

원형 도파관을 이용한 초고출력용 $TM_{01} - TE_{11}$ 직접 모드 변환기

The Direct $TM_{01} - TE_{11}$ Mode Converter Using Circular Waveguide for High Power Applications

이병무 · 이상훈* · 윤영중* · 양기주**

Byoung Moo Lee · Sang Heun Lee* · Young Joong Yoon* · Gijoo Yang**

요 약

본 논문에서는 초고출력용 X-band 협대역 안테나 시스템으로부터 초고출력 에너지를 최대 지향성으로 방사할 수 있도록 확장된 원형 도파관의 입력 TM_{01} 모드를 출력 TE_{11} 모드로 직접 변환하는 장치를 설계하고 그 특성을 고찰하였다. 제안된 모드 변환기는 1차 미분 커플링 방정식으로부터 TM_{01} 와 TE_{11} 모드 사이에 최대 커플링 효과를 갖도록 non-constant serpentine 형태의 비선형 함수에 대한 근사 설계법을 제안하고, X-band 10 GHz의 동작 주파수에서 200 mm의 전체 길이와 95 % 이상의 변환 효율 특성을 갖도록 구현되었으며, 기존의 $TM_{01} - TE_{11}$ 직접 모드 변환기와 비교, 분석을 통해 소형, 고효율의 특성을 확인하였다.

Abstract

In this paper, a direct $TM_{01} - TE_{11}$ mode converter of circular waveguide which is used the approximated design method of mode conversion between TM_{01} and TE_{11} modes is designed for radiation with the maximum directivity of high power energy into air from high power microwave antenna system. The proposed direct $TM_{01} - TE_{11}$ mode converter is calculated and designed with an approximated method for non-linear function about an extended non-constant serpentine type of circular waveguide. Then, the designed mode converter is optimized by length of 200 mm and efficiency above 95 % by FIM simulation and achieved short length and high efficiency of the antenna by results of fabricated and measured characteristics.

Key words : High Power, Direct $TM_{01} - TE_{11}$ Mode Converter, Circular Waveguide, Approximated Method

I. 서 론

최근의 초고출력 마이크로파(HPM: High Power Microwaves) 시스템의 RF 발생 장치인 상대론적 후진파 발전기(RBW)는 원형 도파관의 TM_{01} 단일 모드를 출력하며, 방사체인 혼 안테나는 이것을 급전 모드로 하는 것이 일반적이다^{[1],[2]}. 그러나 TM_{01} 모드는 혼 안테나의 원역장 방사 특성에서 수직, 수평 평

면의 $\theta=0^\circ$ 인 가운데 지점에서 영점(null)을 발생시키므로, 주엽(main lobe)은 도우넛(doughnut) 형태가 된다. 이것은 전자파 에너지가 분산되는 효과를 갖게 하여 높은 지향성으로 에너지 밀도를 방사하지 못하는 단점을 지니므로, 동일한 사양의 초고출력 RF 발생 장치를 사용하는 경우에서 최대의 에너지 조사가 가능하도록 TM_{01} 모드를 TE_{11} 모드로 변환시켜 안테나에 급전하는 방법이 필요하다^[3].

「본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(No. R01-2004-000-10461-0)지원으로 수행되었음.」

삼성전자 정보통신총괄(Telecommunication Network Business, Samsung Electronics)

*연세대학교 전기전자공학과(Dept. of Electric and Electronic Engineering, Yonsei University)

**동국대학교 정보통신공학과(Dept. of Information and Communication Engineering, Dongguk University)

· 논문 번호 : 20060228-017

· 수정완료일자 : 2006년 4월 4일

TM₀₁ 단일 모드에 대하여 TE₁₁ 모드의 변환 과정은 두 모드 사이의 위상정수 차이 Δβ가 매우 길다는 특성 때문에 직접 변환이 매우 어렵다고 인식되어져 왔다. 따라서 최근까지도 모드 변환기 연구는 TM₁₁ 모드로의 중간 변환 단계에 의한 새로운 구조를 삽입, 또는 완만한 도파관 만곡(curvature)부로 설계하여 변환기의 전체 길이가 매우 길게 설계하였다^{[2],[4]}. 이와 유사하게, 도파관 내부 반지름이 일정한 만곡 형태의 ripple 구조도 보고되었으나, 다수의 교란 주기를 가짐으로써 길이가 1 m에 이른다^[5].

이러한 최근 연구의 문제점에 대하여 본 논문에서는 모드 변환기의 전력 수용 용량을 증가시키고, 짧은 변환 길이를 갖는 초고출력용 고효율의 TM₀₁-TE₁₁ 직접 모드 변환기를 구현하고자 한다. 이에 따라 본 논문의 모드 변환기는 다음과 같은 절차로 진행된다.

- TM₀₁-TE₁₁ 직접 모드 변환의 설계 이론 적용
- 입력이 X-band 표준 원형 도파관인 WC-98 도파관 반지름이 일정하게 유지되는 constant serpentine 구조에 대한 파라미터 도출
- 이를 근거로 전력 수용 용량 증대를 위해 도파관 내부의 반지름을 20 mm까지 테이퍼링 형태로 확장된 구조의 적용
- 반지름이 만곡부에 따라 변화하는 변환 구조의 길이에 따른 비선형 함수에 대한 1차 커플링 미분 방정식 정리 및 근사 설계법 제안
- FIM 시뮬레이션 최적화 및 설계

II. 모드 변환기의 설계 이론

2-1 모드 변환 이론

그림 1에서와 같이, 도파관이 만곡부의 형태로 주기적인 교란 작용의 구조를 갖게 되면 식 (1)과 같은 수학적 접근이 가능하다^{[1],[6]}. 이 경우에(mn) 입력 모드와(m'n') 출력 모드로 변환되는 모드의 조건은 |m-m'|=1이며, 두 모드의 위상 정수가 각각 β₁과 β₂이면 λ_B는 두 모드의 비트 파장(beat wavelength)을 의미하고, 모드가 변환되기 위해서는 λ_B가 교란 작용의 주기 λ_ω와 같아져서 공진 관계를 만족해야 한다. 따라서 식 (1)과 같이 비트 위상 정수(Δβ)는 전

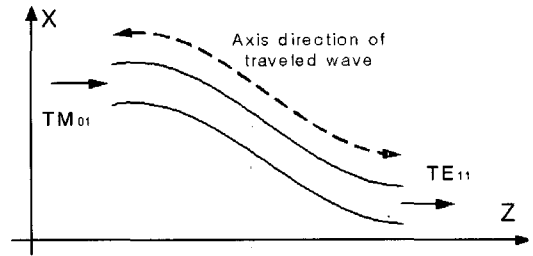


그림 1. 곡선형 모드 변환 개요도

Fig. 1. The scheme of mode conversion for serpentine type of waveguide.

체 변환 길이 L, 입, 출력 모드의 파장 λ₁과 λ₂ 관계 식이고, 교란 주기의 수는 N이다. 또한, 원형 도파관 축 방향 위상 정수 β_{mn}은 식 (2)이며, 여기서의 k₀는 자유 공간의 전파 상수, a는 원형 도파관의 반지름, X_{mn}은 베셀 함수 J_{mn, TM(X)}와 J_{mn, TE(X)}의 n차 zero 값이다.

TM₀₁-TE₁₁ 모드 변환기 설계를 위해 동작주파수 10 GHz를 식 (1)에 대입하면, 비트 파장 λ_B는 215.5 mm가 된다. 이때, 모드 변환을 위한 공진 조건 만족을 위해서는 λ_ω와 같아야만 한다. 이러한 기본적인론을 바탕으로 만곡형 원형 도파관 내의 횡단 전자장 수식으로부터 모드에 의한 횡단 벡터 분포를 유도하고 파동방정식(wave equation)과 경계조건을 만족하도록 정리하면, 축 방향의 모드 변환은 식 (3) 및 (4)와 같은 커플링 미분 방정식으로 표현된다^{[2],[4]}.

$$\Delta\beta = |\beta_1 - \beta_2| = 2\pi/\lambda_B = 2\pi/\lambda_\omega$$

$$\lambda_B = \lambda_1\lambda_2 / (\lambda_2 - \lambda_1) \quad (1)$$

$$L = N\lambda_\omega$$

$$\beta_{mn}^2 = k_0^2 - \left(\frac{X_{mn}}{a}\right)^2 \quad (2)$$

$$\frac{dA_{m'n'}^+}{dz} = -\gamma_{m'n'}A_{m'n'}^+ - j\sum [C_{(m'n')(mn)}^+ A_{mn}^+ + C_{(m'n')(mn)}^- A_{mn}^-] \quad (3)$$

$$\frac{dA_{m'n'}^-}{dz} = \gamma_{m'n'}A_{m'n'}^- + j\sum [C_{(m'n')(mn)}^+ A_{mn}^- + C_{(m'n')(mn)}^- A_{mn}^+] \quad (4)$$

여기서, A⁺_{(mn)|z=0}와 A⁻_{(mn)|z=L}은 모드 변환기의 시작점과 끝점에서의 입력되는 모드와 생성되는 각 모드 간의 커플링 되는 복소 크기값으로, 오직 TM₀₁ 모드만 입력된다면 A⁺_{(mn)|z=0}는 TM₀₁ 모드의 요소에 정규

화된 값이 존재하게 되고 후방파에 의한 $A^-(mn)z=L$ 은 TE₁₁ 모드에 의해 생성되는 조건이므로 초기값은 '0'으로 가정한다^{[3],[4]}. 따라서, 식 (3)과 (4)는 식 (5)의 초기 조건과 반지름이 일정한 만곡부 함수의 정의로 각 모드의 커플링 계수를 계산하고 경계조건을 적용하면 수학적 해석이 가능하다.

$$A^+_{mn}|_{z=0} = [(1, 0), (u_1, v_1), \dots, (u_{N-1}, v_{N-1})]^T$$

$$A^-_{mn}|_{z=L} = [(0, 0), (0, 0), \dots, (0, 0)]^T \quad (5)$$

2-2 만곡형(Curved Structure) 해석

TM₀₁-TE₁₁ 두 모드간의 직접 변환을 위해 커플링 방정식을 이용하여 그림 1과 같은 일정한 반지름의 반곡형 도파관 구조를 해석하기 위해서는 가장 먼저 $C^{\pm(m'n')(mn)}$ 인 커플링 계수를 구하여야 한다. 식 (6)은 TM_{0n}-TE_{1n'} 커플링 수식으로 이를 이용하여 계수 값을 결정할 수 있으며, 이와 관련된 함수 및 변수는 식 (7), (8)과 같다^[6].

$$C^+_{(1n')(0n)} = \frac{(R_{0n} + R_{1n'})}{(2R_{0n}R_{1n'})^{1/2}(X_{1n'}^2 - X_{0n}^2)} \times \frac{1}{(X_{1n'}^2 - 1)^{1/2}} \times \frac{ka}{R} \text{Sgn}[J_0(X_{0n})J_1(X_{1n'})] \quad (6)$$

$$\text{Sgn}[J_0(X_{0n})J_1(X_{1n'})] = (-1)^{n+n'+1} \quad (7)$$

$$R_{mn} = \frac{\beta_{mn}}{k_0}, X_{mn} = k_{mn}a, \beta_{mn}^2 = k^2 - k_{mn}^2 \quad (8)$$

이러한 커플링 방정식의 고차 모드를 포함한 계산은 매우 복잡하므로, 모드 변환에서 가장 지배적인 크기를 갖는 입력 1번 TM₀₁ 모드와 출력 2번 TE₁₁ 모드 사이의 커플링만 존재하며 완벽한 모드 정합 상태라고 가정하면, 식 (7)과 (8)을 쉽게 계산하여 식 (6)에 대입이 가능하다. 따라서, 직접 변환이 일어나는 1, 2 번 모드의 같은 위상 속도인 유효 위상 정수 β 와 변환기의 방향을 따라 유일한(uniform) 유효 커플링 계수 $C_{12}/2$ 를 갖는 전송 선로 방정식의 한 부분으로 간략화될 수 있다^[6]. 식 (9), (10)은 간략화된 TM₀₁-TE₁₁ 모드 간 직접 변환 커플링 방정식의 커플링 계수와 복소 크기값이다.

$$|C_{12}| \cdot L/2 = 0.5\pi \quad (9)$$

$$A_1 = \cos(C_{12}z), A_2 = j\sin(C_{12}z) \quad (10)$$

커플링 계수 A 가 $\exp(j\pi z/\lambda\omega)$ 함수이므로 길이 L 이 $\lambda\omega/2$ 가 될 때, 두 모드 사이의 커플링 계수는 2가 되어야 완전 변환이 가능하다. 또한 이러한 완전 변환은 모드 변환기 내부의 감쇠 요인이 전혀 없을 경우에, $(n+1)\pi/2$ 의 주기로 반복된다.

이와 같은 수학적 접근을 본 논문의 사양에 적용하기 위해서 변환 길이 L 은 교란 작용의 1/2 길이로 가정한다. 즉, 공진 조건이 만족되려면 $\lambda_B/2 = \lambda\omega/2$ 이어야 하므로, 식 (1)로 계산된 215.5 mm의 1/2인 107.7 mm로 설정할 수 있다. 이때, 최대 커플링이 발생하는 만곡부의 곡률 반경 R 은 2차 함수인 원의 방정식으로부터 643 mm로 계산된다.

III. 확장형 모드 변환기 설계

WC-98 원형 도파관의 반지름이 일정하게 유지되는 constant 형태로는 변환 길이가 길어진다. 따라서, 반지름 16 mm의 WC-98 도파관을 커플링 방정식으로 계산된 기본 구조를 바탕으로, 반지름을 20 mm까지 확장시킨 non-constant serpentine 구조로 설정하면, 상대적으로 짧은 길이로써 전력 수용 용량을 약 1.8배 증가시킬 수 있다^[3].

원형 도파관 반지름 $r=16$ mm의 constant serpentine 구조에서 TM₀₁과 TE₁₁ 모드 사이의 완전 변환이 이뤄지는 조건은 만곡부 곡률 반경 $R=643$ mm인 경우이다. 하지만, 이것을 non-constant serpentine의 경우에 적용하기 위해서는 유효 위상정수 β 의 진행축에 대해 횡단면의 반지름 변화에 따른 변환 길이 $\lambda\omega/2$ 를 구하여야 한다. 그림 2는 기준으로 설정된 $r=16$ mm의 원형 도파관의 반지름을 전력 수용 용량 증대를 위해 증가시킨 형태의 구조이다.

그림 2의 non-constant serpentine 형태는 x축 방향으로 도파관의 반지름 변화는 없지만, 실제 전자기 파가 진행하는 β 축에 대하여 횡단면에서는 중앙 지점까지 반지름은 최소 16 mm까지 감소한다. 이러한 구조는 중앙면을 기준으로 대칭적으로 구성되며, 가역성 원리가 적용된다. 이것은 모드 변환기가 시작되는 부분에서는 도파관의 반지름이 확대되었기 때문에, 만곡부 반경 $R=643$ mm에 따른 커플링 계수 "2"의 조건이 변화하게 된다. 따라서 식 (9)의 완전

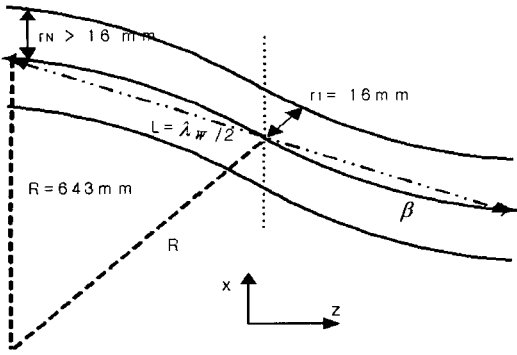


그림 2. 제안된 non-constant serpentine 변환 구조
Fig. 2. The proposed converting structure of non-constant serpentine.

변화 조건을 만족하기 위해서는 반지름의 변화에 따른 커플링 계수의 변화된 비(ratio) 만큼의 보상된 변환 길이가 필요하지만, 급격한 만곡부 구조와 이에 따른 비선형 함수 정의가 난해하므로 근사적인 해석 방법으로 non-constant serpentine 형태의 구조 파라미터 추출을 제안한다. 즉, 그림 2와 같이 설정된 만곡부 반경 R에 의해 WC-98 도파관의 반지름 16 mm에서 TM₀₁-TE₁₁ 모드의 직접 완전 변환이 일어나는 교란 길이는 $L = \lambda_w / 2 = 107.7$ mm이다. 따라서 반경 R은 도파관의 반지름의 변화에 따라 고정시키고, 이에 의한 커플링 계수를 완전 변환 조건 “2”에 대한 상대적인 값만큼 $\lambda_w / 2$ 에 대해 보상하여야만 한다.

그림 3은 확장된 도파관의 반지름 r_N 으로부터 기본 설정된 r_1 까지 변화할 때, 각 구역에 따른 대표되는 반지름의 값으로 표본화된 보상 길이를 설정하는 개념도이다. 비선형적으로 감소하는 도파관의 반지름에 의해서 기본 설정된 r_1 은 미세한 격자의 구조 형태로 나타낼 수 있다. 이는 그림 3과 같이 $r_N, r_{N-1}, r_{N-2}, \dots, r_1$ 의 변화와 같이 근사적으로 표현되고, 이로부터 각 구역을 대표하는 교란 길이를 기준 값에 대해 계산할 수 있다. 이것은 식 (9)의 완전 변환 조건에서 커플링 계수 항 $C_{12} / 2$ 에서 R을 고정시킴으로써 계산이 가능하다.

기준이 되는 $r_1 = 16$ mm의 변환 길이 $L = 107.7$ mm에 대해서 표본화된 r_2, r_3, \dots, r_N 에 대한 각 구간에 대한 상대적인 길이 L을 구하여 평균값을 취하면 구조적인 형태에 따른 변환 길이를 구할 수 있다. 이

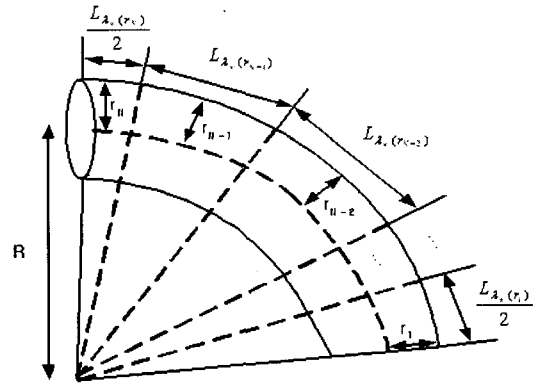


그림 3. 반지름의 표본화에 따른 교란 길이의 변화
Fig. 3. Variation of the perturbed length for sampling radius.

경우에 그림 3과 같이 r_N 과 r_1 에 대해서는 대표 구간이 다른 표본화 경우보다 1/2 적은 것을 고려하여야 한다. 따라서 식 (11)에 의해 non-constant serpentine 형태의 TM₀₁-TE₁₁ 완전 모드 변환 조건에 따른 교란 길이 $L_{perturb}$ 을 구할 수 있다.

$$L_{perturb} = \frac{\frac{1}{2}(L_{\lambda_w(r_N)} + L_{\lambda_w(r_1)}) + \sum_{n=2}^{N-1} L_{\lambda_w(r_n)}}{N-1}, \quad (N > 2 \text{ 경우})$$

$$L_{perturb} = \frac{1}{2}(L_{\lambda_w(r_N)} + L_{\lambda_w(r_1)}), \quad (N = 2 \text{ 경우}) \quad (11)$$

여기서, N은 표본화 개수이다.

따라서, 모드 변환기의 시작을 반지름 20 mm로 확장하고 기준인 만곡부 반경 R=643 mm에 대하여 대표되는 값을 -1 mm 차이로 16 mm까지 표본화를 5개로 설정하면, 식 (9)에 의해 각각의 길이는 134.2 mm, 127.5 mm, 120.8 mm, 114.2 mm, 그리고 107.7 mm이다. 이를 식 (11)에 대입하여 정리하면, non-constant serpentine의 비선형 함수에 대한 모드 변환기의 실제 변환 길이 $L_{perturb} \approx 121$ mm이다. 이에 따라 설계된 TM₀₁-TE₁₁ 직접 모드 변환의 구조 및 설계 파라미터는 그림 4에 도시하였다.

IV. 시뮬레이션 및 측정 결과

그림 5는 설계된 모드 변환기의 출력 전계 형태를

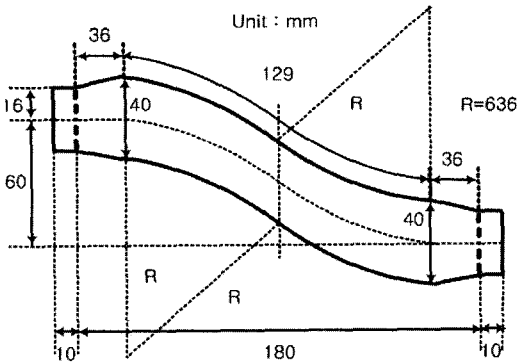


그림 4. 제안된 모드 변환기의 설계도
Fig. 4. Layout of the proposed mode converter.

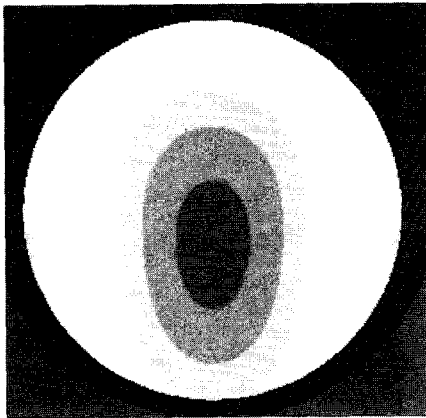


그림 5. 시뮬레이션 출력 전계
Fig. 5. Simulated output field.

FIM 시뮬레이션한 결과이다. 전형적인 TE_{11} 모드의 전계 형태를 나타내지만, 짧은 거리에서 급격한 모드 변환이 이뤄지기 때문에 약간의 하향 편이 현상이 나타난다. 이는 완벽한 TE_{11} 모드와 미약한 차이 때문으로 변환 효율에 영향을 미치는 것이나, 매우 양호한 모드 purity 특성을 나타낸다.

그림 6은 설계된 모드 변환기의 길이에 따른 모드별 전력 변화 추이의 시뮬레이션 결과로써 모드 기생 모드들에 대하여서도 도시하였는데, 변환기 확장부와 완만한 반곡부가 진행되는 지점까지는 입력 TM_{01} 모드가 유지되며 이후의 급격한 경사에 따라 모드 간 커플링이 시작됨을 알 수 있다. 특히 β 축을 따라 이동할 때, 중심부 횡단 면에서 반지름이 감소하며 활발한 모드 교란이 발생되는데, 최종적인 시

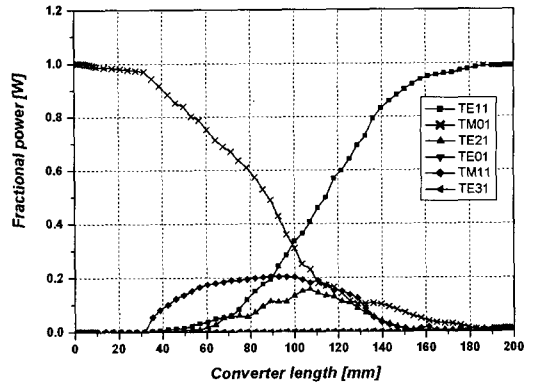


그림 6. 제안된 모드 변환기의 전력 추이
Fig. 6. Fractional power of the proposed mode converter.

플레이션 모드 변환 효율은 95.6 %이다.

그림 7과 8에서는 27 dBi 이득의 원형 혼 안테나에 순수한 TE_{11} 모드를 인가하여 PO로 해석한 방사 패턴과 제안된 모드 변환기와 혼 안테나를 제작, 연

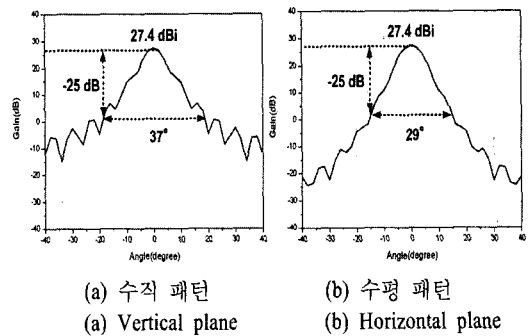


그림 7. PO로 해석된 원형 혼 안테나 방사 패턴
Fig. 7. Calculated radiation patterns by PO.

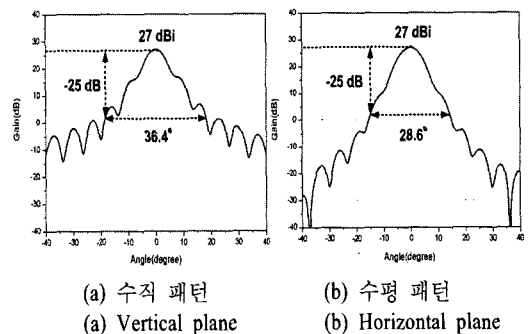


그림 8. 측정된 원형 혼 안테나 측정 방사 패턴
Fig. 8. Measured radiation patterns.

결하여 입력 TM_{01} 모드를 인가할 때 측정된 결과를 비교하였다.

이는 변환기 내부 측정의 모드 특성 측정이 난해하여 제안된 모드 변환기의 특성을 간접 비교하기 위한 방법으로, 측정된 -25 dB 빔 폭 및 패턴의 형태가 순수한 TE_{11} 모드에 대해 PO로 해석한 결과가 매우 유사함을 확인할 수 있다.

V. 결 론

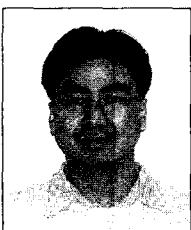
본 논문에서는 초고출력용 확장형 $TM_{01} - TE_{11}$ 직접 모드 변환기를 설계하고 특성을 고찰하였다. 특히, 커플링 방정식을 통하여 non-constant serpentine 기본 구조를 도출하고 WC-98 도파관 반지름을 전력 수용 용량 향상을 위해 20 mm까지 확장시켜 FIM 시뮬레이션으로 총 길이 200 mm, 변환 효율 95.6 %의 특성을 고찰하였다. 또한, 혼 안테나의 방사 패턴을 이용하여 제안된 모드 변환기의 출력 특성이 순수한 TE_{11} 모드와 매우 일치함을 확인하였다.

본 논문에서 연구한 초고출력용 $TM_{01} - TE_{11}$ 직접 모드 변환기는 아직까지 개발 여건이 미약한 초고출력 무선 통신, 무선 전력 전송, 또는 전자전과 같은 초고출력 응용 시스템에 있어서, 보다 발전적인 연구 방향으로 응용될 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] M. Thumm, "Modes and mode conversion in microwave devices", *IOP Generation and Application of High Power Microwaves*, vol. 57, no. 6, pp. 121-171, 1997.
- [2] S. Yang, H. Li, "Numerical modeling of 8 mm $TM_{01} - TE_{11}$ mode converter", *Int. J. of Infrared and Millimeter Waves*, vol. 16, no. 11, pp. 1935-1943, 1995.
- [3] B. M. Lee, W. S. Lee, Y. J. Yoon, and J. So, "X-band $TM_{01} - TE_{11}$ mode converter with short length for high power", *IEE Electronic Letters*, vol. 40, no. 18, pp. 1126-1128, Sep. 2004.
- [4] S. Yang, H. Li, "Optimization of novel high-power millimeter-wave $TM_{01} - TE_{11}$ mode converters", *IEEE Trans. on Microw. Theory and Tech.*, vol. 45, no. 4, pp. 552-554, 1997.
- [5] R. Eisenhart, "A novel wideband TM_{01} to TE_{11} mode converter", *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp. 249-252, 1998.
- [6] M. Thumm, "Mode conversion due to curvature in corrugated waveguides", *Int. J. Electronics*, vol. 71, no. 2, pp. 333-347, 1991.

이 병 무

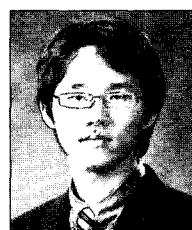


1998년 2월: 순천향대학교 정보통신 공학과 (공학사)
 2000년 2월: 연세대학교 전기컴퓨터 공학과 (공학석사)
 2005년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학박사)
 2005년 3월~현재: 삼성전자 TN총

괄 책임연구원

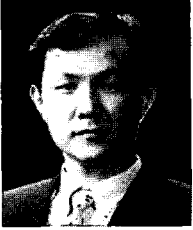
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 초고출력 안테나 시스템, RFID

이 상 흔



2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학사)
 2006년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계, 초고출력 안테나 시스템, RFID

윤 영 중



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

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

양 기 주



1986년 5월: 미국 Univ. of Michigan 컴퓨터공학과 (공학석사)
1991년 12월: 미국 Univ. of Delaware 컴퓨터공학과 (공학박사)
1995년 9월~현재: 동국대학교 정보통신공학과 부교수
[주 관심분야] 임베디드시스템, RFID