

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.

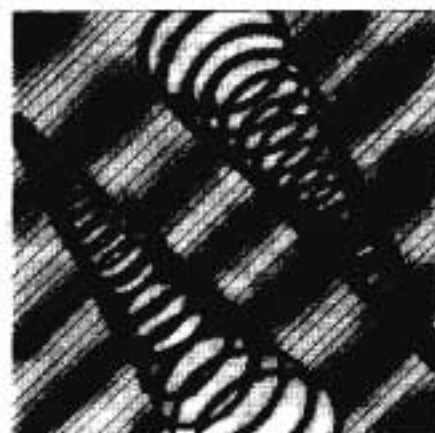
Gute Hallspiralen (z.B. HAMMOND) sind für diesen Zweck meistens ausreichend, rufen jedoch im Signal noch zusätzliche Resonanzen hervor (was aber z.B. bei Blechbläser-Klängen interessant wirkt) und neigen, wenn nicht optimal abgestimmt, leicht zu Rückkopplungen. Bandhall-Geräte genügen auch gehobeneren Ansprüchen, bedürfen jedoch einer ständigen Wartung. Seit dem Preisverfall der Eimerkettenspeicher 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. Eimerkettenspeicher) 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



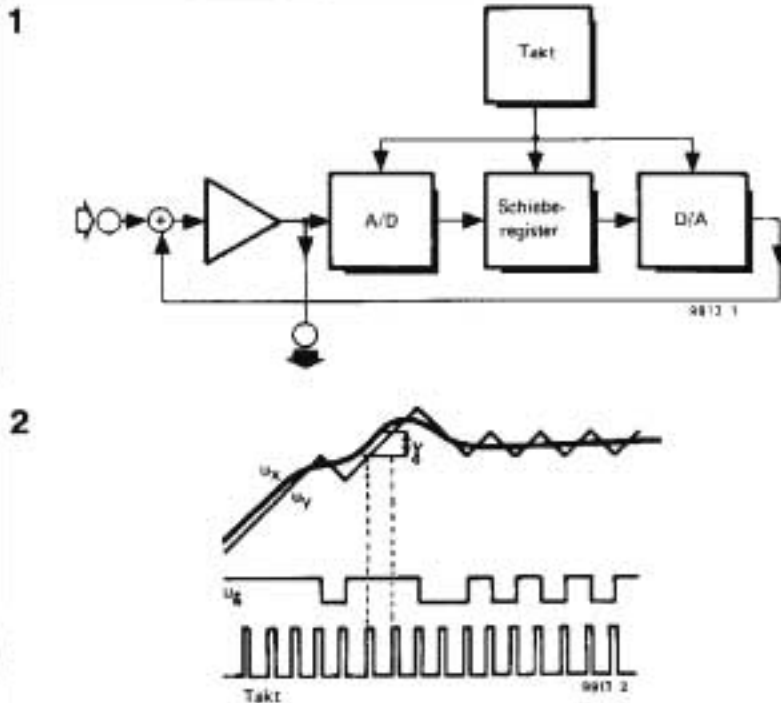
einem Digital-Analog-Wandler in ein analoges Signal rückgewandelt. Das Ausgangssignal des D/A-Wandler gelangt zum Eingang zurück; es durchläuft die gesamte Kette so oft, bis seine Amplitude unter den Störpegel abgesunken ist. Das verzögerte Signal wird jeweils zum momentanen Eingangssignal addiert, so 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_d , das zu jedem Zeitpunkt die Richtung von u_y in binärer Form angibt: Steigt u_y , so ist u_d logisch "1"; fällt u_y ab, so wird u_d 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.



tor eine logische "0". Das Flipflop übernimmt bei jedem Taktimpuls das Ausgangssignal des Komparators und hält es bis zum nächsten Taktimpuls fest. Am momentanen Wert vom Modulationsprodukt u_{δ} läßt sich ablesen, ob die Differenz zwischen u_x und u_y beim vorangegangenen Taktimpuls positiv oder negativ war. Aus dieser Tatsache erklärt sich auch die Bezeichnung des Verfahrens: Delta ist das mathematische Symbol für Differenz.

Selbsteinstellende Delta-Modulation

Das im vorigen Abschnitt beschriebene Modulationsverfahren bezeichnet man als lineare Delta-Modulation. Hierbei hängen die Verzerrungen des detektierten Signals u_y im Vergleich zu u_x von der Schrittweite γ (siehe Bild 2) sowie von der Größe des Eingangssignals u_x ab. Bei konstanter Schrittweite sind hier die Verzerrungen kleiner Eingangssignale größer als die Verzerrungen größerer Eingangssignale. Die mittlere Verzerrung läßt sich durch eine variable, vom Eingangssignal abhängige Schrittweite beträchtlich herabsetzen. Es liegt nahe, die Schrittweite γ stets an den Momentanwert des Eingangssignals anzupassen indem der Modulator einfach eine nichtlineare Übertragungscharakteristik erhält. Laboruntersuchungen haben jedoch gezeigt, daß bei Audio-Anwendungen bessere Resultate zu erzielen sind, wenn die Schrittweite γ von der Hüllkurve des Eingangssignals abhängt. Ein Delta-Modulator mit dieser

Bitfolge ... 01010 ...

Die Delta-Modulation und insbesondere die -Demodulation läßt sich im Prinzip sehr leicht realisieren. Um mit dem zweiten zu beginnen: Die Demodulation ist eine Integration des Modulationsprodukts u_{δ} , die sogar von einem einfachen RC-Glied durchgeführt werden kann.

Die Modulation nach dem Delta-Verfahren kann entsprechend dem in Bild 3

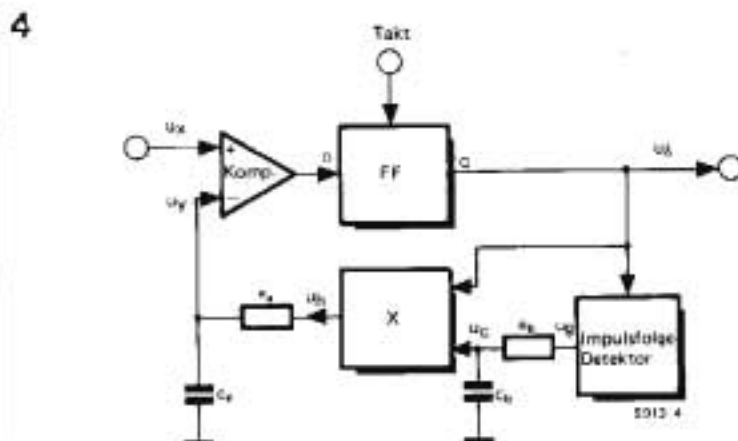
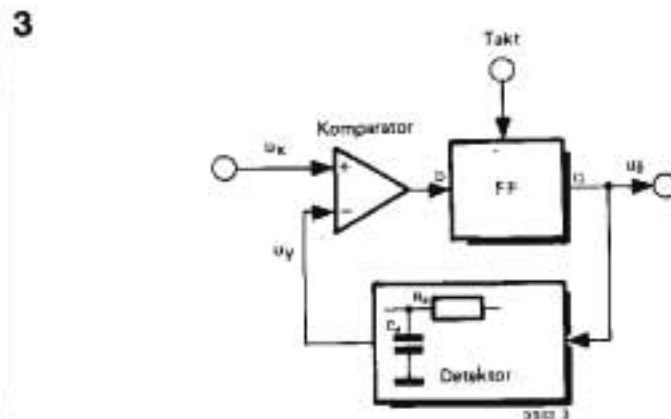
angegebenen Blockschema geschehen. Wie man sieht, handelt es sich um ein rückgekoppeltes System. Der im Rückkopplungszweig liegende Detektor (Integrator) bildet aus dem Modulator-Ausgangssignal u_{δ} das Signal u_y . Dieses Signal wird vom Komparator mit dem Eingangssignal u_x verglichen. Wenn u_x größer als u_y ist, erscheint am Komparator-Ausgang eine logische "1"; im umgekehrten Fall liefert der Kompara-

Bild 1. Blockschema eines digitalen Hallgenerators. Das analoge Eingangssignal wird "digitalisiert", von einem Schieberegister verzögert und schließlich wieder in die analoge Form rückgewandelt.

Bild 2. Diese Grafik verdeutlicht das Prinzip der Delta-Modulation. Das Modulationsprodukt u_{δ} gibt jeweils die Richtung des an das Eingangssignal u_x angenäherten Signals u_y an.

Bild 3. Blockschema eines linearen Delta-Modulators. Der Modulator besitzt eine Rückkopplungsschleife, über die das detektierte Ausgangssignal mit dem Eingangssignal verglichen wird.

Bild 4. Blockschema eines selbsteinstellenden Delta-Modulators. Die Schrittweite γ hängt von der Hüllkurve des analogen Eingangssignals ab.



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_V um.

Das Ausgangssignal u_H des Mixers 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.

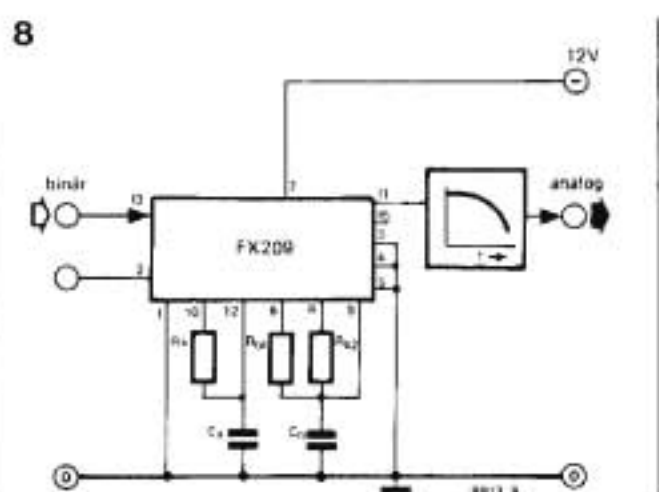
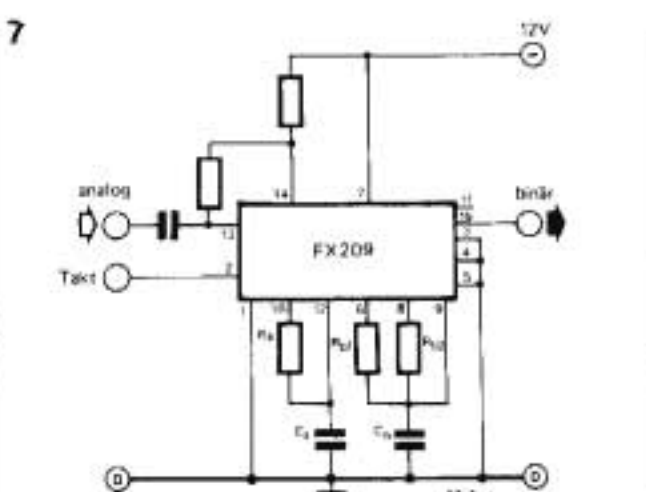
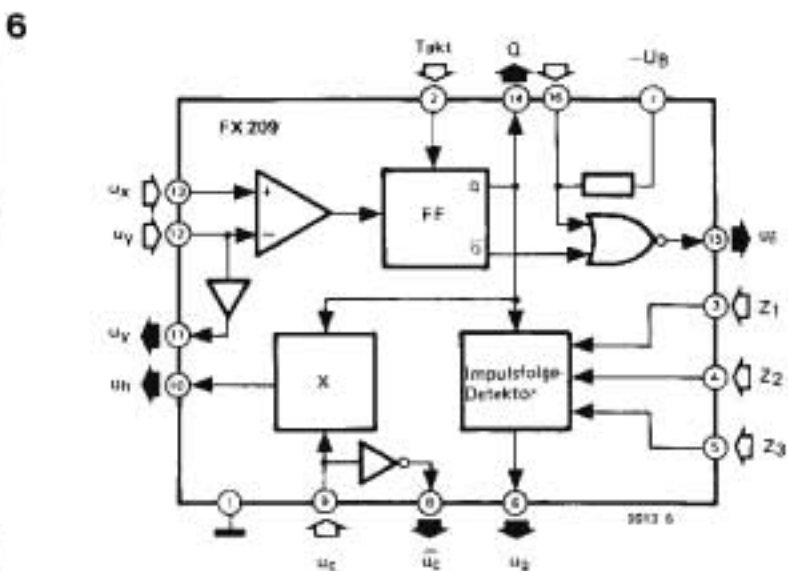
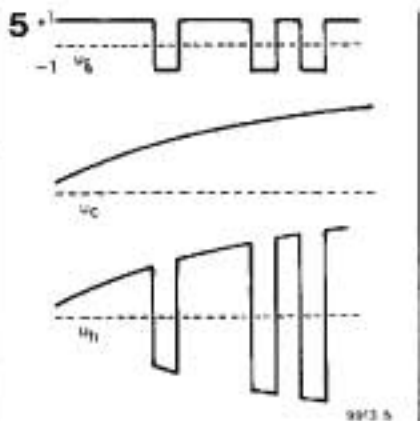
Bild 11. Schaltung der für den digitalen Hallgenerator entworfenen Speisung. Die angeschlossenen ICs sind durch elektronische Überspannungssicherungen geschützt. Ohne Erweiterungsplatten kann u.a. der Trafo schwächer dimensioniert werden (siehe Text).

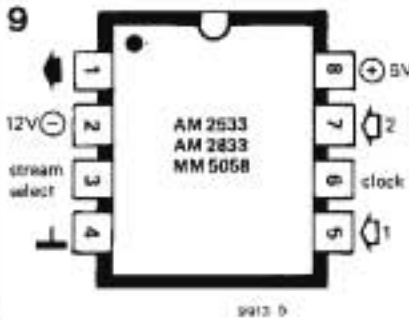
sondern setzt sich aus dem binären Signal u_δ und dem analogen Regelsignal u_C zusammen (siehe Bild 5). Das Regelsignal u_C wird von einem zweiten RC-Glied R_B/C_B erzeugt, das eine wesentliche größere Zeitkonstante als R_A/C_A besitzt. Das Eingangssignal u_δ dieses Integrationsglieds ist ebenfalls ein 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_δ auf logisch "1" und behält diesen Zustand während der folgenden Taktperioden bei. Dies ist zum Beispiel dann der Fall, wenn die letzten drei detektierten Signalzustände 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_δ logisch "1". Je länger und öfter nun u_δ 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-

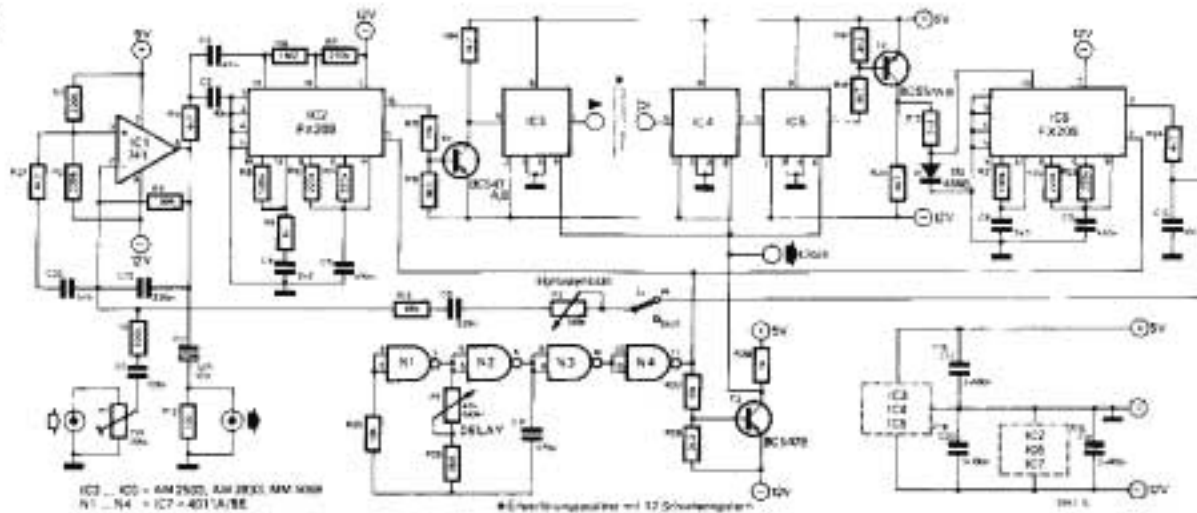




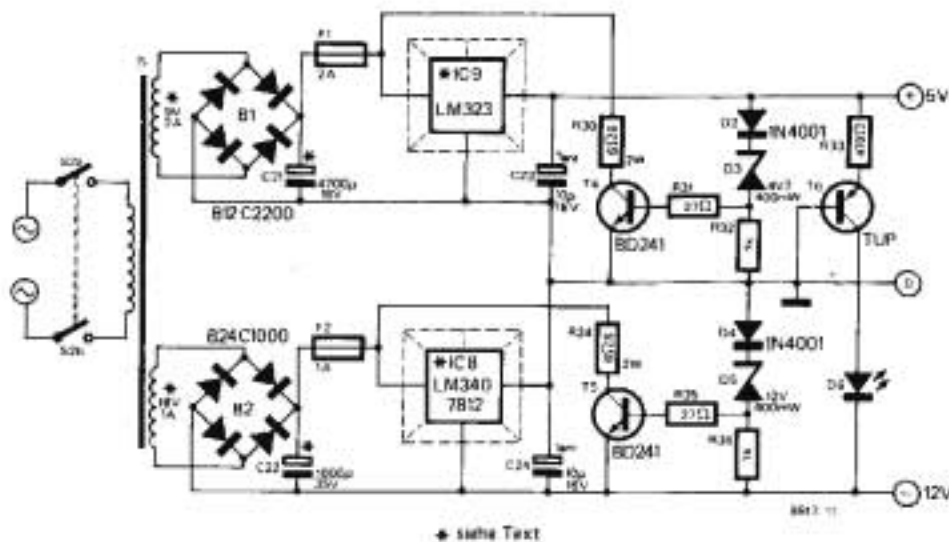
gativer Logik, wobei einer logischen "0" eine Spannung von ungefähr Null Volt und einer logischen "1" eine negative Spannung entspricht. Bild 6 zeigt ein vereinfachtes Blockschema des FX 209. Die meisten der dort angegebenen Funktionen sind bereits aus Bild 3 bekannt; zusätzlich enthält das IC noch eine Pufferstufe (Impedanzwandler) für u_V . An Pin 11 ist daher das gleiche Signal vorhanden wie an Pin 12. Das Signal u_5 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, R6, 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 = 60Ω/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_D bestimmt R_{D1} die Ansprechzeit der Regelung, während von R_{D2} die Abfallzeit abhängt.

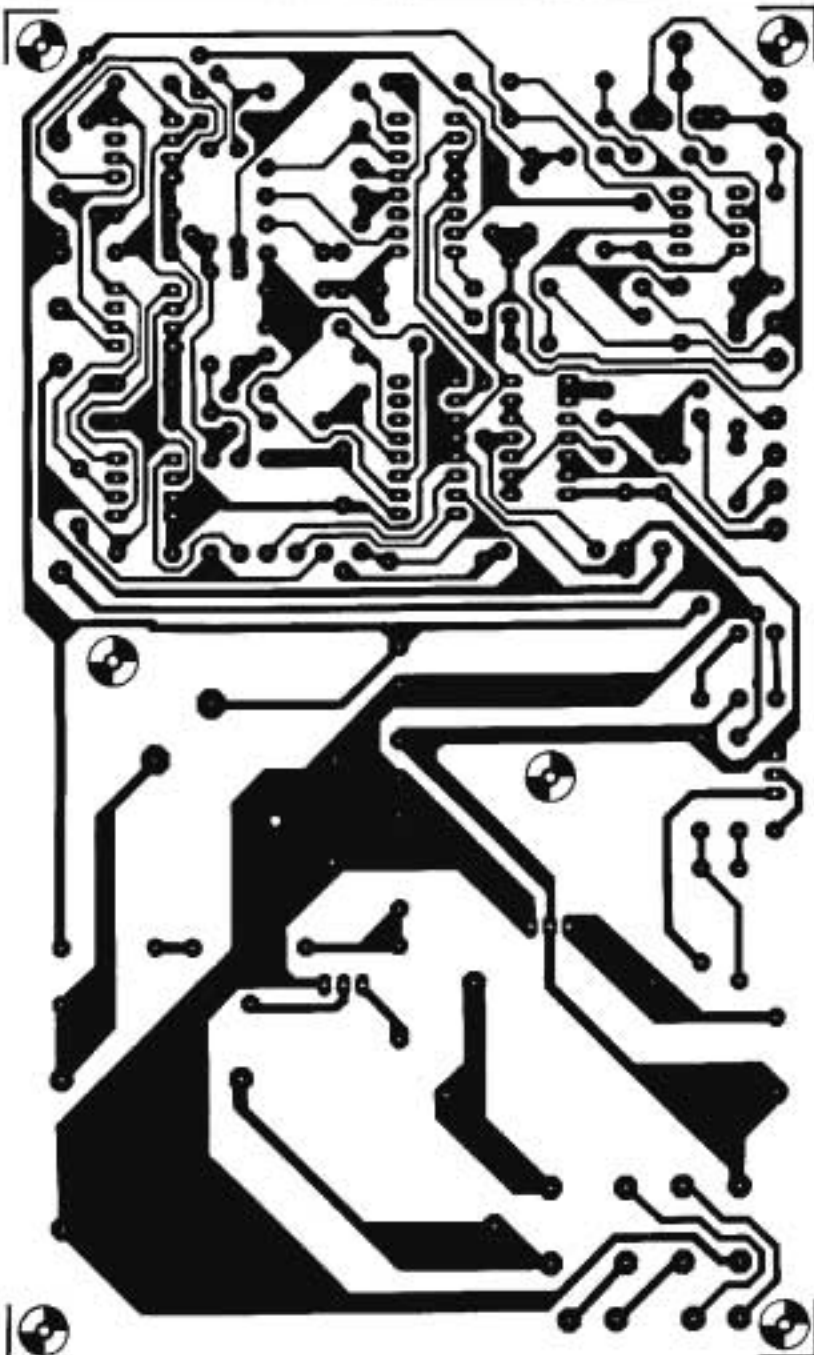
In der Modulatorschaltung (Bild 7) ist eine Mitkopplung vom Q-Ausgang (Pin 14) zum nichtinvertierenden Eingang des Komparators (Pin 13) zu finden. Diese Mitkopplung bewirkt, daß bei konstanter Eingangsspannung (z.B. Null Volt) der Modulator tatsächlich die gewünschte Bitfolge ... 01010 ... liefert.

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 8Pin-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.

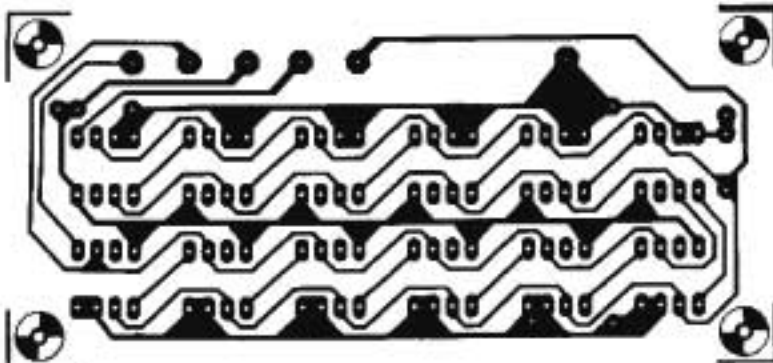
Bild 9 zeigt die Anschlußbelegung eines Schieberegister-ICs. Über den "Stream-Select"-Eingang (Pin 3) läßt sich wahlweise einer der beiden Daten-Eingänge aktivieren. Liegt an Pin 3 eine "0", dann

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



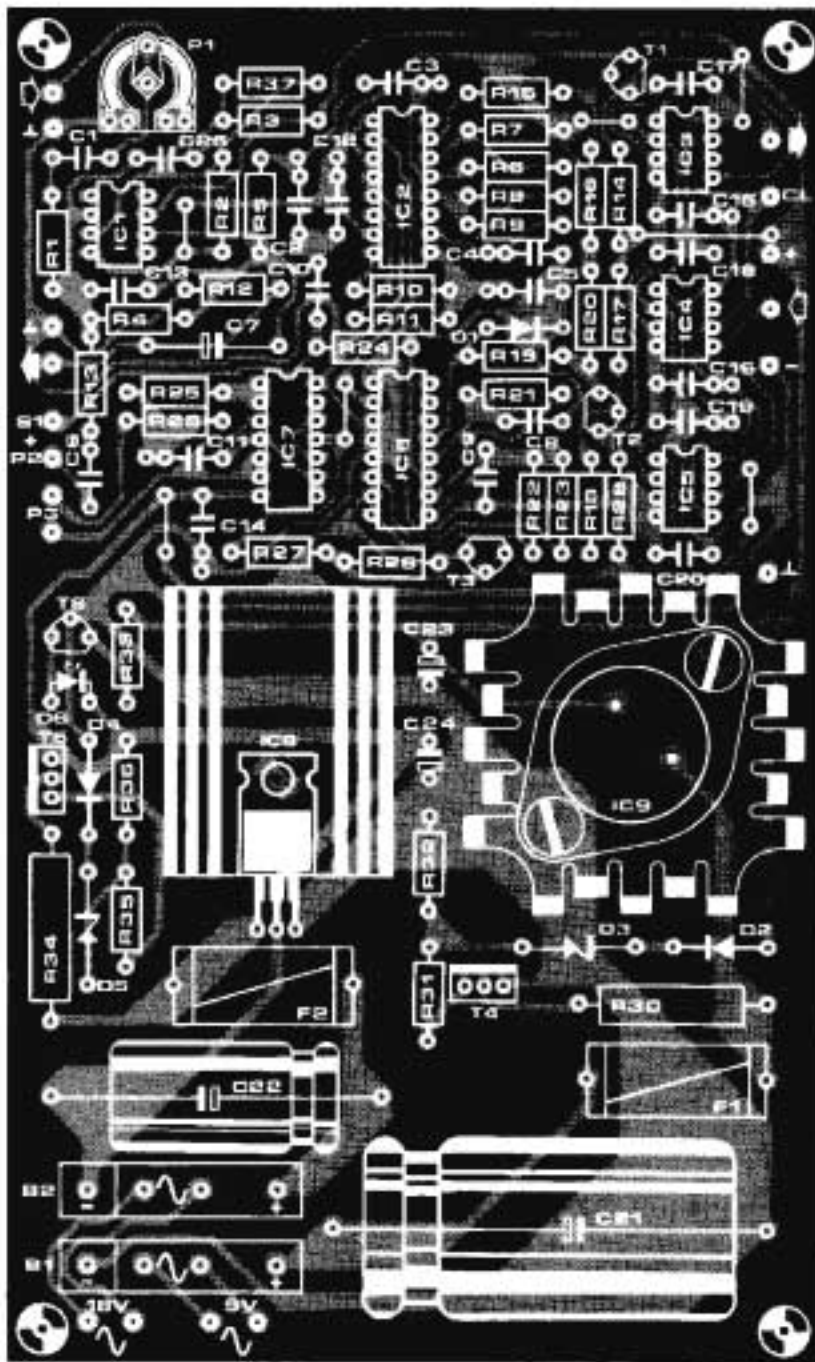


Bild 12. Platine und Bestückungsplan für die Grundausführung. Auf dieser Platine findet sowohl die Schaltung aus Bild 10 als auch die Speisung aus Bild 11 Platz.

Bild 13. Layout und Bestückungsplan der Erweiterungsplatine. Hier können 12 weitere Schieberegister-ICs zusammen mit zwei Endkoppelkondensatoren 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 Erweiterungsplatinen in Serie geschaltet werden.

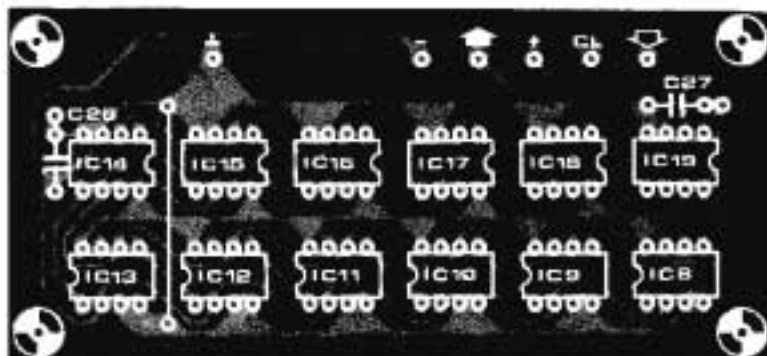
Dem letzten Schieberegister (IC5) ist ebenfalls eine Ausgangsstufe nachgeschaltet (T2), so daß die für den Demodulator-Eingang benötigten Spannungspegel eingehalten werden. Diode D1 schützt das Demodulator-IC (IC6) vor gefährlichen positiven Spannungsspitzen. Auf den Delta-Demodulator folgt ein einfaches 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.

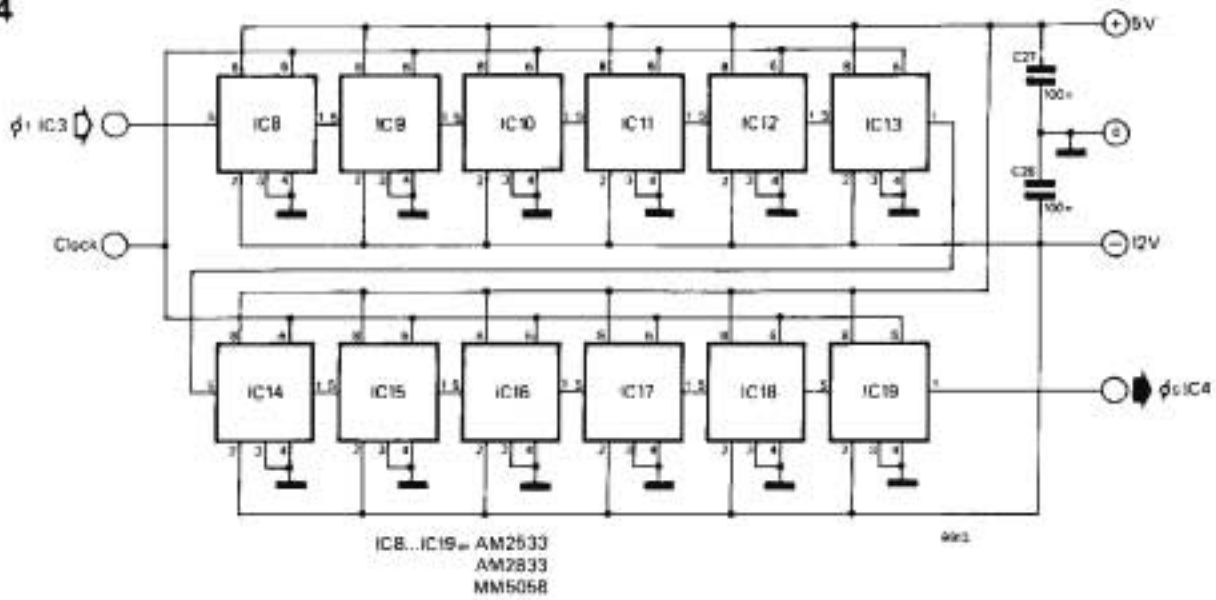
und gelangt dann zum selbsteinstellenden Delta-Modulator IC2. Hier ist leicht die Schaltung aus Bild 7 wiederzuerkennen; lediglich der relativ niederohmige Widerstand R9 (1 k) wurde hinzugefügt. Dieser Widerstand trägt zur Stabilisierung des Modulationsprozesses bei, insbesondere bei den höheren

Frequenzen.

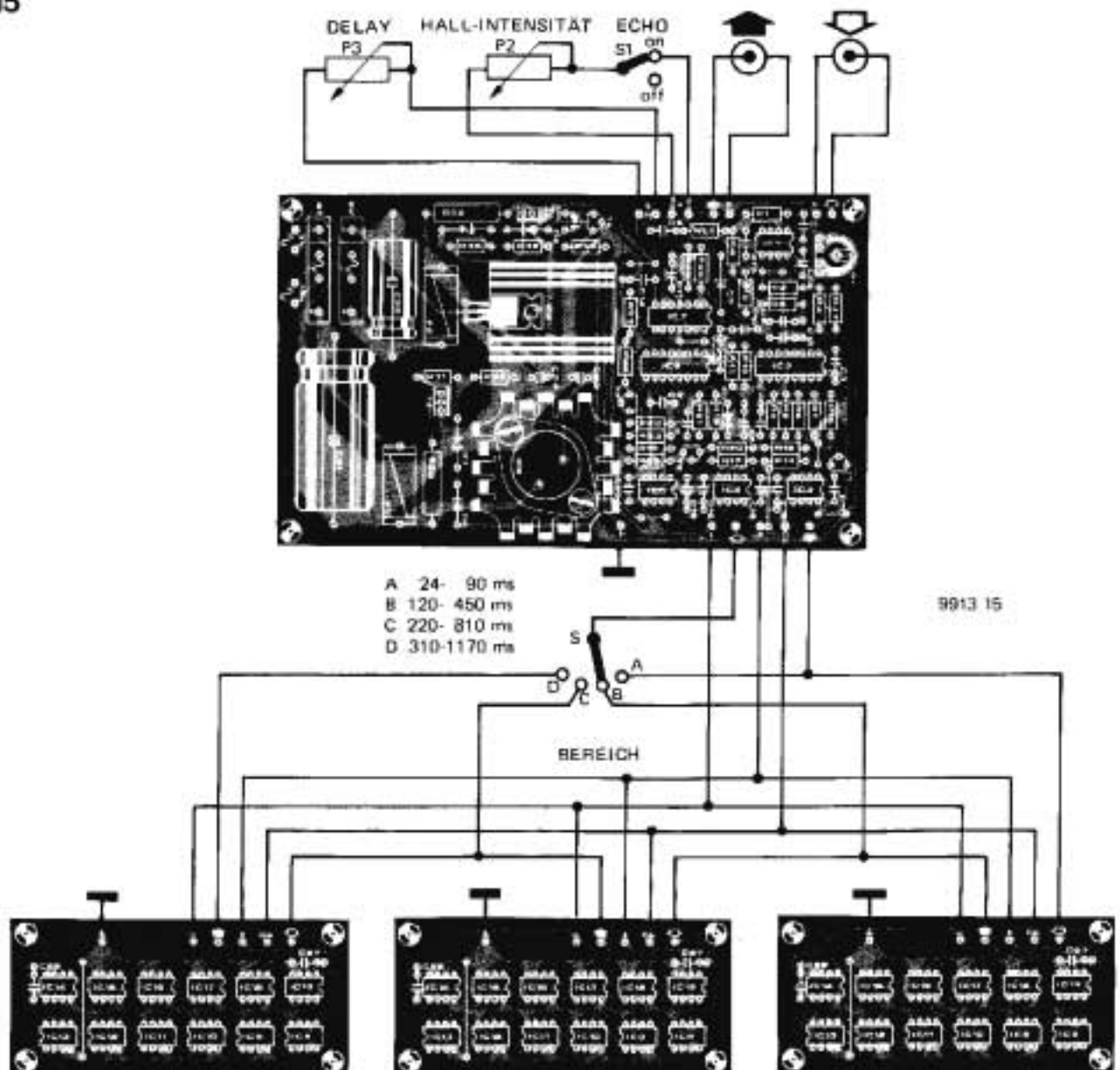
Auf den Modulator folgt die mit T1 aufgebaute Stufe, die die Ausgangsspannungen des Modulators an den Schieberegister-Eingang anpaßt. In der Basisausführung der Schaltung sind drei Schieberegister-ICs vorgesehen (IC3, IC4, IC5), zwischen IC3 und IC4



14



15



16

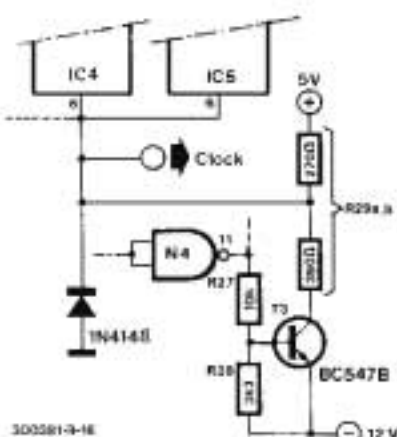
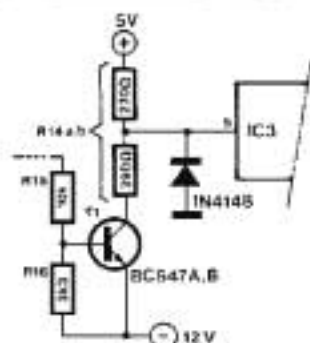


Bild 14. Schaltung der Erweiterungsplatine.

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 Basischaltung 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 Spannungstabilisierung 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 Spannungstabilisatoren 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 zuzüglich 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.

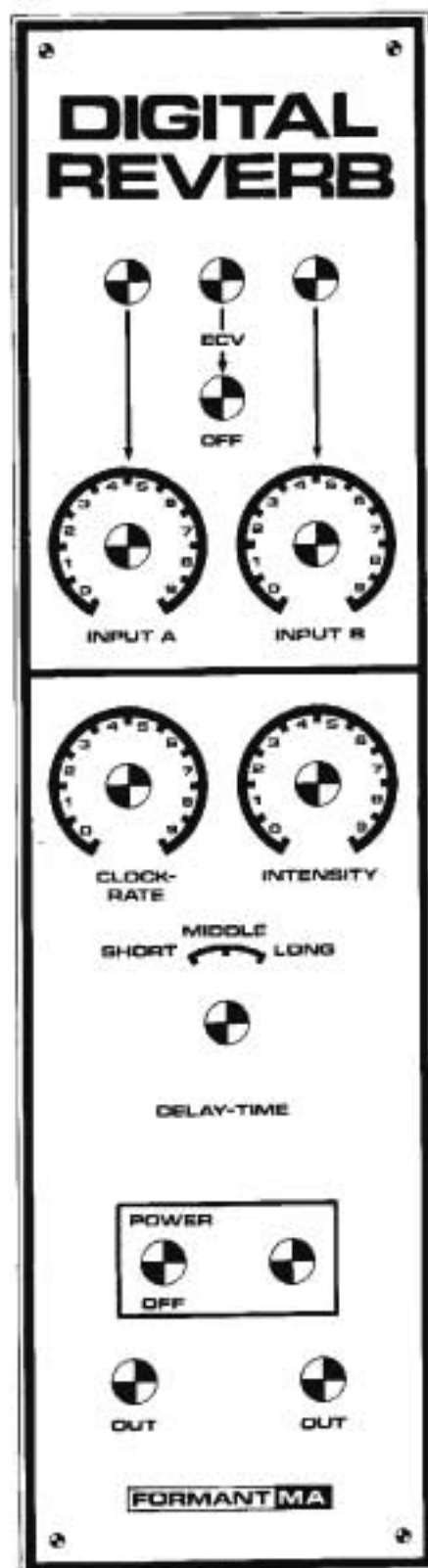
Platinen

Die Basischaltung aus Bild 10 findet zusammen mit der Speisung aus Bild 11 auf der gleichen Platine Platz; Bild 12 zeigt das Platinen-Lay-out 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.

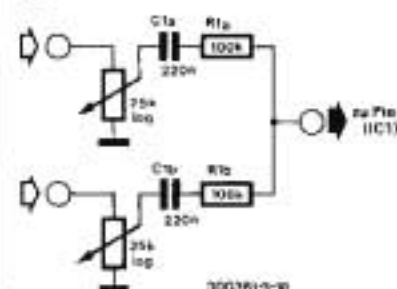
Das Layout und der Bestückungsplan gehen aus Bild 13 hervor. Diese Platine nimmt 12 Schieberegister-ICs vom gleichen Typ wie in der Basischaltung (IC3 ... IC5) verwendet sowie zwei Entstörungs- und Entkoppelkondensa-

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

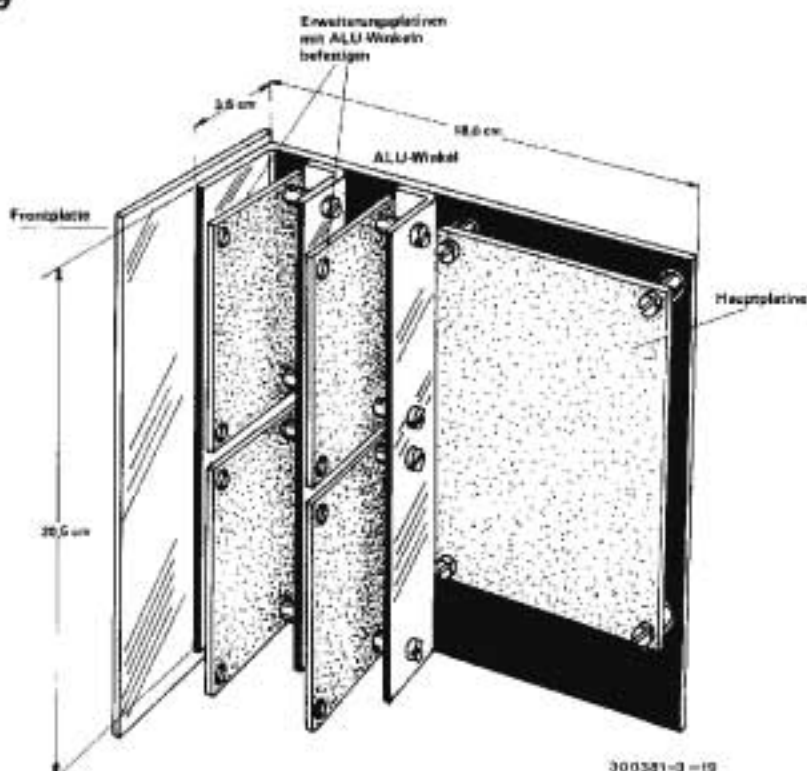


einer elektronischen Orgel erscheint dagegen auch der Betrieb ohne Erweiterungsplatine sinnvoll. Bild 15 zeigt, wie sich die "Länge" der Verzögerungsleitung stufenweise umschalten läßt. Der Einstellbereich von Potentiometer P3 ("Delay") hängt hier von der Stellung des "Bereich"-Schalters ab. Da die Bandbreite 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 Hallgenerator an verschiedenen Signalquellen betrieben werden soll, verwendet man für P1 zweckmäßigerweise ein

19



von außen bedienbares logarithmisches Potentiometer.

Noch ein Tip

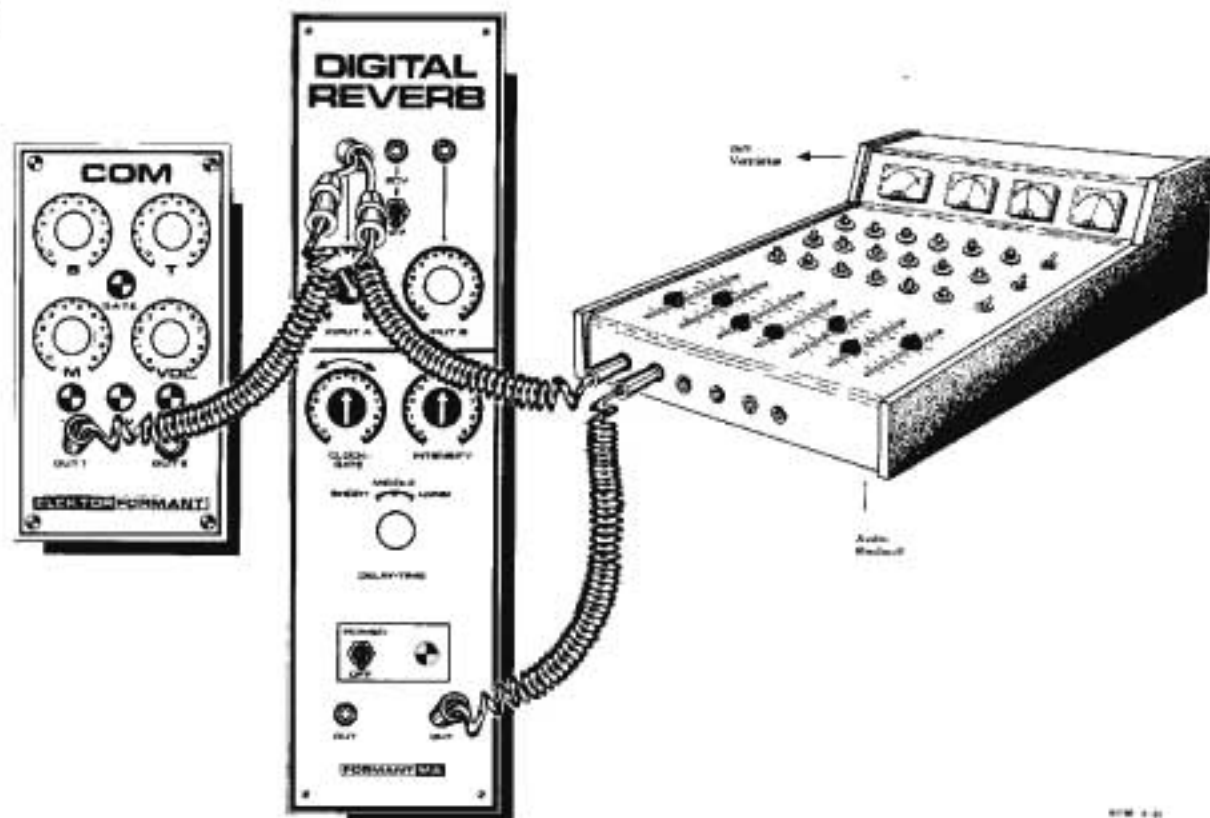
Bei Verwendung der Schieberegister MM 5058 werden zwar die Grenzdaten nicht überschritten, der zulässige Wert für den Clockimpuls jedoch nicht eingehalten. Bild 16 zeigt geringfügige

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

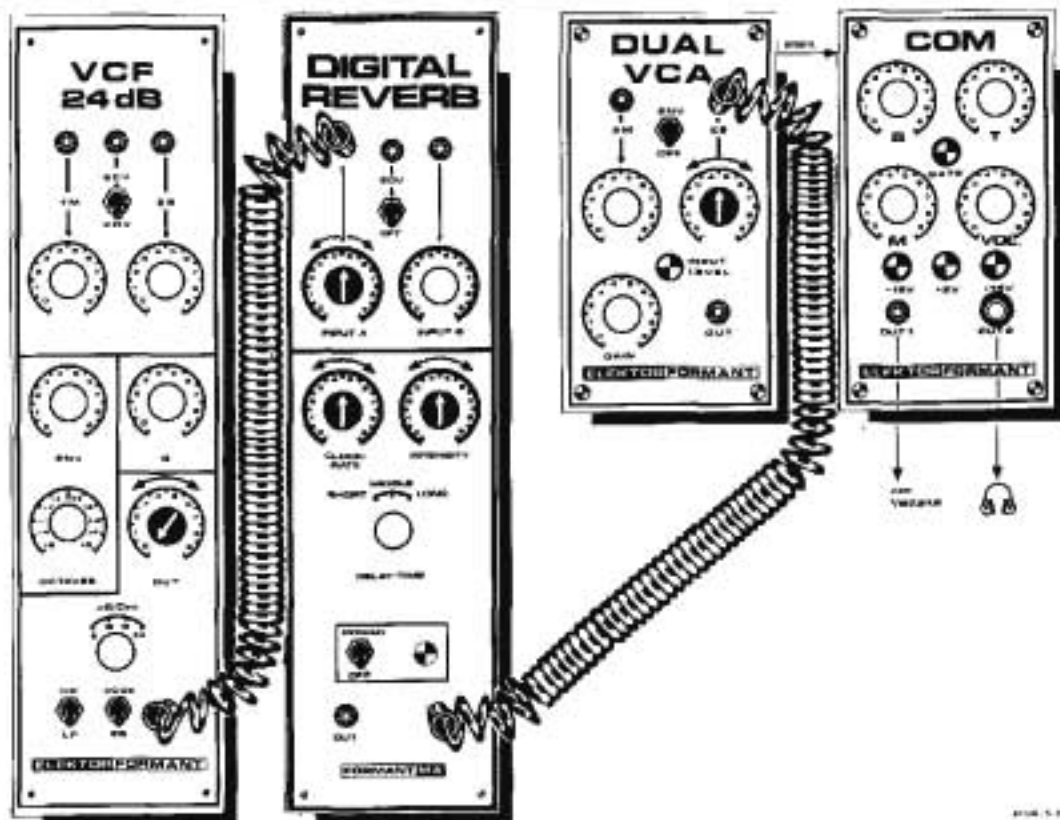


Bild 18. Änderungen zum Digital Reverb.

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

Bild 20. Grundschialtung 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 Grundauführung 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 Grundschialtungen

Abschließend zeigen die Bilder 20 und 21 zwei Grundschialtungen 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

Nachbauschialtungen:

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