

이중모드 비대칭 Canonical 구조 필터의 합성에 대한 연구

A Study on the Synthesis of a Dual-Mode Asymmetric Canonical Filter

엄만석 · 이주섭 · 염인복 · 이성팔

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

요 약

이중모드 비대칭 canonical 구조 필터는 일반적으로 위성 중계기의 입력 멀티플렉서에 주로 사용된다. 본 논문에서는 비대칭형 canonical 필터의 용이한 합성 방법에 대하여 언급하였다. 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬은 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬로부터 평면 회전(plane rotation)과 같은 similarity transformation을 이용하여 구하였다. 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 similarity transformation 과정에 있어서 회전 순서, 피벗(pivot), 회전각을 제시하였다. 본 논문에서 제시한 방법을 이용하여 8차 및 10차 비대칭 canonical filter의 결합 행렬을 추출하였으며, 비대칭형 canonical 필터의 주파수 응답 특성은 대칭형 canonical 필터의 주파수 응답 특성과 동일한 특성을 나타내었다.

Abstract

A dual-mode asymmetric canonical filter is widely used in an input demultiplexer for satellite transponder. This paper deals with a simple synthesis method for an asymmetric canonical filter. The coupling matrix of an asymmetric canonical filter is obtained by applying plane rotation technique to the coupling matrix of a symmetric canonical filter. This paper gives a list of pivots and rotation angles to obtain the coupling matrix of asymmetric canonical structure filters. The coupling matrix of 8th and 10th order asymmetric canonical filter is obtained by this proposed method. It is shown that the frequency response of asymmetric canonical filter is identical to that of symmetric canonical filter.

Key words : Canonical Filter, Coupling Matrix, Plane Rotation

I. 서 론

이중모드 타원 응답형 필터가 개발됨에 따라 기존의 위성 중계기보다 무게와 부피를 혁신적으로 줄일 수 있었고 필터의 타원 응답형 특성으로 인하여 주파수의 효율적인 사용이 가능하게 되었다^[1].

입력단과 출력단이 서로 반대 방향에 있는 in-line형 이중 모드 필터는 입출력 포트 간 isolation 문제가 없고 제작이 쉽기 때문에 이에 대한 연구와 설계가 많이 이루어졌다^{[2]~[4]}. 특히 in-line형 필터의 합

성에 있어서 참고문헌 [1]에서는 필터의 전달 함수와 결합 행렬로부터 추출할 수 있는 S_{21} 이 동일해야 한다는 특성을 이용하여 필터의 결합 행렬을 구하는 방법을 제시하였고, 참고문헌 [5]에서는 주어진 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬에 평면 회전을 적용하여 in-line형 필터의 결합 행렬을 추출하는 방법을 제시하였다. 그러나 참고문헌 [6]에서 언급하였듯이, in-line형 필터의 경우 canonical 필터보다 최대 구현 가능한 전달 영점의 개수가 작기 때문에 참고문헌 [5]에서와 같이 in-line형 필터의 결합 행

한국전자통신연구원 통신위성개발센터(Communications Satellite Development Center, ETRI)

· 논문 번호 : 20030121-015

· 수정완료일자 : 2003년 4월 7일

렬을 구하기 위해서 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬에 평면 회전을 적용하는 경우 대칭형 canonical 필터의 전달영점의 개수가 in-line형 필터의 구현 가능한 최대 전달영점의 개수보다 작거나 같아야 한다는 제한이 있다. 즉, n차(n: 짝수) canonical 필터의 경우 구현 가능한 최대 전달 영점의 개수는 n-2개이고 in-line형 필터의 경우 구현 가능한 최대 전달 영점의 개수는 n/2개이기 때문에 만일 8차 대칭형 canonical 필터가 4개의 전달 영점을 구현하고 있는 경우 참고문헌 [5]의 방법을 이용하여 동일한 전달 특성을 나타내는 in-line형 필터의 결합행렬을 구하는 것은 가능하지만 8차 대칭형 canonical 필터가 6개의 전달 영점을 구현하고 있는 경우에는 불가능하다.

따라서 입출력 포트 간 isolation 문제를 발생시키지 않으면서 최대한 많은 수의 전달 영점을 구현하기 위해서는 일반적으로 in-line형 필터보다는 비대칭 canonical 필터로 설계하는 것이 유리하다. 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬은 참고문헌 [1]에서 서술한 방법을 이용하여 용이하게 구할 수 있으나, 비대칭형 canonical 필터의 경우 특히 필터의 차수가 높아질수록 수식이 복잡해져서 대칭형 canonical 필터의 경우보다 결합 행렬을 구하기가 어려워진다. 따라서 본 논문에서는 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬에 평면 회전(plane rotation)을 적용하여 용이하게 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 구하는 필터 합성 방법에 대하여 서술하였다.

II. 필터 합성 이론

그림 1은 n차의 이중 종단(doubly terminated) 필터의 LC 등가회로를 나타내고 있다. 이중 종단 필터의 전달 함수는 일반적으로 다음과 같이 rational function으로 나타낼 수 있다.

$$t(s) = S_{21}(s) = \frac{1}{\epsilon} \frac{P(s)}{E(s)} \quad (1)$$

LC 등가회로부터 전류-전압의 관계를 행렬 형태로 나타내면 다음과 같다^[7].

$$[\omega U - jZ + M] [I] = [A] [I] = -j [e] \quad (2)$$

이 때, U는 identity 행렬, M은 상호 결합 행렬이

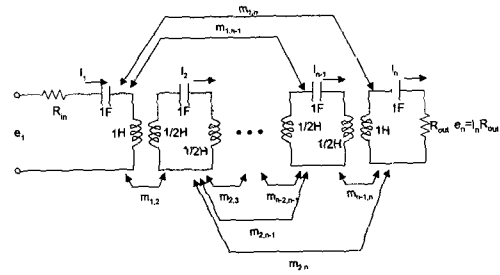


그림 1. n차의 동조된 이중 종단 필터
Fig. 1. n-th order synchronously tuned doubly terminated filter.

고 Z은 다음과 같다.

$$[z] = \begin{bmatrix} R_{in} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & R_{out} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Excitation vector [e]는 $[e]^t = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$ 으로 주어져 있으며, 이때 t는 행렬의 전치(transpose) 연산자이다. 식 (2)로부터 벡터 전류 [I]를 구하면 다음과 같다.

$$[I] = -j [A^{-1}] [e] \quad (4)$$

따라서 S-파라미터를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} S_{21} &= -2j \sqrt{R_{in} R_{out}} [A^{-1}]_{n1} \\ S_{11} &= 1 + 2j R_{in} [A^{-1}]_{11} \end{aligned} \quad (5)$$

식 (1)과 (5)를 비교하면, 결합 행렬 M과 입출력 저항 R_{in} , R_{out} 을 구할 수 있는 연립 방정식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \det [A] &= E(s) \\ 2\sqrt{R_{in} R_{out}} \epsilon \cdot (\text{adj} [A])_{n1} &= P(s) \end{aligned} \quad (6)$$

이 때, $\det [A]$ 와 $\text{adj} [A]$ 는 각 행렬 A의 determinant와 adjoint이다.

그림 2는 8차 대칭형 canonical 필터의 신호 흐름도와 결합 행렬을 나타내고 있으며, 그림 3은 10차의 경우에 대하여 나타내고 있다. 일반적으로 대칭형 canonical 필터의 경우 결합 행렬이 대칭이기 때문에 8차 필터의 경우 $m_{12} = m_{78}$, $m_{23} = m_{67}$, $m_{34} = m_{56}$, 10차 필터의 경우 $m_{12} = m_{910}$, $m_{23} = m_{89}$, $m_{34} = m_{78}$, $m_{45} = m_{67}$ 의 특성을 이용하면 식 (6)으로부터 용이하

계 필터의 결합 행렬을 구할 수 있다. 대칭형 canonical 필터를 이중 모드로 구현하는 경우, 입력단과 출력단이 물리적으로 동일한 공동(cavity)에 존재하기 때문에 isolation 문제와 같은 단점이 있다^[5]. 따라서 이와 같은 문제점은 그림 4, 5와 같은 비대칭형 canonical 필터로 구현함으로써 해결이 가능하다. 이러한 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬은 대칭형이 아니기 때문에 식 (6)을 이용하여 결합 행렬을 구하는 경우 연립 방정식이 매우 복잡해진다.

이러한 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬은 평면 회전을 이용하여 용이하게 구할 수 있다. 일반적으로 k 번째 평면 회전은 다음과 같이 정의된다.

$$M_k = R_k \cdot M_{k-1} \cdot R_k^t \text{ for } r=1, 2, \dots, n \quad (7)$$

이 때 R 은 회전 행렬(rotation matrix), R^t 는 회전 행렬의 전치(transpose) 행렬이며 M_0 는 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬이 된다. 피벗이 (i, j) 에 있는 R 은 $r_{i,i}, r_{i,j}, r_{j,i}, r_{j,j}$ element를 제외한 나머지 element는 identity 행렬과 동일하다^[8].

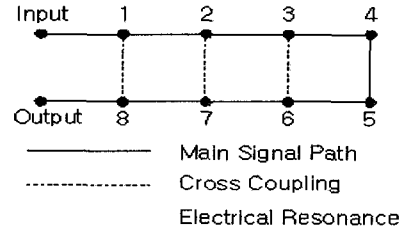
$$r_{i,i} = r_{j,j} = \cos\theta, \quad r_{j,i} = -r_{i,j} = \sin\theta \quad (8)$$

이 때 θ 는 회전각이다. 식 (7)에서 주어진 평면 회전 과정은 원하는 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬을 구할 때까지 적용한다. 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 평면 회전 과정의 순서, pivot, 회전각은 다음 식에서 주어지는 R 의 회전각과 $M_{k,l}$ 의 element와의 관계로부터 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \theta_{upper} &= \tan^{-1}(-m_{i-1,j} / m_{i-1,i}) \\ \theta_{left} &= \tan^{-1}(m_{i,j-1} / m_{j,j-1}) \\ \theta_{right} &= \tan^{-1}(m_{i,j+1} / m_{j,j+1}) \\ \theta_{lower} &= \tan^{-1}(-m_{i+1,j} / m_{i+1,i}) \end{aligned} \quad (9)$$

$\theta_{upper}, \theta_{left}, \theta_{right}, \theta_{lower}$ 은 피벗이 (i, j) 인 k 번째 평면 회전에 있어서 M_r 의 $(i-1, j), (i, j-1), (i, j+1), (i+1, j)$ element를 0으로 만드는 회전각이다^[9].

식 (9)를 이용하여 대칭형 canonical 필터로부터 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 평면 회전의 회전 순서, 피벗, 회전각을 구할 수



(a) 신호 흐름도

(a) Signal Flow

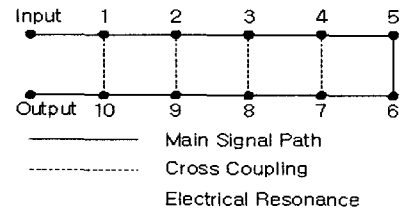
$$\begin{pmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{18} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{27} & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & m_{34} & 0 & m_{36} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{34} & 0 & m_{45} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{45} & 0 & m_{56} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{36} & 0 & m_{56} & 0 & m_{67} & 0 & 0 \\ 0 & m_{27} & 0 & 0 & 0 & m_{67} & 0 & m_{78} & 0 \\ m_{18} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{78} & 0 \end{pmatrix}$$

(b) 결합 행렬

(b) Coupling Matrix

그림 2. 8차 대칭형 canonical 필터의 신호 흐름도 및 결합 행렬

Fig. 2. Signal flow and coupling matrix of 8 th order symmetric canonical filter.



(a) 신호 흐름도

(a) Signal flow

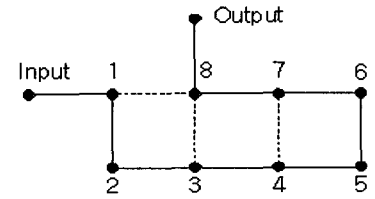
$$\begin{pmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{110} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{29} & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & m_{34} & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{38} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{34} & 0 & m_{45} & 0 & m_{47} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{45} & 0 & m_{56} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{56} & 0 & m_{67} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{47} & 0 & m_{67} & 0 & m_{78} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{38} & 0 & 0 & 0 & m_{78} & 0 & m_{89} & 0 & 0 \\ 0 & m_{29} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{89} & 0 & m_{910} \\ m_{110} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{910} & 0 \end{pmatrix}$$

(b) 결합 행렬

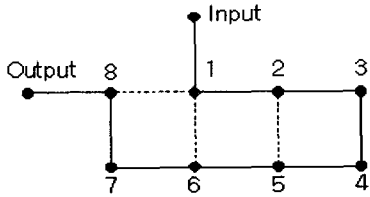
(b) Coupling matrix

그림 3. 10차 대칭형 canonical 필터의 신호 흐름도 및 결합 행렬

Fig. 3. Signal flow and coupling matrix of 10 th order symmetric canonical filter.

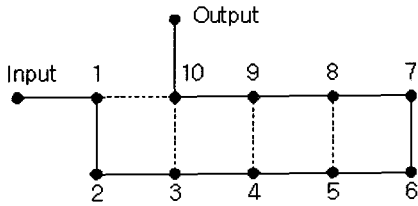


(a) 첫번째 공동에 입력단이 있는 경우
(a) Input port in the first cavity

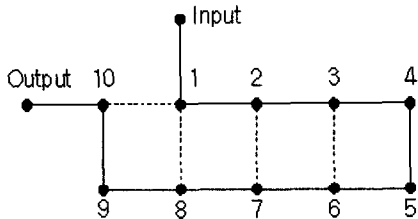


(b) 두번째 공동에 입력단이 있는 경우
(b) Input port in the second cavity

그림 4. 8차 비대칭형 canonical 필터의 신호 흐름도
Fig. 4. Signal flow of 8th order asymmetric canonical filter.



(a) 첫번째 공동에 입력단이 있는 경우
(a) Input port in the first cavity



(b) 두번째 공동에 입력단이 있는 경우
(b) Input port in the second cavity

그림 5. 10차 비대칭형 canonical 필터의 신호 흐름도
Fig. 5. Signal flow of 10th order asymmetric canonical filter.

있다. 표 1에 8차 및 10차 대칭형 canonical 필터로부터 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 평면 회전의 회전 순서, 피벗, 회전각을 정리하였다. 그림 6, 7은 표 1의 회전 과정을 통해 얻을 수 있는 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 나

표 1. 8차 및 10차 비대칭형 canonical 필터의 결합 계수를 구하기 위한 피벗과 회전각

Table 1. Positions of pivots and rotation angles for asymmetric canonical structures of 8th and 10th order dual-mode filters.

Order	Type	Rotation No.	Method 1		Method 2	
			Pivot [i, j]	Angle	Pivot [i, j]	Angle
8	Fig. 4(a)	1	[3, 7]	θ_{upper}	[7, 3]	θ_{left}
		2	[4, 6]	θ_{upper}	[6, 4]	θ_{left}
	Fig. 4(b)	1	[2, 6]	θ_{right}	[6, 2]	θ_{lower}
		2	[3, 5]	θ_{right}	[5, 3]	θ_{lower}
10	Fig. 5(a)	1	[3, 9]	θ_{upper}	[9, 3]	θ_{left}
		2	[4, 8]	θ_{upper}	[8, 4]	θ_{left}
		3	[5, 7]	θ_{upper}	[7, 5]	θ_{left}
	Fig. 5(b)	1	[2, 8]	θ_{right}	[8, 2]	θ_{lower}
		2	[3, 7]	θ_{right}	[7, 3]	θ_{lower}
		3	[4, 6]	θ_{right}	[6, 4]	θ_{lower}

$$\begin{pmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{18} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & m_{34} & 0 & 0 & 0 & m_{38} \\ 0 & 0 & m_{34} & 0 & m_{45} & 0 & m_{47} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{45} & 0 & m_{56} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{56} & 0 & m_{67} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{47} & 0 & m_{67} & 0 & m_{78} \\ m_{18} & 0 & m_{38} & 0 & 0 & 0 & m_{78} & 0 \end{pmatrix}$$

(a) 그림 4(a)의 결합행렬
(a) Coupling matrix of Fig. 4(a)

$$\begin{pmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & m_{16} & 0 & m_{18} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & 0 & m_{25} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & m_{34} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{34} & 0 & m_{45} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{25} & 0 & m_{45} & 0 & m_{56} & 0 & 0 \\ m_{16} & 0 & 0 & 0 & m_{56} & 0 & m_{67} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{67} & 0 & m_{78} \\ m_{18} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{78} & 0 \end{pmatrix}$$

(b) 그림 4(b)의 결합행렬
(b) Coupling matrix of Fig. 4(b)

그림 6. 8차 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬
Fig. 6. Coupling matrix of 8th order asymmetric canonical filter.

타내고 있다.

$$\begin{pmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{110} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & m_{34} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{310} \\ 0 & 0 & m_{34} & 0 & m_{45} & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{49} \\ 0 & 0 & 0 & m_{45} & 0 & m_{56} & 0 & m_{58} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & m_{56} & 0 & m_{67} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{67} & 0 & m_{78} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{58} & 0 & m_{78} & 0 & m_{89} \\ 0 & 0 & 0 & m_{49} & 0 & 0 & 0 & m_{89} & 0 & m_{910} \\ m_{110} & 0 & m_{310} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{910} \end{pmatrix}$$

(14)

(a) 그림 5(a)의 결합행렬
(a) Coupling matrix of Fig. 5(a)

$$\begin{pmatrix} 0 & m_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{18} & 0 & m_{110} \\ m_{12} & 0 & m_{23} & 0 & 0 & 0 & m_{27} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{23} & 0 & m_{34} & 0 & m_{36} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{34} & 0 & m_{45} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_{45} & 0 & m_{56} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_{36} & 0 & m_{56} & 0 & m_{67} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_{27} & 0 & 0 & 0 & m_{67} & 0 & m_{78} & 0 & 0 \\ m_{18} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{78} & 0 & m_{89} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{89} & 0 & m_{910} \\ m_{110} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & m_{910} & 0 \end{pmatrix}$$

(b) 그림 5(b)의 결합행렬
(b) Coupling matrix of Fig. 5(b)

그림 7. 10차 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬
Fig. 7. Coupling matrix of 10th order asymmetric canonical filter.

III. 필터 합성 예

본 장에서는 8차 및 10차 비대칭 canonical 구조 필터의 결합 행렬을 구하기로 한다. 필터의 규격으로부터 전달 함수를 구하는 방법은 여러 참고 문헌^{[10], [11]}에 나와 있으므로 본 논문에서는 생략하고 전달 함수가 주어질 때 결합 계수를 구하는 방법에 초점을 맞추기로 한다.

먼저 8차 필터의 전달 함수가 다음과 같이 주어 있다고 가정한다.

$$t_8(s) = \frac{1}{\varepsilon} \frac{P(s)}{E(s)} = \frac{1}{\varepsilon} \frac{\sum_j P_j s^j}{\sum_i E_i s^i} \quad (10)$$

이 때,

$$E_8 = 1, E_7 = 2.1289, E_6 = 4.3725, E_5 = 5.3494, E_4 = 5.4549, E_3 = 3.9613, E_2 = 2.1688, E_1 = 0.7701$$

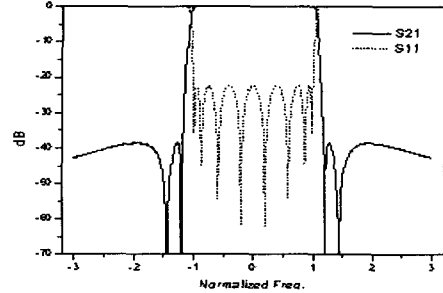


그림 8. 8차 canonical 필터의 주파수 응답 특성
Fig. 8. Frequency response of the 8th order canonical filter.

$$E_0 = 0.1343, P_6 = 1, P_4 = 2.9044, P_2 = 0.8456, P_0 = -1.8190, \varepsilon = 13.5822$$

식 (6)을 이용하여 식 (10)의 전달 함수로부터 8차 대칭형 canonical 필터의 결합 계수를 구하면 다음과 같다.

$$M_0 = \begin{pmatrix} 0 & 0.852 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.035 \\ 0.852 & 0 & 0.595 & 0 & 0 & 0 & -0.053 & 0 \\ 0 & 0.595 & 0 & 0.517 & 0 & -0.159 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.517 & 0 & 0.719 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.719 & 0 & 0.517 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.159 & 0 & 0.517 & 0 & 0.595 & 0 \\ 0 & -0.053 & 0 & 0 & 0 & 0.595 & 0 & 0.852 \\ 0.035 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.852 & 0 \end{pmatrix} \quad (11)$$

식 (11)의 결합 행렬을 가진 대칭형 canonical 필터의 정규화 주파수 응답 특성을 그림 8에 나타내었다.

비대칭 canonical 필터의 결합 행렬은 표 1의 두 가지 방법을 사용해서 구할 수 있다. 먼저 그림 4(a)와 같은 구조의 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 각 평면 회전 과정별 결과는 다음과 같다.

$$M_{a1} = \begin{pmatrix} 0 & 0.852 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.035 \\ 0.852 & 0 & 0.597 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.597 & 0 & 0.515 & 0 & -0.211 & 0 & -0.076 \\ 0 & 0 & 0.515 & 0 & 0.719 & 0 & 0.046 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.719 & 0 & 0.517 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.211 & 0 & 0.517 & 0 & 0.578 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.046 & 0 & 0.578 & 0 & 0.848 \\ 0.035 & 0 & -0.076 & 0 & 0 & 0 & 0.848 & 0 \end{pmatrix} \quad (12)$$

$$M_{a2} = \begin{pmatrix} 0 & 0.852 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.035 \\ 0.852 & 0 & 0.597 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.597 & 0 & 0.557 & 0 & 0 & 0 & -0.076 \\ 0 & 0 & 0.557 & 0 & 0.469 & 0 & -0.177 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.469 & 0 & 0.751 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.751 & 0 & 0.552 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.177 & 0 & 0.552 & 0 & 0.848 \\ 0.035 & 0 & -0.076 & 0 & 0 & 0 & 0.848 & 0 \end{pmatrix} \quad (13)$$

그림 4(b)와 같은 구조의 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬을 구하기 위한 각 평면 회전 과정별 결과는 다음과 같다.

$$M_{b1} = \begin{bmatrix} 0 & 0.848 & 0 & 0 & 0 & -0.076 & 0 & 0.035 \\ 0.848 & 0 & 0.578 & 0 & 0.046 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.578 & 0 & 0.517 & 0 & -0.211 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.517 & 0 & 0.719 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.046 & 0 & 0.719 & 0 & 0.515 & 0 & 0 \\ -0.076 & 0 & -0.211 & 0 & 0.515 & 0 & 0.597 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.597 & 0 & 0.852 \\ 0.035 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.852 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$M_{a2} = \begin{bmatrix} 0 & 0.848 & 0 & 0 & 0 & -0.076 & 0 & 0.035 \\ 0.848 & 0 & 0.552 & 0 & -0.177 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.552 & 0 & 0.751 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.751 & 0 & 0.469 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.177 & 0 & 0.469 & 0 & 0.557 & 0 & 0 \\ -0.076 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.557 & 0 & 0.597 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.597 & 0 & 0.852 \\ 0.035 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.852 \end{bmatrix} \quad (15)$$

M_{a2} 와 M_{b2} 는 8차 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬이 된다. 결합 행렬 M_{a2} 혹은 M_{b2} 는 대칭 canonical 필터의 결합 행렬 M_0 로부터 평면 회전과 같은 similarity transformation을 이용하여 구한 비대칭 canonical 필터의 주파수 응답 특성은 대칭 canonical 필터의 주파수 응답 특성과 동일하다.

8차 필터의 합성에서와 마찬가지로 10차 필터의 전달 함수로부터 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$M_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0.848 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.010 \\ 0.848 & 0 & 0.595 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.024 & 0 \\ 0 & 0.595 & 0 & 0.546 & 0 & 0 & 0 & -0.047 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.546 & 0 & 0.531 & 0 & 0.119 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.531 & 0 & 0.471 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.471 & 0 & 0.531 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.119 & 0 & 0.531 & 0 & 0.546 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.047 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.546 & 0 & 0.595 \\ 0 & -0.024 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.595 & 0.848 \\ 0.010 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.848 \end{bmatrix} \quad (16)$$

식 (16)의 결합 행렬을 가진 대칭형 canonical 필터의 주파수 응답 특성은 그림 9와 같다.

표 1에서 주어진 평면 회전 과정의 회전 순서, 피벗, 회전각을 이용하여 10차 대칭 canonical 필터의 결합 행렬로부터 그림 5(a)와 그림 5(b)와 같은 구조의 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬을 구하면 다음과 같다.

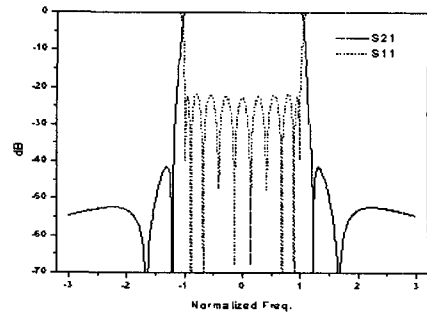


그림 9. 10차 canonical 필터의 주파수 응답 특성
Fig. 9. Frequency response of the 10th order canonical filter.

$$M_{a3} = \begin{bmatrix} 0 & 0.847 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.033 & 0 & 0.010 \\ 0.847 & 0 & 0.590 & 0 & 0 & 0 & -0.054 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.590 & 0 & 0.548 & 0 & 0.119 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.548 & 0 & 0.485 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.485 & 0 & 0.518 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.199 & 0 & 0.518 & 0 & 0.529 & 0 & 0 \\ 0 & -0.054 & 0 & 0 & 0 & 0.529 & 0 & 0.550 & 0 & 0 \\ -0.033 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.550 & 0 & 0.595 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.595 & 0.848 \\ 0.010 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.848 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$M_{b3} = \begin{bmatrix} 0 & 0.848 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.010 \\ 0.848 & 0 & 0.595 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.595 & 0 & 0.550 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.033 \\ 0 & 0 & 0.550 & 0 & 0.529 & 0 & 0 & 0 & -0.054 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.529 & 0 & 0.518 & 0 & 0.119 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.518 & 0 & 0.485 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.485 & 0 & 0.548 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.119 & 0 & 0.548 & 0 & 0.590 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.054 & 0 & 0 & 0 & 0.590 & 0 & 0.847 \\ 0.010 & 0 & -0.033 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.847 & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

M_{a3} 와 M_{b3} 는 각각 그림 5(a)와 그림 5(b) 구조의 10차 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬이 된다.

IV. 결 론

본 논문에서는 위성 중계기의 입력 멀티플렉서에 많이 사용되는 비대칭 canonical 필터의 합성방법에 대하여 서술하였다. 평면 회전과 같은 similarity transformation을 이용하여 대칭형 canonical 필터의 결합 행렬로부터 비대칭형 canonical 필터의 결합 행렬을 구하였다. 8차 및 10차 비대칭 canonical 필터의 결합 행렬을 용이하게 구할 수 있도록 평면 회전 과정에 있어서의 회전 순서, 피벗, 회전각을 제시하였다. 본 논문에서 제시한 방법으로 구한 비대칭형 canonical 필터의 결합 계수는 필터의 신호 흐름도와 일치하며 대칭형 canonical 필터의 주파수 응

답 특성과 동일한 특성을 나타내었다.

참 고 문 헌

[1] A. E. Williams, "A four-cavity elliptic waveguide filter", *IEEE Trans. MTT*, vol. 18, pp. 1109-1114, Dec. 1970.

[2] A. E. Atia, A. E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. MTT*, vol. 20, pp. 258-265, Apr. 1972.

[3] J. Lee, S. Kahng, M. S. Uhm, D.-S. Roh, I.-B. Yom and S. P. Lee, "Externally equalized dual-mode narrow-band filters for Ku and Ka band satellite application", *Proc. of The 4th Topical Symposium on Millimeter Waves(TSMMW 2002)*, pp. 99-102, 2002.

[4] 이주섭, 엄만석, 강승택, 염인복, 이성팔, "Ku 대역 위성 중계기용 이중모드 협대역 채널 여파기 및 등화기에 관한 연구", *한국통신학회논문지*, 27(4B), pp. 372-378, 2002년 4월.

[5] R. J. Cameron, J. D. Rhodes, "Asymmetric realizations for dual-mode bandpass filters", *MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, pp. 138-140, 1980.

[6] A. E. Williams, A. E. Atia, "Dual-mode canonical waveguide filters", *IEEE Trans. MTT*, vol. 25, no. 12, pp. 1021-1026, Dec. 1977.

[7] S. Amari, "Synthesis of cross-coupled resonator filters using an analytical gradientbased optimization technique", *IEEE Trans. MTT*, vol. 48, no. 9, pp. 1559-1564, Sept. 2000.

[8] 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.

[9] H. C. Bell, "Coupled-Resonator Prototype Synthesis", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Workshop Notes*: 2000.

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

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

엄 만 석



1987년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학사)
 1989년 2월: 중앙대학교 전자공학과 (공학석사)
 1992년 8월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 선임연구원

염 인 복



Marconi사)

1990년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)
 1990년 2월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성 RF부품연구팀 팀장 선임연구원
 1992년 9월~1995년 5월: 무궁화 위성 현장교육 참여(영국 Matra

이 주 섭



1997년 2월: 고려대학교 전과공학과 (공학사)
 1999년 2월: 고려대학교 전과공학과 (공학석사)
 1999년 3월~2001년 4월: LG정보통신(주) 주임연구원
 2001년 5월~현재: 한국전자통신연구원 통신위성개발센터 연구원

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)