E-평면 프로브를 이용한 Ka 대역 마이크로스트립-도파관 변환기의 설계 및 제작

Design and Fabrication of Ka-Band Microstrip to Waveguide Transitions Using E-Plane Probes

신임휴 · 김철영* · 이만희** · 주지한** · 이상주** · 김동욱

Im-Hyu Shin · Choul-Young Kim* · Man-Hee Lee** · Ji-Han Joo** · Sang-Joo Lee** · Dong-Wook Kim

요 약

본 논문에서는 K-커넥터를 사용하지 않고 다수의 전력증폭기를 WR-28 도파관에서 전력 합성하기 위해 마이 크로스트립 전송 선로를 도파관으로 직접 변환하는 2가지 형태의 개방형 E-평면 프로브를 최적 설계하고, 이를 활용한 변환기를 제작, 평가하였다. 중심 주파수 35 GHz에서 ±500 MHz의 대역폭을 가지며, 0.1 dB의 삽입 손실 과 20 dB 이상의 반사 손실을 목표로 변환기 설계가 진행되었으며, 제작 시 발생할 수 있는 지그 가공 및 조립 오차에 대한 특성도 3차원 전자기 시뮬레이션을 통해 고려하였다. 16 mm와 26.57 mm의 마이크로스트립 선로를 가지는 back-to-back 변환기 구조를 제작하였으며, 35 GHz에서 변환기 당 약 0.1 dB의 우수한 삽입 손실을 얻었 고, Ka 대역 전체 주파수 영역에서 평균 0.2 dB의 삽입 손실 특성을 보였다. 반사 손실의 경우, back-to-back 구조 가 Ka 대역에서 15 dB 이상의 특성을 보여 변환기 자체로는 20 dB 이상의 값을 가지는 것으로 파악되었다.

Abstract

In this paper, two kinds of E-plane microstrip-to-waveguide transitions are optimally designed and fabricated for combining output power from multiple small-power amplifiers in a WR-28 waveguide because conventional K connectors cause unnecessary insertion loss and adaptor loss. The transition design is based on target specifications such as a center frequency of 35 GHz, bandwidth of ± 500 MHz, 0.1 dB insertion loss and 20 dB return loss. Performance variation caused by mechanical tolerance and assembly deviation is fully evaluated by three dimensional electromagnetic simulation. The fabricated back-to-back transitions with 16 mm and 26.57 mm interstage microstrip lines show insertion loss per transition of ~ 0.1 dB at 35 GHz and average 0.2 dB over full Ka band. Also the back-to-back transition shows return loss greater than 15 dB, which implies that the transition itself has return loss better than 20 dB.

Key words : Microstrip-to-Waveguide Transition, E-Plane Probe, Ka-Band, Power Combining

I.서 론

최근 밀리미터파 대역의 광대역 통신과 정밀 레 이더 시스템 등의 사용을 위해 30 GHz 이상의 주파

·논문번호: 20111019-130

[「]이 연구는 2011년도 LIG넥스원의 연구비 지원으로 수행되었음.」

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

^{*}충남대학교 전자공학과(Department of Electronics Engineering, Chungnam National University)

^{**}LIG넥스원 ISR 연구센터(ISR Research Center, LIG Nex1)

[·]교 신 저 자 : 김동욱(e-mail : dwkim21c@cnu.ac.kr)

[·]심사일자 : 2011년 11월 28일 · 수정완료일자 : 2011년 12월 5일

수에서 동작하는 부품의 개발 요구가 증대되고 있 다. 큰 출력 전력을 필요로 하는 Ka 대역(26.5~40 GHz) 전력증폭기의 경우 박막 기판에 제작된 전송 선로의 손실이 커서 마이크로스트립 형태의 전력 합 성기를 사용하여 출력 전력을 증대시키는 것보다는 손실이 작은 도파관을 활용하여 전력 합성을 하는 것이 유리하다.

증폭 소자로 MMIC 칩을 사용하는 경우, 마이크 로스트립 전송 선로를 사용해서 연결해야 하므로 작 은 손실을 가지는 마이크로스트립-도파관 변환기가 필요하게 된다. 마이크로스트립 모드를 도파관 진행 파 모드로 변환시키는 방법으로 antipodal finline 형 태의 변환기를 생각할 수 있다^[1]. Antipodal finline 변 환기의 경우 도파관의 진행 방향으로 모드 변환이 이루어지므로 전력 증폭 모듈의 크기가 커질 수가 있으며, 기판의 전면과 후면에 정교한 패턴 형성이 요구된다. 또한, 변환기가 형성된 기판의 유전율이 클 경우 임피던스 부정합에 의해 삽입 손실이 증가 할 수 있다. 따라서 작은 출력의 소형 모듈 수십 개 를 활용하여 큰 출력 전력을 생성해야 하는 확장형 전력증폭 모듈에는 사용하기가 어렵다.

마이크로스트립-도파관 변환기에 많이 사용되는 E-평면 프로브 방식의 경우 도파관의 전 대역에 걸 쳐 우수한 특성을 보일 수 있다. 단락형 E-평면 프로 브 변환기의 제작 결과에 의하면 15 GHz에서 약 0.12 dB의 삽입 손실 특성을 보였다^[2]. Ku 대역 단락 형 프로브의 경우, 도파관에서의 우수한 특성에도 불구하고 기판을 도파관에 단락시켜야 하는 특성상 기판의 재질이 단단하여야 유리하므로 저유전율의 연성 기판을 사용하기 어려우며, 기판을 도파관에 접지시키는 과정에서 에폭시를 사용하므로 제작이 다소 까다롭다. 그러나 기판 삽입 길이 변화에 대해 서는 개방형 E-평면 프로브를 사용하는 것보다 특성 변화가 적은 것이 장점이다.

기판의 슬롯(slot)을 활용하는 변환기 구조의 경 우, 설계 자유도가 높고 저유전율 기판을 사용할 수 있으며, 광대역의 우수한 특성을 만들 수 있는 장점 이 있다^[3]. 그러나 도파관 지그를 기판 위에 바로 접 착해야 하므로 세라믹과 같은 단단한 재질의 기판을 사용할 경우, 조립에 어려움을 겪을 수 있고, 비아 공정과 정밀한 양면 패턴 형성 공정을 사용해야 하 는 단점이 있다.

알루미나 기판을 사용하여 기 개발되었던 PA 모 듈⁽⁴⁾을 확장하여 수십~수백 W의 전력 증폭 모듈을 만들기 위해서는 기존 모듈을 소형 전력 모듈로 분 리하고, 이를 도파관 전력 합성기를 통해 확장, 결합 함으로써 원하는 출력 전력을 합성할 수 있다. 따라 서 본 논문에서는 이를 위한 마이크로스트립-도파관 변환기를 개발하고자 하며, 전력 증폭 모듈에 사용 된 기판이 상대유전율이 9.8인 단단한 재질의 알루 미나 기판이므로 슬롯 결합 방식이나 finline 방식의 변환 구조보다는 E-평면 프로브 형태가 적절하다. 단락형과 개방형의 선택은 조립 시 도파관을 조립의 정렬 기준으로 삼느냐, 아니면 도파관의 개구부(마 이크로스트립 연결부)를 기준으로 삼느냐에 따라 선 택될 수 있으며, 본 연구에서는 개방형 E-평면 프로 브를 사용하였다^[5].

Ⅱ. 마이크로스트립-도파관 변환기 설계

2-1 변환기 구조 및 설계 목표

개방형 E-평면 프로브를 이용한 마이크로스트립-도파관 변환기는 그림 1과 같이 도파관의 한 면을 단락시킨 후 단락 지점으로부터 1/4 파장 떨어진 전 계가 최대가 되는 면(E-평면)에 프로브를 위치시킴 으로써 도파관의 주 모드인 TE10 모드와 마이크로스 트립의 quasi-TEM 모드의 변환을 달성하는 구조이 다. 프로브 제작에 사용된 알루미나 기판에 대한 정 보와 변환기가 달성하고자 하는 설계 목표를 표 1에



그림 1. E-평면 마이크로스트립-도파관 변환기 Fig. 1. E-plane microstrip to waveguide transition.

표 1. 알루미나 기관 정보 및 변환기 설계 목표 Table 1. Alumina substrate parameters and design specifications of the transition.

항목	규격	항목	목표	
비유전율	9.8	중심 주파수	35 GHz	
두께	10 mils	대역폭	±500 MHz	
금속	Au, 4 μ m	삽입 손실	0.1 dB	
tan δ	0.0002(10GHz)	반사 손실	20 dB	



그림 2. 설계된 E-평면 프로브 형태 Fig. 2. Designed E-plane probe patterns.

나타내었다. 프로브의 설계는 그림 2와 같이 2가지 로 진행되었으며, A형 구조(그림 2(a))의 경우 기판 의 프린징(fringing) 캐패시터를 줄이고, 기판 삽입 깊이를 작게 할 수 있도록 마이크로스트립 전송 선 로가 알루미나 기판 끝까지 연결되었으며, B형 구조 (그림 2(b))는 기판 절단 시 우려되는 금속 선로의 손 상에 의해 삽입 손실이 증가되는 것을 방지하기 위 해 병행 설계하였다.

2-2 성능 최적화 설계

마이크로스트립-도파관 변환기는 그림 3에 나타 난 바와 같이 작은 임피던스 궤적을 가지는 프로브 를 설계하고(①), 이를 유도성 전송 선로를 사용하여 리액턴스 성분을 제거한 후(②), 임피던스 변환기로 임피던스 정합을 수행함으로써 완성된다(③). 변환 기가 광대역 특성을 가지기 위해서는 되도록 작은 임피던스 궤적을 가지는 프로브의 설계가 중요하며, 궤적의 위치를 주로 결정하는 프로브의 길이보다는 프로브 폭이 주요 변수가 된다. 따라서 기본 설계는 영향을 고려하여 도파관의 1/2 깊이 지점으로 설정 하였으며, 프로브의 폭을 변수로 설정하여 프로브의 임피던스 궤적을 최적화하였다.

프로브의 모양에 따른 성능 변화를 보기 위해 직



그림 3. 프로브의 임피던스 궤적과 정합과정

Fig. 3. Impedance trace of an E-plane probe and its matching process.

표 2. 프로브 폭과 단락 길이에 따른 변환기 특성

Table 2. The performance of the transitions with variation of probe width and backshort position. [단위 : mm]

<u>프로프</u> 단락 폭 길이	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1.0
2.05			0				
2.15	0	0	0	0	0	0	0
2.25			0		0		
2.35	0		0			0	0
2.45			0				
2.55	0		0	0			0

성능: ○(보통), ◎(우수), ●(아주 우수)

사각형과 부채꼴 형태의 프로브를 시뮬레이션 하였 으며, 부채꼴 프로브는 중심각을 30도, 45도, 60도로 설정하였다. 스미스 차트에서의 임피던스 궤적을 관 찰한 결과, 중심각이 클수록 광대역 정합이 가능한 형태를 보였으나, 부채꼴 프로브가 직사각형 프로브 보다 작은 임피던스 궤적을 가진다고는 보이지 않 아, 설계와 제작 편이성을 고려하여 직사각형 프로 브에 대해서만 최적화를 수행하였다. 직사각형의 프 로브에 대한 최적화는 표 2와 같이 프로브의 폭과 단락(backshort) 길이를 일정한 범위로 조정한 후 임 피던스 정합을 하였으며, 각 변수에 대한 성능 비교 를 통해 설계 파라미터들을 최적화하였다.

모든 파라미터에 대하여 동시에 임피던스 정합과 정을 수행할 수 없기 때문에 주요 파라미터에 대한 시뮬레이션을 하면서 성능이 개선되는 경향을 찾았 다. 시뮬레이션 결과, 프로브 폭 0.7 mm, 단락 길이



그림 4. 최적화된 변환기의 성능 Fig. 4. Optimized transition performance.

2.35 mm에서 최적의 성능을 얻을 수 있었으며, 도출 된 구조의 시뮬레이션 결과를 그림 4에 나타내었다. 그림에 보인 바와 같이 A형, B형 구조 모두 28~40 GHz 대역에서 0.1 dB 이하의 삽입 손실과 20 dB 이 상의 반사 손실 특성을 확보할 수 있었다.

2-3 제작 오차에 따른 성능 변화 예측

최적화된 변환기를 실제 제작할 때 발생할 수 있 는 제작 오차에 의한 성능 변화를 알아보았다. 프로 브 폭과 단락 길이, 가로 방향의 기판 삽입 오차, 세 로(길이) 방향의 기판 삽입 오차를 제작 오차로 고려 하였으며, A형, B형 두 가지에 대하여 일정한 범위 로 변화를 주어 성능을 관찰하였다.

기판 제작 시 프로브 폭의 패턴에 오차가 생길 수 있다. 그림 5에 A형, B형 변환기에 대하여 최적화된 0.7 mm의 프로브 폭에서 ±0.1 mm의 오차가 발생했 을 때의 성능을 나타내었다. A형, B형 변환기 모두 28~37 GHz 대역에서 0.1 dB 이하의 삽입 손실과 20 dB 이상의 반사 손실을 유지하였다. 후막 공정과 달 리 박막 공정의 경우 반도체 공정에 준하는 정확도 와 패턴 형성 능력을 보유하고 있으므로 프로브 폭 의 변화는 거의 없을 것이며, 삽입 손실 및 반사 손 실의 변화도 없을 것이다.

마이크로스트립-도파관 변환기를 가진 알루미나 기판을 측정하거나, 증폭기 등에 활용하고자 할 때 지그를 가공하여 조립하게 되는데, 이때 기계적 가 공에 의한 지그 제작 오차에 의해 기판이 도파관에 대해 상대적 위치 변화를 겪게 된다. 그림 6에 A형, B형 변환기에 대하여 최적화된 2.35 mm의 단락 위 치가 가공 오차에 의해 ±0.1 mm 이동하였을 때의



그림 5. 프로브 폭의 제작 오차에 의한 특성 변화 Fig. 5. Performance variation with probe width.

성능을 나타내었다. A형, B형 변환기 모두 28~40 GHz 대역에서 0.1 dB 이하의 삽입 손실과 20 dB 이 상의 반사 손실을 나타내었으며, 기존의 최적화된 성 능과 거의 차이가 없었다. 따라서 단락의 위치 변화 에 따른 성능 변화는 거의 없는 것으로 예상되었다. 기판 공정 또는 지그의 가공 오차에 의한 변환기 의 물리적 크기 변화 이외에도 지그의 기계적 가공 오차에 의해 기판 삽입 시 조립 오차가 발생할 수 있 다. 그림 7은 최적화된 A형, B형의 변환기에 삽입된 기판이 가로 방향(y 방향)으로 0, 0.25, 0.5 mm의 위 치 오차가 발생했을 때의 성능 변화를 보여주고 있 다. A형, B형 변환기 모두 28~40 GHz 대역에서 0.1 dB 이하의 삽입 손실과 20 dB 이상의 반사 손실 특 성을 보였고, 기존의 최적화된 특성과 거의 차이가 없었다. 따라서 기판 삽입 시 기계적 가공 오차에 의 해 가로 방향으로 위치가 변하여도 성능에는 영향을 주지 않는다.







기계적 가공 오차는 기판 삽입 시 프로브의 가로 방향과 더불어 길이(세로) 방향(x 방향)으로도 위치 오차를 야기하게 된다. 그림 8은 최적화된 A형, B형 의 변환기에 대하여 길이 방향으로 최대 ±0.1 mm의 위치 오차가 있을 때의 성능 변화를 보여주고 있다. A형, B형의 변환기들이 길이 방향으로 ±0.05 mm의 위치 오차를 가질 때에는 29~39 GHz 대역에서 0.1 dB 이하의 삽입 손실과 20 dB 이상의 반사 손실 특 성을 유지하였다. 그러나 길이 방향으로 ±0.1 mm의 위치 오차가 있을 때에는 중심 주파수 35 GHz에서 기존의 최적화된 성능 대비 0.3 dB의 삽입 손실 차이 가 발생하였다. 0.3 dB의 삽입 손실 변화는 절대치 기준으로 큰 변화는 아니지만, 기판의 위치가 -0.1 mm 방향으로 변화가 있을 경우 Ka 대역의 낮은 주 파수 영역인 28~30 GHz에서 손실이 크게 증가하는





- 그림 7. 기판 삽입 시 프로브의 가로 방향(v 방향) 위 치 변화에 따른 성능 변화
- Fig. 7. Performance variation with probe position in the y direction.

경향을 보이고 있음을 유의해야 한다.

2-4 마이크로스트립-도파관 변환기의 제작

최적화된 설계 구조를 바탕으로 마이크로스트립-도파관 변환기를 제작하였고, 제작된 변환기는 전력 증폭 모듈에 통합되어 사용될 예정이므로 전력모듈 에서 사용하고 있는 3.5 mm 폭의 기판과 동일한 크 기로 그림 9와 같이 제작되었다. 변환기는 S-파라미 터 측정을 위하여 back-to-back 구조로 제작되었으며, VNA(Vector Network Analyzer)로 측정할 때 사용되 는 2개의 도파관-K 커넥터의 어댑터 길이를 고려하 여 변환기 사이의 전송 선로는 16 mm로 설정하였 다. 또한, 전송 선로만의 삽입 손실을 추출하기 위해 중심 주파수(35 GHz)의 파장보다 조금 더 긴 선로를



그림 8. 기판 삽입 시 프로브의 길이 방향(x 방향) 위 치 변화에 따른 특성 변화

Fig. 8. Performance variation with probe position in the x direction.

추가하여 26.57 mm의 전송 선로를 가진 back-to-back 변환기도 함께 제작하였다.

2-5 마이크로스트립-도파관 변환기의 측정

제작된 16 mm 전송 선로의 A형, B형 back-to-back 구조와 선로의 삽입 손실 추출을 위한 26.57 mm 전 송 선로의 A형 back-to-back 구조를 VNA로 측정한 후 그림 10에서 시뮬레이션 결과와 비교하였다.

그림 10(a)는 16 mm 전송 선로의 A형 back-to-back 구조에 대한 시뮬레이션과 측정값을 보여주고 있다. 측정 결과에 나타난 바와 같이 Ka 대역 전체 주파수 영역에서 약 0.6 dB의 삽입 손실을 보였고, 35 GHz 에서는 시뮬레이션 값과 약 0.2 dB의 차이를 보였다. 이는 마이크로스트립 전송 선로의 손실이 시뮬레이



(a) A형 프로브 (a) A type probe



(b) B형 프로브 (b) B type probe



(c) Back-to-back 변환기 (c) Back-to-back transitions

그림 9. 제작된 back-to-back 변환기 Fig. 9. Fabricated back-to-back transitions.

선 결과보다 약간 큰 값을 보였고, 가공과 조립 오차 로부터 추가 손실이 발생하였기 때문이다. 반사 손 실의 경우, 변환기 자체의 반사 손실은 25 dB 이하의 값을 가지지만, back-to-back으로 연결할 경우 변환기 상호 간에 발생하는 약간의 부정합 효과로 15 dB 근 처까지 상승하는 것을 시뮬레이션으로 확인하였으 며, 측정 결과에서도 동일한 현상이 관찰되었다. 따 라서 변환기의 반사 손실은 시뮬레이션에서 예상한 바와 같이 20 dB 이하의 값을 보임을 추정할 수 있 다. 실제 변환기가 15 dB의 반사 손실을 가진다면 back-to-back 구조는 부정합에 의한 다중 반사 효과 로 10 dB 가까이까지 반사 손실이 증가되는 현상을 보일 것이다.

그림 10(b)는 26.57 mm의 전송 선로를 가지는 A 형 back-to-back 변환기에 대한 시뮬레이션과 측정값 을 보여주고 있다. 측정값은 Ka 대역 전체 영역에서 약 0.8~0.9 dB의 삽입 손실과 15 dB 이상의 반사 손 실 특성을 보였다. 그림 10(a)와 10(b)의 결과로부터 10 mm의 전송 선로 손실이 부정합 효과에 따라 약 간의 리플 특성을 가지지만 약 0.2~0.3 dB의 값을 보임을 알 수 있다.

16 mm 전송 선로를 가지는 B형 back-to-back 프 로브 구조의 경우, 그림 10(c)에 시뮬레이션 값과 측 정값을 보여주고 있다. Ka 대역 전 영역에서 0.6~ 0.7 dB의 삽입 손실과 13 dB 이상의 반사 손실 특성









을 보이고 있다. B형의 경우 A형보다 반사 손실 특 성이 2 dB 정도 열화된 결과를 보이고 있다.

전체적으로 back-to-back 변환기 구조의 경우, 삽 입 손실은 약 0.2 dB 정도 증가된 특성을 보였고, 반



그림 11. 제작된 변환기당 삽입 손실 Fig. 11. Insertion loss per transition.

사 손실은 대체로 15 dB 이하의 값을 유지하고 있어 변환기 하나에 대한 삽입 손실은 0.1 dB 증가된 값을 보이며, 반사 손실은 설계된 대로 20 dB 이상의 특성 을 가지는 것으로 판단된다. 삽입 손실 및 반사 손실 의 리플은 20 dB로 정합된 두 개의 소자를 back-toback으로 연결할 때 미세한 상호 부정합에 의해 다 중반사가 발생하게 되고, 이로 인해 주기적인 특성 변화가 관찰되게 되는 것이다.

Back-to-back 변환기의 측정값을 사용하여 변환기 하나 만에 대해 추출한 삽입 손실 값을 back-to-back 구조의 시뮬레이션으로부터 추출된 변환기 하나의 값과 비교하여 그림 11에 나타내었다. 측정된 A형, B형 변환기는 Ka 전 대역에서 ±0.1 dB의 리플을 가 지면서 약 0.2 dB의 삽입 손실 특성을 보였으며, 시 뮬레이션과 0.1 dB의 차이를 보였다. 삽입 손실의 리 플은 back-to-back 측정 과정에서 발생된 리플이 디 임베딩에서 그대로 투영되어 변환기 하나에 대한 삽 입 손실 값에 반영되었다. 중심 주파수 35 GHz에서 A형, B형 변환기 당 삽입 손실은 약 0.12 dB의 값을 보였다.

표 3은 개발된 Ka 대역 마이크로스트립-도파관 변환기의 성능을 기존에 발표된 문헌의 측정 결과와 비교한 내용을 보여주고 있다. 본 논문의 결과는 임 피던스 부정합 효과가 작은 낮은 비유전율 기판과 작은 도전 손실의 후막 공정을 사용한 기존 발표 논 문의 개방형 E-평면 프로브와 비교할 때 동등하거나 우수한 삽입 손실 특성을 보여주었으며, back-to-back 연결시 발생하는 부정합에 의한 리플도 Ka 전 대역 표 3. 개발된 변환기의 삽입 손실 성능 비교 Table 3. Comparison of insertion loss per transition with previous results.

변환기	변환기 당 삽입 손실		
단락형 E-평면 프로브 ^[2]	~0.12 dB @ 15 GHz		
개방형 E-평면 프로브 ^[6]	avg. 0.09 dB (Ka-band) with ±0.15 dB ripple		
개방형 E-평면 프로브 ^[5]	(W-band) avg. 0.68 dB(Teflon) avg. 0.86 dB(Alumina)		
개방형 E-평면 프로브 ^[7]	0.5~0.6 dB @ 35 GHz		
본 연구 결과 (개방형)	0.12 dB @ 35 GHz avg. 0.2 dB (Ka-band) with ±0.1 dB ripple		

※ avg.: 주파수 범위 내에서의 평균값(average)

에서 기존보다 작은 ±0.1 dB 이내의 값을 가져, 도파 관 전력 합성을 위한 변환기가 성공적으로 설계되 고, 제작되었음을 보여주고 있다.

Ⅲ. 결 론

본 논문에서는 개방형 E-평면 프로브를 활용하여 2가지 형태의 Ka 대역 마이크로스트립-도파관 변환 기를 설계 및 제작하였다. 중심 주파수 35 GHz에 서 약 0.1 dB의 우수한 삽입 손실을 가지며, Ka 대역 전체에서 평균 0.2 dB의 삽입 손실과 ±0.1 dB의 리 플 특성을 보였다. Back-to-back 변환기 기준으로 15 dB 이상의 반사 손실이 측정되었으며, 시뮬레이션 결과와 비교했을 때 단일 변환기를 기준으로 20 dB 이상의 반사 손실 특성이 획득되었음을 알 수 있었 다. 개발된 변환기는 수십 개의 3 W 소형 전력증폭 모듈을 도파관에서 전력 합성하는데 사용될 예정 이다. 참 고 문 헌

- [1] Dong-Wook Kim, Seung-Won Paek, Jae-Hak Lee, Kye-Ik Jeon, Chae-Rok Lim, Young-Woo Kwon, and Ki-Woong Chung, "Design and fabrication of 77 GHz HEMT mixer modules using experimentally optimized antipodal finline transition", 30th European Microwave Conference, pp. 1-4, Oct. 2000.
- [2] Hyun-Seok Oh, Kyung-Whan Yeom, "A full-band reduced-height waveguide to microstrip transition with a short transition length", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 9, pp. 2456-2462, Sep. 2010.
- [3] Kazuyuki Seo, Kunio Sakakibara, and Nobuyoshi Kikuma, "Microstrip-to-waveguide transition using waveguide with large broad-wall in millimeter-wave band", *Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Ultra Wideband (ICUWB2010)*, pp. 1-4, 2010.
- [4] 장석현, 김경학, 권태민, 김동욱, "펄스 타이밍 제어 를 활용한 Ka-대역 10 W 전력증폭기 모듈", 대한 전자공학회 논문지, 46(TC-12), pp. 14-21, 2009년.
- [5] Yoke Choy Leong, Sander Weinreb, "Full band waveguide-to-microstrip probe transitions", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest*, pp. 1435-1438, 1999.
- [6] Y. C. Shih, T. N. Ton, and L. Q. Bui, "Waveguide-to-microstrip transitions for millimeter wave applications", *IEEE MTT-S Int. Microwave Sympo*sium Digest, pp. 473-475, 1988.
- [7] 권혁자, 이성주, 장호준, "프로브 구조를 이용한 Ka 대역 도파관-마이크로스트립 트랜지션의 설 계 및 제작", 대한전자공학회 논문지, 45(7), pp. 67-71, 2008년 7월.

신 임 휴



2006년 3월~현재: 충남대학교 전 기정보통신공학부 [주 관심분야] RFIC 설계, 초고주파 회로 및 시스템 설계

주 지 한



2002년 8월: 충북대학교 전파공학 과 (공학사) 2004년 8월: 광운대학교 전파공학 과 (공학석사)

2008년 8월: 광운대학교 전파공학 과 (공학박사)

2008년 7월~현재: LIG넥스원(주) 선

임연구원

[주 관심분야] 마이크로웨이브 탐색기, 레이더 시스템

김 철 영



2002년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
2004년 2월: 한국과학기술원 전자전 산학과 (공학석사)
2008년 8월: 한국과학기술원 전자전 산학과 (공학박사)
2008년 9월~2009년 2월: 한국과학

기술원 정보전자연구소 연수연구원

2009년 3월~2011년 2월: 미국 UCSD Postdoctoral Research Fellow

2011년 2월~현재: 충남대학교 전자공학과 조교수

[주 관심분야] CMOS Phased Array IC, SiP, RFIC 및 RF 시 스템 이 상 주



1986년 3월: 홍익대학교 전자공학 과 (공학사) 1988년 3월: 홍익대학교 전자공학 과 (공학석사) 1990년 4월~현재: LIG넥스원(주) 수석연구원 [주 관심분야] 위상 배열 레이더,

안테나 및 송수신기

이 만 희



2007년 2월: 충남대학교 전기정보 통신공학부 (공학사) 2009년 2월: 충남대학교 전과공학 과 (공학석사) 2009년 1월~현재: LIG넥스원(주) 선임연구원 [주 관심분야] 초고주파 능동회로

및 시스템

김 동 욱



1990년 2월: 한양대학교 전자통신 공학과 (공학사) 1992년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사) 1996년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사) 1991년 8월~2000년 5월: LG종합기

술원 선임연구원

2000년 6월~2002년 8월: (주)텔레포스 연구소장 2002년 9월~2004년 9월: 에스원기술연구소 응용기술팀장 2009년 6월~2009년 12월: 한국전자통신연구원 초빙연구원 2010년 1월~2011년 1월: 미국 UCSD Visiting Scholar 2004년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 부교수 [주 관심분야] 초고속 및 초고주파 집적 회로, 마이크로파 및 밀리미터파 전력증폭기 모듈, 근거리 레이더 모듈