

Ku-Band 위성통신을 위한 지상국용 고전력 Duplexer의 설계

이 동철 **,이 용 민*,최 진 일*,나 극 환*
광운대학교 전자공학과*

A Design of a High Power Duplexer for the Ground Station of Ku-Band Satellite Communication

D.C.Lee*, Y.M.Lee*, J.I. CHOI *, K.H. Ra**
*Kwangwoon-Univ.

Abstract

This paper presents the designing scheme of the duplexer for ground station using rectangular waveguide.

The duplexer consists of 2-channel bandpass filters having asymmetrical inductive window and inductive post obstacles, coupled with H-plane Apertured-coupled junction, and operating in the frequency ranges of 14.5 ~ 14.8GHz and 11.7 ~ 12.0 GHz which are the DBS up/downlink for the domestic Ku-band ground station

제 1 장. 서 론

본 연구에서 설7계, 제작한 다이플렉서는 2개의 필터로 구성되며 지상국에서 안테나 다음단에 위치하여 송신 신호와 수신신호를 서로 간섭없이 분리시켜주는 역할을 하는 장치이다.

다이플렉서의 수신필터를 설계할 때는 인공위성에서 지상국까지 신호의 많은 왜곡으로 인하여 수신신호의 입력전력준위가 매우 미약하므로 삽입손실이 적은 구조로 설계하여야 한다. 반면 송신필터의 경우 지상국의 대전력 증폭기의 다음단에서 송신 신호를 안테나로 전달해 주어야 하므로 대전력용으로 설계하여야 한다.

필터의 삽입손실은 필터의 무부하 Q_u 와 관계가 있는 것이 밝혀져 있으므로 필터의 설계시 무부하 Q_u 가 큰 구조로 설계하여야 한다.

본 연구에서는 수신필터의 삽입손실을 최소화하기 위해 도파관의 장애물 중 제작이 용이하고 비교적 제작상의 오차를 줄일수 있는 원통형 Post 를 사용하여 제작하였으며, 송신필터의 경우 원통형 Post 의 경우 각 서셉턴스에 따라 Post 의 직경을 변화시키는 어려움 때문에 비대칭형 인덕티브 창을 이용하여 필터를 제작하였다.

각 필터는 Tchebycheff 형 필터로 설계하였으며, 송신 주파수 14.5~14.8 GHz 와 수신 주파수 11.7~12.0 GHz 대역을 갖는 대역통과필터 형태로 설계하고, 이를 자계면 Aperture-coupled T-접합으로 결합하여 지상국용 다이플렉서를 제작하였다.

다이플렉서의 경우 각 필터간의 아이솔레이션(Isolation)이 중요하므로 송신필터의 경우 수신필터의 통과대역 중심주파수인 11.85 GHz 에서 -40 dB 이하의 감쇠를 갖도록 5개의 공진기를 사용하여 송신필터를 설계하였고, 수신필터의 경우 송신필터의 중심주파수인 14.65 GHz 에서 -60 dB 감쇠를 갖도록 6개의 공진기를 사용하여 수신필터를 설계하였다.

제작된 송신필터와 수신필터의 장애물의 등가회로와 이에 따른 수식은 Marcuvitz 의 수식을 이용하였다. 자계면 Aperture-coupled T-접합을 이용하여 2개의 필터를 합성하였으며 T-접합에서 본 각 필터의 각 입력 어드미턴스와 T-접합의 어드미턴스를 정합하여 송신신호와 수신신호가 서로 간섭을 일으키지 않도록 T-접합의 기준점으로부터 각 필터의 입력단까지의 거리를 구하였다. 제작후 제작상의 오차는 미세조정나사를 사용하여 보정하였다.

제 2 장. 필터의 설계

일반적으로 초고주파 필터를 설계할 때는 그림 1. 과 같이 집중정수소자(Lumped Element)로 이루어진 저역통과 원형필터로부터 주파수 변환식을 이용하여 집중정수소자로 구성된 대역통과필터를 설계한 다음 이를 초고주파용 필터에 맞도록 분포정수소자로 변환하는 과정을 거쳐 된다.

그림 2. 는 저역통과필터의 주파수 응답을 나타낸 것이다.

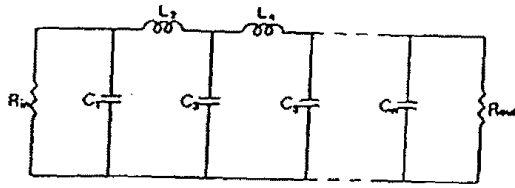


그림 1. 저역통과필터

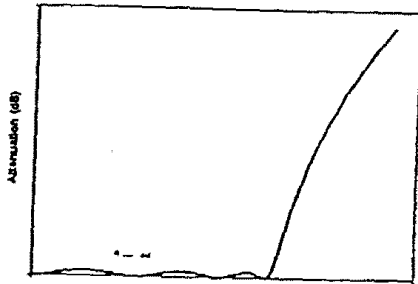


그림 2. 저역통과필터의 주파수 응답

대역통과필터를 설계하기 위하여 저역통과필터를 식 (1) 과 같은 주파수 변환식을 사용하여 그림 3. 과 같은 형태의 대역통과필터로 설계할 수 있다. 설계된 대역통과 필터의 주파수 응답은 그림 4. 와 같다.

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{2}{W} \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) \quad (1)$$

여기서,

$$W = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad \omega_0 = \frac{\omega_2 + \omega_1}{2} \quad (2)$$

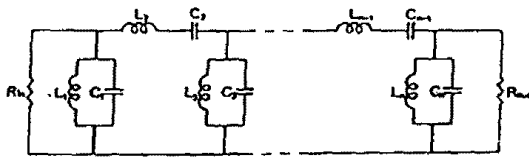


그림 3. 대역통과원형필터

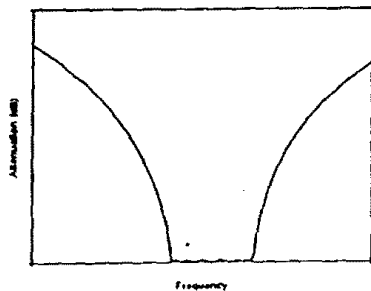


그림 4. 대역통과원형필터의 주파수 응답

도파관으로 필터를 구성하는 경우 직렬공진기와 병렬공진기를 동시에 구현하는것이 불가능하므로, 임피던스 인버터나 어드미턴스 인버터를 사용하여 직렬 또는 병렬공진기 만으로 구성된 회로로 변환하여야 한다.

본 연구에서는 임피던스 인버터를 사용하여 병렬공진기를 제거하였다. 그림 5. 에 임피던스 인버터를 사용하여 구성된 대역통과필터의 회로를 나타내었다.

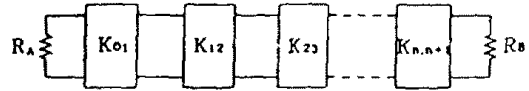


그림 5. 임피던스 인버터를 포함한 대역통과필터의 회로

각 임피던스 인버터의 값은 다음의 식(3)에서 구할 수 있다.

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega \lambda}{g_0 g_1 W_1}} \quad (3-1)$$

여기서 $\omega \lambda$ 와 λ_{g0} 는 다음과 같다.

$$\omega \lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad \lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2} \quad (4)$$

$g_0, g_1, g_2 \dots g_{n+1}$ 은 저역통과원형필터의 소자값이며, W_1 는 저역통과원형필터의 통과대역내에서의 차단주파수이다.

표2는 본연구에서 설계,제작한 다이플렉서의 설계사양이다.

표 2. 설 계 사 양

설 계 사 양	
1. 주파수 대역	송신 주파수 : 14.5 ~ 14.8 GHz 수신 주파수 : 11.7 ~ 12.0 GHz
2. 삽입 손실	최대 0.6 dB
3. 반사 손실	송신 필터 (Tx) : -20 dB 이하 수신 필터 (Rx) : -20 dB 이하
4. Isolation	송신 필터 (Tx) : 11.85 GHz 에서 -40 dB 이하 수신 필터 (Rx) : 14.65 GHz 에서 -60 dB 이하
5. 입력 최대 전력	1.0 KWatts

제 3 장 송신필터의 설계

본 연구에서 설계한 지상국용 Ku-band High Power 다이플렉서의 송신 필터는 14.5 GHz ~ 14.8 GHz 의 주파수대역내에서 송신 시스템으로부터 대전력을 전달받아 안테나단에 대전력을 전달해야하므로 저손실 도파관 필터를 사용하여 대전력용으로 설계하여야 한다. 대전력용 필터의 설계를 위해서는 각 Cavity 의 무부하 Q_0 가 큰 구조를 취하여야 한다.^[6]

송신 필터는 주파수 대역폭이 300 MHz 로 WR-75 도파관에 Asymmetrical Inductive Window 를 부가하여 도파관 Cavity 필터로 구현하였다.

이 경우에 Window 의 두께에 의하여 필터의 Power Handling Capability 가 결정되는데, 본 연구에서는 Inductive Window 를 약 0.7 mm 에서 1.0 mm 정도의 두께를 Beryllium Copper 금속으로 제작함으로써 신뢰도를 향상시켰다. 송신 필터에 사용된 Asymmetrical Inductive Window 의 단면도와 등가회로를 그림 6. 에 보였으며, 이의 설계과정은 다음과 같다.

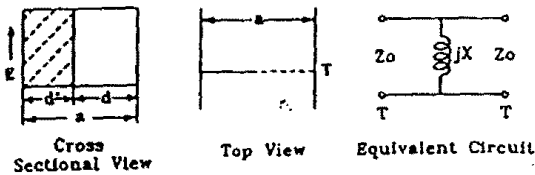


그림 6. Asymmetrical Inductive Window 의 단면도와 등가회로

우선 저역통과원형필터를 주파수 변환시에 의해 대역 통과필터로 변환한 다음, 임피던스 인버터를 이용하여 다음과 같이 설계한다.

먼저 0.01 dB Tchevycheff 필터의 정규화된 소자값 $g_0, g_1, g_2, g_3, \dots$ 로부터 각 임피던스 인버터의 값을 다음 식을 이용하여 구한다

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 W_1}} = \frac{K_{56}}{Z_0} \quad (5-1)$$

$$\frac{K_{12}}{Z_0} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega_1} \frac{1}{\sqrt{g_1 g_2}} = \frac{K_{45}}{Z_0} \quad (5-2)$$

$$\frac{K_{23}}{Z_0} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega_1} \frac{1}{\sqrt{g_2 g_3}} = \frac{K_{34}}{Z_0} \quad (5-3)$$

임피던스 인버터로값으로부터 그림 6. 의 등가회로상에 있는 각 Window 의 리액턴스 값을 다음과 같이 구한다.

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \frac{1}{1 - \left(\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}\right)^2} \quad (6)$$

정규화된 소자값의 대칭성에 의해 Window 의 리액턴

스 값은 다음과 같다.

$$\frac{X_{01}}{Z_0} = \frac{X_{56}}{Z_0} \quad (7-1)$$

$$\frac{X_{12}}{Z_0} = \frac{X_{45}}{Z_0} \quad (7-2)$$

$$\frac{X_{23}}{Z_0} = \frac{X_{34}}{Z_0} \quad (7-3)$$

위에서 구한 Inductive Window 각각의 리액턴스 값으로부터 Radian 값으로 표시되는 각 Cavity 의 전기적 길이를 구한 후, 이로부터 실제 Cavity 의 물리적 길이를 구한다. 이에 의해 제작된 필터는 반파장 공진기가 기본으로, 이때 Cavity 의 전기적 길이는 반파장에 임피던스 인버터의 길이를 더하여 결정한다.

● 전기적 길이 θ_j

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left(\tan^{-1} \frac{2X_{j,j-1}}{Z_0} + \tan^{-1} \frac{2X_{j,j+1}}{Z_0} \right) \quad (8)$$

● 물리적 길이 l_j

$$l_1 = l_5 = \frac{\theta_1 \lambda_{g0}}{2 \pi} \quad (9-1)$$

$$l_2 = l_4 = \frac{\theta_2 \lambda_{g0}}{2 \pi} \quad (9-2)$$

$$l_3 = \frac{\theta_3 \lambda_{g0}}{2 \pi} \quad (9-3)$$

설계사양을 만족하는 필터의 제작을 위해 비대칭 Window 를 사용하였는데, 이 형태는 대칭적 Window 에 비해 제작이 간단하다는 장점이 있다.

14.5 GHz ~ 14.8 GHz 의 300 MHz 대역폭을 갖도록 제작된 송신 필터는 5 개의 공진기를 사용하여 구성하였으며, 필터의 Window 폭과 공진기의 길이는 표 2.와 같다.

제 4 장 수신 필터의 설계

일반적으로 지상국용 다이플렉서에 사용되는 수신 필터 단은 안테나를 통해 입력되는 신호의 전력준위가 매우 낮으므로 삽입손실이 적도록 설계해야한다.

본 연구에서는 제작상의 오차를 줄임으로써 삽입손실

표 3. 설계된 송신필터의 외부사양

	Window 의 폭 (mm) (d)	공진기의 길이 (mm) (l)
1	9.906	10.8204
2	12.573	11.811
3	13.335	11.8872
4	13.335	11.811
5	12.573	10.8204
6	9.906	

을 최소로 하기 위해 Inductive Window 에 비해 제작공정이 비교적 간단한 Inductive Post 를 사용하여 수신필터를 제작하였다.

이 방법에 의해 필터를 구성하면 Iris 대신 원통형 Post 를 사용함으로써, Iris 결합형 공진기 필터를 제작할 때와 같이 얇은 박막을 고정시키기 위해 공진기를 잘라야 하는 등의 불편을 줄일 수 있다. 이러한 Post 결합형 공진기 필터는 제작이 용이하고 삽입손실면에서도 Iris 형 필터보다 다소 우수한 것으로 알려져 있다.

수신필터는 WR-75 도파관에 Inductive Post 를 부가하여 11.7 GHz ~ 12.0 GHz 의 300 MHz 주파수 대역을 갖도록 0.01 dB Ripple 을 갖는 Tchevycheff 필터형태의 6 개의 공진기로 설계하였다. Inductive Post 를 사용하여 필터를 설계하는 경우 공진기의 길이는 Post 의 반경으로 인해 생기는 기생 커패시턴스를 상쇄하도록 설계해야 한다. 수신필터의 설계과정은 Inductive Window Filter 설계방법과 같은 설계식을 이용하였으며 Post 의 Size, 즉 Diameter 의 크기는 Inductive Coupling 에 의해 결정된다.

Inductive Post 의 단면도와 등가회로는 그림 7. 과 같다.

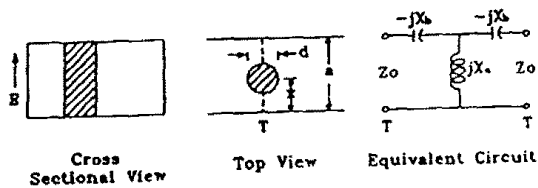


그림 7. Inductive Post의 단면도와 등가회로

Inductive Post 를 사용하여 6 개의 공진기로 구성된 수신필터의 외부사양은 다음과 같다.

제 5 장 필터의 합성

다이플렉서는 안테나 다음단에서 송,수신신호를 서로 간섭없이 분리시켜주는 역할을 하는 장치이다. 본 연구에서는 송,수신 신호를 서로 간섭없이 분리시키기 위해 송, 수신필터의 Combining Network 을 Waveguide H-plane Aperture-coupled Junction 으로 설계하여 안테나 port 에 연결하였다.

표 4. 설계된 수신필터의 외부 사양

	Post 의 직경 (mm) (d)	공진기의 길이 (mm) (l)
1	1.524	13.97
2	3.8862	14.478
3	5.4615	14.986
4	5.5245	14.986
5	5.4615	14.478
6	3.8862	13.97
7	1.524	

그림 8. 은 Junction 을 이용한 다이플렉서를 나타낸 것이다. 그림에서 보면 f_2 주파수에서는 $Z_1 = \infty$ 가 되도록 하여 l_1 을 결정하고, f_1 주파수에서 $Z_2 = \infty$ 가 되도록 하여 l_2 를 결정하였다.

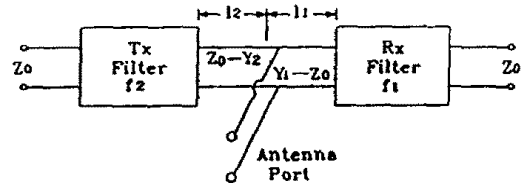


그림 8. Junction 을 이용한 Diplexer

송,수신 신호의 간섭을 최소화 하기 위해서는 등가회로상에 있는 접합의 기준점에서 본 각 필터의 임피던스와 접합의 임피던스를 정합시켜야 한다. 즉, 수신필터단에서는 송신 중심주파수 14.65 GHz 에 대해 무한대의 임피던스를 갖고 송신필터단에서는 수신 중심주파수 11.85 GHz 에 대해 무한대의 임피던스를 갖도록 l_1 과 l_2 를 결정해야 한다.

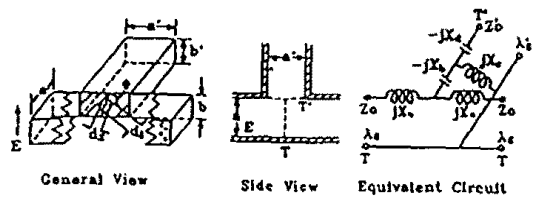


그림 9. Apertured-coupled Junction 의 등가회로

그림 9.의 등가회로에 표시된 리액턴스 값 X_a , X_b , X_c , X_d 가 접합의 기준점 T와 T'에서 필터의 임피던스와 결합되어 상쇄될 수 있도록 필터의 입력 길이를 정해 주면 송수신단 각각의 주파수에서 도파관의 특성 임피던스(Z_0)에 정합된 결과를 얻을 수 있다. 등가회로상의 각 리액턴스 값은 Marcuvitz의 수식과 data를 이용하였다.^[2] 이와 같은 과정을 거쳐서 계산된 송수신필터의 입력단의 길이 l_1 과 l_2 는 각각 0.380"와 0.258"이다.

다음은 제작된 다이플렉서의 외형과 측정 결과를 나타낸 것이다.

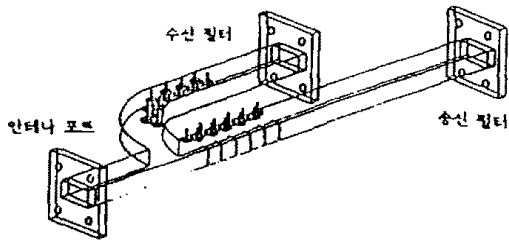


그림 10. 제작된 다이플렉서의 외형

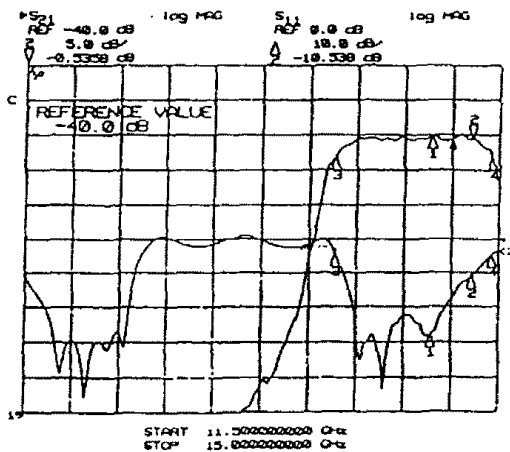


그림 11. 송신필터의 측정결과

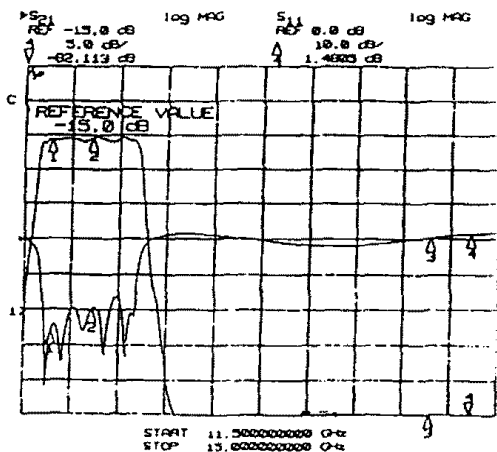


그림 12. 수신필터의 측정결과

제 6 장. 결 론

본 연구에서 설계, 제작한 다이플렉서는 도파관 내의 장애물을 Inductive Window와 Inductive Post를 사용하여 송수신필터를 설계하였으며, 이를 H-Plane Aperture-coupled T-접합으로 설계하는 방법을 제시하였다. 측정결과에서 송신필터와 수신필터의 삽입손실은 약 0.5 dB로 설계사양을 만족하였고, 송신필터의 경우 11.85 GHz에서 -40 dB 이하의 감쇠를 보였고, 수신필터의 경우 14.65 GHz에서 -60 dB 이하로 송수신신호간의 Isolation 특성을 나타내었다. 반사손실도 송수신필터 모두 -20 dB 이하로 설계사양을 만족시켰다.

제작 과정에서 각 Post 간의 직경이나 Window 폭에 따른 제작상의 오차를 보정하기 위해 Tuning Screw를 이용하였다.

본 연구에서 도파관 필터를 제작하는 여러 가지 방법 중 Inductive Window와 Inductive Post를 사용하여 제작하는 방법을 제시하였고, 결과를 통해 이를 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] George L. Mattahei, Leo Young, E.M.T Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling structures" New York : McGraw Hill, 1964
- [2] N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook" , New York : McGraw Hill, 1951
- [3] Y.Leviaian, A.T. Adams, Jose Perin, "Single - Post Inductive Obstacles in Rectangular Waveguide" IEEE TRANS. Microwave
- [4] S.B. Cohn "Direct-coupled Resonator Filters" IRE Proc. vol. 45 pp 187 ~ 196 Feb. 1957
- [5] F.Amat et al. "Modal S-matrix method for the optimum design of inductively direct-coupled cavity filter" IEEE Proceedings vol. 133 pp 341 - 350 Oct. 1986
- [6] E.G.Fubini & E.A. Guillemin "Minimum Insertion Loss Filters" Proc.IRE 1959 pp 37 - 41