천공된 기판 집적 도파관 다단 E-Plane 변환기

Punched-SIW Multi-Section E-Plane Transformer

조 희 진 · 변 진 도 · 이 해 영

Hee-Jin Cho · Jindo Byun · Hai-Young Lee

요 약

본 논문에서는 다양한 기판 집적 도파관 전송선 두께를 가지는 시스템에 적용을 위해서 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기를 제안한다. 본 제안 구조는 $\lambda_g/4$ 임피던스 변환기 원리를 적용하여 $\lambda_g/4$ 길이 내에 천공을 삽입한다. 천공된 기판 집적 도파관은 도파관 내부의 낮아진 capacitance를 통해 특성 임피던스가 증가되어 E-plane 변환기로 구현된다. 또한, 체비셰프 다항식을 적용하여 구현한 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기는 대역폭을 개선하였다. 천공된 기판 집적 도파관 2단 E-plane 변환기는 11.45~13.6 GHz의 주파수 대역에서 삽입 손실 1.57 ± 0.11 dB, 입력 반사 손실은 15 dB 이상으로 나타났다.

Abstract

In this paper, we propose an SIW(Substrate Integrated Waveguide) multi-section E-plane transformer using air-holes for an SIW system with variable thicknesses. Air-holes are inserted into a SIW E-plane quarter wavelength transformer for matching an E-plane impedance discontinuity. A PSIW(Punched Substrate Integrated Waveguide) consisted of air-holes has an SIW characteristic impedance tunability because of reducing a equivalent shunt capacitance of the SIW. And, a PSIW multi-section E-plane transformer is implemented for improving a matching bandwidth by using the Chebyshev polynomial. The measurement results of PSIW double-section E-plane transformer show that the insertion loss(S_{21}) is 1.57 ± 0.11 dB and input return loss(S_{11}) is more than 15 dB from 11.45 GHz to 13.6 GHz.

Key words : E-Plane Transformer, Impedance Transformer, Multi-Section Transformer, Punched Substrate Integrated Waveguide(PSIW), Substrate Integrated Waveguide(SIW)

I. 서 론

구형 도파관의 장점과 마이크로스트립 선로의 장점을 취합한 기판 집적 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)은 일반적으로 인쇄 회로 기판에 도금된 비아가 평행하게 두 열로 배열되어 구성된다. 기판 집적 도파관은 쉬운 제작성, 낮은 제작 단가,

낮은 손실, 높은 전력 전달 특성을 갖는다. 또한, 기판에 완전히 집적되어 얇은 두께와 소형 및 초경량 설계가 가능하고, 도파관과 같이 외부의 전자기파에 영향을 받지 않는 완전 차폐의 장점을 가진다. 그동안 이러한 기판 집적 도파관의 장점을 활용한 안테나, 필터, 전력분배기 등 소자 중심으로 연구가 되었다^{[1]~[4]}. 그러나 최근 연구 동향이 각각의 소자 연구

「본 연구는 한국연구재단을 통하여 교육과학기술부의 우주기초원천기술개발 사업(NSL: National Space Lab)으로부터 지원받아 수행되었습니다(2012-0009107).」

아주대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Ajou University)

· Manuscript received November 30, 2012 ; Revised February 18, 2013 ; Accepted February 20, 2013. (ID No. 20121130-14S)

· Corresponding Author : Hai-Young Lee (e-mail : hylee@ajou.ac.kr)

에서 RF front-end 시스템, 송수신단 시스템 등 전체 시스템의 연구로 전환되고 있다^{[5][6]}.

기판 집적 도파관은 기판의 두께에 의해 SIW 소자 및 시스템과의 집적도, 손실 그리고 전력 처리 능력이 달라진다^[7]. 얇은 두께의 기판 집적 도파관은 상대적으로 낮은 특성 임피던스를 가져 낮은 임피던스의 능동 통합 회로와의 광대역 정합에 유리하다. 평면 형태의 전송 선로와의 전이 구조 설계에도 우수한 전이 특성 구현의 이점을 가진다. 반대로, 상대적으로 높은 임피던스를 가지는 두꺼운 두께의 기판 집적 도파관은 전력 손실과 전력 처리 능력 등에 이점을 가지며, 금속 형태의 도파관과의 전이 구조 구현에 용이하다. 그러므로 시스템 설계자는 회로의 특성에 맞추어 기판의 두께를 다르게 해야 한다.

하지만 이러한 특성을 고려하여 설계한 기판 집적 도파관 시스템은 다양한 두께로 구성이 되며, 두께의 변화로 인한 불연속성과 임피던스 부정합이 야기된다. 따라서 E-plane 임피던스 부정합을 개선하기 위해서 기존 논문들에서 변환기가 연구되었다. 유전체를 삽입한 기판 집적 도파관 E-plane 변환기는 $\lambda_g/4$ 의 길이에 해당하는 구간에서 드릴을 이용하여 도금되지 않은 천공을 뚫는다^{[8]~[10]}. 그 천공 사이에 고유전율을 가진 유전체를 삽입하여 임피던스 변환기를 구현하였다. 그러나 유전체를 분말 형태로 천공에 삽입할 경우, 유전체 사이에 틈이 생겨 측정 시 오차가 크고, 유전체를 나사 형태로 제작할 경우 제작기간이 길고 제작비용도 비싸다는 단점이 있다.

Comb 구조를 가지는 기판 집적 도파관 E-plane 변환기는 Klopfenstein Taper에 comb 구조를 적용하여 임피던스 변환을 한다^[11]. Comb 구조의 형태는 제작을 한 후 임피던스 수정이 필요한 경우 재제작을 해야 하는 단점이 있다.

본 논문에서는 $\lambda_g/4$ 의 해당하는 길이에 드릴을 이용하여 도금되지 않은 천공을 뚫어 기판 집적 도파관의 다단 E-plane 변환기를 제안한다. 단일 E-plane 변환기의 삽입 손실은 최대 1.53 ± 0.1 dB를 가지며, 주파수 대역은 1.42 GHz(12.18~13.6 GHz)를 가진다. 2단 E-plane 변환기의 삽입 손실은 1.57 ± 0.11 dB를 가지며, 주파수 대역은 2.15 GHz(11.45~13.6 GHz)를 가진다. 제안된 구조는 천공을 이용하여 변환기를 구현하기 때문에 유전체를 삽입한 구조

보다 제작하기 용이하고, 측정 시에도 오차를 줄일 수 있다. 제작 후 임피던스의 수정이 필요한 경우, 천공을 추가 삽입하여 임피던스의 변화가 가능하므로 재제작 없이 수정을 할 수 있다. 따라서 기존에 제안한 논문들의 제작과 측정 오류 면에서의 단점을 보완할 수 있다. 또한, 변환기를 체비셰프 다항식을 적용하여 다단으로 구현해 대역폭을 개선하였다. 본 연구를 통해, 기판 집적 도파관 시스템에 적용할 경우, 회로의 특성에 따라 기판의 두께에 맞춰 설계하고, 기판의 두께에 따른 불연속성을 개선하여 시스템 연구에 다양하게 적용이 될 것으로 기대된다.

II. 제안된 기판 집적 도파관 다단 변환기의 구성 및 설계

2-1 두께의 차이에 의한 기판 집적 도파관의 특성 임피던스 변화

기판 집적 도파관은 기존의 주기적인 비아 홀로 이루어진 것과 다르게 구형 도파관의 metal side wall을 bulky metal pad로 대체하여 그림 1(a)와 같이 구현하였다. 기판 집적 도파관의 기본 전파 모드는 TE_{10} 모드가 된다^[12]. 구현된 기판 집적 도파관은 Ku-band에 적용하기 위해 차단 주파수는 8.5 GHz, 중심 주파수는 13 GHz로 설계되어 폭(a)은 12 mm이며, metal side wall의 폭(d)은 2 mm이다. 기판은 Taconic TLY-5($\epsilon_r=2.2 \pm 0.02$, $\tan \delta=0.0009$, thickness=0.254 mm)가 사용되었다.

$$Z_B = \pm Z_0 \sqrt{\frac{(S_{11} + S_{12} + 1)(S_{11} - S_{12} + 1)}{(S_{11} + S_{12} - 1)(S_{11} - S_{12} - 1)}} \quad (1)$$

두께의 변화에 따른 기판 집적 도파관의 특성 임피던스는 식 (1)을 이용하여 Bloch 임피던스 Z_B 로 구하였다^[13]. 기판 집적 도파관은 주기적인 구조를 가지기 때문에 Bloch 임피던스로 관내 특성 임피던스를 구한다. 상대적으로 낮은 임피던스를 가지는 0.254 mm 두께의 기판 집적 도파관과 상대적으로 높은 임피던스를 가지는 0.508 mm 두께의 기판 집적 도파관의 Bloch 임피던스는 중심 주파수 13 GHz에서 각각 8.7 Ω , 17.4 Ω 이다. 그림 1(b)는 0.254 mm 도파관의 Bloch 임피던스를 기준으로 하여 정규화

그림 1. (a) 기판 집적 도파관의 구조, (b) 두께에 따른 기판 집적 도파관의 정규화 Bloch 임피던스 변화

Fig. 1. (a) Structure of the SIW, (b) Normalized Bloch impedances of SIW to the different thickness.

하였다. 기판 집적 도파관의 특성 임피던스는 주파수에 따라 변화가 크기 때문에 쉽게 비교를 하기 위해서 정규화된 Bloch 임피던스로 표시하였다. 0.508 mm 두께의 정규화된 Bloch 임피던스가 0.254 mm 두께의 정규화된 Bloch 임피던스의 2배가 된다.

2-2 $\lambda_g/4$ 임피던스 변환기 원리를 적용한 천공 기판 집적 도파관 단일 E-plane 변환기

$\lambda_g/4$ 임피던스 변환기는 식 (2)를 이용하여 변환기의 특성 임피던스를 구해서 $\lambda_g/4$ 길이로 간단하게 구현된다^[14].

$$Z_t = \sqrt{Z_1 \times Z_2} \quad (2)$$

그림 2(a)와 같이 천공된 기판 집적 도파관 단일

그림 2. (a) 제안된 천공된 기판 집적 도파관 단일 E-plane 변환기의 구조, (b) 제안된 천공된 기판 집적 도파관 단일 E-plane 변환기의 정규화 Bloch 임피던스

Fig. 2. (a) Structure of the proposed PSIW single-section E-plane transformer, (b) Normalized Bloch impedances of the proposed PSIW single-section E-plane transformer.

E-plane 변환기의 구조이다. 표 1은 변환기 구조의 설계 변수를 나타내었다. 변환기의 구조는 중심 주

표 1. 천이 구조가 없는 천공된 기판 집적 도파관 단일 E-plane 변환기의 구조 설계 변수

Table 1. Design parameter of the PSIW single-section E-plane transformer without transition(unit: mm).

W_s	12	R	0.66
W_v	2	A	0.7
L	4	B	1.61
h	0.254	D	0.7

파수 13 GHz에서 기판 집적 도파관의 두께가 0.254 mm와 0.508 mm의 불연속성 특성을 가지는 조건이다.

앞선 절에서 구한 두께에 따른 기판 집적 도파관의 임피던스를 식 (2)에 적용하여 변환기의 임피던스를 구하면 12.3 Ω 이다. 그림 2(b)는 변환기의 임피던스를 정규화된 Bloch 임피던스로 나타내면 1.4 ± 0.08 배이다. 두께 0.254 mm의 기판 집적 도파관에 단위길이 $\lambda_g/4$ 해당하는 4 mm에 천공을 삽입하여 E-plane 변환기를 구현하면 식 (2)로 구한 임피던스 변환기의 임피던스 값과 같다. 변환기의 정규화된 임피던스가 중심 주파수 13 GHz 주변에 임피던스 변화가 일정하다.

2.3 천공의 위치와 개수에 의한 기판 집적 도파관의 임피던스 변화

기판 집적 도파관에 천공을 삽입할 경우 천공의 위치에 따라 임피던스 변화가 다르다. 그림 3(a)는 동일한 조건에서 천공의 위치를 3 가지로 나누어 기판 집적 도파관에 삽입한 구조이다. 그림 3(b)는 삽입한 천공의 위치에 따른 기판 집적 도파관의 정규화된 Bloch 임피던스로 도시한 결과인데, 천공의 위치가 기판 집적 도파관의 중앙에 가까울수록 임피던스의 변화가 더 크다. 이는 그림 4와 같이, 기판 집적 도파관의 E-field 분포와 연관이 있다^[15]. E-field의 분포를 보면 기판 집적 도파관의 중앙에서 가장 강하다. 따라서 천공의 위치를 기판 집적 도파관의 중앙에 가깝게 삽입을 하면 E-field에 영향을 크게 주기 때문에 임피던스 변화가 커진다. 즉, E-field 분포를 고려해 임피던스 변환기의 임피던스를 구현해야 한다. 기판 집적 도파관의 임피던스 변화는 삽입한 천공의 개수에 의해서도 차이가 난다. 그림 5(a)는 동일한 조건에서 천공의 개수를 4 가지로 설계한 구조이다.

천공의 개수를 8개, 32개, 72개, 108개로 삽입하여 기판 집적 도파관의 임피던스 변화를 확인하였다. 그림 5(b)는 천공의 개수에 따른 기판 집적 도파관의 Bloch 임피던스를 정규화한 결과이다. 기판 집적 도파관에 삽입한 천공의 개수가 증가할수록 임피던스 변화가 크다. 그림 3(b)와 그림 5(b)를 확인하면 정

그림 3. (a) 천공 위치의 변화, (b) 천공 위치에 따른 정규화 Bloch 임피던스의 변화

Fig. 3. (a) Variation of the air-hole location, (b) Normalized Bloch impedances variation of the air-hole location.

평면도
Top view

전면도
Front view

그림 4. 기판 집적 도파관 E-field 분포
Fig. 4. SIW E-field distribution.

그림 5. (a) 천공 개수의 변화, (b) 천공 개수에 따른 정규화 Bloch 임피던스 변화

Fig. 5. (a) Variation of the air-hole number, (b) Normalized Bloch impedances variation of the air-hole number.

중앙에 위치할 때와 천공을 많이 삽입할 경우 임피던스가 일정하지 않다. 이것은 관내 유효유전율의 변화가 크기 때문에 차단 주파수가 천이되었다.

결론적으로, 기판 집적 도파관에서 천공을 삽입하는 위치와 개수에 따라 특성 임피던스의 변화량을 조절할 수 있다. 이러한 결과를 통해, 본 논문에서 제안한 다단 E-plane 변환기에 적용할 수 있다.

2-4 체비셰프 다항식을 적용한 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기

2-2 절에서는 단일 변환기를 구현하였다. 하지만 다양한 기판 직접 도파관 시스템에서 응용을 하려면 임피던스 매칭 특성을 개선할 필요가 있다. 따라서

표 2. $N=3$ 체비셰프 다항식 변환기 설계

Table 2. Chebyshev polynomial transformer design to case of $N=3$.

$N=3$	$\Gamma_m = 0.05(0.5 \text{ dB ripple})$		
Z_L/Z_0	Z_1/Z_0	Z_2/Z_0	Z_3/Z_0
2.0	1.1475	1.4142	1.7429

표 3. 천공을 이용한 기판 집적 도파관 3단 E-plane 변환기의 구조 설계 변수(단위: mm)

Table 3. Design parameters of the PSIW triple-section E-plane transformer(unit: mm).

Case	Section 1	Section 2	Section 3
A	0.75	0.75	0.84
B	4	2	1.44
D	0.75	0.75	0.84
R	0.6	0.7	0.8
Common parameter	$W_s=12, W_v=2, L=4$		

equal ripple을 이용해서 대역폭을 증가시키고, 임피던스 매칭 특성을 개선시키는 체비셰프 다항식을 적용하여 다단 변환기를 구현하였다^[16].

본 논문에서는 다단 중 3단 E-plane 변환기를 0.5 dB ripple로 하여 표 2를 이용해서 구현하였다. 각 단의 특성 임피던스는 중심 주파수 13 GHz에서 9.98 Ω, 12.3 Ω, 15.16 Ω이다. 각 단에 해당하는 특성 임피던스를 구한 후 그림 6(a)와 같이 천공을 삽입하여 변환기의 각 단을 구현하였다. 표 3은 3단 E-plane 변환기를 설계 각 단의 구조 설계 변수를 나타내었다. 설계 변수에서 확인하듯이 첫 단에서 마지막 단으로 갈수록 천공의 크기가 커지고 천공의 위치가 기판 집적 도파관의 중앙에 가까이 위치한다. 이것은 2-3 절에서 해석한 천공의 위치와 개수로 인한 특성 임피던스 변화와 상관이 있다.

그림 6(b)는 표 2를 이용하여 구한 변환기 각 단의 특성 임피던스를 정규화된 Bloch 임피던스 Z_B 로 나타내었다. 각 단의 정규화된 Bloch 임피던스를 보면 1.13 ± 0.02 , 1.45 ± 0.03 , 1.73 ± 0.03 배이다. 이는 표 2로 구한 특성 임피던스 결과와 같고, 첫 단에서 마지막 단으로 가면서 임피던스가 증가한다. 각 단은 2-1 절에서의 단일 E-plane과 마찬가지로 두께 0.254

그림 6. (a) 제안된 천공된 기판 집적 도파관 3단 E-plane 변환기의 다단별 구조, (b) 제안된 천공된 기판 집적 도파관 3단 E-plane 변환기의 정규화 Bloch 임피던스

Fig. 6. (a) Structure of the proposed PSIW triple-section E-plane transformer, (b) Normalized impedances of the proposed PSIW triple-section E-plane transformer.

mm의 기판 집적 도파관에 단위길이 $\lambda_g/4$ 해당하는 4 mm에 천공을 삽입하였다. 위와 같이 3단 E-plane 변환기 설계 과정과 같이 체비셰프 다항식을 적용하여 다단 E-plane 변환기를 구현할 수 있다.

그림 7(a)는 기판의 두께에 불연속성이 생기는 0.254 mm와 0.508 mm 기판 집적 도파관에 3단 E-plane 변환기를 적용한 구조이다. 그림 7(b)는 이와 비슷한 구조로 다단 E-plane 변환기를 구현한 다단별 S-parameter 결과이다. 변환기가 없는 구조는 중심 주파수 13 GHz에서 삽입 손실이 0.77 dB이고, 전 대역

그림 7. (a) 두께의 불연속 기판 집적 도파관에 천공을 이용한 3단 변환기를 적용한 구조, (b) 제안된 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기의 S-parameter 결과

Fig. 7. (a) Structure of the applied PSIW triple-section transformer in SIW with thickness discontinuity, (b) S-parameter results of the proposed PSIW multi-section E-plane transformer.

에 걸쳐서 반사 손실이 -10 dB이다. 하지만 천공을 삽입한 다단 E-plane 변환기를 삽입한 구조는 반사 손실 -20 dB 이하일 경우를 대역폭으로 정의할 경우 대역폭이 증가한다. 단일 E-plane 변환기의 경우, 중심 주파수 13 GHz에서 삽입 손실 0.33 dB, 대역폭은 11.8 GHz에서 14.1 GHz까지 2.3 GHz를 가진다. 2단, 3단, 4단 E-plane 변환기의 경우는 중심 주파수 13 GHz에서 각각 삽입 손실이 0.38 dB, 0.45 dB, 0.58 dB이다. 또한, 대역폭은 각각 2.45 GHz, 8.53 GHz,

표 4. 전이 구조가 없는 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기의 S-parameter 결과
Table 4. S-parameter results of PSIW multi-section transformer without transition.

Case	Insertion loss (at 13 GHz)	Bandwidth (return loss of less than 20 dB)
Single	0.33 dB	2.3 GHz (11.8~14.1 GHz)
Double	0.38 dB	2.45 GHz (11.35~13.8 GHz)
Triple	0.45 dB	8.53 GHz (10.9~19.43 GHz)
Quadruple	0.58 dB	11.3 GHz (10.8~22.1 GHz)

11.3 GHz이고, 비대역폭은 변환기가 없는 구조에서 0 %, 단일 변환기는 17.7 %, 2단 변환기는 18.8 %, 3단 변환기는 65.6 %, 4단 변환기는 86.9 %이다.

2-5 전이 구조를 고려한 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-Plane 변환기 설계

앞서 제안된 구조는 마이크로스트립 전이 구조를 고려하지 않은 구조이다. 그림 8(a)는 마이크로스트립 전이 구조를 고려하여 구현한 2단 E-plane 변환기를 적용한 구조이다. 적용한 구조는 3D FEM 기반 해석 프로그램 Ansoft HFSS v14.0을 사용하여 해석하였다. 그림 8(b)는 전이 구조를 고려한 천공된 기판 집적 도파관 다단 변환기의 S-parameter 해석 결과이다. 전이 구조는 광대역 매칭을 하기 위해서 13 mm로 길이를 길게 하였다. 그림을 살펴보면 반사 손실이 -15 dB 이하인 부분을 가용 주파수 대역으로 가정할 때, 단일 변환기인 경우 2.16 GHz(12.72~14.88 GHz), 2단 변환기인 경우 4.42 GHz(10.45~14.87 GHz)의 대역을 가진다. 또한, 통과 대역에서의 삽입 손실은 각각 0.63 ± 0.1 dB, 0.65 ± 0.15 dB를 가진다. 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기는 기판의 두께에 불연속성을 가진 구조에 적용을 하면 임피던스 매칭 특성을 개선되어 통과 대역폭이 증가하였다. 그리고 15 GHz 근처에서 폴이 생성이 되는데 이것은 TE_{10} 모드에서 TE_{20} 모드로 모드 변환이 일어나기 때문이다.

그림 8. (a) 전이 구조를 고려한 천공된 기판 집적 도파관 2단 변환기의 구조, (b) 전이 구조를 고려한 천공된 기판 집적 도파관 다단 변환기의 S-parameter.

Fig. 8. (a) Structure of the PSIW double-section E-plane transformer with transition, (b) Simulated S-parameter results of the PSIW multi-section transformer with transition.

천공된 기판 집적 도파관은 개구면이 존재하기 때문에 방사 손실에 대해 해석할 필요가 있다. 그림 9는 시뮬레이션에서 동일한 조건으로 천공된 기판 집적 도파관 E-plane 변환기와 마이크로스트립 선로의 방사 손실을 비교하였다. 결과를 보면 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기가 마이크로스트립 선로의 방사 손실보다 적다. 따라서 천공을 삽입하여 변환기를 구현해서 선로에 적용 가능한 것을 확인할 수 있다.

그림 9. 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기와 마이크로스트립과 시뮬레이션 방사 손실 비교

Fig. 9. Comparison of the PSIW multi-section E-plane transformer and microstrip line simulation radiation loss.

III. 제작 및 측정

3-1 제작 및 측정

기판의 두께에 따른 불연속성을 가진 기판 집적 도파관은 그림 10(a)에 나타내었다. 그림 10(b)와 (c)는 본 논문에서 제안된 설계 방법에 의해 기판 두께의 변화에 따른 불연속성을 가진 기판 집적 도파관에 천공을 이용한 단일 E-plane 변환기 적용한 그림이다. 제작에 사용된 유전체 기판은 높이가 0.254 mm이고, $\epsilon_r=2.2$ 인 Taconic TLY-5 기판을 사용하였다. 또한, 기판 두께에 따른 불연속을 구현하기 위해 기판과 기판 사이의 접착제는 기판의 유전율과 동일한 Rogers 사의 3001 접착제를 사용하여 2층으로 제작하였다. 기판을 적층 후 한 번에 천공하는 방법으로 천공의 적층 배열을 맞춘다. 공정상 천공의 최소 구경의 크기는 0.15 mm, 천공간의 최소 거리는 0.07 mm까지 구현된다. 또한, 위 공정의 일반적인 tolerance는 $\pm 10\%$ 이다. 천공된 기판 집적 도파관 2단 E-plane 변환기를 측정 결과와 시뮬레이션 결과를 그림 11과 같이 비교하면 삽입 손실과 대역폭에서 차이를 나타냈다. 그림 12의 결과를 보면 중심 주파수 13 GHz를 반사 손실이 -15 dB 이하인 부분을 가용 주파수 대역으로 가정할 때, 단일 변환기인 경우 1.42 GHz(12.18~13.6 GHz), 2단 변환기인 경우 2.15

그림 10. (a) 기판 두께의 불연속성을 가진 변환기가 없는 구조의 윗면, 아랫면 제작 사진, (b) 제안된 천공된 단일 E-plane 변환기 구조의 윗면, 아랫면 제작 사진, (c) 제안된 천공된 2단 E-plane 변환기 구조의 윗면, 아랫면 제작 사진

Fig. 10. (a) Upper and lower planes of the fabricated SIW that has thickness discontinuity without PSIW transformer, (b) Upper and lower planes of the fabricated PSIW single-section transformer, (c) Upper and lower planes of the fabricated PSIW double-section transformer.

GHz(11.45~13.6 GHz)의 대역을 가진다. 통과 대역에서 삽입 손실은 각각 1.53 ± 0.1 dB, 1.57 ± 0.11 dB를 가진다. 이는 측정을 하기 위해서는 SMA 커넥터를 급전 부분에 연결한다. 이로 인하여 SMA 커넥터와 급전 부분의 전이 구조에서 약간의 손실이 발생

그림 11. 천공된 기판 집적 도파관 2단 E-plane 변환기의 결과 비교

Fig. 11. Comparison of the PSIW double-section transformer simulation and measurement results.

그림 12. 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기의 측정 결과

Fig. 12. Measurement results of the PSIW multi-section transformer.

한다. 따라서 삽입 손실은 시뮬레이션 결과와 측정 결과에 차이가 있다. Network analyzer의 port extension 기능을 사용해 de-embedding하여 SMA 커넥터와 급전부분의 전이 구조에 따른 손실은 대략 0.5 ± 0.1 dB로 파악된다. 그림 13(a)를 보듯이, 시뮬레이션에서는 기판 집적 도파관에 천공을 삽입할 때 천공 간의 간격이 0.13 mm로 일정하다. 하지만 제작된 기판 그림 13(b)는 천공 간의 간격이 0.12 ± 0.02 mm로 일정하지 않다. 따라서 천공 간의 간격이 일정하지 않고 커넥터 삽입 손실의 영향으로, 삽입 손실과 대역폭에서 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

표 5. 천공된 기판 집적 도파관 다단 E-plane 변환기의 시뮬레이션 결과와 측정 결과 비교

Table 5. Comparison of the PSIW multi-section transformer simulation and measurement results.

Case	Result	Insertion loss (at 13 GHz)	Bandwidth (return loss of less than 15 dB)
Single	Simulation	0.63 dB	2.16 GHz (12.72 ~ 14.88 GHz)
	Measurement	1.46 dB	1.42 GHz (12.18 ~ 13.6 GHz)
Double	Simulation	0.65 dB	4.42 GHz (10.45 ~ 14.87 GHz)
	Measurement	1.45 dB	2.15 GHz (11.45 ~ 13.6 GHz)

(a)

(b)

그림 13. (a) 시뮬레이션의 천공 간격, (b) 측정된 천공 간격

Fig. 13. (a) Design of air-hole interval, (b) Fabrication of air-hole interval.

IV. 결 론

본 논문에서는 기관 집적 도파관 시스템에서 기관의 두께에 따른 임피던스 불연속성을 개선하기 위해 천공을 삽입한 기관 집적 도파관 E-plane 변환기를 제안하였다. 단일 E-plane 변환기를 적용할 경우, 반사 손실이 -15 dB 이하일 경우 주파수 대역은 1.42 GHz($12.18 \sim 13.6$ GHz)을 가진다. 삽입 손실은 관심 주파수 대역에서 최대 1.53 ± 0.1 dB를 가진다. 2단 E-plane 변환기의 경우는 반사 손실이 -15 dB 이하일 경우, 주파수 대역은 2.15 GHz($11.45 \sim 13.6$ GHz)을 가진다. 삽입 손실은 관심 주파수 대역에서 최대 1.57 ± 0.11 dB를 가진다. 단일 변환기와 2단 변환기를 비교해 보면 임피던스 매칭 구간이 0.73 GHz 개선이 되었다. 본 논문에서 제안된 천공된 기관 집적 도파관 E-plane 변환기는 두께의 변화에 따른 불연속을 개선하는 이점을 가진다. 따라서 기관의 두께에 의해 다른 회로와의 집적도, 손실 그리고 전력 처리 능력이 달라지기 때문에, 회로 특성에 맞추어 시스템을 설계하여 시스템 및 회로에서 다양하게 응용될 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] J. F. Xu, W. Hong, P. Chen, and K. Wu, "Design and implementation of low sidelobe substrate integrated waveguide longitudinal slot array antennas", *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 3, iss. 5, pp. 790-797, 2009.
- [2] Y. D. Dong, Y. Q. Wang, and W. Hong, "A novel substrate integrated waveguide equivalent inductive-post filter", *Int. J. RF Microwave Comput. Aided Eng.*, vol. 18, no. 2, pp. 141-145, 2008.
- [3] S. Germain, D. Deslandes, and K. Wu, "Development of substrate integrated waveguide power divider", in *Proc. IEEE Canadian Conf. Elect. Comput. Eng.*, pp. 1921-1924, 2003.
- [4] B. Liu, W. Hong, Z. C. Hao, and K. Wu, "Substrate integrated waveguide 180-degree narrow wall directional coupler", in *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf. (APMC'05)*, Suzhou, China, vol. 1, pp. 559-561, 2005.
- [5] Z. Li, K. Wu, "24-GHz frequency-modulation continuous-wave radar front-end system-on-substrate", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 2, pp. 278-285, 2008.
- [6] F. F. He, K. Wu, W. Hong, L. Han, and X. P. Chen, "Low-cost 60-GHz smart antenna receiver subsystem based on substrate integrated waveguide technology", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 4, pp. 1156-1165, 2012.
- [7] M. Bozzi, L. Perregrini, and K. We, "Current and future research trends in substrate integrated waveguide technology", *Radioengineering*, vol. 18, no. 2, Jun. 2009.
- [8] 조희진, 변진도, 이해영, "Dielectric loaded SIW E-plane transformer", *춘계마이크로파 및 전파학술대회*, 35(1), p. 109, 2012년 5월.
- [9] 변진도, 이해영, "대 면적 기관 집적 PDN의 위상차 문제를 제거하기 위한 유전체 나사를 이용한 가변 지판 집적 도파관", *한국전자과학회논문지*, 21 (2), pp. 110-120, 2010년 2월.
- [10] I. Boudreau, K. Wu, "Broadband phase shifter using air hole in substrate integrated waveguide", *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S Inter.*, Baltimore, USA, Jun. 2011.
- [11] J. Byun, H. Y. Lee, "Implementation of SIW Klopfenstein taper using comb-SIW", *European Microwave Week*, Manchester, UK, Oct. 2011.
- [12] F. Xu, K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristic of substrate integrated waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 1, pp. 66-73, Jan. 2005.
- [13] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd Ed., New York, McGraw Hill, 1992.
- [14] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3th Ed., Wiley, pp. 240-243, 2005.
- [15] W. Hong, K. Wu, H. Tang, J. Chen, P. Chen, Y. Cheng, and J. Xu, "SIW-like guided wave structures and applications", *Ieice Trans. Fundamentals/Commun./Electron./Inf.&Syst.*, vol. E85-A/B/C/D, no. 1, Jan. 2002.
- [16] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3th Ed., Wiley, pp. 250-255, 2005.

조 희 진

2012년 2월: 아주대학교 전자공학
부 (공학사)
2012년 3월~현재: 아주대학교 전
자공학과 석사과정
[주 관심분야] 초고주파 수동소자
및 회로 설계, SIW Circuit

이 해 영

1980년 2월: 아주대학교 전자공학
과 (공학사)
1982년 2월: 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 (공학석사)
1982년~1986년: 국방부 연구사무관
1989년 12월: The University of Te-
xas at Austin (공학박사)
1990년~1992년: LG 기술원 기초1실장
1992년~현재: 아주대학교 전자공학부 정교수
2010년: 한국전자과학회장
[주 관심분야] 초고속 System in Package, 마이크로파회로
및 광전소자의 설계/측정, 고속반도체 테스트기술, SI/
EMI 기술

변 진 도

2006년 8월: 아주대학교 전자공학
부 (공학사)
2008년 8월: 아주대학교 전자공학
과 (공학석사)
2008년 9월~현재: 아주대학교 전
자공학과 박사과정
[주 관심분야] 초고주파 회로 설계,
SI/EMC, 위상배열 시스템, SIW Circuit