

Least-squares Curve-fitting 방법을 이용한 위성중계
기용 Comblin 대역통과여파기의 설계 및 제작

正會員 鄭 根 旭* 正會員 李 宰 鉉* 正會員 朴 光 亮* 正會員 金 在 明*

Design and Implementation of the Comblin Bandpass
Filter for the Satellite Transponder using
Least-squares Curve-fitting Method

Kun Wook Chung*, Jae Hyun Lee*, Kwang Ryang Park*,
Jae Mounng Kim* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 위성중계기의 수신부에 위치하고 있는 주파수 변환부(Down converter)에서 주파수 혼합기의 전단과 후단의 대역외 신호를 차단하는 Comblin 여파기를 least-squares curve-fitting 방법을 이용하여 설계 및 제작하였다. Comblin 공진소자의 전기적 길이는 $\lambda/8$ 로서, $\lambda/4$ 공진기를 이용하는 다른 여파기보다 대역외 차단주파수 대역이 넓다는 잇점을 가지고 있고 동시에 소형화와 경량화를 동시에 실현할 수 있어 위성 중계기의 대역통과여파기로 선택하였다. 공진소자는 사각형 막대구조를 이용하였다. 원통형 막대 구조의 공진기가 협대역 여파기 설계에 주로 이용되는 반면, 사각형 막대구조의 공진소자는 협대역뿐만 아니라 광대역 여파기 설계에도 응용이 가능하다는 것과 함께 구조해석과 가공이 용이하다는 장점을 갖고 있다.

설계된 주파수 대역은 800 MHz 이며, Chebyshev 여파기 함수를 적용하여 4-pole 여파기를 설계 및 제작하였다.

ABSTRACT

In this paper, we design and implement the Comblin Bandpass Filters for the satellite transponder by using the least-squares curve-fitting method. The Comblin Bandpass Filters are located front of the mixer and behind of it, which is the component of down converter. Comparing with the filters which have $\lambda/4$ resonance length, Comblin Filter has wide range of stop-band by using λ

* 한국전자통신연구소 탑재장치 연구실
論文番號 : 93248
接受日字 : 1993年 12月 18日

/8. So, it is useful to the satellite transponder owing to its low mass and small size. The filters described are realized as coupled rectangular coaxial transmission lines. The choice of this type is due to the ease of machining and wide variations in coupling coefficients rather than the use of the round rod resonators.

We determine 800 MHz bandwidths for the combline bandpass filters. By using Chebyshev filter function, we design and implement 4-pole combline filters.

I. 서 론

지상으로부터 전송된 신호는 주파수 변환기(Down converter)에 의해 주파수 변환되어 입력다중화기(Input demultiplexer)에서 각 채널별로 신호가 나누어져, 고출력 증폭기에 의해 증폭되어 출력 다중화기(output multiplexer)를 거쳐 지상으로 재전송된다. 이때 주파수 변환기에 있는 주파수 혼합기(Mixer)의 전단과 후단에 위치하는 combline 대역통과여파기는 각각 상향 주파수대역의 신호와 하향 주파수대역의 신호를 차단시킨다. 일반적으로 대역통과여파기의 공진소자의 길이가 $\lambda/4$ 인데 반해 combline 대역통과여파기의 공진소자의 길이는 $\lambda/8$ 로 하이 통과대역의 신호의 차단 효과가 높다는 잇점과 함께 크기와 무게를 줄일 수 있다는 점에서 위성중계기에 많이 이용되고 있다.

본 논문에서는 공진소자의 기구적 수치를 구하는데 이용되는 Getsinger가 구한 사각형 공진소자간의 fringing 커패시턴스 길과값을 least squares curve-fitting 방법을 이용하여 수식으로 나타내었다. 본 논문에서 소개하는 least-squares curve fitting 방법을 이용함으로써 combline 대역통과여파기를 설계할 때마다 Getsinger의 그래프를 사용해야 하는 번거로움을 없애고, 그래프를 눈으로 확인하는 과정에서 생길 수 있는 오차를 방지할 수 있기 때문에 설계시간의 단축과 정확성의 향상을 가져올 수 있다.

사용한 공진기의 형태는 원통형 막대 공진기보다 구조해석과 가공이 쉬운 사각형 막대 공진소자를 이용하였으며, 위성중계기의 무게를 고려하여 알루미늄을 사용하여 제작하였다. 그리고, Chebyshev 여파기함수를 이용하였으며 대역폭은 800 MHz로 설계하였다. 먼저, 여파기 설계이론을 제시하고 제작된 여파기의 성능측정 결과를 나타내었다.

II. Combline 대역통과여파기의 설계 및 제작

1. 이 론

일반적인 위성 중계기의 구성도를 그림 1에 나타내었다. 지상으로부터 전송된 상향링크 신호는 수신부의 주파수 변환기(Down converter)에서 하향링크 주파수대역으로 변환되는데, 본 논문에서 제작한 combline 대역통과여파기는 주파수변환기의 주파수 혼합기의 전단과 후단에서 각각 대역의 신호를 차단하는 역할을 한다.

Strip line 구조의 n-pole combline 여파기를 그림 2에 나타내었다. 여파기내에서는 거의 TEM 모드가 전송되며 라인간의 결합은 주로 자계에 의해 결합이 일어난다. 그림 2에서 0번과 n+1번 소자는 공진소자가 아닌 단축히 임피던스 변화 기능을 담당하며, 나머지 공진기에는 달리 접지면이 서로 반대방향으로 접속된다. 입력단과 출력단의 임피던스(Z_0)는 서로 같으며 일반적으로 50 Ohm 이다. 공동(cavity)의 높이인 ϕ 의 길이나 조절나사(tuning screw)로 조절되는 접속소자 커패시턴스 C_k^* ($k=1\sim n$)를 합쳐서 $z_0/4(=90^\circ)$ 보다 작아야 한다. 여기서 z_0 는 중심주파수에서 파장을 의미한다. 만약 커패시턴스 C_k^* 를 충분히 크게해서 공진기 길이를 $z_0/8$ 와 같게 하거나 조금 짧게하는 것이 좋다.¹⁾

그림2의 여파기의 등가회로를 그림 3에, 여파기의 단면도를 그림 4에 각각 나타내었다.

먼저, 선형적인 Chebyshev 저역통과여파기의 커패시턴스와 임피던스값(g_0, g_1, \dots, g_{n+1})²⁾을 구한 후, 주파수 변환 함수를 이용하여 대역통과여파기로 변환시킨다. 이 때 저역통과여파기의 병렬 커패시턴스는 커패시턴스와 코일의 병렬공진회로로, 직렬코일을 커패시턴스와 코일의 직렬공진회로 변환한다. 변환된 직렬과 병렬공진회로를 동시에 구현하기가 힘들므로 직렬공진회로를 어드버턴스 인버터(J inverter)로 대체시킨다.³⁾

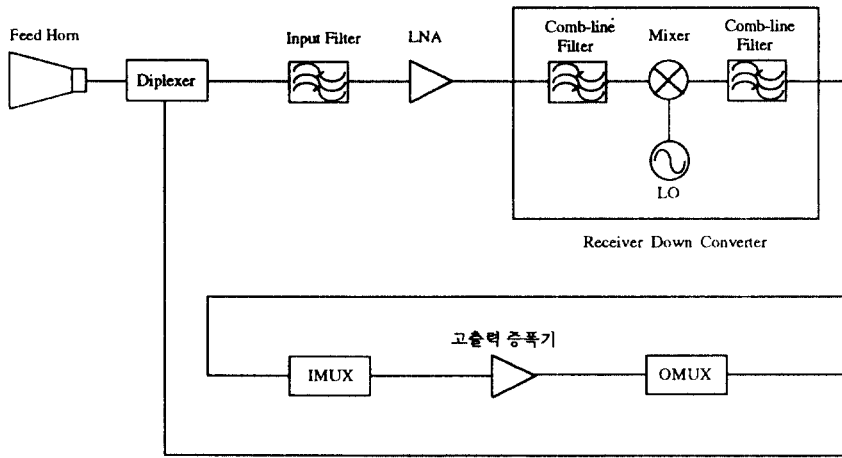


그림 1. 위성중계기의 구성도
Fig. 1. The Block diagram of the satellite transponder

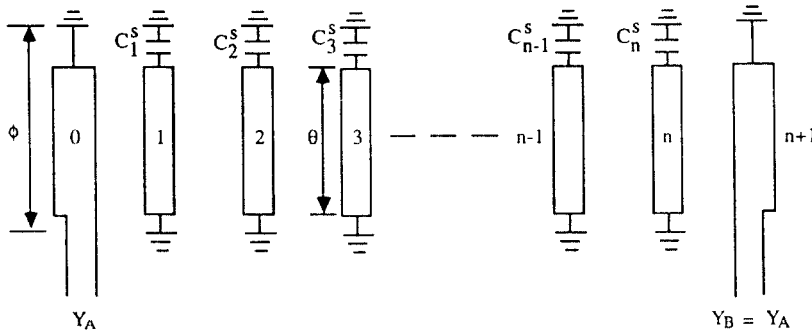


그림 2. Comb-line 대역통과 여파기의 구조
Fig. 2. The structure of the combline bandpass filter

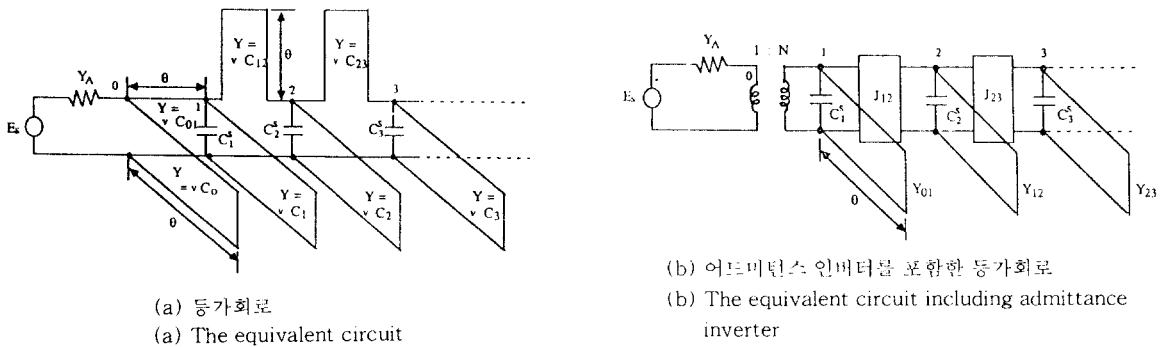


그림 3. Combine 대역통과 여파기의 등가회로
Fig. 3. The equivalent circuit of the combline bandpass filter

첫 번째 공진기의 임피던스는 공진기의 무부하 Q 값과 여파기의 특성에 큰 영향을 미치기 때문에 입력 단 임피던스 50 Ohm과 결합이 잘 일어날 수 있도록 첫 번째 공진기의 임피던스는 60 Ohm으로 선택하는 것이 좋다.^[1]

Comblin 여파기의 공진기의 폭(w)와 각 공진기 사이의 거리(s)를 계산하기 위해서 공진기의 정전용량 값과 공진기 사이의 정전용량 값을 계산해야한다.^{[1], [2]}

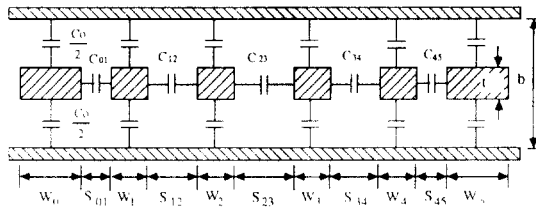


그림 4. Comblin 대역통과 여파기의 단면도

Fig. 4. The cross section of the combline bandpass filter

먼저, 접지면 사이의 높이(b)와 공진소자의 길이(t)와의 비를 먼저 결정한다. 다음, [1, 2]의 식에서 구한 정전용량을 이용하여 여파기의 결합(coupled) 막대 사이의 간격(s)과 막대의 폭(w)을 구한다. 막대간의 간격(s)과 폭(w)을 구하는데 있어서 William J. Getsinger의 그래프를 이용하여 구할 수 있다. 그러나, 본 논문에서는 Least-squares 방법을 이용한 curve-fitting^[3]을 통해 구한 식으로 여파기의 기하적 수치를 간단하게 얻을 수 있도록 하였다. 또한, combline 대역통과여파기를 설계할 때마다 Getsinger의 그래프를 사용해야하는 번거로움을 없앨 수 있을 뿐 아니라, 그래프를 눈으로 확인하는 과정에서 생길 수 있는 오차를 방지할 수 있기때문에 여파기 설계시각의 단축과 정확성의 향상을 가져올 수 있다.

표 1. 설계 사양

table. 1. Design Specifications

	중심주파수	중계기 대역폭	설계 대역폭	삽입손실	반사손실	평탄도
1	14.25 GHz	500 MHz	800 MHz	1.6 dB	20 dB	0.2 dB(pk-pk)
2	12.5 GHz	500 MHz	800 MHz	1.6 dB	20 dB	0.2 dB(pk-pk)

2. 설 계

수신 중심 주파수가 14.25 GHz, 송신 중심주파수가 12.5 GHz 이고, 중계기 대역폭이 500 MHz 인 위성중계기 수신부의 임출력 신호의 여파를 위해서 제작한 combline 여파기의 설계 사양을 표 1에 나타내었다. 편의상 주파수혼합기의 전단과 후단에 위치한 대역통과 여파기를 각각 입력 여파기와 출력 여파기라 부르자. 설계 중계기 대역폭이 800 MHz로 넓게 설계한 이유는 임출력단 여파기의 역할이 상, 하향 링크간의 신호압축을 없애는 데 있고, 또한 여파기 통과대역 끝부분에서 생길 수 있는 신호의 감쇄현상을 줄이기 위해서였다. 통과 대역에서의 리플값(ripple)은 모두 0.01 dB로 하였으며, 여파기의 공진기의 갯수를 4개로 설계하였다.

먼저, 본 논문에서 제시한 least-squares curve-fitting 방법으로 구한 사각형 막대 상호간의 정규화된 정전용량 $C_{kk+1}/\epsilon(\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r, \epsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}, \epsilon_r : \text{상대유전율})$ 과 s/b 와의 관계식을 식 (1)에 나타내었다.

$$y = a_1x^6 + a_2x^5 + a_3x^4 + a_4x^3 + a_5x^2 + a_6x + a_7 \quad (1)$$

$$\text{여기서 } x = C_{kk+1} / \epsilon$$

$$y = s/b$$

이며 t/b=0.4일 때의 계수 a1, a2, ..., a7는 아래 표와 같다.

t/b=0.4		
	0.03 ≤ C _{kk+1} ·ε ≤ 0.8	0.8 ≤ C _{kk+1} ·ε ≤ 1.0
a ₁	18.841261	0.001769
a ₂	60.805871	0.023299
a ₃	81.406109	0.113508
a ₄	58.410435	0.230934
a ₅	24.499853	0.065038
a ₆	6.555929	0.503137
a ₇	1.587648	0.840670

다음으로 정규화된(normalized) even-mode fringing capacitance인 C'_{ie}/ϵ 는 s/b 를 변수로 하여 식 (2)를 이용하여 구하였다.

$$y = a_1x^6 + a_2x^5 + a_3x^4 + a_4x^3 + a_5x^2 + a_6x + a_7 \quad (2)$$

여기서 $x = s/b$
 $y = C'_{ie}/\epsilon$

이며 $t/b = 0.4$ 일 때의 계수 a_1, a_2, \dots, a_7 는 아래 표와 같다.

t/b=0.4		
	0.1 ≤ s/b ≤ 0.55	0.55 ≤ s/b ≤ 1.2
a ₁	66.666667	-5.710354
a ₂	138.205128	32.630785
a ₃	115.961538	-75.354119
a ₄	-50.042832	90.817028
a ₅	10.618770	-61.297072
a ₆	0.353850	22.808158
a ₇	0.053167	-3.064491

위의 식(1)과 (2)를 이용하여 구한 Curve-fitting 결과값과 Getsinger의 data를 비교한 것을 그림 5에 나타내었다.

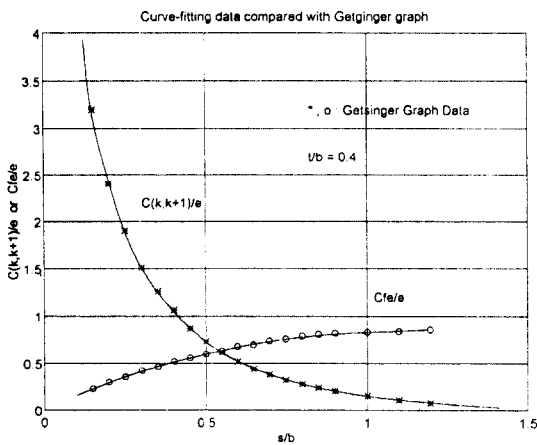


그림 5. Curve-fitting과 Getsinger 결과값의 비교
 Fig. 5. Curve-fitting data compared with Getsinger's one

정규화된(normalized) fringing capacitance C'_f/ϵ 의 값을 구하면 다음과 같다.

$$\frac{C'_f}{\epsilon} = 0.915 \quad \text{for } t/b = 0.4$$

위에서 구한 $C'_{ie(k, k+1)}/\epsilon$ 와 C'_f/ϵ 를 이용하여 박대의 폭 W 를 구한다. 이에 관한 식은 다음과 같다.

$$\frac{W_k}{b} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{b}\right) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{C_k}{\epsilon} \right) - \frac{C'_{ie(k, k+1)}}{\epsilon} - \frac{C'_{ie(k, k+1)}}{\epsilon} \right]$$

$$\frac{W_0}{b} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{b}\right) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{C_0}{\epsilon} \right) - \frac{C'_f}{\epsilon} - \frac{C'_{ie(0, 1)}}{\epsilon} \right] \quad (3)$$

$$\frac{W_{n+1}}{b} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{t}{b}\right) \left[\frac{1}{2} \left(\frac{C_{n+1}}{\epsilon} \right) - \frac{C'_f}{\epsilon} - \frac{C'_{ie(n, n+1)}}{\epsilon} \right]$$

만약 $\frac{W_k}{b} < 0.35(1 - \frac{t}{b})$ 이면 fringing 효과를 무시할 수 없으므로 다음과 같이 보상을 해주어야 한다.

$$\frac{W'_k}{b} = \frac{0.07(1 - t/b) + \frac{W_k}{b}}{1.20} \quad (4)$$

여기서 유의해야할 점은 공진소자의 폭(W)과 공진소자의 깊이(t)가 공진 길이(coupled length)인 $\lambda_g/8$ 보다는 작아야한다는 점이다. 만약 그렇지 않으면 공진기사의 결합이 아닌 공진기와 접지면과의 결합이 생기는 현상이 발생하여 여파기의 응답 특성을 변형시킬 수가 있기 때문이다.

3. 제작 및 성능 측정

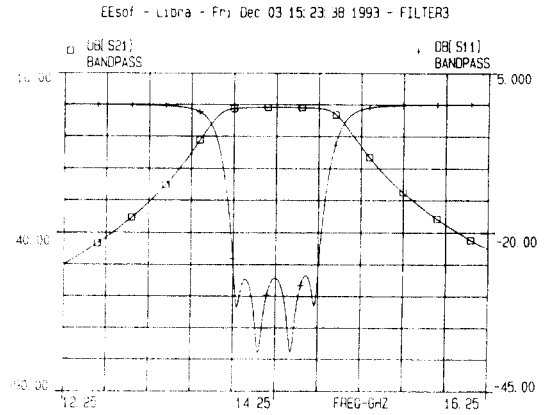
제작된 입출력 combine 대역통과 여파기의 공진기의 폭(w), 공진기 사이의 거리(s), 공진기의 길이(t)와 접지면 사이의 거리(b)의 수치를 다음 표 2에 나타내었다. 그리고, 실제로 제작된 입출력 combine 여파기의 모습을 사진 1에 나타내었다. 여기서 공진기의 길이(ℓ)는 40° 로 통일하였으며, 공진기와 접지면 사이의 커패시턴스값을 조절하는 조절나사는 공진기에 하나씩 위치하도록 하였다. 사용한 재료는 위성중계기의 무게를 줄이기 위해서 알루미늄으로

제작하였다.

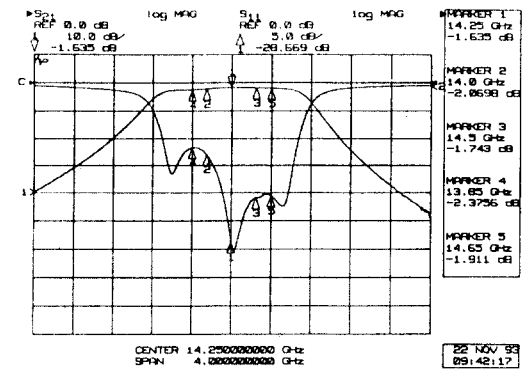
집중소자 캐패시터스값¹¹은 조절나사의 조절(tuning)으로 대체시켰으며, 집중소자 캐패시터스값과 조절나사의 직경을 고려하여 공진기의 조절나사 사이의 간격을 계산하였다. 조절나사는 Voltronics사 조절소자(tuning element, 모델번호: MT094-4)를 사용하였으며 조절나사의 직경이 1.83mm이므로 조절나사와 공진기사이의 간격을 조절나사의 조절을 고려하여 0.1mm이상이어야함을 알 수 있었다.

표 2. 1번과 2번 combine 대역통과 여파기의 치수
table. 2. The dimensions of No.1 and No.2 combine bandpass filter

k	No.1		No.2	
	$W[k]$	$s[k,k+1]$	$W[k]$	$s[k,k+1]$
0	2.08	1.04	1.99	0.99
1	1.65	3.21	1.62	3.01
2	1.92	3.69	1.90	3.19
3	1.92	3.21	1.90	3.01
4	1.65	1.04	1.62	0.99
5	2.08		1.99	
		$\epsilon = 2.34$	$\epsilon = 2.67$	
b=5.00				
t=2.00				



(a) Simulation



(b) 입력대역

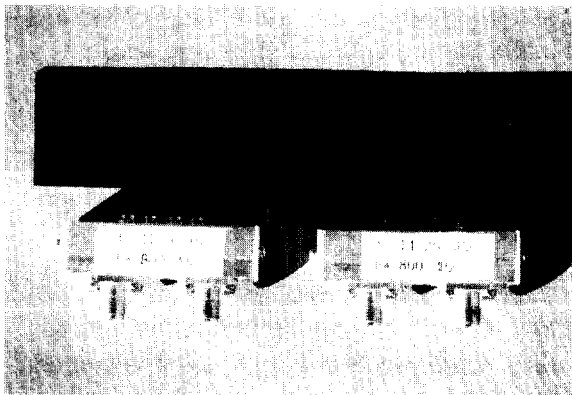
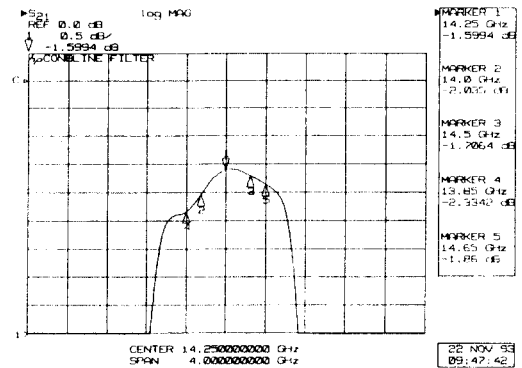


사진 1. 제작된 입력대역 combine 여파기
Photo. 1. Input & output combine bandpass filter manufactured



(c) 출력대역에서의 진폭특성

그림 6. 입력(No.1) combine 여파기 성능 결과
Fig. 6. The performances of input (No.1) combine filter

그림 6과 그림 7은 전형적인 Chebyshev 여파기에 대한 진폭특성과 각 combine 대역통과 여파기의 진폭특성에 대한 실험결과를 나타낸 것이다. 4-pole로 제작된 입출력 combine 여파기의 성능 측정 결과를 그림 6과 그림 7에 나타내었다. 입력 여파기(No. 1)의 대역폭이 약 1.2GHz, 출력 여파기(No.2)의 대역폭이 약 850MHz로서, 설계했던 주파수 범위보다 각각 50%, 6.25%로 넓게 나왔으나 입력단과 출력단의 송수신 신호분리, 여파에는 전혀 문제가 없었다. 입력 여파기(No.1)의 삽입 손실이 -1.6dB, 통과대역내에서의 평탄도가 0.4dB(pk-pk), 통과 대역의 반사 손실이 약 -18dB였으며, 출력 여파기(No.2)의 삽입 손실은 -1.8dB, 통과대역내에서의 평탄도가 0.2dB(pk-pk), 반사손실 약 -20dB 정도로서 설계사양과 비슷한 특성을 나타냄을 알 수 있었다.

III. 결 론

본 논문에서는 지구단으로부터 전송된 신호의 상향링크 주파수 대역을 하향링크 주파수 대역으로 변환시켜주는 위성중계기 주파수 변환부의 입, 출력 대역통과여파기를 least-squares curve-fitting 방법을 이용하여 combine 형태로 설계, 제작하였다. Combine 대역통과 여파기는 $\lambda/8$ 공진소자를 이용하기 때문에 $\lambda/4$ 공진소자를 이용하는 다른 여파기에 비해 차단대역이 넓다는 잇점과 함께 무게와 부피가 상대적으로 작아, 위성탑재용으로 적합하다.

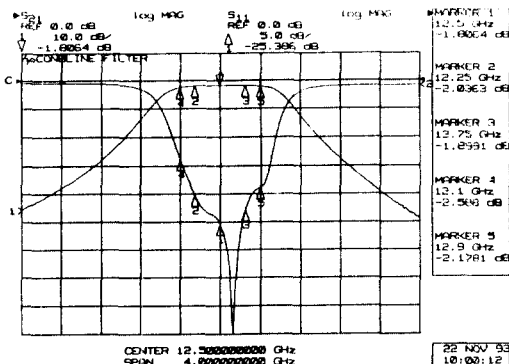
여파기 공진소자는 사각형막대 전송선로를 사용하였다. 사각형 공진소자는 원통형에 비해 다양한 대역폭에 대해서도 설계가 가능하다는 점과 구조해석과 가공이 쉽다는 장점을 갖고 있다. 그리고, 모든 공진소자의 전기적 길이는 40° 로 통일하였으며, 공진기의 결합량을 조절하는 조절나사는 각 공진기에 하나씩 사용되므로 조절하기가 쉽다는 잇점을 갖고 있다. 여파기를 제작하는데 사용한 재질은 위성중계기의 무게를 줄일 수 있도록 알루미늄을 선택하였다.

성능측정 결과, 4-pole 입, 출력 여파기의 경우, 설계대역폭보다 조금 넓게 나타났으나 송수신 신호의 분리, 여파에는 문제가 없으며 삽입손실과 평탄도 특성은 설계사양과 비슷함을 알 수 있었다.

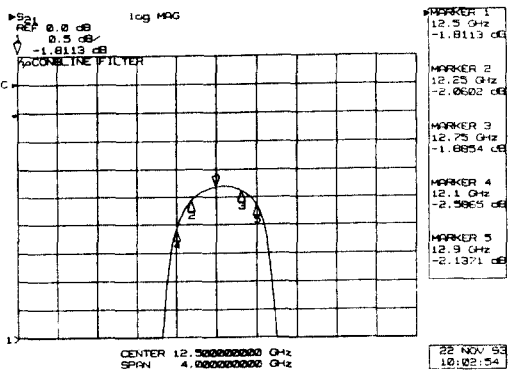
끝으로, 본 논문에서 제시한 least-squares curve-fitting 방법을 이용하여 계산한 공진기 사이의 커패시턴스값이 Gestinger의 결과값과 매우 잘 일치함을 알 수 있었으며, curve-fitting 방법으로 구한 수식을 사용하므로써 combine 여파기 설계시간의 단축과 설계의 정확성을 높이는 효과를 가져왔다고 사료되며, 앞으로 combine 여파기의 기구적 치수를 구하는 데 있어 매우 유용하게 이용되리라 여겨진다.

참 고 문 헌

1. G.L. Mattaei, "Comb-line band-pass filters of narrow or mederate bandwidth", *Microwave Journal*, vol.6, pp. 82~91, August, 1963.
2. G.L. Matthaei, *Microwave Filters, Impedance matching Newworks and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
3. W.J. Getsinger, "Coupled rectangular bars be-



(a) 진폭특성



(b) 통과대역내에서의 진폭특성

그림 7. 출력(No.2) combine 여파기 성능결과
Fig. 7. The performances of ouput (No.2) combine filter

- tween parallel plates”, *IRE Trans.*, vol. PGMTT-10, pp. 65~72, 1962.
4. S.C. Chapra and R.P. Canale, *Numerical Methods for Engineers*, chap 11., McGraw-Hill, 1988.
 5. W.Company, “Comb-line filters for microwave and millimeter-wave frequencies”, in *Watkins-Johnson Company Tech-notes*, 1990.

6. E.G. Cristal, “Capacity coupling shortens comb line filters”, *Microwaves*, pp.44~50, 1967.
7. S.B. Cohn, “Problems in strip transmission lines”, *IRE Trans.*, vol MTT-3, pp.119~126, 1955.



鄭根旭(Kun Wook Chung) 정희원
1966년 10월 30일생
1990년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1992년 2월 : 연세대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1992년 2월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원
연구소 팀제장치연구실 연구원

※주관심분야: 위성통신 시스템, 마이크로파 주동소자 등임.



李宰鉉(Jae Hyun Lee) 정희원
1959년 10월 10일생
1982년 2월 : 인하대학교 전자공학과 졸업(공학사)
1985년 2월 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 졸업(공학석사)
1993년 2월 : 한국과학기술원 전기및 전자공학과 졸업(공학박사)

1991년 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 팀제장치연구실 선임 연구원

※주관심분야: 장차과 소자 해석, 위성중계기용 초고주파 회로 등임.

朴光亮(Kwang Ryang Park) 정희원
1956년 8월 14일생
1980년 2월 : 한양대학교 전자통신공학과 졸업(공학사)
1982년 2월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)
1994년 8월 : 서강대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사)
1982년 1월 ~ 1983년 3월 : ADD 근무
1983년 3월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 팀제장치연구실
전임연구원

※주관심분야: 위성통신 시스템, 위성중계기 및 초고주파 부품 설계 등임

金在明(Jae Mounng Kim) 정희원
1951년 12월 17일생
1974년 : 한양대학교 전자공학과(학사)
1981년 : 서울대학교 대학원 전자공학과(석사)
1987년 : 연세대학교 전자공학과(박사)
1974년 2월 ~ 1979년 6월 : KIST, KTRI 근무
1982년 ~ 현재 : 한국전자통신연구원 위성통신시스템연구
부 책임연구원

※주관심분야: 위성통신시스템, 이동통신시스템 등임