韓國電磁波學會論文誌 第14卷 第5號 2003年 5月 論文 2003-14-5-11

6차 단일종단 이중모드 타원응답 필터 합성에 관한 연구

A Study on the Synthesis of 6-Pole Dual-Mode Singly Terminated Elliptic Function Filter

염인복 · 이주섭 · 엄만석 · 이성팔

In-Bok Yom · Juseop Lee · Man Seok Uhm · Seong-Pal Lee

요 약

위성 중계기의 무게와 부피를 최소화 하기 위하여 출력 멀티플렉서는 매니폴드(manifold) 형태로 많이 설계한다. 매니폴드 형태의 출력 멀티플렉서의 정확한 성능을 구현하기 위해서는 이에 사용하는 각각의 채널 필터는 단일 종단으로 설계하여야 한다. 본 논문에서는 필터의 전달 함수로부터 orthogonal projection 및 행렬의 평면 회전(plane rotation)을 이용하여 6차 단일종단 이중모드 필터의 회로망 파라미터인 입출력 저항 및 결합 행렬을 구할 수 있는 합성 방법에 대하여 설명하였다. 특히 평면 회전 과정에서의 회전 행렬의 피벗 및 회전각을 제시하여 구현 가능한 결합 계수를 용이하게 얻을 수 있도록 하였다. 두 개의 서로 다른 구조를 갖는 필터에 대하여 동일한 전달 함수로부터 각각의 회로망 파라미터를 추출하였다. 본 논문에서 서술한 단일종단 필터의 회로망 파라미터 추출법은 다른 차수의 필터에도 적용이 가능하다.

Abstract

An output multiplexer of manifold type is widely used in a recent satellite transponder for its mass and volume reduction. For correct operation, the filter of such a multiplexer must be singly terminated. In this paper, a simple synthesis method of a 6-pole dual-mode singly terminated filter is described. From the transfer function of the filter, network parameters such as in/output terminations and coupling matrix are obtained with the aid of orthogonal projection and plane rotation. The rotation order, pivot, and rotation angle of the plane rotation process are given for easy filter synthesis. Two different-structure filters are taken into consideration and the network parameters of each filter have been obtained from the same transfer function. The method described in this paper can be applied to the other degree singly terminated filter.

Key words : Singly Terminated Filer, Synthesis, Satellite Transponder, Output Multiplexer

I. 서 론

일반적인 위성 통신 시스템에 있어서 위성 중계기의 고출력 증폭기를 통해서 증폭된 각 채널 신호는 출력 멀티플렉서(output multiplexer)에 의해서 합쳐진 후 지상으로 송신된다. 이때 사용되는 출력 멀티플렉서는 부피와 무게를 줄이기 위해서 주로 매니폴드(manifold)형으로 많이 설계한다[1]~[3]. 이러한 매니폴드 형태의 출력 멀티플렉서의 정확한 성능을 구현하기 위해서는 이에 상응하는 채널 필터는 단일 종단 필터이어야 한다[4]. 또한 출력 멀티플렉서의 부피와 무게를 최소화하기 위하여 각 채널 필터는 주로 이중모드 기법[5]으로 설계한다.

그림 1은 마이크로파 필터의 개발 과정을 나타내고 있다. 주어진 필터의 사양으로부터 필터의 폴점(pole)과 영점(zero)을 결정하여 전달 함수(transfer

한국전자통신연구원 통신위성개발센터(Communications Satellite Development Center, ETRI)

· 논 문 번 호 : 20030123-017
· 수정완료일자 : 2003년 3월 7일

function)를 구한 후 회로망 파라미터(network parameter)를 추출함으로써 필터의 물리적인 구현이 가능하게 된다. 필터의 폴점과 영점으로부터 전달 함수를 구하는 방법은 참고문헌 [6]과 [7]에 자세히 언급되어 있다.

본 논문에서는 단일 종단 필터의 전달 함수로부터 회로망 파라미터(network parameter)인 입출력 결합 계수와 결합 행렬(coupling matrix)을 구하는 필터 합성 방법에 대하여 다루었다. 결합 행렬 추출 시 필요한 행렬의 평면 회전(plane rotation) 과정에 있어서 6차 단일 종단 필터에 대한 회전 순서, 피벗(pivot), 회전각을 제시하였으며 이를 이용하여 6차 단일 종단 필터의 결합 행렬을 구하였다. 본 논문에서 제시한 단일 종단 필터의 합성 방법은 다른 차수의 단일 종단 필터의 합성에도 적용이 가능하다.

Ⅱ. 필터 합성 이론

그림 2는 단일 종단 필터의 등가회로를 나타내고 있다. 타원 응답형 단일 종단 필터의 전달 함수 $t(s)$는 일반적으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$t(s)=\frac{1}{\varepsilon}\frac{P(s)}{A(s)+sB(s)} \tag{1}$$

이 때 $s=j\omega$ 이며, 단일 종단 필터가 정규화된 저항값을 갖는 부하(load)에 연결되어 있다면 필터의 전달 어드미턴스(transfer admittance) Y'_{21}는 다음과 같다.

$$Y'_{21}=\frac{1}{\varepsilon}\frac{jP(s)}{A(s)+sB(s)} \tag{2}$$

LC 회로망에서 입력 전압과 출력 전류 간의 위상차

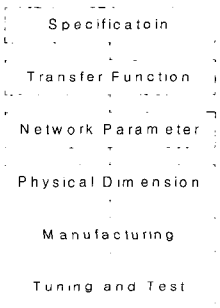

그림 1. 마이크로파 필터의 개발 과정
Fig. 1. Development process of the microwave filter.

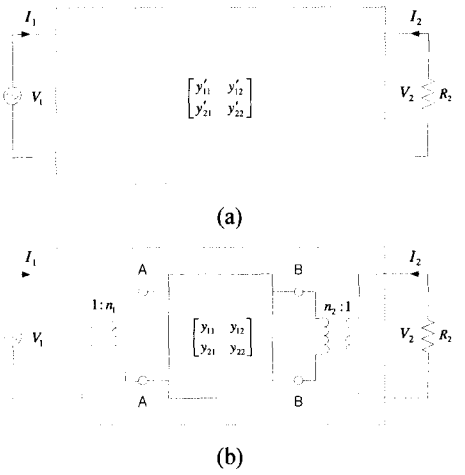

그림 2. 단일 종단 필터의 등가회로
(a) 비정규화 회로, (b) 정규화 회로
Fig. 2. Equivalent network for a singly terminated filter.
(a) Unnormalized scheme, (b) Normalized scheme

가 90°이기 때문에 이를 나타내기 위해서 식 (2)의 분자에 j를 사용하였다[8],[9].

필터의 전달 어드미턴스를 단락-회로망 파라미터(short-circuit parameter)인 y'으로 나타내면 식 (3)과 같다[9].

$$Y'_{21}=\frac{y'_{21}}{1+y'_{22}} \tag{3}$$

식 (3)에서 Y'_{21}은 출력단이 정규화 저항에 연결되었을 때의 전달 어드미턴스이고, y'_{21}은 단락되었을 때의 전달 어드미턴스이다. 따라서 단락-회로망 파라미터를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y'_{21}=\frac{jP(s)/\varepsilon}{A(s)} \tag{4-a}$$

$$y'_{22}=\frac{sB(s)}{A(s)} \tag{4-b}$$

n차의 동조된 필터를 LC 등가회로로 나타내면 그림 3과 같다[8]. 그림 3으로부터 전압-전류의 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ V_n \end{bmatrix} = Z \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_{n-1} \\ I_n \end{bmatrix} \tag{5}$$

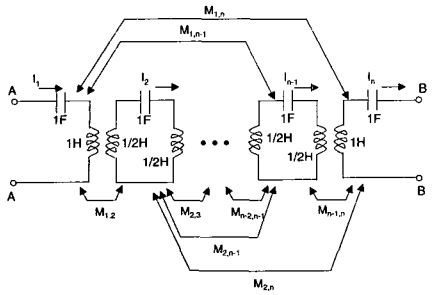

그림 3. n차의 동조된 필터의 LC 등가회로
Fig. 3. Equivalent circuit with LC elements for n-pole synchronously tuned filter.

이 때,

$$Z(s) = s \cdot U + j \cdot M \tag{6}$$

이다. 식 (6)에서 U는 n차의 unit 대각 행렬(unit diagonal matrix)이며, M은 n차의 결합 행렬(coupling matrix)이다. 또한 임피던스 행렬인 $Z(s)$와 정규화 단락-회로망 어드미턴스(normalized short-circuit admittance)와의 관계는 다음과 같다[8].

$$y_{11} = (Z^{-1})_{11} \tag{7-a}$$

$$y_{21} = (Z^{-1})_{n1} \tag{7-b}$$

$$y_{22} = (Z^{-1})_{nn} \tag{7-c}$$

따라서,

$$y_{11} = -j\,[(\omega U + M)^{-1}]_{11} \tag{8-a}$$

$$y_{21} = -j\,[(\omega U + M)^{-1}]_{n1} \tag{8-b}$$

$$y_{22} = -j\,[(\omega U + M)^{-1}]_{nn} \tag{8-c}$$

이다. 식 (8)로부터 y_{11}, y_{21}, y_{22}의 분모는 $-M$의 특성 방정식(Characteristic polynomial)이 되는 것을 알 수 있다. $-M$의 요소(element)가 실수이고 대칭형 행렬이므로, $-M$의 eigenvalue는 실수이고 $-M$은 eigenvalue 값을 갖는 대각행렬(diagonal matrix)과 직교적으로 유사(orthogonally similar)하다[10]. 따라서 다음의 식을 만족하는 직교 행렬(orthogonal matrix) T가 존재한다.

$$-M = TJT^{-1} \tag{9}$$

이 때,

$$J = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_{n-1} & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \lambda_n \end{bmatrix}$$

이며, λ는 $-M$의 eigenvalue이다. 식 (9)를 식 (8)에 대입하면 단락-회로 어드미턴스 y를 다음과 같이 partial fraction expansion 형태로 나타낼 수 있다.

$$y_{11} = -j \sum_{k=1}^{n} \frac{T_{1k}^2}{\omega - \lambda_k} \tag{10-a}$$

$$y_{21} = -j \sum_{k=1}^{n} \frac{T_{1k} \cdot T_{nk}}{\omega - \lambda_k} \tag{10-b}$$

$$y_{22} = -j \sum_{k=1}^{n} \frac{T_{nk}^2}{\omega - \lambda_k} \tag{10-c}$$

그림 2로부터 정규화 단락-회로망 어드미턴스와 비정규화 단락-회로망 어드미턴스의 관계를 나타내면 다음과 같다.

$$y'_{11} = n_1^2 y_{11} \tag{11-a}$$

$$y'_{21} = n_1 n_2 y_{21} \tag{11-b}$$

$$y'_{22} = n_2^2 y_{22} \tag{11-c}$$

따라서, 식 (10)과 식 (11)을 이용하면 다음과 같이 비정규화 단락-회로망 어드미턴스를 구할 수 있다.

$$y'_{11} = -j \cdot n_1^2 \sum_{k=1}^{n} \frac{T_{1k}^2}{\omega - \lambda_k} \tag{12-a}$$

$$y'_{21} = -j \cdot n_1 n_2 \sum_{k=1}^{n} \frac{T_{1k} \cdot T_{nk}}{\omega - \lambda_k} \tag{12-b}$$

$$y'_{22} = -j \cdot n_2^2 \sum_{k=1}^{n} \frac{T_{nk}^2}{\omega - \lambda_k} \tag{12-c}$$

즉, 식 (12)는 등가회로 분석으로부터 추출한 단락-회로망 어드미턴스이고 식 (4)는 전달 함수로부터 추출한 단락-회로망 어드미터스이다. 따라서 식 (4)를 이용하여 식 (12)에서 주어진 eigenvalue와 직교행렬을 추출함으로써 필터의 설계 파라미터인 입출력 결합 계수(n_1, n_2) 및 결합 행렬 (M)을 구할 수 있다.

Ⅲ. 6차 단일종단 필터 합성

대역 내 리플이 0.025 dB이며, 전달 영점이 $\pm j \cdot 1.5$인 6차 타원 응답 필터의 전달 함수는 다음과 같다.

$$k(s)=\frac{1}{\varepsilon}\frac{s^2+a^2}{s^6+a_5s^5+a_4s^4+a_3s^3+a_2s^2+a_1s+a_0} \quad (13)$$

이 때,

a_5 = 2.190090

a_4 = 3.969029

a_3 = 4.385213

a_2 = 3.595277

a_1 = 1.901726

a_0 = 0.546886

a_2 = 2.25

ε = 4.12556

식 (13)의 전달 함수를 갖는 6차 단일 종단 필터의 S_{11}과 S_{21} 특성을 나타내면 그림 4와 같다.

식 (4)를 이용하여 단락-회로망 어드미턴스를 구하면 다음과 같다.

$$y'_{21}=-j\cdot\frac{1}{\varepsilon}\frac{\omega^2-a^2}{\omega^6-a_4\omega^4+a_2\omega^2-a_0} \quad (14\text{-a})$$

$$y'_{22}=-j\cdot\frac{a_5\omega^5-a_3\omega^3+a_1\omega}{\omega^6-a_4\omega^4+a_2\omega^2-a_0} \quad (14\text{-b})$$

식 (12)와 식 (14)를 비교하면 $n_2^2=a_5$을 추출할 수 있으며, 식 (14)의 분모의 근이 λ_k인 것을 알수 있다. 또한 $T_{6k}(k=1, 2, \cdots, 6)$는 다음의 식을 이용하여 구할 수 있다.

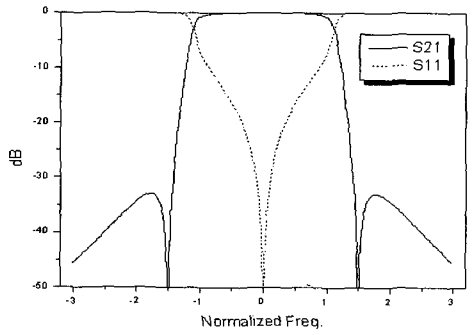

그림 4. 6차 단일 종단 필터의 주파수 응답 특성
Fig. 4. Frequency response of 6th order singly terminated filter.

$$T_{6k}^2=\frac{a_5\lambda_k^5-a_3\lambda_k^3+a_1\lambda_k}{n_2^2\prod_{\substack{i=1\\ i\neq k}}^{6}(\lambda_k-\lambda_i)} \quad (15)$$

n_1 및 T_{1k} 는 다음의 연립방정식으로부터 구할 수 있다.

$$\sum_{k=1}^{6}T_{1k}^2=1 \quad (16\text{-a})$$

$$-n_1n_2T_{1k}T_{6k}\prod_{\substack{i=1\\ i\neq k}}^{6}(\lambda_k-\lambda_i)=\frac{\lambda_k^2-a^2}{\varepsilon} \quad (16\text{-b})$$

따라서, n_1= 0.8440과 n_2 = 1.4799를 얻을 수 있으며 식 (15)와 식 (16)을 이용하여 eigenvalue와 T행렬을 구한 후 식 (9)를 이용하면 다음과 같이 결합 행렬 M을 구할 수 있다.

$$M= \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.4159 & -0.4745 & 0.1585 & 0.0162 & 0 \\ 0.4159 & 0.8030 & 0.1546 & 0.0052 & -0.3216 & 0.2417 \\ -0.4745 & 0.1546 & -0.0893 & 0.2818 & -0.5733 & 0.1590 \\ 0.1585 & 0.0052 & 0.2818 & -0.6741 & -0.6993 & -0.2951 \\ 0.0162 & -0.3216 & -0.5733 & -0.6993 & -0.0395 & 1.3401 \\ 0 & 0.2417 & 0.1590 & -0.2951 & 1.3401 & 0 \end{bmatrix}$$

식 (13)의 전달 함수를 만족하는 필터를 그림 5 또는 그림 6과 같은 이중모드 구조로 구현하는 경우, 식 (17)에서 주어진 결합 행렬을 구현하고자 하는 구조에 맞는 결합 행렬로 변화시켜야 한다. 즉, 그림 5와 같은 구조로 필터를 구현하는 경우, 결합 피라미터 m_{12}, m_{23}, m_{34}, m_{45}, m_{56}, m_{36}를 제외한 나머지 피라미터는 모두 0이어야 하며, 그림 6과 같은 구조로 필터를 구현하는 경우, 결합 파라미터 m_{12}, m_{23}, m_{34}, m_{45}, m_{56}, m_{14}를 제외한 나머지 결합 피라미터는 모두 0이어야 한다. 따라서 평면 회전과 같은 similarity transformation을 이용하여 구현하고자 하는 구조에 맞는 결합 행렬을 추출하여야 한다.

k번째 평면 회전은 다음과 같이 정의된다.

$$M_k=R_k\cdot M_{k-1}\cdot R_k^t \quad \text{for} \quad k=1, 2, \ldots, n \quad (18)$$

이때, R은 회전 행렬(rotation matrix), R^t는 회전 행렬의 전치(Transpose) 행렬이며 M_0는 식 (17)에서 주어진 결합 행렬의 초기값이다. 피벗이 (i, j)에 있는 R의 $r_{i,i}$, $r_{i,j}$, r_{ji}, and $r_{j,j}$ element는 식 (19)와 같으며 나머지 element는 identity 행렬과 동일하다[10].

$$r_{i,i}=r_{j,j}=\cos\theta,\ r_{j,i}=-r_{i,j}=\sin\theta \quad (19)$$

이 때 θ는 회전각이다. 식 (18)에서 주어진 평면 회전 과정은 원하는 구조의 필터의 결합 행렬을 구할 때까지 적용한다. 그림 5 또는 그림 6과 같은 구조의 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 평면 회전 과정의 순서, 피벗, 회전각은 다음 식에서 주어지는 R의 회전각과 M_{k-1}의 element와의 관계로부터 얻을 수 있다.

$$\theta_{upper} = \tan^{-1}(-m_{i-1,j} / m_{i-1,i})$$

$$\theta_{left} = \tan^{-1}(m_{i,j-1} / m_{j,j-1})$$

$$\theta_{right} = \tan^{-1}(m_{i,j+1} / m_{j,j+1})$$

$$\theta_{lower} = \tan^{-1}(-m_{i+1,j} / m_{i+1,i}) \quad (20)$$

θ_{upper}, θ_{left}, θ_{right}, θ_{lower}은 피벗이 (i, j)인 k번째 평면 회전에 있어서 M_k의 $(i-1, j)$, $(i, j-1)$, $(i, j+1)$, $(i+1, j)$ element를 0으로 만드는 회전각이다[11]. 식 (20)을 이용하여 초기 결합 행렬로부터 원하는 구조의 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 평면 회전의 회전 순서, 피벗, 회전각을 구할 수 있다. 표 1에 그림 5 및 그림 6과 같은 구조의 6차 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 평면 회전의 회전 순서, 피벗, 회전각을 정리하였다.

표 1에서 주어진 평면 회전 과정을 이용하여 그

표 1. 그림 5 및 그림 6 구조의 6차 필터의 결합계수를 구하기 위한 피벗과 회전각

Table 1. Positions of pivots and rotation angles for 6th order filter with structure of Fig. 5 and Fig. 6.

구 조	Rotation No.	Method 1		Method 2	
		Pivot [i,j]	Angle	Pivot [i, j]	Angle
그림 5	1	[2, 3]	θ_{upper}	[3, 2]	θ_{left}
	2	[2, 4]	θ_{upper}	[4, 2]	θ_{left}
	3	[2, 5]	θ_{upper}	[5, 2]	θ_{left}
	4	[3, 4]	θ_{upper}	[4, 3]	θ_{left}
	5	[3, 5]	θ_{upper}	[5, 3]	θ_{left}
	6	[4, 5]	θ_{upper}	[5, 4]	θ_{left}
그림 6	1	[5, 4]	θ_{lower}	[4, 5]	θ_{right}
	2	[5, 3]	θ_{lower}	[3, 5]	θ_{right}
	3	[5, 2]	θ_{lower}	[2, 5]	θ_{right}
	4	[4, 3]	θ_{lower}	[3, 4]	θ_{right}
	5	[4, 2]	θ_{lower}	[2, 4]	θ_{right}
	6	[3, 2]	θ_{lower}	[2, 3]	θ_{right}

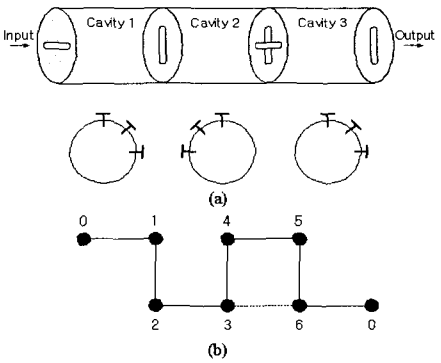

그림 5. 교차 결합(M36)이 있는 6차 이중모드 필터 (a) 필터 구조, (b) 신호 흐름도

Fig. 5. 6-pole dual-mode filter with cross coupling at M36.
(a) Configuration, (b) Signal flow

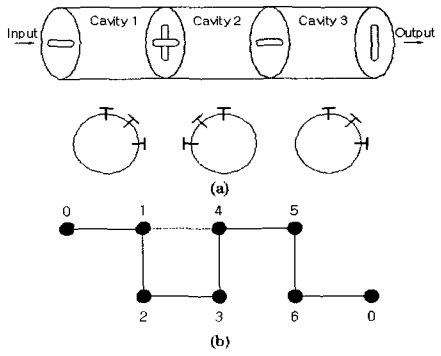

그림 6. 교차 결합(M14)이 있는 6차 이중모드 필터 (a) 필터 구조 (b) 신호 흐름도

Fig. 6. 6-pole dual-mode filter with cross coupling at M14. (a) Configuration (b) Signal flow

림 5와 같은 구조를 갖는 필터의 결합 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$M^{(1)} = \quad (21)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.6508 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.6508 & 0 & 0.5930 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.5930 & 0 & 0.4856 & 0 & -0.5028 \\ 0 & 0 & 0.4856 & 0 & 0.9956 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.9956 & 0 & 1.3092 \\ 0 & 0 & -0.5028 & 0 & 1.3092 & 0 \end{bmatrix}$$

또한, 그림 6과 같은 구조를 갖는 필터의 결합 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$M^{(2)} = \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0.6264 & 0 & -0.1763 & 0 & 0 \\ 0.6264 & 0 & 0.7524 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.7524 & 0 & 0.6300 & 0 & 0 \\ -0.1763 & 0 & 0.6300 & 0 & 0.7847 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.7847 & 0 & 1.4024 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1.4024 & 0 \end{bmatrix}$$

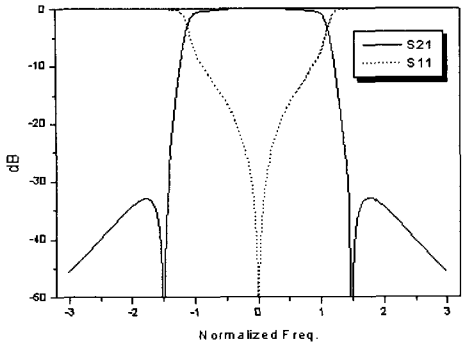

그림 7. 6차 단일 종단 필터의 주파수 응답 특성
Fig. 7. Frequency response of 6th order singly terminated filter.

필터의 결합 행렬이 주어져 있는 경우 필터의 S_{11} 및 S_{21} 특성은 다음의 식으로부터 구할 수 있다[12].

$$S_{21} = -2j\sqrt{R_1 R_2}\,[A^{-1}]_{n1}$$

$$S_{11} = 1 + 2jR_1[A^{-1}]_{11}$$

이 때

$$[A] = [\omega U - jR + M]$$

$$R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & R_2 \end{bmatrix} \qquad (23)$$

$$R_1 = n_1^2, \quad R_2 = n_2^2.$$

식 (23)을 이용하여 식 (21) 또는 식 (22)의 결합 행렬을 갖는 필터의 주파수 응답 특성을 구하면 그림 7과 같다. 따라서 결합 행렬로부터 구한 주파수 응답 특성(그림 7)과 필터의 전달 함수로부터 구한 주파수 응답 특성(그림 4)이 동일하므로 식 (21)과 식 (22)의 행렬이 식 (13)의 전달 함수 특성을 나타내는 단일 종단 필터의 결합 행렬이라는 것을 알 수 있다.

또한 식 (22)에서 주어진 결합행렬을 갖는 필터를 구현한 결과를 그림 8에 나타내었다. 필터의 측정결과가 이론적인 필터의 합성 결과와 동일함을 알 수 있다.

Ⅳ. 결 론

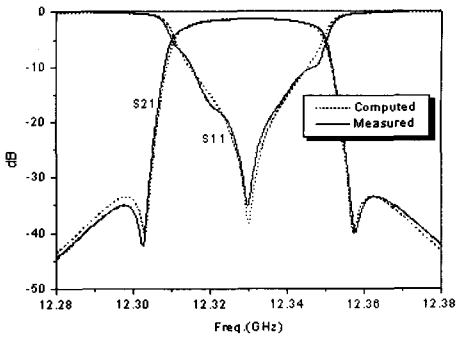

그림 8. 6차 단일 종단 필터의 측정결과
Fig. 8. Measured response of 6th order singly terminated filter.

본 논문에서는 위성 중계기의 manifold형 출력 멀티플렉서의 설계시 많이 사용되는 단일 종단 필터의 합성에 관하여 서술하였다. 6차 단일 종단 필터에 대하여 orthogonal projection 및 평면 회전 기법을 이용하여 필터의 전달 함수로부터 회로망 파라미터인 입출력 결합 파라미터와 결합 행렬을 추출하였다. 결합 행렬을 용이하게 구하기 위하여 평면 회전의 회전 순서, 피벗, 회전각을 제시하였다. 필터의 회로망 파라미터로부터 구한 필터의 특성이 전달 함수로부터 구한 필터의 특성과 일치함을 나타내었다. 본 논문에서 서술한 합성 방법은 다른 단일 종단 필터의 합성에도 이용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] M. Kunes, Microwave multiplexers for space applications, *Electronics & Communication Engineering Journal*, pp. 29-35, Feb. 1998.

[2] M. H. Chen, F. Assal and C. Mahle, "A contiguous band multiplexer", *COMSAT Technical Review*, vol. 6, no. 2, pp. 285-307, Fall 1976.

[3] 정근욱, 이재현, "Ku-대역 위성중계기용 도파관 manifold 멀티플렉서 설계", 전자공학회논문지, 32A(6), pp. 29-40, 1995년 6월.

[4] B. J. Minnis, *Designing Microwave Circuits by Exact Synthesis*, Norwood, MA: Artech House, Chap. 2, 1996.

[5] A. E. Williams, A four-cavity elliptic waveguide filter, *IEEE Trans. on Microwave Theory*

and Tech., vol. 18, no. 12, pp. 1109-1114, Dec. 1970.

[6] M. G. Ellis, Sr., *Electronic Filter Analysis and Synthesis*, Norwood, MA: Artech House, 1994.

[7] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*, John Wiley & Sons, Inc., 1967.

[8] M. H. Chen, "Singly terminated pseudo-elliptic function filter", *COMSAT Technical Review*, vol. 7, no. 2, 1977.

[9] F. F. Kuo, *Network Analysis and Synthesis*, New York: John Wiley & Sons, Inc., 1966.

[10] A. E. Atia, A. E. Williams, "New types of waveguide bandpass filters for satellite transponder", *COMSAT Technical Review*, vol. 1, no. 1, pp. 21-43, 1971.

[11] H. C. Bell, "Coupled-Resonator Prototype Synthesis", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Workshop Notes: Microwave Filter Synthesis and Equivalent Circuit Extractions*, 2000.

[12] S. Amari, "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradient-based optimization technique", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. 48, no. 9, pp. 1559-1564, Sept. 2000.

염 인 복

1990년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
1990년 2월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성 RF부품연구팀 팀장 선임연구원
1992년 9월~1995년 5월: 무궁화 위성 현장 교육 참여(영국 Matra Marconi사)
[주 관심분야] 위성중계기, 위성 안테나, 위성 중계기 부품

엄 만 석

1987년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)
1989년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)
1992년 8월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 선임 연구원
[주 관심분야] 위성중계기, 위성 안테나, 위성 중계기 부품

이 주 섭

1997년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학사)
1999년 2월: 고려대학교 전파공학과 (공학석사)
1999년 3월~2001년 4월: LG정보통신(주) 주임연구원
2001년 5월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 연구원
[주 관심분야] 위성중계기, 위성 중계기 부품

이 성 팔

1978년: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1980년~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 책임연구원
1986년: Polytechnic Institute of New York 전기전자공학과 (공학석사)
1990년: Polytechnic Institute of New York 전기전자공학과 (공학박사)
[주 관심분야] 위성 통신 시스템