

두꺼운 외부도체를 가진 손실이 있는 동축선로의 특성임피던스 근사

Approximation of the Characteristic Impedance of a Lossy Coaxial Line with a Thick Outer Conductor

강진섭 · 김정환

Jin-Seob Kang · Jeong-Hwan Kim

요 약

본 논문에서는 두꺼운 외부도체를 가진 손실이 있는 동축선로의 해석적인 특성임피던스 표현식 및 근사식을 제안했다. 그리고 제안된 근사식을 동축선로의 동작 주파수대역에서 사용 가능하다는 것을 3.5 mm reference air line에 대해 보였다.

Abstract

In this paper, a closed exact form and its approximation of the characteristic impedance of a lossy coaxial line with a thick outer conductor are proposed. It is also shown for 3.5 mm reference air line that the proposed approximation is accurate over the entire operating frequency range of the line.

Key words: characteristic impedance, lossy coaxial line, reference air line.

I. 서 론

현대 산업사회가 발달함에 따라 널리 사용되고 있는 각종 전자파 전송시스템에서 이웃한 두 전송선로의 특성임피던스가 서로 같지 않다면 입사파의 일부가 반사되어 에너지 손실이 발생하게 된다. 이를 방지하기 위해서 전자파관련 기기에서 임피던스 측정은 매우 중요하다. 전자파 임피던스는 모든 전자파 관련 물리량(예를 들면 전압, 전력, 감쇠량, 안테나 특성 등)의 정밀·정확한 측정을 위하여 기본적으로 요구되는 측정량으로 각종 전자파관련 소재, 부품, 기기 및 시스템이 최적으로 동작하도록 설계·제작하는데 필수 불가결한 측정표준이다.

특성임피던스 값을 알고 있는 전송선로 종단에 미지의 부하가 연결되었을 때, 부하 임피던스는 입사파에 대한 부하에 의한 반사파의 비로 정의되는 반사계수를 SWR bridge, 벡터 회로망분석기, 6-port 회로망분석기 등과 같은 반사계(reflectometer)를 사용해서 측정하여 알 수 있다. 일반적으로 반사계에는 residual error가 존재하므로 임피던스를 정확하게 측정하기 위해서는 이들 error를 교정해야 되며 교정과정에는 임피던스 특성을 정확히 알고 있는 임피던스 표준기가 사용된다. RF 및 마이크로파 대역에서 동축형 임피던스 표준은 직경이 균일한 내부도체와 외부도체로 구성되고 두 도체 사이의 전송매질이 공기로 채워진 reference air line이다.

한국표준과학연구원 전자파표준부 전자파연구실(Korea Research Institute of Standards and Science, Division of Electromagnetic Metrology, Electromagnetics Group)

· 논문 번호 : 20000225-020

· 수정완료일자 : 2000년 3월 30일

Reference air line과 같은 동축선로의 특성은 일반적으로 특성임피던스와 전파상수에 의해 결정된다^[1]. 실제 사용되는 동축선로는 유한한 도전율을 가지는 불완전한 도체로 제작되므로 손실이 존재한다. 이로 인해 특성임피던스 및 전파상수가 복소수를 argument로 하는 Bessel 및 Hankel 함수로 implicit하게 표현되므로, 이들 표현식으로부터 특성임피던스 및 전파상수를 얻기 위해서는 매우 복잡한 계산과정을 거쳐야만 한다. 따라서 이들 물리량을 쉽고 정확하게 얻을 수 있는 근사식 유도에 많은 연구들이 진행되어 왔다. 수백 MHz 이하의 주파수 대역에서 도체의 손실을 고려한 전파상수와 특성임피던스 근사식^{[1],[2]}들이 사용되고 있으나, 수 MHz 이하 저주파수 영역에서는 정확하지 못하다. 최근에 두꺼운 외부 도체를 가진 동축선로 전파상수를 주는 반복계산법^{[3],[4]}이 제안되었고 동축선로의 동작 주파수 대역에서 사용 가능하며 explicit하게 표현된 전파상수 근사식^[5]이 제안되었으나, 특성임피던스에 대한 근사식은 아직 알려져 있지 않다.

본 논문에서는 손실이 있는 동축선로의 해석적인 특성임피던스 표현식 및 동축선로의 동작 주파수대역에서 사용 가능한 근사식을 제안하였으며, 그 구성은 다음과 같다. II 장에서는 손실이 있는 동축선로의 기본 모드인 first-order TM 모우드를 해석^{[3],[4]}하여 implicit하게 표현된 특성임피던스 표현식을 얻었다. III 장에서는 동축선로의 동작 주파수대역에서 사용 가능하며 explicit하게 표현된 특성임피던스 근사식을 제안하고, IV 장에서는 근사식의 정확도를 3.5 mm reference air line에 대해 조사하였다. 그리고 V 장에서 결론을 맺었다.

II. 손실이 있는 동축선로의 특성임피던스

외부도체의 두께가 무한대인 손실이 있는 동축선로는 Fig. 1에서와 같이 외경이 2a인 내부도체(영역 1), 내경이 2b인 외부도체(영역 3), 두 도체 사이에 공기로 채워진 영역(영역 2)으로 구성된다. 각 영역에서 투자율, 유전율, 도전율, 파수 및 단면방향 파수를 각각 $\mu_i, \epsilon_i, \sigma_i, k_i, h_i$ 라 하면, 이들 사이에는 다음과 같은 관계가 존재한다.

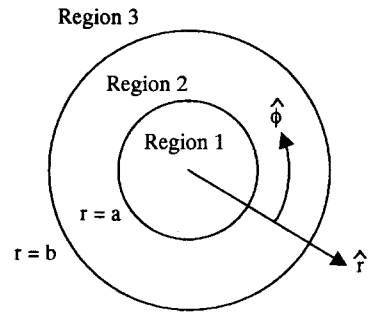


그림 1. 도꺼운 외부 도체를 가진 손실이 있는 동축선로
Fig. 1. Lossy coaxial line with thick outer conductor.

$$k_i = \sqrt{\omega^2 \mu_i \epsilon_i - j\omega \mu_i \sigma_i} \quad (1)$$

$$h_i = \sqrt{k_i^2 + \gamma^2} \quad (2)$$

여기서 ω 및 γ 는 각각 각주파수 및 전파상수를 의미한다. 그리고 공기로 채워진 영역 2에는 손실이 없다고 가정하고($\sigma_2 = 0$), 이 영역에서 단면방향 파수를 편의상 $h(\equiv h_2)$ 라 하자.

동축선로에 손실이 없다면($\sigma_{1,3} \rightarrow \infty$) TEM 모드가 기본(principal) 모드가 되지만, 만약 동축선로 도전율이 유한하여 손실이 존재하면 전파방향의 전계가 존재하게 되므로 $\partial/\partial\phi = 0$ 특성을 가지는 first-order TM 모드가 기본 모드가 된다^[1]. 각 영역에서 Maxwell 방정식 및 전원이 없는 영역에서 전자계가 유한하다는 조건을 만족하는 $e^{-\gamma z}$ 가 생략된 first-order TM 모드 표현식은 다음과 같이 가정할 수 있다^[4].

$$\text{영역 1 : } \begin{cases} E_r \\ E_z = C_1 \\ H_\phi \end{cases} \begin{cases} J_1(h_1 r) \\ \frac{h_1}{\gamma} J_0(h_1 r) \\ Y_1 J_1(h_1 r) \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{영역 2 : } \begin{cases} E_r \\ E_z = C_2 \\ H_\phi \end{cases} \begin{cases} Z_1(hr) \\ \frac{h}{\gamma} Z_0(hr) \\ Y_2 Z_1(hr) \end{cases} \quad (4)$$

$$\text{영역 3 : } \begin{cases} E_r \\ E_z = C_3 \\ H_\phi \end{cases} \begin{cases} H_1^{(2)}(h_3 r) \\ \frac{h_3}{\gamma} H_0^{(2)}(h_3 r) \\ Y_3 H_1^{(2)}(h_3 r) \end{cases} \quad (5)$$

여기서 $Y_i (= \frac{jk_i^2}{\omega\mu_i\gamma})$ 는 각 영역에서 파동 어드미턴스를 의미하고, $J_n(\cdot)$, $N_n(\cdot)$ 과 $H_n^{(2)}(\cdot)$ 는 각각 차수가 n 인 Bessel, Neumann과 2종 Hankel 함수를 의미한다. 식 (4)에서 $Z_n(hr)$ 은 주파수가 0으로 감소하거나 도전율이 무한대로 커져 단면방향 파수 h 가 0으로 접근하더라도 영역 2에서 전자계가 유한해야 한다는 조건을 만족시키기 위해 다음과 같이 정의된다.

$$Z_n(hr) = GJ_n(hr) + hbN_n(hr) \quad (6)$$

식 (3), (4), (5)에서 사용된 4개의 미지수 (C_1 , C_2 , C_3 중에서 2개, G , h)는 전자계 접선성분 E_z 및 H_ϕ 가 매질 경계면($r = a, b$)에서 연속이라는 4개의 경계조건으로부터 결정할 수 있다.

경계조건을 이용하여 C_1 과 C_3 를 C_2 로 표현하면 각 영역에서 전자계를 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\text{영역 1 : } \begin{cases} E_r = C_2 \frac{\mu_1 k_2^2}{\mu_2 k_1^2} Z_1(ha) \frac{J_1(h_1 r)}{J_1(h_1 a)} \\ E_z = C_2 \frac{h}{\gamma} Z_0(ha) \frac{J_0(h_1 r)}{J_0(h_1 a)} \\ H_\phi = Y_1 E_r \end{cases} \quad (7)$$

$$\text{영역 2 : } \begin{cases} E_r = C_2 Z_1(hr) \\ E_z = C_2 \frac{h}{\gamma} Z_0(hr) \\ H_\phi = Y_2 E_r \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{영역 3 : } \begin{cases} E_r = C_2 \frac{\mu_3 k_2^2}{\mu_2 k_3^2} Z_1(hb) \frac{H_1^{(2)}(h_3 r)}{H_1^{(2)}(h_3 b)} \\ E_z = C_2 \frac{h}{\gamma} Z_0(hb) \frac{H_0^{(2)}(h_3 r)}{H_0^{(2)}(h_3 b)} \\ H_\phi = Y_3 E_r \end{cases} \quad (9)$$

식 (7), (8), (9)의 $Z_n(hr)$ 에서 사용되는 G 는 다음과 같으며

$$G = \frac{\frac{k_2^2 hb N_1(ha)}{\mu_2} - \frac{k_1^2 h^2 b}{\mu_1 h_1} R_1(h_1 a) N_0(ha)}{\frac{k_1^2 h}{\mu_1 h_1} R_1(h_1 a) J_0(ha) - \frac{k_2^2}{\mu_2} J_1(ha)}$$

$$= \frac{\frac{k_2^2 hb N_1(hb)}{\mu_2} - \frac{k_3^2 h^2 b}{\mu_3 h_3} R_3(h_1 a) N_0(hb)}{\frac{k_3^2 h}{\mu_3 h_3} R_3(h_3 b) J_0(hb) - \frac{k_2^2}{\mu_2} J_1(hb)} \quad (10)$$

여기서 $R_1(\cdot)$ 은 $J_1(\cdot)/J_0(\cdot)$ 을 의미하고, $R_3(\cdot)$ 은 $H_1^{(2)}(\cdot)/H_0^{(2)}(\cdot)$ 를 의미한다. 식 (10)의 두 번째 및 세 번째 식이 서로 같다는 등식으로부터 영역 2에서 단면방향 파수 h 를 구할 수 있으며, h 가 정해지면 식 (1), (2) 및 (6)~(10)으로부터 전파상수 및 모든 영역에서 전자계를 구할 수 있다. 일반적으로 손실이 있는 동축선로에 first-order TM 모드가 전파되는 경우에는 다음과 같은 근사가 성립한다.

- 1) First-order TM 모드가 quasi-TEM 모드이므로, 영역 2에서 단면방향 파수 크기는 매우 작다 ($|h| \ll 1$).
- 2) 공기로 채워진 영역 2에서 파수 크기는 도체 영역인 영역 1, 3의 것에 비해 매우 작다 ($|k_2| \ll |k_1|, |k_3|$).
- 3) 영역 1, 3에서 파수 크기가 전파상수의 것에 비해 매우 크므로 $h_i = \sqrt{k_i^2 + \gamma^2} \approx k_i$ 의 근사가 성립한다.

위의 근사가 성립하는 경우에 식 (10)을 만족하는 h 는 다음과 같은 반복계산 과정^[4]으로 구할 수 있다.

- 1) 앞에서 언급된 근사들을 사용하여 식 (10)으로부터 영역 2에서 단면방향 파수의 초기 근사값 \hat{h} 를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\hat{h} = k_2 \sqrt{\frac{\frac{\mu_1}{k_1 a R_1(k_1 a)} - \frac{\mu_3}{k_3 b R_3(k_3 b)}}{\mu_2 \ln \frac{b}{a}}} \quad (11)$$

- 2) 1)에서 구한 \hat{h} 으로부터 $\hat{\gamma} (= \sqrt{\hat{h}^2 - k_2^2})$ 를 구하고, $\hat{h}_{1,3} (= \sqrt{k_{1,3}^2 + \hat{\gamma}^2})$ 를 구한다.
- 3) 2)에서 구한 $\hat{h}_{1,3}$ 로부터 $R_1(\hat{h}_{1,3} a)$ 과 $R_3(\hat{h}_{1,3} b)$ 를 구한다.

- 4) 앞에서 구한 것들을 식 (10)의 두 번째 및 세 번째 항에 대입해서 두 항의 차 δG 를 계산한다.
- 5) 앞에서 언급된 근사를 사용하여 식 (10)으로부터 G 의 미소변화 δG 에 대한 h 의 미소변화량 δh 를 유도할 수 있다.

$$\delta h = \frac{\pi \delta G}{2b \left[\ln \frac{b}{a} + \frac{k_2^2}{h^2} \left(\frac{1}{k_1 a R_1(\hat{h}_1 a)} - \frac{1}{k_3 b R_3(\hat{h}_3 b)} \right) \right]} \quad (12)$$

- 6) 5)에서 얻은 δh 를 이용하여 \hat{h} 을 갱신한다 ($\hat{h} + \delta h \Rightarrow \hat{h}$).
- 7) 원하는 정확도를 얻을 때까지 2)에서 6)까지의 과정을 반복 수행한다.

영역 2에서 특성임피던스는 식 (8)에서 E_r 을 a 에서부터 b 까지 선적분하여 얻은 것과 내부 도체를 포함하는 simple 폐경로에 대한 H_ϕ 의 선적분 결과의 비로 구할 수 있다. 동축선로에 손실이 있으면 영역 2에 변위(displacement)전류가 존재하므로 특성임피던스는 위치(r)의 함수가 된다. H_ϕ 의 선적분을 내부도체 표면($r = a$)에서 계산하면^[3] 다음과 같은 해석적인 특성임피던스 표현식을 얻을 수 있다.

$$Z_o^{lossy}(r=a) = \frac{Z_2}{2\pi h a} \frac{N}{D} \quad (13)$$

여기서

$$N = -\frac{2k_2^2}{\pi \mu_2 h a} + \frac{k_2^2}{\mu_2} \cdot \left[J_1(ha)N_0(hb) - N_1(ha)J_0(hb) \right] - \frac{k_1^2 h}{\mu_1 h_1} R_1(h_1 a) \cdot \left[J_0(ha)N_0(hb) - N_0(ha)J_0(hb) \right], \quad (14)$$

$$D = \frac{k_2^2}{\mu_2} \left[N_1(ha)J_1(ha) - J_1(ha)N_1(ha) \right] - \frac{2k_1^2 h}{\pi \mu_1 h_1 h a} R_1(h_1 a) \quad (15)$$

를 의미한다. 식 (13)으로부터 특성임피던스가 복소

수를 argument로 하는 Bessel 및 Hankel 함수로 implicit하게 표현되므로, 이 표현식으로부터 특성임피던스를 얻기 위해서는 매우 복잡한 계산과정을 거쳐야 함을 알 수 있다.

III. 손실이 있는 동축선로의 특성임피던스 근사

First-order TM 모드의 단면방향 파수 크기 $|k|$ 가 매우 작아 $|ha|, |hb| \ll 1$ 을 만족하므로, argument 크기가 1 보다 매우 작을 때 Bessel 및 Hankel 함수의 점근적 표현식을 사용하면 식 (13)을 다음과 같이 근사할 수 있다.

$$Z_o^{lossy} = \frac{Z_2}{2\pi} \ln \frac{b}{a} \quad (16)$$

한편 손실이 없는 동축선로에 TEM 모드가 전파될 때 전파상수 γ 는 jk_2 와 같으므로 영역 2에서 파동 임피던스 Z_2 는 다음과 같이 자유공간의 파동 임피던스가 된다.

$$Z_2 = \frac{\omega \mu_2 \gamma}{jk_2^2} = \frac{\omega \mu_2}{k_2} = \sqrt{\frac{\mu_2}{\epsilon_2}} \quad (17)$$

식 (17)을 식 (16)에 대입해 보면, 흥미롭게도 손실이 없는 동축선로에 TEM 모드가 전파될 때 알려져 있는 특성임피던스 표현식($Z_o^{lossless} = \frac{\sqrt{\mu_2/\epsilon_2}}{2\pi} \ln \frac{b}{a}$)이 손실이 있는 동축선로의 특성임피던스 근사식인 (16)의 특별한 경우임을 알 수 있다.

특성임피던스 근사식을 얻기 위해 식 (16)의 Z_2 를 전파상수로 표현하고, 동축선로의 동작주파수대역에서 explicit하게 표현된 전파상수 근사식^[5]을 대입하면 explicit하게 표현된 동축선로의 동작주파수대역에서 사용할 수 있는 특성임피던스 근사식을 얻을 수 있다.

$$Z_o^{lossy} = Z_o^{loss} \sqrt{1 + \zeta_1 - j\zeta_2} \quad (18)$$

여기서

$$\zeta_1 = \frac{1}{\ln b/a} \left[\frac{V_1(m_1) \delta_1}{2a} + \frac{V_3(m_3) \delta_3}{2b} \right] \quad (19)$$

$$\zeta_2 = \frac{1}{\ln b/a} \left[\frac{U_1(m_1)\delta_1}{2a} + \frac{U_3(m_3)\delta_3}{2b} \right] \quad (20)$$

IV. 수치계산 결과

를 각각 의미하고, δ_i 는 각 영역에서 skin depth ($= \frac{1}{\sqrt{\pi\omega\mu_i\sigma_i}}$)를 의미하며,

$$U_1(m_1) + jV_1(m_1) = \frac{-j(1+j)}{R_1(m_1 e^{-j\pi/4})} \quad (21)$$

$$U_3(m_3) + jV_3(m_3) = \frac{j(1+j)}{R_3(m_3 e^{-j\pi/4})} \quad (22)$$

로 정의되는 U_i 와 V_i 는 각각 $m_1(=\sqrt{2}a/\delta_1)$ 와 $m_3(=\sqrt{2}b/\delta_3)$ 의 다항식^[5]으로 표현된다.

한편 지금까지 알려진 손실이 있는 동축선로 특성임피던스 근사식 중에서 가장 정확한 근사식은 Daywitt^[6]에 의해 다음과 같이 제안되었으며

$$Z_o^{lossy} = Z_o^{lossless} \left(1 - (j-1) \frac{\delta(1+\frac{b}{a})}{4b \ln \frac{b}{a}} \right) \quad (23)$$

이 근사식은 외부 및 내부 도체가 같은 도전율 값을 가지는 경우에만 사용 가능하다. 그리고 식 (23)으로부터 도전율이나 주파수가 증가하여 skin depth가 감소하면 손실이 있는 동축선로의 특성임피던스 Z_o^{lossy} 가 손실이 없는 동축선로의 특성임피던스 $Z_o^{lossless}$ 로 수렴하나, 그 반대 상황에서는 두 임피던스의 차가 무한대로 커지는 것을 볼 수 있다. 따라서 제안된 근사식 (18)이 Daywitt에 의해 제안된 근사식에 비해 저주파수영역에서 보다 정확할 것을 예상할 수 있다.

본 연구에서는 26.5 GHz까지 사용 가능한 길이가 각각 15, 10, 7.5, 5 cm인 4가지 3.5 mm reference air line에 대해 특성임피던스를 계산해 보았다. 특성임피던스 계산에 필요한 air line의 외부도체 내경 및 내부도체 외경과 도전율은 Table 1과 같다. Air line 직경은 도체 표면의 전기적인 특성을 보호하기 위해 air-gauging 시스템을 사용해서 비접촉방식으로 측정하였다. 일반적으로 도전율이 저항율의 역수로 정의되므로, air line 내부 및 외부도체의 도전율은 두 probe를 air line 도체 표면에 접촉시킨 후 측정된 저항값에 도체 단면적을 곱하고 probe 사이 거리로 나누어서 구한 저항율의 역수로부터 얻었다.

II장에서 단면방향 파수 h 계산에 사용된 반복 계산기법의 수렴성을 보기 위해, 3.5 mm air line의

표 2. 25.7 GHz에서 계산된 단면방향 파수 h 의 수렴성 (초기값: $h_1 = k_1, h_3 = k_3$)

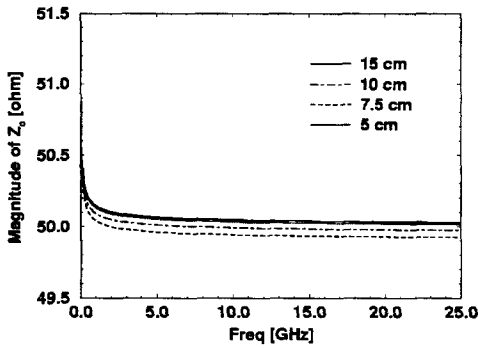
Table 2. Convergence of transverse wave number h at 25.7 GHz (Initial guess: $h_1 = k_1, h_3 = k_3$)

반복계산 횟수	h [1/cm]	
	실수부	허수부
	0.08240277322959687	0.1988863797178403
1	0.08240644540037664	0.1988878940111199
2	0.08240644676276133	0.1988878934440688
3	0.08240644676296459	0.1988878934435734

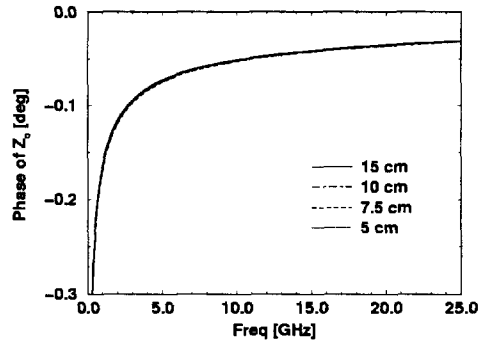
표 1. 3.5 mm reference air line의 직경 및 도전율

Table 1. Diameters and conductivities of 3.5 mm reference air line.

Airline 길이 [cm]	외부도체		내부도체	
	내경 $2b$ [mm] (표시값 : 3.5 mm)	도전율 σ_3 [S/m]	외경 $2a$ [mm] (표시값 : 1.52 mm)	도전율 σ_1 [S/m]
15	3.5015	9.699×10^6	1.5204	9.980×10^6
10	3.5020	9.815×10^6	1.5220	9.466×10^6
7.5	3.5027	9.583×10^6	1.5236	9.279×10^6
5	3.5029	9.906×10^6	1.5214	9.641×10^6



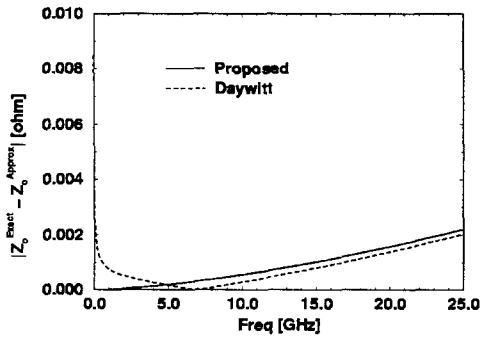
(a)



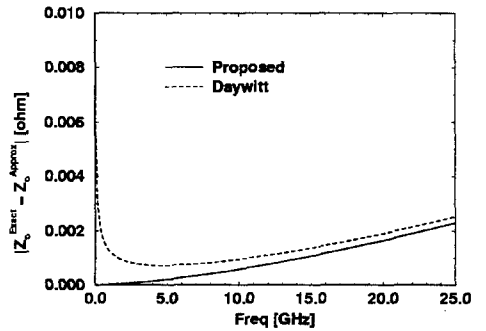
(b)

그림 2. 길이가 15, 10, 7.5, 5 cm인 3.5 mm reference air line의 특성임피던스 해석적인 값 (식 (13))의 (a) 크기 및 (b) 위상.

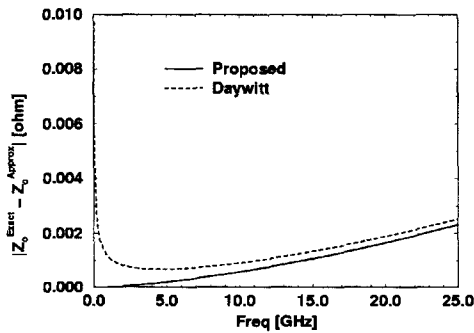
Fig. 2. (a) Magnitude and (b) phase of the analytic result (Eq. (13)) of the characteristic impedance for 3.5 mm reference air lines of 15, 10, 7.5, 5 cm long



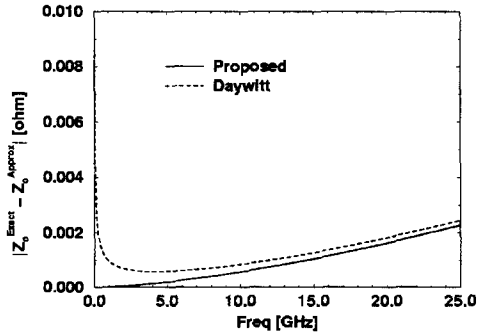
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 3. 길이가 (a) 15 cm, (b) 10 cm, (c) 7.5 cm, (d) 5 cm인 3.5 mm reference air line의 특성임피던스 해석적인 값과 두 근사값(식 (18) : 실선, 식 (23) : 점선)과의 차 크기.

Fig. 3. Magnitude of difference between exact value and two approximations, Eqs. (18 : solid) and (23 : dotted), of the characteristic impedance for 3.5 mm reference air lines of (a) 15 cm, (b) 10 cm, (c) 7.5 cm, and (d) 5 cm long.

동작주파수 영역에서 단면방향 파수 크기가 큰 높은 주파수(25.7 GHz)에서 길이가 15 cm인 3.5 mm reference air line에 대해 단면방향 파수의 수렴성을 조사해 보았다. Table 2에서와 같이 단 3번의 반복 계산으로 실수부 및 허수부가 각각 소수점 아래 12 및 11 자리까지 수렴하는 볼 수 있어, 사용된 반복계산기법의 빠른 수렴성을 확인할 수 있었다.

측정된 air line 직경 및 도전을 값으로부터 해석적인 특성임피던스 표현식 (13)을 사용해 계산된 결과는 Fig. 2과 같다. 특성임피던스 크기가 위상에 비해 도전을 의존성이 큼을 볼 수 있으며, 도전을 작아지면 특성임피던스 크기도 작아지는 것을 볼 수 있다. 그리고 3 GHz보다 높은 주파수영역에서 특성임피던스 크기는 주파수가 증가하더라도 거의 변화가 없음을 볼 수 있다.

특성임피던스 근사식 (18)과 (23)의 정확도를 조사해 보면, Fig. 3에서 볼 수 있듯이 내부 및 외부도체 도전을 σ_1 , σ_3 의 크기에 따라 $\sigma_1 > \sigma_3$ 의 경우(길이가 15 cm인 reference air line)에는 Fig. 3(a)와 같고 $\sigma_1 < \sigma_3$ 의 경우(길이가 10 cm, 7.5 cm, 5 cm인 reference air line)에는 Fig. 3의 (b), (c), (d)와 같은 형태의 결과를 얻을 수 있다. Fig. 3으로부터 근사식 (18)이 σ_1 , σ_3 의 크기에 관계없이 근사식 (23)에 비해 저주파수 영역에서 보다 정확한 것은 주파수가 낮아지면 식 (23)에서 skin depth가 커져 특성임피던스가 커지게 되기 때문이며, 주파수가 높아지면 두 근사식의 차가 작아지는 것을 볼 수 있다. 그리고 보유하고 있는 3.5 mm reference air line에 대해 제안된 근사식 (18)로부터 계산된 특성임피던스 크기가 동작주파수 영역에서 최대 0.0025 Ω 의 오차를 가지는 것을 그림 3으로부터 알 수 있다. 한편 근사식 (23)를 사용하여 특성임피던스를 계산할 때 air line 도전을 측정된 외부 및 내부도체의 도전을 평균값을 사용하였다.

V. 결 론

본 연구에서는 두꺼운 외부 도체를 가진 손실이

있는 동축선로의 해석적인 특성임피던스 표현식 및 동축선로의 동작 주파수 대역에서 사용 가능한 근사식을 제안하였다. 근사식의 타당성을 보이기 위해 3.5 mm reference air line에 대해 특성임피던스를 계산해 본 결과, 제안된 근사식이 기존에 알려져 있던 Daywitt의 근사식에 비해 저주파수영역에서 훨씬 정확하고 동작주파수영역에서 최대 0.0025 Ω 의 오차가 존재하는 것을 볼 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] J. A. Stratton, *Electromagnetic Theory*, New York, McGraw-Hill, 1941.
- [2] R. E. Nelson and M. R. Coryell, Electrical parameters of precision coaxial, air-dielectric transmission lines, *NBS Mono.* 96, June, 30, 1966.
- [3] W. C. Daywitt, "First-order symmetric modes for a slightly lossy coaxial transmission line," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 11, pp. 1644-1650, Nov., 1990.
- [4] W. C. Daywitt, "Exact principal mode field for a lossy coaxial line," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 8, pp. 1313-1322, Aug., 1991.
- [5] W. C. Daywitt, "The propagation constant of a lossy coaxial line with a thick outer conductor," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 4, pp. 907-911, Apr., 1995.
- [6] J. R. Juroshek and G. M. Free, "Measurements of the characteristic impedance of coaxial air line references," *IEEE Trans. on Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 2, pp. 189-191, Feb., 1994.

강진섭



1987년 2월: 한양대학교 전자공학과(공학사)

1989년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1994년 3월~1995년 3월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 위촉연구원.

1995년 3월~1996년 2월: University of Illinois at Urbana-Champaign, Dept. of Electrical and Computer Eng., Postdoctoral Research Associate.

1996년 3월~1998년 2월: 충북대학교 전기전자공학부 초빙조교수

1998년 3월~현재: 한국표준과학연구원 전자기표준부 전자파연구실 선임연구원

[주 관심분야] 전자파 산란 및 역산란, 수치해석, 안테나 해석, 전자파 측정 등

김정환



1978년 2월: 서울대학교 전자공학과(공학사)

1980년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학석사)

2000년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과(공학박사)

1981년 10월~현재: 한국표준과학연구원 전자기표준부 전자파연구실 책임연구원

[주 관심분야] 전자파 측정