

# 직접 결합 방식의 Tapped Line 입/출력을 갖는 Ku 대역 위성 중계기 주파수 변환기용 Comblin 필터의 설계

## (Design of Direct Coupled Comblin Filter With Tapped Line In/Output For Ku-band Satellite Transponder Downconverter)

廉仁福 \*, 鄭根旭 \*, 朴光亮 \*, 金在明 \*

(In-Bok Yom, Kun-Wook Chung, Kwang-Ryang Park, and Jae-Moung Kim)

### 요 약

Ku 주파수 대역의 위성 중계기 주파수 변환기에 사용되는 직접 결합 방식의 tapped line 입/출력을 갖는 comblin 필터의 설계 방법을 요약하였으며, 이 방법을 이용하여 공진기 직경, 공진기간의 거리, 접지 평면 간의 거리 및 입/출력 라인의 접촉 위치를 계산하였다. 설계한 comblin 필터는 공진기 사이에 iris를 삽입하여 공진기간을 분리함으로써 필터 응답 특성을 개선하였다. 필터의 재료는 무게를 줄이기 위하여 알루미늄 합금을 사용하였으며, 발사 시의 진동 환경을 충분히 고려하여 공진기와 필터의 몸체를 일체형으로 하였고 입/출력 라인을 에폭시를 이용하여 공진기에 연결하였다.

### Abstract

The design procedure for direct coupled comblin filter with tapped line in/output was summarized on Ku-band satellite frequency downconverter for satellite application. We calculated the resonator dimensions, spacing between successive resonators, ground plane spacing and tapping position of in/output lines in accordance with the given procedure. Partitions were employed between adjacent resonators by inserting irises to improve filter response characteristics. The designed filter was manufactured with Aluminum alloy package to reduce mass, and resonators were machined from the filter body and in/output lines were fixed on resonators with epoxy to survive in vibration condition during launch.

### I. 서 론

위성 중계기 주파수 변환기의 입/출력 단에는 주파수 변환기로부터 발생하는 영상 신호 및 고조파를 제거하기 위하여 필터를 사용하여야 한다. 이 필터는 소

형 및 경량이어야 하고 넓은 대역의 특성을 가져야 한다. Comblin 필터가 이러한 요구 조건을 만족할 수 있으므로 본 논문에서 선택하였다. 공진기 막대의 길이는 커패시턴스 값이 충분히 클 때  $\lambda/8$ 이하로 구현할 수 있으므로 필터의 크기가 작아진다. 또한 두 번째 통과 대역이 원하는 통과 대역 주파수의 약 4배 되는 곳에 생기므로 광대역에 걸친 rejection 특성이 아주 우수하다.

Comblin 필터는 트랜스포머 결합형 입/출력과 각각 공진기 막대를 갖는 형태가 발표된 이후로<sup>[1] [2]</sup>

\* 正會員, 韓國電子通信研究所 衛星通信技術研究團 衛星시스템研究室  
(Electronics and Telecommunications Research Institute)  
接受日字:1996年1月18日, 수정완료일:1997年11月18日

tapped line 입/출력과 원형 공진기 막대를 갖는 형태까지 발표되었다<sup>[4] [5]</sup>. 트랜스포머 결합형 입/출력을 갖는 combline 필터는 공진기 외에 추가로 트랜스포머를 사용해야 하므로 필터의 길이 및 가공 비용이 증가하고, 협대역 필터 제작에 어려움이 있다. Tapped line 입/출력을 갖는 combline 필터는 트랜스포머 결합형 combline 필터와 유사한 결과를 얻을 수 있으며, 협대역 설계가 가능하다.

그러나 이들 필터의 설계식은 인접한 공진기와의 상호관계만을 반영한 관계로 낮은 주파수 영역에서는 수%의 오차 범위 이내로 구현 할 수 있으나 높은 주파수에서는 설계식 자체의 오차뿐만 아니라 가공상의 오차 및 재질 표면의 오염 등으로 인한 오차가 증가하게 되므로 Ku대역과 같이 높은 주파수에 응용될 경우에는 요구 규격을 만족하는 combline 필터를 제작하기가 용이하지 않다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 tapped line 입/출력과 원형 공진기 막대를 갖는 구조에 추가적으로 iris를 공진기 사이에 삽입하여 공진기들을 분리하는 직접 결합 방식을 이용하였다. 이러한 구조에서는 각각의 공진기에 대한 인접 공진기로부터의 영향을 최소로 할 수 있으므로 쉽게 원하는 특성을 얻을 수 있다.

Comblin 필터는 엄격한 규격이 요구되는 곳에 사용되므로 필터를 제작하기에 앞서 통과 대역내 손실 및 군지연 등이 미리 분석되어야 하므로 본 논문에서는 군지연 및 Q값을 이용하여 대역 손실을 예측하는 방법에 대해서도 다루었다.

## II. Comblin 필터 설계 절차

### 1. 원형 공진기 막대와 tapped line 입/출력을 갖는 combline 필터의 구조

그림 1의 (a)에 tapped line 입/출력을 갖는 combline 필터의 구조를 나타내었으며, 그림 1 (b)에 등가 회로를 나타내었다. Comblin 필터는 공통 접지 평면 사이에 나란히 배치되어 결합되는 공진기들로 구성된다. 이들 공진기들은 한쪽은 단락 회로이고 다른 한쪽은 커패시턴스를 갖는다. Tapped line 입/출력을 갖는 경우는 입/출력 신호 라인이 직접 공진기 막대에 연결된다. 이러한 구조는 트랜스포머 결합형 입/출력 구조보다 협대역의 응용에 적합하다. 공진기 막대는

사각형 구조를 갖는 경우 주파수에 예민하므로 그림 1의 (c)와 같이 원형 구조를 선택하는 것이 바람직하다.

### 2. 필터의 공진기 수 결정

필터 설계의 첫번째 단계는 요구 규격에 주어진 대역폭, 삽입 손실, 군지연 및 rejection등을 만족하도록 적절한 공진기 수를 결정하는 것이다. Tchebyshev 응답의 경우 공진기 수는 감쇠 특성식<sup>[2]</sup>을 공진기 수에 대해 정리하여 구할 수 있다.

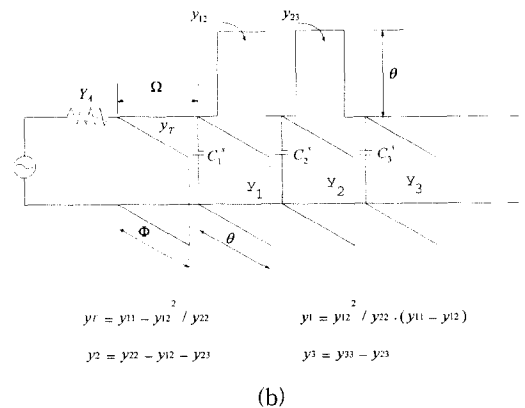
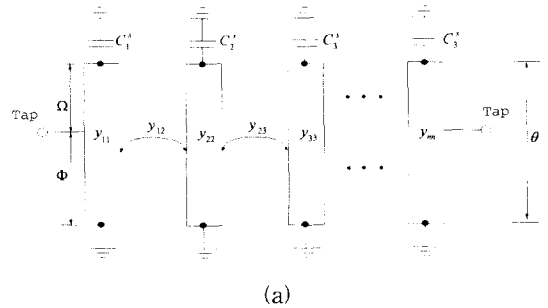
$$n = \frac{\cosh^{-1} \left\{ \frac{\text{Antilog}_{10} \left( \frac{A_a}{10} \right) - 1}{\text{Antilog}_{10} \left( \frac{A_m}{10} \right) - 1} \right\}^{1/2}}{\cosh^{-1} \left| \frac{f_a - f_0}{f_2 - f_1} \right|} \quad (1)$$

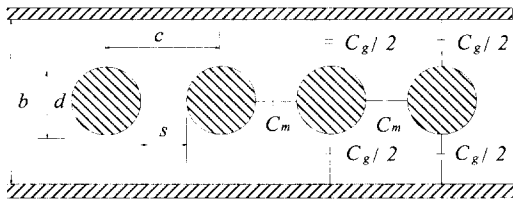
여기서,  $A_a$ : 주파수  $f_a$ 에서의 감쇠,  $A_m$ : 대역내 감쇠 리플,

$f_a$ : 임의의 주파수,  $f_2$ : 통과대역의 위쪽 주파수,

$f_1$ : 통과대역의 아래쪽 주파수이다.

$n$ 은 반올림하여 다음으로 큰 수를 택한다. 그러나 경우에 따라서는 다음으로 큰 짝수(또는 홀수)를 택하는 것이 기계적인 제작 측면에서 나올 수도 있다.



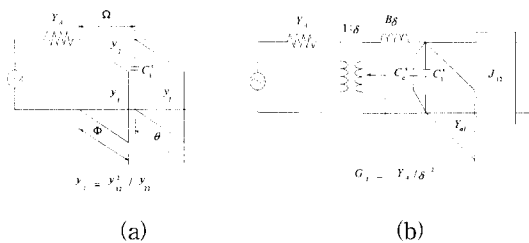


(c)

그림 1. Comblin 필터 (a) Tapped line 구조 (b) 등가 회로 (c) 단면  
 Fig. 1. Comblin filter (a) Tapped line structure (b) Equivalent circuits (c) Cross sectional view.

3. 커패시턴스의 계산

필터의 전달 특성은 적절한 계단 계수를 택함으로써 단순한 저역 통과 계단망으로부터 계산될 수 있다. 프로토타입 계단 계수는 적절한 응답 함수와 특별한 필터 규격에 맞는 n값을 선택하여 구한다. 커패시턴스를 구하기 위하여서는 그림 1의 등가 회로를 그림 2와 같이 J 인버터를 갖는 등가 회로로 변형하여야 한다. Tapped line을 갖는 경우 직렬 인덕터 성분이 생기므로 이를 보상하기 위한 병렬 커패시턴스를 추가하여야 한다.



(a)

(b)

그림 2. Comblin 필터 (a) Tapped line 입력단의 등가 회로 (b) Fringing 커패시턴스를 포함하는 J 인버터 등가 회로  
 Fig. 2. Comblin filter (a) Equivalent circuits of tapped line input section (b) Equivalent circuit including fringing capacitance with J inverter.

그림 2에서  $Y_A$ 는 입/출력 특성 어드미턴스,  $Y_{ai}$ 은 병렬 공진기의 어드미턴스,  $1/\delta$ 는 트랜스포머의 결합비,  $G_T$ 는 트랜스포머에서 들여다 본 전원부 임피던스,  $B\delta$ 는 tapped 된 첫번째 공진기의 직렬 리액턴스이며,  $C_{gi}^s$ 는 직렬 리액턴스를 상쇄 시키기 위한 커패시턴스이다.

공진기 막대의 길이를  $\lambda/8$ 로 하였을 경우 커패시

턴스 값들은 S.Caspi<sup>[5]</sup>의 식을 계단 계수를 포함하도록 정리하여 식(2) ~ (4)에 나타내었다.

공진기 막대와 접지 평면간의 단위 길이 당 정규화된 커패시턴스( $C_g$ )는 다음의 식으로부터 구할 수 있다.

$$C_1/\epsilon = 376.7 Y_{ai} / \sqrt{\epsilon_r} \cdot (1 - 0.89 / \sqrt{g_1 g_2})$$

$$C_n/\epsilon = 376.7 Y_{ai} / \sqrt{\epsilon_r} \cdot (1 - 0.89 / \sqrt{g_{n-1} g_n}) \tag{2}$$

$$C_j/\epsilon |_{j=2, n-1} = 376.7 Y_{ai} / \sqrt{\epsilon_r} \cdot (1 - 0.89 w / (\sqrt{g_{j-1} g_j} + \sqrt{g_j g_{j+1}}))$$

여기서,  $w = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$ 이다.

공진기 막대간의 단위 길이 당 정규화된 커패시턴스( $C_m$ )는 다음의 식으로부터 구할 수 있다.

$$C_{j,j+1}/\epsilon |_{j=1, n-1} = 336.2 w Y_{ai} / \sqrt{\epsilon_r g_j g_{j+1}} \tag{3}$$

공진기 막대 끝 단의 커패시턴스 값은 중간에 위치하는 공진기의 경우는 식 (4-a)와 같으며, 입/출력 신호 라인이 연결되는 첫번째 및 마지막째 공진기의 경우는 식(4-b)와 같이 인덕터 성분을 상쇄하기 위한 병렬 커패시턴스를 합하여야 한다.

$$C_1^s = Y_{ai} \cot(\theta_0) / \omega_0 \tag{4-a}$$

$$C_T^s = C_1^s + C_n^s \tag{4-b}$$

여기서,  $C_n^s = Y_A^2 \beta / [(\delta^3 - \delta \beta^2 Y_A^2) j C \omega_0]$ 이며,  $\beta = \sin \theta / \sin \phi$ 이다.

일반적인 형태의 tapped line 필터의 경우 첫번째 공진 막대와 마지막 공진 막대에서 발생하는 인덕터 성분을 상쇄하기 위해 커패시턴스 성분을 추가하여 공진이 일어나도록 하여야 하지만 iris를 사용하여 공진 기간을 분리한 형태의 필터인 경우에는 공진기간의 결합량을 조절하여 보상할 수 있다.

4. 공진기 막대 직경 및 공진기간의 길이 계산

공진기의 단면은 사각형 또는 원형으로 구현할 수 있으나 원형 단면일 경우가 제작 및 튜닝에 유리하므로 본 논문에서는 원형 단면의 공진기를 갖는 필터에 대해 다루었다. Comblin 필터는 평행 접지 평면 사이에 공진기가 나란히 배치되어 결합되는 구조이며, 원형 단면의 공진에 관한 경계조건 문제는 여기 모드(excitation mode)에 좌우된다. 그림 3에 홀수차 모드에 의해 여기 되었을 때와 짝수차 모드에 의해 여기

되었을 때를 나타내었다. 구조가 홀수차 모드에 의해 여기 되었을 때는 주어진 영역에서 Laplace 방정식을 만족하는 Dirichlet 문제가 되며, 구조가 짝수차 모드에 의해 여기 되었을 때는 주어진 영역에서 Laplace 방정식 및 혼합된 경계 조건을 갖는 경계 값 문제가 된다.

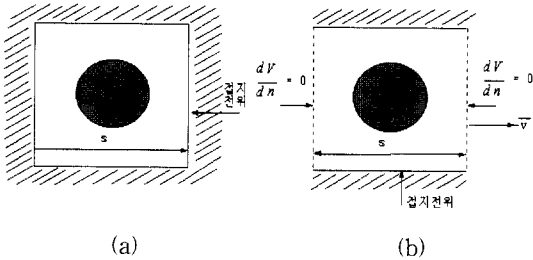


그림 3. 원형 막대 결합형 구조의 등가 경계 값 문제 (a) 짝수차 모드 (b) 홀수차 모드  
Fig. 3. Equivalent boundary value problems associated with coupled circular rod. (a) even mode (b) odd mode

짝수차 모드 및 홀수차 모드 커패시턴스를 구하는 방법은 경계 조건 값에 관한 적분 방정식을 계산하여 정규화 된 표면 전하 밀도를 구하는 것이며, 전체 표면 전하는 이를 적분하여 얻을 수 있다. 정규화 된 커패시턴스는 정규화 된 전하를 전위차로 나누어 구할 수 있다. 식 (5)~(8)에 짝수차 모드 및 홀수차 모드의 정규화 된 커패시턴스와 자기 및 상호 커패시턴스를 구한 결과식을 나타내었다. [3]

$$\frac{\epsilon}{C_{odd}} = \frac{1}{2\pi} \left| \ln \frac{\frac{\pi d}{4b}}{\sqrt{1-(d/2b)^4}} - \frac{1}{2} \ln \left[ 1 - \left( \frac{d/b}{2(c/b)} \right) \right] \right| + 2 \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m \ln \tanh m \frac{\pi c}{2b} \quad (5)$$

$$\frac{\epsilon}{C_{even}} = \frac{1}{2\pi} \left| \ln \frac{\frac{\pi d}{4b}}{\sqrt{1-(d/2b)^4}} + \frac{1}{2} \ln \left[ 1 - \left( \frac{d/b}{2(c/b)} \right) \right] \right| + 2 \sum_{m=1}^{\infty} \ln \tanh m \frac{\pi c}{2b} \quad (6)$$

$$C_g = C_{even} \quad (7)$$

$$C_m = \frac{1}{4} (C_{odd} - C_{even}) \quad (8)$$

### 5. 군지연

모든 필터는 주파수에 좌우되는 군지연 또는 시간 지연을 가지며 전송 신호에 원치 않은 영향을 미친다. 이러한 현상은 협대역 또는 광대역 필터의 통과 대역 가장자리 부근에서 특히 두드러진다. 따라서 주어진

필터에서 발생할 수 있는 군지연 변화를 정확히 예측하는 것이 중요하다. 군지연은 다음과 같이 정의된다.

$$\tau = - \frac{d\psi}{d\omega} \quad (9)$$

여기서,  $\psi$  는 라디안 위상각이며 다음과 같이 주어진다.

$$\psi(j\omega) = - \sum_{k=1}^n \tan^{-1} \left( \frac{\omega - \omega_k}{\sigma_k} \right) \quad (10)$$

여기서,  $\omega_k$  와  $\sigma_k$  는 복소 s 평면에서 극점 위치 좌표이다.

대역 통과 필터의 군지연은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau = \frac{1 + (f_0/f)^2}{2\pi(f_2 - f_1)} \sum_{k=1}^n \frac{|\sigma_k|}{\sigma_k^2 + (\omega' - \omega_k)^2} \quad (11)$$

여기서, Tchebyshev 필터의 경우 군이 타원 궤적 상에 존재한다면,  $\sigma_k$  와  $\omega_k$  값은 식(12)로부터 구할 수 있다. [6]

$$|\sigma_k| = \sinh \left( \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\sqrt{\text{antilog}_{10} \frac{A_m}{10} - 1}}} \right) \sin \frac{2k-1}{n} \frac{\pi}{2} \quad (12-a)$$

$$\omega_k = \cosh \left( \frac{1}{n} \sinh^{-1} \frac{1}{\sqrt{\text{antilog}_{10} \frac{A_m}{10} - 1}}} \right) \cos \frac{2k-1}{n} \frac{\pi}{2} \quad (12-b)$$

$$\omega' = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \left| \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right| \quad (13)$$

대단히 엄한 군지연 요구 조건이 필요할 경우에는 일반적으로 대역외 rejection을 희생하여 군지연 특성을 개선하는 것이 바람직할 수도 있다.

### 6. 대역 손실

Comblin 필터 제작 시 무한 도체를 사용하지 않으므로 제작에 사용되는 재료의 전도도를 고려한 설계가 요구된다. 여기서는 연속적인 공진기를 갖는 구조에서의 통과 대역 손실을 무부하 Q(Q<sub>u</sub>)값에 대한 요구 필터 Q(QL)값의 손실비를 계산하는 방법을 도입하여 구하였다. n개의 공진기를 갖는 완전한 필터에 대해 전체 중간 대역 손실은 다음과 같이 주어진다 [2].

$$L(dB) = 4.343 \frac{Q_L}{Q_U} \sum_{i=1}^n g_i \quad (14)$$

여기서  $k=1,2,3...n$  이다.

식 (14)에서 흥미있는 일은 최소의 공진기 수를 갖는 필터가 항상 최소의 손실을 갖지는 않는다는 점이다. 만일 두 지정된 주파수에서의 rejection이 가장 중요한 요소라면  $\frac{Q_L}{Q_U} \sum_{k=1}^n g_k$  항을 최소로 하는 것이 필요하다. 식 (14)를 사용하면 필터에서 각 공진기 마다의 무부하 Q를 계산하여야 하는 경우보다 손실을 구하는 문제가 줄어든다. 위에서 주어진 분석 방법은 임의의 형태를 갖는 n개의 공진기가 연속적으로 이루어진 경우에 대해 일반적으로 적용할 수 있다. 무부하 Q 값은 기계적, 화학적 마무리 및 전기적 접촉 손실 금속판의 미세한 공동 및 오염 등으로 인하여 계산 값보다 항상 작으므로 필터 설계 시 유념하여야 한다.

7. 공진기간의 결합 계수

공진기간에 iris를 삽입하는 경우에는 결합 계수를 구하여 이용하는 것이 요구된다.

공진기간의 결합 계수 ( $K_{j,j+1}$ ) 및 결합 대역폭 ( $BW_{j,j+1}$ )은 다음의 식을 이용하여 구할 수 있다.<sup>[7]</sup>

$$K_{j,j+1} = \frac{1}{Q_L \sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (15)$$

$$BW_{j,j+1} = Q_L K_{j,j+1} (BW) \quad (16)$$

여기서, BW 는 필터 설계 대역폭이며,

$Q_L$  은 필터의 부하 Q값으로  $Q_L = f_0 / (f_2 - f_1)$  이다.

자기 커패시턴스 및 상호 커패시턴스의 관련식<sup>[2]</sup>

을 식(15)에 적용하면 결합 계수는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$K_{j,j+1} = \frac{2 \sin 2\theta_0}{(2\theta_0 + \sin 2\theta_0)} \frac{Y_{A1}}{Y_A} \left( \frac{1}{\frac{C_g/\epsilon}{C_m/\epsilon} + 2} \right) \quad (17)$$

III. Ku-Band 주파수 변환기용 필터 설계

Comblin 필터는 다른 형태의 필터에 비해 넓은 차단 대역 특성을 가지면서 무게 및 부피를 줄일 수 있는 장점이 있으므로 UHF에서 낮은 M/W(10 GHz 이하) 주파수를 사용하는 장비에 널리 쓰이고 있다. 기존의 많은 연구들이 주로 낮은 M/W 주파수 대에서 사용되는 필터에 초점을 맞추었기 때문에 이러한 결과를 현대역의 Ku 대역에 직접 적용할 경우 계산식 자체에 포함된 오차 및 공진기들 간의 상호 작용으로

인하여 필터의 형태 및 대역폭이 원하는 요구 조건과 다르게 나타난다.

Tapped line 입출력을 갖는 필터의 경우 S.Caspi의 식을 이용하여 입출력 line이 공진기 막대에 tapping되는 위치를 계산할 수 있다. 그러나 S.Caspi의 식은 tapped line의 크기 및 형태 등 기하학적 구조를 고려하지 않았기 때문에 이 식을 그대로 적용할 경우 tapped line의 기하학적 구조의 차이에 따른 공진기간의 결합량 변화로 인하여 원하는 필터의 응답 특성을 얻을 수 없게 된다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 공진기간에 iris를 삽입하여 공진기간을 분리하는 직접 결합 방식 형태의 필터를 구성하는 것이 바람직하다. 직접 결합 방식의 경우 공진기간의 결합량을 iris를 통하여 조절함으로써 원하는 특성을 쉽게 얻을 수 있을 뿐 아니라, 필요할 경우 필터의 통과 대역폭 등의 응답 특성을 조절할 수 있는 장점도 있다.

Iris는 여러 형태가 가능하나 본 논문에서는 capacitive iris를 사용하였다.

1. 필터의 규격

설계하고자 하는 필터의 규격이 표 1에 정의되어 있다. 반사 손실은 20 dB이하이어야 하고 30 GHz 이내에서 spurious가 발생하지 않아야 하며, 소형 경량이어야 하는 요구 규격에 의거하여 설계하고자 하는 필터를 comblin 필터로 선택하였다.

표 1. 주파수 변환기용 comblin 필터 규격  
Table 1. Specification of Comblin filter for Downconverter.

항목	요구 규격	비고
중심주파수	12.50 GHz	30 GHz 이내에서 Spurious가 생기지 않아야 함.
통과 대역폭	500 MHz 12.25~12.75GHz	
삽입 손실	2.2 dB 이하	
반사 손실	20 dB 이하	
Rejection		
14.500 GHz	62 dB	
13.463 GHz	46 dB	
13.213 GHz	26 dB	
12.000 GHz	20 dB	
11.191 GHz	81 dB	
군지연 변화율	1.2 ns	
동작 온도	-20 ~ + 60 °C	

2. 필터 형태

식 (1)에 주어진 식을 이용하여 계산한 결과 7개의 공진기를 갖는 Tchebyshev 대역 필터가 표 1에 주어진 요구 규격을 가장 근사적으로 만족하는 것으로 분석되었다. 설계에 사용될 파라미터들은 아래의 표 2와 같다. 이들은 필터의 요구 규격을 만족하도록 선택되었다.

표 2. 선택된 Tchebyshev 파라미터  
Table 2. Calculated Tchebyshev parameters.

파라미터	계산값
Ripple	0.01[dB]
Element 수(n)	7
설계 대역폭 (Fractional BW)	850 MHz (0.07)
ladder coefficient	
g0(=g8)	1.0000
g1(=g7)	0.7969
g2(=g6)	1.3924
g3(=g5)	1.7481
g4	1.6331

3. 커패시턴스

앞에 주어진 식 (2)~(4)를 이용하여 구한 커패시턴스 값들을 표 4에 나타내었다.

표 3. 커패시턴스 계산 값  
Table 3. Calculated capacitance values.

자기 커패시턴스	상호 커패시턴스	Lumped 커패시턴스
C <sub>1</sub> /ε:4.544		C <sub>1</sub> <sup>s</sup> :0.172
C <sub>2</sub> /ε:4.267	C <sub>12</sub> /ε:0.411	C <sub>2</sub> <sup>s</sup> :0.168
C <sub>3</sub> /ε:4.443	C <sub>23</sub> /ε:0.277	C <sub>3</sub> <sup>s</sup> :0.168
C <sub>4</sub> /ε:4.422	C <sub>34</sub> /ε:0.256	C <sub>4</sub> <sup>s</sup> :0.168
C <sub>5</sub> /ε:4.443	C <sub>45</sub> /ε:0.256	C <sub>5</sub> <sup>s</sup> :0.168
C <sub>6</sub> /ε:4.267	C <sub>56</sub> /ε:0.277	C <sub>6</sub> <sup>s</sup> :0.168
C <sub>7</sub> /ε:4.544	C <sub>67</sub> /ε:0.411	C <sub>7</sub> <sup>s</sup> :0.172

4. Comblne 필터의 기계적인 치수

1) 접지 평면 간격(b)

접지 평면간의 거리(b)는 최적의 무부하 QU 를 제공하고 도파관의 전파 모드가 차단 대역에 생기지 않도록 결정하여야 한다. 요구 규격에 나타난 바와 같이 30 GHz 이하에서 spurious가 발생하지 않도록 하기 위하여서는 차단 주파수를 30 GHz 이상 되도록 하된다. 차단 주파수와 접지 평면 간격간의 관계식은 다음과 같다.

$$f_c = c/2b \text{ 또는 } b = c/2f_c \quad (18)$$

여기서, c는 빛의 속도이다.

본 설계에서는 약간의 여유를 확보하기 위하여 차단 주파수를 33 GHz로 하였다.

2) 공진기간의 간격(s) 및 공진기 막대의 직경(d)의 계산

공진기의 직경은 식(5)~(8)를 이용하여 구한다. 그러나 공진기 간격이 불균일한 경우 결과 값을 그래프화 하여 사용하는 것이 편리하다. 표 5에 계산 결과 값을 나타내었다.

표 4. 공진기 막대의 직경(d) 및 공진기 막대간의 간격(s)

Table 4. Diameter of resonator rod(d) and space between resonator rods(s).

공진기번호	d/b	d	c/b	s	c
1	0.38	1.71	0.98	2.95	4.57
2	0.34	1.53	1.05	3.20	4.73
3	0.35	1.57	1.12	3.47	5.04
4	0.35	1.57	1.12	3.47	5.04
5	0.35	1.57	1.12	3.47	5.04
6	0.34	1.53	1.05	3.20	4.73
7	0.38	1.71	0.98	2.95	4.57

3) 입출력 line의 tapping 위치

본 필터 설계에서 채택한 필터의 입/출력 결합은 입/출력 신호 라인이 첫번째 및 마지막재 공진기에 직접 연결되는 방식이다. 이 방법은 대역폭이 좁은 필터의 응용에 적합하다. 입출력 라인의 접촉점까지의 높이(h)는 식 (19)를 이용하여 구한다.<sup>[5]</sup> 그러나 이 식을 적용할 경우 인덕터 성분이 포함되므로 이를 보상할 수 있는 커패시턴스를 추가하여 L-C공진회로가 구성되도록 하여야 한다.

$$\theta_0 = \sin^{-1} \{ [ Y_{a1} w (\cos \theta_0 \sin \theta_0 + \theta_0) / 2g_{01} Y_A ]^{1/2} \} \quad (19)$$

여기서,  $\theta_0$  는 h에 해당하는 전기적인 길이이며,  $w = (f_2 - f_1) / f_0$  이다.

4) 결합 대역폭 및 iris

식 (23)을 이용하여 구한 공진기간의 결합 계수 및 결합 대역폭을 표 5에 나타내었다. 공진기간에는 그림 4에 나타난 바와 같이 capacitive iris를 삽입하였다. Iris의 gap은 계산된 요구 결합 대역폭을 만족하도록 선택되어야 하며, 본 논문에서는 결합 대역폭 측정을 통하여 원하는 gap을 선택하였다.

표 5. 결합 계수 및 결합 대역폭  
Table 5. Coupling coefficient and coupling bandwidth.

결합 부분	결합 계수	결합 대역폭
입력라인 - 공진기 1	0.076	952 MHz
공진기 1 - 공진기 2	0.065	806 MHz
공진기 2 - 공진기 3	0.044	544 MHz
공진기 3 - 공진기 4	0.040	503 MHz
공진기 4 - 공진기 5	0.040	503 MHz
공진기 5 - 공진기 6	0.044	544 MHz
공진기 6 - 공진기 7	0.065	806 MHz
공진기 7 - 출력라인	0.076	952 MHz

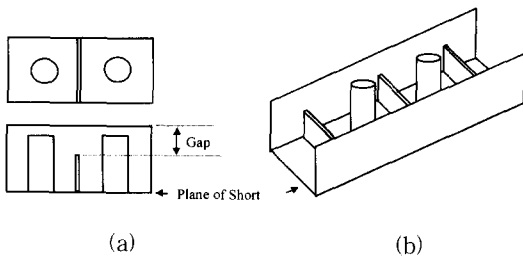


그림 4. Combline 필터 (a) 단면 (b) 입체도  
Fig. 4. Combline Filter. (a) Cross-sectional view (b) Three-dimensional view

IV. 제작 및 특성 측정

본 논문에서 설계한 combline 필터는 그림 5에 나타난 바와 같이 발사 시의 진동 조건에 견딜 수 있도록 일체형으로 제작하였으며, 입/출력 라인과 공진기의 접촉 부위도 에폭시를 사용하여 고정하였다. 제작된 필터의 내부 크기는 4.5 x 5.0 x 34.5 mm로 마이크로 스트립 라인으로 제작할 경우보다도 더 소형화가 가능하였다. 필터의 패키지 재료는 무게의 경량화를 위하여 알루미늄 합금으로 하였다. 그림 6에 설계한 combline 필터의 진폭 특성과 군지연 특성을 나타내었다.

특성 측정은 HP사의 Network Analyser 8510C를 이용하여 수행하였다. 결합 대역폭의 측정은 결합이 일어나는 iris와 인접한 양쪽의 공진기를 차례로 공진시켜 이들 공진기의 공진 주파수 차이를 측정하여 구할 수 있다.<sup>[8] [9]</sup> 시험 결과를 그림 7~10에 나타내었다. 진폭 및 군지연 주파수 특성은 시뮬레이션 결과와 거의 일치하였으며, 주어진 요구 규격을 만족하

였다. 통과 대역 손실은 약 2.1 dB 정도이며, 군지연 변화는 중심 주파수를 기준으로 하였을 때 통과 대역에서 약 1 ns로 요구 규격을 만족하였다. 광대역 rejection 특성도 26 GHz 이하에서 60 dB이하로 요구 규격을 만족하였다. 반사 손실은 요구 규격은 만족하였으나, 입력 반사손실의 경우는 약 20 dB 정도보다 낮아졌다. 이는 정확한 tapping 위치가 선정되지 않았기 때문인 것으로 판단된다.

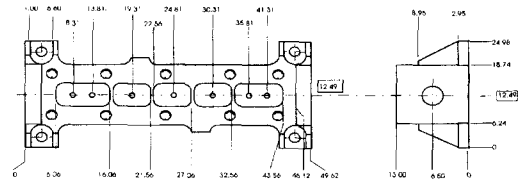
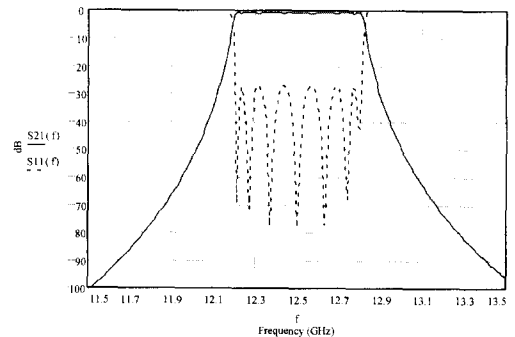
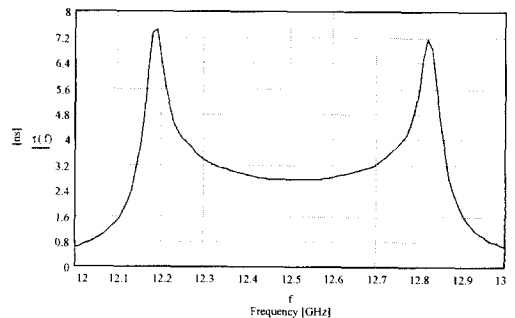


그림 5. Combline 필터 제작도  
Fig. 5. Combline filter drawing.



(a)



(b)

그림 6. Combline 필터 시뮬레이션 응답 특성  
(a) 진폭 및 반사손실 특성 (b) 군지연 특성  
Fig. 6. Simulated combline filter response. (a) Amplitude and return loss (b) Group delay

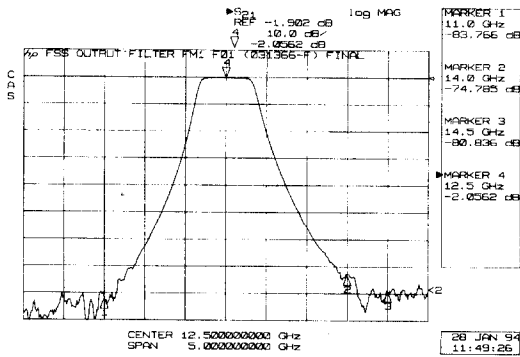


그림 7. 대역 특성 및 대역 근처의 rejection 특성  
Fig. 7. In-band and band edge response.

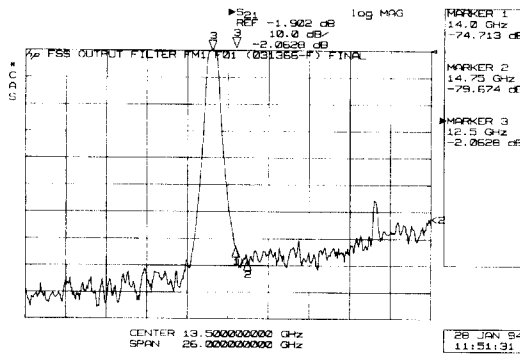
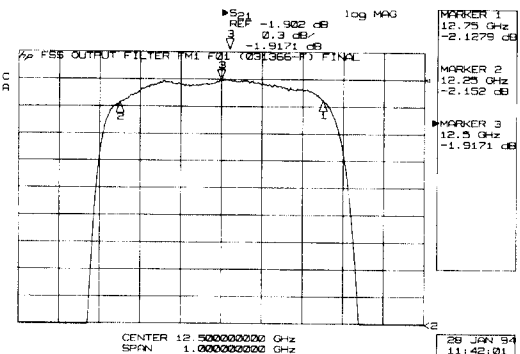


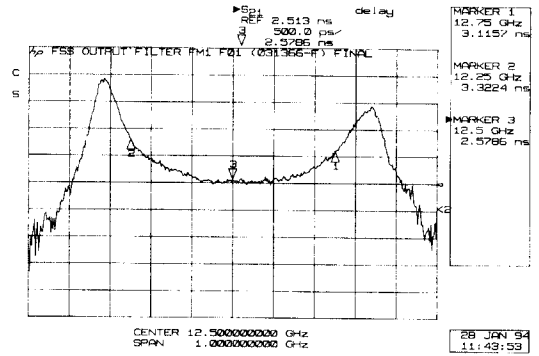
그림 8. 광대역 rejection  
Fig. 8. Wide band rejection.

V. 결론

위성 중계기 주파수 변환단에 사용되는 필터는 소형 경량이어야 하고 주파수 변환기에서 발생하는 광대역에 걸친 spurious 신호에 대한 감쇠 특성이 우수하여야 한다.



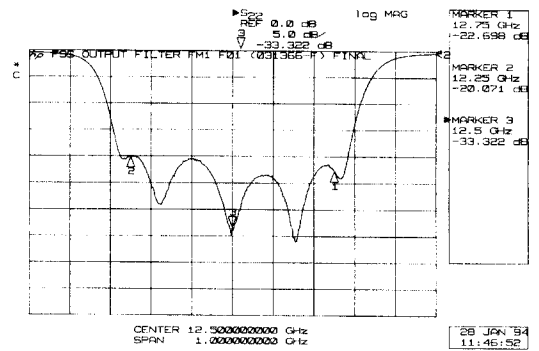
(a)



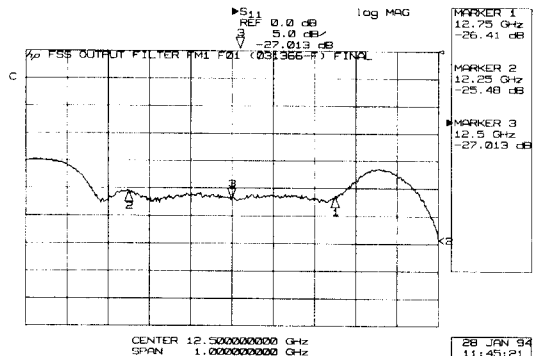
(b)

그림 9. 대역 주파수 특성 (a) 진폭 특성 (b) 군지연 특성

Fig. 9. In-band Frequency response. (a) Amplitude (b) Group delay



(a)



(b)

그림 10. 반사 손실 (a) 입력 반사 손실 (b) 출력 반사 손실

Fig. 10. Return loss. (a) Input return loss (b) Output return loss

Comblin 필터가 이러한 요구 조건을 만족할 수



있으므로 본 논문에서 설계 제작하였다. Taped line 입/출력을 갖는 필터의 경우 기존의 연구 논문들<sup>[3] | 4] [5]</sup>은 입/출력 라인의 기하학적 구조를 반영하지 않았기 때문에 주파수가 높아지게 되면 공진기간의 결합량이 변하여 필터 응답 특성이 변하게 된다. 따라서 설계한 combline 필터는 필터의 특성을 개선하기 위하여 공진기간에 iris를 삽입하여 직접 결합 방식을 택하였다. 이러한 형태의 필터는 공진기간의 결합량을 설계 값과 일치하도록 조절함으로써 쉽게 원하는 특성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라 추가적인 spurious 제거도 가능하였다. 또한 이러한 설계는 공진기간의 간격 및 공진기 직경을 일률적으로 동일하게 할 수 있으므로 필터 제작의 단순화와 시간 및 비용을 절감할 수 있는 장점을 갖는다.

제작된 필터의 재질은 무게의 경량화를 위하여 알루미늄 합금으로 하였으며, 진동 환경에 견딜 수 있도록 공진기와 필터의 몸체를 일체형으로 하였다. 시험 결과 반사 손실이 20 dB 이하로 우수하여 임피던스 정합을 위하여 별도의 isolator가 필요하지 않았으며, 광대역 rejection 특성은 26 GHz 이하에서 60 dB이하로 요구 규격을 만족하였다. 전기적 성능 시험을 마친 필터는 위성체 발사 시의 진동 환경에 견딜 수 있도록 모든 튜닝 나사를 에폭시로 고정하였으며, 신호의 누설을 최소로 하기 위하여 콘넥터 등의 연결 부위에 전도성 페인트를 칠하였다.

참 고 문 헌

[ 1 ] G.L Matthaei, "Interdigital bandpass filters," Trans. I.R.E., MTT-10, pp. 497, November 1962.

[ 2 ] G.L Matthaei, et al., "Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures" (McGraw Hill, New York, 1964).

[ 3 ] E.G. Cristal, "Coupled circular cylindrical rods between parallel ground plates," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-12, pp. 428, July 1964.

[ 4 ] E.G. Cristal, "Tapped-Line Coupled Transmission Lines With Applications to Interdigital and Combline Filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-23, no. 12, December 1975.

[ 5 ] S.Caspi and J. Adelman, "Design of Combline and Interdigital Filters with Tapped-Line Input," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-36, no. 4, pp. 759-pp.763, April 1988.

[ 6 ] Richard W.Daniels, *Approximation Methods for Electronic Filter Design* (McGraw Hill, New York, 1974).

[ 7 ] Seymour B. Cohn, Direct-Coupled-Resonator Filters, Proc. IRE, vol. MTT-5, pp. 195, February 1957.

[ 8 ] M.Dishal, Alignment and Adjustment of synchronously tuned multiple-resonator-circuit filters, Proc. IRE, vol. 39, pp. 1448-1455, November 1951.

[ 9 ] Kun Wook Chung et. Al, Design and Implementation of the Combline Bandpass Filter for the Satellite Transponder using Least-squares Curve-fitting Method, 한국통신학회지 제 19권 제8호, 1994.

저 자 소 개

廉仁福(正會員) 第 33卷 A編 第 6號 參照

鄭根旭(正會員) 第 32卷 A編 第 6號 參照

朴光亮(正會員) 第 31卷 A編 第 8號 參照

金在明(正會員) 第 31卷 A編 第 8號 參照