論文2002-39TC-5-4

X밴드용 다이폴 급전 평면배열 안테나 설계 및 제작

(Design and Fabrication of the Dipole-Fed Planar Array Antenna at X-Band)

文 盛 益 *, 梁 斗 榮 **

(Seong-Ik, Moon and Doo-Yeong, Yang)

요 약

본 논문에서는 기존의 야기-우다 안테나 배열이론을 마이크로스트립 안테나에 접목시킨 X밴드용 다이폴 급전 평면배열 안테나를 설계하고 제작하였다. 그리고 넓은 대역폭을 갖는 무선통신 시스템에 쉽게 적용시킬 수 있는 다이폴 급전 평면배열 안테나의 설계 절차에 대하여 기술하였다. 또한 FDTD 수치해석법을 이용하여 안테나의 복사특성, 반사손실과 대역폭을 개선시켰으며 제작을 통해 평면형 안테나 해석의 타당성을 입증하였다. 제작한 결과, 10GHz의 중심주파수에서 안테나의 이득은 4.9dBi이고 대역폭은 약 40%, 전후방비는 16dB, E면과 H면의 반 전력 빔폭은 각각 117° 와 156° 이다. VSWR<2를 기준으로 했을 때, 7.4GHz~11.88GHZ의 주파수 범위에서 측정결과와 이론적인 결과가 비교적 잘 일치하였다.

Abstract

In this paper, the dipole-fed planar array antenna applied Yagi-Uda antenna array theory to microstrip antenna is designed and fabricated at X-band. The design procedure of the dipole-fed planar array antenna with the wide bandwidth is presented to be easily practiced to a wireless communication system. The radiation pattern, return loss and bandwidth of the antenna are improved by the finite differential time domain(FDTD) numerical method. The propriety of analysis of planar dipole antenna is proved from the measured data. From the measured results, the antenna maximum gain is 4.9dBi at center frequency of 10GHz and frequency bandwidth is about 40%. Front-to-back ratio is 16dB, and half-power beam-width of E-plane and H-plane are 117° and 156° , respectively. When VSWR of antenna is less than 2, the measured results are agreed well with the theoretical values in the frequency range from 7.4GHz to 11.88GHz.

Key Words : FDTD, Dipole-fed, Planar array antenna, CPS

Ⅰ. 서 론

무선통신시스템에서 안테나는 송수신기(transceiver)의 전단부(front-end)에 설치되어 있으며, 송신하고자하는 신호를 공간상으로 전파하거나 공간상에 전파된 송신신호를 수신하는 역할을 담당하는 매우 중요한 부품이다. 최근 많은 연구가 진행중인 마이크로스트립 안테나는 주파수 대역이 좁고 효율이 낮다는 단점이 있지만 안테나의 패치 상에 급전부를 구성할 수 있으며 얇고 경량이면서 소형화가 가능하다. 특히 마이크로 스트립 안테나는 주파수 대역폭이 좁다는 단점 때문에 실제 시스템에 적용할 경우 많은 제한을 갖게 된다. 최근, 이러한 단점을 개선시키기 위한 방법으로 평면형 안테나

* 正會員, 濟州大學校 大學院 通信工學科
(Dept. of Telecommunication Eng., Cheju Nat'l Univ.)
** 正會員, 濟州大學校 通信컴퓨터工學部
(Faculty of Telecommunication and Computer Eng., Cheju Nat'l Univ.)

接受日字:2002年3月13日, 수정완료일:2002年4月15日

(planar antenna)의 광대역 특성을 갖는 슬롯(slot)[1] 구조와 적층형(stacked)[2] 구조 그리고 개구면 결합(aperture coupled) 구조,[3] 나선(spiral)[4]형 등에 대한 연구가 진행되고 있다. 하지만 다층 구조의 마이크로스트립 안테나의 경우, 안테나 소자 배열에 있어서 복잡한 구조를 갖기 때문에 좀더 정확한 설계가 요구되며, 적합한 설계가 이루어지지 않으면 복사특성을 악화시키는 단점을 가지고 있다.[5,6]

마이크로스트립 안테나의 수치해석 방법에는 주파수 영역에서의 해석 방법인 유한요소법과 모멘트법 등이 있으며, 시간영역에서의 해석 방법에는 전송선로법과 시간 영역 유한 차분법등이 있다. 주파수 영역 해석 방법은 해석 구조에 따라 넓은 주파수 특성을 얻기 위해서 반복계산을 해야하는 단점이 있으나 FDTD(Finite Differene Time Domain Method)법은 다양한 해석구조에 대한 모델링이 쉽고, 다양한 입력응답을 구할 수 있다. 또한 유전율이나 투자율, 도전율등의 해석 매질의 특성에 따른 모델링도 쉽게 할 수 있다. 시간에 대한 필드의 변화를 시각적으로 확인 할 수 있으므로 미리 해석 매질에 대한 응답을 예측할 수 있고, 해석구조에 대한 필드의 메커니즘(mechanism)을 이해하기 쉽다. 시간에 따른 필드 변화를 푸리에(Fourier)변환함으로써 주파수에 대한 광대역 응답을 구할 수 있다. 그러나 시간 영역에서의 작은 오차는 주파수영역에서 큰 오차의 원인이 되므로 정확한 알고리즘 적용을 필요로 한다.[7]

본 논문에서 사용된 FDTD 알고리즘은 미분형 맥스웰 방정식을 Yee 셀에 근거하여 시간과 공간에 대해 중앙 차분(central difference)으로 이산화하여 시간영역에서 직접 해를 구한다.[8]

본 논문에서는 시간영역에서의 해석방법인 FDTD법을 이용하여 X 밴드용 다이폴 급전 평면배열 안테나(dipole-fed planar array antenna)를 해석하고 제작한다. 기존의 야기-우다 안테나의 이론을 토대로 다이폴 급전 평면배열 안테나의 초기 파라미터 값을 설정하고, FDTD 해석 방법을 이용하여 최적화된 안테나의 설계 제원을 산출한다. 이때 산출된 다이폴 급전 평면배열 안테나의 최적화된 설계 데이타는 반사손실 특성이 -10dB 이하를 기준으로 계산한다. FDTD 해석 방법으로 시뮬레이션한 이론값과 실험을 통해 측정된 반사손실 특성과 복사특성을 비교하고 분석한다.

Ⅱ. 다이폴 급전 평면배열 안테나 구조

마이크로스트립 회로는 두께가 매우 얇은($t \ll \lambda_0$) 금속 스트립과 접지판 위의 유전체로 구성된다. 마이크로스트립 기판의 실효 유전상수(effective dielectric constant)는 기판의 폭과 높이, 상대 유전율(relative permittivity)에 의해 결정된다. 만일 스트립의 폭과 길이를 알고 있다면 선로의 특성 임피던스를 계산할 수 있다.[9] 이러한 마이크로스트립 이론을 이용하여 다이폴 급전 평면 배열 안테나의 급전부 회로를 구성한다.

그림 1은 설계하고자하는 다이폴 급전 평면 배열 안테나의 단면도이다. 다이폴 급전 평면 배열 안테나는 공진형(resonant type) 안테나와 진행파형 도파기(director)의 형태로 이루어져 있으며 잘려진 접지판(ground plane)과 CPS(Coplanar Stripline), 발룬(balun)으로 구성된다. 그리고 복사기(driver)와 도파기의 구조는 야기-우다 안테나의 배열 원리를 적용하여 구성한다. 일반적인 마이크로스트립 안테나와는 달리 다이폴 급전 평면 배열 안테나는 수평 방향(y)으로 에너지가 복사된다.

그림 1에 나타낸 것처럼, CPS는 두 개의 스트립 선로로 구성된다. CPS 선로는 길이가 약 $\lambda_d/2$의 길이를 갖는 다이폴 안테나와 연결이 되어 있고, 잘려진 접지판으로부터 약 $\lambda_d/4$떨어진 지점에 위치한다. 본 논문에서는 두 개의 스트립 선로(CPS)로 동일한 전력을 분배하는 T-접합(junction) 전력 분배기를 사용한다. 그리고 다이폴 급전 평면배열 안테나 구조에서 반사기 역할을 하는 접지판과 급전 복사기 사이의 길이(S_r)는 $\lambda_d/4$이며, 도파기 길이가 $\lambda_d/2$ 보다 10%짧고, 도파기 간의 간격은 약 $\lambda_d/3$ 길이를 초기값으로 설정한다.[10,11] 여기서 λ_d는 마이크로스트립 전송선로에서의 실효파장(effective wavelength)이고, 다음과 같이 표현된다.[12]

$$\lambda_d = \frac{\lambda_0}{(\sqrt{\varepsilon_{reff}} + 1)} \tag{1}$$

여기서 λ_0는 자유공간의 파장이고, ε_{reff}은 기판의 실효 유전 상수이다.

식 (1)을 적용함으로써 다이폴을 갖는 복사기의 길이를 계산할 수 있고, 잘려진 접지판과 복사기 사이의 길이를 구할 수 있다. 이때 복사기와 접지판 사이의 떨어

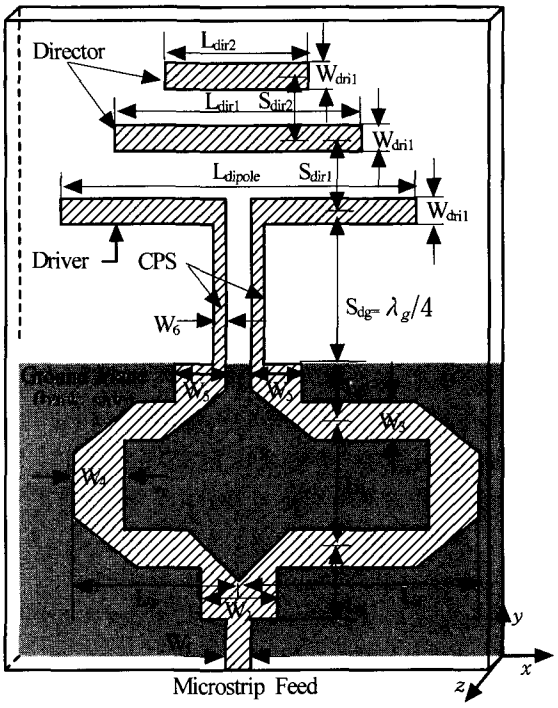


그림 1. 다이폴 급전 평면배열 안테나
Fig. 1. The dipole-fed planar array antenna.

진 거리는 $\lambda_d/4$이다. 그림 1에 보여진 것처럼, CPS와 연결된 발룬은 두 개의 스트립 선로(CPS) 사이에서 180° 의 위상차가 발생하도록 왼쪽의 길이보다 오른쪽의 길이가 $\lambda_d/2$만큼 길게 설계한다. 이렇게 함으로써 최대 에너지가 상호 간섭없이 복사기로 전달된다. 그리고 발룬의 아래 부분에 접지판을 삽입하여 반사기 역할을 함으로써 기존의 마이크로스트립 안테나보다 양호한 전후방비를 얻을 수 있다.

Ⅲ. 유한차분 시간영역법

FDTD법은 벡터 편미분 방정식인 맥스웰 방정식을 유한 차분법을 이용하여 시간과 공간 영역에 근사적으로 이산화시켜 전자계 문제를 분석하는 수치 해석 방법으로서 Yee에 의하여 제시되었다.[7] Yee 셀(cell) 구조를 이용하여 Maxwell 미분 방정식을 유한 차분법 형태로 표현하면 전체 해석 대상을 FDTD 격자로 분할한 계산 영역내의 전자계 성분을 산출할 수 있다. Yee의 표시에 따라 직각 격자에서 공간점은 $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$로 나타낼 수 있고, 시간 증분 $t=n\Delta t$로 표현할 수 있다. 시간과 공간에 대한 임의의 함수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.[8,13]

$$F^n(i,j,k)=F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) \tag{2}$$

여기서 i,j,k,n은 정수이고, $\Delta x,\Delta y,\Delta z$는 각각 x,y,z 방향의 격자크기이다. 식 (2)를 시간과 공간 도함수에 대하여 중심 차분으로 근사화하고, 단위 격자상의 x방향에 대한 전계(E)와 자계(H)를 유한차분 방정식 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$E_x^{n+1}(i,j,k) = E_x^n(i+1/2,j,k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta y}[H_z^{n+1/2}(i+1/2,j+1/2,k) - H_z^{n+1/2}(i+1/2,j-1/2,k)] - \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta z}[H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k-1/2)] \tag{3a}$$

$$E_y^{n+1}(i,j+1/2,k) = E_y^{n-1/2}(i,j+1/2,k) + \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta z}[H_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k-1/2)] - \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta x}[H_z^{n+1/2}(i+1/2,j+1/2,k) - H_z^{n+1/2}(i-1/2,j+1/2,k)] \tag{3b}$$

$$E_z^{n+1}(i,j,k+1/2) = E_z^n(i,j,k+1/2) + \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta x}[H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k+1/2) - H_y^{n+1/2}(i-1/2,j,k+1/2)] - \frac{\Delta t}{\varepsilon\Delta y}[H_x^{n+1/2}(i,j+1/2,k+1/2) - H_x^{n+1/2}(i,j-1/2,k+1/2)] \tag{3c}$$

$$H_x^{n+1/2}(i,j,k) = H_x^{n-1/2}(i,j,k) + \frac{\Delta t}{\mu}\left[\frac{E_y^n(i,j,k)-E_y^n(i,j,k-1)}{\Delta z} - \frac{E_z^n(i,j,k)-E_z^n(i,j-1,k)}{\Delta y}\right] \tag{4a}$$

$$H_y^{n+1/2}(i+1/2,j,k+1/2) = H_y^{n-1/2}(i+1/2,j,k+1/2) + \frac{\Delta t}{\mu\Delta x}[E_z^n(i+1,j,k+1/2) - E_z^n(i,j,k+1/2)] - \frac{\Delta t}{\mu\Delta z}[E_x^n(i+1/2,j,k+1) - E_x^n(i+1/2,j,k)] \tag{4b}$$

$$H_z^{n+1/2}(i+1/2,j+1/2,k) = H_z^{n-1/2}(i+1/2,j+1/2,k) + \frac{\Delta t}{\mu\Delta y}[E_x^n(i+1/2,j+1,k) - E_x^n(i+1/2,j,k)] - \frac{\Delta t}{\mu\Delta x}[E_y^n(i+1,j+1/2,k) - E_x^n(i,j+1/2,k)] \tag{4c}$$

여기서 $\Delta x,\Delta y,\Delta z$는 한 셀의 크기이며, Δt는 이산시간 간격이다. 정확하고 안정된 안테나 급전 모델링 결

과를 얻기 위해서 셀 크기는 Nyquist Sampling 조건을 만족하도록 파장의 1/10~1/20으로 결정한다. 이산시간 간격은 각 계산 단계(step)에 의한 오차를 줄이기 위해 셀 크기와 시간과의 관계인 다음의 Courant 안정 조건을 만족해야 한다.[7]

$$\Delta t \le \frac{1}{v_{\max}}\left(\frac{1}{\Delta x^2}+\frac{1}{\Delta y^2}+\frac{1}{\Delta z^2}\right)^{-1/2} \quad (5)$$

여기서 $v_{\max}$는 계산영역 매질 내에서의 최대 전파속도로 자유공간에서의 광속도와 같다. 유한차분 시간영역법에 의한 스트립 안테나 해석에 있어서 넓은 주파수 응답 특성을 얻기 위해서는 광대역 주파수 스펙트럼을 포함하는 가우시안(gaussian) 펄스를 선택한다.[7] 해석 대상에서 y방향으로 진행하는 이상적인 가우시안 펄스는 다음과 같다.

$$E_z = \exp\left[-\frac{(t-t_0-\frac{y-y_0}{v})^2}{T^2}\right] \quad (6)$$

여기서 t_0는 시간 스텝(time step)의 초기값이고, v는 해석 대상영역에서 펄스의 진행속도를 나타낸다. 가우시안 펄스에서 공간 펄스폭 W는 진폭 q값을 갖는 2개의 대칭점 사이의 거리로 정의되며, T는

$$T = \frac{W}{2v\sqrt{\ln(1/q)}} \quad (7)$$

가 되도록 결정한다. 변수 T, t_0및 y_0를 선택하기 위해서는 두가지 조건을 만족해야 한다. 우선, 공간 분할 간격 Δy는 해석 대상영역내의 가장 미세한 구조까지 나타낼 수 있도록 작아야 하고, 시간 분할 간격 Δt는 안정조건이 충족될 정도록 미세하여야 한다. 또한 해석하고자 하는 주파수 범위에서의 응답 특성이 분석 가능한 최소값을 갖기 위해서는 변수 T 는 충분히 좁아야하고 해석하고자 하는 주파수 범위 내에서의 분해능(resolution)를 좋게 하기 위해서는 변수 T 를 최대한 많이 분할하여야 한다. 만약 위 두 조건이 동시에 만족하지 않는다면 Δy는 더욱 작게 다시 선정하여야 한다.

안테나에 소스를 인가하는 방법에는 전계 급전과 자계 급전에 의한 급전 법이 있는데 여기서는 전계 급전법을 사용한다. 일반적으로 FDTD 전계 급전은 하드소스(hard source)와 소프트 소스(soft source)로 분류된다. z축을 따라 전계 E_z를 급전시키는 것으로 모멘트법의 델타 갭(delta gap) 급전에 해당한다. 여기서 Yee의 표기를 사용한다면 시간 t는 $n\Delta t$로 양자화 된다. 본 논문에서는 식 (8)에 나타낸 것처럼, 하드소스를 이용하여 다이폴 급전 평면배열 안테나를 해석한다.

$$E_z^n(i,j,k) = \frac{V_z(n\Delta t)}{\Delta z} + \frac{I^{n-1/2}R_s}{\Delta z} \quad (8)$$

여기서 $I^{n-1/2}$는 이전 전류이고, 소스의 내부저항 R_s는 50Ω으로 설정한다. $V_z(n\Delta t)$는 급전전압이다.

다이폴 급전 평면배열 안테나와 같은 구조는 전계와 자계 성분을 무한 경계 영역까지 계산하는 개방구조이다. 이와 같이 개방구조에 대한 FDTD법은 컴퓨터 처리속도와 기억 용량의 한정 때문에 해석 대상영역을 제한하고, 제한영역의 구조와 동일하도록 흡수 경계조건을 적용하여 계산영역의 경계면에서 전자파의 반사가 일어나지 않도록 한다. 다이폴 급전 평면배열 안테나 구조의 해석에서 양측면 및 윗면과 종단은 Mur의 2차 흡수 경계조건을 적용한다.[14] 유한차분 시간영역법에 의해 시간영역에서의 계산값을 푸리에 변환(Fourier Trasformation)을 함으로써 주파수 영역의 응답특성을 구할 수 있다. 마이크로스트립 급전 선로가 개방종단으로 되어 있으므로 1포트 회로가 되며, 이때 산란 계수 S_{11}은

$$S_{11}(f) = \frac{\mathcal{F}[V_{ref}(t)]}{\mathcal{F}[V_{inc}(t)]} \quad (9)$$

이다. 여기서 $V_{ref}(t)$는 기준점에서 반사전압을 나타내며, V_{inc}는 기준점에서 입사 전압을 나타낸다. 또한 $\mathcal{F}$는 푸리에 변환을 의미한다. 안테나의 입력 임피던스는 기준점에서의 계산된 산란계수를 마이크로스트립 안테나 급전 종단점에 변화시킴으로써 계산할 수 있다.

직각 좌표계 성분을 구좌표로 변환한 후 푸리에 변환을 이용하면 주파수 영역에서의 근-원계 변환(near-to-far field transformation)을 이용함으로써 안테나의 복사특성을 구할 수 있다.[11,15] 만일 산란체가 폐곡면에 둘러싸이고, $\hat{n}$이 단위 벡터라고 하면 임의의 폐곡면에 산란되는 전류밀도(lectric current density)는 $\vec{J}_s = \hat{n}\times\vec{H}$이고, 자류밀도(magnetic current density)는 $\vec{M}_s = \vec{E}\times\hat{n}$이다. 여기서 $\vec{E}, \vec{H}$는 각각 표면에서 산란된 전계와 자계이다. 복사 벡터 $\vec{N}, \vec{L}$은 다음과 같이 정의된다.[16]

$$\vec{N}=\int_S \vec{J}_s \exp(jk\vec{r}\cdot\hat{r})\,ds \quad (10)$$

$$\vec{L}=\int_S \vec{M}_s \exp(jk\vec{r}\cdot\hat{r})\,ds \quad (11)$$

여기서 $j=\sqrt{-1}$이고, k는 전파상수, $\hat{r}$은 전자계 관측점에서 위치벡터의 단위벡터, $\vec{r}$은 소스점 위치벡터이다. 식 (10)과 (11)에서 $\vec{N},\vec{L}$을 구한후 원거리영역에서의 전계를 구하면 식 (12), (13)와 같이 나타낼 수 있다.

$$E_\theta=-j\exp(-jkR)(\eta N_\theta+L_\phi)/(2\lambda R) \quad (12)$$

$$E_\phi=j\exp(-jkR)(-\eta N_\phi+L_\theta)/(2\lambda R) \quad (13)$$

여기서 η는 자유공간의 임피던스이고 R은 원점에서 원거리 영역까지의 거리, λ는 중심주파수에서의 파장을 나타낸다. 그리고 $N_\theta, N_\phi, L_\phi, L_\theta$는 x,y,z 성분에 대한 전류밀도와 자류밀도를 적분함으로써 얻을 수 있다.[17]

Ⅳ. 계산 및 측정 결과

본 논문에서는 FDTD법을 이용하여 10GHz의 중심주파수를 갖는 X밴드용 다이폴 급전 평면배열 안테나를 해석하고 제작하였다. 여기서 안테나 설계에 사용한 기판은 두께가 0.635mm이고, 유전 상수 ε_r이 10.2, 손실 탄젠트(loss tangent)는 0.003인 테프론 기판이다. 해석하고자하는 다이폴 급전 평면배열 안테나의 전체 크기는 30mm×18mm이다. 중심주파수 10GHz에서 50Ω의 임피던스를 갖는 선로폭은 0.6mm를 얻었다. 본 논문에서는 광대역 특성을 갖는 다이폴 급전 평면배열 안테나를 FDTD로 해석하기 위하여 광대역 주파수 스펙트럼을 갖는 가우시안 펄스(gaussian pulse)를 선택하였고, 시간 스텝을 20000으로 설정하여 해석 영역이 충분히 포함되도록 하였다. 정확한 해석을 위해서 유전체 두께를 6개의 단위 격자($6\Delta z$)로 설정하였으며, 급전 선로의 길이와 폭을 x,y 방향으로 분할하였다. 식 (5)에 사용한 공간 분할 간격은 $\Delta x=\Delta y=0.05$ mm, $\Delta z=0.106$ mm 이고, 총 격자는 x,y,z방향으로 각각 630×410×36으로 분할하였다.

안테나 설계는 야기-우다 안테나 이론을 토대로 다이폴 급전 평면배열 안테나의 초기 설계 파라미터를 설정하였고, 각 파라미터들을 변화시키면서 안테나의 반사손실 특성과 이득을 위주로 최적의 파라미터를 결정하였다. 안테나의 설계 파라미터를 결정하는 순서는 그림 2에 도시하였다.

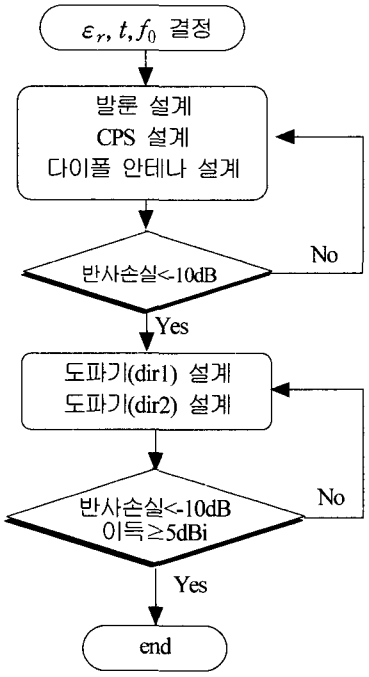


그림 2. 다이폴 급전 평면배열 안테나의 설계 블록도
Fig. 2. The block diagram for design of the dipole-fed planar array antenna.

먼저 사용하고자 하는 기판의 유전율(ε_r)과 두께(thickness) 그리고 중심주파수(f_0)를 결정하고, 50Ω의 특성 임피던스를 갖는 선로폭을 계산한다. 두 개의 CPS로 신호를 급전하기 위한 급전부 회로(발룬)를 구성한다. 그림1에서 두 개의 CPS 사이의 상호 간섭없이 최대로 에너지가 전달되도록 하기 위하여 발룬의 길이는 왼쪽 길이보다 오른쪽의 길이가 $\lambda_d/2$만큼 길게 한다. 두 개의 CPS 길이는 $\lambda_d/4$로 하고, 50Ω의 특성 임피던스를 갖는 CPS 선로폭을 초기 파라미터 값으로 설정하고 최적의 선로폭을 갖도록 선로 폭을 조절한다. 다이폴의 길이를 이용하여 다이폴에서 $\lambda_d/4$만큼 떨어진 부분에 접지판을 삽입하여 접지판의 길이를 산출한다. 야기-우다 안테나의 이론을 토대로 초기 다이폴의 길이를 계산하고, 다이폴의 길이를 변화시키면서 -10dB를 기준으로 X밴드용 반사손실 특성을 갖는 최적의 다이폴의 길이를 산출한다. 다이폴의 길이를 이용하여 다이폴에서 $\lambda_d/4$만큼 떨어진 부분에 접지판을 삽입하여 접지판의 길이를 산출한다. 결정된 다이폴 앞부분에 첫

번째 도파기와 두 번째 도파기를 삽입하고 그 변화를 고찰한다. 안테나의 설계 제원은 통과대역인 X밴드 내에서 안테나 이득 5dB 이상과 -10dB 이하의 반사 손실를 고려하여 선정한다.

그림 2의 과정을 통해 산출된 안테나의 설계 제원을 표 1에 나타내었다. 표 1의 설계 제원을 토대로 수치해석 방법인 유한차분 시간영역법을 이용한 결과와 제작 결과를 비교 분석하였고, 제작한 다이폴 급전 평면배열 안테나의 복사특성 및 이득, 전후방비등을 고찰하였다.

표 1. 다이폴 급전 평면배열 안테나의 설계 제원

Table 1. Designed data of the dipole-fed planar array antenna.

parameter	value(mm)	parameter	value(mm)
W_1	0.6	S_{dir2}	0.7
W_2	1.2	L_1	3.3
W_3	0.6	L_2	1.8
W_4	0.6	L_3	4.7
W_5	0.6	L_4	1.8
W_6	0.3	L_5	1.5
W_{dri}	0.6	L_{dipole}	8.6
W_{dir}	0.6	L_{dir1}	3.1
S_{dg}	3.6	L_{dir2}	2.6
S_{dir1}	0.7		

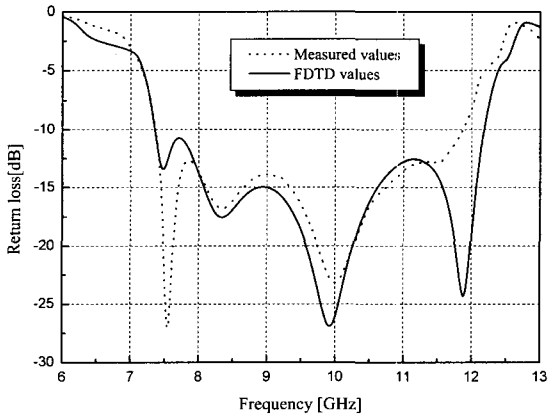


그림 3. 다이폴 급전 평면배열 안테나의 반사손실 특성

Fig. 3. Return loss characteristics of the dipole-fed planar array antenna.

그림 3은 표 1의 설계 제원을 토대로 다이폴 급전 평면배열 안테나의 반사손실 특성을 비교한 것으로써 유한차분 시간영역법으로 시뮬레이션한 값과 측정값을 나타낸 그림이다. 그림 3의 측정치는 벡터 네트워 분석기(vector network analyzer) 360B를 이용하였다. 그림 3에서 FDTD법에 의해 해석된 다이폴 급전 평면 배열 안테나의 동작 주파수 범위는 7.4GHz~12.16GHz이고, 제작을 통한 측정 결과는 7.4GHz~11.88GHz의 동작 주파수 특성을 보였다. 측정결과와 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 2의 설계 순서를 이용하여 복사기에 도파기의 수에 따른 안테나의 이득과 반사손실 특성을 표 2에 나타내었다. 표 2에 제시된 것처럼, 도파기의 수가 증가할수록 안테나의 이득이 증가하고, 넓은 주파수 대역 특성을 보였다.

표 2. 복사기와 도파기 수에 따른 안테나 이득 및 반사손실 특성

Table 2. The antenna gain and return loss characteristic by driver and director number.

parameter	Operating Frequency[GHz] (VSWR<2)	Antenna Gain [dBi]
driver	7.38~10.90	3.8
director 1	7.4~ 11.77	4.23
director 2	7.4~12.16	4.9

그림 4는 표 1의 설계 제원을 이용하여 제작한 X밴드용 다이폴 급전 평면 배열 안테나를 나타낸 그림이다. 제작한 안테나의 전체 크기는 30mm×18mm이다.

그림 5은 시뮬레이션 결과와 제작한 다이폴 급전 평

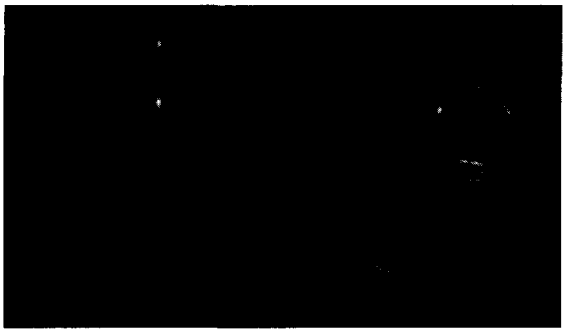
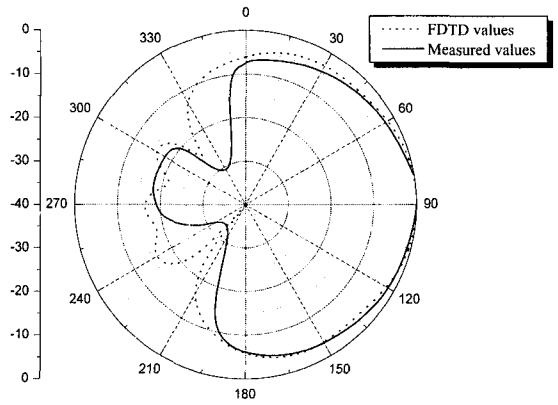
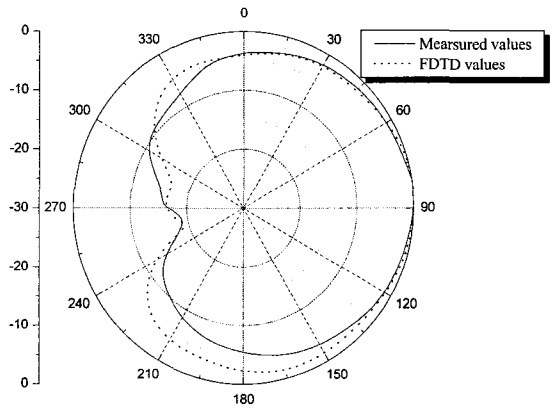


그림 4. 제작한 다이폴 급전 평면 배열 안테나

Fig. 4. The fabricated dipole-fed planar array antenna.



(a) E-plane($\phi=90°$)



(b) H-plane ($\theta=90°$)

그림 5. 다이폴 급전 평면배열 안테나의 복사특성
Fig. 5. Radiation pattern of the dipole-fed planar array antenna.

면 배열 안테나의 복사특성을 비교한 그림이다. 그림 5(a)와 (b)는 다이폴 급전 평면 배열 안테나의 E 평면 ($\phi=90°$)과 H평면($\theta=90°$)에서의 복사 패턴을 나타낸 그림이다. 안테나 이득은 등방성 안테나를 기준으로 했을 때 최대 4.9dBi 이고, 전후방비는 16dB 이상으로 측정 되었다. 반전력 빔폭의 경우, 시뮬레이션 결과는 E 평면에서 100°, H 평면에서는 170°이고, 측정결과는 E 평면과 H 평면에서 각각 117°와 156°로 나타났다. 이상의 결과들을 볼 때 설계된 주파수대역에서 약간의 오차는 있지만 시뮬레이션과 측정값들은 비교적 잘 일치한다.

V. 결 론

본 논문에서는 수치해석 방법인 FDTD법을 이용하여 3소자를 갖는 X밴드용 다이폴 급전 평면 배열 안테나를 설계하고 제작하였으며, 좀더 용이한 설계를 위해서 안테나의 설계 과정을 제시하였다. 기존의 야기-우다 안테나의 이론을 토대로 안테나의 초기 파라미터값을 설정하였고, 유한차분 시간영역법을 사용하여 양호한 반사손실과 이득특성이 고려된 다이폴 급전 평면 배열 안테나의 설계제원을 산출하였다. 산출된 안테나 설계 제원을 토대로 다이폴 급전 평면배열 안테나를 제작하였고, 측정을 통해 안테나의 복사특성 및 반사손실 특성과 이득 등을 고찰하였다. FDTD 수치해석 법을 이용한 결과, 7.4GHz~12.16GHz의 범위에서 -10dB 이하의 반사손실 특성을 보였고, 제작한 결과 7.4GHz~11.88GHz사이에서 -10dB 이하의 반사손실을 얻을 수 있어 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 볼 수 있었다. 제작한 안테나 최대 이득은 4.9dBi이고 40% 이상의 넓은 대역폭을 가졌다. 본 논문에서 제시한 설계 절차를 이용한다면 마이크로스트립을 가지고도 넓은 대역폭을 필요로 하는 무선통신 안테나를 쉽게 설계 할 수 있을 것이며, 다이폴 급전 평면 배열 안테나의 배열소자의 수를 증가시킴으로써 원하는 이득의 안테나를 설계할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

[1] Yngvesson, "End-fire tapered slot antennas on dielectric substrates" *IEEE Trans. on Antennas Propagat.*, AP-33. No 12, pp. 1392~1400, Dec., 1985.

[2] F. Croq and D. M. Pozar, "Millimeter-wave design of wide-band aperture-coupled stacked microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. AP-39, No. 12, pp. 1770~1776, Dec., 1991.

[3] D. G. Shively and W. Stutzman, "Wideband arrays with variable element sizes", *IEE Proceedings*, Vol. 137, No. 4, pp. 238~240, 1990.

[4] H. Nakano, Y. Shinma and J. Yahauchi, "A mono-polar spiral antenna and its array above a ground plane-formation of a circularly polarized tilted fan beam", *IEEE Trans. on Antennas and Propagat.*, Vol. 45, No. 10, pp.

1506~1511, 1997.

[5] P. Bhartia, K. V. S. Rao and R. S. Tomar, *Millimeter-wave microstrip and printed circuit antennas*, Artech House, 1991.

[6] F. Zavosh and J. T. Aberle, "Improving the performance of microstrip antennas", *IEEE AP Magazine*, Vol. 38, No. 4, pp. 7~12, Aug., 1996.

[7] Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers. *The finite difference time domain method for electromagnetics*. CRC Press. Inc, pp. 11~26, 1993.

[8] A. Taflove and M. E. Brodwin, "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equation," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, Vol. MTT-23, No. 6, pp. 623~630, jun., 1975.

[9] David M. Pozar, 1985, *Antenna design using personal computers*, Artech House, pp. 7~10.

[10] H. Yagi, "Beam transmission of ultra-short waves," *Proc, IRE*, Vol. 16, p. 715, 1928.

[11] C. A. Balanis, 1997, *Antenna theory analysis and design*, John Wiley.

[12] Y. Qian and T. Itoh, "A broadband uniplanar microstrip-to-CPS transition," *Asia-Pacific Microwave Conf. Dig.*, pp. 609~612, Dec. 1997.

[13] N. O. Sadiku, *Numerical techniques in electromagnetics, CRC Press*, pp. 179~203, 1992.

[14] G. Mur, "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic equation," *IEEE Trans., Electomag., Compat.*, EMC-23, No. 4, pp. 377~382, Nov., 1981.

[15] Luebbers, R. J., K.S. Kunz, M. Schneider, and F. Hunsberger, "A finite-difference time-domain near zone to far zone transformation," *IEEE Trans and Propag.*, Vol. 39, pp. 429~433, 1991.

[16] S. Ramo, J. Whinnery, and T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics, 2nd ed.* New York: Wiley, 1984.

[17] Allen Taflove, *Computational electrodynamics the finite-difference time-domain method*, Atrech House, pp. 217~224.

저 자 소 개

文 盛 益(正會員)

1998년 2월: 제주대학교 통신공학과 (공학사). 2000년 2월 : 제주대학교 대학원 통신공학과(공학석사). 2000년~현재 : 제주대학교 대학원 통신공학과 박사과정. <주관심분야 : RF 회로 및 안테나 설계>

梁 斗 榮(正會員)

1984년 2월 : 제주대학교 통신공학과 (공학사). 1989년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 (공학석사). 1992년 2월 : 한양대학교 대학원 전자통신공학과 (공학박사). 1992년 3월~현재 : 제주대학교 통신컴퓨터 공학부 부교수. <주관심분야 : RF회로설계, 이동통신 및 위성통신 시스템>