

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten



Jose Martos & Dr. Heinz Zenkner

01. EINFÜHRUNG

HF-Induktivitäten werden in einer Vielzahl von Branchen eingesetzt, von Verbraucherprodukten bis hin zu hochspezialisierten wissenschaftlichen Anwendungen. HF-Induktivitäten können in verschiedenen Funktionen eingesetzt werden, zu diesen Funktionen gehören Resonanzabstimmung, die Impedanzanpassung, die Filterung und sogar das Dämpfen von hochfrequenten Überschwängern bei elektronischen Schaltvorgängen. Ein großer Markt ist heute die Verwendung in drahtlosen Geräten wie Tablets, aber auch in neuen Produkten wie IoT-Geräten. Zu den spezielleren Anwendungen gehören Radar, GPS und Testgeräte. Würth Elektronik eiSos bietet ein komplettes Sortiment an HF-Spulen als Teil des umfangreichen Portfolios an elektronischen Bauteilen, die für eine Vielzahl von Frequenzen und Anwendungen geeignet sind. Nachfolgend erläutern wir die wichtigsten Eigenschaften von HF-Induktivitäten, die verschiedenen Typen und Merkmale der HF-Induktivitäten-Serien von Würth Elektronik sowie deren Einsatzmöglichkeiten.

02. MERKMALE VON HF-INDUKTIVITÄTEN

Um die verschiedenen Serien von HF-Induktivitäten beurteilen und vergleichen zu können, ist es notwendig, die wichtigsten Eigenschaften einer Induktivität für Hochfrequenzanwendungen im Detail zu verstehen. In erster Linie muss man sich vor Augen halten, dass HF-Spulen genauso funktionieren wie jede andere Spule. Für sie gelten die gleichen physikalischen Regeln wie für Leistungsinduktivitäten. Daher charakterisieren wir sie nach wie vor durch ihre Windungen, Permeabilität, Induktivität und ähnliche Parameter. Es können also dieselben Formeln wie bei herkömmlichen Induktivitäten angewendet werden. Aufgrund der Ähnlichkeit mit Leistungsinduktivitäten haben beide gleiche Parameter, die in den Datenblättern zu finden sind, wie z. B. Induktivität (und deren Toleranz), Gleichstromwiderstand und Nennstrom. Es gibt jedoch zusätzliche Parameter, wie z. B. den Gütefaktor, die für die Validierung von HF-Induktivität in einer bestimmten Funktion entscheidend sind. Diese Parameter werden im Folgenden ausführlicher beschrieben.

2.1 Induktivitätswert und –toleranz

Die Induktivität ist natürlich der wichtigste Parameter. Wie bei herkömmlichen Induktivitäten wird dieser Parameter durch die relative Permeabilität des Kerns, seine Querschnittsfläche, die Anzahl der Windungen und die effektive magnetische Weglänge der Feldlinien im Kern bestimmt (Gleichung (1)).

$$L = \frac{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot A_{\text{eff}} \cdot N^2}{l_{\text{eff}}} \quad (1)$$

L: Induktivität [H]

μ_r : relative magnetische Permeabilität

μ_0 : Magnetische Permeabilität des freien Raums
($4\pi 10^{-7} \text{Vs/1 Am}$)

A_{eff} : effektive Querschnittsfläche des Spulenkerns [m^2]

l_{eff} : effektive Weglänge der magnetischen Feldlinien im Spulenkern [m]

N: Anzahl der Windungen

Der Grund, warum die meisten HF-Induktivitäten einen Keramik- oder einen „Luftkern“ haben, liegt in der benötigten geringen Permeabilität, die so auch eine hohe Stabilität der Induktivität, einen hohen Q-Faktor und geringe Verluste ermöglicht. Sowohl Keramik als auch Luft haben keine magnetischen Eigenschaften, d. h. ihre relative magnetische Permeabilität (μ_r) ist ≈ 1 und beeinflusst somit nicht das magnetische Verhalten der Induktivität. Nach der Induktivitätsgleichung einer Spule, wenn $\mu_r \approx 1$ ist, kann der Induktivitätswert nur mit der Anzahl der Windungen oder den Abmessungen der Spule steigen. Dies ist der Grund, warum HF-Drosseln mit Keramik- oder Luftkernen nur Induktivitätswerte im nH Bereich erreichen. Mit zunehmender Windungszahl steigen auch die parasitären Parameter, die den Q-Faktor und die Eigenresonanzfrequenz verringern können. In Fällen, in denen größere Induktivitätswerte im Bereich von μH benötigt werden, sind Ferritkerne mit einer magnetischen Permeabilität $\mu_r > 1$ erforderlich, wie sie in den Serien WE-RFI und WE-RFH verwendet werden.

Darüber hinaus ist es beim HF-Design sehr wichtig, enge Induktivitätstoleranzen einzuhalten, insbesondere bei Anwendungen wie Filterung, Anpassung und in Oszillatorschaltungen. Mit anderen Worten, es wird eine HF-

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Induktivität gewünscht, deren tatsächlicher Induktivitätswert so nahe wie möglich am Nennwert liegt. Dies ist der Grund, warum viele Ingenieure engere Toleranzen schätzen, selbst wenn dies mit angemessenen Mehrkosten verbunden ist. In den Spezifikationen werden sowohl der Induktivitätswert als auch die Toleranz bei einem bestimmten Frequenzpunkt angegeben. Bei den meisten HF-Anwendungen wie Filtern hoher Ordnung, Oszillatorschaltungen oder Impedanzanpassung ist es sehr wichtig, dass die Induktivitätskurve über einen breiteren Frequenzbereich möglichst flach ist (Abbildung 1), und darüber hinaus sollte der Induktivitätswert unabhängig vom Strom sein.

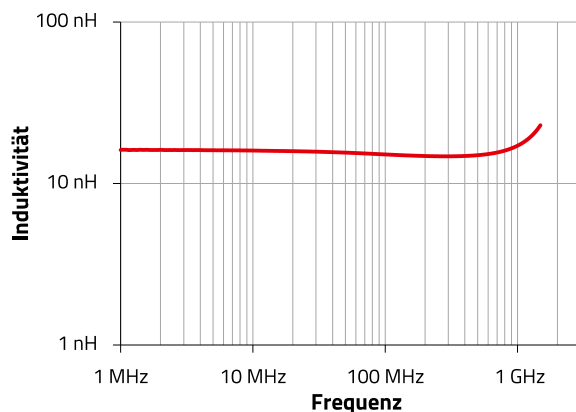


Abbildung 1: Induktivitätskurve von WE-TCL 0402 15 nH (744901115)

2.2 Eigenresonanzfrequenz

Da die Wicklungsstruktur jeder Drahtspule eine gewisse Kapazität aufweist, stellt die Induktivität einen Parallelschwingkreis dar, der eine entsprechenden Eigenresonanzfrequenz (SRF, self resonance frequency) aufweist. Wie bei herkömmlichen Induktivitäten gibt die SRF an, bis zu welcher Frequenz sich das Bauelement wie eine Induktivität verhält. Genau bei der SRF verhält sich die Induktivität mit ihrer parasitären Kapazität wie ein Resonanzkreis mit einer nahezu unendlich hohen Impedanz, nur Schaltungsverluste begrenzen den hohen Wert der Impedanz. Jenseits der SRF verhält sich das Bauelement wie ein Kondensator (Abbildung 2).

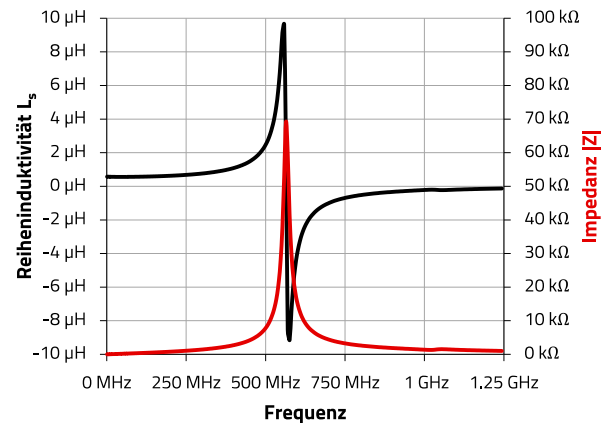


Abbildung 2: Induktivität (L, schwarz) und Impedanz (|Z|, rot) einer Induktivität WE-RFH 1008 0,56 nH (744758256A)

Wie in Abbildung 3 dargestellt, gibt es zwischen den Windungen und den Anschlüssen (contact pads) einer Induktivität eine verteilte Kapazität, die zu dem in Abbildung 4 dargestellten Ersatzschaltbild führt.

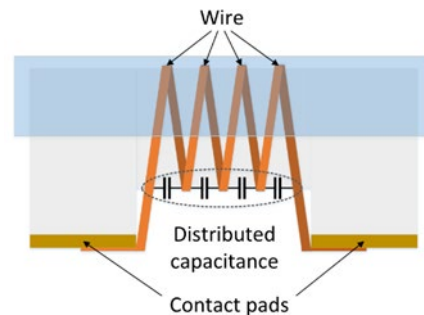


Abbildung 3: Schematische Darstellung einer HF-Induktivität. Parallele Drähte wirken wie Elektroden eines Kondensators und erzeugen eine verteilte Kapazität

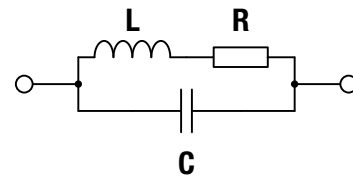


Abbildung 4: Ersatzschaltung einer HF-Induktivität: L steht für die Induktivität, R für die Verluste des Drahtes und C für die verteilte Kapazität

Die Beziehung zwischen der Induktivität (L), der verteilten Kapazität (C_p) und der SRF ist in Gleichung (2) dargestellt

$$SRF = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_p}} \quad (2)$$

SRF: Eigenresonanzfrequenz [Hz]

L: Induktivität [H]

C_p : verteilten Kapazität [F]

Die SRF ist also der Frequenzpunkt, an dem die parasitäre Kapazität eine Parallelresonanz mit der Induktivität bildet, oder mit anderen Worten, der Frequenzpunkt, an dem die Kapazität die Induktivität „aufhebt“ (d.h. beide Reaktanzen sind gleich $X_L = X_C$). Aus Gleichung (2) ist auch ersichtlich, dass eine Erhöhung der Induktivität und/oder der parasitären Kapazität die SRF senkt und umgekehrt. Dies ist der Grund, warum die SRF umso niedriger ist, je größer der Wert der Induktivität ist.

Bei EMV-Filterapplikationen, in denen Induktivitäten verwendet werden, erfolgt die beste Signaldämpfung kurz unterhalb der SRF, wo die Impedanz sehr hoch ist und somit die Dämpfung ihr Maximum erreicht. Bei Signal-Filter- oder Impedanzanpassungs-anwendungen ist es wichtiger, eine konstante Induktivität im relevanten Frequenzbereich zu haben, was bedeutet, dass die SRF der Induktivität weit oberhalb der Betriebsfrequenz der Schaltung liegen sollte. Eine Faustregel:

$$\text{SRF-Induktivität} > 8 \dots 10 \cdot f_{\text{Schaltung}}$$

Generell gilt: Je höher der Wert der Induktivität ist, desto niedriger ist die SRF, da die Wicklungskapazität der Induktivität steigt. Weitere Einflüsse auf die SRF sind Streukapazitäten der Schaltung, die Komponenten, an die die Induktivität angeschlossen ist, und die Art der in der Anwendung verwendeten Leiterplatte. PCB-Parameter wie ϵ_r und Laminatdicke verringern die SRF der Induktivität. Darüber hinaus beeinflussen auch Lötunkte, Leiterbahnen, Masse- und VCC-Ebenen die SRF.

Einige kommerzielle Designprogramme bieten substratskalierbare Induktivitätsmodelle, die es ermöglichen, die Materialeigenschaften der Leiterplatte in eine Schaltungssimulation zu implementieren. Zusammen mit den S-Parametern, die für jede WE-HF-Induktivität angeboten werden, kann das Design recht genau simuliert und berechnet werden. Die S-Parameter der Induktivität beschreiben genau die Eigenschaften des Bauteils in Abhängigkeit von der Frequenz, die alle parasitären Phänomene berücksichtigen. Würth Elektronik bietet darüber hinaus Modelithics-Modelle für die meisten Induktivitätsreihen an. Modelithics berücksichtigt die S-Parameter einer Induktivität auf verschiedenen Substrattypen und -dicken und erstellt globale Modelle, die die substratabhängigen parasitären Effekte skalieren, was zu sehr genauen Simulationen führt. Obwohl dies nicht immer möglich ist, ist es am besten, die Induktivität in ein Design einzulöten, das dem Endprodukt so nahe wie

möglich kommt, und das Schaltungsverhalten in einem Aufbau mit einem Netzwerkanalysator zu messen.

2.3 Gütefaktor Q

Der Gütefaktor Q (Q-Faktor) ist ein wesentlicher charakteristischer Parameter und eines der ersten Dinge, die jeder HF-Ingenieur berücksichtigen sollte. Je nach Hersteller wird der Q-Faktor entweder als Mindestwert oder als typischer Wert bei einem bestimmten Frequenzpunkt angegeben. Bei Würth Elektronik wird der Q-Faktor als Mindestwert angegeben, um den Kunden ein zuverlässiges Mindestniveau zu garantieren.

Grundsätzlich ist der Q-Faktor das Verhältnis zwischen der Reaktanz X_L und den Verlusten R_S und ist ein Indikator dafür, wie ideal eine Induktivität ist (Gleichung (3)). Bei Induktivitäten mit Luft- oder Keramikkerne ist der Widerstand R_S hauptsächlich auf den spezifischen Widerstand des Leiters in der Spule zurückzuführen. Ein höherer Q-Faktor bedeutet weniger Verluste in der Komponente.

$$Q = \frac{X_L}{R_S} = \frac{\omega \cdot L}{R_S} \quad (3)$$

Q: Gütefaktor

X_L : Reaktanz [Ω]

R_S : Widerstand [Ω]

L: Induktivität [H]

ω : Winkelfrequenz $2\pi f$, f in [Hz]

Induktivitäten mit Ferritkern haben keine über die Frequenz konstante Induktivität L , und der Gütefaktor kann nicht einfach nach Gleichung (3) berechnet werden. Für eine korrekte Messung des Gütefaktors müssen die frequenzabhängigen realen und imaginären Verluste des Ferritmaterials bei den Messungen zusammen mit den verschiedenen Induktivitäts- und Kapazitätseffekten der Verbundmaterialien der Induktivität berücksichtigt werden. Ein typisches Diagramm des Gütefaktors einer monolithischen keramischen SMT-Induktivität mit hohem Wert ist in Abbildung 6 dargestellt. Abbildung 5 und Tabelle 1 zeigen die zugehörige Induktivitätskurve und die elektrischen Daten, wie sie im Datenblatt angegeben werden, Abbildung 7 zeigt die Bauelemente als solche.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

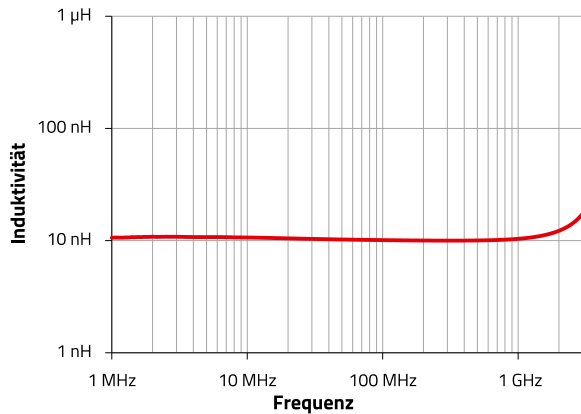


Abbildung 5: Induktivitätsdiagramm

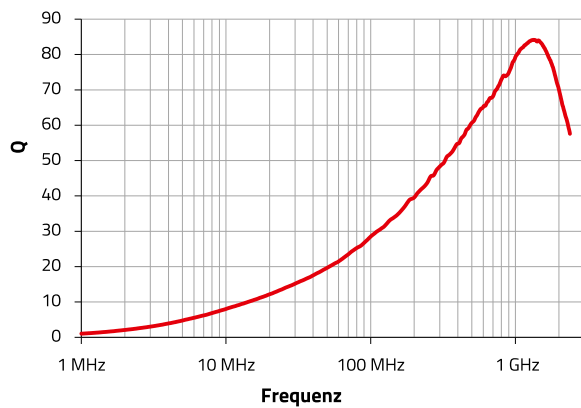


Abbildung 6: Q-Faktor-Diagramm

Eigenschaften	Testbedingungen		Wert	Einheit	Tol.
Induktivität	250 MHz	L	10	nH	5%
Q-Faktor	500 MHz	Q	60		min.
DC-Widerstand	@ 20 °C	R _{DC}	0.08	Ω	max.
Nennstrom	ΔT = 15 K	I _R	600	mA	max.
Eigenresonanzfrequenz		f _{res}	4800	MHz	min.

Tabelle 1: Elektrische Daten von WE-KI SMT (744760110A)

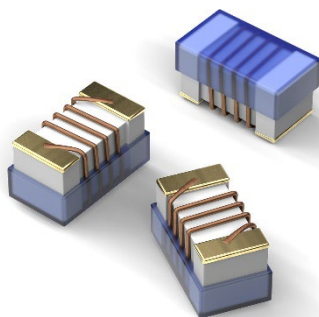


Abbildung 7: Hochwertige SMD-Induktivität mit Keramikern
WE-KI SMT Wire Wound Ceramic Inductor Serie

Bei Breitbandanwendungen, bei denen Drosseln zur Dämpfung eines HF-Signalspektrums benötigt werden, kann es erforderlich sein, eine Induktivität mit Ferritkern zu verwenden. In dieser Anwendung wird der resistive (ohmsche) Anteil der magnetischen Permeabilität des Ferrits berücksichtigt, der die Verluste des Ferritmaterials darstellt. Durch die Verwendung einer Drossel mit verlustbehaftetem Ferritkern kann die erforderliche Dämpfung über den gewünschten Frequenzbereich erreicht werden. Der Nachteil dieser Lösung ist, dass diese Komponente zu den Gesamtverlusten der Schaltung beiträgt. Tabelle 2 zeigt die elektrischen Parameter der WE-RFH Ferrit-SMD-Induktivität, das Diagramm in Abbildung 8 zeigt den Zusammenhang zwischen Güte, Gleichstromwiderstand (DC-Widerstand) der Induktivität und dem Blindwiderstand (X_L)

Eigenschaften	Testbedingungen		Wert	Einheit	Tol.
Induktivität	25 MHz	L	0.56	µH	5%
Q-Faktor	100 MHz	Q	45		min.
DC-Widerstand	@ 20 °C	R _{DC}	1.33	Ω	max.
Nennstrom	ΔT = 15 K	I _R	450	mA	max.
Eigenresonanzfrequenz		f _{res}	415	MHz	min.

Tabelle 2: Elektrische Daten von WE-RFH SMT (744758256A)

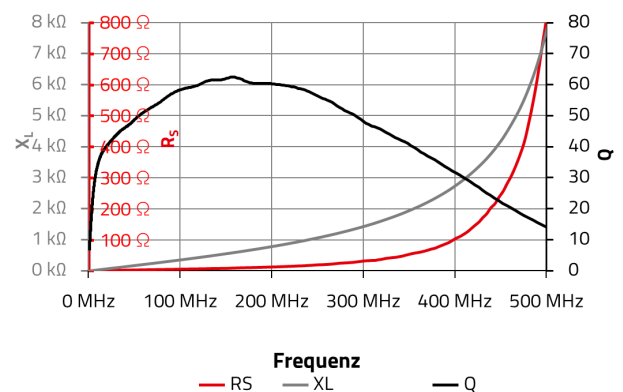


Abbildung 8: Gütefaktor (schwarz), induktiver Blindwiderstand (X_L, grau) und Serienwiderstand (R_s, rot) einer Induktivität WE-RFH 1008 (744758256A)

Wie bereits erwähnt, ist der Gleichstromwiderstand des Drahtes ein Parameter, der den Q-Faktor der Induktivität beeinflusst. Der Gleichstromwiderstand ist der offensichtlichste Beitrag, aber es gibt noch weitere Effekte, die zum Q-Faktor einer Induktivität beitragen.

Skin-Effekt: Dieser beeinflusst die Induktivität Q, da er den effektiven Widerstand des Leiters mit zunehmender Frequenz erhöht. Der Skin-Effekt ergibt sich aus der Tendenz eines

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

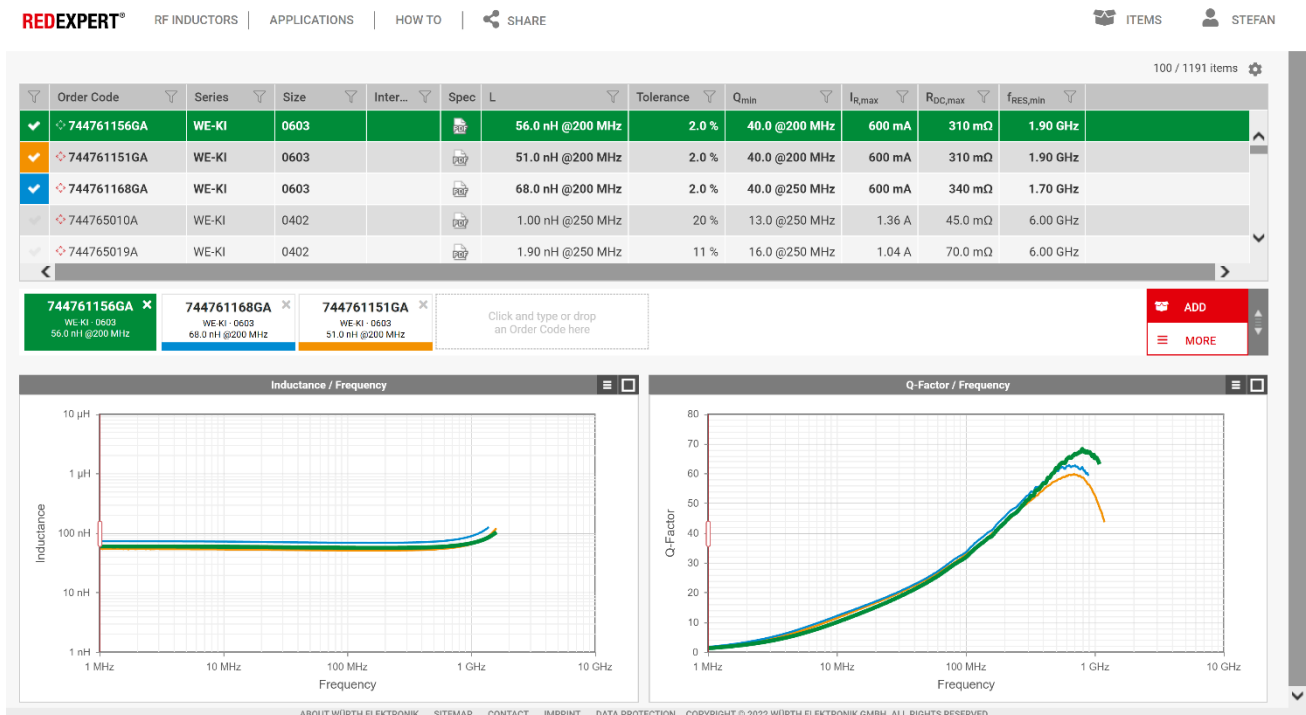


Abbildung 9: Vergleich der verschiedenen Induktivitäten WE-KI und der zugehörigen elektrischen Parameter in **REDEXPERT**

Wechselstroms, durch die äußeren Bereiche eines Leiters zu fließen, anstatt durch die Mitte. Dadurch verringert sich die Querschnittsfläche des Leiters, durch die der Strom fließen kann, wodurch sich sein Widerstand effektiv erhöht.

Kernverluste: Wenn die Spule einen Ferritkern verwendet, führt das Ferritmaterial aufgrund verschiedener Faktoren zu Verlusten, von denen jeder den Q-Faktor der Spule beeinflusst:

- **Hystereseverluste:** Die magnetische Hysterese ist ein Effekt, der Verluste aufgrund des Energieverbrauchs im Ferritmaterial verursacht. Da die einflussnehmenden Parameter der Ferritmaterialien auf Hystereseverluste bekannt sind, kann die Auswirkung auf den Qualitätsfaktor der Spule durch eine sorgfältige Auswahl des Ferritkernmaterials minimiert werden. So wird sichergestellt, dass das induzierte Magnetfeld innerhalb der elektrischen Parameter des angegebenen Kernmaterials liegt.
- **Wirbelströme:** Wirbelströme werden im Ferritmaterial des Spulenkerns induziert. Obwohl sie im Ferritkern auf einen höheren Widerstand stoßen, kommt es zu Verlusten, wodurch sich der Q-Wert verringert. An der Oberfläche des Ferritkerns fließen die Wirbelströme in Phase mit dem Spulenstrom, während die induzierten Ströme im Inneren

des Kerns auf eine phasenverschobene Induktivität zurückzuführen sind.

Abgestrahlte Energie: Wenn ein Wechselstrom durch die Spule fließt, wird ein Teil des durch den Strom erzeugten Magnetfelds abgestrahlt. Je nach Form der Spule und der Konstruktion des Ferritkerns kann das abgestrahlte Feld gering sein, trägt aber dennoch zu den Verlusten der Spule bei. In Analogie zum Widerstand einer Antenne wird die Wirkung in der Spule ebenfalls durch einen Strahlungswiderstand dargestellt. Dementsprechend ist dieser Effekt eine Komponente des Induktionswiderstands und verringert den Q-Faktor der Spule.

Zusammengefasst bedeutet dies, dass der Anwender insbesondere beim Q-Faktor die für die Anwendung erforderlichen Parameter aus dem Datenblatt auswählen sollte, da Q mit vielen anderen Parametern der Induktivität zusammenhängt. REDEXPERT, das Online-Tool von Würth Elektronik, ist ein sehr hilfreiches Werkzeug, um den Ingenieur auf diese Weise zu unterstützen.

Abbildung 9 zeigt ein Beispiel für den Vergleich verschiedener Induktoren WE-KI und die zugehörigen elektrischen Parameter.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

2.4 DC-Widerstand

R_{DC} (oder DCR) ist der ohmsche Widerstand der Induktivität, insbesondere des Drahtes. Der Wert beschreibt eine „Quelle“ der Leistungsverluste der Induktivität. Obwohl die Verluste von Skin-Effekt und Proximity-Effekt bei höheren Frequenzen größer sind als die durch den Gleichstromwiderstand verursachten, ist der R_{DC} ein guter Ausgangswert zur Bewertung der Verluste einer HF-Induktivität. Natürlich hängt der R_{DC} von der Länge und Dicke des Drahtes ab. Ein dickerer Draht bedeutet einen niedrigeren R_{DC} , aber in der Regel auch größere Abmessungen des Bauteils. Da der Q-Faktor und der R_{DC} als Teil der Gesamtverluste (R_S) umgekehrt proportional sind (Gleichung (3)), führt ein kleinerer R_{DC} zu einem größeren Q-Faktor. Der R_{DC} ist in den Spezifikationen als maximal möglicher Wert entweder in Ω oder in $m\Omega$ definiert.

2.5 Nennstrom I_R

I_R gibt den Strom an, bei dem die Induktivität ihre Temperatur um einen bestimmten Betrag (ΔT) erhöht (Abbildung 10). Letzterer hängt von der Serie ab (in unserem Fall: $\Delta T = 15\text{ K}$, $\Delta T = 20\text{ K}$ oder $\Delta T = 40\text{ K}$). Bei Standard-HF-Anwendungen ist der Strom in der Regel gering, so dass dieser Parameter eine untergeordnete Rolle spielt.

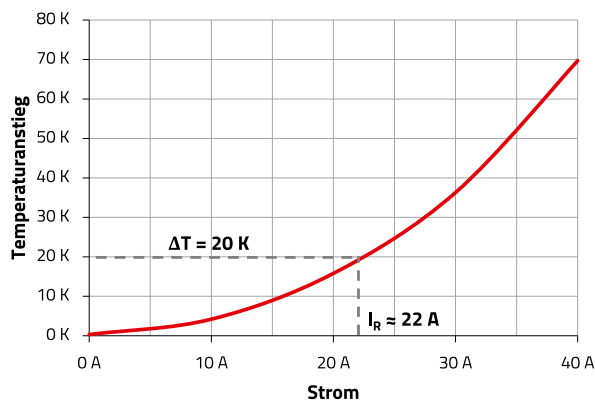


Abbildung 10: I_R -Kurve einer Induktivität WE-ACHC (7449152090)

Für Anwendungen, bei denen höhere Ströme erforderlich sind, bietet Würth Elektronik für die meisten der Induktivitätsreihen (WE-KI HC, WE-AC HC und WE-RFH) eine Hochstromserie an. Der Nennstrom wird als maximaler Gleichstrom (A oder mA) angegeben, der eine definierte Temperaturerhöhung verursacht (z.B. $\Delta T = 40\text{ K}$). Der Temperaturanstieg plus die Umgebungstemperatur darf die maximale Betriebstemperatur nicht überschreiten.

2.6 Parameter im Online-Katalog

Schließlich spielt bei HF-Schaltungen die Größe eine Rolle. In einem Markt, in dem immer kleinere Schaltungen benötigt werden, legen die Ingenieure zwangsläufig großen Wert auf diesen Parameter. Würth Elektronik bietet HF-Induktivitäten von 0201 bis 1208 (Zoll) an (Tabelle 3).

Bei den Luftkerninduktoren wird die Größe in mm angegeben und hängt vom Induktivitätswert (d.h. der Anzahl der Windungen) ab. An dieser Stelle wird bereits deutlich, dass alle Merkmale miteinander verbunden sind. Eine Induktivität der Größe 0402 kann zum Beispiel nicht so viele Windungen haben wie eine Induktivität der Größe 0805, d.h. der maximale Induktivitätswert ist geringer. Außerdem bedeutet eine kleinere Größe einen dünneren Draht, was zu einem größeren R_{DC} und einem niedrigeren Q-Faktor führt. Daher müssen Ingenieure einige Kompromisse zwischen Größe, Leistung und Struktur in Betracht ziehen, um die richtige HF-Induktivität für ihre Anwendung auszuwählen.

03. TECHNOLOGIEN UND ANWENDUNGEN

3.1 Herstellungsmethoden

Aufgrund der Frequenzbereiche, in denen HF-Induktivitäten eingesetzt werden, sind eine Reihe von speziellen Materialien und Fertigungstechniken erforderlich, die bei herkömmlichen Induktivitäten nicht zum Einsatz kommen.

Drahtgewickelte Keramikinduktivität:







						
Zoll (metrisch)	WE-KI	WE-KI HC	WE-RFI	WE-RFH	WE-MK	WE-TCI
0201 (0603)					1 nH - 33 nH	1 nH - 10 nH
0402 (1005)	1 nH - 120 nH	1 nH - 51 nH			1 nH - 270 nH	1 nH - 27 nH
0603 (1608)	1.6 nH - 1 μ H	1.8 nH - 390 nH			1 nH - 470 nH	
0805 (2012)	2.2 nH - 1.8 μ H		0.47 μ H - 10 μ H		1,5 nH - 470 nH	
1008 (2520)	3.3 nH - 1 μ H		1.2 μ H - 47 μ H	0.47 μ H - 10 μ H		

Tabelle 3: Größen und Induktivitätsbereiche der WE HF-Induktionsreihe

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Die Struktur dieser Induktivitäten besteht aus einer Kupferwicklung um einen nichtmagnetischen Keramikern. Eine Epoxid-Oberfläche wird hinzugefügt, um den Pick & Place-Prozess zu ermöglichen.

Bei den drahtgewickelten Induktivitäten werden dickere Drähte verwendet, weshalb die Verluste dieser Art von Spule sehr gering sind und wir daher einen niedrigen R_{DC} , einen sehr hohen Q-Faktor und große Nennströme erreichen können. Drahtgewickelte Keramikinduktivitäten bieten sehr gute elektrische Parameter zu einem vernünftigen Preis. Aus diesem Grund wird diese Technologie in den meisten HF-Anwendungen eingesetzt. Würth Elektronik bietet mit dieser Technologie zwei Serien an: WE-KI und WE-KI HC. Der Unterschied zwischen den beiden Serien besteht darin, dass die WE-KI HC einen dickeren Draht enthält und daher die Nennströme und die Q-Faktoren dieser Serie höher sind als bei WE-KI.

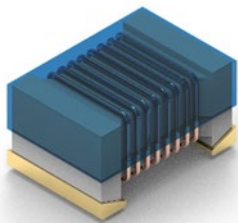


Abbildung 11: Drahtgewickelte Induktivität

Drahtgewickelte Ferritinduktivität:

Drahtgewickelte Ferritinduktivitäten bestehen aus der gleichen Struktur wie oben beschrieben, jedoch mit einem Ferritkern. Da der Ferrit eine hohe Permeabilität hat, bieten diese Induktivitäten viel höhere Induktivitätswerte als alle keramischen Induktivitäten.

Aufgrund des dicken Drahtes bieten die drahtgewickelten Ferritinduktivitäten auch einen hohen Q-Faktor. Allerdings nehmen die Kernverluste des Ferrits bei hohen Frequenzen zu. Daher liegt die SRF im Bereich bis ca. 500 MHz, was bedeutet, dass diese Induktivitäten nicht für sehr hohe Frequenzen eingesetzt werden können. Man findet sie normalerweise in Rauschfiltern, z. B. in DC-DC-Wandlern.

Würth Elektronik bietet zwei Serien von drahtgewickelten Ferritinduktivitäten an: WE-RFI und WE-RFH. Der Unterschied liegt wiederum in der Drahtstärke. Die WE-RFH Serie hat einen dickeren Draht und folglich auch einen höheren Nennstrom als die WE-RFI Serie.

Luftspule:

Eine Luftspule ist einfach eine Spule aus Kupferdraht ohne Kern. Die einzigen Verluste entstehen durch den Draht selbst. Um eine brauchbare Festigkeit der Struktur zu erhalten, muss der Draht eine gewisse Stärke haben, was zu sehr guten elektrischen Parametern führt. Diese Struktur garantiert den höchsten Nennstrom, den höchsten Q-Faktor und den niedrigsten R_{DC} -Wert aller HF-Drosseln. Allerdings ist die Anzahl der Wicklungen recht begrenzt, so dass der Bereich der Induktivitätswerte eng ist. Luftkernndrosseln werden hauptsächlich in Hochfrequenzanwendungen wie Resonanzkreisen eingesetzt, wo niedrige Induktivitätswerte ausreichend sind.

Würth Elektronik hat zwei Luftkernspulen-Serien: WE-CAIR und WE-AC HC. Die WE-CAIR besteht aus einer Runddrahtspule mit einer Epoxid-Oberfläche, die das Pick & Place ermöglicht. Die WE-AC HC ist die Hochstromversion der Luftspulen. Aufgrund des Flachdrahtes und seiner Abmessungen können sie extrem hohe Ströme von bis zu 40 A aufnehmen.

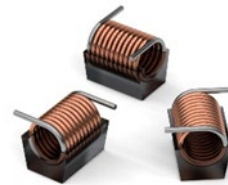


Abbildung 12: Luftkernndrosseln

Keramische Mehrschichtinduktivität

Diese Induktivitäten werden durch die Schichtung von Keramikplatten mit gedruckten Elektroden hergestellt. Die Elektroden werden mit Durchkontaktierungen zu einer Spule verbunden, um eine integrierte monolithische Keramikinduktivität zu schaffen. Die Multilayer-Keramikinduktor-Serie von Würth Elektronik heißt WE-MK.

Preislich gesehen ist dies die günstigste Technologie. Sie bietet ein sehr breites Spektrum an Induktivitätswerten und verschiedenen Größen. Da der kapazitive Effekt zwischen den Elektroden geringer ist, ist der SRF sehr hoch. Aufgrund der dünnen Elektrodengröße haben die keramischen Mehrschichtdrosseln jedoch einen höheren R_{DC} , einen niedrigeren Nennstrom und einen geringeren Q-Faktor als drahtgewickelte Drosseln.

Dank der guten Gesamtbalance eignen sich diese Drosseln für viele verschiedene HF-Anwendungen wie HF-Anpassung, Unterdrückung von hohen Frequenzrauschen und mobile Kommunikationssysteme.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

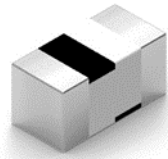


Abbildung 13: Mehrschichtige Induktivität

Dünnschichtinduktivitäten

Die Dünnschichtinduktivität besteht aus einer Spule, die mittels eines fotolithografischen Verfahrens auf eine dünne Keramikschicht gedruckt wird. Anschließend wird die Spule ummantelt, wodurch die niedrigsten Profile und hochpräzisen Induktivitäten entstehen.

Dünnschichtinduktoren bieten eine hohe SRF und gute Q-Faktor Werte. Allerdings ist die Anzahl der Windungen der gedruckten Spule sehr begrenzt, so dass der maximale Induktivitätswert, verglichen zu anderen Technologien, nicht so hoch ist.

Typische Anwendungen sind HF-Anpassungsschaltungen oder andere HF-Anwendungen, bei denen kleine Induktivitätsgrößen mit enger Induktivitätstoleranz erforderlich sind. Die Dünnschichtspulen-Serie von Würth Elektronik ist die WE-TCL.

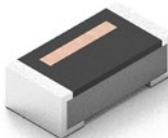


Abbildung 14: Dünnschichtinduktor

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass jedes Herstellungsverfahren seine eigenen Vorteile hat und daher für bestimmte Anwendungen bevorzugt geeignet ist. Im Folgenden werden wir als Beispiele spezifische Anwendungen für das Angebot an HF-Induktivitäten von Würth Elektronik betrachten.

04. ANWENDUNGEN

Die RF-Induktivitäten können in vielen verschiedenen Anwendungen eingesetzt werden. Für die ordnungsgemäße Funktion der Anwendung müssen jedoch einige Punkte beachtet werden:

- a. Für abgestimmte Schaltungen wie Resonanzkreise, Filter, Impedanz-Anpassungsschaltungen ist eine enge Induktivitätstoleranz erforderlich.
- b. Ein höherer Strom erfordert einen dickeren Draht, um die Verluste und den Temperaturanstieg gering zu halten. Ein größerer Draht senkt den R_{DC} und erhöht die Güte. Allerdings wird die Induktivität größer und hat möglicherweise einen niedrigeren SRF. Drahtgewickelte Induktivitäten haben einen höheren Nennstrom und einen niedrigeren R_{DC} als mehrlagige Induktivitäten derselben Größe und desselben Induktivitätswertes.
- c. Ein höherer Nennstrom und ein niedrigerer R_{DC} können durch die Verwendung einer Ferritkern-Induktivität mit weniger Drahtwindungen erreicht werden. Diese Induktivitäten können jedoch größere Toleranzen, eine geringere Güte, eine größere Schwankung der Induktivität über die Temperatur und geringere Sättigungsstromwerte aufweisen.

4.1 Colpitts-Oszillator

Auf den ersten Blick mögen Oszillatoren als unscheinbare Schaltungen einer Anwendung erscheinen. Sie werden oft einfach als fertige Komponenten gekauft. Sie sind aber nicht weniger wichtig als andere Signalverarbeitungsbausteine, denn ohne Taktsignal gibt es keine Datenübertragung, ohne Clock läuft kein Prozessor und ohne Trägersignal gibt es kein Radio. Wo Signale möglichst schnell digitalisiert und dann in einem Signalprozessor verarbeitet werden, spielt die Qualität der Oszillatorsignale für die Abtastung eine wesentliche Rolle, ähnlich wie bei einem rauscharmen Vorverstärker. Jeder Fehler in der aktuellen Frequenz wird bei der digitalen oder analogen Umwandlung in Signalfehler umgewandelt. Die Genauigkeit und Stabilität der erzeugten Frequenzen ist daher eine zentrale Designfrage.

Ein Schwingkreis wird zu einem Oszillator, wenn die im Kreis auftretenden Verluste durch einen Verstärker so ausgeglichen werden, dass die Ring- oder Schleifenverstärkung den Wert 1 hat. Die Gesamtphasendrehung bei der Resonanzfrequenz muss 0° oder 360° betragen. Ein Teil der Schwingkreis-Spannung muss phasenrichtig in den Verstärker zurückgeführt werden.

Wird die Kapazität in einem Parallelschwingkreis auf zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren aufgeteilt und ist der Punkt zwischen den Kondensatoren auf Masse bezogen, so sind die beiden Teilspannungen an den Kondensatoren gegenphasig zueinander. Die folgende Abbildung 15 zeigt die Signalverhältnisse am Schwingkreis. In Abbildung 16 sind die

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Spannungen und die zugehörigen Phasen an den Kondensatoren dargestellt.

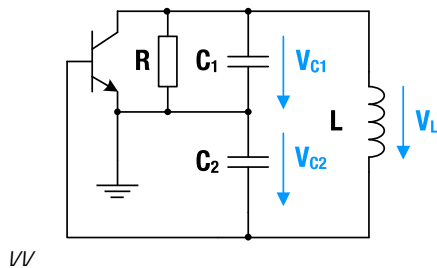


Abbildung 15: Signalbedingungen am Schwingkreis

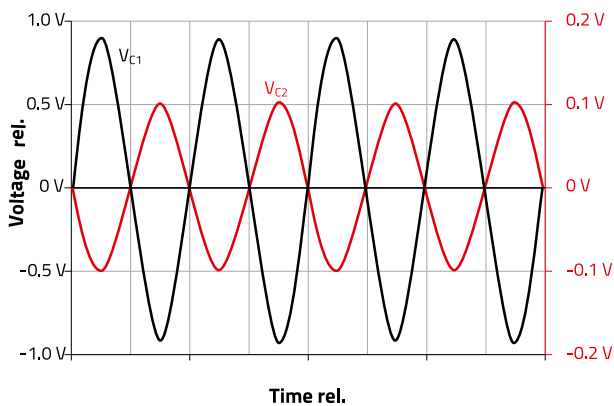


Abbildung 16: Spannungen und Phasen an den Kondensatoren eines Parallelschwingkreises mit geteiltem Parallelresonanzkondensator in Abbildung 15.

Ein Oszillator mit dem kapazitiven Teiler und somit 3 kapazitiven Anschlüssen wird nach seinem Entwickler Edwin Henry Colpitts als kapazitiver Dreipunktoszillator oder Colpitts-Oszillator bezeichnet. In der Praxis werden Colpitts-Oszillatoren wegen der meist hohen Schwingungsfrequenz mit Bipolartransistoren oder FETs als gegengekoppelte Verstärker realisiert. Diese diskreten Schaltungen müssen dann zusätzliche Bauteile zur Einstellung des Arbeitspunktes enthalten, wie es bei diskreten Verstärkern notwendig ist. Die Spannungen an beiden Enden des L- oder C-Gliedes sind im Resonanzfall gegenphasig, da der Abgriff immer mit Masse verbunden ist. Dadurch wird die 180°-Phasenverschiebung des Transistors kompensiert. Die internen Kapazitäten des BJT-Elements selbst werden durch die Phasenbedingung vernachlässigt, so dass die Schwingung bei der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises (Tankkreis) stattfindet. Die Resonanzbedingung kann mit der folgenden Gleichung (4) berechnet werden:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}}} \quad (4)$$

ω_0 : Winkelfrequenz $2\pi f$, Frequenz f in [MHz]

L : Induktivität [H]

C_1, C_2 : Kapazität [F]

Das Verhältnis von C_1 / C_2 bestimmt den Rückkopplungsfaktor und muss durch die Verstärkung des Transistors kompensiert werden; ein praktisches Verhältnis ist $C_1 / C_2 = 1:10$. Für höhere Frequenzen ($> 1/4 f_t$) müssen die genauen Transistorparameter verwendet werden, um die Resonanzfrequenz und den Rückkopplungsfaktor zu bestimmen. f_t ist die Transistfrequenz des Transistors, die im Datenblatt angegeben ist.

Eine Analyse der Schaltung ist recht aufwendig, deshalb sollte eine Simulation mit einem Simulationsprogramm erfolgen. Auch die Simulationen sind nicht einfach, insbesondere wenn die Qualität des Schwingkreises hoch ist, denn in die Schaltung müssen die realen, verlustbehafteten Parameter der Bauelemente einfließen.

Schaltung und Design-Empfehlungen:

Ein Colpitts-Oszillator kann mit einem Transistorverstärker in gemeinsamer Emitter-, Basis- oder Kollektorschaltung betrieben werden. Die gemeinsame Basisschaltung sollte anstelle der Emitterschaltung verwendet werden, da der Colpitts-Oszillator in gemeinsamer Basisschaltung den Vorteil hat, den Eingang und den Ausgang der Schaltung zu entkoppeln. Befindet sich der Oszillator z. B. in einem kritischen Schaltkreis, wie dem Abstimmkreis eines Empfängers, kann so die Oszillatorfrequenz nicht in den Antennenkreis rückgekoppelt und von dort abgestrahlt werden. Abbildung 17 zeigt ein Beispiel für den Oszillator in Basisschaltung.

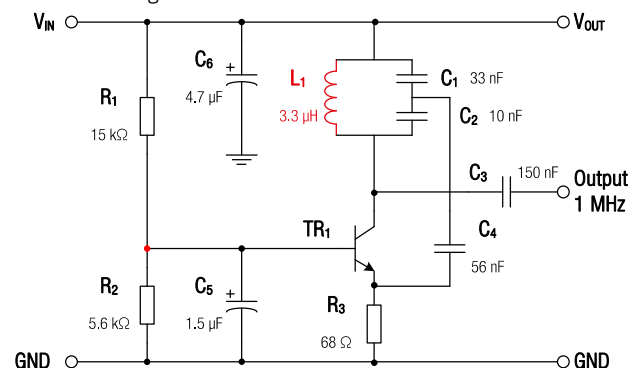


Abbildung 17: Schematische Darstellung eines 1-MHz-Colpitts-Oszillators in gemeinsamer Basisschaltung

Hier wird das hochfrequente Rückkopplungssignal über den Basiskondensator C_4 nach Masse geführt. Eine Phasendrehung ist nicht erforderlich, da die gemeinsame Grundschaltung ohne Phasendrehung verstärkt. Das Rückkopplungssignal zum Emitter ist durch die Schwingkreiskondensatoren C_1 und C_2 von der

Betriebsspannung galvanisch entkoppelt. Der Arbeitspunkt des Transistors wird mit einem Basis-Vorwiderstand oder einem Basis-Spannungsteiler und dem Emitter-Widerstand eingestellt.

Geeignete HF-Induktivitäten

Tabelle 4 zeigt die bevorzugten Bauteiltypen in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz. Dennoch müssen auch die anderen Komponenten der Schaltung entsprechend ausgewählt werden.

Frequenzbereich	Kondensatoren $C_1 - C_4$	Kondensatoren C_5, C_6	Induktor L_1
< 1 MHz	X7R/NPO	X7R/X5R	WE-RFI Ferrit SMT-Induktivität
1 ... 10 MHz	X7R/NPO	X7R/X5R	WE-RFI Ferrit SMT-Induktivität
10 ... 100 MHz	NPO	X7R/X5R	WE-KI SMT Drahtgewickelte keramische Induktivität
100 ... 1000 MHz	NPO	X7R/X5R	WE-KI SMT Drahtgewickelte keramische Induktivität

Tabelle 4: Komponententypen in Abhängigkeit von der Oszillatorfrequenz

Kondensatortypen für Resonanzkreise bis zu 100 MHz:

[WCAP-CSGPM LCCs](#) (allgemeine Anwendung)

Kondensatortypen für Resonanzkreise über 100 MHz:

[WCAP-CSRF LCCs](#) (HF-Zweck)

4.2 Bias Schaltungen

Die Bias Schaltung ist einer der kritischsten, aber oft übersehenen Aspekte jedes HF-Schaltungsentwurfs. Die Bias Schaltung bestimmt den Arbeitspunkt, d.h. die Verstärkung des Transistors über die Temperatur, sowie die HF-Leistungsfähigkeit. Die DC-Vorspannung und damit der Arbeitspunkt der Transistorstufe wird unabhängig vom HF-Design bestimmt. Leistungseffizienz, Stabilität, Rauschen und thermisches Verhalten sind die wichtigsten Punkte bei der Auswahl eines Bias-Netzwerks.

Die Schaltung liefert die Gleichspannung für den Transistor an die Basis bzw. an das Gate des Transistors und bestimmt damit den Arbeitspunkt. Gleichzeitig darf die Bias Schaltung

das Nutzsignal, das in den meisten Fällen ebenfalls an der Basis des Transistors liegt, nicht beeinflussen. Bei HF-Anwendungen muss die Schaltung auch an die Systemimpedanz angepasst werden.

Schaltung und Design-Empfehlungen

Für gute Verstärkungseigenschaften ist es notwendig, den Transistor mit einem Kollektorstrom vorzuspannen, um die maximale Transitfrequenz f_t mit ausreichender Verstärkung zu erreichen. Normalerweise gibt der Hersteller in seinen Datenblättern für einen bipolaren Transistor eine Kurve an, die die Transitfrequenz f_t über den Kollektorstrom I_C angibt. Andererseits ist für ein optimales Rauschverhalten ein niedriger Strom I_C erforderlich. Um die Vorspannung und damit den Kollektorstrom, d.h. den Arbeitspunkt, richtig zu dimensionieren, muss man den zu erwartenden maximalen Signalpegel am Eingang des Transistors berücksichtigen. Der Arbeitspunkt muss auf einem ausreichend hohen Strom- (und Spannungs-) Niveau liegen, um zu verhindern, dass das Eingangssignal aufgrund des Ausschlagens des Kollektorstroms aus dem "linearen" Betriebsbereich in den unteren, gekrümmten Bereich der U_{BE}/I_C -Kennlinie wandert. Außerdem muss der Transistor einen ausreichend hohen Betriebsstrom zulassen, damit das Eingangssignal den Transistor nicht in den gesättigten Betriebsbereich treibt. Beide verschobenen Betriebszustände führen zu einer hohen Signalverzerrung.

Der Bipolartransistor (BJT) wird aufgrund seiner geringen Kosten häufig als rauscharmer Verstärker eingesetzt. Mit einer minimalen Anzahl zusätzlicher Bauelemente zur Anpassung kann ein BJT zum Aufbau einer rauscharmen Verstärkerstufe mit hoher HF-Leistung verwendet werden, die oft besser ist als ein MMIC (Monolithic Microwave Circuit).

Wichtig für einen HF-Bipolartransistor ist, dass sich die Variation der h_{FE} von Transistor zu Transistor im Allgemeinen nicht als Unterschied in der HF-Leistung bemerkbar macht. Zwei Bipolartransistoren mit sehr unterschiedlichen h_{FE} können immer noch eine ähnliche HF-Leistung in der Schaltung haben, solange die Transistoren den gleichen U_{CE} -Wert haben und der Kollektorstrom I_C aufgrund der Vorspannung U_{BE} gleich ist. Dies ist der Hauptzweck des Bias-Netzwerks, d.h. U_{BE} und I_C konstant zu halten.

Abbildung 18 zeigt die schematische Darstellung einer Verstärkerstufe in Emitterschaltung. Die Stufe arbeitet mit Spannungsgegenkopplung (R_1) und einem über die Induktivitäten L_1 und L_2 entkoppelten Vorspannungsnetzwerk. Zusätzlich kann zur Stabilisierung der Transistorstufe eine Stromrückkopplung mit einem Widerstand (R_4) vom Emitter zur Masse realisiert werden. Dieser Widerstand kann mit

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

einem Kondensator (C_4) überbrückt werden, um die Wechselspannungsverstärkung der Stufe zu erhalten. Der Kondensator muss im Signalfrequenzbereich eine niedrige Impedanz aufweisen.

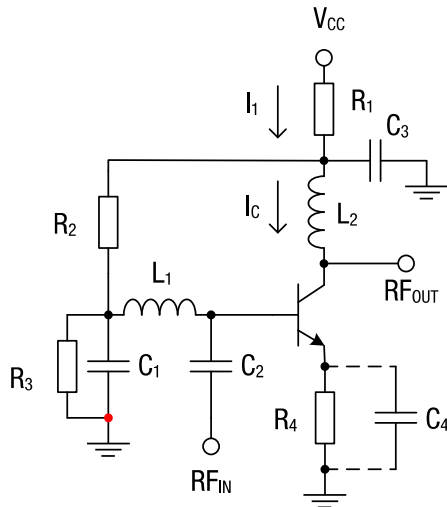


Abbildung 18: HF-Transistorverstärker mit Strom- und Spannungsrückkopplung und entkoppeltem Bias-Netzwerk

Geeignete HF-Induktivitäten

Abhängig von der Betriebsfrequenz und der erforderlichen Rauschzahl (Entkopplung) müssen geeignete Kondensatoren und Induktivitäten verwendet werden. Tabelle 5 zeigt die bevorzugten Bauteiltypen in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz.

Frequenzbereich	C_1, C_3, C_4	C_2	Induktivitäten L1, L 2
10 ... 100 MHz	X7R, NPO	NPO	WE-KI SMT Drahtgewickelte Keramikinduktivität WE-MK SMT Mehrschichtinduktivität WE-RFI SMT-Induktivität WE-RFH Ferrit-SMT-Induktivität
100 ... 1000 MHz	X7R, NPO	NPO	WE-KI SMT-Keramik-Drahtinduktor WE-TCI SMT-Dünnschichtinduktor WE-MK SMT-Mehrschicht-Keramikinduktor

Tabelle 5: Bauteiltypen in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz

Die Auswahl der Induktivitäten ist entscheidend. Zum einen müssen die Induktivitäten eine ausreichend große Impedanz aufweisen, um die Gleichstromkreise zu entkoppeln, zum

anderen dürfen sie im Signalfrequenzbereich keine Resonanzen aufweisen.

Die folgenden Induktivitäten (Tabelle 6) eignen sich für eine Kleinsignal-Verstärkerstufe im Frequenzbereich von 400 bis 500 MHz.

Typen	Induktivitäten L1, L 2
WE-KI SMT Drahtgewickelte keramische Induktivität	744761210GA
WE-MK Mehrschichtige keramische SMT-Induktivität	7447840210

Tabelle 6: Empfohlene HF-Induktivitäten im Frequenzbereich von 400 bis 500 MHz

Die Keramikdrossel WE-KI 744761210GA mit einer Induktivität von 100 nH erreicht bei 400 MHz eine Impedanz von 250 Ω , was für die meisten Anwendungen mit einer Systemimpedanz von 50 Ω ausreichend ist. Es ist wichtig, dass die maximale Güte der Induktivität nicht mit dem Signalfrequenzbereich zusammenfällt, um Resonanzerscheinungen zu vermeiden. Die Kurve in Abbildung 19 zeigt die Güte Q der Induktivität in Abhängigkeit von der Frequenz. Alternativ kann auch die keramische SMT-Hochstrominduktivität WE-KI HC 744917210 verwendet werden.

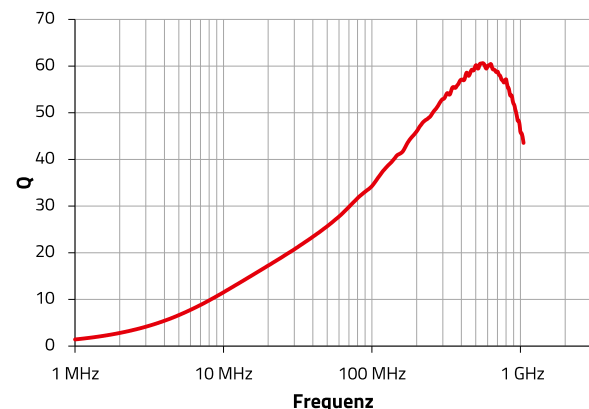


Abbildung 19: Güte Q der Induktivität WE-KI 744761210GA über der Frequenz

Eine keramische Mehrschichtinduktivität WE-MK, die für diese Anwendung bevorzugt wird, ist die WE-MK 7447840210, die den Vorteil eines niedrigeren Q-Faktors und somit einer geringeren Resonanzneigung bietet. Der Nennstrom dieser Induktivität beträgt 150 mA, daher sollte der Strom I_c für die Verwendung im Kollektorkreis des Verstärkers 60 mA - 80 mA nicht überschreiten.

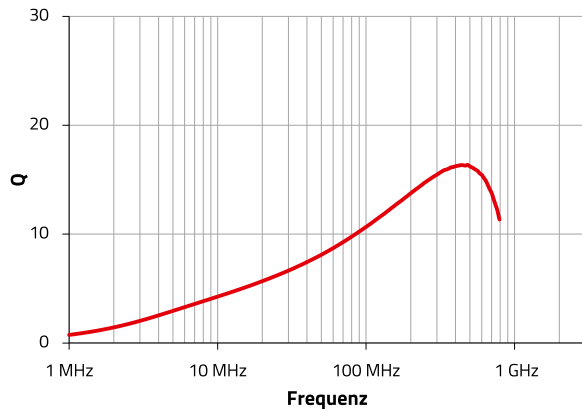


Abbildung 20: Güte Q der Induktivität WE-MK 7447840210 über der Frequenz

4.3 Passive Filter und Anpassungsschaltungen

Passive Filterschaltungen beeinflussen den Frequenzbereich der zugeführten elektrischen Eingangssignale. Die Schaltungen werden passiv genannt, weil das verstärkende Element, z. B. eine Transistorverstärkerstufe, fehlt. Daher ist die Ausgangsamplitude von passiven Filterschaltungen immer kleiner oder maximal gleich der Eingangsamplitude. Ein passives Filter hat mindestens einen charakteristischen Durchlass- und Sperrbereich, der durch die Einfügedämpfung über der Frequenz oder das Dämpfungsverhalten über der Frequenz beschrieben werden kann. Für den Übergangsbereich, bei dem die Amplitude des Ausgangssignals um 3 dB abgeschwächt wird, ist eine Grenzfrequenz definiert. In der EMV sind vorzugsweise einfache und kombinierte Tiefpassfilter bekannt. Kombinationen von einfachen Tiefpassfiltern ergeben T- oder π -Filter wie in Abbildung 21 unten dargestellt. Die Filter können aus RC- oder LC-Kombinationen aufgebaut sein.

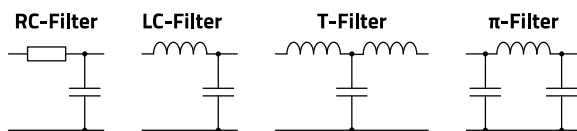


Abbildung 21: Verschiedene Tiefpassfilter, die in der EMV verwendet werden

Im Bereich der EMV-Anwendung sind für die Bestimmung der Filtereigenschaften meist nur wenige Parameter wichtig. Dies sind die Dämpfung im Störfrequenzbereich und im Durchlassbereich und ggf. der maximale Strom, der durch den Filter getrieben werden kann. Im Anwendungsbereich der Filterung im HF-Signalbereich kommen dagegen zahlreiche weitere Parameter wie Flankensteilheit, Selektivität (Güte), Phasenverzögerung und Gruppenlaufzeit zur Bestimmung der Filtereigenschaften hinzu. Um das gewünschte Niveau dieser

Parameter zu erreichen, müssen die verwendeten Komponenten, insbesondere die Induktivität, gezielt ausgewählt werden. Es sei noch darauf hingewiesen, dass es nicht möglich ist, ein Tiefpassfilter 1. Ordnung mit einem LC-Element zu realisieren. Eine Kombination aus L+C ist immer ein Tiefpassfilter 2. Ordnung. Tiefpassfilter höherer Ordnung mit RC-Gliedern werden in der Regel als aktive Filter realisiert. LC-Tiefpässe können durch die spezifische Eigenschaft der Induktivität genau an die Filteranforderungen angepasst werden. LC-Kombinationen neigen jedoch zum Mitschwingen und können bei falscher Wahl zu unerwünschten Schaltungsproblemen führen.

4.4 Bias Tee (RF - DC - Splitter für Fernspeisung)

Das Fernspeisefilter, das in Abbildung 22 schematisch dargestellt ist, trennt eine Gleichstromversorgung von HF-Signalen. Diese Filter werden häufig in der Antennentechnik eingesetzt, um Vorverstärker oder HF-Mischer über das HF-Koaxialkabel aus einer im lokalen Empfänger enthaltenen Gleichstromversorgung fern zu versorgen.

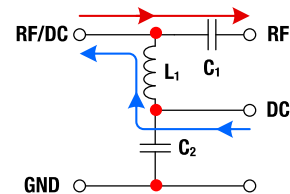


Abbildung 22: Schematische Darstellung eines Bias-Tee-Netzwerks

In der oberen Schaltung wird die Versorgungsgleichspannung durch den Kondensator C_1 zum Empfänger hin gesperrt. Die hohe induktive Impedanz von L_1 sperrt die HF nach unten, hat aber keinen Einfluss auf den Gleichstrom. Die Gleichspannung wird zwischen C_2 und L_1 ein- bzw. ausgekoppelt und durch C_2 von Masse getrennt, während das verbleibende HF-Signal gegen Masse kurzgeschlossen wird.

Die obige Schaltung wurde mit LTspice simuliert. Das Schaltbild der Simulationsschaltung ist in Abbildung 23 dargestellt. Die Filterschaltung besteht aus L_1 , C_1 und C_2 . R_1 und R_3 sind die Abschlussimpedanzen des Systems, V_1 ist die HF-Quelle mit einem Signalpegel von 1 V. V_2 ist eine 12 V-Gleichstromquelle mit einem Innenwiderstand von 5 Ω . Für L_1 wird eine WE-KI 744760212A verwendet. Die elektrischen Parameter sind in Tabelle 7 dargestellt.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Eigenschaften	Testbedingungen		Wert	Einheit	Tol.
Induktivität	150 MHz	L	120	nH	5%
Q-Faktor	250 MHz	Q	50		min.
DC-Widerstand	@ 20 °C	R _{DC}	0.48	Ω	max.
Nennstrom	ΔT = 15 K	I _R	500	mA	max.
Eigenresonanzfrequenz		f _{res}	1100	MHz	min.

Tabelle 7: Elektrische Parameter der Induktivität WE-K1 SMT Wire Wound Ceramic Inductor 744760212A

Die Eigenresonanzfrequenz liegt oberhalb der höchsten HF-Signalfrequenz. Der maximale Nennstrom beträgt 500 mA. Um auf der sicheren Seite zu sein und die Induktivität nicht in die Sättigung oder Übertemperatur zu treiben, sollte das Gerät, das am HF_DC-Anschluss mit dem Filter verbunden ist, eine Stromaufnahme von 400 mA nicht überschreiten.

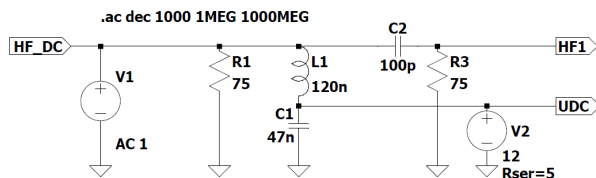


Abbildung 23: Schematische Darstellung des LTspice-Simulationsaufbaus des in Abb. 23 gezeigten Filters

Das Diagramm der Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz der Ports UDC (V(UDC)), HF1 (V(HF1)) und HF_DC (V(HF_DC)) ist in Abbildung 24 dargestellt.

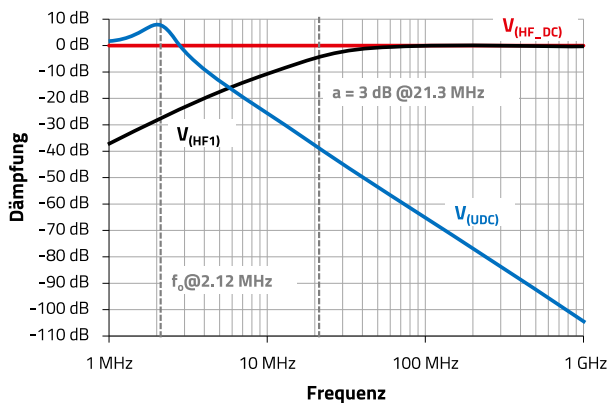


Abbildung 24: Dämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz der Anschlüsse UDC (V(UDC)), HF1 (V(HF1)) und HF_DC (V(HF_DC))

Der HF_DC-Eingang, der das DC- und das HF-Signal führt, ist durch die rote Kurve dargestellt. Das HF-Signal ist über den gesamten Frequenzbereich linear. Das HF-Ausgangssignal am Ausgang HF1 hat seinen 3 dB-Grenzfrequenzpunkt bei 21.3 MHz und bleibt bis 1 GHz linear, was für die meisten

Breitband-HF-Übertragungen mehr als ausreichend ist. Der von V₂ versorgte UDC-Eingang ist im Bereich über 3 MHz effektiv entkoppelt. Das Diagramm zeigt jedoch eine Resonanz von bis zu 9 dB, die durch die Serienresonanz von L₁ und C₁ verursacht wird. Die Resonanzfrequenz von C₁ und L₁ kann leicht berechnet werden durch

$$SRF = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (5)$$

Mit L₁ = 120 nH und C₁ = 47 nF erhalten wir eine Resonanzfrequenz von 2.12 MHz. Falls kein zusätzliches Stör- oder Nutzsignal im Signalpfad vorhanden ist, dass durch die Resonanz der Schaltung beeinträchtigt wird, kann diese so verwendet werden, wie sie ist. Bei Resonanzneigung durch Signale oder Störsignale im HF-Pfad muss durch eine andere, vorzugsweise verlustbehaftete Induktivität, z. B. eine SMD-Ferritinduktivität, ersetzt werden.

4.5 Resonanztransformator - Boucherot-Schaltung

Die Boucherot-Schaltung dient der Umwandlung eines Systems mit konstanter Spannung in ein System mit konstantem Strom. Im einfachsten Fall besteht die Schaltung aus einem „verlustfreien Spannungsschwingkreis“, einem einfachen LC-Filter als Serienschwingkreis, der mit einem zum Kondensator parallel geschalteten Lastwiderstand in Resonanz betrieben wird. Abbildung 25 zeigt das Schaltbild. Wie jeder Transformator kann auch dieser Resonanztransformator sowohl Spannung als auch Strom transformieren, hat aber keine galvanische Trennung und arbeitet zudem nur in einem schmalen Frequenzband. Er wird daher nur verwendet, wenn sich die Frequenz nicht wesentlich ändert. Schaltungen mit dem Resonanztransformator finden sich zum Beispiel in elektronisch gesteuerten Leuchtstoffröhren, in Energiesparlampen und in Kaltkathodenröhren für die Hintergrundbeleuchtung von TFT-LCD-Flachbildschirmen. In der Hochfrequenztechnik und in Sendern und Empfängern kann mit Hilfe von Resonanztransformatoren eine Leistungsanpassung zwischen verschiedenen Funktionsblöcken, zur Antenne und zu unterschiedlichen Kabelimpedanzen erreicht werden.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

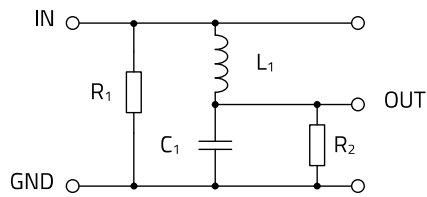


Abbildung 25: Schema des Resonanztransformators bzw. des Boucherot-Kreises

Um die Werte der Induktivität L_1 und des Kondensators C_1 für die Leistungsanpassung zu bestimmen, müssen die Impedanzen des Resonanztransformators auf beiden Seiten mit den Werten der beiden Widerstände R_1 bzw. R_2 übereinstimmen. Die Dimensionierung kann entweder grafisch mit einem Smith-Diagramm oder mathematisch im Rahmen der komplexen Wechselstromberechnung vorgenommen werden. Die beiden Formeln für L und C , die in der Literatur angegeben werden, lauten wie folgt.

$$C = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{R_2 - R_1}{R_1 \cdot R_2^2}} \quad (6)$$

$$L = \frac{1}{\omega} \sqrt{R_1 \cdot R_2 - R_1^2} \quad (7)$$

C: Kapazität [F]

L: Induktivität [H]

ω : Winkelfrequenz $2\pi f$, f in [MHz]

Rx: Widerstände [Ω]

Das folgende Beispiel zeigt die Anpassung eines 75Ω Übertragungssystems an eine Monopolantenne, simuliert mit LTspice. Eine Monopolantenne hat bei $\lambda/2$ eine Fußpunktimpedanz von ca. 2.500Ω , das Übertragungssystem wurde im Beispiel mit 75Ω angenommen. Der Signalpegel am Eingang beträgt 1 V, die Betriebsfrequenz liegt bei 100 MHz. Der Simulationsaufbau ist in Abbildung 26 dargestellt.

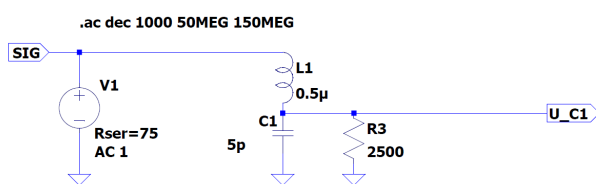


Abbildung 26: LTspice-Aufbau des Resonanztransformators

Nach der obigen Formel ergeben sich für die Bauteile L_1 und C_1 die Werte $C_1 = 3.6 \text{ pF}$ und $L_1 = 0.68 \text{ uH}$. Simuliert mit diesen Werten liegt die Resonanz des Übertragers etwa bei 79 MHz. Ein Simulationsergebnis mit den im Schaltplan angegebenen Werten ist in Abbildung 27 dargestellt.

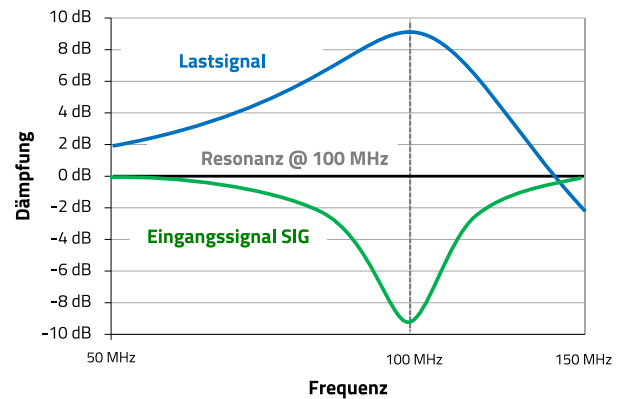


Abbildung 27: Resonanztransformator-Simulation nach dem Schaltplan in Abbildung 26

Die Werte für den Resonanzkreis sind $L_1 = 0.5 \text{ uH}$ und $C_1 = 5 \text{ pF}$. Bei Resonanz steigt die Spannung am Kondensator C_1 und damit an der Last R_3 um ca. 9 dB, also etwa auf 2.8 V. Die in diesem Resonanzkreis verwendeten Bauteile sind kritisch. Wie man sieht, steigt der Spannungspegel am Kondensator in Abhängigkeit von der Impedanz, und wenn der Spannungspegel schon an der Quelle hoch ist (z.B. 100 V), muss auch die Nennspannung des Kondensators C_1 hoch sein, im Beispiel $> 300 \text{ V}$. Außerdem sollten die Bauteile eine hohe Güte, d.h. geringe Verluste aufweisen, um einen hohen Wirkungsgrad und eine geringe Einfügedämpfung zu erreichen. Das bedeutet, dass der R_{DC} von L_1 niedrig und der Q-Faktor des Kondensators hoch sein müssen. Die Tabelle 8 gibt einen Überblick über die Auswahl der Komponenten in Abhängigkeit von der Anwendung.

4.6 Impedanzanpassung eines WiFi-Antennenports

Um eine HF-Quelle an eine Last anzupassen, kann der Boucherot-Resonanztransformator verwendet werden, wie in Abschnitt 4.5 beschrieben. Je weniger sich die Impedanzen von Quelle und Lastimpedanz unterscheiden, desto geringer ist die Güte der Schaltung und desto größer ist die Bandbreite des Resonanzübertragers. In diesem Fall können zwei unterschiedlich dimensionierte LC-Tiefpassfilter zu einem π -Filter zusammengeschaltet werden. Der Filter ermöglicht eine Impedanzanpassung zwischen Quelle und Last auch bei höheren Gütewerten. Im folgenden Beispiel wurde die Schaltung zur Anpassung eines WiFi-Transceivers an eine Hybridantenne verwendet. Abbildung 28 zeigt das Schaltbild der Antennenanpassungsschaltung.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Anwendung	Frequenzbereich [MHz]	C1	L1
Kleines Signal	10 ... 200	WP-CSGP MLCC	WE-KI Keramik-SMT WE-KI HC Hochstromkeramik-SMT WE-RFH Ferrit SMT WE-MK Mehrschichtkeramik-SMT
Kleines Signal	200 ... 1000	WCAP-CSGP MLCCWACP CSRF	WE-KI Keramik-SMT WE-KI HC Hochstrom-Keramik-SMT WE-TCI SMD-Dünnsfilm WE-MK Mehrschicht-Keramik-SMT
Kleines Signal	> 1000	WCAP CSRF	WE-KI Keramik-SMT WE-KI HC Hochstrom-Keramik-SMT WE-TCI SMD-Dünnsfilm WE-MK Mehrschicht-Keramik-SMT
Hochspannung	200 ... 1000	WCAP CSMH MLCC	WE-KI HC Hochstrom-Keramik-SMT WE-CAIR Luftspule WE-ACHC Hochstrom-Luftspule
Hochspannung	> 1000	WCAP CSMH MLCC	WE-KI HC Hochstrom-Keramik-SMT WE-CAIR Luftspule

Tabelle 8: Komponenten für den Resonanztransformator in Abhängigkeit von der Anwendung

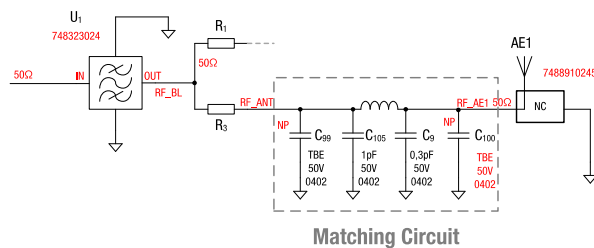


Abbildung 28: Schema der Transceiver-Antennenanpassungsschaltung.

Das HF-Signal vom Transceiver durchläuft zunächst einen Bandpass, bevor es über einen alternativ bestückten 0Ω -Widerstand entweder zum Antennenanschluss 1 oder zum Antennenanschluss 2 geleitet wird. C_{105} und C_9 bilden zusammen mit L_3 den π -Tiefpassfilter zur Anpassung der Hybridantenne. C_{99} und C_{100} sind zusätzlich verfügbare Bestückungspositionen, die zur Feinabstimmung genutzt werden können. Abbildung 29 zeigt das entsprechende Layout.

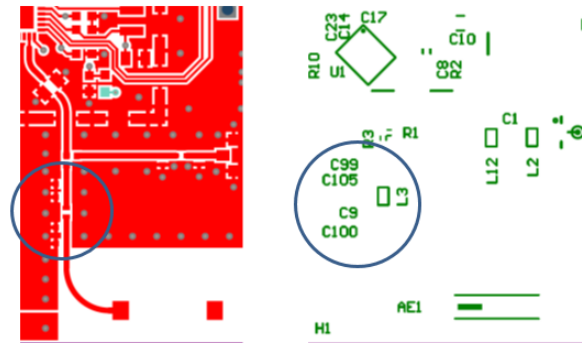


Abbildung 29: Layout der Transceiver-Antennenanpassungsschaltung, bezogen auf den Schaltplan in Abbildung 28

Bei der Anpassung sollte bei der Betriebsfrequenz eine maximale Leistungsübertragung erreicht werden, und die Dämpfung außerhalb der Bandbreite sollte so hoch wie möglich sein. Die Anpassung wurde in diesem Fall mit einem Netzwerkanalysator durchgeführt. Die Messgröße für die Anpassung ist die Reflexionsdämpfung S_{11} . Kommt es zu einer Reflexion im Signalweg, so wird ein Teil des vom Sender kommenden Signals aufgrund der unterschiedlichen Impedanzen zwischen dem Sendeempfänger und der Antenne reflektiert. Da die Impedanz im Allgemeinen frequenzabhängig ist, bedeutet das, dass auch die Reflexion frequenzabhängig ist. Je kleiner die Impedanzunterschiede sind, desto geringer sind die Reflexionen. Bei gleichen Impedanzen treten keine Reflexionen auf.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Der Reflexionsverlust wird in Dezibel (dB) angegeben und ist das logarithmische Verhältnis zwischen dem reflektierten Signal und dem Eingangssignal. Je größer die Reflexionsdämpfung ist, desto besser ist die Impedanzanpassung der Komponenten. Der WiFi-Transceiver arbeitet im Bereich von 2,45 GHz. Die Werte der angepassten Komponenten mit dem entsprechenden Diagramm der Reflexionsdämpfung S_{11} sind in Abbildung 30 dargestellt.

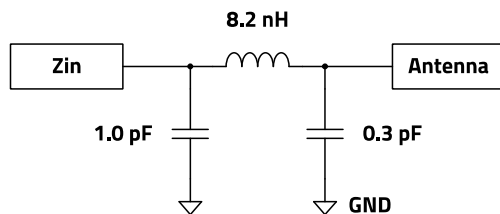


Abbildung 30: Transceiver-Antennenanpassungsschaltung

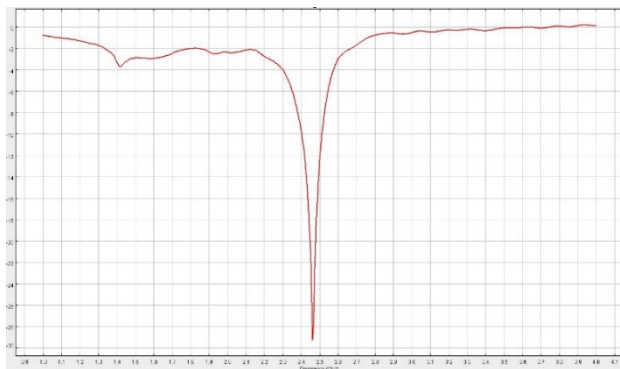


Abbildung 31: Abgestimmte Bauteilwerte mit dem entsprechenden Diagramm der Reflexionsdämpfung S_{11}

Abbildung 31 zeigt, dass die Reflexionsdämpfung bei der Betriebsfrequenz ca. 29 dB beträgt, was ein guter Wert ist, das VSWR liegt dann bei ca. 1,06.

Anwendungen in diesem Frequenzbereich erfordern sehr verlustarme Bauelemente, insbesondere in der Betriebsart der HF-Übertragung. Jedes dB Dämpfung im Übertragungsweg bedeutet Verlust an Übertragungsenergie, die mit höherer Sendeleistung kompensiert werden muss, was in der Regel auch einen höheren Anteil an Oberwellen im Sendesignal bedeutet. In der folgenden Tabelle 9 sind die für das Filter verwendeten Komponenten aufgeführt.

Indizes	Wert	Größe	Komponente
C105	1 pF, 50 V	0402	WCAP-CSRF MLCC-Kondensator 885392005005
C9	0.3 pF, 50 V	0402	WCAP-CSRF MLCC-Kondensator 885392005001
L3	8.2 nH	0402	WE-KI SMD-Keramik-Induktivität 744765082GA

Tabelle 9: Verwendete Komponenten für den Filter, gemäß dem Schaltplan in Abbildung 30

4.7 VCOs

Der spannungsgesteuerte Oszillator (VCO) ist eine elektronische Schaltung, dessen Frequenz durch die Höhe einer angelegten Spannung (Steuerspannung) verändert werden kann. Der Aufbau eines VCOs hängt im Wesentlichen von der Betriebsfrequenz und dem gewünschten Einstellbereich ab. Der VCO muss ein geringes Phasenrauschen aufweisen, um die Anforderungen an Empfindlichkeit, Nachbarkanalstörung und Blocking zu erfüllen. Bei digitalen Modulationsverfahren beeinflusst das Phasenrauschen des VCOs die Anforderungen an die Bitfehlerrate (BER). Eine Änderung der Oszillationsfrequenz mit der Versorgungsspannung kann zu einer Verschlechterung des Phasenrauschens führen, da die Empfindlichkeit gegenüber dem Rauschen der Versorgungsspannung steigt. Die VCO-Ausgangsleistung in dBm wird in der Regel an einer 50 Ω Last definiert. Die Abstimmteilheit ist die Analogie der Oszillatorfrequenz zur Abstimmungsspannung. Mit zunehmendem VCO-Frequenzbereich ist es schwierig, einen konstanten Pegel der Ausgangsleistung über der Frequenz zu erreichen. So kann z.B. das Hinzufügen eines Ausgangsfilters zur Unterdrückung von Oberwellen in einigen Fällen die Linearität der Ausgangsleistung beeinträchtigen. Der Ansteuerungspegel sollte den Kompromiss zwischen Oberwellengehalt, Oszillatorstabilität und Rauschen berücksichtigen.

Schaltung und Design-Empfehlungen:

Die Spezifikationen für die Konstruktion von Oszillatoren erfordern meist eine bestimmte Ausgangsleistung an einer bestimmten Last über einen bestimmten Frequenzbereich. In der Schaltung in Abbildung 32 legen die Versorgungsspannung und der Biasstrom den Arbeitspunkt der Transistoren fest. Die Oszillatorfrequenz wird durch die Resonanzkomponenten bestimmt. Bei der Auswahl des Transistors sollten Rausch-, Frequenz- und

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Leistungsanforderungen berücksichtigt werden. Je nach Bauteil müssen bei der Entwicklung auch die parasitären Eigenschaften der spezifischen Schwingkreiskomponenten berücksichtigt werden. Die in Abbildung 32 dargestellte VCO-Schaltung verwendet den rauscharmen HF-Transistor BFP420 von Infineon. Um das Phasenrauschen zu minimieren, muss die Güte des abgestimmten Kreises im Oszillator maximiert werden. Ein niedriger Q-Faktor eines LC-Tanks und seine Komponententoleranzen erfordern ein sorgfältiges Design für das Phasenrauschen ohne individuelle Nachjustierung der Oszillatoren. Verrauschte Stromversorgungen können zusätzliches Rauschen verursachen, das sich bei Abweichungen von der Trägerfrequenz im Bereich von 20 Hz bis 1 MHz bemerkbar macht. Das Phasenrauschverhalten des VCO kann sich je nach Art des verwendeten Reglers verschlechtern. Zur Verbesserung des Phasenrauschens des VCOs werden ein rauscharmer DC-DC-Wandler, HF-Drosseln und gute Bypass-Kondensatoren (niedriger ESR) empfohlen.

Im Schaltbild in Abbildung 32 stellt das Differenztransistorpaar Q_1 und Q_2 aufgrund der positiven Rückkopplung einen negativen Widerstand für den Resonanzkreis dar. Der negative Widerstand hebt die Verluste des Resonators auf und ermöglicht eine anhaltende Schwingung. Mit den beiden Varicap-Dioden D_1 und D_2 kann die Frequenz variiert werden. Durch die Implementierung des Filters mit L_3 und C_5 kann das Rauschen des Signals wirksam reduziert werden. Die Induktivität L_3 und der Kondensator C_5 bilden einen Tiefpassfilter 2. Ordnung, der verhindert, dass Rauschen bei geraden Oberwellen in den Rückkopplungspfad des Oszillators eingespeist wird. Außerdem ist die Verschlechterung des Phasenrauschens aufgrund einer verrauschten Steuerspannung V_{varicap} im unteren Frequenzbereich, in dem die Varicap-Dioden am stärksten nichtlinear sind, sehr bedeutend.

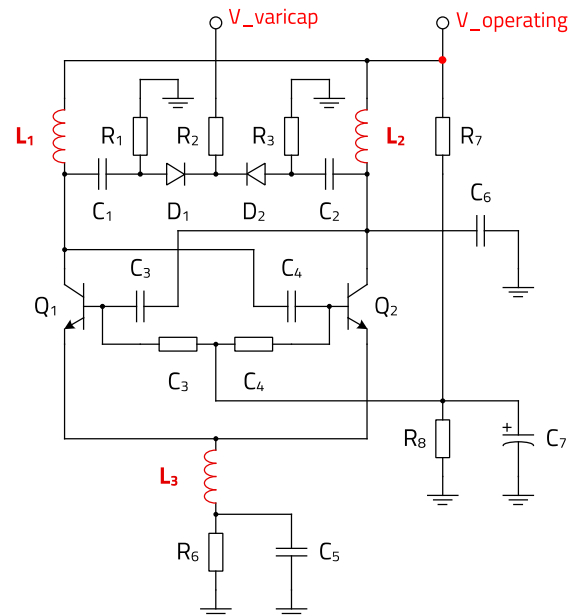


Abbildung 32: Schaltplan eines spannungsgesteuerten Oszillators (VCO) für den Frequenzbereich zwischen 500 MHz und 1 GHz).

Geeignete RF-Induktivitäten:

Die Serien WE-KI und WE-KIHC sind aufgrund ihres hervorragenden Q-Faktors und der engen Induktivitätstoleranz eine gute Wahl für den Einsatz in dieser Applikation.

05. FAZIT

In dieser Application Note wurden die wesentlichen Parameter von HF-Induktivitäten erläutert und anhand gängiger Anwendungen weiter vertieft. Es wurde auf die wesentlichen Unterschiede zwischen einer HF-Induktivität und einer Leistungsinduktivität hingewiesen. Während bei Leistungsinduktivitäten eine hohe Impedanz, ein hoher Nennstrom und eine hohe Sättigungsflussdichte wichtig sind, sind bei HF-Induktivitäten die Güte und die Resonanzfrequenz die wesentlichen Parameter. Aus diesem Grund ist der Q-Faktor eine grundlegende Eigenschaft von HF-Induktivitäten. Es wurde darauf hingewiesen, dass alle Parameter einer HF-Induktivität miteinander in Beziehung stehen und daher Kompromisse zwischen Größe, Leistung und den HF-Eigenschaften berücksichtigt werden müssen.

Abhängig von der Applikation und der Funktion der Induktivität in dieser Anwendung sind bestimmte Eigenschaften wichtiger als andere.

Würth Elektronik verfügt über ein breites Portfolio an HF-Induktivitäten mit Serien in allen beschriebenen Technologien. Darüber hinaus sind in jeder Serie zahlreiche Größen, unterschiedliche Induktivitäts- und Toleranzwerte verfügbar, um die am besten geeignete HF-Induktivität für Ihre

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

Anwendung zu finden. Darüber hinaus bietet das REDEXPERT-Tool eine große Unterstützung bei der Auswahl der HF-Induktivitäten. Alle benötigten Parameter und Kurven von WE RF Induktivitäten können gefunden und verglichen werden, so dass die Auswahl schnell, einfach und effizient ist.

APPLICATION NOTE

ANP074 | Einführung in Hochfrequenz-Induktivitäten

WICHTIGER HINWEIS

Der Anwendungshinweis basiert auf unserem aktuellen Wissens- und Erfahrungsstand, dient als allgemeine Information und ist keine Zusicherung der Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG zur Eignung des Produktes für Kundenanwendungen. Der Anwendungshinweis kann ohne Bekanntgabe verändert werden. Dieses Dokument und Teile hiervon dürfen nicht ohne schriftliche Genehmigung vervielfältigt oder kopiert werden. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG und seine Partner- und Tochtergesellschaften (nachfolgend gemeinsam als „WE“ genannt) sind für eine anwendungsbezogene Unterstützung jeglicher Art nicht haftbar. Kunden sind berechtigt, die Unterstützung und Produktempfehlungen von WE für eigene Anwendungen und Entwürfe zu nutzen. Die Verantwortung für die Anwendbarkeit und die Verwendung von WE-Produkten in einem bestimmten Entwurf trägt in jedem Fall ausschließlich der Kunde. Aufgrund dieser Tatsache ist es Aufgabe des Kunden, erforderlichenfalls Untersuchungen anzustellen und zu entscheiden, ob das Gerät mit den in der Produktspezifikation beschriebenen spezifischen Produktmerkmalen für die jeweilige Kundenanwendung zulässig und geeignet ist oder nicht. Die technischen Daten sind im aktuellen Datenblatt zum Produkt angegeben. Aus diesem Grund muss der Kunde die Datenblätter verwenden und wird ausdrücklich auf die Tatsache hingewiesen, dass er dafür Sorge zu tragen hat, die Datenblätter auf Aktualität zu prüfen. Die aktuellen Datenblätter können von www.we-online.com heruntergeladen werden. Der Kunde muss produktspezifische Anmerkungen und Warnhinweise strikt beachten. WE behält sich das Recht vor, an seinen Produkten und Dienstleistungen Korrekturen, Modifikationen, Erweiterungen, Verbesserungen und sonstige Änderungen vorzunehmen. Lizenzen oder sonstige Rechte, gleich welcher Art, insbesondere an Patenten, Gebrauchsmustern, Marken, Urheber- oder sonstigen gewerblichen Schutzrechten

werden hierdurch weder eingeräumt noch ergibt sich hieraus eine entsprechende Pflicht, derartige Rechte einzuräumen. Durch Veröffentlichung von Informationen zu Produkten oder Dienstleistungen Dritter gewährt WE weder eine Lizenz zur Verwendung solcher Produkte oder Dienstleistungen noch eine Garantie oder Billigung derselben.

Die Verwendung von WE-Produkten in sicherheitskritischen oder solchen Anwendungen, bei denen aufgrund eines Produktausfalls sich schwere Personenschäden oder Todesfällen ergeben können, sind unzulässig. Des Weiteren sind WE-Produkte für den Einsatz in Bereichen wie Militärtechnik, Luft- und Raumfahrt, Nuklearsteuerung, Marine, Verkehrswesen (Steuerung von Kfz, Zügen oder Schiffen), Verkehrssignalanlagen, Katastrophenschutz, Medizintechnik, öffentlichen Informationsnetzwerken usw. weder ausgelegt noch vorgesehen. Der Kunde muss WE über die Absicht eines solchen Einsatzes vor Beginn der Planungsphase (Design-In-Phase) informieren. Bei Kundenanwendungen, die ein Höchstmaß an Sicherheit erfordern und die bei Fehlfunktionen oder Ausfall eines elektronischen Bauteils Leib und Leben gefährden können, muss der Kunde sicherstellen, dass er über das erforderliche Fachwissen zu sicherheitstechnischen und rechtlichen Auswirkungen seiner Anwendungen verfügt. Der Kunde bestätigt und erklärt sich damit einverstanden, dass er ungeachtet aller anwendungsbezogenen Informationen und Unterstützung, die ihm durch WE gewährt wird, die Gesamtverantwortung für alle rechtlichen, gesetzlichen und sicherheitsbezogenen Anforderungen im Zusammenhang mit seinen Produkten und der Verwendung von WE-Produkten in solchen sicherheitskritischen Anwendungen trägt. Der Kunde hält WE schad- und klaglos bei allen Schadensansprüchen, die durch derartige sicherheitskritische Kundenanwendungen entstanden sind.

NÜTZLICHE LINKS



Application Notes
www.we-online.com/app-notes



REDEXPERT Design Plattform
www.we-online.com/redexpert



Toolbox
www.we-online.com/toolbox



Produkt Katalog
www.we-online.com/produkte

KONTAKTINFORMATION



appnotes@we-online.de
Tel. +49 7942 945 - 0



Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG
Max-Eyth-Str. 1 · 74638 Waldenburg
Germany
www.we-online.com