

1000 MHz - Hochfrequenz - Generator HFG 9000 Teil 4

Im vorliegenden Teil dieser Artikelserie befassen wir uns mit der ausführlichen Beschreibung der Modulationssignalaufbereitung

Modulation

Der Hochfrequenz-Generator HFG 9000 bietet die Möglichkeit der Amplitudenmodulation sowie der Frequenzmodulation über den gesamten Frequenzbereich von 0,1 Hz bis 1 GHz. Als Signalquellen stehen dabei das Signal vom externen Modulationseingang oder ein intern erzeugtes 1kHz-Sinussignal zur Verfügung. Der Modulationssignalfrequenzgang beträgt 10 Hz bis 100 kHz (-3 dB).

Bei der Amplitudenmodulation wie auch bei der Frequenzmodulation können drei Modulationsgrade bzw. Frequenzhübe eingestellt werden. Bei AM kann der Modulationsgrad in den Abstufungen 30 %, 50 % und 80 % eingestellt werden. Bei FM sind die Abstufungen mit low, mid und high bezeichnet, da der Frequenzhub vom gewählten Frequenzbereich abhängig ist.

Die spezifizierten Modulationsgrade gelten für die interne Modulation oder für ein externes Modulationssignal mit 1 V_{SS}.

Für die Amplitudenmodulation wird im Frequenzbereich 0,1 Hz bis 10 MHz der Analog-Multiplizierer IC 11 vom Typ AD834 verwendet. Im Bereich von 10 MHz bis 1 GHz übernimmt der regelbare Verstärker IC 4 vom Typ IVA05208 diese Aufgabe.

Die Frequenzmodulation wird erzeugt, indem das Modulationssignal der Abstimmspannung überlagert wird. So werden die einzelnen VCOs bzw. der Funktionsgenerator IC 10 vom Typ MAX 038 in ihrer Ausgangsfrequenz entsprechend dem Modulationssignal beeinflusst.

Den Schaltungsteil der Modulationssignalaufbereitung mit Modulationseingang, Auswahl der Modulationsquelle und Einstellung des Modulationsgrades bzw. Hubes zeigt das Schaltbild in Abbildung 6.

Der externe Eingang für das Modulationssignal „Modulation In“ wird durch den Verstärker IC 301 A gepuffert. Die Eingangsimpedanz des Einganges wird im wesentlichen durch R 320 und R 321 gebildet. Um für den Modulationssignalfrequenzgang von 10 Hz bis 100 kHz einen definierten Verlauf zu erhalten, ist der Pufferverstärker als Bandpaßschaltung mit den entsprechenden Grenzfrequenzen ausgelegt.

Die untere Grenzfrequenz wird dabei durch die Hochpaßschaltung aus C 305 und R 321 gebildet. Der eigentliche Pufferverstärker IC 301 A ist als Tiefpaß beschaltet. Er stellt einen aktiven RC-Tiefpaß 2. Ordnung mit Butterworth-Verhalten dar. Als Vorgabe für die Realisierung dieses Butterworth-Filters gelten die Angaben der max. Dämpfung im Durchlaßbereich von $a_{\max} = 3\text{dB}$ bei der Grenzfrequenz von $f_{go} = 100\text{kHz}$.

Das eigentliche Filter besteht aus dem Operationsverstärker IC 301 A und dessen Beschaltung bestehend aus R 322, R 323, C 306 und C 309. Mit den angegebenen Bauteilwerten ergibt sich eine Grenzfrequenz von 108 kHz.

Die Auswahl des zur Modulation verwendeten NF-Signales geschieht über die CMOS-Analog-Schalter IC 303 D und IC 303 C. Die Steuerspannungen für diese Schaltelemente werden vom Mikrocontroller generiert. Ist IC 303 D geschlossen, wird mit dem intern erzeugten 1kHz-Sinussignal des Wien-Robinson-Oszillators moduliert, während bei geschlossenem Schalter IC 303 C das extern zugeführte Signal verwendet wird.

Die Einstellung des Frequenzhubes bzw. des Modulationsgrades erfolgt über eine Amplitudensteuerung des Modulationssignales. Dazu ist mit dem Operationsverstärker IC 301 B und dem CMOS-Analog-Multiplexer IC 302 ein einstellbarer Verstärker realisiert. Mit den Widerständen R 328 bis R 333 wird die Verstärkung der OPV-Schaltung entsprechend dem gewünschten Modulationsgrad bzw. Frequenzhub eingestellt. Anschließend wird das NF-Signal über die Schaltelemente IC 303 A, T 301, IC 303 B und T 302, entsprechend der gewählten Modulationsart AM oder FM, den nachfolgenden Stufen als Modulationssignal „MOD_AM“ bzw. „MOD_FM“ zugeführt.

Das Modulationssignal „MOD_AM“ gelangt dann auf den Analog-Multiplizierer AD834 und den regelbaren Verstärker IVA05208. Das Signal „MOD_FM“ wird zur Ausführung der Frequenzmodulation über die Abstimmspannung den VCOs und dem MAX 038 zugeführt.

Die Modulationsmöglichkeit des Ausgangssignales mit einer internen Signal-

quelle erfordert einen frequenzstabilen und klirrfreien NF-Sinus-Generator. Wie in den meisten Signalgeneratoren üblich, dient hierzu ein 1kHz-Sinus-Signal. Für einen solchen NF-Generator bietet sich die Realisierung als RC-Oszillator an.

Der im HFG 9000 verwendete RC-Oszillator weist im Rückkoppelnetzwerk eine RC-Brückenschaltung auf, die auch als Wien-Robinson-Brücke bekannt ist. Daher taucht dieser Oszillatortyp als Wien-Robinson-Oszillator in der Literatur auf.

Die realisierte Schaltung ist auch in Abbildung 6 dargestellt. Die Brückenschaltung aus R 300 bis R 304, C 300, C 301 und T 300 wirkt als frequenzbestimmendes Element in diesem Oszillator. Als aktives Element dient der Operationsverstärker IC 300 A. Der OPV IC 300 B mit Beschaltung arbeitet als Amplitudenstabilisierung.

Mit R 302, R 303, R 304 und T 300 ist ein Gegenkoppelnetzwerk aufgebaut, welches dafür sorgt, daß die Amplitudenbedingung, Schleifenverstärkung $V_{\text{Schleife}} > 1$ für das Anschwingen und $V_{\text{Schleife}} = 1$ für den stationären Betrieb, erfüllt wird. Die Mitkopplung geschieht über das Netzwerk aus R 300, C 300, R 301 und C 301 auf den nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers. Dieses RC-Netzwerk wirkt als selektives Filter, wie im folgenden durch eine einfache, plausible Betrachtung erläutert wird.

Unter der Voraussetzung $R 300 = R 301$ und $C 300 = C 301$ ergibt sich folgendes Verhalten: Bei hohen Frequenzen sind die Blindwiderstände wesentlich kleiner als die ohmschen Widerstände. So wirkt in der Reihenschaltung aus R 300 und C 300 hauptsächlich der Widerstand, und in der Parallelschaltung R301, C301 ist der Kondensator dominant. Als Übertragungsfunktion kann ein Tiefpaß approximiert werden.

Bei tiefen Frequenzen ist in der Reihenschaltung der Kondensator und in der Parallelschaltung der Widerstand bestimmend. Es ergibt sich ein Hochpaß.

Die aus diesen beiden Betrachtungen resultierende Übertragungsfunktion stellt einen Bandpaß dar, der jedoch einen nur sehr flachen Nulldurchgang im Phasenverlauf hat und damit als frequenzbestimmendes Element eines Oszillators noch nicht

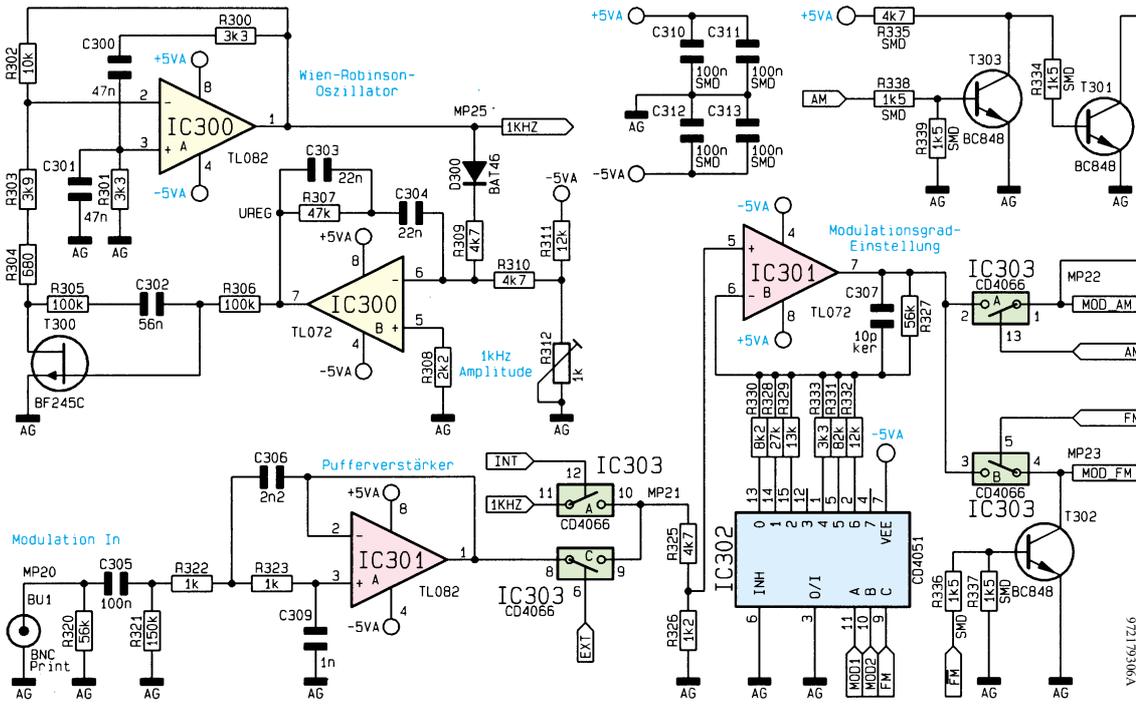


Bild 6: Modulationsignalaufbereitung und Wien-Robinson-Oszillator

brauchbar ist. Wird dieser Bandpaß in eine entsprechend dimensionierte Brückenschaltung eingebracht und die Ausgangsspannung in der Brückendiagonalen abgenommen, erhält man die klassische Wien-Robinson-Brücke. Das charakteristische Merkmal dieser Wien-Robinson-Brückenschaltung ist der steile Nulldurchgang im Phasengang, was eine wichtige Voraussetzung für einen frequenzstabilen Oszillator ist.

Um die so erhaltene Wien-Robinson-Brücke als Rückkoppelnetzwerk einsetzen zu können, ist allerdings eine Modifikation nötig. Da die Brückenschaltung als Bandsperrfilter wirkt, wird bei ihrer Mittenfrequenz die Ausgangsspannung zu null, d.h. es wirkt unendliche Dämpfung. Um die Amplitudenbedingung für einen Oszillator mit Schleifenverstärkung $V_{\text{Schleife}} > 1$ nun noch erfüllen zu können, muß ein OPV mit Verstärkung $V_{\text{OPV}} = \infty$ verwendet werden.

Zur Realisierung der Schaltung mit einem realen Operationsverstärker muß die Brücke leicht verstimmbar werden. Dies hat zwei Effekte:

Der Phasengang hat einen Nulldurchgang, dessen Steilheit von der Verstimmung abhängt, und im Amplitudengang verringert sich die Dämpfung bei der Resonanzfrequenz, d. h. die Verstärkung des OPV V_{OPV} kann daher immer kleiner werden, um die Amplitudenbedingung für eine Oszillation zu erfüllen.

Eine größer werdende Verstimmung verkleinert zwar die Dämpfung, aber der Nulldurchgang bei der Resonanzfrequenz wird immer flacher und somit die Frequenzkonstanz des Oszillators immer schlechter.

So muß dafür gesorgt werden, daß die Verstimmung minimal bleibt, d. h. nur so groß wird wie für ein sicheres Schwingen notwendig.

Die Einstellung der Verstimmung bei sehr großen Differenzverstärkungen des OPV bedeutet einen sehr präzisen Abgleich. Eine kleine Abweichung vom nötigen Wert führt dazu, daß die Schwingung des Oszillators abreißt, da $V_{\text{Schleife}} < 1$, oder daß die Amplitude stark ansteigt, da $V_{\text{Schleife}} > 1$, und der OPV in die Übersteuerung geht und so starke Signalverzerrungen hervorruft.

Eine solch präzise Einstellung ist allein aus Temperaturdriftgründen nicht möglich. Deshalb muß eine automatische Regelung der Verstimmung der Wien-Robinson-Brücke in Abhängigkeit von der Schwingungsamplitude erfolgen. Dies wird mit dem FET T 300 realisiert. Der Drain-Source-Widerstand eines FET kann durch die Gate-Source-Spannung kontrolliert werden. Damit der Spannungsabfall an der Drain-Source-Strecke möglichst klein bleibt, sind die Widerstände R 303, R 304 vorgeschaltet.

Der hier verwendete BF 245 C ist ein n-Kanal J-FET (Sperrschicht-FET). Bei $U_{\text{GS}} = 0\text{V}$ wirkt an der Drain-Source-Strecke der minimale Widerstand r_{DSon} , und mit kleiner werdender Gate-Spannung $U_{\text{GS}} < 0\text{V}$ steigt der Widerstand an. Die Ansteuerung am Gate erfolgt mit negativen Spannungen, die von der Gleichrichterschaltung aus D 300 und dem nachgeschalteten Regler IC 300 B erzeugt werden.

Der Klirrfaktor des Ausgangssignales hängt im wesentlichen von der Linearität des Drain-Source-Widerstandes in Abhängigkeit von der Gate-Spannung ab. Ein solcher linear steuerbarer Widerstand läßt sich erzeugen, wenn ein Teil der Drain-Source-Spannung auf das Gate zurückgekoppelt wird. Die Widerstände R 305 und R 306 sorgen so dafür, daß sich die Gate-Spannung je zur Hälfte aus der Steuerspan-

nung „U_{st}“ und der Drain-Spannung zusammensetzt. Der Kondensator C 302 verhindert dabei, daß die Steuerspannung über den OPV einen DC-Offset am Ausgang verursacht.

Zur Amplitudenstabilisierung des Oszillatorsignals, d. h. zur Einstellung der Verstimmung der Wien-Robinson-Brücke, ist der OPV IC 300 B als Regler geschaltet. Er regelt den Drain-Source-Widerstand des FET und stabilisiert damit die Ausgangssignalamplitude.

Die Regelung ist so beschaltet, daß das mit D 300 gleichgerichtete Ausgangssignal des Oszillators als Ist-Wert anliegt. Zusätzlich wird ein Steuerstrom über R 310 auf den Integrator IC 303 B gegeben, mit dem durch R 312 die Ausgangssignalamplitude eingestellt werden kann.

Die Reglerschaltung steuert nun den FET an und verändert den Drain-Source-Widerstand. Diese Änderung wirkt sich unmittelbar auf die Ausgangsamplitude aus. Mit der angegebenen Dimensionierung stellt sich eine Ausgangsfrequenz von 1kHz ein, und die Amplitude am Ausgang „1kHz“ kann auf 1 V_{ss} abgeglichen werden.

Der Anschwingvorgang des Wien-Robinson-Generators kann wie folgt beschrieben werden: Im Einschaltmoment ist $R_{\text{DS}} = r_{\text{DSon}}$, d. h. T 300 ist niederohmig. Hiermit ergibt sich eine große Schleifenverstärkung. Aus dem Rauschen kann sich so eine Schwingung mit der gegebenen Resonanzfrequenz ausbilden, da nur hierfür die Phasenbedingung erfüllt ist. Die Schwingungsamplitude wird solange ansteigen, bis die Reglerschaltung den Widerstandswert von R_{DS} so abgeglichen hat, daß sich in diesem stationären Zustand die Schleifenverstärkung $V_{\text{Schleife}} = 1$ einstellt.

Bei der Dimensionierung des Reglers IC 303 B muß darauf geachtet werden, daß die Reglerzeitkonstante groß gegenüber der Periodendauer der Resonanzfrequenz ist, damit der Regler nicht versucht, die Sinusschwingung auszuregulieren.

Im nächsten Teil dieses Artikels wenden wir uns der Beschreibung des Digitalteiles und des Netzteiles zu.