

논문 2008-45TC-2-17

엔드론치형 구형도파관 어댑터 내부의 루프결합구조에 대한 모드 해석

(Modal Analysis of Loop Coupling Structure in End Launcher
Rectangular Waveguide Adapter)

김 동 현*, 좌 정 우*, 양 두 영*

(Dong-Hyun Kim, Jeong-Woo Jwa, and Doo-Yeong Yang)

요 약

본 논문에서는 엔드론치형 구형도파관 어댑터 해석을 위하여 루프 결합 모델을 제안하고, 이를 토대로 입력 임피던스의 모드 해석식을 유도하였다. 구형도파관 내의 전파모드와 고차모드들에 따른 입력 임피던스의 영향을 분석하고, 설계변수에 대하여 고찰하였다. 또한 선행 연구에서 제안된 방식과 상용 해석 툴인 HFSS의 해석결과를 바탕으로 제안한 해석식이 타당함을 검증하였다. 제안한 엔드론치형 구형도파관 어댑터는 특성 임피던스 50Ω을 갖는 동축선의 내부도체와 WR90 상용도파관내에서 길이가 17.6mm인 급전루프가 연결된 결합구조이다. 이러한 구조에서 엔드론치형 어댑터는 정재파비(VSWR)가 2.0이하인 기준에서 7.5GHz 에서 10.6GHz 대역을 갖는다.

Abstract

In this paper, the loop coupling model for the analysis of end launcher rectangular waveguide adapter are proposed. The formula of input impedance from this model are presented. The influence of propagation mode and higher modes in rectangular waveguide are analyzed and design parameters of the end launcher adapter are investigated. The computational results between the proposed theoretical analysis and the previous papers are compared and are verified by HFSS. The end launcher rectangular waveguide adapter consists of the coupling geometry which is connected the inner conductor of 50Ω coaxial line through into the 17.6mm feeding loop in a WR90 commercial waveguide, and the VSWR is maximum 2.0 over operating frequency from 7.5GHz to 10.6GHz.

Keywords : Rectangular waveguide adapter, end launcher, coaxial line, feeding loop

I. 서 론

구형도파관 어댑터는 도파관 시스템을 이용한 상용 마이크로파 통신, 위성 및 군통신분야와 레이더와 같은 원격 감지 분야 및 정밀 시험기기 분야 등에 주로 사용된다. 이러한 어댑터에는 직각형(right angle) 어댑터와 엔드론치형(end launcher) 어댑터가 있다. 직각형 어댑

터는 구형도파관의 광벽(broad-wall)에 수직으로 급전선의 내부도체가 삽입된 구조를 갖는다. 이러한 구조는 해석과정이 용이하지만 제작 및 튜닝과정이 어려워 소량 생산에 적합하다. 엔드론치형 어댑터는 동축선이 구형도파관과 평행하게 놓이고 동축선과 구형도파관의 경계면에서 동축선의 급전선로인 내부도체와 구형도파관 내부의 루프 구조가 연결된 형상을 갖는다. 이러한 엔드론치형 어댑터는 해석과정이 어렵지만 제작이 쉽고 튜닝이 거의 필요하지 않아 대량 생산에 적합하다. 또한 구형도파관 내부에 루프 구조가 놓일 수 있는 공간이 있다면 쉽게 엔드론치형 어댑터를 구현할 수 있어 소형화가 가능하다. 그리고 구형도파관 내부에서 루프 구조의 임피던스는 리액턴스 성분을 갖고 있다. 이 리

* 정회원, 제주대학교 통신공학과
(Department of Telecommunication Engineering,
Cheju National University)

※ 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음
(IITA-2007-C1090-0701-0040)

접수일자: 2007년10월5일, 수정완료일: 2008년1월16일

액턴스 성분을 적절히 소거하면 성능을 높일 수 있고, 루프 구조에 임피던스 변환기를 추가하면 통과대역을 넓힐 수 있다.

Dix는 1963년 엔드론치형 어댑터에 대한 기본 모델과 설계 기법에 대하여 논하였으며, Deshpande는 1979년에 엔드론치형 어댑터에 대하여 루프 결합 구조를 제안하였다.^[1~2] 그가 제안한 구조의 입력 임피던스는 여러 단계에서 근사화 기법이 적용되었다. 우선 자계 벡터포텐셜을 정의함에 있어서 급전선의 내부도체 반경을 0이라고 가정하였고, 벡터포텐셜로부터 전계를 유도하는 과정에서 일부 항목의 영향을 무시하였다. 또한 전계로부터 입력 임피던스 식을 이끌어 내는 과정에서 특수함수의 적분의 해를 수정된 2종 베셀함수로 근사화하여 제시하였다. 이렇게 근사화된 해석식의 계산결과는 협대역 특성을 나타내었다.^[2] 그리고 Saad는 1990년에 자계 벡터포텐셜을 정의함에 있어서 앞선 연구와 동일한 방식을 적용하였으나 전계를 유도하는 방법에는 차이가 있었다. 또한 그는 전계와 전류밀도의 내적에 대한 특수함수 적분과정에서 수정된 2종 베셀함수의 해를 제시하였다.^[3] 이러한 유도과정에서의 근사화 방법이 적용된 해석식은 급전선의 내부 반경이 한정된 범위에서 해석의 결과가 타당하였다. Yao는 1994년에 마이크로스트립-구형도파관 엔드론치형 어댑터에 대하여 모드 해석 및 설계법에 대하여 제안하였으나, 본 논문에서 제안하는 방식과 다른 급전 구조를 갖기 때문에 엔드론치형 어댑터 구현에는 적용하기가 힘들다.^[4] Levy는 2002년에 구형도파관에 체비셰프 임피던스 변환기 특성을 갖는 계단형 용마루 도파관(ridged waveguide)이 연결되고, 이 계단형 단일 용마루의 반대방향에 동축선 급전선로의 내부도체가 연결된 구조의 엔드론치형 어댑터에 대하여 등가회로모델을 제시하고, 이를 해석하였다.^[5] 이러한 방법은 회로망 해석 소프트웨어를 활용할 수 있는 장점이 있으나 설계결과의 정확성에 한계가 있다. 그 이유는 등가회로모델이 구형도파관 내부의 전자계 특성을 정확하게 표현하기가 불가능하기 때문이다.

본 논문에서는 근사화 과정 없이 도파관 내부의 관내 모드들을 고려하여 입력 임피던스 식을 유도하고, 이에 적합한 엔드론치형 구형도파관 어댑터의 루프 결합 모델을 제시한다. 또한 유도한 해석식의 결과와 기존의 선행연구 결과를 비교·분석하고, 수치해석 법인 유한요소법을 사용하는 상용 전자계 해석 툴인 HFSS를 이용하여 제안한 해석식의 타당성을 검증한다.

II. 루프 결합 구조 해석

엔드론치형 어댑터는 동축선이 구형도파관과 평행하게 놓여 있으며 동축선과 구형도파관의 경계면에서 동축선의 급전선로인 내부도체는 구형도파관 내부의 루프와 연결되어 있는 구조를 갖는다.

그림 1은 엔드론치형 구형도파관 어댑터의 구조를 나타낸 것이다. 급전선로인 동축선의 내부도체의 반경은 c_i 이고, 외부도체의 반경은 c_o , 동축선 내부에는 유전체로 채워져 있으며 상대유전율은 ϵ_r 이다. 또 한 구형도파관 내에서 전파의 진행방향으로 길이 L_1 과 광벽방향으로 길이 L_2 를 갖는 ‘ Γ ’ 자형 루프 구조는 급전선로의 내부도체와 광벽 간에 연결되어 있다. 또한 길이 L_2 와 x_0 는 급전선로와 구형도파관의 연결 위치를 결정하는 요소이다.

동축선은 TEM 모드 신호를 전달하고 상용 구형도파관은 일반적으로 기본모드 TE_{10} 모드 신호를 전달하는 전송선로이다. 따라서 동축선-구형도파관 엔드론치형 어댑터는 동축선의 TEM 모드 신호를 구형도파관의 TE_{10} 모드 신호로 변환시켜주는 일종의 모드 변환기이다. 그러나 엔드론치형 어댑터의 구조는 동축선의 내부도체가 도파관 내부로 삽입되어 있으면서 도파관의 광벽에 단락된 루프 구조를 갖기 때문에 이러한 구조내에서 기본 모드이외의 전파모드가 존재한다. 루프 구조에서 나타나는 전파모드들은 루프에 흐르는 전류에 의해 형성된다. 이러한 전류는 구형도파관과 평행하게 놓인 AB구간의 수평 전류와 구형도파관의 광벽에 수직방향으로 놓인 BC구간의 수직 전류로 나눌 수 있다. 따라서 AB구간의 전류와 BC구간의 전류는 각각 TM_{mn} 모드와 TE_{mn} 모드를 여기시키므로 엔드론치형 어댑터 내부에는 혼성 모드(hybrid mode)가 존재한다. 따라서 동축선의 TEM 모드를 구형도파관의 기본 TE_{10} 모드

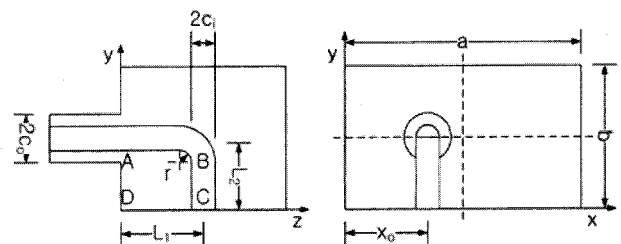


그림 1. 엔드론치형 구형도파관 어댑터의 구조
Fig. 1. Structure of end launcher rectangular waveguide adapter.

로 잘 변환될 수 있도록 엔드론치형 어댑터의 루프 구조를 적절히 선택하여야 한다.

엔드론치형 어댑터를 설계함에 있어서 도파관 내부로 신호원을 전달하는 루프구조는 신호전달특성과 대역폭 그리고 반사손실 특성에 커다란 영향을 미친다. 따라서 루프급전구조를 갖는 어댑터의 신호입력단에서의 입력임피던스 수식은 어댑터의 해석과정에서 매우 중요한 사안이다. 다음 과정은 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스를 유도하는 절차이다. 우선, 동축선과 구형도파관의 경계면에서의 입력 전류 I_{in} 과 루프에 흐르는 전류 밀도 J 를 정의한다. 정의된 전류밀도를 토대로 도파관 내부의 자계 벡터포텐셜을 유도한다. 유도된 벡터포텐셜을 이용하여 구형도파관 내의 전계 E 를 구한다. 마지막 단계에서는 루프 결합구조를 갖는 동축선-구형도파관 엔드론치형 어댑터의 입력 임피던스 Z_{in} 을 계산한다.

구형도파관 엔드론치형 어댑터 내부에 존재하는 전자계로부터 에너지 가역정리(Lorentz reciprocity theorem)를 적용하면 입력 임피던스는 식(1)과 같다.^[2]

$$Z_{in} = -\frac{1}{I_{in}^2} \int_v \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dv \quad (1)$$

여기서 I_{in} 은 동축선과 구형도파관의 경계면에서 정의된 입력 전류이다. 그리고 루프 ABC에 대하여 구간내의 전류 밀도에 따른 식(1)의 세부 정의식은 [2~3]을 참고하였다. 정의된 전류 밀도함수를 토대로 급전선 내부도체의 반경을 고려하여 베셀 1종 함수의 해로 유도한 다음 전계를 유도하는 과정에서 쿨롱의 법칙(Coulomb gauge)을 근사화 없이 적용한다. 마지막 단계에서 전계와 전류밀도의 내적에 대한 적분에 포함된 특수함수의 적분해를 베셀 1종함수와 수정된 베셀 2종함수로 완전해를 유도한다. 내부도체의 반경을 고려하여 유도한 입력 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{in} = \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 \frac{1}{(2\pi)^2 ab} \left[\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{\epsilon_n k^2}{\gamma} A_{mn}^2 \sin\left(\frac{m\pi x_0}{a}\right) (B_{mn,1} + B_{mn,2}) C_{mn} D_{mn} \right. \right. \\ \left. \left. - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{E_{mn}^2}{\gamma(k^2 + \gamma^2)} (F_{mn,1} + F_{mn,2} + F_{mn,3}) \right\} \right\} \right] \quad (2)$$

여기서 k 는 자유공간의 전파상수이고, γ 와 (m,n) 은 각각 구형도파관 내의 전파상수와 전파모드를 나타내며, ϵ_n 은 $n=0$ 일 때 1의 값을 갖고, n 이 그 이외의 값을 갖을 때는 $\epsilon_n = 2$ 이다. 또한 $A_{mn}, B_{mn,1}, B_{mn,2}, C_{mn}, D_{mn}, E_{mn}, F_{mn,1}, F_{mn,2}$ 및 $F_{mn,3}$ 은 부록에 식(A-1)~(A-7)를 참고한다.

반사계수와 정재파비(VSWR)는 입력 임피던스 식(2)를 사용하여 다음과 같이 계산된다.

$$\Gamma = \frac{\sqrt{(Re(Z_{in}) - Z_0)^2 + (Im(Z_{in}))^2}}{\sqrt{(Re(Z_{in}) - Z_0)^2 - (Im(Z_{in}))^2}} \quad (3)$$

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4)$$

여기서 Z_0 는 동축선의 특성임피던스다.

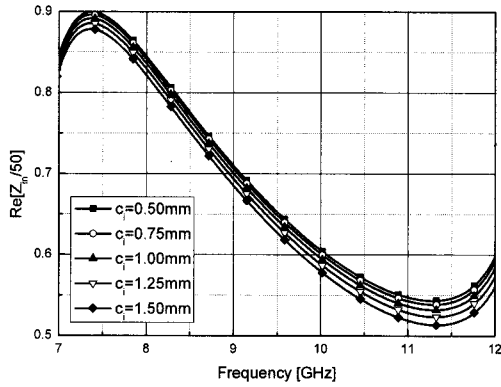
III. 해석 및 결과

Deshpande는 벡터포텐셜, 전계 및 입력 임피던스를 유도하는 각 과정에서 근사화 방법이 적용되었다. 그가 제안한 해석식의 결과는 협대역 특성을 나타내며, 정재파비는 2 기준 하에서 16.9% 대역을 갖는다. Saad는 선행연구를 보완하기 위하여 해석 단계에서 근사화 방법을 달리하였고, 그 결과 좀 더 정확성을 갖게 되었다. Saad가 제안한 어댑터의 성능은 WR90 도파관 및 중심주파수 9.65GHz 기준 하에서 내부도체의 반경이 $0.016\lambda \sim 0.025\lambda$ 범위 내에서 양호한 특성을 갖는다. 그리고 Saad는 제작 및 조립상의 오차로 인하여 발생하는 문제를 보상하고 대역 특성을 개선하기 위하여 튜닝 스크류 사용을 권고하였다.

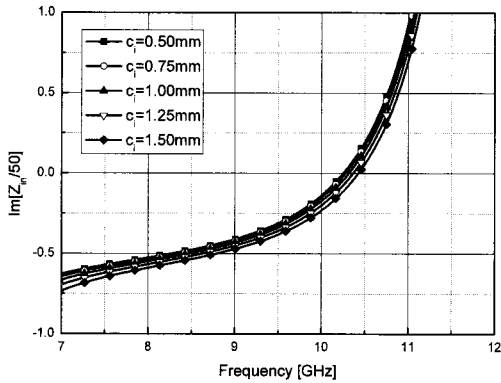
표 1은 본 논문에서 사용하는 상용도파관 WR90의 관내모드 및 차단주파수를 나타낸 것이다. 일반적으로

표 1. WR90 구형도파관 내의 관내모드와 차단주파수
Table 1. Cutoff frequency of propagation mode and higher mode in the WR90 rectangular waveguide.

모드(mode)	f_c [GHz]
TE_{10}	6.55
TE_{20}	13.11
TE_{11}, TM_{11}	16.14
TE_{30}	19.67
TE_{21}, TM_{21}	19.73
TE_{31}, TM_{31}	24.58



(a)

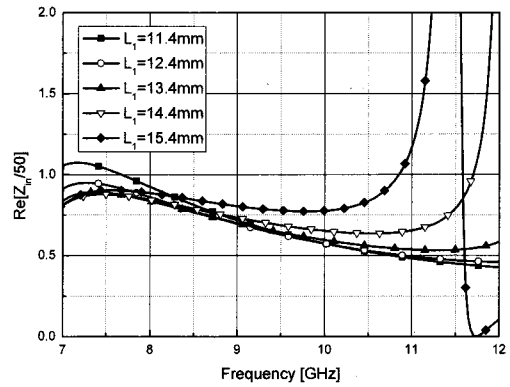


(b)

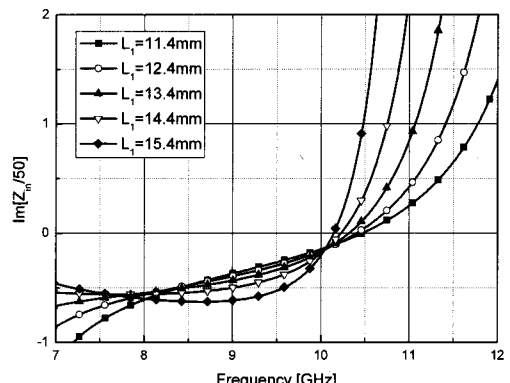
그림 2. 급전선로의 내부도체 반경에 따른 정규화된 입력 임피던스 (a) 실수부 (b) 허수부

Fig. 2. Normalized input impedance in compliance with change of a radius of inner conductor(c_i). (a) real, (b) imaginary

WR90은 기본 모드 TE_{10} 만 사용한다. 그러나 본 논문에서는 엔드론치형 어댑터의 급전구조를 정확히 해석하기 위하여 차단주파수 20GHz 이하의 관내 모드들을 모두 고려한다. 그림 2는 본 논문에서 제안한 입력 임피던스 해석식으로부터 급전선로의 내부도체 반경 변화에 따른 입력 임피던스를 정규화하여 나타낸 것이다. 여기서 계산에 사용된 어댑터 모델의 동축선 제원은 유전체의 유전율이 2.1이고, 동축선의 특성 임피던스는 50Ω이다. 그리고 구형도파관은 WR90이다. 또한 $L_1=13.4\text{mm}$, $L_2=4.2\text{mm}$, $x_o=5.9\text{mm}$ 이다. 그림 2(a)는 급전선로의 내부도체 반경이 0.5mm에서 1.5mm로 변할 때 입력 임피던스의 실수부를 나타낸 것이다. 11.3GHz에서 입력 임피던스의 실수부는 최소가 되며 반경이 증가함에 따라 임피던스는 소폭 감소한다. 그림 2(b)는 급전선로의 내부도체 반경 변화에 따른 입력 임피던스의 허수부를 나타낸 것이다. 10.4



(a)



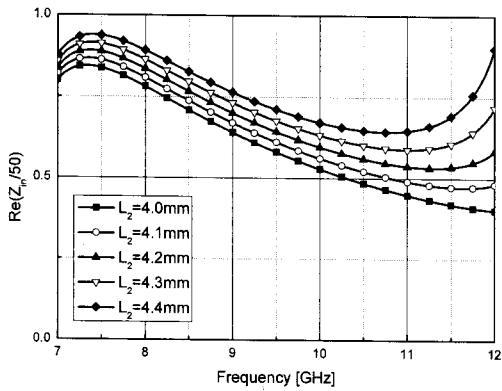
(b)

그림 3. 길이 L_1 의 변화에 따른 정규화된 입력 임피던스 (a) 실수 (b) 허수

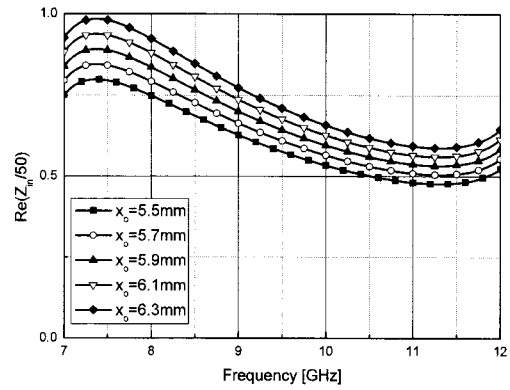
Fig. 3. Normalized input impedance in compliance with change of the length L_1 . (a) real, (b) imaginary

GHz대역에서 허수부는 0이 되고, 급전선의 내부도체 반경이 증가함에 따라 임피던스의 허수부는 소폭 감소한다. 따라서 급전선로의 내부도체 반경을 변화시킴에 따라 적절한 입력임피던스 값을 도출할 수 있다.

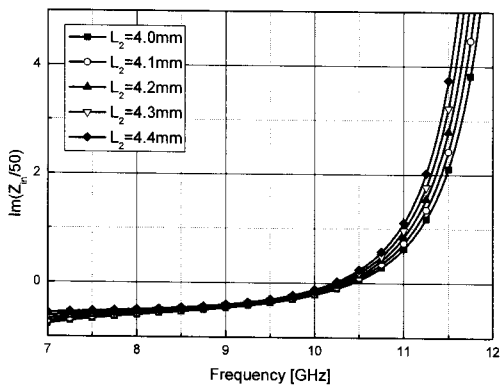
그림 3은 ‘Γ’자형 루프구조에서 길이 L_1 변화에 따른 입력 임피던스의 특성을 나타낸 것이다. 그림 3의 해석 제원은 $c_i=1\text{mm}$ 이고, L_1 을 제외한 나머지 제원은 그림 2의 계산에 사용된 제원과 동일하다. 입력 임피던스의 실수부는 길이 L_1 이 11.4mm에서 15.4mm로 증가함에 따라 11GHz미만에서 소폭 상승하며, 그 이상에서 급격히 변하기 시작하였다. 그리고 L_1 이 증가함에 따라 형성된 대역이 하향 천이되었다. 그리고 L_1 이 증가함에 따라 임피던스 허수부가 0이 되는 공진주파수 또한 하향 천이되었다. 그리고 L_1 에 따른 임피던스 허수부의 변화량은 공진주파수 이하에서 작게 나타났으나 공진주



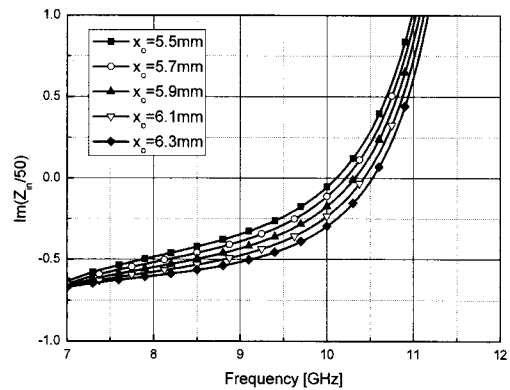
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 4. 길이 L_2 의 변화에 따른 정규화된 입력 임피던스 (a) 실수 (b)허수

Fig. 4. Normalized input impedance in compliance with change of the length L_2 . (a) real, (b) imaginary

그림 5. 길이 x_0 의 변화에 따른 정규화된 입력 임피던스 (a) 실수 (b)허수

Fig. 5. Normalized input impedance in compliance with change of the length x_0 . (a) real, (b) imaginary

파수 이상에서는 급격히 증가하였다.

그림 4는 ‘ㄱ’자형 루프구조에서 길이 L_2 변화에 따른 입력 임피던스의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4의 해석 제원은 그림 3의 해석 제원과 동일한 방식으로 적용하였다. 길이 L_2 변화에 따라 주파수 천이가 미세하게 나타났으며 길이가 4.0mm에서 4.4mm로 증가함에 따라 입력 임피던스의 실수부와 허수부의 크기는 소폭 증가하였다.

그림 5는 x_0 를 제외하고 그림 4와 동일한 제원을 토대로 x_0 의 변화에 따른 특성을 나타낸 것이다. 거리 x_0 가 5.5mm에서 6.3mm로 변화함에 따라 주파수 천이는 미세하였으며 입력 임피던스의 실수부와 허수부는 소폭 증가하였다.

엔드론치형 어댑터를 설계함에 있어서 입력 임피던스의 실수부가 급전용 동축선의 특성임피던스와 같아

지고 허수부는 0이 되도록 하는 것이 이상적이다. 그러나 실제 도파관내에서 허수부가 0이 되도록 만드는 것은 쉽지 않다. 따라서 양호한 특성을 갖는 엔드론치형 구형도파관 어댑터를 설계하기 위해서는 본 논문에서 제안한 입력 임피던스의 해석식을 토대로 임피던스의 실수부가 동축선의 특성임피던스와 최대한 가까워지고 허수부는 0에 가까워지도록 급전선의 내부도체 반경 c_i , 루프의 길이 L_2 및 협벽으로부터 떨어져 있는 거리 x_0 를 조정한다. 또한 루프의 길이 L_1 을 조절함으로써 요구되어지는 주파수 대역을 결정 할 수 있다.

그림 6은 선행연구 방법을 적용하여 계산된 결과와 HFSS의 해석결과 및 본 논문에서 제안한 해석식을 토대로 계산된 결과를 나타낸 것이다. 엔드론치형 도파관 어댑터의 해석 제원은 반경이 1mm이고, 나머지 제원은 그림 2의 계산에 사용된 제원과 동일하다. 선행연구인

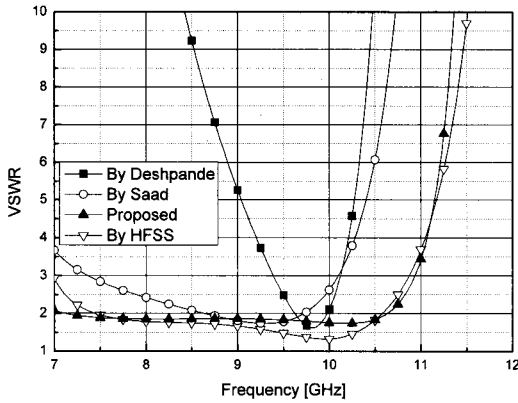


그림 6. 이론적인 해석식의 결과와 HFSS의 해석결과 비교

Fig. 6. Comparison of the theoretical results and simulation result by HFSS.

Deshpande가 제안한 해석 방식에서는 공진 주파수가 9.825GHz에서 나타나고, 대역폭은 정재파비가 2 기준하에서 350MHz를 갖는다. 그리고 Saad가 제안한 방식의 결과는 9.3GHz에서 공진이 되어 정재파비가 최소가 되고, 대역폭은 1.05GHz를 갖는다. 유한요소법을 사용하는 수치해석 소프트웨어인 HFSS에서의 해석결과는 9.975GHz에서 공진이 되어 최소 정재파비가 1.32이고, 정재파비 2기준하에서 대역폭은 3.1GHz이다. 마지막으로 본 논문에서 제안한 방식의 해석 결과는 10.2GHz에서 공진이 나타나고 최소 정재파비는 1.74이다. 또한 정재파비 2 기준하에서 대역폭은 3.5GHz이다. 본 논문에서 제안한 입력 임피던스의 해석식의 계산 결과는 유한요소법을 사용하는 HFSS의 해석결과와 전반적으로 동일하였다. 그러나 Deshpande나 Saad의 해석 결과가 HFSS 및 제안한 논문의 결과와 차이를 보인 이유는 벡터포텐셜을 유도하는 과정에서 급전선의 내부도체의 영향을 무시하고, 적분 근사법을 적용하여 입력임피던스의 해를 유도하였기 때문이다.

본 논문의 계산 결과는 동일한 어댑터 설계제원에서 Deshpande와 Saad의 해석 결과보다 넓은 34.3% 대역을 가졌고, HFSS에서 계산한 대역폭과 거의 동일하게 나타났다. 그러나 통과대역 내에서 정재파비가 근소한 차이를 보인 이유는 이론식에 적용된 전류모델과 HFSS의 급전루프 구조가 거의 동일하지만 ‘ Γ ’자로 찍인 모서리 부분에서 다소 차이가 있기 때문이다.

IV. 결 론

본 논문에서는 엔드론치형 구형도파관 어댑터에 대한 루프 결합구조를 제안하였으며, 이에 대한 이론적 해석식을 유도하였다. 또한 도파관 내부의 전파모드와 고차모드를 고려하여 모드에 따른 입력 임피던스 식을 유도하였으며, 루프 결합 구조와 급전 위치의 변화에 따른 특성을 분석하였다. 또한 선행 연구된 방식과 비교·분석하였으며, 상용 수치해석 툴인 HFSS를 통하여 결과의 타당성을 입증하였다.

해석에 사용된 엔드론치형 구형도파관 어댑터의 설계제원은 상용도파관인 WR90을 사용하였고, L_1 은 13.4 mm, L_2 는 4.2mm, x_o 는 5.9mm, c_i 는 1mm, c_o 는 3.35mm이고 동축선에 포함된 유전체의 유전율은 2.1이다. 이러한 엔드론치형 어댑터는 정재파비가 2.0 이하 기준에서 7.5GHz ~ 10.6GHz의 대역을 갖는다.

부 록

$$\left(\frac{I_0}{I_n}\right)^2 = \frac{1}{\cos^2(k(L_1 + L_2))} \quad (\text{A-1})$$

$$A_{mn} = \frac{1}{k^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \left[\frac{n\pi}{bk} \sin\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \cos(kL_2) - \sin(kL_2) \cos\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \right] \quad (\text{A-2})$$

$$B_{mn,1} = e^{\gamma L_1} \left[2\pi I_0(\gamma c_i) J_0\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) + 4\pi \sum_{s=1}^{\infty} \left\{ (-1)^s \cos(s\pi) I_{2s}(\gamma c_i) J_{2s}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \right\} \right] \quad (\text{A-3a})$$

$$B_{mn,2} = e^{-\gamma L_1} \left[2\pi I_0(-\gamma c_i) J_0\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) + 4\pi \sum_{s=1}^{\infty} \left\{ (-1)^s \cos(s\pi) I_{2s}(-\gamma c_i) J_{2s}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \right\} \right] \quad (\text{A-3a})$$

$$C_{mn} = j\omega\mu + \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (\text{A-4})$$

$$D_{mn} = \sin\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) e^{-\gamma L_1} \left[2\pi I_0(-\gamma c_i) J_0\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) + 4\pi \sum_{s=1}^{\infty} \left\{ (-1)^s \cos(s\pi) I_{2s}(-\gamma c_i) J_{2s}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \right\} \right] \quad (\text{A-5})$$

$$E_{mn} = \sin\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \left[2\pi J_0\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) J_0\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) + \sum_{s=1}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} \left\{ J_{2s}\left(\frac{n\pi c_i}{b}\right) (-1)^t J_{2t}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \left(\frac{\sin(4(s-t)\pi)}{s-t} \right) \right\} \right] \quad (\text{A-6})$$

$$F_{mn,1} = \frac{\left(-j\omega\mu\gamma - \frac{\gamma k^2}{j\omega\epsilon} \right) \sin(2k(L_1 + L_2)) - \sin(2kL_2) + 2kL_1}{4k} \quad (\text{A-7a})$$

$$F_{mn,2} = \frac{\left(j\omega\mu\gamma - \frac{\gamma k^2}{j\omega\epsilon} \right) e^{-\gamma L_1} (\gamma \cos(kL_2) + k \sin(kL_2))}{2(k^2 + \gamma^2)} \left[\gamma e^{-\gamma L_1} \cos(kL_2) - \gamma e^{\gamma L_1} \cos(kL_2) - 2k \sin(k(L_1 + L_2)) + k e^{\gamma L_1} \sin(kL_2) + k e^{-\gamma L_1} \sin(kL_2) \right] \quad (\text{A-7b})$$

$$F_{mn,3} = \frac{k \sin(k(L_1 + L_2)) \left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right)}{k^2 + \gamma^2} \left[k \sin(k(L_1 + L_2)) + \gamma \cos(k(L_1 + L_2)) - \gamma e^{-\gamma L_1} \cos(kL_2) - k e^{-\gamma L_1} \sin(kL_2) \right] \quad (\text{A-7c})$$

여기서 I_0 와 I_{2s} , I_{2t} 는 수정된 1차 베셀함수이고, J_0 와 J_{2s} , J_{2t} 는 1차 베셀함수이다.

참고 문헌

- [1] J. C. Dix, "A note on the design of a waveguide to coaxial transition for the band 2.5-4.1Gc/s," *Proceeding IEE*, vol. 110B, pp253-255, Feb. 1963.
- [2] M. D. Deshpande, B. N. Das, and G. S. Sanyal, "Analysis of an End Launcher for an x-Band Rectangular Waveguide," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 8, pp.731-735, Aug. 1979.
- [3] S. M. Saad, "A More Accurate Analysis and Design of Coaxial-to-Rectangular Waveguide End Launcher," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 2, pp.129-134, Feb. 1990.
- [4] H. W. Yao, A. Abdelmonem, J. F. Liang and K. A. Zaki, "Analysis and Design of Microstrip-to-Waveguide Transition," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no

12, pp2371-2380, Dec. 1994.

- [5] R. Levy and L. W. Hendrick, "Analysis and Synthesis of In-Line Coaxial-to-Waveguide Adapter," *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, vol. 2, pp809-811, Jun. 2002.

저 자 소 개



김 동 현(정회원)
 1997년 제주대학교 통신공학과
 학사 졸업.
 1999년 제주대학교 통신공학과
 석사 졸업.
 2008년 제주대학교 통신공학과
 박사 졸업.

1999년~2007년 (주)엑티패스 선임연구원
 <주관심분야 : RF&Microwave 회로, 수치해석,
 Clustering Computing>



양 두 영(정회원)
 1984년 제주대학교 통신공학과
 학사 졸업.
 1989년 한양대학교 전자통신
 공학과 석사 졸업.
 1992년 한양대학교 전자통신
 공학과 박사 졸업.

1992년~현재 제주대학교 통신컴퓨터공학부
 통신공학전공 교수
 <주관심분야 : RF 회로 및 RFID, 이동통신, 위성
 통신>



좌 정 우(정회원)
 1985년 한양대학교
 전자공학과 학사 졸업
 1987년 KAIST 전기 및
 전자공학과 석사 졸업.
 2001년 KAIST 정보 및
 통신공학과 박사 졸업.

2002년~현재 제주대학교 통신컴퓨터공학부
 통신공학전공 조교수
 <주관심분야 : 무선인터넷 BM, 이동통신 프로토
 콜, 이동통신 시스템>