

디지털 비디오의 시작 - 4

지터 측정에 대한 이해 - II

시작하기 앞서

지난 시간 잘못된 데이터로 디코딩을 유도할 수 있는 원인인 비트시리얼 인터페이스의 특징인 지터에 대하여 집중적으로 다뤘고, 이에 계속하여 지터 및 아이디어이그램, 방송신호의 BER(Bit Error Rate) 특성을 설명 하겠다.

(지난 호와 연계된 부분이기 때문에 언급되는 그림들은 지난 호와 연계하여 참조하길 바란다.)

디코딩 결정 임계값, 교류 결합 효과, 대칭 신호

샘플링된 신호 전압이 "높음" 또는 "낮음" 신호 레벨 중 어떤 것에 해당하는지 결정하기 위해 디코더는 결정 임계값 또는 결정 수준이라는 특정 전압 레벨에 샘플링된 전압을 비교한다. 최적으로 선택된 결정 임계값은 어느 한쪽 신호 레벨의 노이즈에 의해 발생하는 오류를 똑같이 방지하게 된다. 각 신호 레벨에 같은 양의 노이즈가 있는 경우 최적의 결정 임계값은 2개의 신호 전압 레벨의 평균과 같다. SDI 수신기는 일반적으로 디코딩 프로세스에서 고정된 결정 임계값을 사용한다. 최적의 성능을 위해 신호 레벨은 반드시 이 고정 전압 레벨에 대해 동일한 상대적 관계를 유지해야 한다. 결정 임계값에 상대적으로 신호가 이동하면 신호 레벨 중 하나에 대한 노이즈 마진이 감소하여 디코딩 오류가 발생할 수 있다. SDI 수신기에는 일반적으로 입력 SDI 신호의 DC 오프셋을 제거하는 교류 결합 입력이 있고 교류 결합 신호에서 일정한 평균 전압을 유지한다. 수신기의 회로를 바이어싱하면 교류 결합 신호의 평균 신호 레벨을 0이 아닌 값으로 설정할 수 있겠지만 이 평균 신호 레벨은 제로 볼트이다. 일반적으로 고정된 결정 임계값은 교류 결합 신호의 평균 전압과 같다. 하지만 최적의 결정 임계값은 한 신호 레벨에 다른 신호 레벨보다 많은 노이즈가 있을 수 있는 경우에는 평균 신호 전압과 다를 수 있다.

교류 결합이 디코딩 오류로 이어질 수 있는 입력 SDI 신호의 DC 오프셋을 걸러내긴 하지만 고정된 결정 임계값에 상대적으로 교류 결합 신호의 신호 레벨이 이동할 수도 있다. [그림 6]은 제로 볼트에서 교류 결합 신호에서 평균 신호 레벨을 유지하는 교류 결합의 구현에 있어 이런 상황을 나타낸 것이다. 이 예에서는 디코딩 프로세스도 제로 볼트를 고정된 결정 임계값으로 사용한다. [그림 6(a)]는 같은 전압 레벨에서 오랜 지속 시간을 포함하지 않는 입력 SDI 신호로부터 파생된 교류 결합 신호 부분을 보여준다. 이 경우 교류 결합 신호의 높은 신호 레벨은 +0.5Vpp이고 낮은 신호 레벨은 -0.5Vpp이다. 여기서 Vpp는 입력 SDI 신호의 첨두치 진폭이다. 고정된 결정 임계값은 두 레벨 사이의 최적의 위치인 중간쯤에 있다. [그림 6(b)]는 장시간 동안 낮은 신호 레벨에 머무는 입력 SDI 신호로부터 파생된 교류 결합 신호 부분을 보여준다. 이 예에서는 신호가 해당 시간의 95% 에서 낮은 신호 레벨에 머문다. 제로 볼트의 평균 신호 레벨을 유지하려면 교류 결합 신호의 낮은 신호 레벨은 -0.05Vpp, 높은 신호 레벨은 +0.95Vpp 여야 한다. 낮은 신호 레벨은 디코딩을 위한 고정 결정 임계값에 매우 가까우므로 이 신호에 대한 노이즈 마진을 제거하고 디코딩 오류로 이어지게 된다.

사실, 교류 결합이 심벌간 간섭을 일으키는 원인이었고, 앞의 비트값(스크램블링 후 '0' 비트 값으로 이루어진 긴 문자열)이 뒤의 비트를 디코딩하는 데 영향을 미쳤다. 이동량은 결합 시간 상수에 따라 다르다. 예를 들어 결합 상수가 10μsec인 경우 이퀄라이저 스트레스 패턴은 HD 비디오 라인의 절반에 걸쳐 고정된 결정 수준으로 거의 78% 더 가까이 이동하게 된다. 결합 시간 상수가 75μsec인 경우 스트레스 패턴은 전체 HD 비디오 라인에서 33% 미만으로 이동하게 된다. 이런 교류 결합 효과를 보상하기 위해 SDI 수신기는 일반적으로 교류 결합 신호를 고정시키거나 DC 복원하여 신호 레벨과 고정된 결정 임계값 사이의 관계를 유지한다. 스크램블링

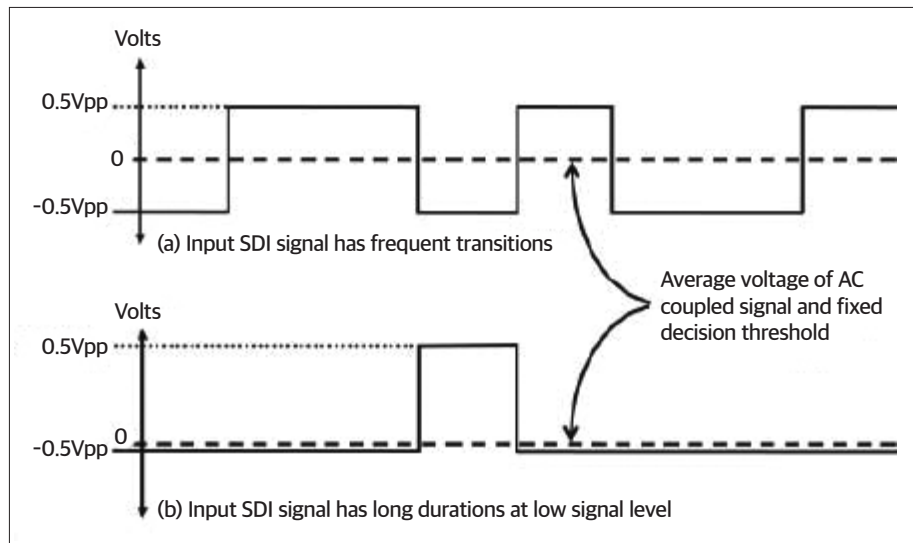


그림 6. 고정된 결정 레벨에 대해 교류 결합 신호의 이동

과 NRZI 인코딩으로 인해 SDI 신호는 대칭이다. 즉, SDI 신호는 각 신호 레벨에서 거의 같은 양의 시간을 쓴다. 보다 구체적으로 말하자면, 일반적인 SDI 신호의 경우 많은 단위 간격에 걸쳐 신호 레벨의 평균을 내면 대칭이 된다는 얘기다. 단기적인 SDI 신호에는 여러 주기의 일정한 신호 레벨이 있을 수 있으며 극단적인 경우로써 영상 SDI 신호가 있을 수 있다. 전이가 잦은 SDI 신호에서도 교류 결합은 고정된 결정 수준에 대해 신호 이동을 유발할 수 있다. 신호 전이의 상승 및 하강 시간이 상당히 다른 경우 신호는 신호 레벨 중 하나에서 더 많은 시간을 쓰게 된다. 예를 들어 신호의 상승 시간이 빠르고 하강 시간은 느린 경우에는 높은 신호 상태에서 더 많은 시간을 쓰게 된다. 그런 다음 교류 결합은 높은 신호 레벨을 고정된 결정 임계값으로 더 가까이 이동하여 노이즈 마진을 줄이게 된다. 일반적으로 SDI 신호의 상승 및 하강 시간은 대칭적이지만 비대칭적인 라인 드라이버와 광학 신호원(레이저)이 비대칭적인 전이를 일으킬 수 있다. 이런 신호원의 비대칭성은 중요하긴 하지만 신호 상승 및 하강 시간에 특별히 큰 영향을 미치지 않는다. 특히, 케이블 감쇠가 일반적으로 신호 전이 시간에 훨씬 더 큰 영향을 미친다. 적당한 보상이나 다른 조정이 없는 경우 SDI 신호의 비대칭성으로 인해 디코딩에 사용되는 결정 임계값에 관한 노이즈 마진이 줄어들어 디코딩 오류로 이어질 수 있다.

지터 입력 허용 오차, 지터 전달, 고유 지터, 출력 지터

SDI 신호 수신기는 앞에서 설명한 프로세스의 구현 방식이 다를 수 있다. 특정 수신기의 클럭 복구 프로세스는 지터를 추적하지 않거나 단위 간격의 중간 지점 근처의 SDI 신호를 샘플링하지 않을 수도 있다. 수신기가 균등화, 클럭 복구 및 디코딩 프로세스를 구현하기 위해 사용하는 설계와 하드웨어는 상당량의 추가 지터를 유발할 수도 있다. 따라서 다른 수신기가 오류 없이 디코딩할 수 있는 SDI 신호를 디코딩할 때 특정 수신기에 여러 가지 데이터 오류가 발생할 수 있다. 이런 수신기의 지터 입력 허용 오차가 더 낮다.

수신기의 지터 입력 허용 오차는 SDI 신호의 지터 주파수에 따라 다르다. 클럭 복구는 저주파 지터를 추적할 수 있으므로 수신기의 저주파 지터에 대한 허용 오차는 일반적으로 더 높지만, 지터 입력 허용 오차는 클럭 복구 대역폭 이상의 지터 주파수에 대해 상당히 떨어진다. 예를 들어 분배 증폭기와 같은 일부 비디오 장비는 입력부에 인가되는 SDI 신호에서 SDI 출력을 만들어낸다. 일반적으로 입력 SDI 신호의 지터가 해당 출력에서 지터로 직접 변환되지는 않고, 클럭 복구 기능을 이용해 고주파 지터를 걸러내거나 입력 신호의 일부 지터를 증폭할 수 있다. 수신기와 같이, 소스 및 재생 장비에도 내부 지터가 있다. 이 내부 지터는 연관된 SDI 입력에 지터가 없더라도 SDI 출력 신호에 나타난다. 고유 지터는 입력 지터가 없는 경우 SDI 출력에 나타나는 지터양이다. 따라서 출력 지터는 고유 지터와 임의의 연관된 SDI 입력에 있는 지터로부터 발생하는 SDI 출력의 총 지터양이라고 볼 수 있다.

아이 다이어그램, 균등화된 아이 다이어그램

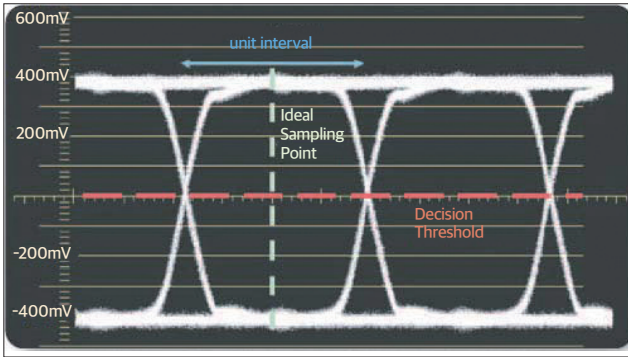


그림 7. 지터 진폭이 매우 작은 신호의 아이 다이어그램

엔지니어들은 흔히 아이 다이어그램을 사용하여 직렬 데이터 신호를 분석하고 문제를 진단한다. 계측기는 직렬 데이터 신호의 짧은 세그먼트들을 중첩하는 방식으로 아이 다이어그램을 생성한다. 이런 전이의 상승 및 하강 시간 동안 아이 다이어그램에는 특징적인 'X'자 패턴이만 들어진다[그림 7 참조]. 전이가 발생하지 않는 눈(아이) 모양의 영역에 착안하여 아이 다이어그램이라는 이름이 붙었다. 아이 다이어그램에서 상승 및 하강 에지 전이가 교차하는 지점을 크로스오버 포인트라 부르기로 한다.

아이 다이어그램에서 크로스오버 포인트 사이의 시간 간격은 단위 간격과 같다. 이상적인 경우 디코딩 프로세스에서는 크로스오버 포인트 간 중점에서 신호가 샘플링되고 결정 임계값은 아이 오프닝의 가장 넓은 부분에 해당된다[그림 7]. 계측기는 기준 클럭 신호를 사용하여 세그먼트를 정렬함으로써 아이 다이어그램을 만든다. 일반적으로 이 기준 클럭은 데이터 신호로부터 추출되지만 별도의 기준 클럭 신호일 수도 있다. 기준 클럭은 예컨대 오실로스코프에서 트리거 입력을 통해 외부적으로 공급되거나 계측기 내부에서 추출될 수 있다. 입력 신호의 전이가 이 기준 클럭의 에지와 정렬하는 경우 아이 다이어그램에서 서로 그 위에 중첩되게 된다. 이 기준 클럭에 의해 결정되는 공칭 위치와 차이가 나는 임의의 전이는 다른 위치에 나타나게 된다. 계측기가 복구된 클럭을 사용하여 아이 다이어그램을 형성하는 경우 기준 클럭은 이 클럭 복구 프로세스의 루프 대역폭 아래의 지터를 추적하게 된다. 따라서 아이 다이어그램에는 아이 클럭 복구 대역폭이라고 하는 이 대역폭 임계값 이상의 주파수를 가진 지터 성분만 표시된다.

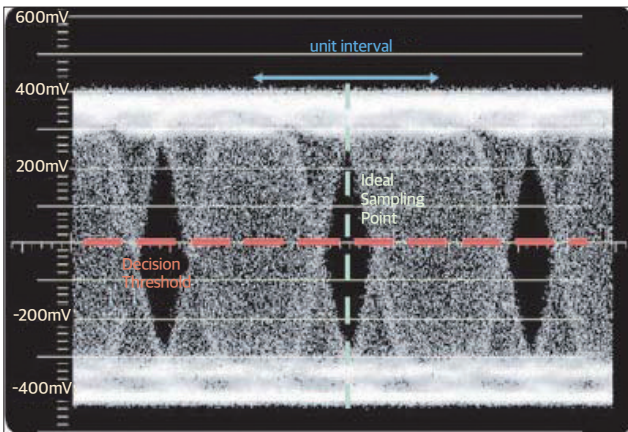


그림 8. 지터 진폭이 커져 거의 감겨진 아이

지터량이 적은 신호의 경우 정렬된 세그먼트의 에지는 거의 같은 위치에서 발생한다. 에지 위치의 변동이 적으면 공칭 에지 위치 주변에 흐린 부분이 약간만 생긴다[그림 7 참조]. 크로스오버 포인트 사이에 있는 공간의 대부분은 전이가 발생하지 않는 부분이다. 이런 경우에는 아이가 "열려 있다"고 말한다. 지터의 진폭이 증가하면 크로스오버 포인트 사이의 열린 공간으로 더 많은 전이가 이동하게 된다. 즉 아이가 "감기기" 시작한다[그림 8]. 엔지니어는 아이 다이어그램을 사용하여 신호의 지터를 빠르게 정성적으로 표현하고 디코딩 오류의 가능성을 나타낼 수 있다. 대체적으로 크고 넓게 열린 아이를 만들어내는

신호가 작거나 감긴 아이를 형성하는 신호보다 디코딩 오류를 덜 만들어낸다. 하지만 이런 정성적 평가를 하는 데 있어 엔지니어가 고려해야 할 주요 요소 중 하나는 아이 클럭 복구 대역폭과 수신기의 클럭 복구 프로세스의 대역폭 간 차이이다. 수신기의 클럭 복구 대역폭이 아이 클럭 복구 대역폭과 같은 경우 아이 오프닝의 크기는 디코딩 오류의 가능성과 합당한 수준으로 상관관계를 가진다. 입력 신호가 크고 "넓게 열린" 아이를 형성하는 경우에는 디코딩 프로세스에서 신호를 샘플링한 후 다음 비트로 전이할 가능성이 높다. 수신기의 클럭 복구 대역폭이 아이 클럭 복구 대역폭 미만인 경우 그 신호에는 디코딩 프로세스에 영향을 주지만 아이 다이어그램에는 나타나지 않는 아이 클럭 복구 대역폭 미만의 지터 주파수가 포함될 수 있다. 디코딩 프로세스는 아이 다이어그램에 큰 아이 오프닝이 있더라도 오류를 생성할 수 있다.

이에 반해 수신기의 클럭 복구 대역폭이 아이 클럭 복구 대역폭보다 큰 경우에는 아이 다이어그램에 디코딩 프로세스에 영향을 주지 않는 지터가 표시될 수 있다. 아이 다이어그램에 작은 아이 오프닝이 있거나 완전히 감긴 경우에도 수신기는 오류 없이 신호를 디코드 할 수 있다. 아이 다이어그램을 이용한 신호 지터의 평가에 다른 요인도 영향을 미친다. 수신기에 상당한 양의 내부 지터가 발생하거나 단위 간격의 중간 근처에서 일관되게 샘플링하지 않으면 아이 오프닝의 크기에 적당한 수준보다 더 많은 디코딩 오류가 발생한다.

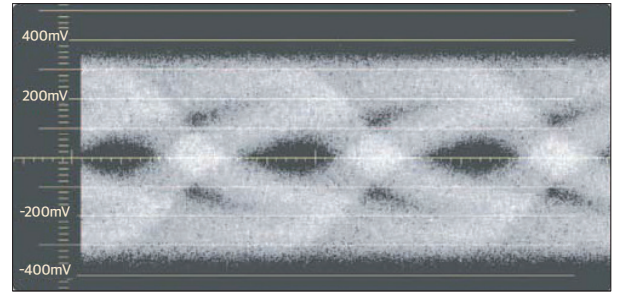
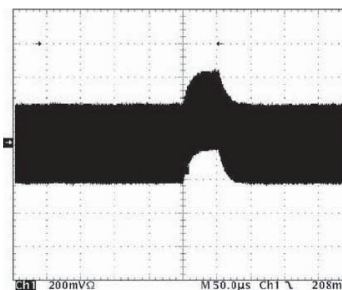


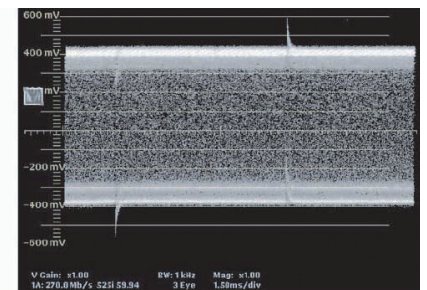
그림 9. 100m 케이블에서의 감쇠로 인해 거의 감긴 아이를 보여주는 SD-SDI 신호의 아이 다이어그램

따라서 아이 다이어그램을 이용하여 데이터 오류 가능성을 평가할 때 엔지니어는 수신기의 클럭 복구, 균등화 및 디코딩 프로세스가 결합된 복합적 효과를 고려할 필요가 있다. 다시 말하자면, 수신기의 지터 입력 허용 오차를 고려해야 하는 것이다. 지터 입력 허용 오차가 낮은 수신기는 넓게 열린 아이 다이어그램을 형성하는 신호를 디코드할 때 오류를 생성하는 반면, 지터 입력 허용 오차가 높은 수신기는 감겨진 아이 다이어그램을 형성하는 신호를 올바르게 디코드할 수 있다. 주파수 종속적인 케이블 감쇠는 SDI 신호에서 전이를 "확산"시킨다. 이 심벌간 간섭은 긴 케이블의 끝에 있는 신호에서 구성된 아이 다이어그램에서 열려진 아이를 상당히 줄이거나 완전히 감기게 할 수 있다[그림 9 참조].

하지만 긴 케이블의 끝에서 균등화되지 않은 신호의 아이 다이어그램에서 작거나 감겨진 아이 오프닝이 반드시 디코딩 오류의 가능성이 높다는 것을 나타내는 것은 아니다. 수신기에 사용되는 케이블 균등화는 신호의 전이를 복원하고 아이를 "다시 열리게" 하며 균등화 수준이 적절하다면 케이블 감쇠로부터의 ISI가 디코딩 프로세스에 큰 영향을 미치지 않는다는. 균등화가 적절하지 않으면 케이블 효과에 의해 생기는 데이터 종속적인 지터로 인해 디코딩 오류가 발생할 수 있다. 균등화가 케이블 효과를 보상할 수 있지만 균등화된 신호에는 아이 오프닝을 줄이거나 감기게 하는 신호 지터나 진폭 노이즈가 여전히 포함될 수 있다. 균등화 후 디코딩 오류에 대한 나머지 잠재성을 정성적으로 평가하기 위해 엔지니어는 균등화된 입력 신호로부터 구성된 균등화된 아이 다이어그램을 사용할 수 있다. 아이 다이어그램은 교류 결합 효과도 보여줄 수 있다. 교류 결합으로 인한 신호 레벨 이동은 아이 다이어그램을 형성하는 중첩된 세그먼트에서 그에 맞는 이동의 원인이 된다. 해당 아이 다이어그램을 형성하는 계측기에 직류 결합 입력이 있는 경우에도 이런 일은 발생할 수 있다. 시스템의 다른 장비는 SDI 신호가 계측기에 도달하기 전에 신호 내에 이동을 일으켜 교류 결합 입력을 가질 수 있다. [그림 10(a)]는 비디오 라인 몇 개 정도의 스위프 레이트로 설정된 아이 디스플레이에서 이퀄라이저 스트레스 패턴을 함유한 임상 SDI 신호를 나타낸 것이다. 이처럼 느린 스위프 레이트에서는 결과 파형에 분할 당 수천 개의 개별 아이가 포함된다. 이 디스플레이는 낮은 신호 레벨에서 긴 간격으로 인한 교류 결합 효과 때문에 신호 레벨이 더 높이 이동하는 것을 분명히 보여준다[그림 5b의 위쪽 패턴]. [그림 10(b)]는 전체 비디오 필드를 표시하는 훨씬 더 낮은 스위프 레이트를 이용하여 같은 신호에 대한 아이 디스플레이를 나타낸 것이다. 이 디스플레이는 [그림 5(b)]에 나타난 2개의 다른 이퀄라이저 스트레스 패턴으로부터의 효과를 보여준다.



(a) Pathological SDI signal with equalizer stress pattern in an Eye display at a sweep rate of several video lines



(b) Eye display for same pathological SDI signal at a video field sweep rate

그림 10. 교류 결합 효과

등가 시간 아이, 실시간 아이

신호 지터를 모니터링하고 계측하는 데 가장 흔히 사용되는 계측기는 입력 신호를 샘플링함으로써 아이 다이어그램을 구성한다. 이들 계측기는 두 가지 다른 방법을 사용하여 이런 샘플을 획득한다. 파형 모니터와 다른 비디오 전용 계측기를 포함한 많은 계측기는 등가 시간 샘플링 기술을 이용하여 아이 다이어그램을 만든다. 이런 기술은 언더 샘플링을 이용하여 오버 샘플링 된 획득을 근사화한다. 이런 방법으로 구성된 아이 다이어그램을 등가 시간 아이라 한다. 계측기는 다양한 기능과 특징을 가진 다양한 등가 시간 샘플링 기술을 이용한다. 개괄적으로 말하자면, 이 접근 방식에 사용되는 언더 샘플링 때문에 아이 다이어그램의 "에지"는 실제 신호에서 분리된 많은 에지(폭 넓게 분리된 에지일 가능성이 있음)의 복합적 효과를 나타낸다. 아이를 구성하는 데 사용되는 샘플링 속도는 첨두 치지터 진폭 계측의 결과에 큰 영향을 미칠 수 있다. 실시간 디지털 오실로스코프는 위에서 언급한 등가 시간 기술을 이용하여 등가 시간 아이 다이어그램을 구성할 수 있다. 또한 입력 신호를 오버 샘플링하는 실시간 샘플링 기술을 이용하여 아이 다이어그램을 구성할 수도 있다. 이런 계측기들은 소프트웨어 기반 클럭 복구 기술을 이용하여 아이를 만든다. 이런 실시간 샘플링 기술을 이용하여 구성된 아이 다이어그램을 실시간 아이라 한다. 이 기술에서 아이 다이어그램의 에지는 입력 신호의 실제 에지이다. 획득 스토리지 양과 샘플링 속도가 첨두치 지터 진폭 계측의 결과에 영향을 미친다.

비트 오류율, 육조형 곡선

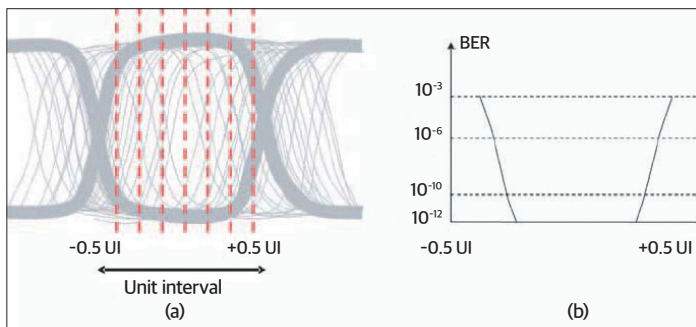


그림 11. 육조형 곡선 BER 대비 아이 다이어그램에서의 위치

모든 SDI 신호에는 일정량의 랜덤 지터가 있다. 앞서 설명한 바와 같이, 랜덤 지터에는 식별 가능한 패턴이 없다. 따라서 신호에서 랜덤 지터로 인한 디코딩 오류는 결정 가능한 시간이나 속도에서는 발생하지 않는다. 오류율 대신 디코딩에 대해 결정성 지터와 랜덤 지터가 결합되어 미치는 영향은 디코드 된 총 비트 수에 대해 잘못 디코드 된 비트 수의 비율인 BER(비트 오류율)로 특성화하여 유용하게 이용할 수 있다. 예를 들어 소량의 랜덤 지

터를 가진 HD-SDI 신호와 항상 단위 간격의 중점에서 샘플링하는 수신기를 생각해보자. 이 신호의 총 지터, 즉 결정성 지터와 랜덤 지터가 조합된 효과가 분당평균 1회의 비율로 이 수신기에서 샘플링 오류를 일으킨다고 가정하자. 그러면 1분에 1.485Gb/s HD-SDI 신호는 8.91×10^{10} 비트를 송신한다. 따라서 신호의 총 지터는 이 이상적인 수신기에서 최소 1.12×10^{-11} 의 BER에 해당된다. 270Mb/s SD-SDI 신호의 경우 분당평균 1회의 디코딩 오류는 최소 6.17×10^{-11} 의 BER에 해당된다. 비트 스크램블링 및 NRZI-NRZ 변환과 관련하여 SDI 수신기에 발생하는 오류 전파 효과로 인해 샘플링 오류 1개가 여러 개의 비트 오류로 이어져 BER이 더 높아질 수 있다.

이제 샘플링 위치를 단위 간격의 중점으로부터 아이 다이어그램의 크로스오버 포인트 중 하나로 이동한다고 상상해보자. [그림 11(a)]는 아이가 거의 감겨질 때까지 큰 진폭의 랜덤 지터에 맞게 충분히 긴 에지를 누적한 아이 다이어그램을 스케치하여 이 프로세스를 나타낸 것이다. 샘플링 위치가 크로스오버 포인트에 더 가까이 이동함에 따라 더 작은 지터 진폭이 샘플 위치에 대해 틀린 위치에서 전이를 일으킬 수 있다.

랜덤 지터에서는 작은 진폭 변동이 큰 진폭 변동보다 자주 발생한다. 따라서 샘플링 위치가 크로스오버 포인트쪽으로 이동함에 따라 랜덤 지터가 샘플링 위치에 대해 틀린 위치로의 전이를 더 자주 이동시킬 수 있다. 이로 인해 디코딩 오류 수가 증가하고 BER도 증가한다. [그림 11(b)]의 스케치는 신호의 지터로 인한 BER과 단위 간격에서의 샘플링 위치 간의 이런 관계를 나타낸 것이다. 그 모양이 마치 육조의 단면과 같이 보이기 때문에 이것을 육조형 그래프 또는 육조형 곡선이라 부른다. 육조형 곡선은 비디오 시스템이 목표 BER을 달성할 수 있는지 여부를 평가하는 데 유용하다. 예를 들어 비디오 시스템을 작동하면서 BER이 10^{-10} 이하로 머물기를 바란다고 해보자. 출력 SDI 신호에 포함된 랜덤 지터와 결정성 지터의 양이 다른 시스템 내에 있는 2개의 다른 소스를 고려한다. 특정 수

신기의 입력에서 두 신호의 총 지터의 RMS 진폭이 같고 [그림 12]에 나타난 육조형 곡선을 생성한다. 육조형 곡선의 모양을 보면 신호 지터에 대한 정보를 알 수 있다. Source A에서 발생한 신호의 곡선이 더 가파른 것은 Source B에서 발생한 신호에 비해 랜덤 지터량이 더 적음을 나타낸다. 관찰된 비트수가 증가함에 따라 Source B에서 발

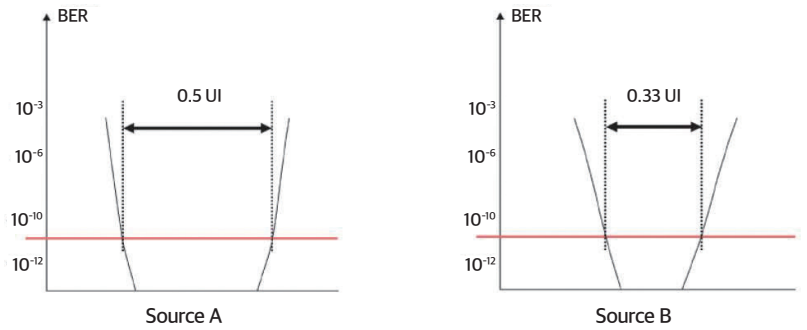


그림 12. 2개의 소스로부터 발생되는 SDI 신호에 대한 수신기 입력에서의 육조형 곡선

생한 신호에서보다 Source A에서 발생한 신호에서 첨두치 지터 진폭이 덜 증가한다. 신호의 총 지터가 같은 RMS 지터 진폭을 가지므로 Source B에서 발생한 신호에 비해 Source A에서 발생한 신호에서 랜덤 지터에 대한 결정성 지터의 비율이 더 크다. BER이 10^{-10} 인 경우 Source A에서 발생한 SDI 신호에 대한 육조형 곡선의 측면이 단위 간격에 중심을 둔 0.5UI 영역을 정의한다. 이 영역에서 발생하는 임의의 신호 전이가 디코딩 오류를 일으킨다고 가정하면 이 신호에 대한 아이 오프닝이 10^{10} 비트에서 1회의 전이를 제외하면 0.5UI와 같다고 할 수 있다. 반대로, Source B에서 발생한 SDI 신호에 대한 아이 오프닝은 10^{10} 비트에서 1회의 전이를 제외하면 0.33UI와 같다.

10^{-10} 이라는 BER 목표를 만족하려면 수신기가 단위 간격의 중점 주변 0.33UI 영역 내에서 Source B로부터 발생한 SDI 신호를 샘플링해야 한다. 수신기는 Source A에서 발생한 신호를 샘플링할 때 더 큰 마진을 가진다. 수신기는 단위 간격에 중심을 둔 0.5UI 영역 내의 어디서든 이 신호를 샘플링할 수 있다. 수신기는 클럭 복구 프로세스 대역폭 미만의 주파수에서 신호 지터를 추적하고 샘플링 위치를 조정하여 이 편차를 보상할 수 있다. 하지만 클럭 복구로 이런 편차를 완벽히 추적할 수는 없다. 클럭 복구 프로세스의 타이밍 오류가 이 예에 사용되는 수신기의 샘플링 위치가 단위 간격에 중심을 둔 0.4UI 영역 내의 임의의 위치가 되도록 할 수 있다고 가정해보자. 그러면 Source B에서 발생한 신호는 이 신호의 랜덤 지터 성분이 크기 때문에 10^{-10} BER 요구 사항을 만족하지 못할 가능성이 크다. Source A에서 발생한 신호는 이 BER 요구 사항을 보다 쉽게 만족할 수 있다. 10^{10} 비트에서 1회 전이를 제외하고 Source A에서 발생한 SDI 신호의 아이 오프닝은 수신기의 샘플링 위치에서 발생하는 잠재적 변동보다 크다. 여기에는 샘플링 위치의 내부 지터 또는 변동이 때때로 조금씩 증가할 수 있도록 하는 약간의 마진이 포함된다.

요약하며,

지터 계측의 일관성은 표준을 준수하는 것으로부터 시작된다. 업계에서는 이런 표준을 개발하고 채택함으로써 장비가 비디오 제작, 배포 및 송신 시스템에서 만족스럽게 수행되도록 한다. 지터 계측의 기본 표준 문서는 아래를 참조 바라며, 본문의 내용으로 Jitter에 대한 개념을 이해 하는데 도움이 되길 바란다.

문서	제목	내용설명
SMPTE RP 184	비트-직렬 디지털 시스템의 지터 사양	지터 입력 허용 오차, 지터 전달 및 출력 지터를 지정하기 위한 방법과 성능 템플릿
SMPTE RP 192	비트-직렬 디지털 인터페이스에서의 지터 계측 절차	RP 184에 설명한 지터 성능 계측을 수행하는 방법
SMPTE 259M	10비트 4:2:2 컴포넌트 및 4fsc 합성 디지털 신호-직렬 디지털 인터페이스	SD-SDI 신호원의 SDI 출력에서 지터에 대한 성능 한계 사양
SMPTE 292M	고화질 텔레비전 시스템에 대한 비트-직렬 디지털 인터페이스	HD-SDI 신호원의 SDI 출력에서 지터에 대한 성능 한계 사양
SMPTE EG 33	지터 특성 및 계측	비디오 시스템의 지터 계측 및 지터 최소화에 대한 지침
IEEE 표준 1521	비디오 지터 및 원더 계측을 위한 IEEE 시범 사용 표준	성능 템플릿을 포함한 출력 지터 및 원더 그리고 지터 계측 주파수 응답을 포함한 지터 계측 방식에 대한 사양