

# X-밴드 선형/원형 편파 변환기의 설계 및 근거리장 해석

## Design and Near-Field Analysis of X-Band Linear/Circular Polarizer

서 창 용 · 정 명 수 · 박 동 철

Chang-Yong Seo · Myung-Soo Chung · Dong-Chul Park

### 요 약

본 논문에서는 수평 편파를 원형 편파로 변환시키기는 평행평판 도파관 격자 구조의 편파 변환기를 제안하였다. 편파 변환기의 설계는 입사파가 평면파이고 무한 주기 구조라는 가정 하에 적분방정식을 이용한 모멘트법과 Floquet 이론을 적용하여, X-밴드에서 최적화된 평판 격자간의 간격 및 전파 진행방향으로의 길이를 결정하였다. 설계를 통해 제작된 편파 변환기를 모델로 하여 유한 주기 구조와 근거리장에 대한 해석을 MATLAB을 이용해 계산하고, 근거리장 배치 하에서 측정된 결과와 비교하여 근거리장 해석에 대한 타당성을 검증하였다. 설계에서의 가정에 대한 오차를 분석하여 개선된 특성을 갖는 편파 변환기의 수정된 설계값을 제시하였다.

### Abstract

In this paper, we proposed the grating parallel plate waveguide structure for converting a linearly polarized wave to a circularly polarized wave. For the design of the polarizer, the moment method and Floquet's theorem are applied under two assumptions that the incident wave is a plane wave and the structure is infinitely periodic. In order for the more precise design, we performed the near-field analysis for the finite polarizer structure using MATLAB. By comparing with the measured results obtained by the near-field arrangement, we verified the correctness of our near-field analysis. By taking the ideal assumptions considered in the initial design procedure into account, newly designed modified dimensions for the polarizer was suggested which give improved performance.

Key words : Polarizer, Grating Structure, Moment Method, Floquet's Theorem, Near-Field Analysis

## I. 서 론

위상배열 안테나를 이용한 다기능 레이더는 중거리 유도 무기체계의 주요 센서로서 넓은 공간을 빠른 속도로 탐색하여 다수의 표적과 유도탄 등을 탐지, 추적하여야 한다. 위상배열 안테나에 적합한 급전 방식으로는 폐쇄 급전 방식과 공간 급전 방식이 있다. 폐쇄 급전 방식은 다수의 결합기와 전송선을 필요로 하기 때문에 삽입 손실이 크고, 임피던스 정합이 어려우며, 과도한 제작비용을 필요로 하는 등의 단점을 가지고 있다. 따라서 급전용 송신 안테나를 사용하는 공간 급전 방식이 위상배열 안테나에

전파를 공급하는 가장 경제적인 방식이라 할 수 있다<sup>[1]</sup>.

원형 편파 모노펄스 공간 급전기는 다기능 레이더용 수동 위상배열 안테나의 성능을 결정하는 중요한 구성품 중 하나로서, 송신기에 공급되는 전파를 수동 위상배열 안테나의 배열 소자로 송신하고, 또한 모노펄스 급전기로 수신한다. 이러한 공간 급전기는 안테나 운용개념(변위기의 종류, 송수신의 차단도, 사용편파 등)에 따라 송신과 수신이 분리 또는 통합되는 방식을 적용하게 된다<sup>[2]</sup>. 그림 1은 송수신이 분리된 다기능 레이더의 공간 급전기 개념도를 나타낸다.

충남대학교 전파공학과(Department of Radio Science & Engineering, Chungnam National University)

· 논문 번호 : 20040522-10S

· 수정완료일자 : 2004년 8월 2일

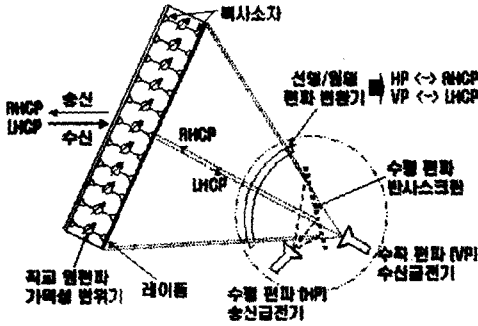


그림 1. 다기능 레이더 공간 급전기의 개념도  
Fig. 1. Conceptual diagram of space feeding system for multi-function radar.

공간 급전기에 사용되는 편파 변환기는 평행평판 도파관 배열 구조를 이용하여 설계할 수 있다. 평행 평판 도파관을 이용한 선형/원형 편파 변환기는 평행평판 도파관의 기본 모드인 TEM 모드와 TE 모드의 최하위 모드의 위상 속도 차를 이용하여 구현할 수 있다. 그러므로 먼저 단일 도파관 구조에서 선형 편파를 원형 편파로 변환하는 최적화된 평판 격자간 간격 및 길이를 적분방정식을 이용한 모멘트법을 이용하여 결정한다. 그 후 이러한 단일 도파관이 배열되어 있는 경우의 각 도파관 사이의 간섭은 주기 방향의 공간 조화 함수에 해당하는 Floquet 모드를 이용한 무한 주기 배열 구조를 해석하여 어느 정도 예측할 수 있다. 그러나, 이러한 해석방법은 평면파의 입사와 무한 주기 배열에 대한 가정하에 이루어진다<sup>[1]</sup>.

실제적으로 송신 급전 혼으로부터 입사되는 전자파는 엄밀한 의미의 평면파가 아니므로 근거리장 영역에서의 해석이 필요하며, 편파 변환기를 통과하여 생성된 전자기장이 이차 전원이 되기 때문에 최종 복사소자까지의 필드 해석 또한 근거리장 영역으로 해석하여야 한다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 평면파가 입사되었을 때 무한 주기 격자구조를 갖는 선형/원형 편파 변환기에 대한 설계 이론을 II장에 기술하였으며, III장에서는 제작된 편파 변환기를 모델로 한 유한 주기 구조와 근거리장에 대한 해석을 기술하였다. IV장에서는 초기 설계값을 기초로 제작된 편파 변환기를 근거리장 배치 하에서 측정된 결과와 근거리장 해석에 의해 계산된 결과를 비교함으로써 근거리장 해석에 대한 타당성을 검증하였으며, 설계에서의 가정에 대한 오차



그림 2. 편파 변환기 설계를 위한 무한 주기 구조  
Fig. 2. Infinite periodic structure for polarizer design.

를 확인, 분석하여 개선된 특성을 갖는 수정된 설계값을 제시하였다. 마지막으로 V장에서는 결론 및 최종 고찰을 기술하였다.

## II. 편파 변환기의 설계

그림 2는  $y$  방향으로 균일한 평면파가 입사하는 경우로 무한 주기 평행평판 도파관을 이용한 편파 변환기 설계를 위한 구조이며, 평판의 두께( $t$ ), 평판 격자간의 간격( $L=W+t$ ) 및 파의 진행방향으로의 평판의 길이( $d$ )가 설계 변수이다.

원형 편파 형성의 기준이 되는 축비를 계산하기 위해 파의 진행방향에 대한 TM, TE 모드 두 가지 경우로 나누어 해석을 하며, 편파 변환기의 효율성을 고려하기 위해 각각의 모드에 대한 반사 계수와 투과 계수를 계산하였다.

### 2-1 TM 모드 입사의 경우

도파관의 개구면을 등가 전류가 흐르는 도체로 생각할 수 있으며, 도체 표면에서의 전류는 자기 전류만이 허용되며, 평행평판 도파관 영역인 영역 2 ( $0 < z < d$ )에서의 TM 모드의 합으로 식 (1)과 같이 표현된다.

$$H_{z2}(x, z) = \sum_{n=0}^{\infty} [A_n e^{-jq_n z} + B_n e^{jq_n z}] \psi_n(x) \quad (1)$$

여기서  $q_n$ 은  $z$  방향의 전파 상수이며,  $\psi_n(x)$ 는 평행평판 도파관 단면 방향의 TM 모드 함수이다.

Maxwell 방정식을 이용하여 영역 2에서의 전계를 구하고, 도파관 양 단면( $z=0, d$ )에서의 전계로 식 (1)의 미지 함수  $A_n$ 과  $B_n$ 을 표현하여 식 (1)을 정리하면 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 H_{y2}(x, z) = & -j\omega\epsilon \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[q_n(z-d)]}{q_n \sin(q_n d)} \Psi_n(x) \\
 & \times \int_0^W E(x', 0) \Psi_n(x') dx' \\
 & + j\omega\epsilon \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos(q_n z)}{q_n \sin(q_n d)} \Psi_n(x) \\
 & \times \int_0^W E(x', d) \Psi_n(x') dx' \quad (2)
 \end{aligned}$$

영역 1 ( $z < 0$ )로 산란되는 전계는 Floquet 이론을 Fourier 급수로 표현한 평면파들의 집합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E_{x1}^s(x, z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_k e^{-j\beta_k x + j\alpha_k z} \quad (3)$$

$$\beta_k = \beta_0 + 2\pi k/L \quad (4)$$

$$q_k^2 = k_0^2 - \beta_k^2 \quad (5)$$

$z=0$ 에서의 전계를 이용하여 Fourier 계수  $B_k$ 에 대한 식 (3)을 정리하고, Maxwell 방정식을 이용해 영역 1로 산란되는 자계를 구하면 식 (6)과 같다.

$$H_{y1}^s(x, z) = -j\omega\epsilon \int_{-W/2}^{W/2} E(x', 0) G_1(x, z; x', 0) dx' \quad (6)$$

여기서  $G_1(x, z; x', 0)$ 은  $H_{y1}^s$ 에 대한 Green 함수로 식 (7)과 같이 정의된다.

$$G_1(x, z; x', 0) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-j\beta_k(x-x') + j\alpha_k z}}{jLq_k} dx' \quad (7)$$

입사파, 반사파, 산란파 모두를 포함하는 영역 1에서의 총 자계는 식 (8)과 같다.

$$\begin{aligned}
 H_{y1}(x, z) = & H_{y1}^i + H_{y1}^r + H_{y1}^s \\
 = & e^{-j\beta_0 x - j\alpha_0 z} + e^{-j\beta_0 x + j\alpha_0 z} \\
 & - j\omega\epsilon \int_{-W/2}^{W/2} E(x', 0) G_1(x, z; x', 0) dx' \quad (8)
 \end{aligned}$$

여기서 입사파의 크기를 1로 정규화 하였으며, 전파 상수  $\beta_0$ ,  $\alpha_0$ 는 파의 입사각에 의해 결정된다.

영역 3 ( $z > d$ )에서의 자계는 식 (9)와 같이 산란되는 자계만을 고려한다.

$$H_{y3}^s(x, z) = j\omega\epsilon \int_{-W/2}^{W/2} E(x', d) G_2(x, z; x', d) dx' \quad (9)$$

$$G_2(x, z; x', d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-j\beta_k(x-x') - j\alpha_k(z-d)}}{jLq_k} dx' \quad (10)$$

다음으로, 최종 미지 함수인  $z=0$ ,  $d$ 에서의 전계

인  $E(x', 0)$ ,  $E(x', d)$ 를 구하기 위해 모멘트법을 이용한다.

각 영역에서의 자계인 식 (2), (8), (9)를 Galerkin 방법을 이용하여 전개한 후,  $z=0$ ,  $d$ 에서의 경계 조건인  $H_{y1}(x, 0) = H_{y2}(x, 0)$ ,  $H_{y2}(x, d) = H_{y3}(x, d)$ 을 적용한다.

최종적인 입사, 반사, 투과되는 자계는 다음과 같다.

$$H^i = H_{y1}^i = e^{-j\beta_0 x - j\alpha_0 z} \quad (11)$$

$$\begin{aligned}
 H^r = & H_{y1}^r + H_{y1}^s = e^{-j\beta_0 x + j\alpha_0 z} \\
 & + j\omega\epsilon \sum_{m=1}^N a_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(e^{j\beta_k d} - 1)}{\beta_k q_k L} e^{-j\beta_k(x-x_m) + j\alpha_k z} \quad (12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 H^t = & H_{y3}^s \\
 = & -j\omega\epsilon \sum_{m=1}^N b_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(e^{j\beta_k d} - 1)}{\beta_k q_k L} e^{-j\beta_k(x-x_m) - j\alpha_k(z-d)} \quad (13)
 \end{aligned}$$

## 2-2 TE 모드 입사의 경우

TM 모드 입사의 경우와 유사하게 영역 2에서의 개구면에 평행인 전계는 식 (14)와 같다.

$$E_{y2}(x, z) = \sum_{n=0}^{\infty} [\widehat{A}_n e^{-j\alpha_n z} + \widehat{B}_n e^{j\alpha_n z}] \phi_n(x) \quad (14)$$

여기서  $\phi_n(x)$ 는 평행평판 도파관 단면 방향의 TE 모드 함수이다.

도파관 양 단면 ( $z=0$ ,  $d$ )에서의 전계로 식 (14)의 미지수  $\widehat{A}_n$ 과  $\widehat{B}_n$ 을 나타내어 정리하면 식 (15)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E_{y2}(x, z) = & - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[q_n(z-d)]}{\sin(q_n d)} \phi_n(x) \int_0^W \widehat{E}(x', 0) \phi_n(x') dx' \\
 & + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[q_n z]}{\sin(q_n d)} \phi_n(x) \int_0^W \widehat{E}(x', d) \phi_n(x') dx' \quad (15)
 \end{aligned}$$

TM 모드 입사의 경우와 유사한 Green 함수를 만들기 위해 Maxwell 방정식을 이용하여 자계에 대한 식으로 변환하면 식 (16)과 같다.

$$\begin{aligned}
 H_{y2}(x, z) = & - \frac{1}{j\omega\mu} \sum_{n=1}^{\infty} q_n \frac{\cos[q_n(z-d)]}{\sin(q_n d)} \phi_n(x) \\
 & \times \int_0^W \widehat{E}(x', 0) \phi_n(x') dx' \\
 & + \frac{1}{j\omega\mu} \sum_{n=1}^{\infty} q_n \frac{\sin[q_n z]}{\sin(q_n d)} \phi_n(x) \\
 & \times \int_0^W \widehat{E}(x', d) \phi_n(x') dx' \quad (16)
 \end{aligned}$$

영역 1과 영역 3에서의 자계는 TM 모드 입사의 경우와 동일한 과정으로 유도되어 각각 식 (17)과 (18)로 표현된다.

$$H_{x1}(x, z) = \frac{1}{j\omega\mu} [-jq_0 e^{-j\beta_0 x - jq_0 z} - jq_0 e^{-j\beta_0 x + jq_0 z} + \int_{-W/2}^{W/2} \hat{E}(x', 0) K_1(x, z; x', 0) dx'] \quad (17)$$

$$H_{x3}(x, z) = \frac{1}{j\omega\mu} \int_{-W/2}^{W/2} \hat{E}(x', d) K_2(x, z; x', d) dx' \quad (18)$$

여기서  $K_1(x, z; x', 0)$ ,  $K_2(x, z; x', d)$ 는 각 영역에 대한 Green 함수로 각각 다음과 같이 정의된다.

$$K_1(x, z; x', 0) = \frac{j}{L} \sum_{k=-\infty}^{\infty} q_k e^{-j\beta_k(x-x') + jq_k z} \quad (19)$$

$$K_2(x, z; x', d) = -\frac{j}{L} \sum_{k=-\infty}^{\infty} q_k e^{-j\beta_k(x-x') + jq_k(z-d)} \quad (20)$$

다음으로, 최종 미지 함수인  $z=0$ ,  $d$ 에서의 전계인  $\hat{E}(x', 0)$ ,  $\hat{E}(x', d)$ 을 구하기 위해 모멘트법을 이용하고, TM 모드 입사의 경우와 동일한 과정을 통해 최종적인 입사, 반사, 투과되는 전계는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$E^i = E_{y1}^i = e^{-j\beta_0 x - jq_0 z} \quad (21)$$

$$E^r = E_{y1}^r + E_{y1}^s = e^{-j\beta_0 x + jq_0 z} + \frac{1}{jL} \sum_{m=1}^N \hat{a}_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(e^{j\beta_k d} - 1)}{\beta_k} e^{-j\beta_k(x-x_m) + jq_k z} \quad (22)$$

$$E^t = E_{y3}^s = \frac{1}{jL} \sum_{m=1}^N \hat{b}_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{(e^{j\beta_k d} - 1)}{\beta_k} e^{-j\beta_k(x-x_m) - jq_k(z-d)} \quad (23)$$

식 (11)~(13)과 식 (21)~(23)을 이용하여 TM 및 TE 모드의 평면파가 격자구조에 정면으로 입사할 때의 반사 및 투과 계수를 구하였다.

선형 편파를 원형 편파로 변환시켜 주기 위해서는 해당 주파수 범위에서 양 모드의 투과 계수가 같고, 위상차가 90°가 되는 조건을 찾아야 한다. 각각의 설계 변수는 결과에 대해 독립적인 영향을 끼치지 않지만, 평판의 두께( $t$ )가 증가하면 도체의 반사에 의해 반사 계수가 증가하는 경향을 나타내며, 평판 격자간의 간격( $L$ )은 0.45 λ ~ 0.72 λ에서 양호한 투과 계수 특성을 나타냄을 확인하였다. 또한, 파의 진

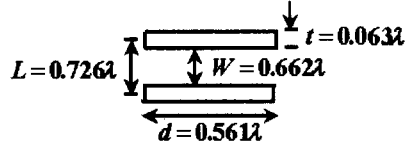


그림 3. 최적의 특성을 갖는 설계값  
Fig. 3. Optimally designed dimensions.

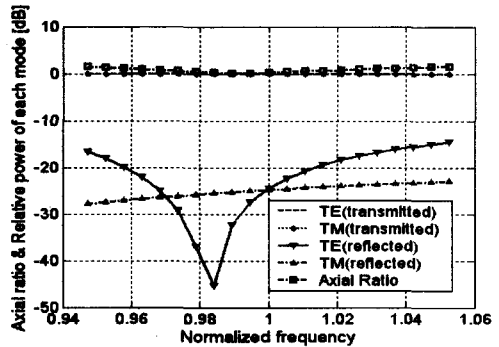


그림 4. 최적의 특성을 갖는 설계값에 대한 계산 결과  
Fig. 4. Calculated result of optimally designed dimensions.

행 방향으로의 평판의 길이( $d$ )는 축비에 민감한 영향을 끼친다는 것을 확인하였다.

그림 3은 투과 계수의 변동이 심하지 않고, 기계적 강도를 고려한 최적의 특성을 갖는 설계값이며, 그림 4는 해당 주파수 범위에서 TM, TE 모드의 투과, 반사 계수 및 축비를 MATLAB으로 계산한 결과이다.

해당 주파수 범위에서 TM, TE 모드 모두 투과 계수는 0 dB에 가까운 동일한 결과를 가지며, 반사 계수는 무시할 정도의 작은 값을 갖는 편파 변환기의 효율적 측면에서 만족스러운 결과를 얻었다. 또한 원형 편파의 척도가 되는 축비는 1.01~1.19 dB로 양호한 결과를 얻었다.

### III. 제작된 편파 변환기와 근거리장 해석

평행평판 도파관을 격자구조로 쌓아올린 편파 변환기를 45° 기울이면 송신 급전 혼으로부터 방사되는 전계는 편파 변환기에 수직, 수평 성분인 TM, TE 모드로 분리되어 생각될 수 있으며, 두 모드가 편파 변환기를 진행하면서 발생하는 위상 차로 인해 원형 편파가 생성된다.

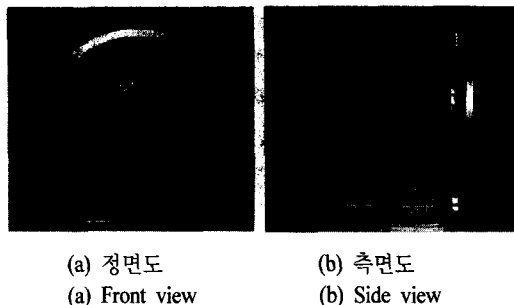


그림 5. 송신 급전 혼과 제작된 편파변환기  
 Fig. 5. Transmitting horn antenna and fabricated polarizer.

그림 5는 송신 급전 혼과 그림 3의 설계값으로 제작된 편파 변환기가 연결된 구조의 정면도와 측면도이다.

편파 변환기의 설계는 평면파가 입사되는 원거리장 해석과 무한 주기 구조에 대한 해석으로 이루어졌지만, 송신 급전 혼과 편파 변환기, 그리고 편파 변환기와 최종 관측면의 거리는 원거리장을 만족하지 못하며, 실제 편파 변환기는 유한 주기 구조를 가지고 있다. 설계 과정에서의 가정에 대한 오차를 분석하고 보다 정확한 설계를 위해서는 제작된 편파 변환기를 모델로 하여 각각의 영역에 대한 근거리장 해석이 필요하다. 이에 대한 구성도는 그림 6과 같다.

먼저, 송신 급전 혼의 개구면에 대한 자계( $H_1$ )는 CST사의 상용 3D 시뮬레이터인 MWS로 데이터를 확보하였다. 이때 사용된 송신 급전 혼은 E-면에 수직인 4개의 격벽을 사용하여 E-면의 개구면 전계 분포를 H-면의 개구면 전계 분포인 코사인 형태와 유사한 계단형의 코사인 분포를 갖게 하는 다중-개구 혼 안테나를 사용하였으며, 실제 측정 결과와 동일한 데이터를 확보하였다<sup>[5]</sup>. 등가이론에 의해 송신 혼

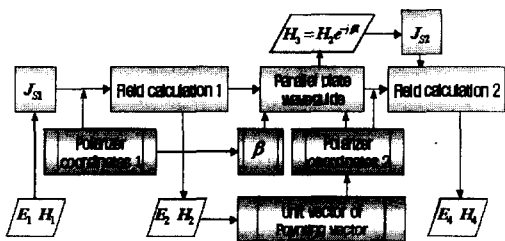


그림 6. 근거리장 해석을 위한 구성도  
 Fig. 6. Block diagram for near-field analysis.

개구면의 자계 성분을 전기적 전류 밀도( $J_{2n}$ )로 변환하였다.

편파 변환기는 편파 변환기 면에서의 전자계 성분이 동위상이 되도록 구를 단면으로 자른 형태이다. 그러므로, 송신 급전 혼의 개구면 중심을 기준으로 각각의 평행평판 도파관이 이루고 있는 원의 반지름에 대해  $1^\circ$ 씩 평행평판 도파관의 좌표를 구한 후, 그 중간값으로 해석에 이용되는 편파 변환기 앞면에 대한 좌표를 계산하였다.

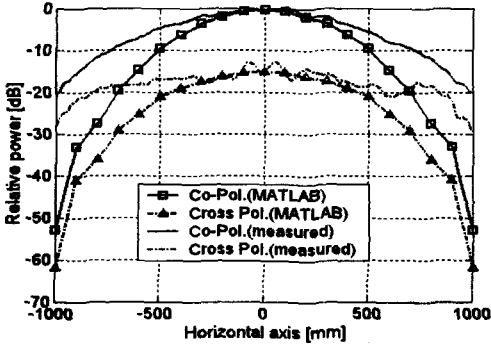
근거리장 영역 내의 관측점에 전기적 전원에 의해 방사되는 전자계 성분을 나타내는 적분 방정식을 이용하여 편파 변환기 앞면에서의 전자계 성분( $E_2, H_2$ )을 계산하였다<sup>[6]</sup>.

편파 변환기 내부는 감쇠가 없고 위상만 변화하는 이상적인 경우로 가정하여 해석하였다. 이를 위해서 편파 변환기 내부의 전파 상수( $\beta$ )와 실제적 파의 진행 거리( $l$ )에 대한 데이터가 필요하다. 전파 상수는 평행평판 도파관의 기본 모드에 대해서만 고려하였고, 실제적 파의 진행 거리는 편파 변환기 앞면에서의 전자계 성분으로 Poynting 벡터의 단위 벡터를 구한 후, 이를 이용하여 계산하였으며, 최종 관측면을 바라보는 편파 변환기 뒷면의 좌표는 이때의 파의 진행 거리를 이용하여 계산하였다.

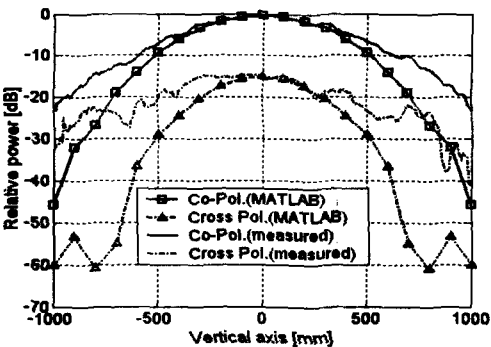
편파 변환기 뒷면에서의 자계 성분( $H_3$ )은 등가 이론에 의해 전기적 전류 밀도( $J_{3n}$ )로 변환하였으며, 편파 변환기 앞면에서의 전자계 성분을 계산할 때 이용한 적분 방정식을 이용하여 최종 관측면에 방사된 전자계 성분( $E_4, H_4$ )을 계산하였다.

#### IV. 측정 결과와의 비교 및 개선된 특성을 갖는 설계 첫수 제시

그림 7은 중심 주파수에서 그림 3의 설계값으로 제작된 편파 변환기를 근거리장 배치 하에서 측정된 결과와 근거리장 해석에 의해 MATLAB으로 계산된 결과를 비교한 것이다. 우선회 원형 편파를 발생시키도록 편파 변환기를  $45^\circ$  회전시킨 것으로 주편파는 우선회 원형 편파가 되며, 교차편파는 좌선회 원형 편파가 되어 각각의 상대 전력을 최종 관측면 중심의 수평, 수직면에 대해 나타낸 것이다. 최종 관측면 중심에서 측정 결과는 주편파의 상대 전력이



(a) 수평면  
(a) Horizontal plane



(b) 수직면  
(b) Vertical plane

그림 7. 최종 관측면에서의 측정 결과와 계산된 결과  
Fig. 7. Measured result and calculated result at final observation plane.

-0.244 dB이고, 교차편파의 상대 전력이 -15.066 dB로 계산된 결과와 거의 일치함을 알 수 있다. 그러나, 관측면 가장자리로 갈수록 많은 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 송신 급전 혼의 스피오버와 편파 변환기 가장자리에서의 회절에 의한 오차로 판단된다.

최종 관측면 중심에서의 주편파와 교차편파의 차인 편파 분리도는 14.822 dB로 일반적인 편파 분리도인 20 dB보다 작은 값을 가지고 있다. 이러한 결과의 원인은 초기 설계값에 대한 오차로 적절한 원형 편파가 형성되지 못했기 때문으로 판단하였고, 이를 분석하기 위해 최종 관측면에서의 전계의 수평, 수직 성분에 대한 크기와 위상 차를 살펴보았다. 표 1은 초기 설계값에 대한 최종 관측면 중심에서 수평, 수직면에 대해 전계의 두 성분의 크기와 위상 차를

표 1. 최종 관측면에서의 수평, 수직 전계 성분에 대한 크기 및 위상 차

Table 1. Magnitude and phase differences of horizontal and vertical electric field at final observation plane.

$d=0.561 \lambda$	Difference		Center
	Vertical axis	Horizontal axis	
Magnitude [dB]	-3.408 ~ 0.042	-1.120 ~ 0.700	-0.118
Phase [degree]	89.05° ~ 110.56°	110.56° ~ 139.98°	110.56°

표 2. 최종 관측면에서의 수평, 수직 전계 성분에 대한 크기 및 위상 차

Table 2. Magnitude and phase differences of horizontal and vertical electric field at final observation plane.

$d=0.727 \lambda$	Difference		Center
	Vertical axis	Horizontal axis	
Magnitude [dB]	-1.454 ~ 0.022	-2.568 ~ 0.838	-0.122
Phase [degree]	59.96° ~ 90.02°	90.02° ~ 116.11°	90.02°

정리한 것이다. 최종 관측면에서 두 전계 성분의 크기 차는 최대 0.700 dB로 차이가 거의 없지만, 위상 차는 원형 편파 형성 조건인 90°에 크게 벗어나는 결과를 나타낸다.

두 전계 성분의 위상 차를 90°로 만들기 위해서 평판의 두께와 평판 격자간의 간격을 고정시키고 위상에 대해 민감한 영향을 끼치는 파의 진행방향으로의 평판 길이( $d$ )만을 변화시켰다. 표 2는 파의 진행방향으로의 평판의 길이를 초기 설계값에서 0.166  $\lambda$  증가시켜 계산된 두 전계 성분의 크기와 위상 차를 정리한 것이다. 두 모드의 크기 차는 최대 0.838 dB 이하로 거의 차이가 없으며, 최종 관측면의 중심에서의 위상차는 90.02°로 원형 편파 형성 조건을 만족시킨다. 그림 8은 이때의 최종 관측면에서의 주편파와 교차편파를 계산한 것이다. 최종 관측면 중심에서의 편파 분리도는 43.052 dB이고, 전반적으로 편파 분리도가 향상된 것을 확인할 수 있다.

## V. 결 론

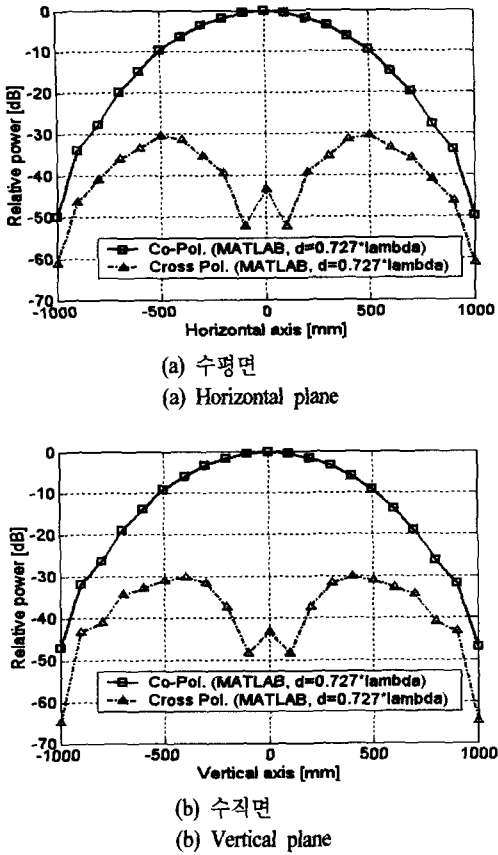


그림 8. 최종 관측면에서의 계산된 결과  
Fig. 8. Calculated result at final observation plane.

무한 주기 평행평판 도파관 구조이고, 입사파가 평면파인 원거리장 해석으로 편파 변환기의 최적의 특성을 갖는 초기 설계값을 계산하여 제작, 측정하였으나 만족스런 결과가 나오지 않았다. 이러한 결과의 가장 큰 이유는 송신 급전 혼과 편파 변환기 사이의 거리가 원거리장을 만족시키지 못하며, 등가 이론에 의해 편파 변환기에서의 자계는 전기적 전류 밀도로 변환되어 이차 전원이 되므로 편파 변환기와 최종 관측면까지의 거리 또한 원거리장을 만족시키지 못하기 때문이다. 설계 과정에서의 오차를 분석하고, 보다 정확한 설계값을 구하기 위해 근거리장

해석을 시도하였다.

초기 설계값에 의해 제작된 편파 변환기를 모델로 한 근거리장 해석을 MATLAB을 이용하여 계산하였으며, 이 해석에 대한 타당성을 측정 결과와 비교함으로써 검증하였다.

초기 설계값에 대한 불만족스런 특성의 원인을 찾기 위해 최종 관측점에서의 전계의 수평, 수직 성분에 대한 크기와 위상 차를 분석하였다. 두 전계 성분의 크기 차는 거의 없지만, 90° 위상 차를 만족시키지 못한 것을 원인으로 판단하여 전계 성분의 위상에 관련된 설계 변수인 파의 진행방향으로의 평판 길이를 0.166λ 증가시켜 보다 개선된 특성을 갖는 편파 변환기의 설계값을 제시하였다.

본 논문에서의 근거리장 해석은 편파 변환기 가장자리에서의 회절과 반사, 그리고 편파 변환기 내부에서의 고차 모드를 고려하지 않은 이상적인 경우이며, 이러한 현상을 고려한다면 보다 정확한 결과를 예상할 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] Byron Edde, *Radar Principle, Applications*, Prentice Hall, 1995.
- [2] B. A. Bounkin, A. A. Lemanski, "Experience of development and industrial production of X-band passive phased antenna array", *IEEE International Radar Conference*, pp. 115-119, 1994.
- [3] A. Ishimaru, *Electromagnetic Wave Propagation, Radiation, and Scattering*, Prentice Hall, 1991.
- [4] Constantine A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, John Wiley & Sons, 1997.
- [5] 조용문, 박동철, "레이다 공간급전용 다중-개구 송신 혼 안테나", *한국과학기술학회지*, 6(3), pp. 113~121, 2003년.
- [6] Constantine A. Balanis, *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley & Sons, 1989.

서 창 용



2003년 2월: 충남대학교 전파공학과 (공학사)  
2003년 2월~현재: 충남대학교 전파공학과 석사과정  
[주 관심분야] 초고주파 수동 소자 및 안테나

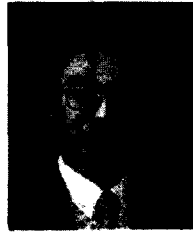
정 명 수



1985년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
1987년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)  
1987년 2월~현재: 국방과학연구소 선임연구원  
[주 관심분야] 초고주파 시스템 및

안테나 설계

박 동 철



1974년 2월: 서울대학교 공과대학 전자공학과 (공학사)  
1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 (공학석사)  
1984년 12월: Univ. of California, Santa Barbara (공학박사)  
1977년~1978년: Ruhr University,

Bochum, Germany, 방문교수

1994년~1998년: IEEE MTT Korea Chapter Chairperson

1998년~2001년: IEEE EMC Korea Chairperson

2000년~2001년: 한국전자파학회 회장

1976년~현재: 충남대학교 공과대학 전파공학과 교수

2002년 5월~현재: 충남대학교 산업기술연구소장

[주 관심분야] Microwave and millimeter-wave, passive devices, EMC/EMI topics and antenna