

**EB155A**  
**Quarzoszillatoren mit**  
**TTL- und CMOS-**  
**Schaltungen**

Verfasser: Axel Streicher  
Datum: November 1984  
Rev.: A  
Überarbeitet: Eilhard Haseloff  
Datum: April 1996

Die in diesem Applikationsbericht enthaltenen Angaben und Vorschläge beruhen auf Erkenntnissen von TID und stellen Anwendungsanregungen dar.

Eine Gewähr für ihre Richtigkeit und Funktionsfähigkeit oder dafür, daß sie frei von Schutzrechten Dritter sind, wird von TID nicht übernommen.

Informationen zur technischen Beschaffenheit unserer Produkte entnehmen Sie bitte ausschließlich den aktuellen Datenbüchern und -blättern von TID.

TID ist mit dem Nachdruck dieser Applikationsberichte (auch auszugsweise) einverstanden, sofern eine Quellenangabe erfolgt und dieser Hinweise vollständig wörtlich wiedergegeben wird.

© Copyright Texas Instruments 1984, 1996

Dieser Bericht beschreibt Quarzoszillatoren, die mit modernen Logikschaltungen der Serien SN74ALS, SN74AS und SN74HC aufgebaut sind. Nach einer grundsätzlichen Betrachtung der Arbeitsweise von Oszillatorschaltungen werden die verschiedenen Schaltungstypen vorgestellt und erprobte Schaltungen sowohl für bipolare als auch CMOS-Schaltungen angegeben. Die Eigenschaften der unterschiedlichen Schaltungskonzepte werden ausführlich diskutiert. Regeln, die beim Entwurf dieser Schaltungen zu beachten sind, vervollständigen diesen Bericht.

## Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einleitung</b> .....	<b>4</b>
<b>2 Allgemeine Betrachtungen</b> .....	<b>4</b>
2.1 Die Schwingbedingung .....	4
2.2 Eigenschaften von Quarzen .....	5
<b>3 TTL-Oszillatoren</b> .....	<b>9</b>
3.1 Oszillatoren bis 10 MHz.....	11
3.2 Oszillatoren bis 30 MHz.....	12
3.3 Obertonoszillatoren .....	13
<b>4 HCMOS-Oszillatoren</b> .....	<b>13</b>
<b>5 Entwicklungshinweise</b> .....	<b>18</b>
<b>6 Spannungsgesteuerte Oszillatoren</b> .....	<b>19</b>
<b>7 Schlußbemerkung</b> .....	<b>20</b>
<b>8 Literatur</b> .....	<b>21</b>

## 1 Einleitung

In nahezu allen digitalen Systemen werden Taktgeneratoren zur Steuerung der Funktionen benötigt. Schon lange existieren Schaltungen für die Anwendungsfälle, bei denen an die Höhe und Konstanz der Ausgangsfrequenz durchschnittliche Anforderungen gestellt werden. Da solche Schaltungen gut dokumentiert sind und nur wenige Bauteile benötigen, stellen sie in diesem Fall für den Anwender eine gute Lösung dar.

Im Zuge des zunehmenden Einsatzes der Digitaltechnik bei immer höher werdenden Taktfrequenzen sind in den letzten Jahren komplexe Schaltungen entwickelt worden, die durch einfache R/C-Beschaltung den Aufbau von guten Oszillatoren im Bereich einiger hundert kHz bis zu 20 oder 30 MHz ermöglichen sollten. Es stellte sich jedoch heraus, daß die damit erzielbaren Ergebnisse für Präzisionsanwendungen unbefriedigend waren. Auch der Einsatz von Quarzen konnte die Probleme dieser Bausteine, wie z.B. Anschwingschwierigkeiten und die starke Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz von Betriebsspannungsschwankungen, nicht beseitigen.

Im folgendem soll das Prinzip einer einfachen, seit Jahren bewährten Schaltung für Quarzoszillatoren mit TTL-Schaltungen aufgegriffen und diskutiert werden. Weiterhin wird eine vielseitige Oszillatorschaltung unter Verwendung von HCMOS-Schaltungen vorgestellt. Mit den theoretischen Betrachtungen und Berechnungshinweisen wird es dem Anwender unter Verwendung der Logikfamilien Advanced-Schottky- und Advanced-Low-Power-Schottky-TTL sowie High-Speed-CMOS von TEXAS INSTRUMENTS möglich, Taktgeneratoren bis 30 MHz aufzubauen, die sich durch hohe Frequenzkonstanz, guten Rauschabstand und schmale Spektren ohne unerwünschte Seitenbänder auszeichnen.

## 2 Allgemeine Betrachtungen

### 2.1 Die Schwingbedingung

Prinzipiell läßt sich ein Oszillator aus einem Verstärkervierpol  $V$  mit der Spannungsverstärkung  $v_U$  und der Phasendrehung  $\alpha$  sowie aus dem Rückkopplungsvierpol  $K$  mit der Übertragungsfunktion  $k$  und der Phasendrehung  $\beta$  zusammensetzen, wie in Bild 1 dargestellt.

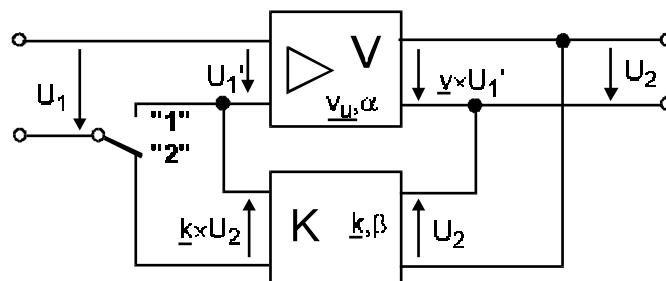


Bild 1: Oszillatorvierpol

Von Interesse ist die Spannungsverstärkung  $v'$  des Gesamtsystems:

$$\underline{v}' = \frac{U_2}{U_1} = \frac{v \cdot U_1'}{U_1' - k \cdot U_2} \Rightarrow \frac{U_2}{U_1} = \frac{v}{1 - k \cdot v}$$

Für  $k \times v = 1$  ist die Schwingbedingung erfüllt, der Vierpol arbeitet als Oszillator. Anschaulich heißt das, daß die Spannung am Ausgang des Rückkopplungsvierpols ( $k \times U_2$ ) in Schalterstellung "1" (Bild 1) genauso groß ist wie die Spannung  $U_1$  am Eingang des Verstärkervierpol. Am Ausgang ( $U_2$ ) erscheint dasselbe "Ergebnis", egal ob der Schalter in Stellung "1" steht oder bei fehlender Eingangsspannung ( $U_1 = 0$ ) in Stellung "2" gebracht wird.

Da  $k$  und  $v$  komplexe Größen sind, kann aus der Gleichung

$$|k| \cdot |v| \cdot e^{j(\alpha+\beta)} = 1$$

die Amplitudenbedingung

$$|k| \cdot |v| = 1$$

und die Phasenbedingung

$$(\alpha + \beta) = 2\pi$$

abgeleitet werden. Das heißt, daß beim Entwurf einer Oszillatorschaltung eine gesamte Phasendrehung von  $360^\circ$  vorzusehen ist. In der Praxis wird man die Schleifenverstärkung  $k \times v$  größer als 1 wählen, damit der Oszillator aus seinem Eigenrauschen heraus sicher anschwingt.

## 2.2 Eigenschaften von Quarzen

Das elektrische Verhalten eines Schwingquarzes läßt sich sehr gut durch ein Ersatzschaltbild nach Bild 2 darstellen.

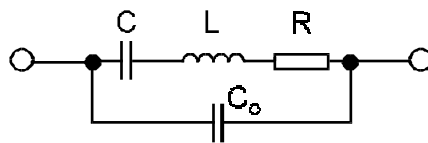


Bild 2: Ersatzschaltbild eines Quarzes

Dabei sind die Größen  $C$  und  $L$  durch die mechanischen Eigenschaften des Quarzes bestimmt;  $R$  ist der Widerstand des Schwingkreises bei Serienresonanz und  $C_o$  stellt die Kapazität der Zuleitungen und der Elektroden dar.  $C_o$  ist wesentlich größer als  $C$  und wird unter anderem von den Streukapazitäten der endgültigen Schaltung beeinflusst.

Zur Berechnung der Resonanzfrequenzen des Quarzes wird zunächst seine Impedanz  $Z$  berechnet, wobei wegen der hohen Güte ( $Q = 10^4 \dots 10^5$ ) der Widerstand  $R$  hier vernachlässigt werden kann. Aus der Impedanz

$$\underline{Z} = \frac{j}{\omega} \cdot \frac{\omega^2 \cdot L \cdot C - 1}{C_o + C - \omega^2 \cdot L \cdot C \cdot C_o}$$

lassen sich zwei Resonanzfrequenzen bestimmen:

Mit der Bedingung  $Z \rightarrow 0$  erhält man die Serienresonanzfrequenz

$$f_{ser} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

für  $Z \rightarrow \infty$  errechnet sich die Parallelresonanzfrequenz zu

$$f_{par} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_o}}$$

Daraus lassen sich zwei Dinge erkennen: Es gilt

$$f_{par} = f_{ser} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_o}}$$

Die Parallelresonanzfrequenz ist also größer als die Serienresonanzfrequenz. Außerdem ist die Parallelresonanz weniger stabil als die Serienresonanz, weil sie von der Schaltkapazität  $C_o$  beeinflusst wird. Bild 3 zeigt den Reaktanzverlauf eines Schwingquarzes über der Frequenz. Bei  $f_{ser}$  bilden L und C einen Serienresonanzkreis; der Quarz erscheint als Serienresonanzwiderstand R. Bei  $f_{par}$  werden L und C induktiv und formen mit  $C_o$  einen Parallelschwingkreis, der Quarz erscheint wie ein kleiner Leitwert. Beide Resonanzfrequenzen liegen dicht nebeneinander (ca. 0.1 %).

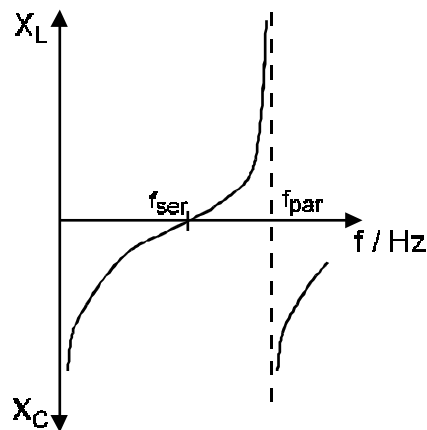


Bild 3: Reaktanzverlauf eines Schwingquarzes

Liegen keine detaillierten Angaben zu verwendeten Quarzen vor, können die Werte aus dem Diagramm in Bild 4 als typisch für die Größe des Serienresonanzwiderstands R nach Bild 2 angenommen werden, die anderen Größen lassen sich abschätzen zu

- C: 8 - 25 fF im Bereich von 1 - 30 MHz
- $C_o$ : 3 - 7 pF, direkt mit einer Kapazitätsmeßbrücke zu erfassen
- L: 10 mH - 10 H, mit wachsender Frequenz kleiner werden

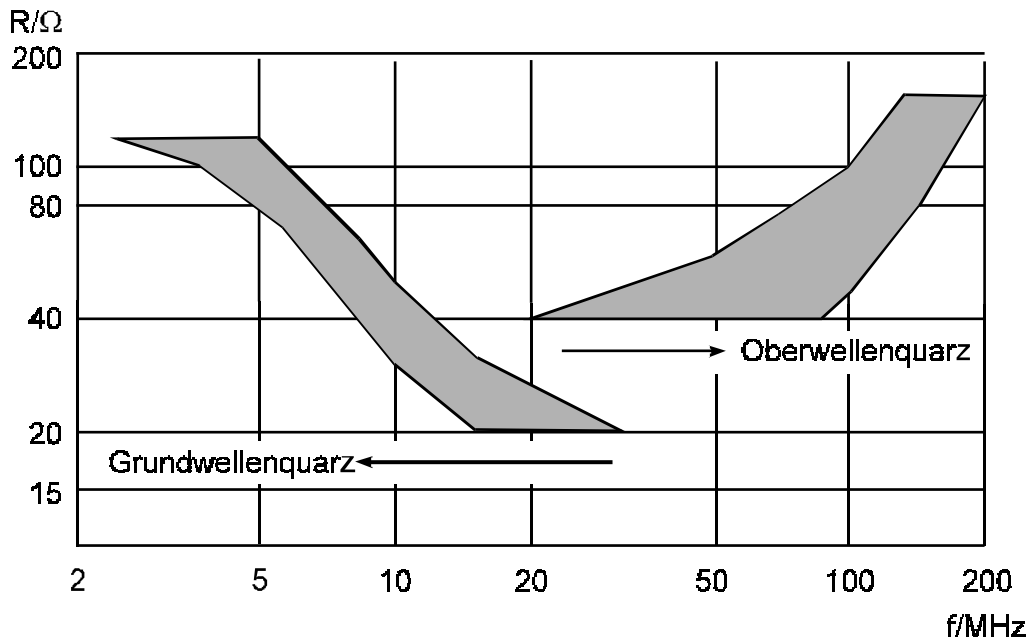


Bild 4: Diagramm zur Ermittlung des Serienresonanzwiderstands R

Mit einem zusätzlichen Kondensator  $C_s$  wie in Bild 5 lässt sich der Quarz "ziehen", d. h., die Serienresonanz kann in gewissen Grenzen variiert werden.

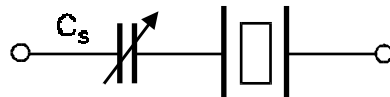


Bild 5: Abgleich bei Serienresonanz

Aus der Gesamtimpedanz der Ersatzschaltung von Bild 4 lässt sich eine neue Resonanzfrequenz  $f_{ser}^*$  bestimmen:

$$f_{ser}^* = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{L \cdot C}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C}{C_o + C_s}}$$

Wählt man für  $C_s$  z.B. einen Wert  $C_s = 30 \text{ pF}$  und setzt die typischen Werte für  $C$  und  $C_o$  ein, so kann man die Variation der Resonanzfrequenz abschätzen zu

$$\frac{\Delta f_s}{f_s} \approx \frac{C}{2C_s}$$

was einer möglichen Frequenzänderung in der Größenordnung  $\Delta f/f \approx 10^{-3} \dots 10^{-4}$  entspricht. Dabei ist zu beachten, daß der Quarz durch  $C_s$  nur auf Frequenzen oberhalb der Serienresonanz "gezogen" werden kann. Die Resonanzfrequenz eines Quarzes ändert sich mit der Temperatur und durch Alterung. Durch geeignete Wahl des mechanischen Schnittwinkels gegen die optische Achse kann bei der Herstellung des Quarzes eine möglichst geringe Temperaturabhängigkeit erreicht werden. Beim sogenannten AT-Schnitt können Frequenzabweichungen von durchschnittlich  $\pm 10 \times 10^{-6} \dots \pm 25 \times 10^{-6}$  im Temperaturbereich von  $-20 \text{ }^\circ\text{C}$  bis  $70 \text{ }^\circ\text{C}$  garantiert werden, bei einem 10 MHz-Quarz entspricht das einer Frequenzabweichung von 100 ... 250 Hz über die Betriebstemperatur. Bei Präzisionsquarzen mit definierter Arbeitstemperatur sind Frequenzabweichungen von  $\pm 1 \times 10^{-6}$  im Bereich  $\pm 50 \text{ }^\circ\text{C}$  zur

Nenntemperatur möglich. Bild 6 zeigt den typischen Verlauf der Temperaturabhängigkeit eines AT-Quarzes.

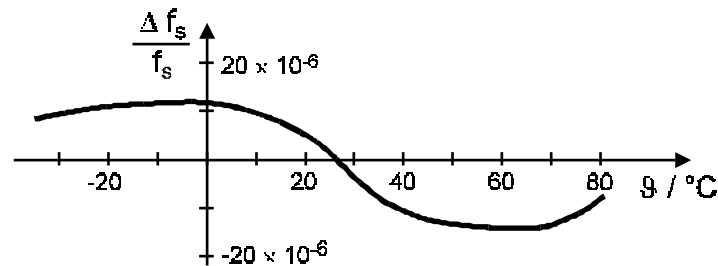


Bild 6: Temperaturabhängigkeit von Quarzen

Die Alterung von Quarzen beruht hauptsächlich auf Korrosion der Anschlußelektroden und ist eine logarithmische Funktion der Zeit. Durch einmonatige Lagerung bei 85° C können Quarze herstellerseitig "vorgealtert" werden, so daß bei im Handel befindlichen AT-Exemplaren für die Frequenzänderung  $\Delta f/f$  typische Werte um  $\pm 3...5 \times 10^{-6}$  erreicht werden.

Oberhalb von 20 MHz wird die Herstellung von Grundwellenquarzen schwierig, außerdem zeigen solche Quarze starke Instabilitäten und altern schneller. Nun weisen Quarze bei allen ungeradzahligem Vielfachen der Grundfrequenz das selbe Reaktanzverhalten auf wie im Bild 3 für die Grundwelle dargestellt. Allerdings wird der Serienresonanzwiderstand  $R$  mit steigender Ordnung der Oberwellen immer größer, so daß der Quarz in einem Oszillator von sich aus auf der Grundwelle schwingt. Wenn gewünscht, muß man also durch entsprechende Maßnahmen dafür sorgen, daß der Quarz auf der Oberwelle erregt wird. Generell kann man davon ausgehen, daß Quarze für Frequenzen  $> 30$  MHz als Obertonquarze ausgelegt sind.

Die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung sollte möglichst gering sein. So wurde bei den Schaltungen für  $4 \text{ V} \leq V_{cc} \leq 6 \text{ V}$  eine Abweichung  $\Delta f/f \leq 1 \times 10^{-5}/V$  zugelassen. Bei größeren Abweichungen bestimmt nicht nur der Quarz die Oszillatoreigenschaften; die übrige Schaltung beeinflusst in zunehmendem Maß die Qualität des Oszillators. Das Spektrum des Oszillators darf in der Nähe vom Träger keine Seitenbänder aufweisen. Die spektralen Rauschteile sollten möglichst gering sein.

Um die einwandfreie Funktion des Oszillators über den vollen Temperaturbereich (-55 °C... +125 °C) zu gewährleisten, muß die Schaltung bei Raumtemperatur (25 °C) und einer Betriebsspannung  $V_{cc} > 3.3 \text{ V}$  sicher anschwingen. In Bild 7 ist die minimale Betriebsspannung über der Temperatur dargestellt, gemessen bei einem 1 MHz (10 MHz) - Oszillator mit dem Baustein SN74ALS1000 (SN74AS1000). Dabei ist allerdings zu beachten, daß die Frequenzkonstanz von Quarzen normalerweise nur im Bereich von  $\vartheta = -20 \text{ °C} \dots +70 \text{ °C}$  garantiert ist.



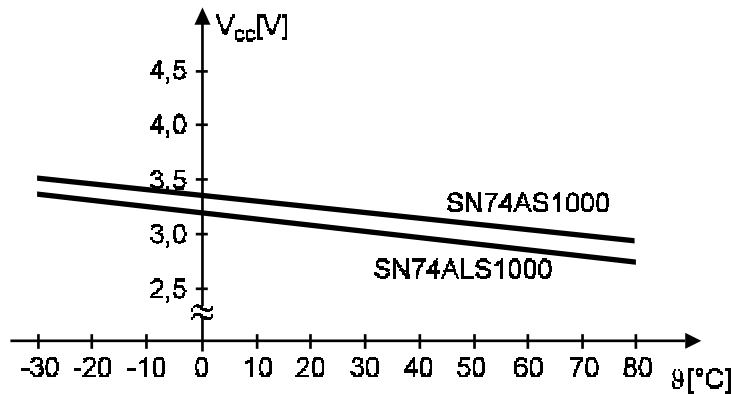


Bild 7: Minimale Betriebsspannung über der Temperatur

### 3 TTL-Oszillatoren

Sollen Quarzoszillatoren mit TTL-Schaltungen aufgebaut werden, so wählt man sinnvollerweise eine Schaltungsanordnung, in der der Quarz in Serienresonanz betrieben wird. Dabei verhält sich der Quarz bei der Resonanzfrequenz wie ein reeller niederohmiger Widerstand ( $R_s = 10 \dots 500 \Omega$ ). Der Quarz selbst erzeugt dabei keine Phasendrehung. Somit muß die gesamte erforderliche Phasendrehung  $\varphi = 360^\circ$  durch den Verstärker erzeugt werden. Dazu sind dann zwei Inverter  $G_1$  und  $G_2$  hintereinanderschalten, wobei dann der Koppelkondensator  $C_1$  eine gleichspannungsmäßige Entkopplung der beiden Stufen bewirkt. Der Quarz  $X$  liegt im Rückkopplungszweig zwischen Ein- und Ausgang der Verstärkerkette (Bild 8).

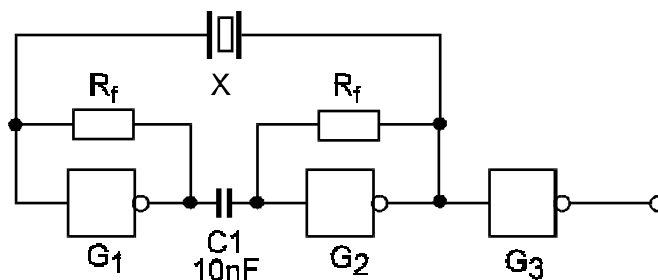


Bild 8: Grundsaltung des Oszillators mit bipolaren Logikschaltungen

Die Rückkopplungswiderstände  $R_f$  haben zwei Aufgaben. Einmal wird durch diese Rückkopplung der Arbeitspunkt der Inverter in den linearen Übertragungsbereich verschoben, wo diese Bauelemente die höchste Spannungsverstärkung haben. Damit wird gewährleistet, daß die Schaltung beim Einschalten der Versorgungsspannung alleine schon durch das von den Halbleitern erzeugte Rauschen anschwingen kann.

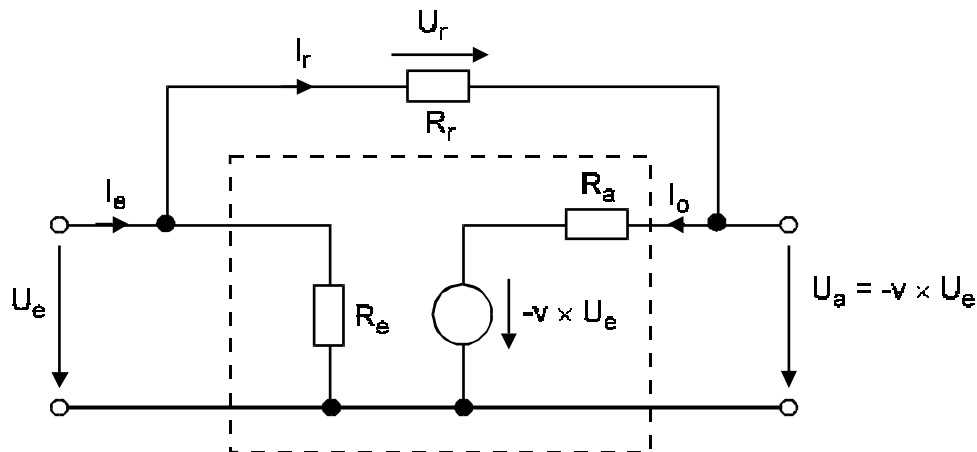


Bild 9: Verstärker mit Rückkopplung

Um diesen Arbeitspunkt sicherzustellen sind die Rückkopplungswiderstände  $R_r$  entsprechend der Ein- bzw. Ausgangscharakteristik der verwendeten integrierten Schaltungen zu wählen. Gerade bei den hohen Eingangswiderständen moderner bipolarer Logikschaltungen wie SN74ALS und SN74AS sind dann Widerstandswerte von einigen 10 k $\Omega$  zulässig.

Der zweite ebenso wichtige Gesichtspunkt bei der Auswahl der Rückkopplungswiderstände  $R_r$  ist die richtige Anpassung der Ein- und Ausgangswiderstände des Verstärkers an den Resonanzwiderstand des Quarzes. Um ein optimales Arbeiten der Schaltung zu gewährleisten, sollen diese Widerstände etwa dem Resonanzwiderstand des Quarzes entsprechen - also einige 10 bis 100  $\Omega$  betragen. Der Ausgangswiderstand digitaler Schaltungen  $R_o = 5 \dots 100 \Omega$  erfüllt bereits diese Forderung. Ein niedriger Eingangswiderstand des Verstärkers muß nun aber über die Gegenkopplung erreicht werden. Unter der Voraussetzung, daß der eigentliche Eingangswiderstand  $R_i$  der integrierten Schaltung groß ist, gilt dann in der Schaltung in Bild 9:

$$I_r = I_e \quad \text{und}$$

$$U_r = U_e - (-v \cdot U_e) = U_e(v+1)$$

Die Eingangsimpedanz  $Z_e$  der rückgekoppelten Schaltung errechnet sich dann wie folgt:

$$Z_e = \frac{U_e}{I_r} = \frac{U_i}{\frac{U_e \cdot (v+1)}{R_r}} = \frac{R_r}{(v+1)}$$

Unter der Voraussetzung, daß die Verstärkung des gegengekoppelten Systems  $v \gg 1$  ist, wird also

$$Z_e \approx \frac{R_r}{v}$$

Die Spannungsverstärkung  $v$  der wichtigsten bipolaren Logikschaltungen sind in der Tabelle 1 angegeben:

Tabelle 1: Spannungsverstärkung bipolarer Logikschaltungen

Typ SN74xx	00/04	LS 00/04	ALS 00/04	S 00/04	AS 00/1000
v	≈15	≈20	≈12	≈11	≈11

Beste Ergebnisse - was die das Anschwingverhalten wie auch Stabilität der erzeugten Frequenz anbelangt - erhält man mit den in der Tabelle 2 angegebenen Rückkopplungswiderständen  $R_f$ :

Tabelle 2: Empfohlene Rückkopplungswiderstände

Typ SN74XX	Stand.	LS	ALS	S	AS
$R_f$ ( $\Omega$ )	390	3300	560	330	220

Bei Frequenzen  $> 10$  MHz ist ein Einsatz von Schaltungen der Serien SN74 und SN74LS nicht mehr sinnvoll, da durch die Laufzeiten der Gatter eine zusätzliche Phasenverschiebung entsteht und die Stabilität der Schaltungen erheblich nachläßt. So erzeugt z.B. eine Laufzeit  $t_{pd} = 10$  ns bei einer Frequenz  $f = 10$  MHz bereits eine zusätzliche Phasenverschiebung von  $\varphi = 36^\circ$ .

Wie oben bereits erwähnt soll der Quarz aus einer niederohmigen Quelle angesteuert werden. Die Ausgangswiderstände der untersuchten Bausteine liegen alle im Bereich  $\leq 50\Omega$ , so daß der Quarz bei richtiger Dimensionierung von  $R_f$  in eine niederohmige Umgebung eingepaßt wird.

### 3.1 Oszillatoren bis 10 MHz

Mit dem Baustein SN74ALS1004 lassen sich im Bereich  $f = 1 \dots 10$  MHz gute Ergebnisse erzielen. Bei diesen Schaltungen handelt es sich um eine Treiberversion des Inverters SN74ALS04. Ihre Vorteile sind eine geringere Gatterlaufzeit und die Fähigkeit, einen höheren Ausgangsstrom (= niedriger Ausgangswiderstand) zu liefern. Bild 10 zeigt eine erprobte Schaltung.

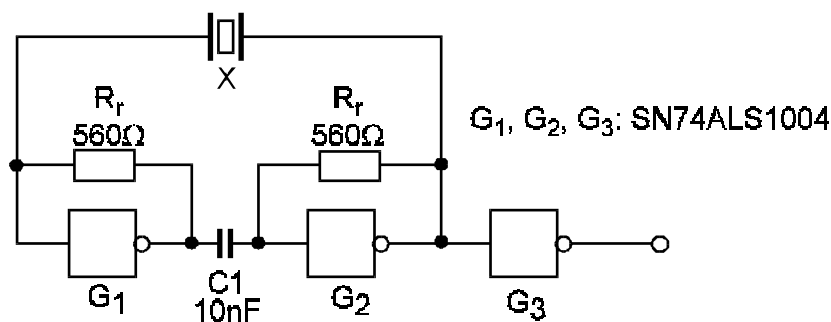


Bild 10: Oszillator mit der Schaltung SN74ALS1004

Der Inverter  $G_3$  dient dazu, den Oszillator von der nachfolgenden Schaltung zu entkoppeln, so daß Frequenzänderungen durch Lasteinflüsse vermieden werden. Außerdem verbessert diese Pufferstufe die Form des Ausgangssignals. Die mit dieser Schaltung gemessenen Werte zeigt die Tabelle 3. Dabei sei vor allem auf die geringe Abhängigkeit der Frequenz von der Versorgungsspannung verwiesen. Letzteres zeigt, daß tatsächlich der Quarz, und nur zu einem unwesentlichen Maße die Eigenschaften der umgebenden Schaltung frequenzbestimmend sind.

Tabelle 3: Oszillatorwerte mit der Schaltung SN74ALS1004

f [MHz]	$R_f$ [ $\Omega$ ]	$\Delta f/f/V$
1 - 4	560	$\approx 2,5 \times 10^{-6}$
5 - 10	330	$< 6 \times 10^{-6}$

### 3.2 Oszillatoren bis 30 MHz

Im Frequenzbereich oberhalb 10 MHz ist der Einsatz von Advanced-Low-Power-Schottky-Schaltungen nicht mehr anzuraten, da in diesem Frequenzbereich die Verzögerungszeit dieser Bauelemente bereits zu einer unzulässig großen Phasendrehung des Verstärkers führt. Das macht sich unter anderem daran bemerkbar, daß die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Versorgungsspannung spürbar zunimmt. Verwendet man hier den Baustein SN74AS1004, so lassen sich problemlos Oszillatoren auch für höhere Frequenzen aufbauen, wobei wieder die Schaltung von Bild 10 verwendet wird. Mit einem Rückkopplungswiderstand  $R_f = 330 \Omega$  läßt sich ein Oszillator verwirklichen, der z.B. bei  $f = 10$  MHz eine Abhängigkeit der Frequenz von der Versorgungsspannung von  $\Delta f/f \approx 4 \times 10^{-6}/V$  aufweist. Zu höheren Frequenzen hin ist es wegen der Anpassung an den Resonanzwiderstand des Quarzes (Bild 4) sinnvoll,  $R_f = 220 \Omega$  zu wählen. So wird mit einem Rückkopplungswiderstand  $R_f = 220 \Omega$  bei einer Ausgangsfrequenz  $f = 20$  MHz eine Frequenzdrift von  $\Delta f/f \approx 6 \times 10^{-6}/V$  erreicht. Bild 11 zeigt die am Ausgang einer solchen Schaltung gemessene Signalform.

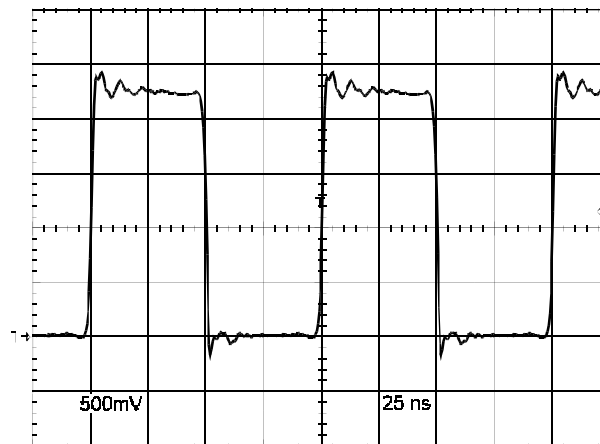


Bild 11: Signalform bei einem 10 MHz-Oszillator mit der Schaltung SN74AS1004

Eine erprobte Methode, um die Qualität eines Oszillators zu bestimmen, besteht darin das von der Schaltung erzeugte Frequenzspektrum z.B. mit Hilfe eines Spektrumanalysators zu untersuchen. Bild 12 zeigt das Spektrum eines 10 MHz-Oszillators bei Verwendung der integrierten Schaltungen SN74ALS1004 bzw. SN74AS1004 in einer Schaltungsanordnung wie in Bild 10. Die beiden Bauelemente zeigen in dieser Hinsicht praktische die gleichen Eigenschaften. Die Messung wurde mit einer Bandbreite des Spektrumanalysators von 3 kHz durchgeführt. Der spektrale Rauschabstand beträgt fast 80 dB. Die später gezeigten Oszillatoren mit CMOS-Schaltungen zeigen ähnliche Eigenschaften.

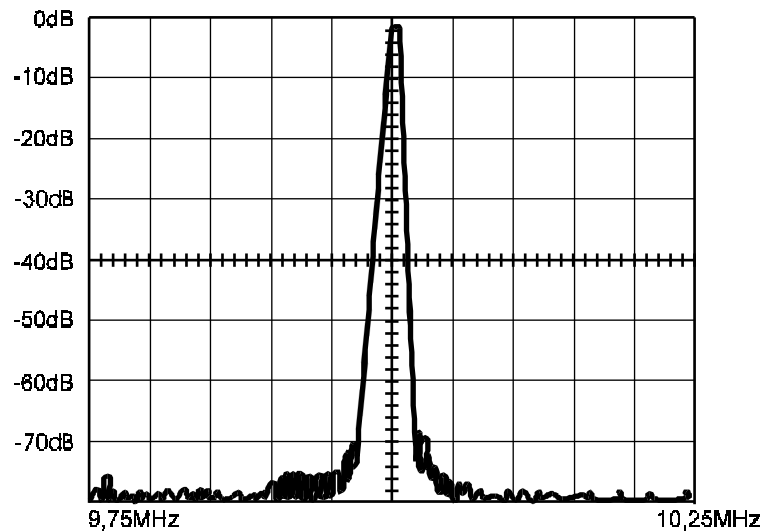


Bild 12: Spektrum der 10 MHz-Oszillatoren mit den Schaltungen SN74ALS1004 und SN74AS1004

### 3.3 Obertonoszillatoren

Für Oszillatoren mit noch höheren Frequenzen werden sinnvollerweise Obertonquarze verwendet. Um ein Schwingen auf der Grundwelle zu verhindern, wird anstelle des Koppelkondensators ein L/C-Serienschwingkreis eingesetzt, der auf die gewünschte Oberwelle abgestimmt ist. Bild 13 zeigt einen Oszillator für eine Frequenz  $f = 30$  MHz mit einem Obertonquarz.

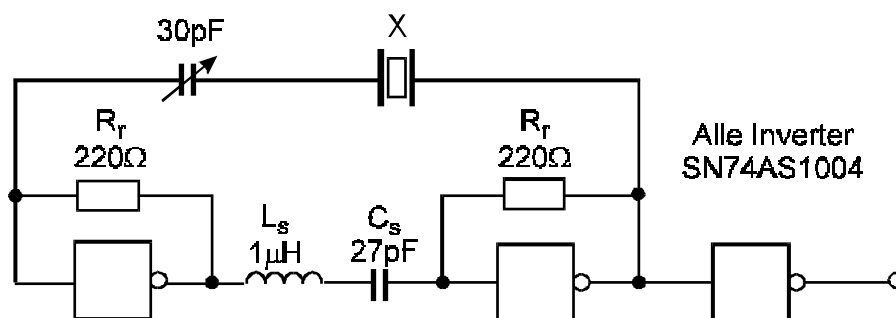


Bild 13: Obertonoszillator für 30 MHz

Die Werte für die Induktivität  $L_s$  und die Kapazität  $C_s$  des Schwingkreises werden entsprechen der gewünschten Oszillatorfrequenz  $f_o$  (ungeradzahlige Oberwelle des Quarzes) mit der Formel

$$f_o = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

berechnet. Wegen der Anpassung an die niederohmigen Verstärker sollte dabei die Impedanz der Induktivität niedrig bleiben; hier wurde mit  $L = 1 \mu\text{H}$  ein gutes Ergebnis erzielt.

## 4 HCMOS-Oszillatoren

Im Hinblick auf die Verwendung als Verstärkervierpol in Oszillatorschaltungen liegt der wesentliche Unterschied zu bipolaren Gattern im nahezu unendlich hohen Eingangswiderstand der HCMOS-Schaltungen. Die Ausgangsimpedanz liegt, ähnlich

wie bei TTL-Gattern, in der Größenordnung einiger  $10 \Omega$ . Des extremen hohen Eingangswiderstands der HCMOS-Gatter wegen würde ein in Serienresonanz betriebener Quarz völlig fehlangepaßt sein. Statt dessen bietet sich der Betrieb des Quarzes in Parallelresonanz an.

Im Abschnitt 2.2 wurde als Grund für die schlechte Frequenzstabilität der Parallelresonanz die Abhängigkeit von der parasitären Schaltkapazität  $C_o$  genannt (siehe Bild 2). Deren Einfluß läßt sich erheblich verringern, wenn man eine Kapazität  $C_p$  parallel zum Quarz schaltet. Man erhält eine neue Resonanzfrequenz

$$f_{par}^* = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_o + C_p}}$$

Wählt man  $C_p > C_o$  ( $C_o = 3 \dots 7 \text{ pF}$ ), wird

$$f_{par}^* \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \sqrt{1 + \frac{C}{C_p}}$$

Sicher ist auch  $C_p \gg C$  ( $C$  beträgt einige fF), und damit gilt:

$$f_{par}^* \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Die neue Parallelresonanzfrequenz nähert sich der Serienresonanzfrequenz.

Mit der Schaltung von Bild 14 läßt sich der Quarz, wie schon bei der Serienresonanz, in der Schwingfrequenz um einen Betrag

$$\frac{\Delta f_s}{f_s} \approx \frac{C}{2C_s}$$

ziehen.

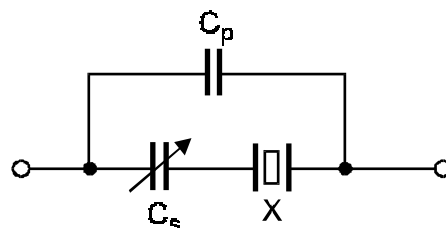


Bild 14: Abgleich bei Parallelresonanz

Eine bekannte Anwendung findet diese Schaltung im Pierce-Oszillator wie in Bild 15. Hierbei bilden  $C_1$  und  $C_2$  einen kapazitiven Spannungsteiler, der den Grad der Rückkopplung bestimmt und damit den Rückkopplungsfaktor  $k$  darstellt:

$$k = \frac{C_1}{C_2}$$

Gleichzeitig bilden die Reihenschaltung aus  $C_1$  und  $C_2$  die Parallelkapazität  $C_p$  für den Quarz:

$$C_p = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

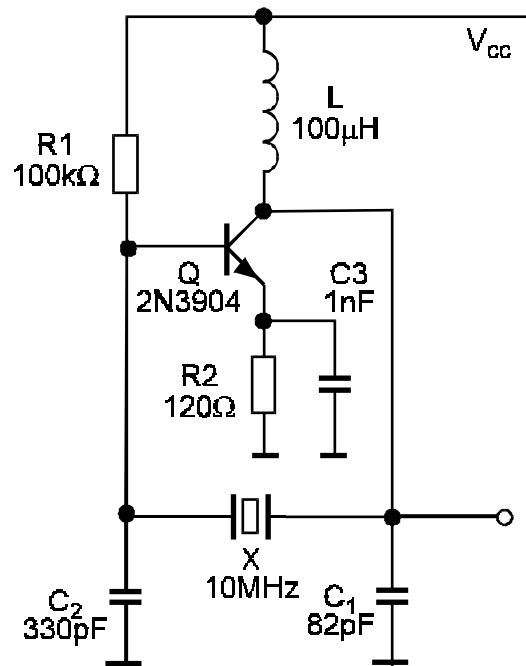


Bild 15: Pierce-Oszillator

Der optimale Wert für  $C_p$ , bei dem der beste Kompromiß zwischen Güte und Frequenzstabilität erreicht wird, sollte in den Herstellerspezifikationen für jeden Quarz angegeben sein. Ist dieser Wert nicht verfügbar, kann für  $C_p \approx 30 \text{ pF}$  mit guten Ergebnissen gerechnet werden. Ersetzt man den Transistor aus Bild 15 durch einen HCMOS-Inverter, erhält man die Schaltung nach Bild 16.

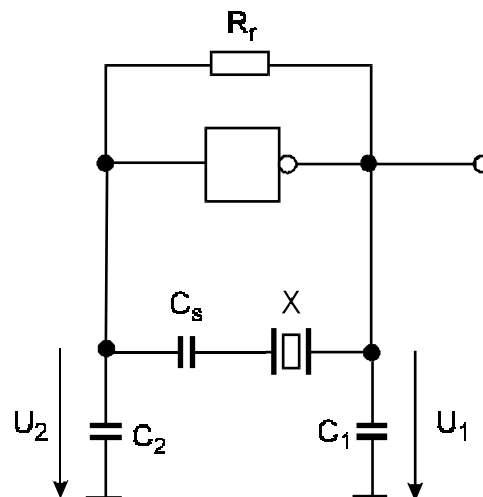


Bild 16: Oszillator mit HCMOS-Inverter

Wie schon bei den bipolaren Gattern wird auch der Arbeitspunkt des HCMOS-Inverters durch den Rückkopplungswiderstand  $R_f$  in den linearen Übertragungsbereich gebracht, so daß der Inverter als Verstärkervierpol mit einer Phasendrehung  $\varphi = 180^\circ$  arbeitet. Zur Erfüllung der Phasenbedingung muß der Rückkopplungsvierpol, bestehend aus  $C_1$ ,  $C_2$  und dem Quarz eine zusätzliche Phasendrehung von  $180^\circ$  liefern. Bei der Parallelresonanz verhält sich der Quarz wie eine Induktivität  $L^*$  (vergl. Bild 2) und bildet mit  $C_p$  einen Parallelschwingkreis.

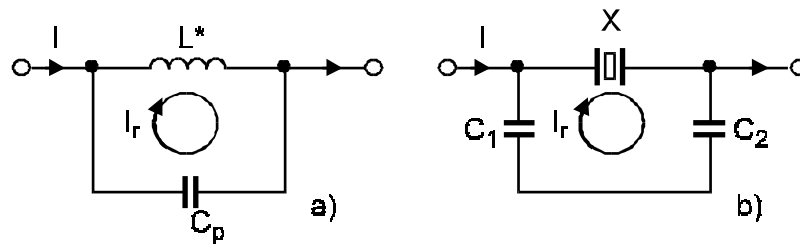


Bild 17: Kreisstrom im Parallelresonanzkreis

Dabei heben sich, wie in Bild 17a dargestellt, die Ströme durch  $L^*$  und  $C_p$  wegen ihrer Gegenphasigkeit hinsichtlich des von der Quelle zu liefernden Stromes auf. Das heißt, daß ein geschlossener Ringstrom durch  $L^*$  und  $C_p$  fließt, der um die Güte des Schwingkreises höher ist als der Strom  $I$ . Überträgt man diese Betrachtung auf die Oszillatorschaltung (Bild 17b), so wird deutlich, daß die Ströme durch  $C_1$  und  $C_2$  entgegengesetzt gleich sind und damit die zusätzlich benötigte Phasendrehung  $\varphi = 180^\circ$  im Rückkopplungsvierpol bei der Parallelresonanz des Quarzes entsteht. Der Parallelresonanzwiderstand des Quarzes wird durch die äußere Beschaltung mit  $C'$  "transformiert". Sein Wert

$$R_p = \frac{1}{R \cdot \omega^2 \cdot (C_o + C_p)^2}$$

stellt gleichzeitig die Lastimpedanz für den treibenden HCMOS-Inverter dar, wobei  $R$  der Serienresonanzwiderstand wie in Bild 2 ist. Mit den Werten aus Bild 4 für den Serienresonanzwiderstand  $R$ ,  $C_p = 30 \text{ pF}$  und  $C_{o\text{max}} = 7 \text{ pF}$  lassen sich die Lastimpedanzen für die gewünschten Schwingfrequenzen bestimmen. So erhält man z.B. bei einem Oszillator für  $f = 5 \text{ MHz}$  mit  $R = 80 \text{ }\Omega$  die Lastimpedanz zu

$$R_p = \frac{1}{80 \text{ }\Omega \cdot (2 \cdot \pi \cdot 5 \text{ MHz} \cdot (30 \text{ pF} + 7 \text{ pF}))^2} \approx 93 \text{ K}\Omega$$

Eine praktische Oszillatorschaltung ist in Bild 19 gezeigt. Als Verstärker wird der Inverter SN74HCU04 eingesetzt, der eine ungepufferte Version des SN74HC04 ist und damit eine Sonderstellung in der HCMOS-Familie einnimmt. Die Innenschaltung aller HCMOS-Schaltungen ist mehrstufig ausgeführt, wobei der Ausgang durch zwei hintereinander geschaltete Inverter "gepuffert" wird. Damit wird erreicht, daß die Ausgangseigenschaften aller Bausteine gleich sind, die Eingänge gut entkoppelt sind und hohe Verstärkungen erzielbar sind (im Bereich  $10 \times 10^3$ ). Dadurch können die internen Transistoren kleiner gemacht werden, was unter anderem zu kleineren Kapazitäten führt. Beim SN74HCU04 fehlen die beiden Inverter in der Ausgangsstufe, die Verstärkung liegt im Bereich  $10^2$  und die Gatterlaufzeit wird verkürzt. Damit ist dieser Baustein für die Anwendung als Verstärker in Oszillatorschaltungen sehr gut geeignet. Der Eingangswiderstand des durch die HCMOS-Schaltungen gebildeten Verstärkers soll so groß wie möglich gewählt werden, um eine zusätzliche Dämpfung des Schwingkreises zu vermeiden. Daher wird der Rückkopplungswiderstand  $R_f$  wesentlich größer als bei bipolaren Schaltungen dimensioniert. Ein gutes Ergebnis erhält mit Widerstandswerten  $R_f = 1 \dots 10 \text{ M}\Omega$ .



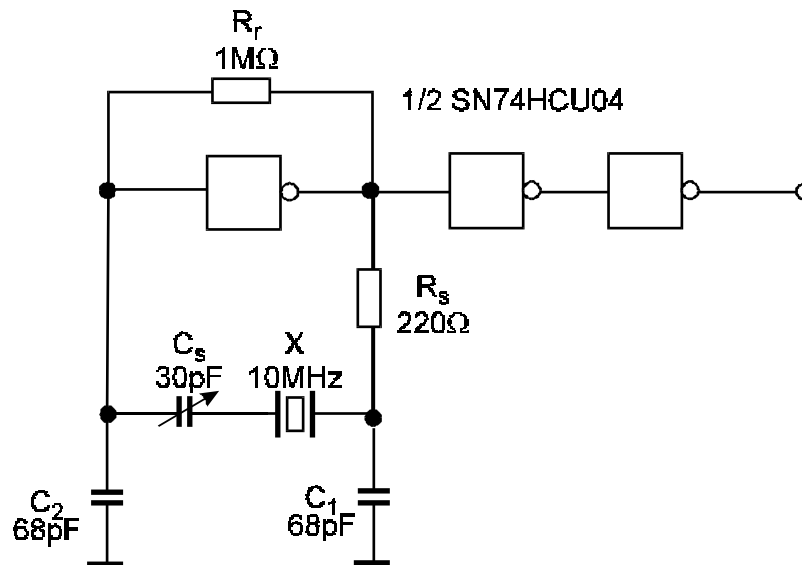


Bild 18: Oszillatorschaltung mit der Schaltung SN74HCU04 für  $f = 10 \text{ MHz}$

Der Vorwiderstand  $R_s$  entkoppelt den niederohmigen Ausgang des Gatters von dem hochohmigen Rückkopplungsnetzwerk. Gleichzeitig bildet dieser Widerstand mit der Eingangsimpedanz  $R_p$  des Rückkopplungszweiges einen Spannungsteiler. Da die Verstärkung des Inverters mit kleiner werdender Versorgungsspannung sinkt, führt ein zu großer Wert von  $R_s$  zu sehr flachen Anstiegsflanken des Ausgangssignals. Akzeptable Ergebnisse werden erzielt, wenn  $R_s \approx X_{C_1}$  ist. Damit wird z. B. bei  $f = 10 \text{ MHz}$  und  $C_1 = 68 \text{ pF}$  der Vorwiderstand zu  $220 \Omega$  bestimmt. Bei  $V_{cc} = 2 \text{ V}$  ist so noch eine Anstiegszeit  $t_a \approx 15 \text{ ns}$  möglich.  $C_1$  und  $C_2$  werden zu je  $68 \text{ pF}$  gewählt, so daß der Quarz mit der geforderten Lastkapazität von ca.  $30 \text{ pF}$  betrieben wird. Die nachgeschalteten Inverter in Bild 18 entkoppeln den Oszillator von der zu treibenden Schaltung und verbessern die Flankensteilheit, so daß am Ausgang ein Signal mit einer Anstiegszeit  $t_{an} \approx 5 \text{ ns}$  zur Verfügung steht (Bild 19). Bei Versorgungs-spannungsänderungen beträgt die Abweichung  $\Delta f$  von der Grundfrequenz (bezogen auf  $V_{cc} = 5 \text{ V}$ ) über den vollen Versorgungsspannungsbereich von  $2 - 6 \text{ V}$  weniger als  $2 \text{ ppm/V}$ .

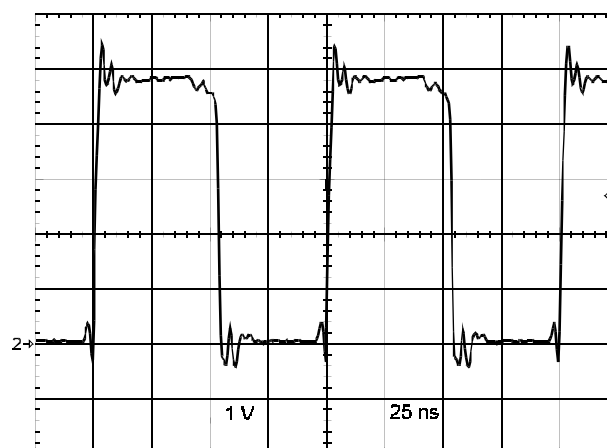


Bild 19: Signalform bei einem Quarzoszillator nach Bild 18

Als weiteres Anwendungsbeispiel für CMOS-Oszillatoren mit der ungepufferten Schaltung SN74HCU04 zeigt Bild 21 die Schaltung eines  $455 \text{ kHz}$ -Oszillator, der z. B.

bei einfachen Mikroprozessoren oder Funkfernsteuerungen eingesetzt werden kann. Anstelle eines Quarzes wird ein in Parallelresonanz betriebener Piezokeramikresonator verwendet, der ähnliches Verhalten wie ein Quarz zeigt und hier eine wesentlich kostengünstigere Lösung erlaubt. Zur besseren Anpassung an den Resonator, und um das Schwingen auf einer Oberwelle zu verhindern, ist das Verhältnis  $C_1/C_2$  entsprechend gewählt, als Lastkapazität ergibt sich ca. 60 pF. Der Vorwiderstand  $R_s = 1\text{ k}\Omega$  ist wieder an die Reaktanz von  $C_1$  angepaßt ( $R_s \approx X_{C_1}$ ).

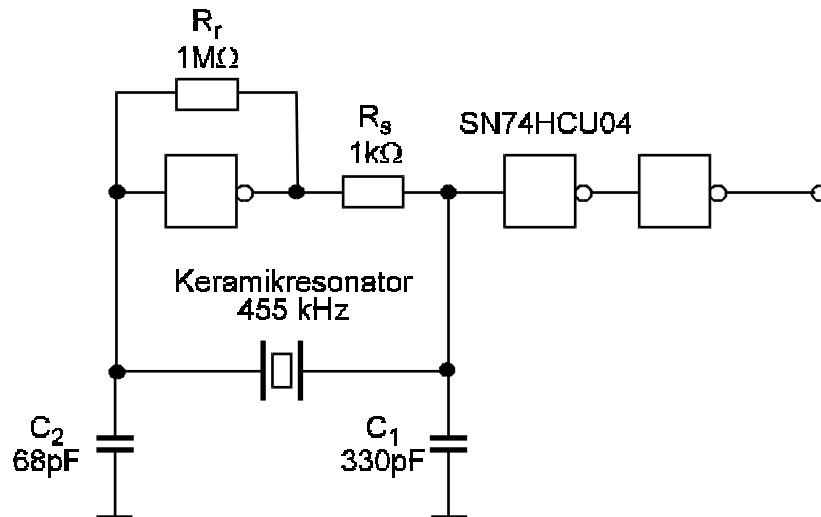


Bild 20: 455 kHz-Oszillator mit Keramikresonator

## 5 Entwicklungshinweise

Oszillatoren sind analoge Schaltungen. Daher sind beim Aufbau dieser Schaltungen besondere Regeln zu beachten, um eine einwandfreie Funktion des Oszillators zu gewährleisten.

- Bei höheren Frequenzen (>1 MHz) ist die Masseleitung möglichst großflächig und kurz - und damit niederohmig und induktionsarm - zum zentralen Anschlußpunkt zu führen. Optimal: Multi-Layer-Technik mit je einer "Lage" für  $V_{cc}$  und Masse (GND).
- Um Stromspitzen auf den Versorgungsleitungen abzufangen, sind induktionsarme Keramikcondensatoren, möglichst direkt bei den integrierten Schaltungen, zum Abblocken der Betriebsspannung vorzusehen. Anhaltswert:  $C = 100\text{ nF}$ .
- Zur Unterdrückung niederfrequenter Störungen sollte zur Entkopplung der Spannungsquelle die Versorgungsleitung zusätzlich mit einem Tantalcondensator ( $C = 10 \dots 47\text{ }\mu\text{F}$ ) abgeblockt werden.
- Alle Verbindungsleitungen in der Schaltung sollten möglichst kurz sein.
- Unbenutzte Eingänge der Schaltungen müssen auf definierten Pegel (Low, High) gelegt werden, da sich sonst undefinierte Pegel einstellen (floating) und es zu ungewollten Schwingungen kommt.
- Wegen der höheren Verstärkung der HCMOS-Familie sollte der Rückkopplungsfaktor  $K$  (also das Verhältnis zwischen  $R_s$ ,  $C_1$  und  $C_2$ ) nicht zu

groß gewählt werden, weil sonst unter Umständen die erzeugte Frequenz nicht mehr vom Quarz alleine bestimmt wird.

- Ohne Quarz dürfen die Oszillatoren nicht schwingen. Zur Prüfung kann beim HCMOS-Oszillator der Quarz durch seinen äquivalenten Parallelresonanzwiderstand ersetzt werden, bei den TTL-Oszillatoren ist die Stabilität einfach durch Entfernen des Quarzes überprüfbar.

## **6 Spannungsgesteuerte Oszillatoren**

In verschiedenen Veröffentlichungen werden spannungsgesteuerte Oszillatoren wie der SN74S124 oder SN74LS624 für den Einsatz in Quarzoszillatorschaltungen empfohlen. Die Bauelemente sind aber nicht für Anwendungen dieser Art geeignet. Sie enthalten im Inneren einen stromgesteuerten Emitter-gekoppelten Multivibrator, der sich für die Beschaltung mit einem Quarz denkbar ungünstig eignet. Wie oben ausgeführt ist für einen Oszillator ein Verstärker mit einer linearen Übertragungscharakteristik erforderlich. Ein Multivibrator erfüllt aber diese Forderungen nicht. Auf Grund dieser Tatsache erzeugen mit spannungsgesteuerten Oszillatoren aufgebaute Oszillatoren oft Frequenzen, die nicht durch die Quarzresonanz, sondern durch die Quarzkapazität  $C_0$  (siehe Bild 2) bestimmt werden. Außerdem schwingen solche Schaltungen schlecht an, es sei denn sie werden zufällig durch einen Spannungsstoß beim Einschalten der Versorgungsspannung angestoßen. Weiterhin ist die Verzögerungszeit des Multivibrators verhältnismäßig groß, was zu einer unzulässigen Beeinflussung der erzeugten Frequenz führt. Das führt zu einer Spannungsabhängigkeit der erzeugten Frequenz von etwa  $1 \times 10^{-3}/V$ . Wie schon oben erwähnt, ist die Analyse der erzeugten Frequenz mit einem Spektrumanalysator eine gute Methode, um die Güte der Schaltung zu bestimmen. Bild 21 zeigt zum Vergleich das Spektrum eines Oszillators, der mit dem SN74HCU04 aufgebaut wurde und das Spektrum eines Oszillators mit den SN74LS628. Die letztere Schaltung generiert Seitenbänder mit einer großen Amplitude, was darauf hindeutet, dass der Quarz nicht das alleine das frequenzbestimmende Element ist.

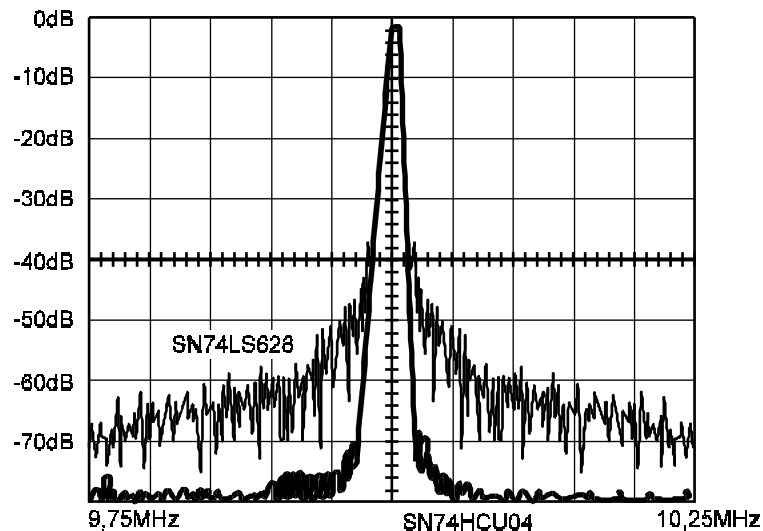


Bild 21: Spektrum der 10 MHz-Oszillatoren mit den Schaltungen SN74LS628 und SN74HCU04

## 7 Schlußbemerkung

Mit den hier vorgestellten Oszillatoren lassen sich auf einfache und kostengünstige Weise Quarzoszillatoren aufbauen, die die meisten Anforderungen in elektronischen Systemen erfüllen. Dabei sei auf ein sicheres Anschwingverhalten, gute Frequenzstabilität und einen großen Versorgungsspannungsbereich hingewiesen. Für Anwendungen mit bipolaren Schaltungen eignet sich bis 10 MHz der Baustein SN74ALS1004. Bei Frequenzen bis 30 MHz liefern auch - unter Verwendung von Obertonquarzen - die Pufferschaltungen der Advanced-Schottky-Serie wie die integrierte Schaltung SN74AS1004 gute Ergebnisse. Eine gewisse Abhängigkeit der erzeugten Frequenz von der Versorgungsspannung muß bei allen hier gezeigten Schaltungen berücksichtigt werden. Dabei beträgt bei den eben erwähnten bipolaren Schaltungen die Frequenzabweichung  $<1,5 \text{ ppm/V}$ . CMOS-Oszillatoren bieten den Vorteil des weiten Betriebsspannungsbereiches und eignen sich so auch noch für Batteriebetrieb. Die Frequenzabweichung bei Versorgungsspannungsänderungen beträgt hier sogar nur  $<0,5 \text{ ppm/V}$ .

## **8 Literatur**

- [1] TEXAS INSTRUMENTS: EB49 - Quarzoszillatoren mit TTL-Schaltkreisen
- [2] Block: A versatile oscillator with TTL output, TEXAS INSTRUMENTS, Engineering Journal, Volume 3/4 1984
- [3] Telefunken: Laborbuch Band 1, Telefunken AG, 1965
- [4] Meinke: Einführung in die Elektrotechnik höherer Frequenzen, Bd. 1, Springer Verlag 1965
- [5] Tietze/Schenk: Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer Verlag 1976
- [6] Kristall Verarbeitung Neckarbischofsheim: Quarz Baugruppen, Firmenschrift 1984