

Institut für Nachrichtentechnik
TB 4

Berlin, den 25.6.1981
He/Wb

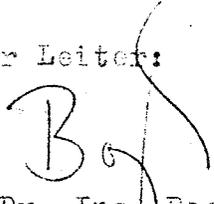
Bericht TB 4 - 8/81

Dokumentation KA 601 - Analogteil PCM-30-Repeater

Bearbeiter: G. Heinz

Umfang: 23 Seiten

verantwortlicher Leiter:


Dr.-Ing. Bogk
Hauptabteilungsleiter I

III/15/4 1876 1877 1878 1879 1880 200,0 T / D 25657
59012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

Inhaltsverzeichnis:

- 0. Kurzbeschreibung
- 1. Berechnungsgrundlagen
 - 1.1. Vorverstärker
 - 1.2. Spitzenwertdetektor
 - 1.3. Referenzspannungserzeugung
 - 1.4. Zweiweggleichrichter
 - 1.5. Taktbegrenzerverstärker
- 2. Technische Daten
- 3. Literaturverzeichnis
- 4. Anhang: Bondschema
Blockschaltplan
Schaltplan

0. Kurzbeschreibung KA 601

In /11/ wird eine ausführliche Einführung in die Problematik integrierter PCM-30-Repeater gegeben (Kap. 0 ... 1.4.).

Die Gesamtrepeaterfunktion wird durch die Schaltkreise KA 601 und KA 602 realisiert; wobei /11/ Bild 1.2.-1. die Aufteilung in Analogteil (KA 601) und Digitalteil (KA 602) andeutet. Gegenüber vergleichbaren Vorbildmustern z. B. XR-C 262 von EXAR /2/ weist der Analogteil des Repeaters eine Besonderheit auf:

Es wurden zwei Vorverstärker und zwei Regelstrecken (eine befindet sich im KA 602) vorgesehen. Damit soll eine hohe Übersteuerungsfestigkeit (bezogen auf das Eingangssignal) wie auch eine an Beschaltungsaufwand arme Schaltung ermöglicht werden. Gleichzeitig ist die Aufteilung der Vorverstärker für Entzerrernetzwerk (Tiefpaß) und Verstärkungsregelung (ALBO: Automatic Line Built Out) möglich; wodurch eine exaktere Leitungsanpassung und Verstärkungsregelung erreicht werden kann. Der Strom-Mehraufwand von 0,86 mA für den zusätzlichen Vorverstärker kann akzeptiert werden, der zusätzliche Strom durch die zweite Regelstrecke (0,444 ... 1,84 mA) ist in der Strombilanz unerwünscht, die praktische Erprobung wird den Nachweis über die Notwendigkeit dieser Regelstrecke erbringen.

1. Berechnungsgrundlagen

1.1. Vorverstärker

Es wurden zwei identische Vorverstärker angestrebt, deren Leerlaufverstärkung und Bode-Diagramm der des XR-C 262 /2/ entsprechen. Die Leerlaufverstärkung beider Vorverstärker V_0 (offene Schleife, $f = 0$) wurde zu 70,2 dB berechnet. Die Eckfrequenzen im Bode-Diagramm mußten aus vergleichenden Untersuchungen mit einer diskreten Transistorschaltung /12/ gewonnen werden, da die Simulation mit Großsignalmodellen (STADYNET) nur unzureichende Ergebnisse im Frequenzbereich oberhalb 1 MHz zuließ und eine Simulation mit Kleinsignalparametern im Frequenzbereich zum Bearbeitungszeitpunkt im

INT noch nicht möglich war. In /12/ wurden die dominierenden Eckfrequenzen für den KA 601 abgeschätzt zu:

$$f_1 = 100 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 3 \text{ MHz}$$

$$f_3 = 35 \text{ MHz}$$

Die Eckfrequenzen des Vorbildmusters XR-C 262 wurden in /12/ gemessen, sie betragen etwa:

$$f_1 = 290 \text{ kHz}$$

$$f_2 = 6 \text{ MHz}$$

Die Einsattlung im Phasengang betrug beim EXAR-Regenerator $170^\circ \dots 180^\circ$ bei 7 ... 10 MHz (je nach Exemplar) (nach /12/ Bilder 31 ... 36).

Es wurde versucht, die kritische Einsattlung im Phasengang von vornherein zu verringern; in /12/ Bild 29 wurden für den KA.601 162° bei 4 MHz berechnet.

Technische Daten (für $U_{CT} = 2,8 \text{ V}$, $U_{oc} = 6,8 \text{ V}$)

Ausgangsaussteuerbarkeit:

$$U_a = U_{eN}$$

$$v' = 1$$

$$\hat{U}_a \leq 1,8 \text{ V}$$

=====

Gleichtakteingangsaussteuerbarkeit:

$$U_{eN} = U_{eP} ; v' = v_0$$

$$\hat{U}_e \leq 0,5 \text{ V}$$

=====

Differenzeingangswiderstand (20°C , typisch)

$$r_e = 2 (r_{BE} + (1 + b_m) r_E) = 2 b_{mN} U_T \left(\frac{1}{J_{S2}} + \frac{1 + b_N}{J_{E1}} \right)$$

$$r_e = 3,36 \text{ MOhm}$$

=====

Eingangsstromaufnahme (statisch):

$$I_e \approx \frac{70 \mu A}{b} = \underline{\underline{0,7 \mu A}}$$

kapazitive Ausgangsbelastung:

$$C_{max} \leq \frac{I_o}{\hat{u} \cdot 2 \cdot f} = \frac{222 \mu A}{1,2 V \cdot 2 \cdot 1 MHz}$$

$$C_{max} \leq \underline{\underline{29,4 pF}}$$

interne Belastung der Ausgänge:

$$VV2: C_{int2} = 2 C_{CB} + 2 C_{CS} + C_{Pin} = 5,4 pF$$

$$VV1: C_{int1} = 2 C_{CB} + 2 C_{CS} + 2 C_{BEDiff} + 4 C_{BE} + 4 C_{CB} + C_{Pin} \\ = 1,6 pF + 4,6 pF + 14,4 pF + 3,2 pF + 3,2 pF + 1 pF$$

$$C_{int1} = \underline{\underline{28 pF}}$$

Damit ist die kapazitive Belastbarkeit der Ausgänge von VV1 und VV2 festgelegt zu:

$$\left. \begin{array}{l} C_{L2} \leq \underline{\underline{22,4 pF}} \quad (VV2) \\ C_{L1} \leq \underline{\underline{1,4 pF}} \quad (VV1) \end{array} \right\} \hat{u}_a \leq 1,2 V$$

Belastbarkeit (gesamt)

Bei einer Ausgangsamplitude $\hat{u}_a = 1,2 V$ gilt für die steigende Flanke:

$$r_{i1R} \geq r_{aDiff} \cdot \frac{1}{b_N} = 100 \text{ Ohm}$$

für die fallende Flanke:

$$r_{a1F} \geq \frac{u_a}{J_{Konst}} = \frac{1,2 V}{(444-20) \mu A} = 2,7 \text{ kOhm}$$

$$r_{a1} \geq \underline{\underline{2,7 \text{ kOhm} // 1,4 pF}}$$

39012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75 III/15/4 1876 1877 1878 1879 1880 200.01/D 23657

Wird vorausgesetzt, daß VV2 mit einer Maximalamplitude von $\hat{U}_a \leq 0,5 \text{ V}$ arbeitet, kann VV2 maximal mit

$$r_{a2} > \frac{\hat{U}_a}{I_{ET6}} = \frac{0,5 \text{ V}}{444 \mu\text{A}} = \underline{\underline{1,13 \text{ k}\Omega // 22,4 \text{ pF}}}$$

belastet werden. Wenn sich zeigt, daß die dynamische Belastung von VV2 im Betrieb größer als 1,2 k Ω und die kapazitive Belastung kleiner 23 pF ist, bzw. daß der am Ausgang von VV2 auftretende Spannungshub $< 0,5 \text{ V}$ ist, kann die Ausgangsstufe von VV2 in der Überarbeitung auf weniger als 444 μA eingestellt werden.

Falls die extern an den Ausgang von VV1 anschließbare Kapazität größer als 1,4 pF sein muß, wird empfohlen, einen Lastwiderstand R_L zwischen VV1-OUT und Masse zu legen, in der Überarbeitung kann dieser Widerstandswert durch einen erhöhten Strom aus der Strombank (S 7, S 8) ersetzt werden. R_L sollte wegen der Strombilanz so hochohmig wie möglich gewählt werden. (Ist $R_L \approx r_{a1}$, so ist $r_a = R_L // r_{a1} \approx 1$).

In der Außenbeschaltung der Vorverstärker ist zu beachten, daß die Gesamtverstärkung über beide Stufen bei der Schwerpunktfrequenz 1,024 MHz kleiner 43 dB (ALBO offen) bleibt, da sonst Schwingneigung des leerlaufenden Traktes besteht (43 dB bei Dämpfung durch Eingangsanpassung von 7 dB sowie 0,9 V Analogpegel und 3 V Sendepiegel, siehe Pegelplan /11/ S. 16).

1.2. Spitzenwertdetektor

Die Dimensionierung und die Funktion des Spitzenwertdetektors ist in /11/ S. 25 ff ausführlich beschrieben.

Der Stromspiegel T14, R10, T15 ist auf ein Spiegelverhältnis von

$$\frac{I_{C15}}{I_{R10}} \approx 4$$

eingestellt. Damit soll ein Filterstrom von 1 mA erzielt werden

Die ALBO-Diodenkette wurde auf einen Regelumfang von 18 Ω ... 16 k Ω (ohmsch) dimensioniert. Mit STADYNET konnte auf Grund komplizierter Zeitkonstantenprobleme nur die mittlere Reglerstellung überprüft werden. Eine Aussage über die "Regel-

härte", d. h. die Änderung der Eingangsspannung U_e am ZWG in Abhängigkeit vom empfangenen Muster bzw. in Abhängigkeit von der Amplitude der Eingangsspannung kann nicht gemacht werden. Die logarithmisch mittlere Reglerstellung ergibt sich bei der Beschaltung nach EXAR /2/ zu:

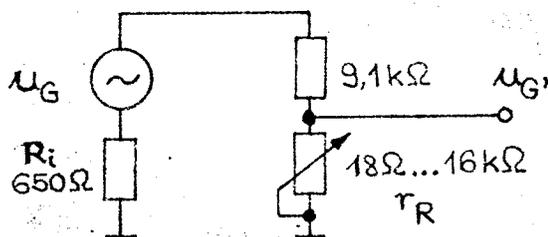


Bild 1.2.-1

$r_R = 880 \text{ Ohm}$ (ohmsch) bei $\hat{U}_e = 0,9 \text{ V}$
 (30 dB Dämpfung (ohmsch) zwischen U_G und U_G' ; bei 60 dB
 Regelumfang)

Diese mittlere Reglerstellung wurde mit STADYNET überprüft, es ergaben sich

$$|z_R| = 780 \text{ Ohm (Komplex) bei } \hat{U}_e = 0,9 \text{ V.}$$

Die Zeitkonstante des an den ALBO-FILTER anzuschließenden RC-Gliedes muß in jedem Falle größer sein, als die Zeitkonstante des Endstufen-Abschalters (im KA 602); damit gewährleistet wird, daß erst die Endstufe abschaltet, che die ALBO-Regelung "öffnet".

Die ALBO-FILTER-Kapazität C_{ext} ist in der Dämpfung so zu dimensionieren, das die maximale Nutzverstärkung beider Vorverstärker (ALBO offen) durch die Tiefpaßkette T14, T15, R11, C_{ext} , R50, T16 (deren dominanter Pol aus C_{ext} ; R_{ext} und dem Ausgangswiderstand r_a des Stromspiegels T14, T15 besteht) sicher vernichtet wird; und die Selbsterregungsbedingung des Systems über den ALBO-Ausgang durch genügende Amplitudenreserve vermieden wird.

Nachrechnung des Ausgangswiderstandes r_o (ALBO OUT) mit aktueller KA 601-Dimensionierung:

$$I_{R12} \approx \frac{U_{oc} - 3 U_{BEF} - U_{CER16}}{R_{12}} = 1,39 \text{ mA}$$

$$r_{omin} = (r_{T18} + r_{T19}) // r_{T16} = 2 r_{T18} // r_{T16}$$

$$r_{T16} \approx \frac{r_{BE16} + R_{50}}{b_N + 1} = \frac{2,5 \text{ kOhm} + 0,9 \text{ kOhm}}{120} = 32,5 \text{ Ohm}$$

$$r_{T18} = r_{T19} \approx \frac{r_{BE18}}{b_N} = 20,8 \text{ Ohm}$$

$$r_{BE18} = r_{BE16} = \frac{M_N U_T \cdot E}{I_{R12}} = \frac{0,029 \cdot 120}{1,39 \text{ mA}} = 2,50 \text{ kOhm}$$

$$\Rightarrow r_{omin} = 41,6 \text{ Ohm} // 32,5 \text{ Ohm} \approx 18 \text{ Ohm}$$

$$Z_{omax} = \frac{1}{j\omega C_{par}}$$

$$C_o \approx C_{C518} + C_{BE18} // (C_{C519} + C_{BE19}) + C_{BE17} + C_{pin} = 4,1 \text{ pF}$$

$$Z_{omax} \approx \frac{1}{j \cdot 2 \cdot 1,024 \text{ MHz} \cdot 4,1 \text{ pF}}$$

$$Z_{omax} \approx -j \cdot 37,9 \text{ kOhm}$$

Stromverteilung auf die Regelstrecken:

$R_3 = 900 \text{ Ohm}$ ergibt bei einer Abweichung der Flußspannungen $\Delta U_{BE} \leq 12 \text{ mV}$ (praktisch auftretende Fertigungstoleranz) $\cdot 3 \cdot 3$ einen Stromfehler zwischen den Divketten von $\leq 10 \%$. Werden beide Regelstrecken benutzt, so ist im Pflichtenheft ein maximal zulässiger Stromfehler zu definieren.

200.01/D.25637
1880
1879
1878
1377
1876
III/15/4
59012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

III/15/4 1876 1977 1878 1879 1880 200.0 T/D 25637
59012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

1.3. Referenzspannungserzeugung

Die intern erzeugten 5,6 V und 4 V Referenzspannungen sind auf einen Temperaturgang der Betriebsspannung von $\Delta U_B/T = 2,3 \text{ mV/K}$ kompensiert. Betriebsspannungsunterschiede im Bereich von 6,2 ... 7,4 V (Exemplarstreuung der 6,8 V-Z-Diode) werden proportional auf sämtliche Referenzspannungen übertragen. Die 5,6 V-Referenz ist extern mit 1 mA belastbar; die 4V-Referenz darf maximal mit 10 μA belastet werden. Ist für Meßzwecke eine Beeinflussung des Stromniveaus des Schaltkreises erforderlich (bzw. der Stromquellen, die über "B" gespeist werden), so kann dies über einen Strom in die bzw. aus der 4 V-Referenz (TANK REFERENZ) erfolgen.

Dynamische Innenwiderstände der Referenzen (Kleinsignal):

TANK REF (4,0 V): $r_{4V} = 1,68 \text{ kOhm}$

5,6 V REF: $r_{5,6V} = R_E // \frac{r_{BE55} + R_G}{\beta_N + 1} = 3 \text{ kOhm} // \frac{4,5 \text{ kOhm} + 1,5 \text{ kOhm}}{100}$

$r_{5,6V} \leq 59 \text{ Ohm}$

$U_{PP} = 3,68 \text{ V}$	(Simuliert)	} 0,906 V	} $r_i \leq 125 \text{ Ohm}$
$U_{DP} = 3,198 \text{ V}$	} 0,415 V		
$U_{CT} = 2,783 \text{ V}$			
$U_{DN} = 2,377 \text{ V}$	} 0,406 V		
$U_{ZN} = 1,870 \text{ V}$			

x) ohne Berücksichtigung der Leitungswiderstände zu den Pins MDATA, CT und PDATA

1.4. Zweiweggleichrichter (ZWG)

In /11/ wurde die Lage der Datenschwellen MDATA, CT und PDATA aus den Spannungsverhältnissen am Zweiweggleichrichter hergeleitet.

Verschiebungen der Datenschwellen wirken sich am drastischsten am TANK-DRIVER-Ausgang aus.

Nach /11/ erfolgte die Dimensionierung:

Datenschwellen: $\pm 0,4$ V (Einsatzpunkt)

maximale symmetrische Aussteuerbarkeit:

- eingangsseitig: 1,15 V
 - ausgangsseitig: 1,15 V
- } bei $U_{CT} = 2,95$ V
(Zielwert)

Im Eingangsspannungsbereich zwischen 0,4 ... 1,15 V arbeitet der ZWG mit der Verstärkung $\bar{V} = 2$ linear.

Die Emitterströme der beiden Differenzverstärker ergeben sich zu 0,638 mA (Zielwert) für $R_{13} = R_{14} = 1,8$ kOhm und $R_{15} = 3,6$ kOhm.

Die mit STADYNET simulierte mittlere Verzögerungszeit des ZWG ergibt sich zu 25 ns.

Eine Verringerung der Stromaufnahme und damit eine Erhöhung der Widerstandswerte von R_{13} , R_{14} , R_{15} verschlechtert die dynamischen Symmetrieeigenschaften des ZWG.

Eine Stromminimierung sollte von den Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten an den Knoten ausgehend erfolgen, falls sich zeigt, daß der ZWG schneller als nötig arbeitet.

Eingangswiderstand (Alchiasignal, $f = 0$)

$$r_{eZWG} \approx \frac{1}{2} r_{BMT30} \frac{R_{CT} U_{CT}}{2 I_E} = 2,72 \text{ kOhm}$$

Eingangsstrom:

$$I_e \leq 2 \frac{I_{E29/30}}{b-1} = 10,46 \mu A$$

Ausgangswiderstand:

Nach /11/ werden der Ausgangswiderstand r_{TD} der Emitterfolger T33 und T34 dimensioniert zu:

$$I_{E33} = 0,314 \text{ mA}$$

$$\Rightarrow r_{TD} = \frac{1}{\beta} \left(\frac{\beta M_N U_T}{I_C} + R_G \right) \approx \frac{M_N U_T}{I_C} + \frac{R_G}{\beta}$$

$$r_{TD} = 131 \text{ Ohm}$$

$$I_{E34} = 3 \text{ mA}$$

$$r_{TD} = \underline{\underline{11,3 \text{ Ohm}}}$$

Koll, Höppner, INT - UL6, weist in /13/ theoretisch nach, daß auch mit $r_{TD} = 25 \text{ Ohm}$; $L_{\text{Tank}} = 50 \mu\text{H}$; $C_K = 11,5 \text{ pF}$ noch Tankkreisgüten erreichbar sind, die dominant nur durch die Spulengüte bestimmt werden, praktische Untersuchungen am Tankkreis müssen zeigen, ob I_{E34} evtl. erniedrigt werden kann.

(Dazu wird empfohlen, an einem Chip die Ausgänge CLK oder $\overline{\text{CLK}}$ niederohmig auf ein Potential von 1,625 V zu legen, (damit die Transistoren T34 bzw. T44 zu zerstören) und am ausgeschalteten Zweiweggleichrichter (Strommeßgerät zwischen TANK DRIVER und ext. Hilfsspannung +4 V) das Stromniveau abzusenken).

1.5. Taktbegrenzerverstärker (TBV)

Die erste Stufe des TBV hat, um Taktjittern zu vermeiden, begrenzende Eigenschaften. Der maximale Ausgangsspannungshub u_{SS} dieser Stufe beträgt $u_{SS} = R_{39} \cdot 3 \cdot 71 \mu\text{A} = 0,766 \text{ V}$ (Spitze - Spitze). Damit ist die Verstärkung v_{BV} dieser Stufe:

$$v_{BV} \approx \frac{\beta R_{39}}{r_{BE}} = \frac{R_{39} \cdot I_E}{2 \cdot M_N U_T} = \frac{2,6 \text{ kOhm} \cdot 0,212 \text{ mA}}{2 \cdot 0,02389 \text{ V}}$$

$$v_{BV} \approx 13,26 = \underline{\underline{22,45 \text{ dB}}} \text{ (typisch)}$$

Der Ausgangsspannungshub der zweiten Stufe beträgt:

$$u_{SS\text{CLK}} = R_{41} \cdot 0,53 \text{ mA} = 1,908 \text{ V (Spitze - Spitze)}$$

III/15/4 1876 1377 1879 1880 200.0 T/D 25637
19012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

Die Verstärkung v_{AV} ergibt sich zu:

$$v_{AV} \approx \frac{R_{41} \cdot I_E}{2 \cdot U_T} = \frac{3,6 \text{ k}\Omega \cdot 0,53 \text{ mA}}{2 \cdot 0,02889 \text{ V}}$$

$$v_{AV} \approx 33,02 = 30,37 \text{ dB} \quad (\text{typisch})$$

=====

Differenzeingangswiderstand (Kleinsignal, $f = 0$):

$$r_e = 2 (r_{BE} + (1 + b) \cdot r_B) = r_{BE35} + (1 + b) r_{BE36}$$

$$r_e = 2 \left(\frac{b U_T}{I_{S29}} + (1 + b) \frac{b U_T}{I_{E36}} \right)$$

$$r_e \approx 2 b U_T \left(\frac{1}{I_{S29}} + \frac{(1 + b)}{I_{E36}} \right)$$

$$r_e \approx 3,36 \text{ M}\Omega$$

=====

Eingangsstrom (statisch):

$$I_e \leq I_{E36} / (b - 1) = \frac{0,231 \text{ mA}}{119} = 1,94 \mu\text{A}$$

=====

Nachrechnung Flankensteilheit am Eingang:

Nach /11/ S. 49 gilt für den Kollektorknoten von S29:

$$\frac{d\hat{u}_e}{dt} = \frac{I_{C29}}{C_{C29}} = \frac{d\hat{u}_e \sin \omega \cdot t}{dt} = \omega \hat{u}_e \quad | \quad t = 0.$$

Mit $C_{C29} = 4 \text{ pF}$, $f = 2,048 \text{ MHz}$ (Tankfrequenz), $I_{E35} = 70 \mu\text{A}$ ergibt sich der maximale Spannungshub am Emitter von T35 zu:

$$\hat{u}_e \leq \frac{I_{C29}}{2 \pi f \cdot C_{C29}} = \frac{70 \mu\text{A}}{2 \cdot \pi \cdot 2 \text{ MHz} \cdot 4 \text{ pF}}$$

$$\hat{u}_e \leq 1,39 \text{ V}$$

=====

III/15/4 1876 1877 1878 1879 1880 200.0 V/D 25657
59012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

Die statische Nachrechnung ergibt ebenfalls, daß die Aussteuerung $\hat{u}_e = 1,4 \text{ V}$ bei $TANKREF = 4 \text{ V}$ möglich ist.

Unter worst case-Bedingungen darf der Eingangsspannungshub in dieser Dimensionierung nicht größer als

$$\hat{u}_e \leq 1 \text{ V} \Rightarrow u_{e(\text{eff})} \leq 0,7 \text{ V (Sinus!) sein.}$$

Minimaler Eingangsspannungshub $\hat{u}_{eTBVmin}$ zur Sicherung der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von $du_{SSCLK}/dt = 0,1 \text{ V/ns}$ am Ausgang:

$$\frac{du_{CLK}}{dt} = \frac{du_{SSCLK}}{dt} = 0,1 \text{ V/ns}$$

$$u_{CLK} = \hat{u}_{CLK} \sin \omega \cdot t$$

$$\frac{d u_{CLK}}{dt} = \frac{\hat{u}_{CLK} \sin \omega \cdot t}{d \omega \cdot t} \cdot \frac{d \omega \cdot t}{dt} = \hat{u}_{CLK} \cos \omega \cdot t \cdot \omega \Big|_{t=0}$$

$$\frac{d u_{CLK}}{dt} = \hat{u}_{CLK} \cdot \omega$$

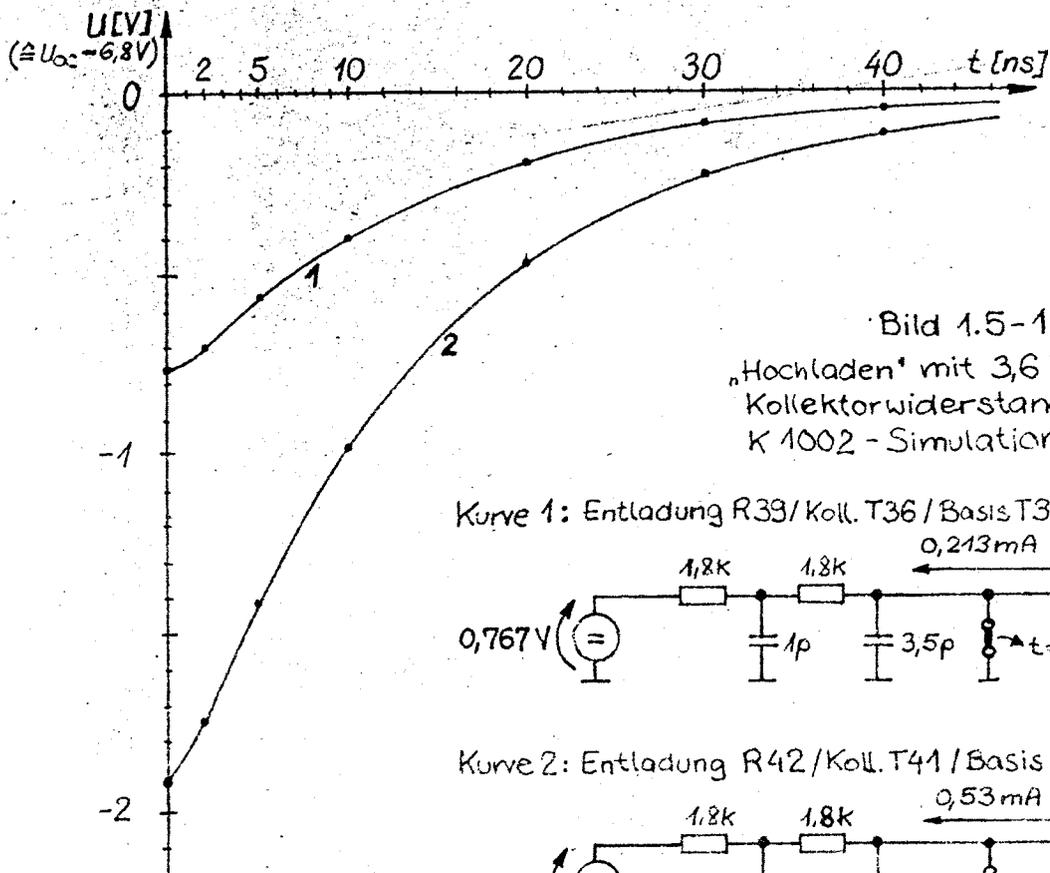
$$\hat{u}_{CLK} = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{d u_{CLK}}{dt} ;$$

$$\hat{u}_{eTBVmin} = \frac{1}{v} \hat{u}_{CLK} = \frac{1}{v \cdot 2 \pi f} \cdot \frac{d u_{CLK}}{dt}$$

$$= \frac{0,1 \text{ V/ns}}{52,52 \text{ dB} \cdot 2 \pi \cdot 2,043 \text{ MHz}}$$

$$\hat{u}_{eTBVmin} = 17,76 \text{ mV}$$

Nachrechnung der Flankensteilheit an den Kollektorwiderständen der Differenzverstärker:



Der Kurvenverlauf 2 ist am CLK bzw. $\overline{\text{CLK}}$ -Ausgang meßbar (ansteigende Flanke). Weil die bestimmende Knotenkapazität (3,5 pF) hauptsächlich durch die Kollektorsubstrathkapazität von T40/T41 bestimmt wird, und dieser Knoten galvanisch gut entkoppelt ist, läßt die Messung der Hochflanke von CLK bzw. $\overline{\text{CLK}}$ Rückschlüsse auf die Richtigkeit der Kapazitätswerte der Transistor- und Widerstandsmodellierung zu.

Ersatzinnenwiderstand der Ausgänge CLK und $\overline{\text{CLK}}$ bei ansteigender Flanke:

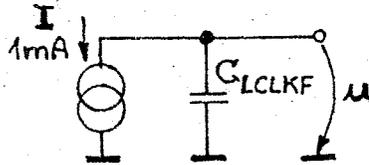
$$r_{i\text{CLKR}} \approx \frac{r_{\text{BE}} + R_{42}}{b + 1} = \frac{1}{b+1} \left(\frac{b \cdot U_T}{I_{\text{C44}}} + R_{42} \right)$$

$$= \frac{1}{121} \left(\frac{100 \cdot 1,12 \cdot 25,8 \text{ mV}}{1 \text{ mA}} + 3,6 \text{ kOhm} \right)$$

$$r_{i\text{CLKR}} \approx \underline{\underline{53,6 \text{ Ohm}}}$$

Kapazitive Belastbarkeit der Ausgänge CLK und $\overline{\text{CLK}}$ für die abfallende Flanke:

Die zu realisierende Flankenabfallgeschwindigkeit am Ausgang beträgt $1,9 \text{ V}/20 \text{ ns} \approx 0,1 \text{ V/ns}$, um möglichst geringe Impulslängenfehler zu erreichen. Damit ergibt sich die durch die Stromquellen S36, S37 zu treibende Lastkapazität C_{LCLKF} zu:



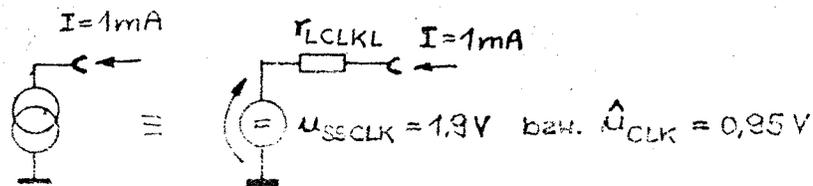
$$\frac{du}{dt} = \frac{1}{10} \cdot \frac{\text{V}}{\text{ns}}$$

$$I = \text{const} \Rightarrow \frac{du}{dt} = \frac{I}{C_{\text{LCLKF}}}$$

$$C_{\text{LCLKF}} = I \frac{dt}{du} = 1 \text{ mA} \cdot 10 \frac{\text{ns}}{\text{V}} = \underline{\underline{10 \text{ pF}}}$$

Intern müssen von diesen 10 pF ca. $4,5 \text{ pF}$ für parasitäre Chipkapazitäten und Pinnkapazität abgezogen werden. Die Ausgänge CLK bzw. $\overline{\text{CLK}}$ sind somit mit $5,5 \text{ pF}$ extern belastbar.

Dynamischer Lastwiderstand der Ausgänge CLK und $\overline{\text{CLK}}$ bei CLK bzw. $\overline{\text{CLK}} = \text{low}$:



$$r_{\text{LCLKL}} \approx \frac{1,9 \text{ V}}{2 \cdot 1 \text{ mA}} = \underline{\underline{0,95 \text{ kOhm}}}$$

Zusammengefaßt:

Die CLK- bzw. $\overline{\text{CLK}}$ -Ausgänge haben in der ansteigenden Flanke einen dynamischen Innenwiderstand von $53,6 \text{ Ohm}$ und sind bei CLK bzw. $\overline{\text{CLK}} = \text{low}$ minimal mit einem dynamischen Lastwiderstand von $0,95 \text{ kOhm}$ bei $U_{\text{SSCLK}} = 1,9 \text{ V}$ belastbar.

Die Ausgänge dürfen mit max. $5,5 \text{ pF}$ belastet werden, um die Flankenabfallgeschwindigkeit von $0,1 \text{ V/pF}$ zu sichern.

Verzögerungszeit:

Die STADYNET-Simulation lieferte typisch 30 ns Verzögerungszeit zwischen Nulldurchgang am Eingang (TANK INPUT) und Nulldurchgang am Ausgang (CLK, $\overline{\text{CLK}}$) des TBV.

2. Technische Daten (berechnet)

Parameter	Meßbedingung	Wert (typisch)
U_{oc}	Betriebsspannung (alle Baugr.)	6,8 V \pm 0,6 V
<u>Vorverstärker 2 (VV2):</u>		
V_{o2}	Leerlaufverstärkung $f = 0$, offene Schleife	70,2 dB
r_{e2}	Differenzeingangswiderstand	3,36 MOhm
\hat{u}_{e2}	max. Aussteuerbarkeit der Eingänge bei $U_e = 2,8$ V (CT) (Gleichtakt- und Differenzbetrieb)	< 0,5 V
C_{e2}	Eingangskapazitäten an VV2P bzw. VV2N	3 pF
U_{e2}	Eingangsarbeitspunkt	2,8 V
I_{e2}	Eingangsstromaufnahme	0,7 μ A
r_{a2}	dyn. Belastbarkeit bei $\hat{u}_a < 0,5$ V am Pin VV2 OUT (low)	> 1,13 kOhm
C_{L2}	extern anschließbare Lastkapazität bei $\hat{u}_a < 1,2$ V, $f = 1$ MHz	< 22 pF
\hat{u}_{o2}	maximale Ausgangsamplitude (NF)	< 1,8 V
f_{21}	Eckfrequenzen im Bode-Diagramm	100 kHz
f_{22}		3 MHz
f_{23}		35 MHz
φ_{2krit}/f	kritische Einsättlung im Phasengang	162°/4 MHz

III/15/4 1876 1877 1878 1879 1880 200,0 V/D 25 657
SS912 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

Parameter	Meßbedingung	Wert (typisch)
-----------	--------------	----------------

I_{B2}	Stromaufnahme	$U_{oc} = 6,8 \text{ V}$	0,864 mA
----------	---------------	--------------------------	----------

Vorverstärker 1 (VV1)

v_{o1}	Leerlaufverstärkung, $f = 0$, offene Schleife	$r_a \gg 10 \text{ kOhm}$	70,2 dB
----------	--	---------------------------	---------

r_{e1}	Differenzeingangswiderstand		3,36 MOhm
----------	-----------------------------	--	-----------

\hat{u}_{e1max}	maximale Aussteuerbarkeit der Ausgänge bei $U_c = 2,8 \text{ V (CT)}$		< 0,5 V
-------------------	---	--	---------

C_{e1}	Eingangskapazität		3 pF
----------	-------------------	--	------

U_{e1}	Eingangsarbeitspunkt		2,8 V
----------	----------------------	--	-------

I_{e1}	Eingangsstromaufnahme		0,7 μ A
----------	-----------------------	--	-------------

r_{a1}	dyn. Belastbarkeit bei $\hat{u}_a < 1,2 \text{ V}$ am Pin VV1 OUT (low)		> 2,7 kOhm
----------	---	--	------------

C_{L1}	an Pin VV1 OUT anschließbare Lastkapazität bei $\hat{u}_a < 1,2 \text{ V}$, $f = 1 \text{ MHz}$		< 1 pF
----------	--	--	--------

\hat{u}_{a1}	maximale Ausgangsamplitude		< 1,8 V
----------------	----------------------------	--	---------

f_{11}	Eckfrequenzen im Bode-Diagramm		100 kHz
----------	--------------------------------	--	---------

f_{12}		3 MHz
----------	--	-------

f_{13}		35 MHz
----------	--	--------

φ_{1krit}/f	kritische Einstellung im Phasengang		$180^\circ/4 \text{ MHz}$
---------------------	-------------------------------------	--	---------------------------

I_{B1}	Stromaufnahme		0,864 mA
----------	---------------	--	----------

III/15/4 1876 1377 1879 1880 200.0 T/D 25657

Parameter	Meßbedingung	Wert (typisch)
-----------	--------------	----------------

Spitzenwertdetektor

\hat{U}_{eALBO}	maximale Eingangsaussteuerbarkeit bei $U_e = 2,8 \text{ V (CT)}$	$\leq 1,4 \text{ V}$
τ_{omin}	dynamischer Ausgangswiderstand an Pin ALBO-OUT (ALBO leitend; Kleinsignal)	18 Ohm
C_o	parasitäre ALBO-OUT-Kapazität (ALBO gesperrt) bei 1 MHz	4,1 pF ($\cong z_o = -j \cdot 37,9 \text{ kOhm}$)
Z_R	Ausgangsleitpedanz bei 30 dB Dämpfung (siehe Bild 1.2.-1)	780 Ohm
I_{R12}	maximaler ALBO-Querstrom	$\leq 1,39 \text{ mA}$
ΔI_{R12}	Abweichung der ALBO-Querströme zwischen KA 6o1 und KA 6o2 bei $\Delta U_{EE} \leq 12 \text{ mV}$	$\leq 10 \%$
I_{ALBO}	Stromaufnahme	0,444 mA ... 1,84 mA

Referenzspannungserzeugung

I_{REF}	Gesamtstromaufnahme der Referenzen (ohne externe Belastung)	1,42 mA
5,6 V REF:		
$U_{5,6V}$	Ausgangsspannung bei $U_{oc} = 6,8 \text{ V}$	5,6 V
$TK_{5,6V}$	Temperaturgang bei 2,3 mV/K TK von U_{oc}	+ 1,4 mV/K
$I_{5,6V}$	aus 5,6 V REF ziehbarer Strom	< 1 mA
$r_{5,6V}$	dyn. Innenwiderstand	59 Ohm
TANK REF:		
U_{4V}	Ausgangsspannung bei $U_{oc} = 6,8 \text{ V}$ $I_{meB} \leq 1/\mu\text{A}$	4,0 V
TK_{4V}	Temperaturgang bei 2,3 mV/K TK von U_{oc}	$\pm 0 \text{ mV/K}$
I_{4V}	aus TANK REF, ziehbarer Strom	< 10 μA
r_{4V}	dyn. Innenwiderstand	1,68 kOhm

III/15/4 1876 1877 1878 1879 1880 206,01/D.25657

59012 VW Freiberg Außenstelle Dresden Ag 307/75

Parameter	Meßbedingung	Wert (typisch)
Peak- und Data-Referenzspannungen:		
U_{PP}	+ PEAK = 0,906 V	} 3,680 V } 3,198 V } 2,783 V } 2,377 V } 1,870 V
U_{DP}	+ DATA = 0,415 V	
U_{CT}	- DATA = -0,406 V	
U_{DM}	- PEAK = -0,913 V	
U_{PW}		
r_i	dynam. Innenwiderstand aller Peak- und Data-Referenzen (Kleinsignale)	125 Ohm
TK	Temperaturgang aller Peak- und Data-Referenzen bei 2,3 mV/K TK von U_{OC}	± 0 mV/K

Zweiweggleichrichter:

\hat{u}_{eZNG}	maximale Eingangsspitzenspannung bei $U_{CT} = 2,8$ V	1,1 V
\hat{u}_{aZNG}	maximale Ausgangsspitzenspannung bei $U_{CT} = 2,8$ V	1,1 V
V_{ZNG}	Verstärkung (Bültig im Bereich $U_{PM} < u_e < U_{DM}$ und $U_{DP} < u_e < U_{PP}$)	2
t_{vZNG}	Verzögerungszeit (Nulldurchgang)	25 ns
r_{ED}	dyn. Ausgangswiderstand am Pin TANK DRIVER (Kleinsignal)	11,3 Ohm
r_{eZNG}	dyn. Eingangswiderstand (intern)	2,72 kOhm
I_{ZNG}	Gesamtstromaufnahme ZNG	4,57 mA

III/15/4 1876 1377 1878 1879 1880 200,0 V/D 25657

59012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 3077/5

Parameter	Meßbedingung	Wert (typisch)
-----------	--------------	----------------

Taktbegrenzerverstärker (TBV):

V_{BV}	Leerlaufverstärkung des Begrenzerverstärkers (1. Stufe) bei $f = 0$	22,45 dB
V_{AV}	Leerlaufverstärkung des Ausgangsverstärkers (2. Stufe) bei $f = 0$	30,37 dB
V_{TBV}	Gesamtverstärkung des TBV bei $f = 0$ für $u_{SSCLK} < 1,9 V$	52,82 dB
$\hat{u}_{eTBVmax}$	maximaler Eingangsspannungshub an TANK INPUT bei $f = 2,048 MHz$ (Sinus)	$\leq 1,39 V$
$\hat{u}_{eTBVmin}$	minimaler Eingangsspannungshub an TANK INPUT bei $f = 2,048 MHz$	$> 17,76 mV$
	$V_{TBV} = 52,82 dB$ und $du_{SSCLK}/dt = 0,1 V/ns$	
u_{SSCLK}	maximale Ausgangsspannung (Spitze - Spitze) am Ausgang CLK bzw. \overline{CLK}	1,9 V
r_{eTI}	dyn. Eingangswiderstand ($f = 0$) am Pin TANK INPUT	1,68 M Ω
I_{eTI}	Eingangsstrom am Pin TANK INPUT	1,94 μA
R_{iCLK}	dyn. Ausgangswiderstand ($f = 0$) am Pin CLK bzw. \overline{CLK} bei ansteigender Flanke (Index: R); (Kleinsignal)	53,5 Ω
C_{LCLKF}	an Pin CLK bzw. \overline{CLK} maximal anschließbare Lastkapazität bei $f = 2,048 MHz$ / $u_{SSCLK} = 1,9 V$ und $d u_{SSCLK}/dt = 0,1 V/ns$ bei fallender Flanke (Index:F)	5,5 pF

III/15/4 1676 1877 1878 1880 200.0 T/D.25657

59012 VV Freiberg Außenstelle Dresden Ag 30/75

Parameter	Meßbedingung	Wert (typisch)
-----------	--------------	----------------

r_{LCLKL}	an Pin CLK bzw. \overline{CLK} minimal anschließbarer dyn. Lastwiderstand bei CLK bzw. $\overline{CLK} = low$	$\geq 0,95 k\Omega$
-------------	---	---------------------

du_{SSCLK}/dt	Spannungsanstiegsgeschwindigkeit an CLK bzw. \overline{CLK} für $\hat{u}_{eTBV} = 1 V; f = 2,048 MHz$	$0,1 V/ns$
-----------------	--	------------

I_{TBV}	Gesamtstromaufnahme TBV	$2,997 mA$
-----------	-------------------------	------------

I_{oc}	Gesamtstromaufnahme KA 601	$11,159 mA$ *1 $12,555 mA$ *2
----------	----------------------------	----------------------------------

*1: ALBO gesperrt

*2: ALBO leitend

3. Literaturverzeichnis

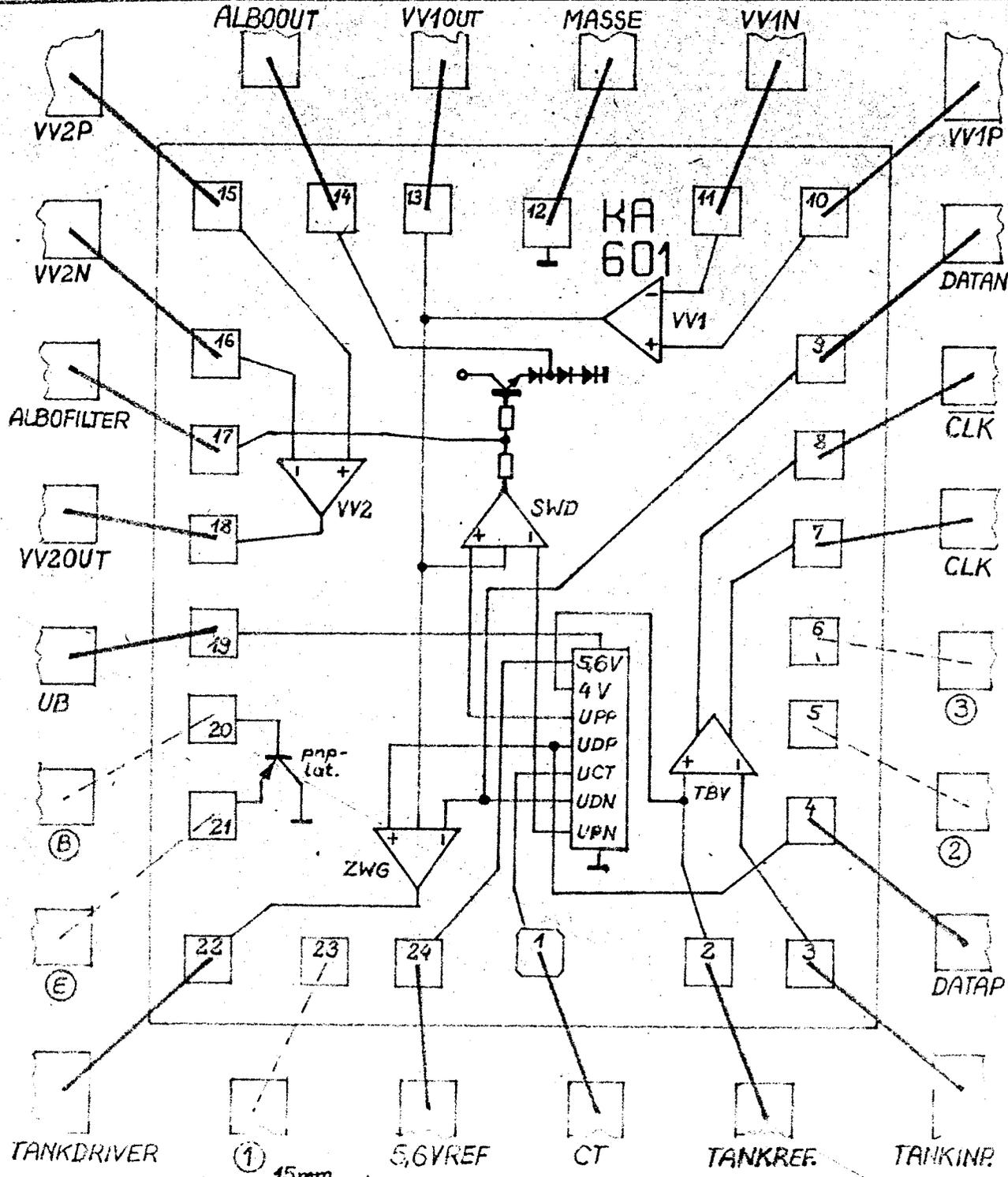
/1/ ... /10/: siehe /11/

/11/ Abschlußbericht zur NVE Nr. 7490-1 vom
29.08.1980

Institut für Nachrichtentechnik Berlin,
Abteilung TB 4

/12/ INT-Bericht TB 4 - 2/81
"Untersuchungen zu Baugruppen integrierter
PCM-Regeneratorschaltkreise PCM30"

/13/ INT - UL6 - 11/30:
M. Höppner "Ergänzungen zur NV 7490-1" -
Forderungen an den Tanktreiber



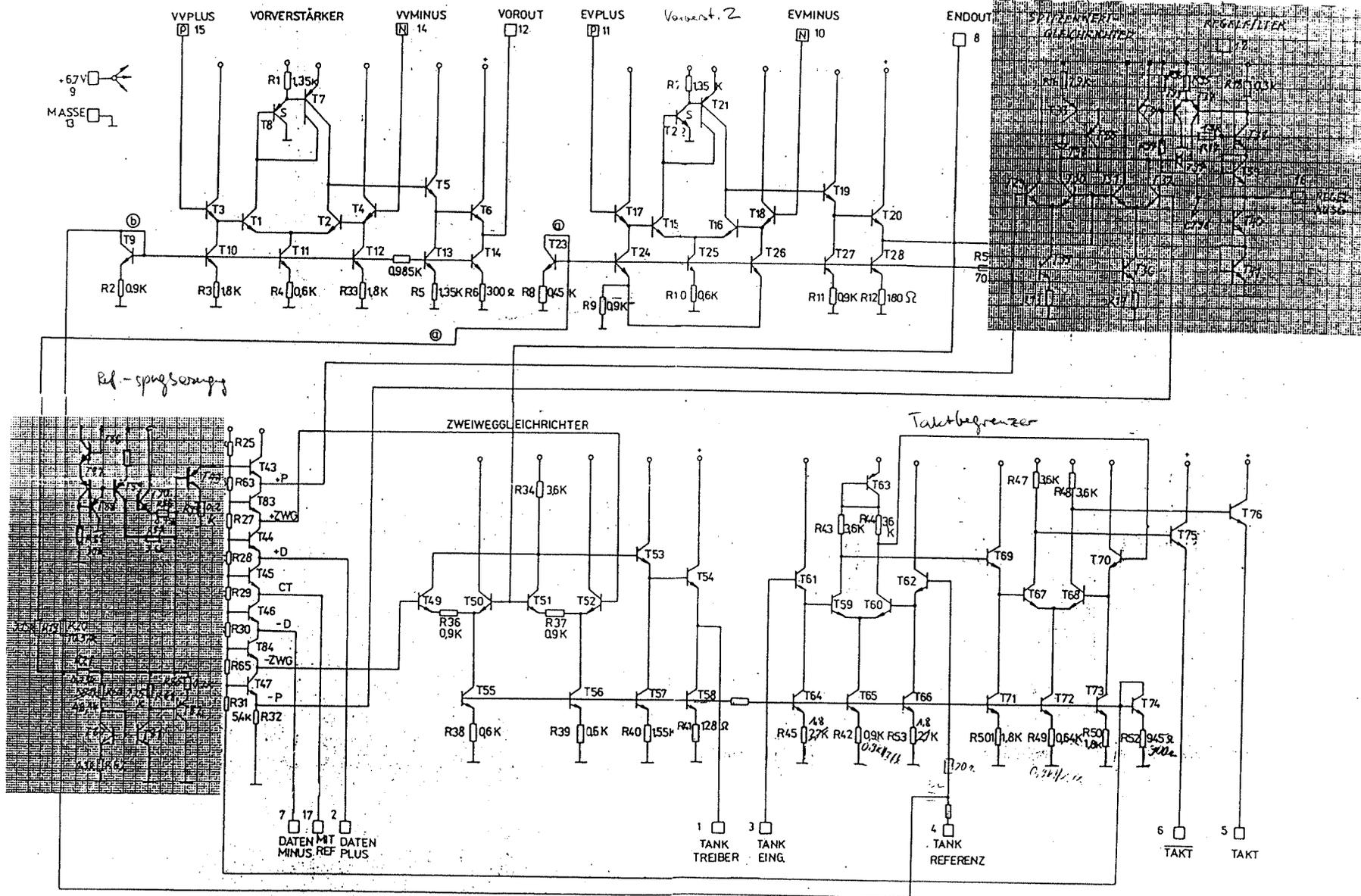
VV1OUT	13	12	MASSE
ALBOOUT	14	11	VV1N
VV2P	15	10	VV1P
VV2N	16	9	DATAN
ALBOFILTER	17	8	CLR
VV2OUT	18	7	CLK
UB	19	6	(3)
(B)	20	5	(2)
(E)	21	4	DATAP
TANKDRIVER	22	3	TANKINP.
(1)	23	2	TANKREF.
5,6VREF	24	1	CT

--- bzw. (3) : TESTBONDINSEL NUR FÜR VERSUCHSMUSTER
 GRUNDCHIP : HFO 1A 60 (2,6 x 3,0 mm²)

BLOCKSCHALTBILD und
 BONDSCHEMA KA 601/1 STAND 1/1

Bearbeitet: Heinz 25.6.81 P.H

Schaltplan Version 5 (Volker Tüngler, 1984)



PCM-Regenerator Analogteil

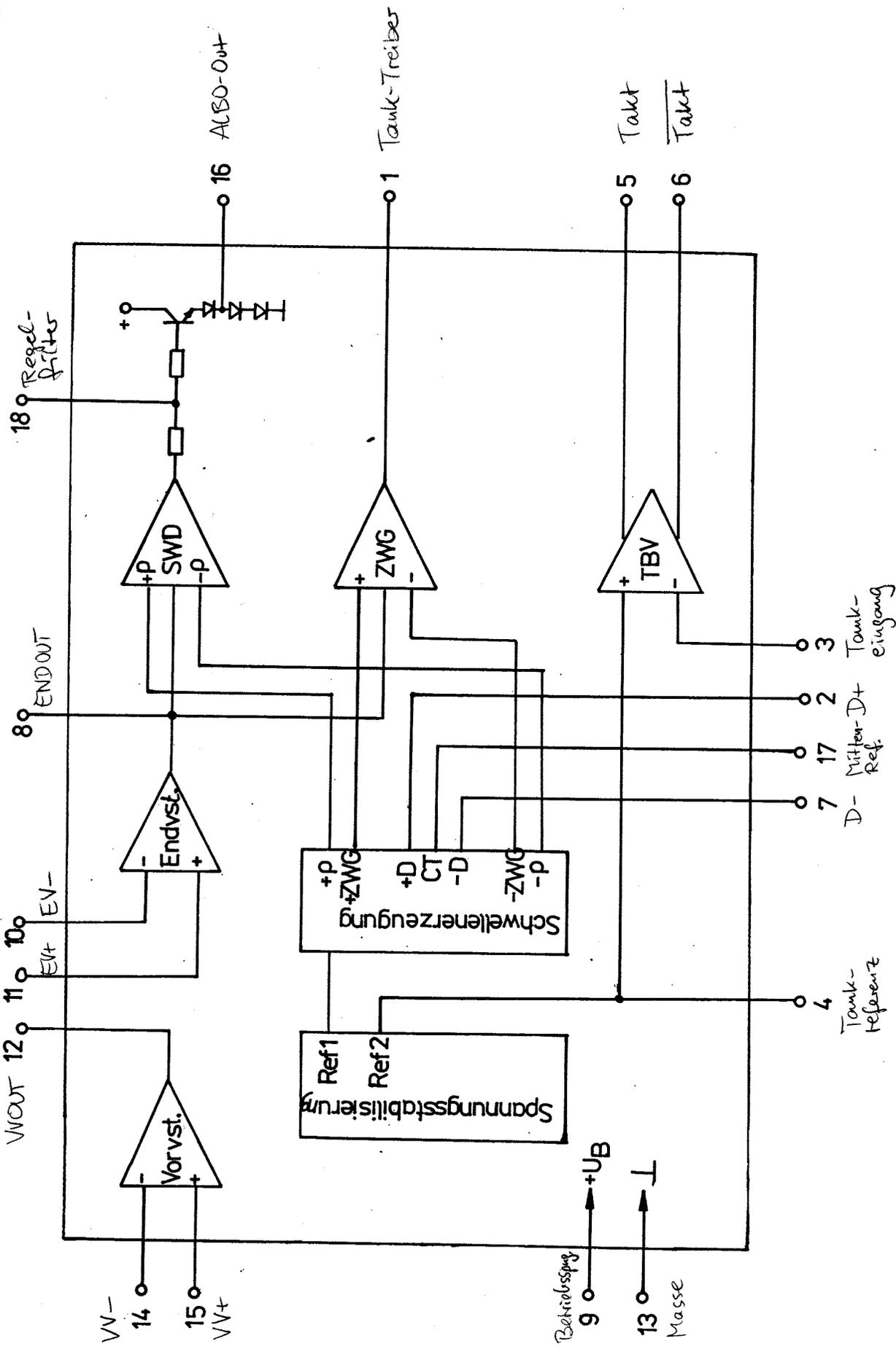
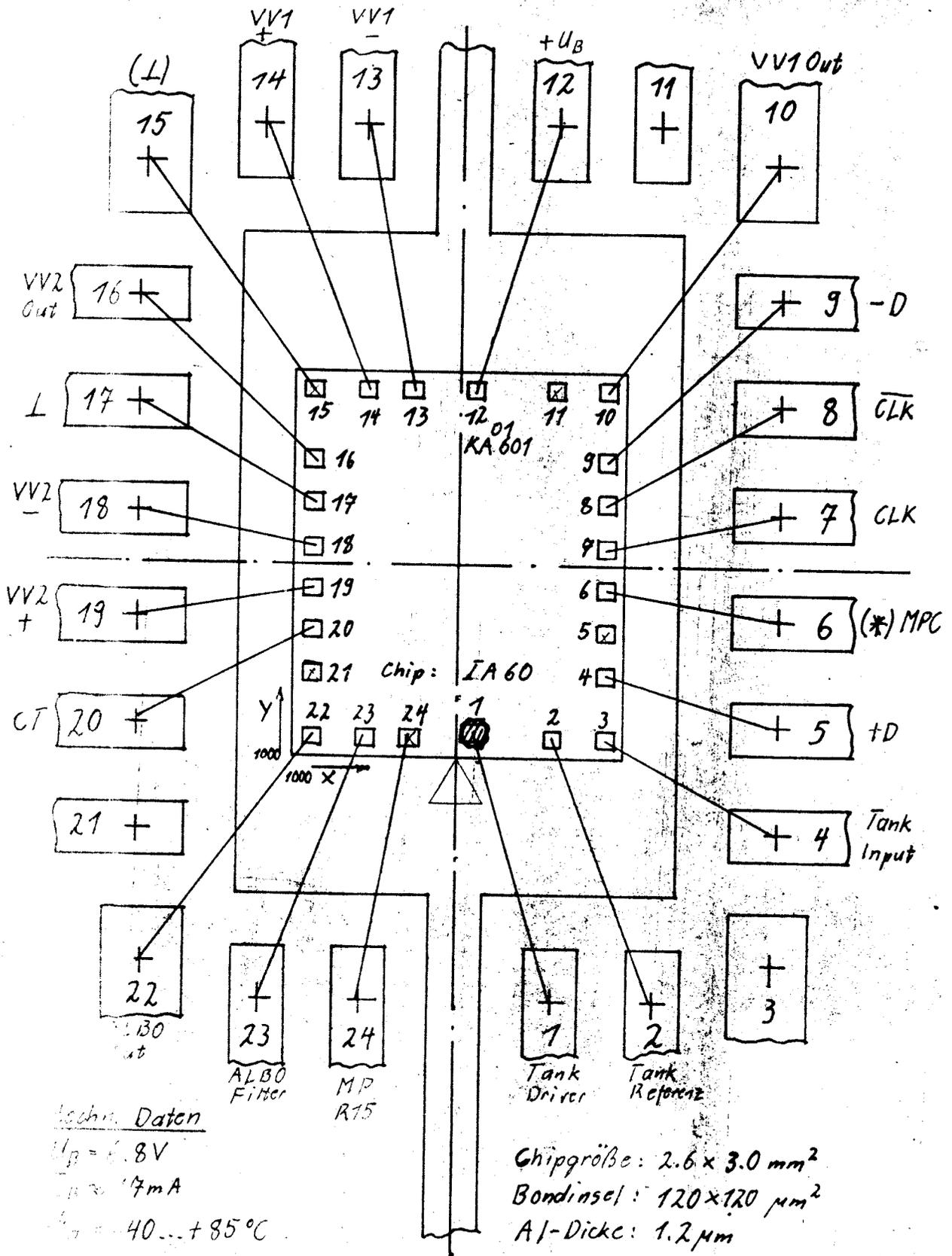


Bild 12 Blockschaltbild KA601D

Bondschema KA 60112



Techn. Daten

$U_B = 6.8V$

$I_{max} = 17mA$

$T_{amb} = -40...+85^\circ C$

Funktion: Analogteil PCM-30-Repeater

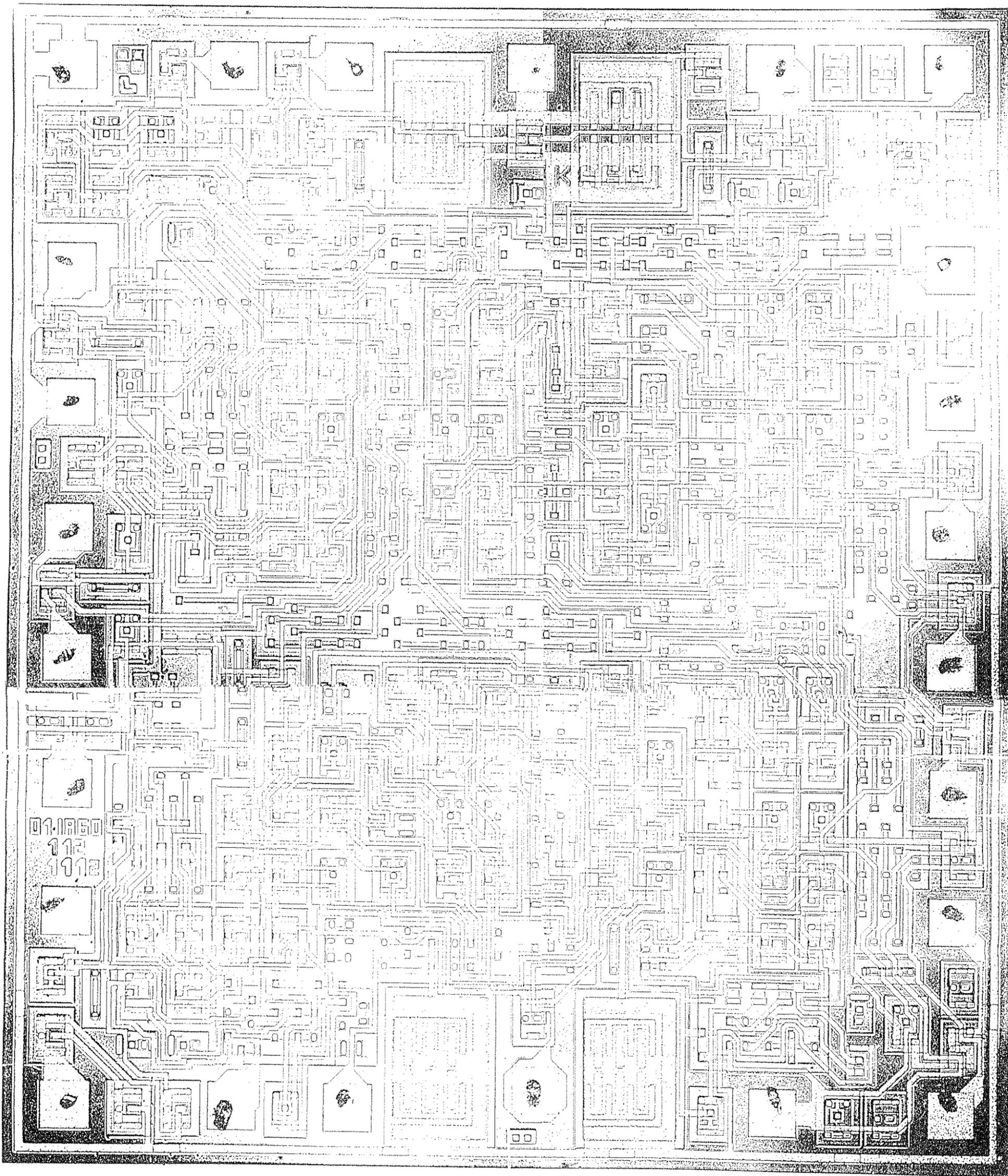
Hersteller: Tümpeler

Chipgröße: $2.6 \times 3.0 mm^2$

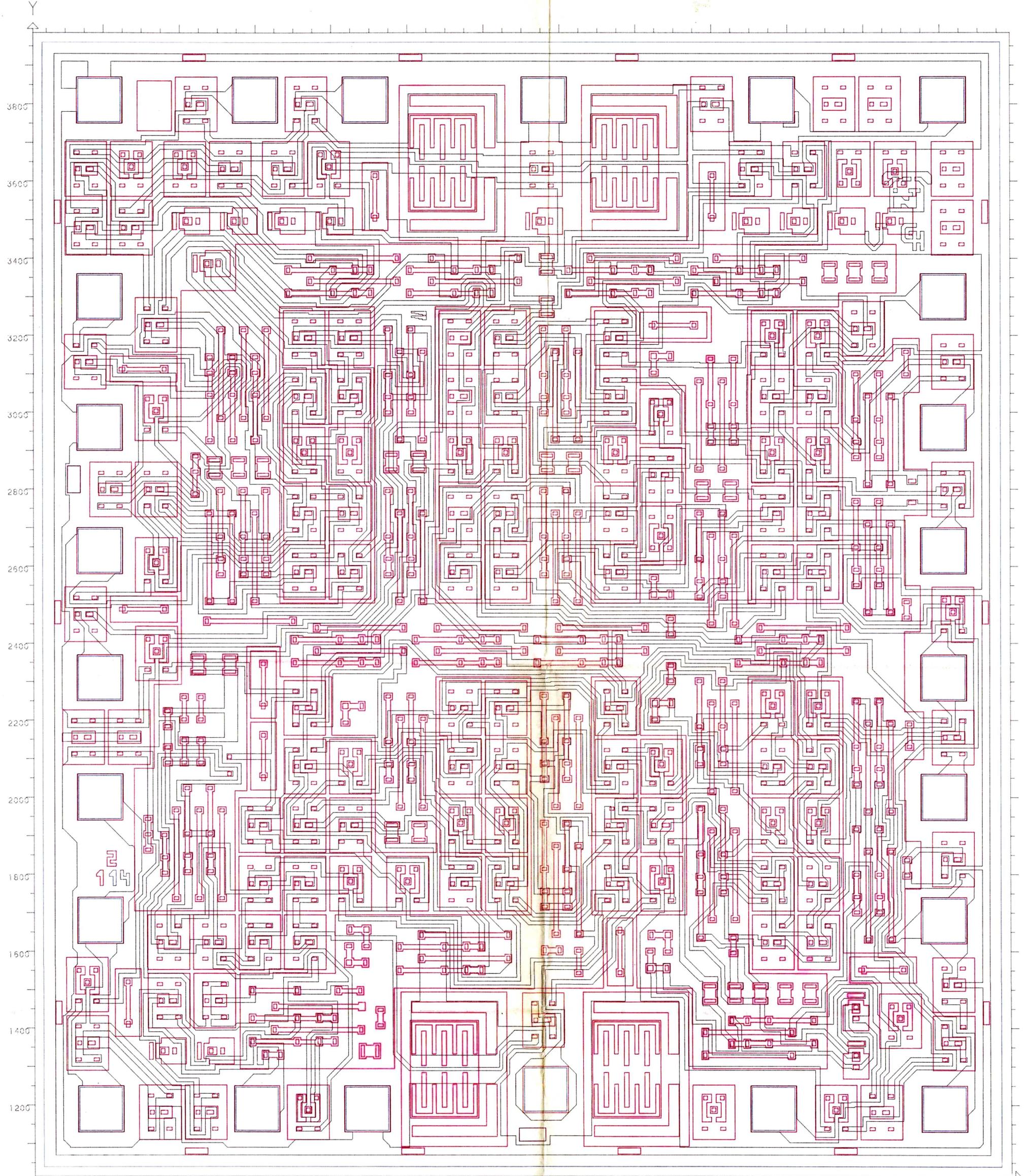
Bondinsel: $120 \times 120 \mu m^2$

Al-Dicke: $1.2 \mu m$

(*) Entwurfsregel ($40 \mu m$) an Bondinsel verletzt (Abstand an unterer Diagonale $16 \mu m$ (nur für HE-Master bonden))



PCM30/32 Regenerator KA601. Erster ASIC in der DDR.
Technologie bipolar, 10 μ m, Master Slice, INT/HFO, 1980



114

01KA601

VED WERK FUER FERNSEHELEKTRONIK BERLIN
16-MAR-83 MASZTAB 200 : 1
EBENE 110 11H 411 11Y

Plot der 4.Überarbeitung durch VT, 1983