

저주파 전도 방사 특성 측정을 위한 LISN에 대한 연구

Study of Line Impedance Stabilization Network for Measurement of Low Frequency Conducted Emission Characteristics

김 인 섭 · 양 지 현 · 나 완 수

InSeop Kim · JiHyun Yang · WanSoo Nah

요 약

최근 탄소 중립 정책으로 인해 재생 에너지 시스템에 대한 관심이 증가하는 추세이며 여기에 사용되는 전력전자 소자가 증가함에 따라 발생하는 수프라하모닉스(supraharmonics) 방출 문제가 대두되고 있다. 본 논문은 재생 에너지 시스템의 확장에 따른 수프라하모닉스의 측정 문제에 중점을 두고, 저주파 특성이 개선된 LISN(line impedance stabilization network)을 제안한다. 현재 표준에서 정의되는 LISN의 주파수 범위는 최저 9 kHz 이상으로 설정되어 있어, 2~9 kHz 범위의 수프라하모닉스를 측정하기 위한 표준이 부재하다. 본 논문에서는 2~9 kHz의 범위에서 입력 임피던스, 삽입손실, IF(isolation factor), VDF(voltage division factor)의 특성이 최적화된 LISN을 제안한다. 이를 위해 P2SO(particle two swarm optimization) 알고리즘을 사용하여 각 스테이지의 최적화를 수행하고, 기존 PSO(particle swarm optimization) 알고리즘의 군집 다양성 감소와 국소 최적화 문제를 해결한다. 최적화된 4스테이지 LISN은 실제로 구현되어 그 성능이 측정되었으며, 이 결과는 최적화를 통한 예측과 일치한다. 최적화된 LISN은 재생 에너지 시스템 및 기타 전력 변환 회로의 저주파 EMI(electromagnetic interference) 측정에 사용될 수 있다.

Abstract

This study highlights the challenges of supraharmonic emissions in renewable energy systems, that are intensified by the increasing use of power electronic devices under carbon-neutral policies. The study proposes an improved Line Impedance Stabilization Network (LISN) for 2~9 kHz range, a spectrum inadequately explored by current standards. Employing the Particle Two Swarm Optimization (P2SO) algorithm, the paper optimizes the LISN's input impedance, insertion loss, Isolation Factor (IF), and Voltage Division Factor (VDF) for each stage. The optimized 4-stage LISN, tested in practical settings, aligns with the theoretical predictions, and offers a robust solution for low-frequency Electromagnetic Interference (EMI) measurements in renewable energy systems and power-conversion circuits.

Key words: Line Impedance Stabilization Network, Artificial Mains Network, Supraharmonics, EMI, Optimization

I. 서 론

세계적으로 기후변화, 지구 온난화를 막기 위한 탄소 중립 정책을 시행함에 따라 화석 연료 대신 태양광과 풍

「이 연구는 2023년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2023R1A2C2008116).」

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

· Manuscript received January 9, 2024 ; Revised January 20, 2024 ; Accepted February 20, 2024. (ID No. 20240109-004)

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

력 발전과 같은 재생 에너지 시스템의 사용에 관심이 증가하고 있다^[1]. 재생 에너지 시스템에 DC/DC 컨버터나 인버터와 같은 전력전자 소자가 사용됨에 따라 스위칭 소자들의 수요도 증가할 것으로 예상된다. 많은 전력전자 소자로 구성된 재생 에너지원의 집적 수준이 증가함에 따라, 수프라하모닉스(supraharmonics) 방출 문제가 대두되고 있다^[2]. 저주파에서 발행하는 전도성 방출량인 수프라하모닉스의 주파수 범위는 2~150 kHz이며, 다수의 재생 에너지 시스템이 포함된 전력 계통에서 주로 발생하고 있다.

전도성 방사를 측정하기 위해서 LISN(line impedance stabilization network)이 사용되며, LISN은 EUT(equipment under test)에서 방출되는 노이즈를 스펙트럼 아날라이저(spectrum analyzer)나 EMI 수신기에 전달하고, 주전원에서 EUT로 전력을 전달하는 회로로 동작한다. 현재 국제 표준에서 다루고 있는 토폴로지(topology)와 주파수 대역은 표 1과 같다. 수프라하모닉스는 2 kHz부터 발생하는 반면에 표준에서 정의하는 LISN의 주파수 중 최저 주파수는 9 kHz부터 정의되므로 현재 상황에서는 2~9 kHz 대역에 대한 표준이 부재하다^{[3]~[5]}.

이러한 문제를 해결하기 위해 2 kHz까지의 저주파 대역 확장에 관한 연구가 이전에도 진행된 바 있다. 참고문헌 [6]에서는 주전원 단에는 저주파 통과 필터(low pass filter) 회로, EUT 단에는 고주파 통과 필터(high pass filter) 회로를 추가함으로써, 주전원 단의 임피던스 변동에 따른 입력 임피던스 변화를 최소화했다. 그러나 EUT 포트와 수신 포트(receiver port) 사이에는 이미 고주파 통과 필터가 존재하므로 추가적인 필터 사용은 회로의 효율 측면

에서 불필요하다. 참고문헌 [7] 및 참고문헌 [8]에서는 기존 CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) 회로의 값을 수정하여 개선했지만, 표준에서 요구하는 IF(isolation factor)의 최소치를 고려하지 않았다.

본 논문에서는 LISN의 특성들을 고려하여 저주파 전도 방사 특성이 개선된 LISN을 제안하고자 한다. II 장에서는 입력 임피던스, 삽입손실(insertion loss), IF, VDF(voltage division factor) 등과 같은 LISN의 기본 특성을 기술하며, EUT 포트와 수신기 포트 사이에 존재하는 커플링 커패시턴스(coupling capacitance)와 VDF의 관계를 설명함으로써 VDF 개선 방안에 대해 기술한다. III 장에서는 앞서 설명한 특성들을 기반으로 LISN의 최적화에 대해 설명한다. P2SO(particle two swarm optimization)를 사용하여 회로 파라미터의 최적화를 진행하며, 이때 스테이지를 늘리면서 각각 최적화하여 비교함으로써 최적의 성능을 갖는 LISN을 도출한다. IV 장에서는 앞서 도출된 LISN을 제작하여 각 특성들을 측정하고 최적화된 결과와 비교하고자 한다.

II. S-파라미터를 이용한 LISN의 특성

그림 1은 CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN 회로를 이용하여 네 가지 특성을 나타낸 모식도이다. 입력 임피던스는 EUT에서 주전원을 바라본 임피던스를 의미하고 삽입손실은 주전원과 EUT 사이에서의 전달 관계를 나타낸다. IF는 주전원과 수신기 사이의 분리 정도를 나타내며, 이는 주전원에서 나오는 노이즈는 측정 대상이 아니

표 1. 각 LISN 표준의 주파수 영역

Table 1. Frequency range of each LISN standard.

LISN topology	Frequency range
MIL-STD-461-G(50 μH) ^[3]	10 kHz~10 MHz
MIL-STD-461-G(5 μH) ^[3]	150 kHz~30 MHz
CISPR25 ^[4]	100 kHz~100 MHz
CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) ^[5]	9 kHz~150 kHz
CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH) ^[5]	150 kHz~30 MHz
CISPR16-1-2(50 Ω/5 μH+1 Ω) ^[5]	150 kHz~108 MHz

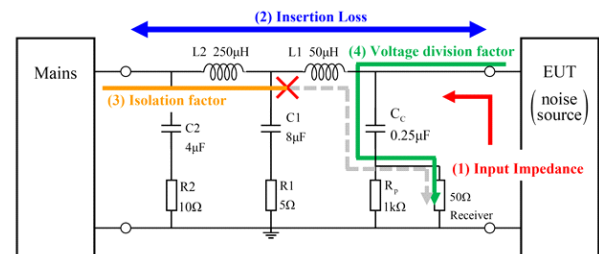


그림 1. CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN 회로를 이용한 네 가지 특성 모식도

Fig. 1. Four characteristics diagram using CISPR16-1-2 (50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN circuit.

기에 분리시켜야 함을 의미한다. 반면에 EUT에서 나오는 노이즈는 측정 대상이므로 수신기로 전달되어 측정되어야 하며 이는 VDF로 평가하게 된다.

2-1 입력 임피던스

CISPR16-1-2에서 입력 임피던스는 주전원 단을 단락(short)시키고 수신기 단은 50 Ω으로 종단시켰을 때 EUT 단에서 바라본 입력 임피던스(Z_{in_SC})로 정의된다. 따라서, VNA(vector network analyzer)를 이용하여 1-포트 산란 파라미터(s -parameter)를 측정하여 다음과 같은 관계식을 통해 얻을 수 있다.

$$Z_{in_SC} = Z_0(1 + S_{11}) / (1 - S_{11}) \quad (1)$$

구해진 임피던스는 그림 2와 같이 CISPR16-1-2에서 정의된 LISN의 간략화된 등가회로의 입력 임피던스(Z_{eq})를 기준으로 크기는 $\pm 20\%$, 위상은 $\pm 11.5^\circ$ 의 오차를 허용하며, 그림 3에서 검은색으로 표현된 2개의 파선(dashed-line)들이 각각 최대, 최소 한계치를 나타낸다. 검은색 실선은 단락 상태에서의 입력 임피던스(Z_{in_SC})를 나타내며 그 외 실선들은 인덕터와 저항으로 이루어진 주전원 임피던스에 따른 입력 임피던스(Z_{in_V})를 나타낸다. 본 논문에서 사용하고자 하는 CISPR 16-1-2에서는 9~150 kHz에서 50 Ω/50 μH+5 Ω 회로를 기준으로 하며, 150 kHz~30 MHz에서는 50 Ω/50 μH 회로를 기준으로 사용하며, 해당 LISN의 등가회로는 그림 2와 같다. 그러나 주전원 단에 실제로 계통이 연결됐다고 가정할 때, 주전원 임피던스의 변동이 발생할 수 있다. LISN은 이러한 변동에도 안정적인 입력 임피던스를 제공해야 한다. 그림 3은 주전원

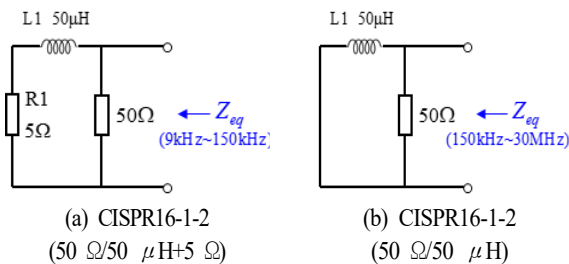
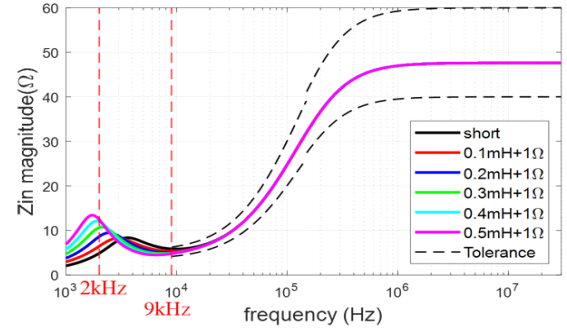
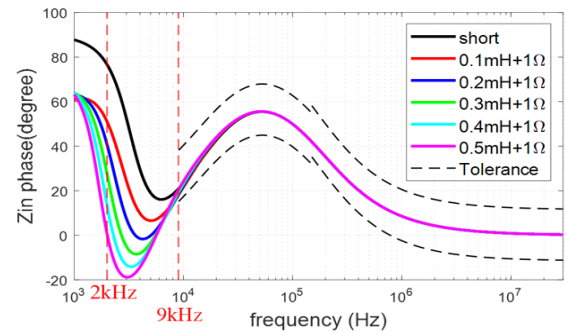


그림 2. LISN의 등가 회로
Fig. 2. Equivalent circuits of LISN.



(a) 크기
(a) Magnitude



(b) 위상
(b) Phase

그림 3. 주전원 임피던스 변동에 따른 CISPR16-1-2(50 Ω /50 μH+5 Ω) LISN의 입력 임피던스

Fig. 3. Input Impedance of CISPR16-1-2 (50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN with variations in main power source impedance.

임피던스가 단락일 때부터 0.5 mH+1 Ω까지 변화할 때에 CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN의 입력 임피던스이다. 그림 3에서 9 kHz 이상 주파수에서는 실선으로 표현된 각 입력 임피던스가 겹쳐지므로 주전원 임피던스의 변동에도 안정된 것을 알 수 있다. 그러나 2 kHz~9 kHz에서는 주전원 임피던스에 따라 입력 임피던스의 차이가 발생하면서 안정된 입력 임피던스를 제공하지 못하므로 이 대역에서 기존 CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN 회로의 개선이 필요함을 알 수 있다.

2-2 삽입손실

삽입손실은 주전원과 EUT 사이에서 2 kHz 이상의 주

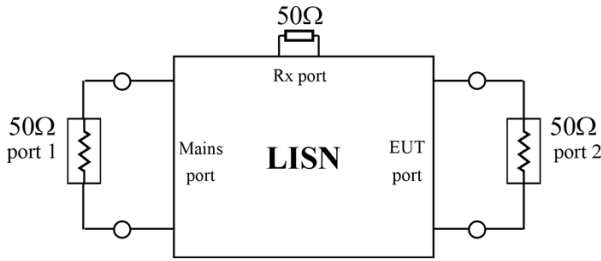


그림 4. 삽입손실 측정 절차
Fig. 4. Insertion loss measurement procedure.

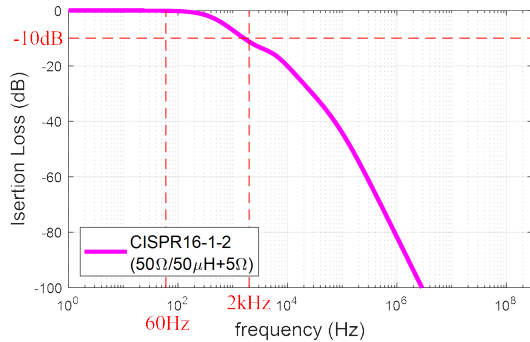


그림 5. CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN의 삽입손실
Fig. 5. Insertion loss of CISPR16-1-2 (50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN.

파수에서 노이즈를 억제하고 DC~60 Hz의 전력은 잘 전달될 수 있는지를 평가하는 지표이다. 이는 III장에서 LISN의 최적화를 수행 시 주전원단에서 EUT단으로 올바르게 전달되어야 하는 전력을 억제하는 방향으로 최적화 과정이 진행되는 것을 방지하기 위하여 사용된다. 그림 4에서 나타난 바와 같이 측정은 수신기 포트를 50 Ω으로 종단시키며, 주전원 단과 EUT 단 간에 S_{21} 을 통해 얻어진다. 본 논문에서는 삽입손실이 DC부터 60 Hz까지 -0.5 dB보다 크며, 2 kHz부터는 -10 dB보다 작은 것을 기준으로 한다. 그림 5에 나타난 바와 같이 CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN도 본 논문에서 제시한 기준을 만족하고 있다. -0.5 dB 손실은 약 10 % 전력손실을 의미하며, -10 dB 손실은 약 70 % 전압손실로 주전원에서 발생하는 원치 않는 고주파 노이즈를 억제함을 의미한다.

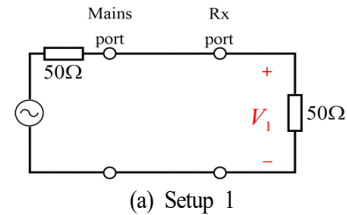
2-3 Isolation Factor

IF는 주전원에서 수신기로 들어오는 원치 않는 노이즈

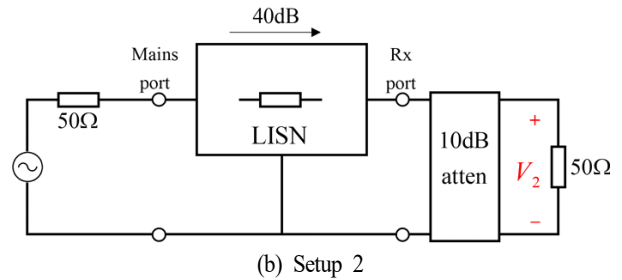
를 억제하는 정도를 나타낸다. 측정 절차는 그림 6과 같다. 표준에서 IF는 LISN이 없을 때 부하에 걸리는 전압과 LISN이 추가되었을 때 부하에 걸리는 전압 비로 얻어진다. 이러한 측정 방법은 주전원 포트와 수신기 포트 사이에 산란 파라미터를 VNA를 통해 측정함으로써 얻어질 수 있으며^[9] 그 측정 절차는 그림 7과 같다. 산란 파라미터와 IF 관계식은 식 (2)와 같다.

$$IF_{(dB)} = -20 \log |S_{21}| - A_{(dB)} \quad (2)$$

이때 A는 감쇠기(attenuator)의 10 dB 감쇠를 의미하며, S_{21} 은 감쇠기가 없을 때 측정된 주전원 단과 수신기 단 사이 삽입손실이다. 실제로 EMI 측정에서 LISN을 사용



(a) Setup 1



(b) Setup 2

그림 6. CISPR16-1-2 표준에서 10 dB 감쇠기가 추가된 IF 측정 절차

Fig. 6. IF measurement procedure in the CISPR16-1-2 standard with 10 dB attenuator.

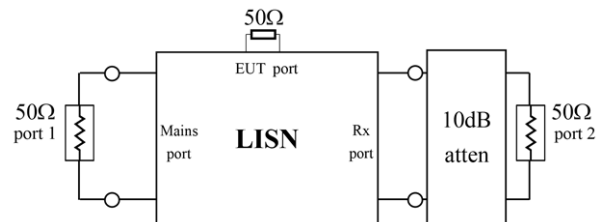


그림 7. VNA를 이용한 IF 측정 절차
Fig. 7. IF measurement procedure using VNA.

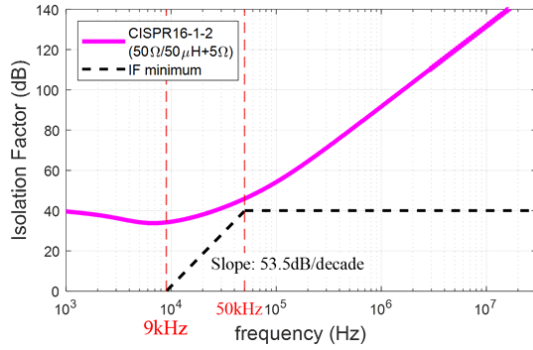


그림 8. CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN의 IF
Fig. 8. IF of CISPR16-1-2 (50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN.

할 때 10 dB 감쇠기는 포함되지 않는다. 그러나 CISPR16-1-2에서 수신기 단에 측정 수신기가 연결되지 않을 때, 50 Ω 종단을 위해서 10 dB 감쇠기가 사용되며, 이는 IF 측정 시 고려해야 한다고 명시되어 있다^[4]. 그림 8은 CISPR 16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN의 IF이다. CISPR16-1-2에서는 IF가 9 kHz~50 kHz 대역에서 약 53.5 dB/decade의 기울기로 0 dB부터 증가하며, 50 kHz~30 MHz 대역에서 40 dB 값을 유지하도록 최소치를 규제하고 있다.

2.4 Voltage Division Factor와 커플링 커패시터

VDF는 EUT에서 발생하는 노이즈가 수신기로 전달되는 정도를 나타낸다. 그림 9은 CISPR16-1-2 표준에서 VDF의 측정 절차이다. Setup 1은 교정(calibration) 절차로, EUT 포트를 제외한 모든 포트를 50 Ω으로 종단시킨 후에 포트1과 포트2를 T형 커넥터를 이용해 EUT 포트에 연결한다. Setup 2는 T형 커넥터 한쪽은 50 Ω 종단을 유지하며, 포트1이 수신기 포트에 연결된다. 각 setup에서 얻은 S_{21} 을 통해 VDF를 계산할 수 있으며, 각 setup의 S_{21} 은 식 (3) 및 식 (4)와 같다.

$$S_{21\text{setup1}} = \frac{2sR_p C_c Z_{st1} Z_0 + 2Z_{st1}(R_p + Z_0)}{sC_c Z_0 R_p (2Z_{st1} + Z_0) + Z_{st1}(R_p + Z_0) + (Z_0 + 2Z_{st1})(R_p + Z_0)} \quad (3)$$

$$S_{21\text{setup2}} = \frac{2sR_p C_c Z_{st1} Z_0}{sC_c Z_0 R_p (2Z_{st1} + Z_0) + Z_{st1}(R_p + Z_0) + (Z_0 + 2Z_{st1})(R_p + Z_0)} \quad (4)$$

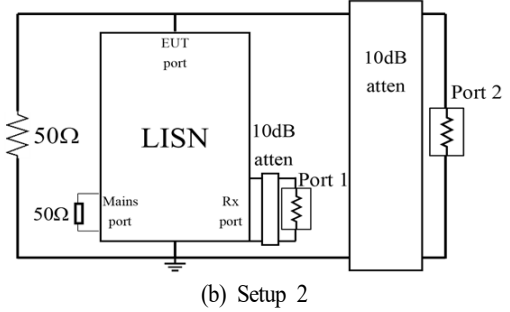
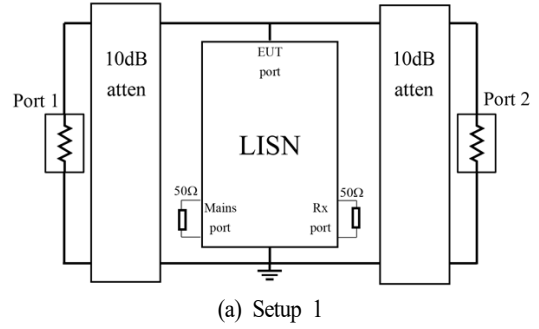


그림 9. CISPR16-1-2 표준에서 VDF 측정 절차
Fig. 9. VDF measurement procedure in the CISPR16-1-2 standard.

이때 R_p 은 그림 10에서 수신기 단의 종단저항(Z_0) 50 Ω과 병렬로 연결된 1k Ω이며, Z_{st1} 은 인덕터 L1에서부터 주전원 쪽(왼쪽)을 바라본 입력 임피던스이다. VDF는 식 (5)에 나타난 바와 같이 식 (3) 및 식 (4)의 비로 구해지며, 이는 EUT 단의 전압과 수신기 단의 전압 비를 나타내게 된다.

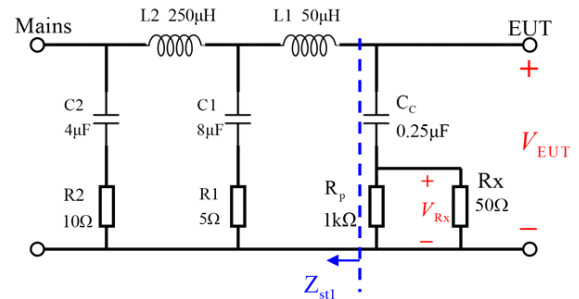


그림 10. CISPR16-1-2(50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN에서의 EUT 포트 전압과 수신기 포트 전압
Fig. 10. Voltage at the EUT and receiver ports in the CISPR16-1-2 (50 Ω/50 μH+5 Ω) LISN.

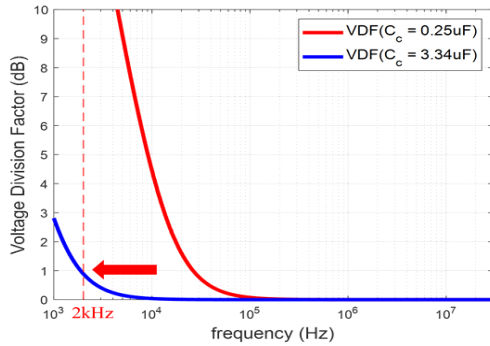


그림 11. 커플링 커패시턴스 변화에 따른 VDF
Fig. 11. VDF with changes in coupling capacitance.

$$\begin{aligned}
 VDF &= \frac{V_{EUT}}{V_{Rx}} = \frac{S_{21setup1}}{S_{21setup2}} \\
 &= \frac{s2R_p C_C Z_0 Z_{st1} + 2Z_{st1}(R_p + Z_0)}{s2R_p C_C Z_{st1} Z_0} \\
 &= 1 + \frac{R_p + Z_0}{sR_p Z_0 C_C} = 1 + \frac{1}{sZ_0 C_C} (\because R_p // Z_0 \approx Z_0)
 \end{aligned} \quad (5)$$

즉, 그림 9와 같은 측정 방법을 통해 시간 영역에서 측정되는 EUT 포트 전압과 수신기 포트 전압 비를 FFT(fast Fourier transform)와 같은 후처리 없이 주파수 영역에서 바로 측정할 수 있다. 식 (5)에서 보여진 바 같이 VDF는 커플링 커패시터의 커패시턴스(C_C)에만 종속적임을 알 수 있으며, 커플링 커패시터를 제외한 LISN의 다른 소자들은 VDF에 영향이 없음을 알 수 있다. 또한, LISN이 EUT 단과 수신기 단 사이에서 RC 고주파 통과 필터로 동작함을 알 수 있으며, VDF는 고주파 통과 필터의 전압 이득 역수를 나타냄을 알 수 있다. -3 dB 주파수를 결정하면 목표하는 전압이득을 갖는 커패시턴스를 결정할 수 있다. 목표 주파수인 2 kHz에서 목표를 충분히 달성할 수 있도록 1 kHz로 -3 dB 주파수를 설정할 때 이 값은 3.34 μ F이 된다. 그림 11은 커플링 커패시턴스 변화에 따른 VDF이다. VDF가 9 kHz에서 약 9 dB에서 2 kHz에서 1 dB로 개선된다.

III. LISN 최적화

3-1 LISN의 스테이지 증가

고주파 성능을 개선하기 위해 모든 스테이지에 동일한 값의 인덕터를 사용하여 다수의 스테이지를 가진 LISN이

연구된 바 있다^[10]. 그러나 동일한 인덕터의 값은 최적화 변수에 포함되지 않기 때문에 최적의 결과라고 보기 어렵다. 본 연구에서는 동일한 소자로 구성되지 않은 LISN의 스테이지를 개별적으로 증가시키며 최적화를 진행하고자 한다. 그림 8은 n 개의 스테이지의 LISN에 대한 개념도이다. 한 스테이지에 저항, 인덕터, 커패시터가 한 개씩 포함되어 있으며, 이 소자들은 VDF에 영향을 주지 않기 때문에 커플링 커패시터는 3.34 μ F으로 고정하여 최적화 변수에서 제외하였다. 따라서, 최적화 변수는 스테이지의 소자들만 고려되므로 최적화 변수의 총 개수는 스테이지 개수의 3배가 된다.

3-2 P2SO를 이용한 최적화

최적화 알고리즘의 목표는 입력 임피던스, IL, IF를 만족하는 각 스테이지 소자값을 찾는 것이다. 최적화 알고리즘인 GA(genetic algorithm)나 PSO가 적용된 사례가 보고된 바 있다^{[11][12]}. PSO는 계산 효율성이 높아, GA에 비해 해답을 찾을 가능성이 높은 영역을 나타내는 유망 영역(promising region)으로 빠르게 수렴하여 최적점을 찾아내지만 군집(swarm) 다양성 부족으로 인해 국소 최저점 문제가 발생한다는 단점이 존재한다^[13]. 따라서 본 논문에서는 PSO(particle swarm optimization) 알고리즘을 개선한 P2SO 알고리즘을 채택하였다. P2SO 알고리즘은 군집을 PS(positive swarm)과 NS(negative swarm)로 나누어 서로 다른 방향으로 탐색함으로써 PSO의 군집 다양성 부족 문제를 해결할 수 있다. NS의 입자(particle)들은 처음에 PS와 같은 방향과 속도를 따르다가 특정 지점에서 반대 방향으로 움직이기 시작하여 군집의 전체 다양성을 증가시킨다^[14].

표 2는 본 논문에서 사용한 각 변수의 최댓값과 최솟값을 나타내며, P2SO 알고리즘에서 각 변수의 초기값은 무작위로 생성된다. 표 3은 P2SO에 사용된 최적화 조건이

표 2. 각 변수의 최댓값 및 최솟값

Table 2. Maximum and minimum of each variable.

expression	Min	Max
R_n ($n= 1, 2, 3, \dots$)	0.01 Ω	100 Ω
L_n ($n= 1, 2, 3, \dots$)	1 μ H	1 mH
C_n ($n= 1, 2, 3, \dots$)	10 nF	100 μ F

표 3. P2SO에 사용된 최적화 조건

Table 3. Optimization condition used in P2SO.

Goal		
Condition		Frequency range
$\frac{ mag(Z_{in_SC}) - mag(Z_{eq}) }{mag(Z_{eq})}$	< 0.2	9 kHz~30 MHz
$ \angle Z_{in_SC} - \angle Z_{eq} $	< 11.5°	9 kHz~30 MHz
$\frac{ mag(Z_{in_V}) - mag(Z_{in_SC}) }{mag(Z_{in_SC})}$	< 0.04	2 kHz~9 kHz
$ \angle Z_{in_V} - \angle Z_{in_SC} $	< 2.3°	2 kHz~9 kHz
Isolation factor (including 10 dB attenuator)	> Linear*	9 kHz~50 kHz
	> 40 dB	50 kHz~30 MHz
Insertion loss	> -0.5 dB	0~60 Hz
	< -10 dB	2 kHz~30 MHz

*refers to the slope of 53.5 dB/decade as shown in Fig. 8.

다. Z_{in_SC} 는 주전원 단을 단락시켰을 때의 입력 임피던스이며, Z_{in_V} 는 주전원 단에 임피던스가 0.1 mH+1 Ω부터 0.5 mH+1 Ω까지 변화할 때의 입력 임피던스이다. Z_{eq} 는 앞서 그림 2에서도 언급한 바와 같이 토폴로지의 등가회로의 입력 임피던스이다. 입력 임피던스는 9 kHz~30 MHz에서는 CISPR16-1-2 표준을 충족하며, 2 kHz~9 kHz에서는 표준이 없으므로 단락일 때와 주전원 임피던스가 존재할 때 입력 임피던스를 통해 조건으로 사용한다. 허용 오차가 크기는 4 % 이내, 위상은 2.3° 이내로, CISPR16-1-2 표준보다 5배 작다. IF는 CISPR16-1-2 표준을 따랐으며, IL은 II장에서 언급한 것과 같이 60 Hz까지 -0.5 dB를 초과하고 2 kHz부터는 -10 dB 미만이 되는 조건을 따른다.

스테이지 개수에 따른 LISN의 최적화 결과는 표 4와 같다. 2-스테이지 LISN은 최적화 해를 수렴하지 못했고, 3-스테이지와 4-스테이지 LISN은 해가 수렴함을 알 수 있다.

그림 13은 주전원 임피던스 변화에 따른 각 LISN의 입력 임피던스이다. 그림 13(a) 및 그림 13 (b)의 결과 2-스테이지 LISN은 해를 수렴하지 못했으므로 CISPR16-1-2의 허용오차를 만족하지 못하며, 3-스테이지와 4-스테이지만 충족한다. 그러나 그림 13(c) 및 그림 13(d)에 나타난 바와 같이, 표 2에 나타난 변수의 최댓값과 최솟값 범위

표 4. 각 LISN의 최적화된 변수와 수렴 여부

Table 4. Optimized variables and convergence status for each LISN.

	CISPR16-1-2 (50 Ω/50 μH+5 Ω)	2-stage	3-stage	4-stage
Convergence	-	X	O	O
R1	5 Ω	0.607 Ω	4.08 Ω	5.52 Ω
R2	10 Ω	71.1 Ω	70.3 Ω	30.4 Ω
R3	-	-	28.0 Ω	31.4 Ω
R4	-	-	-	50.1 Ω
L1	50 μH	621 μH	61.9 μH	51.0 μH
L2	250 μH	993 μH	760 μH	758 μH
L3	-	-	942 μH	468 μH
L4	-	-	-	776 μH
C1	8 μF	32.6 μF	26.2 μF	24.5 μF
C2	4 μF	10.0 nF	2.15 μF	4.18 μF
C3	-	-	25.4 nF	10.0 nF
C4	-	-	-	10.0 nF

에서는 3-스테이지는 10 kHz 근방에서 허용오차와 근접하여 실제 사용 시 안정성이 부족하다. 그 결과 그림 13(e) 및 그림 13(f)에 해당하는 4-스테이지 LISN이 실용성을 가진다.

그림 14는 각 LISN의 삽입손실 결과이다. 모든 LISN이 최적화 조건을 충족했으며, 2 kHz 이후 고주파 노이즈를 억제하는 성능은 최적화된 LISN이 기존 LISN보다 우수하게 나타났다.

그림 15은 각 LISN의 IF 결과이다. 모든 LISN은 CISPR16-1-2 최소치를 충족한다. 특히 최적화된 LISN은 9kHz 이후에 기존 LISN 대비 IF가 크기 때문에 주전원에서 나오는 노이즈가 수신기로 유입되지 않도록 억제하는 능력이 더 우수하다. 단, 2 kHz~8 kHz 구간에서 기존 LISN보다 IF가 작다. 그러나 기존 9 kHz~50 kHz의 최소치와 마찬가지로, 2 kHz~50 kHz까지 약 30 dB/decade의 직선을 통해 임의의 최소치를 적용해도 최적화된 LISN의 IF는 크다고 정의할 수 있다.

그림 16은 각 LISN의 VDF 결과이다. VDF는 커플링 커패시터스에 의존하고 스테이지의 소자들과 무관하므로

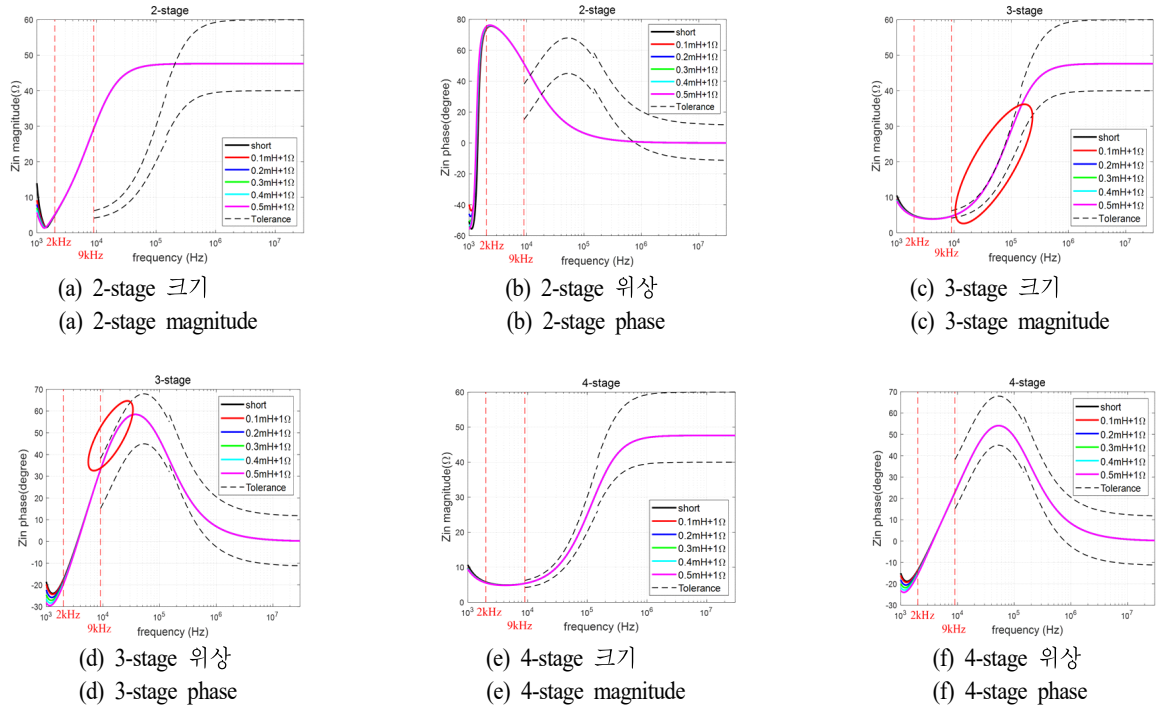


그림 13. 최적화된 각 LISN의 입력 임피던스

Fig. 13. Input impedance of CISPR16-1-2 ($50\Omega/50 \mu\text{H}+5\Omega$) LISN with variations in main power source impedance.

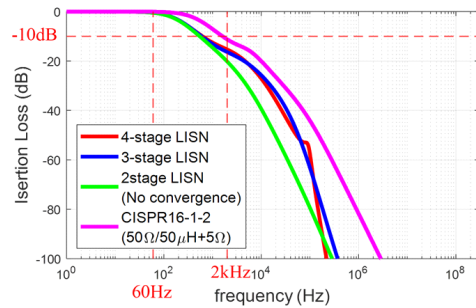


그림 14. 각 LISN의 삽입손실

Fig. 14. Insertion loss of each LISN.

그림 9과 동일한 결과를 보인다. 기존 LISN은 9 kHz에서 5 dB의 VDF를 가지나 최적화된 LISN은 2 kHz에서 약 0.9 dB로 최저주파수에서 갖는 VDF가 기존보다 4.1 dB정도 개선되었다.

IV. 최적화된 LISN 구현 및 측정

4-1 4-stage LISN 구현

앞서 III장에서 언급한 바와 같이 3-스테이지, 4-스테이

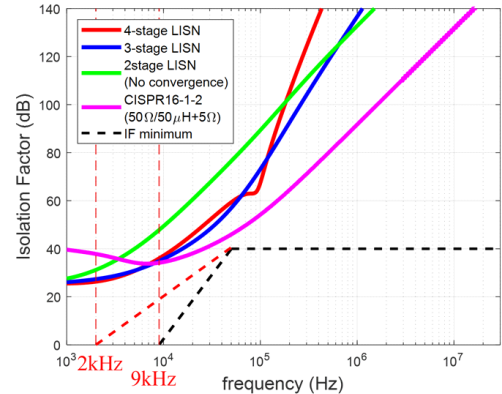


그림 15. 각 LISN의 isolation factor

Fig. 15. Isolataion factor of each LISN.

지 LISN 모두 최적화 조건을 충족한다. 그러나 LISN의 설계 시 높은 정격전압의 커패시터와 높은 정격전류의 인덕터가 요구되며, 이러한 소자들은 제조에 따른 오차가 최대 $\pm 20\%$ 까지 발생한다. 입력 임피던스의 크기와 위상에 대한 마진을 고려하면 4-스테이지가 안정적이며, 4-스테이지 LISN이 저주파 특성에 가장 적합하다고 판단된

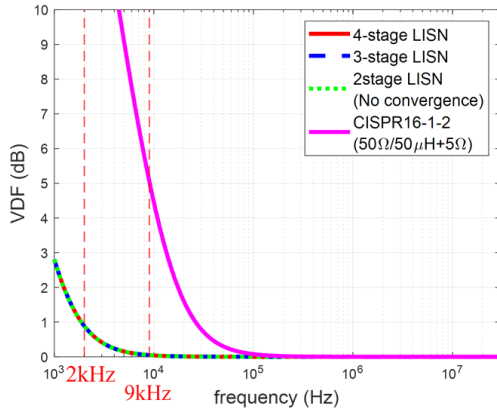


그림 16. 각 LISN의 voltage division factor
Fig. 16. Volatage division factor of each LISN.

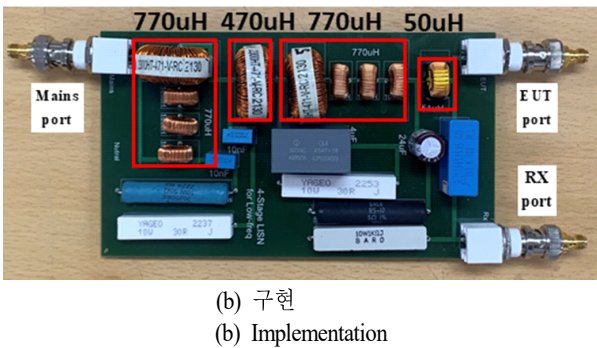
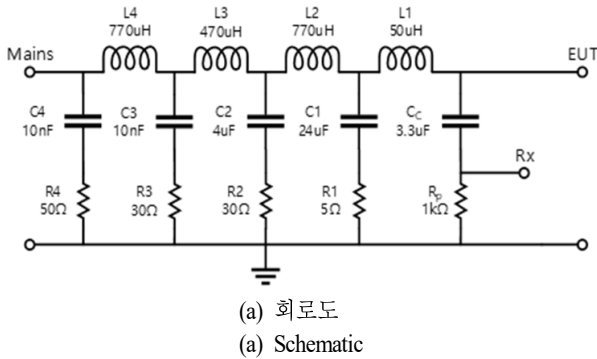


그림 17. 4-스테이지 LISN
Fig. 17. 4-stage LISN.

다. 그림 17은 그 회로도와 PCB(printed circuit board)로 구현된 4-스테이지 LISN을 나타낸다. PCB의 길이는 170 mm, 폭은 97 mm이며, 높이는 1 mm이다. 770 μ H 인덕터는 470 μ H 1개와 100 μ H 인덕터 4개를 직렬로 연결하

여 구성된다.

4-2 구현된 LISN의 측정

구현된 4-스테이지 LISN의 특성을 확인하기 위해 입력 임피던스, 삽입손실, IF, VDF 등을 측정하였으며, 모든 특성은 산란 파라미터를 통해 계산된다. 측정에 사용된 장비는 5 Hz부터 3 GHz까지 측정 가능한 Agilent Technology사의 E5061B VNA이다. 그림 18는 구현된 LISN의 입력 임피던스의 측정 결과이다. 수신기 포트는 50 Ω 으로 종단되며, 주전원 포트는 교정 키트(calibration kit)를 통해 단락이 된다. EUT 포트에 VNA가 연결되어 1-포트 측정이 진행된다. 시뮬레이션과 측정의 결과가 잘 일치하는 것을 확인하였다.

삽입손실은 수신기 포트를 50 Ω 으로 종단한 후에 주전원 단과 EUT 단 간에 S_{21} 을 측정하여 얻는다. 측정은 10

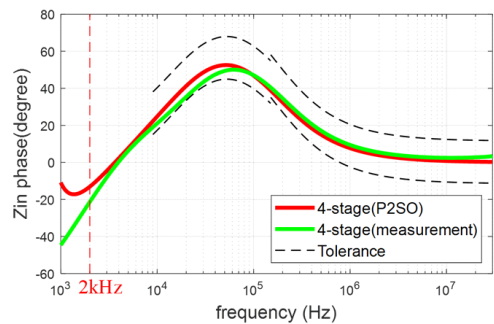
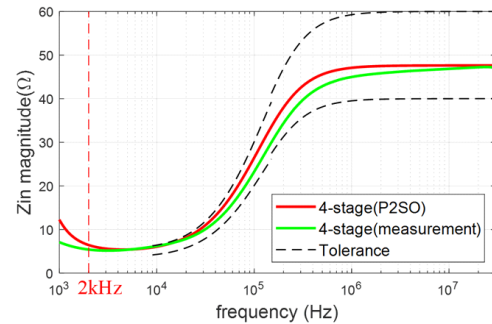


그림 18. 입력 임피던스 측정 결과
Fig. 18. Input impedance measurement results.

Hz부터 30 MHz까지 진행했으며, 그림 19는 삽입손실 측정 구성과 결과를 나타낸다. -80 dB 이하의 데이터는 매우 작은 값으로, 측정 기기의 노이즈가 측정되고 15 MHz 이후에는 인덕터의 기생 커패시턴스로 인해 삽입손실이 증가한다.

IF는 그림 7와 같이 EUT 단을 50 Ω 으로 종단하고 수신기 단에 10 dB 감쇠기를 추가하여 주전원 단과 수신기 단 간에 S_{21} 을 측정하여 얻어진다. 그림 20은 IF의 측정 결과를 나타낸다. -80 dB 이하의 S_{21} 이 노이즈의 영향을 받는 것이 IF가 80 dB 이상일 때 나타남을 확인할 수 있으며,

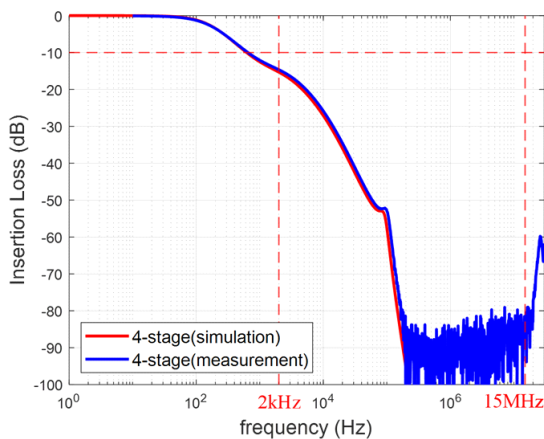


그림 19. 삽입손실 측정 결과
Fig. 19. Insertion loss measurement results.

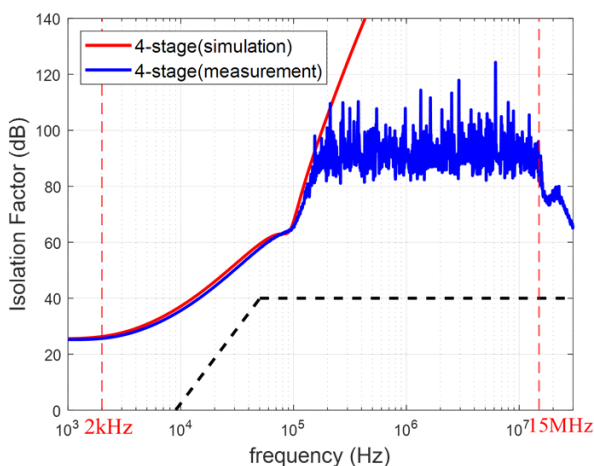


그림 20. Isolation factor 측정 결과
Fig. 20. Isolation factor measurement results.

15 MHz부터 기생 성분에 의해 IF가 낮아짐을 확인할 수 있다.

VDF는 그림 8의 절차에 따라 측정되며, 앞서 3장에서 언급한 것과 같이 커플링 커패시턴스에만 의존하여 전압이득의 역수와 동일하다. 그림 21은 VDF의 측정 결과를 나타내며, 2 kHz에서 약 1 dB로 개선된 것을 알 수 있다. 이는 앞서 전압이득 계산을 통해 예측한 결과와 동일하다.

본 논문에서 사용하였던 VNA를 이용한 산란 파라미터는 소신호 측정 방법이며, 이것을 근간으로 하여 입력 임피던스, 삽입손실, IF, VDF를 측정하여 타당성을 검증하였다. 그러나 EUT를 구동하기 위해 대전류가 흐를 수 있고, 특히 대전류가 흐를 경우 LISN에서 사용하였던 인덕터가 포화될 수 있다. 이러한 전류에 의한 자기 포화(magnetic saturation)는 인덕턴스에 영향을 줄 수 있으며, 이러한 인덕턴스의 영향으로 입력 임피던스, 삽입손실, IF가 변화할 수 있다. 이러한 의미에서 본 연구에서 설계/제작된 LISN의 정격을 다음과 같이 계산하였다.

그림 17의 왼쪽 전원단(mains port)에 220 V@60 Hz가 인가되었을 때, 오른쪽 EUT포트에는 거의 모든 220 V가 전달이 되며(L1~L4의 인덕턴스 총합 2,060 μ H의 60 Hz에서의 임피던스는 약 0.77 $\Omega \approx 0 \Omega$), 이때 EUT의 임피던스가 110 Ω 이상이 되면 L2 인덕터에 흐르는 전류값이 2A (=220 V/110 Ω) 이하값을 가질 수 있게 된다. 따라서

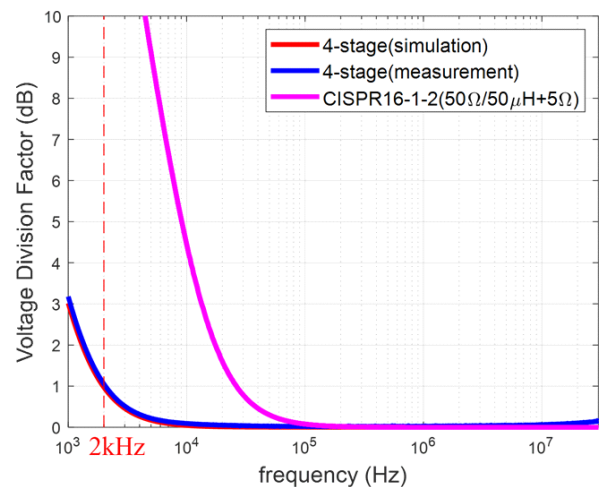


그림 21. Voltage division factor 측정 결과
Fig. 21. Voltage division factor measurement results.

본 논문에서 제작된 LISN의 최대정격은 220 V/2 A/880 W가 된다. 이 상태에서는 인덕터의 자기 포화가 일어나지 않으며, L1, L2, L3, L4 인덕턴스값들도 각각 50 μ H, 770 μ H, 470 μ H, 770 μ H로 유지된다. 본 논문은 이 상태에서의 LISN 성능을 분석한 것이지만, 대용량/대전류의 LISN 설계 시에는 반드시 사용된 인덕터의 포화를 고려하여 진행해야 한다.

V. 결 론

본 논문에서는 재생 에너지 시스템의 확장에 따라 2kHz부터 발생하는 수프라하모닉스를 측정하기 위해 개선된 LISN을 제시하였다.

VDF는 커플링 커패시턴스를 수정함으로써 개선했고 입력 임피던스, 삽입손실, IF를 기준으로 P2SO 알고리즘을 이용하여 최적화를 진행했다. 이때 LISN의 스테이지 수에 따라 각각 최적화가 적용됐다. 2-스테이지 LISN은 최적화 해에 수렴하지 못했으며, 3-스테이지와 4-스테이지 LISN만 해에 수렴했다. 최적화된 LISN은 표준의 요구치를 만족하면서 일부 개선된 성능을 보였다. 그러나 3-스테이지 LISN은 CISPR16-1-2 표준에서 요구하는 입력 임피던스의 허용오차와 근접하여 소자의 오차에 따라서 입력 임피던스의 허용오차를 벗어날 수 있다. 따라서, 본 논문에서 정의한 변수 구간 내에서 4-스테이지 LISN이 저주파 전도 방사 측정에 적절하다고 볼 수 있다.

그러나 다른 최적화 기법을 사용하거나 변수 범위의 확장을 고려하면 3-스테이지 LISN에서도 최적의 결과를 도출할 수 있으며, LISN 설계 시 이러한 영향을 고려해서 목적에 맞게 적절한 스테이지를 결정할 필요가 있다.

최적화된 4-스테이지 LISN은 실제로 구현되어 그 성능이 측정되었다. 측정 결과 최적화를 통한 성능 예측 결과와 일치하며, LISN이 저주파 대역에서도 안정적인 성능을 보여주는 것을 확인했다.

결론적으로, 본 논문에서 제시한 LISN은 재생 에너지 시스템의 저주파 EMI 측정에 사용될 수 있으며 향후 개선에 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

References

- [1] IEA, "Net Zero by 2050," 2021. <https://www.iea.org/reports/net-zero-by-2050>
- [2] S. T. Y. Alfalahi, A. A. Alkahtani, A. Q. Al-Shetwi, A. S. Al-Ogaili, A. A. Abbood, and M. B. Mansor, et al., "Supraharmonics in power grid: Identification, standards, and measurement techniques," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 103677-103690, 2021.
- [3] *Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment*, MILSTD-461, Nov. 2015.
- [4] *Specification for Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus and Methods: Part 1-2: Radio Disturbance and Immunity Measuring Apparatus - Coupling Devices for Conducted Disturbance Measurements*, CISPR 16-1-2, Jun. 2017.
- [5] *Vehicles, Boats and Internal Combustion Engines - Radio Disturbance Characteristics - Limits and Methods of Measurement for the Protection of On-Board Receivers*, CISPR 25, Dec. 2021.
- [6] L. Wan, A. Khilnani, A. Hamid, F. Grassi, G. Spadacini, and S. Pignari, "Limitations in applying the existing LISN topologies for low frequency conducted emission measurements and possible solution," in *2021 Asia Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility(APEMC)*, Bali, Sep. 2021, pp. 1-4.
- [7] A. Khilnani, L. Wan, M. Sumner, D. Thomas, A. Hamid, and F. Grassi, "Conducted emissions measurements in DC grids: Issues in applying existing LISN topologies and possible solutions," in *2021 IEEE 15th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering(CPE-POWERENG)*, Florence, 2021, pp. 1-6.
- [8] F. Mahmood, K. Okamoto, H. Tatemichi, and K. Takaya, "Design of artificial mains network for conducted disturbance from 2 kHz to 30 MHz," in *2016 International*

Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE, Wroclaw, Sep. 2016, pp. 644-648.

- [9] C. M. Tsui, H. W. Lai, and H. W. Li, "Calibration of AMN/LISN at SCL," in *2018 Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM 2018)*, Paris, Jul. 2018, pp. 1-2.
- [10] R. Amjadifard, M. Tavakoli Bina, H. Khaloozadeh, and F. Bagheroskouei, "Proposing an improved DC LISN for measuring conducted EMI noise," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 63, no. 3, pp. 752-761, Jun. 2021.
- [11] K. F. Man, K. S. Tang, and S. Kwong, "Genetic algorithms: Concepts and applications [in engineering design],"

IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, no. 5, pp. 519-534, Oct. 1996.

- [12] T. M. Shami, A. A. El-Saleh, M. Alswaitti, Q. Al-Tashi, M. A. Summakieh, and S. Mirjalili, "Particle swarm optimization: A comprehensive survey," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 10031-10061, 2022.
- [13] M. Clerc, *Particle Swarm Optimization*, Newport Beach, CA, International Scientific and Technical Encyclopaedia, 2006.
- [14] S. Kang, S. Kim, "Particle 2-swarm optimization for robust search," *Journal of Information and Operations Management*, vol. 18, no. 1, pp. 1-10, Aug. 2008.

김 인 섭 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0008-6147-2040>



2022년 2월: 공주대학교 나노정보공학과 (공학사)
 2023년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
 [주 관심분야] SI/PI, EMI/EMC

나 완 수 [성균관대학교/전임교수]

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



1884년 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 전임교수
 [주 관심분야] SI/PI, EMI/EMC

양 지 현 [성균관대학교/석사과정]

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



2023년 2월: 수원대학교 전자공학과 (공학사)
 2023년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
 [주 관심분야] SI/PI, EMI/EMC