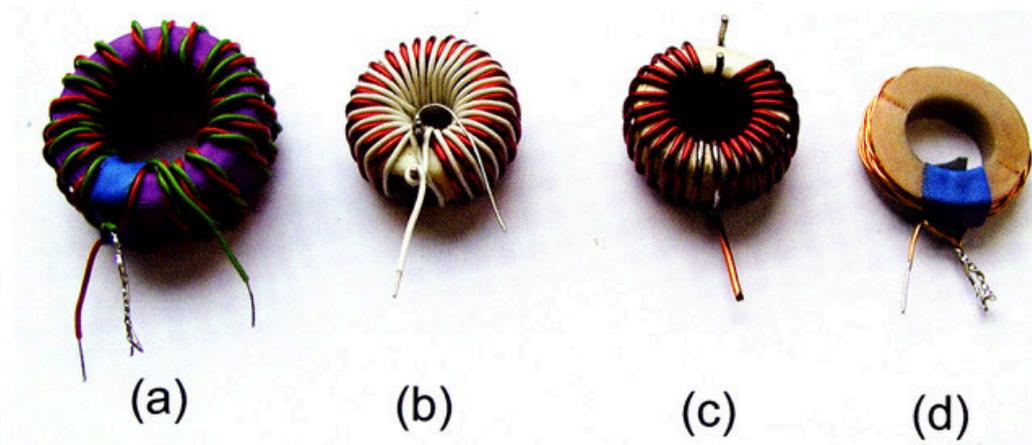


Die elektrische Qualität von Spulen

Arno Weidemann, DL9AH

Eine Spule besteht im Grunde nur aus aufgewickeltem Draht.
Welche verschiedenen Einflussgrößen aber die erreichbare Qualität bestimmen, hat der Verfasser hier aufgezeigt.

Gegenüberstellung
verschiedener
Versuchsspulen
mit bifilarer
Wickeltechnik



In [1] und [2] hatte der Verfasser die besondere Leistungsfähigkeit und den hohen Wirkungsgrad der Gelsenkirchner Mobilantenne vorgestellt und erläutert. Auf der kurzen Welle, und besonders auf den unteren Bändern, ist es in der Tat ein nicht zu unterschätzendes Problem, die vom Sender angelieferte Sendeenergie möglichst vollständig abzustrahlen.

Die über Jahrzehnte durchgeführten Feldversuche, immer im Vergleich mit anderen Mobilantennen, führten zu dem ungewöhnlichen Ergebnis, dass es bei der Optimierung von Mobilantennen für den Kurzwelleneinsatz u.a. sehr darauf ankommt, dass die verwendete Verlängerungsspule so wenig Eigenverluste wie möglich hat.

Hohe Leerlaufgüte nötig

Das bedeutet, dass die Leerlaufgüte möglichst über 1000 liegen sollte. Wegen der geringen parallelen Raumkapazität von nur ca. 25 pF bei einem nur ca. 2,7 m langen Strahler soll die Wickelkapazität möglichst klein sein.

Dieser Punkt hatte nach der Veröffentlichung dazu geführt, dass die Autoren in [3] und [4] sich darüber Gedanken gemacht haben, wovon denn eigentlich die Spulenleerlaufgüte abhängig sei. Die in diesen beiden Artikeln, aber auch in anderer Fachliteratur häufig anzutreffenden Aussagen haben wiederum den Verfasser seinerseits veranlasst, das Problem der elektrischen Güte von Spulen zu relativieren und allgemeinverständlich darzustellen. Nach der Auffassung des Verfassers ist Theorie nichts anderes als abstrakte Praxis. Wenn, wie geschehen, die Praxis nicht immer zur Theorie passt, dann kann nicht die Praxis falsch sein, sondern nur die Theorie.

In der Tat werden in der Theorie häufig Zusammenhänge nicht beachtet, die für die Praxis aber ganz wesentlich sein können. Das gilt hier zunächst für die Bestimmung der Induktivität einer Spule! Die in der Literatur dafür zu findende Basisformel (1) ist verhältnismäßig leicht zu verstehen, wenn man weiß, wie sie sich zusammen setzt.

$$L = (\mu_0 \cdot \mu_{\text{rel}} \cdot A \cdot N^2) / l \quad (1)$$

(H in cm)

Wenn wir, wegen der älteren Grundsatzbücher, ausnahmsweise bei dem alten CGS-System (Centimeter, Gramm, Sekunde) bleiben wollen, so stellt μ_0 die Induktivität dar, die eine (!) Windung einer im Vakuum befindlichen Spule mit einer Fläche von einem 1 cm^2 hat ($12,56 \cdot 10^{-9} \text{ H/Windung}$). Da der Unterschied zwischen einer im Vakuum befindlichen Spule und einer Luftspule extrem klein ist, kann man mit diesem Wert auch in der Praxis sehr gut umgehen.

Der Begriff μ_{rel} setzt das Vorhandensein von Ferromagnetischem Material, wie Ferrite etc. voraus, μ_{rel} ist ein magnetischer Verstärkungsfaktor gegenüber der Luft. Er kommt zu Stande durch die bessere magnetische Durchlässigkeit (Permeabilität) des jeweiligen z.B. Ferritmaterials. Bei Luftspulen ist er zu 1 gestellt und kann daher entfallen.

Der in der Formel enthaltene Begriff A stellt die Fläche dar, die eine runde Windung umschließt. Vergrößert man die Fläche z.B. um den Faktor 4, so steigt zunächst die Induktivität auch um den Faktor 4. Der Umfang dieser Flächenvergrößerung, und damit die Drahtlänge einer Windung, steigt aber nur um den Wurzelwert der Flächenvergrößerung. Im vorliegenden Fall um den Faktor 2.

Merksatz zur Praxis

Schlussfolgerung: Je größer der Durchmesser einer Spule, je kürzer ist die Drahtlänge die für eine geforderte Induktivität notwendig wird. Je kürzer der Draht, umso weniger Verlustleistung wird an dem kleiner gewordenen Kupferwiderstand in Wärme umgesetzt. Hier liegt also die erste Möglichkeit zu einer hohen Güte zu kommen. Hinter dem A befindet sich der Ausdruck N^2 (N steht für die Zahl der Windungen). Das bedeutet, dass sich die Induktivität quadratisch mit der Windungszahl erhöht. Das ist aber keineswegs immer der Fall!

Die Formel ist dann absolut zu verwenden, wenn alle Windungen untereinander eine 100 % magnetische Verkopplung, also einen magnetischen Koppelfaktor von 1 haben. Das ist aber eben in der Praxis nicht immer zu erreichen. Der For-

melbegriff l (von lang) stellt die mittlere Länge der magnetischen Kraftlinien dar. Bei Ringkernen wird der mittlere Umfang des Kernes verwendet. Da hingegen der magnetische Widerstand außerhalb von kleineren Luftspulen, wegen der großen Verteilung der Kraftlinien, relativ gegen 0 geht, genügt es hier, die Länge der Spulenwindungen einzusetzen.

Verwendet man diese Grundsatzformel, oder auch andere in der Literatur zu findenden vergleichbaren Formeln, bei im Durchmesser großen Luftspulen, aber ohne Berücksichtigung von z.B. besonderer Wickeltechniken oder besonderen Verhältnissen zwischen Durchmesser und Länge, so wie sie leider in der Literatur des öfteren ohne Zusatzinformation zu finden sind, dann kann man in der Praxis nicht nur Fehler machen, sondern man kommt auch zu einfach nicht nachweisbaren, unrichtigen Schlussfolgerungen.

So hat die im **Bild 3** zu sehende große Verlängerungsspule für den 80-m-Mobilbetrieb eine gemessene Induktivität von $62 \mu\text{H}$ (u.a. jede 2. Windung tief eingedrückt). Berechnet man die Induktivität an Hand obiger oder auch anderer Formeln, so kommt man auf eine Induktivität von ca. $95 \mu\text{H}$ – immerhin eine Abweichung von mehr als 50 %.

Grund für Abweichungen

Bei im Durchmesser großen Spulen ist das verringerte Verhältnis zwischen dem magnetischen Widerstand innerhalb und außerhalb der Spule im Wesentlichen der Grund für diese Abweichung. Bei der im **Bild 4** zu sehenden 40-m-Verlängerungsspule ist hingegen das Mess- und Rechenergebnis nahezu identisch. Hier wird das abgefallene Verhältnis der magnetischen Widerstände rechnerisch durch die größere Länge der Spule kompensiert.

Um das bisher Gesagte zu untermauern, hat der Verfasser einige andere kleinere Spulen mit unterschiedlichen magnetischen Koppelfaktoren angefertigt und gemessen. Um die Gegenüberstellung der verschiedenen Spulen in Bezug auf das Verhältnis der Induktivität zu Windungszahl zu vereinfachen, wurde immer ein Windungszahlverhältnis von 1 nach 2 gewählt. Nach der o.a. Formel müsste ein Windungszahlverhältnis von 2 eine dazugehörige quadratische Induktivitätserhöhung von 4 ergeben. Das ist aber selbst bei der günstigsten Wickeltechnik auf einen Ferritringkern nur annähernd der Fall. Die im **Bild 1a** zu sehende Ferritspule wurde mit leicht verdrehtem Schaltaht (rot/grün) bifilar bewickelt. Diese gleichzeitig mit zwei Drähten ausgeführte Wickeltechnik gewährleistet, dass zum einen die beiden Drahtlängen gleich sind, zum anderen die magnetische Verkopplung den höchsten Wert erreicht. Die Induktivitätssteigerung betrug hier bei einer



Windungszahlverdoppelung 3,98. Der theoretische Faktor 4 wurde zwar nicht ganz erreicht, aber mit diesem Wert könnte man in der Praxis sehr gut leben. Der nahezu gleiche Wert von 3,97 wurde bei der in **Bild 1b** zu sehenden Ringkernspule mit nicht verdrehtem Schaltaht erreicht. Eine etwas geringe-

re Induktivitätssteigerung ergab sich bei der in **Bild 1c** zu sehenden Ferrit-ringkernspule, bei der bei einer original vom Hersteller aufgebrauchten Kupferlackwicklung die Mitte abgegriffen wurde. Der Induktivitätsfaktor ist hier 3,82. Die Luftrahmenspule in **Bild 1d**, die wie bei 1a bifilar bewickelt worden war, ergab ebenso einen Faktor von 3.85.

Gleicher Formfaktor

Die im **Bild 2** zu sehenden zwei länglichen Luftspulen a und b haben genau wie alle anderen Wicklungen – mit Ausnahme von **Bild 1c** – den gleichen jeweiligen Spulenformfaktor. Das heißt, die in Gegenüberstellung gebrachten Wicklungen haben den gleichen Durchmesser und die gleiche Spulenlänge.

Um das auch bei Luftspulen (Bild 2) realisieren zu können, waren zwei völlig gleiche Wickelkörper notwendig. Die Spule a hat 76 Windungen bei einem Drahtdurchmesser von 0,45 mm CuL, und die Spule b hat 38 Windungen bei einem

Drahtdurchmesser von 0,9 mm CuL.

Das Induktivitätsverhältnis war auch hier in der Nähe von 4. Hier muss allerdings bedacht werden, dass der dünne Draht auf der Spule a eine größere Induktivität pro Leiterlänge entwickelt als der dickere Draht auf der Spule b, was zu einer gewissen Verschiebung der Verhältnisse führt. Außerdem ist bei der Spule a der Windungsabstand geringer, was zu einer besseren magnetischen Verkopplung der Windungen untereinander führt.

Berücksichtigt man trotz sorgfältiger Messungen die nicht zu vermeidenden Messungenauigkeiten [5], so bleibt im Ergebnis festzuhalten, dass man bei solchen Spulen und solchen Wickelarten die oben erwähnte Formel in Bezug auf das quadratische Verhältnis zwischen Induktivität und Windungszahl in der Praxis sehr wohl ausreichend verwenden kann.

Teilt man, allerdings unzulässigerweise, die z.B. großen, länglichen Verlängerungsspulen von Mobilantennen jeweils in zwei Hälften, und setzt dann die halbe

Windungszahl ins Verhältnis zur gesamten Windungszahl, dann sinkt die Induktivitätssteigerung auf Werte von 2,33 für 80 m, und auf nur noch 2,28 für 40 m ab.

Unterschiedlicher Formfaktor

Da hier zwei Spulenwicklungen mit unterschiedlichem Formfaktor ins Verhältnis gebracht werden, ist das Ergebnis unbrauchbar und führt zu falschen Schlussfolgerungen. Ein Fehler, der in der Vergangenheit des Öfteren gemacht worden ist. Auf eine ausreichende Länge der Spule kann man bei Mobilverlängerungsspulen nicht verzichten, weil es bei Regen, „Smog“ und dergleichen zu Überschlüssen zwischen der oberhalb der Spule anstehenden Spannung von 5000...10 000 V und dem unteren Ende der Spule kommen könnte. Außerdem würde eine zu kurze Spulenlänge zu dicht nebeneinander liegende Windungen führen. Das wiederum würde zur Er-

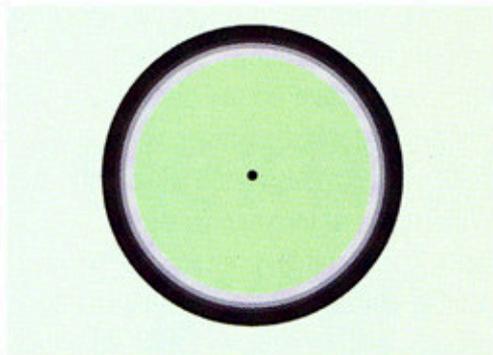


Bild 5a: Stromverdrängung in den Randbereich (Skin-Effekt)

höhung der schädlichen Wickelkapazität führen und gleichzeitig den Proximity-Effekt ins Spiel bringen.

Fasst man die Ergebnisse bis hierhin zusammen, so ist festzustellen, dass bei der Gegenüberstellung von zwei gleichen, kleineren Spulen (gleicher Wickelkörper, gleiche Wickeltechnik etc.) die Induktivitätsänderung sich bis auf kleine Abweichungen in der Tat quadratisch zur Windungszahländerung verhält. Die daraus des Öfteren abgeleitete Aussage „das

L/C -Verhältnis bestimme den Gütefaktor einer Spule“ kann aber dennoch nicht akzeptiert werden.

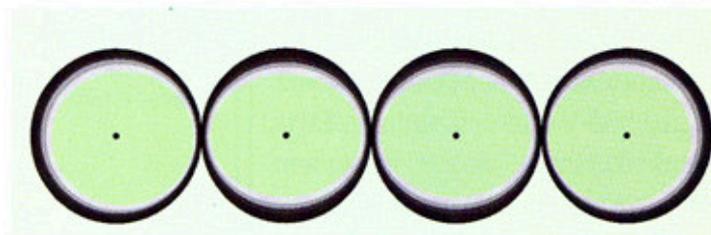
Und zwar aus folgendem Grund: Wie aus dem Bild 2 zu entnehmen ist, hat die Spule b nur die halbe Windungszahl und damit auch nur die halbe Drahtlänge gegenüber der Spule a, was zunächst zur Halbierung des ohmschen Verlustwiderstandes führt.

Des Weiteren kann der Draht wegen des

vorhandenen Platzes doppelt so dick gewählt werden. Das führt noch einmal zur Halbierung des ohmschen Verlustwiderstandes. Bei einem Viertel der Induktivität ist der induktive Widerstand auf ein Viertel abgesunken.

Wie dargelegt ist der ohmsche Verlustwiderstand aber auch auf ein Viertel reduziert. Unter dem Strich ist das Verhältnis von induktivem Widerstand zum Verlust-

**Bild 5b:
Proximity-Effekt
bei einlagigen
Spulen ohne
Windungsabstand**



widerstand (s.u.) gleich geblieben, was bedeutet, dass auch die Güte prinzipiell gleich geblieben sein muss. Die Spule mit dem kleineren L/C-Verhältnis hat darüber hinaus den Vorteil, dass sie je nach Einsatz, auf gleicher Frequenz, zu einer größeren Oberwellenunterdrückung oder zu einer besseren Weitabsektion etc. führt.

Abhängigkeiten betrachtet

Der Leerlaufgütefaktor hängt tatsächlich von dem Verhältnis der Blindleistung zu der Summe aller Wirkverlustleistungen ab. Die gesamte Verlustleistung wird auch als „Dämpfung“ (D) bezeichnet. Die gesamte Dämpfung ist wiederum die Summe aller Einzeldämpfungen. Diese werden üblicherweise in % angegeben. Addiert werden alle Einzeldämpfungen (d) aber in absoluten Zahlen und ergeben dann groß D.

$$D = d_1 + d_2 + d_3 + d_n \quad (2)$$

Der Gütefaktor (G) ist demnach:

$$G = 1/D \quad (3)$$

International ist für G auch Q – von Quality – üblich.

Zu d_1 : Den Löwenanteil der Verlustleistung verschlingt fraglos der ohmsche Wirkwiderstand des Drahtes. Wenn keine anderen Überlegungen dem entgegenstehen, so gilt hier der Satz: Je dicker und je kürzer der Draht, umso besser. Dies um so mehr, als der unter Hochfrequenzbedingungen wirksame Leiterquerschnitt erheblich kleiner ist, als der unter Gleichstrombedingungen.

Tatsächlich kommt es durch die magnetischen Verhältnisse im Leiter zu einer Verdrängung des fließenden Stromes in den Oberflächenbereich des Drahtes; dem so genannten „Skin-Effekt“. Er ist leicht zu verstehen, wenn man sich quasi atomar vorstellt, im Inneren des Drahtes würde

der Elektronenstrom in einzelnen, nebeneinander liegenden Bahnen fließen. Durch diese Bahnen fließt der Strom in die gleiche Richtung. Um jede Strombahn herum baut sich infolge dessen auch ein gleiches Magnetfeld auf. Gleichnamige Pole aber stoßen sich ab.

Die beweglichen Elektronenbahnen werden von der Mitte nach außen gedrängt, wo sie dann dicht nebeneinander fließen müssen. Zum einen erhöht das bereits den Widerstand, zum anderen ist der wirksame Leiterquerschnitt nun wesentlich kleiner (**Bild 5a**). Mit steigender Frequenz wird die „äquivalente Schichtdicke“ immer kleiner, sodass der Verlustwiderstand mit dem Wurzelwert der Frequenzänderung immer hochohmiger wird. Dieser Serienwiderstand (R_s) verursacht bei dem später fließenden Resonanzstrom über $I^2 \cdot R$ die entsprechende Verlustleistung. **Zu d_2 :** In Fortsetzung zu den Überlegungen zum „Skin-Effekt“ ist bei Spulen mit eng nebeneinander liegen-

den Windungen noch der „Proximity-Effekt“ zu beachten. Er führt dazu, dass sich der leitende Querschnitt auf magnetische Weise noch einmal verkleinert und der Serienverlustwiderstand sich weiter erhöht. Ähnlich wie beim „Skin-Effekt“ erzeugt der fließende Hochfrequenzstrom um den Draht jeder Einzelwindung ein magnetisches Feld. Da auch hier der Strom in die gleiche Richtung fließt, hat das um den Draht jeder Windung entstehende Magnetfeld die gleiche Polarität. In Folge dessen stoßen sich die Ströme erneut ab (gleiche Pole stoßen sich ab, ungleiche Pole ziehen sich an).

Liegen die Drähte eng beieinander, so führt das dazu, dass der Strom auch noch an den Engstellen der Windungen aus den jeweiligen Kreisringen seitlich verdrängt werden (**Bild 5b**), sodass der leitende Querschnitt sich noch einmal verkleinert.

Bei mehrlagigen Wicklungen, bei denen es im mittleren Bereich an sechs Engstellen zu einer Stromverdrängung kommt, verbleiben für den Stromfluss nur noch kleine Sektoren übrig (**Bild 5c**). Da in einem solchen Fall der Verlustwiderstand sehr hoch ist, sind mehrlagige Spulen mit einer hohen Leerlaufgüte kaum herzustellen. Dieser „Proximity-Effekt“ hat al-

lerdings keine Bedeutung bei einlagigen Spulen bei denen der Windungsabstand groß ist, wie im **Bild 3 und 4**.

Die gesamte Verlustleistung durch den bis hierhin festgestellten Serienverlustwiderstand errechnet sich nach der üblichen Formel $P = I^2 \cdot R_s$. Sie hängt ab von dem Formfaktor der Spule, von den Umgebungsverlusten der Spule, von der Wickeltechnik, von der Stärke des Drahtes und der verwendeten Frequenz. Da der Strom durch den induktiven Widerstand und dem ohmschen Verlustwiderstand gleich ist, bleibt im Ergebnis bis hierhin eine Dämpfung von: R_s/X_L übrig ($R_s =$ Serienverlustwiderstand, $X_L =$ Induktiver Widerstand der Spule).

Zu d₃: Je nach Ausführung der Spule kann es aber auch noch zusätzlich zu einer Dämpfung durch einen parallelen Verlustwiderstand R_p kommen. So können ungünstig angehängte Messeinrichtungen eine nicht zu unterschätzende Paralleldämpfung verursachen. Ebenso die Ummagnetisierungsverluste von Ferriten oder ungünstigen Wickelkörpern, oder die Absorption durch eine verlustbehaftete Umgebung usw.

All diese durch direkt angehängte oder hinein transformierten Parallelwiderstände ergeben einen Verlustanteil, der sich

als Verhältnis von X_L/R_p darstellt ($X_L =$ Induktiver Widerstand der Spule, $R_p =$ Parallelverlustwiderstand).

Zu d₄: Und nun zum dämpfenden Einfluss der Wickelkapazität. Auf den ersten Blick ist eine Kapazität eine Reaktanz und damit wirkleistungstechnisch „blind“. Eine Kapazität nimmt eine elektrische Leistung auf und gibt diese dann aber nahezu vollständig zurück. Sie „reagiert“. Sofern die Qualität einer Kapazität ausreichend gut ist, kann man davon ausgehen, dass sie selbst keine Verlustleistung verursacht.

Geladene Wickelkapazität

Im **Bild 6** ist schematisch aufgezeigt, dass sich eine Wickelkapazität aber durch den Spannungsabfall an den Windungen aufladen kann. Bei einem π -Filter z.B. geht dieser Anteil des von einem Generator eingespeisten Stromes aber für die Aufladung von C_2 verloren. Da die Ladungsmenge Q , die auf C_2 fließt, ein Maß für die dort auflaufende Spannung ist, wird die dort erreichbare Spannung durch den Einfluss der Wickelkapazität gemindert.

$$U = Q/C \quad (4)$$

Dreht sich die Stromrichtung im Zuge des Resonanzgeschehens um, und wird dabei C_2 entladen, so entlädt sich auch die

Wickelkapazität. Dieser Entladestrom erzeugt an dem parallel liegenden kleinen Induktivitätsanteil zusätzliche ohmsche Verluste. Ist der magnetische Koppelfaktor weit unter 1, wie das bei Bild 3 und 4 der Fall ist, so entlädt sich zudem die Wickelkapazität nicht phasengerecht, das heißt, die vorher aufgenommene Leistung wird nicht vollständig zeitlich richtig in den Kreis zurück gegeben.

Will man also solche Spulen mit hoher Güte bauen, so muss man alles unternehmen, um die schädliche Wickelkapazität so klein wie möglich zu halten. Das gilt besonders, wenn C_2 (die „Raumkapazität“ einer Antenne) einen kleinen Wert hat, wie das bei Mobilantennenverlängerungsspulen im unteren Kurzwellenbereich zwangsläufig der Fall ist. Wegen der unterschiedlichen Wickeltechniken, Spulenformen und Frequenzen ist dieser Dämpfungsanteil zwar da, rechnerisch aber schwierig zu erfassen.

Zu d₅: Ein weiter Punkt ist der Verlustwinkel des verwendeten Spulenkörpermaterials. Liegen die Windungen der Spule glatt auf einem elektrisch ungünstigen Wickelkörper auf, oder sind sogar „schöne“ Rillen eingedreht, so erhöht das zunächst in erheblicher Weise die ungünstige Wickelkapazität.

Tatsächlich haben alle Materialien ein z.T. wesentlich höheres ϵ_{rel} (Epsilon-relativ) als die Luft. Es kommt hinzu, dass es durch den Verschiebestrom im Material zu Verlusten kommen kann. Der Verlustanteil zum Blindanteil bestimmt den sogenannten Verlustwinkel $\tan \delta$.

Ob ein unbekanntes Wickelkörpermaterial verlustbehaftet ist oder nicht, kann man leicht dadurch bestimmen, indem man den ganzen Wickelkörper (ohne Metallteile) in die Mikrowelle legt. Wird er nach einer Bestrahlungszeit von ca. 5 Minuten nicht warm, so kann man davon ausgehen, dass der $\tan \delta$, und damit die Verluste, ausreichend klein ist. Die Ausführung mit den geringsten Verlusten ist immer eine Luftspule.

Zuzügliche Verluste

Zu d_0 : Hinzu kommen noch die Verluste durch abgestrahlte Leistung. Während dieser Gesichtspunkt bei Antennenverlängerungsspulen keine Bedeutung hat – schließlich soll eine Antenne mit samt der Spule ja Energie abstrahlen – so ist dieser Aspekt beim Messen der Leerlaufgüte von Spulen besonders zu beachten. Je größer die Spule und je höher die Frequenz, desto mehr Leistung wird abgestrahlt. Dieser durch die abgestrahlte Lei-

stung verursachte Parallelwiderstand erzeugt eine erhebliche Dämpfung. Wer also Spulen an der „frischen Luft“ auf Leerlaufgüte untersuchen will, wird also nie den richtigen Wert ermitteln können und kommt auf diese Art ebenfalls zu falschen Schlussfolgerungen.

Es ist von daher zwingend notwendig, die zu messende Spule in einem Faradayschen Käfig unter zu bringen. Dieser sollte zum einen die richtige Größe, zum anderen innen ausreichend glatte Wände haben. Es kommt einfach darauf an, dass die zunächst abgestrahlte Leistung ohne Verluste in die Spule zurück reflektiert wird.

Der Parallelkondensator soll eine besonders hohe Qualität haben, und er soll den Wert haben der notwendig ist um den Messvorgang auf der Frequenz vornehmen zu können, auf der die Spule später zu arbeiten hat. Des Weiteren sollte das Messsendersignal mit einer hochinduktiven Einkoppelspule aus größerer Entfernung eingekoppelt werden. Das setzt einen Leistungsmessender voraus.

Die Resonanzaufschaukelung und die -3dB -Bandbreite sollte mit einem empfindlichen Tastkopf (z.B. Oszilloskop) auf kapazitivem Wege aus einer ausreichenden Entfernung (mindestens 15...20 cm)

gemessen werden.

Die normierte Bandbreite ergibt sich daraus, dass man zunächst die maximale Amplitude auf der Resonanzfrequenz bestimmt. Verdreht man danach den Messsender z.B. nach oben, so fällt die Amplitude ab. Der Frequenzabstand, der sich bei einem Abfall der Amplitude auf den 0,707-fachen Wert ergibt – sorgfältig kontrolliert mit einem Zähler – wird mit 2 multipliziert.

Gütefaktor G berechnet

Hat man auf diese Weise die Bandbreite (B) bestimmt, so ist der Gütefaktor:

$$G = f_{\text{Res}}/B \quad (5)$$

(f_{Res} = Resonanzfrequenz, B = Bandbreite)

Obwohl eine Spule ja nur aus aufgewickeltem Draht besteht, so ist bis hierhin deutlich geworden, dass der richtige Umgang mit den unterschiedlichen elektrischen und magnetischen Einflüssen von großer Bedeutung sein kann. Die Frage „wie kann man unbekannte Ferrite auf ihre magnetische Tauglichkeit für unterschiedliche Einsätze bestimmen und einsetzen“, soll ggf. zu einem späteren Zeitpunkt aufgegriffen werden.

Bild 6:
Minderung des Spulenstromes durch den Einfluss der Wickelkapazität

