



Europäisches Patentamt
European Patent Office
Office européen des brevets



(11) **EP 1 487 052 A1**

(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
15.12.2004 Patentblatt 2004/51

(51) Int Cl.7: **H01Q 1/32**, H01Q 13/10,
H01Q 1/12

(21) Anmeldenummer: **03001676.0**

(22) Anmeldetag: **25.01.2003**

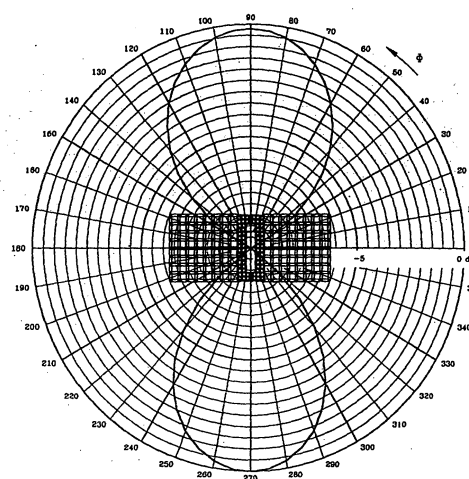
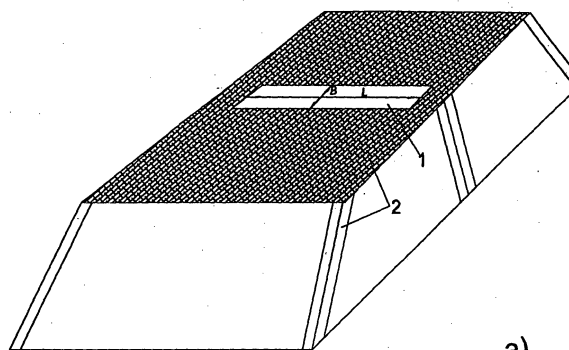
(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR
HU IE IT LI LU MC NL PT SE SI SK TR**
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL LT LV MK RO

(72) Erfinder:
• **Lindenmeier, Heinz**
82152 Planegg (DE)
• **Hopf, Jochen**
85540 Haar (DE)
• **Reiter, Leopold**
82205 Gilching (DE)

(71) Anmelder: **FUBA Automotive GmbH & Co. KG**
31162 Bad Salzdetfurth (DE)

(54) **Antennenanordnung in der Apertur einer elektrisch leitenden Fahrzeug-Karosserie**

(57) Die Erfindung betrifft eine Antennenanordnung in der im wesentlichen rechteck- bzw. trapezförmigen Apertur (1) mit der Apertur-Länge L und der Apertur-Breite B mit $B < L/3$ einer elektrisch leitenden Fahrzeug-Karosserie (2) im Meterwellenbereich. Die Apertur-Länge L ist so klein gewählt, daß die Eigenresonanz-Frequenz f_s der Apertur (1) größer ist als die Mittenfrequenz des Betriebsfrequenzbereichs. Es sind ein kapazitives Abstimmelement (5) zur Abstimmung der Apertur-Resonanz auf eine Resonanzfrequenz f_0 in der Nähe dieser Mittenfrequenz und ein Ankoppelement (3) zur Ankopplung der Antennen-Anschlußstelle (4) an die resonanzartig überhöhten elektromagnetischen Felder in der Apertur (1) vorhanden. Das kapazitive Abstimmelement (5) ist als kapazitiv wirkende Verbindung zwischen Rändern der Apertur (1) eingebracht und derart induktivitätsarm gestaltet, daß die durch die verbleibende induktive Wirkung auftretende magnetische Blindleistung P_{mp} möglichst klein ist im Vergleich zur magnetischen, von den magnetischen Feldern in der Apertur (1) erzeugten Blindleistung P_{ma} .



b)
Fig 1

EP 1 487 052 A1

Beschreibung

[0001] Die Erfindung bezieht sich auf eine Antennenanordnung in der im wesentlichen rechteck- bzw. trapezförmigen Apertur 1 einer elektrisch leitenden Fahrzeugkarosserie im Meterwellenbereich z. B. für den UKW-Empfang.

[0002] Die Erfindung geht aus von einem Antennensystem, wie sie z.B. in der DE 195 35 250 A1 in Bild 4a am Beispiel eines Dachsegments für ein kleines Fahrzeug beschrieben ist. Die dort angegebenen Antennen (5,6) für Frequenzen bis zum Meterbereich sind vorzugsweise als Leiterstrukturen aus dünnem Draht ausgebildet. Aufgrund der im Fahrzeugbau beschränkt verfügbaren Bauräume kommen für die dort beschriebenen Segmente in erster Linie Dachsegmente oder Segmente im leitenden Kofferraumdeckel in Frage wobei die Aperturlänge L durch die Fahrzeugbreite und ihre Aperturbreite B durch andere fahrzeugtechnisch vorgegebene Rahmenbedingungen, wie z.B. das Schiebedach, die Überrollicherheit etc. eingeschränkt ist. Dies führt insbesondere im Bereich der Meterwellen dazu, dass die Aperturlänge L oft kleiner als die halbe Betriebswellenlänge ist und die Aperturbreite B kleiner als 1/10 der Betriebswellenlänge gewählt werden muß. In diesem Fall kann mit den in der DE 195 35 250 A1 in Bild 4a vorgeschlagenen Antennen (5,6) die Aufgabe einer verlustarmen Anpassung bei größtmöglicher Bandbreite nicht realisiert werden. Auch bei größeren Personenkraftfahrzeugen steht für die Aperturlänge L mehr als 90 cm kaum zur Verfügung. Dies bedeutet im UKW-Bereich bei einer Mittenfrequenz von $f_m = 97$ MHz eine auf die Wellenlänge dieser Frequenz bezogene relative Aperturlänge L von $L/\lambda_s = 0,3$ bei einer relativen Bandbreite des UKW-Bereichs von $(f_{max}-f_{min})/f_m = 0,211$. Für das FM-Band in Japan mit seiner Mittenfrequenz von $f_m = 83$ MHz bedeutet dies eine auf die Wellenlänge dieser Frequenz bezogene relative Aperturlänge L von $L/\lambda_s = 0,25$ bei einer relativen Bandbreite des UKW-Bereichs von $(f_{max}-f_{min})/f_m = 0,17$. Die vorgeschlagenen Antennen haben bei Anpassung an die in der Antennentechnik üblichen Impedanzen den Nachteil der Schmalbandigkeit oder die Bandbreite der Anpassung kann nur über Verluste erzielt werden. Z.B. können die Betriebsfrequenzbereiche in Form der o.g. Frequenzbänder bei der vorgegebenen kleinen relativen Aperturlänge L von $L/\lambda_s = 0,3$ bzw. von $L/\lambda_s = 2,5$ nicht hinreichend verlustarm abgedeckt werden; d.h. das Produkt aus Wirkungsgrad und Bandbreite ist zu klein

[0003] Aufgabe der Erfindung ist es deshalb, bei einer Antennenanordnung der im Oberbegriff des Anspruchs 1 angegebenen Art den Nachteil der bei verlustarmer Anpassung der Antenne gegebenen Schmalbandigkeit zu vermeiden.

[0004] Diese Aufgabe wird für eine Antennenanordnung der im Oberbegriff des Anspruchs 1 angegebenen Art mit Hilfe des kennzeichnenden Teils des Hauptanspruchs bewirkt.

[0005] Nachfolgend ist die Erfindung anhand einiger Ausführungsbeispiele in den Figuren weiter erläutert. Es zeigen:

Fig. 1a) Aussparung mit der Aperturlänge L und der Aperturbreite B im leitenden Dach eines Kfz zur Bildung einer Antenne nach der Erfindung

Fig. 1b) azimutales Strahlungsdiagramm bei Horizontalpolarisation bei Frequenzen unterhalb der Apertur-Eigenresonanz

Fig. 2a) Frequenzverlauf der Leerlauf-Empfangsspannung am Ankoppelement 3 zum Nachweis der Eigenresonanzfrequenz f_s der Apertur

Fig. 2b) Anordnung zur Feststellung der Eigenresonanzfrequenz f_s

Fig. 2c) Frequenzverlauf der Leerlauf Empfangsspannung einer Antenne nach der Erfindung am Ankoppelement 3 zum Nachweis der durch Verstimmung reduzierten Resonanzfrequenz f_o

Fig. 2b) Antenne nach der Erfindung mit einer auf die niedrigere Resonanzfrequenz f_o abgestimmten Apertur mit dem kapazitiven Abstimmelement 5

Fig. 3 a) und b) Ersatzschaltbilder zur Erläuterung der die Bandbreite reduzierenden Wirkung einer induktiven Komponente im kapazitiven Abstimmelement 5.
c) verlustlose Impedanztransformation auf das gewünschte Impedanzniveau bei Frequenzen unterhalb der Eigenresonanz der Apertur.

Fig. 4 Reduzierung der Bandbreite in Abhängigkeit von der Verstimmung f_o/f_s bei verschiedenen unerwünschten induktiven Effekten im kapazitiven Abstimmelement 5 als Parameter
a) Verhältnis von b_{ro} mit induktivem Effekt zu b_{ropt} ohne induktiven Effekt jeweils bei f_o
b) Verhältnis von b_{ro} bei f_o mit induktivem Effekt zu b_{rs} bei der Apertur-Eigenresonanz f_s

EP 1 487 052 A1

- Fig. 5 a) Realisierung eines kapazitiven Abstimmeelements 5 mit induktivitätsarmem Leiter 9 und Ankoppelement 3 mit kapazitiver Ankopplung 23 und Parallelresonanzkreis 21 zur Gestaltung eines Zweikreis- Resonanzbandfilter -Verhaltens
5 b) Antennenimpedanz an der Antennenanschlusstelle 4 in a) für den FM-Bereich in Japan
 c) Induktivitätsarmer Leiter 9 mit Unterbrechungsstellen zur Verminderung der Abschirmwirkung eines benachbarten LMK-Empfangsantennenelements 15 mit LMK-Anschlußstelle 16
- Fig. 6 a) Realisierung eines kapazitiven Abstimmeelements 5 mit kleinem Kapazitätswert 7 bei mittlerer Anbringung in der Apertur 1
10 b) Nachweis der Gleichwertigkeit der Abstimmung auf die gleiche Resonanzfrequenz f_0 der Apertur wie in Fig. 5a zur Gestaltung des ähnlichen Impedanzverläufs wie in Fig.5b mit der Anordnung in a)
- Fig. 7 a) Wie Fig. 6a jedoch mit breiterem kapazitätsarmen Leiter 9
15 b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) ähnlich wie in Fig. 6b
- Fig. 8 Nachweis der Breitbandigkeit auch bei größerer Bedeckung der Aperturlänge L mit einem induktivitätsarmen Leiter
20 a) Anordnung des induktivitätsarmen Leiters 9 mit kapazitiven Bauelementen 12 und von ihm getrenntem kapazitiven Koppellement 3 mit Antennenanschlusstelle 4
 b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) an der, Antennenanschlusstelle 4
 c) wannenartig ausgebildeter induktivitätsarmer Leiter 9 mit Dielektrikum ϵ_r zur Ausbildung der zur Abstimmung benötigten verteilten Kapazität zwischen Wannenanrand 19 und Aperturrand 13. Die Mikrowellenantenne 24 nutzt die Wanne als Grundfläche
- 25 Fig. 9 a) Anordnung wie in Fig. 8a, jedoch mit kapazitivem Ankoppelement 3 mit einer einfachen Transformationsschaltung
 b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) an der Antennenanschlusstelle 4 für das UKW-Band als Betriebsfrequenzbereich
- 30 Fig. 10 a) Anordnung ähnlich wie in Fig. 7a jedoch mit galvanisch mit der Fahrzeugkarosserie verbundenen flächigem Leiter 22 als mögliche leitende Grundfläche 25 für eine Mikrowellenantenne bei einem kombinierten Antennensystem
 b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) an der Antennenanschlusstelle 4 für das FM- Band in Japan als Betriebsfrequenzbereich
- 35 Fig. 11 Grundformen für die Ausbildung von Ankoppelementen 3
 a) als magnetischer Dipol 20
 b) als elektrischer Dipol 26
- 40 Fig. 12 Nachweis der Breitbandigkeit auch bei nahezu über die gesamte Aperturlänge L eingebrachte leitende Fläche 17 als induktivitätsarmer Leiter 9 bei kombinierter Verwendung als Ankoppelement 3 mit Antennenanschlusstelle 4
45 a) Anordnung
 b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) zur anschließend breitbandigen Transformation für den UKW-Bereich

[0006] Die mit einer Antenne in einer Apertur der vorgegebenen Art verbundene Strahlung ist bei Aperturlängen merklich unter der Halbwellenresonanz in der Hauptsache durch die Ströme am Aperturrand bestimmt. Mit einer Antenne dieser Art, z.B. im Dach eines Kraftfahrzeugs (Fig. 1a), ergibt sich deshalb für Frequenzen unterhalb der Aperturresonanz ein horizontales Strahlungsdiagramm, wie es in Bild 1b) dargestellt ist. Dieses für die Horizontalpolarisation zutreffende Richtdiagramm ist in seiner Form für beliebige Anregung der Apertur unabhängig von der Frequenz, sofern diese die Aperturresonanz nicht überschreitet. Antennenstrukturen, welche in die Apertur eingebracht sind, unterliegen somit bei diesen Frequenzen hinsichtlich ihres eigenen Strahlungsbeitrags der durch die Berandung der Apertur gegebenen Dominanz der Randströme. Aus diesem Grund ist es notwendig, die in die Apertur eingebrachten Antennenstrukturen derart zu gestalten, dass eine möglichst verlustarme und die mögliche Bandbreite so wenig wie möglich reduzierende Anregung der Randströme der Apertur gegeben ist.

[0007] Eine Apertur der beschriebenen Art besitzt hinsichtlich ihrer Strahlungseigenschaften einen hochpaßähnlichen Charakter, wobei bei Frequenzen oberhalb der Apertur-Eigenresonanz insbesondere auch bei größerer Breite

der Apertur mit unterschiedlichen Antennenstrukturen und Positionierungen unterschiedliche Strahlungsdiagramme und auch relativ große Bandbreiten bei gutem Wirkungsgrad mit relativ schlanken Antennenleitern erreichbar sind. Dies wurde in der Vergangenheit anhand zahlreicher Formen von Fensterscheibenantennen in Kraftfahrzeugen gezeigt.

5 **[0008]** Zur Erläuterung der mit der Erfindung gegebenen Lehre wird in der folgenden Beschreibung das Beispiel einer Apertur mit der Länge $L = 0,9$ m und $B = 0,2$ m angenommen. In Fig. 2b wird diese Apertur mit der Ankoppelleitung 3 mit Anschlußstelle 4 betrachtet. Aufgrund der verteilten Wirkung aller Einflüsse treffen die im folgenden angegebenen mathematischen Beziehungen nicht genau zu. Sie beschreiben jedoch die auftretenden Phänomene mit hinreichender Genauigkeit und ermöglichen anhand der daraus ablesbaren Tendenzen die Umsetzung der angegebenen Lehre in
10 die Praxis.

[0009] Zunächst wird die Frequenzabhängigkeit der Empfangsspannung bei Anstrahlung in Hauptempfangsrichtung als effektive Höhe h_{eff} im Fig. 2a betrachtet. Hierbei stellt sich die maximale Strombelegung bei der Eigenresonanzfrequenz f_s der Apertur ein, welche sich in einem Maximalwert der an der Ankoppelstelle gemessenen Leerlaufspannung - gemessen als effektive Höhe - ausdrückt. Hierbei wird eine durch die Strahlungsdämpfung und die Blindleistungsverhältnisse bestimmte relative Bandbreite b_{rs} gemäß folgender Beziehung
15

$$b_{rs} = \frac{f_1 - f_2}{\sqrt{f_1 - f_2}} = \frac{f_1 - f_2}{f_s} \quad (1a)$$

20 festgestellt. Die Resonanzfrequenz ergibt sich bei Gleichheit der elektrischen, das ist die durch die elektrischen Felder in der Apertur verursachte Blindleistung mit der magnetischen, das ist die durch die magnetischen Felder in der Apertur hervorgerufenen Blindleistung. Bei Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz, also bei den hier zutreffenden kurzen Aperturlängen, ist die elektrische Blindleistung in der Apertur zu klein, um die gewünschten resonanzartigen Randströme hervorzurufen. Erfindungsgemäß wird dieses Defizit an elektrischer Blindleistung durch ein kapazitives Abstimmelement 5 aufgehoben, so dass die resonanzartigen Ströme nunmehr bei einer niedrigeren Frequenz f_o erzeugt sind, welche durch die resonanzartige Überhöhung der effektiven Höhe in Fig. 2c nachgewiesen ist. Aufgrund der bei der niedrigeren Frequenz f_o kleineren auf die Blindleistung bezogenen Strahlungsdämpfung der Apertur ist die relative Aperturbandbreite
25

$$b_{ro} = \frac{f_1 - f_2}{\sqrt{f_1 - f_2}} = \frac{f_1 - f_2}{f_o} \quad (1b)$$

30 kleiner als bei der Bigenresonanz f_s der Apertur. Bezeichnet man mit P_{ma} die magnetische Blindleistung bei der neuen Resonanzfrequenz f_o , so ist die für die Verstimmung notwendige elektrische Blindleistung ΔP_e gegeben durch:

$$\frac{\Delta P_e}{P_{ma}} = 1 - \left(\frac{f_o}{f_s}\right)^2 \quad (2)$$

40 welche mit größer werdender Verstimmung anwächst. Die optimale relative Bandbreite, welche bei dieser Maßnahme für die Resonanzüberhöhung der Aperturströme bei f_o erreicht werden kann, ist gegeben durch das Verhältnis aus der gesamten magnetischen Blindleistung P_{ma} zur abgestrahlten Leistung P im Sendefall.

$$b_{ropt} = \frac{P_{ma}}{P} \quad (3)$$

50 **[0010]** Erfindungsgemäß wirkt das kapazitive Abstimmelement 5 mit seiner wirksamen Kapazität AC in Fig. 3a zwischen den Berandungspunkten A und A', wobei der an dieser Stelle gestrichelt angegebene Leitwert G_A die wirksame Strahlungsdämpfung der Anordnung repräsentiert. In Fig. 3b ist im Vergleich hierzu die Abstimmmaßnahme mit der wirksamen Kapazität ΔC_C nach der Erfindung zwischen den in der Mitte der Aperturlänge befindlichen Punkten C und C' angebracht. Der Zusammenhang zwischen den die Strahlungsdämpfung repräsentierenden Leitwerten ergibt sich aus dem Spannungsverhältnis U_C zu U_A wie folgt:
55

$$G_A \approx G_c \left(\frac{U_C}{U_A} \right)^2 \quad (4)$$

5 und der Zusammenhang zwischen den wirksamen Kapazitäten ist gegeben aus:

$$\Delta C = \Delta C_c \frac{G_A}{G_c} \quad (5)$$

10 **[0011]** Mit größer werdendem Abstand d_A nimmt die Spannung U_A im Verhältnis zur Spannung U_C zum Ende der Apertur 1 hin stark ab, so dass sowohl die wirksame Kapazität ΔC als auch der die Strahlung an dieser Stelle repräsentierende Leitwert gemäß den Gleichungen (4) und (5) stark zunimmt. In den Anordnungen in Fig. 3 sind die wirksamen Kapazitäten jeweils durch die Serienschaltung einer Induktivität L_p bzw. L_{pc} und einer Kapazität C_p bzw. C_{pc} dargestellt.

15 **[0012]** Ein wesentliches Element der vorliegenden Erfindung besteht darin, die wirksame Kapazität an der gewählten Stelle in der Apertur extrem induktionsarm, das heißt, mit möglichst kleinem induktiven Einfluss zu gestalten. Ist der Einfluss der Serieninduktivität vernachlässigbar, so ist die Bandbreite der Resonanzüberhöhung der elektrischen und magnetischen Felder in der Apertur in weiten Grenzen praktisch unabhängig von der Position d_A für die Anbringung des kapazitiven Abstimmeelements. In diesem Fall ergibt sich bei der Frequenz f_0 die maximale relative Bandbreite b_{ropt} . Kann die induktive Blindleistung P_{mp} im Element L_p nicht vernachlässigt werden im Vergleich zu der von den Randströmen der Apertur erzeugten magnetischen Blindleistung P_{ma} , so reduziert sich die relative Bandbreite bei der Frequenz f_0 auf den Wert b_{ro} annähernd nach folgendem Zusammenhang:

$$b_{ro} = \frac{P}{\sum P_m} = \frac{P}{P_{ma} + P_{mp}} = \frac{P / P_{ma}}{\left(1 + \frac{P_{mp}}{P_{ma}} \right)}$$

$$= \frac{b_{ropt}}{1 + \frac{P_{mp}}{P_{ma}}} \quad (6)$$

40 **[0013]** Mit

$$\frac{P_{mp}}{P_{ma}} = \frac{\Delta P_e P_{mp}}{P_{ma} \Delta P_e} \quad (7)$$

45 ergibt sich zusammen mit Gleichung (2) eingesetzt in Gleichung (6) für die relative Bandbreite

$$b_{ro} = \frac{b_{ropt}}{1 + \left[1 - \left(\frac{f_o}{f_s} \right)^2 \right] \frac{P_{mp}}{\Delta P_e}}$$

$$= \frac{b_{ropt}}{1 + \left[1 - \left(\frac{f_o}{f_s} \right)^2 \right] \omega_o^2 \Delta C L_p} \quad (8)$$

[0014] Damit reduziert sich die Bandbreite durch den Einfluss von L_p beträchtlich, wobei dieser Einfluss mit wachsender Verstimmung anwächst. Je näher die Resonanzfrequenz f_p

$$f_p = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}} \quad (9)$$

des aus L_p und C_p bestehenden Resonanzkreises der Frequenz f_0 kommt, umso stärker wird die Bandbreite bei f_0 eingeeengt. Damit gilt ferner:

$$b_{ro} = \frac{b_{ropt}}{1 + \frac{1 - \left(\frac{f_0}{f_s}\right)^2}{\left(\frac{f_p}{f_0}\right)^2 - 1}} \quad (10)$$

[0015] In Fig. 4a ist die Bandbreitenreduktion in Abhängigkeit vom Einfluss der in L_p auftretenden unerwünschten magnetischen Blindleistung in Abhängigkeit vom Frequenzverhältnis f_0/f_s für verschiedene Werte von $C_p/\Delta C$ bzw. P_{mp}/P_{ma} dargestellt. Zusätzlich ist in Fig. 4b der Einfluss der unerwünschten magnetischen Blindleistung auf das Verhältnis der relativen Bandbreite b_{ro} bei der Frequenz f_0 zur relativen Aperturbandbreite b_{rs} bei Eigenresonanzfrequenz f_s dargestellt, wobei berücksichtigt ist, dass bei niedrigen Frequenzen die optimal erreichbare Bandbreite für die Stromresonanz mit der dritten Potenz der Frequenz kleiner wird. Umso wichtiger ist es, die Bandbreite der Antennenanordnung nicht durch weitere nachteilige Ankopplung an die Apertur zu verringern. Mit größer werdendem Abstand d_A von der Mitte ist die Einhaltung der Bedingung $P_{mp}/\Delta P_e \ll 1$ immer schwieriger. Dies geht aus der folgenden Gleichung (11) in Verbindung mit Gleichung (4) hervor. Denn für gleich großen Einfluss der Induktivität L_p gilt:

$$L_p = L_{pc} \cdot \frac{G_c}{G} \quad (11)$$

[0016] Aus diesem Grund muss das kapazitive Abstimmelement insbesondere bei Abstimmung außerhalb der Aperturmitte erfindungsgemäß besonders induktionsfrei gestaltet sein. Aus den obigen Ausführungen geht klar hervor, dass ein in die Apertur eingelegter dünner Antennenleiter nicht geeignet ist um der Apertur 1 die für die Abstimmung notwendige Blindleistung ΔP_e zuzuführen da dies aufgrund seiner Eigeninduktivität ohne die Bandbreite reduzierende magnetische Blindleistung P_{mp} nicht möglich ist.

[0017] Die Erfindung wird am Beispiel einer Apertur 1 in einer Fahrzeugkarosserie 2 mit einer Aperturlänge L von 90 cm und einer Aperturbreite B von 20 cm weiter erläutert. Ziel ist es in diesem Beispiel dabei, eine Antenne für einen Betriebsfrequenzbereich gemäß dem UKW-Bereich, in Europa bzw. gemäß dem FM-Frequenzbereich in Japan zu schaffen. Wird das kapazitive Abstimmelement 5 wie in Fig. 2d in der Mitte der Aperturlänge L in die Apertur 1 eingebracht, so genügt an dieser hochohmigen Stelle eine Kapazität C_{pc} von 5 pF, um die Eigenresonanzfrequenz $f_s = 116$ MHz der Apertur 1 auf $f_0 = 90$ MHz herabzusetzen. Dies geht aus Fig. 2c hervor. Dabei reduziert sich die relative Bandbreite der Aperturresonanz von $b_{rs} = 0,2$ auf $b_{ro} = 0,08$. Der an dieser Stelle wirksame Leitwert G_0 (Fig. 3b) beträgt ohne kapazitive Verstimmung im Falle der Apertureigenresonanz f_s ca. 1 mS und wird mit der betrachteten Verstimmung auf die Resonanzfrequenz f_0 auf ca. 0,54 mS reduziert. Zusammen mit den bei der niedrigeren Frequenz geänderten Blindleistungsverhältnissen ergibt sich für die angegebene Verstimmung die relativ starke Reduzierung der relativen Bandbreite b_{ro} der Aperturresonanz. Für die Positionierung des Ankoppelelements 3 mit Antennenanschlußstelle 4 ist der Leitwert von 0,54 mS entsprechend einem Widerstand von 1,86 kΩ ein zu hoher Wert, um eine einfache verlustlose Anpassschaltung zu realisieren. Aus diesem Grund ist es technisch wesentlich günstiger, das Ankoppelelement 3 derart zu positionieren, dass das dort verfügbare Impedanzniveau in der Größenordnung der gewünschten Antennenimpedanz liegt, wobei mit wachsendem Abstand d_D von der Mittellinie der Apertur 1 der Leitwert G in den Figuren 3a und 3b stark zunimmt. Dieses Impedanzniveau wird durch den Leitwert G in Fig. 3c bestimmt, welcher an den Punkten D und D' die gesamte Strahlungsämpfung der Apertur repräsentiert, wobei in Analogie zu Gleichung (3) gilt, dass das Impedanzniveau gemäß folgender Beziehung zum Aperturende hin stark abnimmt und durch Wahl eines geeigneten Abstands d_D auf den gewünschten Wert eingestellt werden kann. Für den Leitwert G ergibt sich angenähert:

$$G \approx G_c \left(\frac{U_c}{U_D} \right)^2 \quad (12)$$

5 **[0018]** Diese als praktisch verlustfreie Maßnahme anzusehende Transformation ermöglicht z.B. die Gestaltung eines äquivalenten Resonanzbandfilters mit zwei Resonanzkreisen, wie dies in Fig. 6a dargestellt ist. Hierbei wirkt die Apertur 1 als ein auf die Frequenz f_0 abgestimmter Resonanzkreis. Mit Hilfe der in Fig. 6a dargestellten Ankoppelkapazität 23 im Ankoppelement 3 zusammen mit den verlustarmen Blindelementen 21, welche als zweiter Resonanzkreis der Antennenanschlussstelle 4 parallel geschaltet sind, lässt sich die in Fig. 6b dargestellte breitbandige Impedanzkurve verlustarm erzeugen.

10 **[0019]** Diese überdeckt mit einer breitbandigen Schleife in der Umgebung der für Rauschanpassung an einen Transistor optimalen Impedanz das im Vergleich zur Eigenresonanzfrequenz der Apertur 1 niedrige FM-Band in Japan (76 bis 90 MHz, Betriebsfrequenzbereich). Im folgenden wird gezeigt, dass die Aperturresonanz auf unterschiedliche Weise gleichwertig hergestellt werden kann, ohne dass hierbei das Ankoppelement 3, abgesehen von Feinabstimmungsmaßnahmen, geändert werden müsste. In der in Fig. 7a dargestellten Anordnung ist der induktivitätsarme Leiter 9 als flächiger Leiter mit einer hinreichend großen Leiterbreite 11 ausgeführt. Hierbei können zur Überbrückung der Unterbrechungsstelle 6 konzentrierte kapazitive Bauelemente 12 eingesetzt werden, wobei es zur Vermeidung von unerwünschter induktiver Wirkung vorteilhaft ist, mehrere solcher kapazitiver Bauelemente 12 verteilt über die Leiterbreite 11 einzusetzen.

20 **[0020]** Eine weitere Möglichkeit der Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements 5 mit der gewünschten wirksamen Kapazität ΔC ist die Ausgestaltung der Unterbrechungsstelle 6 als eine Schlitzkapazität, welche durch Wahl einer geeigneten Leiterschlitze 14 eingestellt werden kann. Mit der Anordnung gemäß Fig. 7a lässt sich eine zu Fig. 6b vollständig äquivalente Impedanzkurve für den vorgegebenen Frequenzbereich mit praktisch unveränderter Ausgestaltung des Ankoppelements 3 erzielen. Bei Anbringung der Abstimmmaßnahme in der Mittellinie wie in Fig. 3b ist dabei der Einfluss der Leiterinduktivität L_{pc} klein genug, um auch Leiter mit aus Platzgründen vorteilhaft kleinem Querschnitt wie in Fig. 6a äquivalent verwenden zu können. Dies geht aus der Äquivalenz der Impedanzkurven in Fig. 6b und 7b hervor.

25 **[0021]** Eine weitere vorteilhafte Möglichkeit der Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements 5 ist in Fig. 5a dargestellt. Hierbei ist das kapazitive Abstimmelement 5 in einem nennenswerten Abstand d_A in die Apertur 1 eingebracht. Dort ist aus Gründen der wesentlich größeren Kapazität C_p als der bei Mittenanbringung erforderlichen Kapazität C_{pc} der Einfluss der Induktivität L_p wesentlich größer als die einer Induktivität L_{pc} gleicher Größe bei Mittenanbringung (sh. Gl. 11). Deshalb ist eine flächige Ausgestaltung des induktivitätsarmen Leiters 9 vorteilhaft. Bei geeigneter Wahl des kapazitiven Bauelements 7 bei Einbringung von konzentrierten kapazitiven Bauelementen 12 bei vorgegebenem Randabstand 10 bzw. bei geeigneter Wahl einer Leiterschlitze 14 bei der hinreichend groß gewählten Leiterbreite 11 lässt sich die in Fig. 5b dargestellte Impedanzkurve erzielen. Der Vergleich der Impedanzkurven in den Figuren 6b, 7b und 5b zeigt, dass sämtliche in den Figuren 6a, 7a und 5a dargestellten Möglichkeiten zur Abstimmung der Aperturresonanz praktisch gleichwertig sind.

30 **[0022]** In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung wird das kapazitive Abstimmelement 5 als eine größere leitende Fläche 17 mit einer Längsabmessung bis zu einer halben Aperturlänge L als induktivitätsarmer Leiter 9 in die Apertur 1, wie in Fig. 8a, eingebracht. Die gewünschte kapazitive Gesamtwirkung wird durch den Randabstand 10 zwischen der Berandung dieser leitenden Fläche 17 und den Aperturrändern 13 in Verbindung mit geeigneten verteilt angeordneten konzentrierten kapazitiven Bauelementen 12 gestaltet. Insbesondere für die Gestaltung von kombinierten Antennensystemen in der Apertur 1 ist es vorteilhaft, die leitende Fläche 17 des kapazitiven Abstimmelements 5 zur Aufnahme weiterer Antennen für andere Frequenzbereiche wannenartig auszubilden. Diese Wanne kann vorteilhaft als leitende Grundfläche 25 von Mikrowellenantennen 24 gestaltet werden (Fig. 8c). Zur Herausführung der Anschlussleitungen aus der Apertur 1 werden diese für den Meterwellenfrequenzbereich durch Verdrosselung hochohmig gestaltet.

35 **[0023]** Hierbei ist zu berücksichtigen, dass aufgrund des verbleibenden kleinen Randabstands 10 der Beitrag des mit der Wanne überbrückten Bereichs der Apertur zur Bildung der Eigeninduktivität weniger beiträgt und der Kapazitätsbelag entsprechend erhöht werden muß; dass jedoch die grundsätzlichen Eigenschaften der abgestimmten Apertur erhalten bleiben. Ähnlich wie die als leitende Wanne ausgeprägte leitende Fläche 17 ist es selbstverständlich nicht notwendig, das Ankoppelement 3 in der Ebene der die Apertur 1 umgebenden Fahrzeugkarosserie anzubringen. Dieses kann vielmehr ebenso vertieft auf einem dielektrischen Trägermaterial in der Apertur 1 platziert sein.

40 **[0024]** Das Ankoppelement 3 mit ihrer Antennenanschlussstelle 4 zur Ankopplung an das resonanzartig überhöhte magnetische Feld bzw. an das resonanzartig überhöhte elektrische Feld in der Apertur 1, kann mit einem Ankoppelement 3 mit dem Charakter eines magnetischen Dipols 20 bzw. mit einem Ankoppelement 3 mit dem Charakter eines elektrischen Dipols 26 erfolgen (Fig. 11 a, Fig. 11b). Magnetisch wirkende Ankoppelement 3 zur Auskopplung der starken magnetischen Felder am Ende der Apertur 1 sind zusätzlich in den Figuren 2b, 2d und 3a, 3b, 3c dargestellt.

Die Auskopplung mit einem elektrischen Monopol geht aus Fig. 8a hervor. Die zugehörige Impedanzkurve in Fig. 8a zeigt die Breitbandigkeit dieser Anordnung an der Antennenanschlussstelle 4, welche vorteilhaft die Transformation in die gewünschte Impedanzkurve in Fig. 9b mit den in Fig. 9a angedeuteten einfachen verlustarmen Blindelementen zulässt.

[0025] Eine besonders vorteilhafte Ankopplung an die Apertur 1 ist die oben erwähnte kapazitive Ankopplung zur Gestaltung eines äquivalenten Resonanzbandfilters mit zwei Kreisen, wie dies in den Figuren 5a, 6a und 7a dargestellt ist. Eine besonders vorteilhafte Variante der Ausgestaltung des Ankoppelements 3 im Hinblick auf die Gestaltung von Kombinationsantennen ist in Fig. 10a dargestellt. Dort ist der im wesentlichen gestreckte Leiter 22 an seinem einen Ende mit dem Aperturrand 13 galvanisch verbunden. Bei flächiger Ausgestaltung des gestreckten Leiters 22 kann dieser vorteilhaft als leitende Grundfläche 25 von Mikrowellenantennen 24 in einem kombinierten Antennensystem verwendet sein. Aufgrund der galvanischen Kopplung kann dabei die Herausführung der Anschlussleitungen der Mikrowellenantennen 24 problemlos erfolgen.

[0026] Soll das kombinierte Antennensystem in der Apertur 1 auch noch eine Antenne für den LMK-Frequenzbereich aufnehmen, so kann zur Vermeidung von Abschirmwirkungen das kapazitive Abstimmeelement 5 vorteilhaft im Bereich der Mitte der Apertur 1 angebracht werden und der induktivitätsarmer Leiter 9 mehrere Unterbrechungsstellen 6, wie in Fig. 5c angedeutet, enthalten. Dadurch wird die Abschirmwirkung auf ein benachbartes LMK-Empfangsantennenelement 15 mit seiner LMK Anschlussstelle 16 merklich verringert.

[0027] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist das kapazitive Abstimmeelement 5 mit dem Ankoppelement 3 dadurch kombiniert, dass in die Apertur 1 über einen großen Teil der Aperturlänge L eine leitende Fläche 17 als induktivitätsarmer Leiter 9 eingebracht ist. Die Abstimmung erfolgt durch geeignete Gestaltung des Randabstands 10 in Verbindung mit der verteilten Einbringung von konzentrierten kapazitiven Bauelementen 12. Aufgrund der erhöhten Konzentration der magnetischen Felder in unmittelbarer Randnähe ist bei nicht zu kleinem Randabstand 10 kaum eine nachteilige Abnahme der Eigeninduktivität als magnetischer Energiespeicher der Apertur verbunden. Die gewünschte Antennenimpedanz kann bei geeigneter Positionierung der Antennenanschlussstelle 4 eingestellt werden. Diese Impedanz ist in Fig. 12b dargestellt und zeigt eine breitbandige Schleife im Frequenzbereich von 80 bis 110 MHz. Durch übliche Schaltungsmaßnahmen kann eine derart breitbandige Impedanz in eine gewünschte Impedanzkurve z.B. für den UKW-Bereich transformiert werden.

Liste der Bezeichnungen

[0028]

Apertur 1
 Fahrzeugkarosserie 2
 Ankoppelement 3
 Antennenanschlussstelle 4
 kapazitive Abstimmeelement 5
 Unterbrechungsstelle 6
 kapazitives Bauelement 7
 Distanz 8
 induktivitätsarmer Leiter 9
 Randabstand 10
 Leiterbreite 11
 kapazitive Bauelemente 12
 Aperturrand 13
 Leiterschlitze 14
 LMK-Empfangsantennenelement 15
 LMK-Anschlussstelle 16
 leitende Fläche 17
 isolierter Spalt 18
 Wannenrand 19
 magnetischer Dipol 20
 verlustarme Blindelemente 21
 gestreckter Leiter 22
 Ankoppelkapazität 23
 Mikrowellenantennen 24
 leitende Grundfläche 25
 elektrischer Dipol 26

Serieninduktivität 27
 wirksame Kapazität ΔC
 Aperturlänge L
 Eigenresonanzfrequenz f_s
 Blindleistung P_{mp}
 erzeugten Blindleistung P_{ma}
 Resonanzfrequenz f_o
 Abstand d_A
 Abstand dD

Patentansprüche

1. Antennenanordnung in der im wesentlichen rechteck-bzw. trapezförmigen Apertur (1) mit der Aperturlänge L und der Aperturbreite B mit $B < L/3$ einer elektrisch leitenden Fahrzeugkarosserie (2) im Meterwellenbereich **dadurch gekennzeichnet, dass** die Aperturlänge L so klein gewählt ist, dass die Eigenresonanzfrequenz (f_s) der Apertur (1) größer ist als die Mittenfrequenz des Betriebsfrequenzbereichs und ein kapazitives Abstimmelement (5) zur Abstimmung der Aperturresonanz auf eine Resonanzfrequenz f_o in der Nähe dieser Mittenfrequenz und ein Ankoppelement (3) zur Ankopplung der Antennenanschlusstelle (4) an die resonanzartig überhöhten elektromagnetischen Felder in der Apertur (1) vorhanden sind und das kapazitive Abstimmelement (5) als kapazitiv wirkende Verbindung zwischen Rändern der Apertur (1) eingebracht ist und derart induktivitätsarm gestaltet ist, dass die durch die verbleibende induktive Wirkung auftretende magnetische Blindleistung (P_{mp}) möglichst klein ist im Vergleich zur magnetischen, von den magnetischen Feldern in der Apertur (1) erzeugten Blindleistung (P_{ma}).
2. Antennenanordnung nach Anspruch 1 **dadurch gekennzeichnet, dass** ein kapazitives Abstimmelement (5) als kapazitiv wirkende Verbindung zwischen einander gegenüberliegenden Punkten (A, A') auf den Längsrändern der Apertur (1) in einem ersten Abstand (d_A) eingebracht ist und die Distanz (8) zwischen diesen Punkten mit einem induktivitätsarmen Leiter (9) überbrückt ist, welcher mindestens an einer Unterbrechungsstelle (6) aufgetrennt ist und an jeder Unterbrechungsstelle (6) zur Überbrückung derselben jeweils ein kapazitives Bauelement (7) vorhanden ist, dessen Kapazitätswert so groß gewählt ist, dass in der Gesamtwirkung die Lieferung der zur Abstimmung der Apertur (1) auf die gewünschte Resonanzfrequenz f_o notwendigen elektrische Blindleistung P_e gegeben ist.
3. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 2 **dadurch gekennzeichnet, dass** insbesondere für größere Werte des ersten Abstand (d_A) der induktivitätsarme Leiter (9) als flächiger Leiter mit einer hinreichend großen Leiterbreite (11) ausgeführt ist und zur induktionsarmen kapazitiven Überbrückung der Unterbrechungsstelle (6) bzw. der Unterbrechungsstellen (6) jeweils eines bzw. mehrere über die Leiterbreite (11) verteilte, konzentrierte kapazitive Bauelemente (12) verwendet sind (Fig. 5a).
4. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3 **dadurch gekennzeichnet, dass** nur eine Unterbrechungsstelle (6) vorhanden ist, welche an einem der Aperturränder (13) gegeben ist, sodass die gesamte Fläche des induktivitätsarmen Leiters (9) galvanisch mit der Fahrzeugkarosserie (2) verbunden ist (Fig. 5a).
5. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4 **dadurch gekennzeichnet, dass** die Unterbrechungsstelle (6) bzw. die Unterbrechungsstellen (6) des flächenhaft ausgebildeten induktivitätsarmen Leiters (9) als Schlitze mit einer geeigneten Leiterschlitze (14) im Hinblick auf die zwischen den Schlitzrändern wirksame Schlitzkapazität derart gestaltet sind, dass bei der gewählten Leiterbreite (11) die geforderte kapazitive Wirkung gegeben ist (Fig. 5a,c).
6. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4 **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) der induktivitätsarme Leiter (9) als eine leitende Fläche 17

über einen größeren Teil der Aperturlänge L in die Apertur 1 eingebracht ist und die Abstimmung durch geeignete Gestaltung des Randabstand 10 in Verbindung mit verteilten konzentrierten kapazitiven Bauelementen 12 gegeben ist und der induktivitätsarme Leiter (9) kombiniert als Ankoppelement 3 verwendet ist (Fig. 12b).

- 5 7. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3
dadurch gekennzeichnet, dass
 zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) mit einem im Sinne der Erfindung induktivitätsarmen Leiter (9) mit kleinen Querschnittsabmessungen in der Nähe der Mitte der Aperturlänge L eingebracht ist und die kapazitiv
 10 zitive Wirkung durch die Einbringung eines konzentrierten kapazitiven Bauelements (7) bzw. durch die Einbringung mehrerer konzentrierter kapazitiver Bauelemente (7) bei Vorhandensein mehrerer Unterbrechungsstellen gegeben ist (Fig. 6a).
8. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 4
dadurch gekennzeichnet, dass
 15 zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) eine größere leitende Fläche (17) mit einer Längsabmessung bis zu einer halben Aperturlänge L als induktivitätsarmer Leiter (9) in die Apertur (1) eingebracht ist und die Unterbrechungsstellen (6) durch den Abstand zwischen der Berandung dieser leitenden Fläche (17) und den Aperturrändern (13) gegeben ist und die geeignete kapazitiv
 20 e Gesamtwirkung durch induktionsarme Überbrückung mit mehreren verteilt angeordnete konzentrierten kapazitiv e Bauelementen (12) gegeben ist (Fig.8a).
9. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6
dadurch gekennzeichnet, dass
 die leitende Fläche (17) zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) wannenartig ausgebildet ist und die Unterbrechungsstellen (6) als laufender dielektrisch isolierter Spalt (18) zwischen dem Wann
 25 enrand (19) und dem Aperturrand (13) gegeben ist und der Spalt (18) durch Formgebung und durch Ausfüllung mit einem geeigneten dielektrischen Material derart ausgebildet ist, daß die Abstimmung der Aperturresonanz auf die gewünschte Resonanzfrequenz f_0 gegeben ist (Fig.8c).
10. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9
dadurch gekennzeichnet, dass
 30 das Ankoppelement (3) zur vorwiegenden Ankopplung an das resonanzartig überhöhte magnetische Feld als ein Antennenelement mit dem Charakter eines magnetischen Dipols (20) derart gestaltet und in der Apertur derart positioniert ist, dass an der Antennenanschlussstelle (4) im vorgegebenen Betriebsfrequenzbereich ein Antennenimpedanzverlauf mit einem auf den gewünschten Impedanzwert bezogenen ausreichend kleinen Betrag des Reflexionsfaktors vorliegt, sodass dieser Antennenimpedanzverlauf praktisch verlustfrei und ohne die Bandbreite einschränkende Wirkung mit Hilfe konzentrierter Blindelemente an den gewünschten Impedanzwert angepasst werden kann. (Fig. 11a, 3a, 3b)
- 35 11. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9
dadurch gekennzeichnet, dass das Ankoppelement (3) zur vorwiegenden Ankopplung an das resonanzartig überhöhte elektrische Feld als ein Antennenelement mit dem Charakter eines elektrischen Dipols (26) derart gestaltet und in der Apertur derart positioniert ist, dass an der Antennenanschlussstelle (4) im vorgegebenen Betriebsfrequenzbereich ein Antennenimpedanzverlauf mit einem auf den gewünschten Impedanzwert bezogenen ausreichend kleinen Betrag des Reflexionsfaktors vorliegt, sodass dieser Antennenimpedanzverlauf praktisch verlustfrei und ohne die Bandbreite einschränkende Wirkung mit Hilfe konzentrierter Blindelemente an den gewünschten Impedanzwert angepasst werden kann.
- 40 12. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 9
dadurch gekennzeichnet, dass
 das Ankoppelement (3) im wesentlichen als gestreckter Leiter ausgeführt ist und mit seiner Antennenanschlussstelle (4) zwischen zwei einander gegenüberliegenden Punkten der Aperturränder (13) im Abstand d_D von der Mitte der Aperturlänge L eingebracht ist und dieser Abstand d_D zur Erreichung eines hinreichend niedrigen Impedanzniveaus entsprechend groß gewählt ist und das Ankoppelement (3) eine serielle Ankoppelkapazität enthält zur Ankopplung an die Apertur (1) als ersten Resonanzkreis eines kapazitiv gekoppelten Zweikreisbandfilters und der zweite Resonanzkreis des Zweikreisbandfilters durch verlustarme Blindelemente (21) parallel zur Antennenanschlussstelle (4) gebildet ist (Fig.5a, 6a, 7a).
- 55 13. Antennenanordnung nach Anspruch 12

dadurch gekennzeichnet, dass

im Ankoppelement (3) zusätzlich eine Serieninduktivität (26) enthalten ist, mit deren Induktivitätswert in Verbindung mit der Ankoppelkapazität (23) und den verlustarmen Blindelementen (21) ein die Bandbreite vergrößerndes Dreikreisbandfilter gegeben ist.

5

14. Antennenanordnung nach Anspruch 12

dadurch gekennzeichnet, dass

der im wesentlichen gestreckte Leiter (22) im Ankoppelement (3) an seinem einen Ende mit einem Aperturrand (13) galvanisch verbunden und zum Zwecke der Verwendung als leitende Grundfläche (25) von Mikrowellenantennen (24) für um Größenordnungen höhere Frequenzen flächenhaft gestaltet sind (Fig. 10).

10

15. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 6 und 8 bis 14

dadurch gekennzeichnet, dass

die leitende Fläche (17) zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) zum Zwecke der zusätzlichen Verwendung als leitende Grundfläche (25) von Mikrowellenantennen (24) für um Größenordnungen höhere Frequenzen gestaltet ist und die Anschlussleitungen der Mikrowellenantennen (24) zur Herausführung aus der Apertur (1) für den Meterwellenfrequenzbereich durch Verdrosselung hochohmig gestaltet ist (Fig.9).

15

16. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, 5, 6 und 8 bis 14

dadurch gekennzeichnet, dass

in der Apertur (1) ein kapazitives LMK-Empfangsantennenelement (15) vorhanden ist und die abschirmende Wirkung des induktivitätsarmen Leiters (9) bezüglich des Empfangs der niedrigen LMK-Frequenzen durch die Ausgestaltung mit mehreren Unterbrechungsstellen (6) weitgehend aufgehoben ist (Fig. 5c).

20

25

30

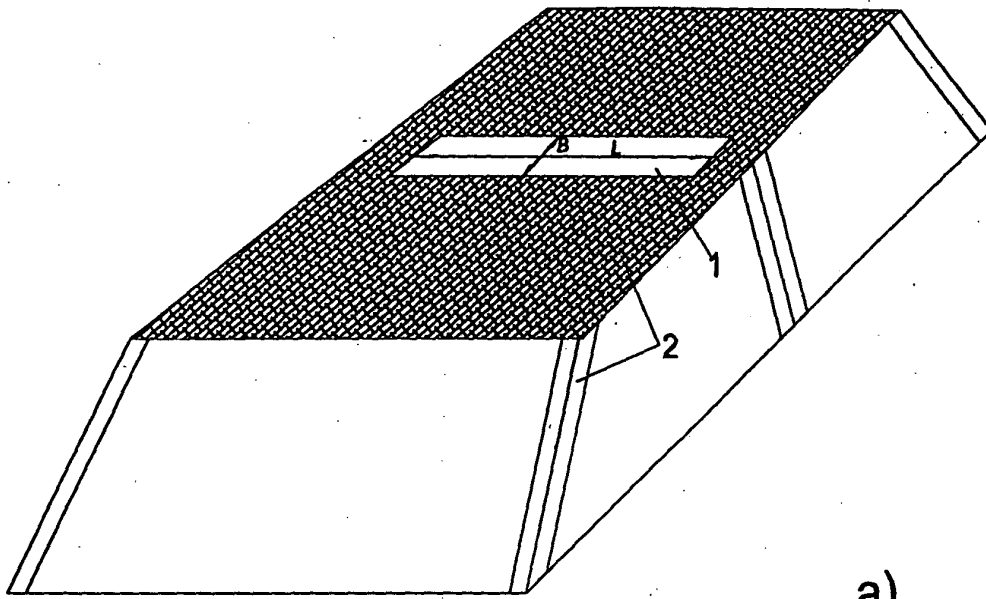
35

40

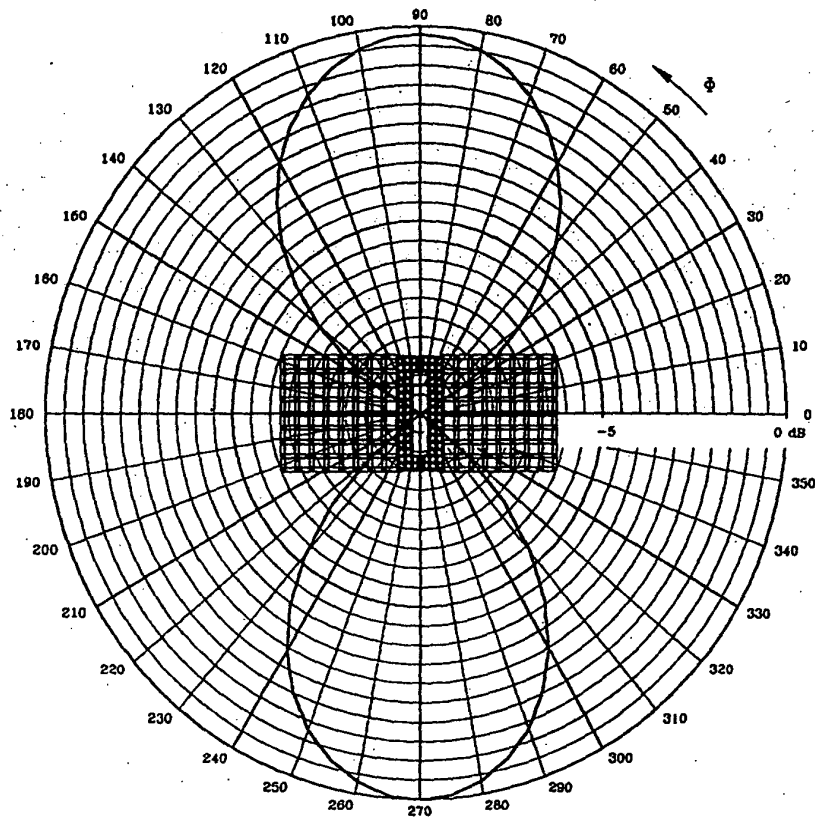
45

50

55



a)



b)

Fig 1

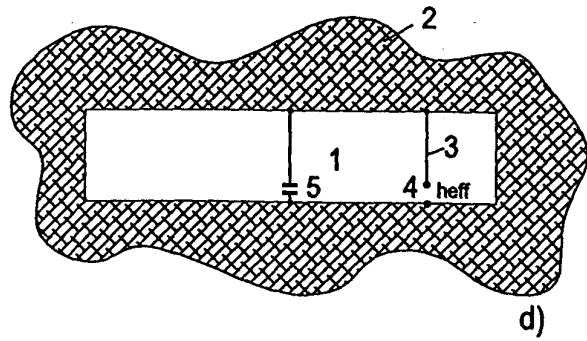
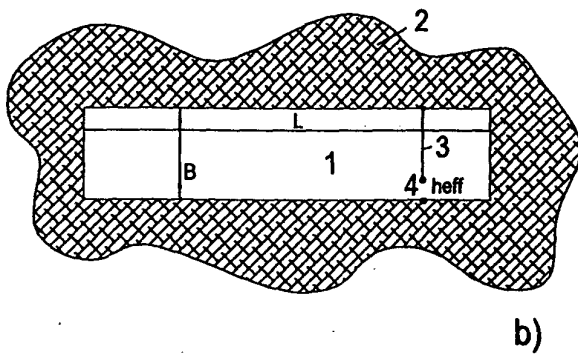
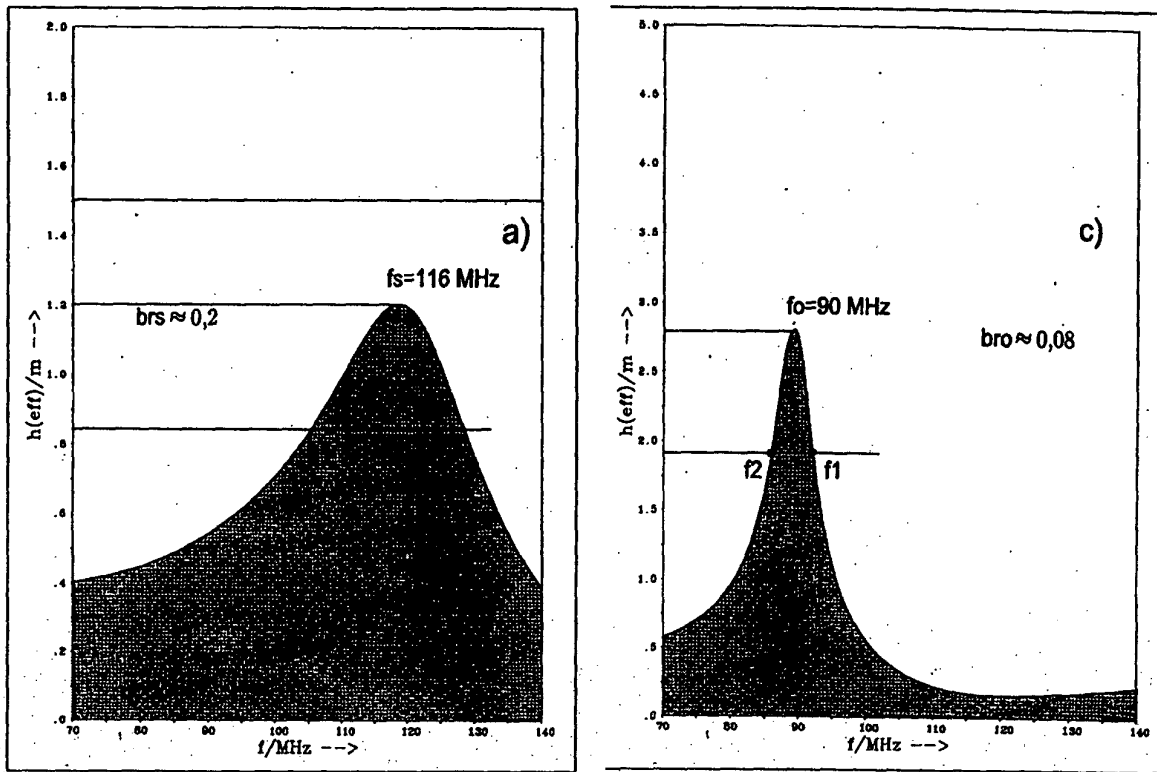
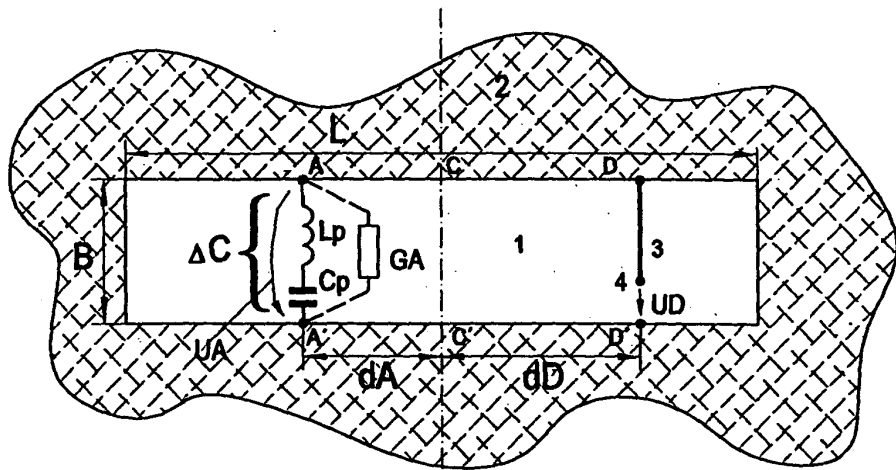
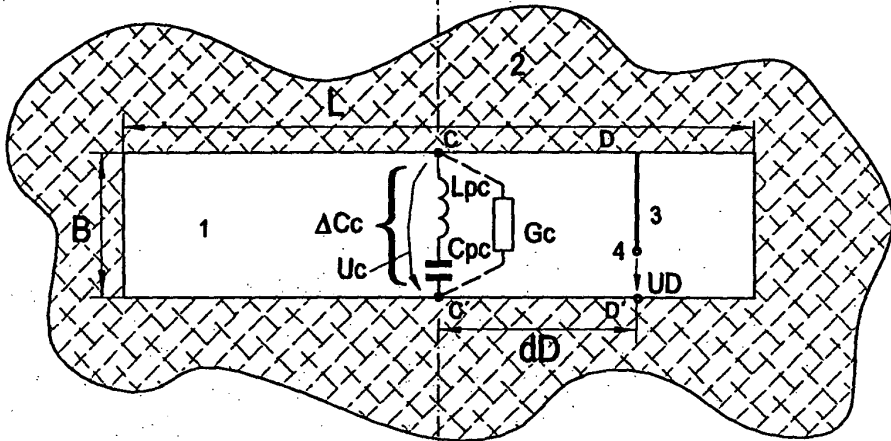


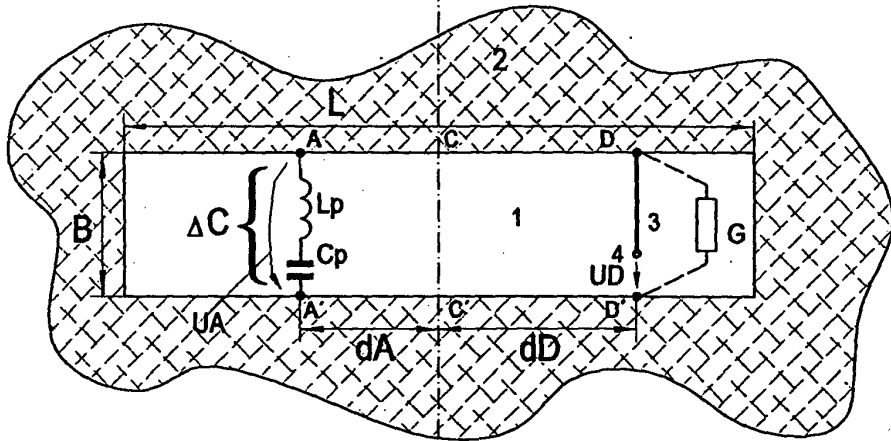
Fig. 2



a)

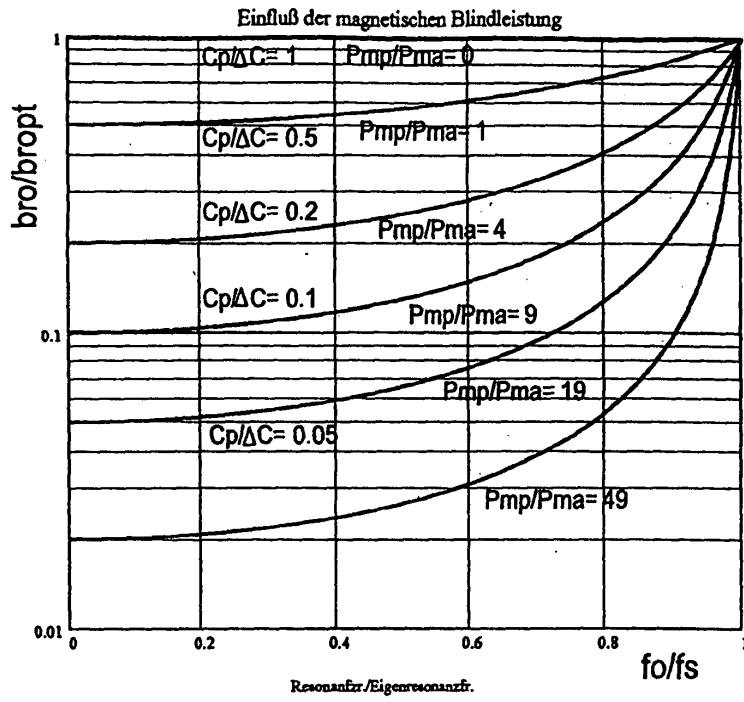


b)

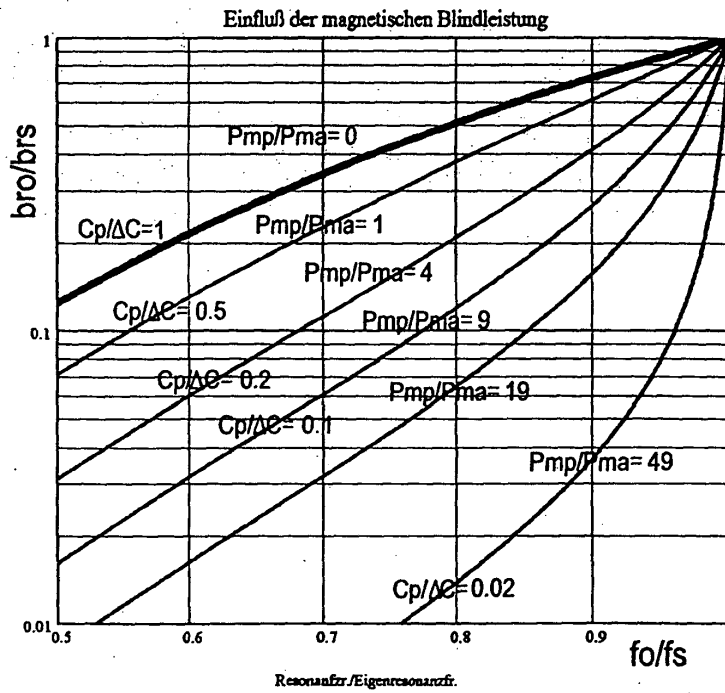


c)

Fig. 3



a)



b)

Fig. 4

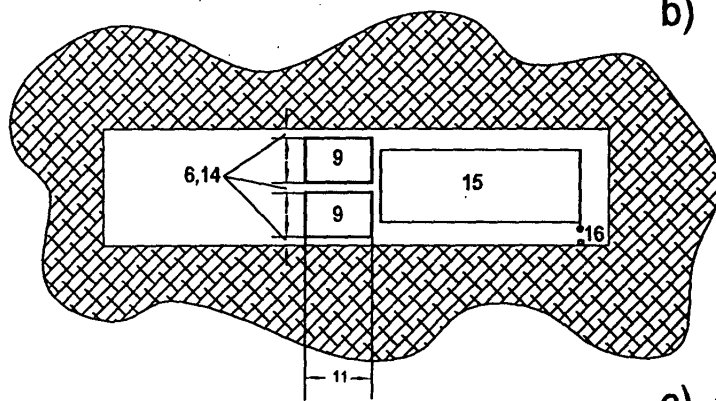
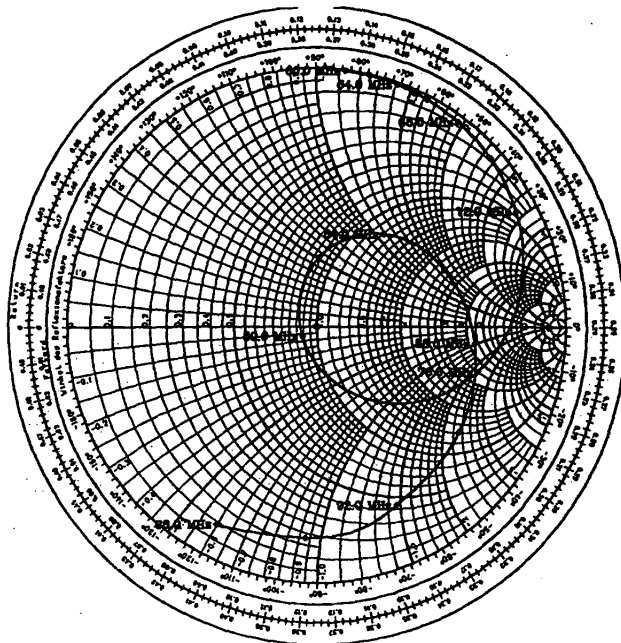
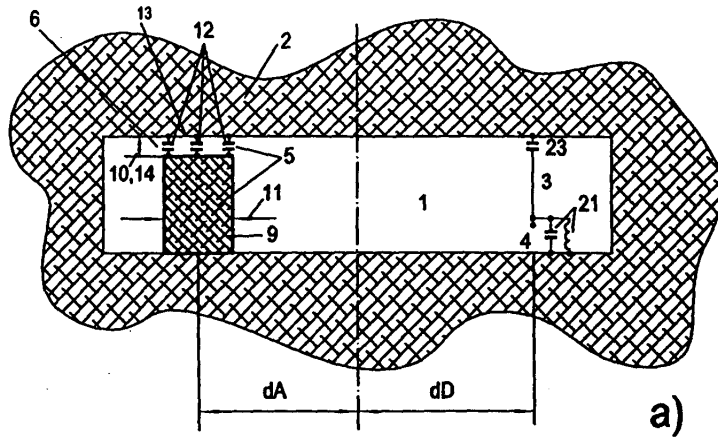
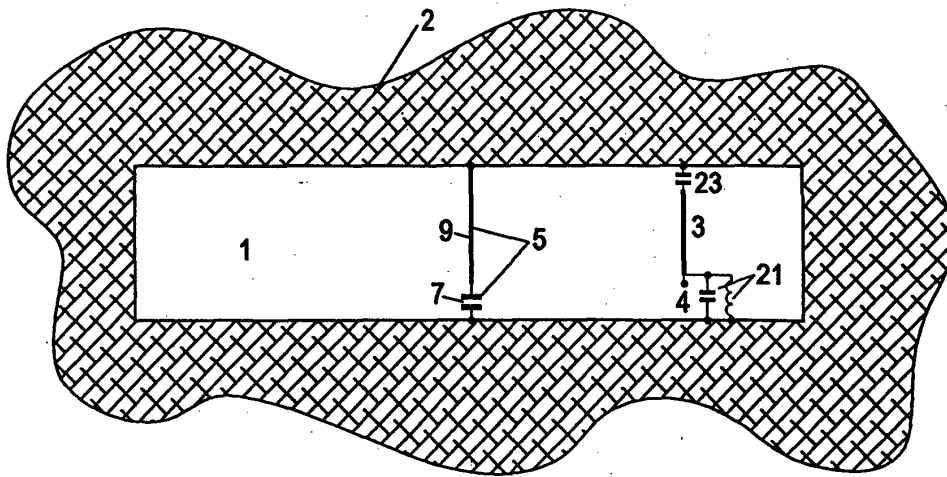
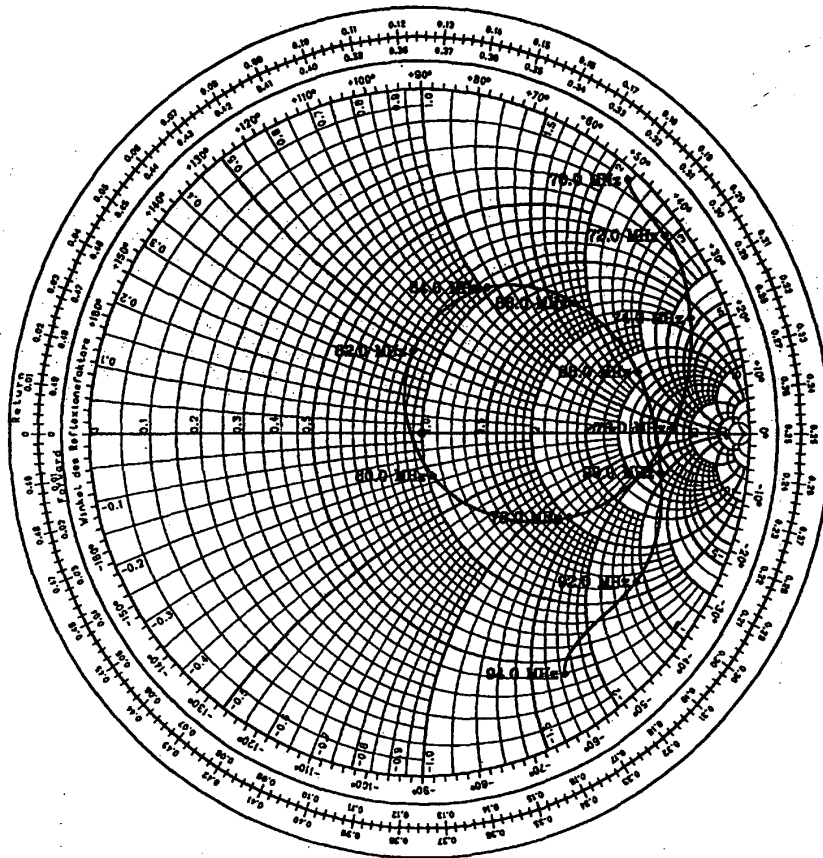


Fig. 5



a)



b)

Fig. 6

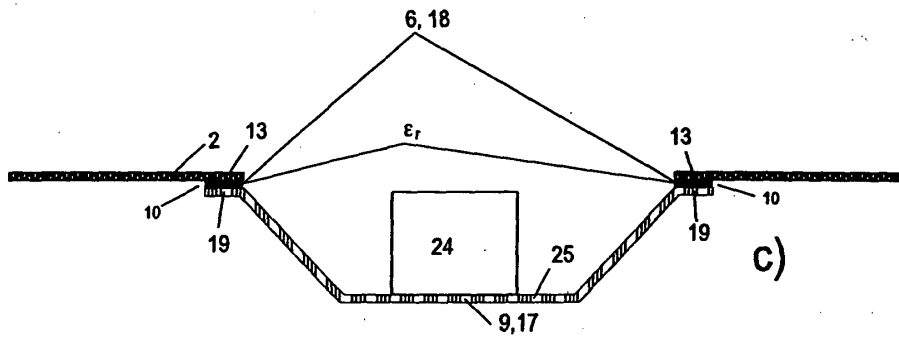
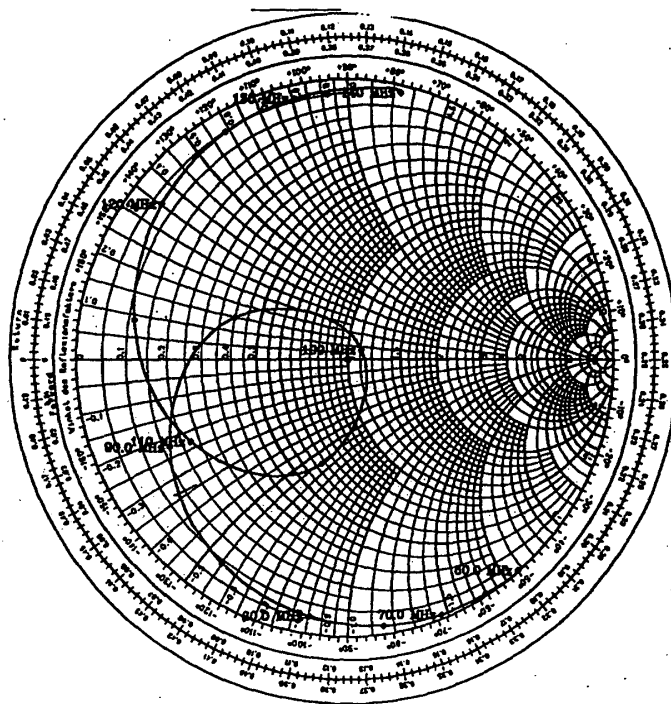
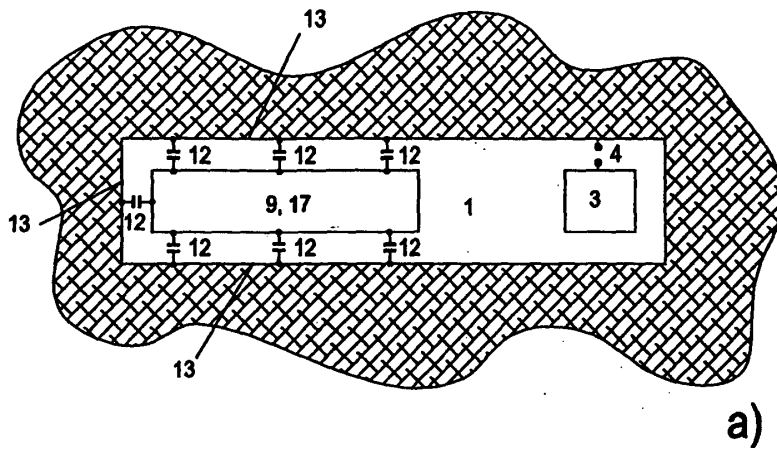
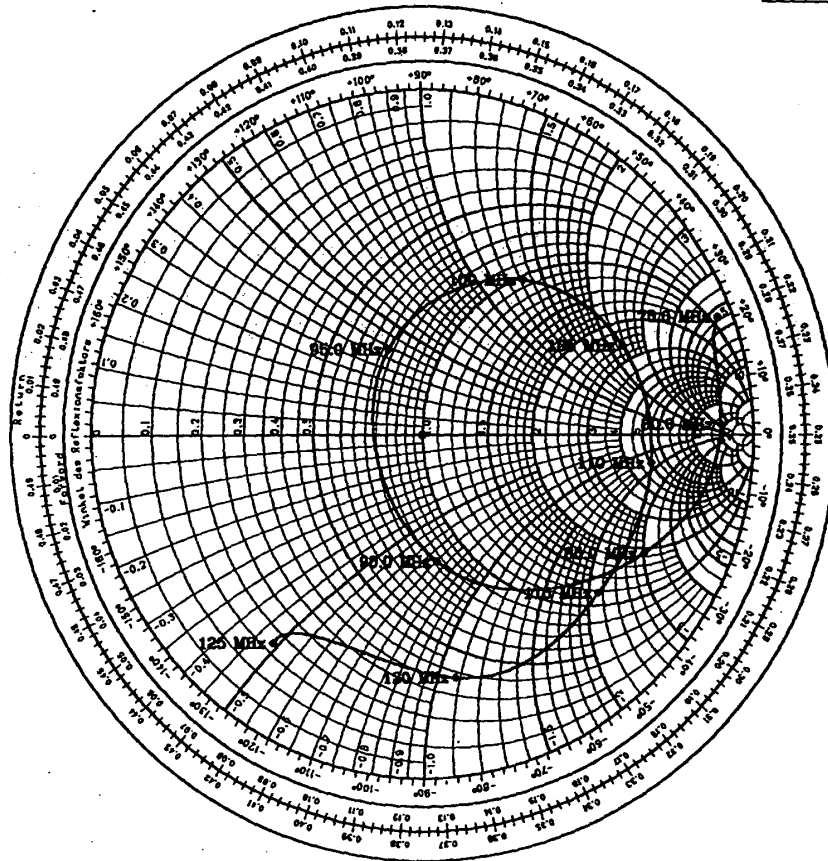
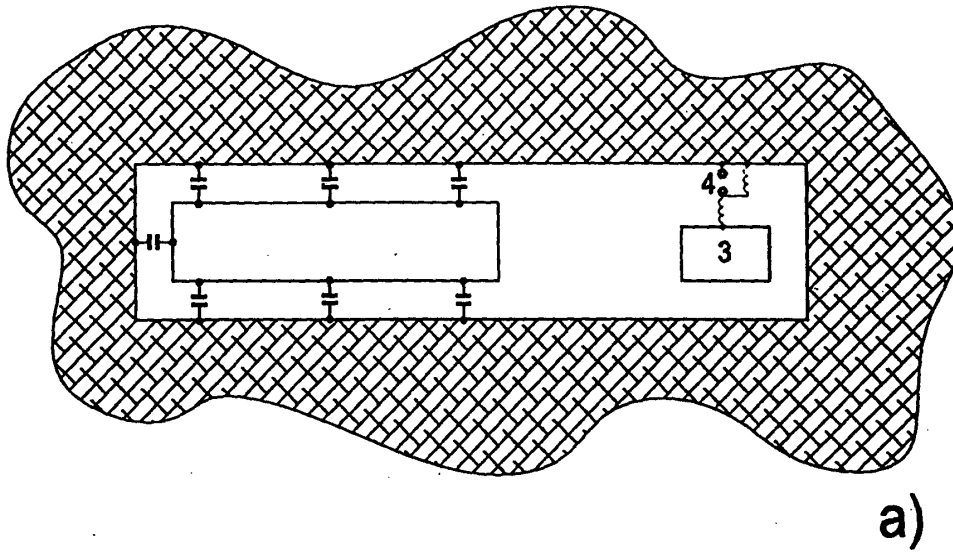
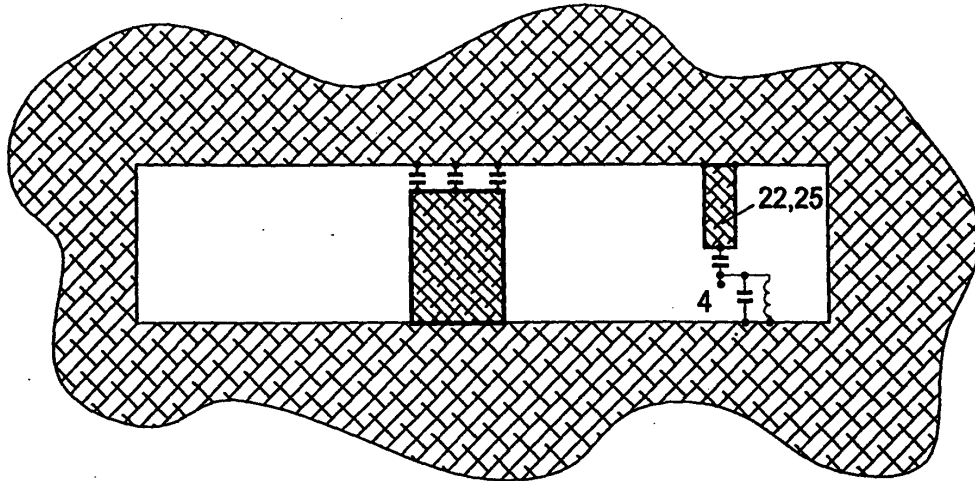
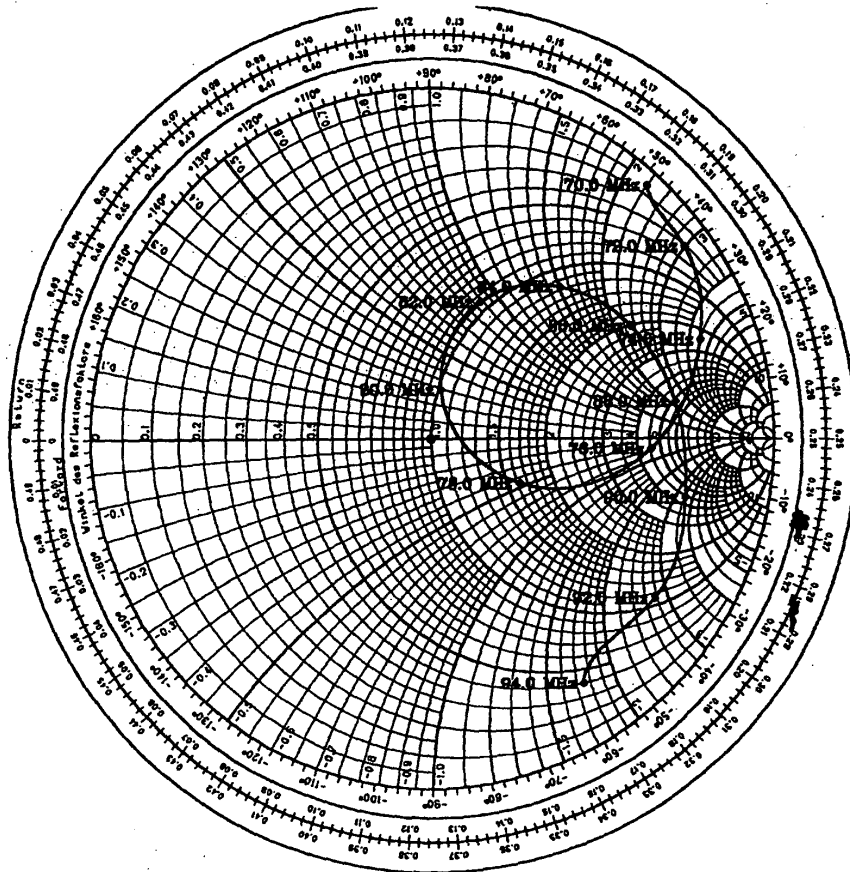


Fig. 8



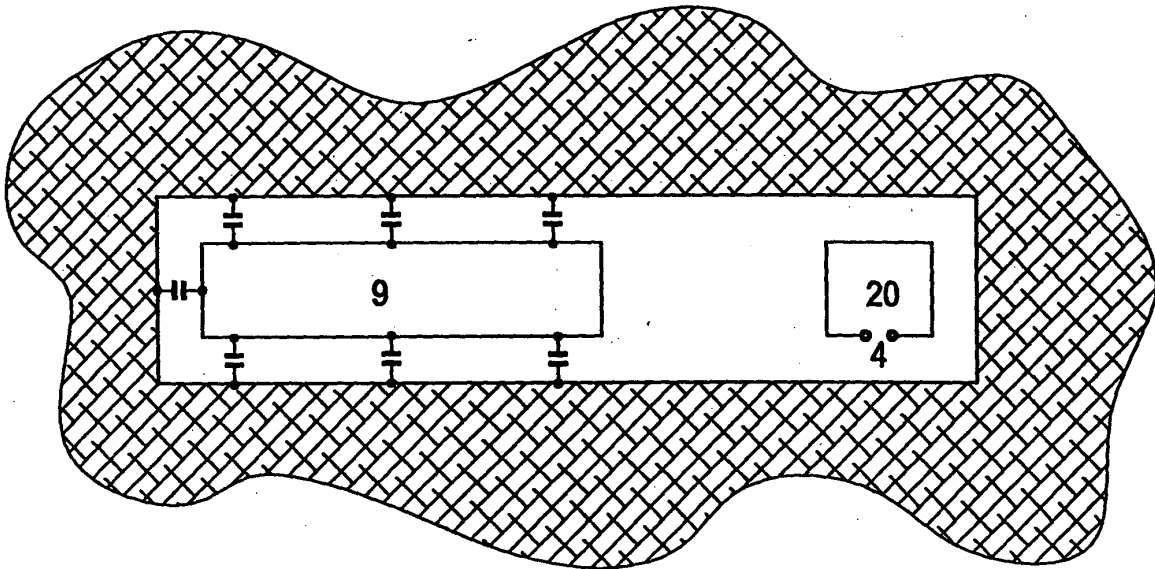


a)

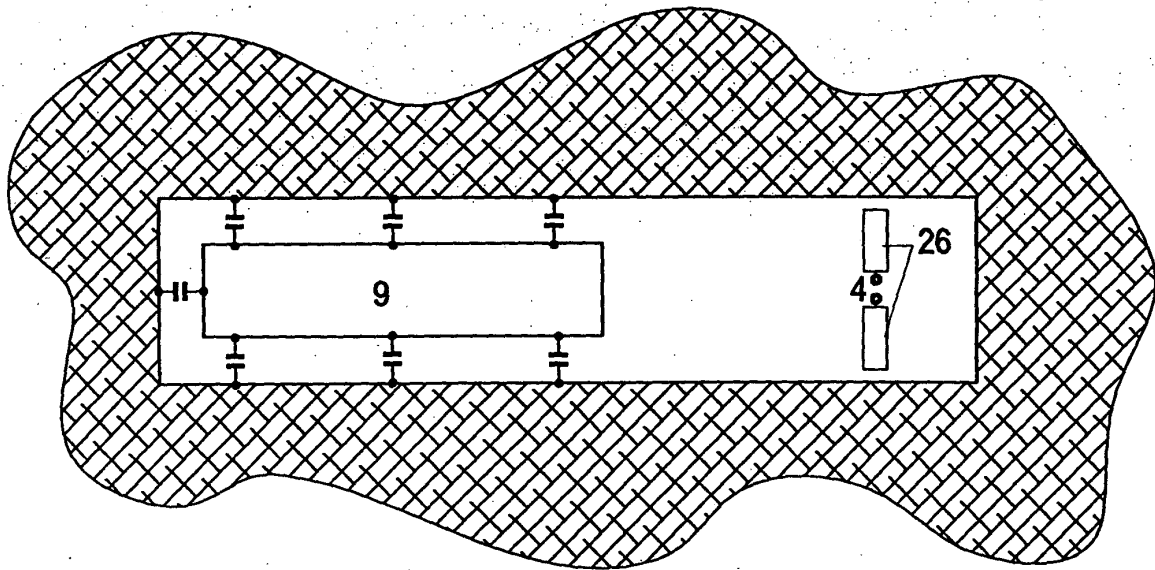


b)

Fig. 10

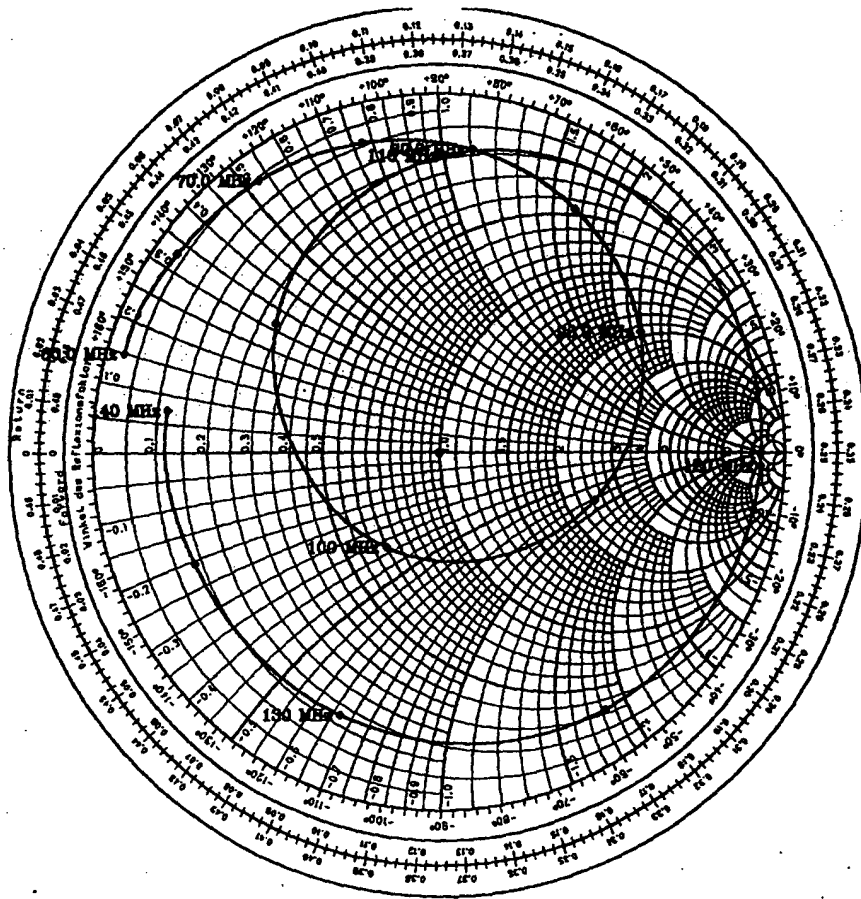
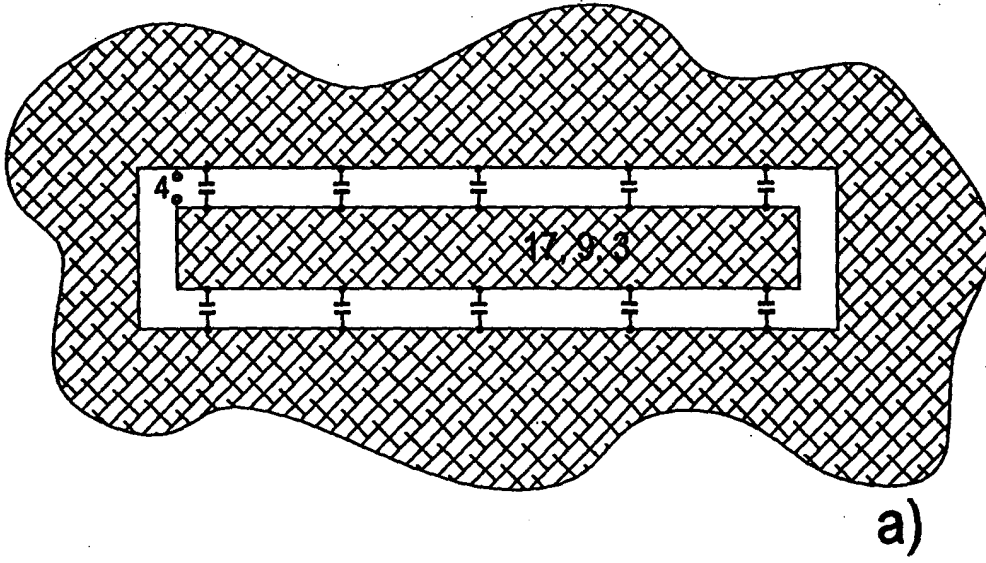


a)



b)

Fig. 11



b)
Fig. 12



Europäisches
Patentamt

EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 03 00 1676

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (Int.Cl.7)
X	US 3 210 766 A (PARKER RALPH O) 5. Oktober 1965 (1965-10-05) * Abbildungen 4,5,11 * * Spalte 2, Zeile 24 - Zeile 44 * * Spalte 3, Zeile 40 - Zeile 60 * ---	1-16	H01Q1/32 H01Q13/10 H01Q1/12
Y	US 5 465 098 A (FUJISAWA TERUHIKO ET AL) 7. November 1995 (1995-11-07) * Abbildung 3 * * Spalte 3, Zeile 22 - Zeile 39 * * Spalte 5, Zeile 42 - Zeile 56 * ---	1-16	
Y	US 4 003 056 A (DAVIS ROSS ALAN) 11. Januar 1977 (1977-01-11) * Abbildung 1 * * Spalte 1, Zeile 36 - Zeile 50 * * Spalte 2, Zeile 38 - Zeile 58 * ---	1-16	
A	US 5 138 330 A (FLACHENECKER DECEASED GERHARD ET AL) 11. August 1992 (1992-08-11) * Zusammenfassung * * Abbildung 7 * * Spalte 8, Zeile 62 - Spalte 9, Zeile 3 * ---	1-16	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (Int.Cl.7) H01Q
A,D	DE 195 35 250 A (FUBA AUTOMOTIVE GMBH) 27. März 1997 (1997-03-27) * Abbildung 4A * * Seite 4, Zeile 33 - Zeile 35 * -----	1-16	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort	Abschlußdatum der Recherche	Prüfer	
MÜNCHEN	2. Juli 2003	Hekmat, T	
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentdokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	
X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur			

EPO FORM 1503 03/92 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
 ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 03 00 1676

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentdokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am
 Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

02-07-2003

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
US 3210766 A	05-10-1965	KEINE	

US 5465098 A	07-11-1995	DE 69219581 D1	12-06-1997
		DE 69219581 T2	11-09-1997
		EP 0565725 A1	20-10-1993
		HK 1007216 A1	01-04-1999
		WO 9309576 A1	13-05-1993
		JP 2917521 B2	12-07-1999
		US 5589840 A	31-12-1996

US 4003056 A	11-01-1977	KEINE	

US 5138330 A	11-08-1992	DE 3907493 A1	20-09-1990
		DE 59007896 D1	19-01-1995
		EP 0386678 A1	12-09-1990
		ES 2067578 T3	01-04-1995
		US 5289197 A	22-02-1994

DE 19535250 A	27-03-1997	DE 19535250 A1	27-03-1997

EPC FORM P0461

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82