

# 급전선과 직교된 전자기결합 마이크로스트립 다이폴 배열안테나의 해석

## Analysis of the Transversely fed EMC Microstrip Dipole Array Antenna

손영수\* · 윤현보\*\*

Young-Su Son\* · Hyun-Bo Yoon\*\*

### 요 약

급전선과 직교된 전자기결합 마이크로스트립 다이폴안테나는 주로 주파수 영역의 적분방정식 및 모멘트법에 의해, 다이폴의 전류분포를 구하므로써 설계 및 해석이 이루어졌으나, 본 연구에서는 FDTD 방법을 이용하여 각 다이폴의 전류분포를 직접 계산하여, 전자기결합 다이폴 배열안테나의 설계 및 해석 가능성을 제시하였다. 이 경우, 맥스웰방정식 적분형을 유한차분형태로 표현한 수식을 적용하였으며, 계산된 각 다이폴의 전류분포에 의해 복사전계를 구하므로써, 표면전류 및 자류밀도를 계산하여 복사패턴을 구하는 방법에 비해 계산과정과 시간이 크게 단축됨을 보였다.

### Abstract

The design and analysis of the transversely fed EMC(electromagnetically coupled) microstrip dipole have been accomplished by using the integral equation and MOM(method of moment)in frequency domain in order to find the current distribution of the dipole. In this study, we proposed the possibilities for design and analysis of EMC micro-strip dipole array antenna by means of calculating the current distribution of each dipole directly using the FDTD(finite difference time domain) method. In this case, we applied the formulation which is the finite difference expression of the Maxwell's integral equation. From the current distribution of each dipole, we calculated the far field electric component and showed that the calculation process and running time was reduced with respect to the method which calculates the radiation field with surface electric and magnetic current density.

### I. 서 론

마이크로스트립 다이폴은 그 형상의 간단함, 소형 및 선형 분극 등 다양한 장점을 갖고 있기 때문에 오래전부터 마이크로스트립 복사기로서 광범위

하게 연구되어 왔다. 이들의 급전구조는 주로 동축선로 및 마이크로스트립 선로에 의한 직결합 급전방식이 이용되어 왔으나, 유전체 기판이 두꺼워지거나, 높은 주파수에서는 급전선의 기생복사나 급전손실의 증가로 성능저하의 원인이 된다. 이러한 문제해결을 위해 1981년 H.G.Oltman이 다이폴과

\* 한국기계연구원(Korea Institute of Machinery & Materials)

\*\* 동국대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Dongguk Univ.)

급전선을 전자기적 결합에 의해 급전하는 새로운 형태의 전자기결합 마이크로스트립 다이폴 안테나를 제안하면서[1], 전자기결합 구조를 갖는 다양한 형태의 다이폴 및 다이폴 배열안테나의 모델링, 주파수특성 해석, 상호결합영향 등에 대한 연구가 진행되고 있다.[2~6]

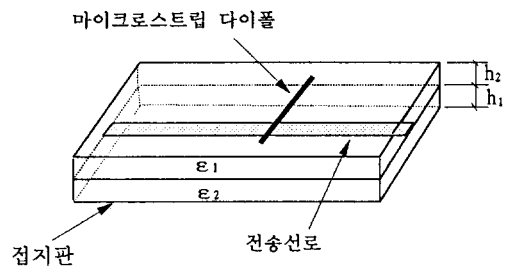
특히, 전자기결합 다이폴 배열안테나는 급전선과 다이폴의 전자기결합 형상에 따라 전자기결합 수평(colinear)다이폴 및 직교(transverse)다이폴로 분류되며, 수평 다이폴 배열안테나는 각 소자의 급전을 위해 각각의 급전선 및 전력분배기가 필요한 반면, 직교 다이폴 배열안테나는 한개의 급전선로를 이용한 직렬급전구조로서 급전선로 설계가 간단한 장점이 있다. 급전선과 직교된 전자기결합 다이폴 배열안테나의 설계는 각 다이폴소자와 급전선 사이의 전자기적 결합량에 의한 다이폴 전류분포를 해석하는데서 출발하며, 이를 위해 주파수영역의 적분방정식, 모멘트 법 및 Green함수 등을 이용, 급전선로와 다이폴 사이의 간격, 편이(offset) 및 다이폴 길이 변화에 따른 반복적 계산방법에 의해, 각 다이폴의 전류비를 결정하기 위한 최적 배열위치를 설계하는 방법이 이용되고 있다.[7~8]

본 연구에서는 시간영역유한차분법(FDTD)을 이용, 급전선과 직교된 전자기결합 다이폴 배열안테나의 설계 가능성을 제시하고, 설계한 배열안테나의 반사손실, 입력임피던스, 상호결합영향 및 복사특성 등을 해석하였다. 배열안테나의 설계는 맥스웰방정식 적분형을 이용한 수정된 FDTD 방법을 이용하므로써 다이폴의 전류분포계산이 가능하며, 주파수영역 설계방법에서 이용하는 제 파라미터 변화에 따른 반복적 계산에 의해 각 다이폴의 전류비 결정을 위한 최적 배열위치를 설계하였다. 또한, 각 다이폴의 전류분포를 FDTD로 직접 구하여, 다이폴 배열안테나의 복사패턴을 계산하는 방법을 제시하므로써, FDTD로 전류 및 자류밀도를 구하여 복사패턴을 계산하는 기존 방법에 비해, 계산과정 및 시간이 크게 단축됨을 확인하였다.

## II. 다이폴의 전류분포 계산을 위한 FDTD 모델링

전자기결합 마이크로스트립 다이폴에 분포하는 전자계성분은 다이폴의 길이, 급전선과 다이폴의 편이 및 유전체 두께 등에 따라 변화하며, 이들 전자계 성분의 변화에 의해 다이폴 전류분포가 달라진다. 따라서, 본 연구에서는 다이폴의 전류분포를 FDTD로 직접 계산하므로써, 전자기결합량의 변화에 따른 다이폴 전류분포 특성을 해석한다. 급전선과 직교된 마이크로스트립 다이폴은 [그림 1]과 같이, 하부기판에 급전선을, 상부기판에 급전선과 직교하여 다이폴을 배치한 형상으로서, 전체 해석대상을 FDTD 격자(yee cell)로 분할할 경우, FDTD 계산영역내의 전자계 성분은 맥스웰 미분 방정식을 유한차분형태로 표시한 식(1)로 표현되며, 이때, 급전선 및 다이폴은 완전도체, 무손실로 가정한다.

$$E_y^{n+1}(i,j,k) = E_y^n(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\epsilon} \cdot \left[ \frac{H_x^{n+1/2}(i,j,k+1) - H_x^{n+1/2}(i,j,k)}{\Delta z} - \dots \right]$$

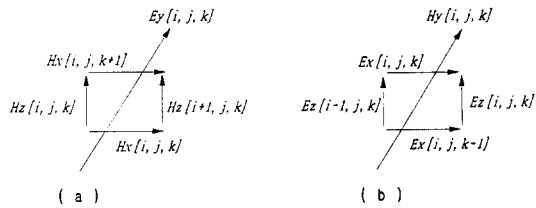


[그림 1] 급전선과 직교된 전자기결합 마이크로스트립 다이폴 형상

[Fig. 1] The configuration of transversely fed EMC microstrip dipole.

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

한편, 마이크로스트립 다이폴의 중앙에서  $y$ 축 방향을 따라 분포하는 전자계 성분은  $E_y(i,j,k)$ ,  $H_y(i,j,k)$ 이므로, 다이폴주위의 전자계성분 분포는 [그림 2]와 같다.



[그림 2] 마이크로스트립 다이폴 주위의 전자계 성분 분포

- (a)  $E_y(i,j,k)$ 주위
- (b)  $H_y(i,j,k)$ 주위

[Fig. 2] Field component distribution near the microstrip dipole.

- (a) relative to  $E_y [i, j, k]$ .
- (b) relative to  $H_y [i, j, k]$ .

맥스웰 방정식 적분형은

$$\left. \begin{aligned} & \frac{\partial}{\partial t} \iint \epsilon \vec{E} \cdot \vec{d}s = \oint \vec{H} \cdot \vec{d}l \\ & \frac{\partial}{\partial t} \iint \mu \vec{H} \cdot \vec{d}s = - \oint \vec{E} \cdot \vec{d}l \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

로서, 이를 유한차분형태로 표시하면,

$$\left. \begin{aligned} & \epsilon \frac{\partial E_y(i,j,k)}{\partial t} = \frac{H_x(i,j,k+1) - H_x(i,j,k)}{\Delta z} \\ & + \frac{H_z(i,j,k) - H_z(i+1,j,k)}{\Delta x} \\ & - \mu \frac{\partial H_y(i,j,k)}{\partial t} = \frac{E_z(i-1,j,k) - E_z(i,j,k)}{\Delta x} \\ & + \frac{E_x(i,j,k) - E_x(i,j,k-1)}{\Delta z} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

이 된다.

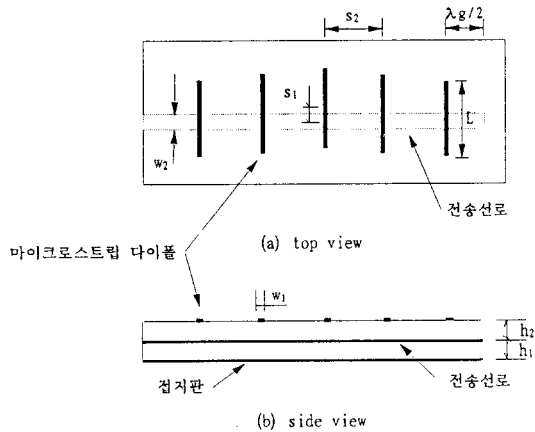
따라서, 다이폴에 분포하는 시간영역 전류  $I_y(n\Delta t)$ 는 다이폴 축방향전계  $E_y(i,j,k)$ 주위에 분포하는 자계성분  $H_x$ ,  $H_z$ 를 선적분하므로써 식(4)로 구할 수 있으며, 주위 자계성분  $H_x(i,j,k)$ ,  $H_x(i,j,k+1)$ ,  $H_z(i,j,k)$  및  $H_z(i+1,j,k)$ 는 식 (3)으로 표시되는 주위 전계로부터 계산된다.

$$\begin{aligned} I_y(n\Delta t) = & \left[ H_x^{n+1/2}(i,j,k+1) - H_x^{n+1/2} \right. \\ & (i,j,k) \left. \right] \cdot \Delta x \\ & - \left[ H_z^{n+1/2}(i,j,k) - H_z^{n+1/2} \right. \\ & (i+1,j,k) \left. \right] \cdot \Delta z \end{aligned} \quad (4)$$

### III. 배열 안테나 설계

[그림 3]의 전자기결합 다이폴 배열안테나는 선형 배열안테나로서, 급전선의 종단이 개방 또는 매칭부하로 단락된 형태에 따라 정재파 또는 진행파 배열안테나로 구성되는데[8], 본 연구에서는 정재파 배열안테나로 설계한다.

급전선과 다이폴의 도체두께  $t_1$ ,  $t_2$ 는 관내과장  $\lambda g$ 에 비해 무한히 작은 것으로 가정하며, 다이폴 폭  $W_1$ 은 0.8mm, 급전선로 및 접지판 사이의 유전체 두께  $h_1=62\text{mil}$ , 또한 급전선 폭  $W_2$ 는  $h_1$ 과  $W_2$  비가 2.0이상에서 특성임피던스  $50\Omega$ 이 되도록 4.5mm로 사전 설정한다.



[그림 3] 전자기결합 마이크로스트립 다이폴 배열안테나 구조

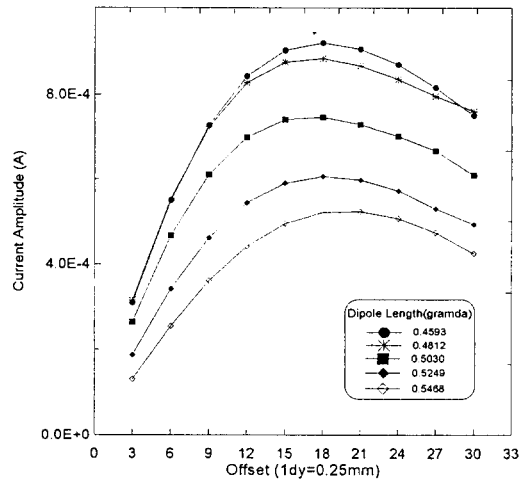
[Fig. 3] The geometry of the EMC microstrip dipole array antenna.

일반 배열안테나 설계의 경우, 배열소자의 물리적 크기, 배열간격 및 급전전류의 크기 및 위상을 조절함으로써 각 배열소자가 원하는 전류분포를 갖도록 설계하는 반면, 상기 구조의 경우는 비접촉 직렬급전 구조이기 때문에 다이폴 전류분포 크기는 다이폴 길이(L), 다이폴과 전송선로간의 편이량(s<sub>1</sub>) 및 간격(h<sub>2</sub>)에 의해, 위상은 각 다이폴간의 배치간격(s<sub>2</sub>)에 의해 결정된다.

따라서, 본 연구에서는 단일 다이폴에서 전류분포를 결정하는 제 파라미터의 변화에 따른 다이폴 전류분포를 FDTD로 계산하여 다이폴 길이 및 h<sub>2</sub>를 결정하고, 이를 설계 데이터로 활용하여, 각 다이폴소자가 원하는 전류비를 갖는 편이 위치를 계산한 후, 5개의 다이폴을 배열하여 FDTD에 의한 반복적 계산방법에 의해 배열상황하에서의 최적 배열 위치를 도출한다.

### 3-1. 다이폴 길이(L), 급전선로의 편이(s<sub>1</sub>)에 따른 전류분포

안테나의 공진주파수를 8.3GHz로 설정하고, 다이폴 길이를  $\lambda_g/2$  부근에서 변화하면서 급전선로의 편이에 따른 단일 다이폴에서의 전류분포 변화를 FDTD로 계산하기 위해 FDTD 격자는  $\Delta x=0.4\text{mm}$ ,  $\Delta y=0.25\text{mm}$ ,  $\Delta z=0.7874\text{mm}$ 로 설정, 전체 계산영역을  $124\Delta x \times 80\Delta y \times 14\Delta z$ 로 분할하였다.  $\lambda/2$  다이폴의 경우, 다이폴 전류는 정현분포를 나타내며 다이폴 중앙에서 최대값을 갖는다. 따라서 각 다이폴 길이에서 s<sub>1</sub>을 3 $\Delta y$ 씩 편이시킬 경우, 다이폴 중앙에 분포하는 최대 전류크기 변화는 [그림 4]와 같이 계산되었다. 각 다이폴 길이에서 특정 편이 위치에서 최대 전류분포가 발생함을 관찰할 수 있는데, 이는 다이폴을 급전선로와 대칭으로 직교시킬 경우, 즉 편이가 0이거나 급전선로로부터 너무 멀리 떨어진 경우, 다이폴에 전류 여기가 발생하지 않으며, 전류가 최대여 여기되는 최적결합이 발생하는 특정 길이 및 편이점이 존재한다는 주파수 영역 해석방법 결과와 일치한다.[9]

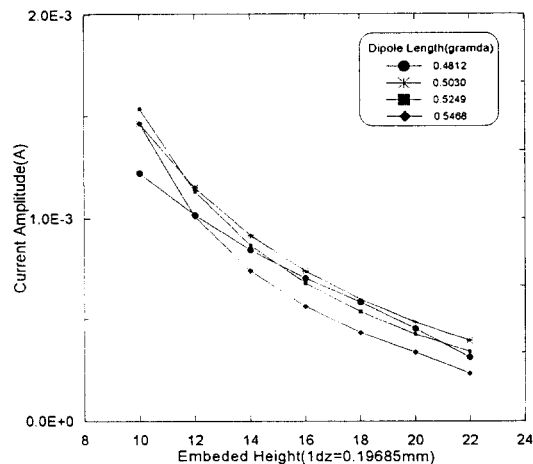


[그림 4] 다이폴 길이(L) 및 편이(Δs<sub>1</sub>)에 따른 단일다이폴의 최대전류분포

[Fig. 4] Max. current distribution of single dipole according to L & s<sub>1</sub>.

### 3-2. 급전선로와 다이폴 간격( $h_2$ )변화에 의한 전류 분포

전자기결합 구조에서 다이폴과 급전선로 사이의 높이  $h_2$ 는 전자기결합량에 영향을 미치는 다른 파라미터보다 중요한 요소로서, 다이폴과 급전선로간의 거리가 먼 경우, 다이폴 길이나 편이량 조절에 의한 최적결합을 도출할 수 없으며, 다이폴과 급전선로간의 거리가 충분히 가까운 상태 즉, 약간의 과결합(over coupled) 상태에서 다이폴 길이 및 편이량을 조절함으로써 최적결합조건을 찾을 수 있다.  $s_1 = 15\Delta y$ 에서, FDTD로 계산한 각 다이폴 길이에서의  $h_2$  변화에 따른 최대전류분포 변화를 [그림 5]에 나타내었으며, 계산에 사용한 FDTD 격자는  $\Delta x = 0.2\text{mm}$ ,  $\Delta y = 0.25\text{mm}$ ,  $\Delta z = 0.19685\text{mm}$  로서  $h_2$ 가 가까울수록 전류분포가 증가함을 알 수 있다. 그러나,  $h_2$ 가 너무 가까울 경우, 전송선로의 기생복사가 증가하기 때문에, 일반적으로  $h_2$ 는 급전선로와 접지판 사이의 거리  $h_1$ 과 동일한 간격으로 배치하는 것이 타당한 것으로 알려져 있다.[10]



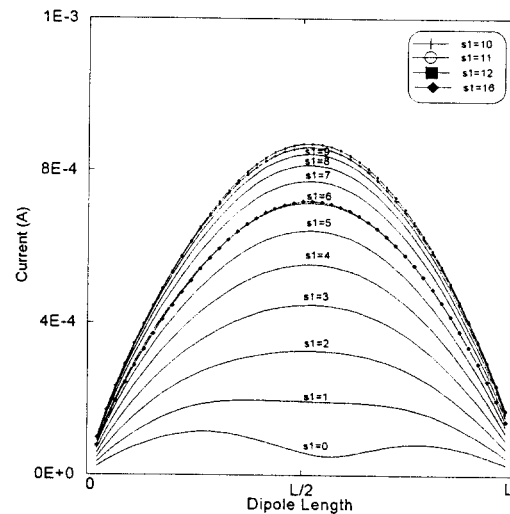
[그림 5] 다이폴 길이( $L$ ) 및 간격( $h_2$ )에 따른 단일 다이폴의 최대전류분포

[Fig. 5] Max. current distribution of single dipole according to  $L$  &  $h_2$ .

상기 3-1, 3-2항으로 부터 배열안테나 설계를 위해 다이폴 길이는 전류분포 크기를 고려하여,  $\lambda g / 2$ 보다 약간 작은  $0.4812\lambda g(11.0\text{mm})$ 로,  $h_2$ 는  $h_1$ 과 같은 62 mil로 선정하였으며, 이때 단일 다이폴의  $s_1$ 에 따른 전류분포 계산결과는 [그림 6]과 같다. 계산결과에서  $s_1$ 이 0 일 때, 다이폴의 정현분포특성이 나타나지 않고 있음을 확인할 수 있다.

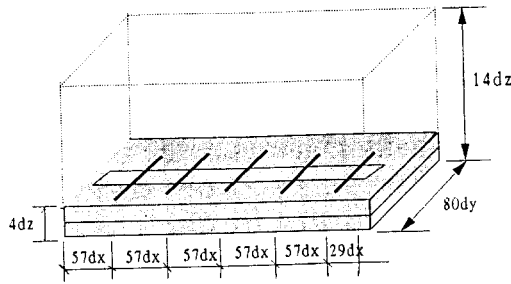
### 3-3. 배열 안테나 설계

Dolph-Chebyshev 전류분포에 의거, 5개 배열 소자일 경우, SLL = -20dB를 갖도록 각 다이폴의 전류비를 1:1.61:1.94:1.61:1로 설정하고, [그림 6]의 결과로 부터  $s_1$ 이  $3\Delta y$  위치의 전류 분포를 1로 하였을 때,  $6\Delta y$  및  $11\Delta y$  위치에서의 다이폴의 전류비가 Chebyshev 전류분포와 가장 근접한 결과를 얻었다. 따라서, 단일 다이폴에서의 전류분포를 초기설계치로 하여, 각 다이폴의 급전 위상이 동상이 되도록  $s_1 = \lambda g$ 의 간격으로 [그림 7]과 같이 배치함으로써, 다이폴 배열안테나에서 원하는 전류비를 갖는 각 다이폴의 위치를 구하기 위한 FDTD 계산을 수행하였다. FDTD 격자분할은  $\Delta x = 0.4$



[그림 6] 편이( $s_1$ )에 따른 단일 다이폴의 전류분포

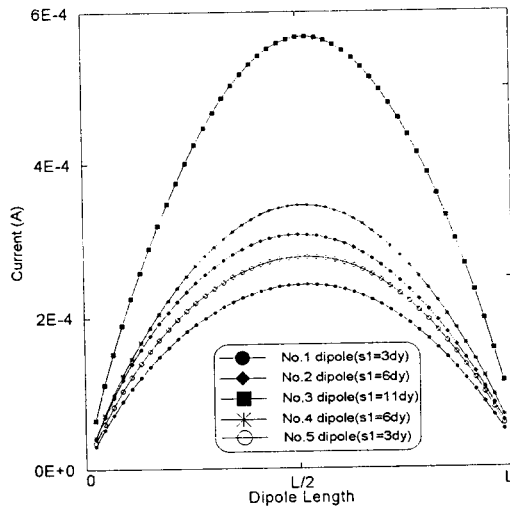
[Fig. 6] Current distribution of single dipole according to  $\Delta s_1$ .



[그림 7] 5소자 다이폴 배열안테나의 FDTD 계산영역  
 [Fig. 7] FDTD computation domain of 5 elements dipole array antenna.

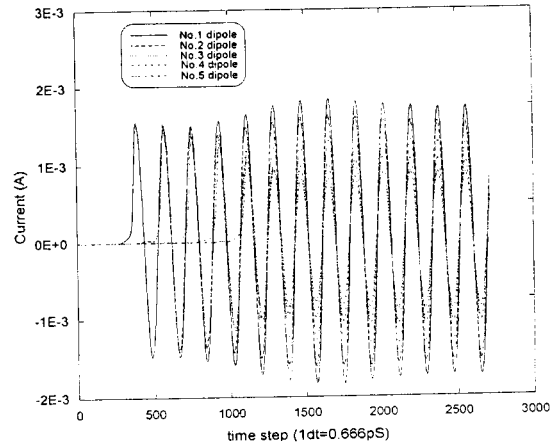
mm,  $\Delta y=0.25\text{mm}$ ,  $\Delta z=0.7874\text{mm}$ , 전체계산영역은  $344\Delta x \times 80\Delta y \times 14\Delta z$ 로, 전송선로 끝단의 개방스터브(open stub) 길이는  $\lambda_g/2$ 로 설정하였다.

초기설계한 배열안테나에서 각 다이폴의 전류분포 계산결과를 [그림 8]에 나타내었으며, [그림 9]에 각 다이폴 위치에서 급전선로의 시간영역 전류를 나타내었다.



[그림 8] 초기설계한 배열안테나에서의 각 다이폴 전류분포

[Fig. 8] Initial designed current distribution of each dipole at array antenna.



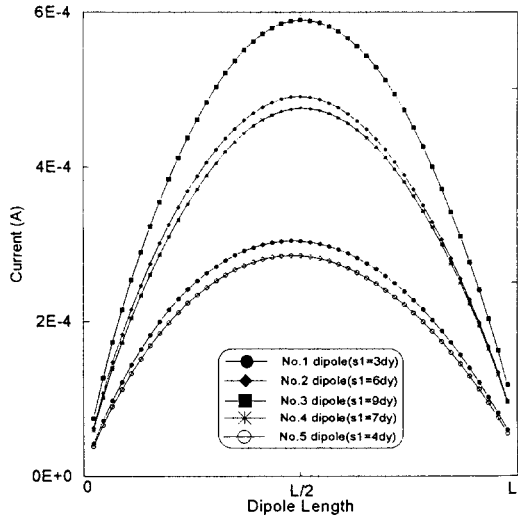
[그림 9] 각 다이폴위치에서 급전선로의 시간영역 전류

[Fig. 9] Time transient current of feedline at each dipole position.

단일 다이폴에서 계산한 전류분포에 의한 초기설계와 배열안테나에서 계산한 다이폴의 전류분포가 상당한 차이가 남을 확인할 수 있는데, 이는 전자기결합 구조에서의 직렬급전에 의한 각 다이폴의 급전량 차이 및 다이폴간의 상호결합효과에 의한 것으로 판단된다. 따라서, 배열 안테나에서 각 다이폴의 Chebyshev 전류분포를 얻기 위해, no.1 다이폴의 전류분포를 1로 하여, [그림 7]과 동일한 FDTD 계산 파라미터로, no.2~no.5 다이폴 위치를 조절하여 FDTD 계산을 반복수행한 결과, [그림 10]과 같이 원하는 전류분포와 가장 근접한 결과를 얻었다. [그림 11]은 각 다이폴 중앙에서의 시간에 따른 복사전류분포를 나타낸 것으로 각 다이폴이 거의 동위상으로 분포하고 있음을 확인할 수 있다. 최종 설계한 배열안테나의 설계사양을 <표 1>에, 다이폴의 배열위치에 따른 전류비를 <표 2>에 나타내었다.

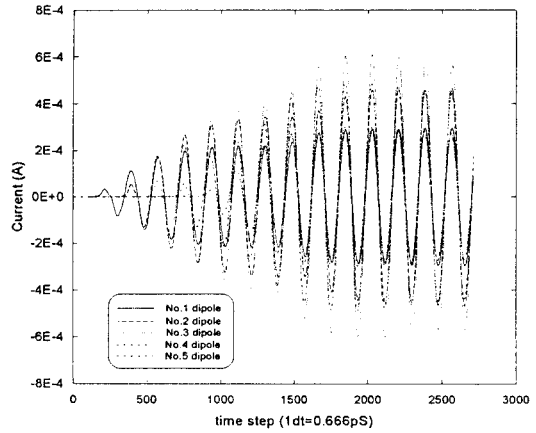
#### IV. 수치해석 및 결과 고찰

설계한 배열안테나의 주파수 응답특성 해석을 위



[그림 10] 최종 설계한 배열안테나에서의 각 다이폴 전류분포

[Fig. 10] Final designed current distribution of each dipole at array antenna.



[그림 11] 각 다이폴 중앙에서의 복사전류변화

[Fig. 11] Radiating current variation of each dipole center.

해, FDTD 계산영역은 [그림 7]과 동일하게 설정하였다. 매개변수 및 입력임피던스 등, 광대역 주파수 응답특성계산은 여기신호로 Gaussian 펄스를,

<표 1> 배열 안테나의 설계사양

<Table 1> Design spec. of array antenna

공진주파수	8.3 GHz	SLL	-20dB 이하
다이폴 길이(L)	0.4812 λg	VSWR	2 이하
유전율 ε <sub>1</sub> , ε <sub>2</sub>	2.5	개방스터브 길이	λg / 2
h <sub>1</sub> , h <sub>2</sub>	62 mil	주빔 경사각	0°
배열소자 간격	λg	빔폭(HPBW)	약 18°

<표 2> 배열 위치에 다른 각 다이폴의 전류비

<Table 2> The current ratio of each dipole according to the arrangement position ( ) : 편이 s<sub>1</sub> 위치

다이폴 No.	No. 1	No. 2	No. 3	No. 4	No. 5
Chebyshev 전류비	1	1.61	1.94	1.61	1
초기설계 다이폴 전류비	1 (3Δy)	1.823 (6Δy)	3.35 (11Δy)	1.94 (6Δy)	1.23 (3Δy)
위치변화에 따른 다이폴 전류비	1 (3Δy)	1.610 (6Δy)	2.11 (10Δy)	1.545 (5Δy)	0.925 (4Δy)
위치변화에 따른 다이폴 전류비	1 (3Δy)	1.602 (6Δy)	1.83 (8Δy)	1.543 (5Δy)	0.922 (4Δy)
최종설계 다이폴 전류비	1 (3Δy)	1.612 (6Δy)	1.951 (9Δy)	1.586 (7Δy)	0.974 (4Δy)

복사전계 계산을 위해서는 안테나 동작주파수에서의 정현신호를 여기하였다. FDTD에서의 경계조건 설정, 격자분할 및 Gaussian 펄스 등, FDTD계산을 위한 제 파라미터는 [그림 11]과 동일하다.

#### 4-1. 반사손실 및 VSWR

본 배열안테나에서의 반사손실은 신호여기면과 첫번째 배열소자의 중간지점을 기준면으로 설정, 이 면에서 전송선로의 시간에 따른 전계변화를 구하므로서 계산할 수 있다. 즉, 주파수함수로서의 산란계수  $S_{11}(f)$ 는 입사 및 반사파의 수직전계성분  $E_z$ 를 선적분하므로서 입사전압  $V_m(t)$  및 반사전압  $V_{ref}(t)$ 을 계산, 이를 식(6)과 같이 푸리에 변환하므로서 구할 수 있다.

$$V_i(t) = \int_l E_{zi}(t) dl \quad (5)$$

$$S_{11}(f) = \frac{\mathfrak{F}[V_{ref}(t)]}{\mathfrak{F}[V_m(t)]} \quad (6)$$

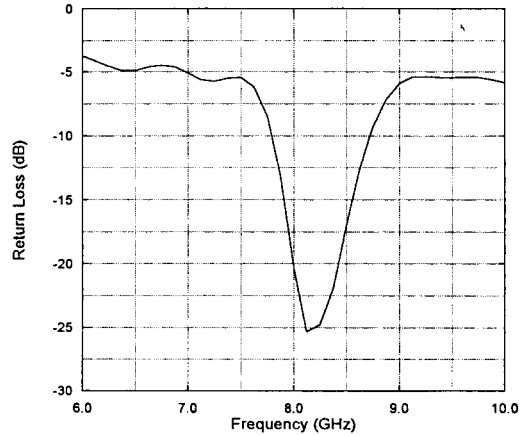
125MHz의 주파수 해상도를 갖도록 12,000회의 반복계산을 수행한 결과, 기준면에서의 반사손실은 [그림 12]와 같이 계산되었으며, 약 8.2GHz부근에서 공진이 일어남을 알 수 있다. [그림 13]은 안테나의 전압정재파비를 나타낸 것으로, 식(7)로부터 약 9.6%의 광대역특성을 나타내었으며, 이는 전자기결합 구조의 장점중 하나인 주파수 대역폭의 증가특성을 잘 표현하고 있다.

$$\% BW = \frac{f_{r2} - f_{r1}}{f_{rc}} \times 100\% \quad (7)$$

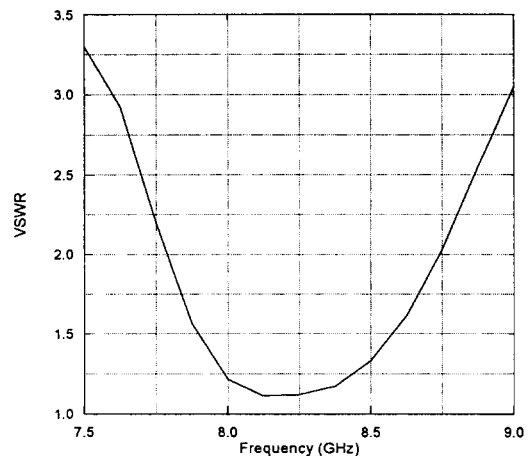
$f_{rc}$  : 동작주파수

$f_{r1}$  : VSWR 1.5이하의 하측 주파수

$f_{r2}$  : VSWR 1.5이하의 상측 주파수



[그림 12] 다이폴 배열안테나의 반사손실  
[Fig. 12] The return loss of dipole array antenna.



[그림 13] 다이폴 배열안테나의 전압정재파비  
[Fig. 13] The VSWR of dipole array antenna.

#### 4-2. 입력임피던스

본 배열안테나구조에서의 입력임피던스는 전송선로 개방종단과 마지막 배열소자 사이의 길이를 동조스터브(tuning stub)로 하여, 이 길이를 조절



하므로써 임피던스를 정합할 수 있으며, 일반적으로 동조스터브의 길이가  $\lambda_g/2$  부근에서 정합이 발생한다.[8] 동조스터브 길이  $\lambda_g/2$ 로 설계한 배열안테나에서의 입력임피던스는 산란계수  $S_{11}(f)$ 로부터 전송선로이론에 의거, 식(8)로서 계산되며, 공진주파수 부근에서의 임피던스변화를 [그림 14]에 나타내었다.

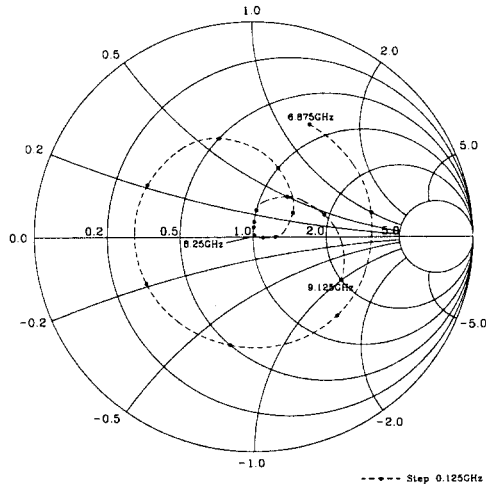
$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + S_{11}(f) \cdot e^{j2\beta l}}{1 - S_{11}(f) \cdot e^{j2\beta l}} \quad (8)$$

### 4-3. 상호결합 효과(Mutual coupling)

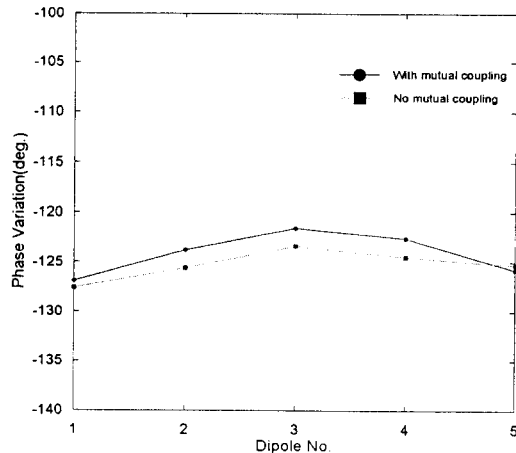
배열안테나구조와 같이 안테나가 상호 근접해 있을 경우, 안테나 각각의 전류는 상호결합 효과에 의해 영향을 받게 되며, 각 안테나의 임피던스(자기 및 상호임피던스)는 배열의 형태 및 여기방법에 따라 달라지게 된다. 특히, 안테나 사이의 상호결합효과는 각 안테나 복사전류의 위상변화를 초래하며, 상호결합효과가 클 경우, 복사특성에 심각한 영향

을 미친다. 본 연구에서는 안테나 동작주파수에서 상호결합영향이 없는 경우, 즉, 각 다이폴의 위치에서 독립된(isolated)다이폴의 복사전류 위상변화와 배열구조에서의 각 다이폴의 복사전류 위상변화를 계산하므로써 설계한 배열안테나의 상호결합영향을 관찰하였다. 복사전류 위상은 각 다이폴중앙에서의 시간에 따른 복사전류를 FDTD로 계산하여, 이를 푸리에 변환하므로써 동작주파수에서의 각 다이폴 복사전류 위상의 계산이 가능하다. [그림 15]에서, 상호결합이 없는 경우, 각 다이폴간의 위상차가 약  $3^\circ$ 이내에서, 상호결합이 있는 경우는 상호결합이 없는 경우에 비해, 약  $2^\circ$ 의 편차를 갖고, 각 다이폴간의 위상이 약  $5.5^\circ$ 의 차이가 나는 것으로 계산되었다.

본 배열안테나는 다이폴간격을  $\lambda_g$ 로 설계하였기 때문에, 상호결합이 없는 이상적인 경우, 각 다이폴의 위상은 동상으로 복사되어야 한다. 본 계산에서 상호결합이 없는 경우, 약  $3^\circ$ 의 위상차이는 FDTD 계산에 있어 각 다이폴간의 간격  $\lambda_g$ 는  $57\Delta x$ (22.8mm)로서, 실제 간격 22.86mm를 정확히 분할하지 못한데서 기인한 것으로 생각한다.



[그림 14] 공진주파수 부근에서의 입력임피던스 변화  
[Fig. 14] The input impedance variation near resonant frequency.



[그림 15] 각 다이폴 중앙에서 복사전류의 위상변화  
[Fig. 15] The phase variation of radiating current at each dipole center.

4-4. 복사패턴

FDTD를 이용하여 복사패턴을 계산하는 기존의 방법은 FDTD 계산영역내에서, 복사구조를 포함하는 가상표면을 설정하여 각 면 격자점에서의 전, 자계를 FDTD로 계산하고, Huygen의 등가원리에 의거, 표면전류 및 자류밀도를 구하여 근, 원거리계 변환과정을 통하여 복사전계를 계산한다.[16] 이 방법을 본 배열안테나 구조에 적용할 경우, 6면의 각 격자점에서의 전, 자계성분을 저장하기 위한 추가 메모리가 필요하며, 약 3만여개의 배열요소를 반복연산함에 따른 계산시간의 증가 등으로, 비효율적이다. 따라서, 본 연구에서는 각 다이폴의 전류분포  $I(y')$ 가 설계과정에서 FDTD로 계산되므로, 이를 이용하여 다이폴 배열안테나에서의 원거리 복사전계를 계산하므로써, 가상표면에서의 전, 자계 성분 계산과 저장을 위한 FDTD의 재수행 및 추가 기억용량이 필요치 않으며, 배열연산에 의한 계산시간의 증가를 크게 단축할 수 있다.

선형 배열안테나의 복사전계는 패턴적(pattern multiplication)의 원리에 의해, 단일 배열소자에서의 복사패턴(element factor)과 배열팩터(AF: array factor)로서 계산되므로, 단일 다이폴에서의 복사전계는

$$A_y = \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \int I(y') e^{j\beta y' \cos\psi} dy'$$

$$E_\theta = j\omega\mu \sin\psi A_y$$

$$\begin{cases} \cos\psi = \sin\theta \sin\phi \\ \sin\psi = \sqrt{1 - \sin^2\theta \sin^2\phi} \end{cases} \quad (9)$$

으로 구해지며, 배열팩터 AF는

$$AF = \sum_{n=0}^{n-1} I_n e^{j\beta y' \sin\theta \sin\phi} \quad (10)$$

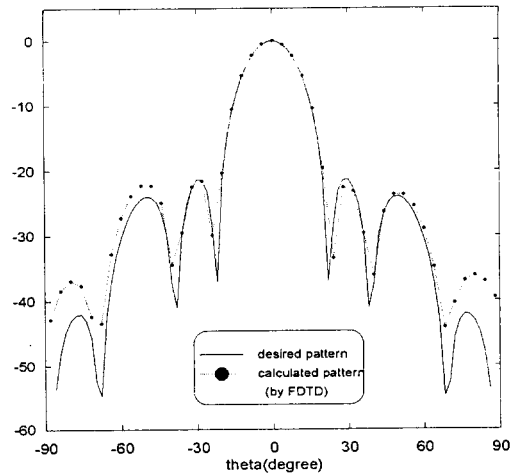
이므로 본 다이폴 배열안테나의 복사전계  $E_\theta$ 는

$$E_\theta = j\omega\mu \frac{e^{-j\beta r}}{4\pi r} \sqrt{1 - \sin^2\theta \sin^2\phi} \cdot \left[ \int I(y') e^{j\beta y' \sin\theta \sin\phi} \right] \cdot \sum_{n=0}^{n-1} I_n e^{j\beta y_n \sin\theta \sin\phi} \quad (11)$$

로서 계산된다.

따라서, 식(11)에서, FDTD에 의해 계산된 각 다이폴소자의 전류분포  $i(y')$ 를 이용하여 계산하므로써 본 배열안테나에서의 복사전계를 구할 수 있다.

[그림 16]에서 실선은 설계목표인 Chebyshev 전류분포에 의한 이상적인 복사패턴으로서, FDTD로 계산한 다이폴 배열안테나의 복사패턴은 이상적인 경우와 약간 비대칭분포를 보이고 있으며, 부엽 레벨에서도 차이가 발생함을 관찰할 수 있다. 이는 FDTD로 설계한 배열안테나의 각 다이폴 전류분포와 Chebyshev 전류분포간의 차이와, 이상적인  $\lambda/2$  다이폴의 정현분포와 실제 다이폴에서의 전류분포에서의 차이 및 상호결합영향으로 판단된다.



[그림 16] 설계한 다이폴 배열안테나의 복사패턴  
[Fig. 16] The radiation pattern of designed array antenna.

## V. 결 론

## 참 고 문 헌

주파수영역 해석방법인 모멘트법 등에 의해 설계 및 해석되어 온, 급전선과 직교된 전자기결합 마이크로스트립 다이폴안테나를 시간영역 해석방법인 FDTD방법을 이용하여 설계와 해석이 가능함을 밝혔다. 맥스웰방정식의 적분형을 유한차분형태로 표현한 수식을 적용하므로써, 배열구조에서 각 다이폴의 전류분포를 직접 계산할 수 있었으며, 급전선과 각 다이폴의 편이위치에 따른 전류분포를 구하므로써, 5소자로 구성된 마이크로스트립 다이폴 배열안테나를 설계하였다.

설계 결과, 각 다이폴의 전류비는 동작주파수에 서 설계목표인 Chebyshev 전류분포와 근접한 1:1.612:1.951:1.586:0.974로 계산되었으며, FDTD로 수치해석한 결과, 8.25GHz부근에서 공진이 발생하였으며, VSWR 1.5이하에서 약 9.6%의 대역폭 특성을 얻었다. 각 다이폴 중앙에서의 복사전류 위상변화를 FDTD로 계산하므로써 설계한 안테나에서의 상호결합영향을 관찰할 수 있었으며, 계산결과, 상호결합이 있는 경우, 없는 경우보다 약 2.5°의 위상차가 더 발생하였다.

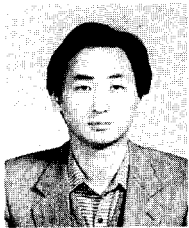
FDTD로 구한 각 다이폴의 전류분포를 이용하여 복사패턴을 계산하므로써, 본 다이폴 배열안테나 구조의 경우, 기존의 복사패턴 계산방법에서 사용하는 표면전류 및 자유밀도의 계산을 위한 FDTD 재 수행과 가상표면 각 격자점에서의 전자기 성분 저장을 위한 추가기억용량의 불필요 및 각 격자점의 전자기 성분을 이용한 반복배열연산에 따른 장시간의 계산수행이 필요치 않는 등, 기존의 방법에 비해 훨씬 효과적임을 확인하였다.

향후, 실험을 통하여 본 연구의 타당성을 확인하고자 하며, FDTD로 설계시, 상호결합영향을 고려한 설계알고리즘에 대한 연구가 계속되어야겠다.

- [1] H. G. Oltman and D. A. Huebner, "Electromagnetically coupled microstrip dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-29, no. 1, pp. 151-157, Jan. 1981.
- [2] R. S. Elliott and G. J. Stern, "The design of microstrip dipole array including mutual coupling, Part 1: Theory," *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-29, no. 9, pp. 757-760, Sept. 1981.
- [3] P. B. Katehi and N. G. Alexopoulos, "On the modeling of electromagnetic coupled micro-strip antennas- The printed strip dipole," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, no. 11, pp. 1179-1186, Nov. 1984.
- [4] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electron Lett.*, vol. 23, pp. 368-369, Apr. 9, 1987.
- [5] P. Lepeltier, J. M. Floc'h, and J. Citerne, "Complete and rigorous analysis of the electromagnetically coupled transverse dipole," *Electron Lett.*, vol. 23, no. 16, pp. 822-824, July. 1987.
- [6] P. B. Katehi, "A generalized method for the evaluation of mutual coupling in microstrip arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, no. 2, pp. 125-133, Feb. 1987.
- [7] Pavan K. Potharrazu and David R. Jackson, "Analysis and design of a leaky wave EMC dipole array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-40, no. 8, pp. 950-958, Aug. 1992.
- [8] Nirod K. Das and David M. Pozar, "Analysis and design of series feed array of pr-

- inted dipoles proximity coupled to a perpendicular microstripline," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 4, pp. 435-444, April 1989.
- [9] Hung-Yu Yang and N. G. Alexopoulos, "Design of transversely fed EMC microstrip dipole arrays including mutual coupling," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-38, no. 2, pp. 145-151, Feb. 1990.
- [10] J. R. James & P. S. Hall, "Handbook of microstrip antennas", *IEE*.
- [11] 손영수, 윤현보, "시간영역 유한차분법을 이용한 전자기결합 마이크로스트립 수직다이폴의 해석", 한국전자과학회 학회지 제 5권 4호, pp. 30-39, 1994. 12.
- [12] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady state electromagnetic scattering problems using time dependent Maxwell's equations," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-23, pp. 623-630, Aug. 1975.
- [13] X. Zhang and K. K. Mei, "Time domain finite difference approach for the calculation of the frequency dependent characteristics of microstrip discontinuities," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, pp. 1775-1787, Dec. 1988.
- [14] D. M. Sheen and J. A. Kong, "Application of the three dimensional finite difference time domain method to the analysis of planar microstrip circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-38, np. 7, pp. 849-857, July 1990.
- [15] K. Umashankar and A. Taflove, "Calculation and experimental validation of induced currents on coupled wires in an arbitrary shaped cavity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-35, no. 11, pp. 1248-1257, Nov. 1987.
- [16] K. Umashankar and A. Taflove, "A novel method to analyze electromagnetic scattering of complex objects," *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, vol. EMC-24, no. 4, November, 1982.
- [17] 손영수, 윤현보, "시간영역 유한차분법을 이용한 휴대용 전화기의 모노폴안테나 특성해석", 한국전자과학회 학회지 제 6권 3호, pp. 3-14, 1995. 9.

손 영 수



선임연구원

1959년 9월 30일생  
 1982년 2월 : 동국대학교 전자공학과 졸업  
 1984년 2월 : 동국대학교 전자공학과 (석사)  
 1989년 3월 ~현재 : 한국기계연구원

윤 현 보

동국대학교 전자공학과 교수