

광 전치 증폭시스템에서 광필터의 차수변화에 따른 광수신기의 수신감도에 관한 연구

나유찬*

¹남서울대학교 정보통신공학과

A Study on the Reception Sensitivity of the Optical Receiver with the Order Change of the Optical Filter in Optical Preamplifier System

Yoo-Chan Ra^{1*}

¹Department of Information Communication, Namseoul University

요 약 본 논문에서는 광통신시스템의 수신기에서 Butterworth 필터의 차수가 수신기의 감도에 미치는 상관관계에 대해 연구를 수행하였다. 일반적인 경우에는 필터의 차수가 증가하면 할수록 수신기의 감도가 증대된다. 이는 필터의 차수가 증가할수록 필터의 규격화 주파수의 응답이 구형과 비슷해지기 때문이다. 그러한 이유로 수신기의 감도를 증가시키기 위해서 필터의 차수를 높이는 방법을 이용한다. 그러나 필터의 차수를 높이는 방법을 사용하면 시스템이 복잡해지고 시스템의 단가를 상승시키는 요인이 된다. 따라서 본 논문에서는 시스템을 간단히 구성하여 시스템의 단가를 낮추기 위한 방법을 모색하기 위해 수신기의 감도와 필터의 차수의 상관관계에 대해 연구를 수행하였다. 시뮬레이션 결과 필터의 차수를 증가시키면 수신기의 감도가 상승하는 것을 확인 할 수 있었다. 또한 수신기의 감도를 감소시키지 않는 범위의 버터워스 필터의 차수는 2로 확인되었다. 따라서 본 논문의 결과를 사용한다면 저렴한 광시스템의 수신기를 구현이 가능하리라 사료된다.

Abstract This study examined the order of the Butterworth filter for the correlation on the sensitivity of the receiver in the receiver of an optical system. In the general case, the sensitivity of the receiver is increased if the order of the filter was increased more. This is because increasing the order of the filter response of the normalized frequency of the filter is similar to the rectangular wave. For that reason, the method used to increase the order of the filter increases the sensitivity of the receiver. On the other hand, a method of increasing the order of the filter and makes the system complicated increases the cost of the system. This study examined the correlation between the order of the sensitivity of the receiver filter and to configure the system by simply looking for ways to reduce the cost of the system. The simulation results showed that increasing the order of the filter resulted in a receiver that can determine if the sensitivity is raised. In addition, the order of the Butterworth filter range that does not reduce the sensitivity of the receiver was 2. Therefore, it will be possible to implement an inexpensive optical system of the receiver using the data from this study.

Keywords : Butterworth, Filter, Optic, Order, Sensitivity

1. 서론

다양한 전자소자 및 광소자 기술의 급격한 진보로 인하여 정보고속도로의 구현에 필수적인 광네트워크가 폭

발적으로 성장하고 있다. 이러한 광네트워크의 발전은 지구촌 어느 곳에서나 다양한 형태의 정보를 왜곡없이 송신 및 수신이 가능하게 하고 있다. 멀티미디어 서비스나 영상회의의 같은 서비스들은 대역

본 논문은 남서울대학교 2015년도 교내 연구과제로 수행되었음.

*Corresponding Author : Yoo-Chan(Namseoul Universit.)

Tel: +82-42-580-2126 email: ycra@nsu.ac.kr

Received February 19, 2016

Revised March 2, 2016

Accepted March 3, 2016

Published March 31, 2016

폭을 다량으로 요구하기 때문에 광통신시스템의 용량 증가가 더 필요하다.

이에 본 논문에서는 광시스템의 통신 용량을 증대시키기 위해 광시스템의 수신감도의 변화와 시스템의 대역폭의 상관관계에 관한 연구를 수행하였다.

즉, 광통신시스템 성능에 영향을 미치는 요소인 수신기의 감도와 광필터의 차수가 사이의 상관관계에 대해 연구를 수행하였다.

또한 광시스템의 수신기에서 사용되는 필터들을 페브리-페롯 간섭계에 기반을 둔 형태로 설계하였으며 버터워스 특성을 기반으로 수신기의 감도에 필터의 차수가 미치는 영향에 대해 연구를 수행하였다. 본 논문의 구성은 다음과 같다.

2장에서는 일반적인 광필터는 구형스펙트럼을 갖지 않으므로 비구형 스펙트럼을 갖는 필터를 광수신기에 적용하였을 때 수신감도의 변화를 수학적으로 해석하였고, 3장에서는 해석된 결과를 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

2. 비구형스펙트럼 효과

본 논문에서 고려한 광시스템의 신호 전달 경로에 관한 개략도는 그림 1과 같다.

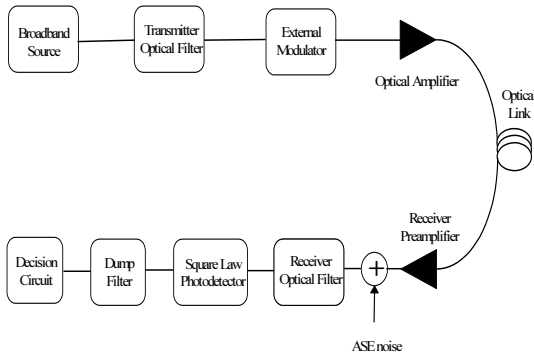


Fig. 1. Schematic diagram of a system

그림 1에 보이는 시스템에서 광신호의 단위 전력은 식 (1)과 같다.

$$I = \frac{1}{2T} \int_0^T \left[x^2(t) + y^2(t) + \tilde{x}^2(t) + \tilde{y}^2(t) \right] dt \quad (1)$$

식 (1)에서 수신기가 동작 중 일 때는 유사잡음과 ASE 잡음이 더해진 형태를 갖게되는데, 이 때 열잡음을 무시할 수 있다고 가정하면 식 (1)은 식 (2)와 같이 쓸 수 있다.

$$\langle I \rangle = \frac{1}{2T} (4\sigma^2 T) = 2\sigma^2 \quad (2)$$

여기서 I 의 분산은 식 (3)과 같이 쓸 수 있으며 광필터의 차수 N 을 고려하면 식 (4)와 같이 I 의 분산을 표현할 수 있다.

$$var I = \langle I^2 \rangle - \langle I \rangle^2 \quad (3)$$

$$var I = \left(\frac{1}{2T} \right) \times \left[\int_0^t \int_0^t dt dt' 4 \langle x^2(t) + x^2(t') \rangle + 12\sigma^{2N} - T^2 \right] - 4\sigma^{4N} \quad (4)$$

식 (4)에 식(5)와 같은 정리를 적용하면 식 (6)과 같이 쓸 수 있다.

$$\langle x^2(t)x^2(t') \rangle = 2\sigma_N^4 \hat{R}^2(t-t') + \sigma_N^4 \quad (5)$$

$$var I = \frac{2}{T^2} \left[\int_0^T \int_0^T dt dt' \sigma_N^4 \hat{R}^2(t-t') \right] \quad (6)$$

식 (6)에서 $\sigma_N^2 = R(0)$ 라 하면 식 (7)을 얻을 수 있다.

$$var I = \frac{4}{T^2} \left[\int_0^T d\tau (T-\tau) R^2(\tau) \right] \quad (7)$$

본 논문에서 고려한 광시스템의 경우에는 비트율이 광신호의 대역폭보다 작기 때문에 신호들은 자기상관값이 적어지게 되므로 적분구간을 확대할 수 있으며 식 (7)에서 τ 는 T 에 비해 아주 적은 값이므로 무시하면 식 (7)은 식(8)과 같이 변형할 수 있다.

$$var I = \frac{2}{T} \left[\int_{-\infty}^{\infty} d\tau R^2(\tau) \right] \quad (8)$$

식 (8)에 대해 파스발의 정리를 이용하면 식(9)와 같이 쓸 수 있다.

$$var I = \frac{2}{T} \left[\int_{-\infty}^{\infty} df |P(f)|^2 \right] \quad (9)$$

식 (9)에서 $var I$ 는 편광에 대한 변이의 양이고 $P(f)$ 는 기저대역 전력 스펙트럼이다.

단일 편광의 성질을 갖는 광원의 전력 스펙트럼 밀도라 정를 P_c 라 정의하면 광섬유의 감쇠량에 의해 조절된 P_c 는 식 (10)과 같이 쓸 수 있다.

$$P_o B_{o,eqv,N} = \overline{N_p} h \nu R_b \quad (10)$$

여기서, 수신기의 광 필터의 등가 대역폭 $B_{o,eqv,N}$ 는 평균 단일 편광 전력을 나타내고 식 (11)과 같이 계산된다.

$$B_{o,eqv,N} = \frac{1}{|H_o(0)|^2} \int_{-\infty}^{\infty} |H_o(f)|^2 df \quad (11)$$

식 (11)은 식 버터워스 전송함수를 이용하면 쉽게 식 (12)와 같이 쓸 수 있다.

$$B_{o,eqv,N} = \frac{\pi}{2N \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)} B_o \quad (12)$$

$$= C_{eqv,N} B_o$$

여기서, B_c 는 버터워스 필터의 3dB 대역폭이다.

따라서 위에서 정의한 식들을 이용하면 광원의 전력 스펙트럼밀도는 식 (13)과 같이 쓸 수 있다.

$$P_o = \frac{\overline{N_p} h \nu R_b}{C_{eqv,N} B_o} \quad (13)$$

본 연구에서 정의한 광신호는 광분산이 0으로 전치증폭되어 수신기에서 광필터를 통해 전달된 신호라 가정하므로 신호채널은 광필터를 두 개 연결하여 동작가능하므로 광검출기에서 광 전력 스펙트럼은 식 (14)와 같이 표현된다.

$$P_s(f) = P_o G |H_o(f)|^2 |H_o(f)|^2 \quad (14)$$

윗 식에서 G 는 광 전치증폭기의 전력이득이다. 따라서 광검출기에서 나타나는 평균전력은 식 (15)와 같이 쓸 수 있다.

$$P_s = 2\sigma_{sN}^2 \quad (15)$$

$$= 2 \int_{-\infty}^{\infty} P_s(f) df$$

여기서, 일반적인 버터워스 전송 함수를 이용하면 식 (16)과 같이 표현 할 수 있다.

$$P_s = 4P_o G \int_0^{\infty} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{2f}{B_o}\right)^{2N}\right]^2} df \quad (16)$$

$$= 2P_o G C_{sN} B_o$$

여기서, 신호전력에 대한 필터의 차수에 의한 효과를 나타내는 C_{sN} 는 식 (17)과 같다.

$$C_{sN} = \frac{(2N-1)\pi}{4N^2 \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)} \quad (17)$$

지금까지 살펴본 식들을 이용하여 식 (18)을 정의할 수 있다.

$$\sigma_{sN}^2 = P_o G C_{sN} B_o \quad (18)$$

그리고 증폭기의 출력단에서 전력스펙트럼 밀도는 식 (19)와 같이 주어진다.

$$N_o = n_{sp} h \nu (G-1) \quad (19)$$

식 (19)에서 n_{sp} 는 자연 방출 파라메타이고 광검출기에서의 잡음전력스펙트럼은 식 (20)과 같고, 모든 편광 상태를 포함하는 전체잡음전력은 식 (21)과 같이 주어진다.

$$P_n(f) = N_o |H_o(f)|^2 \quad (20)$$

$$P_n = 2\sigma_{nN}^2 \quad (21)$$

$$= 2 \int_{-\infty}^{\infty} P_n(f) df$$

식 (21)은 버터워스 필터를 통해서 잡음이 통과됨을 나타내므로 잡음전력은 식 (22)와 같이 계산할 수 있다.

$$P_n = 4N_o \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{1}{1 + \left(\frac{2f}{B_o}\right)^{2N}} df \quad (22)$$

$$= 2N_o C_{nN} B_o$$

식 (22)에서 C_{nN} 는 필터의 효과로식 (23)과 같이 표현된다.

$$C_{nN} = \frac{\pi}{2N \sin\left(\frac{\pi}{2N}\right)} \quad (23)$$

따라서 식 (24)와 같은 최종의 식을 얻을 수 있다.

$$\sigma_{nN}^2 = N_o C_{nN} B_o \quad (24)$$

3. On-Off Keying에서의 N차 버터워스 필터에 의한 수신기의 감도변화

광시스템의 신호 결정회로에서는 가우시안분포보다 κ -자승 분포가 신호에 더 유사한 근사한 분포임을 확인하였다. κ -자승 분포는 자승검파수신기의 입력단에서 m 과 σ^2 에 의해 정해진다. 신호와 잡음원과 광 검출기 사이에서 나타나는 필터 주파수의 조합에 따라 가중치를 부여해야한다.

앞에서 살펴본 바를 통해 I 의 분산은 식 (25)와 같이 쓸 수 있다.

$$\text{var } I_{(1/0)} = \frac{2\sigma_{(1/0)N}^4}{m_{(1/0)}} \quad (25)$$

본 논문에서 고려한 시스템에서 신호 1이 전송되는 동안에 m 은 식 (26)과 같이 주어진다.

$$m_1 = \frac{2(\sigma_{sN}^2 + \sigma_{nN}^2)^2}{T^2 (P_o^2 K_{sN} + N_o^2 K_{nN} + s P_o K_{snN})} \quad (26)$$

위에서 정의한 파라미터들을 이용하여 식을 정리하면 식 (27)과 같이 나타낼 수 있다.

$$m_1 = \frac{m(1+x)^2}{bx^2 + 2cx + a} \quad (27)$$

0이 전송되는 경우에는 식 (28)과 같이 쓸 수 있다.

$$m_0 = \frac{2(\sigma_{nN}^2)^2}{T(N_o^2 K_{nN})} \quad (28)$$

식 (28)을 식 (27)과 비슷한 방법을 이용하여 간단히 표현하면 식 (29)와 같다.

$$m_0 = \frac{m}{b} \quad (29)$$

광필터의 차수가 큰 경우에는 a , b 그리고 c 가 1에 가까워지므로 식 (30)과 같이 된다.

$$m_1 = m_0 = m \quad (30)$$

On-Off Keying에서 신호 1이 전송될 때의 광전류는 신호와 잡음의 합으로 구성이 되고, 각각 κ -자승분포를 갖지만 신호와 잡음이 합해질 때는 κ -자승분포로 표현할 수 없다. 따라서 모든 신호가 전송되는 경우는 정확한 결과를 위해서는 두개의 κ -자승분포의 컨벌루션의 등가 확률밀도함수를 계산하는 것이 필요하지만 판별회로에서 κ -자승분포에 의한 결과를 계산하는 경우 확률밀도함수는 식 (31)과 같이 주어진다. On-Off Keying에서 신호의 검출 시에는 수신된 에너지를 한계 값과 비교를 통해 이루어지므로 식 (32)와 같은 초월함수를 사용한다.

$$P(x) = \frac{\left(\frac{m}{\sigma_1^2}\right)^{2m}}{\Gamma(2m)} x^{2m-1} \exp\left(\frac{-mx}{\sigma^2}\right) \quad (31)$$

$$x_{th} \left(\frac{m_0}{\sigma_0^2} - \frac{m_1}{\sigma_1^2}\right) + (2m_1 - 2m_0) \ln(x_{th}) \quad (32)$$

$$= 2m_0 \ln\left(\frac{m_0}{\sigma_0^2}\right) - 2m_1 \ln\left(\frac{m_1}{\sigma_1^2}\right) + \ln\left(\frac{\Gamma(2m_1)}{\Gamma(2m_0)}\right)$$

식 (32)에서 m 은 경우에 따라 큰 값이 존재하게 되는 데 이러한 식 (33)과 같은 식을 이용하여 계산한다.

$$\Gamma(2x) = \frac{2^{2x-1} \Gamma(x) \Gamma(x+0.5)}{\sqrt{\pi}} \quad (33)$$

식 (33)을 이용하여 식 (32)를 정리하면 식 (34)와 같이 표현 할 수 있다.

$$\ln \left[\frac{\Gamma(2m_1)}{\Gamma(2m_0)} \right] = (m_1 - m_0) \ln(4) + \ln \left[\frac{\Gamma(m_1)}{\Gamma(m_0)} + \ln \left[\frac{\Gamma(m_1 + 0.5)}{\Gamma(m_0 + 0.5)} \right] \right] \quad (34)$$

On-Off Keying 시스템에서 필터의 구형 팩트럼이 아닌 경우에 대해 적용하면 식 (35)를 얻을 수 있다.

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{m_0}{\sigma_0^2} x_{th}, 2m_0 \right) + \Phi \left(\frac{m_1}{\sigma_1^2} x_{th}, 2m_1 \right) \right] \quad (35)$$

윗 식을 이용하여 시뮬레이션 한 결과가 그림 2에 보이고 있다. 에러확률 10^{-9} , $n_{sp} = 2$ 일 때 다양한 N 에 대한 결과를 보이고 있다.

그림 2에서 N 이 1일 때는 구형스펙트럼의 경우에 비해 높은 수신기감도가 얻어지는 반면에 m 값은 더욱 더 낮아지는 것을 확인 할 수 있다. 낮은 차수의 필터를 사용하는 경우에는 수신 감도가 개선되는 효과를 같으므로 광시스템의 전송용량이 훨씬 더 커짐을 확인 할 수 있다.

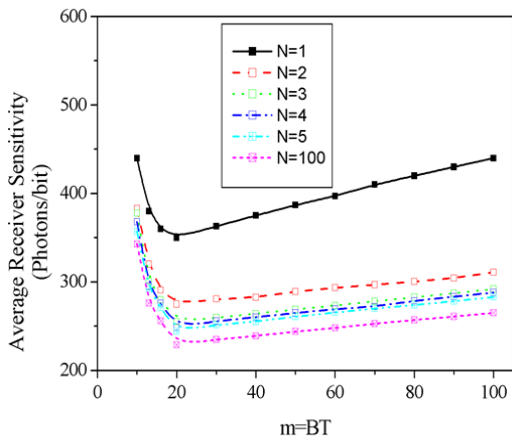


Fig. 2. Receiver sensitivity for Butterworth filters of various order N using k -square profile.

또한 더 낮은 버터워스 필터가 통신 채널 간의 많은 양의 상호간섭을 발생시키게 됨을 의미한다.

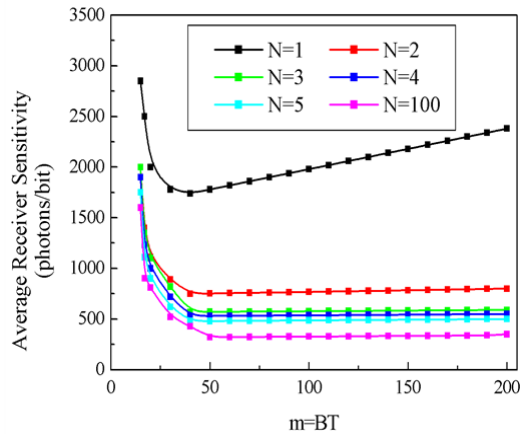


Fig. 3. Receiver sensitivity for Butterworth filters of various order N using Gaussian profile.

그림 3은 본 연구에서 고려한 k -자승분포가 아닌 가우시안 분포의 경우에 대한 같은 조건에서 시뮬레이션 한 결과이다. 그림 4는 같은 조건에 대해 x_{th} 값을 변화시킨 결과를 보이고 있다. 시뮬레이션 한 결과를 보면 버터워스 필터의 차수가 증가할 수록 수신기의 감도가 증가하는 것을 공통적으로 확인할 수 있으며 개략적으로 2차 버터워스 필터만 사용해도 원하는 수신기의 감도를 얻을 수 있음을 확인 할 수 있었다.

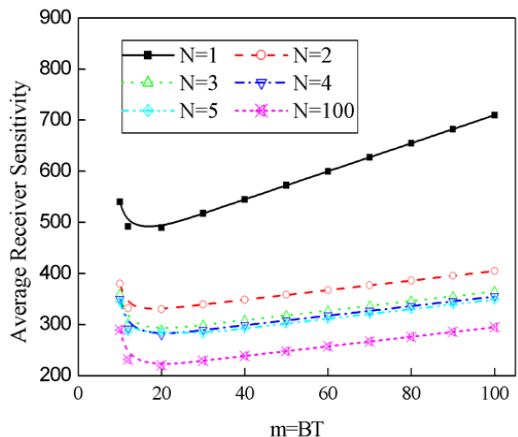


Fig. 4. Receiver sensitivity for Butterworth filters of various order N using various x_{th} .

4. 결론

정보통신의 급격한 발전에 따라 광통신시스템이 기간통신망의 역할을 수행하고 있는 상황에서 성능을 최적화 하면서 저가의 시스템을 구현하기 위하여 다양한 연구가 진행되고 있다. 본 연구에서는 필터의 차수의 변화가 광시스템의 수신기의 성능에 미치는 영향에 대하여 연구를 수행하였는데 이는 필터의 차수가 증가하면 시스템의 성능은 당연히 증가하지만 비용도 증가하게 되어 실제 적용이 어려워진다는 문제점에 기반하여 연구를 진행하였다. 다양한 형태의 연구를 수행한 결과 식 (35)의 결과식을 도출하여 시뮬레이션을 수행한 결과 필터의 차수가 적어지면 수신기의 감도가 저하됨을 확인하였다. 이와 반대로 필터의 차수가 커지면 수신기의 감도가 증가됨을 확인할 수 있었으나 실제 광시스템의 구현시에 필터의 차수의 증가는 비용의 증가를 초래하게 되므로 적당한 차수를 갖는 필터를 사용하는 것이 매우 중요하다. 본 논문에서 시뮬레이션한 결과에 따르면 필터의 차수는 2이상 이 되는 수신감도의 큰 저하는 발생하지 않음을 확인할 수 있었다.

receiver sensitivity," IEEE Transactions on Communications, vol. 38, no. 10, pp. 1863-64, Oct. 1990.

DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/26.61457>

- [7] M. R. Spiegel, Mathematical Handbook of Formulas and Tables. Schaum's Outline Series, McGraw-Hill Inc., New York, 1994.
- [8] M. C. Nuss, W. H. Knox and D.A.B. Miller, "Dense WDM with femtosecond laser pulses," Proc. IEEE-LEOS Conference, Paper U04.3, 1994.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/LEOS.1994.586430>

나 유 찬(Yoo-Chan RaHong)

[정회원]



- 1994년 2월 : 원광대학교 전자공학과 (공학석사)
- 2002년 2월 : 원광대학교 전자공학과 (공학박사)
- 1995년 8월 ~ 1998년 2월 : 정보통부 전자연구소 공업연구사
- 2010년 3월 ~ 2011년 2월 : 칼슨 뉴민대학 교환교수
- 1998년 3월 ~ 현재 : 남서울대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야>

이동통신, 전자통신회로

References

- [1] Vivek Arya and I. Jacobs, "Optical preamplifier receiver for spectrum-sliced WDM," Journal of Lightwave Technology, vol. 15, no. 4, pp. 576-583, 1997.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/50.566678>
- [2] A. J. Keating and D. D. Sampson, "Reduction of excess intensity noise in spectrum-sliced incoherent light for WDM applications," Journal of Lightwave Technology, vol. 15, no. 1, pp. 53-61, 1997.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/50.552113>
- [3] I. Jacobs, "Optimum integration time for the incoherent detection of noise-like communication signals," Spring U.R.S.I. Meeting, Apr. 30, 1962.
- [4] M. A. Scobey and D. E. Spock, "Passive DWDM components using Micro-Plasma optical interference filters," Proc. Optical Fiber Communications Conference, paper ThK1, p 242, 1996.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/OFC.1996.908262>
- [5] N. Q. Ngo and L. N. Binh, "Novel realization of monotonic Butterworth-type lowpass, highpass, and bandpass optical filters using phase-modulated fiber-optic interferometers and ring resonators," Journal of Lightwave Technology, vol. 12, no. 5, pp. 827-841, 1994.
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/50.293975>
- [6] I. Jacobs, "Effect of optical amplifier bandwidth on