

DIN EN 60556/A1

ICS 29.030

Einsprüche bis 2014-06-04
Vorgesehen als Änderung von
DIN EN 60556:2007-01

Entwurf

Gyromagnetische Materialien für Mikrowellenanwendungen – Messverfahren zur Ermittlung der Eigenschaften (IEC 51/1051/CD:2013)

Gyromagnetic materials intended for application at microwave frequencies –
Measuring methods for properties
(IEC 51/1051/CD:2013)

Anwendungswarnvermerk

Dieser Norm-Entwurf mit Erscheinungsdatum 2014-04-04 wird der Öffentlichkeit zur Prüfung und
Stellungnahme vorgelegt.

Weil die beabsichtigte Norm von der vorliegenden Fassung abweichen kann, ist die Anwendung dieses
Entwurfes besonders zu vereinbaren.

Stellungnahmen werden erbeten

- vorzugsweise online im Norm-Entwurfs-Portal des DIN unter www.entwuerfe.din.de bzw. für Norm-Entwürfe der DKE auch im Norm-Entwurfs-Portal der DKE unter www.entwuerfe.normenbibliothek.de, sofern dort wiedergegeben;
- oder als Datei per E-Mail an dke@din.de möglichst in Form einer Tabelle. Die Vorlage dieser Tabelle kann im Internet unter www.din.de/stellungnahme oder für Stellungnahmen zu Norm-Entwürfen der DKE unter www.dke.de/stellungnahme abgerufen werden;
- oder in Papierform an die DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (Hausanschrift: Stresemannallee 15, 60596 Frankfurt am Main).

Die Empfänger dieses Norm-Entwurfs werden gebeten, mit ihren Kommentaren jegliche relevanten
Patentrechte, die sie kennen, mitzuteilen und unterstützende Dokumentationen zur Verfügung zu stellen.

Gesamtumfang 40 Seiten

DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE

Inhalt

	Seite
Nationales Vorwort.....	3
12 Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH und effektives gyromagnetisches Verhältnis γ_{eff} durch resonanzfreies Verfahren	4
12.1 Einleitung	4
12.2 Ziel	4
12.3 Messverfahren	4
Anhang A (informativ) Verfahren zur Berechnung der Linienbreite unter Verwendung eines Tabellenkalkulations-Softwareprogramms	20
Literaturhinweise.....	23

Bilder

Bild 27 – Schematische Darstellung der Vorrichtung mit kurzgeschlossener Mikrostreifenleitung mit Prüfling.....	5
Bild 28 – Ersatzschaltung einer kurzgeschlossenen Mikrostreifenleitung	6
Bild 29 – Querschnittszeichnung einer vollständig geschirmten kurzgeschlossenen Mikrostreifenleitungen mit Prüfling	6
Bild 30 – Schematische Darstellung eines Messsystems	7
Bild 31 – Die betrachtete Absorptionskurve des Imaginärteils von $\eta\mu''L_0$ einer Induktivität für einen quadratischen Granat-Prüfling mit einer Dicke von 0,232 mm und $M_s = 0,08$ T	9
Bild 32 – Die angenommene Ersatzschaltung der Prüfvorrichtung	10
Bild 33 – Struktur der Prüfvorrichtung zur Messung der Linienbreite der Resonanz	12
Bild 34 – Modell zur Messung der Linienbreite der Resonanz durch Übertragung	12
Bild 35 – Prüfvorrichtung zur Messung der Linienbreite der Resonanz durch Übertragung	14
Bild 36 – Beispiel einer Prüfvorrichtung (Grenzabweichung: Klasse f)	14
Bild 37 – Blockscheema der Einrichtungen zur Messung der Linienbreite der Resonanz.....	15
Bild 38 – Messverfahren	16
Bild 39 – Schritte zur Ermittlung der Linienbreiten der Resonanz durch numerische Analyse	18

Tabellen

Tabelle 1 – Typische Maße der Prüfvorrichtung (Einheit mm)	6
Tabelle 2 – Form des Prüflings und typische Maße	7
Tabelle 3 – Die Vorrichtungskonstanten für Prüflinge der Länge 5 mm.....	11
Tabelle Anhang 1 – Beispiel für die Linienbreitenberechnung unter Verwendung des Tabellenkalkulations-Softwareprogramms	22

Nationales Vorwort

Das internationale Dokument IEC 51/1051/CD:2013 „Gyromagnetic materials intended for application at microwave frequencies – Measuring methods for properties“ (CD, en: Committee Draft) ist unverändert in diesen Norm-Entwurf übernommen worden. Dieser Norm-Entwurf enthält eine noch nicht autorisierte deutsche Übersetzung.

Um Zweifelsfälle in der Übersetzung auszuschließen, ist die englische Originalfassung des CD entsprechend der diesbezüglich durch die IEC erteilten Erlaubnis beigefügt. Die Nutzungsbedingungen für den deutschen Text des Norm-Entwurfes gelten gleichermaßen auch für den englischen IEC-Text.

Das internationale Dokument wurde vom TC 51 „Magnetic components and ferrite materials“ der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) erarbeitet und den nationalen Komitees zur Stellungnahme vorgelegt.

Die IEC und das Europäische Komitee für Elektrotechnische Normung (CENELEC) haben vereinbart, dass ein auf IEC-Ebene erarbeiteter Entwurf für eine Internationale Norm zeitgleich (parallel) bei IEC und CENELEC zur Umfrage (CDV-Stadium) und Abstimmung als FDIS (en: Final Draft International Standard) bzw. Schluss-Entwurf für eine Europäische Norm gestellt wird, um eine Beschleunigung und Straffung der Normungsarbeit zu erreichen. Dokumente, die bei CENELEC als Europäische Norm angenommen und ratifiziert werden, sind unverändert als Deutsche Normen zu übernehmen.

Da der Abstimmungszeitraum für einen FDIS bzw. Schluss-Entwurf prEN nur 2 Monate beträgt, und dann keine sachlichen Stellungnahmen mehr abgegeben werden können, sondern nur noch eine „JA/NEIN“-Entscheidung möglich ist, wobei eine „NEIN“-Entscheidung fundiert begründet werden muss, wird bereits der CD als DIN-Norm-Entwurf veröffentlicht, um die Stellungnahmen aus der Öffentlichkeit frühzeitig berücksichtigen zu können.

Für dieses Dokument ist das nationale Arbeitsgremium K 625 „Magnetische Bauelemente und deren Komponenten“ der DKE Deutsche Kommission Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik im DIN und VDE (www.dke.de) zuständig.

Für den Fall einer undatierten Verweisung im normativen Text (Verweisung auf eine Norm ohne Angabe des Ausgabedatums und ohne Hinweis auf eine Abschnittsnummer, eine Tabelle, ein Bild usw.) bezieht sich die Verweisung auf die jeweils neueste gültige Ausgabe der in Bezug genommenen Norm.

Für den Fall einer datierten Verweisung im normativen Text bezieht sich die Verweisung immer auf die in Bezug genommene Ausgabe der Norm.

Der Zusammenhang der zitierten Normen mit den entsprechenden Deutschen Normen ergibt sich, soweit ein Zusammenhang besteht, grundsätzlich über die Nummer der entsprechenden IEC-Publikation. Beispiel: IEC 60068 ist als EN 60068 als Europäische Norm durch CENELEC übernommen und als DIN EN 60068 ins Deutsche Normenwerk aufgenommen.

Das Original-Dokument enthält Bilder in Farbe, die in der Papierversion in einer Graustufen-Darstellung wiedergegeben werden. Elektronische Versionen dieses Dokuments enthalten die Bilder in der originalen Farbdarstellung.

12 Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH und effektives gyromagnetisches Verhältnis γ_{eff} durch resonanzfreies Verfahren

12.1 Einleitung

Bisher wurden die Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH und das effektive gyromagnetische Verhältnis γ_{eff} wie in Abschnitt 6 beschrieben unter Verwendung des Resonanzraums gemessen. Folglich ist die Messfrequenz auf die durch den Hohlraumresonator festgelegte Frequenz beschränkt.

Mittlerweile wurden verschiedenste Arten von Ferritbauelementen in einem großen Frequenzbereich entwickelt.

Dementsprechend ist es wünschenswert, die Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH und das effektive gyromagnetische Verhältnis γ_{eff} einfach bei jeder Frequenz zu messen, welche für die Entwicklung von Ferrit-Werkstoffen oder -Bauelementen gefordert wird. Außerdem gibt es bei dem in Abschnitt 6 beschriebenen Verfahren mit dem Hohlraumresonator zwei Probleme. Ein Problem ist die unzureichende Auflösung eines Magnetfluss-Dichtemessgeräts, bei welchem mit einer geringen Genauigkeit der Messungen der schmalen Linienbreite der Resonanz gerechnet werden muss. Ein weiteres Problem ist es, dass eine Ferritprobe zu klein wird, um zu einer Kugel oder Scheibe geformt zu werden, da die Größe einer Ferritprobe verringert werden muss, damit der Anstieg der Resonanzabsorption mit sinkender Linienbreite der Resonanz auf vernünftige Werte erhalten bleibt, um eine ausreichend kleine Hohlraumresonanz zu erreichen. In diesem Abschnitt werden die Messverfahren der Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH und des effektiven gyromagnetischen Verhältnisses γ_{eff} bei einer beliebigen Frequenz beschrieben.

12.2 Ziel

Verfahren zu beschreiben, welche zur Messung der Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH und des effektiven gyromagnetischen Verhältnisses γ_{eff} von isotropen Mikrowellenferriten bei einer beliebigen Frequenz über den Frequenzbereich von 1 GHz bis 10 GHz verwendet werden können, indem die Änderungen der Übertragungs- und Reflexionskenngrößen mit Frequenzdurchlauf gemessen werden.

12.3 Messverfahren

12.3.1 Allgemeines

Die Messungen werden durchgeführt, indem die Änderungen der Übertragungs- und Reflexionskenngrößen, wie z. B. komplexe Reflexionsfaktoren oder skalare Übertragungsfaktoren, in einer mit einer Ferritprobe belasteten Übertragungsleitung mit Frequenzdurchlauf gemessen werden. Das Aufkommen eines Frequenzsynthesizer und eines Empfängers mit niedriger Rauschzahl und einem großen Dynamikbereich im Mikrowellenbereich, hat es möglich gemacht, diese Messungen genau durchzuführen.

Genau genommen ist die mit Frequenzdurchlauf und einem konstanten äußeren Magnetfeld gemessene Linienbreite nicht die Gleiche, wie die unter Durchlauf eines äußeren Magnetfeldes und einer konstanten Frequenz, wie in Abschnitt 6 beschrieben, gemessene. Die Differenz zwischen zwei gemessenen Werten ist jedoch so klein, dass sie sich bei der praktischen Anwendung nicht auswirkt.

Für das Messverfahren können zwei Verfahren wie folgt berücksichtigt werden:

- (1) Reflexionsverfahren – das Verfahren zur Messung des Reflexionsfaktors der kurzgeschlossenen Übertragungsleitung, welche mit einer Ferritprobe belastet ist;
- (2) Übertragungsverfahren – das Verfahren zur Messung der Übertragungsleistung durch eine ferritbelastete Koppelbohrung in einer gemeinsamen Bezugsmasseplatte der Übertragungsleitungen, welche sich im rechten Winkel kreuzen.

Diese beiden Verfahren haben im Vergleich zueinander Vorteile und Nachteile aus Sicht der praktischen Anwendung. Das Reflexionsverfahren hat die Vorteile der einfachen Struktur der Prüfvorrichtung, einfacherer

Probenbefestigung und einer einfacheren Anordnung des Prüfstromkreises aufgrund der Messung an einem Anschluss, was für die Messung der Temperaturabhängigkeit der Linienbreite der Resonanz zweckmäßig ist. Das Übertragungsverfahren hat den Vorteil, dass es in der Lage ist, Linienbreite der Resonanz mit einer Ferritprobe in einem großen Frequenzbereich zu messen, und liefert aufgrund der einfacheren Messung, welche lediglich die Messung der Übertragungsleistung unter sorgfältiger Anfertigung einer Prüfvorrichtung ist, genauere Messwerte der Linienbreite der Resonanz.

Diese zwei Verfahren sind hier nummeriert.

12.3.2 Reflexionsverfahren

12.3.2.1 Messtheorie

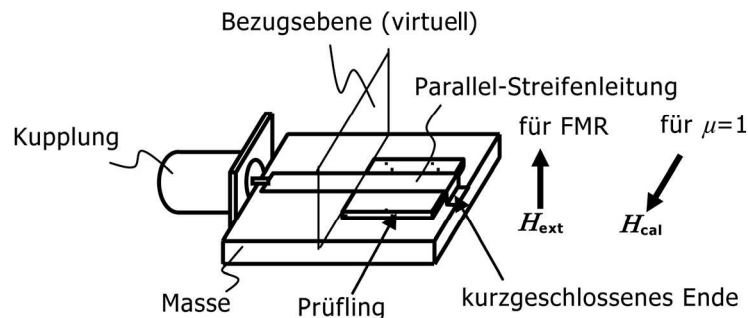
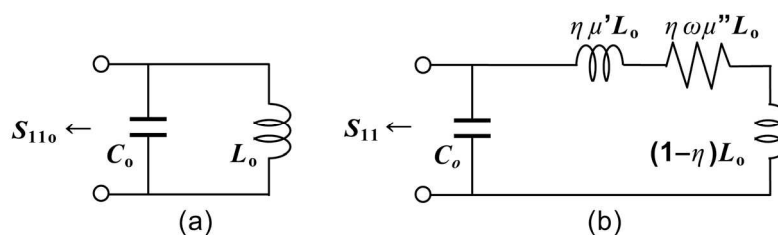


Bild 27 – Schematische Darstellung der Vorrichtung mit kurzgeschlossener Mikrostreifenleitung mit Prüfling

Die Bezugsebene ist einer Position zugewiesen, welche um die Länge des Prüflings vom kurzgeschlossenen Ende entfernt liegt. Von der Bezugsebene der Prüfvorrichtung her betrachtet, kann die Ersatzschaltung mit konzentrierten Bauteilen als ein paralleler L_0C_0 -Stromkreis wie in Bild 28 (a) angenommen werden, wenn das starke Magnetfeld parallel zum HF-Feld (en: Radio Frequency; de: Hochfrequenz) angewendet wird, um den Zustand von $\mu = 1$ zu erreichen. Nach Entfernen des Feldes wird das Feld für gyromagnetische Resonanz senkrecht zur Ebene des Prüflings stehend angewendet. Bild 28 (b) zeigt die Ersatzschaltung für gyromagnetische Resonanz [21], wobei L_0 eine Induktionsspule mit Luftkern ist, und C_0 eine parasitäre Kapazität. Die Werte von L_0 und C_0 sind zugeordnete „Vorrichtungskonstanten“. Das Verfahren zur Berechnung der „Vorrichtungskonstanten“ ist in 12.3.2.8 angeführt. Wenn eine gyromagnetische Resonanz auftritt, wird angenommen, dass ein Teil η der Induktionsspule mit Luftkern L_0 durch komplexe relative Permeabilität $\mu - j\mu''$ ersetzt wird, und Kopplungsfaktor η innerhalb des Frequenzbereichs der Messung nahezu unveränderlich ist. Der Halbwert der Breite der Resonanzkurve des Imaginärteils von μ'' ist definiert als Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz. Durch Messung der Parameter von S_{11} in Bild 28 (a) und 28 (b), kann die dem Imaginärteil μ'' proportionale Größe $\eta\mu''L_0$ auf der Grundlage der Analyse der Stromkreistheorie, wie in 12.3.2.5 dargestellt, abgeleitet werden.

Folglich wird die Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH aus der Resonanzkurve von $\eta\mu''L_0$ abgeleitet.



(a) mit $\mu = 1$ unter einem starken Magnetfeld parallel zu HF-Feld

(b) mit gyromagnetischer Resonanz

Bild 28 – Ersatzschaltung einer kurzgeschlossenen Mikrostreifenleitung

12.3.2.2 Prüflinge und Prüfvorrichtung

Die Struktur der vollständig geschirmten kurzgeschlossenen Mikrostreifenleitung entspricht der in Bild 29 schematisch dargestellten Prüfvorrichtung. Ein Prüfling in Form einer Scheibe oder einer quadratischen Platte wird am Ende des kurzgeschlossenen Teils angeordnet. Um Störungen von außen zu vermeiden, werden die geschirmten Abdeckungen an der Oberseite und beiden Seiten der Prüfvorrichtung angeordnet. Die Impedanz der Prüfvorrichtung, ausgenommen des kurzgeschlossenen Endes, sollte durch Einstellung des Spaltes zwischen Kupplung und Parallel-Streifenleitung auf $(50 \pm 2) \Omega$ eingestellt werden. Die typischen Abmessungen der Prüfvorrichtung sind in Tabelle 1 angegeben.

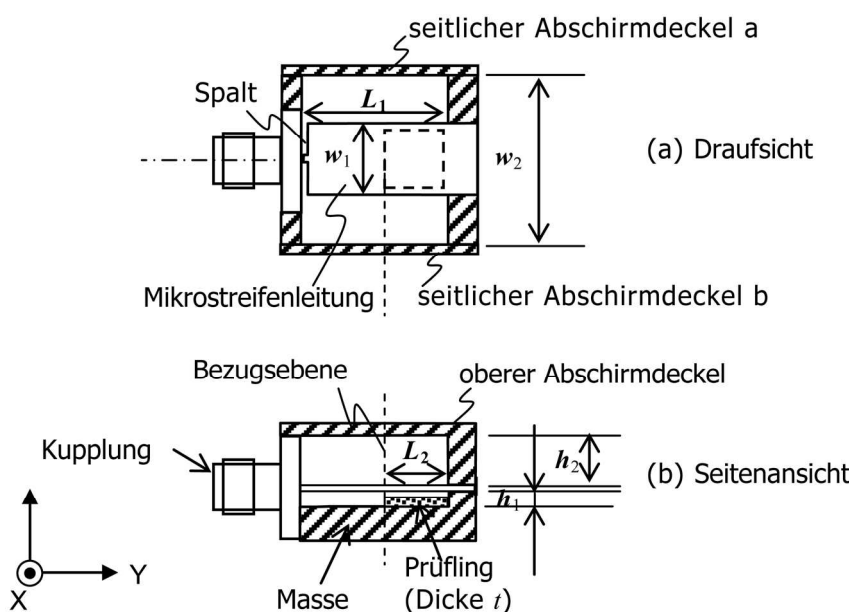


Bild 29 – Querschnittszeichnung einer vollständig geschirmten kurzgeschlossenen Mikrostreifenleitungen mit Prüfling

Tabelle 1 – Typische Maße der Prüfvorrichtung (Einheit mm)

h_1	w_1	h_2	Spalt	w_2	L_1	L_2
2,0	7,0	3,7	$0,35 \pm 0,15$	20	8	5

* Die Dicke der Streifenleitung beträgt 0,3 mm.

Die Formen der Prüflinge sind Scheiben oder quadratische Platten. Die typischen Maße von Prüflingen sind in Tabelle 2 angegeben.

Tabelle 2 – Form des Prüflings und typische Maße

Scheibe	Durchmesser D $D \leq 5 \text{ mm}$ bis zu 10 GHz	Quotient von Durchmesser und Dicke $t/D \leq 1/20$ (t : Dicke)
Quadratische Platte	Seitenlänge $L_2 \leq 5 \text{ mm}$ bis zu 10 GHz	Quotient von Seitenlänge und Dicke $t/L_2 \leq 1/20$ (t : Dicke)

12.3.2.3 Messeinrichtung

Bild 30 zeigt eine schematische Darstellung dieses Messverfahrens. Die Prüfvorrichtung mit einem Prüfling ist zwischen den Polstücken eines Dauermagneten oder eines Elektromagneten angeordnet, um gyromagnetische Resonanz zu erzeugen. Im Fall eine Scheibe oder einer quadratischen Platte zur Anwendung eines statischen Magnetfelds unverändert zur Ebene, sollten die Prüfvorrichtung und die Polstücke in der Lage sein, entlang zweier verschiedener orthogonal zueinander stehender Achsen zu rotieren. In dem konstanten statischen Magnetfeld werden die Absolutmesswerte und Phasen des Parameters S_{11} der Prüfvorrichtung mittels eines Frequenzdurchlaufs eines Vektor-Netzwerkanalysators (VNA) gemessen.

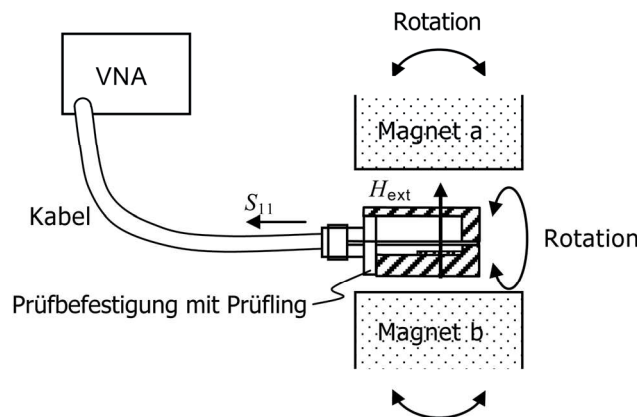


Bild 30 – Schematische Darstellung eines Messsystems

12.3.2.4 Messverfahren

- 1) Das VNA wird am Kabelende kalibriert, wobei die Kalibriervorrichtung „offen“, „kurzgeschlossen“ und „unter Last“ angewendet wird.
- 2) Die gesamten Punkte des Frequenzdurchlaufs werden so gewählt, dass man innerhalb der halben Linienbreite Δf der unten festgelegten Frequenz mehr als 10 Punkte erhält.
- 3) Ein Prüfling sollte kontaktgebend angeschlossen und an der Ecke des kurzgeschlossenen Endes und der Masse befestigt werden.
- 4) Um den Zustand von $\mu = 1$ aufrechtzuerhalten, sollte das Magnetfeld H_{cal} , welches größer als $3,2 \cdot 10^5 \text{ A/m}$ ist, parallel zur x-Richtung des HF-Feldes angewendet werden.
- 5) Der Absolutmesswert und die Phase von S_{110} werden wie in der folgenden Gleichung dargestellt gemessen.

$$S_{110} = G_0 \exp(j\delta_0) \quad (64)$$

- 6) Nach dem Entfernen von H_{cal} wird das Magnetfeld H_{ext} entlang der z-Richtung angewendet.
- 7) Die Kurve der gyromagnetischen Resonanz wird in S_{11} betrachtet.
- 8) Die Richtung von H_{ext} wird so eingestellt, dass man die niedrigste Resonanzfrequenz erhält, und zwar, um unverändert zur Ebene des Prüflings zu bleiben, indem die Prüfvorrichtung und die Polstücke einzeln rotiert werden.

- 9) Der Mindestwert S_{11m} wird bei der Resonanzfrequenz gemessen. Dieser Wert sollte geringer als -1 dB sein.
- 10) Dann werden der Absolutmesswert und die Phase von S_{11} über den gesamten Frequenzbereich gemessen, wie in der folgenden Gleichung dargestellt.

$$S_{11} = G \exp(j\delta) \quad (65)$$

12.3.2.5 Ableitung der Linienbreite ΔH der gyromagnetischen Resonanz [21]

- 1) Indem (65) durch (64) dividiert wird, wobei E und F entsprechend der folgenden Gleichung definiert sind.

$$S_{11}/S_{110} = G/G_0 \exp\{j(\delta - \delta_0)\} = E + jF \quad (66)$$

- 2) Die folgenden Berechnungen sollten ausgeführt werden.

$$C_{11} = y(E + 1) + F X_c \quad (67a)$$

$$C_{12} = X_c(E - 1) - yF \quad (67b)$$

$$C_{10} = y\{y(1 - E) - F X_c\} \quad (67c)$$

$$C_{20} = y\{X_c(1 + E) - F y\} \quad (67d)$$

Dabei ist

y eine charakteristische Admittanz, üblicherweise $y = 0,02$ S.

X_c definiert durch die Gleichung $X_c = \omega C_0 - 1/\omega L_0$ (68)

- 3) Außerdem sollten die folgenden Gleichungen ausgeführt werden.

$$A = \frac{C_{10}C_{11} - C_{20}C_{12}}{C_{11}^2 + C_{12}^2} \quad (69a)$$

$$B = \frac{C_{10}C_{12} + C_{20}C_{11}}{C_{11}^2 + C_{12}^2} \quad (69b)$$

- 4) Der Imaginärteil $\eta\mu''L_0$ komplexer Induktivitäten wird berechnet:

$$\eta\mu''L_0 = \frac{A}{\omega\{A^2 + (B - \omega C_0)^2\}} \quad (70)$$

- 5) Der Wert von $\eta\mu''L_0$ ist direkt proportional zu μ'' . Die Resonanzkurve, entsprechend der vertikalen Achse für $\eta\mu''L_0$ und der horizontalen Achse für Frequenz, kann entsprechend der Darstellung in **Bild 30** gezeichnet werden. Im Allgemeinen ist die Kurve nicht immer bilateral symmetrisch auf der zentralen Frequenzachse. Die Resonanzfrequenz f_r des Hauptspitzenwertes und der zwei halben Linienbreiten von Δf_l auf der linken Seite und Δf_h auf der rechten Seite könnte abgeleitet werden. Jedoch wird der Wert von Δf_l auf der linken Seite, welcher kleiner ist als Δf_h auf der rechten Seite, als eine korrekte halbe Linienbreite übernommen Δf , weil angenommen wird, dass der kleinere Wert geringfügiger durch hohe magnetostatische Moden beeinflusst wird. Das Verfahren zur Ableitung von Δf unter Verwendung des Verfahrens der kleinsten Quadrate ist in 12.3.2.6 dargelegt.
- 6) Die Relaxationskonstante α wird durch die folgende Gleichung abgeleitet [22].

$$\alpha = \Delta f / f_r \quad (70)$$

7) Die Linienbreite der gyromagnetischen Resonanz ΔH wird durch die folgende Gleichung abgeleitet [23].

$$\Delta H = 4\pi\Delta f/(\mu_0\gamma_{\text{eff}}) \quad (\text{A/m}) \quad (71)$$

Dabei ist

μ_0 die Permeabilität von Vakuum;

γ_{eff} ein effektives gyromagnetisches Verhältnis.

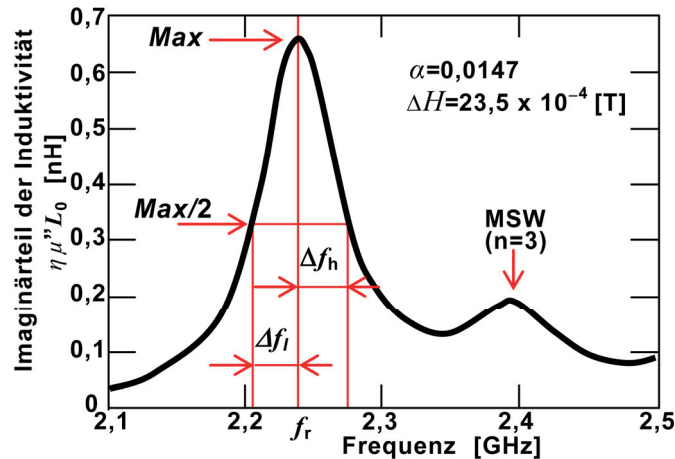


Bild 31 – Die betrachtete Absorptionskurve des Imaginärteils von $\eta\mu''L_0$ einer Induktivität für einen quadratischen Granat-Prüfling mit einer Dicke von 0,232 mm und $M_s = 0,08$ T

ANMERKUNG Wenn die Amplitude und Phase von S_{11} mit einer Genauigkeit von $\pm 0,02$ dB bzw. einem Grad von $\pm 0,075$ gemessen wird, werden die magnetische Feldstärke mit einer Genauigkeit von $\pm 1\%$ und die L_0 und C_0 mit einer Genauigkeit von $\pm 10\%$ bestimmt, und der relative Fehler in der Bestimmung von ΔH entspricht dann $\pm 5\%$.

12.3.2.6 Die Ableitung der halben Linienbreite Δf durch das Verfahren der kleinsten Quadrate

Zuerst, als ein Beispiel, werden die Messwerte von $\eta\mu''L_0$ ungefähr 10 Stücken auf der Seite der niedrigeren Frequenz und ungefähr 4 Stücken auf der Seite der höheren Frequenz einschließlich des Höchstwertes von $(\eta\mu''L_0)_{\text{max}}$ erfasst. Anschließend wird der Kehrwert von $(\eta\mu''L_0)_{\text{max}}$ als $a(0)$, und der Kehrwert von $\eta\mu''L_0(i)$ bei Daten beider Seiten als $a(-10)$, $a(-9)$, ..., $a(-1)$, $a(1)$, $a(2)$ und $a(3)$ bezeichnet. Die entsprechenden Frequenzen sind $f(0)$, $f(-10)$, $f(-9)$, ..., $f(-1)$, $f(1)$, $f(2)$ und $f(3)$, wobei die niedrigste Frequenz $f(-10)$ ist. Dann werden die neuen Frequenzreihen von $F(i) = f(i) - f(-10)$ eingesetzt. Der Wert von $a(i)$ folgt der parabelförmigen Beziehung wie in der folgenden Gleichung, weil ein $\eta\mu''L_0(i)$ ein Lorentz-Verhalten aufweist.

$$y(i) = P F(i)^2 + Q F(i) + R \quad (72)$$

Dabei sind P , Q und R die Koeffizienten, welche durch das Verfahren der kleinsten Quadrate bestimmt werden sollten. Die Fehlerfunktion von E^2 ist wie nachstehend definiert:

$$E^2 = \sum \{y(i) - a(i)\}^2 = \sum \{P F(i)^2 + Q F(i) + R - a(i)\}^2 \quad (i = -10, -9, \dots, 0, 1, 2, 3) \quad (73)$$

Die teilweisen Ableitungen werden in Bezug auf P , Q und R durchgeführt, um E^2 zu minimieren. Letztendlich könnten die Koeffizienten von P , Q und R durch die folgenden Gleichungen bestimmt werden:

$$P = D_P / D, \quad Q = D_Q / D, \quad R = D_R / D \quad (74)$$

Dabei ist

$$D = \begin{vmatrix} X_4 & X_3 & X_2 \\ X_3 & X_2 & X_1 \\ X_2 & X_1 & n \end{vmatrix}, D_P = \begin{vmatrix} X_{2A} & X_3 & X_2 \\ X_{1A} & X_2 & X_1 \\ A & X_1 & n \end{vmatrix}, D_Q = \begin{vmatrix} X_4 & X_{2A} & X_2 \\ X_3 & X_{1A} & X_1 \\ X_2 & A & n \end{vmatrix}, D_R = \begin{vmatrix} X_4 & X_3 & X_{2A} \\ X_3 & X_2 & X_{1A} \\ X_2 & X_1 & A \end{vmatrix} \quad (75)$$

Dabei ist

$$X_4 = \Sigma F(i)^4, X_3 = \Sigma F(i)^3, X_2 = \Sigma F(i)^2, X_1 = \Sigma F(i), n = \Sigma F(i)^0 \quad (76a)$$

$$X_{2A} = \Sigma F(i)^2 a(i), X_{1A} = \Sigma F(i)^1 a(i), A = \Sigma a(i) \quad (76b)$$

Dabei ist n eine Gesamtanzahl von Daten, in diesem Beispiel $n = 14$.

Als das Ergebnis ist die Resonanzfrequenz durch die folgende Gleichung gegeben:

$$f_r = -Q/(2P) + f(-10) \quad (77)$$

Die halbe Linienbreite Δf wird auch durch die folgende Gleichung wiedergegeben:

$$\Delta f = \frac{\sqrt{4PR - Q^2}}{P} \quad (78)$$

12.3.2.7 Berechnung des effektiven gyrometrischen Verhältnisses γ_{eff}

Der Wert von γ_{eff} könnte durch das folgende Verfahren abgeleitet werden.

- 1) Durch Änderung eines angewendeten Magnetfeldes von H_1 auf H_2 , wobei die Resonanzfrequenzen f_{r1} und f_{r2} entsprechend gemessen werden können.
- 2) Das effektive gyrometrische Verhältnisses γ_{eff} wird durch die folgende Gleichung abgeleitet:

$$\gamma_{\text{eff}} = \frac{2\pi(f_{r1} - f_{r2})}{\mu_0(H_1 - H_2)} \quad (\text{T}^{-1} \text{ s}^{-1}) \quad (79)$$

Dabei sollte

die Frequenzdifferenz $(f_{r1} - f_{r2})$ nicht größer als 600 MHz sein.

12.3.2.8 Berechnungen der Prüfvorrichtungskonstanten L_0 und C_0

Die Ersatzschaltung, welche den Prüfling mit $\mu = 1$ aus der Bezugsebene sieht, wird als Parallelschaltung mit L_0 und C_0 , wie in **Bild 32** dargestellt, angenommen.

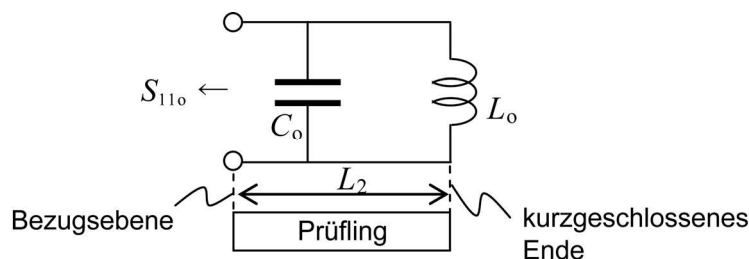


Bild 32 – Die angenommene Ersatzschaltung der Prüfvorrichtung

Wenn die Impedanz der Prüfvorrichtung so ausgelegt ist, dass sie außer am kurzgeschlossenen Ende $50\ \Omega$ beträgt, und die Auswirkung der Probenanordnung mit $\mu = 1$ vernachlässigt werden kann, werden die Prüfvorrichtungskonstanten L_0 und C_0 wie folgt berechnet:

$$L_0 = L L_2 \quad (\text{H}) \quad (80a)$$

$$C_0 = 0,4 C L_2 \quad (\text{F}) \quad (80b)$$

Dabei ist

L_2 die Länge der Probe, $L = 166,9\ \text{nH/m}$ und $C = 66,67\ \text{pF/m}$ ist die Induktivität und die Kapazität je Längeneinheit der $50\ \Omega$ -Übertragungsleitung. Der Faktor von 0,4 in (80b) wurde bestimmt, um die Auswirkung der Permittivität des Prüflings einzubeziehen, und den Fehler des Modells mit konzentriertem Bauteil zu minimieren.

Tabelle 3 zeigt die berechneten Vorrichtungskonstanten für Prüflinge der Länge 5 mm.

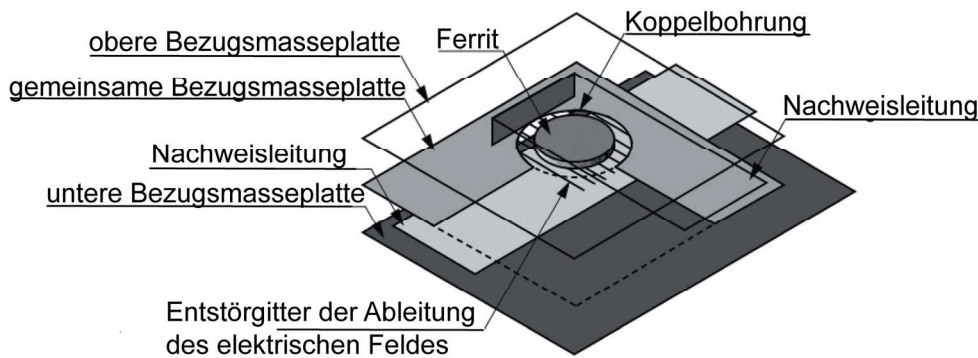
Tabelle 3 – Die Vorrichtungskonstanten für Prüflinge der Länge 5 mm

Länge des Prüflings Mm	L_0 nH	C_0 pF
5	0,834	0,134

12.3.3 Übertragungsverfahren

12.3.3.1 Theorie

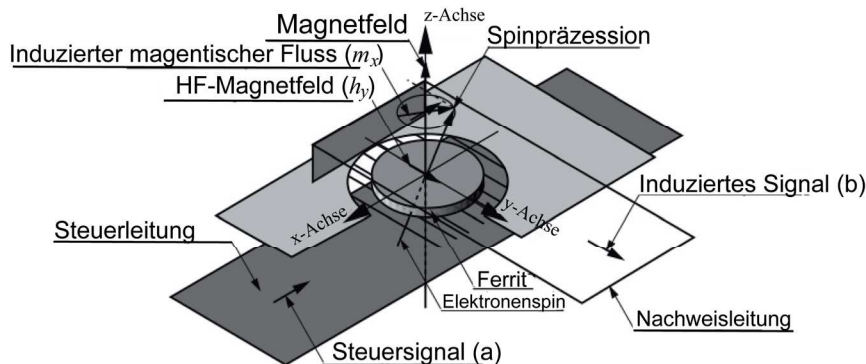
Ein empfohlenes Verfahren für die Bewertung von ΔH und γ_{eff} bei einer beliebigen Frequenz basiert auf der Messung des nicht auf der Diagonalen liegenden Elements eines relativen Permeabilitätstensors, κ , durch eine Signalübertragung [24]. Es ist allgemein bekannt, dass die wahre Linienbreite, welche durch ein zirkular polarisiertes HF-Magnetfeld, μ_+ , gegeben ist, und jene von einem linear polarisierten Magnetfeld, κ , erhaltene, nicht das Gleiche sind, aber der Unterschied sehr gering ist. Ein Modell einer für diese Messung verwendeten Prüfvorrichtung ist in Bild 33 dargestellt. Die Prüfvorrichtung ist aufgebaut aus zwei Triplate-Leitungen, welche rechtwinklig geschichtet sind und einer gemeinsamen Bezugsmasseplatte zwischen ihnen, mit einer Koppelbohrung am Kreuzungspunkt der zwei Leitungen. Eine Leitung für die Anwendung eines HF-Magnetfeldes an einen Prüfling ist abgeschlossen durch eine angepasste Last zur Erzeugung eines einheitlichen HF-Magnetfeldes. Die andere Leitung zur Erkennung eines Signals vom Prüfling ist am Rand der Koppelbohrung mit Masse verbunden, um einen Fehler zu vermeiden, welcher durch eine Ableitung eines elektrischen Feldes von der Koppelbohrung verursacht wird. Ein Gitter parallel zum ansteuernden Magnetfeld wird in der Koppelbohrung bereitgestellt, um Ableitungen des elektrischen Feldes darüber hinaus zu unterdrücken.



(Ein Teil der Grundebene wurde ausgeschnitten, um den Boden der Prüfvorrichtung sichtbar zu machen)

Bild 33 – Struktur der Prüfvorrichtung zur Messung der Linienbreite der Resonanz

Ein Ferrit-Prüfling wird auf dem Entstörgitter der Ableitung des elektrischen Feldes gegenüber der Nachweisleitung angeordnet. Ein Magnetfeld, orthogonal zum treibenden HF-Magnetfeld, wird angelegt, um eine Präzession des Elektronenspins im Ferrit, eine gyromagnetische Resonanz, zu erzeugen, und die Spinpräzession induziert ein Signal in der Nachweisleitung. Diese Zusammenhänge sind in Bild 34 dargestellt.



(Ein Teil der Grundebene wurde ausgeschnitten, um den Boden der Prüfvorrichtung sichtbar zu machen)

Bild 34 – Modell zur Messung der Linienbreite der Resonanz durch Übertragung

Durch die Präzession des Elektronenspins ergibt das Anlegen des Magnetfeldes an die Prüfvorrichtung eine Kopplung zwischen den Steuerleitungen und den Nachweisleitungen, wie in (81) und [24] dargestellt.

$$C = C_0 - 20 \log(|\kappa|) \quad (81)$$

Dabei ist

- C_0 Der Kopplungskoeffizient in dB, welcher durch das Durchmesser-Wellenlänge-Verhältnis der Bohrung bestimmt wird;
- κ das nicht auf der Diagonalen liegende Element eines relativen Permeabilitätstensors des Ferrit-Prüflings in der Koppelbohrung.

Diese Gleichung zeigt, dass die von der Prüfvorrichtung erreichte Signalintensität proportional zum Absolutwert des nicht auf der Diagonalen liegenden Elements eines relativen Permeabilitätstensors, κ , des magnetisierten Ferrits ist. Die Resonanz ist durch die magnetische Feldstärke und die Frequenz zur Maximierung der übertragenen Leistung definiert, und die Beziehung zwischen der Resonanzfrequenz und dem inneren Magnetfeld des Prüflings wird wie in (82) aufgeschrieben.

$$f_r = \frac{\gamma_{\text{eff}} H_i}{2\pi} \quad (82)$$