

캐리어 분배에 의한 OFDM 스타망에 관한 고찰

이광준
正會員 蔡昌竣*

OFDM Star Network Based on Carrier Distribution

Chang-Joon Chae* Regular Member

要 約

본 논문에서는 특정(중심) 노드에서 모든 주파수를 정렬시키고 안정화하여 각 노드에 주파수를 분배하는 호모다인 검파방식의 OFDM 스타망 구조를 제안하였다. ASK 및 PSK 변조방식을 검토하고, SNR 및 BER의 계산을 통하여 노드 수에 따른 광전력 요구사항을 검토하였다. 그 결과 32 노드의 경우 200 Mb/s로 ASK 변조시 13 dBm, PSK 변조시 10 dBm의 광출력이 요구되고, 소자의 삽입손실이 이론적인 최저치로 개선되면 0 dBm의 광전력으로 73개 노드까지 확장할 수 있음을 알았다. 제안된 구조는 각 노드에서 주파수를 관리하는 기존방식에 비하여 신뢰성이 높고, 노드 환경이 열악할 때 전송성능의 열화를 방지할 수 있을 것으로 예상된다.

ABSTRACT

In this paper we suggest an OFDM star network based on carrier distribution and homodyne detection in which all optical carriers generated and stabilized in a specific node are distributed to each node. We studied ASK and PSK modulation schemes and calculated respective SNRs and BERs for this network. We also discussed on the optical power requirement on the light sources for 200 Mb/s transmission speed. As a result, we found that ASK and PSK respectively require 13 dBm and 10 dBm for 32 nodes and the number of nodes can be expanded to 73 with only 0 dBm of power and minimum insertion losses of components. The proposed network is more reliable than the conventional ones due to the centralized carrier maintenance and the network is suitable for the adverse environment of the nodes.

*한국통신 전송기술연구소
論文番號 : 95404-1123
接受日字 : 1995年 11月 23日

I. 서 론

전광통신망(all optical network)은 서로 다른 곳에 위치한 사용자 또는 장치들을 고속으로 연결할 수 있으므로 고속 LAN, 장치내 광연결(optical interconnect), 광집속망등에 활용될 수 있다⁽¹⁾. 특히 광스타망(optical star network)은 전송손실이 노드수의 로그함수에 따라 증가하므로 손실이 노드수에 직선적으로 증가하는 광버스타망(optical bus network)에 비하여 같은 시스템 이득(최대 전송손실 허용치)의 경우, 보다 많은 노드를 수용할 수 있어 많은 관심을 모으고 있다⁽²⁾. 여기에 코히어런트 검파방식을 채택할 경우 수신감도를 직접검파에 비하여 20dB정도 더 향상시킬 수 있고, 허용된 파장대역내에 최대한 많은 채널을 수용할 수 있다. 이에따라 OFDM(optical frequency division multiplexing)방식을 이용한 광스타망에 대한 연구가 지속적으로 보고되고 있다^(3,4).

OFDM 스타망을 구현하기 위해서는 각 노드에서 송신용 신호 캐리어를 발생시켜야 하며 이 주파수는 미리 정해진 값을 항상 유지하도록 하여야 한다. 한 노드의 주파수가 정해진 절대치를 벗어나거나 모든 노드의 주파수가 정해진 간격을 유지하지 않는다면 잡음의 증가나 혼선(cross-talk)등으로 인하여 전송특성이 크게 열화된다. 실제 각 노드의 환경은 서로 다르기 때문에 자체적으로 주파수를 관리할 필요가 있으며, 이를 위해 미리 정해진 기준주파수가 각 노드에 제공되어야 한다. 이에 대한 몇 가지 해결방안이 제시되었다. B. Glance는 특정노드에서 기준신호를 발생시키고 이를 다른 모든 노드에 분배한 뒤, 각 노드에서는 이 신호를 기준으로 하여 캐리어를 정렬하는 방법을 사용하였다⁽⁵⁾. T. Hasegawa와 O. Ishida는 특정 노드에서 주파수가 잘 정렬된 일단의 캐리어를 발생시킨 뒤 스타커플러를 이용하여 각 노드에 분배하는 방식을 제안하였다⁽⁶⁾. 각 노드에서는 자신이 필요로 하는 캐리어만을 선별하여 신호를 변조하고 AWG(arrayed-waveguide grating) 다중화기를 경유하여 원하는 노드로의 전송을 꾀하였다. 어느 경우이든 각 노드에서는 수신을 위하여 검파용 LO(local oscillator) 캐리어를 발생시켜야만 한다. 수신을 위하여 선택된 신호캐리어를 기준으로 LO캐리어의 주파수를 고정시킬 수도 있으나 주파수 안정화에 어려움이 따른다. 특히, 호모다인 검파의 경우 선폭에 대한 요

구사항이 높아 구현하기가 더욱 어렵다.

본 논문에서는 이러한 문제의 해결을 위하여 캐리어 분배에 의한 호모다인 검파방식의 OFDM 스타망을 제안한다. 각 캐리어의 주파수 정렬 및 안정도 향상을 위하여 중앙 집중식 캐리어 공급방식을 취하였다. 모든 캐리어의 주파수는 한 노드에서 집중관리되고 스타커플러에 의해 각 노드로 분배되어 일부는 LO캐리어가 되고 일부는 신호변조용 캐리어가 된다. 각 노드에서는 그 노드에 지정된 주파수만을 선택하여 ASK(amplitude shift keying) 또는 PSK(phase shift keying) 변조한 뒤 다시 스타커플러를 통해 각 노드에 변조된 신호를 분배전송한다. 각 노드에는 같은 주파수의 LO캐리어와 변조된 캐리어쌍들이 존재하며 이중 원하는 주파수를 선택하여 수신한다. 본 방식에서는 각 노드에서 LO주파수를 발생시킬 필요가 없어서 기존 방식에 비하여 안정도가 높고 비용의 감소를 가져올 수 있다. 또, 좁은 선폭을 요하는 호모다인 검파가 가능하다는 장점이 있다. 제 2 절에서는 망구성에 대하여 설명하고, 제 3 절에서 수학적인 관점에서 동작원리를 설명한 뒤 수신전류, 잡음, SNR을 구한다. 제 4 절에서 이들의 관계를 분석하여 노드수에 따른 광전력 요구사항을 계산하고 제 5 절에서 결론을 내린다.

II. OFDM 스타망의 구성

본 논문에서 제안한 호모다인 OFDM 스타망은 한개의 다채널 광원, 한 개의 $N \times N$ 스타커플러, $(N-1)$ 개의 노드, 스타커플러와 노드들을 연결하기 위한 $2(N-1)$ 개의 광섬유 가닥으로 구성된다. 다채널 광원의 출력은 스타커플러의 N 번째 입력단에 연결되어 있다. i ($i = 1, 2, \dots, N-1$) 번째 노드의 출력단은 스타커플러의 i 번째 입력단에 연결되고, i 번째 노드의 입력단은 스타커플러의 i 번째 출력단에 연결된다.

다채널 광원은 $(N-1)$ 개의 노드를 수용하기 위하여 $(N-1)$ 개의 캐리어를 발생시키는 광원으로서 여러가지 방법으로 구현될 수 있다. 파장이 서로 다르게 설계된 $(N-1)$ 개의 DBR LD (distributed Bragg reflector laser diode)를 $(N-1) \times 1$ 스타커플러, 반도체 광증폭기, 전기적 파장조절회로와 함께 한 개의 InP기판 위에 제작할 수 있다⁽⁷⁾. 또는 파장조절이 가능한 $(N-1)$ 개의 DFB(distributed feedback) LD를 사용하여 주파수

가 Fabry-Perot공명기의 각 공명주파수에 순차적으로 대응하도록하여 구현 할 수도 있다⁽¹³⁾. 어느 경우이든 각 캐리어의 주파수는 안정되어 있어야 하고 각 캐리어는 일정한 주파수 간격으로 정렬되어 있어야 한다. 스타커플러는 삽입손실이 적고 안정성이 좋은 실리카 PLC(planar lightwave circuit)기술을 이용한다⁽¹⁴⁾.

각 노드는 $1 \times N$ DMX (demultiplexer), PC(phase controller), ASK 또는 PSK 변조기, PD(photo detector)등으로 구성된다. DMX의 유일한 입력단은 노드의 입력단이 되고, i 번째 출력단은 PC를 경유하여 변조기에 연결된다. DMX의 k ($k = 1, 2, \dots, i-1, i+1, \dots, N-1$) 번째 출력은 k 번째 PD에 연결된다. DMX는 다수의 주파수를 포함한 빛을 입력받아, 일정한 주파수 간격으로 배치된 주파수만을 차례로 분리하여 각 출력단에 내놓는다. DMX의 주파수 간격은 다채널 광원의 경우와 동일하며 안정성이 좋은 간섭형 실리카 PLC회로로 제작될 수 있다. 그림 1의 노드에서는 한번에 여러 노드로부터의 신호를 동시에 받아 볼 수 있는 장점이 있는 반면, 각 노드마다 총 $(N-1)$ 개의 PD가 필요하기 때문에 비용이 많이 든다는 단점이 있다. 그림 2(a)와 같이 방향성 결합기 (direc-

tional coupler), 주파수 고정 필터 (fixed filter), 주파수 가변 필터 (tunable filter), 및 PD로 구성하거나, 그림 2(b)와 같이 DMX, 광스위치(optical switch)로 구성할 경우 PD를 1개로 줄일 수 있다.

III. 동작원리

3.1 동작개요

$N \times N$ 스타커플러는 다채널 광원으로부터 아직 변조되어 있지 않은 $(N-1)$ 개의 캐리어를 받아 광전력을 N 등분한 후 각 노드에 보낸다. i ($i = 1, 2, \dots, N-1$) 번째 노드에서는 DMX에 의해 i 번째 캐리어만을 추출하여 ASK 또는 PSK변조한 뒤 스타커플러로 보내고, k ($k = 1, 2, \dots, i-1, i+1, \dots, N-1$) 번

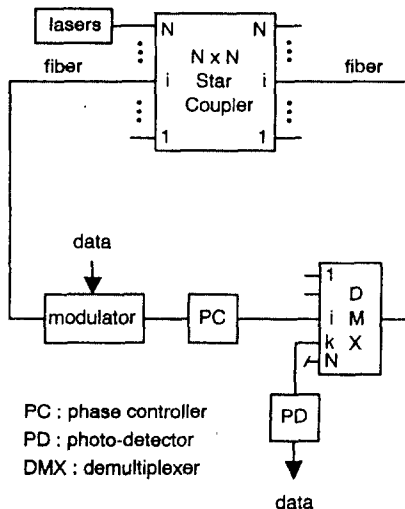
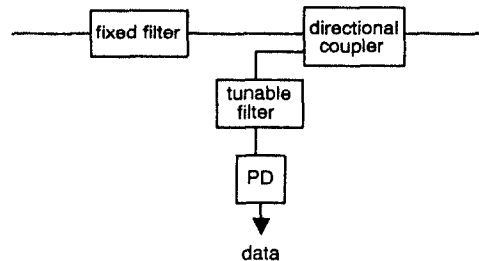
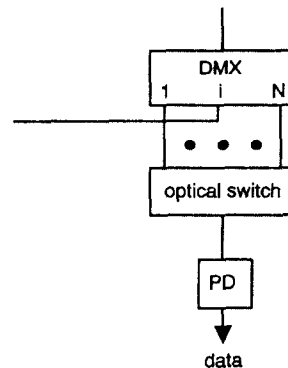


그림 1. 호모다인 OFDM 스타망의 구성
Figure 1. Configuration of the proposed homodyne OFDM star network



(a)



(b)

그림 2. 수신기 구성의 다른 예
(a) 가변필터 사용시 (b) 광스위치 사용시
Figure 2. Alternative receiver configurations using (a) a tunable filter and (b) an optical switch (selector)

제 캐리어는 k 번째 PD에 입력시킨다. 스타커플러에 의해 광전력이 N등분되어 변조된 i 번째 캐리어는 다시 각 노드에 전달된다. i 번째 노드에 있는 DMX의 k 번째 출력에는, 아직 변조가 되지 않은 k 번째 캐리어와 k 번째 노드에서 변조된 k 번째 캐리어가 섞여 있다. 변조되지 않은 캐리어는 LO (local oscillator)의 역할을 하며 변조된 캐리어는 신호캐리어의 역할을 한다. 이 두 캐리어의 편광이 동일하다면, k 번째 PD 출력에는 k 번째 노드에서 보내온 신호가 호모다인 검파되어 나타난다. 따라서 k 번째 노드에서 보낸 신호를 i 번째 노드에서 받아 볼 수 있다.

각 노드와 스타커플러 사이에는 광폐회로가 구성되어 PD출력에 유령(ghost) 신호가 나타날 수 있다. 광신호가 이 폐회로를 일주하는 동안 전력이 크게 약화되기 때문에 유령신호는 실제 신호에 비하여 그 존재를 무시할 수 있다. 근거리 통신망의 경우 스타커플러와 노드사이의 거리가 짧기 때문에 단일모드 광섬유를 사용하여도 전파하는 동안 편광이 유지된다고 본다⁽¹⁵⁾. 편광이 문제될 경우 편광유지 광섬유를 사용할 수 있다. 호모다인 검파시 신호 캐리어와 LO캐리어 사이의 위상차는 검파된 신호의 크기, 즉 SNR(signal to noise ratio)를 결정하므로 위상차를 PC에 의해 2π 의 정수배로 만들어 준다.

3.2 신호전류

k 번째 노드에서 보내온 디지털 신호를 i 번째 노드에서 수신하는 경우를 생각하여 본다. E_0 를 $N \times N$ 스타커플러에 입력되는 k 번째 캐리어라 하고, E_S 와 E_{LO} 를 각각 i 번째 노드 DMX의 k 번째 PD에 입력되는 신호 캐리어, LO 캐리어라고 한다. 스타커플러와 각 노드를 연결하는 광섬유에서 편광이 유지된다고 할 때, E_0 , E_S , E_{LO} 다음과 같은 전자파로 표시한다.

$$E_0 = A_0 \cos(\omega t) \quad (1)$$

$$E_S = A_S \cos\{\omega t + \phi_S + \psi(t)\} \quad (2)$$

$$E_{LO} = A_{LO} \cos\{\omega t + \phi_{LO}\} \quad (3)$$

여기서 ω 는 캐리어의 각주파수를, ϕ 는 캐리어의 고정 위상을, $\psi(t)$ 는 캐리어의 변조위상을, A 는 캐리어의 진폭을 나타낸다. 첨자 O, S, LO는 광원, 신호, LO를 의미한다. 신호 캐리어와 LO캐리어는 똑같은 광원으로

부터 얻어지므로 주파수가 동일하고 따라서 호모다인 검파가 가능하다. ASK (amplitude shift keying) 변조시, A_S 는 신호가 "1"일 때 $A_S = A$ 가 되고 신호가 "0"일 때 $A_S = 0$ 가 된다. 이 때 $\psi(t) = 0$ 로 유지된다. PSK (phase shift keying) 변조시 $A_S = A$ 로 항상 일정하며, $\psi(t)$ 는 신호가 "1"일 때 $\psi(t) = 0$ 가 되고 신호가 "0"일 때 $\psi(t) = \pi$ 가 된다. 그러나 주파수가 고정되어 있기 때문에 FSK (frequency shift keying) 변조 방식은 불가능하다. PD는 전자파의 세기에 비례하고 저역통과 필터의 역할도 하므로, 그 출력전류는 다음과 같이 표시된다⁽¹⁶⁾.

$$I(t) = R(P_S + P_{LO}) + 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos\{\phi_S - \phi_{LO} + \psi(t)\} \quad (4)$$

여기서 R , P_S , P_{LO} 는 각각 PD의 응답율, 신호캐리어 및 LO캐리어의 광전력이다. 광전력은 전자파 진폭의 제곱에 비례하므로 K 를 비례상수라 할 때 다음과 같은 관계가 성립된다.

$$P_0 = KA^2_0, P_S = KA^2_S, P_{LO} = KA^2_{LO} \quad (5)$$

광원으로부터 $N \times N$ 스타커플러에 입사되는 순간의 캐리어 전력을 P_0 라고 하면, 스타커플러에 의해 한 번 N분기된 후 i 번째 노드의 k 번째 PD에 도달한 캐리어의 광전력은 P_{LO} 가 되고, k 번째 노드에서 ASK 또는 PSK 변조된 뒤 스타커플러에 의해 다시 한 번 N분기된 후 i 번째 노드의 k 번째 PD에 도달한 캐리어의 광전력은 P_S 된다. k 번째 노드와 스타커플러 사이에 무한 루프가 존재하지만 루프손실이 클 때, 두 번 이상 회전하는 경우 소멸된다고 가정할 수 있다. 이런 상호관계를 이용하여 P_S 및 P_{LO} 를 다음과 같이 P_0 로 표시할 수 있다.

$$P_S = \frac{P_0}{N^2 L_X L_R L_D L_P L_M L_T L_R^*} \equiv \alpha P_0 \quad (6)$$

$$P_{LO} = \frac{P_0}{N L_X L_D L_R^*} \equiv \beta P_0 \quad (7)$$

여기서, 손실 L 은 $10\log(L)$ (dB)로 정의된다. L_X 는 스타커플러에서의 삽입손실을, L_T 및 L_R 은 k 번째 노드에서 스타커플러까지의 광섬유에 의한 손실 및 스타커플러에서 k 번째 노드까지의 광섬유에서의 손실을 각각 나타낸다. L_D , L_P , L_M 은 k 번째 노드에 있는 DMX.

PC, 변조기에서의 삽입손실을 고려한 총손실을 나타내고, 윗첨자 *는 i 번째 노드에 해당되는 손실을 의미한다. α , β 및 L_x , L_β 는 다음과 같이 정의된다.

$$\alpha^1 = L_x^2 L_R L_D L_P L_M L_T L_R^* N^2 \equiv L_a N^2 \quad (8)$$

$$\beta^1 = L_x L_D^* L_R^* N \equiv L_\beta N \quad (9)$$

검출된 전류는 직류성분과 교류성분으로 나누어지며, 교류성분만이 전송된 신호의 검출에 사용되므로 이를 다시 쓰면 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} i(t) &= 2R\sqrt{P_S P_{LO}} \cos(\phi_S - \phi_{LO} + \psi(t)) \\ &= 2R\sqrt{\alpha\beta} P_O \cos(\phi_S - \phi_{LO} + \psi(t)) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 ϕ_S 는 캐리어 E_O 가 두 번 스타커플러를 경유하여 i 번째 노드의 k 번째 PD에 이르는 동안 겪는 총 위상천이를 나타내고, ϕ_{LO} 는 스타커플러를 한 번 경유한 뒤 같은 PD에 이르는 동안 발생한 총 위상천이를 나타낸다. 노드내에 PC를 두어 위상차, $\phi_S - \phi_{LO}$ 가 항상 "0"이 되도록 한다. ASK 변조시 항상 $\psi(t) = 0$ 이므로 검출된 교류전류는

$$i(t) = \begin{cases} 2R\sqrt{\alpha\beta} P_O & (\text{bit } 1) \\ 0 & (\text{bit } 0) \end{cases} \quad (11)$$

가 되고, PSK 변조시는 A_S 가 일정한 상태에서, "0" bit에 대하여 $\psi(t) = 0$, "1" bit에 대하여 $\psi(t) = \pi$ 이므로 교류전류는

$$i(t) = \begin{cases} 2R\sqrt{\alpha\beta} P_O & (\text{bit } 1) \\ -2R\sqrt{\alpha\beta} P_O & (\text{bit } 0) \end{cases} \quad (12)$$

가 된다.

3.3 잡음

신호를 검파하는 과정에는 항상 열잡음(thermal noise)과 산탄잡음(shot noise)이 개입된다. PD출력은 전류이기 때문에 저항 R_L 에 의해 전압으로 바뀌어준 뒤 미약한 신호전류를 증폭하여야 한다. 이 과정에서 저항 R_L 에 의한 열잡음과 전압증폭기에 의한 잡음이 삽입된다. 잡음전류의 분산은

$$\sigma_i^2 = \frac{4k_B T F_n \Delta f}{R_L} \quad (13)$$

로 표시된다. 여기서, k_B , T , F_n , Δf 는 각각 볼츠만

상수, 절대온도, 수신단 증폭기의 잡음지수, 수신단 필터의 대역폭이다. 열잡음은 전송대역폭과 종단저항에만 의존하며 전류의 크기에 따라 변하지는 않는다.

산탄잡음은 PD에서 전자-홀쌍이 불규칙하게 생성되는 특성으로 인하여 발생하는 것으로써 수광되는 광전력 즉, 전류의 크기에 영향을 받는다. 전류는 신호가 "1"일 때와 "0"일 때 서로 다르므로 분리하여 생각할 필요가 있다. 식(14)와 식(15)는 신호가 각각 "1" 및 "0"일 때 산탄잡음의 크기를 나타낸다.

$$\sigma_{s,1}^2 = 2q(I_1 + I_d) \Delta f \quad (14)$$

$$\sigma_{s,0}^2 = 2q(I_0 + I_d) \Delta f \quad (15)$$

여기서 q , I_1 , I_0 , I_d 는 각각 전자의 전하, 신호 "1", "0"일 때의 PD출력전류, PD의 암전류이다. 전류의 크기, I_1 , I_0 는 식(4)로부터 다음과 같이 변조방식에 따라 구할 수 있다.

$$I_1 = R(\sqrt{\alpha} + \sqrt{\beta})^2 P_O \quad (\text{ASK, PSK}) \quad (16)$$

$$I_0 = \begin{cases} R(\alpha + \beta) P_O & (\text{ASK}) \\ R(\sqrt{\alpha} - \sqrt{\beta})^2 P_O & (\text{PSK}) \end{cases} \quad (17)$$

각 노드와 스타커플러로 구성된 광학적 폐회로의 총손실이 매우 큰 경우 즉, $\beta \gg \alpha$ 인 경우 ASK와 PSK사이의 구분이 불분명해지고 산탄잡음은 주로 직류전류에 의해 결정된다. 총잡음 전류의 분산은 식(18-19)로 표시된다.

$$\sigma_1^2 = \sigma_{s,1}^2 + \sigma_T^2 \quad (18)$$

$$\sigma_0^2 = \sigma_{s,0}^2 + \sigma_T^2 \quad (19)$$

IV. 검 토

일반적으로 광통신망의 전송성능은 광수신단에서의 SNR(signal-to-noise ratio), BER(bit error rate)에 의해 평가되기 때문에 본 논문에서 제안한 그림 1의 스타망을 이의 관점에서 비교검토하였다. 또 본 제안방식에 있어서 특유한 특성인 송신전력에 대한 요구 사항, 유령신호(ghost signal), 편광변동에 의한 영향 등에 대하여서도 고찰하였다.

4.1 SNR 특성

그림 1의 수신기는 PIN다이오드로 구성된다고 가정한다. 수신기가 APD로 구성되는 경우 수신감도 R 대신, 증폭을 M을 곱한 MR이 대입되는 것으로 본다⁽¹⁶⁾. SNR은 평균 신호전력에 대한 잡음전력의 비로서 정의되며, 전력은 전류의 제곱에 비례하므로 실제로는 전류의 제곱의 비로서 정의된다. ASK인 경우 다음과 같이 표시되며, PSK인 경우는 이 값에 2를 곱한 수식으로 표현된다.

$$SNR_{ASK} = \frac{2\alpha\beta R^2 P_0^2}{2q[(\sqrt{\alpha} + \sqrt{\beta})^2 R P_0 + I_d] \Delta f + \sigma_I^2} \quad (20)$$

$$SNR_{PSK} = 2 \cdot SNR_{ASK} \quad (21)$$

SNR은 광전력의 크기에 따라 변하는 산탄잡음과 이에 무관한 열잡음에 영향을 받기 때문에 어느 영역에서 동작하느냐는 중요한 문제이다. 우선 송신전력 P_0 에 따른 SNR특성을 알아보기 위하여 필요한 파라미터를 표 1에 정리하였다^(17,18). 우선 SNR특성을 개괄적으로 알아보기 위하여 다소 과장된 값이 있는 삼입손실을 사용하였다. 실제 구현하기 위해서는 삼입손실이 작은 소자를 선택하여 사용할 필요가 있다.

표 1. 계산에 사용된 파라미터 및 그의 값
Table 1. Used parameters and their values

기호	의미	값
q	전자의 전하	$1.6 \times 10^{-19} \text{C}$
k_B	볼츠만 상수	$1.38 \times 10^{-23} \text{J/K}$
T	상온의 절대온도	300°K
F_n	수신증폭기의 잡음지수	3 dB
R_L	수신단의 부하저항	50 Ω
λ	캐리어의 파장	1.55 μm
R	PD의 응답율	1.0 A/W
R_b	노드의 전송속도	200 Mb/s
Δf	수신 필터의 대역폭	100 MHz
L_X	스타커플러의 삼입손실	5 dB
L_T	노드에서 스타커플러간 광섬유 손실	0.5 dB
L_R, L'_R	스타커플러에서 노드간 광섬유 손실	0.5 dB
L_D	DMX의 삼입손실	5 dB
L_P	PC의 삼입손실	5 dB
L_M	ASK/PSK 변조기의 삼입손실	5 dB

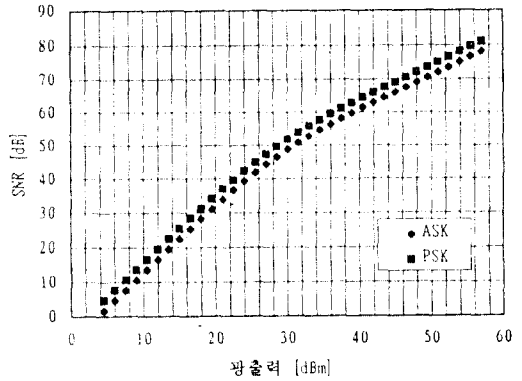


그림 3. 광출력에 따른 SNR의 변화 (N=32)
Figure 3. SNR dependence on optical power (N=32)

그림 3은 표 1의 값들을 사용하여 분기비 $N = 32$ 에 대하여 SNR을 계산한 결과이다. 광전력이 작을 때는 열잡음이, 클 때는 산탄잡음이 SNR을 결정함을 알 수 있다. 그 경계는 $N = 32$ 인 경우 30 dBm 근처이지만 분기비 N 이 커짐에 따라 함께 증가하는 경향을 보인다. 현재 DFB LD와 광증폭기를 결합할 경우 최대 광출력이 수십 dBm에 이르고 있어서 노드 하나만을 생각할 때는 문제가 없지만, 노드수가 많은 경우 광섬유의 여러 비선형 효과를 고려할 때 채널당 최대 광전력은 이보다 더 낮은 수준이어야 함을 감안할 필요가 있다. 따라서 실제에 있어서는 열잡음이 우세한 영역에서 동작한다고 볼 수 있다. 이 영역에서 식(20-21)은 다음과 같이 표시된다.

$$SNR_{ASK} = \left(\frac{R^2 R_L}{2k_B T F_n L_X L_T L_D} \right) \frac{P_0^2}{N^3} \quad (22)$$

$$SNR_{PSK} = 2 \cdot SNR_{ASK} \quad (23)$$

식(22)에서는 분기수 N 에 따른 SNR의 변화가 분명히 표시될 수 있도록 α, β 를 풀어 썼다. SNR은 광전력의 제곱에 비례하고 분기비의 3제곱에 반비례함을 알 수 있다. 식(22)로부터 같은 전력인 경우 전송속도를 줄여 분기비를 늘릴 수 있고, 반대로 분기비를 줄여 전송속도를 늘릴 수 있음을 알 수 있다.

4.2 BER 특성

기존의 해석방법과 같이 열잡음과 산탄잡음이 가우시

안 분포를 하고, 따라서 총 잡음전류도 가우시안 분포를 한다고 가정한다. 수신된 신호가 "1"인지 아니면 "0"인지를 최저의 오차로 결정하기 위한 의사결정 전류기준치를 이론적인 최적치로 잡으면 BER(bit error rate)는 다음과 같은 신호전류와 잡음전류의 함수로 표시된다¹⁶⁾.

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \cong \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (24)$$

for $Q \geq 3$

$$Q = \frac{I_1 - I_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (25)$$

Q 값이 클수록 BER은 감소하기 때문에 Q 를 크게 할 필요가 있다. Q 값에 영향을 주는 요소로는 광송신 전력, 필터대역폭, 스타망의 구조, 암전류등이 있으나 암전류는 보통 신호전류보다 작기 때문에 이를 무시하기로 한다. 식(16-19)를 식(25)에 대입하여 ASK 및 PSK 변조시 Q 를 정리하면 다음과 같다.

$$Q_{ASK} = \frac{2R\sqrt{\alpha\beta} P_o}{\left[\{2qR(\sqrt{\alpha} + \sqrt{\beta})^2 P_o \Delta f + \sigma_T^2\}^{1/2} + \{2qR(\alpha + \beta) P_o \Delta f + \sigma_T^2\}^{1/2} \right]} \quad (26)$$

$$Q_{PSK} = \frac{4R\sqrt{\alpha\beta} P_o}{\left[\{2qR(\sqrt{\alpha} + \sqrt{\beta})^2 P_o \Delta f + \sigma_T^2\}^{1/2} + \{2qR(\sqrt{\alpha} - \sqrt{\beta})^2 P_o \Delta f + \sigma_T^2\}^{1/2} \right]} \quad (27)$$

SNR의 계산에서와 같이 표 1의 데이터를 사용할 때 열잡음이 주잡음원이 되기 때문에 식(26-27)에서 산란 잡음을 무시하고 다시 쓰면,

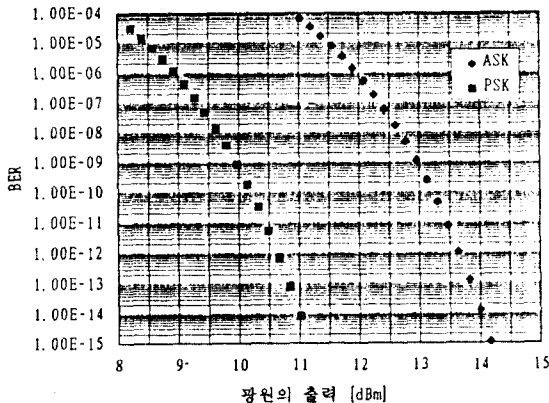


그림 4. 광원의 출력에 따른 BER의 변화 (N=32)
Figure 4. BER dependence on optical power (N=32)

$$Q_{ASK} = \frac{RP_o}{\sigma_T \sqrt{L_a L_b} N^{3/2}} \quad (28)$$

$$Q_{PSK} = 2 \cdot Q_{ASK} \quad (29)$$

가 되고, 따라서 BER은 식(28-29)를 식(24)에 대입하여 구할 수 있다.

그림 4는 N = 32 인 경우에 대하여 BER을 계산한 결과이다. 식(22)와 식(28) 및 식(23)과 식(29)에서

$$Q = \sqrt{2 \text{SNR}} \quad (\text{ASK, PSK}) \quad (30)$$

의 관계식을 얻을 수 있으므로 식(30)를 식(24)에 대입하면 열잡음이 주잡음일 때 SNR에 따른 BER의 변화를 파악할 수 있다. 즉,

$$BER = \left(\frac{1}{2}\right) \operatorname{erfc}(\sqrt{\text{SNR}}) \quad (\text{ASK, PSK}) \quad (31)$$

의 관계가 ASK 및 PSK에 대하여 성립한다. 식(31)로부터 BER이 10^{-9} 이 되기 위해서는 SNR이 18 [dB] 이상 되어야 함을 알 수 있다.

4.3 광출력 요구사항

기존의 스타망에 있어서 SNR 및 BER은 노드수가 정해진 경우 신호전력과 LO 전력에 의존하기 때문에, 일정기준의 성능을 유지하기 위해서는 LO 전력을 증가시키거나 신호전력을 증가시켜야 한다. 이들은 서로 독립적인 방법으로 구현될 수 있다. 이에 비하여 본 논문에서 제안한 방식에서는 신호전력과 LO 전력이 한 개의 캐리어 전력으로부터 파생되기 때문에, 캐리어 전력을 증가시켜 성능을 향상시켜야 한다. 보통 광수신기의 수신감도는 $BER = 10^{-9}$ 일 때 평균적으로 수광되는 신호전력으로 정의되지만, 여기서는 위의 성능을 얻기 위한 최소 평균 송신전력으로 정의한다. LO 전력과 신호전력은 똑같은 송신 전력으로부터 얻어지고 서로 의존적이기 때문에 하나의 파라미터 $P_{o,\min}$ 으로 정의하는 것이 편리하다. 식(24)에서 $Q \cong 6$ 일 때 대략 $BER = 10^{-9}$ 이 되므로 식(28-29)로부터 분기수 N과 최소 송신전력 $P_{o,\min}$ 과의 관계를 구할 수 있다. 여기서도 열잡음이 주잡음이라고 가정한다.

$$P_{o,\min} = \sqrt{\frac{36 \sigma_T^2 L_a L_b}{R^2}} \cdot N^{3/2} \quad (\text{ASK}) \quad (32)$$

$$P_{0, \min} = \sqrt{\frac{8\sigma_7^2 L_\alpha L_\beta}{R^2}} \cdot N^{3/2} \quad (\text{PSK}) \quad (33)$$

최소 송신전력은 필터 대역폭에 따른 열잡음(σ_7^2), 사용된 광소자의 삽입손실, 그리고 분기수 N에 의존하며, 같은 조건일 경우 ASK가 PSK에 비하여 2배의 광전력을 요구함을 알 수 있다.

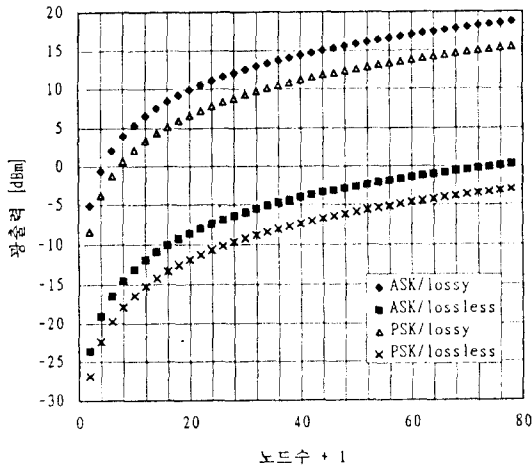


그림 5. 노드수에 따른 광원의 출력
Figure 5. Required optical power dependence on the number of nodes

그림 5는 분기수에 따른 최소 광전력 요구사항을 나타낸 것이다. 32개 노드로 구성된 스타망에서 200 Mb/s로 ASK 및 PSK 변조하는 경우 각각 13 dBm, 10 dBm의 광전력이 요구됨을 알 수 있다. 광소자의 삽입손실은 앞으로 계속 감소할 것이 예상되므로 이상적인 경우 즉, $L_\alpha = L_\beta = 1$ (무손실)인 경우도 함께 나타내었다.

4.4 유령신호에 의한 영향

스타커플러와 각 노드사이에는 광폐회로가 구성되기 때문에 이로 인하여 똑같은 신호가 주기적으로 PD에 입력된다. 지금까지는 이의 영향을 무시하였으나 여기서는 좀더 자세히 검토한다. 이 폐회로를 1회 일주한 신호는 정상적인 신호가 되며 2회 이상 일주한 신호는 유령신호(ghost signal)가 된다. 매 1회 일주할 때마다 신호전력은 루프손실(L_L : loop loss)만큼 감소한다. 따

라서 가장 큰 영향을 주는 것은 2회제 일주한 신호로서 정상적인 신호의 전력이 이 유령신호의 전력보다 훨씬 크다면 유령신호는 전송성능에 별 영향을 미치지 않는다. 모든 노드의 조건이 같다고 가정할 때, 신호전력과 첫번째 유령신호의 전력비는 식(34)로 주어진다.

$$L_L = \frac{P_{LO}}{P_S} = \frac{L_\alpha N}{L_\beta} \quad (34)$$

노드수가 많은 경우 L_L 은 매우 크다. 실제로 N이 32 보다 크면 L_L 은 30 [dB] 이상이 된다. 따라서 이런 경우 유령신호에 의한 영향은 무시하여도 된다.

4.5 편광에 의한 영향

지금까지의 논의는 광신호가 광섬유속을 전파하는 동안 편광이 변하지 않음을 전제로 하였다. 실제에 있어서는 미약한 복굴절성(low birefringence)을 갖는 단일 모드 광섬유가 사용되기 때문에 편광이 저속으로 불규칙하게 변하여 전송성능을 열화시킬 수가 있다. 신호 캐리어와 LO캐리어의 편광이 제각각 불규칙적으로 변동하면 결과적으로 PD의 출력전류가 불규칙하게 변동하게 된다. 변동속도는 수 ms정도이지만 그 영향은 매우 크다. 따라서 송신캐리어를 스타커플러에 입력시키기 전에 그 편광을 전송속도 보다 훨씬 빠른 속도로 편광변조하므로써 이 문제를 해결할 수 있다. 그러나 최악의 경우 송신 출력의 절반만이 수광되므로 3 [dB]의 전력 페널티 증가를 감수 하여야 한다. 근본적인 해결방법은 편광유지 광섬유(polarization maintaining fiber)를 사용하는 것이다.

V. 결 론

OFDM을 이용한 광스타망에서 캐리어의 주파수를 안정화시키는 것은 매우 어려울 뿐만이 아니라 망전체의 신뢰성 및 노드당 비용에 중요한 영향을 미친다. 본 논문에서는 각 노드 대신 특정(중심) 노드에서 모든 주파수를 정렬시키고 안정화하여 각 노드에 주파수를 배분하는 중앙 집중식 캐리어 공급방식을 제안하고, 호모다인 검파에 의한 광스타망 구조에 적용하였다. ASK 및 PSK 변조시 SNR, BER을 계산하고 노드 수에 따른 광전력 요구사항을 검토하였다. 그 결과 32 노드의 경우 200 Mb/s로 ASK 변조시 13 dBm, PSK 변조시

10 dBm의 광출력이 요구되고, 사용소자의 삽입손실이 개선되면 광전력 요구량이 줄어들음을 알았다. 제안된 방식은 각 노드에서 주파수를 관리하는 기존방식에 비하여 신뢰성이 높고, 노드환경이 열악할 때 특히 효과적인 것으로 예상된다.

참고문헌

1. P. S. Henry, "High-capacity lightwave local area networks," *IEEE Comm. Mag.*, pp.20-26, Oct., 1989.
2. C. A. Brackett, "Dense wavelength division multiplexing networks: principles and applications," *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, Vol. 8, No. 6, pp.948-964, 1990.
3. L. Kazovsky, C. Barry, M. Hickey, C. A. Noronha Jr., and P. Poggiolini, "WDM local area networks," *IEEE Lightwave Technol. Systems*, pp.8-15, 1992.
4. R. Ramaswami, "Multiwavelength lightwave networks for computer communication," *IEEE Comm. Mag.*, pp.78-88, Feb., 1993.
5. L. G. Kazovsky, T. Fong, and T. Hofmeister, "Optical local area network technologies," *IEEE Comm. Mag.*, pp.50-54, Dec., 1994.
6. R. Ramaswami and K. Liu, "Analysis of effective power budget in optical bus and star networks using Erbium-doped fiber amplifier," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 11, No. 11, pp.1863-1871, 1993.
7. B. Glance, J. Stone, P. J. Fitzgerald, K. J. Pollock, C. A. Burrus, and L. W. Stulz, "Frequency stabilisation of FDM optical signals originating from different locations," *Electron. Lett.*, Vol. 23, No. 23, pp.1243-1245, 1987.
8. I. P. Kaminow, "FSK with direct detection in optical multiple-access FDM networks," *IEEE J. Sel. Areas in Comm.*, Vol. 8, No. 6, pp.1005-1014, 1990.
9. B. S. Glance and O. Scaramucci, "High-performance dense FDM coherent optical network," *IEEE J. Sel. Areas in Comm.*, Vol. 8, No. 6, pp.1043-1047, 1990.
10. K. Nosu, H. Toba, K. Inoue, and K. Oda, "100 channel optical FDM technology and its applications to optical FDM channel-based networks," *J. Lightwave Technol.*, Vol. 11, No. 5/6, pp.764-776, 1993.
11. T. Hasegawa and O. Ishida, "FDM star network featuring lightwave carrier distribution and frequency routing," *Proc. IOOC'95*, pp. 82-83, 1995.
12. M. G. Young, U. Koren, B. I. Miller, M. A. Newkirk, M. Chien, M. Zirngibl, C. Dragone, B. Tell, H. M. Presby, and G. Raybon, "A 16 x 1 wavelength division multiplexer with integrated distributed Bragg reflector lasers and electroabsorption modulators," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, Vol. 5, No. 8, pp.908-910, 1993.
13. 류갑열, 주무정, 박창수, 이만섭, "광주파수 다중을 위한 4채널 로킹시스템 구현," '94광자기술 학술회의 회의록, 대덕연구단지, pp.85-86, 1994.
14. N. Takato, T. Kominato, A. Sugita, K. Jinguji, H. Toba, and M. Kawachi, "Silica-based integrated optic Mach-Zehnder multi/demultiplexer family with channel spacing of 0.01-250 nm," *IEEE J. Select. Areas Comm.*, Vol. 8, No. 6, 1990.
15. J. Sakai, S. Machida, and T. Kimura, "Degree of polarization in anisotropic single mode optical fibers : theory," *IEEE J. Quantum Electron.*, Vol. QE-18, pp.488-495, 1982.
16. G. P. Agrawal, *Fiber-Optic Communication Systems*, John Wiley & Sons, New York, pp. 226-271, 1992.
17. Q. Jiang and M. Kavehrad, "An optical multi-access star network using subcarrier multiplexing," *IEEE Photon. Tech. Lett.*, Vol. 4, No. 10, pp.1163-1165, 1992.
18. R. Yuan and O. W. W. Yang, "An optical multiaccess SCM star network using only two

lasers as common signal and local oscillator

sources," *Proc. ICC95*, pp.S2.3.1-S2.3.7, 1995.



蔡昌竣(Chang Joon Chae) 정회원

1981년 2월 : 한국항공대학교 항공 전자과 학사

1984년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자과 석사

1989년 2월 : 한국과학기술원 전기 및 전자과 박사

1992년 10월~1993년 9월 : 일본 NTT 전송시스템연구소 객원연구원

1989년 3월~현재 : 한국통신 전송기술연구소 선임연구원

1995년 6월~현재 : OECC학회 TPC위원, 일본 IEICE 광가입자망 특집 객원편집위원

*주관심 분야 : 광통신, 광통신망, 광전자