

Forschungszentrum Karlsruhe

Technik und Umwelt

Wissenschaftliche Berichte

FZKA 6343

Supraleitende Mikrowellenresonatoren

Rudolf Schneider, Rolf Aidam und Alexander Zaitsev

Institut für Nukleare Festkörperphysik

Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Karlsruhe

1999

Zusammenfassung

Wir berichten über Gütemessungen an Mikrowellenresonatoren aus dünnen Schichten des Hochtemperatursupraleiters $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ auf Saphirsubstrat. Die Güten sind wesentlich höher als die Güten von Resonatoren aus Normalleitern wie Gold oder Kupfer. Die Messungen bestätigen die Tauglichkeit der Supraleiter-Schichten für kompliziertere Bauelemente wie mehrpolige Mikrowellenfilter.

Superconducting microwave resonators

Abstract

Quality factor measurements on microwave resonators made of thin superconducting $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_7$ films on sapphire substrates are reported. The quality factors are essentially higher than those of copper or gold resonators. The measurements confirm that the superconducting films are suitable for sophisticated devices like microwave-filters.

Supraleitende Mikrowellenresonatoren

EINLEITUNG

Ein wesentliches Ziel des BMBF-Leitprojekts "Supraleiter und neue Keramiken für die Kommunikationstechnik der Zukunft" besteht darin, in Kooperation mit dem Partner Robert Bosch GmbH Mikrowellenfilter aus supraleitenden dünnen Schichten im Frequenzbereich von 0.8 bis 4 GHz für Mobilfunk und Satellitenkommunikation herzustellen. Die grundlegenden Komponenten der Filter sind Resonatoren, die in geeigneter Weise miteinander gekoppelt werden, um das gewünschte Filterverhalten einzustellen. In der hierarchischen Klassifizierung von Mikrowellenbauelementen in Schichttechnik bilden sie den Übergang von einfachsten, nicht mehr zerlegbaren Grundbauelementen wie Kondensatoren und Induktivitäten zu den nächst komplizierteren Bauelementen, zu deren Vertretern u.a. die Filter gehören [1]. Damit die Mikrowelle den Filter möglichst ohne Leistungsverlust durchlaufen kann, dürfen die Resonatoren nur schwach gedämpft sein, d.h. sie müssen einen hohen Gütefaktor (oder kurz Güte) in der Größenordnung 10^4 aufweisen. Die Güte ist ein häufig benutztes Maß für den Grad der Dämpfung eines schwingenden Systems.

Um die mit dem am Forschungszentrum entwickelten Sputterverfahren [2] hergestellten supraleitenden Schichten auf ihre Verwendbarkeit in Mikrowellenfiltern hin zu testen und zu optimieren, ist es vorteilhaft, über die Bestimmung der Materialparameter kritische Stromdichte j_c und Oberflächenwiderstand R_s hinaus routinemäßig geeignete Resonatoren herzustellen und ihre Güte zu messen. Denn es hat sich im Laufe der Untersuchungen gezeigt, daß hohe kritische Stromdichten und niedrige Oberflächenwiderstände zwar notwendig, aber keineswegs ausreichend sind, um Resonatoren hoher Güte zu erhalten. Neben diesen Materialparametern scheinen andere Faktoren wie Zusammensetzung, Bildung von Ausscheidungen und Poren, Rauigkeit und damit verbunden die photolithographische Strukturierbarkeit der Schichten eine große Rolle zu spielen. Deshalb erleichtern die Gütemessungen an den Resonatoren zunächst die Optimierung der Schichtherstellung, und sie erlauben später die Überwachung der optimalen Schichtqualität.

Unter Verwendung von Photolackmasken, die durch Bestrahlung mit ultravioletttem Licht erzeugt werden, werden gerade Resonatoren und Kreisscheibenresonatoren in Mikrostreifenleitungstechnik strukturiert und in geschlossene Gehäuse eingebaut. Im ersten Fall wird der Resonator als Durchgangselement mit Ein- und Ausgang betrieben, die über Koaxialleitungen mit einem Netzwerkanalysator verbunden sind. Bei der Temperatur des flüssigen Stickstoffs

(77 K) wird der Transmissionsfaktor (die Quadratwurzel aus dem Verhältnis der Mikrowellenleistungen an Aus- und Eingang) als Funktion der Frequenz gemessen, woraus die Resonatorgüte bestimmt werden kann. Im Falle der Kreisscheibe bildet der Resonator das Abschlußelement einer mit dem Mikrowellengenerator verbundenen Koaxialleitung. In Abhängigkeit von der Frequenz wird der Reflexionsfaktor (die Quadratwurzel aus dem Verhältnis der reflektierten zur ankommenden Mikrowellenleistung) gemessen, woraus der zur Gütebestimmung notwendige Koppelfaktor bestimmt wird. Resonanzfrequenz und Bandbreite erhält man aus der Ortskurve (Imaginär- über Realteil aufgetragen) der komplexen Eingangsimpedanz des Resonators.

MIKROSTREIFENLEITUNG

Bei geraden Mikrostreifenleiterresonatoren werden die beiden Leitungselektroden durch einen dünnen streifenförmigen Leiter und eine großflächige Massenmetallisierung gebildet, die auf Vorder- bzw. Rückseite eines verlustarmen dielektrischen Substrats aufgebracht sind (Abb. 1). Unterhalb einer Frequenz von 5 GHz kann die sich im wesentlichen im dielektrischen Substrat ausbreitende Welle in guter Näherung als transversal elektromagnetische (TEM-) Welle beschrieben werden. Dieser Wellentyp ist dadurch gekennzeichnet, daß es keine Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes in Ausbreitungsrichtung der Welle gibt, so daß alle Feldlinien in der Querschnittsebene der Leitung liegen (Abb. 2). Auf den Elektroden fließen nur Längsströme, d.h. Ströme in Ausbreitungsrichtung der Welle, deren Dichte in Abb. 3 am Beispiel supraleitender Leitungselektroden dargestellt ist. Es ist auffallend, daß an den Streifenleiterkanten ausgeprägte Strommaxima auftreten.

Im Kreisscheibenresonator wird der Leiterstreifen auf der Substratvorderseite durch eine kreisförmige Scheibe ersetzt. Die sich ausbreitende Welle ist eine transversal magnetische (TM-) Welle, d.h. nur das elektrische Feld besitzt eine Komponente längs der Ausbreitungsrichtung, während das magnetische Feld senkrecht dazu steht. Im speziellen Fall der TM_{010} -Welle fließt der Strom nur in radialer Richtung, so daß es im Unterschied zum geraden Resonator keinen Stromfluß entlang der Elektrodenkanten gibt. Der Verlauf des elektrischen und magnetischen Feldes sowie des Stromes ist in Abb. 4 dargestellt.

RESONATORHERSTELLUNG

Zur Herstellung der geraden Resonatoren werden die beidseitig mit 400 nm YBaCuO beschichteten Saphirwafer von 3 Zoll Durchmesser in 3 cm lange und 1 cm breite Plättchen zersägt. Die Rückseite - das ist die Seite, die die niedrigeren Werte von j_c und die höheren Werte von R_s aufweist - wird teilweise mit 0.6 μm dickem Gold beschichtet. Die Goldschicht dient dazu, einen Ohmschen Kontakt zwischen der YBaCuO-Schicht und dem aus vergoldetem Kupfer bestehenden Gehäuse herzustellen, in das das Plättchen mit einer silberhaltigen leitfähigen Paste eingeklebt wird. Der Streifenleiter auf der Vorderseite wird durch ein photolithographisches Verfahren erzeugt, das im folgenden kurz beschrieben wird.

Nach Aufschleudern und Trocken wird eine lichtempfindliche 1.2 μm dicke Lackschicht durch eine mit Chrom beschichtete Glasplatte mit ultraviolettem Licht bestrahlt. Da es sich bei dem verwendeten Lack um sogenannten Positivlack handelt (d.h. die Löslichkeit von belichtetem Lack in alkalischer Lösung ist größer als die Löslichkeit von unbelichtetem Lack), ist die Chromstruktur auf der Glasplatte identisch mit der in der Schicht gewünschten Resonatorstruktur. Der belichtete Lack wird anschließend in alkalischer Lösung entfernt. Auf der Schicht bleibt die gewünschte Struktur als säurebeständige Resistmaske zurück, und das nicht geschützte überflüssige YBaCuO wird in stark verdünnter Phosphorsäure abgeätzt. Nach Entfernen der Resistmaske erhält man beispielsweise den in Abb. 5 gezeigten geraden Resonator.

Bei Resonanz paßt ein ganzzahliges Vielfaches der halben Wellenlänge λ auf die Resonatorlänge L ($n \cdot \lambda = 2L$, $n=1,2,3,\dots$), und die erste Resonanzfrequenz f_r errechnet sich zu

$$f_r = \frac{c}{2L \sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \quad (1)$$

In dieser Gleichung bedeutet c die Lichtgeschwindigkeit im Vakuum und $\epsilon_{r,eff}$ die effektive relative Permittivität der Streifenleitung im inhomogenen Dielektrikum, das aus dem Saphirsubstrat und Luft besteht. Wird neben der Inhomogenität des Dielektrikums auch die dielektrische Anisotropie des Saphirsubstrats berücksichtigt, erhält man für ein Gehäuse mit einer Höhe des Deckels von 6 mm über dem Substrat mit Hilfe eines Simulationsprogramms $\epsilon_{r,eff}=6.89$ und $f_r=3.86$ GHz.

Der Resonator wird über symmetrische Querspalte (gleiche Breite der Leitungen auf beiden Seiten des Spalts) kapazitiv an die Signalezuleitungen angekoppelt. Zur Herstellung galvanisi-

scher Kontakte mit den Koaxialleitungen des Meßsystems sind die Zuleitungen an ihren Enden auf einer Länge von 3 mm zusätzlich mit 0.3 µm dicken Goldschichten belegt. Abb. 6 zeigt das Bauelement nach Einbau in ein Gehäuse aus vergoldetem Kupfer. Eine wichtige Aufgabe des Gehäuses, das zur Gütemessung in flüssigem Stickstoff auf 77 K abgekühlt wird, besteht darin, die Abstrahlung von Mikrowellenleistung in die Umgebung durch Reflexion der abgestrahlten Welle an den Gehäusewänden zu verhindern. Bei der Konstruktion des Gehäuses ist darauf zu achten, daß seine Resonanzfrequenz möglichst weit von der Meßfrequenz entfernt liegt, damit dem Resonator keine Strahlungsenergie durch Ankopplung an die Hohlraumresonanz des Gehäuses entzogen wird.

Beim Kreisscheibenresonator wird auf der Vorderseite des 3 Zoll Saphirsubstrats mit der Dicke $h=0.43$ mm und der relativen Permittivität ϵ_r eine YBaCuO-Kreisscheibe vom Durchmesser D strukturiert. Unter der Bedingung $h \ll D$ kann die Resonanzfrequenz der bereits erwähnten TM_{010} -Welle aus folgender Gleichung näherungsweise abgeschätzt werden [4,5]:

$$f_r (\text{GHz}) \approx \frac{36.6}{D(\text{cm}) \sqrt{\epsilon_r}} \quad . \quad (2)$$

Für $D=6$ cm und $\epsilon_r \approx 10$ erhält man beispielsweise $f_r \approx 1.93$ GHz. Zur Messung der Güte wird der Kreisscheibenresonator in ein topfartiges Gehäuse eingeklemmt. Abb. 7 zeigt das auf einen Kaltkopf montierte Kupfergehäuse mit angeschlossener Koaxialleitung.

GÜTE DER GERADEN RESONATOREN

Die Güte Q eines Resonators ist definiert als das 2π -fache des Quotienten aus der zeitlich konstanten gespeicherten Energie W und der zur Kompensation der Verlustleistung zugeführten Leistung P pro Periodendauer $1/f$; sie ist eine dimensionslose Größe:

$$Q = 2\pi \frac{W}{P \cdot \frac{1}{f}} = \frac{\omega W}{P} \quad (3)$$

$\omega=2\pi f$ ist die Kreisfrequenz. Für den schwach gedämpften Resonator ($Q \gg 1$) gilt $Q \approx \omega_r \tau$, wobei ω_r die Resonanzkreisfrequenz bedeutet. Die Relaxationszeit τ ist die Zeit, in der die Energie des frei schwingenden Resonators auf den e -ten Teil (e : Eulersche Zahl) ihres Anfangswertes abgenommen hat.

Den Güte-Kehrwert $1/Q$ bezeichnet man als Dämpfung. Sie entsteht im Mikrowellenresonator durch Energieverlust in Leiter und Substrat sowie durch Abstrahlung elektromagnetischer Energie. Die reziproke Leerlaufgüte Q_o des Resonators (auch unbelastete Güte genannt, wenn der Resonator nicht durch zusätzliche Quellen- und Lastwiderstände der Meßanordnung belastet wird) läßt sich wegen des Energieerhaltungssatzes als Summe der reziproken Leitergüte Q_c , der reziproken dielektrischen Güte Q_d und der reziproken Strahlungsgüte Q_{rad} darstellen:

$$\frac{1}{Q_o} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{rad}} \quad (4)$$

Wird der Resonator in ein Gehäuse eingebaut, so kann die Energieabstrahlung vernachlässigt werden, d.h. Q_{rad} wird als unendlich angenommen.

Der Beitrag des Substrats zur Dämpfung, $1/Q_d$, ist direkt proportional zum Tangens des dielektrischen Verlustwinkels δ und kann durch geeignete Wahl des Substratmaterials erheblich reduziert werden. Für Saphir ist $\tan\delta$ sehr klein und beträgt bei 78 K und 9 GHz nur 10^{-8} [6]. Die reziproke Leitergüte $1/Q_c$ ist direkt proportional zum Oberflächenwiderstand R_s . An dieser Stelle wird sichtbar, warum es vorteilhaft ist, supraleitende anstelle normalleitender Elektroden zu verwenden: Bei 77 K und 4 GHz beträgt R_s von YBaCuO-Schichten nur ein Hundertstel des R_s -Wertes von Kupfer. Deshalb werden mit YBaCuO-Resonatoren unbelastete Güten von 10^4 erreicht, während die Güten von Resonatoren aus Kupfer oder Gold selbst bei 77 K nur etwa 500 bis 800 betragen.

Durch Anschließen an die Meßanordnung wird der Resonator durch deren Quellen- und Lastwiderstände belastet. Deshalb wird primär nicht Q_o , sondern die belastete Güte Q_L der gesamten Schaltung gemessen. Dazu wird durch einen Netzwerkanalysator (HP8720C) die Resonanzkurve, d.h. die Durchlaß- oder Einfügungsdämpfung a_T des Resonators in der Umgebung seiner Resonanzfrequenz f_r , aufgezeichnet. a_T ist ein logarithmisches Maß für den Transmissionsfaktor T und wird in Dezibel (dB) angegeben: $a_T = 20 \log T$ dB, wobei $T^2 = P_{aus}/P_{ein}$. P_{ein} und P_{aus} sind die Leistungen an Ein- und Ausgang des Resonators. Die belastete Güte ist das Verhältnis von f_r und der 3 dB-Bandbreite Δf :

$$Q_L = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (5)$$

Δf ist das Frequenzintervall um f_r , an dessen unterem und oberem Rand der Transmissionsfaktor nur noch das $1/\sqrt{2} \approx 0.71$ -fache seines Wertes bei f_r beträgt.

Die reziproke belastete Güte ist die Summe der reziproken Leerlaufgüte und der reziproken externen Güte Q_{ext} der äußeren Beschaltung [7]:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_o} + \frac{1}{Q_{ext}} \quad (6)$$

Q_o und Q_{ext} können aus der gemessenen belasteten Güte und dem Wert des Transmissionsfaktors bei der Resonanzfrequenz wie folgt bestimmt werden:

$$Q_o = \frac{Q_L}{1 - T(f_r)} \quad (7a)$$

$$Q_{ext} = \frac{Q_L}{T(f_r)} \quad (7b)$$

wobei $T(f_r) = \exp_{10} [-|a_T(f_r)|/20]$ gilt.

Abb. 8 zeigt die bei 77 K gemessene Resonanzkurve eines am Forschungszentrum hergestellten geraden Resonators mit supraleitenden YBaCuO-Elektroden. Aus der Resonanzfrequenz $f_r = 3.8424$ GHz und der schmalen 3dB-Bandbreite Δf von nur 314.39 kHz ergibt sich eine belastete Güte von $Q_L = 12\,225$. Die Einfügungsdämpfung im Maximum der Kurve beträgt $a = -11.968$ dB (dies entspricht $T = 0.252$), so daß aus Gleichung (7a) eine hervorragende unbelastete Güte Q_o von 16 346 folgt. Die Meßdaten lassen sich durch die Fitfunktion $a(x) = a(x=0) + 10 \log L(x)$ beschreiben, wobei $L(x) = 1/(1+x^2)$ mit der Variablen $x = 2(f - f_r)/\Delta f$ die Lorentz-Funktion darstellt.

GÜTE DER KREISSCHEIBENRESONATOREN

Auch im Fall des Kreisscheibenresonators wird die unbelastete Güte Q_o durch Gleichung (4) beschrieben. Der die Dämpfung dominierende Anteil der Leitergüte Q_c kann durch folgende Gleichung abgeschätzt werden:

$$Q_c = \frac{\pi \mu_o f_r h}{R_s} \quad (8)$$

$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m ist die Permeabilität des Vakuums und h die Dicke des Substrats. Für $h = 0.43$ mm, $f_r = 1.93$ GHz und $R_s = 15 \mu\Omega$ erhält man $Q_c = 2.19 \cdot 10^5$ oder $1/Q_c = 4.57 \cdot 10^{-6} \gg 1/Q_d \approx \tan\delta \approx 10^{-8}$.

Aus der sogenannten Ortskurve der Eingangsimpedanz des Resonators, die mit einem Netzwerkanalysator gemessen wird, können die Resonanzfrequenz f_r und die 3 dB-Bandbreite Δf bestimmt werden, deren Verhältnis nach Gleichung (5) die belastete Güte Q_L darstellt. Q_L , Q_o und Q_{ext} sind durch Gleichung (6) miteinander verknüpft; definiert man das Verhältnis von Q_o und Q_{ext} als Koppelfaktor β , so gilt:

$$Q_o = (1 + \beta)Q_L \quad (9a)$$

$$Q_{ext} = \left(1 + \frac{1}{\beta}\right)Q_L \quad (9b)$$

β wird durch Messung der Rückflußdämpfung $a_R = 20 \log R$ bei der Resonanzfrequenz aus folgender Gleichung bestimmt, die für den Fall der überkritischen Kopplung ($\beta > 1$) gilt:

$$\beta = \frac{1 + R(f_r)}{1 - R(f_r)} \quad (10)$$

$R(f_r) = \exp_{10}[-|a_R(f_r)|/20] = \sqrt{P_{refl} / P_{ein}}$ wird als Reflexionsfaktor bezeichnet (P_{refl} : reflektierte Leistung).

Abb. 9 zeigt die bei $T=65$ K und 1 mW Generatorleistung gemessene Rückflußdämpfung eines Kreisscheibenresonators als Funktion der Frequenz. Das Minimum der Reflexionskurve liegt bei f_r , wo die Rückflußdämpfung -8.9 dB beträgt. Mit $R=0.36$ ergibt sich aus Gleichung (10) $\beta=2.13$. Für Q_L erhält man mit $f_r=1.92$ GHz und $\Delta f=29$ kHz 66 427. Aus Gleichung (9a) und (9b) folgt $Q_o=207$ 917 und $Q_{ext}=97$ 614. Q_o stimmt sehr gut mit dem nach Gleichung (8) abgeschätzten Wert von $Q_c=2.19 \cdot 10^5$ überein.

ZUSAMMENFASSUNG UND AUSBLICK

Die an geraden Resonatoren und Kreisscheibenresonatoren in Mikrostreifenleitungstechnik gemessenen hohen Gütefaktoren ermutigen uns, als nächstes Mikrowellenfilter aus gesputterten supraleitenden Schichten herzustellen. Die Gütemessungen an den Resonatoren werden fortgeführt, um die erreichte Qualität der Schichten zu überwachen und sie weiter zu verbessern. Ein besonderes Augenmerk wird dabei auf der Wechselwirkung der YBaCuO-Schichten mit der Gold-Metallisierung und der Leistungsverträglichkeit der Bauelemente liegen.

VERZEICHNIS DER ABBILDUNGEN

- Abb. 1: Aufbau der Mikrostreifenleitung.
- Abb. 2: Verlauf der elektrischen (E) und magnetischen (H) Feldlinien der Mikrostreifenleitung. Zwischen dem Streifenleiter und der Masse dominiert das Plattenkondensatorfeld E_z . An den Rändern des Streifenleiters herrscht das Streufeld E_x , E_z . Die magnetischen Feldlinien umschließen den Streifenleiter [1].
- Abb. 3: Verteilung der Stromdichten im Querschnitt des Streifenleiters (oben) und der Masseebene (unten). Die Elektroden sind supraleitende Schichten der Dicke $t=300$ nm mit einer Eindringtiefe des Magnetfeldes von $\lambda=200$ nm [3]. Der Strom fließt in y-Richtung.
- Abb. 4: Verlauf der elektrischen und magnetischen Feldlinien und des Stromes im Kreisscheibenresonator [4,5].
- Oben: Querschnitt
- Mitte: Aufsicht (Punkte und Kreuze: E-Feld, Kreislinien: H-Feld, radiale Linien: Stromrichtung)
- Unten: Stärke des E- und H-Feldes (normiert auf die maximale Stärke) als Funktion des Abstandes r vom Mittelpunkt der Kreisscheibe mit Radius R .
- Abb. 5: Aufsicht auf einen geraden Resonator (Längenangaben in mm). Die Abmessungen der Substratkanten betragen 3 cm x 1 cm. Der Resonator wurde von Robert Bosch GmbH unter Verwendung des Simulationsprogramms Super-Compact entworfen.
- Abb. 6: In ein Gehäuse aus vergoldetem Kupfer eingebauter gerader Resonator mit der Resonanzfrequenz $f_r=3.86$ GHz. Rechts ist der Gehäusedeckel gezeigt. Die Koaxialleitungen, die zum Netzwerkanalysator führen, werden beidseitig angeschraubt.
- Abb. 7: Gehäuse des Kreisscheibenresonators mit angeschlossener Koaxialleitung. Das Gehäuse ist auf einem mit flüssigem Stickstoff gekühlten Kaltfinger montiert, dessen oberer Teil von einer evakuierbaren Kammer umschlossen wird.
- Abb. 8: Resonanzkurve eines geraden Resonators aus supraleitenden YBaCuO-Elektroden auf Saphirsubstrat. Die Meßpunkte wurden bei 77 K und einer Ausgangsleistung des Netzwerkanalysators von 1 mW bestimmt. Markiert sind die Resonanzfre-

quenz f_r und die 3 dB-Bandbreite Δf zur Bestimmung der belasteten Güte. Die durchgezogene Kurve stellt eine an die Meßdaten angepaßte Lorentz-Funktion dar.

Abb. 9: Rückflußdämpfung a_R eines Kreisscheibenresonators in der Umgebung seiner Resonanzfrequenz. Die Messung wurde bei $T=65$ K mit einer Generatorleistung von 1 mW durchgeführt.

LITERATURVERZEICHNIS

- [1] R.K. Hoffmann, Integrierte Mikrowellenschaltungen, Springer-Verlag, 1983
- [2] J. Geerk, G. Linker, O. Meyer, Materials Science Reports 4 (1989) 193-260
- [3] D.M. Sheen, S.M. Ali, D.E. Oates, R.S. Withers, J.A. Kong, IEEE Trans. Appl. Supercond. **1** (1991) 108-115
- [4] S. Kolesov, H. Chaloupka, A. Baumfalk, T. Kaiser, Journal of Superconductivity **10** (1997) 179-187
- [5] I.B. Vendik, O.G. Vendik, D. Kaparkov, High Temperature Superconductor Devices for Microwave Signal Processing, Part II, Superconducting Microwave Circuits, SCLADEN Ltd., St.-Petersburg, 1997
- [6] T.K. Ishii (Editor), Handbook of Microwave Technology Vol. 2, Academic Press, 1995
- [7] M. Kuhn, Fortschrittberichte VDI, Reihe 9, Nr. 189, VDI-Verlag, 1994

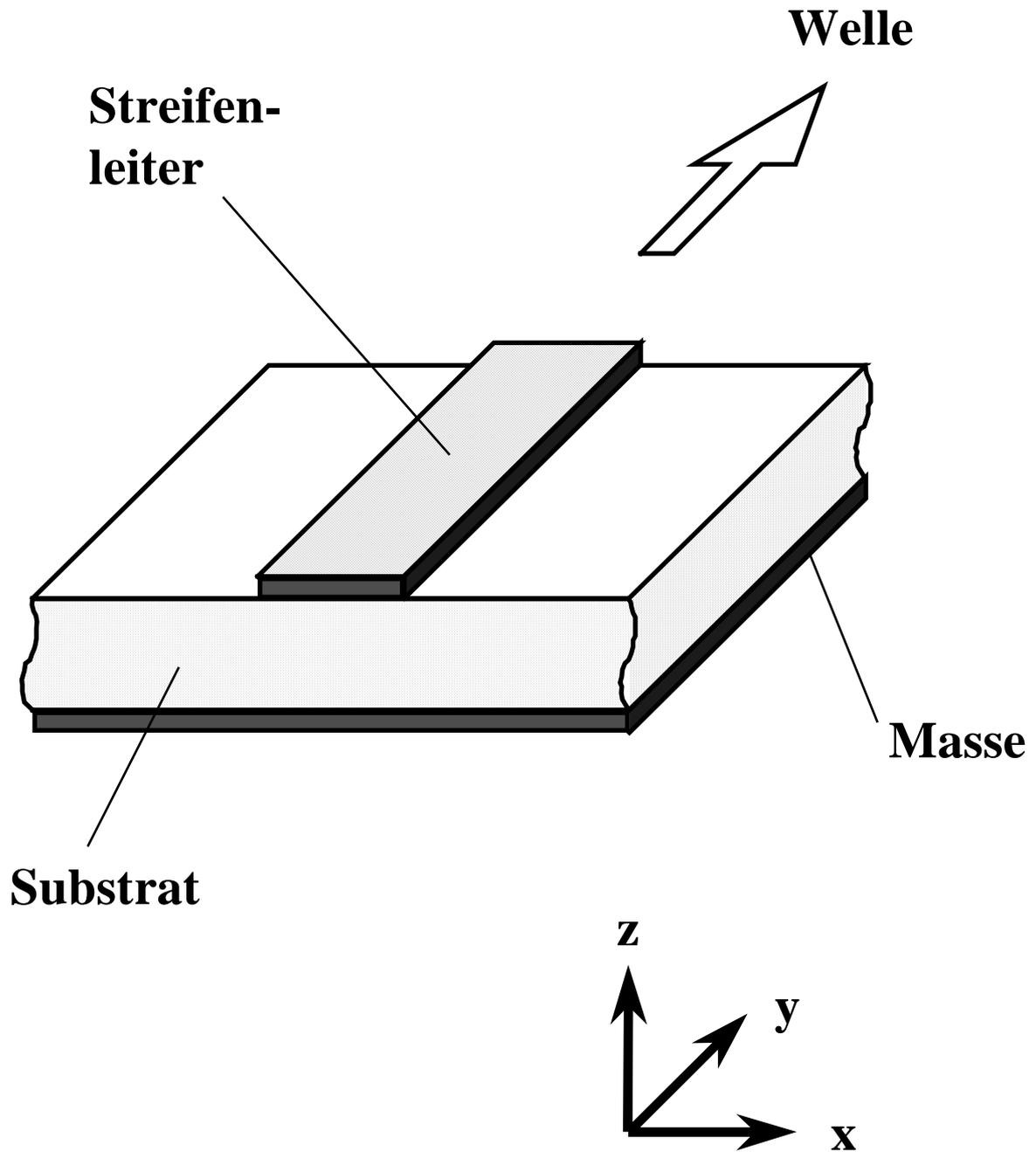


Abb. 1

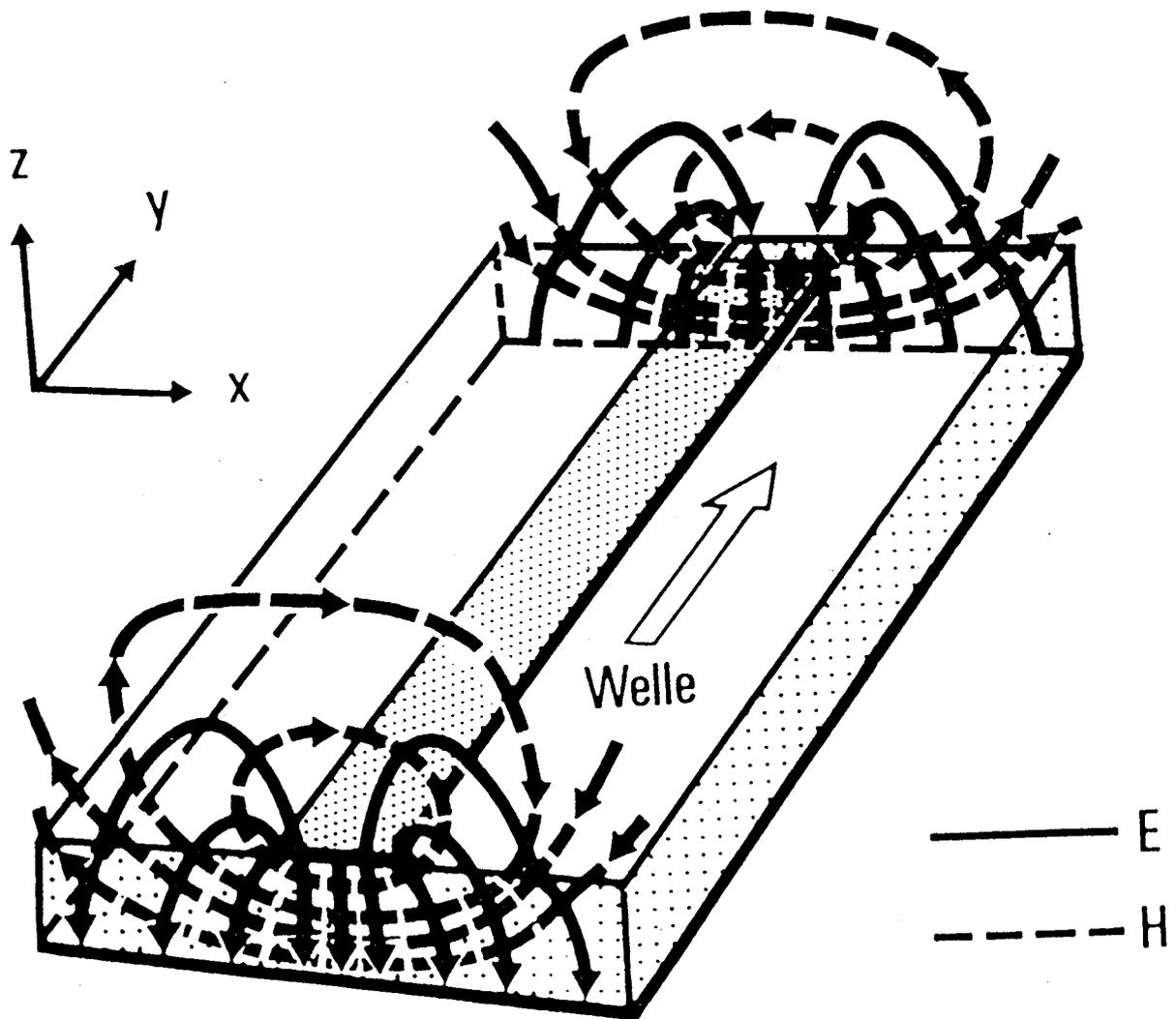


Abb. 2

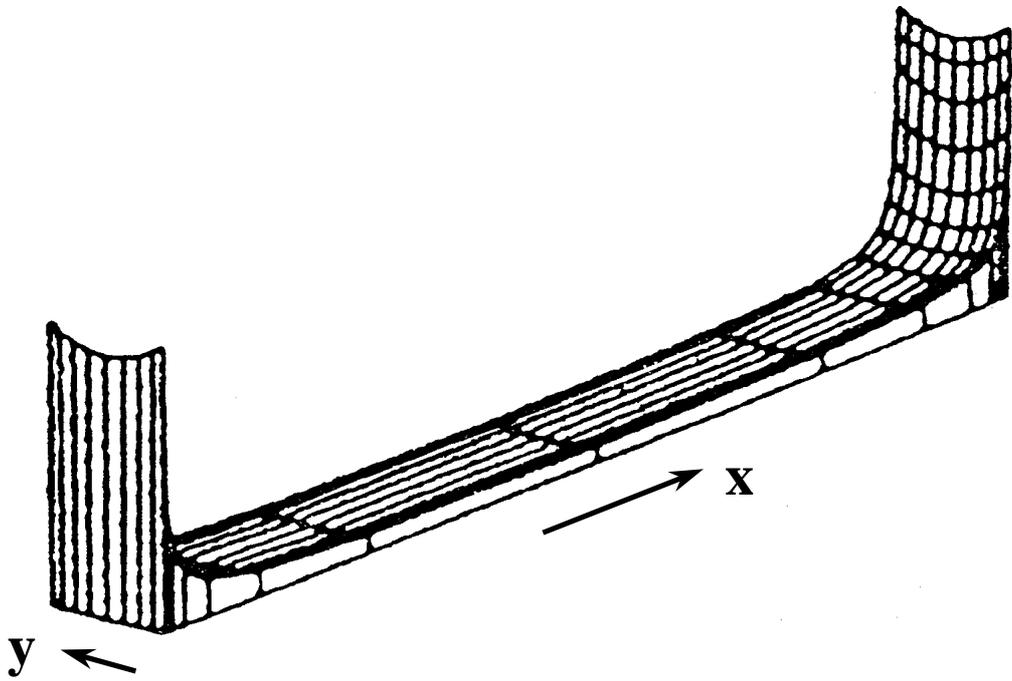
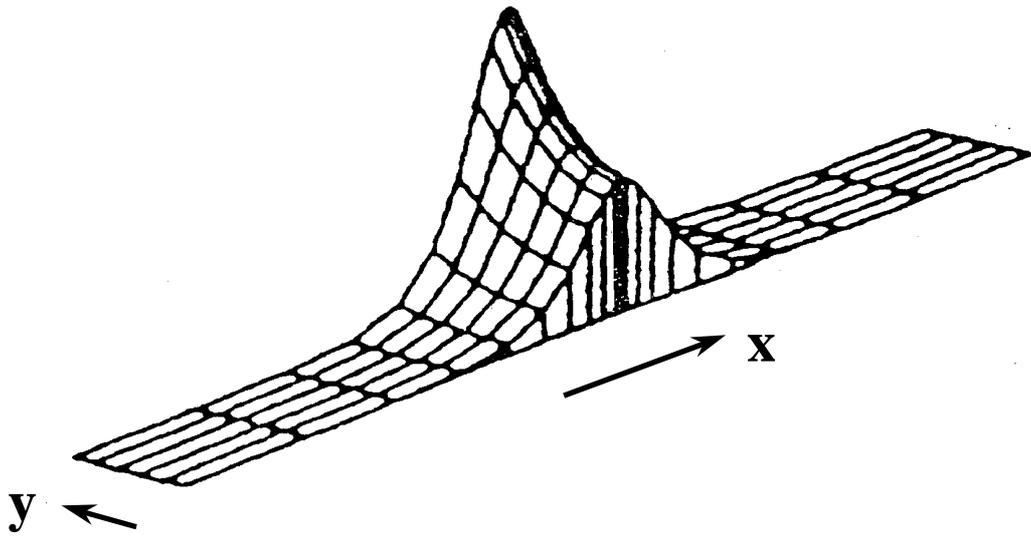


Abb. 3

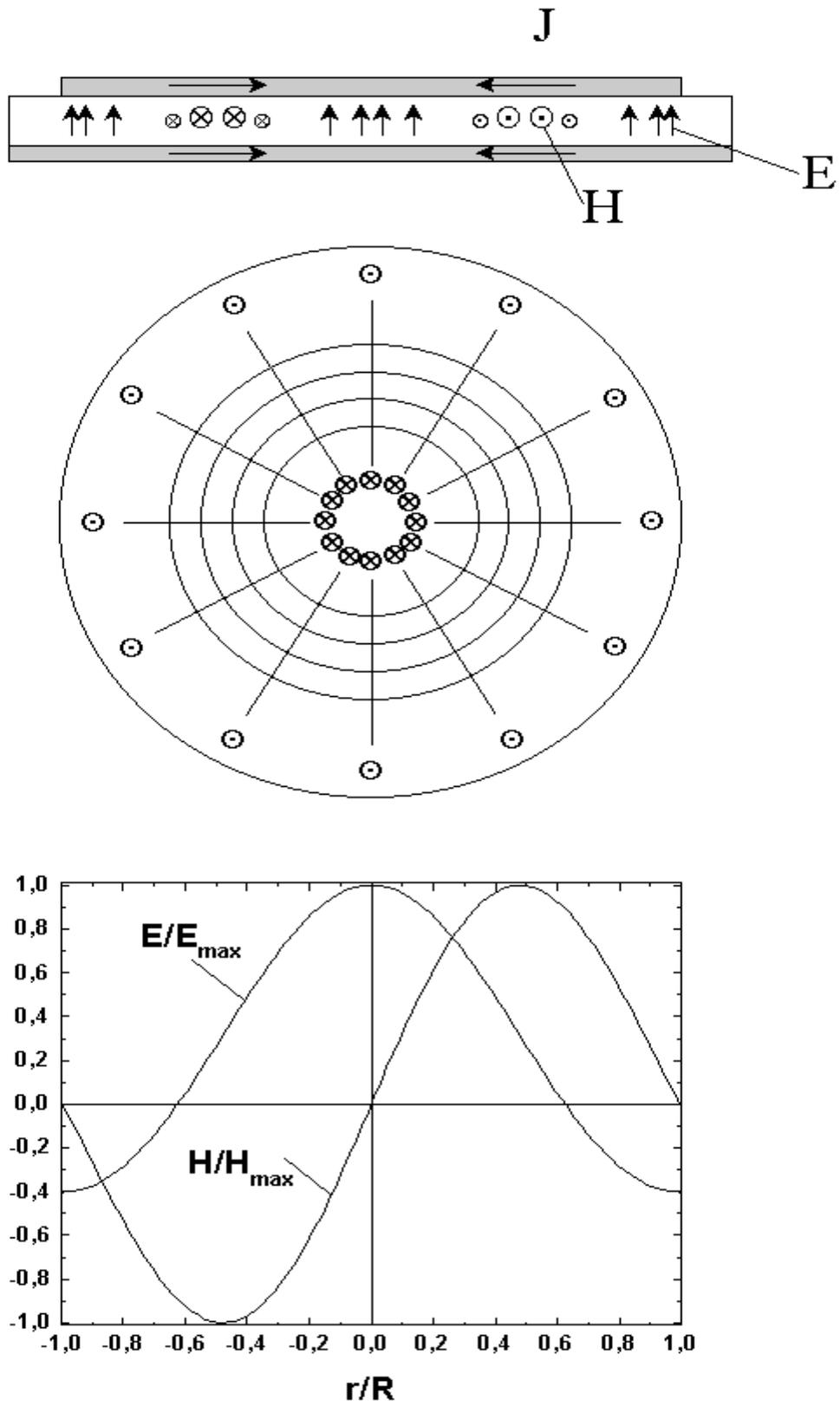


Abb. 4

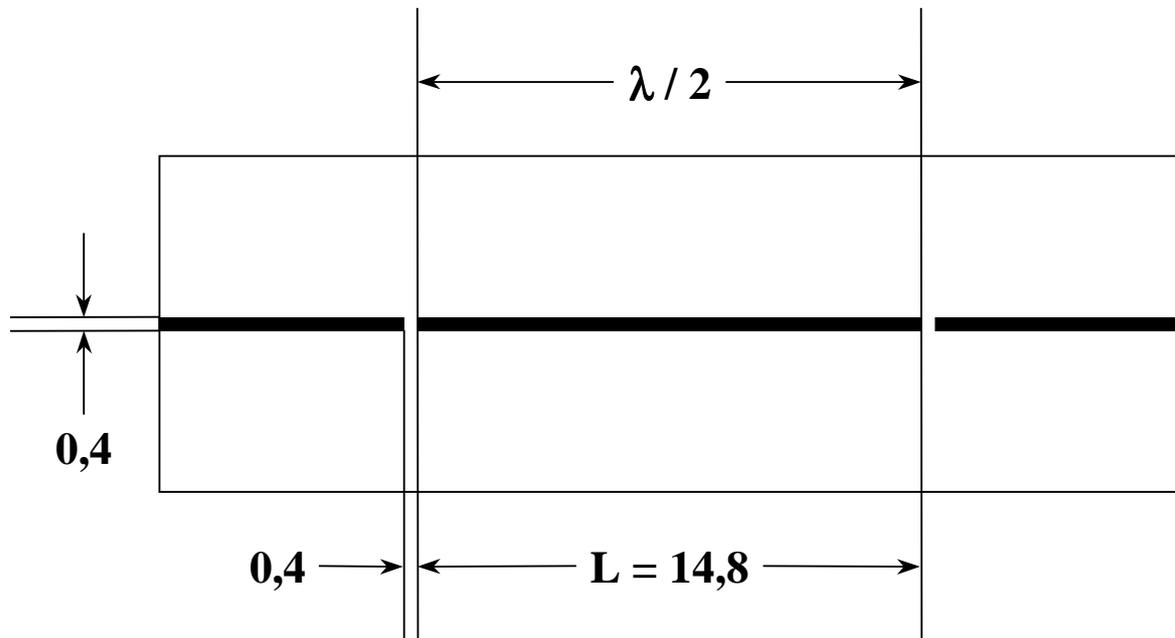


Abb. 5

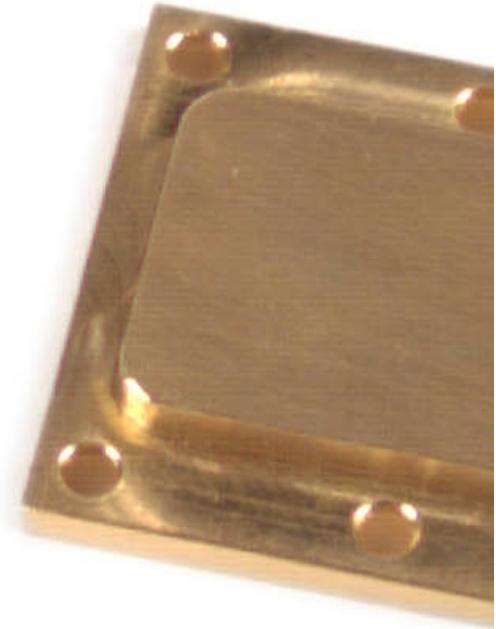
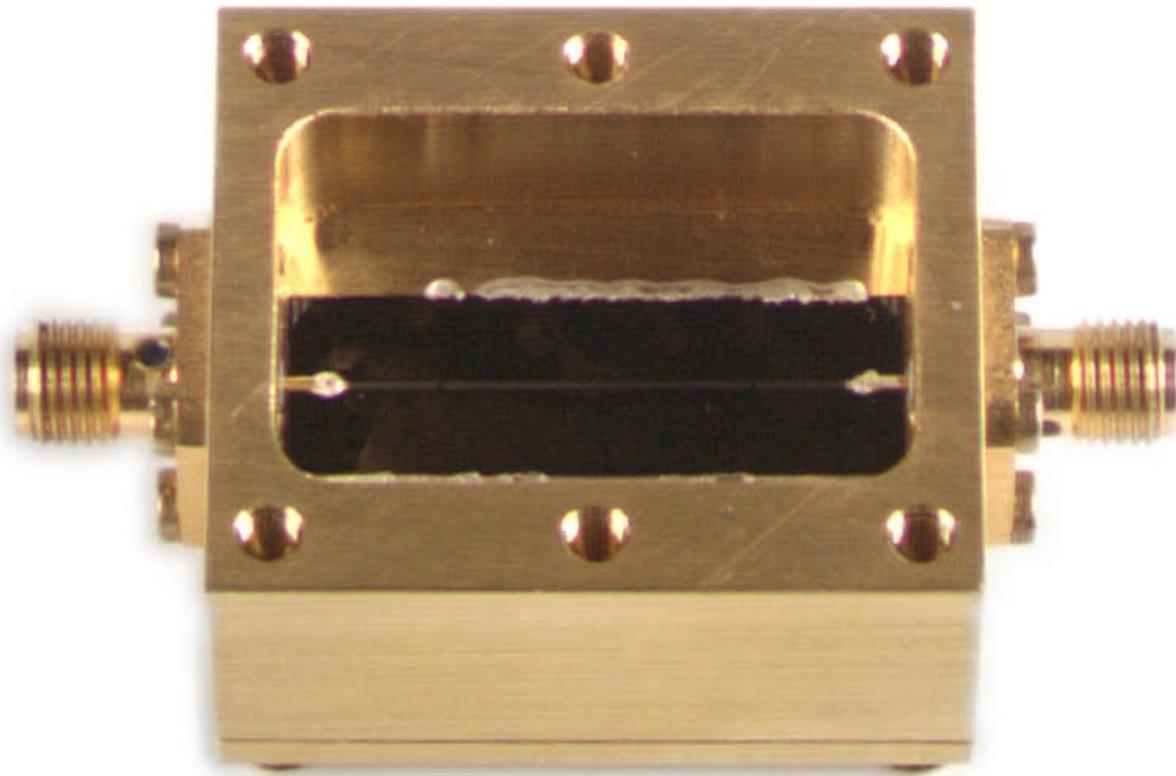


Abb. 6

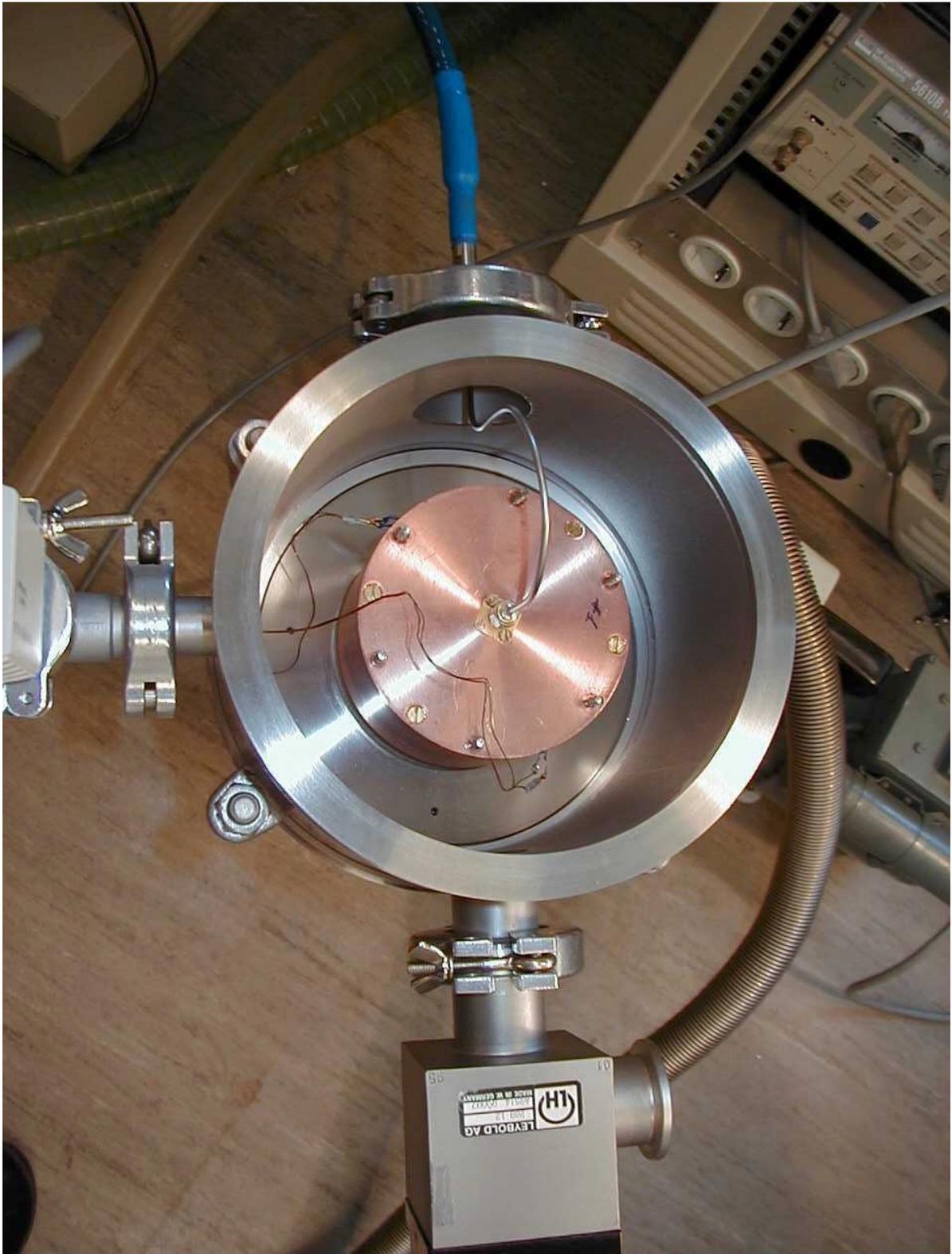


Abb.7

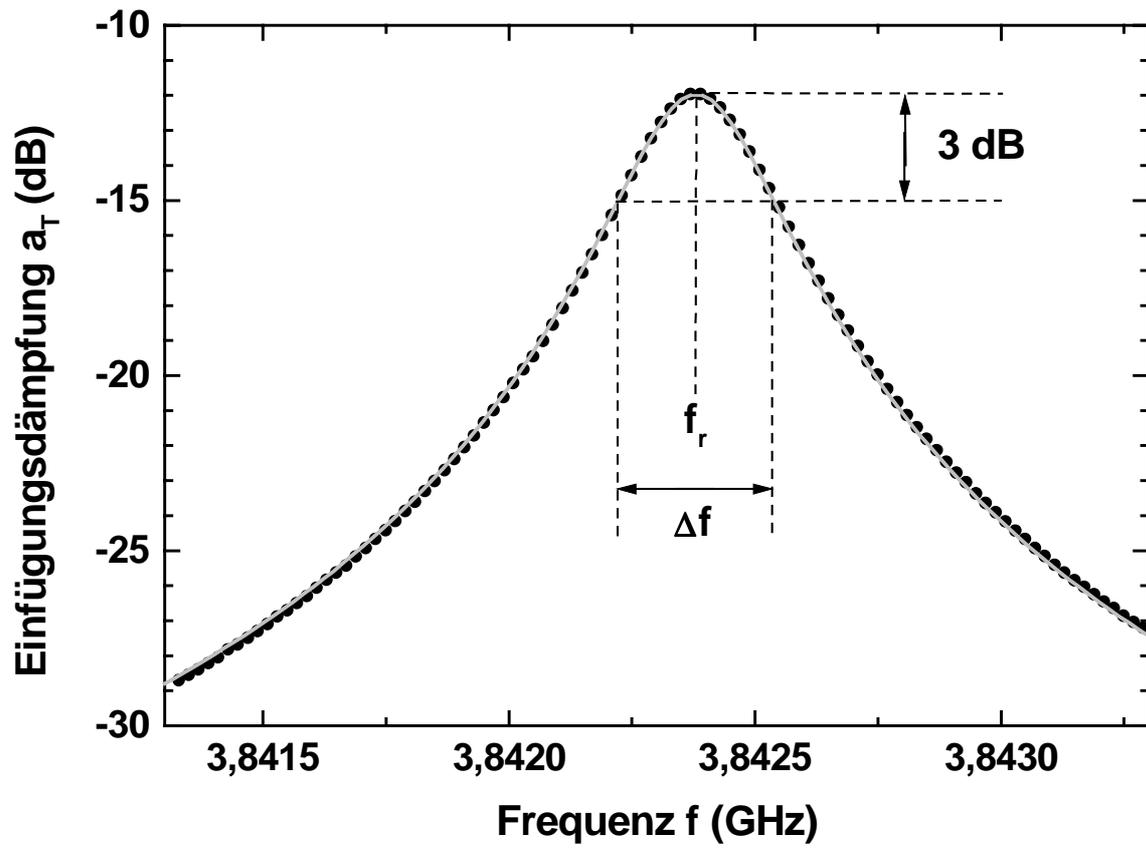


Abb. 8

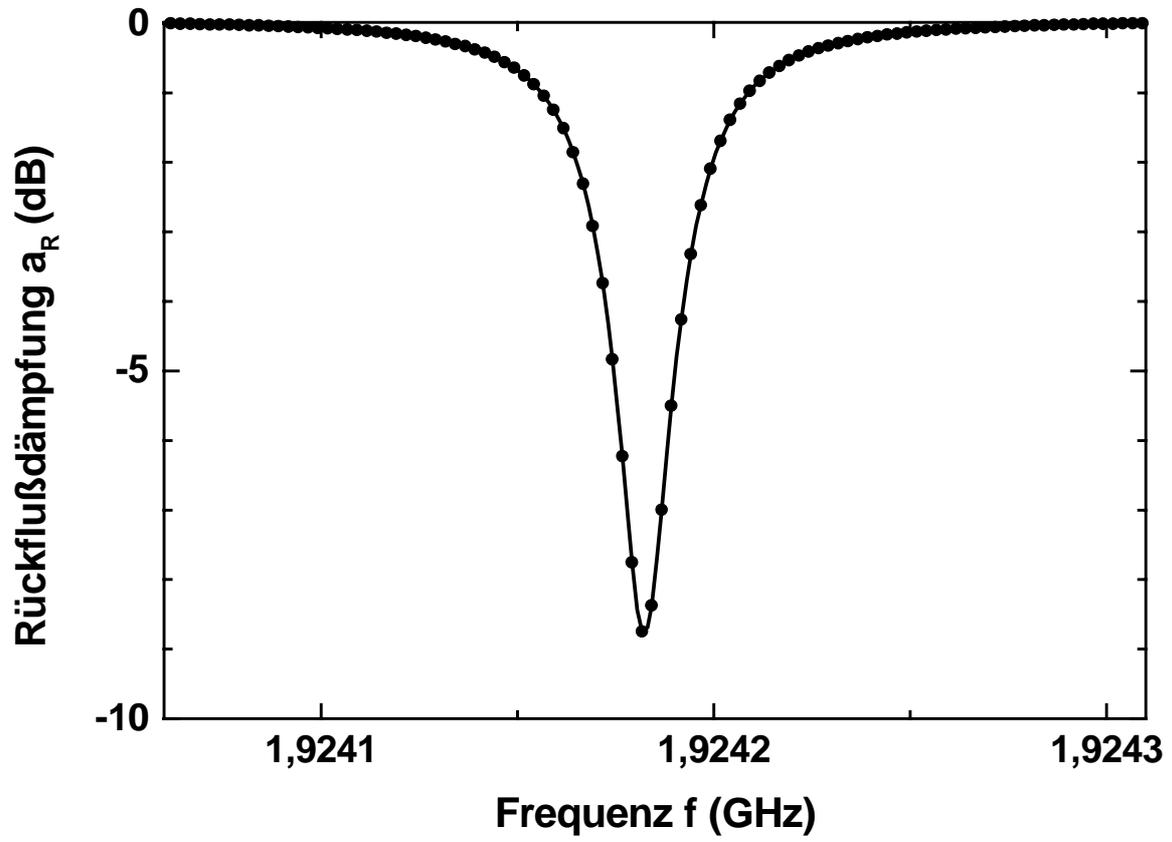


Abb. 9