

선형 위상배열 급전기에서 저부엽 모노펄스 패턴을 얻기 위한 다중모드 E-면 주름혼의 설계

(Design of Multimode E-Plane Corrugated Monopulse Horn for Linear Phased Array Feeder)

金燦洪*, 李鎔熙*, 洪東薰*

(Chan Hong Kim, Yong Hee Lee, and Dong Hee Hong)

요 약

저부엽 모노펄스 복사패턴을 얻기 위한 다중모드 급전 구조로서 E-면 주름혼(corrugated horn)과 등개구면 전력분배기를 연결하는 방법을 제안하고 그 설계방법과 실험결과에 대해 기술하였다. 해석방법으로는 임피던스 정합부의 설계에 적합한 수정된 혼성모드 이론을 제시하였고 설계에 대한 개구면분포와 반사손실의 정확한 성능 예측을 위해 모드정합법에 의한 일반화 산란행렬 해석을 도입하였다. 수정된 혼성모드 이론으로 설계된 E-면 주름혼을 일반화 산란행렬 해석에 의한 컴퓨터 모의시험으로 확인해 보고 제작된 24 출력단 E-면 급전기의 실험결과로서 반사손실 특성과 각 출력단별 개구면 전력분포를 보였다. 설계 및 측정 결과 낮은 반사손실과 합패턴, 차이패턴의 부엽을 낮출 수 있는 개구면 조사가 가능함을 보였다.

Abstract

This paper presents a monopulse feed structure with low sidelobe monopulse pattern, which consists of a E-plane corrugated horn and a uniform pick-up aperture power divider. The design methods and experimental results of the E-plane corrugated feeder are described. Modified hybrid mode analysis and GSM(generalized scattering matrix) methods are introduced to design the E-plane corrugated feed horns. The 24-port corrugated feeder is designed using modified hybrid mode analysis initially and verified using GSM methods. Measurement results show that this feeder has low return loss and sidelobe level at sum and difference channel, respectively.

I. 서 론

직사각형 도파관의 좁은 면에 슬롯(slot)을 판 진행 파모드 도파관 슬롯 선형배열 안테나(travelling wave slotted waveguide linear array antenna)를 적층하는 배열 안테나의 경우 입력단면이 선형의 1차원 배열이므로 2차원 스캔(scan) 평면배열 안테나의 경우에 많이 사용하는 공간급전 방식(space feeds)은 사용할

수 없으며 폐쇄급전(constrained feeds)이나 반폐쇄급전(semi-constrained feeds)을 사용한다. 대표적인 예로서 미국 Hughes사의 저고도 탐색레이다(LASR)의 경우 진행파모드 도파관 슬롯 선형배열을 이용한 직렬형 폐쇄급전 방식(serial constrained feeds)으로 급전 개구면분포(aperture distribution)를 형성해 준다. 이 방식의 장점은 기구적으로 경량이며 구조가 간단하지만 주파수 스캔 특성이 있으며 급전부 자체만 해도 종단정합부하(termination load)에 5 ~ 10 %의 전력을 소모해야 하는 단점이 있다^[1]. 물론 모노펄스 채널은 없으므로 레이더 시스템 설계에 제한을 주게 된다.

* 正會員, 國防科學研究所

(ADD)

接受日字: 1996年5月17日, 수정완료일: 1996年10月16日

본 논문에서 제안하는 방법은 개구혼의 E-면에 주름을 도입하여 적절한 고차모드를 발생시켜 E-면 개구분포를 형성해 준 다음 등개구면 전력분배기(uniform pick-up aperture power divider)가 개구면분포를 그대로 분할하여 배열안테나에 급전하는 방식이다. 급전기의 입력단에 E-면겹침매직티(E-plane folded magic tee)와 같은 모노펄스 비교기(monopulse comparator)를 장착하고 합채널과 차채널의 개구면 전력분포를 만족시키는 E-면 주름혼을 도입함으로써 모노펄스 기능은 구현된다. 이러한 안테나 시스템의 경우 급전기의 개구분포가 그 방향의 복사패턴을 결정하므로 합채널일 때 전계분포가 여현 개구면분포(cosine aperture distribution), 차채널일 때 정현 개구면분포(sine aperture distribution)를 형성하여 저부엽 모노펄스 복사패턴이 가능하게 급전기가 설계되어야 한다. 제안한 구조를 그림 1에 나타내었다. 그림 1의 제안 구조에서 E-면 주름혼의 설계에 따라 개구면분포와 반사손실 특성이 좌우되므로 급전기 설계에서 모노펄스 패턴을 형성해주는 E-면 주름혼의 설계에 본 논문의 초점을 맞추었다.

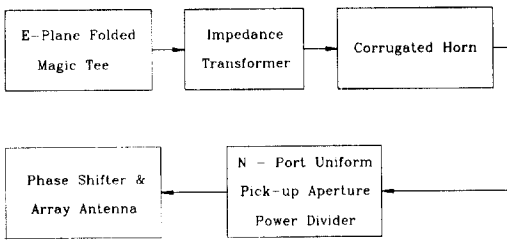


그림 1. 슬롯도파관 배열안테나 급전기의 제안 구조
Fig. 1. Proposed feed structure for slotted waveguide array antenna.

급전혼 E-면의 부엽준위(side-lobe level)를 줄이고 E-면과 H-면이 대칭인 원거리 패턴을 얻기 위해 주름을 도입하는 방법은 1960년대 초부터 연구되어 왔다^{1,2}. 주름혼(corrugated horn)을 해석하기 위한 근사해석 방법으로 혼성모드 해석(hybrid mode analysis)이 널리 사용되어 왔으며 보다 정확한 해석방법으로는 모드정합법(mode matching technique)이나 모멘트법(method of moments)이 널리 사용되어 왔다. 본 논문에서는 기존의 혼성모드 해석에 변형을 하는 방법과 모드정합법에 의한 일반화 산란행렬 해석을 모두 도입하였다. 작은 반사손실과 저부엽 모노펄스 패턴이 가능

한 개구면분포를 형성할 수 있는 E-면 주름혼의 설계 방법에 대하여 기술하였고 실제 등개구면 전력분배기, 모노펄스 비교기와 함께 급전기에 적용되었을 때의 측정결과에 대해 보였다.

II. 본 론

1. 주름 직사각형 도파관에서의 수정 혼성모드 해석
주름 직사각형 도파관에 대한 혼성모드 해석은 기존 문헌에^{1,3} 발표된 직사각형 주름도파관에 대한 혼성모드 해석에 변형을 가하는 방법으로 쉽게 수식을 유도할 수 있다. 그림 2에 주름이 파진 도파관의 해석을 위한 구조를 나타내었다.

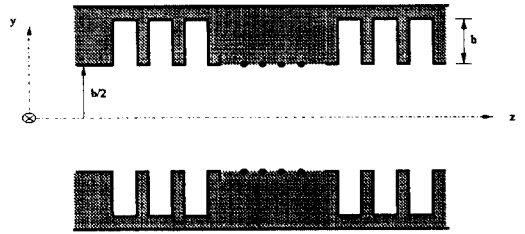


그림 2. 주름이 파져 있는 직사각형 도파관의 해석 구조
Fig. 2. Structure of corrugated rectangular waveguide.

도파관의 폭은 a, 높이는 b, 그리고 주름의 깊이는 h로 나타내었다. 모노펄스에 필요한 다중모드를 해석하기 위해 주름도파관에 여기되는 전자계에 따라 E_y 가 x, y 방향으로 도파관 중앙에 대해 대칭인 혼성모드와 E_y 가 x 방향에 대해서는 대칭이고 y 방향으로는 반대칭인 모드에 대한 결과식이 필요하다. 그림 2의 구조에서 급전기의 합채널에 필요한 대칭 혼성모드 전자계의 결과식은 벡터포텐셜(Hertzian vector potential)로부터 아래 식 (1)과 같이 구할 수 있고 반대칭 혼성모드 전자계의 결과식 또한 벡터포텐셜로부터 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E_x &= 0 \\
 E_y &= -\omega\mu_0 \sum_n \beta_{nm} A_n \cos(\alpha y) \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\
 E_z &= -j\omega\mu_0 \alpha \sum_n A_n \sin(\alpha y) \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\
 H_x &= \sum_n \beta_n^2 A_n \cos(\alpha y) \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\
 H_y &= \frac{\pi\alpha}{a} \sum_n n A_n \sin(\alpha y) \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)}
 \end{aligned}$$

$$H_z = \frac{j\pi}{a} \sum_n n \beta_{nm} A_n \cos(\alpha y) \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right) e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \quad (1)$$

식 (1)에서 $\beta_n^2 = k_0^2 - (n\pi/a)^2$ 으로써 x 방향 파수 (wave number)이며 k_0 는 자유공간에서의 전파상수이고 a 는 y 방향 파수이다. 그림 2의 구조에서 존재 가능한 전자계의 전파상수 $\beta_{nm} = \sqrt{\beta_n^2 - \alpha^2}$ 으로 주어진다. 첨자 m은 y 방향의 변화를 나타내며 일반적인 구형 도파관에서 m은 정수이지만 주름도파관에서는 일반적으로 정수가 아니고 모드의 순서(α 의 순서)를 정수로 사용하여 구별한다. 주름의 홈에서의 전자계 식을 TE₀₁ 모드(y 방향으로 진행)로 가정하고 식 (1)에 각각 경계 조건을 적용하면 존재 가능한 모드에 대한 특성방정식은 아래와 같다.

$$\alpha \tan\left(\frac{b\alpha}{2}\right) = -\beta_n \tan(\beta_n h) \quad \text{대칭 혼성모드} \quad (2)$$

$$\alpha \cot\left(\frac{b\alpha}{2}\right) = \beta_n \tan(\beta_n h) \quad \text{반대칭 혼성모드}$$

식 (1)과 (2)에서 알 수 있는 것은 주름도파관 내부의 기본모드(fundamental mode)는 가장자리의 전자계 분포가 크고 중앙이 작은 하이퍼볼릭 코사인(hyperbolic cosine) 함수 형태의 표면파(surface wave)라는 것이다¹³⁾. 따라서 주어진 도파관 높이에서 표면파가 존재하지 않는 주름의 깊이를 결정하여야 한다. 식 (2)의 첫 번째 식인 대칭 혼성모드의 특성방정식에서 표면파가 존재할 수 있는 경우, 즉 a 가 허수가 될 수 있는 경우는 식 우변의 $\tan(\beta_n h)$ 에 의 부호에 따라 결정되므로 TE_{1n} 모드만 고려할 경우 다음과 같은 수식을 얻을 수 있고 구형 도파관의 차단주파수의 식으로부터 도파관 높이를 결정할 수 있다.

$$\beta_1 h = \frac{n\pi}{2} \Rightarrow \frac{h}{\lambda_g} = \frac{n}{4} \quad (3)$$

그림 3에 도파관 높이와 주름의 깊이에 대해 표면파의 존재 여부를 알 수 있는 모드차트를 나타내었다. 기존의 문헌에 발표된 모드차트는 b 와 h 를 λ_0 로 정규화하여 나타내었으나 본 논문에서는 수식을 λ_g (λ_g 는 TE₁₀ 모드의 관내파장)로 정규화하였다. 수식 (3)과 그림 3에서 나타난 것처럼 표면파의 존재여부는 도파관의 높이에 상관없이 주름의 깊이에 의해 결정되어짐을 알 수 있다.

주름이 시작되는 도파관의 높이는 합체널에 필요한 모드인 TE₁₀ 모드와 차체널에 필요한 TE₁₁ 모드가 차

단되지 않을 도파관 높이보다 커야 하고 TE₁₂ 모드가 차단될 도파관 높이보다 작아야 한다. 따라서 그림 3으로부터 주름이 시작되는 도파관 높이는 $0.5 \lambda_g \sim 1 \lambda_g$ 사이가 되어야 함을 알 수 있다. 주름의 깊이는 그림 3에서와 같이 $0.25 \lambda_g \sim 0.5 \lambda_g$ 사이가 되면 표면파가 존재하지 않는다는 것을 알 수 있다.

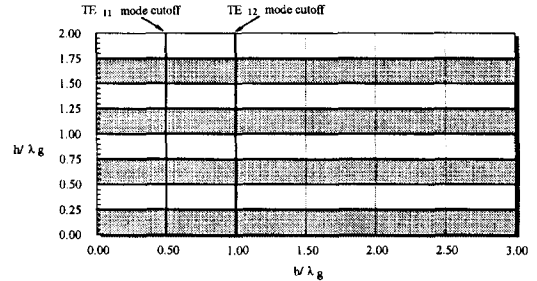


그림 3. 주름 구형 도파관의 모드 차트 (그늘진 영역 : 표면파 존재 가능 영역)
Fig. 3. Mode chart of corrugated waveguide. (shaded area : surface wave may exist)

기존의 문헌에 발표된 혼성모드 이론에서 임피던스 정합부의 주름의 깊이를 $\lambda_0/2$ 에서 시작하여 설계된 주름의 깊이로 서서히 변화시키는 방법이었다^{14, 5)}. 주름을 전송선 이론에서의 스텝와 같은 개념으로 보았을 때 주름의 깊이가 $\lambda_0/2$ 에서 금속면 경계조건을 만족하며 서서히 임피던스 경계 조건(주름의 간격이 파장에 비해서 매우 작다고 가정할 때 주름영역을 임피던스 경계영역으로 근사)으로 임피던스를 변환하는 방법이다. 이때 경계면에서의 임피던스는 주름을 전송선 이론에 의해 아래식과 같이 근사하여 나타낸다.

$$jX_s = jZ_0 \tan(k_0 h) \quad (4)$$

$$\text{여기서 } k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

그러나 이러한 방법은 도파관의 높이가 충분히 커서 관내파장이 자유공간에서의 파장과 큰 차이가 없을 경우 근사될 수 있으나 주름 임피던스 정합부와 같이 도파관 높이가 크지 않을 경우 관내파장과 자유공간에서의 파장 사이에 차이가 나므로 적용될 수 없다. 도파관의 높이가 크지 않을 경우 $\lambda_0/2$ 는 $\lambda_g/4$ 에 가까우므로 $X_s = 0$ 을 얻는 대신에 $X_s = \infty$ 가 되어서 임피던스 정합부의 구실을 할 수 없게 된다. 따라서 기존의 혼성모드 이론에서 제시한 자유공간에서의 파장을 사용한 주

를 임피던스 정합부의 설계치에 대해 관내파장을 사용한 설계치를 사용하는 변형을 가하여야 한다. 수정된 혼성모드 이론에서 사용하는 주름 임피던스 정합부의 첫 부분의 주름 깊이는 저역주파수에서 표면파가 발생하지 않도록 $\lambda_{gh}/2$ (첨자 h는 가장 높은 주파수를 가리킴)를 넘지 않는 범위 내에서 그 근처의 값이 되어야 한다.

2. 모드정합법에 의한 주름혼의 모델링

하나의 주름은 넓어진 E-면 계단 불연속면과 좁아진 E-면 계단 불연속면의 두 개의 불연속면으로 이루어지고, 불연속면 사이에는 불연속면에서 발생된 모드들이 전파하고 감쇄하는 직사각형 도파관 경로가 존재한다. 따라서 주름의 모델은 E-면 계단불연속면과 도파관 경로로 모델링할 수 있다. E-면 불연속면에서 TE₁₀ 모드가 입사할 때 불연속면에서 생기는 전자계의 성분은 E_y, E_z, H_x, H_y, H_z의 성분이 존재하므로 TE_{mn} 모드의 집합으로 다섯 가지 성분의 전자계를 표현할 수 있다. 본 논문에서 유도된 모드정합법 수식은 TE_{mn} 모드를 기저모드(basis mode)로 하여 전개된 것이다^[6].

1) E-면 계단 불연속면(E-plane step discontinuity)

그림 4에 도파관에서의 E-면 계단 불연속면 좌표계와 모드정합을 위한 전자파의 계수를 나타내었다. 그림에서 F는 정방향으로 진행하는 파의 진폭을 나타내었고 B는 부방향으로 진행하는 파의 진폭을 나타낸다. 그림 4에서 TE₁₀ 모드가 입사할 때 영역 I과 II의 벡터포텐셜은 아래 식과 같다.

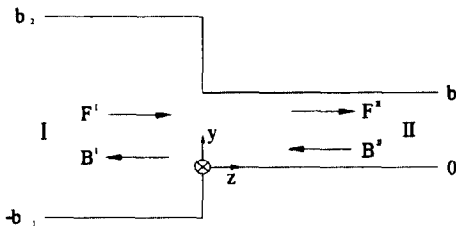


그림 4. E-면 계단 불연속면의 해석 구조
Fig. 4. E-plane step discontinuity.

$$\Pi_{xz}^I = \sum_{n=0}^N G_n^I \sin\left(\frac{n\pi}{a}\right) \frac{\cos\left[\frac{n\pi}{b_1+b_2}(y+b_1)\right]}{\sqrt{1+\delta_{0i}^n}} (F_n^I e^{-jk_{zn}^I} - B_n^I e^{jk_{zn}^I})$$

$$\Pi_{xz}^II = \sum_{n=0}^N G_n^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a}\right) \frac{\cos\left(\frac{i\pi y}{b}\right)}{\sqrt{1+\delta_{0i}^n}} (F_n^{II} e^{jk_{zn}^{II}} - B_n^{II} e^{jk_{zn}^{II}}) \tag{5}$$

식 (5)에서 δ_{0n} 은 n이 0일 때만 1의 값을 가지는 크로네커 델타(Kronecker delta)이며 이것은 직교 여현함수 체계(orthogonal cosine function system)에서 n이 0일 때 적분값이 2배가 되는 것을 보상해주기 위해서 도입되었다. 각 영역에서의 전파상수 k_{zn}^I 과 k_{zn}^{II} 는 아래 식 (6)과 같이 주어진다.

$$k_{zn}^I = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b_1+b_2}\right)^2} \tag{6}$$

$$k_{zn}^{II} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{i\pi}{b}\right)^2}$$

G_n^I 과 G_n^{II} 는 각 모드의 전력을 정규화하기 위한 계수로써 아래 식과 같다.

$$G_n^I = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{a(b_1+b_2)k_{zn}^I \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]}} \tag{7}$$

$$G_n^{II} = 2 \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{abk_{zn}^{II} \left[k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \right]}}$$

불연속면 $z = 0$ 인 단면에서 접선방향 전자계 성분(tangential field)에 대한 경계조건을 적용하고 여현함수의 직교성을 이용하여 연립방정식을 구해서 정리하면 아래 식 (8), (9)와 같은 일반화산란행렬을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^II \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B^II \\ F^I \end{bmatrix} \tag{8}$$

$$S_{11} = [L_E L_H + \Gamma]^{-1} [L_E L_H - \Gamma]$$

$$S_{12} = 2[L_E L_H + \Gamma]^{-1} L_E$$

$$S_{21} = L_H [I - S_{11}]$$

$$S_{22} = I - L_H S_{12}$$

여기서 $(L_E)_{mi} = (L_H)_{im}$

$$= \sqrt{\frac{4k_{zn}^{II}}{b(b_1+b_2)k_{zn}^I}} \sqrt{\frac{1+\delta_{0m}}{1-\delta_{0i}}} \int_0^b \cos\left(\frac{i\pi y}{b}\right) \cos\left[\frac{m\pi(y+b_1)}{b_1+b_2}\right] dy \tag{9}$$

그림 4와 반대로 E-면이 넓어진 경우는 입력단과 출력단을 바꾸었을 때와 같으므로 식 (8), (9)에서 첨자를

치환하여 일반화산란행렬을 얻을 수 있다.

2) E-면 양분구조(E-plane bifurcation)의 모드 정합법

모노펄스 채널을 위한 급전기 입력단을 설계하기 위해서 E-면 양분구조에 대한 모드정합법 해석이 이루어져야 한다. 그림 5에 E-면 양분구조의 단면과 좌표계를 나타내었다.

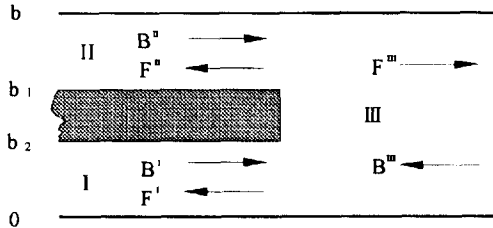


그림 5. E-면 양분구조의 해석 구조
Fig. 5. E-plane bifurcation.

각 영역의 벡터포텐셜을 구한 다음 2.1절과 같은 유도과정을 거치면 아래 식 (10)과 같은 일반화산란행렬을 얻을 수 있다.

$$S = \begin{bmatrix} -L^I_E & -L^II_E & I \\ I & 0 & L^I_H \\ 0 & I & L^II_H \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L^I_E & L^II_E & -I \\ I & 0 & L^I_H \\ 0 & I & L^II_H \end{bmatrix}$$

여기서

$$L^I_E = 2\sqrt{\frac{k_{zm}^I}{bb_1k_{zt}^I}} \sqrt{\frac{1+\delta_{0I}}{1+\delta_{0m}}} \int_0^{b_1} \cos\left(\frac{Ixy}{b}\right) \cos\left(\frac{-mxy}{b_1}\right) dy$$

$$= L^I_H$$

$$L^II_E = 2\sqrt{\frac{k_{zn}^{II}}{b(b-b_2)k_{zt}^{II}}} \sqrt{\frac{1+\delta_{0II}}{1+\delta_{0n}}} \int_{b_2}^b \cos\left(\frac{IIxy}{b}\right) \cos\left(\frac{-nxy}{b-b_2}\right) dy$$

$$= L^II_H \tag{10}$$

3) 접속된 불연속면의 일반화산란행렬

주름혼은 E 면으로 불연속면이 연속으로 존재하므로 각각의 불연속면에서 구한 일반화산란행렬을 최종적으로 입력단과 출력단에 대한 산란행렬로 변환해야 한다. 두 개의 불연속면 사이의 길이가 l이라고 할 때 길이 l에 의한 산란행렬의 변화분은 아래 식 (11)과 같다. 식 (11)에서 D는 중괄호 속의 값을 대각성분에 가지는 대각행렬이다.

$$S^I = \begin{bmatrix} 0 & D \\ 0 & D \end{bmatrix} \quad \text{여기서 } D = \text{Diag}\{ e^{-jk_{zn}^I l} \} \tag{11}$$

두 개의 불연속면이 접속되어 있을 때 입력단과 출력단에 대한 산란행렬 S^T 는 다음과 같이 주어진다.

$$S^T_{11} = S^L_{11} + S^L_{12} S^R_{11} W S^L_{21}$$

$$S^T_{12} = S^L_{12} (I + S^R_{11} W S^L_{22}) S^R_{12}$$

$$S^T_{21} = S^R_{21} W S^L_{21} \tag{12}$$

$$S^T_{22} = S^R_{22} + S^R_{21} W S^L_{22} S^R_{12}$$

여기서 $W = [I - S^L_{22} + S^R_{11}]^{-1}$

위 수식에서 위첨자 L은 왼쪽 불연속면(입력단에서 가까운 불연속면)을 나타내며 R은 오른쪽 불연속면을 나타낸다.

3. 설계

본 논문의 설계에서는 실험모델로서 24개의 복사소자에 전력을 공급할 수 있는 급전기를 설계, 제작하여 특성을 측정하였다. 모노펄스 비교기로 사용되는 E-면 겹침매직티(미국 MDL사 제품)의 출력단의 크기는 22.86 mm × 23.37 mm(E-면 크기 = 0.51 λ_g, λ_g는 중심주파수 f₀에서 TE₁₀ 모드의 관내파장)이고 혼성모드 이론에서의 결과(그림 3 참조)로부터 주름도파관 영역의 E-면 크기는 0.5 λ_g ~ 1.0 λ_g가 되어야 한다. 주름이 시작되는 부분의 E-면 크기는 고차모드들의 차단과 전파를 결정하며 이는 반사손실과 입력단 개구면 분포 특성에 큰 영향을 미친다. 주름이 시작되기 전에 도파관을 전파하는 모드는 모노펄스에 필요한 각 채널의 기본모드인 TE₁₀ 모드와 TE₁₁ 모드만이 전파해야 하지만 원하는 개구면 분포가 왜곡되지 않는다. 그 이외의 고차모드가 전파할 경우 주름영역에서 고차모드가 기본모드에 비해 많이 발생하거나 필요로 하지 않는 고차모드가 전파하여 개구면 분포에 리플(ripple)이나 영점(null)이 발생한다. 매직티의 E-면 크기를 그대로 사용했을 때 합채널에서는 문제가 없지만 차채널에서 필요로 하는 모드가 차단상태(cut-off)에 가까우므로 반사손실 특성을 저하시킨다. 따라서 E-면 크기는 차채널 반사손실 특성을 고려하여 0.97 λ_g로 한다. 0.97 λ_g로 할 경우 합채널의 고주파 대역(설계 대역폭 = 500 MHz)에서 TE₁₂ 모드가 전파할 수 있는 상태가 되지만 발생하는 고차모드가 기본모드에 비해 매우 작으므로 큰 영향을 미치지 않는다. E-면 겹침매직티와 주름이 시작될 직사각형 도파관의 E-면 크기 비가 1.93이므로 두 부분 사이에 인피던스 정합부가 필요하다

며 임피던스 정합부는 2단 1/4 파장 임피던스 변환기로 설계 대역폭에서 정재파비 1.1 이하의 성능을 얻을 수 있다^[7]. 주름 임피던스 변환기는 수정된 혼성모드 이론에서 언급한 바와 같이 $\lambda_{gh}/2$ 근처의 값인 $0.43 \lambda_g$ 로 시작하여 $0.33 \lambda_g$ 로 값을 줄여나간다. 이 때 E-면 개구각은 50° 이다. 주름혼 부분은 개구각이 60° 이며 주름의 깊이는 $0.33 \lambda_g$ 로 일정하다. $0.33 \lambda_g$ 로 깊이를 결정한 이유는 복사패턴의 부엽준위와 빔폭, 그리고 배열 안테나 체계의 전력수용능력(본 논문의 안테나 체계의 경우 변위기에 의해 좌우됨)을 고려하여 합채널에서 약 -15 dB 정도의 가장자리 테이퍼링을 가지도록 일반화산란행렬에 의한 컴퓨터 모의시험을 통해 결정하였다. 주름의 깊이가 $0.25 \lambda_g$ 근처의 값에 가까이 갈수록 주름경계 영역의 임피던스가 무한대에 접근하게 되므로 가장자리 테이퍼링의 양이 커진다. 따라서 안테나 복사패턴의 부엽준위는 낮아지나 빔폭은 넓어지며 대부분의 전력이 중앙으로 집중되기 때문에 더 큰 전력수용능력의 안테나 소자가 요구된다. 주름은 한 파장에 8개 정도가 들어가도록 설계되었다. 전력분배기는 24개의 출력단으로 구성되어 있으며 각 출력단 개구면의 면적은 균일하게 설계되어 주름혼에서 결정된 개구면분포를 그대로 분할한다.

그림 6에 제작된 급전기의 사진을 나타내었으며 그림 7(a)에 설계된 주름혼의 일반화산란행렬에 의한 반사손실 특성 컴퓨터 모의시험 결과를 나타내었고 그림 7(b)에 개구면분포 특성을 나타내었다. 컴퓨터 모의시험 결과 수정 혼성모드 이론에서 예측한 결과와 같이 낮은 반사손실 특성과 합채널에서 여현 개구면 분포, 차채널에서 정현 개구면 분포를 구현할 수 있음을 확인할 수 있다. 급전분배기의 측정은 HP 8510C 회로망 분석기로 S_{11} 과 각 출력단의 S_{21} 을 측정하였다. 그림 8(a)에 제작된 24소자 주름 급전기의 반사손실 특성 실험결과를 보였다. 그림에서 f_0 는 중심주파수를 의미한다. 실험 결과 합채널에서 약 -20 dB, 차채널에서 -15 dB의 반사손실 특성을 보였으며 차채널의 경우 수신채널이므로 -15 dB의 반사손실로도 충분한 성능을 발휘한다. 그림 7의 컴퓨터 모의시험 결과와 반사손실 측정 특성이 다른 이유는 컴퓨터 모의시험 과정에서 일반화산란행렬로 매직티의 특성에 대한 자료가 없으므로 고려할 수 없었기 때문이다. 그림 8(b)에 24개의 각 출력단에서의 전력분포를 나타내었다. 측정결과 개구면 분포는 혼성모드 이론에 의한 예측 및 컴퓨터

모의시험 결과와 잘 일치함을 알 수 있다. 이 개구면 분포를 바탕으로 한 슬롯 배열 안테나의 복사패턴(슬롯도파관 사이의 간격 : 2 cm)을 그림 9에 나타내었다. 여기서 각 출력단의 위상은 균일하지 않으나 위상배열 안테나 시스템에서 변위기에 의해 위상을 균일하게 조절할 수 있으므로 각 출력단의 위상은 동일 위상을 가진다고 가정하였다. 합채널에서는 부엽준위가 약 -25 dB, 차채널에서는 약 -20 dB 이하의 특성을 나타내었다.

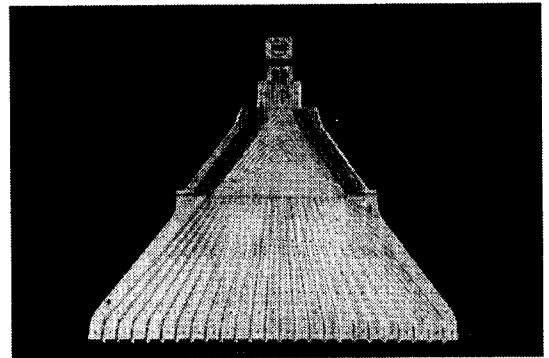
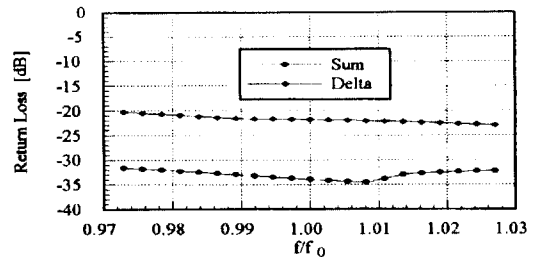
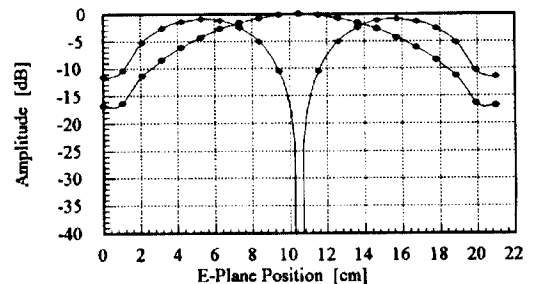


그림 6. 제작된 급전기의 사진
Fig. 6. Inner view of manufactured feeder.



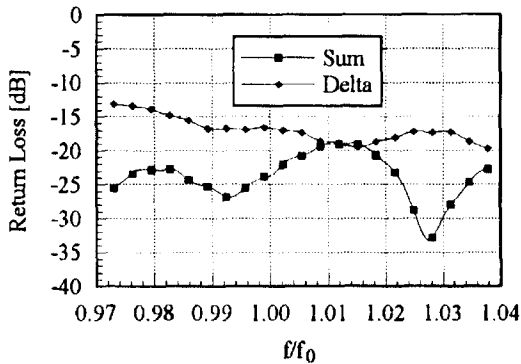
(a)



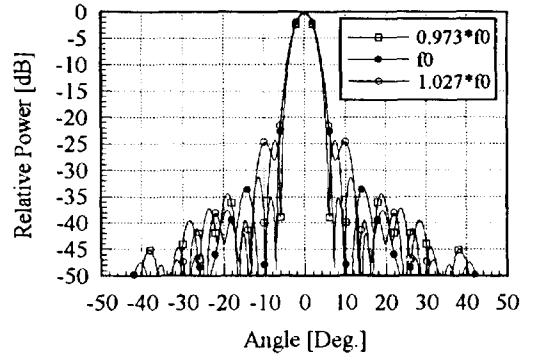
(b)

그림 7. 24소자 급전기에 사용될 주름혼의 모의시험 결과 (a) 반사손실 특성 (b) 개구면분포 (주파수 : f_0)

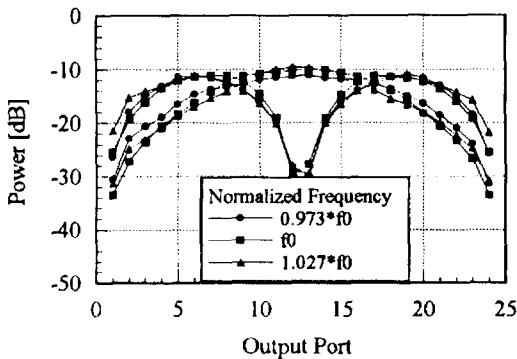
Fig. 7. Simulation results of 24-port corrugated horn. (a) Return loss (b) Aperture distribution (frequency : f_0)



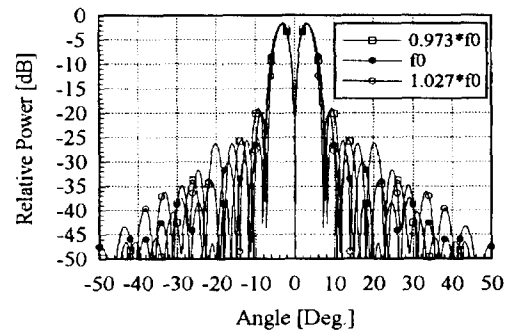
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 8. 24소자 주름 급전기 측정 결과 (a) 반사손실 특성 (b) 출력단별 전력분포

Fig. 8. Measurement results of 24-port corrugated feeder (a) Return loss (b) Output port power distribution.

그림 9. 원거리 복사패턴 계산결과 (그림 7(b) 결과 이용) (a) 합채널 (b) 차채널

Fig. 9. Calculated Far field pattern using output port power distribution. (a) Sum channel (b) Delta channel.

III. 결 론

본 논문에서는 좁은면 슬롯도파관 배열안테나의 급전기 구현에 있어서 E-면 주름혼의 개념을 도입하였다. 먼저 개념적으로 주름혼의 임피던스 정합부의 설계에 필요한 변수설정이 쉬운 혼성모드 이론의 전개를 기존문헌을 참고로 하여 전개하였으며 기존문헌에 발표된 주름 임피던스 정합부의 설계변수에 대해 E-면 주름혼의 설계에 알맞은 수정된 이론으로써 자유공간의 파장이 아닌 관내파장을 사용하는 방법을 제시하였다.

주름혼의 정확한 성능예측을 위해 E-면 불연속면의 일반화산란행렬을 모드정합법에 의해 구하였고 관내파장을 사용한 혼성모드 이론으로 주름혼을 설계하여 일

반화 산란행렬 프로그램으로 성능확인하였다. 컴퓨터 모의시험 결과 우수한 반사손실 특성과 개구면분포 특성을 보였다. 컴퓨터 모의시험으로 성능이 확인된 24소자 주름 급전기를 제작하여 측정된 결과 합채널에서 약 -20 dB, 차채널에서 -15 dB의 반사손실 특성을 보였고 안테나 시스템에 적용할 경우 고각방향 복사패턴을 계산하면 합채널에서 약 -25 dB, 차채널에서는 약 -20 dB 이하의 부엽준위 특성을 구현할 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook, Theory, Applications, and*

- Design Chap. 19*, Van Nostrand Reinhold Company, New York, 1988.
- [2] P. J. B. Clarricoats and A. D. Olver, *Corrugated Horns for Microwave Antennas*, Peregrinus, London, U. K., 1984.
- [3] G. H. Bryant, "Propagation in Corrugated Waveguides", Proc. IEE Vol. 116, Feb. 1969, pp. 203 ~ 213.
- [4] Carl A. Mentzer and Leon Peters Jr., "Properties of Cutoff Corrugated Surfaces for Corrugated Horn Design", IEEE Trans. Antennas and Propagat. Vol. AP-22, No. 2, pp. 191 ~ 196, Mar. 1974.
- [5] Xiaolei Zhang, "Design of Conical Corrugated Feed Horns for Wide-Band High Frequency Applications", IEEE Trans. MTT-41, No. 8, Aug. 1993, pp. 1263 ~ 1274.
- [6] J. Uher, J. Bornemann, and Uwe Rosenberg, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Chap. 2, Artech House, 1993.
- [7] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1964.

 저 자 소 개



金燦洪(正會員)

1991. 2. 경북대학교 전자공학 학사.
 1993. 2. 포항공과대학교 전자전기
 공학 석사. 1993. 3. ~ 현재 국방과
 학연구소, 연구원. 주관심분야 :
 Guided wave 및 위상배열 안테나
 설계



李鎔熙(正會員)

1951. 4. 17. 충남 청양 출생. 1974.
 2. 한국항공대학 전자공학 학사.
 1976. 2. 한국과학기술원 전기 및
 전자공학 석사. 1984. 2. 한국과학기술원
 전기 및 전자공학 박사. 1976.
 3 ~ 현재 국방과학연구소, 책임연
 구원. 학회활동 : 한국전자파학회 이사. 주관심분야 :
 레이더 시스템, 위상배열 안테나 설계, RCS 및 안테나
 측정기술, T/R 모듈 설계



洪東暎(正會員)

1979. 2. 한국항공대학 항공전자공
 학 학사. 1981. 2. 한국과학기술원
 전기 및 전자공학 석사. 1987. 2. 한
 국과학기술원 전기 및 전자공학 박
 사. 1987. 3. ~ 현재 국방과학연구
 소, 선임연구원. 주관심분야 : 안테
 나, 레이더 및 초고주파 시스템

나, 레이더 및 초고주파 시스템