

博士學位論文

다단 루프결합구조를 갖는 광대역
엔드론치형 어댑터 해석 및 구현



濟州大學校 大學院

通信工學科

金 東 炫

2008年 2月

다단 루프결합구조를 갖는 광대역
엔드론치형 어댑터 해석 및 구현

指導教授 梁斗榮

金東炫

이 論文을 工學 博士學位 論文으로 提出함

2008年 2月

金東炫의 工學 博士學位 論文을 認准함

審査委員長 金興洙

委員 康鎭植

委員 左政祐

委員 高碩峻

委員 梁斗榮



濟州大學校 大學院

2008 年 2月

Analysis and Realization of Broadband End Launcher Adapter with Multiple-step Loop Coupling Structure

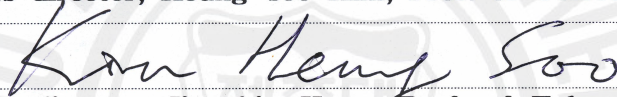
Dong-hyun Kim
(Supervised by professor Doo-yeong Yang)

A thesis submitted in partial fulfillment of the requirement for the
degree of Doctor of Engineering

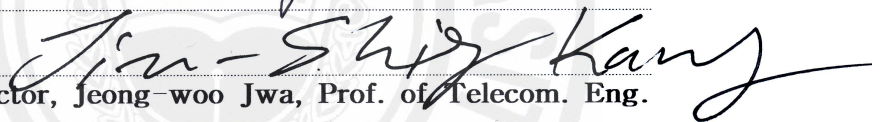
2007. 12.

This thesis has been examined and approved.

Thesis director, Heung-soo Kim, Prof. of Telecom. Eng.



Thesis director, Jin-shig Kang, Prof. of Telecom. Eng.



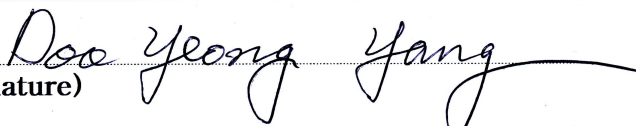
Thesis director, Jeong-woo Jwa, Prof. of Telecom. Eng.



Thesis director, Seok-jun Ko, Prof. of Applied Energy
System, Major of Electronic Eng.



Thesis director, Doo-yeong Yang, Prof. of Telecom. Eng.

(Name and signature) 

2007. 12. 14

Date

Department of Telecommunication Engineering
GRADUATE SCHOOL
CHEJU NATIONAL UNIVERSITY

목 차

Abstract	1
I. 서론	3
II. 단일 루프결합구조를 갖는 어댑터 해석	7
1. 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터 구조	7
2. Deshpande의 해석법	8
3. Saad의 해석법	10
4. FIM 해석법	13
III. 다단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 입력임피던스 해석	17
1. 다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터 구조	17
2. 다단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 입력임피던스 해석	19
1) 헬몰츠 파동방정식	19
2) 다단 루프구조의 전류	20
3) 마그네틱 벡터포텐셜	21
4) 도파관내의 전개	22
5) 입력임피던스 및 반사계수	23
IV. 엔드론치형 구형도파관 어댑터의 특성분석	25
1. 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 특성	25
1) 모드에 따른 특성분석	26
2) 설계 파라미터에 따른 특성분석	37
3) 상용 수치해석 특성 비교	48

2. 다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 특성분석	50
3. 단수에 따른 광대역 어댑터 특성 비교	56
1) 동일 중심대역을 갖는 어댑터	57
2) 윗셋 길이 및 루프의 총 길이가 동일한 어댑터	59
V. 엔드론치형 도파관 어댑터 제작 및 실험	63
1. 어댑터의 제작	63
2. 엔드론치형 어댑터 측정	66
3. 결과 및 고찰	70
VI. 결론	72
부록 <i>A</i>	74
부록 <i>B</i>	89
부록 <i>C</i>	91
참고 문헌	93

표 목차

표 1. 단일 루프구조를 갖는 어댑터의 초기 설계제원	26
표 2. 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 초기 설계제원	50
표 3. 3단 루프구조를 갖는 어댑터의 초기 설계제원	53
표 4. 동일한 중심대역을 갖는 어댑터의 단수별 설계제원	56
표 5. 광대역 특성을 갖는 어댑터의 단수별 설계제원	59
표 6. 단일 루프구조를 갖는 어댑터의 제작제원	65
표 7. 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 제작제원	65



그림 목차

그림 1. 단일 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 구조	7
그림 2. 제안된 해석식의 계산결과와 HFSS의 해석결과간의 비교	15
그림 3. 다단 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 구조	17
그림 4. 모드의 수가 2개일 때 어댑터 특성	27
그림 5. 모드의 수가 4개일 때 어댑터 특성	29
그림 6. 모드의 수가 5개일 때 어댑터 특성	31
그림 7. 어댑터의 모드별 입력임피던스	34
그림 8. 누적 모드 수에 따른 어댑터 특성	35
그림 9. 도선반경 r 의 변화에 따른 어댑터 특성	37
그림 10. 길이 L_1 의 변화에 따른 어댑터 특성	40
그림 11. 길이 L_2 의 변화에 따른 어댑터 특성	42
그림 12. 길이 x_0 의 변화에 따른 어댑터 특성	44
그림 13. 길이 ΔL 의 변화에 따른 어댑터 특성	46
그림 14. 해석법에 따른 어댑터 특성	48
그림 15. 2단 루프구조를 갖는 어댑터 특성	51
그림 16. 3단 루프구조를 갖는 어댑터 특성	54
그림 17. 동일한 중심대역을 갖는 어댑터의 단수별 특성	57
그림 18. 광대역 특성을 갖는 어댑터의 단수별 특성	60
그림 19. 어댑터 부품 구성도	64
그림 20. 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 부품 제작 결과	66
그림 21. 단일 루프구조를 갖는 어댑터 조립	67
그림 22. 단일 루프구조를 갖는 어댑터 측정결과	67
그림 23. 2단 루프구조를 갖는 어댑터 조립	68
그림 24. 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 측정결과	69

기호 설명

a	구형도파관의 폭(m)
a'	구형도파관에서 x 축 방향의 고유치
\mathbf{a}_y	y 방향의 단위 벡터
\mathbf{a}_z	z 방향의 단위 벡터
\mathbf{A}	마그네틱 벡터포텐셜(Wb/m)
b	구형도파관의 높이(m)
b'	구형도파관에서 y 축 방향의 고유치
c	빛의 속도(m/s)
c_i	동축선 내부도체의 반경(m)
c_o	동축선 외부도체의 외경(m)
\mathbf{E}	전계(V/m)
$E_{y,i}$	i 번째 루프(loop)구간의 y 축 전계성분(V/m)
$E_{z,i}$	i 번째 루프구간의 z 축 전계성분(V/m)
f	주파수(Hz)
f_0	중심주파수(Hz)
$f_{mn,c}$	도파관내의 전파모드(m,n)에 따른 차단주파수(Hz)
\mathbf{H}	자계(A/m)
I_0	수정된 제2종 베셀함수
I_{\max}	전류의 최대크기
I_{in}	$z=0$ 에서의 입력 전류(A)
I_{2s}	수정된 제2종 베셀함수
j	허수($\sqrt{-1}$)
\mathbf{J}	도체표면의 전류 밀도(A/m)
J_0	제1종 베셀함수
J_{2s}	제1종 베셀함수

J_{2t}	제1종 베셀함수
$J_{y,i}$	도체표면에서 y 축 성분의 전류 밀도(A/m)
$J_{z,i}$	도체표면에서 z 축 성분의 전류 밀도(A/m)
k	자유공간에서의 전파상수(rad/m)
k_{cmn}	차단 전파상수
k_x	구형도파관에서 x 축 방향의 고유치
k_y	구형도파관에서 y 축 방향의 고유치
K_0	제2종 베셀함수
L_s	루프(loop) 구조의 총 길이(m)
L_i	루프 구조의 i 번째 길이(m)
m	구형도파관에서 x 축방향의 모드와 관련된 정수
n	구형도파관에서 y 축방향의 모드와 관련된 정수
N	루프의 단수
r_b	곡선 벤드의 내측 반경(m)
R	입력 임피던스의 저항성분(Ω)
R_{in}	입력 임피던스의 저항성분(Ω)
TE_{mn}	도파관내에서 전파되는 전계모드(m,n)
TM_{mn}	도파관내에서 전파되는 자계모드(m,n)
v	체적(m^3)
x_o	루프가 협벽(narrow wall)로부터 떨어진 거리(m)
X	입력 임피던스의 리액턴스성분(Ω)
X_{in}	입력 임피던스의 리액턴스성분(Ω)
X_i	모드에 따른 입력 임피던스의 리액턴스성분(Ω)
Z_0	동축선의 특성임피던스(Ω)
Z_g	도파관내 파동 임피던스(Ω)
Z_{in}	입력 임피던스(Ω)
$Z_{y,i}$	입력 임피던스의 y 축 성분
$Z_{z,i}$	입력 임피던스의 z 축 성분

α	감쇄상수(Np/m)
β	위상정수(rad/m)
γ	도파관내의 전과정수(m^{-1})
Γ	반사계수
δ	크로네커 델타함수(Kronecker delta function)
ϵ	매질의 유전율(f/m)
ϵ_0	자유공간의 유전율(f/m)
ϵ_n	노이만(Neumann) 상수
ϵ_r	매질의 상대 유전율
ζ_i	i 번째 y 축 루프에 대한 z 축 옵셋 위치(m)
$\eta_{T,i}, \eta_{B,i}$	y 방향 적분의 i 번째 상한(T)과 하한(B) (m)
κ_n	구형도파관에서 y 축방향 전과상수와 관련된 상수
λ	자유공간에서의 파장(m)
λ_0	중심주파수에서의 파장(m)
λ_g	관내 파장(m)
μ	매질의 투자율(H/m)
μ_0	자유공간의 투자율(H/m)
μ_r	매질의 상대 투자율
ξ_i	i 번째 z 축 루프에 대한 y 축 옵셋 위치(m)
ρ_v	체적전하밀도(C/m^3)
$\tau_{T,i}, \tau_{B,i}$	z 방향 적분의 i 번째 상한(T)과 하한(B) (m)
ω	각주파수(rad/s)

Abstract

A collinear end launcher waveguide adapter is utilized to the excitation of a two-dimensional array of rectangular waveguide radiators. The end launcher consists of the excitation geometry that a center conductor of coaxial line is interconnected collinearly into the '—' shaped multiple-step coupling loop shorted on the waveguide broad-wall, and converts a coaxial TEM mode into a waveguide dominant mode.

In this thesis, the multiple-step loop coupling model for the analysis of collinear end launcher rectangular waveguide adapter is presented. The influence of propagation mode and higher modes inside a rectangular waveguide are analyzed and design parameters of the end launcher are investigated. We present the loop coupling model to design the collinear end launcher rectangular waveguide adapter and find a more exact expression without any approximation for input impedance considered the dominant mode together with higher order modes inside a waveguide. Also, the results obtained from the input impedance expression is analyzed and compared with the previous works of end launcher adapter with single loop coupling model, and verified validity of the proposed analytical expression about input impedance by a commercial electromagnetic tool of HFSS based on a numerical method known as FEM.

For optimum design of the adapter, the input impedance of end launcher adapter can be matched by properly controlling the length of loop (L_1 , L_2), radius (r) and input feeding point (x_o). It is the ideal case that the resistive component of input impedance equals to the characteristic impedance of coaxial line, and the reactive component equals to zero. However, it is difficult practically that the reactive component is realized to zero over whole waveguide frequency band. Therefore, we have to trade-off in which the resistive component approaches to the characteristic impedance of coaxial line, and also

the reactive component approaches to zero over the operating frequency band as controlling the physical parameters to design of the end launcher adapter. The design for collinear end launcher adapter is achieved as follow. A resistive component flatness of input impedance for a adapter with single-step loop coupling structure by L_1 and L_2 is tuned up. A resistive component of it by x_o is tuned up. If resistive component is good matched, reactance component approaches to zero over the operating frequency band. In the case of tuning for collinear end launcher adapter with multiple-step loop coupling structure, the same process in the limited ranges of $L_1 \geq 1/8\lambda_g$, $L_{2N} \geq 1/12\lambda_g$, $L_1 > L_3 > \dots > L_{2N-1}$ and $L_{2N} > \dots > L_4 > L_2$ is applied.

Multiple-step collinear end launcher rectangular waveguide adapter for wide band system has been designed. The percentage bandwidth(BW) of single-step adapter with total loop length of 16.08mm is 4.4% in the VSWR range of maximum 1.2. The BW of double-step adapter with the same length is extended up to 30.6% in the VSWR. And also, the BW of triple-step adapter with same condition also is extended up to 37.3%. After analysis of them, we have fabricated double-step adapter with total loop length of 15.8mm. The BW of fabricated adapter is 31.3% in the VSWR range of maximum 1.2. That is the reason for the extended bandwidth since higher modes excited by multiple-step loop current cancel their reactive components out. As the result, in broadband, reactive component approaches to zero and also resistive component approaches to the characteristic impedance of coaxial line. The results show that the numerical calculations based on this thesis for input VSWR of the end launcher adapter generally agree well with the HFSS data. Therefore, the new analytical formula has more accuracy than the previous formulas and allows the design to be put on a dependable quantitative criterion.

I. 서론

도파관 시스템은 초고주파 무선시스템과 고출력용 무선시스템 그리고 저손실 특성을 갖는 정밀시험기기에 주로 사용된다. 이러한 도파관 시스템에 이용되는 부품들은 여파기, 방향성결합기, 전력분배기, 매직티(magic tee), 편파기(polarizer), 세텀편파기(septum polarizer), 직교모드변환기(OMT), 위상천이기(phase shifter), 스위치, 로타리조인트(rotary joint), 모노펄스비교기(monopulse comparator), 어댑터 등이 있다^[1-12]. 특히 어댑터는 증폭기나 변조기와 같은 일반 무선통신부품과 도파관 부품들 간에 신호를 왜곡이나 감쇄 없이 전달할 수 있도록 연결해 주는 아주 중요한 부품이다.

어댑터에는 직각형(right angle) 어댑터와 엔드론치형(end launcher) 어댑터가 있다. 직각형 어댑터는 구형도파관의 광벽(broad-wall)에 급전선의 내부도체가 수직으로 삽입되고 그 도체의 끝이 도파관내에서 개방상태로 종단되거나 도파관 벽에 단락된 구조를 갖는다. 이러한 구조는 전자계에 대한 이론적인 완전 모드 해석이 용이하고 이를 기반으로 쉽게 설계할 수 있지만 제작 및 튜닝과정이 어렵기 때문에 생산비용이 높다. 엔드론치형 어댑터는 한쪽 끝이 단락된 구형도파관에 단락된 곳으로 급전선의 내부도체가 삽입된 구조를 갖는다. 도파관 내부로 삽입된 내부도체는 일반적으로 ‘—’자형 모양의 루프에 연결되거나 도파관 내부로 돌출되어 있는 원통 혹은 사각기둥에 연결된다. 이러한 엔드론치형 어댑터는 이론적인 완전 모드 해석이 어려워 시행착오를 통해 설계해야 하므로 설계가 어렵지만 제작이 쉽고 튜닝이 거의 필요하지 않아 생산비용이 직각형 어댑터에 비하여 아주 낮다. 또한 구형도파관 내부에 루프 구조가 놓일 수 있는 공간이 있다면 쉽게 엔드론치형 어댑터를 구현할 수 있어 소형화가 가능하다.

엔드론치형 어댑터에 관한 연구는 2차 세계대전 중 매사추세츠 공과대학교(MIT)내의 복사에너지 연구소(Radiation Laboratory)에서 레이더의 부품인 로타리조인트를 개발하면서 시작되었다. 그 당시 연구원이었던 Ragan은 시행착오를 겪으면서 도파관내에 프로브(probe) 구조가 삽입된 어댑터와 용마루 도파관(ridged

waveguide)이 이용된 동축선-도파관 어댑터를 연구하였다^[12]. 1963년 Dix는 용마루 도파관을 이용한 동축선-구형도파관 어댑터에 대한 설계법을 제시하였다^[13]. 그는 튜닝 스크루(screw)를 사용하여 정재파비가 최대 1.82이고 대역폭이 약 48%인 S 밴드용 어댑터를 개발하였다. 1982년 Gangadharan는 이러한 용마루 도파관이 포함된 엔드론치형 어댑터를 250여개의 부품으로 구현하고 이 부품들의 조합에 의한 시행착오 방법으로 어댑터를 분석하고 광대역 어댑터를 설계하였다^[39]. 1994년 Yao는 용마루 도파관이 사용된 마이크로스트립-구형도파관 어댑터를 제시하고 이를 모드해석법으로 해석하였다^[14]. 이 구조는 본 논문에서 제안하는 방식과 다른 급전 구조를 갖고 있으며 고출력 시스템에서 동축선 급전방식보다 성능과 안정성이 다소 떨어진다. 그리고 2001년 Gerini는 엔드론치형 어댑터를 활용하여 도파관 여파기 설계에 응용하고 어댑터와 여파기를 같이 고려하여 해석하였으며, 2002년 Levy는 어댑터의 회로특성을 집중소자(lumped element)의 등가모델로 표현한 설계법을 제시하였다^[18-22]. 이 방법은 회로망 해석 소프트웨어를 활용할 수 있는 장점이 있으나 설계결과의 정확성에 한계가 있다. 그 이유는 등가회로모델이 구형도파관 내부의 전자계 특성을 정확하게 표현하기가 불가능하기 때문이다. 이러한 용마루 도파관 구조가 적용된 동축선-도파관 어댑터는 구조의 복잡성으로 인하여 정확한 이론적 해석법에 의한 설계법이 없고 시행착오를 겪으면서 개발되고 있다. 루프 결합구조를 갖는 어댑터에 대한 연구는 Deshpande에 의하여 시작되었다^[15-17]. 그는 1978년에 동축선-원형도파관 어댑터의 해석법을 제시하였고 1979년에 동축선-구형도파관 어댑터의 해석법을 제시하였다. 그가 제안한 해석법은 해석과정에서 근사법이 적용되어 정확도가 떨어지나 루프의 구조가 작은 경우에 효과적이다. 1988년에 Ho는 저출력 시스템을 위한 마이크로스트립-구형도파관 어댑터에 루프 구조를 적용시켰다^[30]. 그리고 1990년에 Saad는 Deshpande의 해석식을 개선하였다^[29]. 그러나 그는 마그네틱 벡터포텐셜 유도과정에서 선행연구에서와 동일하게 루프의 반경을 무시하였기 때문에 제시된 해석식은 완벽하지 못하다. 1992년에 Simon은 루프결합구조를 적용한 저출력 시스템용 코플래너(coplanar) 도파관-구형도파관 어댑터를 제안하였다^[40]. Simeoni은 2005년에 단일 패치(patch)를 이용한 엔드론치형 어댑터와 2006년 이중 패치를 이용한 어댑터를 발표하였다^[22-25]. 단일 패치 어댑터는 루프구조의 어댑터와 비슷한 정재파비 2이하에서 14% 대역을 갖지

만 더 소형화가 가능하며, 이중 패치 어댑터는 단일 패치 어댑터와 동일한 정재파비 조건에서 25% 대역을 갖는다. 그러나 패치를 이용한 어댑터는 조립이 쉽지 않고 충격에 약하며 고출력 시스템에 사용할 수 없다. 일반적으로 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 고출력 시스템에 적합하면서 제조비용이 용마루 도파관구조를 갖는 어댑터에 비하여 아주 저렴하다^[31-34]. 그러나 대역특성에 영향을 주는 설계 제원만을 가지고는 도파관 내부에 생성되는 고차모드의 영향을 줄일 수 없어 협대역용 어댑터로만 사용되고 있다.

본 논문에서는 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터가 갖는 장점을 그대로 유지하면서 협대역 특성이 개선될 수 있도록 다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터를 제안하고 이 어댑터의 해석법을 제시한다. 제안한 어댑터를 해석하기 위하여 전송선이론으로부터 루프구조에 흐르는 전류를 정의하고 파동방정식으로부터 유도한 자기 벡터포텐셜을 로렌츠 게이지 조건(Lorentz gauge condition)에 적용하여 도파관 내의 전계를 구한다. 이 루프의 전류와 도파관 내의 전계를 에너지 가역정리(Lorentz reciprocity theorem)에 적용하여 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스를 유도한다. 단일 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터에 대하여 본 논문에서 제안한 해석식과 기존의 선행 논문들에서 제시된 방법으로 어댑터의 입력임피던스와 정재파비를 계산한다. 이 계산 결과들과 수치해석법인 유한요소법을 사용하는 상용 전자계 해석툴인 HFSS를 이용하여 해석한 결과를 비교·분석한다. 그리고 엔드론치형 어댑터의 특성을 쉽게 파악할 수 있는 단일 루프구조의 설계 파라미터를 분석하고 그 결과들을 기반으로 다단 루프결합구조를 갖는 광대역 엔드론치형 어댑터를 설계하고 이를 해석하며 상용 전자계 해석툴을 이용하여 얻어진 해석결과와 비교·분석하고 제안한 해석방법의 타당성을 검증한다. 이러한 과정을 근거로 제안한 어댑터의 설계 방법을 제시한다. 이 방법으로부터 얻어진 파라미터들을 이용하여 제작한 어댑터를 측정하고 제안한 방법의 해석결과와 비교·분석한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II장에서는 선행 연구된 엔드론치형 어댑터의 해석법에 대해 설명하고 그 해석법의 문제들을 파악하며 이를 개선하기 위한 해석법을 제시한다. III장에서는 다단루프구조를 갖는 새로운 엔드론치형 어댑터를 제안하고 이 어댑터 해석에 필요한 입력임피던스 계산식을 유도한다. IV장에서는

유도한 입력임피던스 계산식을 근거로 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터를 분석을 하고 이를 토대로 다단 루프결합구조를 갖는 어댑터를 분석하여 제안한 광대역 어댑터의 설계방법을 제시한다. V장에서는 제시한 어댑터 설계 방법의 타당성을 검증하기 위해 어댑터 설계 절차로부터 산출된 설계 파라미터를 근거로 제작하여 측정 결과를 고찰한다. 마지막으로 VI장에서는 결론을 맺는다.



II. 단일 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터 해석

1. 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터 구조

단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 동축선과 구형도파관 그리고 단일 루프로 구성된다. 그림 1은 단일 루프를 갖는 어댑터의 구조를 나타낸 것이다. 그림 1에서 어댑터에 대한 좌표축은 도파관의 플랜지(flange) 면이 기준이 되고 동축선과 구형도파관의 경계면에서 $z=0$ 이다. 이 기준에서 동축선과 구형도파관은

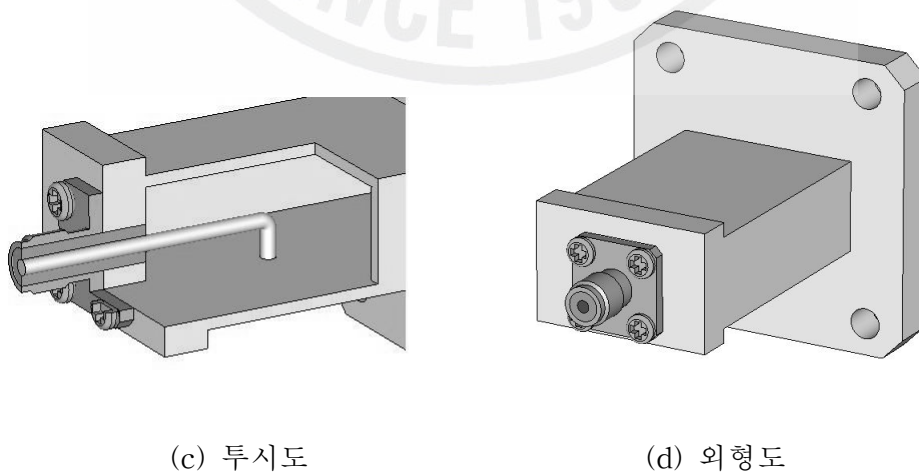
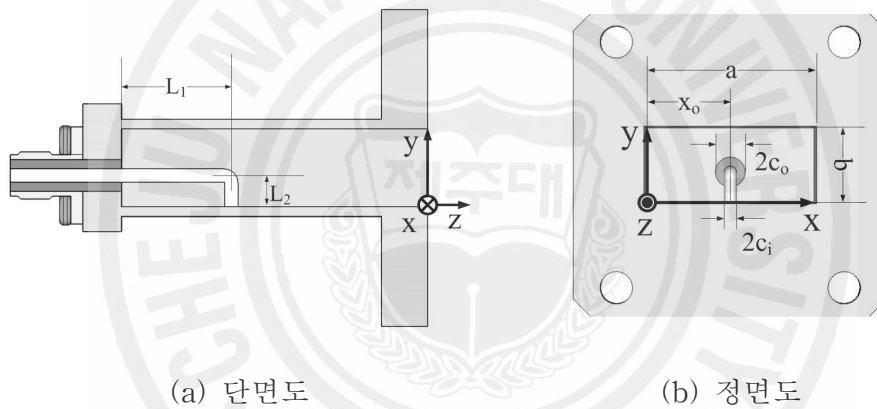


그림 1. 단일 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 구조

평행을 이루며 ‘ㄴ’자형 루프구조는 동축선의 내부도체 연결되고 반대편은 구형도파관의 광벽에 단락되어 있다. 루프구조의 길이 변수는 동축선과 도파관의 경계면을 기준으로 z 방향 길이는 L_1 , y 방향 길이는 L_2 로 정의한다. 그리고 구형도파관의 협벽으로부터 떨어진 오프셋(offset) 길이는 x_0 , 동축선의 내부도체 반경과 루프의 도선반경은 r 이다. 동축선은 상대 유전율이 ϵ_r 인 유전체로 채워져 있으며 특성임피던스는 50Ω 이다.

2. Deshpande의 해석법

단일루프결합구조를 갖는 엔드론치형 구형도파관 어댑터의 입력임피던스 해석식은 1979년 Deshpande에 의해 처음 제시되었다. 그가 제시한 어댑터의 입력임피던스 유도과정은 다음과 같다. 루프구조에 흐르는 전류를 정의하였고 이를 토대로 급전선의 내부도체 반경을 0이라 가정하고 자계 벡터포텐셜을 유도하였으며, 근사화된 로렌츠 게이지 조건을 적용하여 도파관 내의 전계를 구하였다. 마지막으로 푸리에-베셀 시리즈(Fourier Bessel series) 방법을 이용하여 수정된 2종 베셀함수로 입력임피던스를 유도하였다. 또한 유도된 입력임피던스 해석식을 기본모드와 고차모드별로 각각 저항성분과 리액턴스성분으로 각각 나누고 이를 다시 근사화하였다.

식 (1)은 그가 제시한 ‘ㄴ’자형 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스 계산식이다^[26].

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R + jX \\ &= R + j(X_1 + X_2 + X_3 + X_4) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 R 은 입력임피던스의 저항성분이며 X 는 리액턴스성분을 나타낸다. 리액턴스 성분은 어댑터내부에 생성된 기본모드와 고차모드들로 나누어 X_1 , X_2 , X_3 및 X_4 로 구성된다. 식 (1)의 저항성분은

$$R = \frac{240\pi}{k^2 ab} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi x_o}{a}\right) \sin^2(kL_2)}{\cos^2(k(L_1 + L_2))} \frac{\sin^2\left(kL_1 \sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}} \left[J_0\left(\frac{\pi r}{a}\right) J_0\left(kr \sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}\right) \right] \quad (2)$$

이다. 여기서 J_0 는 제1종 베셀함수이고, k 는 자유공간에서의 전파상수, γ 는 도파관 내의 전파정수이다. 그리고 a , b , x_o , L_1 및 L_2 는 그림 1에서 나타난 구조변수와 동일하다. 또한 입력임피던스의 리액턴스 성분들은

$$X_1 = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{120\pi}{k^2 ab} \frac{1}{\cos^2(k(L_1 + L_2))} F \frac{\sqrt{\left(\frac{m\pi}{ka}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{kb}\right)^2} - 1}{\left[\left(\frac{m\pi}{ka}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{kb}\right)^2\right]} \quad (3)$$

$$\sin^2\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) \sin^2\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) J_0\left(\frac{m\pi r}{a}\right) J_0\left(\frac{n\pi r}{b}\right)$$

$$X_2 = \frac{120\pi}{k^2 ab} \frac{\sin^2\left(\frac{\pi x_o}{a}\right) \sin^2(kL_2)}{\cos^2(k(L_1 + L_2))} \frac{\sin\left(2kL_1 \sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}} \left[J_0\left(\frac{\pi r}{a}\right) J_0\left(kr \sqrt{1 - \left(\frac{\pi}{ka}\right)^2}\right) \right] \quad (4)$$

$$X_3 = \frac{120\pi}{ka} \frac{\sin^2(kL_2)}{\cos^2(k(L_1 + L_2))} \left\{ \frac{1}{2} \ln\left(\frac{2a}{\pi r}\right) \sin\left(\frac{\pi x_o}{a}\right) - J_0\left(\frac{\pi r}{a}\right) \sin^2\left(\frac{\pi x_o}{a}\right) + \frac{1}{2} \frac{k^2 a^2}{\pi^2} \cos^2\left(\frac{kx_o}{a}\right) - \frac{k^2 a^2}{4\pi^2} \left[\frac{(2\pi x_o/a)^2}{2} \ln\left(\frac{2\pi x_o}{a}\right) - \frac{3}{4} \left(\frac{2\pi x_o}{a}\right)^2 - \frac{1}{288} \left(\frac{2\pi x_o}{a}\right)^4 \dots \right] \right\} \quad (5)$$

$$X_4 = -\frac{120}{kb \cos^2(k(L_1 + L_2))} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\left\{ \frac{n\pi}{kb} \sin\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \cos(kL_2) - \cos\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \sin(kL_2) \right\}^2}{\left(\frac{n\pi}{kb}\right)^2 - 1} [K_0(\kappa_n r) - K_0(2\kappa_n x_o)] \quad (6)$$

이다. 여기서 K_0 수정된 제2종 베셀함수이고, κ_n 는 $\sqrt{(n\pi/kb)^2 - 1}$ 이다. 그리고 식 (3)에서 변수 F 는

$$F = \left[e^{-\gamma L_1} \left\{ \frac{k}{\gamma} \sin(kL_2) + \cos(kL_2) \right\} \right. \\ \left. \left\{ 2\frac{k}{\gamma} \sin(k(L_1 + L_2)) - \frac{k}{\gamma} \sin(kL_2) \cosh(\gamma L_1) + \cos(kL_2) \sinh(\gamma L_1) \right\} \right. \\ \left. + \left(\frac{k}{\gamma} \right)^2 \sin^2(k(L_1 + L_2)) + \frac{k}{2\gamma} \sin(2k(L_1 + L_2)) \right] \quad (7)$$

이다. 이 입력임피던스를 구성하고 있는 성분 중 X_1 은 z 축 방향으로 흐르는 전류에 의해서 생성된 고차모드 TM_{mn} 에 의해서 나타난 임피던스이다. 그리고 저항성분 R 과 리액턴스성분 X_2 는 루프의 y 축 방향으로 흐르는 전류에 의하여 생성된 기본 모드 TE_{10} 에 의해서 나타나며 리액턴스 X_3 과 X_4 는 각각 모드가 ($m > 1, n = 0$)과 ($m \geq 1, n > 0$)인 고차모드 TE_{mn} 에 의해 나타난다.

식 (1)로부터 입력임피던스의 계산 결과는 반경이 작고 루프구조가 작은 경우에 유효하다. 그 이유는 입력임피던스 유도과정이 어렵고 복잡하여 해를 근사계산하였기 때문이다. 그가 제시한 입력임피던스 식을 토대로 급전선의 내부도체 반경이 $r/\lambda_0 = 0.033$ 인 엔드론치형 어댑터는 정재파비 2기준 하에서 16.9%의 대역을 갖는다. 여기서 λ_0 는 상용 구형도파관인 WR90의 동작 주파수대역에 대한 중심주파수의 자유공간 파장이다.

3. Saad의 해석법

Saad는 Deshpande의 루프해석 모델이 갖는 문제점을 개선하기 위하여 전계와 입력임피던스 유도과정을 보완하였다. 최종 입력임피던스 식은 전계와 전류밀도의 내적에 대한 특수함수 적분을 통하여 계산되며 이 식의 해에는 수정된 2종 베셀함수가 포함된다.

식 (8)은 Saad가 제시한 ‘-’자형 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스 유도식이다^[29].

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R_{in} + jX_{in} \\ &= R_{in} + j(X_1 + X_2 + X_3) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 R_{in} 은 그가 제시한 입력임피던스의 저항성분이고 X_{in} 은 리액턴스성분이다. 입력임피던스의 저항성분과 리액턴스성분의 결과는 각각 식 (9)~(12)와 같다.

$$R_{in} = p^2 S_1^2 Z_g \quad (9)$$

$$X_1 = \frac{120\pi}{kab} \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 \sum_{m=1}^{\infty} (X_{1nAB} + X_{1nBC}), \quad (m,n) \neq (1,0) \quad (10)$$

$$X_2 = \frac{120\pi}{kab} \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 \sum_{m=1}^{\infty} S_6 S_{6r} X_{2m} \quad (11)$$

$$X_3 = p^2 S_1 C_1 Z_g \quad (12)$$

여기서 저항성분 R 과 리액턴스 X_3 는 y 축 방향으로 흐르는 전류로부터 여기된 기본모드 TE_{10} 에 의해 나타난 것이며 X_1 은 m 과 n 이 1과 0인 때를 제외한 고차모드인 TE_{mn} ($m \geq 1, n \geq 0$)에 의하여 나타난 리액턴스이고, 리액턴스 X_2 는 z 축과 평행하게 흐르는 전류에 의해 여기된 모드 TM_{mn} 에 의해 나타낸 것이다. 그리고 입력임피던스의 계산에서 정의되지 않는 변수 및 식은 다음과 같다.

$$\left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 = \frac{1}{\cos^2(k(L_1 + L_2))} \quad (13)$$

$$p^2 = \frac{2}{k^2 ab} \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 S_4 S_{4r} S_2^2 \quad (14)$$

$$X_{1nAB} = 2k_{cnn}^{-2} b' L_2 S_7 S_9 f_1 e^{-\alpha_{mn}(L_1+r)} \quad (15)$$

$$X_{1nBC} = \frac{1 + \delta_{0n}}{4\alpha_{mn}} S_9^2 (k^2 - b'^2) L_2^2 (1 - e^{-2\alpha_{mn}L_1}) e^{-\alpha_{mn}r} \quad (16)$$

$$X_{2m} = -\frac{2b}{\pi} C_2^2 [K_0(a'r) - K_0(2a'L_2)] + \sum_{n=1}^{\infty} (X_{2nAB} + X_{2nBC} + X_{2ns}) \quad (17)$$

$$X_{2nAB} = 2S_7 S_{7r} f_2 \alpha_{mn} / k_{cmn}^2 \quad (18)$$

$$X_{2nBC} = b L_2 S_{7r} S_9 f_3 \alpha_{mn} / k_{cmn}^2 \quad (19)$$

$$X_{2ns} = -\frac{2b}{\pi} C_2^2 \{K_0[a'(2nb+r)] + K_0[a'(2nb-r)] \\ - K_0[2a'(nb+L_2)] - K_0[2a'(nb-L_2)]\} \quad (20)$$

$$Z_g = \omega\mu/\beta \quad (21)$$

$$f_1 = kS_3 - kS_2 \cosh(\alpha_{mn} L_1) + \alpha_{mn} C_2 \sinh(\alpha_{mn} L_1) \quad (22)$$

$$f_2 = \frac{2k}{\alpha_{mn}} S_3 \left(C_3 + \frac{kS_3}{\alpha_{mn}} \right) + \left(\frac{kS_2}{\alpha_{mn}} \right)^2 + f_4 \left(f_4 - \frac{4kS_3}{\alpha_{mn}} \right) + C_2^2 \left(\frac{k_{cmn}}{\alpha_{mn}} - 1 \right) \quad (23)$$

$$f_3 = e^{-\alpha_{mn} L_1} (2C_3 - f_4) + \frac{k}{\alpha_{mn}} S_2 + C_2 \left(\frac{2}{b'L_2} C_2 \frac{S_7}{S_9} \frac{k_{cmn}}{\alpha_{mn}} - 1 \right) \quad (24)$$

$$f_4 = e^{-\alpha_{mn} L_1} \left(C_2 + \frac{kS_2}{\alpha_{mn}} \right) \quad (25)$$

$$S_1 = \sin(\beta L_1), \quad C_1 = \cos(\beta L_1) \quad (26)$$

$$S_2 = \sin(kL_2), \quad C_2 = \cos(kL_2) \quad (27)$$

$$S_3 = \sin(k(L_1 + L_2)), \quad C_3 = \cos(k(L_1 + L_2)) \quad (28)$$

$$S_4 = \sin\left(\frac{\pi x_o}{a}\right), \quad S_{4r} = \sin\left(\frac{\pi}{a}(x_o - r)\right) \quad (29)$$

$$S_6 = \sin(a'x_o), \quad S_{6r} = \sin(a'(x_o - r)) \quad (30)$$

$$S_7 = \sin(b'L_2), \quad S_{7r} = \sin(b'(L_2 + r)) \quad (31)$$

$$S_9 = \frac{\sin((b'-k)L_2)}{(b'-k)L_2} + \frac{\sin((b'+k)L_2)}{(b'+k)L_2} \quad (32)$$

여기서 $a' = m\pi/a$, $b' = n\pi/b$, k_{cmn} 은 차단 전파상수, β 는 위상정수, α_{mn} 은 감쇄상수 이고, δ_{0n} 은 크로네커 델타함수(Kronecker delta function)로써 $n=0$ 일 때 1의 값을 갖고 $n \neq 0$ 이면 0이다. 그리고 a , b , x_o , L_1 및 L_2 는 그림 1에서 나타난 구조변수와 동일하다.

그가 제안한 엔드론치형 어댑터의 성능은 WR90 도파관 및 중심주파수 9.65GHz 기준 하에서 내부도체의 반경이 $0.016\lambda_0 \sim 0.025\lambda_0$ 범위 내에서 양호한 특성을 갖는다. 그 이유는 자계 벡터포텐셜을 유도하는 과정에서 Deshpande와 동일하게 루프의 반경을 0이라 가정하였기 때문이다. 여기서 λ_0 는 상용 구형도파관 WR90에 대한 중심주파수의 자유공간 파장이다. 그리고 그는 제작 및 조립상의 오차로 인하여 발생하는 문제를 보상하고 대역 특성을 개선하기 위하여 튜닝 스크루 사용을 권고하였다.

4. FIM 해석법

기존에 제시된 선행연구에서는 루프결합구조의 마그네틱 벡터포텐셜과 도파관 내부의 전계 유도과정 그리고 입력임피던스를 유도하는 과정에서 근사화 기법이 적용되었다^[35-38]. 그 결과 입력임피던스 해석식은 제한된 구조에서만 신뢰할 수 있었다. FIM(full-wave impedance mode) 해석법은 이러한 방법의 문제점을 개선하기 위하여 해석과정에서 근사화 없이 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스를 계산하는 방법이다. 이 입력임피던스를 계산하기 위하여 전송선이론, 헬름홀츠 파동방정식, 로렌츠 게이지 조건 및 에너지 가역정리를 이용한다. 이를 근거로 루프의 전류와 도파관 내의 전계 그리고 입력임피던스를 유도한다. 어댑터의 입력임피던스는 y 축 방향의 임피던스와 z 축 방향의 임피던스로 나타나며, 다음과 같이 표현한다^[41-43].

$$Z_{in} = \left(\frac{I_0}{I_{in}} \right)^2 \frac{1}{(2\pi)^2 ab} \left[\sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left\{ \frac{\epsilon_n k^2}{\gamma} A_{mn}^2 \sin\left(\frac{m\pi x_0}{a}\right) (B_{mn,1} + B_{mn,2}) C_{mn} D_{mn} \right\} - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{E_{mn}^2}{\gamma(k^2 + \gamma^2)} (F_{mn,1} + F_{mn,2} + F_{mn,3}) \right\} \right] \quad (33)$$

여기서 $(I_0/I_m)^2$ 은 식 (13)과 동일하며 a, b 및 x_o 는 그림 1에서 나타난 구조 변수이다. 그리고 식 (33)에서 정의되지 않는 변수들은

$$A_{mn} = \frac{1}{k^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \left[\frac{n\pi}{bk} \sin\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \cos(kL_2) - \sin(kL_2) \cos\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \right] \quad (34)$$

$$B_{mn,1} = e^{\gamma L_1} \left[2\pi I_0(\gamma c_i) J_0\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) + 4\pi \sum_{s=1}^{\infty} \left\{ (-1)^s \cos(s\pi) I_{2s}(\gamma c_i) J_{2s}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \right\} \right] \quad (35a)$$

$$B_{mn,2} = e^{-\gamma L_1} \left[2\pi I_0(-\gamma c_i) J_0\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) + 4\pi \sum_{s=1}^{\infty} \left\{ (-1)^s \cos(s\pi) I_{2s}(-\gamma c_i) J_{2s}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \right\} \right] \quad (35b)$$

$$C_{mn} = j\omega\mu + \frac{1}{j\omega\epsilon} \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 \quad (36)$$

$$D_{mn} = \sin\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) e^{-\gamma L_1} \left[2\pi I_0(-\gamma c_i) J_0\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) + 4\pi \sum_{s=1}^{\infty} \left\{ (-1)^s \cos(s\pi) I_{2s}(-\gamma c_i) J_{2s}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \right\} \right] \quad (37)$$

$$E_{mn} = \sin\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) \left[2\pi J_0\left(\frac{m\pi x_o}{a}\right) J_0\left(\frac{n\pi L_2}{b}\right) + \sum_{s=1}^{\infty} \sum_{t=1}^{\infty} \left\{ J_{2s}\left(\frac{n\pi c_i}{b}\right) (-1)^t J_{2t}\left(\frac{m\pi c_i}{a}\right) \left(\frac{\sin(4(s-t)\pi)}{s-t}\right) \right\} \right] \quad (38)$$

$$F_{mn,1} = \left(-j\omega\mu\gamma - \frac{\gamma k^2}{j\omega\epsilon} \right) \frac{\sin(2k(L_1 + L_2)) - \sin(2kL_2) + 2kL_1}{4k} \quad (39a)$$

$$F_{mn,2} = \left(j\omega\mu\gamma - \frac{\gamma k^2}{j\omega\epsilon} \right) e^{-\gamma L_1} \frac{(\gamma \cos(kL_2) + k \sin(kL_2))}{2(k^2 + \gamma^2)} + [\gamma e^{-\gamma L_1} \cos(kL_2) - \gamma e^{\gamma L_1} \cos(kL_2) - 2k \sin(k(L_1 + L_2)) + k e^{\gamma L_1} \sin(kL_2) + k e^{-\gamma L_1} \sin(kL_2)] \quad (39b)$$

$$F_{mn,3} = \frac{k \sin(k(L_1 + L_2))}{k^2 + \gamma^2} \left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) \quad (39c)$$

$$[k \sin(k(L_1 + L_2)) + \gamma \cos(k(L_1 + L_2)) - \gamma e^{-\gamma L_1} \cos(kL_2) - k e^{-\gamma L_1} \sin(kL_2)]$$

이다. 여기에서 L_1 및 L_2 는 그림 1에서 나타난 구조변수와 동일하다. 그리고 최종식의 유도과정에서 특수함수적분에서는 식 (35)와 식 (37)에서와 같이 수정된 1종 베셀함수와 1종 베셀함수의 해로 유도하였다. 그리고 식 (35)와 식 (37)의 대괄호 안의 두 번째 항에서 총합을 나타내는 시그마 연산자 내에 있는 항들은 각 식의 결과에 미치는 영향이 극히 작기 때문에 계산과정에서 무시하여도 무방하다. 또한 식 (38)의 대괄호 안의 두 번째 항에서 시그마 연산자 내의 계산결과는 극히 작기 때문에 무시하여도 입력임피던스에 거의 영향을 주지 않는다.

그림 2는 어댑터의 설계 제원이 루프의 길이 L_1 이 13.4mm이고, 길이 L_2 는 4.2mm, 급전선 내부도체의 반경이 1mm, 윗셋 길이는 5.9mm이며, 급전선의 특성임피던스가 50Ω일 때 제안된 해석식으로부터 계산한 정재파비와 HFSS를 이용하여 해석한 결과를 비교하여 나타낸 것이다. 이 어댑터는 정재파비 2이하인 기준에서 7.15GHz~10.6GHz 대역을 갖는다. 그리고 대역내 삽입손실은 0.5dB이며 평탄도(flatness)는 최

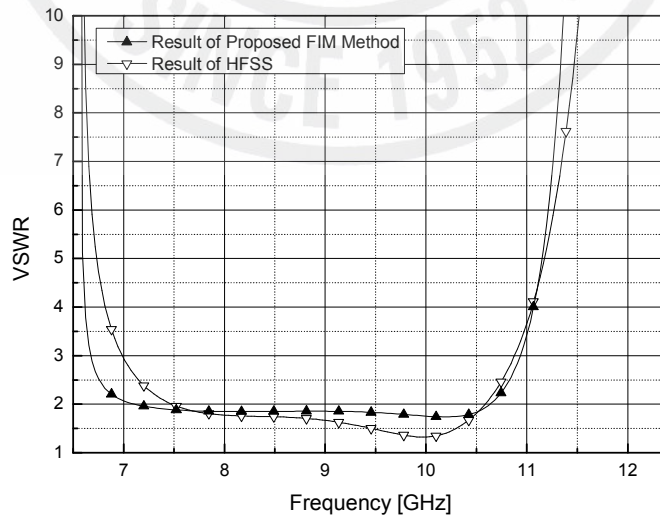


그림 2. 제안된 FIM 해석식의 계산결과와 HFSS의 해석결과간의 비교

대 0.17dB이다. 이 구조에 대한 상용 해석툴 HFSS의 해석결과에서 정재파비가 2이하인 기준일 때 어댑터는 7.5GHz~10.6GHz 대역을 가지며, 대역내 삽입손실은 0.5dB, 평탄도는 최대 0.4dB이다. 제안된 FIM 해석법에 의하여 계산한 정재파비와 삽입손실에서 대역폭은 3.45GHz이고 HFSS 해석결과에서 대역폭은 3.1GHz로 0.35GHz 차이를 보였다. 해석식의 설계결과와 HFSS의 해석결과는 대역내에서 약간의 차이는 있으나 전반적인 특성은 일치하였다. 대역내에서 약간의 특성차이는 루프구조에 포함된 곡선밴드에 의하여 나타난다.



Ⅲ. 다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터 해석

1. 다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터 구조

단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 고출력 시스템에 사용할 수 있고 그 구조가 간단하여 다른 형태의 엔드론치형 어댑터와 비교하였을 때 제조비용이 저렴하지만 협대역 특성을 갖는다. 이 루프구조의 장점을 유지하면서 단점인 협

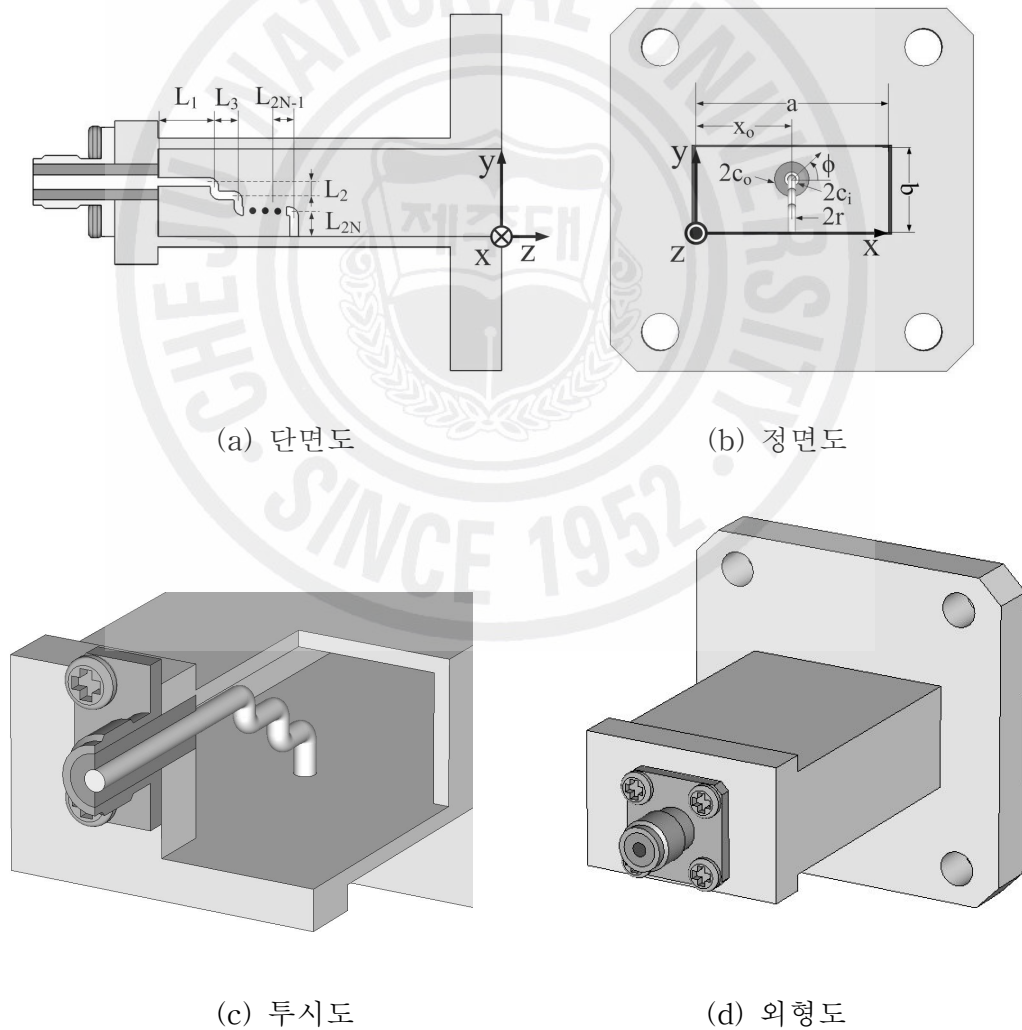


그림 3. 다단 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 구조

대역 특성을 개선이 된다면 기존의 사용되고 있는 고비용 어댑터를 대체할 수 있는 새로운 엔드론치형 어댑터가 될 것이다. 이 장에서는 단일 루프구조가 갖는 단점을 개선하기 위한 다단 루프구조를 갖는 새로운 엔드론치형 어댑터를 제안하고 이를 해석한다.

그림 3은 다단 루프구조를 갖는 새로운 어댑터의 구조를 나타낸 것이다. 그림 3에서 어댑터 좌표축은 도파관 플랜지면이 기준이 되고 동축선과 구형도파관의 경계면은 $z=0$ 라 둔다. 이 어댑터는 동축선과 다단 루프구조 그리고 구형도파관으로 구성된다. ‘-’자형 구조가 계단처럼 단의 수만큼 연결된 다단 루프구조는 한쪽 끝이 동축선의 내부도체와 연결되어 있고 그 반대편 끝은 구형도파관의 광벽에 단락되어 있다. 다단 루프구조를 세부적으로 살펴보면 루프의 길이는 동축선과 도파관의 경계면에서 순차적으로 $L_1, L_2, \dots, L_{2N-1}, L_{2N}$ 으로 정의한다. 여기서 길이의 아래첨자가 홀수번일 때는 그 길이가 z 방향으로 놓인 것이고 짝수번일 때는 y 방향으로 놓인 것을 가리킨다. 그리고 구형도파관의 협벽으로부터 떨어진 윗쪽 길이는 x_0 , 동축선에 포함된 유전체의 상대 유전율은 ϵ_r 이고 내부도체의 반경과 외부 반경은 각각 c_i 와 c_o , 루프의 도선반경은 r 로 정의하며, 본 논문에서 c_i 와 r 은 동일한 값을 갖는다.

이 엔드론치형 어댑터는 동축선의 TEM 모드 신호를 구형도파관의 기본모드인 TE_{10} 모드 신호로 바꿔 전달시키는 일종의 모드 변환기이다. 그러나 엔드론치형 어댑터의 구조가 동축선과 도파관의 불연속면 그리고 끝이 단락된 다단 루프구조에 의하여 어댑터 내부에는 기본 모드 이외의 전파모드들이 존재한다. 이 전파모드들은 각 루프에 흐르는 전류들에 의해 형성된다. 이 전류들은 구형도파관과 평행하게 놓인 구간($L_1, L_3, \dots, L_{2N-1}$)의 z 방향 전류들과 구형도파관의 광벽에 수직방향으로 놓인 구간(L_2, L_4, \dots, L_{2N})의 y 방향 전류들로 나뉘지며 z 방향의 전류들은 TM_{mn} 모드를, y 방향의 전류들은 TE_{mn} 모드를 여기시킨다. 이 모드들은 엔드론치형 어댑터 내부에 혼성모드(hybrid mode)로 존재한다. 따라서 동축선의 TEM 모드를 구형도파관의 기본모드인 TE_{10} 모드로 잘 변환될 수 있도록 엔드론치형 어댑터의 다단 루프결합구조를 적절히 선택해야 한다. 적절히 선택된 다단 구조는 일종의 임피던스 변환기처럼 동작하여 어댑터가 광대역 특성을 갖도록 만든다.

엔드론치형 어댑터를 설계함에 있어서 도파관 내부로 신호원을 전달하는 다단 루프결합구조는 신호전달특성과 대역폭 그리고 반사손실 특성에 커다란 영향을 미친다. 따라서 다단 루프결합 급전구조를 갖는 어댑터의 입력임피던스 식은 어댑터의 해석과정에서 매우 중요한 사안이다.

2. 다단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 입력임피던스 해석

다단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 입력임피던스는 에너지 가역정리를 이용하여 루프의 전류밀도와 도파관 내의 전계로부터 얻는다. 루프의 전류밀도는 전송선 이론으로부터 단락선로의 전류 정재파로부터 정의되고 도파관 내의 전계는 마그네틱 벡터포텐셜에 대한 헬름홀츠 파동방정식(Helmholtz wave equation)으로부터 얻을 수 있다.

1) 헬름홀츠 파동방정식

단순매질(linear, isotropic, homogeneous)에서의 시변 맥스웰 방정식(Maxwell equation)은 다음과 같다.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (40a)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega\epsilon\mathbf{E} + \mathbf{J} \quad (40b)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (40c)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (40d)$$

여기서 전계 \mathbf{E} 와 자계 \mathbf{H} 는 도체가 아닌 매질 혹은 자유 공간상에 분포하는 전 자계를 나타내며 전류 \mathbf{J} 는 도선에 흐르는 전도전류(conduction current)이다. 그리고 ω 는 각주파수를 나타내며 ϵ 는 매질의 유전율, μ 는 매질의 투자율, ρ_v 는 체적전 하밀도이다. 식 (40d)를 벡터 항등식(vector identity)에 적용하여 자계 벡터포텐셜

을 정의하고 이것을 기반으로 식 (40a)와 식 (40b)에 대입하여 벡터포텐셜 \mathbf{A} 에 대한 방정식으로 정리하면 헬름홀츠 파동방정식을 얻을 수 있다.

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = -\mathbf{J} \quad (41)$$

여기서 k 는 자유공간에서의 전파상수이다. 식 (41)의 파동방정식의 해를 구하기 위해서는 전도전류가 필요하며 이 전류에 대한 정의는 다음 소절에서 다룬다.

2) 다단 루프구조의 전류

다단 루프는 동축선과 도파관 경계면에서 시작되어 도파관 광벽에 단락되어 있다. 전송선이론으로부터 끝이 단락된 전송선은 단락 지점에서 종단임피던스는 0이 되고, 전압은 최소가 되며 전류는 최대가 된다. 그리고 전류의 정재파는 단락지점에서부터 코사인 함수로 나타난다. 동축선과 도파관 경계면에서의 입력단 전류 I_{in} 는 식 (42)와 같다.

$$I_{in} = I_0 \cos(kL_s) \quad (42)$$

여기서 L_s 는 단락지점을 기준으로 동축선과 도파관의 경계면까지 루프의 총 길이를 나타낸다. 그리고 I_0 는 루프에 분포하는 전류 정재파비의 최대 크기이고, N 은 루프의 단수이다. 식 (42)를 루프의 단면적 $2\pi r$ 로 나누면 루프의 표면 전류밀도가 된다. y 방향 성분과 z 방향 성분 그리고 옵셋 위치에 따라 전류의 연속성을 고려한 다단루프구조의 전류밀도 식을 다음과 같이 표현한다.

$$\mathbf{J} = \frac{I_0}{2\pi r} \sum_{i=1}^N [J_{y,i} \mathbf{a}_y + J_{z,i} \mathbf{a}_z] \quad (43)$$

여기서 전류밀도의 각 성분들은

$$J_{y,i} = -\cos(ky)\delta(x - (x_o + r\cos(\phi)))\delta(z - (\zeta_i + r\sin(\phi))) \quad (44a)$$

$$(\eta_{B,i} \leq y \leq \eta_{T,i})$$

$$J_{z,i} = \cos(k(L_s - |z|))\delta(x - (x_o + r\cos(\phi)))\delta(y - (\xi_i + r\sin(\phi))) \quad (44b)$$

$$(\tau_{B,i} \leq z \leq \tau_{T,i})$$

이다. 여기서 δ 는 크로네커 델타함수로써 전류소스가 존재하는 좌표를 나타낸다. ζ_i 는 y 방향으로 흐르는 i 번째 전류에 대하여 z 축으로부터 떨어진 거리이고, ξ_i 는 z 축 방향으로 흐르는 i 번째 전류에 대하여 y 축으로부터 떨어진 거리이다. 그리고 $\eta_{T,i}$ 와 $\eta_{B,i}$ 는 i 번째의 전류 구간에 대하여 y 축의 상한과 하한을 나타내며 $\tau_{T,i}$ 와 $\tau_{B,i}$ 은 z 축의 상한과 하한을 나타낸다. 이 변수들의 세부적인 값은 부록 \mathcal{A} 의 식 (\mathcal{A} -4)에 나타내었다. 이 전류의 정의는 파동방정식에 적용되어 해를 찾는 데 사용되고 세부 정의과정은 부록 \mathcal{A} 의 $\mathcal{A}.1$ 항에 나타내었다.

3) 마그네틱 벡터포텐셜

전송선이론으로부터 정의된 전류밀도의 식 (43)을 헬몰츠 파동방정식인 식 (41)에 대입하고 구형도파관내의 경계조건을 만족하는 방정식의 해인 자계 벡터포텐셜 \mathbf{A} 를 유도한다.

$$\mathbf{A} = \sum_{i=1}^N [A_{y,i} \mathbf{a}_y + A_{z,i} \mathbf{a}_z] \quad (45)$$

여기서 벡터포텐셜 \mathbf{A} 의 각 성분들은

$$A_{y,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{\epsilon_n}{ab\gamma} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \int J_{y,i} \sin(k_x x') \cos(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} dv' \right] \quad (46a)$$

$$A_{z,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{1}{2ab\gamma} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \int J_{z,i} \sin(k_x x') \sin(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} dv' \right] \quad (46b)$$

이다. 그리고 γ 와 (m,n) 은 각각 구형도파관 내의 전파상수와 전파모드를 나타내며, k_x 와 k_y 는 도파관내에서 전파상수의 고유치(eigenvalue)이며 각각 $m\pi/a$ 와 $n\pi/b$ 이고, ϵ_n 은 노이만(Neumann)상수이며 $n=0$ 일 때 1의 값을 갖고 $n \neq 0$ 일 때 2의 값을 갖는다. 식 (46)에서 적분 내에 포함된 적분변수의 프라임(')표시는 전류원이 존재하는 영역의 변수를 나타내고 프라임 표시가 없는 적분인자는 전자계가 존재하는 영역의 변수를 나타낸다. 마그네틱 벡터포텐셜의 세부유도과정은 부록 A의 A.2항에 나타내었다. 식 (46)의 우변 적분은 전류가 루프의 표면에 분포하기 때문에 체적적분을 표면적분으로 바꿀 수 있다. 이 때 적분변수 $dv' (= dx' dy' dz')$ 는 y 방향 전류와 관련된 적분에서 $rd\phi' dy'$ 이 되고 z 방향 전류와 관련된 적분에서 $rd\phi' dz'$ 가 된다. 그리고 영상이론(image theory)과 베셀함수에 관한 참고문헌 [27] 그리고 [28]의 관계식을 이용하여 식 (46)을 적분하면 식 (47)의 결과를 얻는다. 이에 대한 세부 유도과정은 부록 A의 A.3항에 나타내었다.

$$A_{y,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{I_0}{2\pi} \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} A_{ya,i}^{mn} A_{yb,i}^{mn} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z} \quad (47a)$$

$$A_{z,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_0}{2\pi} A_{za,i}^{mn} A_{zb,i}^{mn} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \left\{ A_{zc1,i}^{mn} e^{-\gamma z} + A_{zc2,i}^{mn} e^{-\gamma z} + A_{zc3,i}^{mn} e^{-\gamma z} + A_{zc4,i}^{mn} e^{\gamma z} + 2\gamma \cos(k(L_s - z)) \right\} \quad (47b)$$

여기서 $A_{ya,i}^{mn}$, $A_{yb,i}^{mn}$, $A_{za,i}^{mn}$, $A_{zb,i}^{mn}$, $A_{zc1,i}^{mn}$, $A_{zc2,i}^{mn}$, $A_{zc3,i}^{mn}$ 및 $A_{zc4,i}^{mn}$ 은 부록 B의 식 (B-1)~(B-8)에 나타내었다.

4) 도파관내의 전계

유도된 벡터포텐셜을 토대로 로렌츠 게이지 조건에 적용하여 구형도파관 내의 전계 \mathbf{E} 를 구할 수 있다. 로렌츠 게이지 조건은

$$\mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{A} + \frac{1}{j\omega\epsilon}\nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) \quad (48)$$

이다. 식 (47)를 식 (48)에 대입하여 전계를 구할 수 있으며 이 전계는 y 축 성분과 z 축 성분의 합으로 다음과 같이 표현한다.

$$\mathbf{E} = \sum_{i=1}^N [E_{y,i} \mathbf{a}_y + E_{z,i} \mathbf{a}_z] \quad (49)$$

여기서 전계의 각 성분들은

$$E_{y,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{I_0}{2\pi} \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} A_{ya,i}^{mn} A_{yb,i}^{mn} \left(j\omega\mu + \frac{k_y^2}{j\omega\epsilon} \right) \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z} \right] \quad (50a)$$

$$E_{z,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{I_0}{2\pi} A_{za,i}^{mn} A_{zb,i}^{mn} \sin(k_x x) \sin(k_x y) \left\{ \left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{ze1,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{ze2,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{ze3,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{ze4,i}^{mn} e^{\gamma z} + \left(-j\omega\mu - \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \right) 2\gamma \cos(k(L_s - z)) \right\} \right] \quad (50b)$$

이다.

5) 입력임피던스 및 반사계수

마지막 단계에서는 루프 결합구조를 갖는 동축선-구형도파관 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스 Z_{in} 을 계산한다. 에너지 가역정리를 이용하여 동축선과 구형도파관의 경계면에서의 루프 전류 밀도와 도파관 내부의 전계로부터 입력임피던스를 구할 수 있으며 그 결과는

$$\begin{aligned}
Z_{in} &= -\frac{1}{I_{in}^2} \int \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dv & (51) \\
&= -\frac{1}{I_{in}^2} \sum_{i=1}^N \left[\int E_{y,i} J_{y,i} dv + \int E_{z,i} J_{z,i} dv \right] \\
&= \sum_{i=1}^N [Z_{y,i} + Z_{z,i}]
\end{aligned}$$

이다. 여기서 입력임피던스의 각 성분들은

$$Z_{y,i} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{I_0^2}{(2\pi I_{in})^2} \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} (A_{ya,i}^{mn})^2 A_{yb,i}^{mn} \left\{ j\omega\mu + \frac{k_y^2}{j\omega\epsilon} \right\} B_{ya,i}^{mn} \right] \quad (52a)$$

$$\begin{aligned}
Z_{z,i} &= \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{-I_0^2}{(2\pi I_{in})^2} A_{za,i}^{mn} (A_{zb,i}^{mn})^2 & (52b) \\
&\left[\left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc1,i}^{mn} \frac{A_{zc1,i}^{mn} + A_{zc2,i}^{mn}}{k^2 + \gamma^2} \right. \\
&- \left. \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc2,i}^{mn} \frac{A_{zc1,i}^{mn} + A_{zc2,i}^{mn}}{k^2 + \gamma^2} \right. \\
&+ \left. A_{zc3,i}^{mn} \frac{A_{zc1,i}^{mn} + A_{zc2,i}^{mn}}{k^2 + \gamma^2} + A_{zc4,i}^{mn} \frac{B_{za,i}^{mn} + A_{zc3,i}^{mn}}{k^2 + \gamma^2} \right] \\
&- \left. \left(j\omega\mu + \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \right) 2\gamma C_{za,i}^{mn} \right]
\end{aligned}$$

이고, $B_{ya,i}^{mn}, B_{za,i}^{mn}$, 및 $C_{za,i}^{mn}$ 은 부록에 식 (B-9)~(B-11)에 나타내었다. 입력임피던스를 계산하기 위한 식 (51)의 세부 적분과정은 부록 A.4항에 나타내었다.

IV. 엔드론치형 어댑터의 특성 분석

1. 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 특성

엔드론치형 어댑터를 구성하는 구형도파관은 기본모드인 TE_{10} 의 차단주파수 이상의 신호만 통과시키고 그 이하의 신호는 차단시키는 일종의 고역통과 여파기 (high pass filter) 특성을 갖고 있다. 또한 도파관에는 기본모드이외에 고차모드들인 TE_{mn} 모드들과 TM_{mn} 모드들이 존재하지만 모두 각 모드들의 차단주파수보다 높은 주파수영역에서 해당되는 각 모드의 신호가 전파된다. 그러나 일반적으로 구형도파관에서는 신호를 원활히 전송시키기 위하여 기본모드인 TE_{10} 만 존재하는 주파수 대역이 사용된다. 그렇지만 그 대역내에서도 도파관 내에 원활한 신호 전달을 방해하는 장애물이 있다면 기본모드 신호가 그 장애물에 의하여 일부가 고차모드 신호로 변환된다. 이렇게 변환된 고차모드 신호는 도파관을 따라 계속 전파하지는 않지만 기본모드 신호의 전달을 방해한다. 본 논문에서 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 동축선 구조에서 구형도파관 구조로 변환되기 때문에 어댑터 내부에 기본모드 신호 이외에 고차모드 신호가 존재한다. 따라서 루프의 총 길이가 $3\lambda_g/8 \sim 4\lambda_g/8$ 범위 내에서 어댑터를 정확히 해석하기 위하여 20GHz 이하의 차단주파수를 갖는 7개의 관내모드들을 모두 고려한다.

본 논문에서는 구형도파관 내의 전파모드들에 대한 차단주파수 계산하기 위하여 최대 차단주파수 $f_{c,max}$ 를 지정하고 이 주파수로부터 모드 n 이 0일 때 모드 m 의 최댓값 M_{max} 를 구한다. 이 값을 이용하여 도파관 내의 모드(m, n)가 (M_{max}, M_{max}) 이 될 때까지 모두 계산하고, 이 과정에서 차단주파수가 $f_{c,max}$ 보다 작은 경우 모드와 주파수를 선별한다. 이 결과들을 낮은 차단주파수를 갖는 모드부터 높은 차단주파수를 갖는 모드 순으로 정렬하여 본 논문에서 제안한 어댑터 해석식의 계산과정에 사용한다. 이러한 과정에 대한 순서도를 부록 C의 그림 C-1에 나타내었으며, 상용도파관 WR90의 관내모드 및 차단주파수들은 부록 C의 표 C-1에 나타내었다.

1) 모드에 따른 특성분석

엔드론치형 구형도파관 어댑터에 대한 정확한 해석을 위해서는 고려해야 할 고차 모드의 수에 대하여 분석이 필요하다. 모드에 따른 특성을 분석하기 위하여 기존 선행 연구와 비교할 수 있는 단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 구형도파관 어댑터를 사용한다. 그리고 이 어댑터는 도파관 내부의 고차모드에 대한 영향을 최소화하기 위하여 넓은 주파수 대역에서 정재파비가 일정한 특성을 가져야 한다.

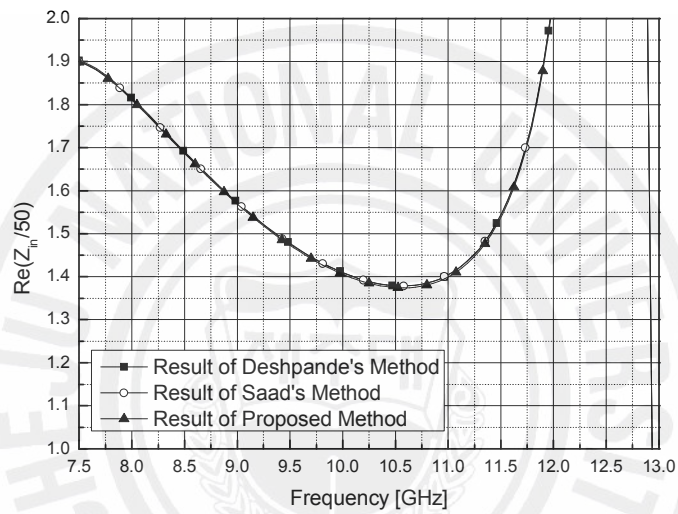
표 1은 앞에서 모드분석에 요구되는 조건을 만족하는 엔드론치형 어댑터의 초기 설계제원을 나타낸 것이다. 여기서 a 와 b 는 구형도파관의 광벽과 협벽의 길이를 나타낸 것이다. 이 도파관 제원은 상용 구형도파관인 WR90 규격을 만족한다. 그리고 r 은 급전선으로 쓰인 동축선에서 내부도선의 반경을 나타낸 것이며 급전선의 특성 임피던스는 50Ω 이다. L_1 은 루프의 z 축 방향의 길이, L_2 는 루프의 y 축 방향의 길이, x_o 는 도파관의 협벽으로부터 떨어진 옵셋 길이이다. 여기서 루프의 총 길이 ($L_1 + L_2$)는 관내파장의 반파장($\lambda_g/2$)으로 설정한다.

그림 4는 표 1에 나타낸 설계제원을 갖는 어댑터에 대하여 모드의 수가 2개일 때 어댑터의 특성을 선행 연구된 방법과 본 논문에서 제안한 방법으로 계산한 결과들을 비교한 것이다. 그림 4(a)와 4(b)는 어댑터의 정규화된 입력임피던스의 저항성분과 리액턴스성분을 계산하여 나타낸 것이다. 정규화된 입력임피던스는 동축선의 특성임피던스로 입력임피던스를 나눈 결과이며, 이후 모든 입력임피던스의 계산 결과는 정규화된 값으로 나타낸다. 저항성분은 7.5GHz부터 10.5GHz까지 감소하며 그 이후부터 증가하고 12.7GHz에서 최대가 된 후 다시 감소한다. 여기서 각 방법들로부터 계산된 결과들 간에 차이는 무시할 수 있을 만큼 매우 작다. 그리고 주파수 대역 7.5GHz~11.9GHz에서 저항성분은 약 1.37~1.9 값을 갖는다. 그림 4의 (b)에서 제안한

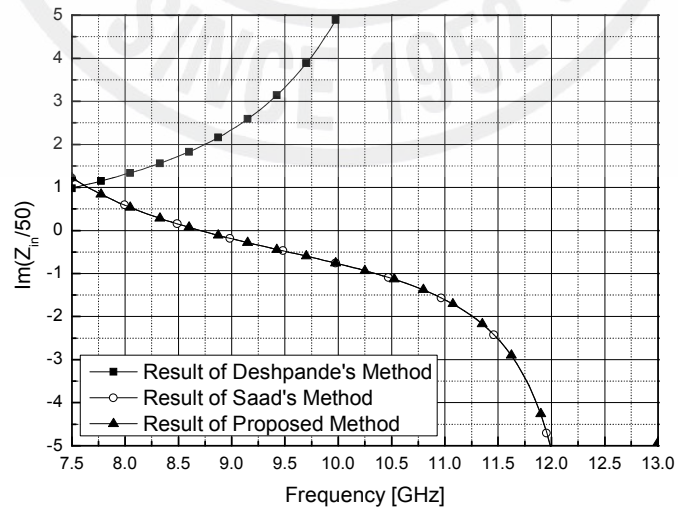
표 1. 단일 루프구조를 갖는 어댑터의 초기 설계제원

변수	설계 치수
a	22.86mm
b	10.16mm
r	0.455mm
L_1	13.10mm
L_2	4.58mm
x_o	11.43mm

방법과 Saad의 방법으로 계산한 리액턴스성분은 7.5GHz부터 12.73GHz까지 감소하며 그 이후부터 증가하는 특성을 갖는다. 그러나 Deshpande의 방법으로 계산한 결과는 그와 반대되는 특성이 나타난다. 그림 4에 나타낸 계산결과들로부터 저항성분은 도파관내의 기본모드에 의해서 나타나며 제안한 방법과 선행 연구된 방법들로 계산한 결과들 간에는 큰 차이가 나타나지 않는다. 그러나 Deshpande의 방법은 근사화된 해석식으로부터 리액턴스성분을 계산하고 Saad의 방법은 그의 해석식을 보



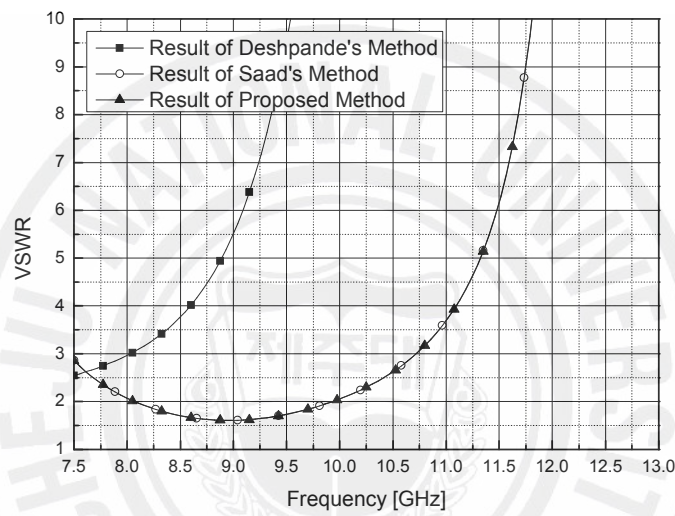
(a) 저항성분



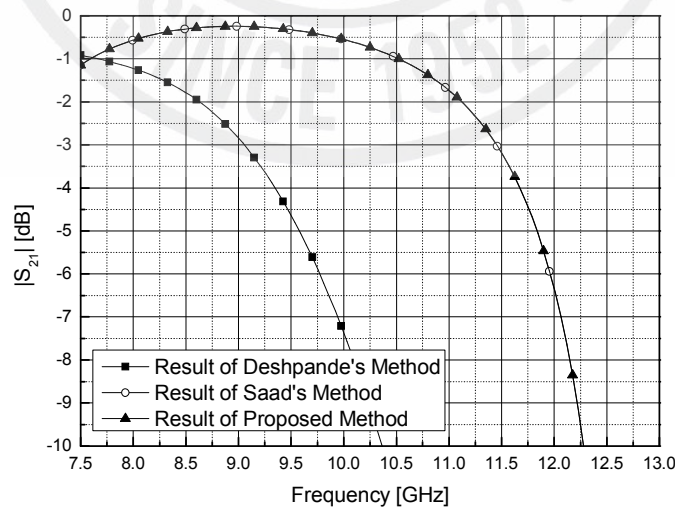
(b) 리액턴스성분

그림 4. 모드의 수가 2개일 때 어댑터 특성(계속)

완하여 리액턴스성분을 계산하기 때문에 그의 방법에 의한 계산결과는 Saad의 방법으로 계산한 결과 그리고 근사화된 식이 사용되지 않은 제안한 방법의 계산결과와 차이가 매우 크다. 그림 4(c)에서 정재파비가 2 이내인 주파수 대역은 제안한 방법으로 계산한 결과에서 8GHz~9.9GHz이고, Deshpande의 방법에서는 만족하는 대역이 없으며 Saad의 결과에서는 제안한 방법의 결과와 일치한다. 그림 4(d)에서 최대 삽입손실 0.5를 갖는 주파수 대역은 정재파비가 2 보다 작은 대역과 동일하며 이



(c) 정재파비

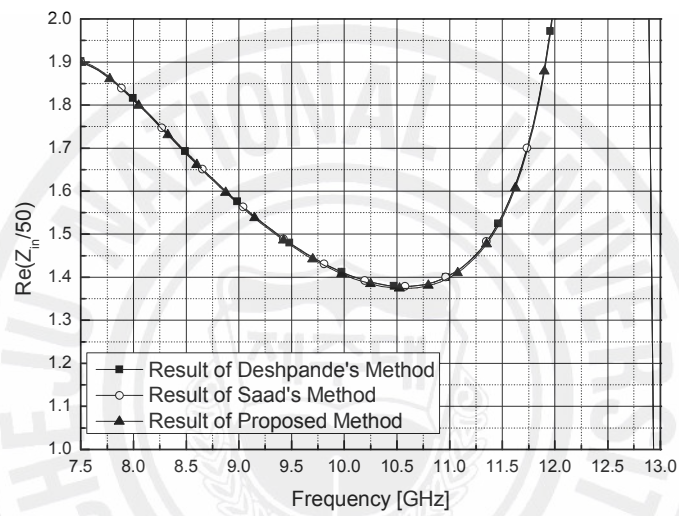


(d) 삽입손실

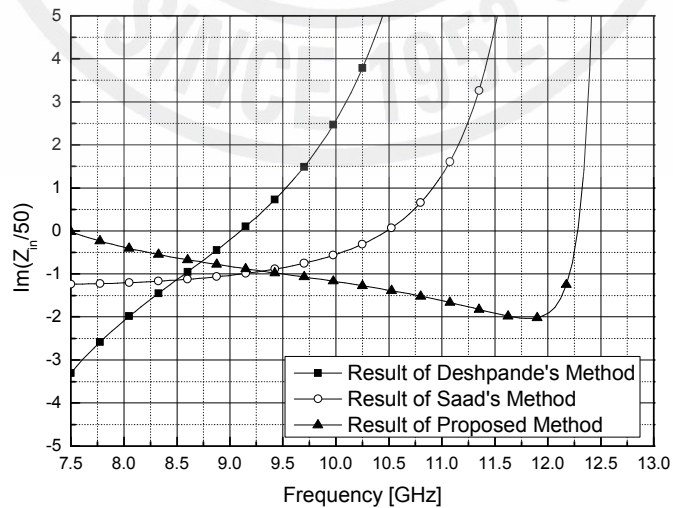
그림 4. 모드의 수가 2개일 때 어댑터 특성

대역내에서 삽입손실 평탄도는 최대 0.26dB이다.

그림 5는 표 1에 나타낸 설계제원을 갖는 어댑터에 대하여 모드의 수가 4개일 때 그림 4에 적용한 방법으로 그 특성을 나타낸 것이다. 그림 5(a)에서 저항성분은 앞서 고려한 결과와 동일하게 기본모드에서만 나타난다. 그림 5(b)에서 제안한 방법으로 계산한 리액턴스성분은 주파수가 증가해 감에 따라 감소하며 11.9GHz 이후부터 증가한다. Deshpande의 방법으로 계산한 결과에서는 리액턴스성분이 주파수에 따



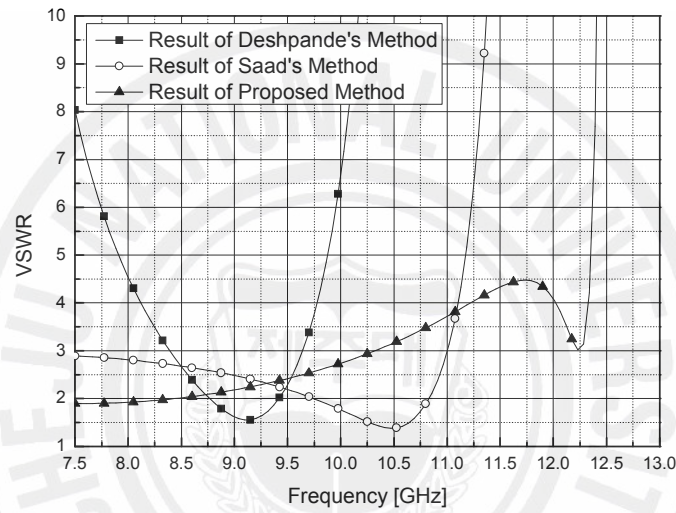
(a) 저항성분



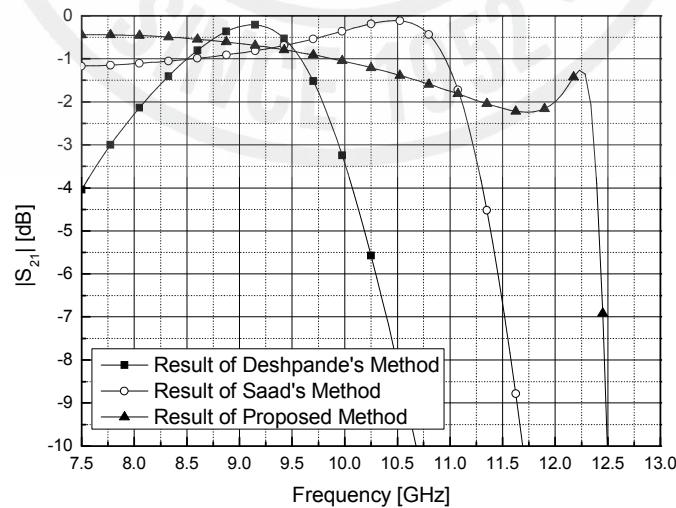
(b) 리액턴스성분

그림 5. 모드의 수가 4개일 때의 어댑터 특성(계속)

라 급격히 증가하고, Saad의 방법에서는 10.5GHz까지 완만하게 증가하며 그 이후부터 큰 변화량을 가지며 증가한다. 4개 모드를 고려하여 계산한 결과부터는 선행 연구된 방법과 제안한 방법 간에 차이가 매우 크다. 그림 5(c)에서 제안한 방법으로 계산한 정재파비는 11.75GHz까지 증가하며 그 이후부터 감소하고 12.25GHz부터 다시 급격하게 증가한다. Deshpande의 방법에 의한 계산결과에서는 아래로 볼록하고 9.15GHz에서 정재파비가 최솟값을 가지며 Saad의 방법에 의한 계산결과에서는 10.5



(c) 정재파비

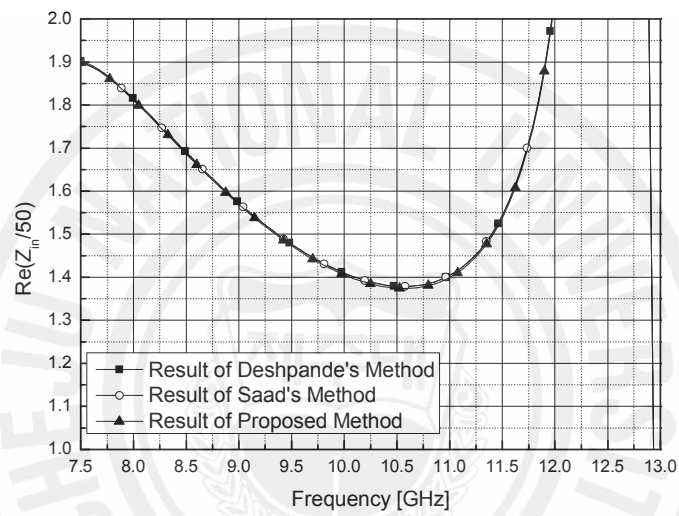


(d) 리액턴스성분

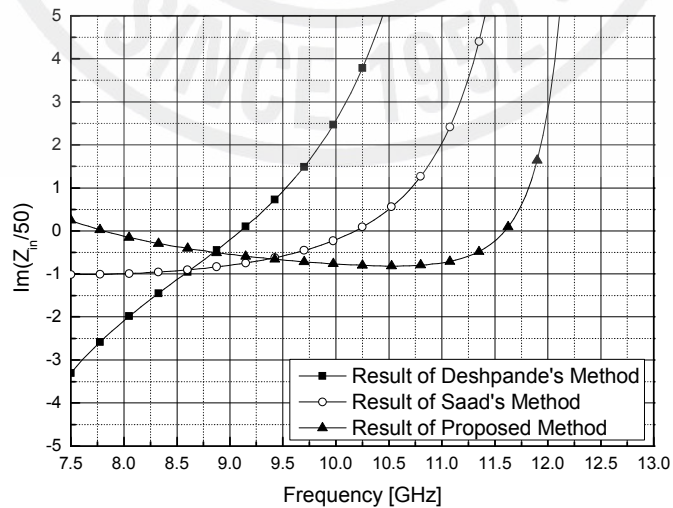
그림 5. 모드의 수가 4개일 때의 어댑터 특성

GHz까지 조금씩 감소하다 그 이후부터 크게 증가한다. 정재파비가 2 이하인 대역은 제안한 방법으로 계산한 결과에서 7.5GHz~8.5GHz이고 Deshpande의 방법에 의한 계산결과에서 8.75GHz~9.4GHz이며 Saad의 방법에 의한 계산결과에서 9.7GHz~10.8GHz이다. 그림 5(d)에서 삽입손실 0.5dB이하를 갖는 주파수대역은 정재파비가 2 보다 작은 대역과 동일하다.

그림 6은 표 1에 나타낸 설계제원을 갖는 어댑터에 대하여 모드의 수가 5개일 때



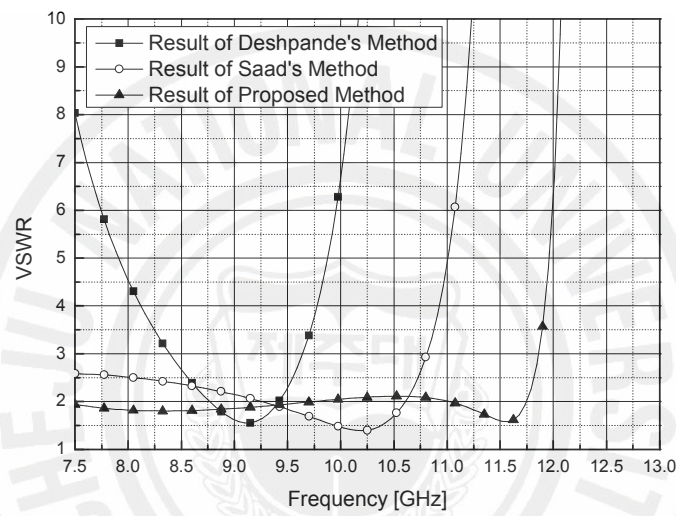
(a) 저항성분



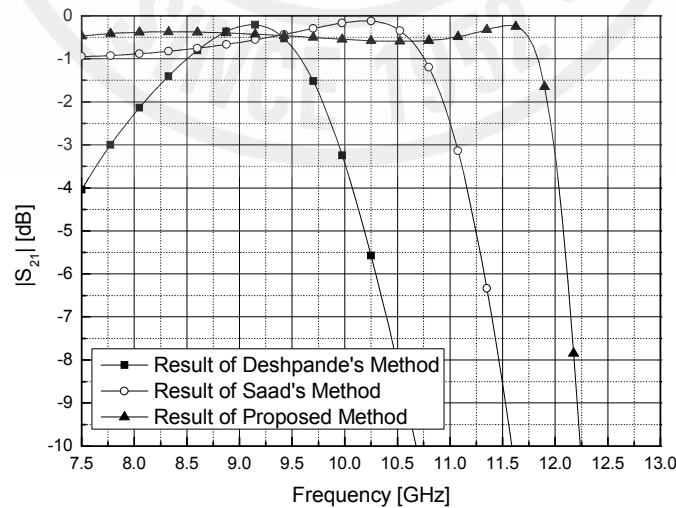
(b) 리액턴스성분

그림 6. 모드의 수가 5개일 때 어댑터 특성(계속)

그림 4에 적용한 방법으로 그 특성을 나타낸 것이다. 저항성분은 도파관내의 기본 모드에서만 나타나며, 그 결과는 앞에서 분석한 결과와 동일하다. 제안한 방법으로 계산한 리액턴스 성분은 10.5GHz까지 주파수가 증가해 감에 따라 서서히 감소하다가 10.5GHz이후부터 증가하며 11.5GHz부터 기울기도 크게 증가한다. Deshpande의 결과에서는 주파수에 따라 전반적으로 급격히 증가하고, Saad의 결과에서는 서서히 증가하다 10GHz를 지나면서 큰 증가율을 갖는다. 그림 6(c)에서 제안한 방법으로 계산



(c) 정재과비



(d) 삽입손실

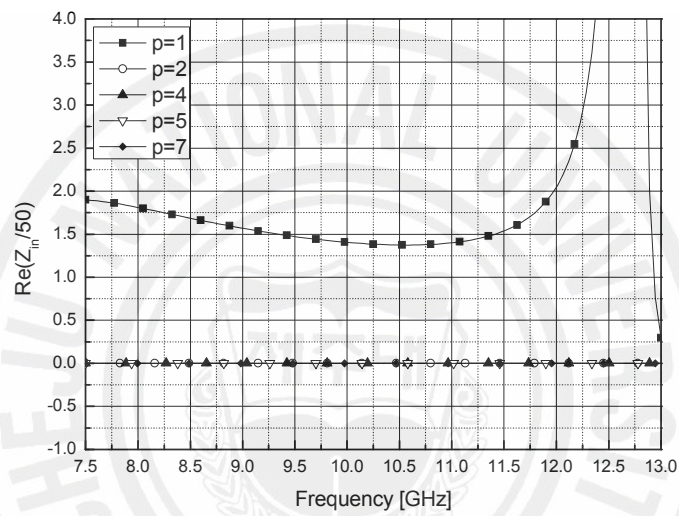
그림 6. 모드의 수가 5개일 때의 어댑터 특성

한 정재파비 특성은 정재파비 2 근처의 값을 갖다가 11.7GHz에서 최솟값 1.6을 갖는다. Deshpande의 결과에서는 정재파비 특성이 아래로 볼록하게 나타나며 9.15GHz에서 최솟값 1.55를 갖고 Saad의 결과에서는 10.25GHz에서 최솟값 1.39를 가지며 10.5GHz 이후부터 급격히 증가한다. 그리고 정재파비가 2 이하인 주파수 대역은 제안한 방법으로 계산한 결과에서 7.5GHz~9.75GHz과 10GHz~11.75GHz이고, Deshpande의 결과에서는 8.75GHz~9.43GHz 그리고 Saad의 결과에서는 9.26GHz~10.6GHz이다. 그림 6(d)에서 통과대역내에 삽입손실의 평탄도는 제안한 방법으로 계산한 결과에서 0.26dB이고, Deshpande의 결과에서는 0.5dB, Saad의 결과에서는 0.37dB이다.

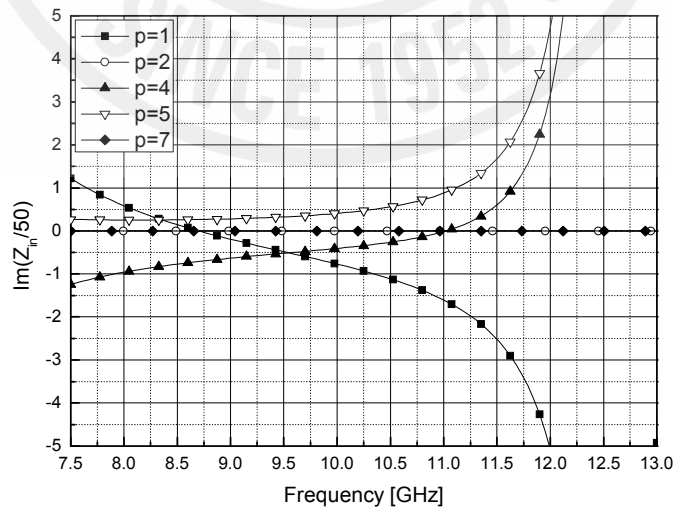
어댑터에서 입력임피던스의 저항성분은 루프구조의 y 축 방향으로 흐르는 전류로부터 여기된 TE_{10} 모드에 의해서 나타나며 리액턴스성분은 루프구조의 y 축 방향과 z 축 방향의 전류로부터 여기된 TE_{mn} 고차모드와 TM_{mn} 고차모드에 의해서 나타난다. 이러한 루프 전류와 도파관 내의 전파모드 간에 관계는 III장에서 설명하였으며 그림 4에서부터 그림 6에 나타난 계산결과들은 그 관계가 타당함을 보여준다. 입력임피던스의 저항성분은 제안한 방법의 계산결과와 선행 연구된 방법으로 계산한 결과들 간에 차이가 거의 없다. 공진주파수는 2개 모드 이상일 때 나타나며 모드가 2개 일 때 공진주파수는 8.7GHz이고 모드가 4개일 때는 7.5GHz와 12.26GHz, 5개일 때 공진주파수는 7.83GHz와 11.62GHz이다. 7개 모드 이상에서는 5개 모드의 리액턴스성분과 일치한다. Deshpande의 방법으로 계산한 결과에서 리액턴스성분의 공진주파수는 고려하는 모드의 수가 4개일 때와 모드의 수가 5개일 때는 9.1GHz로 서로 일치한다. 정재파비와 삽입손실은 공진주파수에서 정재파비와 삽입손실이 각각 최소가 되고 대역은 협대역 특성이 나타나며 전반적인 모드의 수는 4개에서 수렴한다. Saad의 방법으로 계산한 결과에서 리액턴스성분은 모드의 수가 2개일 때 음(-)의 기울기를 갖고 모드의 수가 4개 이상의 모드를 가질 때 양(+)의 기울기를 갖는다. 이 때 입력임피던스의 공진주파수는 모드의 수가 2개일 때 8.71GHz, 모드의 수가 4개일 때 10.5GHz, 5개일 때 10.2GHz이다. 모드 수가 7개 이상의 경우에 모드의 수가 5개일 때와 동일하며 수렴한다. 정재파비와 삽입손실의 대역특성은 모드의 수가 5개일 때까지 점차 좁아지며 상향 천이된다. Saad의 해석법에 의한 계산결과에서 정재파비와 삽입손실은 5개 모드를 고려한 경우에 한해서 제안한 방법으로 계산한 결과와 형태가 유사하지만 1.5GHz정도 주파수 차이가 있다.

그림 7은 표 1에 나타낸 설계제원을 제안한 방법으로 입력임피던스를 모드별 특성으로 계산하여 나타낸 것이다. 여기서 p 의 의미는 부록 C의 표 C-1에 나타내었다. 어댑터의 입력임피던스의 저항성분은 TE_{10} 모드에 의해서만 나타난다. 리액턴스 성분은 8.2GHz~12.4GHz 대역내에서 6차 모드부터는 0에 수렴한다.

그림 8은 표 1의 설계제원을 근거로 제안한 방법으로 고려한 모드의 수에 따라 어댑터의 특성을 계산하고 그 결과들을 나타낸 것이다. 여기서 $\Sigma(p=1)$ 표시는 첫



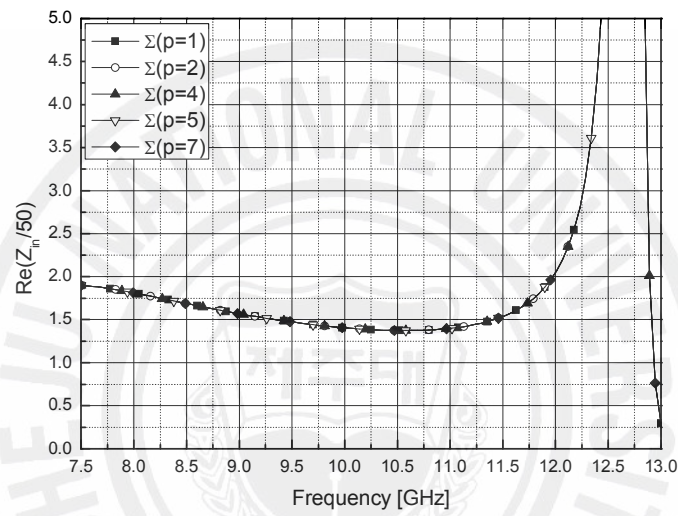
(a) 저항성분



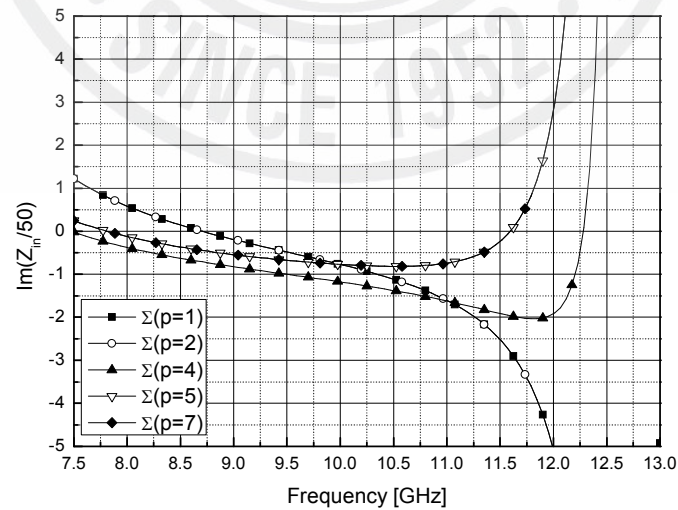
(b) 리액턴스성분

그림 7. 어댑터의 모드별 입력임피던스

번째 모드만을 계산한다는 의미이며, $\Sigma(p=7)$ 은 첫 번째 모드부터 7번째 모드까지 누적시켜 계산함을 의미한다. 저항성분은 기본모드에 의해서만 나타나기 때문에 차이가 없다. 리액턴스성분은 모드의 수가 누적될수록 7.5GHz~11.5GHz 대역내에서 변화량은 작으나 11.5GHz이상부터는 빠르게 변한다. 그리고 7차 모드부터 리액턴스 성분은 0으로 수렴한다. 그림 8(c)에서 모드의 누적상태에 따른 정재파비의 대역특성은 모드 수가 증가함에 따라 넓어지며 모드의 수가 5개일 때 최대가 되면서 대역



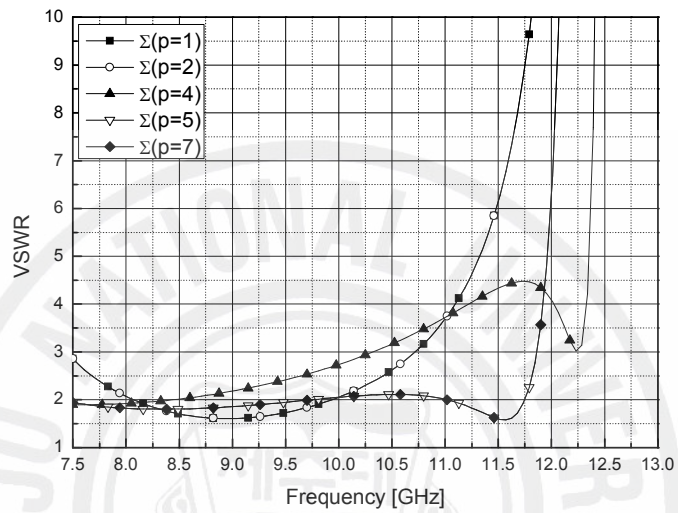
(a) 저항성분



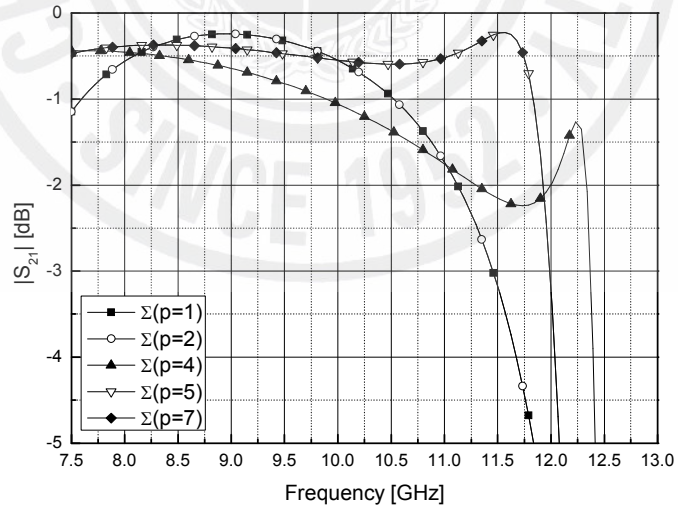
(b) 리액턴스성분

그림 8. 누적 모드 수에 따른 어댑터 특성(계속)

을 유지한다. 그림 8(d)에서 삽입손실은 고려된 모드의 수에 따라 정재파비와 동일한 대역특성을 갖는다. 단일 루프 구조를 갖는 어댑터의 특성을 개선하기 위해서는 옅셋을 조정하면 된다. 본 논문에서 옅셋을 중앙에 고정한 이유는 다단 루프구조를 갖는 어댑터와 비교하기 위함이다.



(c) 정재파비



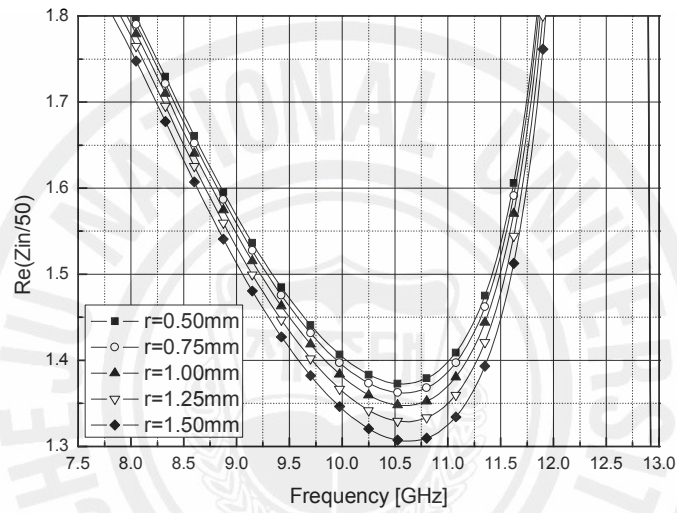
(d) 삽입손실

그림 8. 누적 모드 수에 따른 어댑터 특성

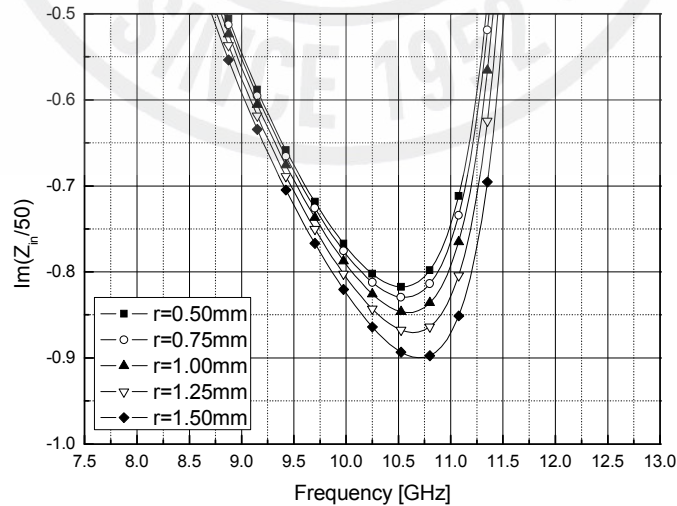
2) 설계 파라미터에 따른 특성분석

단일 루프구조를 갖는 어댑터에서 도파관을 제외한 주요 설계변수는 루프의 길이 L_1 과 L_2 , 루프의 도선반경 r 그리고 루프의 움푹 길이 x_0 이다. 이 파라미터들을 분석함으로써 이를 근거로 설계지침으로 사용하고 다단 루프구조를 갖는 어댑터 분석 및 설계에 활용한다.

그림 9는 표 1에 나타낸 설계제원으로 구성된 어댑터에서 루프의 도선반경이 r



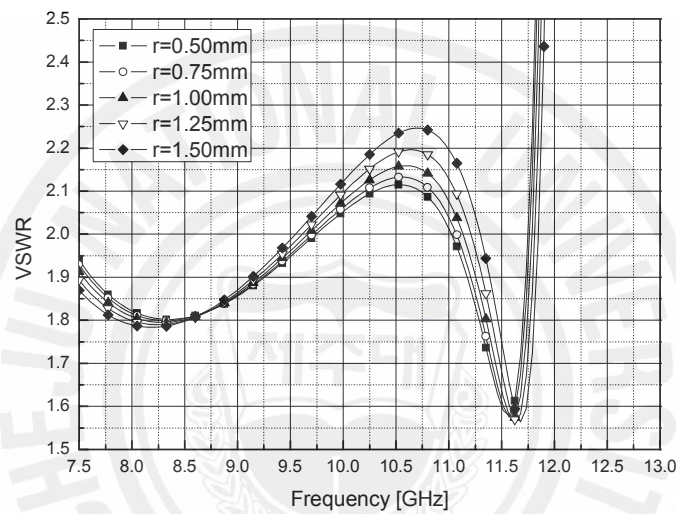
(a) 저항성분



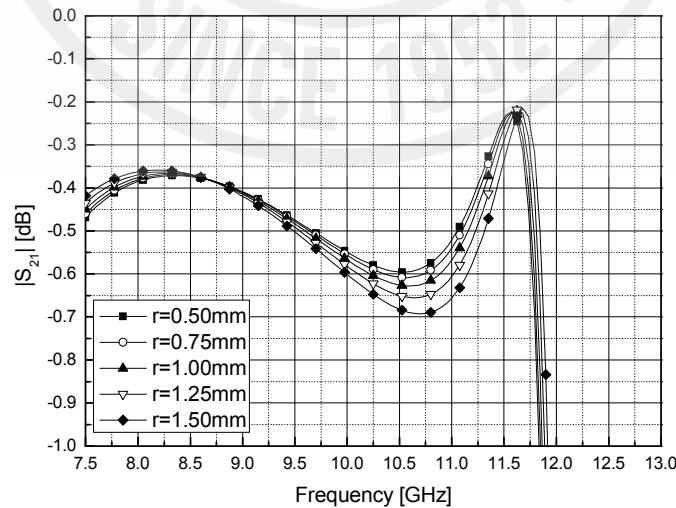
(b) 리액턴스성분

그림 9. 도선반경 r 의 변화에 따른 어댑터 특성(계속)

이 0.5mm에서 1.5mm로 변함에 따라 나타나는 어댑터의 특성을 제안한 방법으로 계산하여 나타낸 것이다. 여기서 급전선의 특성임피던스는 도선반경에 맞추어 50Ω을 유지한다. 도선반경변화를 0.5mm에서 1.5mm로 선정한 이유는 일반적인 커넥터의 내부도체 반경이 이 범위 내에 놓이기 때문이다. 대표적으로 많이 사용하는 커넥터는 SMA 커넥터와 3.5mm 커넥터 그리고 Type N 커넥터가 있다. 이들 커넥터들의 내부도체 반경은 SMA 커넥터가 0.65mm이고, 3.5mm 커넥터가 0.76mm, Type N 커넥터



(c) 정재과비



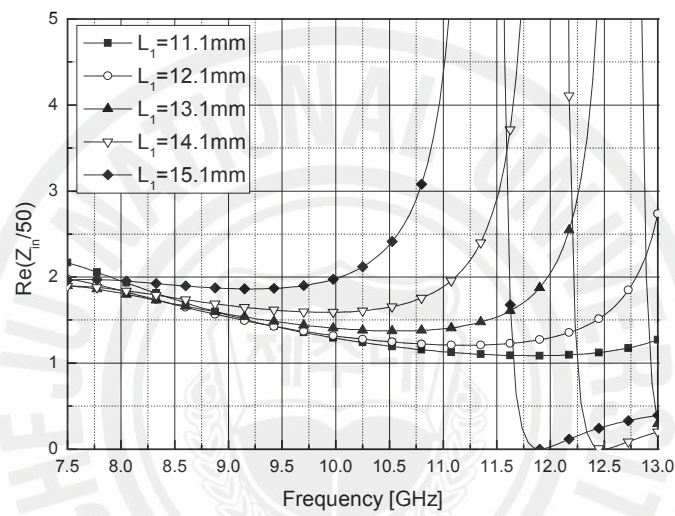
(d) 삽입손실

그림 9. 도선반경 r 의 변화에 따른 어댑터 특성

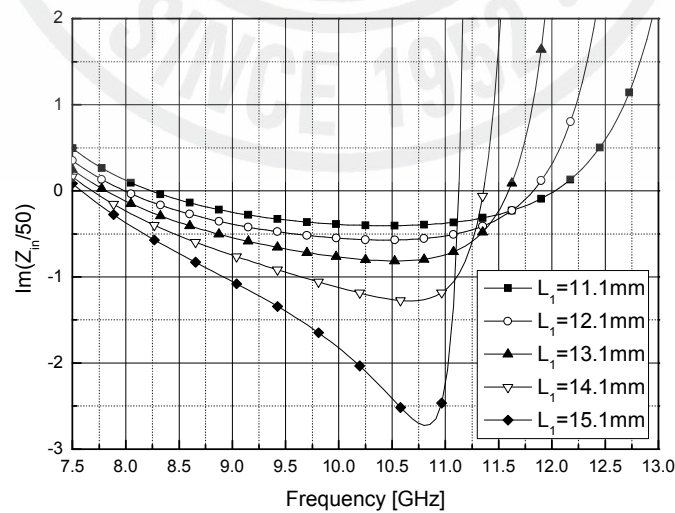
가 1.5mm이다. 그림 9(a)와 9(b)는 입력임피던스의 저항성분과 리액턴스성분을 도선 반경 변화에 따라 나타나는 어댑터의 특성을 제안한 방법으로 계산하고 이를 비교하여 나타낸 것이다. 동축선 구조에서 내부도체의 반경이 증가하면 전류가 흐르는 표면적이 증가하게 되고 이에 따라 저항성분은 낮아진다. 이는 일반적인 물리적 현상이다. 구형도파관 내의 루프에서도 동축선 구조와 유사한 부분이 존재하므로 동일한 물리적 현상이 발생한다. 제안한 방법으로 계산된 입력임피던스는 도선반경 r 이 1mm일 때를 기준으로 이보다 커지면 저항성분과 리액턴스성분이 조금씩 증가하지만 이보다 작아질 때는 감소한다. 또한 주파수가 높아짐에 따라 증감에 대한 변화량도 커진다. 그 이유는 주파수가 높아짐에 따라 전기적 길이와 면적이 상대적으로 길어지고 넓어지기 때문이다. 이 결과들은 앞에서 언급한 일반적인 물리적 현상과 일치한다. 입력임피던스의 저항성분과 리액턴스성분은 주파수 변화에 따라 아래로 볼록한 곡선 모양의 특성을 나타내며 반경이 변하더라도 유사한 특성을 갖는다. 이러한 변화 속에서 최소가 되는 저항성분의 주파수 10.8GHz는 변하지 않는다. 리액턴스성분은 7.5GHz~12.4GHz 대역내에서 두 개의 공진주파수를 가지며 반경이 0.5mm에서 1.5mm로 변할 때 공진주파수간 떨어진 거리는 멀어진다. 이 공진주파수들은 7.7GHz와 11.6GHz 주파수 부근에 존재한다. 그림 9(c)와 9(d)는 반경변화에 따른 어댑터의 정재파비와 삽입손실을 제안한 방법으로 계산하고 그 결과를 비교한 것이다. 도선반경이 0.5mm에서 1.5mm로 변화함에 따라 입력임피던스가 감소하고 이로 인하여 급전선의 특성임피던스 간에 차이가 증가 되어 정재파비와 삽입손실도 증가한다. 이러한 변화는 통과대역내에 포함된 9.5GHz와 11.75GHz의 범위 내에서 변화량이 크며 삽입손실에서는 루프의 반경이 증가할수록 통과대역내에 리플도 증가한다. 그러나 도선반경 변화에 의해서 대역 천이는 발생하지 않기 때문에 급전선의 특성 임피던스가 바뀌지 않는 조건에서 엔드론치형 어댑터의 내부도체 반경은 대역천이 없이 임피던스를 변화시킬 수 있는 요소가 된다.

그림 10은 표 1에 나타낸 설계제원으로 이루어진 어댑터에서 루프의 길이 L_1 변화에 따라 나타나는 어댑터 특성을 그림 9에서 적용한 방법으로 나타낸 것이다. 여기서 길이 L_1 은 11.1mm에서 15.1mm까지 1mm 간격으로 변화된다. 그림 10(a)에서 입력임피던스의 저항성분은 길이 L_1 이 증가함에 따라 10.5GHz미만에서 소폭 상승하

고 그 이상에서는 급변하면서 형성된 대역이 하향 천이된다. 이러한 관계를 대역 이동개념이 아닌 다른 관점에서 살펴보면 특성을 명확히 확인할 수 있다. 길이 L_1 이 11.1mm를 기준으로 하여 그 길이보다 커지는 경우 낮은 주파수 영역에서는 저항 성분이 조금 변하지만 높은 주파수 영역에서는 저항성분이 빠르게 증가한다. 그리고 L_1 이 증가함에 따라 입력임피던스의 리액턴스성분이 0이 되는 공진주파수는 하향 천이되며, 이 성분의 변화량은 리액턴스성분이 최소가 되는 주파수 이하에서 감



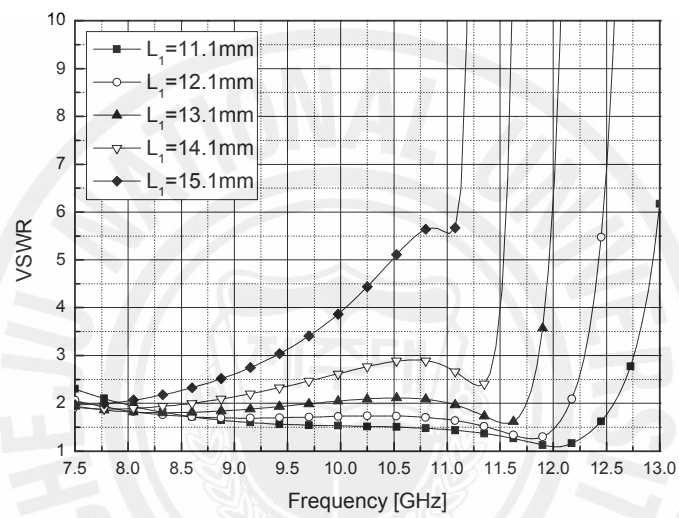
(a) 저항성분



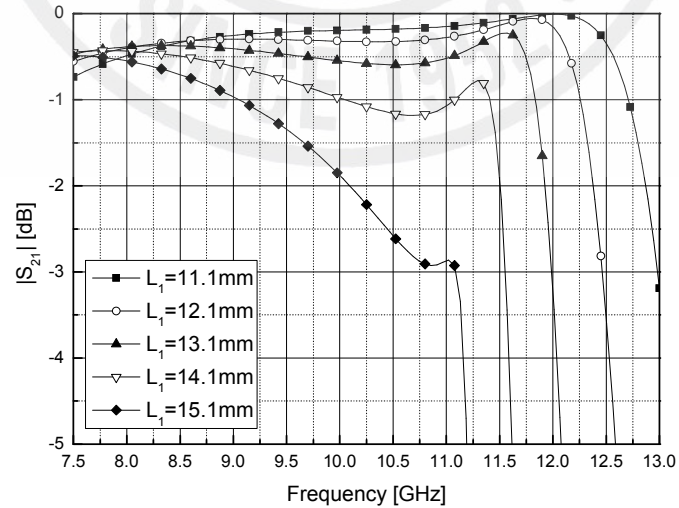
(b) 리액턴스성분

그림 10. 길이 L_1 의 변화에 따른 어댑터 특성(계속)

소하며 그 주파수 이상에서 빠르게 증가한다. 그림 10(c)와 10(d)는 엔드론치형 어댑터의 정재파비와 삽입손실 특성을 나타낸 것이다. L_1 길이가 증가됨에 따라 어댑터의 정재파비가 2 이하인 통과대역은 하향 천이됨과 동시에 감소된다. 또한 길이가 증가함에 따라 차단대역의 스킨(skirt) 특성이 좋아지지만 대역내 삽입손실의 리플이 크게 증가하고 대역폭은 좁아진다.



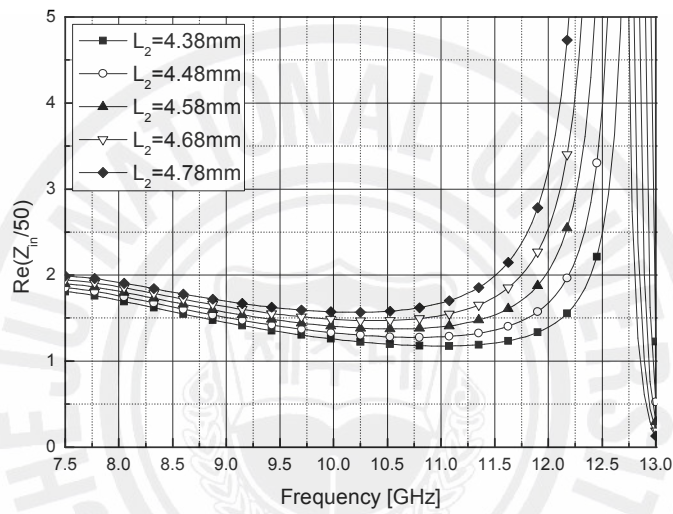
(c) 정재파비



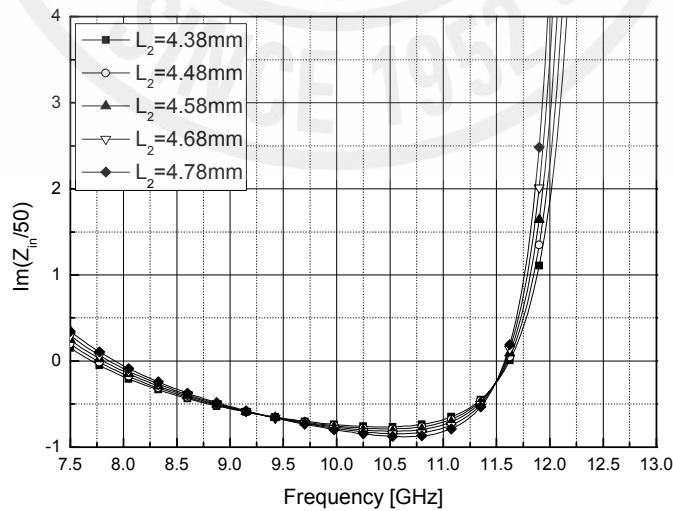
(d) 삽입손실

그림 10. 길이 L_1 의 변화에 따른 어댑터 특성

그림 11은 ‘ㄴ’자형 루프결합구조에서 L_2 길이변화에 따른 어댑터의 특성을 그림 9에 적용한 방법으로 나타낸 것이다. 그림 11의 해석 제원은 길이 L_2 를 제외하고 표 1에 나타낸 설계제원과 같다. L_2 변화에 따라 주파수는 미세하게 천이되며 길이가 4.38mm에서 4.78mm로 증가함에 따라 입력임피던스의 저항성분은 소폭 증가한다. 저항성분은 L_2 길이가 4.58mm보다 점점 커지면 11.5GHz에서부터 가파르게 증가하고 길이가 작아질 때는 주파수변화에 따라 조금 작아지다가 12GHz부터 급격하게



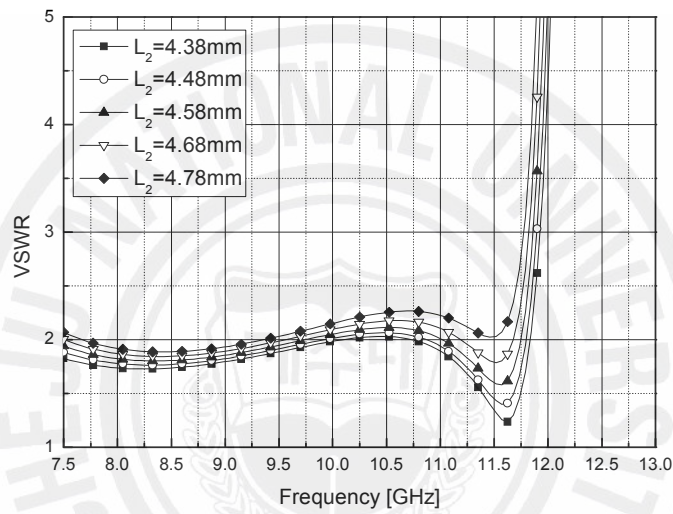
(a) 저항성분



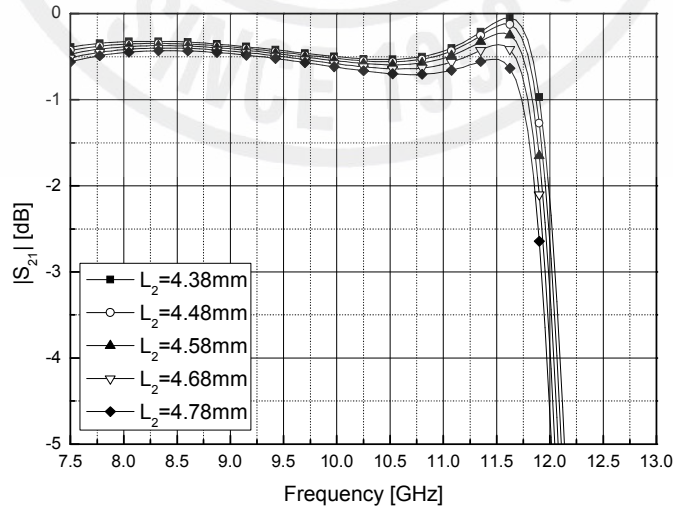
(b) 리액턴스성분

그림 11. 길이 L_2 의 변화에 따른 어댑터 특성(계속)

증가한다. 전반적인 대역특성에서 L_2 가 짧아짐에 따라 저항성분은 감소한다. 리액턴스성분은 L_2 가 4.58mm보다 큰 경우 증가하며 9GHz~11.5GHz 대역내에서 평탄도가 커지고 그 보다 작은 경우에는 리액턴스성분이 감소하며 동일 대역내에서 평탄도가 작아진다. 그림 11(c)와 11(d)는 L_2 길이 변화에 따른 어댑터의 정재파비와 삽입손실 특성을 나타낸 것이다. L_2 길이가 증가하면 입력임피던스의 크기를 증가시켜 정재파비는 높아지고 통과대역은 약간 하향 천이된다. 이러한 길이 L_2 의 변화가 입



(c) 정재파비

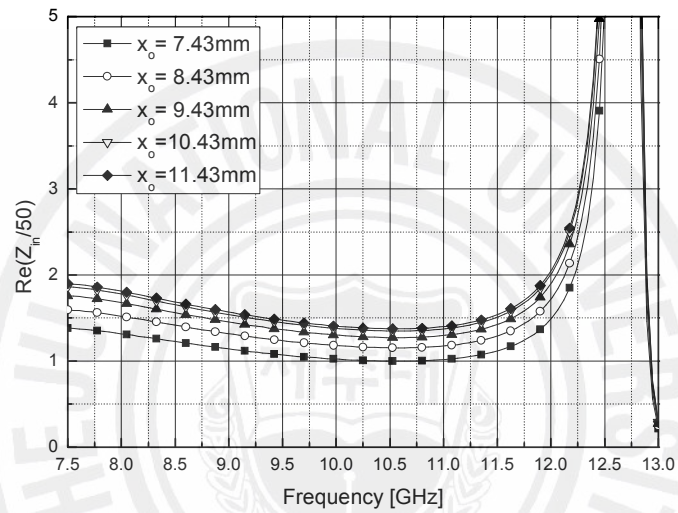


(d) 삽입손실

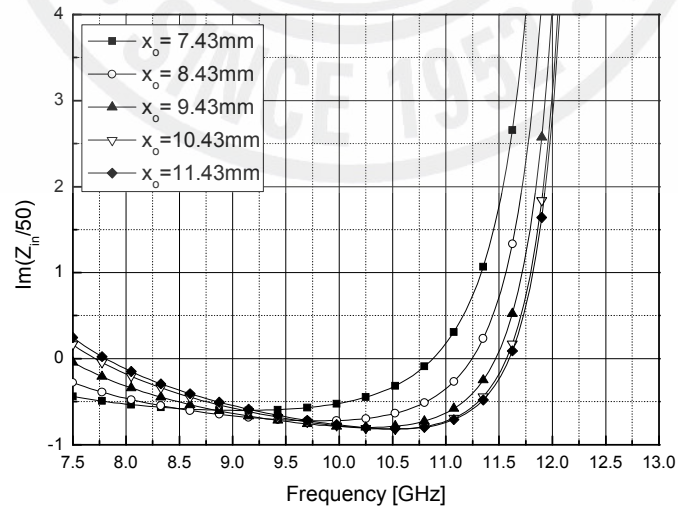
그림 11. 길이 L_2 의 변화에 따른 어댑터 특성

력임피던스의 저항성분과 정재과비에 가장 크게 영향을 주면서 저항성분 변화에 따른 대역 천이는 작기 때문에 어댑터 설계과정에서 매우 유용하다.

그림 12는 표 1에 나타낸 설계제원을 기준으로 읍셋 길이 x_o 가 7.43mm에서 11.43mm로 변화될 때 어댑터에 나타나는 특성들을 제안한 해석법으로 계산하여 나타낸 것이다. 읍셋 길이는 11.43mm일 때를 기준으로 작아질 때의 특성을 비교한다. 먼저 읍셋 길이가 감소되어 감에 따라 저항성분은 증가하는 반면 리액턴스성분은 통과



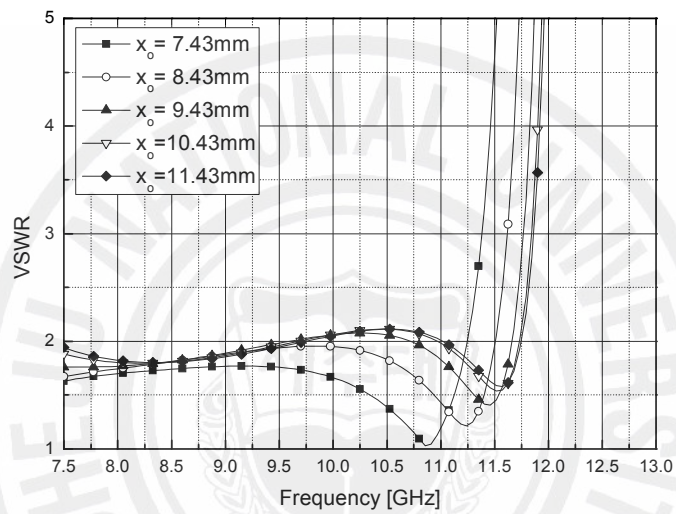
(a) 저항성분



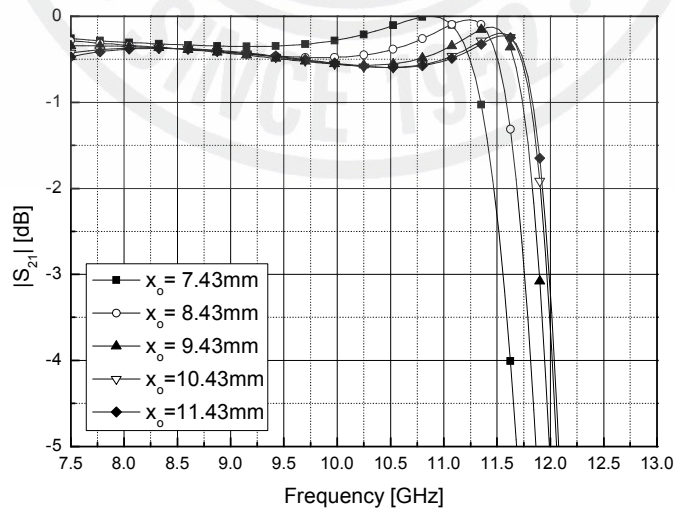
(b) 리액턴스성분

그림 12. 길이 x_o 의 변화에 따른 입력임피던스(계속)

대역의 중심을 기준으로 낮은 주파수 대역에서 증가하고 높은 주파수 대역에서 감소하는 특성을 갖는다. 이러한 특성은 리액턴스성분의 평탄도가 나빠지는 것을 감소하고 저항성분을 증가시켜야 할 때 아주 유용한 방법으로 활용할 수 있다. 그리고 일반적으로 저항성분의 변화가 리액턴스의 변화보다 상대적으로 크기 때문에 옵셋 x_o 를 이용하여 대역특성을 개선하는 방법은 아주 유용하다. 따라서 다른 길이 성분인 L_1 과 L_2 를 조정하여 저항성분이 일정해졌을 때, 이 옵셋 길이를 조정함으로써



(c) 정재파비

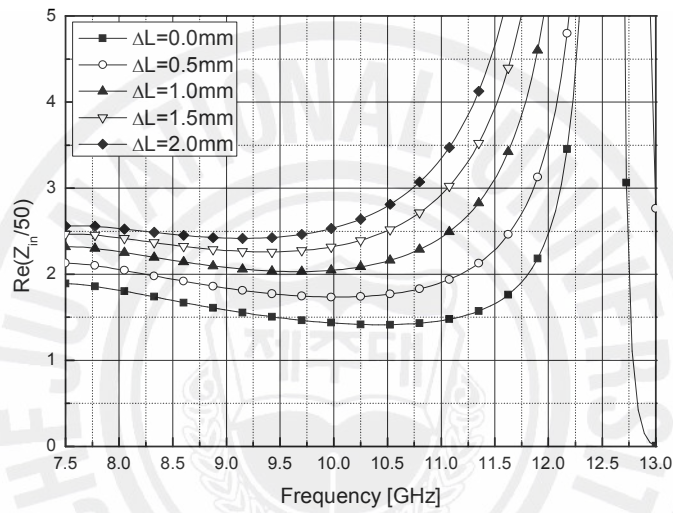


(d) 삽입손실

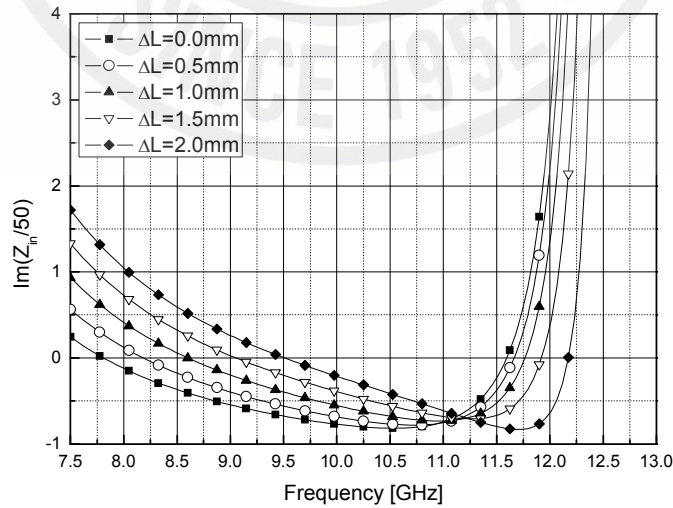
그림 12. 길이 x_o 의 변화에 따른 어댑터 특성

급전선인 동축선의 특성 임피던스와 같아지도록 쉽게 조정할 수 있다. 정재파비가 최대 2인 주파수 대역은 x_0 가 감소함에 따라 조금씩 증가되어 정재파비가 개선된다.

그림 13은 표 1의 설계제원이 적용된 어댑터에 대하여 루프의 전체 길이가 17.68 mm로 고정되어 있고, 길이 L_1 이 $L_1 - \Delta L$ 으로 ΔL 만큼 감소하고 그와 동시에 길이 L_2 가 $L_2 + \Delta L$ 로 ΔL 만큼 증가하는 경우와 그와 반대의 경우에 어댑터의 특성을 계



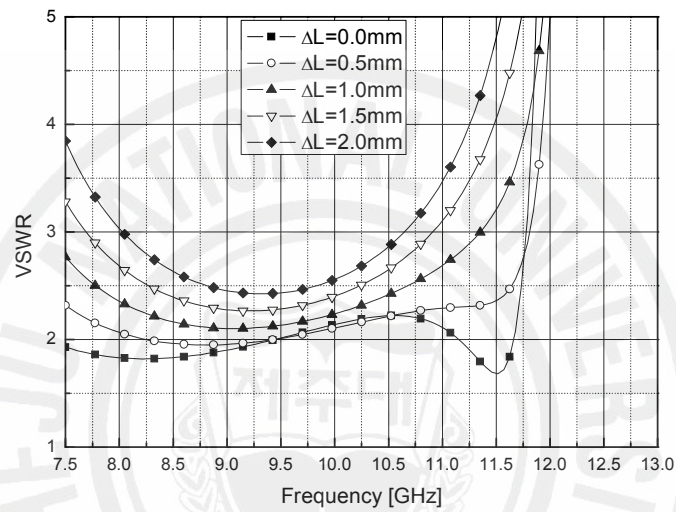
(a) 저항성분



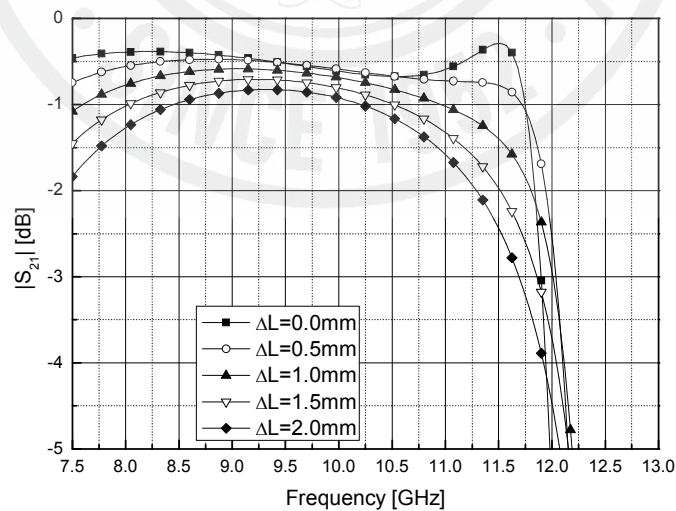
(b) 리액턴스성분

그림 13. 길이 ΔL 의 변화에 따른 어댑터 특성(계속)

산하여 나타낸 것이다. ΔL 이 0에서 2mm로 증가함에 따라 입력임피던스의 저항성분은 증가하고 리액턴스성분은 전반적으로 증가하며 11GHz이후부터 변화량도 크게 증가한다. 그림 13(c)와 13(d)는 어댑터의 정재파비와 삽입손실 특성을 계산하여 나타낸 것이다. ΔL 이 증가해 감에 따라 정재파비와 삽입손실이 증가됨을 알 수 있다. 반대로 작아질 경우에는 그 특성이 개선되지만 중심대역에 리플이 증가한다.



(c) 정재파비

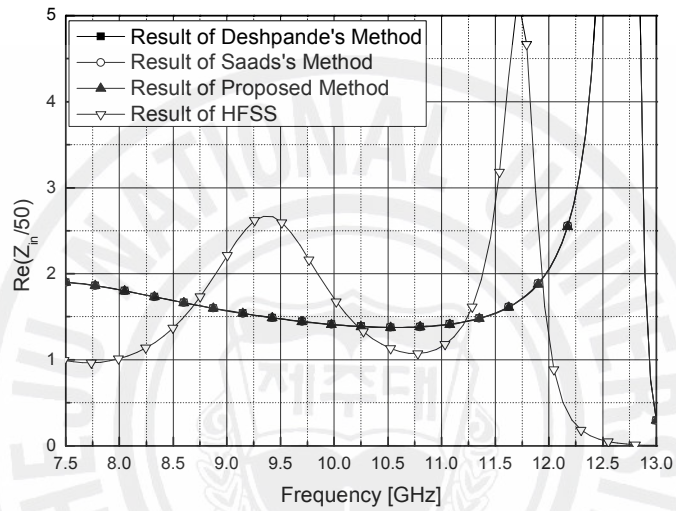


(d) 삽입손실

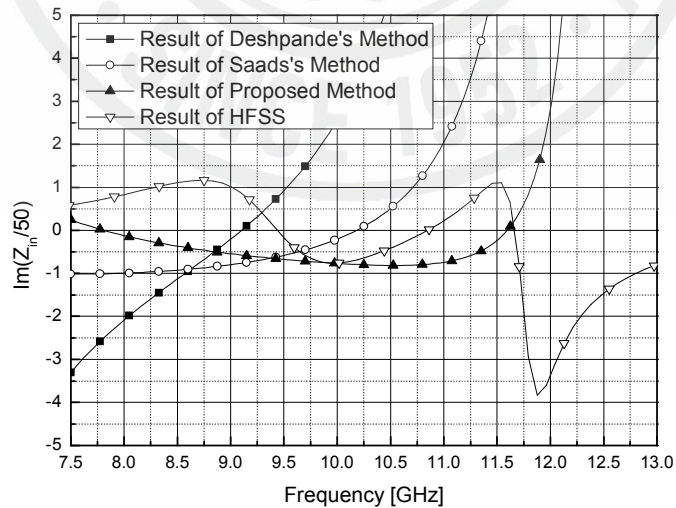
그림 13. 길이 ΔL 의 변화에 따른 어댑터 특성

3) 상용 수치해석 툴과의 특성 비교

그림 14는 표 1의 해석제원을 갖는 엔드론치형 어댑터에 대하여 선행연구 방법과 HFSS의 해석 그리고 본 논문에서 제안한 해석식의 계산 결과를 비교하여 나타낸 것이다. HFSS의 설정 파라미터로는 솔루션 주파수(solution frequency)는 13GHz로, ΔS 는 0.01로, 나머지 설정은 기본 설정으로 한다. 그리고 해석식에서 고려한 모드 수는 7개이다. 선행연구인 Deshpande가 제안한 해석 방식에서는 공진 주파수가



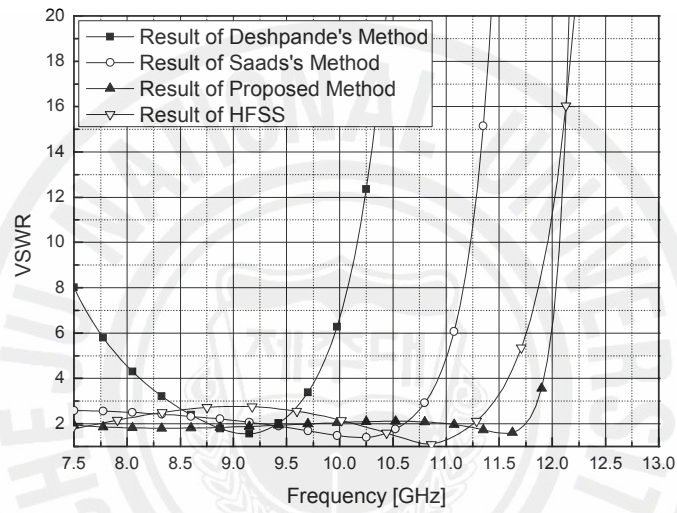
(a) 저항성분



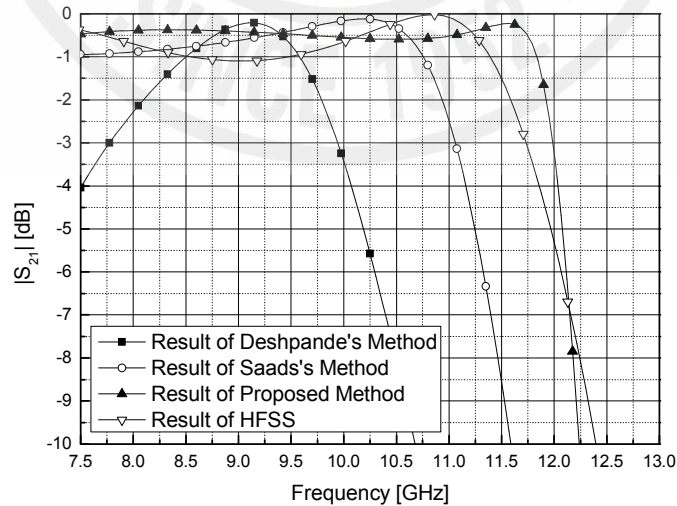
(b) 리액턴스성분

그림 14. 해석법에 따른 어댑터 특성(계속)

9.2GHz에서 나타나고, 대역폭은 정재파비가 2 기준 하에서 680MHz를 갖는다. 그리고 Saad가 제안한 방식의 결과는 10.2GHz에서 공진이 되어 정재파비가 최소가 되고, 대역폭은 1.375GHz를 갖는다. HFSS에서의 해석결과는 9.43, 10.86GHz 및 11.64GHz에서 공진되며 10.86GHz에서 최소 정재파비가 1.09이고, 정재파비 2 기준 하에서 대역폭은 1.15GHz이다. 마지막으로 본 논문에서 제안한 방식의 해석 결과는 7.78GHz, 11.62GHz에서 공진이 나타나고 최소 정재파비는 1.61이다. 또한 정재파비 2 기준에서 대역은



(c) 정재파비



(d) 삽입손실

그림 14. 해석법에 따른 어댑터 특성

7.5GHz~9.75GHz와 11GHz~11.74GHz 두 영역에서 나타난다. HFSS의 입력임피던스 해석 결과에서는 저항성분과 리액턴스성분에서 모두 굴곡현상이 나타난다. 이는 루프의 ‘ㄱ’자형으로 꺾인 부분에 의하여 발생한 것이다. 이는 꺾인 부위에서 전류로부터 여기 되는 전자계가 존재하며 루프의 도선 굵기나 구조에 따라 영향이 커질 수 있음을 말한다. 따라서 어댑터를 설계할 때에는 꺾인 부위의 영향을 줄일 수 있도록 루프의 구조를 적절히 선정해야 한다. 이러한 HFSS의 해석결과에서 굴곡현상을 제외하고 임피던스 특성이 8GHz~11.75GHz 범위에서 감소되다가 증가되는 것과 정재파비와 삽입손실이 일정한 값 부근에서 변화되는 것은 전반적으로 일치한다. 따라서 본 논문에서 제안한 입력임피던스의 해석식의 계산 결과는 HFSS의 해석결과와 전반적으로 유사함이 확인된다. 그러나 선행연구의 해석 결과는 HFSS 및 제안한 논문의 결과와 큰 차이가 있다. 그 이유는 벡터포텐셜을 유도하는 과정에서 급전선의 내부도체의 영향을 무시하고, 적분을 통해 입력임피던스의 해를 근사계산하였기 때문이다.

2. 다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 특성분석

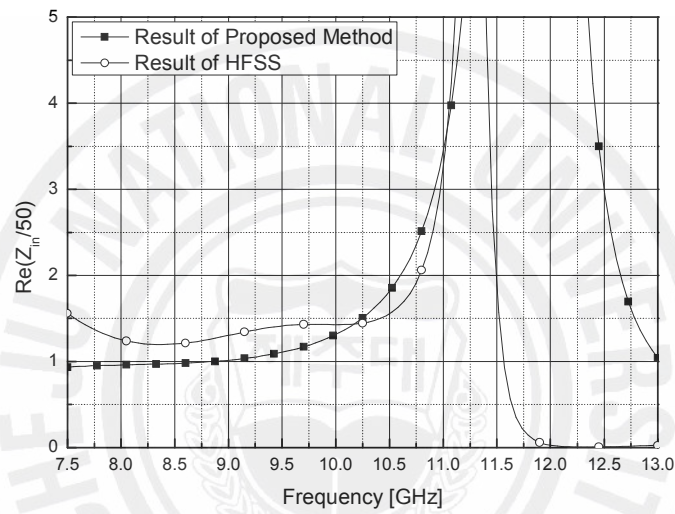
단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 협대역을 사용하는 시스템에 정재파비 2기준에서 16.9% 대역이 설계가 가능하나 현재 사용되고 있는 상업용 어댑터에 비하여 성능이 떨어진다. 일반적인 상업용 어댑터의 정재파비는 도파관 동작 대역(약 40%대역) 내에서 정재파비가 1.5이하이다. 다단 루프결합구조는 단일 루

표 2. 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 초기 설계치원

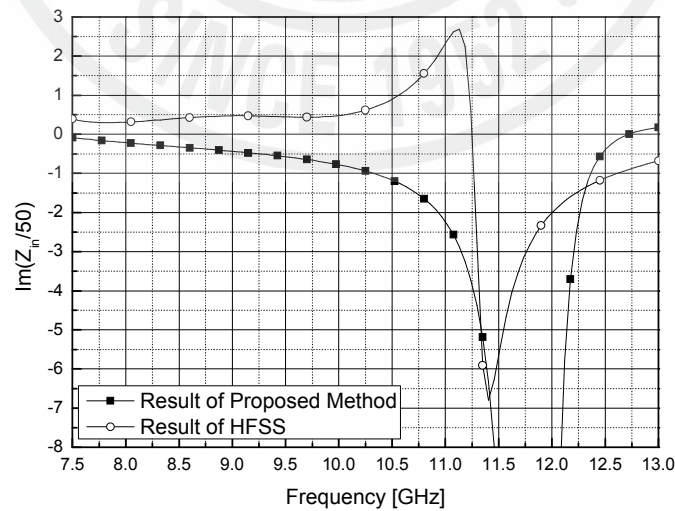
변수	설계치수
r	0.455mm
L_1	8.57mm
L_2	2.31mm
L_3	4.96mm
L_4	3.17mm
x_o	11.43mm

프결합구조에 비하여 해석이 복잡하지만 적절한 구조를 선택함으로써 엔드론치형 어댑터 내에서 고차모드의 영향을 줄일 수 있다. 이러한 구조를 갖는 어댑터는 광대역 특성과 우수한 정재파비 성능을 가질 수 있다. 따라서 다단 루프결합구조에 대한 분석을 통하여 다단 루프결합구조에 대한 성능을 평가하고, 효과적인 설계기법을 찾는다.

표 2는 2단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 구조를 나타낸 것이다. 급



(a) 삽입손실

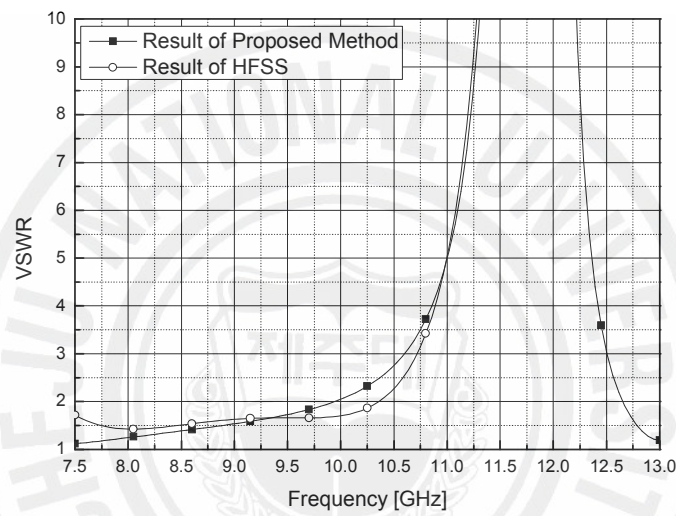


(b) 리액턴스성분

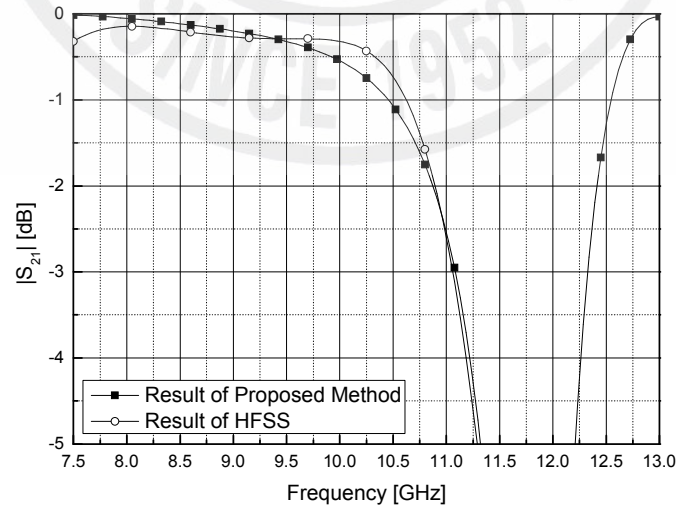
그림 15. 2단 루프구조를 갖는 어댑터 특성(계속)

전선의 특성임피던스는 50Ω 이다. 다만 루프구조에서는 L_1 의 길이가 통과대역의 중심주파수의 관내파장을 기준으로 $1/8\lambda_g$ 이상 되어야 한다.

그림 15는 표 2에 나타낸 설계제원을 기본으로 제안한 해석법과 HFSS를 이용하여 어댑터의 특성을 계산하고 이를 비교하여 나타낸 것이다. 어댑터의 저항성분에 대한 해석식의 계산 결과는 7.5GHz에서부터 11.85GHz까지 상승하고 그 이후부터 다시 감소하는 특성을 나타낸다. 그리고 7.5GHz에서 9.5GHz까지 임피던스의 저항성분은 평



(c) 정재과비



(d) 삽입손실

그림 15. 2단 루프구조를 갖는 어댑터 특성

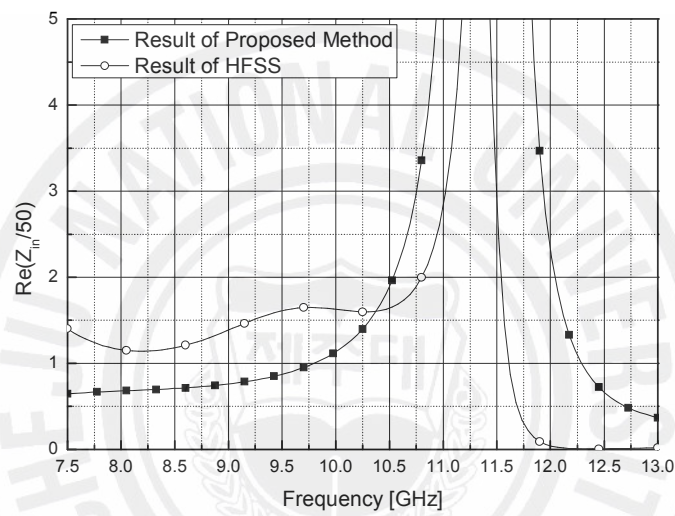
탄도가 좋은 값을 갖는다. HFSS의 해석 결과는 7.5GHz에서부터 10.5GHz까지 정규화된 값 1.25 기준에서 리플이 나타나면 10.5GHz 이후부터 급격히 상승하고 11.3GHz 이후부터 감소한다. 이러한 HFSS의 해석결과에서 꺾인 부위에 의해서 나타나는 굴곡현상도 거의 없다. 제안한 해석법의 계산결과와 HFSS의 해석결과에서 최대값을 갖는 주파수간에 차이는 0.1GHz이다. 8.2GHz~11.1GHz 대역내에서 해석방법 간에 저항성분의 차이는 작다. 어댑터의 리액턴스성분에 대한 해석식의 계산결과 7.5GHz부터 감소하는 특성을 가지며 11.85GHz에서 최소가 된 후 증가한다. HFSS의 해석결과에서는 11.13GHz까지 상승한 후 감소하며 11.4GHz부터 다시 상승한다. 이 때 11.25GHz에서 공진 특성이 나타난다. 그림 15(c)와 그림 15(d)는 어댑터의 정재파비와 삽입손실에 대한 제안한 해석법에 의한 계산결과와 HFSS의 해석결과를 비교하여 나타낸 것이다. 정재파비에 대한 이론적인 해석식의 계산결과는 7.5GHz에서 최소가 된다. 단일 결합구조를 갖는 어댑터는 상용도파관의 주 사용대역에서 정재파비가 2이하인 대역이 10%미만이다. 표 2의 설계제원으로 구성된 어댑터의 정재파비가 2이하인 대역이 제안한 방법의 계산결과에서 28.6%로 크게 개선되고 있음을 알 수 있다. HFSS의 해석 결과에서는 동일 정재파비 기준에서 31.5% 대역을 갖는다. 이 해석 결과들을 근거로 다단 루프구조를 갖는 경우 어댑터는 광대역 특성을 가질 수 있음을 확인할 수 있다. 두 가지 해석법의 계산결과에서 대역특성을 비교하면 전반적으로 0.1GHz정도 천이된다.

표 3은 3단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 구조를 나타낸 것이다. 급전선의 특성임피던스는 50Ω이다.

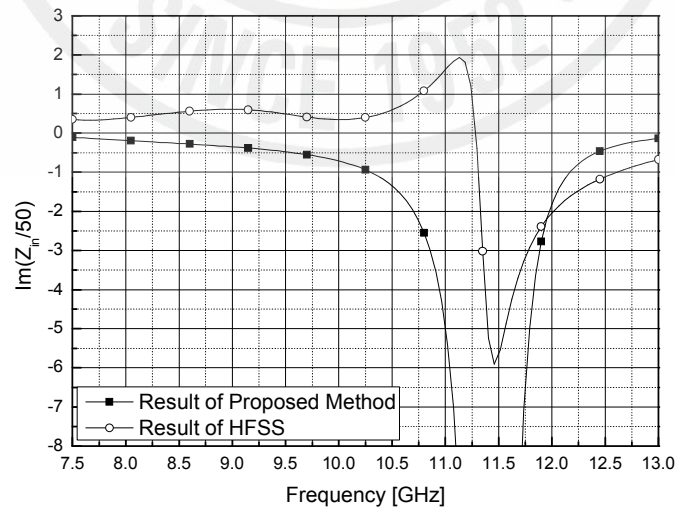
표 3. 3단 루프구조를 갖는 어댑터의 초기 설계제원

변수	설계치수
r	0.455mm
L_1	8.63mm
L_2	1.50mm
L_3	2.77mm
L_4	1.52mm
L_5	2.83mm
L_6	2.42mm
x_o	11.43mm

그림 16은 표 3에 나타난 제원을 토대로 3단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 특성을 제안한 해석법으로 계산한 결과와 HFSS로 해석한 결과를 비교하여 나타낸 것이다. 제안한 방법의 결과에서 입력임피던스의 저항성분은 7.5GHz부터 11.41GHz까지 증가하고 그 이후부터 감소한다. HFSS의 해석결과에서 저항성분은 제안한 방법의 해석결과와 유사한 특성을 갖지만 11.35GHz에서 최댓값을 갖는다. 입력임피던스의 리액턴스성분은 제안한 방법의 계산결과에서 7.5GHz부터 주파수가 증가함에 따라



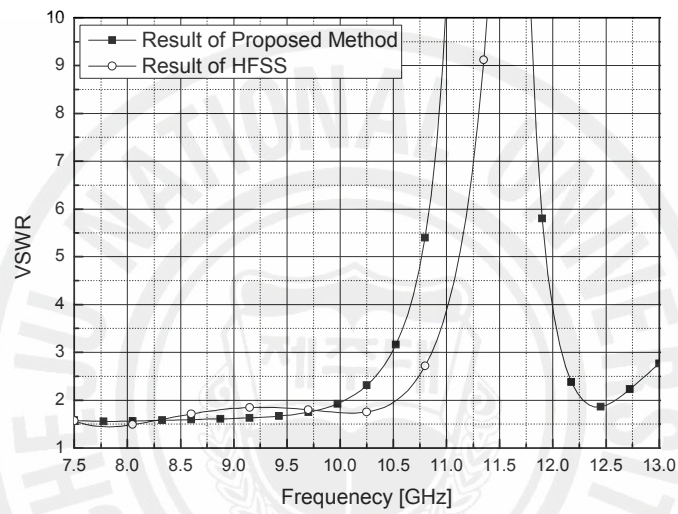
(a) 저항성분



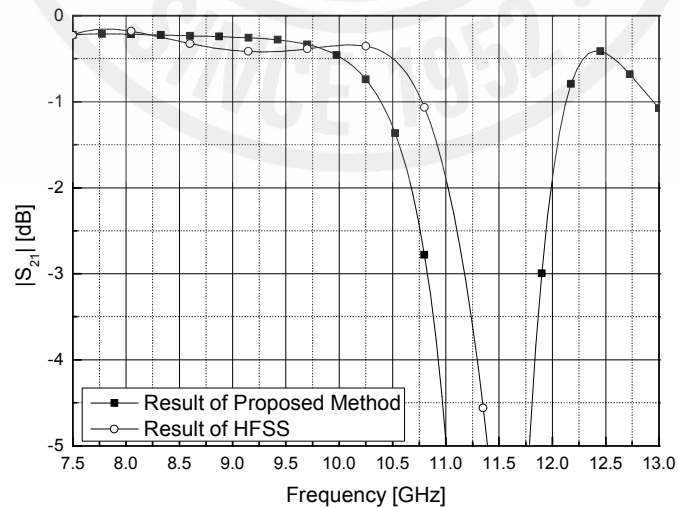
(b) 리액턴스성분

그림 16. 3단 루프구조를 갖는 어댑터 특성(계속)

감소하는 특성이 나타나며 11.41GHz에서 최솟값을 갖고 그 이후부터 증가하는 특성을 갖는다. HFSS의 해석결과에서 리액턴스성분은 11.5GHz에서 최댓값을 갖고 주파수가 증가함에 따라 완만하게 상승 및 감소를 반복하다 11.5GHz를 지나면서 급격히 감소한다. 그리고 11.29GHz에서 공진을 하며 공진주파수를 지나 11.55GHz에서 최솟값을 가지며 그 이후 다시 상승한다. 제안한 방식으로 계산한 결과에서 정재파비가 2 정도 되는 구간은 약 2.5GHz 이며, 이 때 삽입손실은 최대 0.5dB 이다. 이러한 결과를



(c) 정재파비



(d) 삽입손실

그림 16. 3단 루프구조를 갖는 어댑터 특성

정리해 볼 때 특성은 단일 루프결합구조보다는 2단 루프결합구조일 때가 성능이 더 우수하고, 3단 결합구조에서는 2단 구조보다 동일 성능에서 더 넓은 대역폭을 갖는 것이 확인된다. 그림 16의 그래프에서 상측대역을 보면 제안한 해석법에 의한 계산결과와 HFSS의 해석결과 간에 약 500MHz 차이가 있다. 단일 구조에서는 해석식의 계산결과와 HFSS의 해석결과 간에 대역차이가 거의 나타나지 않고, 2단 구조일 때 0.1GHz가 차이가 나며, 3단 구조일 때 0.5GHz의 차이가 나타난다. 이러한 이유는 해석 구조에서 차이를 보일 수 있는 부분인 꺾인 부분의 직각벤드가 주된 영향으로 판단된다.

3. 단수에 따른 광대역 어댑터 특성 비교

단일 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 제조방식이 가장 저렴하고 고출력 시스템에 적합하지만 협대역 특성을 갖는다. 이러한 어댑터의 장점을 유지하면서 협대역 특성을 개선하기 위하여 다단 루프결합구조가 적용된 어댑터를 제안하였고 해석에 필요한 입력임피던스 식을 제안하였다. 이 해석식을 토대로 앞에서 단일 루프결합구조를 갖는 어댑터 그리고 2단과 3단 루프결합구조를 갖는 어댑터를 분석하였다. 이 분석 결과를 기반으로 루프의 총 길이가 동일한 경우에 광대역 다단 어댑터를 설계하고 이를 해석하여 단의 수에 따른 특성을 비교하고자 한다.

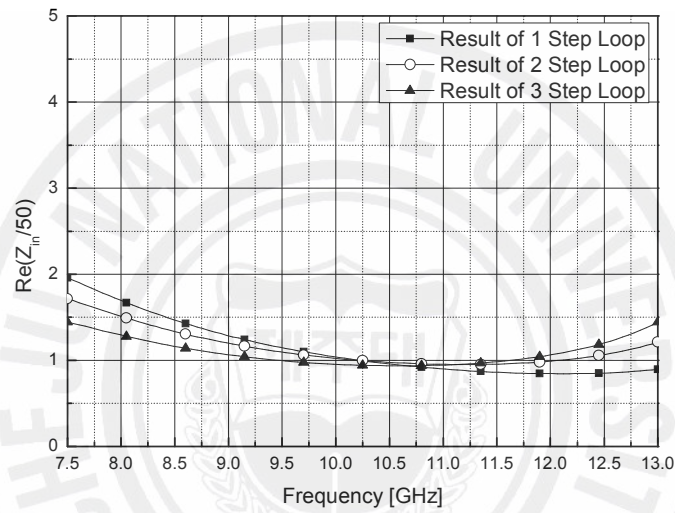
표 4. 동일한 중심대역을 갖는 어댑터의 단수별 설계치원

변수	설계치수(해석식)		
	1단 루프구조	2단 루프구조	3단 루프구조
r	0.455mm	0.455mm	0.455mm
x_o	7.30mm	11.43mm	11.43mm
L_1	9.60mm	7.10mm	6.00mm
L_2	4.98mm	1.60mm	1.20mm
L_3		2.00mm	1.20mm
L_4		3.88mm	1.20mm
L_5			1.20mm
L_6			3.78mm

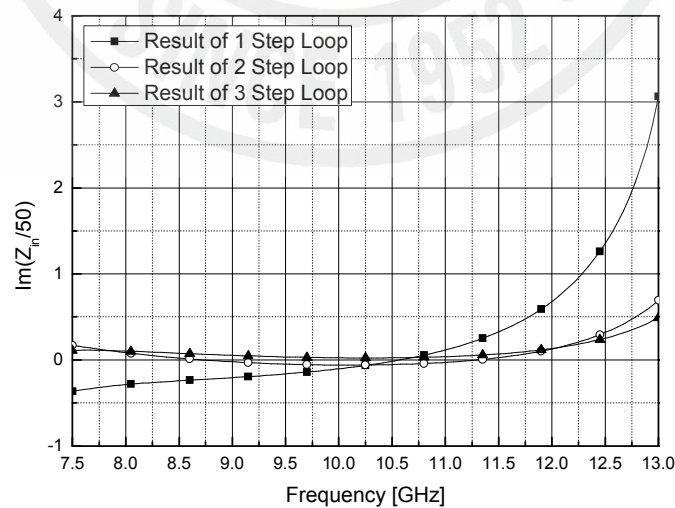
1) 동일 중심대역을 갖는 어댑터

통상 루프 구조를 갖는 엔드론치형 어댑터를 설계하기 위해서는 통과대역의 중심주파수에 대한 관내파장의 길이 $3\lambda_g/8$ 를 총 루프의 길이로 설정 후 윗셋 길이와 총 길이의 범위에서 루프 길이 소자 값들을 변경하여 대역에 적합한 설계치를 찾을 수 있다.

표 4는 통과대역 중심주파수가 10.5GHz인 어댑터를 루프의 단 수에 따라 설계치를



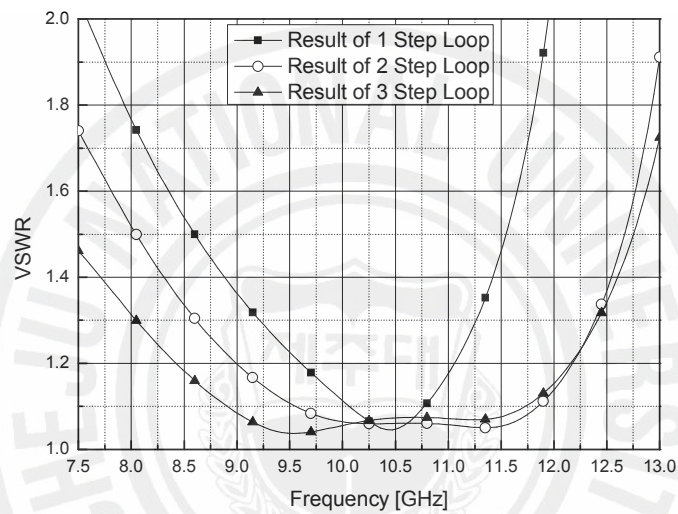
(a) 저항성분



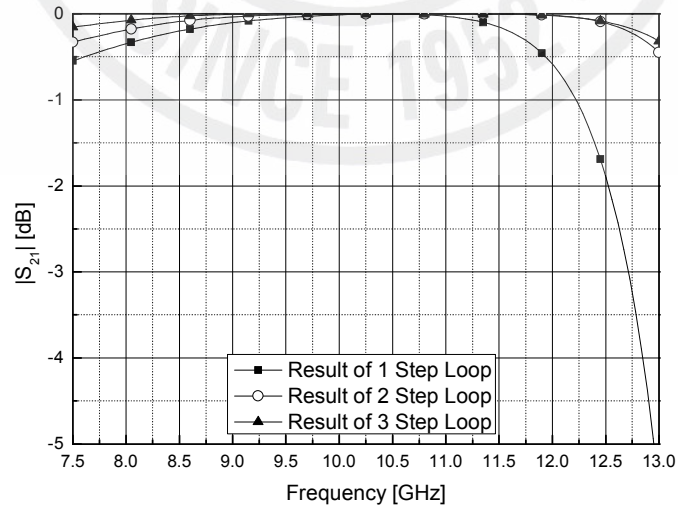
(b) 리액턴스성분

그림 17. 동일한 중심대역을 갖는 어댑터의 단수별 특성(계속)

나타낸 것이다. 단일 루프를 갖는 어댑터의 경우 옵셋 길이는 7.3mm이고 루프의 총 길이는 14.58mm이며, 2단 루프를 갖는 경우 옵셋 길이는 11.43mm이고 루프의 총 길이는 단일 루프와 동일하다. 그리고 3단 루프를 갖는 경우 옵셋 길이와 루프의 총 길이가 동일하다. 또한 비교 대상인 어댑터의 루프 반경은 모두 0.5mm이다. 다단의 경우 루프의 설계치를 보면 z 방향의 길이 성분은 첫 번째 길이성분을 기준으로 다음 z 방향 길이성분은 감소되며 y 방향의 길이 성분은 첫 번째 길이성분을 기준으로



(c) 정재파비



(d) 삽입손실

그림 17. 동일한 중심대역을 갖는 어댑터의 단수별 특성

다음 y 방향 길이성분은 증가됨을 알 수 있다. 그리고 통과대역의 중심은 다단 루프의 설계치를 최적화하는 과정에서 다소 차이가 나타날 수 있다.

그림 20은 표 4의 설계제원 하에서 어댑터의 특성을 계산하여 나타낸 것이다. 중심주파수를 기준으로 단수가 증가함에 따라 넓은 대역에서 정규화된 저항성분은 1에 가깝고 리액턴스성분 거의 0에 가깝다. 이러한 이유는 다단 루프구조에서 단수만큼의 z 방향 전류성분에 의한 TM_{mn} 모드들과 y 방향 전류성분에 의한 TE_{mn} 모드 성분들이 각기 위치에서 양(+) 혹은 음(-)의 값을 갖고 있으면서 서로 상쇄되는 부분이 발생하기 때문이다. 정재파비 1.2이하 기준에서 1단에서 2단으로 단수가 증가할 때 14.5%에서 29.9%로 대역이 증가되었다. 그리고 3단에서는 36.7%로 대역이 증가되었다. 1단에서 2단으로 단수가 증가할 때보다 대역폭이 크게 넓어지지 않은 이유는 3단의 설계치를 대역폭 개선보다 정재파비 개선에 더 중점을 두어 최적화하였기 때문에 나타난 것이다. 따라서 이 결과들을 토대로 대역폭을 유지시킨 상태에서 정재파비를 좋게 만들 수 있다.

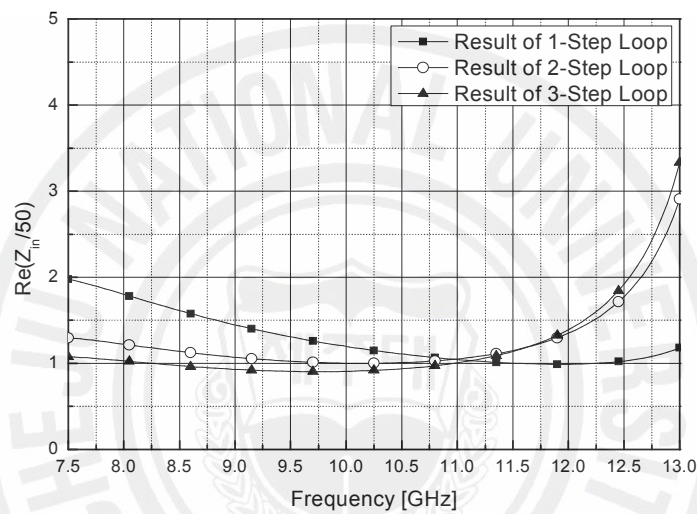
2) 읍셋 길이 및 루프의 총 길이가 동일한 어댑터

표 5는 읍셋길이가 도파관 광벽의 중심인 11.43mm이고 루프의 총 길이가 16.08mm인 경우에 루프의 길이요소만을 갖고서 설계된 치수를 나타낸 것이다. 이 길이는 중심주파수 10GHz를 기준으로 $3/8\lambda_g \sim 1/2\lambda_g$ 범위 내에서 선정한다. 가변 요소는 루프의 각 길이 성분이며 어댑터 특성에 가장 큰 영향을 주는 길이 성분은 L_1 과 L_{2N} 성분이 대역을 결정하는데 가장 중요하며 각 축 방향에 따른 길이의 배치는 앞 절에서 언급한 사안과 동일하다.

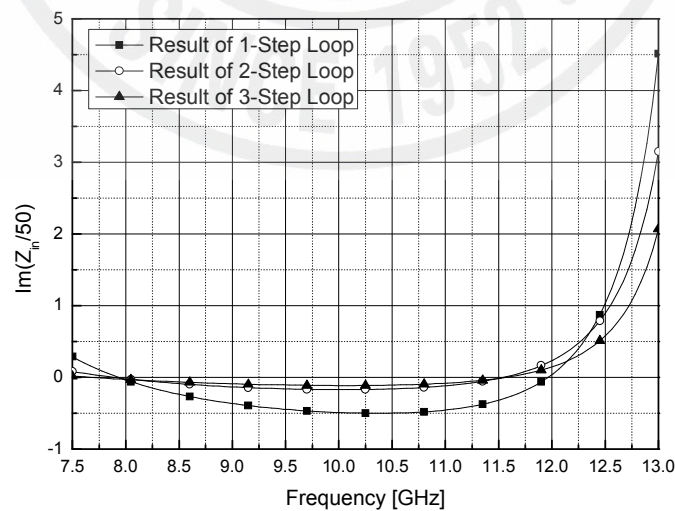
표 5. 광대역 특성을 갖는 어댑터의 단수별 설계제원

변수	설계치수(해석식)		
	1단 루프구조	2단 루프구조	3단 루프구조
x_o	11.43mm	11.43mm	11.43mm
L_1	11.70mm	8.40mm	7.60mm
L_2	4.38mm	2.00mm	1.20mm
L_3		2.00mm	1.20mm
L_4		3.68mm	1.50mm
L_5			1.20mm
L_6			3.68mm

그림 21은 표 5의 설계 제원으로 구성된 어댑터의 특성을 계산하여 나타낸 것이다. 여기서 루프의 반경은 0.455mm이다. 2단과 3단의 경우 7.5GHz에서 11.5GHz까지 입력피턴스의 저항성분은 1에 아주 근접해 있고 리액턴스성분은 0에 근접해 있는 것이 확인된다. 단수에 따라 정재파비 1.2기준에 대역폭은 1단일 때 4.4% 미만이며 2단 일 때 30.6%, 3단일 때 7.5GHz~13GHz 범위내에서 37.3%이다. 단수가 증가함에 따라 대역폭이 증가함을 이 결과에서도 동일하게 확인된다.



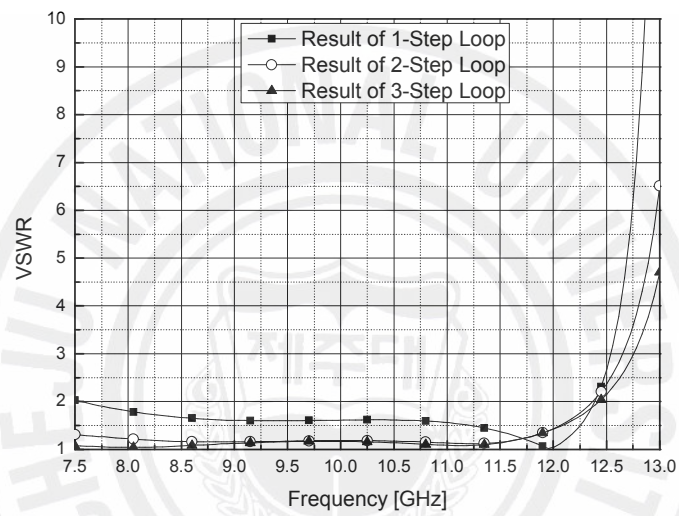
(a) 저항성분



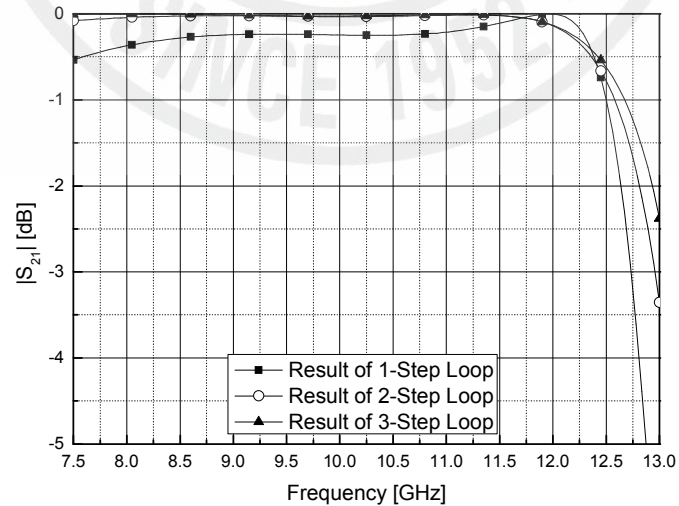
(b) 리액턴스성분

그림 18. 광대역 특성을 갖는 어댑터의 단수별 특성(계속)

총 길이가 고정된 상태에서 루프의 단수가 증가하면 각 단의 길이요소가 짧아지게 된다. 이 길이요소는 도선의 직경보다 반드시 길어야 하며 길이가 짧은 경우 도선을 구부려서 구현하는 방법으로는 제작이 매우 어렵다. 이러한 경우 금형을 이용하여 제작하면 된다. 수작업으로 구부려서 루프구조를 제작하면 길이요소가 짧아질수록 구부러진 부위가 직각벤드에 가까워지는 것이 아니라 큰 곡선벤드가 된다. 이러한 상태에서 어댑터가 조립된 경우 곡선벤드로 인하여 해석식에 바탕을 둔 계



(c) 정재과비



(d) 삽입손실

그림 18. 광대역 특성을 갖는 어댑터의 단수별 특성

산결과와 제작된 결과 간에 차이가 크게 나타난다. 이러한 문제들을 해결하기 위하여 구부러진 부위가 직각벤드가 되도록 줄과 같은 공구를 이용하여 보완해야 한다. 따라서 이러한 문제들은 수작업이 아닌 기계작업이나 금형을 이용하여 거의 나타나지 않지만 사전 예방차원에서 최소 길이를 정의하는 것이 효율적이다. 즉 루프의 반경이 0.45mm인 경우 루프를 구성하는 길이요소는 최소 2mm 이상으로 제한을 두면 수작업으로 제작하고 해석식의 결과와 제작결과 간에 차이가 최소화 된다.

양호한 특성을 갖는 엔드론치형 구형도과관 어댑터를 설계하기 위해서는 본 논문에서 제안한 입력임피던스의 해석식을 토대로 임피던스의 저항성분이 동축선의 특성임피던스와 같아지고 리액턴스성분은 0이 되도록 구조를 최적화해야 한다. 최적화 순서는 급전선의 내부도체 반경 r 을 결정하고, 설계하고자 하는 대역에서 입력임피던스의 저항성분이 일정한 값을 갖도록 길이 L_1 을 조정하되 최소 $1/8\lambda_g$ 이상이어야 한다. 그런 다음 길이 L_{2N} 를 이용하여 저항성분의 평탄도를 미세 조정한다. 여기서 L_{2N} 은 최소 $1/12\lambda_g$ 이상 되어야 한다. 그런 다음 설계하고자 하는 통과대역 내에서 입력임피던스의 저항성분이 평탄한 값을 갖도록 z 방향 길이 성분인 L_3, \dots 및 L_{2N-1} 을 설정한다. 그리고 입력임피던스에 대한 저항성분의 평탄도가 더욱 개선되도록 y 방향 길이 성분인 L_2, L_4, \dots 및 L_{2N-2} 을 결정한다. 이 때 y 방향 성분과 z 방향 성분들은 각각 L_1 과 L_2 를 기준으로 오름차순과 내림차순으로 선정되어야 광대역 및 꺾인 부위의 영향을 줄일 수 있다. 출발점은 길이 L_1 과 L_{2N} 의 길이를 제외한 나머지 길이를 각 성분의 수로 균등 배분 후 조정하면 쉽게 찾을 수 있다. 마지막으로 협벽으로부터 떨어진 옵셋 길이 x_0 를 조정하여 저항성분이 급전선의 특성임피던스와 같아지면 최적의 설계치가 된다. 만일 다단 루프구조에 대하여 4단의 경우에 L_1 과 L_8 을 설계지침의 조건을 따르면 나머지 길이성분들은 도체의 직경에 아주 가까운 값이 될 것이다. 이 경우 수작업으로는 제작할 수 없으며 금형으로 가능하고 5단 이상에서는 루프를 구성하더라도 변경시킬 수 있는 범위가 작기 때문에 광대역 특성을 갖기가 매우 어렵다. 따라서 내부도선의 반경이 1mm인 경우에 다단 루프결합구조를 갖는 어댑터는 4단까지 고려할 수 있으나 3단일 때 루프의 구조에 대한 선택 범위가 가장 크다.

V. 엔드론치형 도파관 어댑터 제작 및 측정

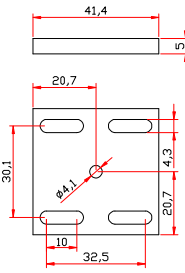
Ⅲ장에서 해석된 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스 해석의 타당성을 검증하기 위하여 기본이 되는 단일 루프결합구조를 갖는 경우와 2단 루프결합구조를 갖는 경우에 대하여 어댑터를 제작하고 측정 한다. 하나의 어댑터 내에서 단일 루프결합구조와 2단 루프결합구조를 구현하게 되어 루프구조의 설계치를 구조에 맞도록 재설계하였다. 이후의 구성은 이러한 엔드론치형 어댑터의 제작법과 측정법에 대해 먼저 설명하고 제작결과와 측정결과에 대하여 기술한다.

1. 어댑터의 제작

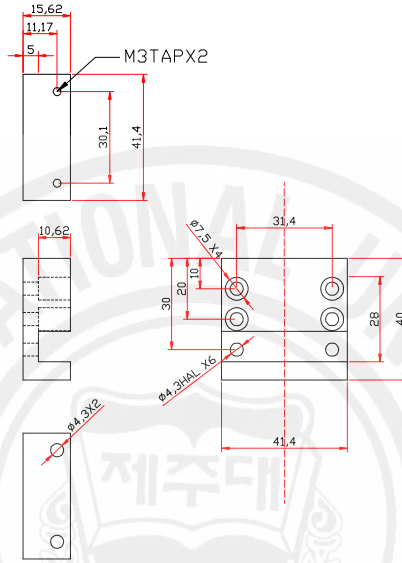
엔드론치형 어댑터 측정용 어댑터 제작은 루프결합구조 제작과 어댑터 몸체 제작으로 구분된다. 먼저 어댑터 몸체 제작방법에는 CNC 밀링(milling) 가공과 브레이징(brazing)을 통해 제작하였다. 이 방법은 제품 적용시 어댑터가 외부로부터 전달되는 물리적 충격이나 진동이 크기가 금속을 깨거나 휠 정도가 아니라면 조립이 해체되지 않기 때문에 항공기와 같이 물리적으로 움직이는 장비에 탑재될 때 주로 적용된다. 또한 이 방법은 스크류 사용을 최소화할 수 있어 어댑터의 무게를 최소화시킬 수 있다. 두 번째 방법은 가공 장비만 있으면 쉽게 어댑터를 제작할 수 있으며 진동이나 충격이 없는 장비에 탑재될 때 많이 적용된다.

그림 19는 CNC 가공 작업만 있는 제조방식의 어댑터 부품 구성도를 나타낸 것이다. 제작을 위한 어댑터의 구조는 하나의 어댑터에서 루프의 구조만 변경하여 조립 및 측정할 수 있도록 급전부의 높이와 단락지점이 가변될 수 있도록 고려하였다. 여기서 사용된 재질은 황동이다.

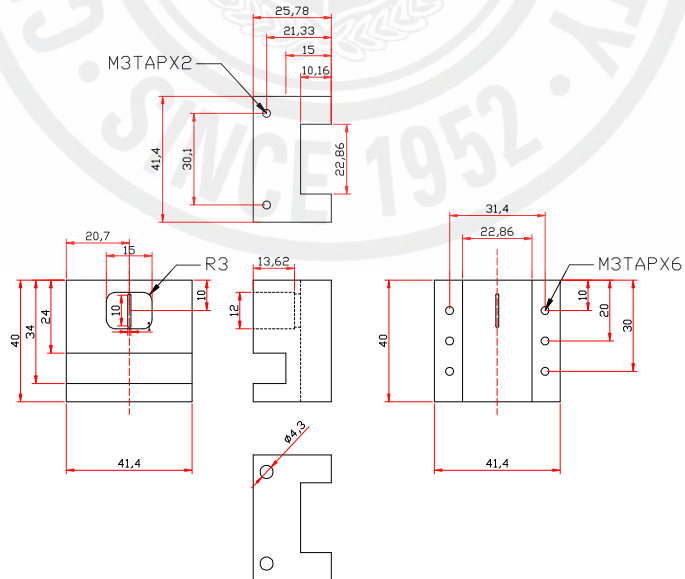
루프결합구조는 동축선 커넥터와 U141 세미플렉시블 케이블(semi-flexible cable)을 이용하여 제작한다. U141 케이블은 구리와 스트론튬 그리고 은의 합금인 내부도체, 테프론(PTFE) 재질의 유전체 그리고 구리로된 외부도체로 구성된다. 각각 내부도체의 직경은 0.91mm이고, 유전체의 직경은 2.98mm 그리고 외부도체의 직경은 2.98mm이다. 그리고 동축선 커넥터는 U141 케이블용 SMA(female) 규격인



(a) 단락 부품



(b) 상측 부품



(c) 하측 부품

그림 19. 어댑터의 부품 구성도

스트레이트 잭 커넥터(straight jack connector)를 사용한다. 이 커넥터는 SMA 커넥터 표준 제품 중 하나이다. 케이블을 동축선 커넥터와 연결하기 위하여 U141 케이블을 40mm 길이로 절단하고 연결부위에 3mm 길이만큼 내부도체가 보이도록 유전체와 외부도체를 제거한다. 이 부위에 커넥터의 핀을 납땜한다. 그 이후 커넥터에 핀을 조립하고 커넥터와 케이블을 납땜으로 연결한다. 커넥터와 연결된 부위에서 도파관 어댑터의 단락판 두께인 5mm를 남겨두고 케이블의 외부도체와 유전체를 제거한다. 남겨진 내부도체를 설계된 루프결합구조의 길이만큼 나누어 구부리는 작업을 한다. 이 작업을 위하여 직각을 이루는 지그(jig)와 테프론 망치나 나무망치를 이용하여 가볍게 두드려가며 구부린다. 구부리는 작업이 마무리된 후 구부러진 부위를 다이아몬드 줄을 이용하여 이론적인 설계치에 가까워지도록 각을 만든다. 이 때 내부도체의 표면이 많은 흠집이 나지 않도록 주의가 필요하며 이 흠집은 삽입손실에 영향을 준다. 나머지 내부도체의 불필요한 부분은 잘라낸다. 커넥터와 연결된 루프결합구조가 완성되면 어댑터 몸체와 조립을 하고 단락 부위를 납땜하여 고정하여 도파관 어댑터를 완성한다.

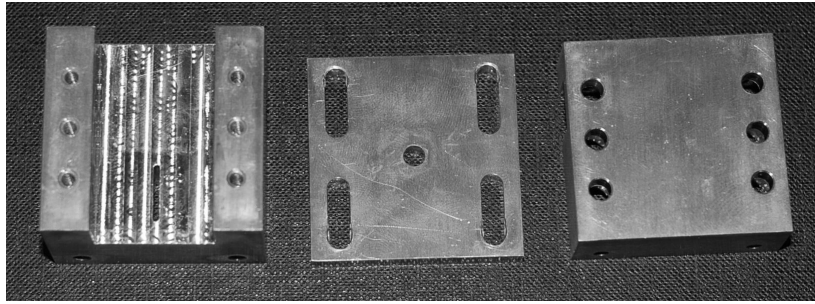
표 6은 1단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 설계 제원을 나타낸 것이다. 급전선의 내부도체의 직경은 0.9mm이며, 읍셋 길이는 11.42mm, 루프의 총 길이는 17.75mm이다. 단락위치는 동축선과 도파관의 경계부분으로부터 13.1mm 지점이다.

표 6. 단일 루프구조를 갖는 어댑터의 제작제원

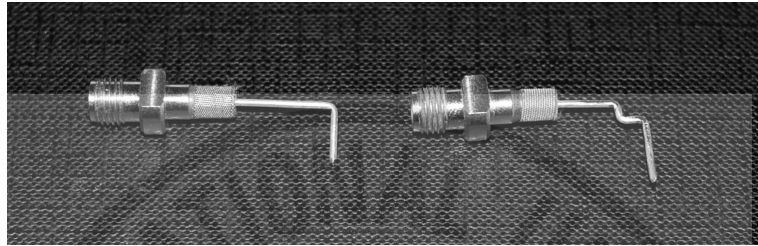
변수	설계치	제작 치수
r	0.455mm	0.45mm
L_1	13.1mm	13.15mm
L_2	4.58mm	4.60mm
x_o	11.43mm	11.42mm

표 7. 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 제작제원

변수	설계치	제작
r	0.455mm	0.45mm
L_1	8.20mm	8.22mm
L_2	2.00mm	2.06mm
L_3	2.00mm	2.03mm
L_4	3.60mm	3.62mm
x_o	11.43mm	11.42mm



(a) 제작한 어댑터의 부품



(b) 제작한 다단 도선

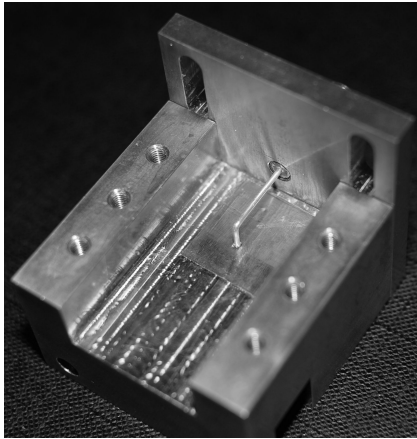
그림 20. 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터의 부품 제작 결과

표 7은 2단 루프결합구조를 갖는 어댑터의 설계 제원을 나타낸 것이다. 여기서 루프의 총 길이는 15.93mm 이고 급전선의 내부도체의 직경은 0.9mm이며 옹셋 길이는 11.42mm이다.

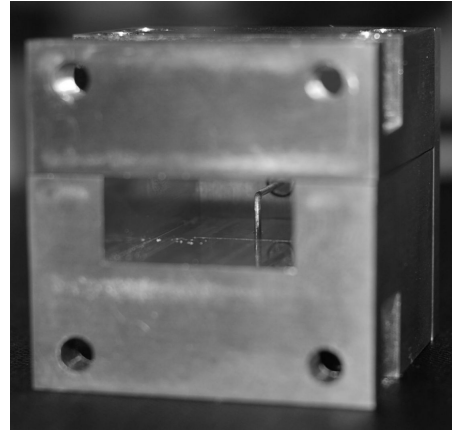
그림 20(a)는 그림 19에 나타낸 부품의 제작결과를 나타낸 것이다. 그림에서 어댑터의 하부에 가공된 슬롯(slot)은 어댑터의 전반적인 특성에 영향을 주지 않는다. 그러나 루프구조와 도파관 간에 접촉 상태에 따라 측정결과에서 리플(ripple) 현상이 나타난다. 이러한 문제는 동테이프를 이용하여 어댑터 하부에 부착시켜 접촉성을 개선함으로써 해결할 수 있다. 그림 20(b)는 표 6과 표 7의 나타낸 제원을 기반으로 커넥터와 연결된 다단 도선의 제작결과를 나타낸 것이다. 제안 루프의 구조는 직각 벤드를 기준으로 한 것이다. 이를 구현하기 위하여 먼저 141 케이블의 동선을 구부려서 곡선 벤드를 만들고 꺾인 부분에 강한 압력을 주어 직각도를 개선하고 줄로 꺾인 부위를 손질하여 곡선 벤드를 직각 벤드로 만들었다.

2. 엔드론치형 어댑터 측정

본 논문에서는 어댑터 시험을 위하여 Wiltron사의 벡터회로망분석기(vector



(a) 루프 구조 조립 과정



(b) 조립 완료된 어댑터

그림 21. 단일 루프구조를 갖는 어댑터 조립

network analyzer)를 사용하며, 캘리브레이션은 OOL 방식을 사용한다. 캘리브레이션 소자는 0mm 옵셋소자와 구 HP사의 X923A(Moving Short)를 이용한 옵셋단락 길이 9.65mm 그리고 구 HP사의 X914B(moving load)를 사용하며 어댑터의 동축선 커넥터를 종단하기 위하여 동축선 캘리브레이션 키트의 정합소자를 사용한다.

그림 21은 표 6의 설계제원을 근거로 제작된 엔드론치형 도파관 어댑터의 조립 결과를 나타낸 것이다. 그림 21(a)는 상부가 제거된 상태에서 하부와 단락부 그리고 단일 루프와 연결된 커넥터가 조립된 어댑터를 나타낸 것이고 (b)는 완전히 조

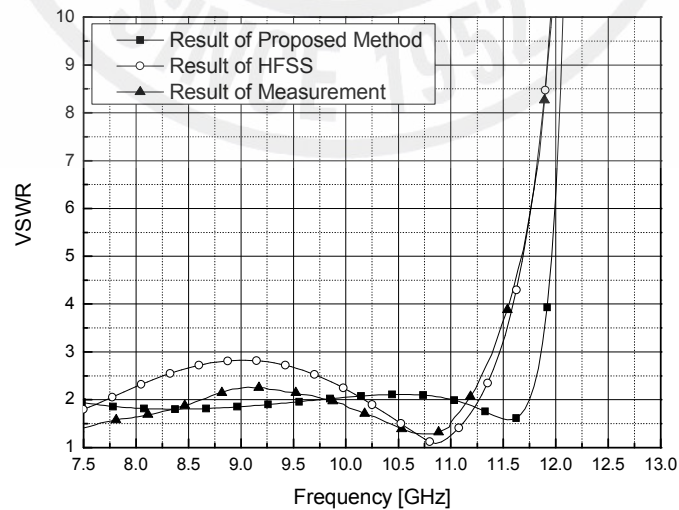


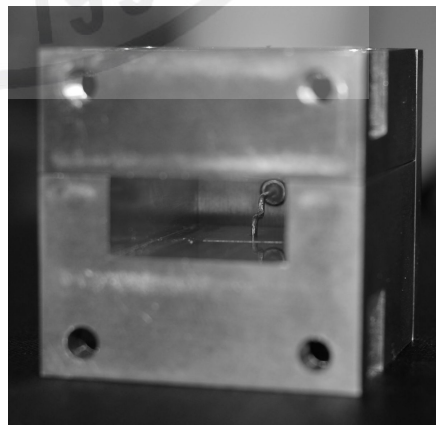
그림 22. 단일 루프구조를 갖는 어댑터의 측정결과

립된 어댑터를 나타낸 것이다.

그림 22는 표 6의 설계제원을 토대로 제작된 엔드론치형 도파관 어댑터의 정재파비 특성을 측정하고 해석식의 계산결과와 HFSS의 해석결과를 비교하여 나타낸 것이다. WR90 도파관 부품들은 일반적으로 8.2GHz~12.4GHz 대역내에서 사용된다. 그리고 WR90 도파관은 기본모드만이 존재할 수 있는 6.56GHz~13.16GHz 대역에서도 사용이 가능하지만 측정과정에서 사용된 부품들이 갖는 대역특성으로 인하여 7.5GHz~13GHz 대역까지만 어댑터의 특성을 측정할 수 있었다. 제안한 방법에 의한 계산 결과는 7.5GHz~11.75GHz 대역에서 정재파비가 2를 기준으로 작아지고 커지는 변화가 나타났다. HFSS의 해석결과에서 제안한 방법의 결과와 특성이 유사하지만 변화량이 4배 이상 크고 대역은 700MHz정도 차이가 났다. 측정결과에서는 7.5GHz~11.4GHz 범위에서 정재파비가 2 범위 내에서 제안한 방법과 유사하게 변화하였으며 대역은 710MHz정도 차이가 났다. 그리고 어댑터의 특성이 급격히 나빠지는 대역인 12GHz에서는 동일한 특성을 가졌다. 이러한 이유는 도선을 가지고 구부려서 루프의 구조를 만들고 구부러진 부위에 물리적 힘을 가하고 줄과 같은 공구를 이용하여 최대한 직각 벤드에 가깝게 제작하였다. 그러나 수작업에 의한 한계로 인하여 제안하였던 벤드구조를 완벽히 구현하지는 못하였다. 이러한 이유로 인하여 제작한 어댑터의 특성이 제안한 방법으로 계산한 결과와 약간의 차이가 나타났다. 단일 루프구조를 갖는 어댑터는 정재파비 2기준에서 16.5% 대역까지 가질 수 있으며 제작과정에서 이를 만족하지 못한 이유는 다단 루프구조를 갖는 어댑터와 동일한 옵션 기준에서



(a) 루프 구조 조립과정



(b) 조립 완료된 어댑터

그림 23. 2단 루프구조를 갖는 어댑터 조립

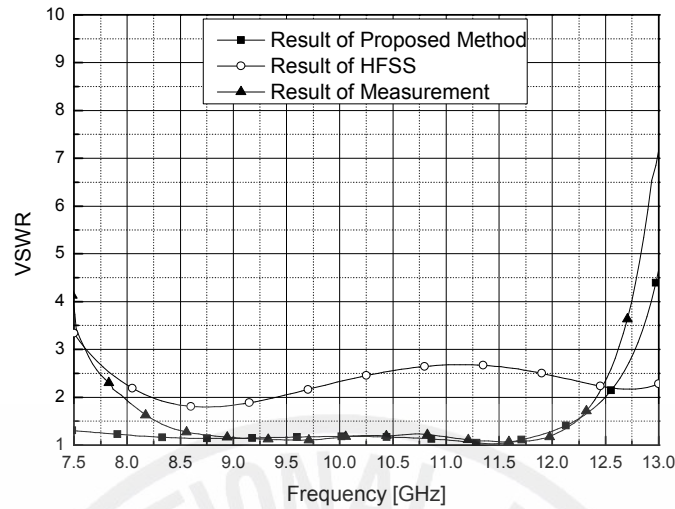


그림 24. 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 측정결과

비교하기 위해서 선정되었기 때문이다. 옵셋의 위치가 도파관의 중심인 11.43mm가 아닌 도파관의 협벽방향으로 이동한다면 정재파비가 2보다 작은 대역이 넓어진다.

표 7의 설계제원을 토대로 그림 23은 2단 루프구조를 갖는 어댑터의 조립결과를 나타낸 것이고 그림 24는 어댑터의 정재파비 측정결과와 해석식의 계산결과 그리고 HFSS의 해석결과를 비교하여 나타낸 것이다. 루프구조와 어댑터 간에 밀착성을 높이기 위하여 도파관 바닥면에 동테이프를 이용하였다. 여기서 2단 루프구조를 제안한 해석방법으로 계산하기 위하여 적용한 모드의 수는 기본모드와 고차모드를 모두 포함하여 7개이고, HFSS 해석을 위하여 Δs 의 설정은 0.01이고, 솔루션 주파수(solution frequency)의 설정은 13GHz로 하였다. 제안한 방법에 의하여 계산한 정재파비는 11.45GHz에서 최솟값을 가지며 7.5GHz~12.5GHz 대역에서 2 이하이다. HFSS의 해석결과에서는 8.75GHz에서 최솟값을 갖고 8.25GHz~9.4GHz 대역에서 2 이하이다. 측정된 결과에서는 11.62GHz에서 최솟값을 가지며 7.9GHz~12.42GHz 대역에서 2 이하이다. 여기서 8.5GHz~12.5GHz 대역에서 측정된 결과는 제안한 방식으로 계산한 정재파비와 잘 일치하였고 전반적인 대역 특성 또한 유사하였다. 그러나 HFSS의 해석 결과는 제안한 방법으로 계산한 결과와 측정된 결과하고 큰 차이가 나타났다. 특성이 급격히 변화되는 대역을 기준으로 비교해보면 제안한 방법에 의한 계산결과보

다 650MHz정도 천이되었다. 이러한 결과를 근거로 제안한 루프구조를 해석하기 위한 HFSS의 환경설정이 적합하지 않은 것으로 판단되며, 정확한 해석을 위한 분석이 향후에 필요하다. 이렇게 제작한 어댑터의 특성과 HFSS의 해석결과 간에 차이가 나타난 원인은 루프의 꺾인 부분 때문이다. 꺾인 부분에 대한 제작 방법이 단일 루프구조를 만드는 방법과 동일하고 꺾인 부분은 좀 더 직각 벤드에 가깝게 제작되었다. 측정결과 제작한 루프구조는 대역특성이 제안한 이론적 해석방법과 잘 일치하였다. 이러한 이유는 꺾인 부분에 의하여 나타난 전자계가 특정한 다단 루프구조에서 어댑터 내부에 영향이 감소하였기 때문이다. 다단 루프구조를 만들기 위해 수작업으로 도선을 구부리고 보완하는 작업은 도선의 직경이 0.9mm이고 꺾인 부분 간에 떨어진 길이가 2mm 미만 일 때 금형가공을 통해서 루프를 제작하는 것은 쉽지만 수작업으로 구현하는 것은 매우 어렵다. 따라서 수작업으로 도선을 구부려서 루프구조를 만드는 것은 2단까지 가능하고 그 이상의 단수를 갖는 경우는 금형을 통해서 제작해야 한다.

3. 결과 및 고찰

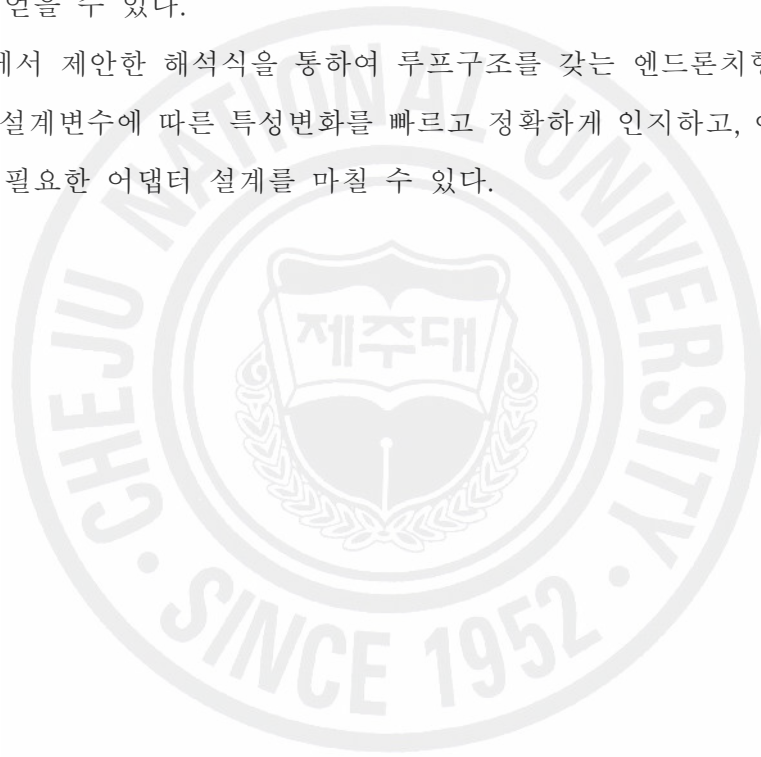
본 논문에서는 제안한 어댑터의 특성과 해석결과의 타당성을 증명하기 위하여 단일 루프구조와 2단 루프구조를 갖는 어댑터를 제작하고 측정하였으며 그 결과를 이론적인 해석식의 계산결과와 HFSS를 사용하여 얻은 해석결과를 비교 및 분석하였다. 제안한 다단 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터는 광대역 특성을 가지며 제작된 2단 루프구조에 의하여 급전된 어댑터는 정재파비 2 이하 기준에서 43.1% 대역을 가졌다. 이는 그림 22에서 나타난 단일 루프구조를 갖는 어댑터의 대역보다 2배 이상 더 넓은 것이다. 여기서 백분율로 나타낸 대역폭은 통과대역의 중심주파수를 기준으로 계산한 것이다. 그리고 이 새로운 어댑터를 해석하기 위하여 제안한 방법으로 해석한 결과는 제작결과와 일치하기 때문에 제안한 해석 방법 또한 타당성이 입증되었다.

HFSS는 전파가 전달되는 물리적 구조를 모델링하고 그 구조를 수치해석법인 유한요소법에 의하여 해석한다. 이러한 수치해석법은 대용량의 컴퓨터와 많은 해석시간이 요구된다. 최근 이 툴들은 다양한 최적화 알고리즘을 지원하여 설계자가 설계치를 찾도록 지원한다. 통상 설계자들은 이러한 툴의 기능을 사용하면 어댑터 설

계가 쉽고 설계결과를 빠르게 찾을 수 있는 것으로 인식하고 있다. 그러나 이 툴들의 최적화 방법은 많은 시행착오를 통해서 최종해를 찾는 것이므로 단시간 내에 완료되지 않으며 대부분 완료시간을 예측할 수 없다.

수치해석 기법에 포함된 최적화함수가 주어진 어댑터의 설계치를 쉽게 찾지 못하는 이유는 크게 2가지로 나눌 수 있다. 첫째 주어진 구조에서 요구 조건에 부합하는 설계치가 존재하지 않는 경우이고, 둘째 설계치가 존재하고 글로벌미니멈(global minimum)이 아닌 로컬미니멈(local minimum)에 최적화함수가 놓이는 경우이다. 따라서 수치해석기법을 이용하여 어댑터를 설계하는 것은 많은 시행오차를 겪어야 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안한 해석식을 통하여 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터를 설계하면 각 설계변수에 따른 특성변화를 빠르고 정확하게 인지하고, 이를 토대로 단시간 내에 필요한 어댑터 설계를 마칠 수 있다.



VI. 결론

본 논문에서는 단일 루프결합구조를 갖는 어댑터의 장점을 유지하면서 협대역 특성을 개선하기 위하여 다단 루프결합구조를 갖는 새로운 엔드론치형 구형도파관 어댑터를 제안하였다.

다단 루프결합구조를 갖는 엔드론치형 구형도파관 어댑터에 대한 해석을 위하여 어댑터의 입력임피던스 해석식을 제시하였다. 이 해석식은 에너지 가역정리를 이용하여 도파관 내부의 전계와 다단 루프구조에 흐르는 전류를 내적시킨 후 체적에 대하여 적분함으로써 계산된다. 도파관 내부의 전계는 로렌츠 게이지 조건에 의해서 마그네틱 벡터포텐셜로부터 구할 수 있으며 이 벡터포텐셜은 파동방정식으로 부터 유도되었다. 루프구조에 흐르는 전류는 전송선이론으로부터 정의되었고 다단 루프구조에서 전류의 연속성을 만족하였다. 유도한 엔드론치형 어댑터의 입력임피던스 식을 토대로 어댑터의 정확한 해석을 위하여 가장 단순한 구조인 단일 루프결합구조를 갖는 어댑터에 대하여 내부에 존재하는 전파 모드와 고차모드에 따른 특성을 분석하였고, 루프구조의 길이변화 와 움셋길이의 변화에 따른 어댑터 특성을 분석하였다. 이 결과를 기반으로 어댑터 해석을 위하여 기본모드와 고차모드의 총 수가 적어도 5개까지 고려되어야 함을 알았으며 분석과정에서는 7개까지 고려하였다. 유도한 해석식으로 계산한 결과는 선행 연구된 방식의 계산결과와 비교·분석되었으며, 해석식의 타당성을 HFSS를 통해 검증하였다. 다음과정으로 다단 루프결합구조를 갖는 어댑터에 대하여 해석식을 근거로 분석하였으며 그 결과를 HFSS의 해석결과와 비교하였다. 이러한 분석을 통하여 어댑터 설계를 위한 기본 절차를 확립하였다. 우선 루프를 제작할 수 있는 제원을 기반으로 급전선의 내부도체의 반경 r 을 결정한다. 중심주파수의 관내파장으로부터 루프의 총 길이를 $3\lambda_g/8 \sim 4\lambda_g/8$ 범위에서 결정한다. 입력임피던스의 저항성분을 설계하고자 하는 통과대역 내에서 평탄한 값이 되도록 z 방향 길이 성분($L_1, L_3, \dots, L_{2N-1}$)들을 설정한다. 그 설정과정에서 각 성분들은 L_1 부터 길이 값이 내림차순으로 작아져야 된다. 그런 다음 입력임피던스에 대한 저항성분이 평탄도가 더욱 개선되도록 y 방향

길이 성분인 L_2, L_4, \dots 및 L_{2N} 에 대하여 L_2 를 기준으로 길이 값이 오름차순으로 커지도록 각 성분을 결정한다. 이 과정 속에서 입력임피던스의 리액턴스 성분은 0에 가까워진다. 여기서 L_1 은 $1/8\lambda_g$ 이상 길어야 하고 L_{2N} 은 $1/12\lambda_g$ 이상 되어야 한다. 마지막으로 윗셋 길이 x_o 를 조정하여 급전선이 특성 임피던스와 같아지도록 조정하면 요구되어지는 사양의 어댑터 설계치를 얻을 수 있다.

본 논문에서 다단 루프구조를 갖는 엔드론치형 어댑터에 대한 분석을 위하여 통과대역의 중심이 10GHz이고 루프의 도선반경이 0.455mm이고, 윗셋 길이는 11.43mm이며, 루프의 총 길이는 16.08mm인 어댑터를 설계하고 분석하였다. 이 조건에서 2단 루프구조를 갖는 경우에는 퍼센티지 대역폭(percentage bandwidth)은 정재파비 1.2이하에서 30.6%이며 3단 루프구조를 갖는 경우에는 대역폭이 37.3%였다. 이 분석 결과를 토대로 제시한 어댑터의 설계기준으로부터 동일한 루프의 윗셋 위치에서 루프의 총 길이가 15.8mm인 2단 루프구조를 갖는 어댑터를 제작한 결과 정재파비 1.2이하 기준에서 31.3%를 가졌다. 이 결과로부터 동일 루프구조의 총 길이 내에서 단 수가 증가함에 따라 어댑터는 광대역 특성을 갖는 것이 입증된다. 다단 루프구조가 광대역 특성을 가질 수 있는 이유는 적절히 조절된 다단 루프 구조의 전류선소로부터 여기된 고차모드들이 서로 상쇄되어 입력임피던스의 리액턴스 성분이 넓은 대역내에서 0에 근접되고 저항성분은 급전부의 특성임피던스에 가까워지기 때문이다.

본 논문에서의 엔드론치형 구형도파관 어댑터를 해석하기 위해 유도된 입력임피던스 식은 엔드론치형 어댑터 설계뿐 아니라, 로타리 조인트(rotary joint), 콤라인 여파기(combine filter), 캐비티 여파기(cavity filter), 유전체 여파기(DR filter) 등의 급전 구조 설계에 이용될 수 있다.

부록 A

A.1 N단 루프 표면의 전류

1) 전류밀도의 정의

그림 3에서 루프의 구간은 다단 루프구조의 경계면($z=0$)을 기준으로 축의 방향을 고려하여 길이 성분을 다음과 같이 표현한다.

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 < z_1 < L_1 \\ L_1 < y_1 < L_1 + L_2 \\ L_1 + L_2 < z_2 < L_1 + L_2 + L_3 \\ L_1 + L_2 + L_3 < y_2 < L_1 + L_2 + L_3 + L_4 \\ \vdots \\ L_1 + L_2 + \dots + L_{2N-2} < z_N < L_1 + L_2 + \dots + L_{2N-1} \\ L_1 + L_2 + \dots + L_{2N-1} < y_N < L_1 + L_2 + \dots + L_{2N} \end{array} \right. \quad (\mathcal{A}-1)$$

이 때 단락된 다단 루프구조의 전류밀도는 식 (42)로부터 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$J = \frac{I_0}{2\pi r} \cos(k(L_1 + L_2 + \dots + L_{2N} - l)) \quad (\mathcal{A}-2)$$

여기서 l 은 y 방향과 z 방향의 루프의 구간이다. 이 식으로부터 위치와 방향성분을 고려한 i 번째 단의 구간전류는 다음과 같이 표현한다.

$$J_{y,i} = -\cos(ky)\delta(x - (x_o + r\cos(\phi)))\delta(z - (\zeta_i + r\sin(\phi))) \quad (\mathcal{A}-3a)$$

$$(\eta_{B,i} \leq y \leq \eta_{T,i})$$

$$J_{z,i} = \cos(k(L_s - |z|))\delta(x - (x_o + r\cos(\phi)))\delta(y - (\xi_i + r\sin(\phi))) \quad (\mathcal{A}-3b)$$

$$(\tau_{B,i} \leq z \leq \tau_{T,i})$$

여기서 y 방향 전류는 단일 루프구조에서 제안한 식을 기준으로 동일한 방식으로 정의하며 (-) 부호는 구간의 방향과 전류의 방향이 반대로 정의되기 때문에 나타나며, 도파관 내부에서 루프의 구간위치를 나타내는 함수로 δ 함수를 사용한다. 그리고 식 (A-3)에서 지정되지 않은 변수들은

$$\zeta_i = \sum_{t=1}^i L_{2t-1} \quad (\text{A-4a})$$

$$\eta_{T,i} = \sum_{t=2i}^{2N} L_t, \quad \eta_{B,i} = \sum_{t=2i+1}^{2N} L_t \quad (\text{A-4b})$$

$$L_s = \sum_{i=1}^{2N} L_i \quad (\text{A-4c})$$

$$\xi_i = \sum_{t=i}^N L_{2t} \quad (\text{A-4d})$$

$$\tau_{T,i} = \sum_{t=0}^{2i-1} L_t, \quad \tau_{B,i} = \sum_{t=0}^{2i-2} L_t \quad (\text{A-4e})$$

이다. 식 (A-3)을 이용하여 다단 루프구조에 흐르는 총 전류밀도는

$$\mathbf{J} = \frac{I_0}{2\pi r} \sum_{i=1}^N [J_{y,i} \mathbf{a}_y + J_{z,i} \mathbf{a}_z] \quad (\text{A-5})$$

이다.

2) 전류의 연속성

다단 루프구조의 전류는 모든 구간에서 연속되어야 하며 식 (A-3)은 축이 바뀌는 각 지점에서 전류의 연속성을 만족해야 한다.

① 첫 번째 단의 z 방향 전류 성분 ($0 \leq z \leq L_1$)

$$J_{z,1} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_1 + L_2 + \cdots + L_{2N})], \quad z = 0$$

$$J_{z,1} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_2 + L_3 + \cdots + L_{2N})], \quad z = L_1$$

② 첫 번째 단의 y 방향 전류 성분($L_3 + L_4 + \cdots + L_{2N} \leq y \leq L_2 + L_3 + \cdots + L_{2N}$)

$$J_{y,1} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_2 + L_3 + \cdots + L_{2N})], \quad y = L_2 + L_3 + \cdots + L_{2N}$$

$$J_{y,1} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_3 + L_4 + \cdots + L_{2N})], \quad y = L_3 + L_4 + \cdots + L_{2N}$$

③ 두 번째 단의 z 방향 전류 성분($L_1 + L_2 \leq z \leq L_1 + L_2 + L_3$)

$$J_{z,2} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_3 + L_4 + \cdots + L_{2N})], \quad z = L_1 + L_2$$

$$J_{z,2} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_4 + L_5 + L_{2N})], \quad z = L_1 + L_2 + L_3$$

④ 두 번째 단의 y 방향 전류 성분($L_5 + L_6 + \cdots + L_{2N} \leq y \leq L_4 + L_5 + \cdots + L_{2N}$)

$$J_{y,2} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_4 + L_5 + \cdots + L_{2N})], \quad y = L_4 + L_5 + \cdots + L_{2N}$$

$$J_{y,2} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_5 + L_6 + \cdots + L_{2N})], \quad y = L_5 + L_6 + \cdots + L_{2N}$$

⑤ N 번째 단의 z 방향 전류 성분($L_1 + L_2 + \cdots + L_{2N-2} \leq z \leq L_1 + L_2 + \cdots + L_{2N-1}$)

$$J_{z,N} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_{2N-1} + L_{2N})], \quad z = L_1 + L_2 + \cdots + L_{2N-2}$$

$$J_{z,N} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_{2N})], \quad z = L_1 + L_2 + \dots + L_{2N-1}$$

⑥ N 번째 단의 y 방향 전류 성분 ($0 \leq y \leq L_{2N}$)

$$J_{y,N} = \frac{I_0}{2\pi r} \cos [k(L_{2N})], \quad y = L_{2N}$$

$$J_{y,N} = \frac{I_0}{2\pi r}, \quad y = 0$$

①~⑥항의 결과를 통해 전류가 축이 바뀌는 모든 지점에서 연속됨이 입증된다.

ℳ.2 도파관내 파동방정식의 해

1) TM 모드에 대한 마그네틱 벡터포텐셜

파동방정식의 해를 찾기 위하여 전류원이 없는 상태에서 도파관내의 파동방정식의 일반해를 먼저 구한다.

$$\nabla^2 \mathbf{A} + k^2 \mathbf{A} = 0 \quad (\mathcal{A}-6)$$

전류원이 없는 TM 모드에서는 $A_x = A_y = 0$ 이고 ∇^2 은 $(\partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2 + \partial^2/\partial z^2)$ 이므로 파동 방정식을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) A_z(x, y, z) + k^2 A_z(x, y, z) = 0 \quad (\mathcal{A}-7)$$

자유공간에 대한 이 파동방정식의 일반해는

$$A_z(x, y, z) = \begin{bmatrix} D_1 \cos(k_x x) + D_2 \sin(k_x x) \\ D_3 \cos(k_y y) + D_4 \sin(k_y y) \\ D_5 e^{-\gamma z} + D_6 e^{\gamma z} \end{bmatrix} \quad (\mathcal{A}-8)$$

이다. 여기서 $D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6$ 는 상수이고, k_x 와 k_y 는 각각 x 방향의 고유치와 y 방향의 고유치이다. 그리고 z 방향에서 $e^{-\gamma z}$ 는 진행파이고 $e^{\gamma z}$ 는 반사파이다. 이 일반해에 TM 모드에 관련된 구형도파관의 경계조건($E_z = 0$)을 대입하고, z 방향으로 진행되는 파로 표현된 도파관내의 일반해는 다음과 같이 유도된다.

$$A_z = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} D_{mn} \sin(k_x x) \sin(k_y y) e^{-\gamma z} \quad (\mathcal{A}-9)$$

여기서 k_x 는 $m\pi/a$ 이고, k_y 는 $n\pi/b$, γ 는 $\sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}$, D_{mn} 는 상수이다.

이 일반해는 전류원이 존재하는 영역에서 전류원에 대한 경계조건을 만족해야 하며 이 조건으로부터 D_{mn} 을 구할 수 있다. 따라서 D_{mn} 을 구하고 전류원이 있는 도파관 내에서 조건을 만족하는 특수해를 찾기 위하여 식 (A-9)를 식(41)에 대입하고 정리하면

$$2\gamma^2 D_{mn} \sin(k_x x) \sin(k_y y) e^{-\gamma z} = -J_z(x, y, z) \quad (\mathcal{A}-10)$$

이 된다. 여기서 합연산자는 미분방정식에 독립적 관계이기 때문에 생략하고 최종해에 다시 표현한다. 식 (A-10)에서 D_{mn} 을 구하기 위하여 양변에 전류원의 위치에 해당하는 변수 x', y', z' 로 표현된 직교함수를 곱한다.

$$\begin{aligned} 2\gamma^2 D_{mn} \sin(k_x x) \sin(k_x x') \sin(k_y y) \sin(k_y y') e^{-\gamma(z-z')} \\ = -J_z(x', y', z') \sin(k_x x') \sin(k_y y') e^{\gamma z'} \end{aligned} \quad (\mathcal{A}-11)$$

식 (A-11)의 양변을 각 변수의 주기에 대해 적분을 취한다.

$$2\gamma^2 D_{mn} \int_0^a \sin(k_x x) \sin(k_x x') dx \int_0^b \sin(k_y y) \sin(k_y y') dy \quad (\mathcal{A}-12)$$

$$\int_0^\infty e^{-\gamma(z-z')} dz = \int -J_z(x', y', z') \sin(k_x x') \sin(k_y y') e^{\gamma z'} dv'$$

직교함수가 곱해진 피적분함수의 적분결과는 $x = x', y = y', z = z'$ 일 때 값을 갖지만 $x \neq x', y \neq y', z \neq z'$ 일 때는 0이다. 식 (A-12)의 우변을 적분하고 D_{mn} 에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$D_{mn} = \frac{1}{ab\gamma} \int J_z(x', y', z') \sin(k_x x') \sin(k_y y') e^{\gamma z'} dv' \quad (\mathcal{A}-13)$$

그리고 전류원에 의해 도파관 내에 계가 형성될 때는 영상 전류원을 반드시 고려해 주어야 한다. 접지면에 수직으로 형성되어 있을 때는 전류원이 놓일 때에는 이 전류원으로부터 여기된 계는 2배가 된다. 따라서 영상 전류원을 고려하고 식 (A-13)를 식 (A-9)에 대입하여 TM모드에 대한 특수해를 다음과 같이 유도한다.

$$A_z = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2ab\gamma} \sin(k_x x) \sin(k_y y) \int J_z(x', y', z') \sin(k_x x') \sin(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} dv' \quad (\mathcal{A}-14)$$

2) TE 모드에 대한 자기 벡터포텐셜

TM모드에 대한 유도과정에서와 동일한 방식으로 TE모드에 대하여 적용한다. 전류원이 없는 TE 모드에서는 $A_x = A_z = 0$ 이고 ∇^2 은 $(\partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2 + \partial^2/\partial z^2)$ 이므로 식 (A-6)로부터 자기 벡터포텐셜 A_y 에 대한 파동방정식을 다음과 같이 표현한다.

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) A_y(x, y, z) + k^2 A_y(x, y, z) = 0 \quad (\mathcal{A}-15)$$

자유공간에 대한 이 파동방정식의 일반해는

$$A_y(x, y, z) = \frac{[C_1 \cos(k_x x) + C_2 \sin(k_x x)] [C_3 \cos(k_y y) + C_4 \sin(k_y y)]}{[C_5 e^{-\gamma z} + C_6 e^{\gamma z}]} \quad (\mathcal{A}-16)$$

이다. 여기서 $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6$ 는 상수이다. 그리고 z 방향에서 $e^{-\gamma z}$ 는 진행파이고 $e^{\gamma z}$ 는 반사파이다. 이 일반해에 TE 모드에 관련된 구형도파관의 경계조건 ($E_z = 0$)을 대입하고, z 방향으로 진행되는 파로 표현된 도파관내의 일반해는 다음과 같다.

$$A_y = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} C_{mn} \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z} \quad (\mathcal{A}-17)$$

여기서 C_{mn} 은 상수이다. 이 결과는 도파관내에 전류원이 없는 상태에서 파동방정식의 일반해이다.

이 일반해는 전류원이 존재하는 영역에서 전류원에 대한 경계조건을 만족해야 하며 이 조건으로부터 C_{mn} 을 구할 수 있다. D_{mn} 의 유도과정과 동일한 방법을 적용하면 C_{mn} 은

$$C_{mn} = \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} \int J_z(x', y', z') \sin(k_x x') \cos(k_y y') e^{\gamma z'} dv' \quad (\mathcal{A}-18)$$

이다.

식 ($\mathcal{A}-18$)를 식 ($\mathcal{A}-17$)에 대입하고 TE 모드의 특수해를 다음과 같이 유도한다.

$$A_y = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} \sin(k_x x) \cos(k_y y) \int J_z(x', y', z') \sin(k_x x') \cos(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} dv' \quad (\mathcal{A}-19)$$

9.3 마그네틱 벡터포텐셜내의 적분유도

i 번째 단의 y 축 전류밀도성분에 대한 식(44a)를 y 축 벡터포텐셜의 성분에 대한 식(46a)에 의 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 & \int J_{y,i} \sin(k_x x') \cos(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} dv' & (A-20) \\
 & = \int \frac{I_0}{2\pi r} \{-\cos(ky') \delta(x' - (x_o + r \cos(\phi'))) \\
 & \quad \delta(z' - (\zeta_i + r \sin(\phi')))\} \sin(k_x x') \cos(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} dv' \\
 & = \int \frac{I_0}{2\pi r} \{-\cos(ky') \delta(x' - (x_o + r \cos(\phi'))) \\
 & \quad \delta(z' - (\zeta_i + r \sin(\phi')))\} \sin(k_x x') \cos(k_y y') e^{-\gamma|z-z'|} r dy' d\phi' \\
 & \quad (-\zeta_i < z' < \zeta_i), (\eta_{B,i} \leq y \leq \eta_{T,i})
 \end{aligned}$$

여기서 프라임(')표시가 된 변수는 전류원이 존재하는 영역의 변수이다. 전류가 루프의 표면에만 분포하므로 체적 적분을 표면 적분으로 바꿀 수 있으며 이 때 체적적분에 대한 적분변수 dv' 은 표면적분에 대한 적분변수 $rd\phi'dy'$ 로 바뀐다. 식 (A-20)을 적분변수로 구분하여 다시 표현하면

$$\begin{aligned}
 & \frac{I_0}{2\pi} \int_{\eta_{B,i}}^{\eta_{T,i}} \cos(ky') \cos(k_y y') dy' & (A-21) \\
 & \int_0^{2\pi} \sin(k_x (x_o + r \cos(\phi'))) e^{-\gamma|z - (\zeta_i + r \sin(\phi'))|} d\phi'
 \end{aligned}$$

이 된다. 식(A-21)에서 적분변수 y' 에 대하여 삼각함수 간에 곱의 식을 삼각함수 내부인자에 대한 합의 식으로 변환하여 적분한다.

$$\begin{aligned}
& \int_{\eta_{B,i}}^{\eta_{T,i}} [-\cos(ky')\cos(k_y y')] dy' \quad (\mathcal{A}-22) \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin((-k_y+k)\eta_{B,i})}{k_y-k} - \frac{\sin((k_y+k)\eta_{B,i})}{k_y-k} \right. \\
&\quad \left. - \frac{\sin((-k_y+k)\eta_{T,i})}{k_y-k} + \frac{\sin((k_y+k)\eta_{T,i})}{k_y-k} \right]
\end{aligned}$$

식(ℳ-21)은 적분변수 ϕ' 에 대한 적분은 도파관의 경계면 $z=0$ 의 반대편에 $z=-z'$ 에 존재하는 영상 전류원을 포함하고 있다. 이 전류원은 y 방향의 전류원과 위상이 반대이다. [28]의 식1.4.2(1)을 이용하여 식(ℳ-21)를 적분한다.

$$\begin{aligned}
& \frac{I_0}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin(k_x(x_o+r\cos(\phi'))) e^{-\gamma|z-(\zeta_i+r\sin(\phi'))|} d\phi' \quad (\mathcal{A}-23) \\
&= \frac{I_0}{2\pi} \sin(k_x x_o) \\
&\quad \left[e^{\gamma\zeta_i} \left\{ 2\pi I_0(\gamma r) J_0(k_x r) + 4\pi \sum_{u=1}^{\infty} [(-1)^u \cos(u\pi) I_{2u}(\gamma r) J_{2u}(k_x r)] \right\} \right. \\
&\quad \left. - e^{-\gamma\zeta_i} \left\{ 2\pi I_0(-\gamma r) J_0(k_x r) + 4\pi \sum_{u=1}^{\infty} [(-1)^u \cos(u\pi) I_{2u}(-\gamma r) J_{2u}(k_x r)] \right\} \right] \\
&\quad (-\zeta_i < z' < \zeta_i)
\end{aligned}$$

i 번째 단의 z 방향 마그네틱 벡터포텐셜성분에서 식(ℳ-21)에서 적용된 방법과 동일한 방법으로 적분변수를 구분하여 식(46b)의 적분을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
& \frac{I_0}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin(k_x(x_o+r\cos(\phi')))\sin(k_y(\xi_i+r\sin(\phi')))\sin(k_y(\xi_i+r\sin(\phi'))) d\phi' \quad (\mathcal{A}-24) \\
&\quad \int_{-\infty}^{\infty} \cos(k(L_s-|z'|)) e^{-\gamma|z-z'|} dz' \\
&\quad (-\tau_{T,i} \leq z \leq -\tau_{B,i}, \tau_{B,i} \leq z \leq \tau_{T,i})
\end{aligned}$$

식(ℳ-24)에서 적분인자 ϕ' 에 대한 식을 삼각함수 내부인자 합의 식을 삼각함수

곱의 식으로 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
& \int_0^{2\pi} \sin(k_x(x_o + r\cos(\phi')))\sin(k_y(\xi_i + r\sin(\phi'))d\phi' & (\mathcal{A}-25) \\
& = \sin(k_x x_o)\sin(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \cos(k_x r\cos(\phi'))\cos(k_y r\sin(\phi'))d\phi' \\
& \quad + \sin(k_x x_o)\cos(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \cos(k_x r\cos(\phi'))\sin(k_y r\sin(\phi'))d\phi' \\
& \quad + \cos(k_x x_o)\sin(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \sin(k_x r\cos(\phi'))\cos(k_y r\sin(\phi'))d\phi' \\
& \quad + \cos(k_x x_o)\cos(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \sin(k_x r\cos(\phi'))\sin(k_y r\sin(\phi'))d\phi'
\end{aligned}$$

[27]의 식(9.1.42)~(9.1.45)를 이용하여 식(9-25)를 적분한다. 이 적분결과는

$$\begin{aligned}
& \int_0^{2\pi} \cos(k_x r\cos(\phi'))\cos(k_y r\sin(\phi'))d\phi' & (\mathcal{A}-26) \\
& = \int_0^{2\pi} \left[J_0(k_x r) + 2 \sum_{u=1}^{\infty} (-1)^u J_{2u}(k_x r) \cos(2u\phi') \right] \\
& \quad \left[J_0(k_y r) + 2 \sum_{v=1}^{\infty} J_{2v}(k_y r) \cos(2v\phi') \right] d\phi' \\
& = 2\pi J_0(k_x r)J_0(k_y r) + \sum_{u=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} \left[(-1)^u J_{2u}(k_x r) J_{2v}(k_y r) \frac{\sin(4\pi(u-v))}{u-v} \right]
\end{aligned}$$

이다. 여기서 식(9-25)에서 둘째 항부터 넷째 항까지의 적분은 모두 0이다. 그리고 식(9-24)에서 둘째 항의 적분은 $z=0$ 의 경계면에 대한 $z=-z'$ 위치의 영상 전류원을 포함하고 있으므로 적분함수내의 절댓값에 의한 부호를 주의하여야 한다. 지수함수에 포함된 절댓값의 부호를 정하기 위하여 음의 영역에서 적분구간은 $-\tau_{T,i}$ 에서 $-\tau_{B,i}$ 까지 이고, 이 경우 절댓값의 내부인자는 항상 양의 값을 갖기 때문에 부호가 바뀌지 않는다. 그리고 양의 영역에서 적분구간은 절댓값의 내부인자가 z 와 z' 의 관계에 따라 양과 음이 결정된다. 따라서 $z > z'$ 일 때 적분구간 $\tau_{B,i} < z' < z$ 에서 절댓값의 내부인자는 항상 양이므로 부호가 바뀌지 않고,

$z < z'$ 일 때 적분구간은 $z < z' < \tau_{T,i}$ 에서 절댓값의 내부인자는 항상 음이기 때문에 절댓기호를 제거할 때 부호가 바뀐다. 이러한 절댓값에 의한 적분구간을 고려하여 식(A-24)에서 둘째 항의 적분은

$$\begin{aligned}
 & \int_{-\infty}^{\infty} \cos(k(L_s - |z'|))e^{-\gamma|z-z'|}dz' & (\text{A-27}) \\
 & = \int_{-\tau_{T,i}}^{-\tau_{B,i}} \cos(k(L_s + z'))e^{-\gamma(z-z')}dz' + \int_{\tau_{B,i}}^z \cos(k(L_s - z'))e^{-\gamma(z-z')}dz' \\
 & \quad + \int_z^{\tau_{T,i}} \cos(k(L_s - z'))e^{\gamma(z-z')}dz' \\
 & \quad \quad \quad (-\tau_{T,i} \leq z \leq -\tau_{B,i}, \tau_{B,i} \leq z \leq \tau_{T,i})
 \end{aligned}$$

이다. 식(A-27)에서 각 적분에 대한 결과는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 & \int_{-\tau_{T,i}}^{-\tau_{B,i}} \cos(k(L_s + z'))e^{-\gamma(z-z')}dz' & (\text{A-28a}) \\
 & = \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [\gamma \cos(k(\tau_{B,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{B,i} - L_s))]e^{-\gamma\tau_{B,i}}e^{\gamma z} \\
 & \quad - [\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))]e^{-\gamma\tau_{T,i}}e^{-\gamma z}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \int_{\tau_{B,i}}^z \cos(k(L_s - z'))e^{-\gamma(z-z')}dz' & (\text{A-28b}) \\
 & = \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [\gamma \cos(k(L_s - z)) - k \sin(k(L_s - z))] \\
 & \quad - [\gamma \cos(k(\tau_{B,i} - L_s)) + k \sin(k(\tau_{B,i} - L_s))]e^{\gamma\tau_{B,i}}e^{-\gamma z}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & \int_z^{\tau_{T,i}} \cos(k(L_s - z))e^{\gamma(z-z')}dz' & (\text{A-28c}) \\
 & = \frac{1}{k^2 + \gamma^2} [\gamma \cos(k(L_s - z)) + k \sin(k(L_s - z))] \\
 & \quad - [\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))]e^{-\gamma\tau_{T,i}}e^{\gamma z}
 \end{aligned}$$

4.4 i 번째 단의 입력임피던스 유도

1) i 번째 단의 y 방향 입력임피던스 성분

i 번째 단의 y 방향에 대한 입력임피던스는 i 번째 단의 y 방향 전류에 대한 식 (44a)와 이 전류로부터 여기된 도파관 내의 i 번째 단의 y 방향 전계에 대한 식 (50a)를 식(51)의 y 방향성분에 대입하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 & \int E_{y,i} J_{y,i} dv & (\mathcal{A}-29) \\
 &= \int \left[\frac{I_0}{2\pi} \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} A_{ya,i}^{mn} A_{yb,i}^{mn} \left(j\omega\mu + \frac{k_y^2}{j\omega\epsilon} \right) \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z} \right. \\
 & \quad \left. [-\cos(ky)\delta(x - (x_o + r\cos(\phi)))\delta(z - (\zeta_i + r\sin(\phi)))] \right] dv \\
 &= \int \left[\frac{I_0}{2\pi} \frac{\epsilon_n}{ab\gamma} A_{ya,i}^{mn} A_{yb,i}^{mn} \left(j\omega\mu + \frac{k_y^2}{j\omega\epsilon} \right) \sin(k_x x) \cos(k_y y) e^{-\gamma z} \right. \\
 & \quad \left. [-\cos(ky)\delta(x - (x_o + r\cos(\phi)))\delta(z - (\zeta_i + r\sin(\phi)))] \right] r d\phi dy \\
 & \quad (\eta_{B,i} \leq y \leq \eta_{T,i})
 \end{aligned}$$

여기서 시그마 연산자는 적분과 독립적인 관계이므로 생략한다. 식 (A-29)에서 적분인자 ϕ 에 대한 함수만 추출하여 적분을 하면

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{2\pi} \sin(k_x (x_o + r\cos(\phi))) e^{-\gamma(\zeta_i + r\sin(\phi))} d\phi & (\mathcal{A}-30) \\
 &= \sin(k_x x_o) \\
 & \quad \left[e^{-\gamma\zeta_i} \left\{ 2\pi I_0(-\gamma r) J_0(k_x r) + 4\pi \sum_{u=1}^{\infty} [(-1)^u \cos(u\pi) I_{2u}(-\gamma r) J_{2u}(k_x r)] \right\} \right] \\
 & \quad (0 < z < \zeta_i)
 \end{aligned}$$

이 된다. 그리고 식 (A-29)에서 적분인자 y 에 대한 함수만 추출하여 적분을 하면

$$\begin{aligned}
& \int_{\eta_{B,i}}^{\eta_{T,i}} [-\cos(ky)\cos(k_y y)] dy \quad (\mathcal{A}-31) \\
&= \frac{1}{2} \left[\frac{\sin((-k_y+k)\eta_{B,i})}{k_y-k} - \frac{\sin((k_y+k)\eta_{B,i})}{k_y-k} \right. \\
&\quad \left. - \frac{\sin((-k_y+k)\eta_{T,i})}{k_y-k} + \frac{\sin((k_y+k)\eta_{T,i})}{k_y-k} \right]
\end{aligned}$$

이 된다.

2) i 번째 단의 z 방향 입력임피던스성분

i 번째 단의 z 방향에 대한 입력임피던스는 i 번째 단의 z 방향 전류에 대한 식 (44b)와 이 전류로부터 여기된 도파관 내의 i 번째 단의 z 방향 전계에 대한 식 (50b)를 식(51)의 z 방향성분에 대입하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
& \int E_{z,i} J_{z,i} dv \quad (\mathcal{A}-32) \\
&= \int \left[\frac{I_0}{2\pi} A_{za,i}^{mn} A_{zb,i}^{mn} \sin(k_x x) \sin(k_x y) \right. \\
&\quad \left\{ \left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc1,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc2,i}^{mn} e^{-\gamma z} \right. \\
&\quad \left. - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc3,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc4,i}^{mn} e^{\gamma z} \right. \\
&\quad \left. \left. + \left(-j\omega\mu - \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \right) 2\gamma \cos(k(L_s - z)) \right\} \right] \\
&\quad \cos(k(L_s - |z|)) \delta(x - (x_o + r \cos(\phi))) \delta(y - (\xi_i + r \sin(\phi))) dv \\
&= \int \left[\frac{I_0}{2\pi} A_{za,i}^{mn} A_{zb,i}^{mn} \sin(k_x x) \sin(k_x y) \right. \\
&\quad \left\{ \left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc1,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc2,i}^{mn} e^{-\gamma z} \right. \\
&\quad \left. - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc3,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc4,i}^{mn} e^{\gamma z} \right. \\
&\quad \left. \left. + \left(-j\omega\mu - \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \right) 2\gamma \cos(k(L_s - z)) \right\} \right] \\
&\quad \cos(k(L_s - |z|)) \delta(x - (x_o + r \cos(\phi))) \delta(y - (\xi_i + r \sin(\phi))) r d\phi dz \\
&\quad (\tau_{B,i} \leq z \leq \tau_{T,i})
\end{aligned}$$

여기서 시그마 연산자는 적분과 독립적인 관계이므로 생략한다. 식 (A-32)에서 적분인자 ϕ 에 대한 함수만 추출하여 적분을 하면

$$\begin{aligned}
& \int_0^{2\pi} \sin(k_x(x_o + r \cos(\phi))) \sin(k_y(\xi_i + r \sin(\phi))) d\phi & (A-33) \\
& = \sin(k_x x_o) \sin(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \cos(k_x r \cos(\phi)) \cos(k_y r \sin(\phi)) d\phi \\
& \quad + \sin(k_x x_o) \cos(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \cos(k_x r \cos(\phi)) \sin(k_y r \sin(\phi)) d\phi \\
& \quad + \cos(k_x x_o) \sin(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \sin(k_x r \cos(\phi)) \cos(k_y r \sin(\phi)) d\phi \\
& \quad + \cos(k_x x_o) \cos(k_y \xi_i) \int_0^{2\pi} \sin(k_x r \cos(\phi)) \sin(k_y r \sin(\phi)) d\phi
\end{aligned}$$

이다. 식(A-26)에 적용된 방법과 동일한 방법으로 식(A-33)을 적분한다. 이 적분 결과는

$$\begin{aligned}
& \int_0^{2\pi} \cos(k_x r \cos(\phi)) \cos(k_y r \sin(\phi)) d\phi & (A-34) \\
& = \int_0^{2\pi} \left[J_0(k_x r) + 2 \sum_{u=1}^{\infty} (-1)^u J_{2u}(k_x r) \cos(2u\phi) \right] \\
& \quad \left[J_0(k_y r) + 2 \sum_{v=1}^{\infty} J_{2v}(k_y r) \cos(2v\phi) \right] d\phi \\
& = 2\pi J_0(k_x r) J_0(k_y r) + \sum_{u=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} \left[(-1)^u J_{2u}(k_x r) J_{2v}(k_y r) \frac{\sin(4\pi(u-v))}{u-v} \right]
\end{aligned}$$

이다. 그리고 식 (A-32)에서 적분인자 z 에 대한 함수만 추출하여 적분을 하면

$$\begin{aligned}
& \int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} \left[\left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zcl,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc2,i}^{mn} e^{-\gamma z} \right. & (A-30) \\
& \quad \left. - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc3,i}^{mn} e^{-\gamma z} - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon} \right) A_{zc4,i}^{mn} e^{\gamma z} \right. \\
& \quad \left. + \left(-j\omega\mu - \frac{k^2}{j\omega\epsilon} \right) [2\gamma \cos(k(L_s - z))] \right] \cos(k(L_s - z)) dz
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \left(-j\omega\mu + \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon}\right) A_{zc1,i}^{mn} \int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} e^{-\gamma z} \cos(k(L_s - z)) dz \\
&\quad - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon}\right) A_{zc2,i}^{mn} \int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} e^{-\gamma z} \cos(k(L_s - z)) dz \\
&\quad - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon}\right) A_{zc3,i}^{mn} \int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} e^{-\gamma z} \cos(k(L_s - z)) dz \\
&\quad - \left(j\omega\mu - \frac{\gamma^2}{j\omega\epsilon}\right) A_{zc4,i}^{mn} \int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} e^{\gamma z} \cos(k(L_s - z)) dz \\
&\quad + \left(-j\omega\mu - \frac{k^2}{j\omega\epsilon}\right) [2\gamma] \int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} \cos(k(L_s - z)) \cos(k(L_s - z)) dz
\end{aligned}$$

이 된다. 여기서 각 적분은 다음과 같이 표현된다.

$$\int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} e^{-\gamma z} \cos(k(L_s - z)) dz \tag{A-31a}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{k^2 + \gamma^2} \left[[\gamma \cos(k(\tau_{B,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{B,i} - L_s))] e^{-\gamma \tau_{Bi}} \right. \\
&\quad \left. - [\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))] e^{-\gamma \tau_{Ti}} \right]
\end{aligned}$$

$$\int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} e^{\gamma z} \cos(k(L_s - z)) dz \tag{A-31b}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{k^2 + \gamma^2} \left[[\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) + k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))] e^{\gamma \tau_{Ti}} \right. \\
&\quad \left. - [\gamma \cos(k(\tau_{B,i} - L_s)) + k \sin(k(\tau_{B,i} - L_s))] e^{\gamma \tau_{Bi}} \right]
\end{aligned}$$

$$\int_{\tau_{Bi}}^{\tau_{Ti}} \cos(k(L_s - z)) \cos(k(L_s - z)) dz \tag{A-31c}$$

$$= \frac{\sin(2k(\tau_{T,i} - L_s)) - \sin(2k(\tau_{B,i} - L_s)) + 2k(\tau_{T,i} - \tau_{B,i})}{4k}$$

부록 B

$$A_{ya,i}^{mn} = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin((-k_y + k)\eta_{B,i})}{k_y - k} - \frac{\sin((k_y + k)\eta_{B,i})}{k_y + k} - \frac{\sin((-k_y + k)\eta_{T,i})}{k_y - k} + \frac{\sin((k_y + k)\eta_{T,i})}{k_y + k} \right] \quad (\mathcal{B}-1)$$

$$A_{yb,i}^{mn} = \sin(k_x x_o) \left[e^{\gamma\zeta_i} \left[2\pi I_0(\gamma r) J_0(k_x r) + 4\pi \sum_{u=1}^{\infty} [(-1)^u \cos(u\pi) I_{2u}(\gamma r) J_{2u}(k_x r)] \right] - e^{-\gamma\zeta_i} \left[2\pi I_0(-\gamma r) J_0(k_x r) + 4\pi \sum_{u=1}^{\infty} [(-1)^u \cos(u\pi) I_{2u}(-\gamma r) J_{2u}(k_x r)] \right] \right] \quad (\mathcal{B}-2)$$

$$A_{za,i}^{mn} = \frac{1}{2ab\gamma(k^2 + \gamma^2)} \sin(k_x x_o) \sin(k_y \xi_i) \quad (\mathcal{B}-3)$$

$$A_{zb,i}^{mn} = \left[2\pi J_0(k_x r) J_0(k_y r) + \sum_{u=1}^{\infty} \sum_{v=1}^{\infty} (-1)^u J_{2u}(k_x r) J_{2v}(k_y r) \left(\frac{\sin(4\pi(u-v))}{u-v} \right) \right] \quad (\mathcal{B}-4)$$

$$A_{zc1,i}^{mn} = [\gamma \cos(k(\tau_{B,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{B,i} - L_s))] e^{-\gamma\tau_{B,i}} \quad (\mathcal{B}-5)$$

$$A_{zc2,i}^{mn} = -[\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))] e^{-\gamma\tau_{T,i}} \quad (\mathcal{B}-6)$$

$$A_{zc3,i}^{mn} = -[\gamma \cos(k(\tau_{B,i} - L_s)) + k \sin(k(\tau_{B,i} - L_s))] e^{\gamma\tau_{B,i}} \quad (\mathcal{B}-7)$$

$$A_{zc4,i}^{mn} = -[\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) - k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))] e^{-\gamma\tau_{T,i}} \quad (\mathcal{B}-8)$$

$$B_{ya,i}^{mn} = \sin(k_x x_o) e^{-\gamma\zeta_i} \left[2\pi I_0(-\gamma r) J_0(k_x r) + 4\pi \sum_{u=1}^{\infty} \{(-1)^u \cos(u\pi) I_{2u}(-\gamma r) J_{2u}(k_x r)\} \right] \quad (\mathcal{B}-9)$$

$$B_{za,i}^{mn} = [\gamma \cos(k(\tau_{T,i} - L_s)) + k \sin(k(\tau_{T,i} - L_s))] e^{\gamma\tau_{T,i}} \quad (\mathcal{B}-10)$$

$$C_{za,i}^{mn} = \frac{\sin(2k(\tau_{T,i} - L_s)) - \sin(2k(\tau_{B,i} - L_s)) + 2k(\tau_{T,i} - \tau_{B,i})}{4k} \quad (\mathcal{B}-11)$$

여기서 I_0 와 I_{2u} , I_{2v} 는 수정된 1종 베셀함수(modified Bessel function of the first kind)이고, J_0 와 J_{2u} , J_{2v} 는 1종 베셀함수(Bessel function of the first kind)이다. 그리고 식(B-2), 식(B-4) 및 식(B-9)에 포함된 무한대 시그마 연산자는 그 값이 매우 작아서 전체 계산과정에서 영향을 주지 않으므로 계산시 첫 번째 항까지만 고려하여도 무방하다. 또한 시그마 연산자의 u 와 v 는 도파관 내부의 인자와 무관한 인자이며 삼각함수가 포함된 지수함수의 적분과정에서 나타난 것이다.



부록 C

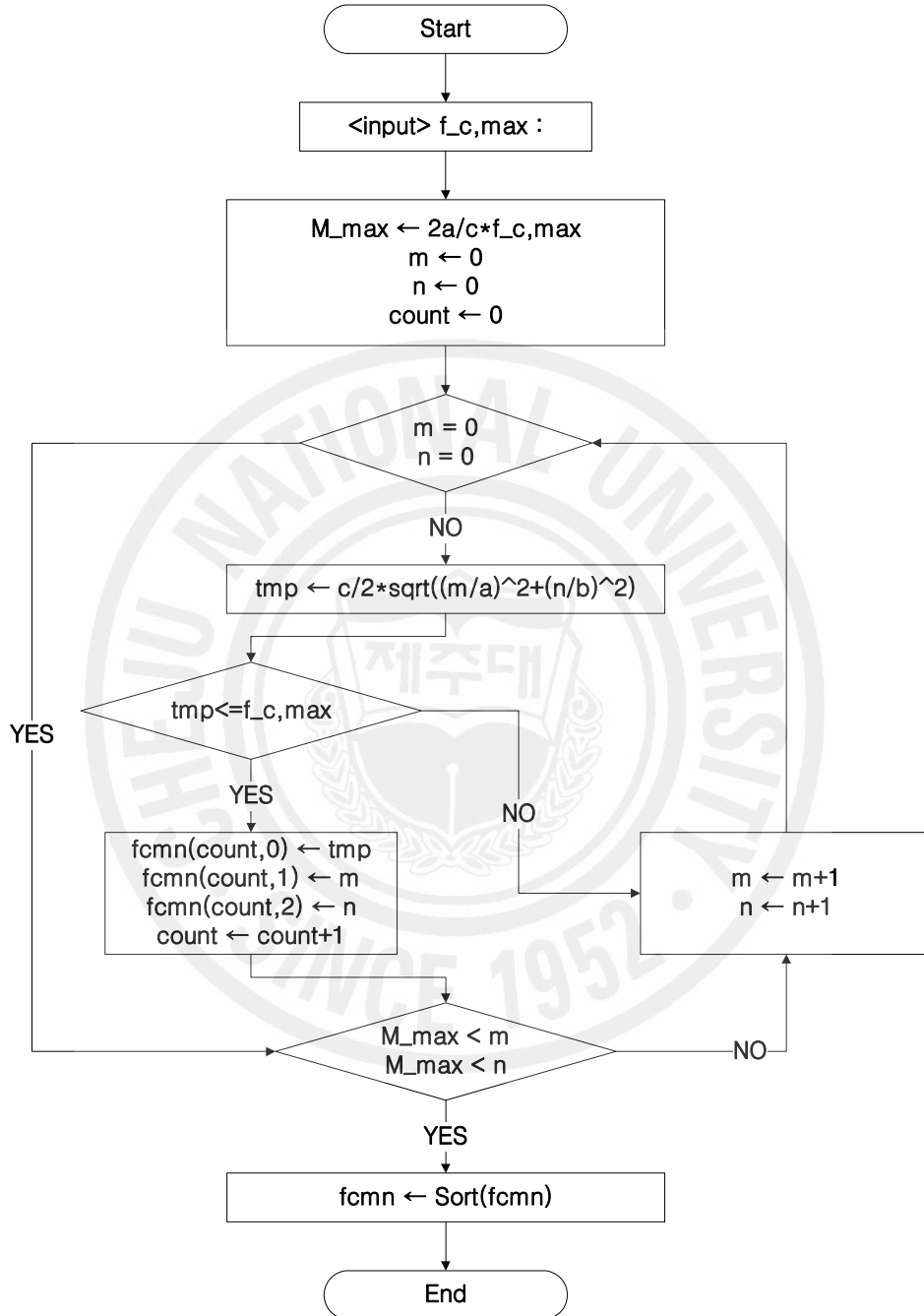


그림 C-1. 도파관내 차단주파수 계산과 모드의 정렬에 대한 순서도

표 C-1. WR90 구형도파관 내의 관내모드와 차단주파수

관내 모드(mode)	모드의 순서(p)	Cutoff Freq.[GHz]
TE_{10}	$p = 1 \rightarrow m = 1, n = 0$	6.557
TE_{20}	$p = 2 \rightarrow m = 2, n = 0$	13.114
TE_{11}	$p = 3 \rightarrow m = 1, n = 1$	16.145
TM_{11}	$p = 4 \rightarrow m = 1, n = 1$	16.145
TE_{30}	$p = 5 \rightarrow m = 3, n = 0$	19.672
TE_{21}	$p = 6 \rightarrow m = 2, n = 1$	19.740
TM_{21}	$p = 7 \rightarrow m = 2, n = 1$	19.740
TE_{31}	$p = 8 \rightarrow m = 3, n = 1$	24.590
TM_{31}	$p = 9 \rightarrow m = 3, n = 1$	24.590



참 고 문 헌

- [1] J. Uher, J. Bornemann and U. Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems*, Artech House, 1993.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory 2nd*, John Wiley & Sons, 1997.
- [3] P. A. Rizzi, *Microwave Engineering - Passive Circuits*, Prentice-Hall, 1988.
- [4] J. S. Izadian and S. M. Izadian, *Microwave Transition Design*, Artech House, 1988.
- [5] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, McGRAW-HILL, 1985.
- [6] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, McGRAW-HILL, 1951.
- [7] L. Lewin, *Theory of Waveguides*, John Wiley & Sons, 1975.
- [8] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves 2nd*, IEEE Press, 1991.
- [9] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, McGRAW-HILL, 1961.
- [10] E. C. Jordan, and K. G. Balmain, *Electromagnetic waves and Radiating Systems 2nd*, Prentice-Hall, 1968.
- [11] T. Moreno, *Microwave Transmission Design Data*, Artech House, 1989.
- [12] G. L. Ragan, *Microwave Transmission Circuits*, McGRAW-HILL, 1948.
- [13] 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.
- [14] 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, pp.2371-2380, Dec.

- 1994.
- [15] 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.
- [16] M. D. Deshpande, and B. N. Das, "Analysis of an End Launcher for a Circular Cylindrical Waveguide," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 26, no. 9, pp.672-675, Sep. 1978.
- [17] R. Tang, and N. S. Wong, "Multimode Phased Array Element for Wide Scan Angle Impedance Matching," *Proceedings of the IEEE*, vol. 56, no. 11, pp.1951-1959, Nov. 1968.
- [18] R. Levy, "Derivation of Equivalent Circuits of Microwave Structures Using Numerical Techniques," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 9, pp.1688-1695, Sep. 1999.
- [19] H. J. Visser and M. Guglielmi, "CAD of Waveguide Array Antennas Based on "Filter" Concepts," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 3, pp.542-548, Mar. 1999
- [20] A. Wexler, "Solution of Waveguide Discontinuities by Modal Analysis," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 15, no. 9, pp.508-517, Sep. 1967.
- [21] 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, pp.809-811, Jun. 2002.
- [22] G. Gerini and M. Guglielmi, "Full-Wave CAD of Rectangular Waveguide Filter with Intergrated Coaxial Excitation," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 5, pp.986-990, May 2001.
- [23] V. Galdi, G. Gerini, M. Guglielmi, H. J. Visser, and F. D'Agostino, "CAD of Coaxially End-Fed Waveguide Phased-Array Antennas,"

- Wiley Periodicals, Inc. Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 34, no. 4, pp.276–281, Aug. 2002.
- [24] M. Simeoni, C. I. Coman, and I. E. Lager, “Compact Colinear End Launcher for Rectangular Waveguides,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp.1199–1202, Jun. 2005.
- [25] M. Simeoni, C. I. Coman, and I. E. Lager, “Patch End-Launchers - A Family of Compact Colinear Coaxial-to-Rectangular Waveguide Transitions,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 4, pp.1503–1511, Apr. 2006.
- [26] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series, and Products*, Academic Press, 1965.
- [27] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, National Bureau of Standards, p.361, 1964.
- [28] Y. L. Luke, *Integrals of Bessel Functions*, McGraw-Hill, p.25, 1962.
- [29] 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.
- [30] T. Q. Ho and Y. C. Shin, “Analysis of Microstrip Line to Waveguide End Launchers,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 3, pp.561–567, Mar. 1988.
- [31] X. Zhang, C. Xu, and W. Song, “A New Method for the Propagation Characteristics of Asymmetric Ridged Waveguide,” *IEEE Optical Conference on Wireless Communication Technology 2003*, pp.364–368, May 2003.
- [32] J. Bornemann and F. Arndt, “Transverse Resonance, Standing Wave, and Resonator Formulations of the Ridge Waveguide Eigenvalue Problem and Its Application to the Design of E-Plane Finned

- Waveguide Filters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, no. 8, pp.1104-1113, Aug. 1990.
- [33] M. Helard, J. Citerne, O. Picon, and V. F. Hanna, “Theoretical and Experimental Investigation of Finline Discontinuities,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 33, no. 10, pp.994-1003, Oct. 1985.
- [34] J. Bornemann and F. Arndt, “Modal-S-Matrix Design of Optimum Stepped Ridged and Finned Waveguide Transformer,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 35, no. 6, pp.561-567, Jun. 1987.
- [35] K. A. Michalski and R. D. Nevels, “On the Use of the Coulomb Gauge in Solving Source-Excited Boundary Value Problems of Electromagnetics,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, no. 9, pp.1328-1333, Sep. 1988.
- [36] G. Conciauro, M. Bressan, and C. Zuffada, “Waveguide Modes Via an Integral Equation Leading to a Linear Matrix Eigenvalue Problem,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 32, no. 11, pp.1495-1504, Nov. 1984.
- [37] A. D. Yaghjian, “Electric Dyadic Green’s Functions in the Source Region,” *Proceeding of the IEEE*, vol. 68, no. 2, pp.248-263, Feb. 1980.
- [38] I. Palócz, and A. A. Oliner, “Equivalent Network of a Multimode Planar Grating,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 18, no. 5, pp.244-252, May 1970.
- [39] T. S. Gangadharan, “Broadband End Launcher for X Band Rectangular Waveguide,” *IEEE Electronics Letters*, vol. 18, no. 9, pp.354-355, Apr. 1982.
- [40] R. N. Simons and S. R. Taub, “New Coplanar Waveguide to Rectangular Waveguide End Launcher,” *IEEE Electronics Letters*, vol. 28, no. 12, pp.1138-1139, Jun. 1992.

- [41] D. H. Kim and D. Y. Yang, "A Study on the Analysis of Coaxial-to-Rectangular Waveguide End Launcher Adapter," 2007 Autumn Microwave & Radio Wave Conference, vol. 30, no. 2, pp. 495-497, Sep. 2007.
- [42] D. H. Kim, J. W. Jwa, and D. Y. Yang, "Modal Analysis of Loop Coupling Structure in End Launcher Rectangular Waveguide Adapter," Journal of the Institute Electronics Engineers of Korea, submitted.
- [43] D. H. Kim, J. W. Jwa, and D. Y. Yang, "An Accurate Analysis of Collinear End Launcher Waveguide Adapter Excited by Loop Coupling," The 24th International Review of Progress in ACES 2008, submitted.
- [44] M. R. Spiegel, *Theory and Problems of Fourier Analysis with Applications to Boundary Value Problems*, McGRAW-Hill, ch. 3, 1974.

본 논문과 관련된 저자의 발표 논문

1. 학회 논문지

- [1] 김동현, 좌정우, 양두영, “엔드론치형 구형도파관 어댑터 내부의 루프결합구조에 대한 해석”, *대한전자공학회 논문지*, 제45권 TC편, 제2호, 2008년 2월
- [2] 김동현, 양두영, “교차도파관 방향성결합기의 방향성 성능 개선”, *대한전자공학회 논문지*, 제44권 TC편, 제9호, 2007년 9월, pp.63-69
- [3] Dong-Hyun Kim, Jeong-Woo Jwa, and Doo-Yeong Yang, “Mode Converter Optimization for U-Style Rotary Joint,” *IEICE Trans. Electron.*, vol. E89-C, no. 11, Nov. 2006, pp.1707-1712.
- [4] Young-Pyo Hong, Jung-Min Kim, Soon-Chul Jeong, Dong-Hyun Kim, Mun-Ho Choi, Yongshik Lee, and Jong-Gwan Yook, “S-Band Dual-Path Dual-Polarized Antenna System for Satellite Digital Audio Radio Service (SDARS) Application,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, issue 4, part 1, Jun. 2006, pp.1569-1575.
- [5] Young-Pyo Hong, Jung-Min Kim, Soon-Chul Jeong, Dong-Hyun Kim, and Jong-Gwan Yook, “Low-Profile S-Band Dual-Polarized Antenna for SDARS Application,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, issue 1, 2005, pp475-477.
- [6] 김동현, 양두영, “환형 공진기 구조를 갖는 스트립라인 서큘레이터 설계 및 제작”, *한국전자과학회 논문지*, 제10권, 제6호, 1999년 10월, pp.866-878

2. 학술대회 논문집

- [1] D. H. Kim, J. W. Jwa, and D. Y. Yang, “An Accurate Analysis of Collinear End Launcher Waveguide Adapter Excited by Loop Coupling,” *The 24th International Review of Progress in ACES 2008*
- [2] 김동현, 양두영, “동축선-구형도파관 엔드론치형 어댑터 해석에 관한 연구”, *2007년도 추계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집*, vol. 29, no. 3, 2007년

9월, pp.495-497

- [3] Young-Pyo Hong, Jung-Min Kim, Soon-Chul Jeong, **Dong-Hyun Kim**, and Jong-Gwan Yook, "Low Profile S-Band Dual-Polarized Antenna for SDARS Application," *The European Conference on Wireless Technology 2005*, Oct. 2005, pp.451-454
- [4] Abramov V.I., Hun-Joong Park, **Dong-Hyun Kim**, and Tae-Hyung Lee, "U Style Rotary Joint with E_{01} Mode for Millimeter Waves," *Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International*, vol. 3, Jun. 2004, pp.1879-1882.
- [5] Young-Pyo Hong, Jung-Min Kim, Soon-Chun Jeong, **Dong-Hyun Kim**, and Jong-Gwan Yook, "S Band Dual Polarized Antenna for DAB Application," *2004 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 4, Jun. 2004, pp.4372-4375.
- [6] 홍영표, 김정민, 육종관, 정순철, **김동현**, "DAB 적용을 위한 S band 이중 편파 안테나", *2004년도 춘계 마이크로파 및 전파전파 학술대회 논문집*, vol. 27, no. 1, 2004년 5월, pp.419-422

3. 특허

- [1] **김동현**, 아브라모프, "원형 도파관 변환기를 이용한 도파관 회전 연결체의 구조", (주)액티패스, 특허 제10-0597207호, 2006년 6월 28일

감사의 글

언제나 변함없는 사랑과 격려로써 학문의 길을 열어 주신 양두영 지도교수님께 진심으로 감사를 드립니다. 미비한 논문을 지도 심사하여 주시고 많은 조언과 격려를 해주신 김홍수 교수님, 강진식 교수님, 좌정우 교수님, 에너지응용시스템학부의 고석준 교수님께도 깊이 감사드립니다. 그리고 대학과 대학원 기간동안 저에게 조언과 가르침을 주신 이용학 교수님, 문건 교수님, 임재운 교수님께 깊은 감사의 말씀을 드립니다.

대학원 과정 동안 많은 조언과 매사에 큰 힘이 되어주신 이권익 선배님, 홍성욱 선배님, 강부식 선배님, 박성재 선배님께 감사를 드립니다. 무선통신시스템 연구실 생활에서 부족한 후배를 염려해 주신 박재신 선배님, 서수덕 선배님, 김재홍 선배님께 감사를 드립니다. 박사과정동안 우리 연구실을 거쳐 간 후배 성익, 정란, 지윤 그리고 93학번 동기들과 양윤희, 하정수 조교선생님께도 고마움을 전합니다.

박사과정동안 근무하였던 (주)엑티패스의 임직원분들께 고마움을 표합니다. 그리고 논문을 준비하는 동안 많은 도움을 준 (주)엠펙디 강윤희 차장님, (주)재진월드 테크의 신우진 부장님, (주)대성공업 윤원동 과장님께 고마움을 표합니다.

오늘이 있기까지 물심양면으로 도와주신 형님, 누님 내외분들께 진심으로 감사한 마음을 전합니다. 그리고 항상 뒤에서 성원해 주신 장인과 장모님께도 감사드립니다. 많은 어려움 속에서도 고통을 함께 나누며 학업에 전념할 수 있도록 뜨거운 사랑과 정성으로 뒷바라지를 해준 아내 은영에게 사랑의 마음을 전하며 부족하지만 이 한편의 책이 건강하고 예쁘게 자라주는 딸 지연의 성장과정에 보탬이 되었으면 합니다. 또 35년간을 하늘과 같은 사랑으로 보살펴 주신 아버님께 이 영광을 돌리며, 아들의 졸업을 보지 못하고 작고하신 어머님 영전에 이 논문을 바칩니다.

여러 교수님과 선배님의 '이제부터가 시작'이라는 말씀을 고이 새겨 더욱 연구에 정진하고 후배 양성을 위하여 노력하겠습니다.

2007년 12월 일

김 동 현