

Induktiver Wirbelstrom-Aufnehmer mit temperaturkompensiertem Spulensystem

W.-J. Becker, Kassel

Übersicht: Induktive Abstandssensoren nach dem Wirbelstromprinzip, speziell induktive Näherungsinitiatoren, werden in der Steuerungs- und Regelungstechnik und in der Robotik im wesentlichen zur Erfassung des Nahbereichs von einigen Millimetern eingesetzt. Die zur Erzeugung eines Hochfrequenz-Magnetfeldes notwendige Spule ist hierbei meist in einem LC-Schwingkreis eines Oszillators eingebaut, wobei seine Amplitudendämpfung infolge des Wirbelstromes in einer elektrisch leitfähigen Steuerfahne ausgewertet wird. Die Meßeigenschaften werden im wesentlichen durch die Eigenschaften der Spule bestimmt. Mit einer Temperaturkompensation der Güte dieser Spule kann die Empfindlichkeit und Genauigkeit der Abstandsmessung verbessert werden. Am Beispiel eines induktiven Näherungsschalters wurden die theoretischen Ergebnisse überprüft.

Inductive eddy-current sensor with a temperature compensated coil system

Contents: Inductive displacement sensors working by the eddy-current method — especially inductive displacement switches — are used in control engineering and robotics mostly for measuring small distances of some millimeters. The high frequency magnetic field is generated by a coil that is usually part of a LC-resonant circuit of an oscillator. The de-attenuation of the oscillation amplitude by the eddy-current in an electrical conducting material is analysed. The characteristics of the measuring system is basically determined by the characteristics of the coil. The sensitivity and the accuracy of the displacement measurement can be improved by a temperature compensation of the coil quality. The theoretical results were verified by the testing of an inductive displacement switch.

1 Einleitung

In der Steuerungs- und Regelungstechnik werden in großem Maße elektronische Sensoren zur Abtastung nichtelektrischer Größen, besonders mechanischer Größen, eingesetzt.

Durch moderne Fertigungsmethoden, wie die Mikro-

elektronik, werden berührungslose und kontaktlose Sensoren immer preiswerter und in steigendem Maße eingesetzt. Die besonderen Vorteile sind

kontakt- und berührungsloses Erfassen der Meßgröße,
praktisch verzögerungsfreies Ansprechen,
Konstanz der Eigenschaften trotz Alterung,
Unempfindlichkeit gegen Erschütterungen, Staub,
Feuchtigkeit, chemisch aggressive Dämpfe sowie
die Wartungsfreiheit.

Elektronische Sensoren stehen heute in unterschiedlichster Ausführung zur Verfügung. Als Hauptforderung hat sich durchgesetzt, daß die Sensoren kontakt- und berührungslos arbeiten sollen. Lichtschranken, vor allem mit Infrarotlicht, werden angeboten, ebenso Hallgeber und Feldplatten, d. h. magnetisch steuerbare Halbleiter-Bauelemente, sowie in letzter Zeit auch Ultraschall-Reflexionssensoren. Die wichtigsten berührungslosen Abstandssensoren sind die induktiven Wirbelstrom- und Queranker-Aufnehmer zur Erfassung von Längen im Millimeterbereich und hier besonders die induktiven Näherungsinitiatoren.

Speziell induktive Näherungsinitiatoren, die bei einem vorher eingestellten Abstand den Zustand des Ausgangs ändern, sind besonders für Steuerungen mit hoher Schalzhäufigkeit geeignet.

2 Induktiver Wirbelstrom-Aufnehmer

Besonders induktive Wirbelstrom- und Queranker-Aufnehmer werden heute in großem Umfang zur Prozeß-Steuerung und -Überwachung eingesetzt. Diese stehen in den verschiedensten Bauausführungen für zahlreiche Anwendungsfälle zur Verfügung.

2.1 Arbeitsweise induktiver Wirbelstrom-Aufnehmer

Induktive Wirbelstrom- und Queranker-Aufnehmer sprechen beim Annähern von elektrisch leitenden und ferromagnetischen Gegenständen an [1–5, 10, 11]. Ein Wirbelstrom-Abstandssensor enthält i. a. einen Hochfrequenz-Oszillator mit einem LC-Schwingkreis, dessen Amplituden-Dämpfung infolge Flußverdrängung der Wirbelströme in einer leitfähigen Steuerfahne ausgewertet wird [5, 6]. Die Induktivität ist dabei als Spule mit einem gerichteten elektromagnetischen Hochfrequenz-Feld ausgebildet.

In Bild 1 ist die Prinzipschaltung eines Standard-Oszillators in einem handelsüblichen Näherungsschalter dargestellt. Das Funktionsprinzip entspricht dem eines Hartley-Oszillators. Die Diode dient zur Temperaturkompensation der Basis-Emitter-Strecke des Transistors; sie wirkt sich jedoch auch auf das Schwingverhalten aus, da sie in einer Richtung begrenzt.

Der Oszillator schwingt, je nach Größe der Spule bei Frequenzen zwischen 50 kHz und 1,5 MHz. Die Frequenz wird durch die Dimensionierung des Schwingkreises bestimmt. Die Rückkopplungswicklung ist transformatorisch mit der Schwingkreiswicklung gekoppelt, denn beide Wicklungen befinden sich auf einem Schalenkern.

Da dieser Schalenkern offen ausgeführt ist, schließt sich der magnetische Wechselfluß durch den Luftraum über den Spulen und stellt einen stark gescherten magnetischen Kreis mit großem Luftspalt (Streifeld) dar. Als Kern wird i. a. eine Schalenkernhälfte handelsüblicher Ferrit-Schalenkerne verwendet. Dadurch erhält man ein gerichtetes magnetisches Streufeld. Bringt man in das magnetische Streufeld einen elektrisch (gut) leitenden Gegenstand (eine sog. Steuerfahne), so bilden sich in ihm Wirbelströme aus, die dem Schwingkreis Energie entziehen, d. h., der Resonanzkreis wird bedämpft. Dadurch nimmt die Amplitude des Ausgangssignals des Oszillators ab. Mit einem Hochfrequenz-Gleichrichter, normalerweise

eine Diode mit Ladekondensator, wird die Hochfrequenzspannung des Oszillators gleichgerichtet.

Bei einem induktiven Näherungsinitiator wird diese Gleichspannung mit einem voreinstellbarem Vergleichssignal in einem Schwellwertdetektor (Komparator) verglichen, dessen Ausgangssignal zum Ansteuern eines Schalttransistors im Ausgang verwendet wird. Befindet sich die Steuerfahne in der Nähe des Schaltpunktes bzw. des Schaltabstandes, können geringste Änderungen eine Änderung des Schaltzustandes des Ausgangs bewirken. Um diesen undefinierten Schaltzustand zu vermeiden, wird der Schaltpunkt mit einer fest eingestellten Hysterese versehen. Hierzu dient ein Schmitt-Trigger zwischen Gleichrichter und Schaltstufe. Die Schaltendstufe ist zusätzlich mit einem Überlastschutz versehen, wobei i. a. der Schaltstrom mit einem niederohmigen Widerstand abgefragt wird. Zur Erhöhung der Schaltgenauigkeit wird die Hilfsenergieversorgung für die schaltpunktbestimmenden Schaltungsteile spannungsstabilisiert. Die Genauigkeit induktiver Sensoren ist besser als 0,1 mm. Hierbei hat die Dicke der Steuerfahne praktisch keinen Einfluß auf die Ansprechentfernung (Schaltabstand).

2.2 Oszillator

Der wesentliche Schaltungsteil eines induktiven Wirbelstrom-Aufnehmers ist der Oszillator. Wenn man die Eigenschaften des Sensors verbessern will, muß man hier ansetzen. Prinzipiell besteht ein Oszillator aus einem rückgekoppelten Verstärker. Oszillatoren, die einen LC-Schwingkreis aufweisen, sind in ihrem Verhalten stark von den Eigenschaften der verwendeten Bauelemente des LC-Schwingkreises abhängig. Die Güte und das Temperaturverhalten eines Kondensators sind mit modernen Technologien beherrschbar, so daß eine Spule im wesentlichen die Eigenschaften eines Schwingkreises bestimmt, d. h. die Güte und den Temperaturgang des Schwingkreises und eines damit aufgebauten Oszillators.

2.2.1 Spule

Die erzielbare Reichweite s (maximale Entfernung der Dämpfungsfahne von der Spule L) eines induktiven Näherungssensors hängt im wesentlichen von der Größe und Ausbildung der Spule L ab. Im Prinzip kann eine reine Luftspule verwendet werden. In der Praxis wird eine Luftspule nur in speziellen Anwendungsfällen eingesetzt, sondern man versucht durch geeignete Ferritspulenkörper dem elektromagnetischen HF-Feld eine bestimmte Richtung zu geben. Gebräuchliche Spulensysteme sind in Bild 2 dargestellt. Luftspulen oder Spulensysteme mit einer Feld-

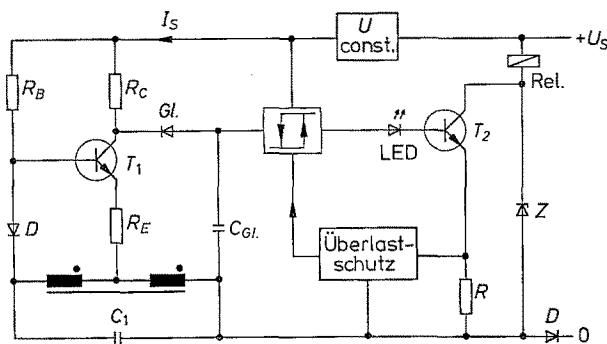


Bild 1. Prinzip eines induktiven Näherungsschalters

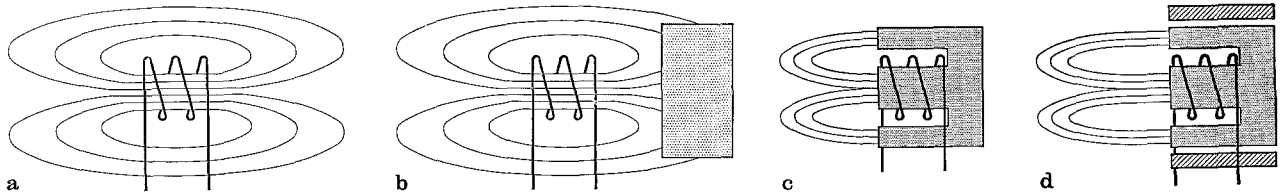


Bild 2 a—d. Beispiele für Spulen eines induktiven Näherungsschalters. **a** Luftspule, **b** Luftspule mit Feldplatte, **c** Spule mit Halbschalen-Ferritkern, **d** wie c jedoch mit zusätzlichem Abschirmring

platte werden i. a. nicht eingesetzt, da die Spule von mehreren Richtungen beeinflussbar ist. Es werden i. a. solche Spulensysteme verwendet, deren Vorzugsrichtung des Feldes stark ausgeprägt ist. Hierzu verwendet man rotationssymmetrische Schalenkerne, deren Vorzugsrichtung auf die offen liegenden Schenkel des Schalenkerns zeigt. Durch einen zusätzlichen, gut leitenden Abschirmring kann eine seitliche Streuung des elektromagnetischen Feldes reduziert werden.

2.2.2 Schaltabstand und Güte

Bild 3 zeigt das Verhalten der relativen Schwingkreisgüte Q/Q_{max} in Abhängigkeit vom Abstand s der Steuerfahne von der Spule eines Abstandssensors. Mit zunehmendem Abstand sinkt die nutzbare Änderung der relativen Schwingkreisgüte Q/Q_{max} rasch auf einen sehr kleinen Wert. Den normalen Arbeitsbereich legt man i. a. in den steilsten Bereich, z. B. bei $Q/Q_{max} \approx 0,5$, der erfahrungsgemäß bei $1/3$ des Spulendurchmessers s_L liegt. Vergrößert man den Abstand beispielsweise auf einen dreimal größeren Wert, so wird die Arbeitskurve sehr flach, d. h., der nutzbare Arbeitsbereich wird erheblich reduziert. Eine Auswertung ist ohne zusätzliche Maßnahmen praktisch nicht mehr möglich.

2.2.3 Temperaturverhalten der Güte

Der Einfluß der Umgebungstemperatur auf die relative Schwingkreisgüte Q/Q_{max} in Bild 4 zeigt, daß diese

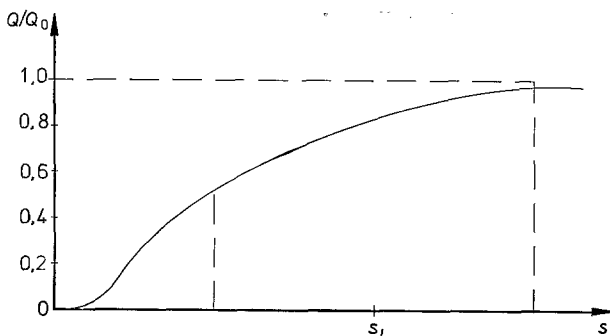


Bild 3. Güte in Abhängigkeit vom Schaltabstand

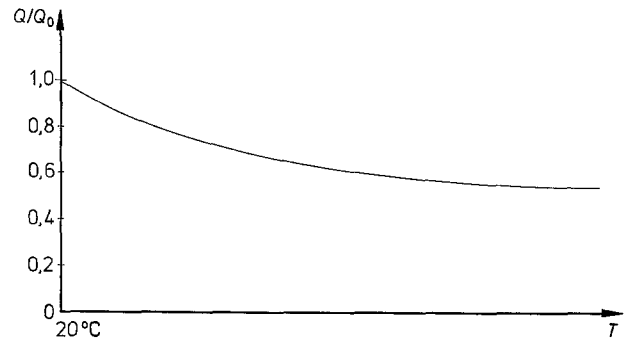


Bild 4. Temperaturabhängigkeit der Güte

mit steigender Temperatur abnimmt. Ein Vergleich mit Bild 3 läßt erkennen, daß bei größeren Abständen der Temperatureinfluß auf Q/Q_{max} größer werden kann, als die durch die Steuerfahne bewirkte Änderung.

3 Eigenschaften eines LC-Oszillators

Das wichtigste Bauteil eines induktiven Abstandssensors ist das Spulensystem des Schwingkreises; wobei die Qualität einer Spule hier das kritische Bauelement der Schaltung ist. Die anderen Bauelemente (wie Kondensator, Widerstände) sind mit modernen Technologien in weiten Grenzen beherrschbar. Das Maß für die Qualität eines Schwingkreises und damit einer Spule ist die Güte.

Zur Verbesserung der Eigenschaften eines induktiven Näherungssensors ist es naheliegend, die Eigenschaften des LC-Schwingkreises und hier speziell des Spulensystemes zu betrachten, um mit gezielten Maßnahmen eine Verbesserung der Meßeigenschaften zu erreichen.

Im folgenden soll für das Verständnis kurz auf den prinzipiellen Aufbau eines Oszillators mit einem LC-Schwingkreis (d. h. mit einer verlustbehafteten Spule) eingegangen werden. Besonders das Temperaturverhalten des Spulensystemes soll näher betrachtet werden.

3.1 Spulensystem

3.1.1 Güte und Verluste

Energiespeicherung in Spulen ist mit Verlusten verbunden. Die Verluste lassen sich im Ersatzschaltbild der Spule durch einen Verlustwiderstand berücksichtigen. Bei der Serienschaltung faßt man die Verluste in einem Verlustwiderstand R zusammen, der in Serie mit der verlustfreien Selbstinduktion L liegt und erhält für die komplexe Impedanz

$$\underline{Z} = \underline{X}_L + R = j\omega L + R.$$

Die Qualität, d. h. die Güte einer Spule, wird durch das Verhältnis der maximal gespeicherten Energie W_B zu der verbrauchten Verlustenergie W_R oder, bezogen auf eine Periodendauer T , durch das Verhältnis der maximal gespeicherten Blindleistung P_B zur verbrauchten Verlustleistung P_R dargestellt.

$$Q = \frac{W_B}{W_R} = \frac{P_B}{P_R} = \frac{\text{Im}(\underline{P})}{\text{Re}(\underline{P})} = \frac{X_L \underline{I}_B \underline{I}_B^*}{R \underline{I}_R \underline{I}_R^*}.$$

Da in diesem Fall der Strom durch Blindwiderstand X_L und Verlustwiderstand R derselbe ist, gilt hier für die Güte der Spule

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega L}{R}$$

bzw. für den Verlustfaktor

$$\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{R}{\omega L}.$$

Eine Luftspule hat Gleichstrom-Kupferverluste (R_{Cu}), Wirbelstrom-Verluste (R_W) und dielektrische Verluste der Wicklung (R_{CAP}). Bei Verwendung von Spulenkernen entstehen zusätzlich Restverluste im Kern mit Luftspalt (R_{KR}), Hystereseverluste (R_{KH}) und Wirbelstromverluste im Kern (R_{KW}). Für den Gesamtverlustwiderstand ergibt sich also

$$R_V = R_{Cu} + R_W + R_{CAP} + R_{KR} + R_{KH} + R_{KW}.$$

Für die Güte einer Spule gilt also

$$Q = \frac{X_L}{R_V} = \frac{\omega L}{R_V}$$

oder für den Verlustfaktor

$$\tan \delta = \frac{1}{Q} = \frac{R_V}{\omega L} = \frac{R_{Cu}}{\omega L} + \frac{R_W}{\omega L} + \frac{R_{CAP}}{\omega L} + \frac{R_{KR}}{\omega L} + \frac{R_{KH}}{\omega L} + \frac{R_{KW}}{\omega L}$$

bzw.

$$\tan \delta = \tan \delta_{Cu} + \tan \delta_W + \tan \delta_{CAP} + \tan \delta_{KR} + \tan \delta_{KH} + \tan \delta_{KW}.$$

Für die Ermittlung der Verlustanteile von Spulen rechnet man zweckmäßig mit den Verlustfaktoren, indem man die einzelnen Verlustfaktoren einfach addiert.

3.1.2 Kupferverluste

Bei niedrigen Frequenzen bis etwa 100 kHz überwiegen die Kupfer-Verluste (R_{Cu}). Bei höheren Frequenzen werden auch die dielektrischen Verluste (R_{CAP}) durch die Eigenkapazität der Spule und die Wirbelstromverluste (R_W) wirksam; letztere werden durch Verwendung von HF-Cu-Litze wesentlich reduziert.

3.1.3 Kernverluste (Permeabilität)

Die komplexe Permeabilität $\underline{\mu}$ kann oft mit Vorteil bei der Beschreibung der Kernverluste von Spulen und Transformatoren verwendet werden. Die Kernverluste lassen sich im Ersatzschaltbild der Spule durch einen Kern-Verlustwiderstand berücksichtigen. Mit Hilfe der Definition für die komplexe Permeabilität bei Serienschaltung

$$\underline{\mu} = \mu' - j\mu''$$

ergibt sich

$$\underline{Z} = j\omega L_0 \underline{\mu} = j\omega L_0 (\mu' - j\mu'') = j\omega L_0 \mu' + \omega L_0 \mu'',$$

wobei L_0 die Selbstinduktion der Spule ohne Kern ist.

Es ist also

$$L = L_0 \mu' \quad \text{und} \quad R_K = \omega L_0 \mu''$$

mit $R_K = R_{KR} + R_{KH} + R_{KW}$.

Der Verlustfaktor des Kernmaterials ist dann

$$\tan \delta_K = \frac{1}{Q_K} = \frac{R_K}{\omega L} = \frac{\mu''}{\mu'}.$$

Bei den Kernverlusten überwiegen bei Feldstärken bis etwa 10 A/m meistens die Restverluste R_{KR} . Der Hystereseverlustwiderstand R_{KH} nimmt dagegen mit wachsender Wechselfeldstärke zu.

Bei Näherungssensoren besteht das Spulensystem aus einer einseitig offenen Schalenkernhälfte, das deshalb einen stark gescherten magnetischen Kreis mit einem großen Luftspalt darstellt. Die Permeabilität der i. a. verwendeten Ferritwerkstoffe liegt zwischen $500 \geq \mu_i \geq 2500$. Induktivitätsmessungen der ge-

gescherten Spulen für Näherungsschalter mit Halbschalen-Ferritkern zeigen nur eine effektive Permeabilität von $2,5 \geq \mu_e \geq 5$, je nach Bauausführung. Dabei gilt

$$\mu_e = \frac{L \Sigma \frac{l}{A}}{\mu_0 N^2} = \frac{A_L \Sigma \frac{l}{A}}{\mu_0}$$

mit dem Induktivitätsfaktor $A_L = L/N^2$ und dem Formfaktor $\Sigma l/A$. Für eine Luftspule beträgt die effektive Permeabilität $\mu_e = 1$.

Für den Verlustfaktor aus den beiden wichtigsten Anteilen, dem Gleichstromwiderstand und dem Kernverlust, erhält man

$$\tan \delta = \frac{R_V}{\omega L} = \frac{R_V}{\omega L_0 \mu_e} = \frac{R_{Cu}}{\omega L_0 \mu_e} + \frac{R_{Ke}}{\omega L_0 \mu_e}$$

d. h. $\tan \delta = \tan \delta_{Cu} + \tan \delta_{Ke}$

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_{Cu}} + \frac{1}{Q_{Ke}}$$

Bei gescherten Kernen gilt

$$R_{Ke} = \frac{\mu_e}{\mu_i} R_K$$

Daraus ergibt sich ein Spulenverlustfaktor von

$$\tan \delta = \frac{R_{Cu}}{\omega L_0 \mu_e} + \frac{\mu_e}{\mu_i} \frac{R_K}{\omega L_0 \mu_e} = \frac{1}{\omega L_0} \left(\frac{R_{Cu}}{\mu_e} + \frac{R_K}{\mu_i} \right)$$

3.1.4 Temperaturgang

Als Arbeitsbereich (für Näherungsschalter) wird ein Temperaturbereich von -25°C bis $+75^\circ\text{C}$ angenommen.

Als relativen Temperaturkoeffizienten α bezeichnet man die relative Widerstandsänderung $\Delta R/R$ bei einer bestimmten Temperaturänderung ΔT

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \frac{\Delta R}{\Delta T}$$

a) Cu-Widerstand

Der Gleichstromwiderstand von Draht oder HF-Litze aus Kupfer ist temperaturabhängig. Der Temperaturkoeffizient beträgt

$$\alpha_{Cu} = 3,93 \cdot 10^{-3}/K$$

b) Spulenwicklung

Infolge thermischer Beeinflussung der Spulenwicklung (Änderung der Wicklungslagen u. dgl.) tritt ein Temperaturgang auf. Der Wert hierfür liegt erfahrungsgemäß bei

$$\alpha_{L_0} = \frac{1}{L_0} \frac{\Delta L_0}{\Delta T} = 50 \cdot 10^{-6}/K$$

c) Kern

Für Kerne mit Luftspalt reduziert sich der Temperaturkoeffizient auf

$$\alpha_{Ke} = \frac{\mu_e}{\mu_i} \alpha_K$$

d) Güte und Verlustfaktor

Für den Temperaturgang der Güte ergibt sich

$$\begin{aligned} \left\{ \frac{1}{Q} \frac{dQ}{dT} \right\} &= \left\{ \frac{1}{L_0} \frac{dL_0}{dT} \right\} - \frac{1}{R_{Cu} + R_{Ke}} \\ &\times \left[R_{Cu} \left\{ \frac{1}{R_{Cu}} \frac{dR_{Cu}}{dT} \right\} + R_{Ke} \left\{ \frac{1}{R_{Ke}} \frac{dR_{Ke}}{dT} \right\} \right] \\ &= \alpha_{L_0} - \frac{1}{R_{Cu} + R_{Ke}} [R_{Cu} \alpha_{Cu} + R_{Ke} \alpha_{Ke}] \\ &= \alpha_{L_0} - \frac{1}{R_V} [R_{Cu} \alpha_{Cu} + R_{Ke} \alpha_{Ke}] \end{aligned}$$

Der Temperaturgang wird im wesentlichen durch den Kupferwiderstand der Wicklung beeinflusst. Kupferwiderstand und Kernverlustwiderstand tragen in derselben Größenordnung zum Gesamtverlustwiderstand R_V bei. Daraus folgt, daß der Verlustwiderstand R_V bei der Arbeitsfrequenz gemessen werden muß, wenn man R_V als Referenz für eine Kompensation der Temperaturdrift verwenden will.

3.2 Schwingkreis

In Näherungssensoren wird i. a. ein Parallelschwingkreis eingesetzt.

3.2.1 Impedanz und Güte

In Bild 5 ist das Ersatzschaltbild mit einer verlustbehafteten Spule und einem Kondensator angegeben. Der Kondensator kann als verlustfrei angenommen werden, da seine Verluste i. a. um Größenordnungen geringer sind. Alle Verluste der Spule sind in einem Reihenwiderstand R der Spule zusammengefaßt. Die

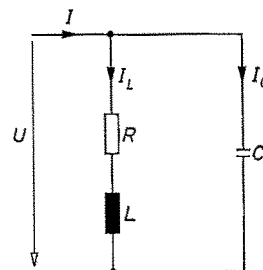


Bild 5. Ersatzschaltbild eines Schwingkreises mit verlustbehafteter Spule

Impedanz ergibt sich zu

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{1}{\frac{1}{\underline{X}_L + R} + \frac{1}{\underline{X}_C}} = \frac{R + j\omega L}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega RC}$$

$$Z = \sqrt{\frac{R^2 + (\omega L)^2 + \dots}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega RC)^2}}$$

$$\tan \varphi = \frac{\omega L}{R} \left\{ 1 - R^2 \frac{C}{L} - \omega^2 LC \right\}.$$

Die Resonanzfrequenz ω_r erhält bei $\varphi = 0$ zu

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{1 - R^2 \frac{C}{L}} = \omega_0 \sqrt{1 - R^2 \frac{C}{L}}$$

und

$$Z_r = \frac{L}{RC}.$$

Entsprechend ergibt sich dann für den verlustlosen Schwingkreis die Kennkreisfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Die Güte berechnet sich entsprechend Kap. 3.1 zu

$$Q = \frac{P_B}{P_R} = \frac{\omega L}{R}$$

mit

$$Q_r = \frac{\omega_r L}{R} = Q_0 \sqrt{1 - d^2}$$

und

$$Q_0 = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Mit der relativen Frequenz

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0}$$

und der Dämpfung

$$d = \frac{1}{Q_0} = R \sqrt{\frac{C}{L}}$$

findet man auf diese Weise die Normalform der Impedanz-Ortskurve (Bild 6)

$$\frac{\underline{Z}}{Z_r} = \frac{d^2 + jd\Omega}{1 + jd\Omega - \Omega^2} = \frac{d(d + j\Omega)}{1 + jd\Omega - \Omega^2}$$

mit den speziellen Werten

$$\Omega = 0; \quad \frac{\underline{Z}}{Z_r} = d^2; \quad \underline{Z} = Z_r d^2 = \frac{L}{RC} R^2 \frac{C}{L} = R \quad (\text{reell!})$$

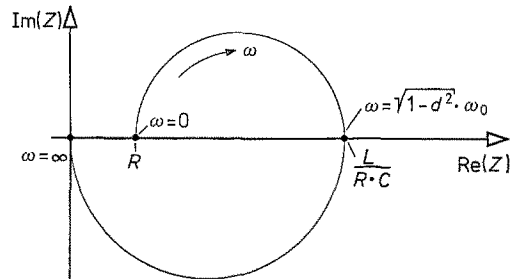


Bild 6. Frequenzgang-Ortskurve eines Schwingkreises mit verlustbehafteter Spule

$$\Omega = 1; \quad \frac{\underline{Z}}{Z_r} = \frac{d + j}{j} = 1 - jd$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{\omega_0}; \quad \frac{\underline{Z}}{Z_r} = 1; \quad \underline{Z} = Z_r = \frac{L}{RC} \quad (\text{reell!})$$

$$\Omega = \infty; \quad \frac{\underline{Z}}{Z_r} = 0; \quad \underline{Z} = 0.$$

3.2.2 Temperaturgang der Güte

Für den Temperaturgang der Güte ergibt sich allgemein

$$\begin{aligned} \left[\frac{1}{Q} \frac{dQ}{dT} \right] &= \left[\frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dT} \right] + \left[\frac{1}{L} \frac{dL}{dT} \right] - \left[\frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \right] \\ &= \left[\frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dT} \right] + \alpha_L - \alpha_R. \end{aligned}$$

Da der Schwingkreis immer in Resonanz betrieben wird, ändert sich auch die Resonanzfrequenz mit der Temperatur.

Aus

$$\omega^2 = \frac{1}{LC} - \left[\frac{R}{L} \right]^2 = \frac{1}{LC} [1 - d^2]$$

erhält man

$$\left[\frac{1}{\omega} \frac{d\omega}{dT} \right] = \frac{1}{2} \frac{2d^2 - 1}{1 - d^2} \alpha_L - \frac{d^2}{1 - d^2} \alpha_R$$

und damit

$$\begin{aligned} \left[\frac{1}{Q} \frac{dQ}{dT} \right] &= \frac{1}{2} \frac{2d^2 - 1}{1 - d^2} \alpha_L - \frac{d^2}{1 - d^2} \alpha_R + \alpha_L - \alpha_R \\ &= \frac{1}{1 - d^2} \left[\frac{1}{2} \alpha_L - \alpha_R \right] \\ &= \frac{Q_0^2}{Q_0^2 - 1} \left[\frac{1}{2} \alpha_L - \alpha_R \right]. \end{aligned}$$

Normalerweise ist $Q_0 \gg 1$, d. h.

$$\left[\frac{1}{Q} \frac{dQ}{dT} \right] = \frac{1}{2} \alpha_L - \alpha_R.$$

Die gegenläufigen Temperaturgänge kompensieren sich i. a. nicht, da der Anteil infolge des Ersatzwiderstandes R für die Kupfer- und Kernrestverluste gegenüber dem der Spule überwiegt.

3.3 Oszillator

Bild 7 zeigt die prinzipielle Anordnung eines Oszillators. Die allgemeine Schwingbedingung lautet

$$\underline{AK} = 1.$$

Daraus folgt die Amplitudenbedingung

$$AK = 1$$

und die Phasenbedingung

$$\varphi(\underline{A}) + \varphi(\underline{K}) = 0, 2\pi, \dots$$

3.4 Schlußfolgerungen

Die Güte und damit der Temperaturgang einer Spule ist eine komplex zusammengesetzte Größe, die bei verschiedenen Bauarten und sogar von Exemplar zu Exemplar starken Schwankungen unterworfen ist. Deshalb muß eine Kompensation bzw. Reduzierung des Temperaturganges mindestens für jede Spulenbauart getrennt vorgenommen werden. Weil Exemplarstreuungen während einer Serienfertigung nie zu vermeiden sind, müßte sogar jedes Exemplar individuell ausgemessen und kompensiert werden. Diese Methode ist bei einer Großserienfertigung wegen des hohen Aufwandes und der damit verbundenen Kosten nicht zu rechtfertigen.

Im folgenden soll ein möglicher Weg einer Kompensation des Temperaturganges aufgezeigt werden. Zum besseren Verständnis soll hierzu der Weg und die grundsätzlichen Überlegungen zur Herleitung der erforderlichen Schaltung und der Dimensionierung angegeben werden.

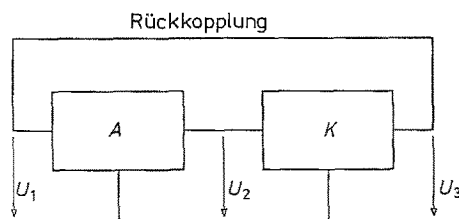


Bild 7. Prinzip eines Oszillators

4 Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Spulengüte [7]

Zur wesentlichen Vereinfachung wird das Rückkopplungsnetzwerk und der Verstärker eines Oszillators getrennt betrachtet. Diese Vorgehensweise wird dadurch gerechtfertigt, daß das wesentliche Bauelement in der Anwendung für einen Abstandssensor die temperaturabhängige Spule ist. Die Eigenschaften von Spulen jedoch sind nur schwer vorgebbar und nur mit großem Aufwand bestimmbar.

Deshalb sollen die Bedingungen für ein Rückkopplungsnetzwerk mit einer temperaturkompensierten Spulengüte untersucht und eine mögliche Schaltung angegeben werden. Die anderen Bauteile (Widerstände, Kondensatoren) können mit so guter Qualität eingesetzt werden, daß deren Temperaturabhängigkeit vernachlässigt werden kann.

4.1 Spule mit Rückkopplungswicklung

Im einfachsten Fall eines LC-Schwingkreises benötigt man eine Spule mit einer einzelnen Wicklung. Um nun eine zusätzliche Information – hier über den Gütezustand – der Spule zu erhalten, muß mit einer zusätzlichen Informationsquelle eine möglichst genaue Aussage hierüber gewonnen werden. Bei einer Spule wird man dies zweckmäßigerweise mit einer Hilfswicklung vornehmen. Eine zweite Wicklung kann nun als getrennte Wicklung oder mit einem gemeinsamen Punkt (Anzapfung o. ä.) aufgebracht werden.

Im vorliegenden Fall wurde ein Spulenaufbau mit zwei Wicklungen verwendet, die einen gemeinsamen Anschlußpunkt besitzen. Die Anordnung der Wicklungen erfolgt also elektrisch in Reihe. Als nächstes muß die induktive Kopplung zwischen den Spulenwicklungen untersucht werden. Die beiden Spulen können gleichsinnig (durch Verbinden von Spulenansfang der einen mit dem Spulenende der anderen) oder gegensinnig (durch Verbinden zweier Spulenansfänge) gewickelt sein.

Das Ersatzschaltbild sollte nun möglichst einen Zweig besitzen, in dem nur der Verlustwiderstand (d. h. der rein ohmsche Cu-Widerstand und der effektiv-ohmsche Kernverlust-Widerstand der komplexen Permeabilität) wirksam ist.

Wie Bild 8 zeigt, ist dies nur für die Gegenreihenschaltung zu erreichen. Durch die gegensinnigen Wicklungen reduziert die Gegeninduktivität $M = \sqrt{L_1 L_2}$ die wirksame Induktivität in den beiden Spulen zweigen. Das Ersatzschaltbild Bild 8c erhält man aus den aus Bild 8b hergeleiteten Gleichungen für die Gegenreihenschaltung zweier induktiv gekoppelter

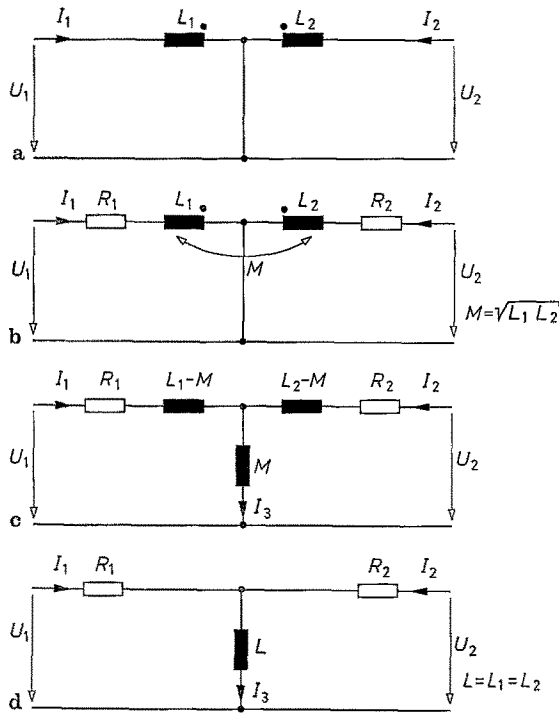


Bild 8a–d. Spule mit Rückkopplungswicklung

Spulen:

$$\underline{U}_1 = [R_1 + j\omega(L_1 - M)] \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_3$$

$$\underline{U}_2 = [R_2 + j\omega(L_2 - M)] \underline{I}_2 + j\omega M \underline{I}_3$$

mit $M = \sqrt{L_1 L_2}$, wenn der Kopplungsfaktor zwischen den beiden Spulen praktisch 1 ist.

Um nun in einem Zweig die wirksame Induktivität ganz zu unterdrücken, muß z. B. die Induktivität L_1 und die Gegeninduktivität M gleich groß sein.

$$L_1 = M$$

$$L_1 = \sqrt{L_1 L_2}$$

$$L_1 = L_2 = L.$$

Das erreicht man genau dann, wenn in unserem Fall die Induktivitäten der beiden Wicklungen gleich groß sind (Bild 8d). Die Übertragungsgleichungen reduzieren sich zu

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega L \underline{I}_3$$

$$\underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + j\omega L \underline{I}_3.$$

In der praktischen Ausführung erhält man eine solche Spule, wenn man die beiden Wicklungen bifilar auf einem gemeinsamen Spulenkern aufbringt.

4.2 Rückkopplungsnetzwerk

Ein geeignetes Rückkopplungsnetzwerk wird man zweckmäßigerweise in zwei Zweige aufteilen:

einen Grundanteil direkt auf den Verstärkereingang,

einen Anteil zur Temperaturkompensation über die Rückkopplungswicklung der Spule.

Beide Rückkopplungszweige müssen dann so dimensioniert werden, daß der Temperaturgang der Spule für einen großen Temperaturbereich möglichst weitgehend verschwindet. Eine Analyse möglicher Rückkopplungsnetzwerke zeigte nun, daß eine selbsttätige Temperaturkompensation nur für spezielle Netzwerke zu erreichen ist. Bisher konnte nur ein bestimmtes Netzwerk gefunden werden, das die obigen Forderungen erfüllt. Hier sind noch weitere intensive Arbeiten zur Entwicklung weiterer möglicher Netzwerke notwendig.

Bild 9a zeigt ein geeignetes Rückkopplungsnetz-

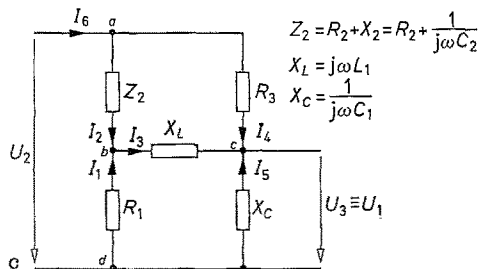
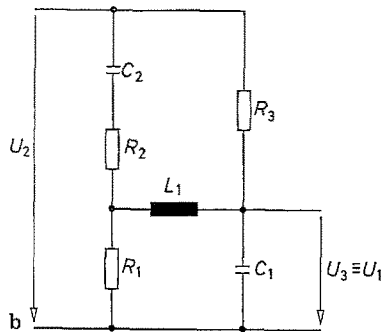
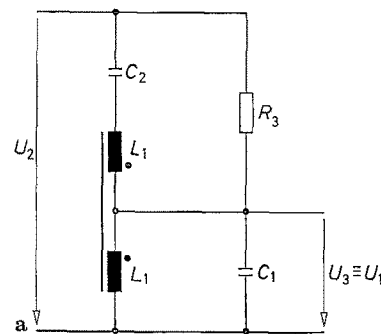


Bild 9a–c. Rückkopplungsnetzwerk

werk. Verwendet man die Spule nach Bild 8, erhält man das Ersatzschaltbild nach Bild 9b. Zur Vereinfachung der Netzwerkanalyse faßt man die einzelnen Zweige zweckmäßigerweise entsprechend Bild 9c zusammen.

4.2.1 Netzwerkanalyse

In Bild 9c sind die unbekanntenen Ströme in die einzelnen Zweige eingezeichnet. Insgesamt sind 5 unbekanntene Ströme \underline{I}_1 bis \underline{I}_5 zu bestimmen. Eine Netzwerkanalyse ergibt für die drei im folgenden interessierenden Ströme im LC-Schwingkreis

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_2}{\underline{D}} [\underline{X}_C(\underline{X}_L + \underline{Z}_2) + R_3(\underline{X}_C + \underline{X}_L)]$$

$$\underline{I}_3 = \frac{\underline{U}_2}{\underline{D}} [R_3R_1 - \underline{X}_C\underline{Z}_2]$$

$$\underline{I}_5 = -\frac{\underline{U}_2}{\underline{D}} [\underline{Z}_2(R_1 + \underline{X}_L) + R_1(R_3 + \underline{X}_L)]$$

mit

$$\underline{D} = (R_1 + \underline{Z}_2)(\underline{X}_L + \underline{Z}_2)\underline{X}_C + R_3R_1\underline{Z}_2 + R_3(R_1 + \underline{Z}_2)(\underline{X}_L + \underline{X}_C) - \underline{X}_C\underline{Z}_2^2$$

und

$$\underline{Z}_2 = R_2 + \underline{X}_2.$$

4.2.2 Güte

Für die Güte erhält man mit der oben erläuterten Definition aus dem Ersatzschaltbild nach Bild 9c

$$Q = \frac{P_B}{P_W} = \frac{\text{Im}(\underline{P})}{\text{Re}(\underline{P})} = \frac{\underline{X}_L}{R_1} \frac{\underline{I}_3 \underline{I}_3^*}{\underline{I}_1 \underline{I}_1^*} = \frac{\underline{X}_L}{R_1} \frac{(R_3R_1 + \underline{X}_C\underline{X}_2)^2 + (R_2\underline{X}_C)^2}{\underline{X}_C^2(\underline{X}_L - \underline{X}_2)^2 + (R_3[\underline{X}_L - \underline{X}_C] - R_2\underline{X}_C)^2}.$$

Dieser Ausdruck läßt sich mit den Abschätzungen für die Größenordnung der Bauteile vereinfachen.

$$Q_0 = \frac{\underline{X}_L}{R_1} \gg 1 \quad \text{und} \quad R_1 \approx R_2,$$

d. h. $\underline{X}_L \gg R_1, R_2$ und $\underline{X}_C \approx \underline{X}_L$ (Resonanzbedingung)

Wie das folgende zeigt, ist der eigentliche Rückkopplungszweig hochohmig gegenüber dem Schwingkreis

$$R_3, \underline{X}_2 \gg \underline{X}_L, \underline{X}_C.$$

Damit ergibt sich die Güte zu

$$Q = \frac{\underline{X}_L}{R_1} \left\{ \frac{R_3R_1}{\underline{X}_C\underline{X}_2} + 1 \right\}^2 = Q_0(\beta + 1)^2 \quad \text{mit}$$

$$\beta = \frac{R_3R_1}{\underline{X}_C\underline{X}_2} \quad \text{und} \quad Q_0 = \frac{\underline{X}_L}{R_1}.$$

4.3 Temperaturabhängigkeit der Güte

Die Bedingung für die Unabhängigkeit der Güte von der Temperatur läßt sich wie folgt formulieren:

$$\frac{\delta Q}{\delta T} = 0.$$

Berücksichtigt man nur eine Temperaturabhängigkeit des ohmschen Widerstandes der Spulenwicklung als größten Anteil, ergibt sich

$$\frac{\delta Q}{\delta T} = Q_0(\beta + 1)(\beta - 1)\alpha_R.$$

Dies ist jedoch keine Einschränkung für die Allgemeingültigkeit dieser Überlegungen.

Für

$$\beta = 1 \quad (\text{reelle Lösung für } Q > 0),$$

d. h.

$$R_3R_1 = \underline{X}_C\underline{X}_2$$

ist kein Temperaturgang der Spule bzw. des Schwingkreises mehr vorhanden.

Für die Güte der Spule ergibt sich hierbei

$$Q = Q_0(\beta + 1)^2 = 4Q_0,$$

d. h. eine Erhöhung auf das 4-fache gegenüber einer nichtkompensierten Spule. Es sind deshalb wesentlich bessere Eigenschaften des Näherungssensors zu erwarten.

Betrachten wir das Rückkopplungsnetzwerk als Brücke, so ist für diese Bedingung die Brücke nicht abgeglichen. Abgleich ist für $\beta = -1$ der Fall; hierbei ist jedoch $Q = 0$.

4.4 Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion des Rückkopplungsnetzwerkes beträgt

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2} = \underline{X}_C \frac{\underline{I}_5}{\underline{U}_2} = \underline{X}_C \frac{\underline{Z}_2(R_1 + \underline{X}_L) + R_1(R_3 + \underline{X}_L)}{(R_1 + \underline{Z}_2)(\underline{X}_L + \underline{Z}_2)\underline{X}_C + R_3(R_1 + \underline{Z}_2)(\underline{X}_L + \underline{X}_C) + (R_3R_1 - \underline{X}_C\underline{Z}_2)\underline{Z}_2}$$

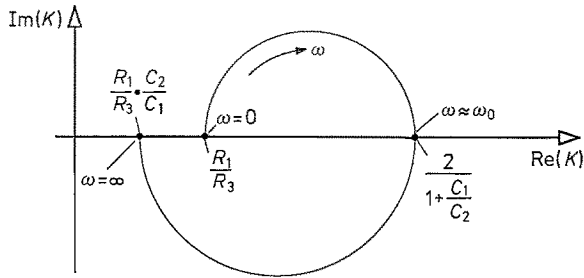


Bild 10. Ortskurve der Übertragungsfunktion K

und daraus die Normalform der Ortskurve näherungsweise zu

$$\underline{K} = \frac{R_1}{R_3} \frac{1 + jd' \sqrt{C_2/C_1} \Omega - (C_2/C_1) \Omega^2}{1 + j d \Omega - \Omega^2}$$

mit den Abkürzungen für die normierte Frequenz $\Omega = \omega/\omega_0$, die Kennkreisfrequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_1}$ und die Dämpfungen

$$d = R_1 \sqrt{\frac{C_1}{L}} + \frac{1}{R_3} \sqrt{\frac{L}{C_1}} \quad d' = R_3 \sqrt{\frac{C_2}{L}} + \frac{1}{R_1} \sqrt{\frac{L}{C_2}}$$

Das Verhalten des Mitkopplungsnetzwerkes ist das eines Bandpasses. An der reellen Polstelle des Nenners, d. h. an der Resonanzstelle des Parallelschwingkreises LC_1 , ergibt sich der spezielle Wert

$$\underline{K}|_{\omega=\omega_0} = \frac{R_1}{R_3} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{d'}{d} \approx \frac{2}{1 + C_1/C_2}$$

mit

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_0} = 1 + \frac{d^2}{4} \approx 1,$$

d. h., die Übertragungsfunktion K ist fast rein reell. Der Serienschwingkreis LC_2 ist sehr stark gedämpft und schwingt deshalb nicht an. Seine Frequenz liegt über der des Reihenschwingkreises

$$\omega'_0 = \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \omega_0, \quad \text{d. h.} \quad \omega'_0 > \omega_0,$$

da $C_1 > C_2$ wird.

5 Oszillator

Da die Übertragungsfunktion $\underline{K} = K$ fast rein reell ist, ist die Schwingbedingung ebenfalls nur mit einem Verstärker mit reeller Verstärkung $\underline{A} = A$ zu erfüllen.

5.1 Dimensionierung

Da die Schwingbedingung sowohl für den Realteil als auch für den Imaginärteil erfüllt sein muß, erhält man mit dem Ausdruck für die Übertragungsfunktion

die Dimensionierung der Bauteile. Die genaue Auswertung ergibt, daß nur eine bestimmte Verstärkung möglich ist.

$$A = \frac{1}{4} \left\{ \frac{R_2}{R_1} + \sqrt{\left[\frac{R_2}{R_1} \right]^2 + 8} \right\}.$$

Da die Verstärkung bei einem Oszillator

$$A > 1$$

sein muß, muß auch

$$R_2 > R_1$$

sein. Diese Bedingung zweier Spulen mit gleicher Induktivität und verschiedenen Verlustwiderständen läßt sich z. B. realisieren, wenn man für die Rückkopplungswicklung L_2 eine oder mehrere Adern einer HF-Litze verwendet. Für die Bauteile des Rückkopplungszweiges ergeben sich dann folgende Dimensionierungen

$$C_2 = \frac{C_1}{2A - 1}$$

und

$$R_3 = \frac{L}{R_1 C_2}.$$

5.2 Praktisches Beispiel

Das Bild 11 zeigt eine mögliche Oszillatorschaltung mit zwei komplementären Transistoren. Der zweite *pnp*-Transistor T_2 dient zur nochmaligen Phasendrehung um 180° gegenüber der Phasendrehung von T_1 , um insgesamt eine positive Verstärkung zu erhalten. Der Eingangswiderstand des Verstärkers sollte hochohmig und der Ausgangswiderstand niederohmig

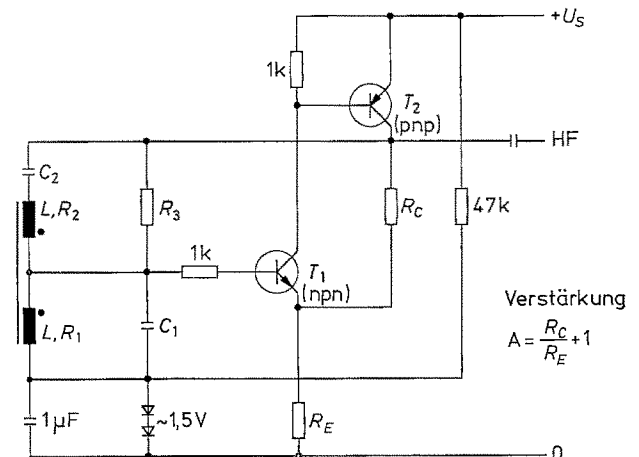


Bild 11. Beispiel für einen Oszillator

gegenüber dem Mitkopplungsnetzwerk sein, damit die oben durchgeführte Berechnung ihre Gültigkeit behält. Die beiden Dioden in Durchlaßrichtung dienen zum Erzeugen der Basis-Emitter-Vorspannung von T_1 und gleichzeitig zur Kompensation der Temperaturdrift der beiden Basis-Emitter-Strecken.

Mit einem Schalenkern 7,4 mm $\varnothing \times 3,9$ mm (FXC 3D3 von Valvo) und einer Spule von 32 Windungen mit HF-Litze $10 \times 0,05$, davon 1 Litzendraht als Mitkopplungswicklung ergibt ein gemessenes Widerstandsverhältnis

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{3,18\Omega}{0,56\Omega} = 5,67 \text{ (bei 1 MHz).}$$

Daraus berechnet sich die Verstärkung

$$A = 3$$

d. h.

$$\frac{R_C}{R_E} = 2(R_C = 600\Omega, R_E = 300\Omega).$$

Die Schwingfrequenz war etwa 1 MHz ($L_1 = 23 \mu\text{H}$, $C_1 = 1 \text{ nF}$).

Daraus ergibt sich die Mitkopplungsdimensionierung zu

$$C_2 = 200 \text{ pF} \quad \text{und} \quad R_3 = 200 \text{ k}\Omega.$$

Tabelle 1. Temperaturdrift des Schaltabstandes s von drei induktiven Näherungsschaltern mit temperaturkompensiertem Spulensystem im Vergleich zu einem nach DIN 19234 mit dem Schaltabstand s_n

Näherungs- schalter	Temperatur T in $^\circ\text{C}$	s in mm	$\frac{s}{s_n}$	$\frac{\Delta s}{s}$ in %	$\frac{1}{s} \frac{\Delta s}{\Delta T}$ in $10^{-4}/\text{K}$
DIN	70			-10	-21
	23	4,0	1	0	
	-25			+10	-21
Aufbau 1	70	5,93		-2,1	-4,6
	23	6,06	1,5	0	
	-25	6,32		+4,3	-8,9
Aufbau 2	70	6,13		-1,3	-2,7
	23	6,21	1,55	0	
	-25	6,40		+3,1	-6,4
Aufbau 3	70	9,65		-1,5	3,3
	23	9,80	2,45	0	
	-25	9,80		0	0

Anmerkung: Es wurde die Änderung des Schaltabstandes s bei $+70^\circ\text{C}$ und -25°C gegenüber dem bei $+23^\circ\text{C}$ gemessen.

In Tabelle 1 sind die Temperaturdriften von drei verschiedenen Versuchsaufbauten nach Bild 11 wiedergegeben und mit einem Normschalter nach DIN 19234 (NAMUR) verglichen. Die Justierung des Schaltabstandes erfolgte jeweils bei der Temperatur von $+23^\circ\text{C}$. In der vierten Spalte ist der relative Abstand s/s_n dieser Ausgangslage nochmals dargestellt, indem er auf den Schaltabstand s_n eines Näherungsschalters nach DIN 19234 bezogen wurde. Bei den drei Versuchsaufbauten wurde der Schaltabstand s zwischen dem 1,5- bis 2,5fachen von s_n gewählt, da infolge der erhöhten Güte des Spulensystems eine größere Reichweite des Spulensystems erwartet wurde. In der dritten Spalte sind die gemessenen Schaltabstände s bei den verschiedenen Temperaturen wiedergegeben. In der fünften Spalte ist die relative Änderung des Schaltabstandes $\Delta s/s$ bei den verschiedenen Temperaturen bezogen auf den bei $+23^\circ\text{C}$ eingetragen. Trotz des größeren Schaltabstandes ist der Temperaturgang wesentlich geringer als bei einem DIN-Näherungsschalter. Noch klarer ist die wesentliche Verbesserung des Temperaturganges des relativen Schaltabstandes $1/s(\Delta s/\Delta T)$ in den letzten Spalte zu erkennen, wobei jeweils auf die Ausgangslage des Schaltabstandes bei $+23^\circ\text{C}$ bezogen wurde, bei der dieser Schaltabstand justiert wurde. Bei dem Versuchsaufbau 3 wurde zusätzlich die Dimensionierung anhand des Temperaturganges noch geringfügig korrigiert.

Die Meßergebnisse zeigen eine wesentliche Verbesserung des Temperaturganges bei einer gleichzeitigen Vergrößerung des justierten Schaltabstandes der Steuerfahne. Gleichzeitig konnte durch die Verbesserung der Spulengüte die erwartete Erhöhung des Meßabstandes erreicht werden.

6 Ausblick

In der modernen Automatisierungstechnik und Robotik werden in zunehmender Zahl Abstandssensoren zur Steuerung, Regelung und Überwachung benötigt. Neben dem hier beschriebenen induktiven Wirbelstrom-Aufnehmer werden die verschiedensten Funktionsprinzipien auf ihre Brauchbarkeit untersucht [8, 9].

Es konnte hier gezeigt werden, daß auch ein konventionelles Meßprinzip noch verbessert werden kann. Deshalb steht zu erwarten, daß noch weitere Verbesserungen von Sensoren mit konventioneller Meßtechnik möglich sind. Neben der Entwicklung neuartiger Meßprinzipien sollten deshalb auch konventionelle Verfahren auf Verbesserungsmöglichkeiten untersucht werden.

Literatur

1. Schrüfer, E.: Elektrische Meßtechnik. C. Hanser Verlag, München (1988), ISBN 3-446-15151-6
2. Kronmüller, H.: Prinzipien der Prozeß-Meßtechnik 1. Karlsruhe: Schnäcker Verlag 1986
3. Müller, R. K.: Mechanische Größen elektrisch gemessen. Grafenau: Expert Verlag 1984
4. Thiel, R.: Elektrisches Messen nichtelektrischer Größen. Stuttgart: Teubner Verlag 1983
5. Rohrbach, Ch.: Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Größen. Düsseldorf: VDI Verlag 1967
6. Haug, A.: Elektronisches Messen mechanischer Größen. München: C. Hanser Verlag 1969
7. Becker, W.-J.: Verfahren zur Reduzierung des Temperaturverhaltens eines Schwingkreises und nach diesem Verfahren kompensierter Oszillator. OS 35 13 403
8. Becker, W.-J.; Wendt, Th.: Verfahren zum Messen einer verlustbehafteten Spule und nach diesem Verfahren aufgebauter induktiver Abstandssensor. Deutsche Patentanmeldung P 38 14 131
9. Becker, W.-J.; Wendt, Th.: Induktiver Näherungssensor mit Wirkleistungsmessung der magnetischen Verluste. Wiesbaden: MessComp 1989
10. Götte, K.; Hart, H.; Jeschke, G.: Taschenbuch Betriebsmeßtechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1982
11. Bonfig, K. W.: Sensoren, Meßaufnehmer. Ehningen: Expert-Verlag 1988

Eingegangen am 7. August 1989

Prof. Dr. W.-J. Becker
Fachbereich Elektrotechnik
Universität Kassel-GhK
Postfach 10 13 80
D-3500 Kassel
Bundesrepublik Deutschland