論文 96-7-3-7

구형 도파관 TE_{10}모드와 원형 도파관 TE_{11}모드간의 모드변환기 설계

Design of Mode Transducer between TE_{10} Mode in Rectangular Waveguide and TE_{11} Mode in Circular Waveguide

양 두 영*

Doo-Yeong Yang*

요 약

본 논문에서는 테이퍼된 전송선을 해석하여 이를 도파관 테이퍼에 적용함으로써 기존의 모드변환법인 telegraphist 방정식에서 발생되는 문제점을 해결하였다. 그리고 다양한 특성을 갖는 테이퍼 함수를 비교·분석한 후 설계가 가장 용이하고 모드변환특성이 좋은 함수를 선택하여 테이퍼 설계에 적용하는 방법을 제시하였고, 구조가 서로 다른 구형 도파관과 원형 도파관간의 모드변환기를 설계하였다.

설계된 데이타를 이용하여 제작된 모드변환기를 측정한 결과, 산란계수의 측정값은 이론값과 잘 일치되어 설계방법과 해석방법의 타당성을 입증할 수 있었다.

Abstract

In this paper, a problem that occurred in the telegraphist equation established by mode conversion method is solved as analysis tapered transmission line is applied to a waveguide taper.

After comparing and analyzing the taper function with variant properties, we select one of taper functions not only that is easily designed but also that have good properties. And then we propose the applicant method to design the waveguide taper and deal with the design of mode transducer between rectangular waveguide and circular waveguide.

The measured results of scattering coefficients for the mode transducer fabricated with designed data are agreed well with the theoretical results and the validity of the proposed design and analysis method has been confirmed.

I. 서 론

서로 다른 구조를 갖는 두 개의 도파관을 결합시키는 모드변환법(mode conversion method)은 결합전자계를 정확히 해석하기 위한 방법으로써 도파관 불연속 경계면을 완만한 연속 경계면으로 변환하여 도파관 결합부에서 반사없이 에너지를 전달시

「본 논문은 '94~'96년도 한국통신연구개발원의 정보통신 기초연구과제 지원비에 의하여 연구되었음.」

* 제주대학교 통신공학과(Dept. of Tele-Communication Eng., Cheju National Univ.)

· 논문번호 : 96-2-029

· 접수일자 : 1996년 7월 1일

키는 데 이용되는 해석법이다. 특히 모드변환법은 변수분리법을 적용하기 어려운 경우와 도파관을 따라 경계조건이 달라지는 경우, 그리고 균일하지 않은 매질에 대한 해를 구하기 위하여 주로 적용되고 있는 편리한 해석방법이다.

도파관 테이퍼(taper)의 모드변환에 있어, Tanaka와 Solymar는 접합부에서 원추형 도파관(conical guide)의 전자계를 균일 원형 도파관의 고유함수식으로 확장시키는 방법과 모드정합법을 사용하여 테이퍼를 관통하는 모드에 대한 일반적인 모드변환식을 유도하였고[1,2], Savvirykh는 WKB방법을 이용하여 도파관 테이퍼내의 전자계를 직교함수인 고유함수 급수전개식으로 취급하여 해결하였다.[3] 그리고 Schelkunoff는 기하구조의 형태에 따라 가장 적당한 직교함수의 완전집합을 도입하여 도파관 내의 전자계를 직교함수의 급수전개로 표현하였다.[4] 특히 Schelkunoff의 모드변환법은 고차모드를 무시하고 가장 큰 결합을 갖는 모드만 고려하여 일반적인 telegraphist 방정식으로 해석하기 때문에 복잡하게 변하는 경계조건을 갖는 도파관이나 결합전송선에 적용하기 편리하다. 그 뿐만 아니라 3차원 문제를 1차원 문제로 줄일 수 있고 변수분리가 불가능한 곡선(curvilinear)좌표의 문제도 해결할 수 있다.[4]

그러나 Schelkunoff가 제시한 방법은 급수전개식과 Volterra 적분방정식으로 표현된 결과식이기 때문에 정확한 해를 얻기 위해서는 행렬수가 증가되고 수식전개가 복잡해지는 단점을 가지고 있다. 앞에서 서술한 telegraphist 방정식을 결합전송선로에 적용하면 테이퍼된 전송선에서의 반사계수식과 동일한 수식을 얻을 수 있다.[5] 따라서 본 논문에서는 테이퍼된 전송선을 해석하여 이를 도파관 테이퍼에 적용함으로써 telegraphist 방정식에서 발생되는 문제점인 행렬수의 증가와 수식전개의 복잡함을 해결한다. 또한 서로 다른 구조를 갖는 도파관간의 모드변환이 적절히 이루어지도록 테이퍼된 도파관을 설계한다. 도파관 테이퍼 함수는 지수함수, Fourier 변환함수, Chebyshev 함수를 도입하여 각각의 테이퍼 특성을 파악하고 설계가 가장 용이하면서 모드 변환 특성이 좋은 함수를 선택하여 구형도파관과 원형도파관간의 도파관 테이퍼 설계에 적용한다.[6,7]

Ⅱ. 본 론

Schelkunoff의 모드 변환 이론인 telegraphist 방정식을 도파관 테이퍼에 적용하면 다음과 같은 반사계수식을 구할 수 있다.

$$\Gamma_i = \frac{1}{2}\int_0^L \frac{d}{dz}(\ln \bar{Z}) \cdot \exp\left[-2j\int_0^z \beta dz\right] dz \quad (1)$$

여기서 $\bar{Z}$는 정규화된 임피던스이고, L은 도파관 길이이다.

테이퍼가 완만할 경우 식 (1)의 β에 대한 적분항을 선형함수로 바꾸어 서로 다른 특성임피던스를 갖는 테이퍼된 전송선로의 입력반사계수식으로 변환하면 다음과 같다.

$$\Gamma_i = \frac{1}{2}\int_0^L e^{-j2\beta z}\frac{d}{dz}(\ln \bar{Z}) dz \quad (2)$$

식 (2)에서 최소가 되는 반사계수값을 구하기 위해서는 정규화된 임피던스의 미분항을 적당한 테이퍼 함수로 대치하여야 한다. 본 논문에서 사용되는 테이퍼 함수는 반사계수 값을 최소로 줄이면서 설계가 용이한 지수함수, Fourier 변환함수 및 Chebyshev 함수를 이용한다.

2-1. 지수테이퍼 함수 특성

지수함수 테이퍼는 해석하기 쉽고 가장 간단한 형태의 테이퍼이다.

식 (2)에서 $\ln \bar{Z}$는 다음과 같이 선형적으로 변하는 테이퍼 함수를 사용한다.

$$\ln \bar{Z}=\frac{z}{L}\ln \bar{Z}_L \tag{3}$$

여기서 $\ln \bar{Z}_L$은 정규화된 부하임피던스이다. 따라서 식 (3)을 (2)에 대입하여 적분하면 입력반사계수는

$$\Gamma_i=\frac{1}{2}e^{-j\beta L}\ln \bar{Z}_L\frac{\sin \beta L}{\beta L} \tag{4}$$

가 된다.

식 (4)는 입력반사계수를 정규화된 부하임피던스와 주파수의 함수로 표현한 식이다. 반사계수의 크기값은 sinc함수의 형태를 갖고 있어 $\beta L=\pi, 2\pi, 3\pi, \cdots$ 에서 $|\Gamma_i|=0$이 된다. 이는 테이퍼의 모양이 지수함수적이고, 반사계수 또한 sinc 함수를 따르므로 해석은 간단하지만 테이퍼를 실제 제작할시 다른 방법보다 오차를 크게 수반하게 된다.

이러한 단점을 해결하기 위하여 테이퍼 함수를 구간별로 분리하여 삼각 지수함수 형태로 식 (5)와 같이 놓는다.

$$\frac{d(\ln \bar{Z})}{dz}=\begin{cases}\dfrac{4z}{L^2}\ln \bar{Z}_L & 0\le z\le \dfrac{L}{2}\\ \dfrac{4}{L^2}(L-z)\ln \bar{Z}_L & \dfrac{L}{2}\le z\le L\end{cases} \tag{5}$$

식 (5)를 (2)에 대입하여 반사계수를 구하면

$$\Gamma_i=\frac{1}{2}e^{-j\beta L}\ln \bar{Z}_L\left[\frac{\sin \beta L/2}{\beta L/2}\right]^2 \tag{6}$$

이 된다.

식 (6)의 값은 βL이 증가함에 따라 sinc함수의 제곱꼴로 반사계수특성이 급격히 감소한다. 앞에서 다룬 테이퍼 함수와 비교하기 위하여 테이퍼 도파관을 통과하는 전파의 반송파 주파수를 f_0, 도파관 테이퍼의 길이를 λ_0로 설정하면, 식 (3)의 테이퍼 함수는 대역폭이 늘어남에 따라 반사계수가 커지고 식 (5)의 테이퍼 함수는 같은 대역폭을 설정하여도 반사계수값이 상대적으로 작게 된다. 이것은 반사계수 특성곡선의 제 1차 부엽(minor lobe)의 크기가 작아짐에 따라 같은 대역폭에서 반사가 거의 없이 모드 변환이 이루어진다는 것을 의미한다.

2-2. Fourier 변환 테이퍼함수 특성

식 (2)는 $d(\ln \bar{Z})/dz$에 대한 Fourier 변환식이다. 따라서 식 (2)를 역변환시켜 찾고자 하는 테이퍼 함수를 계산하면 다음과 같다.

$$\frac{1}{2}\frac{d(\ln \bar{Z})}{dz}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}e^{j2\beta z}\,\Gamma_i(2\beta)\,2d\beta \tag{7}$$

식 (7)에서 반사계수의 특성곡선 함수를 특정함수로 결정하게 되면 테이퍼 함수를 쉽게 찾을 수 있다.

계산과정을 편리하게 하기 위해, 특정함수를 다음과 같이 정의한다.

$$g(p)=\frac{d(\ln \bar{Z})}{dp} \tag{8}$$

$$F(u)=\int_{-\pi}^{\pi}e^{-jpu}\,g(p)dp \tag{9}$$

$$\Gamma_i=\frac{1}{2}e^{-j\beta L}\,F(u) \tag{10}$$

여기서 $p=2\pi\dfrac{\left(z-\dfrac{2}{L}\right)}{L}$, $u=\dfrac{\beta L}{\pi}=\dfrac{2L}{\lambda}$ 이다.

따라서 $g(p)$가 테이퍼 함수가 되고, $F(u)$는 반사계수 특성곡선을 결정해 주는 함수가 된다.

식 (9)를 Fourier 역변환시키면 테이퍼 함수를 반사계수의 함수로 바꿀 수 있다.

$$g(p)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} e^{jpu}\,F(u)du \tag{11}$$

또한 함수 $g(p)$를 복소 Fourier 급수로 표현하여 식 (9)에 대입하면 함수 $F(u)$도 급수함수로 표현할 수 있다.

$$g(p)=\sum_{n=-N}^{N} a_n\,e^{jnp} \tag{12}$$

$$F(u)=2\pi\frac{\sin\pi u}{\pi u}\sum_{n=-N}^{N}(-1)^n\,a_n\frac{u}{u-n} \tag{13}$$

여기서 $a_n=F(u)/2\pi$이다.

식 (13)의 함수 $F(u)$는 sinc함수를 포함한 수식으로써 계수 a_n를 결정해 주면 부엽의 형태가 결정된다. 식 (13)의 급수부를 부분분수로 전개한 후 식을 재구성하면 반사계수 특성곡선함수가 결정되고, 계수 a_n을 구할 수 있게 된다. 이렇게 결정된 계수 a_n을 식 (13)에 대입하여 테이퍼 함수 $g(p)$를 구한다.

$$F(u)=2\pi\frac{\sin\pi u}{\pi u}\frac{Q(u)}{\prod_{n=1}^{N}(u^2-n^2)} \tag{14}$$

여기서 $Q(u)$는 u축에서 $2N$ 만큼씩 변하는 양을 가진 임의의 다항식이다. 보다 좋은 반사특성함수 $F(u)$를 얻기 위해 $(\sin\pi u)/\pi u$의 영점인 $2N$을 자유롭게 재배열한다. 즉 $\sin\pi u$에 대한 $2N$점에서의 영점들을 적당한 $Q(u)$의 선택에 의해 새롭게 임의로 위치된 영점으로 대치한다. $u=\pm2,\ \pm4,\ \pm8,\ \cdots$ 지점에서 반사계수가 영점을 갖도록 하기 위해서 $Q(u)$는 다음처럼 선택한다.

$$Q(u)=\prod_{n=1}^{N}(u^2-4n^2)^2 \tag{15}$$

$$\therefore\ F(u)=2\pi\frac{\sin\pi u}{\pi u}\frac{\prod_{n=1}^{N}(u^2-4n^2)^2}{\prod_{n=1}^{N}(u^2-n^2)} \tag{16}$$

식 (16)은 (6)과 같은 결과를 나타낸다.

만약 다음과 같은 경우의 함수 $Q(u)$를 선택한다면 이에 따른 반사계수는 다음과 같이 결정된다.

$$Q(u)=C(u^2-4)^3 \tag{17}$$

$$F(u)=2\pi C\frac{\sin\pi u}{\pi u}\frac{(u^2-4)^3}{(u^2-1)(u^2-4)(u^2-9)} \tag{18}$$

식 (18)은 (4)의 결과 그래프에서 $u=\pm1$과 $u=\pm3$인 지점에서의 영점을 $u=\pm2$지점으로 옮겨 이 지점에 3개의 영점을 갖도록 하고 $N=3$으로 하여 구성한 식이다. 식 (16)과 (18)에서 결정된 $F(u)$에 의해 계수 a_n이 계산되고, 테이퍼 함수 $g(p)$가 급수 표현식으로 결정된다. 식 (18)은 (16)에 비해 제 1차 부엽의 첨수(peak)값은 크지만 중심주파수 f_0인 대역폭 신호를 $u=2$인 지점으로 설정하여 테이퍼 길이를 설계하면 식 (16)보다 상당히 작은 반사계수값을 얻을 수 있다.

2-3. Chebyshev 테이퍼 함수 특성

Chebyshev변환기를 특정길이 L만큼 다단으로 무한히 연결하면, 반사계수는 다음처럼 된다.

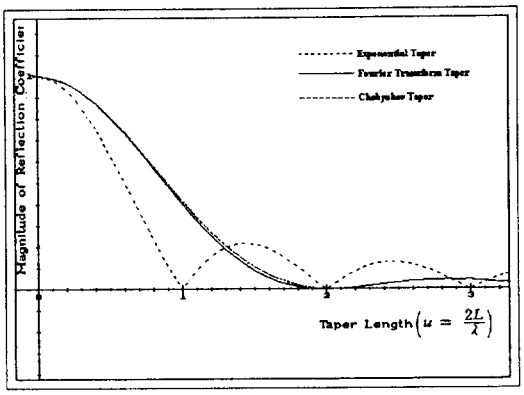
$$\Gamma_i=\frac{1}{2}e^{-j\beta L}\ln\overline{Z}_L\frac{\cos L\sqrt{\beta^2-\beta_0^2}}{\cosh\beta_0 L} \tag{19}$$

여기서 β_0는 제1차 부엽의 첨두값에 해당되는 β 값이다.

식 (19)는 앞에서 거론된 테이퍼 함수 특성곡선에 비해 대역폭이 넓어지지만 테이퍼의 길이가 길어지는 단점을 갖고 있다.

Ⅲ. 시뮬레이션 및 도파관 테이퍼 설계

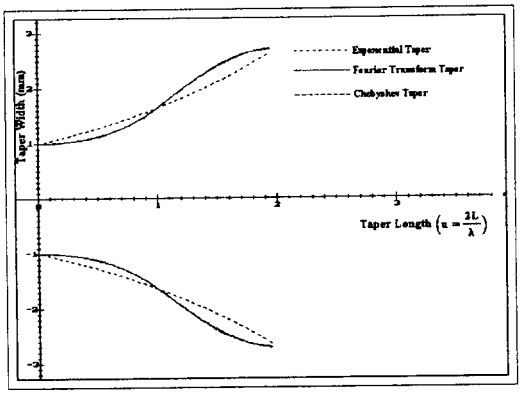
〔그림 1〕과 〔그림 2〕는 앞에서 말한 테이퍼함수를 이용하여 반사계수 특성곡선과 테이퍼 길이에 따라 달라지는 테이퍼 폭을 표시한 그림이다.



〔그림 1〕 테이퍼 함수에 따른 반사계수 특성곡선

〔Fig. 1〕 Characteristic curves of reflection coefficient versus taper function.

지수함수 테이퍼의 반사계수 특성곡선은 제1차 부엽에서 제일 크고 제2차 부엽부터는 감소하는 특성을 갖는다. 설계·제작시 제1영점을 선택하면 설계길이를 줄일 수 있지만 부엽이 크기 때문에 테이퍼 특성이 나빠진다. 이와는 반대로 삼각 지수함수 테이퍼인 경우에는 처음에 다루었던 지수함수 테이퍼보다 설계길이가 반 파장 정도가 길어지지만 제1차 부엽이 주엽(major lobe)의 크기에 비해 약 5% 이하이고 주파수 대역폭도 넓어짐을 알 수 있다. Fourier 함수 테이퍼 또한 두번째로 다룬 삼각 지수함수 테이퍼와 거의 일치하는 특성을 갖는다. 하지만 N=3인 Fourier 함수 테이퍼는 u=2지점에



〔그림 2〕 테이퍼 함수에 따른 테이퍼 특성곡선

〔Fig. 2〕 Tapered characteristic curves versus taper function.

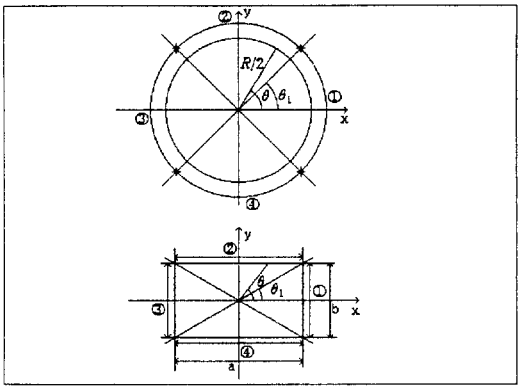
서 반사계수는 영이 되고, 제1차 부엽의 크기는 다른 테이퍼 함수보다 다소 크다. 그러나 테이퍼 설계길이를 u=2지점으로 설계할 경우 다른 테이퍼 함수보다 대역폭이 넓어지고 반사계수의 크기가 영에 가깝다. 그리고 Chebyshev 테이퍼 함수는 β_0 값을 적당히 선택함으로써 반사계수 값을 줄일 수 있지만, 테이퍼의 길이가 길어지는 단점이 있다.

따라서 본 논문에서는 위에서 살펴본 테이퍼 함수들의 특성중 계산시간이 빠르고 테이퍼의 길이가 짧으면서도 대역폭이 넓은 Fourier 변환함수 테이퍼를 이용하여 구형 도파관과 원형 도파관을 연결시켜주는 도파관 모드변환기를 설계한다.

구형-원형 도파관간의 모드변환문제는 도파관간의 크기도 다를 뿐 아니라 서로 다른 구조의 좌표계를 가지고 있다. 따라서 이들을 동일 구조를 갖는 좌표계로 변환시켜 각 θ에 따라 두개의 도파관을 〔그림 3〕과 같이 대응시킨다.

구형 도파관은 각 θ가 변함에 따라 도파관 폭이 달라지지만 원형 도파관은 도파관 폭이 각 θ에는 아무런 상관없이 일정하다. 따라서 구형 도파관을 ①~④까지의 구간으로 나누고 원형 도파관을 이 구간에 대응하도록 설계한다.

특정한 θ값일 때 구형 도파관과 원형 도파관간의



〔그림 3〕 구형 도파관과 원형 도파관간의 대응관계
〔Fig. 3〕 Correspondence between rectangular waveguide and circular waveguide.

① $2\pi-\theta_1\le\theta\le\theta_1$ ② $\theta_1<\theta\le\pi-\theta_1$

$x=\frac{a}{2}$, $y=\frac{a}{2}\tan\theta$ $x=-\frac{b}{2}\tan\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right)$, $y=\frac{b}{2}$

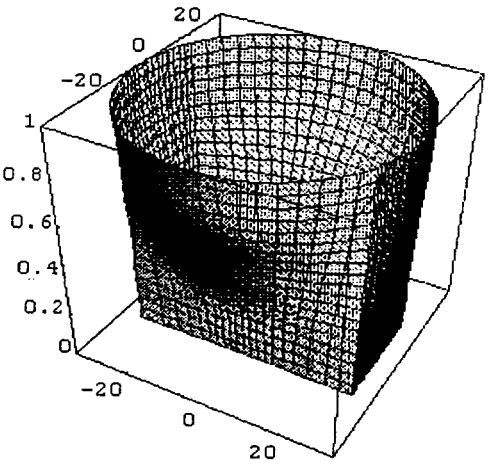
③ $\pi-\theta_1<\theta\le\pi+\theta_1$ ④ $\pi+\theta_1<\theta\le 2\pi-\theta_1$

$x=-\frac{a}{2}$, $x=-\frac{b}{2}\tan\left(\frac{3\pi}{2}-\theta\right)$,

$y=\frac{a}{2}\tan(\pi-\theta)$ $y=-\frac{b}{2}$

폭비 값을 정규화된 부하임피던스 값으로 표현한 후 Fourier 변환테이퍼 함수에 대입하여 반사계수가 최소인 설계길이를 설정하고 이 값을 식 (8)과 식 (16)에 적용하여 테이퍼 길이 z에 따라 달라지는 각 지점의 x, y 값을 산출하면 모드변환기의 설계치를 얻을 수 있다.

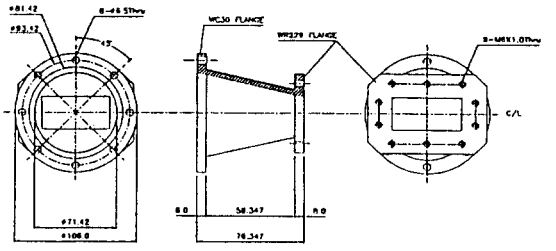
〔그림 4〕는 C 밴드에서 동작하는 WR229 표준 구형 도파관에서 WC30 표준 원형 도파관으로 모드변환되는 과정을 표시한 그림이다. a=58.17mm, b=29.083mm인 구형 도파관과 지름 R=71.42mm인 원형 도파관간에 테이퍼의 길이를 한파장(76.347mm)으로 설정하여 설계데이타를 산출하였다. 이렇게 설계된 테이퍼는 반사계수 특성이 거의 영에 가깝고 완만한 곡선을 이루고 있다. 따라서 구형 도파관의 기본모드인 TE_{10} 모드에서 원형 도파관의 기본모드인 TE_{11} 모드로 손실없이 모드 변환이 이루어진다.



〔그림 4〕 구형-원형 도파관 테이퍼 설계
〔Fig. 4〕 Design of rectangular-circular waveguide taper.

Ⅳ. 실험 및 측정

〔그림 5〕는 〔그림 4〕에서 보여준 설계데이타를 CAD 프로그램을 사용하여 작성한 설계도면이다. 좌우측 도면은 표준 규격 도파관인 WR229 구형 도파관과 WC30 원형 도파관의 Flange를 나타낸 것이고 중심부는 구형 도파관과 원형 도파관간의 도파관 모드 변환기를 평면도로 작성한 설계도면이다.



〔그림 5〕 도파관 모드변환기 설계도면
〔Fig. 5〕 A drawing of waveguide mode transducer.

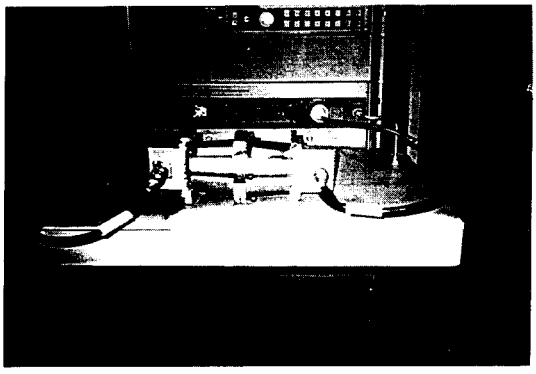
〔그림 6〕은 설계데이타와 〔그림 5〕의 도면에 따

〔그림 6〕 도파관 모드변환기 제작도

〔Fig. 6〕 The fabricated waveguide mode transducer.

라 제작한 도파관 모드변화기의 제작도이다. 사진의 밑면은 구형 도파관이고 윗면은 원형 도파관으로서 Fouier 테이퍼 함수를 이용하여 두 도파관 간에 불연속면이 없도록 제작하였다.

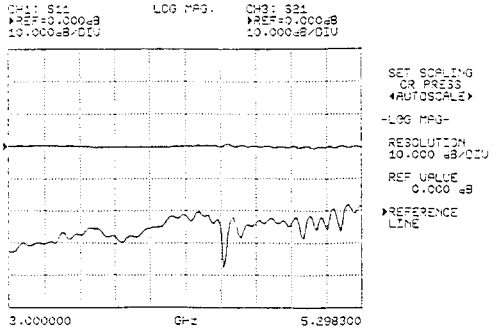
〔그림 7〕은 제작된 도파관 모드변환기를 360B Network Analyzer에 연결하여 모드 변환특성 및 산란계수를 측정하기 위한 측정방법을 나타낸 것이다. C밴드 구형 도파관용 Adapter사이에 측정용 도파관 모드변환기 2개를 연결하여 주성분(co-component)전계 입력 산란계수 S_{11}과 전달계수 S_{21}을 측정하였고, 출력단의 Adapter를 입력단의 Adapter에 대하여 수직으로 설치하여 교차성분(cross-component) 전계를 측정하였다.



〔그림 7〕 도파관 모드변환기 측정기

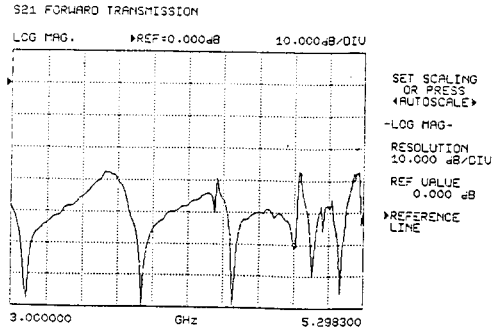
〔Fig. 7〕 The photograph of experiment set-up for the waveguide mode transducer.

〔그림 8〕은 입력단 Adapter와 출력단 Adapter의 방향을 동일방향으로 놓고 전계의 주성분을 측정한 결과이다. 상부곡선은 전달계수 S_{21}의 크기(amplitude)를, 하부곡선은 입력단 산란계수 S_{11}을 측정한 값이다. 측정주파수 전대역에서 S_{21}은 거의 0 dB로 일정하게 나타났고 S_{11}은 −18dB 이하로 측정되어 양호한 전달 및 반사특성을 얻을 수 있었다.



〔그림 8〕 주성분 전계의 측정값

〔Fig. 8〕 Experimental values for co-component of electric field.



〔그림 9〕 교차성분 전계의 측정값

〔Fig. 9〕 Experimental values for cross-component of electric field.

[그림 9]는 출력단 Adapter를 입력단 Adapter와 비교하여 수직방향으로 설치하여 측정한 전달계수 S_{21}특성을 그림으로 표시한 그래프이다. 교차성분 전계는 측정 주파수 전대역에서 [그림 6]의 주성분 전계에 비해 약 −20～−30dB로 측정되었다. 따라서 구형도파관의 기본모드인 TE_{10} 모드가 원형도파관의 기본모드인 TE_{11} 모드로, TE_{11} 모드가 TE_{10} 모드로 거의 손실없이 모드변환됨을 입증할 수 있었다.

V. 결 론

도파관 테이퍼에서의 모드변환 문제는 Schelkunoff가 제시한 telegraphist 방정식을 주로 사용하여 설계해 왔으나 결과식이 복잡하고 설계절차가 까다롭다. 그러나 테이퍼가 완만한 경우에 telegraphist 방정식의 반사계수식은 테이퍼된 전송선로의 입력반사계수식으로 나타낼 수 있다. 따라서 본 논문에서는 telegraphist 방정식을 전송선로의 입력반사계수식으로 변환함으로써 Schelkunoff 방법에서의 문제점인 행렬수의 증가와 수식전개의 복잡성을 피할 수 있었고, 도파관 모드변환기 설계에도 쉽게 적용시킬 수 있었다. 본 논문에서는 테이퍼된 전송선의 테이퍼 함수들의 특성을 살펴보았고, 그 중 반사계수특성이 양호한 Fourier 테이퍼함수를 선택하여 크기와 구조가 서로 다른 구형-원형 도파관간의 도파관 모드변환기를 설계하였다. 설계된 데이타를 이용하여 도파관 모드변환기를 제작·실험한 결과 S_{11}값이 측정한 전 주파수대역에서 −18 dB 이하로 거의 손실없이 신호가 전달되었고, 주편파 전계성분에 비해 교차편파 전계성분값이 −20 dB～−30dB 로 양호한 모드변환특성을 얻을 수 있었다. 논문에서 언급한 방법은 Schelkunoff가 제시한 모드변환법을 이용한 설계보다 쉽고, 설계절차도 간단하다. 또한 이 방법은 기존의 모드변환법이 적용되는 모드변환기, 편파기, 임피던스 정합장치 설계뿐만 아니라 혼 안테나 설계에도 유용하게 사용되리라 여겨진다.

참 고 문 헌

[1] K. Tanaka, "Mode conversion through the tapered section of circular waveguide system." *Congr. Intern. Circuits Antennas Hyperfrequences,* Paris, Oct. 1957.

[2] L. Solymar, "Monotonic multisection tapers for over-moded circular waveguides." *Proc. IEE Pt.* B, Suppl. 106, no. 13, p. 121, 1959.

[3] S. K. Savvirykh, "On the theory of tapered circular waveguides." *Radiotekn. Elektron.* 4, p. 972, 1959.

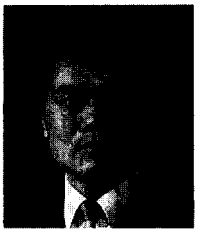
[4] S. A. Schelkunoff, "Generalized telegraphist's equations for waveguides." *Bell System Tech. J.* 31, pp. 784-801, 1952.

[5] Leo Young, *Advances in Microwaves.* Academic Press New York and London., vol. 4, p. 301-372, 1969.

[6] Robert E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering,* McGraw-Hill. p. 370-386, 1992.

[7] John P. Mahon and Robert S. Elliot, "Tapered Transmission Lines with a Controlled Ripple Response," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.,* vol. MTT-38, pp. 1415-1420, Oct. 1990.

양 두 영



1961년 9월 7일생

1992년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 박사

1992년 3월 ～현재 : 제주대학교 통신공학과 조교수

[주 관심분야] RF회로설계, 이동통신 및 위성통신 시스템