동축 프로브 급전구조에 대한 FDTD 전원 모델들의 상호 관계에 관한 비교 연구

A Comparative Study on Interrelation between FDTD Source Models for Coaxial-Probe Feeding Structures

현 승 업

Seung-Yeup Hyun

요 약

RF 및 마이크로파 대역에서 동축 프로브 급전구조에 대한 효율적인 유한 차분 시간 영역(FDTD: Finite-Difference Time-Domain) 해석을 위한 등가 전원 모델링 기법들의 상호 관계를 연구하였다. 기존에는 델타 갭(delta-gap) 또는 자기 프릴(magnetic-frill) 개념을 FDTD에 도입한 등가 전원 모델들이 여러 연구진에 의해서 개발되었다. 이러한 등가 전원 모델들의 FDTD 구현 방법과 모의 계산의 정확성은 서로 조금 다르다는 정도로만 잘 알려져 있었다. 본 논문에서는 준정적 근사(quasi-static approximation)하에서 동축-프로브 급전 구조에 대한 FDTD 등가 전원 모델들의 상호 관계를 제시하였다. FDTD 등가 전원 모델들의 적용방법에 따라 동축 급전된 원추형 모노폴 안테나의 시간영역과 주파수영역 응답을 수치계산하였다. 또한, FDTD 모의계산의 정확성과 효율성에 대한 비교 결과를 제시하였다.

Abstract

For an efficient finite-difference time-domain(FDTD) analysis of coaxial-probe feeding structures in radio frequency(RF) and microwave bands, an interrelation between equivalent source modeling techniques is investigated. In existing literature, equivalent source models with delta-gap or magnetic-frill concepts have been developed by many researchers. It is well known that FDTD implementation and computational accuracy of these source models are slightly different. In this paper, the interrelation between FDTD equivalent source models for coaxial feeding structures under the quasi-static approximation(QSA) is presented. As a function of FDTD equivalent source models, time-domain and frequency-domain responses of a coaxial-probe fed conical monopole antenna are calculated numerically. And comparison results of computational accuracy and efficiency are provided.

Key words: Coaxial-Probe Feeding, FDTD(Finite-Difference Time-Domain), Equivalent Source Model, Delta-Gap Voltage Source, Magnetic-Frill Current Source

I. 서 론

RF(radio frequency) 및 마이크로파(microwave) 대역에서 안테나, 도파관, 회로 등에 신호를 여기(excitation)하거

「이 논문은 2013학년도 제주대학교 학술진흥연구비 지원사업에 의하여 연구되었음.」

제주대학교 통신공학과(Department of Telecommunication Engineering, Jeju National University)

· Manuscript received August 23, 2013 ; Revised November 5, 2013 ; Accepted November 12, 2013. (ID No. 20130823-11S)

· Corresponding Author: Seung-Yeup Hyun (e-mail: syhyun@jejunu.ac.kr)

나 검출(detection)하기 위해 동축 프로브 급전(coaxial-probe feeding) 방식을 많이 사용한다^[1]. 급전 영역은 안테나의 관점에서 전원(source)이면서 동시에 전송선의 관점에서는 부하(load)에 해당한다. 또한, 급전 영역의 전자계는 공간적 변화가 매우 심하므로, 안테나의 해석과 최적 설계에 있어서 세심한 주의가 필요하다^{[2],[3]}.

최근 컴퓨터 계산 기능의 급속한 발전에 힘입어 시간-공간영역 수치해석의 대표적인 기법으로 유한 차분 시간영역(FDTD: finite-difference time-domain)법이 각광 받고 있다. FDTD 공간영역에 실제 구조의 매질 특성값인 유전율, 도전율, 투자율을 직접 모델링하여 시간이 경과함에 따른 전자파의 복사(radiation), 전파(propagation), 산란(scattering) 현상 등을 모의 계산할 수 있다. 그래서, 여러 가지 복잡한 형상이나 상황에서 안테나의 해석과 설계에 유용하게 사용되고 있다^{[4],[5]}. 일반적으로 표준 FDTD 모의계산을 위해서는 다음과 같은 2가지 조건을 만족해야 한다. 첫 번째로 FDTD 모의계산의 정확성을 확보하기 위해서 공간 간격은 최소한 10분의 1 파장보다 작게 선정해야 한다^[5]. 두 번째로 시간이 경과함에 따라 FDTD 근사 오차의 누적에 의한 발산현상이 생기지 않도록 시간간격은 CFL 안정성 조건(Courant-Fredrichs-Lewy stability condition)을 만족해야 한다^[5]. 그런데, 급전 영역 주변에서 전자계는 공간적으로 매우 급격한 변화를 겪게 되므로, 급전 영역은 표준 FDTD의 정확성 조건에 비해서 좀 더 충분히 세밀한 격자(fine-grid)로 모델링해야 한다. 이로 인하여 많은 계산용량이 필요할 뿐만 아니라, 계산시간이 오래 걸리는 문제가 생긴다^{[2],[3]}. 이에 대한 대안으로 FDTD 계산 용량을 대폭 줄이면서도, 충분한 정확성을 유지할 수 있는 등가 모델링 기법으로 급전점(feeding point)에서 델타 갭(delta-gap) 또는 자기 프릴(magnetic-frill) 개념을 FDTD에 도입한 등가 전원 모델이 여러 연구진에 의해 개발되었다^{[2]~[12]}. 기존에는 이러한 FDTD 전원 모델들의 구현방법과 정확성은 서로 조금 다르다는 정도로만 알려져 있었다^{[4],[10]}. 본 논문에서는 준정적 근사(quasi-static approximation)의 관점에서 동축 급전 구조에 대한 대표적인 FDTD 전원 모델들 간의 상호 관계를 제시하였다. 또한, 전원 모델을 FDTD에 적용하는 방법에 따라 동축 급전된 원추형 광대역 모노폴 안테나의 급전점에서 시간

영역 반사 전압과 주파수 영역 반사계수를 FDTD 모의 계산하고, 계산의 정확성과 효율성을 비교하였다.

II. 동축 프로브 급전부의 등가전원 모델링 이론

동축 프로브 급전 구조는 그림 1과 같이 동축선, 도체 접지판, 내부 도체의 돌출부로 구성된다. 내부 도체의 돌출부 끝에는 급전시킬 임의의 형상을 갖는 안테나, 도파관, 회로 등의 실제 RF 및 마이크로파 응용 구조를 연결한다. 동축 프로브의 급전 개구면은 안테나 이론 관점에서는 전원이면서, 전송선 이론 관점에서는 부하에 해당한다. 그래서, 급전구조의 등가해석을 위해서는 동축 개구면에 대한 등가 전원 조건(equivalent source condition)과 등가 부하 조건(equivalent load condition)을 모두 만족해야 한다.

첫 번째로 동축 개구면에 대한 등가 전원 조건은 그림 2처럼 델타 갭 전압원과 자기 프릴 전류원으로 모델링하는 방법이 있다. 델타 갭 전압원은 그림 2(a)와 같이 개구면을 도체로 막고, 내부 도체의 돌출부 하부의 매우 좁은 갭 상에 동축 개구면의 총전압 $V_{tot}(t)$ 와 동일하게 걸리는 등가 전압원으로 고려하는 방법이다. 그래서, 급전 갭에서 축 방향 전계와 전압은 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$E_z(t, z) = -V_{tot}(t)\delta(z) \quad (1)$$

여기서, $\delta(z)$ 는 디랙 델타 함수(Dirac delta function)이다.

그림 1. 동축 프로브 급전 구조
Fig. 1. A coaxial-probe feeding structure.

이와는 달리, 자기 프릴 전류원은 그림 2(b)와 같이 동축 개구면을 도체로 막고, 개구면 상의 방사형 전계 E_ρ 를 회전하는 자기 프릴 전류 M_ϕ 로 등가 변환한 것이다. 동축 개구면이 파장에 비해서 충분히 작으면, 개구면 상의 ρ 방향 방사 전계는 TEM (transverse electromagnetic)으로 근사하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_\rho(t, a < \rho < b, z = 0) \cong \frac{V_{tot}(t)}{\rho \ln(b/a)} \quad (2)$$

또한, 등가 변환의 원리에 의해서 동축 개구면 상의 등가 자기 프릴 전류는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} M_\phi(t, a < \rho < b, z = 0) \\ = -E_\rho(t, a < \rho < b, z = 0) \end{aligned} \quad (3)$$

두 번째로 전송선 이론에 의하면 동축 개구면은 부하가 된다. 동축선을 TEM 전송선으로 근사하면, 전송선의

부하에 걸리는 총전압 $V_{tot}(t)$ 는 입사전압 $V_{inc}(t)$ 와 반사전압 $V_{ref}(t)$ 의 중첩으로 다음과 같이 된다^{[2],[3]}.

$$V_{tot}(t) = V_{inc}(t) + V_{ref}(t) \quad (4)$$

여기서, 반사전압 $V_{ref}(t)$ 는 입사전압 $V_{inc}(t)$, TEM 전송선의 특성 임피던스 Z_0 , 급전되는 총전류 $I_{tot}(t)$ 에 의해서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ref}(t) = V_{inc}(t) - Z_0 I_{tot}(t) \quad (5)$$

III. FDTD 등가전원 모델의 상호 관계

동축 프로브와 급전선은 모두 z 축을 기준으로 ϕ 방향으로 회전 대칭구조이므로, 그림 1의 3차원 전자기 문제는 2차원 원통 좌표계 변수 ρ 와 z 를 갖는 TM(transverse magnetic) 문제로 변환할 수 있다. 그래서, 앞 절에서 다른 안테나 이론 관점의 등가 전원 조건과 전송선 이론 관점의 등가 부하 조건을 ϕ 방향으로 회전 대칭인 2차원 FDTD로 고려해도 된다.

델타 갭 기반의 전압원을 FDTD로 구현하는 기존 방법에는 2가지가 있다. 하나는 그림 3과 같이 급전 갭의 크기를 FDTD 공간격자의 단위 셀(unit cell)로 간주하는 한 셀 갭(one-cell gap) 전원 모델이 있다^{[5]~[7]}. z 축 방향으로 유한한 갭 Δz 에 대해서 축방향 전계 E_z^n 는 급전 전압 V_{tot}^n 와 다음과 같은 관계가 된다.

$$E_z^n(i, j + 0.5) = -V_{tot}^n / \Delta z \quad (6)$$

식 (6)을 그림 3의 급전 영역에서 적용하면 회전하는 자계에 대한 FDTD 방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} H_\phi^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5) \\ = H_\phi^{n-0.5}(i+0.5, j+0.5) \\ + \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \left[E_z^n(i+1, j+0.5) + \frac{V_{tot}^n}{\Delta z} \right] \\ - \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} E_\rho^n(i+0.5, j+1) \end{aligned} \quad (7)$$

또 다른 델타 갭 기반 전압원 모델로는 그림 4와 같이 무한히 작은 갭(infinitesimal-gap)으로 고려하는 방법이 있

그림 2. 안테나 이론에서 동축 프로브의 급전 개구면에 대한 등가 전원 조건

Fig. 2. Equivalent source conditions over an aperture of a coaxial-probe feeding structure in antenna theory.

그림 3. 한 셀 갭 기반의 FDTD 전원 모델

Fig. 3. One-cell gap based FDTD source model.

다^{[3],[9]}. 이 모델은 동축 프로브의 내부 도체의 돌출부 구조를 그대로 고려한다. 돌출부는 원통형 도체 구조로서 만일 내부 도체의 지름이 과장에 비해서 충분히 작은 경우에는 준정적 근사에 의해 방사형 방향의 근거리 전계와 회전하는 방향의 자계는 모두 $1/\rho$ 에 비례하는 가는 도선 근사(thin-wire approximation)가 성립한다. 급전 영역에서 식 (1)과 가는 도선 근사를 동시에 적용하면 회전하는 자계에 대한 FDTD 방정식은 다음과 같이 된다^[9].

$$\begin{aligned} H_\phi^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5) &= H_\phi^{n-0.5}(i+0.5, j+0.5) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \frac{2}{\ln(\Delta \rho/a)} \left[E_z^n(i+1, j+0.5) \right. \\ &\quad \left. + \frac{V_{tot}^n}{\Delta z} \right] \\ &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} E_\rho^n(i+0.5, j+1) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)을 식 (7)과 비교해 보면, 우변 두 번째 항에서 $2/\ln(\Delta \rho/a)$ 인자가 동축 프로브의 돌출부 존재를 가는 도선 근사로 고려한 것임을 알 수 있다. 그래서, 엄밀하게 말하면 무한히 좁은 갭 기반의 전압원 모델인 식 (8)이 델타 갭 전압원이라고 할 수 있다. 반면에 한 셀 갭 기반의 전압원 모델인 식 (7)은 델타 갭이 아닌 한 셀 크기의 유한 갭을 갖는 전압원이다.

이번에는 그림 2(b)의 자기 프릴 전류원 개념을 FDTD 전원 모델로 나타내면 그림 5와 같이 된다^{[2],[7],[8],[10],[11]}. 동축 프로브의 돌출부 주변의 근거리 전자계에 가는 도선

그림 4. 무한히 좁은 갭 기반의 FDTD 전원 모델

Fig. 4. Infinitesimal-gap-based FDTD source model.

근사와 식 (3)의 자기 프릴 전류원을 함께 적용하면 회전하는 자계에 대한 FDTD 방정식은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} H_\phi^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5) &= H_\phi^{n-0.5}(i+0.5, j+0.5) \\ &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \frac{2}{\ln(\Delta \rho/a)} E_z^n(i+1, j+0.5) \\ &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} [E_\rho^n(i+0.5, j+1) + M_\phi^n] \end{aligned} \quad (9)$$

여기서, M_ϕ^n 는 자기 프릴 전류원의 FDTD 표현으로서 다음과 같다.

$$M_\phi^n = - \frac{V_{tot}^n}{(\Delta \rho/2) \ln(\Delta \rho/a)} \quad (10)$$

그림 5. 자기 프릴 기반의 FDTD 전원 모델

Fig. 5. Magnetic-frill-based FDTD source model.

식 (10)을 식 (9)에 대입하여 모든 항을 전개해 보면, 자기 프릴 전류원 개념으로 구현한 FDTD 등가 전원 모델은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 & H_{\phi}^{n+0.5}(i+0.5, j+0.5) \\
 &= H_{\phi}^{n-0.5}(i+0.5, j+0.5) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta \rho} \frac{2}{\ln(\Delta \rho/a)} E_z^n(i+1, j+0.5) \\
 &- \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} E_{\rho}^n(i+0.5, j+1) \\
 &+ \frac{\Delta t}{\mu \Delta z} \frac{V_{tot}^n}{(\Delta \rho/2) \ln(\Delta \rho/a)}
 \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)의 우변 네 번째 항이 동축 프로브의 개구면 상의 충전압 V_{tot}^n 를 포함하는 항이므로, 이 항이 바로 전원 항에 해당한다. 이러한 전원항을 식 (11)의 우변 두 번째 항인 축방향 전계 E_z^n 과 함께 묶으면 식 (8)과 같은 무한히 좁은 갭 기반의 FDTD 전원 모델이 된다. 이와는 달리, 식 (8)의 전원항을 우변의 세 번째 항인 E_{ρ}^n 와 하나로 묶으면 자기프릴 전류원 기반의 FDTD 전원모델인 식 (9)로 된다는 것을 쉽게 알 수 있다. 이는 무한히 좁은 갭 기반과 자기 프릴 기반의 FDTD 전원 모델은 완전한 등가 관계가 성립함을 의미한다. 두 전원 모델이 완전한 등가 관계를 이루는 근본적인 이유는 동축 프로브의 개구면의 크기가 파장에 비해서 매우 작으면 준정적 근사를 적용할 수 있으므로, 동축 개구면 상의 주성분인 TEM 모드와 동축 프로브의 내부 도체의 돌출부 근방의 근거리 전자계가 모두 $1/\rho$ 로 변하는 특성을 갖기 때문이다.

동축 개구면은 안테나 관점에서 전원이기도 하지만, 전송선 관점에서는 부하이기도 하므로, FDTD 전원 모델의 전원항인 V_{tot}^n 에 전송선의 부하 효과(loading effect)를 함께 포함시켜야 완전한 등가 전원 모델링이라고 할 수 있다. 그래서, 식 (4)와 식 (5)를 FDTD 방정식으로 나타내면 각각 다음과 같이 된다^{[2],[3]}.

$$V_{tot}^n = V_{inc}^n + V_{ref}^n \quad (12)$$

$$V_{ref}^n = V_{inc}^n - Z_0 I_{tot}^{n-0.5} \cong V_{inc}^n - Z_0 I_{tot}^{n-0.5} \quad (13)$$

그림 6. 전송선 이론 관점에서 동축 개구면 상의 등가 부하 회로

Fig. 6. Equivalent load circuit over a coaxial aperture in view of transmission-line theory.

표준 FDTD에서 전계와 자계가 $0.5\Delta t$ 시간마다 엇갈려 계산하는 leap-frog 기법을 따르므로, 식 (13)에서 전압과 전류 간에도 $0.5\Delta t$ 시간차로 계산한다^{[2],[3]}. 식 (13)에서 충전류 $I_{tot}^{n-0.5}$ 는 암페어의 법칙(Ampere's law)에 의해 다음과 같이 계산한다.

$$\begin{aligned}
 I_{tot}^{n-0.5} &\simeq \oint \vec{H}^{n-0.5} \cdot d\vec{l} \\
 &= H_{\phi}^{n-0.5}(i+0.5, j+0.5) \pi \Delta \rho
 \end{aligned} \quad (14)$$

식 (12)와 식 (13)을 등가회로로 나타내면 그림 6과 같다. 여기서, A-B 선상은 동축 개구면의 위치이다. 식 (13)을 식 (12)에 대입하면, TEM 전송선의 부하 효과에 의해 개구면에 걸리는 충전압 V_{tot}^n 은 입사 전압 V_{inc}^n , 특성 임피던스 Z_0 , 급전전류 $I_{tot}^{n-0.5}$ 에 의해 다음과 같다^{[2],[3]}.

$$V_{tot}^n = 2 V_{inc}^n - Z_0 I_{tot}^{n-0.5} \quad (15)$$

IV. FDTD 모의계산 결과의 비교

FDTD 전원 모델들의 정확성을 비교하기 위해 그림 7처럼 동축 프로브 급전된 원추형 모노폴 안테나를 선택하였다. 도체 원추의 벌어진 각 $\theta_h = 45^\circ$ 이고, 모서리 길이 $h = 52.5$ mm이다. 동축 프로브의 내부 도체 돌출부는 높이 $h_f = b$ 로서 도체 원추와 연결되어 있다. 동축선의 내부 도체 반경은 $a = 1.52$ mm이고, 외부 도체 반

그림 7. 동축 프로브 급전된 원추형 모노폴 안테나
Fig. 7. A coaxial-probe fed conical monopole antenna.

경은 $b = 3.5$ mm이며, 유전체의 상대유전율은 $\epsilon_{rc} = 1.0$ 으로서 특성 임피던스가 50 Ω 인 전송선이다.

동축선에는 가우시안 펄스(Gaussian pulse) 파형을 시간 영역 입사전압 $V_{inc}(t)$ 로 인가하였다. 시간영역 전압파형은 그림 8(a)와 같이 펄스의 첨두값이 1 V이고, 첨두값으로부터 -3 dB에서 펄스폭이 약 78.1 ps를 갖는다. 이에 대한 주파수 스펙트럼은 그림 8(b)처럼 최대값으로부터 약 -20 dB에 해당하는 레벨을 기준으로 최대주파수가 약 12.8 GHz이다. 앞 절에서 다른 FDTD 전원 모델들을 각각 성긴격자 해상도(coarse-grid resolution)를 갖는 FDTD 모의계산에 적용하였다. 또한, 계산의 정확성을 비교하기 위하여 성긴 격자의 7분의 1 크기로 충분히 세밀한 격자 해상도(fine-grid resolution)로 그림 7의 구조를 직접 모델링하여 FDTD 모의계산을 수행하였다.

FDTD 전원 모델에 따라 동축 프로브로 급전된 원추형 모노폴 안테나의 급전점에서 시간영역 반사전압과 주파수영역 반사계수를 계산하여 비교하면 그림 9와 같다. 그림 9(a)의 약 0.1 ns 근방에서 볼 수 있는 것은 급전점(동축 개구면) 위치에서 발생한 반사성분이다. 약 0.6 ns에서 급격하게 상승하는 성분은 원추 도체의 모서리를 따라 가장 가까운 끝에서 온 반사이고, 약 1.0 ns에서는 가장 멀리 있는 모서리의 끝부분에 의한 반사이다. 무한히 좁은 갭 기반의 전압원 모델과 자기 프릴 기반의 전류원 모

(a) 시간 영역 파형

(a) Time-domain waveform

(b) 주파수 스펙트럼

(b) Frequency spectrum

그림 8. 입사 전압 파형

Fig. 8. Incident voltage waveform.

델링에 의한 성긴격자 FDTD로 얻은 결과는 서로 완전하게 일치하면서 동시에 세밀한 격자 FDTD의 기준자료와 매우 유사함을 볼 수 있다. 그림 9(a)에서 성긴격자 FDTD 결과에서 안테나 끝에서 반사한 성분인 ② near-edge reflection과 ③ far-edge reflection이 나타나는 시간이 세밀한 격자 FDTD 결과에 비해서 약간 늦은 시간에 나타나는 것을 볼 수 있는데, 이는 성긴격자 FDTD는 세밀한 격자 FDTD보다 안테나의 길이가 길어진 듯한 성긴격자 오차(coarseness error)를 야기하기 때문이다^[13].

(a) 시간영역 반사 전압
(a) Time-domain reflected voltage

(b) 주파수영역 반사계수
(b) Frequency-domain reflection coefficient

그림 9. FDTD 전원 모델의 적용 방법에 따른 동축 프로브 급전된 원추형 모노폴 안테나의 FDTD 모의 계산 비교 결과

Fig. 9. Comparison results of FDTD simulations of the coaxial-probe fed conical monopole antenna as a function of the FDTD source models.

반면에 한 셀 갭 기반의 FDTD 전원 모델은 급전 갭의 반사성분이 기준자료보다 약 2배 가량 높게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이는 한 셀 갭 전압원 모델은 급전 갭을 유한한 크기로 간주하는 것이므로, 실제와는 다른 급전 구조로 모델링하기 때문에 발생한 비물리적인 반사 성분이다. 그림 9(b)처럼 주파수 영역 반사계수를 비교해 보

표 1. FDTD 계산의 효율성을 비교한 표

Table 1. Comparison table of FDTD computational efficiency.

방법	매개변수		최대 시간단계 [회]	CPU 점유시간 [s]
	총 셀의 수 [개]	안테나 영역 동축선 영역		
Fine-Grid FDTD ($\Delta\rho = \Delta z = b/7$)	1,500×1,500	1,500×100	6,024	2,375.035
Coarse-Grid FDTD ($\Delta\rho = \Delta z = b$)	215×215	0	3,430	20.537

면, 시간 영역의 결과와 마찬가지로 무한히 좁은 갭과 자기 프릴 기반의 전원 모델을 성긴격자 FDTD에 적용하여 얻은 결과는 고주파로 갈수록 세밀한 격자 FDTD 결과보다 안테나의 길이가 길어진 효과에 의한 성긴격자 오차에 의해 공진주파수가 약간 낮아지는 것을 볼 수 있다^[13]. 이와는 달리, 한 셀 갭을 갖는 FDTD 전원 모델은 2 GHz 미만의 낮은 주파수에서는 오차가 작지만 2 GHz 이상의 높은 주파수로 갈수록 세밀한 격자의 FDTD에 비해서 오차가 급격하게 증가하였다.

그림 9의 결과를 얻기 위해 소요된 계산용량과 시간을 비교해 보면, 표 1과 같다. FDTD 전원모델을 이용한 성긴격자 FDTD는 세밀한 격자 FDTD에 비해서 동축선을 모델링할 필요가 없고, 전체 셀 수와 관련된 계산 용량과 계산시간을 대폭적으로 저감할 수 있음을 알 수 있다. 따라서, 동축 프로브 급전된 구조를 성긴격자로 FDTD 모의계산할 경우에는 무한히 좁은 갭의 전압원 모델 또는 자기 프릴 전류원을 이용하면 세밀한 격자 FDTD 만큼의 정확성을 확보하면서 계산 용량과 시간을 크게 저감할 수 있어서 매우 효율적이다.

V. 결 론

본 논문에서는 동축 프로브 급전 구조에 대한 FDTD 전원모델 간의 상호 관계를 제시하였다. 동축 프로브의 급전점에 해당하는 동축 개구면은 안테나 이론의 관점에서 전원이고, 전송선 이론 관점에서는 부하에 해당한다. 그러므로, 동축 개구면을 등가 변환하여 FDTD 전원 모델을 세울 때 전원조건(델타 갭 전압원 또는 자기 프릴 전

류원)과 부하조건(등가 부하 회로)을 동시에 만족해야 한다. FDTD에서 한 셀 갭 기반의 전압원 모델링 방법은 실제 구조와는 다른 유한한 급전 갭 구조가 비물리적인 반사를 야기하므로, 엄밀한 의미에서 델타 갭 모델은 아니다. 오히려 무한히 좁은 갭 기반 FDTD 전압원 모델이 델타 갭 모델이라고 할 수 있다. 또한, 동축 프로브 급전을 무한히 좁은 갭 기반의 FDTD 전원 모델은 자기 프릴 전류원 기반의 FDTD 전원 모델과 완전한 등가관계가 성립함을 이론과 모의계산을 통해서 입증하였다.

향후 RF 및 마이크로파 대역에서 복잡한 구조의 안테나와 도파관 등과 같이 많은 계산용량과 오랜 계산시간이 소요되는 전자파 해석 문제에 이러한 FDTD 등가 전원 모델을 적절하게 이용한다면 충분한 정확성을 유지하면서 빠른 계산을 할 수 있으므로, 매우 효율적일 것이다.

References

- [1] T. H. Hertel, G. S. Smith, "On the convergence of common FDTD feed models for antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 1771-1779, Aug. 2003.
- [2] S. -Y. Hyun, S. -Y. Kim, and Y. -S. Kim, "An equivalent feed model for the FDTD analysis of antennas driven through a ground plane by coaxial lines", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 1, pp. 161-167, Jan. 2009.
- [3] S. -Y. Hyun, S. -Y. Kim, and Y. -S. Kim, "Finite-difference time-domain model for the feeding gap of coaxial probe driven antennas", *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 3, no. 3, pp. 501-506, Apr. 2009.
- [4] T. Uno, "Antenna design using the finite difference time domain method", *IEICE Trans. Commun.*, vol. E88-B, no. 5, pp. 1774-1788, May 2005.
- [5] A. Taflove, S. C. Hagness, *Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method*, 3rd Ed. Boston, MA: Artech House, 2005.
- [6] P. A. Tirkas, C. A. Balanis, "Finite-difference time-domain method for antenna radiation", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, no. 3, pp. 334-340, Mar. 1992.
- [7] R. L. Luebbers, L. Chen, T. Uno, and S. Adachi, "FDTD calculation of radiation patterns, impedance, and gain for a monopole antenna on a conducting box", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 40, no. 12, pp. 1577-1583, Dec. 1992.
- [8] J. G. Maloney, K. L. Shlager, and G. S. Smith, "A simple FDTD model for transient excitation of antennas by transmission lines", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 42, no. 2, pp. 289-292, Feb. 1994.
- [9] S. -I. Watanabe, M. Taki, "An improved FDTD model for the feeding gap of a thin-wire antenna", *IEEE Microwave. Guided Wave Lett.*, vol. 8, no. 4, pp. 152-154, Apr. 1998.
- [10] S. -M. Shum, K. -M. Luk, "FDTD analysis of probe-fed cylindrical dielectric resonator antenna", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 46, no. 3, pp. 325-333, Mar. 1998.
- [11] X. Cao, L. M. Luk, and C. Liang, "Analysis of a cylindrical patch antenna fed with coaxial probe using FDTD", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 37, no. 6, pp. 406-408, Jun. 2003.
- [12] S. -Y. Hyun, S. -Y. Kim, "3-D thin-wire FDTD analysis of coaxial probe fed in asymmetric microwave components", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 59, no. 11, pp. 2808-2815, Nov. 2011.
- [13] R. Makinen, J. Juntunen, and m. Kivikoski, "Coarseness error in FDTD thin-wire models", in *Proc. IEEE AP-S Int. Symp.*, Boston, MA, vol. 4, pp. 158-161, Jul. 2001.

현 승 업

1997년 2월: 제주대학교 통신공학과 (공학
사)

1999년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학
석사)

2008년 8월: 고려대학교 전파공학과 (공학
박사)

1997년 3월~2008년 8월: 한국과학기술연
구원 영상미디어연구센터 학생연구원

2001년 5월~2003년 10월: (주)에스지테크놀로지 부설연구소
주임연구원

2003년 11월~2006년 2월: LG전자(주) 디지털어플라이언스연
구소 선임연구원

2009년 7월~2011년 6월: (주)이성엔지니어링 부설연구소 책임
연구원

2008년 9월~2012년 2월: 한국과학기술연구원 영상미디어연구
센터 Post-doctor

2012년 3월~현재: 제주대학교 통신공학과 조교수

[주 관심분야] 광대역 안테나, 초고주파 영상화 기법, 지하탐사
레이더 시스템, 플라즈마 조명 시스템