

낮은 반사손실을 갖는 ASTM D4935 지그 설계

Design of an ASTM D4935 Jig with a Low Reflection Loss

이 찬 종¹ · 박 현 호²

Chanjong Lee¹ · Hyun Ho Park²

요 약

본 논문에서는 평판형 소재의 차폐효과를 측정할 때 사용하는 ASTM D4935 지그의 원통형 동축선로와 원뿔형 전송선로의 연결 부분에서 발생하는 임피던스 차이와 반사손실을 이론식과 전자파 수치해석을 통하여 분석하였다. 또한 두 전송선로에서의 임피던스 차이와 반사를 최소화 시킬 수 있는 전이 구조를 제안하였고, 수치해석을 통하여 검증하였다.

Abstract

In this paper, the impedance difference and reflection loss occurring at the connection between the coaxial and conical transmission lines of an ASTM D4935 jig used to measure the shielding effectiveness of material sheets are analyzed by theoretical equations and numerical simulation. In addition, transition structures that minimize the impedance mismatching and reflection loss in the two transmission lines are proposed and verified by the numerical analysis.

Key words: ASTM D4935, Conical Line, Coaxial Line, Impedance Matching, Reflection Loss

I. 서 론

일반적으로 평판형 소재의 원역장 차폐효과를 측정할 때 많이 사용하는 것이 ASTM D4935 지그(Jig)이다^[1]. ASTM D4935 지그는 원통형 동축선로와 원뿔형 전송선로로 이루어져 있으며, 1.5 GHz 대역까지 측정이 가능하다. 이 두 전송선로의 임피던스가 동일해야 측정과정에서 반사 없이 정확한 결과를 얻을 수 있다. 이는 지그의 반사손실이 차폐효과 측정 결과에 영향을 줄 수 있기 때문이다^[2]. 하지만 두 전송선로를 단순히 연결하면 구조적인 차이로 인해 임피던스의 차이가 발생하게 된다. 이러한 임피던스 차이를 최소화하기 위해 몇몇 연구가 진행되었지만, 곡면 구조로 제작이 어렵거나 제한된 구조에서만

적용이 가능하였다^[3].

본 논문에서는 원뿔형 전송선로의 특성 임피던스를 해석적으로 계산하고, 동축형 전송선로와의 임피던스 정합을 위해서 보다 단순한 전이 구조를 제안하였다. 제안한 구조는 3차원 전자파 수치해석^[4]을 통해서 3 GHz 대역까지 전압정재파비(VSWR)와 특성 임피던스를 계산하여 그 특성을 검증하였다. 또한 제안한 전이 구조를 적용하면 길이가 더 짧은 원뿔형 전송선로를 이용한 ASTM D4935 지그 설계가 가능함을 보였다.

II. 특성 임피던스

그림 1에서는 ASTM D4935 지그의 단면을 보여준다.

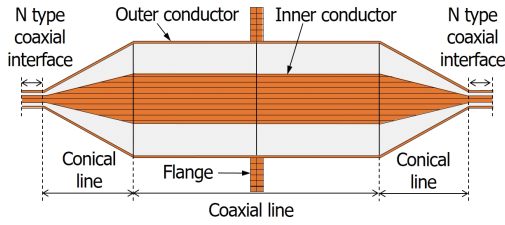
「이 연구는 2019학년도 수원대학교 학술진흥연구비 지원으로 연구되었음.」

수원대학교 전기전자공학부(School of Electrical and Electronic Engineering, The University of Suwon)

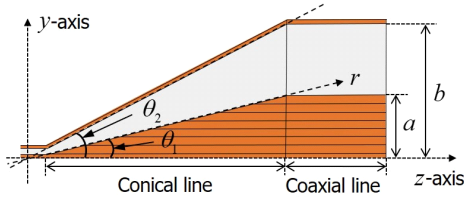
1: 학부생 연구원(<https://orcid.org/0000-0002-4539-6569>), 2: 교수(<https://orcid.org/0000-0001-8518-1151>)

· Manuscript received April, 28, 2020 ; Revised May, 7, 2020 ; Accepted May, 28, 2020. (ID No. 20200428-038)

· Corresponding Author: Hyun Ho Park (e-mail: hlpark@suwon.ac.kr)



(a) ASTM D4935 단면도
(a) ASTM D4935 cross-section



(b) 위쪽 단면
(b) Upper half plane

그림 1. ASTM D4935 구조
Fig. 1. ASTM D4935 structure.

내부 도체와 외부 도체 사이에 공기로 채워져 있을 경우, 원통형 동축선로의 특성임피던스 Z_{coax} 는 다음과 같이 잘 알려져 있다^[5].

$$Z_{\text{coax}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (1)$$

여기서 $\epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{F/m}$ 이고, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$ 인데, 자유 공간에서의 유전율과 투자율을 나타낸다.

원뿔형 전송선로의 경우, 그 특성 임피던스 Z_{con} 을 구하기 위해 먼저 커패시턴스 C 와 인덕턴스 L 을 구하였다. 전위 V 는 θ 만의 함수이므로 구 좌표계의 라플라스 방정식을 풀면 다음과 같이 구해진다.

$$V = V_0 \ln\left(\frac{\tan(\theta/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right) / \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right). \quad (2)$$

여기서 θ_1 과 θ_2 는 원뿔형 전송선로의 내부 도체와 외부 도체가 각각 z 축과 이루는 각도를 나타낸다.

$$\vec{D} = -V_0 \epsilon_0 \left[r \sin\theta \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right) \right] \vec{a}_\theta. \quad (3)$$

$\vec{E} = -\nabla V$ 와 $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$ 로부터 \vec{D} 를 구할 수 있다.

식 (3)에 가우스의 법칙을 적용하면 Q 를 구할 수 있다.

$$Q = \oint \vec{D} \cdot d\vec{S} = 2\pi r V_0 \epsilon_0 / \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right). \quad (4)$$

따라서 원뿔형 선로의 커패시턴스는 다음과 같다.

$$C = \frac{Q}{V_0} = 2\pi r_0 \epsilon_0 / \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right). \quad (5)$$

또한 원뿔형 선로에서 $H_\phi = I / 2\pi r \sin\theta$ 이므로^[6], 길이가 r_0 인 원뿔의 총 자속 Ψ 은 다음과 같이 계산된다.

$$\Psi = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \int_0^{r_0} \mu_0 H_\phi r dr d\theta = \frac{I r_0 \mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right). \quad (6)$$

식 (6)으로부터 인덕턴스는 다음과 같이 얻어진다.

$$L = \frac{\Psi}{I} = \frac{r_0 \mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right). \quad (7)$$

결론적으로 식 (5)와 식 (7)로부터 공기로 채워져 있는 원뿔형 전송선로의 특성임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{\text{con}} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \ln\left(\frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)}\right). \quad (8)$$

원뿔형 선로와 원통형 동축선로의 연결 부분에서 반사를 최소화하려면 각 전송선로에서의 임피던스가 50 Ω으로 동일해야 한다. 따라서 식 (1)과 식 (8)로부터 두 임피던스가 일치하기 위해서는 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$\frac{b}{a} \left(= \frac{\tan\theta_2}{\tan\theta_1} \right) = \frac{\tan(\theta_2/2)}{\tan(\theta_1/2)} \quad (9)$$

하지만 식 (9)는 $\theta_1 = \theta_2$ 일 때에만 만족한다. 따라서 원뿔형 선로를 원통형 동축선로에 바로 연결하면 Z_{coax} 와 Z_{con} 을 모두 50 Ω에 맞출 수가 없다. 본 논문에서는 반사를 최소화하기 위해 두 선로의 임피던스가 50 Ω이 되도록 몇 가지 연결 구조를 제안하였다.

III. 해석 결과 및 분석

그림 2는 원뿔형 전송선로의 길이가 62.8 mm인 단순 연결 구조와 제안한 네 가지의 전이 구조를 보여준다. 여기서 동축선로는 $Z_{\text{coax}} = 50 \Omega$ 이 되도록 $a = 16.6 \text{ mm}$, $b =$

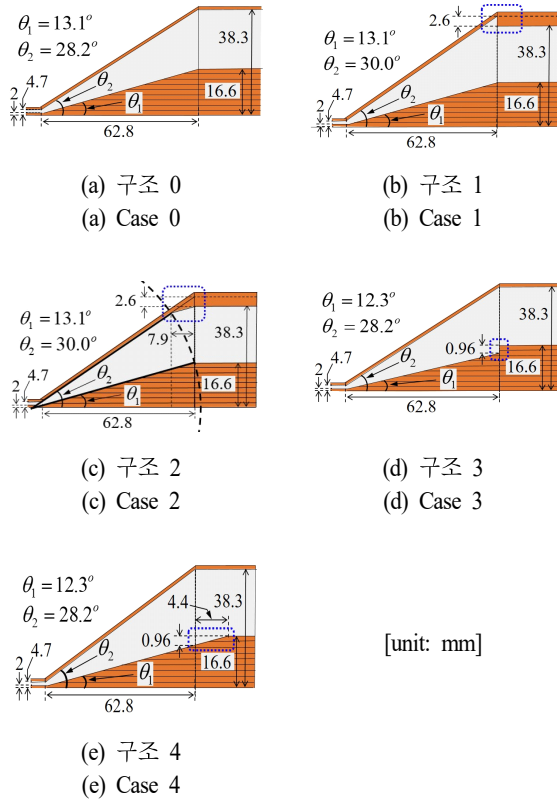


그림 2. 단순 연결 구조와 네 가지 다른 전이 구조
Fig. 2. Simple connection structure and four different transition structures.

38.3 mm로 설계하였다^[1]. 그림 2(a)의 구조 0은 원뿔형 선로의 내부 및 외부 도체를 각각 동축선로의 내부 및 외부 도체와 단순히 연결한 구조인데, 이 때 $\theta_1 = 13.1^\circ$, $\theta_2 = 28.2^\circ$ 가 되어 $Z_{con} = 46.9 \Omega$ 이 된다. 구조 1에서는 θ_1 은 그대로 두고 θ_2 를 늘려 $Z_{con} = 50 \Omega$ 이 되도록 하였다. 이 경우, 두 전송선로의 외부 도체의 연결부분에서 계단형태의 불연속이 발생한다. 구조 2에서는 θ_1 에 대한 모선의 길이로 원을 그려 θ_2 에 대한 모선에서 만나는 지점에서부터 동축선로 외부도체까지 이어 준 구조이다. 이 경우에는 원뿔형 선로에서 전송되는 원형 파면이 내부 도체가 끝나는 지점까지 유지될 수 있다. 구조 3에서는 θ_2 는 그대로 두고 θ_1 을 줄여 $Z_{con} = 50 \Omega$ 이 되도록 하였다. 이 경우에도 두 전송선로의 내부 도체의 연결부분에 계단형태의 불연속이 생긴다. 구조 4는 θ_1 에 대한 모선을 따라 연장선을 그어 동축선로 내부 도체와 만나는 지점까지 원뿔형 내

부 도체를 연장하여 이어 준 구조이다.

그림 3과 표 1에서는 수치해석을 통해 그림 2 구조들의 VSWR과 임피던스를 계산한 결과를 보여준다. VSWR=1.25일 때의 최소 주파수^[2]를 살펴보면 구조 0은 1.086 GHz인 반면, 나머지 구조는 1.5 GHz 이상으로, 특히 구조 3과 4는 약 2 GHz까지 측정되었다. 임피던스를 살펴보면 구조 0에 비해 구조 1~4에서 50 Ω 에 가까운 값을 보인다. 원뿔형 선로인 경우, 비록 이론식으로 50 Ω 에 맞춰 설계하여도 실제 구조에서는 50 Ω 보다 낮은 임피던스를 가짐을 알 수 있다. 구조 1과 4의 경우, 연결 부분의 임피던스를 살펴보면 약간 올라가는 것을 볼 수 있는데, 이는 두 구조에서 연결 부분의 내부 도체와 외부 도체의 거리가 증가해 커패시턴스 C 가 감소하고, 이에 따라 임피던스 Z 가 증가하였기 때문이다. 결론적으로 구조 3과 4에서

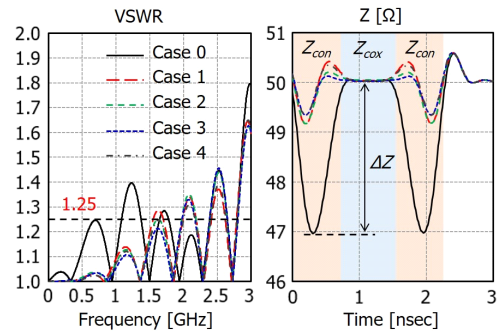


그림 3. 그림 2 구조의 전압정재파비와 임피던스 결과
Fig. 3. Simulated VSWRs and impedances of Fig. 2.

표 1. 그림 3에서 VSWR이 1.25인 최소주파수와 최대 임피던스 차이

Table 1. Lowest frequency when VSWR=1.25 and maximum deviation(ΔZ) of Z_{con} from Z_{cox} in Fig. 3.

Cases	Lowest frequency when VSWR=1.25	Maximum deviation (ΔZ) of Z_{con} from Z_{cox}
Case 0	1.086 GHz	3.06 Ω
Case 1	1.548 GHz	0.85 Ω
Case 2	1.608 GHz	0.85 Ω
Case 3	1.974 GHz	0.68 Ω
Case 4	1.998 GHz	0.69 Ω

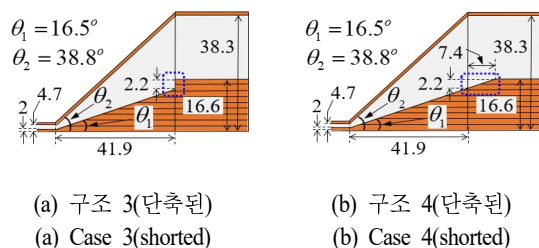


그림 4. 짧은 길이의 원뿔형 선로 구조 [unit: mm]
Fig. 4. Shorted conical line [unit: mm].

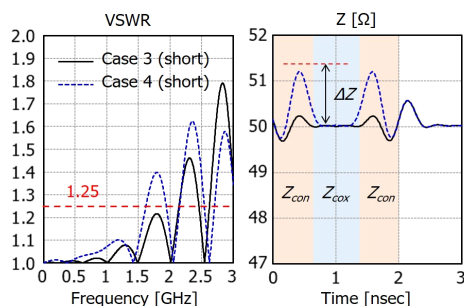


그림 5. 그림 4 구조의 전압정재파비와 임피던스 결과
Fig. 5. Simulated VSWRs and impedances of Fig. 4.

VSWR=1.25일 때의 최소 주파수가 가장 높게 측정되었고, Z_{con} 와 Z_{cox} 의 차이도 가장 작게 측정됐다.

그림 4에서는 그림 2에서 우수한 성능을 보인 구조 3과 4를 응용하여 원뿔형 전송선로의 길이를 기존의 62.8 mm에서 41.87 mm로 줄인 새로운 구조를 보여준다. 이 구조에서는 Z_{con} 이 50 Ω보다 약간 큰 53 Ω을 가지도록 원추형 선로를 설계하였다.

그림 5는 그림 4의 두 구조의 VSWR과 임피던스 값에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준다. 표 2에서는 그림 5의 결과를 정리하였다. 구조 3(short)에서 VSWR=1.25일 때의 최소 주파수가 2.142 GHz로 구조 4(short)보다 높음을 알 수 있다. 또한 Z_{con} 와 Z_{cox} 의 차이도 0.34 Ω으로 매우 적게 측정되었다. 이는 제안한 방식으로 원뿔형 선로와 동축선로를 연결하게 되면 원뿔형 선로가 짧아도 그 선로간의 임피던스 차이를 크게 줄이고 반사를 최소화하여 측정가능한 주파수 대역을 2 GHz까지 확장할 수 있음을 보여준다.

IV. 결 론

본 논문에서는 ASTM D4935 지그의 원통형 동축선로

표 2. 그림 5에서 VSWR이 1.25인 최소주파수와 최대 임피던스 차이

Table 2. Lowest frequency when VSWR=1.25 and maximum deviation(ΔZ) of Z_{con} from Z_{cox} in Fig. 5.

Cases	Lowest frequency when VSWR=1.25	Maximum deviation (ΔZ) of Z_{con} from Z_{cox}
Case 3 (shorted)	2.142 GHz	0.34 Ω
Case 4 (shorted)	1.617 GHz	1.19 Ω

와 원뿔형 전송선로의 연결 부분에서 발생하는 임피던스 차이와 반사손실을 이론식과 전자파 수치해석을 통하여 분석하였다. 또한 두 전송선로에서의 임피던스 차이와 반사를 최소화할 수 있는 전이 구조를 제안하였고, 수치해석을 통하여 2 GHz까지 VSWR을 1.25 이하로 유지할 수 있음을 확인하였다. 더 나아가 제안한 전이 구조를 이용하면 원뿔형 전송선로의 길이가 짧아도 낮은 반사손실을 갖는 ASTM D4935 지그 설계가 가능함을 알 수 있었다.

References

- [1] *Standard Test Method for Measuring the Electromagnetic Shielding Effectiveness of Planar Materials*, ASTM International, ASTM D4935-10, 2010.
- [2] J. Kim, H. H. Park, "A novel IC-stripline design for near-field shielding measurement of on-board metallic cans", *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 59, no. 2, pp. 710-716, Apr. 2017.
- [3] R. Valente, C. De Ruijter, D. Vlasveld, S. Van Der Zwaag, and P. Groen, "Setup for EMI shielding effectiveness tests of electrically conductive polymer composites at frequencies up to 3.0 GHz", *IEEE Access*, vol. 5, pp. 16665-16675, Aug. 2017.
- [4] Dassault Systèmes, 2019. [Online]. Available: <http://www.3ds.com>
- [5] M. N. O. Sadiku, *Elements of Electromagnetics*, 6th ed. New York, NY, Oxford University Press, 2014.
- [6] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, London, Peter Peregrinus, p.73, 99, 1986.