DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK

PATENTSCHRIFT

(12) **Wirtschaftspatent**

(19) **DD** (11) **252 489 A1**

Erteilt gemäß § 17 Absatz 1 Patentgesetz

4(51) **H 03 B 29/00**

AMT FÜR ERFINDUNGS- UND PATENTWESEN

In der vom Anmelder eingereichten Fassung veröffentlicht

(21)	WP H 03 B / 293 850 5	(22)	26.08.86	(44)	16.12.87

(71) Institut für Nachrichtentechnik, Edisonstraße 63, Berlin, 1160, DD
(72) Sauer, Karlheinz, Dipl.-Ing.; Schubert, Erich, Dr.-Ing., DD

(54) Verfahren zur Erzeugung eines Rauschmeßsignals

(55) Rauschmeßsignale; frequenzbandbegrenztes Rauschen; Messung von Quantisierungsverzerrungen in PCM-digitaler Tonstudio-Technik; schmalbandiges Rauschmeßsignal; breitbandiges Signal
(57) Derartige Rauschmeßsignale bilden ein frequenzbandbegrenztes Rauschen nach und werden zur Messung von Quantisierungsverzerrungen in der PCM- und der digitalen Tonstudio-Technik benötigt. Bei verkleinertem Schaltungsaufwand werden größere Meßgenauigkeit und Einsatzbereichserweiterung angestrebt. Aufgabengemäß soll ein beliebig schmalbandiges Rauschmeßsignal aus einem weißen Rauschen entsprechenden, breitbandigen Signal erzeugt werden unter Verzicht von Vielstufen-Registern und XOR-Gattern sowie digitalen Filtern. Erfindungsgemäß werden auf einem Rechner

1. eine Pseudo-Zufallsbitfolge s(t) durch digitale Simulation erzeugt und
2. zugleich über mindestens eine Grundperiode T1 mittels diskreter Fourieranalyse bitweise in den Frequenzbereich jω transformiert,
3. die in dem jeweils benötigten Rauschmeßsignal enthaltenen komplexen Frequenzproben **Fu** bis **Fo** selektiert und
4. in den Zeitbereich t zu einer pseudostochastischen diskreten Wertefolge s1(t) rücktransformiert und gespeichert sowie
5. in einen externen Speicher FS kopiert,

und bedarfsweise wird die Wertefolge s1(t) getaktet mittels eines D/A-Wandlers zu einem analogen Rauschmeßsignal r(t) umgewandelt. Fig. 1

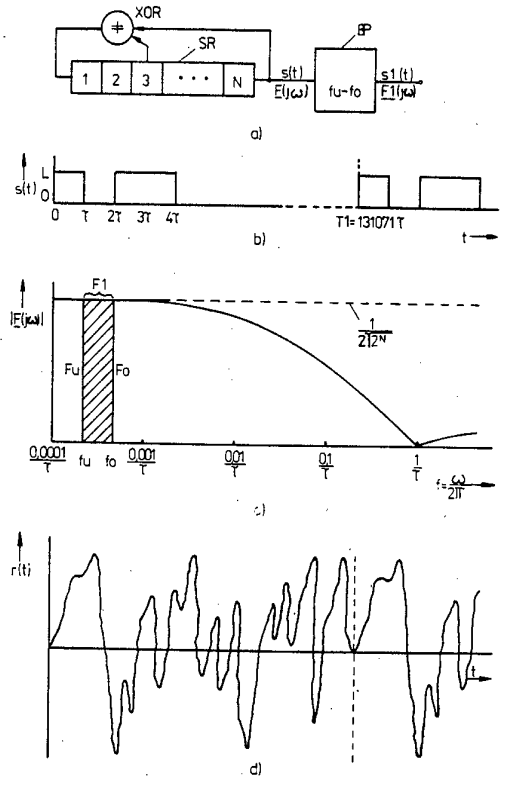

Fig.1

ISSN 0433-6461

6 Seiten

Patentanspruch:

Verfahren zur Erzeugung eines Rauschmeßsignals, das ein frequenzbandbegrenztes Rauschen repräsentiert und aus einem Fluß von Pseudo-Zufallsdigitalworten abgeleitet wird, die wiederum aus einer Pseudo-Zufallsfolge von Digitalbits gewonnen werden, **gekennzeichnet durch,** folgende Verfahrensschritte:

1. Erzeugung einer Pseudo-Zufallsbitfolge (s) durch digitale Simulation auf einem Rechner,
2. Transformation mindestens einer Grundperiode (T 1) der Pseudo-Zufallsbitfolge (s) vom Zeitbereich (t) in den Frequenzbereich (j ω) mittels diskreter Fouriertransformation, wobei jedes Bit der Pseudo-Zufallsbitfolge (s) zugleich mit seiner Erzeugung im Rechner transformiert wird.
3. rechnergestützte Selektion nur der komplexen Frequenzproben (**Fu** bis **Fo**), die in dem jeweils benötigten Rauschmeßsignal enthalten sind,
4. Rücktransformation der selektierten komplexen Frequenzproben (**Fu** bis **Fo**) in den Zeitbereich (t) zu einer pseudostochastischen diskreten Wertefolge (s 1) mit n Werten für eine Grundperiode (T 1) und Abspeicherung derselben im Rechner,
5. Kopieren der Wertefolge (s 1) in einen externen Speicher, vorzugsweise einen Festwertspeicher,
6. getaktete Umwandlung der gespeicherten pseudostochastischen diskreten Wertefolge (s 1) zu einem analogen Rauschmeßsignal (r) mittels eines D/A-Wandlers.

Hierzu 2 Seiten Zeichnungen

Anwendungsgebiet der Erfindung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Erzeugung eines Rauschmeßsignals, das ein frequenzbandbegrenztes Rauschen repräsentiert. Derartige Rauschmeßsignale werden für die Messung von Quantisierungsverzerrungen in der PCM-Vermittlungs- und Übertragungstechnik sowie in der digitalen Tonstudiotechnik benötigt.

Charakteristik des bekannten Standes der Technik

Es ist ein Verfahren bekannt (DE-OS 2850240; H 03 B — 29/00), bei dem ein Fluß von Pseudo-Zufallsdigitalworten erzeugt wird, der für das frequenzbandbegrenzte Rauschen repräsentativ ist. Die Amplitude aller Digitalworte wird zunächst um einen gemeinsamen einstellbaren Faktor verändert und dann in Übereinstimmung mit einem nichtlinearen Amplitudengesetz relativ geändert. Der Fluß von Pseudo-Zufallsdigitalworten wird aus einer Pseudo-Zufallsfolge von Digitalbits gewonnen, indem dieselbe mit der erforderlichen Frequenzcharakteristik digital gefiltert wird. Die Erzeugung der Pseudo-Zufallsfolge von Digitalbits erfolgt mittels eines Vielstufen-Schieberegisters, bei welchem die Aushänge von ausgewählten Registerstufen in einem EXCLUSIV-ODER-Gatter verbunden und die Ausgangssignale des Gatters zur Bildung einer geschlossenen Rückkoppelschleife an die erste Stufe des Registers angelegt werden. Die digitale Filterung wird mittels eines vielstufigen Schieberegisters vorgenommen, das die Pseudo-Zufallsfolge von Digitalbits mit einem Taktsignal empfängt. Dabei werden der Inhalt jeder Stufe des Registers mit einem in Abhängigkeit von der erforderlichen Frequenz-Bandbreite des Rauschens ausgewählten vorbestimmten Faktor multipliziert und das Ergebnis aller Multiplikationen innerhalb jedes Taktzeitraumes zur Erzeugung eines bestimmten Digitalwortes addiert.
Dieses Verfahren hat mehrere Nachteile.
Da das Rauschmeßsignal nur direkt in Digitalform und nicht als physikalisch reales Rauschmeßsignal erzeugt wird, bleibt dieses Verfahren auf Testobjekte mit digitalem Eingang beschränkt. Eine übliche lineare D/A-Wandlung der Pseudo-Zufallsdigitalworte ist ausgeschlossen, da deren Amplituden bereits nach einem nichtlinearen Amplitudengesetz selektiv geändert worden sind. Hinzu kommt noch, daß bei Einstellung der Amplituden der Pseudo-Zufallsdigitalworte mit einem gemeinsamen Faktor kleiner eins bei einer durchaus angepaßten nichtlinearen D/A-Wandlung trotzdem zusätzliche Quantisierungsverzerrungen erzeugt werden.
Die digitale Filterung an sich ist nur mit einer endlichen Flankensteilheit und mit einer stets vorhandenen Restwelligkeit durchführbar. Infolgedessen werden die Pseudo-Zufallsdigitalworte nicht so genau erzeugt, wie es erforderlich wäre, damit nur die Frequenzproben vorliegen, die zu dem jeweils benötigten schmalbandigen Rauschmeßsignal gehören. Stets wird ein etwas höherer Frequenzinhalt vorhanden sein, der das Rauschmeßsignal verfälscht und damit die Meßgenauigkeit einschränkt.
Die digitale Filterung ist außerdem mit einem erheblichen Schaltungsaufwand — Schieberegister, Multiplizierer, Addierer — verbunden.
Auch die Erzeugung der Pseudo-Zufallsfolge von Digitalbits auf die vorgenannte Weise bedingt einen entsprechenden speziellen Schaltungsaufwand.

Ziel der Erfindung

Es werden eine Erhöhung der Meßgenauigkeit und des Einsatzbereiches bei verringertem Schaltungsaufwand angestrebt.

Darlegung des Wesens der Erfindung

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Verfahren zu entwickeln zur Erzeugung eines beliebig schmalbandigen Rauschmeßsignals aus einem breitbandigen Signal, das weißem Rauschen entspricht und dessen obere Grenzfrequenz wesentlich höher liegt als die des Rauschmeßsignals. Dabei soll das Rauschmeßsignal selbst aus einem Fluß von Pseudo-Zufallsdigitalworten abgeleitet werden, die wiederum aus einer für das weiße Rauschen repräsentativen Pseudo-Zufallsfolge von Digitalbits gewonnen werden. Bei der Erzeugung des Rauschmeßsignals soll auf Vielstufen-Register und XOR-Gatter sowie auf digitale Filter verzichtet werden.
Erfindungsgemäß ist das Verfahren durch folgende Schritte gekennzeichnet:

1. Erzeugung einer Pseudo-Zufallsbitfolge durch digitale Simulation auf einem Rechner,
2. Transformation mindestens einer Grundperiode der Pseudo-Zufallsbitfolge vom Zeitbereich in den Frequenzbereich mittels diskreter Fouriertransformation, wobei jedes Bit der Pseudo-Zufallsbitfolge zugleich mit seiner Erzeugung im Rechner transformiert wird,
3. rechnergestützte Selektion nur der komplexen Frequenzproben, die in dem jeweils benötigten Rauschmeßsignal enthalten sind,
4. Rücktransformation der selektierten komplexen Frequenzproben in den Zeitbereich zu einer pseudo-stochastischen diskreten Wertefolge mit n Werten für eine Grundperiode und Abspeicherung derselben im Rechner,
5. Kopieren der Wertefolge in einen externen Speicher, vorzugsweise einen Festwertspeicher,
6. getaktete Umwandlung der gespeicherten pseudo-stochastischen diskreten Wertefolge zu einem Rauschmeßsignal mittels D/A-Wandlers.

Mit dem erfindungsgemäßen Verfahren ist eine beliebig genaue Generierung des Rauschmeßsignals durch entsprechende Simulation — Pseudo-Zufallsbitfolge mit entsprechend großer Grundperiode und ausreichend großem Abstand zwischen oberer Grenzfrequenz des Rauschmeßsignals und der des Breitbandsignals zur Vermeidung von Restwelligkeit — möglich. Die rechnergestützte Selektion der nur tatsächlich benötigten Rauschmeßsignale entspricht einem Filter mit unendlicher Flankensteilheit. Der spezielle Schaltungsaufwand zur eigentlichen Rauschmeßsignalerzeugung ist auf einen getakteten Speicher und D/A-Wandler reduziert worden, indem weitgehend auf meist ohnehin vorhandene Rechentechnik zurückgegriffen wird. Für Testobjekte mit digitalem Eingang kann der letzte Verfahrensschritt und damit auch der D/A-Wandler sogar entfallen. Auf diese Weise wird ein bisher schaltungstechnisch trotz großem Aufwand unzureichend beherrschbares Problem, insbesondere die digitale Filterung, auf eine mathematisch und rechentechnisch vollständig beherrschbare Aufgabe zurückgeführt. Hierbei ist das Rauschmeßsignal bezüglich Frequenzband und Amplitudenwert leicht an unterschiedliche Meßbedingungen anpaßbar.

Ausführungsbeispiel

Die Erfindung wird nachstehend an Hand eines Ausführungsbeispieles näher erläutert. In der dazugehörenden Zeichnung zeigen:

Fig. 1 a) eine Anordnung zur Messung des Signal-Quantisierungsgeräusch-Abstandes mit stochastischen Meßsignalen gemäß CCITT-Empfehlung 0131,
Fig. 1 b): eine Pseudo-Zufallsbitfolge im Zeitbereich,
1 c: eine Pseudo-Zufallsbitfolge im Frequenzbereich,
1 d): ein frequenzbandbegrenztes Rauschmeßsignal im Zeitbereich,
Fig. 2: ein Blockschaltbild einer Anordnung zur Erzeugung eines Rauschmeßsignals.

Durch das erfindungsgemäße Verfahren, vergleiche auch Fig. 1 b und 1 c, wird eine Anordnung nach CCITT-Empfehlung 0131 gemäß Fig. 1 a simuliert. Ein Schieberegister SR ist über ein logisches Verknüpfungsglied XOR rückgekoppelt. Bei einer Stufenzahl von N = 17 wird eine Pseudo-Zufallsbitfolge s(t) im Zeitbereich erzeugt, die sich nach einer Periode $T1 = 131071\,\tau$ wiederholt mit τ als Bit- beziehungsweise Schiebetaktlänge. Die Länge beziehungsweise Periode der Zufallsbitfolge s(t) ist abhängig von der Anzahl der Stufen N des Schieberegisters SR und von der Lage der ausgewählten Stufe, hier dritte Stufe. Mit dem Schieberegister SR sind zwei Arten von Zufallsbitfolgen erzeugbar: einmal eine verkürzte Folge und zum anderen eine vollständige Folge. Bei vollständigen Zufallsbitfolgen sind $b = 2^N - 1$ Werte zufällig, danach wird die Folge s(t) genau wiederholt. Verkürzte Folgen wiederholen sich wesentlich früher, bleiben bei dieser Lösung aber unberücksichtigt. Der Quantelungsfaktor **Q** ist bei vollständigen Folgen s(t) ein weißes Breitbandrauschen Q(n), das von einem Gleichanteil Q(o) überlagert ist. Der Betrag des Quantelungsfaktors **Q**(n) ist konstant, während sich die Phase P(n) pseudostochastisch ändert. Das Fourier-Signalspektrum **F**(jω) gemäß Fig. 1 b der Zufallsbitfolge s(t) wird durch komplexe Multiplikation des Quantelungsfaktors **Q** mit dem Formfaktor **R** (si-Funktion) gewonnen:

$$\mathbf{F}(j\omega) = \mathbf{R} \cdot \mathbf{Q}$$

Für den diskreten Fall $t = n \cdot \tau$ gilt:

$$\mathbf{F}(n) = \mathbf{R}(n) \cdot \mathbf{Q}(n)$$

mit einem diskreten Formfaktor

$$\mathbf{R}(n) = \frac{1}{b} \cdot si\left(\frac{\pi}{b} \cdot n\right) e^{-j \frac{\pi}{b} \cdot n},$$

der für $n \ll 131\,071$ reell

$$R(n) = \frac{1}{b} \text{ wird,}$$

sowie mit einem diskreten Quantelungsfaktor

$$\mathbf{Q}(n) = Q(n) \cdot e^{-jP(n)},$$

Der sich im einzelnen zusammensetzt aus:
einem Gleichanteil

$$Q(0) = \frac{1}{2} \cdot 2^N,$$

dem weißen Breitbandrauschen

$$Q(n) = \frac{1}{2} \sqrt{2^N}$$

und der pseudostochastischen Phase P(n).
Das diskrete Fourier-Signalspektrum F1(n) im Frequenzbereich von fu bis fo lautet dann

$$\underline{F1}(n) = \frac{1}{b} \cdot \frac{1}{2} \sqrt{2^N} \cdot e^{-jP(n)}$$

beziehungsweise für $b = 2^N - 1$

$$\underline{F1}(n) = \frac{1}{2\sqrt{2^N}} \cdot e^{-jP(n)}.$$

Da der Formfaktor **R** eine erste Nullstelle erst bei ungefähr f = 1 MHz hat, wird er im relevanten schmalen Frequenzbereich von 200 Hz mit fu = 350 Hz bis fo = 550 Hz nur als Faktor $\frac{1}{b} = 131\,071^{-1}$ wirksam.
Bei einer schnellen Fouriertransformation FFT mit $2^{10} = 1\,024$ Abtastwerten pro Periode des Rauschmeßsignals r(t) und einem Frequenzprobenabstand von 8 Hz sind für den o. g. Frequenzbereich fu bis fo alle 25 Frequenzproben F1 von der 44. bis zur 68. Probe zur Erzeugung des Rauschmeßsignals r(t) über eine pseudostochastische diskrete Wertefolge s1(t) im Zeitbereich zu verwenden. Die pseudostochastischen Phasen der komplexen Frequenzproben F1 werden durch diskrete Fouriertransformation DFT für eine Zeitfunktion von $2^{17} - 1 = 131\,071$ Werten berechnet. Die mindestens 25 Phasenwerte und weitere 999, auf Null gesetzte Phasenwerte ergeben ein komplexes Datenfeld mit 1 024 komplexen Frequenzproben, die durch schnelle Fourier-Rücktransformation in 1 024 Abtastwerte s1(t) im Zeitbereich umgewandelt werden. Diese pseudostochastische diskrete Wertefolge s1(t) von 1 024 16-bit-Worten wird nun abgespeichert und bedarfsweise in einen externen Festwertspeicher FS kopiert, siehe auch Fig. 2. Aus diesem Festwertspeicher FS wird die Wertefolge s1(t) in einen Digital-Analog-Wandler D/A, gesteuert durch einen Taktgeber TG, ausgelesen und als analoges Rauschmeßsignal r(t) dem Meßobjekt MO zugeführt. Bei Meßobjekten MO mit digitalem Eingang kann die diskrete Wertefolge s1(t) direkt ohne vorherige Umwandlung eingegeben werden.

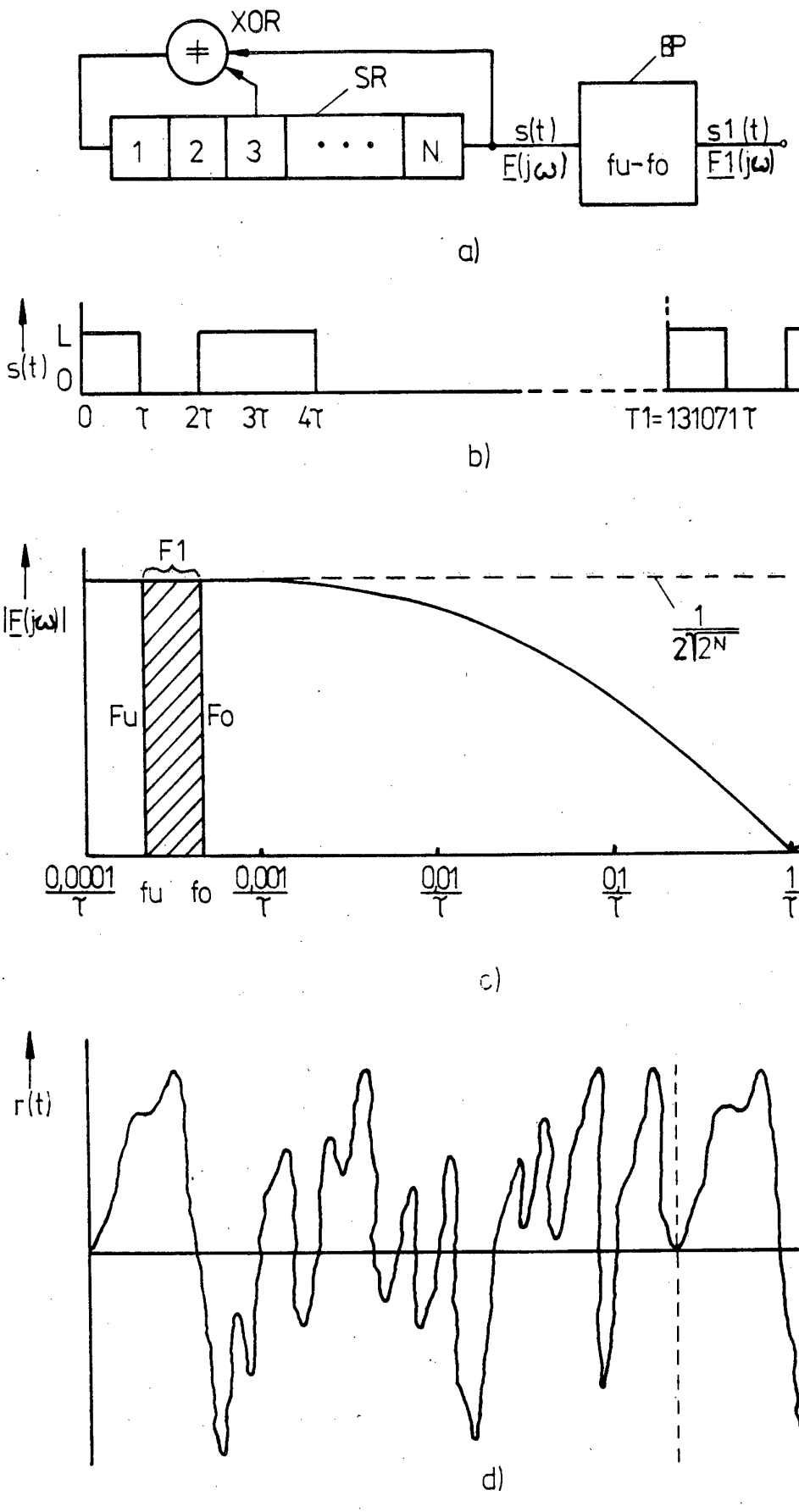
XOR
SR
1
2
3
N
s(t)
E(jω)
BP
fu-fo
s1(t)
F1(jω)
a)
s(t)
L
O
0
τ
2τ
3τ
4τ
T1=131071τ
t
b)
|E(jω)|
F1
Fu
Fo
1/2√2^N
0,0001/τ
fu
fo
0,001/τ
0,01/τ
0,1/τ
1/τ
f=ω/2π
c)
r(t)
t
d)

Fig.1

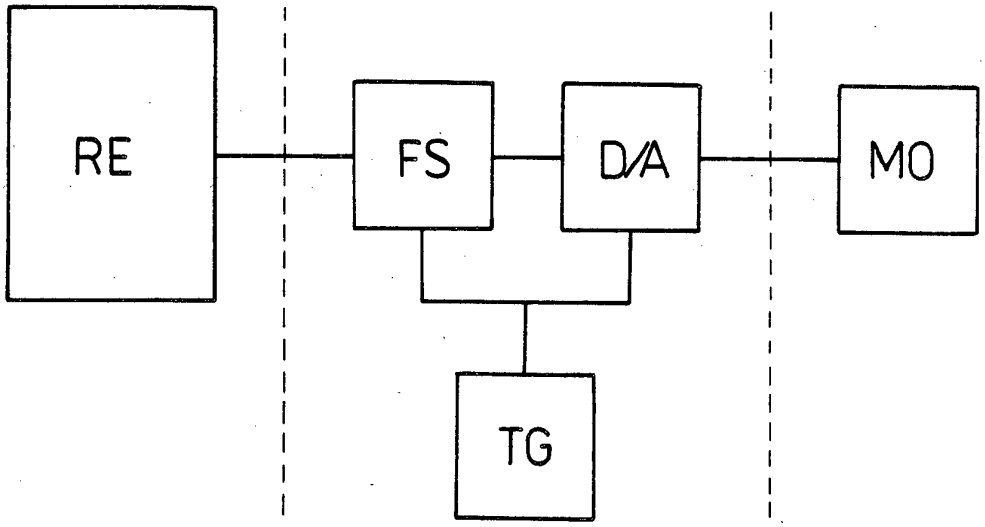

Fig. 2