

논문-98-3-1-09

Ka-밴드 Fin-line 필터의 설계 및 제작에 관한 연구

유기한*, 이용민*, 최진일*, 박종화**, 강준길*, 나극환*

Design and Fabrication of a Ka-Band Fin-line Filter

Ki-Han Ryu*, Yong-Min Lee*, Jin-Il Choi*, Chong-Wha Park**, June-Gill Kang*, and Keuk-Whan Ra*

요 약

본 논문에서는 Ka-밴드 위성통신 송신주파수대역(30.085~30.885 GHz)의 대역통과 필터를 유도성 fin-line 구조를 이용하여 분석, 설계 및 제작하였다. 도파관내의 공진기들이 전개면에 수직한 금속 fin으로 구성된 구조를 해석하는데 가장 적합한 모드정합법을 사용하여 설계하였다. 제작된 필터는 마이크로파대역 뿐만아니라 밀리미터파대역의 주파수에서도 우수한 필터특성을 갖는다는 특징을 가지고 있으며, 상업용 도파관을 사용하는 대신에 가격이 저렴하고 가공이 용이한 알루미늄을 사용함으로써 대량생산이 가능하다. 또한 도파관내 금속삽입형태에 의한 대역통과 필터의 구현이 아닌 유한한 두께를 갖는 포토-에칭된 유전체 기판을 삽입함으로써 제작상의 어려움을 해결하였다. 설계, 제작된 필터의 측정결과, 통과대역내에서 1.6 dB미만의 삽입손실과 18 dB이상의 반사손실을 갖는 응답특성을 얻었으며 이론에 의한 계산치와 측정치와의 비교를 통해 본 논문에서 제안된 설계방법의 타당성을 입증하였다.

Abstract

In this paper, the Ka-band bandpass filter for satellite communication feeder (30.085~30.885 GHz) is analyzed, designed and fabricated using the inductive fin-line structure. The filter is designed by the mode matching method adequate to the analysis of the cavities composed of the structures normal to the E-plan in a waveguide. The fabricated filter has a good characteristic at millimeterwave band as well as microwave band, and low priced and easily fabricatable aluminum, instead of using the commercial copper waveguides, is used for fabricating. The difficulties in bandpass filter realization was overcome by inserting not the metals but the finite thickness photo-etched dielectric substrate in the waveguide. The bandpass filter satisfy the characteristics that the insertion loss is under 1.6 dB and the return loss is more than 18 dB at the passband. The validation and accuracy of the method are confirmed by comparing the numerical results with experimental results.

I. 서 론

최근 국제적인 통신량의 급증과 가속화된 정보화 시대의 개막에 따라 국내외 위성관련 기술에 대한 개발 노력은 위성통신 시스템의 대용량, 고속화와 함께 많은 융통성 및 편의성을 제공하고 있다. 이러한 전반적인 통신 시스템은 점차 그 복잡성을 더해가고 그와 같은 시스템에서 초고주파 필터가 차지하는 비중은 매우 높다고 할 수 있다.

* 광운대학교 전자공학과

Dept. of Elec Eng., Kwangwoon University

** 정수기능대학 전자기술과

Dept. of Elec. Eng., Chungsoo Polytechnic. College

※ 이 논문은 1997년도 광운대학교 연구비에 의해 연구되었음

본 논문에서는 Ka-밴드 위성 송신 주파수 대역인 30.085~30.885 GHz에서 동작하는 대역통과 필터를 설계, 제작하였다. 일반적으로 도파관을 이용한 필터에서는 H면 Iris 삽입 필터가 주로 사용된다.^[1] 그러나 이 방법은 주파수가 올라갈수록 고차모드에 의한 감쇄가 심해지므로 밀리미터파 이상이 되면 E면 금속삽입필터가 사용된다.^[2] E면 금속삽입 필터에서 일반적으로 많이 사용되는 금속 septum은 정밀하게 가공하기가 쉽지 않기 때문에, 본 논문에서는 포토-에칭된 유전체 기판에 의한 fin-line 필터를 제작하였다. Fin-line은 작은 크기, 저렴한 가격, 높은 신뢰도, 밀리미터파 이상의 주파수 사용 등 많은 장점을 가지고 있으나 지금까지는 fin-line이 복잡한 구조를 가지기 때문에 단순히 실험 데이터에 의한 구현 방법이 사용됨으로써 저손실 회로를 구현하는데 많은 제약이 있었다. 또한 fin-line 불연속면에서의 고차모드 결합이 고려되지 않았기 때문에 주파수가 높아질수록 더욱 부정확한 결과를 얻을 수 밖에 없었다.^[3] 따라서 본 논문에서는 유전체의 두께뿐만 아니라 구리층의 두께, 고차모드 등 모든 사항을 고려하여 계산할 수 있는 모드정합법을 사용하였다. 산란행렬법을 사용하는 모드정합법은 기존의 방법들(FEM, FDTD, MOM 등)보다 알고리즘이 단순하면서도 빠르고 정확한 해석이 가능하다.^[4] 이러한 이유로 설계가 간단하면서도 필터 제작시 손실이 적고 용이하며 제작상의 오차가 적어 대량생산이 가능하다는 장점을 가지고 있다. 그리고 정확한 해석과 정밀 가공을 통해 대부분의 도파관 필터에 사용되는 미세 보정용 나사의 사용을 배제함으로써 제작 과정의 단순화와 내구성을 갖는 fin-line 구조의 대역통과 필터를 제안하였다.

II. 유전체 삽입 도파관의 불연속 구조 해석

그림 1은 유전체가 삽입된 도파관의 구조를 나타낸 것이다. 전파방향을 z 축으로 하고 무손실의 균일한 도파관이라 가정한다면, I로 TE₁₀모드가 입사되면 불연속점에서 TE_{1m}모드가 여기되며 영역 II, III, IV에서의 전자계를 표현하면 식 (1)과 같다.^[5]

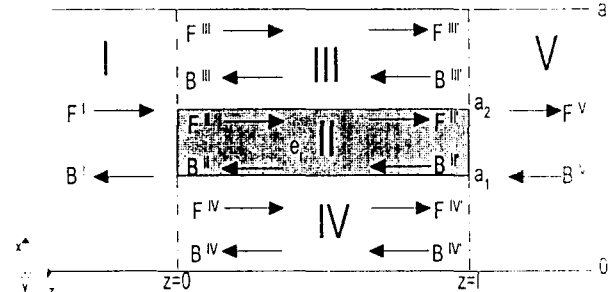


그림 1. 유전체판이 삽입된 도파관의 구조
Fig. 1. The structure of the waveguide that dielectric slab is inserted

$$\begin{aligned} \vec{E}^{(v)} &= -j\omega\mu\nabla \times \vec{Q}_{hx}^{(v)} \\ \vec{H}^{(v)} &= -\nabla \times \nabla \times \vec{Q}_{hx}^{(v)} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 \vec{Q}_{hx} 는 Helmholtz 방정식을 만족키는 정규화된 고유 모드의 합으로 나타난 x 방향 성분의 Hertzian 벡터 포텐셜이다. 식 (2)에서처럼 비어있는 영역 ($v=I$)과 유전체가 삽입된 영역 ($v=II, III, IV$)에서의 고유모드에 대한 전파 상수 k_{zm} 은 서로 다른 유전율을 가진 유전체 사이의 경계면에서의 경계조건에 의해 수치해석적으로 구할 수 있다.^[6]

$$\begin{aligned} k_{zm}^{(I)} &= \omega^2\mu_0\epsilon_0 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 \\ k_{zm}^{(v)} &= \omega^2\mu_0\epsilon_0\epsilon_r^{(v)} - k_{zm}^{(v)2} \quad v=II, III, IV \end{aligned} \quad (2)$$

식 (3)~(6)은 z=0일 때, 각 영역에서의 전자계에 대한 Helmholtz 방정식을 나타낸 것이다.

$$\begin{aligned} E_y^I &= -\omega\mu \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^I A_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) e^{-jk_{zm}^I z} \\ H_x^I &= \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{II} A_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) e^{-jk_{zm}^I z} \\ H_z^I &= -j \sum_{m=1}^{\infty} \frac{m\pi}{a} k_{zm}^I A_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) e^{-jk_{zm}^I z} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} E_y^{II} &= -\omega\mu \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{II} [A_m^{II} \cos\{k_{xm}^{II}(x-a_2)\} \\ &\quad + B_m^{II} \sin\{k_{xm}^{II}(x-a_2)\}] e^{-jk_{zm}^{II} z} \\ H_z^{II} &= -j \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{II} k_{xm}^{II} [A_m^{II} \sin\{k_{xm}^{II}(x-a_2)\} \\ &\quad + B_m^{II} \cos\{k_{xm}^{II}(x-a_2)\}] e^{-jk_{zm}^{II} z} \\ H_x^{II} &= \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{II} [A_m^{II} \cos\{k_{xm}^{II}(x-a_2)\} \\ &\quad + B_m^{II} \sin\{k_{xm}^{II}(x-a_2)\}] e^{-jk_{zm}^{II} z} \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} E_y^{III} &= -\omega\mu \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{III} A_m^{III} [-\tan(k_{xm}^{III}a) \cos\{k_{xm}^{III}(x-a_3)\} \\ &\quad + \sin\{k_{xm}^{III}(x-a_3)\}] e^{-jk_{zm}^{III} z} \\ H_z^{III} &= -j \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{III} k_{xm}^{III} A_m^{III} [-\tan(k_{xm}^{III}a) \sin\{k_{xm}^{III}(x-a_3)\} \\ &\quad + \cos\{k_{xm}^{III}(x-a_3)\}] e^{-jk_{zm}^{III} z} \\ H_x^{III} &= \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm}^{III} A_m^{III} [-\tan(k_{xm}^{III}a) \cos\{k_{xm}^{III}(x-a_3)\} \\ &\quad + \sin\{k_{xm}^{III}(x-a_3)\}] e^{-jk_{zm}^{III} z} \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{IV} &= -\omega\mu \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm} A_m^{IV} \sin(k_{xm}^{IV}x) e^{-jk_{zm}^I z} \\
 H_x^{IV} &= -j \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm} k_{xm}^{III} A_m^{IV} \cos(k_{xm}^{IV}x) e^{-jk_{zm}^I z} \quad (6) \\
 H_z^{IV} &= \sum_{m=1}^{\infty} k_{zm} A_m^{IV} \sin(k_{xm}^{IV}x) e^{-jk_{zm}^I z}
 \end{aligned}$$

여기서,
$$\begin{bmatrix} (k_{xm}^{II})^2 \\ (k_{xm}^{III})^2 \\ (k_{xm}^{IV})^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_0^2 \cdot \epsilon_r \\ k_0^2 \\ k_0^2 \end{bmatrix} - k_{zm}^2, \quad k_0^2 = \omega^2 \mu_0 \epsilon_0$$

$z=0$ 에서의 산란행렬을 $S^{(z=0)}$ 이라하면 $z=L$ 에서의 산란행렬은 식 (7)과 같은 관계가 성립한다.

$$S^{(z=0)} = (S^{(z=L)})^T \quad (7)$$

위의 수식으로부터 도파관의 각 불연속 영역 사이에서 접선 방향의 전자계요소를 정합하고, 모드간의 직교성을 이용하여 불연속 영역에 대한 산란행렬을 유도하면 식(8)과 같다.

$$\begin{bmatrix} B^I \\ F^V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^I \\ B^V \end{bmatrix} \quad (8)$$

III. 금속 fin이 삽입된 도파관의 해석

그림 2는 금속 fin이 삽입된 도파관구조를 나타낸다. 포트 I으로 TE_{10} 모드가 입사되면 전자파는 불연속면에서 영역 II, III, IV로 나뉘어진다.

각 영역 ($v=I, II, III, IV$)에서의 전개성분을 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

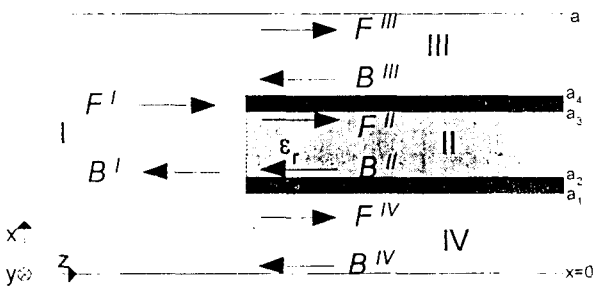


그림 2 금속 fin이 삽입된 도파관의 구조
Fig. 2. The structure that metallic fin is inserted

$$E_y^I = \sum_{m=1}^M A_m^I \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) (F_m^I e^{-jk_{zm}^I z} + B_m^I e^{+jk_{zm}^I z}) \quad (9a)$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{II} &= \sum_{n=1}^N A_n^{II} \sin\left(\frac{n\pi}{a_3-a_2}(x-a_2)\right) \\
 &\quad (F_n^{II} e^{-jk_{zn}^{II} z} + B_n^{II} e^{+jk_{zn}^{II} z}) \quad (9b)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 E_y^{III} &= \sum_{i=1}^I A_i^{III} \sin\left(\frac{i\pi}{a-a_4}(x-a_4)\right) \\
 &\quad (F_i^{III} e^{-jk_{zi}^{III} z} + B_i^{III} e^{+jk_{zi}^{III} z}) \quad (9c)
 \end{aligned}$$

$$E_y^{IV} = \sum_{k=1}^K A_k^{IV} \sin\left(\frac{k\pi}{a_1} x\right) (F_k^{IV} e^{-jk_{zk}^{IV} z} + B_k^{IV} e^{+jk_{zk}^{IV} z}) \quad (9d)$$

H_x 성분에 대한 식은 위의 식 (9)에 각각 $-Y_m^I, -Y_n^{II}, -Y_i^{III}, -Y_k^{IV}$ 를 곱하여 얻을 수 있다. 불연속면에 대한 연속방정식을 사용하여 식 (10)과 같은 연립방정식을 구할 수 있다.

$$F^I + B^I = L_E^{II}(F^{II} + B^{II}) + L_E^{III}(F^{III} + B^{III}) \quad (10a)$$

$$L_H^{II}(F^I - B^I) = F^{II} - B^{II} \quad (10b)$$

$$L_H^{III}(F^I - B^I) = F^{III} - B^{III} \quad (10c)$$

$$L_H^{IV}(F^I - B^I) = F^{IV} - B^{IV} \quad (10d)$$

여기에서 결합계수에 대한 행렬식은 식 (11)~(13)처럼 표현되어진다.

$$\begin{aligned}
 (L_E^{II})_{mn} &= 2\sqrt{\frac{k_{zm}^I}{a(a_3-a_2)k_{zn}^{II}}} \int_{a_2}^{a_3} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \\
 &\quad \sin\left(\frac{n\pi}{(a_3-a_2)}(x-a_2)\right) dx = (L_H^{II})_{nm} \quad (11)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (L_E^{III})_{mi} &= 2\sqrt{\frac{k_{zm}^I}{a(a-a_4)k_{zi}^{III}}} \int_{a_4}^a \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \\
 &\quad \sin\left(\frac{i\pi}{(a-a_4)}(x-a_4)\right) dx = (L_H^{III})_{im} \quad (12)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 (L_E^{IV})_{mk} &= 2\sqrt{\frac{k_{zm}^I}{aa_1k_{zk}^{IV}}} \int_0^{a_1} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \\
 &\quad \sin\left(\frac{k\pi}{a_1} x\right) dx = (L_H^{IV})_{km} \quad (13)
 \end{aligned}$$

4 포트의 일반화된 산란행렬은 식 (14)와 같은 형태로 나타내어질 수 있다.

$$S = \begin{bmatrix} I & -L_E^{II} & -L_E^{III} & -L_E^{IV} \\ L_{II}^{II} & I & 0 & 0 \\ L_{II}^{III} & 0 & I & 0 \\ L_{II}^{IV} & 0 & 0 & I \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -I & L_{II}^{II} & L_{II}^{III} & L_{II}^{IV} \\ L_{II}^{II} & I & 0 & 0 \\ L_{II}^{III} & 0 & I & 0 \\ L_{II}^{IV} & 0 & 0 & I \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서 I는 단위행렬(unit matrix)을 나타낸다.

IV. 필터의 설계 및 제작

그림 3에 fin-line 필터의 구조와 임피던스 인버터를 사용한 등가리액턴스 회로를 나타내었다.

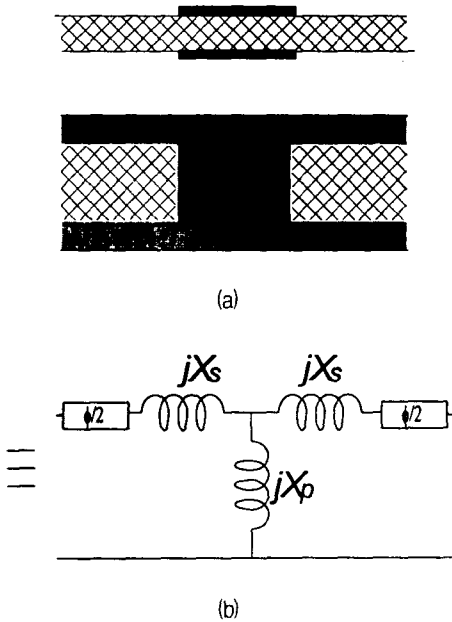


그림 3. Fin-line 필터의 구조와 등가 리액턴스 회로
Fig. 3. The structure and equivalent reactance circuit of fin-line filter

길이에 따른 임피던스 인버터는 full-wave 분석법을 이용하여 계산할 수 있다. 직,병렬의 리액턴스 성분은 산란행렬의 기본 성분을 식 (15)를 통해 임피던스의 행렬로 변환시켜줄 수 있다.

$$jX_s = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad (15)$$

$$jX_p = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 - S_{12}^2}$$

공진기의 길이는 식 (16)에 의해서 구할 수 있다.

$$l_k = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[\pi - \frac{1}{2} \text{abs}(\phi_k + \phi_{k+1}) \right] \quad (16)$$

여기서 λ_{g0} 는 중심주파수에서의 관내파장이고, ϕ_k, ϕ_{k+1} 은 k, k+1번째 전기적인 길이를 나타낸다.

본 논문에서는 6개의 금속 fin을 삽입하여 5개의 공진기로 구성된 fin-line 필터를 중심주파수 30.5 GHz로 설계하였다. 그림 5는 fin-line 필터의 모습을 나타낸 것이다. 도파관의 크기는 WR-34(a=8.636 mm, b=4.318 mm)를 사용하였다. 기판은 비교적 싸고 전기적 성질이 좋은 duroid 5880 ($\epsilon_r=2.2, t=0.02$ in)을 사용하였다.

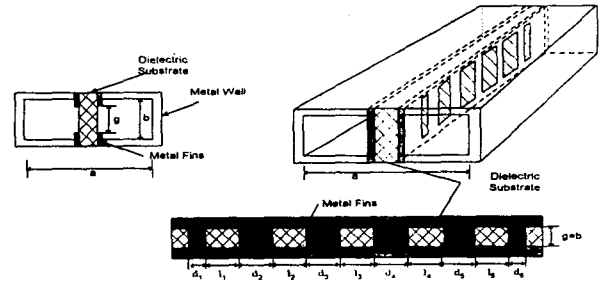


그림 4. Fin-line 필터의 구조
Fig 4. The structure of the fin-line filter

그림 4에서 공진기의 길이($l_1 \sim l_5$)는 대역내의 중심주파수에 의해 결정되고 금속 fin의 길이($d_1 \sim d_6$)는 통과 대역 삽입손실의 리플과 대역폭에 의해 정해진다. 샘플링 간격이 너무 적으면 계산시간이 너무 길어지게 되고, 너무 크면 정확한 결과를 얻을 수 없으므로 적당한 샘플링값을 선택하였다. 본 연구에서는 fin의 두께를 고려함으로써 더욱 정확한 결과를 얻을 수 있었다. 만약 fin의 두께를 고려하지 않고 설계한 경우 Ka-band 필터에서는 약 400MHz 정도의 오차가 발생하게 된다. 그리고 에칭과정의 에러를 감소시키기 위해서는 구리막의 두께를 가능한 한 얇은 것을 선택해야 한다.

이와 같은 설계과정에 따라 최종적으로 최적화된 값들을 표 1에 나타내었다

표 1. 최종적인 필터의 규격 (단위 : mm)
Table 1. Final dimensions of the filter (unit : millimeters)

구분	$l_1=l_5$	$l_2=l_4$	l_3	$d_1=d_6$	$d_2=d_5$	$d_3=d_4$
길이	3.78	3.79	3.79	0.73	3.53	4.56

최종적으로 20개의 모드수를 가지고, 표 1과 같은 공진기와 fin의 길이에 따른 시뮬레이션 결과를 그림 5에 나타내었다. 그림 5에서 볼 수 있듯이 모드의 수를 5개로 놓으면 중심주파수가 약 30.3 GHz로 200MHz 정도 이동된다.

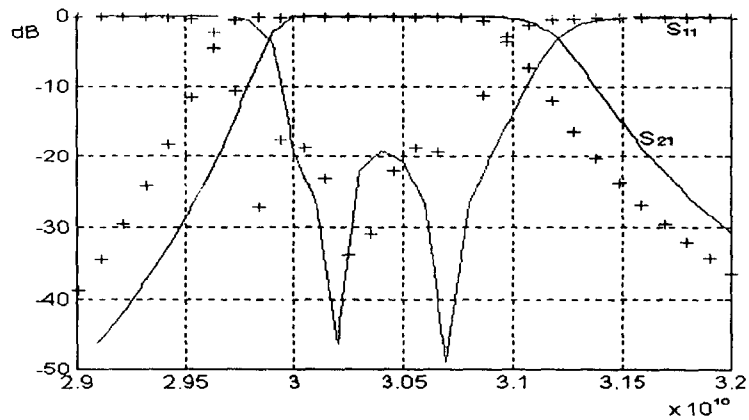


그림 5. 모드의 개수에 따라 계산된 삽입손실과 반사손실 (+++ : 5, _____ : 20)
 Fig. 5. Calculated insertion and reflection loss as the number of modes. (+++ : 5, _____ : 20)

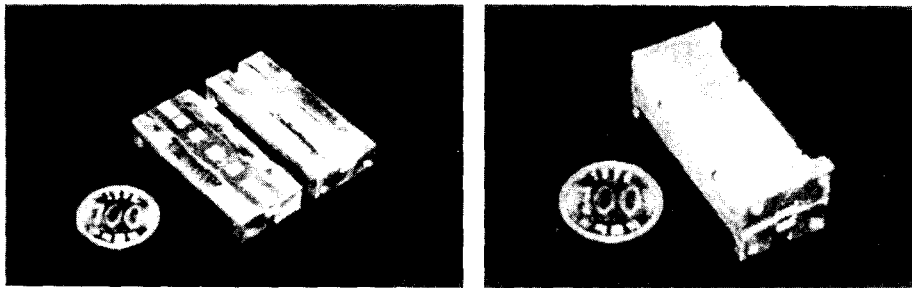


그림 6. 제작된 Ka-밴드 fin-line 대역통과 필터
 Fig. 6. Fabricated Ka-Band fin-line bandpass filter

V. 제작 및 측정 결과

그림 6은 최종적으로 설계, 제작된 Ka-밴드 fin-line 대역통과 필터의 외형을 나타낸 것이다.

본 논문에서 제작한 Ka-밴드 fin-line 필터의 측정결과를 그림 7에 나타내었다.

그림 7에서 볼 수 있듯이 통과대역에서 삽입손실은 1.6 dB이하, 반사손실은 18 dB 이상의 만족할만한 특성을 얻을 수 있었다. 여기서, 이론치에 비해 삽입손실이 다소 크게 나타난 것은 금형제작 및 에칭 등 제작과정의 오차에 기인한 것이므로, 이것을 개선한다면 삽입손실을 더욱 작게 할 수 있을 것이다. 또 유전체의 두께도 영향을 미칠 수 있기 때문에 가능한한 얇은 것을 선택해야한다.

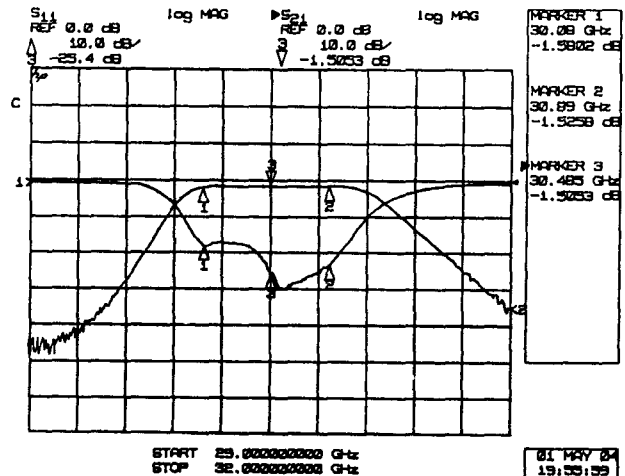


그림 7. 측정된 삽입손실과 반사손실
 Fig. 7. Measured insertion and reflection loss

VI. 결 론

본 연구에서는 도파관 내에서의 장애물을 이용하여 도파관 필터를 구현하는 여러 가지 방법중 비교적 제작이 간편하고 삽입손실을 최소화시킬수 있는 fin-line을 이용한 대역통과 필터를 설계, 제작하였다. 이를 위해 도파관 필터내의 불연속 구조는 모드정합을 이용하여 도파관의 산란계수를 구한 후, 산란 행렬법을 이용하여 등가매개변수의 값을 구하여 각각의 삽입급속에 대한 리액턴스값을 결정하였고, 필터의 설계규격을 만족하도록 필터를 합성하여 최적의 설계값을 구하였다.

제작된 필터의 측정 결과, 통과 대역 내에서의 삽입손실은 측정 어댑터의 손실을 감안하여 1.6 dB미만, 반사손실의 경우에는 18 dB이상으로 만족할 만한 특성을 얻을 수 있었다. 이와 같은 측정 결과로 미루어, 본 연구에서 제안한 fin-line 대역통과 필터는 설계시 의도하였던 성능을 거의 만족시키는 동작특성을 나타냄으로써, 기존의 전계면 필터가 지니고 있던 단점을 보완하는 동시에 금형제작이 가능한 구조로서 필터의 대량생산시 매우 유리한 이점을 가지고 있다.

참 고 문 헌

- [1] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Design of Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*. New York: McGrawHill, 1964.
- [2] J. Dittloff and F. Arndt "Computer-aided design of slit-coupled H-plane T-junction diplexers with E-plane metal-insert filters." *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT 12, 1988.
- [3] P. J. Meier, "Integrated fin-line millimeter components." *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.* vol. MTT-22, pp. 1209-1216, Dec, 1974.
- [4] J. Uher, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, pp. 27-30, 157-160, 1993.
- [5] Y. Shih, T. Itoh, and L. Q. Bui, "Computer aided design of millimeter-wave E-plane filters" *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.* vol. MTT-3, no. 2, Feb. 1983.
- [6] Robert E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, *IEEE Press*, pp. 59-66, 1991.

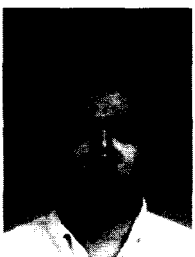
저 자 소 개

유 기 한



1996. 2. 광운대학교 전자공학과(공학사)
 1996. 1. ~ 1997. 1. 삼성전자 멀티미디어본부
 1997. 3. ~ 현재 광운대학교 전자공학과 대학원 석사학위과정
 주관심분야: 이동통신 및 위성통신 부품개발, 초고주파 수치해석

이 용 민



1993. 2. 광운대학교 전자공학과(공학사)
 1995. 2. 광운대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
 1995. 3. ~ 현재 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위과정
 주관심분야: 마이크로파 및 밀리미터파 수동부품 설계, 전파전파 및 전자기 해석



최진일

1992. 2. 경기대학교 전자공학과(공학사)
1994. 2. 광운대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1994. 3. ~ 현재 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위과정
주관심분야: 초고주파 회로설계, 위성통신 및 마이크로파 디지털 통신



박종화

1988. 2. 광운대학교 산업대학원 전자공학과(공학석사)
1991. 8. ~ 현재 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위과정
1996. ~ 현재 정수기능대학 전자기술과 교수
주관심분야: RF 및 초고주파 회로설계, 위성통신 및 마이크로파 디지털 통신



강준길

1967. 2. 광운대학교 전자공학과(공학사)
1969. 2. 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1979. 3. 연세대학교 전자공학과(공학박사)
1972. 3. ~ 현재 광운대학교 전자공학과 교수
1997. 4. ~ 현재 한국산업인력관리공단 이사



나극환

1973. 2. 연세대학교 전자공학과(공학사)
1977. 2. 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1981. 7. 불란서 ENSEEIHT 국립종합공과대학 전자공학과(공학박사)
1981. ~ 현대 광운대학교 전자공학과 교수
주관심분야: 초고주파 회로설계, 레이더 및 위성통신