

중앙 급전식 구형도파관 측벽 슬롯 배열안테나 최적 설계

정회원 백 경 훈*

The Optimum Design of Array Antenna Slotted in the Narrow Wall of Rectangular Waveguide for Center Feeding

Kyung-Hoon Baek *Regular Member*

요 약

본 연구에서는 중앙급전식 구형도파관 측벽 슬롯 배열 안테나를 설계하는 방법이 제시된다. 배열방법으로는 부엽의 갯수가 제한되고 복사각도에 따라 부엽 준위가 감소하는 Taylor선소법이 적용된다. 배열소자의 구동계수로부터 어드미턴스 계산은 각 슬롯에서의 반사파 및 도파관 손실을 정확히 고려한 Kaminow & Stegun이 제시한 방법을 적용한다. 각각의 배열소자에 맞는 슬롯의 경사각 및 절삭깊이는 유한 요소법을 이용한 HFSS을 이용하여 설계하고 이전에 발표된 실험치와 비교하여 본 논문의 타당성을 밝히고자 한다.

ABSTRACT

In this study, the method to design array antenna slotted in the narrow wall of rectangular waveguide for center feeding is suggested. Taylor line source method by which sidelobe number can be limited and sidelobe level decreased according to radiation angle is applied in array method for antenna synthesis. The method suggested by Kaminow & Stegun, waveguide loss and wave reflected at each slot take accurately into considered, is applied to calculate admittance from excitation coefficient. Design value of each slot, this is, the inclined angle and cut depth is obtained by utilization of HFSS in finite element analysis method program. The calculated design value is compared with the previously publised experiment value, and thus the validity of this study is proved.

I. 서 론

1940년대 개발되어 사용되고 있는 S-band 3차원 대공 탐지 레이더, K-band 스캔 빔 배열 레이더 및 최근 생산되는 X-band 레이더 안테나등에서는 이득을 높이기 위하여 안테나 실효면적을 증가시키거나 단일소자를 적절히 배열하는 방법 등을 사용하고 있다. 그러나 실효면적을 증가시키기 위해서는 안테나의 기하학적 구조를 크게하여야 하며 안테나의 크기가 증가하므로 소형 레이더에는 적합하지 않다. 이에 본 연구에서는 단일소자를 적절히 배열하는

안테나 배열방식을 선택한다. 이를 위하여 Taylor선소법에 의한 배열에 의해 주어진 안테나 특성을 만족하는 최적 배열구동계수 및 공진 컨덕턴스를 계산하여 전계 지향성 이득 및 부엽준위등을 손쉽게 비교 검토할수 있는 프로그램을 개발하고 각 공진 컨덕턴스에 해당하는 슬롯의 제원을 구하여 구형도파관 측벽 슬롯 배열 안테나의 설계에 필요한 설계 자료를 제시하는 것이 연구의 목적이다.

단일 소자를 적절히 배열하는 배열 안테나를 설계하기 위해서는 먼저 안테나 제원을 만족할 수 있는 배열방식을 선택해야 한다. 대표적인 배열법 중 Tschebyscheff배열법은 주엽이 좁고 이득이 크며 부

* 동아방송대학 정보통신과(khback@dab-c.ac.kr)

논문번호 : 99029-0920

접수일자 : 1999년 9월 20일

업준위를 임의로 조정할 수가 있으나 부엽준위가 모든각도에서 일정하므로 수신기의 감도 특성이 좋은 시스템에서는 원하지 않는 방향에서 신호가 탐지될수 있는 단점이 있다. 반면 Taylor 선소법은 부엽의 개수를 제한할 수 있고 각도에 따라 부엽준위가 감소하는 장점이 있으나 Tschebyscheff 방법보다 반치각이 약간 넓고 빔폭 및 이득이 약간 저하하는 단점이 있다.

이와 같은 장·단점을 비교하여 배열 방법을 결정하기 위해서는 위의 배열 방식에 의한 안테나 특성을 판단할 수 있는 프로그램의 개발이 필요하며, 위와 같은 배열 안테나의 소자 안테나로서 그 기하학적 구조가 간단하고, 효율, 신뢰성 및 소형 제작이 가능한 이유로 많은 레이더 분야와 통신분야에서 구형도파관 측벽 슬롯 배열 안테나가 많이 사용되고 있다. 이러한 슬롯 안테나에는 사용 도파관과 슬롯 형태에 따라 여러 가지 형태가 있으나 도파관 벽에 형성된 슬롯이 도파관 내부 도체의 전류를 차단하여 전자파를 자유공간으로 복사하는 원리는 동일하다. 그러므로 슬롯의 경사각도, 절삭깊이, 슬롯 폭 등이 안테나 특성 변화의 중요한 변수가 된다.

그러나 이러한 슬롯에 대한 이론적 해석의 어려움으로 인하여 주로 실험적으로 측정된 데이터를 이용한 설계와 제작이 이루어지므로 개발 기간과 비용이 증가하는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 소형 선박 레이더용 슬롯 배열 안테나를 위한 소자 안테나로서 각 슬롯의 형태에 따른 공진 슬롯의 공진 컨덕턴스와 지향성 특성 등에 대한 연구가 필요하다. 본 연구는 소형 선박용 레이더 안테나로서 그 구조가 간단하고 효율, 신뢰성 및 소형 제작이 가능한 구형도파관 측벽 슬롯 배열 안테나를 개발하기 위하여 다음과 같은 내용의 연구를 수행한다.

첫째, 안테나 합성을 위한 배열로서 레이더 시스템에 유리한 Taylor 선소법의 이론으로부터 배열 소자의 구동계수를 구할 수 있는 식을 정리하였고 계산된 배열소자 안테나들의 구동계수로부터 어드미턴스를 구하는 과정으로서 도파관 손실과 각 슬롯에서 반사되는 반사파까지 정확히 고려하여 실측치와 잘 맞는 관계식을 유도한 Kaminow & Stegen 방법을 소개하고 이 방법에 의해 각 슬롯 컨덕턴스를 계산할 수 있도록 한다.

둘째, 설계 목표 동작 주파수 9.410GHz, 최대 부엽준위 -25dB, 지향성 이득 14dB 이상인 배열안테나는 반파장 간격으로 배열된 24개의 슬롯으로 구

성할 수 있음을 찾아내고 각 소자의 구동계수 및 제 1부엽에서 발생하는 Shoulder의 단점을 제거하기 위해 패턴의 영점을 조절한 개선된 구동계수 및 슬롯 컨덕턴스를 구한다.

셋째, 안테나 설계 제원을 만족하며 Shoulder의 영향을 고려하여 계산된 공진 컨덕턴스를 실현하기 위하여 유한요소법을 사용한 프로그램으로 슬롯의 공진 길이, 주어진 공진 컨덕턴스에 대한 슬롯의 경사각도 및 절삭깊이에 대한 계산을 수행한다.

이들과정을 통하여 소형 선박용 9.410GHz대 구형도파관 슬롯 배열 안테나를 설계한다. 이를 위해서는 적합한 배열방법에 의한 구동계수 결정이 선행되어야 하며 이러한 구동계수에 의한 지향성 및 부엽 특성 등을 계산하므로써 설계 제원이 주어진 경우 적합한 소자수 및 구동계수 결정이 손쉽게 이루어 질 수 있다. 이와 같은 구동계수로부터 도파관 손실 및 각 슬롯의 반사파를 고려한 Kaminow와 Stegen방법으로 슬롯 컨덕턴스를 계산하며 이를 위한 프로그램을 개발하여 설계 시간과 비용을 크게 줄인다.

정확한 이론적 해석이 어려워 실제 제작시 실험치와 오차가 존재하나 안테나 구조상 실험적인 반복에 의하여 개발하기에는 많은 개발기간과 비용이 소요되는 슬롯 설계과정을 개선하기 위하여 유한요소법을 이용하여 구형 도파관의 측벽에 형성된 슬롯의 산란 행렬로부터 전송손실을 계산하여 각 공진 컨덕턴스별 슬롯 제원(슬롯 경사각도, 슬롯 폭, 절삭깊이)을 제시하므로써 향후 슬롯 안테나 설계시 기본자료로서 활용될 수 있도록 한다.

II. 안테나 배열방법

1. Taylor 선소법

사용주파수의 파장을 λ , 배열소자간의 간격을 d , 배열 축과 복사되는 빔이 이루는 각을 θ 라하면 안테나 배열인자(Array Factor)는 배열소자수가 $2M$ (우수)개 일 때^[4]

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{2M} a_n \cos[(2n-1)u] \quad (2.1)$$

이고, $2M+1$ (기수)개 일 때

$$AF(\theta) = \sum_{n=1}^{2M+1} a_n \cos[2(n-1)u] \quad (2.2)$$

으로 계산된다. 여기서 $u = \frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta$ 이고 a_n 은 소자들의 구동계수이다.

Taylor 선소법은 Tschebyscheff 배열법보다 빔폭 및 이득 특성이 약간 저하되는 단점을 갖고 있으나 복사각도가 증가할수록 부엽 준위가 줄어드는 장점을 갖고 있다.^{[1],[4],[5]-[7]} 이상적으로 부엽준위가 같은 정규화된 공간인자(space factor)

$$SF(\theta) = \frac{\cosh[\sqrt{(\pi A)^2 - u^2}]}{\cosh(\pi A)} \quad (2.3)$$

이며, 여기서

$$u = \frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta \quad (2.4)$$

이고, $u = 0$ 일 때 최대값이 나타난다. 원하는 최대 부엽준위 레벨이 $\frac{1}{R_0}$ 일 때

$$\cosh(\pi A) = R_0 \quad (2.5)$$

으로 주어진다. 식(2.3)의 유도는 배열 개수가 무한 개수일 때 Dolph-Tschebyscheff 배열 공식으로부터 유도되는 이상적인 관계식으로 실제적으로 실현될 수 없다. 따라서 Taylor는 패턴의 영점으로 이루어지는 인수들의 곱으로 공간인자(space factor)를 유도하였으며 유도된 식은 다음과 같다.

$$SF(u, A, \bar{n}) = \frac{\sin(u)}{u} \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} [1 - (\frac{u}{u_n})^2]}{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} [1 - (\frac{u}{n\pi})^2]} \quad (2.6)$$

여기서

$$u_n = \pi v_n = \pi \frac{l}{\lambda} \cos \theta_n \quad (2.7)$$

이며, θ_n 은 널(null)점의 위치를 나타내며 매개변수 \bar{n} 은 $|v| = |u/\pi| \leq \bar{n}$ 의 범위에서 부엽준위가 $\frac{1}{R_0}$ 의 일정전압 레벨로 유지되도록 하며, 반면에 $|v| = |u/\pi| > \bar{n}$ 의 범위에서는 부엽준위의 최대치가 $1/v = \pi/u$ 로 감소하도록 설계자에 의해 결정되는 상수이다. 또한 $|v| \geq \bar{n}$ 에서 패턴의 영점은 v 의 정수값에서 나타난다.

일반적으로 $|v| < \bar{n}$ 에서 $\bar{n}-1$ 개의 Inner Null이 존재하며 $|v| \geq \bar{n}$ 에서 무한개의 Outer Null이 존재

한다. Inner Null과 Outer Null의 불연속에서 점차적으로 감소하도록 해주기 위하여 다음의 스케일 인자(scale factor) σ 를 도입한다.

$$\sigma = \frac{\bar{n}}{\sqrt{A^2 + (\bar{n} - \frac{1}{2})^2}} \quad (2.8)$$

영점위치는 식 (2.3)를 사용하여

$$u_n = \begin{cases} \pm \pi \sigma \sqrt{A^2 + (\bar{n} - \frac{1}{2})^2}, & 1 \leq n < \bar{n} \\ \pm n\pi & \bar{n} < n < \infty \end{cases} \quad (2.9)$$

으로 된다. 따라서 원하는 패턴을 만들기 위한 정규화된 전류분포

$$I(z') = \frac{1}{L} [1 + 2 \sum_{n=1}^{\bar{n}-1} SF(nA, \bar{n}) \cos(2\pi \frac{1}{L} nz')] \quad (2.10)$$

으로 유도되며, 여기서 L은 배열안테나 총길이, z' 은 배열소자의 위치를 나타내며,

$$SF(n, A, \bar{n}) = \begin{cases} \frac{[(\bar{n}-1)!]^2}{(n-1+n)!(n-1-n)!} \prod_{m=1}^{\bar{n}-1} [1 - (\frac{\pi n}{u_m})^2], & |n| < \bar{n} \\ 0 & |n| \geq \bar{n} \end{cases} \quad (2.11)$$

또한 $SF(-n, A, \bar{n}) = SF(n, A, \bar{n})$ 인 관계도 만족한다.

2. 구동계수에 의한 배열소자의 어드미턴스

슬롯 소자들의 구동계수로부터 어드미턴스를 구하는 방법에 관한 연구는 Watson, Dion. 및 Kaminow & Stegen. 등에 의해 진행되었다. Watson은 공진형 슬롯에 대한 슬롯 컨덕턴스 계산법을 연구하였고, Dion은 슬롯 어드미턴스가 작을 경우 구동계수로부터 간단하게 어드미턴스를 계산하는 방법을 제시하였다.^{[1],[4]}

그러나 위의 방법은 각 슬롯에서 반사되는 반사파 및 도파관 손실을 무시한 계산법이다. Kaminow & Stegen은 도파관 손실뿐 아니라 각 슬롯에서 반사되는 반사파를 비교적 정확히 고려하여 실측치와 잘 맞는 관계식을 유도하였으므로 본 연구에서는 Kaminow & Stegen 방법을 소개하고 이 방법으로 각 슬롯의 컨덕턴스를 계산한다.

그림 2.1은 측벽 슬롯으로 배열된 구형도파관의

그럼이고, 그림 2.2는 배열소자의 구동계수로부터 각 슬롯의 어드미턴스를 구하기 위하여 그려진 그림 2.1의 배열 안테나에 대한 등가회로이다. 그림 2.2에서 각각의 기호에 대한 설명은 다음과 같다.

- $Y_n = g_n + jb_n$: n번째 슬롯의 정규화된 어드미턴스
- $\Gamma_n = \frac{1 - Y_n}{1 + Y_n}$: n번째 슬롯 좌측에서 부하로 본 반사계수
- $Y_n^+ = g_n^+ + jb_n^+$: n번째 슬롯 우측에서 부하로 본 어드미턴스
- $Y_n^- = g_n^- + jb_n^- = Y_n + Y_n^+$: n번째 슬롯 좌측에서 부하로 본 어드미턴스
- P_n : n번째 슬롯에 의하여 복사되는 전력
- P_n^+ : n번째 슬롯 우측에서 부하까지의 가용전력
- $P_n^- = P_n + P_n^+$: n번째 슬롯 좌측에서 부하까지의 가용전력
- V_n : n번째 슬롯의 전압

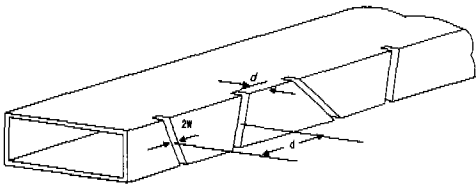


그림 2.1 측벽 슬롯으로 배열된 구형도파관

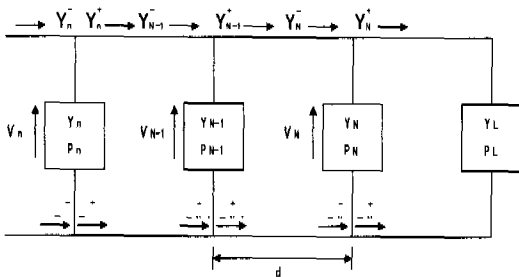


그림 2.2 슬롯 배열 안테나의 등가 회로

n번째 슬롯의 슬롯 컨덕턴스

$$g_n = \frac{P_n}{P_n^+} g_n^+ \quad (2.12)$$

이 되며 슬롯 컨덕턴스와 서셉턴스 사이의 관계식은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \tan^{-1} \frac{b_n}{g_n} &= \tan^{-1} \frac{b_N}{g_N} - \beta_{10}(n-N)d \\ &= \tan^{-1} \frac{b_{n+1}}{g_{n+1}} + \beta_{10}d + \arg\left(\frac{V_{n+1}}{V_n}\right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

전송선 이론에 의하여 슬롯 N에서 전압 V_N 은

$$V_N = V_L [\cosh(\gamma d) + Y_L \sinh(\gamma d)] \quad (2.14)$$

이 되며, 여기서 $\gamma = \alpha + j\beta$ 로서 도파관 전파상수, α 는 감쇄상수, β 는 위상상수이다. N-1번째 슬롯에서의 전압

$$\begin{aligned} V_{N-1} &= V_N [\cosh(\gamma d) + Y_N^{-1} \sinh(\gamma d)] \\ &= V_N [2 \cosh(\gamma d) + Y_N \sinh(\gamma d)] - V_L \end{aligned} \quad (2.15)$$

이고

$$Y_N^+ = \frac{Y_L + \tanh(\gamma d)}{1 + Y_L \tanh(\gamma d)} \quad (2.16)$$

로 된다. 상기식을 n번째 슬롯에 대하여 일반화하면 다음 식과 같이 유도된다.

$$Y_n^+ = \frac{Y_{n+1} + \tanh(\gamma d)}{1 + Y_{n+1} \tanh(\gamma d)} \quad (2.17)$$

$$V_n = V_{n+1} [2 \cosh(\gamma d) + Y_{n+1} \sinh(\gamma d)] - V_{n+2} \quad (2.18)$$

슬롯 n에서 부하 쪽으로의 가용전력 P_n^+ 는 진행파 전력 $P_{n,f}^+$ 와 반사파 전력 $P_{n,r}^+$ 으로 나눌 수 있으며

$$\begin{aligned} P_n^+ &= P_{n,f}^+ - P_{n,r}^+ \\ &= P_{n+1}^- \left[e^{2\alpha d} + \frac{2|\Gamma_{n+1}|^2 \sinh(2\alpha d)}{1 - |\Gamma_{n+1}|^2} \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$

으로 유도된다.

III. 개선된 구동계수 및 슬롯 컨덕턴스 계산

구형도파관을 이용하여 주파수 9.410GHz에서 동작하며, 최대부엽준위가 -25dB이고 지향성 이득이 14dB이상인 배열 안테나를 설계한다. 위의 조건에

맞는 배열 안테나의 소지수는 반파장($\lambda/2$)으로 배열된 24개로 구성할 수 있으며 이때 안테나 총 길이는 약 0.5m가 된다. 따라서 중앙급전 공진형 배열로 설계가 가능하다. 중앙 급전식 공진형 배열일 때 양 종단은 마지막 슬롯으로 $\frac{\lambda}{4}$ 떨어진 곳을 단락하여 마지막 슬롯의 위치에 개방 회로를 구현할 수 있다.

목적에 맞는 배열 방법을 선택하기 위해 Taylor 선소법에 의한 구동계수를 계산하였고 각각의 구동계수에 대한 슬롯 컨덕턴스는 Kaminow & Stegen 방법으로 해석하였다.

표 3.1은 최대 부엽준위 -25dB, 배열소자 24개인 경우 Taylor 선소법 으로 구한 배열 안테나의 구동계수 및 슬롯의 공진 컨덕턴스이다. 이때 배열안테나의 복사 전계패턴은 그림 3.1과 같이 되며 이득 14.83dB, 3dB 빔폭 3.57° 로 계산되었다. 그림 3.1에서 보듯이 최대 부엽준위는 각도가 증가할수록 일정하게 나타나고 있으며 제 1부엽에서 Shoulder가 나타남을 알 수 있다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 본 연구에서는 패턴의 영점을 조절한 개선된 구동계수 및 슬롯 컨덕턴스를 구하였다.

탐지 레이더와 같은 장비에 사용되는 안테나에 있어서 Shoulder의 발생은 안테나 성능에 커다란 영향을 미치므로 본 연구에서는 이러한 Shoulder의 발생을 없애기 위하여 다음과 같은 수치적 처리과정을 이용한다.

배열인자의 널점(null point)은 식(2.7)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$\theta_k = \cos^{-1}\left(-\frac{\pi}{\rho} u_n\right), \quad k=1, 2, 3, \dots, M \quad (3.1)$$

식(3.1)의 널점에 해당하는 배열 안테나 패턴은 식(2.1)으로부터 다음 식과 같이 유도된다.

$$AF(\theta_1) = \sum_{n=1}^M a_n \cos\left[(2n-1)\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta_1\right]$$

$$AF(\theta_2) = \sum_{n=1}^M a_n \cos\left[(2n-1)\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta_2\right]$$

$$\vdots$$

$$AF(\theta_M) = \sum_{n=1}^M a_n \cos\left[(2n-1)\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta_M\right] \quad (3.2)$$

식(3.2)를 행렬로 나타내면 다음 식(3.3)과 같이 표시된다.

표 3.1 영점위치 0° 일 때 Taylor선소법에 의한 배열

슬롯번호	구동계수	공진 컨덕턴스
1	0.4008	0.01238
2	0.4128	0.01313
3	0.4436	0.01516
4	0.4999	0.01925
5	0.5795	0.02587
6	0.6708	0.03467
7	0.7591	0.04440
8	0.8346	0.05366
9	0.8955	0.06178
10	0.9439	0.06865
11	0.9800	0.07399
12	1.0000	0.07704
13	1.0000	0.07704
14	0.9800	0.07399
15	0.9439	0.06865
16	0.8955	0.06178
17	0.8346	0.05366
18	0.7591	0.04440
19	0.6708	0.03467
20	0.5795	0.02587
21	0.4999	0.01925
22	0.4436	0.01516
23	0.4128	0.01313
24	0.4008	0.01238

$$[AF(\theta_i)] = [C_{ij}][a_j] \quad (3.3)$$

여기서

$$[AF(\theta_i)] = \begin{bmatrix} AF(\theta_1) \\ AF(\theta_2) \\ \vdots \\ AF(\theta_M) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$[C_{ij}] = \begin{bmatrix} \cos\left[-\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta_1\right], & \dots & \cos\left[\frac{2M-1}{\lambda} \cos \theta_1\right] \\ \cos\left[-\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta_2\right], & \dots & \cos\left[\frac{2M-1}{\lambda} \cos \theta_2\right] \\ \vdots & & \vdots \\ \cos\left[-\frac{\pi d}{\lambda} \cos \theta_M\right], & \dots & \cos\left[\frac{2M-1}{\lambda} \cos \theta_M\right] \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

이다. 구동계수는 (3.3)으로부터 다음 식과 같이 구해진다.

$$[a_j] = [C_{ij}]^{-1}[AF(\theta_i)] \quad (3.6)$$

배열인자의 첫 번째 널점을 조절하여 식(3.7)로부터 구동계수를 구한다. 이 구동계수로부터 구해진 배열 안테나 복사패턴은 부엽준위가 -25dB 이하이고 Shoulder의 영향이 나타나지 않도록 하는 조건에 만족되어야 한다. 위의 조건에 만족되지 않으면 다시 널점을 조절하여 위의 과정을 반복한다. 이러한 과정을 통하여 구해진 개선된 Taylor선소법 배열인자의 구동계수 및 공진 컨덕턴스는 표(3.2)이며 그에 해당하는 복사패턴은 그림(3.2)와 같다.

표 3.2는 영점의 위치를 1.4° 증가시킨 경우의 Taylor 선소법에 의한 개선된 구동계수 및 슬롯 컨덕턴스의 계산결과이다. 그림 3.2은 이 구동계수에 의한 안테나의 복사 전계 패턴이다. 제1부엽에서 shoulder현상이 거의 없어지고 있음을 볼 수 있다. 이 경우의 이득은 14.37dB, 3dB 빔폭은 4.00° 으로 계산되었다.

표 3.2 영점위치 1.4° 증가시킨 경우

슬롯번호	개선된 구동계수	공진 컨덕턴스
1	0.2033	0.00389
2	0.2263	0.00482
3	0.2743	0.00708
4	0.3479	0.01139
5	0.4430	0.01846
6	0.5504	0.02851
7	0.6592	0.04089
8	0.7603	0.05440
9	0.8485	0.06775
10	0.9204	0.07972
11	0.9724	0.08898
12	1.0000	0.09411
13	1.0000	0.09411
14	0.9724	0.08898
15	0.9204	0.07972
16	0.8485	0.06775
17	0.7603	0.05440
18	0.6592	0.04089
19	0.5504	0.02851
20	0.4430	0.01846
21	0.3479	0.01139
22	0.2743	0.00708
23	0.2263	0.00482
24	0.2033	0.00389

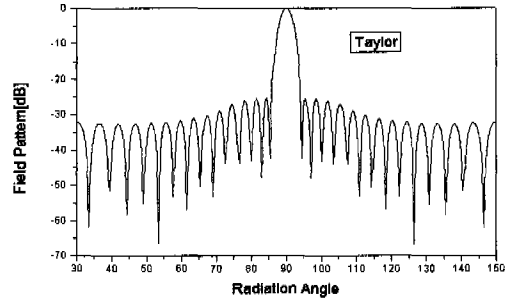


그림 3.1 Taylor 선소법에 의한 전계 패턴

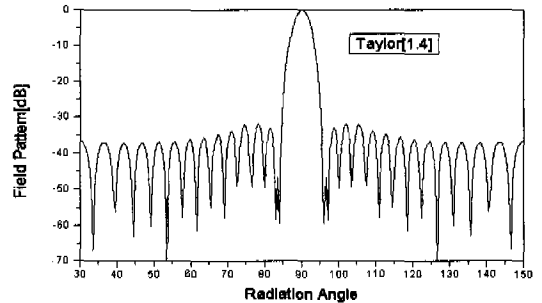


그림 3.2 Taylor 선소법에 의한 전계 패턴

IV. HFSS에 의한 단일 슬롯 어드미턴스

구형도파관의 측벽에 형성된 슬롯의 공진 길이 및 공진시 어드미턴스를 계산하기 위한 여러 가지 방법 등이 있었으나 도파관의 두께나 손실을 무시하거나 반사파에 대한 영향 등이 고려되지 않아 실 측치와의 오차가 존재하여 왔다.

본 연구에서는 실제 도파관과 슬롯을 유한요소법에 의한 수치해석방법에 의해 해석하므로써 이러한 오차를 줄이고자 한다. 유한요소법에 의해 슬롯을 해석하기 위한 기초자료로서 X-band 표준도파관 RG52U의 측벽에 절삭깊이 3.5mm, 슬롯폭 1.6mm로 형성된 경시슬롯의 어드미턴스의 변화에 대하여 연구한다.

유한요소법을 사용하는 Hewlett Packard사의 HFSS(High Frequency Structure Simulator)를 사용하여 도파관 슬롯의 특성을 해석한 경우가 발표된 것이 없어, 본 연구에 HFSS 사용 가능성 여부를

판단하기 위해서 실험값이 명시된 문헌^[7]의 도파관 슬롯을 해석하여 실험값과 계산값을 비교하였다. 그림 4.1은 구형도파관 측벽 단일 슬롯의 구조를 나타낸다. 사용도파관은 WR90(22.86×10.16mm, 두께 1.27mm)이며, 경사각도 20도에서 절삭깊이 3.5mm (도파관 외벽으로부터의 깊이), 폭 1.6mm의 슬롯을 8.4GHz에서 9.4GHz까지 0.2GHz 간격으로 산란행렬을 구하였다. 이때 슬롯에 의한 전자파는 슬롯을 통하여 자유공간으로 방사하므로 유한요소 해석법을 적용하기 위해서는 무한 자유공간을 유한 자유공간으로 전환하여야 한다. 이를 위하여 그림 4.1에서 도파관 외부의 사각형을 무한 자유공간을 수학적으로 구현한 흡수 경계조건을 갖는 경계면으로 설정하였다. 이러한 흡수 경계조건을 사용하기 위해서는 경계면을 방사체로부터 멀리 설정하면 정확한 결과를 얻을 수 있으나 컴퓨터 메모리의 한계로 인하여 제약을 받는다.

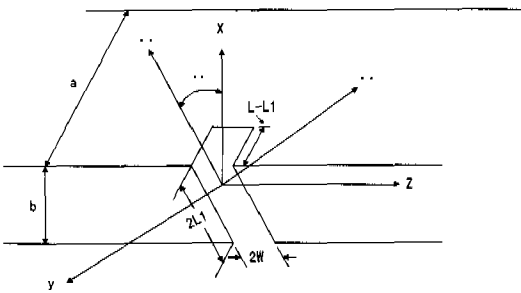


그림 4.1 구형 도파관 측벽 슬롯의 구조

본 연구에서는 경계면의 위치를 여러 가지로 변화시키며 계산 결과를 비교하여 오차가 가장 작은 가로 24mm, 세로 1.6 mm, 길이 36.405mm의 흡수면을 찾아내었다. 그림 4.1 슬롯의 산란행렬에 의한 전송계수 T 와 그림 4.1 도파관과 동일 길이, 동일 재질의 순수한 구형도파관의 산란행렬로부터 계산한 전송계수 T_0 로부터 슬롯에 의한 전송손실을 계산할 수 있으며, 이때 슬롯의 어드미턴스는 다음 식에서 계산할 수 있다.

$$T - T_0 = \frac{2 Y_0}{Y_0 + Y_{in}} \quad (4.1)$$

여기서 Y_0 는 구형도파관의 특성 어드미턴스이며 Y_{in} 은 급전점 어드미턴스이다. 식 (4.1)를 Y_{in} 에 대하여 정리한 후 실수부와 허수부를 분리하면 다음과 같은 관계식이 유도된다.

$$g_n = 2 \left(\frac{\cos \psi}{|T|} - 1 \right) \quad (4.2a)$$

$$b_n = -2 \frac{\sin \psi}{|T|} \quad (4.2b)$$

여기서 $|T|$ 와 ψ 는 전송손실의 크기와 위상을 나타낸다.

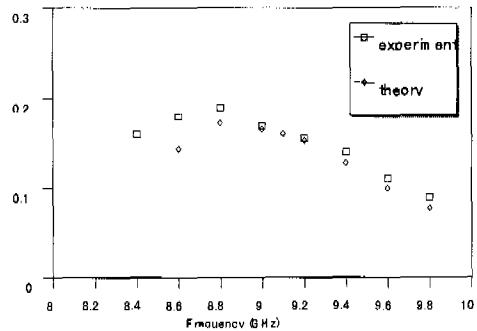
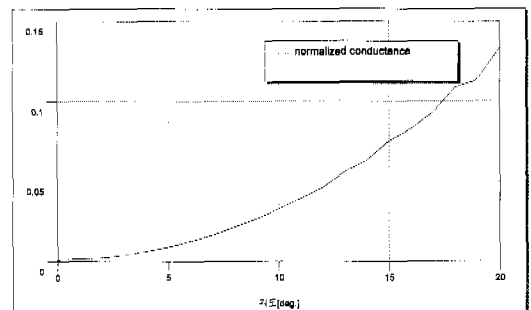


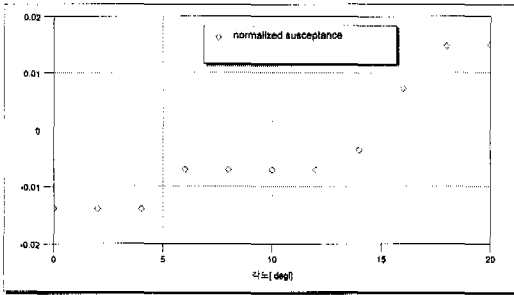
그림 4.2 주파수에 따른 슬롯의 정규화 컨덕턴스

그림 4.1의 슬롯에 대한 HFSS 해석 결과를 그림 4.2에 나타내었다. 낮은 주파수에서 발생하는 비교적 큰 실험값과 계산값 사이의 오차는 도파관의 길이를 고정시키고 특성을 해석하므로써 도파관의 전기적 길이가 반파장보다 짧아져 슬롯에 의해 발생하는 고차모드의 영향으로서 도파관의 길이를 증가시켜 시뮬레이션 한 결과 개선됨을 확인할 수 있었다.

9.410GHz에서 주어진 공진 컨덕턴스를 위한 슬롯의 경사각도 및 절삭깊이를 구하기 위해서는 슬롯의 공진 길이를 먼저 계산하여야 하므로 이를 위하여, 절삭 깊이를 3.5mm로 고정하고 슬롯의 경사각도를 변화시키며 슬롯의 어드미턴스를 계산한 결과를 그림 4.3에 나타내었다. 경사각도 14도와 15도 사이에서 서셉턴스가 0이 되므로 이 사이에서 슬롯이 공진함을 알 수 있다.

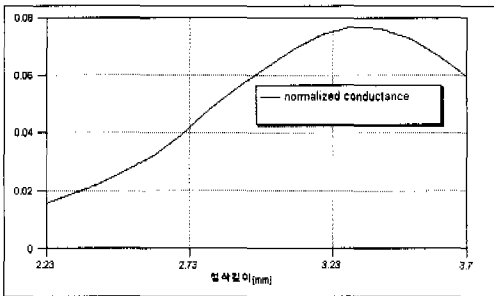


(a) 컨덕턴스

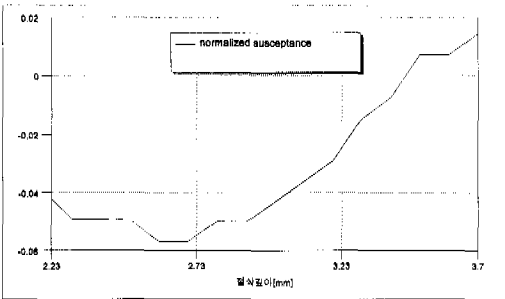


(b) 셉턴스

그림 4.3 경사각도에 따른 슬롯 어드미턴스



(a) 컨덕턴스



(b) 셉턴스

그림 4.4 절삭길이에 따른 슬롯 어드미턴스

좀더 정확한 공진 길이를 구하기 위하여 경사각도를 15도로 고정하고 절삭길이를 변화시키며 정규화 컨덕턴스와 셉턴스를 계산한 결과가 그림 4.4이며 절삭길이가 3.448mm에서 즉 0.44469 자유공간 파장에서 공진함을 알 수 있다.

V. 배열안테나 설계

도파관 급전 선형 슬롯 배열 안테나는 주로 도파관의 넓은 면에 형성된 병렬 측방향 슬롯이나 도파관 측벽에 형성된 병렬 슬롯을 사용하여 설계된다.

도파관의 넓은 면에 형성된 슬롯은 기계적인 가공이 어려우므로 상대적으로 제작이 용이한 측벽 슬롯이 많이 사용되고 있다. 중앙급전식 공진형 슬롯 배열 안테나의 구조는 그림 5.1과 같다.

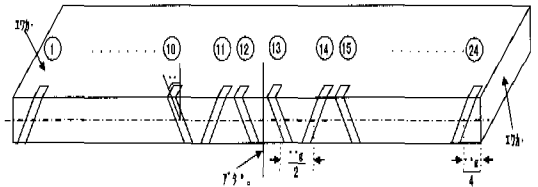


그림 5.1 중앙급전식 구형도파관 슬롯 배열안테나의 구조

그림 5.1에서 중앙급전점과 이웃한 슬롯간의 간격은 $\frac{1}{4} \lambda_g$ 이며 경사각도는 동일한 방향을 유지하여 급전점에서 동위상이 되도록 한다. 그 외의 나머지 슬롯들은 도파관 단축 방향에 대해 서로 축대칭을 유지하므로 각 슬롯간에는 180° 의 위상 차가 생기며, 각 슬롯간격 $\frac{1}{2} \lambda_g$ 에 의한 180° 의 위상 차가 더해져 동상이 되므로 각 슬롯에 의한 방사 전자계는 동상이 된다. 슬롯 배열 도파관 양쪽 끝은 마지막 슬롯 위치에 개방회로를 형성하기 위해 마지막 슬롯으로부터 $\frac{1}{4} \lambda_g$ 떨어진 지점을 단락 시킨다.

Taylor 선소법에 의한 배열은 Tschebyscheff 배열보다는 반치각이 약간 넓고 빔폭 및 이득이 약간 저하나 부엽의 개수를 제한할 수 있고 각도에 따라 부엽준위가 감소하는 장점이 있으므로 앞에서와 동일한 공진형 중앙급전방식의 Taylor 배열에 대한 슬롯 배열 안테나를 설계한다. Taylor 배열 중에서 영점 위치를 1.4° 증가시켜 그림 3.2의 전계패턴을 갖는 표(3.2)의 공진 컨덕턴스에 대해 설계한 슬롯의 제원은 표 5.1과 같다.

VI. 결론

중앙 급전식 구형도파관 측벽 슬롯 배열안테나를 설계하기 위한 설계법을 제시하였다. 구형도파관 측벽에 슬롯을 파면 슬롯에 의해 도파관 내벽의 전류가 차단되어 슬롯표면에 전계가 유기된다. 이때 유기된 전계는 도파관 내부와 외부로 전자파를 발생한다. 이러한 방사 전자계를 유기하는 전계로부터 슬롯 어드미턴스를 계산하기 위한 여러 연구가 수행되어져 왔으나 실제 제작하여 실험한 결과와는

