

비선형 벡터 회로망분석기를 이용한 파형 측정과 불확도 평가

Waveform Measurement and Its Uncertainty Using a Nonlinear Vector Network Analyzer

구현지 · 조치현 · 강태원 · 김대찬 · 권재용

Hyunji Koo · Chihyun Cho · Tae-Weon Kang · Dae-Chan Kim · Jae-Yong Kwon

요 약

본 논문은 비선형 벡터 회로망분석기(nonlinear vector network analyzer, NVNA)에 기반한 비선형 회로의 출력 파형 측정과 불확도 평가법에 대하여 나타내었다. NVNA는 임피던스, 위상, 전력 교정을 위해 각각 동축 임피던스 교정 키트, 위상 교정용 콤(comb) 발생기, 전력 감지기를 교정 기준물로 사용하였다. 또한, 칩 종단면에서 측정 파형을 얻기 위하여 동일 PCB 상에 multilayer through-hole (mTRL) 교정 기준물을 제작하였고, 2단계 (2-tier) 교정 기준물로 활용하였다. 대응되는 측정표준에 대하여 이 교정 기준물들을 교정하고 불확도를 평가하여 각 성분들을 출력 파형의 불확도로 전파하였고, 성분별 불확도 기여도를 비교하였다. 특히, 본 논문에서는 동축 임피던스 교정 키트와 위상 교정용 콤 발생기의 불확도는 주파수 상관관계를 포함하는 전(全) 공분산 형태로 평가하여, 시간 영역 파형 측정 불확도를 정밀하게 얻을 수 있었다.

Abstract

This paper presents the measured waveform and its uncertainty using a nonlinear vector network analyzer (NVNA). For traceable measurement, calibration standards such as a coaxial calibration kit, comb generator, and power sensor are used, and the associated uncertainties are evaluated. We manufactured mTRL calibration standards on the PCB and evaluated its uncertainty using StatistiCAL. In particular, a comb generator and calibration kit were evaluated considering the correlation between frequencies. This evaluation enables the uncertainty of the inverse Fourier transformed waveform to have an increasing value at the transient in the time domain. The uncertainties of the power sensor and mTRL calibration standards assume that their correlations between frequencies are small. Finally, the effects of each uncertainty factor were compared and analyzed in the time domain.

Key words: Covariance Matrix, Measurement Uncertainty, Monte Carlo Simulation, Nonlinear Vector Network Analyzer (NVNA)

I. 서 론

비선형 소자란 입력신호에 따라 출력신호가 선형적으로 변하지 않는 소자를 말한다. 즉, 입력 신호의 크기가 증가함에 따라 출력신호가 일정한 변화율을 가지고 증가

하면 선형 소자이고, 증가율이 변하거나 포화상태에 다다라 변화가 없는 경우는 비선형 소자이다. 대표적인 비선형 소자로 다이오드와 트랜지스터가 있고, 비선형 회로는 비선형 소자를 이용하여 구성된 회로이다.

비선형 회로의 비선형 동작 구간에서 완전한 사인파를

「이 논문은 2021년도 한국표준과학연구원의 물리 측정표준기술 고도화 재원으로 지원을 받아 수행된 연구임 (한국표준과학연구원-2021- GP2021-0002).」

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

· Manuscript received February 10, 2021 ; Revised March 9, 2021 ; Accepted March 20, 2021. (ID No. 20210210-016)

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

인가하여도, 출력으로는 왜곡된 파형이 발생한다. 왜곡된 파형을 주파수 영역에서 살펴보면, 입력 주파수뿐만 아니라, 그것의 고조파와 고조파들의 간섭에 의한 상호 변조 신호들이 나타난다. 이러한 비선형 소자는 입력신호와 출력신호의 주파수가 서로 같은 선형 S -파라미터의 측정만으로는 그 특성을 완전하게 표현할 수 없다. 비선형 소자의 경우는 단일 주파수 입력 신호에 여러 주파수의 출력 신호를 관찰해야 하고, 결과적으로 이것은 여러 주파수의 출력신호가 합성된 출력 파형을 측정하는 것이다.

파형 측정을 위해 샘플러 기반의 회로망 분석기(LSNA)와 믹서 기반의 회로망 분석기(NVNA)가 연구되어 왔다. LSNA는 광대역 신호를 한 번에 처리하기 때문에 속도는 빠르지만, 수신감도가 낮아 불확도를 증가시킨다. NVNA는 관찰하고자 하는 여러 주파수를 설정하여 측정하므로 광대역 수신기를 이용할 필요가 없고, 높은 수신 감도로 측정할 수 있다^{[1][2]}.

본 논문에서는 5G 통신의 주파수 대역인 3.5 GHz에서 NVNA를 이용하여 광대역 증폭기 칩의 입출력 파형을 측정하고, 측정 파형의 불확도를 평가하였다. 특별히 본 논문에서는 NVNA 교정에 필요한 동축 임피던스 교정 키트, 전력 감지기, 위상 교정용 콤(comb) 발생기에 의한 불확도 평가뿐만 아니라, PCB 상에 제작한 multilayer Through-Reflect-Line(mTRL) 교정 기준물에 의한 불확도도 함께 평가하여 기여도를 비교하였다. 동축 기준면에서 수행하는 임피던스, 위상, 전력 교정을 1단계(1-tier) 교정이라 하고, PCB 상 평판선로 기준면에서 수행하는 mTRL 교정을 2단계(2-tier) 교정이라 한다. 두 단계의 교정을 통하여 칩 종단면에서 출력 파형을 얻는다. 이 교정 순서를 그림 1에 나타내었다. NVNA 세 가지 교정 기준물과 mTRL 교정 기준물의 교정 파라미터들을 측정 표준에 따라 교정하고, 측정 불확도를 얻었다. 이 불확도를 시간 영역으로 전파하여 칩 출력 파형의 불확도로 나타내었고, 각 교정 기준물들의 불확도 기여도를 살펴보았다. 특히, 동축 임피던스 교정 키트와 위상 교정용 콤 발생기의 불확도를 주파수 상관관계를 포함하는 전(全) 공분산(full covariance) 형태로 평가하여, 시간 영역에서 정밀하게 불확도를 평가하였다. 전력 감지기와 mTRL 교정 기준물은 주파수간의 상관관계가 작다고 가정하였다.

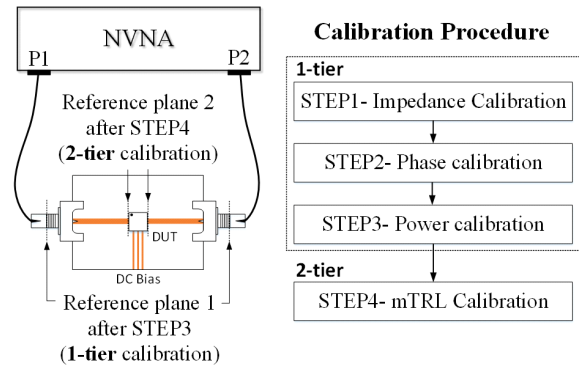


그림 1. 칩 파형 측정을 위한 교정 순서

Fig. 1. Calibration procedure for measurement of waveform at the end of a chip.

II. NVNA 교정 및 측정 셋업

NVNA 구조는 그림 2와 같다. 일반적인 VNA 구조에 점선으로 표시된 위상 기준용 콤 발생기 부분이 추가되었다. 비선형 임피던스 측정은 fundamental 신호와 고조파 신호 사이의 위상 관계를 알아야 한다. 통상 VNA의 경우, 주파수 셋업이 바뀌면 LO 위상이 바뀌게 되므로 각 주파수 성분 사이의 위상 관계를 알 수 없다. 이를 해결하기 위해 NVNA에서는 위상 기준용 콤 발생기를 이용한다.

위상 기준용 콤 발생기는 일정한 주기를 가지고 광대역 펄스 신호를 발생시킨다. 이를 주파수 영역에서 보면 일정한 주기에 해당하는 주파수 간격으로 광대역 주파수 성분이 발생된다. 이때 각 주파수 사이의 위상은 펄스 형태가 바뀌지 않는 한 동일하게 유지된다. 따라서 위상 기준용 콤 발생기의 신호를 DUT(device- under-test)와 동시에 측정을 하면 주파수 사이의 위상값들을 LO 신호의 위

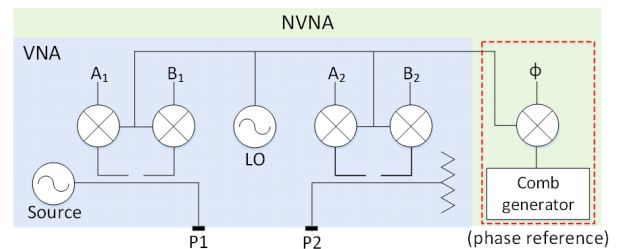


그림 2. NVNA 구조

Fig. 2. NVNA structure.

상과 무관하게 동기화시킬 수 있다. 이와는 별도로 DUT 측정 기준면에서 고조파 사이의 위상값을 알아야 하므로 정확한 위상값을 알고 있는 위상 교정용 콤 발생기가 추가적으로 필요하다.

2-1 NVNA 교정

NVNA의 측정 파라미터는 파동(wave) 파라미터로 그림 2에서 A_1 , B_1 , A_2 , B_2 의 교정된 값이다. 측정 파형은 이 값들의 푸리에(Fourier) 역변환을 통해 얻는다. 파동 파라미터의 상대적인 값을 나타내는 S -파라미터(S -parameter)는 임피던스 교정만으로 충분하지만, DUT 입출력 신호의 절대적인 크기와 위상을 측정하는 파동 파라미터는 임피던스, 전력, 위상에 대한 교정이 필요하다.

먼저 임피던스 교정은 S -파라미터 측정을 위한 일반적인 VNA 교정과 동일하다. NVNA의 8-항 오차모델(error model, 의미상 오차보정모델이지만, 해당분야에서는 관례적으로 오차모델로 불리고 있음)을 그림 3에 나타내었다. 임피던스 교정으로 8항 중 7개 항(e_{00} , e_{11} , $e_{10}e_{01}$, $e_{22}e_{33}$, e_{23} , e_{32} , $e_{01}e_{32}$)을 구할 수 있다.

전력 및 위상 교정은 그림 1에 나타난 기준면(reference plane) 1의 한 쪽 포트에서 이루어진다. 전력 교정에서는 기준면에 전력 감지기를 연결하고, NVNA 내부 신호원에서 크기 $|a_0|$ 의 신호가 출력될 때, 기준면에서 출력되는 신호의 전력(P_{meter})을 측정한다. 이 측정값과 식 (1)을 이용하여 오차모델의 미지항 e_{01} 의 크기를 구할 수 있다.

$$|e_{01}| = \frac{|a_0|}{\sqrt{P_{\text{meter}}}} \times \frac{1}{\sqrt{|\Gamma_{\text{Power}}^M e_{11} - \Delta x| - |\Gamma_{\text{Power}}^M - e_{00}|^2}} \quad (1)$$

이때, Γ_{Power} 는 전력 감지기의 반사계수이고, Δx 는 $e_{00}e_{11} - e_{10}e_{01}$ 이다.

위상 교정에서는 동일한 기준면에 위상 교정용 콤 발생기를 연결하고, 내부 신호가 출력되지 않도록 내부 신호원을 OFF 상태로 설정한다. 위상 교정용 콤 발생기를 동작시키면, 주파수 성분 간 위상 차이 $\phi(a_R)$ 를 가지는 펄스 신호가 출력된다. 이 펄스는 NVNA로 인가되고, 파동 파라미터 형태로 측정한다. 그림 2의 B_1 에 해당하는 파동 파라미터로, 위상 기준용 콤 발생기에서 나오는 위

상 관계 기준으로, 인가된 펄스 신호의 주파수 간 위상 관계 $\phi(a_0)$ 를 측정한다. 즉, $\phi(a_0)$ 은 B_1 의 위상을 나타낸다. 이 측정값과 식 (2)를 이용하여 오차모델의 미지항 e_{01} 의 위상을 구할 수 있다.

$$\phi(e_{01}) = \phi(a_0) - \phi(a_R) + \phi(\Gamma_R^M - \Gamma_R^M \Gamma_R e_{11} - e_{00} + \Delta x \Gamma_R) \quad (2)$$

이때, Γ_R 는 위상 교정용 콤 발생기의 반사계수이고, 위첨자 M 은 raw data를 의미한다. 즉, 위상 교정용 콤 발생기의 반사계수를 측정할 때, 교정된 값 $\Gamma_R (=b_1/a_1)$ 과 교정 전의 값 $\Gamma_R^M (=b_0/a_0)$ 을 모두 측정한다. 여기서 a_0 와 b_0 는 교정 전 파동 파라미터이며, a_1 와 b_1 는 교정 후 파동 파라미터이다. 이로써, 오차모델의 마지막 미지항 e_{01} 의 크기와 위상을 모두 구하고, 그림 3의 오차모델 8-항을 모두 얻는다.

2-2 측정 셋업

실제로 구현한 NVNA 측정셋업 사진을 그림 4(a)에 나타내었다. NVNA는 비선형 측정 옵션을 포함한 Keysight PNA-X N2547B를 이용하였고, 위상 기준용 콤 발생기는 Keysight U9391C를 이용하였다. 2.4-mm 동축 교정 기준물은 Keysight 85056A, 위상 교정용 콤 발생기는 Keysight U9391F, 그리고 전력 감지기는 N8487A를 이용하였다. 위상 기준용 콤 발생기와 위상 교정용 콤 발생기는 NVNA에서 제공되는 10 MHz 기준 신호를 이용하여 동기시켰다.

본 논문에서 사용한 측정 회로는 광대역 증폭기 칩

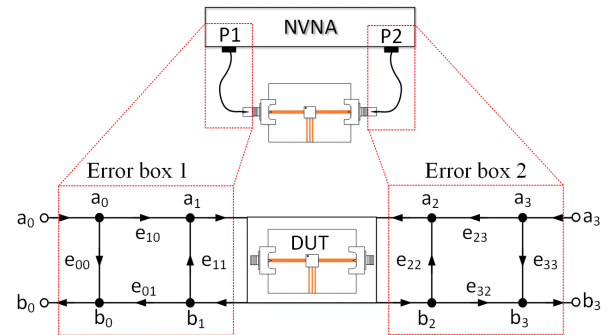
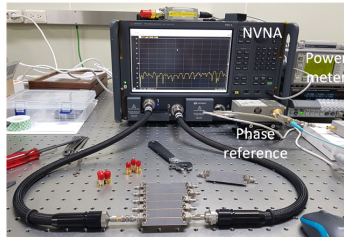
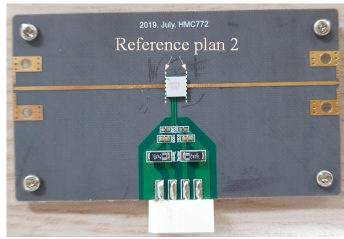


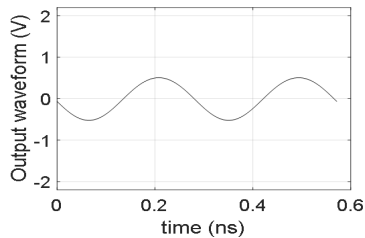
그림 3. 1단계 교정을 위한 8-항 오차모델
Fig. 3. 8-term error model for 1-tier calibration.



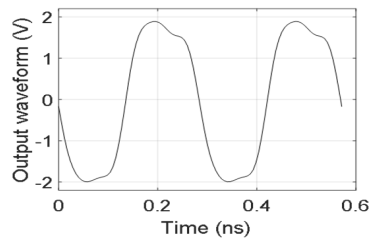
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 4. (a) NVNA 측정 셋업 사진, (b) DUT 사진, (c) 증폭기 선형 영역 출력 파형, (d) 비선형 영역 출력 파형

Fig. 4. Photograph of (a) NVNA measurement setup, (b) DUT, (c) DUT output waveform in linear, (d) nonlinear operation region.

HMC 772로 그림 4(b)에 나타내었다. 입력신호 기본(fundamental) 주파수는 3.5 GHz, 측정 대상 고조파 개수는 5개, 입력 신호의 전력은 -20 dBm에서 5 dBm까지 1 dB

간격으로 설정하였다. 이 경우, 교정은 3.5 GHz, 7 GHz, 10.5 GHz, 14 GHz, 17.5 GHz의 주파수 그리드에서만 수행하면 된다. 하지만 추가적인 교정 작업 없이 바로 다른 주파수영역을 측정하기 위해, 미리 촘촘하고 넓은 범위의 주파수 그리드에서 교정을 수행하는 것이 편리하다. 여기서는 100 MHz부터 26.5 GHz까지 100 MHz 간격으로 주파수 그리드를 설정하여 교정하였다. 전력은 -5 dBm의 신호원 전력에서 교정하였다.

그림 4(c)는 증폭기 선형 영역의 출력 파형과 비선형 영역의 출력 파형으로, 각각의 입력 전력은 -10 dBm과 5 dBm이다. 비선형 영역에서는 입력신호의 고조파 성분들이 발생하여 출력신호가 sine 파형이 아닌 일그러진 형태로 나타나는 것을 볼 수 있다. 앞서 서술한 바와 같이 주파수 간의 위상이 교정되지 않으면 출력 파형의 형태가 달라진다. 따라서 NVNA를 이용한 비선형 임피던스 측정에서는 반드시 각 고조파 사이의 위상을 교정해 주어야 한다.

III. 교정 기준물의 불확도 평가

이 장에서는 NVNA 교정을 위한 동축 선로 기반의 세 가지(임피던스, 위상, 전력) 교정 기준물과 PCB 상의 mTRL 교정 기준물의 불확도 평가 방법을 소개한다. NVNA 측정 결과인 입출력 파형은 시간 영역의 결과이다. 그러므로 교정 기준물도 시간 영역에서 평가되어야 한다. 하지만 NVNA 교정은 주파수 영역에서 이루어지고, 결국 교정에 활용하는 기준물의 교정 파라미터 역시 주파수 영역으로 변환되어야 한다. 이때 불확도는 시간 영역으로 변환을 위해 주파수 상관관계를 포함하는 전 공분산 형태를 가져야 한다^{[3][4]}.

이에, 동축 임피던스 교정 키트와 위상 교정용 콤 발생기의 불확도를 주파수 상관관계를 포함하는 전 공분산 형태로 평가하였으나, 전력 감지기와 mTRL 교정 기준물의 전 공분산 불확도 평가는 연구가 더 필요하다. 본 논문에서는 전력 감지기와 mTRL 교정 기준물의 주파수 간의 상관관계가 작다고 가정하였다.

3-1 동축 임피던스 교정 키트

2.4 mm 동축 SOLT 교정 기준물의 교정 파라미터는 Short, Open, Line, Thru 각각의 S -파라미터이다. 이 S -파라미터의 전 공분산 불확도는 동축의 물리적 모델^[5]을 기반으로 얻을 수 있다. 물리적 모델은 동축 전송선로를 구성하는 구조물의 치수(내·외부 직경, 핀 즉 중심도체 직경, 핀 깊이)와 물리적 특성(도체의 전도율, 공기의 상대 유전율)을 통하여 선로의 S -파라미터를 얻는 방법이다. 물리적 모델의 자세한 수식은 참고문헌 [6]을 참고하였다.

몬테카를로 시뮬레이션에 필요한 각 물리적 특성의 값은 불확도 범위 내에서 직사각형 분포를 갖도록 1,000개의 값을 생성하였고, 물리적 모델의 수식에 대입하여 동축 교정 기준물 각각의 S -파라미터 1,000개를 얻었다. 이렇게 얻은 1,000개의 교정 기준물 S -파라미터로부터 주파수 간의 상관관계를 계산할 수 있다.

3-2 위상 교정용 콤 발생기

위상 교정용 콤 발생기의 교정 파라미터는 콤 발생기에서 발생하는 광대역 펄스 신호의 주파수 성분 간 위상 차이이다. 본 논문에서는 펄스 측정표준에 기반하여 교정된 샘플링 오실로스코프를 이용하여, 콤 발생기의 출력 펄스 위상을 측정하고 불확도를 평가하였다^[7]. 불확도에는 측정 반복도와 샘플링 시간 오차, 임피던스 부정합, 오실로스코프의 응답특성 등의 시스템 오차가 포함된다. 이 방식으로 얻은 불확도의 전 공분산 결과를 그림 5에 나타

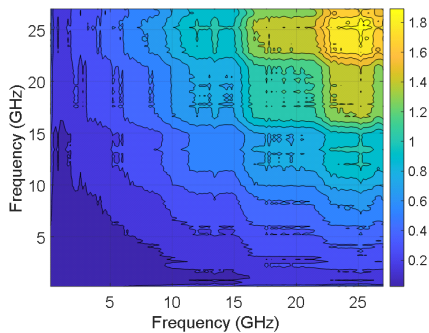


그림 5. 위상 교정용 콤 발생기 위상 불확도 전 공분산
Fig. 5. Full covariance as phase uncertainty of the comb generator for calibration.

내었다. 최대 공분산의 값은 1.8도로, 95 % 신뢰구간의 불확도는 2.7도를 가진다.

3-3 전력 감지기

전자와 전력 측정에 사용되는 전력 감지기의 측정 파라미터는 교정인자(calibration factor)이다. 교정인자는 전력감지기의 입사 전력에 대한 DC 대체전력의 비로 주어지며, 전력 원기인 동축 및 도파관 미소열량계에 미소열량계로 측정된 전달 표준기를 사용하여 교정된다. 교정인자는 주파수에 따라 다른 값을 가진다. 본 논문에서 사용된 2.4 mm 전력 감지기의 교정 인자와 불확도를 평가하기 위하여 전달 표준기와의 직접 비교 전달법을 이용하였다^[8]. 교정인자의 측정 결과와 평가된 불확도를 그림 6에 나타내었다.

3-4 mTL 교정 기준물

DUT인 칩의 중단에서 측정 파형과 불확도를 얻기 위하여 동일한 PCB 기판 위에 제작한 mTRL 교정 기준물의 불확도를 Orthogonal-Distance Regression(ODR)에 기반한 StatistiCAL 소프트웨어를 이용하여 평가하였다^[9]. 사용한 기판은 TLY-5A로 상대 유전율 2.2, 손실 탄젠트 0.0009의 특성을 가진다. 3.12 mm, 5.22 mm, 15.68 mm 길이의 Line과 Open 구조의 Reflector를 이용하였다.

2단계 교정을 위한 8-항 오차 모델을 그림 7(a)에 나타내었다. 2단계 교정 오차모델은 수동 소자만을 포함하고

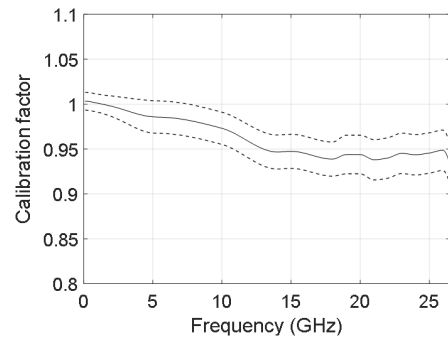


그림 6. 전력 센서 교정인자와 확장 불확도 ($k=2$)
Fig. 6. Calibration factor of the power sensor and its expanded uncertainty.

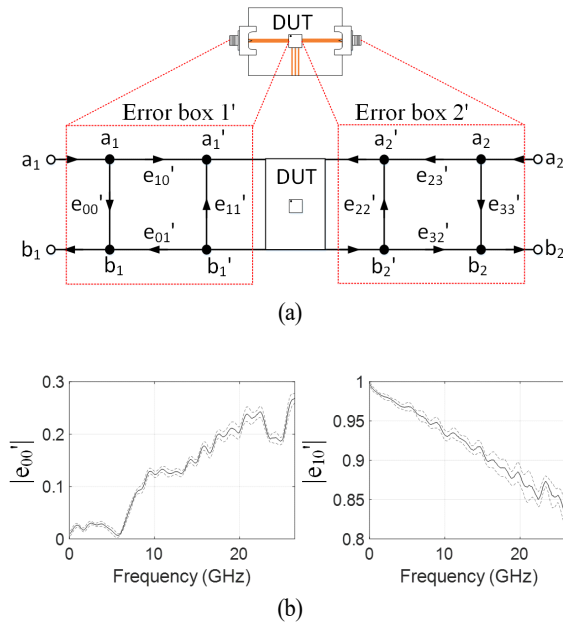


그림 7. (a) 2단계 교정을 위한 8-항 오차모델, (b) e_{00}' 와 e_{10}' 의 크기 및 확장 불확도 ($k=2$)

Fig. 7. 8-term error model for 1-tier calibration and (a) magnitude of (b) e_{00}' and e_{10}' and their expanded uncertainties ($k=2$).

있으므로 reciprocal한 특성을 이용하여 전체 오차모델을 계산한다. 오차모델 중 e_{00}' 와 e_{10}' 에 대하여 StatistICAL을 통하여 얻은 크기와 추정된 불확도를 그림 7(b)에 나타내었다. 이 불확도는 fitting하는 과정에서 나온 residual 값으로 얻는다.

IV. 불확도 전파

이 장에서는 비선형 영역에서 동작하는 증폭기의 측정 결과를 이용하여 파형의 전파 불확도를 구하고, 각 요인별로 전체 불확도에 미치는 영향을 살펴본다. 먼저, 평가한 기준물들의 불확도를 파형의 불확도로 전파하기 위하여 몬테카를로 시뮬레이션 1,000회를 수행한다. 1,000회의 몬테카를로 시뮬레이션을 위해 주파수 영역의 각 교정 파라미터 1,000개를 불확도와 분포에 근거하여 생성한다. 각 1,000개의 교정 파라미터를 교정 과정에 이용하여 전체 오차모델의 오차항 1,000세트를 얻고, 이 오차항 1,000 세트로 교정한 DUT의 파동 파라미터 역시 1,000개

의 결과를 얻는다.

교정의 순서대로 살펴보면, 먼저 1단계 교정을 위한 오차 모델 8항 각각의 1,000개 샘플을 얻는다. 그 순서는 아래와 같다.

- 1) 동축 임피던스 교정 키트 각각 1,000개의 S-파라미터로부터 SOLT 교정을 통하여 1단계 교정 오차모델의 7항 각각 1,000개 샘플을 얻음.
- 2) 공분산으로부터 위상 교정 파라미터 1,000개를 얻음. 불확도로부터 전력 감지기의 교정인자 1,000개를 얻음. 식 (1)과 식 (2)에 대입하여 교정 오차모델 마지막 미지항의 1,000개 샘플을 얻음.

그 후, mTRL 교정을 통해 2단계 교정을 위한 오차모델 8항 각각의 1,000개 샘플을 얻는다. 이로써, 1단계 교정 오차모델과 2단계 교정 오차모델의 모든 항에 대하여 몬테카를로 시뮬레이션을 위한 1,000개의 샘플을 가진다.

마지막으로 오차항 1,000세트로부터 DUT의 교정된 파동 파라미터 1,000개를 얻는다. 오차항으로부터 파동파라미터를 얻기 위해 아래 식을 이용하였다.

$$\begin{bmatrix} b_1' \\ a_1' \end{bmatrix} = (T_{EB1} \cdot T_{EB1'})^{-1} \cdot \begin{bmatrix} b_0 \\ a_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} a_2' \\ b_2' \end{bmatrix} = (T_{EB2} \cdot T_{EB2'}) \cdot \begin{bmatrix} a_3 \\ b_3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서 a_0, b_0, a_3, b_3 는 각각 NVNA 수신 포트 1, 2의 입력, 출력 파동 파라미터이고, T_{EB1} 과 T_{EB2} 는 각각 1단계 교정 오차모델 포트 1, 2의 T-파라미터(scattering transfer parameter)로 구성된 행렬이다(그림 3 참고). a_1', b_1', a_2', b_2' 는 각각 DUT 포트 1, 2의 입력, 출력 파동 파라미터이고, $T_{EB1'}$ 과 $T_{EB2'}$ 는 각각 2단계 교정 오차모델 포트 1, 2의 T-파라미터로 구성된 행렬이다(그림 7 참고). 이 중 DUT 출력 파동 파라미터 b_2' 의 각 고조파 성분별 전력 및 위상을 그림 8에 나타내었다. 이 그림은 NVNA 측정 시 화면에 바로 얻을 수 있는 데이터이다.

교정을 통해 얻은 파동 파라미터 a_1', b_1', a_2', b_2' 를 푸리에(Fourier) 역변환을 통하여 시간 영역의 측정 파형 1,000개를 생성하고, 표준편차를 이용하여 파형의 표준 불확도를 얻는다.

b_2' 의 푸리에 역변환을 통해 얻은 DUT 출력 파형을 3

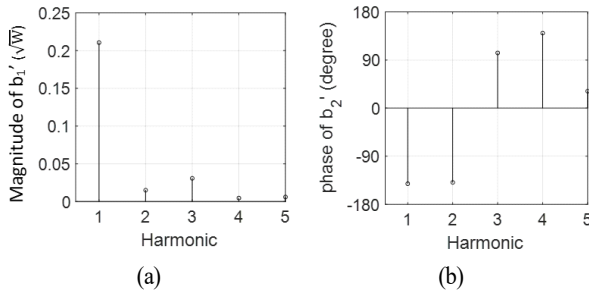


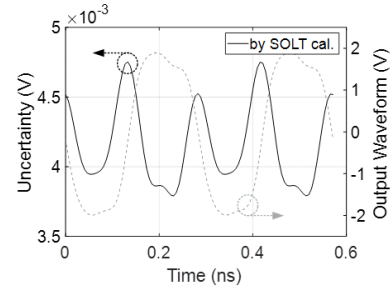
그림 8. DUT 출력 파동 파라미터 b_2' 의 각 고조파 성분별 (a) 크기 및 (b) 위상
Fig. 8. (a) Magnitude and (b) phase of wave-parameter b_2' of DUT output.

장에서 설명한 각 요인에 의한 파형 불확도와 함께 그림 9에 나타내었다. 그림 9(a)는 동축 임피던스 교정에 의한 불확도로 주파수 상관관계를 포함한다. 예상되는 바와 같이, 고조파 성분을 많이 포함하는 천이(transition) 구간에서 큰 불확도를 가진다. 그림 9(b)의 위상 교정에 의한 불확도 역시 천이 구간에서 큰 값을 가짐을 확인할 수 있다. 하지만 주파수 상관관계를 작다고 가정한 그림 9(c) 전력 교정에 의한 불확도와 그림 9(d) mTRL 교정에 의한 불확도는 천이 구간에서 큰 값을 보이지 않는다. 더 정확한 불확도 분석을 위해 추후 주파수 상관관계를 고려할 예정이다^[10].

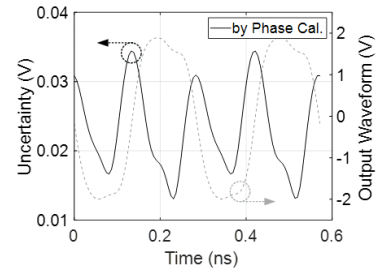
그림 10은 각 요인에 의한 불확도를 서로 비교하여 나타내었다. DUT 체결에 의한 측정 반복의 요인도 불확도로 함께 나타내었다. 전력 교정에 의한 불확도가 가장 크고, 위상 교정, mTRL 교정, DUT 체결 반복도, 동축 임피던스 교정 순으로 큰 값을 가진다. 전체 불확도를 효과적으로 줄이기 위해서는 전력 감지기의 불확도를 줄일 필요가 있다. 모든 불확도 요인을 고려하여 평가한 최종 불확도를 그림 11에 나타내었다. 대략 0.08 V~0.1 V의 확장 불확도를 보인다.

V. 결 론

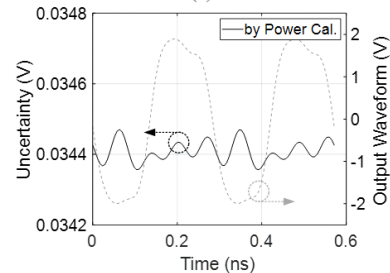
본 논문에서는 NVNA 교정에 사용되는 각 교정 기준물의 불확도를 평가하여 DUT 출력 파형의 불확도로 전파하였다. DUT는 광대역 증폭기로 비선형 영역에서 동작



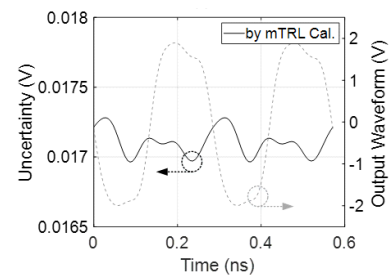
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 9. (a) SOLT 교정에 의한, (b) 위상 교정에 의한, (c) 전력 교정 교정에 의한, (d) mTRL 교정에 의한 파형의 확장 불확도 ($k=2$)

Fig. 9. Expanded uncertainty of DUT output waveform due to (a) SOLT calibration, (b) phase calibration, (c) power and (d) mTRL calibration ($k=2$).

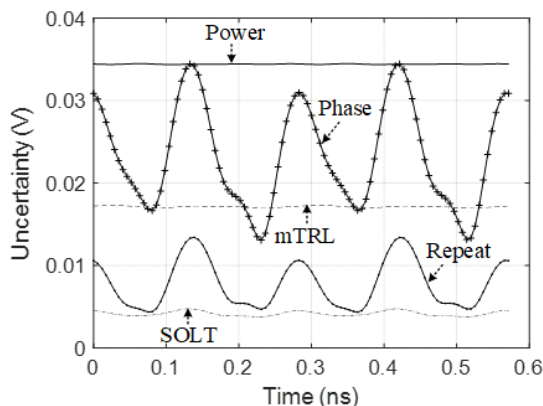


그림 10. 증폭기의 시간영역 출력파형 측정에서 확장 불확도 성분별 비교 ($k=2$)

Fig. 10. Comparison of each expanded uncertainty component in the measurement of the time-domain waveform of the amplifier ($k=2$).

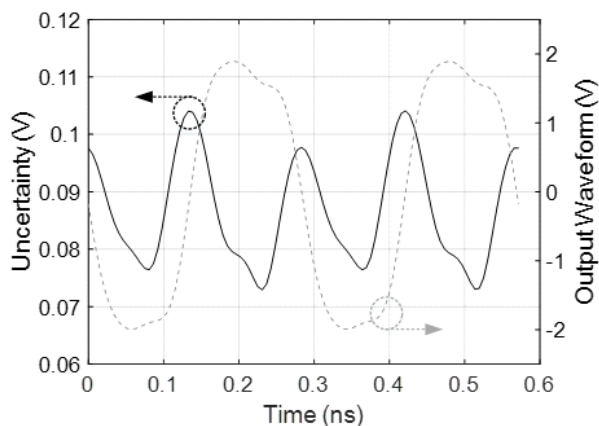


그림 11. 증폭기의 시간영역 출력 파형 측정결과 및 확장 불확도 ($k=2$)

Fig. 11. Output waveform and expanded uncertainty ($k=2$).

할 때 얻은 출력 파동 파라미터를 측정 결과로 이용하였다. 네 가지 교정 기준물 중 동축 임피던스 교정 키트와 위상 교정용 콤팩트 발생기는 주파수 상관관계를 고려하여 전 공분산 형태로 불확도를 분석하였다. 그 결과, 시간 영역 출력파형의 천이 구간에서 불확도가 증가하는 것을 관찰하였다. 가장 큰 불확도 성분은 전력 교정 불확도이며, 다음으로는 위상 교정, mTRL 교정, 반복도, 동축 임피던스 교정 순으로 나타났다.

향후, 시간영역 출력파형 측정에서 불확도를 개선하기 위해 가장 높은 불확도 요인인 전력 감지기의 불확도를 줄이는 연구가 필요하다. 또한 전력 감지기 및 mTRL 교정 기준물에 대해서도 주파수 상관관계를 고려한 전 공분산 형태의 불확도 평가 역시 필요하다.

References

- [1] W. Van Moer, L. Gommé, "NVNA versus LSNA: Enemies or friends?," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 97-103, Feb. 2010.
- [2] M. Lin, Y. Zhang, "Covariance- matrix-based uncertainty analysis for NVNA measurements," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 61, no. 1, pp. 93-102, 2012.
- [3] L. Tong, M. Lin, and Y. Zhang, "Covariance-matrix-based uncertainty propagation analysis for complex-valued quantities throughout VNA S-parameter measurements and power-meter calibration," in *2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Washington, DC, 2012, pp. 106-107.
- [4] A. Lewandowski, D. F. Williams, P. D. Hale, J. C. M. Wang, and A. Dienstfrey, "Covariance-based vector-network-analyzer uncertainty analysis for time- and frequency-domain measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 7, pp. 1877-1886, Jul. 2010.
- [5] J. A. Jargon, C. Cho, D. F. Williams, and P. D. Hale, "Physical models for 2.4 mm and 3.5 mm coaxial VNA calibration kits developed within the NIST microwave uncertainty framework," in *2015 85th Microwave Measurement Conference (ARFTG)*, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-7.
- [6] C. Cho, J. S. Kang, J. G. Lee, and H. Koo, "Characterization of a 1 mm(DC to 110 GHz) Calibration Kit for VNA," *Journal of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 19, no. 4, pp. 272-278, Oct. 2019.
- [7] C. Cho, H. Koo, J. Y. Kwon, and J. G. Lee, "Phase

calibration and uncertainty evaluation for a RF comb generator," *Measurement and Control*, vol. 53, no. 3-4, pp. 698-703, Mar. 2020.

- [8] T. W. Kang, J. H. Kim, J. Y. Kwon, J. I. Park, and D. J. Lee, "Direct comparison technique using a transfer power standard with an adapter and its uncertainty," in *2012 Conference on Precision Electromagnetic Measurements*, Washington, DC, 2012, pp. 728-729.
- [9] D. F. Williams, J. C. M. Wang, and U. Arz, "An optimal

vector-network-analyzer calibration algorithm," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 12, pp. 2391-2401, Dec. 2003.

- [10] D. Gu, X. Lu, B. F. Jamroz, D. F. Williams, X. Cui, and A. W. Sanders, "NIST-traceable microwave power measurement in a waveguide calorimeter with correlated uncertainties," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 68, no. 6, pp. 2280-2287, Jun. 2019.

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: 영국국립물리연구소 (NPL) 객원연구원

[주 관심분야] 전자파 임피던스 측정표준, 반도체 측정, 초고주파 회로 설계

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 전자파표준그룹 책임연구원

[주 관심분야] 전자파 측정표준(잡음, 전력, RF전압), 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 전자

파표준그룹 책임연구원

2017년: 미국 국립표준기술연구소(NIST) 객원연구원

2016년~2017년: 국가과학기술자문회의 정책연구원

[주 관심분야] RF Waveform · 디지털 통신신호 · 전자파 측정표준, 초고주파 회로 및 안테나 설계 등

김 대 찬 [한국표준과학연구원/선임기술원]

<https://orcid.org/0000-0002-5160-6788>



1988년 2월: 대전공업대학 전자공학과 (공학사)

1988년 7월~현재: 한국표준과학연구원 전자파표준그룹 선임기술원

[주 관심분야] 전자파 측정표준(전자파전력, 임피던스, 안테나 측정)

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

소자재료연구소 선임연구원

2005년 4월~현재: 한국표준과학연구원 물리표준본부 전자과 표준그룹 그룹장/책임연구원

2013년 3월~현재: 과학기술연합대학원대학교 측정과학과 교수

[주 관심분야] 전자파 측정표준(전자파전력, 임피던스, 안테나 측정)