

X-밴드용 소형 고전력 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기에 관한 연구

A Study on the X-band Compact High-Power TM_{01} - TE_{11} Mode Converter

박경순 · 이우상 · 이병무 · 윤영중 · 소준호*

Kyung-Soon Park · Woo-Sang Lee · Byoung-Moo Lee · Young-Joong Yoon · Joon-Ho So*

요 약

본 논문에서는 X 밴드용 고출력 시스템에 적합한 경사진 원형 도파관 구조를 이용한 소형 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기를 제안한다. 제안된 모드 변환기는 마이크로파 에너지가 RBWO 전원에서부터 혼 안테나로 효율적으로 전송되도록 파라미터 연구를 통해 최적화된 구조로 설계되었다. 그리고 반사손실, 각 모드의 전력, 임피던스 대역폭, 그리고 모드 패턴의 시뮬레이션 결과와 측정결과를 제시하였다.

Abstract

This paper presents direct TM_{01} - TE_{11} small mode converter using circular waveguide with tilted structure for X-band high power system. It is designed to transmit microwave energy from Relativistic Backward-Wave Oscillator(RBWO) source to horn antenna effectively, with optimized geometry through a parameter study. The simulated and measured results of return loss, fractional power of each mode, impedance bandwidth and mode pattern are provided.

Key words : High Power System, Breakdown, Mode Converter

I. 서 론

고출력용 시스템은 대기중의 투과력이 우수한 마이크로파를 이용하여 높은 전력을 목표물에 조사하여 상업용, 의료용, 군사용 등의 다양한 목적을 갖는 응용 시스템에 적용된다.

이러한 고출력용 시스템에 적용할 모드 변환기는 높은 전력을 발생하는 고출력 전원 시스템과 이를 효율적으로 방사하는 고이득 급전 안테나 사이에 위치하여 원형 도파관을 통해 낮은 손실과 높은 변환 효율을 필요로 하며 또한 고전력 전송 시 정전파괴 없이 목표물에 전력을 전송해야 한다^{[1],[2]}. 모드 변환기의 변환 모드 결정은 응용 시스템에 따라 달라지며, 특히 고출력 전원 시스템의 출력 모드와 급전 안테나에 요구되는 급전 모드에 의해 주로 결정된다^{[3]~[5]}.

최근 선진국에서 개발된 고출력 전원 시스템은 VCO(Virtual Cathod Oscillater), BWO(Backward Wave Oscillator), Gyrotron 계열을 추구하고 있으며, 이러한 전원 시스템은 고전력 전송을 고려하여 출력 단에서 TM_{0n} 모드를 출력 모드로 이용하여 효율적으로 전력을 효율적으로 발생시키고 있다^[6]. 반면에 급전 안테나는 전원 시스템의 출력 모드와는 달리 TE_{11} 모드를 입력모드로 요구하고 있다^[7]. 따라서 전원 시스템의 출력 모드를 그대로 급전 안테나의 입력 모드로 사용시 시스템의 전력 전송 효율을 크게 떨어뜨린다. 따라서 두 모드 차이를 효율적으로 변환하는 고전력 전송에 적합한 모드 변환기가 반드시 필요하다^{[8],[9]}.

고출력 모드 변환기는 고전력 전송을 적용하기 위해 구조의 선택에 있어 많은 제약이 따르며, 구조상 불연속점이 없는 단순한 구조를 갖도록 해야 한

*이 연구는 2003년도 국방과학 연구소의 지원으로 연구되었음.

연세대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Yonsei University)

*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20040426-054

· 수정완료일자 : 2004년 7월 2일

다^[12]. 따라서 본 논문에서는 단일과 다중 변환 방식의 다양한 모드 변환 구조를 시뮬레이션을 사용하여 비교 분석하였으며, 이를 통해 기존에 제시된 모드 변환기에 비해 제안된 모드 변환기는 짧은 모드 변환 길이로 구현하고자 한다. 이는 장비의 이동성을 동시에 확보할 수 있다. 또한, 변환 구조의 단순성으로 고전력 전송의 적합성을 전계 분석을 통하여 분석하고자 한다.

본 논문에서는 원형 도파관에서 선형적인 기울기를 갖는 축 방향으로의 구조적 변형을 통해서 TM_{01} - TE_{11} 직접 변환 방식의 구조를 제안하고, 도파관 내의 모드 전계 분포와 S 파라미터를 구하기 위해 CST사의 Microwave StudioTM을 이용하여 파라미터 분석을 통한 최적화된 소형 고전력 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기를 설계, 제작하였다.

II. 모드 변환기의 입력과 출력 모드

모드 변환기에서 요구되는 모드 변환 결정은 모드 변환기 입력 단에 위치하는 전원 시스템의 출력 모드와 모드 변환기 출력 단에 연결되는 급전 안테나의 입력 모드에 의해 결정된다. RBWO 계열의 전원 시스템을 사용할 경우, 그림 1과 같은 가운데 전력이 약한 도넛 모양의 모드 전계 분포를 갖는 TM_{01} 모드의 마이크로파 에너지를 출력하는데, 이는 출력 도파관 내에서 도체면에서의 전자 방출을 억압하여 전력 용량을 증가시킬 수 있기 때문이다^[7].

하지만, 안테나 입력에 전원 시스템의 출력 모드인 TM_{01} 모드가 직접 여기될 경우, 급전 안테나의 방사 패턴은 TM_{01} 모드의 전계 분포와 같은 도넛 형태의 방사 패턴을 형성하여 효율적인 방사 패턴을 갖지 못하게 되므로, 높은 이득을 요구하는 고출력용 안테나 시스템에 적합하지 않다. 따라서 안테나 시스템에 적합한 지향성과 방사 패턴을 갖도록 하기 위해서는, 원형 도파관의 기본 모드인 TE_{11} 모드를 입력 모드로 사용하여야 한다^{[7],[12]}.

이러한 각각의 모드간 차이는 전력 전송시, 반사 손실을 일으켜 전송 효율을 크게 떨어뜨려 최적화된 고출력용 시스템을 구현할 수 없게 한다. 따라서 높은 출력 모드 변환 효율과 원하는 출력 모드 패턴을 갖는 고전력 모드 변환기의 개발은 필수적이다^{[8],[9]}.

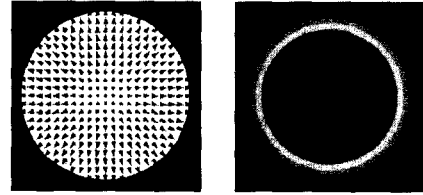


그림 1. TM_{01} 모드의 전계 분포
Fig. 1. E-field distribution of TM_{01} mode.

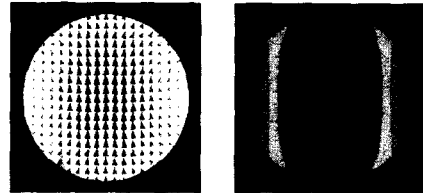


그림 2. TE_{11} 모드의 전계 분포
Fig. 2. E-field distribution of TE_{11} mode.

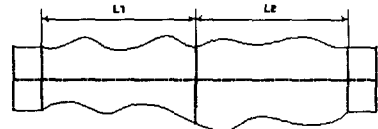
그림 2는 급전 안테나 입력에 여기되는 순수한 TE_{11} 모드의 전계 분포이다.

III. 다양한 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환 구조 분석

본 논문에서는 고전력 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환을 위한 최적 구조를 결정하기 위해 그림 3(a)와 같은 단일 또는 주기적인 구조를 갖는 직접 변환 방식의 다양한 곡선형 구조와 그림 3(b)와 같은 중간 단을 거치는 이중 변환 방식을 갖는 비대칭형 구조를 갖는 모드 변환기를 비교 분석하여 고전력 모드 변환기에



(a) 직접 변환 방식의 곡선형 구조
(a) The serpentine structure of direct conversion



(b) 이중변환 방식의 비대칭형 구조
(b) The aperiodic varying radius structure

그림 3. 모드 변환 방식별 구조
Fig. 3. The structure of different mode converter.

표 1. 모드 변환 구조에 따른 특성 비교
Table 1. The characteristic of mode converter.

구분	직접 변환 방식			이중 변환 방식	
	Sinusoidal	Parabolic	Gaussian	TM ₀₁ -TM ₁₁	TM ₁₁ -TE ₁₁
변환길이 [mm]	L=709	L=474.9	L=471.5	L ₁ =1,094	L ₂ =1,387
모드별 출력전력 [watt]	TM ₀₁	TM ₀₁	TM ₀₁	TM ₀₁	TM ₁₁
	0.0125	0.001	0.0002	0.0001	0.0011
	TE ₁₁	TE ₁₁	TE ₁₁	TE ₁₁	TE ₁₁
	0.9756	0.9857	0.9887	0.0007	0.9781
	0.0001	0.0025	0.0004	0.9686	0.0003
전력전송 효율[%]	99	98.57	99.36	97.88	98.04
	90% 효율 대역폭[%]	21.1	28.2	27.1	4.03
주기 개수	1	1	1	6	8

적합한 모드 변환 구조를 결정하였다^{[14],[8]}.

그림 3(a)에서 제시된 곡선 형태에 따른 세 가지 구조와 그림 3(b)에서 보인 이중 변환 방식을 갖는 다양한 모드 변환 구조에 따른 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기의 주요 특성을 표 1에서 정리하였다^{[15],[16]}.

표 1에서 제시된 특성 분석을 바탕으로 직접 변환 방식의 모드 변환기가 대역폭과 모드 변환 길이뿐만 아니라 출력 모드 변환 효율에서 월등히 우수한 성능을 나타내고 있다. 따라서 직접 변환 방식의 구조적 응용을 통해서 X-밴드 대역의 고전력 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기를 설계하였다.

IV. TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기

4-1 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환 이론

모드 변환기의 모드 변환 원리는 변환 방식에 따른 구조에 따라 각기 달라진다. 제안된 모드 변환기는 입력 (m'n)모드가 출력 (mn)모드로 변환한다는 조건하에서 $|m - m'| = 1$ 이며, 직접 변환 방식의 모드 변환기는 식 (1), 식 (2)와 같은 일차원 커플링 미분 방정식을 통해서 수식적으로 모드 변환 과정을 유도할 수 있다^{[8],[14]}.

$$\frac{dA_{m'n}^+}{dz} = -\gamma_{m'n} - j \sum_{mn} [C_{(m'n)(mn)}^+ A_{mn}^+ + C_{(m'n)(mn)}^- A_{mn}^-] \quad (1)$$

$$\frac{dA_{m'n}^-}{dz} = \gamma_{m'n} + j \sum_{mn} [C_{(m'n)(mn)}^+ A_{mn}^- + C_{(m'n)(mn)}^- A_{mn}^+] \quad (2)$$

여기서 A_{mn}^+ 과 A_{mn}^- 는 진행파와 반사파의 복소 크기를 각각 나타내며, $C_{(m'n)(mn)}^+$ 는 (mn)모드와 (m'n)모드 사이의 진행파 방향으로의 커플링 계수를 의미하고, $C_{(m'n)(mn)}^-$ 는 진행파 반대 방향의 커플링 계수를 의미한다. $\gamma_{m'n} = \alpha_{m'n} + j\beta_{m'n}$ 에서 $\alpha_{m'n}$ 는 (mn)모드의 감쇠 상수, $\beta_{m'n}$ 는 축 방향으로 진행하는 전파 상수를 의미한다. 원형 도파관에서 전파 진행 방향으로의 선형적인 기울기를 갖는 구조는 직선형 원형 도파관에서 반지름 크기 변화에 따른 변형으로 간주할 수 없으므로 식 (1)과 식 (2)는 축에 따른 dz 성분의 적분 요소가 부가적으로 필요하게 된다. 따라서 축 방향으로 기울기를 갖는 구조를 식 (3)과 같은 간단한 함수 형태로 고려하여 일차원 커플링 미분 방정식의 dz 성분을 고려하여 해석해야 한다.

$$dz = \sqrt{1 + (df(x)/dx)^2} dx \quad (3)$$

따라서, 식 (3)을 이용하여 식 (1)과 (2)의 파라미터들을 FIM(Finite Integration Method)으로 해석하기 위해 FIM 시뮬레이터를 이용하여 분석한 결과, 제안된 모드 변환기의 원형 도파관에 존재하는 모드는 TM₀₁, TE₁₁, TM₁₁, TE₂₁, TE₀₁, TM₁₂ 모드로서 총 6개가 존재한다.

제안된 구조로 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환 시 TE₂₁, TM₁₁ 모드가 각각 TE₁₁, TM₀₁ 모드에 가장 큰 영향을 미치는 고차 모드로써 비교적 큰 전력을 갖고 존재하게 되는데, 이는 원하는 모드 패턴을 방해하는 주된 요인이 된다. 따라서 이를 고려하여 고차 모드가 최대한으로 억압되도록 설계해야 하며, 기울기의 최적 결정을 통해서 고차 모드의 전력을 TE₁₁ 출력 모드에 비해 현저히 적게 갖도록 제어할 수 있다.

4-2 제안된 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환 이론

본 논문에서는 다양한 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환 구조를 분석하여 고전력 전송에 적합한 모드 변환 구조를 제안하였으며, 제안된 직접 변환 방식의 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기는 커플링 방정식을 통해서 수식적으로 해석이 가능하다. 앞선 이론을 바탕으로 다양한

모드 변환부에 대해 시뮬레이션으로 특성을 파악하였다. 그 결과 곡선형 직접 변환 방식 모드 변환부를 선형적인 기울기를 갖도록 대체하였을 때 95% 이상의 변환 효율을 유지하면서도 모드 변환기의 전체 길이를 1/6 이상 대폭 줄일 수 있음을 확인하였다. 따라서 선형적 기울기를 갖는 모드 변환기 구조를 채택하여 변환부의 길이와 기울기의 분석을 통해 최적화된 구조를 찾아내었다. 그림 4에 기울기에 따른 모드 변환비와 그림 5에 최적화된 모드 변환기의 구조를 나타내었다.

제안된 모드 변환기의 입, 출력 포트는 프렌취를 고려해서 10 mm씩 하였으며, 실제 모드가 변환되어 변환 비율이 95% 이상이 되는 모드 변환의 최소 길이 59 mm를 합한 전체 길이 79 mm로 정하였다. 모드 변환 길이가 더 짧아지면 충분한 모드 변환이 이루어지지 않고, 추가적으로 더 길어져도 모드의 변환 영향은 59 mm일 때와 큰 차이가 없다.

최적화된 모드 변환기의 전체 길이는 79 mm로서

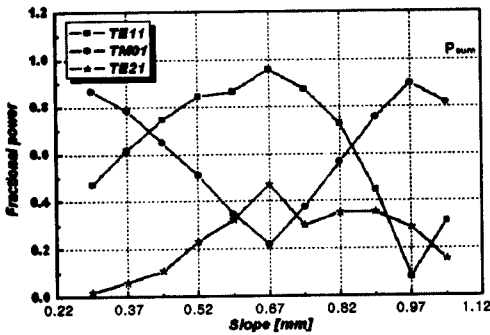


그림 4. 기울기에 따른 모드별 출력
Fig. 4. Fractional power vs slope.

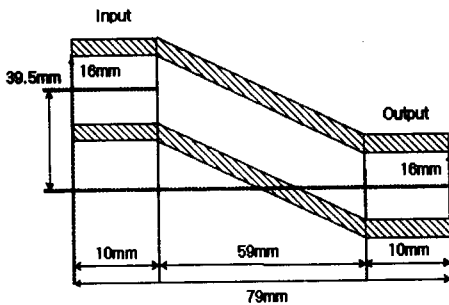


그림 5. 최적화된 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기 구조
Fig. 5. The structure of proposed TM_{01} - TE_{11} mode converter.



그림 6. 모드 변환기의 TE_{11} 출력 모드 전계 분포
Fig. 6. The output TE_{11} E-field distribution of mode converter.

기존의 모드 변환기에 비해 매우 짧으며, 입력과 출력 도파관은 반지름이 16 mm인 원형 도파관을 이용하였다. 이러한 크기는 전원 시스템과 급전 안테나의 도파관 규격에 의해 미리 결정되었으며, 이를 고려하여 설계하였다. 그림 6은 제안된 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기를 통해 도파관 끝단에서의 TE_{11} 출력 모드의 시뮬레이션 모드 패턴 결과이다. 그림 2의 이상적인 TE_{11} 모드와 비교하면 약간 위로 치우쳤으나, 거의 유사한 TE_{11} 모드 패턴 성향을 통해서 모드 변환이 이루어짐을 확인할 수 있다.

그림 7은 제안된 모드 변환기의 전체 길이에 따른 TM_{01} , TE_{11} , TE_{21} 모드별 변화 추이를 보여준다. 입력에는 다른 기타 모드는 입력하지 않은 경우로서 TM_{01} 모드만이 여기되었다. 원형 도파관의 축에 따른 구조적 변형을 통해서 TM_{01} 모드가 TE_{11} 모드로 변화하는 것을 알 수 있으며 동시에 이론에서와 같이 TE_{21} 모드의 전력도 기울기의 변화에 의해 증가하다가 출력 단에서는 다시 줄어든다. 출력 단에서 TE_{11} 출력 모드는 약 96.92%의 모드 변환 효율을 갖는다. 그림 8에서는 주파수에 따른 모드별 전력 크

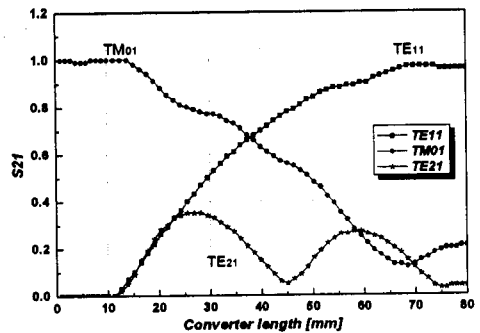


그림 7. 전체 길이에 따른 모드별 S_{21} (시뮬레이션)
Fig. 7. Fractional S_{21} for conveter length.

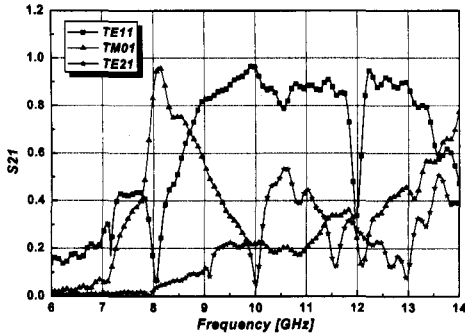


그림 8. 주파수에 따른 모드별 S₂₁(시뮬레이션)
Fig. 8. Fractional S₂₁ for freq. domain.

기의 시뮬레이션 결과를 보여주며, 95 % 효율 대역폭은 약 171 MHz을 갖는다. 따라서 고출력 시스템은 신호 전송이 아닌 전력 전송만을 고려하므로 제안된 모드 변환기는 100 MHz 이상의 대역폭을 가지므로 설계 요건을 만족한다.

4-3 제안된 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기의 전계 분석

도체 벽면에서의 전자 방출은 도체 벽면에 인가되는 전계의 크기에 의해 관계되며, Kilpatrick의 예측에 의하면 식 (4)와 같다. 또한 적용되는 모드에 따라 전계값이 달라지므로 식 (5)를 통해 TE₁₁ 모드에 대한 최대 전력값을 계산할 수 있다^{[9],[10]}.

$$E_s \approx 195 \sqrt{f(\text{GHz})} \text{ [MV/m]} \quad (4)$$

$$P_{\text{peak TE}_{11}} = 0.2383 \frac{\pi a^2 \beta_{11}}{Z_0 k_0} |E_0|^2 \quad (5)$$

물론 이는 이상적인 도체 표면 가공 정도와 진공이 보장되는 경우로서 도체 벽면의 전계와 전력의 관계를 쉽게 구할 수 있고, 제시된 수식에서 E_s는 정전파괴가 시작되는 전계 크기, E₀는 도파관 내의 최대 전계값을 의미한다.

그림 9는 완전 도체를 가정한 제안된 모드 변환기의 원형 도파관 내에서 각 위치에 따른 전계 크기 분포를 나타낸다. 도파관의 단면적에서 TM₀₁ 모드와 TE₁₁ 모드의 전계 분포를 고려하여 중심과 윗, 아랫면의 세 위치를 선정하여 제안된 모드 변환기의 전체 길이에 따른 전계 분포를 도시하였다. 제한된 도파관의 크기에서 진공 상태의 일반적인 제한치인 30 kV/cm 임계 전계 크기를 고려하면, 원형 도파관 내

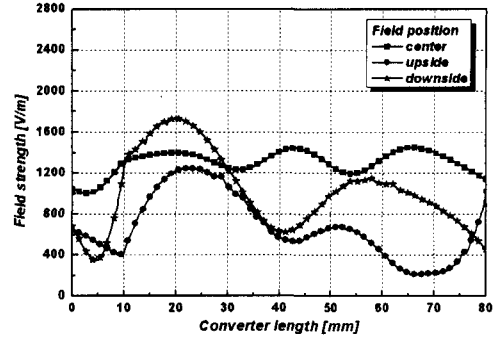


그림 9. 모드 변환기 전체 길이에 따른 전계 분석
Fig. 9. Field strength for converter length.

부에서 3,000 V/m 이하의 전계가 걸리도록 설계해야 표면에서 SEE(secondary electron emission, 전자방출)에 의한 정전 파괴를 억제할 수 있다. 따라서 제안된 모드 변환기의 경우 아래면에서 최대 전계값이 1,700 V/m 정도 걸리므로 진공 상태의 임계 전계 크기를 고려할 경우 이론적으로 500 MW 이하의 고전력 전송이 가능하다^{[2],[10]}.

V. 모드 변환기의 제작 및 결과

제안된 모드 변환기는 실질적인 모드별 출력 전력 측정이 요구된다. 그러나 측정 시스템의 부재로 도파관 끝단에서의 모드 패턴 측정을 통해서 모드 변환 여부를 확인하였다. 그림 10은 알루미늄 합금으로 제작된 TM₀₁ 모드 여기 장치와 근거리장 모드 패턴 측정을 위한 테이퍼 혼, 그리고 모드 변환기이다. 실제 제작된 모드 변환기는 완전 도체가 아닌 알루미늄 합금이므로 감쇠상수가 높을 것이나 여기선 고려하지 않았다. TM₀₁ 모드 여기 장치에 의해 나온 TM₀₁ 모드가 모드 변환기에 의해 TE₁₁ 모드로 변환되는 바를 방사 패턴 측정을 통해 검증하였다.

그림 11은 이러한 모드 여기 장치를 제안된 모드



그림 10. 제작된 TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기
Fig. 10. The manufactured TM₀₁-TE₁₁ mode converter.

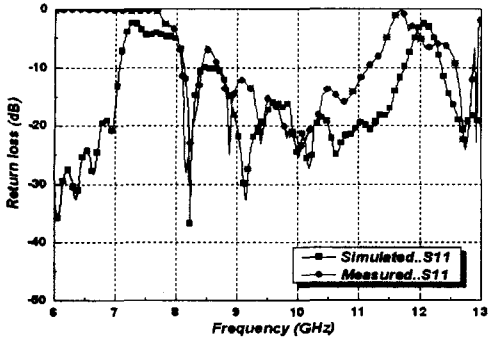


그림 11. 제작된 모드 변환기의 반사손실
Fig. 11. The return loss of proposed mode converter.

변환기와 연결하여 측정한 반사손실 결과이다. 10 GHz에서 시뮬레이션은 -25.4 dB이며 대역폭은 350 MHz이고 측정치는 -24.8 dB이며 대역폭은 455 MHz을 갖는다. 그래프를 통해 유사한 경향을 갖음을 확인할 수 있다.

모드 변환기의 모드별 전력을 수치적으로 얻기 위해서는 전력을 샘플링 할 수 있는 장비가 요구되지만, 모드의 패턴을 측정함으로써 출력 모드를 검증할 수 있다. 그림 12는 TM_{01} 모드 여기 장치를 테이퍼 혼을 달아 측정한 모드 패턴이다. 제작 오차로 인해 수평 평면에 리플이 존재하나, TM_{01} 모드의 특징으로 수직과 수평 평면이 일치하고 중앙부에 널 (null)이 존재함을 확인할 수 있다.

그림 13은 TM_{01} 모드 여기 장치를 통해 입력된 모드가 제안된 모드 변환기를 통해서 TE_{11} 출력 모드로 변환된 근거리장 측정 모드 패턴이다. 수직과 수평 평면에 대해서 가운데에 전력이 집중된 TE_{11} 모

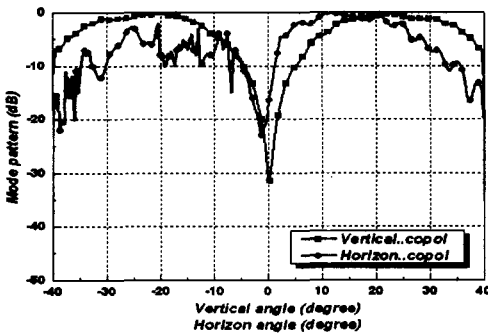


그림 12. TM_{01} 모드 여기 장치의 모드 패턴(10 GHz)
Fig. 12. The mode pattern of TM_{01} mode excitation(10 GHz).

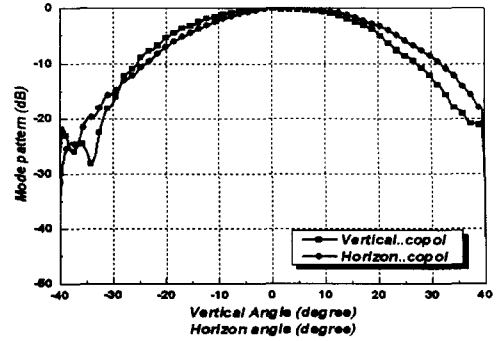


그림 13. TE_{11} 출력 모드의 모드 패턴(10 GHz)
Fig. 13. The mode pattern of TE_{11} output mode(10 GHz).

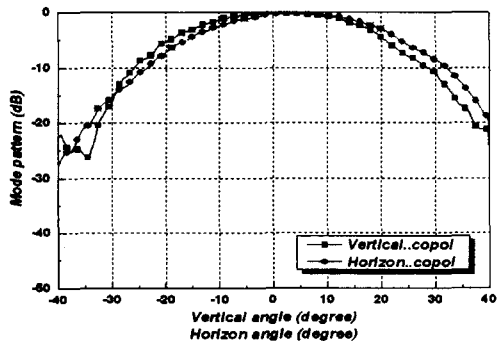


그림 14. TE_{11} 출력 모드의 모드 패턴(9.95 GHz)
Fig. 14. The mode pattern of TE_{11} output mode(9.95 GHz).

드 패턴을 형성함으로써 TM_{01} 모드가 아닌 TE_{11} 모드로 변환됨을 판단할 수 있다.

그림 14와 그림 15는 100 MHz 대역폭을 요구하는

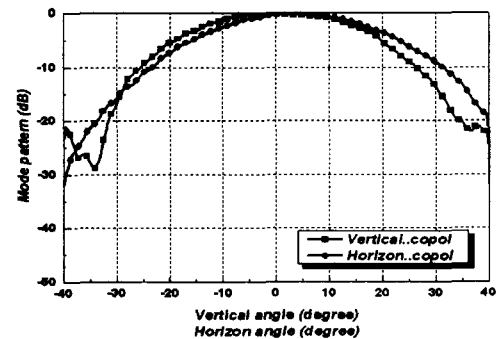


그림 15. TE_{11} 출력 모드의 모드 패턴(10.05 GHz)
Fig. 15. The mode pattern of TE_{11} output mode(10.05 GHz).

모드 변환기의 설계 요구에 따라서 9.95 GHz와 10.05 GHz에 대한 근거리장 측정 모드 패턴을 각각 도시하였다. 10 GHz 중심으로 50 MHz씩 이동된 주파수에 대한 측정 결과를 통해서도 같은 TE_{11} 모드 패턴을 형성함으로써 제작된 모드 변환기가 100 MHz 대역폭을 가지고 원하는 TE_{11} 출력 모드 패턴을 제시하여 동작됨을 확인하였다.

VI. 결 론

제안된 직접 변환 방식의 고전력 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기는 표면에 의한 정전파괴를 억제하면서 높은 전력을 손실없이 전송해야 한다. 따라서 전송 도파관의 전계 분석을 통해 도체 벽면에서의 표면 전계값을 최소화하도록 설계하여 전력 용량을 증가시키고 출력 시스템에 적용 가능하도록 고려하였다. 또한 파라미터 분석을 통해 높은 모드 변환 효율과 원하는 출력 TE_{11} 모드 패턴을 얻기 위해 고차 모드가 억압된 최적화된 고전력 TM_{01} - TE_{11} 모드 변환기를 제안하였다. 제안된 모드 변환기는 원형 도파관을 사용하므로 전체 시스템의 직접 연결이 용이하며, 기존의 모드 변환기의 1/5 정도의 짧은 모드 변환 길이를 가지므로 이동성이 요구되는 고출력 응용 시스템에 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] Clayborne, D. Taylor and D. V. Giri, *High Power Microwave Systems and Effects*, Taylor and Francis, 1994.
- [2] J. W. Wang, G. A. Loew, "RF breakdown studies in copper-electron linac structures", 1989 Particle Accelerator Conference, Accelerator Science and Technology, *Proc. IEEE*, pp. 1137-1139, 1989.
- [3] P. D. Potter, "A new horn with suppressed sidelobess and equal beamwidths", *Microwave Journal*, pp. 71-78, Jun. 1963.
- [4] R. H. Turrin, "Dual mode small aperture antennas", *IEEE Trans., AP-15*, pp. 307-308, 1967.
- [5] Jick H. Yee, David J. Mayhall, Gregory E. Sieger and R. A. Alvarez, "Propagation of intense microwave pulse in air and in a waveguide", *IEEE Trans. on AP*, vol. 39, no. 9, pp. 1421-1427, 1991.
- [6] D. M. Goebel, J. M. Butler, R. W. Schumacher, J. Santoru and R. L. Eisenhart, "High-power microwave source based on an unmagnetized backward-wave oscillator", *IEEE Trans. on Plasma Science*, vol. 22, no. 5, Oct. 1994.
- [7] 최선웅, 이병무, 윤영중, "초고출력 무선 전송을 위한 소형화된 혼 안테나에 관한 연구", 한국통신학회 하계종합학술발표회 논문초록집, vol. 25, pp. 343, 2002년 7월.
- [8] Manfred K. Thumm, "Passive high-power microwave components", *IEEE Transactions on Plasma Science*, vol. 30, no. 3, pp. 755-786, Jun. 2002.
- [9] Manfred Thumm, *Mode and Mode Conversion in Microwave Devices*, pp. 121-171.
- [10] M. Thumm, *High-power Microwave Transmission Systems, External Mode Converters and Antenna Technology*, pp. 365-401.
- [11] S. R. Seshadri, "Ideal normal mode theory of a serpentine cylindrical waveguide", *IEE Proceedings*, vol. 136, no. 6, pp. 480-486, Dec. 1989.
- [12] Manfred Thumm, "High power mode conversion for linearly polarized HE_{11} hybrid mode output", *Int. J. Electronics*, vol. 61, no. 6, pp. 1135-1153, 1986.
- [13] Robert L. Eisenhart, A Novel Wideband TM_{01} -to- TE_{11} Mode Converter, *IEEE*, pp. 249-252, 1998.
- [14] H. F. Li, M. Thumm, "Mode conversion due to curvature in corrugated waveguides", *Int. J. Electron*, vol. 71, pp. 333-347, Aug. 1991.
- [15] Shiwen Yang, Hongfu Li, "Numerical modeling of 8 mm TM_{01} - TE_{11} mode converter", *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 16, no. 11, 1995.
- [16] Shiwen Yang, Hongfu Li, "Optimization of novel high-power millimeter-wave TM_{01} - TE_{11} mode converters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 4, pp. 552-554, Apr. 1997.
- [17] P. D. Patel, "Inexpensive multi-mode satellite tracking feed antenna", *IEE Proceedings*, vol. 135, no. 6, Dec. 1988.

박 경 순



2002년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학사)
2004년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
2004년 3월~현재: LG전자 CDMA 단말연구소 연구원
[주 관심분야] 안테나, 마이크로파

소자

윤 영 중



1981년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1986년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)
1991년 2월: Georgia Institute of Technology (공학박사)
1992년~1993년: 한국전자통신연구소 위성통신기술 연구단

1993년~현재: 연세대학교 전기전자공학과 교수
[주 관심분야] 마이크로파 소자, 안테나, 전파전파, EMI/EMC

이 우 상



2003년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학사)
2003년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, 마이크로파 소자

소 준 호



1988년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학석사)
1990년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원
[주 관심분야] 능동위상배열 안테나

시스템 및 전자파 수치해석

이 병 무



1998년 2월: 순천향대학교 정보통신공학과 (공학사)
2000년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)
2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
[주 관심분야] 안테나, 마이크로파

소자