



(11)

EP 1 487 052 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des
Hinweises auf die Patenterteilung:
12.05.2010 Patentblatt 2010/19

(51) Int Cl.:
H01Q 1/32 ^(2006.01) **H01Q 13/10** ^(2006.01)
H01Q 1/12 ^(2006.01)

(21) Anmeldenummer: **03001676.0**

(22) Anmeldetag: **25.01.2003**

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

Antenna system in the aperture of an electrical conducting car body

Système d'antennes dans l'aperture d'une carrosserie de véhicule conductrice d'électricité

(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**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
15.12.2004 Patentblatt 2004/51

(73) Patentinhaber: **Delphi Delco Electronics Europe
GmbH
42119 Wuppertal (DE)**

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

(56) Entgegenhaltungen:
DE-A- 19 535 250 US-A- 3 210 766
US-A- 4 003 056 US-A- 5 138 330
US-A- 5 465 098

EP 1 487 052 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

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 $L/\lambda = 0,3$ 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 $L/\lambda = 0,25$ 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 $L/\lambda = 0,3$ bzw. von $L/\lambda = 2,5$ nicht hinreichend verlustarm abgedeckt werden; d.h. das Produkt aus Wirkungsgrad und Bandbreite ist zu klein.

[0003] Eine Antennenanordnung zur Abstimmung einer leitend berandeten Apertur ist bekannt aus der US 3,210,766. Eine Resonanzabstimmung kann dort nur herbeigeführt werden, wenn eine variable Kapazität zwischen einander gegenüberliegenden Punkten ausschließlich in der Mitte der Längsränder der Apertur eingebracht ist. Die dort angegebene Anordnung zielt ausschließlich auf die Erzeugung einer Resonanz der Struktur - ohne Betrachtung der sich dabei ergebenden Bandbreite der Resonanz ab. Die damit verbundenen Nachteile ergeben sich aus der Einschränkung, das abstimmende Element in der Mitte der Längsrichtung der Apertur einzubringen und keine Gestaltungsvielfalt der leitenden Verbindung zwischen den zentralen, einander gegenüberliegenden Punkten zu ermöglichen. Nachteilig ist ebenso, dass die dort angegebene Lösung ausschließlich auf die Erzeugung von Resonanzen mit Hilfe eines variablen kapazitiven Elements für diskrete variable Resonanzfrequenzen abzielt und somit eine breitbandige Resonanz zur Überdeckung eines ganzen Frequenzbereichs, wie z.B. des UKW-Frequenzbereichs nicht möglich ist.

[0004] Aufgabe der Erfindung ist es deshalb, bei solchen Aperturantennen den Nachteil der bei verlustarmer Anpassung der Antenne gegebenen Schmalbandigkeit zu vermeiden.

[0005] Diese Aufgabe wird mit Hilfe der Merkmale des Hauptanspruchs bewirkt.

[0006] 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. 2d) Antenne nach der Erfindung mit einer auf die niedrigere Resonanzfrequenz f_o abgestimmten Apertur mit dem kapazitiven Abstimmelement 5

Fig. 3 a) Ersatzschaltbild zur Erläuterung der die Bandbreite reduzierenden Wirkung einer induktiven Komponente im kapazitiven Abstimmelement 5.

b) verlustlose Impedanztransformation auf das gewünschte Impedanzniveau bei Frequenzen unterhalb der Eigenresonanz der Apertur.

Fig. 4 Reduzierung der Bandbreite in Abhängigkeit von der Verstimmung f_0/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_0
- b) Verhältnis von b_{ro} bei f_0 mit induktivem Effekt zu b_{rs} bei der Apertur-Eigenresonanz f_s

Fig. 5 a) Realisierung eines kapazitiven Abstimmelements 5 mit induktivitätsarmem Leiter 9 und Ankoppelement 3 mit kapazitiver Ankopplung 23 und Parallelresonanzkreis 21 zur Gestaltung eines Zweikreis- Resonanzbandfilter -Verhaltens
b) Antennenimpedanz an der Antennenanschlußstelle 4 in a) für den FM-Bereich in Japan

Fig. 6 Nachweis der Breitbandigkeit auch bei größerer Bedeckung der Aperturlänge L mit einem induktivitätsarmen Leiter

- a) Anordnung des induktivitätsarmen Leiters 9 mit kapazitiven Bauelementen 12 und von ihm getrenntem kapazitiven Koppelement 3 mit Antennenanschlussstelle 4
- b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) an der Antennenanschlussstelle 4
- c) wannenartig ausgebildeter induktivitätsarmer Leiter 9 mit Dielektrikum ϵ_r zur Ausbildung der zur Abstimmung benötigten verteilten Kapazität zwischen Wannenrand 19 und Aperturrand 13. Die Mikrowellenantenne 24 nutzt die Wanne als Grundfläche

Fig. 7 a) Anordnung wie in Fig. 6a, jedoch mit kapazitivem Ankoppelement 3 mit einer einfachen Transformationschaltung
b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) an der Antennenanschlussstelle 4 für das UKW-Band als Betriebsfrequenzbereich

Fig. 8 a) Anordnung 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 Antennenanschlussstelle 4 für das FM- Band in Japan als Betriebsfrequenzbereich

Fig. 9 Grundformen für die Ausbildung von Ankoppelementen 3

- a) als magnetischer Dipol 20
- b) als elektrischer Dipol 26

Fig. 10 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 Antennenanschlussstelle 4

- a) Anordnung
- b) Impedanzverlauf für die Anordnung in a) zur anschließend breitbandigen Transformation für den UKW-Bereich

[0007] 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.

[0008] 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.

[0009] Zur Erläuterung der mit der Erfindung gegebenen Lehre wird in der folgenden Beschreibung das Beispiel einer Apertur mit der Länge $L = 0,9 \text{ m}$ und $B = 0,2 \text{ m}$ 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 die Praxis.

[0010] 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

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

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 Abstimmeelement 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

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

kleiner als bei der Eigenresonanz 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 AP_e gegeben durch:

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

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.

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

Erfindungsgemäß wirkt das kapazitive Abstimmeelement 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. Der Zusammenhang zwischen den die Strahlungsdämpfung repräsentierenden

Leitwerten ergibt sich aus dem Spannungsverhältnis U_c zu U_A wie folgt:

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

und der Zusammenhang zwischen den wirksamen Kapazitäten ist gegeben aus:

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

[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.

[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 Abstimmelements. 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:

$$\begin{aligned} b_{ro} &= \frac{P}{\sum P_m} = \frac{P}{P_{ma} + P_{mp}} = \frac{\frac{P}{P_{ma}}}{\left(1 + \frac{P_{mp}}{P_{ma}} \right)} \\ &= \frac{b_{ropt}}{1 + \frac{P_{mp}}{P_{ma}}} \end{aligned} \quad (6)$$

[0013] Mit

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

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

$$\begin{aligned}
 b_{ro} &= \frac{b_{ropt}}{1 + \left[1 - \left(\frac{f_o}{f_s} \right)^2 \right] \frac{P_{mp}}{\Delta P_e}} \\
 &= \frac{b_{ropt}}{1 + \left[1 - \left(\frac{f_o}{f_s} \right)^2 \right] \omega_o^2 \Delta CL_p}
 \end{aligned} \tag{8}$$

[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

$$f_p = \frac{1}{\sqrt{C_p L_p}} \tag{9}$$

des aus 4 und C_p bestehenden Resonanzkreises der Frequenz f_o kommt, umso stärker wird die Bandbreite bei f_o eingengt. Damit gilt ferner:

$$b_{ro} = \frac{b_{ropt}}{1 + \frac{\left[1 - \left(\frac{f_o}{f_s} \right)^2 \right]}{\left[\left(\frac{f_p}{f_o} \right)^2 - 1 \right]}} \tag{10}$$

[0015] In Fig. 4a ist die Bandbreitenreduktion in Abhängigkeit vom Einfluss der in L_p auftretenden unerwünschten magnetischen Blindleistung in Abhängigkeit vom Frequenzverhältnis f_o/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_o 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 $P_{mp}/OP_e \ll 1$ 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:

$$L_p = L_{pc} \cdot \frac{G_c}{G} \tag{11}$$

[0016] Aus diesem Grund muss das kapazitive Abstimmeelement 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 AP_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_c (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 Ankoppelements 3 mit Antennenanschlußstelle 4 ist der Leitwert von 0,54 mS entsprechend einem Widerstand von 1,86 k Ω ein zu hoher Wert, um eine einfache verlustlose Anpassschaltung zu realisieren. Aus diesem Grund ist es technisch wesentlich günstiger, das Ankoppelement 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 Strahlungsdämpfung 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:

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

[0018] Diese als praktisch verlustfreie Maßnahme anzusehende Transformation ermöglicht z.B. die Gestaltung eines äquivalenten Resonanzbandfilters mit zwei Resonanzkreisen, wie dies in Fig. 5a dargestellt ist. Hierbei wirkt die Apertur 1 als ein auf die Frequenz f_0 abgestimmter Resonanzkreis. Mit Hilfe der in Fig. 5a 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. 5b dargestellte breitbandige Impedanzkurve verlustarm erzeugen.

[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. Der induktivitätsarme Leiter 9 kann als flächiger Leiter mit einer hinreichend großen Leiterbreite 11 ausgeführt werden. 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.

[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.

[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. Sämtliche in den Figuren dargestellten Möglichkeiten zur Abstimmung der Aperturresonanz sind praktisch gleichwertig.

[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. 6a, 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. 6c). Zur Herausführung der Anschlusslei-

tungen aus der Apertur 1 werden diese für den Meterwellenfrequenzbereich durch Verdrosselung hochohmig gestaltet.

[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.

[0024] Das Ankoppelement 3 mit ihrer Antennenanschlusstelle 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. 9a, Fig. 9b). Magnetisch wirkende Ankoppelemente 3 zur Auskopplung der starken magnetischen Felder am Ende der Apertur 1 sind zusätzlich in den Figuren 2b, 2d und 3a, 3b dargestellt. Die Auskopplung mit einem elektrischen Monopol geht aus Fig. 8a hervor. Die zugehörige Impedanzkurve in Fig. 6a zeigt die Breitbandigkeit dieser Anordnung an der Antennenanschlusstelle 4, welche vorteilhaft die Transformation in die gewünschte Impedanzkurve in Fig. 7b mit den in Fig. 7a 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 z.B. in Figur 5a dargestellt ist. Eine besonders vorteilhafte Variante der Ausgestaltung des Ankoppelements 3 im Hinblick auf die Gestaltung von Kombinationsantennen ist in Fig. 8a 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] In einer weiteren vorteilhaften Ausgestaltung der Erfindung ist das kapazitive Abstimmelement 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 Antennenanschlusstelle 4 eingestellt werden. Diese Impedanz ist in Fig. 10b 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

[0027]

Apertur 1
 Fahrzeugkarosserie 2
 Ankoppelement 3
 Antennenanschlusstelle 4
 kapazitive Abstimmelement 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-Anschlusstelle 16
 leitende Fläche 17
 isolierter Spalt 18
 Wannenrand 19
 magnetischen Dipols 20

	verlustarme Blindelemente 21
	gestreckter Leiter 22
	Ankoppelkapazität 23
5	Mikrowellenantennen 24
	leitende Grundfläche 25
	elektrischer Dipol 26
	Serieninduktivität 27
	wirksame Kapazität ΔC
	Aperturlänge L
10	Eigenresonanzfrequenz f_s
	Blindleistung P_{mp}
	erzeugten Blindleistung P_{ma}
	Resonanzfrequenz f_o
	Abstand d_A
15	Abstand d_D

Patentansprüche

- 20 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) für den Meterwellenbereich, wobei
 - die Aperturlänge L so klein gewählt ist, dass die Eigenresonanzfrequenz (f_s) der Apertur (1) größer ist als die Mittenfrequenz des Betriebsfrequenzbereichs
 - 25 - 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 Antennenanschlussstelle (4) an die resonanzartig überhöhten elektromagnetischen Felder in der Apertur (1) vorhanden sind
 - das kapazitive Abstimmelement (5) als kapazitiv wirkende Verbindung zwischen einander gegenüberliegenden Punkten (A, A') auf den Längsrändern der Apertur (1) in einem ersten endlichen Abstand (d_A) zur Mitte der Aperturlänge L angeordnet ist und derart induktivitätsarm gestaltet ist, dass die durch die verbleibende induktive Wirkung auftretende magnetische Blindleistung (P_{mp}) dieser Verbindung möglichst klein ist im Vergleich zur magnetischen, von den magnetischen Feldern in der Apertur (1) erzeugten Blindleistung (P_{ma}),
 - 30 - der Abstand (8) zwischen den beiden einander gegenüberliegenden Punkten mit einem induktivitätsarmen Leiter (9) überbrückt ist, der an mindestens einer Unterbrechungsstelle (6) aufgetrennt ist, und
 - 35 - an jeder der mindestens einen Unterbrechungsstellen (6) zur Überbrückung derselben 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 elektrischen Blindleistung (P_e) gegeben ist
- 40 2. Antennenanordnung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, dass** insbesondere für größere Werte des ersten Abstands (d_A) der induktivitätsarme Leiter (9) als flächiger Leiter mit einer hinreichend großen Leiterbreite (11) ausgeführt ist und dass zur induktionsarmen kapazitiven Überbrückung der mindestens einen Unterbrechungsstelle (6) jeweils eines bzw. mehrere über die Leiterbreite (11) verteilte, konzentrierte kapazitive Bauelemente (12) verwendet sind.
- 45 3. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** nur eine Unterbrechungsstelle (6) an einem der Aperturränder (13) vorhanden ist, sodass die gesamte Fläche des induktivitätsarmen Leiters (9) galvanisch mit der Fahrzeugkarosserie (2) verbunden ist.
- 50 4. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** die mindestens eine Unterbrechungsstelle (6) des flächenhaft ausgebildeten induktivitätsarmen Leiters (9) als Schlitz mit einer geeigneten Leiterschlitze (14) im Hinblick auf die zwischen den Schlitzrändern wirksame Schlitzkapazität derart gestaltet ist, dass bei der gewählten Leiterbreite (11) die geforderte kapazitive Wirkung gegeben ist.
- 55 5. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **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 der Apertur 1 ausgebildet ist, die Abstimmung durch geeignete Gestaltung des Randabstands (10) in Verbindung mit verteilten konzentrierten kapazitiven Bauelementen (12) gegeben ist und der induk-

tivitätsarme Leiter (9) kombiniert als Ankoppelement (3) verwendet ist.

- 5 6. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 2, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) der induktivitätsarme Leiter (9) mit kleinen Querschnittsabmessungen in der Nähe der Mitte der Aperturlänge L vorgesehen ist und die kapazitive Wirkung durch die Einschaltung eines konzentrierten kapazitiven Bauelements (7) bzw. durch mehrere konzentrierte kapazitive Bauelemente (7), bei Vorhandensein mehrerer Unterbrechungsstellen (6), gegeben ist.
- 10 7. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet, dass** zur Ausbildung des kapazitiven Abstimmelements (5) eine leitende Fläche (17) mit einer Längsabmessung bis zu einer halben Aperturlänge L als breiter induktivitätsarmer Leiter (9) in der Apertur (1) vorgesehen ist, dass die mindestens eine Unterbrechungsstelle (6) durch den Abstand zwischen der Berandung dieser leitenden Fläche (17) und den Aperturrändern (13) gegeben ist und dass die geeignete kapazitive Gesamtwirkung durch induktionsarme Überbrückung mit mehreren verteilt angeordneten konzentrierten kapazitiven Bauelementen (12) erzielt ist.
- 15 8. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet, dass** die leitende Fläche (17) zur Gestaltung des kapazitiven Abstimmelements (5) wannenartig ausgebildet ist, dass die mindestens eine Unterbrechungsstelle (6) als laufender dielektrisch isolierter Spalt (18) zwischen dem Wannenrand (19) und dem Aperturrand (13) gegeben ist und dass 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.
- 20 9. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Ankoppelement (3) zur Ankopplung an das resonanzartig überhöhte magnetische Feld als ein Antennenelement mit dem Charakter eines magnetischen Dipols (20) in der Apertur positioniert ist.
- 25 10. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, **dadurch gekennzeichnet, dass** das Ankoppelement (3) zur Ankopplung an das resonanzartig überhöhte elektrische Feld als ein Antennenelement mit dem Charakter eines elektrischen Dipols (26) in der Apertur positioniert ist.
- 30 11. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 8, **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 dD von der Mitte der Aperturlänge L angeordnet ist, wobei dieser Abstand dD zur Erreichung eines hinreichend niedrigen Impedanzniveaus entsprechend groß gewählt ist, und dass das Ankoppelement (3) eine serielle Ankoppelkapazität enthält zur Ankopplung an die Apertur (1) als erster Resonanzkreis eines kapazitiv gekoppelten Zweikreisbandfilters und dass der zweite Resonanzkreis des Zweikreisbandfilters durch verlustarme Blindelemente (21) parallel zur Antennenanschlussstelle (4) gebildet ist.
- 35 12. Antennenanordnung nach Anspruch 11, **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.
- 40 13. Antennenanordnung nach Anspruch 11, **dadurch gekennzeichnet, dass** der im Wesentlichen gestreckte Leiter (22) im Ankoppelement (3) an seinem einen Ende mit einem Aperturrand (13) galvanisch verbunden und zum Zweck der Verwendung als leitende Grundfläche (25) von Mikrowellenantennen (24) für um Größenordnungen höhere Frequenzen flächenhaft gestaltet ist.
- 45 14. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 5 und 7 bis 13, **dadurch gekennzeichnet, dass** die leitende Fläche (17) als kapazitives Abstimmelement (5) ausgebildet ist und gleichermaßen als leitende Grundfläche (25) von auf ihr angebrachten Mikrowellenantennen (24) für um Größenordnungen höhere Frequenzen dient, und dass die Anschlussleitungen der Mikrowellenantennen (24) zum Herausführen aus der Apertur (1) für den Meterwellen-Frequenzbereich durch Verdrosselung jeweils hochohmig gestaltet sind.
- 50 15. Antennenanordnung nach einem der Ansprüche 1 bis 2, 4, 5 und 7 bis 13, **dadurch gekennzeichnet, dass** in der Apertur (1) ein kapazitives LMK-Empfangsantennenelement (15) vorhanden ist und dass die abschirmende Wirkung des induktivitätsarmen Leiters (9) bezüglich des Empfangs der niedrigen LMK-Frequenzen durch Anordnung von mehreren Unterbrechungsstellen (6) weitgehend aufgehoben ist.
- 55

Claims

1. Antenna arrangement in the generally rectangular/trapezoidal aperture (1), with aperture length L and aperture width W where $W < L/3$, of an electrically conductive vehicle body (2) for the very high frequency (VHF) range, whereby:
 - the aperture length L is selected to be so small that the self-resonant frequency (f_s) of the aperture (1) is larger than the centre frequency of the service band;
 - a capacitive tuning element (5) to tune the aperture resonance to a resonance frequency f_o near this centre frequency and a coupling element (3) to connect the antenna pick-up point (4) to the resonance-type excessive electromagnetic fields present in the aperture (1);
 - the capacitive tuning element (5) is positioned as a capacitively active connection between opposing points (A, A') on the longitudinal edges of the aperture (1) in an initial finite interval (dA) to the centre of the aperture length L and designed with low inductance such that the magnetic reactive power (Pmp) of this connection, caused by the residual inductive effect, is as small as possible in comparison to the magnetic reactive power (Pma) generated by the magnetic fields in the aperture (1);
 - the interval (8) between the two opposing points is bridged with a low-inductance conductor (9), which must be disconnected at one break point (6) at least, and
 - a capacitive component (7) is present on every one of the break points (6), of which there must be at least one, to bridge same; the capacitive value of this component is selected to be sufficiently large that the delivery of the electrical reactive power (Pe) required to tune the aperture (1) to the desired resonance frequency f_o is ensured.
2. Antenna arrangement according to Claim 1, **characterised in that**, in particular where the initial interval (dA) has larger values, the low-inductance conductor (9) is realised as a flat conductor with a sufficiently large conductor width (11) and that for low-inductance, capacitive bridging of the minimum one break point (6) one or, where required, several concentrated capacitive components (12) distributed across the conductor width (11) are used.
3. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 2, **characterised in that**, only one break point (6) is present on one of the aperture edges (13), such that the entire area of the low-inductance conductor (9) is galvanically connected to the vehicle body (2).
4. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 3, **characterised in that**, the minimum one break point (6) of the flat low-inductance conductor (9) is a slit with an appropriate conductor slit width (14) with respect to the slit capacity effective between the slit edges, such that the required capacitive effect is achieved with the selected conductor width (11).
5. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 3, **characterised in that**, to construct the capacitive tuning element (5), the low-inductance conductor (9) is designed as a conducting surface (17) over a large part of aperture length L in the aperture (1), the tuning is provided by a suitably designed edge interval (10) in conjunction with the distributed concentrated capacitive components (12) and the low-inductance conductor (9) combined is used as a coupling element (3).
6. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 2, **characterised in that**, to construct the capacitive tuning element (5), the low-inductance conductor (9) is provided with small cross-section dimensions near the centre of the aperture length L and the capacitive effect is provided by activating a concentrated capacitive component (7) or, where there are several break points (6), several concentrated capacitive components (7).
7. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 3, **characterised in that**, to construct the capacitive tuning element (5), a conducting surface (17) with a length dimension of up to half the aperture length L is provided as a wide low-inductance conductor (9) in the aperture (1), that the minimum one break point (6) is provided by the interval between the edges of this conducting surface (17) and the aperture edges (13) and that the suitable capacitive overall effect is achieved through low-inductance bridging with several, distributed concentrated capacitive components (12).
8. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 5, **characterised in that**, to construct the capacitive tuning element (5), the conducting surface (17) is bowl-shaped, that the one minimum break point (6) takes the form of a continuous dielectric, insulated gap (18) between the bowl edge (19) and the aperture edge (13) and that the gap (18) is formed by shaping and by filling with a suitable dielectric material such that it is possible to tune the aperture

resonance to the desired resonance frequency f_0 .

9. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 8, **characterised in that**, the coupling element (3) to connect to the resonance-type excessive magnetic field is positioned in the aperture as an antenna element with the character of a magnetic dipole (20).
10. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 8, **characterised in that**, the coupling element (3) to connect to the resonance-type excessive electrical field is positioned in the aperture as an antenna element with the character of an electric dipole (26).
11. Antenna arrangement according to one of Claims 1 to 8, **characterised in that**, the coupling element (3) is primarily executed as an elongated conductor and arranged with its antenna pick-up point (4) between two opposing points of the aperture edges (13) at an interval of dD from the centre of aperture length L , whereby this interval dD is selected to be correspondingly large to achieve a sufficiently low impedance level and that the coupling element (3) contains a serial coupling capacity to connect to the aperture (1) as the first resonant circuit of a capacitively coupled two-circuit band filter and that the second resonant circuit of the two-circuit band filter is formed by low-loss dummy elements (21) parallel to the antenna pick-up point (4).
12. Antenna arrangement according to Claim 11, **characterised in that**, the coupling element (3) additionally contains a series inductance (26), where the inductivity value of the latter in conjunction with the coupling capacity (23) and the low-loss dummy elements (21) creates a three-circuit band filter which increases the bandwidth.
13. Antenna arrangement according to Claim 11, **characterised in that**, the largely elongated conductor (22) in the coupling element (3) is galvanically connected at one end with an aperture edge (13) and designed flat so that it can be used as the conducting base (25) for microwave antennae (24) for frequencies which are orders of magnitude higher.
14. Antenna arrangement according to Claims 1 to 5 and 7 to 13, **characterised in that**, the conducting surface (17) is designed as a capacitive tuning element (5) and serves similarly as a conducting base (25) for microwave antennae (24) attached to it for frequencies that are orders of magnitude higher and that the connection lines of the microwave antennae (24) to be lead out of the aperture (1) are each designed using throttling to be highly resistive for the VHF range.
15. Antenna arrangement according to Claims 1 to 2, 4, 5 and 7 to 13, **characterised in that**, a capacitive long, medium and short-wave receiver antenna element (15) is present in the aperture (1) and that the shielding effect of the low-inductance conductor (9) with respect to reception of the low long, medium and short-wave frequencies is largely neutralised by an arrangement of several break points (6).

Revendications

1. Réseau d'antennes dans l'ouverture substantiellement rectangulaire ou trapézoïdale (1), avec la longueur d'ouverture L et la largeur d'ouverture B , avec $B < L/3$, d'une carrosserie de véhicule (2) électriquement conductrice pour la plage des ondes métriques, dans lequel
 - la longueur d'ouverture L est sélectionnée pour être si petite que la fréquence de résonance propre (f_s) de l'ouverture (1) est supérieure à la fréquence centrale de la plage de fréquences de service ;
 - il existe dans l'ouverture (1) un élément d'accord capacitif (5) pour accorder la résonance d'ouverture sur une fréquence de résonance f_0 proche de ladite fréquence centrale, et un élément de couplage (3) pour coupler le point de branchement d'antenne (4) avec les champs électromagnétiques élevés en résonance ;
 - l'élément d'accord capacitif (5) est disposé comme une connexion à effet capacitif entre des points opposés (A, A') sur les bords longitudinaux de l'ouverture (1) à une première distance finie (dA) par rapport au centre de la longueur d'ouverture L et est configuré avec une inductance tellement faible que la puissance magnétique réactive (P_{mp}), qui se manifeste en raison de l'effet inductif rémanent, de cette connexion soit aussi réduite que possible en comparaison avec la puissance magnétique réactive (P_{ma}) produite par les champs magnétiques dans l'ouverture (1),
 - la distance (8) entre les deux points opposés est pontée par un conducteur à faible inductance (9) qui est interrompu au niveau d'au moins un point d'interruption (6), et

- il existe au niveau de chacun desdits au moins un points d'interruption (6) pour le pontage de ladite distance un composant capacitif (7) dont la valeur de capacité est sélectionnée pour être si grande qu'au total la fourniture de la puissance électrique réactive (P_e) nécessaire pour accorder l'ouverture (1) sur la fréquence de résonance souhaitée soit donnée.

2. Réseau d'antennes selon la revendication 1, **caractérisé en ce qu'en** particulier pour des valeurs supérieures de la première distance (dA), le conducteur à faible inductance (9) est réalisé comme un conducteur plan d'une largeur de conducteur (11) suffisante, et **en ce que** pour un pontage capacitif à faible inductance dudit au moins un point d'interruption (6), on utilise respectivement un ou plusieurs composants capacitifs (12) concentrés, répartis sur la largeur de conducteur (11).
3. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 2, **caractérisé en ce qu'il** n'existe qu'un seul point d'interruption (6) sur l'un des bords d'ouverture (13), de sorte que toute la surface du conducteur à faible inductance (9) est reliée par voie galvanique à la carrosserie de véhicule (2).
4. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, **caractérisé en ce que** ledit au moins un point d'interruption (6) du conducteur à faible inductance (9) réalisé de façon plane est configuré sous forme de fente avec une largeur de fente de conducteur (14) appropriée en vue de la capacité de fente active entre les bords de fente, de telle sorte que l'effet capacitif exigé soit donné pour la largeur de conducteur (11) sélectionnée.
5. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, **caractérisé en ce que** pour la configuration de l'élément d'accord capacitif (5), le conducteur à faible inductance (9) est réalisé comme une surface conductrice (17) sur une majeure partie de la longueur d'ouverture L dans l'ouverture (1), l'accord est donné par une configuration appropriée de la distance de bord (10) en conjonction avec des composants capacitifs concentrés (12) répartis, et le conducteur à faible inductance (9) est utilisé en combinaison comme un élément de couplage (3).
6. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 2, **caractérisé en ce que** pour la configuration de l'élément d'accord capacitif (5) le conducteur à faible inductance (9) est muni de petites dimensions en section transversale à proximité du centre de la longueur d'ouverture L, et l'effet capacitif est donné par l'enclenchement d'un composant capacitif concentré (7) ou de plusieurs composants capacitifs concentrés (7), lorsqu'il existe plusieurs points d'interruption (6).
7. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, **caractérisé en ce que** pour réaliser l'élément d'accord capacitif (5), une surface conductrice (17) d'une dimension de longueur allant jusqu'à la moitié de la longueur d'ouverture L est prévue en tant que conducteur à faible inductance (9) large dans l'ouverture (1), **en ce que** ledit au moins un point d'interruption (6) est donné par la distance entre la bordure de cette surface conductrice (17) et les bords d'ouverture (13), et **en ce que** l'effet global capacitif approprié est obtenu par un pontage à faible inductance avec plusieurs composants capacitifs concentrés (12) disposés de façon répartie.
8. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, **caractérisé en ce que** la surface conductrice (17) est réalisée à la manière d'une cuvette pour configurer l'élément d'accord capacitif (5), **en ce que** ledit au moins un point d'interruption (6) est donné comme une fente isolante diélectrique continue (18) entre le bord de cuvette (19) et le bord d'ouverture (13) et **en ce que** la fente (18) est réalisée par la mise en forme et le remplissage avec un matériau diélectrique adéquat de telle sorte que l'accord de la résonance d'ouverture sur la fréquence de résonance soit donnée.
9. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, **caractérisé en ce que** pour un couplage avec le champ magnétique élevé en résonance, l'élément de couplage (3) est positionné dans l'ouverture comme un élément d'antenne ayant le caractère d'un dipôle magnétique (20).
10. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, **caractérisé en ce que** l'élément de couplage (3) pour le couplage avec le champ électrique élevé en résonance est positionné dans l'ouverture comme un élément d'antenne ayant le caractère d'un dipôle électrique (26).
11. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, **caractérisé en ce que** l'élément de couplage (3) est réalisé substantiellement comme un conducteur allongé et est disposé avec son point de branchement d'antenne (4) entre deux points opposés des bords d'ouverture (13) à la distance dD par rapport au centre de la longueur d'ouverture L, ladite distance dD étant sélectionnée avec une grandeur adéquate pour obtenir un niveau

d'impédance suffisamment faible, et **en ce que** l'élément de couplage (3) comprend une capacité de couplage série pour le couplage avec l'ouverture (1) en tant que premier circuit résonant d'un filtre passe-bande à deux pôles couplé par voie capacitive, et **en ce que** le deuxième circuit de résonance du filtre passe-bande à deux pôles est formé par des éléments réactifs (21) à faibles pertes en parallèle au point de branchement d'antenne (4).

- 5
12. Réseau d'antennes selon la revendication 11, **caractérisé en ce que** l'élément de couplage (3) comprend en outre une inductance série (26) dont la valeur d'inductance en combinaison avec la capacité de couplage (23) et les éléments réactifs à faibles pertes (21) donnent un filtre passe-bande à trois pôles qui augmente la largeur de bande.
- 10
13. Réseau d'antennes selon la revendication 11, **caractérisé en ce que** le conducteur substantiellement allongé (22) dans l'élément de couplage (3) est relié par voie galvanique au niveau d'une de ses extrémités à un bord d'ouverture (13) et est configuré en vue de l'utilisation comme une surface de base conductrice (25) d'antennes à micro-ondes (24) pour des fréquences supérieures de plusieurs ordres de grandeur.
- 15
14. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 5 et 7 à 13, **caractérisé en ce que** la surface conductrice (17) est réalisée comme un élément d'accord capacitif (5) et sert également de surface de base conductrice (25) des antennes à micro-ondes (24) appliquées sur celle-ci pour des fréquences supérieures de plusieurs ordres de grandeur, et **en ce que** pour quitter l'ouverture (1), les lignes de connexion des antennes à micro-ondes (24) sont configurées par désaccord respectivement à haute impédance pour la plage de fréquences des ondes
- 20
- métriques.
15. Réseau d'antennes selon l'une quelconque des revendications 1 à 2, 4, 5 et 7 à 13, **caractérisé en ce qu'il** existe dans l'ouverture (1) un élément d'antenne de réception LMSW capacitif (15) et **en ce que** l'effet de blindage du conducteur à faible inductance (9) concernant la réception des basses fréquences LMSW est largement compensé
- 25
- par l'agencement de plusieurs points d'interruption (6).

30

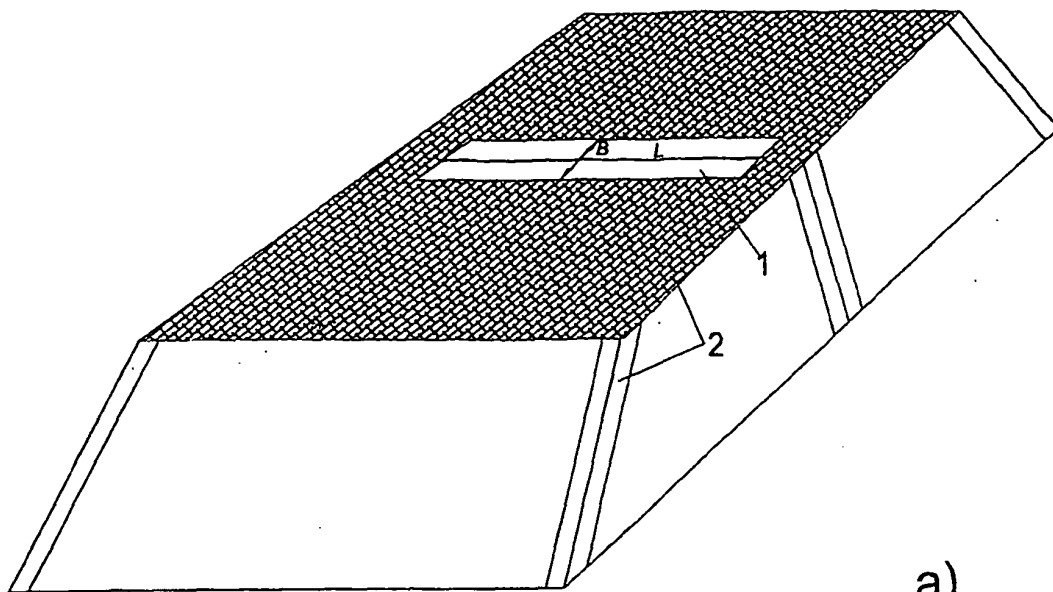
35

40

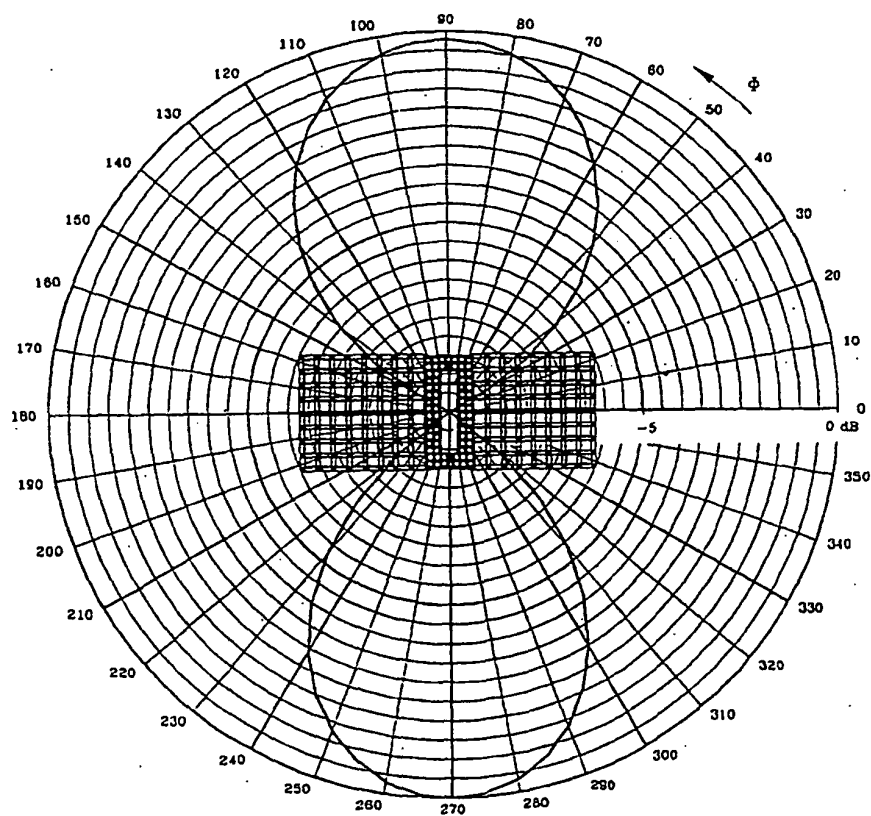
45

50

55



a)



b)

Fig 1

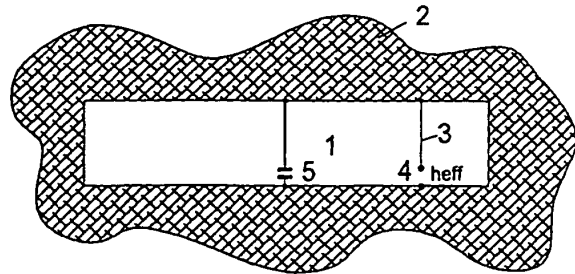
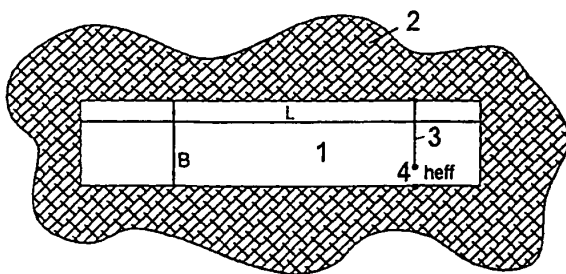
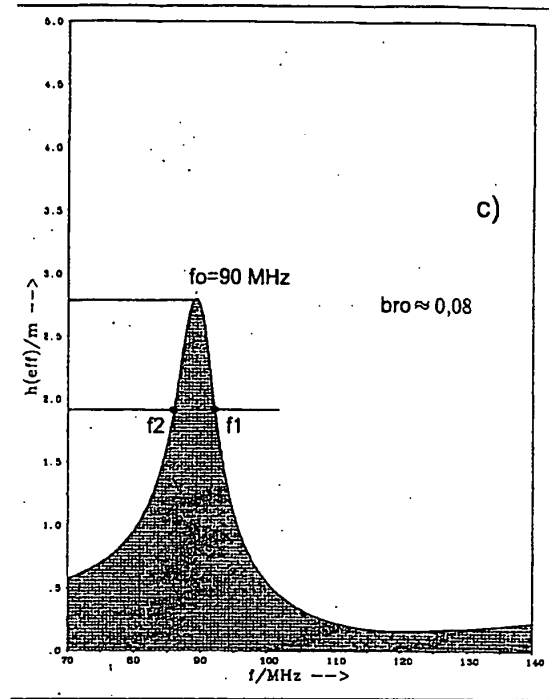
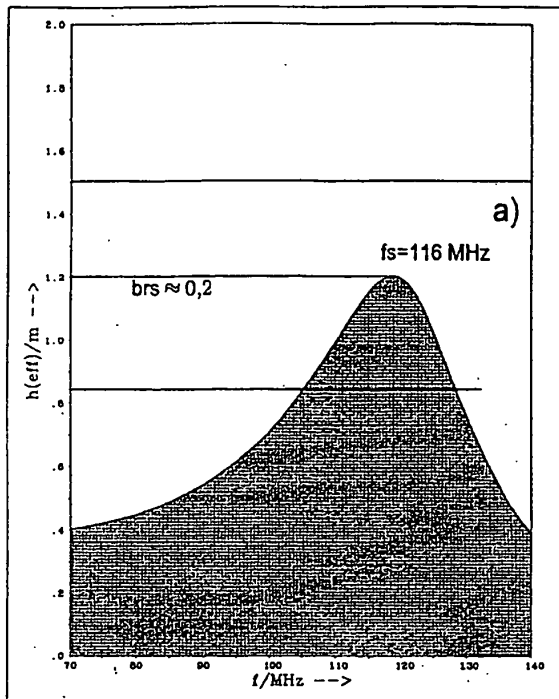


Fig. 2

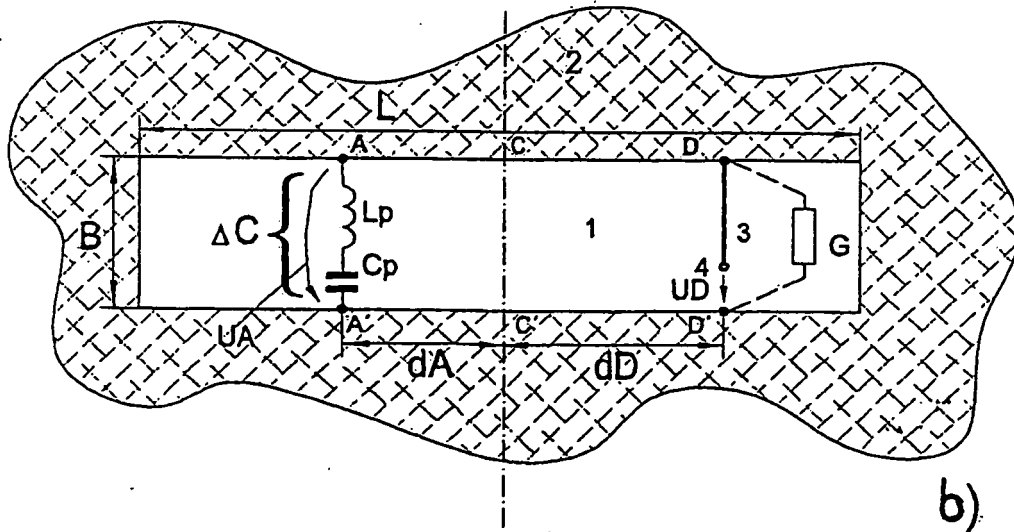
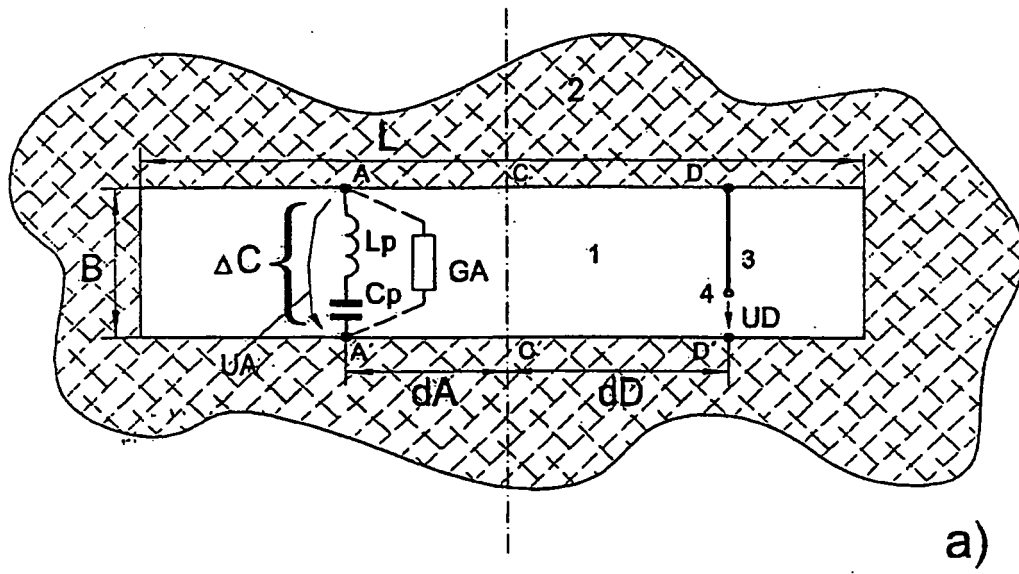
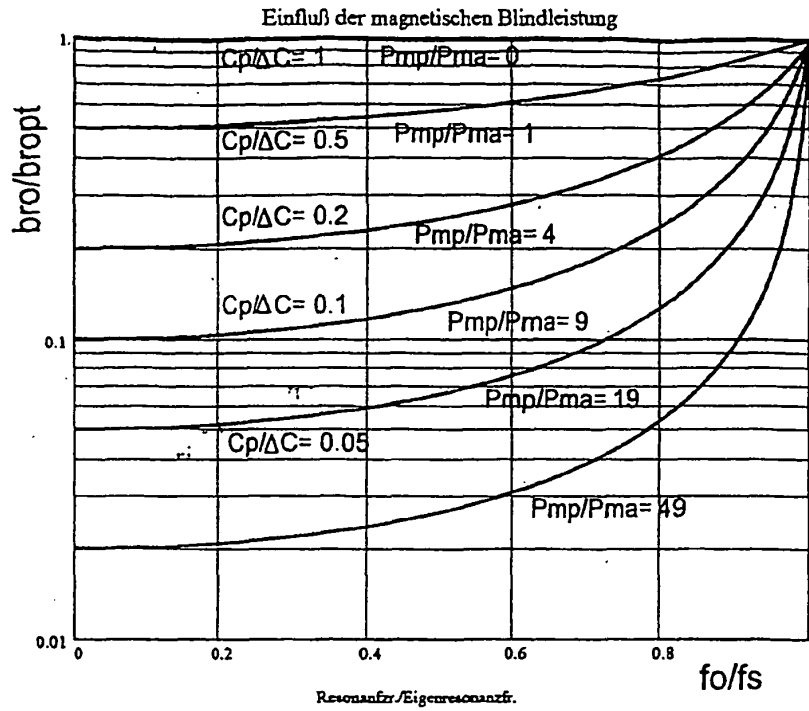
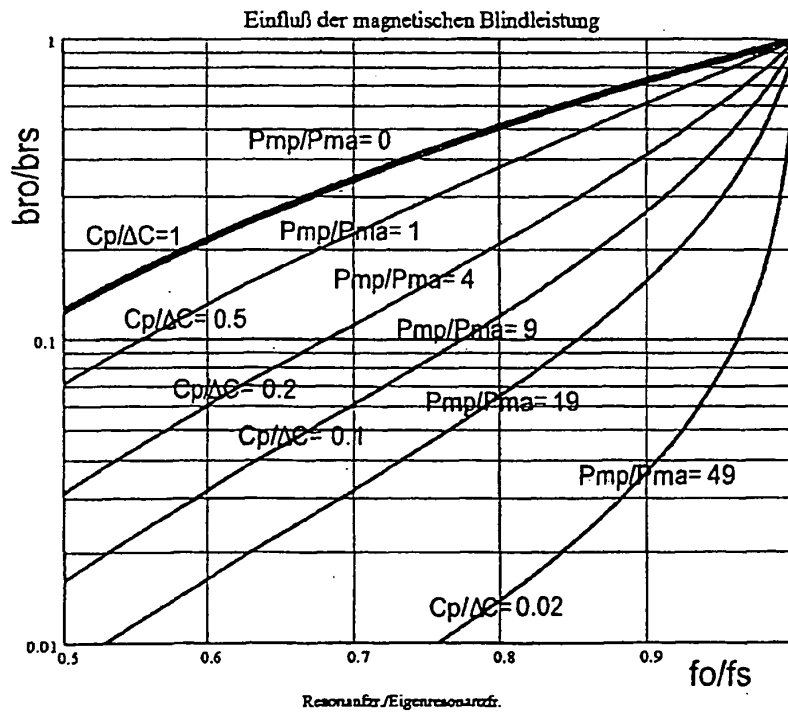


Fig. 3



a)



b)

Fig. 4

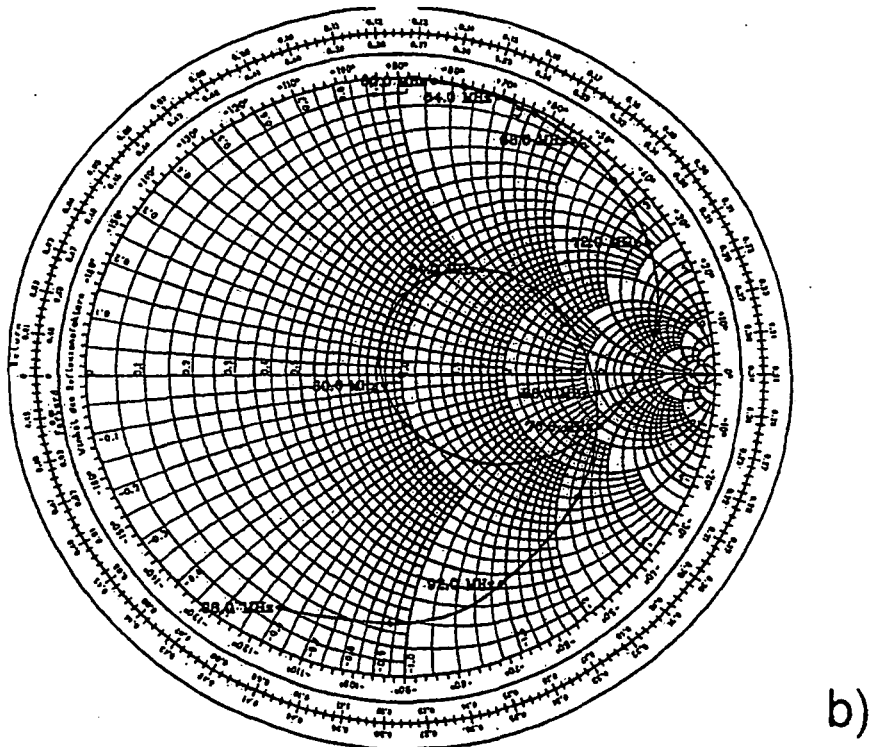
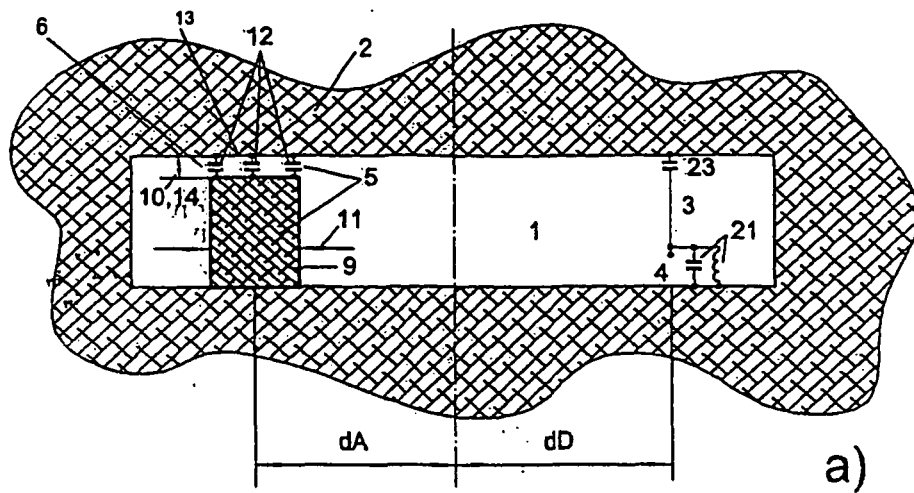
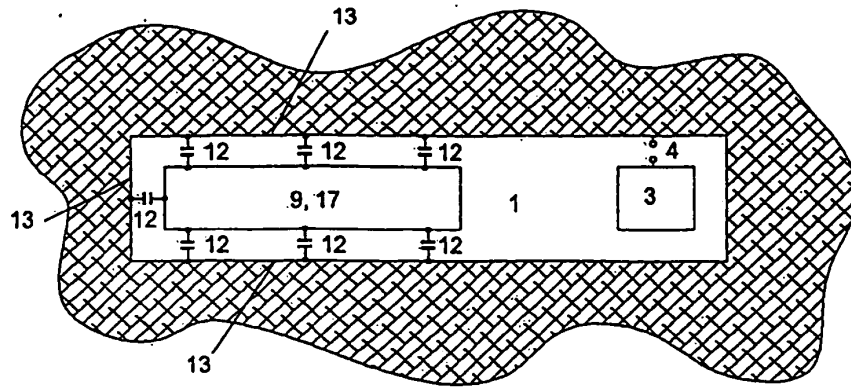
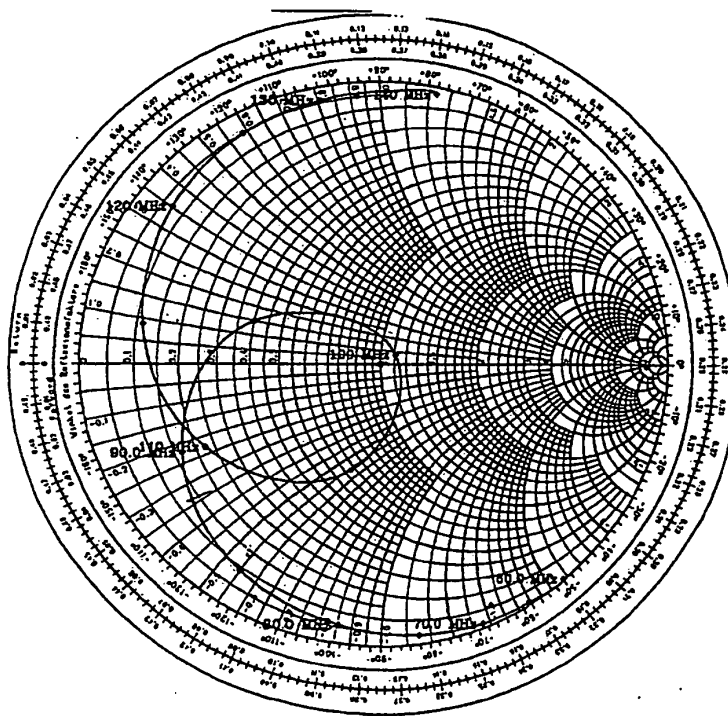


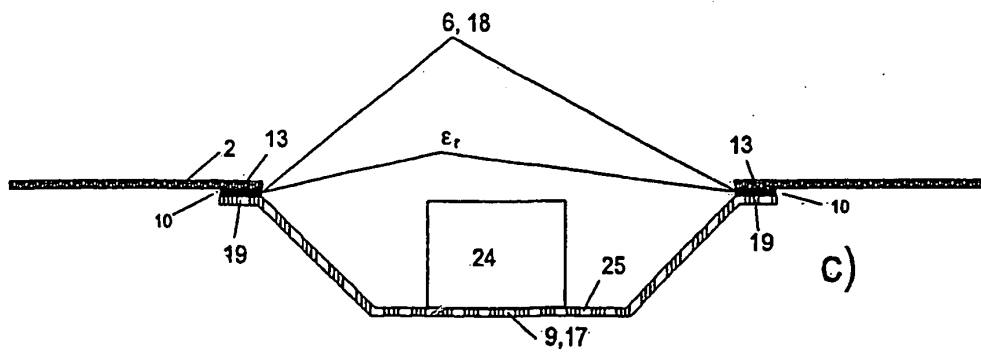
Fig. 5



a)

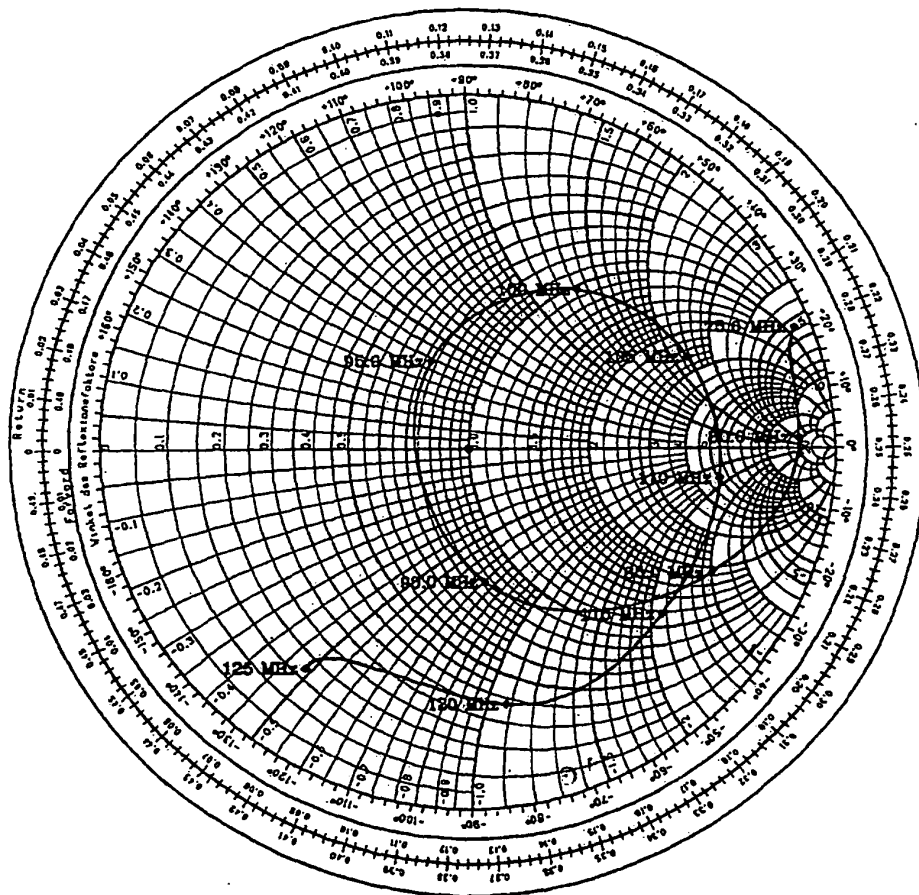
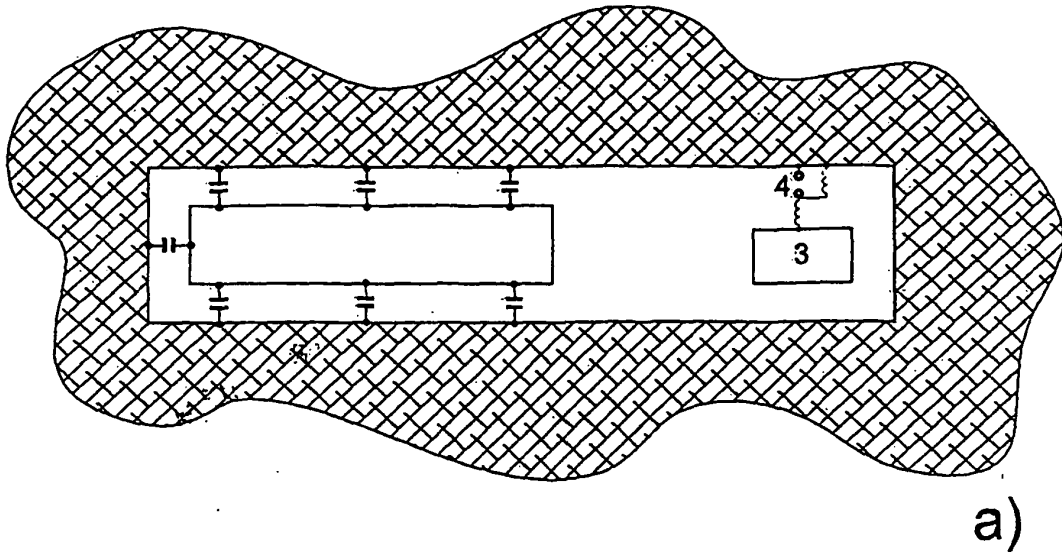


b)



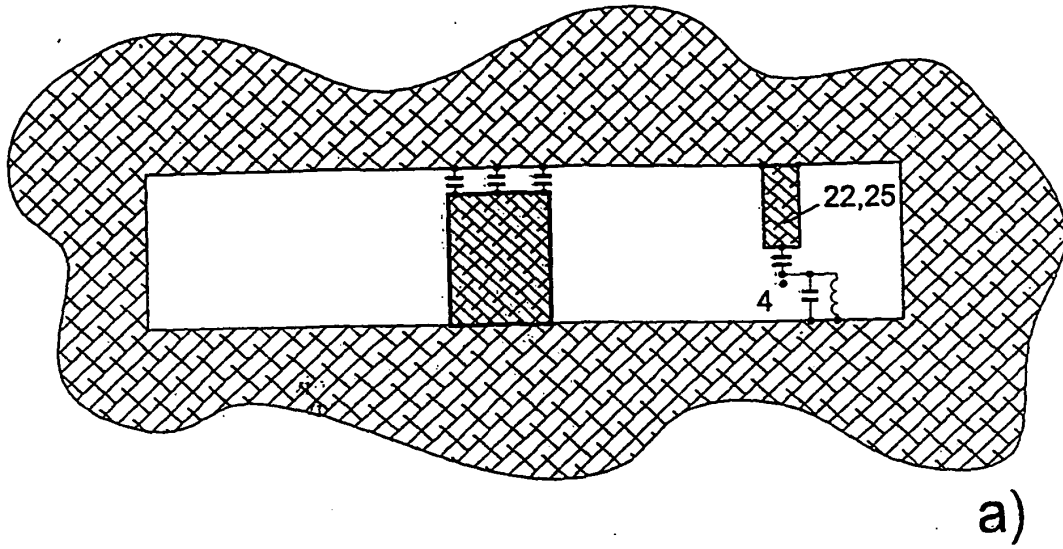
c)

Fig. 6

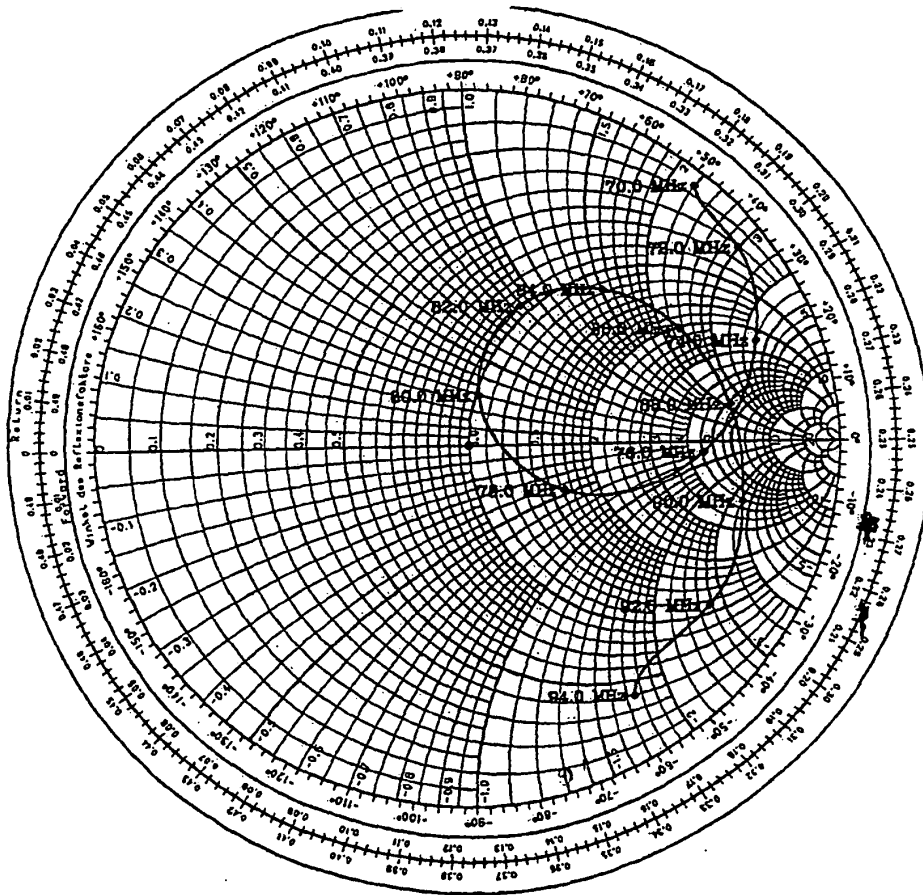


b)

Fig. 7

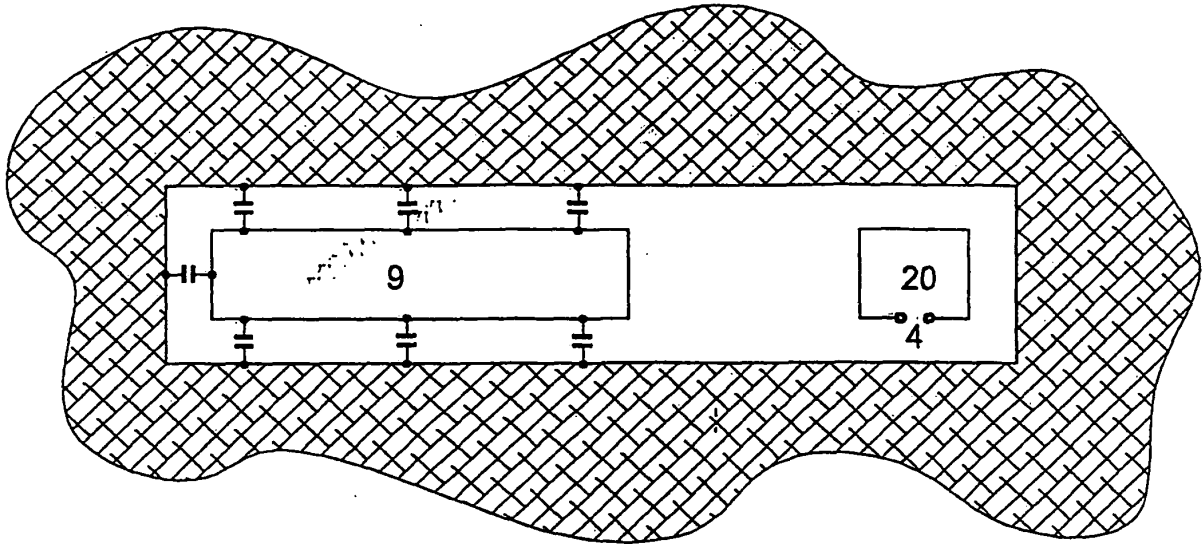


a)

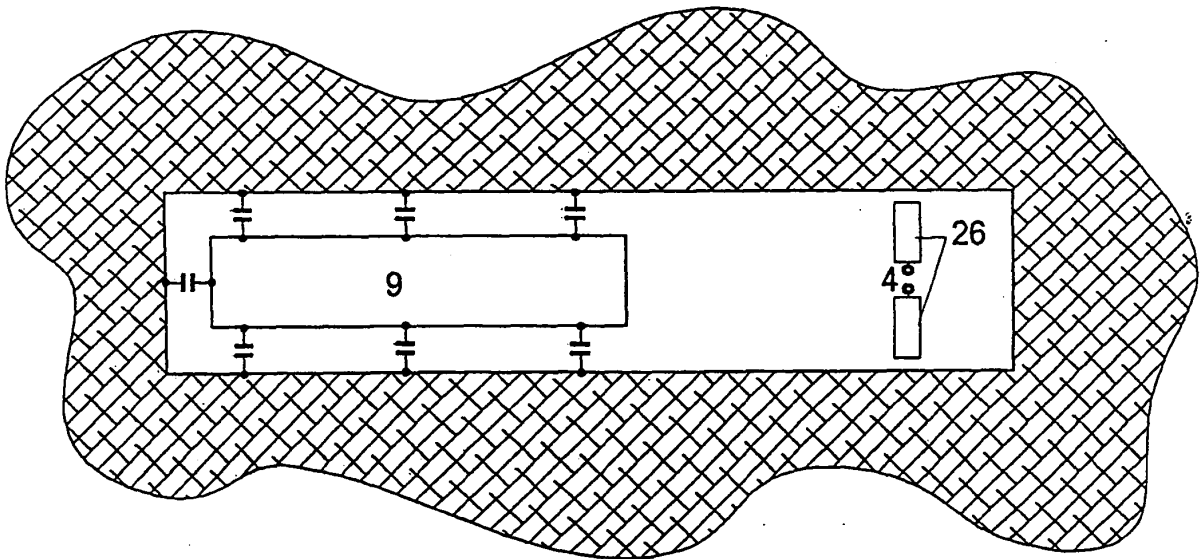


b)

Fig. 8

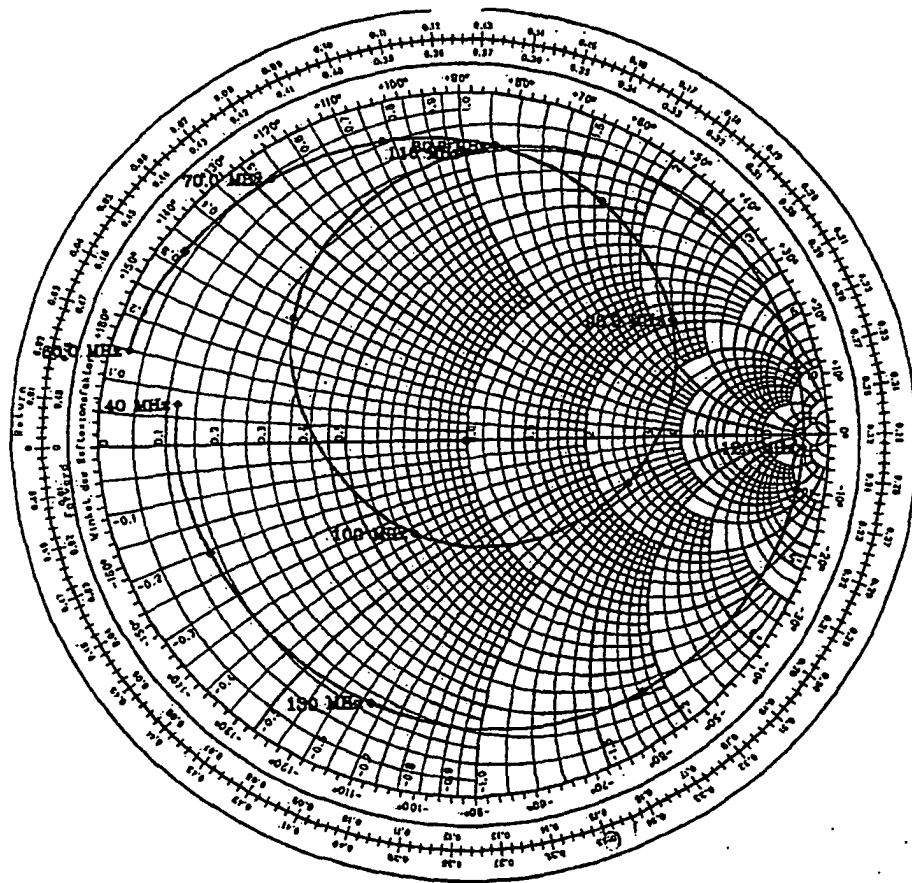
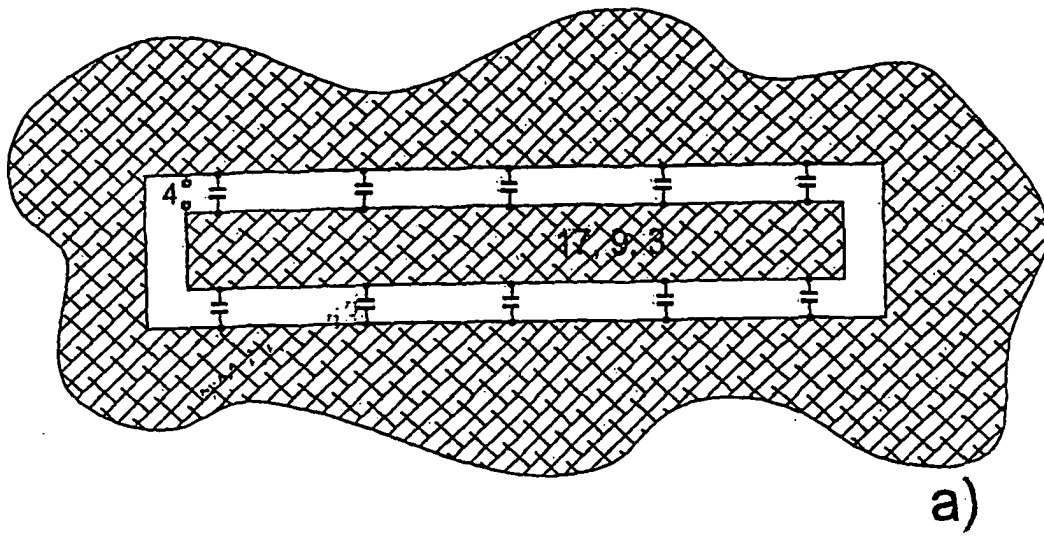


a)



b)

Fig. 9



b)
Fig. 10

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- DE 19535250 A1 [0002]
- US 3210766 A [0003]