

## Clock und Reset Generierung

### Takterzeugung - Oszillatoren

Im digitalen Zeitalter kommt den Oszillatoren und Frequenzsynthesizern eine zentrale Rolle in der Schaltungstechnik zu.

Ohne Taktsignal läuft kein Prozessor, ohne Bittakt erfolgt kaum eine Datenübertragung. Analoge Signale werden heutzutage so rasch wie möglich digitalisiert, um sie dann in einem Prozessor weiterverarbeiten zu können. Die Genauigkeit und die Stabilität der erzeugten Frequenzen sind entscheidend für die Abtastung und Weiterverarbeitung der Signale. Mit der zunehmenden Bandbreite in der mobilen Datenübertragung werden auch die aufzubereitenden Frequenzen laufend höher.

Ein Verständnis für die Funktion und den Entwurf von Oszillatoren zu entwickeln gehört zu den schwierigeren Herausforderungen in der Elektronik. Neben Kenntnissen der Schaltungstechnik sind zusätzlich Grundlagen aus der Regelungstechnik und der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) vonnöten.

Daher ist es auch angebracht, hier in der allgemeinen Betrachtung den folgenden Wunsch auszusprechen:

“May your oscillators always oscillate, and your amplifiers always amplify.“

### Grundlagen

Ein Oszillator ist eine elektrische Schaltung, welche eine ungedämpfte, elektrische Schwingung mit konstanter Frequenz und Amplitude erzeugt.

### Klassifizierung von Oszillatoren

#### Nach der Art der Schwingungserzeugung:

- Rückkopplungsozillatoren
- Relaxationsozillatoren (Gesteuerte Ladung und Entladung eines Kondensators)
- NIC Oszillatoren (Entdämpfung eines Resonanzkreises mit einer negativen Impedanz)
- Digitale Erzeugung der Kurvenform

#### Der Form des Ausgangssignals nach:

- Sinusgenerator
- Rechteckgenerator
- Sägezahn, Dreieckgenerator, ...

#### Nach der Art der frequenzbestimmenden Bauteile

- RC Oszillator
- LC Oszillator
- Quarz-, Keramik-Oszillator
- Delay Line Oszillator

#### Nach den aktiven Bauelementen

- Operationsverstärker

- Komparatoren
- Digitale Logikgatter
- Transistoren, Dioden mit negativem Widerstand

**Eine weitere mögliche Klassifizierung ist die Unterscheidung von**

- Oszillatoren mit konstanter Frequenz (Frequenz-, Zeitnormale)
- Gesteuerte Oszillatoren (Modulatoren, VCO)

**Einflußfaktoren auf den Entwurf der Oszillatoren**

- Temperaturabhängigkeit
- Speisespannungsabhängigkeit
- Alterungsabhängigkeit

**Wichtige Kennwerte**

- Frequenzkonstanz
- Amplitudenkonstanz
- Spektrale Reinheit (Klirrfaktor, THD)

**Klirrfaktor**

Für Sinusoszillatoren ist die spektrale Reinheit des Ausgangssignals von entscheidender Bedeutung. Der hierbei verwendete Kennwert ist der Klirrfaktor. Er beschreibt das Verhältnis der Oberwellen zur Grundwelle plus Oberwellen als Effektivwert.

$$k_{ges} = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}{\sqrt{u_1^2 + u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}$$

Der Wert von  $k_{ges}$  ist immer eine dimensionslose Größe  $< 1$ . Sie wird in Prozent oder Promille angegeben.

Im Englischsprachigen wird der Begriff der „total harmonic distortion verwendet“ (THD) und verkörpert die nachfolgende Näherung, welche für Klirrfaktoren  $< 3\%$  anwendbar ist.

$$k_{ges} = THD = \frac{\sqrt{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}}{\sqrt{u_1^2}} = \sqrt{\frac{u_2^2 + u_3^2 + u_4^2 + \dots}{u_1^2}}$$

|

Die Ermittlung des Klirrfaktors erfolgt in der Praxis durch eine Spektralanalyse, bzw ein Klirrfaktormeßgerät.

Bei einer Simulation mit SPICE (dh LTSpice) kann der Klirrfaktor direkt über eine .FOUR-Anweisung bestimmt werden. Bei LTSpice ist dazu eine Transientenanalyse mit eingeschalteter Fourier-Analyse durchzuführen.

Hinweise zur Ermittlung des Klirrfaktors mit LTSpice können den nachfolgenden Links entnommen werden.

**Quellenhinweise:**

- (1) LT Spice tutorial: <http://eecs.oregonstate.edu/education/docs/ece323/Appendix.pdf>
- (2) <http://www.audio-perfection.com/spice-ltspice/distortion-measurements-with-ltspice.html>

### Kriterien für die Schwingfähigkeit

Im Allgemeinen ist astabiles Verhalten bei Schaltungen nicht erwünscht. Zur Takterzeugung wird astabiles Verhalten jedoch bewusst eingesetzt.

Systematisch lässt sich die Struktur eines Oszillators auf ein mitgekoppeltes Verstärkernetzwerk zurückführen, welches ein frequenzselektives Feedbacknetzwerk aufweist (siehe Abb 1).

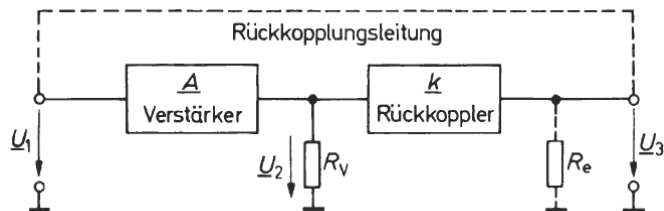


Abb 1: Prinzipielle Anordnung eines Oszillators

**Mitschrift:** Rückgekoppelter Verstärker und Herleitung der formalen Beziehung für die Schwingfähigkeit.

Stichwort: Barkhausen Kriterium

## RC Oszillatoren mit OPV

In den beiden nachfolgenden Beispielen wird die Klasse der mitgekoppelten Sinusoszillatoren betrachtet.

### Wien-Brücke Oszillator

Eine der bekanntesten Schaltungen ist der Wien-Brücke Oszillator (Wien-Robinson), der sich durch einen einfachen Aufbau und eine über einen weiten Frequenzbereich sehr gute Durchstimmbarkeit auszeichnet.

Entsprechend der Schaltung in Abb 2, besteht die Wien Brücke aus einem nicht invertierenden Verstärker und einem Rückkoppelnetzwerk welches eine Phasendrehung von  $\beta = 0^\circ$  aufweist.

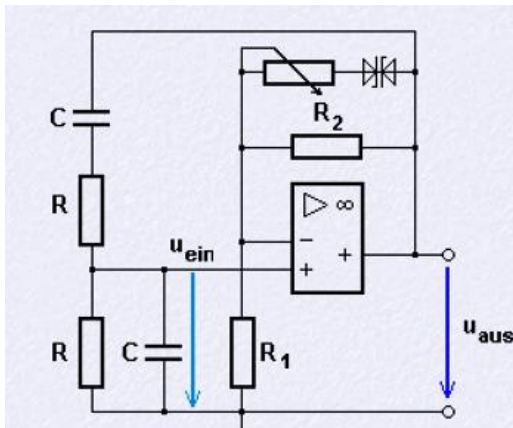


Abb 2: Wien-Brücke Oszillator

Mitschrift: Herleitung der Schwingfrequenz und Dimensionierungsrichtlinien.

Eigenschaften:

- einige Hz bis Megahertz Bereich
- sehr niedriger Klirrfaktor (low distortion)
- breit durchstimmbar unter Verwendung von Doppelpoti, bzw Doppeldrehkondensatoren

### Phasenschieber Oszillator

Eine weitere Schaltung die sich durch ihren einfachen Aufbau auszeichnet ist der Phasenschieber Oszillator. Hierbei wird zur Rückführung ein RC Netzwerk der 3. Oder 4. Ordnung verwendet. Es wird so dimensioniert, dass bei der Schwingfrequenz  $f_0$  eine Phasendrehung von  $180^\circ$  entsteht. Der Verstärkerblock kompensiert die Dämpfung des Rückkoppelnetzwerks.

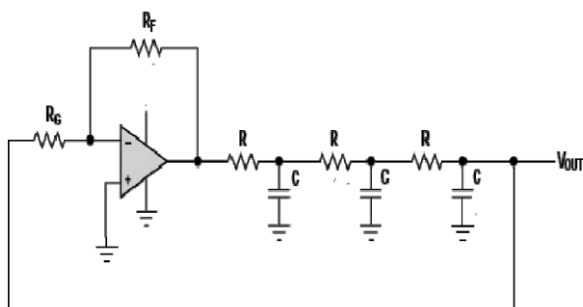


Abb 3: Phasenschieber Oszillator mit Tiefpass 3. Ordnung als Rückkoppelnetzwerk

Aus der Analyse des Rückkoppelnetzwerks ergibt sich mit einigem Rechenaufwand die Bedingung für die Schwingfrequenz.

Hieraus ergibt sich für die Erfüllung der Phasendrehung bei einer bestimmten Frequenz die folgende Bedingung.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{6}}{RC}$$

Zur Erfüllung der Amplitudenbedingung muß die eingestellte Verstärkung am OPV  $|v|=29$  betragen.

Mitschrift: Herleitung der Schwingfrequenz und Dimensionierungsrichtlinien mit Hilfe der Kettenmatrix.

Der Phasenschieber Oszillator mit Entkopplung der TP Glieder mittels Impedanzwandlern liefert eine Alternative mit etwas höherem Aufwand. Bei der Dimensionierung muss der Entkopplung der einzelnen RC Tiefpässe Rechnung getragen werden.

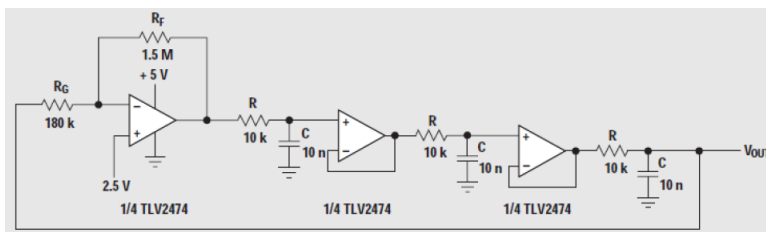


Abb 4: Phasenschieber Oszillator mit entkoppelten Tiefpass Stufen

Mitschrift: Dimensionierung der einzelnen Tiefpass Stufen.

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{3}}{RC}$$

Für die Verstärkung der wird lediglich der Betrag  $v=2*2*2$  benötigt.

### Praxishinweise für Oszillatoren mit Operationsverstärkern

Für die Slew-Rate SR des verwendeten Operationsverstärkers sollte der folgende Zusammenhang gelten.

$$SR > 2 * \pi * f_0 * u_{0max}$$

Anmerkung:  $u(t) = u_{0max} * \cos(2 * \pi * f_0 * t)$ ;  $\frac{d\varphi}{d\omega}$  wird maximal für  $t=0, 2 * \pi, \dots$

Siehe Krucker S42 fortfolgend

## LC Oszillatoren

Das Prinzip beruht auch bei LC Oszillatoren auf der Erzeugung einer Sinusschwingung durch Entdämpfung eines Schwingkreises. Bei LC Oszillatoren wird jedoch die Resonanzfrequenz eines LC Schwingkreises als frequenzbestimmender Parameter genutzt.

Geeignet sind Reihen- als auch Parallelschwingkreise. Der Phasengang ist jedoch steiler als bei RC Schwingkreisen. Dadurch lassen sich Schwingkreise mit viel besserer Frequenzstabilität erzeugen.

Auch lassen sich durch LC Oszillatoren Schwingungen höherer Frequenz erzeugen.

Anm: Es wären auch niedrige Frequenzen möglich, jedoch werden die Induktivitäten dafür zu groß.

### Herleitung der Oszillatorfrequenz

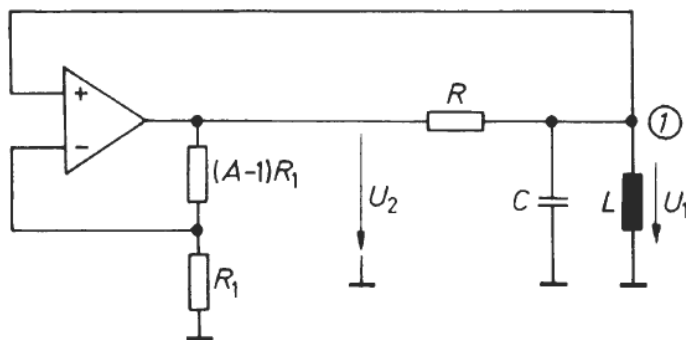


Abb 5: Prinzip eines LC Oszillators (Quelle: Tietze Schenk)

Mitschrift: Herleitung der Oszillatorfrequenz.

## Colpitts Oszillator

Die praktische Schaltungstechnik kennt zahlreiche Grundsaltungen für LC Oszillatoren. Neben Emitter- Basis- und Kollektorschaltung als Grundstruktur, sind die wichtigsten Rückkoppelarten nachfolgend skizziert.

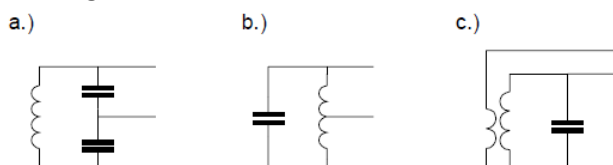


Abb 6: Rückkopplungsarten bei LC Oszillatoren:

- a) kapazitive Teilung,
- b) induktive Teilung und
- c) transformatorische Rückführung.

Die wichtigste und wohl am meisten verwendete Schaltung ist die Colpitts-Oszillatorschaltung. Sie hat den Vorteil, dass die Rückführung mit einer kapazitiven Teilung erfolgt und nur eine einfache Induktivität benötigt wird.

Aus Dualitätsgründen von Induktivitäten und Kapazitäten kann eine gleichwertige Schaltung mit einem kapazitiven oder induktiven Spannungsteiler gebildet werden. Da Induktivitäten ohne Abgriff

in der Praxis genauer und kostengünstiger hergestellt werden können, wird der Colpitts-Oszillator häufiger eingesetzt.

Eine Schwingkreisschaltung wird zum Oszillator, wenn die im Kreis auftretenden Verluste durch einen Verstärker so ausgeglichen werden, daß die Schleifenverstärkung den Wert 1 hat. Die Phasendrehung über alles muß bei der Resonanzfrequenz  $0^\circ$  ein Vielfaches von  $2\pi$  betragen.

Ein Teil der Schwingkreisspannung muss daher phasenrichtig an den Verstärker zurückgekoppelt werden. Dazu kann im Schwingkreis die Kapazität auf zwei Kondensatoren aufgeteilt werden. Eine solche Schaltung wird als kapazitive Dreipunktschaltung bezeichnet. Ist der Mittelpunkt auf Masse bezogen, dann sind die beiden Teilspannungen an den Kondensatoren zueinander gegenphasig.

Mitschrift: Herleitung der Oszillatorfrequenz der kapazitiven Dreipunktschaltung.

Ansatz siehe Mitschrift aus der Parallelschaltung

Bei der Emitterschaltung besteht zwischen dem Ausgangs- und Steuersignal eine Phasendrehung von  $180^\circ$ . Sie wird von der kapazitiven Dreipunktschaltung mit Massebezug zwischen beiden Kondensatoren aufgehoben.

Die phasengedrehte Teilspannung des Schwingkreises gelangt über einen Koppelkondensator zur Basis zurück.

Die Gleichspannung gelangt über eine Drosselspule (RFC, siehe Abb 8) mit ausreichend hoher Induktivität an den Verstärker. Sie ist notwendig, um den Massebezug des Signals zur Betriebsspannung aufzuheben. Die Arbeitspunkteinstellung erfolgt mittels Basisspannungsteiler oder nur mit einem Basisvorwiderstand. Der Emittewiderstand stabilisiert den Arbeitspunkt und bestimmt die Signalverstärkung durch Stromgegenkopplung.

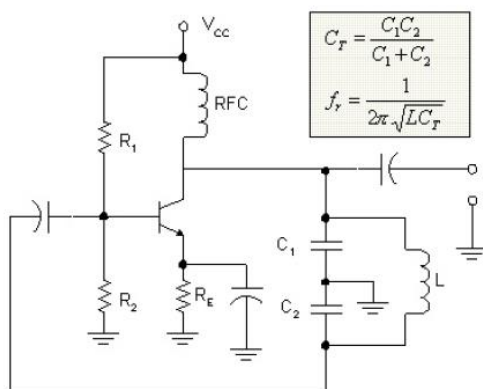


Abb 7: Colpitts Oszillator in Emitterschaltung

Für die Oszillation müssen also Real- und Imaginärteil jeweils Null sein. Aus dem Imaginärteil erhält man die bereits erwähnte Schwingfrequenz  $\omega_0$ . Aus dem Realteil folgt, dass beim Colpitts Oszillator die folgende Bedingung:

$$C_2/C_1 = S \cdot R_L \quad \text{mit } S \text{ als der Transistorsteilheit,}$$

erfüllt sein muss. Die Bedingung ergibt sich aus dem Kleinsignal-Ersatzschaltbild, woraus man erkennt das  $S \cdot R_L$  dem Betrag der Verstärkung des Transistors von der Basis zum Kollektor entspricht, welche die Dämpfung der Rückkopplung  $C_1/C_2$  kompensiert.  $R_L$  repräsentiert die Last am Oszillatörausgang. Für höhere Frequenzen ( $> 1/4 f_T$ ) muss mit den genauen Transistorparametern gearbeitet werden. Die Analyse wird dann von Hand aufwendig und eine Simulation ist notwendig.

Weiterführende Information sowie Design Regeln für den Colpitts-Oszillator findet man unter den folgenden Links:

<http://www.krucker.ch/skripten-uebungen/AnSys/ELA6-Osz.pdf>

Anmerkung: RFC

RFC engl. Radio Frequency Choke, dt Drosselspule, welche einer Spule mit Ferrit Kern entspricht.

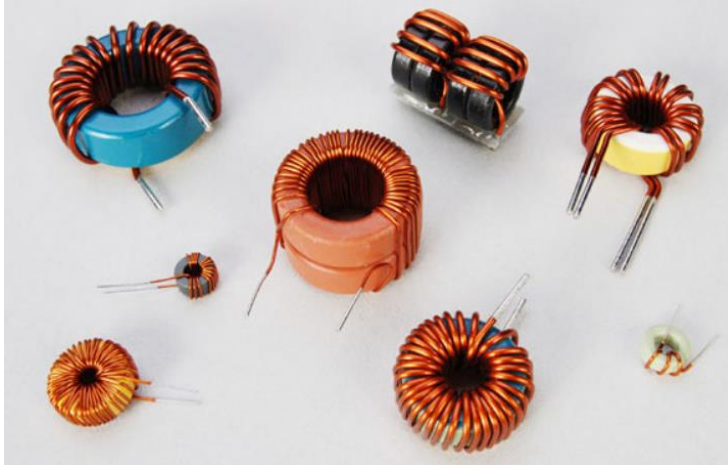


Abb 8: Bauarten von Drosselspulen

Quelle: <http://www.mohawkelectro.com/rf-chokes.php>

*An inductor that is used to prevent electric signals and energy from being transmitted along undesired paths or into inappropriate parts of an electric circuit or system.*

Arbeitsaufgabe1:

Simulation eines (hier: 10kHz Colpitts)-Oszillators. Bestimmung des Klirrfaktors (THD) aus einer Transientenanalyse und einer FFT.

Verwende dazu eine der vorbestimmten Oszillator Grundsaltungen aus der angegebenen Webpage aus. Heinemann-PSpice: <http://www.spicelab.de/colpitts.htm>

Verwende dazu die Anleitung aus dem Quellenhinweis (1) aus dem Kapitel Klirrfaktor.

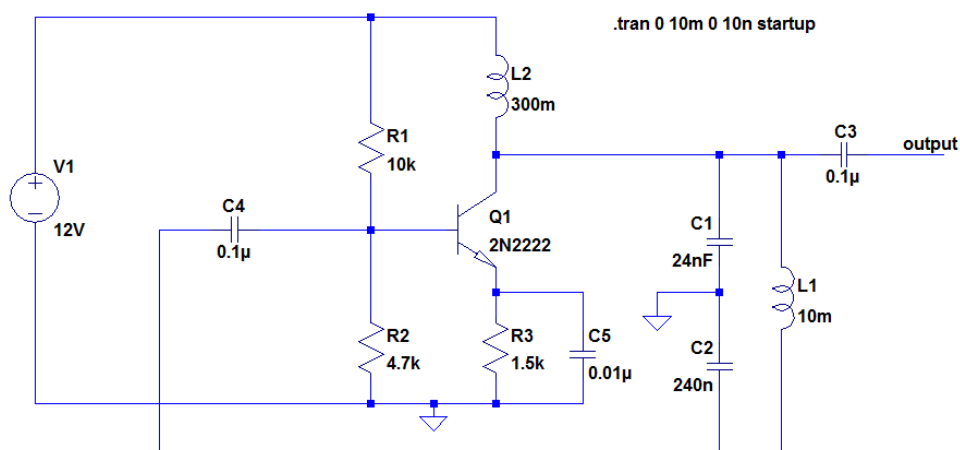


Abb 9: LTSpice Simulation eines 10kHz Colpitts Oszillators

Fragestellung:

- 1) Auf welcher tatsächlichen Frequenz schwingt der Oszillator?
- 2) Wie groß ist der Klirrfaktor?



## Relaxationsoszillatoren

Relaxationsoszillatoren bestehen aus rückgekoppelten Schaltungen, in denen meist die Zeitkonstanten von Lade und Entladevorgängen an Kondensatoren zur Festlegung der Periodendauer rechteck- und dreieckförmiger Signale genutzt werden.

### Dreieck-Rechteck-Generator

Rechteck- und dreieckförmige Signale lassen sich aus Kombination eines Schmitt-Triggers und eines Integrators erzeugen.

Die beiden Ausgangsspannungen am Schmitt-Trigger  $U_{T-}$  und  $U_{T+}$  werden am Integrator in eine linear abfallende bzw ansteigende Spannung  $U_D$  umgewandelt. Überschreitet diese Spannung die Schaltschwellen des Schmitt-Triggers, schaltet dieser die Ausgangsspannung um.

Frequenzbestimmend wirken die Slew Rate des Schmitt Triggers, sowie die Lage der Schaltschwellen.

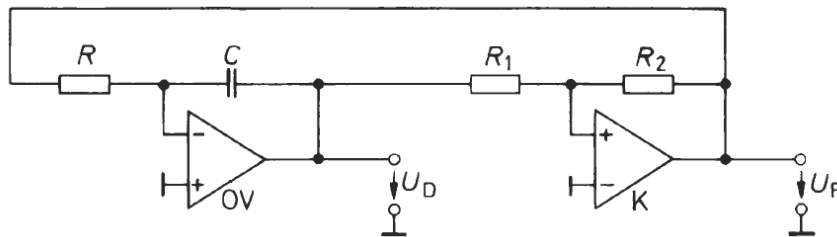


Abb 10: Dreieck-Rechteck-Generator

Mitschrift: Herleitung der Oszillatorfrequenz....

$$f = \frac{R_2}{4R_1} * \frac{1}{R * C}$$

### Kippschaltungen

Generatoren für Rechtecksignale werden in der Digitaltechnik durch rückgekoppelte Logikgatter („Inverterverstärker“) realisiert. Die Rückkoppelschleife muß die Bedingung für Mitkopplung erfüllen. Als einführendes Beispiel wird der Ausgang eines Inverters auf den Eingang rückgekoppelt. Die Frequenz ist starr und bestimmt sich aus der Gatterlaufzeit, die im Bereich von wenigen Nanosekunden liegt.

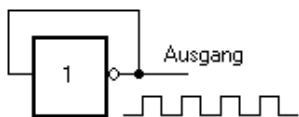


Abb 11: Rückgekoppeltes Logikgatter, als sgn „Inverterverstärker“

Will man die Frequenz beeinflussen, ist im Rückkoppelzweig zwischen Ein- und Ausgang ein RC Glied zu schalten.

Die Periodendauer des Taktsignals hängt von der Zeitkonstante des RC Glieds, sowie den Schaltschwellen des eingesetzten Gatters (dh Schmitt-Triggers) ab. Die Ausgangsspannung kann sich nicht kontinuierlich ändern, sondern nur zwei Schaltzustände (Logikpegel) annehmen. Diese Schaltungen werden auch als Multivibratoren oder astabile Kippstufen bezeichnet.

Ein einfaches Beispiel dazu ist bereits aus einem Inverter (mit Schmitt-Trigger Eingang) und einem RC-Glied in der Rückkoppelschleife realisierbar (siehe Abb 12).

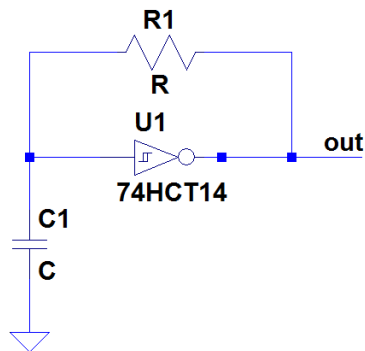


Abb 12: Multivibrator mit CMOS Baustein als Schmitt-Trigger

Mitschrift: Herleitung der Oszillatorfrequenz nach dem DGL-Ansatz

Angenommene Schaltschwellen des Schmitt Triggers 74HCT14 bei 5V Versorgung

Positive Triggerschwelle  $V_p = 2.9V$

Negative Triggerschwelle  $V_n = 1.9V$

Der Baustein besitzt eine Hysterese, dh das Tastverhältnis des erzeugten Taktsignals ist nicht 1:1.

Die Periodendauer  $T = k \cdot R \cdot C$

$k = 1,1 \dots 2$  (je nach Technologie)

#### Anmerkungen:

- Taktfrequenz ist stark von Bauteiltoleranzen abhängig.
- Verwendbar bis etwa 1MHz
- Hochwertige Bauteile (Toleranzen, Temperaturdrift) für R und C
- Als Buffer sollte ein weiteres Gatter hinter dem Oszillator nachgeschaltet werden.
- Nachschalten eines T-FF zur Taktsymmetrierung.

#### Aufgabenstellung1:

- 1) Erkläre die Funktionsweise der Schaltung.
- 2) Leite die Periodendauer des Taktsignals her nach dem Exponentialansatz her.
- 3) Simuliere die Schaltung mit LTSpice und vergleiche die berechnete und simulierte Frequenz.

#### Aufgabenstellung2:

Dimensioniere die Multivibratorschaltung aus Abb 13 mit den folgenden Werten über den Differentialgleichungsansatz. Berechne die Bauteilwerte für eine Frequenz von 1,5KHz. Der Mittelanschluß des Spannungsteilers liegt auf  $\pm U_b/3$ .  $C=63nF$ ,  $U_b=\pm 15V$

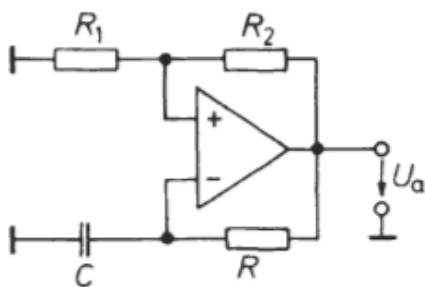


Abb 13: Multivibrator mit Komparator (Quelle: Tietze-Schenk)

### Astabiler Multivibrator mit dem Timer NE555

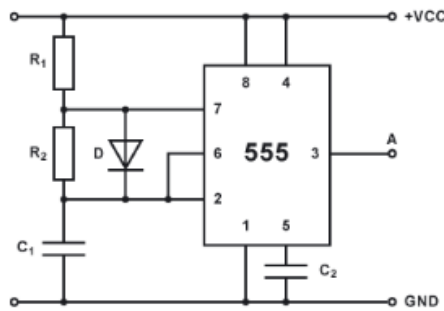


Abb 14: NE555 als astabile Kippstufe

#### Aufgabenstellung:

- 1) Erkläre die Funktionsweise
- 2) Leite die Formel zur Berechnung der Taktfrequenz her.
  - a) Verwendung der Exponentialfunktion (3. Jahrgang).
  - b) Verwendung eines Differentialgleichungsansatzes (Maturajahrgang).

#### Quellenhinweis:

- (1) <http://www.elektronik-kompodium.de/sites/slt/0310131.htm>

## Quarzoszillatoren

### Exkurs zu Schwingquarzen

Soll ein Oszillator besonders stabil sein, wird als frequenzbestimmendes Bauelement ein Schwingquarz eingesetzt. Ein Schwingquarz besteht aus einem Quarzkristall ( $\text{SiO}_2$ , an welchem zwei Elektroden angebracht sind. Die Funktion beruht auf dem inversen piezoelektrischen Effekt, bei welchem durch Anlegen einer Wechselspannung an die Elektroden Schwingungen ausgelöst werden. Je nach Schnittwinkel zu den Kristallachsen wird ein bestimmter Schwingungstyp angeregt. Die erzeugte Schwingung setzt sich aus einer Grundschwingung (Fundamental) und zahlreichen ungeradzahligten Oberschwingungen (Overtone) zusammen.

Man unterscheidet daher der Bauart nach zwischen zwei Typen. Grundtonquarze ( $2^{15}$  Hz bis etwa 40 MHz) sind im Betrieb auf die Grundwelle ausgelegt, während deren Oberwellen stark bedämpft sind.

Obertonquarze sind auf den Betrieb mit ihrer 3, 5, 7 oder 9 Oberwelle hin optimiert. Sie werden für höhere Frequenzen bis einige 100 MHz verwendet.

Hinsichtlich seiner elektrischen Eigenschaften verhält sich ein Quarz wie ein Schwingkreis mit sehr hoher Güte.

#### Mitschrift:

*Quarz Schaltsymbol, ESB*

*Herleitung der seriellen und parallelen Resonanzfrequenz, Reaktanzverlauf*

Wichtige Eigenschaften von Schwingquarzen:

- sehr hohe Güte  $\omega \cdot L_1 / R_1$ , typischerweise  $10^4 - 10^5$
- großes Verhältnis  $L_1 / C_1$
- $C_1 \ll C_0$
- hohe Frequenzstabilität  $\Delta f / f_s < 10^{-4} - 10^{-10}$

Siehe auch Anhang (Abb 24: Spezifikation eines Schwingquarzes)

Legt man die Größen der Bauelemente des Quarz ESB zugrunde erkennt man, dass die Reihenresonanzfrequenz und Parallelresonanz sehr nahe zusammen liegen. Mit den typischen Herstellerangaben (siehe Abb 25) errechnet sich für einen 1MHz Quarz ein Unterschied von etwa einem Promille.

Aus dem Reaktanzverlauf ergibt sich, daß der Quarz sich zwischen  $f_s$  und  $f_p$  induktiv verhält. Darüber und darunter verhält er sich kapazitiv.

Grundsätzlich sind Quarze für Serien- oder Parallelresonanz genau baugleich. Durch einen variablen Blindwiderstand (load capacitance,  $C_L$ ), in Reihe oder parallel geschaltet, kann die Oszillatorfrequenz verändert werden. Der Hersteller gibt für  $C_L$  meist den Wert für eine parallel zum Quarz ESB liegende Kapazität an. Zusammengefasst bedeutet dies, dass für einen in Serienresonanz genutzten Quarz kein  $C_L$  spezifiziert ist, während bei Quarzen für Parallelresonanz die angegebene load capacitance (10 – 32pF) zu berücksichtigen ist.

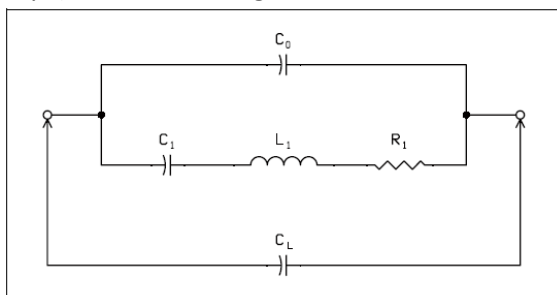


Abb 15: Quarz ESB mit paralleler load capacitance

### Pierce-Gate-Oszillator

Beim Pierce Oszillator nutzt man die Tatsache, dass sich der Quarz zwischen  $f_s$  und  $f_p$  induktiv verhält. Man kann daher die Spule eines LC Oszillators durch einen Quarz ersetzen. Die nachfolgende Abbildung zeigt diese Anwendung für einen Colpitts Oszillator in Emitterschaltung.

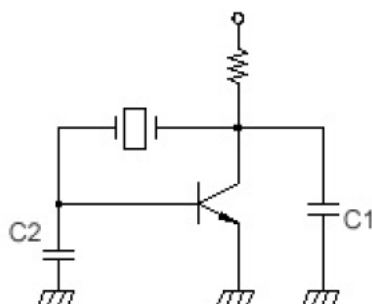


Abb 16: Colpitts Oszillator in Emitterschaltung

Ein sehr stabiles Ausgangssignal liefert die nachfolgende Oszillatorschaltung. Zur Schwingungserzeugung wird ein rückgekoppeltes Gatter verwendet. Ein zweites Gatter dient zur Entkopplung und zur Flankenversteilerung des Ausgangssignals.

Der Rückkopplungswiderstand  $R_1$  dient zur Arbeitspunkteinstellung und Linearisierung des CMOS Inverters. Der Quarz selbst bildet zusammen mit den beiden Kondensatoren ein  $\pi$ -Glieder (siehe kapazitive Dreipunktschaltung).

Wegen ihrer Einfachheit und hohen Frequenzstabilität wird diese Schaltung vielfach zur Takterzeugung bei integrierten Schaltkreisen eingesetzt.

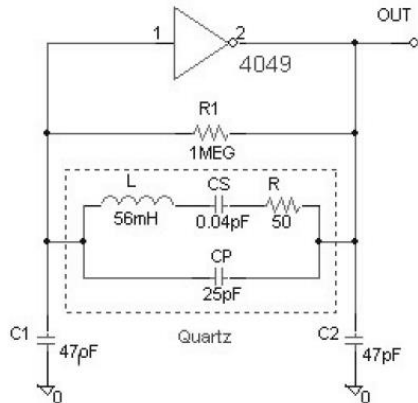


Abb 17: 3.3MHz Pierce-Gate-Oscillators

Entsprechende Schaltungsvarianten zu quarzgestützten Oszillatoren können vielfach den Application Notes (AN) der Halbleiterhersteller entnommen werden (1,2).

#### **Anmerkung:**

Zur Schwingungserzeugung müssen zwei Kriterien erfüllt werden.

- Die Schleifenverstärkung des offenen Oszillatorkreises beträgt  $\geq 1$ .
- Die Phasenverschiebung ist dabei  $N \cdot 2\pi$ .

#### **Arbeitsaufgabe2:**

LT Spice Simulation eines Pierce Gate Oszillators mit 1/10/20MHz.

Bestimme die Parameter im Quarz Ersatzschaltbild aus den gegebenen Werten im Datenblatt.

#### **Quellenhinweise:**

- (1) <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00826a.pdf>
- (2) <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-340.pdf>

## PLL (Phase Locked Loop)

Eine Phase Locked Loop ist ein System, welches die Phasenlage und damit die Frequenz eines veränderbaren Oszillators so beeinflusst, dass die Phasenabweichung zu einem äußeren System möglichst konstant wird.

PLL werden heutzutage dazu verwendet um stabile Frequenzen im GHz Bereich zu erzeugen.

Eine Phase locked loop besteht aus einem phase detector, einer charge pump einem voltage controlled oscillator sowie einer feedback loop incl frequency divider zum phase detector.

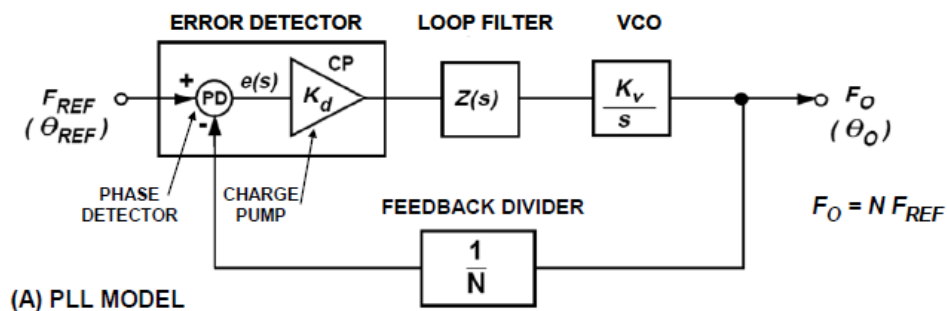


Abb 18: Modell einer PLL, Analog Devices

### Phase (Frequency) Detector, PFC

Die einfachste Art eines Phasendetektors ist die Verwendung einer XOR Funktion für die Taktreferenz und das rückgekoppelte, heruntergeteilte Taktsignal.

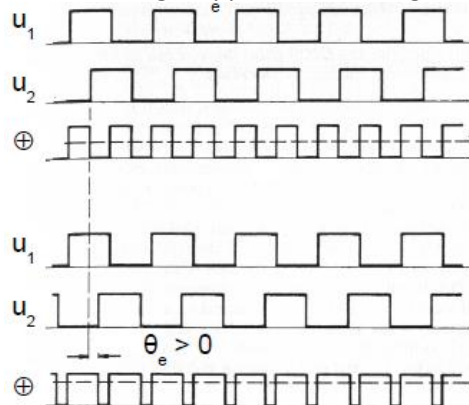


Abb 19: XOR Funktion als Phasendetektor

Es ist intuitiv sehr leicht zu erfassen, dass das Tastverhältnis aus der XOR Verknüpfung ein Maß für den Phasenfehler darstellt. Der Effektivwert hinter dem loop filter stellt somit eine Steuergröße für den VCO dar.

Im Unterschied zur XOR Funktion kann der Phase Frequency Detector nicht nur den Phasenfehler sondern auch eine Frequenzabweichung  $\Delta\omega$  feststellen. Die entsprechende Schaltung ist in Abb 20 ersichtlich.

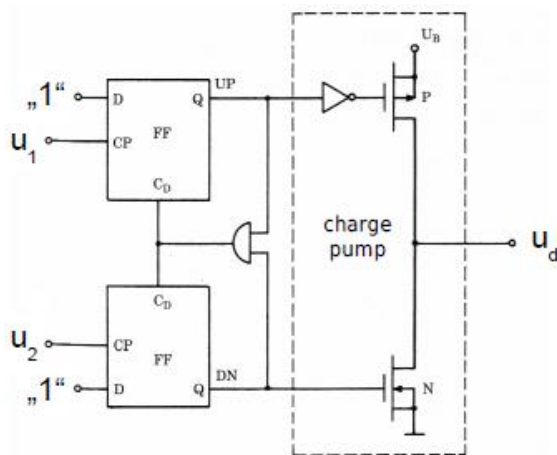


Abb 20: Phase Frequency Detector

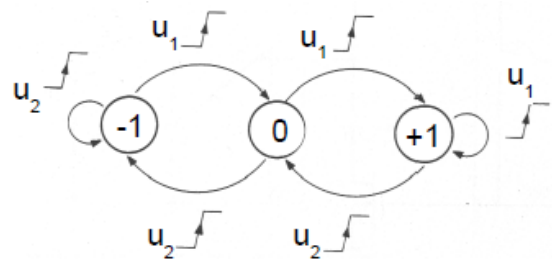


Abb 21: Zustandsdiagramm der PFD

**Aufgabenstellung:**

Mit Hilfe des Tutorials von Analog Devices, MT-086 sollte die Funktion des PFC erfasst, und in die Mitschrift übernommen werden.

**Quellenhinweis:**

Skriptenserver: Schrempf/EDT5 bzw

<http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-086.pdf> (28.11.2014, 10:32)

Loop Filter

Das Ausgangssignal des PFD besteht aus einer Vielzahl von Frequenzanteilen (Fourier Analyse Rechtecksignal). Funktional interessant ist jedoch nur der Gleichanteil. Es ist daher notwendig die höheren Frequenzanteile durch ein Tiefpassfilter zu trennen.

Vielfach sind aktive bzw passive Filter erster Ordnung implementiert.

VCO

(siehe Mitschrift ...)

Frequency divider

(siehe Mitschrift ...)

Divider by two

Divider by three

Kennwerte bzw Parameter einer PLL

Lock range: PLL folgt der Frequenzänderung innerhalb eines Taktes

Pull out range: spezifizierte Zeit für größere Frequenzänderungen um wieder den „locked“ Zustand zu erreichen.

Lock time: tbd.

Operationsbereich: der von der PLL überdeckte Frequenzbereich

Frequenzmultiplikator: ganzzahlig / fraktional

Ordnung der PLL: Ordnung des Loop filters

Frequenzstabilität / Jitter

**Aufgabenstellung:**

Nimm das zur Verfügung gestellte Datenblatt einer PLL und versuche die eben genannten Parameter zuzuordnen. Übertrage die Parameter in das Heft.

**Aufgabenstellung:**

- 1) Erkläre die Funktionsweise einer PLL anhand eines Blockschaltbildes zur Übersicht.
- 2) Wozu verwendet man einen PFD, und wie funktioniert eine solche Schaltung?
- 3) Wie wird in einer PLL die Hochfrequenz erzeugt? Wie kann diese Frequenz beeinflusst werden?

### DTO (Discrete Time Oscillator)

Ein DTO ist ein Akkumulator mit der Wortbreite mit einer Rückkopplung auf den Eingang. Mit jedem clock cycle wird dem Akkumulator Inhalt ein Increment Wert hinzuaddiert. Das MSB des Akkumulators stellt den auf diese Weise erzeugten Takt dar. Die Frequenz des Taktes ist von der Frequenz des Eingangstaktes, der Wortbreite des Akkumulators sowie von der Höhe des Increments abhängig.

Mitschrift: Blockschaltbild eines DTO

Als Beispiel sei das DTO Increment eines typischen Taktes einer Video Backendstufe aus einem PLL Takt von 1,296GHz errechnet.

$$dto\_freq = \frac{increm * clk\_pll}{2^{akku\_width}}$$

$$increm = \frac{dto\_freq * 2^{akku\_width}}{clk\_pll} = \frac{81MHz * 2^{24}}{1296MHz} = 1048576$$



## Taktsysteme

### Aufgabenstellung:

Studiere das Taktsystem auf Abb 22 und extrahiere den Aufbau in ein einfacheres Blockschaltbild. Übertrage dieses in Deine Mitschrift.

## Reset Erzeugung

Systemüberlegungen zum Reset komplexer Anwendungen.

Was ist zu resetieren?

Register / FF's

BILBO

Dauer des Reset-Signales?

Stabile Versorgungsspannung

PLL-lock time

RAM Initialisierung -> BILBO

Pipelined Register Structures Initialisierung

Es ist zwischen Systemstart und laufendem Betrieb zu unterscheiden

- a) Einfache Resetschaltung
- b) Power-On-Reset
- c) Spannungs-Überwachung mit speziellen Bausteinen (MAX80x)
- d) Monoflop mit NE555 (siehe Timerbaustein)
- e) Systembetrachtung einer ASIC Resetschaltung
  - Spike Filter
  - Rest Delay
  - Reset Synchronisierung
    - Timing violation
    - Synchronizer
    - Metastability

Systembild (Reset)

### Aufgabenstellungen:

- 1) Welche Gesichtspunkte müssen bei der Erstellung einer Resetschaltung berücksichtigt werden?
- 2) Wie funktioniert ein POR (Schaltung, Timingdiagramm)?
- 3) Gib einen Implementierungsvorschlag zur Resetgenerierung und Spannungsüberwachung eines uC mit gleichzeitig unterschiedlichen Versorgungsspannungen.
- 4) Zeichne ein Filter zur Spikeunterdrückung. Was ist dabei zu beachten?
- 5) Wie kann eine Delay Funktion in HW realisiert werden?

## Anhang

### Blockschaltbild eines komplexen Taktsystems

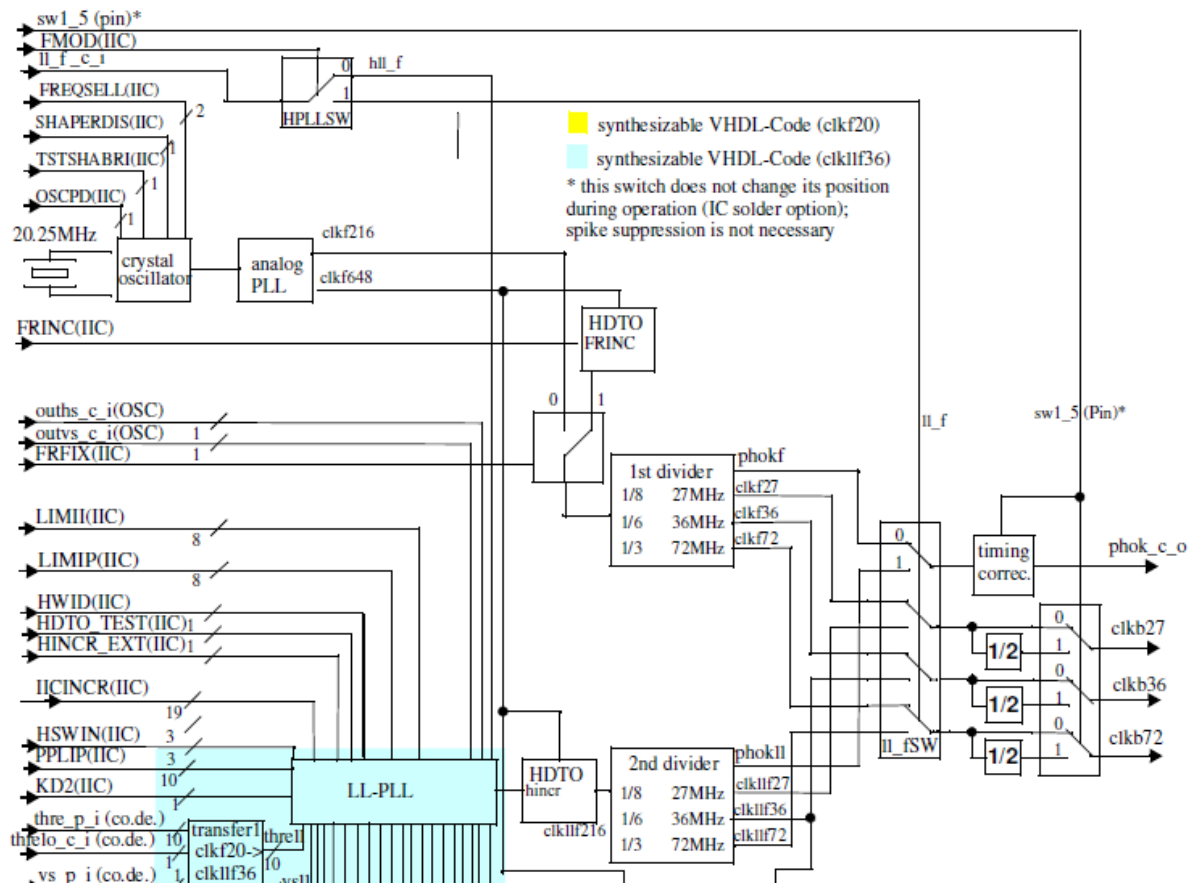


Abb 22: Taktsystem eines ASIC Bausteines aus dem Videobereich

**Zusammenstellung der Eigenschaften von Sinusoszillatoren**

AN-263

| Sine-Wave-Generation Techniques    |                         |                        |                                 |  |
|------------------------------------|-------------------------|------------------------|---------------------------------|--|
| Type                               | Typical Frequency Range | Typical Distortion (%) | Typical Amplitude Stability (%) | Comments   |
| Phase Shift                        | 10 Hz–1 MHz             | 1–3                    | 3 (Tighter with Servo Control)  | Simple, inexpensive technique. Easily amplitude servo controlled. Resistively tunable over 2:1 range with little trouble. Good choice for cost-sensitive, moderate-performance applications. Quick starting and settling.  |
| Wein Bridge                        | 1 Hz–1 MHz              | 0.01                   | 1                               | Extremely low distortion. Excellent for high-grade instrumentation and audio applications. Relatively difficult to tune—requires dual variable resistor with good tracking. Take considerable time to settle after a step change in frequency or amplitude.  |
| LC Negative Resistance             | 1 kHz–10 MHz            | 1–3                    | 3                               | Difficult to tune over wide ranges. Higher Q than RC types. Quick starting and easy to operate in high frequency ranges.   |
| Tuning Fork                        | 60 Hz–3 kHz             | 0.25                   | 0.01                            | Frequency-stable over wide ranges of temperature and supply voltage. Relatively unaffected by severe shock or vibration. Basically untunable.  |
| Crystal                            | 30 kHz–200 MHz          | 0.1                    | 1                               | Highest frequency stability. Only slight (ppm) tuning possible. Fragile.   |
| Triangle-Driven Break-Point Shaper | < 1 Hz–500 kHz          | 1–2                    | 1                               | Wide tuning range possible with quick settling to new frequency or amplitude.  |
| Triangle-Driven Logarithmic Shaper | < 1 Hz–500 kHz          | 0.3                    | 0.25                            | Wide tuning range possible with quick settling to new frequency or amplitude. Triangle and square wave also available. Excellent choice for general-purpose requirements needing frequency-sweep capability with low-distortion output.  |
| DAC-Driven Logarithmic Shaper      | < 1 Hz–500 kHz          | 0.3                    | 0.25                            | Similar to above but DAC-generated triangle wave generally easier to amplitude-stabilize or vary. Also, DAC can be addressed by counters synchronized to a master system clock.  |
| ROM-Driven DAC                     | 1 Hz–20 MHz             | 0.1                    | 0.01                            | Powerful digital technique that yields fast amplitude and frequency slewing with little dynamic error. Chief detriments are requirements for high-speed clock (e.g., 8-bit DAC requires a clock that is 256 x output sine wave frequency) and DAC glitching and settling, which will introduce significant distortion as output frequency increases. |

|   |  |
|---|--|
| <p><b>Low Distortion Oscillation</b></p> <p>In many applications the distortion levels of a phase shift oscillator are unacceptable. Very low distortion levels are provided by Wein bridge techniques. In a Wein bridge stable oscillation can only occur if the loop gain is maintained at unity at the oscillation frequency. In <i>Figure 2a</i> this is achieved by using the positive temperature coefficient of a small lamp to regulate gain as the output attempts to vary. This is a classic technique and has been used by numerous circuit designers* to achieve low distortion. The smooth limiting action of the positive temperature coefficient bulb in combination with the near ideal characteristics of the Wein</p> | <p>network allow very high performance. The photo of <i>Figure 3</i> shows the output of the circuit of <i>Figure 2a</i>. The upper trace is the oscillator output. The middle trace is the downward slope of the waveform shown greatly expanded. The slight aberration is due to crossover distortion in the FET-input LF155. This crossover distortion is almost totally responsible for the sum of the measured 0.01% distortion in this oscillator. The output of the distortion analyzer is shown in the bottom trace. In the circuit of <i>Figure 2b</i>, an electronic equivalent of the light bulb is used to control loop gain. The zener diode determines the output amplitude and the loop time constant is set by the 1M-2.2 <math>\mu</math>F combination.</p> |
|---|--|

Abb 23: Application Note von National Semiconductor, mittlerweile von Texas Instruments übernommen.  
<http://www.ti.com/lit/an/snoa665c/snoa665c.pdf>

Datenblattauszug eines Schwingquarzes**CX-49G****SMD****■Features**

- It is a 4.5mm high, compact, crystal unit for surface mounting.
- It is able to cope by means of a metal case and completely sealed high resolution characteristics.
- Copes with high density mounting and is optimum for mass production models.

**■Specifications**

| Type   | CX-49G   |
|--|--|
| Frequency Range                                    | 3.2~24MHz  |
| Standard Frequency                                 | Table 1  |
| Frequency Tolerance (at 25°C)                      | $\pm 50 \times 10^{-6}$                                  |
| Frequency Tolerance Over the Operating Temp. Range | $\pm 50 \times 10^{-6}$<br>(referred to 25°C)            |
| Operating Temp. Range                              | -10~+70°C  |
| Storage Temp. Range                                | 40~+85°C   |
| Load Capacitance                                   | 3.2~9.999MHz 16pF<br>4.194303MHz 11.5pF<br>10~24MHz 12pF |
| Equivalent Series Resistance                       | Table 1  |

\* Taping item packaging : one unit 1,000 pcs

**■Table 1 Standard Frequencies**

| Frequency (MHz) | Equivalent Series Resistance ( $\Omega$ MAX.) | Frequency (MHz) | Equivalent Series Resistance ( $\Omega$ MAX.) |
|-----------------|---|-----------------|---|
| 3.2000          | 300   | 10.000          | 90  |
| 3.579545        | 150   | 10.240          | 90  |
| 3.6864          | 150   | 10.738635       | 90  |
| 4.000           | 150   | 11.000          | 90  |
| 4.194304        | 120   | 11.0592         | 90  |
| 4.433619        | 120   | 12.000          | 70  |
| 4.500           | 120   | 12.288          | 70  |
| 4.9152          | 100   | 14.31818        | 50  |
| 6.000           | 90  | 16.000          | 50  |
| 6.144           | 90  | 16.9344         | 50  |
| 7.3728          | 90  | 17.734476       | 50  |
| 8.000           | 90  | 20.000          | 50  |
| 8.4872          | 90  | 21.47727        | 50  |
| 9.8304          | 90  | 24.000          | 50  |

\* Please inquire about frequencies other than the above.

Abb 24: Spezifikation Schwingquarz

Angaben zu Quarz Ersatzschaltbild Bauteilwerten

**TABLE 2.1**  
Some Measured Quartz Crystal Parameters

| Frequency              | $L_x$ (H) | $C_x$ (pF) | $R_s$ ( $\Omega$ ) | $C_0$ (pF) |
|------------------------|-----------|------------|--------------------|------------|
| 4 kHz                  | —         | —          | 45,000             | 15.        |
| 50 kHz                 | —         | —          | 20,000             | 9.         |
| 100 kHz                | 52.       | 0.049      | 400                | 8.         |
| 1 MHz                  | 4.2       | 0.0060     | 240                | 3.4        |
| 10 MHz                 | 0.0098    | 0.026      | 5                  | 8.5        |
| 20 MHz (3d harmonic)   | 0.053     | 0.0012     | —                  | 5.6        |
| 50 MHz (3d harmonic)   | —         | —          | —                  | 4.2        |
| 100 MHz (5th harmonic) | —         | —          | —                  | 5.7        |

Abb 25: Quarz Ersatzschaltbild Parameter aus Matthys, Crystal Oscillator Circuits

zum Abschluss:

„Dilbert-Kult“.... <http://dilbert.com/>

