

웨이퍼상의 D-대역 회로의 전자파 성능 측정

On-Wafer Measurement of a D-Band Device

구현지* · 김일권** · 권재용*** · 강태원* · 조치현* · 김완식**** · 홍성철**

Hyunji Koo* · Ilgwon Kim** · Jae-Yong Kwon*** · Tae-Weon Kang* · Chihyun Cho* ·
Wansik Kim**** · Songcheol Hong**

요 약

본 논문은 웨이퍼상의 D-대역(110~170 GHz) 반도체 회로의 산란계수, 전력, 잡음지수의 정밀 측정법에 대해 나타내었다. 산란계수 교정 알고리즘을 비교하고, 상용 CPW(coplanar waveguide) 교정 기준물의 총 너비에 따른 효과를 살펴보았다. 전력 측정에서는 정밀 선로 손실 평가를 통해, 측정값의 정확도를 높였다. 또한, 잡음지수 측정에서는 시스템 설정과 교정법을 나타내고, 선로 손실 보상에 대해서 살펴보았다. 측정 시스템에 대한 상세 구성과 고려할 점들을 나타내었으며, 설계한 저잡음 증폭기 칩에 대하여 측정된 결과를 보였다.

Abstract

This paper presents on-wafer measurement methods for the scattering coefficient, power, and noise figure of a semiconductor circuit in the D band (110~170 GHz). The calibration algorithms for the *S*-parameter measurement were compared, and the effect of the total coplanar waveguide (CPW) width of the commercial calibration standards was examined. In the power measurement, the accuracy of the measurement value was improved through precision path loss evaluation. In addition, in the noise figure measurement, the system configuration and calibration method are presented, and the path loss compensation is examined. The detailed configuration and considerations for each measurement system are presented, and the measured results of the designed low-noise amplifier (LNA) chip are presented.

Key words: D-Band Measurement, *S*-Parameter, Power, Noise Figure, On-Wafer Measurement

I. 서 론

D-대역(110~170 GHz)은 사용 가능한 넓은 주파수 대역으로 6G 통신의 강력한 주파수 후보로 떠오르고 있다.

이 대역에서 개발된 전자파 핵심 부품 소자들의 실제 적용을 위해서는 산란계수, 전력, 잡음지수 등 기본적인 전자파 측정량이 주어져야 한다. 그러나 아직 세계적으로 측정표준이 정립되어 있지 않아, 각국의 표준기관에서 관

†이 연구는 2020년 국방과학연구소 미래도전국방기술 연구개발사업(No. 912913601)의 지원을 받았음.

*한국표준과학연구원 전자파표준그룹(Electromagnetic Wave Metrology Group, Korea Research Institute of Standards and Science)

**한국과학기술원 전기및전자공학부(Department of Measurement Science, Korea Advanced Institute of Science and Technology)

***과학기술연합대학원대학교 측정과학과(School of Electrical Engineering, University of Science and Technology)

****LIG넥스원 초고주파기술개발단(Microwave and Antenna R&D, LIGNex1)

· Manuscript received November 18, 2022 ; Revised December 20, 2022 ; Accepted January 9, 2023. (ID No. 20221118-016S)

· Corresponding Author: Hyunji Koo (e-mail : hyunji.koo@kriss.re.kr)

런 연구를 수행 중이다. 이로 인해 산업체에서는 de facto 표준을 사용하여 반도체 칩을 개발하고 있다.

웨이퍼상의 반도체 회로 측정에는 일반적으로 프로브 스테이션이 사용되고, 산란계수 측정은 프로브 종단에서의 임피던스 교정을 통해 이뤄진다. 웨이퍼상에서의 정밀 교정을 위해서 알고리즘 개발과 교정기준물에 대한 연구가 다수 진행되어 왔다. 주파수가 높아질수록 정확도를 위해 고려할 점이 많이 있지만, 사용자에게 충분한 정보가 제공되지는 않는다. 전력 역시, 저주파수의 측정에 비해 측정환경 및 선로 고손실 정밀 평가 등 고려할 점에 대해 기본적인 관리 및 절차가 마련되어 있지 않다. 잡음 지수도 중요한 측정 항목이나 고가의 측정 장비로 인하여 연구자의 접근 및 활용이 어려운 문제가 있다.

본 논문에서는 반도체 소자의 산란계수, 전력, 잡음지수의 측정량에 대한 웨이퍼상의 D-대역 정밀 측정 시스템 구성 및 고려 사항들을 나타내었다. 반도체 소자 개발에 필요한 측정에서 널리 사용되는 방법을 중심으로, 높은 측정 주파수에서 정밀한 측정환경을 구성하는 기법을 소개하였다. 또한, 설계한 D-대역 저잡음 증폭기 소자의 주요 성능을 측정하고, 그 결과를 도시하였다.

II. 측정시스템 구성

2-1 산란계수 측정시스템

D-대역 산란계수 측정 셋업은, 그림 1(a)와 같이, 벡터 회로망 분석기에 D-대역 주파수 확장모듈을 연결하여 구성한다. 110 GHz 이상부터는 프로브가 도파관으로 연결되기 때문에, 동축 케이블과는 다른 주파수 확장 모듈 지그를 이용한다. 그림 1 (b)는 실제 측정 셋업 사진이다. 프로브 스테이션은 척(chuck, 웨이퍼 또는 기판을 진공으로 고정할 수 있는 장치)의 높이 정밀 조절 기능을 포함한다. 이것은 교정기판에서 제공하는 정렬 패턴(alignment pattern)을 함께 사용하여 각 교정 기준물마다 동일한 위치에 접촉을 가능하게 한다. 본 논문의 모든 측정은 먼저 정렬 패턴을 이용하여, 두 프로브의 접촉 위치를 설정하였다. 이후, 척의 높이를 조절하여 분리하고, 교정 알고리즘에 따른 교정 기준물 위치로 이동, 다시 척 높이를 접촉 높이로 변경하여 측정한다. 이 같은 방식으로 두 프로브의 거리

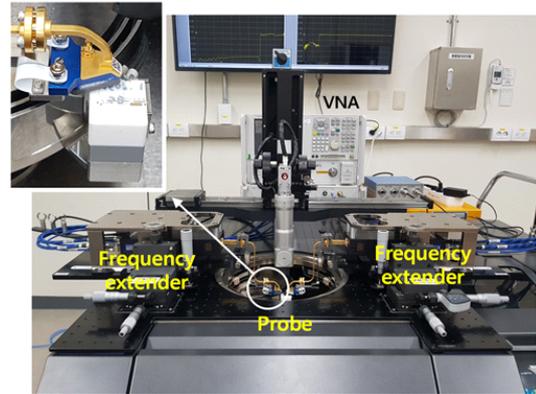
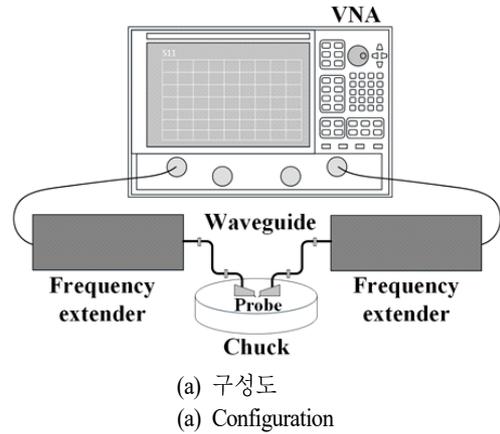
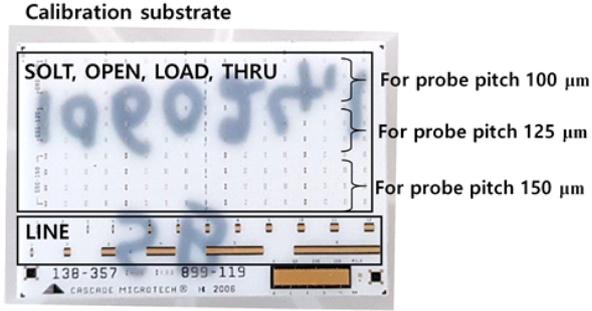


그림 1. 산란계수 측정시스템
Fig. 1. S-parameter measurement system.

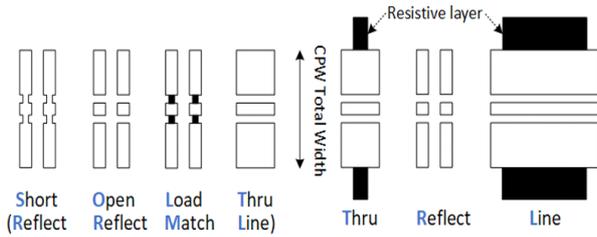
가 일정한 기준물에 대하여 같은 위치에 프로브가 접촉할 수 있다.

사용한 교정 기준물 기판은 ISS 138-357은 그림 2(a)에 나타내었다. 기판은 그림 1(b)와 같은 세라믹 척 위에 올려 놓고 이용한다. 기판의 경계조건에 따라 방사 효과(radiation effect), 표면파(surface wave) 등의 영향이 달라지는데, 세라믹 척의 유전율이 9.5 정도로 교정기판의 유전율 9.2~9.9와 유사하여 표면파에 의한 영향을 줄일 수 있기 때문이다^[1]. 보통 프로브 제작사에서 제공하는 기판은 이 세라믹 척 위에서의 교정을 기준으로 기생성분의 값을 제공한다.

교정기준물은 그림 2(b)와 같이 CPW(coplanar waveguide) 선로로 구성되어 있고, 사용가능 주파수 f_{max} 는 CPW의 총



(a) 기판 사진
(a) Substrate photo



(b) 알고리즘에 따른 교정 기준물 패턴
(b) Calibration standard patterns according to calibration algorithms

그림 2. 교정 기준물
Fig. 2. Calibration standard.

너비(ground to ground) W 와 식 (1)의 관계를 가진다^[2].

$$f_{\max} = \frac{2}{W\sqrt{2\cdot\mu_0\cdot\epsilon_0\cdot(\epsilon_r - 1)}} \quad (1)$$

여기서 ϵ_r 은 기판의 상대 유전율이다.

ISS 138-357에서는 프로브 피치(pitch)에 따라 평판 위의 접지 너비가 다른 교정 기준물들을 제공한다. 프로브 피치에 비해 접지 너비가 너무 넓거나 좁으면 리플이 발생하기 때문이다^[3]. 각 CPW 총 너비에 따라서 사용 가능

표 1. 교정 기준물의 사용 가능한 최대 주파수
Table 1. Maximum usable frequency of calibration reference.

| | ISS 138-357 | | |
|-----------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| Probe pitch | 100 μm | 125 μm | 150 μm |
| CPW total width | 230 μm | 280 μm | 330 μm |
| f_{\max} | 625 GHz | 513 GHz | 435 GHz |

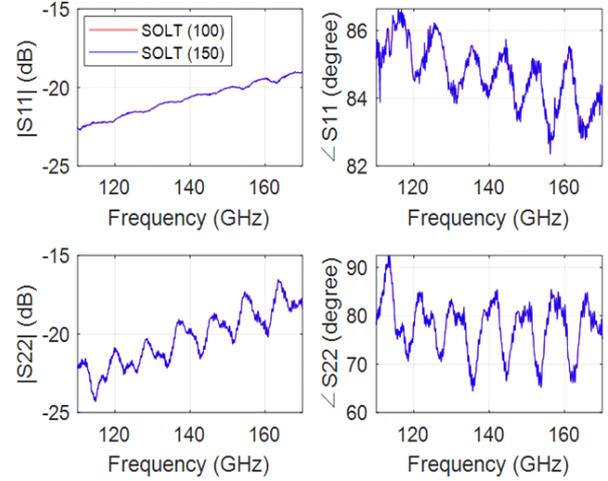
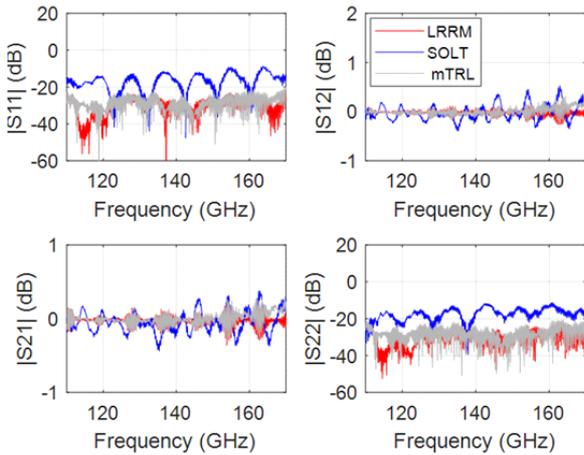


그림 3. 100 μm 피치용 기준물 LOAD와 150 μm 피치용 기준물 LOAD의 SOLT 교정 후 측정결과 비교
Fig. 3. Comparison of measurement results of 100- μm pitch LOAD and 150- μm pitch LOAD.

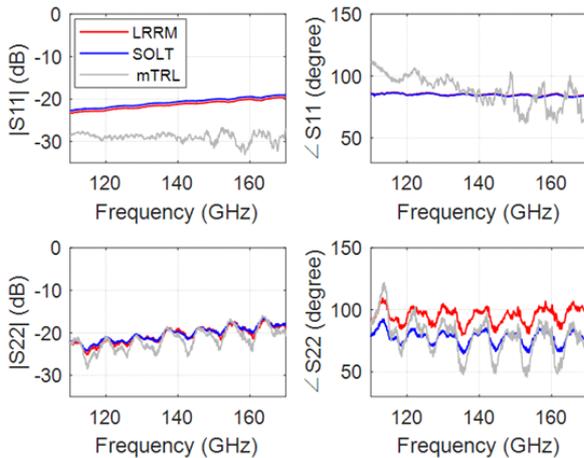
한 주파수를 표 1에 정리하였다. 교정 기준물 라인(line)들의 접지 양쪽으로는 고차 모드를 줄이기 위해 설계된 저항성 레이어(resistive layer)가 함께 구성되어 있고, 이것은 CPW 선로의 유효 총 너비를 증가시켜, 150 μm 피치 최대 사용 가능 주파수가 435 GHz에 비해 줄어들 것이다^[4].

그림 3은 100 μm 피치 프로브를 사용하고, 100 μm 피치용 기준물과 150 μm 피치용 기준물을 각각 이용하여 LRRM(line-reflect-reflect-match) 교정을 하고 LOAD를 측정대상기기(device under test, DUT)로 측정한 결과이다. D-대역에서는 100 μm 피치용 기준물과 150 μm 피치용 기준물 측정결과 사이에 차이가 거의 없었고, 다른 DUT(open, short, thru)에 대해서도 동일한 결과를 보였다.

그림 4는 SOLT(short-open-line-thru), LRRM, mTRL(multi thru-reflect-line)을 이용하여 교정한 DUT의 결과이다. DUT는 교정기준물과 동일하고, 교정 이후 다시 DUT 측정을 하였다. Line 기준물이 150 μm 피치에 맞춰 제작되었기 때문에, SOLT, LRRM도 150 μm 피치에 대해 제작된 기판을 활용하였다. SOLT에서 SOL 교정의 기생 인덕터와 커패시턴스값은 제작사가 제공한 값을 활용하였다. mTRL의 특성 임피던스 Z_0 는 식 (2)에 기초한 단위길이당 커패시턴스와 전파상수를 이용하여 얻었다^[5].



(a) THRU 측정결과 비교
(a) THRU measurement results



(b) LOAD 측정결과 비교
(b) LOAD measurement results

그림 4. 교정 알고리즘(LRRM, SOLT, mTRL)에 따른 결과
Fig. 4. Results according to calibration algorithms (LRRM, SOLT, mTRL).

$$Z_0 \sim \frac{\gamma}{j\omega C}, \quad C \sim \frac{\gamma}{j\omega R_{load}} \frac{1 + \Gamma_{load}}{1 - \Gamma_{load}} \quad (2)$$

여기서 전과상수 γ 는 mTRL 알고리즘을 이용하여 얻을 수 있고, 임피던스 재정규화 전 측정된 LOAD의 반사 계수 Γ_{load} 과 DC에서의 LOAD값 R_{load} 를 이용하여 단위 길이당 커패시턴스 C 를 얻을 수 있다^[6].

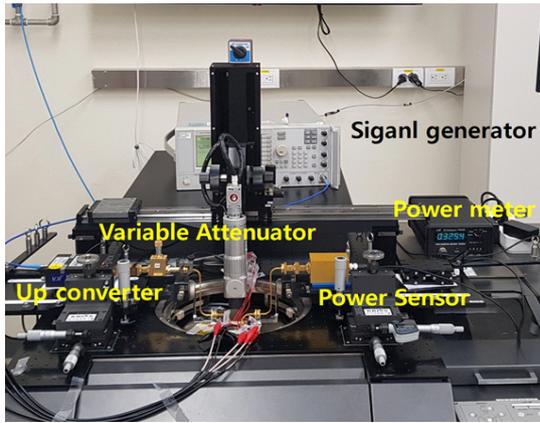
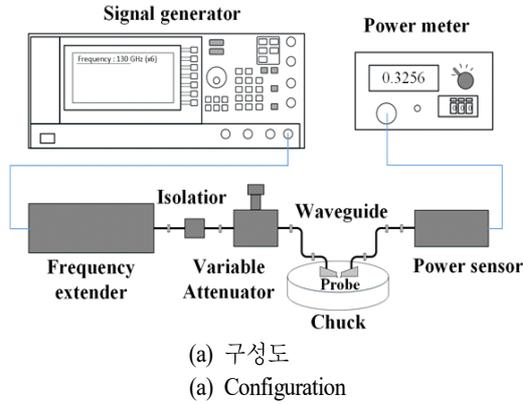
이론적으로 가장 정확한 것으로 알려진 알고리즘은 mTRL이다. 교정기준물의 정의를 정확하게 알지 않아도

되기 때문이다. 하지만, 정렬 패턴 없이 여러 선로를 동일한 패드 위치에 접촉하기 어렵고, 선로의 주변환경(양쪽 선로 간의 간격, 기판에서 선로의 위치 등)에도 영향을 받기 때문에^[7] 기준물의 설계부터 주의를 기울여야 한다. ISS 138-357에는 정렬 패턴을 제공하지 않고, LOAD 측정 결과에서도 볼 수 있듯이 포트 1과 포트 2의 주변 환경이 달라짐에 따라 mTRL 결과값도 두 포트가 대칭적이지 않다. LRRM도 Match를 제외한 나머지 기준물에 대해서는 정확한 정의가 필요하지 않아, 높은 정확도를 가지는 알고리즘이다. Match 기준물로 사용되는 LOAD의 임피던스만 정확히 알면, 이와 연결된 인덕턴스도 알고리즘상에서 자동으로 계산된다. SOLT는 SOL 교정기준물의 정의가 필요하며, 본 논문에서는 제작사가 명목값으로 제공한 기생 성분(C_{OPEN} , L_{SHORT} , L_{TERM})을 이용하였다. 교정기판과 프로브의 제작 공차에 따라 불확도가 커질 수 있다. THRU 측정에서는 LRRM과 mTRL의 측정결과가 유사하게 나오고, SOLT가 리플이 크게 측정되었는데, 이와 같은 mTRL과 LRRM의 유사성은 OPEN과 SHORT에서도 확인할 수 있었다. 두 교정 알고리즘 간의 비교를 위한 이전 논문^[8]에서도 LRRM이 mTRL의 정확도에 가깝게 얻는 것을 보여주었다.

결론적으로, mTRL은 정렬 패턴을 포함하고, 선로 주변 환경을 충분히 고려해서 설계한 기준물일 경우에 한 해 활용을 하고, 일반적인 상용기판에서는 LRRM을 활용하는 것이 정확도 측면에서는 유리하다. SOLT 이용 시 정확도를 높이기 위해서는, 기생성분 명목값을 이용하기보다, 각 교정기준물과 프로브에 최적화된 값으로 재설정하는 작업이 필요하다.

2.2 전력 측정시스템

110 GHz 이상의 주파수 대역에서는 전자파전력을 측정할 수 있는 수단이 매우 제한적인데, 본 측정에서는 열량계 기반의 전력계를 사용하였다. 열적 균형을 맞추어 입력 전자파에 상응하는 직류전력을 측정하는 방식이므로 온도 변화에 민감한 측정이다. 그래서, 전력계의 전원을 켜 이후 또는 측정 전력 측정 범위(range) 변경 시 15분 정도의 정착 시간(settling time)이 필요하다. 기본적으로 전력 측정 환경의 온도변화가 최소화되어야 정확한 측정



(b) 사진
(b) Photo

그림 5. 전력 측정 시스템
Fig. 5. Power measurement system.

이 이루어질 수 있다.

그림 5(a)는 전력 측정 셋업이다. 입력 쪽으로는 D-대역 신호원 확장모듈과 가변 감쇠기를 이용하여 구성된 D-대역 신호가 인가된다. 출력 측에는 전력계의 전력감지기가 연결된다. 그림 5(b)는 실제 측정 셋업 사진이다. 상향변환기는 고조파 성분 및 위상잡음을 최소화하기 위하여 주파수 체배수를 가능한 낮추는 것이 좋으나, 현실적으로는 보유 중인 신호발생기가 생성 가능한 최고주파수를 고려하여야 한다. KRISS는 D 대역에서 3 체배를 사용하는 인하우스 주파수 확장기를 보유 중이다^{[9],[10]}.

웨이퍼상의 반도체 소자 종단의 출력을 알기 위해서는 칩과 전력감지기 사이의 경로 손실을 계산해야 한다. 손실경로는 프로브와 도파관으로 구성되어 있다. 제작사에

서 제공하는 프로브 및 도파관의 손실을 이용할 수도 있으나, 본 논문에서는 프로브와 이어진 도파관 전체의 산란계수를 측정하여, 전력 측정의 정확성을 높인다. 이를 위해 벡터회로망분석기에서 2-tier 교정법을 활용한다. 먼저 그림 6(a)와 같이(전력감지기와 연결되는) 도파관에서 1-tier 교정을 수행한다. 이후에 도파관과 프로브를 연결하고, 그림 6(b)와 같이 프로브 종단에서 SOL 2-tier 교정을 수행한다.

2-tier 교정의 결과로 얻은 에러 보정항(error term)은 그대로 손실경로의 산란계수로 활용되고, 그 결과는 그림 7

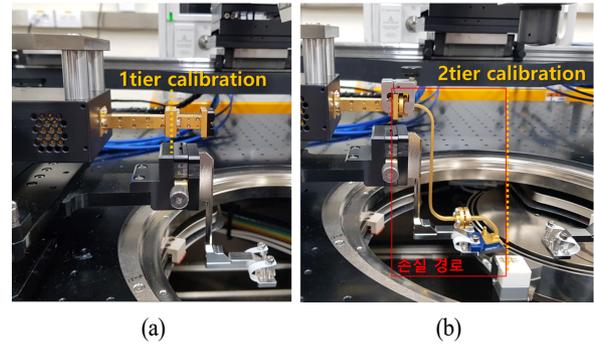


그림 6. 손실 경로의 산란계수를 얻기 위한 (a) 1-tier calibration, (b) 2-tier calibration 측정 사진
Fig. 6. Calibration reference of (a) 1-tier calibration and (b) 2-tier calibration to obtain S -parameter of loss path.

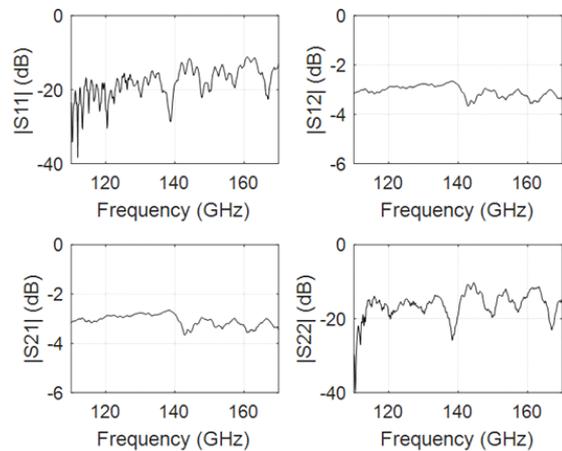


그림 7. 손실 선로(프로브, 도파관)의 산란계수
Fig. 7. S -parameters of loss path (probe and waveguide).

과 같다(가역적이라고 가정). 경로 손실 L_{path} 는 S_{21} 의 크기로 얻으며, 실제 평판 소자 종단에서 나오는 출력 P_{OUT} 을 식 (3)으로 구할 수 있다.

$$P_{OUT}(\text{dBm}) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{PM}(\text{mW})}{K} \right) + L_{path}(\text{dB}) \quad (3)$$

여기서 P_{PM} 은 전력감지기의 출력값이고, K 는 전력감지기의 교정 인자(calibration factor)이다. K 를 구하기 위해서는 D-대역 전력표준으로부터 소급을 받아야 한다.

DUT 입력신호의 전력 평가를 위해서도 프로브, 도파관, 가변 감쇠기에 대하여 위와 같이 측정을 진행하여, 입력신호를 정확히 평가한다.

2-3 잡음지수 측정시스템

그림 8(a)는 잡음지수 측정 셋업이다. DUT 입력으로 D-대역 잡음 신호원이 인가되고, 출력으로 D-대역 하향 변환기(down converter)를 통해 잡음지수 분석기로 연결된다. 하향 변환기의 LO에 인가되는 신호발생기는 측정 주파수 범위에서 주파수 소인(sweep) 기능이 필요하며 잡음지수 분석기가 신호발생기를 제어할 수 있도록 GPIB(또는 USB)와 10 MHz 기준 신호를 연결한다. D-대역 잡음 신호원의 28 V 전원 신호도 잡음지수분석기의 해당 출력 단자에 연결한다.

DUT 종단에서 잡음지수를 구하기 위해서, 잡음 신호원과 DUT 입력까지의 경로 손실과 DUT 출력부터 하향 변환기까지의 경로 손실을 알아야 한다. 이는 ‘2-2. 전력’에서 선로의 산란계수를 구하는 방법으로 얻을 수 있다. 잡음지수의 정의에 따라 전체 측정 잡음지수 F_{MEAS} 는 DUT의 잡음지수 F_{LNA} 와 식 (4)와 같은 관계를 갖는다.

$$F_{MEAS} = A_1 + A_1(F_{LNA} - 1) + \frac{A_1(A_2 - 1)}{G_{LNA}} \quad (4)$$

여기서 A_1 은 첫 번째 손실경로(입력 쪽 프로브와 도파관)의 감쇠량이고, A_2 는 두 번째 손실경로(출력 쪽 프로브와 도파관)의 감쇠량이다. G_{LNA} 는 DUT의 이득으로 산란계수 측정에서 측정된 값이다. 이로부터, DUT의 잡음지수는 식 (5)와 같다.

$$F_{LNA} = (F_{MEAS} - A_1 - (A_1(A_2 - 1)/G_{LNA}))/A_1 + 1 \quad (5)$$

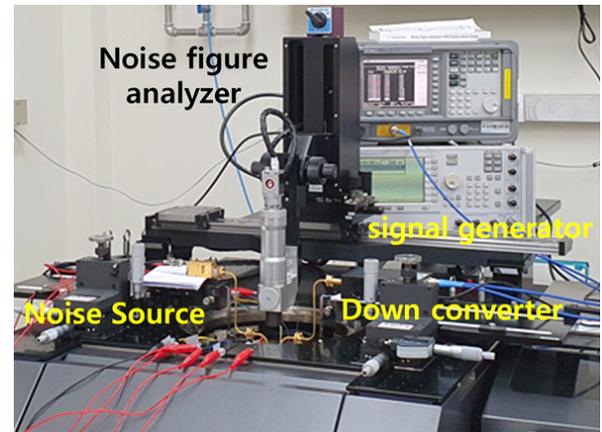
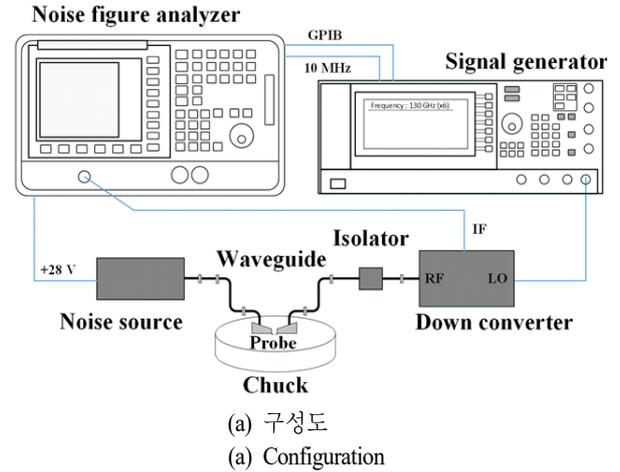


그림 8. 잡음지수 측정시스템
Fig. 8. Noise figure measurement system.

III. D-대역 저잡음 증폭기 측정 결과

그림 9와 그림 10은 각각 TSMC 40 nm 공정을 이용하여 제작한 D-대역 저잡음 증폭기의 구성도와 사진이다. 이전 논문^[11]과 유사한 구조로 성능개선을 위해 재설계되었다. 사용한 트랜지스터 사이즈와 입력전력은 그림 9에 함께 나타내었다. 4단 차동 구조로 설계되었으며, 첫 번째 단은 낮은 잡음지수를 위해 공통 게이트(common gate) 구조를 선택하였다.

Triple-inductive 커플링^[11] 방법을 통해 충분한 이득을

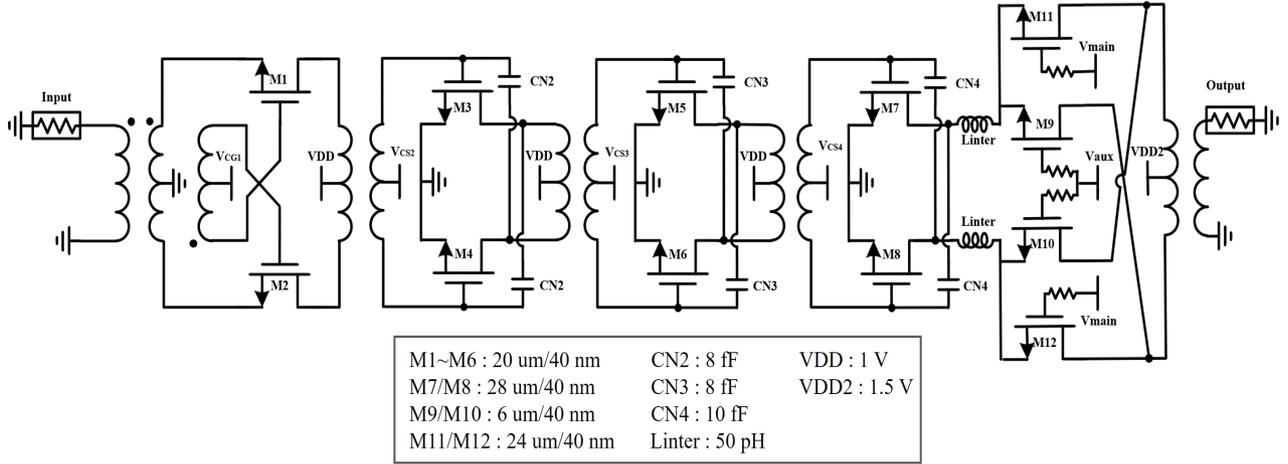


그림 9. D-대역 저잡음 증폭기 구성
Fig. 9. Configuration of D-band low noise amplifier.

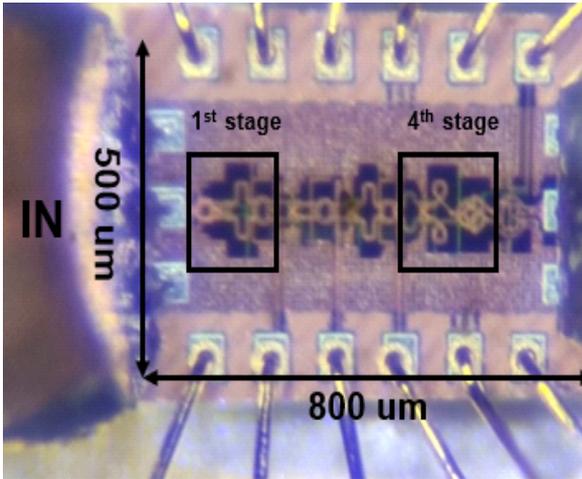


그림 10. D-대역 저잡음 증폭기 사진
Fig. 10. Photo of D-band low noise amplifier.

얻을 수 있었으며 4번째 단은 cross-summing 방법을 적용하여 이득을 가변할 수 있도록 하였다. 저잡음 증폭기의 총 소모전력은 약 46 mW이다.

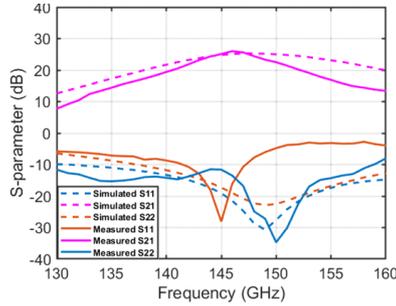
그림 11은 저잡음 증폭기의 측정결과이다. 산란계수 측정을 위하여 LRRM 교정을 이용하였고, 그림 11(a)와 같은 측정 결과를 얻었다. 그림 11(b)의 전력 이득은 설계 목표 주파수인 150 GHz에서 측정한 결과이다. 잡음 지수는 그림 11(c)에 나타난 것과 같이 150 GHz에서 6.5 dB로

측정되었다. D-대역 모델의 부정확 및 전자기 시뮬레이션 기판 모델의 단순화로 인해 조금 차이가 있지만, 전체적으로 설계값과 유사한 결과를 보여준다.

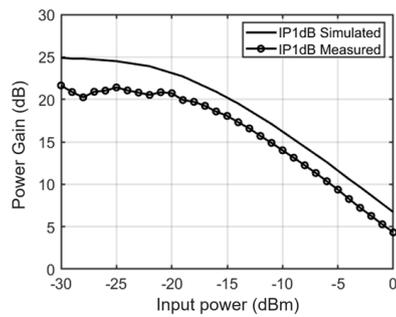
IV. 결 론

본 논문은 웨이퍼상의 D-대역 반도체 소자의 특성을 나타내는 주요 파라미터인 산란계수, 전력, 잡음지수 측정법을 나타내었다. 산란계수 측정에서는 정렬 패턴과 척 높이를 조절을 활용하여 각 기준물의 동일 위치 접촉을 준수한다. D-대역에서는 교정기준물 CPW 선로의 총 너비에 따른 영향이 거의 없어 제공하는 모든 교정기준물 사용이 가능하다. 가능하면, 높은 정확도로 알려진 LRM 계열의 알고리즘을 활용하고, SOLT의 정확도를 높이기 위해서는 제작자가 제공한 기생성분값의 재평가가 필요하다. 전력 측정에서는 항온 환경이 매우 중요하며, 안정적인 측정이 이뤄질 수 있도록 정착 시간을 고려하여 측정한다. 칩 종단의 출력을 정확히 평가하기 위해, 손실 선로에 대한 산란계수를 2-tier 교정으로 평가한다. 이 방식은 잡음지수 선로 평가에서도 마찬가지로 활용한다.

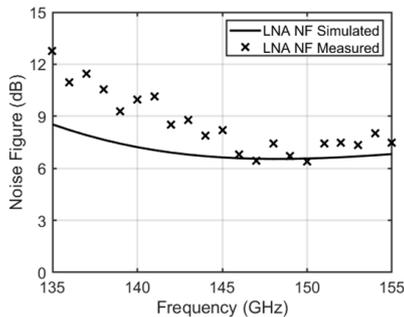
현재 KRISS에서는 D-대역 칩 단위에서 전자파 표준화립 연구를 수행 중이며, 반도체상에서 전자파 측정량의 소급성을 제공할 예정이다.



(a) 산란계수(실선: 측정결과, 점선: 시뮬레이션 결과)
 (a) S-parameter (solid: measured results, dotted: simulated results)



(b) 150 GHz에서 전력 이득
 (b) Power gain at 150 GHz and



(c) 잡음지수
 (c) Noise figure

그림 11. D-대역 저잡음 증폭기 측정결과
 Fig. 11. Measurement results of D-band low noise amplifier.

References

[1] G. N. Phung, U. Arz, "Impact of chuck boundary conditions on wideband on-wafer measurements," in *2021 IEEE 25th Workshop on Signal and Power Integrity(SPI)*, Siegen, May 2021, pp. 1-4.
 [2] F. Schnieder, T. Tischler, and W. Heinrich, "Modeling

dispersion and radiation characteristics of conductor-backed CPW with finite ground width," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 1, pp. 137-143, Jan. 2003.
 [3] G. N. Phung, U. Arz, "Parasitic probe effects in measurements of coplanar waveguides with narrow ground width," in *2020 IEEE 24th Workshop on Signal and Power Integrity(SPI)*, Cologne, May 2020, pp. 1-4.
 [4] F. J. Schmückle, R. Doerner, G. N. Phung, W. Heinrich, D. Williams, and U. Arz, "Radiation, multimode propagation, and substrate modes in W-band CPW calibrations," in *2011 41st European Microwave Conference*, Manchester, Oct. 2011, pp. 297-300.
 [5] R. B. Marks, D. F. Williams, "Characteristic impedance determination using propagation constant measurement," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 6, pp. 141-143, Jun. 1991.
 [6] D. F. Williams, R. B. Marks, "Transmission line capacitance measurement," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 9, pp. 243-245, Sep. 1991.
 [7] G. N. Phung, F. J. Schmückle, R. Doerner, B. Kähne, T. Fritsch, and U. Arz, et al., "Influence of microwave probes on calibrated on-wafer measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 5, pp. 1892-1900, May 2019.
 [8] D. F. Williams, R. B. Marks, and A. Davidson, "Comparison of on-wafer calibrations," in *38th ARFTG Conference Digest*, San Diego, CA, Dec. 1991, pp. 68-81.
 [9] J. Y. Kwon, D. J. Lee, A. N. Bakti, and W. K. P. Angin, "Development of a V-band millimeter-wave source module," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 16, no. 4, pp. 225-228, Oct. 2016.
 [10] J. Y. Kwon, A. N. Bakti, and N. W. Kang, "Spectral purity measurement of millimeter-wave signal sources," in *2019 93rd ARFTG Microwave Measurement Conference(ARFTG)*, Boston, MA, Jun. 2019, pp. 1-4.
 [11] I. Kim, W. Kim, and S. Hong, "A D-band variable-gain LNA with triple-inductive coupling gm-boosting," in *2022 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology(RFIT)*, Busan, Aug. 2022, pp. 194-196.

구 현 지 [한국표준과학연구원/선임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-8337-1821>



2008년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)
 2015년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 2015년 3월~8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 연수연구원
 2015년 9월~현재: 한국표준과학연구원 전자파표준그룹 선임연구원

2018년 4월~7월: 영국 국립물리연구소 NPL 객원연구원
 [주 관심분야] 전자파 임피던스 측정표준, 반도체 측정, 물질상수 측정

김 일 권 [한국과학기술원/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-4340-4780>



2018년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학사)
 2020년 2월: 연세대학교 전기전자공학부 (공학석사)
 2020년 3월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 안테나 측정, 초고주파 밀리미터파 칩 설계

권 재 용 [한국표준과학연구원/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-0572-1005>



1995년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
 2002년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
 2002년 3월~2005년 3월: LG전자기술원 소재재료연구소 선임연구원

2005년 4월~현재: 한국표준과학연구원 물리표준본부 전자파 표준그룹 그룹장/책임연구원
 2013년 3월~현재: 과학기술연합대학원대학교 측정과학과 교수
 [주 관심분야] 전자파 측정표준(전자파전력, 임피던스, 안테나 측정)

강 태 원 [한국표준과학연구원/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-7457-6585>



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)
 2001년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)
 2002년 3월~2003년 3월: George Green Institute for Electromagnetics Research, University of Nottingham, Nottingham, U.K., Visiting

Researcher

1990년 2월~현재: 한국표준과학연구원 물리표준본부 전자파 표준그룹 책임연구원
 [주 관심분야] 전자파 측정표준(잡음, 전력, RF전압, 임피던스, 물질상수), EMC 측정표준

조 치 현 [한국표준과학연구원/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-2506-576X>



2004년: 홍익대학교 전자공학과 (공학사)
 2006년: 홍익대학교 전자공학과 (공학석사)
 2009년: 홍익대학교 전자공학과 (공학박사)
 2009년~2012년: 삼성탈레스 전문연구원
 2012년~현재: 한국표준과학연구원 전자파표준그룹 책임연구원
 2017년: 미국 국립표준기술연구소(NIST) 객원

연구원

2016년~2017년: 국가과학기술자문회의 정책연구원
 [주 관심분야] RF Waveform, 디지털 통신신호, 전자파 측정 표준, 초고주파 회로 및 안테나 설계 등

김 완 식 [LIG넥스원/수석연구원]

<https://orcid.org/0000-0002-2198-8754>



1991년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년 2월: 건국대학교 정보통신공학과 (공학박사)
 1992년 11월~2001년 11월: (주)대우전자 선임연구원

2001년 12월~2005년 7월: 고등기술연구원 수석연구원
 2005년 8월~현재: LIG 넥스원 수석연구원
 [주 관심분야] 초고주파 회로설계, 밀리미터파 시스템 및 MMIC, 레이더 및 각종 센서 시스템

홍 성 철 [한국과학기술원/교수]

<https://orcid.org/0000-0002-3675-1565>



1982년 2월: 서울대학교 전자과 (공학사)

1984년 2월: 서울대학교 전자과 (공학석사)

1989년 4월: The University of Michigan 전기과 (공학박사)

1989년 5월~현재: 한국과학기술원 전기 및 전자공학부 교수

[주 관심분야] 밀리미터파 전치단 칩 설계, 밀리미터파 통신, 레이더