

Anpassung diverser ELEKTOR-Schaltungen an den FORMANT

Dieses Kapitel zeigt anhand von 5 Beispielen, wie man musikelektronische Schaltungen mit dem FORMANT verbinden kann, auch wenn sie ursprünglich nicht für diesen Zweck entwickelt wurden. Zu jeder Schaltung gehört eine eigene, zum FORMANT-Design passende Frontplatte. Falls erforderlich, sind auch die Platinenlayouts der Schaltungen überarbeitet. Außerdem gehören zu jeder Schaltung Aufbauhinweise und Anwendungsmöglichkeiten.

Resonanzfiltermodul

Beim FORMANT nehmen neue, synthetische Klangarten, die mit den Klangbilden klassischer Musikinstrumente überhaupt nicht oder nur entfernt verwandt sind, den größten Raum ein. Außer der Neuschöpfung von Klängen und Klangfarben ist der Synthesizer jedoch auch in der Lage, Klangcharakteristiken nicht-elektronischer Instrumente mehr oder weniger naturgetreu zu imitieren. Der hier vorgestellte Resonanzfiltermodul ist ein Hilfsmittel zu diesem Zweck; er erzeugt die für die verschiedenen Musikinstrumente charakteristischen Resonanzerscheinungen auf elektronischem Weg. Daneben lassen sich auch "uneigentliche" Resonanzen hinzufügen, so daß die ohnehin schon sehr umfangreiche Klangpalette des FORMANTs beträchtlich erweitert wird.

Es mag auf den ersten Blick verwunderlich erscheinen, daß bei den meisten elektronischen Musikinstrumenten das Schwergewicht auf der Nachahmung von nichtelektronischen Instrumenten liegt. Die Suche nach neuen, synthetischen Klangstrukturen rangiert fast ausnahmslos auf dem zweiten Platz. Eine Diskussion über den musikalischen Wert oder Unwert dieses Trends kann an dieser Stelle nicht stattfinden; es soll hier nur die Tatsache selbst konstatiert werden.

Bei Musiksynthesizern, die seit ihres Erscheinens auch zur Nachbildung klassischer Klangarten dienen, tritt dieser Aspekt in jüngerer Zeit mehr und mehr in den Vordergrund. Zahlreiche industriell gefertigte Synthesizer bieten bereits die Möglichkeit, vorprogrammierte Einstellungen für eine Anzahl klassischer Instrumentalklänge abzurufen. Der Trend "Zurück zur Natur" läßt sich auch an der zunehmenden Verbreitung der String-Synthesizer ablesen, die ja speziell für die Imitation von Streichinstrumenten ausgelegt sind. Auch der etwas entfernte Verwandte des Musiksynthesizers, der Vokoder, dient zur Nachbildung von Klangstrukturen. Jeder musikalische Klang wird von der Tonhöhe und deren Änderungen, von der Lautstärke und deren Änderungen und von der Klangfarbe und deren Änderungen während der Klangdauer geprägt. Alle drei Klangparameter zeigen unabhängig voneinander ein für das betreffende Instrument charakteristisches statisches und dynamisches Verhalten. Tonhöhen- und Lautstärkenänderungen werden bei Musiksynthesizern bekanntlich mit spannungsgesteuerten Oszillatoren (VCOs) bzw. mit spannungsgesteuerten Verstärkern (VCAs) realisiert, während die Klangfarbendynamik von spannungsgesteuerten Filtern (VCFs) beeinflusst wird. Wichtig ist in diesem Zusammenhang, daß die drei genannten Funktionseinheiten den Verlauf, also die Dynamik der Klangparameter bestimmen. Will man jedoch den Klang klassischer Instrumente mit elektronischen Mitteln nachbilden, so kommt man nicht umhin, auch die für das Instrument charakteristische statische Klangstruktur zu berücksichtigen.

Resonanz und Resonanzfilter

In Teil 6 des Artikels über den FORMANT (Buch 1) wurde bereits darauf hingewiesen, daß bei "natürlichen" Musikinstrumenten neben der Klangfarbendynamik noch etwas anderes eine wichtige Rolle spielt: Resonanzerscheinungen.

Jedes Musikinstrument zeigt spezifische nur ihm eigene Resonanzerscheinungen, die in starkem Maß von der Geometrie (Form, Abmessungen, etc.) der klangbestimmenden mechanischen Teile (zum Beispiel Resonanzboden einer Violine, Pfeifen einer Orgel, etc.), aber auch von den Materialien bestimmt werden (im Holz eines Violinenklangbodens und im Holz oder Metall einer Orgelpfeife entstehen ebenfalls Resonanzen). Es ließe sich noch viel Interessantes über die physikalischen Gegebenheiten von Musikinstrumenten zusammentragen, doch das würde den Rahmen dieses Artikels sprengen.

Worum es hier geht, ist die Nachbildung der wichtigsten Resonanzen eines Musikinstruments mit dem Instrumentarium der Elektronik. Im musikalischen Sprachgebrauch bezeichnet man dies als Bildung von Formanten; dieser Begriff stand übrigens Pate bei der Namensgebung für den Elektor-Musiksynthesizer. Die Formantbildung erfordert selektive Filter oder Bandfilter, bei denen die Resonanzfrequenz, die Verstärkung und der Gütefaktor unabhängig voneinander eingestellt werden können. Zwar besitzt das "State Variable Filter" des VCF (beschrieben in Teil 6 von Buch 1) die genannte Eigenschaft, mit diesem Filter läßt sich jedoch nur eine einzelne Resonanzstelle erzeugen.

Außerdem ist eine Spannungssteuerung über Exponentialschaltungen für den beabsichtigten Zweck überflüssig, da hier nur zeitlich konstante Einstellungen der Filterparameter vorgenommen werden; diese hängen ausschließlich von der Art des zu imitierenden Instruments ab.

Die vorstehenden Gründe waren Anlaß für den Entwurf eines speziellen Filters, das für seine Aufgabe "maßgeschneidert" ist. Vor der Schaltungsbeschreibung jedoch noch kurz einiges über die

Anwendung selektiver Filter; sie werden nachfolgend Resonanzfilter genannt.

Resonanzfilter

Die Wirkung von Resonanzfiltern ist insbesondere bei hell klingenden, stark obertonhaltigen VCO-Ausgangssignalen unüberhörbar. Um sich den Effekt bei vokalen Klängen "vor Ohren" zu führen, eignet sich am besten eine Signalfrequenz von etwa 200 Hz. Stellt man den Gütefaktor Q des Resonanzfilters auf einen Mittelwert und läßt die Filterfrequenz vom Minimum zum Maximum wandern, so hört man zunächst einen dunkleren, fast obertonlosen Klang. Bei weiterem Ansteigen der Filterfrequenz entstehen Vokalklänge (nacheinanderfolgend "u"- "o"- "e"- "a"- "i"); bei höheren Frequenzen artet der Klang in schrille Pfeiftöne aus. Der beschriebene Effekt wird durch einen höheren Q-Faktor verstärkt, er tritt bei geringer Selektivität des Filters (niedrigeres Q) schwächer in Erscheinung.

Alle musikalisch wichtigen Resonanzen liegen ungefähr zwischen 100 Hz und 2000 Hz. In der Tabelle ist für einige Instrumente die ungefähre Lage der Hauptresonanz angegeben. Ferner ist aufgeführt, welche VCO-Signalform sich für die Imitation des betreffenden Instruments am besten eignet. Es handelt sich hierbei allerdings nur um Anhaltswerte, denn letzten Endes entscheidet das Ohr über den Perfektionsgrad der Imitation. Wenn nicht anders angegeben, befindet sich der Q-Ein-

Tabelle 1

Instr.	Hauptresonanz	Kurvenform
(Holz-)Flöte	—	Dreieck
(Metall-)Querflöte	ca. 800 Hz	leicht asymm. Rechteck
Klarinette	1000 - 2000 Hz *)	symm. Rechteck
Oboe	1300 - 1700 Hz *)	asymm. Rechteck (Impuls)
Fagott	ca. 440 Hz *)	asymm. Rechteck (Impuls)
Trompete	ca. 1500 Hz	Spaced Sägezahn
Flügelhorn	ca. 1000 Hz *)	Sägezahn
Posaune	ca. 600 Hz	Spaced Sägezahn
Waldhorn	ca. 400 Hz *)	Sägezahn
Tuba	ca. 250 Hz	Sägezahn
Geige	ca. 400 Hz *)	Spaced Sägezahn
Cello	ca. 200 Hz *)	Sägezahn oder
Baß	ca. 100 Hz *)	asymm. Rechteck (Impuls)

* möglichst mehrere Resonanzen oder Kammfilter einsetzen

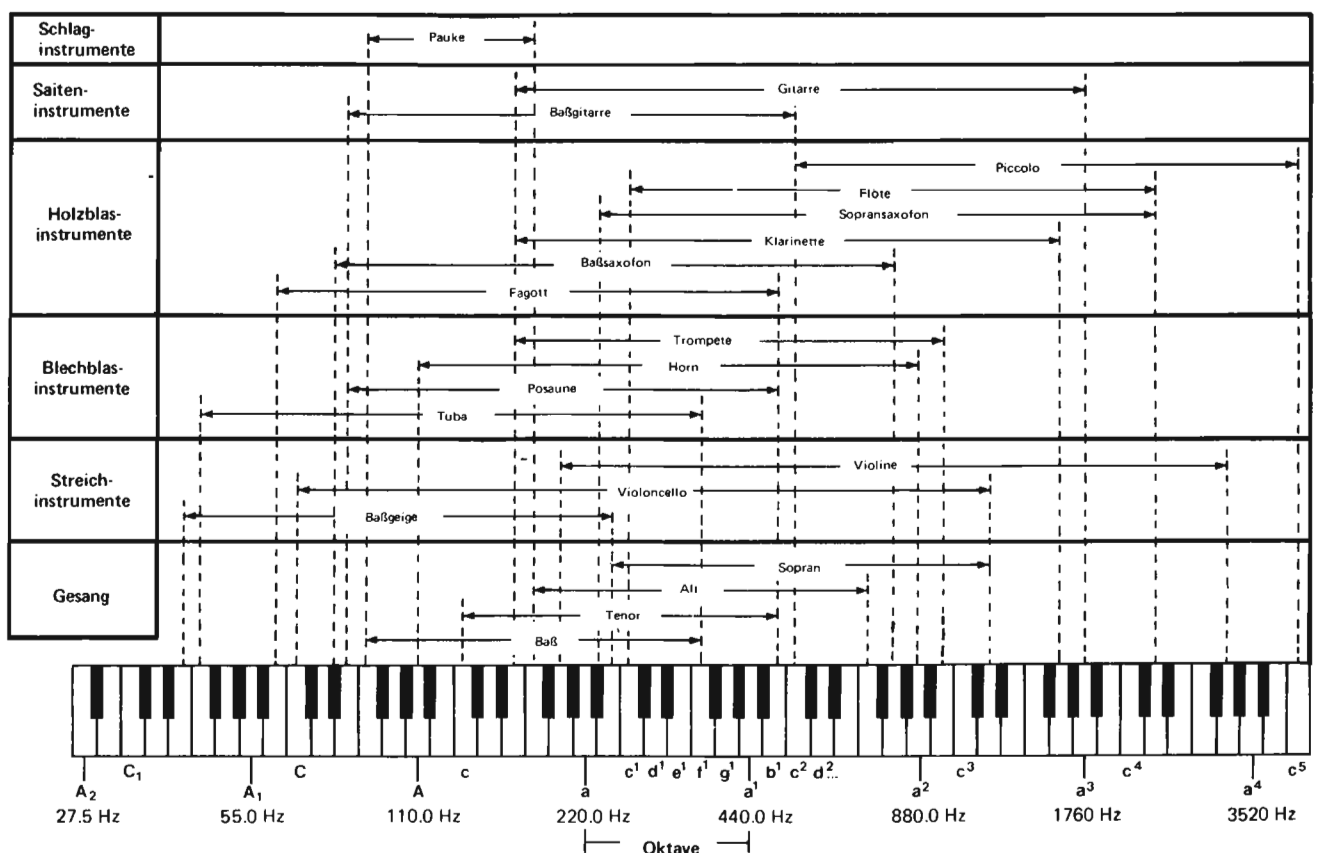
*) erhöhter Q-Faktor

Bild 1. Umfang des Grundtonbereichs verschiedener klassischer Musikinstrumente gemessen am Tonumfang eines Konzertflügels.

(Mit freundlicher Genehmigung des Verlags aus: *Elektronik-Taschenbuch Band 1. Ferd. Dümmler Verlag, Bonn*)

steller in Mittelstellung. Als Ergänzung zur Tabelle ist in Bild 1 über der Tastatur eines Konzertflügels der Tonumfang verschiedener anderer Musikinstrumente eingetragen; hierbei handelt es sich um die Grundtonspektren der Instrumente.

1



2

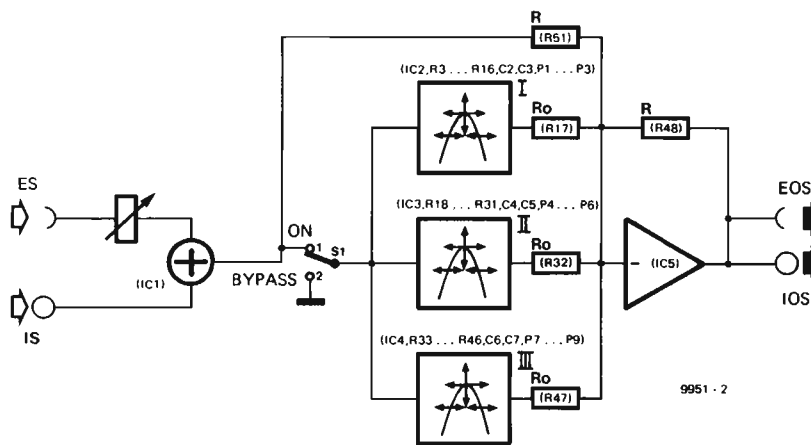


Bild 2. Blockschema des Resonanzfiltermoduls; er besteht aus drei voneinander unabhängigen, parallelgeschalteten Filtereinheiten.

Bild 3. Frequenzcharakteristik einer Filtereinheit. Außerdem ist hier angegeben, mit welchem Poti die verschiedenen Filterparameter verändert werden können.

Bild 4. Gesamtschaltung des Resonanzfiltermoduls.

Tabelle 1. Lage der Hauptresonanz einiger Musikinstrumente.

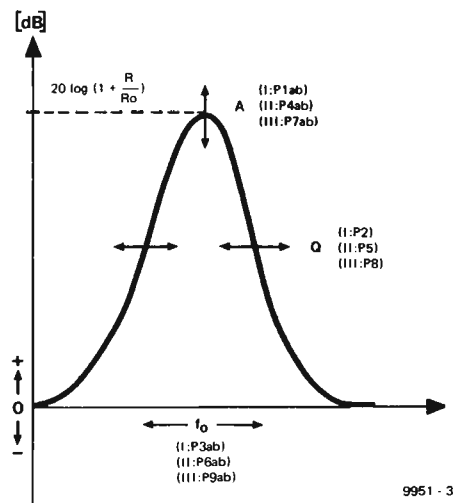
Schaltung

Resonanzfilter sind zum Beispiel in parametrischen Equalizern anzutreffen. Auch dort müssen die Filterparameter Resonanzfrequenz, Verstärkung und Gütefaktor unabhängig voneinander einstellbar sein. Für das hier benötigte Resonanzfilter reicht jedoch im Gegensatz zum Filter des parametrischen Equalizers ein Filtertyp aus, der lediglich eine Anhebung der Amplitude an der gewünschten Stelle des Frequenzgangs gestattet. Eine selektive Abschwächung, gleichbedeutend mit einem negativen dB-Wert, wird nicht benötigt. Für den parametrischen "Boost Only"-Equalizer, bei dem die Möglichkeit der Abschwächung fehlt, können wesentlich einfacher aufgebaute Filterschaltungen Verwendung finden. Ferner konnte der Neuentwurf auch auf den modularen mechanischen Aufbau des FORMANTs abgestimmt werden.

Die Anzahl von drei Resonanzfiltern stellt einen ausgewogenen Kompromiß zwischen der Breite der für eine gelungene Imitation benötigten Beeinflussungsmöglichkeiten und der Zahl der Bedienelemente dar, die auf der Frontplatte Platz finden müssen. Es steht natürlich offen, die Anzahl der Einstellmöglichkeiten durch Serienschaltung von zwei Modulen zu verdoppeln.

Das Blockschema des Resonanzfiltermoduls geht aus Bild 2 hervor, während Bild 4 die komplette Schaltung zeigt. Die Frequenzcharakteristik eines Resonanzfilters ist in Bild 3 skizziert. Dem Blockschema (Bild 2) läßt sich entnehmen, daß ein externes Signal ES zum internen Signal IS hinzugefügt werden kann. Das Summensignal gelangt zu einem Widerstand R (identisch mit R51 in Bild 4) sowie zu den Eingängen der drei selektiven Filter I, II und III (wenn S1 in Stellung "ON" steht). Bei jedem Filter sind die Resonanzfrequenz, die Resonanzverstärkung und der Gütefaktor unabhängig voneinander zwischen zwei an der Praxis orientierten Werten einstellbar. Der Ausgang jedes Filters ist über drei Widerstände R_O mit dem Eingang eines Summiervverstärkers verbunden; hierin führt auch der Signalweg über den Widerstand R (R51).

3



9951 - 3

Setzt man voraus, daß sich die Resonanzverstärkung der Filtereinheiten selbst zwischen 0 und 1 einstellen läßt, dann bewegt sich der Scheitelpunkt der Amplitudencharakteristik in Bild 3 zwischen 0 dB (die Charakteristik fällt mit der Frequenzachse zusammen) und einem dB-Wert, der vom Verhältnis R/R_O abhängt.

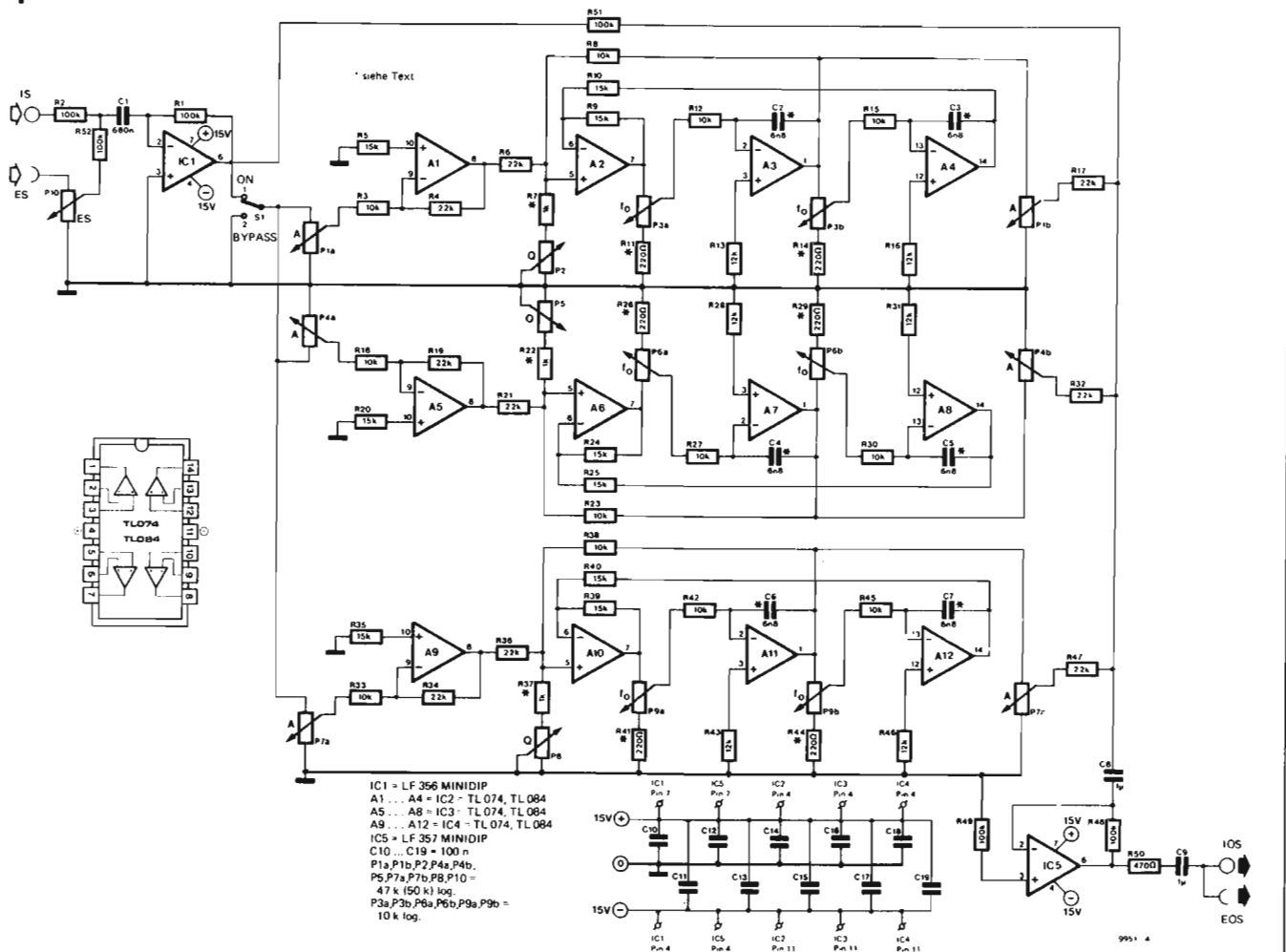
Steht Schalter S1 in Stellung 2 ("BYPASS"), so liegen die Filtereingänge an Masse; die Verstärkung des Resonanzfiltermoduls ist dann unabhängig von der Frequenz gleich 1 (0 dB). Die im Blockschema (Bild 2) in Klammern angegebenen Komponentenbezeichnungen beziehen sich auf die Schaltung des Moduls in Bild 4.

IC1 in Bild 4 arbeitet als invertierender Summiervverstärker. Die drei sich anschließenden Filterschaltungen wird der aufmerksame Elektor-Leser sicherlich sofort als "State Variable Filter" identifizieren, da dieser Filtertyp schon mehrfach für Elektor-Bauprojekte verwendet wurde. Die Resonanzverstärkungen lassen sich mit den Doppelpotentiometern P1, P4 und P7 einstellen. Die eine Hälfte der Doppelpotentiometer befindet sich am Eingang, die andere am Ausgang der Filter. Auf diese Weise wird eine bessere Dynamik, das heißt weniger Rauschen und eine geringere Gefahr der Übersteuerung erzielt. Schließlich folgt noch

die invertierende Verstärkerstufe mit IC5. Da auch IC1 die Phase um 180° dreht, sind Ein- und Ausgangssignal des Resonanzfiltermoduls gleichphasig. Die maximale Amplitude eines Resonanzfilters beträgt mit den für R und R_O angegebenen Werten ca. +15 dB. Der Gütefaktor Q ist mit P2 (P5, P8) zwischen ca. 0,8 (minimale Selektivität) und etwas mehr als 5 (maximale Selektivität) einstellbar. Die Resonanzfrequenz läßt sich zwischen ungefähr 50 Hz und 2300 Hz verschieben, was für normale Anwendungen mehr als ausreicht. Die Bereichsgrenzen können durch abweichende Dimensionierung der frequenzbestimmenden Komponenten geändert werden; näheres hierüber geht aus dem Anhang hervor. Der höchste Q-Wert ergibt sich, wenn das betreffende Potentiometer auf niedrigsten Widerstand eingestellt ist; er kann durch Reduzierung des Werts von R7 (R22, R37) erhöht werden.

Gütefaktoren zwischen 20 und 30 sind auf diese Weise ohne Schwierigkeiten realisierbar. Sinnvoll ist der Einsatz von Resonanzfiltern mit höheren Q-Werten zum Beispiel bei der Steuerung durch Rechteckspannungen oder anderen Signalen mit steilen Flanken. Die Filter werden von den Signalfanken in ihrer Resonanzfrequenz "angestoßen", so daß perkussionsartige Klangeffekte entstehen. Mit R7 (R22, R37) = 470 Ω

4



ergibt sich ein Q-Faktor von 11,3, mit 330 Ω ein Q-Faktor von 15,8 und mit 220 Ω ein Q-Faktor von 23,4.

Praxis

Um die Schaltung in Bild 4 in die Praxis umzusetzen, kann man sich der Platine in Bild 5 bedienen. Hinsichtlich der Auswahl der Bauelemente gelten für den Resonanzfiltermodul die gleichen Kriterien wie für den FORMANT. Eine Ausnahme bilden lediglich die Potentiometer und die dazugehörigen Knöpfe. Hierfür sind Ausführungen mit geringeren Abmessungen zu verwenden, denn auf der Frontplatte müssen insgesamt 10 nach Funktionen gruppierte Einstellelemente Platz finden. Nur wenn die Potentiometer und Knöpfe geringere Abmessungen aufweisen, können die drei zu einem Filter gehörenden Potis in einer Reihe auf der Modul-Frontplatte angeordnet werden. Hilfestellung für den praktischen Aufbau geben die Bilder 6 und 7; sie zeigen die Frontplatte für den Resonanzfiltermodul und die Verdrahtung der an die Frontplatte montierten Potis und Schalter.

Im Gegensatz zu anderen FORMANT-Modulen ist beim Resonanzfiltermodul kein Abgleich erforderlich; die Schaltung kann nach den üblichen Kontrollen sofort in Betrieb genommen werden. Für eine Überprüfung auf

einwandfreie Funktion wird dem Eingang des Resonanzfiltermoduls weißes Rauschen vom Rauschmodul zugeführt. Änderungen der drei Filterparameter bei jedem der drei Filter müssen sich dann deutlich bemerkbar machen. Gleichzeitig wird man beobachten, daß schnelle Änderungen der Potistellungen, insbesondere des Q- und des f_0 -Potis, phasingartige Klangeffekte zur Folge haben.

Handbedientes ("Manual")-Phasing gehört zu den sich nebenbei ergebenden Möglichkeiten des Resonanzfiltermoduls.

Die Skalen der f_0 -Potis auf der in Bild 6 dargestellten Frontplatte sind linear unterteilt, die Einstellung erfolgt aber mit logarithmischen Potentiometern. In der Praxis wird man sich die Skaleneinstellung der Potentiometer merken, die Kenntnisse der genauen Resonanzfrequenz ist dann nicht erforderlich. Aber auch diese Einstellung dient dann nur als Orientierungshilfe; die Toleranzen des Widerstandsverlaufs von logarithmischen Potentiometern können nämlich beträchtlich sein.

Der Resonanzfiltermodul wird am besten zwischen COM-Modul und Endverstärker geschaltet. Will man vom Kopfhörerausgang des COM-Moduls Gebrauch machen, so kann der Resonanzfiltermodul auch dem COM-Modul vorgeschaltet werden.

Anhang

Frequenzbereich der Resonanzfilter

Mit der in der Schaltung angegebenen Dimensionierung der Komponenten, die bestimmend für den Einstellbereich der Resonanzfrequenz sind, kann diese zwischen ca. 50 Hz ($f_{0 \min}$) und ca. 2340 Hz ($f_{0 \max}$) variiert werden. Um die untere Bereichsgrenze ($f_{0 \min}$) zu verschieben, geht man wie folgt vor: Zuerst wird aus der gewünschten oberen Grenzfrequenz $f_{0 \max}$ der Wert von $C2 = C3 = C4 = C5 = C6 = C7 = C$ bestimmt. Hierfür gilt:

$$C = \frac{16}{f_{0 \max}}$$

(C in nF, f_0 in kHz)

Anschließend errechnet man für die gewünschte untere Grenzfrequenz $f_{0 \min}$ den Wert von Widerstand R:

$$R = \frac{16}{C \cdot f_{0 \min}}$$

(C ist aus der vorangegangenen Formel bekannt; R in k Ω , f_0 in kHz und C in nF)

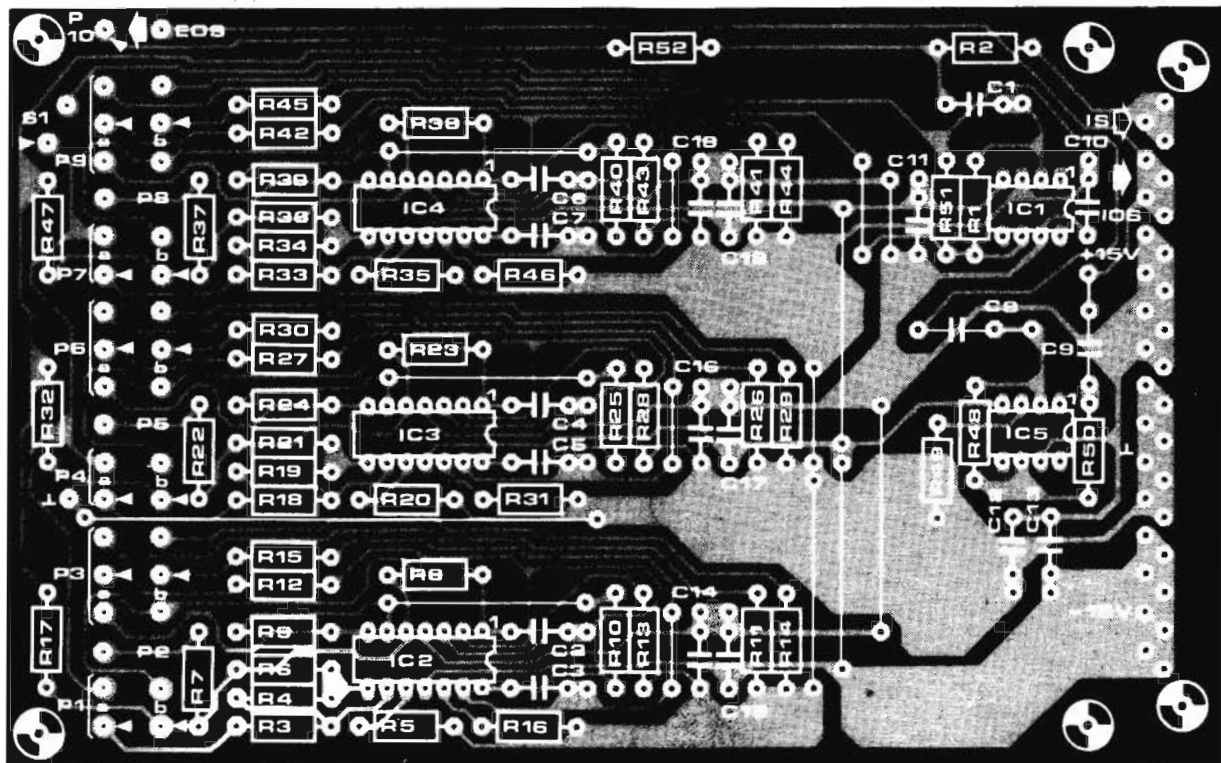
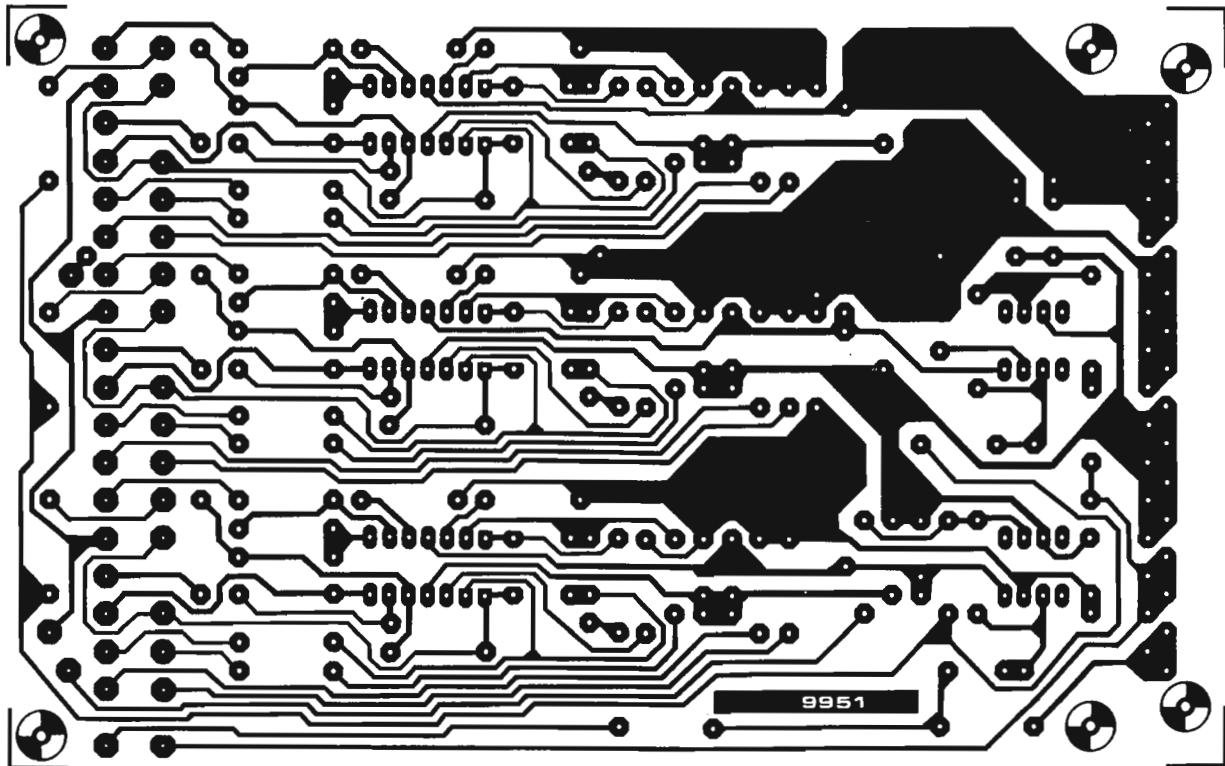
Der Wert von $R_0 = R11 = R14 = R26 = R29 = R41 = R44$ folgt aus:

$$R_0 = \frac{10}{R - 2}$$

(R und R_0 in k Ω)

Anhand dieser Formeln können die in

5



der Schaltung (Bild 4) angegebenen Werte überprüft werden.

Alternativer Vorschlag zum Aufbau des Resonanzfiltermoduls

Nicht immer ist es möglich, daß das Resonanzfiltermodul mit dem angegebenen Frontplattenvorschlag im FORMANT untergebracht werden kann. Eine Alternative zeigt Bild 8; es ist die RFM-Frontplatte im "Querformat". Darüber hinaus eignet sich diese Frontplatte sehr gut dazu, das RFM auch in einem eigenen Gehäuse unterzubringen. Eine passende Stromversorgung (+15 V/

–15 V) ist in Kapitel 4 beschrieben. Die Frontplatte entspricht in der Höhe einer "kleinen" FORMANT-Frontplatte. Sie ist aber 3-mal so breit (Maße: 215 x 132,5 mm). Da im Querformat genügend Platz vorhanden ist, lautet die Beschriftung "PARAMETRIC EQUALIZER". Die Bezeichnung "FREQ" ist mit f_0 bei der RFM-Frontplatte identisch (Potentiometer P3, P6 und P9) und "GAIN" entspricht "A" (P1, P4 und P7).

Aufbau

Die Platine wird wie beim RFM auf-

gebaut und kann wahlweise rechtwinklig zur Frontplatte oder mittels 30-mm-Distanzrollen in "Sandwich"-Bauweise an den angezeichneten Bohrungen der Frontplatte befestigt werden. Letzteres ist vor allem beim Einbau in ein eigenes Gehäuse zu empfehlen. Für die Potentiometer sind Typen mit 6-mm-Achse zu wählen. Da der PARAMETRIC EQUALIZER (wie das RFM) für interne Verdrahtung vorgesehen ist, fehlen Eingangs- und Ausgangsbuchsen. Beim Einbau in einem eigenen Gehäuse müßten diese an der Rückwand montiert werden.

Stückliste

Widerstände:

R1,R2,R48,R49,R51,
R52 = 100 k
R3,R8,R12,R15,R18,R23,R27,
R30,R33,R38,R42,R45 = 10 k
R4,R6,R17,R19,R21,R32,R34,
R36,R47 = 22 k
R5,R9,R10,R20,R24,R25,R35,
R39,R40 = 15 k
R7,R22,R37 = 1 k (siehe Text)
R11,R14,R26,R29,R41,
R44 = 220 Ω (siehe Text)
R13,R16,R28,R31,R43,
R46 = 12 k
R50 = 470 Ω

Potentiometer:

(Achsdurchmesser 4 mm)

P1,P4,P7 = 47 k (50 k) log

Doppelpotentiometer

P2,P5,P8,P10 = 47 k (50 k) log

P3,P6,P9 = 10 k log

Doppelpotentiometer

Kondensatoren:

(alle MKM oder MKH)

C1 = 680 n

C2,C3,C4,C5,C6,

C7 = 6n8 (siehe Text)

C8,C9 = 1 μ

C10,C11,C12,C13,C14,C15,

C16,C17,C18,C19 = 100 n

Halbleiter:

IC1 = LF 356

(National, Texas u.a.), Minidip

IC2,IC3,IC4 = TL 084, TL 074

(Texas)

IC5 = LF 357 (National, Texas),

Minidip

Sonstiges:

31polige Steckerleiste DIN 41717
oder Lötstifte

S1 = einpoliger Umschalter,
Miniatur

2 Miniatur-Klinkensteckerbuchsen
 ϕ 3,5 mm

10 Knöpfe, Durchmesser 10 mm
mit Plexiglasscheibe ϕ 20 mm,
Achsdurchmesser 4 mm
Frontplatte

6

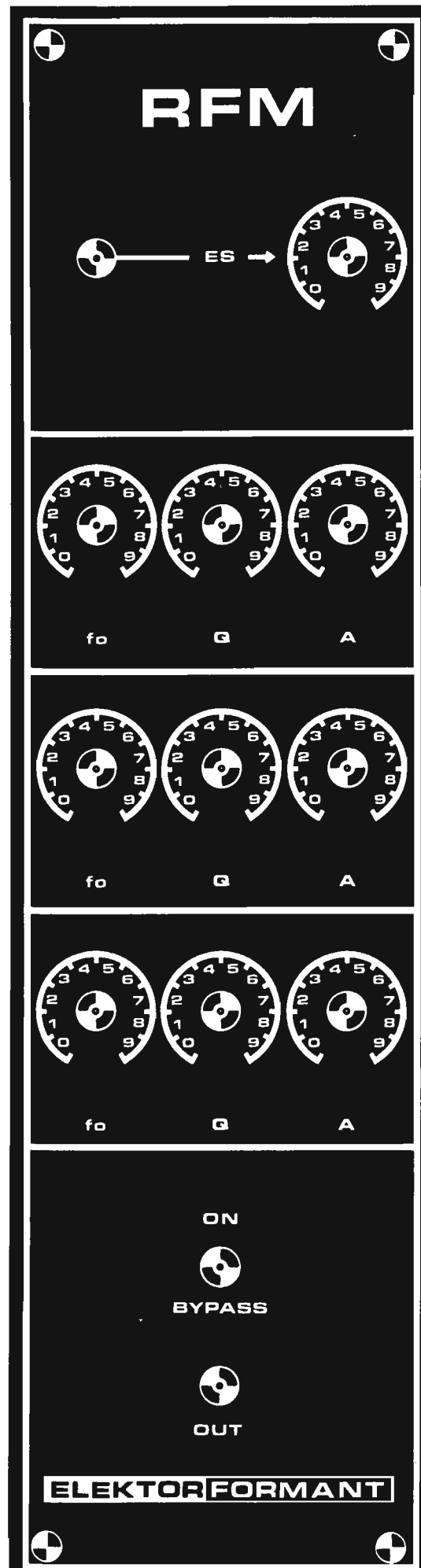
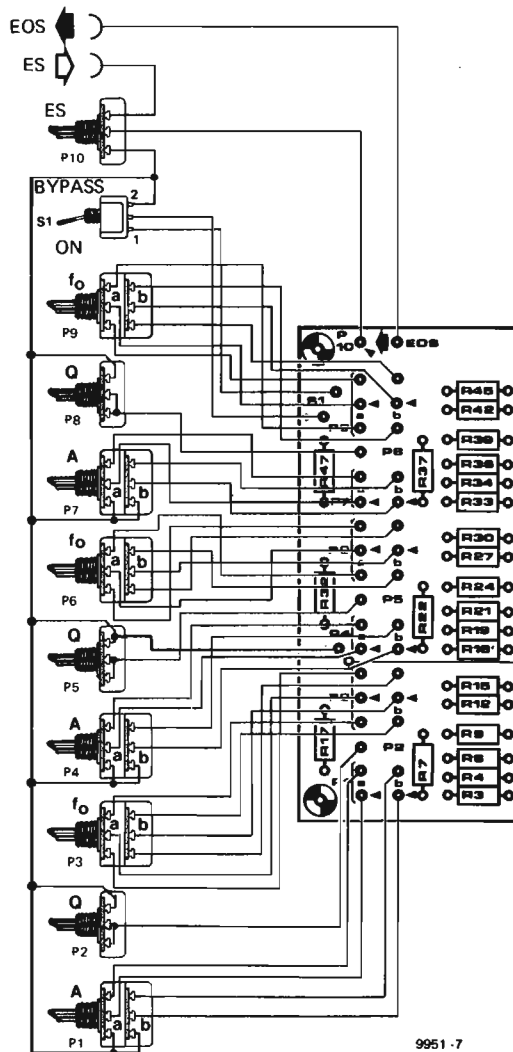


Bild 5. Kupfer- und Bestückungsseite der Platine für die Schaltung in Bild 4.

Bild 6. Frontplatte für den Resonanzfiltermodul (Originalgröße). Als Potentiometer sind Miniaturausführungen erforderlich, da der Platz sonst nicht ausreicht.

7

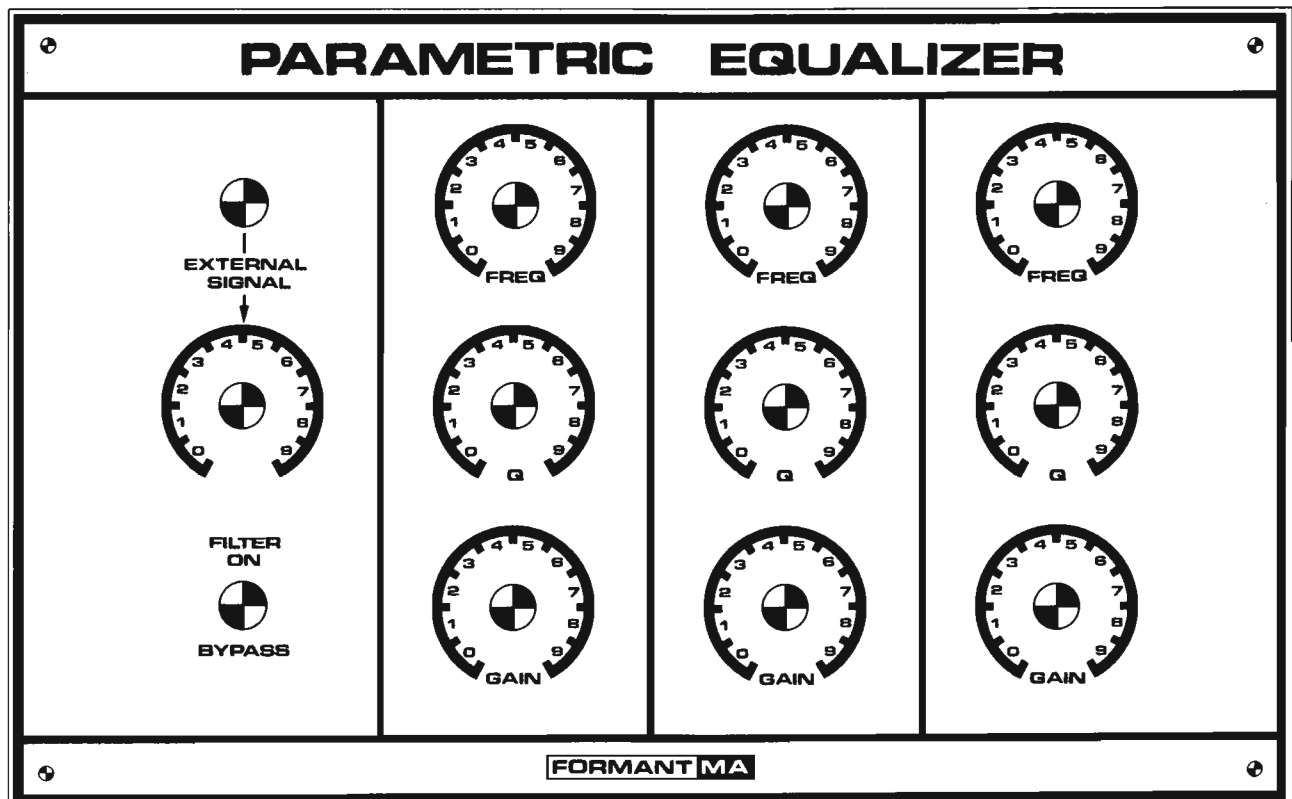


9951-7

Bild 7. Verdrahtung der an die Frontplatte montierten Potis und des Schalters mit der Platine.

Bild 8. Alternativer Frontplattenvorschlag zum RFM-Modul. Die Frontplatte hat die dreifache Breite einer "kleinen" FORMANT-Frontplatte. Dadurch lässt sich das RFM-Modul auch in ein eigenes Gehäuse montieren.

8



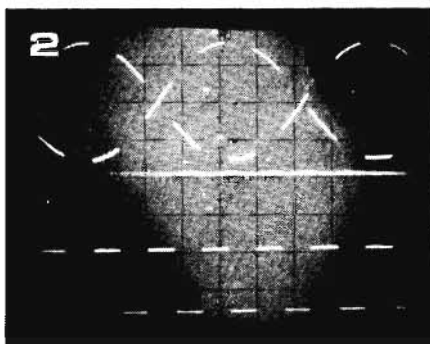
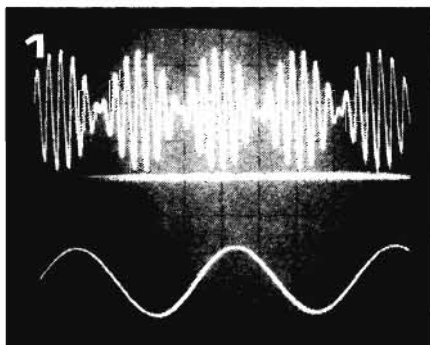
Ringmodulator

Der Ringmodulator ist ursprünglich eine Schaltung aus der Trägerfrequenztechnik, hat jedoch bald in der Musikelektronik vielfältige Anwendungsmöglichkeiten gefunden. Für jeden experimentierfreudigen FORMANT-Spieler ist diese Schaltung eine Bereicherung.

Anfänglich wurden Ringmodulatoren mit bifilar gewickelten Spulen aufgebaut. Seit einiger Zeit sind jedoch sog. Doppelbalance-Mixer-ICs auf dem Markt, so daß der Aufbau "ringmodulierender" Schaltungen kein Problem mehr darstellt (siehe Literaturhinweise). Die folgende Schaltung ist mit dem IC LM 1496N (bzw. MC 1496P) aufgebaut; sie ist für die Verwendung im FORMANT gut geeignet. Die Verwendung des ICs LM 1496N ist alleine dadurch gerechtfertigt, da es in kommerziellen Studio-Synthesizern auch Verwendung findet.

Bild 1. Der Ringmodulator multipliziert zwei Signale miteinander. Das Sinussignal (unten) liefert, multipliziert mit einem hochfrequenten Sinussignal, das typische Ringmodulatorsignal (oben).

Bild 2. Noch ein Beispiel für die Arbeitsweise eines Ringmodulators. Hier werden eine Rechteckspannung und ein Sinussignal miteinander multipliziert.



Der Ringmodulator ist ein Beispiel eines Vierquadrantenvervielfachers. Eine solche Schaltung bewirkt das, was der Name schon besagt: die Multiplikation von zwei Eingangsspannungen. Der Beiname "Vierquadranten" bedeutet, daß die Multiplikation mathematisch korrekt bleibt, wenn die Eingangsspannungen sowohl positive als auch negative Werte annehmen. Die Ausgangsspannung kann also, folgend dem Motto "minus mal minus ist plus" und "minus mal plus ist minus", sowohl positive als auch negative Werte annehmen. Die unter Verwendung des Elektor-Ringmodulators gemachten Oszilloskopfotos Bild 1 und 2 vermitteln einen Eindruck von dem, was eine solche Schaltung kann.

Warum ist nun der Ringmodulator so interessant für die Anwendung in der elektronischen Musik? Die mathematische Beziehung für das Produkt von zwei Sinusfunktionen lautet:

$$\sin \alpha \cdot \sin \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta)$$

Diese Gleichung gibt eine interessante Erscheinung wieder: Durch Multiplikation zweier sinusförmiger Signale miteinander entstehen zwei neue sinusförmige Signale mit Frequenzen, die sich aus der Summe bzw. der Differenz der beiden ursprünglichen Signale ergeben (der "cos", oder Kosinus, ist auch ein sinusförmiges Signal). Oder in der Musik-Terminologie ausgedrückt: Zwei Sinustöne, miteinander multipliziert, liefern zwei neue Sinustöne mit Tonhöhen, die der Summe bzw. Differenz der ursprünglichen Tonhöhen entsprechen. Es ist zu beachten, daß dies nur für Sinustöne gilt, und nicht für Signale mit einer anderen Kurvenform. Nun kann aber jede beliebige andere Kurvenform als Kombination von Sinussignalen dargestellt werden. Stellt man sich beispielsweise vor, daß eine Kombination von zwei Sinussignalen mit einem anderen Sinussignal multipliziert werden soll, so wird jeder von beiden Tönen der Kombination einen eigenen Beitrag zum Gesamtsignal liefern.

Andere Harmonie

Der Ringmodulator ist vor allem deshalb interessant, weil er in das harmonische Verhältnis zwischen Tönen eingreift. Wir können dies am besten aus einem Zahlenbeispiel ersehen. Stellen wir uns vor, daß wir an einen Eingang eines Ringmodulators zwei Sinustöne führen, mit Frequenzen von 2,5 bzw. 4,5 kHz. Diese Töne stehen zueinander annähernd im Verhältnis einer sogenannten verminderten Septime, deren Frequenzen sich wie 5:9 verhalten (die Töne sind sehr hoch gewählt, aber es handelt sich hier nur um ein Beispiel). Dem anderen Eingang des Ringmodulators führen wir einen Sinuston mit der Frequenz von 500 Hz zu. Was geschieht nun am Ausgang des Ringmodulators? Der Ton von 2,5 kHz, multipliziert mit dem von 500 Hz, liefert nach der oben genannten Beziehung zwei neue Töne mit 2 bzw. 3 kHz. In gleicher Weise

entstehen hier aus der Multiplikation des Tons mit 4,5 kHz mit dem 500-Hz-Ton neue Töne von 4 und 5 kHz. Am Ausgang des Ringmodulators stehen also vier Töne mit Frequenzen von 2, 3, 4 und 5 kHz zur Verfügung. Zusammen bilden diese Töne einen Dur-Akkord. Kurzum: die musikalische Beziehung der verminderten Septime wird in eine andere musikalische Form umgesetzt, in die eines Dur-Akkords.

Diese Beschreibung ist allerdings eine beschönigende Version der allgemeinen Verhältnisse. Es wird nämlich nicht allzu häufig vorkommen, daß musikalisch brauchbare Töne am Eingang des Ringmodulators auch am Ausgang musikalisch verwertbare Klänge hervorrufen.

Das soeben geschilderte Beispiel gibt eher eine Ausnahmesituation wieder. Eher wird es vorkommen, daß die am Ausgang des Ringmodulators erscheinenden Töne in harmonischer Hinsicht, vorsichtig gesagt, einen ziemlich ungewöhnlichen Zusammenklang ertönen lassen. Noch deutlicher wird dies, wenn wir nicht wie im gegebenen Beispiel mit sinusförmigen, sondern mit anderen Signalen arbeiten. Periodische Signale können angesehen werden als Zusammensetzung eines sinusförmigen Grundtons mit der Frequenz des betrachteten Signals und einer Anzahl Harmonischer davon. Harmonische sind Frequenzen, die ein ganzzahliges Vielfaches der Grundfrequenz betragen.

So ist z.B. ein sägezahnförmiges Signal von 1 kHz aufgebaut aus Sinus von 1, 2, 3 kHz, usw. Führen wir ein solches Sägezahnsignal dem einen Eingang eines Ringmodulators zu und dem anderen Eingang einen Sinus von angenommen 300 Hz, dann wird jede Harmonische des Sägezahns mit dem 300-Hz-Sinus multipliziert. Am Ausgang entstehen dann Töne mit Frequenzen von 0,7 kHz, 1,3 kHz, 1,7 kHz, 2,3 kHz, 2,7 kHz, 3,3 kHz etc. Das bedeutet: Die zwei Töne, der Sägezahn von 1 kHz und der Sinus von 300 Hz, liefern mittels Ringmodulator eine ganze Reihe von Tönen, die in keinem einfachen Zusammenhang mehr miteinander stehen. In der Musik wird eine solche Kombination von Tönen ein Cluster (oder: Gruppe, Schwarm) genannt, ein Zusammenklang von einer wesentlich anderen Art wie beispielsweise ein Akkord.

Noch fremdere Klänge

Ein Cluster aus dem vorangegangenen Beispiel wird noch dichter, wenn wir für den Ton von 300 Hz keinen Sinus, sondern ebenfalls einen Sägezahn verwenden. Die entstehende Tonvielfalt ist beinahe unvorstellbar, denn schon allein an der unteren Grenze des Tonpektrums entstehen u.a. Töne mit folgenden Frequenzen: 100, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900, 1100, 1200, 1300, 1400, 1500, 1600 und 1700 Hz. Jeder dieser Töne hat eine charakteristische Amplitude, wodurch bestimmte

Töne stark dominieren. Daraus resultiert der typische Ringmodulator-Klang, der, wenn er schon mit irgendetwas vergleichbar ist, am ehesten an die Klangfarbe von gongartigen Instrumenten erinnert, oder an den Laut, der entsteht, wenn Metall auf Metall trifft (Hammer auf Amboß, z.B.)

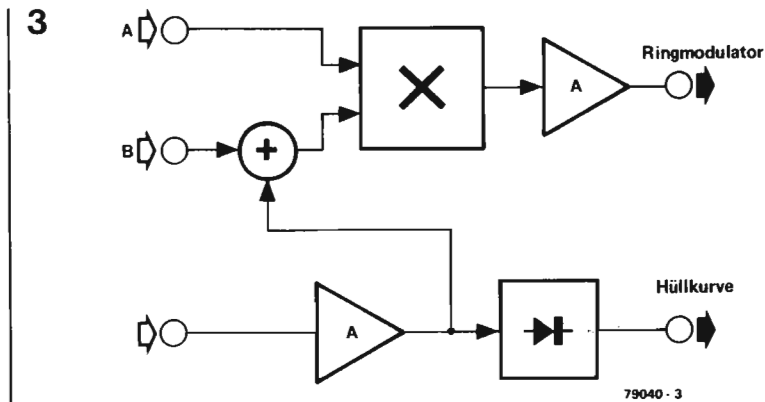
Die Möglichkeiten eines Ringmodulators kommen am besten zur Geltung, wenn eines der beiden Eingangssignale in der Frequenz variiert (z.B. moduliert wird). Es entstehen dann Klänge, die sich sowohl in der Tonhöhe (wie noch später weiter ausgeführt wird) als auch in der Klangfarbe außergewöhnlich stark verändern und alle möglichen Formen zwischen sauberen Harmonien und schrillen Dissonanzen annehmen können. Sehr interessante Klänge entstehen, wenn die in einem Ringmodulator "gewonnenen" Klänge mit einem Rauschsignal kombiniert werden, der Ringmodulator mit verschiedenen Filtern in Verbindung steht und wenn man mehrere Ringmodulatoren miteinander kombiniert. Der Komponist Stockhausen schrieb z.B. ein Stück für Hammondorgel, Kammerchor und vier Ringmodulatoren.

Frequenzverdoppler

Der Ringmodulator kommt in der Musik auch für "gewöhnlichere" Anwendungen in Betracht. So kann er als Frequenzverdoppler oder Oktavenschieber verwendet werden (eine doppelte Frequenz bedeutet eine um eine Oktave höhere Tonlage). Diese Möglichkeit entsteht, wenn man beiden Eingängen des Ringmodulators dasselbe Signal zuführt. Aus der Gleichung wird deutlich, daß in diesem Fall der Differenzton eine Frequenz von null Hertz besitzt (also nicht als Ton auftritt) und daß der Summenton die doppelte Frequenz des gemeinsamen Eingangssignals hat. Bei Anwendung des Frequenzverdopplers für nicht sinusförmige und polyphone Signale tritt eine ansehnliche Intermodulation zwischen Obertönen auf, ein Effekt übrigens, der sehr interessante musikalische Perspektiven bietet. Weitere Anwendungsmöglichkeiten entstehen, wenn man eines der beiden Eingangssignale z.B. mit Echo aufbereitet hat. Schließlich ist es dann noch möglich, den Ringmodulator als spannungsgesteuerten Verstärker (VCA) zu gebrauchen, indem an den einen Eingang die Steuerspannung angeschlossen wird, während der andere Eingang für das zu modulierende Signal vorgesehen ist.

Anspruchsvolles

Die hier gemachten Bemerkungen geben eigentlich nur ein Übersichtsbild über die musikalischen Anwendungsmöglichkeiten eines Ringmodulators. Alles in allem wird deutlich, daß der Ringmodulator insbesondere ein Gerät für den experimentierfreudigen Musiker ist, der eher an der Suche nach neuen Klangstrukturen interessiert ist als an der Schaffung konventioneller Har-



monien. Der Ringmodulator ist ein "anspruchsvoller" Apparat, den nur fortgeschrittene Musiker bis zu seinen Grenzen ausschöpfen können, der aber auch leicht zu mißbrauchen ist. In dieser Hinsicht konnte man den Ringmodulator als "Violine der elektronischen Musik" bezeichnen.

So gehört der Ringmodulator zum Basisarsenal der meisten (nicht zu kleinen) Musiksintthesizer. Überdies wird er als gesonderte Einheit von Gitarristen und "Tastenleuten" verwendet, aber auch von anderen Instrumentalisten.

Der Ringmodulator ist kein Ringmodulator

Nachdem wir nun nach dieser notwendigerweise etwas weitschweifigen Ausführung uns dem eher vertrauten technischen Aspekt zuwenden, müssen wir feststellen, daß der Name Ringmodulator eigentlich falsch ist. Der Name Ringmodulator steht für eine bestimmte Schaltung, die in der Tat als Vierquadranten-Vervielfacher arbeitet (wenigstens für Wechselspannungen) und in den Anfangsjahren der Musikelektronik auch wohl angewandt wurde. Inzwischen hat die Elektronik freilich viel bessere Schaltungen für diesen Zweck hervorgebracht. Der Name Ringmodulator bleibt allerdings Gemeingut – schließlich sind die meisten Musiker nicht am Inhalt der "Black Box" interessiert, sondern allein daran, was sie leistet. Ein besserer Name für den in den meisten Fällen angewandten Vervielfacher ist Doppelbalance-Mischer. Dies ist eine ziemlich komplizierte Schaltung, bestehend aus einer Kombination von spannungsgesteuerten Stromquellen. Glücklicherweise ist solch ein Doppelbalance-Mischer als IC erhältlich, so daß wir mit dem Vervielfachen, "Ringmodulieren", keine Mühe mehr haben. Um eine für Musikanwendungen geeignete Ringmodulatorschaltung zu entwerfen, sind noch einige zusätzliche Komponenten nötig.

Zur Sache

Das Blockschaltbild des Elektor-Ringmodulators zeigt Bild 3. Das auffallendste daran ist, daß der Ringmodulator (durch ein Malzeichen angedeutet) mit einem "Extra" in Form eines Hüllkurven-Detektors versehen ist. Der

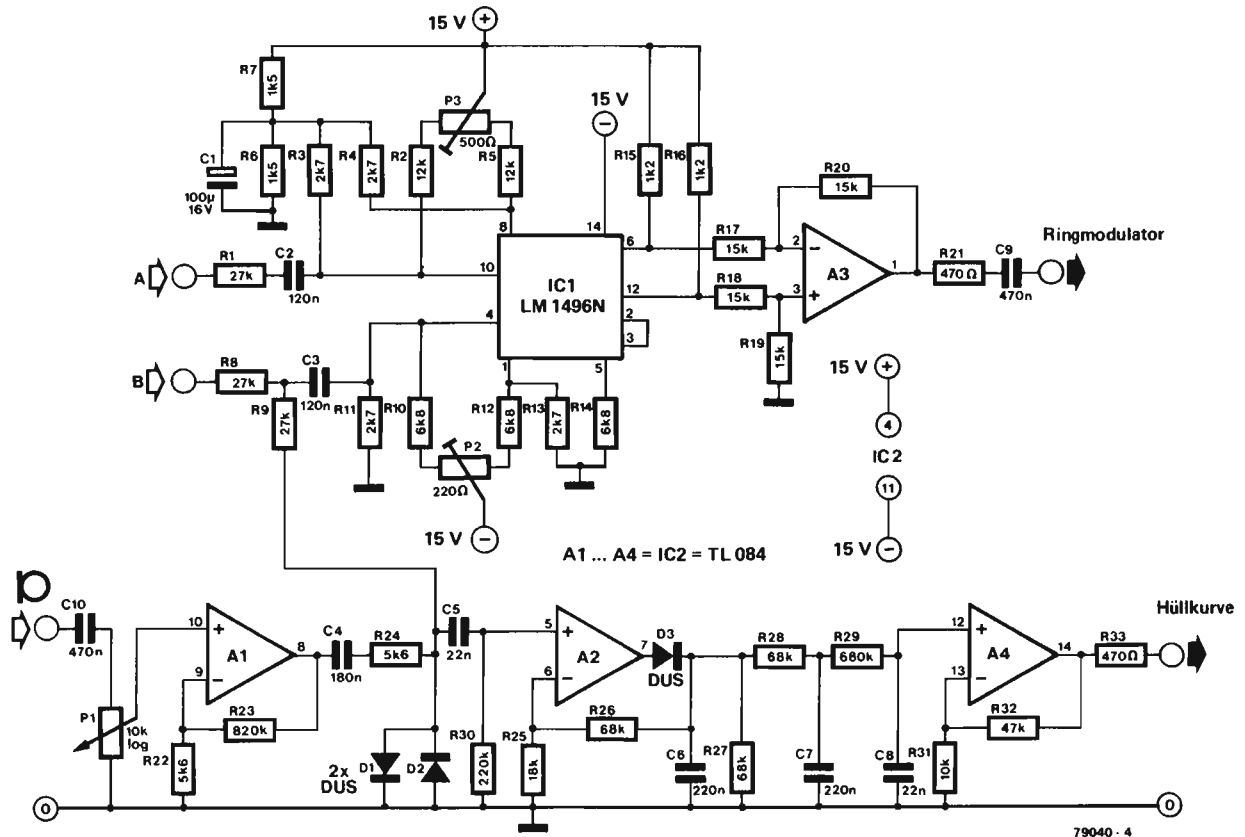
Bild 3. Das Blockschaltbild des Elektor-Ringmodulators. Dem eigentlichen Modulator ist ein Hüllkurven-Detektor hinzugefügt. Dieser Schaltungsbereich liefert die Hüllkurve des Eingangssignals.

Bild 4. Das Schaltbild des Ringmodulators. Das eigentliche "Ringmodulieren" findet im Doppelbalance-Mischer IC1 statt.

Grund, daß diese an sich selbständige Schaltung hinzugefügt wurde, ist die sinnvolle Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Bauteile und der Platinenfläche.

Der Hüllkurven-Detektor, liefert als Ausgangssignal die Hüllkurve (Envelope) des Eingangssignals. Der Eingang des Hüllkurven-Detektors ist empfindlich genug, um ein Mikrofonsignal verarbeiten zu können. Zusammen mit einem Synthesizer, wie z.B. dem FORMANT, kann man auf diese Weise die Hüllkurve eines Signals mit einem willkürlichen anderen Signal verbinden. Der Eingang des Hüllkurven-Detektors liefert (über eine Addierschaltung) zugleich einen empfindlichen Eingang für den eigentlichen Ringmodulator, so daß man ein durch ein Mikrofon aufgenommenes Signal (oder z.B. das Signal einer elektrischen Gitarre) ringmodulieren kann. Der Hüllkurven-Detektor besteht aus einer Vorverstärker-Stufe und einem "Block", in dem das verstärkte Signal gleichgerichtet und geglättet wird, so daß ein mit der Einhüllenden des Eingangssignals übereinstimmendes Spannungsniveau entsteht. Man denke dabei an die Standard-AM-Demodulation.

Der Rest des Blockschaltbildes spricht eigentlich für sich. Von den beiden Mischereingängen A und B ist der B-Eingang "aufgespalten" in einen normalen und einen empfindlichen Eingang. Mischer-Eingang A ist nur normal verfügbar. Die normalen Eingänge sind für Signale bis ca. 1,5 V_{SS} berechnet, wie sie z.B. im FORMANT-Synthesizer vorkommen. Am empfindlichen Eingang



reicht bereits ein Signal von 10 mV_{SS} zur Vollaussteuerung aus. Die Empfindlichkeit ist für die meisten Mikrofon- und Gitarrenelemente also hoch genug. Gehen wir nun über auf die ausgearbeitete Schaltung in Bild 4. Die wichtigste Komponente ist IC1, der Doppelbalance-Mischer, in dem die Multiplikation der Eingangssignale stattfindet. Das hier verwendete IC ist vom Typ LM 1496N. Eine Anzahl Widerstände ist nötig, um das IC nach Bedarf arbeiten zu lassen. Zunächst müssen die beiden Ausgangssignale in sicheren Grenzen gehalten werden, da sonst die Unterdrückung der Eingangssignale, die ja nicht an den Ausgang gelangen sollen, wesentlich schlechter wird. Daher werden die Eingangssignale mit Hilfe der Spannungsteiler R1/R3 und R8/R11 auf geringere Werte (maximal ca. 150 mV_{SS}), herabgesetzt. Auf diesem Niveau werden die Eingangssignale um mehr als 50 dB gegenüber dem Ausgangssignal unterdrückt. Diese Unterdrückung kann optimiert werden mit Hilfe der Einstellpotentiometer P2 und P3. R6 und R7 bilden einen Spannungsteiler, der das erforderliche Gleichspannungsniveau für die Anschlüsse 8 und 10 des Modulator-ICs festlegt. Die übrigen Widerstände sorgen für die restlichen Gleichspannungseinstellungen des LM 1496N. Die Ausgangsspannung ist wie bereits erwähnt an das FORMANT-Standardniveau von 1,5 V_{SS} angepaßt. A3 fungiert als Puffer. Der Hüllkurven-Detektor ist mit den Opamps A1, A2 und A4 aufgebaut. A1 ist eine Verstärkerschaltung, die das Eingangssignal auf das gewünschte Ni-

Stückliste

Widerstände:

R1, R8, R9 = 27 k
 R2, R5 = 12 k
 R3, R4, R11, R13 = 2 k
 R6, R7 = 1 k
 R10, R12, R14 = 6 k
 R15, R16 = 1 k
 R17 ... R20 = 15 k
 R21, R33 = 470 Ω
 R22, R24 = 5 k
 R23 = 820 k
 R25 = 18 k
 R26, R27, R28 = 68 k
 R29 = 680 k
 R30 = 220 k
 R31 = 10 k
 R32 = 47 k
 P1 = 10 k log Potentiometer
 P2 = 220 Ω (250 Ω) Trimpotentiometer
 P3 = 500 Ω Trimpotentiometer

Kondensatoren:

C1 = 100 µ/16 V
 C2, C3 = 120 n
 C4 = 180 n
 C5 = 22 n
 C6, C7 = 220 n
 C8 = 22 n
 C9, C10 = 470 n

Halbleiter:

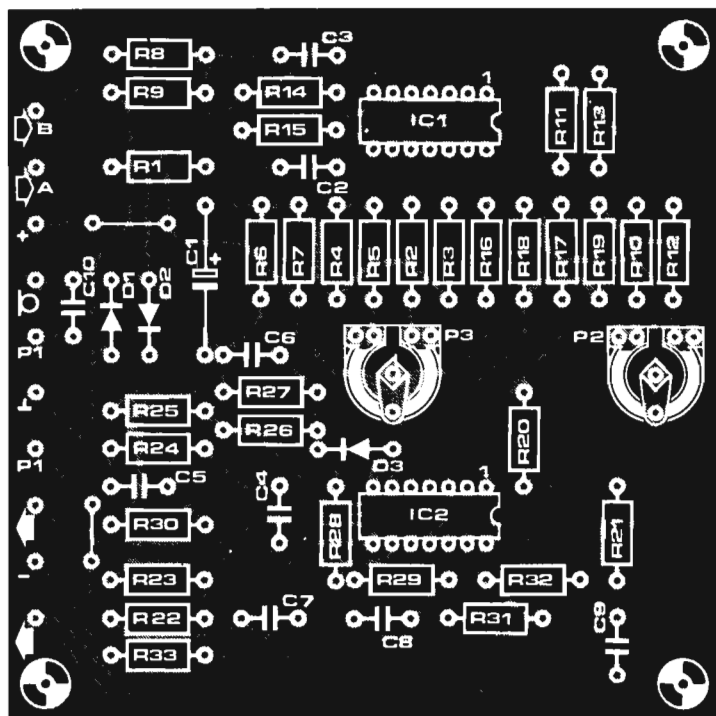
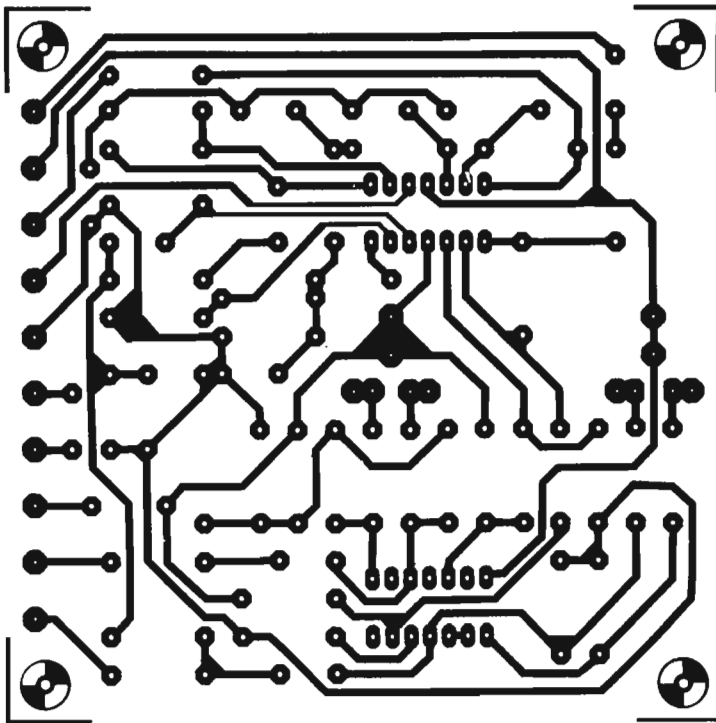
IC1 = LM 1496N (National)
 IC2 = TL 084
 D1 ... D3 = DUS

veau bringt. Die Empfindlichkeit ist mit Potentiometer P1 einstellbar. Nach der Verstärkerstufe werden eventuell zu große Spannungen mit D1 und D2 begrenzt. Über R9 wird dieses Signal gegenüber einem Signal am normalen B-Eingang entkoppelt; auf diese Weise entsteht die Wahlmöglichkeit zwischen normalem und empfindlichem Eingang. Opamp A2 formt zusammen mit der Diode D3 und dem Kondensator C6 einen Spitzengleichrichter. Zusammen mit einem hierauf folgenden Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 10 Hz liefert dieser ein Signal, das genau der Hüllkurve des Eingangssignals folgt. Mit Opamp A4 schließlich wird das Niveau der Einhüllenden festgelegt. Die Werte der Spannung am Ausgang des Hüllkurven-Detektors liegen zwischen 0 und 10 V.

Aufbau und Abgleich

Die Schaltung kann auf der Platine aus Bild 5 aufgebaut werden. Für das Modulator-IC existieren einige Äquivalente. Motorola liefert unter der Bezeichnung MC 1496P ein IC, das mit dem vorhin erwähnten Typ identisch und also auch brauchbar ist. Signetics hat das IC S 5596 im Lieferprogramm. Dieser Ersatztyp ist allerdings für die Platine wegen der abweichenden Anschlußbelegung nicht geeignet. Man verwendet also am besten LM 1496N von National oder MC 1496P von Motorola. Die Schaltung wird mit Versorgungsspannungen von +15 V und -15 V betrieben und benötigt nur einige zehn Milliampere. Der Abgleich ist einfach:

5



6

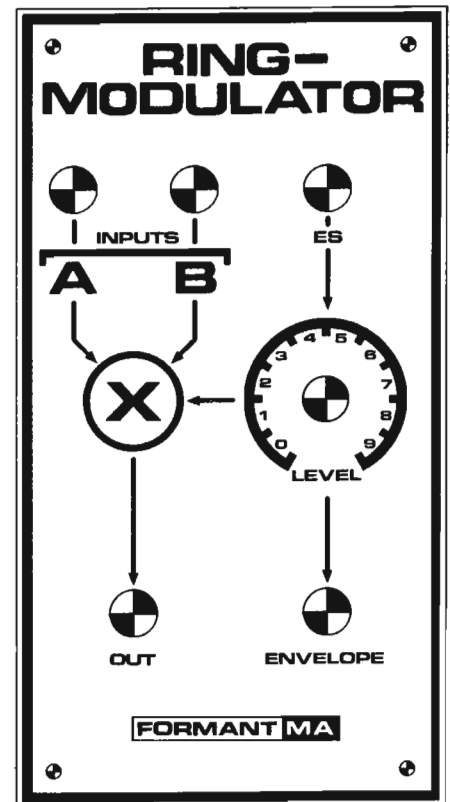


Bild 5. Platine und Bestückungsplan für die Schaltung in Bild 4.

Bild 6. Frontplattenvorschlag für den Einbau des Ringmodulators in den FORMANT. Auf der Frontplatte sind die Signalwege durch Pfeile angedeutet.

Bild 7. Das Platinen-Layout aus Bild 5 ist hier auf Europakartenformat gebracht. Das erleichtert den Einbau in 19"-Einschubgehäusen.

Bild 8. Vorschlag für einen Frontplattenhalter.

Man legt ein Eingangssignal an Eingang A und stellt das Einstellpotentiometer P3 so ein, daß am Ausgang des Ringmodulators so wenig wie möglich vom Eingangssignal hörbar ist. Hierauf folgt dasselbe mit einem Eingangssignal am B-Eingang und Einstellpotentiometer P2. Durch Wiederholung dieses Abgleichs ist die Schaltung gebrauchsfertig und man kann mit einer spannenden musikalischen Entdeckungsreise beginnen...

Wählt man für diese Entdeckungsreise als Medium den FORMANT, ist eine Frontplatte im FORMANT-Design und eine Platine im Eurocard-Format angebracht.

Die Frontplatte

Der Frontplattenvorschlag (Bild 6) entspricht in seinen Abmessungen einer "kleinen" FORMANT-Frontplatte und findet daher in den meisten FORMANT-Gehäusen noch Platz.

Das Potentiometer "Level" auf der Frontplatte entspricht P1 im Schaltbild und dient zur Einstellung der Eingangsempfindlichkeit eines externen Signals. Für ES verwendet man zweckmäßigerweise eine 6,35-mm-Klinkenbuchse. Die restlichen Ein- und Ausgänge sind mit den im FORMANT üblichen 3,5-mm-Klinkenbuchsen zu versehen. Die Pfeile geben schematisch die Signalwege wieder, so daß auch in die Technik

nicht eingeweihte Benutzer sich schnell zurechtfinden.

Die Platine

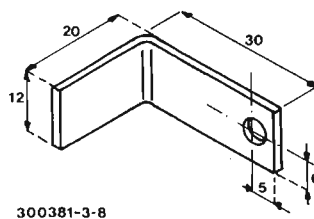
Um den Einbau in 19"-Einschubgehäusen zu erleichtern, ist das Platinenlayout in Bild 7 auf Europakartenformat ausgelegt. Die Bohrungen zur Befestigung der Frontplattenschalter und der 31-pol. Steckerleisten sind mit denen der übrigen FORMANT-Frontplatten identisch.

Der Bestückungsplan gleicht dem zu Bild 4. In die Versorgungsleitungen können zusätzlich Entstörelkos eingebaut werden.

Aufbauhinweise

Platinenaufbau und Abgleich bieten keine besonderen Schwierigkeiten. In der Praxis haben sich selbstgefertigte Frontplattenhalter aus Aluminiumblech bewährt. Diese werden aus 1,5... 2 mm starkem Blech, wie in Bild 8 dargestellt, geformt. Die Bohrungen sollten einen Durchmesser von 3,2 mm aufweisen. Die Frontplattenhalter (2 pro Modul) werden am besten mit 2-Komponenten-Kleber (z.B. UHU-endfest 300) auf die Rückfläche der Frontplatte geklebt. Die Frontplattenhalter lassen sich für alle FORMANT-Module und Erweiterungsschaltungen verwenden.

8



Anwendungsmöglichkeiten

Hauptanwendung des Ringmodulators dürfte wohl die "Verfremdung" von Instrumental- und Vokalklängen sein. Einige Beispiele zeigen die grundsätzliche Wirkungsweise:

Am Ausgang entsteht nur dann ein Signal, wenn an beiden Eingängen (Träger und Modulator) gleichzeitig ein Signal anliegt. Fehlt eines der Signale A und B, so entsteht am Ausgang kein Signal. Die Frequenz am Ausgang setzt sich aus der Summe und der Differenz der Eingangsfrequenzen zusammen, wobei keine der Eingangsfrequenzen alleine zu hören ist (siehe Tabelle 1). Gibt man auf beide Eingänge Signale gleicher Frequenz, so entsteht am Ausgang ein Signal doppelter Frequenz. Bei Verwendung nichtsinusförmiger Signale treten zusätzlich interessant klingende Intermodulation auf.

7

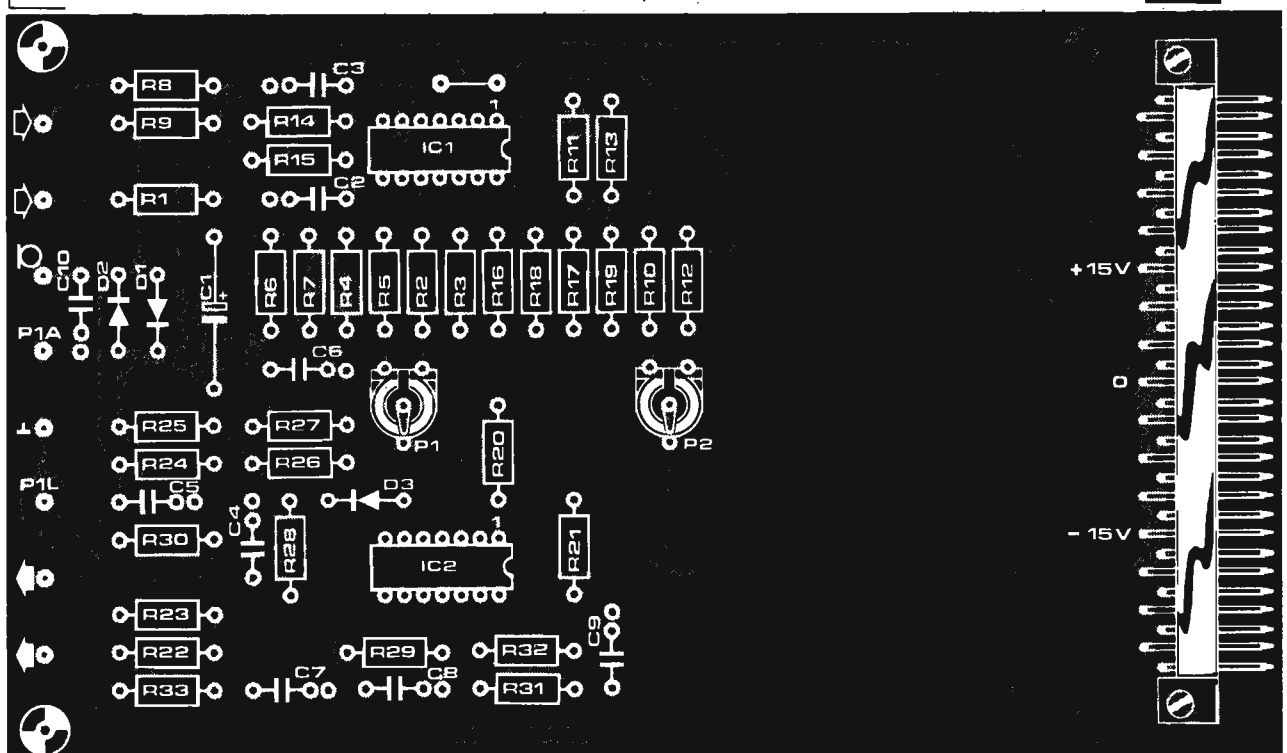
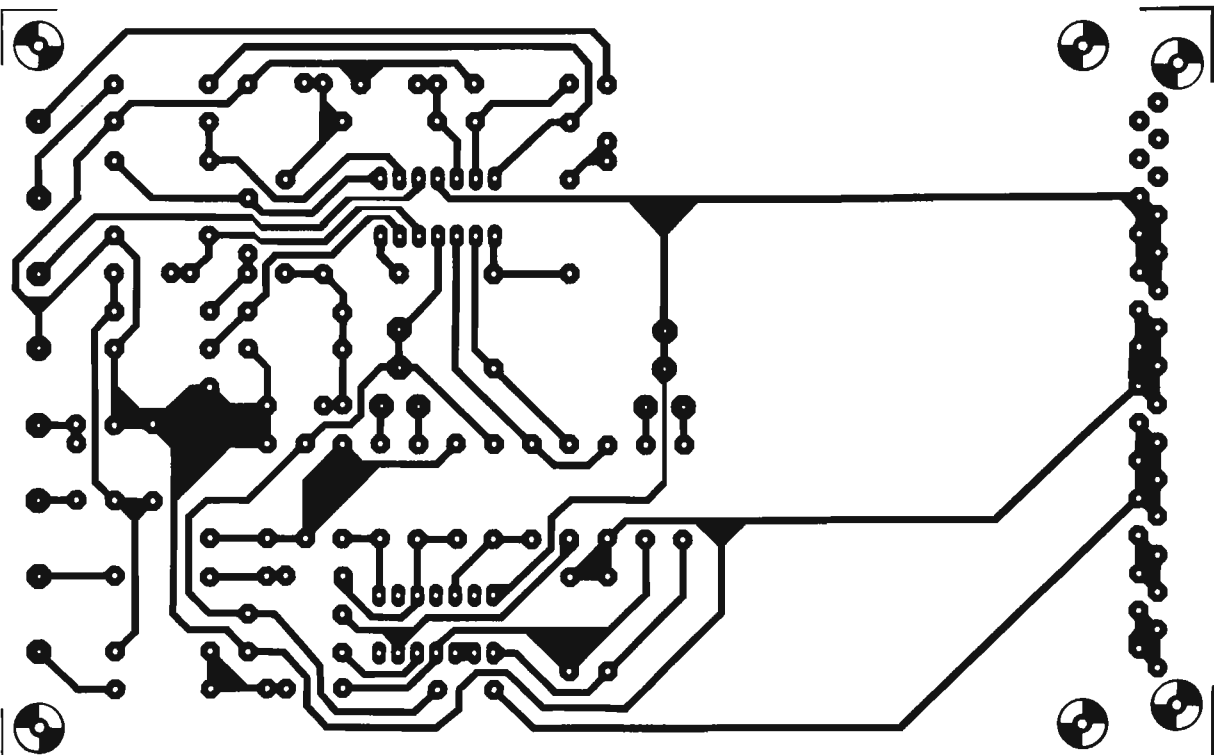


Bild 9. Grundeinstellung für den Klang mit den Harmonischen 1, 2, 3 und 4 (VCOs: $f_2 = 3f_1$).

Bild 10. Grundeinstellung für Strings, Akkordeon, Dudelsack, usw.

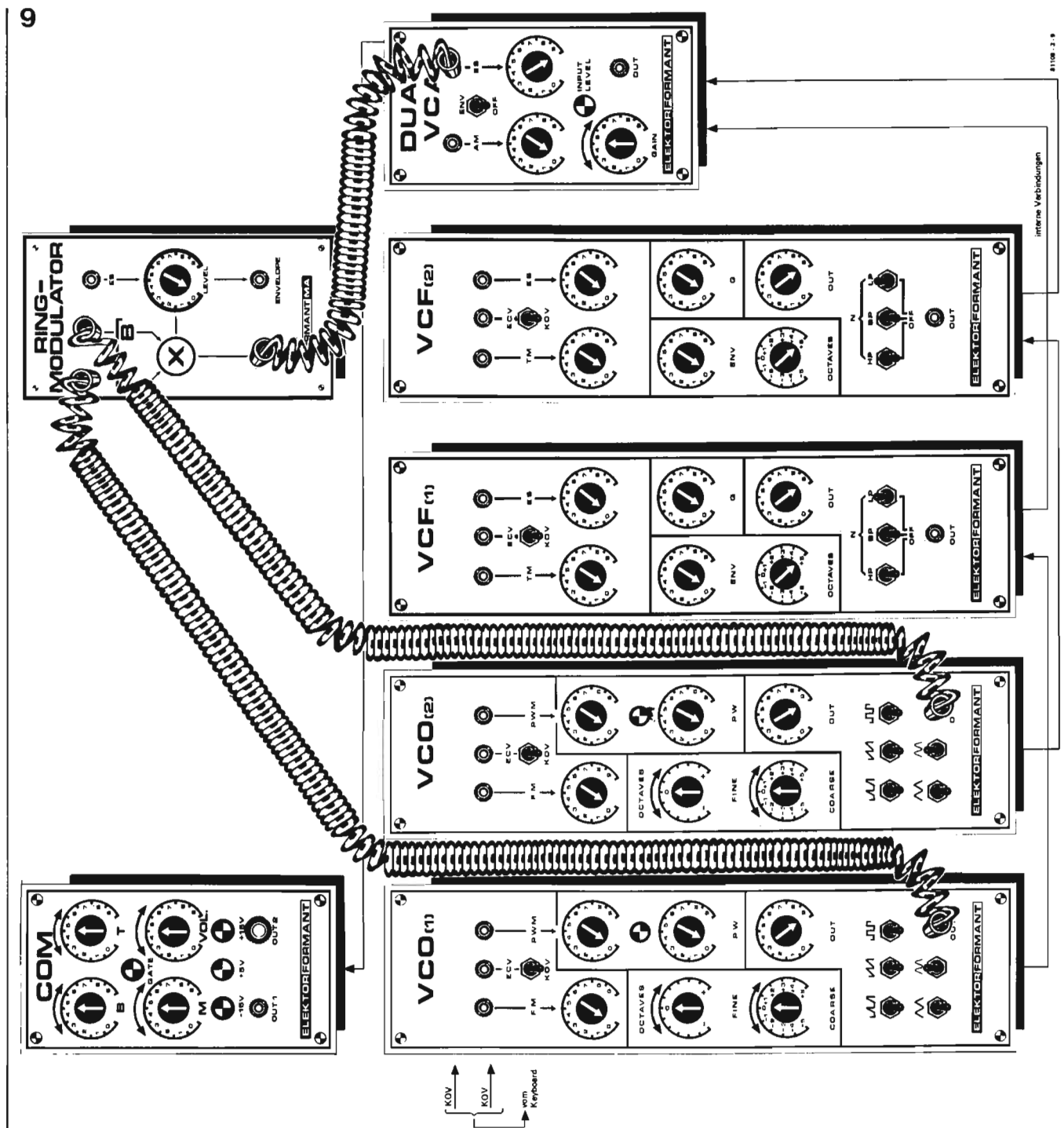
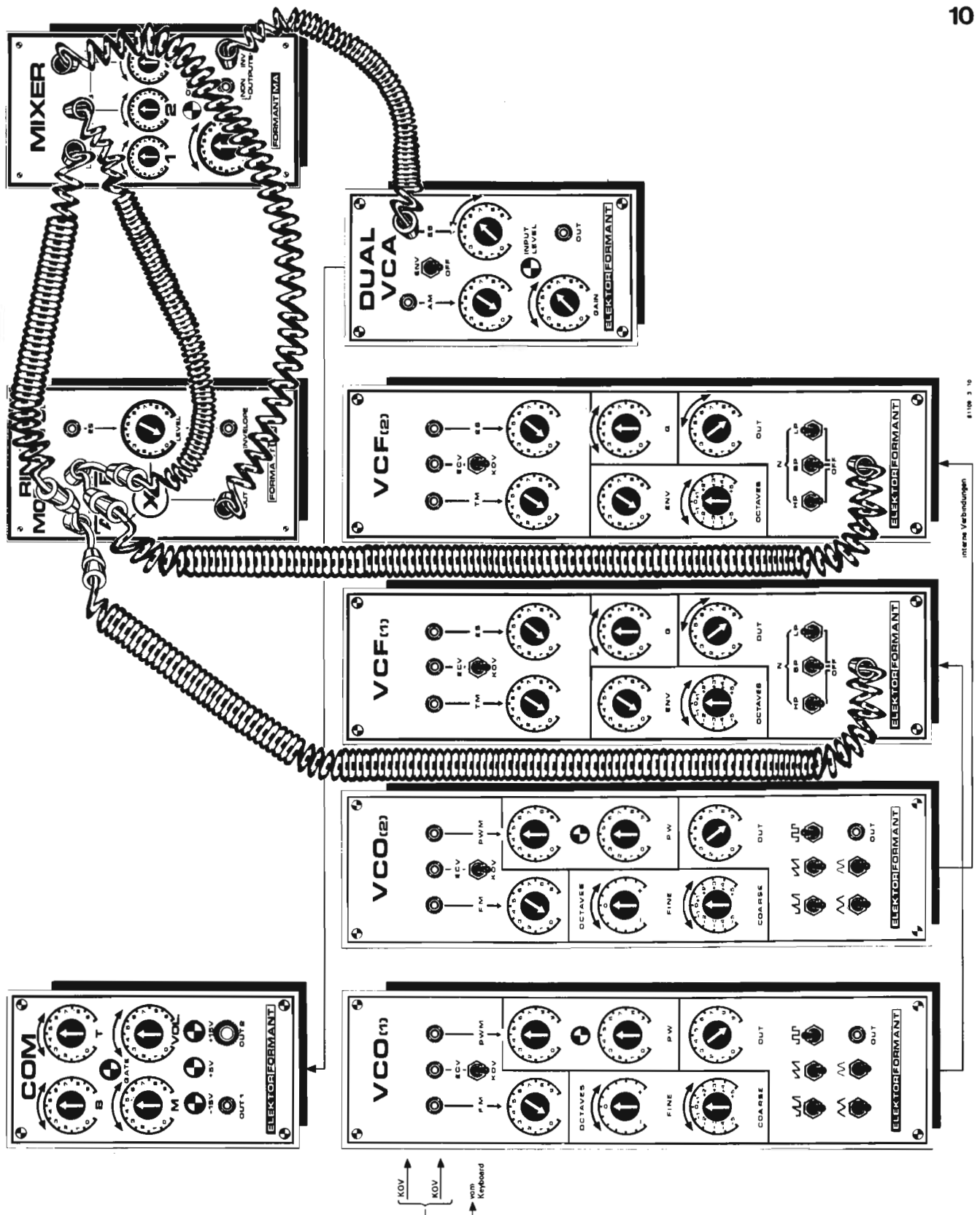


Tabelle 1. Wirkungsweise eines Ringmodulators.

Eingang A	800	700	600	500	400	300	200	100
Eingang B	400	400	400	400	400	400	400	400
Ausgang (Summe)	1200	1100	1000	900	800	700	600	500
Ausgang (Differenz)	400	300	200	100	0	100	200	300
Frequenz (Sinussignal) in Hz								

Sind die beiden Eingangssignale im Oktavabstand (Frequenzverhältnis 2 : 1) gestimmt, so entsteht am Ausgang ein Frequenzverhältnis von 3 : 1 (Duodezime, d.h. Oktave + Quint). Mischt man den Ringmodulatorausgang nun mit den Eingangssignalen (z.B. mit dem Universellen Mixer, Kapitel 5), entstehen Klänge, die mit zusätzlichen Harmonischen angereichert sind. Stehen die Eingangssignale nämlich in einem Fre-



quenzverhältnis von 3 : 1, entstehen auf diese Weise die Harmonischen 1, 2, 3 und 4 (Bild 9). Allgemein kann man sagen, daß neue harmonische Klänge entstehen, wenn die Frequenz der Eingangssignale im Verhältnis ganzer Zahlen stehen.

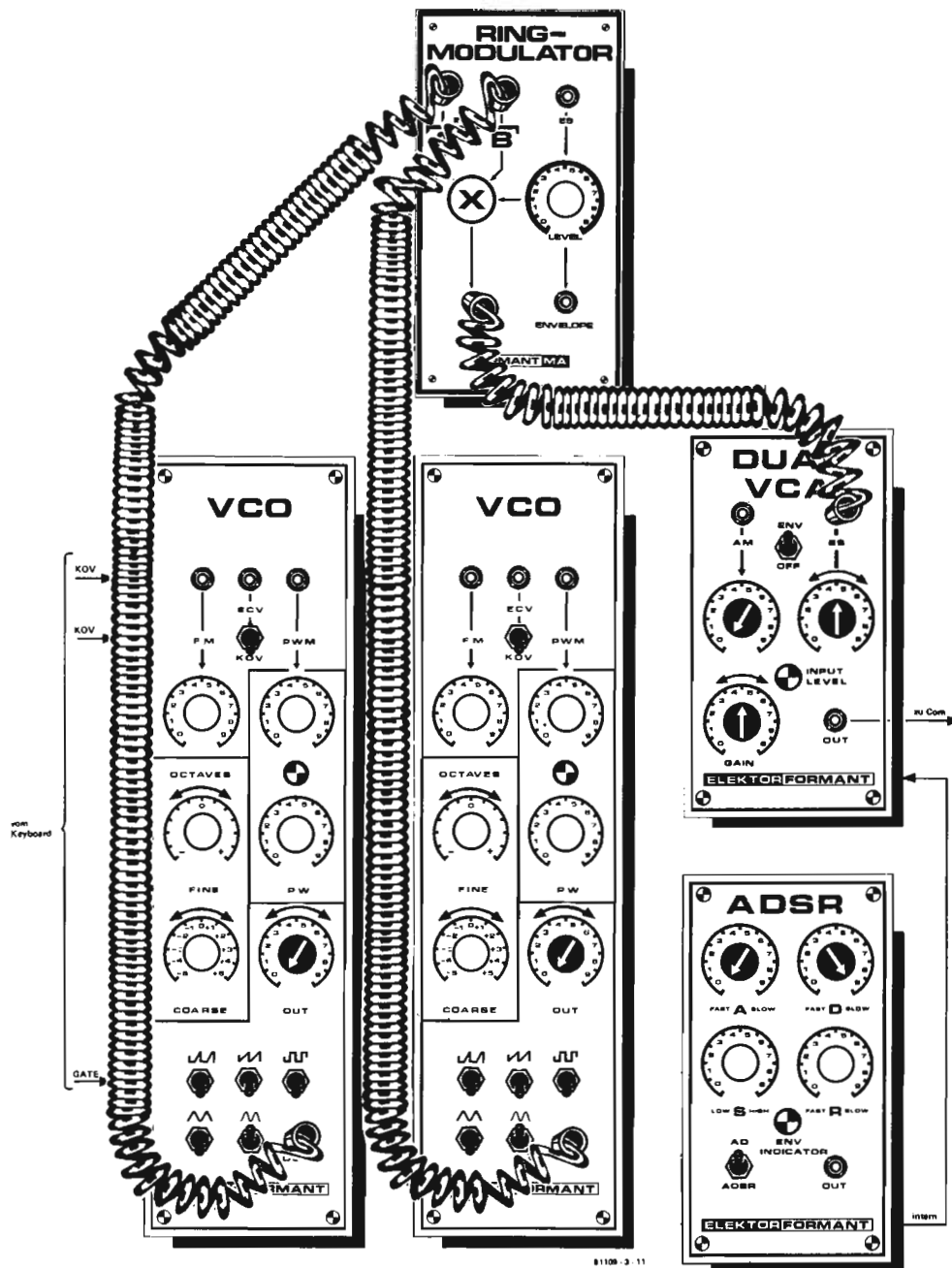
Verwendet man anstatt der Sinus-Rechtecksignale und filtert (mit VCFs) vor oder hinter dem Ringmodulator, entsteht ein klangliches "Rohmaterial",

das sich vorzüglich zur Nachbildung von obertonreichen Streicher-, Akkordeon- und Dudelsackklängen eignet (Bild 10). Auch eine Tonleiter läßt sich mit einem Ringmodulator transponieren. Sie kann dabei, je nach Trägerfrequenz, schrumpfen oder sich dehnen.

Bei geeigneter Wahl der Eingangsfrequenzen lassen sich vokale Klänge, Kurzwellengeräusche aber auch gong- und glockenartige "Klänge" (siehe

Bild 11), die vom Vorherrschenden nicht-harmonischer Obertöne gekennzeichnet sind, erzeugen. Die Dissonanzen sind umso stärker, je höher die Frequenz und je dichter die Obertöne der Signale sind (z.B. Sägezahn).

Da der Elektor-Ringmodulator über einen eigenen Vorverstärker verfügt, können über den ES-Eingang auch leicht Experimente mit der Verfremdung natürlicher Instrumentalklänge



realisiert werden (siehe Bild 12). Hierzu eignen sich vor allem, neben elektroakustischen und vollelektronischen Instrumenten, Blasinstrumente (über Mikrophon). Jenachdem wird hier aber eine zusätzliche Filterung zur Unterdrückung der meist unerwünschten Frequenzen $3f_1 - f_2$, $3f_1 + f_2$, $5f_1 - f_2$, $5f_1 + f_2$, ... notwendig sein. Auch hier sollten dem ringmodulierten Signal auch die Originalsignale anteilig hinzugemischt werden. Über den ES-Eingang können auch Tonband- und Schallplattenaufnahmen einer Verfremdung unterzogen werden.

Ein eigenes Kapitel sind die Sprachverfremdungseffekte, für die der Elektor-Ringmodulator in Verbindung mit dem FORMANT fast prädestiniert ist. Moduliert man die über ein Mikrophon zugeführte Sprechstimme mit einem niederfrequenten Rechteck (siehe Bild 13), entsteht eine, aus Science-fiction-Filmen bekannte, Roboter- oder

Computerstimme. Durch zusätzliche Modulationen (z.B. PWM) läßt sich das Signal weiter verzerren bis die Sprachverständlichkeit vollkommen verloren geht.

Auch die Verwendung des Ringmodulators als eine Art "VCA" (Zweiquadranten-Multiplizierer) ist denkbar, indem man einen Eingang mit dem zu modulierenden Audio-Signal speist, während am anderen Eingang eine Steuerspannung angeschlossen wird.

Die Anwendungsmöglichkeiten des ebenfalls im Elektor-Ringmodulator eingebauten Hüllkurven-Folgers werden in Kapitel 5 (Envelope-Follower) näher beschrieben.

Klangeindrücke können mit Worten nur unzureichend beschrieben werden. Aus diesem Grund sei abschließend noch auf Werke bekannter Komponisten, die sich mit dem Einsatz von Ringmodularen beschäftigt haben, hingewiesen, die auch auf Schallplatte

erhältlich sind:

W. Kaegi: "Thai Clarinet"

K. Stockhausen: "Kontakte"

Verwendet man mehrere Ringmodulatoren, steigen auch die (Verfremdungs-) Möglichkeiten. Weitere Details würden jedoch im Rahmen dieser Beschreibung zu weit führen.

Die angeführten Beispiele, z.T. durch "Program-Sheets" verdeutlicht, sollen jedoch den Einstieg zum Experimentieren erleichtern, denn der Ringmodulator kann trotz oder vielleicht gerade wegen seiner vielfältigen Möglichkeiten aktiv in das Klangeschehen einzugreifen, leicht mißbraucht werden und in eine musikalische "Sackgasse" führen. Anschließend einige technische Daten für den Ringmodulator:

Frequenzbereich: 20 ... 20 000 Hz

Übersprechdämpfung (von den Eingängen): 60 dB.

Eingangsimpedanz: 50 k

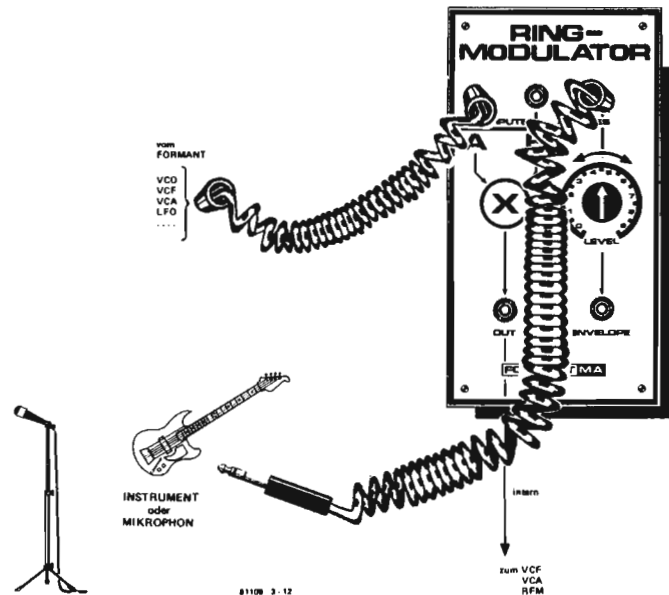
Ausgangsimpedanz: 500 Ω

Bild 11. Erzeugung von Schlaginstrumenteffekten (z.B. Gong) mit dem Ringmodulator. Der stärkste Effekt entsteht, wenn man die VCOs in einer Quart (5 Halbtöne) oder einer verminderten Sext (9 Halbtöne) stimmt.

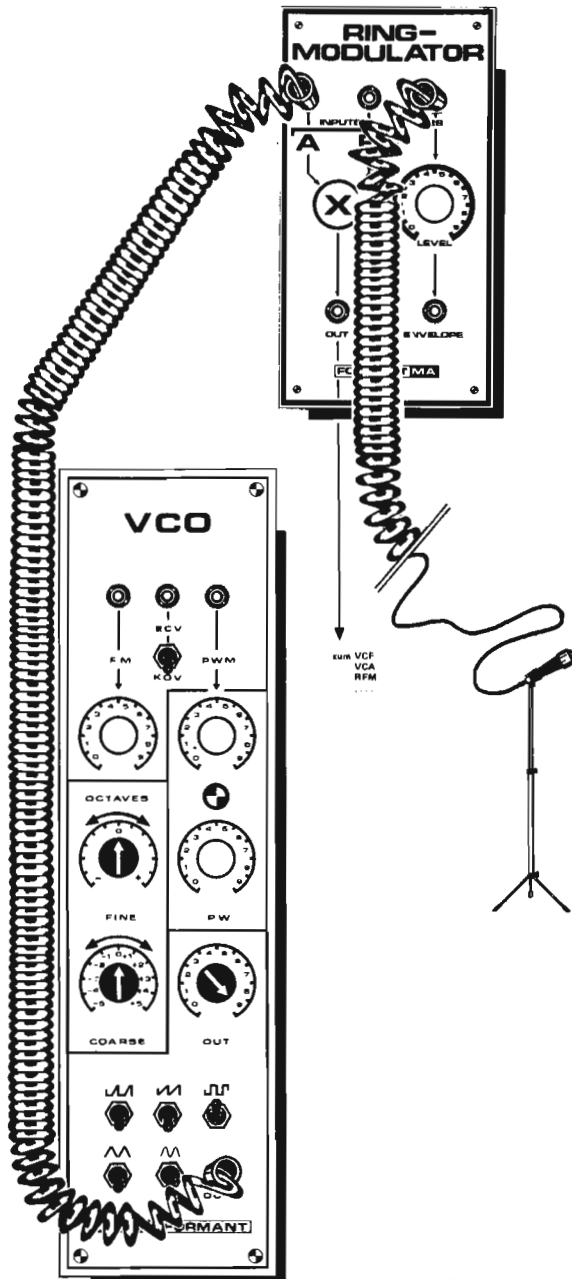
Bild 12. Grundsaltung des Ringmodulators zur Verfremdung von externen Instrumental- oder Vokalklängen.

Bild 13. Grundsaltung zur Erzeugung einer "Roboterstimme". Wer Lust im Experimentieren hat, sollte das VCO-Signal unbedingt mit PWM und Filterung (VCF) verändern.

12



13



Literatur:

- C. Anderton: *Electronic Projects for Musicians, Project No. 9, Ringmodulator (mit Schallfolie)*, GPI Publications, Saratoga, 1975, S. 83 ff.
- W. Kaegi: *Elektronische Musik im Studio*, Neue Züricher Zeitung, Nr. 259 (8. Juni 1970), S. 40
- W. Kaegi: *Vom Sinuston zur elektronischen Musik*, (mit Demo-Schallplatte), Verlag Der Elektroniker, Aarau und Stuttgart, 1970
- T. Oberheim: *A Ring Modulator Device for the Performing Musician*, AES-Preprint, No. 708 (G-4), (1970)
- G.D. Shaw: *Minisonic 2*, S. 19-21; In: *Practical Electronics Sound Design*, IPC Magazines Ltd., London
- H. Tünker: *Electronic-Pianos und Synthesizer*, Franzis-Verlag, München, RPB-Serie Nr. 302 (1975, 1. Aufl.), S. 129

Nachbausaltungen:

- Analog Multipliers, Electronotes Application Note No. 68* (1977)
- H.J. Andree: *NF-Ringmodulator mit minimalem Aufwand*, Funkschau 1979, Heft 22, S. 1324
- H. Koppenhöfer: *Ein Ringmodulator für den NF-Bereich*, Funkschau 1977, Heft 8, S. 352-353
- Ringmodulator*, Elrad, Heft 6/1980, S. 23
- G.D. Shaw: *P.E. Sound Synthesizer, Ringmodulator*, Practical Electronics, Aug. 1973
- G.D. Shaw: *Sound Design Book*, Practical Electronics, London, S. 19-21
- H. Tünker: *Electronic-Pianos und Synthesizer*, Franzis Verlag, München, RPB-Serie Nr. 302 (1979, 2. Aufl.), S. 108-111
- Sprachverfremder*, Elektor, Heft 106, Dez. 1979, S. 12-40 ff.

Phase Shifter

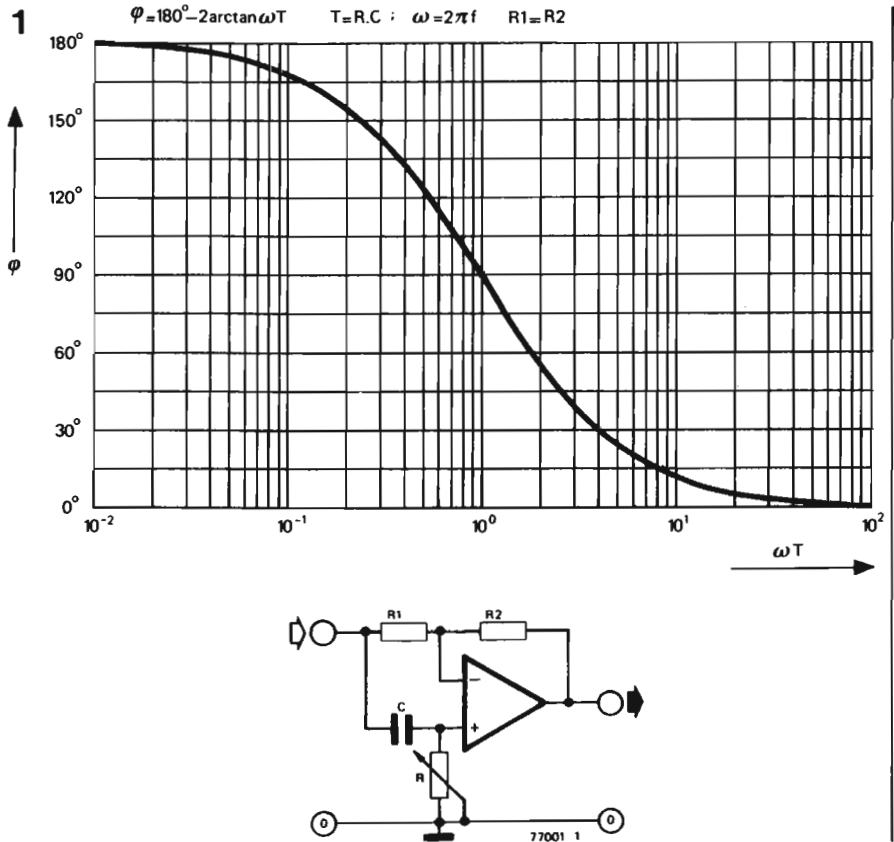
Ein eigenes Phaser-Modul für den FORMANT ist das Pünktchen auf dem "i", mit dem vor allem kleinere FORMANT-Versionen (z.B. "Mini-FORMANT") musikalisch aufgewertet werden.

Viele "typische" Synthesizerklänge werden gerade wegen ihrer "Lebendigkeit" als besonders reizvoll empfunden. In größeren Synthesizern entsteht dieser Effekt auf ganz natürliche Weise unter Verwendung mehrerer unabhängiger (spannungsgesteuerter) Oszillatoren, was zu sehr komplexen Phasing-Mustern führt.

Zwar läßt das FORMANT-VCO als Besonderheit (gegenüber vielen kommerziellen Geräten) für die Rechteck-Kurvenform eine Pulsweitenmodulation (PWM) zu, womit auch ein Phasing-Effekt mit nur einem VCO erzeugt werden kann, dieser wirkt aber nicht auf die übrigen Kurvenformen. Gerade hier hat sich ein eigenes Phase Shifter-Modul als vorteilhaft erwiesen.

Im Gegensatz zu Hoch- und Tiefpaßfiltern bleibt bei Allpaßfiltern die Amplitude des Ausgangssignals über einen großen Frequenzbereich konstant. Dafür ist bei Allpässen zwischen Eingangs- und Ausgangssignal eine frequenzabhängige Phasenverschiebung vorhanden. Diesen Effekt kann man zur Verzögerung analoger Signale nutzen. Deshalb werden in der Musikelektronik gerne solche Phasenschieber eingesetzt, um den bekannten Phasing-Effekt zu erzeugen.

Wie einfach sich ein Allpaß realisieren

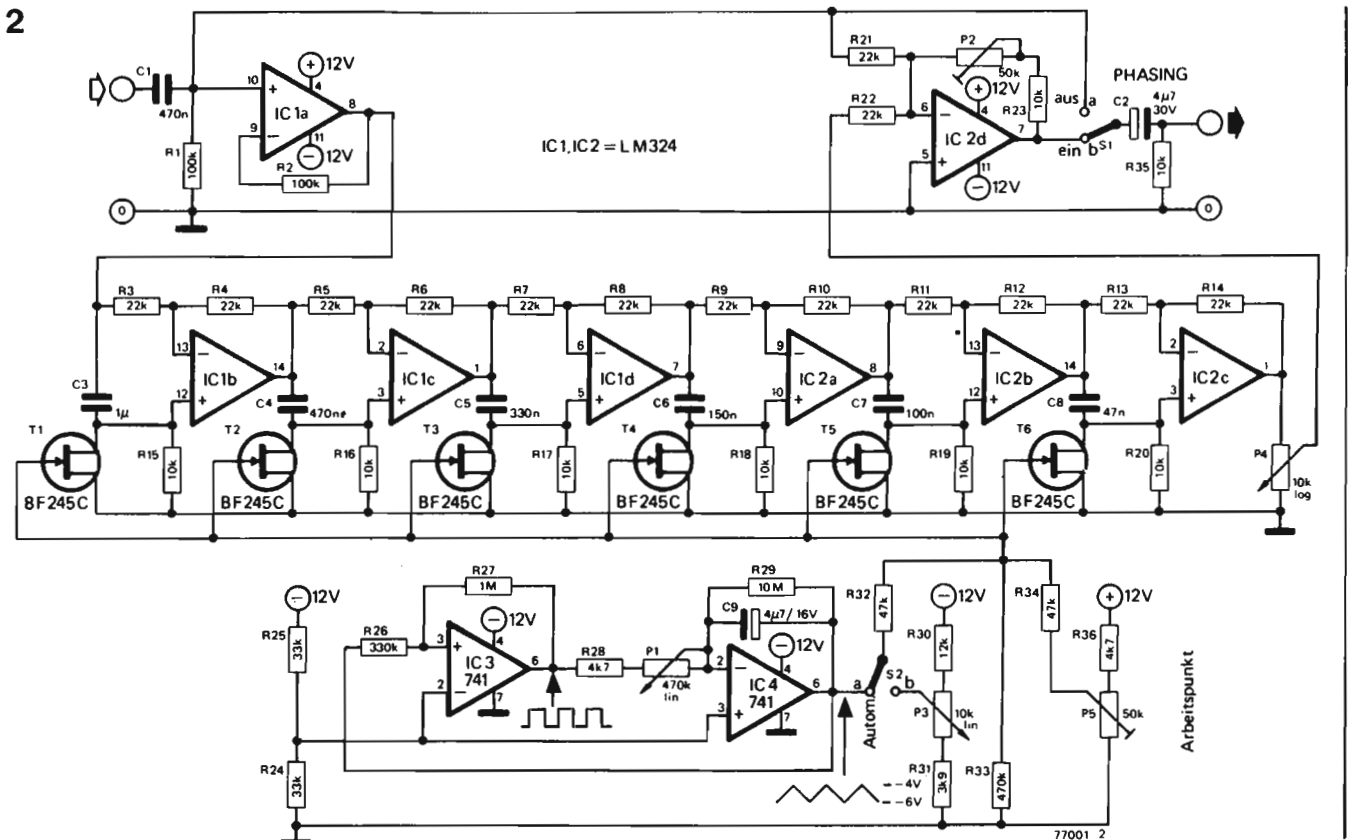


läßt, geht aus Bild 1 hervor. Die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal ist bei dieser Schaltung nur von der Größe des Widerstandes R und des Kondensators C abhängig. Das Diagramm zeigt die Phasenverschiebung in Abhängigkeit von der Frequenz. Daraus ist ersichtlich, daß es sich um einen Allpaß erster Ordnung handelt,

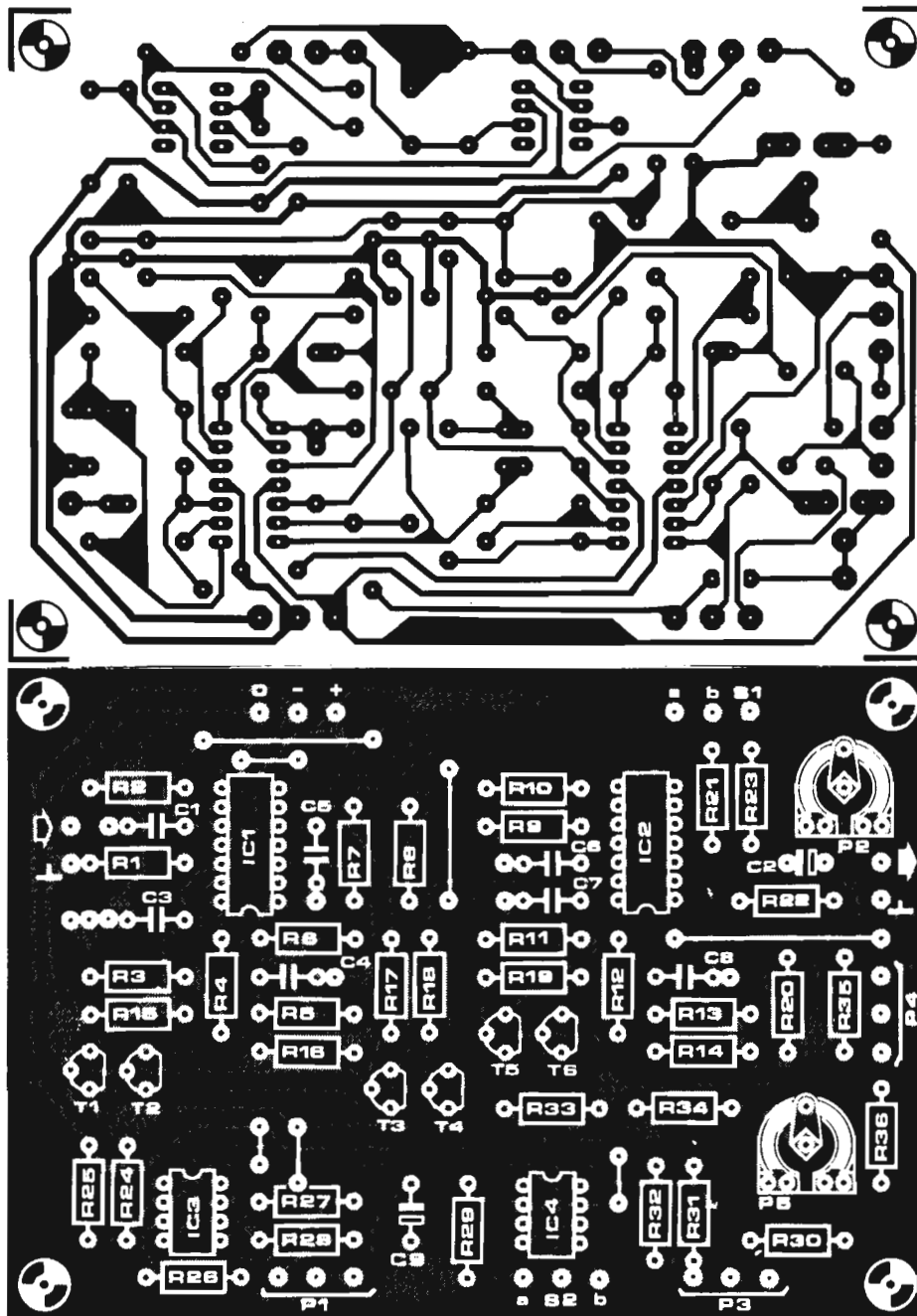
Bild 1. Prinzipieller Schaltungsaufbau eines Allpaßfilters. Das Diagramm zeigt die Phasenverschiebung in Abhängigkeit von der Frequenz.

Bild 2. Komplette Phaser-Schaltung.

Bild 3. Platinenlayout und Bestückungsplan für die Schaltung aus Bild 2.



3



weil die Phasenverschiebung von 0° bis 180° reicht.

Bild 2 zeigt die Schaltung des Phasers. IC1a sorgt für einen hohen Eingangswiderstand. Sein Ausgang steuert eine sechsstufige Phasenschieberkette, die mit den Operationsverstärkern IC1b... IC2c aufgebaut ist. Die Feldeffekttransistoren T1... T6 arbeiten als spannungsgesteuerte Widerstände. Je größer der Drain-Source-Widerstand ist, desto kleiner wird die Phasenverschiebung. Mit dem Operationsverstärker IC2d wird das verzögerte und unverzögerte

Eingangssignal addiert, und mit Potentiometer P2 läßt sich die Ausgangsamplitude des Miniphasers allen Verstärkerempfindlichkeiten anpassen. Damit ein Phasing-Effekt entstehen kann, benötigt man noch einen Dreiecksgenerator, der die Gates der Feldeffekttransistoren T1... T6 steuert. Dieser ist mit den Operationsverstärkern IC3 und IC4 aufgebaut. Der erste Operationsverstärker arbeitet als nichtinvertierender Schmitt-Trigger, dessen Hysterese in erster Linie durch die Mitkopplung der Widerstände R26, R27

bestimmt wird. Sein Eingangssignal erhält er von einem Integrator, der aus den frequenzbestimmenden Komponenten R28, P1, C9 und IC4 besteht. Die Amplitude der am Ausgang des Integrators anliegenden Dreiecksspannung reicht von $-6\text{ V} \dots -4\text{ V}$, da die Gates der FETs negativ gegenüber dem Source vorgespannt sein müssen. Der Dreiecksgenerator läßt sich auch abschalten, und mit dem Potentiometer P3 kann man dann manuell phasen. Das empfiehlt sich besonders bei Schlagzeugen, da dann der Phasingeffekt

Stückliste

Widerstände:

R1, R2 = 100 k
R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10,
R11, R12, R13, R14, R21,
R22 = 22 k
R15, R16, R17, R18, R19, R20,
R23, R35 = 10 k
R24, R25 = 33 k

R26 = 330 k
R27 = 1 M
R28, R36 = 4k7
R29 = 10 M
R30 = 12 k
R31 = 3k9
R32, R34 = 47 k
R33 = 470 k

P1 = 470 k lin.
P2, P5 = 50 k Trimmer
P3 = 10 k lin.
P4 = 10 k log.

Kondensatoren:
C1 = 470 n
C2 = $4\mu\text{F}/30\text{ V}$ Tantal

C3 = 1 μ
C4 = 470 n
C5 = 330 n
C6 = 150 n
C7 = 100 n
C8 = 47 n
C9 = $4\mu\text{F}/16\text{ V}$ Tantal

Halbleiter:

IC1, IC2 = 324 (besser XR 4212)
IC3, IC4 = 741
T1, T2, T3, T4, T5, T6 = BF 245C

Sonstiges:

S1, S2 = Schalter 1 x Um

optimal dem Spieltempo des Schlagzeugers angepaßt werden kann. Die Phasingtiefe, d.h. ob das verzögerte oder das Originalsignal bevorzugt verstärkt werden soll, läßt sich mit dem Potentiometer P4 beeinflussen. Der Phasingeffekt tritt am stärksten auf, wenn der Dreiecksgenerator ungefähr auf einer Frequenz von 0,5 Hz ... 1 Hz schwingt. Erhöht man die Frequenz dieses Generators auf ca. 4 Hz, geht zwar der Phasing-Effekt verloren, aber ein neuer entsteht: Phasenvibrato. Um die Toleranzen der Feldeffekttransistoren auszugleichen, ist das Potentiometer P5 vorgesehen.

Bild 4. Frontplattenvorschlag Phase Shifter.

Bild 5. Die Versorgungsspannung für den Phaser beträgt ± 12 V. Aus der ± 15 V-FORMANT-Versorgungsspannung kann man mit wenigen Bauelementen die erforderliche Spannung ableiten.

Bild 6. Platinenlayout und Bestückungsplan für die Schaltung aus Bild 2. Die Platine hat Europakartenformat und ist um die Schaltung aus Bild 5 erweitert.

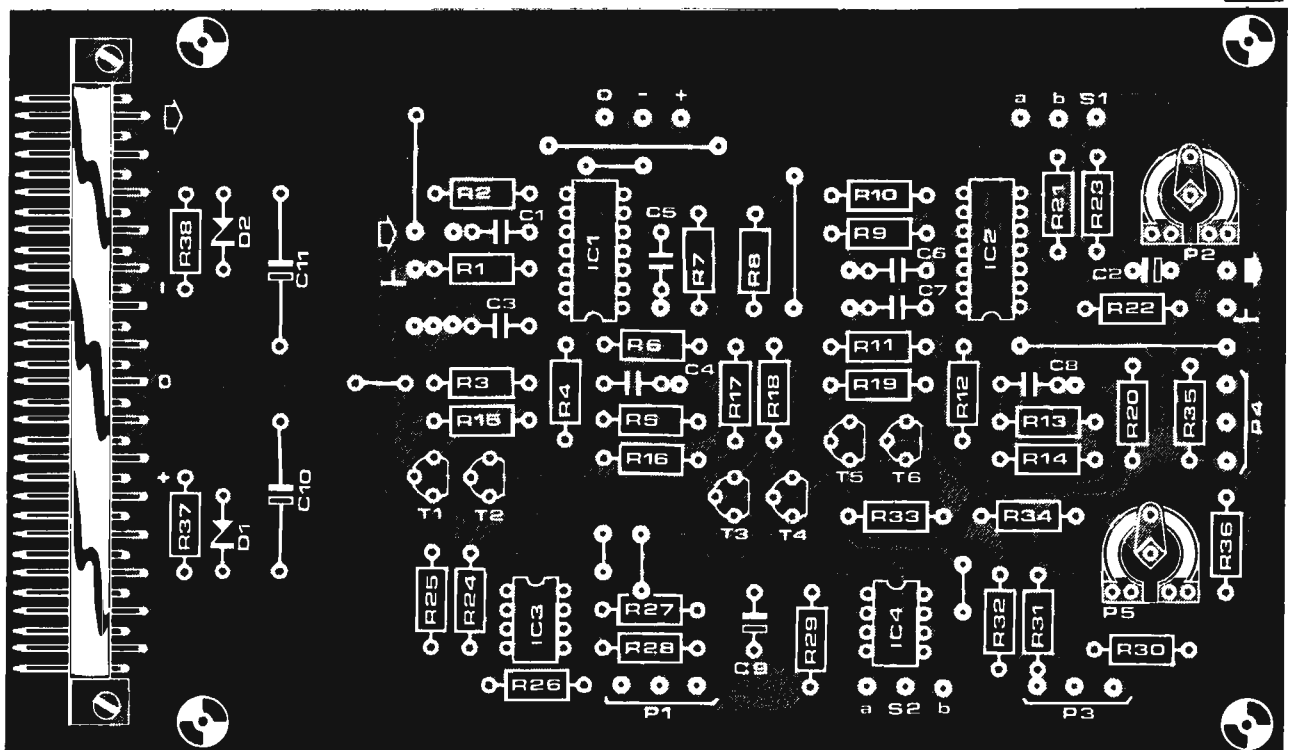
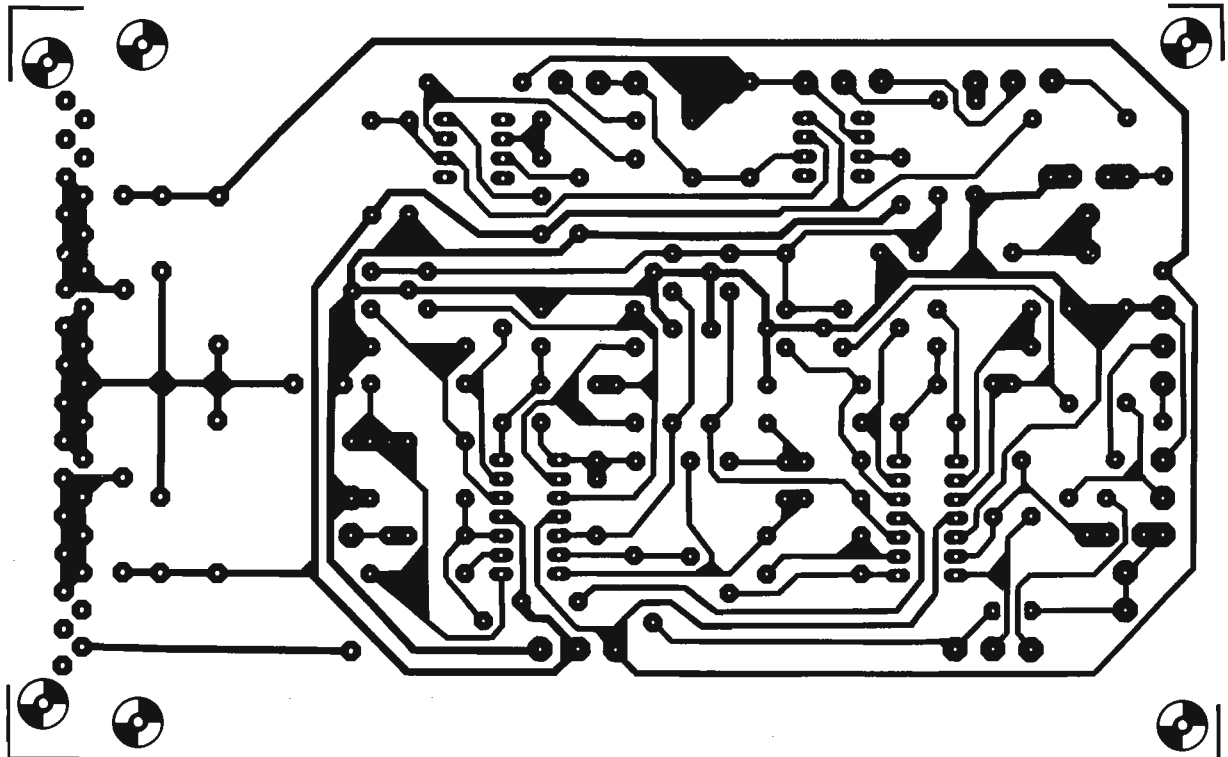
Die Frontplatte

Bild 4 zeigt den Frontplattenentwurf zum Phase Shifter.

Als Schalter für die Funktion "automatic/manual frequency-modulation" (S2) genügt ein einpoliger Miniatur-Umschalter. Die Bohrungen für die Potentiometer sind für Typen mit 6-mm-Achse ausgelegt (P1 = automatic frequency-modulation, P3 = manual frequency-modulation, P4 = rate).

Mit S1 (on/off) kann der Phasingeffekt wahlweise abgeschaltet werden, ohne die Patchcords umstecken zu müssen. Andererseits kann mit diesem Schalter auch die gewünschte Phasing-

6

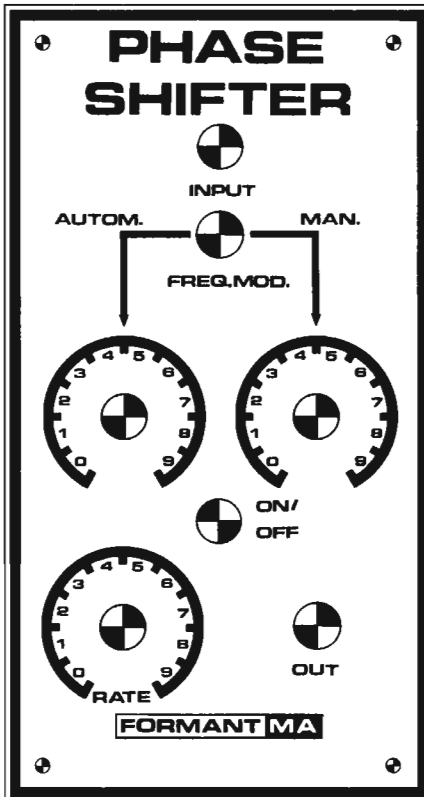


tiefe vorprogrammiert werden.

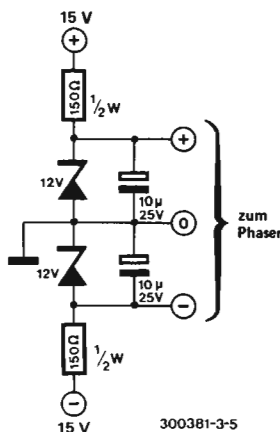
Die Platine

Das Platinenlayout (Bild 6) ist gerade im Hinblick auf die Verwendung in 19"-Einschubgehäusen und Kartenmagazinen neu entworfen. Die zusätzliche Beschaltung der Versorgungsleitungen ist in Bild 5 angegeben. Die Verwendung einer 31-poligen Steckerleiste ist vorgesehen. Im übrigen ist der Bestückungsplan mit dem aus Bild 3 identisch.

4



5



Anwendungshinweise

Das Phase-Shifter-Modul wird am besten zwischen COM-Modul und Endverstärker geschaltet. Will man das Phasing auch mit dem Kopfhörerausgang des COM abhören, kann es auch zwischen VCA und COM verdrahtet werden. Verwendet man mehrere Phase-Shifter-Module mit verschiedenen Taktfrequenzen, lassen sich relativ echt klingende "Strings"-Effekte erzeugen (vergl. "Verzögerungstaktik (2)", Elektor, Heft 101, Mai 1979, Seite 5-40 ff.).

Krimisizer

Zur Untermalung von Hörspielen und Disco-Shows bedient man sich gerne passender Effektgeräusche; ein solches liefert die hier beschriebene Sirenen-schaltung. Wohl jeder kennt den Unterschied zwischen dem "Tatü-Tata" der europäischen Polizei und dem nervösen Heulen, mit dem sich ihre amerikanischen Kollegen ankündigen. Der "Krimisizer" kann beide Geräusche erzeugen.

Die blockschematische Darstellung in Bild 1 zeigt das Prinzip der Schaltung. Ein astabiler Multivibrator (AMV) erzeugt eine Spannung, die im Fall der amerikanischen Sirene mit Hilfe eines Integrators und eines Tiefpasses zu einem sinusähnlichen Signal umgeformt wird. Dieses Signal steuert einen spannungsgesteuerten Oszillator (VCO). Bei der europäischen Sirene wird das Rechtecksignal am Integrator vorbei unmittelbar auf den VCO gegeben.

Die aktiven Bauelemente im AMV sind die Transistoren T1 und T2 in Bild 2.

Für die beiden Sirenenarten sind unterschiedliche Taktfrequenzen des AMV erforderlich. Bei der E-Sirene (Schalter in Stellung "E") bestimmen die Bauelemente R2, R3, P1 und C2 die Frequenz, bei der A-Sirene sind R3, P2 und C2 für die Heulgeschwindigkeit maßgebend. Diode D1 schützt den Transistor T1 vor einer zu hohen Basis-Emitter-Sperrspannung. Mit Potentiometer P3 wird die Amplitude des integrierten Signals eingestellt, sie bestimmt die "Heulfrequenz" der A-Sirene. Zusammen mit P3 hat auch die Bemessung von R10 und C5 Einfluß auf die Integratoramplitude. Am Glied R11/C4 entsteht aus der ursprünglichen Dreiecksspannung ein Signal mit sinusähnlichem Verlauf. Diese Spannung steuert die Frequenz des VCO in der Weise, daß der typische Sirenenton entsteht. Die Grundfrequenz der Sirene wird mit Poti P6 eingestellt. Im Grunde genommen ist es unrichtig, von einem VCO zu sprechen: Tatsächlich handelt es sich um einen stromgesteuerten Oszillator.

In Schalterstellung E erzeugt die Schaltung den europäischen Sirenenklang. Die am Potentiometer P4 abgegriffene Rechteckspannung schaltet den VCO sprunghaft zwischen zwei Festfrequenzen um. Zur Einstellung der tieferen

Tonfrequenz dient Poti P5; mit P4 wird die "Sprunghöhe", somit also die Frequenz des höheren Tones eingestellt. Für S1 ... S3 kann man einen Schalter 3 x UM verwenden, jedoch erweitert sich die Skala der Sirenenklänge, wenn man drei unabhängige Umschalter 1 x UM verwendet.

Dieses Modul ist sicherlich eine Ergänzung, die Synthesizer-Puristen kalt läßt, denn Sirenen-Geräusche lassen sich im FORMANT auch mit LFOs erzeugen. Das Krimisizer-Modul bietet jedoch die Möglichkeit, typische (Polizei)-Sirenen ohne großen Kabelwald ("patchcords") einfach und schnell herzustellen, was gerade beim Einsatz auf der Bühne von Vorteil ist.

Frontplatte und Platine

Für die praktische Realisierung ist eine zum FORMANT passende Frontplatte, sowie eine Platine vonnöten. Die Bilder 4 und 6 zeigen entsprechende Vorschläge.

Für die Verwendung im FORMANT

Stückliste

Widerstände:

R1, R16, R17 = 2k2
R2, R3, R5, R20 = 100 k
R4, R7, R10 = 10 k
R6, R8, R9, R11, R12,
R13, R14 = 1 k
R15 = 3k3
R18 = 22 k
R19 = 12 k
P1, P2 = 500 k Trimmer
P3 = 100 k Trimmer
P4 = 25 k Trimmer
P5, P6 = 5 k Trimmer

Kondensatoren:

C1 = 22 μ, 6 V
C2 = 1,5 μ, 63 V
C3, C6 = 47 μ, 16 V
C4 = 470 μ, 6 V
C5, C8 = 4 μ, 16 V
C7 = 680 n
C8 = 4 μ, 16 V

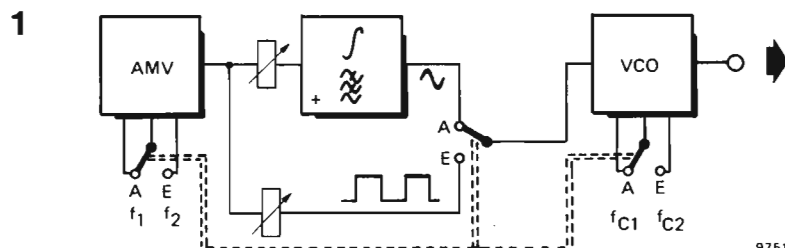
Halbleiter:

T1, T3, T8 = TUN
T2 = TUP
T4, T5, T6, T7 = BC 547B
D1, D2, D3, D4 = 1N4148
Z1 = Zenerdiode 4V7/250 mW

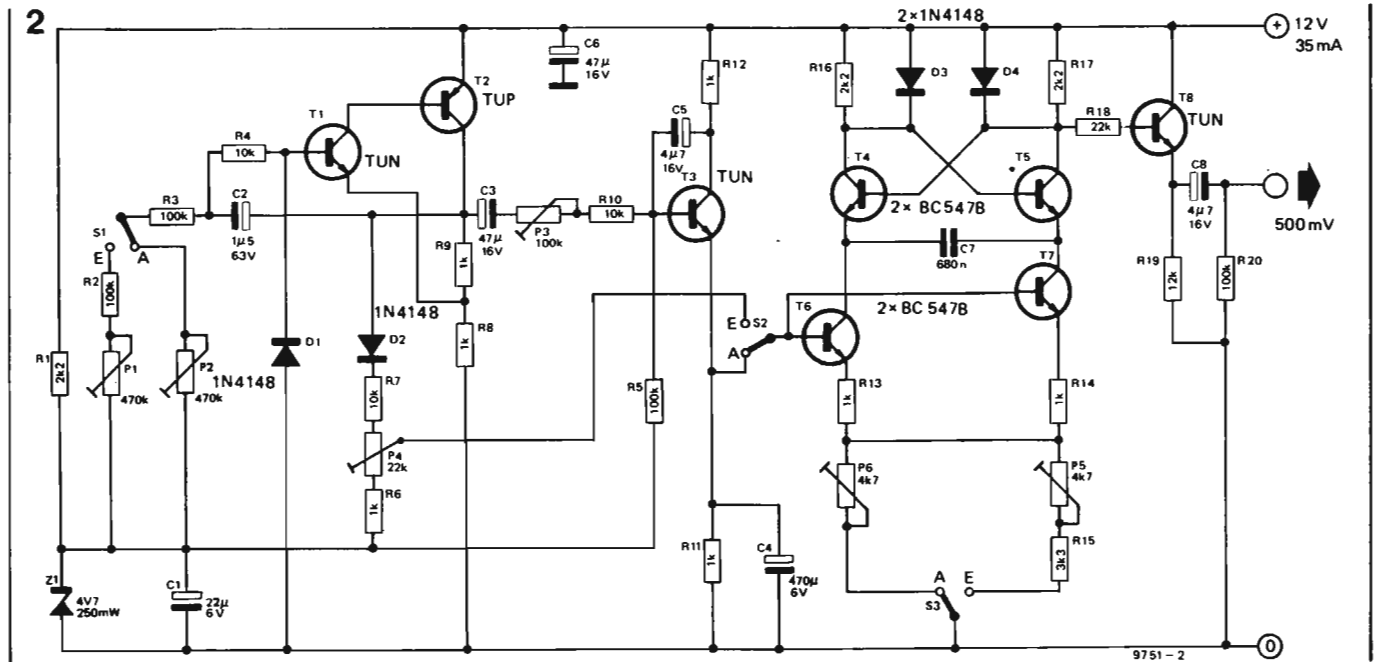
Sonstiges:

S1 ... S3 = siehe Text

Bild 1. Blockscheema der E/A-Sirene.



9751



müssen die Versorgungsleitungen und der Ausgang angepaßt werden. Die zusätzliche Beschaltung ist in Bild 5 abgebildet.

Aufbauhinweise

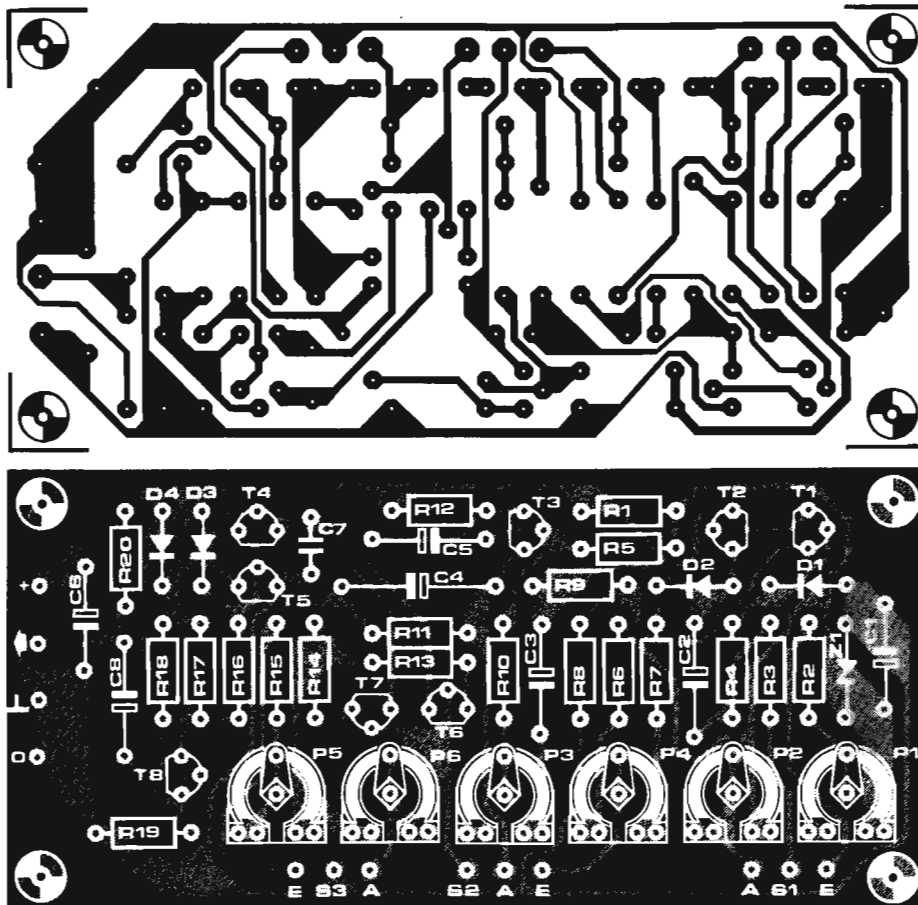
In der ursprünglichen Schaltung sind insgesamt 6 Einstellorgane (Potis bzw. Trimmer) sowie drei Schalter (jeweils 1 x UM) vorgesehen. Da aber jeweils

zwei Einstellorgane und ein Schalter funktionell zusammengehören und da auf einer kleinen FORMANT-Frontplatte nicht gerade viel Platz für viele Potis ist, wurden jeweils zwar die Möglichkeiten des KRIMISIZERs etwas eingeschränkt, die Bedienung vereinfacht sich jedoch wesentlich.

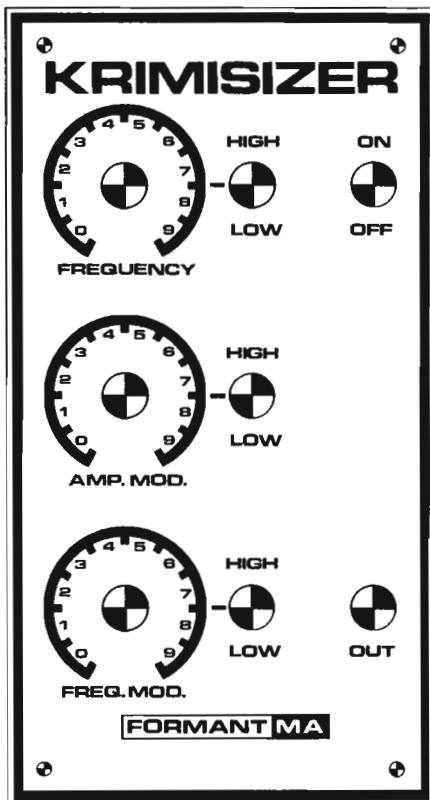
Für P1 und P2 ist ein Tandempoti 470 k (lin.) zu verwenden, für P5 und P6 ein Tandempoti 4k7 (lin.). Für P3

und P4 verwendet man am besten ein Tandempoti mit 22/100 k (lin.). Man muß dabei eine Widerstandsbahn nach Öffnen des Potigehäuses durch eine aus einem Einfachpoti ersetzen, da in der Regel Tandempotis mit zwei verschiedenen Widerstandsbahnen nicht im Handel erhältlich sind. Falls ein Austausch der Widerstandsbahnen nicht möglich sein sollte, kann man einen Kompromiß schließen und ein Tandem-

3



4



poti mit 47 k (lin.) verwenden. Der Schalter S1 ist Poti P1/P2 zugeordnet, S2 gehört zu P3/P4 und S3 zu P5/P6. Die Schalterstellung "E" (europäisch)

5

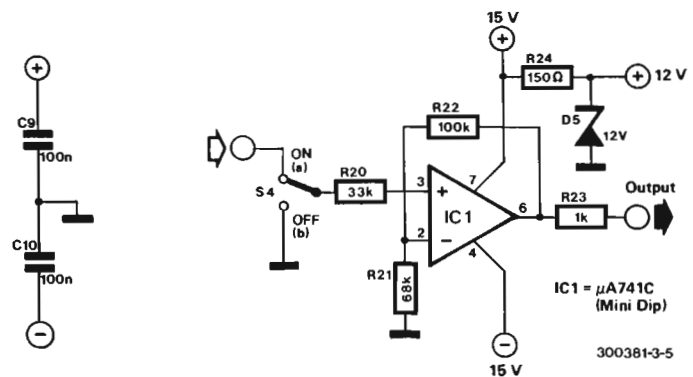


Bild 2. Die Schaltung. Für S1 . . . S3 kann ein Schalter 3 x UM verwendet werden; mit unabhängigen Schaltern erhöht sich aber die Zahl der wählbaren Sirenenklänge.

Bild 3. Platine und Bestückungsplan für den "Krimisizer".

Bild 4. Frontplatten-Vorschlag für den Krimisizer.

Bild 5. Anpassungsschaltung für den Krimisizer im FORMANT.

Bild 6. Platinenlayout und Bestückungsplan für die Schaltung des Krimisizers. Die Platine ist um die Bauelemente der Anpassungsschaltung aus Bild 5 erweitert.

Stückliste zu Bild 5

Widerstände:	Kondensatoren:
R20 = 33 k	C9, C10 = 100 n
R21 = 68 k	
R22 = 100 k	Halbleiter:
R23 = 1 k	D5 = ZPD 12
R24 = 150 Ω	IC1 = μ A 741C

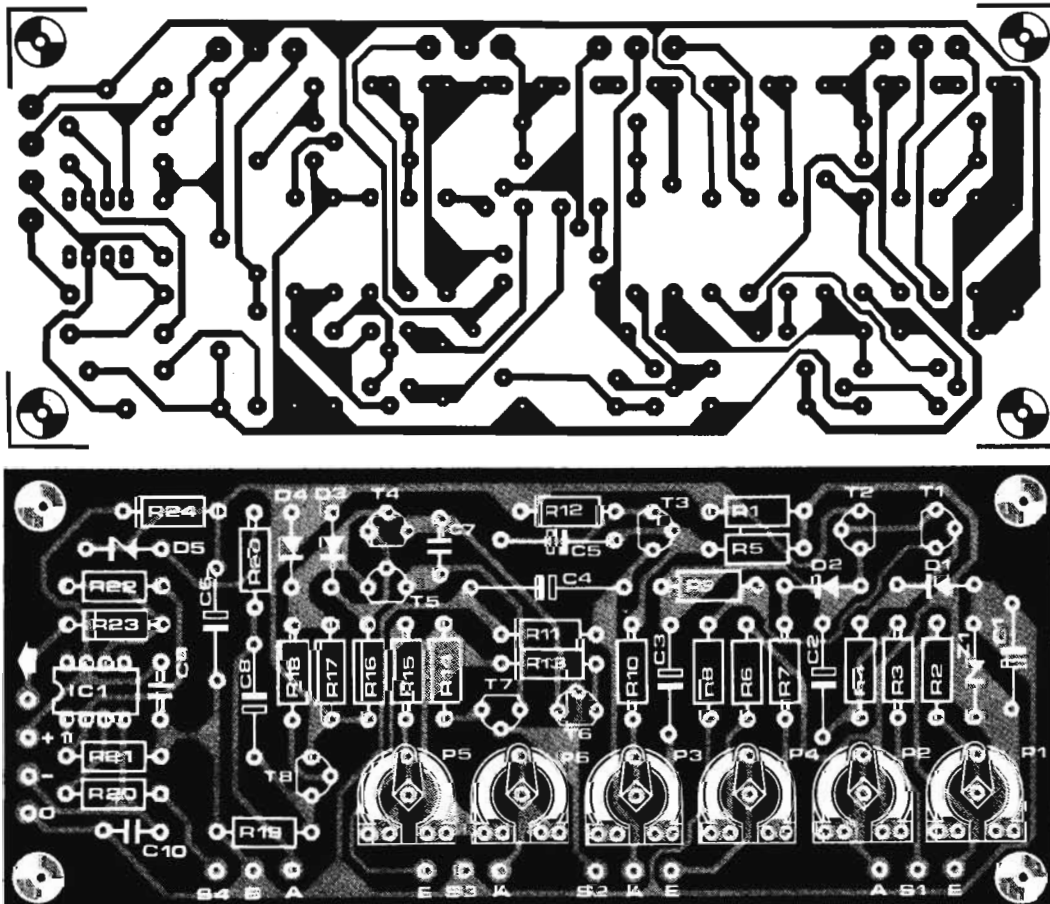
ist mit LOW, "A" (amerikanisch) mit HIGH gleichzusetzen.

In der Praxis hat es sich als günstig erwiesen, R2 mit 470 Ω sowie R10 und R15 mit 4k7 zu dimensionieren.

Anwendungen

Der KRIMISIZER kann sowohl über den ES-Eingang von VCF und VCA in den Signalweg eingespeist oder auch zu Modulationszwecken verwendet werden.

6



Digitaler Nachhall

Synthesizer-Klänge ohne Nachhall sind wie eine Suppe ohne Salz¹⁾. Man merkt sofort, es fehlt noch etwas. Ein Nachhall/Echo-Gerät ist zwar keine spektakuläre Ergänzung, die Wirkung ist jedoch beachtlich.

Aufgrund der monophonen Struktur des FORMANT wird ein Ton beim Anspielen einer neuen Taste augenblicklich beendet. Mit einem Nachhall/Echo-Gerät können die Töne noch etwas "verlängert" werden, der Klang wirkt dadurch auch weniger "elektronisch". Vor allem für die Nachbildung natürlicher Instrumentalklänge ist ein gutes Hallgerät fast unerlässlich, ein zusätzliches Echo erzeugt einen mehrstimmigen Charakter.

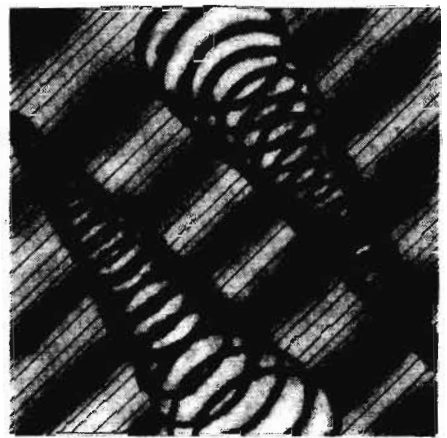
Gute Hallspiralen (z.B. HAMMOND) sind für diesen Zweck meistens ausreichend, rufen jedoch im Signal noch zusätzliche Resonanzen hervor (was aber z.B. bei Blechbläser-Klängen interessant wirkt) und neigen, wenn nicht optimal abgestimmt, leicht zu Rückkopplungen. Bandhall-Geräte genügen auch gehobeneren Ansprüchen, bedürfen jedoch einer ständigen Wartung. Seit dem Preisverfall der Eimerkettenpeicher sind auch vollelektronische Hallgeräte preislich interessant geworden. Über Theorie und Praxis wurde in ELEKTOR ausführlich berichtet (siehe Heft 94 und Heft 98). Allerdings haben diese Geräte den Nachteil, daß der Frequenzgang — zur Unterdrückung vom Taktgenerator hervorgerufenen Störsignalen — nach oben hin begrenzt werden muß. Das heißt, die Höhen werden "abgeschnitten" und der Hall klingt daher stumpf. Hallgeräte mit digitalen Verzögerungsleitungen (RAMs, shift register) sind das "non plus ultra". Sie sind nicht mit diesem Nachteil behaftet, dafür aber erheblich teurer. Nicht zuletzt aus diesem Grund ist der Selbstbau digitaler Hallgeräte lohnenswert.

Mit Hall und Echo werden gewöhnlich zwei unterschiedliche Klangeffekte bezeichnet, die miteinander in verwandtschaftlichem Verhältnis stehen. Beide Effekte beruhen auf dem Mischen eines Audio-Signals mit dem gleichen, jedoch zeitlich verzögerten und abgeschwächten Signal. Während mit Echo im allgemeinen die mehrfache zunehmend schwächer werdende Wiederholung eines relativ langen Signalteils bezeichnet wird (zum Beispiel eines Worts oder eines Akkordanschlags), versteht man unter Hall hauptsächlich das dem Ohr kontinuierlich erscheinende Abklingen der überwiegenden, charakteristischen Geräuschkomponenten. Hall kann als

schnelles Echo verstanden werden, das seinerseits ein schnelles Echo zur Folge hat, dieses löst ein drittes schnelles Echo aus usw. Im vorliegenden Artikel ist hauptsächlich von Hall die Rede, da die Verzögerungszeiten der beschriebenen Schaltung (ohne Erweiterungen) noch nicht ausreichen, um die Bezeichnung Echo zu rechtfertigen.

Den gebräuchlichen elektroakustischen Methoden der Hallerzeugung (Hallfeder, Hallplatte, Hallkammer) haftet der Nachteil der Empfindlichkeit gegen mechanische Störungen (Stöße, Vibrationen usw.) an; bei Systemen der unteren Preisklasse kommt hinzu, daß der Klang eine unnatürliche "metallische" Färbung zeigt. Hallplatten und Hallkammern, die professionellen Ansprüchen genügen, kosten nicht nur ihren (für den Hobbyisten unerschwinglichen) Preis, wegen ihres Gewichts und ihrer Abmessungen werden sie nur stationär eingesetzt. Die Hall- und Echoerzeugung mit Hilfe einer Tonbandschleife oder mehrerer Aufnahme- und Wiedergabeköpfe bringt andere Probleme mit sich: Da Band und Laufwerk starken Beanspruchungen unterworfen sind, ist ein störungsfreier Betrieb nur durch regelmäßige und sorgfältige Wartung zu erreichen. Ein vollelektronischer Hallgenerator zeichnet sich dagegen durch hohe Betriebssicherheit, niedrige Abmessungen und geringes Gewicht aus. Klangeinfärbungen lassen sich hier schon bei relativ einfacher Konstruktion ausschließen. Hinzu kommt der Vorteil, daß elektronisch erzeugter Hall mit anderen elektronischen Effekten (z.B. Phasing) leicht kombiniert werden kann.

Kritischster und zugleich interessantester Aspekt des vollelektronischen Halls ist die Realisierung der Verzögerungsstrecke. Hier lassen sich generell zwei Verfahrensarten unterscheiden: analog arbeitende Systeme (z.B. Eimerkettenpeicher) und digitale Verzögerungsstrecken (z.B. Schieberegister). Über eine digitale Verzögerungsstrecke kann ein analoges Signal nur gegeben werden, wenn das analoge Signal zuerst in ein digitales Signal und das verzögerte digitale Signal anschließend wieder in ein analoges Signal umgeformt wird. Sieht man einmal von der nicht ganz einfachen Realisierung der benötigten A/D- und D/A-Wandler ab, so sind digitale Systeme den analogen Verzögerungsstrecken zweifellos überlegen. Einer der Gründe dafür ist zum Beispiel die stark zunehmende Dämpfung analoger Systeme bei längeren Verzögerungszeiten; digitale Strecken können dagegen (theoretisch) beliebig lang sein. Bild 1 zeigt das Blockschema eines Hallsystems mit digitaler Verzögerungsleitung. Das analoge Eingangssignal wird zunächst verstärkt und dann von einem Analog-Digital-Wandler in ein binäres Signal umgesetzt. Das nachfolgende, von einem Taktoszillator gesteuerte Schieberegister verzögert dieses Signal; das verzögerte Signal wird schließlich von



einem Digital-Analog-Wandler in ein analoges Signal rückgewandelt. Das Ausgangssignal des D/A-Wandler gelangt zum Eingang zurück; es durchläuft die gesamte Kette so oft, bis seine Amplitude unter den Störpegel abgesunken ist. Das verzögerte Signal wird jeweils zum momentanen Eingangssignal addiert, so daß der bekannte Hall-Effekt entsteht.

Delta-Modulation

Ein analoges Signal läßt sich nach zahlreichen Methoden in ein digitales Signal umwandeln. Das bekannteste Verfahren ist wahrscheinlich die Pulscode-Modulation (PCM), bei der das analoge Signal in sehr kurzen Intervallen abgetastet und der ermittelte Wert in ein zugeordnetes digitales Signal umgesetzt wird. Die weitere Verarbeitung erfolgt dann entweder sequentiell (Bit für Bit) oder parallel (mehrere Bits gleichzeitig). Der Bedeutung dieses Verfahrens, von dem übrigens zahllose Varianten existieren, steht hier einiges entgegen: die schwierige Realisierung eines geeigneten steilen Tiefpaßfilters für die Demodulation, ferner die insbesondere bei sequentieller Weiterverarbeitung kritische Synchronisation sowie außerdem die starken Verzerrungen und Störungen, die infolge eventueller Fehler während der Demodulation auftreten können.

Ein Verfahren der "Übersetzung" eines analogen Signals in eine digitale Form, das die angeführten Nachteile in weniger starkem Maß aufweist, ist die Delta-Modulation. Vereinfacht dargestellt beruht dieses Verfahren auf dem Gedanken, das analoge niederfrequente Signal u_x durch ein zweites Signal u_y anzunähern, wobei u_y mit konstanter Steigung entweder ansteigt oder abfällt. Der Delta-Modulator liefert als Ausgangssignal das Modulationsprodukt u_δ , das zu jedem Zeitpunkt die Richtung von u_y in binärer Form angibt: Steigt u_y , so ist u_δ logisch "1"; fällt u_y ab, so wird u_δ logisch "0". Auf diese Weise kann jedes beliebig geformte analoge Signal durch eine Bitfolge kodiert werden. Wenn das analoge Eingangssignal des Delta-Modulators konstant bleibt (Gleichspannung), erscheint als Modulationsprodukt eine

¹⁾ Dies gilt nicht unbedingt für polyphone Synthesizer (z.B. Polymoog) oder Playback-Aufnahmen.

Eigenschaft arbeitet ähnlich einer automatischen Lautstärkeregelung; er wird deshalb als "selbsteinstellend" bezeichnet (im englischen Sprachgebrauch sind die Begriffe "companded" und "adaptive" gebräuchlich).

Aus Bild 4 geht das Blockschema eines selbsteinstellenden Delta-Modulators hervor. R_a und C_a bilden das für die Detektion notwendige Integrationsglied; sie haben die gleiche Funktion wie in Bild 3. Dieses RC-Glied formt das pulsförmige Signal u_h zum analogen Signal u_y um.

Das Ausgangssignal u_h des Mischers ist nicht identisch mit dem Signal u_δ ,

Bild 5. Das von der Mischstufe erzeugte Signal u_h ist das analoge Produkt von binärem Signal u_δ und analoger Regelspannung u_c .

Bild 6. Vereinfachtes Blockschema des FX 209, mit dem sowohl ein Delta-Modulator als auch ein Delta-Demodulator realisiert werden kann.

Bild 7. Das IC FX 209 als selbsteinstellender Delta-Modulator geschaltet.

Bild 8. Das gleiche IC als selbsteinstellender Delta-Demodulator.

Bild 9. Anschlußbelegung der für die "Verzögerungsleitung" wahlweise verwendbaren 1024 Bit-Schieberegister-ICs AM 2533, AM 2833 und MM 5058.

Bild 10. Gesamtschaltung des digitalen Hallgenerators. Die Anzahl der Schieberegister ist im Prinzip nicht begrenzt.

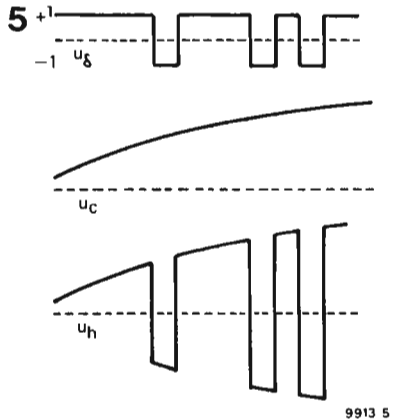
Bild 11. Schaltung der für den digitalen Hallgenerator entworfenen Speisung. Die angeschlossenen ICs sind durch elektronische Überspannungssicherungen geschützt. Ohne Erweiterungsplatinen kann u.a. der Trafo schwächer dimensioniert werden (siehe Text).

sondern setzt sich aus dem binären Signal u_δ und dem analogen Regelsignal u_c zusammen (siehe Bild 5). Das Regelsignal u_c wird von einem zweiten RC-Glied R_b/C_b erzeugt, das eine wesentliche größere Zeitkonstante als R_a/C_a besitzt. Das Eingangssignal u_g dieses Integrationsglieds ist ebenfalls ein binäres Signal, das von einem Impulsfolge-Detektor geliefert wird. Dieses Signal hängt seinerseits von den logischen Zuständen ab, die u_δ kurz zuvor einnahm. Sind bestimmte Voraussetzungen erfüllt, so geht u_g auf logisch "1" und behält diesen Zustand während der folgenden Taktperioden bei. Dies ist zum Beispiel dann der Fall, wenn die letzten drei detektierten Signale von u_δ gleichartig waren (alle "1" oder alle "0"). Im Endergebnis läßt sich an u_δ ablesen, wann das Eingangssignal stark ansteigt oder abfällt. Es wurde ja bereits deutlich, daß u_δ dann längere Zeit "1" bleibt, wenn u_x stetig ansteigt; ist dagegen u_δ längere Zeit "0", so fällt u_x ab. In beiden Fällen wird u_g logisch "1". Je länger und öfter nun u_g logisch "1" ist, desto weiter kann sich Kondensator C_b aufladen. Die Folge ist, daß die Impulshöhe des Signals u_h um so größer wird, je stärker das Eingangssignal u_x ansteigt oder abfällt; dies tritt jedoch im allgemeinen nur zusammen mit einem Ansteigen der Hüllkurve von u_x auf.

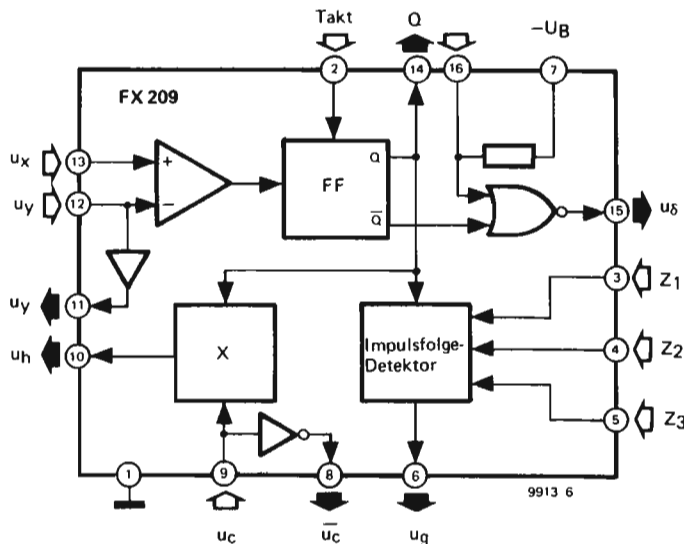
Die Demodulation des Signals u_δ eines selbsteinstellenden Delta-Modulators, die wieder das ursprüngliche analoge Signal (bzw. ein weitgehend ähnliches Signal) liefert, geschieht auf die gleiche Weise wie im Rückkoppelzweig des Modulators (Bild 4).

(De-)Modulator-ICs

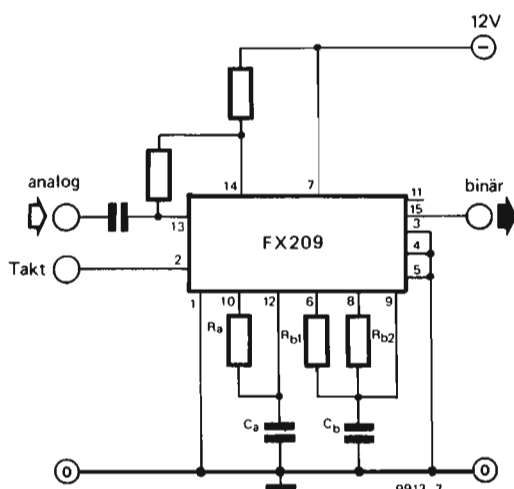
Sowohl der A/D-Wandler (Modulator) als auch der D/A-Wandler (Demodulator) des vollelektronischen Hallgenerators ist mit jeweils einem IC vom Typ FX 209 bestückt. Diese in einem 16 Pin-DIL-Gehäuse untergebrachte integrierte Schaltung läßt sich zusammen mit einigen externen Widerständen und Kondensatoren wahlweise als Delta-Modulator oder als Delta-Demodulator verwenden. Das IC arbeitet mit ne-



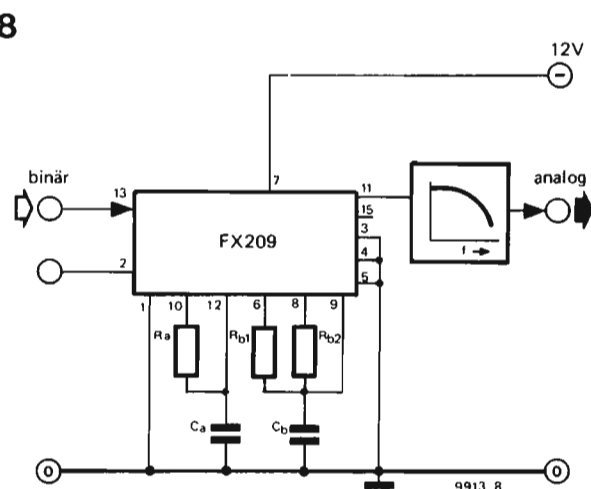
6

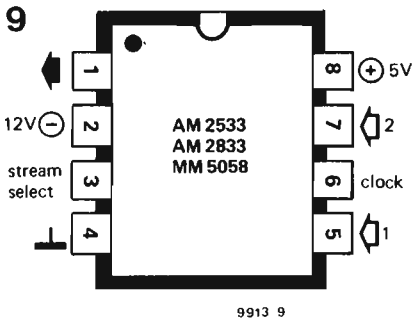


7



8



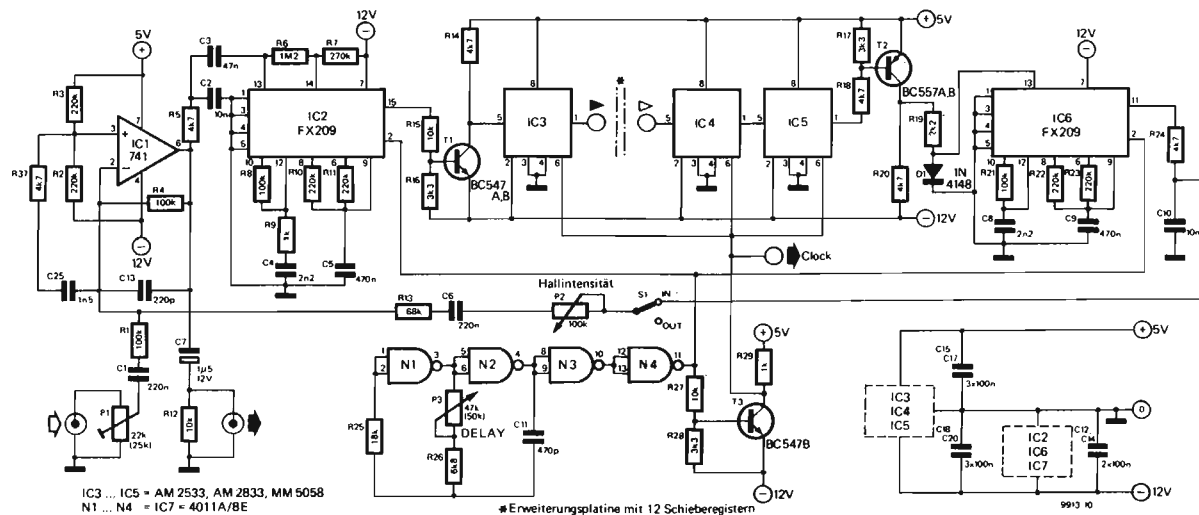


gativer Logik, wobei einer logischen "0" eine Spannung von ungefähr Null Volt und einer logischen "1" eine negative Spannung entspricht.

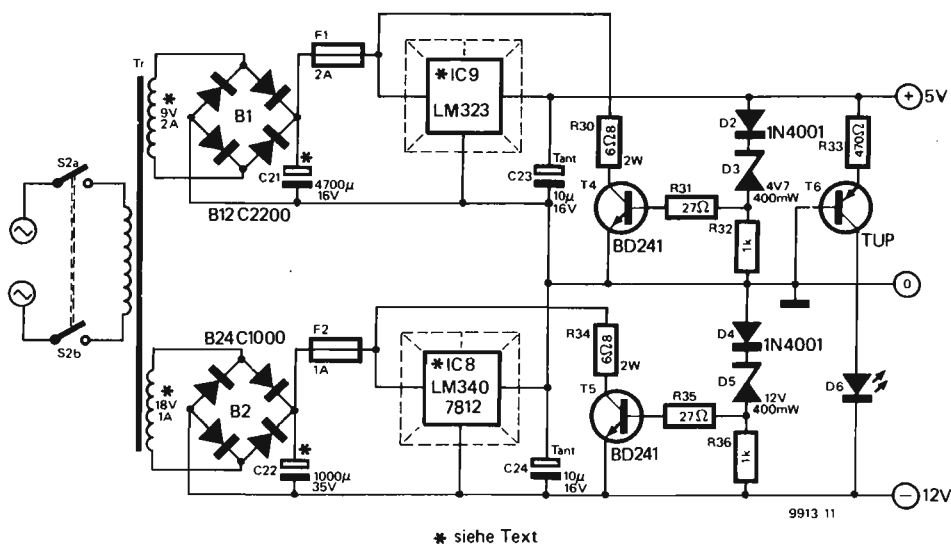
Bild 6 zeigt ein vereinfachtes Blockschema des FX 209. Die meisten der dort angegebenen Funktionen sind bereits aus Bild 3 bekannt; zusätzlich enthält das IC noch eine Pufferstufe (Impedanzwandler) für u_y . An Pin 11 ist daher das gleiche Signal vorhanden wie an Pin 12. Das Signal u_δ kann nicht nur

direkt am Q-Ausgang des Flipflops (Pin 14) abgenommen werden, es liegt ohne externe Beschaltung von Pin 16 auch am Ausgang des NOR-Gatters (Pin 15). An Pin 8 steht das inverse Signal von u_c zur Verfügung. Die logischen Signale an den drei Eingängen Z_1 , Z_2 und Z_3 beeinflussen die Funktion des Impulsfolge-Detektors. Liegen alle drei Eingänge an Masse, so bleibt Ausgang 6 eine Taktperiode lang auf logisch "1", sofern sich Q während der

10



11



Stückliste zu Bild 10 und 11.

Widerstände:

R1, R4, R8, R21 = 100 k
R2, R3, R10, R11, R22, R23 = 220 k
R5, R14, R18, R20, R24, R37 = 4k7
R6 = 1M2
R7 = 270 k
R9, R29, R32, R36 = 1 k
R12, R15, R27 = 10 k
R13 = 68 k
R16, R17, R28 = 3k3
R19 = 2k2
R25 = 18 k
R26 = 6k8
R30, R34 = 6Ω8/2 W
R31, R35 = 27 Ω

R33 = 470 Ω
P1 = 22 k (25 k) lin
Potentiometer
P2 = 100 k
P3 = 47 k (50 k)

Halbleiter:

T1 = BC 547A, -B o.ä.
T2 = BC 557
T3 = BC 547B
T4, T5 = BD 241
T6 = TUP
D1 = 1N4148
D2, D4 = 1N4001
D3 = ZD 4,7 V/400 mW
D5 = ZD 12 V/400 mW

D6 = LED
IC1 = 741
IC2, IC6 = FX 209
IC3 ... IC5 = AM 2533
AM 2833, MM 5058
IC7 = N1 ... N4 = 4011
IC8 = LM 340, 7812
IC9 = LM 323
B1 = B12C2200
B2 = B24C1000

Kondensatoren:

C1, C6 = 220 n
C2, C10 = 10 n
C3 = 47 n
C4, C8 = 2n2

C5, C9 = 470 n

C7 = 1μ5/12 V
C11 = 470 p
C13 = 220 p
C12, C14 ... C20 = 100 n
C21 = 4700 μ/16 V
C22 = 1000 μ/35 V
C23, C24 = 10 μ/16 V Tantal
C25 = 1n5

Sonstiges:

Tr = Trafo 9 V/2 A, 18 V/1 A
F1 = 2 A flink
F2 = 1 A flink
S1 = einpol. Schalter
S2 = zweipol. Schalter

vorangegangenen drei Taktperioden nicht verändert hat.

Aus Bild 7 und 8 ist ersichtlich, wie mit dem FX 209 ein selbsteinstellender Delta-Modulator bzw. ein selbsteinstellender Delta-Demodulator realisiert werden kann. In beiden Schaltungen bilden Widerstand R_a und Kondensator C_a das Integrationsglied, mit dem das Signal u_h (siehe Bild 4) detektiert wird.

Aus Bild 7 und 8 ist ersichtlich, wie mit dem FX 209 ein selbsteinstellender Delta-Modulator bzw. ein selbsteinstellender Delta-Demodulator realisiert werden kann. In beiden Schaltungen bilden Widerstand R_a und Kondensator C_a das Integrationsglied, mit dem das Signal u_h (siehe Bild 4) detektiert wird. Mit den Anschlüssen 6, 8 und 9 ist das RC-Netzwerk verbunden, das die Regelspannung u_c erzeugt. Zusammen mit C_b bestimmt R_{b1} die Ansprechzeit der Regelung, während von R_{b2} die Abfallzeit abhängt.

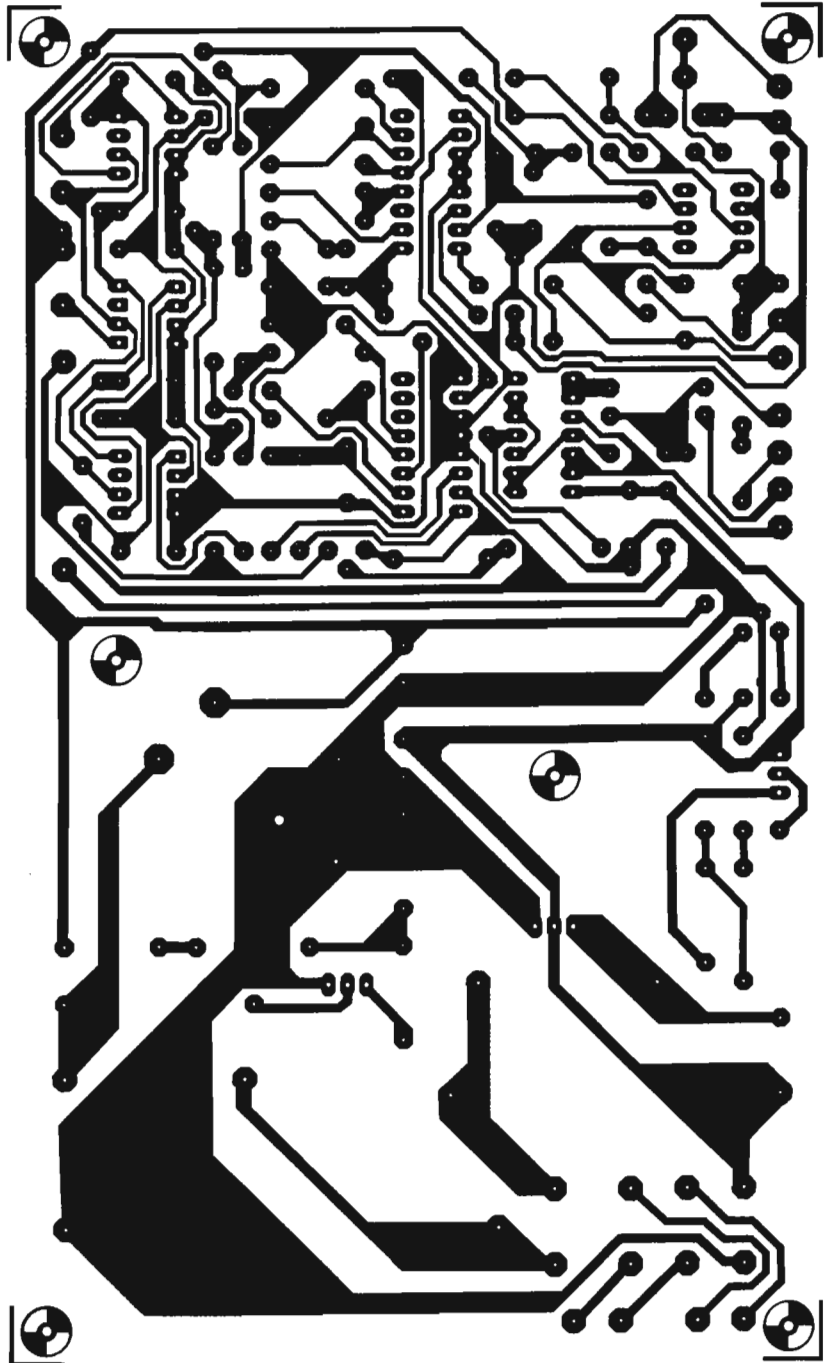
In der Modulatorschaltung (Bild 7) ist eine Mitkopplung vom Q-Ausgang (Pin 14) zum nichtinvertierenden Eingang des Komparators (Pin 13) zu finden. Diese Mitkopplung bewirkt, daß bei konstanter Eingangsspannung (z.B. Null Volt) der Modulator tatsächlich die gewünschte Bitfolge ...01010... liefert.

Beim Demodulator (Bild 8) fällt auf, daß das binäre Eingangssignal nicht direkt zum Flipflop gelangt, sondern ebenso wie beim Modulator am nichtinvertierenden Komparator-Eingang liegt. Da das Signal am invertierenden Eingang absolut betrachtet stets kleiner als das binäre Eingangssignal ist, folgt jedoch das Ausgangssignal des Komparators ständig dem Eingangssignal der Demodulator-Schaltung. Der Komparator arbeitet daher hier als Puffer; außerdem wird auf diese Weise ein IC-Anschluß eingespart.

Schieberegister

Das Schieberegister, in dem das binär kodierte Signal verzögert wird, erfordert nicht nur finanzielle Investitionen, es benötigt auch relativ viel Platz. Die digitale Verzögerungsstrecke ist mit ICs der Typen AM 2533, AM 2833, oder MM 5058 aufgebaut. Jedes IC enthält in einem 8 Pin-DIL-Gehäuse ein 1024 Bit-Schieberegister. Die genannten Typen sind in P-Kanal-MOS-Technik hergestellt; sie benötigen die beiden Speisespannungen +5 V (max. 30 mA pro IC) und -12 V (max. 7,5 mA pro IC). Eine logische "0" wird durch eine Spannung von ca. Null Volt, eine logische "1" durch ca. +5 V repräsentiert (die ICs sind TTL-kompatibel). Zwischen den ICs FX 209 und dem Schieberegister muß auf Grund der unterschiedlichen Signalpegel jeweils eine Anpassungsstufe eingefügt werden. Die Register-ICs benötigen nur einen einfachen Taktimpuls. Dateninformationen werden übernommen, wenn der Takteingang "1" ist; die im Register vorhandene Information wird mit der

12



abfallenden Flanke des Taktsignals um ein Bit weitergeschoben. Die maximale Taktfrequenz beträgt 1,5 MHz.

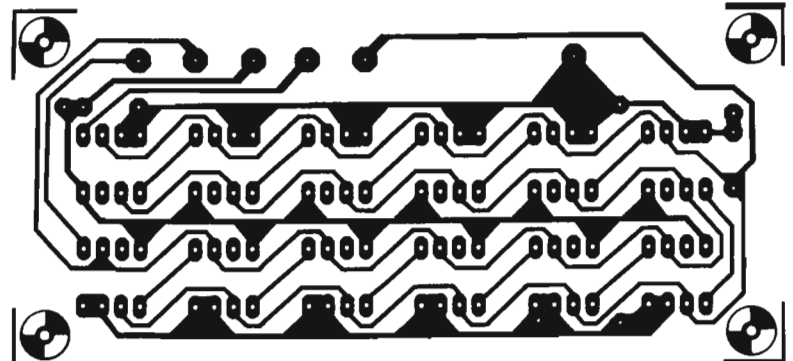
Bild 9 zeigt die Anschlußbelegung eines Schieberegister-ICs. Über den "Stream-Select"-Eingang (Pin 3) läßt sich wahlweise einer der beiden Daten-Eingänge aktivieren. Liegt an Pin 3 eine "0", dann

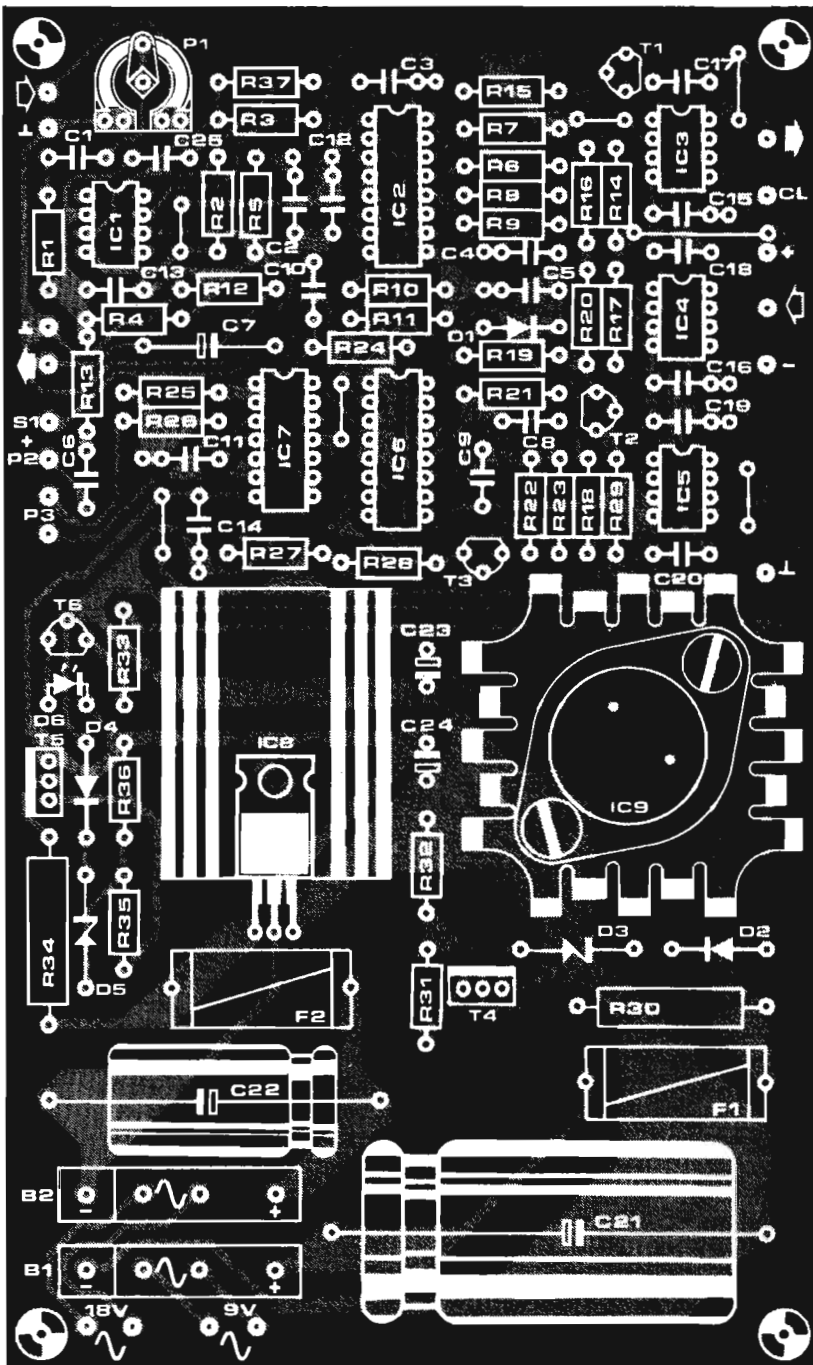
ist Eingang 1 (Pin 5) der Registereingang; bei einer "1" an Pin 3 hat Eingang 2 (Pin 7) diese Funktion.

Schaltung

In Bild 10 ist die Gesamtschaltung des digitalen Hallgenerators angegeben. Das Eingangssignal wird von IC1 verstärkt

13





und gelangt dann zum selbsteinstellenden Delta-Modulator IC2. Hier ist leicht die Schaltung aus Bild 7 wiederzuerkennen; lediglich der relativ niederohmige Widerstand R9 (1 k) wurde hinzugefügt. Dieser Widerstand trägt zur Stabilisierung des Modulationsprozesses bei, insbesondere bei den höheren

Frequenzen.

Auf den Modulator folgt die mit T1 aufgebaute Stufe, die die Ausgangsspannungen des Modulators an den Schieberegister-Eingang anpaßt. In der Basisausführung der Schaltung sind drei Schieberegister-ICs vorgesehen (IC3, IC4, IC5); zwischen IC3 und IC4

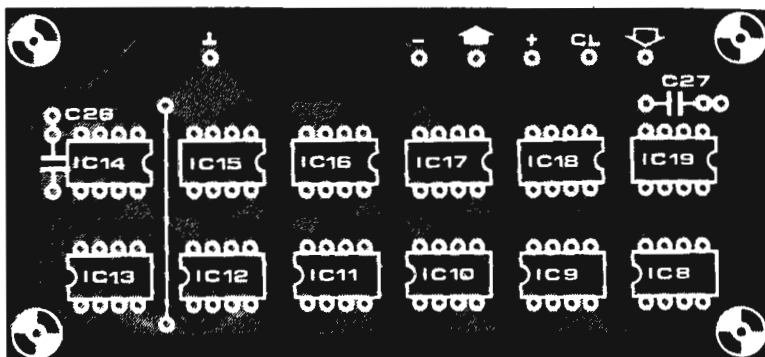
Bild 12. Platine und Bestückungsplan für die Grundausführung. Auf dieser Platine findet sowohl die Schaltung aus Bild 10 als auch die Speisung aus Bild 11 Platz.

Bild 13. Layout und Bestückungsplan der Erweiterungsplatine. Hier können 12 weitere Schieberegister-ICs zusammen mit zwei Entkoppelkondensatoren untergebracht werden.

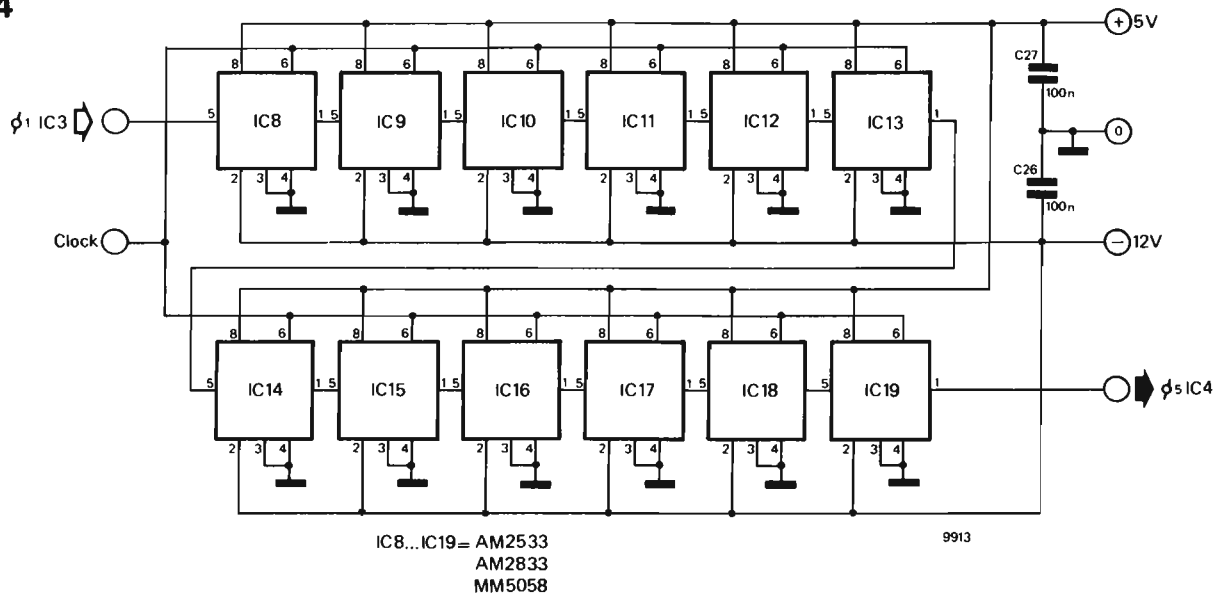
können zusätzliche ICs eingefügt werden. Eine Erweiterungsplatine, die maximal 12 dieser ICs aufnehmen kann, wird in einem späteren Abschnitt dieses Artikels beschrieben. Natürlich können auch mehrere Erweiterungsplatten in Serie geschaltet werden.

Dem letzten Schieberegister (IC5) ist ebenfalls eine Ausgangsstufe nachgeschaltet (T2), so daß die für den Demodulator-Eingang benötigten Spannungspegel eingehalten werden. Diode D1 schützt das Demodulator-IC (IC6) vor gefährlichen positiven Spannungsspitzen. Auf den Delta-Demodulator folgt ein einfaches Tiefpaßfilter (R24/C10), das Signalanteile mit Frequenzen oberhalb von ca. 3,4 kHz dämpft. Steht S1 in Stellung "In", dann gelangt das verzögerte Signal über Potentiometer P2 (Hallintensität) zusammen mit dem Eingangssignal zum invertierenden Eingang von IC1. Am Ausgang von IC1 liegt daher das Summensignal aus unverzögertem und verzögertem Signal; dieses wird zum Ausgang der Schaltung geführt.

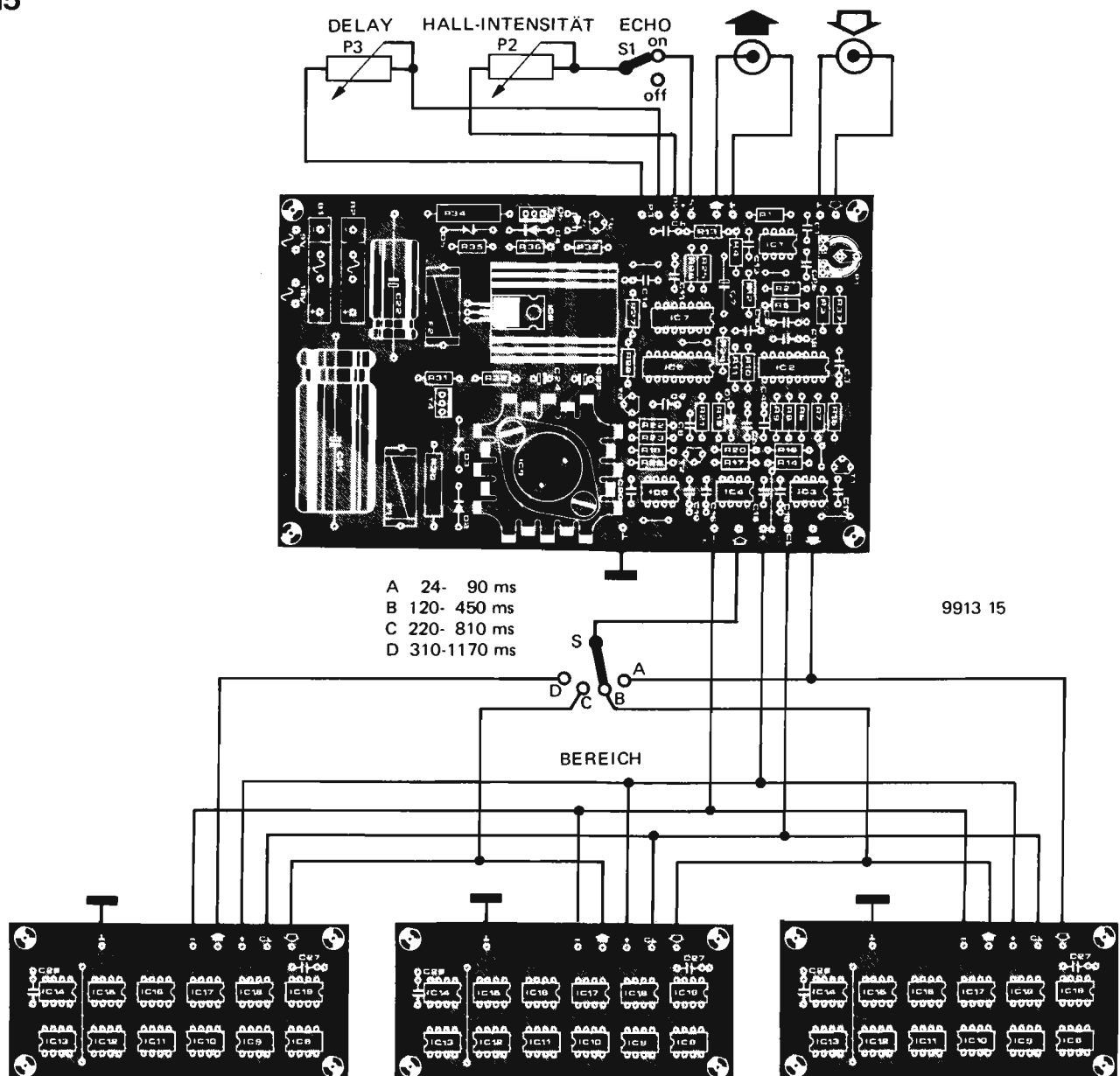
Delta-Modulator, -Demodulator und Schieberegister werden von dem mit N1 und N2 aufgebauten Taktoszillator gesteuert. Die Gatter N3 und N4 dienen lediglich als Puffer. Der obere und untere Spannungswert am Ausgang von N4 beträgt Null bzw. -12 V. Dieses Signal taktet direkt die beiden (De-)Modulator-ICs FX 209, während die Schieberegister ihr Taktsignal über die Anpassungsstufe mit T3 erhalten. Die Taktfrequenz, von der die Verzögerungszeit abhängt, läßt sich mit Potentiometer P3 ("Delay") zwischen ca. 30 kHz und ca. 120 kHz einstellen. Ein Schieberegister-IC (1024 Bits) liefert somit eine zwischen ca. 8 ms und ca. 30 ms einstellbare Verzögerung. Die Grundversion mit drei Schieberegister-ICs verzögert das Eingangssignal demzufolge zwischen 24 ms und 90 ms, während nach Hinzufügen einer voll bestückten Erweiterungsplatine mit 12 Schieberegister-ICs eine Verzögerung von 120 ms bis 450 ms erreicht wird. In diesem Fall kann das Resultat bei maximal eingestellter Verzögerung bereits als Echo bezeichnet werden; die Wiederholung kürzerer Wörter ist hier deutlich hörbar.



14



15



16

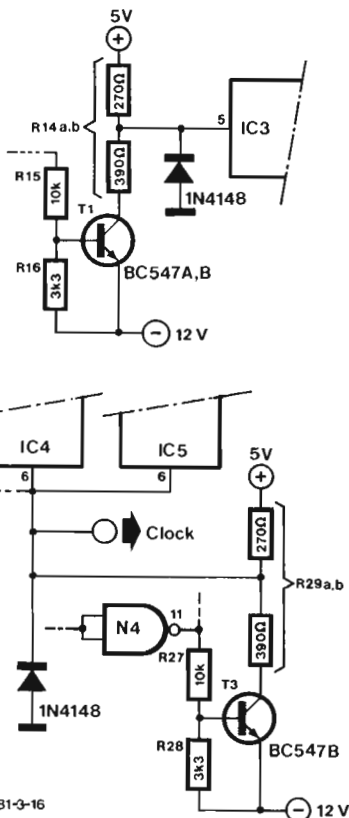


Bild 14. Schaltung der Erweiterungsplatine.

Bild 15. Mit mehreren in Serie geschalteten Erweiterungsplatten lassen sich längere Verzögerungszeiten bis hin zum Echo erreichen. Die einzelnen Ausgänge werden über einen Bereichswahlschalter ("Bereich") mit der Basisplatine verbunden.

Bild 16. Verwendet man die Schieberegister MM 5058, muß die Schaltung aus Bild 10 geringfügig geändert werden. Auf der Platine lassen sich diese Änderungen leicht durchführen.

Bild 17. Frontplattenvorschlag zum Einbau des digitalen Nachhalls in den FORMANT. Für den Ein- und Ausgang ist je eine 3,5 mm und eine 6,3 mm Klinkenbuchse vorgesehen, so daß auch die Möglichkeit besteht, "nicht-Synthesizer-Signale" zu verhallen und zu vermischen.

Speisung

Der digitale Hallgenerator benötigt die beiden Speisespannungen +5 V und -12 V. Bild 11 zeigt die Schaltung der für den Hallgenerator entworfenen Speisung. Sie wurde so reichlich dimensioniert, daß neben der Basisschaltung bequem vier Erweiterungsplatten gespeist werden können. Die Spannung +5 V ist mit 2 A, die Spannung -12 V mit mehr als 1 A belastbar. Beide zur Spannungsstabilisierung benutzten ICs sind intern gegen thermische Überlastung geschützt; sie besitzen selbst-

verständlich eine integrierte Strombegrenzung. Außerdem wurde für beide Ausgänge eine elektronische Überspannungssicherung vorgesehen, die bei einem Defekt der Spannungsstabilisatoren oder bei zu hohen Speisespannungen infolge von Montagefehlern wirksam wird. Wenn dies übertrieben erscheint, der sei an den Preis und die Empfindlichkeit der für den Hallgenerator verwendeten ICs erinnert. In Anbetracht dessen dürfte sich der geringe zusätzliche Aufwand für mehr Sicherheit durchaus lohnen.

Die Überspannungssicherung für die +5 V-Speisung ist mit Transistor T4 aufgebaut. Sobald die Speisespannung über die Zenerspannung von D3 zusätzlich der Durchlaßspannung von D2 (also über $4,7 \text{ V} + 0,7 \text{ V} = 5,4 \text{ V}$) steigt, wird T4 leitend. Dies hat zur Folge, daß die flinke Sicherung F1 schmilzt und den Lastkreis abschaltet. Die Überspannungssicherung der -12 V-Speisung, aufgebaut mit Transistor T5, arbeitet auf die gleiche Weise.

Wenn man nur die Basisplatine verwendet und sich mit drei Schieberegister-ICs begnügt (was für einen deutlich wahrnehmbaren Halleffekt ohne weiteres ausreicht), kann die Speisung natürlich schwächer dimensioniert werden. Der Trafo braucht in diesem Fall nur 100 mA bei 9 V und 50 mA bei 18 V zu liefern. Weniger leistungsfähige Brückengleichrichter (G1 = B12C100 und G2 = B24C100) reichen dann ebenfalls aus; die Kapazität von Siebelko C21 kann auf $1000 \mu\text{F}/16 \text{ V}$ und die von C22 auf $220 \mu\text{F}/35 \text{ V}$ herabgesetzt werden. Für F1 wählt man eine Sicherung 150 mA und für F2 eine Sicherung 75 mA (beide flink!); an Stelle eines LM 323 für IC9 ist dann auch ein 7805 verwendbar.

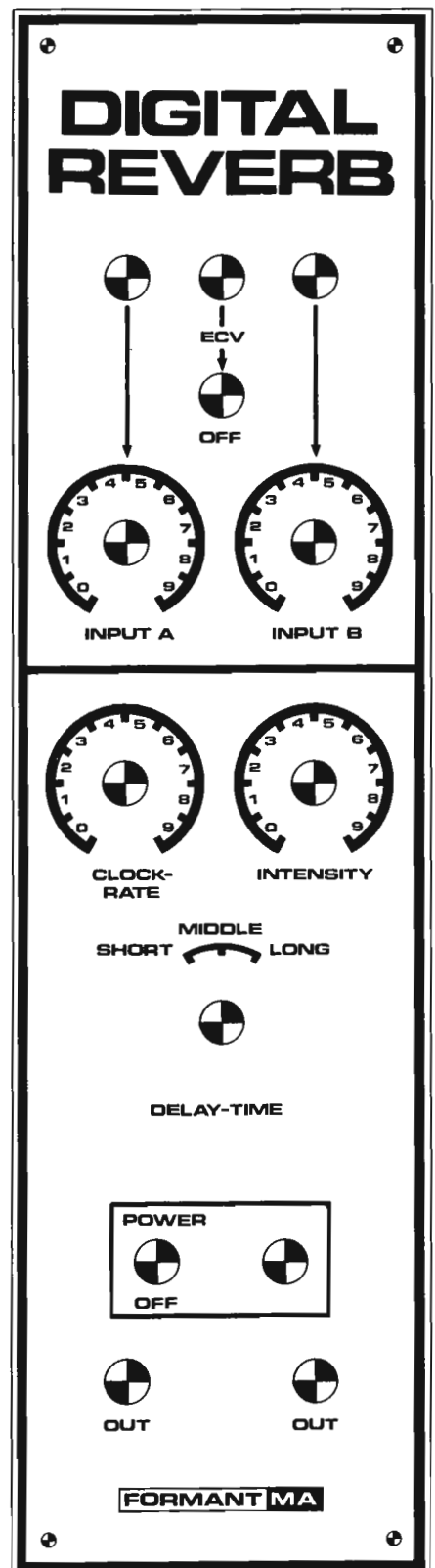
Platinen

Die Basisschaltung aus Bild 10 findet zusammen mit der Speisung aus Bild 11 auf der gleichen Platine Platz; Bild 12 zeigt das Platinen-Layout und den zugehörigen Bestückungsplan. Für die Spannungsregler-ICs (IC8 und IC9) sind Kühlkörper erforderlich. Die Verwendung von IC-Fassungen wird dringend empfohlen. Als Sicherungen sind nur flinke Ausführungen geeignet. Wenn die Basisplatine ohne Erweiterungsplatine(n) in Betrieb genommen werden soll, muß der Ausgang von IC3 mit dem Eingang von IC4 über eine Drahtbrücke verbunden werden. Außer den bekannten Vorsichtsmaßnahmen für die Behandlung von MOS-ICs sind beim Aufbau des digitalen Hallgenerators keine weiteren Besonderheiten zu beachten. Bild 14 zeigt den Schaltplan der Erweiterungsplatine.

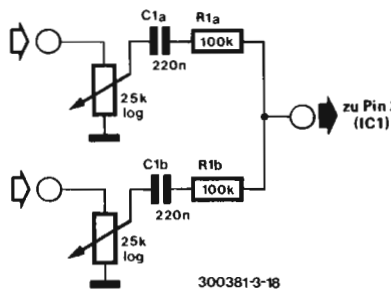
Das Layout und der Bestückungsplan gehen aus Bild 13 hervor. Diese Platine nimmt 12 Schieberegister-ICs vom gleichen Typ wie in der Basisschaltung (IC3...IC5) verwendet sowie zwei Entstörungs- und Entkoppelkondensa-

toren auf. Es können ohne weiteres mehrere Erweiterungsplatten in Serie geschaltet werden. Der Aufbau des Hallgenerators mit wenigstens einer Erweiterungsplatine ist sehr zu empfehlen. Die Basisplatine erzeugt allein zwar auch bereits einen unüberhörbaren Halleffekt; die Hallintensität erreicht jedoch keine so hohen Werte, daß von einer universellen Verwendbarkeit gesprochen werden kann. Für die Bereicherung des Klangs zum Beispiel

17



18

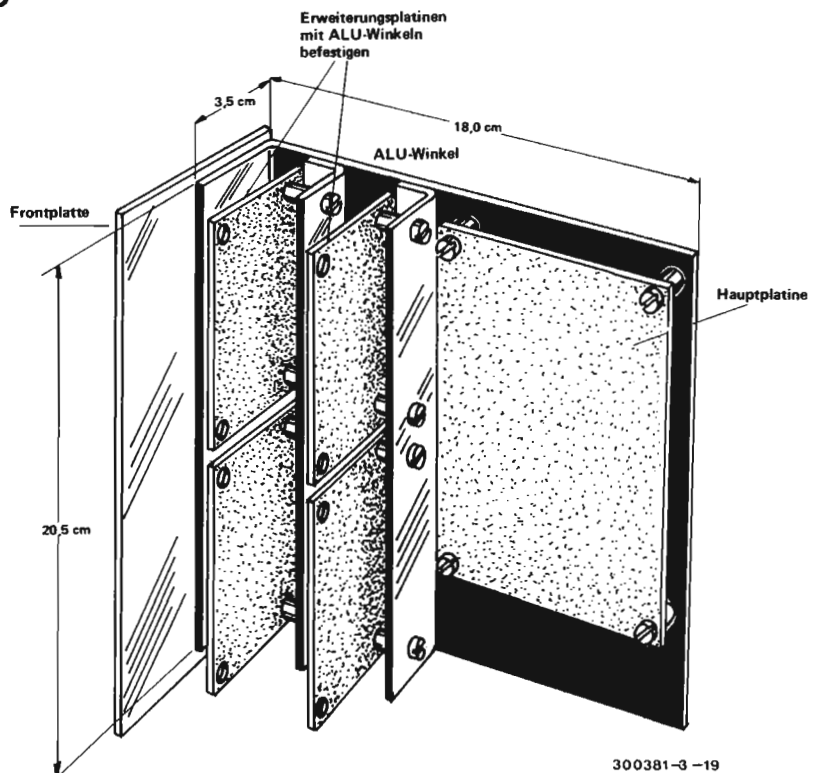


einer elektronischen Orgel erscheint dagegen auch der Betrieb ohne Erweiterungsplatine sinnvoll. Bild 15 zeigt, wie sich die "Länge" der Verzögerungsleitung stufenweise umschalten läßt. Der Einstellbereich von Potentiometer P3 ("Delay") hängt hier von der Stellung des "Bereich"-Schalters ab. Da die Bandbreite der Verzögerungsstrecke mit steigender Taktfrequenz zunimmt, erreicht die Tonqualität dann ihren höchsten Wert, wenn die Verzögerungszeit relativ kurz ist.

Normalerweise wird man deshalb P3 auf eine möglichst hohe Taktfrequenz stellen, während der "Bereich"-Schalter so weit wie möglich rechts steht.

Mit Einstellpoti P1 läßt sich die Empfindlichkeit der Schaltung zwischen 10 mV_{SS} und 3 V_{SS} einstellen. Hier ist natürlich darauf zu achten, daß der Eingang nicht übersteuert wird. Eine Übersteuerung macht sich durch plötzlich auftretende starke Verzerrungen bemerkbar. Wenn der digitale Hall-generator an verschiedenen Signalquellen betrieben werden soll, verwendet man für P1 zweckmäßigerweise ein

19



von außen bedienbares logarithmisches Potentiometer.

Noch ein Tip

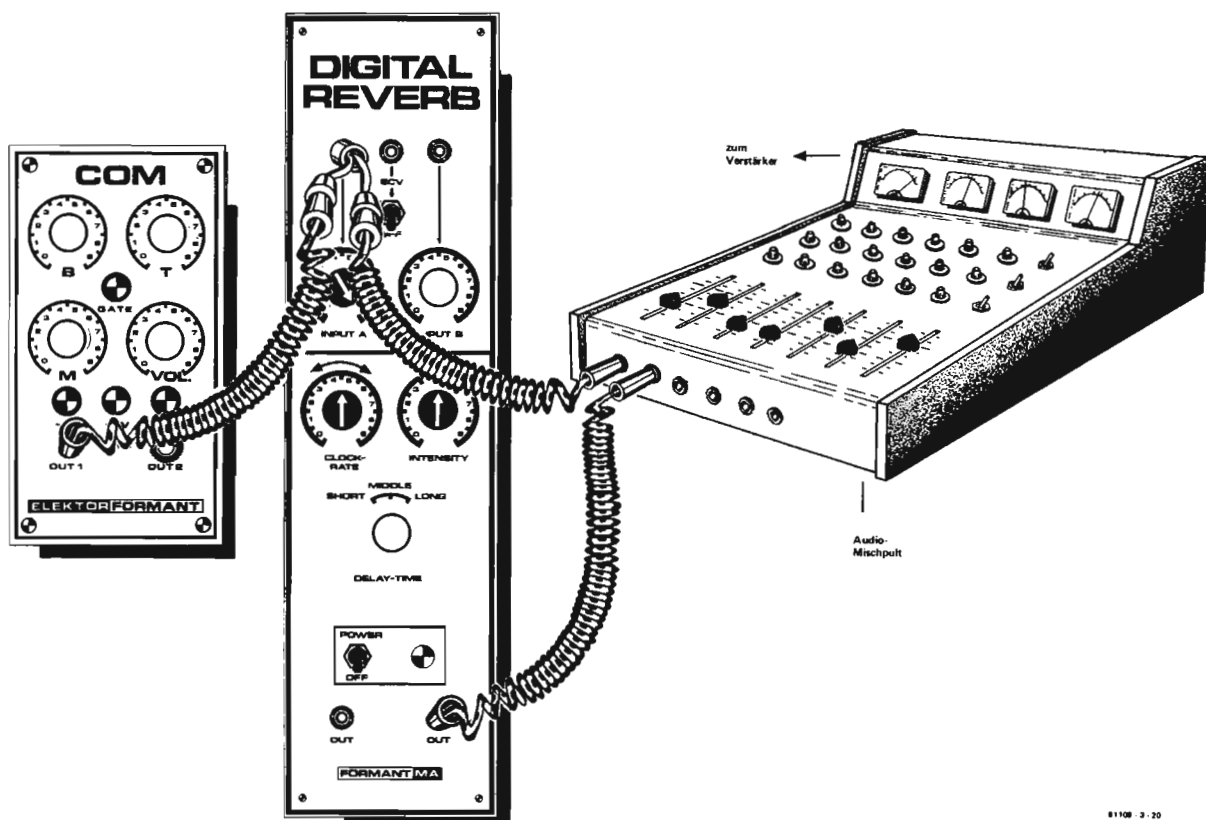
Bei Verwendung der Schieberegister MM 5058 werden zwar die Grenzdaten nicht überschritten, der zulässige Wert für den Clockimpuls jedoch nicht eingehalten. Bild 16 zeigt geringfügige

Änderungen, die aus dem -12 V-Impuls einen zulässigen -5 V-Impuls machen. Diese Änderung gilt ausschließlich für das MM 5058.

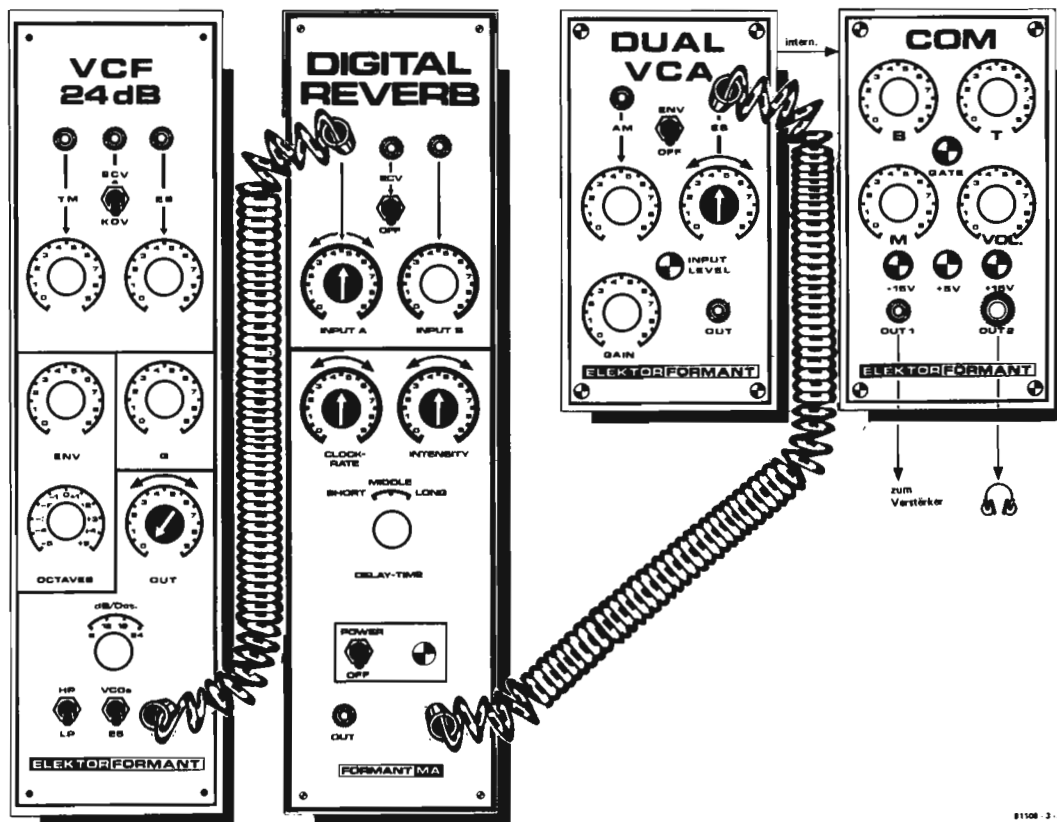
Die Frontplatte

Der in Bild 17 dargestellte Frontplatten-vorschlag entspricht dem Layout der großen FORMANT-Frontplatten. Der

20



21



81108-3-21

Bild 18. Änderungen zum Digital Reverb.

Bild 19. Montagevorschlag zur Befestigung der Platine(n).

Bild 20. Grundschiung des Digital-Reverb-Moduls. Mit Hilfe eines Mischpultes kann wahlweise das verhallte Signal oder das unverhallte Signal stärker betont werden.

Bild 21. In dieser Schaltung kann man mit dem ES-Einsteller des VCAs bzw. mit dem OUT-Einsteller des VCFs das verhallte oder unverhallte Signale betonen. Außerdem besteht die Möglichkeit des "Vorhörens" über Kopfhörer (OUT2 des COM).

Einsteller "Intensity" entspricht P2 (Hallintensität), der Einsteller "Clock Rate" P3 (Delay). Der Schalter S1 (IN/OUT) entfällt. Für die Einstellung der maximalen Verzögerungszeit ("Delay-Time") ist ein dreistufiger Drehschalter vorgesehen.

Um das FORMANT-Netzteil nicht zusätzlich zu belasten, wird ein eigener Netztrafo empfohlen. Für den Netzschalter (Miniatur-Kippschalter 2 x Ein) und die Anzeige-LED sind entsprechende Bohrungen vorgesehen.

Um den Platz auf der Frontplatte besser zu nutzen, sind die Ein- und Ausgänge zweifach ausgelegt, wobei es zweckmäßig ist, je einen "Zweig" mit einer 3,5-mm-Klinkenbuchse und einen mit einer 6,35-mm-Klinkenbuchse zu versehen. Damit können sowohl Signale vom FORMANT als auch andere Audio-Signale (Mikrofon, E-Gitarre, Orgel, usw.) verhallt werden. Die notwendige

Schaltungsänderung ist aus Bild 18 ersichtlich. Die zusätzlichen Bauteile können auch an der Frontplatte verdrahtet werden. Für die Drehpotis verwendet man am besten logarithmische Typen. Ein (abschaltbarer) Steuerungseingang (EVC) zur Modulation der Taktfrequenz ist bereits vorgesehen.

Montagehinweise

Die Platine für die Grundausführung und die Erweiterungsplatinen können mit Alu-Winkeln bzw. mit einem gewinkeltem Alu-Blech (1,5 ... 2 mm) an der Frontplatte montiert werden. Nach dem Montagevorschlag von Bild 19 finden bis zu 4 Erweiterungsplatinen Platz.

Den Netztransformator montiert man am besten am Boden des FORMANT-Gehäuses. Da beim Nachhall keine internen Verbindungen zu anderen FORMANT-Modulen vorgesehen sind, erübrigt sich die Verwendung einer 31-poligen Steckerleiste.

Zwei Grundschiungen

Abschließend zeigen die Bilder 20 und 21 zwei Grundschiungen zwischen dem FORMANT und dem Digital Reverb. Sicherlich gibt es noch viele Möglichkeiten und dem experimentierfreudigen Spieler sind keine Grenzen gesetzt.

Rauschen ade!

Ist im Nutzsignal der Rauschanteil zu hoch, wird einem das Hörvergnügen doch sehr vermiest. Das muß nicht sein. Mit einer modernen Kompander-Schal-

tung läßt sich das Rauschen unterdrücken. Elektor hat im Heft 123 (März 1981) eine Rauschunterdrücker-Schaltung mit dem Titel "Elektor Hi-Fi-Kompander" beschrieben. Eine andere, brauchbare Schaltung findet man in der Zeitschrift STUDIO, Heft 33 (November 1980). Der Autor W. Fuchs beschreibt in dem Artikel "Kompander-Variationen, Systeme für Bandmaschinen und Zusatzgeräte" eine Schaltung mit dem Signetics-IC NE 570/571.

Literatur:

- B. Blesser, F. Lee: *An Audio Delay System Using Digital Technology*, JAES (J. of the Audio-Eng. Society), Vol. 19, No. 5 (May 1971), S. 393
 R.E. DeFreitas, P.W. Mitchell: *High Performance Delta Modulation Is Both Simple And Economical*, AES-Preprint No. 1500 (E-3), (1979)
 R. Factor, S. Katz: *The Digital Audio Delay Line*, db, May 1972, S. 18
 R. Factor: *A 6,4-Second Digital Delay Line, Uniquely Designed For Broadcast Obscenity Policing*, AES-Preprint No. 1417 (I-7), (1978)
 FX-209 Adaptive Delta Modulation Encoder or Decoder, Consumer Microcircuits Ltd., Pre-publication product information extract

Nachbauschiungen:

- J. Neves, S. Kolupaev: *Build A Digital Audio Delay Line, Polyphony*, Vol. 6, No. 1 (May/June 1980), S. 19
 J. Neves, S. Kolupaev, D. Delahanty: *Audio Time Delay Systems, Part 3*, Popular Electronics, September 1980, S. 68