

PC-Signalgenerator (1)

DIETER STOTZ

Herkömmliche Funktionsgeneratoren für die Meßtechnik können zwar schon eine ganze Menge, an die Vielseitigkeit einer durch den PC gesteuerten Schaltung kommen sie in den meisten Fällen jedoch nicht heran. Sowohl die Kurvenform als auch der Ablauf lassen sich programmieren. Das oftmals langwierige Einmessen von Geräten und die Überprüfung des Frequenzgangs war der Anlaß für die Entwicklung einer einfachen Schaltung, die vom PC aus gesteuert wird.

Da der PC die Spannungswerte für die Wellenformen liefern soll, liegt die Verwendung der Parallelschnittstelle nahe, da sie über acht Datenleitungen verfügt. Ferner benötigen wir zur Ansteuerung der Schaltung zwei Kontrolleitungen, deren Status darüber entscheidet, ob es sich bei den anliegenden Daten um Signalwerte oder um Amplitudenwerte handelt.

■ Schaltungskonzept

Um die Schaltung möglichst vielseitig einsetzen zu können, werden die einzelnen Funktionswerte direkt am PC generiert. Die an der Parallelschnittstelle angeschlossene Schaltung muß lediglich die Funktionswerte in analoge Spannungswerte wandeln.

Da der Datenbus der Schnittstelle nur 8 Bit breit ist, sollten die Funktionswerte den gesamten Bereich von 0...255 abdecken, damit der Klirrfaktor und generell die Verformung durch die begrenzte Quantisierung kleingehalten wird.

Soll jedoch die Amplitude der Signale einstellbar sein, muß dies ebenfalls die Wandler-schaltung übernehmen. Es genügt daher nicht, einfach die Datenleitungen der Schnittstelle auf einen D/A-Wandler zu schicken – man muß mit diesen Daten auch die Amplitude einstellen können.

Das Funktionsprinzip der Schaltung ist aus Bild 1 ersichtlich. Für die Realisierung der Schaltung sind jedoch eine Reihe kleiner Kunstgriffe notwendig, da sonst ein Gleichspannungsausgang nicht ohne weiteres möglich wäre bzw. angeschlossene Lautsprecher oder Kopfhörer Schaden nehmen könnten. Die Schaltung beinhaltet ausschließlich herkömmliche Bauelemente, so daß keine Beschaffungsprobleme zu erwarten sind.

Um den Generator auch für Hörproben oder zum Test von Lautsprechern oder Kopfhörern einsetzen zu können, ist ein niederohmiger Ausgang von Vorteil. Eine Gleichspannungskopplung bietet darüber hinaus noch die Option, beliebig niedrige Frequenzen verarbeiten zu können.

In der Hardware wurde auf Abgleichelemente verzichtet – der einzig notwendige Abgleich geschieht auf Software-Ebene und bezieht sich ohnehin nur auf die Fre-

quenz, für die der Rechner verantwortlich ist. Die Genauigkeit der D/A-Wandlung hängt nur von den Widerständen und vom Spannungsregler ab; man kann also mit einer Genauigkeit von 1% (bezogen auf Maximalspannung) rechnen.

■ Arbeitsweise der Schaltung

In den Bildern 2a und 2b sehen wir die komplette Schaltung des Konverters. Der Schnittstellenanschluß ist als Sub-D-Stecker (25polig) ausgeführt; der Anschluß zum Rechner erfolgt über ein entsprechendes Verlängerungskabel (Stecker auf Buchse), welches man mittels Flachbandleitung leicht selbst anfertigen kann. Eine Länge von ca. 2 m sollte dabei nicht überschritten werden.

Die Datenleitungen der Schnittstelle führen auf die Eingänge der beiden Latches IC1 und IC2. Aus layouttechnischen Gründen sind dabei die Eingänge von IC2 gegenüber denen von IC1 spiegelbildlich. Die Latches übernehmen die anliegenden Daten, wenn jeweils ihre LE-Anschlüsse H-Niveau erhalten. L-Pegel an diesen Anschlüssen läßt dann das letzte binäre Muster an den Ausgängen der Latches verharren.

Die Leitungen STROBE und AUTOFDX sind eigentlich Steuerleitungen für einen

Drucker; für unsere Zwecke dienen sie der Speicherung der Daten in IC1 bzw. IC2. Außerdem werden die Anschlüsse SLCTINP (Ausgang) und ACK (Eingang) zu Schaltungszwecken verwendet.

An den Ausgängen des Latches IC1 liegt der D/A-Wandler in Form eines Leiternetzwerkes R1 bis R16. Der Vorteil dieser Wandlung besteht darin, daß man mit nur zwei unterschiedlichen Werten für die Widerstände auskommt. Der analoge Wert der Spannung dieses Wandlers gelangt auf den ersten Operationsverstärker IC3/I, der für eine Impedanzwandlung sorgt. Je nach dem binären Wert am Ausgang von IC1 kann die Ausgangsspannung des Wandlers zwischen 0...+5 V liegen.

Die gespeicherten Daten in IC2 steuern über die CMOS-Schalter IC4 und IC5 die nachfolgende Verstärkung mit dem zweiten Operationsverstärker IC3/II. Die Widerstände R22 bis R29 sind in 2er-Potenzen in ihrer Leitfähigkeit geordnet. Ein Leiternetzwerk wie beim D/A-Wandler war hier nicht möglich, da man sonst Umschalter benötigt hätte für IC4 und IC5.

Durch die Serienschaltung jeweils gleicher Widerstände für R22, R24, R26 und R28 benötigt man dennoch nur 4 verschiedene Werte für dieses Widerstandsaufgebot. Soll die größte Amplitude erreicht werden, muß das Latch IC2 an allen Ausgängen H-Pegel aufweisen und somit sämtliche CMOS-Schalter schließen. In diesem Falle sind die Widerstände R22 bis R29 parallel geschaltet, was dem gleichen Wert wie R19 entspricht – IC3/II nimmt dann einfache Spannungsverstärkung an. Ist der binäre Wert am Ausgang von IC2 kleiner, wird auch die Leitfähigkeit des Eingangswiderstands geringer, und im gleichen Maße fällt auch die Verstärkung.

Während der OE-Anschluß von IC1 ständig auf Masse liegt, wird er bei IC2 für eine besondere Funktion herangezogen. Der 573er bietet die Möglichkeit, die Ausgänge hochohmig zu schalten, sobald der besagte Anschluß H-Potential führt. Wir kommen auf den Zweck dieser Möglichkeit und der damit verbundenen Schaltung um den Transistor T3 jedoch später noch zu sprechen.

Wir erwähnten bereits, daß die analogen Werte des D/A-Wandlers im Bereich 0...+5 V liegen. Das Nullniveau liegt somit zwangsläufig auf +2,5 V, was einem digitalen Wert von 128 (eigentlich 127,5) entspricht. Beim Nulldurchgang eines Signals muß der Rechner also an die Schnittstelle diesen Wert anlegen und durch einen STROBE-Impuls in IC1 speichern.

Dieser Nullwert von +2,5 V pflanzt sich fort auf den Ausgang von IC3/I. Der nachfolgende invertierende Verstärker IC3/II mit seinem variablen Eingangswiderstand

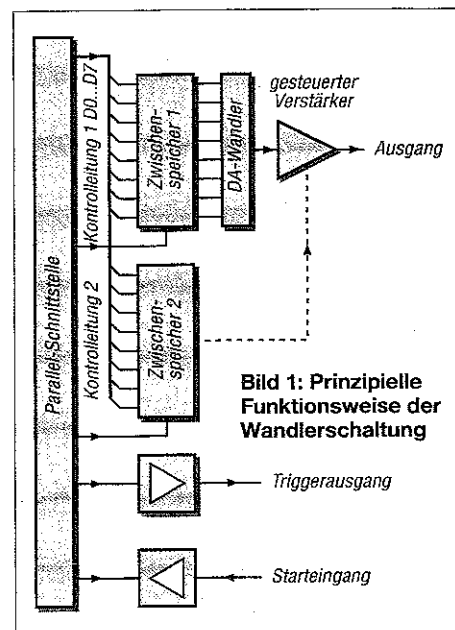


Bild 1: Prinzipielle Funktionsweise der Wandlerschaltung

darf jedoch seine statische Ausgangsspannung im Nullniveau (+2,5 V) nicht ändern, wenn man die Verstärkung durch andere Binärwerte an IC2 variiert. Das wäre genauso, wie wenn sich bei jeglicher Drehung am Lautstärkeregler einer HiFi-Anlage auch die Membranen der Lautsprecher entsprechend bewegen würden.

Damit dies nicht geschieht, wird der nichtinvertierende Eingang (Pin 5) nicht auf Massepotential gelegt, sondern ebenfalls auf +2,5 V mittels Spannungsteiler R17 und R18. Das Potential am invertierenden Eingang (Pin 6) stellt sich nun ebenfalls auf diesen Wert ein, unabhängig von der Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers.

Gibt dieser jedoch +2,5 V (im Ruhezustand) ab, so fließt durch den variablen Widerstand (wir nennen den Komplex aus IC4, IC5 und den Widerständen R22 - R29 einmal so) kein Strom, weil an Pin 6 das gleiche Potential herrscht. Also fließt durch R19 kein Strom, und es stellt sich der Ausgang des zweiten Operationsverstärkers (Pin 7) gleichermaßen auf dieses Niveau +2,5 V ein, unabhängig von den Schalterstellungen des CMOS-Schalters.

Weicht nun das Ausgangspotential von IC3/I von diesem Ruhepotential ab, weil ein Signalwert erscheint, so erscheint diese Abweichung in invertierter Weise am Ausgang von IC3/II. Die Stärke der Abweichung hängt natürlich vom variablen Widerstand ab. Auf die oben geschilderte Weise ist übrigens gewährleistet, daß die CMOS-Schalter immer innerhalb des zulässigen Spannungsintervalls 0...+5 V bleiben, was sie einem durch ein langes Leben danken.

Kommen wir nun zu IC3/III. Auch dieser hat wieder eine Sonderfunktion, und zwar die des Levelshifters. Auf gut deutsch: Er verschiebt sein Ausgangssignal um einen bestimmten Betrag bzw. eine Offsetspannung. Geht man wieder vom Ruhezustand aus, so gelangt auf Pin 10 ein Potential von +2,5 V. An Pin 9 muß sich im normalen Betrieb des Operationsverstärkers ebenfalls das gleiche Potential einstellen. Durch die Widerstände R20 und R21 kann dies jedoch nur geschehen, wenn am Ausgang (Pin 8) genau 0 V ist. Er schiebt also das Niveau von +2,5 V nach 0 V, gleichzeitig verstärkt er zweifach.

Der letzte Verstärker des Vierfach-OPs TL074 dient als Treiber für die Komplementär-Transistoren T1 und T2. Letztere führen keinen Ruhestrom, sondern sorgen

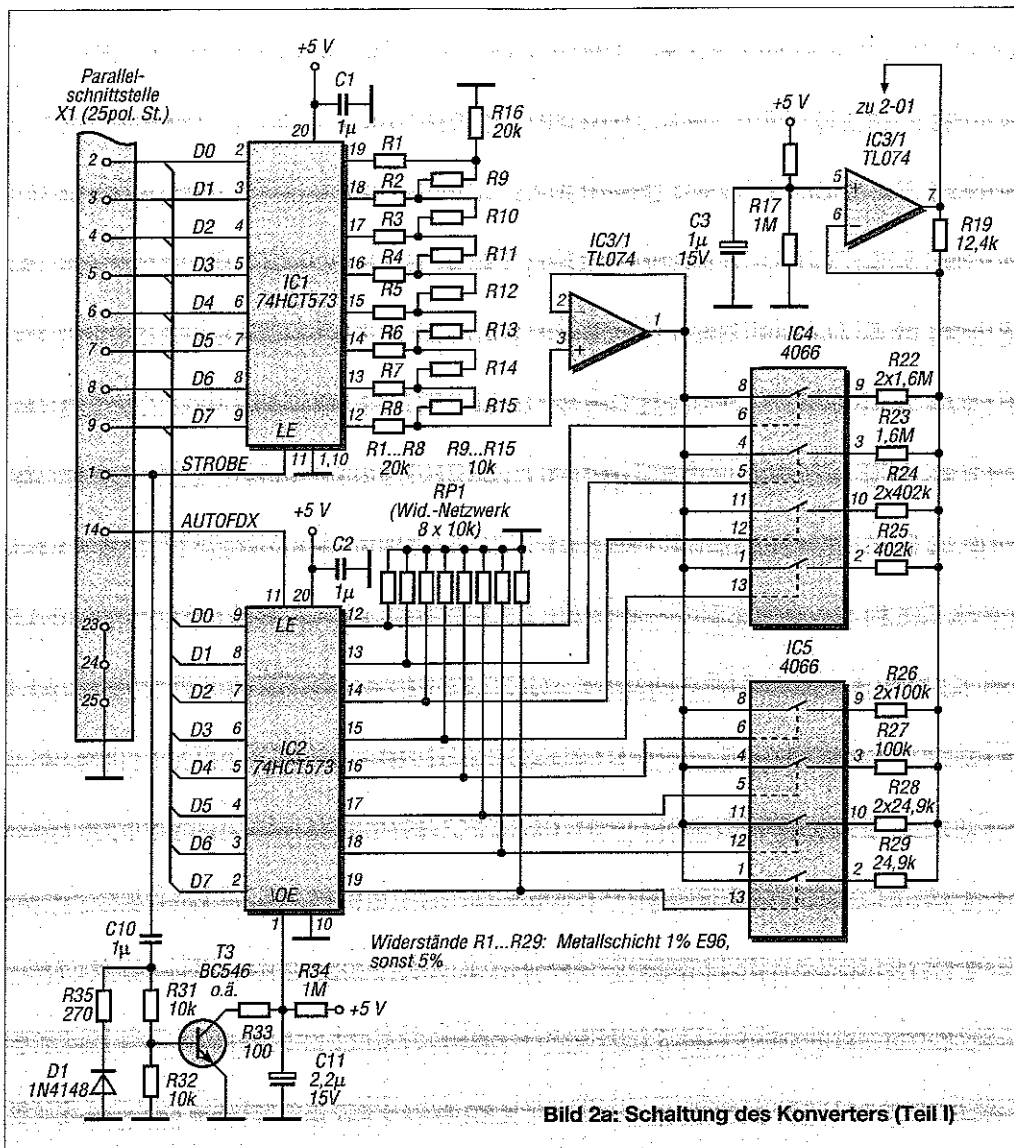


Bild 2a: Schaltung des Konverters (Teil I)

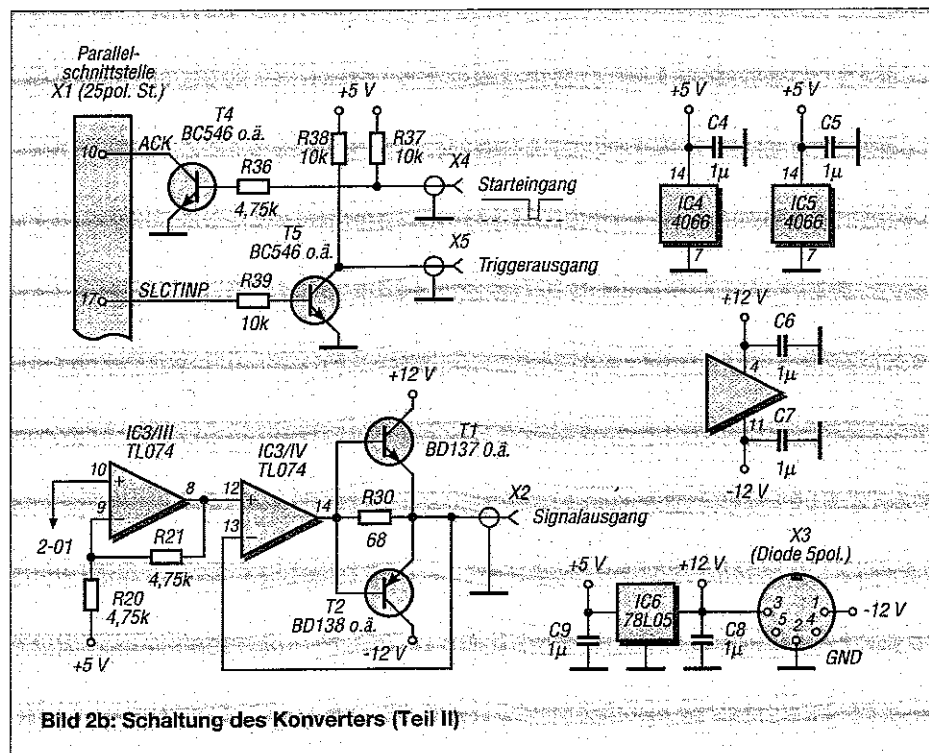


Bild 2b: Schaltung des Konverters (Teil II)

in einer sogenannten Stromentlastungsschaltung für eine niederohmige Auskopp- schaltung des Signals. Die angeschlossene Last sollte allerdings 8 nicht unterschreiten.

Vor Erreichen der Schleusenspannung liefert der Operationsverstärker über R30 den Ausgangsstrom, danach entlastet jeweils einer der Transistoren den Verstärker. R30 ist so gewählt, daß einerseits der Opera- tionsverstärker nur einen maximalen Strom von ca. 10 mA zu liefern hat und anderer- seits die Slewrate im Nulldurchgang nicht zu hoch sein muß. Der invertierende Ein-

gang (Pin 13) dient sozusagen als Sensor, damit zu jeder Zeit am Ausgang X2 die gleiche Spannung liegt wie an Pin 12, un- abhängig von der Last.

Trifft man keine besondere Vorkehrungen, so können beim Einschalten und auch bei auftretenden Störimpulsen in digitalen Schaltungen zufällige Zustände entstehen; diese äußern sich z.B. darin, daß das Latch IC1 ein unkontrolliertes Ausgangsmuster ausgibt, solange die STROBE-Leitung L-Pe- gel führt. Bei der nachfolgenden Wandlung mit DC-Kopplung stünde dann am Signal- ausgang eine Gleichspannung an, die un- erwünscht ist bzw. die angeschlossenen Geräte eventuell unnötig belastet.

Um diesem Effekt entgegenzutreten, wurde eine automatische Stummschaltung einge- baut, die bei fehlenden STROBE-Impulsen alle CMOS-Schalter öffnet und somit die Amplitude auf Null herabsetzt. Diese Schaltung, bestehend aus T3 und umliegen- den Bauelementen, arbeitet dynamisch, d.h., nur bei laufend wechselndem Status der STROBE-Leitung behalten die CMOS- Schalter die programmierte Amplitude bei, ansonsten wird stummgeschaltet.

Sobald die STROBE-Leitung H-Potential annimmt, überträgt sich dieser Spannungs- sprung über C10 und R31 auf die Basis von T3, der zu leiten beginnt. Über den relativ niederohmigen Widerstand R33 entlädt sich nun C11 innerhalb weniger Mikrosekunden, so daß der Anschluß OE von IC2 L-Poten- tial erhält und dieses Latch prinzipiell wie das obere arbeitet.

Bleibt die STROBE-Leitung jedoch län- gere Zeit im H-Zustand, so lädt sich C10 vollends, und der Basisstrom durch T3 fällt ab, so daß der Transistor wieder sperrt. Über R34 kann sich nun C11 allmählich aufladen und bringt den OE-Anschluß von IC2 in den H-Zustand. Das Latch schaltet somit seine Ausgänge in den hochohmigen Zu- stand, und das Widerstandsnetzwerk an den Ausgängen bewirkt, daß hier überall L- Zustand vorherrscht. Dies wiederum läßt alle CMOS-Schalter öffnen – die Amplitude wird auf Null reduziert.

Die Reihenschaltung aus R35 und D1 be- wirkt, daß sich im L-Zustand der STROBE- Leitung die Kapazität C10 wesentlich schneller wieder entladen wird. Wenn man bei der Programmierung die L-Zeit von ca. 10 µs und die STROBE-Frequenz von ca. 20 Hz nicht unterschreitet, arbeitet die Schaltung stabil und kippt nicht in den Stumm-Modus zurück.

Sicher hätte man mittels retriggerbarem Monoflop die Stummschaltung etwas ex- akter aufbauen können, der Schaltungsauf- wand wäre dadurch jedoch wieder ange- stiegen.

In der Meßtechnik ist es oft notwendig, un- abhängig von der Form des Prüfsignals ein

Triggersignal zur Verfügung zu haben, um z.B. auf dem Oszilloskop ein stabiles, syn- chronisiertes Bild zu erhalten. Wenn sich der Triggereinsatz dann noch beliebig innerhalb der Periode verschieben läßt, erlaubt dies die Betrachtung beliebiger Signalausschnitte (sogar ohne Zusatzein- richtung am Oszilloskop). Durch die An- gabe eines Software-Parameters läßt sich die Verschiebung des Triggereinsatzes in 256 Stufen innerhalb der Schwingungs- periode erreichen.

Bewerkstelligt wird diese Funktion durch den Schnittstellenanschluß SLCTINP, der über R39, T5 und R38 den Status am Triggerausgang X5 steuert. Das Potential schwankt hier demnach zwischen 0...+5 V, unabhängig von der Form und Amplitude des eigentlichen Ausgangssignals. SLCTINP wird ebenfalls wie STROBE und AUTO- FDX über den Kontrollport (Adresse 37AH) angesprochen und verhält sich ebenfalls invertiert, d.h., ein Setzen des entspre- chenden Bits (Bit 3, Wert 8) im Assembler ver- anlaßt L-Pegel an SLCTINP. T5 invertiert jedoch wiederum, weshalb ein Setzen des Bits auch H-Pegel am Triggerausgang be- deutet.

Manchmal ist auch der umgekehrte Fall wünschenswert: Der Signalgenerator soll von außen getriggert werden. Nun, die vorliegende Software ist lediglich zur Ver- arbeitung einer einmaligen Startinitiierung in der Lage, d.h., ein logischer Impuls am Startheingang läßt die Ausgabe der Schwin- gungen mit den eingestellten Parametern beginnen. Es dürfte jedoch softwaretech- nisch wenig Aufwand bedeuten, den Start- eingang auch zur absoluten Triggerung zu verwenden, d.h., jedesmal nach dem Erscheinen eines Impulses erfolgt die Ausgabe genau einer Periode; danach folgt eine Pause bis zum nächsten Impuls usw.

Wie aus Bild 2b ersichtlich ist, erfolgt der Start bei L-Pegel am Startheingang. Es können jedoch auch Schalter (Schließer) oder Open-Collector-Devices angeschlos- sen werden – der Eingang ist durch R37 immer vorgespannt. Der Transistor T4 invertiert den Pegel an X4, so daß der Anschluß ACK beim Start H-Pegel an- nimmt. Ein Kollektor-Widerstand ist nicht notwendig, weil dieser Anschluß norma- lerweise durch einen 4k7-Pullup-Wider- stand im Ruhezustand positiv vorgespannt ist.

Der Anschluß ACK wird über den Input- port (Adresse 379H) angesprochen; das entsprechende Bit im Assembler (Bit 6, Wert 40H) entspricht hier ausnahmsweise dem Pegel auf der Leitung. Bei der Input- Abfrage wird das Bit also gesetzt, wenn der Startimpuls (L-Pegel) initiiert wird.

(wird fortgesetzt)

Stückliste Wandlerschaltung

Pös.	Bezeich- nung	Wert/Typ	Menge Best-Bez.
Widerstände 1% Metallschicht			
1	R1 - R8, R16	20k0	30 E 418 9
2	R9 - R15	10k0	30 E 389 7
3	R17, R18	1M00	30 E 581 2
4	R19	12k4	30 E 398 1
5	R20, R21	4k75	30 E 358 2
6	R22, R23	1M60	30 E 600 3
7	R24, R25	402k	30 E 402 3
8	R26, R27	100k	30 E 485 3
9	R28, R29	24k9	30 E 427 3
Widerstände 5%			
10	R30	68R	30 E 180 1
11	R31, R32	10k	30 E 389 2
12	R33	100R	30 E 196 1
13	R34	1M	30 E 581 1
14	R35	270R	30 E 238 1
15	R36	4k7	30 E 358 1
16	R37, R38, R39	10k	30 E 389 3
Widerstandsnetzwerke			
17	RP1	8 x 10k	84 E 314 1
Kondensatoren			
18	C1, C2, C4-C10	0,1µ	42 D 312 9
19	C3	Tantal 1µ/16V	27 D 552 1
20	C11	Tantal 2µ/15V	27 D 512 1
ICs			
21	IC1, IC2	74HC1573	62 S 8962 2
22	IC3	TL074ACN	49 S 5580 1
23	IC4, IC5	HEF4066BP	61 S 2750 2
24	IC6	78L05	50 S 1200 1
Halbleiter			
25	D1	1N4148	26 S 8150 1
26	T1	BD137 o. BD237	13 S 4900 1
27	T2	BD138 o. BD238	13 S 5075 1
28	T3, T4, T5	BC546 o.a.	12 S 4800 3
Sonstiges			
29	X2, X4, X5	Cinch-Buchse, einlötfar	60 F 132 3
30	X3	Diodenbuchse 5polig, einlötfar	70 F 563 1
31	X1	Sub-D-Stecker 25pol., gewinkelte Einlötfaste	52 F 1642 1
32	Kühlbleche f. T1 u. T2	für SOT-132, <40 K/W	65 B 360 2
33	Platine	FR4, 100 x 160 einschitig, fotopositiv	12 H 124 1
34	Schnittstellenkabel (1:1)	25 St-25 Bu	13 M 3090 1