

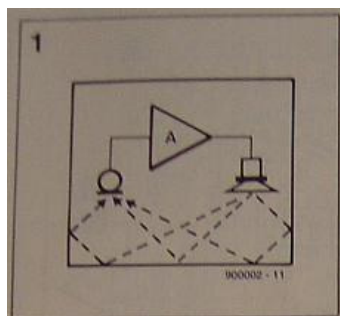
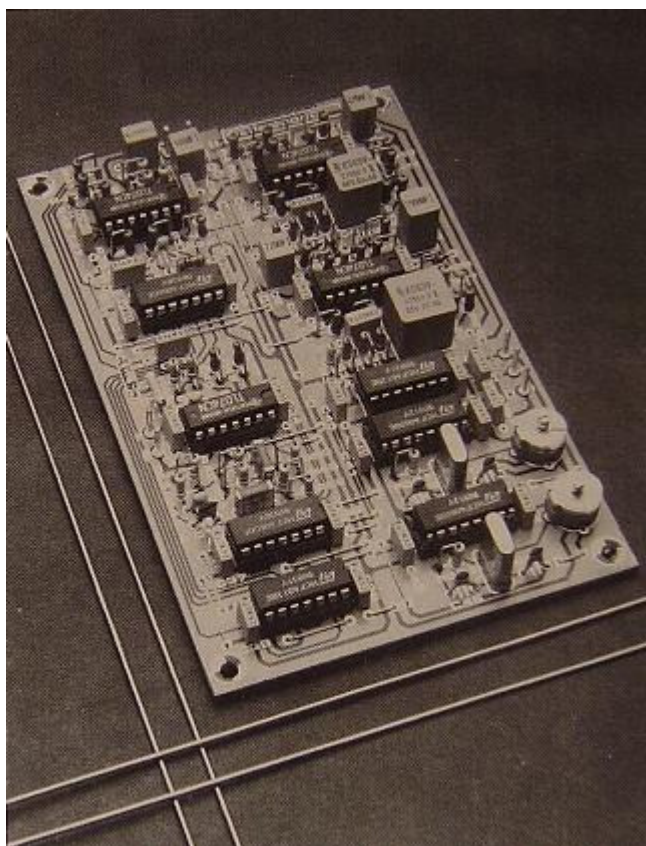
FEEDBACK-KILLER

Wer kennt es nicht: Je lauter, desto pfeift es . .

Akustische Rückkopplung kann bei jeder Anlage auftreten, wenn das Lautsprechersignal ins Mikrofon rückkoppelt. Nimmt man die Verstärkung zurück, wird die Wiedergabe aber zu leise. Was tun?

Im Gegensatz zu Filtern zur Pfeifunterdrückung ist ein Frequency-Shifter prinzipiell die wirksamere Lösung.

Gewöhnliche Schaltungen zur Verhinderung von akustischen Rückkopplungen zwischen Lautsprecher und Mikro arbeiten mit einem Kerbfilter hoher Güte oder einem parametrischen Filter, das normalerweise von Hand eingestellt wird. Es gibt aber auch Anti-Feedback-Filter, bei denen die Notchfrequenz automatisch der Rückkopplungsfrequenz folgt. Schon hier kann man den Haken der Sache erkennen: Ein solches Filter kann das Rückkopplungspfeifen nicht nur deswegen nicht richtig verhindern, weil es prinzipiell immer "zu spät" kommt, sondern auch, weil selbst bei erfolgreicher Eliminierung der entsprechenden Frequenz die Anlage munter auf der nächstbesseren Resonanzfrequenz weiterschwingt. Eine andere Möglichkeit, diesen unangenehmen Erscheinungen Herr zu werden, ist das Verschieben des gesamten Frequenzspektrums um einige Hertz. Warum dieses Prinzip besser als das der Kerbfilter-Rückkopplungsfilter ist, zeigt Bild 1.



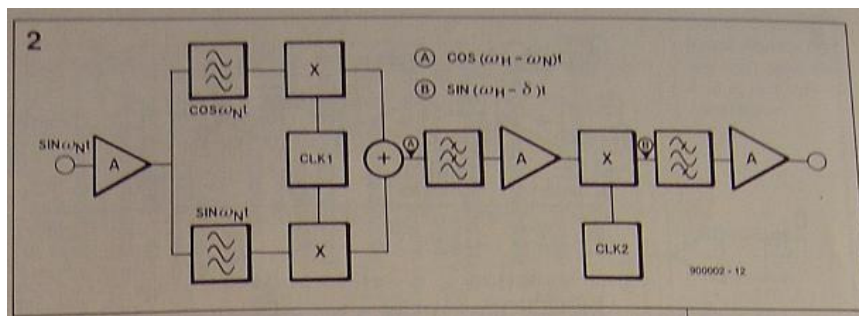
Eine akustische Rückkopplung entsteht, wenn das Signal, das vom Mikro aufgenommen wird, nach Durchlaufen des Verstärkers und der Lautsprecher genau so im Hörraum reflektiert wird, daß es mit einer Phasenverschiebung von $n \cdot 360^\circ$, also genau phasengleich, wieder zum Mikro gelangt, und darüberhinaus der Verstärker das Signal mehr verstärkt, als daß der Raum es dämpft.

Man sieht, daß das Entstehen akustischer Rückkopplungen von einer Vielzahl Faktoren abhängt, dazu gehören insbesondere Mikrofonrichtcharakteristik und -aufstellung, Lautsprecherabstrahlcharakteristik und -aufstellung, Verstärkereinstellung sowie architektonische und akustische Eigenschaften des Raums. So entsteht bei einer Freiluftveranstaltung selten Rückkopplung, hat doch der "Hörraum" eine fast ideale Eigenschaft, nämlich eine sehr hohe Dämpfung und daher praktisch keine Reflexionen. Es pfeift dann nur, wenn großflächige Anzeigetafeln und ähnliche "Schallreflektoren" in der Gegend vor den Lautsprechern herumstehen oder die Lautsprecher so ungünstig platziert sind, daß Direktschall vom Mikro aufgenommen werden kann.

In geschlossenen Räumen muß man aufgrund der niedrigen Dämpfung mit Reflexionen leben. Um dann ausreichend hohe Lautstärken produzieren zu können, braucht man gute Mikrofone und Lautsprecher in geeigneter Aufstellung. Die Frequenzverschiebung wirkt aktiv gegen "Feedback", da das vom Lautsprecher abgegebene und durch den Raum reflektierte Signal aufgrund der Frequenzverschiebung nicht mehr mit dem ursprünglichen Signal phasengleich sein kann. Für musikalische Darbietungen muß die Verschiebung aber aus naheliegenden Gründen sehr klein bleiben, es klingt sonst nicht gut ("Verstimmung" der höhen-Disharmonie). Die Schaltung ist daher in erster Linie für Sprachwiedergabe gedacht und geeignet.

Das Prinzip: DSSC und SSB

Ein Frequenzspektrum in seiner Gesamtheit zu verschieben, ist nicht so einfach, wie ein Blick auf das Blockschaltbild (Bild 2) zeigt.



Das Zauberwort heißt Ringmodulation, und damit geht es erst einmal ins Reich der Hochfrequenztechnik. Dort ist diese Modulationsart als Double Sideband Suppressed Carrier (DSSC) mit

anschließender SSB-Filterung (Single Side Band) bekannt. Das NF-Signal wird in einem Ringmodulator mit einer hochfrequenten Trägerschwingung multipliziert. Am Ausgang des Modulators stehen zwei Frequenzbänder, Seitenbänder genannt, zur Verfügung (Bild 3),

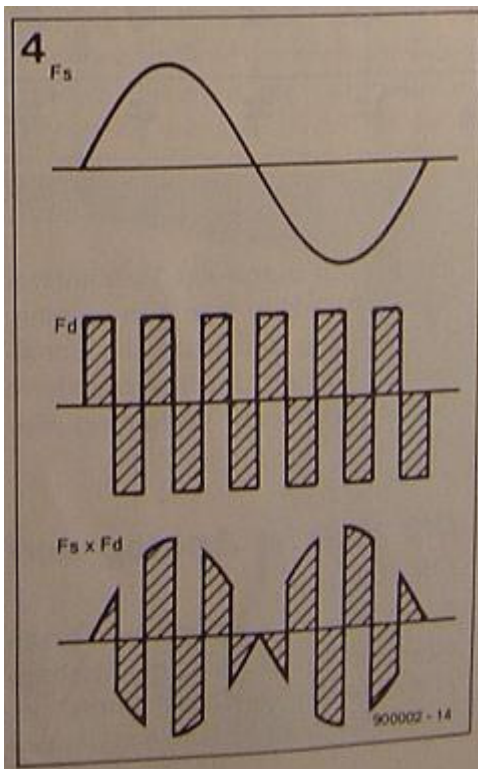


die Trägerschwingung wird dabei weitgehend unterdrückt. Das obere Seitenband entsteht aus der Addition von Träger- und Signalfrequenz, das untere aus deren Subtraktion. Ein Beispiel: Bei einer Signalfrequenz von 1 kHz und einem 500-kHz-Träger ergibt sich im unteren Seitenband ein Signal mit einer Frequenz von 499 kHz, im oberen Seitenband von 501 kHz. Was das in der Praxis bedeutet, zeigt Bild 4: Die Signalspannung wird im Takt der Trägerfrequenz abwechselnd invertiert und nicht invertiert. Das Ergebnis ist unten im Bild zu sehen.

Da wir als Träger ein Rechtecksignal verwenden, hat nach einer Fourier-Analyse die Ausgangsspannung die Form

$$U_A(t) = U_N(t) \cdot \pi/2 (\sin \omega_{HT} + 1/3 \cdot \sin 3 \cdot \omega_{HT} + 1/5 \cdot \sin 5 \cdot \omega_{HT} + \dots),$$

und, hinter einer Filterschaltung, die alle Oberwellen unterdrückt, nur noch



$$U_A(t) = U_N(t) \cdot \pi/2 \sin \omega_H t.$$

Dazu wird die Eingangssinusspannung

$$U_N(t) = U_N \cdot \sin \omega_N t$$

multipliziert, so daß am Ausgang des Ringmodulators

$$U_A(t) = \pi/2 \cdot U_N(t) \cdot \sin \omega_N t \cdot \omega_H t,$$

oder, anders ausgedrückt

$$U_A(t) = \pi/4 \cdot U_N(t) \cdot [\cos (\omega_H - \omega_N)t - \cos (\omega_H + \omega_N)t]$$

anliegt.

Dies ist nicht nur der mathematische Beweis für die beiden Seitenbänder, sondern auch für das Fehlen des Trägersignals am Ausgang. Dabei fällt noch auf, daß das untere Seitenband quasi "spiegelverkehrt", nämlich frequenzinvertiert abgebildet ist. Kleine ω_N ergeben eine hohe Frequenz am Ausgang, höhere ω_N eine niedrigere Ausgangsfrequenz. Zwei Seitenbänder sind für unsere

Zwecke natürlich zuviel; eines muß entfernt werden. Für ein steilflankiges Filter zur Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes müßte man einen beträchtlichen Aufwand treiben. Eine "mathematische" Lösung erscheint in unserem Fall viel eleganter. Statt des in der HF Technik verwendeten SSB-Filters schicken wir das Eingangssignal getrennt durch zwei Allpaß-Filter, die so dimensioniert sind, daß eine Phasendifferenz von 90° an zwei Ringmodulatoren auftritt. Die Träger sind eben falls um 90° phasenverschoben.

Da somit auch beide Signalprodukte um 90° verschoben sind, ist das Signal hinter dem Additionsglied

$$U(t) = \pi/4 \cdot U_N(t) \cdot [\cos (\omega_H - \omega_N)t - \cos (\omega_H + \omega_N)t + \cos (\omega_H - \omega_N)t + \cos (\omega_H + \omega_N)t]$$

Zusammengefaßt ist die resultierende Schwingung

$$U(t) = \pi/4 \cdot U_N(t) \cdot [\cos (\omega_H - \omega_N)t]$$

was ja nichts anderes ist als eine sinusförmige Schwingung in einem Seitenband. Auf den Addierer folgt der schon erwähnte aktive Tiefpaß, der die Oberwellen des Rechteck-Taktsignals aus dem Spektrum herausfiltert.

Um ein Spektrum in der Frequenz um einige Hertz zu verschieben, kann man entweder zu dem Eingangssignal eine sehr niedrige Verschiebungsfrequenz hinzuaddieren, oder aber, weitaus besser und weniger verzerrend, zuerst eine sehr hohe und dann eine um den entscheidenden Bruchteil verschobene Trägerfrequenz hinzufügen. Wir haben uns -wie Sie sicherlich schon am Beispiel gemerkt haben- für die zweite Möglichkeit entschieden. Die Multiplikation mit der verschobenen Trägerfrequenz im zweiten Ringmodulator, deren Kreisfrequenz $(\omega_H + \delta)t$ beträgt, ergibt

$$U(t) = \pi/4 \cdot U_N(t) \cdot [\cos (\omega_H - \omega_N)t] \cdot \sin (\omega_H + \delta)t$$

bzw.

$$U(t) = \pi/4 \cdot U_N(t) \cdot [\sin (\omega_N - \delta)t + \sin (2\omega_H - \omega_N + \delta)t].$$

Der zweite Summand kann, wenn ω_H deutlich größer als ω_N ist, diesmal einfach durch ein Tiefpaßfilter aus dem Verkehr gezogen werden. Am Ausgang der gesamten Schaltung steht das um δ verminderte Eingangssignal zur Verfügung. Voi-lá!

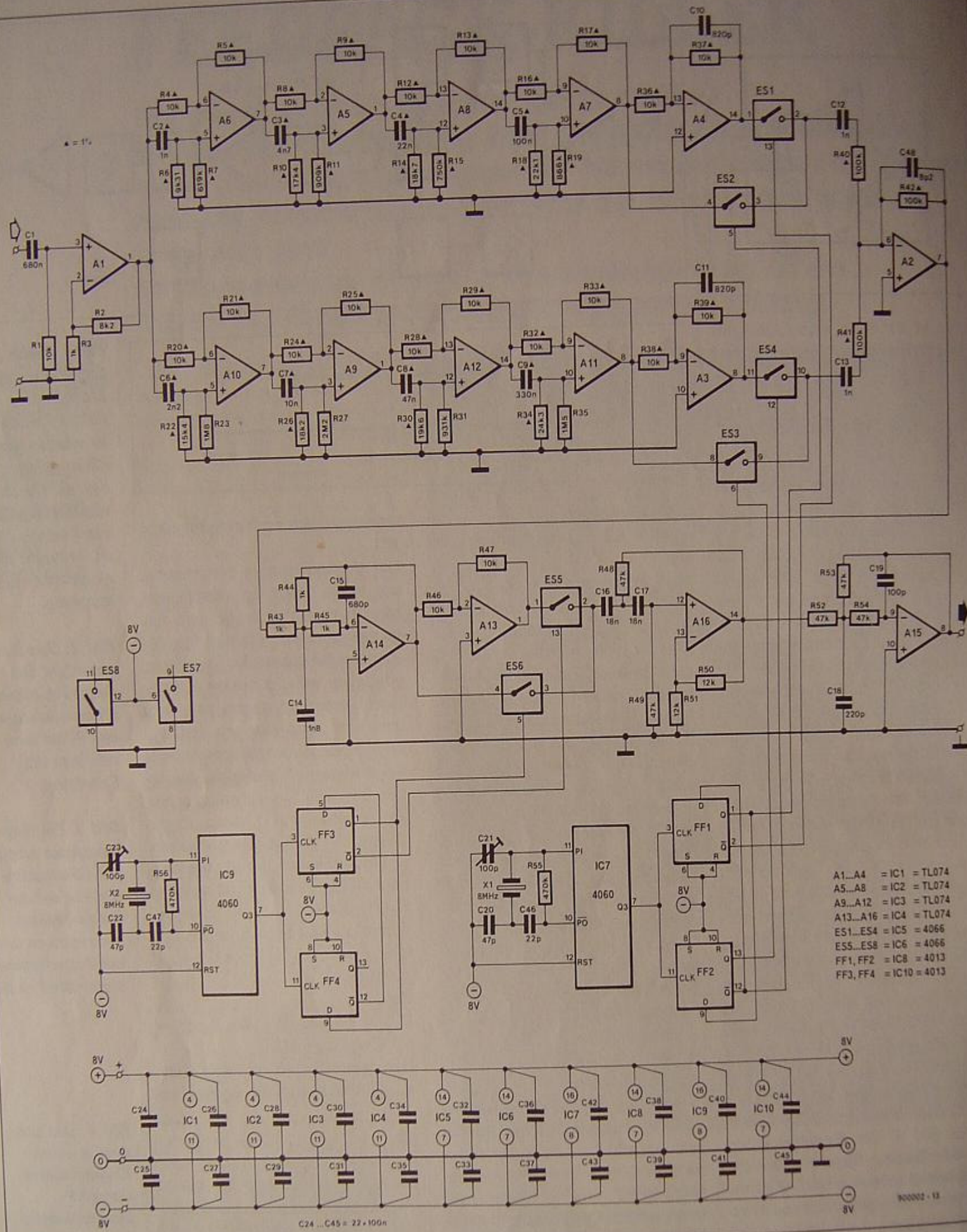
Die Praxis: Analog und Digital

Nach dieser ausführlichen Erklärung kann man auch die wichtigsten Funktionsblöcke schnell im Schaltbild 5 wiederfinden: Die beiden Allpässe (IC2/IC3), das Ausgangsfilter (A15, A16) und die beiden Trägerfrequenzoszillatoren (IC7 . . . IC10). Das NF-Signal wird, bevor es zu den Allpässen gelangt, zunächst einmal durch A1 gepuffert. Die Phasenverschiebung der Filter von exakt $90^\circ (\pm 0,5\%)$ läßt sich in einem Frequenzbereich von 50 Hz bis 7 kHz nur realisieren, wenn engtolerante Widerstände und Kondensatoren verwendet werden. Je größer die Abweichung von 90° , desto größer ist auch der (verzerrende) Anteil des unterdrückten Seitenbandes im Ausgangssignal.

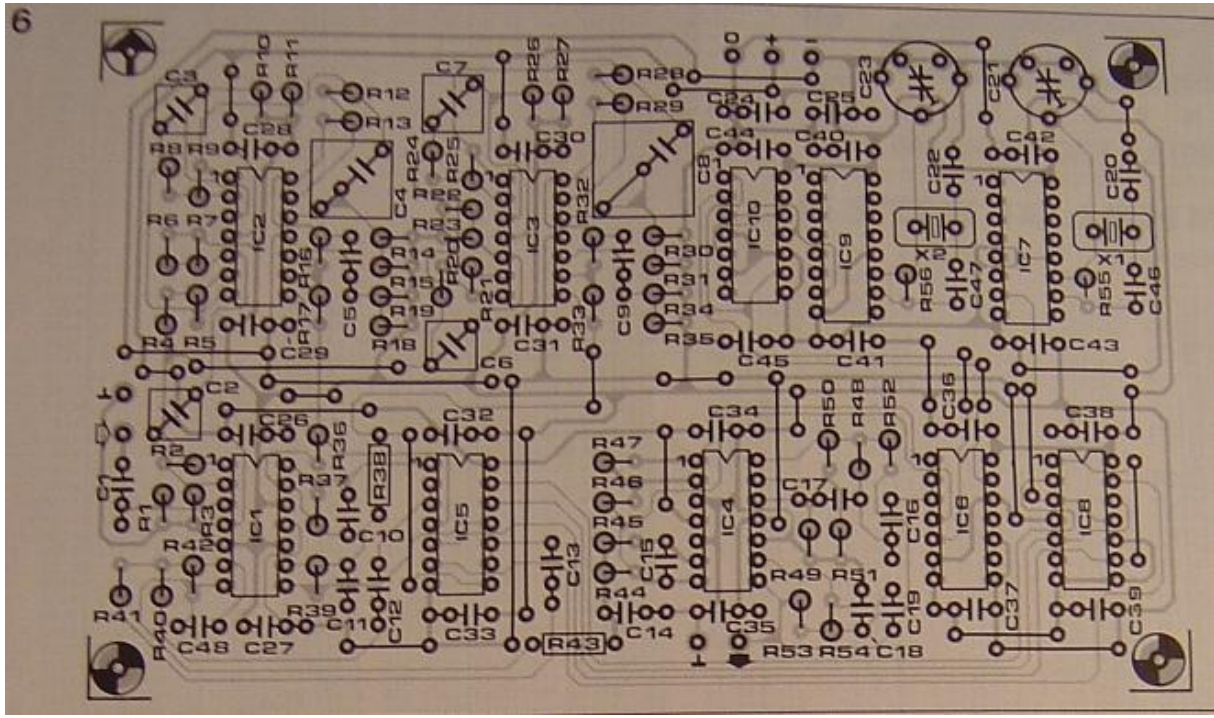
A3, ES3 und ES4 bzw. A4, ES1 und ES2 stellen die beiden Ringmodulatoren dar. Am Eingang von ES2 (ES3) steht das NF-Signal nichtinvertiert, an ES1 (ES4) durch A4. (A3) invertiert zur Verfügung. Da die CMOS-Schalter jedes Modulators abwechselnd an und aus schalten, erhält man an beiden Eingängen des Additionsbildes (C12, R40, C13, C41, A2) Signalverläufe wie in Bild 4 dargestellt.

Der aktive Tiefpaß, der die Oberwellen aus dem Spektrum filtern soll, ist mit A14 aufgebaut. An seinem Ausgang ist im Prinzip nur noch der mit dem NF-Signal gemischte Grundton der Rechteckschwingung zu finden.

Der Aufbau des dritten Ringmodulators mit A13, ES5 und ES6 stellt nun keine Besonderheit mehr dar, entspricht er doch den ersten beiden. Für die Erzeugung der Träger sind die beiden Quarzoszillatoren IC7 und IC9 verantwortlich. Das 8-MHz-Signal wird zunächst durch die beiden 4060 durch 16 geteilt (Q3-Ausgang). Die Flip-Flops zur Erzeugung der Phasenverschiebung der Trägerschwingung von 90° teilen noch einmal durch vier: Übrig bleibt eine Trägerfrequenz von 125 kHz, die hoch genug ist, um bequem mit einem Bandpaß zweiter Ordnung (bestehend aus Hochpaß A16 und Tiefpaß A15) aus dem NF-Spektrum herausgefiltert zu werden. Den Frequenzunterschied zwischen den Oszillatoren kann man mit den Trimmern C21 und C23 einstellen.



Der Aufbau: Kompakt und einfach



Für den Feedback-Killer haben wir eine Platine (Bild 6) entworfen, die so bemessen ist, daß sie in einen Verstärker mit eingebaut werden kann. Häufig findet sich dort auch eine passende symmetrische Betriebsspannung zwischen ± 5 und ± 8 V, deshalb haben wir auf eine On-Card-Stabilisierung verzichtet. Die Stromaufnahme der Schaltung ist so gering (<50 mA), daß selbst ein Vorverstärkernetzteil angezapft werden kann. Wenn der Verstärker nicht ohnehin Anschlüsse zum Einschleifen einer externen Effektschaltung hat, kann man den Feedback-Killer am besten zwischen Vorverstärker und Endstufe in den Signalweg schalten. Natürlich darf nicht nur eine Stimme oder ein Instrument die Schaltung durchlaufen, denn sonst würden die anderen Instrumente nicht mehr "stimmen".

Die Kondensatoren in den Allpaß-Filtern sollten, wie schon gesagt, 1%-ig sein, Styroflexkondensatoren gibt es auch so eng toleriert, sie sind aber weder billig noch leicht erhältlich. Da ist es schon günstiger, billige normale Kondensatoren auszumessen. Verzichtet man auf solch selektive Maßnahmen und lötet einfach 5%-MKTs ein, kann man sich auch die 1%-igen Widerstände sparen. Die Folge von nicht so genau abgestimmten Filtern ist aber ein schlechterer Störsignalabstand.

Nicht sparen sollten Sie bei der Entkopplung der ICs, da es sich um eine digital und analog "gemischte" Schaltung handelt.

Ein gesondertes Kapitel über den Abgleich können wir uns erfreulicherweise sparen. Wer ein 2-Kanal-Oszilloskop sein eigen nennt, kann aber die Funktion der Schaltung leicht überprüfen. Ein Sinussignal, einmal am Eingang und einmal am Ausgang des Feedback-Killers abgegriffen, ist verschoben, wenn eine Kurve stillsteht (die das Skop triggert), die andere aber -je nach Stellung der beiden Trimmer- nach links oder rechts "läuft". Das war schon alles. Auf der Bühne oder im Probenraum sollte man die beste Einstellung experimentell ermitteln. Eine deutliche Feedbackunterdrückung ergibt sich schon bei einer kleinen Frequenzverschiebung. Und je niedriger die Verschiebung ist, desto weniger hört man sie!

Technische Daten

-	Verzerrungen THD 1 kHz, 755 mV	1,2%
-	Verstärkungsfaktor	8
-	Bandbreite	160Hz...12kHz
-	AM-Modulation	< 2,5%
-	Frequenzverschiebung einstellbar	-70...70 Hz
-	Stromaufnahme	45 mA
-	Betriebsspannung	± 8V

Stückliste

Widerstände:

R1, R46, R47 = 10k
R2 = 8k2
R3, R43...R45 = 1k
R4, R5, R8, R9, R12, R13, R16, R17, R20, R21, R24,
R25, R28, R29, R32, R33, R36...R39=10k / 1%
R6 = 9k31 / 1%
R7 = 619k / 1%
R10 = 17k4 / 1%
R11 = 909k / 1%
R14 = 18k7 / 1%
R15 = 750k / 1%
R18 = 22k1 / 1%
R19 = 866k / 1%
R22 = 15k4 / 1%
R23 = 1M8
R26 = 18k2 / 1%
R27 = 2M2
R30 = 19k6 / 1%
R31 = 931k / 1%
R34 = 24k3 / 1%
R35 = 1M5
R40, R41, R42 = 100k / 1%
R48, R49, R52...R54 = 47k
R50, R51 = 12k
R55, R56 = 470 k

Kondensatoren:

C1 = 680n
C2 = 1n / 1%
C3 = 4n7 / n1%
C4 = 22n / 1%
C5 = 100n / 1%
C6 = 2n2 / 1%
C7 = 10n / 1%
C8 = 47n / 1%
C9 = 330n / 1%

C10, C11 = 820p
C12, C13 = 1n
C14 = 1n8
C15 = 680p
C16, C17 = 18n
C18 = 220p
C19 = 100p
C20, C22 = 47p
C21, C23 = Trimmer 100p
C24...C45 = 100n
C46, C47 = 22p
C48 = 8p2

Halbleiter:

IC1...IC4 = TL074
IC5, IC6 = 4066
IC7, IC9 = 4060
IC8, IC10 = 4013

Außerdem:

X1, X2 = Quarz 8 MHz