

# 직렬 디지털 비디오 신호에 대한 지터 계측의 이해

텍트로닉스 비디오 입문서



## A Tektronix Video Primer

**Tektronix**  
Enabling Innovation

## 차례

1.0 개요 .....	3
2.0 기본 개념과 전문 용어 .....	4
2.1 인코딩 방식, 단위 간격, SDI 신호 .....	4
2.2 디코딩 프로세스, 클럭 복구, 비트 스크램블링 .....	5
2.3 시간 간격 오류, 지터, 지터 파형, 지터 스펙트럼 .....	5
2.4 디코딩 오류, 표준화된 지터 진폭 .....	6
2.5 원더, 타이밍 지터, 동기 지터 .....	6
2.6 랜덤 지터, 결정성 지터 .....	7
2.7 심별간 간섭, 균등화 .....	8
2.8 이상 신호, SDI 체크필드 .....	9
2.9 디코딩 결정 임계값, 교류 결합 효과, 대칭 신호 .....	10
2.10. 지터 입력 허용 오차, 지터 전달, 고유 지터, 출력 지터 .....	11
2.11. 아이 다이어그램, 균등화된 아이 다이어그램 .....	12
2.12. 등가 시간 아이, 실시간 아이 .....	14
2.13. 비트 오류율, 육조형 곡선 .....	15
3.0 비디오 지터 성능 및 계측에 대한 사양 .....	17
3.1 표준 문서 .....	17
3.2. 지터 주파수 대역 통과에 대한 사양 .....	18
3.3. 신호 전압 레벨과 전이 시간에 대한 사양 .....	19
3.4. 연결 케이블과 다른 시스템 요소에 대한 사양 .....	19
3.5. 첨두치 지터 진폭에 대한 사양 .....	20
3.6. 계측 시간에 대한 사양 .....	20
3.7. 데이터 패턴에 대한 사양 .....	21
3.8. 지터 사양 요약 .....	21
4.0 지터 계측을 구성하는 기능 .....	22
4.1. 균등화 .....	22
4.2. 전이 탐지 .....	23
4.3. 위상 탐지/복조 .....	25
4.4. 계측 필터 .....	33
4.5. 첨두치 계측 .....	36
4.6. 지터 노이즈 플로어 .....	40
4.7. 지터 계측 방법 비교 .....	41
5.0 데이터 오류율과 지터 계측 .....	44
5.1. 랜덤 지터와 BER .....	44
5.2. 지터 계측과 표준 적합성 .....	45
5.3. BER과 지터 계측 시간 .....	46
5.4. 지터 묶음 .....	47
6.1. 텍트로닉스 WFM700M을 이용한 지터 계측 .....	48
6.2. 다른 텍트로닉스 비디오 계측기를 이용한 지터 계측 .....	48
6.3. 텍트로닉스 실시간 오실로스코프를 사용한 지터 계측 .....	50
7.1. 비디오 시스템 모니터링, 유지보수 .....	51
7.2. 비디오 기기 검증 및 설치 .....	51
7.3. 비디오 장비 설계 .....	52
8.0 결론 .....	53
9.0 참고문헌 .....	54
10.0 감사의 말 .....	54
부록 A: 비디오 지터에서 대역폭 제한의 영향 .....	55
부록 B: 일반적인 비디오 지터의 첨두치 및 RMS 계측 .....	57
부록 C: 클럭 복구 대역폭에 대한 한계 .....	58

## 1.0 개요

본 기술 안내서에서는 직렬 디지털 비디오 신호의 지터를 계측하기 위한 다양한 기술과 어떻게 각각의 기술을 사용하여 서로 다른 계측 결과로 이어질 수 있는지 설명한다. 여기서 한 걸음 더 나아가 각종 표준에 따라 추가 사양과 지침을 정해 보다 일관된 지터 계측이 이루어질 수 있도록 해야 할 분야를 파악해보도록 한다.

본 안내서에서는 비디오 전용으로 사용되는 계측기, 이를테면 파형 모니터 및 비디오 계측 세트와 같은 계측기에서 흔히 볼 수 있는 비디오 지터 계측 기술에 초점을 맞춘다. 샘플링 및 실시간 오실로스코프와 같은 범용 계측기를 사용해서도 직렬 디지털 비디오 신호의 지터를 계측할 수 있다. 이들 계측기는 정교한 신호 처리를 바탕으로 보다 광범위한 지터 분석 기능을 제공할 수 있다.

본 안내서에서는 특히 비디오 전용 계측기에서 계측한 결과들을 비교하는 것과 관련하여 범용 계측기를 사용한 비디오 지터 계측의 몇 가지 매우 기본적인 측면을 간략히 다루도록 하겠다. 샘플링 또는 실시간 오실로스코프나 다른 범용 계측기에서 사용 가능한 다양한 지터 계측 기능들에 관해서는 다루지 않겠다.

본 안내서 대부분에서는 지터 계측 방식을 폭 넓게 설명하기로 한다. 따라서 특정 계측기의 특정 구현 방식에 대해서는 자세히 설명하지 않는다. 다만, 본 안내서에 논의된 몇 가지 주요 개념을 설명하기 위해 텍트로닉스 비디오 전용 계측기에서의 지터 계측에 관한 몇 가지 측면을 설명하도록 하겠다.

직렬 디지털 신호의 타이밍 편차와 이런 타이밍 편차를 계측하는 방법은 복잡한 기술적 주제이다. 본 안내서에서는 지터 계측 기술에 관해서는 기술 개요를 제시하고 여러 가지 주요 개념에 대한 기술적 설명을 포함하여 지터 계측 방법이 각각 어떻게 다르고 그 이유는 무엇인지 설명한다. 지터 계측에 대해 일부 자세히 살펴보는 부분도 있겠지만 지터 계측의 모든 측면을 종합적으로 다루지는 않을 뿐더러 기술적으로 심도 깊은 부분에 대해서도 다루지 않는다.

그보다는, 본 안내서에서는 직렬 디지털 비디오 신호에서 지터를 계측할 때의 차이점에 대해 그 일반적 이유를 설명하는 데 중점을 두겠다. 특히, 본 안내서에서는 비디오 신호에서 지터 주파수와 관련된 차이와 비디오 시스템에서 지터를 특성화하는 데 사용되는 첨두치 진폭 계측의 지속 시간과 관련된 차이를 검토한다. 하지만 랜덤 지터 성분과 결정성 지터 성분을 분리하는 기술과 같이 지터 계측의 다른 논의 사항에서 종종 언급되는 몇 가지 주제는 다루지 않을 것이다.

본 안내서에서는 독자가 직렬 디지털 송신 이론과 실제, 신호 획득 시스템의 설계와 구현, 신호 송신 특성화에 사용되는 수학적 기법 그리고 랜덤 프로세스의 특성에 대해 기본적인 내용을 이해하고 있는 것을 전제로 논의토록 하겠다. 본 안내서에는 다음과 같은 주요 항목이 포함된다.

- ▶ **기본 개념과 전문 용어:** 지터 계측을 설명할 때 사용할 핵심적인 개념과 전문 용어를 살펴본다.
- ▶ **비디오 지터 성능 및 계측에 관한 사양:** 관련 표준과 사양을 살펴본다.
- ▶ **지터 계측에 사용되는 기능:** 첨두치 지터 진폭을 계측하는 단계와 이들 단계를 구현하는 다양한 방법 그리고 이런 차이점이 계측 결과에 미치는 영향을 검토한다.
- ▶ **데이터 오류율과 지터 계측:** 비디오 시스템의 데이터 오류율과 비디오 시스템에 사용되는 비디오 장비의 지터 성능을 계측할 때의 요구 사항 사이의 관계를 살펴본다.
- ▶ **텍트로닉스 계측기를 이용한 지터 계측:** 텍트로닉스 계측기에 사용되는 지터 계측 방식의 구현에 대해 기술하고 계측 결과의 차이를 설명한다.
- ▶ **SDI 신호의 지터를 계측할 때의 권장 사항:** 지터 계측 방식과 도구를 효과적으로 사용할 수 있는 좋은 방법을 설명한다.

## 2.0 기본 개념과 전문 용어

이 단원에서는 지터 계측을 설명하는 데 필요한 몇 가지 기본적인 개념과 전문 용어를 살펴본다. 여기서 여러 가지 개념을 간략히 살펴보고자 하겠다. 단, 각 개념에 대해 깊은 내용은 다루지 않는다.

이 단원에서 검토하는 개념 중 상당수는 디지털 통신에서 경험하게 되는 여러 가지 개념들과 흡사하므로 친숙한 것들이 많을 것이다. 따라서 이 부분을 건너뛰거나 빠르게 훑어보면서 다소 생소한 전문 용어나 개념만 살펴보고 넘어가도 무방하겠다.

### 2.1 인코딩 방식, 단위 간격, SDI 신호

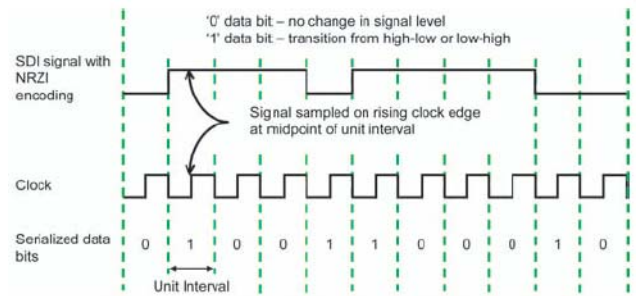
임의의 상당한 거리를 거쳐 디지털 비디오 화상을 배포하려면 디지털 콘텐츠를 직렬 디지털 비디오 신호로 변환해야 한다. 이런 신호를 생성하려면 원본 디지털 콘텐츠를 일련의 개별 비트로 변환하고 전압이나 파형으로 이들 비트를 나타내는 과정이 필요하다. 클럭 신호는 순서대로 비트를 인코딩하는 데 사용되는 시간 간격을 결정하고 *인코딩* 방식은 '0' 또는 '1'이라는 비트 값을 나타내는 신호 특성을 결정한다(예: Manchester 인코딩 또는 NRZ 인코딩). 이런 직렬 데이터 신호에서 1비트에 해당하는 시간 간격을 *단위 간격(UI)*이라고 한다.

SMPTE(Society of Motion Picture and Television Engineers)는 디지털 비디오 장비에 대한 SDI(*serial digital interface, 직렬 디지털 인터페이스*)를 정의하는 각종 표준을 승인해왔다. SMPTE 259M은 표준 화질(SD) 디지털 비디오 형식에 대한 인터페이스를 정의하고 SMPTE 292M에서는 고화질(HD) 비디오 형식을 다룬다. 이 안내서에서 직렬 디지털 비디오 신호라고 하면 *SDI 신호*로서 이런 표준에 따르는 신호를 지칭한다.

SMPTE 표준에는 여러 가지 다양한 비디오 형식에 대한 직렬 디지털 인터페이스가 정의되어 있다. 이 기술 안내서에서 나오는 지터 계측에 대한 정보는 이들 사양에 적합한 SDI 신호에 적용되는 정보이다. 본 안내서에서는 아래에 나오는 매우 일반적인 두 가지 유형의 SDI 신호를 다루겠다.

- ▶ ITU-R BT.601- 5에 정의된 바와 같이 4x3 또는 16x9 중 한 가지 화면 비율을 가진 표준 화질의 4:2:2 컴포넌트 비디오에 대한 SMPTE 259M 사양에 적합한 270Mb/s 신호(SD-SDI 신호)

- ▶ 다양한 고화질 비디오 형식에 대한 SMPTE 292M 사양에 적합한 1.485Gb/s 신호(HD-SDI 신호)



▶ 그림 1. SDI 신호에 대한 단위 간격과 인코딩 방식

SMPTE 표준에는 이런 SDI 신호를 생성하는 데 사용되는 클럭 주파수가 신호 비트율과 같을 것이라고 지정되어 있다. 결과적으로 SDI 신호는 한 클럭 사이클에서 한 개의 비트를 인코딩한다. 즉 단위 간격이 클럭 주기와 같다. 따라서 270Mb/s SD-SDI 신호의 단위 간격은 270MHz 클럭의 1주기 또는 3.7ns와 같다. 마찬가지로, 1.485Gb/s HD-SDI 신호의 단위 간격은 673ps 또는 1.485GHz 클럭의 1주기와 같다.<sup>1</sup>

SMPTE 표준에는 SDI 신호가 NRZI(Nonreturn to Zero Inverted) 방식을 사용하여 직렬화된 데이터 비트 값을 인코딩해야 한다는 점도 지정한다. 이 방식에서는 '0' 비트 값이 신호 레벨에 아무런 변화가 없는 것으로 인코딩되고 '1' 비트 값은 현재 신호 레벨에 변화가 있는 것으로 인코딩된다. 현재 신호 레벨이 높은 경우에는 '1' 비트 값이 낮은 신호 레벨로 전이하는 원인이 된다. 반대로 현재 신호 레벨이 낮은 경우에는 '1' 비트 값이 높은 신호 레벨로 전이하는 원인이 된다(그림 1).

<sup>1</sup> 1 SMPTE 292M에서도 데이터 전송률이 1.485GHz/1.001인 HD 형식이 정의되어 있다. 이 SDI 신호의 단위 간격은 674ps이다.

## 2.2 디코딩 프로세스, 클럭 복구, 비트 스크램블링

SDI 신호에서 디지털 콘텐츠를 추출하기 위해 비디오 장비는 데이터 비트가 포함된 시간 간격의 중간 시점에서 SDI 신호를 샘플링하고(그림 1 참조) 이렇게 샘플링된 레벨을 해당 비트 값으로 변환한다. 샘플링 프로세스에서는 인코딩 클럭과 같은 주파수를 가진 클럭을 사용하고 단위 간격의 중간 시점에서 샘플링이 될 수 있도록 시간에 맞춰 정렬된다.

일반적으로 비디오 장비에는 직렬 데이터 신호를 생성하는 데 사용되는 클럭에 직접 액세스하는 기능이 없다. 그 대신, 비디오 장비는 PLL(위상 동기 루프)을 사용하여 수신된 신호로부터 알맞은 샘플링 클럭을 추출하는 **클럭 복구** 프로세스를 구현한다. 정확한 클럭 복구를 위해서는 SDI 신호의 **메지**, 즉 신호 레벨 간 전이가 적당한 속도로 반드시 일어나야 한다. 일정한 신호 레벨의 긴 주기로 인해 샘플링 클럭이 동기화 상태에서 벗어날 수 있다.

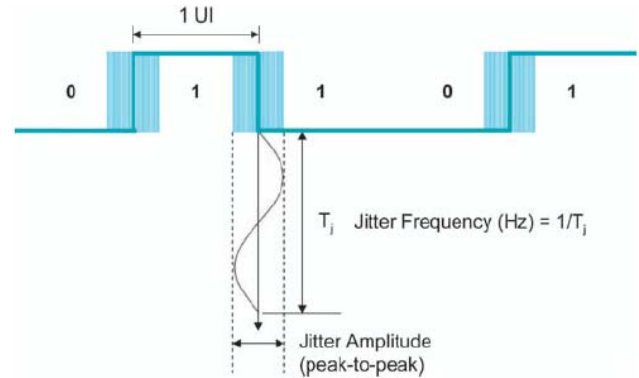
NRZI 인코딩 때문에 직렬화된 데이터 시퀀스에서 길게 배열된 '1' 비트 값들이 해당 시퀀스의 각 비트에 에지를 가지게 된다. 하지만 직렬화된 디지털 비디오 콘텐츠에는 '0' 비트 값으로 이루어진 확장된 시퀀스가 쉽게 포함될 수 있다. 따라서 일정한 신호 레벨에서 주기가 긴 SDI 신호를 생성할 수 있다. 이를 피하기 위해 SMPTE 표준에서는 SDI 신호원이 데이터를 랜덤화한 후에 **스크램블링**이라 알려진 프로세스를 이용하여 NRZI 인코딩을 적용하도록 지정되어 있다.

SDI 신호원의 스크램블링 프로세스는 직렬화된 데이터 비트를 의사 랜덤 비트 시퀀스로 변환한다. SDI 수신기는 이 스크램블링 프로세스를 역으로 구현하여 의사 랜덤 비트 시퀀스로부터 원래의 데이터 비트 시퀀스를 추출해낸다. 대부분의 경우 이 스크램블링 프로세스를 이용하면 '0' 비트로 이루어진 긴 시퀀스가 가끔 발생할 수는 있지만 상당히 많은 수의 비트 전이를 수행할 수 있다.

## 2.3. 시간 간격 오류, 지터, 지터 파형, 지터 스펙트럼

SDI 신호에서 전이 간 시간 간격이 단위 간격의 정수 배가 되는 것이 이상적이다. 하지만 실제 시스템에서는 SDI 신호에서의 전이가 얼마 지나지 않아 이상적인 위치와는 차이를 보이게 된다. 이런 편차를 TIE(*time interval error*, **시간 간격 오류**)라고 하며 이를 보통 **지터**라 부른다. 이런 타이밍 편차는 다양한 주파수, 진폭 및 위상 관련 효과에 의해 생길 수 있다.

이 안내서에서는 지터를 기본적으로 어떤 신호 전이에 있어서의 위상 편차, 즉 직렬 데이터 신호의 위상 변조로 보도록 하겠다.

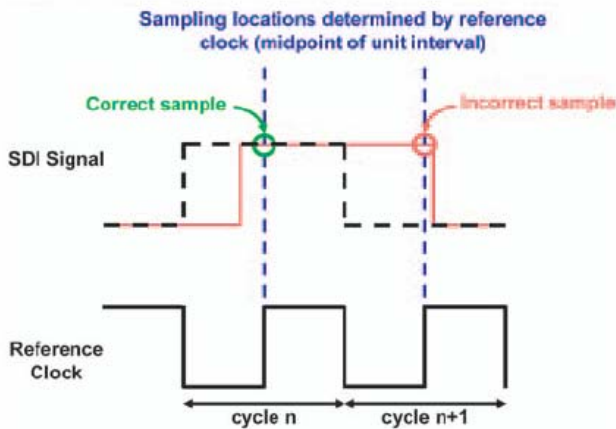


▶ **그림 2.** 정현파 에지 편차가 있는 SDI 신호(이상적인 위치를 어두운 선으로 표시함)

간단한 예로, SDI 신호의 에지가 기준 클럭에 대한 이상적인 위치 주위에서 정현파 편차를 보인다고 가정하자. 기준 클럭에서 트리거된 오실로스코프에서 이 SDI 신호를 본 경우 실제 에지는 그림 2에 나타난 바와 같이 이상적인 위치 주위에 흐린 얼룩으로 나타난다. 이 간단한 정현파 지터는 편차 주파수와 첨두치 진폭이라는 두 가지 파라미터로 완전히 정의할 수 있다.

실제 SDI 신호에는 이 예에서 보여준 단순한 정현파 특성이 거의 나타나지 않을 것이다. 실제 시스템에서는 매우 다양한 요인이 신호 전이 타이밍에 영향을 미친다. 이런 서로 다른 소스가 다양한 주파수 및 진폭에 편차를 일으킨다. 임의의 특정 에지가 이상적인 위치를 앞서거나 뒤서는 피크 양이 달라지고 큰 첨두치 편차가 있는 에지 간에 시간 간격이 길어진다.

**지터 파형**은 시간 함수로 나타난 신호 전이의 편차량이고 **지터 스펙트럼**은 시간 영역 지터 파형을 주파수 영역에 나타난 것이다. 실제 신호에서 지터 파형은 일반적으로 다양한 소스가 어우러진 복합적 효과에 의해 만들어진 복잡한 형태를 띠고 지터 스펙트럼에는 주파수와 진폭이 제각기 다른 다양한 스펙트럼 성분이 포함된다.



Actual edge locations – red line  
Ideal edge locations – dotted black line

▶ **그림 3.** 에지 위치에서의 큰 진폭 편차에 의한 디코딩 오류

**2.4. 디코딩 오류, 표준화된 지터 진폭**

디코딩 프로세스에서 SDI 수신기는 기준 클럭을 사용하여 입력 SDI 신호를 샘플링할 시기를 결정한다. 입력 SDI 신호에서의 전이가 적절한 클럭 에지에서 발생하고 샘플링은 단위 간격의 중간 시점에서 발생하는 것이 이상적이다. 그림 1에 나타난 이상적인 상황에서는 신호 전이가 클럭의 하강 에지에 맞춰지고 샘플링은 클럭의 상승 에지에서 발생한다. 하지만 실제 SDI 신호에는 에지에 얼마간의 지터가 있다. 진폭이 충분히 큰 지터가 샘플링 오류의 원인이 된다. 그림 3은 이런 상황을 나타낸 것이다. 이 그림에는 n과 n+1의 두 클럭 주기 중 2개의 '1' 비트 값을 인코딩하는 SDI 신호가 나타나 있다.

실제 상황에서는 샘플링 프로세스가 클럭 주기 n에서는 높은 신호 값을, 클럭 주기 n+1에서는 낮은 신호 값을 캡처한다. 실제 신호에서는 전이가 기준 클럭에 대한 이상적 위치로부터 상당한 차이로 벌어진다.

클럭 주기 n 중에 실제 에지는 기준 클럭 주기의 1/2 미만으로 변한다. 기준 클럭에 의해 결정되는 샘플링 시간에서 샘플링 프로세스는 이상적 상태에 있을 것이므로 높은 신호 값을 캡처한다. 하지만 클럭 주기 n+1 중에 실제 전이는 기준 클럭에 대한 이상적 위치로부터 클럭 주기의 1/2 이상으로 발생한다. 실제 에지는 기준 클럭에 의해 결정되는 샘플링 시간 이후에 발생하므로 샘플링 프로세스는 이상적 상태에서 샘플링한 낮은 신호 값 대신 높은 신호 값을 캡처한다.

초 단위로 표현하는 경우 디코딩 오류를 발생시키는 데 필요한 타이밍 편차량은 클럭 주기, 즉 단위 간격의 크기에 따라 다르다. 1.485Gb/s HD-SDI 신호의 경우 340ps의 편차는 단위 간격인 673ps의 1/2 이상이지만 270Mb/s SD-SDI 신호의 경우에는 같은 편차라도 이 신호의 단위 간격인 3.7ns의 1/10 미만이다.

특정 신호 데이터 전송률을 언급하지 않고 이런 타이밍 편차를 설명하기 위해 일반적으로 단위 간격을 사용하여 진폭을 표현한다. 이 표준화된 단위에서는 클럭 주기 n+1에 대해 그림 3에 나타난 편차가 0.5UI보다 약간 높은 진폭 값을 가진다. 0.5UI의 진폭 값은 SD-SDI 신호에서는 1.85ns와 같고, HD-SDI 신호에서는 337ps와 같다.

**2.5. 원더, 타이밍 지터, 동기 지터**

앞서 설명한 예들에서는 지터가 없는 이상적인 기준 클럭, 즉 딱 맞는 시간에 이상적인 위치에서 모든 에지가 발생하는 클럭 신호에 관해 신호 전이의 위치에 발생하는 편차에 대해 설명했다. 디코딩에 사용되는 실제 기준 클럭에는 지터가 있다.

2.2절에서 언급한 바와 같이 디코딩 프로세스에서는 일반적으로 수신된 SDI 신호로부터 추출되는 복구된 클럭을 사용한다. 클럭 복구 프로세스는 복구된 클럭을 입력 신호로 "잠고" 클럭은 복구 프로세스의 대역폭 이내에 있는 입력 신호의 타이밍 편차를 따른다. 따라서 SDI 신호의 타이밍 편차는 복구된 클럭의 전이에 편차를 유발한다.

복구된 클럭의 전이는 디코더가 SDI 신호를 샘플링하는 시기를 결정하므로 복구된 클럭을 사용하면 저주파 편차와 관련된 디코딩 오류 수가 실제로 줄어든다. 샘플링 시간은 단위 간격 내의 정확한 위치에서 이들 편차와 샘플을 "추적"한다.

복구된 클럭은 편차 주파수가 클럭 추출 프로세스 대역폭 이상인 경우에는 신호 전이의 편차를 추적하지 않는다. 이런 높은 주파수에서는 신호 전이 위치가 복구된 클럭의 에지에 대해 변할 수 있고 이런 편차가 디코딩 오류를 발생시킬 수 있다.

2.3절에서 설명한 바와 같이, 실제 SDI 신호의 지터 스펙트럼에는 일반적으로 다양한 스펙트럼 성분이 있다. 복구된 클럭은 일반적으로 클럭 복구 대역폭 이하의 성분을 추적하지만 이 대역폭 이상의 스펙트럼 성분은 추적하지 않는다. 따라서 디코딩에 미치는 지터의 영향은 지터의 진폭과 지터의 주파수 성분 모두에 좌우된다. 이 점으로 인해 주파수를 기반으로 지터를 분류할 수 있게 되었다.



관습적으로 "지터"라는 용어는 단기적인 시간 간격 오류, 즉 어떤 저주파 임계값 이상의 스펙트럼 성분을 가리키는 말이다. SDI 신호의 경우 SMPTE 표준에서는 이 한계값을 10Hz로 정하고 있으며 이 주파수 이상의 스펙트럼 성분을 *타이밍 지터*라 한다.

*원더(wander)*라는 용어는 장기적인 시간 간격 오류를 지칭한다. SDI 신호의 경우 10Hz 미만의 지터 스펙트럼 성분을 원더로 분류한다. 비디오 장비는 일반적으로 이런 장기적 편차를 추적할 수 있으므로 이상적 위치에 대한 실제 에지 위치의 측면에서 원더를 특성화해서는 의미 있는 정보를 얻지 못한다. 그 대신 원더는 주파수 오프셋과 주파수 드리프트 레이트로 환산하여 계측된다. 이 파라미터들은 UI 대신 ppm 및 ppm/s 또는 ppb 및 ppb/s의 표준화된 단위로 환산된 예상 클럭 속도와 편차를 특성화한다.

*동기 지터*란 클럭 복구 프로세스의 전형적인 대역폭과 관련하여 지정된 주파수 임계값 이상의 지터 스펙트럼 성분을 가리킨다. 즉 동기 지터는 클럭 복구 프로세스에서 추적할 수 있는 스펙트럼 성분을 제외하는 타이밍 지터에 포함되는 부분 집합이다. 지정된 주파수 임계값은 SD-SDI 및 HD-SDI 신호에 대해 서로 다르며 관련 SMPTE 표준(3.2절 참조)에 정의되어 있다. SD-SDI 신호의 경우 동기 지터는 1kHz 이상의 스펙트럼 성분을 가리킨다. HD-SDI 신호의 경우 100kHz 이상의 스펙트럼 성분이 동기 지터로 분류된다.

일부 장비가 어떤 저주파 동기 지터를 추적할 수는 있겠지만 일반적으로 비디오 장비는 동기 지터를 추적하지 않는다. 따라서 진폭이 높은 동기 지터는 일반적으로 디코딩 오류를 유발한다. 비디오 장비는 원더와 저주파 타이밍 지터를 추적할 수 있으므로 이런 스펙트럼 성분들이 신호 디코딩에는 별로 영향을 주지 못하는 경우가 많다.

저주파 변동이 신호 디코딩에는 영향을 덜 주지만 다른 영역에는 상당히 큰 영향을 미칠 수 있다. 예를 들어 디지털-아날로그 변환 단계와 같은 다른 프로세스에서는 이런 복구된 클럭이나 이 클럭의 약수를 사용한다. 이 클럭은 입력 SDI 신호의 저주파 지터를 추적하므로 클럭 에지가 이상적인 위치와는 차이를 보인다. 클럭 신호의 이런 지터는 예컨대 디지털-아날로그 변환에 있어서의 비선형성과 같은 오류를 유발할 수 있다.

클럭 복구도 지터와 원더가 비디오 시스템에 누적되는 방식에 영향을 미친다. 리클러킹 비디오 장비는 복구된 클럭을 사용하여 SDI 신호를 재생한다. 복구된 클럭은 동기 지터를 잘 추적하지 않으므로 리클러킹으로 동기 지터를 상당히 줄일 수 있다. 하지만 복구된 클럭은 이런 변동을 추적하므로 원더나 저주파 타이밍 지터는 크게 줄이지 못

한다. 따라서 저주파 변동이 비디오 시스템을 통해 누적될 수 있다. 그래서 마침내는 클럭 복구 프로세스의 추적 기능이 감당할 수 없을 정도로 진폭이 커질 수 있다. 바로 이 시점에 디코딩 오류가 나타나고 클럭 복구 하드웨어가 입력 신호에 대해 잠긴 상태를 유지하지 못하게 된다.

이 안내서에서는 타이밍 지터와 동기 지터를 계측하기 위한 기술을 검토한다. 원더 및 원더 계측 기술은 다루지 않기로 한다. 하지만 계측 결과에는 10Hz 미만의 스펙트럼 성분으로 인한 것이 반드시 배제되어야 하므로 원더가 지터 계측에 영향을 미친다. 원더 제거의 차이로 인해 계측 결과가 달라질 수 있으며 이런 효과에 대해서는 나중에 살펴보기로 한다.

## 2.6. 랜덤 지터, 결정성 지터

비디오 시스템에서 지터가 미치는 영향을 완벽히 이해하려면 지터의 진폭 및 스펙트럼 관련 정보 외에도 그 통계적 특성을 고려할 필요가 있다. 이런 특성을 특성화하여 모델링하는 데 흔히 사용되는 접근 방식에서는 두 가지 기본적인 지터 유형을 구분한다. *랜덤 지터*는 본질적으로 식별 가능한 패턴을 가지지 않는다. 랜덤 지터를 특성화하는 가장 좋은 방법은 확률 분포와 평균 및 편차와 같은 통계적 특성을 이용하는 것이다. *결정성 지터*는 보다 쉽게 예측 가능하며(결정 가능) 종종 결정 가능한 첨두치 크기와 함께 몇 가지 정의 가능한 주기적 패턴 또는 반복 가능한 패턴으로 특성화된다.

### 랜덤 지터

예컨대 열 잡음이나 산탄 잡음과 같은 랜덤 프로세스는 SDI 신호에 랜덤 지터를 끌어 들인다. 일반적으로 가우시안 확률 분포를 이용하여 이런 지터 동작을 모델링하고 지터 진폭의 척도로 이런 분포의 표준 편차(RMS 값과 같음)를 사용할 수 있다. 하지만 첨두치 지터 진폭과 RMS 지터 진폭은 같지 않다. 특히 첨두치 진폭 값은 관찰 시간에 따라 다르다.

랜덤 지터를 모델링하는 데 사용되는 가우시안 분포에서는 에지 위치에서 작은 진폭 변동이 발생할 가능성이 가장 크지만 매우 큰 진폭 변동도 가끔 발생할 수 있다. 짧은 관찰 시간 동안 이루어진 진폭 기록에 큰 진폭 값이 포함될 수도 있겠지만 그럴지 않을 가능성이 크다. 반대로, 오랜 관찰 시간 동안 이루어진 진폭 기록에 큰 진폭 값이 포함되지 않을 수도 있겠지만 최소한 하나 정도는 있을 가능성이 크다. 따라서 평균적으로 긴 관찰 시간 동안 이루어진 첨두치 진폭 계측 결과에는 짧은 관찰 시간 동안 이루어진 첨두치 진폭 계측 결과보다 더 큰 값이 있으리라 예상해볼 수 있을 것이다.

## 텍트로닉스 비디오 입문서

### ▶ Primer

가우시안 분포의 "꼬리"는 임의의 큰 진폭에 이를 수 있다. 따라서 충분히 긴 시간 간격에 걸쳐 관찰함으로써 이론적으로는 임의의 큰 첨두치 지터 진폭을 예측할 수 있어야 할 것이다. 랜덤 지터는 "무한정한" 첨두치 진폭을 가진다는 표현으로서 이런 특성을 설명한다.

기술적으로는 이런 설명이 랜덤 지터에 대한 수학적 모델에만 적용된다. 하지만 모든 실용적 목적을 위해 가우시안 분포는 실제 시스템에서 랜덤 지터를 적절히 모델링한다. 따라서 임의의 관심 영역에 대해 실제 SDI 신호의 랜덤 지터는 무한정한 첨두치 진폭을 가지고 있다고 할 수 있다.

### 결정성 지터

다양한 소스로부터 SDI 신호에 결정성 지터가 유입될 수 있다. 예를 들면 다음과 같다.

전원 장치를 켜거나 끌 때 발생하는 노이즈는 *주기적인* 결정성 지터를 일으킬 수 있다.

케이블이나 장치의 주파수 응답은 SDI 신호의 비트 시퀀스와 상관된 *데이터 종속성 지터*를 일으킬 수 있다(2.7절 참조).

전이의 상승 및 하강 시간 차이는 *듀티 사이클 종속성 지터*를 일으킬 수 있다(4.2절 참조).

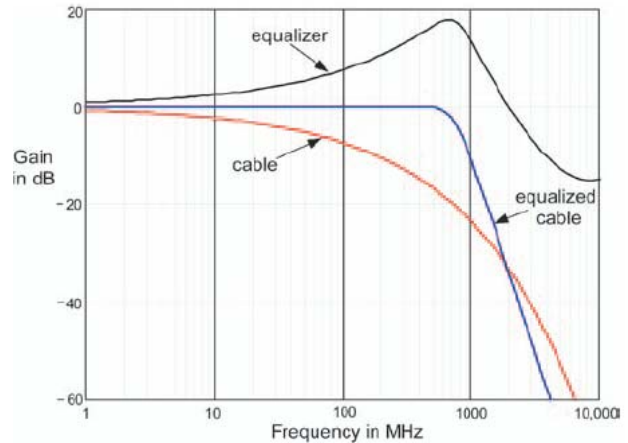
이런 결정성 지터의 일반적 소스 외에도 SDI 신호에는 비디오 특성과 상관된 결정성 지터가 포함될 수 있다. 예를 들면 다음과 같다.

비디오 데이터의 라인 및 필드 구조는 *래스터 종속성 지터*라는 주기적 결정성 지터를 일으킬 수 있다.

디지털 비디오에 사용되는 10비트 워드와 직렬 비트 시퀀스 간의 변환으로 인해 일반적으로 *워드 상관 지터*라고 하는 클럭 속도의 1/10에서 발생하는 고주파 데이터 종속성 지터가 발생할 수 있다.

결정성 지터는 결정 가능한 시간 간격 내에서 최대 첨두치 진폭을 달성한다. 이 시간 간격 이상으로 관찰 시간을 늘리더라도 첨두치 지터 진폭 예측 결과는 증가하지 않는다. 랜덤 지터와는 달리, 반복 가능한 결정성 지터는 첨두치 지터 진폭에 결정 가능한 상한이 있다.

결정성 지터에 가끔 장기적으로 결정 가능한 동작이 있을 지라도 이 지터는 첨두치 진폭을 제한해온 예측 가능한 패턴으로 적절히 모델링될 수 있다. 따라서 모든 실용적인 목적을 위해 결정성 지터는 첨두치 진폭을 제한해왔고 랜덤 지터는 첨두치 지터 진폭을 제한하지 않았다.



▶ **그림 4.** 300m 길이의 케이블에 대한 주파수 응답과 보상 이퀄라이저의 일반적 응답.

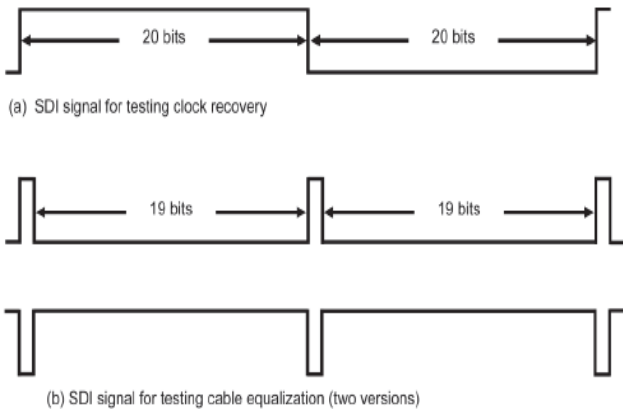
## 2.7. 심벌간 간섭, 균등화

실제 직렬 디지털 신호에서 한 전압 레벨에서 다른 전압 레벨로의 전이는 즉시 일어나지 않는다. 실제 직렬 디지털 신호의 상승 및 하강 시간은 유한하다. 또한 장치와 통신 채널의 주파수 종속적 응답은 이런 전이에서 일시적인 확산의 원인이 된다. *심벌간 간섭(ISI)*은 초기 비트에서의 전이 확산이 이후 비트의 전이에 영향을 미칠 때 발생한다.

이런 효과로 인해 전이가 그 이상적인 형태와 위치와 차이가 나게 된다. 다시 말해 ISI가 신호에 지터를 유발하게 된다. 특히, ISI는 크기가 장치와 채널의 주파수 응답과 신호의 데이터 패턴에 달려 있는 예측 가능하고 반복 가능한 지터를 만들어낸다. 따라서 ISI는 데이터 종속적인 결정성 지터를 만들어낸다.

특히, 1dB 이상의 케이블 감쇠는 상당한 심벌간 간섭을 일으킬 수 있다. 이 ISI로 인한 데이터 오류를 피하기 위해 일반적으로 수신기에는 케이블의  $1/\sqrt{f}$  주파수 응답을 보상하는 케이블 이퀄라이저가 있다. 그림 4는 케이블 및 이퀄라이저의 일반적인 주파수 응답을 나타낸 것이다.





▶ **그림 5.** 스트레스 테스트 클럭 복구 및 케이블 균등화를 위한 SDI 신호.

## 2.8. 이상 신호, SDI 체크필드

2.2절에서 설명한 것과 같이 클럭을 복구하려면 자주 신호를 전이해야 한다. 즉 신호의 전이 밀도가 충분해야 한다. 또한 케이블의  $1/\Delta f$  주파수 응답을 보상하는 주파수 종속적인 이득을 결정하고 유지하기 위해 케이블 균등화 알고리즘에는 신호에 수많은 에지가 필요하다. 일정한 신호 레벨의 간격이 길다는 것이 이런 프로세스에 스트레스를 가하여 디코딩 오류나 동기화 문제로 이어질 수 있다. 더 나아가, 교류 결합은 입력 신호가 상당한 비율의 시간 동안 같은 전압 레벨로 유지되는 경우 디코딩의 노이즈 마진을 줄일 수 있다(2.9절 참조).

대부분의 경우 스크램블링 및 NRZI 인코딩을 통해 SDI 신호에 많은 전이를 수행할 수 있다. 일반적인 SDI 신호에는 클럭 복구, 균등화 또는 디코딩 프로세스에 스트레스를 주는 일정 전압의 긴 간격이 없다.

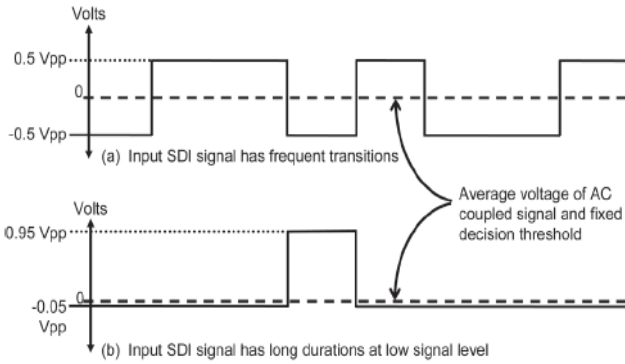
하지만 디지털 비디오 콘텐츠의 특정한 워드 패턴은 긴 일정 전압의 간격을 가진 SDI 신호를 만들어낼 수 있다. 스크램블링 프로세스에 사용되는 시프트 레지스터에 특정 상태가 있고 스크램블러가 여러 개의 특별한 입력 비트 시퀀스 중 하나를 받는 경우 NRZI 인코딩 후의 결과 SDI 신호에는 그림 5에 표시된 것과 같은 패턴 중 하나가 있다. 참고문헌에 나열된 Takeo Eguchi의 논문에 자세한 내용이 소개되어 있다.

이런 패턴을 가진 SDI 신호를 *이상(pathological)* SDI 신호라 부른다. 비디오 반도체 및 장비 설계자는 이런 신호를 이용하여 클럭 복구와 균등화 프로세스에 대한 "스트레스 테스트"를 실시하여 올바른 클래핑 작동 또는 교류 결합 효과를 보상하는 DC 복원 회로를 검증할 수 있다. 그림과 같이, 균등화 테스트에 필요한 패턴은 클럭 복구 PLL에 대한 스트레스 테스트를 실시하는 데 필요한 패턴과 다르다.

이상 SDI 신호의 스트레스 패턴이 시작된 후에는 작동 중인 비디오 라인의 끝에서만 발생한다. SDI 신호 형식은 작동 중인 비디오 콘텐츠(예: SAV(start-of-active-video) 및 EAV(end-of-active-video) 동기화 워드) 라인 사이에 정보를 삽입한다. 이렇게 추가된 정보는 이러한 긴 일정 전압 간격을 만드는 특수한 시프트 레지스터 상태와 비트 시퀀스를 분해한다. 작동 중인 다음 라인에 같은 특수 비트 시퀀스가 있더라도 시프트 레지스터에는 일반적으로 적절한 초기 상태가 없고 SDI 신호에는 스트레스 패턴이 없게 된다.

여러 비디오 라인에서 특수 비트 시퀀스를 반복하면 스트레스 패턴이 다시 나타나게 된다. 결국, 스크램블러의 시프트 레지스터는 비트 시퀀스의 적당한 위치에서 알맞은 초기 상태로 들어가게 된다. 이런 일이 발생할 때 스트레스 패턴이 다시 나타나고 작동 중인 비디오 라인의 끝까지 계속된다. 스트레스 패턴을 시작하는 데 필요한 조건은 가끔 발생한다. 따라서 이상 SDI 신호는 전형적인 SDI 신호처럼 보이는 많은 비디오 라인 중에서 통계적으로 산재된 스트레스 패턴이 포함된 비디오 라인이 가끔 발생하는 형태로 나타난다.

일부 비디오 테스트 신호 제너레이터는 이런 신호를 전체 필드 형식이나 클럭 복구와 이퀄라이저 스트레스 패턴을 합친 분할 필드 형식 중 하나로 이런 신호를 만들 수 있다. SDI 입력이 있는 비디오 장비에서 복구와 균등화를 테스트하기 위해 SMPTE는 *SDI 체크필드*라고 하는 특정 분할 필드 형식을 정의하는 권장 실행 방법 2가지(RP 178과 RP 198)를 개발했다.



▶ **그림 6.** 고정된 결정 레벨에 대해 교류 결합 신호의 이동

**2.9. 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 수준*이라는 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. 많은 구현에 있어, 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 6은 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 6a는 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  $+0.5 \cdot V_{pp}$ 이고 낮은 신호 레벨은  $-0.5 \cdot V_{pp}$ 이다. 여기서  $V_{pp}$ 는 입력 SDI 신호의 첨두치 진폭이다. 고정된 결정 임계값은 두 레벨 사이의 최적의 위치인 중간쯤에 있다.

그림 6b는 장시간 동안 낮은 신호 레벨에 머무는 입력 SDI 신호로부터 파생된 교류 결합 신호 부분을 보여준다(예: 2.8 절에서 설명한 이퀄라이저 스트레스 패턴 중 하나). 이 예에서는 신호가 해당 시간의 95%에서 낮은 신호 레벨에 머문다. 제로 볼트의 평균 신호 레벨을 유지하려면 교류 결합 신호의 낮은 신호 레벨은  $-0.05 \cdot V_{pp}$ , 높은 신호 레벨은  $+0.95 \cdot V_{pp}$ 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 원인이었다. 앞의 비트 값(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  $10 \mu\text{sec}$ 인 경우 이퀄라이저 스트레스 패턴은 HD 비디오 라인의 절반에 걸쳐 고정된 결정 수준으로 거의 78% 더 가까이 이동하게 된다. 결합 시간 상수가  $75 \mu\text{sec}$ 인 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.

스크램블링과 NRZI 인코딩으로 인해 SDI 신호는 *대칭*이다. 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 경우로서 이상 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. 4.2절에서 다루겠지만 이와 동일한 비대칭 조건은 지터 계측에도 영향을 미칠 수 있다.

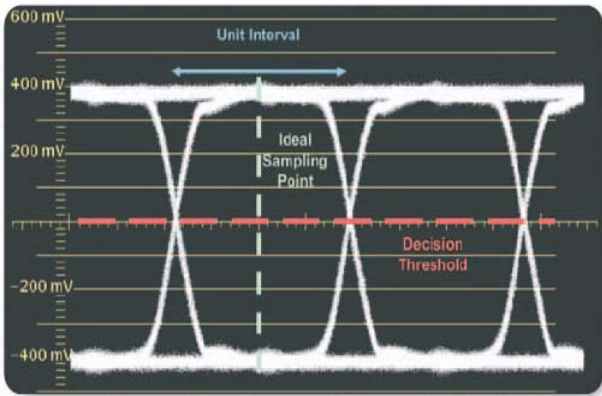
## 2.10. 지터 입력 허용 오차, 지터 전달, 고유 지터, 출력 지터

SDI 신호 수신기는 앞에서 설명한 프로세스의 구현 방식이 다를 수 있다. 특정 수신기의 클럭 복구 프로세스는 다른 것 뿐만 아니라 지터도 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 신호로 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 오차*가 더 낮다.

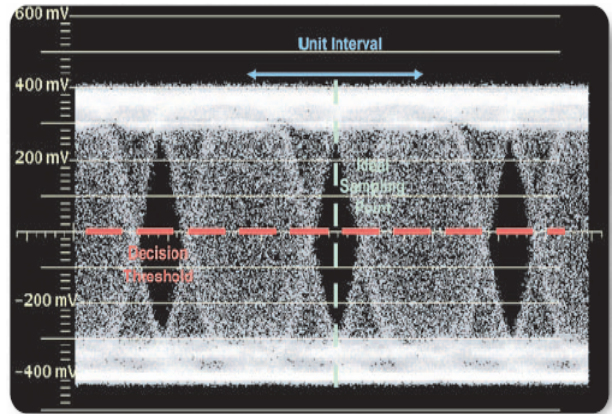
수신기의 지터 입력 허용 오차는 SDI 신호의 지터 주파수에 따라 다르다. 2.5절에서 설명한 바와 같이, 클럭 복구는 저주파 지터를 추적할 수 있으므로 수신기의 저주파 지터에 대한 허용 오차는 일반적으로 더 높다. 지터 입력 허용 오차는 클럭 복구 대역폭 이상의 지터 주파수에 대해 상당히 떨어진다.

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 않는다. 특히, 클럭 복구 기능을 이용해 고주파 지터를 걸러내거나 입력 신호의 일부 지터를 증폭할 수 있다. *지터 전달*은 입력 SDI 신호의 지터로부터 발생하는 SDI 출력 상의 지터이고 *지터 전달 함수*는 주파수 함수로 나타낸 인가된 입력 지터에 대한 출력 지터의 비다.

수신기와 같이, 소스 및 재생 장비에도 내부 지터가 있다. 이 내부 지터는 연관된 SDI 입력에 지터가 없더라도 SDI 출력 신호에 나타난다. *고유 지터*는 입력 지터가 없는 경우 SDI 출력에 나타나는 지터량이다. *출력 지터*는 고유 지터와 임의의 연관된 SDI 입력에 있는 지터로부터 발생하는 SDI 출력의 총 지터량이다.



▶ **그림 7.** 지터 진폭이 매우 작은 신호의 아이 다이어그램



▶ **그림 8.** 지터 진폭이 커서 거의 감겨진 아이

**2.11. 아이 다이어그램, 균등화된 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 유한한 상승 및 하강 시간 동안 아이 다이어그램에는 특징적인 'X'자 패턴이 만들어진다(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 포인트*라 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 공치 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 대역폭*이라고 하는 이 대역폭 임계값 이상의 주파수를 가진 지터 성분만 표시된다.

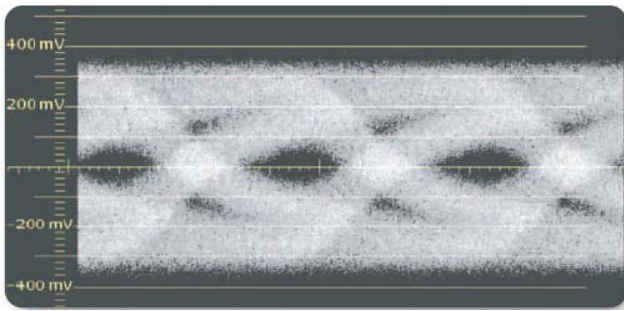
지터량이 적은 신호의 경우 정렬된 세그먼트의 에지는 거의 같은 위치에서 발생한다. 에지 위치의 변동이 적으면 공칭 에지 위치 주변에 "흐린 부분"이 약간만 생긴다(그림 7 참조). 크로스오버 포인트 사이에 있는 공간의 대부분은 전이가 발생하지 않는 부분이다. 이런 경우에는 아이가 "열려 있다"고 말한다.

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.



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

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 디코딩할 수 있다.

아이 다이어그램을 이용한 신호 지터의 정성적 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.

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(2.10절 참조). 지터 입력 허용 오차가 낮은 수신기는 넓게 열린 아이 다이어그램을 형성하는 신호를 디코딩할 때 오류를 생성하는 반면, 지터 입력 허용 오차가 높은 수신기는 감겨진 아이 다이어그램을 형성하는 신호를 올바르게 디코딩할 수 있다.

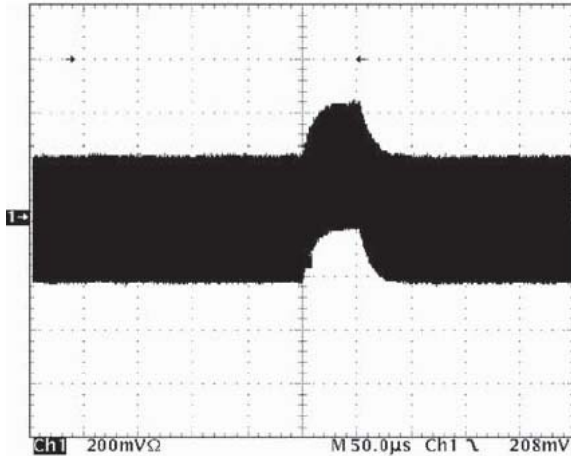
2.7절에 설명한 바와 같이, 주파수 종속적인 케이블 감쇠는 SDI 신호에서 전이를 "확산"시킨다. 이 심벌간 간섭은 긴 케이블의 끝에 있는 신호에서 구성된 아이 다이어그램에서 아이 오프닝을 상당히 줄이거나 완전히 감기게 할 수 있다(그림 9 참조).

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" 한다. 균등화 수준이 적절하다면 케이블 감쇠로부터의 ISI가 디코딩 프로세스에 큰 영향을 미치지 않는다. 균등화가 적절하지 않으면 케이블 효과에 의해 생기는 데이터 종속적인 지터로 인해 디코딩 오류가 발생할 수 있다.

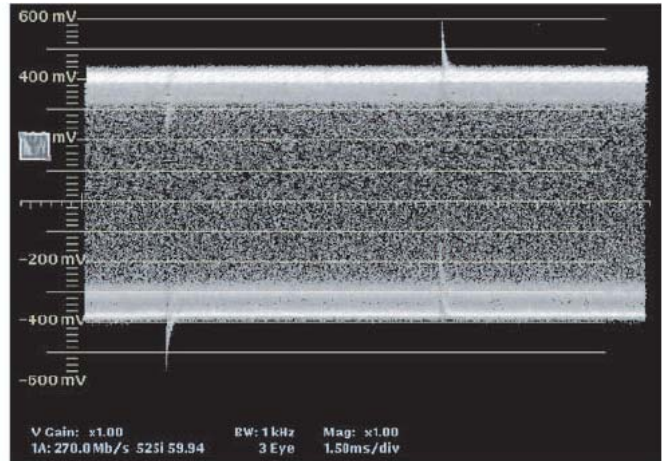
균등화가 케이블 효과를 보상할 수 있지만 균등화된 신호에는 아이 오프닝을 줄이거나 감기게 하는 신호 지터나 진폭 노이즈가 여전히 포함될 수 있다. 균등화 후 디코딩 오류에 대한 나머지 잠재성을 정성적으로 평가하기 위해 엔지니어는 균등화된 입력 신호로부터 구성된 *균등화된 아이 다이어그램*을 사용할 수 있다.

아이 다이어그램은 교류 결합 효과도 보여줄 수 있다. 교류 결합으로 인한 신호 레벨 이동(2.9절)은 아이 다이어그램을 형성하는 중첩된 세그먼트에서 그에 맞는 이동의 원인이 된다. 해당 아이 다이어그램을 형성하는 계측기에 교류 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.





(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**

그림 10a는 여러 비디오 라인과 같은 스위프 레이트로 설정된 아이 디스플레이에서 이퀄라이저 스트레스 패턴을 함유한 이상 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 높기 이동하는 것을 분명히 보여준다(그림 5b의 위쪽 패턴).

그림 10b는 전체 비디오 필드를 표시하는 훨씬 더 낮은 스위프 레이트를 이용하여 같은 신호에 대한 아이 디스플레이를 나타낸 것이다. 이 디스플레이는 그림 5b에 나타난 2개의 다른 이퀄라이저 스트레스 패턴으로부터의 효과를 보여준다.

**2.12. 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.

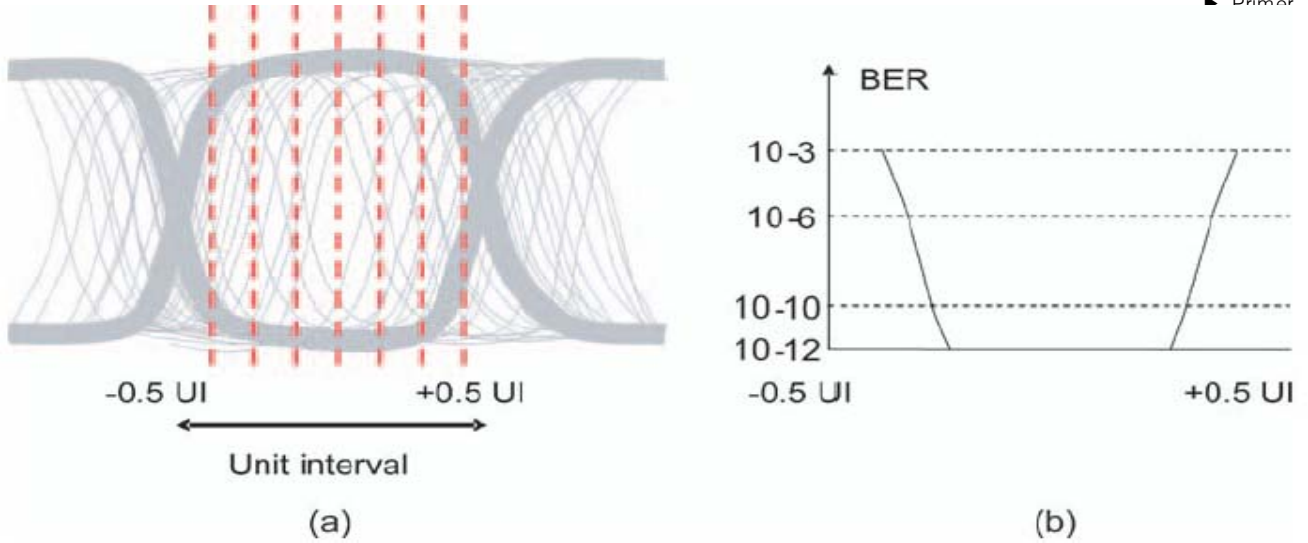
파형 모니터와 다른 비디오 전용 계측기를 포함한 많은 계측기는 등가 시간 샘플링 기술을 이용하여 아이 다이어그램을 만든다. 이런 기술은 언더 샘플링을 이용하여 오버 샘플링된 획득을 근사화한다. 이런 방법으로 구성된 아이 다이어그램을 등가 시간 아이라 한다.

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 첨두치 지터 진폭 계측의 결과에 큰 영향을 미칠 수 있다(4.3.1절).

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(4.3.3절).





▶ **그림 11.** 육조형 곡선 - BER 대비 아이 다이어그램에서의 위치

### 2.13. 비트 오류율, 육조형 곡선

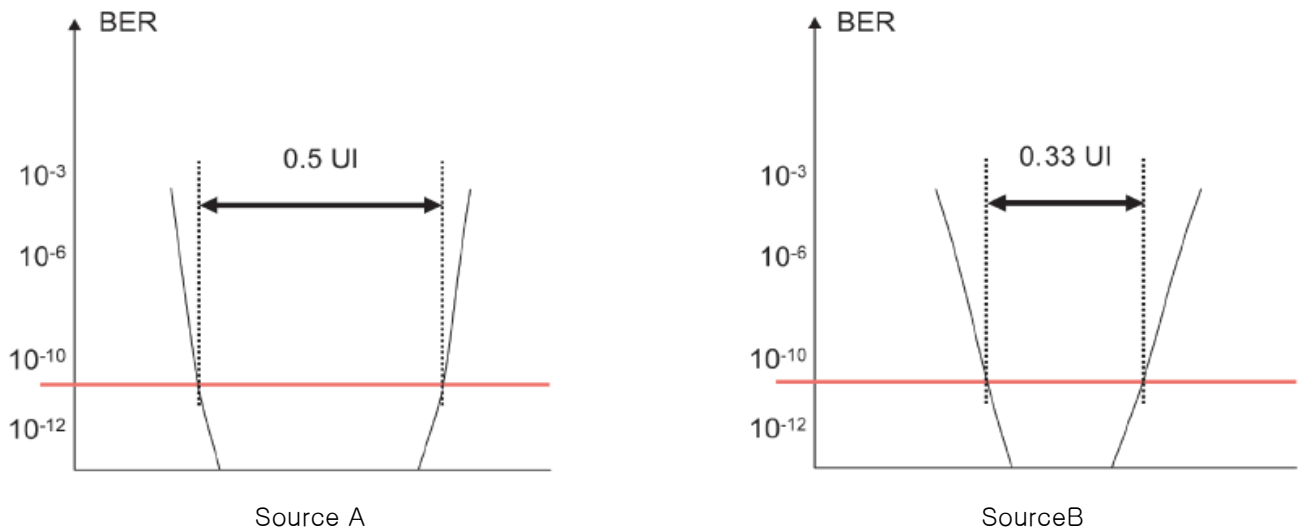
모든 SDI 신호에는 일정량의 랜덤 지터가 있다. 2.6절에서 설명한 바와 같이, 랜덤 지터에는 식별 가능한 패턴이 없다. 따라서 신호에서 랜덤 지터로 인한 디코딩 오류는 결정 가능한 시간이나 속도에서는 발생하지 않는다. 오류율 대신 디코딩에 대해 결정성 지터와 랜덤 지터가 결합되어 미치는 영향은 디코딩된 총 비트 수에 대해 잘못 디코딩된 비트 수의 비율인 BER(비트 오류율)로 특성화하여 유용하게 이용할 수 있다.

예를 들어 소량의 랜덤 지터를 가진 HD-SDI 신호와 항상 단위 간격의 중점에서 샘플링하는 수신기를 생각해 보자. 이 신호의 총 지터, 즉 결정성 지터와 랜덤 지터가 조합된 효과가 분 당 평균 1회의 비율로 이 수신기에서 샘플링 오류를 일으킨다고 가정하자. 그러면 1분에 1.485Gb/s HD-SDI 신호는  $8.91 \times 10^{10}$ 비트를 송신한다. 따라서 신호의 총 지터는 이 이상적인 수신기에서 최소  $1.12 \times 10^{-11}$ 의 BER에 해당된다. 270Mb/s SD-SDI 신호의 경우 분 당 평균 1회의 디코딩 오류는 최소  $6.17 \times 10^{-11}$ 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 상상해 보자. 그림 11a는 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 11b의 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.



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

육조형 곡선은 비디오 시스템이 목표 BER을 달성할 수 있는지 여부를 평가하는 데 유용하다. 예를 들어 비디오 시스템을 작동하면서 BER이  $10^{-10}$  이하로 머물기를 바란다 고 해보자. 출력 SDI 신호에 포함된 랜덤 지터와 결정성 지터의 양이 다른 시스템 내에 있는 2개의 다른 소스를 고려한다. 특정 수신기의 입력에서 두 신호의 총 지터의 RMS 진폭이 같고 그림 12에 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 비트 수가 증가함에 따라 Source B에서 발생한 신호에서보다 Source A에서 발생한 신호에서 침투치 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  $0.5 \text{ UI}$  영역을 정의한다. 이 영역에서 발생하는 임의의 신호 전이가 디코딩 오류를 일으킨다고 가정하면 이 신호에 대한 아이 오프닝이  $10^{10}$ 비트에서 1회의 전이를 제외하면  $0.5 \text{ UI}$ 와 같다고 할 수 있다. 반대로, Source B에서 발생한 SDI 신호에 대한 아이 오프닝은  $10^{10}$ 비트에서 1회의 전이를 제외하면  $0.33 \text{ UI}$ 와 같다.

$10^{-10}$ 이라는 BER 목표를 만족하려면 수신기가 단위 간격의 중점 주변  $0.33 \text{ UI}$  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  $0.5 \text{ UI}$  영역 내의 어디서든 이 신호를 샘플링할 수 있다.

2.5절에서 설명한 바와 같이, 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  $0.4 \text{ UI}$  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.

참고문헌에 나열된 "타이밍 지터의 이해와 특성화" 입문서에 육조형 그래프와 랜덤 및 결정성 지터의 영향에 대한 자세한 내용이 설명되어 있다.

### 3.0 비디오 지터 성능 및 계측에 대한 사양

문서	제목	내용 설명
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

▶ 표 1. 비디오 지터에 적용되는 표준과 기타 문서

지터 계측의 일관성은 반드시 표준을 준수하는 것으로부터 시작된다. 업계에서는 이런 표준을 개발하고 채택함으로써 장비가 비디오 제작, 배포 및 송신 시스템에서 만족스럽게 수행되도록 한다. 비디오 장비 제조업체는 이런 표준에 부합하는 제품을 설계 및 제공해야 한다. 비디오 테스트 장비 제조업체는 이들 표준을 완벽히 이해하고 이런 표준에 문서화된 요구 사항을 준수하는 테스트 절차를 구현하고 특정 구현의 제약 조건 내에서 가능한 한 정확하게 표준을 구현해야 한다.

하지만 관련 비디오 표준에 적합하게 테스트 절차를 구현하더라도 일관된 계측 결과가 보장되는 것은 아니다. 특히, 현재의 비디오 표준에서는 현저히 다른 결과를 산출할 수 있는 상당히 다른 지터 계측 방식을 허용하고 있다. 따라서 지터 계측과 계측 결과의 변동성에 대한 모든 논의는 관련 표준과 사양을 살펴보는 일부터 시작해야 한다.

#### 3.1 표준 문서

SMPTE는 비디오 산업에 대한 표준, 권장 항목(RP) 및 엔지니어링 지침(EG)을 발행한다. IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers)에서도 비디오 표준을 발행한다. 표 1은 비디오 지터에 적용되는 표준과 권장 항목을 나열하고 지터 관련 내용을 간략히 설명한 것이다.<sup>2</sup> RP 184는 지터 입력 허용 오차, 지터 전달 및 출력 지터를 포함하여 지터 성능을 지정하기 위한 틀을 제공한다. 여기에는 첨두치 진폭 계측에 포함되는 지터 주파수를 지정하기 위한 방법이 포함된다. 이 권장 항목은 지터 사양의 형태를 설명할 뿐이다. 모든 파라미터는 특정한

성능 한계가 없는 심벌 형태이다.

특히, RP 184에는 계측 대역 통과 컷오프 주파수나 첨두치 지터 한계에 대한 값은 주어지지 않는다. 이들 계측 파라미터는 특정 SDI 형식에 따라 다르고 그 형식을 정의하는 표준에 나열된다. 또한 RP 184에서는 계측 시간에 대한 사양은 다른 표준이나 권장 항목의 몫으로 미뤄두고 있다.

RP 192에는 RP 184에 따르는 지터 계측 기술의 예가 나와 있고 이런 특정 기술을 상세히 설명한다. 하지만 RP 192에서는 RP 184에 따르는 다른 기술을 미리 배제하지는 않는다. 이 권장 항목에서 특정 계측 시간을 지정하지는 않지만 오실로스코프 기반 지터 계측에 대한 최소 계측 시간을 결정하는 절차는 설명하지 않는다.

표준 화질 디지털 비디오 콘텐츠를 담은 SDI 신호의 지터에 대해서는 SMPTE 259M의 3.5절에서 다룬다. 고화질 디지털 비디오 콘텐츠를 담은 SDI 신호의 지터에 대해서는 SMPTE 292M의 8.1.8절에서 다룬다. 각각의 형식에 대해 이들 표준은 "타이밍 및 기타 특성이 훌륭한 스튜디오 모범 사례를 만족하는 병렬 영역 신호로부터 파생된 소스의 직렬 출력"으로부터 지터에 대한 성능 한계를 지정한다.

<sup>2</sup> ITU에서도 지터 성능에 대한 사양을 담은 비디오 표준(예: ITU-R BT.656, ITU-R BT.799, ITU-R BT.1363)을 발행한다. 일본에서는 ARIB 표준에 이 분야의 사양이 포함된다. 이들 문서의 지침과 사양은 상당한 정도까지 본 안내서에 설명된 SMPTE 및 IEEE 문서의 지침 및 사양과 일치한다.

그러므로 이들 표준에서는 출력 지터에 대한 성능 한계만 정의한다. 특히, 출력 지터 계측을 위해 RP 184에서 식별된 파라미터에 대해 특정 값을 지정한다. 여기에는 계측 대역 통과 모서리 주파수, 첨두치 지터 한계 및 지터 계측에 사용되는 테스트 신호가 포함된다. 이들 표준에서는 첨두치 진폭 계측 시간을 지정하지는 않는다.

EG 33에는 엔지니어를 위해 SDI 신호에 대한 보다 상세한 정보와 지터 계측 기술을 안내하는 내용이 들어 있다. EG 33에서는 지터가 시스템 작동에 미칠 수 있는 몇 가지 영향을 설명하고 이런 영향을 최소화하거나 완화하는 설계 접근 방법을 제안한다.

IEEE 표준 1521에서는 아날로그 및 디지털 비디오 모두에 대한 지터 및 원더 계측을 구체화하기 위한 요구 사항을 설명한다. RP 184와 마찬가지로, 이 표준에서는 사양의 형태로만 요구 사항이 제시된다. 이 표준에서 계측 필터 모서리 주파수나 첨두치 지터 한계에 대한 값을 제시하지는 않는다. 지터 및 원더를 계측하는 3가지 방법도 설명한다.

본 기술 안내서에서는 출력 지터 계측만 고려한다. 각종 비디오 표준에서는 이 유형의 지터에 대해서만 성능 한계를 지정한다. 이들은 가장 흔히 수행되는 계측으로서 가장 큰 혼동을 일으키는 내용이다.

### 3.2. 지터 주파수 대역 통과에 대한 사양

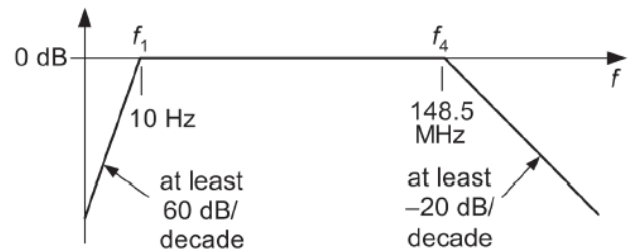
2.5절에서 설명한 것과 같이, 비디오 지터는 주파수를 바탕으로 분류된다. 이런 다른 종류의 지터량을 계측하려면 계측 대상을 특정 주파수 범위로 제한해야 한다. RP184, RP192, IEEE 표준 1521은 모두 대역 통과 형태에 대한 사양에 기여한다. 관련 SDI 사양에는 대역 통과 모서리 주파수가 명시된다.

한 예로서 그림 13은 HD-SDI 신호의 타이밍 지터를 계측하기 위한 대역 통과를 나타낸 것이다. 그림에 표시된 값들은 모든 관련 표준 및 권장 항목의 사양과 결합된다.

SMPTE 292M에서는  $f_1 = 10\text{Hz}$ 에서 저주파 컷오프를 지정하는데 이는 타이밍 지터의 정의와 일치한다. 이 표준에서는 고주파 컷오프인  $f_4$ 가 HD-SDI 신호에 대해 148.5MHz인 클럭 속도의 1/10 이상이어야 한다고 지정되어 있다.

RP 184에서는  $f_1$ 에서의 고역 필터링에서 최소 20dB/decade 이상의 슬로프를 권장한다. RP 192에서는 최소 40dB/decade 이상, IEEE 표준 1521에서는 최소 60dB/decade 이상의 슬로프를 권장한다.

IEEE 표준에 따르면 원더에서 지터를 분리하려면 가파른 60dB/decade의 슬로프가 요구된다고 되어 있다(IEEE 표준 1521의 그림 1 참조). IEEE 표준과 두 가지 권장 항목을 모두 준수하려면 그림 13에 나타난 것과 같이 지터 계측 장비가 최소한 60dB/decade 이상의 고역 램프를 사용해야 한다.<sup>3</sup>



▶ 그림 13. HD-SDI 신호의 타이밍 지터를 계측하기 위한 주파수 대역 통과

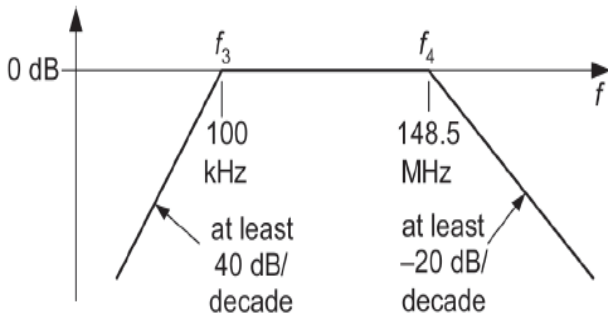
RP 184에서는  $f_4$ 에서의 저역 필터링에서 최소 -20dB/decade의 슬로프를 권장한다. 또한  $\pm 1\text{dB}$  미만의 대역 내 리플도 권장하지만 고역 모서리 주파수  $f_1$ 의 정확성에 대해서는 어떤 지침도 제시하지 않는다. 저역 모서리 주파수  $f_4$ 의 값은 클럭 속도의 1/10 이상인 임의의 값이 될 수 있다.

동기 지터량을 결정하려고 할 때도 다양한 주파수에서 계측 작업을 수행해야 하지만 고역 모서리 주파수와 슬로프는 다르다(그림 14).

SMPTE 292M에서는 동기 지터를 계측하기 위한 저주파 컷오프로  $f_3 = 100\text{kHz}$ 로 지정되어 있다. 타이밍 지터 사양과 마찬가지로 SMPTE 292M에서는 고주파 컷오프  $f_4$ 가 최소한 클럭 속도의 1/10 이상이 되어야 한다고 규정한다.

동기 지터를 계측하기 위한 대역 통과에서의 고역 모서리 주파수 사양은 저주파 지터를 추적하는 클럭 복구 프로세스의 대역폭에 대한 예상치를 반영한 것이다.

<sup>3</sup> 현재 진행중인 논의를 바탕으로 고역 슬로프에 대한 RP 184 및 RP 192의 권장 사항은 최소 60dB/decade 이상으로 변경될 것이다.



▶ **그림 14.** HD-SDI 신호의 동기 지터를 계측하기 위한 주파수 대역 통과

SMPTE에서는 HD-SDI 신호를 처리하는 장비가 최소 100kHz 이상의 클럭 복구 대역폭을 가지게 될 것이라는 예상으로 그림 14에 표시된  $f_3$ 에 대한 값을 선택했다. SD-SDI 신호를 처리하는 장비의 클럭 복구 대역폭은 특히 레거시 장비의 경우 더 작다. 따라서 SMPTE 259M에서는 SD-SDI 신호의 동기 지터 계측을 위해 대역 통과에서  $f_3 = 1\text{kHz}$ 로 지정되어 있다.

RP 184에서는  $f_3$ 에서 고역 필터링에 대해 최소 20dB/decade의 슬로프를, RP 192에서는 최소 40dB/decade의 슬로프를 권장한다. 두 권장 항목을 모두 준수하려면 지터 계측 장비가 그림 14에 나타난 것과 같이 최소 40dB/decade의 고역 슬로프를 사용해야 한다.<sup>4</sup> RP 184에서는  $f_4$ 에서 저역 필터링에 최소 -20dB/decade의 슬로프를 권장한다. 타이밍 지터와 마찬가지로, RP 184에서는  $\pm 1\text{dB}$  미만의 대역 내 리플을 권장하고 고역 모서리 주파수  $f_3$ 의 정확성에 대해서는 어떤 지침도 제시하지 않는다. 동기 지터를 계측하기 위한 대역 통과 내의 저역 모서리 주파수  $f_4$ 의 값은 클럭 속도의 1/10 이상인 임의의 값이 될 수 있다.

### 3.3. 신호 전압 레벨과 전이 시간에 대한 사양

SD-SDI 출력의 경우 SMPTE 259M에서는 DC 오프셋이  $0.0\text{V} \pm 0.5\text{V}$ 인  $800\text{mV} \pm 10\%$ 의 첨두치 신호 진폭을 지정한다. 전압 레벨 간 전이는  $0.4\text{ns} \sim 1.5\text{ns}$ 의 시간이 걸릴 수 있고 상승 및 하강 시간은  $0.5\text{ns}$  이상 차이가 날 수 없다.

HD-SDI 출력에 대해 SMPTE 292M에서는 동일한 신호 진폭 조건을 지정한다. 전압 레벨 간 전이는  $270\text{ps}$  이상 걸리지 않으며 상승 및 하강 시간은  $100\text{ps}$  이상 차이가 날 수 없다.

따라서 SMPTE 표준에서는 SDI 신호의 비대칭적 상승 및 하강 시간과 상당한 DC 오프셋을 허용한다. 2.9절에 설명한 바와 같이, 이런 신호 특성이 디코딩에 영향을 미칠 수 있다. 4.2절에 설명하겠지만, 지터 계측에도 영향을 줄 수 있다.

### 3.4. 연결 케이블과 다른 시스템 요소에 대한 사양

SD-SDI 신호에 대해 SMPTE 259M에는 소스 출력 신호 특성을 "짧은 동축 케이블"로 연결된 저항성 부하에 걸쳐 계측하도록 지정되어 있다. HD-SDI 신호에 대해 SMPTE 292M에는 "1m 동축 케이블" 사용을 지정하고 있다. 따라서 SD 및 HD-SDI 신호 모두에 대해 표준에서는 짧은 케이블 길이에 걸쳐 계측된 소스 출력 근처의 지터 성능만 규정하고 있는 것이다.

SDI 신호 수신기의 경우 표준에서는 임피던스와 반사 손실을 비롯하여 SDI 입력에 대해 몇 가지 요구 사항을 두고 있다. 하지만 SDI 수신기의 지터 입력 허용 오차에 대한 성능 제한은 정하지 않는다. 또한 시스템 요소의 지터 전달에 대한 성능 제한도 정하지 않는다.

이들 표준에서 특정 케이블 유형을 지정하지는 않지만 두 표준 모두 케이블 이퀄라이저가 올바르게 작동할 수 있도록 하는 데 필요한  $1/\sqrt{f}$ 의 주파수 응답이 동축 연결에 있어야 한다고 규정하고 있다. HD-SDI 신호에 대해 SMPTE 292M에서는 좀 더 깊이 다루고 케이블 반사 손실을 지정한다.

어떤 표준도 긴 케이블에서 ISI에 의해 유발되는 데이터 종속성 지터에 대한 성능 한계를 두고 있지 않다. 표준에서는 수신기가 클럭 주파수의 1/2에서 최고 20dB까지 케이블 손실이 있는 상태에서 명목상으로는 작동해야 한다고 되어 있다. 하지만 표준에서는 "신호 감쇠가 더 크거나 작은 상태에서 작동하는 수신기는 허용 가능하다"고 되어 있으므로 이것이 성능 한계는 아니다. 표준에서 패치 패널의 커넥터 상의 반사를 포함하여 비디오 시스템에서 ISI의 다른 소스에 대한 성능 특성을 지정하고 있지는 않다.

### 3.5. 첨두치 지터 진폭에 대한 사양

SMTPE 292M에서는 병렬 영역 신호에서 파생된 소스의 HD-SDI 출력에 있는 타이밍 지터의 첨두치 진폭이 1.0UI(673ps) 미만일 것이라 되어 있다. 또한 이 표준에서는 SDI 출력에 있는 동기 지터의 첨두치 진폭이 0.2UI, 즉 135ps(0.2 x 673ps) 미만일 것이라 되어 있다.

SMTPE 259M에서는 병렬 영역 신호로부터 파생된 소스의 SD-SDI 출력에 있는 타이밍 지터와 동기 지터의 첨두치 진폭이 모두 0.2UI, 즉 740ps(0.2 x 3.7ns) 미만일 것이라 되어 있다.

이 두 표준에서는 병렬 영역 입력으로부터 신호를 파생하는 소스의 출력에서 SDI 신호에 허용되는 출력 지터의 최대 첨두치 진폭만 지정되어 있다. 이 두 표준에서 SDI 입력으로부터 직접 출력 신호를 파생하는 장치의 출력에서 SDI 신호에 허용되는 출력 지터의 최대 첨두치 진폭은 지정하지 않고 있다.

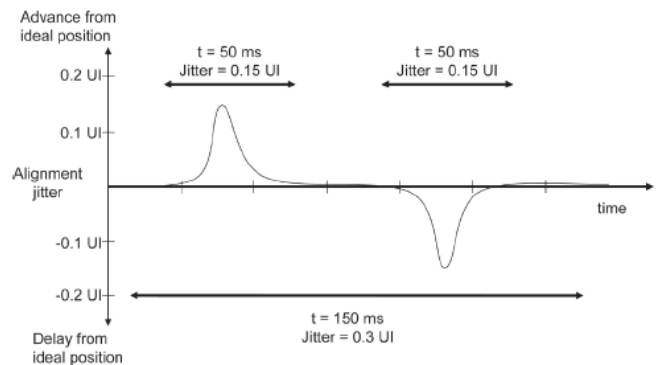
### 3.6. 계측 시간에 대한 사양

계측된 첨두치 지터 진폭은 계측 작업을 수행하는 데 사용되는 시간 간격에 따라 다르다. 2.6절에서는 랜덤 지터에 대한 이런 종속성을 설명한다. 이것은 결정성 지터를 포함한 신호에 대해 수행하는 첨두치 지터 진폭 계측에도 적용된다. 그림 15는 이런 종속성을 간단히 표현한 것이다.

이 예에서 SDI 신호에는 잘 분리된 펄스로 구성된 주기적인 결정성 동기 지터가 포함된다. 하나는 이상적인 위치에서 전이가 앞서고 다른 하나는 전이가 지연된다. 50ms의 관찰 시간 동안 첨두치 계측 작업을 수행하는 계측기는 단 하나의 지터 피크만 계측하고 그 신호에 0.15UI의 동기 지터 첨두치가 있는 것으로 표시한다. 이만한 양의 지터는 지정된 성능 한계 이내에 드는 수준이다. 하지만 150ms의 시간 동안 첨두치 계측을 하는 계측기는 선행 피크와 지연 피크를 모두 탐지한다. 이 계측기는 해당 신호의 동기 지터 첨두치가 0.3UI로서 지정된 성능 한계 이상임을 나타낸다.

SDI 신호에는 그림 15에 표시된 종류의 결정성 지터 동작이 있을 수 있지만 그것이 전형적인 패턴은 아니다. 하지만 모든 SDI 신호에는 일정량의 랜덤 지터가 있다. 2.6절에서 설명한 바와 같이, 랜덤 지터는 지터 진폭의 가우시안 확률 분포에 의해 모델화될 수 있고 일체의 실용적 목적을 위해 첨두치 지터 진폭에 대한 상한은 없다. 첨두치 계측을 위한 시간 간격을 늘리면 계측 주기 중 일부 큰 진폭 변동이 발생할 확률도 높아져 계측되는 첨두치 지터 진폭이 커지게 된다. 4.5.3절에서 이 효과에 대해 보다 상세히 검토하기로 하겠다.

3.1절에 설명한 바와 같이, 표준에는 첨두치 계측 시간에 대해 매우 제한된 지침만 나와 있다. 따라서 비디오 지터 계측 장비를 제조하는 회사들은 서로 다른 시간 간격에서 첨두치 지터 진폭을 계측한다. 계측 시간에 변동이 생기면 일반적으로 계측되는 값도 불일치하게 된다. 첨두치 지터 진폭을 계측할 때 일관성을 높이기 위해서는 표준에 계측 시간이 지정되어야 할 것이다.



▶ 그림 15. 첨두치 계측 값은 계측 시간에 따라 달라진다.



사양	신호 형식		SD-SDI	HD-SDI
타이밍 지터 계측을 위한 대역 통과	고역 특성	모서리 주파수	10Hz	10Hz
		슬로프	최소 60db/decade	최소 60db/decade
	저역 특성	모서리 주파수	클럭 속도의 1/10 이상	클럭 속도의 1/10 이상
		슬로프	최소 -20db/decade	최소 -20db/decade
대역 통과 리플		±1dB	±1dB	
동기 지터 계측을 위한 대역 통과	고역 특성	모서리 주파수	1kHz	100kHz
		슬로프	최소 40db/decade	최소 40db/decade
	저역 특성	모서리 주파수	클럭 속도의 1/10 이상	클럭 속도의 1/10 이상
		슬로프	최소 -20db/decade	최소 -20db/decade
대역 통과 리플		±1dB	±1dB	
전압 및 전이 시간	첨두치 신호 진폭		800mV ± 10%	800mV ± 10%
	DC 오프셋		0.0V ± 0.5V	0.0V ± 0.5V
	최대 전이 시간		0.4ns	미지정
	최소 전이 시간		1.5ns	270ps
	상승 및 하강 시간 사이의 최대 차이		0.5ns	100ps
첨두치 지터 진폭	타이밍 지터		0.2UI	1.0UI
	동기 지터		0.2UI	0.2UI
권장 테스트 신호			컬러 막대	컬러 막대

▶ 표 2. 지터 사양 요약

### 3.7. 데이터 패턴에 대한 사양

RP184에서는 지터 사양에 지터 계측에 사용되는 테스트 신호도 명시할 것도 권장한다. SMPTE 259M과 SMPTE 292M 모두 지터 계측을 위해 스트레스를 가하지 않는 테스트 신호로서 컬러 막대를 지정하고 있다. 두 표준에서는 긴 제로(0) 비트열로 이루어진 스트레스 인가 신호를 사용하면 결과가 잘못 나올 수 있다는 점을 경고한다.

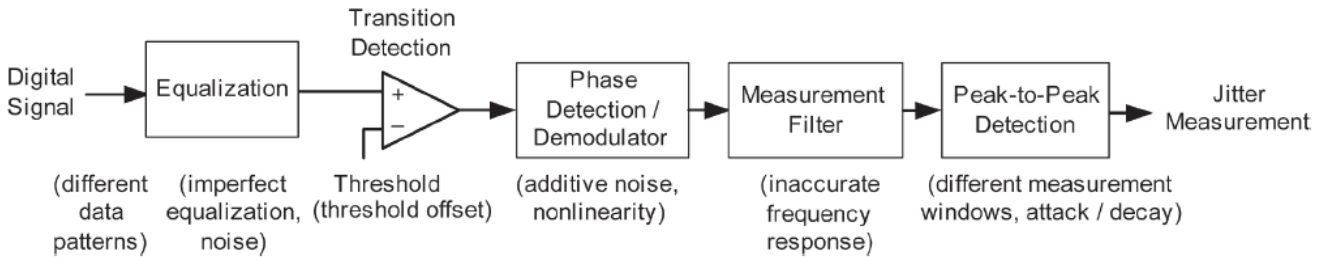
특히, SMPTE RP 198에 정의된 SDI 체크필드는 간격이 긴 일정한 신호 전압이 포함된 하드웨어 기반 균등화 및 클럭 복구 프로세스에 대한 스트레스 테스트를 하기 위한 이상 신호를 생성한다. 소스 출력 상의 지터를 계측하는 데 사용되는 방법에 이런 클럭 추출 또는 균등화 프로세스가 포함된다고 가정하자. 이런 프로세스는 항상 조금 작은 수준의 내부 지터 발생의 원인이 되지만 이상 신호는 이런 내부 지터를 상당한 수준으로 증가시켜 보다 일반적인 특성을 지닌 SDI 신호에 대해 계측되는 첨두치 진폭 값을 증가시킬 수 있다.

이상 신호가 스트레스 테스트에는 꽤 중요한 가치를 지니지만 신호원이 SMPTE 지터 사양을 준수하는지 확인하기 위한 테스트에서는 이런 신호를 사용하면 안 된다. 클럭 추출 대신 외부 기준을 이용하는 방법을 사용하면 이상 신호의 지터를 성공적으로 계측할 수 있을 것이다. 하지만 SMPTE RP 192에 설명된 바와 같이, 이런 방법은 "SDI 신호에 있는 지터를 개략적으로 조사"하는 수단을 제공할 뿐이다. 계측 결과는 "기준 신호의 안정성에 따라 달라질" 뿐만 아니라 "일반적으로 지터 사양에서 요구되는 바에 따라 대역폭 제한을 허용하지 않는다."

### 3.8. 지터 사양 요약

표 2는 SDI 신호 지터를 계측하고 특성화하는 것과 관련된 사양을 요약한 것이다.

## 4.0 지터 계측을 구성하는 기능



▶ 그림 16. 지터 계측에 관련된 기능(계측 결과가 일치하지 않는 원인이 괄호 안에 표시되어 있음)

어떻게 다른 계측기가 다른 지터 계측 결과를 내는지 이해하려면 지터 계측에 관련된 기능, 즉 차이가 발생할 수 있는 모든 곳을 열거해봐야 한다. 그림 16은 지터 계측 프로세스의 일반적인 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

이 다이어그램은 수많은 비디오 전용 계측기에 구현된 하드웨어 기반 지터 계측 프로세스를 적절히 표현한 것이다. 하지만 이 다이어그램이 어떤 특정 방식을 완전히 표현하는 것은 아니다. 또한 이 다이어그램은 범용 오실로스코프, 특히 소프트웨어 기반 접근 방식에 사용되는 지터 계측 프로세스를 나타낸 것은 아니다. 이 다이어그램은 주로 지터 계측 프로세스를 설명하기 위해 편리하게 이용하는 조직 구조로 사용된다.

### 4.1. 균등화

3.4절에 설명한 바와 같이, SMPTE 표준에서는 소스 출력의 계측을 길이가 짧은 케이블 상에서 수행해야 한다고 지정하고 있다. 이런 짧은 길이에서는 케이블 감쇠가 지터 계측에 영향을 주지 않기 때문이다.

하지만 비디오 시스템에서 지터 관련 문제를 진단하기 위해 계측 작업을 할 때는 이 사항이 적용되지 않는다. 이런 경우 엔지니어는 일반적으로 긴 케이블 끝에서 SDI 신호의 지터를 계측한다. 주파수 종속성 케이블 감쇠로 인해 이런 SDI 신호에는 신호를 균등화하지 않을 경우 데이터 종속성 지터로 나타나는 심별간 간섭이 있다.

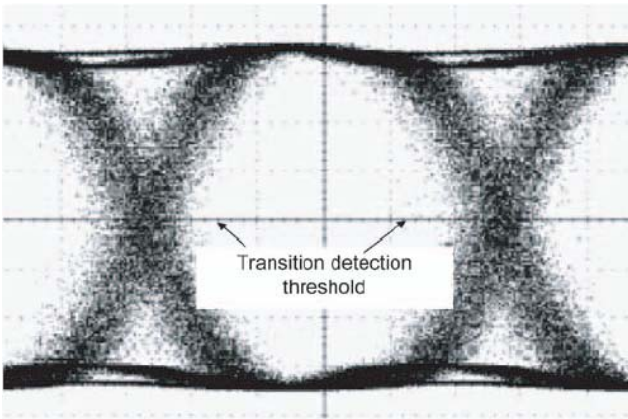
이 SDI 신호의 지터를 계측하는 데 사용되는 방법에 균등화 단계가 없으면 케이블 길이로 인해 계측되는 첨두치 값에는 ISI에 의해 유발되는 지터가 포함된다. 하지만 SDI 수신기에 케이블 이퀄라이저(2.7절 참조)가 있기 때문에 이 지터는 일반적으로 디코딩 오류를 발생시키지 않을 것이다. 사실, 균등화되지 않은 계측 결과에는 디코딩 오류로 이어지지 않는 지터 성분이 포함될 것이다.

이 문제를 해결하기 위해 일부 파형 모니터와 다른 비디오 계측기에는 그림 16에 나타낸 것과 같은 지터 계측 프로세스에 균등화 단계가 포함된다. 균등화 후 계측되는 첨두치 지터 진폭이 수신기 성능에 영향을 줄 수 있는 지터 성분을 보다 잘 반영한다. 계측 결과에는 수신기의 이퀄라이저가 제거할 지터 성분은 포함되지 않는다.

균등화 단계에 사용되는 케이블 이퀄라이저의 차이로 인해 지터 계측 결과에 차이가 생길 수 있다. 특히, 이퀄라이저는 케이블 관련 ISI를 보상하는 능력이 서로 다르다. 긴 케이블 끝에서 SDI 신호의 지터를 계측할 때 불안정한 균등화로 인해 더 나은 이퀄라이저를 이용한 계측 결과에 비해 데이터 종속성 지터가 첨두치 지터 진폭 계측을 증가시킬 수 있다. 현저할 정도이긴 하지만 불안정한 균등화로 인한 첨두치 지터 진폭 계측 결과의 차이는 균등화된 계측과 균등화되지 않은 계측 결과 간 차이보다는 훨씬 적다.

짧은 케이블에서 SDI 소스에 있는 지터를 계측할 때는 균등화 단계가 첨두치 진폭 계측에 영향을 미칠 수 있다. 균등화 프로세스의 노이즈는 SDI 신호에 지터를 추가하여 계측 결과를 증가시킬 수 있다. 일반적으로 균등화 노이즈는 지터 노이즈 플로어에 기여하는 바가 현저한 수준이지만 작은 양의 지터만 더할 뿐이다(4.6절 참조).

SDI 신호의 간격이 일정 전압에서 길 때, 즉 이상 신호일 때 균등화 역시 지터 계측에 영향을 줄 수 있다. 2.8절에 설명한 바와 같이, 이런 신호 특성은 균등화 프로세스에 스트레스를 준다. 이 경우 균등화와 관련된 효과는 길이에 상관없이 어떤 케이블에서든 계측된 첨두치 지터 진폭 결과에 영향을 줄 수 있다.



▶ **그림 17.** 50% 지점에서 전이 탐지를 위한 최적의 결정 임계값을 보여주는 같은 상승 및 하강 시간을 가진 신호의 아이 다이어그램

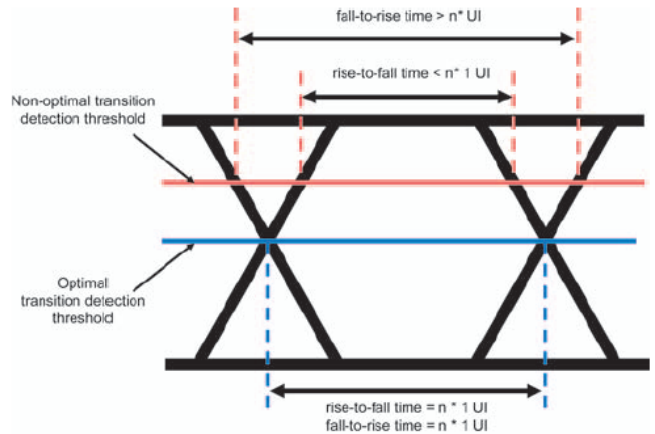
상기 표준은 SDI 소스의 직렬 출력에서의 지터 성능에 초점을 맞추므로 균등화 이용이나 균등화 방식에 대한 임의의 사양에 대한 지침은 제공하지 않는다. 지터 계측이 비디오 소스 장비를 평가하는 데 있어 주요한 역할을 하지만 높은 신뢰성을 가진 생산, 유통 및 방송 시스템을 배치하고 관리하는 데도 똑같이 중요한 역할을 한다. 그래서 표준에서는 계측 정확성과 이런 애플리케이션에서의 일관성을 보장하기 위해 지터 계측 방법의 균등화 문제를 해결할 필요가 있을 것이다.

#### 4.2. 전이 탐지

2.3절에 설명한 바와 같이, 지터는 시간이 경과하면서 이상적인 위치에서 벗어나는 신호 전이의 변동이다. 이런 변동을 계측하기 위해 실제 신호 전이가 발생할 때 계측 프로세스가 시간 축에서 해당 지점을 결정할 필요가 있다. 신호 디코딩과 마찬가지로, 이런 전이 탐지 프로세스에서 결정 임계값을 사용한다.

이상적 위치 간의 시간 분리는 단위 간격의 배수가 된다. 그래서 전이 탐지를 위한 최적의 결정 수준은 지터가 없는 신호에서 발생하는 실제 전이의 시간 분리가 단위 간격의 배수와도 같아지도록 하는 수준이 될 것이다.

상승 시간과 하강 시간이 같은 전이의 경우 이런 최적의 결정 수준은 전이의 50% 지점과 같다. 이 임계값은 이들 신호에 대한 아이 다이어그램에서 크로스오버 포인트에 해당하며 아이의 폭이 최대인 수준과 같다(그림 17).



▶ **그림 18.** 최적화되지 않은 결정 임계값은 듀티 사이클 종속성 지터를 유발한다.

전이 탐지에서 최적이지 않은 결정 임계값을 사용하면 지터가 발생한다. 그림 18은 전이의 상승 및 하강 시간이 같은 지터 없는 신호에 대한 아이 다이어그램을 도식적으로 표현한 그림을 이용하여 이 효과를 설명한 것이다. 신호 레벨 사이의 중간 지점에 위치한 최적의 결정 임계값(파란 선)을 이용한 전이 탐지는 아이 크로스오버 포인트에서 상승 및 하강 에지를 모두 찾아낸다. 임의의 상승 에지 탐지와 그 뒤에 나오는 하강 에지 탐지 사이의 시간은 항상 단위 간격의 배수이다. 임의의 하강 에지 탐지와 그 뒤에 나오는 상승 에지 탐지 사이의 시간 역시 단위 간격의 배수가 된다.

이제 높은 신호 레벨(빨간 선)에 더 가까이 있는 최적이지 않은 결정 임계값을 사용하는 전이 탐지기를 고려해본다. 신호에 상승 에지가 나온 다음 하강 에지가 나올 때 이 전이 탐지기는 크로스오버 포인트 뒤의 상승 에지와 크로스오버 포인트 앞의 그에 해당하는 하강 에지를 찾는다. 이 두 에지 사이의 시간은 그에 해당되는 단위 간격의 배수 미만이 된다.

신호에 하강 에지가 나온 다음 상승 에지가 나올 때는 이 전이 탐지기가 크로스오버 포인트 앞의 하강 에지와 크로스오버 포인트 뒤의 그에 해당하는 상승 에지를 찾는다. 이 두 에지 사이의 시간은 그에 해당되는 단위 간격의 배수 이상이 된다.

최적이지 않은 결정 임계값 때문에 탐지된 전이는 이상적인 위치에서 벗어나 있다. 최적이지 않은 전이 탐지 프로세스가 *듀티 사이클 종속성 지터*라고 하는 결정성 지터 성분을 발생시켰다.

## 텍트로닉스 비디오 입문서

### ▶ Primer

전이 탐지에서 최적의 결정 임계값을 사용하면 계측되는 값에 최적이지 아닌 수준에서 비롯되는 듀티 사이클 종속성 지터가 포함되지 않으므로 더 작은 지터 계측 값을 산출하게 된다. 따라서 전이 탐지를 위한 최적의 결정 임계값은 지터를 최소화하고 아이 폭을 최대화하는 수준이라 말할 수 있다.

대부분의 계측기에는 교류 결합 입력이 있고 전이 탐지를 위한 결정 임계값을 교류 결합 신호의 평균 신호 전압으로 설정한다. 대부분의 경우 이런 접근 방식을 취하면 일반적인 SDI 신호가 "장기적으로는" 대칭이기 때문에 최적에 근접한 전이 탐지를 할 수 있다(2.9절 참조). 많은 단위 간격에 해당하는 지속 시간에 걸쳐 신호는 각 전압 레벨에서 거의 같은 양의 시간을 쓴다. 이런 지속 시간에 걸친 평균 신호 전압은 아이 높이의 중점에서 전이 탐지를 위한 최적의 위치에 가까이 위치한다(그림 17).

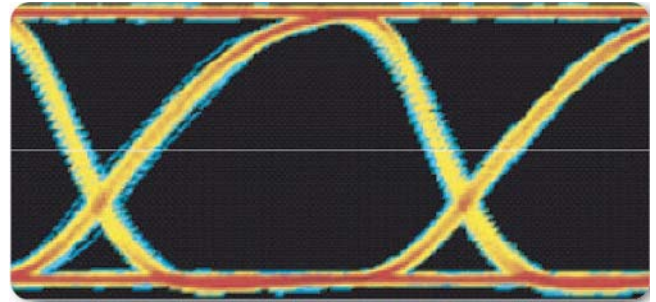
2.9절에서 설명한 교류 결합 효과는 신호 디코딩 뿐만 아니라 지터 계측에도 영향을 줄 수 있다. 특히, SDI 신호의 긴 일정 전압 간격은 고정된 결정 임계값에 대해 신호를 이동할 수 있다(그림 6 참조). 전이가 많은 대칭형 SDI 신호에 대해 거의 최적의 결정 임계값은 일정 전압 간격이 긴 이동된 신호에 대한 최적이지 아닌 결정 임계값이 된다. 이 경우 지터 계측의 전이 탐지 단계에 듀티 사이클 종속성 지터가 발생한다.

단기적으로는 일반적인 SDI 신호가 같은 신호 레벨에서 여러 개의 단위 간격을 쓸 수 있다. 일반적으로 계측기는 이런 단기적 동작에 관련된 교류 결합 효과를 적절히 보상한다. 따라서 대부분의 SDI 신호에 있어 전이 탐지 단계에는 첨두치 진폭 계측에 영향을 주기에 충분한 듀티 사이클 종속성 지터가 발생하지 않는다.

이상 SDI 신호의 이퀄라이저 스트레스 패턴은 교류 결합 신호에 상당한 이동을 일으킬 수 있다(그림 10 참조). 이 경우 전이 탐지 단계에 발생한 듀티 사이클 종속성 지터가 첨두치 지터 진폭 계측 결과를 증가시킬 수 있다.

이런 효과는 SDI 신호원의 출력 지터를 계측하는 데 스트레스 패턴을 사용하는 것에 대해 SMPTE에서 지적한 주의가 타당성이 있음을 뒷받침한다. 권장되는 컬러 막대 패턴은 주파수 전이가 있는 SDI 신호를 발생시킨다. 교류 결합 후 이 신호의 평균 전압 레벨은 전이 탐지를 위한 최적의 결정 임계값과 거의 일치한다.

비대칭 전이도 지터 계측에 영향을 줄 수 있다. 대부분의 SDI 신호에는 거의 대칭적인 전이 시간이 있지만 표준에서는 상승 및 하강 시간에 상당한 차이를 허용한다. 그림 19는 표준에 적합하긴 하지만 상승 시간은 느리고 하강 시간은 빠른 SDI 신호를 보여준다. 아이 크로스오버 포인트는 전이의 50% 지점 아래에 잘 나타난다.



▶ **그림 19.** 상승 시간은 느리고 하강 시간은 빠른 허용 가능한 SDI 신호는 50% 지점이 항상 전이 탐지를 위한 최적의 결정 수준과 같지는 않다는 점을 보여준다.

지터 계측 프로세스의 전이 탐지 단계에서 전이의 50% 지점과 같은 결정 수준을 사용한 경우 계측 결과에는 상당한 양의 듀티 사이클 종속성 지터가 포함된다. 결정 임계값을 아이 크로스오버 포인트(최대 아이 폭)와 맞출 수 있는 지터 계측 방법을 사용하면 더 작은 결과(최소 지터)가 나온다.

표준에서는 지터 계측 프로세스의 전이 탐지 단계의 결정 임계값에 관해 어떤 지침도 제시하지 않는다. 특히, 교류 결합 효과를 보상하거나 비대칭 신호 전이를 수용하는 데 따른 사양이 없다.

전이 탐지의 차이가 지터 계측 결과의 차이에 주된 원인은 아니지만 추가적인 지침이 보다 일관된 결과를 보장하는 데 도움이 될 것이다. 이 영역에서의 알맞은 사양은 최적이지 아닌 전이 탐지로부터 비롯되는 듀티 사이클 종속성 지터로 인해 일관되지 못한 계측 결과가 발생할 가능성을 줄여준다.

### 4.3. 위상 탐지/복조

2.3절에서 설명한 바와 같이, 지터를 직렬 데이터 스트림의 위상 변조로 보기로 한다. 지터 계측 프로세스의 위상 탐지/복조 단계에서는 다음의 두 가지 기본 접근 방식 중 하나를 이용하여 입력 신호에서 이 위상 변조를 분리해낸다.

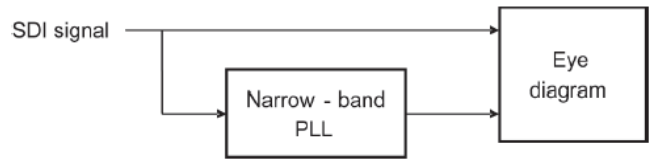
- ▶ 신호 전이에서 위상 변동의 개별 진폭을 계측한 결과를 수집하여 입력 신호의 위상 변조 샘플링
- ▶ 복조 기술을 이용하여 입력 신호의 위상 변조에 해당하는 *복조된 지터 신호* 생성

이어지는 단원에서는 지터 계측 프로세스의 위상 탐지/복조 단계에 사용되는 다음 3가지 방법의 특성을 설명하기로 한다.

- ▶ *등가 시간 아이 방법*을 이용하여 신호의 등가 시간 아이 다이어그램을 구성하고 아이의 예지 샘플이 이상적 위치에서 변동하는 양을 계측한다.
- ▶ *위상 복조 방법*에서는 적절히 필터링된 2개의 클럭 신호를 위상 탐지기에 작용시킨다. 위상 탐지기로부터의 출력은 복조된 지터 신호이다.
- ▶ *실시간 획득 방법*에서는 단일 트리거 이벤트로부터 실시간으로 캡처된 하나 이상의 획득 레코드에 신호 처리 알고리즘을 적용하여 획득 레코드의 각 단일 예지가 이상적 위치에서 변동하는 양을 계측한다.

비디오 전용 계측기는 흔히 첫 두 가지 방법을 사용한다. 실시간 오실로스코프를 사용하여 SDI 신호의 지터를 계측할 때 유의해야 할 몇 가지 사항을 간략히 다루기 위해 세 번째 방법에 대해서도 설명한다.

이런 일반적인 설명에서 지터 계측에 차이를 발생시킬 수 있는 이들 방법의 몇 가지 주요 특징을 다루도록 하겠다. 계측 기술이나 특정 계측기의 기능 및 성능을 깊이 있게 다루지는 않을 것이며 서로 다른 계측기로 계측한 지터를 비교할 때 고려할 몇 가지 주요 요소만 설명하기로 한다.



▶ 그림 20. 등가 시간 아이 방법

#### 4.3.1. 위상 탐지/복조: 등가 시간 아이 방법

그림 20은 등가 시간 아이 방법을 나타낸 것이다. 이 다이어그램은 비디오 전용 계측기에서 이 방법을 구현한 모습을 적절히 표현한 것이지만 등가 시간 샘플링 기능을 사용하는 샘플링 오실로스코프나 다른 범용 계측기에서의 지터 계측을 나타낸 것은 아니다. 현재 널리 사용되는 샘플링 오실로스코프와 신호 분석기에서는 종종 상당한 수준의 소프트웨어 기반 신호 처리 기법을 이용하여 지터 계측 프로세스를 구현할 때 훨씬 더 정교한 기술을 사용한다. 그런 고로 다음 설명에는 이런 계측기의 기능과 성능은 반영되어 있지 않다.



**작동 및 주파수 응답**

이 방법에서는 복구된 클럭을 사용하여 입력 SDI 신호의 등가 시간 아이 다이어그램을 구성한다. 이 복구 클럭은 협대역 위상 동기 루프(PLL) 대역폭 이하의 지터 주파수  $f_{nb}$ 를 추적한다.

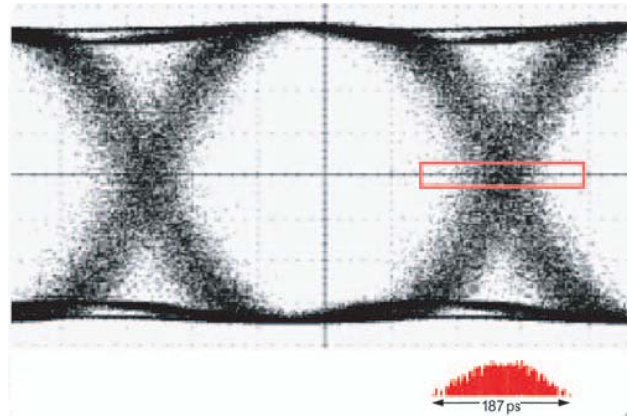
복구 클럭에 있는 이 저주파 지터는 입력 신호에 있는 해당 저주파 지터를 보상한다. 결과적으로 아이 다이어그램에는  $f_{nb}$  이상의 스펙트럼 성분이 있는 지터만 포함된다. 올바르게 구성된 경우(4.4.1절 참조) 협대역 PLL은 타이밍 지터(그림 13) 또는 동기 지터(그림 14)를 계속하기 위해 지정된 고역 특성을 실현할 수 있다.

지터 계측을 자동화하기 위해 계측기는 전이 탐지에 사용되는 결정 임계값에 가까이 있는 등가 시간 아이의 신호 샘플을 탐지한다. 그런 다음 계측기는 각 샘플에 대해 신호 샘플과 아이 크로스오버 포인트 사이의 시간차를 계산한다. 신호 샘플은 실제 에지 위치에 해당되고 아이 크로스오버 포인트는 이상적인 에지 위치에 해당된다. 계산된 차이는 실제 신호 에지, 즉 신호 지터 샘플의 위상 변동량과 같다. 계측기는 몇 개의 에지 샘플에 대해 이런 지터 진폭 계측 결과를 표시한 막대 그래프를 만들어 이 막대 그래프의 폭을 첨두치 지터 진폭으로 보고한다.

그림 21은 HD-SDI 신호에서 이 방법을 사용하여 만든 등가 시간 아이 패턴을 나타낸 것이다. 또한 이 그림은 지터 진폭 계측 결과의 전형적인 막대 그래프와 관련된 수집 윈도우도 보여준다. 이 예에서 막대 그래프의 폭은 187ps이다. HD-SDI 신호에 대한 단위 간격은 673ps이다. 따라서 이 신호에 대해 계측된 첨두치 지터 진폭은  $187/673 = 0.278UI$ 이다.

**전이 탐지**

등가 시간 아이 방법에서 계측기가 지터 진폭 계측에 사용되는 아이 샘플을 선택할 때 전이 탐지가 발생한다. 첨두치 지터 진폭 계측에 듀티 사이클 종속성 지터가 추가되는 것을 피하려면 막대 그래프 수집 윈도우를 전이 탐지를 위한 최적의 결정 임계값과 맞추어야 한다(4.2절 참조). 또한 막대 그래프 윈도우의 높이가 아이 높이의 5%를 넘으면 안 된다. 그렇지 않으면 신호 전이의 유한한 상승 및 하강 시간이 듀티 사이클 종속성 지터를 유발하는 아이의 윗부분과 아래 부분에서 수집한 에지 샘플이 계측 프로세스에 포함된다(4.2절 참조).



▶ **그림 21.** 첨두치 지터의 막대 그래프 계측

대칭형 SDI 신호의 경우 막대 그래프 윈도우를 아이 다이어그램 중간에 수직으로 중심을 맞추면 일반적으로 최적의 전이 탐지 결과가 나온다. 상승 및 하강 시간이 비대칭적인 SDI 신호에 경우 크로스오버 포인트는 아이에서 수직으로 중심이 잡히지 않는다(그림 19). 이런 신호의 경우 아이의 중간에 중심을 맞춘 막대 그래프 윈도우를 이용한 첨두치 지터 진폭 계측 결과에는 일부 듀티 사이클 종속성 지터가 포함된다. 계속되는 값은 아이의 크로스오버 포인트를 통과하는 최적의 결정 수준에 중심을 둔 막대 그래프 윈도우를 이용하여 계측하는 값보다 크다.

계측 프로세스에서 교류 결합 효과를 보상하지 않는 경우에는 아이 다이어그램이 공칭 위치에서 이동할 수 있다(2.11절 참조). 공칭 아이 다이어그램의 중간에 막대 그래프 수집 윈도우를 고정시킨 상태에서는 이런 이동으로 인해 듀티 사이클 종속성 지터가 발생하게 된다. 보상을 해주더라도 이퀄라이저 스트레스 패턴이 있는 이상 SDI 신호는 아이 다이어그램을 상당히 많이 이동시키고 첨두치 지터 진폭 계측 값을 증가시키는 듀티 사이클 종속성 지터를 추가할 수 있다. 등가 시간 아이 다이어그램에서 주아이 다이어그램 바깥에 "플라이어(flyer)" 포인트가 있다는 것은 교류 결합 효과 때문에 신호 레벨이 이동했음을 나타낸다.



### 다이내믹 레인지

등가 시간 아이 방법에서는 신호의 실제 전이에 관해서가 아니라 가장 가까운 아이 크로스오버 포인트에 관한 전이 시간의 변동이 계산된다. 따라서 이런 변동의 절대값은 샘플 중 일부가 실제로는 이상적 위치에서 0.5UI 이상 변동한 전이로부터 수집된 것이라 할지라도 0.5UI를 넘을 수 없다. 그래서 그림 20에 나타난 방법으로는 1UI 이상의 첨두치 진폭을 가진 지터를 정량적으로 파악할 수 없다.

SMPTE RP 192에는 그림 20에 나타난 방법의 대안이 설명되어 있는데, 이 대안을 통해 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 계측할 수 있다. 하지만 이 방법에서는 아이 다이어그램을 만들 때 입력 신호를 사용하지 않는다. 그 대신 입력 신호를 두 번째로 추출된 클럭 신호로 대체한다. 이 방법은 위상 복조 방법과 몇 가지 특징이 같으므로 4.3.2 절에서 이 방법에 대해 간략히 설명하도록 하겠다. *샘플링*, *샘플링 속도*, *커버리지* 지터 진폭 계측 결과를 나타난 막대 그래프에 대한 수집 속도는 등가 시간 아이 샘플링 속도에 한참 못 미친다. 계측 프로세스에서는 첨두치 진폭 계측에 듀티 사이클 종속성 지터가 추가되지 않도록 하기 위해 작은 막대 그래프 윈도우를 사용해야 하므로 아이 샘플 중 적은 비율만이 수집 윈도우 내에 포함된다.

예를 들어 아이 샘플의 2.5%만이 막대 그래프 윈도우 내에 든다고 가정하자. 계측기가 10MS/s의 속도로 등가 시간 아이 다이어그램에 샘플을 추가하는 경우 계측기는 250kS/s의 속도로 막대 그래프 값을 수집하게 된다. 따라서 막대 그래프 수집 프로세스는 신호 지터의 저속 샘플링에 해당된다. 결과적으로 첨두치 지터 진폭을 적절히 캡처하는 막대 그래프를 채우려면 오랜 시간 관찰해야 한다.

### 신호 디스플레이

이 단원에서 설명한 대로 수집된 막대 그래프 하나에는 폭 넓게 분리된 신호 에지에서 받은 지터 샘플이 포함된다. 이런 막대 그래프 값으로부터는 지터 파형 또는 스펙트럼 디스플레이를 의미 있게 구성할 수 없다.

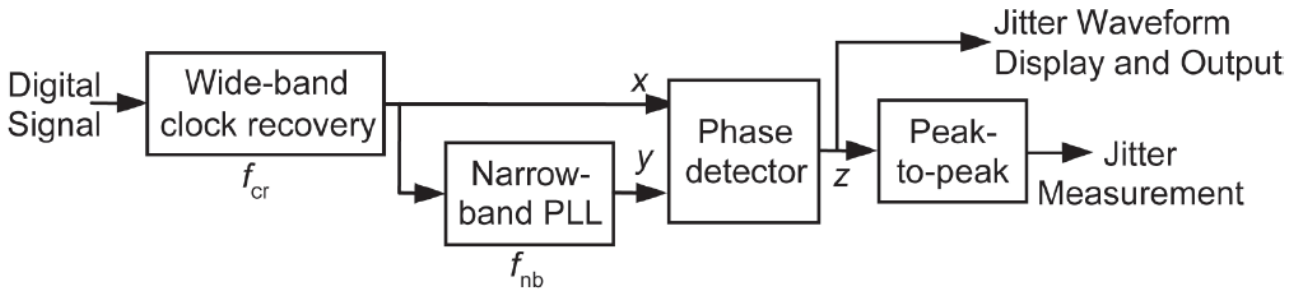
아이 디스플레이를 사용하여 지터 동작에 대해 몇 가지 정성적 평가를 할 수 있다. 아이가 감기는 것은 첨두치 지터 진폭을 나타내고 아이 디스플레이의 패턴은 결정성 지터가 있음을 나타낸다.

### 수동 계측

수동 지터 계측을 위해 다음과 같은 특징을 가진 신호 샘플에 세로 형태의 커서가 놓인다.

- ▶ 아이 크로스오버 포인트를 연결하는 선(최적의 결정 임계값) 위에 놓이거나 그 선에 매우 가까운 신호 샘플
- ▶ 지정된 시간 주기 동안 크로스오버 포인트의 왼쪽과 오른쪽으로 가장 멀리 있는 신호 샘플

단위 간격으로 분할되는 커서 판독치 간의 차이는 UI 단위로 나타난 첨두치 지터 진폭과 같다. 지터 진폭이 큰 샘플의 밀도가 낮거나 가시성이 낮기 때문에 신호 지터 전체를 포괄하도록 커서를 배치하기 어려울 수도 있다.



▶ 그림 22. 위상 복조 방법

4.3.2. 위상 탐지/복조: 위상 복조 방법

그림 22는 위상 복조 방법을 나타낸 것이다.

작동 및 주파수 응답

광대역 클럭 복구 회로는 디지털 신호에서 클럭  $x$ 를 추출한다. 이 클럭은 클럭 복구 대역폭  $f_{cr}$ 까지 입력 신호의 지터를 추적한다. 협대역 PLL은 클럭  $x$ 에서 기준 클럭  $y$ 를 유도한다. 클럭  $y$ 에는  $f_{nb}$  미만의 주파수를 가진 지터 성분만 포함된다. 위상 탐지기는  $x$ 와  $y$  사이의 위상 차이에 비례하는  $z$  신호, 즉 복조된 지터 신호를 생성한다. 이 신호에는  $f_{nb}$ 와  $f_{cr}$  사이의 주파수를 가진 지터 성분이 모두 포함된다. 이후 단계에서는  $z$  신호의 첨두치 값을 계속한다.

주파수 응답이 올바른 경우 협대역 PLL은 타이밍 지터(그림 13) 또는 동기 지터(그림 14)를 계속하기 위해 정의된 대역 통과와 저주파 특성을 인식한다. 또는 위상 탐지기와 첨두치 계속 단계 사이에 삽입된 고역 필터가 이런 필수 제한 사항을 구현할 수 있다.

SMPTE 표준에 지정된 고주파 대역 통과 특성을 인식하기 위해서는 클럭 복구 하드웨어의 루프 대역폭  $f_{cr}$ 이 SDI 신호 입력 클럭 속도의 최소 1/10 이상이 되어야 한다. 실제로 클럭 복구 하드웨어는 SDI 신호에 대해 이렇게 높은 루프 대역폭을 달성할 수 없다. 루프 대역폭은 신호에 있는 에지 수에 따라 결정되고 일반적인 SDI 신호의 에지 수는 충분하지 않다. 합당한 수준에서 얻을 수 있는 루프 대역폭은 데이터 클럭 속도의 1/10에 훨씬 못 미친다.

따라서 위상 복조 방법을 이용해서는 표준에서 정한 고주파 대역 통과 특성을 실현할 수 없다. 입력 SDI 신호에  $f_{cr}$ 과 클럭 속도의 1/10 사이의 주파수를 가진 지터 성분이 포함된 경우 이 방법으로 계속된 첨두치 진폭은 저역 특성을 완전히 실현한 방법을 이용한 계속 결과보다 낮을 수 있다.

전이 탐지와 다이내믹 레인지

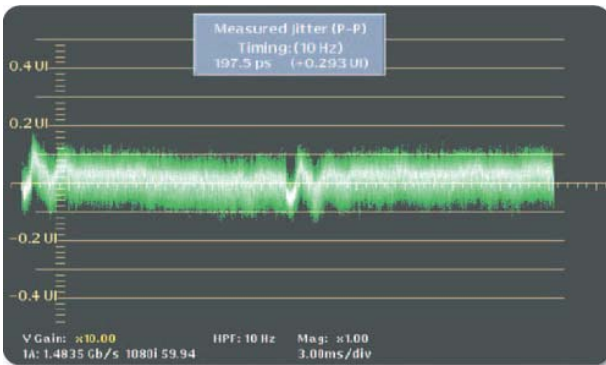
위상 복조 방법에서 전이 탐지는 클럭 복구 중에 이루어진다. 4.2절에 설명한 비대칭적 신호 입력을 둘러싼 문제도 이 방법을 이용한 지터 계속에 영향을 미칠 수 있다.

위상 탐지기에서 사용할 수 있는 다이내믹 레인지는 클럭 사이클 1주기를 넘지 않지만 위상 복조 방법을 이용하면  $x$  및  $y$  클럭 신호의 주파수를 분할하여 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 계속할 수 있다. 주파수를 분할하면 클럭 주기, 즉 단위 간격의 크기가 증가하지만 클럭 에지의 지터 진폭은 그대로 유지된다. 분할 비율을 알맞게 선택한 경우 원래 클럭 주파수에 대해 1UI보다 훨씬 큰 지터 진폭이 새 클럭 주파수에 대한 1UI 미만의 진폭에 상응하게 된다. 이제 위상 탐지기는 이런 낮은 주파수 클럭에서 지터 신호를 성공적으로 분리할 수 있다. 복조된 지터 신호의 스케일을 다시 설정하면 이런 진폭이 실제 단위 간격에 대해 적당한 지터 진폭으로 다시 변환된다.

샘플링, 샘플링 속도 및 커버리지

이전에는 위상 복조 방법을 구현할 때 아날로그 피크 탐지 기능을 사용하여 그림 22의  $z$  신호의 첨두치 진폭을 계속했다. 하지만 이후에는 디지털 버전으로 된 위상 탐지기 출력의 첨두치 지터 진폭을 계속한다(4.5.1절 참조). 샘플링 속도는 이렇게 대역이 제한되는 복조된 지터 신호에 대해  $2 \times f_{cr}$ 의 Nyquist 기준을 만족한다. 일반적인 샘플링 속도에서 이 방법을 이용하면 짧은 시간에 매우 많은 지터 샘플을 수집할 수 있다.

위상 복조 방법에서는 위상 탐지기 출력을 연속적으로 모니터링한다. 첨두치 진폭 계속에는 계속 윈도우 내에서 이 신호에 발생하는 단속 지터 스파이크와 가끔 발생하거나 비주기적으로 발생하는 다른 지터 동작이 포함된다.



▶ **그림 23.** 텍트로닉스 WFM700M의 지터 파형 디스플레이

### 신호 디스플레이

그림 23에 나타난 바와 같이, 위상 복조 방법을 이용하면 위상 탐지기 출력에서 복조된 지터 신호가 *지터 파형 디스플레이*로 나타날 수 있다. 이 예에서 세로 눈금은 표준화된 단위(UI)로 나타난 지터 진폭을 표시한다. 스윕 레이트는 비디오 필드 2개와 같고 디스플레이에는 비디오 필드 레이트와 상관된 지터가 분명히 표시된다.

지터 신호를 볼 수 있는 이런 직접적이고 심도 깊은 뷰는 비디오 장비의 지터 성능을 특성화하고 비디오 분배 시스템에 발생하는 지터 관련 문제를 진단하는 데 특히 유용하다.

지터 파형을 주파수 영역으로 변환하면 지터를 이해하는 데 중요한 또 다른 도구인 *지터 스펙트럼 디스플레이*가 나타나게 된다. 위상 탐지기 출력으로부터 만들어지는 지터 파형 및 스펙트럼 디스플레이에는 *f<sub>nb</sub>*와 *f<sub>cr</sub>* 사이의 지터 주파수에 대한 정보가 포함된다.

### 수동 계측

수동 지터 계측을 위해 지터 파형의 (+) 및 (-) 피크에 가로 형태의 커서가 놓인다. 커서 판독치 간의 차이는 UI 단위로 나타난 첨두치 지터 진폭과 같다.

그림 22에 나타난 것과 같이, 위상 탐지기 출력 신호를 사용하여 지터 파형 디스플레이와 지터 신호 출력을 구성한다. 이 신호에는 지터 계측 프로세스의 이전 단계에서 추가된 내부 지터가 모두 포함된다. 지터 파형 디스플레이를 이용한 수동 첨두치 지터 진폭 계측 결과에는 이 내부 지터가 포함된다. 지터 신호 출력에 대한 임의의 디스플레이 또는 계측 결과에는 이 내부 지터에 의한 영향도 포함된다.

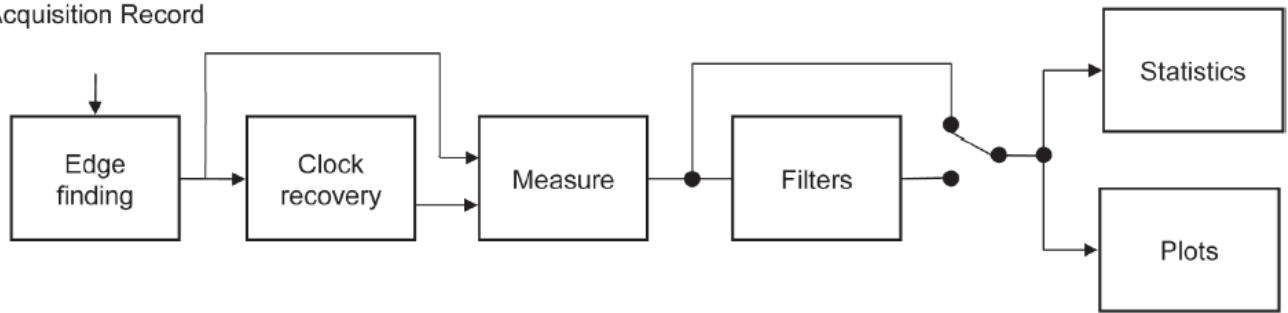
자동 지터 계측 기능을 이용할 때는 많은 계측기가 계측된 첨두치 지터 진폭에서 지터 노이즈 플로어를 보수적으로 판단하여 그 만큼을 뺀다(4.6절 참조). 이 경우에는 자동 계측 결과가 그에 상응하는 수동 계측 결과에 비해 현저히 작아질 수 있다. 이런 차이는 위상 복조 방법과 함께 사용 가능한 지터 파형 디스플레이에서 계측한 결과 뿐만 아니라 수동으로 계측한 모든 첨두치 지터 진폭 때문에 발생할 수 있다.

### 등가 시간 아이 방법으로 1UI

#### 이상의 지터 진폭 계측

4.3.1절에서 언급한 바와 같이, SMPTE RP 192에는 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 계측할 수 있는 대체 등가 시간 아이 방법이 설명되어 있다. 위상 복조 방법과 마찬가지로, 이 접근 방법에서는 입력 신호에서 *x*와 *y* 클럭을 추출하여 그 주파수를 나눈다. 이 신호를 위상 탐지기에 대한 입력으로 사용하는 대신, 이 방법에서는 *y* 클럭을 사용하여 *x* 클럭 신호에서 아이 다이어그램을 구성하는 오실로스코프를 트리거한다. 이 대체 등가 아이 방법을 이용하면 협대역 PLL의 대역폭과 광대역 클럭 복구 회로의 대역폭 사이의 지터 주파수에 대해 1UI 이상의 첨두치 진폭을 계측할 수 있다.

Acquisition Record



▶ 그림 24. 실시간 획득 방법

4.3.3. 위상 탐지/복조: 실시간 획득 방법

그림 24는 지터 계측을 위한 실시간 획득 방법의 몇 가지 주요 프로세스를 나타낸 것이다.

**방법과 주파수 응답 개요**

계측기가 우선 단일 트리거 이벤트로부터 획득 레코드를 캡처한다. 신호 처리 소프트웨어가 전이를 탐지하고 데이터 신호에서 전이를 위한 이상적인 위치를 정의하는 기준 클럭을 추출한다.

이 기준을 설정한 후 계측기는 데이터 신호의 각 전이에 대해 TIE(*time interval error, 시간 간격 오류*), 즉 실제 위치와 이상적 위치 사이의 시간차를 계측한다. 통계 작업(Statistics) 단계에서 TIE 계측 결과 수집을 분석하고 다양한 특성을 결정한다. 특히, 이 단계에서는 복구된 기준 클럭에 관해 획득 레코드에 있는 지터의 첨두치 진폭과 같은, 최대 및 최소 TIE 값 사이의 차이가 계산된다.

기준 클럭을 추출하는 데 사용되는 신호 처리는 다른 클럭 복구 알고리즘을 구현할 수 있다. 이런 클럭 복구 알고리즘은 타이밍 및 동기 지터 계측 결과에서 원더를 제외시키는 능력에 차이가 있다. 그림 13과 그림 14에 나타낸 고역 필터 특성을 실현하는 데는 추가적인 필터링이 필요할 수 있다.

획득 레코드 크기도 이 방법의 주파수 응답에 영향을 미친다. 특히, 획득 레코드 크기는 타이밍 지터 계측에 영향을 미친다. 예를 들어 계측기가 SDI 신호를 10GS/s에서 SDI 신호를 샘플링하고 이들 샘플을 64MB의 획득 레코드로 저장한다고 가정하자. 이 획득은 6.4ms의 시간 간격 또는 160Hz 지터의 한 주기보다 약간 더 긴 시간 간격에 해당된다. 이 레코드를 사용한 첨두치 타이밍 지터 진폭의 계측에는 주파수가 160Hz 미만인 지터에 있는 임의의 스펙트럼 성분의 전체 사이클이 포함되지 않는다.

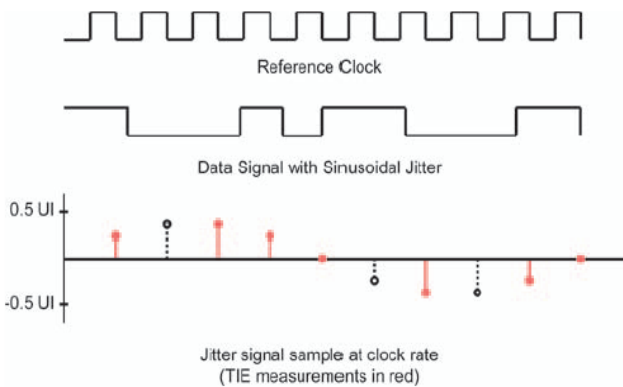
현재 사용 가능한 획득 레코드 크기를 이용하여 단일 획득 레코드는 동기 지터 계측을 위해 지정된 대역 통과 내에서 지터 주파수를 캡처할 수 있다(그림 14). 타이밍 지터 계측(그림 13)을 위해 지정된 10Hz 저주파 모서리까지의 스펙트럼 성분을 계측하려면 여러 차례의 획득을 통해 수집되는 TIE 계측이 필요하다. 이런 TIE 계측에는 획득 간 간격에서 신호 지터에 대한 정보는 전혀 포함되지 않는다.

**전이 탐지와 다이내믹 레인지**

일반적으로 전이 탐지와 클럭 복구에 사용되는 파라미터는 조정할 수 있다. 특히, 에지 탐색 프로세스에 사용되는 결정 수준을 변경하면 비대칭적 SDI 신호에 대한 지터 계측을 조정할 수 있다. 또한 실시간 획득 방법에서는 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 계측할 때 클럭 분할과 같은 특별한 구성이 필요하지 않다.

**샘플링, 샘플링 속도 및 커버리지**

TIE 계측은 지터 신호가 같은 간격으로 배치된 샘플은 아니지만 복조된 지터 신호의 샘플에 해당된다. 그림 25는 TIE 계측과 지터 샘플 간 대응성을 나타낸 것이다.



▶ **그림 25.** TIE 계측과 지터 샘플

이 그림은 기준 클럭, 정현파 지터가 있는 데이터 신호, 클럭 속도에서 취한 지터 신호의 샘플을 나타낸 것이다. TIE 계측은 빨간색으로 표시한 샘플에 해당된다. 검은 점선으로 표시된 샘플은 데이터 신호가 이 샘플 포인트에서 전이가 없기 때문에 대응되는 TIE 계측이 없다.

이런 "놓친" 샘플의 값은 실제 TIE 계측으로부터 보간할 수 있다. 실제 및 보간된 TIE 계측 결과를 조합한 집합은 데이터 클럭 속도로 복조된 지터 신호를 샘플링하는 것에 대응된다. 이 "유효" 샘플링 속도는 주파수가 데이터 클럭 속도의 1/10 미만인 지터 신호의 스펙트럼 성분에 대한 Nyquist 기준, 즉 타이밍 또는 동기 지터를 계측하기 위한 최소 고주파 모서리 포인트보다 훨씬 높다. 이런 샘플링 속도에서 실시간 획득 방법을 이용하면 짧은 지속 시간에 매우 많은 TIE 계측 결과를 수집할 수 있다.

실시간 획득 방법에서는 단일 획득 레코드의 시간 범위보다 긴 지속 시간에 걸쳐 지터 신호를 연속으로 모니터링할 수 없다. 이 방법에서는 획득 중에 발생하는 임의의 단속 지터 스파이크와 다른 임시 또는 비주기적 지터 동작을 탐지할 수 있지만 획득 간 간격 중에 발생하는 동작은 캡처하지 않는다.

### 신호 디스플레이와 수동 계측

그림 24에 나타낸 플로팅 하위 시스템(plotting subsystem)은 TIE 계측을 그래픽으로 나타낸 여러 가지 뷰를 생성할 수 있다. 특히, 이 단원에서는 위상 복조 방법과 함께 사용할 수 있는 지터 파형 디스플레이와 동등한 TIE 계측의 시간에 따른 추세를 나타낸 그래프를 만들 수 있다. TIE 계측 결과에 푸리에 변환을 적용하면 지터 스펙트럼 디스플레이가 만들어진다. 지터 파형과 스펙트럼 디스플레이에는 단일 획득 레코드에 적절히 캡처될 수 있는 지터 주파수에 대한 정보가 포함된다.

획득 레코드 간의 간격 때문에 이 디스플레이는 단일 레코드에서 캡처할 수 없는 저주파 지터 성분을 정확히 나타낼 수 없다.

데이터 획득에 사용되는 높은 샘플링 속도로 인해 실시간 획득 방법은 입력 SDI 신호의 형태를 결정할 수 있다. 특히, 실시간 아이 다이어그램이나 신호 파형 디스플레이에 실제 에지 전이를 표시할 수 있다. 엔지니어는 다양한 디스플레이에서 "확대" 기능을 이용하여 다양한 스케일에서 획득 레코드의 다양한 부분에 있는 신호 데이터를 조사할 수 있다. 엔지니어는 이 기능을 사용하여 특정 지터 동작을 SDI 입력 신호의 데이터 패턴이나 다른 신호 특성과 상관시킬 수 있다.

4.3.1절에서 설명한 절차를 사용하여 실시간 아이 또는 등가 시간 아이 중 하나에 대해 세로 형태의 커서를 이용하여 수동 지터 계측을 실시할 수 있다. 많은 계측기에서는 SDI 신호의 진폭 노이즈와 지터를 모두 특성화하는 데 도움이 될 수 있는 아이 마스크 테스트와 다른 분석 도구도 제공한다.

**위상 탐지/복조 방법**

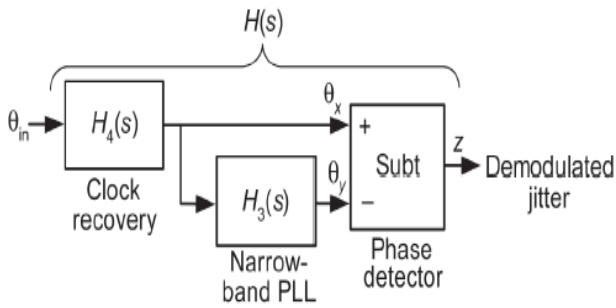
	등가 시간 아이	위상 복조	실시간 획득
작업	등가 시간 아이에서 캡처된 넓게 분리된 에지에서 획득한 샘플을 사용하여 개별 에지 변동 계측	클럭 복구 대역폭에 의해 대역이 제한된 복구 클럭을 사용하여 입력 신호로부터 기저 대역 지터 신호 복조	하나 이상의 획득에서 캡처된 모든 에지에 대해 개별 에지 변동 계측
주파수 응답	주파수 관련 제한 사항 없음	클럭 복구 대역폭은 고주파 지터 계측에 영향을 미침	획득 레코드 크기는 저주파 지터 계측에 영향을 미침
다이내믹 레인지	일반적으로 1UI 미만	일반적으로 1UI 이상	1UI 이상
기저 대역 지터 변동 샘플링	스타일	등가 시간	실시간
	일반 속도	< 1.5MS/sec	5-20MS/sec
커버리지	관찰 시간에 따라 낮은 샘플 밀도는 단속 지터 동작에서 기여하는 부분을 잃을 수 있음	대역이 제한된 복조 지터 신호 (위상 탐지기 출력)를 연속적으로 모니터링	획득 레코드 내에 전체 커버리지, 레코드 간 간격에 커버리지 없음
신호 디스플레이	막대 그래프 데이터에서 지터 파형 또는 스펙트럼 디스플레이를 구성할 수 없음	대역이 제한된 복조 지터 신호의 지터 파형과 스펙트럼 디스플레이를 만들 수 있음	단일 획득 레코드 내에서 TIE 계측으로부터 지터 파형과 스펙트럼 디스플레이를 만들 수 있음

▶ 표 3. 지터 사양 요약

**4.3.4. 위상 탐지/복조: 방법 요약**

이 단원에서 설명하는 3가지 위상 탐지/복조 방법에 대해 표 3에 첨부된 지터 계측에 가장 큰 영향을 주는 주요 특성을 요약해두었다.





▶ 그림 26. 위상 복조 방법의 수학적 흐름도

#### 4.4. 계측 필터

위상 탐지/복조 방법의 차이로 인해 타이밍 및 동기 지터를 계측하기 위해 지정된 대역 통과 제한을 실현하는 데 있어서의 차이가 생긴다(그림 13, 그림 14). 이 단원에서는 이런 차이를 간단히 수학적으로 분석해본다. 또한 지터 계측에 미치는 필터 정확성의 영향도 설명하겠다.

##### 4.4.1. 필터 실현

위상 복조 방법에 대한 분석부터 시작하겠다. 그림 22에 나타낸 바와 같이 이 방법은 2개의 위상 동기 루프, 즉 광대역 클럭 복구 PLL과 협대역 PLL을 사용한다. 이로 인해 분석이 약간 더 복잡해진다.

그림 26은 그림 22에 대응하는 위상 처리를 수학적으로 나타낸 흐름도이다. 입력 신호의 위상을  $\theta_{in}$ 이라 하고 x 및 y 클럭의 위상을 각각  $\theta_x$ 와  $\theta_y$ 라 한다. 클럭 복구의 저역 전달 함수는  $H_4(s)$ 이고 협대역 PLL의 저역 전달 함수는  $H_3(s)$ 이다. 이 두 전달 함수를 조합하면 타이밍 및 동기 지터를 계측하기 위한 주파수 제한을 만족하는 대역 통과 함수  $H(s)$ 가 만들어진다.

이 분석을 위해 협대역 PLL과 클럭 복구의 저역 전달 함수를 S 영역 표현식을 다음과 같이 정의한다.

$$H_3(s) = \frac{2a_3s^2 + 2a_3^2s + a_3^3}{s^3 + 2a_3s^2 + 2a_3^2s + a_3^3}, \quad H_4(s) = \frac{a_4}{s + a_4}$$

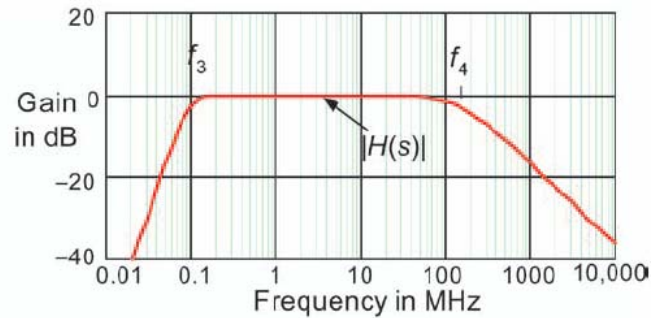
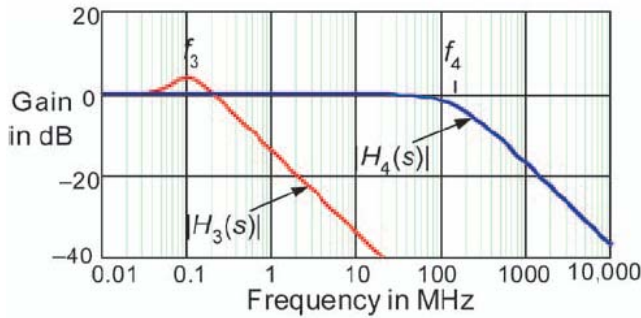
여기서

$$a_3 = 2\pi f_3 = 2\pi \cdot (0.1 \text{ MHz}), \quad a_4 = 2\pi f_4 = 2\pi \cdot (148.5 \text{ MHz})$$

$H_3(s)$ 는 3차 협대역 PLL의 전달 함수이고  $H_4(s)$ 는 1차 광대역 클럭 복구 프로세스의 전달 함수이다.  $a_3$  및  $a_4$ 로 선택한 값은 HD-SDI 신호 상의 동기 지터를 계측하기 위한 대역 통과 사양을 실현한다.

전체 전달 함수는 다음과 같다.

$$H(s) = H_4(s)[1 - H_3(s)] = \frac{a_4}{s + a_4} \cdot \frac{s^3}{s^3 + 2a_3s^2 + 2a_3^2s + a_3^3}$$



▶ **그림 27.** 그림 26에서  $H_3(s)$ ,  $H_4(s)$  및  $H(s)$ 의 주파수 응답

이 전달 함수들의 주파수 응답이 그림 27에 그려져 있다. 1에서 저역 함수  $H_3(s)$ 를 빼면 고역 함수  $H(s)$ 가 나온다.  $|H(s)|$ 의 주파수 응답과 그림 14의 주파수 응답을 비교한다.

$a_4$ 를 선택하면  $f_4$ 가 HD-SDI 신호의 1.485GHz 클럭 속도의 최소 1/10 이상이 되어야 한다는 SMPTE 292M 사양을 만족할 수 있다. 4.3.2절에 설명한 바와 같이, SDI 신호에 충분한 에지가 없기 때문에 클럭 복구 하드웨어는 이 루프 대역폭을 달성할 수 없다. 위상 복조 방법을 실제로 구현할 경우  $a_4$ 는 클럭 복구 대역폭에 의해 결정되는 더 작은 값이 된다.

이런 상황이 반드시 위상 복조 방법을 이용한 계측 결과가 다른 방법을 이용한 계측 결과보다 낮을 것임을 암시하는 것은 아니다. 많은 SDI 신호의 지터 스펙트럼에는 흔히 사용되는 클럭 복구 대역폭 이상의 큰 에너지가 포함되지 않는다. 이 경우 위상 복조 방법을 이용한 계측 결과가 다른 방법을 이용한 계측 결과와 거의 일치할 수 있다(부록 A).

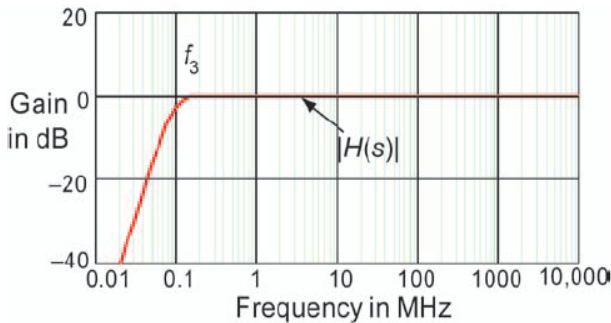
3차 협대역 PLL이 있는  $H(s)$ 의 고역 슬로프는 그림 14에 표시된 최소 40dB/decade 사양보다 빠르게 상승한다. 그 대신  $H(s)$ 는 원더를 적절히 제거하기 위해 그림 13에 표시되어 있고 IEEE 표준 1521에 의해 지정된 60dB/decade의 고역 슬로프를 실현한다.

이 접근 방법을 사용하여 같은 구현 방식을 통해 타이밍 지터나 동기 지터 중 하나를 계측할 수 있다. 그림 26의 모델에서  $H_4(s)$ 를 제거하면 등가 시간 아이 방법에 대한 위상 처리의 수학적 흐름도가 만들어진다(그림 20). IEEE 표준 1521을 준수하려면 이 방법에서 협대역 PLL에 같은 저역 전달 함수가 필요하다.

$$H_3(s) = \frac{2a_3s^2 + 2a_3^2s + a_3^3}{s^3 + 2a_3s^2 + 2a_3^2s + a_3^3}$$

그러면 다음과 같이 전체 전달 함수  $H(s)$ 에 대한 고역 전달 함수가 유도된다.

$$H(s) = 1 - H_3(s) = \frac{s^3}{s^3 + 2a_3s^2 + 2a_3^2s + a_3^3}$$



▶ **그림 28.** 등가 시간 방법에 대한 전체 전달 함수  $H(s)$ 의 주파수 응답

그 결과는 그림 28에 나타난 것처럼 고주파에서 사실상 롤오프가 없는 전체 전달 함수  $H(s)$ 이다. 이 응답은  $f_4$ 가 **최소한** 클럭 속도의 1/10 이상이어야 한다는 사양과 일치한다.  $a\beta$ 가  $2^7 \cdot (0.1\text{MHz})$ 이면 그림에 나타난 응답에 동기 지터 계측을 위한 SMPTE 292M 요구 사항을 만족하는 저주파 컷오프가 있다.

실시간 획득 방법에서 계측 필터 단계를 적절히 구성하면 그림 28과 같은 주파수 응답을 실현할 수 있다. 클럭 복구 알고리즘이 3차 PLL을 구현할 수 있는 경우에는 PLL 기반 클럭 복구 소프트웨어를 적절히 구성해도 이 전달 함수를 얻을 수 있다. 그렇지 않으면 알맞은 고역 슬로프를 실현하는 데 추가 필터링이 필요할 것이다. 이 방법을 사용하면 필터링 및 클럭 복구 알고리즘을 적절히 구성한 상태에서 그림 27의 주파수 응답도 실현할 수 있다.

모든 방법에 대해 협대역 PLL에서  $a\beta = 2^7 \cdot (10\text{Hz})$ 로 설정하면 타이밍 지터를 계측하기 위한 대역 통과 제한을 실현하는 시스템 전달 함수가 만들어진다(그림 13).

#### 4.4.2. 필터 정확성

SDI 신호의 원더 성분을 정확히 제거하기 위해 IEEE 표준 1521에서는 타이밍 지터 계측을 위한 대역 통과 고역 모서리 주파수  $f_1$ 이  $10\text{Hz} \pm 20\%$ 여야 한다고 지정한다. 표준에서는  $f_3$ 와  $f_4$ 의 정확성을 지정하지 않는다. 3.2절에 설명한 바와 같이, 표준에서는 대역 통과 슬로프의 최소값을 지정한다. 그림 13과 그림 14에 표시된 슬로프는 모든 관련 표준에서 최소 사양의 조합을 나타낸다.

주파수 컷오프와 슬로프에 다른 값을 사용하면 다른 첨두치 지터 진폭 계측 결과를 낼 수 있다. 변동량은 지터 신호의 스펙트럼 특성에 따라 다르다.

이런 계측에서 원더 성분을 제거할 필요가 있기 때문에 필터 정확성은 타이밍 지터에 특히 큰 영향을 미친다. MPEG 디코더와 같은 일부 비디오 장치는 원더 성분이 큰 출력을 낼 수 있다. 또한 원더는 비디오 시스템을 통한 신호 흐름으로 쌓일 수 있다.

이런 경우 타이밍 지터 계측에 대해 지정된 대역 통과 컷오프 주파수와 슬로프를 실현할 때의 차이로 인해 첨두치 진폭 값이 상당히 달라질 수 있다.

특히, 최소 40dB/decade의 원더 제거에 대해 SMPTE RP 192 사양에 따르는 대역 통과로 수행된 계측 결과는 60dB/decade의 원더 제거에 대해 IEEE 표준 1521에 따르는 대역 통과로 수행된 계측 결과보다 훨씬 더 커질 수 있다(6.2.1절 참조).

#### 4.5. 첨두치 계측

지터 계측 프로세스의 마지막 단계에서 첨두치 지터 진폭이 결정된다. 표준에서 출력 지터는 첨두치 양으로 지정 및 계측되는 것으로 지정하고 있지만 계측을 하는 방법에 대한 지침은 거의 제시하지 않는다(3.6절 참조). 지터 계측 결과에서 볼 수 있는 대부분의 변동은 프로세스 중 이 단계를 구현할 때의 차이로부터 비롯된다.

##### 4.5.1. 첨두치 탐지 방법

등가 시간 아이 방법과 실시간 획득 방법에서는 지터 진폭 값의 수집에서 최소값과 최대값 사이의 차이를 계산하여 첨두치 진폭을 계측한다. 위상 복조 방법에서는 대역이 제한된 복조 지터 신호의 첨두치 진폭(위상 탐지기 출력)을 계측한다. 이전에는 위상 복조 방법을 구현할 때 아날로그 피크 탐지 기능을 사용했다. 이후 위상 복조 방법 구현에서는 위상 탐지기에서 디지털 방식으로 신호를 샘플링하여 지터 샘플의 첨두치 진폭을 계측한다.

아날로그 피크 탐지에서는 피크 탐지기의 어택 타임이 첨두치 진폭 계측의 정확성에 큰 영향을 미친다. 어택 타임이 짧으면 피크 탐지기가 지터 신호 진폭의 급격한 변화를 보다 정확하게 추적할 수 있다. 반대로 어택 타임이 길면 이런 변화를 추적할 수 없고 진폭 계측 성능이 떨어진다. 일반적으로 디지털 방식을 이용하면 실제 첨두치 값을 보다 정확하게 계측할 수 있다.

##### 4.5.2. 독립적 지터 샘플과 표준화된 계측 시간

3.6절에서 계측된 첨두치 지터 진폭과 계측 시간 사이의 관계를 간략히 설명한 바 있다. 이 관계를 좀 더 깊이 알아보기 위해 지터 신호 샘플링과 관련하여 Nyquist 속도 샘플링과 독립적 샘플이라는 두 가지 개념을 사용한다.

지터 파형을 포함하여 지터 신호에 대해 얻을 수 있는 모든 정보를 수집하려면 샘플링 속도가 최소한 Nyquist 속도 이상이 되어야 한다. Nyquist 속도는  $2 \cdot f_{BW}$ 와 같으며 여기서  $f_{BW}$ 는 "유효" 지터 신호 대역폭이다. 위상 복조 방법의 경우 유효 지터 신호 대역폭은 광대역 클럭 복구 프로세스의 루프 대역폭과 같거나 작다. 다른 두 방법에서 그림 28에 나타낸 계측 대역 통과가 실현되는 정도까지 유효 지터 신호 대역폭은 입력 신호의 가장 높은 지터 주파수와 같다.

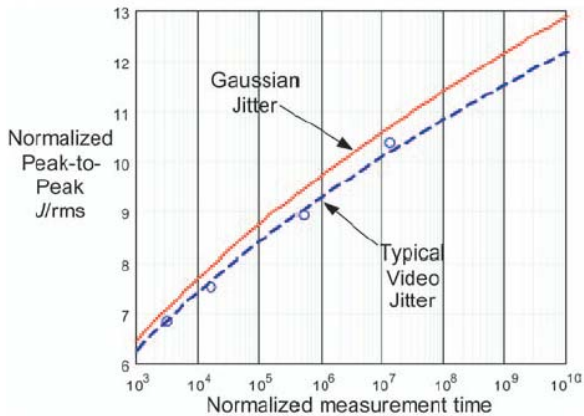
Nyquist 속도보다 높은 속도로 수집된 샘플 집합에는 지터 신호를 재구성하는 데 필요한 정보가 있을 것이다. 사실, 이 샘플 집합에는 지터 신호에 대해 쓸데 없을 정도로 많은 정보가 들어 있다. 특히, 인접한 샘플들은 복조된 지터 신호의 독립적 샘플이 아니다. 독립적 샘플로 이루어진 작은 하위 집합에서 큰 샘플 집합을 구성할 수 있다. 전체 샘플 집합에 있는 인접한 샘플에는 어느 정도의 시간 상관관계가 있다.<sup>5</sup>

Nyquist 속도보다 낮은 속도로 수집된 임의의 지터 샘플 집합이 전체 지터 신호를 나타낼 수는 없다. 하지만 평균, 편차 및 RMS와 같은 위상 변조의 여러 가지 통계적 특성을 판단하는 데는 이 집합만으로 충분할 수도 있다. 최적의 결과를 위해서는 Nyquist 속도 이하로 수행되는 이 샘플링을 통해 독립적 지터 샘플 집합이 만들어져야 한다. 독립적 지터 샘플 수가 충분한 경우 이 집합을 이용해 허용 가능한 수준의 통계적 특성 결과를 낼 수 있다.

다음 단원에서 살펴 보겠지만 첨두치 진폭 계측에 사용되는 샘플링 방법과 독립적 지터 샘플 수 모두 계측 결과에 상당히 큰 영향을 미칠 수 있다. 지터 계측 방법이 다르면 독립적 지터 샘플을 수집하는 방법과 속도도 다르다. 따라서 같은 시간에 걸쳐 수행된 여러 가지 방식의 첨두치 계측 작업을 통해 같은 수의 독립적 지터 샘플이 수집되지는 않으므로 그 결과를 쉽게 비교할 수 없다.

그 대신 첨두치 진폭 계측 지속 시간이 계측 결과에 어떤 영향을 미치는지 설명하기 위해 사용된 계측 방법과는 무관하게 독립적 지터 샘플 수를 기준으로 사용하기로 한다. 계측 시간 T 동안 수집된 독립적 지터 샘플 수를 *표준화된 계측 시간*이라 부르도록 하겠다. 그러면 각 계측 방법에서 특정한 표준화된 계측 시간에 해당하는 독립적 지터 샘플 수를 수집하는 데 필요한 실제 계측 시간을 비교할 수 있다.

<sup>5</sup> 수학적으로 풀이하자면, 복조된 지터 신호와 관련된 자동 상관 함수의 첫 번째 제로(0)는  $\pm 1 / (2 \cdot f_{BW})$ 에서 발생하며 여기서  $f_{BW}$ 는 신호의 파워 스펙트럼 대역폭이다. 이 시간 간격으로 분리된 샘플은 독립적이게 된다. 즉 시간 상관관계가 없어지게 된다. 이 간격보다 작은 간격을 둔 샘플은 어느 정도의 상관성을 지니게 된다.  $1 / (2 \cdot f_{BW})$ 의 간격을 둔 샘플은  $2 \cdot f_{BW}$ 의 샘플 간격, 즉 Nyquist 속도와 같아진다.



▶ **그림 29.** 계측된 첨두치 지터 진폭에 미치는 표준화된 계측 시간의 효과( $J/rms$ )

실제 계측 시간  $T$ 에 해당하는 표준화된 계측 시간  $N$ 은  $N = T \cdot \min(S, 2 \cdot f_{JBW})$ 의 식으로 구한다. 이 식에서  $S$ 는 지터 계측 프로세스에서 신호 지터 샘플을 수집하는 실제 속도,  $f_{JBW}$ 는 유효 지터 신호 대역폭이고  $\min(x,y)$  함수는 두 인수의 최소값이다.

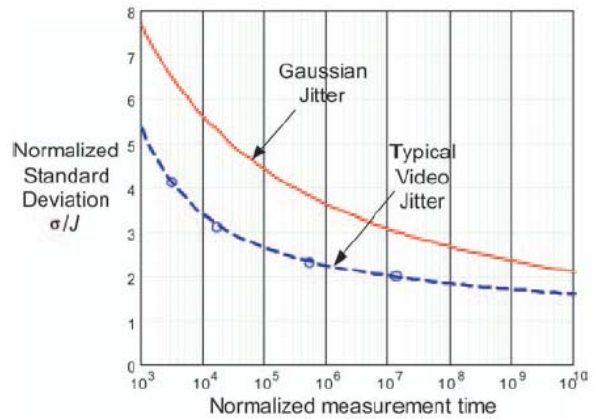
#### 4.5.3. 랜덤 지터의 첨두치 진폭 계측

우선 랜덤 지터의 계측된 첨두치 진폭에 미치는 표준화된 계측 시간의 영향을 고려한다. 2.6절에서 설명한 바와 같이, 랜덤 지터는 일반적으로 가우시안 진폭 분포에 의해 모델화된다. 실제로는 랜덤 지터의 첨두치 진폭에는 이 확률 분포와 관련된 "무한정한" 특성이 있다. 즉 계측 시간이 증가하면 계측된 첨두치 진폭도 증가한다.

임의의 랜덤 프로세스에서 계측 결과는 계측에 사용되는 독립적 샘플 수에 따라 달라진다. 무한정한 특성을 보다 정확하게 기술하자면 랜덤 지터의 독립적 샘플 수가 증가하면 랜덤 지터의 계측된 첨두치 진폭이 증가한다. 다시 말해 표준화된 계측 시간의 증가에 따라 첨두치 진폭 계측 결과도 단조 증가한다.

그림 29는 가우시안 랜덤 지터(빨간 선)에 대한 첨두치 진폭과 표준화된 계측 시간 사이의 관계를 나타낸 것이다. 이 그래프는 RMS 지터 진폭에 대한 첨두치 계측( $J$ )의 비를 표준화된 계측 시간의 함수로 나타낸 것이다.

예상한 대로 그 비는 증가한다. 독립적 지터 샘플 수를 늘리면 지터 샘플 집합의 가우시안 분포 꼬리 부분에서 일부 높은 진폭 값이 포함될 확률이 높아진다. 그러므로  $J$ 는 RMS 값에 따라 증가한다. 가우시안 분포에는 무한정한 첨두치 진폭이 있으므로 이 비율은 독립적 지터 샘플 수와 함께 계속 증가하게 된다.



▶ **그림 30.** 첨두치 지터 계측의 일관성(표준 편차  $\sigma$ )에 미치는 표준화된 계측 시간의 효과

하지만 첨두치 진폭을 여러 번 계측하면서 같은 수의 독립적 지터 샘플을 사용하는 경우 이들 계측 작업에서 랜덤 프로세스를 샘플링하므로 같은 결과가 나오지 않는다. 다른 샘플 집합에는 가우시안 분포의 다른 지점에서 수집한 진폭이 포함된다. 따라서 여러 차례의 첨두치 진폭 계측 결과에도 랜덤 변동이 있게 된다.

그림 30의 빨간 선은 평균 첨두치 계측( $J$ )에 대한 첨두치 계측 집합의 표준 편차( $\sigma$ )의 비를 표준화된 계측 시간의 함수로 구성하여 가우시안 랜덤 지터에 대해 이 변동을 표시한 것이다. 독립적 지터 샘플 수가 증가하면 이 비는 감소한다. 샘플 집합이 더 크면 랜덤 지터를 보다 완벽히 특성화할 수 있고 여러 번의 계측에서 보다 일관된 결과를 낼 수 있다.

일반적인 비디오 신호에는 결정성 지터와 랜덤 지터가 모두 포함된다. 결정성 지터와 랜덤 지터를 모두 포함한 신호에 대한  $J/rms$  및  $\sigma/J$  비는 그림 29와 그림 30의 빨간 선과 일치하지 않는다.

## 텍트로닉스 비디오 입문서

### ▶ Primer

그 이유를 알아보려면 A와 B의 두 신호를 검토해보면 된다. 여기서 A 신호에는 가우시안과 같은 랜덤 지터만 있고 B 신호에는 가우시안 같은 랜덤 지터와 결정성 지터가 모두 있다. A 신호에 있는 랜덤 지터의 RMS 진폭(RMSA)이 랜덤 및 결정성 성분 모두에서 수집한 B 신호 내 전체 지터의 RMS 진폭(RMSB)과 같다고 가정한다. 이 경우 B 신호의 랜덤 지터(RMSBran)의 RMS 진폭은 A 신호의 랜덤 지터(RMSA)보다 낮아야 한다.

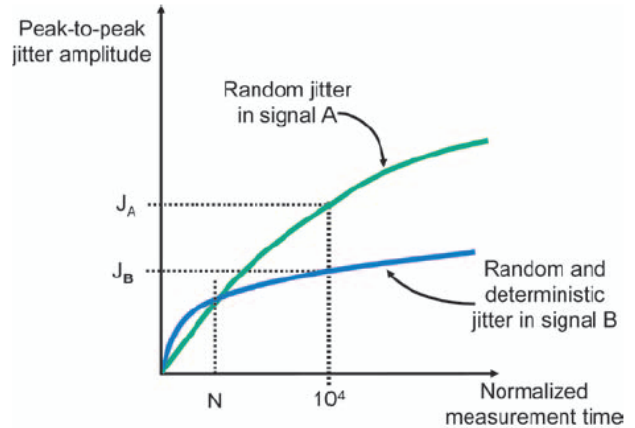
그림 31의 스케치는 이 두 신호에 대한 첨두치 지터 진폭 계측과 표준화된 계측 시간 사이의 관계를 나타낸 것이다. A 신호(녹색 선)에서는 랜덤 지터가 모든 표준화된 계측 시간에 대한 첨두치 진폭 계측을 결정한다. 그림 29와 일관되게, 표준화된 계측 시간이 증가하면 첨두치 진폭 계측 결과가 증가한다.

B 신호(파란 선)의 경우 유한정한 결정성 지터가 어떤 값 N 미만의 표준화된 계측 시간 동안 첨두치 지터 진폭 계측을 지배한다. N보다 큰 표준화된 계측 시간 동안은 B 신호에 있는 무한정한 가우시안 같은 랜덤 지터가 첨두치 지터 진폭 계측 값을 결정한다. RMSBran은 RMSA보다 작으므로 표준화된 계측 시간이 증가할 때 B 신호의 첨두치 지터 진폭은 A 신호의 첨두치 지터 진폭만큼 빠르게 증가하지 않는다.

$J_A$ 는 A 신호에 있는  $1 \times 10^4$ 개의 독립적 지터 샘플의 첨두치 진폭이고  $J_B$ 는 동일한 표준화된 계측 시간 동안 B 신호의 첨두치 지터 진폭이라고 가정하자. A 신호에는 랜덤 지터만 있으므로  $J_A / \text{RMSA}$ 의 비는 그림 29의 빨간 선 상에 있게 된다. B 신호의 경우에는 이와 동일한 비가 빨간 선 아래에 있게 된다.  $\text{RMSA} = \text{RMSB}$ 이고  $J_B < J_A$ 이므로  $J_B / \text{RMSB}$  비는  $J_A / \text{RMSA}$  비보다 작다.

따라서 동일한 표준화된 계측 시간 동안 랜덤 지터만 있는 신호(A 신호)에 대한  $J/\text{rms}$  비는 그림 29의 빨간 선 상에 있게 되는 반면, 결정성 지터와 랜덤 지터가 모두 있는 신호에 대한  $J/\text{rms}$  비는 이 빨간 선 아래에 있게 된다.  $\sigma/J$  비도 같은 식으로 움직인다.

부록 B에 일반적인 비디오 신호 예에 대해 첨두치 지터 진폭을 계측하는 실험이 설명되어 있다. 그림 29와 그림 30의 파란 선들은 이 계측 결과를 그래프로 나타낸 것이다. 그 결과는 결정성 지터가 있는 경우 랜덤 지터만 있는 신호에 대한 값에 비해  $J/\text{rms}$  비와  $\sigma/J$  비가 감소한다는 이전의 분석과 일치한다.



▶ 그림 31. A 및 B 신호에 대한 첨두치 지터 진폭

이들 그래프에 나타나는 바와 같이, 가우시안 분포 또는 혼합 분포 중 하나로 표현된 지터 값의 분포를 바탕으로 "정확한" 표준화된 계측 시간을 정할 수는 없다. 표준화된 계측 시간이 증가함에 따라 계측된 첨두치 진폭도 계속 증가한다. 계측된 첨두치 진폭은 어떤 특정한 독립적 지터 샘플 수 이상에서는 "안정화"되지 않는다.

따라서 다양한 계측 방법을 이용해 첨두치 지터 진폭을 계측한 결과가 보다 일관되도록 하려면 이런 계측에 사용되는 독립적 지터 샘플 수를 표준에 지정할 필요가 있다. 예를 들어 각각의 방법에서 일반적인 비디오 신호에서 수집한  $5 \times 10^5$ 개의 독립적 지터 샘플의 첨두치 진폭을 계측한 경우 그림 30은 계측 값의 표준 편차가 2% ~ 2.5% 사이가 될 것이라고 나타낸다.



#### 4.5.4. 계측 시간

각 계측 방법마다 제각기 다른 속도로 지터 샘플을 수집할 수 있다. 결과적으로, 샘플 지속 시간 동안 이루어진 첨두치 진폭 계측에 있어 지터 샘플 수가 상당한 차이를 보일 수 있다. 4.5.3절에 나타난 바와 같이, 다른 표준화된 계측 시간에 걸쳐 이루어진 계측 결과는 주로 랜덤 지터의 무한정한 특성 때문에 상당한 차이가 날 수 있다.

서로 다른 지터 계측 방법으로 계측하더라도 비교 가능한 결과를 내려면 동일한 표준화된 계측 시간, 즉 같은 수의 독립적 지터 샘플에 대해 첨두치 지터 진폭을 계측해야 한다. 이를 위해서는 실제 계측 시간이 각기 달라야 할 것이다. 한 가지 간단한 예로 각각의 방법을 이용하여  $1 \times 10^6$ 개의 지터 샘플을 수집하는 데 필요한 실제 시간을 고려해본다.

4.3.1절에서 설명한 바와 같이, 등가 시간 아이 방법에서는 아이를 형성하는 데 사용되는 샘플링 속도와 막대 그래프 윈도우의 높이에 의해 결정되는 속도로 막대 그래프 값을 수집한다. 계측 프로세스에서 5kS/s의 속도로 막대 그래프 값을 수집하는 경우  $1 \times 10^6$ 개의 지터 샘플을 수집하려면 3.33분이 걸린다. 250kS/s의 속도에서는 계측 시간이 4초로 감소한다.

위상 복조 방법을 디지털 방식으로 구현한 경우에는 대역이 제한되는 이 신호에 대해 Nyquist 속도나 그 이상의 속도로 위상 탐지기의 출력을 직접 샘플링한다. 계측 프로세스에서 10MS/s의 속도로 샘플링하는 경우에는 대역이 제한되는 이 복조 지터 신호의 지터 샘플  $1 \times 10^6$ 개를 100ms 만에 수집할 수 있다.

4.3.3절에서 설명한 바와 같이, 실시간 획득 방법에서는 데이터 신호의 각 전이에 대해 지터 신호를 샘플링하므로 획득되는 샘플 수는 획득 중에 발생한 신호 에지 수에 달려 있다. 1.485Gb/sec의 HD-SDI 신호에서 단위 간격의 50%에서 전이가 발생한 경우에는 이 신호의 1.35ms에 해당하는 획득에서  $1 \times 10^6$ 개의 지터 샘플이 획득된다.

인접한 지터 샘플 간의 시간 상관 정도는 샘플과 지터 스펙트럼 성분 사이의 간격에 따라 달라진다(4.5.2절 참조). 개괄적으로 말하자면, 예컨대 등가 시간 아이 방법으로 수집된 샘플과 같은 넓게 분리된 샘플의 시간 상관관계는 예컨대 실시간 획득 방법으로 수집된 샘플과 같이 간격이 더 좁은 샘플보다 덜하다.

따라서 같은 수의 지터 샘플에 대해 수행된 첨두치 진폭 계측 결과가 같은 수의 독립적 지터 샘플, 즉 동일한 표준화된 계측 시간에 걸쳐 이루어진 계측 결과와 반드시 일치하지는 않는다. 저주파 지터가 지터 스펙트럼을 지배하는 경우 보다 넓은 간격을 지닌 샘플 집합으로 동일한 표준화된 계측 시간과 일치시키려면 더 많은 수의 조밀한 간격을 지닌 샘플이 필요할 수도 있다.

#### 4.5.5. 다이내믹 레인지와 지터 값 양자화

3가지 지터 계측 방법을 구현하면 첨두치 진폭 계측의 다이내믹 레인지와 양자화가 다를 수 있다. 특히, 어떤 구현에서는 1UI보다 큰 첨두치 진폭을 계측할 수 있는 반면 다른 구현에서는 최대 1UI까지 첨두치 지터 진폭만 계측할 수도 있다. 이 두 가지 구현에서 같은 비트 수를 가진 디지털 워드로 첨두치 진폭 계측 결과를 캡처하는 경우 다이내믹 레인지가 1UI 이상인 구현에서 얻는 값의 양자화 단계는 다이내믹 레인지가 1UI인 구현에서 얻는 값보다 더 클 것이다.

#### 4.6. 지터 노이즈 플로어

어떤 지터 계측 방법을 이용하더라도 구현할 때는 반드시 내부 왜곡, 노이즈, 변동이 생기기 마련이다. 이런 현상은 필연적인 물리적 특성이나 지터 계측 프로세스를 설계 및 구현할 때 엔지니어가 선택한 조건으로부터 기인하는 것이다. 신중하게 설계하면 이런 고유의 동작으로 인한 영향을 줄일 수 있지만 완전히 제거할 수는 없다. 이들 요소는 지터 진폭 계측의 한계를 낮추는 역할을 하며 이를 *지터 노이즈 플로어*라고 한다.

계측 프로세스의 어떤 단계라도 지터 노이즈 플로어에 기여할 수 있다. 지터 노이즈 플로어에 주로 기여하는 요소로는 다음과 같은 것이 있다.

- ▶ **시간축 지터:** 샘플링 및 클럭 복구와 같은 다양한 프로세스에는 안정적인 타이밍 기준이 필요하다. 수많은 구현에서 수정 발진기나 유전체 공진 발진기를 사용하여 타이밍 기준 신호를 생성한다. 이런 발진기에서는 위상 노이즈나 다른 왜곡이 지터 노이즈 플로어 형성의 원인이 된다. 실리콘 발진기는 지터 노이즈 플로어에 상당한 시간축 지터를 일으킬 수 있다.
- ▶ **클럭 복구 지터:** 하드웨어 기반 클럭 복구 프로세스의 왜곡과 노이즈도 지터 노이즈 플로어의 원인이 될 수 있다. 위상 노이즈는 랜덤 지터 발생에 기여하고 같은 비트로 구성된 긴 열은 결정성 데이터 종속성 지터에 기여할 수 있다. 이 데이터 종속성 지터의 첨두치 진폭은 클럭 복구 대역폭에 비례한다. 부록 C에는 SMPTE 계측 대역 통과 사양을 실현하기에 충분히 큰 클럭 복구 대역폭이 상당한 데이터 종속성 지터를 유발한다는 점이 설명되어 있다.
- ▶ **이퀄라이저 지터:** 하드웨어 기반 균등화 프로세스에서도 랜덤 및 결정성 지터 성분이 지터 노이즈 플로어 형성에 기여할 수 있다. 이 프로세스에는 불완전한 균등화와 최적이지 아닌 임계값 탐지에서 발생한 듀티 사이클 종속성 지터로 인한 결정성 데이터 종속성 ISI가 포함된다(4.1절 참조).

균등화에 사용되는 주파수 종속성 이득(2.7절의 그림 4 참조)도 지터를 일으킬 수 있다. 이 이득은 미리 균등화된 신호에 있는 진폭 노이즈를 증가시킬 수 있다. 전이 탐지 단계에서 결정 임계값 근처의 진폭 노이즈는 탐지된 신호 에지에 발생하는 현저한 위상 노이즈(지터)의 원인이 될 수 있다. 이런 AM-PM 효과로 인한 고주파 지터가 노이즈 플로어에 기여한다.

- ▶ **트리거 지터:** 지터 계측 프로세스에서 여러 트리거에 걸친 획득으로부터 샘플을 수집하는 경우 이런 트리거링 프로세스의 변동으로 인해 샘플링 프로세스의 타이밍에 변동이 생길 수 있다. 이런 타이밍 변동이 지터 노이즈 플로어에 기여할 수 있다.

방법	주요 특징
등가 시간 아이	SDI 신호의 등가 시간 샘플에서 수집된 지터 값의 막대 그래프를 사용하여 첨두치 지터 진폭을 계측한다. SMPTE에 지정된 대역 통과 제한 범위 내의 모든 지터 주파수를 계측할 수 있다. 대체 버전으로 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 계측할 수 있지만 일반적인 구현에서 다이내믹 레인지는 1UI 이다. 많은 수의 독립적 지터 샘플을 수집하려면 긴 계측 시간이 요구된다.
위상 복조	SDI 신호에서 복구된 두 클럭 신호의 위상 차이를 탐지함으로써 형성된 대역 제한 복조 지터 신호를 연속적으로 샘플링하여 첨두치 지터 진폭을 계측한다. 일반적으로 지터 노이즈 플로어를 증가시킬 수 있는 긴 케이블 상의 지터를 계측하기 위한 균등화 단계가 있다. SMPTE에 지정된 대역 통과 제한 범위 내에서 최대 루프 대역폭이 데이터 클럭 속도의 1/10에 한참 못 미치는 클럭 복구 회로의 루프 대역폭까지 모든 지터 주파수를 계측할 수 있다. 일반적인 구현에서 다이내믹 레인지는 1UI 이상이다. 짧은 계측 시간 동안 많은 독립적 지터 샘플을 수집할 수 있다. 위상 탐지기 출력, 즉 대역이 제한된 복조 지터 신호의 지터 파형과 지터 스펙트럼을 표시할 수 있다. 위상 탐지기에서 연속적이고 대역이 제한된 복조 지터 신호 출력을 공급할 수 있다.
실시간 획득	실시간으로 SDI 신호를 샘플링하여 획득한 하나 이상의 고정 크기 레코드에서 각 신호 전이에 대한 시간 간격 오류를 계산함으로써 첨두치 지터 진폭을 계측한다. 저주파 한계까지 계측하려면 여러 차례 획득해야 하는 SMPTE에 지정된 대역 통과 제한 범위 내의 모든 지터 주파수를 계측할 수 있다. 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 계측할 수 있다. 짧은 계측 시간 동안 많은 독립적 지터 샘플을 수집할 수 있고 표준화된 계측 시간을 달성하려면 여러 차례 획득 작업을 해야 한다. TIE 계측으로부터 지터 파형과 지터 스펙트럼을 생성할 수 있다. 지터를 신호 데이터에 상관시킬 수 있다.

▶ 표 4. 지터 계측 방법 비교

#### 4.7. 지터 계측 방법 비교

표 4는 서로 다른 계측 방법의 주요 특징을 요약한 것이다.

SDI 신호의 지터 특성에 따라 표에서 설명한 방법 간의 차이로 인해 첨두치 지터 진폭 계측 결과가 다를 수 있다. 다음 예는 이들 방법으로 수행한 지터 계측 결과를 비교할 때 고려할 여러 가지 요인을 설명한 것이다.

#### 지터 계측 비교: 정현파 지터

어떤 SDI 신호에 RMS 진폭이 매우 낮은 랜덤 지터와 첨두치 진폭이 1UI 미만인 1MHz 정현파 지터가 있다고 가정하자. 이 신호에 대해 각 방법마다 비슷한 첨두치 지터 진폭을 계측할 것이다. 계측에 사용되는 양자화 단계나 지터 노이즈 플로어의 차이로 인해 약간의 변동이 발생할 수 있다.

**지터 계속 비교: 고진폭 지터**

같은 SDI 신호를 살펴보지만 이번에는 첨두치 진폭이 1UI 이상인 신호라고 가정하자. 위상 복조 방법과 실시간 획득 방법의 일반적인 구현에서는 이런 고진폭 지터를 탐지하고 비슷한 값으로 계속할 것이다. 하지만 등가 시간 아이 방법의 일반적인 구현(그림 20)에서는 1UI보다 큰 지터 진폭을 탐지할 수 없다.

**지터 계속 비교: 고주파 지터**

이 비교를 위해 SDI 신호의 정현파 지터가 이번에는 첨두치 진폭이 1UI 미만인 25MHz 정현파 지터라 가정한다. 등가 시간 아이 및 실시간 획득 방법의 일반적인 구현에서는 이 신호에 대한 첨두치 지터 진폭을 계속할 수 있다. 등가 시간 아이 방법을 구현할 때 트리거 지터를 비롯한 높은 지터 노이즈 플로어가 있을 수 있다. 따라서 이 방법에서는 약간 더 높은 값이 나올 수 있다. 위상 복조 방법의 일반적인 구현에서 클럭 복구 대역폭은 25MHz 미만이다. 첨두치 진폭 계속에는 이런 고주파 지터의 기여도는 포함되지 않고 더 작은 첨두치 진폭 계속 결과가 나올 것이다.

**지터 계속 비교: 저주파 지터**

다음은 첨두치 진폭이 1UI 미만인 10Hz 정현파 지터가 있는 SDI 신호를 살펴보자. 3가지 방법을 이용해 타이밍 지터 계속에 대해 지정된 대역 통과와 고역 특성이 올바르게 구현되는 한 이 신호에 대해서는 유사한 첨두치 지터 진폭을 계속할 수 있다. 실시간 획득 방법에서 단일 획득으로는 이 변동의 한 부분만 캡처되므로 이 방법에서는 여러 차례의 획득을 거쳐 TIE 계속 결과를 획득할 필요가 있다.

**지터 계속 비교: 원더**

이제 SDI 신호에는 10Hz 이상의 결정성 지터가 전혀 포함되지 않지만 높은 진폭의 원더 성분, 즉 10Hz 미만의 주파수에서 발생하는 타이밍 변동이 있다고 가정한다. 이 원더 성분은 어떤 방법을 사용하여 첨두치 진폭 계속 결과를 얻었든 상관없이 그 결과에 영향을 줄 수 있다. 어떤 방법을 사용하든 한 번의 구현에서 10Hz 미만의 주파수가 40dB/decade 감쇠되는 대역 통과 필터를 실현하고 또 다른 구현(역시 방법에는 무관)에서 IEEE 표준 1521에서 지정한 60dB/decade의 슬로프를 실현한다고 가정한다. 첫 번째 구현에서는 두 번째 구현만큼 고진폭 원더 성분이 잘 제거되지 않고 첨두치 진폭 계속 결과가 더 높을 것이다(6.2.1절 참조).

**지터 계속 비교: 격리된 지터 스파이크**

정현파 지터 대신, SDI 신호의 결정성 지터가 교류 지터 스파이크로 구성되어 있고 이 스파이크는 폭이 300µs이고 진폭은 0.1UI보다 약간 높으며 32ms로 분리된다고 가정한다.

3.6절에 설명한 바와 같이, SMPTE 표준에서는 계속 시간을 지정하지 않기 때문에 이 지터에 대한 "정확한" 첨두치 진폭 계속에 두 지터 스파이크가 모두 포함되어야 하는지 명확하지 않다. 이 예의 경우 표준에서 의미하는 바는 이런 상황에서 계속된 첨두치 지터 진폭이 0.2UI 근처여야 하는 것으로 해석한다.

64ms 이상의 시간 간격에서 첨두치 지터 진폭을 계속한 위상 복조 방법의 구현에서는 0.2UI 근처의 결과가 나오게 된다.

등가 시간 아이 방법을 이용하는 경우 수집된 막대 그래프와 짧은 관찰 시간 동안 재설정하는 계속에는 양쪽 피크에서 수집한 샘플이 포함되지 않으며 0.2UI 미만의 첨두치 진폭 값이 나오게 된다. 더 긴 관찰 시간 동안 더 많은 샘플을 수집하면 결국 0.2UI 근처의 결과가 나오게 되는 양쪽 지터 피크로부터 수집한 샘플이 포함되는 막대 그래프를 얻게 된다.

현재의 획득 레코드 크기로는 실시간 획득 방법을 구현하여 단일 획득에서 양쪽 지터 피크를 모두 캡처할 수 없다. 여러 차례 획득하여 횡수를 충분히 늘리면 양쪽 지터 피크로부터 샘플이 수집될 가능성이 커지고 0.2UI 근처의 결과를 얻게 된다. 적은 수의 획득에 대해 계속한 결과에는 양쪽 피크로부터 수집된 샘플이 포함되지 않을 수 있고 그러면 더 낮은 첨두치 진폭 값이 나온다. 충분한 수의 샘플을 획득하고 처리하는 데 필요한 실제 시간은 개별 획득과 획득 간 간격을 처리하는 시간이 결합된 지속 시간에 따라 결정된다.

**지터 계속 비교: 케이블 감쇠로 인한 심벌간 간섭**

다음과 같이 가정한다.

- (1) SDI 신호원의 출력에 지터가 거의 없다.
- (2) 이 출력은 SDI 수신기에 대한 비 리클러킹 비디오 장비 여러 대와 긴 케이블을 통해 라우트된다.
- (3) 수신기 입력부에서 신호에 포함된 지터를 계속하려고 한다.

SDI 수신기에는 케이블 감쇠 효과를 보상하는 케이블 이퀄라이저가 있다. 신호 디코딩에 영향을 미칠 신호 지터를 평가하려면 계측 프로세스에서 케이블 감쇠에 따른 ISI로 인한 데이터 종속성 지터를 제외시켜야 한다. 그림 16에 나타낸 것과 같이 균등화 프로세스를 구현하거나 신호 처리 알고리즘을 사용하여 데이터 종속성 지터 성분을 분리하여 제거하면 된다. 이 지터를 제외시키지 않는 계측 프로세스를 실행하면 더 큰 첨두치 진폭 계측 결과가 나오게 된다.

#### **지터 계측 비교: 짧은 케이블에서의 지터 계측**

이제 같은 계측 프로세스를 사용하여 짧은 케이블에서 앞의 예와 같은 SDI 신호원의 출력을 직접 계측한다고 가정하자. 가정에 따라 소스 출력에는 지터가 거의 없으므로 이 계측 프로세스의 지터 노이즈 플로어가 첨두치 지터 진폭 계측 결과를 결정하게 된다. 하드웨어 기반의 균등화 단계가 있는 프로세스에서는 케이블 이퀄라이저가 지터 노이즈 플로어의 원인이 되므로 더 큰 결과가 나올 수 있다.

#### **지터 계측 비교: 랜덤 지터**

모든 SDI 신호에는 일정량의 랜덤 지터가 있고 랜덤 지터는 주로 지터 계측 결과의 변동을 일으킨다. 4.5.2절에서 4.5.4절까지 본질적으로 무한정한 이 지터 성분의 첨두치 진폭 계측에 영향을 주는 여러 가지 주요 고려 사항이 설명되어 있다. 특히, 다음 사항에 유의한다.

- ▶ 계측된 첨두치 지터 진폭은 계측에 사용되는 독립적 지터 샘플 수에 따라 결정된다.
- ▶ 같은 수의 독립적 지터 샘플에 대한 첨두치 지터 진폭 계측에서는 일치하는 결과가 나올 것이다. 더 많은 표준화된 계측 시간, 즉 더 많은 독립적 지터 샘플을 사용하면 계측 결과의 변동성이 낮아지게 된다.
- ▶ 관찰 시간이 같더라도 각 방법마다 수집하는 지터 샘플 수는 다르다.
- ▶ 지터 샘플의 간격과 지터의 스펙트럼 성분에 따라 같은 수의 지터 샘플을 이용한 계측 결과가 동일한 표준화된 계측 시간, 즉 같은 수의 독립적 지터 샘플에 대해 계측한 결과와 반드시 일치하지는 않는다.

이런 고려 사항들을 근사적으로 모두 고려한 관찰 시간에서는 본 안내서에서 설명한 어떤 방법을 쓰더라도 비슷한 표준화된 계측 시간 동안 첨두치 지터 진폭을 계측할 수 있고 일관되고 비교 가능한 결과를 낼 수 있다. 이런 요인들을 고려하지 않으면 SDI 신호의 랜덤 지터로 인해 첨두치 지터 진폭 계측 값이 상당히 달라질 수 있다.

## 5.0 데이터 오류율과 지터 계측

4.0절에서 계측 프로세스와 기술의 차이가 어떻게 첨두치 지터 진폭 계측 결과의 차이로 이어질 수 있는지 살펴보았다. 같은 SDI 신호에 대해 두 가지 다른 방법으로 계측한 결과에 상당한 차이가 있을 수 있다. 사실, 같은 지터 계측 방법을 사용하더라도 여러 차례 구현해보면 같은 SDI 신호에 대한 계측 결과가 상당히 다를 수도 있다.

각 방법에는 저마다 강점과 한계가 있다. 4.7절의 비교에서는 한 가지 지터 계측 방법만으로는 어떤 것도 지터 특성의 폭 넓은 변동을 완전히 캡처할 수 없다는 점을 살펴보았다. 또한 랜덤 지터 때문에 계측된 첨두치 지터 진폭은 계측 시간, 보다 정확히 말하자면 첨두치 값을 결정하는 데 사용되는 독립적 지터 샘플 수에 따라 달라진다.

따라서 한 가지 지터 계측 방법으로 단 한 차례 첨두치 진폭 계측 작업을 수행하여 비디오 시스템의 지터와 그것이 이 시스템 작동에 미치는 영향을 판단할 수는 없다. 엔지니어는 지터를 완전히 특성화하려면 지터 계측 방법을 최적의 방식으로 조합하여 사용할 필요가 있다. 사실, 다른 방법을 사용한 계측 결과와 비교한 편차를 보면 지터 특성에 대한 유용한 정보를 얻을 수 있다. 이 주제에 대해서는 7.0절에서 좀 더 깊이 논의하도록 하겠다.

랜덤 지터와 데이터 오류율 간의 관계 때문에 엔지니어는 첨두치 지터 진폭을 계측하는 데 사용되는 독립적 지터 샘플 수도 고려할 필요가 있다. 이 단원에서는 적은 수의 독립적 샘플에 대한 계측을 통해 고진폭 랜덤 지터로 인해 가끔 발생하는 데이터 오류 가능성을 평가할 수 없음을 보여준다.

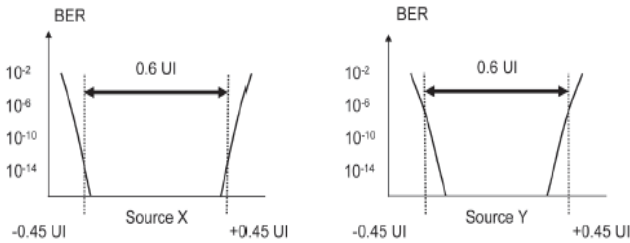
### 5.1. 랜덤 지터와 BER

한 가지 예로, 스펙트럼상 평평한 가우시안 랜덤 지터가 출력에 포함된 2개의 SDI 신호원을 살펴보자. Source A에서의 출력에 포함된 지터의 RMS 진폭은 0.012UI이고 Source B의 출력에 포함된 지터의 RMS 진폭은 0.020UI로 더 높다고 가정한다. 어느 한 쪽 소스로부터의 출력이 최대 0.4UI의 첨두치 진폭 값까지 동기 지터를 허용할 수 있는 SDI 수신기의 입력에 나타날 수 있다. 신호원과 이 수신기 사이에 있는 라우팅 장비가 약 0.2UI의 추가 동기 지터 첨두치를 추가한다.

그림 29에서 Source A의 출력에 있는  $1 \times 10^3$ 개의 랜덤 지터의 독립적 샘플은 첨두치 진폭이 근사적으로  $J = 6.5 \cdot rms = 6.5 \cdot 0.012 = 0.08UI$ 인 반면, Source B의 출력에서 같은 수의 샘플의 첨두치 진폭은 근사적으로 0.13UI인 것을 알 수 있다. 라우팅 장비에서 발생하는 추가적인 동기 지터를 고려하면 Source A에서 수집된 신호의 동기 지터는 수신기 입력에서 첨두치 진폭이 0.28UI가 된다. Source B에서 수집된 신호의 동기 지터는 수신기 입력에서 첨두치 진폭이 0.33UI가 된다. 따라서 어느 한 쪽의 SDI 소스로부터 수집한 신호에 대해 수신기 입력의 신호 지터는  $10^3$ 비트에서 1보다 큰 속도로 0.4UI를 넘지 않을 것이다. 즉 이 시스템의 BER은  $1 \times 10^{-3}$  미만이 된다.

하지만 샘플 수가 많아지면 이런 상황이 바뀐다.  $1 \times 10^{10}$ 개 이상의 샘플에 대해 Source B의 출력에 있는 랜덤 지터의 첨두치 진폭이  $J = 13 \cdot rms = 13 \cdot 0.020 = 0.26UI$ 인 반면, Source A의 출력의 첨두치 진폭은 0.16UI에 가까운 수준이다. 라우팅 장비에서 발생하는 추가적인 동기 지터를 고려하면 Source B에서 수집된 신호의 동기 지터는 이제 수신기 입력에서 첨두치 진폭이 0.46UI가 된다. Source A에서 수집된 신호의 동기 지터는 수신기 입력에서 첨두치 진폭이 0.36UI가 된다.  $10^{10}$ 비트 이상에서 첨두치 진폭은 0.4UI 미만으로 떨어지므로 SDI 수신기는 여전히 Source A로부터 수집된 신호의 지터를 허용할 수 있다. Source B로부터 수집된 신호의 첨두치 진폭은 수신기의 동기 지터 허용 오차 이상이므로 이 신호에서는 비트 오류가 발생한다. Source B의 랜덤 지터로 인해 비디오 시스템은  $1 \times 10^{-10}$ 의 BER을 유지할 수 없다.





▶ **그림 32.** 다른 RMS 진폭에서 랜덤 지터가 있는 소스에 대한 육조형 곡선

SDI 신호원 출력의 육조형 곡선은 이런 소스를 이용하는 비디오 시스템의 잠재적 BER을 판단하는 데 도움이 된다. 그림 32는 X와 Y라는 2개의 SDI 소스로부터 획득한 출력 신호의 육조형 곡선 스케치를 사용하는 이 기술을 나타낸 것이다. 두 출력 신호 모두 가우시안 같은 랜덤 지터만 들어 있다. Source Y에 있는 랜덤 지터의 RMS 진폭이 더 크다.

위에서 설명한 SDI 수신기와 라우팅 장비를 갖춘 비디오 시스템에서 아이 오프닝의 중심점으로부터  $\pm 0.3\text{UI}$  내에서 발생하는 소스 출력의 전이로 인해 수신기에 비트 오류가 발생할 수 있다. Source X에 대한 육조형 곡선은 이 소스의 출력 신호에서  $10^{12}$  중 1개 이하의 전이가 이 영역에 들어오게 된다는 것을 보여준다. Source Y에서 획득한 출력 신호에서는  $10^7$  중 1개 이상의 비율로 전이가 이 영역에 들어오게 된다. 즉 Source X에서는 시스템 BER이  $1 \times 10^{-12}$  미만인 반면, Source Y에서는 BER이  $1 \times 10^{-6}$  및  $1 \times 10^{-7}$  사이라는 뜻이다. HD-SDI 신호의 경우  $10^{12}$ 비트는 11.2분 분량의 비디오 이미지와 같다. 그러므로  $1 \times 10^{-12}$  미만의 BER은 11분에 오류가 1개 미만으로 발생하는 데이터 오류율에 해당된다. 반면,  $10^7$ 비트는 6.73ms 분량의 비디오 이미지에 해당된다.  $1 \times 10^{-7}$  이상의 BER은 비디오 프레임 하나마다 1개 이상의 오류가 발생하는 데이터 오류율에 해당된다.

## 5.2. 지터 계측과 표준 적합성

5.1절에 설명된 Source A와 Source B의 경우  $1 \times 10^3$ 개의 독립적 지터 샘플에 대한 동기 지터의 첨두치 진폭 계측 결과를 보면 두 소스 모두 동기 지터에 대한 SMPTE 사양, 즉  $0.2\text{UI}$  미만이라는 사양에 적합함을 알 수 있다.  $1 \times 10^7$ 개의 독립적 지터 샘플에 대한 동기 지터의 첨두치 진폭 계측에서도 Source A는 적합하다는 것이 나타나지만 Source B는 적합성 범위를 벗어남을 알 수 있다. 따라서 어떤 계측에서 독립적 지터 샘플 수의 차이로 인해 적합성에 대한 평가가 달라질 수 있다.

일반적으로 이런 차이는 소스 출력의 랜덤 지터로부터 기인하는 것이다. 2.6절에 설명한 바와 같이, 결정성 지터는 첨두치 진폭을 제한했다. 소스 출력에 있는 결정성 동기 지터의 첨두치 진폭이  $0.2\text{UI}$  미만인 경우 표준화된 계측 시간을 늘리면 이 결정성 지터 성분에 대해  $0.2\text{UI}$  이상의 첨두치 진폭 계측 결과가 생기지 않는다.

랜덤 지터에는 이런 유한정한 특성이 없다. 소스 출력의 랜덤 동기 지터의 RMS 진폭이 낮더라도  $0.2\text{UI}$  이상의 지터 진폭이 가끔 발생할 수 있다. 표준화된 계측 시간이 길면 이런 더 높은 진폭 변동을 탐지하여  $0.2\text{UI}$  이상의 첨두치 진폭 계측 결과를 낼 수 있다. SMPTE 표준에서는 소스 출력의 첨두치 지터 진폭이 얼마나 오랫동안 지정된 한계 이하로 유지되어야 하는지 지정하지 않으므로 소스 적합성을 평가하기 모호하다. 예를 들어 그림 32에서 Source Y에서 획득한 출력 신호에 대해 다음 내용을 고려해보자.

- ▶ Source Y는  $10^6$  중 1개의 전이를 제외하고 출력 신호의 첨두치 동기 지터 진폭이  $0.2\text{UI}$ 를 넘으면 안 된다는 사양에 *적합하다*.
- ▶ Source Y는 Source Y는  $10^{10}$  중 1개의 전이를 제외하고 출력 신호의 첨두치 동기 지터 진폭이  $0.2\text{UI}$ 를 넘으면 안 된다는 사양에 *적합하지 않다*.

이 예에서 Source Y는 평가를 할 때 고려하는 전이 수에 따라 첨두치 동기 지터 진폭에 대해 SMPTE에서 지정된 한계에 적합하거나 적합하지 않게 된다. 표준에서는 이 값을 지정하지 않으므로 Source Y의 적합성 여부를 명백히 결정할 수 없다.

## 텍트로닉스 비디오 입문서

### ▶ Primer

육조형 곡선을 이용하여 두 소스의 상대적 적합성을 평가할 수 있다. 그림 32에 나타난 소스에 대해 육조형 곡선은 Source X가 Source Y보다 긴 첨두치 동기 지터 진폭에 대해 SMPTE 사양에 적합한 상태를 유지할 것임을 표시한다.

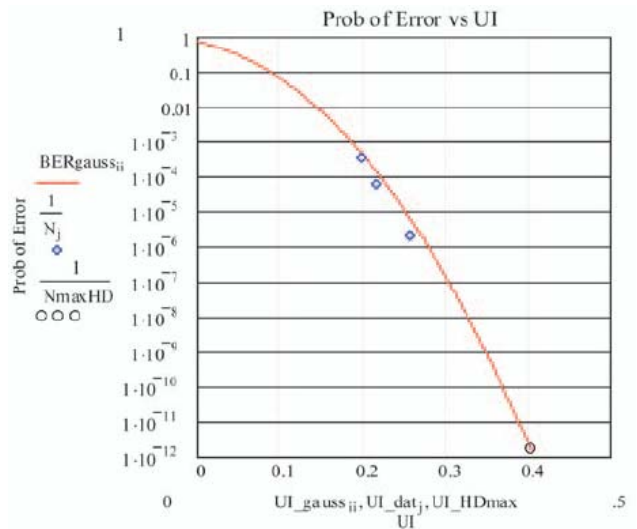
하지만 지정된 한계를 초과할 수 있는 전이 수에 대한 사양이 없으면 두 소스 모두 명백히 표준에 적합하지 않다. 특히, 육조형 곡선은 출력 신호의 첨두치 동기 지터 진폭이  $10^{14}$  중 1개의 전이를 제외하고 0.2UI를 초과할 수 없는 경우 Source X가 사양에 적합하지 않을 것임을 나타낸다.

일본의 비디오 표준인 ARIB RT-B24에는 비디오 시스템의 데이터 오류율에 대한 사양이 제공되지 않는다. 이 표준에서는 비디오 시스템의 평균 데이터 오류율이 매 3분마다 1개 미만의 오류로 제한되어야 한다고 정해두고 있다. 3분의 시간이라면 HD-SDI 신호에 일반적으로  $1 \times 10^{11}$ 개 이상의 전이가 있다. 따라서 ARIB 사양은  $1 \times 10^{-11}$  미만의 BER에 해당된다.

그림 32에 나타난 두 소스가 HD-SDI 소스이고 소스 출력의 첨두치 지터 진폭이 0.2UI를 초과한 경우 비트 오류를 가지게 되는 비디오 시스템에 사용되었다고 가정하자. 그러면 Source X를 사용한 시스템은 ARIB 표준에 적합하지만 Source Y를 사용한 시스템은 적합하지 않게 된다.

### 5.3. BER과 지터 계측 시간

다행히도 신호 소스가 낮은 BER 목표를 달성할 수 있는지 검증할 때 매우 많은 수의 독립적 지터 샘플에 대해 첨두치 진폭을 계측하지 않아도 된다. 짧은 관찰 시간 동안 수집된 적은 수의 독립적 지터 샘플을 사용하여 많은 수의 독립적 지터 샘플에 대한 첨두치 지터 진폭을 평가할 수 있는 다양한 방법이 있다. 그림 33은 짧은 표준화된 계측 시간 동안 수행한 첨두치 진폭 계측 결과를 이용하여 많은 수의 독립적 지터 샘플로 수행한 계측 결과를 평가하기 위한 한 가지 절차를 나타낸 것이다. 이 Mathcad 그래프는 첨두치 진폭 계측 값과 그 계측에 사용된 독립적 지터 샘플 수와 관련된 BER 사이의 관계를 보여준다. 그래프 상의 파란색 다이아몬드 기호는 부록 B에 설명한 계측에 대한 이 관계를 보여준다. 이 계측은 약 18.8ps의 RMS 진폭 값을 가진 랜덤 지터 성분과 무시할 수 있는 수준의 결정성 지터 성분이 포함된 HD SDI 소스 출력에 대해 수행되었다. 이 실험에서 계측된 소스 출력의 첨두치 지터 진폭은  $3 \times 10^3$ 개의 독립적 지터 샘플에 대해 계측 시 0.19UI였다.



▶ **그림 33.** 일반적인 비디오 신호에 대한 BER 대비 첨두치 지터 진폭

소스 출력에 있는 0.19UI의 첨두치 지터 진폭이 시스템에서 비트 오류를 일으키지 않으면 이 소스는  $3 \times 10^3$ 비트에서 1개 미만의 오류가 발생하는 비율로 비트 오류가 발생하도록 보장할 수 있다. 이것은 그래프에 나타난 것처럼  $1 / 3 \times 10^3 = 3.3 \times 10^{-4}$ 의 BER에 해당된다.  $1.6 \times 10^4$ 개의 독립적 지터 샘플에 대해 계측된 첨두치 진폭은 0.21UI였다. 시스템에서 비트 오류가 발생하기 전에 소스 출력의 지터가 0.21UI의 첨두치 진폭에 도달할 수 있는 경우 이 소스는 표시된 바와 같이  $6.25 \times 10^{-5} = 1 / 1.6 \times 10^4$ 의 BER을 보장할 수 있다. 그래프의 빨간 선은 다양한 값을 가지는 N개의 독립적 지터 샘플에서 계측된 첨두치 지터 진폭 값의 약간 오른쪽으로 결정되는 가우시안 랜덤 지터에 대한 이론적 곡선을 보여준다. 이 곡선은 본질적으로 그림 29의 빨간 선과 같은 선이다. 그림 33의 세로 축 상의 BER 값은 그림 29의 가로 축 상의 표준화된 계측 시간에 해당된다. 그림 33의 가로 축은  $J/rms$  비가 아니라 첨두치 진폭 계측 결과를 보여준다. 따라서 그림 33의 빨간 선은 0.028UI(18.8ps)의 특정 RMS 진폭을 가진 가우시안 랜덤 지터의 이론적 첨두치 지터 진폭을 보여준다. 그림 33의 곡선을 이용하여 0.028UI의 RMS 진폭을 가진 출력 신호에 랜덤 지터가 있는 소스에서 첨두치 지터 진폭에 대해 "최악의 경우"에 해당하는 평가를 할 수 있다. 특히, 이 곡선은 거의  $10^{12}$ 개의 지터 샘플에 대해 이 신호에서 최악의 경우에 해당하는 첨두치 지터 진폭이 0.4UI(다이아그램의 검정색 원)임을 보여준다. ARIB 사양을 만족해야 하는 비디오 시스템에 이 소스가 들어 있었다고 가정해보자.

이 시스템은 소스 출력에서 약 0.4UI의 첨두치 지터 진폭을 허용해야 할 것이다. 그렇지 않으면 이 소스의 출력에서 이런 0.028UI의 특정 RMS 진폭을 가진 랜덤 지터가 ARIB 사양 이상의 BER을 생성하게 될 것이다.

이 절차에서는 랜덤 지터의 동작을 바탕으로 BER 값을 추정한다. 어디에나 있는 열 잡음으로 인해 모든 SDI 신호에는 일정 수준의 랜덤 지터가 있게 되고 이 "무한정한" 랜덤 지터가 많은 수의 독립적 지터 샘플, 즉 긴 표준화된 계측 시간에 걸쳐 계측된 첨두치 진폭 값을 결정하게 된다.

짧은 표준화된 계측 시간 동안에는 유한정한 결정성 지터가 첨두치 진폭을 결정할 수 있다. 랜덤 성분이 전체 첨두치 진폭 값을 지배하기 시작하는 표준화된 계측 시간은 결정성 지터의 첨두치 진폭에 대한 랜덤 지터의 RMS 진폭 비에 따라 결정된다.

따라서 이 단원에서 설명하는 절차에는 신호에 있는 모든 결정성 지터의 최대 첨두치 진폭을 결정하기 위한 초기 계측 결과 집합이 반드시 포함되어야 한다. 이것이 그래프에 나타낸 계측에 사용되는 독립적 지터 샘플의 수에 대한 하한을 설정한다.

#### 5.4. 지터 묶음

3.5절에 설명한 바와 같이, SMPTE 표준에서는 소스 출력에 허용되는 지터를 지정한다. 하지만 소스 출력의 지터가 비디오 시스템의 데이터 오류율을 완전히 결정하지는 않는다.

5.1절에 사용되는 예에서는 Source B와 SDI 수신기 사이의 비디오 장비가 0.2UI의 지터를 추가했기 때문에 Source B가 비트 오류를 발생시켰다. 이로 인해 수신기의 지터 입력 허용 오차 이상의 신호 지터가 발생했다.

이제 Source B와 수신기 사이의 비디오 장비가 0.1UI의 지터만 추가했다고 가정한다. 이 시스템의 BER은  $1 \times 10^{-10}$ 에 훨씬 못 미칠 것이다. 따라서 소스 출력에서 0.2UI 이상으로 계측된 첨두치 지터 진폭 값이 반드시 높은 데이터 오류율과 상관되는 것은 아니다.

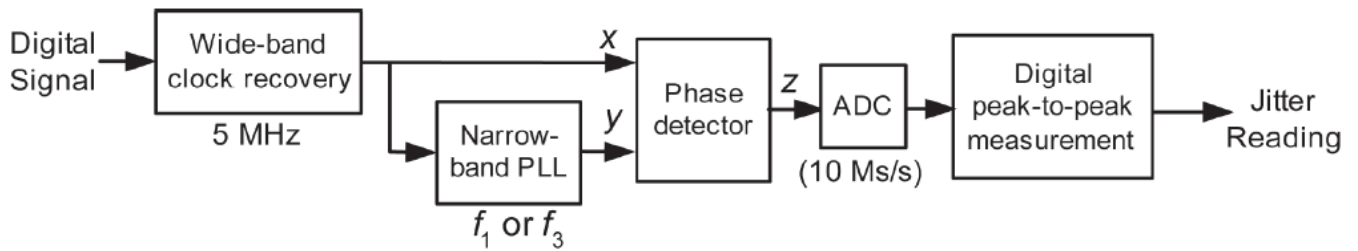
두 번째 예로서 어떤 설비에서 허용 가능한 데이터 오류율에 대해 ARIB 요구 사항을 채택했다고 가정해보자. 엔지니어링 담당자가 Source A의 첨두치 지터 진폭이 0.2UI 미만이라는 점을 확인하고 이 소스를 시스템에 포함시켰다. 시스템 내 모든 SDI 수신기의 지터 입력 허용 오차는 약 0.4UI이고 라우팅 장비로 인해 추가되는 지터는 0.15UI 이하이다.

이제 루틴 작업을 하는 장비를 교체하면서 지터 입력 허용 오차가 0.35UI인 수신기와 0.15UI 이상의 지터를 추가하는 새 라우팅 장비를 도입한다고 가정해보자. 평균적으로 Source A의 출력에서 첨두치 지터 진폭은 매  $10^{10}$ 비트에 한 번씩 0.16UI를 초과할 것이다. 이 진폭은 새 시스템에 데이터 오류를 발생시키고 시스템 BER은 ARIB 사양 미만으로 떨어진다. 따라서 소스 출력에서 0.2UI 미만의 계측된 첨두치 진폭 값은 모든 시스템에서 낮은 데이터 오류율을 보장해주지는 못한다.

현재 각종 비디오 표준에서는 대부분의 시간 동안 출력 신호의 아이가 넓게 열리도록 하기 위해 신호 소스에 대해 보수적인 요구 사항을 부과하고 있다. 소스 출력이 비디오 시스템의 데이터 오류율을 완전히 결정하지는 않으므로 현재 상황에서는 SDI 소스 설계자에게 상당한 과제가 안겨져 있다. 허용 가능한 데이터 오류율, 최소 지터 입력 허용 오차 및 최대 지터 전달에 대한 사양이나 지침이 없으면 소스 출력의 지터가 얼마나 오랫동안 지정된 임계값 미만으로 유지되어야 하는지 판단할 수 없다.

SDI 소스 설계자는 비디오 시스템의 *지터 묶음(jitter budget)*, 즉 일정 수준 이상의 작동성을 보장하기 위해 각 요소가 달성해야 하는 데이터 오류율 및 지터 성능에 대한 정보가 필요하다. 이 정보는 소스 출력의 지터가 지정된 임계값 미만으로 얼마나 오래 유지되어야 하는지 결정하게 된다.

엔지니어가 지터 묶음, 신호 지터의 특성, 비디오 시스템에 설치된 장비의 지터 성능 그리고 다양한 지터 계측 방법의 특징을 이해하고 있으면 장비 설계, 시스템 통합, 기기 검증 및 시스템 유지보수 작업에 필요한 지터 계측기를 보다 효과적이고 효율적으로 배치할 수 있다.



▶ 그림 34. WFM700M의 위상 복조 방법

## 6.0 텍트로닉스 계측기를 이용한 지터 계측

텍트로닉스는 첨두치 지터 진폭 계측을 자동화한 다양한 비디오 및 범용 계측기를 공급한다. 이 단원에서는 이런 제품을 사용하여 본 안내서에서 검토해본 각각의 지터 계측 방법을 특정한 상황에서 어떻게 구현하는지 설명한다.

### 6.1. 텍트로닉스 WFM700M을 이용한 지터 계측

텍트로닉스 WFM700M 파형 모니터는 위상 복조 방법을 사용하여 HD 및 SD-SDI 신호 상의 첨두치 비디오 지터를 자동으로 계측한다(그림 34). 이 계측기는 케이블 이퀄라이저가 장착된 SDI 수신기 IC를 사용하며 이 수신기 IC는 시중에서 구입할 수 있다. 그림 34의 x 클럭은 수신기 IC의 클럭 출력이다. 따라서 WFM700M은 SDI 수신기가 디코드하는 신호와 거의 같은 균등화된 SDI 신호의 지터를 계측한다.

위상 탐지기는 실시간으로 복조된 지터 신호를 발생시킨다. 계측기는 이 지터 파형을 표시하고 신호를 출력 BNC로 라우트할 수 있다. 이 출력을 스펙트럼 분석기에 연결하면 지터 스펙트럼 디스플레이가 생성된다.

SDI 수신기 IC에 사용되는 광대역 클럭 복구 회로의 대역폭은 5MHz로서 계측 대역 통과 필터의 고주파 컷오프( $f_4$ )를 설정한다. 위상 탐지기 뒤에 있는 계측 필터는 협대역 PLL 대역폭의 고역 필터링을 보충한다. 이 필터는 타이밍 및 동기 지터를 계측하는 데 사용되는 대역 통과 필터에 대한 저주파 컷오프( $f_1$  또는  $f_3$ )를 설정한다. 대역 통과 슬로프는 SMPTE 권장 사항에 적합하고 타이밍 지터 필터의 원더 제거는 IEEE 표준 1521에 적합하다.

ADC는 복조된 지터 신호의 5MHz 대역폭에 대해 10MS/s의 Nyquist 속도 이상의 속도로 복조된 지터 신호를 샘플링한다. 최종 단계에서는  $T = 500ms$ 에 걸쳐 이들 샘플의 첨두치 값을 계측한다. 이 계측 지속 시간은  $N = 5 \times 10^6$  개의 독립적 샘플에 해당하는 표준화된 계측 시간에 해당하는 시간이다.

### 6.2. 다른 텍트로닉스 비디오 계측기를 이용한 지터 계측

WFM601M 파형 모니터는 클럭 복구 대역폭이 5MHz인 위상 복조 방법을 사용하여 균등화된 SD-SDI 신호의 첨두치 지터 진폭을 계측하기도 한다. 첨두치 계측 단계에서는 아날로그 피크 탐지 기능을 사용한다.

VM700T Option 1S는 위상 복조 방법이나 등가 시간 아이 방법 중 하나로 균등화된 SD-SDI 신호의 지터 진폭을 계측할 수 있다. 위상 복조 방법을 사용하기 위한 클럭 복구 대역폭은 약 7MHz로서 WFM601M 또는 WFM700M보다 크다. WFM601M과 마찬가지로, 첨두치 계측 단계에서는 아날로그 피크 탐지 기능을 사용한다. 등가 시간 아이 방법에서는 약 3MS/s의 속도로 입력 SD-SDI 신호를 샘플링한다. VM700T는 SD-SDI 신호에 있는 원더도 계측할 수 있고 아날로그 비디오 신호에서는 원더와 지터를 모두 계측할 수 있다.

텍트로닉스는 각기 다른 시점에 WFM601M, VM700 Option 1S 및 WFM700M을 개발하여 출시했다. 그 결과, 각 제품의 지터 계측 방법이 다르게 구현되어 있고 같은 비디오 신호에 대한 지터를 계측할 때 다른 결과가 나올 수 있다. 이전 단원에 나온 정보를 이용하여 이런 차이를 이해할 수 있다.

### 6.2.1. 원더 제거

텍트로닉스는 IEEE 표준 1521이 제안되기 전에 WFM601M을 출시했다. 그래서 이 계측기에서 구현된 계측 필터는 그림 13에 나타낸 것처럼 10Hz에서 60dB/decade의 슬로프가 아니라 40dB/decade의 고역 응답을 보인다.

텍트로닉스는 IEEE 표준 1521 초안이 나오기 전에 VM700 Option 1S를 개발했지만 설계 프로세스에서부터 이 사양의 등장을 예상하고 작업에 임했다. 그래서 VM700 Option 1S에 사용된 위상 복조 방법은 원더 제거를 위해 필요한 60dB/decade의 슬로프 사양을 만족한다. VM700T에 구현된 등가 시간 아이 방법의 경우 등가 시간 아이 패턴을 형성하는 데 흔히 사용되는 40dB/decade의 슬로프를 가지고 있으며 이는 원더 제거에 대해 IEEE 표준 1521에 적합하지 않다.

원더 제거에 있어서의 차이가 SDI 지터 계측에 어떤 영향을 미치는지 판단하기 위해 VM700 Option 1S에 구현된 WFM700M, WFM601M 및 위상 복조 방법이 적용된 MPEG 디코더의 SD-SDI 출력에서 첨두치 지터 진폭을 계측했다. MPEG 디코더는 위성 DTV 제공업체로부터 오는 신호에 맞게 조정된 QPSK 위성 수신기로부터 입력 신호를 수신했다. MPEG 데이터 버퍼링으로 인해 SD-SDI 출력에는 일반적으로 상당한 원더 성분이 있다.

VM700T 상의 원더 애플리케이션으로 수행한 계측 작업 결과 피크 주파수 오프셋을 2.5ppm으로 하여 주파수 오프셋 변동을 1.75ppm 단위로 확인했다. MPEG 디코더의 SDI 출력은 스튜디오급 품질의 비디오 기준 신호에 대한 2.8ppm의 주파수 오프셋 한계에 따르지만 주파수 드리프트 속도 한계인 0.028ppm/sec를 20~30배 정도 초과한다. 하지만 이 SDI 출력이 일반적으로 스튜디오 기준으로 나타나지는 않을 것이며 소비자용 비디오 장비는 이 원더를 추적할 수 있다.

그런 다음 MPEG 디코더의 SDI 출력 상에 있는 지터를 계측했다. WFM601M은 VM700 Option 1S 및 WFM700M에서 위상 복조 방법으로 계측된 0.4UI에 대해 1.6UI의 타이밍 지터를 계측했다. 주파수 오프셋을 제거한 상태에서 계측된 지터는 모든 계측기에 대해 약 0.3UI로 떨어진다.

따라서 타이밍 지터 필터의 고역 특성에서 40dB/decade의 슬로프만 실현하는 지터 계측 방법을 구현한 계측기(예: WFM601M)는 첨두치 지터 진폭을 과대 평가할 수 있다. MPEG 디코더에서 나온 SDI 출력에서 흔히 보이는 원더 성분이 있는 경우 WFM601M은 500% 이상(0.3UI 대비 1.6UI) 지터 진폭을 과대 평가했다. 60dB/decade 슬로프로 구현하면 원더 성분을 더 잘 제거할 수 있다. 이 실험에서는 WFM700M과 VM700T Option 1S에서 구현된 계측 필터를 통과한 원더는 타이밍 지터 계측 결과에 약 33% 정도 기여했다(0.3UI 대비 0.4UI).

### 6.2.2. 랜덤 지터 계측

이들 제품에서는 다른 기술을 이용하여 첨두치 계측 작업을 수행하므로 계측 시간도 다르다. 앞서 살펴본 바와 같이, 계측 시간은 상당한 랜덤 지터가 있는 SDI 신호에 대한 첨두치 지터 값에 큰 영향을 미친다(그림 29).

WFM700M에 구현된 위상 복조 방법에서는 매우 정확한 디지털 첨두치 탐지기를 사용하며 탐지 시간(500ms)이 가장 길다. VM700 Option 1S와 WFM601M에서 위상 복조 방법을 구현할 때는 유효 계측 시간을 약 2.5ms로 하여 아날로그 피크 탐지 기술을 사용한다.

랜덤 지터만 있는 SDI 신호에 대해서는 실험을 통해 WFM601M과 VM700T Option 1S에 사용되는 아날로그 피크 탐지가 WFM700M의 디지털 피크 탐지보다 약 30% 낮은 첨두치 진폭 계측 결과를 이끌었음을 확인했다.

WFM601M과 VM700T Option 1S에서의 첨두치 진폭 계측에서는 짧은 지속 시간 동안 랜덤 지터를 계측했기 때문에 그 결과가 WFM700M보다 낮았다. 표준에서는 계측 시간이나 계측에 사용할 독립적 지터 샘플 수를 지정하지 않으므로 이들은 모두 이 첨두치 진폭의 유효한 계측 결과이다.

이 계측기들은 모두 첨두치 지터 진폭을 유효하게 계측하지만 WFM700M의 디지털 구현은 초창기 계측기의 아날로그 기반 구현에 비해 개선된 계측 결과를 제공한다. 디지털 구현에서는 더 긴 계측 시간을 이용할 수 있으며 이에 따라 비디오 시스템에서 데이터 오류를 발생시킬 수 있는 가끔 발생하는 고진폭 랜덤 지터의 기여도를 보다 일관되게 계측할 수 있다.

### 6.2.3. 결정성 지터 계측

일부 SDI 테스트 신호 제너레이터는 서로 다른 진폭과 주파수에서 SDI 출력에 정현파 지터를 유발할 수 있다. 이 세 비디오 계측기는 주파수 응답 차이, 신호에 포함된 랜덤 지터의 양 그리고 지터 노이즈 플로어 보상의 차이로 인해 변동이 발생할 수는 있지만 이런 정현파 지터에 대해 비슷한 첨두치 진폭을 계측하게 된다.

빠르게 변하거나 "스파이크 같은" 결정성 지터가 있으면 차이가 더 커질 수 있다. 결정성 지터에 빠른 변동이 있는 경우에는 위상 탐지기의 아날로그 구현에서 어택 타임이 이런 변동을 완전히 추적하지 못할 수 있기 때문에 WFM601M과 VM700T Option 1S의 계측 결과가 WFM700M의 계측 결과보다 낮을 수 있다. 좁고 분리된 지터 피크 또는 단속 지터가 있는 경우에는 아이 형성에 사용되는 등가 시간 샘플링이 계측 주기 동안에는 실제 피크를 샘플링하지 않으므로 VM700T에서 등가 시간 아이 방법을 사용할 때의 결과가 WFM700M 또는 WFM601M에서보다 낮을 수 있다.

신호에 고주파 결정성 지터가 있는 경우에도 차이가 생길 수 있다. 등가 시간 아이 방법을 이용한 첨두치 지터 진폭 계측 결과에는 계측 대역 통과 내에 있는 임의의 스펙트럼 성분이 기여하는 요소가 포함될 수 있다. 위상 복조 방법을 이용한 계측 결과에는 복조된 지터 신호의 대역폭을 벗어난 스펙트럼 성분으로부터의 기여 요소가 포함되지 않는다.

따라서 다음과 같은 결과가 나온다.

- ▶ VM700T에서 등가 시간 아이 방법으로 계측한 첨두치 진폭의 값은 신호의 지터 스펙트럼에 5MHz 이상의 스펙트럼 성분이 포함되는 경우 WFM601M 및 WFM700M을 사용하여 같은 신호에 대해 계측하는 값보다 크다.
- ▶ VM700T Option 1S에서 등가 시간 아이 방법으로 계측한 첨두치 진폭의 값은 신호의 지터 스펙트럼에 7MHz 이상의 스펙트럼 성분이 포함되는 경우 위상 복조 방법을 이용하여 같은 신호와 같은 계측기에서 계측하는 값보다 크다.

### 6.3. 텍트로닉스 실시간 오실로스코프를 사용한 지터 계측

텍트로닉스 실시간 오실로스코프는 지터 계측을 위해 애플리케이션 소프트웨어에서 실시간 획득 방법 버전을 구현한다. TDSRT-EYE<sup>®</sup>와 TDSJIT3 소프트웨어는 복구된 기준 클럭을 바탕으로 TIE 계측으로부터 첨두치 지터 진폭을 계측한다.

이런 소프트웨어 애플리케이션으로 계측한 첨두치 지터 진폭은 여러 영역에서의 차이 때문에 비디오 전용 계측기로 계측한 결과와 달라질 수 있다.

- ▶ 비디오 전용 제품에는 SMPTE에 지정된 계측 대역 통과 제한에 대해 내장된 지원 기능이 있다. TDSRT-EYE 및 TDSJIT3 애플리케이션에서 이런 계측 필터를 실현하려면 클럭 복구 및 필터링 알고리즘을 적절히 구성해야 한다. 계측 필터링의 차이로 인해 계측 결과에 차이가 생길 수 있다.
- ▶ 지터 주파수를 10Hz까지 또는 넓게 분리된 지터 피크를 정확히 계측하려면 실시간 오실로스코프에서 적절한 횡수의 다중 획득이 요구된다. 이 계측에서 획득 횡수가 적으면 계측 결과에 차이가 생길 수 있다.
- ▶ TDSRT-EYE 및 TDSJIT3 소프트웨어는 SMPTE 사양에 지정된 클럭 속도의 1/10 뿐만 아니라 그 이상의 지터 주파수를 계측할 수 있다. 신호에 포함된 실제 고주파 지터 성분에서 따라 비디오 전용 계측기에서 위상 복조 방법으로 계측한 결과에 비해 첨두치 지터 진폭이 높게 나올 수 있다.
- ▶ 이 두 소프트웨어 애플리케이션 모두 지정된 수의 TIE 계측에 대해 지터 통계 데이터를 계산할 수 있다. 랜덤 지터 효과에 상응하도록 TIE 계측 규모를 적당히 잘 설정한 경우 이들 애플리케이션은 비디오 전용 계측기와 유사한 첨두치 진폭 계측 결과를 내놓을 수 있다. 독립적 지터 샘플의 수를 달리 하면 계측 결과가 달라질 수 있다.
- ▶ 비디오 전용 계측기는 하드웨어 기반 균등화 및 클럭 복구 기능을 사용하고 지터 노이즈 플로어가 높다. 이로 인해 짧은 케이블에서의 지터 계측 결과에 현저한 차이가 생길 수 있다. 긴 케이블에서 계측하는 경우 비디오 전용 계측기의 균등화 단계에는 케이블 감쇠에 관련된 지터가 제외된다. 비교 가능한 결과를 내려면 이들 소프트웨어 애플리케이션이 이런 지터 성분을 비슷한 방식으로 제외시켜야 할 것이다.



## 7.0 SDI 신호의 지터 계측을 위한 권장 사항

5.0절에서 설명한 바와 같이, 한 가지 지터 계측 방법을 사용하여 단 한 차례의 첨두치 진폭 계측만으로 비디오 시스템 내의 지터와 그 지터가 시스템 작동에 미치는 영향을 알 수는 없다. 비디오 시스템에서 지터 성능을 평가하려면 여러 가지 지터 계측 방법과 기술을 효과적으로 사용해야 한다.

이 단원에서는 세 애플리케이션에서 지터를 계측하기 위한 몇 가지 권장 사항을 설명한다.

- ▶ 비디오 시스템 모니터링, 유지보수 및 문제해결
- ▶ 비디오 기기 검증 및 설치
- ▶ 비디오 장비 설계

이 권장 사항에서는 서로 다른 방법으로 수행한 지터 계측을 통해 비디오 시스템의 지터 특성에 대해 자세한 정보를 알 수 있는 방법을 보여준다.

### 7.1. 비디오 시스템 모니터링, 유지보수

및 문제해결

비디오 시스템에서 지터를 평가하고 지터 관련 문제를 진단하려면 위상 복조 및 등가 시간 아이 방법을 모두 사용하여 지터를 계측해야 한다. 위상 복조 방법에서는 복조된 지터 신호를 연속적으로 모니터링하므로 1UI 이상의 첨두치 지터 진폭을 포함한 다양한 신호 지터에 대해 이를 탐지하고 알람을 발생시킬 수 있다. 균등화 단계를 포함시키면 계측기를 통해 비디오 시스템 전체 지터를 모니터링하고 수신기가 디코드하는 균등화된 신호에 있는 지터를 탐지할 수 있다.

위상 복조 방법의 일반적인 구현에서는 여러 프레임으로 구성된 비디오 신호 상의 지터를 계측한다. 이를 통해 라인 및 필드 레이트와 관련된 래스터 종속적인 결정성 지터를 캡처하고 가끔 발생하는 지터를 포착할 수 있다. 이 방법으로 얻을 수 있는 지터 파형과 스펙트럼 디스플레이를 통해 지터 관련 문제를 보다 잘 특성화하고 진단할 수 있다.

등가 시간 아이 방법을 이용한 계측으로 위상 복조 방법을 이용한 계측을 보완할 수 있다. 특히, 등가 시간 아이 방법을 이용하면 위상 복조 방법을 구현하는 데 사용되는 클럭 복구 프로세스 대역폭 이상의 주파수에서 결정성 지터의 첨두치 진폭을 계측할 수 있다. 이 고주파 지터는 비디오 시스템을 통해 전파되지는 않지만(2.5절 참조) 개별 링크 작동에는 영향을 미칠 수 있다.

두 가지 방법으로 계측한 결과를 비교하면 신호의 지터 특성을 판단하는 데 도움이 된다. 일반적으로 등가 시간 아이 방법을 이용한 계측에서는 위상 복조 방법을 이용한 계측에서보다 적은 수의 독립적 지터 샘플을 사용한다. 따라서 두 방법 모두 랜덤 지터만 계측한 경우 위상 복조 방법을 이용하면 보통 계측 결과가 더 커진다.

그러므로 두 방법을 이용한 계측 결과가 일치하면 신호에 매우 정기적인 패턴으로 결정성 지터(예: 정현파 지터)와 약간량의 랜덤 지터가 나타날 가능성이 높다. 등가 시간 아이 방법에서 일관되게 계측 결과가 큰 경우에는 신호에 정기적으로 발생하는 고주파 결정성 지터가 들어 있는 것이다. 위상 복조 방법 사용 시 훨씬 큰 값이 나오는 경우 신호에는 좁은 지터 스파이크, 단속적인 결정성 지터 또는 상당한 수준의 랜덤 지터가 조합된 형태로 포함된다.

### 7.2. 비디오 기기 검증 및 설치

두 가지 이상의 방법으로 지터를 계측하는 것도 새 비디오 기기를 검증하고 설치하는 데 도움이 된다. 비디오 시스템 모니터링, 유지보수 및 문제해결에 있어 위에서 설명한 위상 복조 방법의 이점이 이 경우에도 적용된다. 이 방법을 이용하여 복조된 지터 신호를 연속으로 Nyquist 속도로 샘플링하면 좁은 지터 스파이크, 단속적인 결정성 지터 또는 상당한 수준의 랜덤 지터가 미치는 영향을 탐지하고 로그로 기록할 수 있다.

Nyquist 속도에서 복조된 지터 신호를 샘플링함으로써 이 방법을 통해 많은 수의 독립적 지터 샘플을 빠르게 수집할 수 있다. 이런 긴 표준화된 계측 시간은 데이터 오류율에 대한 랜덤 지터의 영향을 평가하는 데 도움이 될 수 있다.

위상 복조 방법의 일부 구현에서 얻을 수 있는 지터 신호 출력은 내부적으로 생성된 지터 신호 디스플레이를 보완한다. 이 출력을 오실로스코프나 스펙트럼 분석기로 라우팅하면 신호 지터의 임시적 특성과 주파수 특성에 대해 보다 상세히 알 수 있다.

균등화 단계도 장비 설치에 도움이 된다. 이 단계가 존재할 때 설치자와 엔지니어는 긴 케이블 끝에서 지터를 계측할 수 있다. 이런 기능을 이용하면 소스 출력 뿐만 아니라 수신기의 입력에서 지터를 평가할 수 있다. 이것은 소스와 수신기, 예를 들어 패치 패널과 비 리클러킹 분배 증폭기 사이의 장비나 연결에 의해 유도된 지터로 인한 문제를 탐지하고 진단하는 데 도움이 된다.

## 텍트로닉스 비디오 입문서

### ▶ Primer

위상 복조 방법의 구현에서 지터 노이즈 플로어는 주로 균등화와 클럭 복구로부터 기여되는 요소 때문에 다른 방법의 구현보다 커질 수 있다. 소스 출력 신호의 지터가 SMPTE에 지정된 한계에 가까운 경우 첨두치 진폭 계측 결과의 해상도가 정밀 검증 프로세스 중에 소스를 분리하는 데 필요한 해상도에 못 미칠 수 있다.

이 경우 실시간 획득 방법을 구현하여 수행한 첨두치 진폭 계측이 위상 복조 방법을 이용하여 수행한 계측을 보완할 수 있다. 이 구현의 노이즈 플로어는 매우 낮을 수 있다. 단일 획득으로 수행한 계측 결과에는 균등화, 클럭 복구 또는 트리거 지터로부터의 기여 요소는 없다. 이런 계측 결과의 해상도는 비디오 장비 또는 컴포넌트의 정밀 검사에 필요한 해상도 이상이다.

실시간 획득 방법을 구현한 경우에는 위상 복조 방법에서 놓치게 되는 소스 출력의 고주파 결정성 지터로부터의 기여 요소도 계측할 수 있다. 실시간 획득 방법에서는 각 에지에서 TIE 계측을 수행함으로써 Nyquist 속도 이상으로 이 결정성 지터를 샘플링한다.

여러 차례의 획득을 통해 실시간 획득 방법에서는 많은 수의 독립적 지터 샘플을 수집할 수 있다. 이 방법을 이용하여 랜덤 지터의 첨두치 진폭을 계측하면 위상 복조 방법을 이용한 계측을 보완할 수 있다. 이런 구현에서도 비디오 기기 검증에 도움이 될 수 있는 다양한 지터 디스플레이와 분석 알고리즘을 제공할 수 있다.

많은 경우 등가 시간 샘플링을 사용하는 범용 계측기는 이 애플리케이션에서 실시간 획득 방법의 구현을 대체할 수 있다. 비디오 전용 장비에 일반적으로 구현되는 등가 시간 아이 방법에서는 이와 비슷한 기능이 없고 이런 보다 강력한 계측기를 부분적으로만 대체할 수 있다.

### 7.3. 비디오 장비 설계

실시간 획득과 위상 복조 방법을 이용한 지터 계측이 비디오 장비 설계의 요구 사항을 가장 적합하게 채워준다.

위상 복조 방법을 구현하여 설계자는 설계를 기능적으로 검증하고 지터 성능을 초기에 평가할 수 있다. 비디오 시스템의 지터 모니터링, 비디오 기기 검증 및 설치 그리고 지터 관련 문제에 적용되는 대부분의 기능이 이런 설계 애플리케이션에 적용된다. 이런 다양한 애플리케이션에 공통된 계측 방법을 사용하면 실제 비디오 시스템에서의 동작과 설계 파라미터를 상관시킬 수 있다. 이 방법과 함께 사용할 수 있는 복조 지터 신호의 지터 파형 디스플레이는 특히 래스터와 상관관계가 있는 결정성 지터를 탐지하는 데 유용하다.

실시간 획득 방법을 구현하면 계측 정밀도가 높아지고 지터 동작을 특성화하는 데 도움이 되는 심층 분석 능력이 높아진다. 많은 수의 샘플링을 통해 획득한 입력 SDI 신호가 저장된 획득 레코드는 고유의 이점을 제공한다. 설계자는 SDI 신호의 개별 에지를 따로 분리하여 검사하고 지터 동작을 특정 데이터 패턴과 상관시킬 수 있다.

두 방법 모두 적당히 짧은 계측 시간 동안 많은 수의 독립적 지터 샘플을 수집할 수 있다. 이는 랜덤 지터와 랜덤 지터가 데이터 오류율에 미치는 영향을 철저히 검사하는데 뒷받침이 된다. 위상 복조 방법은 복조된 지터 신호를 연속적으로 모니터링하여 지터 스파이크나 다른 단속적 결정성 지터를 탐지할 수 있다. 마지막으로, 두 가지 방법 모두 첨두치 지터 진폭은 1UI 이상으로 계측된다.

이 두 가지 지터 계측 방법을 결합하면 비디오 장비 설계 애플리케이션에 필요한 폭과 깊이를 달성할 수 있다.

## 8.0 결론

본 기술 안내서에서는 자동화된 지터 계측에 흔히 사용되는 3가지 방법과 이 방법들의 차이로 인해 어떻게 다른 첨두치 지터 진폭 계측 결과가 나오는지 설명했다. 첨두치 계측에 사용되는 독립적 지터 샘플 수의 변동이 이런 차이의 공통적 원인이었다. 다른 여러 가지 요인이 불일치를 일으킬 수 있고 어떤 경우에는 상당한 차이를 발생시킬 수도 있다.

우리는 디지털 비디오 신호에 있는 지터의 복잡한 특성과 지터 계측에 관련된 과제를 살펴봤다. 엔지니어는 서로 다른 지터 특성과 지터 계측의 주요 요소를 보다 잘 이해함으로써 신호 지터와 관련된 문제를 신속히 해결하고 다양한 지터 계측 및 분석 솔루션을 보다 완전히 사용할 수 있다.

각종 표준 기구가 지터 계측의 모범 사례를 구축하고 발전시키는 데 중요한 역할을 한다. 계측 결과의 일관성을 보다 높이기 위해서는 지터 묶음과 지터 계측 기술에 대한 추가적 사양과 지침이 필요하다.

지터 입력 허용 오차와 지터 전달에 대해 비디오 장비 제조업체가 제공하는 추가 정보도 비디오 장비의 설계와 검증에 있어 비디오 시스템의 데이터 오류율을 낮추는 데 도움이 될 것이다.

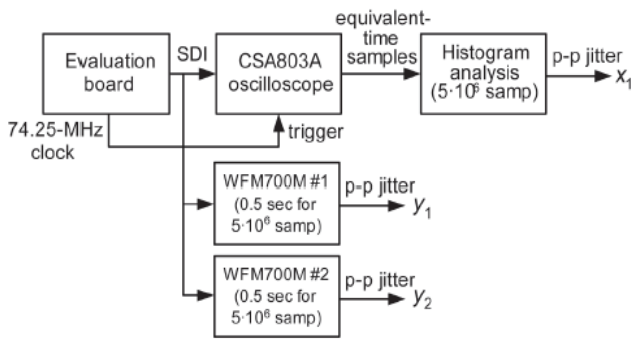
텍트로닉스는 본 기술 안내서의 권장 사항에 맞춰 여러 가지 문제를 해결할 수 있도록 비디오 시스템의 지터를 모니터링하고 계측하기 위한 고품질 도구를 제공하고 표준 기구, 업계 그룹, 비디오 장비 제조업체 및 비디오 네트워크 운영자와 긴밀히 협조해나갈 것이다.

## 9.0 참고문헌

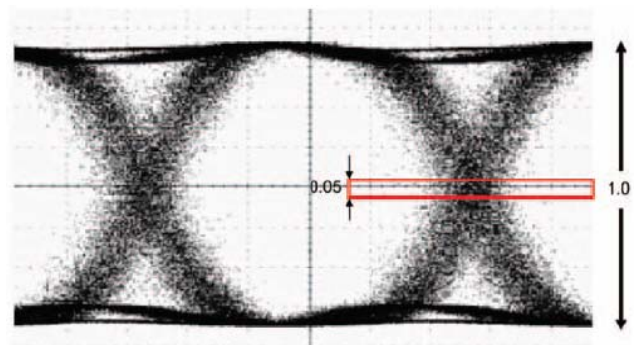
1. SMPTE RP 184-1996, *Specification of Jitter in Bit-Serial Digital Systems*(비트 직렬 디지털 시스템의 지터 사양)
2. SMPTE RP 192-2003, *Jitter Measurement Procedures in Bit-Serial Digital Interfaces*(비트 직렬 디지털 인터페이스에서의 지터 측정 절차)
3. SMPTE EG 33-1998, *Jitter Characteristics and Measurements*(지터 특성과 측정)
4. ANSI/SMPTE 259M-1997, *10-Bit 4:2:2 Component and 4fsc Composite Digital Signals — Serial Digital Interface*(10비트 4:2:2 컴포넌트와 4fsc 합성 디지털 신호 — 직렬 디지털 인터페이스)
5. SMPTE 292M-1998, *고화질 텔레비전 시스템용 비트 직렬 디지털 인터페이스*
6. IEEE Std 1521™-2003, *IEEE Trial-Use Standard for Measurement of Video Jitter and Wander*(비디오 지터 및 원더의 측정을 위한 IEEE 시범 사용 표준)
7. *Understanding and Characterizing Timing Jitter*(타이밍 지터의 이해와 특성화), 텍트로닉스 입문서, 2003
8. Takeo Eguchi, *Pathological Check Codes for Serial Digital Interface Systems*(직렬 디지털 인터페이스 시스템을 위한 이상 확인 코드), SMPTE Journal, 1992년 8월, 553-558페이지

## 10.0 감사의 말

텍트로닉스는 본 기술 안내서가 나오기까지 Dan H. Wolaver 박사님의 지대한 공헌에 심심한 사의를 표명한다.



▶ 그림 A-1. 지터 계측 방법 비교를 위한 테스트 셋업



▶ 그림 A-2. CSA803A 막대 그래프 윈도우

위상 복조 방법에서 구현에 사용되는 클럭 복구 프로세스

WFM700M을 사용하여 위상 복조 방법으로 지터를 계측했

## 부록 A: 비디오 지터에서 대역폭 제한의 영향

의 대역폭에 따라 첨두치 지터 진폭 계측에 포함되는 지터 주파수에 대한 상한이 결정된다. 일반적으로 사용되는 클럭 복구 하드웨어의 대역폭은 SMPTE에서 타이밍 및 동기 지터 계측을 위해 지정하는 고주파 컷오프 클럭 속도의 1/10에 훨씬 못 미친다. 특히, 텍트로닉스 WFM700M에 구현된 위상 복조 방법에서의 고주파 컷오프는 5MHz이다.

대역 통과가 지터의 분광 정보 중 대부분을 포괄하는 경우 이런 대역폭 제한이 계측 결과에 큰 영향을 미치지 않는다. 이 부록에서는 "일반적인" 비디오 신호의 비디오 지터 스펙트럼에 클럭 복구에 흔히 사용되는 대역폭 이상의 무시할 수 있는 성분이 있다는 점을 테스트하기 위한 실험을 설명한다.

그림 A-1은 실험에 사용되는 테스트 셋업을 나타낸 것이다. 시중에서 구할 수 있는 비디오 IC용 평가 보드로부터 내부적으로 생성된 클럭 막대 테스트 패턴을 "일반적인" 지터가 포함된 테스트 신호로 사용했다. 평가 보드에서 생성된 출력 테스트 패턴을 분석한 결과, 이 신호에는 랜덤 지터가 우세하게 포함되어 있다는 사실이 밝혀졌다. 또한 이 평가 보드가 오실로스코프 트리거링을 위해 제공한 수정 발진 클럭은 74.25MHz였다.

다. WFM700M으로 계측한 결과,  $5 \times 10^6$ 개에 달하는 독립적 지터 샘플의 첨두치 진폭을 알아내었다. 비교 작업을 위해 2개의 WFM700M을 이용해 따로 계측했다. 그렇게 계측한 첨두치 진폭을 각각  $y_1$ 과  $y_2$ 라 하자.

등가 시간 아이 방법을 사용하여 지터를 계측하는 데는 텍트로닉스 CSA803A 오실로스코프를 사용했다. 그림 A-2에 나타난 막대 그래프 윈도우 내에서 수집된  $5 \times 10^6$ 개의 에지 변동 계측 데이터를 막대 그래프로 표시한 후 이를 이용해 첨두치 지터 진폭을 판단할 수 있도록 CSA803A를 구성했다. CSA803A에서 읽은 값을  $x_1$ 이라 하자.

장비	원시 계측 데이터	고유 지터	최종 계측 결과
CSA803A	$x1 = 178\text{ps p-p}$	$x0 = 45\text{ps p-p}$	$xact = 172\text{ps p-p}$
WFM700M #1	$y1 = 164\text{ps p-p}$		$y1 = 164\text{ps p-p}$
WFM700M #2	$y2 = 170\text{ps p-p}$		$y2 = 170\text{ps p-p}$

표 A-1. 첨두치 지터 진폭 계측

표 A-1은 3개의 계측기로 계측한 첨두치 지터 진폭을 보여준다. 이 표에 표시한 3개의 첨두치 지터 진폭 원시 계측 데이터의 변동 범위는 8.5% 이내에서 대략 일치한다.

계측 값에 나타나는 이런 차이 중 일부는 내부 지터를 보상한 데 따른 결과이다. WFM700M은 내부 지터를 보상한다. CSA803A에서 읽은 값에는 보상되지 않은 지터 노이즈(주로 트리거 지터)가 포함되어 이 지터 노이즈로 인해  $x1$  판독치가 더 높아진다. CSA803A에 있는 이 내부 지터 역시 본질적으로는 랜덤 지터이며 랜덤 지터가 우세하게 많은 테스트 패턴 출력의 지터와 상관관계가 없다.

그림 A-3은 CSA803A에 있는 이 내부 지터의 첨두치 진폭인  $x0$ 를 계측하는 데 사용되는 셋업을 나타낸 것이다.

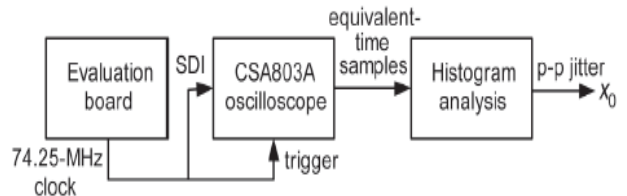
이 실험에서  $x1$  계측 결과 내에 있는 이 내부 지터( $x0$ )를 보상하기 위해 계측된 지터를 상관관계가 없는 2개의 지터 성분, 테스트 신호에 있는 실제 랜덤 지터 그리고 CSA803A에서 발생한 내부 랜덤 지터의 합으로 보았다. 이 경우 계측된 신호의 RMS 값(표준 편차)  $\sigma_1$ 은 테스트 신호에 있는 랜덤 지터의 실제 RMS 값  $\sigma_{act}$ 와 CSA803A에 있는 내부 랜덤 지터의 RMS 값  $\sigma_0$ 의 제곱합근과 같다.

$$\sigma_1 = \sqrt{\sigma_{act}^2 + \sigma_0^2}$$

랜덤 지터의 경우 첨두치 지터 진폭( $J$ )과 RMS 값( $\sigma$ )의 평균값은  $J = N\sigma$ 라는 등식 관계가 성립하며, 여기서  $N$ 은 표준화된 계측 시간이다(4.5.3절 참조).

따라서 다음 식이 성립한다.

$$\begin{aligned} J_1 &= N\sigma_1 \\ &= N\sqrt{\sigma_{act}^2 + \sigma_0^2} \\ &= \sqrt{N^2(\sigma_{act}^2 + \sigma_0^2)} \\ &= \sqrt{(N\sigma_{act})^2 + (N\sigma_0)^2} \\ &= \sqrt{J_{act}^2 + J_0^2} \end{aligned}$$



▶ 그림 A-3. CSA803A의 고유 노이즈  $x0$  캘리브레이션을 위한 테스트 셋업

평균 첨두치 지터 진폭 계측 결과 사이의 이런 관계를 본 실험에서 계측한 값에 적용한다. 즉 다음과 같다.<sup>6</sup>

$$x_1 = \sqrt{x_{act}^2 + x_0^2}, \quad x_{act} = \sqrt{x_1^2 - x_0^2}$$

CSA803A 상의 내부 지터를 보상하기 위해 이 등식을 사용하여  $xact$ ,  $y1$ ,  $y2$ 의 최종 값을 구하면 3.5%의 범위 내에서 일치한다.

계측된 값들이 근사하게 일치한다는 것은 평가 보드에서 나온 테스트 출력에 WFM700M에서 사용되는 클럭 복구 프로세스의 5MHz 루프 대역폭을 넘는 의미 있는 지터가 없다는 것을 나타낸다.

이 실험은 일반적인 비디오 신호를 대표하는 것으로 간주한 특정 신호에 대해 수행되었다. 다른 사람도 관심 있는 신호에 대해 똑같은 실험을 실시하여 WFM700M에서의 대역폭 제한이 첨두치 진폭 계측 결과에 영향을 미치는지 여부를 판단할 수 있을 것이다.

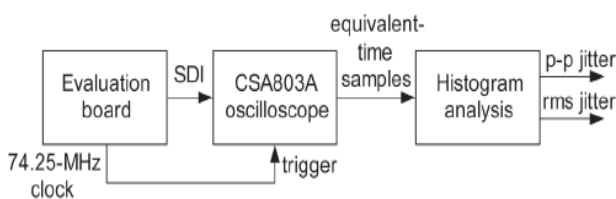
<sup>6</sup> 일반적으로 지터 소스의 첨두치 진폭은 제곱합근으로 추가되지 않는다. 이런 접근 방법을 이용하여 CSA803A에 있는 내부 지터를 보상하면 2개의 지터 소스가 랜덤 지터가 우세하게 많은 지터와 상관관계가 없기 때문에 이 경우 타당한 결과가 도출된다.



## 부록 B: 일반적인 비디오 지터의 첨두치 및 RMS 계측

$N$	$J_{rms}$ (ps)	$J_{p-p}$ (ps)	$\sigma_{p-p}$ (ps)	$J_{p-p}/J_{rms}$	$\sigma_{p-p}/J_{p-p}$
$3 \times 10^3$	18.8	129	5.3	6.867	4.1%
$1.6 \times 10^4$	18.8	142	4.5	7.534	3.2%
$5 \times 10^5$	18.8	168	3.9	8.937	2.3%
$1.3 \times 10^7$	18.8	196	—	10.396	—

▶ 표 B-1. 비디오 지터 계측 결과와 지터 샘플 수  $N$



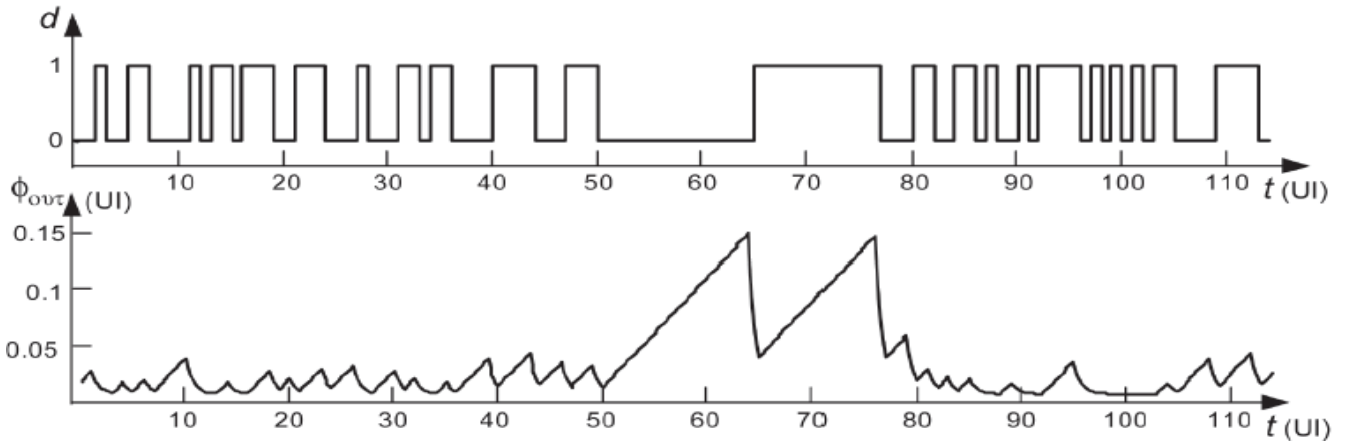
▶ 그림 B-1. "일반적인" 비디오 지터 계측을 위한 테스트 셋업

순수한 랜덤 지터와 "일반적인" 비디오 지터에 대한 첨두치 진폭 계측 간의 관계를 설명하기 위해 시중에서 구입 가능한 비디오 IC용 평가 보드에서 획득한 출력 신호에 대한 지터를 계측했다.

그림 B-1은 계측 셋업을 나타낸 것이다. SDI 신호 출력을 1080i/60 컬러 막대 출력으로 설정하고 평가 보드에서 74.25MHz의 수정 발진 클럭에 대해 트리거된 텍트로닉스 CSA803A 오실로스코프에서 출력 아이 다이어그램을 계측했다. 이 출력에서 발견된 지터 성분은 1kHz 미만으로 무시할 수 있는 수준이어서 고역 필터링을 구현할 필요가 없었다.

$N = 3 \times 10^3$ ,  $N = 1.6 \times 10^4$ ,  $N = 5 \times 10^5$ ,  $N = 1.3 \times 10^7$ 개의 에지 변동 계측 샘플에 대해 구성된 4개의 막대 그래프와 함께 등가 시간 아이 방법(그림 21 참조)을 사용하여 RMS와 첨두치 지터 진폭을 계측했다. 위 4개의  $N$  중 앞의 3개에 대해서는 각각 16차례 계측을 실시하여 계측 결과 간 표준 편차를 찾아내었다.  $N = 1.3 \times 10^7$ 에 대해 필요한 계측 시간 때문에 1회만 계측했다.

표 B-1에는 RMS 지터 진폭  $J_{rms}$ , 평균 첨두치 지터 진폭  $J_{p-p}$  그리고 각  $N$ 에 대한 첨두치 지터 진폭의 표준 편차  $\sigma_{p-p}$ 가 나와 있다. 그림 29는  $J_{p-p}/J_{rms}$  그래프, 그림 30은  $\sigma_{p-p}/J_{p-p}$  그래프를 나타낸 것이다.



▶ 그림 C-1. 데이터 패턴 d와 그에 상응하는 패턴 종속성 지터 fout

### 부록 C: 클럭 복구 대역폭에 대한 한계

SMPTE 259M과 SMPTE 292M에서는 타이밍 및 동기 지터를 계측하는 데 사용되는 대역 통과 필터의 고주파 컷오프가 최소한 데이터 클럭 속도의 1/10 이상이 되어야 한다고 지정하고 있다. 이 사양은 HD-SDI 신호에 대해서는 148.5MHz, SD-SDI 신호에 대해서는 27MHz의 지터 계측 대역폭에 해당한다.

이론적으로는 계측에 사용되는 클럭 복구 프로세스의 대역폭이 비트율의 1/10인 경우 위상 복조 방법을 사용하면 이 컷오프를 실현할 수 있다. 하지만 실제로는 이런 높은 대역폭으로 인해 복구된 클럭에 발생하는 위상 노이즈가 허용할 수 없는 수준에 이르게 된다.

클럭 복구에 사용되는 위상 동기 루프(PLL)의 위상 탐지기에서 필연적으로 발생하는 오프셋이 이런 노이즈의 원인이 된다. PLL은 신호 데이터 전이를 사용하여 입력에서 0이 아닌 위상을 적용하여 대략적으로 이 오프셋 전압을 소거한다. 그런 다음 동기가 이루어지면 위상 탐지기 출력의 평균 전압이 제로(0)가 된다.

하지만 데이터 패턴에 전이가 없는 경우('0'이나 '1' 중 하나로 이루어진 긴 시퀀스) 위상 탐지기 출력은 오프셋 전압과 같다. 이 오프셋 전압은 PLL 출력에서 주파수 오프셋 발생의 원인이 되며 이는 전이가 없이 주기만큼 지속되는 출력 위상  $\phi_{out}$ 의 램프에 해당한다. 오프셋 전압은 지터 계측 결과를 손상시키는 데이터 종속성 지터를 발생시킨다.

그림 C-1은 이런 데이터 종속성 지터를 나타낸 것이다.

이 예에서 클럭 복구 대역폭은 비트율의 1/10이고 위상 탐지기에는 0.015UI의 오프셋이 있다. 신호에 전이가 없을 때는 위상이 상승하고 신호에 전이가 있을 때는 지속적으로 하강한다.

일반적으로 다음과 같은 공식으로 이런 데이터 종속성 지터의 첨두치 값의 근사치를 구할 수 있다.

$$\phi_{outpp} \approx 2\pi \frac{BW}{f_b} \left[ 2.5 \cdot \ln \left( \frac{f_b}{BW} + 457 \right) - 14.3 \right] \cdot N_{max} \cdot \phi_{off}$$

여기서

$BW$  = 클럭 복구 PLL의 루프 대역폭

$f_b$  = SDI 입력 신호 비트율

$N_{max}$  = 전이가 없는 최대 주기

$f_{off}$  = 위상 탐지기 오프셋

루프 대역폭이 비트율의 1/10인 경우 이 공식은 다음과 같이 된다.

$$\phi_{outpp} = 0.67 \cdot N_{max} \cdot f_{off}$$

그림 C-1에서 데이터 전이가 없는 가장 긴 주기는  $N_{max} = 14$  UI로서 이 예에서 첨두치 지터는 0.132UI가 된다.

$\phi_{off} = 0.015$ UI의 오프셋은 잘 설계된 클럭 복구 회로에서 합당하게 예상할 수 있는 최저 값에 가깝다. 또한 이들 회로에서는 데이터 전이 없이  $N_{max} = 20$ 의 주기가 가능하다.  $BW = 0.1 \cdot f_b$ 의 경우 이들 파라미터를 적용한 결과는  $\phi_{outpp} = 0.2$ UI이다.

따라서 타이밍 및 동기 지터 필터의 고주파 컷오프에 대한 SMPTE 요구 사항으로 인해 위상 복조 방법에서, 특히 0.2UI의 한계에 대한 적합성을 검증하려 할 때 내부에서 생성된 클럭 복구 지터의 양이 지나치게 많아지게 된다.

일반적인 공식에서 클럭 복구 PLL의 루프 대역폭이 감소하면 첨두치 지터 진폭도 감소하는 것을 알 수 있다.

$BW/fb = 0.0036$ 에서 일반적인 공식은  $\sigma_{outpp} \approx 0.05 \cdot N_{max} \cdot \sigma_{off}$ 가 되며 이 공식에 따라  $\sigma_{off} = 0.015UI$ 와  $N_{max} = 20$ 을 대입하면  $\sigma_{outpp} = 0.015UI$ 가 된다. 0.2UI의 허용 한계를 두고 계측하면 이 정도 적은 양의 내부적으로 생성된 데이터 종속성 지터는 허용할 수 있다.

텍트로닉스 WFM700M에 구현된 위상 복조 방법에서 클럭 복구 PLL의 루프 대역폭은 5MHz이다. 1.485Gb/s의 HD-SDI 신호에 대해 이는  $BW/fb = 0.0034$ 에 해당된다. 따라서 이 접근 방식에서는 데이터 전이가 없는 긴 주기 동안 0.015UI 미만의 내부 지터가 생성될 것이다. 270Mb/s의 SD-SDI 신호에 대해서는  $BW/fb = 0.0185$ 가 되고 이 내부 지터 성분은 0.05UI 미만으로 떨어지게 된다.

**텍트로닉스 연락처:**

동남아시아/대양주/파키스탄 (65) 6356 3900  
 오스트리아 +41 52 675 3777  
 발칸, 이스라엘, 남아프리카 및 다른 ISE 국가들 +41 52 675 3777  
 벨기에 07 81 60166  
 브라질 및 남미 55 (11) 3741-8360  
 캐나다 1 (800) 661-5625  
 중앙중유럽, 우크라이나 및 발트국 +41 52 675 3777  
 중앙 유럽 및 그리스 +41 52 675 3777  
 덴마크 +45 80 88 1401  
 핀란드 +41 52 675 3777  
 프랑스 및 북아프리카 +33 (0) 1 69 86 81 81  
 독일 +49 (221) 94 77 400  
 홍콩 (852) 2585-6688  
 인도 (91) 80-22275577  
 이태리 +39 (02) 25086 1  
 일본 81 (3) 6714-3010  
 룩셈부르크 +44(0) 1344 392400  
 멕시코, 중앙아메리카 및 카리브해 52 (55) 56666-333  
 중동, 아시아 및 북아프리카 +41 52 675 3777  
 네덜란드 090 02 021797  
 노르웨이 800 16098  
 중국 86 (10) 6235 1230  
 폴란드 +41 52 675 3777  
 포르투갈 80 08 12370  
 대한민국 82 (2) 528-5299  
 러시아 및 CIS 7 095 775 1064  
 남아프리카 +27 11 254 8360  
 스페인 (+34) 901 988 054  
 스웨덴 020 08 80371  
 스위스 +41 52 675 3777  
 대만 886 (2) 2722-9622  
 영국 및 아일랜드 +44 (0) 1344 392400  
 미국 1 (800) 426-2200  
 기타 지역: 1 (503) 627-7111  
 2005년 6월 15일 갱신

**추가 정보**

Tektronix는 최첨단 기술을 다루는 엔지니어를 지원하기 위해 응용 자료, 기술 문서 및 기타 리소스 등을 총 망라한 방대한 자료를 보유 관리하고 있으며 이를 계속 확장하고 있습니다. [www.tektronix.com](http://www.tektronix.com)을 참조하십시오.



Copyright © 2005, 텍트로닉스, Inc. All rights reserved. 텍트로닉스 제품은 현재 등록되어 있거나 출원중인 미국 및 국제 특허의 보호를 받고 있습니다. 이 문서에 포함되어 있는 정보는 이전에 발행된 모든 자료에 실린 내용에 우선합니다. 사양이나 가격 정보는 예고 없이 변경될 수 있습니다. 텍트로닉스 및 TEK은 텍트로닉스, Inc.의 등록 상표입니다. 본 문서에 인용된 다른 모든 상표는 해당 회사의 서비스 마크, 상표 또는 등록 상표입니다. 10/05 EA/WOW 2BW-18906-0

