

letzterer hat diese Schaltung aber den Vorteil, daß der frequenzbestimmende Teil relativ niederohmig ist und die Spannungsverstärkung nur ca. eins ist. Die Schaltung ist daher weniger empfindlich gegenüber parasitären Schwingungen im Bereich von einigen 100-MHz infolge von Leitungsinduktivitäten und Streukapazitäten.

6.3.2 Pierce-Oszillator

Neben dem Colpitts-Oszillator ist die Pierce-Schaltung eine der zuverlässigsten Oszillatorschaltungen. Der Vorteil dieser Schaltung besteht in der recht hohen Ausgangsamplitude, die zur direkten Ansteuerung von TTL oder CMOS-Logikschaltungen ausreicht. Ihr Nachteil ist, daß der evtl. erforderliche Abgleichtrimmer nicht geerdet werden kann. Ein Abgleich durch Verstellen eines der beiden Kondensatoren (an Kollektor bzw. Basis nach Masse) ist nicht zu empfehlen, da dadurch die Rückkopplungsbedingung verändert wird. Bild 6.16a zeigt ein Beispiel für einen diskret aufgebauten Pierce-Oszillator.

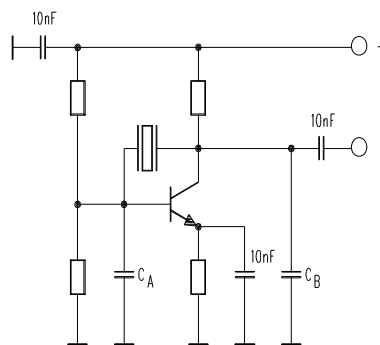


Bild 6.16a: Pierce-Oszillator diskret

Wesentlich häufiger wird die Pierce-Schaltung jedoch in der Form mit Logik-Gatterschaltungen (meist NAND oder Inverter) realisiert (Bild 6.6b, Schaltung D, Quarz in Pos.4) wie in Bild 6.16b dargestellt. Diese Schaltung wird auch in vielen integrierten On-chip-Quarzoszillatorstufen verwendet.

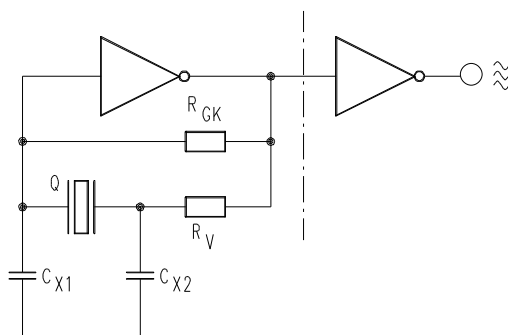


Bild 6.16b: Pierce-Schaltung mit Logik-Gatter

6.3.2.1 Dimensionierung

(a) Allgemeines

Zur Dimensionierung von Gatteroszillatoren gibt es eine Reihe von Veröffentlichungen (Lit. [22] - [30], [79]), die aber oft nicht befriedigen, da sie entweder wenig substantiiert sind, nichtrealistische Vereinfachungen annehmen oder sich auf nichtzugängliche Daten stützen.

Die folgende Dimensionierung basiert auf einer linearen Kleinsignalanalyse. Sie ist meist ausreichend, um die Anschwingbedingungen und die Arbeitsfrequenz zu bestimmen. Für die Berechnung der Schwingungsamplitude ist eine nichtlineare Rechnung erforderlich. Die verwendeten Gattereigenschaften werden durch Messung ermittelt. Nicht berücksichtigt sind Irregularitäten im Analogverhalten digitaler Schaltkreise, wie sie in [15], [31], [62] und [91] beschrieben sind.

Bild 6.16b zeigt die Grundsaltung eines Gatteroszillators in Pierce-Schaltung. Das Gatter muß unbedingt durch einen Gegenkopplungswiderstand R_{GK} zwischen Eingang und Ausgang linearisiert werden, der den Gleichstrom-Arbeitspunkt am eingang einstellt. In neueren integrierten Schaltungen, die eine Gatteroszillatorstufe enthalten, ist R_{GK} oft bereits mit integriert. Der Wert von R_{GK} ist relativ unkritisch und richtet sich nach der Logikfamilie:

Logik-Familie	TTL	(A)LS-TTL	S-TTL	AS-TTL	(H, A)CMOS
$R_{GK} (\Omega)$	390...2,2 k	680...4,7 k	270...1 k	560...3,3 k	100 k...22 M
typ. $R_{GK} (\Omega)$	1 k	2,2 k	680	1,5 k	10 M

Der Verlauf der linearisierten Übertragungskennlinie $U_{aus} = f(U_{ein})$ nach Betrag und Phase kann eine sehr große Exemplarstreuung aufweisen, da hier eine nicht spezifizierte Analog-Eigenschaft des Digitalschaltkreises ausgenutzt wird. Oft neigen die linearisierten Gatter auch zu unkontrollierten wilden Schwingungen, da infolge der Gatterlaufzeit t_G bei höheren Frequenzen die Phasendrehung einer Stufe nur noch $(180^\circ - \varphi_G)$ beträgt, wobei $\varphi_G = 360^\circ t_G f$. Bei der Frequenz mit der Periodendauer $T = 2 \cdot t_G$ ist die Phasendrehung Null, d.h. das Gatter neigt zu wilden Schwingungen.

Das Netzwerk aus Quarz, C_{x1} und C_{x2} hat bei der Schwingfrequenz eine Phasendrehung von $(180^\circ + \varphi_G)$. Der Vorwiderstand R_v ist bei niederen Frequenzen - insbesondere bei CMOS - (unter 5 MHz) zu empfehlen, um die sehr niedere und nichtlineare Ausgangsimpedanz des Gatters hochzusetzen und damit parasitäre Effekte zu vermeiden. R_v führt zu einer niedrigeren Stromaufnahme, weil der periodische Auf- und Entladestrom von C_{x2} verkleinert wird. Außerdem wird mit R_v die Quarzbelastung reduziert.

(b) Arbeitsfrequenz / effektive Lastkapazität

Die Schwingung erfolgt bei der Lastresonanzfrequenz, die durch die Kondensatoren C_{x1} , C_{x2} und die Eingangs- und Ausgangskapazitäten C_{in} , C_{out} der Gatter (typisch je 2...5 pF) gegeben ist. Mit $C_{x1}' = C_{x1} + C_{in}$ und $C_{x2}' = C_{x2} + C_{out}$ ist (bei idealer Phasendrehung des Gatters von 180°) die Lastkapazität

$$C_L = \frac{C_{x1}' + C_{x2}'}{C_{x1}' C_{x2}'} \quad (19)$$

Die Formeln für C_{xi}' gelten in der Schaltung ohne R_v . Mit R_v tritt eine zusätzliche Phasendrehung auf.

In C_{out} ist noch die Eingangskapazität der evtl. nachfolgenden Stufe enthalten. Bei höheren Frequenzen - in der Nähe der oberen nutzbaren Gatterfrequenz - ist die effektive Lastkapazität durch die reduzierte Phasendrehung höher als dieser Wert, d.h. der Oszillator schwingt auf einer tieferen Frequenz. Weitere Verschiebungen der Arbeitsfrequenz ergeben sich durch den Einfluß der Erdung des Quarzgehäuses, wodurch an beiden Quarzanschlüssen die Kapazität der Gehäuse-Glasdurchführungen in Höhe von je ca. 0,5...1 pF parallel liegt sowie durch Streukapazitäten.

(c) Anschwingbedingung

Bei der Dimensionierung der beiden Kapazitäten C_{xi} sind mehrere Gesichtspunkte zu beachten (Lit. [21]):

- C_{xi} nicht zu klein

Bei kleinen Kapazitätswerten steigt die Ziehempfindlichkeit $|S|$ und damit die stark Empfindlichkeit der Schaltung gegenüber Streukapazitäten und Gatterstreuungen an: von typisch 10ppm/pF bei $C_L = 30\text{pF}$ [Grundwelle] auf über 50ppm/pF bei $C_L \leq 10\text{pF}$. Der durch C_L transformierte Lastresonanzwiderstand R_L steigt ebenfalls für kleine C_L -Werte steil auf ein Vielfaches des Resonanzwiderstandes R_r an.

Als Faustregel gilt:

$$C_L \geq 2 \cdot C_0 \quad \text{d.h.} \quad C_L \geq 8 \dots 10 \text{ pF}$$

- C_{xi} nicht zu groß

Mit höherem C_{xi} fällt die Schleifenverstärkung stark ab, so daß das Anschwingen nicht mehr gewährleistet ist.

- Verhältnis $C_{x1} : C_{x2}$

Die Werte von C_{x1}' und C_{x2}' sollten etwa gleich groß sein, wobei C_{x1}' etwas kleiner sein kann. Faustregel:

$$C_{x2}' = (1 \dots 2) \cdot C_{x1}'$$

Aus dem Quarz-Resonanzwiderstand R_r und den Kapazitätswerten $C_{xi}' = C_{xi} + C_{streu}$ ergibt sich die mindestens notwendige Gatterverstärkung v_{min} zu

$$|v_{min}| = \sqrt{\left(\frac{C_{x1}'}{C_{x2}'} + R_v R_r \omega_0^2 C_{x1}' C_{x2}' \right)^2 + \omega_0^2 C_{x1}'^2 R_r^2} \quad (20a)$$

Ohne den Vorwiderstand R_v vereinfacht sich dies zu

$$|v_{min}| = \frac{C_{x1}'}{C_{x2}'} \sqrt{1 + \omega_0^2 C_{x1}'^2 R_r^2} \quad (20b)$$

Ist der Quarzwiderstand R_r klein gegenüber dem Blindwiderstand der beiden Kapazitäten C_{xi} , dann erhält man die einfache Formel

$$|v_{min}| = \frac{C_{x1}'}{C_{x2}'} \quad (20c)$$

Durch Umformen der allgemeinen Formel (20a) kann man für eine gegebene Schaltung mit bekannter Verstärkung $|v|$ den maximal zulässigen Resonanzwiderstand des Quarzes R_{rmax} berechnen:

$$R_{\text{rmax}} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4 A C}}{2 A} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} \text{mit } A &= \omega_0^2 C_{x2}'^2 (R_v^2 \omega_0^2 C_{x2}'^2 + 1) \\ B &= 2 \omega_0^2 C_{x1}'^2 R_v \\ C &= \left(\frac{C_{x1}'}{C_{x2}'} \right)^2 - |v|^2 \end{aligned}$$

Ein physikalisch sinnvolles Ergebnis erhält man nur, wenn die Verstärkung mindestens

$$|v| \geq \frac{\frac{C_{x1}'}{C_{x2}'}}{\sqrt{R_v^2 \omega_0^2 C_{x2}'^2 + 1}} \quad (21b)$$

beträgt.

Für die Schaltung ohne Vorwiderstand R_v gilt für den maximal zulässigen Resonanzwiderstand R_{rmax} die einfache Beziehung

$$R_{\text{rmax}} = \frac{1}{\omega_0 C_{x1}'} \sqrt{|v|^2 - \frac{C_{x1}'}{C_{x2}'}} \quad (22)$$

Die in den Formeln angegebene Verstärkung $|v|$ des linearisierten Gatters kann mit einem Vektorvoltmeter oder einem Netzwerkanalysator - zur Not auch mit einer Wechselspannungsquelle (auch mit NF-Generator) und einem Oszilloskop leicht bestimmt werden. Die Wechselspannungsamplitude muß dabei viel kleiner als der Aussteuerbereich sein (Kleinsignalverstärkung!).

Mit $|v|$ und den angegebenen Formeln ist dann eine Dimensionierung leicht möglich. Dabei sollte ein Sicherheitsfaktor für R_{rmax} bzw. $|v|$ von 2 bis 3 berücksichtigt werden, um sicheren Betrieb zu gewährleisten. Zur Sicherheit sollte das Anschwingverhalten bei langsam ansteigender Betriebsspannung am Oszilloskop überprüft werden. Ergänzend hierzu sei auf DIN IEC 122-2-1 (Lit. [65]) hingewiesen, wo diese Zusammenhänge ausführlicher dargestellt sind.

(d) Quarzbelastung

Zu beachten ist - insbesondere bei Frequenzen unter 5 ... 10 MHz, daß die Quarzbelastung (P_q bzw. I_q) nicht zu hoch wird. Hinweise über die optimale Höhe siehe Abschnitt 6.4. Die experimentelle Bestimmung ist in Abschnitt 6.6 beschrieben. Die Quarzbelastung kann durch das Verhältnis von C_{x1} zu C_{x2} eingestellt werden. Beide sollten aber nicht zu extrem unterschiedlich sein. Genügt dies nicht, muß der Vorwiderstand R_v eingefügt werden, wobei aber der worst-case für ausreichende Schleifenverstärkung zu beachten ist. Eine ausführliche Darstellung findet man in der DIN IEC 122-2-1, Anhang A (Lit. [66]).

(e) Obertonbetrieb

Hier gilt das in 6.3.2 für den Colpitts-Oszillator gesagte: Zuverlässiger Betrieb von Obertonquarzen ist nur durch Einfügen einer Frequenzselektion möglich. Dabei kann entweder C_{x1} oder C_{x2} durch einen Parallelschwingkreis ersetzt werden, wobei die Position am Gattereingang (C_{x1}) zu bevorzugen ist. Die Resonanzfrequenz des Parallelkreises (einschließlich Streukapazitäten) wird - wie beim Colpittsoszillator - zwischen Grundwelle und 3.Oberton gelegt. Es gelten die Dimensionierungsformeln (17) und (18), in denen C_B durch C_{x1}' bzw. C_{x2}' zu ersetzen ist. Zu beachten ist, daß