

커넥터 결합 HDMI 케이블의 전파 특성 추정을 통한 전송선로 모델링 및 주파수 응답 예측

Transmission Line Modeling and Frequency Response Prediction Based on Propagation Characteristic Estimation for Connector-Coupled HDMI Cable Assemblies

홍재연 · 이한양 · 한준희 · 유지수* · 양지현** · 나완수

Jaeyeon Hong · Li Hanyang · Junhee Han · Jisoo Yu* · Jihyun Yang** · Wansoo Nah

요 약

본 연구에서는 커넥터가 결합된 HDMI 케이블 어셈블리 종단의 측정치를 이용해 커넥터와 전송케이블 구간을 분리 모델링하고, 이 모델들을 결합하여 전송경로 재구성, 디임베딩, 길이 연장에 따른 주파수 응답을 정밀하게 예측하는 일련의 모델링 및 주파수 응답 추정 기법을 제시한다. 내부 도선이 꼬인 구조인 HDMI 케이블의 경우 균일 전송선 가정에 따른 전파상수의 진동과 불연속성이 발생하지만, 본 연구에서는 이의 보안을 위해 물리적 제약 안정화 조건과 joint optimization 기법을 제시하여 내부 구조가 비균일한 실제 고속 인터넥트에도 유효함을 입증하였다. 본 연구의 제시 기법은 특정 형상에 국한되지 않는 수학적 범용성을 지니므로, 고속 직렬 인터페이스 채널의 공차 분석, 자동차 전장 하네스 배선 최적화, 배선 길이가 매우 길고 복잡한 항공/우주 분야 라우팅 설계 및 분석, 반도체 내부 배선, SI/EMC 관점의 시스템 마진 분석에 기여할 것으로 사료된다.

Abstract

In this study, we propose a modeling and frequency-response estimation method that uses measured responses at connectorized high-speed cable assemblies to separately model the connectors and transmission-cable section. We then combine these models to reconstruct the transmission path, perform de-embedding, and accurately predict the frequency response under cable-length extension. In high-speed transmission cables with internally twisted conductors, oscillation and discontinuity may occur in the extracted propagation constant under the assumption of a uniform transmission line. To address this issue, physically constrained stabilization conditions and a joint optimization method are introduced, and their validity is demonstrated even for practical high-speed interconnects with nonuniform internal structures. Because the proposed method has a mathematical generality that is not restricted to a specific geometry, it is expected to contribute to the tolerance analysis of high-speed serial interface channels, wiring optimization of automotive electrical harnesses, routing design and analysis in aerospace applications with very long and complex wiring paths, on-chip interconnect analysis, and system-level margin analysis from the signal integrity/electromagnetic compatibility perspective.

Key words: High-Speed Cable Assembly, Propagation Characterization, De-Embedding

성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Graduate School, Sungkyunkwan University)

*한국자동차연구원(Korea Automotive Technology Institute)

**뮤트로닉스(Mutronics)

· Manuscript received March 25, 2026 ; Revised April 13, 2026 ; Accepted May 15, 2026. (ID No. 20260325-018)

· Corresponding Author: Wansoo Nah (e-mail: wsnah@skku.edu)

I. 서 론

고속 디지털 시스템의 보편화에 따라, 커넥터와 하네스 등으로 구성된 케이블 조립체는 단순한 연결 부품을 넘어 시스템 성능과 신뢰성을 좌우하는 핵심 요소로 자리잡고 있다^[1]. 실제 산업 환경의 전송경로는 표준화된 단일 부품이 아닌 커넥터와 케이블이 결합된 복합 구조로 구현되므로, 측정된 전체 응답으로부터 각 구성 요소의 특성을 분리하여 해석하는 방법론이 요구된다^[2].

이러한 문제를 해결하기 위해 다양한 디임베딩 기법이 제안되어 왔다^{[3]-[5]}. 대표적으로 전달행렬(ABCD matrix)을 이용한 cascade 분해, RLGC 파라미터 기반 모델링 등이 있으며, 대부분 균일 전송선로를 가정한 microstrip line이나 stripline 구조를 대상으로 발전되어 왔다^{[6],[7]}. 그러나 이러한 방법들은 측정 잡음에 민감해 수치적으로 불안정하며, 각 구성 요소를 물리적으로 일관되게 분리하는 데 한계를 가진다^{[3],[4],[6]}. 특히 twisted cable과 같은 비균일 구조에서는 전송선로의 기하학적 및 전자기적 특성이 주기적으로 변해 균일 선로를 가정한 기존 모델을 적용하기 어렵다^{[8],[9],[15]}.

이에 본 논문에서는 전파상수 추정을 중심으로 한 모델 기반 디임베딩 프레임워크를 제시한다. 본 연구는 서로 다른 길이의 DUT(device under test)에서 얻어진 전달행렬 사이의 유사성과 불변량을 활용하여 전파상수를 추정하고, 이를 기반으로 커넥터와 케이블이 결합된 전체 구조를 해석하였다.

이를 통해 기존의 케이블 조립체 전체 응답에 대한 등가 모델링을 넘어, 복합 구조를 구성하는 각 요소의 영향을 물리적으로 일관된 방식으로 분리·해석하였다. 또한 비균일 구조를 갖는 케이블 조립체에도 적용할 수 있음을 확인하여, 모델 기반 해석의 적용 범위를 확장하였다.

II. 전송 행렬의 유사성 및 불변량 기반 전송선 전파상수 추정

본 장에서는 동일한 전송 구조를 가지면서 길이만 서로 다른 전송선에 대해, 측정된 전송 행렬로부터 전파상수를 추정하기 위한 이론적 기반을 제시한다. 서로 다른

길이 조건에서 얻어진 전송 행렬 간의 유사성과 그 과정에서 보존되는 불변량을 통해 전파 특성을 추출하는 데 목적이 있다. 이를 위해 유사 변환의 정의와 전송 행렬 간의 관계를 정리하고, 유사 행렬에서 보존되는 불변량의 성질을 살펴본다. 이후 이러한 성질을 서로 다른 길이의 전송선에 대한 측정 전송 행렬에 적용하여 전파상수 식을 도출한다.

2-1 측정 기반 전송선 구간 모델링

전송선로의 전파상수는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (1)$$

식 (1)에서 α 와 β 는 각각 감쇠상수와 위상상수를 의미한다. 동일 전송선의 길이를 L 이라 할 때, 전달 특성은 전송선 길이에 따라 감쇠와 위상 지연이 누적되며, 전파상수를 통해 임의 길이 조건에서의 전달 특성을 기술할 수 있다. 본 장은 후속 장에서 사용될 α , β 의 도출을 목표로 하며, 이를 위해 전송경로를 전달행렬로 기술하고 길이 차이에 의해 나타나는 불변 구조를 활용한다.

실측 환경에서는 전송선이 커넥터와 결합 되어 측정되는 경우가 많다. 이 경우 길이 L 을 갖는 측정 전달행렬은 식 (2)와 같다.

$$T_{total} = T_L \times T_{DUT} \times T_R \quad (2)$$

T_L 과 T_R 은 각각 왼쪽 및 오른쪽 커넥터의 전달 특성으로 길이에 무관하다. 또한 T_{DUT} 는 길이 L 인 케이블의 전달행렬이다.

2-2 다중 길이 DUT의 전송 행렬

길이가 각각 L_1, L_2 인 두 DUT의 전체 전송 행렬을 $T_{total,1}$, $T_{total,2}$ 라 하면 식 (3) 및 식 (4)와 같이 쓸 수 있다^[6].

$$T_{total,1} = T_L \cdot T_{DUT,1} \cdot T_R \quad (3)$$

$$T_{total,2} = T_L \cdot T_{DUT,2} \cdot T_R \quad (4)$$

두 전체 전송 행렬의 상대 관계를 나타내는 행렬 W 를

식 (5)과 같이 정의한다.

$$W = T_{total,1} \cdot T_{total,2}^{-1} \\ = T_L \cdot (T_{DUT,1} \cdot T_{DUT,2}^{-1}) \cdot T_L^{-1} \quad (5)$$

두 DUT의 길이 차이를 $\Delta L = L_1 - L_2$ 라 두면, 전송선의 cascade 성질에 의해 식 (6)과 같은 관계가 성립한다.

$$T_{DUT,1} \cdot T_{DUT,2}^{-1} = T_{DUT,\Delta L} \quad (6)$$

이때 행렬 W 와 $T_{DUT,\Delta L}$ 은 유사 변환 관계로 동일한 trace와 determinant를 가져, 이를 바탕으로 전파상수를 추정할 수 있다.

2-3 Trace/Eigenvalue 기반 전파상수 추정 절차

행렬 W 는 $T_{DUT,\Delta L}$ 와 고윳값이 같아 특성방정식을 통해 전파상수를 추정할 수 있다. 행렬 W 의 고윳값을 λ 라 두면 특성방정식은 식 (7)과 같이 주어지며, 이를 전개하면 식 (8)과 같다.

$$\det(\lambda I - W) = 0 \quad (7)$$

$$\lambda^2 - \text{tr}(W) + \det(W) = 0 \quad (8)$$

식 (8) 행렬 W 고윳값은 식 (9), 전파상수는 식 (10)과 같이 계산된다^[6].

$$\lambda = e^{\pm \gamma \Delta L} \quad (9)$$

$$\gamma = \left| \frac{1}{\Delta L} \ln \lambda \right| \quad (10)$$

즉, 전체 전송 행렬 관계만으로도 커넥터 제거 없이 전송선 구간의 전파상수 추정이 가능하다.

III. 측정치 기반 디임베딩 기법

3-1 측정치 기반 케이블 특성 분리 추정 기법

본 장에서는 전송선로의 측정 데이터를 기반으로 케이블과 커넥터의 특성을 분리 추정하기 위한 방법론을 기술한다. 제시 방법론은 전체 측정 응답으로부터 전송선

구간과 커넥터의 특성을 구성 요소 수준에서 분리하여 추정하는 것을 목표로 한다. 그러나 실제 측정 데이터에는 측정 노이즈뿐 아니라 커넥터의 반사와 체결 상태 차이 등의 영향이 포함되므로, 단순 역산 기반 디임베딩만으로는 안정적인 특성 추출이 어렵다. 이에 본 연구에서는 케이블 측정 데이터로부터 전파상수를 추출하고, 물리적 제약을 반영해 안정화한다. 이후 안정화된 전파상수를 바탕으로 커넥터 행렬을 포함하는 joint non-linear least squares 최적화를 수행함으로써, 케이블과 커넥터의 특성을 분리 추정한다.

3-2 물리적 제약 기반 케이블 전송선 모델링

물리적 제약 기반 케이블 전송선 모델링은 실측 데이터로부터 전송선 파라미터를 추정하는 과정에서 발생할 수 있는 측정 잡음과 비물리적 변동 완화를 위해, 케이블의 전자기적 특성과 수학적 제약 조건을 모델링 과정에 반영하는 기법이다. 이는 측정값에만 의존할 때 발생할 수 있는 추정 오차와 후속 디임베딩 과정의 불안정을 완화하고, 모델의 안정성과 물리적 타당성을 높이기 위한 것이다.

본 절에서는 다중 길이 조건에서 측정된 전송 행렬로부터 초기 전파상수를 추출한 뒤, 주파수 의존 손실 특성과 비음수 제약을 반영하여 감쇠상수를 안정화한다. 또한 연속성 조건을 반영하여 전송선 모델을 구성한다.

3-2-1 초기 전파상수 추출 및 안정화

II장에서 구한 초기 전파상수 γ_{raw} 는 식 (11)과 같다.

$$\gamma_{raw} = \alpha_{raw} + j\beta_{raw} \quad (11)$$

위상상수는 두 DUT로부터 구성한 similarity matrix의 고윳값으로부터 안정적으로 도출된다. 반면 감쇠상수 α_{raw} 는 감쇠량이 작은 주파수 구간에서 측정 잡음과 전송 행렬 변환 과정의 수치 오차에 민감해 후속 커넥터 추정 과정에서 수치적 불안정성을 유발할 수 있다. 이에 본 연구에서는 α_{raw} 에 대해 물리 기반 안정화를 위해 균일 전송선의 손실 거동을 반영할 수 있는 RLGC 분포 정수 모델

을 도입하였으며, 전파상수는 식 (12)와 같이 표현된다^[7].

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (12)$$

R, L, G, C 는 각각 단위 길이당 저항, 인덕턴스, 컨덕턴스, 정전용량을 의미하며, ω 는 각주파수이다. 식 (12)에 이항 급수 전개를 적용하여 식 (13) 및 식 (14)의 근사식을 구할 수 있다^[7].

$$\alpha \approx \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \quad (13)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{LC} \quad (14)$$

또한 skin effect에 의해 도체 저항 성분은 $R \propto \sqrt{f}$, 유전체 손실은 loss tangent에 의해 $G \propto f$ 로 근사할 수 있다. 따라서 감쇠상수 α 는 식 (15)와 같이 $\sqrt{f}$ 와 f 의 선형 결합 형태로 나타낼 수 있다.

$$\alpha = C_1 \sqrt{f} + C_2 f \quad (15)$$

식 (15)의 계수 추정을 위해, 측정값에서 얻은 초기 감쇠상수를 벡터 A 로, 행렬 F 와 계수 벡터 C 를 식 (16)과 같이 정의한다.

$$A = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \vdots \\ \alpha_N \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} \sqrt{f_1} & f_1 \\ \vdots & \vdots \\ \sqrt{f_N} & f_N \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

C_1 과 C_2 는 각각 도체 손실항과 유전체 손실항의 계수로 물리적으로 음수가 될 수 없다. 이를 반영해 계수 추정은 식 (17)과 같이 NNLS(non-negative least squares)로 최적화하였다.

$$C = \min_{C_1, C_2 \geq 0} \sum_{k=1}^N [A(f_k) - F(f_k)C(f_k)]^2 \quad (17)$$

이와 같은 비음수 제약은 각 손실 항의 계수가 물리적으로 음수가 될 수 없다는 조건을 반영하며, 추정된 감쇠상수가 수동적 손실 거동을 만족하도록 한다. 이를 통해 비물리적인 음의 감쇠를 억제하고, 후속 커넥터 추정에 사용할 감쇠상수의 안정성을 높일 수 있다. 최종적으로 안정화된 감쇠상수 α_{final} 을 구한 뒤, 이를 이용한 전파상수는 식 (18)과 같이 정의된다.

$$\gamma_{final} = \alpha_{final} + j\beta_{raw} \quad (18)$$

본 절에서는 측정 행렬의 고윳값으로부터 초기 전파상수를 추출하고, 감쇠상수에 물리 기반 손실 모델과 비음수 제약을 적용하여 안정화하였다. 이를 통해 후속 커넥터 추정 및 전체 구조 최적화에 사용할 전파상수를 구성하였다.

3-2-2 차동 결합 선로 특성 임피던스 및 길이 제약 조건

본 연구에서 추정하는 임피던스(Z_C)는 단일 종단 측정 응답으로부터 추정한 등가 특성 임피던스로, 허용 범위는 참고문헌 [16]에서 제시하는 $50 \Omega \pm 15\%$ 로 설정하였다. 이는 상용 고속 HDMI 케이블의 커플링 효과 고려 및 비물리적인 임피던스 해의 발산을 억제하기 위함이다. 또한 주파수 영역에서 비연속적인 Z_C 는 측정 잡음 및 행렬 변환 민감도에 의해 유발되므로, 주파수 사이의 특성 임피던스 변화량을 제한하는 연속성 제약을 식 (19)과 같이 도입하였다. 이 제약항은 임피던스 차이를 사용하므로 Ω^2 차원이다.

$$\Phi_{Z_C}(f_k) = \max\{0, |Z_C(f_k) - Z_C(f_{k-1})| - \Delta Z_{\max}\}^2 \quad (19)$$

$Z_C(f_k)$ 는 k 번째 주파수 f_k 의 특성 임피던스, $\Delta Z_{\max}$ 는 인접 주파수 간 허용되는 최대 임피던스 변화량이다. $\Delta Z_{\max} = 2 \Omega$ 로 설정하였으며, 이는 측정 잡음과 비물리적 급변을 억제하기 위해 설정한 경험적 정규화 파라미터이다. $|Z_C(f_k) - Z_C(f_{k-1})| > \Delta Z_{\max}$ 인 경우, 가중치가 부여되도록 제약 조건을 구성해 $\lambda_{Z_C} \cdot \Phi_{Z_C}(f_k)$ 형태로 목적함수에 포함하였으며, 가중치 λ_{Z_C} 가 $1/\Omega^2$ 의 차원을 갖도록 설정해 해당 항의 차원 효과를 보정하고 다른 오차항과의 상대적 기여도를 조절하였다.

마지막으로, 케이블 길이 L_1, L_2 는 커넥터 체결 깊이 및 제작 공차의 영향을 받아 전송선 모델의 정합성을 저하시키므로 전송 행렬의 trace 불변량을 통해 $\Delta L_1, \Delta L_2$ 를 길이 보정 변수로 함께 추정하였다. 이에 대한 수식과 추정 절차는 3-4절에서 최적화 문제의 형태로 제시한다.

3-3 Joint Optimization 정식화

본 절에서는 3-2절에서 추정한 전파상수를 통해 커넥터, 특성 임피던스, 그리고 길이 보정 변수를 비선형 최소 제곱 기반으로 추정하였다. 이는 단순 역연산 기반 디임베딩에서 고주파 대역으로 갈수록 나타나기 쉬운 수치적 발산과 비물리적 이득 해를 억제하면서, 측정 데이터와 가장 잘 부합하는 구성 요소 수준의 파라미터를 도출하기 위함이다. 이를 위해 커넥터의 구조적 제약, 특성 임피던스의 연속성 제약, 그리고 수동성 조건을 목적함수 내 가중항으로 반영하였다.

3-3-1 커넥터의 가역성 및 상태변수 정의

입/출력 커넥터(T_L , T_R) 및 DUT는 수동 소자로 가정해, 전달행렬은 식 (20)과 같은 2×2 행렬로 표현된다.

$$T_L = \begin{bmatrix} T_{L,11} & T_{L,12} \\ T_{L,21} & T_{L,22} \end{bmatrix} \quad (20)$$

또한 커넥터가 상호성(reciprocity)을 가져 식 (21)를 만족한다.

$$\det(T_L) = T_{L,11} \cdot T_{L,22} - T_{L,12} \cdot T_{L,21} = 1 \quad (21)$$

$T_{L,11}$, $T_{L,12}$, $T_{L,21}$ 를 독립 변수로 두면, 입력 커넥터 행렬을 식 (22)와 같이 세 개의 복소 변수로 기술할 수 있다.

$$T_L = \begin{bmatrix} T_{L,11} & T_{L,12} \\ T_{L,21} & \frac{1 + T_{L,12} \cdot T_{L,21}}{T_{L,11}} \end{bmatrix} \quad (22)$$

이는 각 주파수에서 입력 커넥터를 나타내는 독립 변수는 총 3개의 복소수로 축소되어 최적화의 안정성을 높이고, 비물리적인 해로의 이탈 가능성을 완화하는 역할을 한다. 또한 출력 커넥터 T_R 은 T_L 의 대칭 구조의 커넥터로 두어 식 (23)과 같이 정의한다.

$$T_R = \begin{bmatrix} \frac{1 + T_{L,12} \cdot T_{L,21}}{T_{L,11}} & T_{L,12} \\ T_{L,21} & T_{L,11} \end{bmatrix} \quad (23)$$

본 연구에서는 양단 커넥터의 대칭성과 가역적 특성을 통해 최적화 변수의 개수를 절감하고, 커넥터 간의 구조

적 일관성을 유지하였다.

특성 임피던스는 복소 변수로 두어 3-2-2절에서 도입한 연속성 제약을 함께 부과한다. 따라서 각 주파수 점에서 상태 벡터 x_k 는 커넥터의 6개 실수 변수와 Z_C 의 실수부 및 허수부를 포함하여 식 (24)와 같이 정의된다.

$$x_k = [Re(T_{L,11}(f_k)), Im(T_{L,11}(f_k)), Re(T_{L,12}(f_k)), Im(T_{L,12}(f_k)), Re(T_{L,21}(f_k)), Im(T_{L,21}(f_k)), Re(Z_C(f_k)), Im(Z_C(f_k))]^T \quad (24)$$

여기서 x_k 는 각 주파수에서의 상태 벡터를 의미한다. 또한 길이 보정 변수 ΔL_1 , ΔL_2 는 별도의 변수로 정의하였으며, 3-3-2항에서 설명한다. 결과적으로 본 연구의 최적화 상태 벡터는 커넥터 행렬, 특성 임피던스, 그리고 길이 보정 변수를 포함하도록 구성하였다.

3-3-2 길이 보정을 포함하는 전송선 모델

전송선 구간은 3-3절에서 얻은 γ , Z_C 로부터 식 (25)과 같이 구성되며, 이론적으로 식 (26)이 성립한다.

$$T_{DUT} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma L) & Z_C \cdot \sinh(\gamma L) \\ \frac{1}{Z_C} \cdot \sinh(\gamma L) & \cosh(\gamma L) \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$tr(T_{total,1} \cdot T_{total,2}^{-1}) = tr(T_{DUT,1} \cdot T_{DUT,2}^{-1}) \quad (26)$$

그러나 실제 측정값에는 제작 공차, 커넥터 체결 깊이, 기준면 오차 등의 영향으로 길이 오차가 발생해 ΔL_1 , ΔL_2 를 길이 보정 변수로 도입해 각 DUT의 유효길이를 식 (27) 및 식 (28)과 같이 정의하였다.

$$L_{1,final} = L_1 + \Delta L_1 \quad (27)$$

$$L_{2,final} = L_2 + \Delta L_2 \quad (28)$$

또한 양변의 trace 차이를 최소화하는 방식으로 ΔL_1 , ΔL_2 를 식 (29)와 같이 추정하였다.

$$J_{length}(\Delta L_1, \Delta L_2) = \sum_{k=1}^N |tr(T_{total,1}(f_k) \cdot T_{total,2}^{-1}(f_k)) - tr(T_{DUT,1}(f_k) \cdot T_{DUT,2}^{-1}(f_k))|^2 \quad (29)$$

3-3-3 목적함수 및 물리 제약

본 절에서는 3-3절에서 확보한 전파상수 γ_{final} 를 고정 입력으로 사용해 다중 길이 측정 전송 행렬과 재구성 전송 행렬 사이의 차이를 최소화하는 목적함수를 정의한다. 각 주파수에서 추정된 커넥터 행렬 T_L , T_R , 특성 임피던스 Z_C , 그리고 길이 보정이 반영된 전송선 구간을 cascade 결합하여 구성해 두 DUT에 대한 재구성 전송 행렬은 각각 식 (30) 및 식 (31)과 같이 정의한다.

$$T_{total,1,rec} = T_L \cdot T_{DUT,1,final} \cdot T_R \quad (30)$$

$$T_{total,2,rec} = T_L \cdot T_{DUT,2,final} \cdot T_R \quad (31)$$

여기서 $T_{total,1,rec}$, $T_{total,2,rec}$ 는 각각 DUT_1 , DUT_2 에 대한 모델로부터 재구성 전송 행렬이며 $T_{DUT,1,final}$, $T_{DUT,2,final}$ 은 길이 보정과 특성 임피던스가 반영된 전송선 구간의 최종 모델이다.

① 데이터 적합

데이터 적합항은 측정 응답과 재구성 응답 사이의 정합성을 확보하기 위해 전송 행렬 영역과 S-파라미터 영역의 잔차를 고려해 정의하였다. 전송 행렬 잔차는 특정 행렬 원소의 크기가 목적함수를 지배하는 현상을 줄이기 위해 상대오차 형태로 구성하였다. 또한 각 주파수에서 DUT_1 과 DUT_2 에 대한 측정 전송 행렬과 재구성 전송 행렬의 차이를 측정값으로 정규화하여 식 (32) 및 식 (33)과 같이 정의한다.

$$R_{T,total,1}(f_k) = \frac{T_{total,1,rec}(f_k) - T_{total,1}(f_k)}{T_{total,1}(f_k)} \quad (32)$$

$$R_{T,total,2}(f_k) = \frac{T_{total,2,rec}(f_k) - T_{total,2}(f_k)}{T_{total,2}(f_k)} \quad (33)$$

이후 각 잔차 행렬의 실수부와 허수부를 분리하여 적층함으로써 식 (34)와 같은 전송 행렬 잔차 벡터를 구성하였다.

$$R_T(f_k) = [Re\{R_{total,1}(f_k)\}, Im\{R_{total,1}(f_k)\}, Re\{R_{total,2}(f_k)\}, Im\{R_{total,2}(f_k)\}]^T \quad (34)$$

전송 행렬 영역에서의 정합성만으로는 실제 반사 및 전달 응답의 일치도를 직접적으로 반영하기 어렵기 때문에, 재구성 전송 행렬을 S-파라미터로 변환한 뒤 측정 S-파라미터와의 차이를 식 (35) 및 식 (36)과 같이 정의하였다. 이때 $S_{total,1}$ 과 $S_{total,2}$ 는 S-파라미터 측정값이다.

$$R_{S,total,1}(f_k) = S_{total,1,rec}(f_k) - S_{total,1}(f_k) \quad (35)$$

$$R_{S,total,2}(f_k) = S_{total,2,rec}(f_k) - S_{total,2}(f_k) \quad (36)$$

$$R_S(f_k) = [Re\{R_{S,total,1}(f_k)\}, Im\{R_{S,total,1}(f_k)\}, Re\{R_{S,total,2}(f_k)\}, Im\{R_{S,total,2}(f_k)\}]^T \quad (37)$$

데이터 적합항은 전송 행렬 잔차와 S-파라미터 잔차를 함께 고려한 가중합 형태로 식 (38)과 같이 정의하였다. ω_T 와 ω_S 는 각각 전송 행렬 정합성과 S-파라미터 정합성의 상대적 기여도를 조절하는 가중치이다. 이를 통해 내부 cascade 구조의 수학적 정합성과 실제 측정 응답에 대한 재현성을 동시에 확보할 수 있다.

$$J_{data}(f_k) = |\omega_T \cdot R_T(f_k)|^2 + |\omega_S \cdot R_S(f_k)|^2 \quad (38)$$

② Passivity 페널티

T_L , T_R , $T_{total,1,rec}$, $T_{total,2,rec}$ 은 고주파 대역에서 수치 민감도와 측정 잡음으로 인해 비물리적 상태로 빠지기 쉽다. 이를 방지하기 위해 본 연구에서는 입/출력 커넥터와 재구성된 DUT 모델에 대해 수동성 페널티 $J_{pass}(f_k)$ 를 식 (39)와 같이 도입하였다. 이때 페널티 계산에는 dB 스케일이 아닌 선형 크기 기준의 S-파라미터를 사용하였다.

$$J_{pass}(f_k) = \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \max\{0, S_{T_L,ij}(f_k) - 1\}^2 + \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \max\{0, S_{T_R,ij}(f_k) - 1\}^2 + \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \max\{0, S_{T_{DUT,1,final},ij}(f_k) - 1\}^2 + \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \max\{0, S_{T_{DUT,2,final},ij}(f_k) - 1\}^2 \quad (39)$$

여기서 각 항은 해당 S-파라미터 성분이 0 dB를 초과할 때 가중치를 부여해 비물리적 현상을 억제할 수 있다.

③ 특성 임피던스 연속성 페널티

3-2-2항에서 정의한 특성 임피던스 연속성 패널티 $\Phi_{Z_C}(f_k)$ 는 Z_C 의 급격한 변화를 억제하고 급변을 억제해 측정 잡음 및 행렬 변환 오차에 의해 발생하는 비물리적 변동을 완화하는 역할을 한다.

최종적으로 전체 목적함수는 데이터 적합함, 수동성 패널티, 그리고 특성 임피던스 연속성 패널티의 가중합으로 식 (40)과 같이 정의하였으며, 식 (41)과 같은 전체 목적함수를 통해 최적화를 수행하였다.

$$J_{total}(f_k) = J_{data}(f_k) + \lambda_{pass} \cdot J_{pass}(f_k) + \lambda_{Z_C} \cdot \Phi_{Z_C}(f_k) \quad (40)$$

$$x_k = \arg \min_{x_k} J_{total}(f_k; x_k) \quad (41)$$

λ_{pass} 와 λ_{Z_C} 는 각각 수동성 제약과 특성 임피던스 연속성 제약의 반영 정도를 조절하는 가중치로, 본 연구에서는 측정 응답과의 정합성을 유지하면서도 최적화 과정에서 발생할 수 있는 수동성 위반과 비연속적인 임피던스 변동을 억제하여 최적화의 안정성을 향상시키고자 하였다. 제시한 측정 기반 모델링 및 최적화 절차 전체 흐름은 그림 1에 나타났다.

IV. 전송경로 입출력 데이터 측정

4.1 다중 길이 DUT 구성

본 연구에서는 입력 커넥터, 케이블, 출력 커넥터가 직

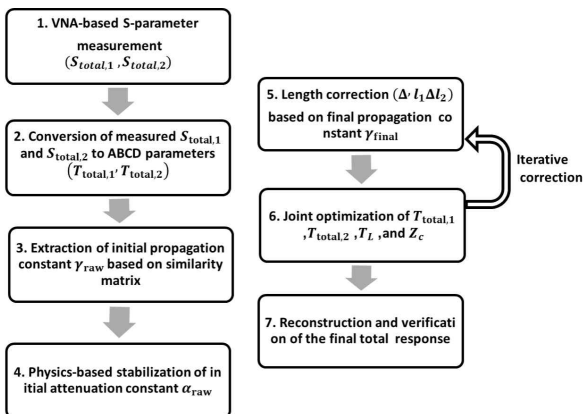


그림 1. 제시 기법 전체 모델링 및 최적화 흐름도
Fig. 1. Flowchart of the proposed modeling and optimization procedure.

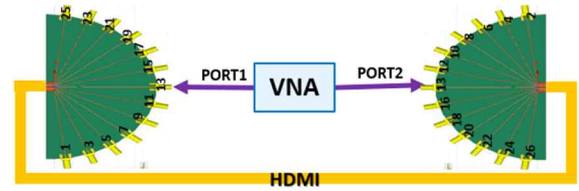


그림 2. HDMI 케이블 측정 구성
Fig. 2. Measurement setup for the HDMI cable.

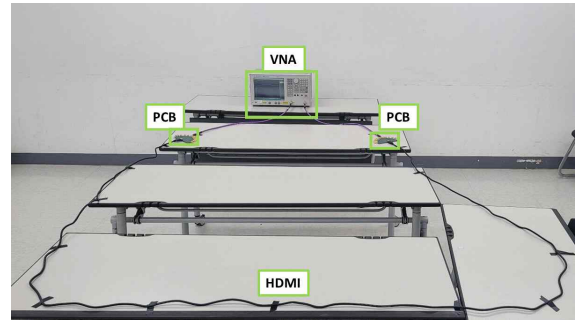


그림 3. HDMI 케이블 실제 측정 setup
Fig. 3. HDMI cable actual measurement setup.

렬로 구성된 HDMI 케이블의 TMDS(transition minimized differential signaling) 전송경로 중 하나인 pin 1을 분석 대상으로 하였다. 이를 위해 길이가 각각 0.3 m와 1 m인 HDMI 케이블을 대상으로 전송선 구간의 감쇠 및 위상 특성을 분리하여 해석하였다. 그림 2는 HDMI 케이블 측정 구성을 나타내며, 좌우에 표시된 숫자는 HDMI 커넥터의 각 포트 번호를 의미한다. 또한 그림 3에 실제 측정 셋업 사진을 함께 제시하였다.

4.2 주파수 영역 측정 및 데이터 전처리

HDMI 케이블의 전달 특성 추출을 위해 2-port S-파라미터를 VNA로 300 kHz부터 3 GHz까지 총 1,601개의 주파수 포인트에서 측정하였으며, 2-port SOLT(shot open load thru) calibration을 적용하고 기준면을 케이블 양단 커넥터 접점에 설정하여 측정하였다. 이후 두 케이블 조립체의 전송 행렬로부터 초기 전파상수를 추출하고, 동일한 주파수 포인트를 기반으로 NNLS 기반 피팅을 수행하여 감쇠상수와 위상상수를 안정화하였다.

V. 실험 및 검증

본 장에서는 제시한 *joint optimization* 기반 전송경로 재구성 및 디임베딩 기반 주파수 응답 추정 기법의 유효성을 실측 데이터를 통해 검증한다. 먼저, 다중 길이 DUT로부터 추출한 전파상수의 안정화 결과를 제시하고, 이를 바탕으로 커넥터 모델의 물리적 타당성을 검토한다. 다음으로, 추출한 구성요소모델을 재결합하여 전체 전송경로의 S -파라미터를 재구성한 뒤, 이를 실측 결과와 비교함으로써 제시 기법의 정확성을 평가한다.

5-1 전파상수 추출 및 안정화 결과

3-3-1항의 절차에 따라 0.3 m 및 1 m HDMI 케이블 측정 데이터로부터 케이블 구간의 감쇠상수 α 와 위상상수 β 를 추출하였다. 그림 4는 유사 변환의 고윳값으로부터 구한 초기 감쇠상수 α_{raw} 와 안정화된 α_{final} 를 비교한 결과를 나타낸다. 초기 감쇠상수는 저주파 및 일부 고주파 구간에서 큰 요동과 스파이크를 보였으나, 안정화 이후에는 주파수 증가에 따른 손실 경향이 일관되게 나타남을 확인할 수 있다. 이는 측정 잡음과 행렬 변환 민감도로 인한 비물리적 변동이 효과적으로 억제되었음을 의미한다.

그림 5는 2-4절에서 제시한 방법을 통해 추출된 위상상수 β 를 나타낸다. β 는 주파수 증가에 따라 전반적으로 선형적인 증가 경향을 보여 전송선로의 위상 누적 특성과 잘 부합하였다.

또한 전파상수 안정화의 효과를 전달 특성 관점에서 검증하기 위해, 그림 6에는 초기 전파상수 γ_{raw} 와 안정화된 전파상수 γ_{final} 로 구성한 0.7 m 케이블의 S_{21} 을 비교

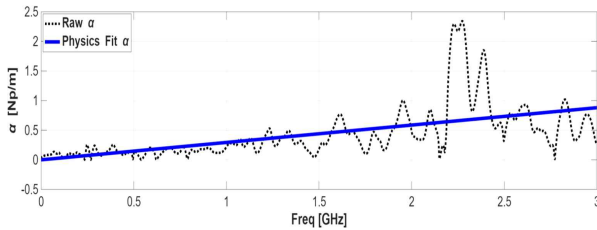


그림 4. α_{raw} 와 α_{final} 비교

Fig. 4. Comparison of α_{raw} and α_{final} .

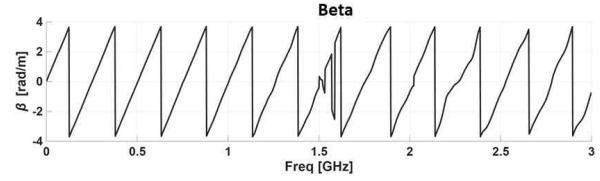


그림 5. 추출된 위상상수 β

Fig. 5. Extracted phase constant β .

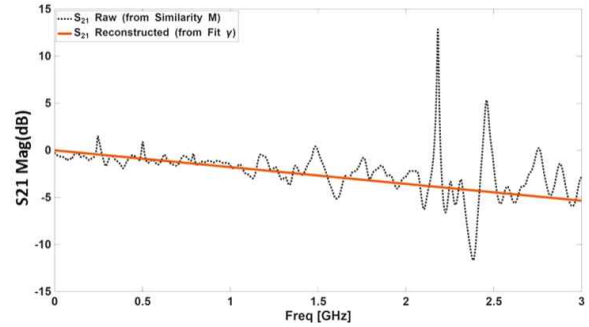


그림 6. γ_{raw} 및 γ_{final} 로 재구성한 S_{21} 비교

Fig. 6. Comparison of cable S_{21} reconstructed from raw and fitted γ .

하였다. 고윳값 기반의 초기 추정값은 측정 잡음과 행렬 변환 과정에서의 수치적 민감도를 직접 반영해, γ_{raw} 로 구성한 S_{21} 을 안정적으로 재현하지 못함을 확인하였다. 반면 안정화된 전파상수 γ_{final} 기반 S_{21} 은 전 대역에서 0 dB 이하의 수동적 감쇠 특성을 유지하였다. 이는 제시한 안정화 절차가 단순한 곡선 평활화가 아닌, 물리적으로 타당한 초기 케이블 모델임을 보여준다.

5-2 추출된 입력 커넥터 T_L 의 S -파라미터 및 케이블 특성 임피던스 분석

최적화 결과로 얻은 입력 커넥터 행렬 T_L 을 S -파라미터로 변환하여 분석하였다. 그림 7 및 그림 8은 추출된 입력 커넥터 T_L 의 S_{11} , S_{21} 이다. 여기서 S_{11} 은 커넥터의 반사 특성과 불연속성 정도를, S_{21} 은 커넥터 자체의 삽입 손실 특성을 반영한다. 추출된 T_L 의 응답은 전 대역에서 수동 소자에 부합하는 형태를 보였으며, 특히 S_{21} 이 0 dB를 초과하지 않아 비물리적 비물리적인 이득이 나타나지

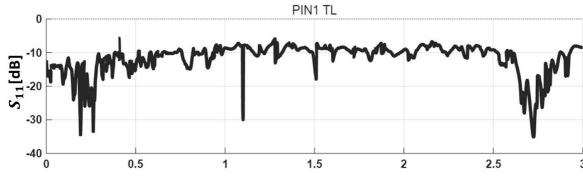


그림 7. 추출된 T_L 의 S_{11}

Fig. 7. S_{11} of the extracted T_L .

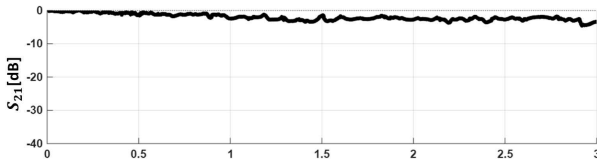


그림 8. 추출된 T_L 의 S_{21}

Fig. 8. S_{21} of the extracted T_L .

않음을 확인하였다.

또한 S_{11} 은 커넥터의 반사 특성을 나타내어 제시한 기법이 구성 요소 수준에서 물리적 타당성을 갖는 커넥터 모델을 분리 추정할 수 있음을 보여준다.

아울러, 최적화 과정으로 도출된 케이블의 특성 임피던스 Z_C 는 그림 9에 제시하였다.

5-3 추출된 구성 요소의 재결합을 통한 검증

추출된 커넥터와 케이블의 실제 케이블 어셈블리와 동일한 순서로 cascade 모델로 reconstruct하여 S-파라미터로 변환하였다. 그림 10(a) 및 그림 10(b)는 HDMI pin 1 경로에 대한 1 m 케이블의 실측값과 재구성 결과를 비교한 것으로, S_{11} 및 S_{21} 에서 주파수 특성과 전반적인 변화 경

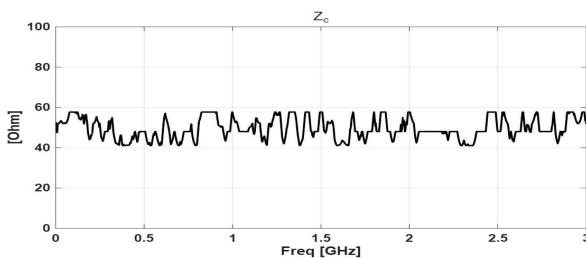
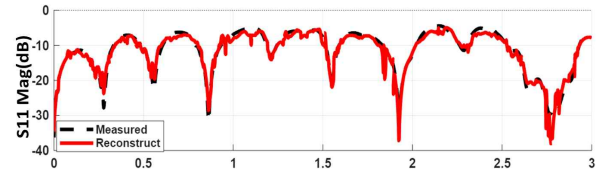


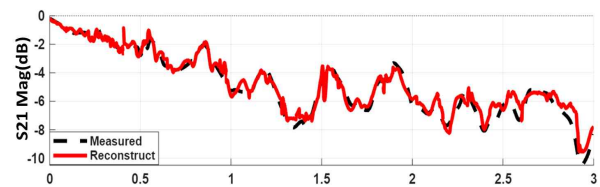
그림 9. 추출된 케이블의 특성 임피던스 Z_C

Fig. 9. Characteristic impedance Z_C of the extracted cable.



(a) PIN 1 경로의 실측 및 재구성 S_{11} 비교

(a) Comparison of measured and reconstructed S_{11} for the PIN 1 path



(b) PIN 1 경로의 실측 및 재구성 S_{21}

(b) Comparison of measured and reconstructed S_{21} for the PIN 1 path

그림 10. PIN 1 경로의 S_{11} , S_{21} 실측 및 재구성 비교

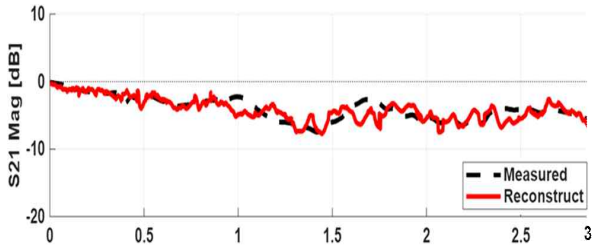
Fig. 10. Comparison of measured and reconstructed S_{11} , S_{21} for the PIN 1 path.

향이 실측 결과와 비교적 잘 재현되어, 구성 요소 분리 및 재결합 과정의 타당성을 확인할 수 있다.

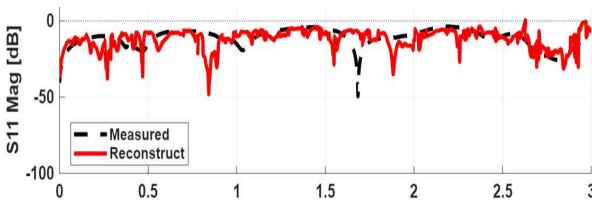
또한 제안 방법의 예측 가능성을 추가적으로 확인하기 위해, 0.3 m 및 1 m 케이블로부터 도출한 전파상수를 바탕으로 0.15 m 길이의 케이블 구간을 모델링하고, 여기에 추출된 커넥터 특성을 결합하여 0.15 m HDMI 케이블 어셈블리의 전체 응답을 구성하였다. 그림 11(a) 및 그림 11(b)는 각각 이로부터 얻은 S_{21} , S_{11} 과 추가 측정된 0.15 m HDMI 케이블 어셈블리의 S_{21} , S_{11} 을 비교한 결과이다. 이를 통해 제시 방법이 모델링에 직접 사용되지 않은 추가 길이의 케이블에 대해서도 적용될 수 있음을 확인하였다.

VI. 결 론

본 논문은 전송경로의 재구성, 디임베딩 그리고 길이 연장에 따른 성능 예측을 하나의 알고리즘으로 수행할 수 있는 측정-구동형 방법론을 제시하고 그 타당성을 검증하였다. 기존 수학적 역산 기법들의 제약사항으로 고려되는 고주파 대역의 발산 및 수동성 위반 한계를 극복하



(a) PIN 1 경로에서 0.15 m 케이블의 예측 및 측정 S_{21} 비교
(a) Comparison of predicted and measured S_{21} for the 0.15 m cable in the PIN 1 path



(b) PIN 1 경로에서 0.15 m 케이블의 예측 및 측정 S_{11} 비교
(b) Comparison of predicted and measured S_{11} for the 0.15 m cable in the PIN 1 path

그림 11. PIN 1 경로에서 0.15 m 케이블의 예측 및 측정 S_{11} , S_{21} 비교

Fig. 11. Comparison of predicted and measured S_{11} , S_{21} for the 0.15 m cable in the PIN 1 path.

기 위해, joint non-linear least squares 최적화 기법을 사용하여 전파상수, 특성 임피던스, 커넥터 행렬, 길이 보정 변수를 동시에 추정하였다. 특히 trace 기반의 길이 오차 보정을 수행하고 가역성, 수동성, 주파수 연속성 등의 자기학적 제약을 목적함수에 내재화하였다. 이를 위해 길이 오차 보정과 함께 가역성, 수동성, 주파수 연속성 등의 제약 조건을 최적화 과정에 반영함으로써, 추정 잡음에 의한 과도한 적합을 완화하고 각 구성 요소의 전달 특성을 안정적으로 분리하였다.

상용 HDMI 케이블의 실측 데이터를 활용한 교차 검증 결과, 제시 모델은 비물리적 이득 발생이나 수치적 발산 없이 TMDs 차동 신호선인 HDMI pin 1에 대해서도 주파수 응답을 정밀하게 재현하였다.

본 연구에서 제시한 기법은 특정 형상에 국한되지 않는 수학적 범용성을 지니므로, 향후 데이터 전송률이 급

증하는 고속 직렬 인터페이스 채널의 양산 공차 분석, 자동차 전장 하네스 배선 최적화, 항공/우주 분야 라우팅 설계 및 분석, SI/EMC 관점의 시스템 레벨 마진 분석에 효율적인 설계 및 평가 도구로 활용될 것으로 기대된다.

References

- [1] J. Fan, X. Ye, J. Kim, B. Archambeault, and A. Orlandi, "Signal integrity design for high-speed digital circuits: Progress and directions," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 52, no. 2, pp. 392-400, May 2010.
- [2] V. Adamian, B. Cole, "A novel procedure for characterization of multiport high-speed balanced devices," in *2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility(EMC 2006)*, Portland, OR, Aug. 2006, pp. 395-398.
- [3] G. Crupi, D. M. M. P. Schreurs, *Microwave De-embedding: From Theory to Applications*. Cambridge, MA, Academic Press, 2014.
- [4] E. Lourandakis, *On-Wafer Microwave Measurements and De-embedding*, Norwood, MA, Artech House, 2016.
- [5] X. Ye, "Standard development update: IEEE P370 – Electrical characterization of printed circuit board and related interconnects at frequencies up to 50 GHz," *IEEE Electromagnetic Compatibility Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 78-79, 2020.
- [6] J. A. Reynoso-Hernández, C. F. Estrada-Maldonado, T. Parra, K. Grenier, and J. Graffeuil, "An improved method for the wave propagation constant γ estimation in broadband uniform millimeter-wave transmission line," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 22, no. 4, pp. 268-271, Jul. 1999.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed. Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2011.
- [8] W. Fang, Y. Ren, X. Liu, X. Jiao, and C. Chu, "Parameter extraction method for the twisted pair cable with rectangular connectors," *PLOS ONE*, vol. 13, no. 10, p. e0205072, Oct. 2018.

- [9] J. J. Yoho, S. M. Riad, and A. H. Muqaibel, "Measurement and causal modelling of twisted pair copper cables," *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 15, no. 8, pp. 645-652, Oct. 2021.
- [10] R. Cai, S. Yang, "Analysis and calculation of crosstalk for twisted communication cables in umbilical cable," *Energies*, vol. 15, no. 10, p. 3501, May 2022.
- [11] J. A. Reynoso-Hernández, M. A. Pulido-Gaytán, M. C. Maya-Sánchez, and J. R. Loo-Yau, "What can the ABCD parameters tell us about the TRL?," in *79th ARFTG Microwave Measurement Conference*, Montreal, QC, Jun. 2012.
- [12] T. Reveyrand, "Multiport conversions between S, Z, Y, h, ABCD, and T parameters," in *2018 International Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits(INMMIC)*, Brive La Gaillarde, Jul. 2018.
- [13] B. Gustavsen, "Fast passivity enforcement for S-parameter models by perturbation of residue matrix eigenvalues," *IEEE Transactions on Advanced Packaging*, vol. 33, no. 1, pp. 257-265, Feb. 2010.
- [14] H. M. Torun, A. C. Durgun, K. Aygün, and M. Swaminathan, "Enforcing causality and passivity of neural network models of broadband S-parameters," in *2019 IEEE 28th Conference on Electrical Performance of Electronic Packaging and Systems(EPEPS)*, Montreal, QC, Oct. 2019.
- [15] Keysight Technologies, *HDMI 2.0 Compliance Test Bench*, Santa Rosa, CA, Keysight Technologies, 2016.
- [16] Texas Instruments, "High-speed layout guidelines for signal conditioners and USB hubs," Application Note SLLA414A, Jan. 2026.

홍 재 연 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0002-4449-5722>



2024년 8월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)

2024년 9월~현재: 성균관대학교 전자전기 컴퓨터공학과 석사과정

[주 관심분야] EMI/EMC, SI/PI

한 준 희 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0000-0002-7759-6717>



2018년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학사)

2018년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기 컴퓨터공학과 석·박사통합과정

[주 관심분야] EMI/EMC

이 한 양 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0007-7810-604X>



2024년 8월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)

2024년 9월~현재: 성균관대학교 전자전기 컴퓨터공학과 석사과정

[주 관심분야] EMI/EMC, SI/PI

유 지 수 [한국자동차연구원/연구원]

<https://orcid.org/0009-0003-2104-1768>



2022년 2월: 한남대학교 전자공학과 (공학사)

2025년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기 컴퓨터공학과 석사과정

2023년 3월~현재: 한국자동차연구원 연구원
[주 관심분야] RF Filter, EMI/EMC, Power Electronic

양 지 현 [뮤트로닉스/주임연구원]

<https://orcid.org/0009-0003-1342-8559>



2023년 2월: 수원대학교 전자공학과 (공학사)

2025년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학석사)

2025년 4월~현재: 뮤트로닉스 주임연구원

[주 관심분야] EMI/EMC, SI/PI

나 완 수 [성균관대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0002-0315-3294>



1984년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)

1986년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)

1991년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학박사)

1991년~1993년: SSCL Guest Collaborator

1993년~1995년: 한국전기연구원 선임연구원

1995년~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 교수

[주 관심분야] EMC/EMC, SI/PI