

저궤도 위성 관제용 S-대역 다이플렉서 설계 및 제작

안상일^{1†}, 박동철²

¹한국항공우주연구원 우주응용센터 위성운영실 지상체계개발팀
²충남대학교 전기정보통신공학부 전파공학과

DESIGN AND FABRICATION OF S-BAND DIPLEXER FOR LEO TT&C APPLICATION

Sang-Il Ahn^{1†} and Dong-Chul Park²

¹Ground System Development Dept., Korea Aerospace Research Institute, Daejeon 305-333, Korea

²Dept. of Radio Science and Engineering, Chungnam National University, Daejeon 305-764, Korea

E-mail: siahn@kari.re.kr

(Received October 09, 2007; Accepted November 07, 2007)

요 약

다이플렉서는 주파수가 다른 상향신호와 하향신호를 분리해서 하나의 안테나로 위성과의 통신을 할 수 있게 해주는 핵심 장치이다. 이 논문에서는 저궤도 위성관제에 사용되는 S-대역 다이플렉서의 설계 및 제작에 대한 내용을 기술하고 있다. 높은 수용전력과 낮은 삽입손실의 요구에 대해 이 논문에서는 unloaded Q 값이 높은 air cavity형 공진기를 사용하였다. 설계에 앞서 공진기의 구조로부터 이의 등가회로 및 unloaded Q 를 산출하였다. 제작 및 조정의 용이성을 위해 공진기들 간의 결합량을 상용 전자장 시뮬레이터(EESOF ADSTM)를 이용하여 분석한 후 이 결과를 2차 다항식으로 표현하였다. 특히 송신과 수신과의 분리도를 강화하기 위해 유도성과 용량성 감쇄극을 각각 삽입하였고 이에 대한 효과를 기술하였다. 제작된 S-대역 다이플렉서는 8단의 공진기를 사용한 2개의 여파기로 구성되어 있으며 측정을 통해 통과대역에서 0.5dB 미만의 삽입손실과 20dB 이상의 반사손실, 그리고 100dB 이상의 분리도의 성능요구사항을 만족하였다.

ABSTRACT

Diplexer is one of core devices needed to communicate with satellite using single ground antenna by separating uplink and downlink signal. This paper presents the design of the S-band diplexer for LEO TT&C application, especially for KOMPSAT (Korea Multi-Purpose SATellite). To cope with requirements such as high handling power, low insertion loss, air-cavity resonator with high quality factor was considered as one of design drivers. Design was started with predicting unloaded Q and equivalent circuit from the structure of air-cavity resonator. For the convenience of adjustment, the coupling factor placed between resonators was estimated from COTS EM (Electro-Magnetic) simulator, EESOF ADSTM, and expressed with 2-order polynomial regression. To improve the isolation between transmitting part (Tx) and receiving part (Rx), the inductive and capacitive attenuation poles were inserted between 4th and 6th resonator respectively. The fabricated diplexer consists of two

[†]corresponding author

표 1. S-대역 다이플렉서의 주요 사양.

	송신	수신
주파수 범위	2025 ~ 2110MHz	2200 ~ 2290MHz
삽입손실	0.5dB	0.5dB
통과대역 리플	0.3dB	0.3dB
반사손실	20dB (minimum)	20dB (minimum)
격리도	100dB (minimum)	100dB (minimum)
수용 전력	30W (maximum)	Not Applicable

bandpass filters and each filter has eight resonants. From the measurement, it was shown that major requirements such as 0.5dB of insertion loss, 20dB of return loss and 100dB of isolation were fully satisfied within passband.

Keywords: diplexer, KOMPSAT, TT&C, operation

1. 서론

대부분의 저궤도 지구관측 위성은 태양 동기의 궤도를 유지하면서 위성에 탑재된 각종 카메라 및 측정센서를 이용하여 획득한 데이터를 지상으로 전송하여, 지상에서는 처리 후 결과물을 이용해 자연자해 및 감시, 지질 및 환경 조사 등의 다양한 용도에 활용되고 있다. 이러한 저궤도 위성의 관제를 위해 S-대역 주파수를 이용하여 위성으로 원격명령을 전송하고 위성으로부터 위성상태 데이터를 수신하게 된다. 또한 상기 대역의 주파수를 이용하여 위성의 궤도정보를 얻기 위해 원격거리 측정을 수행하게 된다. 이러한 위성관제를 위해 기존의 대형안테나시스템에서는 고출력의 송신 신호와 미약한 수신 신호를 분리시키기 위한 다이플렉서로써 도파관의 형태가 주로 사용되었다. 하지만 이러한 대형안테나시스템 대신에 이동성 및 유지보수 측면에서 장점이 있는 소형 안테나를 통한 관제의 필요성이 다목적 실용위성에 대해 제기되었다.

일반적으로 도파관 다이플렉서는 주파수에 반비례하여 크기가 결정된다. 대표적인 상용제품으로써 미국의 Vertex사의 S-대역 다이플렉서(108900-01)는 크기는 $213.36 \times 18.36 \times 5.87\text{cm}^3$ 이다. 소형관제시스템의 경우 다이플렉서는 안테나의 반사판에 부착되어 설치되어야 하므로 도파관 형태의 다이플렉서와는 달리 소형화 및 경량화의 다이플렉서의 개발이 필요하게 되었다. 표 1은 S-대역에서 사용되는 다이플렉서의 주요 사양을 정리한 것이다.

다이플렉서는 하나의 안테나를 이용하여 송신과 수신을 동시에 수행할 경우에 필요한 장치이며 두 개의 독립적인 여파기를 이용하여 송신과 수신신호를 상호간섭이 없도록 분리시키는 역할을 한다.

다이플렉서를 구성하는 각각의 여파를 설계할 때, 수신측에서는 위성의 상태데이터가 매우 미약한 상태로 수신되므로 통과되는 전력의 고려보다는 수신단의 잡음특성을 향상시키기 위하여 통과 대역내의 삽입손실을 최소화하고 대역 외의 신호에 대해서는 높은 차단 특성을 갖도록 하여야 한다. 한편, 송신측에서는 위성으로 명령을 전송하기 위해 높은 전력의 신호가 통과되는데 이때에도 역시 발열에 의한 여파기의 성능 저하를 피하기 위해 낮은 삽입손실이 요구된다.

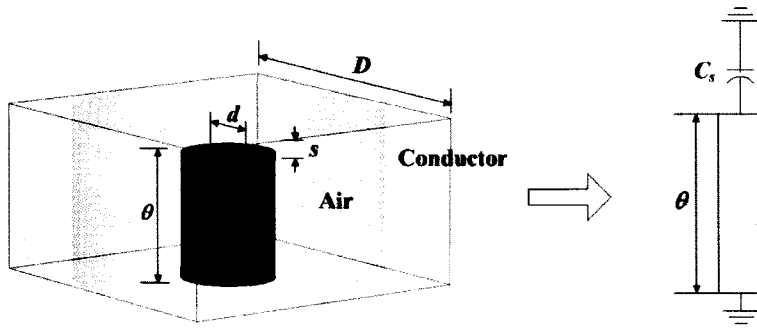


그림 1. Air Cavity 공진기의 구조 및 등가회로.

표 1에 나타난 요구성능은 도파관형태의 다이플렉서에서는 비교적 구현이 용이한 반면 소형관계 시스템에 장착을 목적으로 한 다이플렉서는 소형이면서 높은 unloaded Q를 갖는 공진기를 사용해야 한다. 이 논문에서는 표 1에서 나타낸 성능을 만족하기 위해 air-cavity 공진기를 사용하여 설계 및 제작을 수행한 내용이 작성되어 있다.

설계에 앞서 air-cavity 공진기의 구조에 따른 특성임피던스와 unloaded Q와의 관계 및 등가회로를 통해 공진기의 크기를 결정하였다. 이후에 S-대역 위성관계용으로 사용하기 위한 요구사항을 정리하였고 이러한 성능을 갖기 위해 combine 형태로써 8단의 공진기로 구성된 송, 수신 여파기를 각각 설계하였다. 특히 상측대역의 감쇄를 보다 효과적으로 크게 할 수 있는 유도성 감쇄극을 송신 측에 설정하였고 하측대역의 감쇄를 크게 할 수 있는 용량성 감쇄극을 수신 측에 삽입함으로써 높은 분리도를 갖도록 하였다. 각각 설계된 두개의 여파기는 합성 점에서의 입력 어드미턴스를 최소화하는 방법을 이용하여 결합하였다. 최종적으로 완성된 다이플렉서에 대해 회로망 분석기(Network Analyzer)를 이용한 측정결과를 통해 표 1의 모든 요구성능이 만족되는지를 확인하였다.

2. Air Cavity 공진기

그림 1에 이 논문에서 사용한 air cavity 형태의 공진기 구조를 나타내었다. 내부와 외부에 도체가 있으며 그 사이에 공기가 있는 일반 전송선과 비슷한 형태로써 전계와 자계는 TEM(Transverse Electro Magnetic) 모드를 형성한다. 캐패시턴스 C_s 는 접지와와의 간격(s)으로부터 생성되는데 이것을 조절하면 공진기의 공진 주파수를 변하게 한다.

Unloaded Q는 공진기 내에서 발생하는 손실과 공진기가 축적한 에너지와의 비를 나타낸 것으로써 다음 식과 같다.

$$Q_{\text{unloaded}} = 1.215 \times 10^4 \sqrt{fr} \frac{D \ln D/d}{[1 + D/d]} \quad (1)$$

여기에서 fr 은 공진기의 공진 주파수이며 D 와 d 는 그림 1에 나타낸 것처럼 공진기의 외경과 내경의 지름이다. 이 논문의 공진기의 형태는 동축케이블의 형태와 유사하므로 특성 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_0 = 60 \ln \frac{D}{d} \quad (2)$$

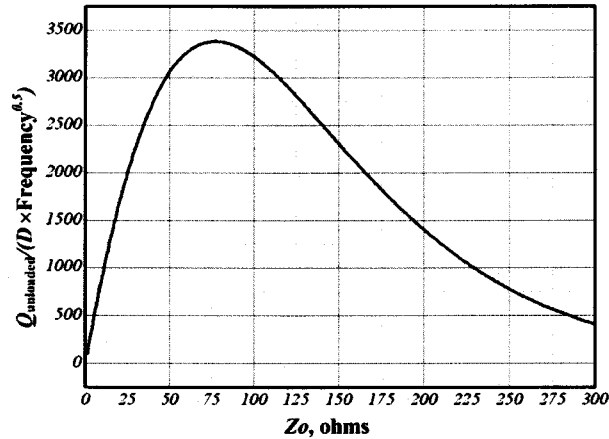


그림 2. Unloaded Q와 특성임피던스의 관계.

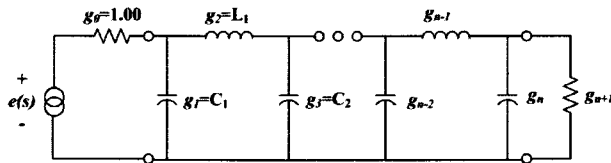


그림 3. T-형 저역통과 회로의 기본형태.

식 (1)과 식 (2)에 의해 Unloaded Q와 특성 임피던스와의 관계를 나타내면 그림 2와 같다. Unloaded Q는 특성임피던스가 75Ω 근방에서 가장 큰 값을 나타내는 것을 볼 수 있다.

특성 임피던스가 75Ω일 때 식 (2)에 의해 D/d의 값은 3.5이고 공진기의 지름을 23mm로 가정하면 unloaded Q는 약 9,451로 산출된다.

3. 설계

표 1에서 작성된 다이플렉서의 사양을 만족하기 위해 여파기의 설계방식은 통과대역에서 리플이 존재하지만 매우 우수한 cut-off특성을 나타내는 chebyshev형을 적용하였다. 이에 따라 그림 3에 나타난 저역 통과 기본형태(low pass prototype)의 계수를 식 (3)~(9)을 이용하여 산출한 뒤에 S-대역에서 대역통과의 특성이 나타나도록 공진기와 이들 공진기들 간의 결합계수가 포함된 회로로 변형하였다(Matthaei, Young, & Jones 1964).

$$\beta_c = \ln \left[\cos h \left(\frac{r_{AB}}{17.37} \right) \right] \tag{3}$$

$$\gamma = \sin h \left(\frac{\beta_c}{2n} \right) \tag{4}$$

$$a_k = \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right] \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, n \tag{5}$$

표 2. T-형 지역통과 기본형태의 계수.

Elements	Values
g_1	1.1897
g_2	1.4346
g_3	2.1199
g_4	1.6010
g_5	2.1699
g_6	1.5640
g_7	1.9444
g_8	0.8778
g_9	1.3554

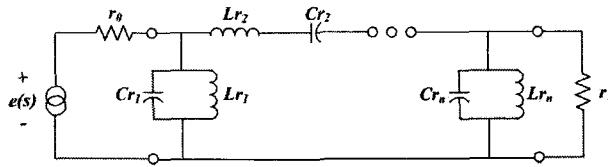


그림 4. 직렬, 병렬 공진기로 구성된 대역통과 필터.

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2 \left[\frac{k\pi}{n} \right] \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}, \quad g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad \text{for } k = 1, 2, \dots, n \quad (7)$$

$$g_{n+1} = 1.00 \quad \text{for } n = \text{odd} \quad (8)$$

$$g_{n+1} = \cot h^2 \left(\frac{\beta_c}{4} \right) \quad \text{for } n = \text{even} \quad (9)$$

여기에서 n 은 요구되는 공진기의 개수를 나타내고, r_{dB} 는 통과대역 내에서의 리플을 의미한다. 공진기의 개수는 다음과 같은 조건을 통해 얻어지는데 개수가 많아지면 일반적으로 분리 특성을 우수하지만 삽입손실의 열화가 발생한다.

$$n = \frac{\cos h^{-1} \sqrt{\frac{10^{\frac{L(f_c)}{10}} - 1}{10^{\frac{r_{dB}}{10}} - 1}}}{\cos h^{-1}(\Delta f_n)} \quad (10)$$

여기에서 $L(f_c)$ 은 Tx일 경우에는 Rx의 중심주파수에서의 감쇄량을 나타내고 Rx일 경우에는 Tx의 중심주파수에서의 감쇄량을 나타낸다. 또한 Δf_n 은 정규화 된 대역폭을 나타내며 다음처럼 정의된다.

$$\Delta f_n = \frac{2|f_c - f_0|}{\Delta f} \quad (11)$$

실제 제작 시의 오차를 감안하여 통과대역의 리플을 0.1dB, 분리특성을 120dB라고 가정하면 송신 측과 수신 측의 요구되는 공진기의 수는 각각 7.81과 7.99로써 8단이 되고 그림 3의 계수들을 정리하면 표 2와 같다.

S-대역에서 대역통과를 갖는 여파기를 나타내기 위해서는 그림 4에서처럼 g_0 와 g_9 를 제외한 나머지 직렬 계수는 직렬 공진회로로 변환하고, 병렬 계수는 병렬 공진회로로 변환하면서 얻어지게 되는데

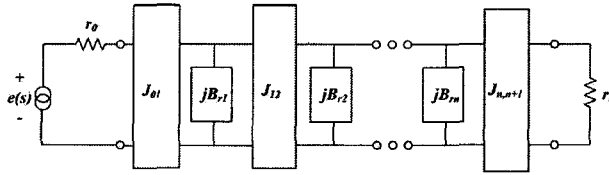


그림 5. 단일형태의 공진기로 구성된 대역통과 필터.

표 3. 결합계수 및 결합 캐패시턴스.

n	Tx		Rx	
	$k_{n,n+1}$	$C_{n,n+1}$	$k_{n,n+1}$	$C_{n,n+1}$
1	0.03147	1.3991	0.03069	1.8694
2	0.02357	1.0481	0.02299	1.4004
3	0.02232	0.9921	0.02176	1.3256
4	0.02206	0.9807	0.02151	1.3103
5	0.02232	0.9922	0.02176	1.3257
6	0.02358	1.0481	0.02299	1.4005
7	0.03147	1.3991	0.03069	1.8693

이렇게 직렬과 병렬 공진기가 혼재되어 구성되어 있다면 이는 서로 다른 구조의 공진기가 필요하게 됨으로써 구현이 어렵게 된다.

Air cavity 공진기는 서셉턴스 B 를 갖는 병렬 공진의 형태이므로 그림 5에서처럼 J -인버터를 사용하여 이 논문에서는 동일한 구조의 공진기로 구성된 대역통과 여파기의 회로를 고려하였다.

J -인버터에서 J 는 공진기들 간의 사이에서 발생하는 결합 특성을 나타낸 등가회로에서 $\lambda/4$ 선로의 어드미턴스를 나타낸 것으로써 특성과 형태는 그림 6과 같다.

공진기 사이에 존재하는 결합계수는 서셉턴스 기울기(β)와 J 에 의해 구해진다(Puglia 2000).

$$k_{i,i+1} = \frac{J_{i,i+1}}{\beta} \tag{12}$$

이때 서셉턴스 기울기는 다음과 같은 식으로 얻어진다.

$$\beta = (Y_{a1}/2) \cdot [\theta_0/\sin^2(\theta_0) + 1/\tan(\theta_0)] \tag{13}$$

여기에서 Y_{a1} 은 식 (2)에서 얻어진 어드미턴스이고 θ_0 은 통과대역의 중심주파수에서 공진기의 길이를 나타낸다. J 는 표 2에 나타낸 계수들로부터 다음처럼 얻어진다.

$$J_{i,i+1}|_{i=1,N-1} = \Delta f_n \cdot \beta / (g_i g_{i+1})^{1/2} \tag{14}$$

식 (12)의 결합계수로부터 결합 캐패시턴스는 다음처럼 구해진다.

$$C_{i,i+1}/\epsilon|_{i=1,N-1} = 376.7/\sqrt{\epsilon_r} \cdot \beta \cdot k_{i,i+1} \tag{15}$$

여기에서 ϵ 는 공기의 유전율을 나타내고 ϵ_r 은 비유전율을 나타낸 것으로 공기에 대해서는 1이다. 표 3에는 결합계수와 결합 캐패시턴스에 대해 식 (12)~(15)를 이용하여 산출된 결과를 나타내었다.

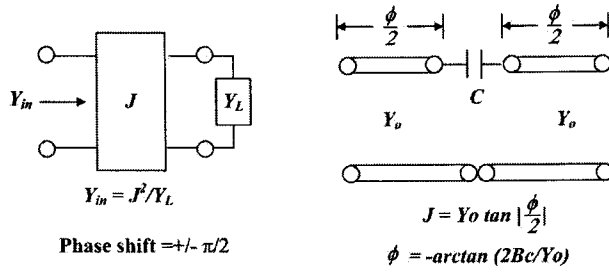


그림 6. J-인버터 특성.

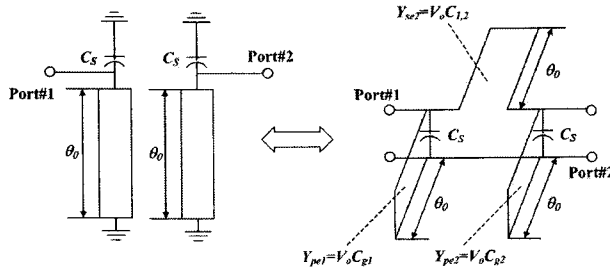


그림 7. 결합된 두 개의 공진기에 대한 등가회로.

Comblines의 형태로 배열된 공진기의 여파기에 대한 등가회로를 구하기 위해서 우선 두개의 공진기가 서로 결합되어 있는 경우에 대한 등가회로를 고려하였다. 앞서 그림 1에 나타난 공진기의 등가회로로부터 다음처럼 나타내어진다.

그림 7에서 C_{g1} , C_{g2} 는 공진기의 자기 캐패시턴스를 나타낸 것으로써 다음과 같다(Matthaei, Young, & Jones 1964).

$$C_{g1}/\epsilon = 376.7/\sqrt{\epsilon_r} \cdot (Y_{a1} - y_{12}) \tag{16}$$

$$C_{gi}/\epsilon|_{i=2,N-1} = 376.7/\sqrt{\epsilon_r} (Y_{a1} - y_{i-1,i} - y_{i,i+1}) \tag{17}$$

$$C_{gN}/\epsilon = 376.7/\sqrt{\epsilon_r} \cdot (Y_{a1} - y_{N-1,N}) \tag{18}$$

여기에서 $y_{i,i+1}$ 은 J-인버터의 어드미턴스이며 다음과 같다.

$$y_{i,i+1}|_{i=1,N-1} = J_{i,i+1} \cdot \tan(\theta_0) \tag{19}$$

공진기와 접지 사이의 캐패시턴스 C_s 는 다음과 같다.

$$C_s = Y_{a1} \cdot \frac{1}{\Delta f_n \cdot \tan(\theta_0)} \tag{20}$$

여파기의 입력과 출력의 임피던스 정합을 위해서 이 논문에서는 크기를 줄이기 위해 별도의 임피던스 변환기보다는 입, 출력에 있는 공진기의 내부 도체에 탭을 내어 연결하는 방식을 선택하였다(Caspi

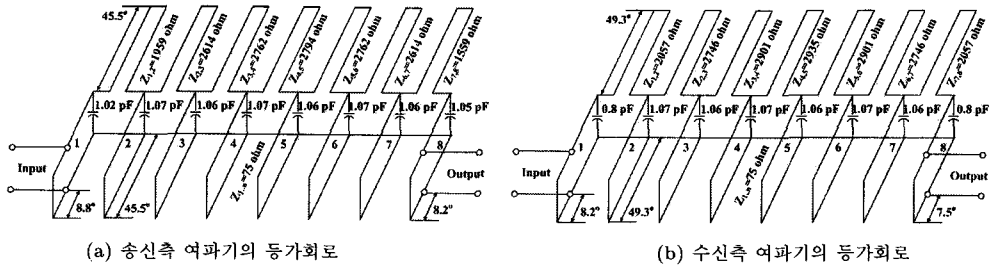


그림 8. 송, 수신측 여파기의 등가회로.

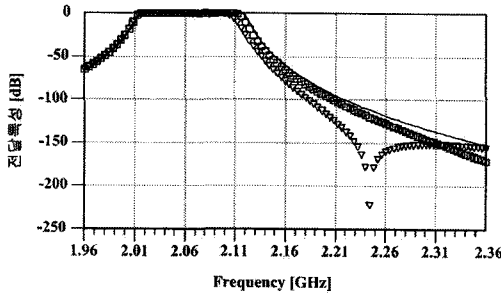


그림 9. 유도성 감쇄극에 의한 특성 변화. -: 감쇄극이 없을 경우, $-89.6\text{dB} @ 2200\text{MHz}$, \square : $L=10\text{nH}$, $-95.8\text{dB} @ 2200\text{MHz}$, ∇ : $L=20\text{nH}$, $-116.7\text{dB} @ 2200\text{MHz}$

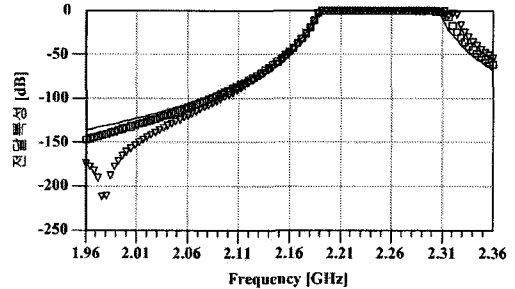


그림 10. 용량성 감쇄극에 의한 특성 변화. -: 감쇄극이 없을 경우, $-92.9\text{dB} @ 2090\text{MHz}$, \square : $C=0.6\text{pF}$, $-96.318\text{dB} @ 2090\text{MHz}$, ∇ : $C=0.3\text{pF}$, $-101.978\text{dB} @ 2090\text{MHz}$

& Adelman 1998). 입력과 출력의 탭의 위치는 식 (21)과 (22)을 통해 구해진다.

$$\Phi_0 = \sin^{-1} \left\{ [Y_{a1} \Delta f_n (\cos \theta_0 \sin \theta_0 + \theta_0) / 2g_0 g_1 Y_A]^{1/2} \right\} \quad (21)$$

$$\Phi_{N+1} = \sin^{-1} \left\{ [Y_{a1} \Delta f_n (\cos \theta_0 \sin \theta_0 + \theta_0) / 2g_N g_{N+1} Y_A]^{1/2} \right\} \quad (22)$$

여기에서 Y_A 는 입력과 출력의 특성 어드미턴스를 나타내는 것으로 50Ω 일 경우에는 $0.02U$ 이다.

그림 8은 식 (12)~(22)로부터 산출된 값들로 이루어진 Tx와 Rx 여파기의 등가회로를 나타낸 것이다. 이 논문에서는 분리도의 특성을 높이기 위해서 그림 8의 등가회로에 감쇄극을 삽입시켰다. 감쇄극은 특징에 따라 유도성(inductive)과 용량성(capacitive)으로 구분하는데 유도성의 경우 위쪽 저지대역의 감쇄를 아래쪽에 비해 크게 하고 용량성의 경우에는 아래쪽 저지대역의 감쇄를 크게 하는 효과가 있다(Thomas 2003).

그림 9는 송신측의 4번째와 6번째 공진기에 유도성 감쇄극을 삽입하여 전달특성의 변화를 나타낸 것이고 그림 10은 수신측의 4번째와 6번째 공진기에 용량성 감쇄극을 삽입하였을 때의 변화를 나타낸 것이다.

4. 제작 및 측정

앞서 설계된 여파기를 상용 CAD(Computer Added Design) 소프트웨어를 이용하여 기구 도면을

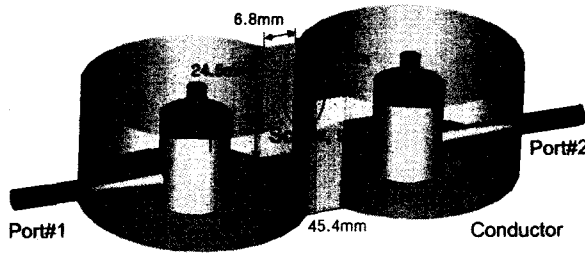


그림 11. 결합계수 측정을 위한 시물레이션.

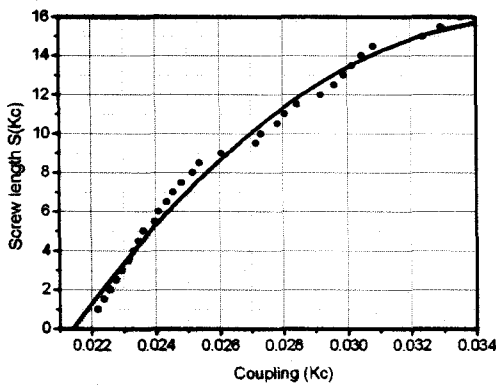


그림 12. 결합계수에 따른 조정나사의 길이.

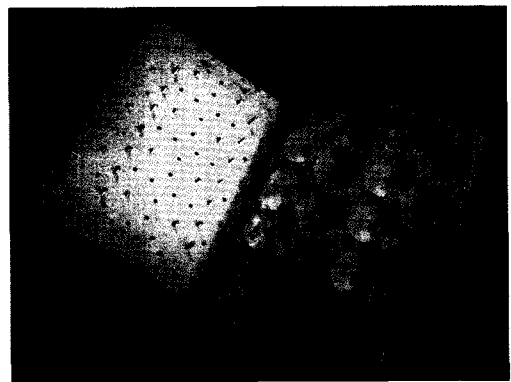


그림 13. 제작된 S-대역 다이플렉서.

작성한 후 전문 가공업체를 통하여 제작하였다. 제작된 기구물의 바디와 덮개는 알루미늄을 사용하였고, 공진기는 SUM241인 철을 사용하였다. 공진기 내부의 봉은 직경이 10mm이고 공진 주파수와 공진기들 간의 결합계수에 대한 미세조정이 용이하도록 덮개부분에 조정 나사를 체결하였다.

조정 나사의 길이는 앞서 보인 표 3의 결합계수를 만족하도록 설정해야 하는데 이러한 길이를 정하기 위해 이 논문에서는 그림 12의 시물레이션을 수행하여 결합된 두개의 공진기에서 나사의 길이를 조정하면서 얻은 결합계수를 추출하였다.

공진기 사이의 결합계수를 추출하기 위해 식 (23)과 (24)처럼 대칭으로 배열된 두 개의 공진기에 대한 전달특성을 고려하였다(Matthaei, Young, & Jones 1964).

$$L(f) = \left[\left\{ \frac{(1 + \frac{Q_{external}}{Q_{unloaded}})^2}{2K_c Q_{external}} \right\}^2 + 2 \left\{ \frac{(1 + \frac{Q_{external}}{Q_{unloaded}})^2}{K_c^2} - Q_{external}^2 \right\} \times \left(\frac{f-f_0}{f_0} \right)^2 + 4 \left(\frac{Q_{external}}{K_c} \right)^2 \left(\frac{f-f_0}{f_0} \right)^4 \right] \quad (23)$$

$$K_0 = \sqrt{\left(\frac{f_b - f_a}{f_0} \right)^2 + \left(\frac{1}{Q_{external}} + \frac{1}{Q_{unloaded}} \right)^2}, \quad K_c > \frac{1}{Q_{external}} + \frac{1}{Q_{unloaded}} \quad (24)$$

여기에서 $Q_{external}$ 은 외부와 연결되었을 때의 손실되는 에너지와 축적되는 것과의 비를 나타낸 것이고, K_c 는 결합계수, f_0 는 $L(f)$ 가 가장 작을 때의 주파수, f_a 와 f_b 는 각각 $L(f)$ 가 가장 클 때의 아래

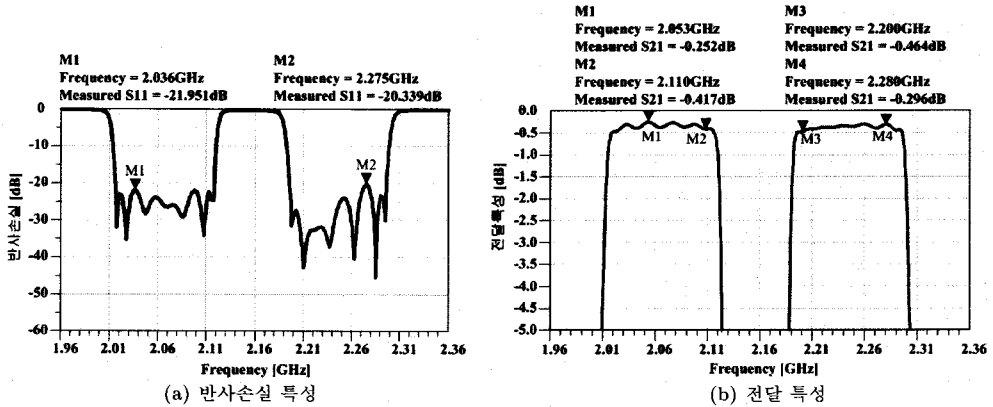


그림 14. 측정된 다이플렉서의 반사 손실 특성과 전달 특성.

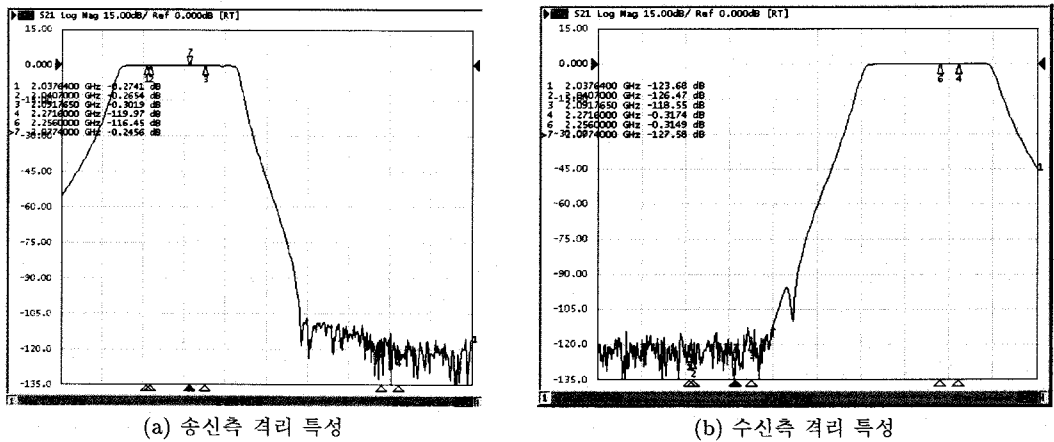


그림 15. S-대역 다이플렉서의 송, 수신측 격리 특성.

쪽과 위쪽의 주파수이다. 시뮬레이션은 그림 11에서 나타낸 조정나사의 길이를 1mm에서 0.5mm의 단위로 16mm까지 변화시킬 때 나타나는 결합계수의 변화량을 측정하였는데 그 결과를 그림 12에 나타내었다.

표 3의 결합계수를 그림 12에 나타낸 2차 다항식에 입력하여 필요한 조정나사의 길이를 얻어냈는데 송신측의 경우에는 조정나사의 길이 범위에서 가능했지만 수신측에 대해서는 길이 범위를 벗어나는 것을 확인하였는데 이를 해결하기 위해서 해당 공진기 사이의 결합통로에 5mm의 막대를 삽입하였고 이 때 조정나사의 길이를 6.5mm로 하였다.

그림 13은 제작된 다이플렉서의 사진을 나타낸 것이다. 전체 크기가 27.8 × 18.3 × 3.5cm³로써 소형관제시스템의 안테나 반사판에 부착이 가능함을 확인하였다.

그림 14에는 회로망 분석기(Network Analyzer)를 이용하여 제작된 S-대역 다이플렉서의 반사손실 및 전달특성을 측정된 것이다. 그림 14a에서 알 수 있듯이 최악의 반사손실을 고려할 때 송신측

표 4. S-대역 다이플렉서의 측정 결과.

	요구사항	송신측 결과	수신측 결과	Pass/Fail
삽입손실	0.5dB	0.417dB (minimum)	0.464dB (min.)	Pass
통과대역 리플	0.3dB	0.165dB	0.168dB	Pass
반사손실	20dB (min.)	21.951dB (min.)	20.339dB (min.)	Pass
격리도	100dB (min.)	105dB (min.)	105dB (min.)	Pass

서는 2.036GHz에서 21.951dB를 나타낸 반면에 수신측에서는 2.275GHz에서 20.339dB를 나타낸 것을 확인할 수 있었다. 한편 그림 14b의 결과에 의하면 송신과 수신측의 최대와 최소의 삽입손실이 모두 0.5dB의 범위에 있는 것이 확인되었다. 또한 통과대역에서의 리플에 대해서는 송신과 수신측에서 0.3dB 이내로써 측정되었다.

그림 15에는 다이플렉서의 송신측과 수신측에서 측정된 격리특성을 나타낸 것이다. 그림 15a에서 나타냈듯이 송신측 격리특성은 수신 통과대역에서 모두 105dB 이하임을 알 수 있다. 예로써 수신 통과대역인 2.256GHz와 2.2716GHz에서 각각 116.45dB와 119.97dB를 나타내어 0.5dB의 삽입손실을 수신측에 가정한데라고 각각 115.95dB와 119.47dB의 격리 특성을 보임에 따라 표 1의 100dB에 대한 요구사항을 만족하는 것을 확인할 수 있다

그림 15b의 결과에서처럼 수신측의 격리특성의 경우 역시 105dB 이하임을 알 수 있다. 예로써, 송신 통과대역인 2.03764GHz, 2.0407GHz, 그리고 2.0917GHz에서 각각 123.68dB, 126.47dB, 그리고 118.55dB를 나타내어 0.5dB의 삽입손실을 가정한 경우 각각 123.18dB, 125.97dB, 그리고 118.05dB의 격리 특성을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 표 4에는 제작된 S-대역 다이플렉서의 측정 결과와 표 1의 사양을 만족하는지에 대해 정리한 것이다.

수용 전력에 대해서는 실제 30W의 신호를 송신측에 입력한 후 출력신호의 세기를 장기간에 걸쳐 측정 하였을 때 삽입손실에 의한 영향만이 나타났으므로 이로부터 운영이 가능함을 확인할 수 있다.

5. 결 론

소형관제시스템에 장착하기 위해 기존의 대형안테나시스템에서 사용되는 도파관형태의 다이플렉서보다 소형화된 air cavity 공진기를 이용한 동축선 형태의 다이플렉서를 개발하였다. 개발에 앞서 기존의 S-대역 위성관제용으로 사용되는 다이플렉서의 주요 요구사항을 정리하였다.

이후 송신측의 고출력 신호와 수신측의 최소 손실로부터 요구된 낮은 삽입손실 및 격리특성을 고려하여 최소 공진기의 개수를 산출하였다. 특히 효과적인 격리특성을 위해 유도성과 용량성 감쇄극을 이용하였다. 제작 후 정밀한 조정을 위한 조정나사를 고려하였고 나사의 길이에 따른 공진기들 사이의 결합계수의 변화량을 상용 전자장 시뮬레이터를 통해 2차식으로 표현하였다. 제작된 S-대역 다이플렉서는 2개의 여파기로 구성되어 있으며 모두 통과대역에서 0.5dB 미만의 삽입손실과 20dB 이상의 반사손실, 그리고 두 필터간의 분리도를 100dB 이상으로 나타냄으로써 위성관제용 장비로써의 성능을 검증하였다.

참고문헌

- Caspi, S. & Adelman, J. 1988, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36, 759
- Matthaei, G. L., Young, L., & Jones, E. M. T. 1964, *Microwave Filters, Impedance-matching Networks and Coupling Structures* (New York: McGraw-Hill)
- Puglia, K. V. 2000, *Microwave Journal*, 43(12), 22
- Thomas, B. J. 2003, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51, 1368