

(11) Nummer: **AT 398 661 B**

PATENTSCHRIFT

(51) Int.Cl.⁶ : **H04B 10/14**

(42) Beginn der Patentdauer: 15. 5.1994

(45) Ausgabetaq: 25. 1.1995

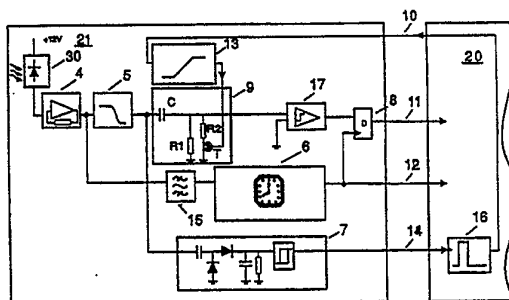
DF-A1-3340833 DE-A1-3212733

ALCATEL AUSTRIA AKTIENGESELLSCHAFT
A-1210 WIEN (AT).

HAHN ALOIS ING.
WIEN (AT).
HIEBELER MARKUS DIPL.ING.
WIEN (AT).
HIRN RICHARD DIPL.ING.
WIEN (AT).
OSTER MARTIN DIPL.ING.
WIEN (AT).

(54) EMPFÄNGER FÜR EIN OPTISCHES ÜBERTRAGUNGSNETZWERK

(57) Empfänger für ein optisches Übertragungsnetzwerk mit einer Zentralstelle, an die wenigstens ein Lichtwellenleiter angeschlossen ist, an welchen über wenigstens einen Strahlenteiler und weitere Lichtwellenleiter eine Anzahl von mit jeweils einem Sender und einem Empfänger für optische Binärsignale versehene Endstellen angeschlossen sind, und der Empfänger der Zentralstelle eine Wechselspannungs-Koppelstufe umfaßt wobei ein aus Synchron- und anschließenden Datenimpulsen bestehendes Impalssignal zum schnellen Einschwingen der Datenimpulse nach den Synchronimpulsen einem Zeitglied (9) zugeleitet wird, welchem Zeitglied vorerst eine erste, kleine Zeitkonstante und dann eine zweite, große Zeitkonstante zugeordnet wird.



Die Erfindung betrifft einen Empfänger für ein optisches Übertragungsnetzwerk mit einer Zentraistelle, an die wenigstens ein Lichtwellenleiter angeschlossen ist, an welchen über wenigstens einen Strahlenteiler und weitere Lichtwellenleiter eine Anzahl von mit jeweils einem Sender und einem Empfänger für optische Binärsignale versehene Endstellen angeschlossen sind, und der Empfänger der Zentraistelle eine Wechselspannungs-Koppelstufe umfaßt.

Hiezu ist aus der DE-A1-33 40 883 ein Verteilersystem für ein Ortsnetz mit optischen Fasern bekannt geworden, dessen Verteilerzentrale über optische Übertragungsfasern mit einer Anzahl Teilnehmerstellen verbunden ist, wobei jede Teilnehmerstelle mit einem gemeinsamen Anschlußkasten versehen ist, der mindestens einen Eingang und mehrere Ausgänge aufweist, wobei der Eingang über einen Leistungsteiler mit mindestens einer Verteilerdose verbunden ist, deren Ausgänge über einen Satz optischer Fasern mit zugehörigen Wandkontakt Dosen verbunden ist.

Weiters geht aus der DE-A1-32 12 733 ein optischer Empfänger hervor, der zum Empfang von optischen Signalen von einer faseroptischen Nachrichtenübertragungsstrecke mit einer in Durchlaßrichtung vorgespannten PIN-Diode versehen ist, auf die die empfangenen optischen Signale auftreffen und die einen von den empfangenen optischen Signalen abhängigen Photostrom erzeugt. Der geoffenbarte optische Empfänger weist zwischen zwei Verstärkerstufen eine variable Ausgleichsschaltung auf, die einen Feldeffekttransistor enthält, der über einen Kopplungskondensator geschaltet ist. Der Feldeffekttransistor wird durch Rückkopplung vom zweiten Verstärker über eine Ausgleichssteuerung gesteuert, welche eine Kompensation von Schwankungen der Leistungsverluste bewirkt.

In herkömmlichen optischen Übertragungsstrecken, in denen kontinuierliche Punkt-zu-Punkt-Übertragungen stattfindet, gibt es nur langsame und stetige Änderungen der Amplitude und der Phasenlage des empfangenden Signals. Diese Änderungen werden durch Änderung der optischen Ausgangsleistung der Lichtquellen und schwankende Dämpfung auf der Übertragungsstrecke bzw. durch Phasenschwankungen des Senders und Laufzeitänderungen des Lichtsignals verursacht. Weil das optische Signal unipolar, also nicht symmetrisch ist, bringt jede Amplitudenänderung auch eine Veränderung des Mittelwerts und damit der Lage der optimalen Entscheidungsschwelle mit sich.

Herkömmliche optische Empfänger kompensieren Schwankungen der Empfangsamplitude mit einer geregelten Verstärkerstufe (AGC). Wegen der Stetigkeit des Eingangssignals werden keine besonderen Anforderungen an das Einschwingverhalten dieser Regelstufe gestellt. Obwohl während der Einschwingzeit nach Beginn der Übertragung keine fehlerfreie Datenübertragung möglich ist, werden Einschwingzeiten von mehreren ms üblicherweise toleriert.

Um ein fehlerfreies Arbeiten der Übertragungsstrecke zu gewährleisten, muß vor der Übertragung von Daten ein Synchronisierungssignal (Präambel) gesendet werden, dessen Dauer größer als die vom Empfänger vorgegebene Einschwingzeit ist, und das es dem Empfänger ermöglicht, seine Amplitudenregelung an den Pegel des Empfangssignals anzupassen. Bei großer Länge der übertragenen Datenblöcke fällt die Länge des Synchronisierungssignals prozentuell nicht ins Gewicht.

Die binären Datensignale, die über eine optische Übertragungsstrecke gesendet werden sollen, werden üblicherweise vor der Übertragung kodiert. Die Kodierung ermöglicht Erkennung und Korrektur von Übertragungsfehlern. Außerdem gewährleistet sie ein im Mittelwert gleichspannungsfreies elektrisches Signal nach dem Detektor und eine ausreichende Anzahl von Übergängen zwischen den logischen Pegeln, um die Taktinformation aus dem Signal unterbrechungsfrei rückzugewinnen zu können.

Der Übertragungscode 'mBnB' weist jeweils einer Gruppe von m Datenbits ein Wort mit der Länge von n bits zu. Je nach Code ist die Gleichspannungsfreiheit innerhalb von einem oder von zwei Worten garantiert. Die Gleichspannungsfreiheit erleichtert die Dimensionierung des Empfängers, indem sie Wechselspannungskopplung zwischen den Verstärkerstufen ermöglicht. Die Zeitkonstante τ_c der Wechselspannungskopplung muß aber ausreichend lang gewählt sein, sodaß innerhalb der nicht gleichspannungsfreien Perioden von ein oder zwei Worten eine Signalverschiebung vermieden wird.

Zur Erläuterung des Standes der Technik wird auf die Fig. 1 bis 3 verwiesen. Dabei zeigen:

Fig. 1 ein Beispiel eines Netzwerkes mit Doppelsternstruktur,

Fig. 2a einen Idealfall eines typischen Empfangssignales,

Fig. 2b ein praktisch zu erwartendes Signal, bei dem die Signalblöcke unterschiedlicher Dämpfung unterworfen sind,

Fig. 3a ein Diagramm der Lichtleistung an einem Detektor des Empfängers und

Fig. 3b den Spannungsverlauf an einer Entscheiderstufe eines wechselspannungsgekoppelten Empfängers nach einem Sprung in der Amplitude des Empfangssignals.

Die Situation bei passiven optischen Netzwerken nach der Fig. 1 in der Richtung von den peripheren Stationen (2) zur Hauptstation (1) (Aufwärtsrichtung) unterscheidet sich grundsätzlich von der Situation bei Punkt-zu-Punkt-Verbindungen. Hier wird durch die physikalische Kombinerfunktion der optischen Strahltei-

ler (3) das Signal von allen peripheren Stationen zum Empfänger der Hauptstation geleitet. Um Datenkollisionen zu vermeiden, senden die peripheren Stationen abwechselnd in kurzen zeitversetzten Paketen. Fig. 2 zeigt ein typisches Empfangssignal an der Hauptstation. Fig. 2a stellt den Idealfall dar, Abb. 2b zeigt ein praktisch zu erwartendes Signal, bei dem die Signalblöcke unterschiedlicher Dämpfung unterworfen sind.

5 Zwischen den von den einzelnen peripheren Stationen (2) gesendeten Signalblöcken sind Schutzzeiten vorgesehen, um bei Laufzeitunsicherheiten Signalüberlappungen zu vermeiden. Die Amplitude und die Phasenlage, mit der das von den einzelnen peripheren Stationen gesendete Signal bei der Hauptstation ankommt, wird durch unterschiedliche Dämpfung und Laufzeit auf den verschiedenen optischen Pfaden beeinflusst. Damit an der Hauptstation ein Signal mit gleichmäßigem Pegel empfangen werden kann, werden
10 diese Dämpfungsunterschiede durch entsprechende Einstellung der Sendepegel kompensiert. Aufgrund verschiedener Rauschprozesse verbleibt aber dennoch eine gewisse Unsicherheit der Empfangsamplitude, wodurch eine Anpassungsfähigkeit des Empfängers an Pegelschwankungen nach wie vor erforderlich ist. Zusätzlich muß der Empfänger auch nach einer längeren Unterbrechung des Empfangssignals nach möglichst kurzer Einschwingzeit wieder korrekt detektieren.

15 Wenn der Empfänger mit einer fixen Entscheidungsschwelle arbeitet, wie dies beispielsweise in Fig. 3b mit der Nulllinie dargestellt ist, tritt eine relativ lange Einschwingzeit auf, die zur Zeitkonstante τ_c der Wechselstromankopplung proportional ist (der genaue Zusammenhang zwischen Einschwingzeit und Zeitkonstante ist von der Signalform, dem Rauschen und der tolerierten Erhöhung der Bitfehlerrate abhängig). Aus den oben erwähnten Gründen kann τ_c nicht beliebig klein gemacht werden, und die Forderung, daß die
20 Einschwingzeit kleiner als die Dauer des Synchronisiersignals sein muß, läßt sich nur mit langen Synchronisiersignalen erfüllen.

Um mit kürzeren Synchronisiersignalen arbeiten zu können, kann man die Entscheidungsschwelle mittels eines Basislinienregenerators dem empfangenen Signal nachführen. Dabei ergibt sich jedoch der Nachteil eines sehr hohen Aufwandes für die erforderliche Elektronik des Empfängers.

25 Ziel der Erfindung ist es, diese Nachteile zu vermeiden und einen Empfänger der eingangs erwähnten Art vorzuschlagen, der trotz eines einfachen Aufbaus keine sehr langen Synchronisiersignale erfordert.

Erfindungsgemäß wird dies dadurch erreicht, daß ein aus Synchron- und anschließenden Datenimpulsen bestehendes Impulssignal zum schnellen Einschwingen der Datenimpulse nach den Synchronimpulsen einem Zeitglied zugeleitet wird, welchem Zeitglied vorerst eine erste, kleine Zeitkonstante und dann eine
30 zweite, große Zeitkonstante zugeordnet wird.

Durch diese Maßnahmen ist es möglich, mit kurzen Synchronisiersignalen das Auslaugen zu finden, wobei eben während des Einlangens des Synchronisiersignales dem Zeitglied eine kurze Zeitkonstante zugeordnet wird, wodurch es zu einem raschen Einschwingen des Empfängers auf eine geänderte Signalamplitude kommt, wohingegen das Empfangen der Datensignale bei großer Zeitkonstante des
35 Zeitglieds geschieht.

Weiters kann vorgesehen sein, daß das Zeitglied von einer Steuerschaltung gesteuert ist, welche ein das Zeitglied steuerndes Signal abgibt.

Auf diese Weise kann sichergestellt werden, daß beim Einlangen eines Datenpaketes zuerst eine erste, kleine Zeitkonstante des Zeitglieds zum schnellen Einschwingen des Empfängers eingestellt ist und nach
40 Beenden des Synchronisiersignals eine automatische Umschaltung des Zeitglieds auf eine zweite, große Zeitkonstante zum Empfangen der Datensignale erfolgt.

Nach einem weiteren Merkmal der Erfindung kann vorgesehen sein, daß das Zeitglied ein R/C-Glied sowie einen steuerbaren ohmschen Widerstand, vorzugsweise einen im ohmschen Bereich arbeitenden Feldeffekttransistor, enthält, der von einer mit seinem Steueranschluß verbundenen Signalformerschaltung
45 gesteuert ist, die von der Steuerschaltung ansteuerbar ist.

Dadurch kann eine sehr einfache Zuordnung der ersten und zweiten Zeitkonstante des Zeitglieds erfolgen.

Ein weiteres Merkmal der Erfindung ist es, daß das Zeitglied beim Übergang zwischen der ersten auf die zweite Zeitkonstante eine vorzugsweise zwischen diesen beiden Werten kontinuierlich veränderbare
50 Zeitkonstante aufweist.

Dadurch ist ein schleifender Übergang der Zeitkonstante möglich, wodurch zu Beginn der Datenübertragung die Entscheidungsschwelle bei dem dem Zeitglied nachfolgenden Spannungsvergleich mit einem wesentlich kleineren Restfehler behaftet ist als bei einem abrupten Übergang.

Gemäß einer anderen Ausführungsform der Erfindung kann vorgesehen sein, daß der Übergang
55 zwischen der ersten und der zweiten Zeitkonstante linear nach der Zeit ansteigend erfolgt.

Durch diese Maßnahme ergibt sich für den Übergangsbereich eine konstante Änderung der Zeitkonstante, welche schaltungstechnisch besonders einfach zu realisieren ist.

Die Erfindung wird nun anhand der Fig. 4 und 5 erläutert, wobei von einer Anordnung eines optischen Netzwerkes nach der Fig. 1 ausgegangen wird. Dabei zeigen:

Fig. 4a bis 4d die Simulation eines Einschwingvorganges nach einem Übergang zwischen zwei unterschiedlich gedämpften Signalblöcken, bei dem die Zeitkonstante veränderbar ist und

5 Fig. 5 ein Blockschaltbild eines optischen Empfängers mit veränderbarer Zeitkonstante.

Wie aus der Fig. 5 zu ersehen ist, weist der Empfänger 21 einen PIN-Fotodetektor 30 auf. Diesem ist ein Transimpedanzverstärker 4 mit fixer Verstärkung nachgeschaltet. Nach dem Ausgang des Transimpedanzverstärker 4 wird das Signal in drei Zweige aufgespalten.

10 In dem einen Zweig ist nach einem Tiefpaßfilter 5 eine Signalerkennungsschaltung 7 angeordnet, die ein Signal durch Überschreitung einer Minimalamplitude erkennt. Bei Vorhandensein eines Signales am Eingang der Signalerkennungsschaltung 7, gibt diese ein "Signal detektiert"-Signal über eine Leitung 14 an eine flankengetriggerte Monoflop-Schaltung 16 ab.

In einem weiteren Zweig ist ein Bandpaßfilter 15 angeordnet, dem eine Taktregenerierschaltung 6 nachgeschaltet ist. Diese Schaltung 6 regeneriert das Taktsignal 12.

15 Im dritten Zweig ist nach dem Tiefpaß 5 ein Zeitglied 9 mit veränderbarer Zeitkonstante angeordnet, dem ein Komparator 17 nachgeschaltet ist, der das Ausgangssignal des Zeitgliedes 9 mit einem die Nulllinie des Signales bestimmenden Potential vergleicht. Diesem Komparator 17 ist ein D-Flip-Flop 8 nachgeschaltet, dessen einer Eingang mit dem Ausgang der Taktregenerierschaltung 6 verbunden ist. Dieses D-Flip-Flop 8 tastet das Ausgangssignal des Komparators 17 zu den idealen Abtastzeitpunkten ab und liefert das

20 Datensignal 11, das einer Steuereinheit 20 zugeführt wird.

Das Zeitglied 9 besteht im wesentlichen aus einem R/C-Glied C, R1, wobei parallel zum Widerstand R1 eine Serienschaltung eines weiteren Widerstandes R2 und eines steuerbaren ohmschen Widerstandes, der durch einen im ohmschen Bereich arbeitenden Feldeffekttransistors T gebildet ist, geschaltet ist. Die Steuerelektrode des Feldeffekttransistors T ist von einer Signalformerschaltung 13 gesteuert, die es ermöglicht, das Ausgangssignal des flankengetriggerten Monoflops 16, das als Zeitkonstantenumschaltssignal 10

25 dient, in einen analogen Kurvenzug umzuwandeln. Dieses analoge Signal steuert den Feldeffekttransistor T und damit den Gesamtwiderstand des Zeitgliedes 9 und damit die Zeitkonstante desselben. Der in der Fig. 5 dargestellte Empfänger besitzt daher keine fixe Zeitkonstante τ_c , sondern die Zeitkonstante kann mittels des erwähnten Zeitkonstantenumschaltssignals 10, insbesondere kontinuierlich,

30 zwischen einer ersten Zeitkonstante τ_{c1} und einer zweiten Zeitkonstante τ_{c2} verändert werden. Dabei ist τ_{c1} eine kleine Zeitkonstante und ermöglicht ein rasches Einschwingen des Empfängers auf eine geänderte Signalamplitude. Da sich der Arbeitspunkt des Empfängers aber bei Betrieb mit τ_{c1} während der Übertragung von Daten zu schnell verschieben würde, ist τ_{c1} nur zum Empfang des auch über sehr kurze Zeiträume gleichspannungsfreien Synchronisiersignales geeignet.

35 τ_{c2} ist eine größere Zeitkonstante, die ausreichend lang gewählt sein muß, um innerhalb der nicht gleichspannungsfreien Perioden von ein oder zwei Worten eine Signalverschiebung zu vermeiden. Ein rechtzeitiges Einschwingen des Empfängers ist, wenn er ständig mit τ_{c2} arbeitet, nur bei Verwendung wesentlich längerer Synchronisiersignale möglich. Am Anfang eines Zeitschlitzes oder Datenpakets wird auf τ_{c1} geschaltet. Die Umschaltung auf τ_{c2} muß

40 rechtzeitig vor Ende des Synchronisiersignals und damit vor Beginn der Datenübertragung erfolgen. Ein kontinuierlicher Übergang der Zeitkonstante ist vorteilhaft, weil dadurch die Spannung am Koppelkondensator C und damit die Entscheidungsschwelle zu Beginn der Datenübertragung mit einem wesentlich kleineren Restfehler behaftet ist als bei abruptem Übergang. Im Wartezustand (kein Signal) wird der Empfänger zweckmäßigerweise auf τ_{c2} geschaltet, was aber für die Funktion des Empfängers nicht unbedingt

45 notwendig ist. Wenn die Dynamik des Komparators 17 und der Taktregenerierschaltung 6 größer als die zu erwartenden Pegelschwankungen sind, kann auf eine Amplitudenregelung des Signals mittels einer automatischen Verstärkungssteuerung verzichtet werden.

Fig. 4a-4d zeigen die Simulation eines Einschwingvorganges nach einem Übergang zwischen zwei

50 unterschiedlich gedämpften Signalblöcken, bei dem die Koppelzeitkonstante nach dem oben beschriebenen Prinzip verändert wird.

Fig. 4a: Zeitlicher Verlauf der optischen Eingangsleistung bzw. der Spannung am Ausgang des Transimpedanzverstärkers. Zum Zeitpunkt $t_1 = 400\text{ns}$ tritt ein Sprung sowohl in der Signalamplitude als auch im vertikalen Versatz des Signals (Gleichlicht) auf. Die Länge des Synchronisiersignals beträgt 250ns.

55 Nach dieser Zeit sollte der Empfänger eingeschwungen und zum Empfang von Daten bereit sein. Fig. 4b: Größe der Koppelzeitkonstante. Die Zeitkonstante wird zum Zeitpunkt t_1 auf τ_{c1} gesetzt und verbleibt für 100ns auf diesem Wert. Zwischen 500 und 650ns steigt die Zeitkonstante kontinuierlich, insbesondere linear, an und erreicht den Wert τ_{c2} zum Zeitpunkt $t_2 = 650\text{ns}$.

Fig. 4c: Spannung zwischen den Anschlüssen des Koppelkondensators D (Fig. 5). Die Spannung schwankt in Abhängigkeit von der Zeitkonstante und der Signalamplitude. Während der Präambel erreicht die Spannung schnell den Mittelwert des Eingangssignals. Die Schwankungen nehmen mit steigender Zeitkonstante ab. Während des Empfangs von Daten sollten sie möglichst klein im Verhältnis zur
5 Signalamplitude sein.

Fig. 4d: Eingangssignal der Entscheiderstufe. Das Signal ist während der Präambel stark verzerrt und nähert sich schnell der Nulllinie. Ab dem Zeitpunkt t_2 treten nur noch minimale Verzerrungen auf.

Der Beginn eines Signalblocks nach einer Signalunterbrechung kann aus dem Signal 'Signal detektiert' erkannt werden, das im Empfänger abgeleitet wird. Da die Signalblöcke aber auch ohne Unterbrechung
10 aufeinanderfolgen können, ist die Erkennung des Beginns eines Signalblocks nicht immer in der physikalischen Schicht des Empfängers möglich, sondern der Zeitpunkt des Signalblock-Beginns muß in einem solchen Fall von einer digitalen Steuereinheit aus der im Protokoll festgelegten Abfolge der Signalblöcke errechnet werden.

Die Dauer, für die die Zeitkonstante des Empfängers auf τ_{c1} bleibt, kann durch eine Zeitgeberschaltung
15 oder ebenfalls von der digitalen Steuereinheit bestimmt werden.

Es sind prinzipiell drei Methoden denkbar, nach denen die Steuerung der Zeitkonstante ablaufen kann.

1) Steuerung über die Steuereinheit und das 'Signal detektiert' - Signal des Empfangsteils:

Im Regelfall kann der Beginn jedes Signalblocks durch die Steuereinheit vorhergesagt werden. Beim
20 'Hochfahren' des Systems (hier findet beispielsweise das im Stand der Technik beschriebene Zuordnungs- und Bereichsanpassungsverfahren statt) kann die Steuereinheit aber den Beginn der ankommenden Signalblöcke nicht vorhersehen, da die Signallaufzeiten und die Zuordnung der Stationen im System noch nicht bekannt sind. In diesem Betriebszustand des Systems kann der Beginn der Signalblöcke aber physikalisch im Empfänger erkannt werden.

Die Umschaltung des Empfängers auf die kurze Zeitkonstante wird also im normalen Betrieb durch
25 die Vorhersage des Beginns eines Signalblocks durch die Steuereinheit ausgelöst, während des Bereichsanpassungsverfahrens aber durch eine ansteigende Flanke des 'Signal detektiert' - Signals aus dem Empfänger, das an die Steuereinheit weitergegeben wird.

Die unmittelbare Steuerung der Zeitkonstantenumschaltung erfolgt stets durch die Steuereinheit.

2) Steuerung über das 'Signal detektiert' - Signal des Empfangsteils ohne Unterstützung durch die
30 Steuereinheit: In manchen Fällen werden die nach der Korrektur der Sendepiegel verbleibenden Amplitudenschwankungen sehr gering sein, speziell bei Netzwerken, die mit Einmodenfasern und auf Wellenlängen um 1300 und/oder 1550 Nanometer arbeiten. In diesem Fall kann der Empfänger bei einem unterbrechungsfreien Übergang zwischen zwei Signalblöcken auf τ_{c2} verbleiben, da kein erneuter Einschwingvorgang stattfinden muß.

Es ist daher in diesem Fall möglich, die Umschaltung nur durch das 'Signal detektiert' - Signal des
35 Empfangsteils und eine einfache Zeitgeberschaltung erfolgen zu lassen. Nach jedem detektierten Beginn eines Signalblocks wird die Zeitkonstante für die (fixe) Dauer des Synchronisiersignals auf τ_{c1} gesetzt, dann auf τ_{c2} umgeschaltet und verbleibt auf τ_{c2} , bis der nächste Beginn eines Signalblocks erkannt wird.

3) Steuerung ausschließlich durch die digitale Steuereinheit der Hauptstation:

40 Beim Initialisieren des Systems kann die Steuereinheit Beginn und Ende der ankommenden Signalblöcke nicht vorhersehen. In diesem Betriebszustand des Systems muß die Zeitkonstante des Empfängers auf τ_{c2} gesetzt sein, um eine Erkennung der gesendeten Daten (Stationskennungen) zu ermöglichen. Der dadurch erhöhten Einschwingzeit muß durch verlängerte Synchronisiersignale Rechnung getragen werden.

45 Wenn das System im normalen Betrieb arbeitet, werden kurze Synchronisiersignale übertragen. Der Empfänger wird während der Synchronisierzeiten auf τ_{c1} und sonst immer auf τ_{c2} geschaltet.

Patentansprüche

- 50 1. Empfänger für ein optisches Übertragungsnetzwerk mit einer Zentralstelle, an die wenigstens ein Lichtwellenleiter angeschlossen ist, an welchen über wenigstens einen Strahlenteiler und weitere Lichtwellenleiter eine Anzahl von mit jeweils einem Sender und einem Empfänger für optische Binärsignale versehene Endstellen angeschlossen sind, und der Empfänger der Zentralstelle eine Wechselspannungs-Koppelstufe umfaßt, **dadurch gekennzeichnet**, daß ein aus Synchron- und
55 anschließenden Datenimpulsen bestehendes Impulssignal zum schnellen Einschwingen der Datenimpulse nach den Synchronimpulsen einem Zeitglied (9) zugeleitet wird, welchem Zeitglied vorerst eine erste, kleine Zeitkonstante und dann eine zweite, große Zeitkonstante zugeordnet wird.

2. Empfänger nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Zeitglied (9) von einer Steuerschaltung (7) gesteuert ist, welche ein das Zeitglied (9) steuerndes Signal (10) abgibt.
3. Empfänger nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Zeitglied (9) ein R/C-Glied sowie einen steuerbaren ohmschen Widerstand, vorzugsweise einen im ohmschen Bereich arbeitenden Feldeffekttransistor (T), enthält, der von einer mit seinem Steueranschluß verbundenen Signalformerschaltung (13) gesteuert ist, die von der Steuerschaltung (7) ansteuerbar ist.
4. Empfänger nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet**, daß das Zeitglied (9) beim Übergang zwischen der ersten auf die zweite Zeitkonstante eine vorzugsweise zwischen diesen beiden Werten kontinuierlich veränderbare Zeitkonstante aufweist.
5. Empfänger nach Anspruch 4, **dadurch gekennzeichnet**, daß der Übergang zwischen der ersten und der zweiten Zeitkonstante linear nach der Zeit ansteigend erfolgt.

Hiezu 3 Blatt Zeichnungen

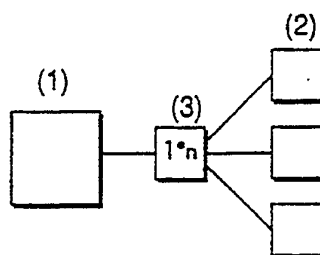


Abb. 1

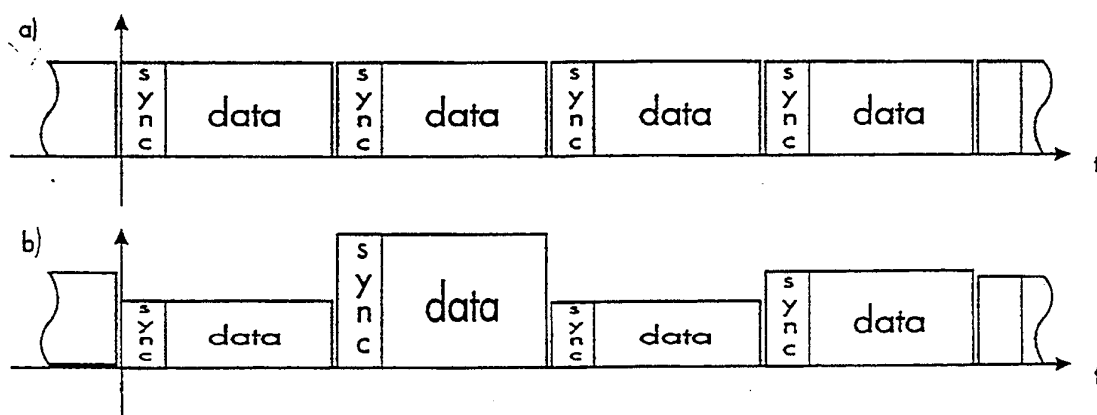


Abb. 2

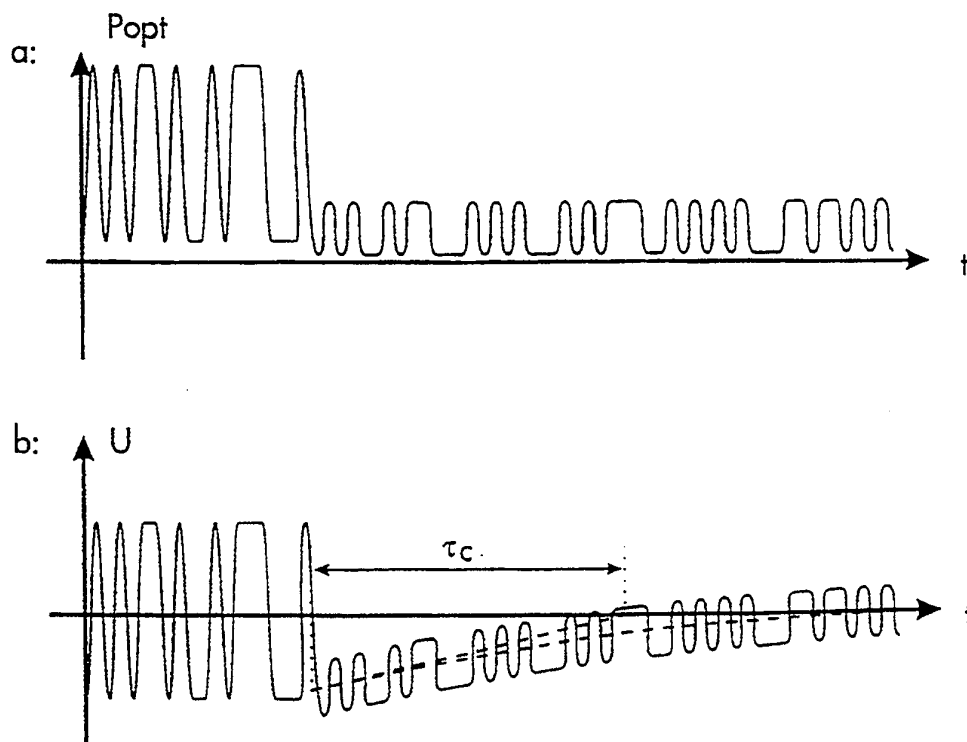


Abb 3

ÖSTERREICHISCHES PATENTAMT

Patentschrift Nr. AT 398 661 B

Ausgegeben
Blatt 2

25. 1.1995

Int. Cl.⁶: H04B 10/14

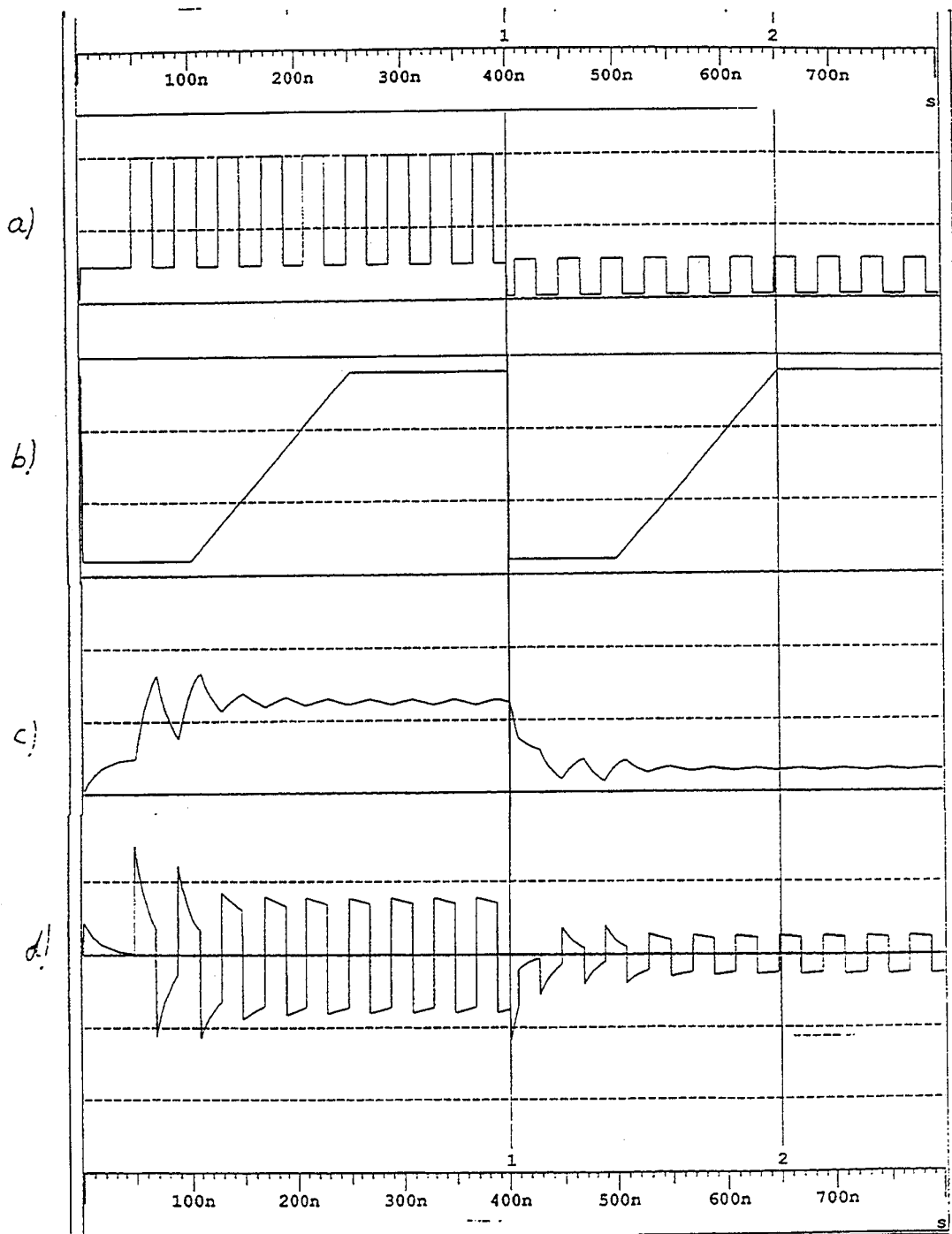


Abb.4

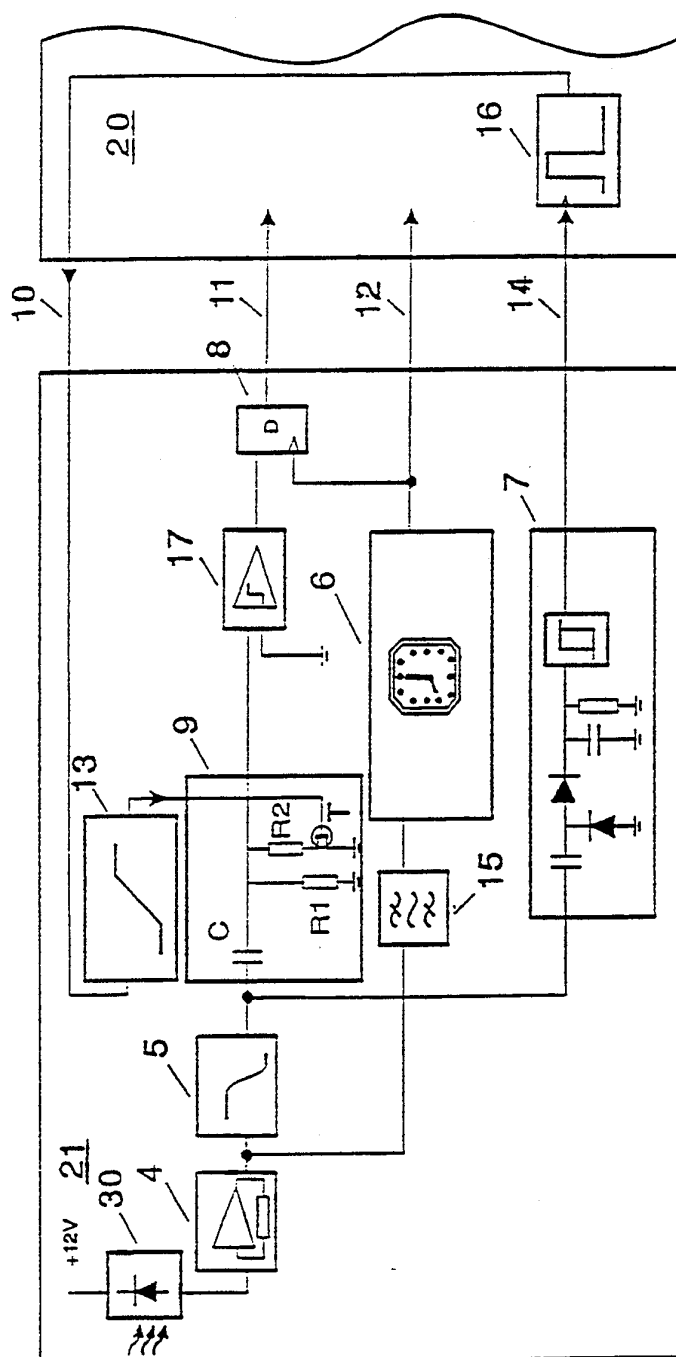


Fig. 5