

잡음지수분석기의 새로운 교정방법과 잡음상관행렬 측정

Novel Calibration Method of Noise Figure Analyzer and Measurement of Noise Correlation Matrix

이 동 현 · 염 경 환

Dong-Hyun Lee · Kyung-Whan Yeom

요 약

잡음지수분석기의 일반적인 교정방법은 잡음전원을 이용하는 방법이다. 이 방법은 교정 시 잡음전원과 잡음지수분석기의 부정합을 고려하지 않기 때문에 측정결과에서 심각한 불규칙 리플을 동반한다. 본 논문에서는 잡음전원과 잡음지수분석기의 부정합을 모두 고려한 새로운 잡음지수분석기의 교정 및 이를 이용한 새로운 잡음상관행렬 측정방법을 제안한다. 제안하는 방법은 **uncorrected** 잡음전력을 이용, 교정하지 않은 잡음지수분석기의 이득과 잡음상관행렬을 결정하였다. 그리고 결정된 이득과 잡음상관행렬을 이용, DUT에 대한 잡음상관행렬 측정결과에서 잡음지수분석기의 영향을 교정하였다. 제안된 방법을 통해, 측정된 DUT의 잡음파라미터는 상대적인 잡음비를 이용한 측정 결과와 같은 정도의 불규칙 리플을 보였다.

Abstract

The conventional calibration method for a noise figure analyzer is to use a noise source. This method is accompanied by a significant irregular ripple in the measurement results, because it does not consider the mismatch of the noise source and noise figure analyzer during calibration. A novel calibration method of the noise figure analyzer is proposed that considers the mismatch between the noise power and noise figure analyzer. A novel noise correlation matrix measurement technique using this method is also proposed. The method determines the noise correlation matrix and the gain of the uncorrected noise figure analyzer using uncorrected noise powers. Then, having determined the gain and noise correlation matrix, the effects of noise figure analyzers were corrected in the measurement results of the noise correlation matrix for the device under test (DUT). Through the proposed method, the measured noise parameters of a DUT showed the same degree of irregular ripples as the result of using the relative noise ratio.

Key words: Noise Figure Analyzer, Calibration, Irregular Ripple, Mismatch, Noise Wave Correlation Matrix

I. 서 론

2-포트 소자의 잡음성분을 표현하는 방법은 소자 내부의 잡음원을 입력 포트에 등가적인 직렬 전압원과 병렬

전류원으로 나타내는 방법^{[1],[2]}과 각 포트에서 발생하는 잡음파(noise wave)로 표현하는 방법^{[3]~[6]}이 있다. 2-포트 소자의 잡음성분을 잡음파로 표현 및 해석하게 되면 이 잡음파는 그림 1과 같이 산란파와 함께 나타낼 수 있으

「이 논문은 2017년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(NRF-2015R1D1A1A01057036).」

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

· Manuscript received March 22, 2018 ; Revised April 27, 2018 ; Accepted June 8, 2018. (ID No. 20180322-039)

· Corresponding Author: Kyung-Whan Yeom (e-mail: khyeom@cnu.ac.kr)

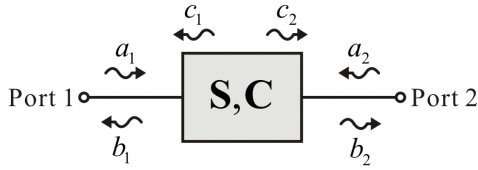


그림 1. S-행렬과 잡음파를 이용한 2-포트 회로망의 표현
Fig. 1. Representation of a two-port network using S-matrix and noise wave.

며, 이는 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

식 (1)에서 a_1 과 a_2 는 각 포트에 입사되는 입사파이며 b_1 과 b_2 는 각 포트에 출력되는 출력파를 나타낸다. 그리고 c_1 과 c_2 는 잡음파를 나타낸다. 이 두 잡음파 c_1 과 c_2 는 서로 상관관계가 있기 때문에 식 (2)와 같은 잡음상관행렬 (noise correlation matrix)로 나타낼 수 있다^{[5],[6]}.

$$C = \frac{1}{kT_o} \begin{pmatrix} |c_1|^2 & c_1 c_2^* \\ c_1^* c_2 & |c_2|^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{pmatrix} \quad (2)$$

식 (2)에서 k 는 볼츠만 상수(Boltzmann constant)이며, T_o 는 290 K이다. 식 (2)의 행렬에서 대각 항들인 c_{11} 과 c_{22} 는 각 잡음파 c_1 과 c_2 의 크기를 나타내며 실수 값이다. c_{12} 와 c_{21} 은 잡음파 c_1 과 c_2 의 상관관계를 나타내며, 켈레복소수이다. 이 2-포트 소자의 잡음상관행렬과 S-파라미터를 알게 되면, 통상적인 잡음 파라미터 NF_{min} , R_n , S_{opt} 를 잘 알려진 잡음 파라미터 변환을 통해 결정할 수 있게 된다^[6].

최근 몇몇 연구자들에 의해 식 (2)의 잡음상관행렬 측정을 통한 잡음 파라미터 측정방법이 소개된 바 있다^[7-11]. 첫 번째 방법은 6-포트 회로망을 이용한 측정방법이며^[7-9], 두 번째 방법은 cal-kit의 50-Ω, open, short과 cal-kit의 어댑터(adapter)와 short을 이용해 구성된 offset short, 4가지 입력 임피던스들에 대해 측정된 출력 잡음전력을 이용한 측정방법^[10]이다. 세 번째 방법은 입력 임피던스들에 대해 측정된 출력 잡음전력들의 상대적인 잡음비를 이용한 측정방법^[11]이다.

첫 번째와 두 번째 방법은 절대적인 잡음전력 측정을 기초로 한다. 따라서 이때, 측정된 잡음전력들은 불규칙

리플을 동반하게 되고, 이로 인해 부정확한 잡음 파라미터 측정결과를 보였다. 이는 절대적인 잡음전력 측정을 기초로 한 다른 연구자들의 잡음 파라미터 측정에서도 유사한 결과를 보였다^{[12],[13]}.

세 번째 방법은 측정된 잡음전력들의 상대적인 잡음비를 이용, 측정된 잡음전력에서 나타나는 불규칙 리플들을 최소화하여 측정 정확도를 향상시킨 측정방법이다. 그러나 절대적인 잡음전력 측정 시, 나타나는 불규칙 리플의 원인에 대해서는 명확히 밝힌 바가 없다.

이 불규칙 리플들은 잡음전원(noise source)을 이용한 잡음지수분석기(noise figure analyzer: NFA)의 교정(calibration)이 불완전하게 교정된 것에 기인한다. 본 논문에서는 참고논문 [10]의 측정방법을 이용하여 측정된 NFA의 잡음상관행렬 결과를 통해 잡음전원을 이용한 잡음지수분석기의 교정이 불완전하다는 것을 보이고, 그 이유에 대해 설명할 것이다.

기존에 제안한 상대적인 잡음비를 이용하지 않고, 이 불규칙 리플을 최소화하기 위해서는 NFA를 완전하게 교정하면 될 것이다. NFA를 완전하게 교정하기 위해서는 교정되지 않은 NFA의 1) 잡음상관행렬과 2) 이득(gain)이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 교정되지 않은 NFA의 잡음상관행렬과 이득을 측정하는 방법과 이를 이용한 새로운 NFA 교정방법을 제안한다. 우선, NFA를 교정하지 않고 측정된 잡음전력을 이용, NFA의 잡음상관행렬과 이득을 결정한다. 다음 NFA를 이용하여 DUT의 잡음상관행렬 측정한다. 이때 얻어지는 결과는 DUT와 NFA가 결합된 구조의 잡음상관행렬이 된다. 얻어진 결과에서 NFA의 잡음상관행렬과 이득을 교정(de-embedding)^[11]하면, DUT만의 잡음상관행렬을 결정할 수 있게 된다.

제안된 측정방법을 이용한 1 dB 이하의 잡음지수를 갖는 DUT의 잡음 파라미터 및 잡음지수 측정결과, 불규칙 리플이 최소화된 결과를 보였다. 그리고 기존의 상대적인 잡음비를 이용한 측정방법과 거의 동일한 측정결과를 보였다. 이 결과를 통해 제안된 교정방법을 이용하면 잡음지수분석기를 완전히 교정할 수 있다는 것을 확인하였다.

II. NFA의 잡음상관행렬

NFA의 잡음상관행렬을 측정하기 위해서는 우선, NFA

의 2-포트 S -파라미터를 필요하다. 그러나 NFA는 입력에 인가된 잡음전력을 측정하는 1-포트 측정 장비이기 때문에 실제 측정을 통해 2-포트 S -파라미터를 결정할 수 없다. 따라서 NFA의 2-포트 S -파라미터에 대한 모델이 필요하다. 본 저자들은 이 NFA를 그림 2와 같이 모델화하였다. 그림 2의 모델에서 s_{11} 은 네트워크 분석기(network analyzer)로 실제 측정이 가능하다. 그리고 그림 2에서 NFA는 부하가 $50\text{-}\Omega$ 으로 종단된 것으로 모델화하였다. 따라서 부하 쪽에서 NFA로 입사되는 신호가 없게 되므로, $s_{12}=s_{22}=0$ 으로 결정할 수 있게 된다. 그리고 NFA는 교정 후에 이득이 0 dB 가 되어야 하므로 교정 후 NFA의 $s_{21}=1$ 로 결정할 수 있다.

결정된 NFA의 S -파라미터와 직접 측정방법^[10]을 이용, 잡음전원으로 교정된 NFA의 잡음과 c_{1N} , c_{2N} 에 대한 잡음 상관행렬을 측정하였다. 여기서 직접 측정방법은 $50\text{-}\Omega$, open, short, offset-short의 입력 임피던스에 대해 측정된 4개의 잡음전력을 이용하여 DUT의 잡음상관행렬을 결정하는 방법이다. 여기서 offset-short은 short보다 위상이 더 지연된 short을 의미한다. 측정에 사용된 잡음전원과 NFA에는 Keysight사의 N4002A^[14]와 N8975A^[15]이며, $50\text{-}\Omega$ 과 open, short은 Keysight사의 85052D calibration kit를 사용하였다.

측정된 NFA의 잡음상관행렬을 그림 3에 보였다. 그림 3(a)에는 c_{11N} 과 c_{22N} 을 보였고, 그림 3(b)에는 c_{12N} 의 크기와 위상을 보였다. 그림 3의 측정된 NFA의 잡음상관행렬 결과를 보면, 그림 3(a)에서 c_{11N} 은 열잡음전력보다 작은 값을 보이고 있고, c_{22N} 은 0을 중심으로 불규칙 리플이 있는 결과를 보이고 있다. c_{22N} 은 NFA의 입력에 잡음이 없

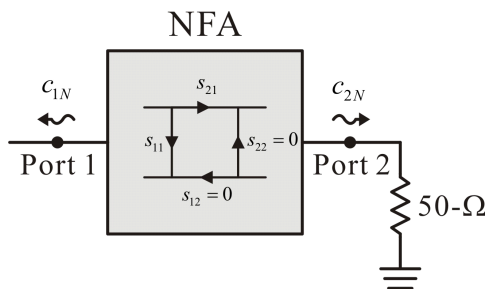
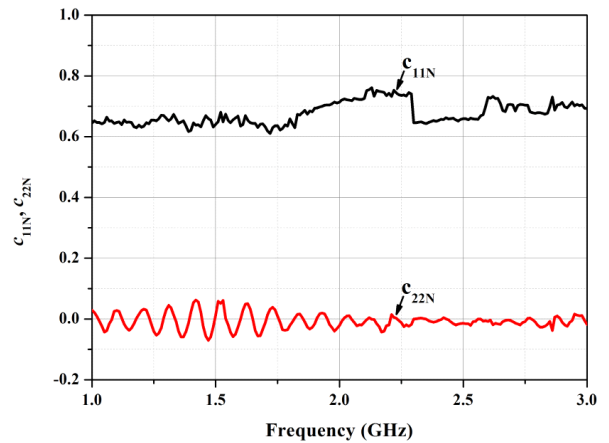


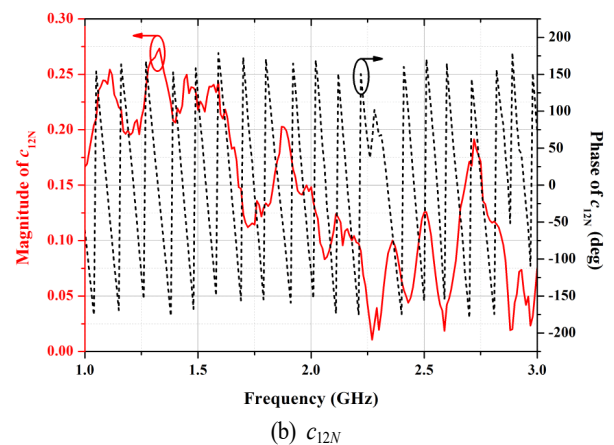
그림 2. NFA의 2-포트 회로망 모델
Fig. 2. 2-port network model of NFA.

는(noiseless) $50\text{-}\Omega$ 이 연결되었을 때의 출력 잡음전력을 나타낸다. 따라서 $c_{22N}=0$ 이 되어야 한다. 하지만 측정된 결과에서는 불규칙 리플을 포함하고 있다.

c_{22N} 에서 보이는 불규칙 리플은 NFA의 교정 시, 측정되는 이득에 기인한다. NFA는 잡음전원의 hot, cold 온도에 따라 측정되는 hot, cold 잡음전력을 이용, 이득을 측정하게 된다^[16]. 즉, 교정 시에 NFA에서 측정되는 이득은 잡음전원의 온도상태에 의존하기 때문에, 잡음전원과 NFA 사이의 부정합은 고려하지 않게 된다. 그림 4(a)에 보인 잡음전원의 hot, cold 상태의 반사계수는 25 dB 이하의 낮은 반사계수 값을 가지고, 주파수에 따라 부드러운 결과를



(a) c_{11N} , c_{22N}



(b) c_{12N}

그림 3. NFA의 잡음상관행렬 측정결과

Fig. 3. Measurement results of noise correlation matrix for NFA.

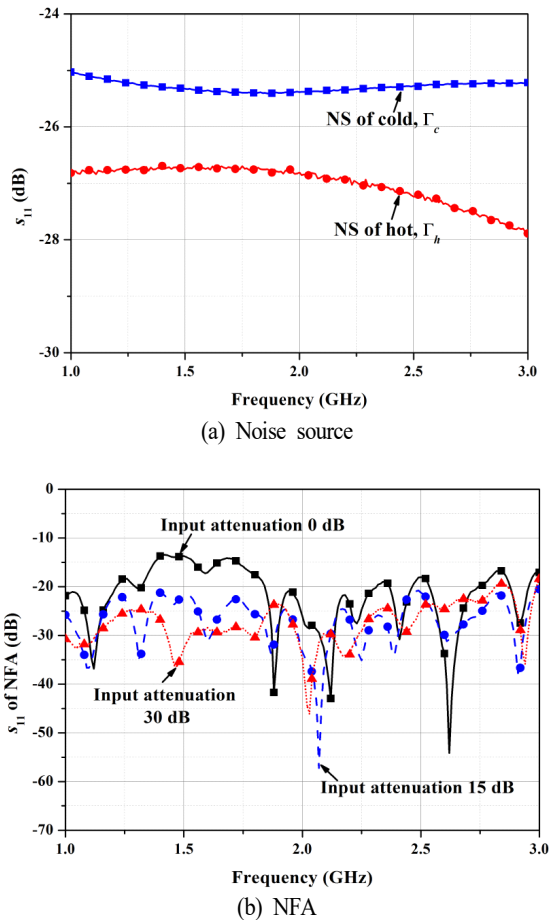


그림 4. 잡음전원과 NFA의 반사계수
Fig. 4. Reflection coefficient of noise source and NFA.

보이는 것을 확인할 수 있다.

반면, 그림 4(b)의 NFA의 반사계수는 심각한 불규칙 리플을 보이는 것을 확인할 수 있다. 이 NFA의 반사계수에서 보이는 불규칙 리플이 NFA의 교정과정에서 측정되는 이득에 영향을 주게 된다. 이 영향으로 인해 교정 후 측정되는 잡음전력 및 잡음상관행렬 결과에서도 불규칙 리플이 나타나게 된다.

이와 같은 영향은 그림 3(b)의 c_{12N} 의 결과에서도 확인할 수 있다. 그림 3(b)의 c_{12N} 의 크기와 위상 결과 또한 심각한 불규칙 리플이 동반된 결과임을 확인할 수 있다. 이 또한 그림 4에 보인 잡음전원과 NFA의 반사계수에 의한 부정합(mismatch)의 영향이 NFA 교정 시에 고려되지 않았기 때문이다.

이와 같은 결과를 볼 때, 잡음전원으로 NFA를 교정하는 방법은 잡음전원과 NFA의 반사계수를 고려하지 않아 NFA가 불완전하게 교정되었다는 것을 알 수 있다.

III. 새로운 NFA 교정방법

3-1 교정되지 않은 NFA의 이득과 잡음상관행렬

본 논문에서는 NFA, 즉 잡음측정 장비의 구성은 그림 5와 같이 저잡음증폭기(low noise amplifier: LNA)와 감쇠기 그리고 NFA가 결합된 구조를 이용하였으며, 이를 수신기(receiver)로 명명하였다. 여기서 LNA와 NFA가 결합된 구조를 이용하는 것은 교정되지 않은 NFA에서 측정되는 잡음전력의 크기가 작기 때문에 이를 증폭시켜 주기 위해서이다. 이때, NFA에는 잡음전원으로 교정하지 않은 preset 상태이다. 따라서 이때 측정되는 잡음전력은 교정되지 않은 잡음전력인 uncorrected 잡음전력이다.

그림 5의 측정구성에서 사용된 LNA는 Wenteq사의 ABL1800-03-2825이고, 감쇠기는 Mini-circuit사 제품이다. 그림 5에서 receiver의 전달특성은 s_{21} , 잡음상관행렬은 C 로 표현하였다.

그림 5에서 5개의 입력 임피던스, 잡음전원의 hot, cold 상태, open, short, offset-short에 대한 반사계수는 각각 Γ_h , Γ_c , Γ_o , Γ_s , Γ_d 로 표시하였다. 그리고 수신기의 반사계수는 Γ_R 로 표시하였다. 이 반사계수들은 일반적인 네트워크 분

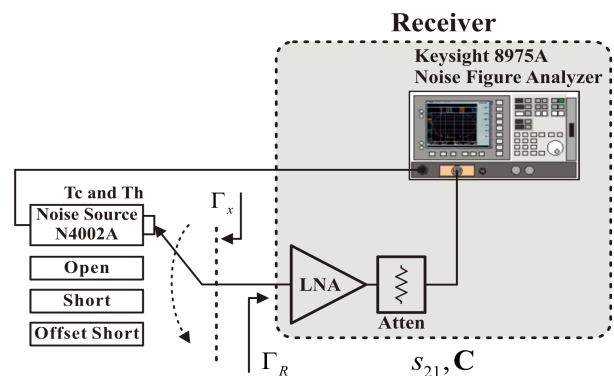


그림 5. 잡음측정 장비의 이득과 잡음상관행렬을 측정하는 구성

Fig. 5. Measurement set-up for gain and noise wave correlation matrix of noise measurement instrument.

석기 측정을 통해 알 수 있다. 그리고 5개의 입력 임피던스에 대한 온도는 각각 T_h, T_c, T_o, T_s, T_d 로 나타내었다. T_c, T_o, T_s, T_d 는 수동소자에 대한 온도이므로 실온과 같다. 이에 대한 온도는 잡음전원의 온도 센서로 측정되어 NFA의 전면판에 보여지는 T_{cold} 로 결정할 수 있다. 그러나 T_h 는 잡음전원이 hot 상태의 온도이므로 별도의 계산과정을 필요로 한다. 이 T_h 는 잡음전원의 datasheet^[14]에 명시되어 있는 ENR 값과 잡음전원의 cold 상태에 측정된 온도 T_c 를 식 (3)에 대입하여 결정할 수 있다.

$$ENR = \frac{T_h - T_c}{T_o} \quad (3)$$

이 5개의 입력 임피던스에 잡음이 없는 이상적인 50-Ω 부하가 연결되었을 때, 이 이상적인 부하에 전달되는 잡음전력은 식 (4)를 통해 결정할 수 있게 된다^{[17][18]}. 식 (4)는 kT_o 로 정규화된 식이다.

$$c_x = \frac{T_x}{T_o}(1 - |\Gamma_x|^2) \quad (4)$$

$$x = h, c, o, s, d$$

그리고 5개의 입력 임피던스가 수신기의 입력에 연결되었을 때, 측정되는 출력 잡음전력 N_h, N_c, N_o, N_s, N_d 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다. 식 (5) 또한 kT_o 로 정규화된 식이다.

$$N_x = \frac{|c_x|^2}{|1 - \Gamma_x \Gamma_R|^2} |s_{21}|^2 + \left| \frac{\Gamma_x}{1 - \Gamma_x \Gamma_R} s_{21} c_1 + c_2 \right|^2 \quad (5)$$

$$x = h, c, o, s, d$$

식 (5)는 식 (2)의 잡음상관행렬 표현을 이용, 식 (6)과 같이 전개하여 나타낼 수 있다.

$$N_x = \frac{|c_x|^2}{|1 - \Gamma_x \Gamma_R|^2} |s_{21}|^2 + \left| \frac{\Gamma_x}{1 - \Gamma_x \Gamma_R} \right|^2 |s_{21}|^2 c_{11} + c_{22} + \frac{\Gamma_x}{1 - \Gamma_x \Gamma_R} s_{21} c_{12} + \left(\frac{\Gamma_x}{1 - \Gamma_x \Gamma_R} \right)^* (s_{21})^* c_{21} \quad (6)$$

$$x = h, c, o, s, d$$

식 (6)에서 $|s_{21}|^2, |s_{21}|^2 c_{11}, c_{22}, s_{21} c_{12}, (s_{21})^* c_{21}$ 을 변수로 행렬식을 전개하면 식 (7)과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{y} = \mathbf{A} \mathbf{x} \quad (7a)$$

$$\mathbf{y} = {}^T(N_h \ N_c \ N_o \ N_s \ N_d) \quad (7b)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} r_h & |p_h|^2 & 1 & p_h & p_h^* \\ r_c & |p_c|^2 & 1 & p_c & p_c^* \\ r_o & |p_o|^2 & 1 & p_o & p_o^* \\ r_s & |p_s|^2 & 1 & p_s & p_s^* \\ r_d & |p_d|^2 & 1 & p_d & p_d^* \end{pmatrix} \quad (7c)$$

$$\mathbf{x} = {}^T(|s_{21}|^2 \ |s_{21}|^2 c_{11} \ c_{22} \ s_{21} c_{12} \ (s_{21})^* c_{21}) \quad (7d)$$

식 7(c)에서 r_x 와 p_x 는 식 (8)와 같다.

$$r_x = \frac{|c_x|^2}{|1 - \Gamma_x \Gamma_R|^2} \quad (8)$$

$$p_x = \frac{\Gamma_x}{1 - \Gamma_x \Gamma_R} \quad x = h, c, o, s, d$$

식 (7)을 $\mathbf{x} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{y}$ 로 풀게 되면, 행렬 \mathbf{x} 를 결정할 수 있게 된다. 이를 통해 수신기의 $|s_{21}|^2$ 와 $|s_{21}|^2 c_{11}, c_{22}, s_{21} c_{12}, (s_{21})^* c_{21}$ 이 결정되게 된다. 식 (7d)에서 c_{22} 를 제외한 나머지 항을 $|s_{21}|^2$ 로 나누어 주면, 수신기의 잡음상관행렬 $c_{11}, c_{22}, c_{12}, c_{21}$ 을 결정할 수 있게 된다. 주목할 것은 결정된 c_{12} 과 c_{21} 은 수신기의 s_{21} 위상을 포함하고 있다. 이와 같이 제안된 방법을 이용하면 수신기 즉, 잡음측정 장비의 이득과 잡음상관행렬을 결정할 수 있게 된다.

3-2 DUT의 잡음상관행렬 측정

그림 6에는 수신기의 입력에 DUT가 연결된 구조에 대한 잡음상관행렬 측정 구성을 보였다. 여기서 DUT의 S-파라미터는 \mathbf{S}_D , 잡음상관행렬은 \mathbf{C}_D 로 표현하였고, DUT와 수신기가 결합된 구조에 대한 S-파라미터는 \mathbf{S}_T , 잡음상관행렬은 \mathbf{C}_T 로 표현하였다.

그림 6에서 DUT의 S-파라미터 \mathbf{S}_D 는 네트워크 분석기를 통해 측정된 결과이다. 하지만 결합된 구조의 S-파라미터 \mathbf{S}_T 는 측정이 불가능하다. 따라서 \mathbf{S}_T 는 앞서 측정된 수신기의 반사계수 Γ_R 과 s_{21} , 그리고 DUT의 S-파라미터

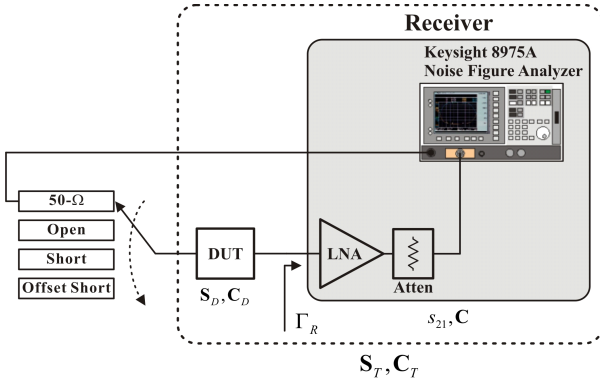


그림 6. DUT와 receiver가 결합된 구조에 대한 측정구성
Fig. 6. Measurement set-up for cascaded structure of DUT and receiver.

S_D 를 이용, 식 (9)를 통해 결정할 수 있다^[19].

$$s_{11T} = s_{11D} + \frac{\Gamma_R \cdot s_{21D} \cdot s_{12D}}{1 - \Gamma_R \cdot s_{22D}} \quad (9a)$$

$$s_{21T} = \frac{s_{21D} \cdot s_{21}}{1 - \Gamma_R \cdot s_{22D}} \quad (9b)$$

식 (9)를 통해 결정된 s_{11T} , s_{21T} 와 앞서 언급된 직접 측정방법을 이용하면 DUT와 수신기가 결합된 구조에 대한 잡음상관행렬 C_T 를 결정할 수 있다. 여기서 주목할 점은 수신기의 잡음상관행렬과 S-파라미터는 s_{21} 의 위상을 0° 로 두고 구한 것이다. 문헌에 제시된 de-embedding 과정^[11]을 보면, 수식적으로 수신기 s_{21} 의 위상을 고려하여 얻어진 잡음상관행렬을 이용하여 de-embedding하거나, s_{21} 의 위상을 0° 로 두고 얻어진 잡음상관행렬을 de-embedding 하거나 같은 결과를 주는 것을 알 수 있다. 따라서 비록 식 (7d)의 s_{21} 과 c_{12} 의 분리된 정확한 위상을 결정하지 못하지만, 이들의 합 위상을 결정할 경우, de-embedding 과정에서 동일한 결과를 주게 된다. 따라서 de-embedding을 통하여 DUT만의 잡음상관행렬 C_D 를 결정할 수 있게 된다.

IV. 잡음 파라미터 측정결과

제안한 방법을 이용, DUT의 잡음 파라미터를 측정하였다. 측정에 사용된 DUT는 ASB사의 AST54S^[20]이며, 측정 주파수는 1~3 GHz이다. 측정에 사용된 DUT를 그림 7에

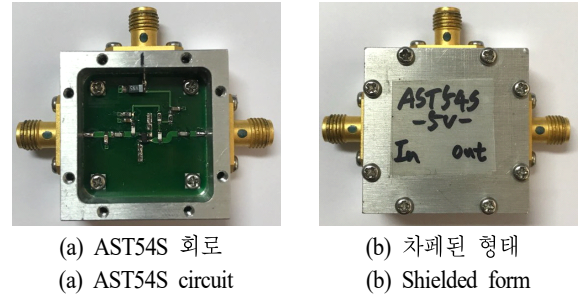


그림 7. 측정에 사용된 DUT
Fig. 7. DUT used in the measurement.

보였다. 그림 7에 보인 DUT는 bias 회로를 포함한 동축 형태로 구성되었고, 무선통신에 의한 간섭을 제거하기 위해 차폐된 형태이다.

그림 8에는 본 논문에서 제안한 방법을 이용한 DUT의 잡음 파라미터 측정결과를 보였다. 측정결과는 참고논문 [10]의 직접 측정방법과 참고문헌 [11]의 상대적인 잡음비를 이용한 측정방법과 비교하여 보였다.

그림 8의 AST54S에 대한 잡음 파라미터 측정결과를 비교하면, S_{opt} 의 결과는 세 결과가 거의 동일한 것을 확인할 수 있다. R_n 의 결과는 직접 측정방법에서 0.1 Ω 이내의 작은 리플을 보이지만 거의 동일한 결과임을 알 수 있다. NF_{min} 의 결과는 직접 측정방법은 심각한 불규칙 리플을 보이고 있고, 상대적인 잡음비를 이용한 측정방법에서는 불규칙 리플이 최소화된 결과를 보이고 있다. 본 논문에서 제안한 방법 또한 상대적인 잡음비를 이용한 측정방법과 거의 동일하게 불규칙 리플이 최소화된 결과를 보이는 것을 확인할 수 있다. 그리고 그림 8(b)의 R_n 측정결과가 $R_{n,min}$ 의 결과보다 더 큰 것을 확인할 수 있다. 이 결과는 측정된 잡음 파라미터가 물리적으로도 타당한 결과임을 나타내고 있다^{[11],[21]}.

그림 9에는 AST54S에 대한 잡음지수 측정결과를 보였다. 그림 7의 DUT에 대해 NFA를 이용, 직접 측정된 잡음지수 결과와 본 논문에서 제안된 방법을 통해 측정된 잡음상관행렬과 식(10)을 통해 계산된 잡음지수 결과를 비교하여 나타내었다.

$$F = 1 + \frac{c_{22}}{|s_{21}|^2} \quad (10)$$

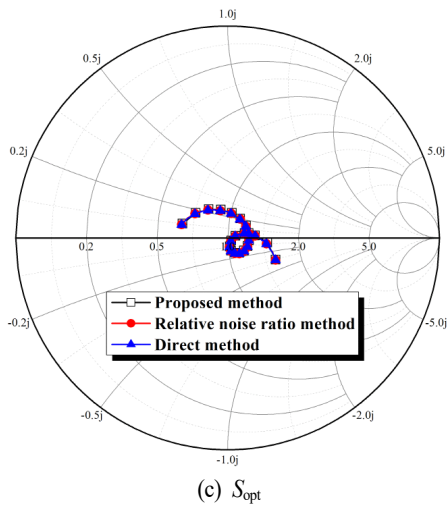
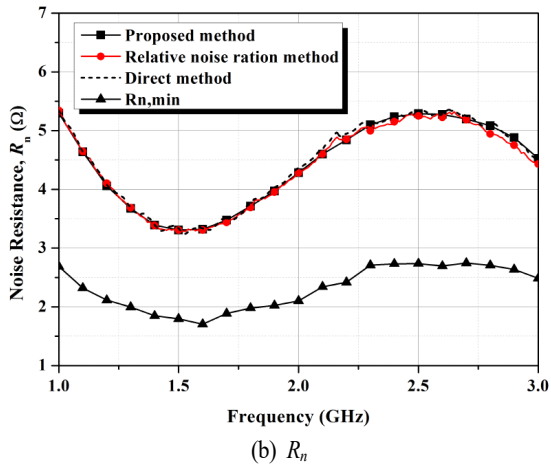
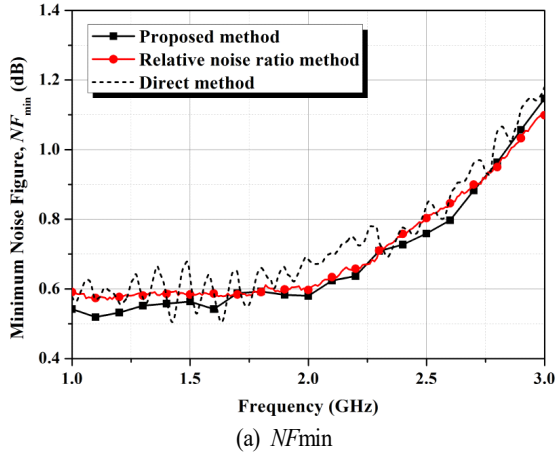


그림 8. AST54S에 대한 잡음 파라미터 측정결과
Fig. 8. Measurement results of noise parameter for AST54S.

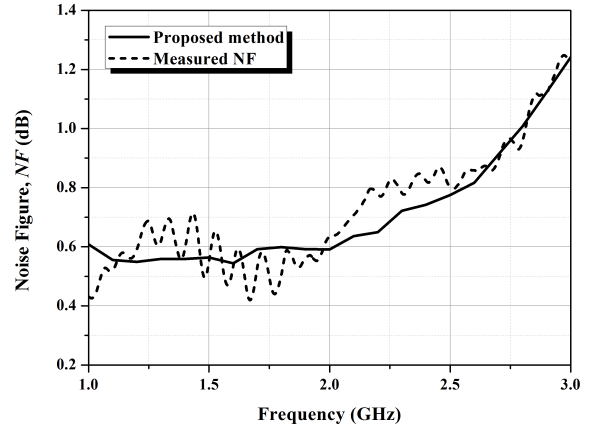


그림 9. AST54S의 잡음지수 측정결과
Fig. 9. Measurement results of noise figure for AST54S.

그림 9의 측정 결과, NFA로 직접 측정된 DUT의 잡음지수 결과와 본 논문에서 제안한 방법을 이용한 잡음지수 결과는 거의 동일한 경향을 보이는 것을 알 수 있다. 하지만 NFA로 직접 측정된 잡음지수 결과는 불규칙 리플이 많이 동반된 결과이지만, 본 논문에서 제안한 방법을 이용한 잡음지수 결과에서는 불규칙 리플이 거의 최소화된 결과임을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 uncorrected 잡음전력을 이용, 교정되지 않은 NFA의 잡음상관행렬과 이득을 결정하는 방법을 제안하였다. 제안된 방법으로 결정된 잡음상관행렬과 이득을 이용한 새로운 교정방법을 보였으며, 이를 이용하여 DUT의 잡음 파라미터를 측정하였다. 측정된 잡음 파라미터 결과, 기존의 상대적인 잡음비를 이용한 측정방법과 동일하게 불규칙 리플이 최소화된 결과를 보였다. 이와 같은 결과를 통해 본 논문에서 보인 교정방법으로 NFA가 완전하게 교정된다는 것을 확인할 수 있었다. 추가적으로 기존에 제안된 측정방법들^{[7]~[11]}에 비해 본 논문에서 제안한 방법의 장점으로는 1) NFA의 일반적인 교정과정이 필요 없고, 2) 절대적인 잡음 전력 측정을 기초로 하지만 불규칙 리플이 최소화된 결과를 보였으며, 3) receiver의 이득에 대한 별도의 S -파라미터 측정이 필요 없다는 점이다.

References

- [1] IRE Subcommittee on Noise, "IRE standards on methods of measuring noise in linear two ports 1959," in *Proceedings of the IRE*, Jan. 1960, vol. 48, pp. 60-68.
- [2] H. Rothe, W. Dahlke, "Theory of noisy four poles," in *Proceedings of the IRE*, Jun. 1956, vol. 44, no. 6, pp. 811-818.
- [3] P. Penfield, "Wave representation of amplifier noise," *IRE Transactions Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 84-86, Mar. 1962.
- [4] G. F. Engen, "A new method of characterizing amplifier noise performance," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 19, no. 4, pp. 344-349, Nov. 1970.
- [5] S. W. Wedge, "Computer-aided design of low noise microwave circuits," Ph.D. dissertation, California Institute of Technology, 1991.
- [6] S. W. Wedge, D. B. Rutledge, "Wave techniques for noise modeling and measurement," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 11, pp. 2004-2012, Nov. 1992.
- [7] A. R. Ahmed, K. W. Yeom, "An extraction of two-port noise parameters from measured noise powers using an extended six-port network," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 10, pp. 2423-2434, Oct. 2014.
- [8] 염경환, 압둘-라흐만, "6-포트 회로망을 이용한 잡음 파라미터 추정," *한국전자과학회논문지*, 26(2), pp. 119-126, 2015년 2월.
- [9] 이동현, 압둘-라흐만, 이성우, 염경환, "8-포트 회로망을 이용한 온-웨이퍼형 DUT의 잡음 파라미터 추정," *한국전자과학회논문지*, 25(8), pp. 808-820, 2014년 8월.
- [10] 이동현, 염경환, "스펙트럼 분석기를 이용한 2가지 잡음 파라미터 추정방법과 비교," *한국전자과학회논문지*, 26(12), pp. 1072-1082, 2015년 12월.
- [11] 이동현, 염경환, "상대적인 잡음비를 이용한 잡음상관행렬 추정방법," *한국전자과학회논문지*, 27(5), pp. 430-437, 2016년 5월.
- [12] V. Adamian, A. Uhler, Jr., "Simplified noise evaluation of microwave receivers," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 33, no. 2, pp. 136-140, Jun. 1984.
- [13] D. Pasquet, E. Bourdel, S. Quintanel, T. Ravalet, and P. Houssin, "New method for noise-parameter measurement of a mismatched linear two-port using noise power wave formalism," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 9, pp. 2136-2142, Sep. 2008.
- [14] Keysight Technologies, SNS Series Noise Sources, Data Sheet. Available: <http://www.keysight.com>.
- [15] Keysight Technologies, NFA Series Noise Figure Analyzers, Data Sheet. Available: <http://www.keysight.com>.
- [16] Keysight Technol., "Noise figure measurement accuracy-the Y-factor method, application note." Available: <http://www.keysight.com>.
- [17] H. Bosma, "On the theory of linear noisy systems," *Philips Research Reports, Supplements*, no. 10, 1967.
- [18] S. W. Wedge, D. B. Rutledge, "Noise waves and passive linear multiports," *IEEE Microwave Guided Wave Letters*, vol. 1, no. 5, pp. 117-119, May 1991.
- [19] K. W. Yeom, *Microwave Circuit Design: A Practical Approach Using ADS*, Prentice Hall, 2015.
- [20] AST54S, Low Noise Amplifier, ASB. Available: <http://www.asb.co.kr>.
- [21] M. Pospieszalski, "On the measurement of noise parameters of microwave two-ports(short paper)," *IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques*, vol. 34, no. 4, pp. 456-458, Apr. 1986.

이 동 현



동회로

2013년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)
2015년 2월: 충남대학교 전자전파정보통신공학과 (공학석사)
2015년 3월~현재: 충남대학교 전파공학전공 박사과정
[주 관심분야] 잡음 추정 및 초고주파 능

염 경 환



선임연구원 (MIC팀 팀장)

1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)
1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)
1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소
1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
1991년 8월: (주) LTI
1995년 10월~현재: 충남대학교 전파공학과 교수
[주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계