

## Ku 밴드 안테나 급전시스템 설계\*

문성익\*\* · 이정란\*\* · 양두영\*\*\*

### Design of Antenna Feed System for Ku Band\*

Seong-Ik Moon\*\* · Jung-Ran Lee\*\* and Doo-Yeong Yang\*\*\*

#### ABSTRACT

In this paper, design of the antenna feed system for Ku-band is presented by  $TE_{mn}^x$  mode theory. The antenna feed system consists of diplexer combined with transmitting filter and receiving filter, OMT(Othogonal Mode Transducer) and polarizer. These filters are designed by the insertion loss method which is applied to the mode matching method. Matching elements in the inner waveguide set to reduce mismatching conditions on the discontinuity imposed by T-junction, so that a diplexer is optimized and has the best property. The optimum filter appeared characteristics that reflected power is about -20dB in the receiving and the transmitting passband. The differential phase shift of the corrugated polarizer combined with OMT achieved  $90^\circ \pm 1^\circ$  within 14.0 - 14.5GHz frequency-band. The maximum VSWR is only about 1.02 and axial ratio(AR) is about 1.01. The designed feed system has suitably separated between the polarized wave and the frequency bandwidth.

**Key words** : Feed system, Ku-band,  $TE_{mn}^x$  mode theory

#### 1. 서론

세계 각국간에 통신교류가 급격히 팽창되면서 위성  
을 통한 무선통신이 활발히 이용되고 있다. Ku 밴드  
안테나 급전시스템은 위성통신 기지국에 필요한 시스  
템으로써 위성통신 설비중 기지국과의 송수신과 위성  
방송을 가능케 하는 에너지 급전시스템이다. 그리고

이 시스템은 단일 안테나를 이용하여 기지국에서 위  
성으로 신호를 전송하는 상향링크와 위성에서 기지국  
으로 신호를 전송하는 하향링크를 동시에 수행하는  
급전시스템이다. 또한 2개의 주파수에 해당되는 편파  
를 합성 또는 분리하고 동일주파수대의 전파를 동시  
에 송·수신할 수 있는 장치이다.<sup>1)</sup> 위성통신이 시작  
되었던 초기에는 송·수신을 할 경우 주파수 대역과  
편파의 방향을 각각 다르게 동작되도록 시스템을 구  
성하였다. 통신위성 INTELSAT I-VI호의 발전과정  
을 거치면서 동일 주파수대역에서 2중편파를 동시에  
사용하게 되었고 송·수신 시스템을 단일 시스템으로  
구성하여 운영하게 되었다. 이러한 요구에 따라 하나  
의 급전시스템으로 편파의 방향과 주파수를 분리하고

\* 본 논문은 '98년도 정보통신연구단의 대학기초 연구지원사업에  
의하여 연구되었음.

\*\* 제주대학교 대학원

Graduate School, Cheju Nat'l Univ.

\*\*\* 제주대학교 통신공학과

Dept. of Telecommunication Eng. Cheju Nat'l Univ.

결합시킬 수 있는 지상국 안테나 급전시스템이 개발되었고 이 시스템은 고도의 기술을 요구하는 복잡한 형태로 만들어졌다. 이 급전시스템은 크게 송·수신 여파기가 결합된 다이플렉서(diplexer), 편파기(polarizer), 직교모드변환기(Orthomode Transducer), 방향성결합기(directional coupler)등으로 구성된다. 다이플렉서는 송신과 수신에 대한 주파수와 편파방향을 분리하고 하나의 안테나로 동시에 송·수신을 수행할 수 있는 장치이다. 이 장치는 송신주파수 대역 여파기와 수신주파수 대역여파기로 구성된다. 따라서 대역여파기의 성능이 통신감도를 개선시키는데 커다란 영향을 미친다.<sup>2)</sup>

따라서 본 논문에서는 주파수가 높아짐에 따른 대역통과 이탈현상 및 저지대역 감쇄특성에 대한 영향을 고려하고, 삼입손실법에 의한 설계 데이터를 가지고 모드정합법에 적용하여 좀 더 정확한 이득특성을 산출함으로써 에너지 전송효율과 편파분리도 및 축비가 양호한 Ku 밴드 안테나 급전시스템을 설계한다.

## II. 위성통신 지구국용 Ku 밴드 급전시스템

### 2.1. 급전시스템의 기능

통신위성이 발전과정을 거치면서 동일주파수대역에서 2중편파를 동시에 사용할 수 있게 되었고 송·수신 시스템을 단일시스템으로 복합 구성하여 운영하게 되었다. 이 급전시스템은 크게 송·수신여파기가 결합된 다이플렉서, 편파의 방향을 만드는 편파기, 2개의 편파를 합성·분리하는 직교모드변환기, 방향성결합기등으로 구성된다. 이들을 각각 기능별로 살펴보면 다이플렉서는 송신과 수신에 대한 편파방향을 분리하여 하나의 안테나로 동시에 송·수신을 수행하는 장치이다. 편파기는 동일주파수를 재사용하기 위하여 이용되는데 선형편파를 발생시킬 경우 180° 편파기를 사용하고 원형편파를 발생시킬 경우는 90° 편파기를 사용한다. 직교모드변환기는 송신하고자 하는 신호를 2개의 직교신호로 합성시켜 편파기로 보내거나 안테나, 편파기를 거쳐 수신된 신호를 2개의 직교신호로 분리하는 장치이다.<sup>3)</sup>

### 2.2. Ku-밴드 급전시스템 구성소자

Ku-밴드 이중편파 급전시스템은 주파수를 분리하기 전에 편파성분을 먼저 분리한 후 송·수신 주파수 대역을 분리하는 편파-주파수 선택 급전시스템이다. 이 시스템은 Ku밴드 지구국 안테나에 사용되고 있으며 현재 유럽 통신위성시스템에 사용되고 있다.<sup>1)</sup>

Fig. 1은 Ku-밴드 이중편파 급전시스템으로써 Ku-밴드 편파-주파수 원편파 급전시스템이다. 이 시스템은 분기여파기회로, 90° 편파 발생기, 각 주파수대역에 대한 OMT 및 두개의 대역통과 여파기로 구성되어 있다. 이와 같은 시스템에서는 주파수를 토대로 파를 분리하고 각각의 편파를 분리함으로써 좋은 축비를 쉽게 얻을 수 있는 장점이 있다.

1. 분기여파기회로(Branching Filter Network) : 수신된 이중편파  $E_{R1}$ 과  $E_{L1}$ 을 파의 편파방향을 유지시키면서 수신단으로 보내거나 편파기에서 송출된 신호를 합성하여 안테나 단자로 입사시키는 역할을 한다.
2. 편파기(Polarizer) : 90° 편파기는 수신파인 원형편파  $E_{R1}$ 과  $E_{L1}$ 을 선형편파로 바꾸거나 송신파인 선형편파  $E_{R2}$ 와  $E_{L2}$ 을 원형편파로 바꾼다.
3. 직교모드변환기(Orthomode Transducer) : OMT는 두개의 직교성 기본모드를 송·수신하는 도파관이며, 이들 모드에 부합하는 두개의 분기도파관을 결합시키는 공통도파관이다. 선형편파의 수직성분과 수평성분, 그리고 원편파의 좌선회편파와 우선회편파를 분해하거나 합성하는 소자이다.
4. 대역통과 여파기(Band Pass Filter) : 송신신호가 수신단자로 유입되는 것을 차단하고, 안테나로부터 들어오는 수신신호를 최소한의 감쇄로 수신 주파수대역을 통과시키는 역할을 한다. 또는 그 역순의 역할을 한다.

## III. 송·수신 여파기 설계

다이플렉서는 송·수신 여파기로 구성된다. 이 부품은 송·수신 신호가 동시에 존재할 때 송신하고자 하는 신호와 수신하고자 하는 신호를 분리하는 매우 중요한 장치이다. 따라서 대역 여파기의 성능이 통신

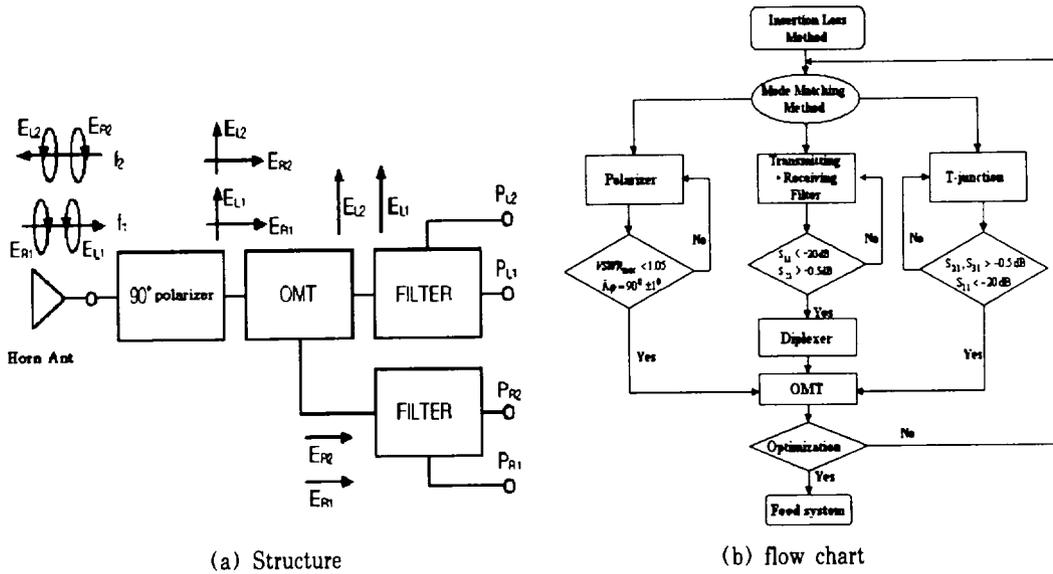


Fig. 1 Feed system for Ku-band

감도를 개선시키는데 커다란 영향을 미친다. 대역통과여파기는 도파관 내부에 도체판, 유전체판 및 도체봉을 삽입하여 구성하거나 도체벽면을 주름형태 (corrugate)로 깎아서 설계·제작한다. 전자의 경우 충격이나 물리적인 힘에 의해 특성이 달라질 수 있고 장기간 사용할 때 보정해 주어야 하는 단점이 있다. 주름형 도파관 여파기의 경우 도파관 자체로 구성되어 있기 때문에 견고하고 연구 보존적이라는 장점이 있지만 도파관의 불연속면에 대한 정확한 해석을 토대로 설계되어야 한다.<sup>4),5)</sup> 본 논문에서의 Ku밴드 위성통신용 다이플렉서는 송·수신 대역폭이 500MHz를 갖도록 설계한다.

### 3.1. Ku 밴드 위성통신용 송·수신 여파기 설계

도파관 여파기를 설계하는 방법에는 영상파라미터법과 삽입손실법이 있다. 이 설계 방법은 요구되는 통과대역과 저지대역 특성을 갖는 여파기를 설계하는데 사용된다. 영상파라미터법은 정확한 주파수 대역 특성을 규정하기가 어렵지만 삽입손실법은 회로합성법에 의해 설계하기 때문에 실현하고자 하는 주파수 대역특성을 얻을 수 있고 안정된 여파기 특성을 갖는다. 본 논문에서 설계하고자 하는 광대역 마이크

로파 여파기는 도파관 E면 계단 여파기로서 저역통과 여파기 이론을 바탕으로 분포정수형 계단 임피던스를 구하여 설계한다. 계단 임피던스를 구하는 방법은 삽입손실법에 근거하여 도파관 회로의 반사계수 특성식을 유도한 후 임피던스식으로 변환하여 구한다. 이와 같은 방법으로 계산된 계단 임피던스를 가지고 여파기를 구현하는 방법은 계단 임피던스의 값에 따라 도파관의 폭을 변화시켜 주름형으로 만든다. 이렇게 구성된 여파기는 중심부로 갈수록 임피던스값이 커지므로 계단폭이 넓어지고 양끝 가장자리로 갈수록 좁아지는 좌·우 대칭형이다.

계단 여파기를 설계함에 있어서 각 단의 계단 임피던스에 따라 도파관 E면 불연속 특성이 발생한다. 도파관 E면 불연속 특성은 전파모드인 기본모드와 감쇄모드인 고차모드를 발생시키게 되며 이는 통과대역 이탈현상을 초래하게 된다. 또한 송·수신 여파기를 결합하여 다이플렉서를 구성할 경우 접합면인 T-분기회로에서 송·수신 신호 분리회로가 나빠진다. 계단 여파기를 표준도파관을 사용하여 설계할 경우 여파기의 중심부 폭이 표준도파관의 E면 최대 폭보다 좁게 구현되도록 계단 임피던스값을 조정해야 한다. 급전시스템이 표준도파관으로 구성된 경우 표준도파

관으로부터 E면 계단 여파기로 파가 전송되면 결합부에서 반사파가 발생되어 전송효율이 떨어진다. 위에서 언급한 단점을 보완하기 위하여 모드정합법을 이용한다. 구형도파관에 불연속 경계면이 존재하면, 기본모드의 파가 입사되더라도 도파관내에는 기본모드와 더불어 고차모드가 발생한다. 불연속 경계면에서 야기되는 고차모드를 고려함으로써 불연속 경계면의 특성을 해석하기 위해 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법을 적용하였다. 이 모드정합법은 자동적으로  $E_x$  성분을 배제시킴으로써 불연속 방정식에서 고차모드항의 수를 줄이게 된다. 또한 기존의  $TE_{mn}^z - TM_{mn}^z$  모드정합법과 비교하면 수정된  $TE_{mn}^x$  모드정합법은 불연속면에 대한 전자계를 표현하는 모드 수가 감소되어 컴퓨터 계산시간과 기억용량이 줄어들고 수렴속도가 향상된다. 이와 같은 모드정합법은 원라인, 마이크로스트립 및 도파관 불연속 경계면으로 인한 산란특성 해석에 적용되어 왔고, E-면 계단형 여파기, 직렬결합 공진 여파기, 마이크로스트립 여파기 및 전력분배기와 같은 마이크로파 소자를 설계하는데 널리 이용되고 있다.<sup>6,7)</sup>

따라서 본 논문에서는 주파수가 높아짐에 따른 대역통과 이탈현상을 감소시키기 위해 비전파모드인 고차모드를 고려한 대역통과 송·수신 여파기를 설계한다. 이러한 송·수신 여파기를 설계하기 전 불연속 도파관의 특성을 해석하기 위해 이중면 불연속의 산란행렬을 모드 정합계수로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= [L_E L_H + U]^{-1} [L_E L_H - U] \\
 S_{12} &= 2[L_E L_H + U]^{-1} L_E \\
 S_{21} &= L_H (U - [L_E L_H + U]^{-1} [L_E L_H - U]) \\
 &= L_H [U - S_{11}] \quad (1) \\
 S_{22} &= U - 2L_H [L_E L_H + U]^{-1} L_E \\
 &= U - L_H S_{12}
 \end{aligned}$$

여기서 U는 단위행렬이고,

$$[L_E]_{\infty} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} (k_o^2 - (k_{xp}^I)^2)}{k_{zp}^I (k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2)}} \int \int_{F^{II}} T_p^I T_q^{II} dF$$

$$[L_{H_r}]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} (k_o^2 - (k_{xp}^I)^2)}{k_{zp}^I (k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2)}} \int \int_{F^{II}} T_p^I T_q^{II} dF$$

$$[L_{H_s}]_{qp} = \frac{4}{\sqrt{F^I F^{II}}} \sqrt{\frac{k_{zq}^{II} (k_o^2 - (k_{xq}^{II})^2)}{k_{zp}^I (k_o^2 - (k_{xp}^I)^2)}} \frac{k_{xp}^I k_{yp}^I}{k_{xq}^{II} k_{yq}^{II}} \int \int_{F^{II}} T_{py}^I T_{qy}^{II} dF$$

또한  $[L_{H_r}]$ 와  $[L_{H_s}]$ 를 이용하여  $[L_H]_{qp}$ 는 다음 절차에 따라 구성한다.

$$[L_H]_{qp} = [L_{H_r}]_{qp} : \text{모드 p 혹은 모드 q가}$$

$TE_{m0}$ 형인 경우

$$[L_H]_{qp} = [L_{H_s}]_{qp} : \text{모드 p 혹은 모드 q가}$$

$TE_{m0}$ 형이 아닌 경우

여기서 p, q는 각 영역의 모드이고, m, n값의 조합이다.

모드정합법에 의한 Ku 대역 송신여파기 설계 전 여파기의 크기를 결정하고, 에러를 줄이기 위해 본 논문에서는 Fletcher-Powell 방법을 사용했다.<sup>8)</sup> Fletcher-Powell 방법은 다음과 같이 표현된다.

$$F(\bar{x}) = \sum_{j=1}^L \frac{|S_{11}(\bar{x}, f_j)|^2}{|S_{21}(\bar{x}, f_j)|^2} \quad (2)$$

여기서  $\bar{x}$  는  $(x_1, x_2, x_3, x_4, \dots, x_n; y_1, y_2, y_3, y_4, \dots, y_n; l_1, l_2, l_3, l_4, \dots, l_n)$ ,  $x_i$ 와  $y_i$  는 각각 여파기의 장축과 단축의 크기이며  $l_i$  는 여파기의 길이이다. 그리고  $f_j$  는 원하는 주파수 범위를 말한다.

#### IV. 직교모드 변환기 설계

직교모드변환기는 두 개의 직교성 기본모드를 송·수신하는 도파관이며, 이를 모드에 부합하는 두 개의 분기 도파관을 결합시키는 공통 도파관이다. 이 공통 도파관은 수신되는 신호를 E면 분기와 H면 분기에 의해서 수평성분 신호와 수직성분 신호를 분리하는데 사용되고, 직교하는 송신 신호를 합성하여 편파기로

보내는 역할을 한다. 이 때 E면 분기와 H면 분기 부분에서 불연속 현상이 발생하여 송·수신 신호를 감쇄시키고, 공진 모드현상으로 인하여 대역통과 특성이 나빠진다.

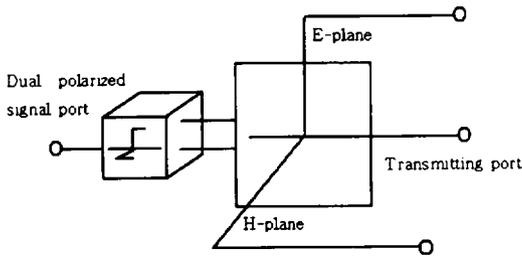


Fig. 2 OMT(Orthogonal Mode Transducer)

Fig. 2에서 Dual 포트는 두 직교성 모드를 전송하는 공동도파관이며 E-plane과 H-plane는 단일 기본 모드를 전송하는 Branch 도파관에 해당한다. 즉 OMT는 두 직교성 모드를 서로 직교하는 단일 기본 모드로 분할하며 Branch 도파관에 전송하거나 Branch 도파관에서 전송되어온 서로 다른 직교하는 단일 기본모드를 공동 도파관에 합성시켜 주는 일종의 편파 결합기로 동작한다.

#### 4.1. E면·H면 T-Junction 설계

2 포트 회로인 여파기 및 정합회로와 3 포트 회로인 T 접합회로간의 기본적인 연결관계는 Fig. 4와 같다. 여기서는 산란행렬  $S_{ij}$ 를 갖는 2 포트 회로의 출력부가 산란행렬  $S_{Lmn}$ 을 갖는 3 포트 회로의 입력부에 연결된 경우이다.

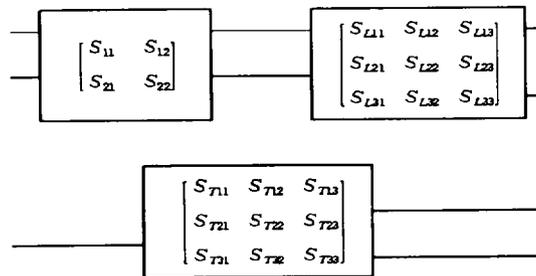


Fig. 3 Scattering matrix combination of a two-port and a three-port

2 포트 회로 출력부에서의 입사파와 반사파는 3 포트 회로 입력부에서의 반사파와 입사파로 볼 수 있으므로 전체 3 포트 회로의 산란행렬  $S_{Tmn}$ 을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 S_{T11} &= S_{11} + S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L11}S_{21} \\
 S_{T12} &= S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L12} \\
 S_{T13} &= S_{12}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L13} \\
 S_{T21} &= S_{L21}\{S_{21} + S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L11}S_{21}\} \\
 S_{T22} &= S_{L22} + S_{L21}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L12} \quad (3) \\
 S_{T23} &= S_{L23} + S_{L21}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L13} \\
 S_{T31} &= S_{L31}\{S_{21} + S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L11}S_{21}\} \\
 S_{T32} &= S_{L32} + S_{L31}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L12} \\
 S_{T33} &= S_{L33} + S_{L31}S_{22}[I - S_{L11}S_{22}]^{-1}S_{L13}
 \end{aligned}$$

여기서 모든 산란행렬 값들은  $TE_{mn}^r$  모드정합법에 의해 산출된 값들이다

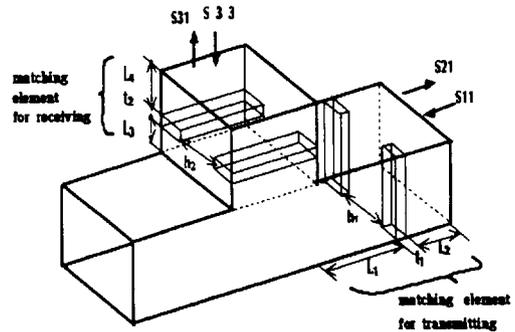


Fig. 4 Mode matching elements with inductance and capacitance

통과대역내의 부정합 조건을 제거하기 위한 과정으로, 다이플렉서의 양쪽 분기점에 모드정합회로를 삽입하여 전체 다이플렉서를 최적화 시킨다. 송신 주파수 대역과 수신 주파수 대역에서 반사되는 전력량을 조절하기 위해 Fig. 4처럼 금속성 창을 갖는 정합회로를 사용한다. 송·수신 신호를 원활히 분리 또는 합성시키기 위해서 수신단자인 E면 분기와 H면 분기 특성을 정확히 분석하고 송신부에서 공동 도파관

으로 연결된 부분의 특성을 해석하여 각 연결부위에 불연속특성을 정합 시킬 수 있는 정합소자를 삽입시켜야 한다.

즉, 본 논문에서 설계할 위성통신용 다이플렉서에는 유도성창과 용량성 창을 삽입하여 송·수신 주파수 대역에서 반사되는 전력량을 최소화시킨다.

Fig. 4에서 최적화 계수는 T 집합 분기회로에서 정합회로까지의 거리 (L1, L3), 정합회로의 두께 및 높이 (t1, t2, h1, h2) 그리고 정합회로에서 여파기까지의 거리 (L2, L4)이다. 이러한 최적화 계수를 다음과 같은 식에 적용하여 최적화 시킨다.<sup>9),10)</sup>

$$F(y) = \sum_{n=1}^M \left\{ \frac{a_m}{20 \log(|S_{ii}(y, f_n)|)} \right\}^2 = \min \quad (4)$$

여기서  $S_{ii} = S_{33}$  와  $S_{ii} = S_{11}$  는 각각 송·수신 정합 회로 설계시 적용하고  $M$ 은 통과대역에서의 최대 주파수 샘플링이다. 그리고  $f_n$ 는 주파수 샘플링,  $a_m$ 은 요구되는 반사 손실,  $y$ 는 정합회로 최적화 계수이다.

#### 4.2. 커러게이트 편파기 설계

편파기(polarizer)는 동일주파수를 재사용하기 위하여 선형편파를 발생시키거나 원형편파를 발생시키는 장치이다. 180° 편파기는 선형편파의 평면을 회전시키는데 사용되고 90° 편파기는 선형편파와 원형편파 사이의 변환에 사용된다. 현재 사용되고 있는 편파기는 선형편파와 원형편파에 따라 각각 다른 형태의 급전시스템을 구성하고 있다. 편파기를 구성하고 있는 방법에는 도파관 내부에 유전체, 자성체 등을 삽입시켜 편파의 형태를 변형시켜 만들거나 도파관의 형태를 지수 함수적인 주름형으로 변형시키는 방법이 있다.<sup>2)</sup> 본 논문에서는 제한된 주파수 자원을 좀더 활용할 수 있도록 선형편파와 원형편파 상호간에 선택적으로 변환할 수 있는 Ku 대역(band) 정방형 도파관(square waveguide)을 이용한 커러게이트(corrugated) 편파기를 설계한다. 원형편파에 많이 이용되는 E면 정방형 도파관 커러게이트 편파기설계에 있어서 직교모드인  $TE_{10}$  모드와  $TE_{01}$  모드간의 위상차와 정재파비(VSWR)가 예상되는 크기만큼 될 때까지 편파기의 파라미터를 변화시켜 최적화 한다.

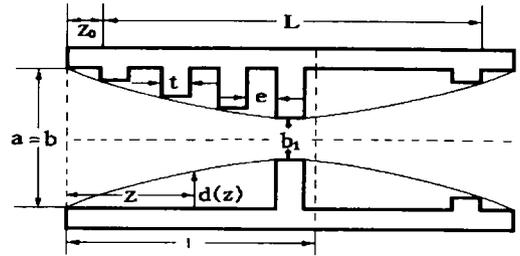


Fig. 5 Dimensions of the square waveguide

Fig. 5는 편파기의 단면도를 나타낸 것이다. 여기서  $a, b$ 는 크기가 같은 정방형 도파관을 사용하였고 편파기의 설계 데이터를 산출하기 위해 다음과 같은 지수함수를 이용하여 최적화 시킨다.

$$d(z) = \frac{b}{2} \left\{ 1 - \exp \left[ \ln \left( \frac{b_1}{b} \right) \left( \frac{z}{l} - \sin \left( 2\pi \frac{z}{l} \right) \right) \right] \right\} \quad (5)$$

여기서  $b$ 는 정방형 도파관의 폭,  $b_1$ 은 중심 커러게이트간의 높이,  $l = L/2 + z_0$  이고  $L$ 는 모든 커러게이트의 두께와 거리의 합이다. 커러게이트 수가 주어진 경우 최적화 파라미터  $\bar{x}$ 는 도파관의 면적  $b=a$ , 창 의 두께  $t$ , 창 의 거리  $e$ , 커러게이트의 개구면 최소높이를  $b_1$ 으로 놓는다. 또한 직교모드인  $TE_{10}$  모드와  $TE_{01}$ 모드의 크기는 같고 위상천이 각(phase shift angle)이 90°가 되도록 커러게이트의 폭과 높이를 결정하고 정방형 도파관을 이용한 Ku 대역 커러게이트 편파기를 설계하는 과정에서 에러를 줄이기 위해 다음과 같은 Error Function을 사용한다.<sup>11),12)</sup>

$$F(\bar{x}) = \sum_{i=1}^l (90^\circ - \Delta\phi(f_i))^2 + \sum_{i=1}^l |S_{11TE_{10}}(f_i)|^2 + \sum_{i=1}^l |S_{11TE_{01}}(f_i)|^2 = \min \quad (6)$$

여기서  $\Delta\phi$ 는 주파수  $f_i$ 에서 계산된 위상천이 각이며  $\arcs(S_{21TE_{01}}) - \arcs(S_{21TE_{10}})$ 이다.

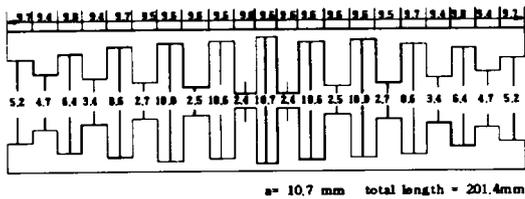
커러게이트 수와 적합한 주파수 범위가 주어진 경우 E-평면 커러게이트와 도파관의 면적  $\bar{x}$ 는 (6)식이 최소가 될 때 최적화가 된다.

## V. 시뮬레이션 결과

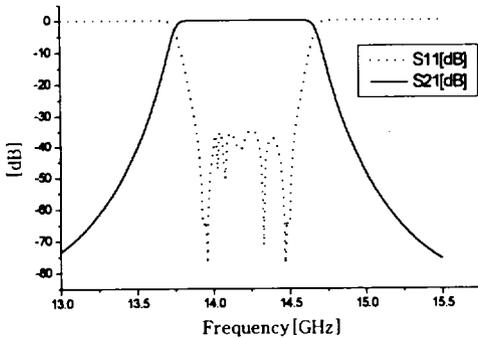
### 5.1. Ku 밴드 위성통신용 송·수신 여파기 설계결과

#### 5.1.1. 삽입손실법과 모드정합법에 의한 송·수신 여파기 설계결과

Fig. 6(a)는 설계된 송신 여파기의 단면도이고 Fig. 6(b)는 도파관의 불연속 경계면에서 야기되는 고차 모드로 인해 대역이탈 현상을 줄이기 위해 기본모드가 포함된 7개의 고차모드를 고려한 송신 여파기의 이득특성을 나타내었다. 그 결과 14.0~14.5GHz에서 통과 대역이 형성되었고 통과대역 내  $S_{11}$  값은 -35dB, 저지대역에서의  $S_{21}$  값은 -70dB이하로 떨어져 양호한 송신 여파기의 특성을 볼 수 있었다.



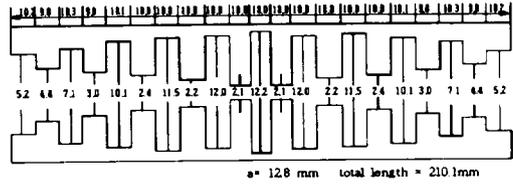
(a) Dimensions



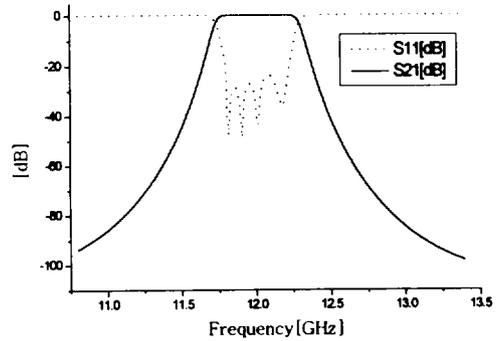
(b) Gain characteristic by mode matching method

Fig. 6 Transmitting filter for Ku-band

Fig. 7(a)는 설계된 수신 여파기의 단면도이고 삽입손실법에 의한 수신 여파기의 설계데이터를 가지고  $TE_{mn}^x$  모드정합법에 적용시켜 시뮬레이션한 결과를 Fig. 7(b)에 나타내었다. 11.7~12.2GHz에서 500MHz 대역폭을 갖는 수신여파기의 특성을 볼 수 있었다. 이 통



(a) Dimensions



(b) Gain characteristic by mode matching method

Fig. 7 Receiving filter for Ku-band

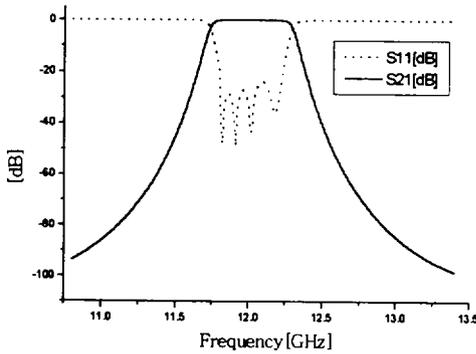
과 대역에서  $S_{11}$ 은 -20dB이하로 나타났으며, 저지대역에서의  $S_{21}$ 은 -80dB이하로 나타나 양호한 수신 여파기의 특성을 볼 수 있었다.

### 5.1.2. Ku 밴드 다이플렉서 설계결과

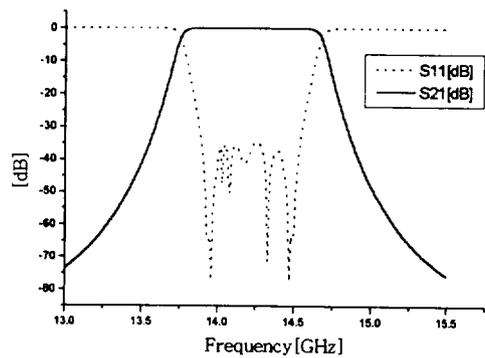
#### 5.1.2.1. 위성통신용 다이플렉서 설계결과

$TE_{mn}^x$  모드정합법을 적용하여 고차모드를 고려한 송·수신 여파기의 이득특성을 Fig. 8에 나타내었다. 고차모드를 고려함으로써 통과대역 및 저지대역 특성이 양호하게 나타났다.

송수신 여파기가 결합된 위성통신용 다이플렉서는 500MHz 대역폭을 가지며 수신대역이 11.7 - 12.2GHz, 송신대역이 14.0 - 14.5GHz인 주파수 대역을 갖는다. 설계방법은 송·수신 여파기의 결합부인 도파관 E분기면에 유도성창을 구성하여 송·수신 에너지가 반사 없이 전달되도록 전파모드이론을 적용하여 최적화 시켰다. 이때 정합회로의 설계값은  $L_1 = 0.98\text{cm}$ ,  $t_1 = 1.3\text{cm}$ ,  $L_2 = 2.8\text{cm}$ ,  $h_1 = 1.27\text{cm}$ ,  $L_3 = 0\text{cm}$ ,  $t_2 = 0.1\text{cm}$ ,  $L_4 = 2.6\text{cm}$ ,  $h_2 = 1.35\text{cm}$  이다.



(a) Gain characteristic for transmitting filter



(b) Gain characteristic for receiving filter

Fig. 8 Diplexer of Ku-band

송신부 정합회로는 주로 수신부 특성에 영향을 미치기 때문에 최적화계수를 미세조정하여 가장 양호한 수신부 이득특성을 갖도록 설계하였다. 분기회로의 수신부 정합회로는 송신부 정합방법과 마찬가지로 수신부에는 정합회로와 송신 여파기를 연결하고 송신부를 개방하여 송신부 이득특성이 가장 좋은 설계값을 갖도록 설계하는 것이 중요하다. 유도성창으로 최적화된 위성통신 다이플렉서의 각 분기점에는 앞에서 제시한 삼입손실법을 이용한 송·수신 여파기를 연결하였다. 이를 적용하여 최적화된 통신용 다이플렉서 이득 특성을 Fig. 9에 나타내었다. 통과대역내의 반사특성이 약 -20dB로 양호한 특성을 나타내고 저지대역에서도 -70dB이상의 차단특성을 나타낸다.

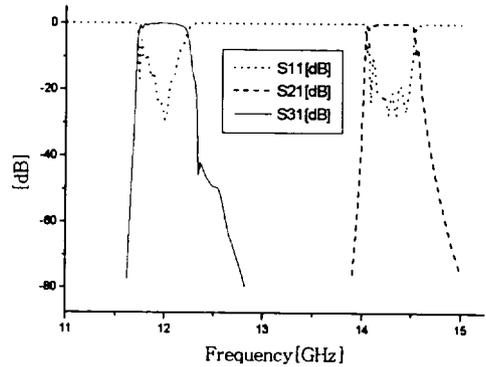


Fig. 9 Response of optimum diplexer with matching element(inductance)

## 5.2. 커러게이트 편파기 설계결과

원형편파에 많이 이용되는 E면 정방향 도파관 커러게이트 편파기 설계에 있어서 직교모드인  $TE_{10}$  모드와  $TE_{01}$  모드의 크기는 같고 위상천이 각이  $90^\circ$  가 되도록 커러게이트의 폭과 높이를 결정하였다. 이렇게 설계된 커러게이트 편파기의 설계 제원을 Table 1에 나타내었다. 이 편파기의 설계제원을 토대로 시뮬레이션한 결과를 Fig. 10에 나타내었다. 그 결과 Ku 대역 송신주파수인 14.0 - 14.5GHz에서  $90^\circ \pm 1^\circ$  의 위상천이 각을 볼 수 있었고, 주파수에 따른 정제파비, 축비가 각각 1.023, 1로 나타나 양호한 Ku 대역

편파기의 특성을 얻을 수 있었다.

## VI. 결론

본 논문에서 구성한 Ku 밴드 급전시스템은 기본모드만을 고려한 경우와 고차모드를 포함한 경우에 각 소자의 산란특성은 상당한 차이를 보였다. 대역통과 여파기의 경우에 있어서 도파관 E면 불연속 특성인 고차모드가 야기됨에 따른 대역이탈현상을 줄이기 위해 삼입손실법에 의한 설계 데이터를 가지고 모드정합법으로 최적화 시켰다. 그 결과 여파기의 송신대역

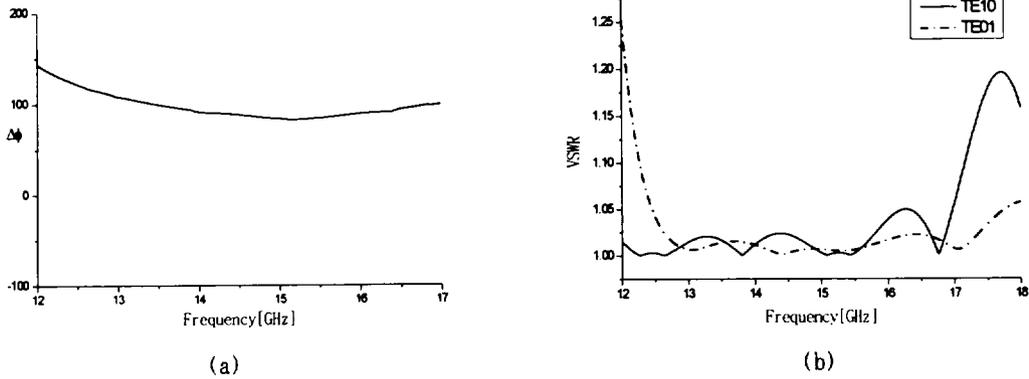


Fig. 10 Optimized Ku-band polarizer with iris 16

- (a) Differential phase shift(  $\Delta\phi$  ) as a function of frequency  
 (b) VSWR for  $TE_{10}$  and  $TE_{01}$  incidence as a function of frequency

Table 1 Design value of corrugated polarizer

Stage	Width (mm)	Length (mm)	Stage	Width (mm)	Length (mm)
1	18.8	3.54	18	14.17	2.18
2	17.88	2.18	19	18.8	3.54
3	18.8	3.54	20	14.63	2.18
4	16.86	2.18	21	18.8	3.54
5	18.8	3.54	22	15.11	2.18
6	16.50	2.18	23	18.8	3.54
7	18.8	3.54	24	15.472	2.18
8	16.13	2.18	25	18.8	3.54
9	18.8	3.54	26	16.13	2.18
10	15.472	2.18	27	18.8	3.54
11	18.8	3.54	28	16.50	2.18
12	15.11	2.18	29	18.8	3.54
13	18.8	3.54	30	16.86	2.18
14	14.63	2.18	31	18.8	3.54
15	18.8	3.54	32	17.88	2.18
16	14.17	2.18	33	18.8	3.54
17	18.8	3.54			
Total length	95.06 mm				

과 수신대역은 각각 14.0 - 14.5, 11.7 - 12.2GHz에서 형성되었고, 통과대역에서  $S_{11}$ 이 -20dB 이하로 나타

나 양호한 여파기의 특성을 볼 수 있었다. 그리고 송·수신 여파기가 결합된 다이플렉서는 통과대역내 부정합 조건을 제거하기 위해 E, H분기면을 결합 구성한 직교모드 변환기는 각각 유도성과 용량성 창으로 구성된 분기회로를 사용했다. 그 결과 위성통신용 다이플렉서는 수신대역이 11.7 - 12.2 GHz, 송신대역이 14.0 - 14.5GHz인 다이플렉서이다. 위성통신용 다이플렉서는 송·수신 신호를 분리하기 위한 도파관 분기회로로 가로, 세로의 크기가 1.38cm 인 E면 분기회로를 사용했다. 이러한 분기회로와 송·수신 여파기를 결합했을 때 통과대역내 부정합으로 인하여 이득특성이 나빠지는 것을 막기 위해 송·수신 여파기와 T 접합면 사이에 정합소자인 유도성창과 용량성창을 삽입함으로써 양호한 위성통신용 다이플렉서를 설계할 수 있었다.

구형창 커리게이트 편파기는 정방형 도파관의 커리게이트 불연속면에서 발생되는 고차모드를 고려한 결과 13개의 고차모드를 고려했을 때 수렴함을 알 수 있었다. 그리고 커리게이트 지수함수를 이용하여 편파기를 설계한 결과 14.0 - 14.5 GHz 대역에서 위상천이 각, 정재파비 및 축비는 각각  $90^\circ \pm 1^\circ$ , 1.023, 1로 나타나 양호한 편파기를 설계할 수 있었다.

본 논문에서 구성한 Ku 밴드 급전시스템은 편파와 주파수를 선택적으로 분리하는 급전시스템에 유용하게 이용될 것이다.

참고문헌

- 1) 최상윤, 강우정, 이상용, 1993, "도파관 전계면 불연속 구조를 이용한 위성중계기용 다이플렉서 설계", pp. 316-317.
- 2) Takashi Kitsuregawa, 1989, Advanced Technology in Satellite Communication Antennas ,Arthech House, pp. 81-90.
- 3) 양두영, 이민수, 강부식, 박재신, 1996, 위성통신 기저국용 C-밴드 2중편파 급전시스템 개발, 96 정보 통신기초 연구과제 최종보고서, 한국통신 연구개발원.
- 4) R. Levy, 1965, Table of Element Values for the Distributed Low-Pass Prototype Filter, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13, pp. 514-536.
- 5) R. Levy, 1971, Aperiodic Tapered Corrugated Filter, U.S.Patent, pp. 35-48.
- 6) Peter A. Rizzi, 1988, Microwave Engineering Passive Circuits, Prence-Hall, Inc.
- 7) Bornemann, J., R. Vahldieck, 1990, Characterization of a Class of Waveguide Discontinuities Using a Modified  $TE_{mn}^x$  Mode Approach, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-38, pp. 1816-1822.
- 8) Patzlet, H. and F. Arndt, 1982, Double-plane Steps in Rectangular Waveguides and Their Application for Transformers, Irises, and Filters, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-30, pp. 771-776.
- 9) F. Arndt, I. Ahrens and U. Papziner, 1987, Optimized E-plane T-junction Series Power Divide, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-35, pp. 1052-1059.
- 10) J. Dttloff and F. Arndt, 1989, Rigorous Field Theory Design of Millimeter-Wave E-plane Intergrated Circuit Multiplexers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-37, pp. 340-350.
- 11) U. Tucholke, F. arndt and R. Wriedt, 1986, Field Theory Design of Square Waveguide Iris Polarizers, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-34, pp. 156-159.
- 12) Jaroslav Uher, Jense Boremann, Uwe Rosenberg, 1993, Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD, McGraw-Hill.