

VIII Oszillatorschaltungen

Bei den Oszillatoren unterscheidet man grundsätzlich harmonische Oszillatoren und Relaxationsoszillatoren, in denen .

In harmonischen Oszillatoren pendelt die Energie zwischen 2 Speichern hin und her. Sie werden bei hohen Anforderungen an Frequenzkonstanz und spektrale Reinheit eingesetzt.

Relaxationsoszillatoren haben nur einen Energiespeicher, der zwischen 2 Grenzen auf- und entladen wird. Man findet sie in Schaltungen zur Bereitstellung von Tonfrequenzen etc., wo die Anforderungen geringer sind.

VIII.1 Oszillatoren mit dem Timer-IC 555

Der Timer-IC 555 ist zur Erzeugung von stabilen Frequenzen im Bereich von unter 1 Hz bis ca. 50 kHz gut geeignet. Mit seinem Kondensator ist er ein klassischer Relaxationsoszillator. Sein Aufbau wurde bereits in Abschnitt II.4 besprochen. Das Blockschaltbild zeigt 2 Komparatoren, deren Vergleichsspannungen durch einen Spannungsteiler aus 3 gleich großen Widerständen auf $1/3 U_b$ und $2/3 U_b$ festgelegt sind. Der Abgriff mit

$2/3 U_b$ ist zu einem Anschluß geführt, um ihn mit einem Kondensator abblocken oder anderweitig benutzen zu können. Die beiden Komparatoren setzen und resetten ein RS-Flipflop. Absinken des Trigger-Eingangs unter $1/3 U_b$ setzt das Flipflop, während Ansteigen des Schwellen-Eingangs über $2/3 U_b$ oder 0-Pegel am Reset-Eingang es rücksetzen. Bei gesetztem Flipflop liegt der Ausgang auf High-Pegel ($\approx U_b$) und der Entladetransistor sperrt. In zurückgesetztem Zustand ist der Ausgang auf Low-Pegel und der Entladetransistor eingeschaltet. Der Ausgang der bipolaren Version ist für Ströme bis zu 200 mA spezifiziert.

Der Schaltungsaufwand mit 2 Komparatoren macht den 555 zu einem relativ genauen und konstanten Frequenzgenerator für Frequenzen bis ca. 50 kHz. Alle Spannungen und Ströme in einer 555-Schaltung ändern sich proportional zur Versorgungsspannung U_b . Deren Schwankungen werden dadurch kompensiert und man kann im gesamten Temperatur- und U_b -Bereich eine Genauig-

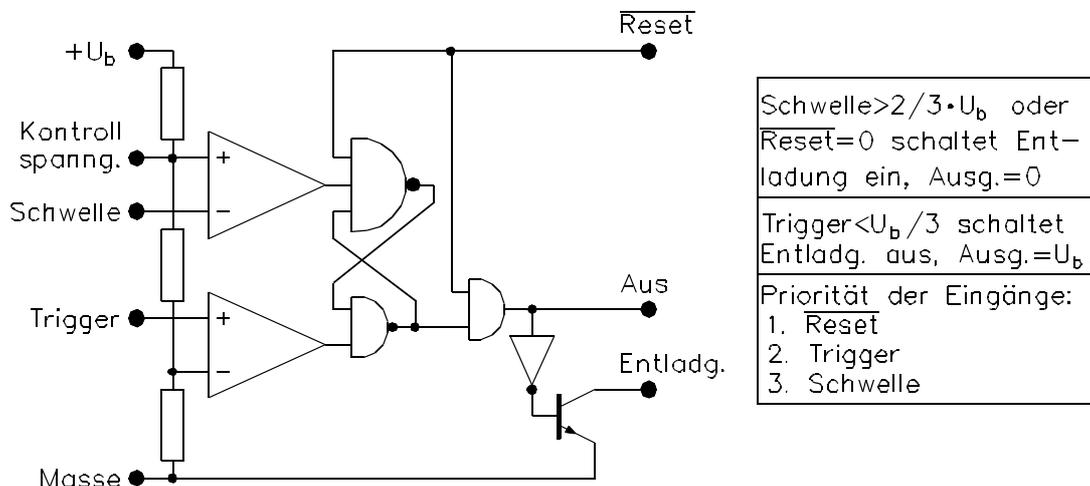


Bild 8-1: Blockschaltbild des Timer-IC 555

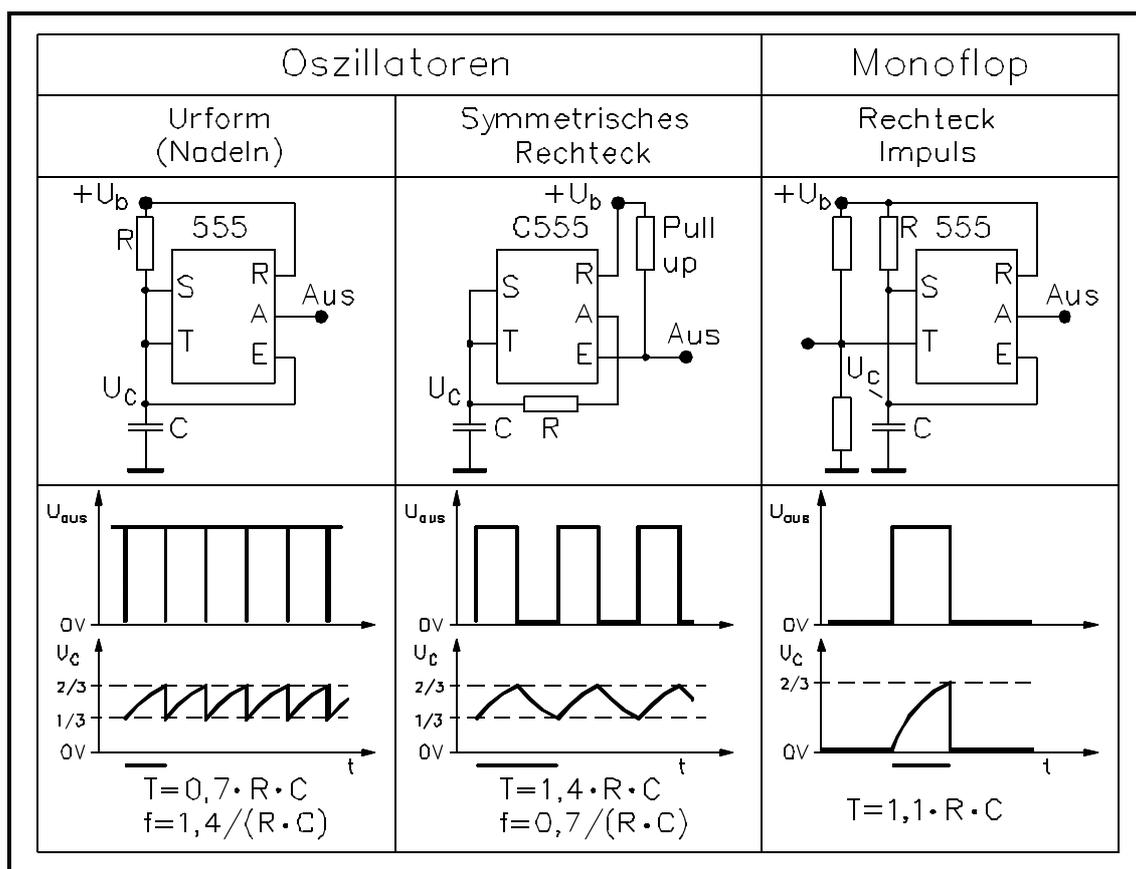


Abb. 8-2: Der 555 als Oszillator und Monoflop

keit besser als ca. 2 % erwarten. Hier sollen nun die Betriebsweisen des 555 als Oszillator und als Monoflop erläutert werden.

Die einfachste Oszillatorschaltung legt Schwelle, Trigger und Entladung zusammen und verbindet diesen Punkt über R mit $+U_b$ und über C mit Masse. Der Strom durch R lädt C auf, bis die Spannung $2/3 U_b$ erreicht und der Schwelle-Komparator das Flipflop rücksetzt. C wird nun vom Entladungsausgang sehr schnell entladen, bis bei $1/3 U_b$ der Trigger-Komparator das Flipflop wieder setzt und die Entladung abschaltet. Dieser Zyklus wiederholt sich fortlaufend. Wegen der raschen Entladung werden am Ausgang nur sehr kurze Impulse nach 0-Pegel abgegeben. Die Aufladezeit beträgt $0,7 \cdot R \cdot C$ Sekunden, das ergibt eine Frequenz von $1,4 / (R \cdot C)$.

Die kurzen Impulse sind nicht günstig für Logikschaltungen und am Oszilloscope schlecht zu sehen. Man verlängert die Entladezeit mit einem Widerstand zwischen den Entladungsausgang und C. Dieser darf nur so groß werden, daß im Zusammenwirken mit R als Spannungsteiler U_c beim Entladen noch unter $1/3 U_b$ absinkt.

Besser ist es, mit dem 555 eine symmetrische Rechteckwelle zu erzeugen. Hierfür eignet sich gut die CMOS-Version des 555, deren Ausgang bis auf wenige mV die Spannungen von Masse und $+U_b$ erreicht. Man legt nun den Widerstand R zwischen Ausgang und C, während der Entladungsausgang mittels eines Pullup-Widerstands als Ausgang fungiert. Vom Ausgang fließt durch den

Widerstand R Strom zum Kondensator. Dessen Spannung pendelt laufend zwischen den Schaltschwellen hin und her, da beim Erreichen einer Schwelle der Ausgang umschaltet und den Ladestrom von C umpolt.

Man erhält die doppelte Periodendauer und die halbe Frequenz wie bei der ersten Schaltung. Für hohe Ausgangsströme muß ein Hilfstransistor eingesetzt werden, da die CMOS Ausführung keine großen Ströme liefern kann.

Zum Betrieb als Monoflop werden R und C mit den Anschlüssen Schwelle und Entladung verbunden. Den Trigger-Eingang hält ein Spannungsteiler auf einer Spannung oberhalb $1/3 U_b$, so daß er inaktiv ist. Im Ruhezustand des Monoflops ist der Ausgang auf Masse und die Entladung eingeschaltet. Wird nun der Trigger-Eingang kurzzeitig unter $1/3 U_b$ gezogen, so geht der Ausgang nach High und die Entladung wird abgeschaltet. C wird über R bis auf $2/3 U_b$ aufgeladen, woraufhin die Entladung eingeschaltet wird und die Schaltung in den Ruhezustand zurückkehrt. Die Impulslänge des Monoflops beträgt $1,1 \cdot R \cdot C$ Sekunden.

Während der Aufladung von C ist das Flipflop gesetzt und der Trigger-Eingang wirkungslos. Das 555 Monoflop ist somit nicht nachtriggerbar. Nach dem Impuls wird der Kondensator vehement entladen und auf Masse gehalten, so daß der 555 nach sehr kurzer Zeit für den nächsten Impuls bereit ist. Das 555 Monoflop hat dadurch eine sehr kurze Erholzeit.

Es gibt auch nachtriggerbare Monoflops, wie das TTL-Monoflop 74LS123. Diese registrieren Triggerimpulse immer und halten ihre Ausgänge nach der letzten Triggerung für die programmierte Zeit aktiv. Bei genügend häufiger Triggerung kippt der Ausgang eines nachtriggerbaren Monoflops nie zurück. Man kann diese Eigenschaft für Frequenzdiskriminatoren ausnutzen.

VIII.2 RC-Oszillatoren für höhere Frequenzen

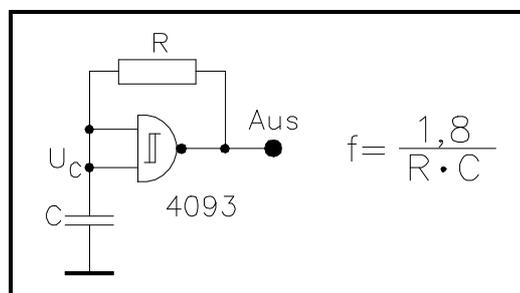


Abb. 8-3: Einfachst RC-Oszillator

Unüberbietbar einfach ist die Oszillatorschaltung in Abb. 8-3 mit dem 4-fach CMOS NAND Schmitt-Trigger 4093. Die Eingänge sind über einen Kondensator mit Masse und über einen Widerstand mit dem Ausgang verbunden. Wie beim 555 schaltet der Ausgang beim Erreichen der jeweiligen Schaltschwelle um und die Kondensatorspannung pendelt im Hysteresebereich der Eingänge zwischen den beiden Schaltschwellen hin und her. Die Frequenz beträgt etwa $1,8 / (R \cdot C)$ Hz bei symmetrischer Wellenform am Ausgang. Genauigkeit und Frequenzkonstanz dieser Schaltung sind allerdings weniger gut. Die relativ große Verzögerung im Schmitt-Trigger begrenzt die maximale Frequenz auf ca. 100 kHz.

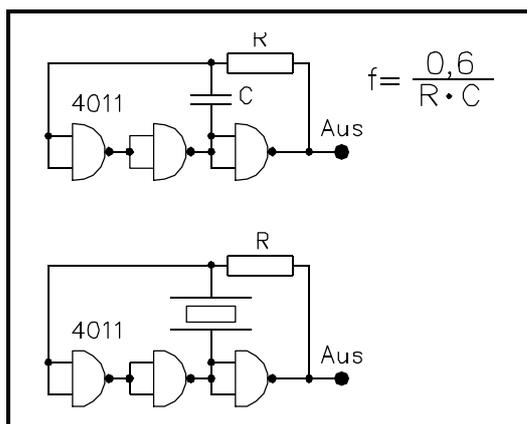


Abb. 8-4: Gatter Oszillatoren

Deutlich höhere Frequenzen erzielt die Schaltung in Abb. 8-4 mit 3 in Reihe liegenden NAND Gattern 4011 oder auch 74.00. Die 3-malige Invertierung bewirkt eine Gleichspannungs Gegenkopplung über den Widerstand R vom Ausgang zum Eingang für einen mittleren Gleichspannungspegel am ersten Gatter. Der Kondensator verbindet Punkte gleicher Signalpolarität und läßt die Gatter mit einer Frequenz von etwa $0,6 / (R \cdot C)$ Hz bis zu mehreren MHz schwingen. Ersetzt man den Kondensator durch einen Quarz (siehe Abschnitt VIII.3), so entsteht ein harmonischer Oszillator mit hochstabiler Ausgangsfrequenz. Abgewandelt findet sich diese Schaltung in den Taktoszillatoren von Mikroprozessoren, Uhren etc. wieder.

VIII.3 Harmonische Oszillatoren

Elektronische harmonische Oszillatoren enthalten einen Schwingkreis mit Spule und Kondensator als Energiespeichern. Ein mechanisches Analogon ist die Pendeluhr.

Im Einfachst-Oszillator in Abb. 8-5 arbeitet Transistor T1 in Basisschaltung mit dem LC-Schwingkreis als Arbeitswiderstand. T2 steuert als Emitterfolger den Emitter von T1 mit dieser Spannung niederohmig an. Basis und Kollektor beider Transistoren liegen

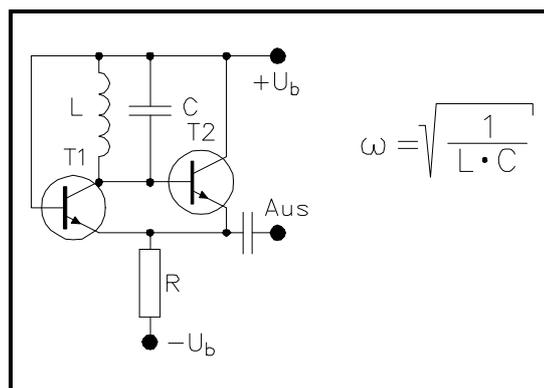


Abb. 8-5: Einfachst-Oszillator

gleichspannungsmäßig an $+U_b$, so daß die U_{CE} etwa $0,65 V$ beträgt. Über R fließt der Betriebsstrom, der sich bei gleichem U_{BE} je zur Hälfte auf die Transistoren aufteilt.

Gute HF-Transistoren schwingen in dieser Schaltung bis in den GHz-Bereich. Bei solch hohen Frequenzen kann man den Schwingkreis durch ein am Ende kurzgeschlossenes Stück Koaxkabel oder ein Stück Leiterbahn (Stripline) ersetzen und so den Bauteil Aufwand minimieren.

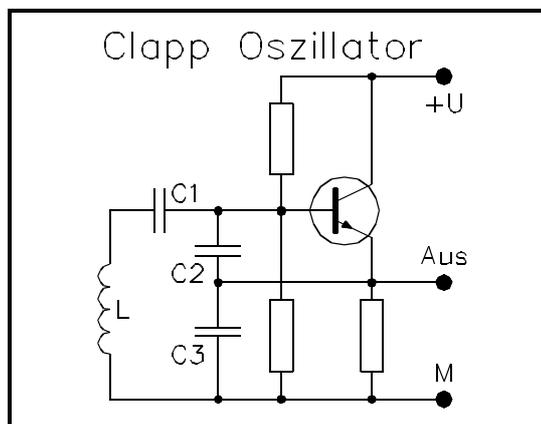


Abb. 8-6: Clapp-Oszillator

Abb. 8-6 zeigt den Clapp-Oszillator, der sehr saubere und frequenzkonstante Sinussignale liefert. Sein Schwingkreis besteht aus L und der Reihenschaltung von C1, C2 und C3. C2 und C3 sind dabei deutlich größer

als C1. Sie werden vom Schwingkreisstrom durchflossen und transformieren dadurch die Spannung vom Emitter zur Basis hoch. So kann der als Emitterfolger mit $V=1$ arbeitende Transistor den Kreis zum Schwingen anregen. Die relativ großen Kapazitäten C2 und C3 liegen parallel zum Transistor und minimieren den Einfluß seiner Kapazitäten. Daher rührt die hohe Frequenzstabilität und Signalqualität.

Mit einem Drehkondensator für C1 erhält man einen VFO (variable frequency oscillator) mit ausgezeichneten Eigenschaften.

VIII.4 Quarze

Schwingquarze sind mechanische Resonatoren aus einem Quarzkristall (Siliziumdioxid, SiO_2). Die Besonderheit von Quarz sind seine piezoelektrischen Eigenschaften. In bestimmten Kristallrichtungen führt das Anlegen einer Spannung zu einer mechanischen Verformung und umgekehrt, der Quarz ist also ein elektromechanischer Wandler. Wenn wir einen Quarz in einer Oszillatorschaltung betreiben, so werden die elektrischen Signale in mechanische Verformungen umgesetzt, die den Quarz zum Mitschwingen anregen. Umgekehrt wird die Verformung des schwingenden Quarzplättchens in elektrische Signale zurückverwandelt. Das elektrische Verhalten des Quarzes ist das durch Hin- und Rückwandlung umgesetzte mechanische Verhalten des Quarzes.

Der Quarz verhält sich elektrisch wie ein extrem hochohmiger Serienresonanzkreis in Reihe mit einem Widerstand R, typische Werte zeigt Abb. 8-7. Parallel dazu liegt

die Kapazität C_0 , welche sich aus Elektroden- und Gehäusekapazität zusammensetzt. Die extrem hohe mechanische Güte des Quarzresonators führt zu einer ebenso hohen elektrischen Güte Q, siehe dazu IX.6.

Die extremen Werte für die Schaltelemente eines Quarzes sind natürlich nicht physikalisch vorhanden, sondern die Folge der Wandlung der angelegten Spannung in Verformung des Quarzes und der Rückwandlung der Verformung beim Mitschwingen in elektrische Spannung.

Je nach Frequenzbereich und Temperaturverhalten wird das Quarzplättchen aus dem Mutterkristall herausgeschnitten und durch Schleifen und Polieren in die richtigen Abmessungen für die gewünschte Schwingungsform und Frequenz gebracht. Für die tiefsten Frequenzen bis herab zu 1 kHz werden Biegeschwinger und die Stimmgabelform eingesetzt. Für sukzessive immer höher werdende Frequenzen nimmt man Längs-Dehnungsschwinger und Dickenscherschwinger. Die höchsten Frequenzen bis über 150 MHz erreichen Obertonquarze, die analog zu Orgelpfeifen mehrere Knotenebenen haben. Aus Gründen der elektrischen Ankopplung sind nur ungerade Ober-

f	32768Hz	1,05MHz	4,19MHz	60MHz
R	50k	700	75	65
L	7863,5H	2,88H	120mH	7,02mH
C	0,003pF	0,008pF	0,012pF	0,001pF
Q	32380	27100	42165	40769
	Biegeschwinger Stimmgabeltyp	Dickenscherschwinger (Grundton) SC-Schnitt		SC-Schnitt 5. Oberton

Abb. 8-7: Elektrische Daten von Quarzen

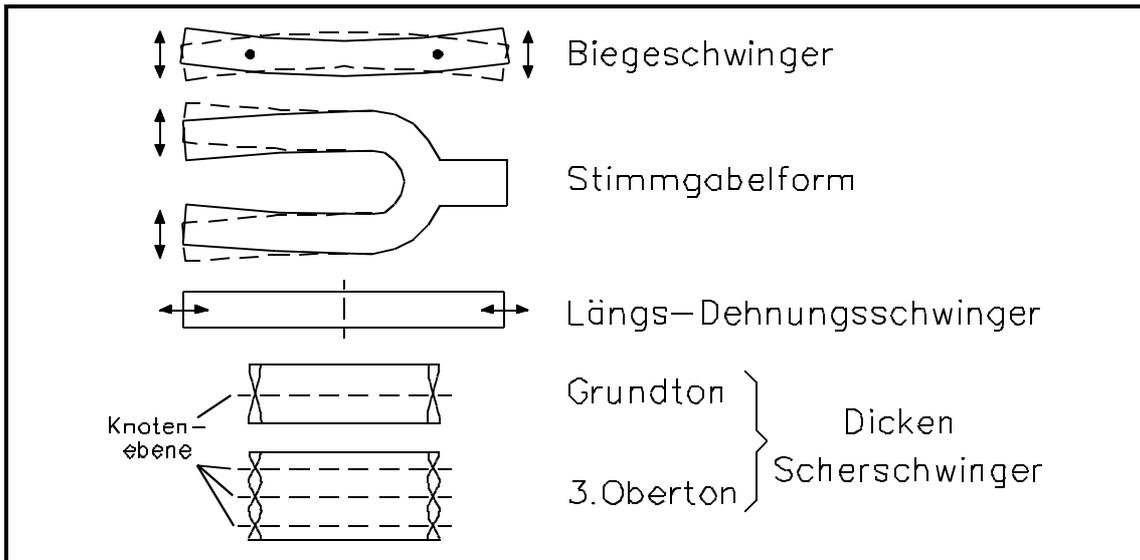


Abb. 8-9: Quarz Resonatorformen

töne möglich, also die 3-, 5-, (2n+1) - fache Frequenz.

Elektrisch kann man den Quarz auf 2 Arten betreiben:

In Serienresonanz wirkt nur L und C des Quarzes, bei der Resonanzfrequenz verbleibt nur der Serienwiderstand R. Bei sehr hohen Frequenzen kann es erforderlich werden, die Parallelkapazität C₀ mit einer Spule L₀ zu kompensieren. Der Schwingkreis aus L₀/C₀ soll auf die Resonanzfrequenz des Quarzes abgestimmt sein. Ohne die Kompensation

kann es passieren, daß die Schaltung mit Hilfe von C₀ als RC-Oszillator schwingt und die sehr schmale Resonanz des Quarzes einfach ignoriert.

Die Parallelresonanz wird am einfachsten aus einer Umzeichnung des Ersatzschaltbildes verständlich. Hier verhält sich der Quarz als Parallelresonanzkreis mit einem kapazitiven Spannungsteiler. Die Reihenschaltung mit C₀ verkleinert die Kreiskapazität ein wenig, was die Resonanzfrequenz etwas anhebt. Die Parallelresonanz wird gerne eingesetzt,

Ersatzschaltbild	Serien-Resonanz	Parallel-Resonanz
<p>L, C, R bilden den Quarz nach. C₀ ist die Gehäuse- und Elektrodenkapazität</p> $Q = \frac{\omega \cdot L}{R}$	<p>L₀ kompensiert C₀</p> $\omega = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$ <p>Kurzschluß bei Resonanz</p>	<p>Parallelresonanzkreis mit kapazitivem Teiler</p> <p>$\omega > \omega_{\text{Serie}}$ da Reihenschaltung von C mit C₀</p> <p>Isolator bei Resonanz</p>

Abb. 8-8: Serien- und Parallelresonanz des Quarzes

da sich hier der Quarz durch Parallelschalten eines Trimmkondensators in der Frequenz gut "ziehen" läßt. Die zum Quarz parallelgeschaltete Kapazität wird als Bürde bezeichnet. Quarze für Parallelresonanz werden gewöhnlich bei 30 pF Bürde abgeglichen und sind dann um einige 10^{-5} ziehbar.

Beispiel:

Wir betrachten den 4,19 MHz Quarz der Tabelle in Abb. 8-6. Aus $L = 120$ mH und $C = 0,012$ pF ergibt sich eine Serienresonanzfrequenz f_{res} von exakt 4,194101 MHz.

In Parallelresonanz mit 30 pF Bürde wirkt als Kreiskapazität die Reihenschaltung von 0,012 pF mit 30 pF : $C = 0,011995202$ pF, das ergibt: $f_{res} = 4,1949398$ MHz.

Die Resonanzfrequenz in Parallelresonanz ist um 839 Hz höher als in Serienresonanz.

Erhöht man die Bürde um 1 pF auf 31 pF, so beträgt die Kreiskapazität $C = 0,0119953566$ pF und $f = 4,1949127$ MHz

Die Resonanzfrequenz sinkt um 27 Hz bei Zunahme der Bürde um 1 pF.

Mit einem Trimmkondensator parallel zum Quarz kann man die Resonanzfrequenz um 27 Hz / pF ziehen. Die Konstanz üblicher Trimmkondensatoren reicht auch für Präzisionsanwendungen völlig aus.

Andere elektrisch eingesetzte mechanische Resonatoren seien wenigstens erwähnt:

Keramische Filter bestehen analog zum Quarz aus piezoelektrischer Keramik. Sie arbeiten von einigen 100 kHz bis in den MHz-Bereich.

Keramische Resonatoren werden von einigen 100 MHz bis in den GHz-Bereich zur Stabilisierung von Oszillatoren eingesetzt.

Alternative Kristallmaterialien mit in mancher Beziehung besseren Eigenschaften als Quarz sind Galliumphosphat $GaPO_4$ und Lanthan-Gallium Verbindungen. Siehe dazu: www.gapo4.com // www.roditi.de.

"Mechanische Filter" haben Resonatoren aus Edelstahl mit piezokeramischen Wandlern. Ihre Frequenzen gehen kaum über 500 kHz hinaus. Stimmgabeloszillatoren mit einer magnetisch erregten Stimmgabel werden im Tonfrequenzbereich eingesetzt.

Keramik- und Edelstahlresonatoren erreichen die hohen Güten der Kristalle. Ein weiterer Vorteil der kristallinen Resonatoren liegt darin, daß ihr als einkristallines Material keine Korngrenzen aufweist. Sie kennen damit keine Materialermüdung durch die dauernde Belastung beim Schwingen und zeigen auch im Dauerbetrieb nur eine minimale Alterung.

Zu den alternativen Kristallmaterialien siehe:

UKW-Berichte, Heft 4/2002, S. 195

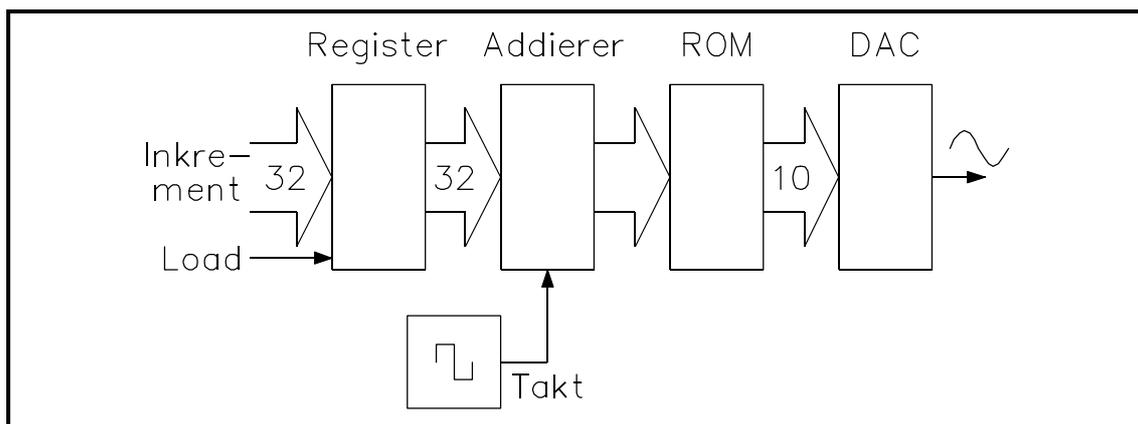


Abb. 8-10: Aufbau eines DDS Synthesizers

VIII.5 DDS-Synthesizer

Generatoren für Sinuswellen werden heute oft als DDS-Synthesizer (DDS = Direct Digital Synthesis) aufgebaut. Sie enthalten einen schnellen 32-Bit Akkumulator, zu dem bei jedem Takt der Inhalt des Inkrement-Registers addiert wird. Der Akkumulator steuert ein ROM an, das die dem Eingangswert gehörenden Spannungswerte einer Sinuskurve enthält. Das ROM seinerseits gibt diese Werte als 10-Bit Zahl zum DAC.

Bei jedem Durchlauf der Werte des Akkumulators wird am Ausgang des DAC eine komplette Sinuswelle abgegeben. Je höher das Inkrement ist, desto rascher durchläuft der Akkumulator seinen Wertebereich $2^{32} = 4,295 \cdot 10^9$. Die abgegebene Frequenz hängt vollkommen linear von der Größe des Inkrements und der Taktfrequenz ab.

Hat der Taktgenerator beispielsweise eine Frequenz von 42,95 MHz, so dauert es bei einem Inkrement von 1 genau 100 Sekunden, bis der Akkumulator einmal seinen Zahlenbereich durchläuft. Die abgegebene Frequenz beträgt also 0,01 Hz. Um eine bestimmte Ausgangsfrequenz in Hz zu

erhalten, speichert man ihren 100-fachen Wert als Inkrement ein. Dabei beträgt der kleinste Frequenzschritt 0,01 Hz.

Mit DDS-Synthesizern kann man in einem großen Frequenzbereich spektral sehr saubere Wellenformen erzeugen. Die Frequenzstabilität und Genauigkeit hängt allein vom Taktgenerator ab. Die meisten DDS-IC's haben zusätzlich ein Register, dessen Inhalt zum Ausgang des Addierers addiert wird und eines für die Signalamplitude. Damit kann in einfacher Weise Phasen- und Amplitudenmodulation erzeugt werden, wie sie für moderne Modems benötigt wird.

Die Taktfrequenz ist meist wesentlich höher, als die Ausgangsfrequenz, was in einem Oversampling mit entsprechendem Gewinn an Auflösung resultiert. So erreichen DDS-Synthesizer auch mit einem 10-Bit DAC erstaunlich gute Unterdrückungen von Nebenwellen und Harmonischen im Ausgangssignal.

Die Taktfrequenzen moderner DDS-IC's reichen heute bis über 200 MHz, entsprechend möglichen Ausgangsfrequenzen bis ca. 60 MHz.