

Vorsprung mit innovativer Jitter-/Wander-Meßtechnik



Application Note 71

Synchronisation – Jitter – Wander: Grundlagen und Meßtechnik



Eine ANT-20-Applikation

Wandel & Goltermann
Communications Test Solutions



Abkürzungen

ADM	Add Drop Multiplexer
ANSI	American National Standards Institute
AU	Administrative Unit
BITS	Building Integrated Timing Source
DS-x	Digital Signal, Level x
DWDM	Dense Wavelength Division Multiplex
E1	2,048-kbit/s-Verbindung
ETSI	European Telecommunication Standardization Institute
FAS	Frame Alignment Signal
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile Communications
ITU	International Telecommunications Union
JTF	Jitter Transfer Function
LOF	Loss of Frame
LOS	Loss of Signal
MTIE	Maximum Time Interval Error
MTJ	Maximum Tolerable Jitter
NDF	New Data Flag
NE	Netzelement
O.171	ITU-T-Empfehlung zur Jitter- und Wander-Messung an elektrischen Schnittstellen von PDH-Systemen
O.172	ITU-T-Empfehlung zur Jitter- und Wander-Messung an elektrischen und optischen Schnittstellen von SDH-Systemen
OC	Optical Carrier
PDH	Plesiochronous Digital Hierarchy
PLL	Phase Locked Loop
POH	Path Overhead
ppm	Parts per Million (10^{-6})
PRC	Primary Reference Clock
PRS	Primary Reference Source
RDI	Remote Defect Indication
REI	Remote Error Indication
RMS	Root Mean Square
Rx	Empfangsseite
S1	Synchronisation Status Byte (Timing Marker)
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SEC	SDH Equipment Clock
SOH	Section Overhead
SONET	Synchronous Optical Network
SSU	Synchronisation Supply Unit
STM	Synchronous Transport Module
STS	Synchronous Transport Signal
TIE	Time Interval Error
TSE	Test Sequence Error
TU	Tributary Unit
Tx	Sendeseite
UI	Unit Interval

Impressum

Autoren:
Jochen Hirschinger, Wolfgang Miller

Herausgeber:
Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Elektronische Meßtechnik
Mühleweg 5
D-728000 Eningen u. A.
Germany

Änderungen vorbehalten
Bestell-Nr. TP/EN/A071/0799/GE
Printed in Germany ©

Der Advanced Network Tester ANT-20 ist der Welt-Standard im Bereich der Übertragungsmeßtechnik. Als modulare Plattform beherrscht er PDH, SDH, SONET und ATM und ist flexibel nach Kundenbedürfnissen konfigurierbar. Eine wichtige Komponente im breiten Funktionsumfang ist der Bereich Jittermeßtechnik:

- Jitter/Wander-Messungen bei allen wichtigen Bitraten: E1, E3, E4, STM-1/4/16 bzw. DS1, DS2, DS3, STS-1/3/12, OC-1/3/12/48
- Volle Kompatibilität zum Standard ITU-T O.172 ermöglicht aussagekräftige, vergleichbare und präzise Meßergebnisse
- Graphische Ergebnisdarstellung mit Zoom-Funktion stellt sicher, daß auch bei Langzeitmessungen Detailfehler entdeckt werden können. Nützlich auch für Abnahmeprotokolle.
- Automatisierung durch CATS Test Sequencer: erhöht die Effizienz bei häufig wiederkehrenden Messungen und bei Langzeitmessungen
- PC-Konzept, Windows-Bedienoberfläche, Touchscreen; Meßergebnisse und Setups können praktisch in beliebiger Menge auf HD gespeichert werden. Floppy-Disk-Drive für Datenaustausch. Offline-Analyse gespeicherter Ergebnisse sind mit jedem PC möglich. PCMCIA-Steckplätze für einfaches Installieren von Modems und/oder LAN-Karten.



Inhalt

1	Einleitung	3
2	Definition und Ursache von Jitter	3
2.1	Was ist Jitter und Wander	3
2.2	Ursachen für Jitter und Wander	3
2.3	Störwirkung durch Jitter	4
2.4	Störwirkung durch Wander	4
2.5	Wie werden Jitter und Wander gemessen?	4
3	Jitterapplikationen	5
3.1	Messung des Ausgangsjitters	5
3.2	Messung der Jitterverträglichkeit (MTJ)	8
3.3	Messung der Jitterübertragung (JTF)	10
3.4	Messung des Mapping-Jitters	11
3.5	Messung des kombinierten Jitters	13
4	Synchronisation	15
4.1	Aufbau eines Synchronisationsnetzes	15
4.2	Wie funktioniert die Taktrückgewinnung	16
4.3	Taktableitung bei Netzelementen	17
4.4	Das Verwenden von Timing-Markern	17
4.5	Taktausgleich durch Pointeraktionen	19
4.6	Meßapplikationen	20
5	Wander-Applikationen	21
5.1	Wandermessung	21
5.2	Wander-Offline-Analyse	24
6	Jitter- und Wander-Meßtechnik	28
	Anhang: Normen für Jitter und Wander	30

1 Einleitung

Der ständig steigende Informationsbedarf unserer modernen Industriegesellschaft bringt an der Schwelle in ein neues Jahrtausend die Telekommunikationsmärkte in Bewegung. Die Anforderungen an moderne Übertragungsnetze steigen ständig.

Netzbetreiber konkurrieren mit neuen Diensten (ATM, GSM), sichern höhere Performancewerte zu (minimale Bitfehlerrate, hohe Verfügbarkeit) und bieten dem Endkunden wirtschaftliche Lösungen durch flexible Bandbreitenangebote. Technische Folgen dieser Entwicklung sind aufwendigere Übertragungsverfahren, höhere Übermittlungsgeschwindigkeiten und komplexer werdende Netztopologien. Synchron Netze basierend auf der SDH/SONET-Technik sind bestens geeignet, die-

sen Anforderungen gerecht zu werden. Sie haben sich heute im Bereich der Übertragungstechnik weitgehend durchgesetzt.

Allerdings stellen diese Netze hohe Ansprüche an den Synchronismus und damit an die Phasenstabilität der Takt- und Datensignale.

Im praktischen Betrieb führen verschiedene Störeinflüsse zu mehr oder weniger großen Abweichungen von einem streng synchronen Zustand. Sie äußern sich als Jitter oder Wander und führen durch die damit verbundenen Bitfehler, Slips, Datenverluste oder Frequenzinterferenzen zu Qualitätseinbußen bei der Übertragung. Deshalb gehört der Nachweis des geforderten Synchronzustands zu den wichtigen Meßaufgaben bei der Abnahme und im Betrieb der Netzelemente.

2 Definition und Ursache von Jitter

2.1 Was ist Jitter und Wander?

Jitter:

Als Jitter bezeichnet man die periodischen oder stochastischen Abweichungen der Kennzeitpunkte eines Digitalsignals gegenüber ihren idealen, äquidistanten Sollzeitpunkten (Bild 1). Mit anderen Worten: Die Flanken eines Digitalsignals liegen zeitlich etwas früher oder später, verglichen mit einem völlig gleichmäßigen, absoluten Zeitraster (Referenztakt).

Wander:

Jitter mit sehr langsamen Phasenänderungen bezeichnet man als Wander. ITU-T G.810 hat die Grenze zwischen Jitter und Wander bei 10 Hz festgelegt.

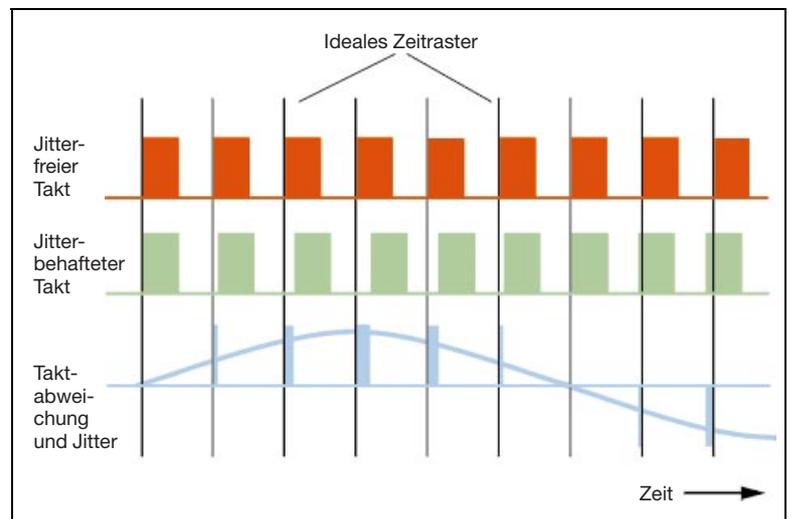


Bild 1: Die Abweichung der Taktflanken gegenüber einem idealen Zeitraster bezeichnet man als Jitter

2.2 Ursachen für Jitter und Wander

Störsignale:

Impulsgeräusch oder Übersprechen können Phasenschwankungen verursachen, die sich eher aus hochfrequenten Anteilen zusammensetzen und einen unsystematischen (stochastischen) Jitter erzeugen.

Muster-Jitter:

Verzerrungen des Digitalsignals führen zu einer sogenannten Intersymbolinterferenz, einem zeitlichen Impulsnebensprechen. Dabei liegt eine Interferenz zwischen aufeinanderfolgenden Impulsen des Digitalsignals vor. Es entsteht dadurch ein vom Muster abhängiger systematischer Jitter.

Phasenschwankungen:

Obwohl in SDH/SONET-Systemen die Taktgeneratoren meist auf einen Referenztakt synchronisiert werden, verbleiben doch Phasenschwankungen,

die z. B. durch thermisches Rauschen oder durch Drift der verwendeten Oszillatoren verursacht werden. Dabei führen die schnelleren Phasenänderungen durch das Rauschen zu Jitter, während die temperatur- und alterungsbedingte Drift zu langsamen Phasenänderungen und damit zu Wander führt.

Laufzeitschwankungen:

Änderungen der Signallaufzeit auf dem Übertragungsweg führen zu entsprechenden Phasenschwankungen. In der Regel sind diese Abweichungen relativ langsam. Zum Beispiel entstehen solche Laufzeitänderungen in optischen Fasern durch die täglichen Temperaturschwankungen. Damit liegt diese Komponente vorwiegend im Bereich des Wanders.

Stopf- und Wartezeit-Jitter:

Beim Multiplexen müssen asynchrone Digital-signale an die Übertragungsrate des höher getak-teten Systems durch das Einfügen von Stopfbits angepaßt werden. Diese Stopfbits müssen beim Demultiplexen wieder entfernt werden. Die dadurch entstehenden Lücken gleicht ein geglätteter Takt aus. Diese Glättung kann nicht perfekt sein, so daß ein Stopf- und Wartezeit-Jitter entsteht.

Mapping-Jitter:

Plesiochrone oder asynchrone Signale werden durch Bitstopfen in Container synchroner Signale gemappt. Am nächsten terminierenden Multiplexer werden die plesiochronen Zubringer wieder ausgepackt. Aufgrund des vorangegangenen Bitstopfens entstehen dabei Lücken im wiedergewonnenen Signal, welche durch PLL-Schaltungen ausgeglichen werden. Trotzdem verbleibt eine gewisse Phasenmodulation, die man als Mapping- oder auch Stopf-Jitter bezeichnet (siehe Abschnitt 3.4)

Pointer-Jitter:

Taktdifferenzen zwischen zwei Netzen oder zwischen SDH-Netzelementen werden durch Pointerbewegungen ausgeglichen. Die Pointersprünge betragen je nach Multiplexebene acht oder 24 Bit. Wenn das Zubringersignal am Endpunkt wieder ausgepackt wird, sind dort diese Phasenänderungen ebenfalls vorhanden. Sie werden durch eine PLL-Schaltung geglättet. Die Restphasenmodulation nennt man Pointer-Jitter. Neben dem Pointer-Jitter tritt am ausgepackten Signal stets auch der Mapping-Jitter auf, so daß man immer die Summe der beiden mißt, den sogenannten kombinierten Jitter (siehe Abschnitt 3.5)

2.3 Störwirkungen durch Jitter

Taktrückgewinnungsschaltungen in Netzelementen haben die Aufgabe, mit Hilfe des zurückgewonnenen Bittaktes das Digitalsignal korrekt, d. h. möglichst in der Mitte des Bits abzutasten. Sind sowohl das Digitalsignal als auch der Takt mit gleichem Jitter behaftet, so ändert sich die Lage des Abtastzeitpunkts trotz großer Jitterauslenkung nicht. Es entstehen keine Fehlabtastungen und damit auch keine Bitfehler. Dies ist streng genommen aber nur bei niederfrequentem Jitter der Fall, bei dem die Taktrückgewinnungsschaltung einer Phasenänderung des Digitalsignals uneingeschränkt folgen kann. Bei höheren Jitter-Frequenzen kann die Taktrückgewinnung dagegen den schnellen Phasenänderungen des Digitalsignals nicht mehr folgen. Es kommt zu Phasenverschiebungen, die bei Werten oberhalb 0,5 Taktperioden (UI) prinzipiell zu einer Fehlabtastung des Bitelements und damit zu Bitfehlern führen.

Durch die zusätzliche Verzerrung des Digitalsignals ist der Entscheidungsbereich in der Praxis deutlich kleiner. Bei sehr großen Jitter-Amplituden treten Bitfehler so häufig auf, daß selbst eine Rahmensynchronisation nicht mehr möglich ist (Loss of Frame, LOF).

2.4 Störwirkungen durch Wander

Die Phasenänderungen des Wanders führen nicht zu Bitfehlern wie beim Jitter, da der zurückgewonnene Takt diesen langsamen Phasenänderungen leicht folgen kann. Über längere Zeiten können sich die Wander-Amplituden jedoch zu sehr hohen Werten akkumulieren. Sehr hohe Wander-Amplituden können z. B. die an Netz- und Vermittlungsknoten aus verschiedenen Richtungen eintreffenden Digitalsignale gegeneinander aufweisen. Da die Digitalsignale intern mit einem gemeinsamen Takt weiterverarbeitet werden, müssen Zwischenpuffer den Wander ausgleichen.

In SDH/SONET-Knoten können diese Zwischenpuffer relativ klein sein, da eine Anpassung mit Hilfe von Pointeraktionen möglich ist. Allerdings können die Pointeraktionen zu hohen Jitter-Amplitude des transportierten Payload-Signals am Zubringerausgang führen.

In Vermittlungsknoten kann jedoch beim Überlaufen der Zwischenpuffer der Ausgleich nur durch Inkaufnahme eines kontrollierten Rahmenschlupfs ausgeglichen werden. Damit fehlen aber Teile des übertragenen Signals, so daß Folgefehler (Fehlerbursts) auftreten können, die jedoch keine Alarme durch Rahmensynchronisationsverlust (LOF) oder Rahmenbitfehler (FAS) auslösen.

2.5 Wie werden Jitter und Wander gemessen?

Jittereffekte:

Um Jittereffekte zu erfassen, wird das anliegende Signal regeneriert, also ein quasi-jitterfreies Signal erzeugt, und mit diesem verglichen. Somit ist für eine Jittermessung keine externe Referenztaktquelle notwendig. Die maximal meßbare Jitter-Frequenz hängt von der Bitrate ab und reicht bei 2,488 Gbit/s (STM-16/OC-48) bis zu 20 MHz. Die Maßeinheit für die Jitteramplitude ist UI (Unit Interval), wobei 1 UI einer Abweichung von einer Bitbreite entspricht. Um Jitterwerte genau erfassen zu können, sind Meßzeiten im Minutenbereich erforderlich.

Wandereffekte:

Für die Wandermeßtechnik ist eine externe, möglichst genaue Referenztaktquelle notwendig. Als Maßeinheit für die Wanderamplitude hat sich der absolute Betrag in ns (10^{-9} Sekunden) als praktikabler erwiesen als das beim Jitter übliche UI. Die extrem niedrigen Frequenzkomponenten im mHz-Bereich erfordern entsprechend lange Meßzeiten bis zu 10^6 s.

Die Verschiedenheiten bei Jitter und Wander kommen auch in den unterschiedlichen Meßapplikationen zum Ausdruck, obwohl es sich in beiden Fällen um Phasenschwankungen handelt, die gemessen und ausgewertet werden müssen (Tabelle 1). Eine prinzipielle Beschreibung der Funktionsweise eines Jitter-/Wander-Meßgeräts sowie eine Normenübersicht ist im Kapitel 6 zu finden.

	Jitter	Wander
Frequenzbereich der Phasenänderungen	> 10 Hz	0–10 Hz
Hauptstörwirkung	Verursacht Bitfehler	Synchronisationsprobleme
Referenztaktquelle für Messung	Nicht notwendig	Absolut notwendig
Maßeinheit für Amplitude	UI (Unit Interval)	ns
Meßzeiten	Im Minutenbereich	Langzeitmessungen (Stunden, Tage)

Tabelle 1: Vergleich Jitter und Wander und Auswirkungen auf die Meßtechnik

3 Jitterapplikationen

3.1 Messung des Ausgangsjitters

Ein gewisses Maß an Jitter entsteht am Ausgang eines Netzelements selbst dann, wenn am Eingang ein völlig jitterfreies Digital- bzw. Taktsignal anliegt. Verantwortlich für diesen sogenannte Eigen-Jitter ist die Baugruppe selbst. Ursachen dafür sind:

- Thermisches Rauschen in Taktoszillatoren
- Nebenwellen von Quarzen in Taktoszillatoren
- Rückwirkungen anderer Systembausteine auf die Taktversorgung (Übersprechen)
- Musterabhängige Laufzeiten in Scramblern und Codierern
- Unzureichende Flankensteilheit des Digitalsignals

Vor der Installation von Netzelementen empfiehlt sich, den Ausgangsjitter zu messen, um sicherzustellen, daß die Maximalwerte nicht überschritten werden (s. Anhang, Tabelle 1). So lassen sich Probleme beim Zusammenspiel mit anderen Netzelementen vermeiden und jitterbedingte Übertragungsstörungen von vornherein ausgrenzen (Bild 2).

Für den Ausgangsjitter von Netzschnittstellen gibt es separate Normen (siehe Anhang, Tabelle 2), die einzuhalten sind. Sie stellen sicher, daß an keiner Netzschnittstelle die Jittertoleranz verletzt wird. Ein solcher Test ist vor allem beim Verschalten von Strecken/Pfaden zwischen zwei Netzbetreibern von großem Interesse. Er sollte deshalb auch Bestandteil jeder Standard-Abnahmeprozedur sein.

Die Werte sind innerhalb festgelegter Jitter-Bandbreiten zu überprüfen. Meist existieren zwei Jitter-Werte, ein Wert für den hochfrequenten Jitter und ein Wert für den breitbandigen Jitter (siehe auch Kapitel 6: „Jitterbewertung“)

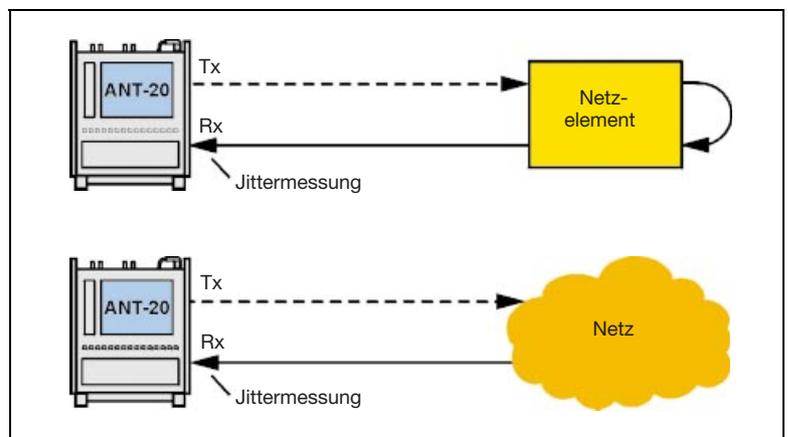


Bild 2: Messung des Ausgangsjitters von Netzelementen und Netzschnittstellen

Meßprinzip

Das zu testende Signal wird an den Empfänger des ANT-20 angeschlossen (Bild 2). Der Sender des Meßgeräts kann dazu verwendet werden, um an den Eingang des Prüflings ein gültiges Signal anzulegen, das verhindert, daß ein Alarm ausgelöst wird. Für die Meßzeit gibt es keine allgemeinen Normen. In der Praxis haben sich aber 5 Minuten gut bewährt. Maßgebend für die Bewertung ist der maximale Jitter-Spitzenwert (UI_{pp}) innerhalb der Meßzeit.

3.1.1 Darstellung der Meßergebnisse

Der ANT-20 kann durch seine grafischen und numerischen Darstellungsmöglichkeiten die Meßergebnisse als Tabelle oder als Meßkurve ausgeben, und zwar als:

- aktuelle Werte
- Maximalwerte innerhalb einer bestimmten Meßdauer oder als
- Meßwerte über einer Zeitachse

Durch diese Vielzahl der Darstellungsmöglichkeiten lassen sich Ursachen für erhöhten Jitter oder eine daraus resultierende Korrelation mit Übertragungsfehlern systematisch analysieren und aufdecken (Bilder 3 und 4). Eine Erklärung der Jitter-Meßgrößen finden Sie im Kasten auf Seite 7.

Anzeige von Momentanwerten:

Es kann der Jitter-Spitzenwert (*peak-peak*) oder der Effektivwert (*RMS*) gemessen werden. Zusätzlich ist eine Zählung der Phasensprünge (*Phase Hits*) möglich (Erklärung der Begriffe siehe Seite 7). Bild 3 zeigt als Beispiel die Meßergebnisdarstellung bei einer Messung der Jitter-Spitzenwerte. Das Meßgerät ermittelt den jeweiligen positiven und negativen Wert einer Phasenänderung (voreilende und nacheilende Flanken). Gleichzeitig werden die „*Phase Hits*“ erfaßt. Das Ergebnis wird laufend angezeigt („*Current Values*“). Zusätzlich lassen sich die Maximalwert („*Max. Values*“), die während einer bestimmten Meßdauer auftreten, erfassen und am Ende der Messung darstellen.

„Jitter über Zeit“-Darstellung:

Es kann der Jitter-Spitzenwert („*peak-peak*“) oder der Effektivwert (*RMS*) über der Zeit aufgezeichnet werden. Diese Art der Meßergebnisdarstellung ist besonders für Langzeitüberwachung (*In-Service-Monitoring*) und Fehlersuche interessant. Der ANT-20 stellt mehrere In-Service-Analysemöglichkeiten zur Verfügung. So lassen sich z. B. Anomalien und Defekte mit Zeitstempel erfassen, während gleichzeitig eine Langzeitmessung des Jitters durchgeführt wird. Damit kann ggf. auf eine mögliche Korrelation zwischen erhöhten Jitterwerten und Übertragungsfehlern geschlossen werden. Die grafische Darstellung erleichtert hierbei das Auffinden von Extremwerten. Treten z. B. bei einer bereits in Betrieb befindlichen Strecke vermehrt Bitfehler auf, deren Ursache unbekannt ist, kann damit systematisch nach der Fehlerursache geforscht werden.

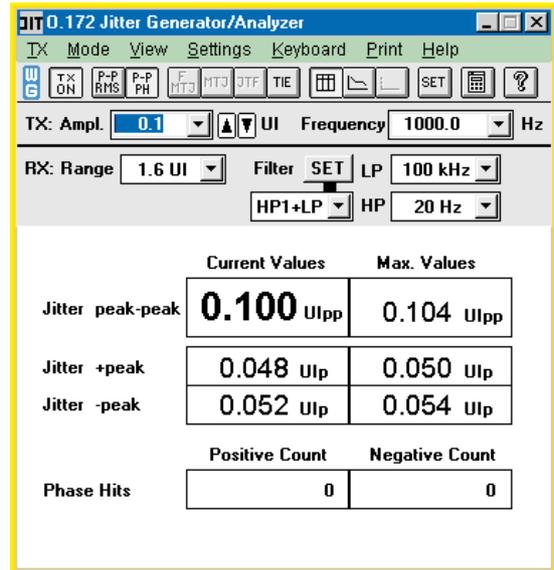


Bild 3: Ergebnisfenster zur numerischen Darstellung der Meßwerte, hier JitterSpitzenwerte und Phase-Hits

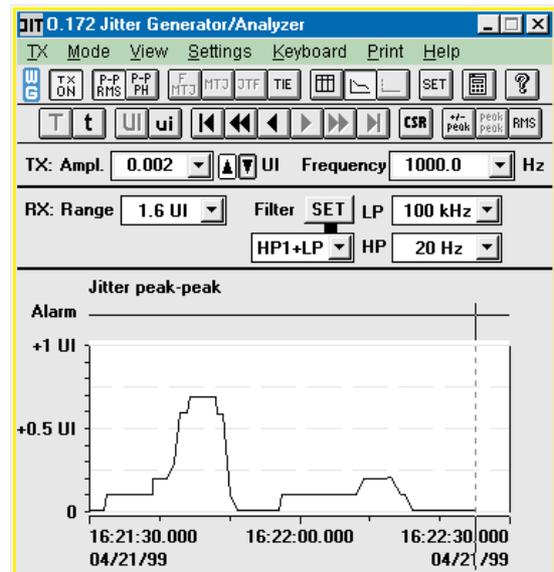


Bild 4: Die Darstellung „Jitter over Time“ ermöglicht die Aufzeichnung von zeitabhängigen Jitterwerten. Negative und positive Spitzenwerte oder Spitze-Spitze-Werte lassen sich aufzeichnen.

Definition der Jitter-Meßgrößen

Unit Interval (UI)

Maßeinheit für die Jitter-Amplitude. Ein UI entspricht einer Auslenkung um eine Taktperiode des Bittakts. Der Bezug auf die Länge einer Taktperiode macht die Maßeinheit UI unabhängig von der Bitrate und der Signalcodierung.

Spitze-Spitze-Wert

Den Abstand zwischen dem höchsten und dem niedrigsten Jitterwert bezeichnet man als Jitter-Amplitude. Sie wird als Spitze-Spitze-Wert UI_{pp} gemessen (Bild 5).

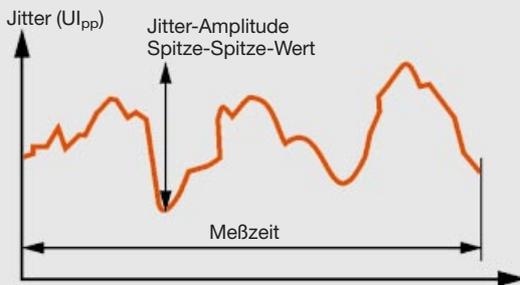


Bild 5: Definition der Jitter-Amplitude UI_{pp}

Phasensprünge (Phase Hits)

Die Erfassung des Spitze-Spitze-Wertes sagt noch nichts über die Häufigkeit der Überschreitung erlaubter Jitteramplituden aus. *Phase Hits* sind Jitterpeaks, die einen (einstellbaren) Amplitudenwert überschreiten. Durch eine Zählung der *Phase Hits* kann somit das Jitterverhalten besser beurteilt werden. Darüber hinaus zeigt die Darstellung „Jitter über Zeit“ die zeitliche Verteilung von Phasensprüngen (siehe Bild 4).

Effektivwert (Root Mean Square, RMS)

Der Effektivwert des Jittersignals ist ein Maß für die Jitter-Rauschleistung. Spitzenwerte, die zu Bitfehlern führen, werden bei der RMS-Messung nicht erfaßt. Es wird statt dessen nur der quadratische Mittelwert gebildet, wobei die Integrationszeit nicht standardisiert ist. In einigen Standards (z. B. ITU-T G.958, ANSI T1.105.03) werden RMS-Messungen zur Charakterisierung von Regeneratoren herangezogen (siehe nebenstehendes Beispiel).

Beispiel:

Jitterakkumulation bei Regeneratoren

Regeneratoren besitzen in der Regel keine aufwendige Taktrückgewinnung. Jitter wird deshalb breitbandig zum Ausgang übertragen. Aus diesem Grund kann sich Jitter in einer Regenerator-Übertragungskette unter Umständen zu sehr hohen Werten akkumulieren, die ggf. zulässige Grenzwerte überschreiten.

Zur Qualifizierung von Eigenjitter bei Regeneratoren kann der RMS-Wert zweckmäßig sein. Geht man davon aus, daß es sich um nicht-systematischen Jitter handelt, kann von einer leistungsmäßigen Addition der einzelnen Jitterbeiträge aller Regeneratoren innerhalb einer Kette ausgegangen werden („Power Law“).

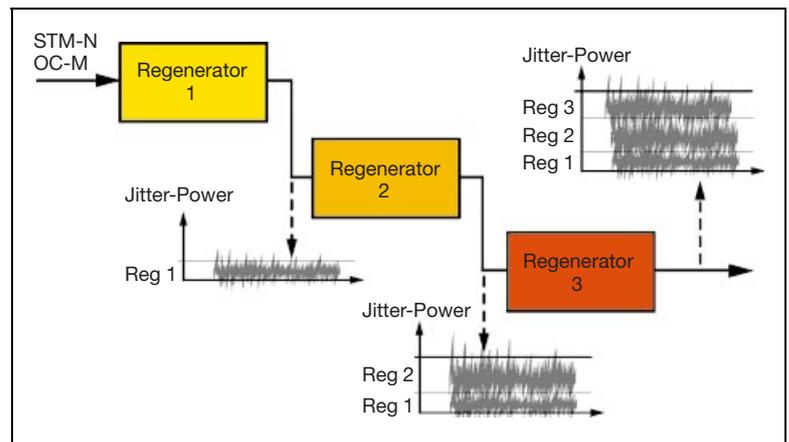


Bild 6: Die Jitterakkumulation an einer Kette aus Regeneratoren erfolgt durch Addition der Effektivwerte („Power Law“)

Der Effektivwert des Jitters am Ausgang einer Kette aus N Regeneratoren kann nach der folgenden Formel berechnet werden:

$$J = \sqrt{J_{REG1}^2 + J_{REG2}^2 + \dots + J_{REGN}^2}$$

Bei N gleichen Regeneratoren gilt die vereinfachte Formel:

$$J = \sqrt{N} \cdot J_{REG}$$

Daraus läßt sich der maximal zulässige Jitterwert eines Regenerators berechnen, wenn der maximale Jitter (J_{max}) am Ende einer aus N Regeneratoren bestehenden Kette nicht überschritten werden darf:

$$J_{REG} = J_{max} / \sqrt{N} \quad (N = \text{Anzahl der Regeneratoren})$$

Der maximal erlaubte Ausgangsjitter von Netzelementen und Netzen ist im Anhang (Tabelle 1 und Tabelle 2) dargestellt.

3.2 Messung der Jitter-Verträglichkeit (MTJ)

Optische und elektrische Eingänge von Übertragungs- und Zubringer-Schnittstellen müssen bestimmte maximale Jitter-Amplituden tolerieren können (*Maximum Tolerable Jitter, MTJ*), ohne daß sie dabei die Information des Signals verlieren. Die Erfüllung dieser Forderung wird in der Produktion und bei der Abnahme von Netzelementen nachgewiesen.

3.2.1 Meßprinzip

Das Meßgerät legt an den Eingang des Netzelements (Bild 7) ein Testsignal an, das mit sinusförmigem Jitter moduliert ist. Je nach Konfiguration des Netzelements wird die Fehlerfreiheit am Übertragungs- oder am Zubringerausgang getestet (*Error Detection*). Wenn REI (*Remote Error Insertion*) verfügbar ist, kann in der Rückleitung der gleichen Schnittstelle getestet werden, d. h. ohne Schleife am fernen Ende (siehe Abschnitt 3.2.5).

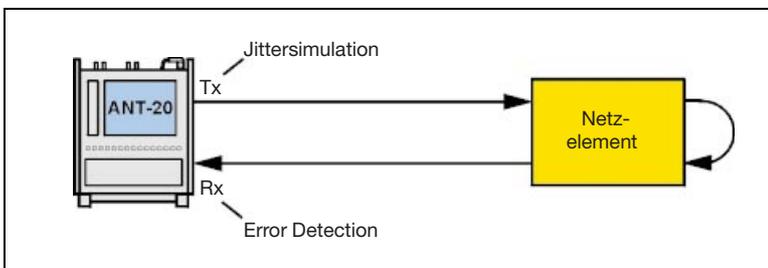


Bild 7: Jitter-Verträglichkeitstest an einem ADM (Übertragungsschnittstelle)

Während der Messung wird bei verschiedenen Jitter-Frequenzen die Jitter-Amplitude so lange erhöht, bis am Ausgang des Netzelements Bitfehler auftreten, die einen definierten Wert überschreiten. Die Jitter-Amplitude, bei welcher der Ausgang gerade noch fehlerfrei arbeitet, ist der MTJ für den stimulierten Eingang.

Ein MTJ-Test läßt sich mit dem ANT-20 mit Hilfe eines *automatischen Algorithmus* durchführen. Damit kann die gesamte Meßkurve, die aus vielen Einzeltests besteht, sicher und schnell aufgenommen werden. Durch eine sukzessive Approximation ist gewährleistet, daß reproduzierbare Meßergebnisse erzeugt werden und somit die tatsächliche Verträglichkeitsreserve gegenüber der Grenzkurve eindeutig bestimmt wird. Dazu beginnt das Meßgerät bei Jitter-Amplituden von 50% des Toleranzwertes. Je nach Ergebnis wird die Amplitude um die Hälfte des eingestellten Wertes erhöht oder erniedrigt bis zur feinsten Auflösung, wobei dem Netzelement einstellbare Erholzeiten eingeräumt werden.

3.2.2 Darstellung der Meßergebnisse

Der ANT-20 kann die Meßwerte grafisch als Kurve oder numerisch als Tabelle darstellen. In der numerischen Darstellung wird zusätzlich gekennzeichnet, ob die geforderte Grenzkurve unterschritten wurde. Für spezielle Anwendungen können die vorhandenen Standard-Ausgabemasken beliebig angepaßt werden.

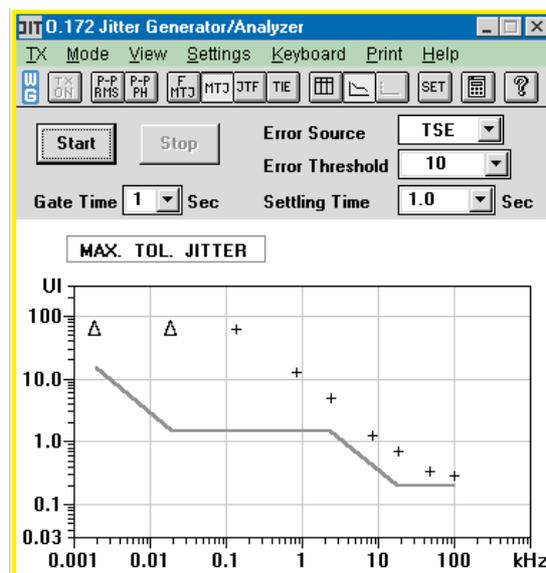


Bild 8: Grafisches Meßergebnis des Jitter-Verträglichkeitstests

Merke: Die Meßpunkte bei MTJ sollten über der Toleranzmaske liegen

Um den MTJ-Algorithmus auf den Prüfling anzupassen, können im Fenster die folgenden Parameter eingestellt werden:

- **Gate Time:** Testintervall, während dessen eine jeweilige Amplituden-/ Frequenzkombination laut Algorithmus anliegt.
- **Error Source:** Art des Fehlerereignisses, das innerhalb des Testintervalls (Gate Time) gezählt werden soll, in der Regel TSE (Bitfehler im Testmuster).
- **Error Threshold:** Einstellbare Fehlerschwelle als Entscheidungskriterium für den Algorithmus.
- **Settling Time:** Erholzeit, in der ein jitterfreies Signal anliegt und die nach jeder Amplituden- bzw. Frequenzkombination dem Prüfling eingeräumt wird, um das Einschwingverhalten zu berücksichtigen.

Entscheidungsprozess des Algorithmus:

Treten während der „Gate Time“ so viele Fehlerereignisse (z. B. TSE) auf, daß sie die eingestellte Schwelle überschreiten, so gilt die angelegte Amplitude als nicht toleriert, d. h. es muß im nächsten Schritt eine kleinere Amplitude eingestellt werden.

3.2.3 Fast-MTJ-Messung

Zur schnellen Beurteilung von Netzelementen steht eine weitere Methode zur Verfügung: Der schnelle Maskenvergleich (Fast-MTJ-Messung). Dabei werden nur die Jitter-Amplituden der Grenzkurve eingestellt und das Ausgangssignal für diese Amplituden auf Fehlerfreiheit getestet. Das Ergebnis dieser Messung läßt erkennen, ob die Grenzkurve verletzt wurde. Dagegen erhält man keine Aussage, welche Verträglichkeitsreserve der Eingang des Netzelements aufweist. Um einen Sicherheitsabstand zur Norm zu schaffen, ist auch diese Maske editierbar.

3.2.4 MTJ-Messung mit 1-dB-Optical Penalty

Diese Meßmethode wird z. B. in der ITU-T Empfehlung O.171 wie folgt beschrieben:

- Zwischen Ausgang des Megeräts (Tx) und Eingang des Prüflings (Rx) wird ein einstellbares optisches Dämpfungsglied geschaltet.
- Der optische Pegel wird so eingestellt, daß eine Grenzbittfehlerrate von z. B. 4×10^{-10} erreicht wird (diese Bittfehlerrate entspricht z. B. bei STM-16 einem Bitfehler pro Sekunde).
- Bei einer Erhöhung des Pegels um 1 dB sollten keine Bitfehler mehr auftreten.
- Durchführung der MTJ mit einem „Error Threshold“ von 1 (TSE) und einer „Gate Time“ von 1 s.

3.2.5 MTJ-Messungen ohne Schleife

Manchmal ist es nicht möglich, Bitfehler bzw. TSE (Test Sequence Error) eines Testsignals zur Auswertung heranzuziehen. In diesem Fall kann man die interne Fehlersignalisierung der Netzelemente selbst nutzen. Dazu wird im Jitter-Generator/Analyzer „Error Source“ auf „REI“ eingestellt und ein MTJ-Test durchgeführt.

So werden z. B. von SDH/SONET-Netzelementen beim Auftreten von Bitfehlern Paritätsverletzungen erkannt und in Rückrichtung als REI gemeldet, und zwar unabhängig davon, was sich in dem Nutzsignal befindet. Diese REI können zur MTJ-Qualifizierung herangezogen werden. Eine konkrete Anwendung findet bei ATM-Netzelementen statt, da im Weitverkehrsbereich die physikalische Schicht bei ATM meist auf SDH/SONET basiert.

Definition der Jitterverträglichkeit (Maximum Tolerable Jitter MTJ)

Jede digitale Eingangsschnittstelle muß ein bestimmtes Maß an Jitter tolerieren können, ohne daß Bitfehler oder Synchronisationsfehler entstehen. Deshalb sind Toleranzmasken für die zulässigen Jitter-Amplituden bei verschiedenen Jitter-Frequenzen spezifiziert (Bilder 9 und 10).

Zur Messung führt der Jitter-Generator dem Eingang des Testobjekts ein Digitalsignal zu, das mit sinusförmigem Jitter moduliert ist. Ein Bittfehlermeßgerät überwacht das Testobjekt auf Bitfehler und Alarme, die durch die Erhöhung der Jitter-Amplitude früher oder später auftreten.

Das erste Auftreten von Fehlern markiert den Jitter-Verträglichkeitswert. Liegen alle diese Werte über der Toleranzmaske, dann ist die Jitter-Toleranz erfüllt.

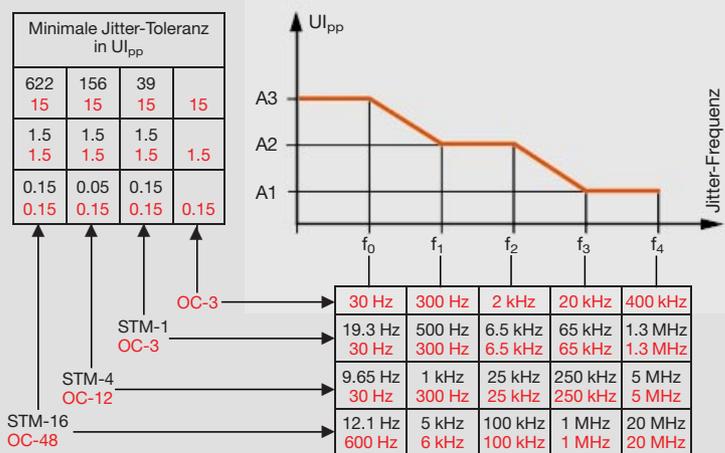


Bild 9: Jitter-Toleranz nach G.825, T1.105.03, GR-257, EN302 084

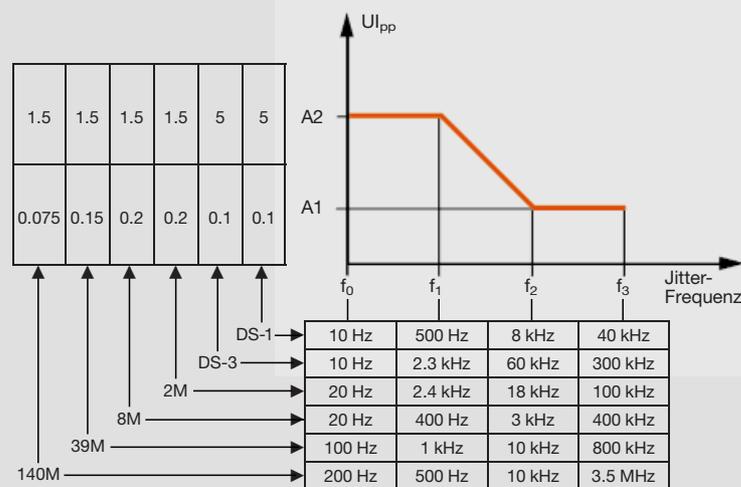


Bild 10: Jittertoleranz nach G.823, G.824, GR-499

3.3 Messung der Jitter-Übertragungsfunktion (JTF)

Für die Signalübertragung auf langen optischen Strecken benötigt man zwischengeschaltete Regeneratoren. Diese bauen das Ausgangssignal aus dem Eingangssignal neu auf.

Am Eingang vorhandener Jitter wird dabei gemäß der Jitterübertragungsfunktion (*Jitter Transfer Function, JTF*) auf den Ausgang übertragen. Treten zu große Jitter-Verstärkungen auf, so kann dies zu Jitter-Akkumulation und damit letztlich zur Überschreitung zulässiger Jitter-Werte führen. Die Folge sind Bitfehler oder Signalverlust. Durch die Messung der JTF können solche Effekte frühzeitig erkannt und behoben werden. Auch beim Testen von DWDM-Systemen ist die JTF-Messung wichtig.

3.3.1 Meßprinzip

Das Meßgerät legt an den Eingang des zu prüfenden Netzelements ein Testsignal an, das mit sinusförmigem Jitter moduliert ist. In Bild 11 ist die Prüfung eines 2,5-Gbit/s-Regenerators dargestellt.

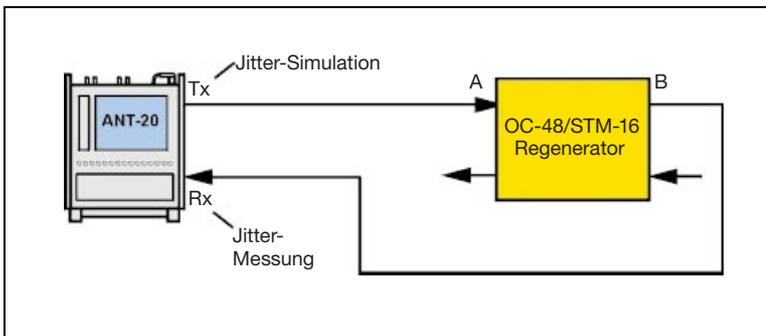


Bild 11: Bestimmung der Jitter-Übertragungsfunktion

Die Jitter-Amplitude wird dabei so groß wie möglich gewählt, sie muß jedoch für den Eingang noch gut verträglich sein. Durch die hohe Amplitude wird das Signal-Rausch-Verhältnis und damit die Genauigkeit der Messung verbessert.

Die Jitter-Amplitude am Ausgang des Netzelements wird gemessen und daraus die JTF berechnet. Diese Messung wird bei einer Reihe von Jitterfrequenzen im Übertragungs- und Sperrbereich durchgeführt. Die Genauigkeit kann durch Störjitter außerhalb der Testfrequenz vor allem bei kleineren Amplituden beeinträchtigt werden. Präzise Meßergebnisse lassen sich erreichen, wenn durch eine schmalbandige Selektion des Testsignals die Störeinflüsse reduziert werden.

Für die automatische Messung der gesamten JTF-Kurve bietet der ANT-20 einen Meßmodus, in dem selbständig alle Meßpunkte durchlaufen werden. Dieser Meßmodus kann auch eine Referenzmessung (Kalibrierung) einschließen.

3.3.2 Ausgabe der Meßergebnisse

Die Meßergebnisse werden auf Knopfdruck als Grafik oder als numerische Werte in Tabellenform ausgegeben. Für spezielle Anforderungen können sowohl die vorhandenen Standard-Ausgabemasken gewählt als auch die Sende-Amplitude beliebig angepaßt werden (die Einstellung erfolgt mit dem Editor).

Einstellbar ist auch die Erholzeit (*Settling Time*), die das Einschwingverhalten berücksichtigt und nach jedem Wechsel der Jitterfrequenz dem Prüfling eingeräumt wird.

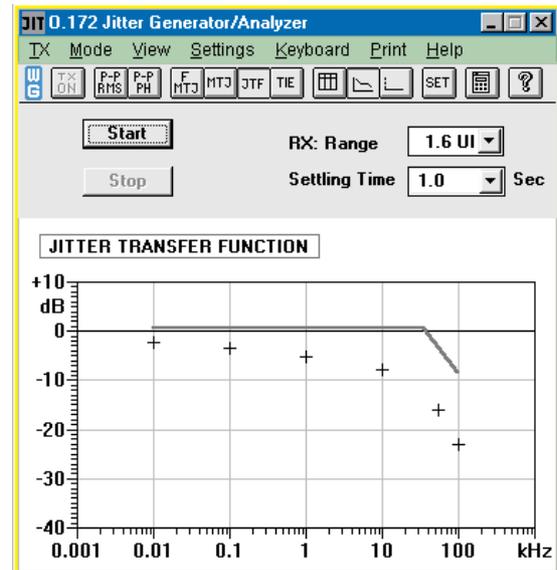


Bild 12: Grafisches Meßergebnis einer automatischen Messung der Jitter-Übertragungsfunktion (JTF)

Merke: Die Meßpunkte der JTF sollten unter der Toleranzmaske liegen

Definition der Jitter-Übertragungsfunktion (*Jitter Transfer Function, JTF*)

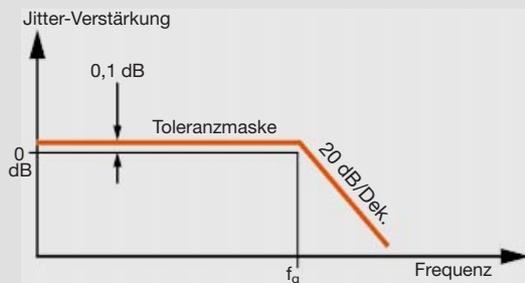
Ist das Eingangssignal eines Netzelements mit Jitter behaftet, so kann an seinem Ausgang ein Teil dieses Jitters auftreten. Die JTF eines Netzelements gibt an, wie stark der Eingangsjitter an den Ausgang weitergegeben wird, das heißt, ob der Jitter beim Durchgang verstärkt oder abgeschwächt wird.

Die JTF wird in Dezibel (dB) angegeben; sie ist eine Funktion der Frequenz f und ist wie folgt definiert:

$$JTF(f) = 20 \cdot \log \left[\frac{\text{Ausgangsjitter}(f)}{\text{Eingangsjitter}(f)} \right]$$

Beim Durchlaufen des Netzelements werden meist die hochfrequenten Anteile des Jitters unterdrückt, die niederfrequenten Anteile erscheinen jedoch ohne Abschwächung am Ausgang. Es ist sogar möglich, daß eine leichte Verstärkung des Eingangsjitters auftritt. Dadurch akkumuliert sich z. B. bei einer Reihenschaltung von Regeneratoren der Jitter, was zur Überschreitung der Jitter-Verträglichkeit führen kann und damit zu Übertragungsfehlern.

Um die Genauigkeit der JTF-Messung zu verbessern, sollten möglichst die Eigenfehler der Meßanordnung durch eine Referenzmessung (Kalibrierung) ohne angeschlossenen Prüfling eliminiert werden.



	Typ	f_g
OC-1	—	40 kHz
STM-1/OC-3	A	130 kHz
	B	30 kHz
STM-4/OC-12	A	500 kHz
	B	30 kHz
STM-16/OC-48	A	2 MHz
	B	30 kHz

Bild 13: Jittertoleranz von PDH/DSx/SDH/SONET nach ITU-T Rec. G.958 (JTF von STM-N-Regeneratoren)

Typische Übertragungsfunktionen ergeben sich aus den Eigenschaften der Taktregeneration. Für niedrige Frequenzen ist in der Regel eine höhere Jittertoleranz gefordert. In diesem Bereich muß der zurückgewonnene Takt dem Jitter folgen, um auch bei höheren Jitteramplituden das Digitalsignal korrekt abzutasten. Höhere Jitterfrequenzen erscheinen durch die Bandbegrenzung der Taktregeneration nicht mehr im Taktsignal. In der Jitterübertragungsfunktion spiegeln sich damit die Eigenschaften des Taktregenerators als Tiefpass mit der Grenzfrequenz f_g wider.

3.4 Messung des Mapping-Jitters

Plesiochrone oder asynchrone Signale werden durch Bitstopfen in Container (bei SONET: Tributaries) synchroner Signale gemappt. Am nächsten terminierenden Multiplexer werden die plesiochronen Zubringer wieder ausgepackt. Aufgrund des vorangegangenen Bitstopfens entstehen dabei Lücken im wiedergewonnenen Signal, welche durch PLL-Schaltungen ausgeglichen werden. Trotzdem verbleibt eine gewisse Phasenmodulation, die Mapping-Jitter oder auch Stopf-Jitter genannt wird. Die Frequenz des Stopfvorgangs ist von der Systemverstimmung des plesiochronen Zubringers abhängig. Hierbei gibt es für jede Zubringerbitrate Toleranzen für die maximale Verstimmung (Ziehbereich siehe Tabelle 2, Seite 12).

3.4.1 Meßprinzip

Der ANT-20 sendet ein plesiochrones Signal in den Zubringereingang eines Netzelements, z. B. in einen Add-Drop-Multiplexer (ADM) in Bild 14.

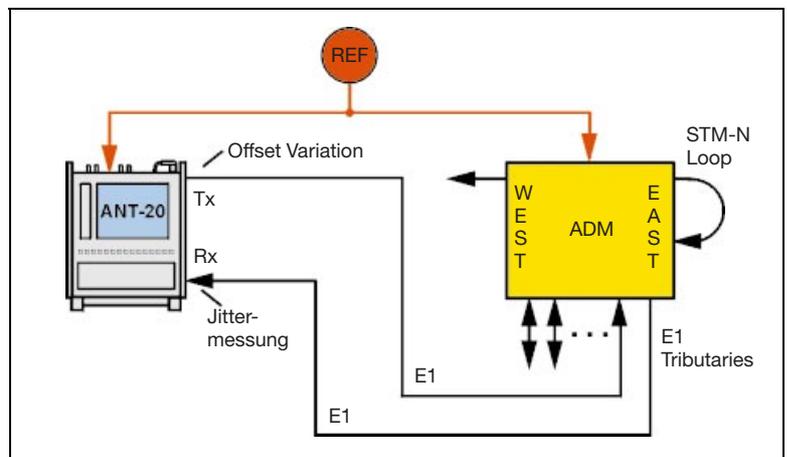


Bild 14: Analyse des Mapping-Jitters an Zubringerausgängen

Der Zubringer wird im ADM in ein synchrones Signal eingemappt. Am fernen Ende wird das synchrone Signal geschleift, der Zubringer ausgepackt und dem Meßgerät zugeführt.

Das Meßgerät führt am ausgepackten Signal eine Jitter-Analyse mit definierten Filtern durch. Der Mapping-Jitter wird überwacht, während der plesiochrone Zubringer in seiner Frequenz bis hin zu den Toleranzgrenzen (siehe Tabelle 2, Seite 12) verstimm wird. Dieser zeitaufwendige Vorgang kann mit Hilfe des Software-Tools *CATS Test Sequencer* automatisiert werden.

Zur Vermeidung von Jitter-Beiträgen durch Pointerbewegungen werden Meßgerät und ADM auf denselben Referenztakt synchronisiert. Dies kann durch einen externen Referenztakt geschehen oder man verwendet den Takt des ANT-20 (Taktausgangsbuchse), um den ADM zu synchronisieren. Mit dem ANT-20 kann man Verstimmungen bis zu ± 500 ppm durchführen. Die System-Toleranzen liegen wesentlich unter diesem Wert. Somit kann man die Reserve der Eingangsschaltungen bezüglich des Ziehbereichs bestimmen.

3.4.2 Ausgabe der Meßergebnisse

Relevant für diese Messung sind die Jitter-Spitze-Spitze-Werte, d. h. die Ausgabe der Meßergebnisse erfolgt in gleicher Weise wie in Abschnitt 3.1 „Messung des Ausgangsjitters“ dargestellt.

3.4.3 Weitere Applikation

Nachfolgend wird der Mapping-Jitter-Test als Halbkanalmessung beschrieben. Der ANT-20 sendet ein synchrones Signal in einen Aggregats-Eingang (hier: West), das am anderen Aggregat (hier: East) zurückgeschleift werden kann (Bild 15).

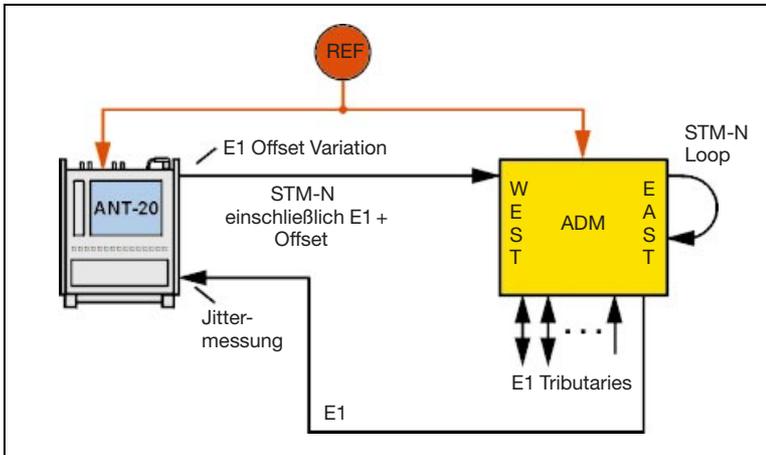


Bild 15: Analyse des Mapping-Jitters an Zubringern, durchgeführt als Halbkanalmessung

Dieses Signal hat einen plesiochronen Zubringer-Testkanal eingemappt (z. B. 2 Mbit/s in STM-1), der im Netzelement (ADM) ausgepackt und über einen Zubringerausgang dem Meßgerät zugeführt wird. Sendeseitig ist das Meßgerät nun in der Lage, den Zubringer intern bezüglich der Transport-Bitrate zu verstimmen (± 100 ppm). Wie bei der Analyse des Mapping-Jitters am Zubringerausgang müssen auch hier Meßgerät und Prüfling synchronisiert werden. Der zulässige Mapping-Jitter ist in ITU-T G.783 definiert (Tabelle 2).

Bitrate	Max. Offset	Max. Jitter (p-p)	Hochpaß	Tiefpaß
1,544 Mbit/s (DS1)	± 50 ppm	0,1 UI	8 kHz	40 kHz
2,048 Mbit/s (E1)	± 50 ppm	0,075 UI	18 kHz	100 kHz
34,368 Mbit/s (E3)	± 30 ppm	0,075 UI	10 kHz	800 kHz
44,736 Mbit/s (DS3)	± 20 ppm	0,1 UI	30 kHz	400 kHz
139,264 Mbit/s (E4)	± 15 ppm	0,075 UI	10 kHz	3500 kHz

Tabelle 2: Maximaler Mapping-Jitter nach ITU-T G.783

Was ist Pointer-Jitter

Befinden sich SDH/SONET-Übertragungsbitraten in keinem Synchronzustand, müssen die transportierten *Payload-Container* in ihrer zeitlichen Lage an den abgehenden Rahmen angepaßt werden. Dies geschieht durch Erhöhen oder Erniedrigen des Pointerwerts um eine Einheit. Das Payloadsignal verschiebt sich dadurch um 8 oder 24 Bits, was einem Phasensprung von 8 bzw. 24 UI entspricht.

Ähnlich wie beim Stopfprozess muß der Ausgangstakt geglättet werden. Dazu müssen zwar wesentlich größere Phasensprünge, dafür aber in geringerer Häufigkeit ausgeglichen werden. Der verbleibende Jitter weist deshalb größere Amplituden und niedrigere Frequenzkomponenten auf als der Stopfjitter. Die Messung des kombinierten Jitters (Pointer- und Mapping-Jitter) erfordert definierte Pointersequenzen zur Stimulation des Pointer-Jitters am SDH/SONET-Eingang eines Demultiplexers.

Die folgenden Beispiele von Pointersequenzen für die AU/STS-Ebene (87-3-Muster) stammen aus der ITU-T-Empfehlung G.783 sowie ANSI 1.105.03 und Bellcore GR-253.

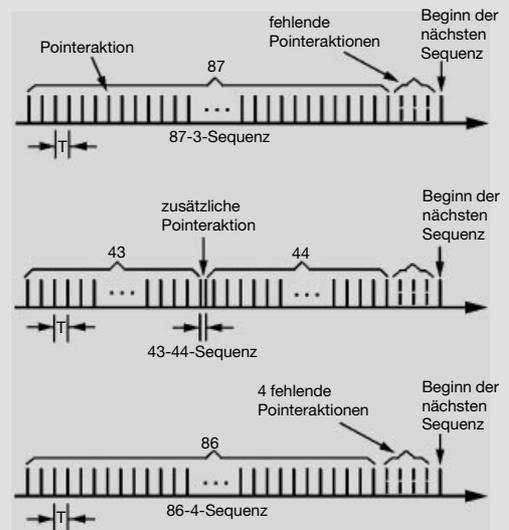


Bild 16: Beispiele für periodische Pointer-Testsequenzen

In den Sequenzen kommen „Missing“- , „Double“- und „Inverse“-Pointeraktionen zur Anwendung. Diese Sequenzen wurden aufgrund praktischer Erfahrungen als „Worst Case“-Fälle identifiziert und als Testcases standardisiert.

3.5 Kombierter Jitter

Taktdifferenzen zwischen zwei Netzen oder zwischen Netzelementen werden durch Pointerbewegungen im synchronen Signal ausgeglichen (siehe auch Abschnitt 4.5). Die Pointersprünge betragen je nach Mapping 8 oder 24 Bits. Wenn das Zubringersignal am Empfänger wieder ausgepackt wird, sind dort diese Pointeraktionen als Phasensprünge ebenfalls vorhanden. Sie werden durch eine PLL-Schaltung geglättet; die verbleibende Phasenmodulation nennt man Pointer-Jitter. Neben dem Pointer-Jitter tritt im ausgepackten Signal stets auch der Mapping-Jitter auf, so daß man immer die Summe aus beiden mißt, den sogenannten kombinierten Jitter.

G.783 GR-253 ETS 300 417-1-1	Max. Jitter [UI _{pp}]	High Pass Cut off	Low Pass Cut off
DS1	1,3 ... 1,9 0,1	10 Hz 8 kHz	40 kHz 40 kHz
DS3	1,3 0,1	10 Hz 30 kHz	400 kHz 400 kHz
2 Mbit/s	0,4 0,075	20 Hz 18 kHz	100 kHz 100 kHz
34 Mbit/s	0,4 0,075	100 Hz 10 kHz	800 kHz 800 kHz
140 Mbit/s	0,4 ... 0,75 0,075	200 Hz 10 kHz	3500 kHz 3500 kHz

Tabelle 3: Grenzwerte für kombinierten Jitter

Kombierter Jitter (*direkt meßbar*)
 =
Mapping-Jitter (*direkt meßbar*)
 +
Pointer-Jitter (*meist nicht direkt meßbar*)

3.5.1 Meßprinzip

Der ANT-20 sendet ein definiertes Testsignal an das Netz oder Netzelement. Damit keine Jitter-Beiträge durch unkontrollierte Pointerbewegungen entstehen, sind Meßgerät und Netzelement auf denselben Referenztakt synchronisiert (Bild 17).

Durch die Simulation von definierten Pointersequenzen gemäß den Normvorschriften (siehe z. B. Bild 16) wird das Netzelement gestreßt. Der Einfluß dieser Pointersequenzen auf den Jitter am Zubringerausgang wird vom Meßgerät analysiert. Die Maximalwerte laut Tabelle 3 dürfen dabei nicht überschritten werden. Es wird eine Meßzeit von 5 Minuten empfohlen.

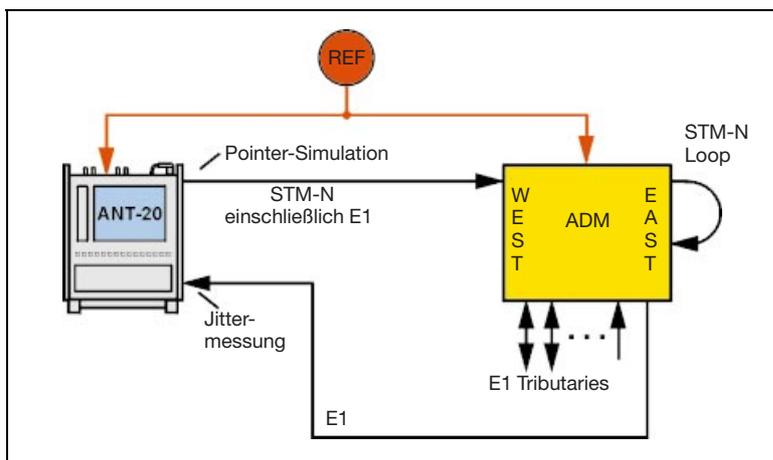


Bild 17: Bestimmung des kombinierten Jitters

3.5.2 Ausgabe der Meßergebnisse

Relevant für die Messung des kombinierten Jitters sind Spitze-Spitze-Werte. Die Ausgabe der Meßergebnisse erfolgt in gleicher Weise wie sie in Abschnitt 3.1 „Messung des Ausgangsjitters“ dargestellt wurde.

3.5.3 Weiterführende Applikation: Automatische O.172 Conformance Suite für Pointersequenzen

Um sicherzugehen, daß die Signalübertragung auch bei „Worst Case“-Pointerszenarien fehlerfrei bleibt, werden charakteristische Pointersequenzen getestet. So gibt es z. B. für 140 Mbit/s sieben verschiedene, bei DS1 fünf verschiedene Pointersequenzen, die zudem noch durch beide Aktionsrichtungen (*Increment* und *Decrement*) verdoppelt werden.

Das sequentielle Testen aller Fälle von Hand wäre sehr zeitraubend und nicht effektiv. Mit dem integrierten *CATS Test Sequencer* läßt sich diese Messung automatisieren. Dazu gibt es eine bereits vordefinierte Testsequenz, die sich nach der von ITU-T O.172 empfohlenen Vorgehensweise richtet (Bild 18).

Erklärung der Blöcke:

- *Initialisierungsphase (INI)*: Vor jeder Pointersequenz wird eine Initialisierungssequenz gesendet, um sicherzustellen, daß sich der Pufferspeicher des Pointerprozessors an einer definierten Ausgangsposition befindet. In der Regel bedeutet dies eine genügende Anzahl von Pointerbewegungen in gleicher Richtung wie die Testsequenz.
- *Cool Down Phase*: Beruhigungsphase, in der Einschwingvorgänge des *Desynchronizers* abgeschlossen werden sollen.
- *Sequence n*: Einstellung der jeweiligen Pointersequenz („max“ = maximale Anzahl der Pointersequenzen)
- *Bandwidth $f_1 - f_2$ ($f_3 - f_4$)*: Die Messung sollte mit beiden spezifischen Bewertungsfiltern durchgeführt werden (siehe auch Kapitel 6, Bewertungsfilter)

Diese Vorgehensweise ist prinzipieller Art. Weitere Varianten sind möglich, zum Beispiel durch Tests bei verschiedenen *Tributary-offsets*. Mit dem *CATS Test Sequencer* können ohne großen Programmieraufwand verschiedene Szenarien entwickelt werden, die auf den jeweiligen Prüfling zugeschnitten sind..

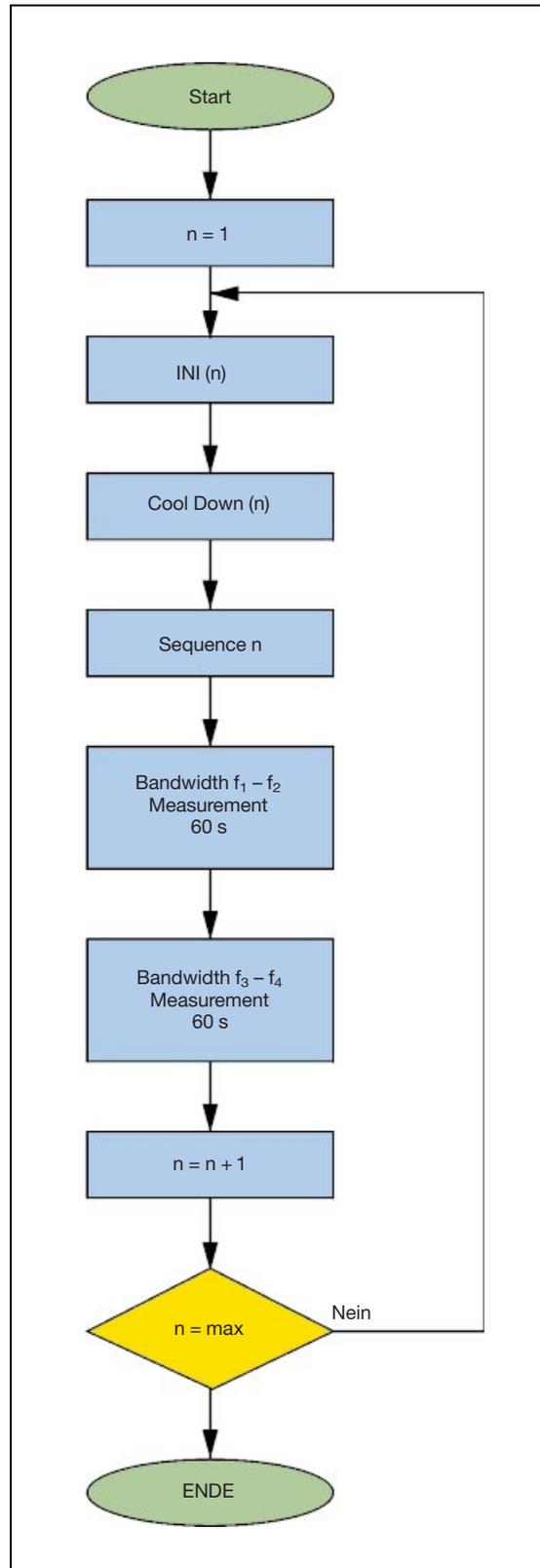


Bild 18: Schematische Darstellung einer automatisierten Pointersequenz

Erklärung einiger wichtige Begriffe

Primary Reference Clock (PRC):

Frequenzstandard, der eine Referenzfrequenz zur Netzsynchronisation gemäß der entsprechenden Normen zur Verfügung stellt (z. B. Langzeitstabilität 10^{-11} gemäß ITU-T Rec. G.811)

Primary Reference Source (PRS):

Frequenzstandard mit einer Langzeitstabilität von 10^{-11} entsprechend ANSI T1.101.

Stratum Level:

Die Taktquellen in Synchronisationsnetzen sind gemäß ANSI in vier Qualitätsstufen klassifiziert. Stratum Level 1 ist die höchste Qualitätsstufe. Sie entspricht der Primary Reference Source (PRS).

Synchronisation Supply Unit (SSU):

Diese Einheit enthält Funktionen zur Auswahl der Referenzfrequenz sowie zu deren weiteren Verarbeitung und Verteilung an die einzelnen Netzelemente. Die SSU sorgt für eine Verbesserung der Taktqualität nach Durchlaufen einer längeren Synchronisationskette. Die SSU-Typen sind teilweise äquivalent zum Stratum Level 2 und 3.

TNC (Transit Node Clock),

LNC (Local Node Clock):

Dies sind unterschiedliche Qualitätsstufen von SSUs. TNCs besitzen die höhere Taktqualität. In neueren ITU-T Empfehlungen wird TNC als SSU-A und LNC als SSU-B bezeichnet.

BITS (Building Integrated Timing Source):

Begriff aus der ANSI-Norm. BITS besitzt ähnliche Funktionen wie die SSU.

UTC (Coordinated Universal Time):

Zeitskala, die vom *Bureau International des Poids et Mesures (BIPM)* und vom *International Earth Rotation Service (IERS)* unterhalten wird. Diese Zeitskala bildet die Basis für die koordinierte Verteilung von Zeitsignalen und Standard-Frequenzen.

Global Positioning System (GPS):

Weltweites, satellitengestütztes Funknavigationssystem. Die Satelliten sind mit Cäsium- und Rubidium-Normalen ausgerüstet, die von Bodenstationen aus gesteuert werden. Mit dem übermittelten, sehr genauen Zeittakt kann eine Primärtaktquelle synchronisiert werden.

4 Synchronisation

Synchronismus bedeutet allgemein einen Gleichlauf zwischen verschiedenen Vorgängen. Übertragen auf synchrone Netze (SDH/SONET) heißt dies, daß alle Netzelemente sich nach einem Takt richten. Bei SDH und SONET ist neben den höheren Bitraten der Synchronzustand der eigentliche Innovationsschritt gegenüber vorherigen Übertragungstechnologien. Erst damit wurde eine durchgängige Standardisierung auf allen Hierarchien möglich eine große Herausforderung für Systemhersteller und Netzbetreiber.

4.1 Aufbau eines Synchronisationsnetzes

Um die Synchronisation der einzelnen Netzelemente zu gewährleisten, wird ein spezielles Synchronisationsnetz bereitgestellt. Dieses Netz ist hierarchisch aufgebaut (Bild 19).

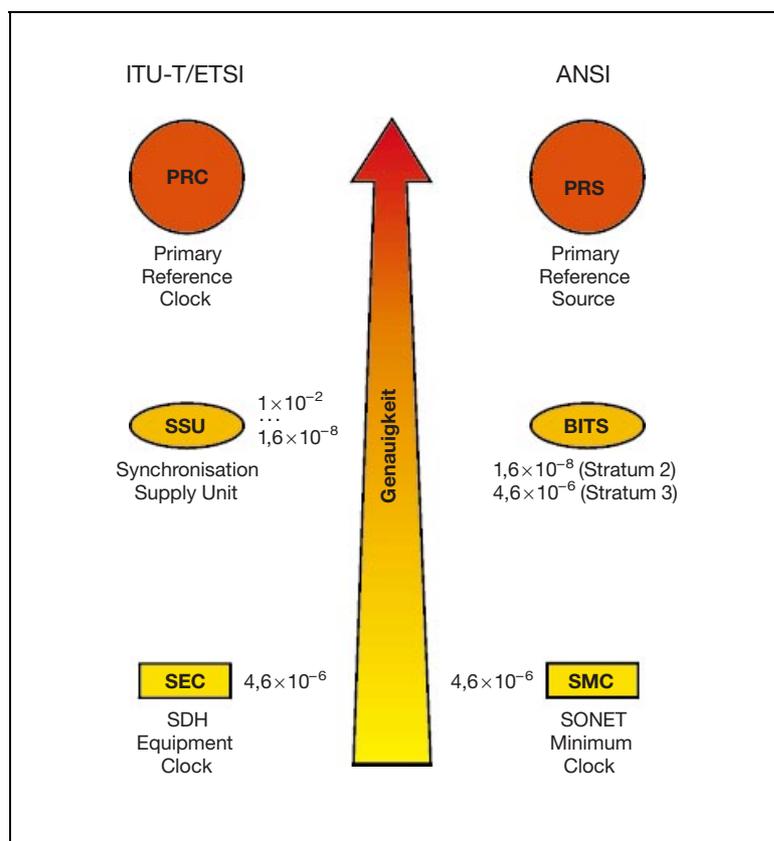


Bild 19: Die Takthierarchien nach ETSI/ITU-T und ANSI

Eine primäre Referenztaktquelle (*Primary Reference Clock, PRC*) steuert sekundäre Taktquellen für Netzknoten (SSUs) und Netzelemente (SECs). Dagegen sind in PDH-Netzen nur die Vermittlungsknoten synchronisiert.

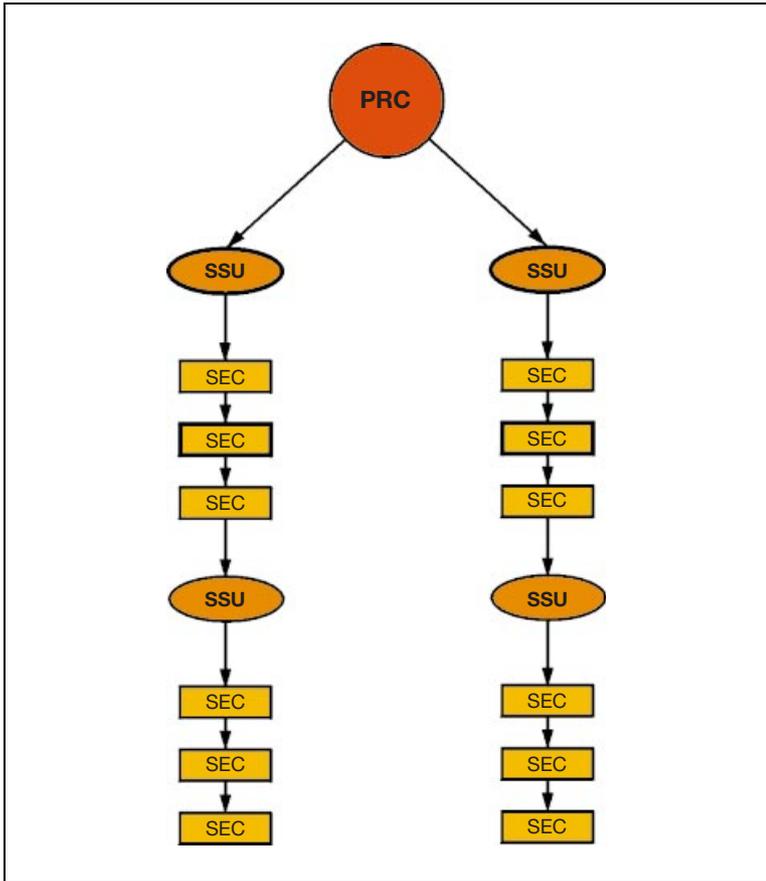


Bild 20: Beispiel einer Synchronisationkette

Diese Art der Verteilung des Synchronisationssignals wird auch Master-Slave-Synchronisation genannt. Die Synchronisation kann sowohl in einem extra dafür reservierten Teilnetz als auch über die Nutzsignale selbst erfolgen. Auch ringförmige Strukturen sind möglich.

Im störungsfreien Fall wird das von der PRC ausgehende Referenzsignal von den nachgeschalteten Synchronisationselementen weitergeleitet. Das ausgehende Taktsignal wird auf das ankommende synchronisiert, wobei verschiedene Standards (z. B. ITU-T G.812, 813) eingehalten werden müssen. Eine PRC erzeugt den Master-Takt für ein gesamtes Netz oder ein Teilnetz, wobei alle Takte auf die PRC rückführbar sind.

Eine PRC wird meist mit einem Cäsium-Oszillator realisiert, der sich auf die Zeitnormale von LORAN C bzw. GPS stützen kann. Hierbei sorgt der Oszillator für die Kurzzeitstabilität, das Funkzeitsignal für die Langzeitstabilität. Dadurch ist Sorge getragen, daß der Master Universal Takt (*Coordinated Universal Time*, UTC) eingehalten wird. SSUs sind Komponenten, die die Taktversorgung von lokalen Komponenten sicherstellen, während SECs in NEs integriert sind.

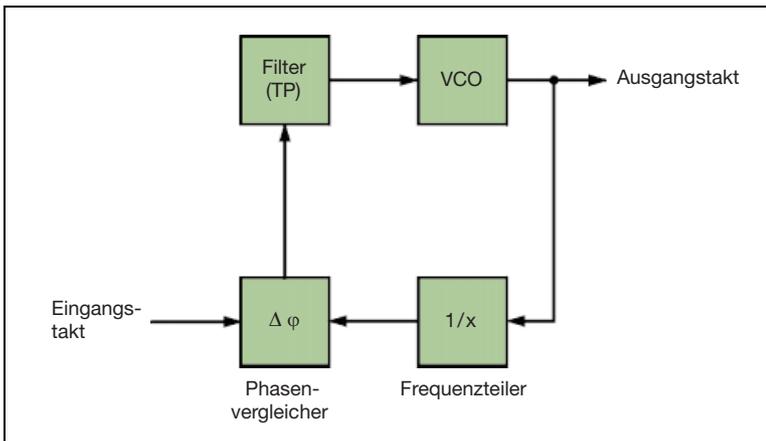


Bild 21: Prinzip einer Phase Locked Loop (PLL)

4.2 Wie funktioniert die Taktregeneration?

Die Taktregeneration in SSUs (BITS) und SECs wird im allgemeinen durch Phasenregelschleifen, sogenannten PLLs (*Phased Locked Loop*) bewerkstelligt (Bild 21).

Der Regelkreis einer PLL besteht hauptsächlich aus einem Phasenvergleichler, einem schmalbandigen Filter und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO). Mit dieser Schaltung wird der Ausgangstakt auf den Referenztakt „gezogen“. Im allgemeinen haben die auf Taktregeneration spezialisierten SSUs schmalbandigere Filter als die in NEs integrierten SECs und bieten daher eine bessere Regeneration. Natürlich können die Taktregeneratoren nicht beliebig genau sein und liefern auch zusätzlich einen eigenen Störbeitrag. Deshalb ist die Anzahl der hintereinandergeschalteten Synchronisationseinheiten begrenzt.

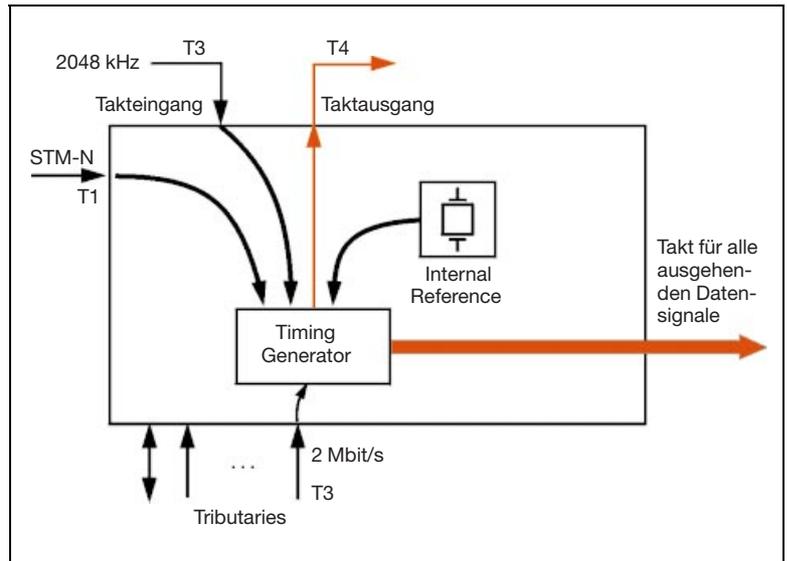
Laut ITU-T G.803 bzw. ETSI 300 462 darf die längste von der PRC ausgehende Kette zehn SSUs nicht überschreiten, wobei sich zwischen zwei SSUs nicht mehr als 20 SECs befinden sollen. Die Gesamtzahl der SECs in einer Kette soll nicht größer als 60 sein.

4.3 Taktableitung bei Netzelementen

Ein Netzelement kann von verschiedenen Taktquellen aus synchronisiert werden:

- Takteingang (T3) für eine externe Taktquelle. Dies ist idealerweise eine PRC oder auch eine SSU, die zwischen Taktausgang (T4) und Takteingang (T3) dazwischengeschleift wird.
- Synchrone Empfangssignaleingänge (Aggregat bei ADMs) mit einer Taktableitung vom Datensignal.
- Zubringer-Dateneingänge (Tributaries)

Fallen alle „höherwertigen“ Taktsignale aus oder sind sie nicht zur Synchronisation geeignet, so wechselt die betroffene Einheit in den Haltezustand (*Holdover mode*). Hierbei wird versucht, den Takt des zuletzt anliegenden Signals so genau wie möglich zu halten. Beispielsweise werden dazu die Frequenzkorrekturwerte der letzten 36 Stunden zusammen mit der jeweiligen Oszillatortemperatur gespeichert. Anhand dieser Daten kann der gesteuerte Oszillator gegenüber einem freilaufenden einen Stabilitätsgewinn um den Faktor 10 bis 100 erreichen. Der Holdover-Zustand muß bestimmten Phasenbedingungen auch über längere Zeiträume (z. B. mehrere Tage) genügen.



Alle ausgehenden Datensignale laufen synchron zu der ausgewählten Taktquelle

Bild 22: Verschiedene Takteingänge eines Netzelements

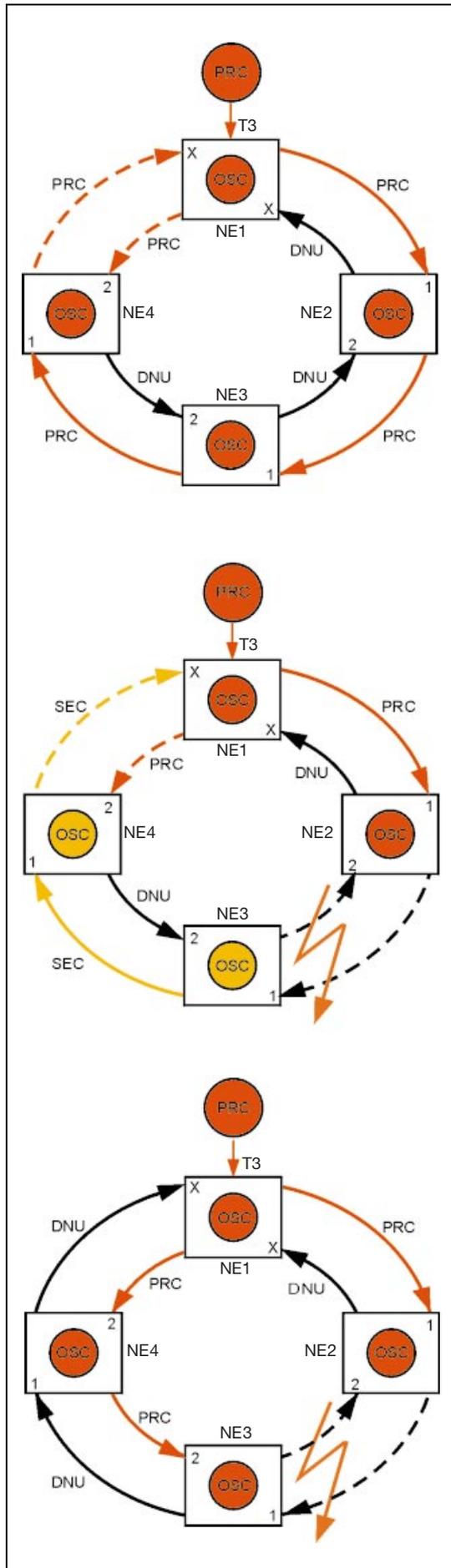
4.4 Das Verwenden von Timing-Markern

Timing Marker bzw. *Synchronization Status Messages* sind eine Möglichkeit, ein Signal bezüglich seiner Taktqualität zu kennzeichnen. Hierzu wird das S1-Byte des SDH- bzw. SONET-Overheads genutzt. *Timing Marker* spielen auch beim Taktverteilungsmanagement eine wichtige Rolle. Bei sinnvollem Einsatz können damit bei einer Störung Ersatzwege für die Taktverteilung bereitgestellt werden, um so die Taktqualität des Netzes sicherzustellen. In sogenannten Prioritätentabellen wird festgelegt, welchen Takt die Netzelemente auswählen, wenn mehrere Takte anliegen. Damit das Netzelement eine Entscheidung über die Taktwahl treffen kann, wird ihm über die S1-Bytes der (Daten)-Signale mitgeteilt, welcher Takt sich überhaupt zur Synchronisation eignet (Tabelle 4).

Im Idealfall entsprechen alle Timing-Marker in Taktflußrichtung dem G.811-Qualitätslevel. Zur Vermeidung von Taktschleifen, bei denen sich zwei Netzelemente gegenseitig synchronisieren, wird immer in Gegenrichtung des Taktflusses der Timing-Marker „*Don't Use for Synchronisation*“ eingeblendet. Empfängt ein Netzelement von keinem der möglichen Eingänge (Daten, T3) ein brauchbares Taktsignal, so verwendet es seine eigene interne Taktquelle (*Holdover Mode*).

Tabelle 4: Codes für die Taktqualität

Synchronisation Quality Level Description		
S1-Bits (b5-b8)	SDH	SONET
0000	Quality unknown (Existing Sync. Network)	Synchronized Traceability unknown
0001	Reserved	Stratum 1 Traceable
0010	G.811 (PRC)	—
0011	Reserved	—
0100	G.812 SSU-A	Transit Node Clock Traceable
0101	Reserved	—
0110	Reserved	—
0111	Reserved	Stratum 2 Traceable
1000	G.812 SSU-B	—
1001	Reserved	—
1010	Reserved	Stratum 3 Traceable
1011	Synchronous Equipment Timing Source (SETS)	—
1100	Reserved	SONET Minimum Clock Traceable
1101	Reserved	Stratum 3E Traceable
1110	Reserved	Provisionable by the Network Operator
1111	Don't Use for Synchronisation	Don't Use for Synchronisation



Beispiel: Synchronisation eines Ringes Umschaltung im Fehlerfall

Die Bilder 23a bis 23c zeigen an einem einfachen Beispiel die Synchronisation eines Rings mit vier Netzelementen und einer PRC-Taktquelle:

- Konfiguration der Netzelemente bezüglich der Taktverteilung
- Verhalten der Taktverteilung beim Auftreten eines Störfalles

Der komplette Ring wird im Normalfall von der PRC getaktet, die direkt am NE 1 liegt (Takteingang T3). Dieses NE kann aus den Dateneingängen keinen Takt ableiten und wird erst gar nicht als Taktport konfiguriert. Dadurch werden mögliche Taktschleifen vermieden.

Die anderen drei Netzelemente leiten dagegen den Takt von den ankommenden Datensignalen ab. Hierbei wird immer der bestmögliche Takt (im vorliegenden Fall „PRC“) verwendet. Mit dieser Taktqualität arbeiten die Ausgangssignale, in denen im S1-Byte dementsprechend „PRC“ eingeblendet ist. Um Taktschleifen prinzipiell zu vermeiden, wird im S1-Byte der jeweiligen Rückrichtung „Don't Use for Synchronisation“ (DNU) eingeblendet.

Bei NE 4 liegen an beiden Datenports „PRCs“ an. In diesem Fall wird laut Taktableitungstabelle, die bei gleicher Taktqualität die Priorität bestimmt, der Takt von NE 3 verwendet.

Wie verhält sich der Ring bei einem Störfall zum Beispiel zwischen NE 2 und NE 3?

In diesem Fall bekommt NE 3 kein gültiges Synchronisationssignal von NE 2 und läuft im *Hold-over-Modus* (Bild 22b), da noch keine alternative Taktquelle verfügbar ist. Dies wird auch im S1-Byte („SEC“) in Richtung NE 4 gekennzeichnet. NE 4 bekommt nun von NE 1 über die Rückrichtung ein Signal mit PRC-Qualität. Entsprechend der Taktableitungstabelle nimmt das NE 4 den Synchronisationstakt von der Rückrichtung (NE 1). Das gleiche gilt für NE 3, das den Takt von NE 4 aus der Rückrichtung bezieht (Bild 22c). So laufen alle Netzelemente trotz Störung wieder im PRC-Takt.

Bild 23: Synchronisation eines synchronen Rings mit vier Netzelementen und einer PRC-Taktquelle

4.5 Taktausgleich durch Pointeraktionen

Die Pointertechnik ist sehr vielschichtig und eine der grundlegenden Eigenschaften der SDH/SONET-Systeme. Prinzipiell werden Pointer verwendet, um einzelne virtuelle Container im Payload-Bereich des synchronen Transport-Moduls flexibel zu lokalisieren (Bild 24).

Bei der Vielschichtigkeit der Pointer-Problematik kann hier nicht näher auf Details eingegangen werden. Es wird daher auf einschlägige Literatur verwiesen, z. B. Kiefer, R.: *Meßtechnik in digitalen Netzen* (Hüthig 1997).

Die Pointertechnik wird dazu benutzt, um mögliche Phasendifferenzen durch Takt-Offset oder Wander z. B. zwischen den ankommenden VC-4 (STS-3c) und den abgehenden STM-N- (STS-N-) Rahmen zu verarbeiten. Diese Situation ergibt sich, wenn ein Netzelement nicht mehr synchron ist, d. h. im *Holdover Modus* ist.

Pointerinkrement (*Pointer INC*)

Ist das ankommende Datensignal langsamer als der Referenztakt („Offset -“), so kommen zu wenig Nutzdaten für das abgehende Transportsignal an (Bild 25). Die Nutzlast wird quasi „nach vorn geschoben“ und als Folge der Pointerwert erhöht. Die frei werdenden Bytes werden durch Stopfbytes ersetzt („positives Pointerstopfen“). Somit wird die effektive Bitrate für die Nutzdaten künstlich erniedrigt.

Pointerdekrement (*Pointer DEC*)

Ist das ankommende Datensignal schneller als der Referenztakt („Offset +“), kommen zu viel Nutzdaten für das abgehende Transportsignal an (Bild 26). Die Nutzlast quasi nach „hinten geschoben“ und der Pointerwert erniedrigt. Die fehlenden Bytes werden in den SOH-Overhead eingefügt („negatives Pointerstopfen“).

Für den ungünstigsten Fall, daß der Taktgenerator eines Netzelementes (SEC) bei einem max. zulässigen Frequenzfehler von $4,6 \times 10^{-6}$ arbeitet, sind etwa 30 Pointeraktionen pro Sekunde zur Anpassung erforderlich. Dieser Wert liegt weit unter der maximalen Pointerfrequenz von 2000 Pointeraktionen pro Sekunde. Extreme Verstimmungen führen zum Überlauf des Puffers im Pointerprozessor. Dann muß der Pointerwert mit NDF (*New Data Flag*) neu gesetzt werden, wodurch definitiv Teile der Payload verloren gehen.

Die Pointerkorrekturen erfolgen aufgrund der Bytestruktur der SDH-Signale immer in Sprüngen, und zwar von einem oder drei Bytes. Werden PDH-Signale transportiert, haben Pointer-Events zur Folge, daß an PDH-Ausgängen Pointer-Jitter auftritt (Einzelheiten zum Pointer-Jitter siehe Seiten 12 und 13).

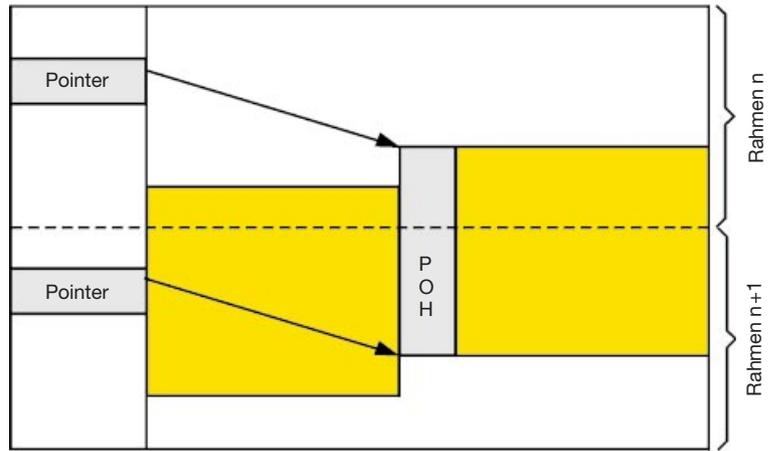


Bild 24: Pointer lokalisieren virtuelle Container im Payload-Bereich des STM-N

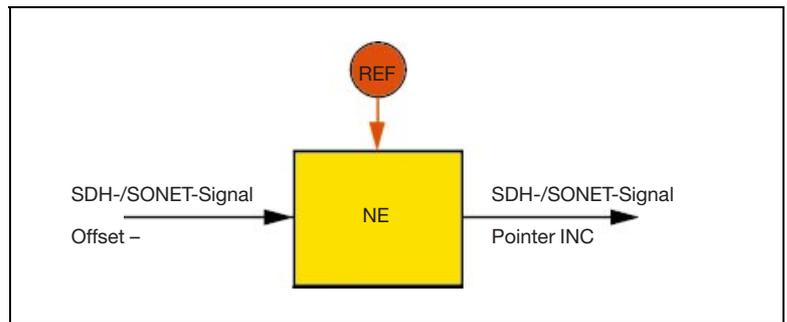


Bild 25: Ist das ankommende Datensignal langsamer als der Referenztakt („Offset -“), so wird der Pointerwert erhöht.

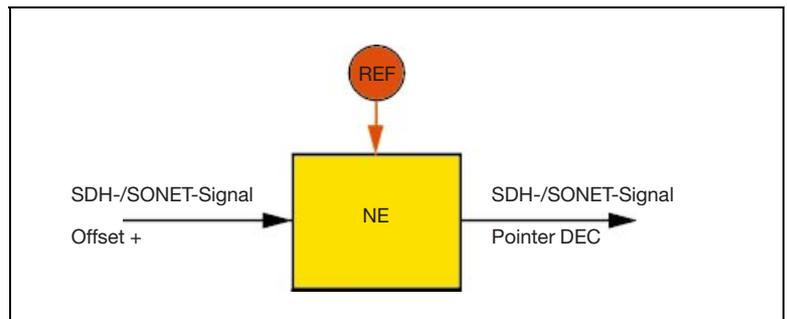


Bild 26: Ist das ankommende Datensignal schneller als der Referenztakt („Offset +“), so wird der Pointer erniedrigt.

4.6 Meßapplikationen

Die Taktqualität hat elementaren Einfluß auf die Qualitätsbeurteilung des Netzes. In den SDH/SONET-Netzelementen müssen bei der Inbetriebnahme die Taktableitungsprioritätentabellen manuell eingepflegt werden. Sie bestimmen die Taktquelle, von der das Netzelement getaktet wird (siehe Abschnitt 4.4). Ein falsches Einpflegen oder gar ein Vergessen hat zur Folge, daß das Netzelement im Freilaufmodus mit der internen Taktquelle arbeitet, die aber nicht zur Taktung im SDH-Netz geeignet ist. Eine entstehende Taktdifferenz

wird durch Pointeraktionen ausgeglichen, was allerdings zu erhöhtem Ausgangsjitter an den PDH-Ausgängen führt. Besonders störend wirken sich Pointeraktionen bei der Übertragung von PDH-Signalen aus, die zum Transport von Synchronisationstakten benutzt werden sollen.

Um einen ersten Eindruck der Taktqualität im Netz zu gewinnen, empfiehlt es sich daher, eine Pointeranalyse auf STM-N-Ebene an einem entkoppelten Monitorpunkt durchzuführen.

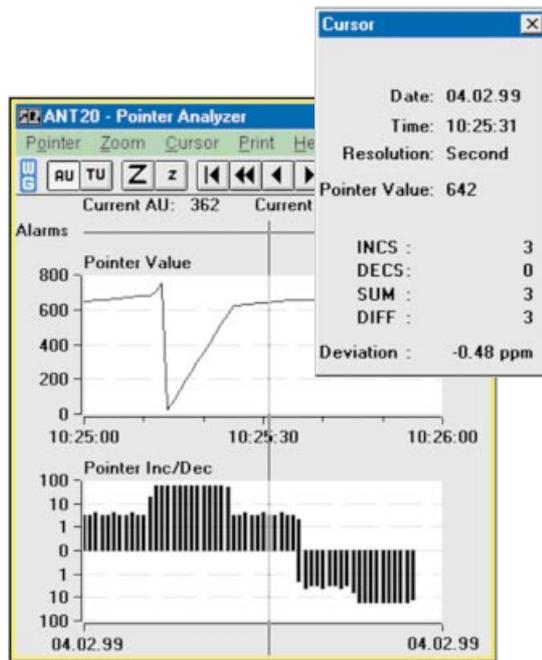


Bild 27: Verlauf der Pointeraktivitäten, ausgedehnt auf eine Minute. Das Pointerfenster des ANT-20 ermöglicht gleichzeitiges Beobachten von AU- und TU-Pointerwerten, wobei jeweils der Absolutwert numerisch und grafisch dargestellt wird. Pointerinkremente und -dekremente werden separat dargestellt. Der zu der jeweiligen Pointeroperation gehörige Frequenz-Offset wird automatisch berechnet und ebenfalls dargestellt.

4.6.1 Pointeranalyse

Eine hohe Anzahl von gleichgerichteten Pointeraktionen deutet auf eine nicht synchrone Taktquelle im Netz hin. Treten diese Pointeraktionen gehäuft im Netz auf, muß der Verursacher der Pointeraktionen gesucht werden. Dies kann durch ein Schritt-für-Schritt-Zurückverfolgen der Übertragungsabschnitte geschehen. Für die maximale Anzahl der Pointeraktionen pro Tag gibt es keine internationale Empfehlungen. In der Praxis hat man bei guter Taktqualität Werte zwischen einer und 50 Pointeraktionen pro Tag gemessen. Wichtig ist dabei, daß sich diese Pointeraktionen zeitlich auf den Tag verteilen sollen. Je nach Hersteller sind auch einzelne Doppelpointer (zwei Pointer pro Sekunde) möglich. Da es sich hierbei um eine Langzeitmessung handelt, sollte mindestens über 24 Stunden gemessen werden.

Im „Anomaly/Defect-Analyzer“ des ANT-20 werden sowohl Pointeranpassungen (*Pointer Justification Events*, PJE) als auch „NDF-Events“ (*New Data Flag*, NDF) angezeigt. Werden NDF-Events gemessen, sind die Taktprobleme so stark, daß dadurch Teile der Nutzdaten (*Payload*) verlorengegangen sind.

4.6.2 Überwachen des *Timing Marker S1*

Mit dem Overhead-Analyse-Tool des ANT-20 hat man Zugang zu allen SDH/SONET Overhead Bytes, d. h. auch auf den *Timing Marker S1*. Der Inhalt des S1-Bytes wird sogar im Klartext dargestellt (Bild 28).

Im Langzeitüberwachungsmodus ist es sinnvoll, die Änderungen des S1-Bytes aufzuzeichnen (*Overhead Byte Capture*). Damit läßt sich ein Wechsel des S1-Bytes von „G.811“-auf „Quality unknown“ mit Zeitstempel erfassen, wie er z. B. durch den Ausfall der Primärtaktquelle verursacht werden kann.

Das Überwachen des *Timing Marker* gibt Aufschluß auf die korrekte Konfiguration der Taktableitungstabellen und kann beim Aufspüren von Taktproblemen sehr hilfreich sein. Eine genaue Beurteilung der Taktqualität ist allerdings nur mit Hilfe einer Wander-Analyse möglich (Einzelheiten siehe Kapitel 5).

Bild 28: Der Inhalt des analysierten S1-Bytes wird im Klartext dargestellt

Interpreter: Ring APS (G.841)		
	Bit 12345678	Interpretation
K1	Bridge Requ. Code 0000	No Request NR
	Dest. Node Ident. 0000	0
K2	Source Node Ident. 0000	0
	Long/Short 0	Short Path Code
	Status 000	Idle
K3	APS Channel 0000xxxx	Protocol not defined
	LP-K3 APS Channel	
K4	APS Channel 0000 x	Protocol not defined
	Enhanced RDI 000	No remote defect
	S1 Sync. Status xxxxx0010	G.811
	HP-Path Label (C2) 00000010	TUG structure
	LP-Path Label (C2/V5) xxxxx010x	Asynchronous

5 Wander-Applikationen

5.1 Wandermessung

Eine gute Netzsynchrosation ist Voraussetzung für eine hohe Verfügbarkeit. Daher empfiehlt sich eine Überwachung der Wander-Eigenschaften bei der Installation, routinemäßig während des Betriebs und besonders nach Veränderungen der Netztopologie - und nicht erst im Störfungsfall.

5.1.1 Meßprinzipien

Für die Messung ist grundsätzlich eine Taktreferenz nötig. Das kann eine externe Referenzquelle sein oder das jeweils höherwertige Taktsignal in der Synchronisationskette des Netzes (absolute oder relative Messung).

Für das zu testende Signal werden dieselben Eingangsbuchsen verwendet, wie für die übrigen ANT-20-Messungen (z. B. Anomalie-/Defekt-Analyse oder Performance-, Pointer-Test). Somit sind Wandermessungen parallel zu diesen Messungen an allen relevanten Schnittstellen bis STM-16 und auch ATM-Signalen möglich. Für die Zuführung des Referenztakts steht eine separate Buchse zur Verfügung, die Taktsignale von 1,5 MHz, 2 MHz und 10 MHz sowie Datensignale mit Bitraten von 1,5 Mbit und 2 Mbit/s akzeptiert.

Als Meßergebnisse bekommt man TIE über der Zeit, wobei vor der Messung die TIE-Sampling-Rate der Applikation angepaßt werden kann:

- 1/s für Langzeitmessungen bis zu 99 Tagen
- 30/s für Standard-Wander-Abnahme-Messungen konform zu O.172 (z. B. 24 h)
- 300/s für das genaue Analysieren von Phasenübergängen (*Phase Transient Response*, siehe auch Abschnitt 5.2)

Beispiel 1: Absolute Messung der Taktqualität

Im dargestellten Szenario übernimmt ein kleiner Netzbetreiber den Takt von einem größeren Netzbetreiber über eine Datenleitung (STM-1 oder PCM-30). Mit einer absoluten Messung gegen eine externe Referenzquelle kann auch hier die Qualität des Taktsignals überprüft werden.

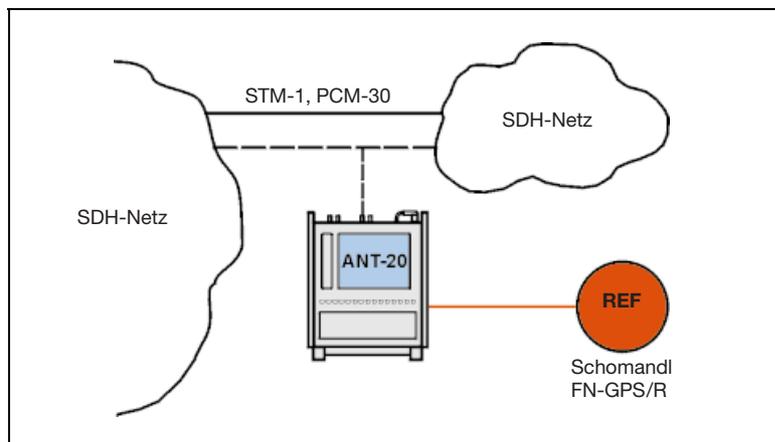
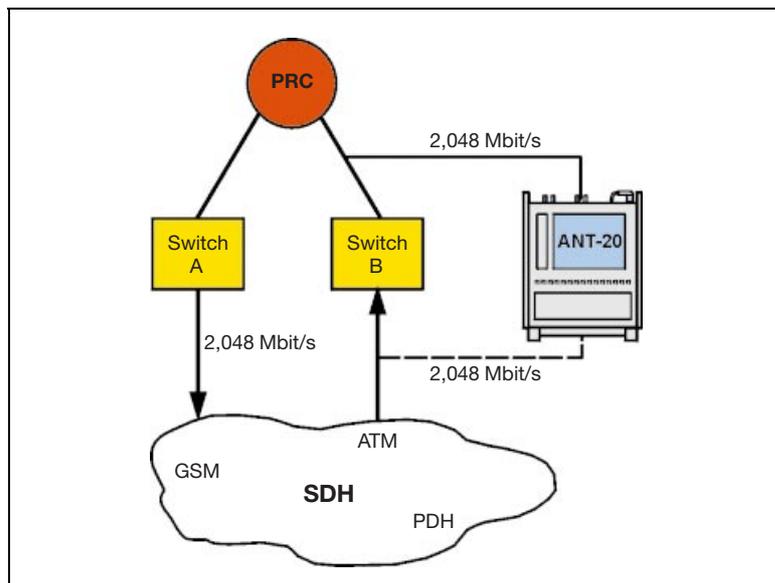


Bild 29: Messung der Taktqualität an Netzgrenzen (absolute Messung)

Beispiel 2: Relative Messung der Taktqualität

Im folgenden Beispiel ist die relative Messung sinnvoll: Zwei Vermittlungsstellen (Vermittlung A und B) sind auf eine PRC synchronisiert. Ein Signalpfad (z. B. 2 Mbit/s) ist über verschiedene Transportnetze (SDH, PDH etc.) geführt. Störeinflüsse wie Laufzeitschwankungen, Mapping- und Pointer-Wander sowie Oszillatorrauschen können zu so großen Phasenabweichungen führen, daß Rahmenschlupf (*Frame Slip*) auftritt. Mit einer TIE- oder MTIE-Messung kann herausgefunden werden, ob die Phasenabweichungen innerhalb des Grenzwertes von 18 µs/Tag liegen (ITU-T G.822 und G.823).

Bild 30: Messung eines über mehrere Netze geführten Signals (relative Messung)



5.1.2 Darstellung der Meßergebnisse

Es wird die TIE-über-Zeit-Kurve (*TIE versus Time*) in Echtzeit dargestellt. Parallel dazu können Messungen und Analysen mit anderen ANT-20-Fenstern laufen. Numerisch werden außerdem die aktuellen Werte von TIE und MTIE ausgegeben. MTIE wird hier als Differenz zwischen Maximal- und Minimalwert des TIE seit Start der Messung ermittelt.

Mit der eingebauten Offline-Analyse-Software können noch weitergehende Analysen durchgeführt werden, auf die in Abschnitt 5.2 noch näher eingegangen wird.

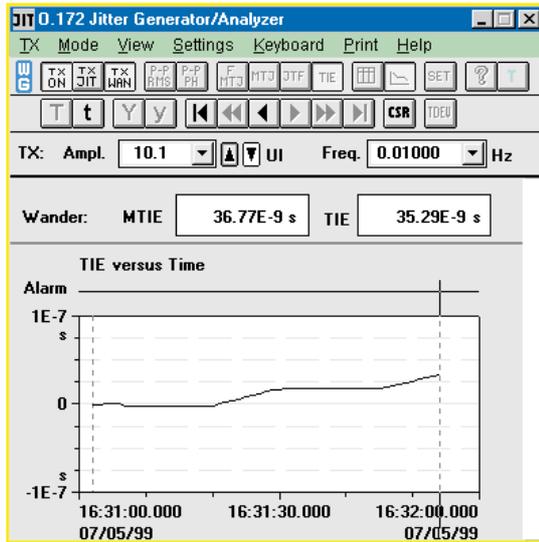


Bild 31: Grafische Wander-Ergebnisdarstellung. Numerisch angezeigt werden die aktuellen TIE- und MTIE-Werte. Grafisch dargestellt ist der TIE-Verlauf über der Zeit.

Wichtige Begriffe der Wander-Messung

Das Meßprinzip entspricht weitgehend der Jitter-Messung. Jedoch wird anstelle der dort üblichen internen Referenztakt-Erzeugung ein externer Referenztakt mit möglichst geringem Eigen-Wander zugeführt, da Phasenschwankungen bis nahe 0 Hz zu messen sind.

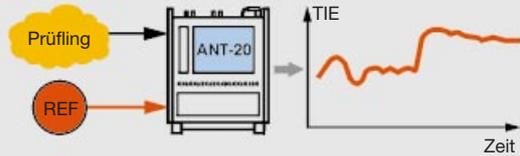


Bild 32: Prinzip der Wander-Messung: Phasenvergleich zwischen zwei Taktsignalen

In vielen SDH-Netzen wird die Taktinformation zwischen den Netzelementen mit dem STM-N-Übertragungssignal verteilt. Das Meßgerät muß deshalb mit Hilfe der Signale an den optischen oder elektrischen Übertragungsschnittstellen Wander-Messungen durchführen können.

TIE (Time Interval Error): Der TIE-Wert stellt die zeitliche Abweichung eines zu prüfenden Taktsignals gegenüber einer Referenzquelle dar. Er wird auf ein Beobachtungsintervall in Sekunden bezogen. Dabei ist es sinnvoll, den Anfangswert willkürlich auf Null zu setzen, also $TIE(0) = 0$. Die TIE-Messung dient als Grundlage weiterer Berechnungen (MTIE, TDEV).

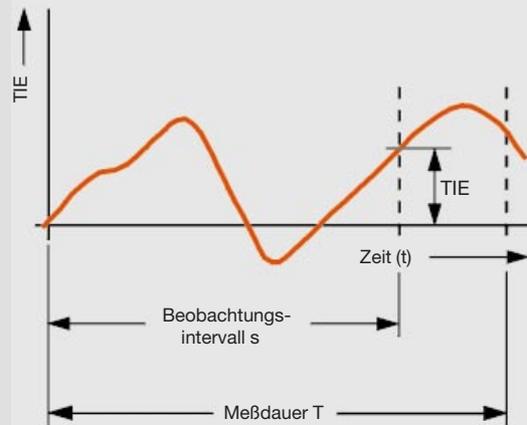


Bild 33: Ermittlung des TIE-Wertes

Im Gegensatz zu Jitterergebnissen, die in UI (relativ zur Bitrate) angegeben werden, werden die TIE-Werte absolut in Sekunden (bzw. zweckmäßiger in ns) angegeben. In modernen Meßgeräten werden die Phasenwerte durch digitale Abtastung gewonnen, wobei laut ITU-T G.813 mindestens 30 Samples pro Sekunde vorgeschrieben sind (bei Tiefpaßfilterung mit 10 Hz Grenzfrequenz entsprechend O.172). Dagegen sind in ANSI T1.101 höhere Abtastraten und eine Grenzfrequenz von 100 Hz gefordert. ETS 300 462-3 definiert für sehr lange Beobachtungsintervalle eine Grenzfrequenz von 0,1 Hz.

5.1.3 Weitere Applikationen

MTIE (Maximum Time Interval Error)

Der MTIE-Wert gibt die maximale Zeitabweichung (Spitze-Spitze-Wert) des zu messenden Taktsignals gegenüber einem Referenztakt innerhalb eines bestimmten Beobachtungsintervalls in Sekunden an. Im einfachsten Fall (Momentanwert-Erfassung) ist der Anfang des Intervalls fest und verlängert sich entsprechend der Meßdauer. Bereits damit kann man einen relativen Frequenz-Offset $\Delta f/f$ erkennen und näherungsweise berechnen. Dazu setzt man den MTIE-Wert des Intervalls s ins Verhältnis zum Zeitintervall s selbst, denn es gilt:

$$\Delta f/f \cong \text{MTIE}(s)/s$$

Beispiel:

$$\begin{aligned} \text{MTIE}(1\text{s}) &= 12 \mu\text{s} \\ \Rightarrow \Delta f/f &= 12 \cdot 10^{-6} \text{ (12 ppm)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{MTIE}(10\text{s}) &= 15 \mu\text{s} \\ \Rightarrow \Delta f/f &= 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ (1,5 ppm)} \end{aligned}$$

MTIE-Offline-Algorithmus: Eine genauere Aussage als der MTIE-Momentanwert erlaubt der vollständige Algorithmus nach ITU-T G.810, ETS 300 462-1 und ANSI T1.101. Ein variierendes Beobachtungsintervall s (Bild 34) „wandert“ hierbei durch die gesamte Meßdauer T , wobei jeweils die größte Abweichung festgehalten wird (MTIE-Wert für das Intervall s).

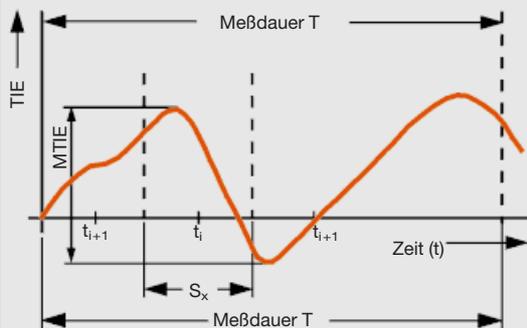


Bild 34: Ermittlung des MTIE-Wertes

MTIE-Algorithmus, vereinfacht dargestellt:

- Betrachte alle Intervalle von 1 Sekunde.
- Ermittle die maximale Zeitabweichung innerhalb eines jeden Intervalls (MTIE-Werte für 1 Sekunde).
- Trage den größten Wert in die MTIE-Grafik über der Position „1 Sekunde“ ein.
- Betrachte alle Intervalle von 2 Sekunden.
- Ermittle die maximale Zeitabweichung innerhalb eines jeden Intervalls (MTIE-Werte für 2 Sekunden).
- Trage den größten Wert in die MTIE-Grafik über der Position „2 Sekunden“ ein.
- Dasselbe für 3, 5, 8 Sekunden usw.

Die MTIE-Berechnung ist gut geeignet, um z. B. einen Frequenz-Offset festzustellen, ermöglicht jedoch keine Aussagen über den spektralen Inhalt des Fehlersignals.

Wander-Generierung

Mit Hilfe der Wander-Simulation können dedizierte Wander-Frequenzen auf einen Prüfling gegeben werden, wobei dessen Reaktion mit den Analyse-möglichkeiten des ANT-20 geprüft wird. Mit dem ANT-20 können Wander-Frequenzen bis hinunter zu 10 μHz erzeugt werden.

Testen der Wandertoleranz

Dieser Test ist im Prinzip mit dem MTJ-Test (siehe Abschnitt 3.2) vergleichbar, allerdings mit dem entscheidenden Unterschied, daß Wander ein Langzeit-Phänomen ist. Beim Testen von mehreren Wander-Frequenzen und -Amplituden braucht man aus diesem Grund wesentlich mehr Zeit als bei einem Jitterverträglichkeits-Test. Dies wird aus Tabelle 5 deutlich.

Wander-Frequenz	Periodendauer
10 μHz	27,8 h
1 mHz	1000 s = 16,7 min
1 Hz	1 s

Tabelle 5: Frequenz und Periodendauer von Wander-Frequenzen

Auch bei niedrigen Wander-Frequenzen sollte man die Messung mindestens über eine volle Periodendauer durchlaufen lassen.

Aus den langen Meßzeiten erkennt man sofort, daß eine manuelle Durchführung dieses Tests wenig praktikabel ist. Deshalb ist im ANT-20 diese Messung mit Hilfe des *CATS Test Sequencer* realisiert, mit dem alle Wanderfrequenzen nacheinander automatisch durchgetestet werden.

5.2 Wander-Offline-Analyse

Die MTIE/TDEV-Analyse-Software erweitert die im vorherigen Abschnitt genannten Analysemöglichkeiten der Wander-Messung beträchtlich.

5.2.1 Meßprinzip

Die Wander-Offline-Analyse basiert auf den TIE-Samples, die mit einer Wander-Messung erfaßt wurden. Dabei werden sowohl das ANT-20-spezifische Dateiformat als auch das mit MS Excel kompatible Dateiformat *.csv akzeptiert.

Anhand der aufgezeichneten TIE-Samples kann eine MTIE/TDEV-Analyse nach ETSI-Empfehlung ETS 300 462 (entsprechend ITU-T G.810, G.811, G.812, G.813) durchgeführt werden. Zusätzlich erfolgt die Berechnung des Frequenz-Offset und der Driftrate nach ANSI T1.101 (siehe auch Seite 27)

Die MTIE/TDEV-Software kann dazu auf dem ANT-20 selbst oder auf einem separaten Standard-PC installiert sein. Sie errechnet die MTIE-, TDEV-Kurven mit den spezifizierten Algorithmen. Zur Auswertung stehen alle Toleranzmasken zur Verfügung, die zur Qualifizierung der Synchronisationselemente benötigt werden (z. B. nach ANSI-, ETSI- und ITU-T-Norm). Für einen schnellen Überblick liefert eine „Software-LED“ eine „Pass/Fail“-Aussage. Zusätzlich können auch anwenderspezifische Toleranzmasken programmiert werden.

Mit einem integrierten Software-Simulator können auf einfache Weise sinusförmige, lineare oder quadratische Signale sowie Weißes Rauschen zu einer „virtuellen TIE-Kurve“ überlagert werden. Diese kann ebenfalls mit der Software ausgewertet und zum Vergleich mit „echten“ Meßkurven herangezogen werden.

5.2.2 Darstellung der Meßergebnisse

Es gibt zwei Ansichten der Offline-Analyse-Software:

TIE-Analyzer:

Mit dieser Ansicht lassen sich die aufgezeichneten TIE-Samples genauer untersuchen. Zoom-Funktionen erleichtern das Auffinden und analysieren von kritischen Zeitabschnitten. Es können auch mehrere TIE-Messungen in den TIE-Analyzer geladen und gegeneinander verglichen werden, z. B. mehrere Messungen am selben Objekt (Bild 35). Dargestellt werden auch die Werte des Frequenz-Offsets und die Drift-Rate. Der Frequenz-Offset kann eliminiert werden (TIE-Darstellung mit korrigiertem Frequenz-Offset). Mit der Zoom-Funktion läßt sich ein sinnvolles Auswertintervall für die MTIE/TDEV-Offline-Analyse auswählen.

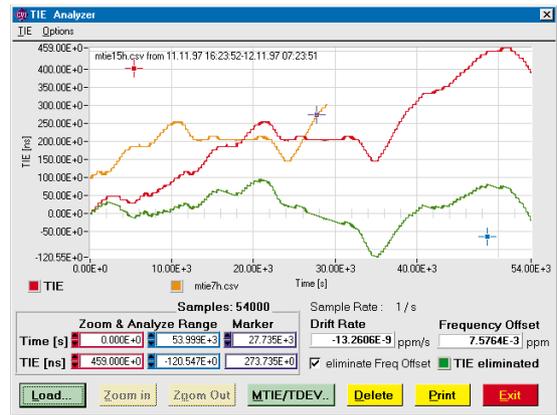


Bild 35: TIE-Analyzer mit mehreren TIE-Messungen

MTIE/TDEV-Fenster:

Mit dieser Ansicht können sowohl der MTIE- als auch der TDEV-Algorithmus gestartet werden. Für die Berechnung werden sinnvoll ausgewählte Beobachtungs-Intervalle innerhalb der Gesamtmeßzeit benutzt und die Ergebnisse für jedes Intervall sind als Punkt dargestellt.

Es können dazu verschiedene Toleranzmasken eingeblendet werden, die die verschiedenen Qualitätsstufen charakterisieren (z.B. PRC-Level, SSU-Level).

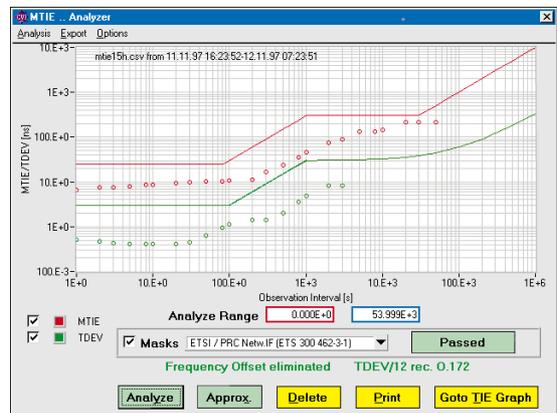


Bild 36: MTIE und TDEV-Analyse, hier dargestellt mit Toleranzmaske (erfüllt)

5.2.3 Untersuchung von Phasenübergängen

(Phase Transient Response)

Eine Wander-Messung (TIE) erlaubt die Prüfung des Phasenübergangs. Hierbei sollte die TIE-Sample-Rate allerdings auf 300/s eingestellt werden, damit eine größere Auflösung gegeben ist und auch eventuelle schnelle Überschwinger erfaßt werden können. Die erreichte Auflösung ist 10 mal höher als in O.172 empfohlen. Mit der Offline-Analyse-Software können Phasenübergänge noch genauer untersucht werden. Die 200-m-Funktion erlaubt die genaue Auswahl und Analyse eines beliebigen Zeitabschnitts.

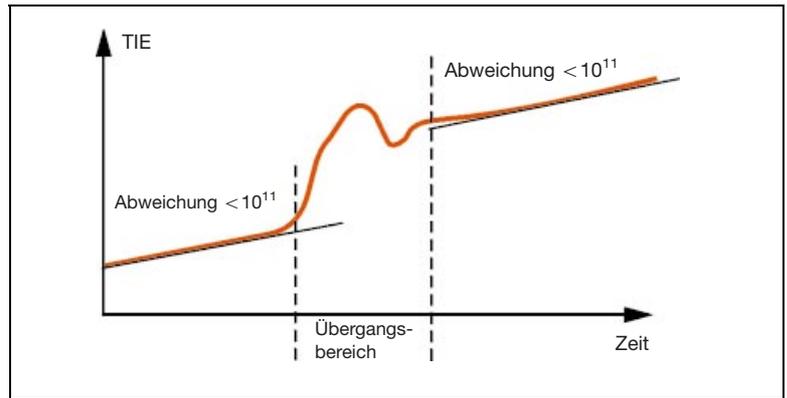


Bild 37: Kurzzeitiger Phasenübergang

Neben 24-h-Abnahmemessungen „konform zu O.172, PRC-Level“ und Langzeitüberwachungen in Kombination mit einer Bitfehlermessung ist die Untersuchung von Phasenübergängen besonders erwähnenswert. Phasenübergänge entstehen an Ausgängen von synchronisierten Taktgeneratoren durch Störungen des Referenzsignals, wie z. B. bei der Unterbrechung des Synchronisationssignals oder beim Umschalten zwischen verschiedenen Synchronisationsquellen. Dabei wird zwischen kurzzeitigen Phasenübergängen und langzeitigen Phasenübergängen unterschieden.

Kurzzeitige Phasenübergänge:

Sie entstehen, wenn wegen einer Störung auf eine andere Referenzquelle umgeschaltet werden muß, der dieselbe Primärquelle zugrunde liegt (Bild 37). Nach dem Umschalten muß die Phase auf die neue Synchronisationsquelle einschwingen, was höchstens 15 s dauern darf. Hierfür ist eine maximale Taktabweichung von 1000 ns als Toleranzmaske vorgeschrieben (siehe ITU-T Rec. G.813).

Langzeitige Phasenübergänge:

Sie entstehen beim Verlust der Synchronisationsquelle, wenn der Taktgenerator in den *Holdover*-Zustand übergehen muß. Da hierbei über einen längeren Zeitraum ein Frequenz-Offset bestehen kann, ist die Phasenabweichung über der Zeit nicht grundsätzlich begrenzt. Allerdings ergibt sich aus dem maximal zulässigen Frequenzfehler im *Holdover*-Betrieb eine maximale Steigung der Phasenabweichung über der Zeit (Bild 38).

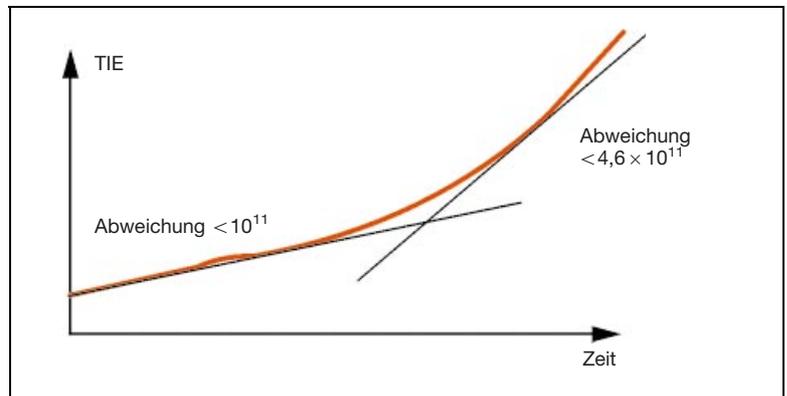


Bild 38: Langzeitiger Phasenübergang (Holdover-Mode)

Der Frequenz-Offset von $4,6 \times 10^{-6}$ darf von einer SEC nicht überschritten werden. Der Wert wird im Analysefenster direkt angezeigt.

TDEV (Time Deviation)

Der TDEV-Wert ist ein Maß für die Varianz des Phasenfehlers in Abhängigkeit von der Integrationszeit. Zu seiner Bestimmung wird über ein Intervall s , das die gesamte Meßdauer T „durchwandert“ (wie bei MTIE) für jeden „Haltepunkt“ s_i die Standardabweichung $\sigma(s_i)$ berechnet (Bild 39). Die errechneten Werte werden über T gemittelt, wodurch man den TDEV-Wert für das gewählte Intervall s erhält. Im nächsten Schritt wird s vergrößert, wobei die gesamte Prozedur für das „neue“ s wiederholt wird.

Im Gegensatz zur MTIE-Berechnung kann man mit der TDEV-Analyse auf den spektralen Inhalt der Phasenschwankungen schließen und das Meßergebnis mit Hilfe des TDEV-Algorithmus interpretieren.

TDEV-Algorithmus, stark vereinfacht dargestellt:

- Betrachte alle Intervalle von 1 Sekunde.
- Ermittle die Standardabweichung s innerhalb aller Intervalle.
- Bilde den Mittelwert über alle s über die Meßdauer T (das ergibt den TDEV-Wert für 1 Sekunde).
- Trage den Wert in die TDEV-Grafik über der Position „1 Sekunde“ ein.
- Betrachte alle Intervalle von 2 Sekunden.
- Ermittle die Standardabweichung s innerhalb aller Intervalle.

- Bilde den Mittelwert über alle s über die Meßdauer T (TDEV-Wert für 2 Sekunden).
- Trage den Wert in die TDEV-Grafik über der Position „2 Sekunden“ ein.
- Dasselbe für 3, 5, 8 Sekunden usw.

Die TDEV-Berechnung stellt eine Art „wanderndes“ Software-Filter dar. Der TDEV-Wert zu den Intervallen s_x wird über ein digitales Bandpaß-Filter mit der Mittenfrequenz $0,42/s_x$ und eine anschließende Effektivwertbildung gewonnen.

TVAR (Time Variance)

Stellt mathematisch das Quadrat von TDEV dar.

ADEV (Allan Deviation),

MADEV (Modified Allan Deviation)

Die Berechnung der ADEV- und MADEV-Werte ist mit der TDEV-Berechnung vergleichbar; die Werte lassen sich auch mathematisch ineinander überführen. ADEV und MADEV sind zwar nicht so gebräuchlich wie TDEV, werden aber gelegentlich zur Analyse herangezogen, weil sie weitere Informationen über die Art der Störungen liefern.

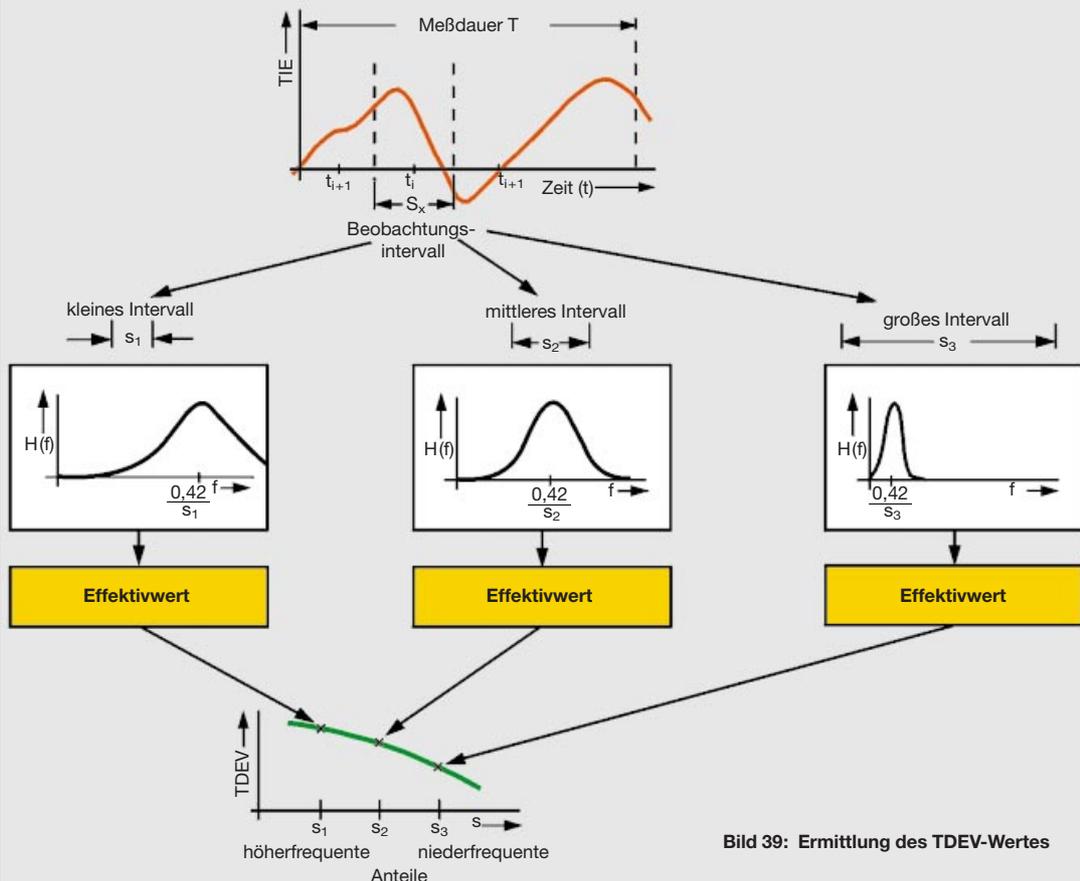


Bild 39: Ermittlung des TDEV-Wertes

Interpretation der MTIE-, TDEV-, ADEV- und MADEV-Kurven

ADEV, MADEV und TDEV liefern bei verschiedenen Störungen teilweise unterschiedliche Ergebnisse (siehe Tabelle 2, Seite 28). Aufgeführt sind neben offensichtlichen Erscheinungen wie Frequenz-Offset und -Drift auch die für Oszillatoren typischen Rauschprozesse.

Wie man sieht, ist die MTIE-Berechnung der einzige Weg, um den wichtigen (und häufig auftretenden) Fall von Frequenz-Offset zu erfassen. Die TDEV-Berechnung dagegen gibt Aufschluß über Frequenz-Drift oder das Rauschen von Oszillatoren. Fällt beispielsweise die TDEV-Kurve proportional mit der Wurzel aus s , so läßt dies auf Phasenmodulation mit weißem Rauschen schließen.

Zum Ausgleich von Frequenzschwankungen durch Pointer-Aktionen werden bei *Digital Switches*, synchronen *Cross Connects* oder bei *Add & Drop*-Multiplexern Puffer verwendet. Hierbei ist der MTIE-Wert ein Maß für die Puffer-Auslegung, d. h. man dimensioniert den Puffer nach dem vorgeschriebenen MTIE-Grenzwert. Wenn dieser nicht überschritten wird, kann man sicher sein, daß es zu keinen Puffer-Überläufen kommt und somit Rahmen-Slips ausbleiben.

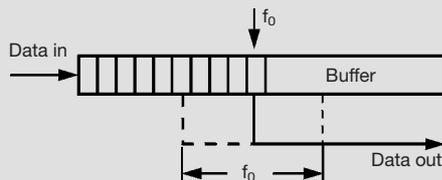


Bild 40: Zum Ausgleich von Frequenzschwankungen werden Puffer verwendet.

Die TDEV-, ADEV- und MADEV-Kurven sind als Maß für die Puffer-Auslegung nicht geeignet, aber eine wertvolle Hilfe bei der Beurteilung von Oszillatoren. In ETS 300 462-3 werden z. B. MTIE- und TDEV-Masken für alle Synchronisations-Schnittstellen (PRC, SEC, SSU, PDH) spezifiziert. Sie zeigen für jedes Beobachtungsintervall den maximalen MTIE- oder TDEV-Wert. Zusammenfassend läßt sich sagen:

- **MTIE ist ein Maß für die Langzeitstabilität eines Taktes,**
- **TDEV ist ein Maß für die Kurzzeitstabilität.**

Frequenz-Offset und Frequenz-Driftrate

Neben der Spezifikation des transienten Phasenübergangs (TIE) beim Umschalten einer Taktquelle in den Holdover-Modus werden in entsprechenden Standards die Maximalwerte für den „Frequenz-Offset“ (Initial Fractional Frequency Offset) und die „Frequenz-Driftrate“ (Frequency Drift Rate) vorgegeben (siehe Tabelle 7, Seite 28). Dabei werden die Werte anhand spezieller Algorithmen nach ANSI T1.101 ermittelt.

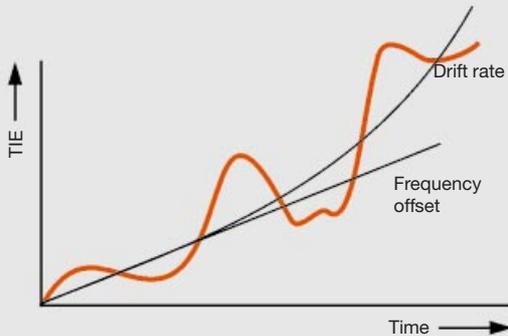


Bild 41: Einfluß von Driftrate und Frequenz-Offset auf TIE (Time Interval Error)

MRTIE (Max. Relative Time Intervall Errors)

Ist bei einer Wander-Analyse von asynchronen Signalen die Referenz z. B. wegen der räumlichen Distanz nicht verfügbar, kann die MTIE-Analyse von einem Frequenz-Offset überlagert sein. Er ist durch den Taktunterschied zwischen Signal und der zur Messung herangezogenen lokalen Referenz bedingt. Mit der MRTIE-Messung wird der Frequenz-Offset vom Meßergebnis subtrahiert, so daß die eigentliche Wandercharakteristik angezeigt wird.

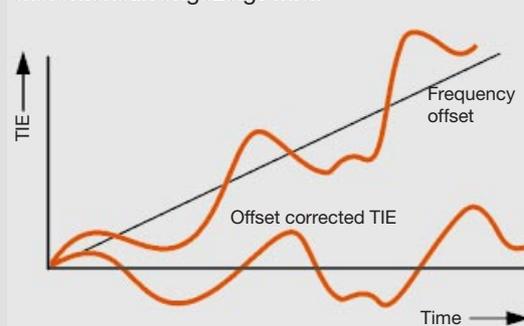


Bild 42: Bei der MRTIE-Messung wird der Frequenz-Offset vom Meßergebnis subtrahiert

Process	Slope of				Possible causes
	MTIE	TDEV	ADEV	MDEV	
Frequency offset	s	–	–	–	Clock not from PRS
Frequency drift	–	s ²	s	s	Delay variations due to temperature changes
White noise phase modulation (WPM)	–	s ^{-1/2}	s ⁻¹	s ^{-3/2}	Typical parasitic noise processes in different types of oscillators
Flicker Phase Modulation (FPM)	–	s ⁻⁰	s ⁻¹	s ⁻¹	
White noise frequency modulation (WFM)	–	s ^{1/2}	s ^{-1/2}	s ^{-1/2}	
Flicker frequency modulation (FFM)	–	s	s ⁰	s ⁰	
Random walk frequency modulation (RWFM)	–	s ^{3/2}	s ^{1/2}	s ^{1/2}	

Tabelle 6: Interpretation von MTIE, TDEV, ADEV und MDEV-Kurven nach ETSI 300 462-1

	Stratum 3	Stratum 3E
Initial Frequency Offset	0,05 ppm	0,001 ppm
Frequency Drift Rate	4,63 × 10 ⁻⁷ ppm/sec	1,16 × 10 ⁻⁸ ppm/sec
Fractional Frequency Offset due to Temp. Variations	0,3 ppm	0,01 ppm

Tabelle 7: Grenzwerte für die Stratum-3/3E-Taktquelle nach ANSI T1.101

6 Jitter- und Wander-Meßtechnik

Prinzip der Jittermeßtechnik

Ein Jitter-Meßgerät enthält in der Regel folgende Elemente:

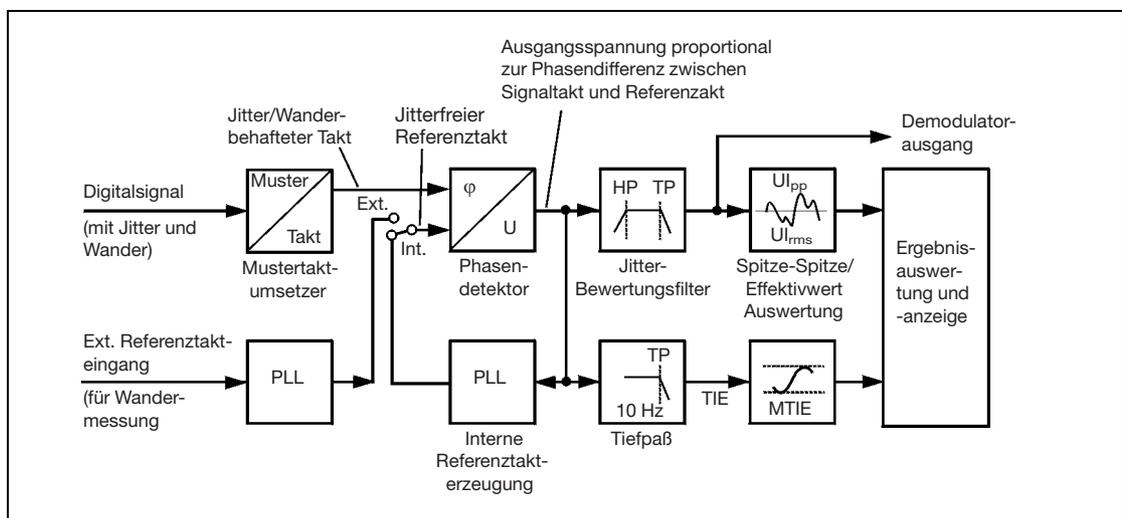
- Mustertaktumsetzer
- Referenzakterzeugung (PLL)
- Phasemesser (Phasendetektor)
- Bewertungsfilter
- Spitzenwerterfassung (Spitze-Spitze-Auswertung und ggf. Effektivwertbestimmung)

Der Mustertaktumsetzer generiert aus dem Digital-signal den zugehörigen Takt mit allen enthaltenen Phasenschwankungen. Dieser Takt wird im Phasemesser mit dem Referenztakt der internen Referenzakterzeugung verglichen. Der Referenztakt-

generator erzeugt die Referenzphase, indem er mit Hilfe einer Phasenregelschleife (PLL) dem jitter-behafteten Eingangstakt träge nachfolgt. Die PLL besitzt einen Tiefpass mit einer Grenzfrequenz im Bereich 1 Hz (ANT-20: 0,1 Hz), somit werden die hochfrequenten Jitteranteile herausgefiltert. Die Bandbreite dieser Phasenregelschleife bestimmt auch die untere Grenzfrequenz der Jitter-Messung, d. h., Anteile unter dieser Grenzfrequenz werden nicht erfaßt.

Die Spannungsschwankungen am Ausgang des Phasennessers sind den Phasenschwankungen proportional, d. h., das Ausgangssignal entspricht dem zeitlichen Verlauf des Jitters. Nachgeschaltete standardisierte Bewertungsfilter (siehe weiter un-

Bild 43: Funktionsbild eines Jitter/Wander-Analysators



ten: „Jitter-Bewertung“) begrenzen das Frequenzspektrum des Jitter-Signals. Die positiven und negativen Spitzenwerte des gefilterten Signals werden erfaßt (Spitze-Spitze-Auswertung) und als Jitter-Ergebnis (in U_{pp} oder alternativ als U_{RMS}) angezeigt. Das gefilterte Signal steht zur externen Weiterverarbeitung an einem Demodulatorausgang zur Verfügung. Dadurch sind weitere Analysen im Zeit- und Frequenzbereich des Jitters möglich, z. B. mit einem Oszilloskop, einem selektiven Pegelmesser oder Spektrumanalysator.

Jitterbewertung: Kombinationen aus Hoch- und Tiefpassfiltern bewerten das detektierte Jitter-Signal bezüglich seines spektralen Inhalts. Die für jede Übertragungsschnittstelle passenden Filterkombinationen sind in den einschlägigen Standards festgelegt (siehe Anhang, Tabelle 3: „Standards Jitter/Wander“). Jitter-Analysatoren besitzen deshalb eine entsprechende Auswahl von Hoch- und Tiefpassfiltern. Durch die Selektion interessierender Frequenzbereiche aus dem Jitter-Spektrum lassen sich Rückschlüsse auf die an der Störung beteiligten Frequenzen ziehen.

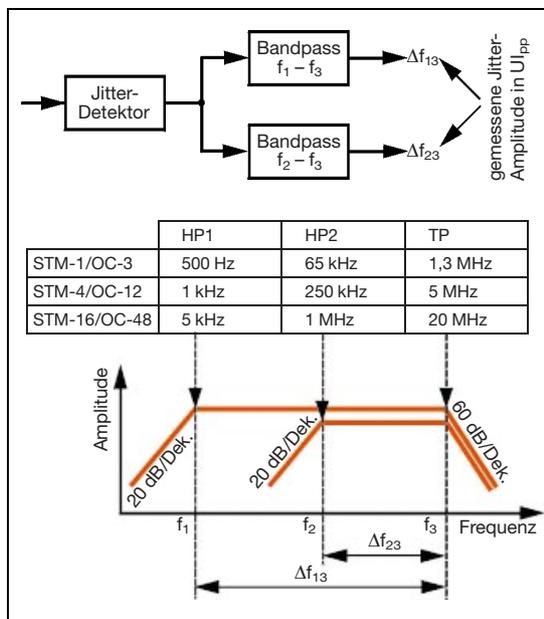


Bild 44: Jitter-Meßfilter für SDH/SONET-Bitraten

Jittergenerator: Für die Jitter-Meßarten, wie z. B. Jitter-Toleranz oder Jitter-Übertragung, ist ein Jittergenerator erforderlich. Die Baugruppen Jitter-Modulationsgenerator und Jitter-Modulator (Phasenmodulator) erzeugen einen Takt mit definierter Jittermodulation sowie einer Frequenz mit der gewünschten Bitrate. Dieser Takt versorgt den Mustergenerator, der das Digitalsignal erzeugt. Mit Hilfe eines externen Modulatoreingangs können besondere Streßsignale (Quasizufallsrauschen, Sägezahn etc.) flexibel eingesetzt werden.

Prinzip der Wander-Meßtechnik: Das Meßprinzip entspricht weitgehend dem der Jitter-Messung. Anstelle der internen Referenzakterzeugung muß

jedoch ein externer Referenztakt zugeführt werden, da Phasenschwankungen bis nahe 0 Hz zu messen sind. Würde dies mit einer PLL realisiert werden, so müßte die Grenzfrequenz des Tiefpasses so niedrig wie möglich sein. Je tiefer die Grenzfrequenz, desto länger muß die Einschwingzeit sein. So ergibt sich z. B. bei einer Grenzfrequenz von 0,0001 Hz eine Einschwingzeit von einigen Stunden, was aber nicht praktikabel ist.

O.171 und O.172: Empfehlungen und Geräteeigenschaften zur Jitter-/Wander-Messung

Die 1999 verabschiedete ITU-T-Empfehlung O.172 mit dem Titel „Jitter and Wander Measuring Equipment for Digital Systems which are based on the Synchronous Digital Hierarchy (SDH)“. Diese neue Empfehlung tritt an die Seite der schon lange existierenden Empfehlung O.171, die Jitter- und Wander-Messungen an PDH-Systemen spezifiziert. O.172 ist zwar primär auf SDH ausgerichtet, umfaßt aber auch Schnittstellen der PDH-Zubringer. Definiert werden die Geräteeigenschaften sowohl zur Jitter- und Wander-Messung als auch zur Jitter- und Wander-Erzeugung. Besonders wichtig ist, daß die Forderungen an die Meßgenauigkeit in O.172 gegenüber O.171 zum Teil verschärft wurden. Auch sind die für die Messung wichtigen Bewertungsfilter (s. Abschnitt „Jitterbewertung“) eindeutig beschrieben. Außerdem werden noch die durch die synchrone Technologie bedingten neuen Meßapplikationen beschrieben (z. B. Pointerjitter). Tabelle 8 zeigt die wichtigsten Unterschiede zwischen O.171 und O.172.

Tabelle 8: Vergleich zwischen O.171 und O.172

	O.171	O.172
Schnittstellen	Elektrische Schnittstellen bis 140 Mbit/s (PDH)	Elektr. und opt. Schnittstellen bis 10 Gbit/s (PDH, SDH, SONET)
Jitter-Meter-Frequenzbereich	10 Hz bis 3,5 MHz	10 Hz bis 20 MHz (bei 2,5 Gbit/s)
Jitter-Meter-Bewertungsfilter		präzisere Filterdefinition
Jitter-Meter-Amplitudenbereich	Bis 10 U _{pp}	Erhöhter Meßbereich, z. B. 200 U _{pp} bei STM-4
Jitter-Meter-Eigenfehler (Konstantanteil)	z. B. 0,085 U _{pp} bei 140 Mbit/s	0,025 bis 0,05 U _{pp}
Jitter-Tx-Frequenzbereich	Bis 3,5 MHz	Bis 20 MHz (bei 2,5 Gbit/s)
Pointer-Jitter-Meßapplikation		Beschreibung der Meßanforderungen, Pointer-Testsequenzen
Wander-Meter-Samplingrate (TIE)		> 30 Hz
Wander-Meter-Genauigkeit	nicht erwähnt	± 5% (variabler Anteil) ± 2,5 ns (Konstantanteil) für kleine Beobachtungsintervalle
MTIE-/TDEV-Algorithmus		Genauere Beschreibung
Wander-Tx-Amplitudenbereich	< 3000 UI	< 230400 UI
Wander-Tx-Frequenzbereich	> 12 µHz für 2 Mbit/s	> 12 µHz für alle Bitraten

Anhang: Normen für Jitter und Wander

Damit unterschiedliche Netzelemente problemlos in einem Telekommunikationsnetz zusammengeschaltet werden können, müssen unter anderem die maximalen Jitter- und Wander-Amplituden an den Schnittstellen eingehalten werden. Umgekehrt müssen die Eingänge ein bestimmtes Maß an Jitter und Wander tolerieren können. Die Akkumulation

von Jitter in einer Übertragungskette mit Regeneratoren muß durch Einhalten von Jitter-Übertragungsfunktionen begrenzt werden. Dazu sind für alle digitalen Hierarchie-Ebenen entsprechende Anforderungen in den Standards nach ITU-T, ANSI und ETSI spezifiziert.

Tabelle 1: Output Jitter Requirements for Network Interfaces

Network Interface	Standard	Bitrate	Jitter Limits	
			Wide-band Jitter/Ulpp	High-band Jitter/Ulpp
SDH Transport	ITU-T G.825 ETSI EN 302 084	STM-1e	1.5	0.075
		STM-1	1.5	0.15
		STM-4	1.5	0.15
		STM-16	1.5	0.15
		STM-64	1.5	0.15
SONET Transport	ANSI T1.105.03 Bellcore GR-253	OC-1	1.5	0.15
		OC-3	1.5	0.15
		OC-12	1.5	0.15
		OC-48	1.5	0.15
PDH Transport	ITU-T G.823 ETSI EN 302 084	2048 kbit/s	1.5	0.2
		8448 kbit/s	1.5	0.2
		34368 kbit/s	1.5	0.15
		139264 kbit/s	1.5	0.075
	ANSI T1.102 Bellcore GR-499 ITU-T G.824	1544 kbit/s	5	0.1
		6312 kbit/s	3 (NOTE 1)	0.1
		44736 kbit/s	5	0.1
Synchronization	ITU-T G.823 ETS 300 462-3	2048 kbit/s PRC	0.05	-
		2048 kbit/s SSU	0.05	-
		2048 kbit/s SEC	0.5	0.2
		2048 kbit/s PDH	1.5	0.2
	ANSI T1.101	1544 kbit/s	5	0.1

NOTE 1: In Draft
Revised G.824: 5 Ulpp

Tabelle 2: Output Jitter Requirements for Equipment

Equipment	Standard	Bitrate	Jitter Limits	
			Wide-band Jitter/Ulpp	High-band Jitter/Ulpp
SDH (TM, ADM, DXC etc.)	ITU-T G.813 ETS 300 462-5	STM-1	0.5	0.1
		STM-4	0.5	0.1
		STM-16	0.5	0.1
	ANSI T1.105.03	OC-1	0.01 U_{rms} (12 kHz)	—
		OC-3	0.01 U_{rms} (12 kHz)	—
		OC-12	0.01 U_{rms} (12 kHz)	—
		OC-48	0.01 U_{rms} (12 kHz)	—
	Bellcore GR-253	OC-1	0.1 (0.01 U_{rms})	—
		OC-3	0.1 (0.01 U_{rms})	—
		OC-12	0.1 (0.01 U_{rms})	—
OC-48		0.1 (0.01 U_{rms})	—	
SDH Regenerators	ITU-T G.783 NOTE 1	STM-1	0.3	0.1
		STM-4	0.3	0.1
		STM-16	0.3	0.1
PRC Clock	ITU-T G.811 ETS 300 462-6	2048 kbit/s	0.05	—
		1544 kbit/s	0.015	—
SSU Clock	ITU-T G.812 ETS 300 462-4	STM-1e	0.5	0.075
		STM-1	0.5	0.1
		STM-4	0.5	0.1
		STM-16	0.5	0.1
		2048 kbit/s	0.05	—
		1544 kbit/s	0.05	—
PDH	ITU-T G.735	2048 kbit/s	0.05	—
	ITU-T G.742	8448 kbit/s	0.05	—
	ITU-T G.751	34368 kbit/s	0.05	—
		139264 kbit/s	0.05	—

NOTE 1: Revised Draft
G.783 (10/98)

**Tabelle 3: Jitter/
Wander Standards**

Aspect	Application	ITU-T	ANSI	Bellcore	ETSI
Output Jitter/Wander Network Interfaces	SDH	G.825	—	—	EN 302 084
	SONET	—	T1.105.03	GR-253	—
	PDH 1.5 Mbit/s Hierarchy	—	T1.102	GR-499	—
	PDH 2 Mbit/s Hierarchy	G.823	—	—	EN 302 084
	Synchronisation	G.823	T1.101	—	ETS 300 462-3
Output Jitter/Wander Equipment Interfaces	SDH / SONET (TM, ADM, DXC etc.)	G.813	T1.105.03	GR-253	ETS 300 462-5
	SDH / SONET Regenerators	G.783 (G.958)	—	—	—
	PRC Clock	G.811	—	—	ETS 300 462-6
	SSU Clock	G.812	—	—	ETS 300 462-4
	PDH	G.735 G.742 G.751	—	—	—
Mapping / Pointer (Combined) Jitter	SDH / SONET Equipment	G.783	T1.105.03	GR-253	ETS 300 417-1-1
Jitter/Wander Tolerance	SDH / SONET	G.825	T1.105.03	GR-253	EN 302 084
	PDH 1.5 Mbit/s Hierarchy	G.824	T1.403 T1.404	GR-499	—
	PDH 2 Mbit/s Hierarchy	G.823	—	—	EN 302 084
Jitter/Wander Transfer	SDH / SONET	G.783 (G.958)	T1.105.03	GR-253	—
	PDH 1.5 Mbit/s Hierarchy (MUXDEM)	—	—	GR-499	—
	PDH 2 Mbit/s Hierarchy (MUXDEM)	G.735 to 739 G.751	—	—	—
Definitions and Terminology	Synchronisation Networks	G.810	—	—	ETS 300 462-1
Jitter/Wander Measurement Equipment	PDH Equipment	O.171	—	—	—
	SDH Equipment	O.172	—	—	—

Deutschland

Wavetek Wandel Goltermann GmbH & Co.
Vertriebsgesellschaft
Postfach 11 55
72794 Eningen u. A.
Tel. (0 71 21) 86 22 22
Fax (0 71 21) 86 12 22
E-mail: sales.germany@wwgsolutions.com

Schweiz

Wandel & Goltermann (Schweiz) AG
Postfach 779
Morgenstrasse 83
CH-3018 Bern 18
Tel. 031-996 44 11
Fax 031-996 44 22
E-mail: sales.switzerland@wwgsolutions.com

Österreich**GUS, Ost- und Südeuropa,
Iran, Türkei**

Wavetek Wandel Goltermann Austria GmbH
Postfach 13
Elisabethstraße 36
A-2500 Baden
Tel. (0 22 52) 85 52 10
Fax (0 22 52) 8 07 27
E-mail: mail.austria@wwgsolutions.com

Weltweit

Wandel & Goltermann GmbH & Co.
Elektronische Meßtechnik
Internationales Marketing
Postfach 12 62
D-72795 Eningen u.A.
Tel. +49 (0) 7121-86 16 16
Fax +49 (0) 7121-86 13 33
E-mail: info@wwgsolutions.com
<http://www.wwgsolutions.com>