

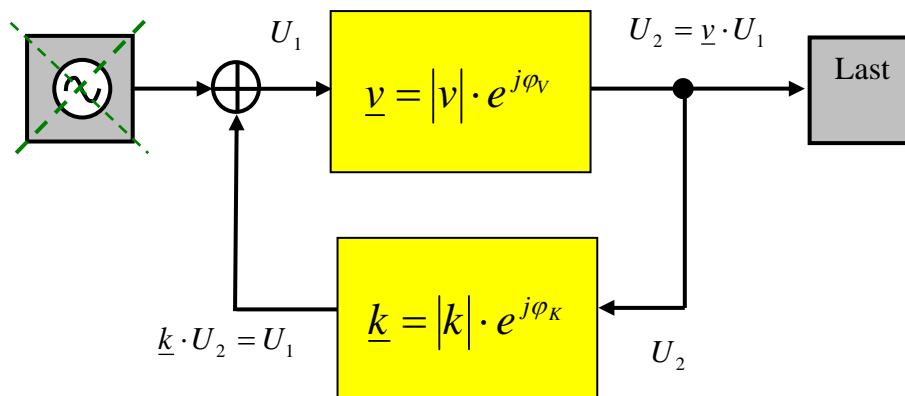
# Oszillatoren

Es werden in dieser Einführung zwei verschiedene Schaltungsstrukturen für Oszillatoren vorgestellt. Die erste Struktur ist der Vierpoloszillator, der aus einer Zusammenschaltung von aktivem Verstärkervierpol und passivem Rückkopplungsvierpol realisiert wird. Die zweite Struktur ist der Zweipoloszillator. Unter dieser Struktur werden die Oszillatoren betrachtet, bei denen durch einen parallel geschalteten negativen Leitwert ein Resonatornetzwerk entdämpft wird und dadurch ein Anschwingen ermöglicht wird.

## 1 Vierpoloszillatoren

### 1.1 Das lineare Modell zur Untersuchung des Anschwingens

Das rückgekoppelte System des Vierpoloszillators kann mit dem folgenden allgemeinen Blockschaltbild beschrieben werden:



Das Produkt der komplexen Zahlen  $\underline{k}$  und  $\underline{v}$  wird Schleifenverstärkung genannt.

Damit eine Schwingung einsetzt müssen zwei Bedingungen für die Schleifenverstärkung erfüllt sein.

Die Betragsbedingung für das Anschwingen:

$$|\underline{k}| \cdot |\underline{v}| > 1$$

und die Phasenbedingung:

$$\varphi_k + \varphi_v = n \cdot 2\pi$$

$$\text{mit } n \in \mathbb{G}$$

Werden beide Bedingungen erfüllt, dann wird die im Blockbild dargestellte Quelle überflüssig. Die Energie für das Eingangssignal des Verstärkerzweites wird vollständig vom Ausgang des Rückkoppelzweites  $\underline{k}$  geliefert. Während des Anschwingvorgangs wachsen die Amplituden von  $U_1$  und  $U_2$  von Periode zu Periode an, bis durch die Kompression des Verstärkerzweites die Spannungen begrenzt werden. Dieser eingeschwingene Zustand ist dann jedoch oft schon ein nichtlinearer Großsignalbetrieb bei dem am Ausgang des Verstärkerzweites Verzerrprodukte auftreten. Das muss gesondert untersucht werden. Zum Beispiel durch eine nichtlineare Simulation oder eine Spektrumanalyse der realen Schaltung.

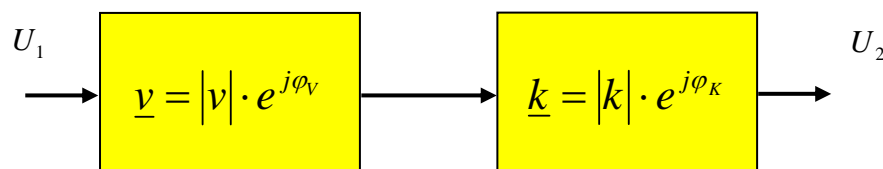
Im eingeschwungenen Zustand hat sich durch die Kompression des Verstärkerzweites dessen Verstärkung reduziert und für die Betragsbedingung gilt:

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

Die Phasenbedingung gilt weiterhin und muss in der oben dargestellten Form erfüllt werden. Um eine hohe spektrale Reinheit der erzeugten Schwingungen zu erzielen, wird versucht diese beiden Bedingungen nur für einen sehr kleinen Frequenzbereich zu erfüllen. Meist ist das Verstärkerzweitor zu breitbandig und deshalb wird versucht im passiven k-Netzwerk eine hohe Phasensteilheit zu realisieren. Die Phasensteilheit ist wie folgt definiert:

$$S_{\varphi_k} = \frac{d\varphi_k}{df}$$

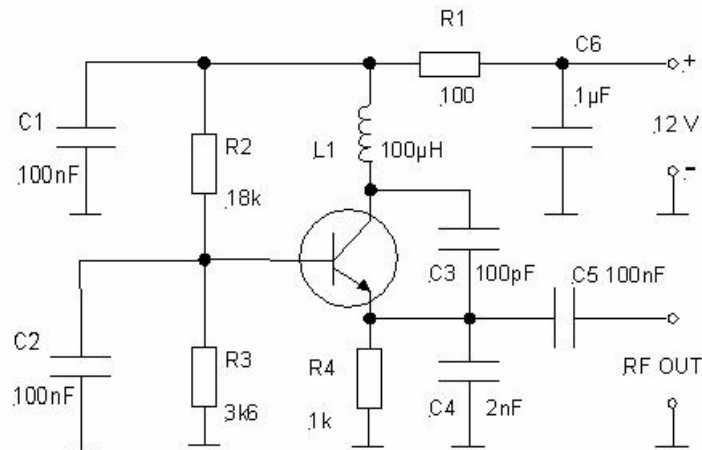
Das entspricht der Definition der Gruppenlaufzeit für das k-Netzwerk. Weiterhin wird angestrebt die Betragsbedingung möglichst nur für die Oszillationsfrequenz zu realisieren. Diese Forderung führt zu Bandfilterschaltungen für das k-Netzwerk. Zur Analyse der Anschwingbedingung wird die geschlossene Schleife des Blockschaltbildes gern aufgetrennt und das Verhalten der offenen Schleife analysiert (open loop approach). Wichtig dabei ist, dass die im geschlossenen Zustand vorher vorhandene Belastung an den beiden aufgetrennten Enden nachgebildet wird. Floß dort ein Strom, dann muss er durch Belastungen nachgebildet werden. Am vorteilhaftesten ist es, wenn man an einer Stelle auftrennen kann, wo ein sehr kleiner oder gar kein Strom fließt. Dann können die Enden offen bleiben:



Die Verstärkung der Zweitorkette entspricht jetzt der Schleifenverstärkung. Das ist auch ein wertvoller Hinweis für die Arbeit mit Simulatoren. Gibt es hier Schwierigkeiten mit der Simulation der Komplettschaltung durch Verletzung der Cramerschen Regel bei Matrixoperationen oder ähnliches, dann hilft oft ein Auftrennen und anschließendes Analysieren der offenen Schleife als Ersatzlösung.

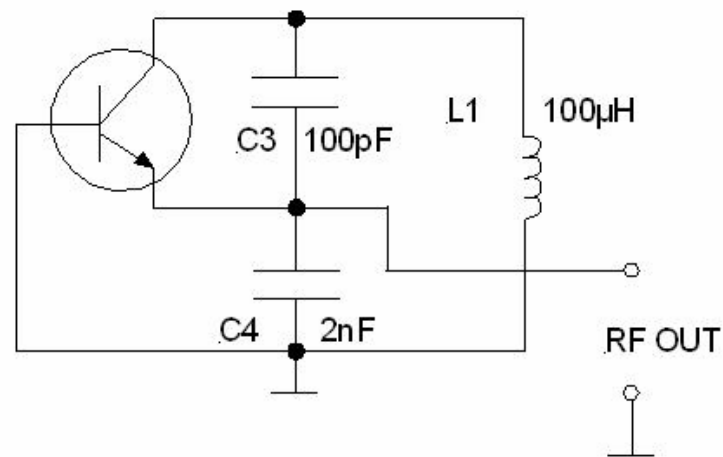
## 1.2 Analyse eines Colpittsoszillators für 1.6 MHz

Am Beispiel einer Eintransistorschaltung, die auch eine hohe Nachbausicherheit besitzt und mit einfachster Messtechnik in Betrieb genommen werden kann, wird die Schleifenverstärkung untersucht. Die Resonanzfrequenz des Beispieloszillators liegt je nach Aufbau bei ungefähr 1,6 MHz. Wird L1 abgleichbar ausgeführt, dann kann mittels Frequenzzähler ein genauer Abgleich vorgenommen werden. Die Transistorauswahl ist bei dieser Frequenz unkritisch. Mit einem BF254 funktionierte ein einfacher Versuchsaufbau auf einem Stückchen Universalleiterplatte ohne Schwierigkeiten im ersten Anlauf:



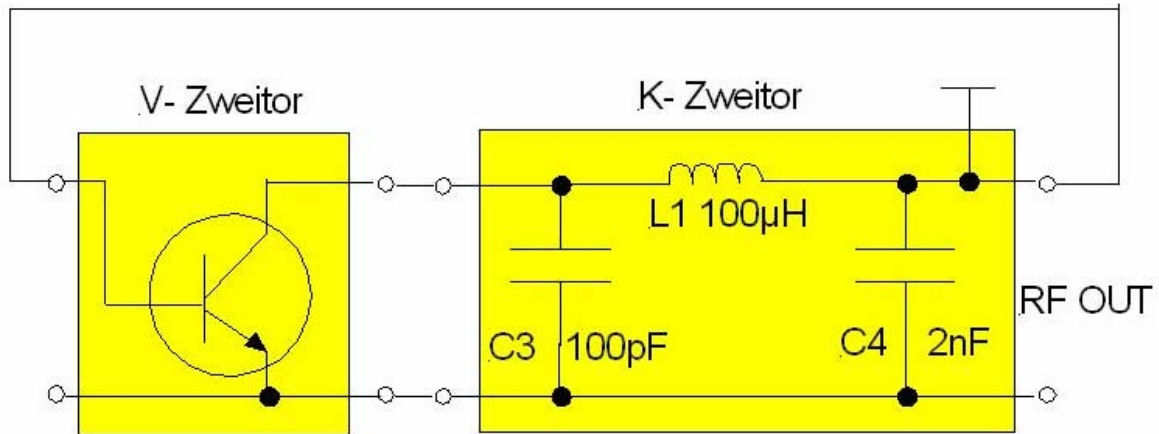
Wichtig für das Verständnis von Oszillatorschaltungen ist das geeignete Umzeichnen des Schaltbildes. Manchmal ist es sinnvoll das in mehrere Schritte aufzuteilen. Im ersten Schritt soll aus der oben dargestellten vollständigen Schaltung die HF Prinzipschaltung erstellt werden. Bei 1.6 MHz stellen C1, C2, C5 und C6 einen Kurzschluss für das HF Signal dar. Dadurch ist R3 durch C2 kurzgeschlossen und die Transistorbasis liegt auf der Schaltungsmasse. C1 legt den oberen Anschluss von L1 und R2 auf die Schaltungsmasse. R2 liegt dadurch parallel zu R3 und C2 und ist somit auch für das Signal kurzgeschlossen. Über C5 wird das HF Ausgangssignal ausgekoppelt. Der Blindleitwert von C4 ist vom Betrag her mehr als 10mal größer als der Wirkleitwert von R4. Dadurch bewirkt R4 kaum eine Änderung von Betrag und Phase im Emitterzweig. Deshalb kann auch R4 im HF Ersatzschaltbild entfallen.

Das HF- Prinzipschaltbild reduziert sich dadurch auf folgendes:



Die Reihenschaltung von C3 und C4 stellt die Kreiskapazität dar. Die Kollektor-Emitter-Kapazität des Transistors ( $C_{ce}$ ) liegt parallel zu C3 und vergrößert den wirksamen Wert der Gesamtkapazität zwischen den beiden oberen Kirchhoffknoten. Die Basis-Emitter-Kapazität des Transistors ( $C_{be}$ ) liegt parallel zu C4 und vergrößert die wirksame Gesamtkapazität zwischen den beiden unteren Kirchhoffknoten. Die Gesamtkapazität der kapazitiven Reihenschaltung ist in Resonanz mit L1. Es wird C3 groß gegenüber  $C_{ce}$  gewählt und C4 möglichst groß gegenüber  $C_{be}$ , damit der Transistoreinfluss auf den Resonator gering bleibt. Die Schaltung wird auch als kapazitive Dreipunktschaltung bezeichnet, da durch die drei übereinander dargestellten Kirchhoffknotenpunkte ein kapazitiver Spannungsteiler gebildet wird. Die Gesamtkapazität der kapazitiven Reihenschaltung ist in Resonanz mit L1. Das Verhältnis von C3 zu C4 legt das Übersetzungsverhältnis der Ankoppelung des Transistorsignaleingangswiderstandes an den Resonanzkreis fest. Durch die Ankoppelung verschlechtert sich die Güte des Kreises und damit auch seine Phasensteilheit. Letzteres verschlechtert wiederum die spektrale Reinheit der erzeugten Schwingungen.

Um eine Analyse der offenen Schleife durchzuführen empfiehlt sich ein erneutes Umzeichnen. Zielstellung dabei ist die Aufteilung der Schaltungselemente in aktives Verstärkerzweitor und passives Rückkoppelzweitor. Obwohl es vielleicht anders erscheinen mag, hat sich gegenüber dem HF –Prinzipschaltbild nichts geändert:

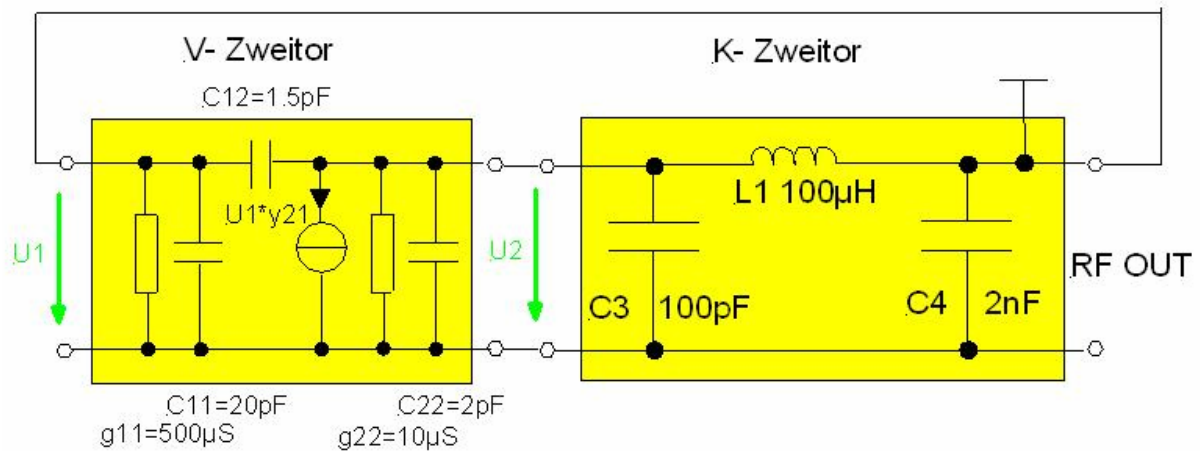


Als Erinnerung wurde die Masse der Gesamtschaltung an der oberen rechten Ecke des k-Zweitores belassen. Dem System Oszillator ist es jedoch völlig gleichgültig wo die Bezugsmasse der Versorgung zu liegen kommt. Wichtig ist die Lage der Bezugsmasse jedoch, wenn es um die Wahl eines geeigneten Auskoppelpunktes für die erzeugte Schwingungsenergie geht.

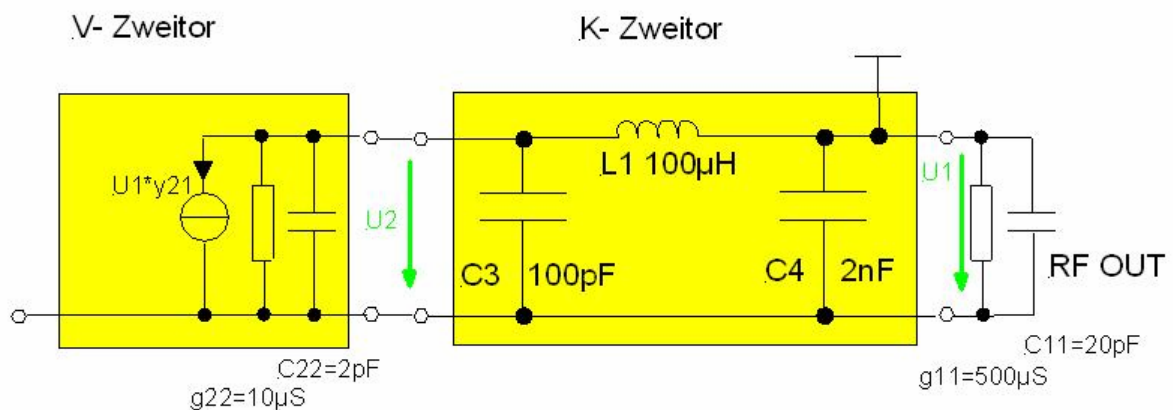
Wird das Transistorkleinsignalverhalten mit Leitwertparametern beschrieben, dann ist das K-Netzwerk in  $\pi$ -Form die richtige Wahl. Für den Dreipol Transistor gibt es grundsätzlich 3 Möglichkeiten wie er in das Verstärkerzweitor eingefügt werden kann. Der gemeinsame Pol am Aus- und Eingang des Zweitores kann entweder mit der Basis, dem Kollektor oder dem Emitter des Transistors beschaltet werden. Für jeden dieser drei Fälle existiert eine eigene Leitwertmatrix um das Verhalten des Transistors zu beschreiben. Für die oben dargestellte Ausrichtung des K- und V-Netzwerkes muss der Transistor mit der Leitwertmatrix für dessen Emitterschaltung beschrieben werden. Ein Beispiel für den unteren Frequenzbereich bis ungefähr 30MHz gültig sei für einen npn-Bipolartransistor gegeben:

$$Y_E = \begin{vmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0.5mS + j\omega \cdot 20pF & -j\omega \cdot 1.5pF \\ 40mS & 10\mu S + j\omega \cdot 2pF \end{vmatrix}$$

Das Verstärkerzweitor kann jetzt als formales Ersatzschaltbild, dessen Elemente durch die y-Parameter definiert sind dargestellt werden:

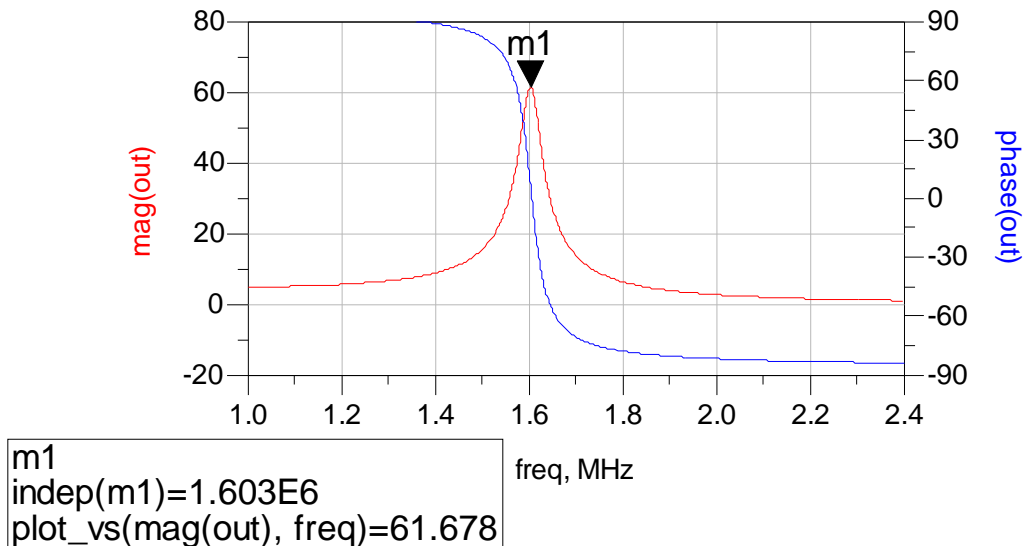


Würde die Schleife wie oben vorbereitet dargestellt an der Basis aufgetrennt, fließt an der Trennstelle durch den niedrigen  $r_{BE}=1/g_{11}$  bedingt doch ein recht großer Strom. Um die bereits angesprochene Belastungsnachbildung zu vermeiden ist es daher einfacher die Trennung zwischen der Basis und dem Kollektor innerhalb des formalen Ersatzschaltbildes vorzunehmen. Der  $y_{12}$  Leitwertbetrag ist sehr klein gegenüber dem Leitwertbetrag von  $L_1$ , welcher parallel dazu liegt. Daher ist der Zweigstrom durch  $C_{12}$  sehr klein und die Trennung bietet sich hier an.  $C_{11}$  und  $g_{11}$  liegen parallel zu  $C_4$  und werden an den Ausgang des K-Netzwerkes verlagert, da hier  $C_4$  und  $C_{11}$  zusammengefasst werden können. Die offene Schleife sieht dann wie folgt aus:



Das Ausgangssignal  $U_1$  ist zugleich die steuernde Größe für die links platzierte Transistorausgangsstromquelle.

Die Güte der Spule L1 sei 90 und die Güte der Kondensatoren C3 und C4 betrage jeweils 150. Das Ergebnis einer Simulation für den Frequenzgang der Schleifenverstärkung dieser Kleinsignalersatzschaltung sieht dann folgendermaßen aus:



Gut zu erkennen ist der recht steile Verlauf der blauen Phasenkurve in der Nähe der Resonanzfrequenz.. Dadurch wird sichergestellt, dass die Phasenbedingung von  $0^\circ$  Summe für K- und V-Netzwerk gemeinsam nur in einem sehr kleinen Frequenzbereich erfüllt wird. Der Oszillator wird dadurch bedingt nur in diesem Frequenzbereich schwingen.

### 1.3 Beispiele für Rückkopplungsarchitekturen

Werden im oben dargestellten HF Prinzipschaltbild die Kondensatoren C3 und C4 in Induktivitäten getauscht und L1 dafür als Kondensator ausgeführt, dann erhält man die induktive Dreipunktschaltung, auch Hartleyschaltung genannt. Gegenüber der Colpittsschaltung wurde in dieser Rückkopplungsarchitektur nur  $X_L$  mit  $X_C$  vertauscht. Von der Colpittsschaltung gibt es noch eine modifizierte Version: Die Clappschaltung. Da bei der Colpittsschaltung versucht wird die Kondensatoren groß gegenüber den parasitären Kapazitäten des Verstärkers auszuliegen muss im Gegenzug die Induktivität immer kleiner werden um die gleiche Resonanzfrequenz zu behalten. Durch Streuverluste der Spule kommt irgendwann die Grenze der Machbarkeit. Die Güte der Spule nimmt ab und damit die Selektivität und Phasensteilheit des K-Netzwerkes. Als Abhilfe wird bei der Clappschaltung in den Zweig der Spule ein zusätzlicher Kondensator in Reihe geschaltet. In der Folge kann das L wieder größer ausgelegt werden, da der Kondensator einen Teil des  $X_L$  wieder kompensiert. Eine weitere Rückkoppelarchitektur bei LC Oszillatoren ist die Meissnerschaltung. Es ist eine transformatorische Rückkoppelschaltung. Das K-Netzwerk besteht wieder aus einem Schwingkreis. Zur Realisierung der Rückführung wird das L jedoch durch eine zusätzliche galvanisch getrennte Wicklung transformatorisch angezapft. Die Phasendrehung im K-Netzwerk wird durch eine entgegengesetzte Wickelrichtung dieser Anzapfwicklung gegenüber der L-Wicklung erreicht. Der Meissneroszillator war die Form des Vierpoloszillators, die zuerst realisiert wurde.

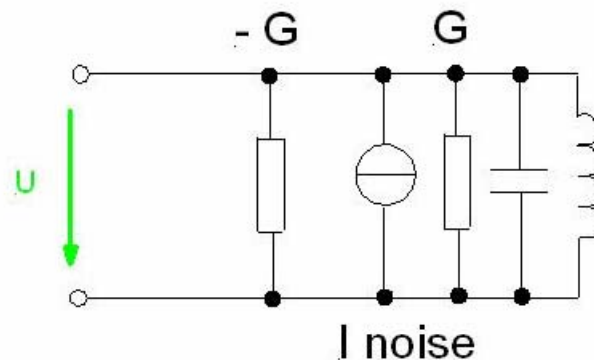
Alle angesprochenen Arten von LC-Oszillatoren lassen sich durch Einfügen von Quarzen in ihrer Güte und damit ihrer Frequenzselektivität erheblich verbessern. Bei seiner Serienresonanz weist der Quarz eine sehr kleine rein ohmsche Impedanz auf und gestattet so ein phasenreines Rückkoppeln an der Stelle wo er eingefügt wird. Wichtig ist für diesen Fall, dass das LC Rückkoppelnetzwerk eine kleine Güte aufweist, damit die Oszillatorfrequenz sicher innerhalb der Bandbreite dieses K-Netzwerkes zu liegen kommt und nicht daneben.

Eine weitere häufig verwendete Quarzschialtung ist die Pierceschialtung. Bei ihr wird die Spule der Colpittsschialtung durch den Quarz ersetzt. Sein Arbeitspunkt liegt bei dieser Schaltung zwischen der Serienresonanz und der Parallelresonanz des Quarzes. Da diese auf der Frequenzachse dicht beieinander liegen, liegt hier ein sehr steiler Anstieg des Quarzimpedanzverlaufes über der Frequenz. Ein Anstieg der Impedanz mit der Frequenz entspricht dem Verhalten einer Induktivität, so dass der Quarz die Induktivität ersetzen kann. Jedoch gleich welche Ausführungsform alle bisher dargestellten Schaltungen lassen sich bis ungefähr 100MHz realisieren. Darüber hinaus bereitet die Verwendung diskreter Spulen und Kondensatoren Probleme, da sich die dann sehr kleinen Werte schlecht in der notwendigen Güte realisieren lassen. Das trifft besonders für die Spulen zu.

Für den Mikrowellenbereich zum Beispiel um die 10GHz existieren dielektrische Resonatoren, die die HF Energie des Verstärkerzweites im K-Netzwerk kurz zwischenspeichern können und auf diese Weise eine hohe Gruppenlaufzeit ermöglichen. Zur Erinnerung: Eine Laufzeit oder Verzögerung im Zeitbereich des K-Netzwerkes entspricht einer Phasendrehung im Frequenzbereich. Die Umlaufzeit innerhalb der K\*V Schleife hängt dann auch von der Länge des Gesamtweges auf den Mikrowellenleitungen ab, den das Signal zurücklegen muss.

## 2 Zweipoloszillatoren

Zum Verständnis der Theorie stelle man sich einen gedämpften Parallelschwingkreis als passiven Zweipol vor. Wenn er durch einen negativen Wirkleitwert entdämpft werden könnte, dann würde aus der vorher gedämpft und daher abklingend verlaufenden Schwingung eine ungedämpfte andauernde Schwingung. Das Anschwingen geschieht aus dem Rauschen heraus, dargestellt durch die Rauschstromquelle:



Der passive Resonanzkreis bestimmt die Frequenz und kann im Mikrowellenbereich auch mit einem Leitungsresonator, dielektrischen Resonator oder einem kurzgeschlossenen Hohlleiter verwirklicht werden. Um den negativen Wirkleitwert zu realisieren benötigt man einen aktiven nichtlinearen Zweipol, der in seiner I-U-Kennlinie einen Bereich aufweist, wo die Funktion abfallend verläuft also die Ableitung negativ wird. Das entspricht dann einem negativen differentiellen Wirkleitwert. Einige spezielle Diodenarten wurden daraufhin optimiert. Zum Beispiel die Impatt-Diode und die Tunnel diode. Eine weitere Realisierung des negativen differentiellen Leitwertes ist über den Elektronentransfereffekt möglich. Nach seinem Entdecker wird er auch als Gunneffekt bezeichnet. Ein Gunnelement besteht aus homogenem GaAs oder InP, an das Gleichspannung angelegt wird. Durch Raumladungsinstabilitäten kommt es zur Ausbildung von sogenannten Dipoldomänen. Die Domäne wandert mit der Driftgeschwindigkeit durch den Halbleiter bis sie an der Anodenseite ihre Ladung nach außen abgeben kann. Durch die Periodizität dieser sich ständig wiederholenden Domänenbildung kommt es zur Oszillation.