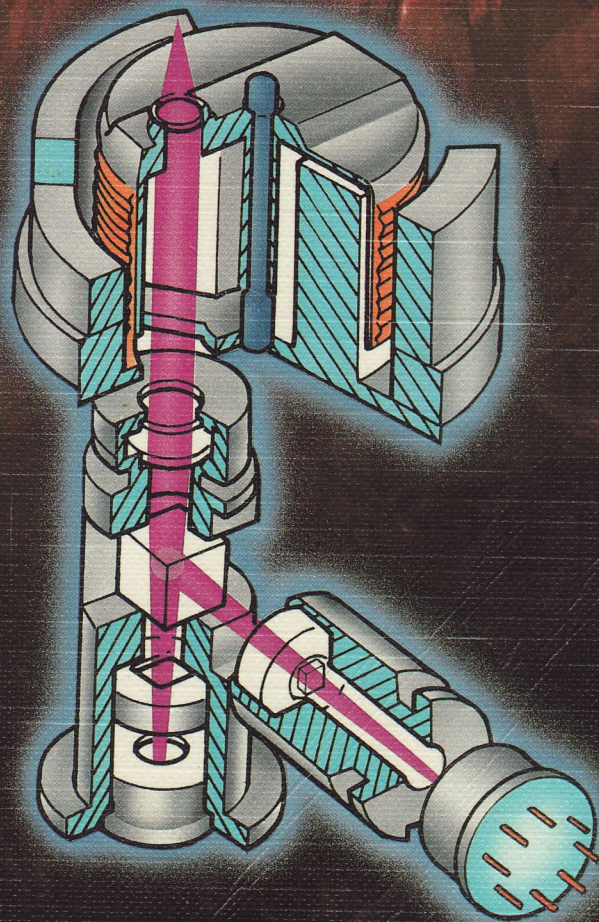


CD-Player Technologie



SONY

Technische Information und Schulung

COMPACT
disc
DIGITAL AUDIO

CD-Player Technologie

W. Weist

H. P. Gerlach

3. Auflage

SONY

Technische Information und Schulung

COMPACT
disc
DIGITAL AUDIO

Vorwort

Neue Technologien in der Elektronik und Elektrotechnik zwingen die auf diesem Gebiet tätigen Techniker, sich neues theoretisches Basiswissen anzueignen.

Um grundlegende Kenntnisse über Schaltkreise und Funktionsabläufe der Compact-Disc-Abspielgeräte zu vermitteln, wurde ein Seminar erstellt, das den späteren Reparaturanforderungen gerecht wird.

Als Nachschlagewerk für den Lehrgangsteilnehmer wurde die technische Schrift

"CD-Player Technologie"

ausgearbeitet.

Ein besonderer Dank gilt den Mitarbeitern E. Littmann, Chr. Krämer und P. Müller, die bei der Erstellung dieser Schrift entscheidend mitgewirkt haben.


W. Weist


H. P. Gerlach

Inhaltsverzeichnis

	Seite
Einführung	1
Übersicht	1
Grundsätzliches zum CD-Prinzip	1
Abtastung	5
Herstellungsprozeß der Platte	5
Struktur der CD	7
Die Pits	8
Die konstante lineare Abtastgeschwindigkeit	9
Die Transparenzschicht	10
Das Auslesen der Pits	11
Optisches Abtastsystem	13
Das Lichtspektrum	13
Die Injektions-Laserdiode	14
Warum wird zum Auslesen der CD-Information ein Laser benötigt ?	15
APC-Schaltung zur Steuerung der Laserdiode	16
Das Strahlbeugungselement	19
Das Polarisationsprisma	19
$\lambda/4$ -Platte	22
Sammellinseneinheit	23
Zylindrische Linse	23
Fokusdetektor	24
Tracking-Detektor	26
2-Achsen-Element	27
Der Weg des Laserlichts durch das optische System	28

INHALTSVERZEICHNIS (Fortsetzung)

	Seite
CD-Aufnahmeverfahren	30
Theorie der PCM-Technik	31
Fehlerkorrektur	41
CIRC-Verschlüsselung	44
Das Kontrollsignal, der Steuersignalblock	46
Kanal Q, der CRC-Code	47
Betriebsart ADR-001 für Kanal Q	48
Die EFM	50
Minimale und maximale Pitlänge	55
Endgültige Frame-Struktur auf der CD	56
Datenverarbeitung	
HF-Offset-Verstärker	57
Impulsformer-Schaltung	58
Wiedergabe-Clockfrequenz	59
Digitale Datenverarbeitung mit den LSI-IC's	64
CX-7933	64
Zeitlicher Zusammenhang der EFMI-Daten und der PB-Clock	67
Timingdiagramme	68
CX-7934	71
Masterclock, De-Interleave, RAM-Adreßgenerator	74
Interpolation	77
Interface zum D/A-Wandler, Muting und Abschwächer-Eingänge,	
RFCK und WFCK	79
CX-7935	80
C ₁ -Decoder	82
C ₂ -Decoder	83
Fehlerkorrektur	84
RAM (MSM-5128)	85
Arbeitsschema der Datenverarbeitung	86
D/A-Wandler	87
Tiefpaß und Deemphasis	89

INHALTSVERZEICHNIS (Fortsetzung)

	Seite
Servosysteme	91
Regelkreise	91
Ablaufschema der Servofunktionen	92
Fokus-Servokreis	92
Fokusfehlerverstärker	92
Fokusservo	94
Detektor für Fokus-OK/Fokus-Nulldurchgang	95
Fokus-OK	96
Detektor für Fokus-Nulldurchgang (Focus Zero Cross)	97
Fokussuche	98
Tracking-Servokreis	101
Tracking-Fehlerverstärker	101
Tracking-Servo	102
Spiegel-detektor	103
Spursprung-Detektor	106
Spurensprung	107
1er Spurensprung	108
10er Spurensprung	109
100er Spurensprung	110
Bremskreis	111
Servokreis des Optik-Nachführmotors (sled motor)	116
Rückführung des Optikschlittens in Start-Position	119
Fensterkomparator	120
Disc-Motor-Servo	122
Peak-Hold/Bottom-Hold	127
Peak-Hold	127
Bottom-Hold	128
Laden des Gerätes	130
Stabilisierungsmechanismus	133
Fixieren der Plattenlade	134
Erklärungen	135

Einführung

ÜBERSICHT

Im Juni 1980 wurde als gemeinsame Entwicklung von SONY und Philips das Compact-Disc-System der Öffentlichkeit vorgestellt.

Das CD-System arbeitet mit einem berührungsfreien Abtastsystem. Die Abtastung erfolgt mit einem Halbleiterlaser.

Gegenüber anderen Systemen mit mechanischer Abtastung können hier bei der Abtastung keinerlei mechanische Verschleißerscheinungen an der Platte oder am Abtaster auftreten.

Auch bei diesem System wird die PCM-Technik zur Signalübertragung verwendet, ähnlich wie es beim PCM-F1-Prozessor geschieht. Neuartig ist das System der Laserabtastung.

Grundsätzliches zum CD-Prinzip

Wie wird bei der CD-Platte die Musikinformation gespeichert?

Auf der nur 12 cm durchmessenden CD ist die Information digital gespeichert. Die 1/0-Impulse des PCM-Signals werden als mikroskopisch kleine Vertiefungen ("Pits" genannt) in einer von innen nach außen verlaufenden Spirale in die Platte geprägt, wobei die log. "0" von einer Vertiefung dargestellt wird. Nach der Pressung wird die "Informationsfläche" verspiegelt. Um diese Metallschicht vor mechanischer Beschädigung zu schützen, wird sie mit einer Lackschicht überzogen. Unter der Informationsebene liegt die transparente Trägerschicht mit einem Brechungsindex von 1,46.

Wie wird die Information der Platte abgetastet?

Das Auslesen der Information erfolgt mit einem Laser-Lichtstrahl, der von einem Halbleiterlaser erzeugt wird. Der Lichtstrahl liest die Information während des Abtastvorgangs von unten durch die transparente Trägerschicht hindurch.

An den Stellen, an denen keine Vertiefungen eingepreßt sind, wird der Laserstrahl voll reflektiert. An den Prägungen hingegen wird der Lichtstrahl (durch Phasenauslöschung-Interferenz) so stark reduziert, daß fast kein Licht reflektiert wird.

Die Informationen auf der Platte werden praktisch umgesetzt in Lichtreflektionen.

Welche Drehzahl hat diese Schallplatte?

Die Drehzahl der Platte ändert sich während des Abspielens kontinuierlich. Was sind hierfür die Gründe?

Bekannterweise muß man einem Mikroprozessor einen annähernd gleichen Datenstrom anbieten. Würde man nun die Drehzahl wie bei einer herkömmlichen Schallplatte über die gesamte Spielzeit konstant halten, so entstünde, abhängig vom jeweiligen Abtastpunkt (innen oder außen), eine unterschiedlich große Datenzahl, die dem Prozessor angeboten würde.

Das widerspricht jedoch der Forderung, daß dem Prozessor ein konstanter Datenfluß übermittelt werden muß. Daher wird die Drehzahl entsprechend der Forderung nach einer konstanten Bitrate von 4,3 Mio. Bits/sec. nachgeregelt. Die Drehzahl beträgt im Platteninnern ca. 500 U/min. und verringert sich zum Plattenäußeren hin bis auf 200 U/min. Da alle abgetasteten Daten zuerst in einer Speicher eingelesen und dann mittels einer quarzgenauen Taktfrequenz ausgelesen werden, haben Drehzahländerungen der Platte **keinen** Einfluß auf das Gleichlaufverhalten (Wow und Flutter).

Daher gilt:

Gleichlaufschwankung **nicht meßbar!**

Was ist auf der Platte gespeichert?

Außer der Audioinformation können auf der CD noch weitere Infos, z.B. über die Anzahl der Titel, den Komponisten, den Interpreten oder die Spieldauer gespeichert werden.

Auch Synchronisations- und Fehlerkorrekturdaten, die wichtig für die Funktion des CD-Players sind, werden in die Platte geprägt.

Welche Vorteile bietet nun das neue CD-System?

Herkömmliche analoge Tonaufzeichnungen auf Schallplatte sind mit unüberhörbaren Nachteilen behaftet: Die Schwachstellen liegen bei den Übertragungs- und Speichermedien.

Bei der Schallplatte stört vor allem das "Rillengeräusch"; es äußert sich bekannterweise in Rumpel- und Knackgeräuschen. U.a. resultiert hieraus, daß bei herkömmlichen Schallplatten die reproduzierbare Dynamik wesentlich unter der des Originals liegt. Man könnte auch sagen, daß das reine Musiksignal mit den Störsignalen behaftet ist, was eine naturgetreue Musikwiedergabe praktisch unmöglich macht. Aufgrund der bei der CD angewandten PCM-Technik treten alle somit üblichen Rumpel- und Knackgeräusche nicht in Erscheinung.

Alle von der PCM-Aufzeichnung (PCM-F1) her bekannten Vorteile gelten auch für das CD-System:

- 1) Sehr großer Dynamikbereich von mehr als 90 dB
- 2) Großer linearer Übertragungsbereich von 5 - 20.000 Hz $\pm 0,50$ dB
- 3) Klirrfaktorwerte von 0,004% (1 kHz), die mit keiner analogen Aufzeichnungsmethode erreichbar sind

4) Kanaltrennung von > 90 dB (im Vergleich hierzu: die Kanaltrennung bei der Wiedergabe einer analogen Schallplatte beträgt weniger als 40 dB)

5) Nicht meßbare Gleichlaufschwankungen

Neben den für uns wichtigsten Vorzügen in der Tonqualität ergibt sich aus dem möglichen datenmäßigen Aufbau der gespeicherten Information in Verbindung mit der prozessorgesteuerten Systemkontrolle des CD-Spielers, ein sehr hoher Bedienungskomfort.

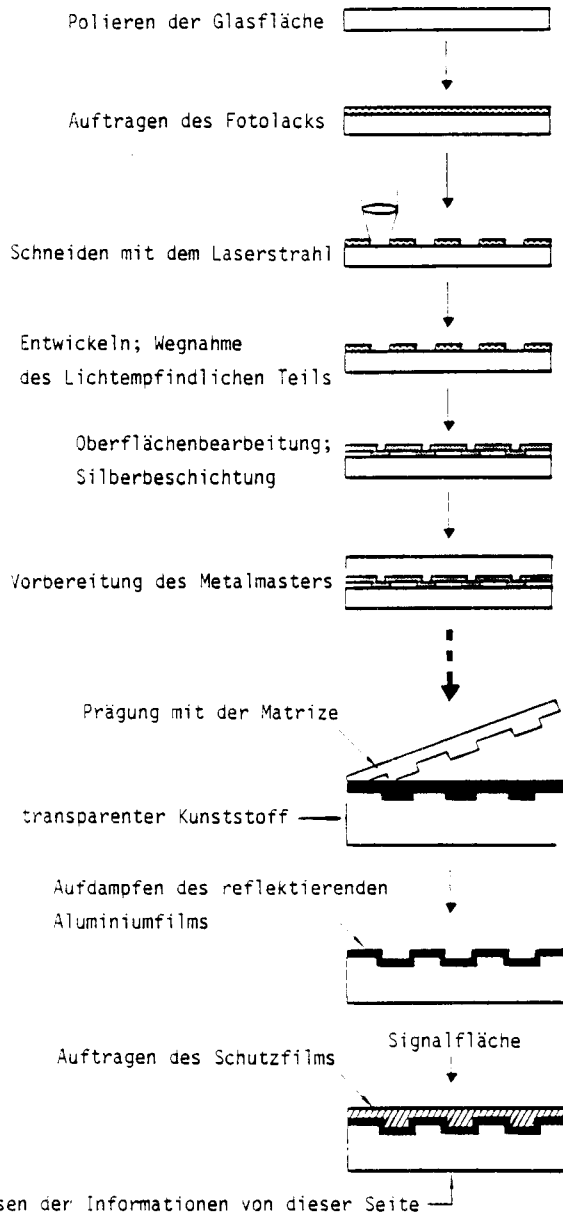
Die nachfolgende Tabelle zeigt eine direkte Gegenüberstellung der wichtigsten Merkmale von CD und der herkömmlichen analogen Schallplatte.

TECHNISCHE MERKMALE DER CD-TECHNIK IM VERGLEICH ZU HERKÖMMLICHEN ANALOG-SCHALLPLATTEN		
	Daten der Compact-Disc	Herkömmliche Analog-Schallplatte (LP)
Durchmesser	12 cm	30 cm
Plattendicke	1,2 mm	
Rotationsgeschwindigkeit	500-200 Upm variabel (1,2 m/s konstant oder 1,4 m/s konstant)	33 1/3 Upm konstant (LP) (=50cm/s außen und 20cm/s innen)
Frequenzbereich	5-20.000 Hz \pm 0,5 dB	30-20.000 Hz
Signalrauschabstand	größer 90 dB (theoretisch 96 dB)	55 - 60 dB
Dynamikbereich	größer 90 dB (theoretisch 96 dB)	bis ca. 60 dB
Kanaltrennung	größer 90 dB	25 - 35 dB
Verzerrungen	kleiner 0,004%	0,2%
Gleichlaufschwankungen	nicht meßbar	ca. 0,03%
Spurabstand	1,6 μ m	variabel
Abtastung	berührungslos durch Laserstrahl von innen nach außen	mechanisch durch Tonabnehmersystem von außen nach innen
Anzahl der Kanäle	2 (4)	1 oder 2
Spielzeit	einseitig bespielt ca. 60 Min. ununterbrochen bei 2-Kanalaufzeichnung	beide Seiten zusammen ca. 45 Min.

Abtastung

Beginnen wir mit einer schematisierten Darstellung des Herstellungsprozesses der Platte.

COMPACT DISC (CD) HERSTELLUNG DER SCHALLPLATE



Als erstes wird eine Glasplatte als Aufzeichnungsträger mit einer dünnen Photo-Resist-Schicht überzogen.

Ein mit der digitalen Information modulierter Laserstrahl "schneidet" die Information in die Photoschicht, so daß nach dem Entwicklungsprozess nur die unbelichteten Stellen stehenbleiben. Das Master enthält nach diesem Vorgang die digitale Information in Form von sogenannten "Pits" (Vertiefungen), die spiralförmig angeordnet sind.

Auf galvanischem Wege wird nun eine genaue **Negativ-Kopie** hergestellt, die später als Preßmatrize dient.

Es folgt nun eine Oberflächenverarbeitung und das Aufbringen einer Silberschicht. Mit dieser Negativ-Kopie könnte schon eine Herstellung einer CD erfolgen.

Um aber die einzige vorhandene Matrize zu schonen, wird hiervon noch einmal eine (oder auch mehrere) Zwischen-Kopie erstellt, die, da sie ein Positiv ist, jedoch nicht als Matrize zu verwenden ist. Diese Zwischenkopie wird auch als "Mutter" bezeichnet. Von dieser Mutter wird dann erst auf galvanischem Wege eine Preßmatrize erstellt (jetzt wieder ein Negativ), womit dann die CD's gepreßt werden. Während dieser ganzen Vorgänge erfolgt keine meßbare Veränderung der Informationsstruktur. Diese Zwischenkopie wird auch als "Mutter" bezeichnet.

Aus dieser Beschreibung läßt sich nun auch ableiten, daß die Pits als Informationsträger auf der Platte ursprünglich Vertiefungen sind.

- | | |
|-------------------------------|-----------------------|
| 1. Positiv - Master | = Pits (Vertiefungen) |
| 2. Negativ - Kopie | = bumps (Erhöhungen) |
| 3. Zwischen - Kopie (Positiv) | = Pits (Vertiefungen) |
| 4. Preßmatrize (Negativ) | = bumps (Erhöhungen) |
| 5. CD = Labelseite | = Pits (Vertiefungen) |

Die Herstellung der CD erfolgt in einem Spritz-Press-Verfahren, als Material wird Polycarbonat benutzt. Die Oberfläche der Informationsebene der gepreßten CD wird nun verspiegelt, die Spiegelfläche ist hauchdünn, ihre Dicke beträgt nur einige 100 Å*, Um eine Beschädigung zu vermeiden, wird hierüber eine ca. 5-10 µm starke Schutzschicht aufgetragen.

Diese Schutzschicht wird auch als Labelseite bezeichnet, da hierauf später das Label aufgedruckt wird. Die Auslesung der Information erfolgt mittels Laserstrahl durch die unterhalb der Informationsebene liegende, ca. 1,2 mm dicke Transparentscheibe.

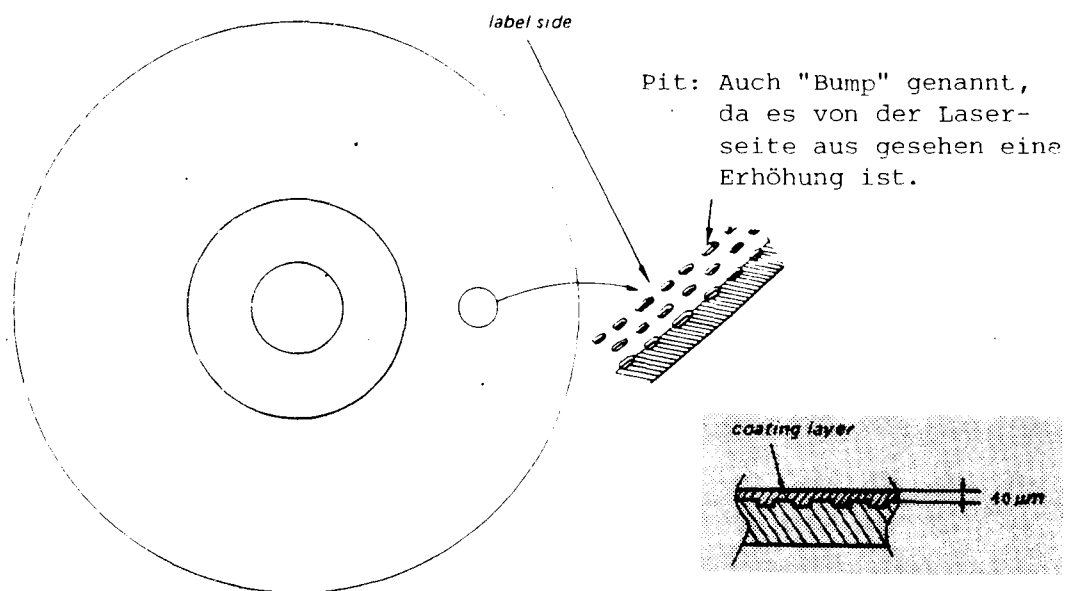
*Å = Angströmeinheit, 1 Å = 10⁻⁴ µm

Die Pits der Informationsebene erscheinen, da der Laser die Abtastung von unten durch die Transparenzschicht vornimmt, von der Optik aus gesehen als Erhöhungen (bumps)!

Der letzte Schritt der eigentlichen Plattenherstellung ist das Stanzen eines zentrischen Mittellochs mit 15 mm Durchmesser.

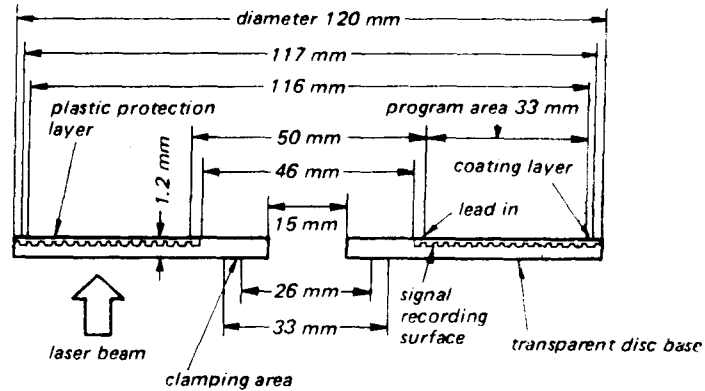
Bei der Fertigung muß auf größte Sorgfalt geachtet werden; da die optischen Eigenschaften der Transparenzschicht in die Abtastung eingehen, so muß diese Transparenzschicht einen genau definierten Brechungsindex ($n = 1,46$) aufweisen.

Das erfordert eine Fertigung in staubfreien Räumen. Der größte auftretende Höhengschlag am äußeren Plattenrand darf nur 0,5 mm betragen. Die Exzentrizität muß im Bereich von $\pm 50 \mu\text{m}$ liegen.



Struktur der Compact-Disc

Auf der Einlaufspur sind die Informationen über alle auf der Platte gespeicherten Titel enthalten. Die CD besitzt ca. 20.000 Spuren auf einer nur 33 mm breiten Programmfläche.



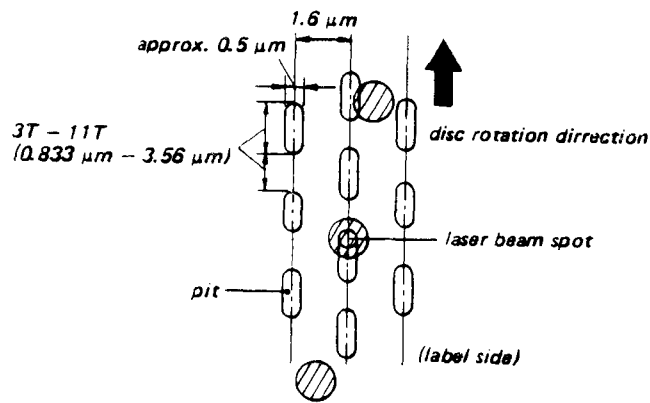
Erklärungen zu Abb.

transparent disc base	: Transparenzschicht
diameter	: Durchmesser
plastic protection-layer	: Kunststoffschuttschicht
laser beam	: Laserstrahl
clamping area	: Arretierungsbereich der Zentriermechanik
lead-in	: Einlaufspur
program area	: Programmbereich
signal recording surface	: Informationsebene (Programmebene)

Die Pits

Die digitalen Daten sind durch die Pit-Länge und den Abstand zwischen den Pits definiert. Die Pits sind spiralförmig auf die Informationsebene (Programmfläche) aufgebracht und verlaufen aus der Sicht des Laserstrahls gegen den Uhrzeigersinn. Die Informationsdichte beträgt ca. 810 KBits/mm^2 . Umgerechnet auf eine komplette CD ergibt das ca. 7×10^9 Bits. 30 Spuren auf der Programmfläche haben eine Breite von ca. $50 \text{ }\mu\text{m}$, was ungefähr der Dicke eines Menschenhaares entspricht. Der Spurabstand beträgt ca. $1,6 \text{ }\mu\text{m}$. Ein Pit hat eine Breite von $0,5 \text{ }\mu\text{m}$, die Länge variiert zwischen $0,833 - 3,56 \text{ }\mu\text{m}$.

Die Tiefe eines Pits beläuft sich auf $0,11 \text{ }\mu\text{m}$.



Die konstante Lineare (Abtast-) Geschwindigkeit

Für das CD-System sind zwei konstante lineare Geschwindigkeiten (Constant linear velocity = C.L.V.) vorgesehen.

In Abhängigkeit der gewählten Geschwindigkeit ändern sich auch die min. und max. mögliche Pitlänge, die max. Spielzeit und die Umdrehungszahl (innen und außen) der Platte.

$$\text{C.L.V.}_1 = 1,2 \text{ m/sek.}$$

max. Plattendrehzahl (innen) :	486 U/min
min. dito (außen) :	196 U/min
max. Spielzeit :	74 Minuten
min. Pitlänge :	$0,833 \mu\text{m}$
max. Pitlänge :	$3,05 \mu\text{m}$

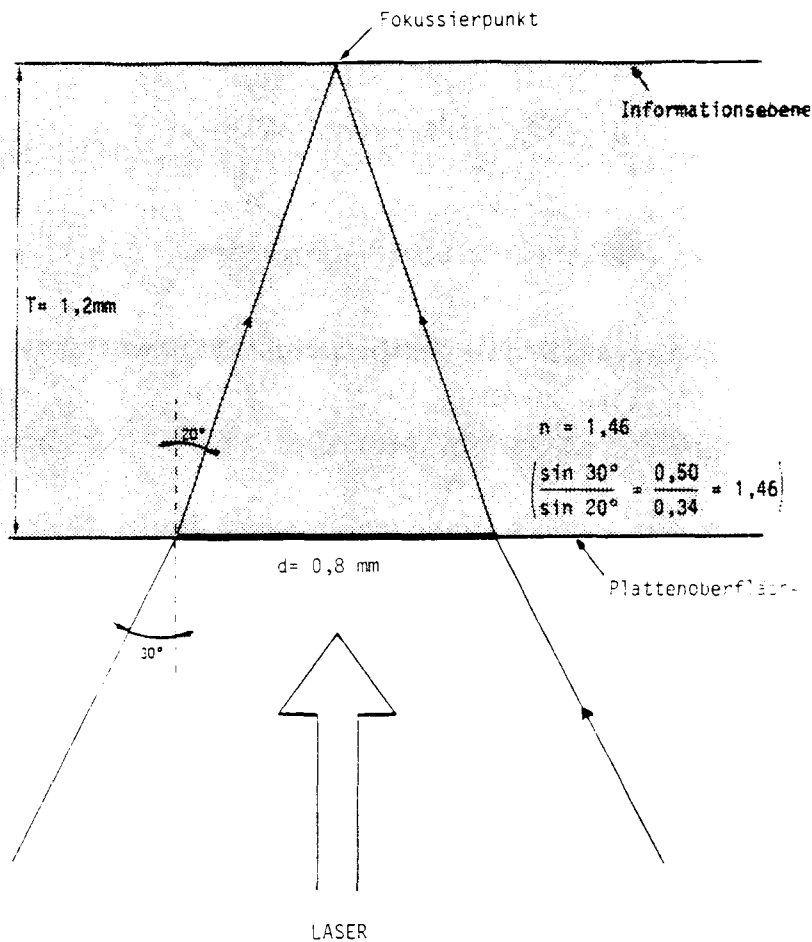
$$\text{C.L.V.}_2 = 1,4 \text{ m/sek.}$$

max. Plattendrehzahl (innen) :	568 U/min
min. dito (außen) :	228 U/min
max. Spielzeit :	63 Minuten
min. Pitlänge :	$0,972 \mu\text{m}$
max. Pitlänge :	$3,56 \mu\text{m}$

Die minimale Pitlänge entspricht auch dem min. Pitabstand in der Spur, die max. Pitlänge dem größten Pitabstand.

Die Transparenzschicht

Die 1,2 mm dicke Transparenzschicht hat eine sehr wichtige Funktion. Eine Grundvoraussetzung hierfür ist ihr Brechungsindex n von 1,46. Wenn der Laserstrahl auf der transparenten Oberfläche auftrifft, hat er dort einen Durchmesser von ca. 0,8 mm.



Nach dem Durchdringen der transparenten Schicht trifft er auf die Informationsebene, wo er nur noch, bedingt durch den Brechungsindex, einen Durchmesser von $1,7 \mu\text{m}$ aufweist. Hieraus resultiert auch, daß z.B. ein Staubkorn in der Größenordnung von weniger als $0,5 \mu\text{m}$ auf der Plattenoberfläche bei der Abtastung nicht merklich störend in Erscheinung tritt. Hieraus zeigt sich schon, daß die CD, auch ohne Berücksichtigung der elektronischen Fehlerkorrektur, wesentlich unempfindlicher gegen mechanische Beschädigungen ist als eine herkömmliche analoge Schallplatte.

Der Brechungsindex $n = 1,46$ errechnet sich mit Hilfe der Ein- und Austrittswinkel zur Plattenoberfläche.

In der Abb. wird der Weg des Laserstrahls durch die Transparenzschicht gezeigt. Es werden die Ein- und Austrittswinkel zur Plattenoberfläche und die unterschiedlichen Durchmesser des Laserspots auf der Plattenoberfläche und auf der Informationsebene dargestellt.

Das Auslesen der Pits

Die Pits und die Spiegelebene entsprechen den digitalen Daten "0" und "1". Bei der Abtastung eines Pits soll im Idealfall kein Licht reflektiert werden. Um das zu erreichen, muß die Pithöhe im direkten Zusammenhang mit der Wellenlänge des Laserlichtes und dem Brechungsindex "n" der transparenten Schicht stehen.

Die vereinfachte Formel hierzu lautet $\frac{\lambda}{4} : n$

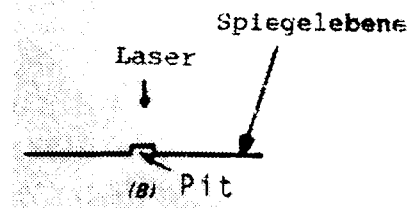
Da der Durchmesser des Laserspots auf der Informationsebene $1,7 \mu\text{m}$ beträgt und somit größer ist als die Pitbreite von $0,5 \mu\text{m}$, wird sowohl von der Spiegelebene als auch von dem Pit Licht reflektiert. Aufgrund des direkten Zusammenhangs der Pithöhe zur Wellenlänge des Laserlichtes entsteht im Idealfall eine Phasendifferenz zwischen beiden reflektierten Strahlen von $2 \times \frac{\lambda}{4} = 180^\circ$.

Es würde also eine Auslöschung (Interferenzeffekt) des reflektierten Lichtes stattfinden, sobald ein Pit abgetastet wird. In der Praxis tritt aber keine absolute Auslöschung der reflektierten Strahlen auf, jedoch reicht die Verminderung des reflektierten Lichtes aus, um eine Auswertung über eine Fotodetektoreinheit vorzunehmen.

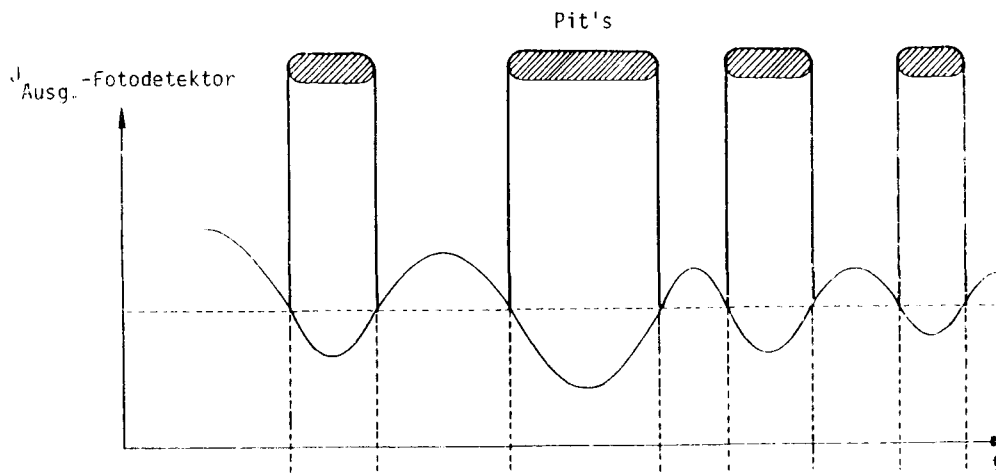
In Abhängigkeit der Pitlänge, die von $0,833 - 3,56 \mu\text{m}$ variieren kann, erfolgt eine Modulation des reflektierten Lichtes proportional zur Pitlänge.

Die Pithöhe ist bei der CD auf $0,11 \mu\text{m}$ festgelegt.

Folgende Abb. zeigt die Informationsebene mit einem Pit und der Spiegelfläche.

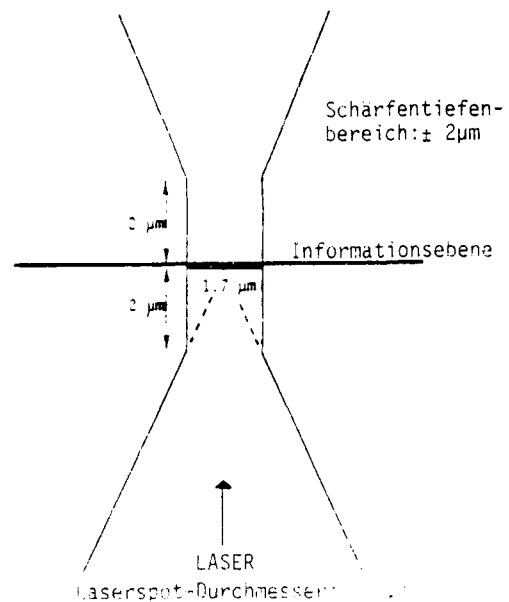


In der folgenden Abbildung zeigen wir die Signalspannung am Ausgang der Fotodetektoreinheit in Abhängigkeit der Pits auf der Informationsebene.



Um die Pits exakt auszulesen, ist eine genaue Fokussierung des Laserstrahls nötig. Die Fokussierung geschieht über das 2-Achsen-Element des optischen Abtastsystems, die Schärfentiefe beträgt $2 \mu\text{m}$.

In der Abb. werden der Laserspot und der Schärfentiefenbereich auf der Infoebene der CD dargestellt.



OPTISCHES ABTASTSYSTEM

Die technologische Verbindung der Optik und der Elektronik bezeichnet man als "Optoelektronik".

Es handelt sich hierbei um einen äußerst vielseitigen Bereich, der auch Phänomene wie z.B. die optische Strahlung, die Wechselwirkung zwischen Licht und Materie, Radiometrie, Fotometrie und die Eigenschaften der verschiedenen Quellen und Sensoren umfaßt.

Das Lichtspektrum

Die elektromagnetische Strahlung einer Lichtquelle wird anhand der Wellenlänge (λ) definiert. Die Frequenz einer elektromagnetischen Wellenlänge ergibt sich aus:

$$f = \frac{c}{\lambda}$$

f = Frequenz
c = Lichtgeschwindigkeit (3×10^8 m/s.)
 λ = Wellenlänge in m

Der optische Bereich erstreckt sich von 10 nm bis 10^6 m. Er ist unterteilt in drei Kategorien:

1. Ultraviolette Strahlung (UV)
2. Sichtbares Licht
3. Infrarotstrahlung (IR)

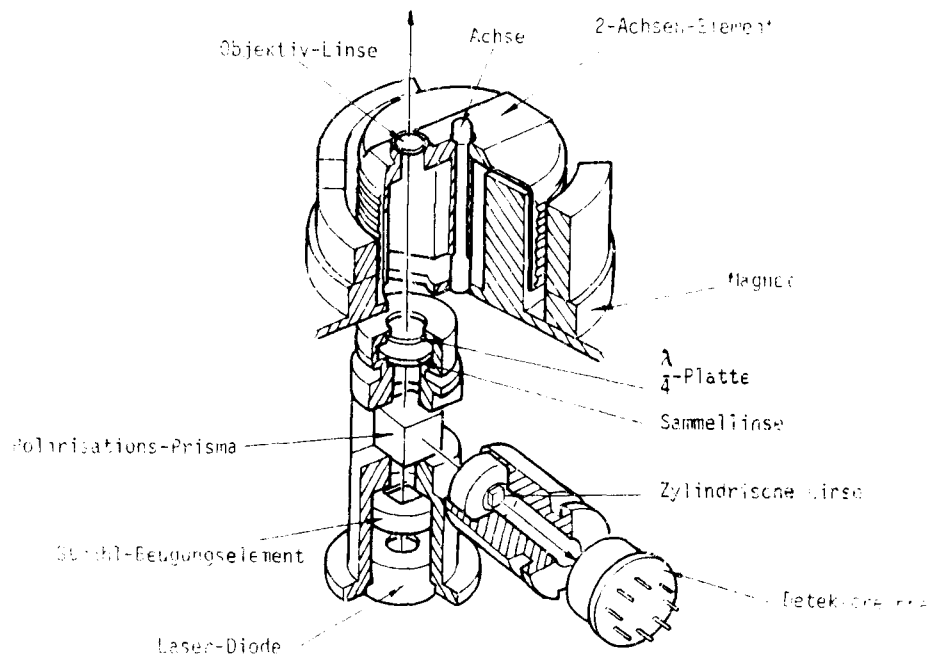
Unter die Bezeichnung "Ultraviolett (UV)" fallen alle Wellenlängen, die unterhalb des sichtbaren Spektrums, aber oberhalb der Röntgenstrahlung liegen. Die Wellenlänge der UV-Strahlung liegt zwischen 10 und 370 nm. Alle Wellenlängen zwischen 350 - 750 nm sind für das menschliche Auge sichtbar.

Bei der Infrarotstrahlung handelt es sich um Wellenlängen, die oberhalb des sichtbaren Spektrums, aber noch unterhalb der Mikrowellen liegen ($750 \cdot 10^{-9}$ m bis $10 \cdot 10^{-3}$ m).

Eine Grundlage zum einwandfreien Auslesen der Informationen auf der CD ist ein "Licht" mit einer definierten Wellenlänge und Phasenlage. Die Lichtquelle sollte eine starke Richtwirkung besitzen. Alle diese Eigenschaften besitzt eine Laserlichtquelle, wodurch sie sich hervorragend zum Einsatz in ein solches optisches Abtastsystem eignet.

Für die Abtastung im CD-Player wird ein Halbleiterlaser (Laserdiode) mit einer Lichtausgangsleistung von 1 mW verwendet. Die Wellenlänge (λ) beträgt ca. 780 nm und liegt somit im IR-Bereich.

Die Abb. zeigt den Aufbau des optischen Systems des CDP-101.



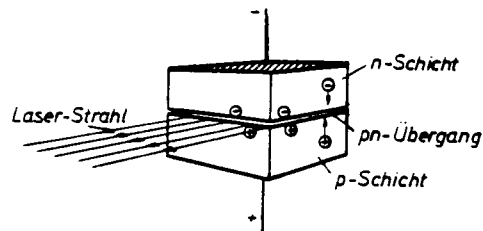
Im nachfolgenden Text werden die wichtigsten Bauelemente der Optik beschrieben.

Die Injektions-Laser-Diode

Im optischen Abtastsystem des CDP-101 wird ein Halbleiter-Laser verwendet. Prinzipiell können Halbleiter-Laser auf verschiedene Arten zum Aussenden von Laserlicht aktiviert werden. Ein solcher Laser kann z.B. mit Licht, Elektronenstrahlen oder elektr. Strom angeregt werden.

Die am meisten angewandte Art ist die der Injektion von Elektronen durch einen elektr. Strom (daher = Injektions-Laser).

Wird eine Anordnung, wie sie auf Abb. 10 gezeigt wird, von einem elektrischen Strom durchflossen, so rekombinieren "Elektronen" und "Löcher" in der Grenzschicht (PN-Übergang) und geben spontan Licht ab. Ab einer gewissen Stromstärke kommt es im PN-Übergang zu einer Umkehrung, wodurch die Lichtemission unterstützt wird.



Das spontan erzeugte Licht wird zusätzlich noch über 2 Spiegelflächen umgelenkt, es findet intern eine Lichtoszillation statt, die die Rekombination im PN-Übergang nochmals unterstützt (Erregung durch Licht). Die Frequenz der internen Oszillation beträgt ca. 100 MHz, sie ist nicht zu verwechseln mit der Frequenz bzw. Wellenlänge des austretenden Lichtes.

Vorteile einer Injektions-Laser-Diode:

1. Von der Bauart ist es die kleinste Laser-Lichtquelle.
2. Sie kann z.B. wie ein Transistor in Serie gefertigt werden.
3. Sie hat einen großen Wirkungsgrad.

Warum wird zum Auslesen der CD-Information ein Laser benötigt?

Das Licht aus üblichen Quellen, z.B. Sonne, Glühbirne und Gasentladungslampen, besteht im allgemeinen aus mehreren verschiedenen Wellenlängen und breitet sich nach allen Seiten gleichmäßig aus. Es ist bei dieser Lichtart nicht möglich, zwischen den Wellenzügen eine räumliche oder zeitliche feste Beziehung zu finden, es handelt sich hier um inkohärente Wellenzüge. Inkohärentes Licht wird bei einer spontanen thermischen Emission erzeugt.

Für die beim CD-Player verwendete Optik benötigt man jedoch ein Licht mit definierter Wellenlänge und Phasenlage, sogenanntes kohärentes Licht.

Zwei oder mehrere Wellenzüge sind zeitlich kohärent, wenn sie über eine definierte Zeitdauer eine feste Phasendifferenz einhalten.

Daraus ergibt sich aber auch, daß diese Wellenzüge die gleiche Frequenz aufweisen müssen. Ein solches Licht erhält man durch induzierte oder stimulierte Emission, z.B. an einem PN-Übergang, wie es bei der Injektions-Laserdiode geschieht.

Mit kohärentem Licht besteht dann die Möglichkeit, z.B. nach einer Reflexion durch eine entsprechende Optik eine Auswertung der Phasenlage bzw. der Polarisationssebene vorzunehmen und so den Original- und den reflektierten Lichtstrahl voneinander zu trennen. Ähnliches geschieht u.a. in der Optik des CD-Players, so daß hier nur ein kohärentes Licht, also ein Laserlicht verwendet werden kann.

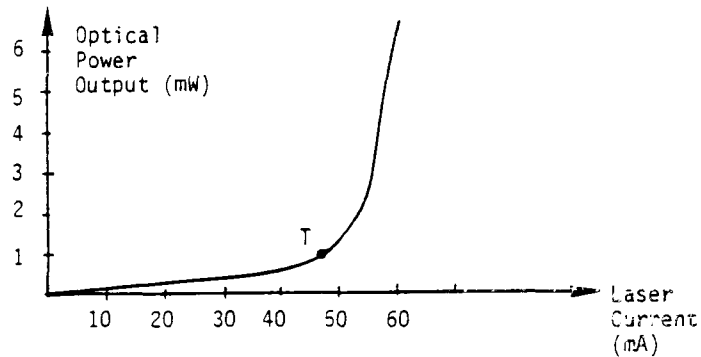
A P C - Schaltung zur Steuerung der Laserdiode

Während des Betriebs der Laserdiode muß der Stromfluß des extern angelegten Gleichstroms einen definierten Schwellwert erreichen, bevor ein Laserstrahl abgegeben werden kann.

Unmittelbar nach Erreichen des Schwellwertes arbeitet der Laser stabil und sendet einen konstanten Lichtfaden aus. Bei zunehmendem Strom steigt die Lichtausbeute extrem schnell an, und es besteht die Gefahr der Zerstörung.

Die Injektions-Laser-Diode (ILD) reagiert empfindlich auf Temperatur- und Stromschwankungen, daher muß zur Sicherheit die Lichtemission kontrolliert und durch eine Rückkopplungsschleife der extern angelegte Gleichstrom entsprechend nachgeregelt werden. Hinzu kommt, daß die ILD dazu neigt, mit zunehmender Betriebsdauer die Lichtemission zu verringern.

Außerdem verringert sich die Lebensdauer drastisch, wenn die ILD konstant mit überhöhtem Strom "gefahren" wird. Aus diesen Gründen sorgt die APC-Schaltung (Automatic Power Control) für eine konstante Lichtemission über einen langen Zeitraum (ca. 4000 - 5000 Betriebsstunden).

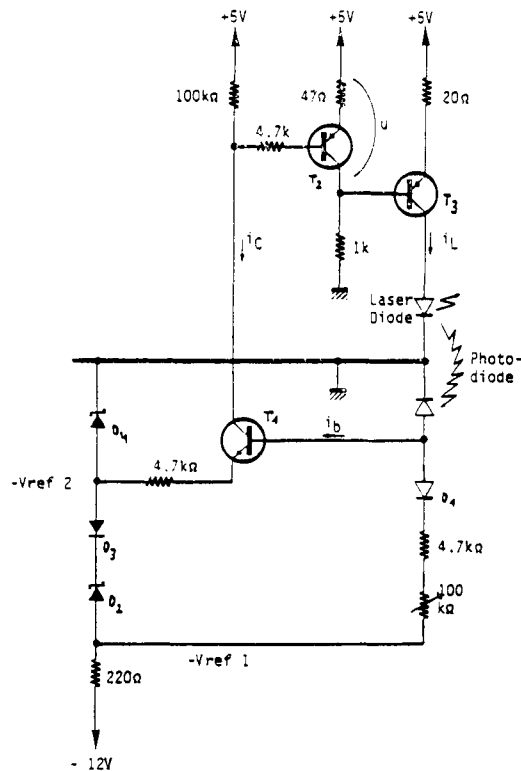


Die Abb. zeigt die typische Betriebskurve einer ILD. Beachten Sie den als "T" im gekrümmten Bereich der Kennlinie eingezeichneten Schwellwert.

Opto-Feedback in der APC-Schaltung

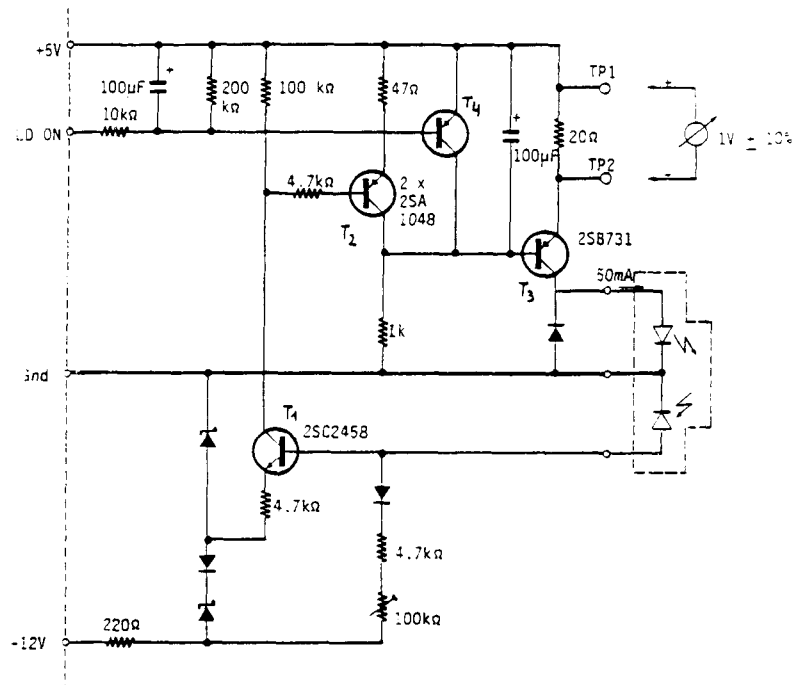
Die Laser- und die Fotodiode sind, zur Kontrolle der Lichtausgangsleistung, mechanisch in einem Gehäuse untergebracht.

Steigt nun die Lichtausgangsleistung im Betrieb an, steigt ebenfalls die Basisspannung von T_1 , der Transistor wird aufgeregelt, wodurch die Basisspannung von T_2 sinkt, da T_2 ein pnp-Transistor ist, wird seine Kollektorspannung und damit auch die Basisspannung von T_3 positiver. Der Transistor T_3 wird zugesteuert (pnp), wodurch der Strom durch die Laserdiode abnimmt.



Die Dioden D_2 , D_3 und D_4 sorgen für eine konstante Referenzspannung am Emitter des Transistors T_1 ; D_3 speziell hat die Aufgabe, den Temperaturkoeffizienten der Zenerdioden zu kompensieren. Die Einstellung des Arbeitspunktes der Laserdiode erfolgt über den Basisstrom von T_1 , die Justage wird in der Fabrikation eingestellt und sollte nicht verändert werden!

(APC Board)

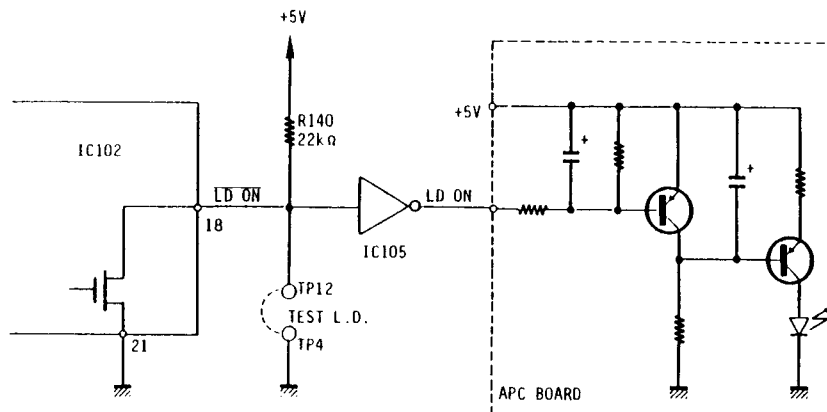


Hinzugekommen ist nun der Transistor T_4 . Er hat die Aufgabe, die ILD ein- bzw. auszuschalten. Wenn an der Basis von T_4 über den Inverter IC105 Punkt 12 ein "L" ansteht, wird die Basis von T_3 über die Kollektor/Emitter-Strecke auf +5V gelegt, so daß T_3 gesperrt ist und kein Strom durch die Laserdiode fließt. Erst bei einem "H"-Pegel an der Basis von T_4 kann die Basisspannung von T_3 so weit absinken, daß ein Stromfluß über T_3 durch die ILD erfolgt.

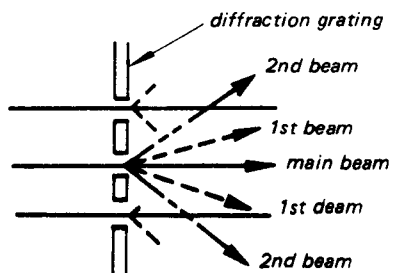
Die Ansteuerung von T_4 erfolgt von PIN 18 des IC102 über den Inverter IC105 (s. Abb.). Zur Kontrolle kann am Emitterwiderstand von T_3 mit Hilfe des Spannungsabfalls der Stromfluß durch die ILD überprüft werden, der Spannungsabfall über den Widerstand (TP1 und TP2) sollte 1 Volt betragen, was einem Strom von 50 mA entspricht.

Durch Brücken der Testpunkte 12 und 4 kann der Laser aktiviert werden.

LASER DIODE ON/OFF CONTROL



Das Strahlbeugungselement (diffraction grating)



In der Abb. wird die grundsätzliche Funktion des Strahlbeugungselementes dargestellt.

1st beams are used for tracking servo.

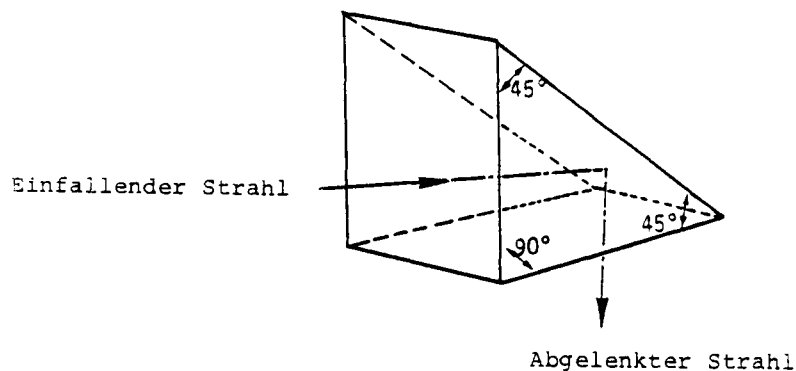
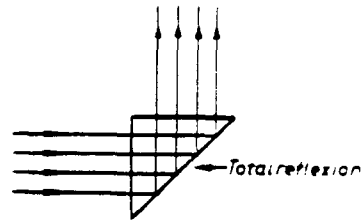
Wenn ein Lichtstrahl durch einen schmalen Schlitz austritt, erhält man an der Austrittsöffnung neben dem Hauptstrahl mindestens 2 Nebenstrahlen. Der sogenannte erste Nebenstrahl besitzt 25% der Energie des Hauptstrahles. In der Optik des CDP-101 werden die Nebenstrahlen erster Ordnung zur Trackingregelung (Spurnachführung) verwendet.

Polarisationsprisma

Ein Prisma ist ein optisch transparenter Körper, der zum Brechen, Streuen oder Reflektieren eines Lichtstrahls eingesetzt wird. Die einfachste Form eines solchen Prismas ist das rechtwinklige Prisma.

Ein Lichtstrahl, der mit einem Winkel von 90° auf eine der Stirnflächen (Katheten) des Prismas auftrifft, wird innen an der Hypotenuse vollständig reflektiert (Totalreflexion), um 90° abgelenkt und tritt dann aus der zweiten Stirnfläche wieder aus.

Um Lichtverluste zu vermeiden, werden Kathetenflächen entspiegelt. Da der Reflexionswinkel von der Lage des Prismas zur optischen Achse abhängig ist, ist eine genaue (werksseitige) Justage Voraussetzung.



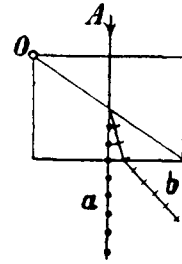
Die Wirkung des Polarisationsprismas beruht auf dem Brewsterschen Gesetz. Es besagt, daß bei der Reflexion unter einem bestimmten Winkel (dem sog. Brewsterschen Winkel), bei dem das reflektierte Licht vollständig linear polarisiert wird, der reflektierte und der gebrochene Strahl senkrecht aufeinanderstehen.

Zur Errechnung des Brewsterschen Winkels gilt:

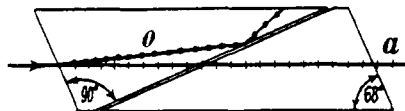
$$\tan \alpha_B = \frac{n_2}{n_1}$$

Gleichzeitig sagt dieses Gesetz auch, daß linear polarisiertes Licht, dessen elektr. Vektor in der Einfallsebene schwingt, verlustfrei durch die Grenzschicht zweier Materien geht, wenn es unter dem Brewsterschen Winkel einfällt. Der reflektierte und der gebrochene Strahl stehen in diesem Fall senkrecht zueinander, die reflektierte Intensität ist Null.

Ein Polarisationsprisma besteht im allgemeinen aus zwei rechtwinkligen Prismen, hergestellt aus unterschiedlichen Materialien. Ein senkrecht auf die Kathetenfläche des oberen Prismas einfallender Lichtstrahl "A" wird an der Brechungskante "O", die gleichzeitig der optischen Achse entspricht, in zwei Strahlen aufgespalten. Der sogenannte "außerordentliche Strahl" (a) erfährt fast keine Ablenkung. Der "ordentliche Strahl" (b) wird seitlich abgelenkt.



Der "außerordentliche Strahl" durchläuft also das Polarisationsprisma nahezu ohne Ablenkung, erfährt jedoch eine lineare Polarisierung. Eine besondere Art eines Polarisationsprismas stellt das sogenannte "Nicolsche-Prisma" dar.



Das Licht, das parallel zu den Längskanten einfällt, wird auch hier in zwei Strahlen aufgeteilt. Der ordentliche Strahl (O) wird seitlich abgelenkt und von den geschwärzten Außenflächen absorbiert. Es tritt hier nur der außerordentliche unabgelenkte, jedoch linear polarisierte Strahl (a) aus.

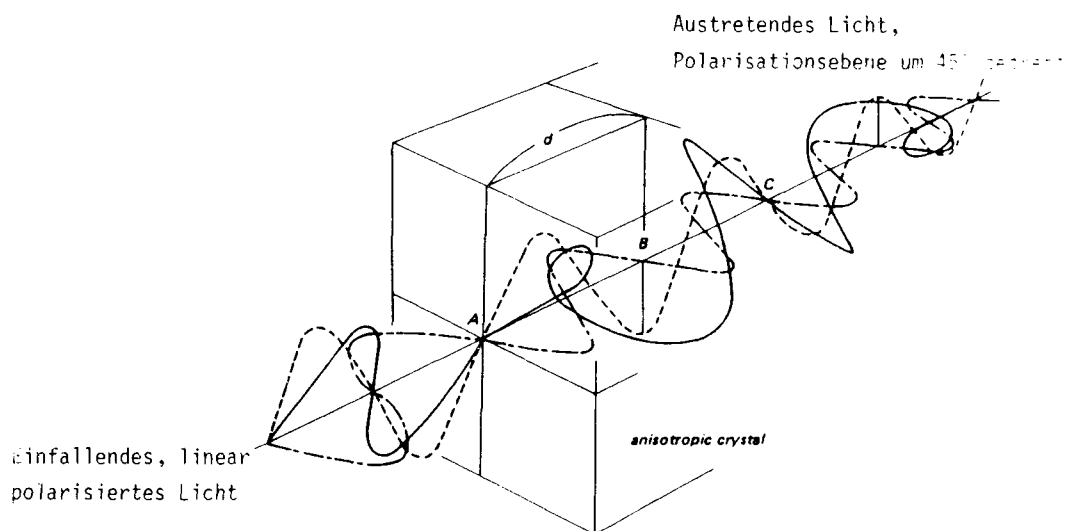
Das von der CD reflektierte Licht durchläuft auf seinem gesamten Weg $2x$ eine $\frac{\lambda}{4}$ -Scheibe, wodurch die Polarisationsebene gedreht ist. Beim Auftreffen auf das Polarisationsprisma erfährt das reflektierte und in der Polarisationssebene gedrehte Licht eine Totalreflexion, so daß es auf die Detektoreinheit abgelenkt wird.

Die Wirkung des Polarisationsprismas in der Optik des CD-Players ist nur im Zusammenhang mit der $\frac{\lambda}{4}$ -Platte zu erklären.

$\frac{\lambda}{4}$ -Platte

Zur Drehung der Polarisationssebene des Lichtes um ca. 45° verwendet man einen speziellen Kristall (anisotropic crystal) mit unterschiedlichen Brechungsindizes in den elektr. Feldebene X und Y. Beim CDP-101 passiert der Lichtstrahl zweimal die $\frac{\lambda}{4}$ -Platte, so daß die Polarisationssebene insgesamt um 90° gedreht wird. Aufgrund dieser Drehung der Polarisationssebene kann am Polarisationsprisma der CD-Optik das vom Laser einfallende und das von der CD reflektierte Laser-Licht aufgeteilt werden.

Drehung der Polarisationssebene durch einen anisotropen Kristall.



Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Lichtes mit dem Ausgangspunkt "A" verändert sich aufgrund der unterschiedlichen Brechungsindizes in der (elektr.) X- und Y-Ebene.

An Punkt "A" eintretendes, linear polarisiertes Licht durchläuft den anisotropen Kristall mit der Dicke " d " und tritt an Punkt "B" mit einem Phasenverschiebung von 90° aus (daher $\frac{\lambda}{4} = 90^\circ$).

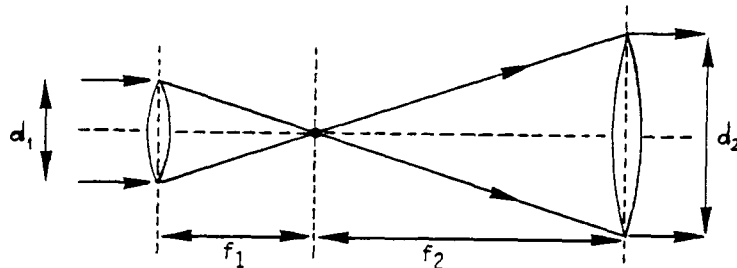
Das hier austretende Licht ist zirkular polarisiert, die Polarisationssebene um 45° gedreht. Befände sich beispielsweise der Lichtaustritt an Punkt "C", so wäre das austretende gleich dem an Punkt "A" eintretenden, linear polarisierten Licht.

Die in der Laser-Optik verwendete $\frac{\lambda}{4}$ -Platte hat die Dicke "d", was einem Lichtaustritt an Punkt "B" entspricht.

Da der Lichtstrahl innerhalb der Optik zweimal die $\frac{\lambda}{4}$ -Platte passiert, erhält man nach dem zweiten Lichtaustritt wiederum ein linear polarisiertes Laserlicht mit einer um 90° gedrehten Polarisationssebene.

Die Sannellinseneinheit

Ein Laserstrahl hat den Nachteil, daß sein Durchmesser nach dem Austritt aus der Laserdiode sehr gering ist und der Strahl in sich eine auseinanderstrebende Tendenz (Divergenz) aufweist.



$$d_2 = d_1 \cdot \frac{f_2}{f_1}$$

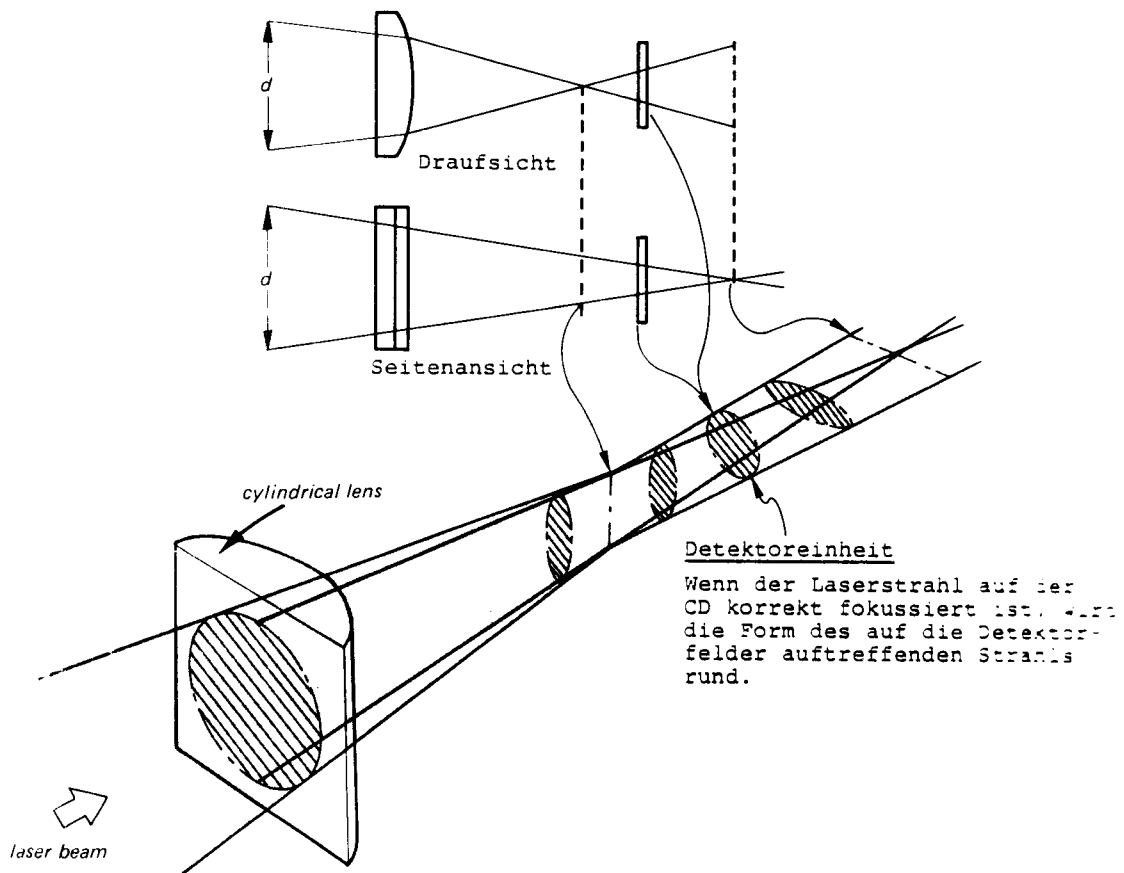
Durch eine Anordnung von 2 bikonvexen Linsen, wie in der Abb. gezeigt, läßt sich der Strahldurchmesser erhöhen und die Divergenz reduzieren. Eine solche Linsenanordnung wird auch als "Keplersches Fernrohr" bezeichnet.

Sie wird in der Optik des CDP benutzt, um einen parallel gerichteten Laserlichtstrahl mit definiertem Durchmesser zu gewinnen, der dann durch das 2-Achsen-Element auf die CD fokussiert wird.

Zylindrische Linse

Es ist die Aufgabe dieser Linse, in Verbindung mit der 4-teiligen Detektoreinheit den Fokussierzustand des Laserspots auf der CD zu erkennen.

Tritt der Laserstrahl durch die zylindrische Linse, so wird er nur in der Horizontalen fokussiert. Aus diesem Grunde hat der Strahl nach dem Passieren der Linse einen elliptischen Querschnitt. Diese elliptische Form ist abhängig von der Fokussierung des Laserstrahls durch das 2-Achsen-Element und somit direkt abhängig von der Fokussierung des Laserstrahls auf der CD. Setzt man voraus, daß der Krümmungsgrad der zylindrischen Linse bekannt ist, so läßt sich anhand der Strahlform der Fokussierzustand ermitteln.

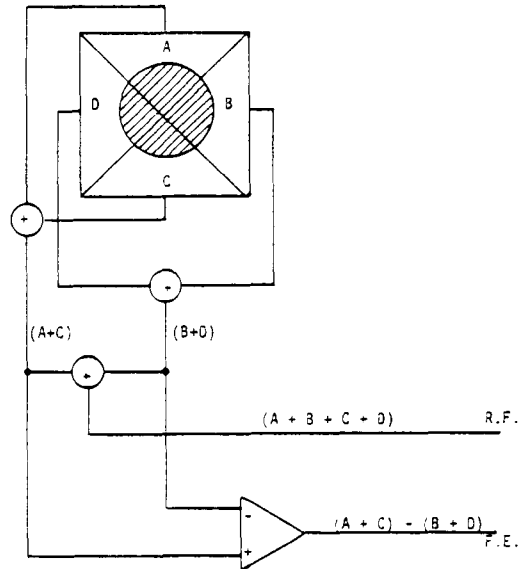


Fokusdetektor

Der aus 4 einzelnen Detektorfeldern bestehende Fokusdetektor ermittelt den Fokussierzustand anhand der Form des Strahl-Lancepunktes auf dem Detektor.

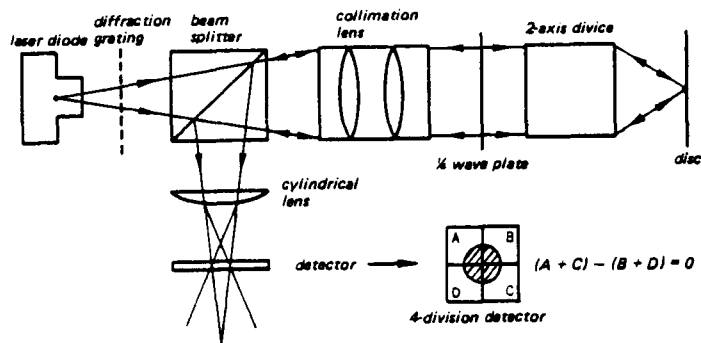
Die Ausgänge der 4 Detektorfelder des Hauptlichtdetektors A, B, C und D ermitteln sowohl den Signalinhalt (RF) als auch den Fokussierzustand.

Die Ausgangsspannungen der einzelnen Detektorfelder sind proportional zur Strahlfläche. Die Auswertung der Spannungen erfolgt über Additions- und Subtraktionsstufen zur Ansteuerung des 2-Achsen-Elementes nach der Formel $(A+C) - (B+D)$. Die Auswertung des Signalinhaltes erfolgt über eine Addition von $A+B+C+D$. In der Abb. sehen Sie das Grundprinzip.

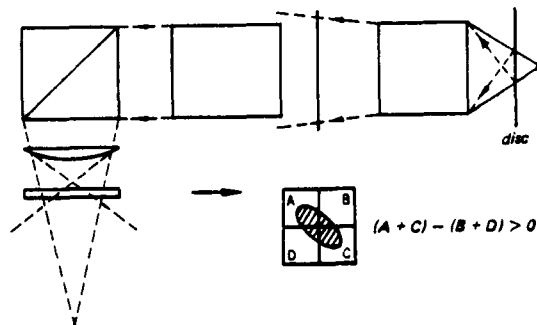


In Abb. a-c sehen Sie eine schematische Darstellung der Erkennung und Gewinnung des Fokuszustandes bzw. der Nachregelspannung für das 2-Achsen-Element.

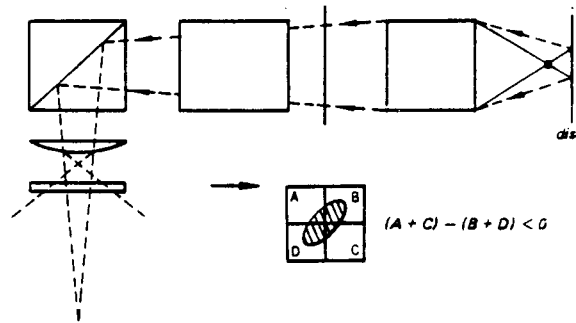
a) Der Strahl wird präzise auf die CD-Informationsebene fokussiert.



b) Die Entfernung zur CD ist zu gering.



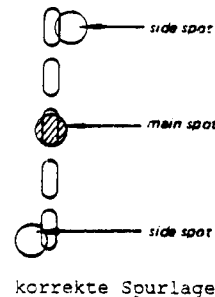
b) Die Entfernung zur CD ist zu groß.



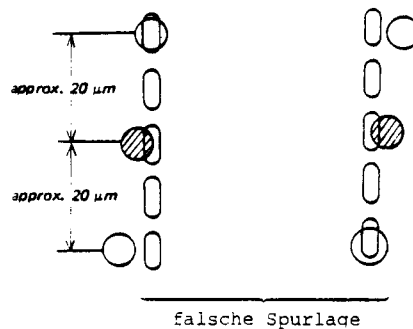
Bei der optimalen Fokuseinstellung ist die Nachregelspannung für das 2-Achsen-Element gleich Null und die auf die Detektorflächen auftreffende Strahlform rund.

Tracking-Detektor

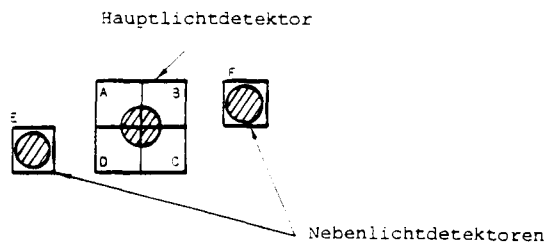
Mit Hilfe der Nebenlichtdetektorfelder E und F wird die Spurführung ermittelt. Bei **optimaler** Spurführung wird das jeweils vor und hinter dem abgetasteten Pit liegende, übernächste Pit am rechten bzw. linken Rand von dem jeweiligen Nebenstrahl erfaßt, so daß die reflektierten Seitenstrahlen an den Nebenstrahldetektoren jeweils die gleiche Ausgangsspannung verursachen.



In der folgenden Abb. sehen Sie die beiden möglichen Spurfehler, in beiden Fällen liegt der Hauptstrahl nicht korrekt auf dem abzutastenden Pit.

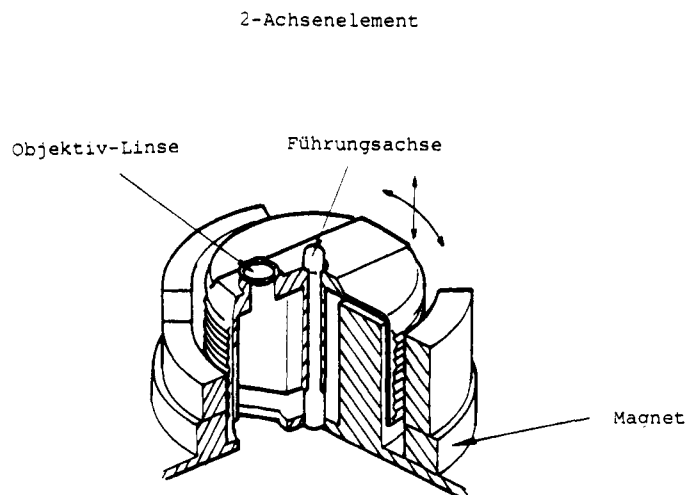


Einer der beiden Nebenstrahlen trifft in diesen Fällen auf die Spiegelfläche, der andere direkt auf ein Pit, entsprechend ergibt sich an einem Nebenstrahldetektor eine Ausgangsspannung, an dem zweiten jedoch nicht. Da die Auswertung der Ausgangsspannungen der beiden Nebenlichtdetektorenfelder E und F über einen Differenzverstärker erfolgt, erhält man bei Spurbweichungen eine Nachregelspannung, deren Polarität proportional zur Richtung (rechts oder links neben der Spur) und zur Größe der Spurbweichung ist. Die folgenden Abb. zeigt die Anordnung der Detektorfelder.



Das 2-Achsen-Element

Damit die Pits exakt auszulesen sind, muß der Laserstrahl konstant auf die Pitspur fokussiert werden. Aus diesem Grunde wird die Optik durch ein Servosystem axial in 2 Ebenen bewegt.

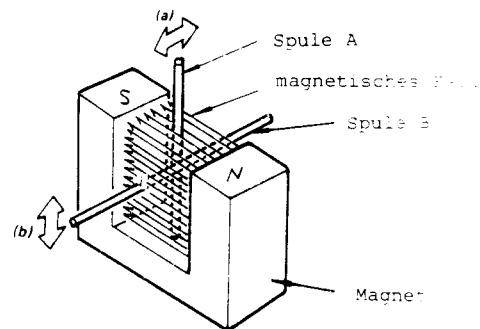


Es kann also der Abstand der Optik zur Platte zum Einstellen der Fokussierung verändert und die Optik seitlich, zur Spurnachführung, bewegt werden. Die Abb zeigt den Aufbau des 2-Achsen-Elementes mit Fokussieroptik.

Das 2-Achsen-Element arbeitet mit zwei unterschiedlichen Spulen. Die für die Spurnachführung verantwortliche Spule ist wie eine Lautsprecherspule gewickelt. Diese Spule/Magnetanordnung arbeitet ähnlich wie ein Drehspuleninstrument. Die Fokus-Spule ist vertikal gewickelt. Durch den Stromfluß in den Spulen läßt sich das 2-Achsen-Element steuern.

In der Abb. ist das Funktionsprinzip des 2-Achsen-Elementes dargestellt:

Fließt ein Strom durch die Spule "A", so tritt eine Kraftwirkung in Richtung "a" auf. Der Stromfluß durch Spule "B" erzeugt eine Kraft in Richtung "b".



Der Weg des Laserlichtes durch das optische System

In der nachfolgenden Abb. ist der Weg des Laserstrahls durch das optische Abtastsystem dargestellt.

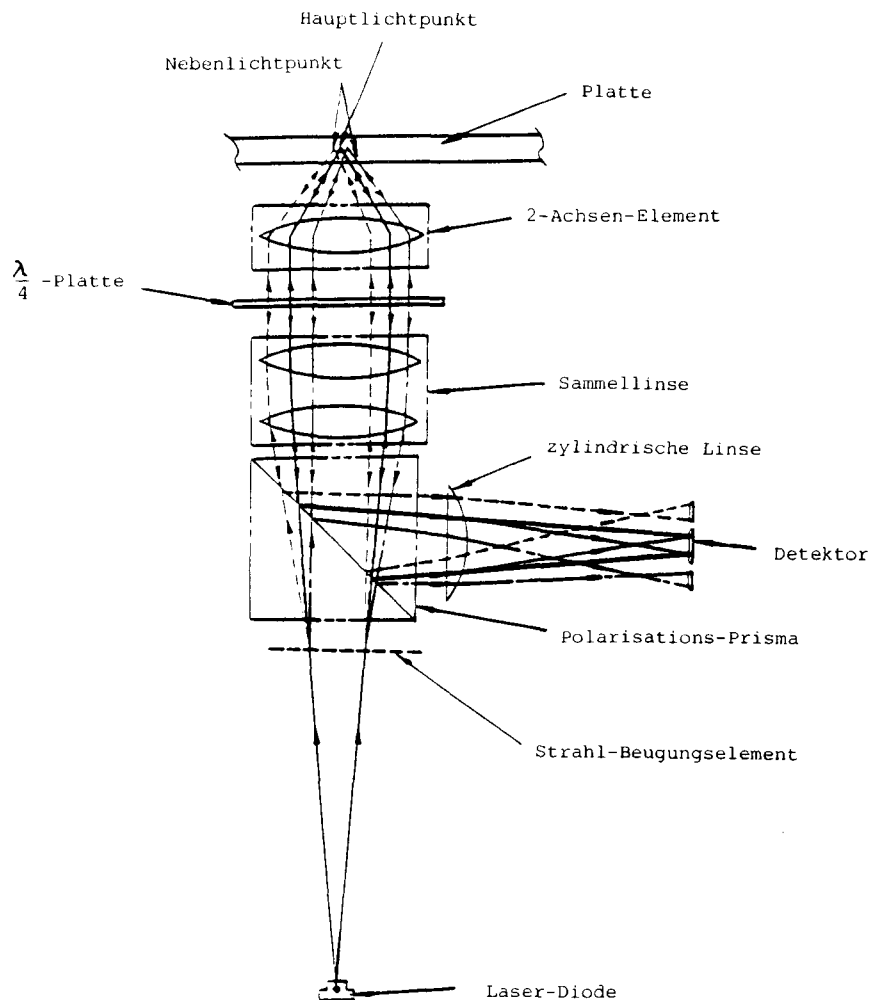
Nach dem Austritt aus der Laser-Diode passiert der Strahl das sogenannte Strahl-Beugungselement (diffraction grating).

Seine Aufgabe ist es, die sogenannten Nebenstrahlen zu erzeugen, die zur Spurnachführung (tracking) verwendet werden. Es handelt sich hierbei um zwei Nebenstrahlen erster Ordnung, die in einem zum Hauptstrahl abweichenden Winkel austreten.

Als nächstes geht das Laser-Licht ohne Ablenkung durch das Polarisationsprisma. Nach dem Austritt aus diesem Prisma ist es linear polarisiert. Die Lichtstrahlen treffen nun auf die Sammellinseneinheit. Hier werden die bisher divergenten Strahlen parallel gerichtet.

Da diese Sammellinsenordnung nach dem Prinzip des "Keplerschen Fernrohrs" arbeitet, weisen die Lichtstrahlen beim Austritt auch einen größeren **definierten** Durchmesser auf.

Die parallel gerichteten Strahlen durchlaufen dann zum erstenmal die $\frac{\lambda}{4}$ -Platte, wobei die Polarisationssebene um 45° gedreht und das Licht zirkular polarisiert wird.



Das nachfolgende 2-Achsen-Element fokussiert die Strahlen exakt auf die CD.

Die von der CD reflektierten Laserstrahlen durchlaufen auf dem "Rückweg" abermals das 2-Achsen-Element und treffen dann zum zweitenmal auf die $\frac{\lambda}{4}$ -Platte.

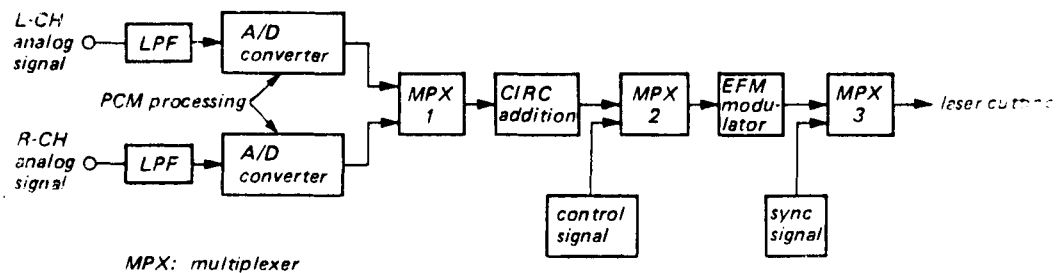
Das noch zirkular polarisierte Licht wird nun wieder linear polarisiert und die Polarisationssebene dreht sich nochmals um 45° .

Danach durchläuft das Licht die Sammellinseneinheit und trifft dann linear polarisiert, mit jedoch um 90° gedrehter Polarisationsebene auf das Polarisationsprisma. Bedingt durch die um 90° gedrehte Ebene erfährt das Laserlicht eine Totalreflexion, wodurch die von der CD kommenden Laserstrahlen auf die Detektoreinheit abgelenkt werden.

CD-Aufnahmeverfahren

Die analogen Signale werden getrennt nach rechtem und linkem Kanal über je ein Tiefpaßfilter den A/D-Wandlern zugeführt. Hier erfolgt die Umwandlung des analogen Signals in ein PCM-Signal.

Im nachfolgenden MPX-1-Block werden die PCM-codierten Informationen der beiden Kanäle im Multiplexverfahren ineinander verschachtelt. Der CIRC-Block hat die Aufgabe, Daten, die eine wirkungsvolle Fehlererkennung und -korrektur ermöglichen, dem Signal beizufügen.



Das sogenannte Kontrollsignal (Steuersignal) - es besteht aus 98 Symbolen und enthält u.a. die Ein- und Auslauf-, Titel-, Zeit- und Preemphasiskennung - wird im MPX-2-Block (Multiplexing) hinzugefügt.

Danach erfolgt eine 8-auf-14 Bit-Umsetzung im EFM-Modulator. Zur Abschluß wird wiederum im Multiplexverfahren das Synchron-Signal beigefügt, das zur Steuerung der Abtastgeschwindigkeit und somit zur Synchronisierung des Plattenservos dient. Das so vervollständigte Signal wird zur Herstellung des Plattenmasters verwendet.

Theorie der PCM-Technik

Analog/Digital-Umwandlung

Ein analoges Signal muß zuerst in ein digitales Signal umgewandelt werden, ehe es digital zu verarbeiten ist.

Die A/D (analog/digital) und auch die D/A (digital/analog) -Umwandlung ist technisch relativ schwierig zu realisieren, daher setzen diese Umwandlungsstufen die Grenzen fest für die Leistungsfähigkeit des ganzen Systems.

Die A/D-Umwandlung erfolgt in mehreren Schritten:

1. Filterung (Tiefpaß)
2. Abtastung
3. Quantisierung
4. Codierung

Abtastung: Das Prinzip der Abtastung basiert auf dem Shannon-Lehrsatz (auch Nyquist-Lehrsatz genannt).

Er besagt: Ein kontinuierlich mit der Zeit verlaufender Vorgang läßt sich in eine Folge von zeitdiskreten Mustern umwandeln, wenn

die Frequenz, mit der die Probeentnahme erfolgt, mindestens doppelt so groß ist wie die höchste im abzutastenden Signal enthaltene Frequenz.

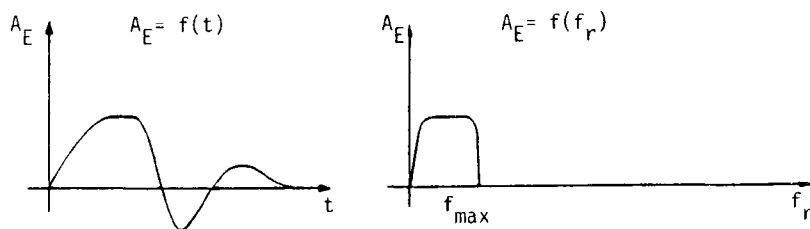
Wie kann man diese Theorie zur A/D-Wandlung anwenden?

Ein Audiosignal (analog) ändert sich kontinuierlich mit der Zeit! Um es in ein digitales Signal umzuwandeln, muß man es zuerst einmal abtasten, d.h. zu bestimmten Zeitpunkten eine Probe des Pegelwertes nehmen. Die Zeitintervalle zwischen den entnommenen Proben nennt man Abtastintervalle (t_s), sie sollten konstant sein.

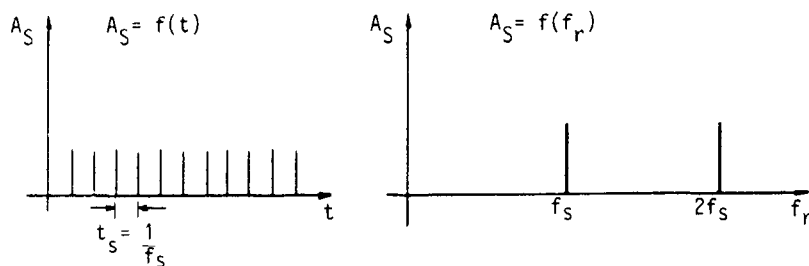
Der Vorgang des Abtastens scheint zwar auf den ersten Blick eine starke Verzerrung des Originals zur Folge zu haben, weil Veränderungen zwischen den Abtastzeitpunkten nicht erkannt werden.

Tatsächlich läßt sich jedoch nachweisen, daß die Abtastung mit festen Abtastintervallen keinerlei Informationsveränderung zur Folge hat. Voraussetzung hierfür ist, daß die Abtastfrequenz mindestens doppelt so hoch ist wie die max. auftretende Informationsfrequenz.

Zum besseren Verständnis sehen Sie in den folgenden Abbildungen mehrere Darstellungen, die sowohl den zeitlichen Verlauf eines Signals als auch den Amplitudenverlauf zur Frequenzachse (Spektrum) zeigen!

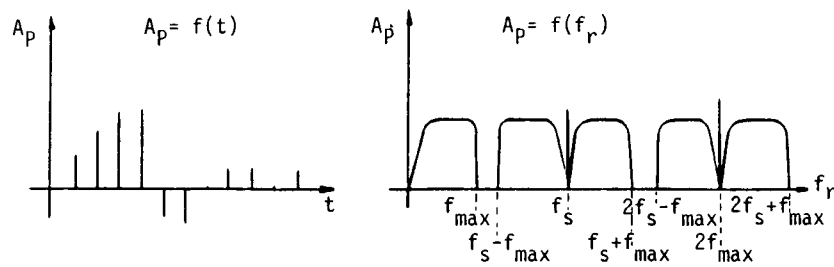


Die Abb. zeigt ein analoges Eingangssignal. Daneben sehen Sie das Frequenzspektrum des gleichen Signals. Oberhalb der max. Frequenz (f_{max}) ist keinerlei Energie vorhanden (Bandbreitenbegrenzung).

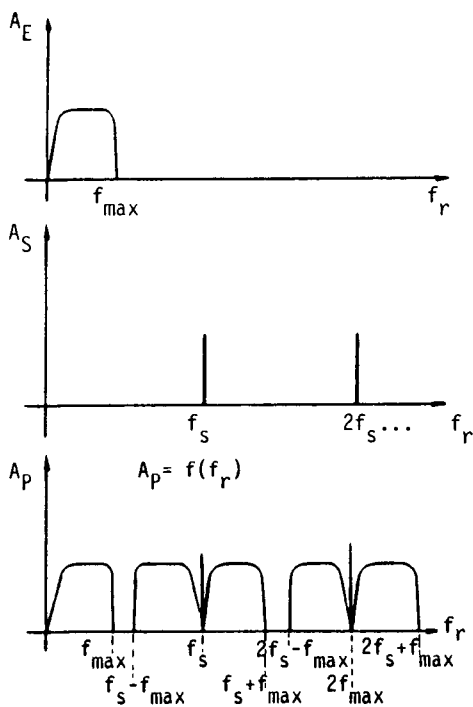


In diese Abb. ist das Abtastsignal dargestellt. Es handelt sich hierbei um eine Impulsfolge mit der Frequenz " f_s ". Der Impulsabstand " t_s " (Abtastintervall) ergibt sich aus dem Kehrwert der Abtastfrequenz ($t_s = \frac{1}{f_s}$). Daneben ist das Spektrum dieser Impulsfolge dargestellt.

Das aus der Abtastung resultierende Signal und dessen Frequenzspektrum zeigt die folgende Abb.



In der unteren Abb. sehen Sie noch einmal alle drei Diagramme der Spektren untereinander:

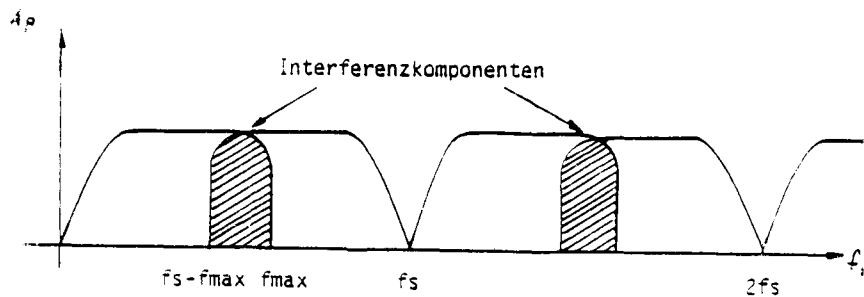


Man erkennt klar, daß das Spektrum des abgetasteten Eingangssignals völlig dem des Originals entspricht, sich jedoch mit dem Vielfachen der Abtastfrequenz (f_s) wiederholt. Mit einem geeignetem Tiefpaßfilter ist es möglich, nur das Frequenzspektrum des Eingangssignals herauszufiltern und die Vielfachen zu unterdrücken.

Aus dieser Abb. ist aber auch ersichtlich, warum die Abtastfrequenz " f_s " größer sein muß, als das Doppelte der höchsten im Eingangssignal enthaltenen Frequenz.

Wenn diese Voraussetzung nicht gegeben ist, tritt eine Interferenzbildung (in der Graphik als Überlappungszone ersichtlich) zwischen dem Original-Spektrum und dem sich mit " f_s " wiederholenden modulierten Signal auf. Eine Herausfilterung der hieraus entstehenden Differenzfrequenz ist nachträglich nicht mehr möglich.

Folgende Abb. zeigt die Interferenzbildung, wenn die Abtastfrequenz kleiner als $2 \times f_{\max}$ ist.



Zeichenerklärung zu den vorherigen Abbildungen:

A_E	=	Amplitude des analogen Eingangssignals
A_S	=	Amplitude der Abtastfrequenz (s = sampling = abtasten)
A_P	=	Amplitude des Produktes aus $A_E \times A_S$ (P = Produkt)
A	=	$f(t)$ math. Beschreibung; "A" ist eine Funktion von der Zeit "t"
f_s	=	Abtastfrequenz (sampling frequency)
f_r	=	Frequenz(achse)
f_{\max}	=	max. Signalfrequenz
t	=	Zeit(achse)

Das Phänomen der Interferenzbildung wird auch als "Aliasing" bezeichnet.

Wenn man nun eine Abtastfrequenz (sampling frequency) festlegt, muß auch sichergestellt werden, daß die abzutastende Eingangssignalfrequenz um mehr als die Hälfte niedriger ist als die Abtastfrequenz ($f_{\max} = \frac{f_s}{2}$), um eine Interferenzbildung zu vermeiden.

Aus diesem Grunde muß ein sehr steiles Anti-Aliasing-Filter (Interferenzunterdrückungsfilter) in den Signalweg geschaltet werden.

Die höchste zu berücksichtigende Audiofrequenz beträgt nun 22 kHz. Bei einer f_{\max} von 22 kHz muß also die Abtastfrequenz 44 kHz betragen.

Da gleiche Kriterien auch für die Abtastfrequenz beim PCM-Prozessor vorliegen, hier jedoch noch die jeweilige Fernschnorm eingeht, wurde für PCM-Systeme nach CCIR eine Abtastfrequenz von 44,1 kHz festgelegt! Diese Abtastfrequenz wurde auch für das von SONY und Philips entwickelte CD-System übernommen.

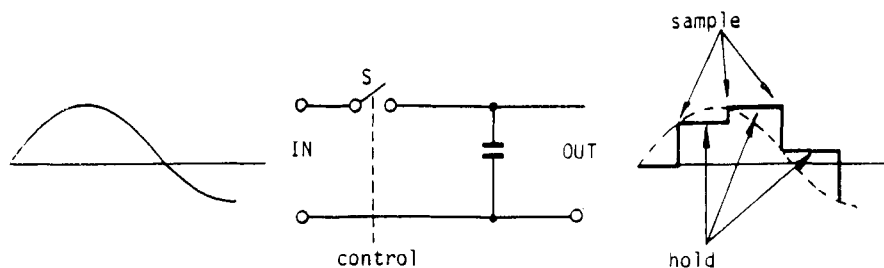
Sample-Hold-Circuit (Abtast- und Haltespannung)

Nachdem zuvor die Abtasttheorie erläutert wurde, wollen wir nun feststellen, wie dieser Vorgang zur A/D-Wandlung genutzt wird.

In der Praxis wird mit sogenannten Sample-Hold-Schaltungen gearbeitet. Die Abtast-Haltekreise haben zwei Grundfunktionen:

1. Sie entnehmen dem Eingangssignal in periodischen Abständen pulsamplitudenmodulierte Abtastwerte.
2. Diese werden in einem Haltekreis gespeichert, um genügend Zeit für die Codierung zu garantieren.

Eine Sample-Hold-Schaltung ist im Prinzip ein Spannungsspeicher, der eine gegebene Spannung in einem hochwertigen Kondensator speichert.

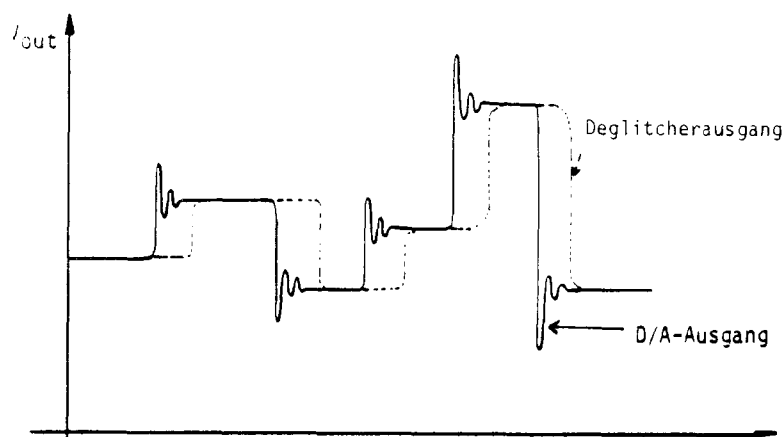


Die Abb. zeigt die grundsätzliche Arbeitsweise dieser Schaltung.

Bei der Abtastung schließt der Schalter "S" vorübergehend; öffnet er sich wieder, so hält der Kondensator "C" die Spannung so lange, bis der Schalter erneut geschlossen wird und der Kondensator sich auf den neuen Abtastwert auflädt.

S/H-Schaltungen finden wir auch bei der D/A-Wandlung. Sie sind dort dem D/A-Wandler nachgeschaltet, um unerwünschte Spannungsspitzen am Ausgang der D/A-Wandlerstufe zu eliminieren. In diesem Fall wird die Schaltung als "Deglitcher" bezeichnet.

Folgende Abbildung zeigt die Funktion einer S/H-Schaltung, verwendet als "Deglitcher" hinter einen D/A-Wandler.



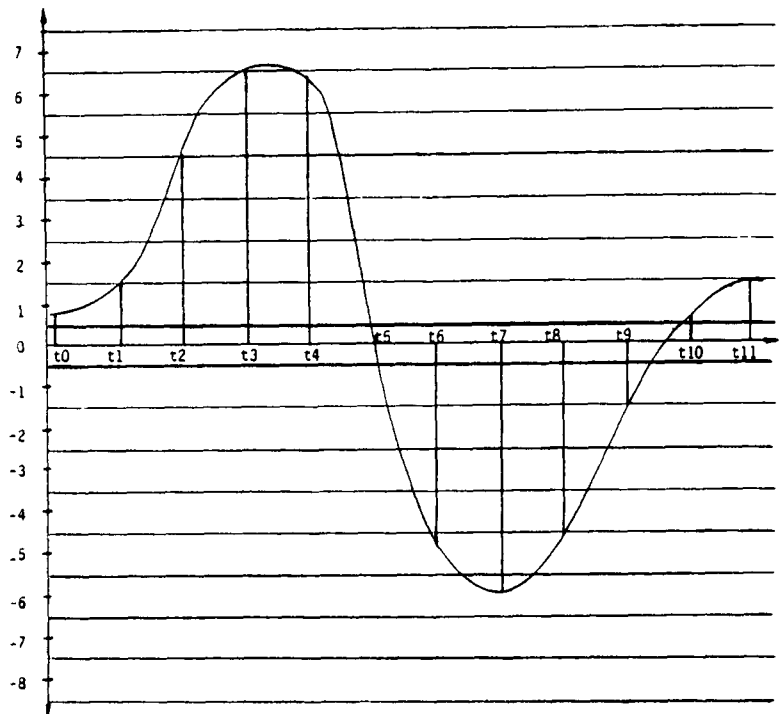
Prinzip der Quantisierung und Codierung

Nach dem zuvor beschriebenen Abtastvorgang befinden wir uns immer noch im analogen Bereich, da die Amplituden der einzelnen Abtastwerte zwischen Plus und Minus eines bestimmten Maximalwertes theoretisch unendlich variieren können.

Nun folgt der entscheidende Schritt in den digitalen Bereich durch die Quantisierung, wobei man durch den Quantisierungsprozeß die unendliche Zahl der möglichen Abtastwerte auf eine endliche Zahl reduziert.

Beispiel:

In diesem Fall, dargestellt in nachfolgender Abbildung, wird der Bewertungsbereich für das analoge Signal in 16 einzelne Werte aufgeteilt (quantisiert). Diese Werte werden dann in einen binären Code umgewandelt. Um 16 unterschiedliche Werte darzustellen (-8 bis +7), benötigt man eine 4 Bit-Quantisierung ($2^4 = 16$).



Sample	t0	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10	t11
value	1	2	5	7	6	0	-5	-6	-5	-2	1	1
4-bit code (2's complement)	0001	0010	0101	0111	0110	0000	1011	1010	1011	1110	0001	0001

Prinzip der Quantisierung und Codierung

sample = Abtastzeitpunkt

value = Wert

4-Bit-Code

(2's complement/4 Bit-Code) Zweierkomplement

Codierung

Da das analoge Eingangssignal positive und negative Werte haben kann (bipolares System), verwendet man den Zweierkomplementcode, um eine Kennungsmöglichkeit der positiven und negativen Werte zu erhalten.

Beispiele zur Bildung des Zweierkomplementcodes:

Wert: + 2 0010 ==== B=(B-1)+1	Wert: - 2 0010 1101 (B-1)-komplement + ___1 1110 B-komplement =====
Wert: + 4 0100 ==== B=(B-1)+1	Wert: - 4 0100 1011 (B-1)-komplement + ___1 1100 B-komplement =====
Wert: + 7 0111 ==== B=(B-1)+1	Wert: - 7 0111 1000 (B-1)-komplement + ___1 1001 B-komplement =====

Quantisierungsintervalle

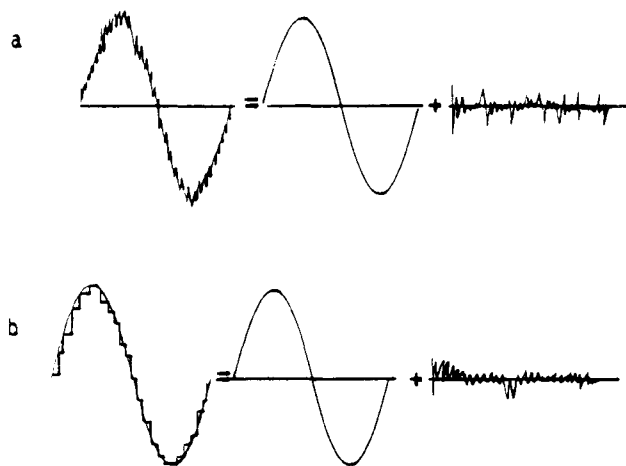
Als Quantisierungsintervalle (Q) bezeichnet man den Zeitraum zwischen den Abtastzeitpunkten. Ein digitaler Wert, der einem bestimmten Quantisierungsintervall zugeordnet ist, soll den Wert in der Mitte des Intervalls (Q) darstellen. Die Quantisierung ist im Prinzip ein Vorgang, in dem ein Teil der Information nicht bewertet wird. Es wird nur ein Anteil verarbeitet, der zur Gewährleistung der gewünschten Klangqualität erforderlich ist.

Quantisierungsfehler = Quantisierungsrauschen

Beim Quantisierungsvorgang als solchem handelt es sich um einen unlinearen Vorgang, da alle Werte eines Quantisierungsintervalls (Q) durch den Wert in der Mitte des Intervalls (Q) vertreten werden. Hieraus resultiert der sogenannte Quantisierungsfehler. Zwischen dem Quantisierungsfehler im digitalen System und dem analogen Rauschen eines Analog-Systems besteht ein sehr enger Zusammenhang.

Das quantisierte Signal kann als ein Präzisionssignal plus Quantisierungsfehler betrachtet werden. Im Vergleich dazu kann man ein Analogsignal als Summe der rauschfreien Signale plus Rauschsignal betrachten.

Diese Betrachtungsweise sehen Sie in folgender Abbildung. Es wird klar, daß ein Quantisierungsfehler gleichzusetzen ist mit einem Quantisierungsrauschen.



Bei dem hier beschriebenen Quantisierungssystem handelt es sich um eine lineare Quantisierung, da alle Quantisierungsintervalle gleich sind.

Es ist also möglich, auch beim PCM-System einen Signal/(Quantisierungs-)Rauschabstand zu ermitteln (S/N-Ratio).

Er errechnet sich aus folgender Formel:

$$S/N \text{ (dB)} = (6,02 \times n) + 1,76$$

↓
Anzahl der Quantisierungsbits

Bei einem 16-Bit-System ist also **theoretisch** ein S/N-Ratio von $(6,02 \times 16) + 1,76 = 98,08$ dB möglich, bei einem 14-Bit-System wären es 86,04 dB.

Fehlerkorrektur (CIRC)

Beim CDP wird eine Fehlerkorrektur nach dem "Cross-Interleave-Reed-Solomon-Code" durchgeführt. Das genaue Schema der Korrektur wird geheimgehalten, jedoch arbeitet dieses System grundsätzlich ähnlich wie das von anderen PCM-Produkten bekannte Cross-Interleave-System.

Nachfolgende Abbildung zeigt das Arbeitsprinzip des Cross-Codes in einer vereinfachten Darstellung.

<u>Mo</u>	<u>Di</u>	<u>Mi</u>	<u>Do</u>	<u>Fr</u>	<u>Sa</u>	<u>So</u>
27	28	29	30	1	2	3
4	5	6	7	8	9	10
11	12	13	14	15	16	17
18	19	20	21	22	23	24
25	26	27	28	29	30	31



25	18	26	11	19	27	4
12	20	28	27	5	13	21
29	Mo	28	6	14	22	30
Di	29	7	15	23	31	Mi
30	8	16	24	Do	1	9
17	Fr	2	10	Sa	3	So

Verschlüsselung nach dem Cross-Code

25	18	26	11	19	27	4
12	20	28	27	5	13	21
29	Mo	28	6	14	22	30
Di	29	7	15	23	31	Mi
30	8	16	24	Do	1	9
17	Fr	2	10	Sa	3	So



<u>Mo</u>	<u>Di</u>	<u>Mi</u>	<u>Do</u>	<u>Fr</u>	<u>Sa</u>	<u>So</u>
27	28	29	30	1	2	3
4	5	6	7	8	9	10
11	12	13	14	15	16	17
18	19	20	21	22	23	24
25	26	27	28	29	30	31

Ausfall einer Datenzeile durch Dropout des Bandes oder mechanische Beschädigung der Compact-Disc

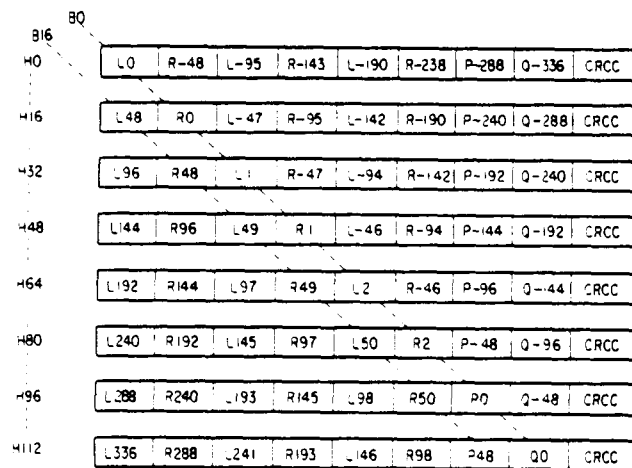
Datenfehler nach der Decodierung. Leichte Korrektur der einzelnen Fehler möglich.

Die Reihenfolge der Originaldaten wird nach einem bestimmten Schlüssel einem Raster zugeordnet. Wenn innerhalb dieses Rasters eine Datenzeile ausfällt, läßt sich der Daten-Inhalt anhand der anderen noch vorhandenen Datenzeilen errechnen.

Interleave-System

Bei der Interleave-Methode werden die aufzuzeichnenden Wörter für eine feste Zeitdauer und in spezifizierten Intervallen verzögert. Bei der Wiedergabe wird umgekehrt verfahren.

In folgender Abbildung sehen Sie ein Beispiel:

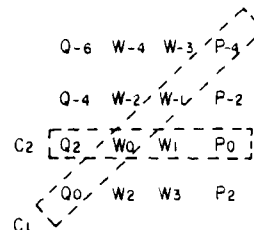


Wenn die Daten im Bereich von $H_0 - H_{63}$ ausfallen, bleiben, bedingt durch die Verzögerung, in unserem Beispiel die Daten L_2 und R_2 erhalten, sie erscheinen erst in H_{64} und H_{80} .

Nach diesem Prinzip ist sichergestellt, daß von 3 Daten bei einem Drop-out mindestens eine Date erhalten bleibt.

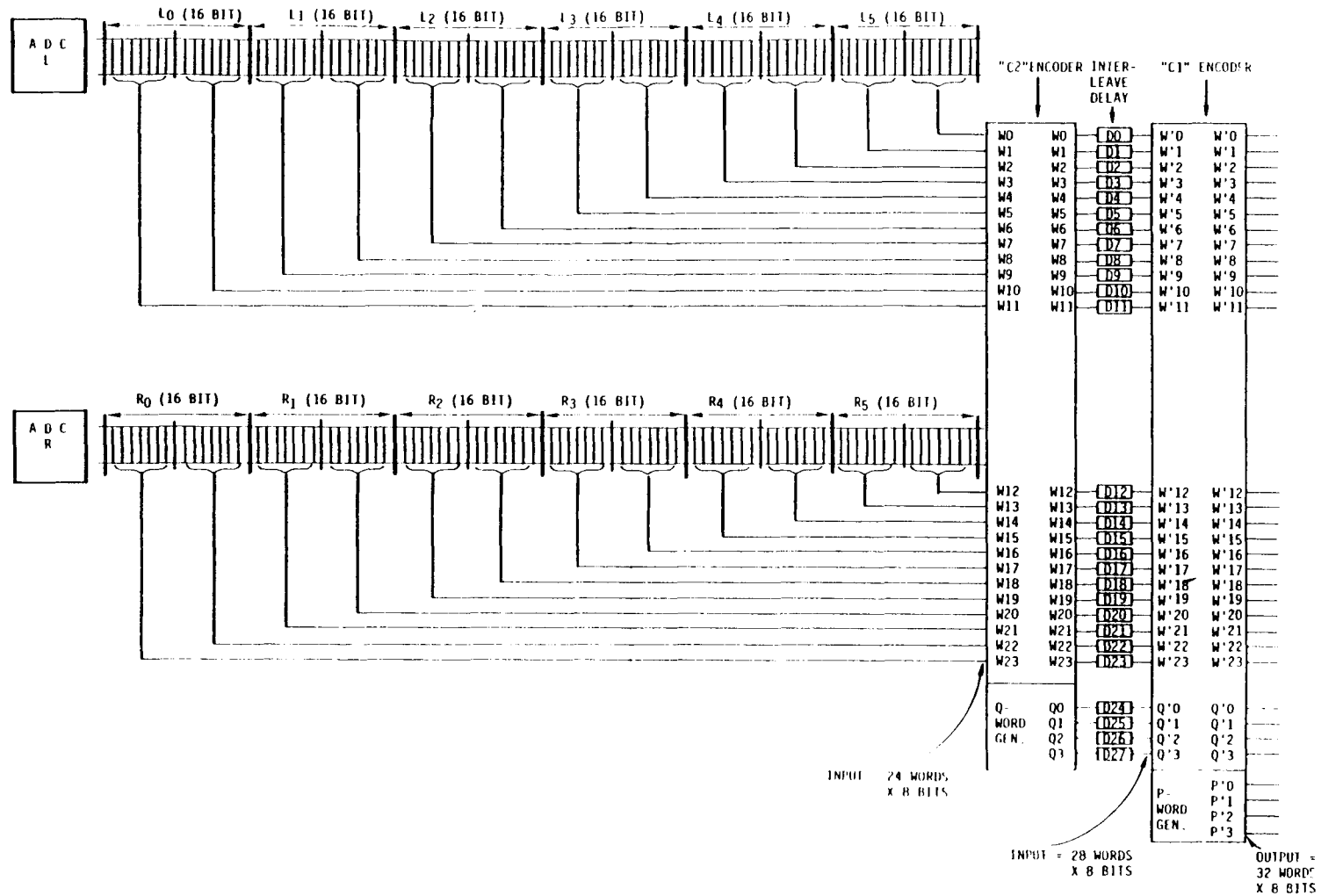
Die Verzögerung beim CD-System beträgt 28 Wörter!

Das Cross-Interleave-System ist eine Kombination von Cross-Code und Interleaving.



Bei der Fehlerkorrektur nach dem CIRC-System arbeitet man zusätzlich noch mit der Bildung von Polynomen, Multiplikationen und Subtraktionen.

Arbeitsablauf der CIRC-Verschlüsselung



CIRC-Verschlüsselung

Die Verschlüsselung nach dem CIRC findet beim CD-Aufzeichnungsprozeß statt.

Das analoge Audiosignal wird in den A/D-Wandlern digitalisiert und steht als Wörter à 16 Bit hinter den Wandlern zur Verfügung.

6 Wörter à 16 Bit des linken Kanals und 6 Wörter à 16 Bit des rechten Kanals werden umgewandelt in 24 Wörter à 8 Bit. Diese 24 Wörter bilden das Eingangssignal für den C2-Codierer. Man bezeichnet sie als Daten-Wörter. Der C2-Codierer hat die Aufgabe diesen 24 Wörtern noch 4 sogenannte "Q-Wörter" à 8 Bit hinzuzufügen.

Es gehen also 24 Wörter à 8 Bit in den C2-Codierer, am Ausgang erhält man 28 Wörter à 8 Bit. Diesen Codierer bezeichnet man deshalb auch als "24/28-Codierer".

Der "C1-Codierer" erhält als Eingangssignal diese 28 Wörter à 8 Bit und fügt 4 sogenannte "P-Wörter" à 8 Bit hinzu. Am Ausgang ergeben sich 32 Wörter à 8 Bit. Daher wird der "C1-Codierer" auch als "28/32-Codierer" bezeichnet.

Nach Abschluß der CIR-Codierung erhält man für jeden Block von 24 Wörtern à 8 Bit am Eingang 32 Wörter à 8 Bit am Ausgang. Diese zusätzlichen 8 Wörter werden als "Redundanzwörter" bezeichnet, sie dienen zur Fehlerkorrektur.

Die Abbildung auf der linken Seite zeigt eine Darstellung der CIRC-Verarbeitung.

Das Kontroll-Signal

Ein Kontroll-Wort besteht aus 8 Bit und wird im MPX-2-Block der bisherigen Rahmenstruktur (Frame) bestehend aus 24 Daten-Wörtern, 4 P- und 4 Q-Wörtern, hinzugefügt.

Jedes Bit des Kontroll-Wortes kann als Subcode benutzt werden.

Pro Kontrollwort stehen also 8 Kanäle (= 8 Bit), die zu Kennungszwecken genutzt werden können, zur Verfügung. Sie werden alphabetisch von P-W bezeichnet.

Die Kanäle P und Q des Kontrollwortes sind **nicht** mit den Redundant-Wörtern P und Q zu verwechseln.

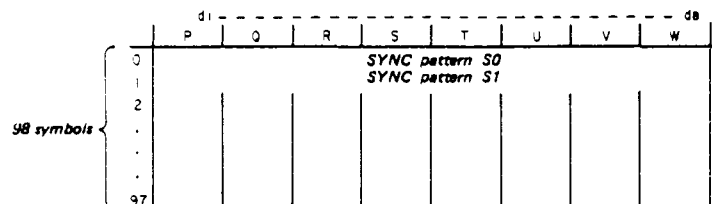
Der P-Kanal kündigt den Start des Musikstückes an und wird deshalb auch als "Kennzeichenbit" (Flag-Bit) bezeichnet.

Die Kanäle R-W können z.B. als Display-Kanäle verwendet werden, hierfür sind z.Zt. jedoch noch keine Spezifikationen festgelegt.

Beim CDP-101 wird nur der Q-Kanal ausgewertet.

Der Steuersignal-Block

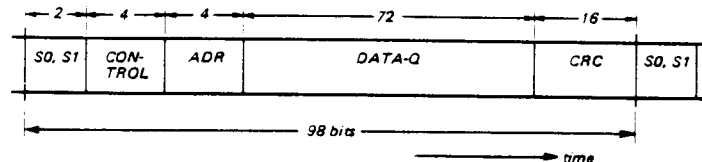
Ein Steuersignal-Block besteht aus 98 Wörtern, wie in nachfolgender Abbildung gezeigt.



Kanal Q

Wenn innerhalb eines Steuersignal-Blocks nur der Kanal Q formuliert ist, so enthält dieser Block auf 98 Wörtern nur einen Q-Kanal mit 98 Bits.

In folgender Abbildung wird die Struktur des Q-Kanals dargestellt.



Erklärung zu obiger Abbildung:

- S0, S1 : Synchr. Bits
- control : Zeigt die Anzahl der Übertragungskanäle und die Preemphasis-Funktion an.
- 0000 - 2-kanalig, keine Preemphasis
 - 1000 - 4-kanalig, keine Preemphasis
 - 0001 - 2-kanalig, mit Preemphasis
 - 1001 - 4-kanalig, mit Preemphasis
- LSB = 0 an den "Lead in"- und "Lead out" -Punkten
- ADR : Kontrollbit für Data Q (ausgehend vom MSB)
- Data Q : 72 Daten-Bits (ausgehend vom MSB)
- CRC : CRC-Korrekturcode bestehend aus Control-, ADR und Data-Q-Bits (ausgehend vom MSB)

Der CRC-Code

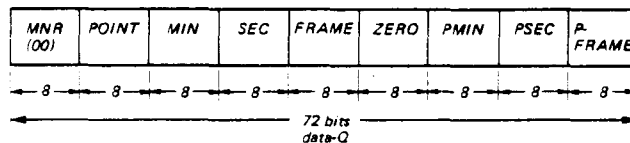
Mit dem CRC-Code (16 Bit innerhalb des Q-Kanals) kann man Fehler lokalisieren und aus den noch vorhandenen Daten korrigieren. Daher sind in dem CRC-Code Anteile der Control-, ADR- und Data-Q-Information enthalten. Der Cyclic-Redundancy-Check-Code ist einer der meistverwendeten Fehlerlokalisierungs- (und Korrektur-) Codes.

Zur Zeit sind für Kanal Q drei Betriebsarten definiert. Die Differenzierung der Betriebsarten erfolgt durch die Kontrolle der ADR-Bits durch den Prozessor.

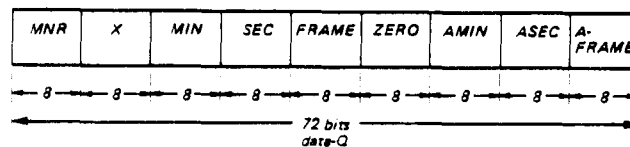
Beim CDP-101 erfolgt die Datenverarbeitung nur für die Betriebsart ADR-0001.

Betriebsart ADR-0001 für Kanal Q

Bei der Betriebsart 1 liegen mindestens 9 oder 10 fortlaufende Subcode-Blöcke am Ausgang. Die Betriebsart 1 wird unterteilt in 2 Datenblöcke, wie sie in nachfolgender Abbildung gezeigt wird.



Datenform in der Einlaufspur (lead in). TOC (table of contents) wird angekündigt.



Datenform während des Musiksignals und während des Auslaufes (lead out).

Erklärungen zu obiger Abbildung:

MNR: Die Nummer des Musikstückes wird angegeben (2 Ziffern, BCD). 00 lead in, 01-99 Titel-Nr., AA lead out track (Codierung außerhalb des BCD-Codes) Beachten Sie: Während einer Musikanwahl ist MNR = 01-99 jedoch nie 00. Die Zahlenwerte erhöhen sich jeweils um 1 ausgehend von 01!

X : Dem MNR-Index sind die hier vorgegebenen Teilungsraten zugeordnet. Die Teilungsrate ist abhängig von der Software (2 Ziffern, BCD). In der Einlaufspur existiert die "X-Kennung" nicht. 00 Pausen-Kennung (Mutingfunktion). Vor Beginn eines Musikstückes ist jeweils eine Pause von 2-3 Sek. codiert. 01-99 Subcode-Teilungsrate, im Auslauf (lead out) ist X = 01.

Zero : Diese Bits sind alle low.

FRAME, SEC, MIN : Die Spielzeit- und Titelkennung wird auf 3x2 Ziffern* dargestellt (Codierung auf der Platte BCD). Zu Beginn des Inhalts (Platten-anfang) sind alle Kennungen "0". Die Zeitanzeige erhöht sich während des Abspielens und erniedrigt sich während einer Pause (negativer Zeitvorlauf). Am Ende einer Pause zwischen 2 Titeln ist die Zeitkennung wieder 00. Die Zeit erhöht sich auf der Ein- und Auslaufspur. 1 MIN = 60 SEC., 1 SEC = 75 Frames (=Datenblock)

A FRAME, A SEC, A MIN : Die Abspielinformationen werden (wie oben schon erwähnt) auf 3x2 Ziffern dargestellt (Codierung: BCD). Am Anfang des Platteninhalts ist die Zeitanzeige "0". Der MNR-Code indiziert eine 1. 1 A MIN = 60 A SEC, 1 A SEC = 75 A FRAME (00-74)

P FRAME, P SEC, P MIN, POINT : In diesem Abschnitt des Einlaufs (lead in) ist der Plattenindex integriert. Wie die folgende Tabelle zeigt, wird der Plattenindex kontinuierlich und wiederholt in die Einlaufspur gegeben, zu diesem Zeitpunkt ist MNR = 00. Jede Information wird dreimal wiederholt. Die Kennungen P MIN, P SEC und P FRAME beinhalten den Startzeitpunkt des jeweiligen Titels. Die Abweichungen liegen im Bereich von ± 1 Sekunde.

* 1 Ziffer = Zahlendarstellung 0-9 = 4 Bit
2 Ziffern = Zahlendarstellung 00-99 = 8 Bit

Frame number	POINT	PMIN, PSEC, PFRAME
n	01	00, 02, 32
n + 1	01	00, 02, 32
n + 2	01	00, 02, 32
n + 3	02	10, 15, 12
n + 4	02	10, 15, 12
n + 5	02	10, 15, 12
n + 6	03	16, 28, 63
n + 7	03	16, 28, 63
n + 8	03	16, 28, 63
n + 9	04	. .
n + 10	04	. .
n + 11	04	. .
n + 12	05	. .
n + 13	05	. .
n + 14	05	. .
n + 15	06	49, 10, 03
n + 16	06	49, 10, 03
n + 17	06	49, 10, 03
n + 18	A0	01, 00, 00
n + 19	A0	01, 00, 00
n + 20	A0	01, 00, 00
n + 21	A1	06, 00, 00
n + 22	A1	06, 00, 00
n + 23	A1	06, 00, 00
n + 24	A2	52, 48, 41
n + 25	A2	52, 48, 41
n + 26	A2	52, 48, 41
n + 27	01	00, 02, 32
n + 28	01	00, 02, 32
.	.	. .
.	.	. .
.	.	. .

repeated

Die EFM (Eight-to-Fourteen-Modulation)

Folgende Forderungen werden an das CD-System gestellt:

1. Einwandfreies Auslesen von Daten mit hoher Informationsdichte.

Eine falsche Fokussierung des Laserstrahls oder ein Schrägversatz zur optischen Achse zieht zwangsläufig eine Verschlechterung des Phasen- und Amplitudengangs nach sich.

Das Modulationssystem sollte daher auch bei hoher Informationsdichte gegenüber solchen Abweichungen möglichst unempfindlich sein.

2. Clockinhalt

Die Bitclock ist eines der wichtigsten Signale beim CD-System. Sie dient u.a. zur Synchronisierung der digitalen Daten und zur Servosteuerung. Die Bitclock wird aus den Piträndern und somit aus dem ausgelesenen Signal ermittelt.

Daher muß die Modulation eine ausreichende Anzahl von Übergängen aufweisen, was bedeutet, daß der max. Abstand zwischen den Übergängen Pit/Spiegelebene möglichst klein sein soll, ohne Interferenzstörungen zu erzeugen.

3. NF-Komponente

Die Informationsebene wird durch eine 1,2 mm dicke transparente Kunststoffbeschichtung vor Schmutz und Beschädigungen geschützt.

Staub oder Kratzer auf der Oberfläche verändern jedoch die abgetastete Hüllkurve des Signals und erzeugen ein niederfrequentes Signalrauschen im abgetasteten RF-Signal*. Das Modulationssystem muß so beschaffen sein, daß echte Informationen von Störanteilen zu trennen sind. Niederfrequente Störanteile im RF-Signal führen auch zu Störungen in den Servosystemen.

4. Fehlerfortpflanzung

Die Neigung des Modulationssystems zur Fehlerfortpflanzung muß möglichst gering sein. Zusätzlich muß es die CIRC-Fehlerkorrektur ermöglichen (jeweils 8 Datenbits pro Wort). Bei der EFM handelt es sich um einen Blockcode, bei dem der sogenannte "Niederfrequenzanteil" durch Verwendung auszuwählender Mischbits unterdrückt wird. Ein Wort bestehend aus 8 Datenbits wird umgewandelt in 14 Kanalbits.

Folgende Überlegung steht dahinter:

Ein 8 Bit-Code kann 256 ($=2^8$) mögliche Kombinationen darstellen, siehe nachfolgende Abbildung.

* RF-Signal = HF-Signal

MSB	7SB	6SB	5SB	4SB	3SB	2SB	LSB	N°
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	1	0	2
-	-	-	-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-	-	-	-
1	1	1	1	1	1	1	0	254
1	1	1	1	1	1	1	1	255

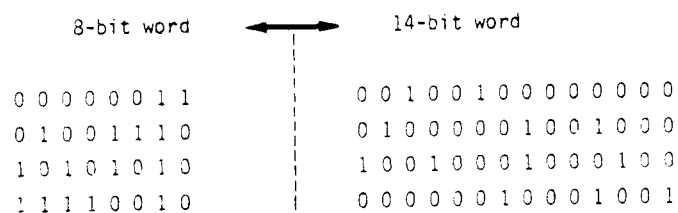
Ein 14 Bit-Code ermöglicht jedoch 16384 ($=2^{14}$) Kombinationen, siehe nachfolgende Abbildung.

MSB	13SB	12SB	11SB	10SB	9SB	8SB	7SB	6SB	5SB	4SB	3SB	2SB	LSB	N°
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	2
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	16382
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	16383

Aus diesen 16384 möglichen Kombinationen wählt man nun die aus, in denen mindestens zwei - jedoch weniger als zehn Zero's (0) konstant erscheinen. Nur 267 Kombinationen von 16384 sind geeignet.

Benutzt werden jedoch nur 256 Kombinationen, 11 werden also eliminiert. Anhand einer tabellarischen Auflistung werden den 256 ausgesuchten 14-Bit-Kombinationen in einem ROM 256 8-Bit-Kombinationen zugewiesen.

Ein Beispiel hierfür sehen Sie in nachfolgender Abbildung.

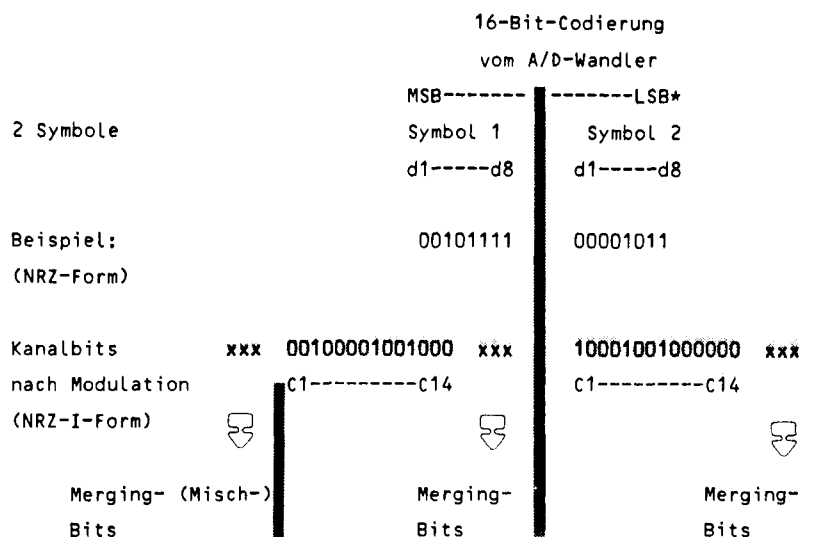


Folgende Vorteile ergeben sich hieraus:

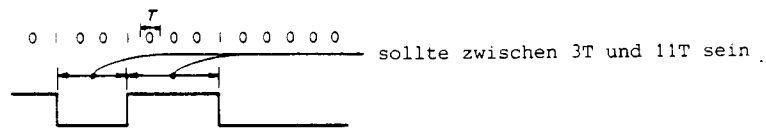
1. In Verbindung mit dem NRZI-System werden die Anzahl der Übergänge reduziert, somit auch die auf der CD benötigte Bandbreite.
2. Die Anzahl der Clock-Elemente erhöht sich (1 x Code a 8 Bit).
3. Der NF-Anteil wird reduziert durch Verwendung von sogenannten Mergingbits (Mischbits).
4. Die Datenverarbeitung ist einfacher.
5. Die Fehlerfortpflanzung ist auf 8 Bit pro 14 Bit beschränkt.

Aus den zuvor aufgestellten Forderungen ergeben sich folgende Spezifikationen für das EFM-System, die sich in der Pit-Anordnung auf der Platte widerspiegeln. Nach der EFM beträgt der min. Abstand zwischen zwei Übergängen (Pit/Spiegelfläche) 3 Kanalbits (T_{min}), der max. Abstand 11 Kanalbits (T_{max}).

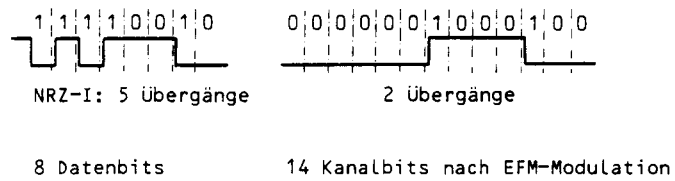
Wichtig ist auch, daß bei dieser Art der EFM 3 Kanalbits - sie werden als Mergingbits (Mischbits) bezeichnet - für die Verbindung der Wörter untereinander eingefügt werden. Die Mergingbits werden in Übereinstimmung mit den zuvor erwähnten Forderungen angewendet. Sie enthalten keine Dateninformation. Nachfolgende Abbildung zeigt eine schematische Darstellung des Verarbeitungsablaufes bei der EFM.



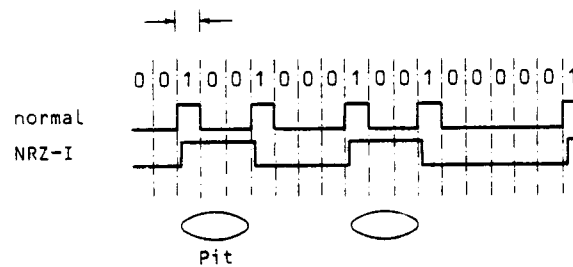
Die folgende Abbildung zeigt den Zusammenhang zwischen den Pits und den 14-BitWörtern unter Berücksichtigung des NRZI-Verfahrens.



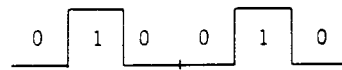
Die folgende Abbildung zeigt das Prinzip der Bandbreiten-Verringerung durch Anwendung der EFM in Verbindung mit der NRZI-Methode.



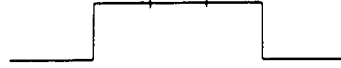
Die folgende Abbildung stellt das Prinzip der NRZI-Methode dar.



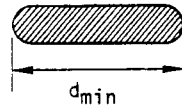
Minimale und maximale Pitslänge



minimum 2 ϕ 's



minimum 3 T



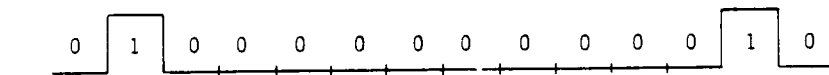
$$T_{\min} = 3T, \text{ da } T = \frac{1}{4,3218} \mu\text{s} = 231,39 \text{ ns}$$

$$d_{\min} \text{ (bei } V = 1,2 \text{ m/s)} = 3T \times V_{1,2} = 0,833 \mu\text{m}$$

entspricht auch dem
minimalen Abstand

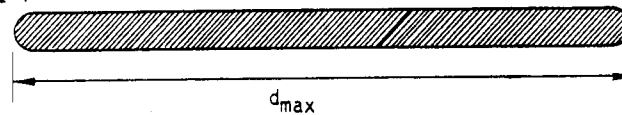
$$\text{(bei } V = 1,4 \text{ m/s)} = 3T \times V_{1,4} = 0,972 \mu\text{m}$$

zwischen den Pits



maximum 10 ϕ 's

maximum 11 T



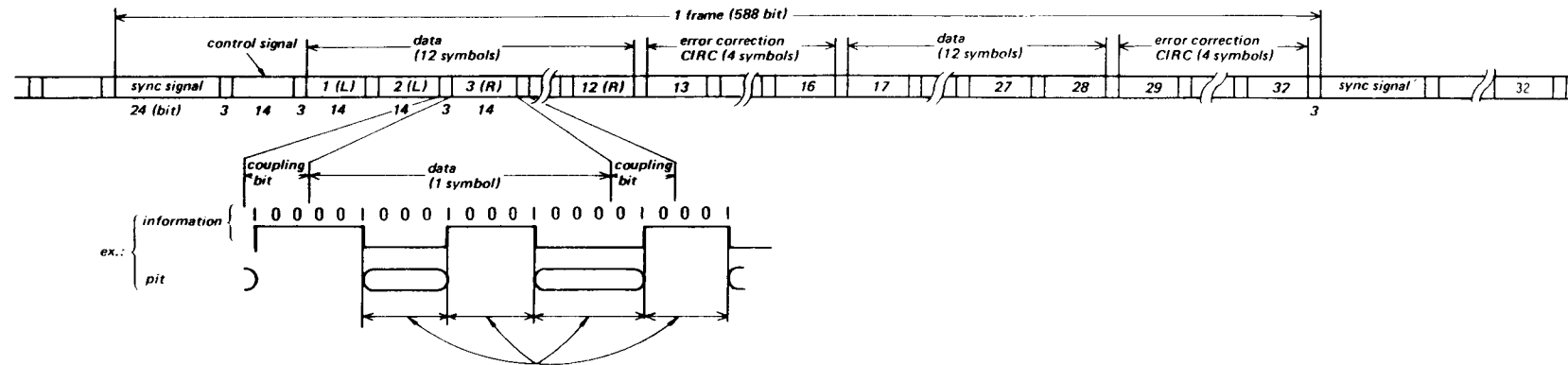
$$d_{\max} \text{ (bei } V = 1,2 \text{ m/s)} = 11T \times V_{1,2} = 3,05 \mu\text{m}$$

entspricht auch dem
maximalen Abstand

$$\text{(bei } V = 1,4 \text{ m/s)} = 11T \times V_{1,4} = 3,56 \mu\text{m}$$

zwischen den Pits

Endgültige Frame-Struktur auf der CD



Datenverarbeitung

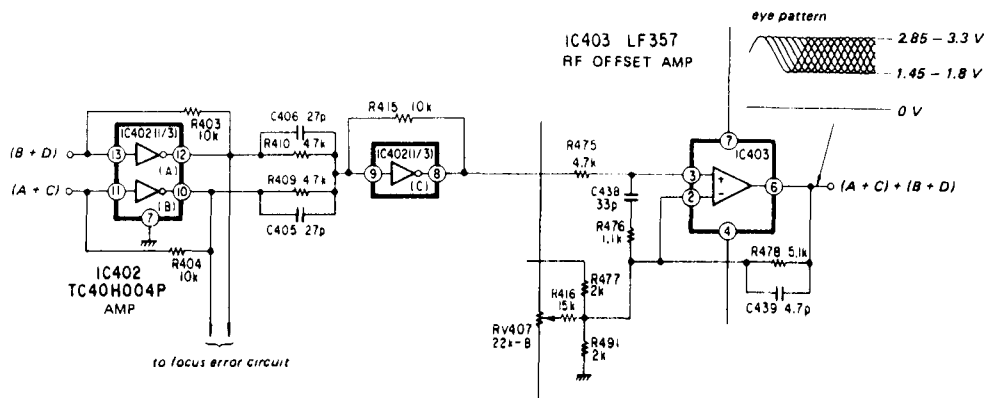
HF-Offset-Verstärker

Die Ausgangssignale A+C und D+B des Hauptlichtdetektors werden in IC 402A-B verstärkt und hinter den Ausgängen PIN 10 und 12 addiert, danach führt man das Summensignal (A+B+C+D) dem Eingang von IC402 PIN 9 zu.

Das nochmals verstärkte Summensignal wird nun an den Eingang des HF-Offset-Verstärkers IC403 gegeben. Hier wird ein fester Gleichspannungspegel von 1,35 V dem HF-Signal unterlegt. Eingestellt wird die Offset-Spannung an RV407.

Die Fokusfehlererkennungsschaltung (focus-error circuit) erhält die Information der Detektorfelder (A+C und B+D) direkt von den Ausgängen PIN 10 und 12 des IC402.

Siehe nachfolgende Abbildung.



Eine Fehljustage des RF-Offset-Pegels (HF-Offset-Pegel) kann dazu führen, daß die Platte nicht angenommen wird. Der RF-Offset-Pegel von 1,35 Volt sollte präzise eingehalten werden.

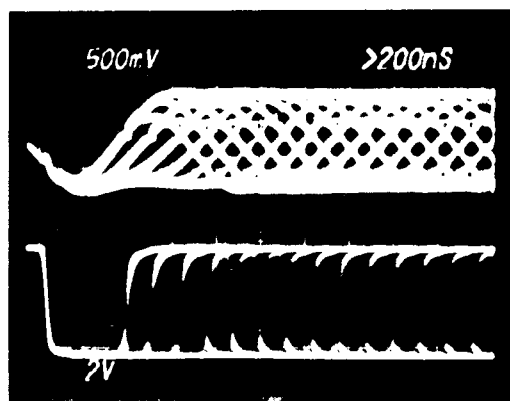
Impulsformer-Schaltung

Das von IC403/PIN6 über C407 kommende HF-Signal enthält die von dem Detektor ermittelte Information, es wird an den Eingang PIN1 von IC404 gelegt. Dieses Signal wird als "Eye-Pattern-Signal" bezeichnet. IC404 und IC407 (PIN1, 2, 3) bilden eine Impulsformer-Schaltung.

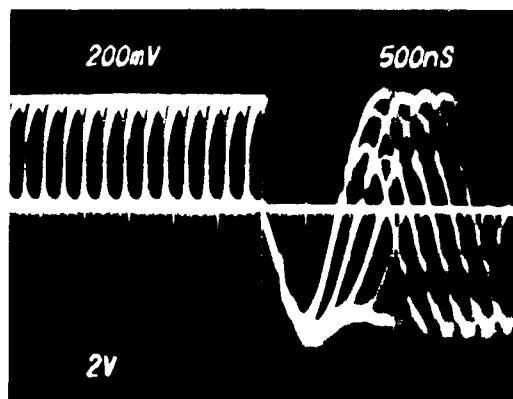
Sie korrigiert bzw. eliminiert Unregelmäßigkeiten im "Eye-Pattern-Signal", die durch Toleranzen der Plattenoberfläche hervorgerufen werden. IC407 arbeitet in dieser Schaltung als aktives Low-Pass-Filter. Am Ausgang PIN10/IC404 wird das rechteckförmige HF-Signal abgenommen und auf den Eingang der aktiven Low-Pass-Filterschaltung IC407/PIN3 gegeben.

Am Ausgang IC407/PIN1 erhält man durch die Integration eine Gleichspannung, die dem Mittelwert des "Eye-Pattern-Signals" entspricht. Diese Gleichspannung wird dem Eingang PIN1/IC404 zugeführt und dient hier als Vorspannung. Durch diese Maßnahme wird das rechteckförmige HF-Ausgangssignal auf den Mittelwert des Eye-Pattern-Signals "geklemmt".

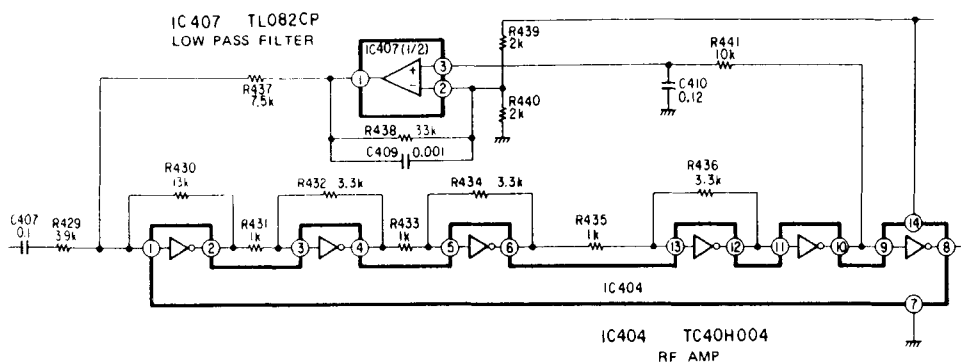
In der Abbildung sehen Sie ein Oszillogramm des Eye-Pattern-Signals, darunter das Ausgangssignal der Impulsformer-Schaltung (PIN8/IC404).



Nachfolgende Abbildung zeigt das Eye-Pattern-Signal mit Mittelwertachse, auf der das links eingeblendete Ausgangssignal der Impulsformer-Schaltung geklemmt ist. Bedingt durch die Verstärkung des IC404 beträgt das Ausgangssignal ca. $5V_{SS}$, während das "Eye-Pattern-Signal" am Eingang nur ca. $1,2V_{SS}$ aufweist.

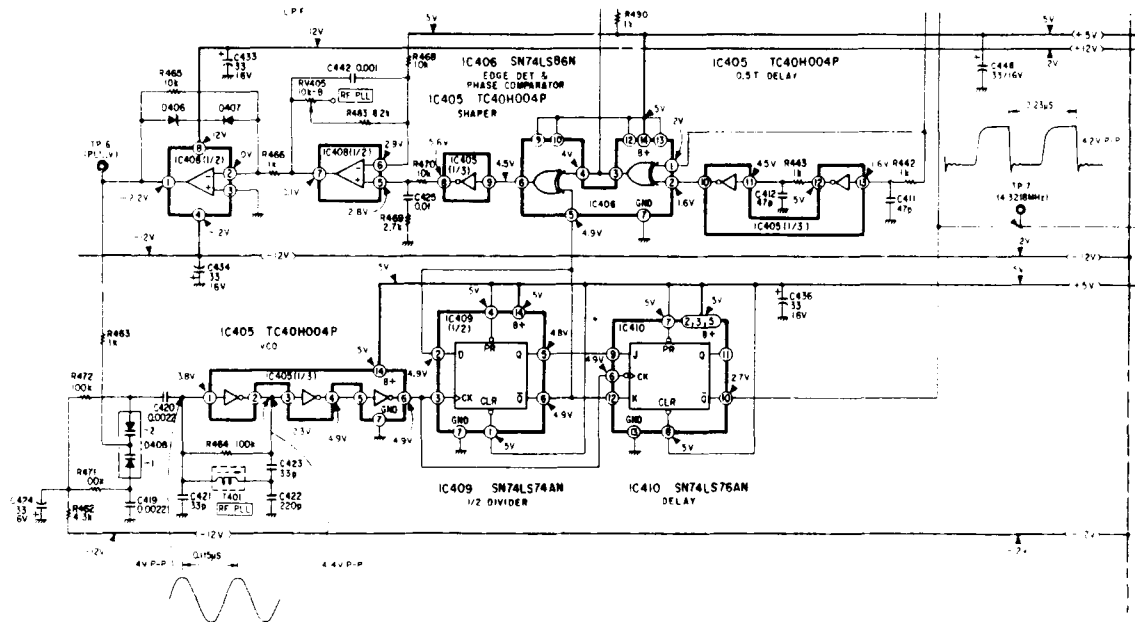


Folgende Abbildung zeigt die Impulsformer-Schaltung.



Wiedergabe-Clock-Frequenz (Pb-clock = PLCK)

Die von der CD ausgelesene Dateninformation enthält ein 2,16 MHz-Clockelement. Um die Daten einzulesen, benötigt das IC502 (CX7933: EFM-Demodulator und Subcode-Decoder) eine mit der Datenclock synchronisierte Clockfrequenz von 4,32 MHz. Die hierzu benötigte Schaltung wird in nachfolgender Abbildung dargestellt.



Das zuvor besprochene Signal vom Ausgang der Impulsformer-Schaltung (PIN8/IC404) wird an PIN13/IC405 angelegt und vom Ausgang PIN10/IC405 mit einer Verzögerung von $0,5T = \frac{231,385}{2} \text{ ns} = 115,6925 \text{ ns}$. (T ergibt sich aus der Datenstruktur der CD) an den Eingang PIN2/ IC406 angelegt.

Der Eingang PIN1/IC406 wird mit dem unverzögerten Signal der Impulsformer-Schaltung versorgt. Da die Eingänge PIN1 und 2/IC406 zu einem EX-OR-Gatter gehören, wird die Impulsdauer am Ausgang PIN3/IC406 ebenfalls nur $0,5T = 115,6925 \text{ ns}$ betragen. Dieser Impuls liegt am Eingang eines weiteren EX-OR-Gatters (PIN4/ IC406).

IC405 bildet mit einer externen Beschaltung einen spannungsgesteuerten Oszillator, er schwingt auf einer Frequenz von 8,64 MHz, das nachgeschaltete IC409 arbeitet als 1/2-Teiler, von seinem Ausgang PIN6 nimmt man Rechteck-Impulse ($f = 4,32 \text{ MHz}$) ab und führt sie dem zweiten Eingang des EX-OR-Gatters PIN5/IC406 zu. Es arbeitet als Phasenvergleicher. Bei Phasungleichheit erhält man am Ausgang PIN6/IC406 Impulse, deren Breite im direkten Zusammenhang mit der Phasendifferenz stehen.

IC405 arbeitet als Impulsformer (shaper) und in IC408, das als aktives Low-Passfilter arbeitet, wird durch Integration eine Nachregelspannung zur Ansteuerung der Kapazitätsdioden des VCO gewonnen. Auf diese Weise erhält man eine Clockfrequenz, die phasenstarr mit der auf der CD gespeicherten Datenclock gekoppelt ist. In IC410 wird die so gewonnene Pb-Clockfrequenz um 90° in der Phasenlage verzögert und dann erst für den EFM-Demodulator (IC502) verwendet.

Beachten Sie bitte: Jeweils zu Beginn und am Ende eines Datenblocks (Frame) auf der CD erscheint am Ausgang des EX-OR-Gatters IC406/PIN3 ein 0,5T breiter Impuls !

Die Abbildung auf der folgenden Seite zeigt eine idealisierte Darstellung des Regelvorgangs.

Abbildung siehe Rückseite



Erklärungen zur Abbildung auf der linken Seite :

Regelbeispiele

1. Die VCO-Frequenz ist zu hoch

In dem EX-OR-Gatter B / IC406 wird der von EX-OR-Gatter A / IC406 kommende 0,5T breite Impuls (b') mit den VCO-Impulsen (c') kommend von IC409/PIN6 verglichen.

Da nur unterschiedliche Pegel am Eingang eines EX-OR-Gatters zu einem H-Impuls am Ausgang führen, erhält man am Ausgang des Gatters zum Zeitpunkt "t₂" Impulse, die den Rechteckimpulsen der VCO-Schaltung entsprechen.

Die hieraus nach der Integration gewonnene Gleichspannung entspricht dem Normalwert für den unsynchronisierten Zustand, es erfolgt also keine Nachregelung.

Jeweils zum Zeitpunkt, an dem die 0,5T breiten Impulse an PIN4/-IC406 anstehen, erfolgt ein Phasenvergleich von b' und c'.

Die Impulsbreiten der an PIN6/IC406 abzunehmenden H-Pegel (d') entsprechen der Phasendifferenz von b' und c'. IC405/PIN8 und 9 dient als invertierender Impulsformer. In IC408 erfolgt die Integration und eine Invertierung der so gewonnenen Gleichspannung.

Die an PIN1/IC408 abzunehmende Regelspannung sinkt gegenüber dem Normalwert ab, wodurch sich die Kapazität der Kapazitätsdioden erhöht und die Frequenz des VCO niedriger wird.

2. VCO-Frequenz ist zu niedrig

Die Impulsbreite der am Ausgang PIN6/IC406 anstehenden Impulse (d') erhöht sich, wodurch nach der Invertierung und Integration die Regelspannung steigt (gegenüber dem Normalwert). Die VCO-Frequenz wird hochgeregelt.

Digitale Datenverarbeitung mit den LSI-IC's CX-7933, 7934 und 7935

Die Schaltungen zur digitalen Datenverarbeitung wurden in der Entwicklungszeit mit 500 TTL-IC's realisiert. Heutzutage werden hierzu nur noch 3 LSI-IC's verwendet. Eine Integration zu einem IC ist in der Zukunft zu erwarten. In der nachstehenden Tabelle sind die wichtigsten Daten und Funktionen der IC's aufgeführt.

	CX-7933	CX-7934	CX-7935
Typ:	N-Kanal Siliziumgate E/D-MOS	dito	dito
Arbeitsgeschwindigkeit:	4,32 MHz	2,16 MHz	2,16 MHz
Versorgungsspannung:	5 V	5 V	5 V
Leistungsaufnahme:	350 mW	550 mW	720 mW
Pegel:	TTL-kompatibel	dito	dito
Anschlüsse:	28 PIN-DIP	70 PIN-Flatpack	28 PIN-DIP
Funktionen:	EFM-Demodulation, Demodulation des Subcode-Signals, Fehlerkorrektur des Frame-Synchr., Erzeugung des In- terface-Signals	Erzeugung des RAM- Steuersignals, Interpolations- kreis, Interface für D/A-Wandler, Erzeugung des CLV-Referenz- signals	Fehlererkennung u.-korrektur, CIRC-Decoder

CX-7933

Das IC502 (CX-7933) hat die Aufgabe, die EFM-Modulation und die Information der Subcode-Kanäle zu demodulieren. Gleichzeitig wird hier die Synchronimpuls-Erkennung, die Verriegelung nach Drop-Outs des Synchronsignals und die Erzeugung des CLV-Referenz-Signals durchgeführt.

Die Demodulation der EFM-Daten erfolgt in einer Logic-Matrix-Schaltung.

Zur Demodulation der Subcode-Daten müssen die Synch.-Zeichen "S₀" und "S₁", die dem Subcode zugeordnet sind, erkannt werden. Die eigentliche Verarbeitung der Subcode-Daten erfolgt in dem 4-Bit-Mikroprozessor IC101.

Um bei der Informationsauslesung eine konstante Bitrate zu erhalten, wird aus den EFM-Daten ein Clock-Signal ermittelt. Hierzu muß das "Frame-Synchrnsignal" der CD erkannt werden. Zur Erkennung des "Frame-Synchrnsignals" wird ein PLL-Kreis verwendet, jedoch kann dieser nur wirksam arbeiten, wenn er korrekt auf dem "Frame-Synchrnsignal" der CD verriegelt ist.

Daher wird als Sicherheit eine Zählerschaltung verwendet, um bei Drop-Outs und nach dem Einschalten die Verriegelung des PLL-Kreises zu ermöglichen. Durch die phasenstarre Verriegelung wird ein sogenannter Bit-Slip* vermieden.

Bei der Verriegelung des "Frame-Synchrnsignals" muß der Unterschied zwischen der normalen Wiedergabefunktion und der Zugriffsfunktion berücksichtigt werden, daher kann das Ansprechverhalten der Erkennungsschaltung extern gesteuert werden, hierzu werden die PIN's 3, 4 und 5 verwendet. Das mit Hilfe des "Frame-Synchrnsignals" gewonnene Clock-Signal wird über den WFCK-Ausgang (PIN15) herausgegeben.

Als Arbeitsclockfrequenz verwendet das IC502 die Wiedergabe-Clockfrequenz von 4,32 MHz (Masterclock). Die demodulierten Daten werden direkt in das externe RAM (IC501) übertragen.

Die Verriegelung mit dem "Frame-Synch.-Signal" wird durch einen H-Pegel an PIN1 angezeigt.

* Bit-Slip = "Übersehen" von Data-Bits bei Drop-Outs durch schlechte Synchronisation

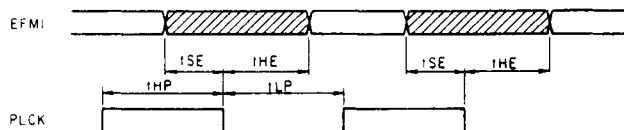
Beschreibung der PIN-Funktionen des CX-7933

PIN Nr.	Pinbezeichnung	Funktion
1	GFS (OUT)	Verriegelungsanzeige. "H", wenn die Synchronisation mit dem Frame-Synch. der CD erfolgt ist.
2	GTOP (OUT)	Anzeige des Frame-Sync-Schutzzustandes (kommt bei diesem Modell nicht vor).
3	GSEL (IN)	Kontrolle der Framenummer-Auswahl
4	GSEM (IN)	Kontrolle der Framenummer-Auswahl
5	WSEL (IN)	Fensterauswahl (Abtastbreite)
6	CSIN (IN)	Normalerweise nicht verwendet, fest an V_{SS}
7	PCN (IN)	Normalerweise nicht verwendet, fest an V_{SS}
8	V_{SS}	Masse (Ground)
9	TST (IN)	Normalerweise nicht verwendet, fest an V_{SS}
10	UGFS (OUT)	Normalerweise nicht verwendet, immer offen
11	EXCK (IN)	Serieller Subcode-Ausgangsclock (mit Accessory-Ausgang verbunden)
12	SBSC (OUT)	Serieller Subcode-Ausgang (mit Accessory-Ausgang verbunden)
13	SUBQ (OUT)	Subcode-Ausgang Q
14	SCOR (OUT)	Subcode-Sync-Ausgang ($S_0 + S_1$)
15	WFCK (OUT)	Schreiben, Frame-Clock (CLV)

16	WREQ (OUT)	Schreiben, Anforderung
17	DB01 (OUT)	Data 1 (LSB) (drei Zustände)
18	DB02 (OUT)	Data 2 (drei Zustände)
19	DB03 (OUT)	Data 3 (drei Zustände)
20	DB04 (OUT)	Data 4 (drei Zustände)
21	DB05 (OUT)	Data 5 (drei Zustände)
22	V _{DD}	+5V
23	DB06 (OUT)	Data 6 (drei Zustände)
24	DB07 (OUT)	Data 7 (drei Zustände)
25	DB08 (OUT)	Data 8 (MSB) (drei Zustände)
26	OENB (IN)	Freigabe Datenausgang (aktiv "L")
27	PLCK (IN)	Eingang des PLL-Clock
28	EFMI (IN)	Eingang des EFM-Signals

Zeitlicher Zusammenhang der EFMI-Daten und der Pb-Clock

Das Timingdiagramm in nachfolgender Abbildung zeigt den zeitlichen Zusammenhang zwischen den Eingangssignalen der EFMI und der Pb-Clockfrequenz.



t SE = 10 ns.
t HE = 60 ns.
t HP = 70 ns.
t LP = 70 ns.

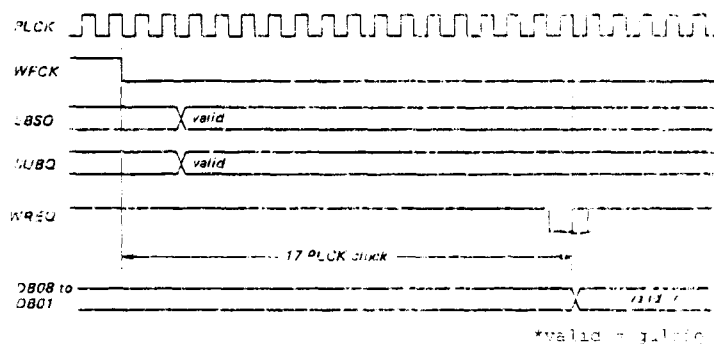
beachten Sie bitte, daß diese Zeitangaben die **minimalen** Zeiten ausdrücken!

Timingdiagramm der SBS0, WREQ, DB08-DB01-Signale

Nachfolgende Abbildung zeigt eine schematische Darstellung des zeitlichen Datenverlaufs der/des:

- (SBS0) seriellen Subcode-Ausganges
- (SUBQ) Subcode Q-Ausganges
- (WREQ) Schreibanfrage
- (DB01-08) Datenausgänge 01 (LSB) - 08 (MSB)

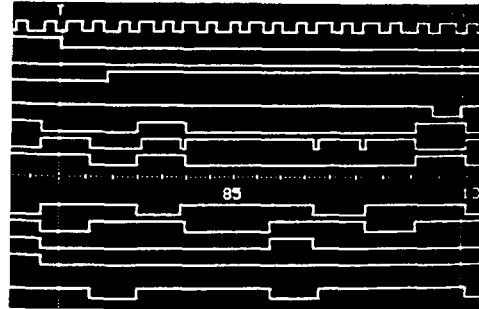
SBS0, SUBQ, WREQ, DB08-DB01 Output Timing



Man erkennt hieraus, daß 2 Pb-Clockimpulse nach der abfallenden Flanke der Schreib-Frame-Clock (WFCK) die gültigen Subcode-Informationen (SUBQ und SBS0) ausgegeben werden. 17 Clockimpulse nach der abfallenden Flanke der WFCK erscheint ein Schreib-anfrager bit, nach seiner abfallenden Flanke werden die gültigen Daten 01-08 ausgeschrieben. Beachten Sie, daß die Datenausgänge DB01-08 gesperrt sind, wenn der Datenfreigabeeingang OENB (nicht dargestellt) "high" ist.

Die Abbildung auf der nächsten Seite zeigt das gleiche Timingdiagramm, jedoch handelt es sich hier um eine "echte" Aufnahme von einem Digital Analyzer. Diese Aufnahme bestätigt das zuvor gezeigte Schema. Man erkennt jedoch die unterschiedliche Impulsbreite der Pb-Clock, sie wird hervorgerufen durch die Synchronisation der Pb-Clock mit dem 2,16 MHz-Element der CD (idealisiert durch den Analyzer).

2 Pb-Clockimpulse nach der abfallenden Flanke des WFCK erscheint hier nur die SUBQ-Information (die Triggerung aller Vorgänge erfolgt auf der abfallenden Flanke!)



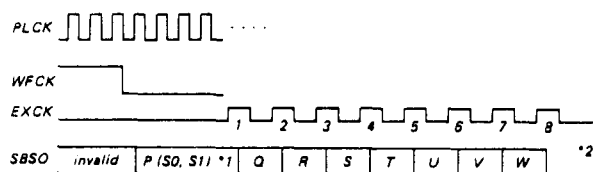
SBS0 und EXCK-Timing

Nachfolgende Abbildung zeigt den zeitlichen Zusammenhang zwischen der Pb-Clock (PLCK), der Schreib-Frame-Clock (WFCK), der Clock des seriellen Subcodeausganges (EXCK) und dem seriellen Subcode-Ausgang (SBS0).

Pro "Frame" (Rahmenstruktur) sind 7 EXCK-Impulse notwendig, um die Daten P-W des Subcode-Ausganges auszulesen.

Wenn der Subcode-Synch.-Ausgang (SCDR / PIN14) "high" ist, werden statt der P-Date die Subcode-Synch.-Zeichen S_0 und S_1 ausgelesen. Der Subcode-Ausgang (SBS0) wird "Low" nach dem 8. EXCK-Puls.

SBS0 and EXCK Timing



WSEL, GSEL, GSEM

WSEL = Window-selection (Anwahl der Abtastbreite) (Eingabe)

GSEL = Anzahl der zu überprüfenden Frames (Eingabe)

GSEM = Anzahl der zu überprüfenden Frames (Eingabe)

Mit Hilfe dieser 3 Eingänge wird der Synch.-Erkennungskreis umgeschaltet, um den unterschiedlichen Anforderungen während des Zugriffs und während der normalen Wiedergabe gerecht zu werden.

Mit dem WSEL-Eingang kann die Abtastbreite der Erkennungsschaltung gewählt werden, hierzu bestehen zwei Möglichkeiten:

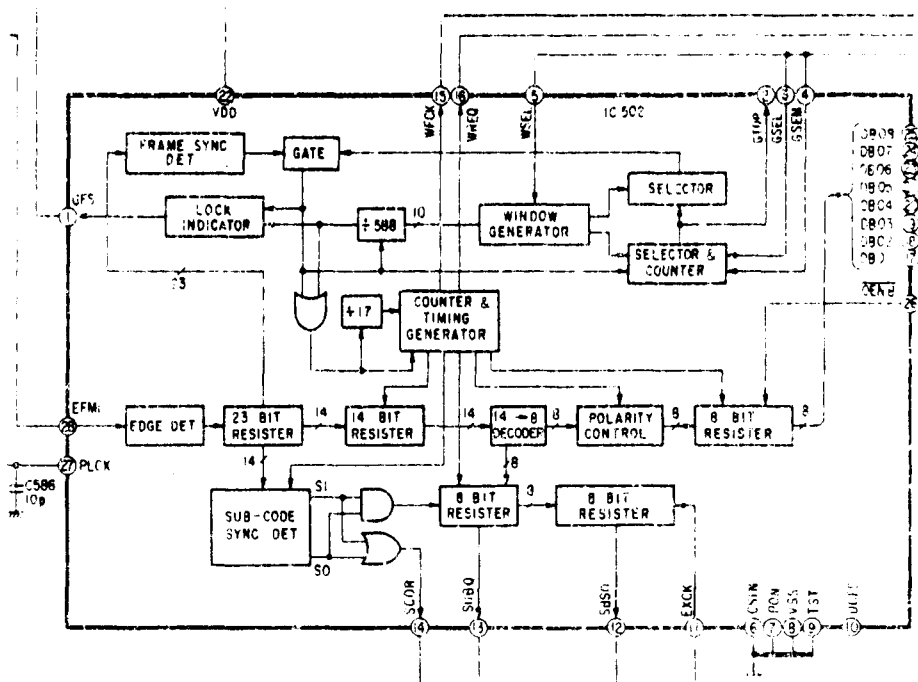
- WSEL = 0 Abtastbreite \pm 3 Clocks
- WSEL = 1 Abtastbreite \pm 7 Clocks

Ein 4-Bit-Zähler zählt die Anzahl von Rahmenstrukturen (Frames) bei denen kein Frame-Synch. erkannt wurde. Die Anzahl der zulässigen Frames ohne Synch.-Erkennung ist wie abgebildet vorwählbar:

GSEM	GSEL	Anzahl der Frames ohne Synch.-Erkennung
Low	Low	2 Frames
Low	High	4 Frames
High	Low	8 Frames
High	High	13 Frames

Entspricht der Zählerinhalt der Vorwahl, so wird der interne Zähler vom nächsten Frame-Synch. der CD zurückgesetzt, auch wenn er nicht innerhalb der vorgewählten Abtastbreite fällt.

Nachfolgende Abbildung zeigt eine Blockdarstellung des CX-7933.



CX-7934

Dieser LSI-Baustein steuert die gesamte digitale Verarbeitung für CX-7933, CX-7935, den 16k-RAM und den D/A-Wandler. Er ist untergliedert in:

1. RAM-Adreß- und Steuersignalgenerator
2. Interpolationskreis
3. D/A-Wandler-Interfaceschaltung

Jedes der 3 zur digitalen Verarbeitung benötigte LSI hat die Aufgabe, Daten über einen Datenbus in das RAM einzuschreiben bzw. auszulesen. Erhält das CX-7934 von einem der 2 anderen LSI's eine entsprechende Anforderung, so ordnet es diese nach einer Priorität und sorgt für die Verarbeitung indem es die vorgeschriebene RAM-Adresse errechnet und den Zugriff ermöglicht.

Das RAM hat drei Aufgaben:

1. Es hebt die Verzahnung der Daten auf
2. Es absorbiert Synchronisations-Fehler (Jitter) bis zu ± 4 Frames (Rahmenstrukturen)
3. Bei einer Über- und Unterschreitung der Speicherkapazität wird der Adreßzähler automatisch zurückgesetzt um Klanganomalien zu vermeiden.

Der Interpolationskreis führt in Fällen, in denen mit dem C_2 -Decoder keine Korrektur möglich ist, eine Mittelwertbildung durch. Weisen mehr als zwei aufeinanderfolgende Datenwörter Fehler auf, so wird die "Previous-Word-Hold-Function" (Halten des vorangegangenen Wortes) gewählt.

Ein serielles und ein paralleles Interface zur Ansteuerung eines D/A-Wandlers sind vorhanden. Ein interner Teiler wird zur Erzeugung des CLV-Referenzsignals verwendet.

Das CX-7934 arbeitet mit einer Masterclockfrequenz von 8,64 MHz und verfügt über einen eingebauten Quarzoszillator.

Beschreibung der PIN-Funktionen des CX-7934

PIN-Nr.	Pinbezeichnung	Funktion
1	AD01 (IN)	Adreß- und Steuersignaleingang von CX-7935
2	WFCK (IN)	Schreiben Frame-Clockeingang von CX-7935
3	WREQ (IN)	Anforderungseingang für Einschreiben in RAM von CX-7935 (aktiv "L")
4	PREN (OUT)	Ausgangssignal, das das CX-7935 für Schreiben/Lesen aus bzw. in den externen RAM freigibt
5-8	TEST-4 (IN)	Eingang für Setzen des internen Status auf Testbetrieb
9	RFCK (OUT)	Einlesen Frame-Clockeingang in CX-7935
10	WDCK (OUT)	88,2 kHz-Strobe-Signalausgang
11	LRCK (OUT)	44,1 kHz-Strobe-Signalausgang
12	V _{SS}	Masse (Ground)
13	C210 (OUT)	Teilt die 8,64 MHz, liefert als Ausgang ein 2,16 MHz-Clocksignal
14	C211 (IN)	Nimmt 2,16 MHz von "C210" auf
15	XTA0 (OUT)	8,64 MHz-Oszillatorausgang
16	XTAI (IN)	8,64 MHz-Oszillatöreingang
17,19	DA01-16 (OUT)	Liefert Ausgang in Form von parallelen 16-Bit-Daten an den D/A-Wandler oder seriell über DA16

20		nicht belegt
22-29		dito
32-36		dito
18, 21		dito
31		dito
30	V_{SS}	Masse (Ground)
37	PSSL (IN)	Eingang für Steuerung der Datenausgabe parallel/seriell an den D/A-Wandler
38	MUTG (IN)	Eingang für Muting
39	ATTM (IN)	Eingang zur Dämpfung der Ausgangsdaten um 12 dB (aktiv "L")
40-47	DB01-08 (IN)	Paralleler 8-Bit-Dateneingang vom externen RAM
48-58	RA01-11 (OUT)	Liefert als Ausgang die externe RAM-Adresse
59	RACS (OUT)	Ausgangssignal für externe RAM-Chipwahl (aktiv "L")
60	RAWE (OUT)	Ausgangssignal für Freigabe des Schreibens in den externen RAM (aktiv "L")
61	OENB (OUT)	Liefert als Ausgang Freigabesignal an CX-7933 (aktiv "L")
62, 63	AD08,07 (IN)	Adreß- und Steuersignaleingang von CX-7935
64	V_{DD}	+5 V
66-70	AD06-02 (IN)	Adreß- und Steuersignaleingang von CX-7935

Masterclock

Zwischen den Ein- und Ausgangspins XTAI und XTA0 ist ein Quarzoszillator geschaltet. Seine Masterclockfrequenz beträgt 8,64 MHz. Am Ausgang PIN13 (C120) steht eine heruntergeteilte 2,16 MHz Frequenz, die an PIN14 (C211) wieder in das CX-7934 eingegeben wird. Die interne Zeitsteuerung des IC's und auch die zeitliche Steuerung der Ausgangsdaten werden mit der **ansteigenden** Flanke des 2,16 MHz Clockimpulses von PIN14 (C211) synchronisiert.

De-Interleave

Die früher beschriebene Interleave-Funktion (Verzahnung der Daten) wird hier rückgängig gemacht. Auf diese Weise ergibt sich die richtige Reihenfolge der Wortgruppe am Eingang des C_1 -Decoders. Erst hinter dem C_2 -Decoder ist die Cross-Interleave-Verzahnung des Aufnahmekreises aufgehoben und die Daten sind in der richtigen Reihenfolge geordnet.

RAM-Adreßgenerator

Die Aufhebung der Verzahnung der Daten erfolgt mit Hilfe einer Zwischenspeicherung der Datenzeichen in einem externen 16 KBit-RAM.

Beim 4. bis 5. Clock der 2,16 MHz-Clockfrequenz nach dem WREQ-Impuls (Anforderung: Einschreiben der Daten in das RAM) wird ein OENB-Signal (Freigabe für CX-7933) von einer "Clocklänge" an das CX-7933 gegeben. Erst dann können die Daten aus dem CX-7933 ausgeschrieben und dem RAM (IC501) zugeführt werden.

Zum Einlesen benötigt das IC502 (RAM) jedoch noch das RAWE-Signal (Freigabe zum Einlesen) und das RAM-Chip-Anwahl-Signal (RACS). Wenn diese Impulse im richtigen Zeitverhältnis erscheinen, kann der Datenaustausch ausgeführt werden. Die Werte der 11 Bitadressen RA01-11 sind durch die Anzahl der, von Abstiegsflanke des WFCCK-Impulses (Schreiben, Frame-Clock von IC502) an, gezählten WREQ-Bits bestimmt.

Die C_1 und C_2 -Decodierung (s. Cross-Interleaving) in CX-7935 findet während einer freien Zeit für die Zeitdauer von 1 Frame (1 Frame = 1,57 ns = $\frac{1}{294 \text{ Bits} \times 2,6 \text{ MHz}}$ statt.

Während dieser ausgewählten Zeit dürfen keine Daten vom CX-7933 in das RAM geschrieben und keine 16-Bit-Daten an den A/D-Wandler übertragen werden. In dieser Zeit wird das PREN-Signal (Freigabe für CX-7935 Schreiben/Lesen RAM) dem CX-7935 zugeführt.

Die 11-Bit-Adresse RA01-11, RACS und RAW (nur während des Einschreibens) werden dem RAM zugeführt. Die Wertigkeit der Adressen RA01-11 werden von den Ausgängen AD01-AD08 bestimmt (je 8 Bit von CX-7935).

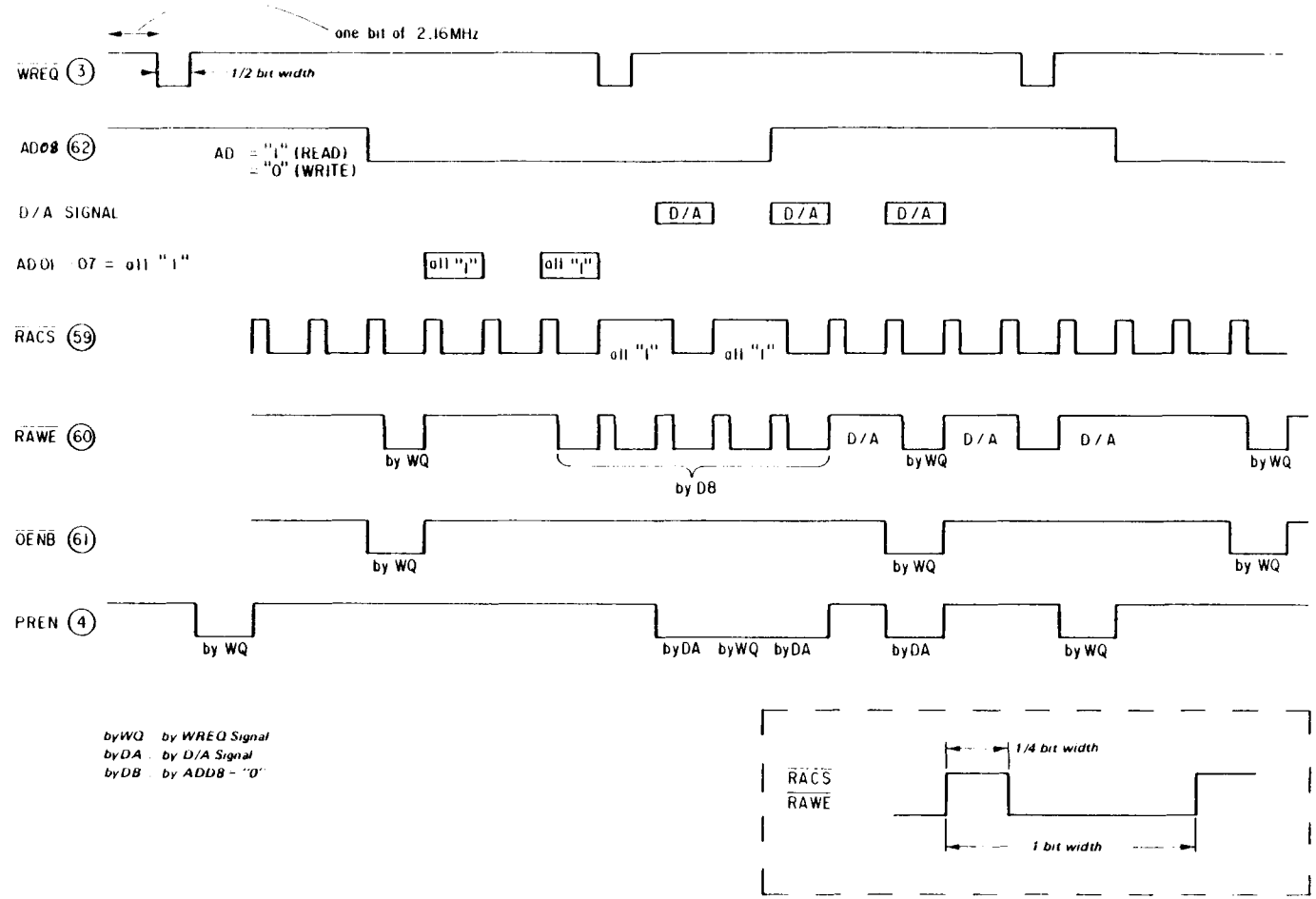
Die in C_2 decodierten und im RAM abgespeicherten Signale werden über die Eingänge (parallel) DB01-DB08 durch 3 Wörter eingelesen, die jeweils auf dem 24 bzw. 25 Clockimpuls der 2,16MHz-Clockfrequenz fallen und dann als 1 Wort an den D/A-Wandler weitergeleitet werden.

Zum gleichen Zeitpunkt werden die Daten der 11-Bit-Adresse RA01-11 an das RAM übertragen. Die Wertigkeit wird durch die Anzahl der ab der abfallenden Flanke des RFCK (Einlesen, Frameclock für CX-7935) gezählten Bits bestimmt.

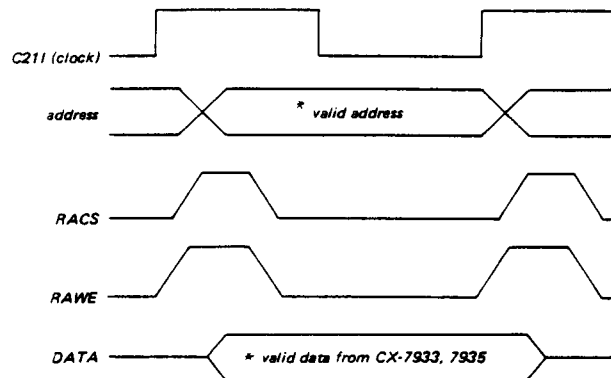
Nachfolgende Abbildung zeigt ein Timingdiagramm der PIN's 3, 62, 59, 60, 61 und 4 (idealisierte Darstellung).

Abbildung siehe Rückseite

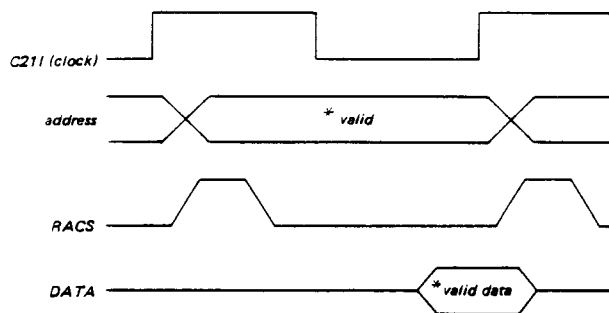




Nachfolgende Abbildung zeigt das Timingdiagramm für die Funktion "Einlesen in das RAM" (schematische Darstellung).



Nachfolgende Abbildung zeigt das "Timing" für die Funktion "Auslesen aus dem RAM" (schematische Darstellung).



* valid = gültig

Eingangs/Ausgangs-Timing der Interpolations-Schaltung

Vom externen RAM werden über DB01-08 alle 24 bis 25 Clockimpulse der 2,16 MHz-Clockfrequenz 3 Datenblöcke à 8 Bit parallel ausgelesen. Diese 3 Datenblöcke erscheinen bei jedem 2. Bit der 2,16 MHz-Clockfrequenz. Die Ein- und Ausgabe der Daten erfolgt im Zweierkomplement-Code (s. PCM-Technologie).

Die Ausgabe der 3 Datenblöcke an den D/A-Wandler erfolgt seriell 12mal, wobei je 6 Wörter alternierend für den linken und für den rechten Kanal übertragen werden. Eine Einheit bestehend aus einem Datenblock für den rechten und einem Datenblock für den linken Kanal ergibt eine "Stereoinformationseinheit".

Das Auslesen dieser Stereoinformationseinheiten ist mit den LRCK Ausgangsimpulsen (44,1 kHz) synchronisiert. Das Alternieren der rechten und linken Kanaldatenblöcke wird von dem WDCK-Ausgang gesteuert (88,2 kHz).

Interpolation

Als Steuersignal vom externen RAM werden die Daten vom Ausgang DB01 (auch Zeiger genannt) bezeichnet.

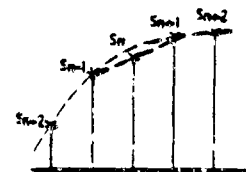
Ein H-Pegel an DB01 bedeutet, daß die im zeitlichen Verlauf nachfolgenden 2 Datenblöcke weder im C_1 - noch im C_2 -Decodierer zu verarbeiten waren.

Ein Low-Pegel an DB01, kennzeichnet ordnungsgemäße Decodierung, die Daten werden dem D/A-Wandler mit einer Verzögerung von 4 WDCK-Zyklen zugeführt.

Eine Mittelwertbildung durch Interpolation findet statt, wenn ein unkorrigiertes Wort (das bedeutet "H" an DB01) zwischen zwei richtigen Wörtern (DB01 jeweils "L") liegt. Das unkorrigierte Wort wird dann durch den Mittelwert ersetzt.

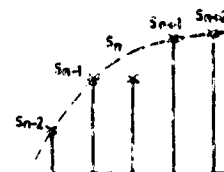
Die Abbildung zeigt das Prinzip der Korrektur durch Bildung eines Mittelwertes aus dem Wort vor und dem Wort nach dem Fehler.

$$S_n = 1/2 (S_{n+1} + S_{n-1})$$



Nach dem "Previous-Word-Hold-System" (Halten des vorangegangenen Wortes) arbeitet man, wenn zwei benachbarte Wörter nicht zu decodieren waren; diese Wörter werden durch die letzten decodierten Wörter ersetzt, die im Register abgespeichert wurden.

Die Abbildung zeigt das Halten eines vorangegangenen Wortes. $S_n = S_{n-1}$



Parallel/Serien-Umwandler

Da der PSSL-Eingang (Eingang zur Kontrolle der Datenausgabe zum D/A-Wandler) fest auf "L"-Pegel liegt, erscheinen die Daten für den D/A-Wandler seriell, synchronisiert mit dem 2,16 MHz-Clock am Ausgang DA16. Das MSB wird zuerst, das LSB zuletzt übertragen. Die invertierte 2,16 MHz-Clock steht am Ausgang DA05.

Muting- und Abschwächer-Eingang

Die Ausgangsdaten werden durch den ATTM- und MUTG-Eingang (Abschwächer- und Muting-Eingang) gesteuert.

Nachfolgende Tabelle zeigt die Auswirkungen von verschiedenen Eingangspegel an MUTG und ATTM und jeweils die dazugehörigen Funktionen.

MUTG	ATTM	OUTPUT	MODE
1	1	0	Pause, Pause & FF, Zugriff, Wiederholungsfunktion
1	0	-12dB	Während den FF-Funktionen
0	1	Normal	Play
0	0	-12dB	Nur zum Beginn der FF-Funktionen (Spurensprung)

RFCK und WECK

Die totale Bitrate auf der CD beträgt 4,3218 MHz. Daraus wird die Framerate wie folgt abgeleitet:

$$\frac{4,3218 \text{ MHz}}{588 \text{ Bit pro Frame}} = 7,350 \text{ kHz}$$

Da die WFCK (wie zuvor besprochen) mit der "Plattenframe" verriegelt wird, kann man davon ausgehen, daß die WFCK im Bereich von ca. 7,4 kHz liegt. Da die RFCK und der WECK abgeleitet wird, erhält man:

$$\begin{aligned} \text{RFCK und WFCK} &= \text{ca. } 7,4 \text{ kHz} \\ 1/8 \text{ WFCK} &= \text{ca. } 925 \text{ Hz} \\ 1/4 \text{ RFCK} &= \text{ca. } 1,85 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Jitter-Unterdrückung

Um die Wirkung von Gleichlaufschwankungen zu beseitigen, wurde eine Jitterunterdrückungsschaltung eingebaut. Dieser Schaltkreis kann ± 4 mit Jitter behaftete Frames absorbieren.

CX-7935

Der LSI-Baustein CX-7935 sorgt für die CIRC-Decodierung. Das CX-7934 legt die nicht mehr verzahnten Daten (nach De-Interleaving "C1" und "C2") an die Eingänge des CX-7935 (32 bzw. 28 Wörter). Eine Mikroprogrammsteuerung und ein sogenannter Vektorprozessorkreis werden für die Verarbeitung eingesetzt. Die korrigierten Daten werden über den Datenbus in das externe RAM eingeschrieben.

Die Ergebnisse des Korrekturvorganges können an den 4-Bit-Ausgangspins 11, 12, 13 und 14 kontrolliert werden. Die C1- und C2-Korrektur erfolgt im Time-Sharing-Betrieb, die Masterclock beträgt 2,16 MHz.

Beschreibung der Pinfunktionen

PIN-Nr.	Pinbezeichnung	Funktion
1	DB06 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus
2	DB05 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus
3	DB04 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus
4	DB03 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus
5	DB02 (IN/OUT)	8 Bit-Datenbus
6	DB01 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus/ Zeigerdatenbus

Die Daten zwischen dem RAM und CX-7935 passieren diese Busse DB01-08 zwecks LESEN/SCHREIBEN.

27	DB08 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus
28	DB07 (IN/OUT)	8-Bit-Datenbus
7	TESCO (IN)	Eingang für LSI-Test. Bei Normalbetrieb an Masse gelegt.
9	TES 1 (IN)	dito
10	TES 2 (IN)	dito
8	V _{SS}	Masse
11	C1F1 (OUT)	Pins zur Überwachung des Fehlerkorrekturzustands
12	C1F2 (OUT)	dito
13	C2F1 (OUT)	dito
14	C2F2 (OUT)	dito
15	C216 (IN)	Clockeingang (2,16 MHz) von CX-7934. CX-7935 wird initialisiert und beginnt mit der Anstiegsflanke dieses Clocks mit der C1-Decodierung.
17	PREN (IN)	Programm-Freigabeeingang von CX-7934. Wenn dieses Signal "1" ist, wird der Datenverkehr zwischen dem RAM und CX-7935 freigegeben.
18	AD01 (OUT)	Datenadress- und Zeigeradressausgang
19	AD02 (OUT)	dito
20	AD03 (OUT)	dito
21	AD04 (OUT)	dito
23	AD05 (OUT)	dito
24	AD06 (OUT)	Zeiger/Daten-Wahlausgang

25	AD07 (OUT)	Datenausgang
26	AD08 (OUT)	Lesen/Schreiben-Wahlausgang. AD01-08 übertragen die Befehle des CX-7935 an CX-7934. 3 Clocks (Eingang C216) nach den Befehlen erscheint das Ein-/Ausgangssignal an DB01-08.
22	V _{DD}	+ 5 V

C₁-Decoder

Ein Auslesen bzw. Einschreiben in das externe RAM ist möglich, wenn der PREN-Ausgang des CX-7934 "H" ist.

Der Programnzähler von CX-7935 wird bei der abfallenden Flanke des RFCK-Signals zurückgesetzt (Startpunkt des Prozessorprogramms).

Wenn RFCK abfällt, werden die 32 Datenabfrageadressen von CX-7935 als Ausgang an die Ports AD01-08 gegeben. Die für die C₁-Decodierung benötigten Daten müssen zu diesem Zeitpunkt als Eingang an DB01-08 anstehen. Diese 32 Wörter à 8 Bit enthalten 8 Redundanzwörter für die Fehlerkorrektur.

Reihenfolge: Wörter 1-32

das LSB liegt bei DB01

das MSB liegt bei DB08

Nach der Korrektur werden die C₁-Daten (mit Zeiger) in das RAM geschrieben.

An PIN15 steht eine Clockfrequenz von 2,16 MHz.

C₂-Decoder

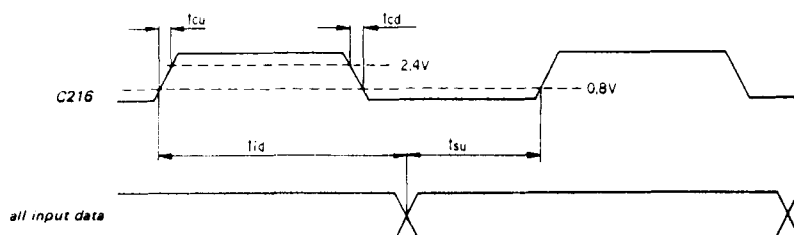
Nach der C₁-Decodierung beginnt die C₂-Decodierung.

Das CX-7935 liefert 28 Datenabfrageadressen an AD01-08. Die zur C₂-Decodierung benötigten 28 Wörter müssen an den Eingängen DB01-08 anstehen. Das LSB wird DB01, das MSB DB08 zugeführt.

Die C₂-Korrektur wird anhand der 28 Datenwörter (und der C₁-Zeigerbits) durchgeführt.

Nach der Fehlerkorrektur werden die C₂-Zeigerbits in dem RAM gespeichert. Die C₂-Zeiger dienen als Vorzeichen für die Funktionen "Interpolation" und "Previous-Word-Hold", die im CX-7934 durchgeführt werden.

Nach der C₂-Decodierung befindet sich das CX-7935 im "Halte-Status", bis die abfallende Flanke des RFCK wieder auftritt.



	MIN.	MAX.
t _{id}		260ns
t _{su}	170ns	
t _{cu}		50ns
t _{cd}		40ns

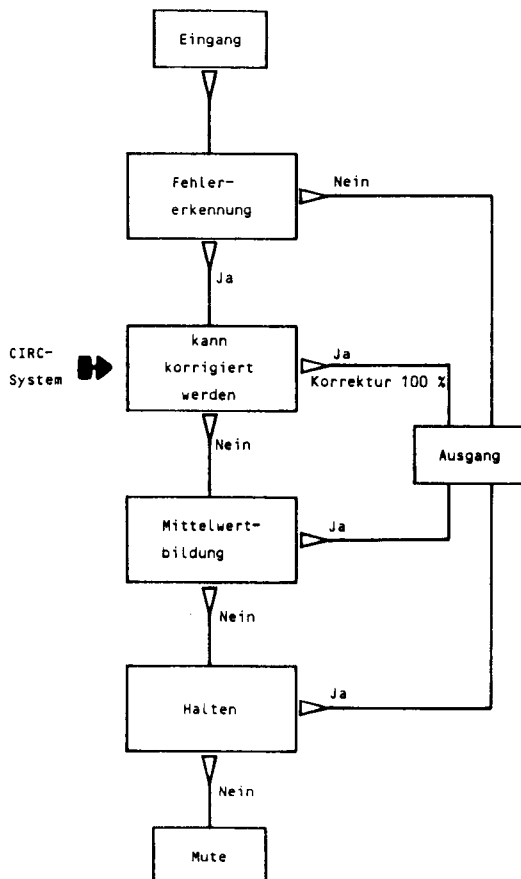
Die Abbildung zeigt das Timing-Diagramm der Eingangsdaten zur 2,16 MHz-Clock.

Zustandskontrolle der Fehlerkorrektur

C1F1	C2F2	Fehlerkorrekturzustand
0	0	kein Fehler
1	0	Fehlerkorrektur bei einem Wort
0	1	Fehlerkorrektur bei 2 Wörtern
1	1	Korrektur nicht möglich

C1F1 und C2F2 sind Kontrollpins für den Fehlerkorrekturstatus bei der C_1 - und C_2 -Decodierung. Sie finden in der Schaltung des CDP-101 keine Anwendung.

Fehlerkorrekturschema

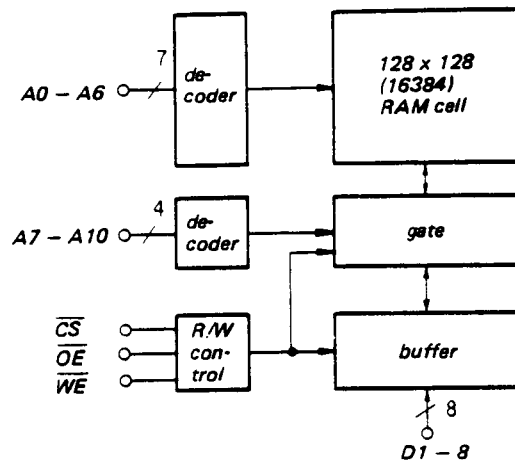


Die Fehlerkorrektur wird nach dem CIRC-Verfahren durchgeführt, das zuvor schon angesprochen wurde.

Die Abbildung zeigt das Arbeitsschema der Fehlerkorrekturschaltung.

RAM

Das IC MSM 5128 ist ein 16 kBit-RAM. Es ist nicht auf externe Clock-Signale angewiesen. Folgende Abbildung zeigt die Blockdarstellung, die Tabelle darunter die möglichen Betriebszustände.



A0 - A10: Address input
 D1 - D8: Data input/output
 \overline{WE} : Write enable input
 \overline{CS} : Chip select input
 \overline{OE} : Output enable input

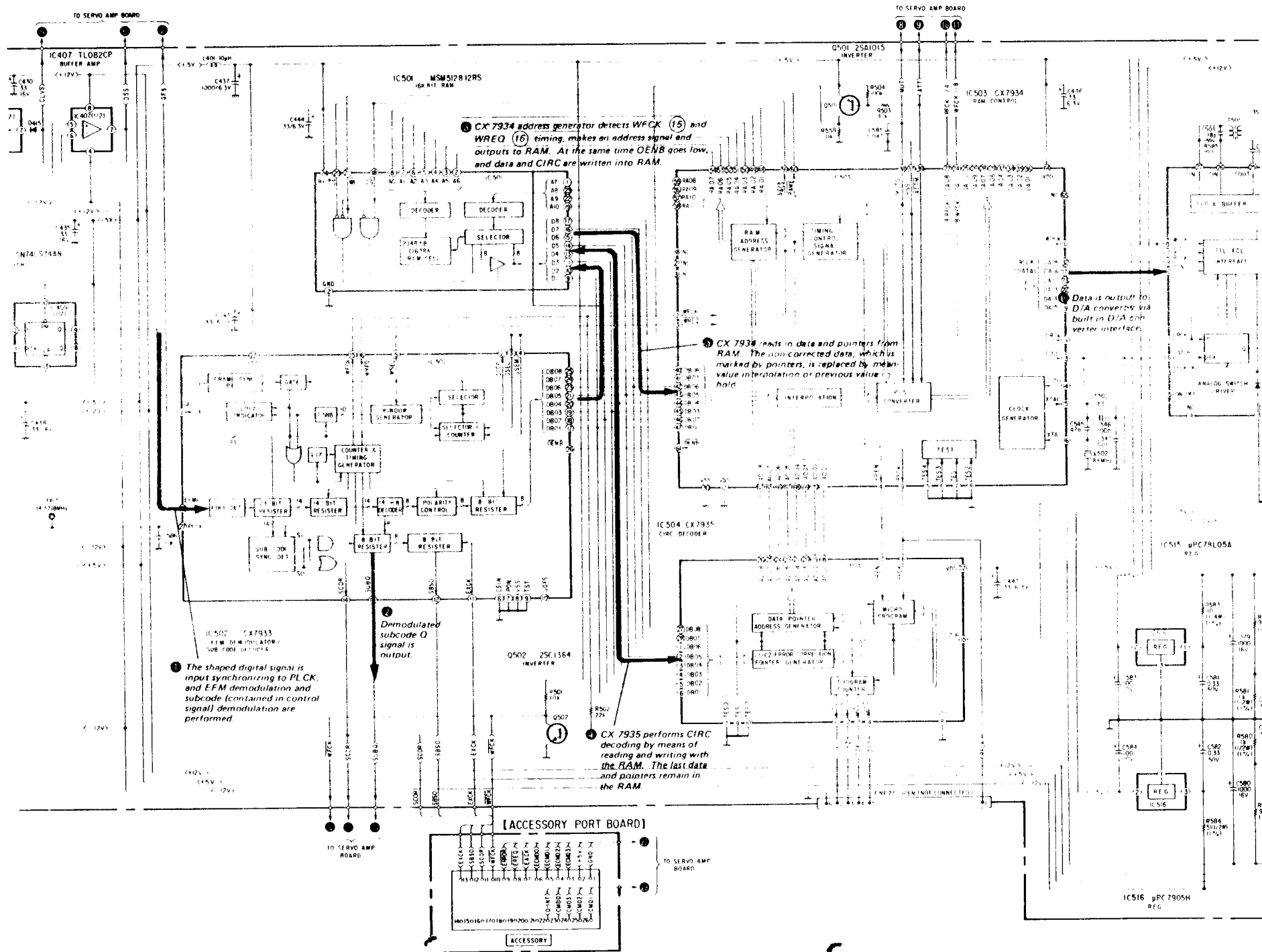
MODE	CS	WE	OE	EINGANGS/AUSGANGS-FUNKTION
Lesezyklus	L	H	L	Auslesen der Daten
Schreibzyklus	L	L	X	Einschreiben der Daten

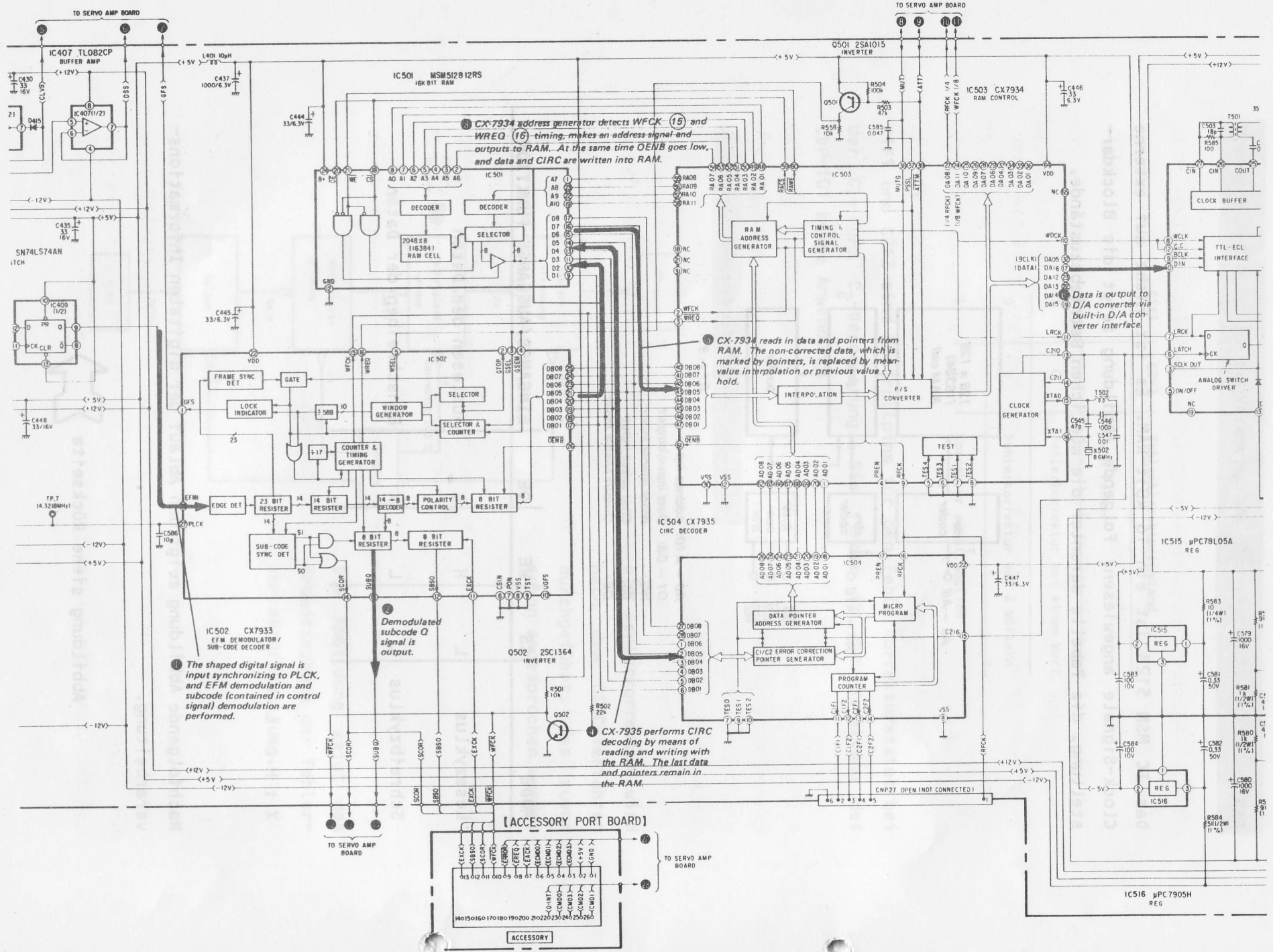
X : H or L

Nachfolgende Abbildung zeigt den Ablauf der digitalen Informationsverarbeitung.

Abbildung siehe Rückseite







1 The shaped digital signal is input synchronizing to PLCK, and EFM demodulation and subcode (contained in control signal) demodulation are performed.

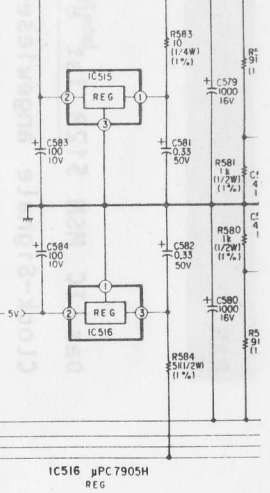
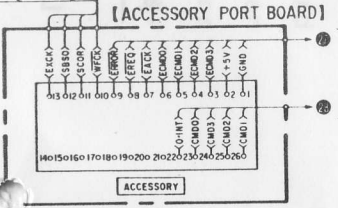
2 Demodulated subcode Q signal is output.

3 CX-7934 address generator detects WFCX (15) and WREQ (16) timing, makes an address signal and outputs to RAM. At the same time OENB goes low, and data and CIRC are written into RAM.

4 CX-7934 reads in data and pointers from RAM. The non-corrected data, which is marked by pointers, is replaced by mean-value interpolation or previous value hold.

5 CX-7935 performs CIRC decoding by means of reading and writing with the RAM. The last data and pointers remain in the RAM.

6 Data is output to D/A converter via built-in D/A converter interface.



Erklärungen zu Abbildung auf der Linken Seite :

1. Das impulsgeformte HF-Signal wird an den EFMJ-Eingang gelegt. Dann findet die EFM- und die Subcode-Demodulation statt.
2. Am Ausgang liegt das demodulierte Subcode-Q-Signal.
3. Der Adreßgenerator CX-7934 ermittelt den zeitlichen Einsatz von WFCK und WREQ, erarbeitet ein Adreßsignal und legt es an das RAM. Gleichzeitig wird OENB "L", und die Daten werden in das RAM eingeschrieben.
4. CX-7935 decodiert den CIRC unter Verwendung des externen RAM's. Die letzten Daten und Zeiger verbleiben im RAM.
5. CX-7934 liest Daten und Zeiger aus dem RAM. Die unkorrigierten Daten, die durch Zeiger gekennzeichnet sind, werden durch Mittelwertinterpolation oder Previous Word Hold ersetzt.
6. Über das eingebaute D/A-Wandler-Interface werden dem D/A-Wandler Daten zugeführt.

D/A-Wandler (CX-20017)

Der 16-Bit D/A-Wandler wird als IC im PCM-Audiobereich eingesetzt und arbeitet im Integralverfahren. Wenn diesem D/A-Wandler ein Integrierkreis, eine Schalterstufe und ein Tiefpaß extern nachgeschaltet werden, so kann aus einem digitalen Signal ein analoges Signal gewonnen werden.

Einlesen der Daten

Bei den dem CX-20017 angebotenen Daten handelt es sich um ein serielles, digitales Signal in Zweierkomplementform (s. PCM-Theorie). Die Daten werden synchronisiert mit der Anstiegsflanke des Bitclocks (BLCK), beginnend beim MSB. Der Datenwechsel erfolgt bei der Abstiegsflanke des BCLK!

Bei der 24. abfallenden Flanke des BCLK geht der Wortclock (WLCK) von "H" auf "L" und die 16-Bit-Daten werden vom Schieberegister zum Signalspeicher (Latch) übertragen (interner Vorgang).

Die Daten des nächsten Stereokanals werden ab dem 25. BCLK zugeführt.

Zuordnung der Daten bei Stereobetrieb:

LRCK "L" = einlesen Daten rechter Kanal

LRCK "H" = einlesen Daten linker Kanal

LRCK "L" = IOUT L und DCL = aktiv
IOUT R und DCR = passiv

LRCK "H" = IOUT R und DCR = aktiv
IOUT L und DCL = passiv

Die Entladesignale zur Steuerung von Q504 und 505 kommen von den Ausgangsport's DCL und DCR und sind mit den CRCK-Impulsen (44,1 kHz) synchronisiert. Wenn LRCK "H" ist wird auch DCR "H".

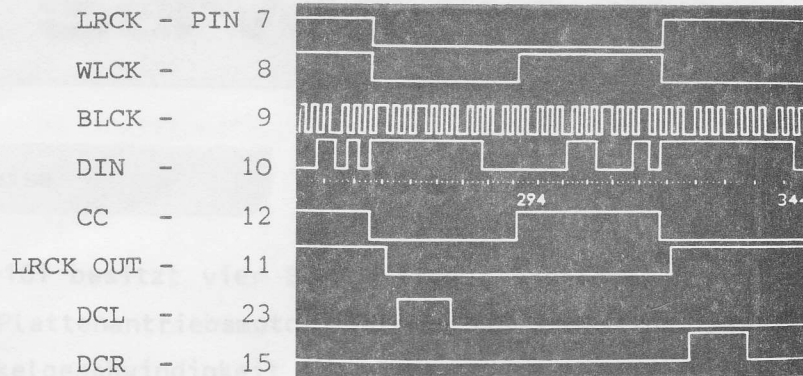
Entsprechend des zeitlichen Ablaufes der DCL- und DCR-Signale steht der Integrationsstrom an den Ausgängen IOUTR und IOUTL an.

Der Integrationsstrom ist bestimmt durch den über den ISET-PIN fließenden (konstanten) Strom.

Der Ausgang LRCK OUT dient als Treiberausgang für die analogen Schalter in IC512.

Beachten Sie: Da die Ausgänge PIN17 und 18 reine Stromausgänge sind, ist hier direkt keine Messung mit einem Oszillographen möglich.

Nachfolgende Abbildung zeigt das Timing-Diagramm für:



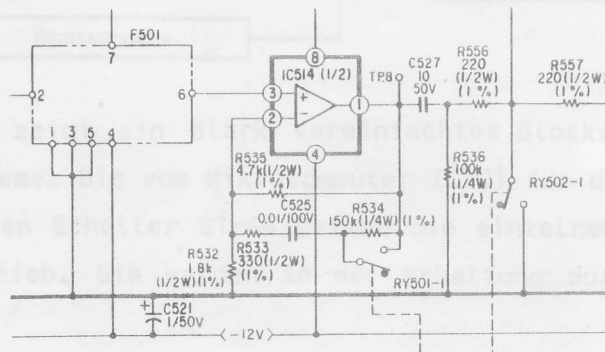
LPF (Tiefpaß)

Das vom Analogschalter IC512 kommende Signal hat eine Frequenz von 44,1 kHz und ist pulsamplitudenmoduliert. Die Größe der einzelnen Impulse entsprechen (Quantisierungsfehler ausgenommen) der Größe, der bei der Aufnahme abgetasteten Werte.

Dieses Signal hat neben den Grundschwingungen einen hohen Anteil an unerwünschten hohen Frequenzen (s. PCM-Theorie). Um durch diese hohen Frequenzanteile mögliche Intermodulationserscheinungen an nachgeschalteten aktiven Bauteilen zu vermeiden, wird ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von 20 kHz der Integrierstufe IC508 nachgeschaltet.

Deemphasis

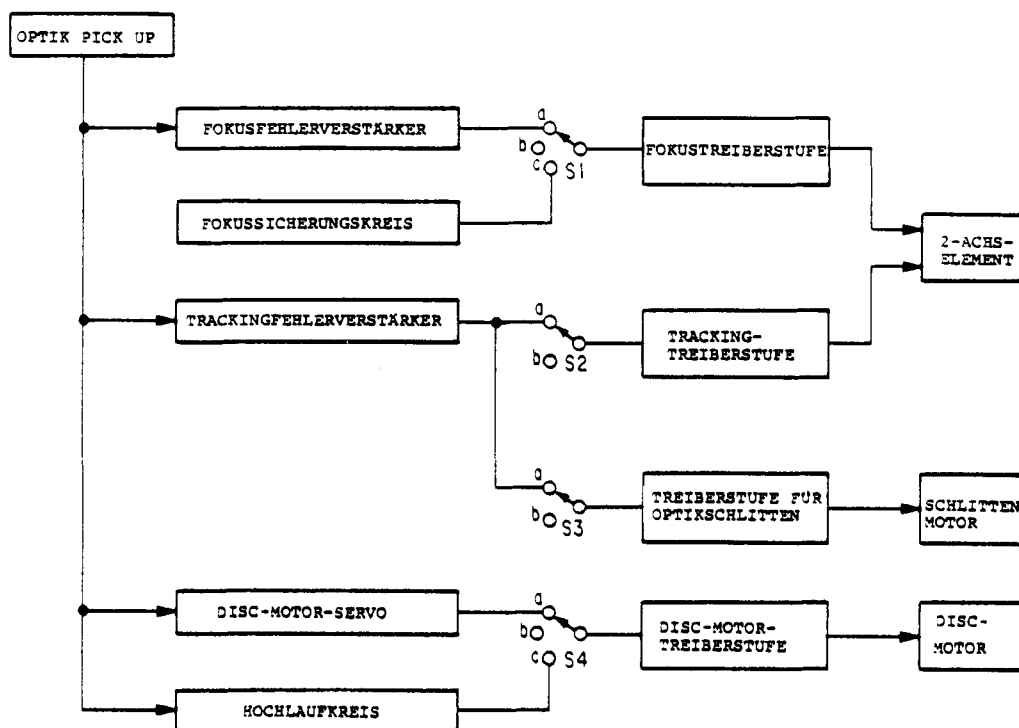
Die Deemphasis wird durch R533 und C525 (für den Linken Kanal) bewirkt. Soll sie wirksam sein, wird R534 von RY501 überbrückt.



Servosysteme

Regelkreise

Der CDP-101 besitzt vier Servosysteme: **Discmotor-Servo**, der Servo für den Plattenantriebsmotor, welcher zur Einhaltung einer konstanten Winkelgeschwindigkeit die Drehzahl der Disc in Abhängigkeit vom Abtastpunkt regelt; der **Fokus-Servo**, zur Einhaltung der Schärfe des Laserlichtpunktes auf der Disc; der **Tracking-Servo**, zur Spurhaltung während des Abtastvorganges, dem sogenannten Feintracking; **Sledmotor-Servo**, Servo für den Nachführmotor des Optikschlittens.



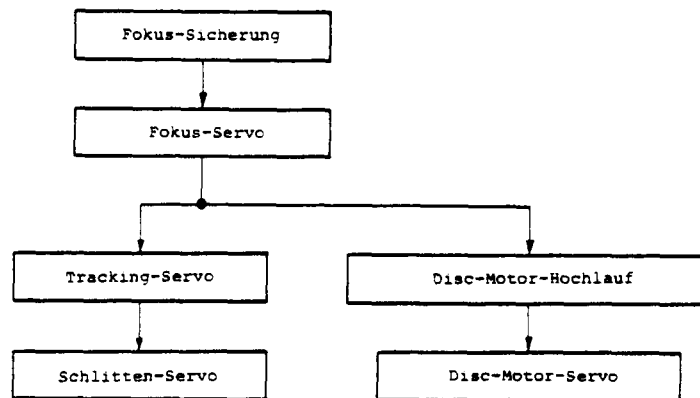
Die Abbildung zeigt ein stark vereinfachtes Blockschaltbild der vier Servosysteme. Die vom Mikrocomputer IC101 für die Servosteuerung gesteuerten Schalter S1-S4 setzen die einzelnen Servoschaltkreise in Betrieb. Sie werden in der Schaltung durch Halbleiter realisiert.

Während der Play-Funktion sind die Schalter in Stellung "a", bei Off-Funktion in Stellung "b".

S1 wird während der Fokussuche in Position "c" geschaltet, S4 steht auf "c", der Disc-Motor wird vom Hochlaufkreis in den Nenn-drehzahlbereich gebracht.

Ablaufschema der Servofunktionen

Nach dem "Laden" des Players bzw. nach Betätigen der Play-Taste ergibt sich folgender Ablauf der Servofunktionen:



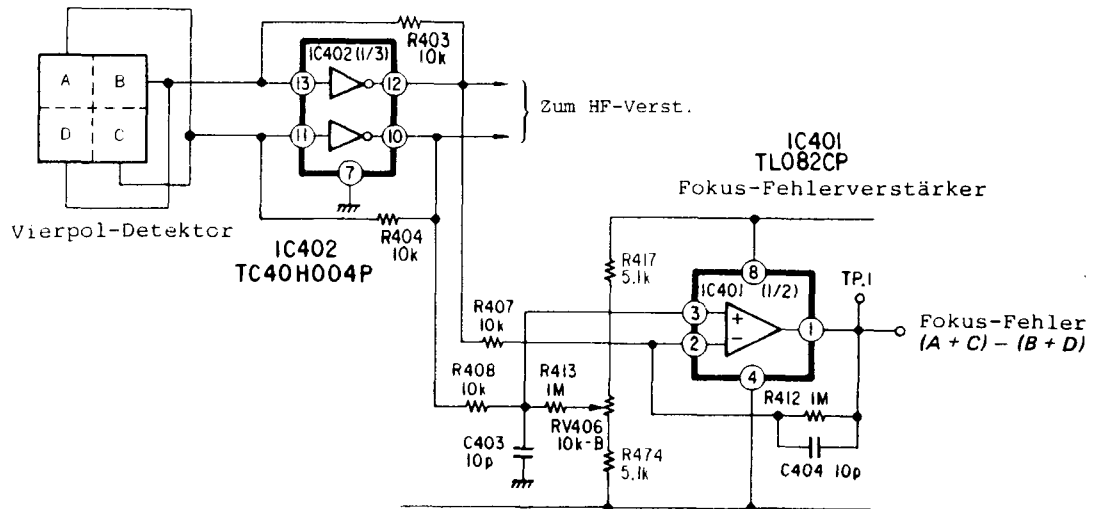
Fokus-Servokreis

Fokusfehlerverstärker

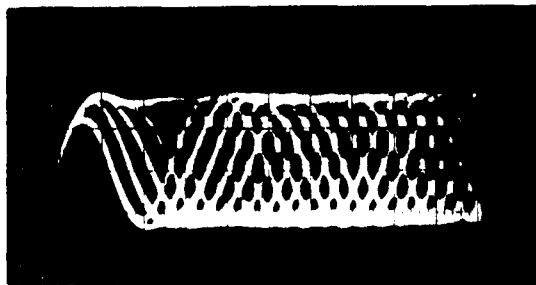
Der Hauptstrahldetektor (4-Pol-Fotodiode) ist in vier Felder aufgeteilt: A, B, C und D. Die getrennten Ausgänge dieser Detektoren werden als (A+C) und (B+D) in IC402 (1/3) invertiert und für die Weiterverarbeitung der Daten im digitalen Audiosignalweg in der Form von (A+C)+(B+D) aufbereitet.

Für die Verwendung im Fokusservo muß aus den Spannungen A+C und B+D die eigentliche Fokusfehlerspannung ermittelt werden. Dies geschieht durch Differenzbildung an den Eingängen PIN3 und 2 von IC401 (1/2).

An TP1 steht die **Fokusfehlerspannung (F.E)**. Die Fokusfehlerspannung beträgt bei optimalem Fokuszustand 0. Nachfolgende Abbildung zeigt den **Fokusfehlerverstärker**.



RV406 dient zur Vorspannungseinstellung des Fokusfehlerverstärkers. Er wird so eingestellt, daß das **Augendiagramm** maximale Amplitude und die Form in nachfolgender Abbildung aufweist. Die Einstellung ist nach Bauteilwechsel oder nach Wechsel des Optikkblocks zu kontrollieren.



Während des Abspielvorganges weist die Fokusfehlerspannung die aus nachfolgender Abbildung ersichtliche Form auf. Dieses Oszillogramm kann an TP1 (F.E) aufgenommen werden.

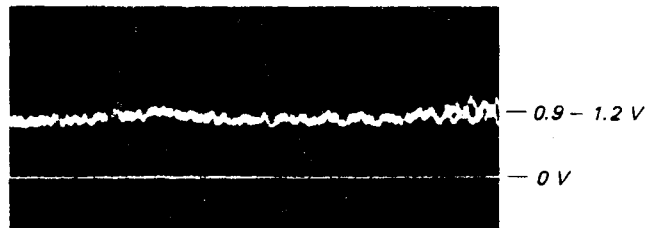


Fokusservo

Die im **Fokusfehlerverstärker** ermittelte **Fokusfehlerspannung** wird über die Leitung **F.E** an RV205 übertragen. Über R250/82k0hm und R252/10k0hm dient die Fehlerspannung an PIN7 zur Ansteuerung des Treiber-IC's 204 für das **2-Achselement**.

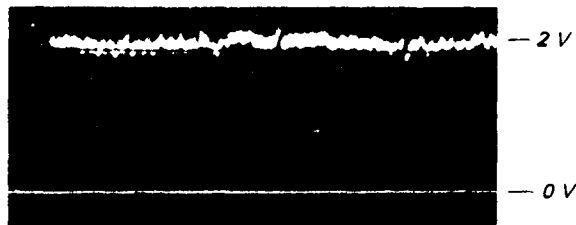
Im **Einstellmodus** des Gerätes (**adjustment mode**) wird RV205 so eingestellt, daß die Fokusfehlerspannung die Form aus nachfolgender Abbildung aufweist.

Fokusverstärkung korrekt



Fokusfehlerspannung
an TP5

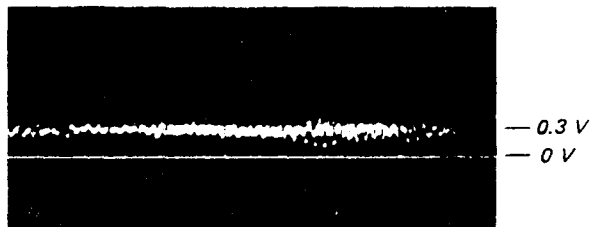
Verstärkung zu gering



Oszilloskop
Ablenkung

1 Volt/cm
2ms

Verstärkung zu hoch



Mit Q207 wird während der Einschaltphase die Fokusfehlerspannung an Masse gelegt, d.h. der Fokusservo außer Betrieb genommen (Muting).

Die Ansteuerung von Q207 erfolgt von Q203, der vom **Reset-Ausgang** PIN3 IC102 angesteuert wird.

Q206 wird während der **Fokussuche** von IC101 PIN20 **F.S** durchgeschaltet, um die Fokusfehlerspannung (F.E) zu unterdrücken und den Fokussuchimpuls wirksam werden zu lassen (s. Fokussuche).

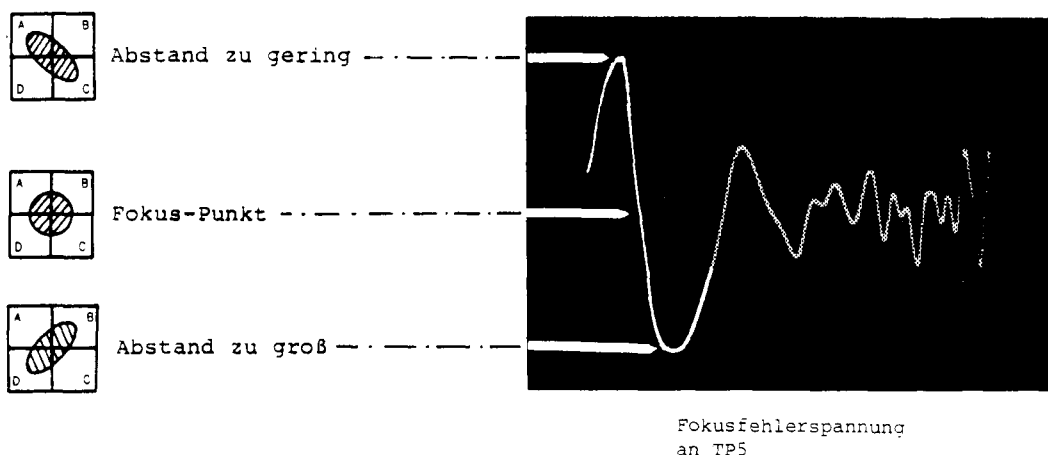
Detektor für Fokus OK / Fokus-Nulldurchgang

Der Fokusservokreis kann erst seine Regelfunktion aufnehmen, wenn der Fokus bis zu einem gewissen Grad voreingestellt ist.

Um eine Voreinstellung des Fokus zu gewährleisten, wird vor Beginn des Abtastvorganges und jeweils beim Einschalten bzw. Laden des Gerätes eine **Fokussuche** durchgeführt.

Um den optimalen **Fokuspunkt** zu erkennen, sind zwei Detektoren erforderlich. Ist ein Fokuspunkt erreicht, so liegt der **maximale HF-Pegel** am Detektorausgang IC402 PIN10 und 12 an und die **Fokusfehlerspannung** an TP1 beträgt 0.

Der optimale Fokuspunkt kann also anhand von zwei Kenngrößen ermittelt werden. Zum einen anhand der maximalen **HF-Amplitude**, zum anderen an der Größe der **Fokusfehlerspannung**.



Die Abbildung zeigt die unterschiedlichen Abbildungsfiguren des **Hauptstrahls** auf dem 4-Pol-Detektor in Abhängigkeit vom Abstand der Optik zur Platte und die dazugehörige Fokusfehlerspannung.

Fokus-OK

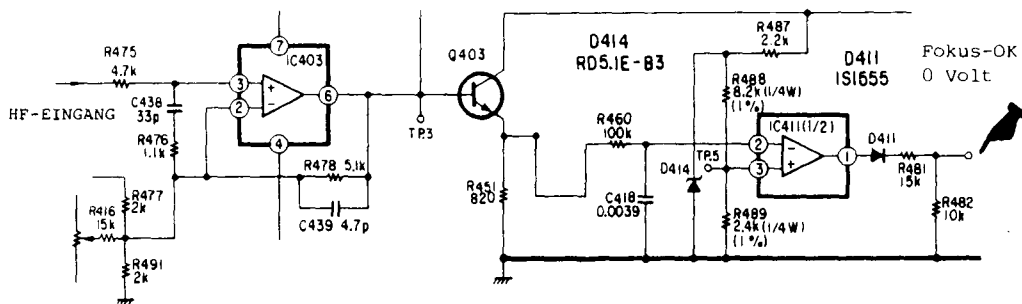
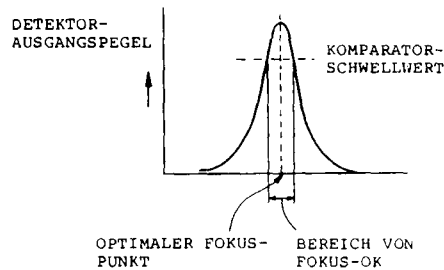
Der Fokus-OK-Kreis besteht aus dem Transistor Q403 und dem Komparator IC411. In Stop-Stellung befindet sich an TP3 ein DC-Pegel von ca. 1,35 Volt \pm 0,1 Volt. Der Emitter von Q403 nimmt einen Pegel von 0,7 Volt ein. Dieser wird über R460/100kOhm an PIN2 IC411 übertragen.

Der nichtinvertierende Eingang PIN3 ist mit ca. 1,15 Volt vorgespannt, so daß der Ausgang PIN1 gegen + 11 Volt läuft. Über D411 und den Spannungsteiler R481/482 wird ein Pegel von ca. 4,2 Volt an PIN40 IC101 übertragen. Für den Prozessor ist dies die Kennung "Fokus nicht OK" / $\overline{\text{F.OK}}$.

Bei Start steht jetzt an TP3 das HF-Signal (eye pattern) mit ca. 2,2 Volt mittlerem Gleichspannungspegel. Der Emitterpegel Q403 steigt auf 1,6 Volt an.

Der invertierende Eingang PIN2 von IC411 überwiegt nun im Pegel und der Ausgang PIN1 geht gegen - 10,1 Volt. Die RC-Kombination R460/C418 filtert den HF-Anteil des Datensignals heraus. D411 entkoppelt den Spannungsteiler und PIN40 IC101 geht gegen 0 Volt. Der Prozessor erkennt hieraus den Zustand "Fokus OK".

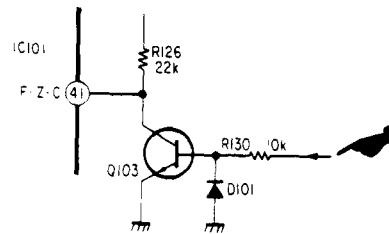
Nachfolgende Abbildung zeigt den Fokus-OK-Schaltkreis.



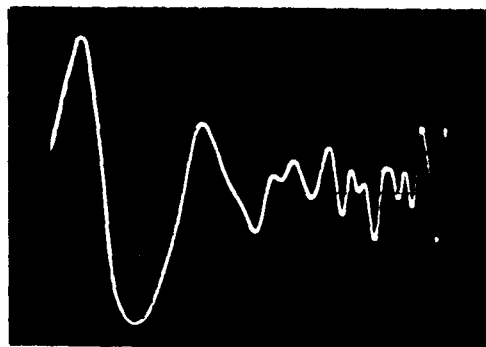
Detektor für Fokus-Null-Durchgang (Fokus-Zero-Cross)

Der Detektor für den **Fokus-Null-Durchgang** ermittelt während der Fokussuche den Punkt, in dem die Fokusfehlerspannung durch Null geht. Dies ist erforderlich, um im richtigen Moment d.h. zum Zeitpunkt **F.E = 0 Volt** mit Hilfe von Q206 die Fokusfehlerspannung zuzuschalten und somit den Fokusservo zur Feineinstellung des Fokuspunktes in Betrieb zu nehmen.

Der **F.Z.C.-Detektor** besteht aus Q103, D101 und R130.



Q103 wird im **Stop-Modus** mit ca. 0,3 Volt vorgespannt. Bei der Fokussuche liegt nun die Fokusfehlerspannung an der Basis an und steuert Q103 mit seinen **positiven** Anteilen durch, worauf die Kollektorspannung gegen 0 Volt geht. Kommt das 2-Achs-Element in den **Fokusbereich**, dann steigt der Pegel der HF-Spannung und der mittlere Gleichspannungspegel an TP3 an. Dies wird vom **Fokus-OK-Kreis** ermittelt und IC101 bekommt an PIN40 die Information **Fokus-OK**. Gleichzeitig zeigt die Fokusfehlerspannung an TP5 den aus nachfolgender Abbildung ersichtlichen Verlauf.

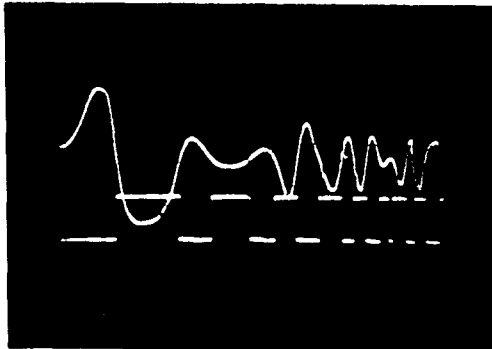


Fokusfehlerspannung
an TP5

Mit zunehmendem Fokus wird auch die Fokusfehlerspannung größer (positiver Verlauf) und geht dann bei Erreichen des optimalen Fokuspunktes durch Null. Die Kollektorspannung von Q103 geht auf + 5 Volt. Dieser Pegel meldet dem Prozessor IC101 an PIN41 **Fokus-Null-Durchgang**. Die Fokussuche wird abgebrochen.

Der **Fokus-Null-Durchgangsdetektor** markiert jeweils mit der **ansteigenden und abfallenden Flanke** des Ausgangsrechteckes den **Null-Durchgang** der Fokusfehlerspannung.

Hierauf schaltet IC101 mit dem Ausgang PIN20 **F.S** die Basis von Q206 auf 0 Volt. Dieser wird hochohmig und die Fokusfehlerspannung liegt an PIN7 von IC204 an. Nun wird durch die **verbleibende Fokusfehlerspannung** der **optimale Fokuspunkt** eingeregelt und gehalten.



Die Anstiegs- und Abfallflanken des Ausgangssignals des F.Z.C.-Detektors markieren den 0-Durchgang der Fokusfehlerspannung.

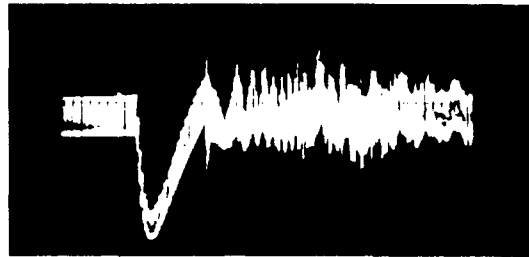
Fokussuche

Die **Fokussuche** findet statt, wenn von PIN22 IC101 **F.SR (Fokus-search: Fokussuche)** ein **Fokussuchimpuls "L"-Pegel** ausgegeben wird. Dieser Impuls wird an die Basis von Q204 und Q205 übertragen. Q204 wird niederohmig und Q205 sperrt. Q206 wird vom **F.S-Impuls ("H")** durchgesteuert und legt die Fokusfehlerspannung an Masse. Wenn Q204 leitend wird, steigt das Potential an Punkt A langsam an, im **negativen** Spannungsbereich beginnend, da C244, einer der **bipolar** geschalteten Elektrolytkondensatoren **negativ** vorgespannt war.

Da Q205 sperrt, liegt an IC204 PIN7 das Potential von Punkt A als **wirksame Steuerspannung** an. Nun bewegt sich das 2-Achs-Element entsprechend der Spannungsänderung an Punkt A **aufwärts**.

Wenn das Optikelement die der richtigen Fokusstellung entsprechende Höhe erreicht hat (Erkennung vom **F.OK** und **F.Z.C.**), wird der **F.SR-Impuls "H"**. Die Fokussuche wird abgebrochen. Der **FS-Impuls** wird **"L"**.

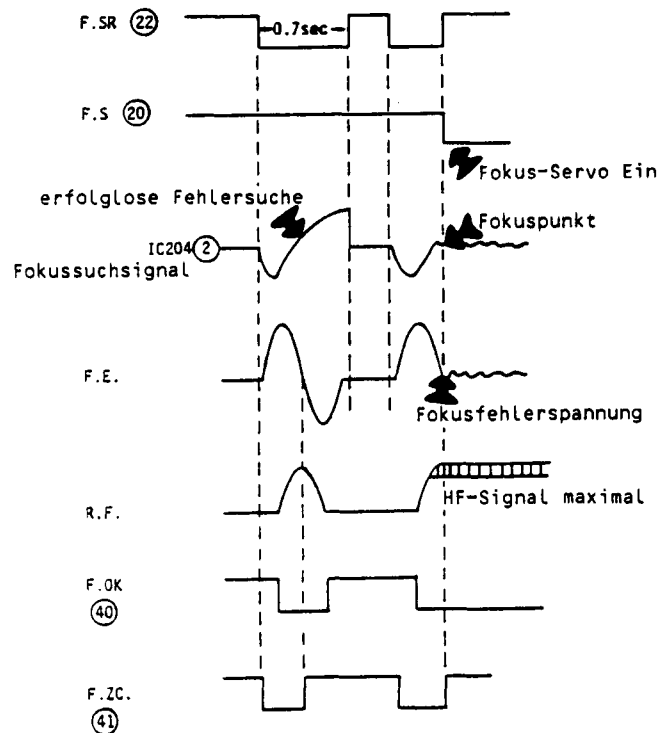
Q206 sperrt und das Fokusfehlersignal (F.E) liegt am Eingang IC204, so daß der Fokusservo zu arbeiten beginnt und die **Fein-
fokussierung** gewährleistet. Q205 wird ebenfalls vom F.SR-Impuls angesteuert, niederohmig und legt den **Fokussuchimpuls** an Masse.

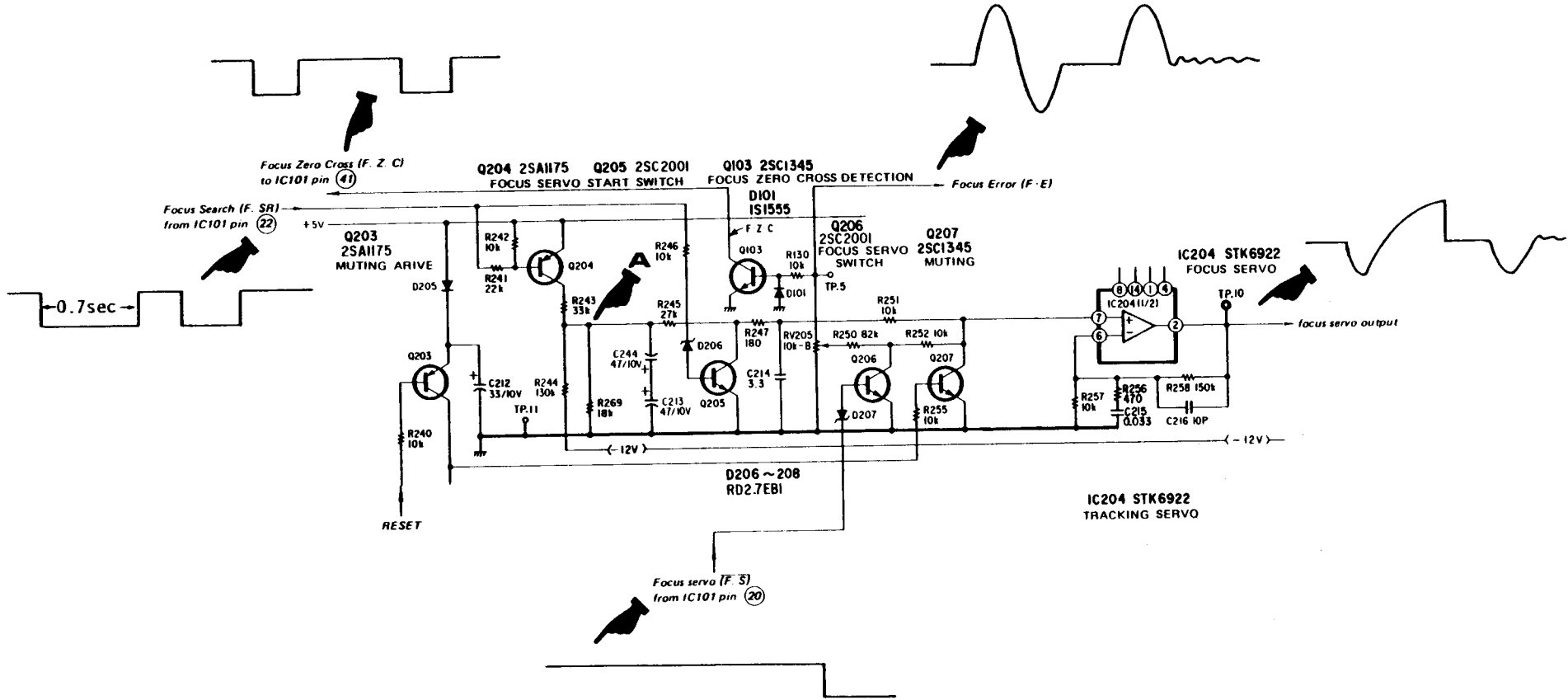


Fokussuchimpuls
PIN7 IC204

Wenn nach einem **Fokussuchimpuls** der **Fokuspunkt** nicht gefunden ist, so wird die gesamte Funktion der **Fokussuche** noch **2x** wiederholt. Führt der **dritte** Versuch nicht zum Erfolg, so wird der Betrieb des Gerätes gestoppt, und die CD gleitet auf dem Schlitten heraus.

Nachfolgende Abbildung zeigt die Impulsverhältnisse von der Fokussuche bis zum Einschaltmoment des Fokusservo.

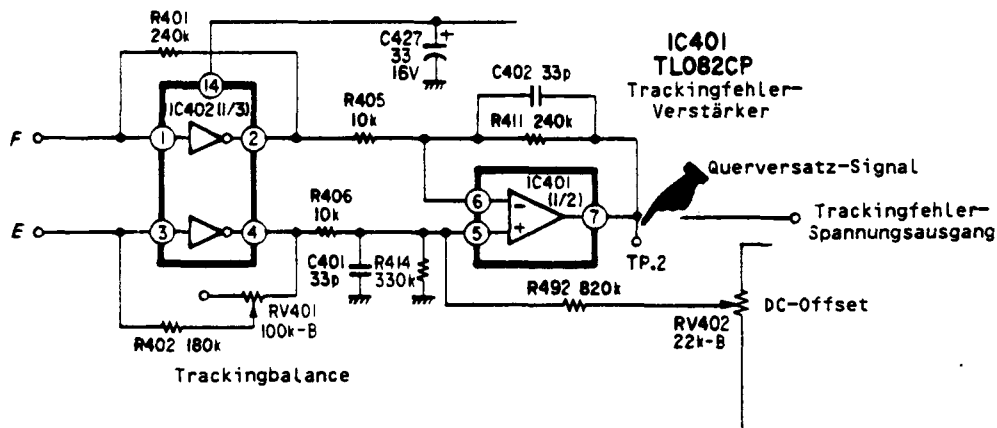




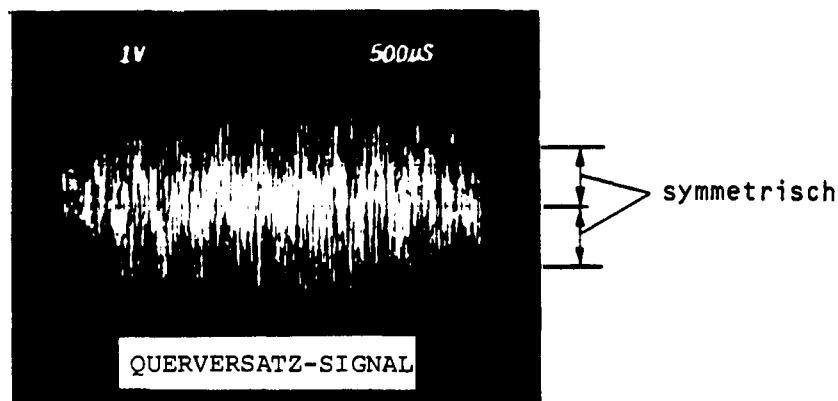
Tracking-Servo-Kreis

Tracking-Fehlerverstärker

Die Ausgänge der Tracking-Detektoren E und F werden von den Invertern IC402 verstärkt, invertiert und impedanzgewandelt. Die Differenz der beiden Ausgänge PIN2 und 4 wird in IC401 zum Fehler-signal verstärkt. Nachfolgende Abbildung zeigt den Tracking-Fehlerverstärker.



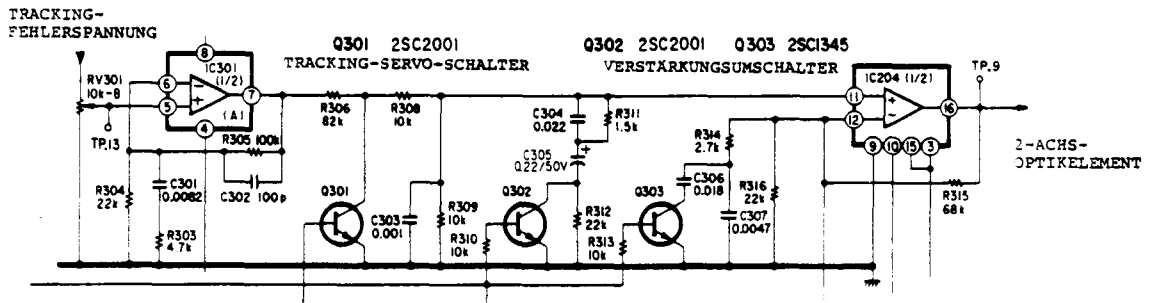
RV402 dient zur **DC-Off-Set-Regelung** für IC401 und wird so eingestellt, daß der Ausgang PIN7 (TP2) bei **Stop-Betrieb** 0 Volt beträgt. An RV401 werden die E/F-Ausgangspegel aufeinander abgestimmt. Die Einstellung erfolgt im Play-Betrieb bei gestopptem Tracking-Servo, TP13 an Masse (**Einstellmodus**), in dem das Ausgangssignal von IC401 PIN7 / TP2 auf die in nachfolgender Abbildung gezeigte Form eingestellt wird. Das **Querversatzsignal** soll **symmetrisch** zur Null-Linie liegen. Das gezeigte Querversatzsignal wird durch die Bewegung der **Seitenspots** in der Pitspur erzeugt.



Tracking-Servo

Das **Tracking-Fehlersignal** passiert RV301 und wird in IC301 (A) und IC204 verstärkt. Der Ausgang IC204 PIN16 steuert das 2-achsige Optikelement in **horizontaler Ebene** zur Spurhaltung (**Tracking**).

Nachfolgende Abbildung zeigt den **Tracking-Servo**.



Q302 und Q303 dienen zur Umschaltung des **Verstärkungsfaktors** des Servoverstärkers und dessen **Frequenzgang** und sind im Normalfall durchgeschaltet. Der Verstärkungsfaktor nimmt zu, wenn beide sperren.

Die Verstärkung wird angehoben bzw. der Regelfrequenzbereich erweitert während des Zugriffs zu einzelnen Musiktiteln oder wenn die Spurtreue aufgrund von Vibrationen oder eine Exzentrizität der CD nicht mehr gegeben ist.

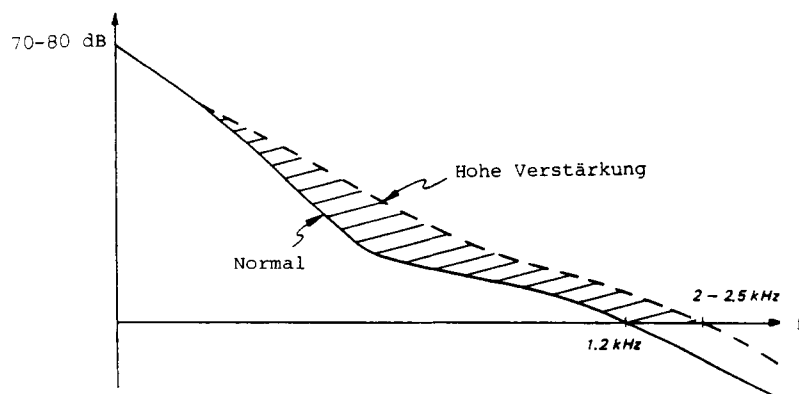
Wenn IC101 die TGU-Leitung beim Titelzugriff oder beim Spurensprung auf "**L-Pegel**" setzt oder Q307 bei Verschlechterung der Spurtreue vom **Fensterkomparator** automatisch durchgeschaltet wird, dann sperren Q302 und 303.

Die automatische Umschaltung des Verstärkungsfaktors durch den **FK** kann durch die Stellung des **Anti-Schock-Schalters** manuell beeinflusst werden.

Q302 beeinflusst den Frequenzgang des Tracking-Fehlersignals. Bei gesperrtem Transistor ergibt sich eine **große Ladezeitkonstante** aus C304/305 und R312. Dies hat eine **geringe Dämpfung** bzw. **Siebung** des Tracking-Fehlersignals zur Folge.

Eine Bedämpfung des Hochfrequenzanteils der Regelspannung ergibt sich aus der RC-Kombination C304 und R311. Durch R312/22kOhm ist C305 fast entkoppelt und wirkt sich auf die Signalglättung kaum noch aus. Die Regelbandbreite ist in diesem Schaltzustand sehr groß. Q303 beeinflusst die Regelzeitkonstante von IC204 im Gegenkopplungsweig mit C306/307 und R314.

Aus nachfolgender Abbildung geht der **Regelverlauf** bei normaler Verstärkung und bei erhöhter Verstärkung des Tracking-Servos hervor. Im unteren Frequenzbereich beträgt die Verstärkung ca. **70-80 dB**.



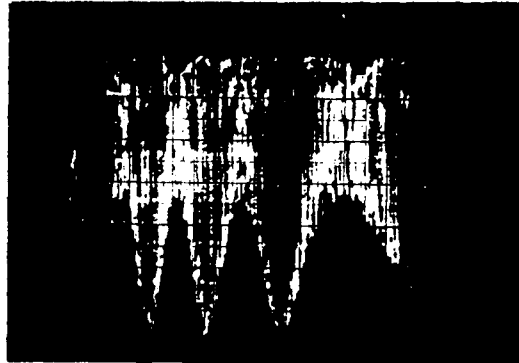
Spiegeldetektor

Der Spiegeldetektor bestehend aus Q403/404/405 und IC411 dient zur Erzeugung eines **Kennimpulses**, der Auskunft darüber gibt, ob sich der Hauptstrahl auf der **Informationsspur** oder zwischen den Spuren auf dem sogenannten "**Spiegel**" befindet.

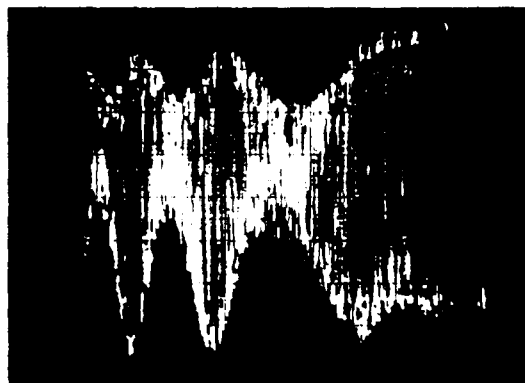
Dies ist erforderlich, da die Tracking-Fehlerspannung bei Hauptspurabtastung (**Maximum der HF-Spannung**) und bei Spiegelabtastung (**HF-Minimum**) Null beträgt. Der Tracking-Servo würde also versuchen, den Hauptstrahl auf den Spiegel zu fixieren.

Von besonderer Wichtigkeit ist diese Kennung der Spiegelabtastung oder Hauptspurabtastung beim Spurensprung bzw. bei der nachfolgenden Bremsung des 2-Achs-Elementes.

Um dieses zur Bremsung notwendige Signal zu erhalten, ermittelt man den HF-Pegel und leitet hieraus einen Impuls ab, der in Bezug auf die Trackingfehlerspannung um 90° phasenverschoben ist. Die Abbildung zeigt das HF-Signal während des Spurensprungs.



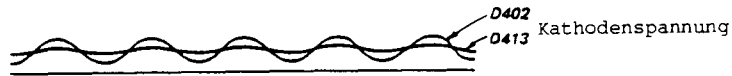
Dieses Signal wird an TP3 ausgekoppelt und passiert Q403, der als Impedanzwandler arbeitet. An der nichtlinearen Kennlinie von Q403 wird das Signal **amplitudenmoduliert**, und weist nach Passieren des Koppelkondensators C415 die in nachfolgender Abbildung ersichtliche Form auf.



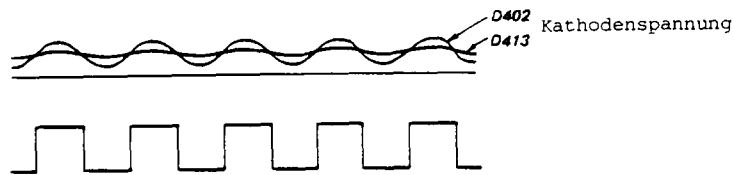
Anschließend wird das Signal von Q404 und Q405 verstärkt und von D402/413 gleichgerichtet. D403 unterbindet die negativen Anteile des AM-Signals.

Der gleichgerichtete Ausgang D413 wird mit Hilfe von C450/R485 und R486 integriert. Da diese RC-Kombination eine relativ **hohe Zeitkonstante** aufweist also auch einen **hohen Siebfaktor** darstellt, ergibt sich an TP4 ein Signal mit einem mittleren Gleichspannungswert ohne große Pegelschwankungen.

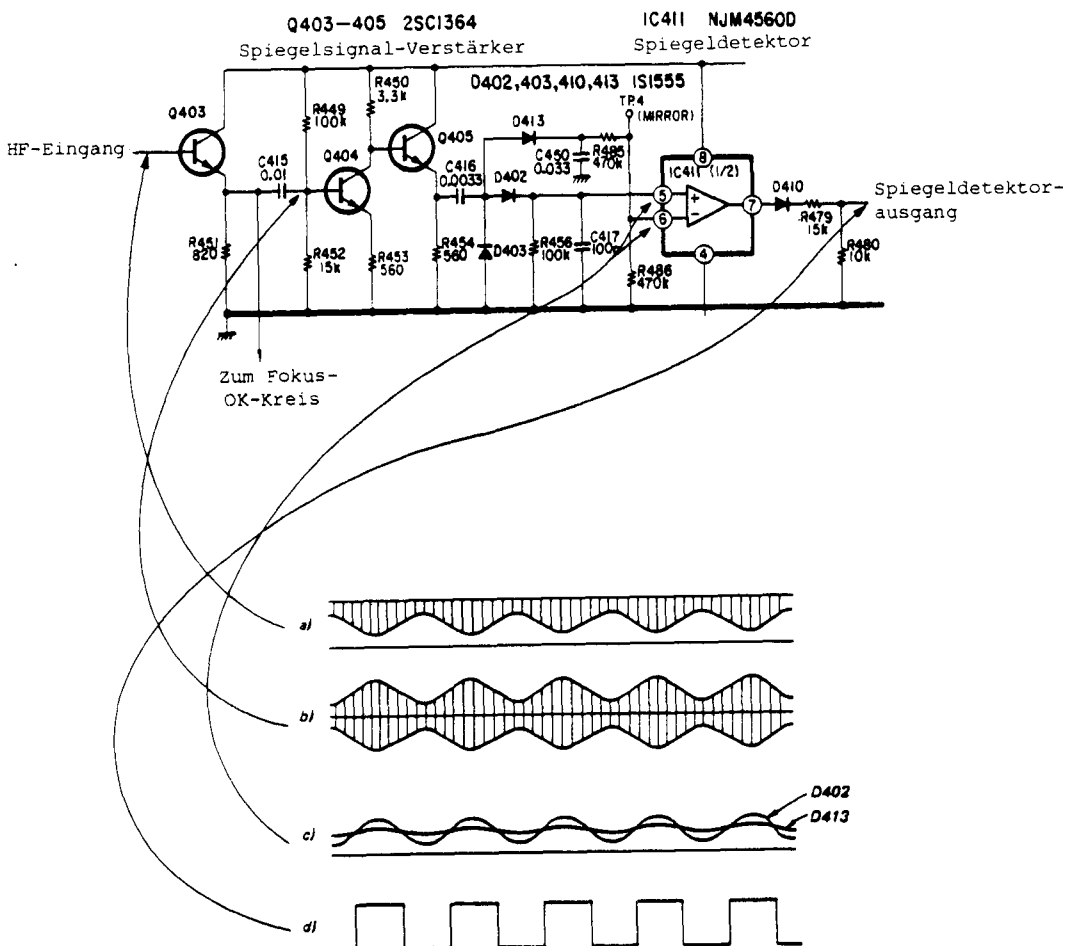
Der Ausgang D402 wird mit C417 und R456 integriert. Die **geringe Zeitkonstante** und somit **minimale Integrationswirkung** bewirkt, daß die HF-Pegelschwankungen voll ausgebildet werden. Beide Signale sind aus nachfolgender Abbildung ersichtlich.



Beide Signale liegen an den Eingangspins 5 und 6 von IC411 und werden hier miteinander verglichen, wobei man den in nachfolgender Abbildung ermittelten Ausgangsimpuls erhält. Das **Rechtecksignal** ist bei hohem HF-Pegel "H" und bei geringem Pegel "L".



Nachfolgende Abbildung zeigt den gesamten Aufbau des Spiegeldetektors und den dazugehörigen Impulsablauf.

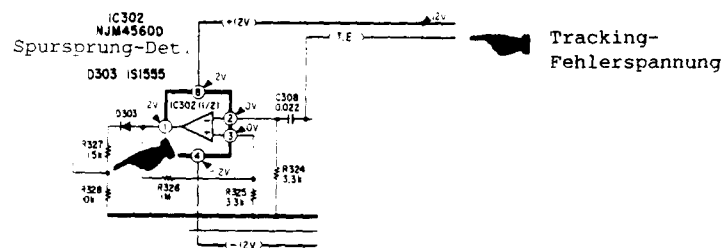


Spursprung-Detektor

Um die Anzahl der übersprungenen Spuren auszuzählen (s. Abschnitt Spurensprung) bedient man sich des **Spursprung-Detektors**. Dieser Detektor leitet aus der während des Sprunges entstehenden **Tracking-Fehlerspannung** einen **Rechteckimpuls** ab.

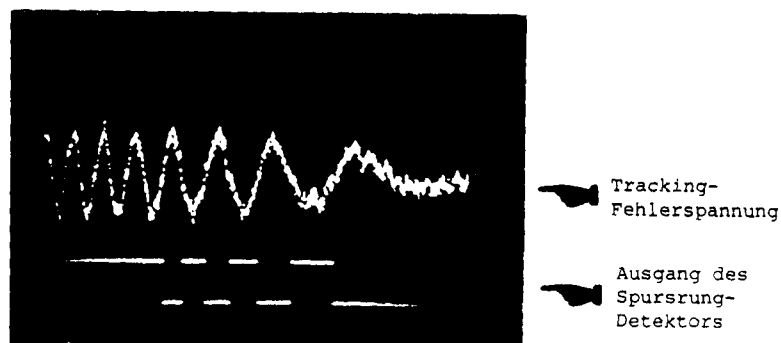
Der Spursprung-Detektor (**Track-jump-det.**) besteht aus IC302 (1/2), D303 und den Widerständen R327/328.

Nachfolgende Abbildung zeigt den Aufbau des Detektors.



Über C308 wird die Tracking-Fehlerspannung auf den invertierenden Eingang PIN2 von IC302 eingekoppelt. Die Verstärkung des IC's ist mit dem Verhältnis aus R326/1M0hm zu R325/3,3k0hm so hoch angesetzt, daß der Operationsverstärker vom Eingangssignal sicher übersteuert wird und am Ausgang Rechteckimpulse liefert, die ausgezählt, die Anzahl der übersprungenen Spuren ergeben. Gezählt werden die Pulse von IC101 am Eingang PIN38 (T.C. - Track-Counter).

Nachfolgende Abbildung zeigt die Tracking-Fehlerspannung und die hieraus abgeleiteten Ausgangspulse des Spursprung-Detektors.

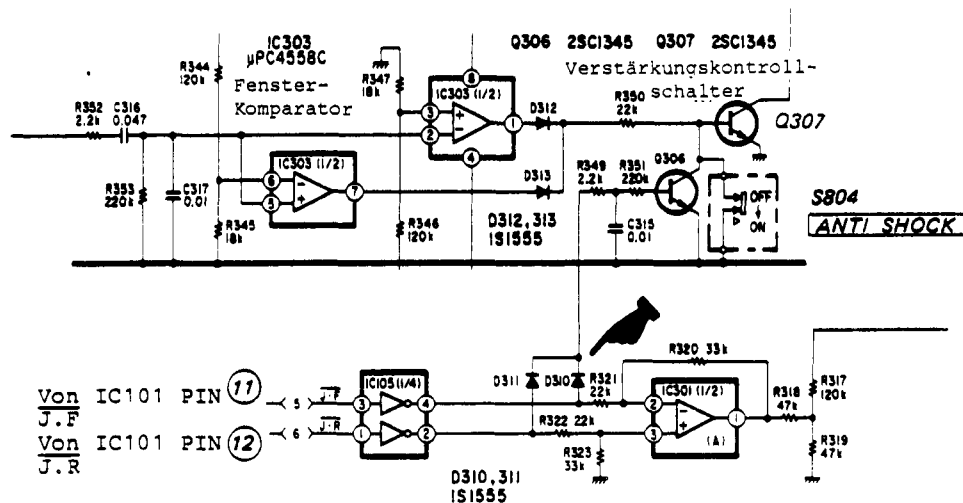


Spurensprung

Man unterscheidet beim CDP-101 zwischen drei Arten von Spurensprüngen: den 1-, den 10- und den 100-Spurensprung. Die Wiederholungsfunktion, der langsame und schnelle Vor/Rücklauf und die Titelsuche werden mit den verschiedenen Spurensprüngen oder deren Kombination realisiert. Der NF-Ausgangspegel wird beim langsamen und schnellen Vor/Rücklauf um 12dB abgesenkt. Gesteuert wird diese Absenkung durch die Ausgangspins 36 und 37 von IC101. Der Einsatz der jeweiligen Sprungdistanz ist aus der Tabelle zu ersehen.

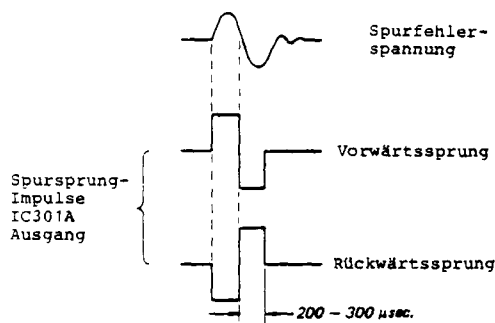
	PLAY	PAUSE
◀▶	1-Spurensprung	1-Spurensprung
◀◀▶▶	10-Spurensprung	100-Spurensprung
◀◀▶▶ REPEAT	1, 10, 100 Spuren Sprung-Kombination	1, 10, 100 Spuren Sprung-Kombination

Während der Sprungvorgänge wird die Umschaltung der Tracking-Servo-Empfindlichkeit außer Betrieb gesetzt, um negative Regeleinflüsse auf die Ausgangsspannung von IC204 PIN16 zu vermeiden.



Die über IC105 kommenden invertierten Sprungimpulse werden über D311/D310 auf die Basis Q306 gelegt, der den Ausgang des Fensterkomparators gegen Masse legt und so die automatische Umschaltung verhindert.

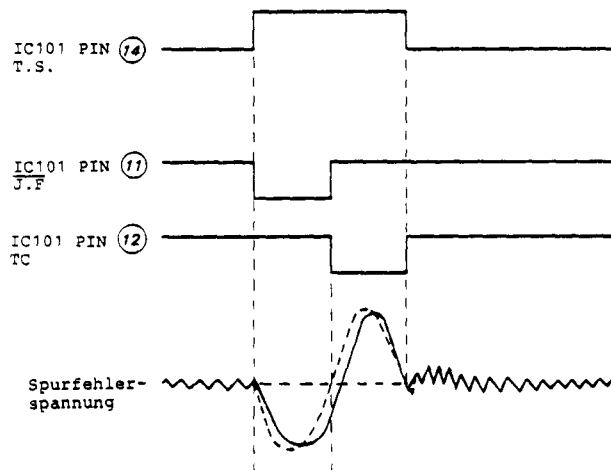
1er Spursprung



Der 1er-Sprung wird durchgeführt, in dem ein Sprungimpuls an den invertierenden Eingang von IC204 PIN12 gelegt wird. Nachfolgende Abbildung zeigt den Sprungimpuls für den 1er-Sprung vor- oder rückwärts, am Ausgang IC301 PIN1.

Die "H-Komponente" des Impulses ergibt sich durch Ansteuerung von IC301 (A) PIN2 mit dem invertierten J.F Ausgang von IC101 PIN11; die "L-Komponente" durch den Ausgang J.R von IC101 PIN12. Die Breite der "H" bzw. "L"-Komponente am Anfang jedes Vor- oder Rücksprungs wird bestimmt durch die Ermittlung der tatsächlich übersprungenen Distanz. Diese wird vom Spursprung-Detektor (T.C.) vorgenommen und an PIN38 IC101 übertragen. Während des gesamten Sprungvorganges wird mittels des T.S.-Impulses von PIN14 IC101 der Tracking-Servo außer Betrieb genommen, um zusätzliche Regeleinflüsse der entstehenden Tracking-Fehlerspannung zu unterbinden. Der T.S.-Impuls schaltet über den Bremskreis Q301.

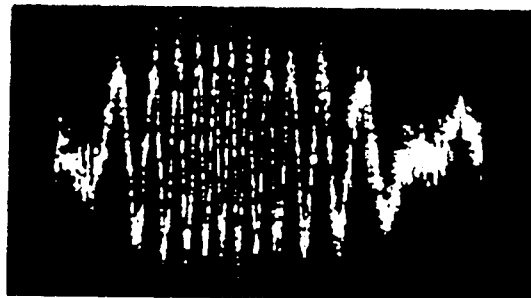
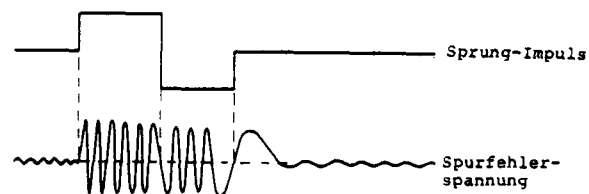
Das Ende des Sprungbefehls besteht aus einem Bremsbefehl, mit dem die Bewegung des 2-Achs-Elementes nach dem Sprung abgestoppt wird. Nachfolgende Abbildung zeigt den gesamten Impulsablauf des 1er-Sprungs.



10er Spurensprung

Während des 10er Spurensprungs ist der am Tracking-Teiber-IC204 PIN12 anliegende Sprungimpuls "H", bis 6 Spuren übersprungen sind. Die restlichen 4 Spuren werden unter Bremswirkung, also "L"-Pegel ausgeführt. Die Anzahl der übersprungenen Spuren ergibt sich durch Zählen der Ausgangsimpulse von IC302 PIN1 durch den Prozessor-eingang PIN38 IC101 (T.C.) (s. Abschnitt Spursprung-Detektor).

Nachfolgende Abbildung zeigt den Sprungimpuls und die dazugehörige Tracking-Fehlerspannung beim 10er Spurensprung von innen nach außen.



10er Spursprung

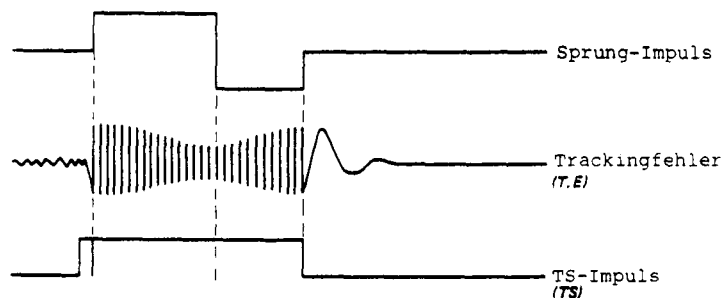
100 Spurensprung

Wie bereits erwähnt, wird beim 1- bzw. 10-Spurensprung die Anzahl der übersprungenen Spuren gezählt. Der 100-Spurensprung dagegen wird nur global in seiner Distanz bestimmt. Hierzu wird die Sprungimpulsbreite mit ca. 4-5 ms und die Bremsphase mit ca. 1 ms angesetzt.

Da der **Feintrackingbereich** des 2-Achs-Elementes ca. 20 Spuren beträgt, muß für den 100-Spurensprung zusätzlich der gesamte Optikschlitten nachgefahren werden.

Dies wird durch einen Impuls von 20 ms erreicht, den man an den Treiberkreis für den Schlittenmotor (**sled-motor**) (s. Abschnitt Servokreis des Optiknachführmotors).

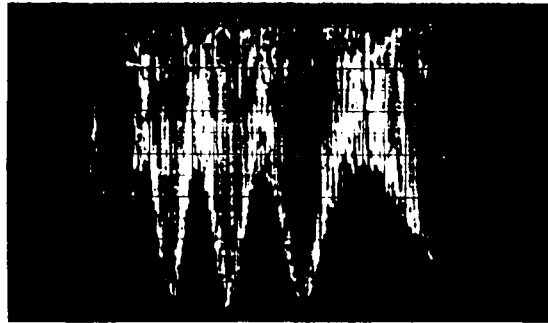
Die Abbildung zeigt den Sprungimpuls und den zugehörigen Trackingfehler. Außerdem ist der **T.S.-Impuls** ersichtlich, mit dem für den Sprungzeitraum der Tracking-Servo außer Betrieb genommen wird.



Brenskreis

Bei jedem Spurensprung kreuzt der Hauptlaserstrahl (main spot) die Pitspur. Dabei ist die entstehende HF-Ausgangsspannung des 4-Pol-Detektors groß, wenn sich der Hauptstrahl auf der Pitspur befindet; die Ausgangsspannung erreicht ihr Minimum, wenn er über die Fläche zwischen den Spuren gleitet (Spiegelabtastung).

Der HF-Spannungsverlauf während eines mehrfachen Spurensprunges ist aus nachfolgender Abbildung ersichtlich.



HF-Signal an Emitter Q403.

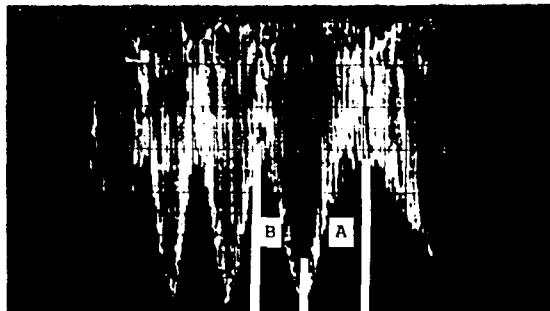
Wenn nun aufgrund eines Spurensprunges eine solche HF-Spannung vorliegt, tritt der Tracking-Servo in Funktion und versucht, daß 2-Achs-Element so zu verschieben, daß die HF-Spannung wieder ihren Maximalwert erreicht. Dies wäre der Ablauf für einen z.B. durch Vibration des Gerätes oder einen Fehler der Platte hervorgerufenen Spurensprung.

Soll nun ein gezielter Sprung über 10 oder 100 Spuren durchgeführt werden, so muß die Bewegung des 2-Achs-Elementes gezielt gesteuert werden, d.h. der Sprung muß eingeleitet werden, die Spuren gezählt und das 2-Achs-Element zum richtigen Zeitpunkt abgebremst werden.

Die Einleitung der Sprünge geht aus der Beschreibung 10- und 100-Spurensprung hervor. Den Vorgang des Spurenzählens entnehmen Sie bitte dem Abschnitt "Spursprung-Detektor".

Wird nun z.B. der 10 Spurensprung durchgeführt, so wird für die ersten **sechs** Spursprünge der Tracking-Servo mit dem statischen Sprungbefehl angesteuert. Je nach Sprungrichtung fällt dieser Befehl **positiv** oder **negativ** in seiner Polarität aus (s. Abschnitt 10 Spurensprung).

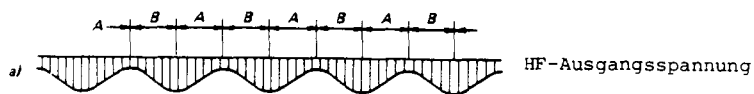
Nach Überspringen von **sechs** Spuren wird der Sprungbefehl umgekehrt und mit entgegengesetzter Polarität der **grobe Bremsvorgang** eingeleitet. Die durch den Sprungimpuls im 2-Achs-Element vorhandene **kinetische Energie** reicht aus, um die verbleibenden **vier** Spuren trotz der angelegten Bremsspannung zu überwinden.



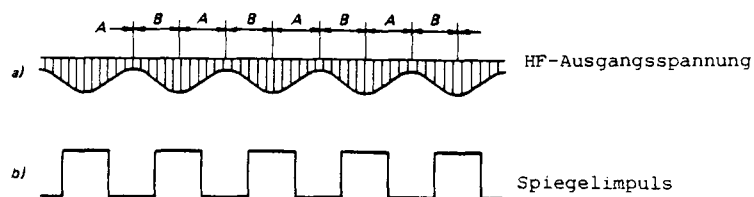
Nach Überspringen der 10 Spuren wird der **pauschale Bremsimpuls** weggeschaltet und der eigentliche **aktive Bremsvorgang** eingeleitet. Für diesen Vorgang muß der Tracking-Servo während der **"A-Phase"** des HF-Signals in Betrieb und in der **"B-Phase"** außer Betrieb genommen werden. D.h. während der A-Phase wird die Tracking-Fehlerspannung zugeschaltet. Diese wirkt dann bremsend auf die Bewegung des 2-Achs-Elementes.

Der hierfür erforderliche Bremsimpuls, der später den Transistor Q301 ein- und ausschaltet, muß a) einen **90° Phasenversatz** gegenüber dem HF-Signal aufweisen und b) sich in der **Impulsbreite** steuern lassen, da die Geschwindigkeit des 2-Achs-Elementes mit zunehmendem Bremsvorgang abnimmt und sich somit auch die Übersprungszeit oder Verweildauer auf jeder Spur erhöht.

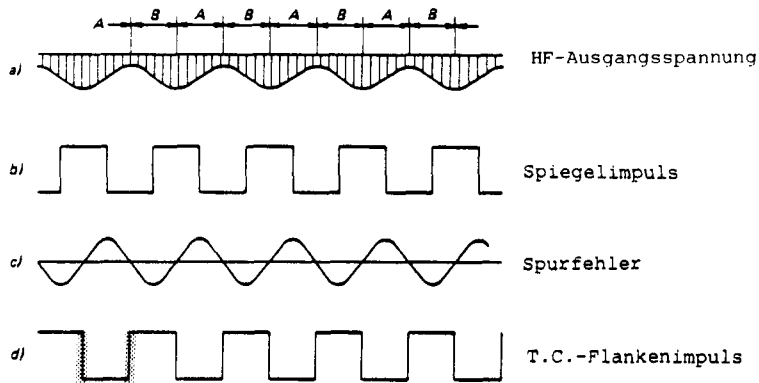
Nachfolgende Abbildung zeigt die idealisierte Darstellung des HF-Signals.



Betrachten wir nun die gesamte Entwicklung des Bremsimpulses. Der bereits erläuterte **Spiegeldetektor** bildet aus dem Eingangssignal "a" den Ausgangsimpuls "b".



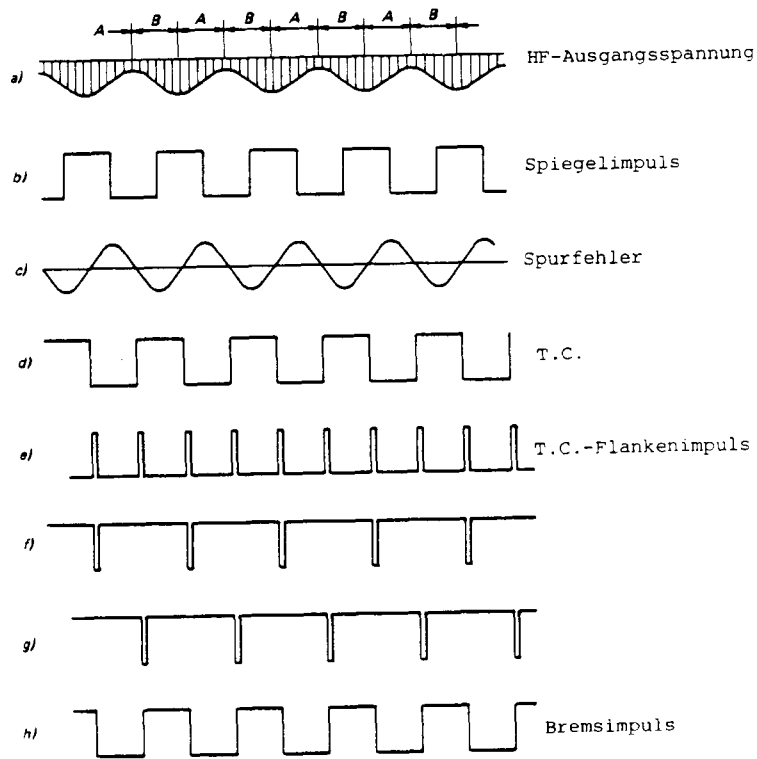
Die Tracking-Fehlerspannung wird Null, wenn der Hauptstrahl auf der Pitspur oder genau auf dem Spiegel läuft. Diese Spannung wird von IC302 in Impuls "d" umgeformt.



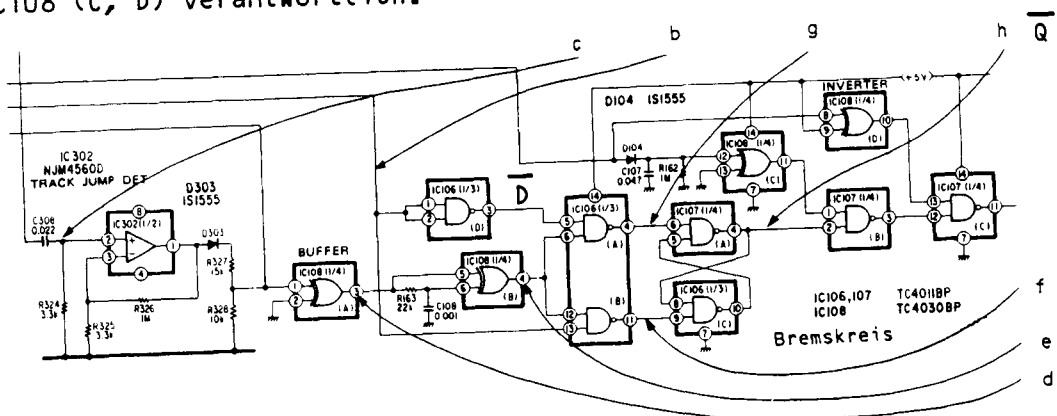
Dieser Impuls besitzt bereits einen Phasenversatz zum HF-Signal von 90° . Aus diesem Signal ermittelt der Flankendetektor die beiden Flankenimpulse aus nachfolgender Abbildung.



In dem aus IC106 und 107 (A) bestehenden **D-Flip-Flop** kann nun ein in der Pulsbreite steuerbarer Bremsimpuls gebildet werden. Das D-Flip-Flop wird von den Flankenimpulsen am Clock-Eingang IC106 PIN6/12 angesteuert, wobei die Lage der Clock-Impulse den Zeitpunkt bestimmen, zu dem der am \overline{D} -Eingang anstehende Pegel IC106/PIN5 zum \overline{Q} -Ausgang IC107/PIN4 übertragen wird. Nachfolgende Abbildung zeigt den idealisierten Impulsablauf des Bremskreises.

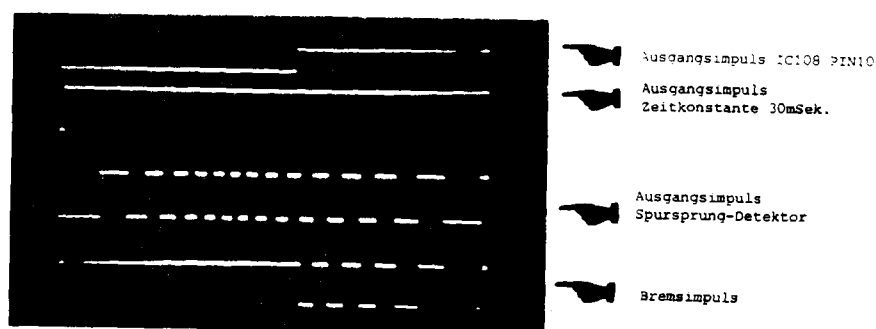


Die verbleibende Forderung lautet, zum richtigen Zeitpunkt d.h. in unserem Beispiel nach zehn übersprungenen Spuren die aktiven Bremsimpulse des \overline{Q} -Ausganges für die Ansteuerung von Q301 bereitzustellen. Für diese Ablaufsteuerung sind IC107 (B, C) und IC108 (C, D) verantwortlich.



Der von IC101 PIN14 kommende Impuls (T.S.) liegt an der Anode von D104 und IC108 (D) PIN8 an und ist in seiner Dauer abgeleitet von den eingehenden Zählimpulsen des Spursprung-Detektors an PIN38 (T.C.) IC101. Beim 10er Sprung weist er für die Sprungdistanz von 10 Spuren "H"-Pegel auf.

Dieser "H"-Pegel ergibt an Ausgang IC108 PIN10 ein "L". Dieses "L" ergibt anliegend an IC107 PIN13 am Ausgang PIN11 ein "H" (TP7). Durch diesen Impuls wird Q301 während der Sprungphase durchgeschaltet und der Tracking-Servo abgeschaltet.



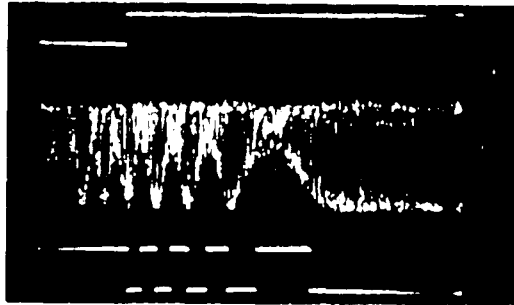
Gleichzeitig wird vom T.S.-Impuls die RC-Kombination bestehend aus C107 und R162 aufgeladen. Die Zeitkonstante beträgt ca. 30ms. Für diesen Zeitraum herrscht am Eingang PIN12 des "Exklusiv-Oders" IC108 (C) Ungleichheit, worauf der Ausgang PIN11 IC108 auf "H"-Pegel geht.

IC107 wird von diesem Impuls an PIN1 so vorbereitet, daß die anstehenden Bremsimpulse an PIN2 invertiert zum Ausgang PIN3 gelangen können. Mit 30ms Freigabezeit für IC107 (B) wird der max. notwendige Bremszeitraum abgedeckt, da die einzelnen Bremsvorgänge unterschiedliche Zeiträume in Anspruch nehmen.

Geht nun der T.S.-Impuls nach zehn übersprungenen Spuren auf "L", dann erhält auch IC107 (C) die Freigabe an PIN13 und die anstehenden Bremsimpulse an PIN12 können invertiert zum Ausgang gelangen.

Über Q301 wird der Tracking-Servo zum richtigen Zeitpunkt zur Bremsung zugeschaltet.

Nachfolgende Abbildung zeigt den gesamten Impulsablauf eines 10-Spurenprunges mit dem dazugehörigen Bremsvorgang.



Darstellung des
Bremsimpulses
bezogen auf das
HF-Signal

Servokreis des Optik-Nachführmotors (sled-motor)

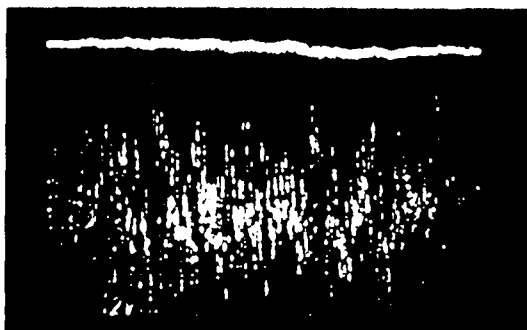
Der Nachführmotor für den Optikschlitten wird ebenso wie das 2-Achsenelement von der Tracking-Fehlerspannung angesteuert. Wobei der Servokreis für das 2-Achsenelement die **hochfrequenten** Nachsteueranteile übernimmt und im Rahmen des Regelbereiches die Spurnachführung gewährleistet.

Der Schlittenservo übernimmt die grobe Nachführung der Optik, da der Regelbereich des 2-Achsenelementes nur eine Abweichung von ca. 20 Spuren zuläßt.

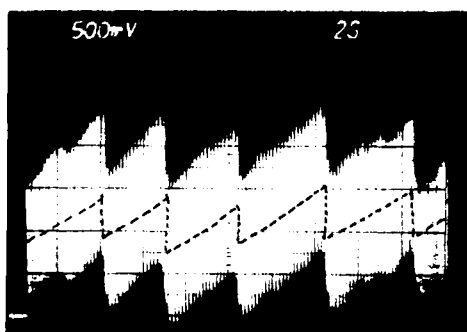
Mit zunehmendem Tracking-Fehler steigt auch der mittlere Gleichspannungspegel der Tracking-Fehlerspannung an IC301 PIN7. Die Fehlerspannung wird an diesem Punkt ausgekoppelt und für die weitere Verwendung im Schlittenservo über R334/82k0hm auf die RC-Kombination - bestehend aus a) C314/R335 und b) C309/R336 - gegeben.

Hier wird der hochfrequente Anteil der Regelspannung ausgefiltert, da für die behutsame Nachführung des Schlittens nur der **niederfrequente** Anteil, d.h. der langsam ansteigende Gleichspannungspegel, zu verwenden ist.

Nachfolgende Abbildung zeigt als unteres Oszillogramm die Fehlerspannung an IC301 PIN7 und als obere Darstellung die gesiebte Fehlerspannung für die Ansteuerung des Treiber-IC's304 PIN7. Durch die hohe Auflösung in der Zeitachse ist der Gleichspannungsanstieg nicht ersichtlich.



Nach entsprechender Verstärkung und Impedanzwandlung dient die Fehlerspannung am Ausgang IC304 PIN2 zur Ansteuerung des Schlittenmotors (sled-motor). Aus nachfolgender Abbildung ist die Steuerspannung für den Schlittenmotor an IC304 PIN2 ersichtlich.



Durch die niedrige Auflösung in der Zeitachse ist hier der langsam ansteigende mittlere Gleichspannungspegel zu erkennen. Dieses Oszillogramm wurde zu Beginn des Abspielvorganges aufgenommen, d.h. also in der Phase, wo sich der Optikschlitten nahe dem Zentrum der Platte befindet.

Aus dem Impulsablauf ist ersichtlich, daß der Schlittenmotor im mittel bei 1,3 Volt Steuerspannung anläuft und den Optikschlitten so weit nachzieht, bis der Gleichspannungspegel auf ca. 0,6 - 0,8V abgesunken ist. Diese Spannungswerte können von Gerät zu Gerät minimal variieren, da z.B. das Anlaufmoment des Motors abhängig ist von der nachfolgenden Mechanik.



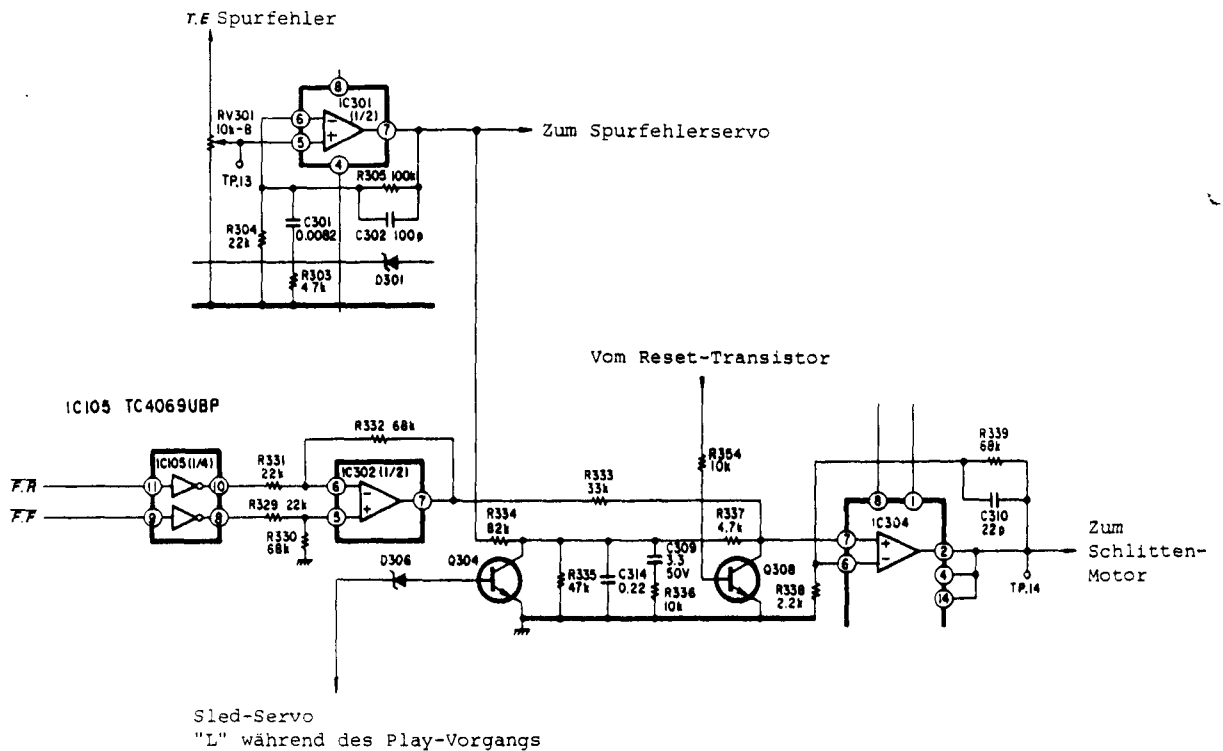
Aus nachfolgender Abbildung ist ersichtlich, daß die Häufigkeit der Schlittennachführung sich mit zunehmendem Abtastradius, d.h. in Richtung Plattenäußeres, verringert.

Beim 100-Spurensprung wird an IC304 PIN7 über R333/33k0hm der Vor- oder Rücksprungimpuls eingekoppelt (F.F. oder F.R.) (s. Abschnitt Rückführung des Optikschlittens in Start-Position).

Über Q304 wird während der Sprungphase die Wirkung der Tracking-Fehlerspannung mittels eines "H"-Impulses, der über die Leitung S.S. kommt, aufgehoben.

Q304 ist während des Play-Betriebes gesperrt. Q308 wird im Einschaltmoment des Gerätes vom Reset-Transistor Q203 durchgesteuert und mutet den Sled Servo für diesen Zeitraum.

Nachfolgende Abbildung zeigt den Aufbau des gesamten Schlittenservos.

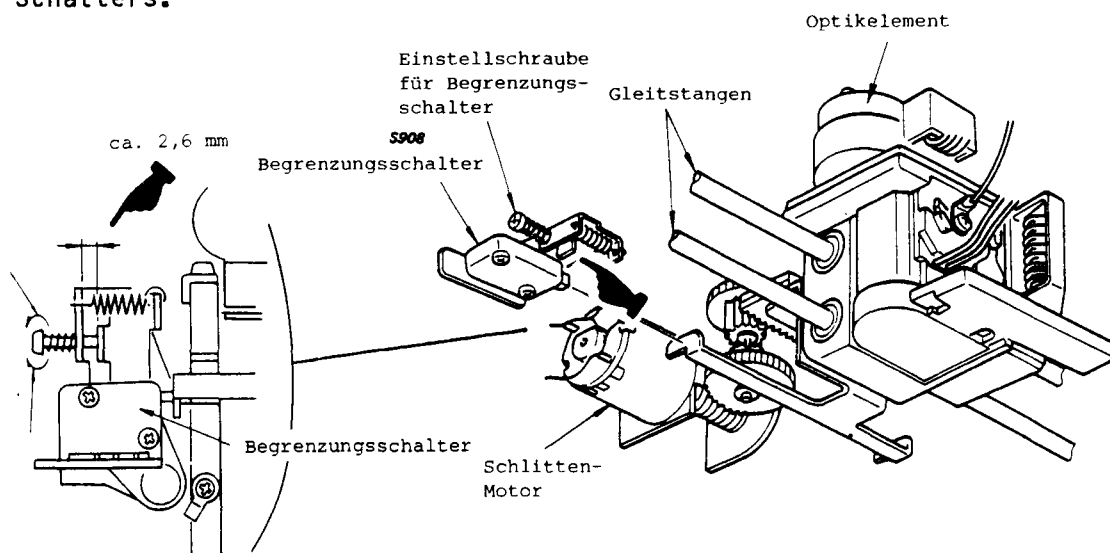


Rückführung des Optikschlittens in Start-Position

IC304 wird an PIN7 nach Beendigung des Abspielvorganges oder, wenn bei Einschalten des Gerätes der Optikschlitten nicht in Start-Position steht, mit dem **F.R.-Signal** von IC101 PIN16 über IC105 PIN11/10 und IC302 PIN6/7 angesteuert und sorgt für den Rücktransport des Schlittens in die Start-Position.

Der mit IC102 PIN30 und IC101 PIN32 verbundene **Limitschalter** (Begrenzungsschalter) stellt fest, wann der Optikschlitten sich wieder in Start-Position befindet. Diese Rückmeldung des Zustandes hat zur Folge, daß IC101 den **F.R.-Impuls** an PIN16 abschaltet.

Nachfolgende Abbildung zeigt den mechanischen Aufbau des Optikschlittens mit dem dazugehörigen Antrieb und der Lage des Limitschalters.



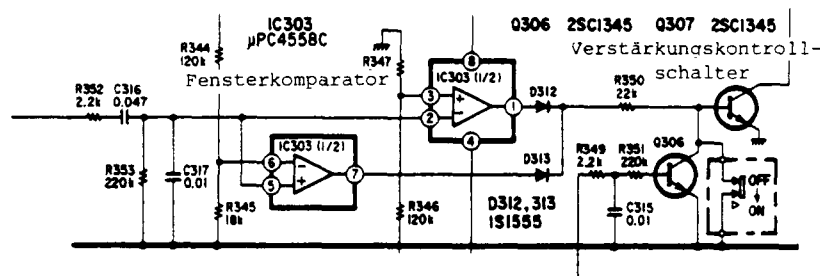
Die Einstellung des Endschalters ist von besonderer Wichtigkeit, da in der Start-Stellung des Optikschlittens die **TOK-Information** (table of contents) eingelesen wird.

Die Fehlererscheinung bei Dejustage dieses Schalters kann so aussehen, daß verschiedene Platten nicht angenommen werden d.h. die TOK-Information wird nicht eingelesen, da auch innerhalb der Platten vereinzelt Toleranzen bezüglich der Lage der TOK-Information auftreten. Das Gerät wirft die entsprechende Platte aus.

Der Justagewert von ca. 2,6 mm muß nicht immer eine optimale Einstellung ergeben, da auch in diesem Bereich minimale mechanische Toleranzen vorhanden sind. Dieser Wert sollte nur als grobe Vorgabe dienen.

Fensterkomparator

Die Verschlechterung der Spurtreue wird anhand der am Eingang eines **Fensterkomparators** liegenden Trackingfehlerspannung ermittelt. Der Komparator stellt fest, ob die Fehlerspannung innerhalb eines bestimmten Bereiches liegt. Die Schaltung besteht aus IC303, dessen zwei Operationsverstärker mit unterschiedlichen Vorspannungen arbeiten. Nachfolgende Abbildung zeigt den gesamten Aufbau des Fensterkomparators.



IC303 ist an PIN3 negativ vorgespannt und bestimmt so, den **negativen** Grenzpunkt des "Fensters".

PIN6 arbeitet mit positiver Vorspannung und ist somit für den **positiven** Grenzpunkt des "Spannungsfensters" verantwortlich.

Die Tracking-Fehlerspannung wird über R352 und C316 an die beiden Komparatoreingänge gelegt. Liegt die Tracking-Fehlerspannung außerhalb von ca. **-1,4** oder **+1,4V**, so nimmt der Ausgang des Fensterkomparators je nach Abweichung der Fehlerspannung am Ausgang PIN1 oder 7 "H"-Pegel an und schaltet Q307 durch.

Durch das hieraus resultierende Sperren von Q302/303 erfolgt die vorab erläuterte Änderung der Verstärkung des Tracking-Servos.

R352/353 und C316/317 bilden einen Bandpaß und lassen den vibrationsbedingten Anteil der Tracking-Fehlerspannung ungehindert passieren.

Die Veränderung des Verstärkungsfaktors des Trackingservos entsprechend der Spurtreue bzw. Untreue wirkt sich so aus, daß zwar bei starker Regelung d.h. hoher Verstärkung die Spurtreue wieder hergestellt wird, es aber leichter zu Rauschen bzw. Regelschwingungen des Regelkreises kommt. Kratzer und Schmutz auf den Platten können sich stärker bemerkbar machen.

Findet dagegen eine Servoregelung mit niedriger Verstärkung statt, so ist das Rauschen des 2-Achs-Elementes zwar geringer, dafür aber kann die Spurtreue je nach Exzentrizität der Disc darunter leiden. Es ist also angezeigt, für den jeweiligen Plattenzustand die entsprechende optimale Stellung des **Anti-Schockschalters** zu ermitteln.

Mit Hilfe dieses Schalters kann die automatische Umschaltung der Regelsteilheit des Tracking-Servos manuell unterdrückt werden. In Stellung **"Aus"** des Schalters liegt die Basis von Q307 an Masse und verhindert so die automatische Verstärkungsumschaltung durch den **F.K.**

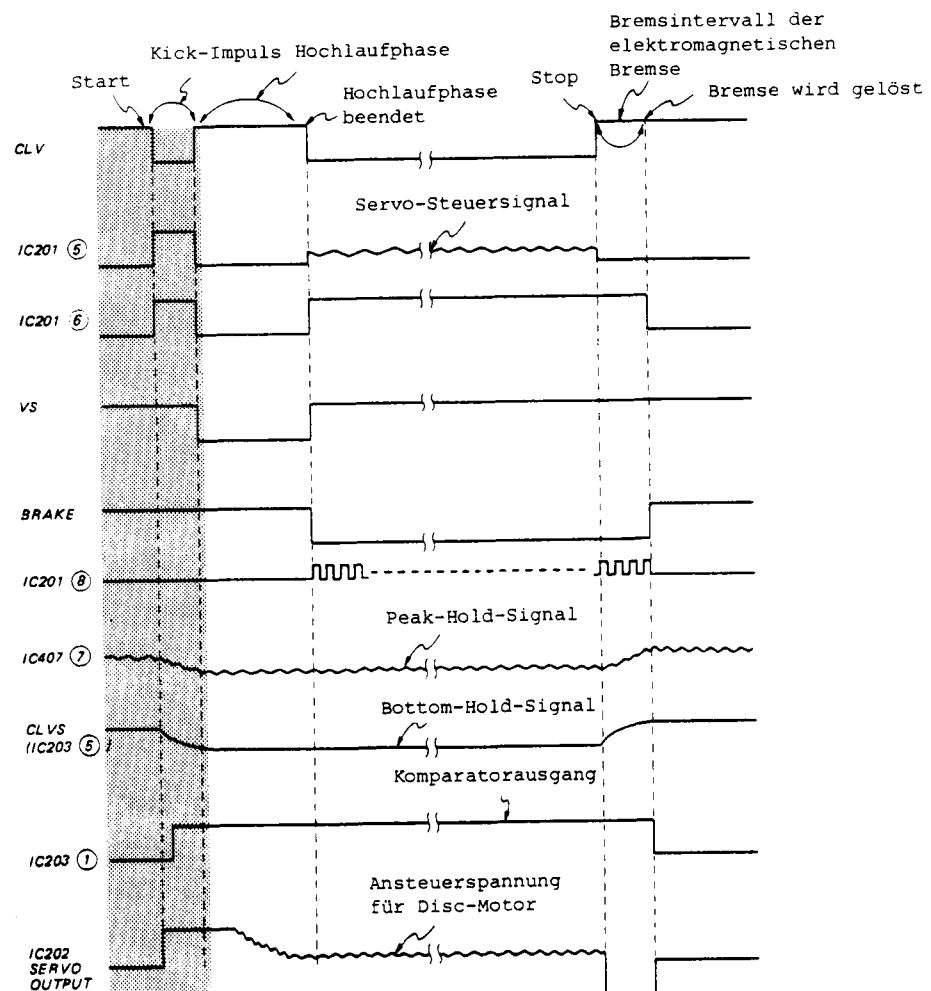
Diese Stellung empfiehlt sich bei stark verschmutzten oder beschädigten Platten oder wenn es bei der Abtastung zu häufigem Versetzen d.h. zum Spursprung kommt.

Die Stellung **"On"** ist nur zu empfehlen, wenn das Gerät an stark vibrationsgefährdeten Aufstellungsorten betrieben wird.

Disc-Motor-Servo

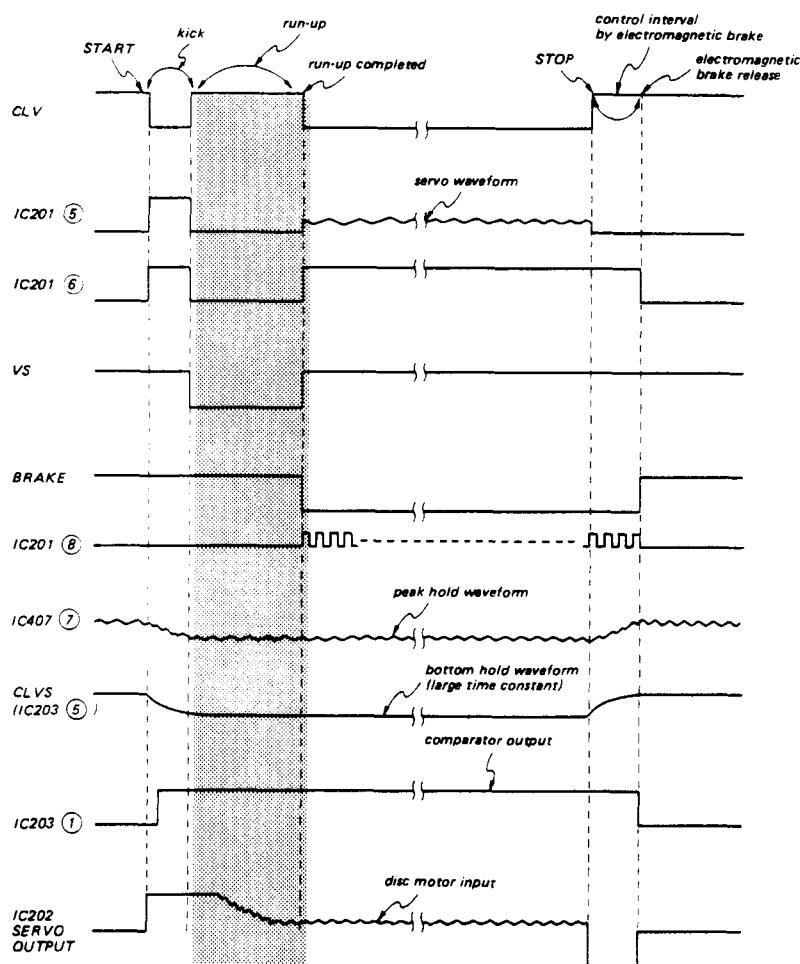
Die Ansteuerung des Disc-Motor-Servos ergibt sich aus dem Zusammenwirken der Funktionen von IC201, IC202, IC203 und IC412. Die Zeit, bis der Motor seine Nenn Drehzahl erreicht hat, läßt sich in zwei Phasen unterteilen, a) die **Hochlaufphase** und b) die **Stabilisierungs- oder Haltephase**.

Die **Start- oder Anlaufphase** des Motors beginnt mit dem Anlegen eines "L"-Impulses an IC201 PIN7 (CLV). Die "L"-Zeit beträgt ca. 0,3 - 0,4 Sekunden. Dieses Ansteuersignal wird als sogenannter "**Kick-Impuls**" bezeichnet. Die Ausgänge PIN5 und 6 von IC201 werden auf "H" geschaltet. Diese Pegel bewirken an den Eingängen IC202 PIN5 und 6, daß der Ausgang PIN7 auf "H" geht. Der Motor beginnt sich zu drehen. Während dieser Phase ist der "**VS**"-Impuls "H". Q202 ist leitend und legt den Ausgang IC203 PIN7 über R223/10kOhm an Masse. Die Abbildung zeigt den beschriebenen Impulsablauf.



Der "Brake-Impuls" liegt während dieser Phase auf "H", Q201 ist leitend und legt den Impuls "WFCK 1/8" an Masse. Nun wird der CLV-Impuls "H", die eigentliche Hochlaufphase wird eingeleitet. An PIN 5 und 6 IC201 werden von der internen Logik auf "L" gesetzt.

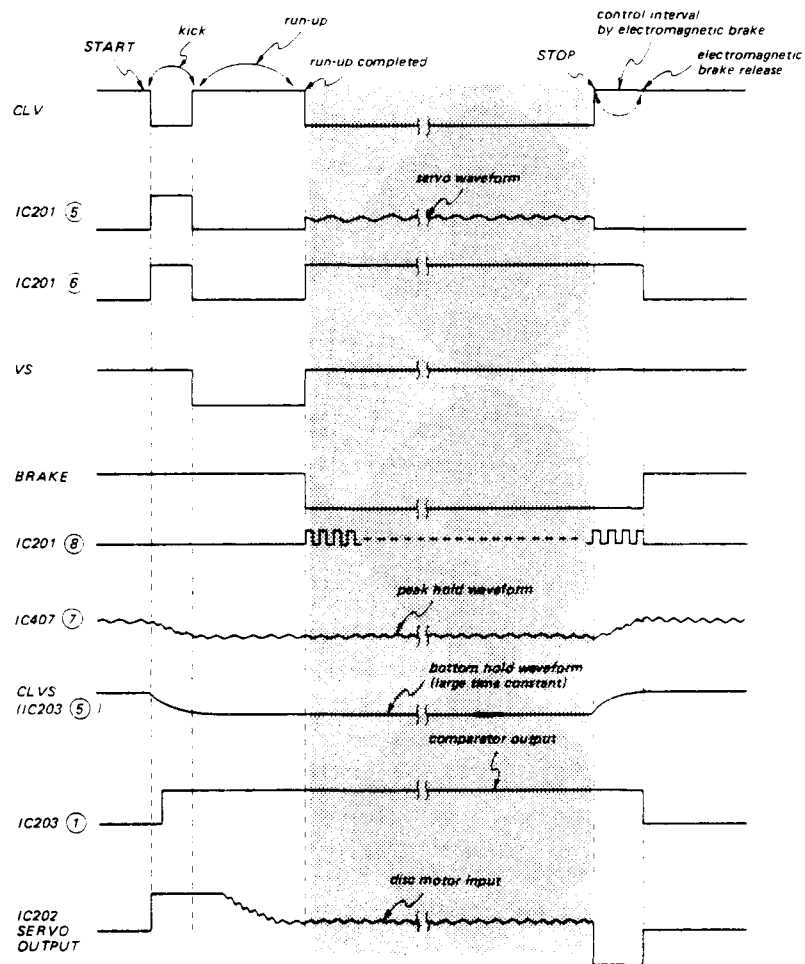
Der "VS-Impuls" wird "L", Q202 wird hochohmig. Die von dem Peak-Bottom-Hold-Kreis (Spitzenwert- und Niedrigwerthaltekreis) erzeugte Spannung (s. Abschnitt Peak-Hold/Bottom-Hold) die IC203 an PIN5 steuert, ergibt im Verhältnis zur eingestellten Referenzspannung an PIN6 am Ausgang eine Steuerspannung, die als Ansteuerung für das Disc-Motor-Treiber-IC202 PIN5 eingetastet wird. Diese treibt den Motor in den **Nennbereich**.



Hat der Motor die Nennzahl erreicht, so können von IC502 Eingang PIN28 EFMI Daten von der Platte eingelesen werden. Am Ausgang IC502 PIN1 stehen nun die Verriegelungsimpulse GFS an, die an IC101 PIN39 übertragen werden.

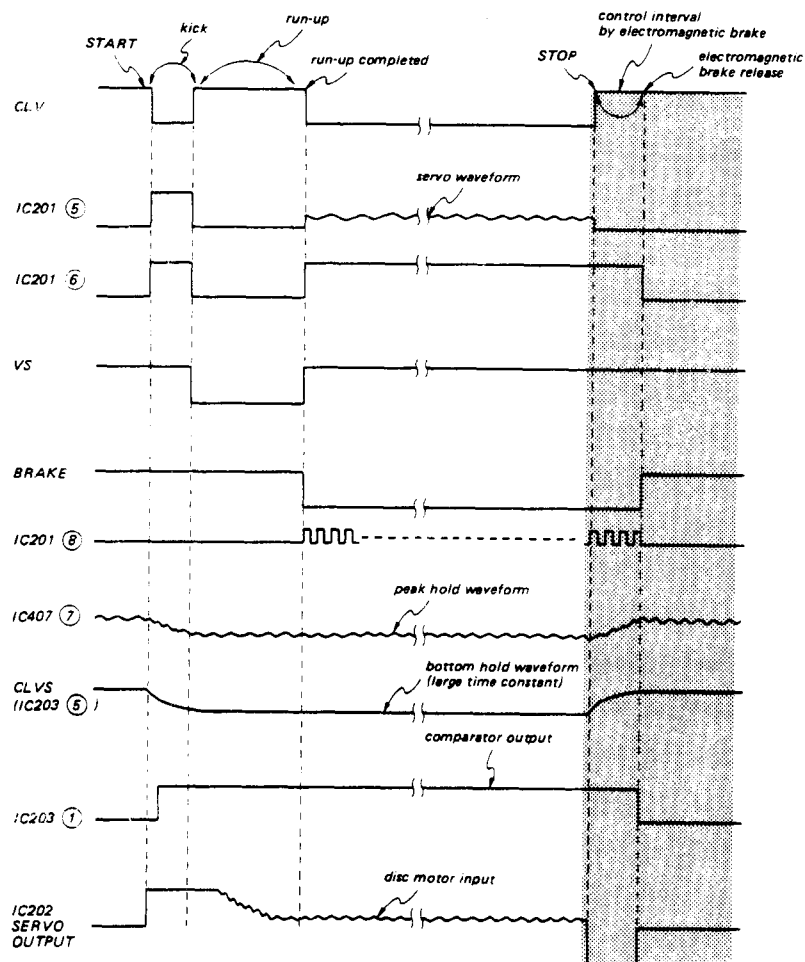
Hierauf wird der von IC101 PIN18 kommende "VS-Impuls" auf "H" geschaltet, worauf der mit diesem Impuls angesteuerte Q202 durchschaltet und die Steuerspannung an Masse legt. Gleichzeitig wird der CLV-Ausgang IC101 PIN7 "L". Auch PIN19 "Brake" wird "L". Die WFCK 1/8-Impulse liegen nun am Eingang IC201 PIN8. Die Umschaltung des CLV-Impulses auf "L" bewirkt, daß die interne Logik von IC201 den Ausgang PIN6 auf "H" schaltet.

Nun beginnt der Phasenkomparator "Phase Comp" ein Fehlersignal abzuleiten aus dem Vergleich der Impulse WFCK 1/8 und RFCK 1/4. Dieses Fehlersignal steht am Ausgang PIN21 und wird von IC202 integriert und in eine Gleichspannung umgewandelt, die zurückgeführt an den Eingang IC201 PIN2 die Höhe des Tastpunktes des internen Komparators auf den an PIN1 erzeugten Sägezahnimpuls bestimmt. Die im jeweiligen Tastmoment abgeleitete Spannung wird von der "Sample-Hold-Stufe" im Kondensator C203/0,01 μ F gespeichert.

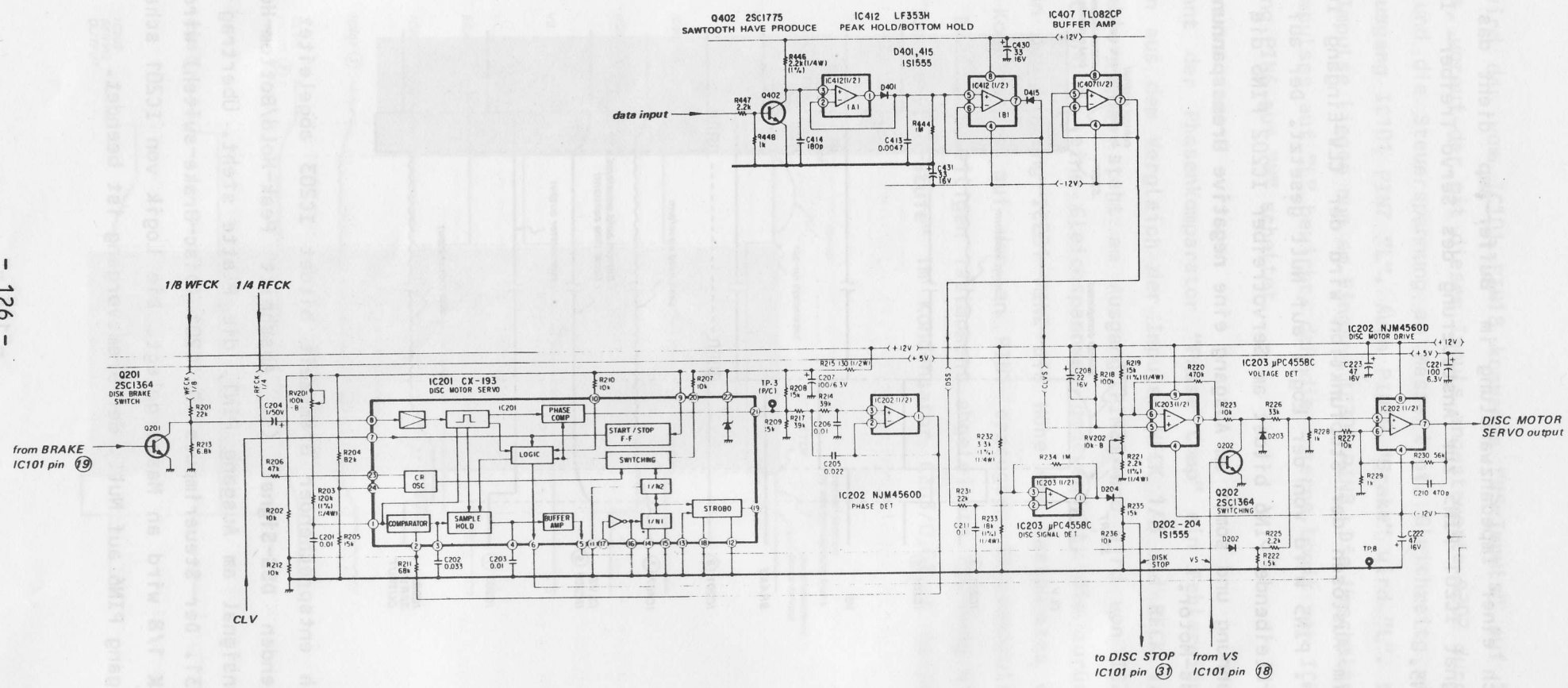


Nach einer Impedanzwandlung im "Buffer-Amp" dient das Ausgangssignal IC201 PIN5 zur Ansteuerung des Servo-Treiber- IC's202 an PIN5.

Beim Auslösen der Stopfunktion wird der CLV-Eingang IC201 PIN7 "H". PIN5 wird von der Logik auf Null gesetzt. Der auf "H"-Pegel verbleibende PIN6 bildet am Servotreiber IC202 PIN6 die Ansteuerungsspannung und somit am Ausgang eine **negative Bremsspannung** für den Disc-Motor.



Nach entsprechender Bremszeit bildet IC203 abgeleitet vom eingehenden **DSS-Signal** (s. Abschnitt Peak-Hold/Bottom-Hold) das Kennsignal am Ausgang PIN1, die Platte steht. Übertrag an IC101 PIN31. Der Steuerimpuls für Q201 (Disc-Brake-switch) wird "H" und **WFCK 1/8** wird an Masse gelegt. Die Logik von IC201 schaltet den Ausgang PIN6 auf Null, der Bremsvorgang ist beendet.



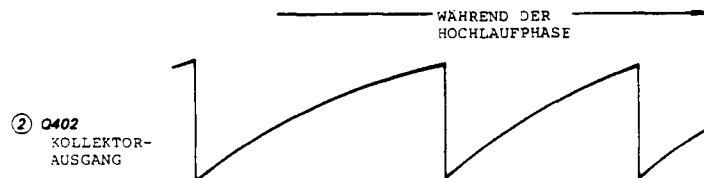
Peak-Hold/Bottom-Hold

Die Peak-Hold/Bottom-Hold-Schaltung dient a) zur Erzeugung der Steuerspannung während der Hochlaufphase und b) zur Ableitung des Signals **DSS** zur späteren "**Disc-Stop**"-Ermittlung.

Peak-Hold

Wenn sich in der Startphase (Kick-Impuls) die Platte zu drehen beginnt, wird mittels der an der Basis Q402 eingehenden Datenpulse der aus Q402, R446 und C414 bestehende **Sägezahngenerator (Sawtooth wave produce)** gesteuert. C414 kann sich während den Impulspausen der eingehenden Daten über R446 aufladen und wird mit jedem Datenpuls über Q402 wieder entladen.

Nachfolgende Abbildung zeigt den Sägezahnimpuls am Kollektor Q402.



Die Plattendrehzahl ist zu diesem Zeitpunkt noch niedrig und die längsten Intervalle der Datensignale überschreiten die normale Dauer von **11 T** und bestimmen somit die Höhe der entstehenden Sägezahnimpulse. Mit zunehmender Drehzahl wird die Frequenz der Datenpulse höher.

Die Spitzenpegel der Sägezahnimpulse laden über IC412 den Kondensator C413 auf. Da dieser Pegel an den invertierenden Eingang zurückgekoppelt wird, bildet die an C413 anstehende Spannung gleichzeitig den Schwellwert für weitere Pulse, die den Kondensator aufladen. Mit zunehmender Drehzahl d.h. zunehmender Datenfrequenz sinkt der Spitzenpegel der Sägezahnimpulse ab und C413 kann sich über R444 entladen.

D401 verhindert, daß sich C413 über den Ausgang PIN1 entladen kann, wenn dieser bei abnehmenden Sägezahnpegeln gegen Minuspotential läuft.

Nachfolgende Abbildung zeigt den Impulsverlauf an der Kathode D401.



Von der Peak-Hold-Spannung wird im Anlauf bzw. Stopmoment der Platte die Kennung abgeleitet, ob sich die Platte noch dreht oder nicht (s. Abschnitt Disc-Stop).

Bottom-Hold

Die Spannung an C413 steuert an PIN5 IC412 einen weiteren Operationsverstärker. Über Diode 415 wird dann in Abhängigkeit von der eingehenden Steuerspannung der Elko C208 umgeladen. Mit abnehmender Peak-Hold-Spannung steigt der Pegel an C208. Auch dieser OP erhält die an C208 anliegende Spannung an den invertierenden Eingang zurück, die hier als Schwellwertreferenz dient. Durch die große Kapazität des Kondensators bleibt diese Spannung auch bei kurzzeitigem Fehlen von Datenpulsen an der Peak-Hold-Schaltung konstant.

Nachfolgende Abbildung zeigt die Impulsverläufe an D401 und D415.

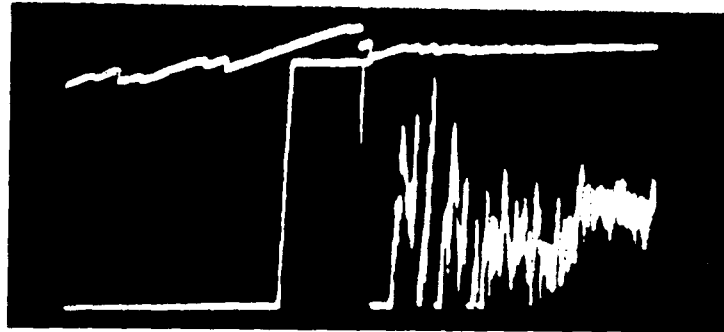


— Kathode D401

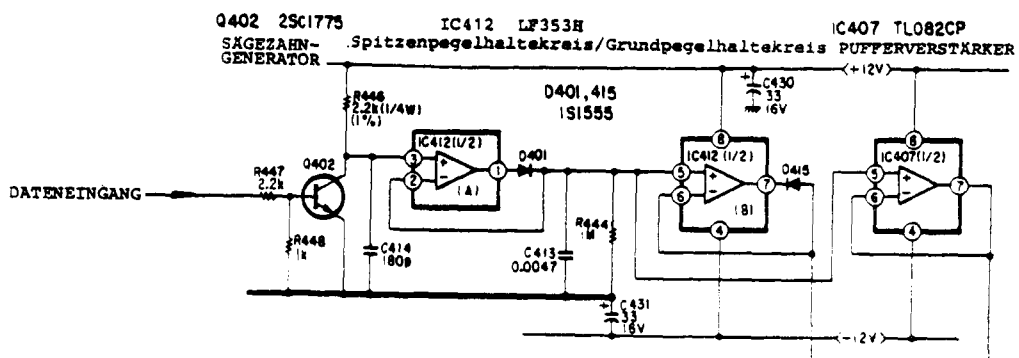
— Anode D415

Diese so erhaltene Steuerspannung CLVS bewirkt über PIN5 IC203 eine Steuerung des Ausgangs PIN7 in Abhängigkeit vom eingestellten Referenzpegel an RV202.

Nachfolgende Abbildung zeigt die Ansteuerspannung von PIN5 IC203 mit dem dazugehörigen Ausgangsimpuls PIN7.



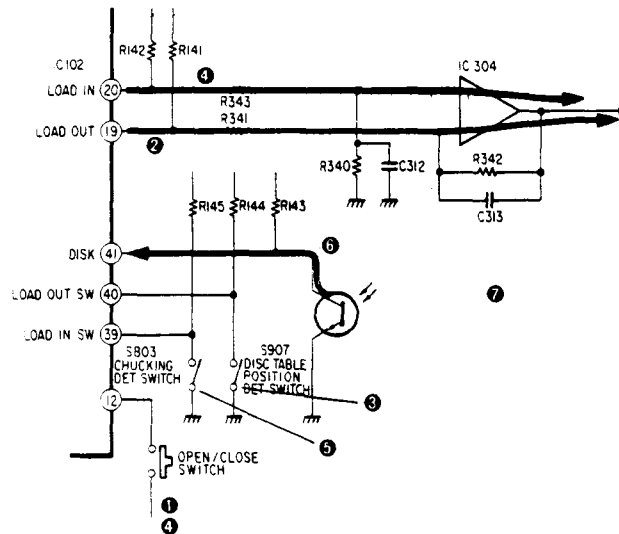
Aus nachfolgender Abbildung ist der gesamte Aufbau der Peak-Hold/Bottom-Hold-Schaltung zu ersehen.



Laden des Gerätes

Reihenfolge der Vorgänge beim Laden des Gerätes.

Nachfolgende Abbildung zeigt die verschiedenen Ablaufpositionen.



Lade- und Stabilisierungsmotor werden vom Ausgangssignal IC304 angesteuert. Die Befehlsimpulse kommen von IC102 PIN20 und 19. Schalter sorgen hierbei für die Ermittlung des jeweiligen Zustandes der Mechanik und für die Zuschaltung bzw. Betriebsbereitschaft der beiden Motoren.

Vom Zustand "Lade geschlossen" bis "Lade geöffnet" laufen folgende Vorgänge ab:

1. Wenn der "Open-Close-Schalter" S903 betätigt wird, geht der Ausgang IC102 PIN19 gegen + 3,5 Volt. Durch die Invertation von IC304 PIN12 geht der Ausgang PIN16 gegen - 9 Volt. Über D314 wird die Stromversorgung für die "Open-Close-LED" / D961 gewährleistet.
2. S905 geht auf "Chucking" d.h. die Spannungsversorgung für den Chucking-Motor M2 ist über S904 gewährleistet. S904 ist der Positionsschalter für die Disc-Lade. Er ist geschlossen, wenn die Lade geschlossen ist. Der Chucking-Motor beginnt sich zu drehen, und der Stabilisierungshebel wird angehoben.

3. Wenn die Stabilisierung freigegeben ist, schaltet S905 auf "Loading", d.h. auf Motor M1 um und M2 stoppt.
4. Nun wird die Lade herausgefahren. Wenn sich die Lade ca. 3 mm geöffnet hat, wird S904 geöffnet, und der Stromversorgungsweg für den Chucking-Motor wird unterbrochen.
5. Ist die Lade vollständig geöffnet, so wird S907 geschlossen. Der Eingang IC102 PIN40 geht auf Null Volt. Der Ausgang "Load-out" IC102 PIN19 geht auf Null Volt, und der Lademotor stoppt.

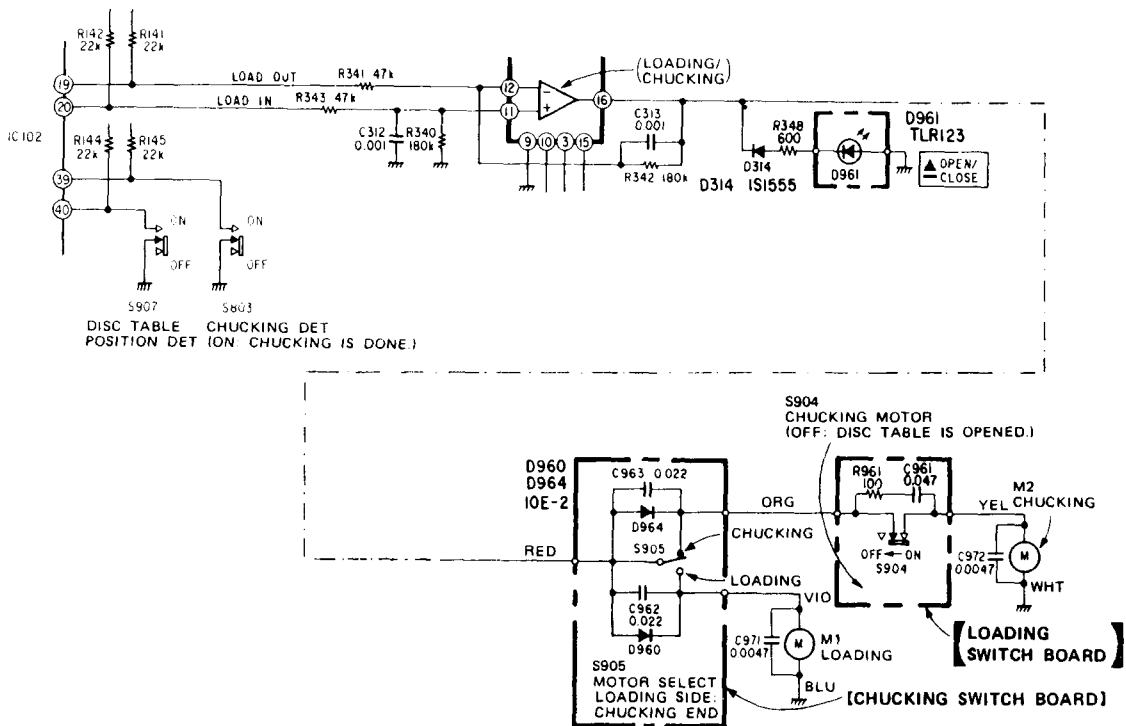
Vom Zustand "Lade geöffnet" bis "Lade geschlossen" ist folgender Ablauf gegeben:

1. Bei Betätigung der "Open-Close-Taste" werden die Pulse von IC102 PIN12 über die Leitung K 0 an den Eingang PIN26 gelegt. Daraufhin setzt IC102 den Ausgang PIN20 auf 4,5 Volt. Über den nichtinvertierenden Eingang IC304 PIN11 wird der Ausgang PIN16 auf + 10 Volt gelegt.
2. S905 steht auf "Loading", so daß sich der Lademotor zu drehen beginnt und die Schallplattenlade geschlossen wird.
3. Wenn sich die Lade beim Einfahren in die Endposition bewegt, wird S904 geschlossen und der Stabilisierungsvorgang eingeleitet. Die Spannungsversorgung im Anlaufmoment von M2 wird über D964 gewährleistet. Erst kurz nach Beginn des Stabilisierungsvorganges wird S905 umgeschaltet und überbrückt D964.

Über D960 wird während des Stabi-Vorganges die Stromversorgung des Loading-Motors M1 aufrechterhalten. Hierdurch wird gewährleistet, daß sich der Schlitten nicht mehr bewegt, bevor er verriegelt ist (s. Abschnitt "Fixieren der Plattenlade").

4. S803 stellt den Zeitpunkt fest, zu dem der Stabilisierungshebel seine Endposition erreicht hat und legt den Eingang IC102 PIN39 auf Null Volt. Der Ausgang IC102 PIN20 geht auf Null Volt und über IC304 PIN16 wird die Spannungsversorgung der Motoren abgeschaltet. Der Ladevorgang ist abgeschlossen.

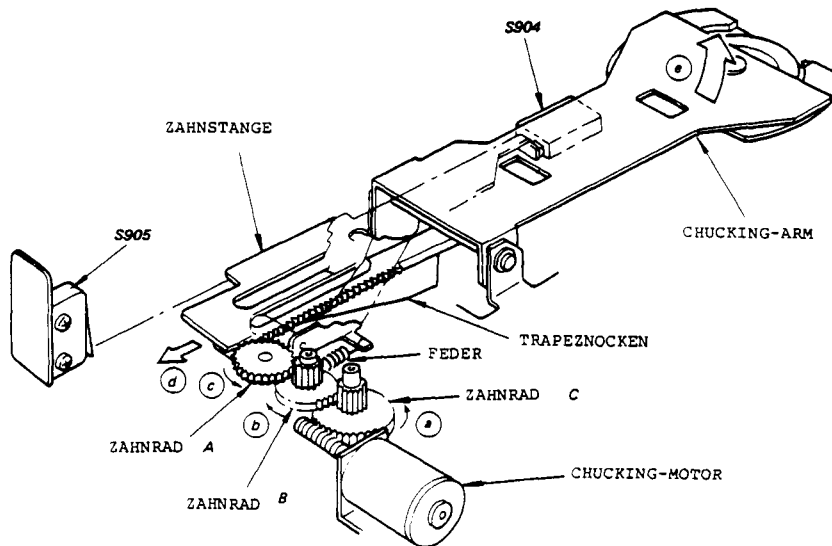
Nachfolgende Abbildung zeigt den gesamten Lade- und Entlade-schaltkreis.



Stabilisierungsmechanismus

Arbeitsweise des Stabilisierungshebels (Chucking arm).

Nachfolgende Abbildung zeigt den gesamten Stabilisierungsmechanismus nach vollendeter Stabilisierung.



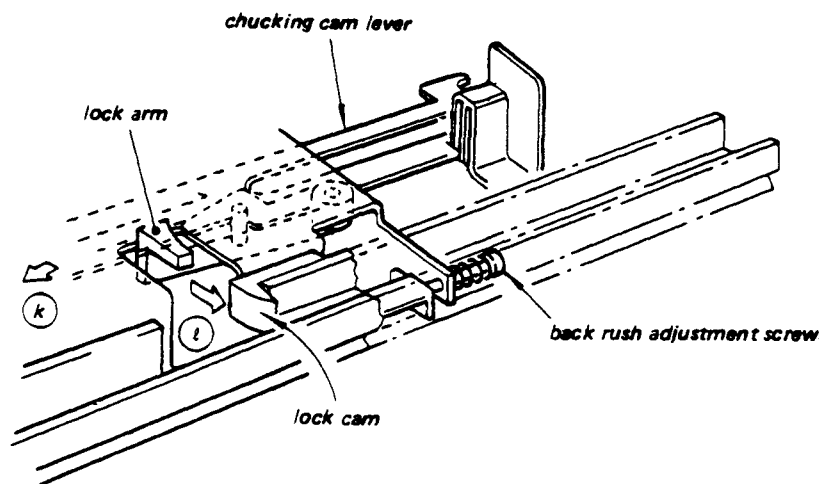
Zwischen diesem Zustand und der Freigabe der Stabilisierung laufen folgende Vorgänge ab:

1. Der Chucking-Motor dreht sich, und die Zahnräder C, B und A des Getriebes weisen die Drehrichtung der Pfeile a, b und c auf.
2. Die Zahnstange bewegt sich mit dem Trapeznocken in Pfeilrichtung d.
3. Der Nocken drückt den Stabilisierungsarm in Pfeilrichtung e. Die Freigabe erfolgt.
4. In Endstellung der Zahnstange wird der Schalter S905 umgeschaltet und die Schallplattenlade fährt aus.

Fixieren der Plattenlade

In der Anfangsphase der Stabilisierung wird die Plattenlade in ihrer Lage fixiert. Dieser Vorgang ist aus nachfolgender Abbildung ersichtlich. Es laufen im einzelnen folgende Vorgänge ab:

1. Zu Beginn des Stabilisierungsvorganges läuft die Zahnstange in Pfeilrichtung K.



2. Der Verriegelungsarm wird von der Zahnstange in Pfeilrichtung L gedrückt und schiebt sich vor den Verriegelungsnocken. Die Plattenlade ist so im geschlossenen Zustand verriegelt.

**Erklärungen der im Text und im Service-Manual vorhandenen
englischen Kürzel:**

F.E.	Focus error	Fokusfehler
F.Z.C.	Focus zero cross	Fokusnulldurchgang
F.S.	Focus servo	Fokusregelkreis
F.SR.	Focus search	Fokussicherung/suche
T.E.	Tracking error	Spurfehler
S.S.	Sled servo	Schlittenmotorregelkreis
T.S.	Tracking servo	Spurservo
J.F.	Jump forward	Vorwärtssprung
J.R.	Jump rewind	Rückwärtssprung
F.F.	Fast forward	Schneller Vorwärtssprung
F.R.	Fast rewind	Schneller Rückwärtssprung
DSS	Disc signal detection	Plattendatenermittlung
CLV	Constant linear velocity	Konstante, lineare Geschwindigkeit
	Focus bias	Fokusvorspannung
	Focus gain	Fokusverstärkung
	Focus OK	Fokus in Ordnung
	Focus error amp	Fokus-Fehlerverstärker
	Focus servo switch	Schalter f. Fokusregelkreis
	For sledding	Für Schlittensteuerung
	For tracking	Für Spursteuernng
	Disc motor	Plattentellermotor
	Disc motor drive	Treiberstufe f. PL-Motor
	Disc motor servo	Regelkreis f. PL-Motor
	Disc brake switch	Schalter f. PL-Bremse
	Disc stop	Plattenstillstand
	Brake	Bremse
	Buffer	Impedanzwandler Pufferverstärker
	Close	Schließen
	Chucking	Stabilisieren
	Circuit	Schaltkreis
	Open	Öffnen
	Anti shock switch	Antivibrationsschalter

Load out	Entladen
Load in	Laden
Loading	Ladevorgang
Limit switch	Begrenzungsschalter Endschalter
Mute Drive	Treiberstufe f. Unterdrückung
Muting	Unterdrückung Stummschaltung
Tracking balance	Spurbalance
Tracking off set	Nullspannungseinstellung des Spurfehlerverstärkers
Tracking gain	Spurfehlerverstärkung
Tracking gain control switch	Kontrollschalter f. Verstärkungsumschaltung
Tracking servo switch	Schalter f. Spurregelkreis
Tracking gain switch	Schalter f. Verstärkungsumschaltung des Spurregelkreises
Tracking error amp	Spurfehlerverstärker
Truck jump DET	Spursprung-Detektor
Truck jump circuit	Spursprungkreis
Truck jump brake	Spursprungbremskreis
Inverter	Phasenumkehrstufe
Sled servo switch	Schalter f. Schlittenmotorservo
Sled motor	Schlittenmotor
Sled servo	Regelkreis f. Schlittenmotor
Window comparator	Fensterkomparator
Phase lock	Phasenverriegelung

SONY

Deutschland GmbH
Hugo-Eckener-Str. 20
5000 Köln 30

ET-Nr. L-8000-042-0

Technische Information und Schulung
Nachdruck nicht gestattet!
Änderungen vorbehalten