

광파이버와 방향성결합기에 의한 광대역필터
구성법에 관한 연구

正會員 李 塚 曷* 正會員 金 臣 煥*

A Design Method of Wide-band Filter with Optical
Fiber and Directional Coupler

Chae Wook Lee*, Shin Hwan Kim* *Regular Members*

要 約

본 논문에서는 초고주파 혹은 광대역신호를 고속으로 필터링해야하는 분야를 염두에두고, 광파이버를 이용한 지연소자와 방향성결합기(directional coupler)를 구성단위로 하는 광파이버필터를 제안한다. 반송파 신호를 보내는 광원으로서는 시스템의 간편을 위해 인코히런트광을 사용하는 것으로 하였다.

광파이버필터의 설계방법에 대해서는, 그 기본 구성요소인 방향성결합기의 특성(성질)때문에 일반 디지털필터와는 다른 설계방법이 요구되어 진다. 본 논문에서는 방향성 결합기의 제약조건을 고려하면서, 광신호전력을 최대한 효율적으로 이용하는 설계방법을 목표로 하여 직접형과 Lattice형 광파이버필터의 구성법을 제안하고 그때의 실현조건과 설계공식을 유도하였다.

ABSTRACT

Considering the field of high frequency or broad-band signal filtering with high speed, we propose optical fiber filters which consist of directional couplers and optical fiber delay elements. Fiber delay line signal processor is operated with incoherent optical carrier because of its simplicity.

Due to the characteristics of the directional coupler which is basic element of optical fiber filter, a new design method which is different from that of usual digital filter is required. By considering the characteristics of directional coupler and in order to make good use of the optical signal energy, we have given the design formulae and the conditions of optical fiber filters for the direct and the lattice form.

I. 서 론

*大邱大學校 情報通信工學科
Dept. of Computer and Communication Eng., Taegu Univ.
論文番號 : 92-54(接受1991. 7. 2)

광 본래의 고속성, 광대역성, 그리고 병렬성등의 뛰어난 특성을 적극적으로 이용한 광신호처리회로는 장래의 광통신, 화상처리시스템, 레이다신호처리, 광

컴퓨터등에 대하여 광범위한 응용이 기대되어 최근 활발한 연구가 이루어지고 있다. 특히 광파이버를 지연매체(delay lines)로 이용하여 상관계산, 부호기, 버퍼메모리, 자이로스코프, 공진기 등 고주파 및 광대역신호의 고속처리를 대상으로한 연구도 검토되고 있다.^(1,3)

한편 광파이버를 지연매체로한 필터에 대해서는 tap 간의 작은 지연도 정확하게 취할 수 있기 때문에 고주파신호 및 광대역신호의 필터링처리가 가능하기에 많은 주목을 받고 있다.^{(1)(4,5)} 광파이버를 지연소자(delay line)로 이용할 것을 최초로 제안한 것은 1976년에 Wilner와 van den Heuvel이었다.⁽⁶⁾ 그 후 레이다 신호처리등에 대한 응용의 하나로서 Taylor 등에 의해 광파이버를 지연소자(delay line)로 이용하여 광파이버필터의 실험에 성공했다.⁽⁷⁾ 그리고 1982년 Stanford 대학에서 광신호의 분배 및 결합을 위하여 방향성결합기를 사용하여 각종의 필터링처리를 실험, 보고한 후 광파이버를 지연선으로 이용하는 여러가지의 광파이버필터에 대한 보고가 많이 발표되고 있다.⁽¹⁾⁽⁸⁾ 그런데 이와 같은 광파이버필터의 필터링에 대한 실험결과는 많이보고 되어 있지만 체계적이고 이론적인 설계법은 아직 확립되어 있지 않다.

본 논문에서는 광파이버를 이용한 지연소자와 방향성결합기를 구성단위로 하는 광파이버필터의 설계방법에 대하여 고찰하였다. 코히런트광의 사용,^(9,12) 혹은 전기적신호처리와의 혼합사용⁽¹³⁾에 의해 부의계수(negative value)를 가진 전달함수를 구성하는 방법도 검토되고 있지만, 코히런트광을 사용할 경우 레이저(source)의 안정화와 협스펙트럴 제어기술문제 그리고 heterodyne 기술의 개발등 기술적인 문제점에 대해 앞으로 많은 과제를 해결하지 않으면 안된다.

본 논문에서는 손쉽게 처리할 수 있을뿐 아니라 시스템구성이 용이한 인코히런트 광원을 사용하고, 또한 최근 주목을 받고 있는 완전 광통신(all-optical communication)을 고려하여 전기적처리도 병용하지 않는 것을 전제로한 회로를 모델로 삼았다. 이러한 광파이버필터는 그 구성요소인 방향성결합기가 다음과 같은 제약조건이 있다.⁽¹¹⁾

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

ii) 방향성결합기의 분기점에서는 신호광이 a와 1-a(0≤a≤1)로 분배된다.

이와 같은 제약조건 때문에 광파이버필터는 일반 디지털필터와는 다른 설계법을 확립시킬 필요가 있다. 본 논문에서는 이와같은 방향성결합기의 제약조건을 고려하면서, 광신호전력을 최대한 효율적으로 이용하는 설계방법을 목표로 하여 직접형과 Lattice형 광파이버필터의 구성법을 제안하고 그때의 실현조건과 설계공식을 유도하였다.

II. 준 비

광파이버필터의 구성소자 및 설계의 기본방침에 대하여 간단히 기술하고자 한다. 인코히런트광의 신호처리에 대해서는 참고문헌[1]을 참조하고 여기서는 생략한다.

1. 단위지연소자

광파이버의 길이를 적당히 결정하므로써 희망하는 단위지연시간을 정확히 얻을수 있다. 예를들면 광파이버의 굴절률이 1.5일경우 길이 1m의 광파이버로 얻을수있는 지연 시간은 5 nsec이다. 그리고 5GHz의 대역폭(주기)을 가진 필터를 얻기위해서는 단위지연 선을 4cm로 설정하면 된다. 본 논문에서는 광파이버를 이용한 단위지연소자를 그림 1과 같이 표시하기로 한다.

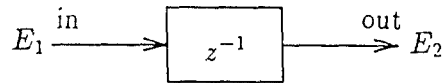


그림. 1 단위지연 소자
Fig. 1 Unit delay element.

여기서 단위시간지연을 z⁻¹로 표시한다고 하면 이 소자의 입출력 관계는 다음과 같다.

$$E_2 = E_1 z^{-1} \quad (1)$$

2. 방향성결합기를 이용한 소자

광신호를 분기·결합하는 기능을 갖고 있는 방향성결합기가 그림 2와 같이 표시될 때 입출력 관계는 다음과 같이 주어진다.⁽⁸⁾

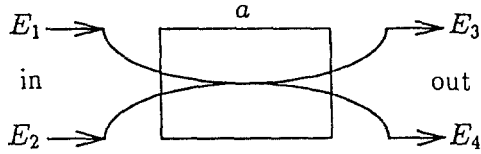


그림. 2 방향성결합기
Fig. 2 Directional coupler.

$$\begin{bmatrix} E_3 \\ E_4 \end{bmatrix} = r \begin{bmatrix} 1-a & a \\ a & 1-a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $a(0 \leq a \leq 1)$ 는 방향성결합기의 결합계수이고, (E_1, E_2) 와 (E_3, E_4) 는 각각 입력과 출력의 전기장 진폭이다. 그리고 $r(0 \leq r \leq 1)$ 은 방향성결합기의 진폭 전달계수(intensity transmission factor)이다. 식 (2)에서 방향성결합기가 선형·시불변·수동 2단자임을 알 수 있다. 그리고 광통신과 방향성결합기 등 device 제작기술의 진보에 따라 $r=1$ 로 가정 할 수 있다. (14)

본 논문에서는 이와 같은 방향성결합기의 성질을 이용하여 직접형과 Lattice형 광파이버필터를 구성한다.

3. 승산소자

그림 2의 방향성결합기에서 입력을 E_1 , 출력을 E_4 로 하면 승산계수 A 는

$$A = a$$

로 주어지고, 취할 수 있는 범위는 $0 \leq A \leq 1$ 이 된다. 여기서는 승산소자를 간단히 그림 3과 같은 기호를 이용한다.

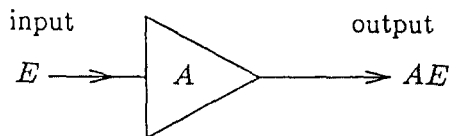


그림. 3 승산소자
Fig. 3 Multiplier.

4. 설계의 기본방침

본 논문에서는 신호광의 에너지를 최대한 유효하게 이용할 것을 고려하여, 주어진 회상 전달함수 $H_d(z)$ 에 대하여 비례정수를 $\alpha (> 0)$ 로 했을 때 이것을 최대로 하는 전달함수 $\alpha_{\max} H_d(z)$ 를 가진 회로의 실현을 목표로 한다. 즉, 신호광의 에너지에 대해서 최적 설계라 할 수 있다.

III. 직접형 광파이버필터

광파이버와 방향성결합기에 의해 구성된 직접형 광파이버 필터의 구성법과 설계방법에 대하여 논한다.

그림 4에 본 논문에서 제안하는 직접형 광파이버 필터의 구성을 보인다. 그리고 방향성결합기의 결합계수 a_k 와 승산계수 A_k 는 각각 다음의 조건을 만족하여야 한다.

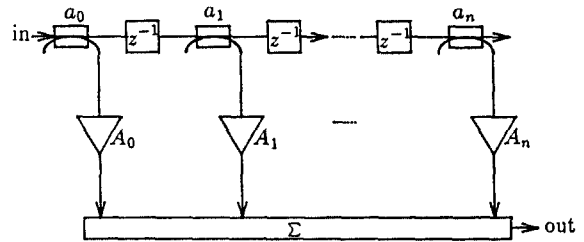


그림. 4 직접형 광파이버필터
Fig. 4 Optical fiber filter of direct form.

$$0 \leq a_k \leq 1, 0 \leq A_k \leq 1, k=0,1,\dots,n \quad (3)$$

각 구성요소의 성질을 고려하면 그림 4에 대한 광파이버필터의 전달함수는 다음과 같이 구해진다.

0차의 임펄스 응답은 $a_0 A_0$,

1차의 임펄스 응답은 $a_1(1-a_0)A_1z^{-1}$,

2차의 임펄스 응답은 $a_2(1-a_1)(1-a_0)A_2z^{-2}$,

로 주어지고, 일반적으로 n 차의 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다.

$$a_n \prod_{k=0}^{n-1} (1-a_k) A_n z^{-n}$$

그러므로 광파이버 필터의 전달함수는

$$H(z) = \sum_{k=0}^n \{A_k a_k \prod_{i=0}^{k-1} (1-a_i)\} z^k \quad (4)$$

와 같이 된다.

한편, 희망하는 전달함수가 다음과 같이 주어졌다고 가정하자.

$$H_d(z) = \sum_{k=0}^n h_k z^k \quad (5)$$

이때 식(3)의 조건으로부터

$$h_k \geq 0 \quad (6)$$

이 필요하다는 것을 알 수 있다.

본 논문에서는 신호광의 에너지를 최대한 유효하게 이용하는 설계법을 기본방침으로 하므로, 비례정수를 $\alpha (> 0)$ 로 하였을 때 α 를 최대로 하는 전달함수 $\alpha_{\max} H_d(z)$ 를 가진 회로의 실현을 목표로 한다.

$\alpha H_d(z)$ 와 식(4)의 계수를 비교하면

$$A_k a_k \prod_{i=0}^{k-1} (1-a_i) = \alpha h_k \quad (7)$$

이다. 이하, 식(7)을 기본식으로 하여 방향성결합기의 결합계수 a_k , 승산계수 A_k 그리고 α 의 최대치 α_{\max} 를 구한다.

먼저, 식(7)에서 $k=0$ 일 경우는 $A_0 a_0 = \alpha h_0$ 이므로

$$1-a_0 = 1-\alpha h_0 / A_0$$

이 되고 식(7)에서 $k=1$ 일 경우는 $A_1 a_1 = \alpha h_1 / (1-a_0)$ 이므로

$$1-a_1 = \frac{1-\alpha(h_0/A_0 + h_1/A_1)}{1-\alpha h_0/A_0}$$

이 되어 결국 다음과 같은 정리를 얻는다.

[정리 1] 식(7)이 성립할 때 방향성결합기의 결합계수 a_k 는 다음과 같이 주어진다.

$$a_k = \frac{\alpha h_k / A_k}{1-\alpha \sum_{i=0}^{k-1} (h_i / A_i)} \quad (8)$$

$$\prod_{i=0}^{k-1} (1-a_i) = \alpha \sum_{i=0}^{k-1} (h_i / A_i) \quad (9)$$

(증명) 식(7)이 성립할 때, 식(8)과 (9)가 성립하는 것을 귀납법으로 증명한다.

1. $k=0$ 일때 성립하는 것은 명백하다.

2. k 일때 성립한다고 가정하고 $k+1$ 일 때도 성립하는 것을 보인다. 식(8)로부터

$$1-a_k = 1 - \frac{\alpha h_k / A_k}{1-\alpha \sum_{i=0}^{k-1} (h_i / A_i)}$$

$$= \frac{1-\alpha \sum_{i=0}^k (h_i / A_i)}{1-\alpha \sum_{i=0}^{k-1} (h_i / A_i)}$$

이된다. 따라서 이식과 식(9)로부터

$$\begin{aligned} \prod_{i=0}^k (1-a_i) &= (1-a_k) \prod_{i=0}^{k-1} (1-a_i) \\ &= (1-a_k) \{1-\alpha \sum_{i=0}^{k-1} (h_i / A_i)\} = 1-\alpha \sum_{i=0}^k (h_i / A_i) \end{aligned} \quad (10)$$

이되어 식(9)가 $k+1$ 일때 성립한다.

한편 식(7)과 (10)으로부터

$$a_{k+1} A_{k+1} = \frac{\alpha h_{k+1}}{1-\prod_{i=0}^k (1-a_i)} = \frac{\alpha h_{k+1}}{1-\alpha \sum_{i=0}^k (h_i / A_i)}$$

이되어 식(8)이 $k+1$ 일때 성립한다. (증명끝)

다음은 α 가 최대가 되는 조건을 구한다. 식(3)으로부터 $0 \leq a_k \leq 1$ 이므로, 이식에 식(8)을 대입하여 정리하면

$$\alpha \leq \frac{1}{\sum_{i=0}^k (h_i / A_i)} \quad (11)$$

이된다. 식(11)에 대하여 α 가 보다 큰 값을 가지기 위해서는 A_i 가 가능한 큰 값을 가져야 한다. 식(3)으로부터 A_i 의 최대치는

$$A_i=1, i=0,1,\dots,n$$

로 주어질 때 α 가 최대치를 갖는다.

끝으로 인코히런트광을 이용한 직접형 광파이버필터의 실현조건과 설계공식을 요약하면 다음과 같은 결과가 얻어진다.

$$[\text{실현조건}] h_k \geq 0, k=0,1,\dots,n \quad (12)$$

$$[\text{설계공식}] A_k=1,$$

$$\alpha_{\max} = \frac{1}{\sum_{i=0}^n h_i} \quad (13)$$

$$a_k = \frac{\alpha_{\max} h_k}{1 - \alpha_{\max} \sum_{i=0}^{k-1} h_i}, k=0,1,\dots,n \quad (14)$$

위의 설계공식에서 알 수 있듯이, 승산소자의 계수가 1이므로 승산소자는 필요없다는 것을 알 수 있다. 그리고 식(14)에서 주어지는 방향성결합기의 결합계수 a_k 는 실제로

$$0 \leq a_k \leq 1$$

을 만족하고 있는 것을 알 수 있다.

[설계에 1] 희망 전달함수 $H(z)$ 가

$$H(z)=1+2z^{-1}+2z^{-2}+z^{-3}$$

로 주어졌다고 하면, 위의 설계공식으로 부터

$$\alpha_{\max}=1/6$$

$$a_0=1/6, a_1=2/6, a_2=2/6, a_3=1/6$$

로 설정하면 광파이버필터로 $H(z)/6$ 의 전달함수를 얻을 수 있다.

IV. Lattice형 광파이버필터

Lattice(격자)형 필터는 격자구간이 서로 독립적으로 구성되어 있기 때문에, 단지 종속적인 접속에 의해 규칙적으로 그리고 간단하게 회로를 구성할 수

있는 특징이 있고 디지털신호처리 분야에도 널리 응용되고 있다. 본 논문에서 제안하는 Lattice형 광파이버필터는 방향성결합기와 지연소자를 그림 5와 같이 접속한 회로를 기본구성단위로 한다. 그림 5에서 입력 F_{i-1}, G_{i-1} 과 출력 F_i, G_i 간의 관계를 전달행렬 H_i 를 이용하면 다음과 같이 표시할 수 있다.

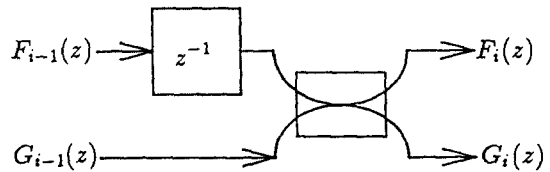


그림. 5 격자형 광파이버필터의 구성단위
Fig. 5 Basic section of optical lattice filter.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_i \\ G_i \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (1-a_i)z^{-1} & a_i \\ a_i z^{-1} & 1-a_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{i-1} \\ G_{i-1} \end{bmatrix} \\ &= H_i \begin{bmatrix} F_{i-1} \\ G_{i-1} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

그림 5의 단위회로를 n 개 종속접속함으로써 본 논문에서 제안하는 Lattice형 광파이버필터를 얻을 수 있다. n 차 Lattice형 광파이버필터의 입력을 $F_0(z), G_0(z)$ 그리고 출력을 $F_n(z), G_n(z)$ 로 하면 입출력 관계는 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} F_n(z) \\ G_n(z) \end{bmatrix} = H_n H_{n-1} \dots H_1 \begin{bmatrix} F_0(z) \\ G_0(z) \end{bmatrix} \quad (16)$$

본 논문에서는 2개의 입력 $F_0(z), G_0(z)$ 로 부터 신호가 입력되는 것으로 한다. 이때 $F_0(z)=G_0(z)=1$ 로 하면 그때의 출력신호 $F_n(z), G_n(z)$ 가 회로의 전달함수를 표시하는 것에 유의 하여야 한다.

여기서도, 희망 전달함수 $H_d(z)$ 가 주어졌을 경우, 이 전달함수의 정수배인 $\alpha H_d(z)$ 를 $F_n(z)$ 에 의해 실현하고, 그때 Lattice형 광파이버필터의 결합계수 $a_1 \sim a_n$ 을 어떻게 결정하는가를 고찰한다. 먼저 식(15)로 부터 $F_{n-1}(z), G_{n-1}(z)$ 와 $F_n(z), G_n(z)$ 의 관계가 다음과 같이 되는 것을 알 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} F_n(z) \\ G_n(z) \end{bmatrix} &= H_n \begin{bmatrix} F_{n-1}(z) \\ G_{n-1}(z) \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} (1-a_n)z^{-1}F_{n-1}(z) + a_n G_{n-1}(z) \\ a_n z^{-1}F_{n-1}(z) + (1-a_n)G_{n-1}(z) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (17)$$

이식으로부터 다음의 계(lemma)를 얻는다.

[계1] $F_n(z)$, $G_n(z)$ 은 z^1 의 n 차 다항식이다. 즉

$$F_n(z) = \sum_{i=0}^n f_{n,i} z^i, G_n(z) = \sum_{i=0}^n g_{n,i} z^i \quad (18)$$

와 같이 표시할 수 있다. 여기서 $f_{n,i}$ 및 $g_{n,i}$ 는 각각 $F_n(z)$, $G_n(z)$ 의 i 차 계수를 나타낸다. 그리고 $F_n(z)$ 와 $G_n(z)$ 의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$F_n(z) = z^n G_n(z^{-1}) \quad (19)$$

(증명) 식(18)은 식(15)와 (17)로부터 명백하다.

식(19)는 귀납법에 의하여 증명한다.

1. $n=0$ 일때 성립하는 것은 명백하다.
2. $n-1$ 때 성립한다고 가정하고 n 일 때도 성립하는 것을 보인다. 식(17)로부터

$$\begin{aligned} z^n G_n(z^{-1}) &= z^n \{ a_n z F_{n-1}(z^{-1}) + (1-a_n) G_{n-1}(z^{-1}) \} \\ &= a_n z^{(n-1)} F_{n-1}(z^{-1}) + (1-a_n) z^n G_{n-1}(z^{-1}) \\ &= (1-a_n) z^1 F_{n-1}(z) + a_n G_{n-1}(z) \\ &= F_n(z) \end{aligned}$$

이 되어 n 에 대해서도 식(19)가 성립하는 것을 알 수 있다. (증명끝)

[계2] $F_n(z)$ 과 $F_{n-1}(z)$ 의 계수간의 관계는 다음과 같이 주어진다.

$$f_{n,n} = (1-a_n) f_{n-1,n-1} \quad (20)$$

$$f_{n,i} = (1-a_n) f_{n-1,i+1} + a_n f_{n-1,i}, \quad i=1,2,\dots,n-1 \quad (21)$$

$$f_{n,0} = a_n f_{n-1,0} \quad (22)$$

(증명) 식(17), (18), (19)로부터

$$\begin{aligned} F_n(z) &= \sum_{i=0}^n f_{n,i} z^i \\ &= (1-a_n) z^1 F_{n-1}(z) + a_n G_{n-1}(z) \\ &= (1-a_n) f_{n-1,n-1} z^1 + \sum_{i=1}^{n-1} \{ (1-a_n) f_{n-1,i+1} \\ &\quad + a_n f_{n-1,i} \} z^i + a_n f_{n-1,0} \end{aligned}$$

이 된다. 여기서 양변을 각항의 계수끼리 비교해 보

면 식(20), (21), (22)가 얻어진다. (증명끝)

다음은 구체적으로 n 차의 계수로 부터 $n-1$ 차의 계수를 구하기 위하여, (1) $f_{n,n} = f_{n,0}$ 와 (2) $f_{n,n} \neq f_{n,0}$ 의 경우로 나누어서 관계식을 유도한다.

[계3] $f_{n,n} = f_{n,0}$ 일 경우,

$$a_n = 1/2 \quad (23)$$

$$f_{n-1,n-1} = 2f_{n,n} \quad (24)$$

$$2f_{n,i} = f_{n-1,i+1} + f_{n-1,i}, \quad i=1,2,\dots,n-1 \quad (25)$$

단, 이 경우에는 $f_{n,i} = f_{n,n}$ 을 만족하지 않으면 안된다.

(증명) 식(20), (22)로부터

$$(1-a_n) f_{n-1,n-1} = a_n f_{n-1,n-1}$$

이므로 $a_n = 1/2$ 이 된다. 그리고 이때 $a_n = 1/2$ 을 식(20), (21)에 대입하면 식(24), (25)가 성립한다. 한편 $a_n = 1/2$ 을 (21)식에 $i=1 \sim n-1$ 까지 대입해 보면 알 수 있듯이

$$f_{n,i} = f_{n-1,n}, \quad i=1,2,\dots,n-1$$

을 만족하여야 한다는 것을 알 수 있다. (증명끝)

[계4] $f_{n,n} \neq f_{n,0}$ 일 경우,

$$a_n = \frac{f_{n,0}}{f_{n,0} + f_{n,n}} \quad (26)$$

$$f_{n-1,n-1} = \frac{f_{n,n}}{1-a_n} \quad (27)$$

$$f_{n-1,i} = \frac{(1-a_n) f_{n-1,i+1} + a_n f_{n-1,i}}{1-2a_n}, \quad i=0,1,\dots,n-2 \quad (28)$$

단, a_n 는 다음의 조건을 만족하여야 한다.

$$0 \leq a_n \leq 1, \quad i=0,1,\dots,n$$

(증명) 식(26)은 식(20), (22)로부터, 그리고 식(27)은 식(20)으로부터 간단히 구할 수 있다. 식(28)은 식(21)로부터

$$f_{n,i} = (1-a_n)f_{n-1,i+1} + a_n f_{n-1,i}$$

$$f_{n,n-i} = (1-a_n)f_{n-1,n-i+1} + a_n f_{n-1,n-i}$$

의 2식이 얻어진다. 이 2식 으로부터 $f_{n-1,n-i+1}$ 을 소거하면 식(28)이 성립하는 것을 알 수 있다. (증명끝)

계4에 대하여, 식(28)에서 주어진 a_n 을 식(26), (27)에 대입하면, $f_{n,n} \neq f_{n,0}$ 일 경우 $F_n(z)$ 로부터 $F_{n-1}(z)$ 의 각계수를 구할 수 있다. 즉,

$$f_{n-1,n-1} = f_{n,n} + f_{n,0} \quad (29)$$

$$f_{n-1,i} = \frac{f_{n,n}f_{n,i+1} - f_{n,0}f_{n,n-i}}{f_{n,n} - f_{n,0}}, \quad i=0,1,\dots,n-2 \quad (30)$$

이 된다. 결국 이와 같은 점화식을 이용하여 각 계수를 구하면 $F_0(z)$ 를 구할 수 있지만, 다른 방법으로도 $F_0(z)$ 를 구할 수도 있다. 즉 다음과 같은 관계를 얻는다.

[계5]

$$F_0(z) = \sum_{i=0}^n f_{n,i} (=G_0(z)=1) \quad (31)$$

(증명) 식(20), (21), (22)의 양변을 $i=0 \sim n$ 까지 각각 더하면

$$\sum_{i=0}^n f_{n,i} = \sum_{i=0}^n f_{n-1,i}$$

이 된다. 이와 같이 반복하면

$$\sum_{i=0}^n f_{n,i} = \sum_{i=0}^n f_{n-1,i} = \dots = \sum_{i=0}^n f_{0,i} = f_{0,0}$$

이된다. 여기서 $F_0(z)$ 가 정수인 것을 주의하면 식(31)이 성립한다. (증명끝)

위의 결과와 식(16)으로부터, Lattice형 광파이버 필터에 의해 실현되는 전달함수 $F_n(z)$ 는 주어진(희망하는) 전달함수 $H_d(z)$ 에 대하여

$$F_n(z) = \frac{H_d(z)}{\sum_{i=0}^n h_i} \quad (32)$$

가 실현됨을 알 수 있다. 이러한 결과는 직접형 광파

이버 필터의 경우와 일치하는 것을 알 수 있다(식(13) 참조).

끝으로 희망하는 전달함수 $H_d(z)$ 가 주어졌을 때, Lattice형 광파이버 필터에 의해 실현되는 전달함수 $F_n(z)$ 를 구하기 위한 설계수순을 요약하면 다음과 같다.

[설계수순]

(1) $f_{n,n} \neq f_{n,0}$ 일 경우는, 주어진 전달함수 $H_d(z)$ 로부터 식(26), (27), (28)를 이용하여 a_n 과 $n-1$ 차 다항식 $F_{n-1}(z)$ 의 계수를 구한다.

$f_{n,n} = f_{n,0}$ 일 경우는, 주어진 전달함수 $H_d(z)$ 로부터 식(23), (24), (25)를 이용하여 a_n 과 $n-1$ 차 다항식 $F_{n-1}(z)$ 의 계수를 구한다. 단, $f_{n,i} = f_{n-1,n-i}$ ($i=1,2,\dots,n-1$)을 만족하지 않을 때는 실현 불가능하다.

(2) $n=n-1$ 로 하여 (1)로

[설계예 2]

희망 전달함수 $H_d(z)$ 가

$$H_d(z) = 1 + 2z^1 + z^2$$

로 주어졌을 때 Lattice형 광파이버 필터에 의해 실현하면,

$$f_{2,0}=1, f_{2,1}=2, f_{2,2}=1$$

이므로 설계수순에 따라

$$a_2 = 1/2$$

$$F_1(z) = 2 + 2z^1$$

이된다. 여기서 a_1 을 구하면

$$a_1 = 1/2$$

이된다. 결국 식(32)에 따르면

$$F_2(z) = H_d(z) / 4$$

의 전달함수를 가진 광파이버 필터가 얻어진다.

V. 결 언

동화상, 레이다 신호처리등 고속·광대역신호에 대한 필터링처리를 염두에 두고, 광파이버와 방향성 결합기를 구성단위로 하는 광파이버필터의 설계방법에 대하여 논하였다.

본 논문에서 제안한 구성범으로는 충분한 특성이 얻어지지 않는 경우도 있다. 이러한 경우, 코히런트 광의 사용 혹은 전기적처리와 병용함으로써 전달함수의 실현범위를 확대시킬 수도 있지만, 여기서는 시스템이 간단하고 처리가 용이한 인코히런트광원을 사용한 광파이버필터를 고찰의 대상으로 하였다.

소자의 계수에 제한이 없는 일반 디지털필터와는 달리, 광파이버필터의 구성요소인 방향성결합기의 결합계수 a 가 0부터 1까지로 한정되어 있으며, 그 분기점에서는 신호광이 a 와 $1-a$ 로 분배된다. 본 논문에서는 이와 같은 제약조건을 고려하고, 광신호전력을 최대한 이용하는 설계방법을 목표로 하여 직접형과 Lattice형 광파이버필터를 각각 제안하고, 그 실현조건과 설계공식을 유도하였다. 그결과, 실현조건을 만족하는 희망전달함수에 대해서는 그 정수배에 해당되는 전달함수를 가진 회로가 얻어질 수 있다는 것을 보였다.

앞으로의 과제는 보다 효율적인 회로구성의 검토 그리고 필터의 사양(spec)으로 부터 직접 광파이버필터의 실현조건을 만족시키는 전달함수를 구하는 근사법의 검토 그리고 IIR형에 대한 설계법의 연구가 남아 있다.

참 고 문 헌

1. K.P.Jackson, S.A.Newton, B.Mosleghi, M.C. Cutler, J.W.Goodman and H.J.Shaw : "Optical fiber delay line signal processing," IEEE Trans Microwave Theory and Tech., pp. 193-208, March 1985.
2. R.A.Bergh, H.C.Lefevre and H.J.Shaw : "All single mode fiber optic gyroscope," Opt.Lett., pp.198-200, April 1981.
3. L.F.Stokes, M.Chodrow and H.J.Shaw : "All single mode fiber resonator," Opt.Lett., pp. 288-290, June 1982.
4. K.P.Jackson, J.E. Bowers, S.A.Newton and C.Cutler : "Microbend-optical fiber tapped delay line for gigahertz signal processing," Appl. Phys. Lett., vol.41 No.2, pp.139-141, July 1982.
5. 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.
6. 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.
7. G.M.Dillard, H.F.Taylor and B.R.Hunt : "Fiber and integrated optics techniques for radar and signal processing," National Telecommunications Conference Record, vol.3, pp. 37.5-1-37.5-5, 1976.
8. B.Moslehi, J.W.Goodman, M.Tur and H.J. Shaw : "Fiber optic lattice signal processing," Proc.of IEEE 72, No.7, pp.909-930, July 1984.
9. K.P.Jackson, Guoginging Xiao and H.J.Shaw : "Coherent optical fiber delay line processor," Electron. Lett. pp.1335-1337, Dec. 1986.
10. 世山浩二, 奥野將之, 葉原敬士 : "코히어런트光 트랜스버서럴필터," 信學技報 OSW8-6, pp.27-30, 1989年 6月.
11. 李塚勗, 坂庭 好一 : "코히어런트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.
12. 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.
13. E.O.Rausch, R.B.Efurd and M.A.Corbin : "A fiber optic pulse compression device for high resolution radars," IEE Conf. Radar, London, England, pp.326-330, 1982.
14. 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.

※이 논문은 1991년도 한국과학재단 연구비지원에 의하여 연구되었음.



李 塚 勳(Chae Wook Lee)正會員
1957年 12月 24日生
1980年 2月 : 韓國航空大學 通信工
學科(工學士)
1987年 3月 : 東京工業大學 大學院
電氣電子工學科(工學
碩士)
1990年 3月 : 東京工業大學 大學院
電氣電子工學科(工學
博士)

1990年 3月~現在 : 大邱大學校 工科大學 情報通信工學科
助教授

※主關心分野 : 디지털信號處理, 光通信시스템, 符號理論



金 臣 煥(Shin Hwan Kim)正會員
1952年 4月 6日生
1975年 2月 : 韓國航空大學 通信工
學科(工學士)
1983年 2月 : 全北大學校 大學院 電
氣工學科(工學碩士)
1985年 4月~1988年 3月 : 日本 東
京大學 大學院 電子工
學科(工學博士)

1983年 3月~現在 : 大邱大學校 情報通信工學科 副教授

※主關心分野 : 映像信號處理 및 映像通信 等