

# 1000MHz-Hochfrequenz-Generator HFG 9000

*Im zweiten Teil dieses Artikels beginnen wir mit der ausführlichen Beschreibung der interessanten Schaltungstechnik dieses Signalgenerators.*

## Schaltung

Einen wesentlichen Teil der Schaltungstechnik nimmt die Signalerzeugung für den weiten Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 1040 MHz ein. Daher wird in diesem Teil des Artikels die Signalerzeugung ausführlich vorgestellt.

Aufgrund des großen Abstimmbereiches in der Frequenz von 10 Dekaden muß die Signalerzeugung entsprechend der zu erzeugenden Frequenz nach zwei verschiedenen Prinzipien aufgebaut werden.

Das Signal im Bereich 10 MHz bis 1040 MHz wird durch LC-Oszillatoren erzeugt, während im Frequenzbereich 0,1 Hz bis 10 MHz der Funktionsgenerator-Baustein MAX038 für die Signalerzeugung zuständig ist.

## Spannungsgesteuerte LC-Oszillatoren

Durch die spannungsgesteuerten LC-Oszillatoren wird der Frequenzbereich 10 MHz bis 1040 MHz abgedeckt. Da ein HF-VCO im allgemeinen nur über eine Oktave stabil abgestimmt werden kann, müssen 7 Oszillatoren aufgebaut werden, deren Frequenzbereiche aneinander anschließen, um diese 2 Dekaden in der Frequenz abstimmen zu können.

Die Aufteilung der VCOs ergibt sich wie folgt:

| Oszillator | Abstimmbereich     |
|------------|--------------------|
| VCO 0      | 10 MHz - 25 MHz    |
| VCO 1      | 25 MHz - 55 MHz    |
| VCO 2      | 55 MHz - 140 MHz   |
| VCO 3      | 140 MHz - 280 MHz  |
| VCO 4      | 280 MHz - 500 MHz  |
| VCO 5      | 500 MHz - 750 MHz  |
| VCO 6      | 750 MHz - 1040 MHz |

In Abbildung 1 sind die realisierten Schaltungen der 7 Oszillatoren dargestellt. Der Transistor Tx0 (wobei 'x' für die Nummer (0...6) des Oszillators steht) dient als aktives Element des jeweiligen Oszillators, in dessen Kollektorkreis ein LC-Parallelschwingkreis als Resonator den „Arbeitswiderstand“ darstellt. Der Transistor Tx1 mit Beschaltung arbeitet als Pufferstufe.

Bei der verwendeten Oszillatorschaltung handelt es sich um eine kapazitive Dreipunktschaltung, die sich auf einen Colpitts-Oszillator zurückführen läßt.

Der Transistor Tx0 arbeitet in Basischaltung, die mit ihrem hohen Ausgangswiderstand den Resonanzkreis nur gering bedämpft. Im Kollektorkreis befindet sich der LC-Parallelschwingkreis bestehend aus der Induktivität Lx3, dem Kondensator Cx4 und den Kapazitätsdioden Dx0 und Dx1 (bzw. Dx0...Dx4 in VCO0 sowie VCO1). Der Kondensator Cx3 dient als Rückkoppelkondensator. Er koppelt die Schwingung vom Ausgang phasenrichtig auf den Emitter (= Eingang) zurück, so daß

eine Mittkopplung entsteht. Außerdem entkoppelt Cx3 die Abstimmspannung von der Arbeitspunkteinstellung des Transistors.

Die Abstimmung der VCOs erfolgt über Kapazitätsdioden, die direkt die Schwingkreiskapazität darstellen. Durch Verändern der Sperrspannung an den Dioden (= Abstimmspannung „HF\_ABST“) wird die Sperrschichtkapazität variiert und somit die Resonanzfrequenz des Schwingkreises beeinflusst. Der Abstimmspannungsbereich von „HF\_ABST“ liegt zwischen 1 V und 28 V, die dazu gehörenden Kapazitätswerte sind von dem verwendeten Kapazitätsdiodentyp abhängig. Die Verwendung verschiedener Diodentypen ist hier notwendig, da jeder Diodentyp eine Eigenresonanzfrequenz besitzt, ab der er nicht mehr als Kapazitätsdiode eingesetzt werden kann.

Das Kapazitätsverhältnis zwischen den Kapazitäten bei 1 V und bei 28 V Abstimmspannung ist für den abstimmbaren Frequenzbereich des Oszillators ausschlaggebend. Durch die Verwendung von Kapazitätsdioden mit einem hyperabrupten Dotierungsprofil, die ein großes Kapazitätsverhältnis besitzen, kann der in dieser Anwendung benötigte große Abstimmbereich erzeugt werden.

Die Oszillatoren im Frequenzbereich 10 MHz - 25 MHz und 25 MHz - 55 MHz besitzen jeweils 4 Kapazitätsdioden, die

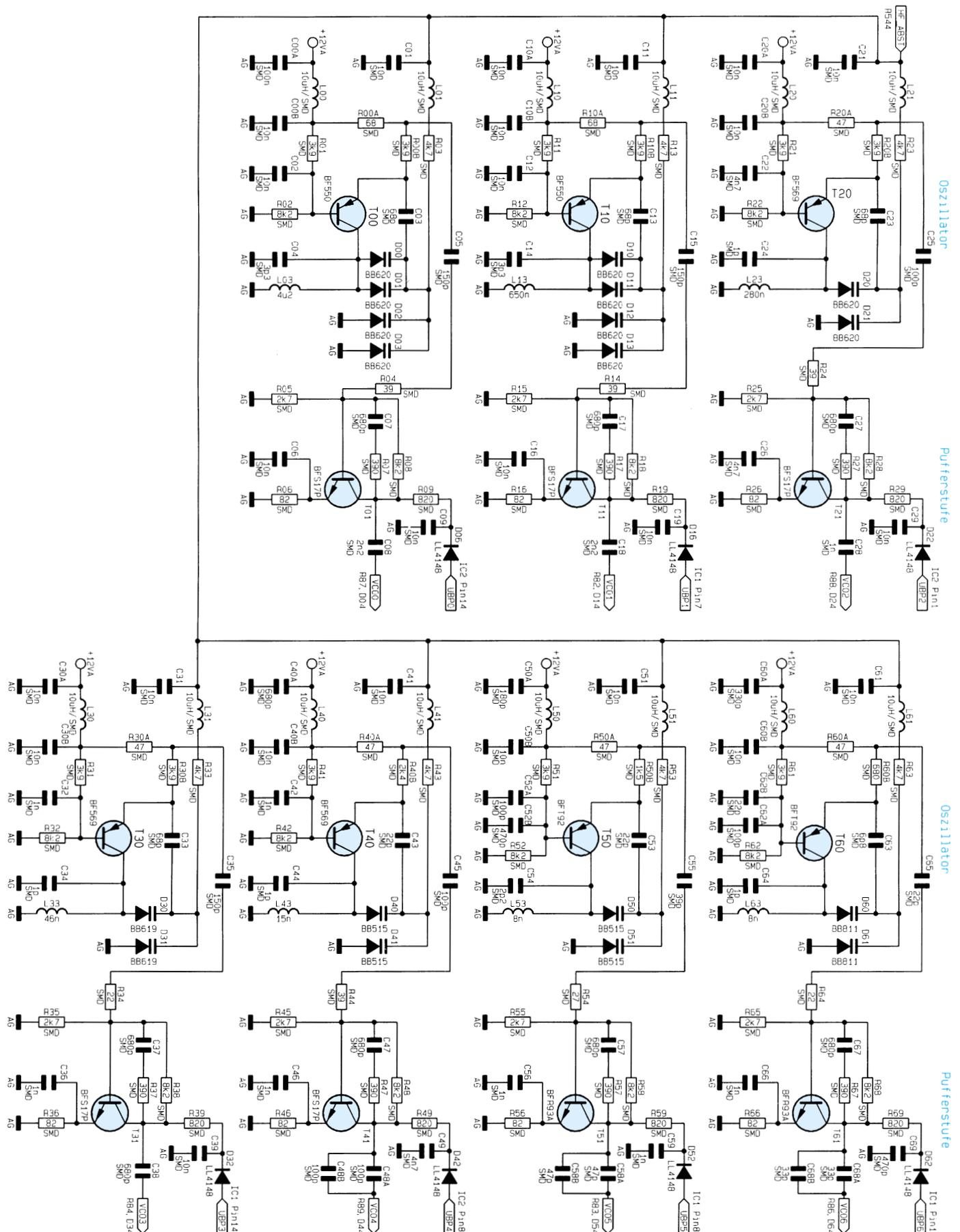


Bild 1: Spannungsgesteuerte LC-Oszillatoren

dafür sorgen, daß die Schwingkreisinduktivität relativ klein bleibt, um deren parasitäre Eigenschaften zu minimieren.

Durch das Parallelschalten des Kondensators  $C_{x4}$  zu den Abstimmioden bzw. zur Schwingkreisinduktivität wird der Ab-

stimmereich des Oszillators auf den gewünschten Frequenzbereich eingengt.

Der hier gewählte Aufbau mit PNP-

Transistor und einer positiven Betriebsspannung bietet in dieser Anwendung eine Reihe von Vorteilen, die vor allem die Nachbausicherheit eines Oszillators gewährleisten sollen.

Der Schwingkreis liegt einseitig an Masse, um unkritische Einbauvoraussetzungen für die Induktivität und die Kapazitätsdioden zu erreichen. Die in einigen anderen Oszillatorschaltungen benötigte kritische Kollektordrossel zur Gleichstromversorgung, die oftmals zu Nebenresonanzen führt, wird hier nicht gebraucht. Die Basis- und Emitterspannung werden über die unkritischen Widerstände  $R_{x0} \dots R_{x2}$  zugeführt.

Weiterhin sind alle Oszillatoren, wie auch das gesamte HF-Teil des Signalgenerators, in SMD-Technik aufgebaut. Dies bringt in diesem Frequenzbereich bis über 1 GHz große Vorteile durch kurze Signalwege, kleine parasitäre Eigenschaften der Bauteile und kompakten Aufbau mit sich.

Das Schwingverhalten und die Ausgangssignalqualität eines VCO werden u.a. auch von der Ausführung der Auskoppplung des Ausgangssignales bestimmt. So wirkt sich eine ändernde Last am Ausgang eines Oszillators auf Schwingungsamplitude, Oberwellenabstand und Schwingfrequenz aus. Um diese Rückwirkungen auf den Oszillator zu verringern wird eine Pufferstufe eingesetzt. Diese stellt das Oszillatorsignal rückwirkungsfrei an ihrem gut angepaßten Ausgang zur Verfügung.

Die Pufferstufe wird vom Transistor Tx1 mit Beschaltung gebildet. Es werden NPN-Transistoren vom Typ BFS17P und BFR93A eingesetzt. Der BFS17P wird hier in den Oszillatoren bis 500 MHz eingesetzt. Oberhalb dieser Frequenz wird der BFR93A verwendet, da er hier aufgrund seiner höheren Transitfrequenz eine größere Verstärkung bietet.

Das Signal der Oszillatorstufe wird zwischen Rx0A und Rx0B ausgekoppelt und gelangt über das Koppelnetz Cx5 und Rx4 auf den Eingang der Pufferstufe. Die RC-Kombination Cx7 und Rx7 bildet die Wechselspannungsgegenkopplung. Eine Kollektordrossel für die Gleichspannungszuführung kann entfallen, da der Kollektorwiderstand Rx9 mit  $820 \Omega$  schon eine genügend große Entkopplung bietet.

Die Betriebsspannung der Pufferstufen wird aus der Schaltspannung für den Pin-Dioden-Schalter (SPMT) gewonnen, d.h. die Steuerspannung für die Pin-Dioden ist gleichzeitig die Betriebsspannung („UBPx“) für die Pufferstufe. So ist nur die Pufferstufe des jeweils aktiven Oszillators eingeschaltet. Dies verbessert den Nebenwellenabstand des Generatorkausgangssignales, da die Signalanteile der nicht aktiven Oszillatoren, die aufgrund der nur endlichen Dämpfung des SPMT stark gedämpft

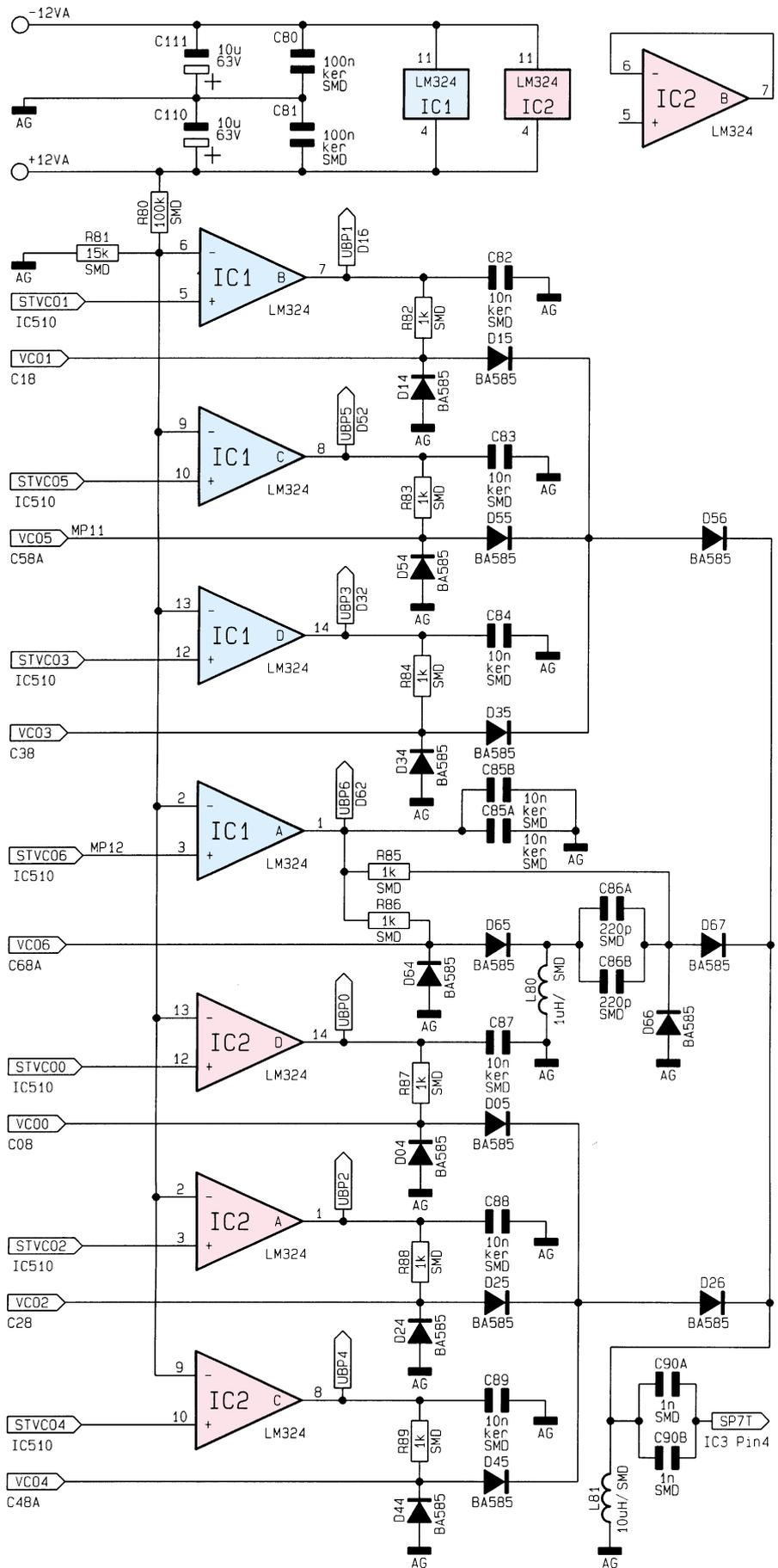


Bild 2: Pin-Dioden Schalter

im Ausgangsspektrum auftauchen, so noch weiter abgesenkt werden. Da die Ausgangsfrequenz eines Oszillators von der Betriebstemperatur abhängig ist, sind alle Oszillatoren immer in Betrieb. Eine Temperaturdrift tritt somit nur während der Aufwärm-

phase, d. h. direkt nach dem Einschalten des Gerätes, auf.

**Pin-Dioden-Schalter SPMT**

Um die Ausgangssignale der oben beschriebenen 7 VCOs auf eine gemeinsame

Leitung zusammenzuführen, ist ein Hochfrequenz-Umschaltglied SPMT (Single Pole Multi Through) notwendig.

Dieser SPMT schaltet das Ausgangssignal des jeweils aktiven Oszillators auf seinen Ausgang durch. Die Ausgangssignale der nicht aktiven VCOs werden dabei gesperrt.

Die Anforderungen an diesen Umschalter sind eine kleine Durchgangsdämpfung im aktiven Signalweg und eine große Isolationsdämpfung für die nicht aktiven VCO-Ausgangssignale über einen Frequenzbereich von 10 MHz - 1 GHz.

Die schaltungstechnische Realisierung des SPMT ist in Abbildung 2 dargestellt.

Dieses Umschaltglied mit 7 Eingängen und einem Ausgang ist aus der Kombination verschiedener PIN-Dioden Schaltstufen (SPST) aufgebaut.

Die Signalumschaltung erfolgt in zwei Stufen. In der ersten Stufe werden jeweils drei Eingänge des SPMT, d. h. 3 Oszillatoren, zu einer Gruppe zusammengefaßt. Der Eingang für VCO6 wird gesondert bearbeitet, da er die höchsten Signalfrequenzen erhält.

Die Ausgänge der drei Gruppen werden wiederum über entsprechende Schaltglieder zum gemeinsamen Ausgang „SPMT“ zusammengefaßt.

Dieser stufenweise Aufbau ist notwendig, um die Isolationsdämpfung zwischen den Eingängen zu erhöhen und um im Platinen-Layout nur Knotenpunkte zu erhalten, die max. vier Zuführungen besitzen. Ein Sternpunkt mit mehr als vier 50Ω-Streifenleitungszuführungen ist kaum realisierbar.

Da die Isolationsdämpfung eines Pin-Dioden Schalters mit steigender Frequenz kleiner wird, erfolgt die Aufteilung der VCO Ausgänge auf die Eingänge des SPMT entsprechend den Frequenzbereichen der VCOs. So sind die drei VCOs mit den höchsten Signalfrequenzen (VCO4, VCO5, VCO6) jeweils verschiedenen Gruppen zugeordnet. Damit wird erreicht, daß zwischen diesen kritischen Frequenzbereichen immer die Dämpfung von zwei Schaltstufen wirksam ist.

Die Eingänge des SPMT werden mit einer positiven Steuerspannung an „UBPx“ zum Ausgang durchgeschaltet und durch eine negative Spannung gesperrt. Für die Ansteuerung der einzelnen Pin-Dioden Schaltstufen werden die Operationsverstärker IC1A...IC1D und IC2A...IC2D verwendet, die als Komparatoren geschaltet sind. Diese Treiberstufen schaltet der Prozessor über die entsprechenden Steuerleitungen STVCO0...STVCO6.

Im folgenden wird die Wirkungsweise des SPMT anhand eines Schaltbeispiels kurz erläutert. Soll das Signal von VCO3 zum Ausgang durchgeschaltet werden, wird

der Prozessor die Steuerspannung STVCO3 auf „high“ legen. Der Komparator IC 1 D nimmt am Ausgang auch den High-Zustand an. Dadurch schaltet über R 84 ein DC-Steuerstrom von ca. 10 mA die Pin-Dioden D 35 und D 56 durch. Die Pin-Diode D 34 wird in Sperrichtung vorgespannt, da sich aufgrund der Flußspannung von D 35 und D 56 an deren Kathode eine Spannung von ca. 0,8 V einstellt. Dies verkleinert die parasitäre Kapazität der Diode D 34 und somit auch die Durchgangsdämpfung dieser Schaltstufe bei hohen Frequenzen. Der Signalweg vom Eingang „VCO3“ zum Ausgang „SPMT“ ist für das HF-Signal niederohmig. Es wirkt nur die Einfügungsdämpfung der Schaltstufen D 34, D 35 und D 56.

Außerdem versorgt der Komparator IC 1 D über „UBP3“ den Pufferverstärker von VCO3 mit Betriebsspannung, so daß das Oszillatorsignal auch am Eingang „VCO3“ ansteht.

Alle anderen Eingänge des SPMT sind in diesem Zustand gesperrt, und die Pufferstufen der nicht benötigten Oszillatoren sind abgeschaltet. Dazu legt der Prozessor deren Steuerleitungen auf „low“. Die entsprechenden Komparatorausgänge wechseln auch in den Low-Zustand, d. h. an den Ausgängen liegt eine Spannung von ca. -10 V an. Dadurch werden die nach Masse geschalteten Pin-Dioden Dx4 in den nicht aktiven Signalwegen durchgesteuert, während die Dioden Dx5 für die HF gesperrt sind.

So ist z. B. der Eingang „VCO2“ über D24 HF-mäßig nach Masse kurzgeschlossen, während die gesperrten Pin-Dioden D 25 und hier zusätzlich D 26 für eine weitere Vergrößerung der Isolationsdämpfung für diesen Eingang sorgen.

### Signalerzeugung mit dem MAX038

Die Erzeugung des Signales im Frequenzbereich 0,1 Hz - 10 MHz wird mit Hilfe des Funktionsgenerator-Bausteines MAX038 durchgeführt. Das Prinzip, nach dem ein solcher Generator das Sinus-Signal erzeugt, sieht wie folgt aus:

Erzeugung eines Dreieck-Signales durch das Auf- und Entladen eines Kondensators mit einem Konstantstrom und anschließender Umwandlung des Dreieck-Signales in eine Sinusschwingung mit einem Funktionsnetzwerk.

Der hier verwendete MAX038 kann so Signale bis über 20 MHz erzeugen. Im HFG 9000 ist die max. Frequenz jedoch auf 10 MHz begrenzt. Der große Vorteil eines solchen Funktionsgenerator-Bausteines ist die Möglichkeit, mit wenigen externen Bauteilen einen großen Frequenzbereich abdecken zu können.

Zur Frequenzeinstellung am MAX038 dient der Strom, der in den Eingang  $I_{IN}$

hineinfließt, und die Spannung am Eingang  $F_{ADJ}$ . Der Strom in  $I_{IN}$  wird zur Einstellung der Nominalfrequenz  $f_0$  verwendet. Mit  $F_{ADJ}$  kann ein Feinabgleich der Frequenz durchgeführt werden. Dieser Eingang ist hauptsächlich als Steuereingang für eine PLL-Schaltung vorgesehen und wird daher nicht für die Frequenzeinstellung verwendet. Ist  $F_{ADJ}$  deaktiviert, d. h. liegt auf 0 V, steuert nur  $I_{IN}$  die Frequenz.

Der Anschluß  $I_{IN}$  ist ein invertierender Eingang eines OPV mit geschlossener Rückkopplung und stellt eine „virtuelle Masse“ dar. Deshalb kann dieser Eingang mit einer Stromquelle oder wie hier mit der Abstimmspannung „NF\_ABST“ in Serie mit dem Widerstand R 210 gespeist werden.

Über die Formel

$$f_0 = \frac{I_{IN} / \mu A}{C_F / \mu F}$$

kann die Ausgangsfrequenz in Abhängigkeit vom Eingangsstrom bestimmt werden. Der zulässige Eingangsstrombereich für den Steuerpin  $I_{IN}$  liegt zwischen 2  $\mu A$  und 750  $\mu A$ . Man erkennt, daß mit diesem Strombereich und einem Kondensatorwert eine Abstimmung über mehr als 2 Dekaden möglich ist. So kann der dem MAX038 zugeordnete Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 10 MHz, entsprechend 8 Dekaden, durch nur vier verschiedene umschaltbare Kondensatoren (C 210 bis C 213) abgedeckt werden.

Die Frequenzbereichsauswahl erfolgt durch das Umschalten dieser Ladekondensatoren mit den Transistoren T 200, T 201 und T 202. Diese schalten die Kapazitäten C 210, C 211 und C 212, entsprechend dem gewünschten Frequenzbereich, als aktiven Ladekondensator an den Oszillator-Pin „COSC“ des MAX038.

Um die Signalqualität im kritischen Frequenzbereich 100 kHz - 10 MHz nicht unnötig zu beeinträchtigen, wird der hierfür zuständige Kondensator C 213 nicht geschaltet.

Das Ausgangssignal des MAX038 liegt an Pin 19 an. Das für den Frequenzzähler benötigte Synchronsignal „FZNF“ wird durch Anlegen der Versorgungsspannung DV+ aktiviert. Da der interne Phasendetektor nicht verwendet wird, sind die Pins PDI und PDO an Masse gelegt. Ebenso werden die verfügbaren Ausgangssignalförmigen Dreieck und Rechteck nicht benötigt. Die Signalauswahl an den Pins A0 und A1 ist hardwaremäßig so beschaltet, daß nur das Sinus-Signal am Ausgang Pin 19 zur Verfügung steht. Weiterhin ist der nicht benötigte Eingang zur Einstellung des Tastverhältnisses DADJ deaktiviert.

Um den maximalen Ausgangspegel des HFG 9000 von +7 dBm erreichen zu können, muß für den Frequenzbereich 0,1 Hz - 10 MHz am Ausgang „NF“ der Signaler-

zeugung (Meßpunkt 14) ein Pegel von  $L_P = +9$  dBm anliegen.

Der zur Signalerzeugung verwendete MAX038 stellt an seinem Ausgang eine Signalspannung von  $2 V_{SS}$  mit  $0,1\Omega$ -Ausgangswiderstand zur Verfügung. Erhöht man diesen Ausgangswiderstand auf den  $50\Omega$ -Systemwellenwiderstand, so kann eine max. Ausgangsleistung von 4 dBm an  $50\Omega$ -Last entnommen werden.

Um an der Signalzusammenführung den benötigten Pegel von +9 dBm erreichen zu können, muß eine Verstärkerstufe eingefügt werden. Diese muß eine obere Grenzfrequenz von weit über 10 MHz besitzen, damit sich der Verstärkungsabfall nicht als Amplitudenschwankung im Ausgangssignal des HFG 9000 bemerkbar macht.

Die untere Grenzfrequenz muß bei kleiner 0,1 Hz liegen (dies entspricht praktisch einer DC-Kopplung). Zusätzlich muß eine Möglichkeit der Amplitudeneinstellung geschaffen werden, um einen Abgleichpunkt für den Ausgangspegel des NF-Bereiches zu erhalten und die Möglichkeit der Amplitudenmodulation ist vorzusehen. Es bietet sich hier die Lösung über einen Analog-Multiplizierer mit nachgeschaltetem Verstärker an. Die eingesetzte Schaltung ist in Abbildung 3 dargestellt.

Es wird hier der Analog-Multiplizierer

IC 11 vom Typ AD834 eingesetzt. Hierbei handelt es sich um einen 500MHz-Vier-Quadranten-Multiplizierer mit geringem Offset-Drift. Der AD834 besitzt zwei Differenzeingänge X1, X2 und Y1, Y2. Die Ausgänge W1 und W2 sind Open-Kollektor Stromausgänge.

Der nachfolgende Operationsverstärker IC 12 vom Typ NE 5539 mit Beschaltung nimmt die I/U-Wandlung vor. Dieser schnelle Operationsverstärker zeichnet sich besonders durch seine große Kleinsignalbandbreite aus.

Durch den Einsatz dieser schnellen Bausteine kann die benötigte hohe obere Grenzfrequenz erreicht werden. Die Systembandbreite der dargestellten Schaltung aus AD834 und NE5539 erstreckt sich von DC bis ca. 60 MHz.

Da beide nicht-invertierenden Eingänge des AD834 auf Masse liegen ergibt sich die relativ einfache Übertragungsfunktion  $U_{NF} = (X2) \cdot (Y2) = U_{NF\_CON} \cdot U_{Y2}$  für diesen Schaltungsteil.

Dem Eingang X2 des Analog-Multiplizierers wird das Ausgangssignal des MAX038 zugeführt. Über eine DC-Steuerspannung am Eingang Y2 wird die Signalamplitude am Ausgang „NF“ eingestellt. Durch die Überlagerung dieser DC-Steuerspannung mit dem Modulationssignal wird die Amplitudenmodulation des Ausgangssignales im Frequenzbereich 0,1 Hz bis 10 MHz ausgeführt.

Die DC-Steuerspannung und das Modulationssignal bei AM werden dem AD834 über die Operationsverstärker-Schaltung IC 350 B zugeführt. Mit R 364 läßt sich hier die DC-Steuerspannung und damit die Signalamplitude an „NF“ (Meßpunkt 14) abgleichen.

Für die Amplitudenmodulation muß der unmodulierte Signalpegel um 6 dB abgesenkt werden, um eine Übersteuerung des Analog-Multiplizierers zu verhindern.

Diese Pegelabsenkung bei AM kann mit dem Trimmer R 362, der bei aktivierter AM über den Schalttransistor T 360 zum Spannungsteiler hinzugeschaltet wird, genau eingestellt werden.

Das Modulationssignal wird IC 350 B an „MOD\_AM“ zugeführt und mit R 360 im Pegel angepaßt. So wird dem Analog-Multiplizierer ein dem Modulationsgrad entsprechendes NF-Signal für die Modulation zur Verfügung gestellt.

Damit ist die ausführliche Beschreibung der Signalerzeugung abgeschlossen.

Wir wenden uns im nächsten Teil dieses Artikels der Amplitudenregelung sowie dem HF-Endverstärker und der Eichleitung zu.

ELV

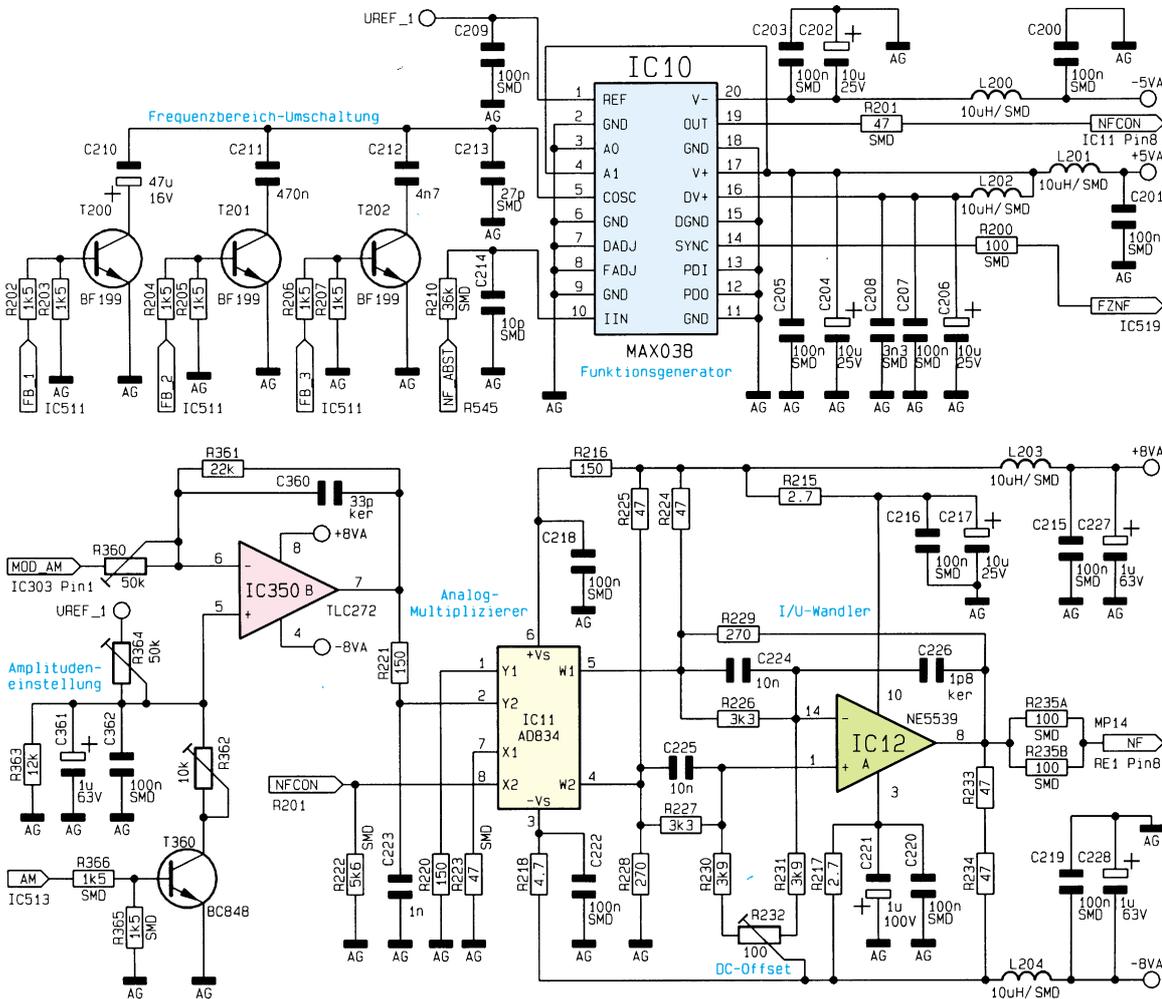


Bild 3: Signalerzeugung mit dem MAX038