

밀리미터파 대역 산란계수 및 안테나 특성에 대한  
측정 기술 개발과 연구 동향

강진섭·김기채

한국표준과학연구원 ·  
영남대학교

I. 서론

산업사회가 정보화·고도화되면서 날로 부족해지는 전파자원을 효율적으로 활용하고, 대용량의 다양한 정보를 빠르게 통신하려는 사용자의 요구가 커짐에 따라 무선·이동 통신시스템의 사용 주파수가 광대역화 및 고주파수화(밀리미터파 대역(30~300 GHz)으로 이동)되고 있다. 이러한 현상은 앞으로 더욱 가속화될 것으로 전망된다.

또한 정보통신뿐만 아니라 국방/보안/안전, 항공우주, 의료, 교통, 자연과학(물리, 화학, 생물) 등의 분야가 빠른 속도로 발전하면서 전자파 관련 재료, 부품, 시스템 등의 사용이 급증하고 있어, 이에 대한 신뢰성 있는 측정 수요도 함께 급증하고 있다.

선진국의 산·학·연에서는 밀리미터파 대역뿐만 아니라 서브밀리미터파 대역(300~3,000 GHz)에서도 첨단 전자파 측정 기술을 확보하여 차세대 통신의 원천·핵심 응용·표준화 기술 선점을 위한 연구를 활발하게 수행하고 있으며, 국방/보안/안전, 항공우주, 의료, 교통, 자연과학 등의 분야에서도 원천·핵심 응용 연구를 수행하고 있다.

선진 측정 표준기관(미국 NIST, 영국 NPL, 독일 PTB 등)에서도 기후 변화 감시와 국내 측정 수요에 대처하기 위해 110 GHz까지의 현재의 측정능력을 최대 1,100 GHz까지 확장하기 위한 연구를 최근에 활발히 수행하고 있다.

정보통신 강국임에도 불구하고 정보통신 분야의

기본 측정량인 전자파에 대한(서브)밀리미터파 대역에서의 국내 측정 기반이 미비하여 국내 산·학·연에서 요구하는 측정을 수행할 수 있는 기관이 거의 없어 이로 인해 관련 분야의 원천·핵심 응용 연구 실적이 저조한 실정이다. 따라서 우리나라의 주요 성장 동력인 정보통신 산업이 향후에도 세계를 능동적이고 주도적으로 선도하기 위해서는 최대 1,100 GHz까지의 서브밀리미터파 대역 전자파 측정 기술 개발이 절실히 요구되고 있다.

우리나라 측정 표준기관인 한국표준과학연구원에서는 이러한 국내 산·학·연의 측정 수요에 능동적으로 대응하기 위해 최근에 전자파 분야 측정량 중에서 가장 기본량이며, 산학연의 측정 수요도 가장 많은 산란계수 및 안테나 특성에 대한 측정능력을 기존 110 GHz에서 325 GHz까지 확장하는 연구를 수행하고 있다. 여기서는 밀리미터파 대역 산란계수 및 안테나 특성에 대한 측정 기술 개발과 연구 동향을 간략히 기술하였다.

II. 밀리미터파 대역 산란계수 측정

2-1 개요

이 절에서는 우선 67 GHz 이상 대역에서 사용되는 산란계수 측정 시스템에 대해 간략히 기술하였다. 그리고 산란계수 측정 시스템에 대한 가장 정확한 교정법인 하나의  $\lambda/4$  전송선로를 사용하는 TRL

본 연구는 한국표준과학연구원의 차세대 전자파 측정표준 기술 개발 사업(사업번호 12011016)의 지원을 받아 수행되었음.

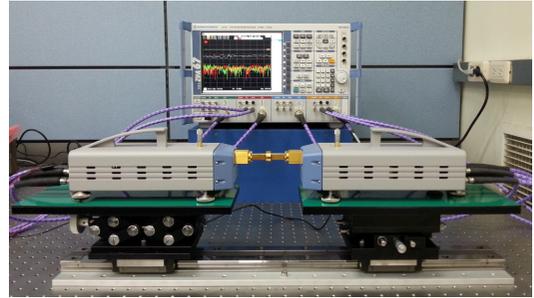
(Thru-Reflect-Line) 교정법의 경우, 110 GHz 이상의 주파수 대역에서는 신호 파장이 짧아  $\lambda/4$  위상 지연을 주는 전송선로의 길이가 1 mm보다 짧아지므로 제작 및 교정 과정에서 어려움이 있어 그 해결책으로  $3\lambda/4$  전송선로를 사용하는 개선된 TRL 교정법을 소개하였다. 또한 도파관 산란계수 측정 시스템의 교정에 사용되는 calibration kit의 교정과 측정 결과를 기술하고, 밀리미터파 대역 도파관의 측정에 대한 연구 동향을 간략히 기술하였다.

### 2-2 67 GHz 이상 주파수 대역에서 사용되는 산란계수 측정 시스템

67 GHz 이상의 주파수 대역에서 사용되는 산란계수 측정 시스템은 통상적으로 다음과 같이 구성된다 ([그림 1]).

- RF/LO 신호원과 IF 수신기를 내장하는 67 GHz 이하의 주파수 대역에서 동작하는 벡터 회로망 분석기
- 벡터 회로망 분석기로부터 공급되는 20 GHz 또는 40 GHz 이하의 RF/LO 신호를 체배하여 원하는 주파수의 신호를 발생시켜 피측정기기(DUT, Device Under Test)에 의한 반사 신호 및 투과 신호를 얻은 후, 벡터 회로망 분석기의 수신기로 IF 주파수의 기준신호, 반사 신호, 투과 신호를 공급하는 주파수 변환기
- 산란계수 측정 시스템의 교정에 사용되는 임피던스 표준기로 구성되는 calibration kit

낮은 주파수의 RF/LO 신호에 비해 높은 주파수의 RF/LO 신호를 사용하는 주파수 변환기의 경우, 적체 체배하고도 원하는 높은 주파수의 크기가 큰 출력신호를 얻을 수 있어 보다 넓은 측정 범위(dynamic range)를 가질 수 있으나, 벡터 회로망 분석기와 주파수 변환기를 연결하는 RF/LO 케이블에 높은 주파수의 신호가 전달되므로 측정과정에서 이들 케이블의 움직



[그림 1] G-band (140~220 GHz) 산란계수 측정 시스템

임에 영향을 받을 수 있다는 단점을 가진다.

한편, 능동기기 특성을 측정할 때, 고 입력신호에 의한 능동기기의 포화, 고 출력신호에 의한 주파수 변환기 및 수신기의 파손을 막기 위해 주파수 변환기의 RF 신호 경로에 수동 감쇠기를 내장시킬 수도 있고, 안테나 측정에서와 같이 벡터 회로망 분석기와 주파수 변환기가 떨어져 있는 경우에 사용되는 길이가 긴 RF/LO 케이블의 손실을 보상하기 위해 주파수 변환기의 RF/LO 경로에 적당한 이득의 증폭기를 내장시킬 수도 있다.

### 2-3 $3\lambda/4$ 전송선로를 사용하는 개선된 TRL 교정법

산란계수 측정 시스템 같은 반사계를 사용하여 피측정기기의 산란계수를 측정하는 경우, 측정 시스템의 불완전성(systematic error, random error, drift error 등)으로 인해 피측정기기의 산란계수와 측정된 산란계수에는 차이가 존재한다. 측정 시스템의 systematic error를 제거하는 과정을 교정이라고 하며, 지금까지 알려진 산란계수 측정 시스템 교정법 중에서 가장 정확한 방법은 TRL 교정법이다<sup>[1]</sup>.

TRL 교정법은 우선 산란계수 측정 시스템의 두 측정 단자를 직접 연결(Thru)하여 산란계수를 측정하고, 두 측정 단자 사이에 측정 주파수 대역의 중심 주파수에서  $\lambda/4$  위상 지연(통상적으로 측정 주파수

대역에서 전송선로 왕복 위상 지연  $30\sim 150^\circ$  [2]) 주는 전송선로(Line)를 연결하고 산란계수를 측정한다. 끝으로 두 측정 단자에 반사계수 크기가 크고 동일한 특성을 가지는 반사표준(Reflect)을 각각 연결하여 반사계수를 측정하고 측정된 산란계수들을 이용하여 산란계수 측정 시스템을 교정한다. 한편, TRL 교정법에서 상위 측정표준에 소급성을 가지는 임피던스 표준은 'Line'이며, 'Line'의 길이에 따라 측정 주파수 대역이 결정된다.

한편, 하나의  $\lambda/4$  전송선로를 사용하는 TRL 교정법으로 도파관 기기의 산란계수를 측정하는 경우, 110 GHz 이상의 주파수 대역에서는 신호의 파장이 짧아  $\lambda/4$  위상 지연을 주는 전송선로의 길이가 <표 1>과 같이 1 mm 보다 짧아지므로 제작 및 교정 과정에서의 어려움으로 인해 TRL 교정법을 변형한 LRL(Line-Reflect-Line) 교정법[3]이 사용되기도 한다. TRL 교정법에 비해 LRL 교정법에서는 Thru 대신에 'Line' 1을 산란계수 측정 시스템의 두 측정 단자 사

이에 연결(Line)하여 산란계수를 측정하고, 'Line' 1에 비해 측정 주파수 대역의 중심주파수에서  $\lambda/4$  위상 지연을 더 줄 수 있는 길이의 'Line' 2를 두 측정 단자 사이에 연결(Line)하고 산란계수를 측정하여 산란계수 측정 시스템을 교정한다. 하나의 'Line'을 사용하는 TRL 교정법에 비해 두 개의 'Line'을 사용하는 LRL 교정법은 연결기 결합/분해 과정이 많고, 상대적으로 길이가 긴 전송선로를 사용하므로 주파수 변환기에 연결된 RF/LO 케이블의 움직임이 크므로 측정 정확도가 떨어질 수 있다.

이런 단점을 극복하기 위해  $\lambda/4$  이상의 위상 지연(예를 들어  $3\lambda/4$ , 전송선로 왕복 위상 지연  $210\sim 330^\circ$ )을 주는 길이가 보다 긴 전송선로를 사용하는 개선된  $3\lambda/4$  TRL 교정법이 개발되었다[4]. 기존 TRL 교정법에 사용되는  $\lambda/4$  전송선로에 비해 개선된 TRL 교정법에서는 길이가 긴 전송선로를 사용하므로 전송선로의 동작 주파수 대역이 감소하여 도파관의 동작 주파수 대역에서 산란계수 측정 시스템을 교정하기 위해서는 여러 개의 Line이 필요하다.

<표 1> 110~500 GHz 주파수 대역에서 개선된 TRL 교정법에 사용되는 도파관 line의 길이

Freq. range (GHz)	Line no.	TRL ( $\lambda/4$ )		LRL ( $\lambda/4$ )		TRL ( $3\lambda/4$ )	
		Line length (mm)	Freq. range (GHz)	Line length (mm)	Freq. range (GHz)	Line length (mm)	Freq. range (GHz)
110~170 (D-band, WR-6)	#1					2.811	110~133
	#2	0.728	110~170			1.912	129~170
140~220 (G-band, WR-5)	#1			1.000	140~220	2.217	140~169
	#2	0.564	140~220	1.558	140~220	1.469	166~220
220~325 (J-band, WR-3)	#1			1.000	220~325	1.291	220~274
	#2	0.365	220~325	1.371	220~325	1.000	246~325
325~500 (Y-band, WR-2)	#1			0.650	325~500	0.951	325~394
	#2	0.249	325~500	0.889	325~500	0.651	380~500
	#3						

110~325 GHz 주파수 대역에서 최소한 1 mm보다 두꺼운  $3\lambda/4$  전송선로 두 개를 사용하는 개선된 TRL 교정법으로 계산된 ‘Line’의 길이 및 동작 주파수 대역은 <표 1>과 같다. 여기서는 전송선로의 동작 주파수 대역의 하한, 중심, 상한 주파수에서 각각  $210^\circ(\phi_{min})$ ,  $270^\circ(3\lambda/4)$ ,  $330^\circ(\phi_{max})$ 의 왕복 위상 지연을 가정하였다.

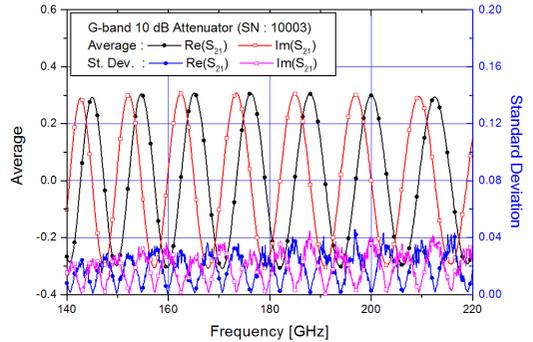
한편, <표 1>에서 325 GHz 이상의 주파수 대역에서는 ‘Line’의 길이가 1 mm보다 짧음을 볼 수 있다. 이 경우는 두 개의  $3\lambda/4$  전송선로 대신에 세 개의  $5\lambda/4$  전송선로를 사용하는 개선된 TRL 교정법을 사용하면 된다<sup>[4]</sup>.

#### 2.4 밀리미터파 대역 도파관 Calibration Kit 교정

TRL, LRL, 개선된 TRL용 calibration kit에서 상위 측정표준에 소급성을 가지는 임피던스 표준인 ‘Line’이며, 그 특성은 도파관 길이 및 도파관 개구면의 치수에 의해 결정된다. 길이 측정표준에 소급성을 가지는 gauge block으로 교정된 non-rotating spindle 방식의 micrometer를 사용하여 보유하고 있는 밀리미터파 대역 calibration kit의 Line을 4회( $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ ) 회전시키면서 측정된 도파관 길이의 평균값은 <표 2>와 같다. 한편, 도파관 개구면의 치수는 VMM (Vision Measuring Machine)으로 측정하였다.

<표 2> TRL/LRL calibration kit의 교정 결과

Freq. range (GHz)	Line no.	Line length (mm)		
		명목값	제작사 사양	측정값
110~170 (D-band, WR-6)	#1 (Thru)			
	#2	0.7341	0.7315±0.0051	0.7363
140~220 (G-band, WR-5)	#1 (Thru)	1.000	1.000±0.005	0.999
	#2	1.558	1.558±0.005	1.560
220~325 (J-band, WR-3)	#1 (Thru)	1.000	1.000±0.005	1.007
	#2	1.371	1.371±0.005	1.373



[그림 2] G-band 10 dB 감쇠기의 투과계수

#### 2.5 산란계수 측정 결과

주파수 간격 10 MHz, IF 대역폭 100 Hz에서 LRL 방법으로 교정된 산란계수 측정 시스템을 사용하여 G-band 10 dB 감쇠기의 투과계수를 6번 반복 측정한 결과, 반복도는 0.04보다 작았다([그림 2]).

#### 2.6 밀리미터파 대역 도파관의 측정 연구 동향

최근의 밀리미터파 대역 기술 개발은 시대적 응용기술 발전에 부응하기 위해 빠른 속도로 진행되고 있으며, 현재 1,100 GHz까지의 산란계수 측정 시스템이 상용화 되었다. 110 GHz 이상의 주파수에서 동작하는 전자파 관련 부품, 시스템들은 도파관을 기본 전송선로로 채택하고 있으며, 도파관의 기계 가공은 최고의 정밀도를 달성하고 있지만, 가공(제작) 오차에 의한 한계를 가지고 있다. 따라서 밀리미터파 대역 도파관의 가공 오차가 도파관의 전송 특성에 미치는 영향과 플렌지 접속부의 어긋남은 더 이상 무시할 수 없게 되었으며, 밀리미터파 대역 도파관의 정밀·정확한 측정은 매우 중요한 과제로 부상하고 있다. 특히, 밀리미터파 대역 도파관을 사용하는 경우 도파관 제작 시에 발생하는 가공 오차 및 표면 거칠기뿐만 아니라 도파관 모서리의 라운드, 주위의 온도와 습도도 전송 특성에 영향을 미치므로 도파관의 특성 해석에서는 유전상수 등과 같은 기본

상수의 적용에도 주의해야 한다<sup>[5]~[16]</sup>.

작은 단면구조를 갖는 밀리미터파 대역 도파관에 대해 제작 시에 발생하는 통상적인 불균칙성들은 *Oleson*과 *Denning*에 의해 논의되었다<sup>[17]</sup>. 특히 도파관 개구의 엣지를 따라서 생긴 가시와 교정용 표준기 (*shim*)에서 발생하는 불균일 도파관 채널의 형성이 불균칙적으로 나타날 수 있는 불완전성에 해당한다. 따라서 작은 개구의 단면 치수 공차와 교정된 측정 단자의 플렌지 어긋남에 대한 연구는 재현성 있는 산란계수의 측정을 위해 매우 중요하다. 실제로 밀리미터파 대역 도파관의 플렌지 어긋남은 표준적인 기계 가공에서 100  $\mu\text{m}$  정도가 되고, 정밀 제작 방법을 사용하면 65  $\mu\text{m}$  정도가 된다. 도파관 플렌지의 정렬은 밀리미터파 대역 시스템의 성능에 있어서 매우 중요하므로 적절한 플렌지 디자인에 대해 논의하고 있다<sup>[18],[19]</sup>. 도파관의 플렌지 어긋남은 도파관 정합부의 반사 손실에 매우 큰 영향을 미치며, 산란계수 측정 시스템의 교정 정밀도에 한계를 가져오게 한다. *Williams*는 500~750 GHz 대역의 산란계수 측정 시스템 교정에서 도파관 접속부의 플렌지 불연속의 영향을 포함한 주요 오차 메커니즘을 보고하고 있다<sup>[20]</sup>. 한편, 밀리미터파 대역 산란계수 측정에서 관련 측정 시스템의 교정 정확도가 매우 중요하여 교정법들에 대한 많은 연구가 수행되고 있다<sup>[21]~[27]</sup>.

### III. 밀리미터파 대역 안테나 특성 측정

#### 3-1 서론

이 절에서는 지금까지 알려진 가장 정확한 안테나 이득 측정법인 외삽법 기반의 밀리미터파 대역 이득 측정 시스템을 먼저 소개하고, 안테나 정렬을 위해 개발된 레이저/광학 정렬장치를 기술하였다. 그리고 D-band(110~170 GHz) 표준이득 혼 안테나에 대한 측정 결과를 보였다.

#### 3-2 외삽법 기반 밀리미터파 대역 안테나 이득 측정 시스템

외삽법<sup>[28]</sup>에서는 송신/수신 안테나 사이 거리를 변화시키면서 얻은 삽입 손실 패턴에 나타나는 두 안테나 사이의 다중 반사를 구간 평균으로 우선 제거하고, 유한 영역에서 측정된 다중 반사가 제거된 삽입 손실 패턴을 잘 표현할 수 있는 다항식의 계수를 결정한 후, 이 다항식을 사용하여 두 안테나 사이 측정거리가 무한대일 때 두 안테나 이득의 곱을 구한다. 측정된 삽입 손실 패턴에서 구간 평균으로 다중 반사를 제거하기 위해서는 신호 파장에 비해 최소한  $\lambda/10$  이하의 촘촘한 간격으로 삽입 손실을 측정해야만 하며, 파장이 매우 짧은 (서브)밀리미터파 대역에서 이 조건을 만족하며, 삽입 손실을 측정하기 위해서는 매우 정밀하게 움직일 수 있는 단축 정밀 이송장치가 필요하다.

최근에 밀리미터파 대역에서 외삽법 기반 안테나 이득 측정 시스템을 구축하고, 관련 제어/해석 프로그램을 개발하였다([그림 3])<sup>[29]</sup>. 측정 시스템은 산란계수 측정 시스템과 단축 정밀 이송장치로 구성된다.

단축 정밀 이송장치는 1,220 × 2,440 mm 크기의 광학 테이블 위에 고정된 정밀 석정반 위에 선형모터로 구동되어 back lash가 없는 정밀 선형 슬라이드가 설치되고, 그 위에 안테나 정렬/설치용 송수신단이



[그림 3] 외삽법을 이용한 D-band 안테나 이득 측정 시스템

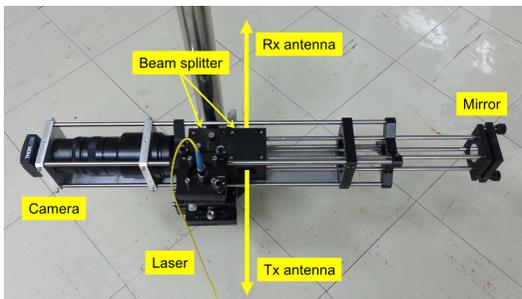
장착된 구조를 가진다. 단축 정밀 이송장치는 0.5  $\mu\text{m}$  분해능으로 최대 1,650 mm를 이송할 수 있으며, 1,100 GHz에서  $\lambda/20$ 가 13.64  $\mu\text{m}$ 임을 감안하면 이번에 구축된 이송장치를 1,100 GHz까지는 사용할 수 있을 것으로 예상된다. 석정반에 고정된 송신단은 6축 자유도(방위각 회전,  $\theta_x, \theta_y, x, y, z$ )를 가지며, 선형 슬라이드 위에 설치되어 이송 가능한 수신단은 3축 자유도 (방위각 회전,  $\theta_x, \theta_y$ )를 가진다.

단축 정밀 이송장치 설치 후 heterodyne 방식의 레이저 간섭계를 사용하여 최대 이격거리 1,650 mm에 대해 50 mm 간격으로 직진도를 측정된 결과, 수평 방향은  $-0.61340 \sim -0.47035 \mu\text{m}$ , 수직방향은  $-0.50047 \sim -0.52938 \mu\text{m}$  범위 안에 있어 목표사양( $\pm 5 \mu\text{m/m}$ ,  $\pm 1 \mu\text{m}/60 \text{ mm}$ )을 잘 만족하고 있다.

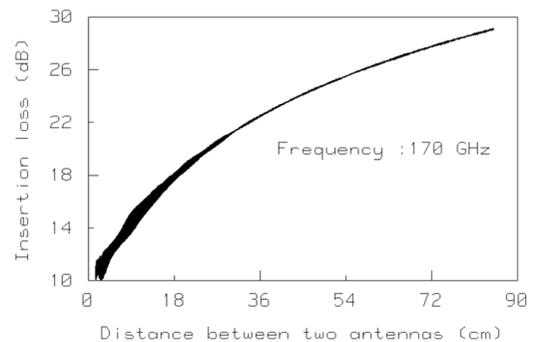
안테나 특성을 정확하게 측정하기 위해서는 송신/수신 안테나의 정렬이 반드시 선행되어야 한다. 크기가 제한된 광학테이블 위에서 수행되는 안테나의 정렬의 경우, 독립된 광학기구를 사용하기보다는 레이저를 사용하는 것이 용이할 수 있으나, 레이저는 전파하면서 분산으로 인해 빔이 퍼지므로 크기가 작은 (서브)밀리미터와 대역 안테나에 대한 정밀 정렬에는 적합하지 않을 수도 있다. 최근 들어 레이저를 사용하여 송신/수신 안테나의 기준면을 서로 평행하게 만들고, 두 안테나의 기준면 중심(또는 안테나 영상)을 광학 카메라를 사용하여 일치시키는 레이저/

광학 기반 안테나 정렬장치가 제안되었다<sup>[30]</sup>.

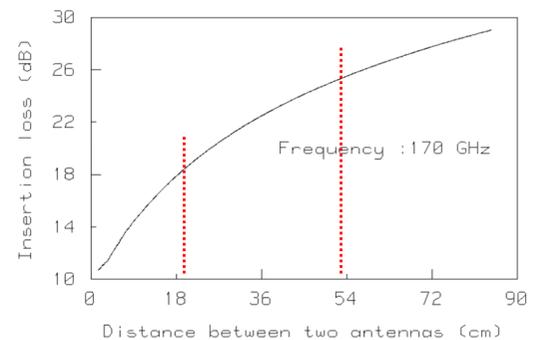
구축된 안테나 이득 측정 시스템에 적합한 레이저/광학 기반 안테나 정렬장치 중에서 레이저 기반 안테나 정렬장치를 우선 개발하여 사용하였다(그림 4). 레이저 기반 안테나 정렬장치는 레이저 빔을 분배기를 통해 두 개로 나눈 후, 하나의 빔은 수신 안테나로 보내고, 나머지 빔은 거울로 되반사시킨 후 90° 꺾어서 송신안테나로 보내 각 안테나가 장착될 예정인 기준면에 부착된 거울로부터 되돌아온 두 빔을 서로 비교하여 정렬한다. 향후 광학카메라를 사용하여 관측되는 송신/수신 안테나의 영상을 중첩, 비교하여 정렬하는 광학 기반 안테나 정렬장치를 추가 개발할 예정이다.



[그림 4] 레이저/광학 기반 안테나 정렬장치

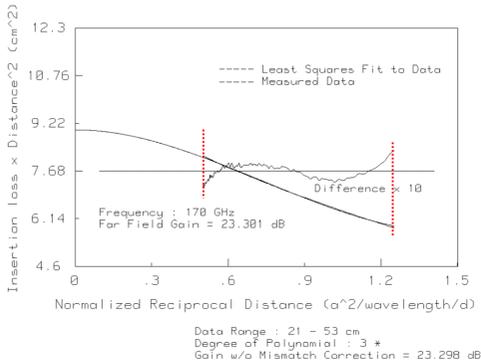


(a) 측정된 삽입 손실



(b) 구간 평균된 삽입 손실

[그림 5] D-band 표준이득 혼 안테나 170 GHz 이득 측정



[그림 6] 170 GHz에서 외삽된 D-band 표준 이득 혼 안테나 이득

### 3-3 측정 결과

구축된 밀리미터파 대역 외삽법 기반 안테나 이득 측정 시스템으로 측정된 산란계수를 3-안테나 기반 외삽법으로 해석하여 D-band 표준이득 혼 안테나 (명목이득 24 dB, 개구면 크기 17.1 × 13.4 mm, 원거리장 거리 347 mm)의 이득을 얻었다.

170 GHz에서 외삽법을 사용하여 안테나 이득을 얻는 과정은 [그림 5], [그림 6]과 같다. [그림 5] (a)는 송신/수신 안테나 사이 거리를 증가시키면서 측정된 두 안테나 사이의 다중 반사가 존재하는 삽입 손실 파형이며, [그림 5] (b)는 측정된 삽입 손실을 구간 평균하여 얻은 다중 반사가 제거된 삽입 손실 파형이다. [그림 6]은 [그림 5] (b)의 구간 평균된 삽입 손실 파형 중, 21 cm에서 52 cm까지의 파형을 취해서 이 파형을 잘 표현하는 3차 다항식의 계수를 구한 후 송신/수신 안테나 이격거리가 무한대일 때 삽입 손실을 다항식으로부터 외삽하는 과정을 보여주며, 이때 얻은 삽입 손실로부터 두 안테나 원거리장 이득 곱을 구할 수 있다.

## IV. 결 론

밀리미터파 대역에서 전자파 분야 주요 측정량인

산란계수 및 안테나 특성에 대한 측정 기술 개발과 연구 동향을 간략히 기술하였다.

우선 67 GHz 이상 대역에서 사용되는 산란계수 측정 시스템 및 110 GHz 이상의 주파수 대역에서 3λ/4 전송선로를 사용하는 개선된 TRL 교정법에 대해 기술하고, 도파관 calibration kit의 교정법 및 G-band에서 산란계수 측정 반복도를 기술하고, 밀리미터파 대역 도파관의 측정 연구 동향에 대해 간략히 기술하였다. 또한 지금까지 알려진 가장 정확한 안테나 이득 측정법인 외삽법 기반의 밀리미터파 대역 이득 측정 시스템 및 안테나 정렬용 레이저/광학 정렬장치를 기술하고, D-band 표준이득 혼 안테나에 대한 측정 결과를 보였다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. F. Engen, C. A. Hoer, "Thru-Reflect-Line: an improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-27, no. 12, pp. 987-993, Dec. 1979.
- [2] C. A. Hoer, "Choosing line lengths for calibrating network analyzers", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-31, no. 1, pp. 76-78, Jan. 1983.
- [3] C. A. Hoer, G. F. Engen, "Accuracy assessment for the dual six-port ANA: extension to nonmating connectors", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, no. 2, pp. 524-529, Jun. 1987.
- [4] N. M. Ridler, "Choosing line lengths for calibrating waveguide vector network analysers at millimetre and sub-millimetre waveguides", *NPL Report TQE 5*, Mar.
- [5] 여준호, 김채영, 최현철, "구형도파관의 벽면거칠기가 고려된 감쇄상수 계산", 대한전자공학회, 대

- 한전자공학회 학술대회 논문집, 제16호 1호, pp. 84-87, 1993년.
- [6] 여준호, 김채영, "벽면거칠기가 고려된 구형도파관의 감쇄특성 분석", 대한전자공학회, 전자공학회논문지, A편, 제31권 제11호, pp. 1470-1478, 1994년.
- [7] R. B. Dybdal, L. Jr. Peters, and W. H. Peake, "Rectangular waveguides with impedance walls", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-19, no. 1, pp. 2-8, Jan. 1971.
- [8] D. A. Hill, "Reflection coefficient of a waveguide with slightly uneven walls", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-37, no. 1, pp. 244-252, Jan. 1989.
- [9] C. D. Chen, Ching-Kuang C. Tzuang, and S. T. Peng, "Full-wave analysis of a lossy rectangular waveguide containing rough inner surfaces", *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 2, no. 5, pp. 180-181, May 1992.
- [10] F. Ladouceur, J. D. Love, and T. J. Senden, "Effect of side wall roughness in buried channel waveguides", *Optoelectronics, IEE Proc.*, vol. 141, no. 4, pp. 242-248, Aug. 1994.
- [11] A. Collaro, G. Franceschetti, M. Migliaccio, and Daniele Riccio, "Gaussian rough surfaces and Kirchhoff approximation", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-47, no. 2, pp. 392-398, Feb. 1999.
- [12] Rui Wang, Wanzhao Cui, "A rapid estimation of the conductor loss in the rectangular waveguide with rough surface", *2011 IEEE 4th Inter. Symp. on MAPE*, pp. 498-800, 2011.
- [13] P. Lagasse, J. Van Bladel, "Square and rectangular waveguides with rounded corners", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-20, no. 5, pp. 331-337, 1972.
- [14] E. J. Griffin, T. E. Hodgetts, "Effect on return loss of dimensional tolerances of the aperture of rectangular waveguide", *Electronics Letters*, no. 20, pp. 942-943, Sep. 1985.
- [15] A. Mahanfar, S. Bila, M. Aubourg, and S. Verdeyme, "Analysis of rectangular waveguides with curved corners using superquadric functions", *2002 3rd Inter. Conf. on MMWT*, pp. 837-839, 2002.
- [16] E. Degirmenci, F. Surre, S. Philippe, R. Maldonado-Basilio, and P. Landais, "Improved bend waveguide design for terahertz transmission", *IEEE Trans. on Terahertz Sci. and Tech.*, vol. 2, no. 1, pp. 137-143, 2012.
- [17] G. Oleson, A. Denning, "Millimeter-wave vector analysis calibration and measurement problems caused by common waveguide irregularities", OML Inc., Morgan Hill, CA, Applicat. Notes, 2005. [Online] Available: <http://www.omlinc.com/download/mwvacamp.pdf>
- [18] A. R. Kerr, E. Wollack, and N. Horner, "Waveguide flanges for ALMA instrumentation", Nat. Radio Astron. Observatory, Charlottesville, VA, ALMA Memo 278, Nov. 1999. [Online] Available: <http://www.alma.nrao.edu/memos>
- [19] A. R. Kerr, L. Kozul, and A. A. Marshall, "Recommendations for flat and anti-cocking waveguide flanges", Electron. Div., Nat. Radio Astron. Observatory, Charlottesville, VA, Tech. Note 192, 2003. [Online] Available: <http://www.gb.nrao.edu/electronics/edtn>
- [20] D. F. Williams, "500 GHz-750 GHz Rectangular waveguide vector-network-analyzer calibrations", *IEEE Trans. on Terahertz Sci. and Tech.*, vol. 1, no. 2, pp. 364-377, 2011.

- [21] W. Sigg, J. Simon, "Reflectometer calibration using load, short and offset shorts with unknown phase", *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 18, pp. 1650-1651, Aug. 1991.
- [22] IEEE Standard for rectangular waveguides and flanges for rectangular waveguides for use at millimeter and sub-millimeter wavelengths. [Online] Available: <http://grouper.ieee.org/groups/1785/index.html>
- [23] S. A. Chahine, B. Huyart, and J. Achkar, "Reflectometer calibration without an open circuit", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-52, no. 5, pp. 1488-1493, Oct. 2003.
- [24] C. Vicente, H. L. Hartnagel, "Passive-intermodulation analysis between rough rectangular waveguide flanges", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-53, no. 8, pp. 2515-2525, 2005.
- [25] A. Fung et al., "Two-port vector network analyzer measurements in the 218~344 and 356~500 GHz frequency bands", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-54, no. 12, pp. 4507-4512, Dec. 2006.
- [26] P. L. Kirby, D. Pukala, H. Manohara, I. Mehdi, and J. Papapolymerou, "Characterization of micromachined silicon rectangular waveguide at 400 GHz", *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, no. 6, pp. 366-368, Jun. 2006.
- [27] A. R. Kerr, "Mismatch caused by waveguide tolerances, corner radii, and flange misalignment", *National Radio Astronomy Observatory EDTN 215*, Dec. 2009, rev. Jan. 2010.
- [28] A. C. Newell, R. C. Baird, and P. F. Wacker, "Accurate measurement of antenna gain and polarization at reduced distance by an extrapolation technique", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-21, no. 4, pp. 418-431, Jul. 1973.
- [29] 강진섭, 김정환, 강노원, 김대찬, "(서브)밀리미터파대역 안테나 이득 정밀측정", 2012년도 KIE-ES 전자파기술 하계 학술대회 자료집, 목포대학교, p. 8, 2012년 7월.
- [30] J. A. Gordon, D. R. Novotny, "A simultaneous-imaging machine-vision approach for the precision alignment of two mm-wave antennas", *Digest of Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2012)*, Washington DC, USA, pp. 262-263, Jul. 2012.

≡ 필자소개 ≡

강진섭



1987년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)

1989년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)

1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)

1994년 3월~1995년 3월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 위촉연구원

1995년 3월~1996년 2월: University of Illinois at Urbana-Champaign, Postdoctoral Research Associate

1996년 3월~1998년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 초빙조교수

1998년 3월~현재: 한국표준과학연구원 전자파센터 책임연구원

[주 관심분야] 전자파 측정, 전자파 산란 및 역산란 등

김기채



1984년 2월: 영남대학교 전자공학과 (공학사)

1986년 3월: Keio University 전기공학과 (공학석사)

1989년 3월: Keio University 전기공학과 (공학박사)

1989년 4월~1993년 3월: 한국표준과학연구원 전자파연구실 선임연구원

1993년 4월~1995년 8월: 일본 후쿠오카 공업대학 정보공학과 조교수

1995년 9월~현재: 영남대학교 전기공학과 교수

2012년 1월~12월: 한국전자과학회 회장

2013년 1월~현재: 한국전자과학회 명예회장

1988년 IEICE Japan, Young Scientist Awards

1994년 IEE Japan, Paper Presentation Awards

[주 관심분야] EMC/EMI 관련 안테나 및 전자파 차폐, 전자파 이론 및 응용