

Kapitel 26: Oszillatoren

Schaltungen zur Erzeugung ungedämpfter Schwingungen bezeichnet man als *Oszillatoren* (*oscillator, OSC*). In nachrichtentechnischen Schaltungen werden Oszillatoren zur Erzeugung der *Lokaloszillatorsignale* (*local oscillator, LO*) für die Mischer in Sendern und Empfängern benötigt; dabei kommen zwei grundsätzlich verschiedene Arten von Oszillatoren zum Einsatz:

- **Oszillatoren mit analoger Schwingungserzeugung (analoge Oszillatoren):** Diese Oszillatoren bestehen aus einem Verstärker und einem Resonanzkreis. Bei diskret aufgebauten Oszillatoren dient häufig ein einziger Transistor als Verstärker, während bei integrierten Oszillatoren meist mehrere Transistoren verwendet werden. Als Resonanzkreis kann ein LC-Resonanzkreis eingesetzt werden. Alternativ kann man jede beliebige schwingungsfähige Anordnung verwenden, deren elektrisches Verhalten in der Nähe der Resonanzfrequenz durch einen LC-Resonanzkreis beschrieben werden kann; typische Beispiele sind kurzgeschlossene oder leerlaufende Streifenleitungen, dielektrische Resonatoren, Oberflächenwellen-Resonatoren (SAW-Resonatoren) und Quarze. Wenn eine Frequenzabstimmung erforderlich ist, werden in den meisten Fällen Kapazitätsdioden eingesetzt; man erhält dann einen *VCO* (*voltage-controlled oscillator*). Abbildung 26.1a zeigt eine typische Ausführung mit der Abstimmspannung U_S und der Ausgangsspannung U_a .
- **Oszillatoren mit digitaler Schwingungserzeugung (digitale Oszillatoren):** Bei diesen Oszillatoren werden mit digitalen Schaltkreisen zeitdiskrete Schwingungen erzeugt, die entweder als LO-Signale für digitale Mischer dienen – z.B. für die digitalen I/Q-Mischer in Abb. 22.6c und Abb. 22.25c – oder mit Digital-Analog-Umsetzern (DAC) in analoge Schwingungen umgesetzt wird. Diese Art der Schwingungserzeugung wird als *Direkte Digitale Synthese* (*direct digital synthesis, DDS*) bezeichnet. Abbildung 26.1b zeigt eine typische Ausführung; dabei wird mit einem Phasenakkumulator ein Phasenverlauf $\varphi(n)$ mit konstantem Phaseninkrement $\Delta\varphi$ gebildet, aus dem mit Hilfe einer Kosinus-/Sinus-Tabelle die zeitdiskreten Schwingungen $\cos\varphi(n)$ und $\sin\varphi(n)$ erzeugt

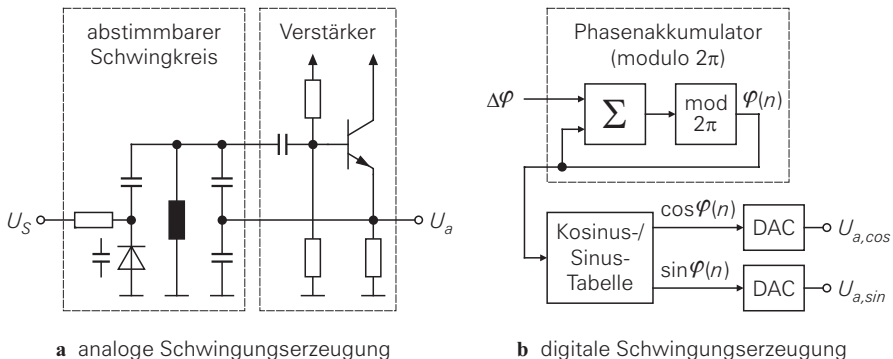


Abb. 26.1. Oszillatoren für nachrichtentechnische Schaltungen

werden, die bei Bedarf in analoge Signale umgesetzt werden. Die Frequenz wird mit dem Phaseninkrement $\Delta\varphi$ eingestellt. Ein Oszillator dieser Art wird aufgrund der numerischen Einstellung der Frequenz auch als *NCO* (*numerically-controlled oscillator*) bezeichnet.

Im Analogteil von Sendern und Empfängern werden werden fast ausschließlich analoge Oszillatoren eingesetzt; die wichtigsten Gründe dafür sind:

- Das Rauschen der analogen Komponenten liegt in der Regel deutlich unter dem Quantisierungsrauschen der Digital-Analog-Umsetzer. Dieser Punkt ist sehr wichtig; wir gehen darauf bei der Beschreibung des Rauschverhaltens von Oszillatoren noch näher ein.
- Mit analogen Oszillatoren kann man Frequenzen bis in den Bereich der Transitfrequenz der verwendeten Transistoren erzeugen. Mit entsprechenden Transistoren sind Frequenzen bis zu 100 GHz möglich. Dagegen wird die Frequenz digitaler Oszillatoren durch die maximale Taktfrequenz der digitalen Schaltkreise und die mit zunehmender Frequenz abnehmende Auflösung der Digital-Analog-Umsetzer begrenzt; Frequenzen bis etwa 500 MHz sind möglich.
- Die Verlustleistung analoger Oszillatoren ist wesentlich geringer. Die Stromaufnahme eines analogen Oszillators liegt unabhängig von der Frequenz meist im Bereich von 0,1 . . . 10 mA; dagegen nimmt die Stromaufnahme digitaler Oszillatoren mit zunehmender Frequenz zu und liegt bei Frequenzen über 100 MHz im Bereich von 100 . . . 500 mA.

Es gibt jedoch Anwendungen, bei denen auch im Analogteil ein digitaler Oszillator mit Digital-Analog-Umsetzern verwendet wird. Der Grund dafür liegt meist darin, dass die Frequenz eines NCO durch Setzen eines neuen Phaseninkrements $\Delta\varphi$ ohne Verzögerung geändert werden kann, während ein VCO immer in eine phasenstarre Schleife (PLL) eingebunden ist – siehe Abschnitt 22.1.3 –, die eine Einschwingzeit benötigt.

Wir beschränken uns im folgenden auf analoge Oszillatoren und gehen dabei zunächst auf Oszillatoren mit LC-Resonanzkreis ein.

26.1 LC-Oszillatoren

Oszillatoren mit LC-Resonanzkreis werden als *LC-Oszillatoren* bezeichnet und bestehen aus einem Verstärker und einem LC-Serien- oder LC-Parallelschwingkreis. Damit sich eine Schwingung aufbauen kann, muss man die beiden Komponenten so verschalten, dass sich eine *Mitkopplung* (*positive feedback*) mit einer *Schleifenverstärkung* (*loop gain*) größer Eins ergibt. Wir beschreiben zunächst die Eigenschaften von LC-Resonanzkreisen.

26.1.1 LC-Resonanzkreise

LC-Resonanzkreise bestehen aus einer Induktivität L und einer Kapazität C . Neben den Werten für L und C ist der *Kennwiderstand*

$$R_k = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (26.1)$$

eine wichtige Größe. Typische Werte liegen im Bereich $R_k = 10 \dots 1000 \Omega$, d.h. der Wert der Induktivität ist um den Faktor $10^2 \dots 10^6$ größer als der Wert der Kapazität.

In der Praxis werden LC-Resonanzkreise mit diskreten Spulen und Kondensatoren oder mit Streifenleitungen aufgebaut. Da diese Elemente verlustbehaftet sind, enthält das Ersatzschaltbild zusätzlich Widerstände, die die Verluste repräsentieren. Bei Oszillatoren

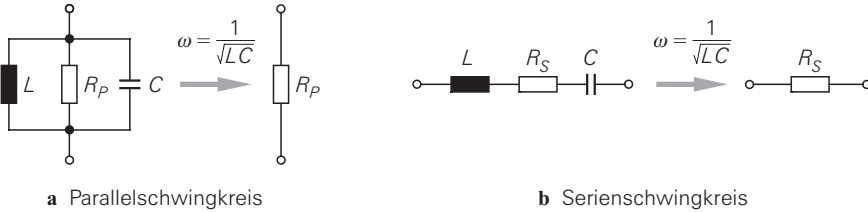


Abb. 26.2. Ersatzschaltbilder für LC-Resonanzkreise im Bereich der Resonanzfrequenz

ist nur das Verhalten im Bereich der Resonanzfrequenz von Interesse; in diesem Fall kann man die Widerstände zu einem äquivalenten Widerstand zusammenfassen und erhält damit die in Abb. 26.2 gezeigten Ersatzschaltbilder. Bei der *Resonanzfrequenz*

$$\omega_R = 2\pi f_R = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{26.2}$$

kompensieren sich die Induktivitäten und die Kapazitäten und es werden nur noch die Widerstände wirksam. Die *Güte (quality)*

$$Q = \frac{f_R}{B} = \begin{cases} R_P \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R_P}{R_k} & \text{Parallelschwingkreis} \\ \frac{1}{R_S} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R_k}{R_S} & \text{Serienschwingkreis} \end{cases} \tag{26.3}$$

ist ein Maß für Bandbreite *B* des Schwingkreises. Für die Impedanzen gilt:

$$Z(s) = \begin{cases} \frac{1}{\frac{1}{sL} + \frac{1}{R_P} + sC} = \frac{R_P}{1 + Q\left(\frac{\omega_R}{s} + \frac{s}{\omega_R}\right)} & \text{Parallelschwingkreis} \\ sL + R_S + \frac{1}{sC} = R_S \left[1 + Q\left(\frac{\omega_R}{s} + \frac{s}{\omega_R}\right) \right] & \text{Serienschwingkreis} \end{cases}$$

Die Ausdrücke in den geschweiften Klammern werden bei der Resonanzfrequenz ω_R zu Null; dann gilt:

$$Z(j\omega_R) = \begin{cases} R_P = QR_k & \text{Parallelschwingkreis} \\ R_S = \frac{R_k}{Q} & \text{Serienschwingkreis} \end{cases}$$

Die Güte *Q* beschreibt, wie stark sich die Impedanzen bei einer Abweichung von der Resonanzfrequenz ändern. Abbildung 26.3 zeigt den Betrag der Impedanz für Parallel- und Serienschwingkreise mit einem Kennwiderstand $R_k = 100 \Omega$. Bei Oszillatoren muss die Güte möglichst hoch sein, damit die Frequenz möglichst stabil und das Rauschen möglichst gering ist; dazu muss der *Parallelwiderstand* R_P eines Parallelschwingkreises möglichst hoch und der *Serienwiderstand* R_S eines Serienschwingkreises möglichst gering sein.

Die Elemente des Ersatzschaltbilds werden in der Praxis meist mit Hilfe einer Messung bestimmt; dazu misst man den Betrag der Impedanz im Bereich der Resonanzfrequenz und ermittelt mit einem Schaltungssimulator oder einem Mathematikprogramm die Werte für

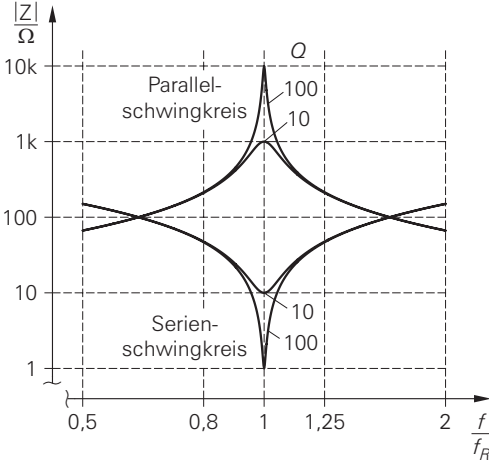


Abb. 26.3. Betrag der Impedanz Z für Parallel- und Serienschwingkreise mit einem Kennwiderstand $R_k = 100 \Omega$.

L , R und C , für die man denselben Verlauf erhält. Bei Resonanzkreisen mit Spulen und Kondensatoren kann man die Elemente auch aus den in Abb. 23.1 auf Seite 1267 gezeigten Hochfrequenzen-Ersatzschaltbildern berechnen, sofern deren Werte bekannt sind. Man nutzt dabei die Eigenschaft, dass die Güte bei Parallelschaltung und Serienschaltung praktisch gleich ist; deshalb kann man den Widerstand R_S und die Güte bei Serienresonanz bestimmen und daraus mit

$$R_P \approx Q^2 R_S \tag{26.4}$$

den Widerstand R_P bei Parallelresonanz berechnen. Bei Resonanzkreisen mit Streifenleitungen kann man die Elemente des Ersatzschaltbilds mit einem elektromagnetischen Feldsimulator bestimmen.

Beispiel: Gesucht wird ein LC-Resonanzkreis mit SMD-Bauteilen für $f_R = 100$ MHz. Aus den Angaben aus Abschnitt 23.1 erhalten wir das Ersatzschaltbild in Abb. 26.4. Die parasitäre Kapazität C_L der Spule können wir aufgrund ihrer Impedanz $Z_{CL} \approx -j8 \text{ k}\Omega$ bei 100 MHz vernachlässigen. Wir müssen nun die Werte L_L und C so wählen, dass die Güte maximal wird; dazu drücken wir zunächst alle Elemente als Funktion von L_L aus:

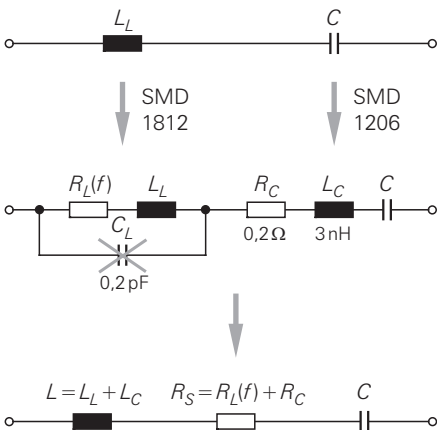
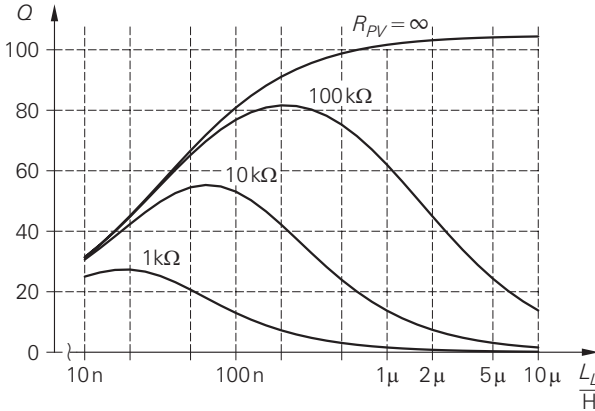


Abb. 26.4. Beispiel: Ersatzschaltbild für einen LC-Resonanzkreis mit SMD-Bauteilen


Abb. 26.5.

Beispiel: Güte für einen LC-Parallelschwingkreis mit SMD-Bauteilen und einem zusätzlichen Parallelwiderstand R_{PV}

- Aus Abb. 26.4 entnehmen wir $L = L_L + L_C$.
- Aus der Forderung $f_R = 100 \text{ MHz}$ erhalten wir mit (26.2) den Zusammenhang zwischen C und L_L :

$$C = \frac{1}{\omega_R^2 L} = \frac{1}{(2\pi f_R)^2 (L_L + L_C)}$$

- Aus Abb. 26.4 erhalten wir in Verbindung mit (23.4) und (23.5)

$$R_S = R_L(f_R) + R_C = k_L L_L \sqrt{f_R} + R_C$$

Für die Baugröße 1812 gilt $k_L \approx 600 \Omega / (\sqrt{\text{Hz}} \cdot \text{H})$.

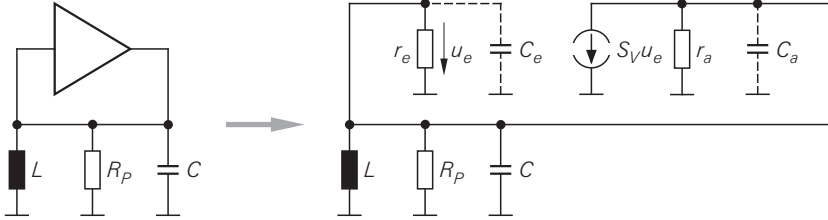
Anschließend berechnen wir mit (26.3) die Güte des Kreises bei Serienresonanz in Abhängigkeit von L_L ; dabei erhalten wir die Kurve mit $R_{PV} = \infty$ in Abb. 26.5. Die Güte wird im Bereich $L > 1 \mu\text{H}$ maximal. Wir haben bis jetzt aber noch nicht berücksichtigt, dass wir den Kreis zusammen mit einem Verstärker betreiben müssen, um einen Oszillator zu erhalten. Wir nehmen an, dass der Kreis in Parallelresonanz betrieben werden soll und berechnen dazu mit (26.4) den zugehörigen Parallelwiderstand $R_P = Q^2 R_S$. Wir nehmen ferner an, dass der Verstärker als zusätzlicher Parallelwiderstand R_{PV} wirkt; dann gilt für den effektiven Parallelwiderstand:

$$R'_P = R_P \parallel R_{PV} = Q^2 R_S \parallel R_{PV}$$

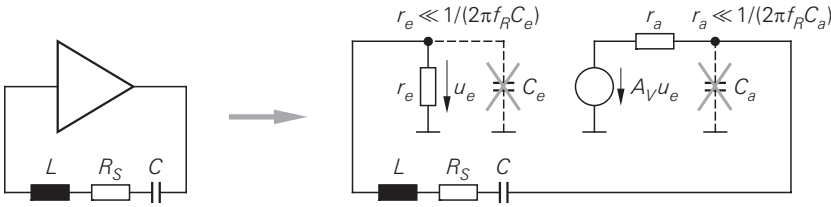
Damit berechnen wir mit (26.3) die Güte des Kreises bei Parallelresonanz und erhalten die Kurven mit $R_{PV} = 1/10/100 \text{ k}\Omega$ in Abb. 26.5. Wir werden im folgenden noch sehen, dass für typische Verstärker $R_{PV} \approx 10 \text{ k}\Omega$ gilt; daraus folgt, dass wir mit $L_L \approx 100 \text{ nH}$ eine maximale Güte von etwa 50...60 erhalten.

26.1.2 Verstärker mit selektiver Mitkopplung

Die Schwingungserzeugung in einem analogen Oszillator beruht auf einer *selektiven Mitkopplung*; dabei wird das Ausgangssignal eines Verstärkers über ein frequenzselektives Netzwerk auf den Eingang zurückgekoppelt. Wenn es dabei eine Frequenz gibt, bei der die Schleifenverstärkung (*loop gain*) in der resultierenden Schleife betragsmäßig größer Eins ist und die Phase Null (modulo 2π) hat, baut sich eine Schwingung bei dieser Frequenz auf. Das frequenzselektive Netzwerk stellt sicher, dass diese Bedingung nur für eine genau definierte Frequenz erfüllt ist.



a mit Parallelschwingkreis



b mit Serienschwingkreis

Abb. 26.6. Verstärker mit selektiver Mitkopplung: Schaltungen und Ersatzschaltbilder

Die Bedingung für die Schleifenverstärkung entspricht systemtheoretisch die Forderung nach einem konjugiert-komplexen Polpaar in der rechten s -Halbebene: $s_P = \sigma \pm j\omega$ mit $\sigma > 0$; dazu gehört im Zeitbereich eine Schwingung mit zunehmender Amplitude:

$$s_P = \sigma \pm j\omega \Rightarrow x(t) = e^{(\sigma+j\omega)t} + e^{(\sigma-j\omega)t} = 2e^{\sigma t} \cos \omega t$$

Damit sich die Schwingung aufbaut, bedarf es einer Anregung, die bei einer analogen Schaltung aufgrund des thermischen Rauschens aber grundsätzlich immer vorhanden ist. Die Amplitude nimmt zu, bis die Aussteuerungsgrenzen des Verstärkers erreicht werden; dadurch wird die Amplitude begrenzt und der Betrag der Schleifenverstärkung nimmt auf Eins ab. Dies ist gleichbedeutend mit $\sigma \rightarrow 0$, d.h. das konjugiert-komplexe Polpaar wird durch die Begrenzung auf die imaginäre Achse verschoben ($s_P = \pm j\omega$) und man erhält eine ungedämpfte Schwingung. Alternativ zur Begrenzung durch die Aussteuerungsgrenzen kann man eine Amplitudenregelung verwenden; dabei wird die Amplitude der Schwingung gemessen und durch eine Reduktion der Schleifenverstärkung auf einen Sollwert begrenzt, der unterhalb der Aussteuerungsgrenzen liegt.

Bei LC-Oszillatoren besteht das frequenzselektive Netzwerk aus einem Parallel- oder Serienschwingkreis; Abb. 26.6 zeigt die resultierenden Schaltungen und die zugehörigen Ersatzschaltbilder. Bei beiden Schaltungen wird die Mitkopplung bei der Resonanzfrequenz der Schwingkreise maximal.

26.1.2.1 Mitkopplung mit Parallelschwingkreis

Bei der Schaltung mit Parallelschwingkreis in Abb. 26.6a muss der Verstärker hochohmig sein, da der Eingangswiderstand r_e und der Ausgangswiderstand r_a parallel zu R_P liegen und die Güte des Kreises reduzieren; daraus ergibt sich die Forderung $r_e || r_a > R_P$. Wir haben hier berücksichtigt, dass bei Verstärkern mit hochohmigem Ausgang bevorzugt das Ersatzschaltbild mit einer spannungsgesteuerten Stromquelle aus Abb. 4.133b auf Seite 430 verwendet wird. Bei höheren Frequenzen muss man zusätzlich die Ein-

gangskapazität C_e und die Ausgangskapazität C_a des Verstärkers berücksichtigen. Diese Kapazitäten liegen jedoch parallel zur Kapazität C und können mit dieser zusammengefasst werden; wir nehmen deshalb im folgenden an, dass die Kapazitäten des Verstärkers in C enthalten sind.

26.1.2.2 Mitkopplung mit Serienschwingkreis

Bei der Schaltung mit Serienschwingkreis in Abb. 26.6b muss der Verstärker niederohmig sein, da der Eingangswiderstand r_e und der Ausgangswiderstand r_a in Reihe zu R_S liegen und die Güte des Kreises reduzieren; daraus ergibt sich die Forderung $r_e + r_a < R_S$. In diesem Fall wird für den Verstärker bevorzugt das Ersatzschaltbild mit einer spannungsgesteuerten Spannungsquelle aus Abb. 4.133a verwendet. Die Kapazitäten C_e und C_a des Verstärkers kann man in der Regel vernachlässigen, da ihre Impedanzen bei der Resonanzfrequenz meist deutlich größer sind als die Widerstände r_e und r_a .

26.1.2.3 Vergleich der Schaltungen

Typische LC-Resonanzkreise haben einen Kennwiderstand $R_k \approx 100 \Omega$ und eine Güte $Q \approx 100$; daraus folgt für den Parallelwiderstand $R_P = Q R_k \approx 10 \text{ k}\Omega$ und für den Serienwiderstand $R_S = R_k / Q \approx 1 \Omega$. Die Bedingung $r_e \parallel r_a > R_P$ bei der Schaltung mit Parallelschwingkreis kann man mit einfachen ein- oder zweistufigen Verstärkern problemlos einhalten. Bei ungünstigen Verhältnissen kann man am Eingang, am Ausgang oder beidseitig eine der im Abschnitt 23.3.2 beschriebenen Ankopplungen verwenden, siehe Abb. 26.7; damit werden entweder der Eingangswiderstand r_e oder der Ausgangswiderstand r_a oder beide Widerstände mit den entsprechenden Teilerfaktoren in hochohmigere Widerstände transformiert.

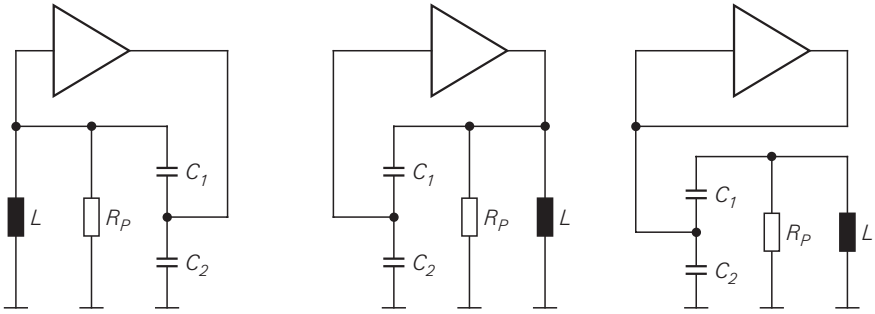
Im Gegensatz dazu kann man die Bedingung $r_e + r_a < R_S$ der Schaltung mit Serienschwingkreis bei LC-Resonanzkreisen mit $R_S \approx 1 \Omega$ nicht einhalten. Die Schaltung mit Serienschwingkreis wird deshalb nur in Verbindung mit speziellen Serienresonatoren verwendet, bei denen der Kennwiderstand R_k und der Serienwiderstand R_S deutlich größer sind als bei einem typischen LC-Resonanzkreis; ein Beispiel dafür sind Quarze. Oft muss man selbst in diesen Fällen noch eine zusätzliche Impedanztransformation vornehmen. Man verwendet dazu die in Abb. 26.8a gezeigten Anpassnetzwerke aus Abb. 23.22 und Abb. 23.23; damit werden die Widerstände r_e und r_a in niederohmigere Widerstände transformiert. Bei den Anpassnetzwerken kann man die Serien-Elemente mit den Elementen des Resonators zusammenfassen, so dass in praktischen Schaltungen nur die Parallel-Elemente ergänzt werden müssen, siehe Abb. 26.8b. In der Regel ist die Schwingkreisinduktivität L viel größer als die Serien-Induktivitäten L_{S1} und L_{S2} und die Schwingkreis Kapazität C viel kleiner als die Serien-Kapazitäten C_{S1} und C_{S2} ; dadurch ändert sich die Resonanzfrequenz nur geringfügig. In der Praxis wird meist die Variante mit zwei Parallel-Kapazitäten verwendet.

26.1.3 Schleifenverstärkung

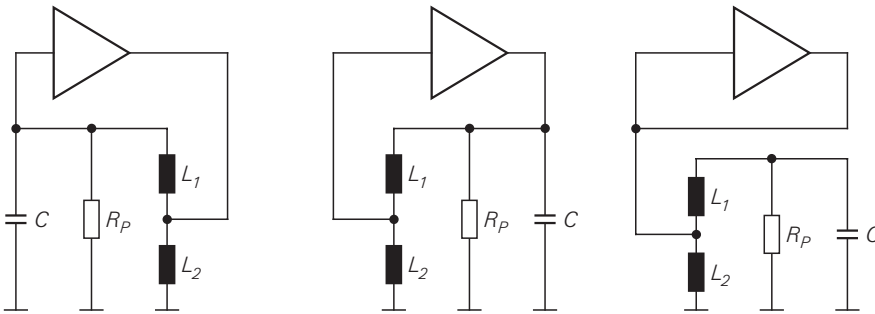
26.1.3.1 Berechnung bei Verstärkern ohne Rückwirkung

Zur Berechnung der Schleifenverstärkung (*loop gain*, LG) trennen wir die Schleifen in Abb. 26.6 an den gesteuerten Quellen auf, legen eine Spannung u_e an und berechnen die mitgekoppelte Spannung $u_{e,MK}$, siehe Abb. 26.9:

– Für die Schaltung mit Parallelschwingkreis erhalten wir mit $R'_P = R_P \parallel r_a \parallel r_e$:

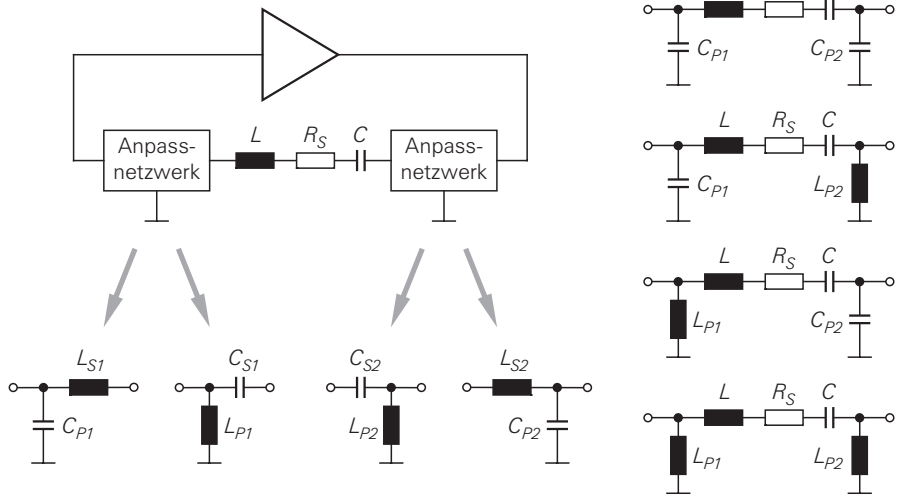


a kapazitive Ankopplung am Ausgang, am Eingang und beidseitig



b induktive Ankopplung am Ausgang, am Eingang und beidseitig

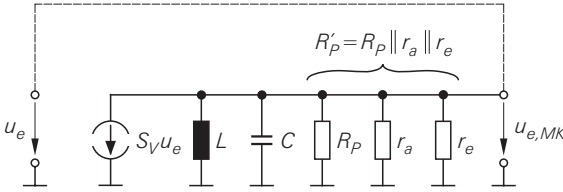
Abb. 26.7. Ankopplungen zur Verbesserung der Güte bei Parallelschwingkreisen



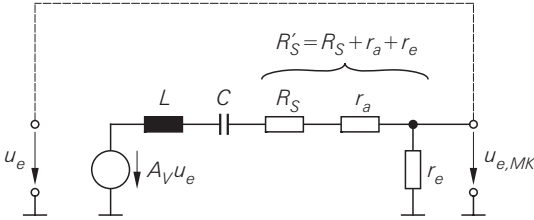
a Netzwerke zur Anpassung

b praktische Schaltungen

Abb. 26.8. Anpassnetzwerke zur Verbesserung der Güte bei Serienschwingkreisen



a mit Parallelschwingkreis



b mit Serienschwingkreis

Abb. 26.9.
Ersatzschaltbilder zur Berechnung der Schleifenverstärkung

$$LG(s) = \frac{\underline{u}_{e,MK}(s)}{\underline{u}_e(s)} = -\frac{S_V}{\frac{1}{sL} + \frac{1}{R'_P} + sC} \Rightarrow LG(j\omega_R) = -S_V R'_P \stackrel{!}{>} 1$$

Damit die Schleifenverstärkung $LG(j\omega_R)$ größer Eins wird, muss die Steilheit S_V einen negativen Wert mit $|S_V| > 1/R'_P$ haben.

– Für die Schaltung mit Serienschwingkreis gilt mit $R'_S = R_S + r_a + r_e$:

$$LG(s) = \frac{\underline{u}_{e,MK}(s)}{\underline{u}_e(s)} = \frac{A_V r_e}{sL + R'_S + \frac{1}{sC}} \Rightarrow LG(j\omega_R) = \frac{A_V r_e}{R'_S} \stackrel{!}{>} 1$$

Hier muss das Produkt aus der Verstärkung A_V und dem Spannungsteilerfaktor r_e/R'_S größer als Eins sein.

Typische Oszillatoren arbeiten mit einer Schleifenverstärkung $LG(j\omega_R) = 1,2 \dots 1,6$ (2...4 dB); dadurch wird ein sicheres Anschwingen gewährleistet.

Die Berechnung der Schleifenverstärkung ist hier einfach möglich, da wir rückwirkungsfreie Verstärker angenommen haben und deshalb die Schleifen an den Verstärkern auftrennen können, ohne die Impedanzverhältnisse zu verändern. Bei niedrigen Frequenzen und einem mehrstufigen Aufbau der Verstärker ist dies in der Regel möglich. Oszillatoren in nachrichtentechnischen Schaltungen werden jedoch meist bei hohen Frequenzen betrieben und müssen mit möglichst einfachen Verstärkern aufgebaut werden, um eine niedrige Stromaufnahme, geringes Rauschen und gut definierte Phasenverhältnisse zu gewährleisten; in diesem Fall muss die Rückwirkung berücksichtigt werden.

26.1.3.2 Berechnung bei Verstärkern mit Rückwirkung

Bei Verstärkern mit Rückwirkung kann man die Schleife nicht mehr einfach auftrennen, ohne die Impedanzverhältnisse zu verändern; dadurch ist eine direkte Berechnung oder Simulation der Schleifenverstärkung nicht mehr möglich. Man kann jedoch die *Schleifen-*

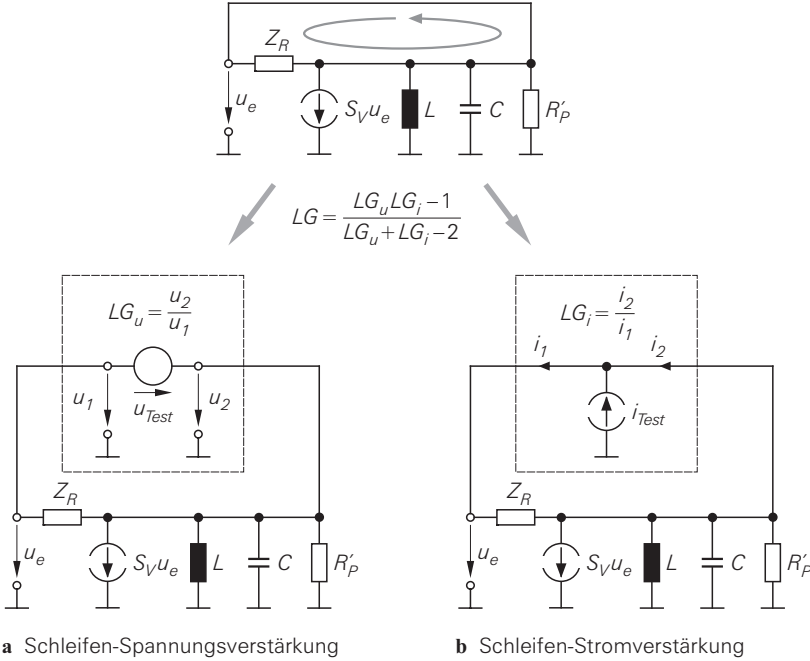


Abb. 26.10. Verfahren zur Berechnung oder Simulation der Schleifenverstärkung LG

Spannungsverstärkung LG_u und die Schleifen-Stromverstärkung LG_i getrennt ermitteln und daraus mit

$$LG = |LG| e^{j\varphi_{LG}} = \frac{LG_u LG_i - 1}{LG_u + LG_i - 2}$$

die Schleifenverstärkung berechnen. Abbildung 26.10 zeigt dies am Beispiel eines Oszillators mit Parallelschwingkreis und Rückwirkung über die Impedanz Z_R :

- Zur Bestimmung der Schleifen-Spannungsverstärkung LG_u wird eine ideale Spannungsquelle eingefügt, siehe Abb. 26.10a. Da die Quelle den Innenwiderstand Null hat, bleiben die Impedanzverhältnisse unverändert. Die Quelle erlaubt aber die getrennte Ausbildung der Spannungen u_1 und u_2 , aus denen man bei der gegebenen Orientierung den Zusammenhang

$$LG_u = \frac{u_2}{u_1}$$

erhält.

- Zur Bestimmung der Schleifen-Stromverstärkung LG_i wird an derselben Stelle ein Strom eingespeist, siehe Abb. 26.10b. Da die Stromquelle den Innenwiderstand Unendlich hat, bleiben die Impedanzverhältnisse ebenfalls unverändert. Die Quelle erlaubt hier die getrennte Ausbildung der Ströme i_1 und i_2 , aus denen man bei der gegebenen Orientierung den Zusammenhang

$$LG_i = \frac{i_2}{i_1}$$

erhält.

Man kann die Quellen an jedem beliebigen Punkt in der Schleife einfügen, muss dabei aber die Orientierung berücksichtigen. Wenn Unklarheit bezüglich der Orientierung besteht, muss man beide Richtungen prüfen und das betragsmäßig größere Ergebnis verwenden¹.

Die Berechnung der Schleifenverstärkung ist bereits bei sehr einfachen Oszillator-Schaltungen sehr aufwendig, da man aufgrund der hohen Frequenzen die vollständigen Hochfrequenz-Ersatzschaltbilder der Transistoren in den Verstärkern verwenden muss, um ausreichend genaue Aussagen über den Betrag und die Phase der Schleifenverstärkung zu erhalten. Wir sehen deshalb von einer rigorosen Berechnung ab und argumentieren im folgenden qualitativ; dazu beurteilen wir den Einfluss einzelner Schaltungselemente auf die Schleifenverstärkung mit Hilfe vereinfachender Annahmen und dimensionieren die Schaltung anschließend mit einer Schaltungssimulation.

26.1.3.3 Güte der Schleifenverstärkung

Aus der Phase φ_{LG} der Schleifenverstärkung kann man die Güte des Kreises inklusive Verstärker ermitteln; es gilt:

$$Q_{LG} = - \left. \frac{f_R}{2} \frac{d\varphi_{LG}}{df} \right|_{f=f_R} \quad \text{mit } \varphi_{LG} = \arg \{ LG \} \quad (26.5)$$

Diese Güte wird als *Lastgüte* (*loaded quality*) Q_L oder als *Betriebsgüte* Q_B bezeichnet. Wir bezeichnen sie als *Schleifengüte* (*loop quality*), um den Bezug zur Schleifenverstärkung zu betonen. Abbildung 26.11 zeigt als Beispiel den Betrag und die Phase der Schleifenverstärkung eines Oszillators mit einer Resonanzfrequenz $f_R = 100$ MHz und einer Schleifengüte $Q_{LG} = 50$.

Wenn man die Elemente der Schleife kennt, kann man die Schleifengüte direkt aus den Elementen berechnen; für die Schleifen in Abb. 26.9 gilt:

$$Q_{LG} = \begin{cases} R'_P \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{R'_P}{R_k} = \frac{R'_P}{R_P} Q = \frac{R_P \parallel r_e \parallel r_a}{R_P} Q & \text{Parallelkreis} \\ \frac{1}{R'_S} \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{R_k}{R'_S} = \frac{R_S}{R'_S} Q = \frac{R_S}{R_S + r_e + r_a} Q & \text{Serienkreis} \end{cases} \quad (26.6)$$

In den meisten Fällen wird die Güte durch den Verstärker reduziert: $Q_{LG} < Q$. Es kann aber auch $Q_{LG} > Q$ gelten, wenn der Verstärker bei der Resonanzfrequenz potentiell instabil ist ($r_e < 0$ oder $r_a < 0$). In der Schaltungssimulation wird die Schleifengüte mit (26.5) berechnet².

¹ Dieses Verfahren wird in [29.1] beschrieben. Wir haben für unsere Simulationen mit *PSpice* die Elemente *LG* und *LG-Modus* und ein Makro *LoopGain* zur Berechnung und Anzeige der Schleifenverstärkung erstellt, um das Verfahren bequem anwenden zu können. Da das Verfahren einige Einschränkungen besitzt und von der Orientierung abhängig ist, haben wir zusätzlich das verbesserte Verfahren aus [29.2] implementiert. Es arbeitet mit denselben Elementen, verwendet aber umfangreichere Gleichungen zur Berechnung der Schleifenverstärkung. Wir haben dazu das Makro *LoopGainFR* erstellt. In der Regel liefern beide Verfahren nahezu identische Ergebnisse. Die beiden Makros berechnen die Schleifenverstärkung mit Bezug auf eine Gegenkopplung, d.h. eine Phase von 0° (modulo 360°) entspricht einer Gegenkopplung und eine Phase von $\pm 180^\circ$ (modulo 360°) entspricht einer Mitkopplung.

² Für Simulationen mit *PSpice* haben wir ein Makro *Guete* erstellt. Die Anzeige der Schleifengüte erfolgt mit *Guete(LoopGain)*.

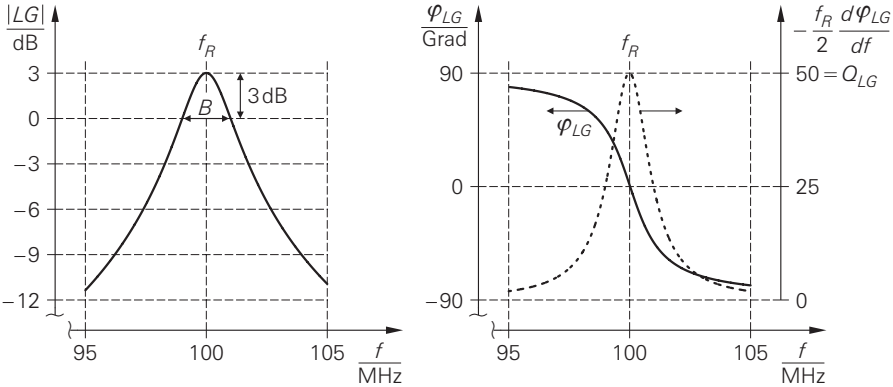


Abb. 26.11. Beispiel für die Schleifenverstärkung LG eines Oszillators mit einer Resonanzfrequenz $f_R = 100$ MHz und einer Schleifengüte $Q_{LG} = 50$

Die Ableitung $d\varphi_{LG}/df$ wird als *Phasensteilheit* bezeichnet und ist ein Maß dafür, wie stark sich die Resonanzfrequenz ändert, wenn in der Schleife eine zusätzliche Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ auftritt:

$$\Delta f_R \approx - \left(\left. \frac{d\varphi_{LG}}{df} \right|_{f=f_R} \right)^{-1} \Delta\varphi = \frac{f_R}{2Q_{LG}} \Delta\varphi$$

In der Praxis werden derartige Phasenverschiebungen durch Bauteiltoleranzen, temperaturbedingte Änderungen der Schleifenparameter oder Schwankungen der Versorgungsspannung verursacht. Eine hohe Phasensteilheit bzw. eine hohe Schleifengüte gewährleistet in diesen Fällen eine stabile Resonanzfrequenz.

26.1.3.4 Übertragungsfunktion und Zeitsignale

In der Umgebung der Resonanzfrequenz kann man die Schleifenverstärkung näherungsweise durch einen Bandpass 1.Grades beschreiben:

$$LG(s) \approx LG(j\omega_R) \frac{\frac{s}{Q_{LG}\omega_R}}{1 + \frac{s}{Q_{LG}\omega_R} + \frac{s^2}{\omega_R^2}} \quad \text{mit } \omega_R = 2\pi f_R \quad (26.7)$$

Wir setzen voraus, dass die Schleifenverstärkung bei der Resonanzfrequenz die Phase Null hat; dann ist $LG(j\omega_R)$ reell und größer Null.

Aus der Schleifenverstärkung erhält man die Übertragungsfunktion

$$H(s) = \frac{LG(s)}{1 - LG(s)} = LG(j\omega_R) \frac{\frac{s}{Q_{LG}\omega_R}}{1 + \left[1 - LG(j\omega_R) \right] \frac{s}{Q_{LG}\omega_R} + \frac{s^2}{\omega_R^2}}$$

und daraus mit Hilfe einer inversen Laplace-Transformation das zugehörige Zeitsignal

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}\{H(s)\} = c e^{\sigma t} \cos \omega t$$

mit:

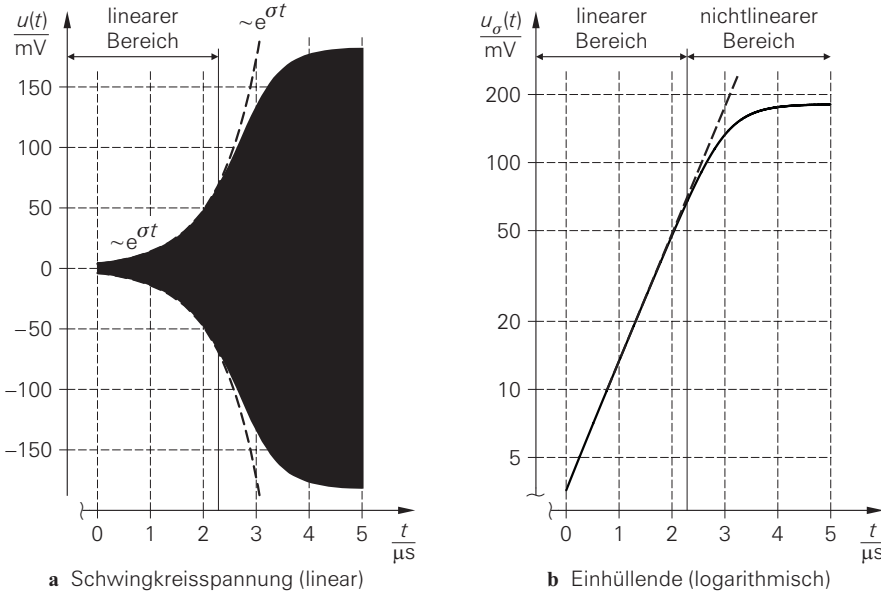


Abb. 26.12. Beispiel für den Einschwingvorgang der Schwingkreissspannung eines Oszillators mit $f_R = 100$ MHz. Für $t < 2,2 \mu\text{s}$ arbeitet der Oszillator im linearen Bereich.

$$\sigma = \omega_R \frac{LG(j\omega_R) - 1}{2Q_{LG}} \stackrel{LG(j\omega_R) \approx 1,4}{\approx} \frac{\omega_R}{5Q_{LG}} \quad (26.8)$$

$$\omega = \omega_R \sqrt{1 - \left(\frac{LG(j\omega_R) - 1}{2Q_{LG}} \right)^2} \stackrel{LG(j\omega_R) \approx 1,4}{\approx} \stackrel{Q_{LG} \gg 1}{\approx} \omega_R \quad (26.9)$$

Der Anfangswert c ist nicht weiter von Interesse. Solange der Oszillator im linearen Bereich arbeitet, sind die Wechselanteile sämtlicher Spannungen und Ströme proportional zu $h(t)$ und nehmen exponentiell mit der Wachstumskonstante σ zu. Für die Einhüllende erhält man bei halblogarithmischer Darstellung eine Gerade mit der Steigung σ :

$$h_{\sigma}(t) = c e^{\sigma t} \Rightarrow \ln h_{\sigma}(t) = \ln c + \sigma t \quad (26.10)$$

Mit zunehmender Aussteuerung gerät der Oszillator in den nichtlinearen Bereich und erreicht schließlich den stationären Zustand mit $LG(j\omega_R) = 1$ und $\sigma = 0$. Abbildung 26.12 verdeutlicht die Zusammenhänge.

Die Wachstumskonstante σ ist nach (26.8) umgekehrt proportional zur Schleifengüte Q_{LG} ; daraus folgt, dass die Dauer des Einschwingvorgangs etwa proportional zur Schleifengüte ist. Bei realen Schaltungen ist dieser Effekt in der Regel unkritisch, in der Zeitbereichssimulation von Oszillatoren mit sehr hohen Schleifengüten führt er aber zu sehr langen Simulationszeiten. Aus (26.9) folgt, dass die Frequenz während des Einschwingvorgangs geringfügig zunimmt und erst im stationären Zustand mit $LG(j\omega_R) = 1$ den Endwert ω_R erreicht. In der Praxis wird dieser Effekt jedoch meist durch nichtlineare Effekte im Verstärker überlagert.

Beispiel: Aus Abb. 26.12b entnimmt man im linearen Bereich $u_{\sigma}(t_1 = 0) \approx 3,5$ mV und $u_{\sigma}(t_2 = 2 \mu\text{s}) \approx 50$ mV; daraus folgt mit (26.10):

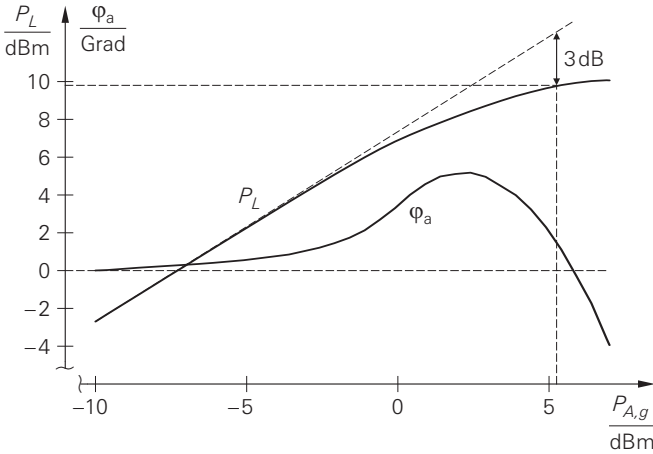


Abb. 26.13. Beispiel für das Verhalten eines Verstärkers bei Übersteuerung

$$\frac{u_\sigma(t_2)}{u_\sigma(t_1)} = \frac{c e^{\sigma t_2}}{c e^{\sigma t_1}} \Rightarrow \sigma = \frac{1}{t_2 - t_1} \ln \frac{u_\sigma(t_2)}{u_\sigma(t_1)} = 1,33 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

Mit $LG(j\omega_R) \approx 1,4$ und $\omega_R = 2\pi \cdot 100 \text{ MHz}$ erhält man aus (26.8) $Q_{LG} \approx 95$.

26.1.3.5 Schleifenverstärkung bei Übersteuerung

Typische Oszillatoren arbeiten mit einer Kleinsignal-Schleifenverstärkung im Bereich von 1,4 (3 dB). Da die Schleifenverstärkung im stationären Zustand den Wert Eins haben muss, nimmt die Amplitude zu, bis die jeweilige Verstärkungsgröße – die Steilheit S_V in Abb. 26.6a oder die Verstärkung A_V in Abb. 26.6b – entsprechend abgenommen hat; dabei gerät der Verstärker in die Übersteuerung.

Bei Übersteuerung ändern sich in der Regel *alle* Größen eines Verstärkers, also nicht nur die Verstärkungsgröße, sondern auch die Eingangs- und die Ausgangsimpedanz; dadurch kann sich im Extremfall ein völlig anderes Verhalten ergeben. Die Spannungen und Ströme sind nicht mehr sinusförmig, sondern enthalten mehr oder weniger starke Oberwellen. Die Größen des Verstärkers werden in diesem Fall aus den Grundwellen der Spannungen und Ströme berechnet. Im Idealfall nimmt bei Übersteuerung nur der Betrag der Verstärkungsgröße ab, während alle anderen Größen einschließlich der Phase der Verstärkungsgröße konstant bleiben; in diesem Fall erhält man im stationären Zustand dieselben Phasenverhältnisse und dieselbe Güte wie im Kleinsignalfall.

Das Verhalten des Verstärkers wird durch die AM/AM- und die AM/PM-Kennlinie beschrieben, siehe Abschnitt 24.4.2; das Beispiel aus Abb. 24.53 ist in Abb. 26.13 noch einmal dargestellt. Wenn man mit diesem Verstärker einen Oszillator mit einer Kleinsignal-Schleifenverstärkung von 3 dB aufbaut, nimmt die Amplitude soweit zu, bis die Verstärkung um 3 dB abgenommen hat. Der Verstärker würde demnach im stationären Zustand – beidseitige Anpassung bei der Resonanzfrequenz vorausgesetzt – mit einer Ausgangsleistung $P_L \approx 10 \text{ dBm}$ arbeiten. Die Phase φ_a weicht in diesem Fall um weniger als 2° von der Kleinsignal-Phase ab; damit ist der Verstärker in dieser Hinsicht vorbildlich.

Man muss demnach beim Entwurf eines Oszillators immer auch das Verhalten des Verstärkers bei Übersteuerung beachten und ggf. optimieren; dabei muss man vor allem darauf achten, dass die Schleifengüte möglichst erhalten bleibt.

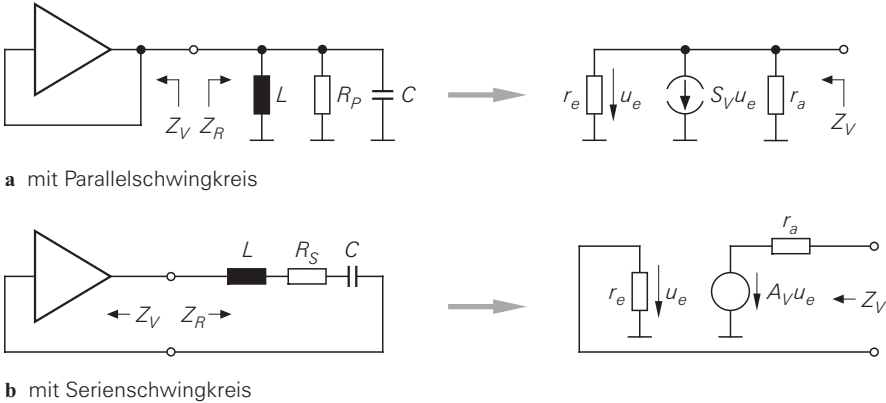


Abb. 26.14. Alternative Betrachtung der Schaltungen aus Abb. 26.6

26.1.3.6 Negative Widerstände

Man kann die Schaltungen aus Abb. 26.6 auch mit Hilfe von zwei Impedanzen darstellen, siehe Abb. 26.14; dabei ist $Z_V(s)$ die Impedanz des Verstärkers und $Z_R(s)$ die Impedanz des Resonanzkreises. Aus den einfachen Ersatzschaltbildern mit ohmschen Ein- und Ausgangswiderständen erhält man:

$$Z_V(s) = \begin{cases} \frac{1}{1/r_e + 1/r_a + S_V} & \text{Parallelschwingkreis} \\ r_a + r_e (1 - A_V) & \text{Serienschwingkreis} \end{cases}$$

Mit einer negativen Steilheit S_V mit ausreichend großem Betrag oder einer ausreichend großen Verstärkung A_V wird der Realteil der Impedanz Z_V negativ und wirkt als negativer Widerstand; dadurch wird der Widerstand des Resonanzkreises kompensiert. Wenn es eine Frequenz gibt, bei der die Impedanz $Z(s) = Z_V(s) + Z_R(s)$ die Bedingungen

$$\begin{aligned} \text{Re} \{Z(j\omega)\} &= \text{Re} \{Z_V(j\omega) + Z_R(j\omega)\} < 0 \\ \text{Im} \{Z(j\omega)\} &= \text{Im} \{Z_V(j\omega) + Z_R(j\omega)\} = 0 \end{aligned}$$

erfüllt, baut sich eine Schwingung bei dieser Frequenz auf. Mit zunehmender Amplitude geht der Realteil von $Z(j\omega)$ aufgrund der einsetzenden Übersteuerung gegen Null und man erhält eine ungedämpfte Schwingung.

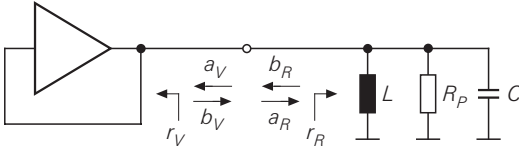
In der Praxis werden zur Berechnung und Messung die im Abschnitt 21.3 beschriebenen Wellengrößen a (einfallende Welle) und b (reflektierte Welle) und die Reflexionsfaktoren

$$r_R = \frac{b_R}{a_R} = \frac{Z_R - Z_W}{Z_R + Z_W}, \quad r_V = \frac{b_V}{a_V} = \frac{Z_V - Z_W}{Z_V + Z_W}$$

verwendet. Abbildung 26.15 zeigt dies für den Fall mit einem Parallelschwingkreis. Die einfallenden Wellen a_V und a_R entsprechen den reflektierten Wellen b_R und b_V ; dadurch erhält man eine Schleife mit der Reflexions-Schleifenverstärkung:

$$LG_r = r_R r_V$$

Auch hier muss der Betrag größer Eins sein und die Phase muss 0° (modulo 2π) betragen, damit sich eine Schwingung aufbauen kann.

**Abb. 26.15.**

Beschreibung eines Oszillators mit Wellengrößen und Reflexionsfaktoren

Diese alternative Betrachtung ist vor allem für diskret aufgebaute Oszillatoren im GHz-Bereich von Interesse. Der Verstärker besteht in diesem Fall aus einem HF-Transistor, der im instabilen Bereich betrieben wird und deshalb an einem der Anschlüsse einen Reflexionsfaktor r_V mit $|r_V| > 1/|r_R| > 1$ aufweist. Da die Phasenbeziehungen bei hohen Frequenzen von den Längen der Verbindungsleitungen abhängen und eine verlustlose Leitung nach Abb. 21.34 auf Seite 1157 eine Drehung des Reflexionsfaktors bewirkt, kann man die Phasenbedingung mit Hilfe der Länge der Verbindungsleitung zwischen Transistor und Resonanzkreis einstellen.

Die Reflexions-Schleifenverstärkung LG_r entspricht nicht der Schleifenverstärkung LG ; lediglich im eingeschwungenen Zustand sind die beiden Schleifenverstärkungen gleich:

$$LG_r = 1 \Rightarrow LG = 1$$

Wir werden deshalb diese alternative Betrachtung nicht verwenden.

26.1.4 LC-Oszillatoren mit zweistufigen Verstärkern

Wir betrachten zunächst LC-Oszillatoren mit zweistufigen Verstärkern. Bei diesen Oszillatoren sind die wichtigen Größen gut entkoppelt; wir können deshalb die Schleifenverstärkung leichter beeinflussen und einige wichtige Zusammenhänge übersichtlicher darstellen als bei den Oszillatoren mit einstufigem Verstärker, auf die wir anschließend eingehen.

26.1.4.1 Zweistufiger LC-Oszillator mit Parallelschwingkreis

26.1.4.1.1 Schaltung

Abbildung 26.16 zeigt einen einfachen, zweistufigen LC-Oszillator mit Parallelschwingkreis, den wir mit folgenden Überlegungen schrittweise aus Abb. 26.6a entwickelt haben:

- Wir gehen von einem Parallelschwingkreis mit einer Resonanzfrequenz $f_R = 100$ MHz aus. Die Elemente haben die Werte $L = 100$ nH, $C = 25$ pF und $R_P = 5$ k Ω ; die Güte beträgt $Q = 80$. Den Wert für C müssen wir später noch verringern, um die Kapazitäten des Verstärkers zu kompensieren. Man beachte, dass R_P nur ein Ersatzelement für die Verluste des Kreises ist; in der realen Schaltung ist dieser Widerstand nicht vorhanden.
- Bei einem Parallelschwingkreis muss der Verstärker hochohmig sein; wir verwenden deshalb als erste Stufe eine Kollektorschaltung mit dem Transistor T_1 als Impedanzwandler. Wir verbinden den Resonanzkreis hier nicht mit Masse, sondern mit der positiven Versorgungsspannung U_b ; dann ist auch die Basis von T_1 mit U_b verbunden und der Basisstrom fließt über die Induktivität L . Den Ruhestrom stellen wir mit einer Stromquelle I_0 ein.
- Als Stromquelle am Ausgang des Verstärkers verwenden wir eine Basisschaltung mit dem Transistor T_2 . Wir können den Kollektor direkt mit dem Schwingkreis verbinden; der Kollektorstrom fließt dann über die Induktivität L . Die Basis verbinden wir mit U_b und den Ruhestrom stellen wir wieder mit einer Stromquelle I_0 ein.

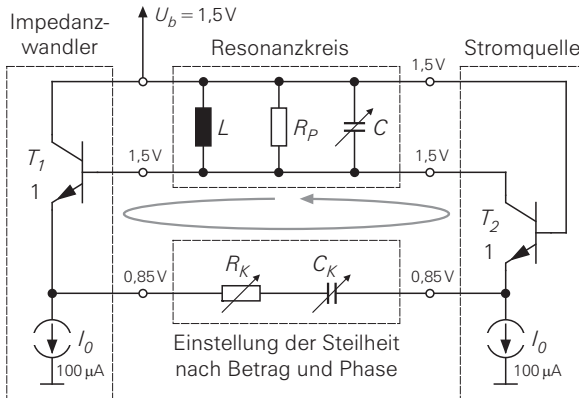


Abb. 26.16.
Zweistufiger LC-Oszillator
mit Parallelschwingkreis

- Die Steilheit S_V des Verstärkers stellen wir mit R_K und C_K ein. Ein Widerstand reicht hier nicht aus, da wir aufgrund der hohen Frequenz mit Phasennacheilungen in beiden Stufen rechnen müssen, die wir mit der Kapazität C_K kompensieren können. Für $f = 0$ sind die beiden Stufen entkoppelt und wir erhalten $S_V = 0$. Mit zunehmender Frequenz nimmt die Kopplung durch die abnehmende Impedanz von C_K zu; dadurch nimmt auch S_V zu. Wir erhalten demnach ein Hochpass-Verhalten mit einer positiven Phase.

Wir verwenden Transistoren mit den Parametern aus Abb. 4.5 und einem Ruhestrom $I_0 = 100 \mu\text{A}$. Die Arbeitspunktspannungen sind in Abb. 26.16 eingetragen.

26.1.4.1.2 Dimensionierung

Wir verzichten auf eine aufwendige Berechnung mit Hilfe eines Kleinsignalersatzschaltbilds und gehen direkt in die Schaltungssimulation. Wir haben drei variable Elemente – C , C_K und R_K – und müssen damit drei Größen einstellen: die Resonanzfrequenz f_R und den Betrag und die Phase der Schleifenverstärkung. Da die Resonanzfrequenz praktisch nicht von C_K und R_K abhängt, können wir die Dimensionierung problemlos durchführen:

- Wir beginnen mit $R_K = R_P$ und einem großen Wert für C_K ; damit wird das Betragsmaximum der Schleifenverstärkung kleiner Eins.
- Wir passen die Schwingkreis Kapazität C so an, dass der Betrag der Schleifenverstärkung bei der gewünschten Resonanzfrequenz $f_R = 100 \text{ MHz}$ maximal wird.
- Wir reduzieren C_K , bis die Phase der Schleifenverstärkung bei der Resonanzfrequenz zu Null wird.
- Wir variieren R_K und C_K gegensinnig, bis der Betrag der Schleifenverstärkung bei der Resonanzfrequenz etwa $3 \text{ dB} = \sqrt{2}$ beträgt und halten dabei die Phase auf Null.
- Geringfügige Änderungen der Resonanzfrequenz gleichen wir durch eine Nachjustierung von C aus.

Abbildung 26.17 zeigt die dimensionierte Schaltung, bei der wir die beiden Stromquellen aus Abb. 26.16 durch eine Stromquellenbank ersetzt haben.

Auf eine Darstellung der Schleifenverstärkung nach Betrag und Phase können wir verzichten, da man der Form nach immer die in Abb. 26.11 auf Seite 1498 gezeigten Verläufe erhält; lediglich die Beschriftung der Frequenzachsen und der Achse für die Phasensteilheit ändert sich. Bei der Auswertung der Schleifengüte mit (26.5) erhalten wir mit $Q_{LG} \approx 105$ einen Wert, der über der Güte des Resonanzkreises liegt. Wir haben

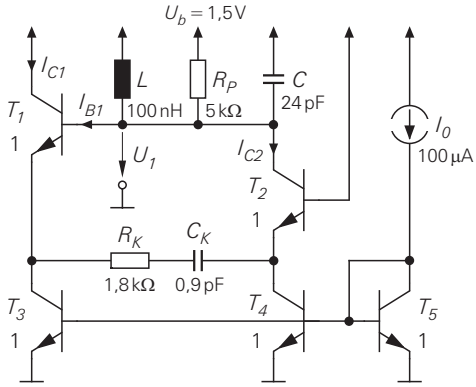


Abb. 26.17.
Dimensionierter zweistufiger Oszillator mit Parallelschwingkreis für $f_R = 100 \text{ MHz}$

bereits darauf hingewiesen, dass dies ein Hinweis darauf ist, dass der Verstärker potentiell instabil ist. Hier ist es die Kollektorschaltung mit dem Transistor T_1 , die aufgrund der kapazitiven Last, die sich aus C_k und der Kollektor-Substrat-Kapazität des Transistors T_3 ergibt, eine Eingangsimpedanz mit negativem Realteil besitzt und den Kreis entdämpft. Dieser Effekt ist prinzipiell hilfreich, kann aber problematisch werden, wenn sich dadurch weitere Resonanzstellen mit einer Schleifenverstärkung größer Eins ergeben; das ist hier jedoch nicht der Fall, wie eine Simulation der Schleifenverstärkung über den gesamten Frequenzbereich zeigt.

26.1.4.1.3 Signale

Abbildung 26.18 zeigt die Zeitverläufe der Schwingkreisspannung U_1 und Kollektorströme der Transistoren im eingeschwungenen Zustand. Wir müssen nun prüfen, durch welche Art der Übersteuerung die Schleifenverstärkung von 3 dB auf 0 dB reduziert wird. Zunächst stellen wir fest, dass die Amplitude der Schwingkreisspannung U_1 nicht so groß wird, dass die Kollektor-Basis-Dioden der Transistoren leitend werden. Da beide Transistoren im Arbeitspunkt mit $U_{BC,A} = 0$ betrieben werden und die Amplitude von U_1

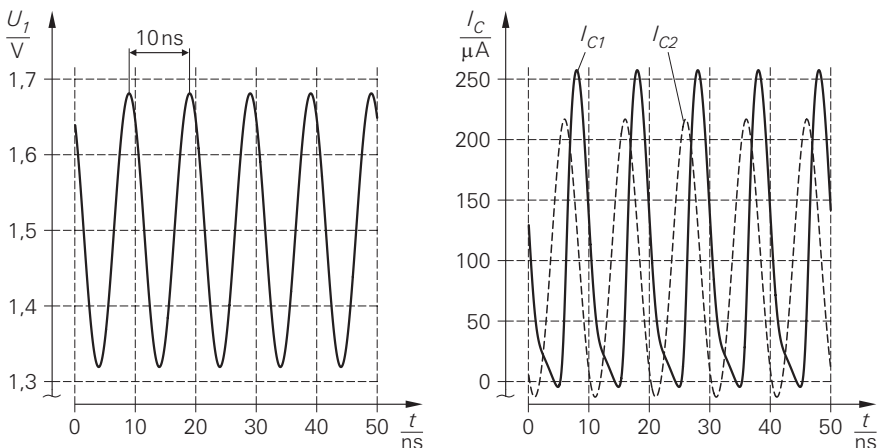


Abb. 26.18. Schwingkreisspannung U_1 und Kollektorströme der Transistoren für die Schaltung aus Abb. 26.17

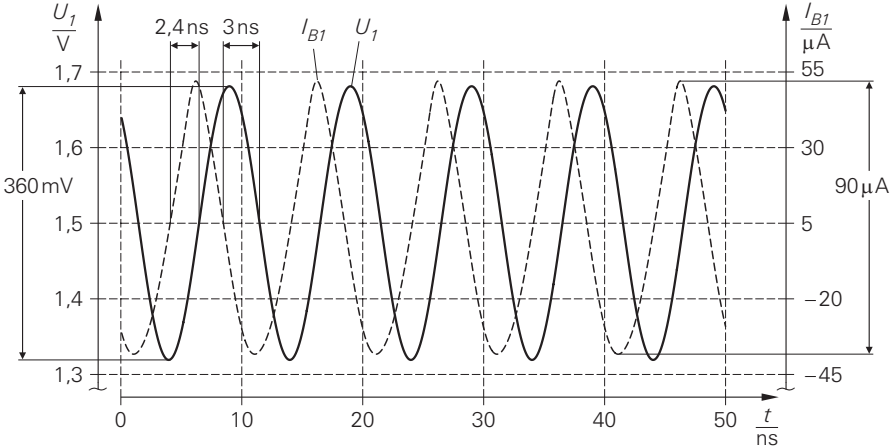


Abb. 26.19. Schwingkreisspannung U_1 und Basisstrom I_{B1} für die Schaltung aus Abb. 26.17

etwa 180 mV beträgt, gilt für beide Transistor $U_{BC} < 180$ mV; die Ströme der Dioden bleiben dabei noch vernachlässigbar klein. Diese Feststellung ist besonders wichtig, da die Kollektor-Basis-Dioden parallel zum Schwingkreis liegen und eine Begrenzung der Schwingungsamplitude durch diese Dioden eine starke Reduktion der Schleifengüte zur Folge hätte. Der Kollektorstrom I_{C2} ist sinusförmig, d.h. die Basisschaltung arbeitet nahezu linear; dagegen ist der Kollektorstrom I_{C1} der Kollektorschaltung nach unten begrenzt. Die Übersteuerung findet hier also in der Kollektorschaltung statt. Da der Basisstrom I_{B1} den Schwingkreis belastet, ermitteln wir mit Hilfe der in Abb. 26.19 gezeigten Zeitverläufe von U_1 und I_{B1} einen Schätzwert für die Großsignal-Eingangsdmittanz Y der Kollektorschaltung bei der Resonanzfrequenz; dazu bestimmen wir aus den Spitze-Spitze-Werten und den Abständen der Nulldurchgänge Schätzwerte für den Betrag und die Phase von Y :

$$|Y| \approx \frac{90 \mu\text{A}}{360 \text{ mV}} = 0,25 \text{ mS} \quad , \quad \arg\{Y\} \approx 360^\circ \cdot \frac{(2,4 \text{ ns} + 3 \text{ ns})/2}{10 \text{ ns}} \approx 97^\circ$$

Daraus folgt:

$$\begin{aligned} Y &\approx 0,25 \text{ mS} \cdot e^{j97^\circ} \approx (-0,03 + j0,25) \text{ mS} \\ &\approx -\frac{1}{33 \text{ k}\Omega} + j2\pi \cdot 100 \text{ MHz} \cdot 0,4 \text{ pF} \end{aligned}$$

Die Eingangsdmittanz entspricht einer Parallelschaltung eines negativen Widerstands mit $-33 \text{ k}\Omega$ und einer Kapazität mit $0,4 \text{ pF}$. Der Schwingkreis wird also auch im eingeschwungenen Zustand entdämpft, so dass wir bei diesem Oszillator außerordentlich günstige Verhältnisse bezüglich der Schleifengüte haben.

26.1.4.1.4 Auskopplung

Zur Auskopplung des Oszillatorsignals wird ein Pufferverstärker benötigt; dazu muss zunächst ein Punkt gewählt werden, an dem die Auskopplung erfolgen soll. Da sich die Kollektorschaltung als unkritisch bezüglich der Schleifengüte erwiesen hat, kann man z.B. einen Pufferverstärker verwenden, dessen erste Stufe ebenfalls aus einer Kollektorschaltung besteht, die direkt mit dem Schwingkreis verbunden wird, siehe Abb. 26.20a.

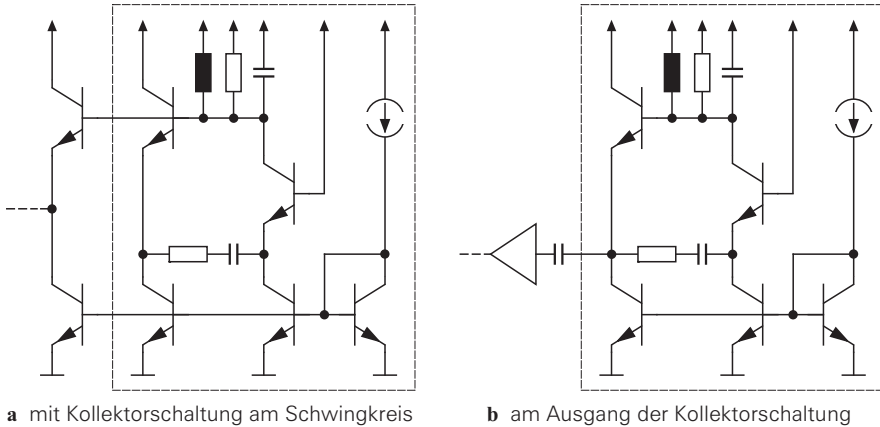


Abb. 26.20. Auskopplung des Oszillatorsignals

Alternativ kann man den Pufferverstärker direkt oder – wie in Abb. 26.20b gezeigt – über eine Koppelkapazität am Ausgang der Kollektorschaltung anschließen.

Durch die Eingangsimpedanz des Pufferverstärkers ändert sich die Schleifenverstärkung; deshalb muss man die Dimensionierung des Oszillators nach dem Entwurf des Pufferverstärkers anpassen. Ein guter Pufferverstärker muss folgende Eigenschaften haben:

- Die Eingangsimpedanz muss so hoch sein, dass man auch mit Pufferverstärker die erforderliche Schleifenverstärkung erzielen kann.
- Die Rückwirkung muss möglichst gering sein, damit die am Ausgang des Pufferverstärkers angeschlossenen Lasten (weitere Verstärker, Mischer, etc.) nur einen vernachlässigbar geringen Einfluss auf den Oszillator haben.
- Der Pufferverstärker darf das Übersteuerungsverhalten des Oszillators nicht negativ beeinflussen.

In der Praxis werden in der Regel mehrstufige Pufferverstärker mit Kollektorschaltungen zur Impedanzwandlung und Emitterschaltungen mit Kaskode oder Basisschaltungen zur Minimierung der Rückwirkung eingesetzt.

26.1.4.2 Zweistufiger Oszillator mit Serienschwingkreis

Wir haben bereits darauf hingewiesen, dass für einen Oszillator mit LC-Serienschwingkreis aufgrund des niedrigen Kennwiderstands von LC-Resonatoren ein extrem niederohmiger Verstärker erforderlich ist; deshalb wird diese Variante in der Praxis nur selten verwendet. Wir verwenden ersatzweise einen 10 MHz-Quarz-Resonator, um das Prinzip eines zweistufigen Oszillators mit Serienschwingkreis an einem praxisgerechten Beispiel zu erläutern. Wir bringen dieses Beispiel an dieser Stelle, weil wir den zweistufigen Verstärker, den wir im letzten Abschnitt verwendet haben, auch hier verwenden können, wenn wir den Resonator und das Netzwerk zur Einstellung der Schleifenverstärkung vertauschen. Damit erhalten wir die Schaltung in Abb. 26.21, bei der die Basisschaltung mit dem Transistor T_2 als niederohmige Eingangsstufe und die Kollektorschaltung mit dem Transistor T_1 als niederohmige Ausgangsstufe dient.

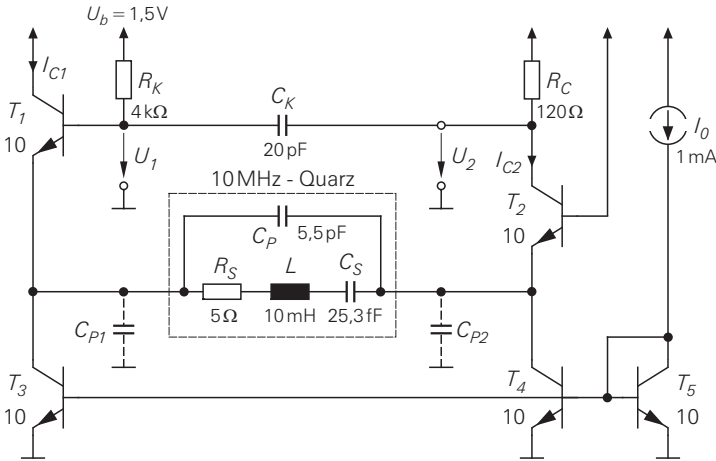


Abb. 26.21. Zweistufiger Oszillator mit Serienschwingkreis. Als Schwingkreis wird ein Quarz-Resonator verwendet.

Der Quarz-Resonator wird durch die Serienelemente $L = 10 \text{ mH}$, $C = 25,3 \text{ fF}$ und $R_S = 5 \text{ }\Omega$ sowie eine Parallelkapazität $C_P = 5,5 \text{ pF}$ beschrieben; wir gehen darauf im Abschnitt 26.3.1 noch näher ein. Aus den Serienelementen erhalten wir mit (26.3) die für Quarz-Resonatoren typische, sehr hohe Güte $Q \approx 126000$. Um den Verstärker niederohmiger zu machen, haben wir die Ruhestrome auf 1 mA erhöht; daraus folgt für die Basisschaltung $r_e \approx 1/S_2 = U_T/I_{C2,A} \approx 26 \text{ }\Omega$ und für die Kollektorschaltung $r_a \approx 1/S_1 = U_T/I_{C1,A} \approx 26 \text{ }\Omega$. Da wir damit die Bedingung $r_e + r_a < R_S$ noch nicht einhalten können, müssten wir die Ruhestrome weiter erhöhen oder eine der in Abb. 26.8b gezeigten Schaltungen zur Impedanztransformation verwenden, z.B. die Variante mit den Parallelkapazitäten C_{P1} und C_{P2} , die wir in Abb. 26.21 angedeutet haben. Wir verzichten hier auf diese Maßnahmen und nehmen eine Reduktion der Güte um eine Größenordnung in Kauf, damit die Schaltung mit vertretbarem Aufwand simuliert werden kann³.

Die Resonanzfrequenz ist durch den Quarz-Resonator sehr genau definiert, so dass wir auf eine Abstimmung der Resonanzfrequenz verzichten können. Mit R_K und C_K stellen wir die Schleifenverstärkung auf einen Maximalwert von 3 dB und Phase Null ein; die resultierenden Werte sind in Abb. 26.21 angegeben. Die Schleifengüte beträgt $Q_{LG} \approx 8700$.

Abbildung 26.22 zeigt die Spannungen und die Kollektorströme im eingeschwungenen Zustand. Man erkennt, dass die Spannung U_1 am Eingang der Kollektorschaltung der Spannung U_2 am Ausgang der Basisschaltung voreilt. Die Kollektorströme sind nahezu sinusförmig. Die Auskopplung des Oszillatorsignals kann am Ausgang der Kollektorschaltung oder am Ausgang der Basisschaltung erfolgen.

³ Die Zeitbereichssimulation von Oszillatoren mit sehr hohen Schleifengüten ist problematisch, da der Rechenaufwand linear bis quadratisch mit der Schleifengüte zunimmt: (1) die Dauer des Einschwingvorgangs ist etwa proportional zur Schleifengüte, so dass der zu simulierende Zeitabschnitt proportional zur Schleifengüte zunimmt; (2) mit zunehmender Güte muss die Schrittweite reduziert werden, damit die numerische Integration ausreichend genau erfolgt. Da man die erforderliche Schrittweite nur schwer vorhersagen kann – typische Werte liegen im Bereich von 100 Punkten pro Periode –, muss man mehrere Simulationen mit sukzessive reduzierter Schrittweite durchführen, bis man ein stabiles Ergebnis erhält.

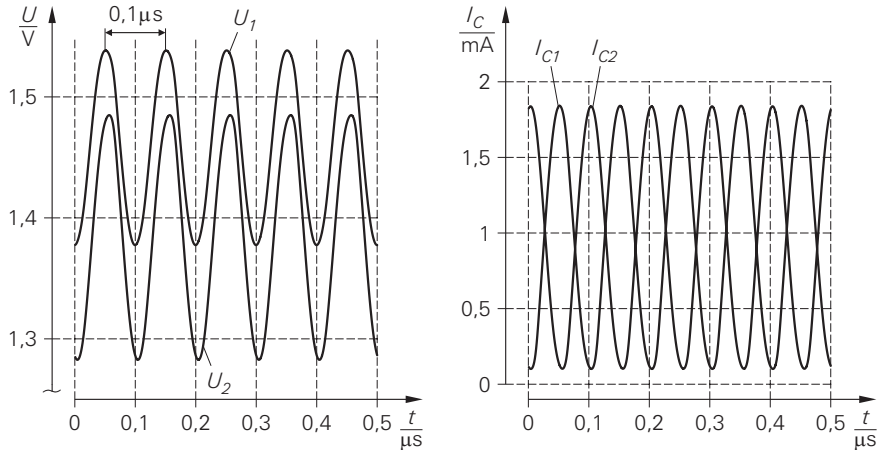


Abb. 26.22. Spannungen und Kollektorströme für die Schaltung aus Abb. 26.21

Die Begrenzung kommt hier dadurch zustande, dass die effektiven Steilheiten der Transistoren mit zunehmender Aussteuerung abnehmen; dadurch nimmt die Schleifenverstärkung ab. Mit abnehmenden Steilheiten nehmen aber die Widerstände r_e und r_a zu, so dass die Güte bei einer Schleifenverstärkung von 3 dB um den Faktor 1,4 reduziert wird. Bei Quarz-Resonatoren kann man dies in Kauf nehmen, vor allem dann, wenn man die Ruheströme weiter erhöht oder eine Impedanztransformation mit C_{P1} und C_{P2} vornimmt. Bei besonders hohen Anforderungen muss man eine Amplitudenregelung verwenden; wir gehen darauf im Abschnitt 26.5 noch näher ein.

26.1.4.3 Zusammenfassung der wichtigen Punkte

Wir fassen die wichtigen Punkte zusammen:

- LC-Oszillatoren werden bevorzugt mit Parallelschwingkreisen ausgeführt.
- Wir müssen die Schaltung so dimensionieren, dass die Schleifenverstärkung bei der gewünschten Oszillatorfrequenz (1) maximal wird, (2) etwa den Betrag $3 \text{ dB} = \sqrt{2}$ und (3) die Phase Null hat.
- Wir benötigen mindestens drei variable Elemente, um die drei Bedingungen erfüllen zu können. Bei Oszillatoren mit zweistufigem Verstärker ist die Einstellung der Frequenz sehr gut von der Einstellung des Betrags und der Phase der Schleifenverstärkung entkoppelt; im Gegensatz dazu gibt es bei den im nächsten Abschnitt beschriebenen Oszillatoren mit einstufigem Verstärker starke Abhängigkeiten.
- Wir müssen darauf achten, dass die Schleifengüte möglichst hoch wird; dazu müssen wir ggf. (1) die Ruheströme des Verstärkers anpassen, um günstigere Werte für die Eingangs- und/oder die Ausgangsimpedanz zu erzielen, (2) induktive oder kapazitive Ankopplungen verwenden oder (3) Anpassnetzwerke einsetzen.
- Eine ausreichend genaue Berechnung mit Hilfe eines Kleinsignalersatzschaltbilds ist nicht mit vertretbarem Aufwand möglich; deshalb erfolgt die Dimensionierung mit Hilfe einer Schaltungssimulation.
- Diese Vorgehensweise stellt sicher, dass der Oszillator schwingt. Sollte dies in der Zeitbereichssimulation nicht der Fall sein, fehlt entweder eine geeignete Anregung – die in realen Schaltungen durch das Rauschen gegeben ist – oder die Schrittweite ist

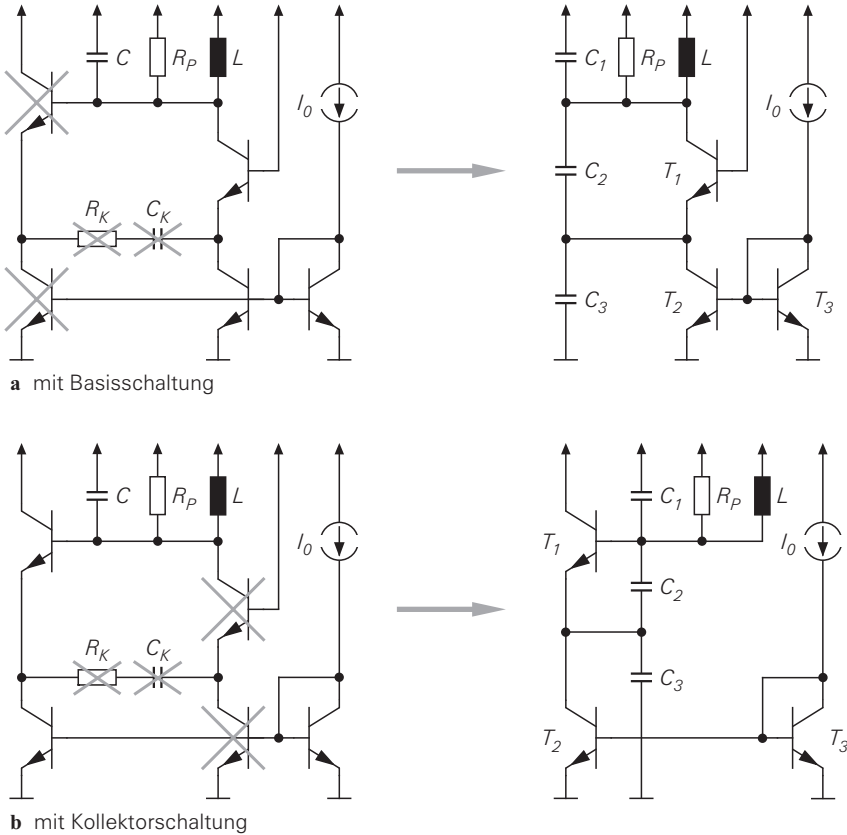


Abb. 26.23. LC-Oszillatoren mit einstufigen Verstärkern

zu groß. Wenn ein diskret aufgebauter Oszillator trotz erfolgreicher Simulation nicht schwingt, liegt dies in der Regel an einer unzureichenden Modellierung; vor allem bei hohen Frequenzen muss man für alle Elemente die Hochfrequenz-Ersatzschaltbilder verwenden.

- Das Übersteuerungsverhalten des Verstärkers muss analysiert werden. Die Begrenzung der Amplitude darf nicht zu einer starken Reduktion der Schleifengüte führen. Im Idealfall wird durch die Übersteuerung nur der Betrag der Schleifenverstärkung reduziert, während die Phase, die Güte und die Resonanzfrequenz gleich bleiben.

26.1.5 LC-Oszillatoren mit einstufigen Verstärkern

Die einstufigen Verstärker entsprechen den Grundschaltungen eines Transistors. Beim Bipolartransistor sind dies die Emitter-, die Kollektor- und die Basisschaltung, beim Feldeffekttransistor die Source-, die Drain- und die Gateschaltung. Wir verwenden im folgenden Bipolartransistoren, weisen aber darauf hin, dass man alle Schaltungen auch mit Feldeffekttransistoren aufbauen kann.

Die LC-Oszillatoren mit Basis- und Kollektorschaltung kann man gemäß Abb. 26.23 direkt aus dem Oszillator mit zweistufigem Verstärker aus Abb. 26.17 ableiten: