

차동 위상 변조 전송 시스템에서 수신 신호 눈열림 특성을 이용한 직접 검출 수신단 최적화 및 안정화 제어 연구

장윤선[†] · 박혁 · 김광준

한국전자통신연구원

Ⓣ 305-700 대전광역시 유성구 가정동 161

(2005년 3월 30일 받음, 2005년 6월 17일 수정본 받음)

순수 차동 위상 변조(NRZ_DPSK) 신호의 눈열림 특성을 이용하여 차동 위상 변조(DPSK) 기반 전송 시스템 수신단에 사용되는 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 최적 동작점을 자동으로 검색하고, 운용 시 이를 유지하는 능동 안정화 제어 방법을 제안하였다. 이 방법은 추가 부품 없이 밸런스 수신기의 두 출력 DC 전압 차이를 비교하여 제어하므로 경제적이고 구성이 간단하며 입력 파워 의존성이 없다. 실험 결과, 전송율 10% 정도의 반송 광신호 주파수 변화에 대해서도 안정된 성능을 보였다.

주제어 : Differential phase shift key, 1-bit delayed interferometer.

I. 서 론

광전송에서 차동 위상 변조(DPSK : Differential Phase Shift Key) 방식은 반송 광신호의 세기는 변화 없이 데이터에 따라 신호의 앞뒤 비트 위상차가 0 또는 π 가 되도록 광 위상을 변조한다. 이 방식은 기존의 세기 변조 방식에 비해 수신기 구현이 복잡하지만, 광섬유의 일부 비선형 현상들에 대한 저항성이 크고,^[1] 밸런스 수신기를 사용했을 때 수신 감도가 더 좋다^[2]는 장점들로 인해 고속, 장거리 전송 분야에서 세계적으로 많은 연구가 수행되고 있다.^[3,4]

차동 위상 변조 기반 전송에서, 수신기가 직접 신호 검출을 하기 위해서는 위상 변조된 신호를 수신기 전단에서 세기 변조로 변환시켜주는 복조기가 필요하다. 이를 위해 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계(1-bit delayed Mach-Zehnder Interferometer)가 사용되며, 연속한 앞뒤 비트를 중첩시켜 두 비트의 상대적인 위상차에 따라 보강 또는 상쇄 간섭을 일으켜 세기 변조를 유도한다.^[5]

1-비트 지연 간섭계는 지연 길이에 따라 고유의 광주파수 전달 특성 곡선을 갖는다. 전송 품질은 이 특성 곡선에 높은 의존성을 보인다. 따라서 전달 특성 곡선이 변화하지 않도록 온도 환경을 일정하게 유지하여 주어야 한다. 이에 더하여 통상의 광 세기 변조 WDM 광전송에서 요구하는 반송 광신호 주파수 안정 범위 내에서도 차동 위상 변조 신호 품질이 저하될 수 있다.^[6]

본 논문에서는 차동 위상 변조 시스템의 직접 검출 수신단에 사용되는 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 성능을 자동으로 최적화 및 안정화 시키는 방법을 제안한다. 밸런스 수신기의 두 출력 전압차로 신호 품질을 결정하고 이를 1-비트

지연 간섭계 온도 제어에 반영하여 수신 신호 품질이 최적의 상태를 유지하도록 한다. 이는 시스템 설치 시 수동으로 모 든 채널마다 각 신호 광주파수에 맞게 최적 동작점을 설정해 주는 불편함을 없애주며, 운용 중에 송신 파장의 변화가 발생하여도 성능 저하가 없도록 수신단에서 피드백 제어를 통해 자동적으로 최적점을 추적 및 유지할 수 있게 한다.

이를 10G급 차동 위상 변조 기반 전송에 적용하여 반송 광신호 주파수 변화에 따른 성능 페널티를 측정하였고, 시스템 설치 시 자동으로 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 최적 동작점을 찾고, 운용 중에 입력 광주파수 변화에도 자동으로 안정화가 유지되는 방법을 구현하고 실험을 통해 검증하였다.

II. 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 광주파수 의존성

차동 위상 변조 시스템의 수신단은 그림 1과 같이 위상 변조된 신호를 세기 변조로 변환해 주는 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계와 밸런스 수신기로 구성된다. 그림 1 내의 눈열림 그림에서 보듯 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 입력신호는 일정한 광세기를 갖고 수신되지만 출력 포트는 앞뒤 비트간의 위상 차이에 따라 세기 변조가 되어 나온다. 간섭계의 두 출력 포트는 보강 간섭 포트와 상쇄 간섭 포트로 나뉘며 데이터와 역데이터의 관계를 갖는다. 삽입 손실을 무시한 보강 간섭 포트 출력을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$E_{\text{보강간섭포트}}(t) = \frac{1}{2} [e^{j\phi(t)} + e^{j\phi(t-T_d)}] E_{in} \\ = e^{j\left(\frac{\phi(t)+\phi(t-T_d)}{2}\right)} \cos\left(\frac{\phi(t)-\phi(t-T_d)}{2}\right) E_{in} \quad (1)$$

따라서 출력 광신호 세기 I 는,

[†]E-mail: ysjang@etri.re.kr

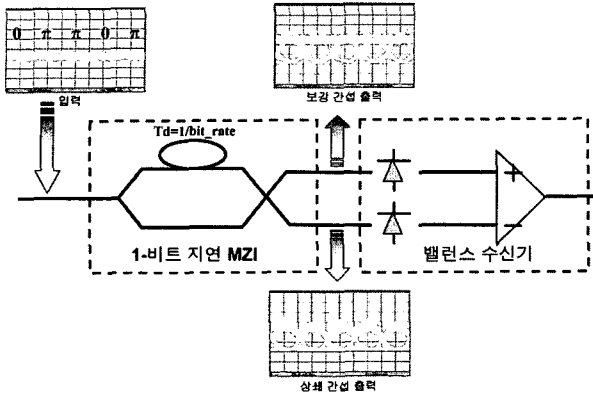


그림 1. 차동 위상 변조 시스템 수신단 구성도(DMZI : Delayed Mach-Zehnder Interferometer, Td : Time-delay).

$$I = 1, \text{ for } \phi(t) - \phi(t - T_d) = 0$$

$$= 0, \text{ for } \phi(t) - \phi(t - T_d) = \pi \quad (2)$$

이 된다. 여기에서 T_d 는 지연 경로에서 발생하는 시간 지연이며, $\phi(t)$ 는 시간 t 에서의 광신호의 위상을 나타낸다. 식 (2) 에서 보는 바와 같이 보강간섭 포트에서는 앞뒤 비트의 위상이 같으면 “1”의 값을, 위상차가 π 이면 “0”의 값을 출력하게 된다. 상쇄 간섭 포트는 이와 반대로 앞뒤 비트의 위상이 같으면 “0”, π 만큼 다르면 “1”의 값을 갖는다.

1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 주파수 전달특성은 식 (3)으로 표현되며 그림 2와 같다.

$$T_{\text{보강간섭포트}} \propto \cos^2\left(\frac{\pi n f L_d}{c}\right)$$

$$T_{\text{상쇄간섭포트}} \propto \sin^2\left(\frac{\pi n f L_d}{c}\right) \quad (3)$$

여기서, n 은 간섭계의 광경로 유효굴절율이며, L_d 는 지연 경로 길이로 $nL_d = cT_d$ 의 관계가 있다. 그림 2에서, 보강 간섭 포트의 전달 특성 곡선과 상쇄 간섭 포트의 전달 특성 곡선은 서로 반 주기 어긋나 있으며, 각 곡선의 FSR(Free Spectral Range)은 지연 경로의 길이에 반비례하며 비트 전

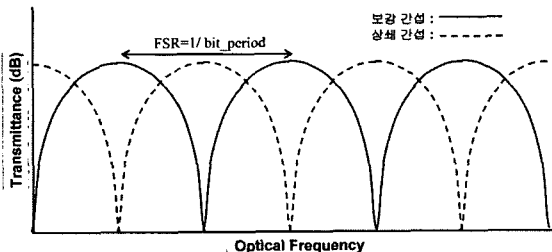


그림 2. 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 주파수 전달 특성 곡선.

송율과 같은 값이다. 입력 신호의 광 주파수가 곡선의 최고점에 위치할 때가 최적 구동점이며 최고점에서 벗어날수록 소광비가 감소하고 신호 왜곡이 발생하여 성능의 저하가 초래된다. 입력 신호의 광주파수는 간섭계 온도 제어를 통해 최적점으로 설정될 수 있으며, 광경로를 광섬유를 이용하여 구현한 상용제품이 제공하는 온도 변화에 따른 최고점 변화율은 $1.25 \text{ GHz}/^\circ\text{C}$ 로 온도에 민감하다. 일반적으로 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계는 기본적인 TEC 온도 제어를 수행하며, 지연 경로에 설치된 히터 또는 PZT(Piezoelectric Transducer)를 사용하여 보다 정밀한 최적점 제어를 수행한다.

1-비트 지연 마흐젠더 간섭계에서 입력 신호의 광주파수 변화에 따른 전송 성능 저하를 측정하였다. 광원으로 파장가변 레이저를 사용하였으며 광주파수 측정기와 BERT가 측정 장비로 사용되었다. 그림 3(a)는 10Gb/s 차동 위상 변조신호에 대해 BER= 10^{-9} 일 때, 신호의 광주파수 변화에 따른 파워 페널티를 보여준다. 광주파수가 그림 2의 최고점과 일치할 때 최적의 성능을 보이며 그림 3(b)와 같이 눈열림이 크고 왜곡이 없다. 입력 신호의 광주파수가 400 MHz정도 변하면 그림 3(c)와 같이 눈열림이 작아지고 경계에서 왜곡이 발생된다. 측정 결과, 파워 페널티를 0.5 dB 이하로 유지하기 위해서는 300 MHz 이하의 광주파수 안정화가 요구됨을 알 수 있다. 기존의 세기 변조 WDM 전송에 사용되는 레이저 광원의 광주파수 안정도 요구 수준은 수 GHz이므로 차동 위상 변조를 위해서는 송신단에서 더욱 정밀한 광주파수 안정화 제어가 필요하다.^[7] 보다 더 현실적인 방안으로는 기존의 레이저 광원을 사용하더라도 수신단에서 최적 동작점을 추적해 가면서 성능의 안정화가 이루어지도록 제어하는 것이 적합하다.

III. 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계 자동 안정화 제어

1-비트 지연 마흐젠더 간섭계에 CW 또는 세기 변조된 신호를 입력하면 간섭계의 출력은 식 (3), 즉 그림 2와 같이 주어지므로 입력 신호의 광주파수 변화에 따라 출력 광세기가 바뀌게 된다. 따라서, 단순히 출력 파워를 이용해서 간섭계

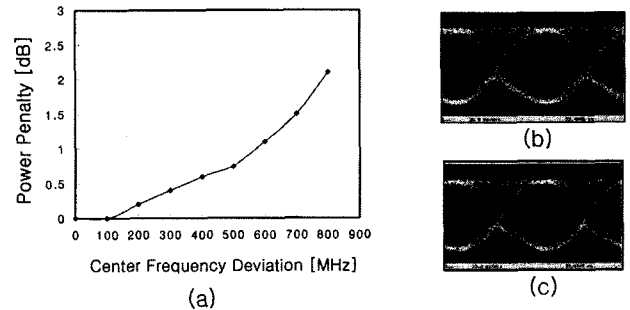


그림 3. 차동 위상 변조 시스템에서 수신단의 입력 신호 주파수 변화에 따른 전송 성능 측정.

- (a) 입력 신호의 광주파수 변화에 따른 신호 품질 페널티.
- (b) 주파수 변화가 없을 때 눈열림.
- (c) 주파수가 400 MHz 변한 때 눈열림.

를 제어하기는 쉽다. 그러나 차동 위상 변조된 신호에서는 인접한 비트에서 0과 π 사이의 전이가 이상적으로 발생하는 경우 즉, 전이에 걸리는 시간이 0인 경우에는 간섭계의 각 포트의 평균 출력 광세기가 식 (4)와 같이 상수로 주어진다. 따라서 간섭계의 입력 신호의 광주파수가 변하더라도 각 포트의 평균 출력 광세기가 변하지 않으므로, 이상적으로 위상 변조된 경우에는 각 포트의 평균 출력 광세기만을 측정해서 간섭계의 최적 구동점을 제어하기는 어렵다.

$$P_{2, \text{출력포트}} = \frac{P_0 + P_1}{2} \propto \frac{\sin^2(\frac{\pi f L_d}{c}) + \cos^2(\frac{\pi f L_d}{c})}{2} = \text{Const.} \quad (4)$$

여기서, $P_{2, \text{출력포트}}$ 는 간섭계 각 출력 포트의 평균 광세기이며, P_0 은 “0”레벨의 광세기, P_1 은 “1”레벨의 광세기이다. sine 항은 변조된 위상차 π 로 인해 cosine항이 바뀐 것이다.

이러한 이유로 기존의 방법에서는 송신부에서 반송파 성분을 일부 남겨두어 수신단에서 그 반송파 성분의 출력 광세기를 이용하여 안정화 제어를 수행하였다.^[8] 그러나 이 방법은 입력 파워에 대한 의존성이 있고 신호의 소광비가 나빠지는 단점이 있어서 실용화에 어려움이 있다.

본 논문에서는 순수 차동 위상 변조(NRZ_DPSK)된 신호에서 눈열림의 비대칭성을 이용한 안정화 제어 방법을 제안한다. 순수 차동 위상 변조된 신호에서는 변조기의 유한한 대역폭 때문에 0과 π 사이의 전이에 시간이 소요되고 이로 인하여 그림 4(b)와 같이 눈열림의 비대칭성이 발생한다. 보강 간섭 포트의 출력을 보면 “1”레벨은 DC 성분을 포함하고 있으나 “0”레벨은 DC 성분을 포함하고 있지 않다. 즉, “0”레벨이 연속되는 경우에는 광세기가 비트의 교차점에서 증가 후 감소하는 패턴을 보인다. 이 패턴은 동작점이 최적점을 벗어나더라도 유지된다(그림 4(c)). 보강 간섭 포트에서

“0”레벨 DC 성분이 존재하지 않는 이유는 연속된 “0”레벨을 위해서는 위상차이가 연속적으로 0과 π 사이에 교체되어야 하는데 교체할 때 유한한 시간이 걸리기 때문에 위상값이 0과 π 사이의 값을 갖게 되어 광세기가 0을 계속 유지할 수 없기 때문이다. 같은 이유로 상쇄간섭 포트에서는 “1”레벨의 DC 성분이 존재하지 않는다.

이렇게 비대칭적으로 한쪽 레벨에만 보이는 DC 성분으로 인해 간섭계의 출력 파워는 식 (4)의 예측과 달리 일정하게 상수를 유지하지 못하고 그림 4(a)와 같이 광주파수 변화에 따라 DC 레벨의 크기와 함께 변하게 된다. 최적 구동점에서 DC 성분은 보강 간섭 포트에서 최고점에 위치하고 상쇄 간섭 포트에서는 최저점에 위치한다. 이에 따라 출력 파워 곡선에서도 각각 최고와 최저의 값을 갖게 된다. 입력 신호의 광주파수가 바뀌면서 그림 4(c)와 같이 눈열림이 작아지고 신호의 왜곡이 발생됨과 동시에 보강 간섭 포트의 DC 성분은 점차 감소하고 상쇄 간섭 포트의 DC 성분은 점차 증가한다. 그림 4(a)의 결과에서, 보강 간섭 포트와 상쇄 간섭 포트의 두 출력차가 가장 큰 지점이 1-비트 지연 마호젠더 간섭계의 동작 최적점과 일치함을 알 수 있다(그림 5 내부 그래프). 따라서, 밸런스 수신기의 출력 파워비를 이용하여 안정화 제어를 수행할 수 있게 된다.

그림 5는 1-비트 지연 마호젠더 간섭계의 안정화 제어 회로도이다. 사용된 간섭계는 TEC와 히터를 이용하여 coarse / fine 위상 제어가 가능하다. TEC는 전체 모듈의 온도를 제어하고, 히터는 지연 경로의 길이를 정밀하게 조정하는 것이다. 입력 신호의 광주파수 변화에 따른 안정화를 위해서 히터 제어를 통해 지연 경로를 조정한다. 이를 위해, 밸런스 수신기에서 두 출력에 비례하는 전압을 각각 추출한 뒤 저주파 아날로그 계산 유니트에서 V_1/V_2 에 비례하는 평균 출력 전압을 얻은 뒤, 이 출력 전압값에 의해 피드백 제어부에서 히터

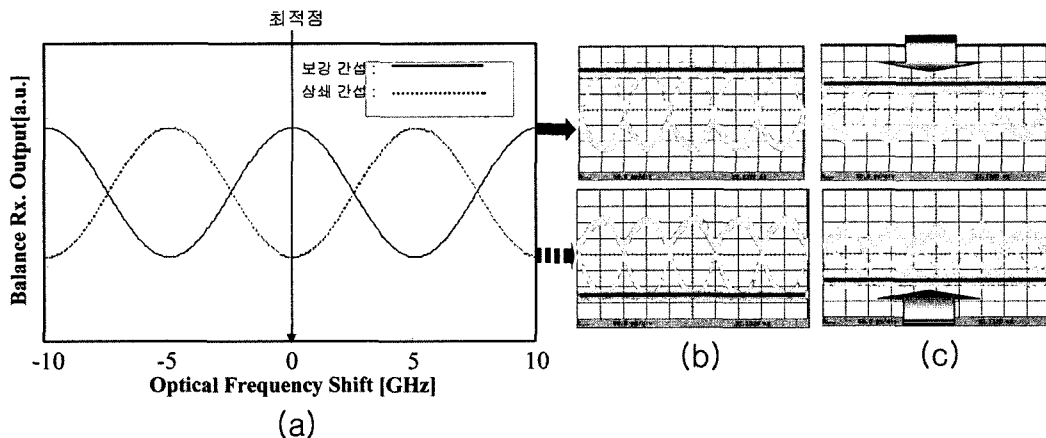


그림 4. 수신단에서 입력 신호 파장의 변화에 따른 밸런스 수신기의 두 출력 비교.
 (a) 입력 신호 파장 변화에 따른 출력 파워.
 (b) 최적 구동점에서 출력 신호의 눈열림 패턴.
 (c) 입력 신호 파장 변화 후 출력 신호의 눈열림 패턴.

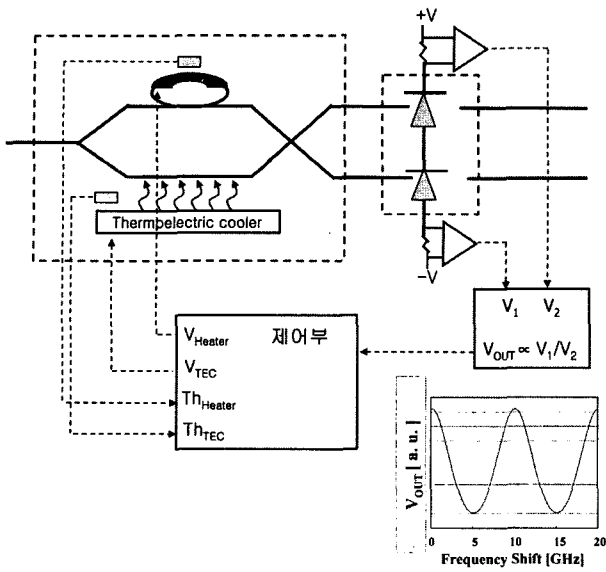


그림 5. 차동 위상 변조 시스템에서 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 최적 동작점 검색 및 안정화를 위한 제어 회로도(내부 그래프: 입력 신호의 파장 변화에 대한 밸런스 수신기의 두 출력 전압비).

를 구동하는 전압을 설정하게 된다. 그림 5의 내부 그래프처럼 비례 출력 전압은 입력 광주파수의 이동(혹은 간섭계 온도 변화 등에 따른 FSR의 변화)에 따라 FSR과 같은 10 GHz 주기로 변화한다. 이때 비례 출력 전압값이 최고인 지점이 최적 동작점과 일치한다. 따라서, 비례 출력 전압값이 최고인 지점을 검색하고 유지될 수 있도록 히터 제어 전압을 조절하여 수신 최적화를 유지한다.

제어 과정은 자동으로 최적 동작점을 찾는 검색 과정과 검색된 최적 동작점을 추적하며 유지하는 안정화 과정의 두 단계로 나뉜다. 최적 동작점 검색과정은 먼저 대략의 위치를 파악하는 초기 검색 루틴과 초기 검색 루틴에서 찾은 최적점을 중심으로 다시 정밀하게 위치를 파악하는 정밀 검색 루틴으로 구성되어 있다. 초기 검색 루틴은 약 2 FSR 정도의 범위 전체에 대해 히터를 넓은 간격으로 움직여 가며 대략의 최적점을 검색한다. 초기 검색 루틴에서 최적점이 검색되면 최적점을 중심으로 +/-10%의 영역에 대해 정밀 간격으로 최적 동작점을 검색한다. 안정화 과정에서는 최종적으로 찾은 최적 동작점을 중심으로 지속적으로 출력 전압 비율이 최대가 되도록 히터 구동 전압을 제어한다.

IV. 실험 및 결과

제안된 최적화 및 안정화 방법을 실험하기 위해 송신부는 파장가변 레이저와 위상변조기를, 수신부는 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계와 밸런스 수신기를 사용하였다. 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 제어부는 컴퓨터를 통해 설정값이 입력되었고 필요한 데이터를 받아 컴퓨터에 저장하였다. 송신 출

력 광주파수는 5% 탭을 통해 광주파수 측정기로 측정되었고, 이 값은 GPIB를 통해 컴퓨터에 저장되었다.

그림 6은 본 논문에서 제안한 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 최적 동작점 검색 및 안정화 방법을 구현하여 실험한 결과이다. 초기 검색과정에서는 히터의 구동 전압(Heat V)을 넓은 범위에 걸쳐 증가시키면서 출력 전압비(Ratio)와 비트 에러율을 측정하였다. 출력 전압비가 최고인 지점이 3군데 정도 나왔으며 그중 중간 최고치가 최적 동작점으로 정해진다. 그 이유는 안정화 과정에서 수신 신호의 광주파수 변화에 대한 제어 범위를 넓히기 위해서 중간 지점이 유리하기 때문이다. 출력 전압비가 최고인 지점에서 비트 에러율이 제일 좋음을 확인할 수 있다. 정밀 검색 과정에서는 초기 검색 과정에서 얻어진 중간 최고치를 중심으로 좁은 범위에서 정밀하게 히터의 구동 전압을 증가하면서 출력 전압비를 측정하였다. 출력 전압비가 최고인 지점이 최적 동작 지점으로 설정되었다. 안정화 단계에서는 출력 전압비를 계속 감시하면서 출력 전압비가 최고가 유지되도록 히터 제어 전압을 조절한다.

그림 7은 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 입력 신호 광주파수 변화에 따른 비트 에러율을 측정된 것이다. 그림 7(a)는 약 1시간 동안 광주파수가 총 800 MHz 변화하도록 한 후, 안정화 과정을 실행하지 않고 측정된 것이며, 그림 7(b)는 약한 시간동안 1 GHz 광주파수 변화에 대하여 안정화 과정을 실행하면서 측정된 것이다. 안정화 과정을 실행하지 않으면 광주파수가 초기 설정값에서 점점 벗어나면서 비트 에러율이 증가함을 알 수 있다. 그러나, 안정화 과정이 실행되면 광주파수가 변화해도 히터 구동 전압이 자동으로 최적점을 추적하여 비트 에러율은 최저로 유지된다. 이때, 수신 신호 광주파수의 변화에 따라 히터 구동 전압이 제어된 상태는 그림 8과 같다. 수신 신호 광주파수가 변화함에 따라 히터 구동 전압도 자동으로 바뀌어 최적 동작점을 자동으로 추적 유지

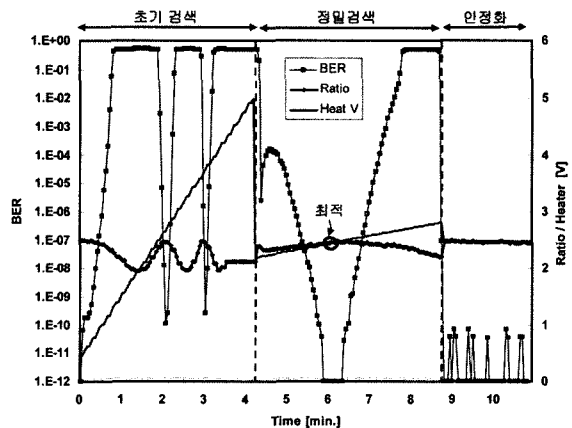
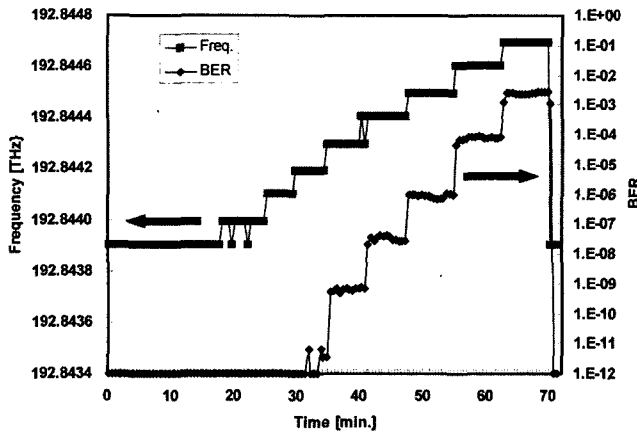
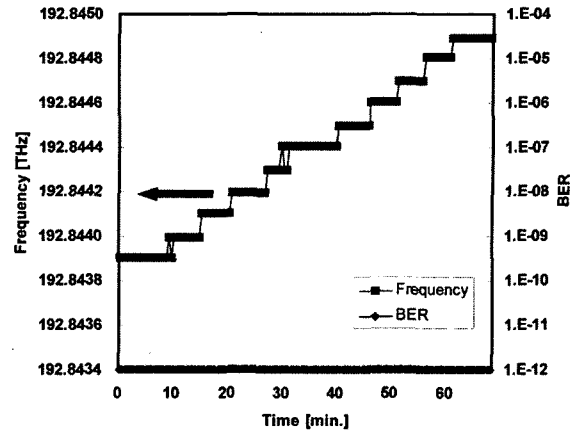


그림 6. 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 최적화 및 안정화 제어 측정 결과.



(a) 안정화 과정 수행 전



(b) 안정화 과정 수행 후

그림 7. 입력 신호의 파장 변화에 대한 수신 성능 측정 결과. (a) 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 안정화 수행 전. (b) 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 안정화 수행 후.

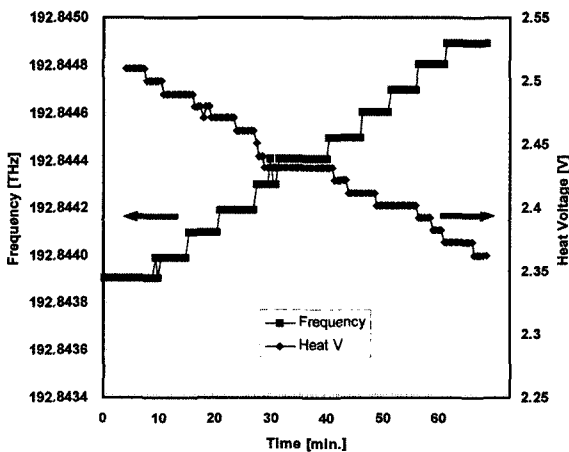


그림 8. 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 안정화 제어 수행 시, 수신 신호 파장 변화에 대한 히터 구동 전압 자동 추적 결과.

해 간다. 결과에서 1 GHz 광주파수 변화에 대해 히터 구동 전압은 약 0.15 V 정도 이동되었다. 기존의 송신기 광주파수 안정화를 고려할 때, 약 1 V의 구동 전압 이동 범위 내에서 안정화제어가 가능하므로 본 구현회로는 충분한 안정화 범위를 제공한다.

V. 결 론

본 논문에서는 차동 위상 변조 시스템의 직접 검출 수신단에 사용되는 1-비트 지연 마흐젠더 간섭계의 성능을 자동으로 최적화 및 안정화 시키는 방법을 제안하고 실험을 통해 확인하였다. 실험 결과, 1-비트 지연 간섭계의 FSR 최대 지점과 반송 광신호 주파수 사이에 전송 속도의 3% 정도 불일치가 발생하면 ~0.5 dB의 파워 페널티를 유발함을 보였다. 구현된 안정화 방법은 전송율 10% 정도의 광주파수 변화에

대해서도 예러 없이 안정된 성능을 보였다. 이 기술은 추가적인 부품없이 밸런스 수신기의 출력 전압차를 이용하여 제어하므로 경제적이고 구성이 간단하다는 장점이 있으며 입력 파워의 의존성이 없어 실용성이 높다.

참고문헌

- [1] J. Leibrich, C. Wree, and W. Rosenkranz, "CF-RZ-DPSK for suppression of XPM on dispersion-managed long-haul optical WDM transmission on standard single-mode fiber," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 14, pp. 155-157, Feb. 2002.
- [2] S. R. Chinn, D. M. Boroson, and J. C. Livas, "Sensitivity of optically preamplified DPSK receivers with Fabry-Perot filters," *J. Lightwave Technol.*, vol. 14, pp. 370-376, Mar. 1996.
- [3] T. Tsuritani, K. Ishida, A. Agata, K. Shimomura, I. Morita, T. Tokura, H. Taga, T. Mizuochi, N. Edagawa, and S. Akiba, "70-GHz-spaced 40x42.7 Gb/s transpacific transmission over 9400km using prefiltered CSRZ-DPSK signals, all-Raman repeaters, and symmetrically dispersion-managed fiber spans," *J. Lightwave Technol.*, vol. 22, pp. 215-224, Jan. 2004.
- [4] J. H. Sinsky, A. Adamiecki, A. Gnauck, C. A. Burrus, J. Leuthold, O. Wohlgenuth, S. Chandrasekhar, and A. Umbach, "RZ-DPSK transmission using a 42.7-Gb/s integrated balanced optical front end with record sensitivity," *J. Lightwave Technol.*, vol. 22, pp. 180-185, Jan. 2004.
- [5] T. Hoshida, O. Vassilieva, S. Choudhary, R. Pecqueur, and H. Kuwahara, "Optimal 40Gb/s modulation formats for spectrally efficient long-haul DWDM systems," *J. Lightwave Technol.*, vol. 20, pp. 1989-1996, Dec. 2002.
- [6] P. J. Winzer and H. Kim, "Degradations in balanced DPSK

- receivers," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 15, pp. 1282-1284, Sep. 2003.
- [7] 장윤선, 명승일, 이현재, 김광준, "10G급 DPSK 변조를 위한 레이저 파장 제어의 요구 사항," *Photonics conference*, TP16, 2004.
- [8] E. A. Swanson, J. C. Livas, and R. S. Bondurant, "High sensitivity optically preamplified direct detection DPSK receiver with active delay-line stabilization," *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol. 6, pp. 263-265, Feb. 1994.

Eye Pattern Characteristic Based Active Stabilization Method for Direct Detection Receiver in Differential Phase Shift Key System

Youn-Seon Jang[†], Heuk Park and Kwang-Joon Kim

Electronics and Telecommunications Research Institute, 161 Gajeong-Dong, Yuseong-Gu, Daejeon, 305-700, KOREA

[†]*E-mail: ysjang@etri.re.kr*

(Received March 30, 2005, Revised manuscript June 17, 2005)

We propose an active stabilization method for the receiver of NRZ-DPSK transmission. The 1-bit delayed Mach-Zehnder interferometer is thermally controlled to maintain the largest DC component power ratio between the constructive and destructive output ports, for the optimum transmission condition. This method is very cost effective since no additional components are required. Experimental results show that the proposed scheme guarantees error free performance even when there was ~ 1 GHz optical carrier frequency fluctuation in 10 Gbps transmission.

OCIS Codes : 060.0060, 060.5060.