

# E-평면 켈러게이트 혼을 이용한 모노펄스 급전기 설계

正會員 이 주 형\*, 남 상 옥\*\*

## Design of Monopulse Feeder using Corrugated E-Plane Horn

Juhyung Lee\*, Sangwook Nam\*\* *Regular Members*

### 요 약

E-평면 모노펄스 급전기의 성능이 켈러게이트 혼과 다중모드 설계를 사용함으로써 개선될 수 있음을 보였다. 제안된 다중모드 켈러게이트 혼은 모드 매칭 방법을 이용해서 해석하였으며, 켈러게이트 혼의 효과를 주로 보이기 위해서 2개의 급전 도파관을 사용해서 양각 방향으로 모노펄스 동작하는 급전혼을 설계, 제작하였다. 실험 결과는 이론값과 아주 잘 일치하고 있으며, 이 결과는 모노펄스 방식의 추적 레이더용 안테나 설계에 이용될 수 있다.

### ABSTRACT

The performance of the E-plane monopulse feeder is shown to be improved by using corrugated horn and multimode design. The proposed multimode corrugated horn is analyzed by the mode matching technique. An E-plane monopulse feeding horn is designed and fabricated to show the performance of the multimode corrugated horn. The experiment agrees quite well with the theoretical analysis. The results can be used in the design of monopulse type tracking radar antenna.

### I. 서 론

모노펄스 방식은 추적 레이더의 구현 방식 중의 하나로 순차적 주사(sequential scan) 방법에 비해 적은 개수의 펄스로 정확한 추적 동작이 가능하여 많이 사용되고 있다. 이러한 추적 레이더용 안테나 중에서 공간급전형의 안테나의 경우에 모노펄스 동작을 하

기 위해서는 잘 설계된 모노펄스 급전기가 필요하게 되어 여러 구조의 모노펄스 급전기가 제시되었다.

그러나, 어떠한 구조가 최적인가에 대한 연구는 Hannan[1]에 의하여 발표되었으며, 그 후에는 제시된 조건을 만족시키기 위한 다양한 구조가 제시되었다 [1]. Hannan이 제시한 조건을 간단히 2:1 조건이라고 부르기도 하는데, 차 모드 동작 때와 합 모드 동작 때의 유효 개구 면적이 2:1이 되는 경우에 최적인 동작을 할 것이라고 주장했기 때문이다. 왜냐하면, 이런 개구 면적비를 가질 때, 합 모드 동작 때의 주엽과 차 모드 동작 때의 주엽이 비슷한 각도 안에 들어오기

\*서울대학교 전기공학부 박사과정

\*\*서울대학교 전기공학부 부교수

論文番號:96114-0410

接受日字:1996年 4月 10日

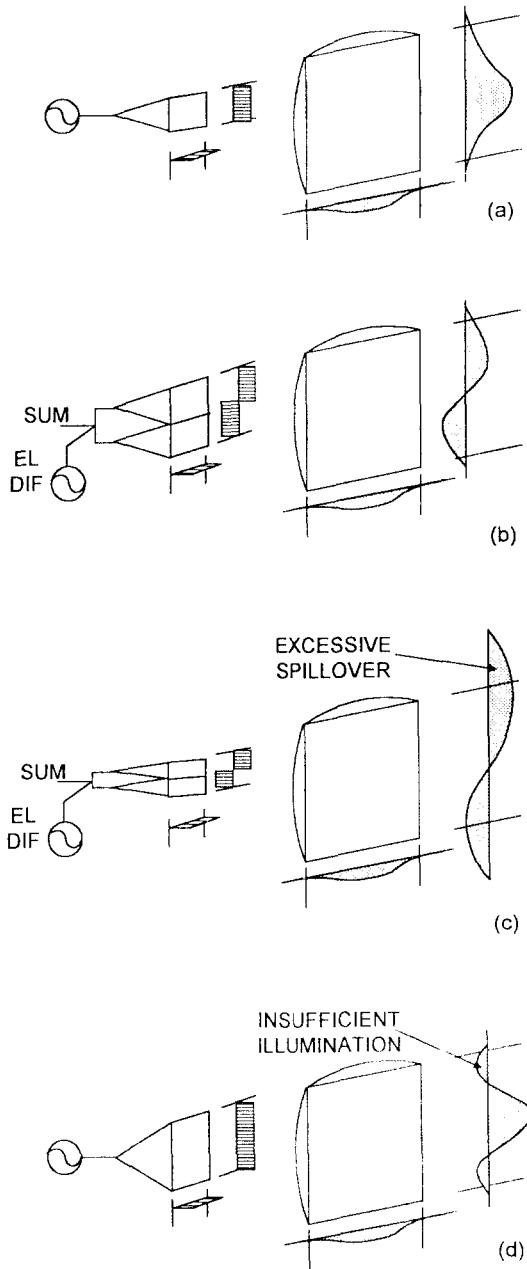


그림 1. 급전 구조의 개구비에 따른 급전 특성

- (a) Hannan의 최적 조건을 만족시키는 경우의 급전 특성
- (b) 1:1 개구비를 가진 급전기로 합 모드 동작 최적 화시켰을 때 차 모드 동작 시 급전 특성
- (c) 1:1 개구비를 가진 급전기로 차 모드 동작 최적 화시켰을 때 합 모드 동작 시 급전 특성

때문에 주엽에 포함된 대부분의 전력을 주 안테나에 충분히 공급하면서, 낭비되는 주 안테나 면적이 생기지 않도록 설계하는 것이 가능하기 때문이다. 그림 1은 모노필스 급전기의 최적 조건을 정성적으로 설명하기 위해서 Hannan의 논문에서 예로 제시한 그림이다. 그림 1(a)는 최적 상태의 급전이 이루어지고 있는 경우의 모양으로서 두 가지 동작 모드에서 주엽이 주 안테나에 충분히 비추지는 것을 보인 그림이다. 단, 모노필스 동작을 할 때 차 모드의 경우는 주 안테나에 이런 모양으로 급전하는 것이 아니라, 주 안테나에서 보여진 전력이 차 모드 동작 때 급전기를 통해서 들어온다. 그림 1(b)는 개구 면적이 1:1인 급전기를 사용해서 합 모드 동작을 기준으로 설계한 경우에 차 모드 동작 때 주 안테나를 벗어나는 전력이 많이 생기는 단점이 생기는 것을 보인 그림이고, 그림 1(c)는 (b)와 동일한 급전기를 사용해서 차 모드 동작을 기준으로 설계한 경우에 합 모드 동작 때 불충분한 조사로 필요 없이 주 안테나 면적이 낭비되는 단점이 생기는 것을 보인 그림이다. 그러나, 모노필스 방식에서 합 모드의 신호와 차 모드의 신호는 동일한 반사 필스에서 얻어야 하므로, 그림 1(a)처럼 두 가지 종류의 별개의 급전기를 사용할 수는 없다.

Hannan의 조건을 만족시키기 위해서 제시된 구조들은 몇 개(4, 5, 12)의 단일모드 혹은 다중모드 구형도파관을 사용한 것이다[1][2]. 그러나, 여러 개의 도파관을 이용한 구조는 복잡한 급전 구조를 요구하거나, E-평면의 균일 전계 분포에 의해 부엽 준위가 높아지는 단점이 있다[1][2].

저자들은 참고 문헌[3]에서 위의 두 가지 문제를 컬러게이트를 사용한 구형 도파관을 이용함으로써 해결할 수 있음을 보였다. 즉, 복잡한 급전 구조를 피하기 위해서 E-평면상에 한 개의 불연속면을 두어 다중모드를 발생시키고, 발생된 모드간의 위상을 조정하여 원하는 개구 분포를 얻어낼 수 있다. 또, 컬러게이트 도파관을 도입함으로써 테이퍼된 개구 분포를 만들어서 부엽 준위를 줄인 모노필스 급전기의 설계 방식을 제안하였다.

본 논문에서는 참고 문헌[3]의 결과를 확장하여 컬러게이트 혼을 이용하는 경우의 설계 방법에 대하여 고찰하였다.

## II. 이 론

그림 2는 제안한 구조의 단면도이다. 두개의 급전 도파관은 기본모드만이 전파하는 크기로 정해서 동작 주파수에서  $TE_{10}^x$  이외의 고차 모드가 전파하는 것을 막는다. 켈러게이트 혼의 크기는 설계에 이용하는 세 개의 고차 혼성모드( $TE_{12}^x, TE_{13}^x, TE_{14}^x$ )가 전파되는 도파관의 크기를 기준으로 정한다. 이러한 모드들의 발생과 발생된 모드의 크기는 급전 도파관의 켈러게이트 혼에 대한 위치(그림 2에서 C)에 의해서 조정될 수 있다.

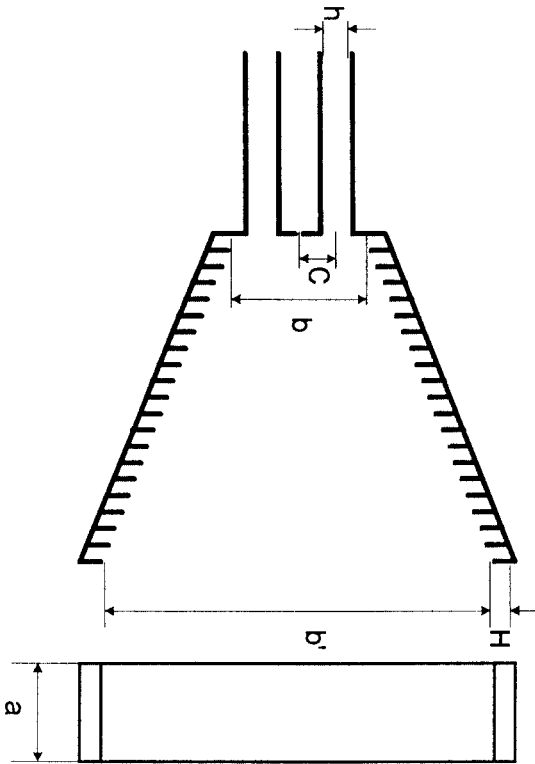


그림 2. 설계할 켈러게이트 모노펄스 혼의 모양

### 1. 켈러게이트 도파관의 해석

켈러게이트 혼의 치수를 결정하기 위해서는 켈러게이트 도파관의 해석을 통해서 모드 차트를 그린다. 켈러게이트 도파관의 전파상수는 켈러게이트 도파

관 안쪽과 켈러게이트 사이의 전자장을 매칭시키는 방법으로 구한다. E-평면과 H-평면에 대해서 각각 대칭인 고차 혼성모드의 헤르쯔 포텐셜 표현식은 식 1과 같다.

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

$n = 1, 3, 5, \dots$

두 평면에 대해서 모두 대칭인 고차 혼성모드의 전개, 자계는  $E_x$ 이 0인 경우, 식(1)에서 모두 유도해 낼 수 있다. 다른 종류의 고차 혼성모드 헤르쯔 포텐셜은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Pi_x &= \sum_n A_n \sin \alpha y \cos \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ n &= 1, 3, 5, \dots \\ \Pi_x &= \sum_n A_n \cos \alpha y \sin \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ n &= 2, 4, 6, \dots \\ \Pi_x &= \sum_n A_n \sin \alpha y \sin \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ n &= 2, 4, 6, \dots \end{aligned} \quad (2)$$

헤르쯔 포텐셜과 전개, 자계의 관계식을 이용해서 켈러게이트 도파관 내부( $-\frac{b}{2} < y < \frac{b}{2}$ )의 전계, 자계를 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} E_z &= -j\omega\mu_0\alpha \sum_n A_n \sin \alpha y \cos \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ E_y &= -j\omega\mu_0\beta_{nm} \sum_n A_n \cos \alpha y \cos \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ E_x &= 0 \\ H_z &= j\beta_{nm} \frac{\pi}{a} \sum_n n A_n \cos \alpha y \cos \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ H_y &= \frac{\alpha\pi}{a} \sum_n n A_n \sin \alpha y \sin \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \\ H_x &= \beta_n^2 \frac{\pi}{a} \sum_n A_n \cos \alpha y \cos \frac{n\pi x}{a} e^{j(\omega t - \beta_{nm} z)} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \beta_{nm}^2 &= \beta_n^2 - \alpha^2 \\ \beta_n^2 &= k_0^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 \end{aligned} \quad (4)$$

위 식은  $-\frac{b}{2} < \frac{b}{2}$  에서 전개, 자계식이므로,  $y = \pm \frac{b}{2}$  에서 경계 조건을 주기 위해서  $y < -\frac{b}{2}, y > \frac{b}{2}$  에서 전개, 자계의 표현식을 구해야 한다. 컵리케이트 내부의 전개, 자계 식은 폭이  $a$ 이고, 높이가 컵리케이트간의 폭인 아주 얇은 구형 도파관의 전개, 자계 식을 이용해서 표시한다. 표시되는 전개, 자계식은 식(5)과 같이  $zy$ 평면에서 구형인 도파관의  $TE_{n0}^x$  모드로 표시된다.

$$\begin{aligned}
 E_z &= -j\omega\mu_0\alpha \sum_n nB_n \sin\beta_n \left(\frac{a}{2} + H-y\right) \cos\frac{n\pi x}{a} \\
 E_y &= 0 \\
 E_x &= 0 \\
 H_z &= 0 \\
 H_y &= \frac{\pi}{a} \sum_n nB_n \sin\beta_n \left(\frac{b}{2} + H-y\right) \sin\frac{n\pi x}{a} \\
 H_x &= \sum_n -\beta_n B_n \cos\beta_n \left(\frac{b}{2} + H-y\right) \cos\frac{n\pi x}{a}
 \end{aligned} \tag{5}$$

식(3)과 식(5)에서  $y = \pm \frac{b}{2}$  에서  $E_z, H_x$ 가 연속이라는 조건으로부터

$$\cot\beta_n H = -\frac{\beta_n}{\alpha} \cot\frac{\alpha b}{2} \tag{6}$$

와 같은 식을 얻는다.

컵리케이트 도파관의 치수인  $a, b, H$ 가 주어질 때, 컵리케이트 도파관의 가로길이  $a$ 로부터  $\beta_n$ 를 구한 다음 식(6)에 미지수  $\alpha$ 를 구해 낸다. 식(6)을 만족시키는 미지수  $\alpha$ 는 주기적으로 여러 개의 값을 가지고, 값의 순서에 따라서 모드 번호를 정한다[4]. 여기서 구한  $\alpha$ 를 식(4)에 대입해서 전파상수  $\beta_{nm}$ 을 구한다. 일반적인 구형 도파관처럼 실수값을 가지는 것은 전파모드이고, 허수값을 가지는 것은 감쇄모드이다. 식(4)에서  $\alpha$ 값이 허수인 경우에 대해서도 근을 구할 수 있는데, 이런 경우에 구한 전파상수를 가지는 모드는 slow wave모드이다. 이런 slow wave모드의 전개, 자계 형태는  $y = \pm \frac{b}{2}$  에서 최대값을 가지는 형태가 되므로, 컵리케이트 도파관의 치수를 정할 때, 이런 slow wave모드들이 발생하지 않도록 정한다. 그림 3은 식(6)을 이용해서 컵리케이트 도파관의 치수에 따른 모드들의 성질을 표현한 것이다. 그림 3의 f선은

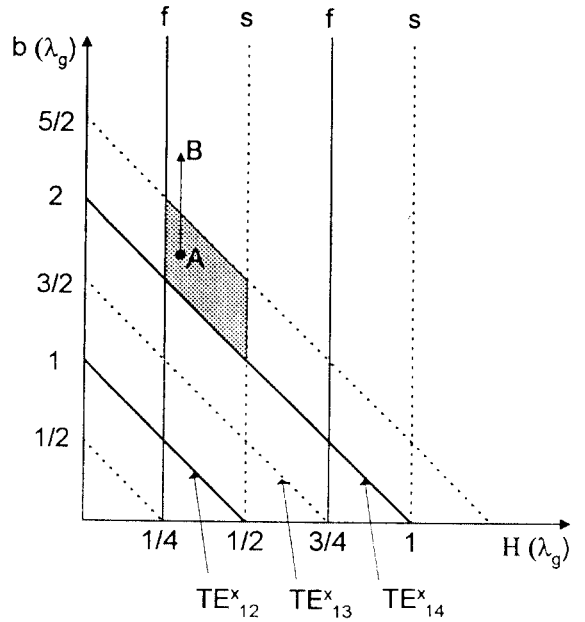


그림 3. 컵리케이트 도파관의 모드 차트

fast wave가 발생하는 경계를 나타내며 왼쪽에 f선과 오른쪽에 s선을 두고 있는 영역이 fast wave가 존재하는 영역이다. 왼쪽에 s선, 오른쪽에 f선을 경계로 하는 영역은 slow wave가 존재하는 영역이다. 그리고, 그래프에서 사선 방향의 선들은 각각 모드가 발생하는 부분을 나타낸다. 참고 문헌[5]에 컵리케이트 도파관의 모드 차트를 그리는 방법이 잘 설명되어 있다. 단, 본 논문의 모드 차트는 참고 문헌[5]의 모드 차트를 설계에 적합하도록 변경시킨 것이다. 그림 3에서 빗금 친 영역은 fast wave모드인  $TE_{12}^x, TE_{13}^x, TE_{14}^x$ 만 존재하는 영역이다.

그림 3에서 점A는 컵리케이트 도파관에서  $y = \pm \frac{b}{2}$  에서  $E_y$ 값이 작으면서, 주파수 변화에 따라 이 영역을 가장 적게 벗어나는 점이다. 이 논문에서 제작한 컵리케이트 혼의 치수는 작은 쪽의 점A의 치수에 해당하고, 큰 쪽의 치수는 점A에서 B방향을 따라 위쪽으로 이동한 어떤 점을 잡도록 하였다. 이렇게 치수를 정확하게 되면, 빗금 친 부분을 벗어난 지점에 혼의 넓은 쪽 치수가 정해진다. 그림 3에서 영역을 벗어난 것에 의한 효과는  $TE_{15}^x, TE_{16}^x, TE_{17}^x$  모드 등의 고차 모

드가 전파 가능해 지는 것으로 나타난다. 그러나, 합 모드 동작 때  $TE_{12}^x$ ,  $TE_{14}^x$ 와 차 모드 동작 때의  $TE_{13}^x$  이외의 모드들은 불연속면에서는 여기되지 않는 모드이므로, 안테나 특성에는 큰 영향을 주지 않는다.

2. 도파관 불연속면의 해석

두개의 급전 도파관과 컵러게이트 혼 연결 부분의 불연속 효과는 두개의 급전 도파관과 컵러게이트 도파관과의 불연속으로 발생하는 모드와 같다고 근사시켰다. 최적의 개구 전계 분포를 얻기 위해서 불연속 부분의 치수를 조정해서 두 모드( $TE_{12}^x$ ,  $TE_{14}^x$ )의 비를 조정한다. 컵러게이트 혼의 치수 중 작은 쪽의 높이, 컵러게이트의 깊이와 급전 도파관의 치수는 발생시킬 모드를 정하기 위해 결정된 값이므로, 변경시키지 않았다. 조정 가능한 치수는 급전 도파관간의 위치이며, 이 치수에 대한 모드비의 변화를 모드 매칭 방법을 이용해서 구해 낸다. 모드 매칭을 하기 위해서는 불연속면을 경계로 두 부분의 전계, 자계를 모드 전개해야 한다. 설계하고자 하는 혼이 E-평면 혼이므로 컵러게이트 도파관 부분의 전계, 자계의 접선 성분은

$$E_y = \sum_m -\omega \mu_0 \beta_{1m} A_m^+ e^{-j\beta_{1m}z} \cos \alpha_m y \cos \frac{\pi x}{a} e^{j\omega t}$$

$$H_x = \sum_m \frac{\alpha \pi}{a} A_m^+ e^{-j\beta_{1m}z} \sin \alpha_m y \sin \frac{\pi x}{a} e^{j\omega t}$$

$$H_z = \sum_m \beta_1^2 \frac{\pi}{a} A_m^+ e^{-j\beta_{1m}z} \cos \alpha_m y \cos \frac{\pi x}{a} e^{j\omega t}$$
(7)

과 같이 표현된다. 그리고, 급전 도파관 부분의 전계, 자계의 접선 성분은

$$E_y = \sum_m -\omega \mu_0 \beta_{1m} (A_m^+ e^{-j\beta_{1m}z} + A_m^- e^{+j\beta_{1m}z})$$

$$\cos \frac{m\pi(y \pm c)}{h} \cos \frac{\pi x}{a} e^{j\omega t}$$

$$H_y = \sum_m \frac{\alpha x}{a} (A_m^+ e^{-j\beta_{1m}z} - A_m^- e^{+j\beta_{1m}z})$$

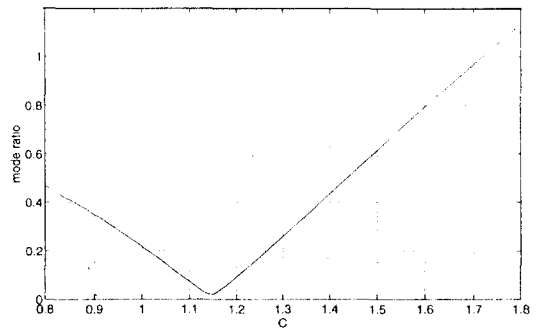
$$\sin \frac{m\pi(y \pm c)}{h} \sin \frac{\pi x}{a} e^{j\omega t}$$

$$H_x = \sum_m \beta_1^2 \frac{\pi x}{a} (A_m^+ e^{-j\beta_{1m}z} - A_m^- e^{+j\beta_{1m}z})$$
(8)

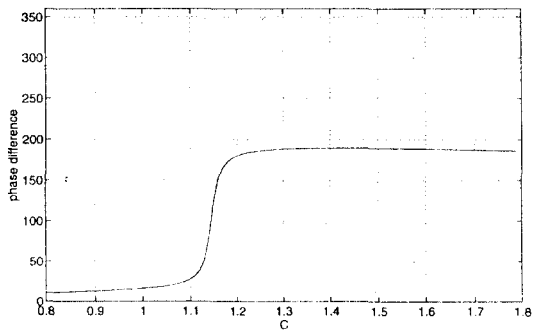
$$\cos \frac{m\pi(y \pm c)}{h} \cos \frac{\pi x}{a} e^{j\omega t}$$

과 같다. 이렇게 각각 표현된 전계, 자계가 접선 성분이 불연속면을 경계로 연속이어야 한다는 조건을 이용해서 전계와 자계에 대한 두개의 벡터식을 만든다. 이 두개의 식의 양변에 모드식을 곱하는 방법을 사용해서 계수  $A_m^+$ ,  $A_m^-$ 을 계산해 낼 수 있다.

그림 4는  $TE_{12}^x$ 에 대한  $TE_{14}^x$ 의 크기비와 위상차를 나타낸 것이다. 이 크기비가 0.2~0.3 정도가 되도록 잡으면, 최적 개구 분포에 가까운 분포를 얻을 수 있는 것으로 알려져 있다. 그래서, 모드비가 0.24가 되도록 급전 도파관의 위치를 1.3cm로 정했다. 앞 절에서 차 모드 동작 때는  $TE_{13}^x$  이외의 전파하지 못하도록 컵러게이트 도파관의 크기와 컵러게이트의 높이를



(a)



(b)

그림 4. 급전 도파관의 위치에 따른 모드 간 특성 변화  
(a) 모드비의 변화  
(b) 모드 간 위상 차이의 변화

정했다. 그러므로, 차 모드 동작 때는 모드비나 위상을 구할 필요는 없다. 혼의 경우, 특히 주파수가 높아지면서 감쇄되지 않고 개구까지 전달되는  $TE_{15}^x$  모드가 존재할 수도 있지만, 불연속면에서는 여기되지 않는 모드이므로 안테나 특성에는 큰 영향을 주지 않는다. 컵러게이트를 두지 않을 경우, 전파되는 개개의 모드들의 모양이 부엽 준위가 큰 개구 분포를 이룬다. 다중모드를 이용해서 설계하는 합 모드의 경우는 혼의 길이를 조절해서 개구에서 두 모드간의 위상 관계를 잘 결정해 주면, E-평면 혼에 대해 부엽 준위가 낮은 분포를 얻을 수 있다. 하지만, 동시에 차 모드 동작 때, 낮은 부엽 준위를 얻기는 힘들다.

혼이 모드비에 미치는 영향을 고려하여 컵러게이트 혼의 개구에서 모드비를 다시 구해야 한다. 계산을 위해 불연속면에서 발생된 모드들이 다른 모드로 변환되지 않고 모두 개구까지 전달된다고 가정한다. 이 가정에 의해 모드비를 혼의 입구 쪽과 출구 쪽의 비를 이용해서 보정했다. 각각의 모드에 대해서 에너지 보존이 성립함을 이용하면

$$|A_m^+|^2 \cdot \beta_{1m} \cdot \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \cos^2 \alpha_m y dy = |A_m'^+|^2 \cdot \beta_{1m}' \cdot \int_{-\frac{b'}{2}}^{\frac{b'}{2}} \cos^2 \alpha_m' y dy \quad (9)$$

$$|A_m^+|^2 \cdot \beta_{1m} \cdot b \approx |A_m'^+|^2 \cdot \beta_{1m}' \cdot b'$$

와 같은 식을 각각의 모드에 대해서 얻을 수 있다. 여기에 모드비의 정의를  $E_y$ 의 크기비로 했음을 고려하면

$$\frac{R_{out}^2}{R_{in}^2} = \frac{\beta_{14}'}{\beta_{14}} = \frac{\beta_{12}'}{\beta_{12}} \quad (10)$$

여기서,  $R_{out}$  = 혼의 출구(개구)에서의 모드비  
 $R_{in}$  = 혼의 입구에서의 모드비

와 같이 모드비의 변화를 표시할 수 있다. 모드비가 원하는 값을 벗어나면, 그림 4(a)의 그래프에서 급진도파관의 위치를 다시 바꾼다. 식(10)은 혼의 테이퍼 부분과 혼의 개구 면에서 생기는 반사를 고려하지 않고, 테이퍼 부분에서 생기는 다른 모드가 없다고 생각한 것이다. 혼의 테이퍼 부분에서 반사가 없고, 다

른 모드가 생기지 않는다는 가정은 펼쳐진 각의 크기가 작은 경우에 유효하다. 본 논문의 경우에서 사용한 혼의 펼쳐진 각은 14도 정도로 비교적 작기 때문에 이 가정이 유효하다고 판단했다.

### 3. 위상 정합 조건

앞 절에서 모드비를 결정했지만, 개구에서 두 모드의 위상 관계는 결정하지 않았다. 동일한 모드비를 가지고 있더라도 두 모드간의 위상 차이가 다르면, 개구 분포는 완전히 다른 모양을 가진다. 위상 차이를 조정하는 방법은 주로 두 모드간의 전파상수 차이를 이용해서 혼의 길이를 변화시킨다. 불연속에서의 두 모드의 위상 차이와 혼을 통과하면서 생기는 두 모드 사이의 위상 관계를 고려해서 개구 면에서 두 모드의 위상을 일치시킨다. 불연속면에서의 생기는 위상 차이는 불연속면 해석을 통해서 구할 수 있다. 그림 4(b)에 불연속면에 의한 두 모드간의 위상 차이를 제시하였다.

혼을 통과하면서 생기는 위상 변화는 기본식인 식(11)로부터 구한다.

$$\phi_{1n} = \int_{z_1}^{z_2} \beta_{1n}(z) dz \quad (11)$$

여기서,

$$\beta_{1n}(z) = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \alpha^2(z)} = \sqrt{k_1^2 - \alpha^2(z)} \quad (12)$$

식(11)에 식(13)의 근사를 이용해서 식(14)를 얻는다.

$$\alpha(z) \approx \frac{1}{Az + B} \quad (13)$$

컵러게이트가 없는 경우는 식(13)은 근사식이 아니라, 도파관의 성질로부터 바로 유도되는 식이다. 본 논문처럼 컵러게이트가 있는 구조에는  $\alpha(z)$  값이 간단한 값으로 나오지 않는다.

$$\phi_{1n} \approx \frac{1}{A} (K_{1n} - \tan^{-1}(K_{1n}) - J_{1n} + \tan^{-1}(J_{1n})) \quad (14)$$

여기서,

$$J_{1n} = \sqrt{\left(\frac{k_1}{\alpha(z_1)}\right)^2 - 1}, \quad (15)$$

$$K_{1n} = \sqrt{\left(\frac{k_1}{\alpha(z_2)}\right)^2 - 1}$$

식(14)에서  $A$ 값은 혼의 기울기에 관련된 값이므로 결과적으로는 혼의 길이  $L$ 의 함수이다. 최종식인 식(14)를 이용해서 혼을 통과할 때 생기는 두 모드의 위상 변화를 구한다. 여기에서 불연속면에서 위상 차이를 고려하면, 개구 면에서의 두 모드간의 위상 차이를 계산할 수 있다. 모노필스 동작에 적합한 개구 분포를 가지기 위해서 개구 면에서 두 모드간의 위상 차이를  $2\pi$ 의 정수배가 되도록 혼의 길이  $L$ 을 정한다. 식(14)와 같이 쓸 수 있는지 판단하기 위한 자료가 그림 5이다. 그림 5는  $TE_{12}^x, TE_{14}^x$  모드의 혼 입구 쪽과 개구에서 모드의 모양을 나타낸 것이다. 입구와 개구에서의 모드의 모양이 넓어지지만 모양이 대체로 유지됨을 알 수 있다. 이것은 쿨러게이트 혼에서 생기는 모드를 구하는 식들에서 알 수 있듯이 경계조건이 쿨러게이트가 깊이에 관계하기 때문이고, 경계 조건에 의해서 모드의 모양이 결정되기 때문이다. 이렇게 모드의 모양이 유지된다는 것은 혼의  $z$ 축 방향의 크기와  $\alpha(z)$ 값이 식(13)과 같은 관계를 가질 때 성립하는 것이다. 따라서, 쿨러게이트 도파관의 고차 혼성모

드 해석이 맞다는 것을 전제로 식(14)가 정당하다고 판단하였다. 쿨러게이트가 없는 경우에 위와 같이 위상변화를 고려한 해석은 발표된 바가 있다[6].

본 논문에서 혼의 개구 전계 분포를 구하는 방법은 쿨러게이트가 없는 경우 개구 전계 분포를 구하는 것과 동일한 방법을 취한다[2]. 구한 개구 전계 분포에서 복사패턴을 구하는 방법도 키르히호프 근사를 사용해서 간단히 구할 수 있다.

#### 4. impedance matching

설계한 E-평면 모노필스 혼의 반사특성을 개선하기 위해서 임피던스 매칭한다. 앞의 설계 과정에서 고려한 반사는 불연속면에서 생기는 반사뿐이다. 계산에 의해 정확히 매칭해 주려면, 개구 면과 테이퍼된 부분에서 생기는 반사를 모두 계산해야 한다. 그리고, 광대역의 매칭을 하기 위해서는 다단 필터와 같은 구조가 필요하다. 이 논문에서는 모노필스 동작을 확인하는 것이 목적이므로, 한 개의 스티브를 이용하는 가장 간단한 방법을 사용하였다. 싱글 스티브 매칭(single stub matching)의 결과로 대역폭이 좁지만, 9GHz~11GHz에서 -10dB 이하의 반사특성을 가진다.

### III. 실험 결과

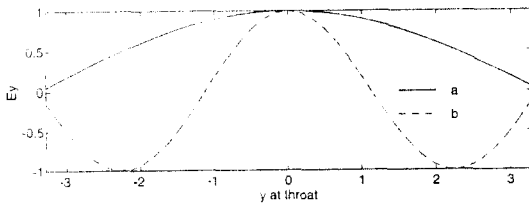
앞장에 제시된 설계 순서에 따라 동작 주파수 10GHz에서 설계했다. 표1은 설계된 E-평면 모노필스 혼의 치수이다.

표 1. 설계된 쿨러게이션 다중모드 혼의 치수

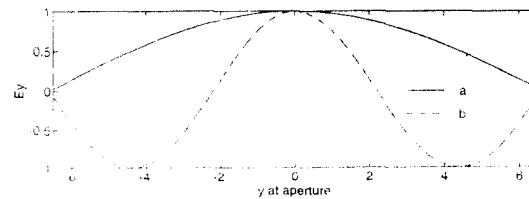
	a	b	h	H	C	b'	L
길이	2.286	6.56	1.016	1.093	1.3	13	27

설계된 치수대로 E-평면 모노필스 혼과 180도 하이브리드 1개를 사용해서 전체 구조를 제작하였다.

그림 6은 표1의 치수로 모노필스 혼을 제작했을 때, 예상되는 혼 개구에서의 전계  $E_z$ 의 절대값을 그린 것이다. 쿨러게이트의 효과로 개구 면의 전계의 가장자리 값이 거의 0에 가까운 값으로 계산되고, 유



(a)



(b)

그림 5. 합 모드 동작에 이용되는 모드의 전계 분포

- (a) 혼 입구에서 모드의 전계 분포
- (b) 혼 개구에서 모드의 전계 분포

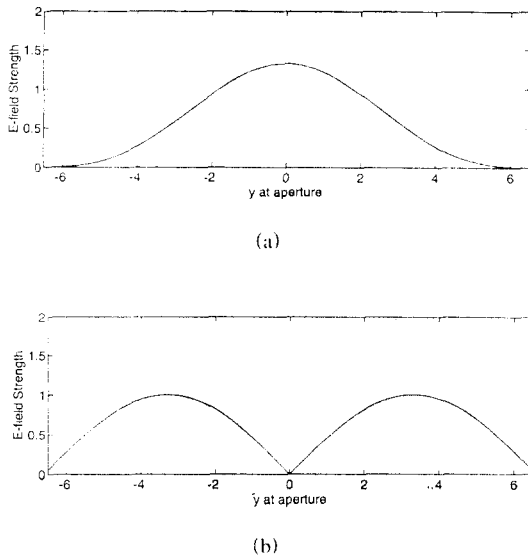


그림 6. 모노펄스 혼의 개구 진계 분포의 계산값  
(a) 합 모드 동작 때  
(b) 차 모드 동작 때

효 개구 면적이 2:1 정도인 분포로 Hannan이 제시한 최적 분포 모양과 비교적 비슷한 모양이 될 것이라 예상된다[1].

그림 7(a)의 패턴 a는 표 1의 치수로 설계된 컬러게이트 다중모드 혼의 합 모드 동작 때의 원거리영역 복사패턴이고, 그림 7(b)의 패턴 a는 차 모드 동작 때의 복사 특성이다. 그림 7(a)(b)의 패턴 b는 컬러게이트 혼이나 다중모드 설계를 하지 않고, 두 개의 도파관을 이용해서 모노펄스 급전기를 설계한 경우의 합 모드와 차 모드 동작 때 원거리영역 복사패턴을 각각 나타낸 것이다. 가장자리 값이 큰 E-면의 전계 분포에 의해서 부엽준위가 패턴 a보다 10dB 이상 높게 나오며, 특히 차 모드 동작 때는 -10dB에 가까운 부엽준위를 가진다. 컬러게이트를 넣지 않아서 생기는 높은 부엽준위 이외에 Hannan의 최적조건인 2:1 조건을 만족하지 않으므로 합 모드 동작과 차 모드 동작간에 주엽이 차지하는 각도 차이가 심하다. 예를 들어 -15dB 이상인 주엽 부분이 차지하는 각도를 살펴보면, 합 모드 패턴은 20도 정도의 각도를 가지는 반면 차 모드 패턴은 40도 이상의 각도에 -10dB 가까운 부엽준위를 가진다. 그림 7(a)의 패턴 c는 컬러게이트

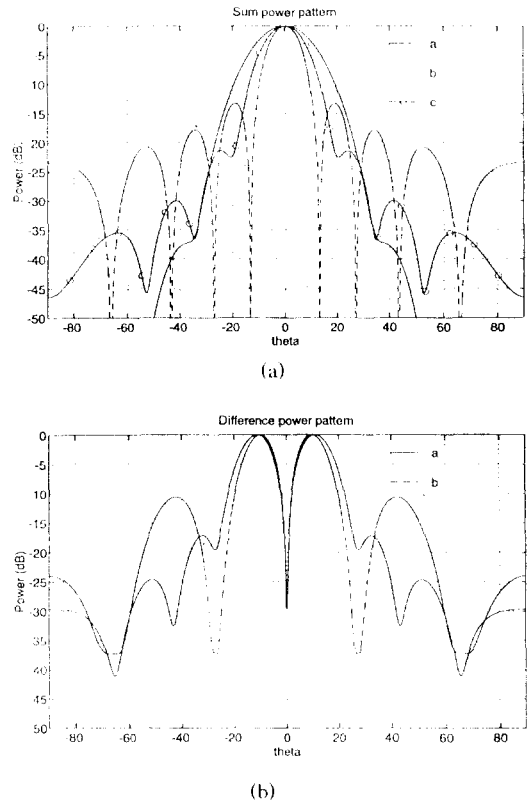


그림 7. 모노펄스 혼의 원거리영역 복사패턴의 계산값  
(a) 합 모드 동작 때  
(b) 차 모드 동작 때

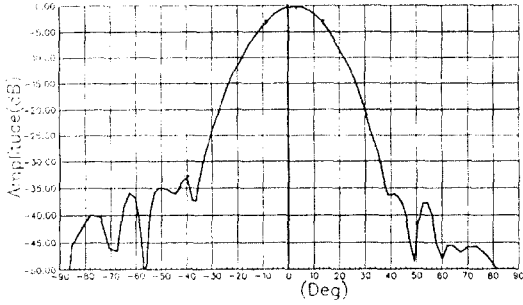
혼을 사용하지만, 합 모드의 동작 때 단일모드를 사용하는 경우의 원거리영역 복사패턴을 나타낸 것이다. 차 모드 동작 때는 그림 7(b)의 패턴 a와 동일하므로 중복해서 표시하지 않는다. 이 경우에는 부엽준위는 컬러게이트의 효과로 상당히 내려갔지만, 패턴 b와 마찬가지로 Hannan의 최적조건을 만족하지 못한다는 단점은 여전히 갖는다. 이 경우도 -15dB 이상인 각도를 보면, 합 모드 패턴은 30도 정도의 각도를 차지하고, 차 모드 패턴은 50도 정도의 각도를 차지한다. 이에 비해서 패턴 a는 -15dB를 기준으로 주엽이 차지하는 각도가 큰 차이를 보이지 않는 것을 알 수 있다. 이것으로 보아 컬러게이트 혼과 다중모드 설계 방법을 다 사용하는 경우에 급전기의 성능이 많이 개선됨을 알 수 있다. 참고로 패턴 a의 합 모드 패턴을 기준으로 총 전력이 동일하도록 차 모드 패턴을 그려



Title: monopulse\_horn\_1

Beam Peak = -0.15 dB, at 3.173 deg  
 Beam Width = 22.03 deg, at -3.00 dB  
 Null Depth analysis = Failed  
 Right Lobe = -32.97 dB, at -40.230 deg  
 Left Lobe = -32.97 dB, at -40.230 deg

File=MH2P  
 Frequency=10.000(GHz)  
 Elevation=0.000(Deg)  
 Antenna Gain= 16.06dBi

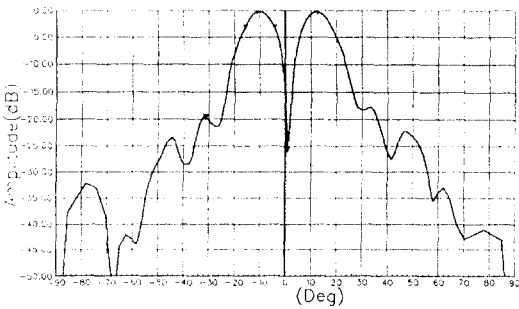


(a)

Title: monopulse\_horn\_1

Beam Peak = -0.12 dB, at -10.634 deg  
 Beam Width = 11.64 deg, at -3.00 dB  
 Null Depth = 25.45 dB, at 1.057 deg  
 Right Lobe = -19.42 dB, at -31.110 deg  
 Left Lobe = -19.42 dB, at -31.110 deg

File=MH2P  
 Frequency=10.000(GHz)  
 Elevation=0.000(Deg)  
 Antenna Gain= 15.84dBi



(b)

그림 8. 모노펄스 혼의 원거리영역 복사패턴의 실험값

- (a) 합 모드 동작 때
- (b) 차 모드 동작 때

보면, 차 모드 패턴은 1~2dB 정도 내려가며, 이 때의 복사 패턴을 보면 합 모드의 주엽 부분이 최적인 경우 보다 넓어지는 것을 확인할 수 있다. 이것은 참고 문헌[3]의 실험에서 사용한 급전구조를 그대로 사용해서 모드비가 최적이라고 예상되는 값 보다 큰 값인 0.32 정도의 값으로 정해졌기 때문이다.

제작된 구조를 Orbit사의 근거리 전계 측정 장치 (Near field measurement system)를 이용해서 측정하였다. 그림 8은 설계된 구조의 합 모드 동작과 차 모드 동작 때의 원거리영역 복사 전력 특성을 각각 나타낸 것이다. 이 결과는 그림 7의 이론값과 잘 일치한

다. 초기의 예상에서는 차 모드 동작 때 부엽 특성이 나빠질 것으로 예상했으나, 실험값을 가지고 판단해 볼 때 큰 영향을 받지 않은 것 같다. 단, 측정 장비가 근거리 전계 측정 장치이므로 부엽 준위가 실험값처럼 낮다고 단정할 수 없다. 우선 컬러게이트에 의한 효과로 설계된 모노펄스 급전기의 원거리영역 복사 특성에서 합 모드와 차 모드 동작에 대해서 각각 비교적 낮은 부엽 준위를 가짐을 볼 수 있다. 또, 다중모드 설계에 의한 효과로 합 모드의 전력이 모이는 범위에 차 모드의 전력도 대부분 모이므로, 이 급전기에 의해 급전되는 주 안테나의 크기와 거리를 잘 결정하면 낭비되는 전력을 최소화시킬 수 있다.

#### IV. 결론

본 논문에서는 컬러게이트 혼을 이용해서 모노펄스 급전기의 성능을 개선할 수 있음을 보이기 위해서 양각 방향으로만 모노펄스 동작을 하는 경우의 설계 방법을 제시하였다. 전체적인 설계 과정은 컬러게이트 도파관을 사용하는 경우와 비슷하다. 차이점은 개구의 크기가 바뀐 것을 고려해서 모드비를 조정하는 과정이 필요하다는 것과 혼의 길이를 결정하는 과정에서 도파관과 다른 식을 사용한다는 것, 그리고 개구 분포를 구할 때 개구 면 상의 점들 사이의 위상이 다를 것을 고려해야 한다는 것이다. 설계 과정에서 사용되는 가정은 혼의 기울기가 급하지 않아서 모드가 그대로 유지된다는 가정을 사용했는데, 실제 설계된 모노펄스 혼의 원거리영역 실험 특성으로 보아 유효한 가정이라고 판단된다.

본 논문에서 완성한 급전기는 컬러게이트 혼 부분 이외는 이전의 컬러게이트 도파관 급전기에서 사용한 것이어서 모드비를 선택할 여지가 없었다. 실제 설계를 위해서는 급전되는 주 안테나의 크기와 거리 등에 따라서 모드비를 결정한다. 혼의 입구의 크기, 혼의 개구의 크기, 모드비를 만족시키는 급전 도파관의 위치순으로 치수를 결정한다.

양각과 방위각에 대하여도 모노펄스 동작이 가능한 완전한 모노펄스 급전기의 구현을 위해서는 모두 4개의 급전 도파관을 사용해서 방위각 방향까지 설계해야 하는데, 그 경우에도 이 논문의 설계 방법을 대부분 이용할 수 있다.

참 고 문 헌

1. Peter W. Hannan, "Optimum Feeds for All Three Mode of a Monopulse Antenna I: Theory," IRE Trans. Antennas and Propagation, pp. 444-454, Sept. 1961.
2. Kuan Min Lee and Ruey-Shi Chu, "Design and Analysis of a Multimode Feed Horn for a Monopulse Feed," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 2, Feb. 1988.
3. Juhjung Lee and Sangwook Nam, "Design of E-plane Monopulse Feeder Using Multimode Corrugated Rectangular Waveguide," IEEE AP-S, Seattle, USA, pp. 982-985, June 1994.
4. R. Baldwin and P. A. McInnes, "Corrugated Rectangular Horns for Use as Microwave Feeds," Proc. of IEE, Vol. 122, No. 5, May 1975.
5. G. H. Bryant, "Propagation in Corrugated Waveguides," Proc. of IEE, Vol. 166, No. 2, Feb. 1969.
6. Charles E. Profera, "Complex Radiation Patterns of Dual Mode Pyramidal Horns," IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 25, pp. 436-438, May 1977.



이 주 형(Juhjung Lee) 정회원  
1968년 3월생  
1991년: 서울대학교 전자공학과  
공학사  
1993년: 서울대학교 전자공학과  
석사  
1993년~현재: 서울대학교 대학  
원 전기공학부 박사과정  
재학

※주관심 분야: 레이더 급전구조, 안테나 어레이, CPW  
구조 해석

남 상 욱(Sangwook Nan) 정회원  
서울대학교 전기공학부 부교수