

FDTD법을 이용한 도파관 어레이 안테나의 후면급전부 설계에 관한 연구

민경식 · 조영이 · 김동철 · 임학규

A Study on Design of Back-Feeder for Waveguide Array Antennas by FDTD Method

Kyeong-Sik Min, Young-Yee Cho, Dong-Chul Kim, Hag-Gyu Lim

요 약

본 논문은 유한차분시간영역해석법(FDTD법)을 이용하여 도파관 어레이 안테나의 동상급전 방식으로 여진되는 후면급전부의 설계법에 관하여 기술하고 있다. 흡수경계면에서 반사파를 최소화하기 위하여 Higdon의 미분방정식을 사용하였으며, 도파관 모델의 후면급전구조에 대한 엄밀한 전자계 해석을 하였다. 설계에 있어서 유도성벽의 위치, 길이, 두께, 도파관창의 위치 등을 변화시키면서 얻어낸 후면급전부의 반사특성으로 최적설계값을 도출하여 주파수특성을 구하고, 이로부터 반사를 최소로 하는 최적의 급전구조를 설계하였다.

Abstract

This paper describes a design method of the back-feeder for waveguide array antennas using the Finite Difference Time Domain (FDTD) Method. In this case, the back-feeder is excited in-phase. In order to minimize the reflection wave in the absorbing boundary plane, the stabilized Higdon differential equation is derived and the rigorous electromagnetic analysis of back-feeder waveguide model is also conducted. The characteristics of reflection coefficients by variations of the design parameters such as the induced wall position, length, thickness, window position of the back-feeder, and the values of space division and time division of the proposed model are obtained. Reflection coefficients of the back-feeder with and without

the induced wall are -46 dB and -2 dB at 4 GHz, respectively. It is confirmed that the characteristics of the back-feeder with the induced wall are better than without the one.

1. 서 론

정보의 다양화가 눈부시게 진전되고 있는 현대사회에 있어서, 정보의 중요한 전달 매체인 전파의 수요가 급속히 증가되고 있다. 또한, 고기능화된 차세대 쌍방향 위성통신 및 위성방송이나 자동차충돌 방지용 안테나시스템 등은 소형이면서도 고주파대의 전파를 이용한 안테나의 응용이 적극적으로 검토되고 있다[1]. 이와 같이 높은 주파수를 이용한 안테나의 개발이 사회적으로 강하게 요구되고 있으며, 효율에 덧붙여 경제성, 도시의 경관 등의 사회적 현상으로부터 안테나의 소형화, 경량화, 박형화(薄型化)도 희망되고 있다. 빌딩의 벽면에 붙여서 사용할 수 있는 박형 평면안테나는 그 중 하나의 이상적인 모델이다. 종래부터 연구되어 오고 있는 마이크로스트립이나 트리플레이트를 이용한 평면안테나에서는 주파수가 높아지면 높아질수록, 또한 이득이 증가하면 할수록 동손(銅損)에 의한 효율저하가 현저한 단점이 있다. 또한, 이들 회로를 이용한 안테나에서는 20 GHz이상의 상기 용도에서 사용할 경우 개구효율이 반감해 버린다. 이들에 비해서 도파관형 평면안테나를 사용할 경우 동손을 무시할 수 있어 회로의 전송능력을 극대화시킬 수 있다는 장점이 있다. 예를들어, 현재 선진 각국들이 앞다투어 연구중인 차량충돌 방지용 레이더 안테나 시스템은 77 GHz대에서 사용될 예정이다. 이 차량충돌 방지용 레이더 안테나 시스템의 경우, 77 GHz의 고주파수대를 사용하게 되므로 안테나구조의 안정성과 제작의 용이성 및 전송손실의 최소화등의 문제가 해결되어야 한다[1].

본 논문에서는 최근 관심의 대상이 되고 있는 위성방송 수신용 이동체 탑재형 도파관 어레이 안테나 시스템이나 차량충돌 방지용 레이더안테나 시스템중 RF회로로부터 받은 신호를 안테나 단에서 손실없이 전파할 수 있도록 신호를 분배해 주는 급전도파관의 설계에 관하여 기술한다. 안테나 급전부의 경우, 종래의 안테나시스템은 급전점과 안테나발진증폭회로간의 이격거리가 생겨버리기 때문에, 고주파수에 있어서 전파의 여진시 전송손실을 일으키는 원인이 되었다[2]. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 안테나의 후면에 급전부를 설치한 후면급전구조 방식을 제안한다. 본 논문에서 제안하는 급전방식은 급전점과 안테나발진증폭회로가 직접 접촉화되기 때문에 고주파수에 있어서 전송로의 단순화에 의한 전송손실을 저감하고 고효율을 실현할 수 있으며, 급전부에 대한 안정성의 문제도 크게 개선할 수 있다. 또한 고주파수대의 사용으로 인한 제작상의 어려움을 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 1에서 보여주고 있는 것처럼, 동상급전방식을 검토하고자 한다[3].

그림 1은 급전도파관의 후면에서 입사된 전파가 급전도파관을 통해 각각의 복사도파관으로

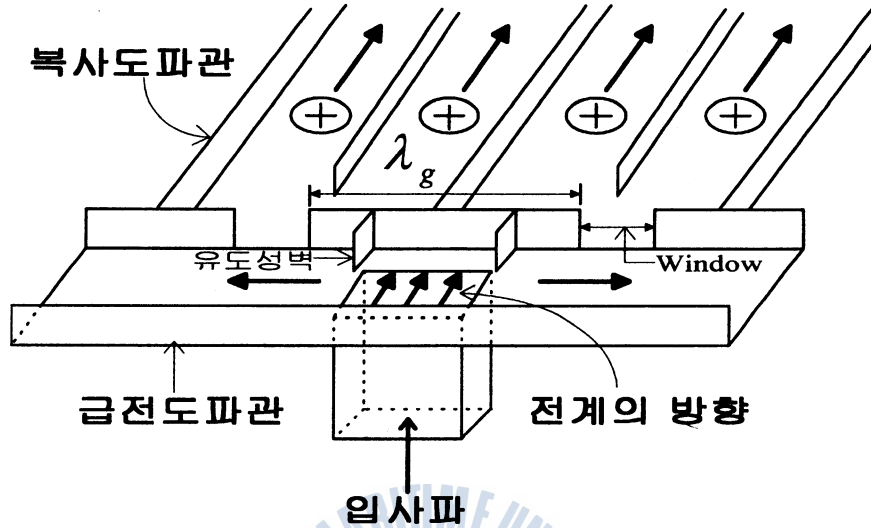


그림1. 도파관을 이용한 후면 동상 급전 구조
 Fig. 1. Waveguide back-feeder structure excited by In-phase

진행하고 있는 모양을 보여주고 있다. 이때 급전도파관과 복사도파관 사이의 비어진 공간은 창(window)이고 막혀진 부분은 벽(wall)이며, 벽에 세워져서 있는 것은 유도성벽이다.

급전도파관의 관내파장은 복사도파관의 광벽(broad wall) 길이의 두 배이다. 중앙으로부터 급전도파관에 공급된 전자파는 종단이 단락되어 있는 급전도파관내에서 정재파를 만든다. 정재파의 1/4파장마다 나타나는 자계의 관축방향성분이 최대인 곳에서 협벽면으로 창을 둔다면, 자계의 결합에 의해 복사도파관을 여진할 수가 있고 모든 복사도파관을 통하는 전파는 동일한 위상으로 진행하게 된다. 이때 급전도파관의 협벽면의 창은 그림 1에서 처럼 1개의 창을 통해서 2개의 복사도파관을 급전하는 π 분기로 하고, 이는 전력분배기가 세로열로 접속되어 있는 구조를 하고 있다.

II. 이 론

2.1. 3차원 FDTD법

FDTD(Finite Difference Time Domain) 법은 유한 차분 시간 영역 해석법으로 Yee에 의해 처음으로 사용되었으며, 유한 요소법, 모멘트법 등 적분식을 사용하는 방법과는 달리 미분식을 사용하게 된다[4]. FDTD법은 맥스웰 미분방정식으로부터 직접 전자계를 구할 수 있다는 것과 computer의 성능 향상으로 복잡하고 대용량인 계산이 가능해짐으로써 엄밀한 전자계 해석이 가능하다는 장점이 있다[5].

FDTD법에서는 우선 파원과 산란체를 포함하는 해석영역을 잡고 해석영역을 미소 입방체(cell)로 분할한다. 다음에 전 셀에 대해 맥스웰의 미분방정식($\sigma=0$)을 적용한다.

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{H} \quad (1)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{E} \quad (2)$$

FDTD법은 기본적으로 폐영역에 대한 해석법이기에 때문에, 개방영역의 문제를 취급하는 경우는 해석영역의 외벽에 반사가 일어나지 않도록 가상적인 흡수경계를 설정할 필요가 있다.

FDTD법의 정식화는 먼저 전자계의 전 성분을 시간, 공간에 대해 차분화하고, 시간에 대해 전계와 자계를 상호적으로 배치한 다음, leap frog 알고리즘으로부터 전계, 자계를 각각 암페어, 패러데이 법칙으로부터 구하고 이들을 시간적변화량으로 바꾸어 출력점의 시간응답점을 얻는다. 시간과 공간에 대한 함수 F(전계 \mathbf{E} , 또는 자계 \mathbf{H})의 차분화는 다음과 같다.

$$\frac{\partial F}{\partial x} \approx \frac{F(x + \frac{\Delta x}{2}, y, z, t) - F(x - \frac{\Delta x}{2}, y, z, t)}{\Delta x} \quad (3)$$

$$\frac{\partial F}{\partial t} \approx \frac{F(x, y, z, t + \frac{\Delta t}{2}) - F(x, y, z, t - \frac{\Delta t}{2})}{\Delta t} \quad (4)$$

이때 차분화는 1차의 중심차분을 이용하며, 해석영역의 미소 셀에 있어서 점 (x, y, z, t) 는

$$(x, y, z, t) = (i\Delta x, j\Delta y, \Delta z, n\Delta t) \quad (5)$$

과 같이 된다. 함수 F를 FDTD 표기법으로 하면

$$F(x, y, z, t) = F^n(i, j, k) \quad (6)$$

로 된다. 식(6)을 식(3), (4)에 적용하여 전계와 자계가 존재하는 시간에 대해 정리하면 전계 \mathbf{E} 와 자계 \mathbf{H} 는 각각 식(7), (8)로 나타낼 수 있다.

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \Big|_{t=(n+\frac{1}{2})\Delta t} = \frac{\mathbf{E}^{n+1} - \mathbf{E}^n}{\Delta t} \quad (7)$$

$$\frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \Big|_{t=n\Delta t} = \frac{\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} - \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}}}{\Delta t} \quad (8)$$

따라서 시간변화에 대한 전계 \mathbf{E} 는 식(1)과 (7)로부터 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{\mathbf{E}^{n+1} - \mathbf{E}^n}{\Delta t} = \frac{1}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} \quad (9)$$

$$\therefore \mathbf{E}^{n+1} = \mathbf{E}^n + \frac{\Delta t}{\epsilon} \nabla \times \mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} \quad (10)$$

마찬가지로 자계 $\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}}$ 은 식(2)와 (8)로부터

$$\mathbf{H}^{n+\frac{1}{2}} = \mathbf{H}^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \nabla \times \mathbf{E}^n \quad (11)$$

이 된다.

본 논문에서는 참고문헌 [5]의 3차원 단위 셀 내의 전자계의 배치를 근거로 한다. 이때 전계는 각 변에 위치하고 자계는 면의 중심에 수직으로 할당되어져 있다. 식 (11)과 (12)을 이용하여 정식화를 행한다. 식(12)으로부터 전계의 성분 E_z 는 다음과 같이 구해진다.

$$E_z^{n+1} = E_z^n + \frac{\Delta t}{\epsilon} \left\{ \frac{\partial H_y^{n+\frac{1}{2}}}{\partial x} - \frac{\partial H_x^{n+\frac{1}{2}}}{\partial y} \right\} \quad (12)$$

식(12)의 우변에서 각각의 자계성분을 차분화하여 대입하면 E_z 에 대한 FDTD법의 정식화는 다음과 같이 구할 수 있다. 이때 유전율(ϵ)은 자유공간 유전율과 같으므로 1이 된다.

$$\begin{aligned} E_z^{n+1}(i, j, k + \frac{1}{2}) &= E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) \\ &+ \left[\frac{\Delta t}{\Delta x} \{ H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \} \right. \\ &\left. - \frac{1}{\Delta y} \{ H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j - \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

자계의 x성분은 식 (11)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$H_x^{n+\frac{1}{2}} = H_x^{n-\frac{1}{2}} - \frac{\Delta t}{\mu} \left\{ \frac{\partial E_z^n}{\partial y} - \frac{\partial E_y^n}{\partial z} \right\} \quad (14)$$

식(14)의 우변에서 각각의 전계성분을 차분화하여 대입하면 자계의 x성분은 다음과 같다. 이때 투자율(μ)도 유전율과 마찬가지로 자유공간 투자율과 같으므로 1이 된다.

$$\begin{aligned} H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) &= H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) \\ &- \left[\frac{\Delta t}{\Delta y} \{ E_z^n(i, j + 1, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2}) \} \right. \\ &\left. - \frac{\Delta t}{\Delta z} \{ E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k + 1) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \} \right] \end{aligned}$$

(15)

같은 방법으로 E_x , E_y , H_y , H_z 를 구하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E_x^{n+1}(i + \frac{1}{2}, j, k) &= E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k) \\
 &+ [\frac{\Delta t}{\Delta y} \{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j - \frac{1}{2}, k)\} \\
 &- \frac{\Delta t}{\Delta z} \{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k - \frac{1}{2})\}]
 \end{aligned} \tag{16}$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{n+1}(i, j + \frac{1}{2}, k) &= E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k) \\
 &+ [\frac{\Delta t}{\Delta z} \{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2}) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + \frac{1}{2}, k - \frac{1}{2})\} \\
 &- \frac{\Delta t}{\Delta x} \{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i - \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k)\}]
 \end{aligned} \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
 H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) &= H_y^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j, k + \frac{1}{2}) \\
 &- [\frac{\Delta t}{\Delta z} \{E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k + 1) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k)\} \\
 &- \frac{\Delta t}{\Delta x} \{E_z^n(i + 1, j, k + \frac{1}{2}) - E_z^n(i, j, k + \frac{1}{2})\}]
 \end{aligned} \tag{18}$$

$$\begin{aligned}
 H_z^{n+\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) &= H_z^{n-\frac{1}{2}}(i + \frac{1}{2}, j + \frac{1}{2}, k) \\
 &- [\frac{\Delta t}{\Delta x} \{E_y^n(i + 1, j + \frac{1}{2}, k) - E_y^n(i, j + \frac{1}{2}, k)\} \\
 &- \frac{\Delta t}{\Delta y} \{E_x^n(i + \frac{1}{2}, j + 1, k) - E_x^n(i + \frac{1}{2}, j, k)\}]
 \end{aligned} \tag{19}$$

식(13), (15), (16), (17), (18), (19)를 프로그램화하여 일반식으로 이용하기 위해 다음과 같은 식으로 변형하여 사용하였다.

$$\begin{aligned}
 E_z^{n+1}(i, j, k) &= E_z^n(i, j, k) + [\frac{\Delta t}{\Delta x} \{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i + 1, j, k) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)\} \\
 &- \frac{\Delta t}{\Delta y} \{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j + 1, k) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)\}]
 \end{aligned} \tag{20}$$

$$H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_x^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \left[\frac{\Delta t}{\Delta y} \{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i, j-1, k)\} \right. \\ \left. - \frac{\Delta t}{\Delta z} \{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i, j, k-1)\} \right] \quad (21)$$

$$E_x^{n+1}(i, j, k) = E_x^n(i, j, k) + \left[\frac{\Delta t}{\Delta y} \{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j+1, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)\} \right. \\ \left. - \frac{\Delta t}{\Delta z} \{H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)\} \right] \quad (22)$$

$$E_y^{n+1}(i, j, k) = E_y^n(i, j, k) + \left[\frac{\Delta t}{\Delta z} \{H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k+1) - H_x^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)\} \right. \\ \left. - \frac{\Delta t}{\Delta x} \{H_z^{n+\frac{1}{2}}(i+1, j, k) - H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k)\} \right] \quad (23)$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \left[\frac{\Delta t}{\Delta z} \{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j, k+1)\} \right. \\ \left. - \frac{\Delta t}{\Delta x} \{E_z^n(i, j, k) - E_z^n(i-1, j, k)\} \right] \quad (24)$$

$$H_z^{n+\frac{1}{2}}(i, j, k) = H_z^{n-\frac{1}{2}}(i, j, k) - \left[\frac{\Delta t}{\Delta x} \{E_y^n(i, j, k) - E_y^n(i-1, j, k)\} \right. \\ \left. - \frac{\Delta t}{\Delta y} \{E_x^n(i, j, k) - E_x^n(i, j-1, k)\} \right] \quad (25)$$

2.2. 흡수경계조건

FDTD법을 산란해석이나 안테나해석등의 개방영역의 문제에 적용할 경우에는 해석영역을 가상적인 경계내에 두어야 한다. 이 가상적인 경계가 흡수경계인데, 흡수경계가 완전하지 않을 경우 진행하는 파가 경계면에서 반사하여 해석영역으로 되돌아오게 되고 전자계해석에 오차를 가져오게 된다.

흡수경계조건은 D_abc(Differential based absorbing boundary condition)와 M_abc(Material based absorbing boundary condition)로 크게 나눌 수 있다. D_abc는 흡수경계에서 반사가 없다고 하는 근사적인 미분방정식으로부터 유도된 것이고, M_abc는 흡수경계에 가상매질을 두고 이 매질에 입사하는 전파를 감쇄시키도록 하는 것이다. 페라이트등을 이용한 전자파흡수체가

이에 해당한다.

현재로는 간편하고 전체를 만족시킬 수 있는 완벽한 흡수경계조건의 방법이 없는 관계로 본 논문에서는 정식화가 비교적 간단한 D_{abc}의 한 종류인 Stabilized Higdon boundary condition을 적용하였다[6].

2.3. Higdon 방정식

임의의 전자계는 푸리에 변환으로부터 평면파의 중첩에 의해 표현되므로, 전체의 입사각에 대한 파동방정식을 유도하면, 임의의 전자계를 흡수하는 경계를 만들 수 있다. Higdon은 평면파를 2N개(x축에 대한 N개의 정(正)의 입사각과 N개의 부(負)의 입사각)의 평면파로 근사하고 그들에 대해서 흡수경계조건을 유도한 바 있다[6].

그림 2는 흡수경계면에 대한 입사각을 표현한 것으로 y방향에 각도 θ 로 입사한 평면파가 흡수경계에서 반사할 때 부(負)의 방향으로 진행하는 파는 다음과 같이 전체 E에 대한 미분방정식을 가진다.

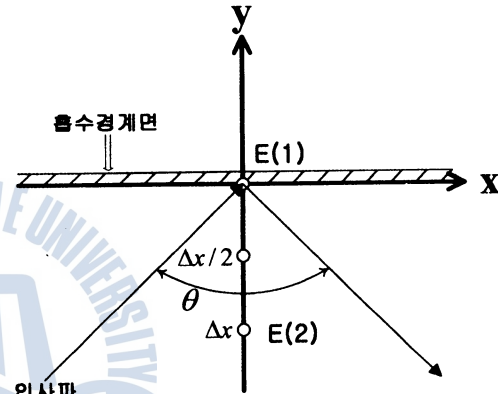


그림 2. 흡수경계면에 대한 입사각
Fig. 2. Incident angle with respect to absorbing boundary plane

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial y} + \frac{1}{\frac{v}{\cos \theta}} \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = 0 \quad (26)$$

단, v 는 전파속도이다. Yee algorithm을 적용하여 식(26)을 $t = (n + \frac{1}{2})\Delta t$ 에 대해 시간차분하면

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \Big|_{t=(n+\frac{1}{2})} = \frac{\mathbf{E}^{n+1} - \mathbf{E}^n}{\Delta t} = \frac{-v}{\cos \theta} \frac{\partial \mathbf{E}^{n+\frac{1}{2}}}{\partial y} \quad (27)$$

과 같이 된다. 여기서 y에 대한 차분은 $\frac{\Delta y}{2}$ 에서 행하므로 다음과 같다.

$$\frac{\mathbf{E}^{n+1}(y - \frac{\Delta y}{2}) - \mathbf{E}^n(y - \frac{\Delta y}{2})}{\Delta t} = -\frac{v}{\cos \theta} \frac{\partial \mathbf{E}^{n+\frac{1}{2}}(1) - \partial \mathbf{E}^{n+\frac{1}{2}}(2)}{\partial y} \quad (28)$$

식(28)에서 각각의 전계값을 평균값으로 나타내어 구하면, $j=1$ 일 때 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{E}^{n+1}(1) = \mathbf{E}^n(2) + \frac{\alpha \Delta t - \Delta y}{\alpha \Delta t + \Delta y} \{ \mathbf{E}^{n+1}(2) - \mathbf{E}^n(1) \} \quad (29)$$

여기서 $j=NY$ 일 때, $1 \rightarrow NY$, $2 \rightarrow (NY-1)$ 라 하면,

$$\mathbf{E}^{n+1}(NY) = \mathbf{E}^n(NY-1) + \frac{\alpha \Delta t - \Delta y}{\alpha \Delta t + \Delta y} \{ \mathbf{E}^{n+1}(NY-1) - \mathbf{E}^n(NY) \} \quad (30)$$

과 같이 된다.

단, $\alpha = \frac{v}{\cos \theta}$ 이다. 여기서 식(29)가 해석영역의 경계에 있어서 1차 Higdon 흡수경계조건이다. 3차원으로 확장할 경우, $j = NY$ 일 때 $NY \rightarrow 1$, $(NY-1) \rightarrow 2$ 라 하면

$$\mathbf{E}^{n+1}(i, 1, k) = (1-d) \mathbf{E}^n(i, 2, k) + \frac{\alpha \Delta t - \Delta y}{\alpha \Delta t + \Delta y} \{ \mathbf{E}^{n+1}(i, 2, k) - \mathbf{E}^n(i, 1, k) \} \quad (31)$$

단, d 는 안정화 계수이고 $\alpha = \frac{v}{\cos \theta}$ 이다.

2.4. 셀 사이즈와 타임스텝

FDTD법에 있어서 셀사이즈의 크기는 계산하는 파장보다 충분히 작아야 한다는 것이다. 작으면 작을수록 좋기는 하지만, 정확한 결과를 얻기 위한 셀 사이즈는 $\frac{\lambda}{10} \sim \frac{\lambda}{20}$ 사이이며, 일반적으로는 1파장 당 10개의 셀이 적당하다. 셀사이즈를 h 로 하면 일반적으로 문제가 되는 최대 주파수의 파장 λ_0 에 대해서 다음 식을 만족하면 좋은 것으로 되어있다

$$h \leq \frac{\lambda_0}{10} \quad (32)$$

셀 사이즈가 결정되었을 때 타임스텝 Δt 의 최대 크기는 Courant condition으로부터 즉시 얻을 수 있다. Courant condition을 이해하기 위해서는 FDTD격자를 통해 전파하는 평면파를 고려해 본다. 1 타임스텝에서 이 평면파 위의 어떤 점은 하나의 셀보다 더 크게 통과할 수 없다. 왜냐하면 1 타임스텝동안 가장 인접한 하나의 셀을 통해서 파가 전파할 수 있기 때문이다. 이러한 타임 스텝 제한을 결정하기 위해서 field point location 사이로 평면파가 가장 빠르게 전파할 수 있는 평면파 방향을 선택한다. 모든 셀의 경계가 Δu 와 같을 때, d (여기서 $d=1, 2$, 또는 3) 차원의 그리드를 만들어 매질에 따른 전파의 최대속도 v_g 를 규정한다[7].

이때 타임스텝 Δt 는 Courant condition으로부터 다음 식을 만족시키면 안정한 상태를 가지게 된다.

$$v_g \Delta t \leq \frac{4u}{\sqrt{d}} \tag{33}$$

3차원 구조에서 일반적인 형태는 다음과 같다.

$$c \Delta t \leq 1 / \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \tag{34}$$

단, c 는 진공에서의 속도이다.

III. 후면 동상 급전부의 구조

슬롯 어레이로 이루어진 한 개의 복사도파관을 다단으로 균일하게 접합시켜 만든 안테나에 사용하게 될 급전 도파관의 구조적 개념은 분포정수회로형 전력분배기의 형식으로 생각할 수 있다. 그림 3은 해석영역에서의 동진폭 동위상으로 신호를 분배하는 후면 동상급전부의 해석 모델을 보여주고 있다.

도파관 2의 광벽면에 도파관 2의 관축 방향과 도파관 1의 광벽이 평행이 되도록 도파관 1을 수직으로 세워 붙인다. 도파관 1을 여진한 파는 도파관의 기본모드이므로 접합부의 창에서는 좌우대칭인 위상을 가진다. 이렇게 여진된 파는 도파관 2 내부를 양 방향으로 분기하며 동위상으로 여진된다. 그림 1로부터 알 수 있는 것처럼 도파관 2 내부를 1관내 파장당 복사도파관에 결합창을 열어두면 전체의 복사 도파관에 동상의 파를 여진시킬 수 있다.

반사손실을 최소화하기 위해 좌우 하나씩 위치시킨 유도성벽은 종래에 사용되던 유도성편을 대신한 것이며 도파관의 협벽으로부터 벽을 연장한 구조이다[2]. 유도성벽을 사용함으로써 제작에 있어 강도가 증가되고 도랑 구조와 일체 가공을 하는 것이 가능하다는 장점을 지닌다. 본 논문에서는 유도성벽을 삽입한 급전구조에 대하여 도파관 접합창의 위치 p , 유도성벽의 위치 d , 유도성벽의 길이 l , 유도성벽의 두께 w 를 변화시켜 이들의 최적 설계값을 구한다. FDTD법의 해석 영역에서 셀 사이즈를 결

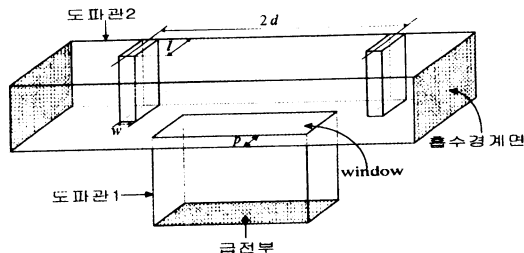


그림 3. 후면 동상급전부의 해석 모델
Fig. 3. Analysis model of back-feeder with in-phase excitation

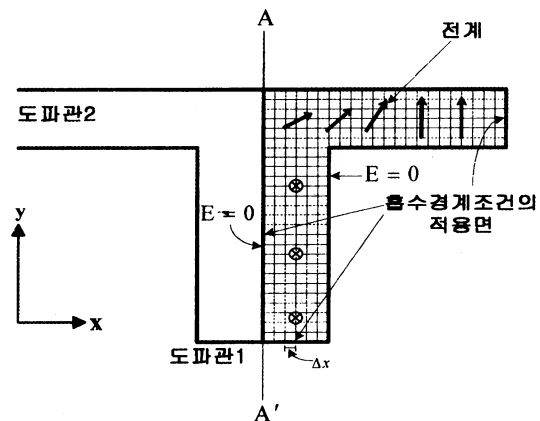


그림 4. 후면 급전부의 2차원 모델
Fig. 4. 2-D model of back-feeder

정하는 요소인 해석모델 도파관의 시간(Δt)·공간(Δl)에 대한 분할수를 변화시키면서 최소의 반사계수를 갖는 최적구조를 설계하고 유도성벽이 없는 경우에서의 급전부의 반사특성과 비교·분석한다.

그림 4는 그림 3의 해석모델을 2차원적으로 나타낸 것으로, 급전부의 구조가 T자형 좌우 완전대칭이므로 FDTD법을 이용한 전자계 해석에 있어서 대칭면을 중심으로 한쪽만을 해석한다 [8]. 이때 대칭축 부분(A-A')과 도파관 1의 하단부분, 도파관 2의 종단부분에는 Mur의 흡수경계조건[9]을 이용하였으며, 반사를 최소화하기 위해 Higdon방정식을 적용하여 계산함으로써, 진행되는 전파의 반사가 없는 것으로 하였다.

IV. 최적 설계

4.1 유도성벽의 유무에 대한 반사특성

동상급전부에 있어서 반사를 최소로 하는 최적의 파라미터를 얻어내기 위해 도파관 창 위치(p), 유도성벽의 위치(d), 유도성벽의 길이(l), 유도성벽의 두께(w)를 각각 변화시키면서 반사특성을 구하며 순차적으로 얻은 각각의 최적 파라미터를 조합하여 최적구조를 설계하였다.

그림 5는 d의 가변에 따른 반사계수의 변화이다. 먼저 설계주파수 4 GHz에서 p=0 mm, w=5 mm, l=9 mm, $\Delta l=34$, $\Delta t=50$ 으로 고정하고 d를 0 mm에서 14 mm까지 변화시켰다. 그림 4로부터 알 수 있는 것처럼 d=7 mm에서 가장 낮은 반사계수 -46 dB를 유지하면서 수렴하고 있다. 이를 유도성벽의 위치에 대한 파라미터로 설정하였다.

그림 6은 유도성벽의 길이의 가변에 따른 반사계수의 수렴을 나타내고 있다. 이때 p=0 mm, w=5 mm, d=7 mm, $\Delta l=34$, $\Delta t=50$ 으로 고정하고 l을 5 mm에서 13 mm까지 변화시켰는데 l이 9 mm에서 가장 낮은 반사계수 -46 dB를 가짐을 알 수 있었다.

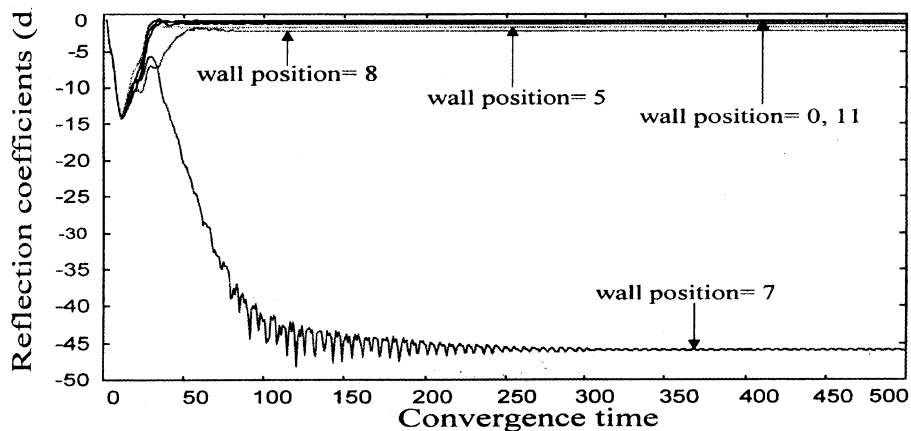


그림 5. 유도성벽의 위치 가변에 따른 반사계수의 특성

Fig. 5. Characteristics of reflection coefficients by variation of the induced wall position

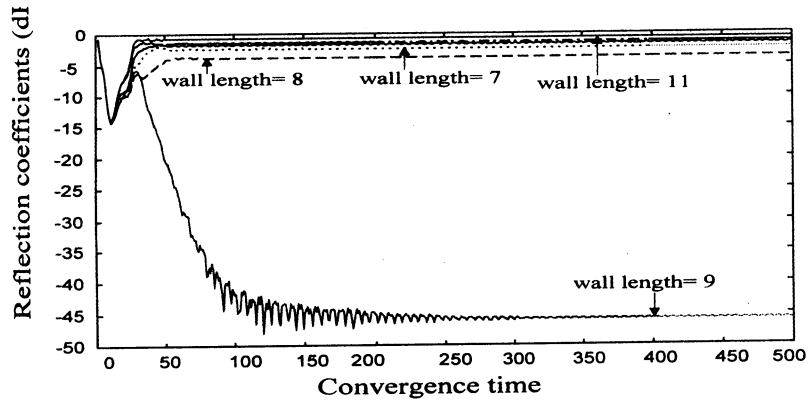


그림 6. 유도성벽의 길이 가변에 따른 반사계수의 특성
 Fig. 6. Characteristics of reflection coefficients by variation of the induced wall length

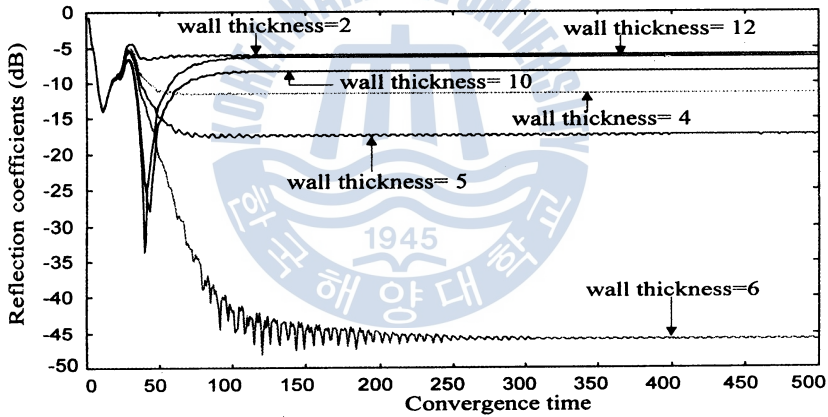


그림 7. 유도성벽의 두께 가변에 따른 반사계수의 특성
 Fig. 6. Characteristics of reflection coefficients by variation of the induced wall thickness

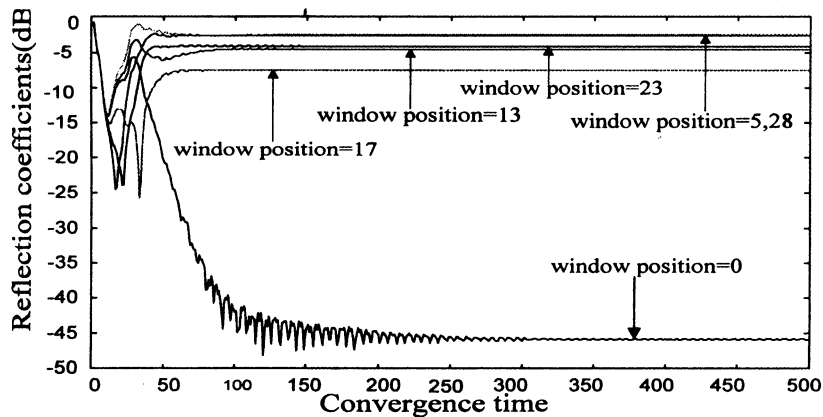


그림 8. 집합창의 위치 가변에 따른 반사계수의 특성
 Fig. 8. Characteristics of reflection coefficients by variation of the window position

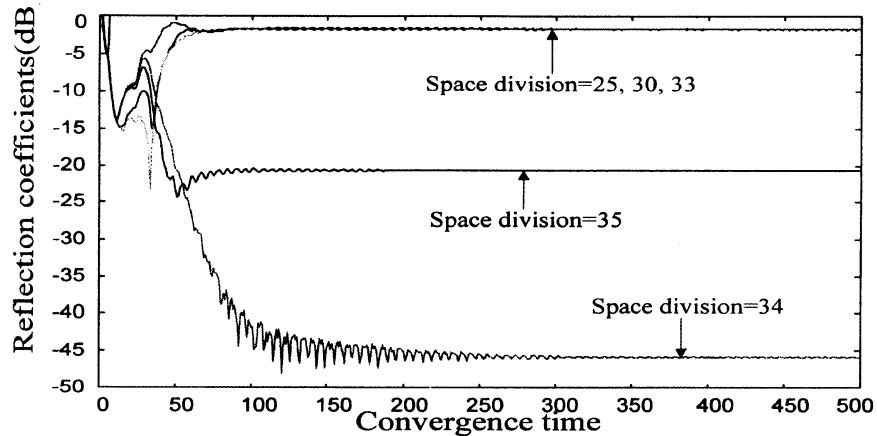


그림 9. 공간분할수의 가변에 따른 반사계수의 특성
 Fig. 9. Characteristics of reflection coefficients by the space division

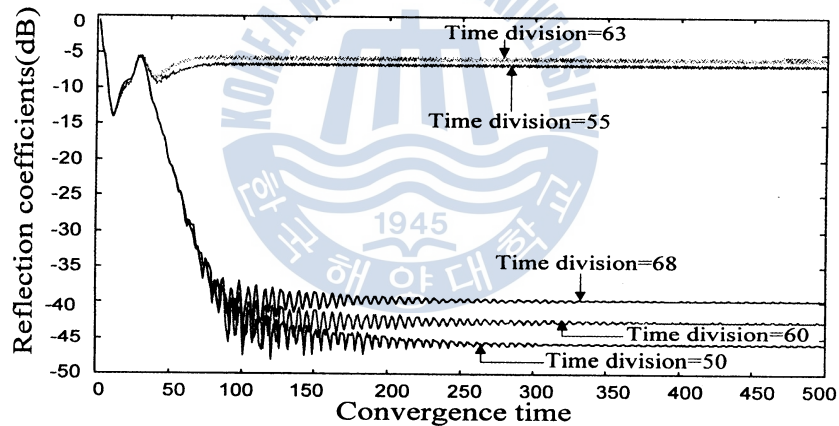


그림 10. 시간분할수의 가변에 따른 반사계수의 특성
 Fig. 10. Characteristics of reflection coefficients by the time division

그림 7은 유도성벽의 두께의 가변에 따른 반사계수의 변화이다. 이 때 $p=0$ mm, $l=9$ mm, $d=7$ mm, $\Delta l=34$, $\Delta t=50$ 으로 고정하고 w 를 2 mm에서 12 mm까지 변화시켰는데 w 가 6 mm에서 가장 낮은 반사계수 -46 dB를 얻을 수 있었다.

다음으로 이상에서 얻은 최적의 파라미터를 적용하여 도파관 집합창의 위치 p 를 $w=6$ mm, $l=9$ mm, $d=7$ mm, $\Delta l=34$, $\Delta t=50$ 으로 고정한 상태에서, p 가 변화 가능한 범위인 0 mm에서 29 mm까지를 변화시킨 결과, 0 mm에서 가장 낮은 반사계수 -46 dB로 안정하게 수렴함을 보였다. 이를 그림 8에 나타내었다.

도파관 2의 유도성벽과 도파관 1의 집합창의 위치에 대한 설계파라미터를 토대로 공간분할수 (Δl)와 시간분할수 (Δt)의 변화에 따른 반사계수의 특성을 계산하였다. 그림 9와 그림 10은 이들에 대한 계산결과를 보여주고 있다.

공간분할수는 해석영역의 길이에 대한 셀 크기와 전체 급전도파관의 분할수를 변화시키는 파라미터이다. 시간에 대한 분할수는 time step을 변화시키는 파라미터로써 두 파라미터가 반사 특성에 영향을 미침을 알 수 있다. 그림 9와 그림 10으로부터 Δt 이 34에서, Δt 가 50에서 가장 낮은 반사계수를 가지면서 수렴하고 있음을 알 수 있다. 또한 시간분할수 보다는 공간 분할수가 반사계수에 큰 영향을 미침을 알 수 있다.

이상에서 살펴 본 파라미터들 중 공간분할수와 유도성벽 두께가 미소한 변화에도 불구하고 반사 계수가 크게 변화하고 있다는 것은 이들 파라미터가 가장 민감하다는 것을 의미한다. 두 파라미터의 변화에 따른 반사계수의 특성을 살펴보기 위하여 두 파라미터를 변수로 하는 3차원 contour map을 작성하였다. 그림 11은 두 파라미터의 변화에 대한 반사계수의 특성을 보여주고 있다.

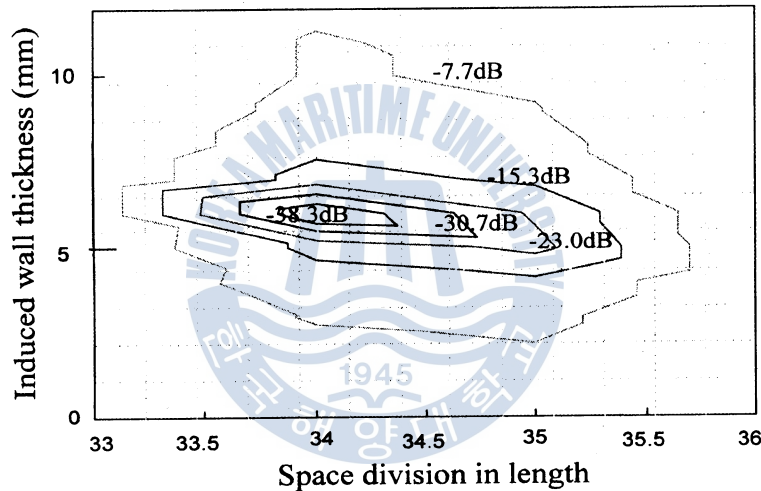


그림 11. 공간분할수와 유도성벽 두께의 변화에 의한 반사계수의 특성
 Fig. 11. Characteristics of reflection coefficients by variation of the space division and the induced wall thickness

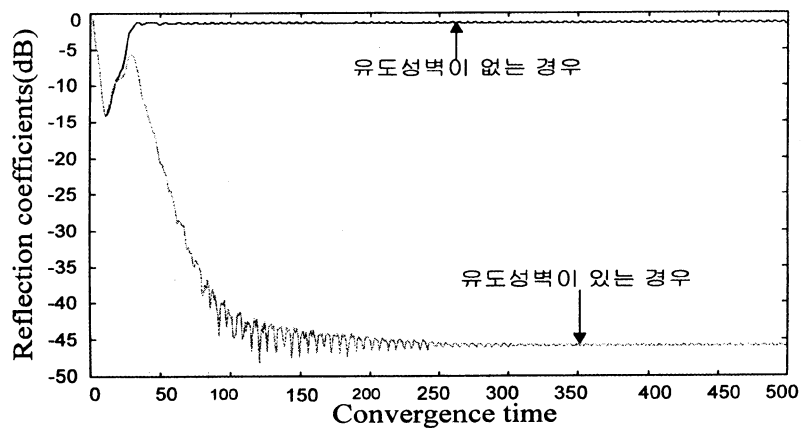


그림 12. 유도성벽의 유무에 대한 반사계수의 특성
 Fig. 12. Characteristics of reflection coefficients with respect to existence of the induced wall

공간분할수가 34에서 35, 유도성벽의 두께가 5 mm에서 6 mm 사이에서 약 -23 dB이하의 반사특성을 가지며 매우 민감함을 알 수 있다. 그림 11로부터 알 수 있는 것처럼 설계주파수 4 GHz에 적용하기 위한 도파관 안테나의 급전부를 제작할 경우, 유도성벽의 두께에 대한 오차는 반사계수의 특성에 큰 영향을 끼치며 특히 주의해야 할 파라미터임을 알 수 있다.

위의 설계파라미터를 이용하여 유도성벽이 있는 경우와 유도성벽이 없는 경우에 대한 반사계수의 특성을 비교하여 보았다. 그림 12는 유도성벽의 유무에 대한 반사계수의 특성을 나타낸다. 유도성벽이 없을 경우에는 입시파가 약 -2 dB로 전반사함을 알 수 있으며, 이는 유도성벽이 있는 구조가 없는 구조에 비해 확실히 효과적임을 보여주고 있다.

4.2. 주파수 변화에 대한 반사특성

유도성벽이 있을 경우와 없을 경우의 주파수 변화에 따른 반사계수의 특성을 비교·분석하였다. 그림 13은 유도성벽의 유무에 대한 반사계수의 주파수 특성을 나타낸다.

그림 13으로부터 알 수 있는 것처럼 유도성벽이 없을 경우에는 전체 주파수에 대하여 약 -2 dB로 전반사한다. 반면 유도성벽이 있을 경우에는 설계 주파수 4 GHz에서 -46 dB로 공진하며 3.93 GHz에서 4.08 GHz사이에서 -15 dB이하의 만족할 만한 반사특성을 가진다.

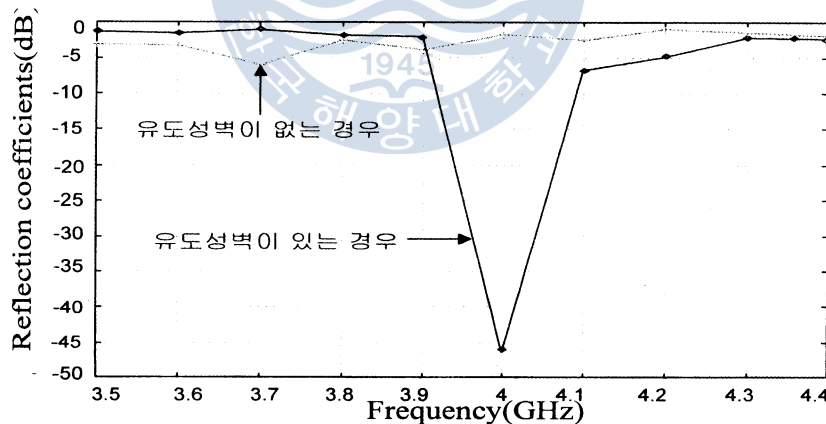


그림 13. 유도성벽의 유무에 대한 반사계수의 주파수 특성

Fig. 13. Frequency characteristics of reflection coefficients with respect to existence of the induced wall

V. 결 론

본 논문에서는 FDTD법을 이용하여 도파관 안테나의 후면급전부에 대한 전자계 해석을 행하였으며, 설계파라미터인 유도성벽의 위치, 길이, 두께 및 공간분할수와 시간분할수등에 대한 최적설계값을 도출하였다. 설계주파수 4 GHz에서 유도성벽의 유무에 따른 반사계수의 특성 변화를 살펴보았다. 유도성벽이 없는 경우에는 약 -2 dB정도로 복사도파관의 창으로부터 전반사를

하였으나, 유도성벽이 있는 경우에는 설계주파수에서 -46 dB의 매우 만족할 만한 반사특성을 보였으며 이는 유도성벽이 있는 구조가 더 효과적임을 계산으로부터 알 수가 있었다. 또한 -15 dB이하를 만족하는 공진주파수의 대역폭 범위는 약 160 MHz로 광대역 특성을 얻을 수 있었다. 금후의 과제는 본 논문에서 도출한 설계파라미터를 이용한 후면 동상급전부를 제작하여 이론적 타당성을 검증하는 것이다.

감사의 글

본 연구는 (주) BG Tech의 위탁과제의 일부 결과이며, 본 연구를 계속적으로 수행할 수 있도록 적극적으로 지원해 준 (주) BG Tech 관계자 여러분에게 깊은 감사를 드립니다.

참 고 문 헌

- [1] K. Sakakibara, J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto, "A Slotted Waveguide Array for Car-Collision Avoidance Radar in 60MHz band," National Convention of IEICE, B-103, Japan, Sept. 1995
- [2] J. Hirokawa, M. Ando and N. Goto, " A Single-Layer Multiple-Way Power Divider for a Planar Slotted Waveguide Array," IEICE Trans. on Commun., vol. 75, no. 8, pp. 781-787, Aug. 1992
- [3] 渡部 亨, "一層構造導波管 スロットアレ-アンテナ用 背面給電窓の FDTD法による 研究", 東京工業大學 電氣電子工學科 學部卒業論文, 1997. 3
- [4] K. S. Yee, "Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell,s Equations in Isotropic Media", IEEE Trans. on AP, Vol. AP-14, No. 3, pp302-307, May 1966
- [5] K. Kunz & Raymond, J. Luebbers, Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, CRC Press, 1993
- [6] R.L. Higdon, "Numerical Absorbing Boundary Conditionsbfor the Wave Equation,"Mathematics of Computation, vol. 49, no. 179, pp.65-90, 1987
- [7] 宇野 亨, "FDTD による電磁界およびアンテナ解析", 제 4회 안테나·전파에 있어서 설계·해석수법 워크샵(일본), 1996. 4
- [8] 민 경식, 조 영이, 김 동철, 임 학규, "FDTD법을 이용한 도파관 후면동상급전구조의 설계에 관한 연구" 1998년 춘계 마이크로파 및 전파학술대회 논문집, Vol. 21, No. 1, pp. 283-286, 서울대, 1998. 5
- [9] G. Mur, "Absorbing Boundary Conditions for the Finite-Difference approximation of the Time-domain Electromagnetic-Field Equations", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC-23, No. 4, pp. 377-382, Nov. 1981