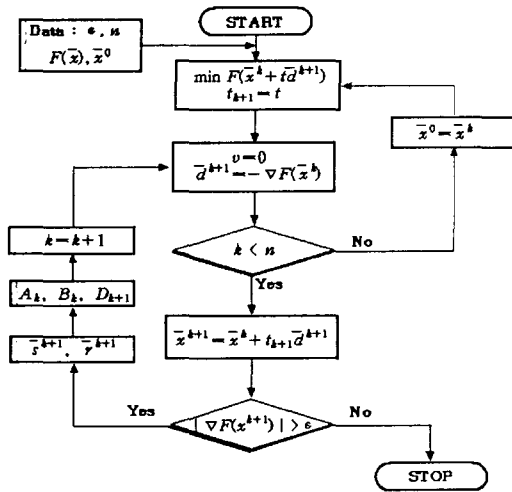


그림 3. 오울함수에 대한 최적화 흐름도
Fig 3. Optimization flow chart for error function

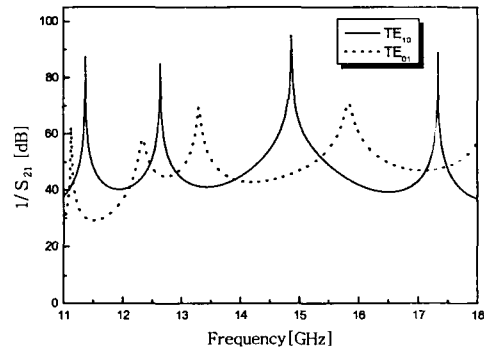
III. 시뮬레이션 결과 및 분석

본 논문에서는 Ku 대역에서 동작하는 $a = b$ 인 정방형 도파관을 사용하여 커리게이트 편파기를 설계하였다. 커리게이트의 깊이를 결정하기 위해 식(12)의 지수함수를 식(13)의 오울함수에 적용하여 최적화 시킨 결과 커리게이트의 두께가 $0.106 \lambda_g$, 커리게이트 사이의 길이가 $0.128 \lambda_g$ 인 14개의 커리게이트를 갖는 정방형 도파관 편파기의 폭과 길이를 산출할 수 있었다. 이렇게 최적화 된 광대역 커리게이트 편파기의 설계 데이터를 표1에 나타내었다. 그림 4는 13개의 고차모드를 적용하여 설계된 표1의 데이터를 가지고 시뮬레이션한 이득 특성, 위상천이 각, 정재파비 그리고 축비의 결과이다.

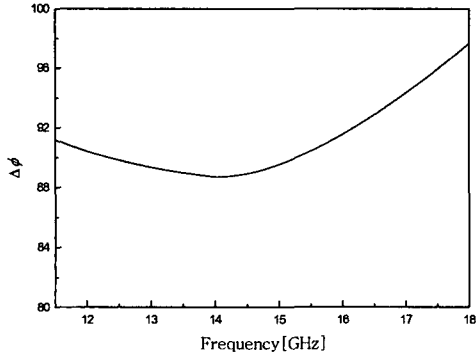
그림 4(a)와 (b)에서는 TE_{10} 모드와 TE_{01} 모드에 대한 $1/S_{21}$ 특성과 위상천이 각 ($\Delta\phi$)을 나타내었고, 그에 따른 정재파비와 축비는 그림 4(c)와 (d)에 나타내었다. 11.7~15.8GHz 대역에서 90° 에 가까운 위상천이 각을 얻을 수 있었고, 주어진 주파수 대역에서 최대 정재파비와 축비가 각각 1.05, 1.0002으로 나타나 광대역 편파기의 특성을 얻을 수 있었다. 특히 11.7~12.0, 14.5~14.8GHz대역에서 위상천이 각과 최대 정재파비 및 축비가 각각 90°

표 1. 커리게이트 편파기의 설계제원($a=b=19.05\text{mm}$)
Table 1. Designed data of corrugated polarizer

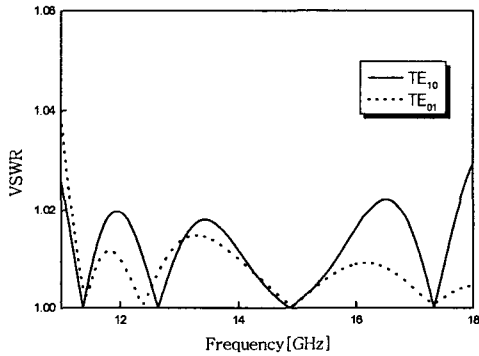
단수	폭(mm)	길이(mm)	단수	폭(mm)	길이(mm)
1	19.05	3.22	18	15.69	2.67
2	18.49	2.67	19	19.05	3.22
3	19.05	3.22	20	16.16	2.67
4	17.56	2.67	21	19.05	3.22
5	19.05	3.22	22	16.62	2.67
6	17.06	2.67	23	19.05	3.22
7	19.05	3.22	24	17.06	2.67
8	16.62	2.67	25	19.05	3.22
9	19.05	3.22	26	17.56	2.67
10	16.16	2.67	27	19.05	3.22
11	19.05	3.22	28	18.49	2.67
12	15.69	2.67	29	19.05	3.22
13	19.05	3.22	Total Length : 85.75 mm		
14	15.48	2.67			
15	19.05	3.22			
16	15.48	2.67			
17	19.05	3.22			



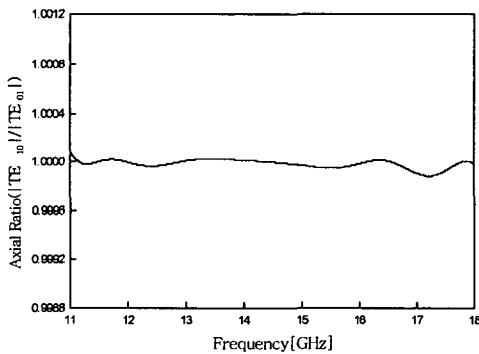
(a) TE_{10} 와 TE_{01} 모드에 대한 S_{21} 이득특성
(a) Gain characteristic of S_{21} for TE_{10} and TE_{01} mode



(b) 주파수에 따른 위상천이 각($\Delta\phi$)
(b) Phase shift angle



(c) TE_{10} 와 TE_{01} 모드에 대한 VSWR
(c) VSWR for TE_{10} and TE_{01} mode



(d) 주파수에 따른 축비(Axial Ratio)
(d) Axial ratio

그림 4. 광대역 커러게이트 편파기 특성
Fig 4. Characteristic of corrugated polarizer for broadband

$\pm 1^\circ$, 1.03, 1.0002로 나타나 300MHz의 대역폭을 갖는 양호한 Ku 대역 위성 방송 중계기용 편파기를 설계할 수 있었다.

IV. 결론

본 논문에서는 광대역 정방향 도파관 커러게이트 편파기의 설계이론을 제안하였다. 정방향 도파관의 불연속 경계면의 특성을 해석하기 위해 계산시간과 기억용량을 향상시킬 수 있는 수정된 TE_{mn}^x 모드정합법을 이용하였고, 커러게이트의 폭과 높이를 결정하기 위해 커러게이트 지수함수를 적용함으로써 TE_{10} 모드와 TE_{01} 모드에 대해 낮은 입력 정재파비를 얻을 수 있었다. 그 결과 14개의 커러게이트를 갖는 좌·우 대칭형인 광대역 편파기를 설계할 수 있었다. 특히 11.7~12.0, 14.5~14.8GHz대역에서 위상천이 각과 최대 정재파비 및 축비가 각각 $90^\circ \pm 1^\circ$, 1.03, 1.0001로 나타나 300MHz의 송·수신 대역폭을 갖는 Ku 대역 위성 방송 중계기용 편파기를 설계할 수 있었다. 이러한 결과로 볼 때 기존의 일반적인 편파기보다 정재파비, 축비 등에 있어서 양호한 결과를 얻을 수 있었고, 특히 일반적인 편파기보다 길이를 단축시키면서 광대역 특성을 지닌 편파기를 설계할 수 있었다.

본 논문에서 제시한 편파기 설계이론은 필터, 다이플렉서, 편파기 등 광대역 특성이 요구되는 위성 통신 급전시스템 소자를 설계하는데 매우 유용하게 사용될 것이다.

참고문헌

- [1] F. Arndt, U. Tucholke, and T. Wriedt, "Broadband Dual-depth E-plane Corrugated Square Waveguide Polarizer," Electron. Lett., vol.20, no. 11, pp. 458-459, May, 1984.
- [2] U. Tucholke, F. arndt and R. Wriedt " Field Theory Design of Square Waveguide Iris Polarizers," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-34, pp. 156-159, Jan., 1986.
- [3] Bornemann, J., R. Vahldieck, Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using

- a Modified TE_{mn}^x Mode Approach, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, pp. 1816 ~ 1822, Nov., 1990.
- [4] H. Patzelt and F. Arndt, "Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Applications for Transformers, Irises, and Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 771-776, May, 1982.
- [5] K. S. Kong and T. Itoh, "Computer-Aided Design of Evanescent Mode. Waveguide Bandpass Filter with Nontouching E-plane Fins," IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-37, pp. 1988~2004. Dec., 1989.



양 두 영(Doo-Yeong Yang)
1984. 2 : 제주대학교 통신공학
과(공학사)
1989. 2 : 한양대학교 대학원 전
자통신공학과(공학석사)
1992. 2 : 한양대학교 대학원 전
자통신공학과 (공학박사)

1992. 3~현재 : 제주대학교 통신컴퓨터공학부 통신
공학전공 부교수
*관심분야 : RF회로설계, 이동통신 및 위성통신 시
스템



이 민 수(Min-Soo Lee)
1984. 2 : 한양대학교 전자통신
공학과 졸업
1987. 2 : 한양대학교 대학원 전
자통신공학과 졸업
(공학석사)
1994. 2 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 졸업
(공학박사)
1995. ~ 현재 : 대진대학교 전자통신공학부 조교수
*관심분야 : 안테나 설계, 초고주파 회로 설계