

論文93-30B-5-5

격자형 광파이버필터의 최적설계에 관한 연구

(An Optimal Design Method for Optical Fiber Filter of Lattice Structure)

李 塚 昂*, 文 炳 顯**, 禹 洪 棣**

(Chae Wook Lee, Byung Hyun Moon and Hong Chae Woo)

要 約

광파이버는 저손실, 廣帶域, 그리고 극히 작은 遲延도 정확하게 얻을 수 있기 때문에 고주파, 광대역 신호의 고속처리에 적합한 遲延媒體로 주목받고 있다. 본 논문에서는 광파이버를 이용한 지연소자와 방향성 결합기(directional coupler)를 구성단위로 하고 코히런트 광원을 이용한 격자형 광파이버필터에 대하여 논한다. 코히런트 광원을 이용한 광파이버 필터는, 그 기본 구성요소인 방향성결합기의 특성 때문에

1. 입력신호는 광강도에 의해 처리되기 때문에 방향성결합기의 결합계수(= a)는 0 과 1 사이의 값만 취할 수 있다.

2. 그 분기점에서는 신호광은 $j\sqrt{a}$ 와 $j\sqrt{1-a}$ 로 분배된다

와 같이 되므로 일반 디지털필터와는 상이한 설계공식을 확립시킬 필요가 있다.

본 논문에서는 방향성 결합기의 제약조건을 고려하여, 주어진 전달함수에 대해 광신호의 에너지를 최대한 유효하게 사용하는 격자형 광파이버 필터의 설계법에 대하여 고찰하고 그 때의 설계공식 및 실현조건 등을 유도한다.

Abstract

Due to the low loss, broadband and accurate short time delay properties of optical fiber, it has attracted as a delay medium for high speed and broad-band signal processing. In this paper, we consider the coherent optical fiber filter of lattice structure, which uses coherent light sources and consists of directional couplers and optical fiber delay elements. The differences between the optical fiber filter and the ordinary digital filter are

1) the coupling coefficients of directional couplers are restricted between 0 and 1.

2) the optical signal is divided into $j\sqrt{a}$ and $j\sqrt{1-a}$ at the directional coupler.

Considering these restrictions, the design formulae and condition of reliability for optical fiber filter of lattice structure which makes the optimal use of optical signal energy are derived.

* 正會員, 大邱大學校 情報通信工學科
(Dept. of Computer and Communication,
Taegu Univ.)

**正會員, 大邱大學校 電子工學科

(Dept. of Elect. Eng., Taegu Univ.)

(※이 연구는 1992학년도 대구대학교 학술연구비
지원에 의한 논문임.)

接受日字: 1993年 1月 11日

I. 서론

1976년 미국의 Naval Ocean System Center에서 Wilner와 Vanden Heuvel에 의해 광파이버를 지연소자로 사용하면 고주파, 대용량의 신호처리가 가능하다고 제안된 후^[1] Stanford 대학의 H.J. Shaw를 중심으로 광파이버를 지연소자로 한 신호처리, 예를 들면 Buffer memory, Gyroscope, 상관 계산, 부호기, 공기진 등과 같은 각종 실험결과가 보고되었다.^[2,3,4,5] 그러나 이와 같은 연산에 필요한 광원(source)으로서는 incoherent광원을 이용하고 있기 때문에 시스템 구성이 용이하고 취급하기 쉬운 반면, 광 본래의 고주파 성질 때문에 위상(phase)의 제어가 곤란하여 원칙적으로는 tap 계수를 정의 實數 밖에 표현할 수 없다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 1984년 D.E.N.Davies등은 광파이버를 지연선으로 이용하는 시스템에 대하여 coherent처리를 하여 부(minus)의 계수를 표현하였다.^[6] 그러나 이 시스템은 단일 광파이버(지연선)에 따라 분배되어 있는 많은 변조기에 처리할 전기적인 신호가 나누어 지므로, 결국 이 시스템의 신호처리 속도는 전기신호의 분배를 담당하는 전기적인 처리에 의하여 결정되기 때문에 데이터율(data rate)이 제한되는 문제점이 있다. 한편 1986년 K.P.Jackson등은 coherent광원으로부터 광검출기(photo detector)까지를 하나의 광파이버로 입력에서 출력까지를 구성하는 全光回路 시스템을 제안하였다.^[7] 이러한 시스템은 높은 data rate를 얻을 수 있다는 점에서 크게 평가를 받았지만 외부환경에 많은 영향을 받는 문제점이 있다.

그런데 최근, 광원의 안정화, 협스펙트럼 제어기술 개발등 기술적인 문제가 많이 해결되어 광파이버를 지연소자로 하고 광의 위상 간섭을 이용하여 임의의 tap계수를 실현할 수 있는 coherent 광파이버필터가 일본 NTT 연구소에서 발표되어 많은 주목을 받고 있다.^[8,9] 이러한 필터는 광이 발생하여 서비스 단말에 이르기까지 광의 상태로써만 전송, 중계, 신호처리 되는 完全 광통신(all-optical communication)의 분야뿐만 아니라 광대역통신에 있어서 channel seperation 필터로 사용할 수 있다.^[10,11] 특히, 광의 영역에서 주파수다중을 하는 coherent 광통신방식에서는 수십 GHz단위의 채널을 광FDM 다중화 해야 하는데 이와 같은 초고주파, 광대역신호를 고속으로 필터링 해야 하는 분야가 점차 요구되어지고 있다. 이러한 초고주파 신호처리 분야에는 彈性表面波 소자를 지연소자로 하는 탄성표면파 필터(SAW Filter)가 있는데, 이 필터는 1GHz이상의 고주파신호의 처

리는 傳搬손실이 크기 때문에 적합하지 않다고 알려져 있다.

그러나 이와 같이 광파이버를 지연선으로 이용한 광파이버필터에 대한 실험결과는 많이 발표 되어 있지만 광파이버필터의 체계적이고 이론적인 설계법은 아직 확립되어 있지 않은 상태이다. 필자는 이미 incoherent 및 coherent 광원을 이용한 직접형 광파이버필터의 실현조건과 설계공식에 대하여 보고하였다.^[12,13,14] 본 논문에서는 광파이버를 이용한 지연소자와 방향성결합기를 구성단위로 하고 coherent광을 이용한 격자형(Lattice) 광파이버필터에 대하여 논한다. 격자형필터는 종속접속에 의한 규칙적이고 간단한 회로구성으로 각 격자구간이 독립성을 유지하고 안정성 문제도 간단하게 해결할 수 있는등 음성분석 및 합성의 신호처리용으로 널리 이용되어지고 있다. 격자형 광파이버필터도 직접형 광파이버필터와 같이 구성요소인 방향성결합기가 다음과 같은 제약조건이 있다.

i) 입력신호는 광강도에 의해 처리되기 때문에 방향성결합기의 결합계수($=\alpha$)는 0 과 1 사이의 값만 취할 수 있다.

ii) 광의 분기소자로 이용할 경우 신호광은 $j\sqrt{a}$ 와 $\sqrt{1-a}$ 로 분배된다.

이와 같은 제약조건 때문에 광파이버필터는 통상의 디지털필터와는 다른 설계법을 확립시킬 필요가 있다. 본 논문에서는 방향성결합기의 제약조건을 고려하면서, 광신호 전력을 최대한 효율적으로 이용하는 설계방법을 목표로 하여 격자형 광파이버필터의 실현 조건과 설계공식을 유도한다.

II. 필터의 구성요소

광파이버필터에 이용되는 디바이스로는 신호광과 국부발진광의 편파상태를 일치시키는 편파제어기(Polarisation Controller)^[15]가 필요하다. 그리고 위상제어를 위하여 위상변조기(Phase Modulator)^[7]를 각 tap마다 부착하여 지연에 의한 carrier의 위상지연을 조정하여야 한다. 이 위상변조기는 가산소자 및 분기소자에 의한 光路長의 어긋남을 보상해주는 역할도 해준다. 기타 coherent 광에 의한 신호처리와 광파이버필터의 입력신호에 관한 상세한 기술은 참고문헌 [7] 과 [13], [14] 를 참조하기 바란다. 여기서는 방향성결합기(directional coupler)^[16]를 이용한 광의 지연소자, 가산 분기소자, 승산소자 등 격자형 광파이버필터의 기본 구성요소에 대해서만 간단히 기술한다.

1. 단위 지연소자

광파이버를 이용한 단위 지연소자를 그림 1과 같이 표시하기로 한다. 여기서 단위 시간지연을 z^{-1} 로 표시한다고 하면 이 소자의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$E_2 = E_1 z^{-1}$$

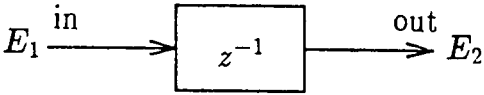


그림 1. 단위 지연소자

Fig. 1. Unit delay element.

2. 가산·분기 소자

방향성결합기를 그림 2와 같이 표시한다. 이때 입출력 관계는 다음과 같이 주어진다. ^[17]

$$\begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{1-a} & j\sqrt{a} \\ j\sqrt{a} & \sqrt{1-a} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix}$$

여기서 a ($0 \leq a \leq 1$)는 방향성결합기의 결합계수이고, (E_1, E_2) 와 (E_3, E_4) 는 각각 입력과 출력의 전계진폭이다. 그림 3에 표시한 바와 같이 입력 (E_1, E_2) 와 출력 E_3 를 이용하여 광의 가산소자를 구성하고, 입력 E_1 ($E_2=0$)과 출력 E_3, E_4 를 이용하여 광의 분기소자를 구성한다.

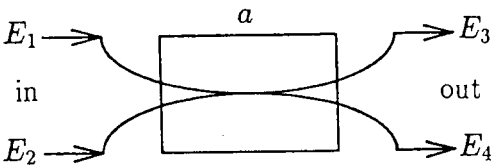
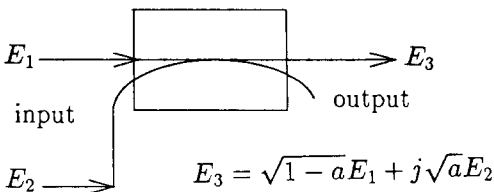
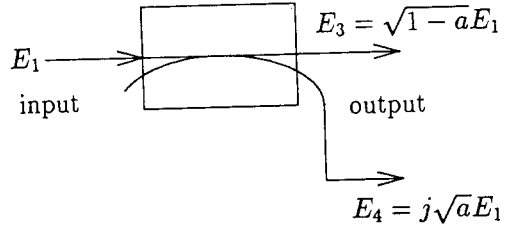


그림 2. 방향성결합기

Fig. 2. Directional coupler.



(a)



(b)

그림 3. 가산소자 및 분기소자

Fig. 3. Summing and branching element.

3. 승산 소자

방향성결합기를 그림 4(a) 혹은 (b)와 같이 2단 접속하면 승산계수의 범위는

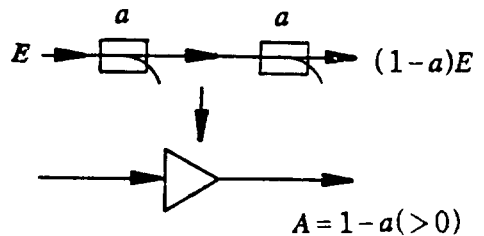
$$-1 \leq A \leq 1$$

로 주어진다. 본 논문에서는 간단히 그림 4(a) 혹은 (b)로 주어지는 승산소자를 그림 4(c)와 같이 표시한다. 이때 승산기의 승산계수 A 와 2개의 방향성결합기의 결합계수 a 는

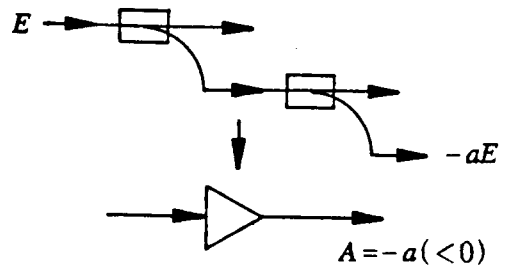
$$a=1-A, \text{ for } 0 \leq A \leq 1$$

$$a=A, \text{ for } -1 \leq A \leq 0$$

와 같은 관계가 있다.



(a)



(b)

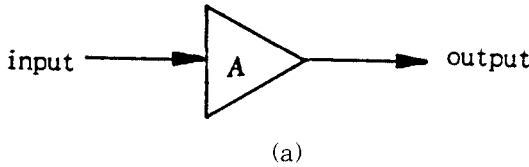


그림 4. 승산소자
Fig. 4. Multiplier element.

Ⅲ. 격자형 광파이버필터의 성질

격자형 디지털필터의 설계방법에 대해서는 이미 발표가 많이 되어 있다. 특히, 기본 격자구간에서 2개의 승산소자를 사용하여 구성하는 구조는 일본의 板倉와 齋藤에 의해 최초로 제안된 후 음성분석등의 응용에 많이 사용되어지고 있다.^[18,19] 본 논문에서는 참고문헌 [18] 에 제안되어 있는 격자형구성에서 신호의 분기, 가산 및 승산을 실행하는 진기회로(디지털회로)를 Ⅱ장에서 논한 각종의 광소자로 대신한 격자형 광파이버필터를 고찰의 대상으로 하여 그 설계의 실현조건 및 설계방법에 대하여 논한다.

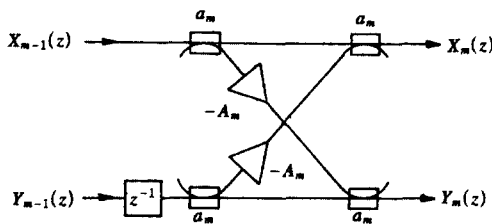


그림 5. 격자형 광파이버필터의 단위회로
Fig. 5. Basic building block for optical fiber filter

그림 5에 본 논문에 이용한 격자형 광파이버필터의 단위회로를 표시한다. 단, Ⅱ장에서 논했듯이 방향성결합기의 결합계수 a_m 및 광승산기의 승산계수 A_m 은 각각,

$$0 \leq a_m \leq 1, -1 \leq A_m \leq 1, m=1, 2, \dots \quad (1)$$

을 만족하여야만 한다. 2장에서 논한 각 구성요소의 입출력 관계를 이용하면, 그림 5에 표시한 단위회로의 입력 $X_{m-1}(z)$, $Y_{m-1}(z)$ 와 출력 $X_m(z)$, $Y_m(z)$ 의 관계는

$$\begin{bmatrix} X_m(z) \\ Y_m(z) \end{bmatrix} = (1 - a_m) H_m \begin{bmatrix} X_{m-1}(z) \\ Y_{m-1}(z) \end{bmatrix} \quad (2)$$

로 주어진다. 여기서

$$H_m = \begin{bmatrix} 1 & k_m z^{-1} \\ k_m & z^{-1} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$k_m = \frac{a_m A_m}{1 - a_m} \quad (4)$$

으로 정의한다. 이때 A_m 과 a_m 을 적당히 선택하면 k_m 의 값으로 임의의 실수치를 얻을 수 있다는 것을 알 수 있다. 이하 k_m 을 反射係數라고 부른다.^[18] 본 논문에서는 그림 5의 단위회로를 n 개 종속접속시켜서 얻어진 그림 6의 격자형 광파이버필터를 고찰의 대상으로 삼는다.

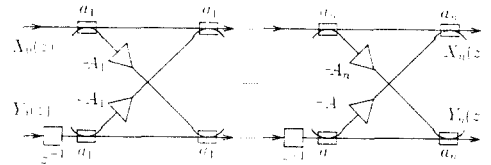


그림 6. 격자형 광파이버필터
Fig. 6. Optical fiber filter of lattice structure.

그림 6에서 입력신호 $X_0(z)$, $Y_0(z)$ 와 출력신호 $X_n(z)$, $Y_n(z)$ 간의 관계는 식(2)로부터

$$\begin{bmatrix} X_n(z) \\ Y_n(z) \end{bmatrix} = \left\{ \prod_{i=1}^n (1 - a_i) \right\} H_n \cdot H_{n-1} \cdots H_1 \begin{bmatrix} X_0(z) \\ Y_0(z) \end{bmatrix} \quad (5)$$

로 주어진다. 이때 그림 6에서 입력신호 $X_0(z)$ 와 $Y_0(z)$ 는 동일한 것으로 한다. 즉,

$$X_0(z) = Y_0(z)$$

으로 한다. 여기서 식을 간단하게 하기 위하여 $C_m(z)$, $D_m(z)$ 을

$$C_m(z) = \left\{ \prod_{i=1}^m (1 - a_i)^{-1} \right\} X_m(z) \quad (6)$$

$$D_m(z) = \left\{ \prod_{i=1}^m (1 - a_i)^{-1} \right\} Y_m(z) \quad (7)$$

두면, 식(2)로부터

$$\begin{bmatrix} C_m(z) \\ D_m(z) \end{bmatrix} = H_m \begin{bmatrix} C_{m-1}(z) \\ D_{m-1}(z) \end{bmatrix} \quad (8)$$

그리고

$$C_0(z) = D_0(z) = 1 \tag{9}$$

인 관계를 유도할 수 있다. 이때 다음 정리가 성립한다.

[定理 1] $C_m(z)$ 과 $D_m(z)$ 은 z^{-1} 의 m 차 다항식이다. 그리고 z^{-1} 의 다항식 $C_m(z)$ 의 j 차 계수를 각각 $c_{m,i}$, $d_{m,i}$ 라 하면

$$C_m(z) = \sum_{i=0}^m c_{m,i} z^{-i}, \quad c_{m,0} = 1 \tag{10}$$

$$D_m(z) = \sum_{i=0}^m d_{m,i} z^{-i}, \quad d_{m,0} = 1 \tag{11}$$

증명) 식(8)을 전개하면 간단히 증명된다. (증명 끝)

[定理 2] $C_m(z)$ 과 $D_m(z)$ 은 相反多項式이다. 즉,

$$C_m(z) = z^m D_m(z^{-1}), \quad m=0, 1, \dots, n \tag{12}$$

와 같은 관계를 가진다.

(증명) 歸納法에 의해 증명한다.

1. 식(12)는 $m=0$ 일 때 성립하는 것은 명백하다.
2. 식(12)가 $m-1$ 일 때 성립한다고 가정하고, m 일 때도 성립하는 것을 보인다. 식(8)과 (3)으로부터

$$\begin{aligned} z^m D_m(z^{-1}) &= z^m \{-A_m C_{m-1}(z^{-1}) + z D_{m-1}(z^{-1})\} \\ &= -A_m z^m C_{m-1}(z^{-1}) + z^{(m-1)} D_{m-1}(z^{-1}) \end{aligned}$$

로 된다. 식(12)가 $m-1$ 일 때 성립하는 것을 이용하여 다시 식(3), (8)과 위의 식으로부터

$$\begin{aligned} z^m D_m(z^{-1}) &= -A_m z^{(m-1)} C_{m-1}(z^{-1}) + C_{m-1}(z) \\ &= -A_m z^1 D_{m-1}(z) + C_{m-1}(z) \\ &= C_m(z) \end{aligned}$$

로 된다. 즉, 식(12)는 m 에 대해서도 성립한다.

(증명 끝)

[定理 3] 그림 6의 회로에서 다음 식이 성립한다.

$$C_{m,m} = k_m \tag{13}$$

$$(1-k_m^2) C_{m-1}(z) = C_m(z) - k_m z^{-m} C_m(z^{-1}) \tag{14}$$

(증명) 식(8)로부터

$$C_m(z) = C_{m-1}(z) + k_m z^{-1} D_{m-1}(z) \tag{15}$$

$$D_m(z) = k_m C_{m-1}(z) + z^{-1} D_{m-1}(z) \tag{16}$$

로 주어진다. 식(15)에서, [정리1] 을 이용하여, 양

변의 최고차수의 계수를 비교하면 식(13)을 얻을 수 있다. 다음에 식(16)의 양변을 k_m 배 하여 식(15)로부터 빼고, [정리 2] 를 이용하면 식(14)를 증명할 수 있다. (증명 끝)

여기서 식(14)는, $C_{m,m}(=k_m) \neq \pm 1$ 이면, $C_m(z)$ 으로부터 $C_{m-1}(z)$ 을 一意的으로 구할 수 있다는 것을 보여 준다.

[定理 4] 그림 6의 격자형 광파이버필터에서 반사계수 k_m 이 ± 1 인 경우 $C_m(z)$ 는

$$C_m(z) = \pm z^m C_m(z^{-1}) \tag{17}$$

으로 주어진다.

(증명) 식(14)로부터 간단히 증명된다. (증명 끝)

위의 정리로부터 알 수 있듯이 그림 6의 회로는 $C_{m,m} = \pm 1$ 일 경우 $C_m(z)$ 으로서는 대칭 ($C_m(z) = z^{-m} C_m(z^{-1})$) 혹은 반대칭 ($C_m(z) = -z^{-m} C_m(z^{-1})$)인 전달 함수만을 실현할 수 있다는 것을 알 수 있다.

IV. 격자형 광파이버필터의 설계법

본 논문에서는 일반성을 잃지 않고 희망하는 전달 함수 $H_d(z)$ 가

$$H_d(z) = h_{n,0} + h_{n,1} z^{-1} + \dots + h_{n,n} z^{-n}, \quad h_{n,0} = 1 \tag{18}$$

와 같이 주어지는 것으로 하여, 주어진 전달함수의 정수배인 $\alpha H_d(z)$ 을 실현할 것을 설계방침으로 한다. 단, 이때 광신호의 에너지를 최대한 유효하게 이용할 것을 생각하여 α 를 최대로 하는 설계공식을 유도한다. 이러한 면에서 보면 본 논문의 설계법은 광신호의 에너지면에 있어서 최적설계라 할 수 있다.

본 논문에서는 그림 6의 격자형 광파이버필터의 $X_n(z)/X_0(z)$ 에 의해 $\alpha H_d(z)$ 을 실현하기로 한다. 이때 식(6), (7)로부터 $X_n(z)/X_0(z)$ 는

$$\frac{X_n(z)}{X_0(z)} = \left\{ \prod_{m=1}^n (1 - a_m) \right\} C_n(z) \tag{19}$$

로 주어진다. 여기서 $c_{n,0}=1$ (식(10))과 $h_{n,0}=1$ (식(18))인 것에 주의하면

$$C_n(z) = H_d(z)$$

을 실현하는 것으로 되어, α 는

$$\alpha = \prod_{m=1}^n (1 - a_m) \tag{20}$$

로 주어진다. 따라서 α 를 최대 하기 위해서는, 각 방향성결합기의 결합계수 $a_m(m = 1, 2, \dots, n)$ 을 최소가 되도록 결정하면 된다.

그런데 식(4) 및 식(13)으로부터 a_m 은

$$a_m = \frac{k_m}{A_m + k_m} = \frac{c_{m,m}}{A_m + c_{m,m}} \quad (21)$$

로 주어지고, $-1 \leq A_m \leq 1, 0 \leq a_m \leq 1$ (식(1))인 것에 주의하면 단위 격자회로의 승산기 계수 $A_m(m=1, 2, \dots, n)$ 을 다음과 같이 결정하면 방향성결합기의 결합계수 $a_m(m=1, 2, \dots, n)$ 을 최소로 할 수 있다.

[a_m 을 최소로 하는 A_m 의 결정법]

$$A_m = \begin{cases} 1, & \text{for } c_{m,m} \geq 0 \\ -1, & \text{for } c_{m,m} < 0 \end{cases} \quad (22)$$

이때, $a_m = \frac{|c_{m,m}|}{1 + |c_{m,m}|}$

로 주어진다. 이 결정법에 의하면 $A_m = \pm 1$ 이므로 승산기로서는 위상반전기만으로 충분하다는 결론을 얻는다. α 의 최대치는 식(20)으로부터

$$\alpha_{\max} = \prod_{m=1}^n (1 - a_m) = \prod_{m=1}^n \frac{1}{1 + |c_{m,m}|} \quad (23)$$

로 주어진다. 한편 $c_{m,m}(=k_m)=0$, 즉 $a_m=0$ 일 경우는, 식(3) 및 식(4)로부터, m 단 격자구간은 지연만 있게 되어 승산기 A_m 은 필요없다는 것을 알 수 있다.

다음에는 $c_{m,m}=\pm 1$ 로 주어진 경우를 고찰해 보자. [정리 4] 에서 언급하였지만, 이 경우에는

$$C_m(z) = \pm z^m C_m(z^{-1}) \quad (24)$$

로 되는 것이 실현조건이다. 따라서 이 실현조건이 성립하는 것으로 하여 설계방법을 논한다. $c_{m,m}=\pm 1$ 로 주어질 경우에는, 식(22)에 의해서 k_m 은

$$k_m = \pm 1, \text{ 즉, } a_m = 1/2, A_m = \pm 1 \quad (25)$$

으로 주어진다. 그런데 $k_m = \pm 1$ 로 주어질 경우에는, [정리 3] 에서 알 수 있듯이, 일반적으로는 $C_m(z)$ 으로부터 $C_{m-1}(z)$ 을 정할 수가 없다. 따라서 $k_{m-1}(=c_{m-1,m-1})$ 도 결정할 수 없다. 단, 본 설계법의 목표인 정수 배 α 를 최대 할 것을 고려하면 그 해를 구할 수 있다. α 를 최대 하기 위해서는 각 a_i 를 최소로 하면 된다. a_i 는 식(21)에 의해 주어지는데 가능한 많은 i ($i = m-1, m-2, \dots$)에 대하여 $k_i=0$ 로 해주면 α 는

최대 된다. 여기서 몇 개의 k_i 를 0으로 설정가능함을 보자. $C_m(z)$ 는 본질적으로 선택할 수 있는 계수가 $[m/2]$ 개 [$[x]$ 는 x 의 정수부분을 표시]인 것을 고려하면 k_i 는

$$k_i=0, \quad i=m-1, m-2, \dots, [m/2+1] \quad (26)$$

로 할 수 있다. 이때 m 단과 p 단의 입출력관계는

$$\begin{bmatrix} C_m(z) \\ D_m(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \pm z^{-1} \\ \pm 1 & z^{-1} \end{bmatrix}^q \begin{bmatrix} C_p(z) \\ D_p(z) \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} 1 & \pm z^{-p} \\ \pm 1 & z^{-p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_p(z) \\ D_p(z) \end{bmatrix}$$

이다. 단, $p \equiv [m/2], q=m-p$ for $m=\text{even}, q=n-p+1$ for $m=\text{odd}$. 따라서,

$$C_p(z) = z^p D_p(z^{-1}) = 1 + c_{p,1}z + \dots + c_{p,p}z^p$$

이라 하면, 식(27)로부터 $C_m(z)$ 는 m 이 홀수 및 짝수일 경우,

$$C_m(z) = 1 + c_{p,1} + \dots + c_{p,p-1}z^{-(p-1)} + c_{p,p}z^p \pm c_{p,p}z^{-(p-1)} \pm \dots \pm z^m \quad \text{for } m=\text{odd} \quad (28)$$

$$C_m(z) = 1 + c_{p,1} + \dots + c_{p,p-1}z^{-(p-1)} + 2c_{p,p}z^p \pm c_{p,p-1}z^{-(p-1)} \pm \dots \pm z^m \quad \text{for } m=\text{even}$$

로 주어진다. 그러므로 $C_p(z)$ 는 m 이 홀수 및 짝수일 경우, 각각

$$C_p(z) = 1 + c_{m,1} + \dots + c_{m,p-1}z^{-(p-1)} + c_{m,p}z^p, \text{ for } m=\text{odd} \quad (29)$$

$$C_p(z) = 1 + c_{m,1} + \dots + c_{m,p-1}z^{-(p-1)} + \frac{c_{m,p}}{2}z^p, \text{ for } m=\text{even}$$

으로 된다.

이상의 내용을 요약하면 다음과 같은 격자형 광파이버필터의 실현조건과 설계법을 얻는다.

[實現條件]

$c_{m,m} = \pm 1$ 일 때 $\Rightarrow C_m(z)$ 은 대칭 혹은 反對稱만 실현할 수 있다.

기타 \Rightarrow 조건 없이 항상 실현가능하다.

[設計方法]

step 1: $c_{n,i} = h_{n,i} (i=1, 2, \dots, n), m:=n$ 으로 한다.

step 2: 식(13), (14)로부터 k_m 과 $c_{m-1,i} (i=1, 2, \dots,$

$m-1$)을 정한다.

$k_m = \pm 1$ 의 경우에는 step 5로

$m := m-1$ 로 한다.

step 3: $m-1$ 이 될 때 까지 step 2를 반복한다.

step 4: 식(22)로부터 승산기 계수 $A_m(m=1, 2, \dots, n)$ 과 방향성결합기의 결합계수 $a_m(m=1, 2, \dots, n)$ 을 구한다 (END).

step 5: 식(25), (26)으로부터 $k_m=1$,

$k=0(m=1, m-2, \dots, [m/2]+1)$ 로 한다.

step 6: 식(29)로부터 $C_p(z)(p=[1m/2])$ 을 구한다.

step 7: $p=m$ 으로 하여 step 2로.

[設計例] 회망하는 전달함수 $Hd(z)$ 가

$$Hd(z) = Cd(z) = 1+2z^1+3z^2 + 2z^3 + z^4$$

와 같이 주어졌다고 하자. $c_{4,4} = 1$ 이므로 $c_{m,m} = \pm 1$ 에 해당하므로 step 5로부터

$$k_4 = 1(a_4 = 1/2, A_4 = 1/2), k_3 = 0(a_3 = 0)$$

으로 정한다. step 6에서

$$C_2(z) = 1 + 2z^1 + 3/2z^2$$

으로 주어진다. 이때 $c_{2,2} = 3/2(\neq 1)$ 이므로 step 2.3으로부터

$$k_2 = 3/2, k_1 = 4/5, c_{1,0} = 1, c_{1,1} = 4/5$$

로 되어 step 4로부터 각 계수는

$$A_2 = 1, a_2 = 3/5, A_1 = 1, a_1 = 4/9$$

이 된다. 그리고 α 의 최대치는 식(23)으로부터

$$\alpha_{\max} = 2/9$$

로 주어진다. [設計例 끝]

한편, 위의 예를 직접형으로⁽¹³⁾ 실현할 경우, $\alpha_{\max} = 1/9$ 로 되어, 신호 에너지를 최대한 유효하게 사용한다는 관점에서 보면 위의 예의 경우에는 본 논문에서 제안한 격자형이 유리하다고 할 수 있다.

V. 결론

정보화사회로 되면서 화상처리 및 Radar 신호처리

분야 등에서는 막대한 정보량을 실시간에 처리하는 것이 요구 되고 있고, 광이 발생하여 서비스 단말까지 광의 상태로 신호처리 하는 완전 광통신이 많은 주목을 받고 있다.

본 논문에서는 이와 같은 초고주파, 광대역신호의 필터링처리를 염두에 두고 coherent광을 이용한 격자형 광파이버필터를 논하였다. 그리고 광파이버필터에 의해 회망하는 전달함수를 실현할 때, 광의 신호 에너지를 최대한 유효하게 사용할 수 있는 설계방법과 그 때의 실현조건을 논하였다.

한편 방향성결합기의 제조오차에 의한 감도문제를 고려해야 되지만, 제조 및 가공기술의 발전에 힘입어 제조오차는 거의 없다고 생각하고 본 논문에서는 이상적인 모델을 고찰의 대상으로 하였다. 실제로 본 논문의 최종 목표인 광집적화기술로는 現 상태로도 미크론 단위의 精度까지 제어가가능하기 때문에 오차문제는 점차 해결될 것으로 확신한다.

앞으로의 과제는 i) 실험에 의한 실제 필터의 구성 ii) 격자형 IIR 광파이버필터에 대한 설계방법 iii) 各種 구성법의 비교, 검토 iv) 보다 효율적인 구성형태에 대한 연구 v) 방향성결합기가 본래 구비하고 있는 복소 연산기능을 적극적으로 활용한 새로운 형식의 필터구성에 대한 연구등이다.

參考文獻

- [1] K. Wilner and A.P.vanden Heuvel: "Fiber optic delay lines for microwave signal processing", *Proc. of IEEE*, vol. 64, no.5, pp.805-807, May 1976.
- [2] S.A.Newton, J.E.Bowers and H.J. Shaw: "Single mode fiber recirculating delay line", *SPIE*, vol.326, pp.108-115, 1982.
- [3] J.E.Bowers, S.A.Newton, W.V.Sortin and H.J.Shaw: "Filter response of single mode fiber recirculating delay line", *Electron. Lett.*, vol.18, no.3, pp. 110-111, Feb. 1982.
- [4] L.F.Stokes, M.Chodrow and H.J. Shaw: "All single mode fiber resonator", *Opt.Lett.*, pp.288-290, June 1982.
- [5] K.P.Jackson, J.E. Bowers, S.A. Newton and C.C.Cutler: "Microbend-optical fiber tapped delay line for

- gigahertz signal processing", *Appl. Phys Lett.*, vol.41, no.2, pp.139-141, July 1982.
- [6] D.E.N.Davies and G.W.James: "fiber optic tapped delay line filter employing coherent optical processing", *Electron. Lett.*, vol.20, no.2, pp.95-97, Jan. 1984.
- [7] K.P.Jackson, Guoginging Xiao and H. J.Shaw: "Coherent optical fiber delay line processor", *Electron. Lett.* pp.1335-1337, Dec. 1986.
- [8] K.Sasayama, M.Okuno and K.Habara: "Coherent optical transversal filter using silica based single mode waveguides", *Electron.Lett.*vol.25, no. 22, pp.1508-1509, Oct. 1989.
- [9] K.Sasayama, M.Okuno and K.Habara: "Coherent optical transversal filter using silica based guides for high speed signal processing", *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol.9, no.10, pp.1225-1230, Oct. 1991.
- [10] 島田, "코히어런트光通信", 電子情報通信學會編 1988.
- [11] 大越孝敬, 菊池和朗: "ヘテロダイン型ならびにコヒーレント型光ファイバ通信", 電子情報通信學會誌, pp. 1009-1105 1982年 10月.
- [12] 이채욱, 김신환: "광파이버와 방향성결합기에 의한 광대역필터 구성법에 관한 연구", 한국통신학회 논문지, 제17권 6호, pp. 539-547, 1992년 6월.
- [13] 李琛, 坂庭好一: "コヒーレント光を用いた直接構成型光ファイバフィルタの一設計法", 電子情報通信學會論文誌 [A], vol.J72-A No.11 pp.1894-1901, 1989年 11月.
- [14] C.W.Lee, K.Sakaniwa: "A Design method for coherent optical fiber filters of direct form", *Scripta Tech. Journals in Electronics and Communications in Japan*, vol.73, no.10, pp.36-45, Oct. 1990.
- [15] H.C.Lefevre: "Single mode fibre fractional wave devices and polarization controllers", *Electron. Lett.*vol 16, pp. 778-780, Sep. 1980.
- [16] R.C.Youngquist, L.F.stokes and H.J. Shaw: "Effects of normal mode loss in dielectric waveguide directional couplers and interferometers", *IEEE J. Quant. Electron.*, pp.1888-1896, Dec. 1983.
- [17] B.Moslehi, J.W.Goodman, M.Tur and H.J.Shaw: "Fiber optic lattice signal processing", *Proc.of IEEE*, vol.72, no. 7, pp.909-930, July 1984.
- [18] F.Itakura and S.Sato: "Digital Filtering techniques for speech analysis and synthesis", *Proc. 7th Int. Cong. Acoust., Budapest*, pp.261-264, 1971.
- [19] J.Makhoul: "A class of all zero lattice digital filters: properties and applications", *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing.* vol.26, no.4, pp. 304-314, Aug. 1978.
- [20] 손정영, 이채욱, 김신환: "광파이버필터의 발진동향", 한국통신학회 학회지, 제9권 7호, pp.69-77, 1992년 7월.
- [21] 이채욱: "격자형 광파이버필터의 최적설계에 관한 연구", 제5회 신호처리학 동학술대회논문집, 제5권 1호, pp.95-99, 1992년 9월.

著者紹介



李 塚 昂(正會員)

1957年 12月 24日生. 1980年 2月 한국항공대학 통신공학과 졸업. 1987年 3月 동경공업대학 대학원 전기전자공학과 졸업(공학석사). 1990年 3月 동경공업대학 대학원 전기전자공학과 졸업(공학박사). 1990年 3月 ~ 현재 대구대학교 정보통신공학과 조교수. 주관심분야는 디지털 신호처리 및 부호이론, 광통신 이론등임.



馬 洪 楙(正會員)

1957年 1月 20日生. 1980年 2月 경북대학교 전자공학과 (공학사). 1979年 12月 ~ 1985年 12月 국방과학연구소 연구원. 1988年 12月 Texas A&M 대학교 전기공학과 (공학석사). 1991年 12月 Texas A&M 대학교 전기공학과(공학박사). 1992年 3月 ~ 현재 대구대학교 공과대학 전자공학과 조교수.



文 炳 顯(正會員)

1960年 10月 16日生. 1985年 6月 Southern Illinois University 전자공학과 졸업. 1987年 6月 University of Illinois 전자공학과 석사. 1990年 12月 Southern Methodist University 전자공학과 박사. 1991年 9月 ~ 현재 대구대학교 전자공학과 전임강사.