

EM 시뮬레이션 시 사용되는 전압/전류/전력원의 상호 변환에 대한 연구

Interconversion of Voltage, Current, and Power Sources in Electromagnetic Simulation

이현재 · 한준희 · 최경륜 · 나완수

Hyunjae Lee · Junhee Han · Gyeong-Ryun Choi · Wansoo Nah

요약

본 논문은 EM(electromagnetic) 시뮬레이션 시 사용되는 전압/전류/전력원의 상호 변환 방안을 제안한다. 전압파(voltage wave)와 전류파(current wave)를 도입하여 전원과 부하 사이에 전송선로의 유무에 따른 전력, 전압, 전류 수식을 구하였다. 특히, 시뮬레이션 시에 사용되는 전원과 시뮬레이션 해석 영역 사이에 전송선로가 없는 경우에도 입사 전압원 및 입사 전력원의 수식에는 반사계수가 나타나게 되며, 이것의 의미를 명확히 하기 위해 전압, 전류, 전력 수식을 분석하였으며, 또한 전압파와 전류파를 기반으로 한 상호 변환 방정식을 제시하였다. 이를 3D EM 시뮬레이션의 전원 설정에 적용하였으며, 각각의 등가 전원에 따른 시뮬레이션 결과를 비교하여 그 유효성을 검증하였다.

Abstract

This study developed a method for interconverting voltage, current, and power sources used in electromagnetic (EM) simulations. By incorporating voltage and current waves, equations for power, voltage, and current were derived while accounting for the presence or absence of transmission lines between the source and load. In particular, in the absence of a transmission line between the source and load, the characteristic impedance of the transmission line appears in these equations. To elucidate this observation, the equations for voltage, current, and power were analyzed, and mutual conversion equations based on voltage and current waves were formulated. Additionally, the interconversion equations based on voltage and current waves were applied to a three-dimensional (3D) EM simulation, and they were validated by comparing the simulation results for each equivalent source.

Key words: EM(Electromagnetic) Simulation, Equivalent Source, Voltage&Current Wave, Power Wave, Transmission Line Theory

I. 서론

최근 고주파 및 마이크로웨이브 시스템의 설계와 분석

에 있어서 EM(electromagnetic) 시뮬레이션의 중요성이 점점 증가하고 있다^{[1][2]}. 특히, 마이크로스트립, 안테나, 웨이브가이드 등의 다양한 고주파 구조물의 설계 및 분석

「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 26, 2024 ; Revised February 9, 2024 ; Accepted February 22, 2024. (ID No. 20240126-011)

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

에 널리 사용된다. 이러한 도구들은 시뮬레이션 결과를 제공함으로써 물리적인 프로토타입 제작 전에 시스템의 성능을 예측하고 최적화하는 데 기여한다^{[3]~[5]}.

본 논문에서는 EM 시뮬레이션에서의 전원 설정에 초점을 맞추고자 한다. ANSYS사의 HFSS 시뮬레이션에서는 입력측 전원으로서 V_{in} (total voltage), V_{inc} (incident voltage), I_{in} (total current), P_{inc} (incident power)를 사용할 수 있으며, 다른 EM 시뮬레이터인 CST microwave studio에서는 V_{in} 과 I_{in} 을 전원으로 사용이 가능하다. 따라서 그림 1에서 표기한 바와 같이 EM 시뮬레이션에서 사용자가 선택할 수 있는 전원은 V_{in} , V_{inc} , I_{in} 그리고 P_{inc} 이다. 그러나 동일한 3D 모델에서 일관된 시뮬레이션 결과를 얻기 위해서는 전원 설정에 있어 세심한 주의가 필요하다. 따라서 본 연구에서는 EM 시뮬레이션에서 전압/전류/전력원을 사용할 때 동일한 시뮬레이션 결과를 얻기 위한 등가 전원의 상호 변환에 대한 수식을 제시하고자 한다.

참고문헌 [6] 및 참고문헌 [7]에서는 전압파(voltage wave)와 전류파(current wave)를 도입하여 전송선로에서의 전압, 전류, 전력 수식을 정리했다. 본 연구에서는 이러한 수식을 이용하여 동일한 시뮬레이션 결과를 얻을 수 있는 전력/전압/전류원의 상호 변환 수식을 얻고자 하며, EM 시뮬레이션에 적용하여 상호 변환 수식들을 검증하고자 한다.

본 논문의 II장에서는 전원과 부하 사이에 전송선로가 있는 경우를, III장에서는 전송선로가 없는 경우를 다루며, 각 장에서 전압파와 전류파를 도입하여 전송선로에서의 전압, 전류, 전력 식을 기술한다. 또한 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우에 이러한 수식에 전송선로의 특성임피던스 Z_0 가 나타난다. 이때 Z_0 의 의미에 대해 고

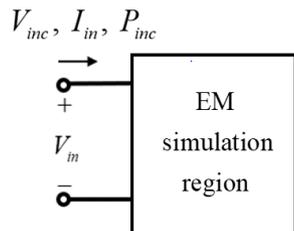


그림 1. EM 시뮬레이션에 인가되는 전원
Fig. 1. Power sources applied in EM simulation.

찰하고자 한다. 그리고 앞서 전압, 전류, 전력 식을 바탕으로 한 전압/전류/전력원의 상호 변환 방정식을 제시한다. 마지막 IV장에서는 다이폴 안테나에 전원의 상호 변환 방정식을 적용하여 제시된 수식들을 검증하고자 한다.

II. 전원과 부하 사이에 전송선로가 있는 경우

2-1 전압, 전류, 전력 수식^{[6],[7]}

그림 2는 전원과 부하 사이에 전송선로가 있을 때의 회로이며, “One Port Network” 부분이 그림 1에서 표현된 “EM 시뮬레이션 영역”에 해당한다. EM 시뮬레이션 진행 시 전원부는 해석에 포함되지 않는다. 이 경우, EM 시뮬레이션 진행 시 전원과 부하 사이에 별도의 전송선로를 설정하지 않는 것이 일반적이다. 그러나 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우에도 전송선로 이론을 바탕으로 전압, 전류, 전력 수식을 분석하기 위해, 본 연구에서는 전원과 부하 사이에 전송선로가 있는 경우부터 전송선로 이론을 적용하였다. 아울러 1) 수식 전개 편의성과 2) III장에서 전송선로가 없을 경우로 전개됨을 고려해서 그림 2에서 사용된 전송선로는 손실이 없는 무손실 전송선로 모델을 사용하였다. 그림 2의 전송선로에서 전압파와 전류파 식은 다음의 식 (1)과 같다.

$$\begin{cases} V(z) = V^+ + V^- = V_0^+ [e^{-j\beta z} + \Gamma_L e^{j\beta z}] \\ I(z) = I^+ + I^- = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - \Gamma_L e^{j\beta z}] \end{cases} \quad (1)$$

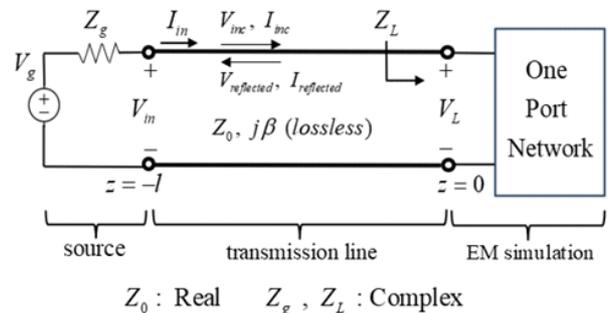


그림 2. 전원과 부하 사이에 전송선로가 있을 때의 회로
Fig. 2. Circuit with a transmission line between the source and load.

이때, $z=0$ 과 $z=-l$ 에서의 반사계수는 식 (2)와 같으며, V_0^+ 는 식 (3)과 같다.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}, \Gamma_g = \frac{Z_g - Z_0}{Z_g + Z_0} \quad (2)$$

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \frac{e^{-j\beta l}}{1 - \Gamma_L \Gamma_g e^{-2j\beta l}} \quad (3)$$

또한 V^+ 와 V^- 는 각각 그림 2의 V_{inc} 와 $V_{reflected}$ 에 해당하며, Γ^+ 와 Γ^- 도 각각 I_{inc} 와 $I_{reflected}$ 를 나타낸다. 식 (1)을 통해 $z=0$ 과 $z=-l$ 에서의 전압, 전류 수식을 구할 수 있으며, 이를 통해 전력 수식을 구하는 것이 가능하다. 또한 그림 2에서 전송선로를 무손실로 가정하였기 때문에 $z=0$ 과 $z=-l$ 에서의 전력은 동일하다.

$$P_{in}(z=-l) = P_{in}(z=0) = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (4)$$

한편, 입사 전압파와 입사 전류파의 비는 식 (5)와 같이 z 의 위치에 관계없이 항상 Z_0 이며, 반사 전압파와 반사 전류파의 비는 항상 $-Z_0$ 임을 알 수 있다. 또한 부하단 위치 $z=0$ 에서의 전체 전압파와 전체 전류파의 비는 Z_L 가 된다.

$$\frac{V_{inc}}{I_{inc}} = -\frac{V_{reflected}}{I_{reflected}} = Z_0 \quad (5)$$

$$\frac{V(z=0)}{I(z=0)} = Z_0 \cdot \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} = Z_L \quad (6)$$

2-2 전압/전류/전력원 상호 변환 방정식

앞서 2-1절에서 구한 전압, 전류, 전력식을 통해 각각의 전원 간의 변환 방정식을 구하고자 한다. 이때, 상호 변환하고자 하는 전원은 그림 2에서의 V_g , V_{in} , I_{in} , V_{inc} 그리고 P_{inc} 이다. 예를 들어, V_g 가 주어져 있을 때, 식 (3)으로부터 V_0^+ 를 구할 수 있으며, 이때 전력, 전압, 전류를 V_g 에 대한 식으로 나타낼 수 있다. 이는 표 1과 같으며, 표 1에서 ANSYS사의 HFSS에서 사용가능한 전원인 V_{in} , I_{in} , V_{inc} 그리고 P_{inc} 을 $V_g(V_0^+)$ 의 수식으로 나타낼 수 있다.

동일한 방법으로 V_{in} , I_{in} , V_{inc} 그리고 P_{inc} 가 주어졌을 때 등가로 변환된 전원 수식을 표 2~표 5와 같이 얻을 수 있다. 이때, 표 5에서 input wave는 Z_{in} 에 대한 수식으로 표현이 되어 있으며 Z_{in} 은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

표 1. V_g 가 주어져 있으며, $l \neq 0$ 일 때, 각 전원들의 수식
Table. 1. Source equations when V_g is given with $l \neq 0$.

| V_g | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|---------------------|--|---|---|
| Voltage @ $z=-l$ | $V_{inc} = V^+(z=-l)$ $= V_0^+ e^{j\beta l}$ | $V_{reflected} = V^-(z=-l)$ $= V_0^+ \Gamma_L e^{-j\beta l}$ | $V_{in} = V^+(z=-l) + V^-(z=-l)$ $= V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma_L e^{-j\beta l})$ |
| Current @ $z=-l$ | $I_{inc} = I^+(z=-l)$ $= \frac{V_{inc}}{Z_0} = \frac{V_0^+ e^{j\beta l}}{Z_0}$ | $I_{reflected} = I^-(z=-l)$ $= -\frac{V_{reflected}}{Z_0} = -\frac{V_0^+ \Gamma_L e^{-j\beta l}}{Z_0}$ | $I_{in} = I^+(z=-l) + I^-(z=-l)$ $= \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{j\beta l} - \Gamma_L e^{-j\beta l})$ |
| Power @ $z=-l$ | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(V_0^+ e^{j\beta l} \cdot \frac{(V_0^+)^*}{Z_0} e^{-j\beta l}\right)$ $= \frac{ V_0^+ ^2}{2Z_0}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{1}{2} Re\left(V_0^+ \Gamma_L e^{-j\beta l} \cdot \frac{(V_0^+)^*}{Z_0} \Gamma_L^* e^{j\beta l}\right)$ $= -\frac{ V_0^+ ^2}{2Z_0} \Gamma_L ^2$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= -\frac{1}{2} Re\left(V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma_L e^{-j\beta l}) \cdot \left(\frac{(V_0^+)^*}{Z_0} (e^{-j\beta l} - \Gamma_L^* e^{j\beta l})\right)\right)$ $= \frac{ V_0^+ ^2}{2Z_0} (1 - \Gamma_L ^2)$ |

표 2. V_{in} 가 주어져 있으며, $l \neq 0$ 일 때, 각 전원들의 수식

Table. 2. Source equations when V_{in} is given with $l \neq 0$.

| V_{in} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|-----------------------|---|---|---|
| Voltage @ $z = -l$ | $V_{inc} = V^+(z = -l)$ $= \frac{V_{in}}{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l}}$ | $V_{reflected} = V^-(z = -l)$ $= \frac{V_{in}}{(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \Gamma_L e^{-2j\beta l}$ | V_{in} |
| Current @ $z = -l$ | $I_{inc} = I^+(z = -l)$ $= \frac{V_{in}}{Z_0 \cdot (1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})}$ | $I_{reflected} = I^-(z = -l)$ $= -\frac{V_{in}}{Z_0 \cdot (1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \Gamma_L e^{-2j\beta l}$ | $I_{in} = I^+(z = -l) + I^-(z = -l)$ $= \frac{V_{in}}{Z_0} \cdot \frac{1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l}}{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l}}$ |
| Power @ $z = -l$ | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(\frac{V_{in}}{1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l}} \cdot \left(\frac{V_{in}}{Z_0 \cdot (1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \right)^* \right)$ $= \frac{ V_{in} ^2}{2Z_0} \cdot \frac{1}{ 1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l} ^2}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(\frac{V_{in}}{(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \Gamma_L e^{-2j\beta l} \cdot \left(\frac{(V_{in})^*}{Z_0 \cdot (1 + \Gamma_L e^{2j\beta l})} \Gamma_L^* e^{2j\beta l} \right) \right)$ $= -\frac{ V_{in} ^2}{2Z_0} \cdot \frac{ \Gamma_L ^2}{ 1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l} ^2}$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{ V_{in} ^2}{2Z_0} Re\left(\frac{(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})}{(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \cdot \left(\frac{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})}{(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})^*} \right)^* \right)$ $= \frac{ V_{in} ^2}{2Z_0} \cdot \frac{1 - \Gamma_L ^2}{ 1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l} ^2}$ |

표 3. I_{in} 가 주어져 있으며, $l \neq 0$ 일 때, 각 전원들의 수식

Table. 3. Source equations when I_{in} is given with $l \neq 0$.

| I_{in} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|-----------------------|--|--|---|
| Voltage @ $z = -l$ | $V_{inc} = Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})}$ | $V_{reflected} = Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \Gamma_L e^{-2j\beta l}$ | $V_{in} = Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} (1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})$ |
| Current @ $z = -l$ | $I_{inc} = \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})}$ | $I_{reflected} = -\frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \Gamma_L e^{-2j\beta l}$ | I_{in} |
| Power @ $z = -l$ | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(Z_0 \cdot \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \cdot \left(\frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \right)^* \right)$ $= \frac{Z_0 \cdot I_{in} ^2}{2} \cdot \frac{1}{ 1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l} ^2}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \Gamma_L e^{-2j\beta l} \cdot \left(\frac{I_{in}^*}{(1 - \Gamma_L e^{2j\beta l})} \Gamma_L^* e^{2j\beta l} \right) \right)$ $= -\frac{Z_0 \cdot I_{in} ^2}{2} \cdot \frac{ \Gamma_L ^2}{ 1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l} ^2}$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{Z_0 \cdot I_{in} ^2}{2} \cdot Re\left(\frac{(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})} \cdot \left(\frac{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})}{(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})^*} \right)^* \right)$ $= \frac{Z_0 \cdot I_{in} ^2}{2} \cdot \frac{1 - \Gamma_L ^2}{ 1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l} ^2}$ |

표 4. V_{inc} 가 주어져 있으며, $l \neq 0$ 일 때, 각 전원들의 수식

 Table. 4. Source equations when V_{inc} is given with $l \neq 0$.

| V_{inc} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|-----------------------|---|---|--|
| Voltage @ $z = -l$ | V_{inc} | $V_{reflected} = V^-(z = -l)$ $= V_0^+ \Gamma_L e^{-j\beta l} = V_{inc} \Gamma_L e^{-2j\beta l}$ | $V_{in} = V^+(z = -l) + V^-(z = -l)$ $= V_{inc}(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l})$ |
| Current @ $z = -l$ | $I_{inc} = I^+(z = -l)$ $= \frac{V_{inc}}{Z_0}$ | $I_{reflected} = I^-(z = -l)$ $= -\frac{V_{inc} \Gamma_L e^{-2j\beta l}}{Z_0}$ | $I_{in} = I^+(z = -l) + I^-(z = -l)$ $= \frac{V_{inc}}{Z_0}(1 - \Gamma_L e^{-2j\beta l})$ |
| Power @ $z = -l$ | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(V_{inc} \cdot \frac{(V_{inc})^*}{Z_0}\right)$ $= \frac{ V_{inc} ^2}{2Z_0}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{1}{2} Re\left(V_{inc} \Gamma_L e^{-2j\beta l} \cdot \frac{(V_{inc})^*}{Z_0} \Gamma_L^* e^{2j\beta l}\right)$ $= -\frac{ V_{inc} ^2}{2Z_0} \Gamma_L ^2$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= -\frac{1}{2} Re\left(V_{inc}(1 + \Gamma_L e^{-2j\beta l}) \cdot \frac{(V_{inc})^*}{Z_0}(1 - \Gamma_L^* e^{2j\beta l})\right)$ $= \frac{ V_{inc} ^2}{2Z_0}(1 - \Gamma_L ^2) = P_{inc} + P_{reflected}$ |

 표 5. P_{inc} 가 주어져 있으며, $l \neq 0$ 일 때, 각 전원들의 수식

 Table. 5. Source equations when P_{inc} is given with $l \neq 0$.

| P_{inc} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|-----------------------|---|--|---|
| Voltage @ $z = -l$ | $ V_{inc} = \sqrt{2Z_0 \cdot P_{inc}}$ | $V_{reflected} = V_{inc} \cdot \Gamma_L \cdot e^{-2j\beta l}$ $ V_{reflected} = \sqrt{2Z_0 P_{inc}} \cdot \Gamma_L $ | $ V_{in} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{Re\left(\frac{1}{Z_{in}^*}\right)}}$ $= \sqrt{\frac{2P_{inc}}{(1 - \Gamma_L ^2) \cdot Re\left(\frac{1}{Z_{in}^*}\right)}}$ |
| Current @ $z = -l$ | $ I_{inc} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{inc}}{Z_0}}$ | $I_{reflected} = \frac{V_{inc} \cdot \Gamma_L \cdot e^{-2j\beta l}}{-Z_0}$ $ I_{reflected} = \sqrt{\frac{2P_{inc}}{Z_0}} \cdot \Gamma_L $ | $ I_{in} = \sqrt{\frac{2P_{in}}{Re(Z_{in})}}$ $= \sqrt{\frac{2P_{inc}}{(1 - \Gamma_L ^2) \cdot Re(Z_{in})}}$ |
| Power @ $z = -l$ | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= \frac{1}{2} Re\left(V_{reflected} \cdot \left(-\frac{V_{reflected}}{Z_0}\right)\right)$ $= -\frac{ V_{reflected} ^2}{2Z_0} = -P_{inc} \cdot \Gamma_L ^2$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{1}{2} V_{in} ^2 Re\left(\frac{1}{Z_{in}^*}\right)$ $\equiv \frac{1}{2} I_{in} ^2 Re(Z_{in})$ |

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta l)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta l)} \quad (7)$$

또한 표 5에서 전압파와 전류파가 크기로만 표현된 이유는 입사 전력의 크기가 주어졌을 때는 전압파와 전류파의 위상 정보를 알 수 없기 때문이다.

III. 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우

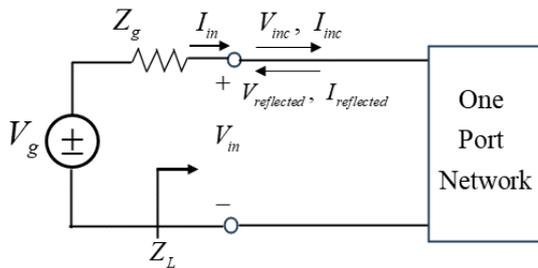
3-1 전압, 전류, 전력 수식^[6,7]

앞서 II 장에서는 전원과 부하 사이에 전송선로가 있을 때 전압파와 전류파를 기반으로 한 전압, 전류, 전력 수식을 제시하였으며, 이를 바탕으로 전압/전류/전력원 간의 상호 변환 방정식을 도출하였다. III 장에서는 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우에도 전압파와 전류파 개념을 도입하고자 한다.

그림 3은 전원과 부하 사이에 전송선로가 없을 때의 회로이며, 그림 3의 “One Port Network”에 3D 모델이 위치하게 된다. 이러한 형태는 EM 시뮬레이션 진행 시 일반적인 형태이며, 이 경우에 전압파와 전류파를 도입하여 전압, 전류, 전력 수식을 구하고자 한다. 이때, 부하에서의 전압, 전류는 식 (8)과 같다.

$$\begin{cases} V_L = V^+ + V^- = V_0^+ [1 + \Gamma_L] \\ I_L = I^+ + I^- = \frac{V_0^+}{Z_0} [1 - \Gamma_L] \end{cases}$$

단, $V_0^+ = V_g \frac{Z_0}{Z_0 + Z_g} \frac{1}{(1 - \Gamma_L \Gamma_g)} = \frac{V_g}{2} \frac{Z_L + Z_0}{Z_L + Z_g}$ (8)



Z_0 : Real Z_g, Z_L : Complex

그림 3. 전원과 부하 사이에 전송선로가 없을 때의 회로
Fig. 3. Circuit without a transmission line between the source and load.

식 (8)은 전원과 부하를 연결하는 전송선로가 없을 때의 전압파와 전류파 수식이며 그림 2의 $z=0$ 에서의 전압파와 전류파 수식과 완전히 같은 형태가 된다. 이 경우에는 전원과 부하를 연결하는 전송선로가 없으므로 전압과 전류는 각각 부하에서의 전압 및 전류가 된다. 이때, 식 (8)의 Γ_L 정의에서 사용된 Z_0 의 값이 어떠한지 하는지에 대해 모호함이 발생한다. 이는 Γ_L 및 V_0^+ 가 식 (2) 및 식 (8)과 같이 정의되었을 때, Z_0 에 대한 값이 포함되어 있기 때문이다. 한편, 식 (8)의 전체 전압 및 전체 전류에서 Z_0 는 식 (5)의 형태를 유지할 수 있다. 즉, 식 (5)로써 Z_0 가 정의될 수 있으며, 또 부하단에서의 식 (6)도 성립한다. 식 (8)에 식 (2)와 식 (8)에서 정의된 V_0^+ 을 대입하여 전체 전압, 전체 전류 그리고 전체 전력 수식을 구하면 식 (9)와 같다.

$$V_L = V_{in} = V_g \frac{Z_L}{Z_L + Z_g}, \quad I_L = I_{in} = \frac{V_g}{Z_L + Z_g}$$

$$P_L = P_{in} = \frac{1}{2} \text{Re} [V_{in} \cdot (I_{in})^*] = \frac{|V_g|^2}{2} \frac{R_L}{|Z_g + Z_L|^2} \quad (9)$$

결국, 식 (9)의 형태에서는 Z_0 가 소거되어 Z_0 와 완전히 무관한 형태가 되며, 이는 기존의 회로 이론에서의 형태와 일치하게 된다. 이러한 의미에서 Z_0 가 임의의 값을 가질 때에도 식 (2)와 식 (9)은 모두 성립한다. 그러나 V_{inc} 그리고 P_{inc} 는 다음 3-2절에서 기술되듯이 Z_0 가 변함에 따라 바뀌게 된다.

3-2 전압/전류/전력원 상호 변환 방정식

앞서 3-1절에서 구한 전압, 전류, 전력 수식인 식 (9)를 이용하여 각각의 전원 간의 변환 방정식을 구하고자 한다. 상호 변환하고자 하는 전원은 그림 3에서의 $V_g, V_{in}, I_{in}, V_{inc}$ 그리고 P_{inc} 이다. 표 1~표 5에서의 전원의 변환 방정식은 전송선로의 길이 l 에 대한 식이지만, 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우 l 의 성분이 사라지게 되며 이 경우의 변환식을 표 6~표 10에 표현하였다. 이 표들은 표 1~표 5에서 $l=0$ 를 대입하면 얻을 수 있으며, 여기서는 편의상 다시 표로 만들어서 정리하였다.

표 6에서 각 전원의 수식은 V_0^+ 에 대한 식으로 나타나

표 6. V_g 가 주어져 있으며, $l=0$ 일 때 각 전원들의 수식Table. 6. Source equations when V_g is given with $l=0$.

| V_g | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|---------|---|---|---|
| Voltage | $V_{inc} = V_0^+$ | $V_{reflected} = V_0^+ \Gamma_L$ | $V_{in} = V_0^+ (1 + \Gamma_L)$ |
| Current | $I_{inc} = \frac{V_{inc}}{Z_0} = \frac{V_0^+}{Z_0}$ | $I_{reflected} = -\frac{V_{reflected}}{Z_0} = -\frac{V_0^+ \Gamma_L}{Z_0}$ | $I_{in} = \frac{V_0^+}{Z_0} (1 - \Gamma_L)$ |
| Power | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{ V_0^+ ^2}{2Z_0}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{ V_0^+ ^2}{2Z_0} \Gamma_L ^2$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{ V_0^+ ^2}{2Z_0} (1 - \Gamma_L ^2) = P_{inc} + P_{reflected}$ |

표 7. V_{in} 가 주어져 있으며, $l=0$ 일 때 각 전원들의 수식Table. 7. Source equations when V_{in} is given with $l=0$.

| V_{in} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|----------|---|---|---|
| Voltage | $V_{inc} = \frac{V_{in}}{(1 + \Gamma_L)}$ | $V_{reflected} = \frac{V_{in}}{(1 + \Gamma_L)} \Gamma_L$ | V_{in} |
| Current | $I_{inc} = \frac{V_{in}}{Z_0} \cdot \frac{1}{(1 + \Gamma_L)}$ | $I_{reflected} = -\frac{V_{in}}{Z_0} \cdot \frac{\Gamma_L}{(1 + \Gamma_L)}$ | $I_{in} = \frac{V_{in}}{Z_0} \cdot \frac{1 - \Gamma_L}{1 + \Gamma_L} = \frac{V_{in}}{Z_L}$ |
| Power | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{ V_{in} ^2}{2Z_0} \cdot \frac{1}{ 1 + \Gamma_L ^2}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{ V_{in} ^2}{2Z_0} \cdot \frac{ \Gamma_L ^2}{ 1 + \Gamma_L ^2}$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{ V_{in} ^2}{2} Re\left\{\frac{1}{Z_L^*}\right\}$ |

표 8. I_{in} 가 주어져 있으며, $l=0$ 일 때 각 전원들의 수식Table. 8. Source equations when I_{in} is given with $l=0$.

| I_{in} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|----------|--|--|--|
| Voltage | $V_{inc} = Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L)}$ | $V_{reflected} = Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L)} \Gamma_L$ | $V_{in} = Z_0 \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L)} (1 + \Gamma_L) = Z_L I_{in}$ |
| Current | $I_{inc} = \frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L)}$ | $I_{reflected} = -\frac{I_{in}}{(1 - \Gamma_L)} \Gamma_L$ | I_{in} |
| Power | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{Z_0 \cdot I_{in} ^2}{2} \cdot \frac{1}{ 1 - \Gamma_L ^2}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{Z_0 \cdot I_{in} ^2}{2} \cdot \frac{ \Gamma_L ^2}{ 1 - \Gamma_L ^2}$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{ I_{in} ^2}{2} Re\{Z_L^*\}$ |

표 9. V_{inc} 가 주어져 있으며, $l=0$ 일 때 각 전원들의 수식

Table. 9. Source equations when V_{inc} is given with $l=0$.

| V_{inc} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|-----------|---|---|---|
| Voltage | V_{inc} | $V_{reflected} = V_{inc} \Gamma_L$ | $V_{in} = V_{inc}(1 + \Gamma_L)$ |
| Current | $I_{inc} = \frac{V_{inc}}{Z_0}$ | $I_{reflected} = -\frac{V_{inc} \Gamma_L}{Z_0}$ | $I_{in} = \frac{V_{inc}}{Z_0}(1 - \Gamma_L)$ |
| Power | $P_{inc} = \frac{1}{2} Re(V_{inc} \cdot I_{inc}^*)$ $= \frac{ V_{inc} ^2}{2Z_0}$ | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{ V_{inc} ^2}{2Z_0} \Gamma_L ^2$ | $P_{in} = \frac{1}{2} Re(V_{in} \cdot I_{in}^*)$ $= \frac{ V_{inc} ^2}{2Z_0} (1 - \Gamma_L ^2) = P_{inc} + P_{reflected}$ |

표 10. P_{inc} 가 주어져 있으며, $l=0$ 일 때 각 전원들의 수식

Table. 10. Source equations when P_{inc} is given with $l=0$.

| P_{inc} | Incident wave | Reflected wave | Input wave (total wave) |
|-----------|--|--|---|
| Voltage | $ V_{inc} = \sqrt{2Z_0 \cdot P_{inc}}$ | $ V_{reflected} = V_{inc} \cdot \Gamma_L $ $= \sqrt{2Z_0 P_{inc}} \cdot \Gamma_L $ | $ V_{in} = \sqrt{\frac{2P_{inc}(1 - \Gamma_L ^2)}{Re\left(\frac{1}{Z_L^*}\right)}}$ |
| Current | $ I_{inc} = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{inc}}{Z_0}}$ | $ I_{reflected} = I_{inc} \cdot \Gamma_L $ $= -\sqrt{\frac{2P_{inc}}{Z_0}} \cdot \Gamma_L $ | $ I_{in} = \sqrt{\frac{2P_{inc}(1 - \Gamma_L ^2)}{Re(Z_L^*)}}$ |
| Power | P_{inc} | $P_{reflected} = \frac{1}{2} Re(V_{reflected} \cdot I_{reflected}^*)$ $= -\frac{ V_{reflected} ^2}{2Z_0} = -P_{inc} \cdot \Gamma_L ^2$ | $P_{in} = P_{inc}(1 - \Gamma_L ^2)$ $= P_{inc} + P_{reflected}$ |

며, 식 (8)의 V_0^+ 에는 V_g 및 Z_g 가 포함되어 있다. 반면에 표 7~표 10에서는 $V_0^+(V_g$ 및 $Z_g)$ 가 이미 V_{inc} , I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 에 포함되어 있으며, 따라서 여기에서 기술된 등가 변환 수식들은 V_g 및 Z_g 에 무관함을 알 수 있다. 또한 표 6~표 10의 모든 수식에는 Γ_L 이 존재하며, 여기에는 전송 선로의 특성임피던스인 Z_0 가 포함되어 있다. 3-1절의 마지막 부분에서 언급한 바와 같이 식 (9)의 측면에서는 Z_0 는 원칙적으로 임의의 값을 사용해도 무방하지만 V_{inc} 와 P_{inc} 는 표 7 및 표 8에서 보는 바와 같이 Z_0 에 따라서 값이 변하기 때문에, 의미 있는 Z_0 값을 결정하는 것이 필요하다.

한편, 그림 1에서와 같이 EM 시뮬레이션을 수행할 때, S 파라미터(S_{11})는 시뮬레이션 시 사용하는 전원에 무관

하게 얻을 수 있다. 이것은 S 파라미터가 입사파와 반사파의 비율로서 정의되기 때문이다. 이 S 파라미터를 수치 해석적으로 구하거나 VNA(회로망분석기)를 사용하여 측정할 때 사용되는 기준임피던스(reference impedance)를 Z_0' 로 가정할 경우, S_{11} 및 Γ_L 은 식 (10)과 같이 표현된다.

$$S_{11} = \frac{Z_L - Z_0'}{Z_L + Z_0'}, \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \tag{10}$$

따라서 식 (10)에서부터 $Z_0' = Z_0$ 이 될 때, 다음과 같은 수식이 성립한다.

$$\Gamma_L = S_{11}, \quad \text{with } Z_0' = Z_0 \tag{11}$$

즉, 그림 1과 같이 EM 시뮬레이션을 수행할 때, Γ_L 을 계산하는데 사용되는 특성임피던스 Z_0 가 S 파라미터를

구할 때(EM 시뮬레이션 또는 측정 시) 사용된 기준임피던스 Z_0' 와 일치해야 한다. 따라서 표 6~표 10에서의 전원 변환 수식에서 나타난 Z_0 는 S 파라미터를 구할 때 사용된 기준임피던스 Z_0' 를 사용해야 한다.

보통 S 파라미터를 측정하거나 EM 시뮬레이션을 수행할 때 50 Ω의 기준 임피던스를 사용하는데, 한편 통신 시스템일 경우 75 Ω을 사용하는 경우가 많다^[8]. 이 경우에 EM 시뮬레이션을 수행하면서 다른 전원으로 변환할 필요가 있는 경우, 표 6~표 10을 이용할 수 있으며, 이때 변환 수식에서 나타난 Z_0 는 S 파라미터를 구할 때 사용한 기준 임피던스를 사용해야 함을 알 수 있다.

IV. 사례 연구

4-1 다이폴 안테나 모델링

앞서 III장에서는 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우를 다루고 있으며, 이는 EM 시뮬레이션 진행 시 일반적인 형태이다. 이 경우의 전원 변환 수식이 EM 시뮬레이션에서 성립하는지 확인하기 위해 다이폴 안테나에 적용하여 검증하고자 한다. 이때, 다이폴 안테나는 그림 3의 부하 측에 위치하게 된다.

그림 4의 각 다이폴 안테나의 길이는 28.28 mm, 반지름의 길이는 0.5 mm이며 PEC로 설정하였다. 또한 그림 5의 S_{11} 을 통해 2.4 GHz에서 -15.4 dB의 공진이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이때, 입력전압과 출력전압의 비를 나타내는 S 파라미터는 사용되는 전원의 종류와 무관하게 동일 3D모델에서 같은 값을 갖는다. 따라서 이러한 S 파라미터의 특성을 고려하여 임의의 전원을 사용했을 때 얻어지는 S 파라미터와 Z_0' 를 통해 다이폴 안테나의 입력 임피던스 Z_{in} 을 나타낼 수 있다.

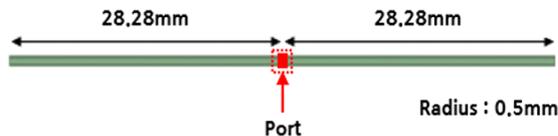


그림 4. 다이폴 안테나 모델링
Fig. 4. Dipole antenna modeling.

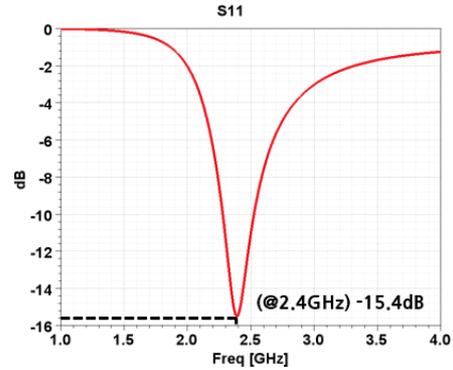


그림 5. 설계한 다이폴 안테나의 $S_{11}(50 \Omega)$
Fig. 5. S_{11} of designed dipole antenna (50 Ω).

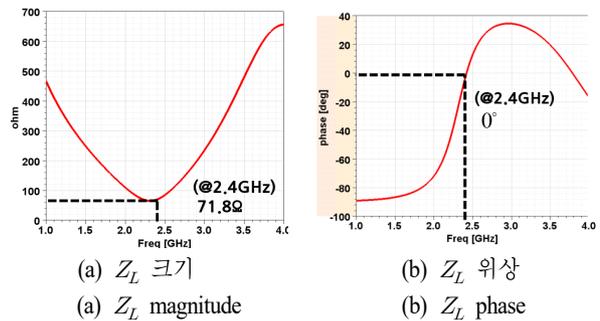


그림 6. 다이폴 안테나의 입력 임피던스 Z_{in}
Fig. 6. Input impedance of dipole antenna.

$$Z_{in} = Z_L = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} Z_0' \quad (12)$$

그림 5는 그림4의 다이폴 안테나의 S_{11} 을 $Z_0'=50 \Omega$ 기준으로 표시한 것이고, 그림 6은 이 S_{11} 값을 식 (16)에 적용했을 때 얻어진 Z_L 의 값이다. 그림 6(a)는 Z_L 의 크기를 나타내며, 그림 6(b)는 Z_L 의 위상을 나타낸다. Z_L 의 값을 확인해보면 2.4 GHz에서 Z_L 의 크기가 71.8 Ω으로 나타나는데, 이는 다이폴 안테나의 공진주파수에서의 입력 임피던스 이론값인 72 Ω과 유사한 것을 알 수 있다. 식 (12)를 통해 다이폴 안테나뿐만 아닌 임의의 1-포트 네트워크의 입력 임피던스를 도출하는 것이 가능하다.

4-2 전압/전류/전력원 상호 변환 수식 검증

본 절에서는 4-1절에서 기술한 다이폴 안테나에 여러 가지 전원이 주어졌을 때, EM 시뮬레이션 결과에 대하여

기술하고자 한다. EM 시뮬레이션에서 사용할 수 있는 전원은 V_{in} , I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 이며, 본 절에서는 지면 관계상 V_{in} 이 주어져 있을 때만을 기술하고자 한다. 즉, V_{in} 이 주어져 있을 때, 이것과 등가의 I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 을 표 7을 이용하여 구하여 EM 시뮬레이션에 적용하고자 한다. 적용 후, V_{in} , I_{in} 그리고 P_{in} 을 EM 시뮬레이션 상에서 확인하여 이 값들이 사용한 전원에 무관하게 같다는 것을 확인하고자 한다.

다이폴 안테나에 인가하고자 하는 V_{in} 가 $1\angle 0^\circ$ [V]로 주어져 있다고 가정하였으며, 이 다이폴 안테나의 S 파라미터를 해석하는데 사용한 기준임피던스 Z_0' 와 Γ_L 을 계산하는데 사용되는 특성임피던스 Z_0 를 모두 50 옴으로 설정하였다. 이 경우 $Z_0' = Z_0$ 조건을 만족하므로 $\Gamma_L = S_{11}$ 이 성립함을 알 수 있으며, 표 7의 수식을 통해 V_{in} 에 대한 등가 전원의 값을 구할 때, Γ_L 을 S_{11} 로 대체하는 것이 가능하다. 이러한 방법으로 $V_{in}=1\angle 0^\circ$ [V]와 등가인 I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 를 그림 7에 나타내었다. 그림 7(a)의 검은색 그래프는 V_{in} 이며, 이에 대한 등가의 V_{inc} 는 파란색 그래프로 나타내었다. 또한 빨간색 그래프는 등가의 I_{in} 을 나타내며, 보라색 그래프는 등가의 P_{inc} 을 나타낸다.

그림 7과 같이 표현한 전원들이 모두 등가라는 것을 확인하기 위해서 1 GHz, 2 GHz, 공진주파수인 2.4 GHz 그리고 3 GHz에서 EM 시뮬레이션을 수행하였으며, 표 11은 이때 계산된 등가 전원 값들을 나타내며, 그림 7에도 표현되어 있다. 최종적으로 각 주파수에서 이들이 등가임을 확인하기 위하여 EM 시뮬레이션의 전원 설정에 적용

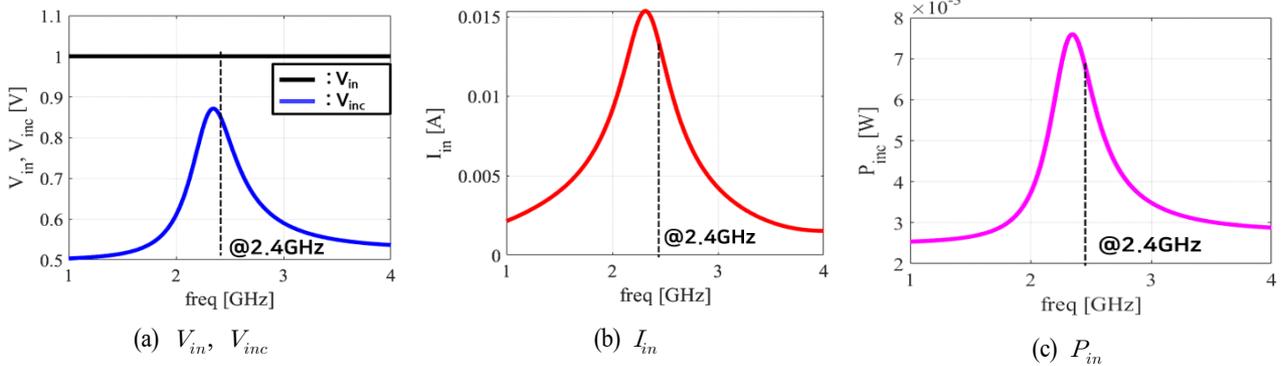


그림 7. 다이폴 안테나의 중심에서의 V_{in} , I_{in} , P_{in}
 Fig. 7. V_{in} , I_{in} , P_{in} at the center of dipole antenna.

표 11. 다이폴 안테나 시뮬레이션의 등가 전원 계산값
 Table. 11. Equivalent source values for dipole antenna simulation.

| $V_{in} = 1\angle 0^\circ$ [V] reference | | | |
|--|-------------------------|-------------------------|----------------|
| Frequency | I_{in} [mA] | V_{inc} [V] | P_{inc} [mW] |
| 1 GHz | $2.1\angle 89.1^\circ$ | $0.50\angle 6.0^\circ$ | 2.54 |
| 2 GHz | $9.1\angle 72.0^\circ$ | $0.62\angle 20.6^\circ$ | 3.72 |
| 2.4 GHz (resonant frequency) | $14.1\angle 0^\circ$ | $0.855\angle 0^\circ$ | 7.26 |
| 3 GHz | $4.2\angle -34.3^\circ$ | $0.59\angle -5.7^\circ$ | 3.49 |

하였으며, 시뮬레이션 결과값으로서 V_{in} , I_{in} 그리고 P_{in} 을 비교하였다. 이때, V_{in} 은 전계의 선적분을 통해서, 그리고 I_{in} 는 자계의 폐곡선에 대한 적분을 통해 도출된 값이며 그림 8을 통해 V_{in} , I_{in} 을 구하기 위한 적분 경로를 확인할 수 있다.

V_{in} 을 얻기 위한 적분 경로는 설정한 포드의 한쪽 끝

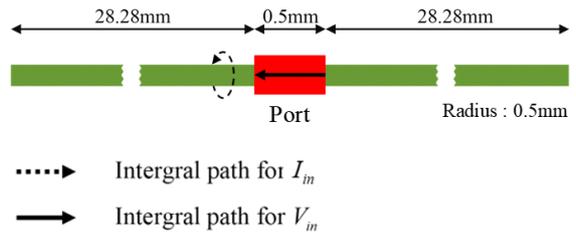


그림 8. V_{in} , I_{in} 을 구하기 위한 개념도
 Fig. 8. Diagram for determining V_{in} and I_{in} .

에서 다른 쪽 끝이며, I_{in} 을 얻기 위한 적분 경로는 한쪽의 다이폴이 포트와 인접한 지점에서 다이폴을 감싸는 폐곡선이다. 이를 통해 얻은 V_{in} 과 I_{in} 값을 이용하여 P_{in} 을 구하였다.

그림 9(a)~그림 9(c)의 실선은 각각 전원이 $V_{in}=1\angle 0^\circ$ 일 때의 V_{in} , I_{in} , P_{in} 을 나타내며, 표 7을 이용하여 계산한 것이다. 또, 그림 9 (a)에서 빨간 동그라미, 파란 십자가, 그리고 보라색 가위표는 각각 전원이 I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 일 때 입력전압 V_{in} 을 4개의 주파수에서 그린 것이다. 수치적인 선적분을 수행했기 때문에 정확하게 일치하지는 않지만 전반적으로 모두 $V_{in}=1\angle 0^\circ$ 를 만족함을 확인할 수 있다.

그림 9(b)는 입력전류 I_{in} 을 각각 전원이 V_{in} , I_{in} , V_{inc} 그리고 P_{inc} 일 때를 표현하였다. I_{in} 도 V_{in} 과 마찬가지로 수치적인 선적분을 수행했기 때문에 정확하게 일치하지는 않지만 $V_{in}=1\angle 0^\circ$ 일 때의 I_{in} 을 나타내는 검은색 실선에 근접한 값으로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 9(c)는 P_{in} 을 유사한 방법으로 표현한 것이며, 모두 각 주파수에서 잘 일치함을 확인할 수 있으며, 이를 통해 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우에 대한 전원 변환 방정식이 유효함을 확인할 수 있다. 이러한 등가 전원 변환 과정은 안테나의 최적 급전 방식을 결정하는 데 도움이 될 것으로 기대된다. 안테나 급전 시 전압원, 전류원, 전력원이 사용될 수 있으며, 각 전원 유형은 안테나의 성능과 동작 특성에 다른 영향을 줄 수 있으므로 설계 과정에서 임피

던스 매칭 요구사항, 방사 효율, 대역폭 등과 같은 목표로 하는 성능 지표에 가장 적합한 급전 방식을 선택하는 것이 중요하다. 하지만 다른 전원 유형과의 성능 비교를 위해서는 전원 변환 방정식을 사용하여 각 전원 상태에서 동일한 조건을 기반으로 비교하는 과정이 필요하며, 이를 통해 전압원, 전류원, 전력원 간의 성능 차이를 비교 및 평가할 수 있다고 판단된다.

V. 결 론

본 논문에서는 EM 시뮬레이션에서 서로 다른 전원을 사용했을 때 동일한 결과를 얻기 위한 등가 전원 산정 방안을 제안하였다. 전압과 전류파의 개념을 활용하여 전원과 부하 사이에 전송선로가 있는 경우에 전압, 전류, 전력 수식들을 기술하였으며, 아울러 전원과 부하 사이에 전송선로가 없는 경우도 표 6~표 10에서 표현하였다. 표 6~표 10을 확인해보면 전송선로가 없는 경우에도 수식에서 나타나는 특성 임피던스 Z_0 에 대하여 고찰하여 다음과 같이 요약한다.

- (1) 그림 1과 같이 EM 시뮬레이션을 수행하고자 할 때, 등가 전원은 ANSYS의 HFSS를 기준으로 V_{in} , I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 이 요구되며, 이 중에서 하나의 값이 정해지면 나머지 등가 전원의 수식은 표 7~표 10을 이용하여 변환하면 된다. 이때 그림 3의 전원 임피

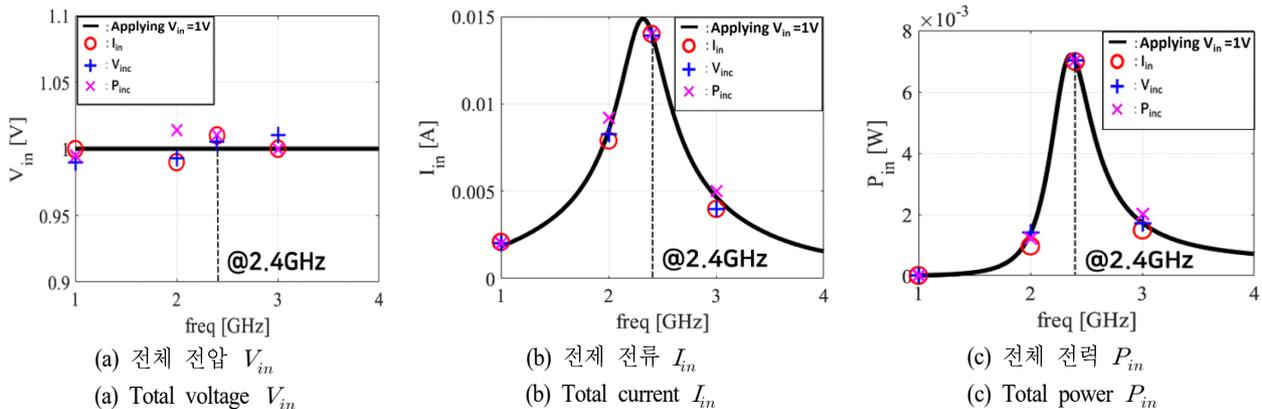


그림 9. 다이폴 안테나의 중심에서의 V_{in} , I_{in} , P_{in}
 Fig. 9. V_{in} , I_{in} , P_{in} at the center of dipole antenna.

던스 Z_g 값은 무관하다.

- (2) 등가 전원 변환 시 그림 1에서의 “EM 시뮬레이션 영역”에 대한 정보가 있어야 하며, 보통 S 파라미터를 측정이나 EM 시뮬레이션을 통하여 확보한다. S 파라미터는 입사파와 반사파의 비로 나타나기 때문에 EM 시뮬레이션 시 전원의 종류는 중요하지 않다.
- (3) 표 7~표 10를 이용하기 위해서는 존재하지 않은 전송선로의 특성임피던스 값 Z_0 가 필요한데, 이 값은 (2)에서의 S 파라미터를 구할 때 사용되었던 기준 임피던스 값을 사용한다.
- (4) EM 해석 영역으로 다이폴 안테나를 사용하여 표 7~표 10에서 확보된 수식들을 적용해 보았으며, 그 결과 표 7~표 10을 이용하여 사용한 V_{in} , I_{in} , V_{inc} , P_{inc} 의 전원이 모두 등가임을 확인하였다.

본 고에서 제시된 방법으로 EM 시뮬레이션 시 손쉽게 전원을 변환함으로써 다양한 전원 조건에서 EM 설계의 유연성을 증가시키는 데 기여할 것으로 기대된다.

References

[1] S. Koziel, S. Ogurtsov, *Antenna Design by Simulation-Driven Optimization*, Cham, Springer, 2014.

[2] S. Koziel, S. Ogurtsov, "Model management for cost-efficient surrogate-based optimisation of antennas using variable-fidelity electromagnetic simulations," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 6, no. 15, pp. 1643-1650, Dec. 2012.

[3] A. Hoorfar, "Evolutionary programming in electromagnetic optimization: A review," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 55, no. 3, pp. 523-537, Mar. 2007.

[4] P. Rocca, G. Oliveri, and A. Massa, "Differential evolution as applied to electromagnetics," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 53, no. 1, pp. 38-49, Feb. 2011.

[5] J. Robinson, Y. Rahmat-Samii, "Particle swarm optimization in electromagnetics," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 2, pp. 397-407, Feb. 2004.

[6] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Hoboken, NJ, John Wiley & Sons, 2011.

[7] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed. Singapore, Wiley-IEEE Press, 2001.

[8] S. W. Park, J. K. Park, and W. Y. Ohm, "Characteristics and analysis of CATV home networks," *Journal of Electronic Engineering*, vol. 50, no. 7, pp. 286-291, Jul. 2013.

이 현 재 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0002-0798-4172>



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

한 준 희 [성균관대학교/석·박사통합과정]

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



2018년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학사)
 2018년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사 통합과정
 [주 관심분야] SI/PI, EMI/EMC

최 경 루 [성균관대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-3649-0000>



2021년 2월: 수원대학교 전자공학과 (공학사)
2023년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학석사)
2023년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 박사과정
[주 관심분야] SI/PI, EMI/EMC

나 완 수 [성균관대학교/전임교수]

<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 전임교수
[주 관심분야] SI/PI, EMI/EMC