

Synchrondetektor FPF 168 B

f-3f-Synchrondetektor FPF 169 B

1. Allgemeines
2. Spezifikationen
3. Funktionsbeschreibung
4. Schaltungsbeschreibung
5. Test und Abgleich
6. Verschiedenes
7. Schaltbilder

1. Allgemeines

Der Synchrondetektor FPF 168 B und der f-3f-Synchrondetektor FPF 169 B dienen dem phasenempfindlichen Nachweis periodischer Signale. Dazu muß dem Gerät ein Referenzsignal zugeführt werden. Haben Signal- und Referenzspannung die gleiche Frequenz, sowie eine definierte Phasenbeziehung, so liefert der Ausgang eine DC-Spannung, die proportional zur Signalamplitude und zum Cosinus des Phasenwinkels zwischen Signal- und Referenzspannung ist; ansonsten ist die mittlere Ausgangsspannung Null. Die Restwelligkeit der Ausgangsspannung läßt sich mit Hilfe eines Tiefpassfilters einstellen. Die Phase der Referenzspannung läßt sich intern zwischen 0° und 360° verschieben. Das Gerät findet Anwendung beim Nachweis stark verrauschter Signale, da das Rauschsignal wegen der unkorrelierten Phase keine Ausgangsspannung liefert. Die Hauptanwendung besteht jedoch in der Stabilisierung insbesondere von Lasern nach dem Phase-Lock-Loop-Verfahren.

Bei dem Gerät FPF 169 B besteht zusätzlich die Möglichkeit, die Frequenz der Referenzspannung intern zu verdreifachen, so daß das Gerät auf der 3-ten Harmonischen der Referenzfrequenz empfindlich ist.

2. Spezifikationen

IN	Polarität	beliebig
	Amplitude (dyn. Bereich)	$\leq \pm 1 \text{ V}$
	(max.)	$\leq \pm 20 \text{ V}$
	Frequenz	20-200 kHz 0,5 kHz ... 50 kHz
	Eingangswiderstand	$\sim 47 \text{ k}\Omega$
REF	Polarität	beliebig
	Kurvenform	beliebig
	Amplitude	$\geq 300 \text{ mV}_{\text{ss}}$
		$\leq \pm 12 \text{ V}$
	Frequenz	20-200 kHz 0,5 kHz ... 11 kHz
OUT	Eingangswiderstand	$\sim 100 \text{ k}\Omega$
	Polarität	bipolar
	Amplitude	$\leq \pm 10 \text{ V}$
	Ausgangsstrom	$\leq \pm 10 \text{ mA}$
Gain	10, 20, 50, 100 oder 200	
Time Constant (Low Pass Filter)	0; 0,03; 0,3; 1; 3 (s)	
REF-Delay	1 - 2,5 ms oder 2,5 - 25 ms	

Stromversorgung

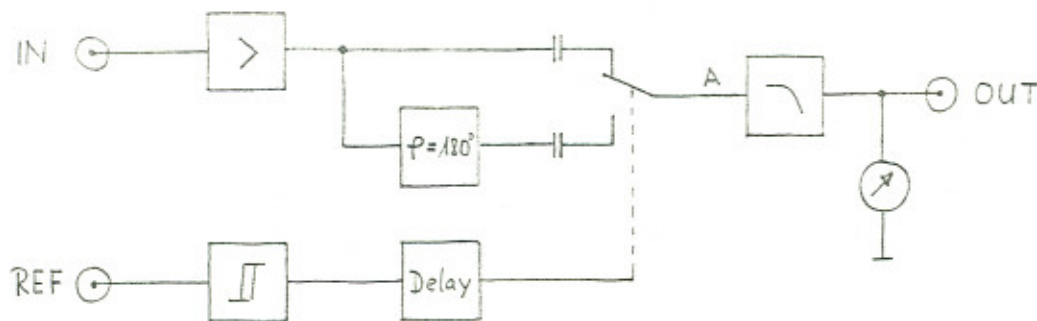
+ 6 V, 75 mA

+12 V, 50 mA

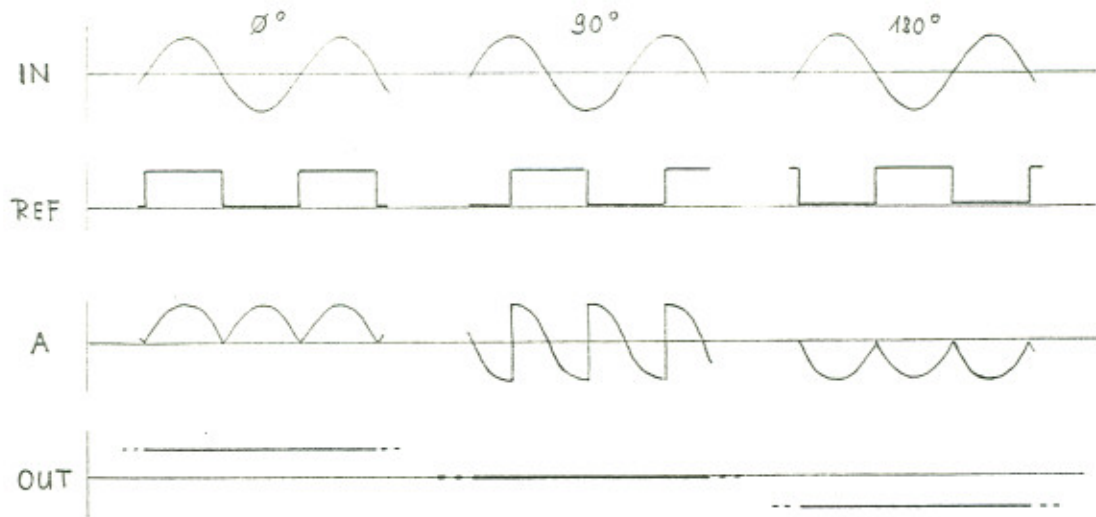
-12 V, 50 mA

3. Funktionsbeschreibung

Die Funktion der Geräte geht im wesentlichen aus dem nachstehenden Blockschaltbild hervor.



Ein an IN anliegendes Sinussignal wird verstärkt und liegt als invertiertes und nichtinvertiertes Signal an einem elektronischen Umschalter. Dieser Umschalter wird mit der einfachen (beim FPF 169 B mit der einfachen oder dreifachen) Referenzfrequenz umgeschaltet, sodaß abwechselnd das invertierte/nichtinvertierte Signal über ein Tiefpaßfilter auf den Ausgang geschaltet wird. Auf diese Weise entsteht am Ausgang eine Spannung, wenn die Frequenz des Eingangssignals gleich der Umschaltfrequenz ist und das Delay so gewählt wird, daß die Phasenverschiebung zwischen Eingang und Umschaltfrequenz ungleich $\pm 90^\circ$ ist.



Vor dem Umschalter haben das invertierte und das nichtinvertierte Signal die gleiche Amplitude ($\pm 1\%$). Beide Signale werden dann AC-gekoppelt auf den Umschalter gegeben; ein Offset der Eingangsverstärker ist deshalb ohne Bedeutung.

Für das besonders driftarm ausgelegte Tiefpaßfilter am Ausgang sind (in 5 Stufen) Zeitkonstanten von 0 bis 3 s wählbar; das entspricht einer Grenzfrequenz (-3 dB) von 0,16 Hz bis 160 Hz.

Liegt am Eingang ein Sinussignal, das mit $2 V_{SS}$ den dynamischen Bereich der Schaltung voll ausnützt, so ergibt sich eine maximale U_{OUT} von etwa 6,4 V ($\bar{u}_a = \hat{u} \cdot 0,637$). Die Ausgangsspannungsanzeige ist deshalb nicht auf $\pm 10\text{ V}$, sondern auf $\pm 5\text{ V}$ ausgelegt.

Zur Einstellung der Phasenlage zwischen Eingangs- und Referenzfrequenz kann das an REF anliegende Signal verzögert werden. Bei einem symmetrischen Signal ist ein Delay von 5 μs bis etwa 180° stufenlos einstellbar.

Durch einen Schalter kann das Referenzsignal invertiert werden, wodurch sich ein Bereich von $180^\circ + 5\text{ } \mu\text{s}$ bis etwa 360° ergibt. Das "Loch" bei 180° und bei 360° kann durch Zuschalten einer festen Delay-Zeit von 1 ms überbrückt werden.

Als Referenzsignal kann grundsätzlich auch ein Sinussignal benutzt werden. Zu beachten ist dabei lediglich, daß der Schmitt-Trigger am Referenzeingang eine Hysterese von etwa 250 mV besitzt; bei Referenzsignalen mit langsamen Anstiegszeiten (z.B. Sinus) ist das Delay deshalb amplitudenabhängig.

4. Schaltungsbeschreibung

4.1 FPF 168 B und FPF 169 B

Von besonderer Bedeutung bei dieser Schaltung ist eine möglichst geringe Drift des Ausgangssignals, da das Gerät im Normalbetrieb mit $U_{OUT} = 0V$ (Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Referenzsignal 90°) betrieben wird. In dieser Betriebsart wird die Ausgangsspannungsdrift durch folgende Faktoren beeinflusst: Drift des Tiefpaßfilters, Drift der "charge-injection" des Analogschalters und Drift des Referenz-Delays. Ohne Einfluß auf U_{OUT} ist die Offsetspannung und -spannungsdrift der 4 Op.-Verstärker am Eingang (wegen der nachfolgenden AC-Kopplung); in der o.g. Betriebsart ist auch eine unterschiedliche Verstärkung und Verstärkungsdrift der beiden Verstärker im invertierten und nichtinvertierten Zweig ohne Belang.

Eine geringe Drift des Filters wird durch den Op.-Verstärker LM 308 AN garantiert, wobei die Drift des Offsetstroms in dieser Beschaltung stärker ins Gewicht fällt als die Offsetspannungsdrift (siehe Op.-Verstärker-Vergleich unter 6.).

Mit dem LM 308 AN wird eine Drift von $\sim 10 \mu V/^\circ C$ erreicht, bei relativ geringem Preis. Um einen höheren Ausgangsstrom zu erreichen, wurde ein TL 082 nachgeschaltet, dessen beide Eingänge jedoch über einen Wider-

stand verbunden sein müssen, um ein latch-up zu verhindern.

Um Fehler durch die "charge-injection" des Analogschalters zu vermeiden, wurden entsprechend einem Schaltungsvorschlag der PTB gematchte FET's verwendet. Die "charge-injection" beträgt in der vorliegenden Schaltung etwa 5 pAs, was bei 10 kHz einer U_{OUT} von 11 mV entspricht. Die "charge-injection"-Drift ist erheblich kleiner, wurde aber nicht gemessen. Bei Verwendung eines integrierten Analogschalters der Type 4066 wäre die "charge-injection" etwa 20 bis 50mal größer.

Das Referenzsignal wird AC-gekoppelt auf einen Schmitt-Trigger gegeben, sodaß auch ein Sinus als Referenz verwendet werden kann. Da der Ausgang des Schmitt-Triggers TTL entspricht, also ~~nicht~~ nullsymmetrisch ist, wurde die Mitkopplung als AC-Kopplung ausgeführt; damit wurde eine amplitudenabhängige Verschiebung der duty-cycle bei Sinus-Signalen verhindert.

Um eine korrekte Verzögerung des Referenzsignals zu erreichen, müssen Vorder- und Rückflanke des Originalsignals mit nur einem Univibrator verzögert werden. Dazu wird von Vorder- und Rückflanke je ein Trigger-signal für einen Univibrator erzeugt; mit der Rückflanke der Univibrator-signale wird dann ein nachfolgendes Flip-Flop gesetzt und wieder re-setiert. Diese Schaltung wird zweimal (für das feste Delay von 1 ms und für das variable Delay) verwendet. Als Univibrator wurde ein 74 123 gewählt, da dieser sich bei langen Leitungen zu den R/c-Gliedern als weniger empfindlich erwies; unbedingt erforderlich ist ein nachtrigger-barer Univibrator, da das Delay 180° Phasenverschiebung erreichen können muß.

Bei einer gemessenen Drift des Delays von etwa 0,1 % pro °C, hängt die dadurch verursachte Drift der Ausgangsspannung von der absoluten Länge des Delays und von der Höhe der vor dem Umschalter liegenden Spannung ($\hat{U}_{IN} \cdot \text{Gain}$) ab. Bei einer Phasenverschiebung von 90° zwischen Eingang und Umschaltsignal errechnet sich die Drift der Ausgangsspannung wie folgt:

$$\Delta U_{OUT} = \hat{U}_{IN} \cdot \text{Gain} \cdot 0,637 \cdot \sin(0,001 \cdot \phi)$$

wobei ϕ der Winkel ist, der dem eingestellten Delay entspricht. Beispiel: Ist das Referenzsignal an REF mit dem Eingangssignal in Phase und wird

das Delay so eingestellt, daß eine Phasenverschiebung von 90° entsteht, so entspricht die o.g. Drift von 0,1 % pro $^\circ\text{C}$ einer Phasenwinkeldrift von 0,09 Grad/ $^\circ\text{C}$.

Nimmt man die vor dem Umschalter liegende Spannung mit $\hat{u} = 5 \text{ V}$ an, so ergibt sich mit der obigen Formel eine Ausgangsspannungsdrift von 5 mV/ $^\circ\text{C}$.

Die LED "Exc. Delay" leuchtet immer dann (FF 3 gesetzt), wenn das variable Delay zu groß gewählt wurde, d.h., wenn Uni 2 immer nachgetriggert wird.

Die LED "Exc. Gain" wird über einen Fensterdiskriminator geschaltet. Da dieser vor dem invertierenden und nichtinvertierenden Verstärker (jeweils mit einer Verstärkung von 2) angesteuert wird, sind seine Schwellen auf $\pm 4,5 \text{ V}$ eingestellt. Wird eine dieser Schwellen erreicht, so leuchtet die LED (jedesmal) etwa 100 ms lang auf.

Die Berechnung der Ansteuerung der LED-Leuchtpunktanzeige siehe unter 6.

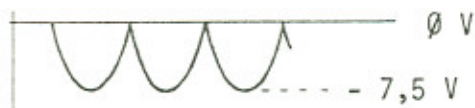
5. Test und Abgleich

5.1. FPF 168 B und FPF 169 B

- a) Nach dem Einschalten des Geräts muß die grüne LED leuchten.

S6 auf "f" stellen (nur FPF 169 B).

- b) Sinus von 1 kHz und $1,5 V_{SS}$ an IN und REF anlegen.
S1 auf Stellung 10 und S5 auf Stellung NORM schalten.
Skop an TP1 und TP2 anschließen.
An TP1 muß ein symmetrisches Rechtecksignal anstehen.
- c) Mit P1 (Helipot) muß das Delay zwischen TP1 und TP2 von $\sim 50 \mu s$
... $\sim 500 \mu s$ einstellbar sein. Mit S4 muß das Signal an TP2 zusätzlich
um $\sim 40 \mu s$ verzögert und mit S5 muß das Signal invertiert werden
können.
Ist das Delay zu groß (kein Signal mehr an TP2), so muß die LED
"Exc. Delay" leuchten.
- d) Skop an OUT anschließen, S2 in eine Zwischenstellung bringen, so
daß kein Schalterkontakt geschlossen ist.
REF-Delay so einstellen (S5 in Stellung NORM), daß an OUT folgende
Kurvenform ansteht:



Mit P2 Halbwellen auf gleiche Amplitude abgleichen ($\pm 1 \%$).
Der Spitzenwert der Halbwellen muß $- 7,5 V$ betragen.

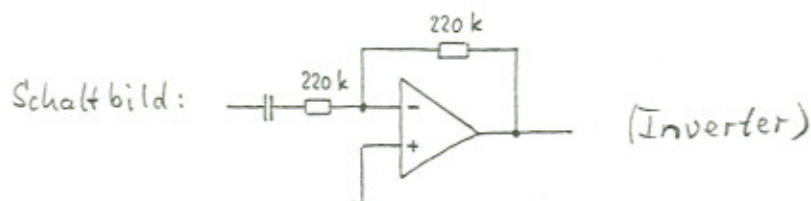
- e) Schalter S5 auf INV stellen. An OUT müssen jetzt positive Halbwellen,
ebenfalls mit $7,5 V$ Spitzenwert, anstehen.
Ist die Amplitude der einzelnen Halbwellen nicht gleich, obwohl unter
d) abgeglichen, so liefert der angeschlossene Generator vermutlich
kein sauberes Sinussignal. Eventuell muß ein Filter zwischen Sinus-
generator und Synchrondetektor geschaltet werden.
- f) S2 in Stellung 100 ns bringen. Am Ausgang müssen jetzt, je nach
Schalterstellung von S5, $+ 4,8 V$ bzw. $- 4,8 V$ Gleichspannung an-
stehen ($\bar{\mu}_A = \hat{\mu} \cdot 0,637 = 7,5 \cdot 0,637 \approx 4,8$).
Die Spannung muß von der LED-Anzeige auf der Frontplatte (in der
richtigen Polarität) angezeigt werden.
- g) Wenn S2 in Stellung 1 ms ist, muß die Anzeige von $- 5 V$ nach $+ 5 V$
springen, wenn S5 umgeschaltet wird. Wird mit S2 eine größere Zeit-
konstante gewählt, so ändert sich die Anzeige entsprechend langsamer;
in Stellung 1000 ms dauert es etwa 4 s, bis die Anzeige den endgültigen
Wert erreicht hat.

- h) Wird dem Eingangssignal (durch Offset) eine Gleichspannung überlagert, so muß die LED "Exc. Gain" leuchten, wenn $\hat{u}_{(IN)} \geq + 0,95 \text{ V}$ wird; ebenso bei $\hat{u} \leq - 0,95 \text{ V}$.
- i) An REF Rechteck-Ausgang des Sinusgenerators anschließen, Sinus weiterhin an IN. S2 auf 100 ms.
Delay wieder auf max. U_{OUT} abgleichen.
Frequenz auf 10 kHz vergrößern; Delay verkleinern und wieder auf maximale U_{OUT} abgleichen.
 U_{OUT} muß gleich groß sein ($\pm 1 \%$) sein wie bei 1 kHz.
- k) Alle Stellungen von S1 testen, Eingangssignal entsprechend verkleinern. Da der Mittelwert der Sinushalbwellen $\hat{u} \cdot 0,637$ beträgt, ist (bei einer TIME CONST. $\geq 100 \text{ ms}$) $U_{OUT} = \frac{U_{ss(IN)}}{2} \cdot 0,637 \cdot \text{Gain}$.

6. Verschiedenes

Das variable Delay ist bei $\sim 40 \mu s$ nicht konstant, wenn das feste Delay (von $40 \mu s$) ausgeschaltet ist.

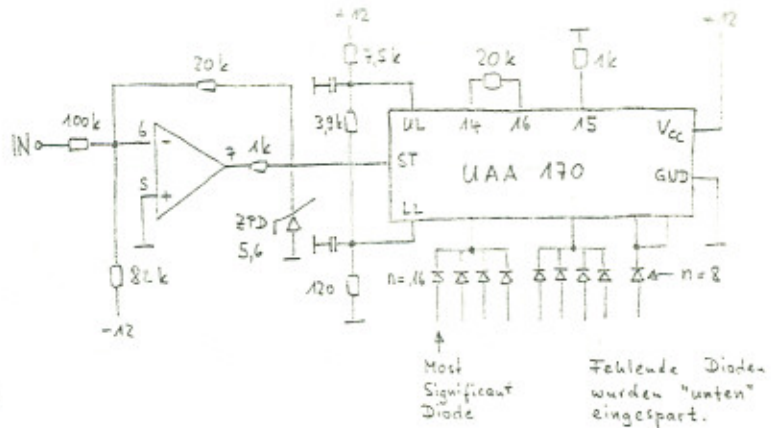
Ein Vergleich der Op.-Verstärker für das Tiefpaßfilter zeigt, daß für die Temperatur-Drift des Filters ΔI_B und ΔI_{OF} von erheblich größerer Bedeutung sind als ΔU_{OF} . Da der Verstärker AC-gekoppelt ist, kann I_B und ΔI_B durch einen entsprechenden Widerstand am nicht-invertierenden Input nicht kompensiert werden.



	AD 542 LH	AD 545 LH	AD OP-07C	AD OP-07E	3510 B (BB)	LM 308 AH
Initial Offset	max 0,5 mV	max 0,5 mV	0,15 mV	0,075 mV	0,12 mV	max 0,5 mV
Bias Current	max 25 pA	max 1 pA	7 nA	4 nA	25 nA	1,5 nA
Offset Current	2 pA		6 nA	3,8 nA	15 nA	0,2 nA
$\Delta I_B / \Delta t$	} $\sim 20 \text{ pA}/^\circ\text{C}$	} $\sim 1 \text{ pA}/^\circ\text{C}$	max 50 pA/°C	max 35 pA/°C	400 pA/°C	} $\sim 20 \text{ pA}/^\circ\text{C}$
$\Delta I_{os} / \Delta t$			max 50 pA/°C	max 35 pA/°C	250 pA/°C	
$\Delta U_{os} / \Delta t$ (max)	5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1,8 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1,3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	5 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$\frac{\Delta I_B + \Delta I_{os}}{\Delta t} \cdot R$	4,4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	0,22 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	22 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	15 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	130 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	4,4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Gesamt drift	9,4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	5,22 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	23,8 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	16,3 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	131 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	9,4 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Preis	41.30	60.50	21.80	32.70		8.70

Die LED-Spannungsanzeige berechnet sich wie folgt:

m = max. Zahl von Dioden
 n_v = vorhandene Zahl an Dioden
 n = "Nummer" der Diode



Mit den Dioden 8 bis 16 soll eine Eingangsspannung von $\pm 5V$ dargestellt werden.

Bei 0 Volt soll die mittlere Diode

leuchten. Die Spannung am Steuereingang darf aber $+6V$ nicht über- und $0V$ nicht unterschreiten. Da $U_{IN} \pm 10V$ betragen kann, ergibt sich:

$$U_{IN} = -10V \rightarrow U_{ST} = +1V$$

$$U_{IN} = +10V \rightarrow U_{ST} = +5V$$

Daraus folgt:

$$U_{IN} = -5V \rightarrow U_{ST} = +2V$$

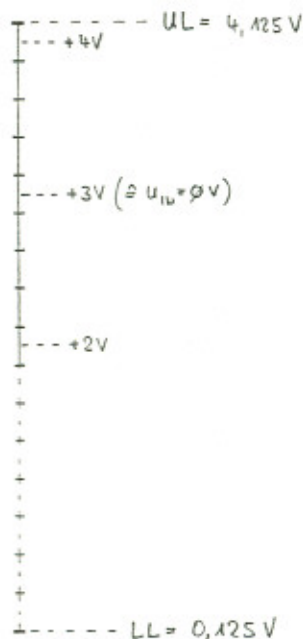
$$U_{IN} = 0V \rightarrow U_{ST} = +3V$$

$$U_{IN} = +5V \rightarrow U_{ST} = +4V$$

Daraus folgt für den Op.-Verstärker:

$$V = \frac{\Delta U_{ST}}{\Delta U_{IN}} = \frac{2V}{10V} = 0,2$$

$$\text{Offset} = \frac{U_{ST(\max)} + U_{ST(\min)}}{2} = \frac{2V + 4V}{2} = 3V$$



Nebensolende Skizze stellt den Spannungsbereich jeder Diode dar, sowie die Position von UL und LL.

Daraus folgt:

$$UL = U_{ST(\max)} + \frac{\Delta U_{ST}}{(n_v - 1)2} = 4 + \frac{2}{16} = 4,125V$$

$$LL = UL - \Delta U_{ST} \frac{m}{n_v - 1} = 4,125 - \frac{2 \cdot 16}{8} = 0,125V$$

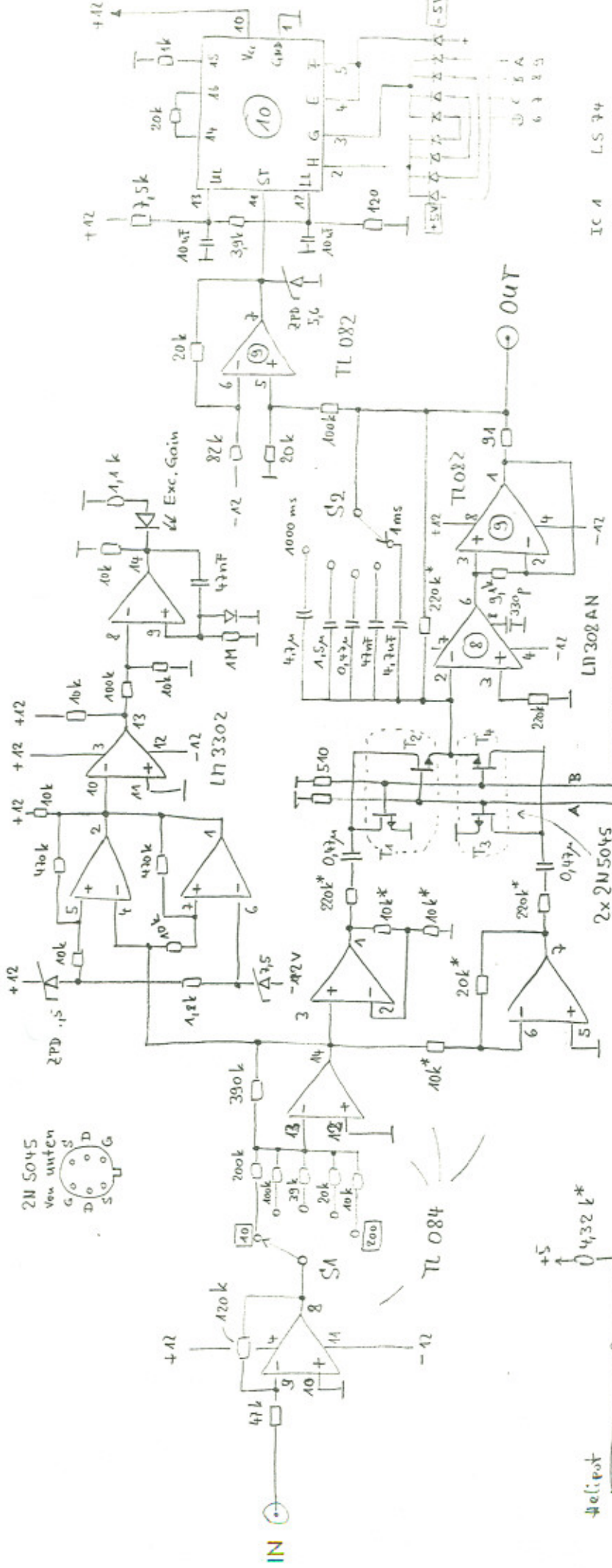
Die mittlere Spannung an der n-ten Diode:

$$U_n = LL + 0,5 \frac{UL - LL}{m} + (n - 1) \frac{UL - LL}{m}$$

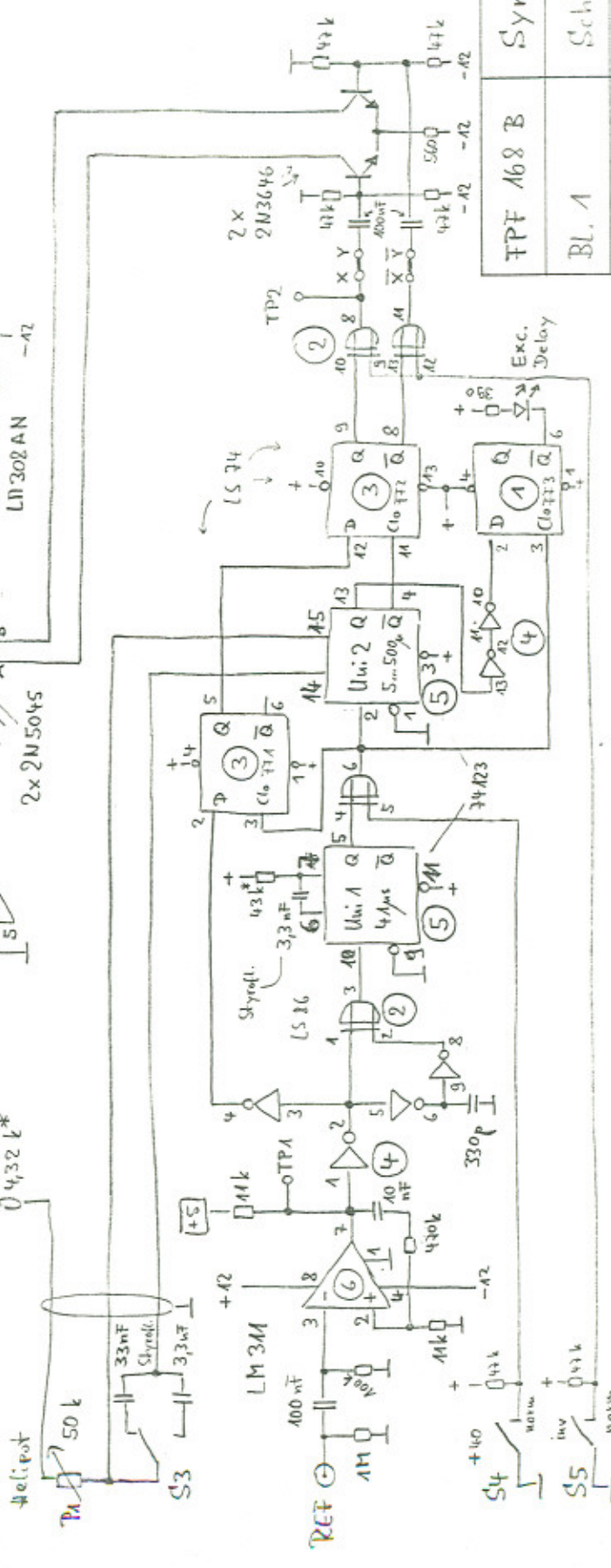
$$U_n = LL + (n - 0,5) \frac{UL - LL}{m}$$

Beispiel:

$$\text{Unterste Diode: } U_8 = 0,125 + 7,5 \frac{4}{16} = 2V$$



- IC 1 LS 74
 2 LS 86
 3 LS 74
 4 LS 04
 5 74 423
 6 LM 344
 7 TL 084
 8 LH 308 AN
 9 TL 082
 10 UAA 170
 11 LM 3302



TPF 168 B	Synchrondetektor
BL 1	Schaltbild
2.8.82	Baum

