

Optischer Repeater für 280 Mbit/s

Michael Holz, Ernst Kremers, Peter Marten, Peter Russer

Einleitung und Zusammenfassung

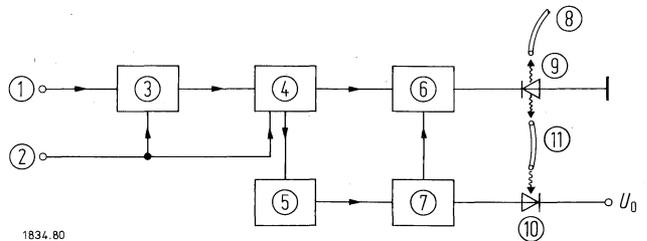
Die Lichtleiterfaser-Nachrichtenübertragungstechnik befindet sich in einem Stadium rascher Fortentwicklung [1-3]. Auf Grund der hohen Bandbreite der optischen Komponenten sind digitale Lichtleiterfaser-Übertragungsstrecken mit Bitraten bis in den Gbit/s-Bereich und mit Zwischenverstärker-Abständen bis zu mehreren Kilometern realisierbar [4-6]. Demgemäß sind im Telekommunikations-Bericht der Deutschen Bundespost für digitale optische Nachrichtenübertragungsstrecken bereits Hierarchiestufen bis 1,12 Gbit/s vorgesehen [7]. Im Heinrich-Hertz-Institut wird zur Zeit ein breitbandiges digitales Versuchsnetz mit optischen Kanälen aufgebaut [8]. Das Projekt wird vom Bundesministerium für Forschung und Technologie gefördert und in enger Zusammenarbeit mit der deutschen Industrie durchgeführt. Im Rahmen des Projektes werden von AEG-TELEFUNKEN eine größere Anzahl von Sendern und Empfängern für Lichtleiterfaserstrecken für 140 Mbit/s und 280 Mbit/s geliefert.

In dieser Arbeit werden sowohl Sender und Empfänger für 280 Mbit/s als auch experimentelle und theoretische Untersuchungen an einer damit aufgebauten Versuchsübertragungsstrecke beschrieben. Sender und Empfänger sind für die Verwendung von Gradientenprofilfasern vorgesehen. Als elektrooptische Wandler werden im Sender ein direkt modulierter Ga,Al_{1-x}As-Injektionslaser und im Empfänger eine Silizium-Lawinenphotodiode verwendet. Sender und Empfänger enthalten Regelschaltungen zur Kompensation von temperatur- und alterungsbedingten Kennlinienänderungen der elektrooptischen Wandler. Zur Übertragung über die optische Strecke wird der direkte Binärcode verwendet, da dafür minimale Bandbreite und Sendeleistung erforderlich sind [9]. Sender und Empfänger enthalten einen Scrambler bzw. einen Descrambler, wodurch ein gleichmäßiges Spektrum und ein häufiger Zustandswechsel des übertragenen PCM-Signals erzielt werden [10]. Das ist für die Lasermodulation und für die Signalverarbeitung im Empfänger vorteilhaft.

Übertragungsversuche wurden, sowohl über eine 3,61 km lange Gradientenfaser als auch mit direkt zusammengeschaltetem Sender und Empfänger durchgeführt. Die Abhängigkeit der Bitfehlerwahrscheinlichkeit von der optischen Empfangsleistung wurde experimentell und theoretisch untersucht.

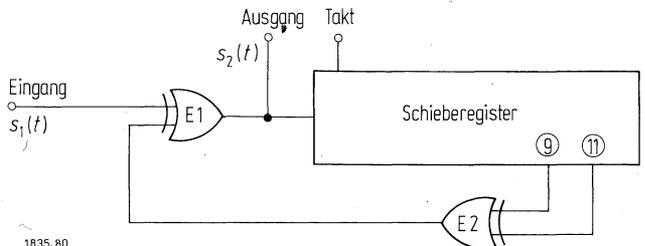
1. Der Sender

Figur 1 zeigt das Blockschaltbild des Senders. Das PCM-Eingangssignal mit NRZ (= non return to zero)-Format gelangt zunächst an den Eingang des Scramblers. Durch den Scrambler wird das Eingangssignal in ein Signal mit quasistatistischem Charakter umgewandelt. Auf den Scrambler folgt der NRZ/RZ-Wandler (RZ = return to zero). Die Wahl des RZ-Formats ist in Hinblick auf maximale zulässige Impulsverbreiterung in der Lichtleiterfaser vorteilhaft. Der Injektionslaser wird über die Laserendstufe direkt moduliert. V-Nut-Laser eigener Fertigung [11, 12] werden verwendet. Das von der hinteren Endfläche des Injektionslasers emittierte Lichtsignal wird zur Gewinnung eines Regelsignals von einer PIN-Photodiode detektiert und zur Regelung der Laserendstufe über die Regelschaltung herangezogen. Dabei werden Vorstrom und Modulations-



Figur 1: Blockschaltbild des Senders

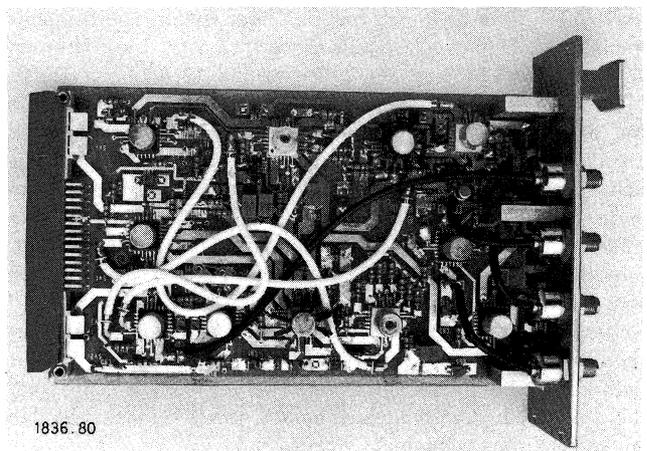
- ① PCM-Signal-Eingang
- ② Takteingang
- ③ Scrambler
- ④ NRZ/RZ-Wandler
- ⑤ Schutzschaltung
- ⑥ Laserendstufe
- ⑦ Regelschaltung
- ⑧ Injektionslaser
- ⑨ PIN-Photodiode
- ⑩ Kontrollfaser
- ⑪ Sendefaser



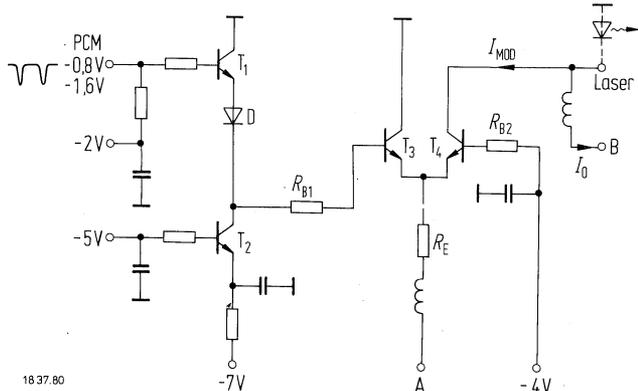
Figur 2: Blockschaltbild des Scramblers (siehe Figur 15)

amplitude des Ausgangsstromes der Laserendstufe voneinander unabhängig geregelt. Sockel und Amplitude des optischen Ausgangssignals des Injektionslasers werden dadurch gegen alterungs- und temperaturbedingte Änderungen der Laserkennlinie stabilisiert. Die Schutzschaltung verhindert ein Hochregeln der Regelschaltung, wenn am Eingang des NRZ/RZ-Wandlers kein PCM-Signal vorliegt.

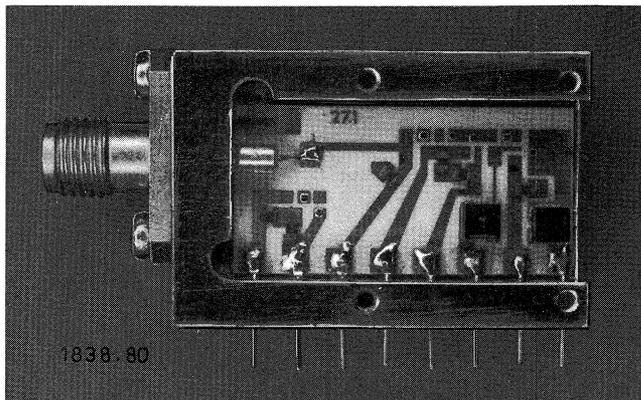
Figur 2 zeigt das Blockschaltbild des 11stufigen Scramblers. Das Schieberegister ist über die zwei Exklusiv-Oder-Gatter



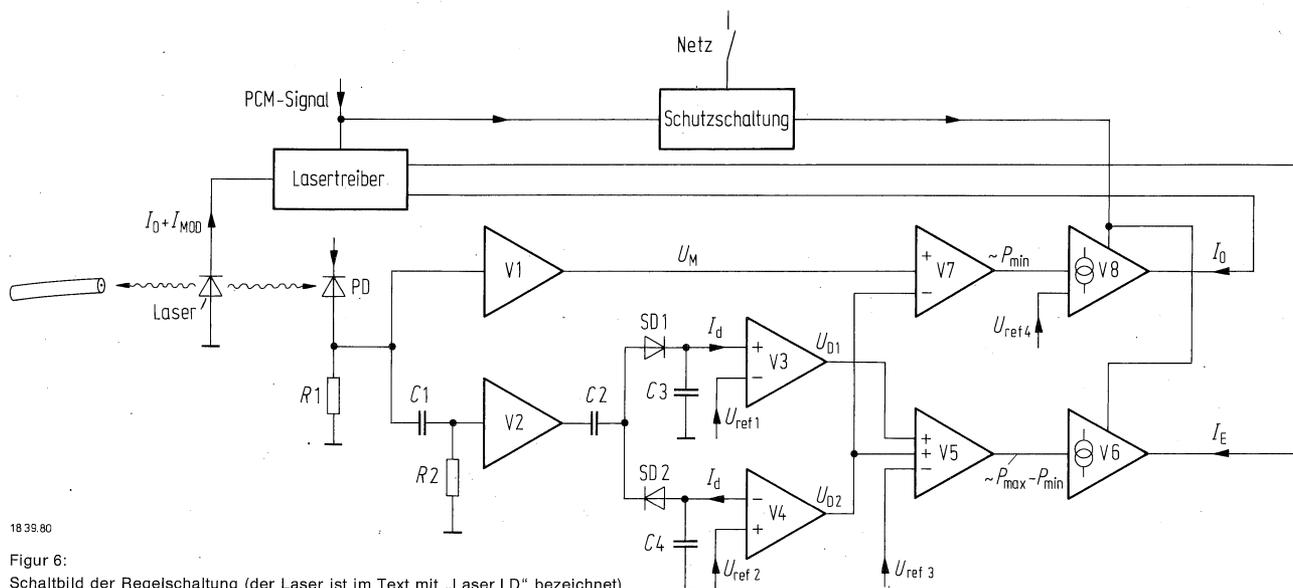
Figur 3: Photo des Scrambler/Descrambler-Einschubs



Figur 4:
Schaltbild der Laserendstufe



Figur 5:
Photo der Laserendstufe



Figur 6:
Schaltbild der Regelschaltung (der Laser ist im Text mit „Laser LD“ bezeichnet)

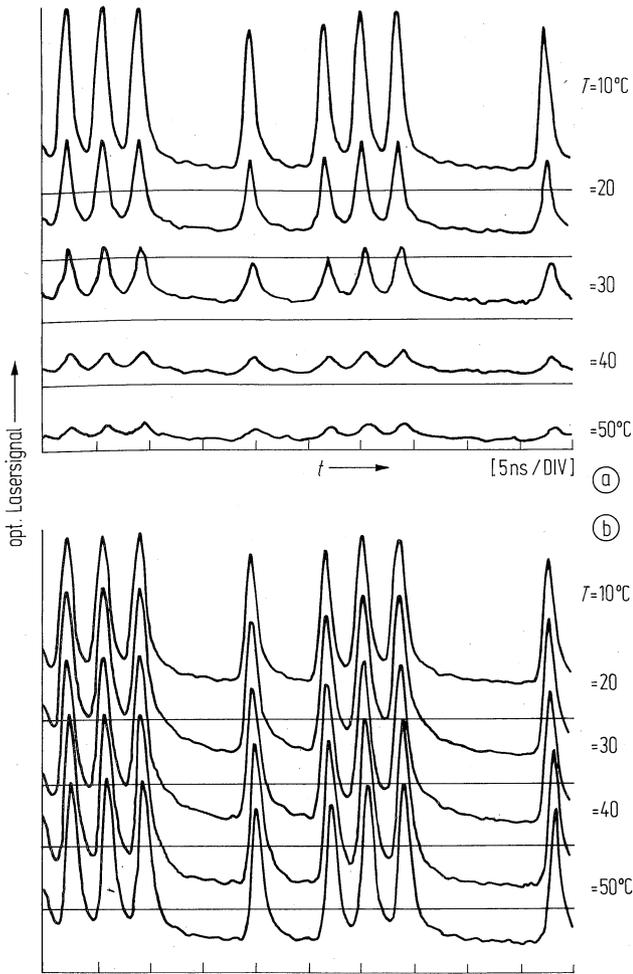
E1 und E2 rückgekoppelt. Das Ausgangssignal $s_2(t)$ entsteht durch Exklusiv-Oder-Verknüpfung des Eingangssignals $s_1(t)$ mit dem um neun und um elf Taktintervalle verzögerten $s_2(t)$. Das Funktionsprinzip von Scrambler und Descrambler wird im Anhang kurz erläutert. Der Scrambler ist mit monolithisch integrierten ECL-Bausteinen realisiert. Die Zeitverzögerung der Gatter E1 und E2 wird dabei ausgenutzt, so daß nur zehn Schieberegisterstufen benötigt werden. Die zu einem Repeater gehörenden Scrambler und Descrambler sind gemeinsam auf einer Europakarte untergebracht. Figur 3 zeigt den Einschub. Der NRZ/RZ-Wandler ist ebenfalls in ECL-Technik ausgeführt.

Die zur direkten Modulation des Injektionslasers verwendete hybrid integrierte Laserendstufe ist eine modifizierte Version der bereits früher beschriebenen Schaltung für 1 Gbit/s [4, 13, 14]. Figur 4 zeigt das Schaltbild. Der PCM-Eingang ist ECL-kompatibel. Über den Steuereingang A wird der Emitterstrom des Differenzverstärkers (T_3 , T_4) geregelt. Dadurch kann die Amplitude des Laser-Modulationsstromes I_{MOD} von 0 bis 70 mA geregelt werden. Die bei einer Amplitude von 50 mA zwischen 10% und 90% gemessenen Ein- und Ausschaltzeiten liegen bei 500 ps. Über den Eingang B wird zusätzlich ein Vorstrom I_0 eingepreßt. Dadurch wird der Laser etwas oberhalb der Schwelle vorgespannt, so daß eine ausreichend schnelle direkte Modulierbarkeit des Lasers gewährleistet ist [15].

Figur 5 zeigt die auf einem $0,5'' \times 1''$ -Keramiksubstrat in Dünnschichttechnik hybrid integrierte Laserendstufe.

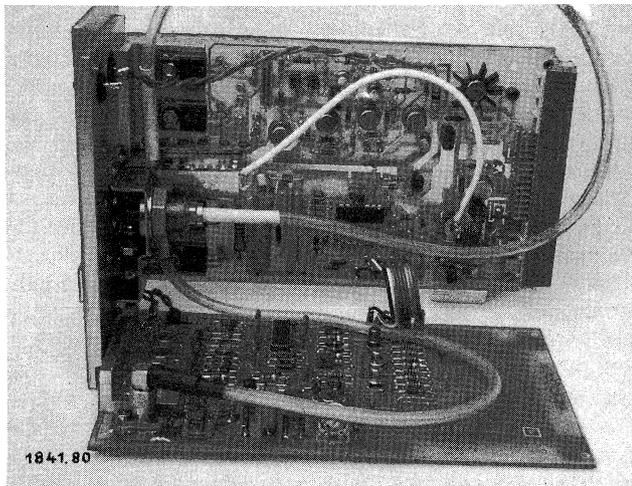
Zur Erzielung einer möglichst kleinen Serieninduktivität wird die optische Sendeeinheit mit dem Injektionslaser direkt an der Endstufe befestigt.

Die Sendefaser leitet das von der vorderen Endfläche des Injektionslasers emittierte Licht zur optischen Ausgangsbuchse des Senders. Als Sendefaser wird eine Gradientenprofilfaser mit einem Kerndurchmesser von $45 \mu\text{m}$ und einer numerischen Apertur von 0,21 verwendet. Zur Verbesserung des Einkoppelwirkungsgrades des Lichtes in die Sendefaser wird das Ende der Sendefaser zu einer sphärischen Linse möglichst kurzer Brennweite geformt. Der Abstand Laser-Spiegel/Faserende wird auf den optimalen Wert eingestellt und liegt je nach Linsenbrennweite zwischen $20 \mu\text{m}$ und $30 \mu\text{m}$. Der mit dem sphärischen Faserende erreichbare Koppelwirkungsgrad liegt zwischen 50% und 60%. Das ist um einen Faktor 3 besser als bei Einkopplung über eine ebene Faserendfläche. Von der Rückseite des Lasers wird Licht in die Kontrollfaser eingekoppelt und der PIN-Photodiode der Regelschaltung zugeführt. Durch die Verbindung der Regelschaltung mit dem Injektionslaser über eine Lichtleitfaser ist die elektrische Entkopplung von Ausgang der Laserendstufe und Eingang der Regelschaltung gewährleistet. Figur 6 zeigt die bereits in [14] beschriebene Regelschaltung. Das elektrische Ausgangssignal der PIN-Photodiode PD wird in einem schmalbandigen gleichstromgekoppelten driftarmen Verstärker V1 und einem breitbandigen wechselstromgekoppelten Verstärker V2 verstärkt. Die Schottkydioden SD1 und SD2 bilden mit C3 und C4 je einen positiven und einen negativen



Figur 7: Temperaturabhängigkeit des optischen Sendesignals bei konstanter Einstellung \textcircled{a} und bei Regelung \textcircled{b} von I_0 und I_E

Spitzenwertdetektor. Die Summe der Ausgangssignale von V3 und V4 ist dem Spitzen/Spitzen-Wert der optischen Ausgangsleistung von LD proportional und regelt I_E . Die Differenz der Ausgangssignale von V1 und V4 ist dem Minimalwert der optischen Ausgangsleistung des Lasers LD proportional und wird zur Regelung von I_0 herangezogen. Figur 7 zeigt das über die Sendefaser gemessene optische Ausgangssignal des



Figur 8: Photo des Sendereinschubs mit heruntergeklappter Regelschaltung

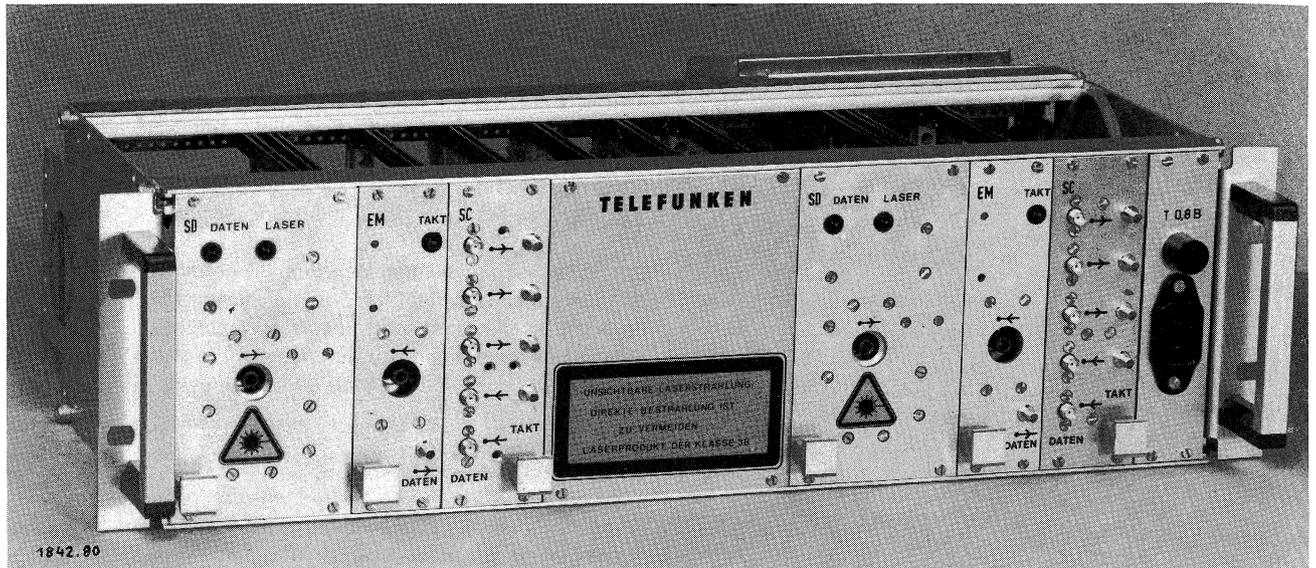
Lasers. Die Messungen wurden im Temperaturbereich von 10°C bis 40°C sowohl mit konstanter Einstellung von I_0 und I_E (Figur 7a) als auch mit eingeschalteter Regelung (Figur 7b) durchgeführt. Mit Regelung beträgt die relative Standardabweichung des Minimalwertes 2% und des Spitzen/Spitzen-Wertes 2,3%. Die Schutzschaltung schaltet I_0 ab, wenn am NRZ/RZ-Wandler über ein Zeitintervall länger als $10\ \mu\text{s}$ kein Eingangssignal vorliegt. Dadurch wird eine Zerstörung des Lasers durch Hochregeln von I_0 verhindert. Bei eingesetztem Scrambler und ordnungsgemäßer Funktion der Schaltungen ist das Auftreten einer $10\ \mu\text{s}$ langen Nullfolge außerordentlich unwahrscheinlich. Liegt wieder ein Eingangssignal vor, so wird die Laserendstufe mit einer Zeitverzögerung von 20 ms wieder eingeschaltet. Die Schutzschaltung bewirkt außerdem 500 ms Zeitverzögerung zwischen Einschalten des Netzgerätes und des Lasertreibers. Durch diese Maßnahmen wird eine Beschädigung des Lasers während der Einschaltvorgänge vermieden.

Figur 8 zeigt den Sendereinschub mit heruntergeklappter Regelschaltung. Links hinten befindet sich die Laserendstufe mit Sendeeinheit. Das von der Sendeeinheit nach oben abgehende Lichtleitfaserkabel mit der Sendefaser mündet in die optische Ausgangsbuchse an der Frontplatte. Das von der Sendeeinheit nach unten abgehende Lichtleitfaserkabel mit der Kontrollfaser mündet in einen elektrischen Koaxialstecker mit der PIN-Photodiode PD und ist mit der Regelschaltung über eine lösbare elektrische Steckverbindung verbunden. Figur 9 zeigt den 19"-Einschub mit zwei kompletten Repeatern und gemeinsamem Netzgerät. In jeder der beiden Hälften sind von links nach rechts Sendeeinschub, Empfängereinschub und Scrambler/Descrambler-Einschub zu sehen. Ausfall des Datensignals am Eingang des NRZ/RZ-Wandlers sowie Laser-ausfall werden durch zwei Luminiszenzdioden an der Frontplatte des Sendereinschubes angezeigt. In der Mitte der Frontplatte des Sendereinschubes befindet sich die optische Ausgangsbuchse.

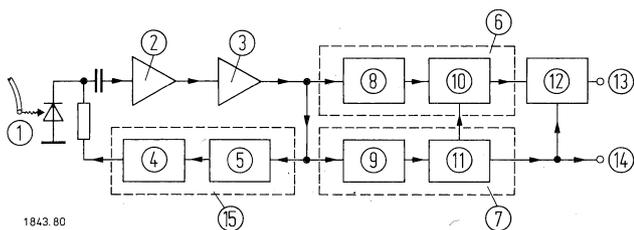
2. Der Empfänger

Figur 10 zeigt das Blockschaltbild des Empfängers. Auf die Lawinenphotodiode folgt ein wechselstromgekoppelter Verstärker bestehend aus einem Transimpedanzverstärker und nachfolgendem Breitbandverstärker. Das Ausgangssignal des Breitbandverstärkers gelangt an die Eingänge des Signalregenerators, des Taktregenerators und der Verstärkungs-Regelschaltung. Die Verstärkung des Empfängers wird über die Vorspannung der Lawinenphotodiode geregelt. Auf den Signalregenerator folgt der Descrambler.

Figur 11 zeigt das vereinfachte Schaltbild des Transimpedanzverstärkers. Durch den Gegenkopplungswiderstand R_3 werden Verstärkungsfaktor und Eingangsimpedanz bestimmt. Die Mitkopplung über R_2 und C_2 kompensiert die durch die parasitäre Kapazität C_1 hervorgerufene Polstelle. Die Transimpedanz des Verstärkers, d.h. das Verhältnis von Ausgangsstrom zu Eingangsspannung beträgt $5\ \text{k}\Omega$. Für den eingangsseitigen Abschluß des Verstärkers mit der Lawinenphotodiode wird das Verstärkerrauschen durch eine äquivalente Rauschstromquelle parallel zum Eingang beschrieben. Der durch Messung bestimmte Effektivwert des äquivalenten Eingangsausstromes ist $1,5 \times 10^{-7}\ \text{A}$. Figur 12 zeigt den auf einem $1'' \times 2''$ -Substrat in Dünnschichttechnik hybrid integrierten Transimpedanzverstärker. Figur 13 zeigt die Impulsantwort des Transimpedanzverstärkers. Der auf den Transimpedanzverstärker folgende Breitbandverstärker hat einen Gewinn von 39 dB. In der Verstärkungs-Regelschaltung wird die Amplitude des Ausgangssignals des Breitbandverstärkers durch einen temperaturkompensierten Spitzenwertdetektor detektiert. Der Spitzenwertdetektor ist mit einem monolithisch integrierten Leitungsempfänger realisiert. Das Ausgangssignal des Spitzen-

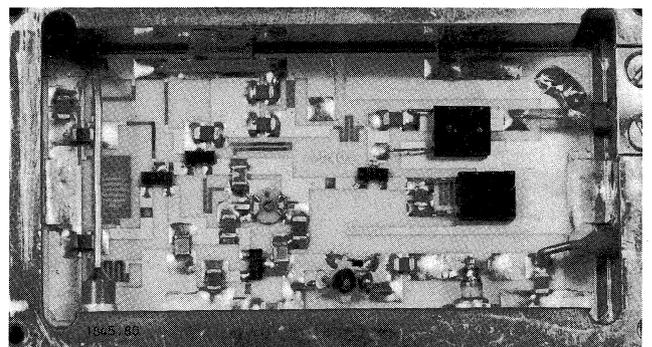


Figur 9:
19"-Einschub mit zwei Repeatern und Netzgerät

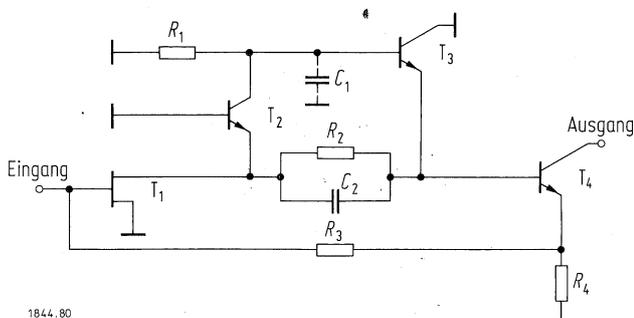


Figur 10:
Blackschaltbild des Empfängers

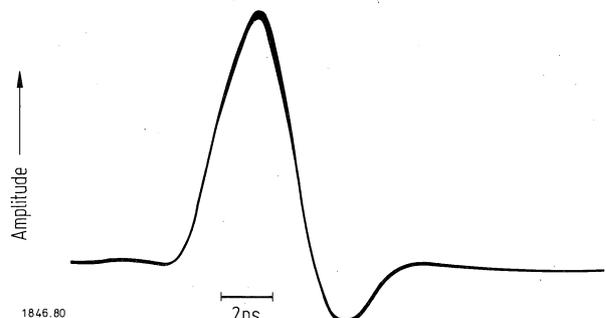
① Lawinendiode	③ Vollweggleichrichter
② Transimpedanzverstärker	⑩ D-Flip-Flop
④ Breitbandverstärker	⑪ Phasenregelschleife
⑤ Gleichspannungswandler	⑫ Descrambler
⑥ Spitzenwertgleichrichter	⑬ PCM-Signal-Ausgang
⑦ Signalregenerator	⑭ Taktausgang
⑧ Taktregenerator	⑮ Verstärkungs-Regelschaltung
⑨ Amplitudenregenerator	



Figur 12:
Photo des Transimpedanzverstärkers



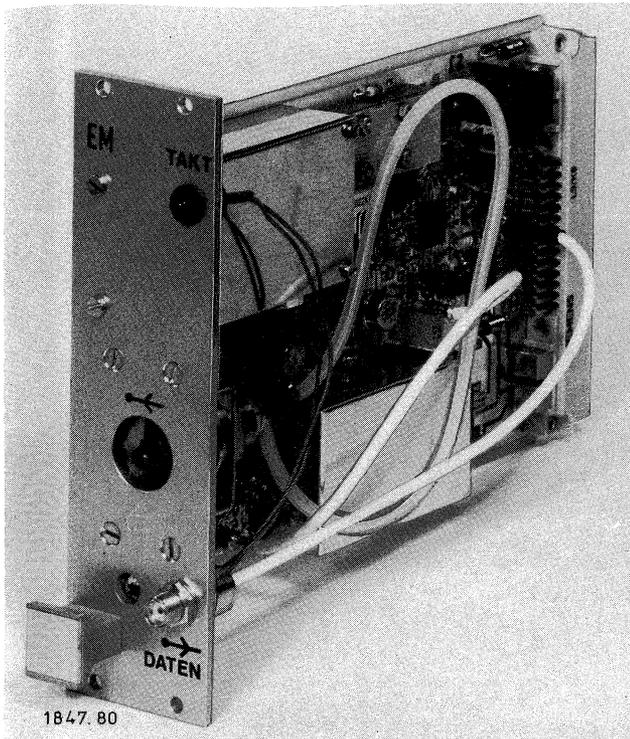
Figur 11:
Vereinfachtes Schaltbild des Transimpedanzverstärkers



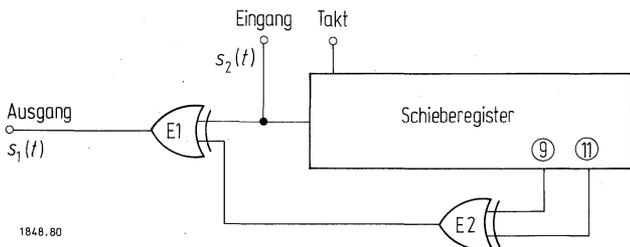
Figur 13:
Impulsantwort des Transimpedanzverstärkers

wertdetektors steuert den Gleichspannungswandler an, welcher die Vorspannung der Lawinendiode liefert. Im Taktregenerator wird eine Phasenregelschleife zweiter Ordnung verwendet [16]. Dadurch können sowohl der statische als auch der dynamische Phasenfehler klein gehalten werden [17]. Das PCM-Signal verliert durch die Impulsverbreiterung bei der Übertragung über die Lichtleitfaser seinen spektralen Anteil bei der Taktfrequenz weitgehend. Durch Vollweggleichrichtung des empfangenen Signals wird daher im Taktregenerator zunächst ein Signal mit starker Spektrallinie bei 280 MHz gewonnen. Als Vollweggleichrichter dient ein monolithisch

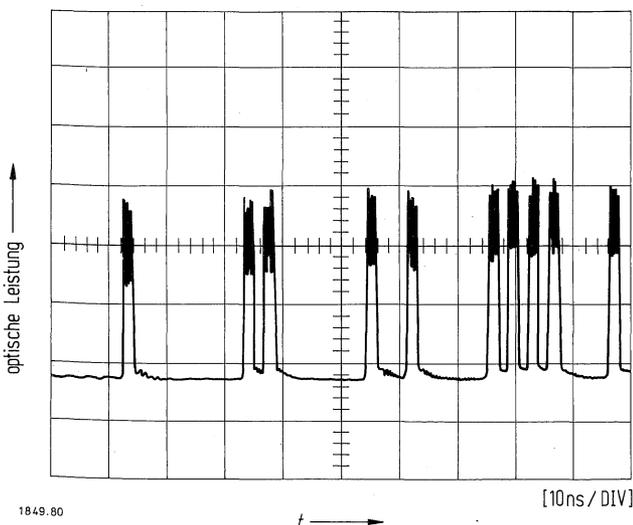
integrierter Leitungsempfänger mit parallel geschaltetem direkten und invertiertem Ausgang. Das Ausgangssignal synchronisiert die Phasenregelschleife. In der Phasenregelschleife wird ein monolithisch integrierter aktiver Modulator als Phasendetektor verwendet. Als gesteuerter Oszillator dient ein über eine Kapazitätsdiode abgestimmter Clapp-Oszillator mit einem Si-Feldeffekttransistor. Die relative Stabilität des Oszillators beträgt 10^{-4} . Im Signalregenerator durchläuft das PCM-Signal zunächst den aus zwei hintereinandergeschalteten Leitungsempfängern bestehenden Amplitudenregenerator. Anschließend erfolgt die



Figur 14:
Photo des Empfängereinschubes



Figur 15:
Blockschaltbild des Descramblers (siehe Figur 2)



Figur 16:
Optisches Ausgangssignal des Senders

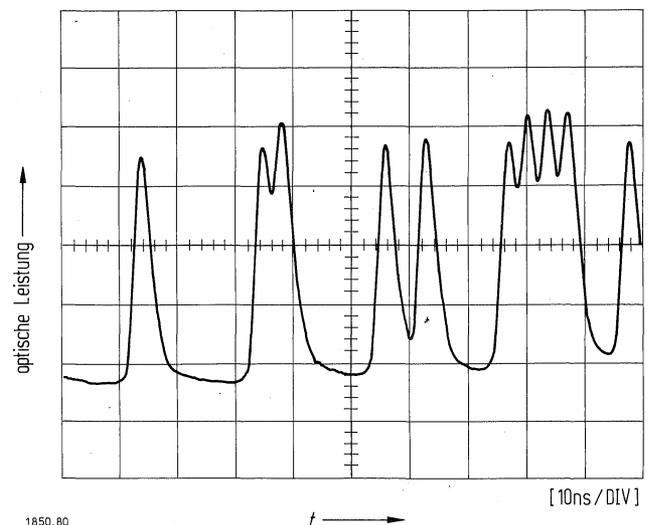
Regeneration der Flankenzeitpunkte in einem getakteten D-Flip-Flop. Das Ausgangssignal hat NRZ-Format. Der Signalregenerator ist mit zwei monolithisch integrierten Schaltkreisen realisiert.

Der gesamte Empfänger mit Ausnahme des Descramblers ist auf einer Europakarte untergebracht. Figur 14 zeigt den Empfängereinschub. Im 19"-Rahmen (Figur 9) sitzen die Empfängereinschübe zwischen Sender und Scrambler/Descrambler.

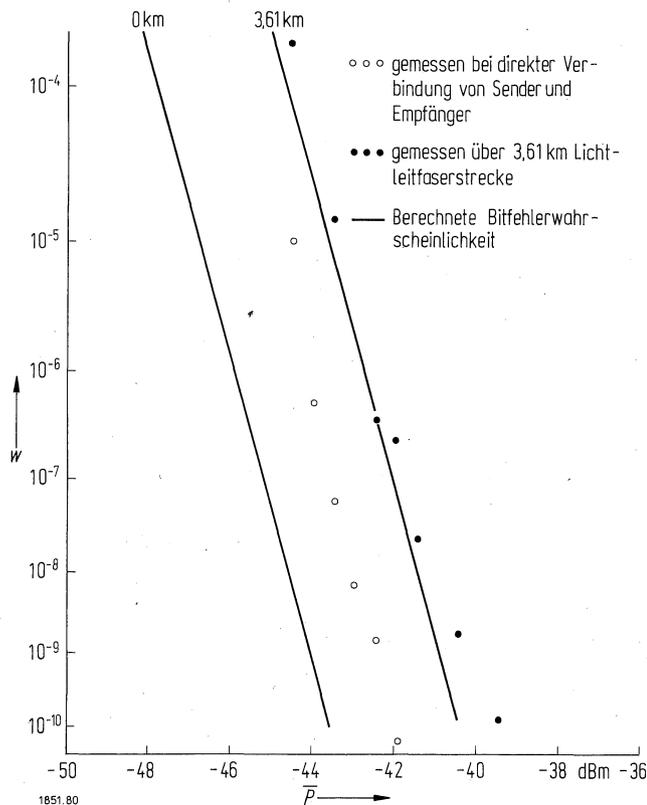
Das PCM-Ausgangssignal des Signalregenerators gelangt in den 11stufigen Descrambler. Das Blockschaltbild ist in Figur 15 dargestellt. Die Schaltung des Descramblers unterscheidet sich von der Schaltung des Scramblers (Figur 2) nur dadurch, daß beim Exklusiv-Oder-Gatter E1 ein Eingang mit dem Ausgang vertauscht ist.

3. Übertragungsversuche

Mit den beschriebenen Geräten wurden Übertragungsversuche durchgeführt. Die Bitfehlerwahrscheinlichkeit wurde in Abhängigkeit von der optischen Eingangsleistung am Empfänger bestimmt. Zur Ermittlung des Einflusses der Leitungsdispersion wurden die Messungen sowohl über eine Lichtleitfaserstrecke als auch bei direkter Verbindung von Sender und Empfänger über ein optisches Dämpfungsglied durchgeführt. Die Lichtleitfaserstrecke besteht aus drei miteinander verspleißten Gradientenprofilfasern eigener Fertigung und hat 3,61 km Gesamtlänge, 17 dB Gesamtdämpfung und 2,1 ns Gesamtdispersion. Bei den Messungen wurde ein V-Nut-Laser eigener Fertigung mit 8350 Å Emissionswellenlänge, 20 Å spektraler Breite und 107 mA Schwellstrom verwendet. Figur 16 zeigt das optische Ausgangssignal des Senders. Am Senderausgang beträgt die mittlere optische Ausgangsleistung 0,72 mW und die Leistung des Lichtsockels 0,2 mW. Dem entspricht nach [18] ein Extinktionsverhältnis von 0,16. Das über die Lichtleitfaserstrecke übertragene optische Signal ist in Figur 17 wiedergegeben. Der Empfänger ist mit der Photodiode C30902 ausgerüstet. Die gemessenen Fehlerwahrscheinlichkeiten sind in Figur 18 dargestellt. Die Messungen wurden bei konstanter Einstellung des Arbeitspunktes des Lasers durchgeführt. Die Leistung wurde durch Änderung der Einkopplung in die Lichtleitfaser variiert. Mit Hilfe des bereits in [4] erwähnten auf der Theorie von Personick [18] basierenden Programms wurde die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in Abhängigkeit von der optischen Eingangsleistung am Empfänger berechnet. Die Ergebnisse sind ebenfalls in Figur 18 eingetragen.



Figur 17:
Optisches Signal am Ausgang der 3,61 km langen Lichtleitfaserstrecke



Figur 18: Gemessene und berechnete Bitfehlerwahrscheinlichkeit W als Funktion der mittleren Eingangsschichtleistung \bar{P}

Wir danken allen Kollegen unserer Gruppe für die Hilfe bei der Bereitstellung oder Herstellung einer Vielzahl optischer und elektrischer Komponenten.

Anhang: Prinzip des Scramblers

Der Scrambler hat den Zweck, das PCM-Signal für die Übertragung in ein Signal mit quasistatistischer Struktur umzuwandeln. Dadurch werden gleichmäßiges Signalspektrum, eine gleiche Wahrscheinlichkeit von 0 und 1, eine große Zahl von 0/1-Übergängen und konstante mittlere Signalleistung erreicht. Für die Schaltung nach Figur 2 gilt zwischen dem Eingangssignal $s_1(t)$ und dem Ausgangssignal $s_2(t)$ die Beziehung

$$s_2(t) = s_1(t) \oplus s_2(t-9T) \oplus s_2(t-11T) \quad (1)$$

wobei t der diskrete Zeitparameter und T das Taktintervall ist. Das Symbol \oplus symbolisiert die in E1 und E2 vorgenommene Addition modulo 1. Ist x eine binäre Variable und \bar{x} die negierte Variable, so gilt immer:

$$\begin{aligned} x \oplus x &= 0 & x \oplus 0 &= x \\ x \oplus \bar{x} &= 1 & x \oplus 1 &= \bar{x} \end{aligned} \quad (2)$$

Wird zu Gl. (1) auf beiden Seiten $s_2(t-9T) \oplus s_2(t-11T)$ modulo 1 addiert, so folgt mit den Gl. (2)

$$s_1(t) = s_2(t) \oplus s_2(t-9T) \oplus s_2(t-11T) \quad (3)$$

Aus Figur 16 erkennt man, daß durch Gl. (3) beim Descrambler die Beziehung zwischen Eingangssignal $s_2(t)$ und Ausgangssignal $s_1(t)$ angegeben wird.

Der Descrambler setzt das Signal $s_2(t)$ wieder in das ursprüngliche Signal $s_1(t)$ um, ohne daß eine Synchronisation erforderlich wäre. Man spricht daher von einem selbstsynchronisierenden Scrambler bzw. Descrambler.

Ein Nachteil des selbstsynchronisierenden Scramblers besteht darin, daß Fehler im Übertragungskanal verdreifacht werden:

Ist $s_2(t)$ gestört, so folgt aus Gl. (3), daß sowohl $s_1(t)$ als auch $s_1(t+9T)$ und $s_1(t+11T)$ gestört sind. Auf Grund der sonstigen Vorteile des selbstsynchronisierenden Scramblers wird dieser Nachteil in Kauf genommen.

Läuft in den Scrambler eine Nullfolge hinein, so liegt am Scramblerausgang das Signal

$$s_{20}(t) = s_{20}(t-9T) \oplus s_{20}(t-11T) \quad (4)$$

vor. Ist der Anfangszustand wenigstens eines einer Stufe des Scrambler-Schieberegisters von 0 verschieden, so ist $s_{20}(t)$ eine Quasi-Zufallsfolge mit der Periode $2^{11}-1$.

Auf weitere wichtige Gesichtspunkte hinsichtlich Wahl der Stufenzahl und der Rückführung wird in den Arbeiten [10, 19, 20] eingegangen.

NE3-Ulm
Eingang 10. 12. 79

Die diesem Bericht zugrunde liegenden Arbeiten wurden mit Mitteln des Bundesministers für Forschung und Technologie gefördert. Der Bundesminister für Forschung und Technologie übernimmt keine Gewähr für die Richtigkeit, die Genauigkeit und Vollständigkeit der Angaben sowie für die Beachtung privater Rechte Dritter.

Schrifttum

- [1] T. Li: Optical fiber communication – the state of the art. IEEE Trans. Communications COM-26 (1978) pp. 946–955
- [2] T. G. Giallorenzi: Optical communications research and technology: fiber optics. Proc. IEEE 66 (1978) pp. 744–780
- [3] P. Russer: Introduction to optical communications. Optical fibre communications, edited by M. J. Howes, D. V. Morgan, Wiley (1980) pp. 1–26
- [4] J. Gruber, M. Holz, R. Petschacher, P. Russer, E. Weidel: Digitale Lichtleitfaser-Übertragungsstrecke für 1 Gbit/s. Wiss. Ber. AEG-TELEFUNKEN 52 (1979) S. 123–130
- [5] C. Baack, G. Elze, B. Enning, E. Feddersen, G. Heydt, H. Knupke, R. Löffler, R. Schäfer, G. Teich, G. Wolf: Optical transmission of 16 digitized TV-channels. Proc. 5th Europ. Conf. Optical Communication (Amsterdam, 17.–19. Sept. 1979) pp. 20.2-1-3
- [6] J.-I. Yamada, S. Machida, T. Kimura, H. Takato: Dispersion-free single-mode fibre transmission experiments up to 1.6 Gbit/s. Electron. Lett. 15 (1979) pp. 278–279
- [7] Telekommunikationsbericht der Kommission für den Ausbau des technischen Kommunikationssystems. Anlageband 6 „Breitbandkommunikation“, Bundesministerium für das Post- und Fernmeldewesen, Bonn (1976)
- [8] V. Haller, W. Herold, H. Ohnsorge: Problems arising in the development of optical communication systems. Appl. Phys. 17 (1978) pp. 115–122
- [9] W. Hauk, F. Bross, M. Otka: The calculation of error rates for optical fiber systems. IEEE Trans. Communications COM 26 (1978) pp. 1119–1126
- [10] H. Müller: Bit sequence independence through scramblers in digital communication systems. Nachrichtentechn. Z. 27 (1974) pp. 475–479
- [11] F. Marschall, E. Schlosser, C. Wölk: A new type of diffused stripe geometry injection lasers. Supplement to the Proc. 4th Europ. Conf. Optical Communication (Genova, 12.–15. Sept. 1978) pp. 94–97
- [12] S. Maslowski, O. Krumpolz, H. P. Vollmer: Entwicklung von Komponenten für die optische Nachrichtenübertragung. Wiss. Ber. AEG-TELEFUNKEN 52 (1979) 3, S. 104–111
- [13] J. Gruber: Hybrid integrated laser driver using bipolar transistors for transmission rates up to 1 Gbit/s. Proc. ESSCIRC 77 (Ulm, 20.–22. Sept. 1977) pp. 93–96
- [14] J. Gruber, P. Marten, R. Petschacher, P. Russer: Electronic circuits for high bit rate digital fiber optic communications systems. IEEE Trans. Communications COM-26 (1978) pp. 1088–1098
- [15] G. Arnold, P. Russer: Modulation behavior of semiconductor injection lasers. Appl. Phys. 14 (1977) pp. 255–268
- [16] F. M. Gardner: Phase-Locked Techniques, New York, Wiley (1966)
- [17] E. Roza: Analysis of phase-locked timing extraction for pulse code transmission. IEEE Trans. Communications COM-22 (1974) pp. 1236–1249
- [18] S. D. Personick: Receiver design for digital fiber optic communication systems. I and II; Bell Syst. Tech. J. 52 (1973) pp. 843–886
- [19] L. Schweizer: Eigenschaften und Anwendungen von binären Quasi-Zufallsfolgen. Frequenz 24 (1970) S. 230–234
- [20] J. E. Savage: Some simple self-synchronizing digital data scramblers. Bell. Syst. Tech. J. 46 (1967) pp. 449–487