《연구논문》 Hankook Kwanghak Hoeji, Volume 16, Number 5, October 2005

폴리머 마이크로링 공진기를 이용한 광학적 마이크로웨이브 대역통과 필터

진원준 · 김도환 · 송주한 · 이상신†

광운대학교 전자공학과

㉾ 139-701 서울특별시 노원구 월계동 447-1

(2005년 8월 4일 받음, 2005년 9월 14일 수정본 받음)

본 논문에서는 코히런트하게 결합되는 폴리머 마이크로링 공진기를 이용한 광학적 방식의 마이크로웨이브 대역통과 필터를 제안하고 구현하였다. 제안된 소자는 소형이며 구조가 간단하고, 열광학 및 전기광학 효과를 통한 중심주파수 변화가 용이하고, 그리고 다른 전기소자나 광소자와의 집적성 등이 뛰어나다. 특히, 이 공진기는 마이크로웨이브 신호를 수반하는 광신호를 효과적으로 필터링하기 위해 아주 작은 대역폭을 갖도록 설계되었다. 본 논문에서는 한 개의 링과 두 개의 링으로 구성된 공진기를 각각 제작하여 특성을 확인하였다. 링 공진기의 측정된 전달 특성을 이론적으로 fitting하였으며, 이로부터 제안된 마이크로웨이브 필터의 특성을 정확하게 예측하였다. 공진기의 링 수가 증가할수록 대역폭은 감소하고 롤오프(roll-off) 특성이 향상되며 대역 소멸비가 증가함을 알 수 있었다. 측정된 대역통과 필터의 중심주파수는 ~10GHz였고 3-dB 대역폭은 ~1.0GHz였다. 그리고 Q값(quality factor)은 ~10이었고 통과대역의 소멸비는 약 25dB였다.

주제어 : Microwave photonics, Microwave filter, Ring resonators, Integrated optics, Photonic filter.

I. 서 론

최근에 광학적 마이크로웨이브(MW: microwave) 신호처리 기술은 광학적 방식의 배열형 안테나 및 레이더, 광대역 무선접속 네트워크, 센서 네트워크, 위성통신 시스템과 같은 분야로의 응용을 목적으로 활발히 연구되어 왔다. 특히, 이 중에서 주목을 받은 소자가 다양한 광학적 방식의 MW 필터(photonic microwave filter)이다.[1-7] 이러한 MW 필터는 기존의 전기적 방식으로 구현되는 필터에 비해 경량 및 소형이며, 전자기 간섭에 무관하고 손실도 적어 광학적 MW 시스템에 응용되기 유리하다는 점 등의 여러 장점을 갖고 있다. 이러한 필터는 지금까지는 주로 광섬유 브래그(Bragg) 격자 및 광섬유 지연선로,[1-6] 실리카 도파로 소자[7] 등을 이용하여 구현되었다. 특히, 도파로 소자를 이용한 집적광학 방식은 광섬유 소자에 비해 안정적이고 정확한 위상 조절이 가능할 뿐만 아니라 다른 소자와의 집적성이 용이하다는 장점도 갖는다.

한편, 최근들어 폴리머를 이용한 집적광학 소자에 대한 연구가 활발하게 진행되어 왔다.[8-12] 먼저, 전기광학 폴리머는 전기광학계수가 크고 MW 신호와의 속도 정합이 우수하다는 장점으로 인하여 고속 광변조기 및 광스위치에 사용되는 것이 활발히 연구되어 왔다. 그리고 전기광학효과가 없는 열광학 폴리머는 실리카보다 약 10배 정도 큰 열광학계수, 이로 인한 구동 및 제어에 필요한 낮은 소비 전력, 작은 전파 손실 등의 장점이 있어 링 광공진기, 광스위치, 가변 광감쇠기 등에 사용되어 왔다.[9-11] 또한, 폴리머를 이용한 집적광학 소자는 제작공정이 간단하고 가격이 저렴하여 대량생산에 유리할 뿐만 아니라 다른 광소자 및 전자/전기 소자와의 집적이 용이하다. 그리고, 식각 공정을 통해 만들어지는 도파로의 측면 거칠기로 인한 산란 전파 손실을 thermal reflow 공정 등을 이용하여 용이하게 개선할 수 있다.[12] 본 논문에서는 저손실 폴리머 마이크로링 광공진기(MRR: microring resonator) 필터를 이용한 집적광학형 MW 대역통과 필터를 구현하고 특성을 측정하였다. 광필터는 코히런트 결합 방식을 채택하여 구현되었으며, 최종적인 MW 필터 구현에는 무한 임펄스응답(IIR: infinite impulse response)형 방식이 사용되었다. 특히, 폴리머 링 광공진기는 효과적인 MW 대역통과 필터링 특성을 얻기 위해 매우 작은 통과 대역폭을 갖도록 설계되었으며, 입력된 MW 신호에 의해 변조된 광신호를 선택적으로 통과시키는 역할을 하였다. 본 논문에서는 두 종류의 폴리머 링 광공진기를 이용하여 MW 대역통과 필터를 구현하였다. 또한 이론적인 해석을 통한 계산 결과와 구현된 소자의 측정 결과를 비교하였다.

II. 제안된 광학적 마이크로웨이브 대역통과 필터의 동작 원리

먼저, 광필터의 구현 방식을 간단히 살펴보면 다음과 같다. 광필터는 활용되는 빛의 특성에 따라 인코히런트(incoherent)한 필터와 코히런트(coherent)한 필터로 나뉘어진다. 광신호의 세기를 활용하는 인코히런트 프로세싱의 경우에는 특별히 고안해 주지 않으면 양의 값(positive weights)을 갖는 광신호만이 이용된다. 반면에, 코히런트한 프로세싱 방식의 경우에는 음의 값(negative weights)을 갖는 광신호의 성질을

† E-mail: sslee@daisy.kw.ac.kr

이용하는 것이 가능하기 때문에 광 필터의 전달함수 설계시 각종 파라미터를 결정함에 있어 유연성을 갖는다. 다음으로 광학적 MW 필터에 이용되는 광필터는 무한 임펄스응답[1]형과 유한 임펄스응답(FIR: finite impulse response)[3]형 등 두 가지 유형으로 나뉜다. 동일한 수의 단(stage)을 갖는 경우에, 피드백 경로가 포함된 무한 임펄스응답 필터가 피드포워드(feed-forward) 경로만을 갖는 유한 임펄스응답 필터보다 우수한 금지 대역, 롤오프(roll-off) 특성, 그리고 평탄한 통과대역을 갖는다.

다음으로 제안된 광학적 MW 필터의 구조와 동작 원리를 살펴보고자 한다. 그림 1은 제안된 필터의 개략적인 구성을 보여준다. 이것은 광원, 마흐젠더(Mach-Zehnder) 구조의 전기광학 변조기(EOM: electrooptic modulator), 폴리머 마이크로링 공진기, 그리고 광검출기(PD : photodector)로 구성되어 있다. 링 공진기는 매우 좁은 통과 대역폭을 갖는 주기적인 대역통과 광필터의 역할을 한다. 광원에서 나온 광신호는 전기광학 변조기를 통해 입력되는 MW 신호에 의해 변조된 후, 광필터를 통과하고 최종적으로 광검출기에 의해 검출되어 필터링된 MW 신호가 복원된다.

제안된 MW 필터의 핵심 요소인 마이크로링 공진기의 동작원리를 살펴보고자 한다. 그림 2는 제안된 폴리머 마이크로링 공진기의 대략적인 구조를 보여준다. 이 공진기는 근접한 두 개의 링과 입력단 결합영역과 출력단 결합영역으로 사용되는 두 개의 직선 도파로(I, II)로 구성되어 있다. 광이 직선 도파로 I 에 입사되면 이 광파워의 일부분이 첫번째 링으로 결합된다. 그리고 광은 순차적으로 인접한 두번째 링에 결합되고 두번째 링에서 직선 도파로 II로 결합되어 출력된다. 그래서 광공진기의 출력은 직선 도파로와 첫번째 링 사이, 첫번째 링과 두번째 링 사이의 결합계수(k_0, k_1) 그리고 두번째 링과 직선도파로 사이의 결합계수(k_2)에 의해 결정된다. 이때 링공진기는 대칭적인 구조로 설계되었기 때문에 k_0와 k_2는 같다.

마이크로링 광공진기의 구체적인 동작특성을 전달매트릭스 방법(transfer matrix method)[13]을 도입하여 알아보면 다음과 같다. 이 전달매트릭스 방법은 그림 3와 같은 과정을 통해 링 광공진기에 적용된다. 그림에서 직선도파로와 링 간의 매트릭스를 나타낸 부분을 보면, k는 결합영역에서 직선 도파로와 링 도파로 간의 필드(field) 결합계수를 나타내고, t는 직선 도파로에서 링으로 결합되지 않고 통과되는 필드의 전송계수를 나타내며 $t=|t|e^{j\theta}$로 주어진다. 결합영역에서 손실이 없다고 가정할 경우에 k와 t의 관계는 $|k|^2+|t|^2=1$로 주어진다. 그리고 링에서의 필드 전송계수는 $\alpha e^{j\theta}$로 주어진다. 여기서 α는 링의 전송 손실계수인데, 손실이 없다고 가정하게 되면 $\alpha=1$이 된다. θ는 광이 링을 한 바퀴 진행할 때 축적되는 위상변화를 나타내며, $\theta=\beta\cdot 2\pi R=4\pi^2\frac{n_{eff}}{\lambda}R$로 주어진다. 여기서 β는 전파상수, n_{eff}는 모드의 유효굴절률, R은 링의 반경이다. 그림 3에 나타나 있는 결합영역에서 직선 도파로에서 입력 포트와 출력 포트에서 전기장의 크기를 각각 a_0와 b_0, 직선 도파로에서 링으로 결합되어 링에서 진행하는 전기장의 크기를 b_1, 링을 한바퀴 진행한 후 다시 결합영역으로 입력되는 전기장의 세기를 a_1이라고 할 때, 마이크로링 공진기의 전달 매트릭스 P는 식 (1)와 같이 주어진다. 그리고 링 내에서 전기장의 진행에 대한 매트릭스 Q는 식 (2)과 같이 표현된다.

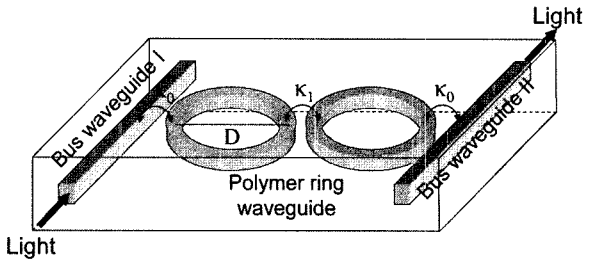


그림 2. 폴리머 마이크로링 광공진기.

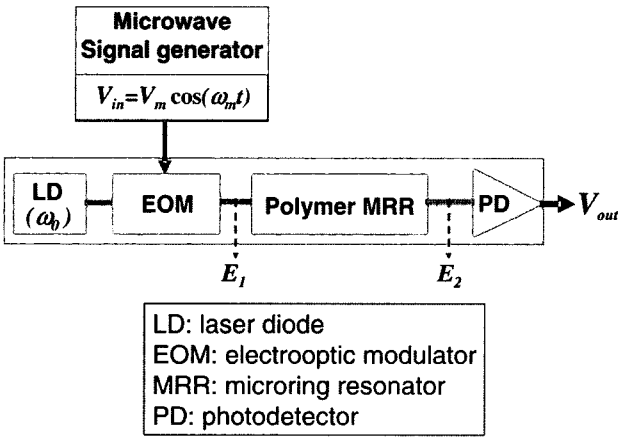


그림 1. 제안된 집적광학 MW 대역통과 필터의 개략적인 구성.

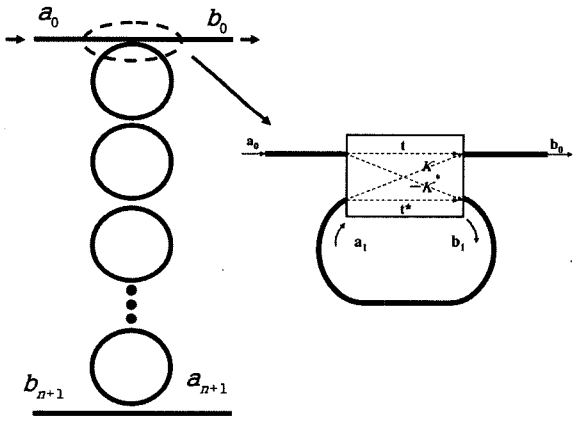


그림 3. 링 공진기의 전달 매트릭스

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ b_1 \end{bmatrix} = -\frac{1}{K}\begin{bmatrix} t & -1 \\ 1 & -t^* \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix}$$

$$P = -\frac{1}{K}\begin{bmatrix} t & -1 \\ 1 & -t^* \end{bmatrix} = -\frac{1}{K}\begin{bmatrix} \sqrt{1-K^2} & -1 \\ 1 & -(\sqrt{1-K^2})^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 0 & \Gamma \\ \Gamma^{-1} & 0 \end{bmatrix},\ \Gamma = \sqrt{a}e^{j\beta l/2},\ \theta = \beta L = \beta \cdot 2\pi R = 2\frac{n_{eff}\omega}{C_0}\pi R \quad (2)$$

식 (1)와 식 (2)는 직선 도파로와 첫번째 링 간의 전달매트릭스 관계이므로 동일한 구조의 링이 다단으로 구성된 공진기의 전달매트릭스는 식 (3)과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} a_n \\ b_n \end{bmatrix} = P_n Q \cdot P_{n-1} Q \cdot \cdots \cdot P_3 Q \cdot P_2 Q \cdot P_1 Q \begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_0 \\ b_0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

식 (3)를 이용하여 Through 포트와 출력포트로 나오는 전기장를 식 (4)와 (5)로 나타낼 수 있다.

$$\text{Through port}: \frac{b_0}{a_0} = -\frac{A}{B} \quad (4)$$

$$\text{Output Port}: \frac{b_{n+1}}{a_0} = C - \frac{AD}{B} \quad (5)$$

전달매트릭스를 통해 다단 구조를 갖는 링 공진기의 특성을 분석하여 링과 링 간의 결합계수와 링과 직선 도파로 간의 결합계수를 결정할 수 있다. 그리고 링 공진기의 전달특성은 링의 개수가 증가할수록 롤오프(roll-off) 특성이 향상됨을 확인할 수 있다. 결과적으로 광공진기는 주기적인 대역통과 필터의 특성을 갖는데, 인접한 두 통과 대역 간의 간격을 FSR(free spectral range)라고 정의하며, 이것은 FSR=c/πD로 표현된다. 여기서 c는 빛의 속도이고 D는 링의 지름이다.

위에서 얻어진 마이크로링 광공진기의 전달 특성을 바탕으로 제안된 MW 대역통과 필터의 전달특성을 살펴보고자 한다. 입력되는 MW 신호와 광신호를 변조시키는 전기광학 변조기의 출력 전기장 $E1$은 다음 식 (6)으로 표현된다. 여기서 ω_o는 광신호의 주파수이고 ω_m은 MW 신호의 주파수이다. 변조지수(modulation index)는 $\phi_m = \pi V_m / V_\pi$로 주어지는데, 여기서 V_m은 MW 신호의 전압 크기이고, V_π은 전기광학 변조기에서 π만큼의 위상변화를 얻기 위해 인가되는 전압이다.

$$E_1(t) = \frac{E_0}{\sqrt{2}}e^{j\omega_o t}(1+e^{j\phi_m\cos\omega_m t}) = \frac{E_0}{\sqrt{2}}e^{j\omega_o t}[1+\sum_{n=-\infty}^{\infty} j^n J_n(\phi_m)e^{jn\omega_m t}]$$
$$= \frac{E_0}{\sqrt{2}}e^{j\omega_o t}\{1+J_0(\phi_m)+2\sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(\phi_m)[\cos(n\omega_m t)]\} \quad (6)$$

전기장 $E1$은 중심주파수 ω_o와 harmonic sideband 주파수 ($\varpi_o \pm \varpi_m$, $\varpi_o \pm 2\varpi_m$, $\cdots$) 성분으로 구성되어 있다. 이 전기장이 공진기 필터를 통과하게 되면 출력되는 공진기 필터의 출력 전기장 $E2$는 전기장 $E1$과 공진기의 전송함수 $h(t)$의 convolution으로 결정된다. 광검출기의 대역폭이 대략 ω_m이라고 가정하면, 고차의 harmonic sideband는 차단되어 최종적인 필터의 출력 전기장은 식 (7)과 같이 주어진다. 여기서 a_0는 중심 주파수에서의 크기이고 $a_{\pm1}$은 첫번째 harmonic sideband $\varpi_o \pm \varpi_m$ 주파수에서의 크기이다. 상수 a_0와 $a_{\pm1}$은 광신호의 중심주파수와 변조지수의 함수이다.

$$\text{From}\begin{cases} H(\omega) = 1 + a_1 e^{-j\beta L} + a_2 e^{-j2\beta L} + a_3 e^{-j3\beta L} : \text{Transfer function of MRR} \\ E_1(\omega) = \dfrac{2\pi E_0}{\sqrt{2}}\left[(1+J_0(\phi_m))\delta(\omega-\omega_o) + \sum_{n=1}^{\infty} j^n J_n(\phi_m)(\delta(\omega-\omega_o-n\omega_m)+\delta(\omega-\omega_o+n\omega_m))\right] \end{cases}$$

$$E_2(\omega) = E_1(\omega)H(\omega) = a_0\delta(\omega-\omega_o) + \sum_{n=1}^{\infty} a_{+n}\delta(\omega-\omega_o-n\omega_m) + \sum_{n=1}^{\infty} a_{-n}\delta(\omega-\omega_o+n\omega_m)$$

$$\rightarrow E_2(t) = F^{-1}\{E_2(\varpi)\} = a_0 e^{j\omega_o t} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{+n} e^{j(\omega_o+n\omega_m)t} + \sum_{n=1}^{\infty} a_{-n} e^{j(\omega_o-n\omega_m)t}$$

$$\rightarrow E_2(t) = a_0 e^{j\omega_o t} + a_{+1} e^{j(\omega_o+\omega_m)t} + a_{-1} e^{j(\omega_o-\omega_m)t} \quad (7)$$

변조된 광신호가 공진기 필터를 통과한 후 광검출기에 의해 얻어지는 출력 MW 신호 V_{out}은 식 (8)과 같이 주어진다. 광검출기는 입력되는 광신호의 파워에 비례하여 MW 신호의 전압을 출력하는 저대역 통과 필터 역할을 한다. 따라서 중심주파수 ω_0는 제거되고 변조 주파수인 ω_m 성분만 출력됨을 알수있다. 그리고 공진기가 a_{+1}과 a_{-1}이 같은 대칭적인 전송특성을 갖는다고 가정하면, 최종적으로 광검출기에서 출력되는 MW 신호의 파워 P_{out}은 식 (9)로 표현 될 수 있다. 여기서 P_{out}은 중심주파수와 첫번째 sideband 주파수 성분에 해당하는 광세기의 곱에 의해 결정됨을 알 수 있다.

$$V_{out}(t) \propto \left(a_0^2 + a_{+1}^2 + a_{-1}^2\right) + 2(a_0 a_{+1} + a_0 a_{-1})\cos\varpi_m t + 2(a_{+1}a_{-1})\cos 2\varpi_m t \quad (8)$$

$$P_{out}\big|_{@\varpi_m} \propto 4(a_0 a_{+1} + a_0 a_{-1})^2 = 16(a_0 a_{+1})^2,\ \text{when } a_{+1} = a_{-1} \quad (9)$$

그림 4에는 여러 가지 경우에 대한 광학적 MW 필터의 동작 특성을 보여준다. 입력된 MW 신호가 실린 광신호가 마이크로링 공진기를 통과하는 경우, 공진기의 중심주파수는 ω_0이고 공진기 통과대역의 주기인 FSR이 ω_m이라면, 공진기를 통과한 출력은 식 (7)에서 알 수 있듯이 중심주파수 ω_0와 첫번째 sideband 주파수 $\varpi_o \pm \varpi_m$성분만 통과하게 된

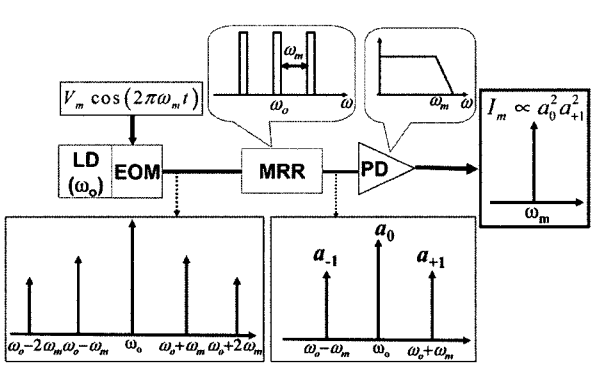


그림 4. 제안된 MW 필터의 동작 원리.

다. 다음으로 이 신호가 저대역 통과 필터의 역할을 하는 광검출기를 통과하면 캐리어 광신호가 제거되고 변조신호 ω_m 성분만 출력된다. 그리고 이론적인 분석 결과로부터 MW 필터의 전달 특성을 구하면 그림 5와 같이 표현된다. 먼저 그림 5에서 I번의 경우와 같이 공진기의 중심주파수와 캐리어 광신호의 주파수가 ω_0로 같고 입력되는 MW 신호의 주파수 (ω_m)가 공진기의 FSR과 같으면 모든 신호가 통과되어 MW 필터의 통과대역으로 나타난다. 그리고 II번의 경우에는 MW 신호의 주파수가 공진기의 FSR보다 작은 경우이고, III번의 경우는 MW 신호의 주파수가 공진기의 FSR보다 큰 경우이다. 이 두 경우에는 공진기의 전달함수에 의하여 입력된 MW 신호가 감소되므로 MW 필터의 금지 대역으로 나타나게 된다. 결과적으로 제안된 공진기는 MW 대역통과 필터를 구현하는데 사용될 수 있음을 알 수 있다.

III. 마이크로웨이브 대역통과 필터의 제작 및 특성 측정

그림 2에는 제안된 폴리머 마이크로링 공진기 필터의 구조가 도시되어 있다. 이 필터의 설계 파라미터를 살펴 보면 다음과 같다. 폴리머 직선도파로의 폭과 높이는 각각 6 μm와 4.5 μm이다. 그리고 링의 지름은 6.6mm이다. 코어(core)와 클래딩(cladding)의 굴절률은 1550nm 파장 대역에서 각각 1.442와 1.430이며, 따라서 코어와 클래딩 간의 굴절률 차이 Δn=0.83%이다. 그림 6은 링의 반지름과 벤딩손실(bending loss)의 관계를 보여준다. 주어진 Δn에서 폭이 6 μm와 5.5 μm일 때, 반지름이 3.2mm 이상이 될 때부터 손실이 1dB/cm 이하가 됨을 알 수 있다. 따라서 설계된 링 반지름 3.3mm에서 벤딩손실은 무시할 정도로 작음을 알 수 있다 [14]. 또한 링도파로의 폭이 작아짐에 따라 벤딩손실이 증가함을 알 수 있다. 설계된 링 광공진기의 FSR은 ~10GHz이며, 최대의 평탄한 통과대역을 갖는 전달곡선을 얻을 수 있는 결

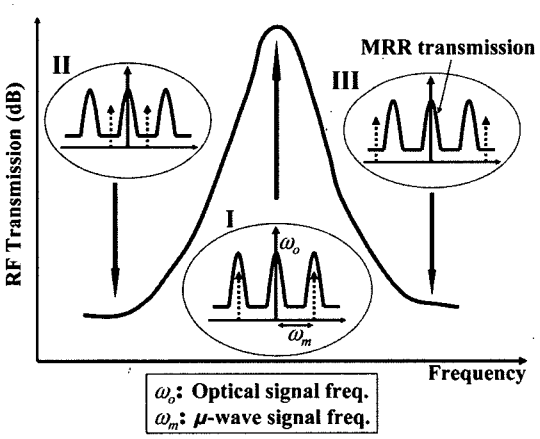


그림 5. 제안된 MW 필터의 동작 특성.

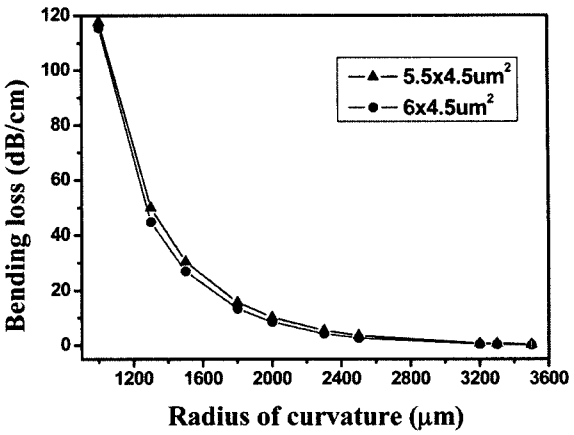


그림 6. 마이크로링 도파로 반경에 따른 벤딩손실.

합계수 k_0와 k_1에 대응되는 링과 직선 도파로 간의 간격과 링과 링 간의 간격은 각각 1.9 μm와 4.5 μm이다.[15]

폴리머 마이크로링 공진기를 구현하기 위하여 planar lightwave circuit 제작용 표준 공정을 도입하였다. 하부클래딩(lower cladding)과 코어는 ChemOptics사의 폴리머 ZPU 430과 ZPU442를 실리콘 기판 위에 각각 스핀 코팅하고 자외선을 조사하여 형성하였다. 그리고 포토리쏘그라피(photolithography) 공정을 이용하여 코어 위에 포토레지스트를 코팅하고 자외선을 조사하여 마스크 패턴을 형성하고 선택적으로 건식 식각을 하였다. 그 위에 상부클래딩은 폴리머 ZPU430을 스핀코팅하여 형성하였다. 마지막으로 시편을 다이싱(dicing)하여 공진기 단면에 빛이 효과적으로 결합되도록 하였다. 본 논문에서는 링이 한 개로 구성된 소자 MRR1과 링이 두개로 구성된 소자 MRR2를 제작하였다. 그림 7은 실제 제작된 폴리머 마이크로링 광공진기를 보여준다. 이 그림에는 직선도파로와 첫번째 링 간의 결합 영역과 첫번째 링과 두번 째 링의 결합영역, 그리고 두번째 링과 직선도파로의 결합영역의 확대된 사진도 포함되어 있다.

그림 8은 제작된 두 개의 광공진기 소자(MRR1 및 MRR2)

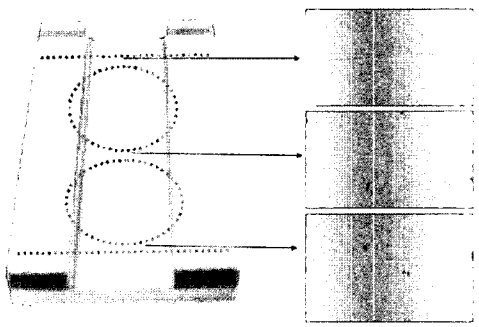
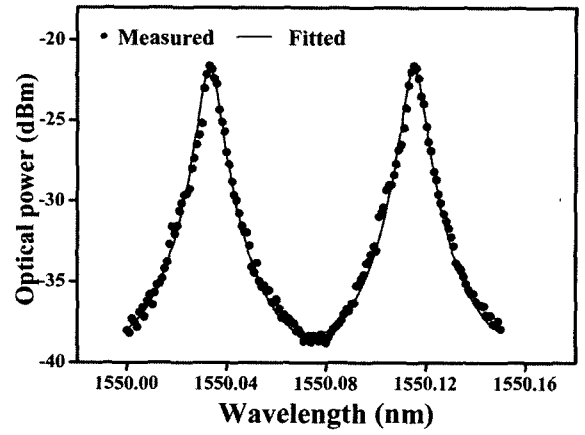
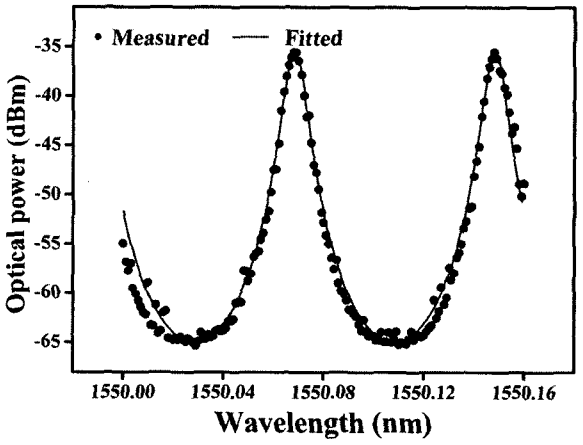


그림 7. 제작된 폴리머 마이크로링 광공진기.



(a)



(b)

그림 8. 측정된 마이크로링 공진기의 광학적 응답특성.
(a) 한 개의 링으로 구성된 소자 MRR1.
(b) 두 개의 링으로 구성된 소자 MRR2.

의 광학적 응답특성을 보여준다. FSR은 예상대로 동일하게 0.08nm였으며, 주파수로는 10GHz였다. MRR1과 MRR2의 소멸비는 각각 ~18dB 와 ~30dB였다. 이로부터 사용되는 링의 갯수가 증가할수록 소멸비가 커짐을 알 수 있었다. MRR1의 대역폭과 계산된 광학적 Q값은 0.008nm 와 200000 이고, MRR2의 경우에는 각각 0.006nm 와 250000 였다. 이러한 결과는 공진기 필터에 사용되는 링의 갯수가 증가할수록 대역폭이 감소하고 Q값은 증가됨을 보여준다. 링과 직선 도파로 간의 결합계수 k_0와 링과 링 사이의 결합계수 k_1, 그리고 링의 전파손실 α_r 등의 중요 설계 파라미터를 구하기 위해 이론적인 fitting 방법[16]을 도입하였다. 그림 8에는 fitting된 전달특성이 도시되어 있다. MRR1 소자의 경우에는 k_0=~2.4%, α_r=~1dB/cm였고, MRR2 소자의 경우에는 k_0=~2.4%, k_1= ~0.09%, 그리고 α_r=~1dB/cm였다.

다음으로 제작된 폴리머 마이크로링 공진기를 이용하여 구현된 MW 필터를 측정하기 위한 구성도가 그림 9에 도시되

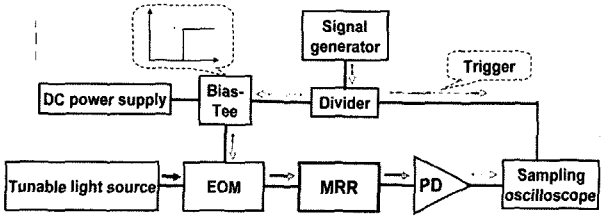
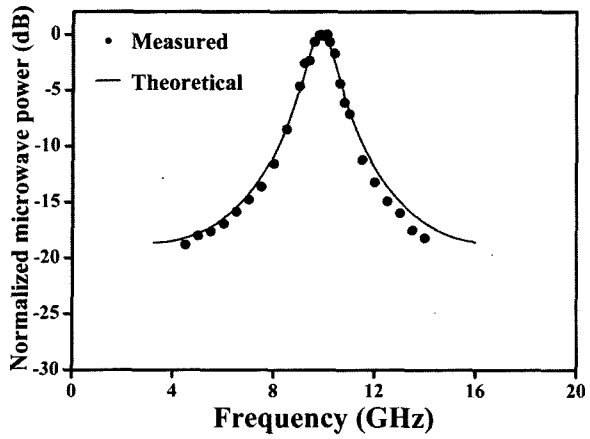
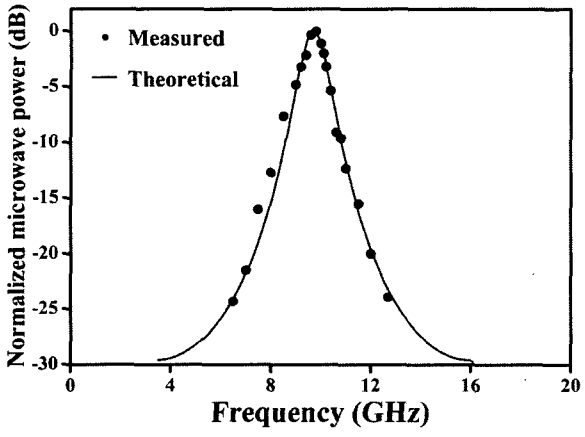


그림 9. 광학적 MW 필터의 측정 구성도.

어 있다. 신호발생기에서 출력된 MW 신호는 파워 분배기를 통해 오실로스코프에 입력되는 Trigger 신호와 Bias-Tee를 통해 전기광학 변조기에 입력되는 신호로 분리된다. TLS (tunable light source, Agilent 81640A)에서 출력된 캐리어 광신호는 마흐젠더 광변조기(모델 Lucent 2623N)에서 입력된 MW 신호에 의해 변조된다. 여기서 TLS의 최대출력은 3dBm이고, 광변조기의 동작 대역폭은 ~10GHz이다. 이때 이용되는 광원의 파장(또는 주파수)는 공진기 필터의 설계에 따라 ~1550nm에서 통과대역의 중심에 설정되었고 입력 광파워는 3dBm이다. 또한 변조 신호 주파수 w_m은 10GHz를 중심으로 변화되었다. 변조된 신호는 공진기를 통과하여 광검출기에 입력된다. 이때 이용된 광검출기의 동작 대역폭은 ~12GHz이다. 그리고 광검출기의 최소 출력 한계를 고려하여 광증폭기(EDFA : erbium-doped fiber amplifier, LiComm)를 공진기 앞에 위치시켜 샘플링오실로스코프를 이용하여 측정하였다. 여기서 광증폭기는 출력파워를 15dB로 유지해 주는 역할을 한다. 그림 10(a)와 10(b)는 두 개의 공진기 필터 MRR1과 MRR2를 이용하여 구현된 MW 필터의 측정된 응답특성을 보여준다. MRR1을 이용한 경우에는 중심주파수가 10GHz이고, 3-dB 대역폭은 약 1.5GHz였으며, MRR2를 이용한 경우에는 중심주파수는 동일하게 10GHz이고, 3-dB 대역폭은 ~1.0GHz였다. 따라서 MW 신호의 Q값은 MRR1와 MRR2의 경우에 각각 6.7과 10이었다. MRR1을 이용한 경우에 금지 대역의 소멸비는 ~18dB였고 MRR2의 경우에는 ~25dB였다. 또한, 그림 10에는 공진기 MRR1과 MRR2의 fitting된 광 전달특성을 이용하여 이론적으로 계산된 MW 필터의 전달특성도 도시되어 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 측정 결과와 이론적으로 예측된 결과가 잘 일치함을 알 수 있다. 특히, 링의 갯수가 증가함에 따라 대역폭은 작아지고, 롤오프(roll-off)가 향상되며, 소멸비가 증가된 것을 볼 수 있다. 한편, 링의 개수에 따라 MW 신호의 손실이 증가하게 되는데, 이것은 광의 전파 손실이 증가하기 때문이다. 이를 극복하기 위해서는 저손실의 폴리머를 사용하여 손실을 최소화 하는 것이 필요하다. 위 실험 결과로부터 제안된 소자가 MW 대역통과 필터로서 성공적으로 동작함을 알 수 있다. 제안된 필터의 전달 특성은 링의 갯수, 폴리머 도파로 간의 결합세기, 도파로 손실, 링 반경 등과 같은 광공진기 필터의 설계 상수들을 조절함으로써 제어할 수 있을 것이다.



(a)



(b)

그림 10. 광학적 MW 대역통과 필터의 전달특성.
(a) 소자 MRR1을 이용한 경우.
(b) 소자 MRR2를 이용한 경우.

IV. 결 론

본 논문에서는 코히런트 결합 방식의 폴리머 마이크로링 공진기를 이용한 집적광학형 MW 대역통과 필터를 구현하고 제작하였다. 제작된 소자의 성능 측정 결과는 이론적인 예측 결과와 잘 일치하였다. 특히, 광공진기의 링의 갯수가 다단으로 증가될수록 대역폭이 감소하고 롤오프 특성이 향상되며 대역 소멸비가 증가함을 알 수 있었다. 측정된 마이크로에이브 대역통과 필터의 중심주파수는 10GHz였고, 3-dB 대역폭은 1.0GHz였다. 그리고 Q값(quality factor)은 10이었고 통과 대역의 소멸비는 약 25dB였다.

감사의 글

이 논문은 정부(교육인적자원부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(과제번호 R08-2004-000-10312-0).

참고문헌

[1] D. B. Hunter and R. A. Minasian, "Tunable microwave fiber-optic bandpass filters," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 11, no. 7, pp. 874-876, 1999.

[2] D. B. Hunter and R. A. Minasian, "Photonic signal processing of microwave signals using an active-fiber Bragg-grating-pair structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 8, pp. 1463-1466, 1997.

[3] D. B. Hunter and R. A. Minasian, "Microwave optical filters using in-fiber Bragg grating arrays," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 6, no. 2, pp. 103-105, 1996.

[4] F. Zeng and J. Yao, "All-optical microwave mixing and bandpass filtering in a radio-over-fiber link," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 17, no. 4, pp. 899-901, 2005.

[5] M. Y. Frankel and R. D. Esman, "Fiber-optic tunable microwave transversal filter," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 7, no. 2, pp. 191-193, 1995.

[6] B. Vidal, V. Polo, J. L. Corral, and J. Marti, "Efficient architecture for WDM photonic microwave filters," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 16, no. 12, pp. 257-259, 2004.

[7] F. Coppinger, C. K. Madsen, and B. Jalali, "Photonic microwave filtering using coherently coupled integrated ring resonators," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 21, no. 2, pp. 90-93, 1999.

[8] P. Rabiei, W. H. Steier, C. Zhang, and L. R. Dalton, "Polymer micro-ring filters and modulators," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, no. 11, pp. 1968-1975, 2002.

[9] D. H. Kim, J. G. Im, S. S. Lee, S. W. Ahn, and K. D. Lee, "Polymer microring resonator using nanoimprint technique based on a stamp incorporating a smoothing buffer layer," *IEEE Photon. Technol. Lett*, to be published, 2005.

[10] Myung-Hyun Lee, Jung Jin Ju, Suntak Park, Jung Yun Do, and Seung Koo Park, "Polymer-based devices for optical communications," *ETRI J.* vol. 24, no. 4, August 2002.

[11] Jin Tae Kim, Choon-Gi Choi, and Hee-Kyung Sung, "Polymer planaer-ligntwave-circuit-type variable optical attenuator fabricated by hot embossing process," *ETRI J.* vol. 27, no. 1, February 2005

[12] Chung-Yen Chao and L. Jay Guo, "Thermal-flow technique for reducing surface roughness and controlling gap size in polymer microring resonator," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 84, no. 14, pp. 2479-2481, 2004.

[13] A. Yariv, "Universal relations for coupling of optical power between microresonators and dielectric waveguides," *Ele-*

ctron. Lett., vol. 36, no. 4, pp. 321-322, 2000.

[14] D. Marcuse, "Bending losses of the asymmetric slab waveguide," *Bell System Technical J.*, vol. 50, no. 8, pp. 2551-2563, 1971.

[15] C. K. Madsen and J. H. Zhao, "A general planar waveguide autoregressive optical filter," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, no. 3, pp. 437-447, 1996.

[16] T. Ito and Y. Kokubun, "Nondestructive measurement of propagation loss and coupling efficiency in microring resonator filters using filter response," *Jap. J. Appl. Phys.*, vol. 43, no. 3, pp. 1002-1005, 2004.

Integrated Photonic Microwave Bandpass Filter Incorporating a Polymer Microring Resonator

Won-Jun Chin, Do-Hwan Kim, Ju-Han Song and Sang-Shin Lee†

Department of Electronic Engineering, Kwangwoon University, 447-1 Wolgye-Dong, Nowon-Gu, Seoul 139-701, South Korea

†*E-mail: sslee@daisy.kw.ac.kr*

(Received August 4, 2004, Revised manuscript September 14, 2005)

An integrated photonic microwave bandpass filter has been proposed and demonstrated incorporating a coherently coupled microring resonator in low-loss polymers. The proposed device may feature compact size, simple structure, tuning via the thermooptic and electrooptic effect, and flexible integration with other electrical and optical devices. The resonator was designed to have an extremely small bandwidth so that it could be used to selectively pass the optical signal carrying the microwave signal to attain efficient bandpass filtering. We made and tested two resonators with a single ring and double rings, and performed a theoretical fitting of their measured transfer curves to predict the performance of the microwave filters based on them precisely. It was found that as the number of the rings used for the resonator increases, the bandwidth gets smaller, the rolloff sharper, and the band rejection higher. Finally our filter exhibited the center frequency of 10GHz, the 3-dB bandwidth of 1.0GHz, the corresponding quality (Q) factor of 10, and the rejection outside of the passband of more than 25dB.

OCIS Codes : 230.5750, 250.5460, 350.4010.