

계단형 임피던스 공진기를 이용한 INMARSAT-C용 결합선로 필터의 설계 및 구현에 관한 연구

전 중 성* · 김 동 일**

A Study on Design and Fabrication of the Coupled Line Filter
Using Stepped Impedance Resonator for INMARSAT-C

Joong-Sung Jeon · Dong Il Kim***

〈목 차〉

Abstract

1. 서 론

2. 계단상 마이크로스트립 선로
공진기의 공진특성

3. 평행 결합선로

3.1 평행 결합선로

3.2 대역통과필터에 대한 어드미턴스인버터

4. 실험 및 고찰

5. 결 론

Abstract

Approximate design formulas for bandpass filter using stepped microstrip lines are derived. The coupling length of which can be adjusted according to the factor K. Some advantages of this filter, thus, are the abilities to control the size and shape by changing the structure of the resonator. Using the design formulas an experimental filter was designed and fabricated. The experimental results have been agree with the designed ones, and hence, the validity of the proposed design method has been confirmed.

1. 서 론

현재 표준 INMARSAT-C형은 지구정지궤도에 올라있는 위성(INMARSAT)을 사용하고 L밴드에서 운용하는 시스템으로 위성구간에 있어서 600

bps의 저속데이터를 전송하는 것으로 INMARSAT-C국 혹은 해안지구국에서 데이터를 일단 축적하고 나서 전송하는 Store and Forward 방식으로 회선효율을 증가시키고 단말기 구성이 간단해졌다. 이로 말미암아 GMDSS 도입에 따라서 1988 SOLAS

* 한국해양대학교 전자통신공학과

** 한국해양대학교 전파공학과

(GMDSS : Global Maritime Distress and Safety System ; 전해상조난구조시스템) 개정시 INMARSAT-C는 선박 법적 의무비치 장비로 규정되었다[1]. 이에 따라 1992년 2월부터 발효된 GMDSS의 필수 구성 요소로서 300톤급 이상의 선박에는 INMARSAT-C 송수신기를 의무적으로 장착토록 규정하고 있으며, 우리 나라는 그 동안 전량 수입에 의존해 오고 있기 때문에 마이크로웨이브 장비의 국산화가 절대 시급하다고 할 수 있다. 현재 국내에서도 INMARSAT -AT 장비의 국산화에 연구가 활발하게 진행되고 있다[2].

흔히 INMARSAT 표준 C형 RF 변환기에 사용되는 필터는 종단이 개방된 길이 $\lambda/2$ 인 전송선로를 이용한 공진기의 두 번째 통과 대역의 중심 주파수는 기본 주파수의 2배 또는 3배이다. 그러나 이 필터는 고주파대역의 특성이 좋지 않으므로 발진기와 증폭기 사이에 사용될 때 고주파 성분의 억제에 어려워진다. 이 문제를 해결하기 위해 여파기의 구성요소를 비균질한 공진기를 사용하는 것이다 [3]. 또한 테이퍼형 전송선로 공진기는 이들 공진기 중에 잘 알려져 있으나, 이것은 다단 연결의 대역 통과 필터에는 실제적으로 충분히 응용되지 않는다 [4]-[5].

본 논문에서는 비균질한 공진기인 계단상 마이크로스트립 선로를 이용한 스트립 구조의 대역 통과 필터를 INMARSAT 표준 C형 RF 변환기에서 사용하는 중심 주파수 1.7[GHz]에서 설계하고, 제작하여 실험하였다.

2. 계단상 마이크로스트립 선로공진기의 공진특성

본 논문에서 고려하고 있는 계단상 마이크로스트립 선로의 구조는 그림 1과 같다. 계단상 마이크로

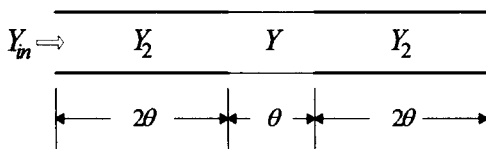


그림 1. 계단상 마이크로스트립 선로 공진기의 구조

스트립 선로 공진기는 서로 대칭이고 두개의 서로 다른 특성 어드미턴스 (Y_1 과 Y_2) 선로와 전기적 길이가 θ 와 2θ 인 선로를 가지는 것으로 한다. 그림 1의 계단상 마이크로스트립 선로 공진기의 입력 어드미턴스는 식 (1)과 같다.

$$Y_{in} = jY_2 \tan \theta \cdot \frac{K^2 \tan^4 \theta - (2K^2 + 4K + 1) \tan^2 \theta + K^2 + 4K}{(2K^2 + K + 2) \tan^4 \theta - (2K^2 + 6K + 2) \tan^2 \theta + K} \dots (1)$$

여기서 $K = Y_1/Y_2$ 는 어드미턴스의 비이다. 계단상 마이크로스트립 선로 공진기의 공진조건은

$$Y_{in} = 0 \dots (2)$$

이다.

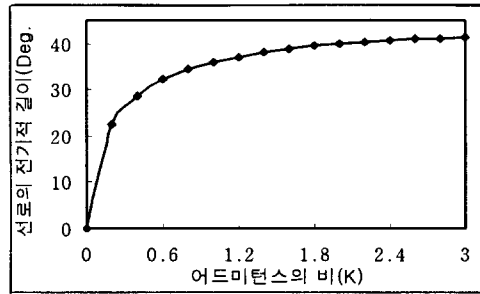


그림 2. 계단상 마이크로스트립 선로 공진기의 공진조건

그러므로 식 (1)과 식 (2)로부터 계단상 마이크로스트립 선로 공진기의 기본공진조건은 그림 2와 같다.

3. 평행 결합선로

임의의 길이를 갖는 평행 결합선로와 그 등가회로에 대하여 해석하고, 선로가 평행으로 결합되어진 계단상 마이크로스트립 선로를 갖는 대역 통과 필터의 설계를 위해서는 평행 결합선로의 even과 odd모드 임피던스 사이의 관계와 어드미턴스 인버터(J)사이의 관계를 해석할 필요가 있다[6].

3.1 평행 결합선로

결합선로 대역통과 필터는 결합선로부를 중속연결하여 만들 수 있고, 이렇게 중속 연결하여 만든 필터에 대한 설계방정식을 유도하기 위해, 하나의 결합선로부를 그림 3(b)에 보인 결합선로의 등가회로에 의해 근사적으로 모델화 될 수 있다.

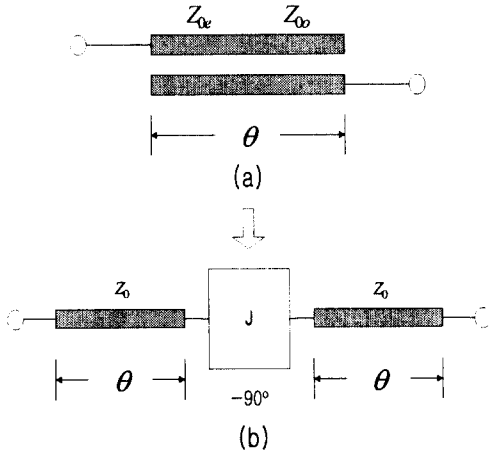


그림 3. 결합선로와 그 등가회로

그림 3(a)는 전기적 길이가 θ 인 결합선로의 even과 odd모드 임피던스(Z_{0e} , Z_{0o})를 보여주고, 그림 3(b)의 등가회로는 전기적 길이(θ), 임피던스(Z_0)와 어드미턴스 인버터(J)로 표현된다. 그림 3의 (a)와 (b)에 대한 ABCD 행렬은 다음과 같이 표현된다[7].

$$[F_a] = \begin{bmatrix} \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta & j \frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 + (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta} \\ j \frac{2 \sin \theta}{Z_{0e} - Z_{0o}} & \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[F_b] = \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -j \\ -j & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_0 \sin \theta \\ j \frac{\sin \theta}{Z_0} & \cos \theta \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} \left(Z_0 + \frac{1}{Z_0} \right) \sin \theta \cos \theta & j \left(Z_0^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{Z_0^2} \cos^2 \theta \right) \\ j \left(\frac{1}{Z_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \right) & \left(Z_0 + \frac{1}{Z_0} \right) \sin \theta \cos \theta \end{bmatrix} \quad (4)$$

대응되는 ABCD행렬의 요소는 서로 같으므로

$$\frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta = \left(Z_0 + \frac{1}{Z_0} \right) \sin \theta \cos \theta \quad (5)$$

$$\frac{(Z_{0e} - Z_{0o})^2 + (Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta} = JZ_0^2 \sin^2 \theta - \frac{1}{J} \cos^2 \theta \quad (6)$$

$$\frac{2 \sin \theta}{Z_{0e} - Z_{0o}} = \frac{1}{JZ_0^2} \sin^2 \theta - J \cos^2 \theta \quad (7)$$

이다. 식 (5)과 식 (6)을 풀면 even과 odd모드 선로 임피던스 방정식은

$$\frac{Z_{0e}}{Z_0} = \frac{1 + (J/Y_0) \csc \theta + (J/Y_0)^2}{1 - (J/Y_0)^2 \cot^2 \theta} \quad (8)$$

$$\frac{Z_{0o}}{Z_0} = \frac{1 - (J/Y_0) \csc \theta + (J/Y_0)^2}{1 - (J/Y_0)^2 \cot^2 \theta} \quad (9)$$

이고, 식 (8)과 식 (9)은 임의 길이를 갖는 평행 결합선로에 대한 일반적인 임피던스 표현식이다.

3.2 대역 통과 필터에 대한 어드미턴스인버터

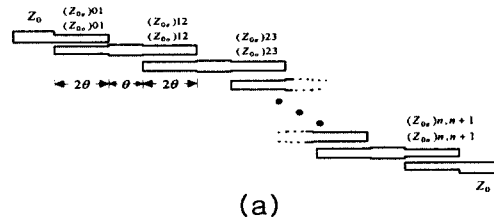


그림 4. 대역통과 필터의 구조

그림 4(a)는 본 논문에서 고려되어진 $n+1$ 개 결합선로부로 구성된 대역 통과 필터의 구조이며, 그림 4(b)는 $n+1$ 개의 결합선로부로 구성된 대역통과 필터의 구조를 필터의 크기를 최소화하기 위해서

Hairpin-line 형태로 변환한 구조이다. 저역통과 기본형 값(g_i)와 대역폭(Δ)는 대역 통과 필터의 설계 파라미터로 주어질 때 어드미턴스 인버터는 다음과 같이 표현된다[8]-[10].

$$J_{01} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 \Delta}{g_0 g_1}} \dots\dots\dots (10)$$

$$J_{jj+1} = \Delta \sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \dots\dots\dots (11)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{Y_0 b_1 \Delta}{g_n g_{n+1}}} \dots\dots\dots (12)$$

여기서 Δ 는 필터의 대역폭이고, $j = 1 \sim n - 1$ 이다. 식 (8)과 식 (9)를 이용하여 결합 선로의 설계 재원을 얻을 수 있다.

4. 실험 및 고찰

설계되어진 필터의 재원은 <표 1>에 나타나있다. 필터는 표1의 재원에 따라 중심주파수 1.7 [GHz]에서 Rogers사의 RO3010(유전율:10.2, 기판두께:1.27mm, 동박두께:2oz)을 사용하여 제작하였다

<표 1> 설계된 필터의 재원

중심 주파수	1.7 [GHz]
공진기의 수	N=4
필터의 응답	체비세프형
통과대역 리플	R=0.5 [dB]
대역폭	0.06
어드미턴스의 비(K)	0.032 Mho
θ	38 (degree)
Slop Parameter b	0.032 Mho
$Z_{0e}(01)=Z_{0e}(45)$	63.58
$Z_{0o}(01)=Z_{0o}(45)$	35.14
$Z_{0e}(12)=Z_{0e}(34)$	51.74
$Z_{0o}(12)=Z_{0o}(34)$	43.57
$Z_{0e}(23)$	97
$Z_{0o}(23)$	44.36

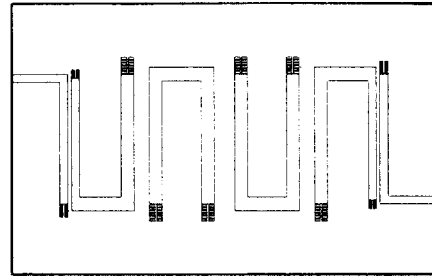


그림 5. 제작된 필터의 상세도

여기서 아래의 그림 5는 실험을 위해서 만들어진 실제회로이며, 공진기의 중단 부분의 그물형 패드는 회로의 임피던스를 매칭시키기 위한 tuning 패드이다.

<표 1>에 설계 재원에 따라 필터를 초고주파대 해석 프로그램인 C/NL2(Artech House)를 사용하여 시뮬레이션하였으며 그 결과는 그림 6에 나타나

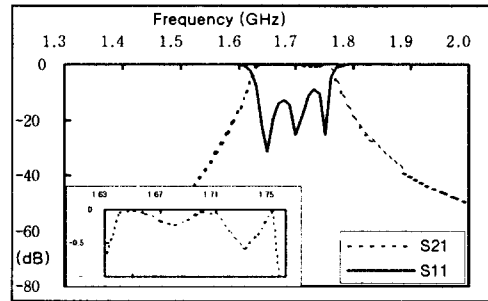


그림 6. 시뮬레이션된 필터의 주파수 특성

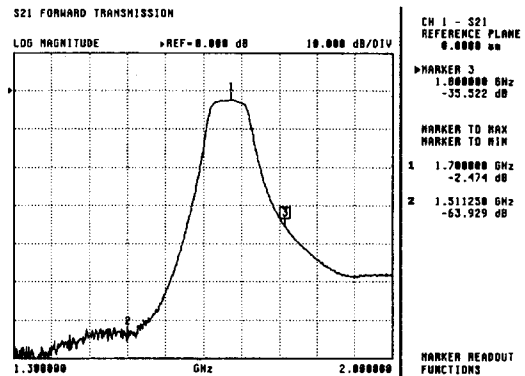


그림 7. 필터의 전달특성(S21)

였고, 1.66[GHz]에서 1.74[GHz]사이에서 0.5[dB]의 등리플을 보였다. 제작된 대역 통과 필터의 주파수 특성을 살펴보기 위해 Vector Network Analyzer 37225A (WILTRON)를 이용하여 대역통과 필터의 전달특성과 반사특성을 측정하였다. 그림 7은 대역 통과 필터의 전달특성을 나타내며, 삽입손실은 3[dB]미만, 대역폭은 100[MHz]를 만족 시킴을 볼 수 있으나 그림 8의 대역 통과 필터의 반사특성은 15[dB]로 설계사양 15[dB]를 만족시켰다.

그림 7에서 1.5[GHz] 근방에서 S_{21} 이 약간 증가하는 것으로 나타나는데 그 원인은 공진기의 종단이 개방된 경우 원하지 않는 공진현상이 복잡하게 나타나기 때문인 것으로 사료된다.

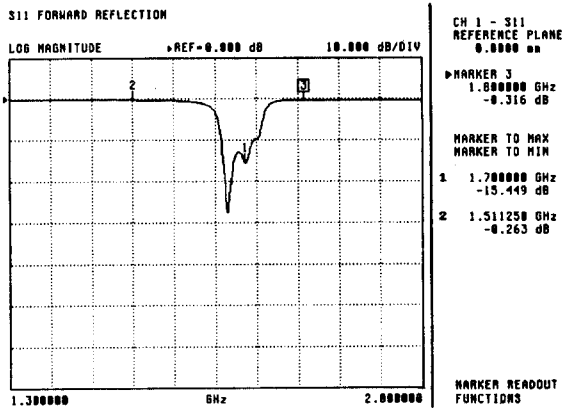


그림 8. 필터의 반사특성(S11)

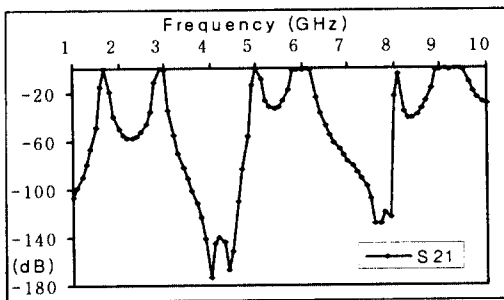


그림 9. 시뮬레이션된 필터의 하모닉 특성

그림 9에서는 통과 대역 밖에서 공진 모드를 찾기 위해서 그림 6의 S_{21} 시뮬레이션 결과를 1[GHz]에서 10[GHz]까지 확장하여 나타내고 있으며 이는 그림 10에서 측정되어진 공진주파수의 공진점이 일치함을 알 수 있다.

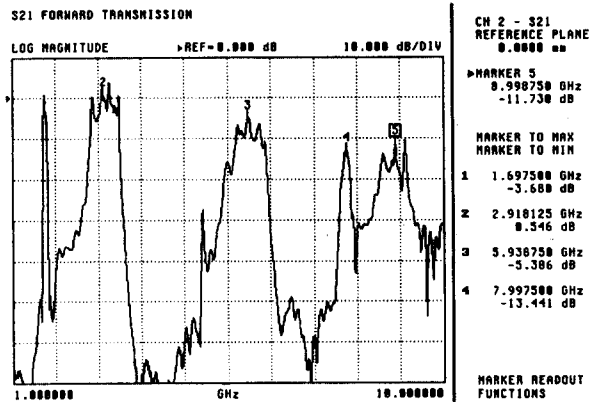


그림 10. 제작한 필터의 하모닉 특성

5. 결론

본 논문에서 일정 리플을 갖는 대역 통과 필터를 계단상 마이크로스트립 선로를 이용한 설계법을 제시하였다. 제시한 계단상 마이크로스트립 선로를 이용한 Hairpin-Line 대역통과 필터의 설계 방법에는 기존의 어드미턴스 변환 이론을 이용한 대역통과 필터이론을 그대로 이용하였다.

실험에서 얻어진 필터의 주파수 특성은 공진주파수 1.7[GHz], 대역폭 100[MHz]인 대역통과 필터를 제작하고 그 특성을 측정하였다. 이론적으로 계산된 필터의 응답과 실험결과는 반사손실 외에는 대체적으로 잘 일치하는 것을 확인하였다. 단순한 설계 과정, 크기와 형태를 임의로 조정할 수 있고, 유전체 공진기 필터보다 크기가 작고 우수한 재현성을 가지며, 회로 기판위에 집적시키기 편리하다는 장점을 가진다. INMARSAT-B형, INMARSAT-C형 및 INMARSAT-M형의 RF 변환기에 널리 활용될 수 있을 것이다.

〈감사의 글〉

본 연구는 항해 통신 위탁연구과제의 연구결과 중 일부분입니다. 그리고 본 연구의 수행중 도움을 주신 (주)삼양무선에 감사 드리는 바입니다.

참고문헌

- [1] L. Tetly & D. Calcutt, "Understanding GMDSS", Edward Arnold, London, 1994.
- [2] "INMARSAT-C 방식의 위성통신 단말기 개발", 통신산업부 중간 보고서, 1996.
- [3] C. P. Womack, "The use of exponential transmission lines in microwave components," IRE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-10, pp. 124- 132, Mar. 1962.
- [4] M. Dishal, "A simple design procedure for small percentage bandwidth round -rod interdigital filters," vol. MTT -13, pp. 696-698, Sept. 1965.
- [5] E. G. Cristal, "Tapped-line coupled transmission lines with applications to interdigital and combline filters," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., vol MTT-23, pp. 1007-1012, Dec. 1975.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, Artech House, 1980.
- [7] S. B. Cohn, "Parallel coupled transmission-line-resonator filters," IRE Trans. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-6, pp. 223-231, Apr. 1958
- [8] David M. Pozar, "Microwave Engineering" , Addison-Wesley, 1990.
- [9] S. B. Cohn, "Shielded coupled-strip transmission line," IRE Trnas. Microwave Theory & Tech., vol. MTT-3, pp. 29-38, Oct. 1955.
- [10] Jeong-Il Park, Dong-chul Park, "Tapped micorstrip bandpass filter using both half-wavelength resonators and step impedance resonators," 3rd Asia-Pacific Microwave Conference Proc., pp.439-441, Tokyo, 1990.