



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02827415.6

[43] 公开日 2005 年 5 月 11 日

[11] 公开号 CN 1615462A

[22] 申请日 2002.11.21 [21] 申请号 02827415.6

[30] 优先权

[32] 2001.11.21 [33] NO [31] 20015689

[32] 2001.11.27 [33] US [31] 60/333,136

[86] 国际申请 PCT/NO2002/000435 2002.11.21

[87] 国际公布 WO2003/044613 英 2003.5.30

[85] 进入国家阶段日期 2004.7.21

[71] 申请人 马格技术公司

地址 挪威莫斯

[72] 发明人 E·豪斯 F·斯特兰德

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

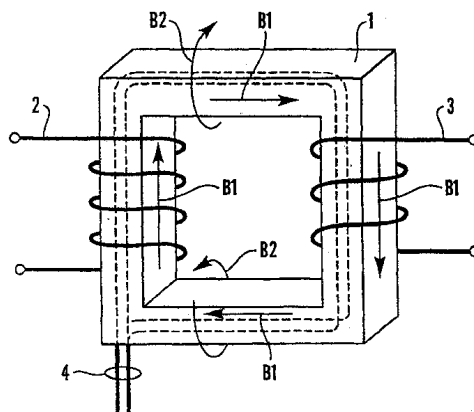
代理人 肖春京

权利要求书 4 页 说明书 18 页 附图 38 页

[54] 发明名称 可控制的变压器

[57] 摘要

一种可控制的变压器装置，其包括磁材料主体(1)、围绕第一轴线绕着主体(1)缠绕的初级绕组(4)、围绕与第一轴线成直角的第二轴线绕着主体(1)缠绕的次级绕组(2)，以及围绕与第一轴线重合的第三轴线绕着主体(1)缠绕的控制绕组(3)。



1. 一种可控制的变压器装置，其包括磁材料的主体（1）、围绕第一轴线绕着主体（1）缠绕的初级绕组（4）、围绕与第一轴线成直角的第二轴线绕着主体（1）缠绕的次级绕组（2），以及围绕与第一
5 轴线重合的第三轴线绕着主体（1）缠绕的控制绕组（3）。
2. 一种可控制的变压器，
其特征不在于：该主体（1）包括具有内部绕组室和外部绕组室的中空磁芯。
3. 根据权利要求2所述的可控制的变压器，
10 其特征不在于：初级绕组设置在外部绕组室中，次级绕组和控制绕组设置在内部绕组室中。
4. 根据权利要求2所述的可控制的变压器，
其特征不在于：初级绕组（4）设置在内部绕组室中，次级绕组和控制绕组设置在外
15 部绕组室中。
5. 根据前面的权利要求中的一项所述的可控制的变压器，
其特征不在于：其装备有磁场连接器。
6. 一种通过使用根据权利要求1到5中的一项的可控制的变压器来将初级交流电流/电压可控制地转换为次级交流电流/电压的方法，
其特征不在于：
20 用初级交流电流/电压供给初级绕组，
用相对于初级电流/电压同相的或者相移180度的交流电压供给控制绕组，
用可变电流供给控制绕组，从而通过可变控制电流控制变压器的转换率。
7. 根据权利要求6所述的方法，其中，控制绕组供给有脉冲AC
25 电流。
8. 一种通过根据权利要求1到5中的一项的可控制的变压器来将初级交流电流/电压可控制地转换为次级交流电流/电压的方法，其包括：
30 用初级交流电流/电压供给初级绕组，
用与初级电压同相的或者反相的交流电压供给控制绕组，
使控制电压的幅度缓慢变化，以获得在磁材料中的磁畴的方向的

变化或者初级绕组和次级绕组之间的磁化角度的变化，这样来改变电压传递，

在控制电路中引入电感来抑制次级绕组和控制绕组之间的直接变换连接的作用，

- 5 通过把来自次级绕组的电磁力加到来自控制绕组的电磁力，以及影响初级和次级绕组之间的磁化角，获得另外的控制，

补偿相位角旋转，其在初级和次级绕组之间产生，并根据负载条件变化，

- 10 根据楞次定律，通过响应在次级侧中的负载变化来获得初级绕组，实现可控制的变压器作用。

9. 通过根据权利要求 1-5 中的一项的变压器装置来用于频率可控制的整流的方法（图 48），

其包括：

将第一变压器的初级绕组（T3）连接到电源，

- 15 将所述第一变压器的次级绕组（T2）的中心点（c4）连接到负载（马达、R1、L1），

将所述第一次级绕组的端部（c5，c3）连接到第一二极管整流器布局（分别为 D1、D2），

将 AC 电压供给到在第一变压器中的第一控制绕组（T1），

- 20 将第二变压器的初级绕组（T4）连接到电源，

将所述第二变压器的次级绕组（T6）的中心点（c4'）平行于第一变压器的中心点（c4）连接到所述负载（马达），

将所述第二变压器的次级绕组（T6）的端部（c5'，c3'）连接到第二二极管整流器布局（分别为 D3、D4），

- 25 将 AC 电压供给到在第二变压器中的第二控制绕组（T5），

这样，为马达控制提供了变频器，其中，执行了整流，其包括下面的步骤：

1) 激励第一变压器的第一控制绕组（T1），在激励期间，在第一变压器的初级绕组和次级绕组（T3、T2）之间出现变压器作用，

- 30 来自第一变压器的次级绕组（T2）的电压由二极管 D1 和 D2 整流，最终的电压（Vdc）施加在负载（U1）上，

当第二变压器的控制绕组（T5）没有被激励时，只要在第二变压

器的次级绕组 (T6) 中的高阻抗平行于负载 (U1), 第二变压器的初级绕组 (T4) 就处于关闭状态。

在第一控制绕组 (T1) 被激励的期间, 在第一变压器的初级 (T3) 上的电压被整流, 且作为正电压出现在负载 (U1) 上,

- 5 2) 第一变压器的控制绕组 (T1) 被去激励, 且在去激励期间, 第一变压器的次级绕组 (T2) 处于高阻抗的状态,

第二变压器的控制绕组 (T5) 被激励, 且在激励期间, 在变压器的初级绕组和次级绕组 (分别为 T4 和 T6) 之间出现变压器作用,

- 10 来自第二变压器的次级绕组 (T6) 的电压通过第二二极管结构 (D3、D4) 来整流, 且最终的电压 V_{dc} 施加在负载 U1 上,

在第二变压器的控制绕组 (T5) 被激励的期间, 在该变压器的初级绕组 (T4) 上的电压被整流, 且作为负电压出现在负载 (U1) 上,

3) 通过控制控制绕组 (T1 和 T5) 的激励来控制负整流器周期和正整流器周期的长度, 可以获得从 0 到 50Hz 的可变频率控制。

- 15 10. 通过根据本发明的第一和第二变压器装置来整流的方法, 其包括 (图 49-50):

将第一变压器的初级绕组 (T3) 连接到电源,

将所述第一变压器的次级绕组 (T2) 连接到负载 (马达),

将 AC 电压供给到在第一变压器中的控制绕组 (T1),

- 20 将第二变压器的初级绕组 (T4) 连接到电源,

将所述第二变压器的次级绕组 (T6) 反向平行连接到所述负载 (马达),

将 AC 电压供给到在第二变压器中的第二控制绕组 (T5), 其中

- 25 当没有变压器连接到次级侧时, 因为 T1 和 T5 被去激励, 所以对两个初级 (T3、T4) 共有的 AC 电压 V_p 复位磁芯 S1 (T3) 和 S2 (T4),

在 V_p 的正相的第一部分期间, 激励第一变压器的控制绕组 (T1), 且获得了到第一变压器的次级绕组 (T2, 电压 V_{s1}) 的转换连接,

- 30 在负相过零以后, 激励 (电压 V_{k2}) 第二变压器的控制绕组 (T5), 且电压 V_{s2} (在第二变压器的次级绕组 T6 上的电压) 连接到电路, 整流通过如下获得:

建立初级绕组的连接, 使得在 T3 上, 接线端 c1 连接到 L1, 接线端 c2 连接到 L2, 到 T4 的初级连接是相反的; 接线端 c1' 连接到 L2,

接线端 $c2'$ 连接到 $L1$, $L1$ 和 $L2$ 表示 AC 电源的接线端,

建立次级绕组 ($T2$ 和 $T6$) 到负载的连接, 使得两个次级平行连接到负载,

5 脉冲控制电压 V_{k1} 与 $T3$ 上的 V_p 同相地和相反地施加 (图 50 中的 $t0$), 通过该作用感应 V_{s1} , 且出现在负载和 $T6$ 上, $T6$ 处于高阻抗模式, 且电流施加在负载上,

在初级电压 V_p 的下一个过零 ($t1$), V_{k1} 被去除, $T2$ 返回到高阻抗,

10 在下一个过零 (2), 施加 V_{k2} , 且电压 V_{s2} 再次出现在负载和 $T2$ 上。

可控制的变压器

5 本发明涉及一种可变变压器/变频器装置，其包括磁材料主体、围绕第一轴线绕着主体缠绕的初级绕组（或者第一主绕组）、围绕与第一轴线成直角的第二轴线绕着主体缠绕的次级绕组（或者第三主绕组），以及围绕与第一轴线重合的第三轴线绕着主体缠绕的控制绕组（或者第二主绕组）。

10 本发明也涉及一种通过使用包括磁材料主体、围绕第一轴线绕着主体缠绕的初级绕组（或者第一主绕组）、围绕与第一轴线成直角的第二轴线绕着主体缠绕的次级绕组（或者第三主绕组），以及围绕与第一轴线重合的第三轴线绕着主体缠绕的控制绕组（或者第二主绕组）的装置来将初级交流电流/电压可控制的转换为次级交流电流/电压的方法。根据本发明的方法的特征在于，其包括下面的步骤：

- 15 - 用初级交流电流/电压供给初级绕组，
 - 用相对于初级电流/电压同相的或者相移 180 度的交流电压供给控制绕组，
 - 用可变电流供给控制绕组，从而通过可变控制电流控制变压器的转换率。

20 变压器装置最好设计为中空的可磁化磁芯，其具有用于内部绕组的内部绕组室和用于外部绕组的外部绕组室，在优选实施例中，其包括三个绕组，在外部绕组室中的初级绕组，相关的控制绕组在内部绕组室中，以及在内部绕组室中的次级绕组。在外部绕组室中的绕组和在内部绕组室中的绕组在室中相互成直角（垂直）地对准，从而产生
25 正交磁场。当然，内部绕组室可以容纳初级绕组，外部绕组室可以容纳次级绕组和控制绕组。变频器尤其是意在，但不是以限制方式，用于 MVA 范围内。

本发明进一步发展在 PCT/N001/00217 中阐明的装置，从而其整体包括在本发明中。

30 在本说明书中，措词“初级绕组”和“次级绕组”用于表示输入能量（初级）的绕组和用于连接负载（次级）的绕组，如在变压器中普遍的情况。在根据本发明的装置中，初级和次级绕组围绕正交的轴

线缠绕。措词“控制绕组”表示控制变压器的变换率的绕组。

包括正交绕组的变压器先前从1978年4月18日的Meretsky等的美国专利4210859已知。然而，已知的方法显示几个缺点。本发明的主要方面将在下面根据在所述出版物中描述的现有技术来描述。

5 在美国专利4210859中描述了一种装置，其基于在具有 $18 \times 11\text{mm}$ 大小，且具有在mA范围内电流水平的铁氧体罐形磁芯上进行的测试来开发。然而，铁氧体不适用于高功率级别，主要因为其涉及高额的成本。这是由于这样的事实，即纯粹从生产工程的观点看，铁氧体磁芯的大小是有限的，且因为较高的功率级别可以通过增加必须被转换的电压的频率来转换，但是这反过来又导致复杂和昂贵的功率电子设备。正相反，本发明针对磁芯板的使用，其具有有关导磁率的特殊性质，这些性质用于本发明。图6h示出了标准商品磁芯板的磁化曲线的线性部分。在本发明的实施例中，使用层状材料，其中，磁化曲线在板中在所有方向上都一样。这包括使用无方向性板，但这不认为是本应用的限制，因为对于一些应用，具有方向性取向的板是有利的。

美国专利4210859示出了具有4个绕组的可变变压器方法的连接图：初级主绕组、设置为与初级绕组成直角的次级主绕组，以及两个控制绕组，每个主绕组一个控制绕组。操作模式在于使得在两个控制绕组中的可变DC电流会导致从初级到次级绕组转换AC电压。这种类型的变压器不能被认为是现实的选择，尤其是如果应用的领域在mA范围以外，因为在控制绕组中的DC电流会在不利的方向上旋转磁材料中的磁畴，以在初级电压的一半周期中连接，引起次级电压的谐波。由本發明人广泛研究的该现象在美国专利4210859中没有考虑。

在本申请中，图6c到6d示出了磁畴的所述旋转。在这些图中，
25 V_p 表示初级绕组的电压， V_s 表示次级绕组的电压。同时， V_p 表示初级绕组的绕组轴线， V_s 表示次级绕组的绕组轴线。然后，由初级绕组产生或者耦合的磁通会具有 V_p 的方向，而由次级绕组产生或者耦合的磁通会具有 V_s 的方向。在图6c中，磁畴根据初级电压 V_p 对准，且它们的磁化强度 B 粗略地如图所示的变化。由该初级绕组产生的磁场 H 从正变化到零，以及从零变化到负值。

磁化强度相对于初级电压的相移没有包括在这里，以便简化说明，（磁化电流滞后电压90度）。来自初级绕组的磁化强度引起在由

在室中的初级绕组方向给定的材料中的固定方向上的正弦磁畴变化:

$$B_{kvp} = K_{vp} \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad 1)$$

其中, B_{kvp} 是在 V_p 方向上的磁化强度, k 是与初级电压 V_p 成比例的常数因子, 以及 t 是时间。现在, 在不在控制绕组中或者在次级绕组中从外部给予控制电流的情况下, 不可能激励次级绕组, 该控制电流从初级绕组旋转磁化强度, 使得磁场也通过次级绕组。只要磁化强度 B 具有垂直于次级绕组的方向, 没有磁通会被次级绕组耦合。箭头的长度显示磁场强度级别 B , 或者磁场强度, 箭头的方向表示磁畴的对准方向。

- 10 在图 6d 中, 通过激励控制绕组, 以及用 DC 激励该控制绕组来引入控制场 B_{kdc} 。控制场加到初级场 B_{kvp} 上, 建立如所示的磁化强度 B_{kr} 。由于恒定场加到正弦场上, 所以总和在方向上正弦地变化, 以及在场强上正弦地变化。简化的图 6d 示出了, 我们获得了在磁畴对准方向上的变化, 其成为两个正弦函数的积。合成的场的方向和场强都正弦地变化。

在次级绕组中感应的电压 V_s 将由两种作用给定。磁畴改变方向的事实会给出感应, 以及磁畴大小变化的事实会给出另外的感应。

方向依赖性如下给出:

$$B_{kr} = B_{kvp} + B_{kdc} \quad 2)$$

- 20 其中, B_{kr} 是来自初级侧的磁化强度 B_{kvp} 和来自控制电流的磁化强度 B_{kdc} 的和。

磁畴的大小变化会给出另外的感应。场强由 1) 给定, 以及旋转由 2) 给定, 所以组合作用为这两个磁畴变化的积:

$$B_{ks} = B_{kr} \cdot B_{kvp} \quad 3)$$

- 25 简化为

$$B_{kp} = K_{vp} 2 \cdot \sin^2(\omega \cdot t) \quad 4)$$

去掉常数项

$$V_s = K_2 \cdot \cos(2 \cdot \psi \cdot t) \quad 5)$$

这证明了在次级电压中的倍频。

从由 DC 控制电流引起的初级电流强加在线性磁畴变化上的磁畴旋转的作用将通过电流的大小，从而感应的电压的大小而变化。为了能够实现用于可变功率变压器的理想方法，问题出现于，在初级侧的控制绕组转换地连接到初级绕组，且在初级侧电压下，从而使得在没有广泛地滤波的情况下进行调节是很困难的。

美国专利 4210859 也披露了一种变压器连接（图 18），其中，具有直角轴线的绕组两个两个地串联相互连接。该出版物声明，可以通过使用这样的连接来增加磁芯的利用。然而，这是不对的，由于绕组的磁场是矢量的总和，且不会获得所述的效果。

美国专利 4210859 也描述了（图 20）在控制绕组携带电流且串联相互连接的情况下的输入和输出电压之间的可变迟滞。由于通过初级和次级绕组的场经由磁畴方向移动，所以这里包括相位失真。具有以这样的方式连接的控制绕组，由于从初级绕组的连接会影响控制电流以致于原则上会获得与上述的相同的连接（图 18），所以该装置不会起用作反相器的电力变压器的作用。

通常，如由美国专利 4210859 所述的现有技术的问题在于，其没有完全描绘用 DC 控制电流操纵磁畴相对于两个正交绕组之间的连接会如何影响磁化强度。本发明人已经在该领域进行了彻底的研究，且设法绘制当可磁化材料由两个正交场激励时，在其中发生的现象。此外，该研究的结果用于提供会令人满意地工作的装置。

为了克服现有技术中的上述缺点，本发明有下面的特征。

根据本发明，通过在与初级控制绕组正交的次级控制绕组中的脉冲的 DC 或者脉冲的 AC 控制电流来控制磁场强度。通过在控制绕组中的 AC 控制电流来逐步控制随来自初级绕组的增加的电压而变化的磁化强度，如图 6e 所示，磁畴的方向将保持恒定，例如在 30 度，且只有磁化的场强会改变，以便避免强度和方向两者同时改变。

对于磁路，根据本发明，这通过控制电流相对于初级绕组磁化电流的精确剂量，以及与次级绕组的安培匝平衡来实现。在普通的变压器中，如图 6g 所示，根据法拉第定律，通过初级绕组产生的磁化电流将通过产生反向感应的电压 E_p 所要求的磁通来给定。

$$\bar{I}_p = \frac{\bar{V}_p - \bar{E}_p}{R_p} \quad 6)$$

E_p : 在初级绕组中感应的电压

V_p : 施加的电压

R_p : 初级绕组阻抗

5 I_p : 初级电流

$$\bar{I}_p = \bar{I}_{fe} + \bar{I}_m \quad 7)$$

忽略泄漏场，初级和次级绕组的共同磁通如下给定

$$\Phi_m = \frac{N_p \cdot I_m}{R_{core}} \quad 7)$$

N_p : 初级绕组的匝数

10 I_m : 磁化电流

R_{core} : 磁芯中的磁阻

因为有着开放的次级电路，只有在初级绕组中有磁化电流。根据楞次定律，在次级绕组中感应的 emf = 电动势将处于这样的方向，其将阻碍产生其的磁通变化。当次级绕组连接到负载时（在图 6g 中的开关 S 闭合），次级绕组自己的磁动势 $F_s = mmf$ ，或者磁通 Φ_s 立即（瞬间时序）建立，其与来自初级绕组 F_p 的 mmf 方向相反。这在图 6g 中显示。立刻，在磁芯中的磁通将下降到

$$\Phi_m = \frac{N_p \cdot i_m - N_s \cdot i_s}{R_{core}} \quad 8)$$

其中， i_s 是次级电流， N_s 是次级绕组的匝数。磁通下降将导致在初级绕组中的感应电压的下降，从而根据等式 6)，初级电流增加。该增加的初级电流是在初级电流中的负载电流分量，该增加的初级电流将其 mmf 矢量加到磁化强度分量 $N_p \cdot i_m$ 上，引起初级磁通的增加

$$\Phi_m = \frac{N_p \cdot i_m + N_p \cdot i_{p,load} - N_s \cdot i_s}{R_{core}} \quad 9)$$

初级电流增加，直到 $N_p \cdot I_p$ ，负载 = $N_s \cdot I_s$ ，然后 Φ_m 和 E_p 处于与在开关关闭以前相同的级别。在稳态操作中，我们将得到在初级绕

组中的电流

$$\bar{I}_p = \bar{I}_{fe} + \bar{I}_{lm} + I_{p,load} \quad 10)$$

当开关打开时，在相反的方向上重复相同的顺序。有趣的是我们会注意到，在当开关关闭的时刻，我们实际上具有次级 mmf，其建立与来自初级绕组的原始磁化强度正交的磁化强度，因为次级绕组与最初的正交。初级绕组以与次级绕组的 mmf 相反指向，且与原始磁化强度正交的相应的磁化强度 mmf 响应。这样，我们明白，楞次定律维持了磁通中的平衡，次级侧的每个负载变化都有初级侧的相应的变化与之对应，这样获得了平衡，结果在稳态下，我们将只在磁芯中具有磁化磁通流，其为变压器作用的原因。本说明应用于在相同的绕组室中具有初级和次级绕组的普通变压器。

根据本发明，磁化电流在控制绕组中建立，其在幅度上与来自初级绕组的磁化电流相一致，以便使得可以在初级绕组和次级绕组之间建立变换连接，其不在次级电压中产生不合需要的频率。没有这样的磁化，不可能激励变换连接到次级绕组。由于在室中的绕组延伸，将有某种程度的连接，由于材料的非线性，其将提供感应的分量，以及也提供第二感应的分量，但是该连接不能提供要求的转换作用。

我们现在在磁芯中建立了磁化强度，其通过在控制绕组中的电流来提供到次级侧的连接。因此，我们将具有两个磁化电流，其正交，且以这样的方式加和，使得磁畴方向在与次级绕组成一定角度的方向上线性地改变，且其中在次级绕组中感应的电压将依赖于该角度的大小。

由于磁化电流的总和是变压器作用的原因，所以我们想要通过在次级电路中的负载变化来保持在次级电路中的磁化电流的控制的部分不受影响，即，在负载变化期间，在控制绕组中的电流保持恒定。通过在控制绕组中引入合适的电感，例如，通过来自 PCT/N001/00217 的现有技术，在由次级电路中的负载变化引起的磁畴变化期间，发觉在控制绕组中的电流为恒定，这是因为电感会使电流中的变化“平滑”。我们应该意识到，既然存在变压器作用，控制绕组也将在来自初级电压 V_p 的感应下。控制绕组也直接变换地连接到次级绕组，且在控制绕组中的控制电压将转换到次级绕组。同时，在次级绕组中的电

流现在将影响磁畴变形，以及初级绕组和次级绕组之间的相位比。为了弥补这样的情况，系统中的所有电流必须被监测，且控制绕组必须被激励，以补偿次级绕组建立的磁畴变化。为了防止功率从控制电路传到次级电路，以及其相互的影响，如上所述，在控制电路中引入电

5 感，其引起控制绕组中近似恒定的电流，且在控制绕组和次级绕组之间给定充分的压降。在次级绕组中的从初级侧转换的电压，以及在次级绕组中的从控制绕组中转换的电压将为同相的或者反相的，由于我们基本上使用与初级电压同相的控制电压，以便获得方向恒定的磁畴变化。意识到磁芯在电压的每个过零处复位也是重要的。这样，通过

10 去除控制电流，由于次级电流下降，在绕组之间的磁化角度将下降，且在一段时期以后，我们返回到最小的连接。

我们可以归纳如下：

- 1) 在根据本发明的方法中的控制电压与初级电压同相或者反相，以便获得没有失真的变换连接。
- 15 2) 通过控制电压的幅度的缓慢变化，磁畴变化的方向，或者初级和次级绕组之间的磁化角度可以变化，从而可以控制电压传递。
- 3) 通过在控制电路中引入电感，可以抑制次级和控制绕组之间的直接变换连接的作用。
- 4) 通过来自次级绕组的电动势 (mmf) 加到来自控制绕组的电动
- 20 势 (mmf) 上，以及影响初级和次级绕组之间的磁化角，次级绕组将充当控制绕组。
- 5) 基本上，不可能从次级绕组隔离这种作用，且根据负载条件，我们将获得在初级和次级之间的可变的相角旋转。然而，我们可以通过使用如在 PCT/N001/00217 中描述的相位补偿装置补偿相位角旋转
- 25 来补偿这样的情况。

6) 根据楞次定律，由于初级绕组将立即响应于来自次级侧的任何负载变化，所以我们应该获得要求的调整变压器作用。

在优选实施例中，根据本发明的变压器只包括位于绕组室中的一个控制绕组，连同次级绕组。原则上，在初级绕组室中的控制绕组是

30 没有必要的，因为初级绕组会在其方向上旋转磁畴，也向相同的方向旋转由在次级绕组中的电流建立的任何磁畴。为了获得正交绕组之间的变换连接，磁畴必须如上所述地被旋转，以便有效地产生在有利的

方向上的磁化强度，用于初级和次级绕组之间的变换连接。可以获得的最好的情况为磁畴旋转 45 度。（从不同的观点看，我们相对于初级绕组以这样的方式来“转动”次级绕组，结果来自初级绕组的一些场通过次级绕组。）

5 为了获得变压器作用，而没有初级电压的失真，根据本发明，(AC) 交流电压用于控制绕组，其如前所述位于与次级绕组相同的绕组室中。当电流开始在控制绕组中流动时，该电流通过由来自次级电流的场和来自控制电流的场在合适的方向上促进的磁畴来加强与初级侧的连接。

10 在优选实施例中，在根据本发明的变压器中的控制电压相对于初级侧的电压同相或者相移 180 度，以便获得没有失真的变换。在控制绕组中的电流可以通过监测初级和次级电流/电压以及控制电流的系统来调节，这样使得绕组之间的连接和电角度通过磁畴的对准来控制。如前所述，在初级、次级和控制绕组中的电流和电压的值将清楚地显示 15 出磁畴的状态（旋转和磁化强度），这样，这些参数连同基准值可以用于控制变压器的操作，且使其适于不同的操作条件。

根据本发明的变压器也可以有利地用作受控的整流器或者变频器。为了从该变压器获得这样的受控整流器作用，可以使用两种方法。这些将参考附图详细描述。

20 第一种方法包括：

将第一变压器的初级绕组连接到电源，
将所述第一变压器的次级绕组的中心点连接到负载，
将所述第一次级绕组的端部连接到第一二极管整流器布局，
将 AC 电压供给到在第一变压器中的第一控制绕组，

25 将第二变压器的初级绕组连接到电源，
将所述第二变压器的次级绕组的中心点平行于第一变压器的中心点连接到所述负载，

将所述第二变压器的次级绕组的端部连接到第二二极管整流器布局，

30 将 AC 电压供给到在第二变压器中的第二控制绕组，

这样，为马达控制提供了变频器。根据该方法提供了整流，其包括下面的步骤：

1) 激励第一变压器的第一控制绕组, 在激励期间, 在第一变压器的初级绕组和次级绕组之间出现变压器作用。

来自第一变压器的次级绕组的电压由二极管 D1 和 D2 整流, 最终的电压施加在负载上。

- 5 当第二变压器的控制绕组没有被激励时, 只要在第二变压器的次级绕组中的高阻抗平行于负载, 第二变压器的初级绕组就处于关闭状态

在第一控制绕组被激励的期间, 在第一变压器的初级上的电压被整流, 且作为正电压出现在负载上,

- 10 2) 第一变压器的控制绕组被去激励, 且在去激励期间, 第一变压器的次级绕组处于高阻抗的状态,

第二变压器的控制绕组被激励, 且在激励期间, 在变压器的初级绕组和次级绕组之间出现变压器作用,

- 15 来自第二变压器的次级绕组的电压通过第二二极管结构来整流, 且最终的电压 V_{dc} 施加在负载 U1 上,

在第二变压器的控制绕组被激励的期间, 在该变压器的初级绕组上的电压被整流, 且作为负电压出现在负载上。

3) 通过控制控制绕组的激励来控制负整流器周期和正整流器周期的长度, 可以获得从 0 到 50Hz 的可变频率控制。

- 20 当磁畴改变大小和方向时, 主体的磁化强度会被相应地改变, 在绕组中感应电压, 其中, 磁畴处于不与绕组正交的角度下。

- 初级侧和次级侧之间的变换连接将成为普通的变压器, 只要在磁化曲线的线性区域中出现变换, 以及只要在板中的导磁率的方向依赖性近似对称, 且控制电流与初级电压同相, 以及具有这样的强度, 即, 25 在初级电压序列期间, 磁畴的方向不改变。

关于来自 PCT/N001/00217 的现有技术, 其作为参考全部在此引用, 由于初级和次级绕组没有平行的绕组轴线, 而是具有成直角的绕组轴线, 并且包括磁畴状态的控制本发明涉及一种新装置。

现在, 参考附图来详细描述本发明。

- 30 图 1 和 2 示出了本发明及其第一个实施例的基本原理。

图 3 示出了根据本发明的装置中涉及的不同磁通量的区域。

图 4 示出了根据本发明的装置的第一等效电路。

图 5 和 6 示出了根据本发明的装置中的磁材料的磁化曲线和磁畴。

图 7 示出了主绕组和控制绕组中的磁通密度。

图 8 示出了本发明的第二个实施例。

5 图 9 示出了本发明的相同的第二个实施例。

图 10 和 11 在截面中示出了第二个实施例。

图 12 - 15 示出了在本发明的所述第二个实施例中的磁场连接器的各种实施例。

10 图 16 - 29 示出了在本发明的第二个实施例中的管状主体的各种实施例。

图 30 - 35 示出了用于本发明的第二个实施例中的磁场连接器的不同方面。

图 36 示出了根据本发明的第二个实施例的组装装置。

图 37 和 38 示出了本发明的第三个实施例。

15 图 39 - 41 示出了用于本发明的第三个实施例中的磁场连接器的特殊的实施例。

图 42 示出了适于用作变压器的本发明的第三个实施例。

图 43 和 44 示出了适于基于粉末的磁材料，从而没有磁场连接器的本发明的第四个实施例。

20 图 44 和 45 示出了沿着图 42 中的线 VI - VI 和 V - V 的截面。

图 46 和 47 示出了适于基于粉末的磁材料的磁芯，从而没有磁场连接器。

图 48 示出了用于受控整流的电路。

图 49 和 50 示出了用于受控整流的替代电路。

25 现在，结合图 1a 和 1b 来大体上说明本发明。

在整个说明书中，与磁场和磁通相关的箭头大致表示其在磁材料中的方向。为了清楚而将箭头画在外部。

30 图 1a 示出了包括形成闭合磁路的可磁化材料的主体 1 的装置。该可磁化主体或者磁芯 1 可以是环形的，或者是另一种合适的形状。绕着主体 1 缠绕第一主绕组 2，其中，当主绕组 2 被激励时产生的磁场的方向 H_1 （相应于磁通密度 B_1 的方向）将与磁路一致。主绕组 2 类似在普通变压器中的绕组。在一个实施例中，该装置包括第二主绕组 3，其

以与主绕组 2 相同的方式绕着可磁化主体 1 缠绕，从而其将提供大致沿着主体 1 延伸（即，平行于 $H1$ 、 $B1$ ）的磁场。最后，该装置包括第三主绕组 4，其在本发明的优选实施例中在内部沿着磁体 1 延伸。当第三主绕组 4 被激励时产生的磁场 $H2$ （从而磁通密度 $B2$ ）将具有与在第一和第二主绕组中的磁场方向（方向 $H1$ 、 $B1$ ）成直角的方向。根据本发明的优选实施例，第三主绕组 4 构成初级绕组，第一主绕组 2 构成次级绕组，以及第二主绕组 3 构成控制绕组。然而，在本说明书中被认为是优选的布局中，在主绕组中的匝沿着控制场的场方向，在控制绕组中的匝沿着工作场的场方向。

10 图 1b-1g 示出了轴线和各种绕组的方向以及磁体的定义。就绕组而言，我们应该称由每匝限定的平面的法线为轴线。次级绕组 2 具有轴线 $A2$ ，控制绕组 3 具有轴线 $A3$ ，以及初级绕组 4 具有轴线 $A4$ 。

关于可磁化主体 1，纵向方向将根据形状而变化。如果该主体细长，纵向方向 $A1$ 与主体的纵轴线相重合。如果磁体为如图 1a 所示的方形，可以为方形的每个边限定纵向 $A1$ 。当主体是管形时，纵向方向 $A1$ 为管的轴线，对于环形主体，纵向方向 $A1$ 为沿着环的圆周。

本发明是根据这样的原理，即，通过改变与第一磁场成直角的第二磁场 $H1$ 来相对于第一磁场 $H2$ 对准在可磁化主体 1 中的磁芯中的磁畴。这样场 $H2$ 例如可以定义为工作场，以及通过场 $H1$ （此后称为控制场 $H1$ ）来控制主体 1 的磁畴方向（从而控制工作场 $H2$ 的行为）。现在更详细地说明这点。

在磁芯中的磁化强度通过影响在材料中的磁畴的场的源来定向地确定。通常，绕组室，即，包含绕组的磁芯的部分，对初级绕组和次级绕组是共同的，结果磁畴方向和磁化方向也是共同的。在本发明的优选实施例中，绕组室是正交的，结果来自两个绕组的场是正交的，因此只要没有电流在控制绕组和次级绕组中流动，在绕组之间就没有磁连接。

如已经提到的，在图 1a 和 2a 中，绕组 4 是初级绕组，绕组 2 是次级绕组，而绕组 3 是控制绕组。图 4 示出了 $A1$ 作为次级绕组 2 和控制绕组 3 的磁通区域，该区域可以称为内部绕组室 iws 的区域，且 $A2$ 为次级绕组 4 的磁通区域，或者外部绕组室 ews 的区域。根据要求的转换和连接的类型，可以给定这些区域相等或者不等的尺寸。

图 4 示出了根据本发明的变压器的图，其中，各绕组的轴线平行或成直角设置，且磁化方向也表示了。

为了获得两个正交绕组之间的可变换的连接，各磁畴，从而磁化强度对准的方式必须使得磁畴和必须被感应的绕组之间的角度不同于 90 度。通过两个正交绕组之间的连接可以获得的最好的情况是通过控制绕组来在主体 1 中将磁化强度对准到 45 度。这意味着，通过相等数量匝数的初级和次级绕组以及相同的磁通区域，最大为近似 70% 的电压可以被转换，因为 45 度的正弦为 0.707，为相对于源绕组以 45 度旋转的绕组会覆盖的磁通区域的部分。

发生的本质在图 5 和 6 中显示。

图 5 示出了可磁化主体 1 的整个材料的磁化曲线，以及在来自次级绕组 2 的 H1 场的感应下的磁畴变化。

图 6 示出了可磁化主体 1 的整个材料的磁化曲线，以及在绕组 4 的方向上的 H2 场的感应下的磁畴变化。

图 7a 和 7b 示出了磁通密度 B1（其中，场 H1 由次级绕组建立）和 B2（相应于初级电流）。该椭圆示出了 B 场的饱和限制，即，当 B 场到达限制时，这会引发可磁化主体 1 的材料到达饱和。椭圆的轴线的的设计通过可磁化主体 1 的磁芯材料中的两个场 B1（H1）和 B2（H2）的场长和导磁率来给定。

通过使图 7 中的轴线表示 MMF 分布或者 H 场分布，可以看出来自两个电流 I1 和 I2 的磁动势。变压器的工作范围在饱和限制内，且当设计变压器用于两个正交绕组之间的连接中的磁化场时，考虑这点尤其重要。

图 8 是本发明的第二个实施例的示意图。

图 9 示出了设置在根据本发明的变压器的优选实施例中的磁感应的连接器的相同的实施例，其中，图 9a 示出了组装的连接器，图 9b 是连接器的端部视图。

图 10 沿着图 9b 中的线 II 示出了截面。

例如如图 10 所示，可磁化主体 1 其中尤其包括由可磁化材料制成的两个平行管子 6 和 7。电绝缘的导体 8（图 9a、10）连续地通过第一管子 6 和第二管子 7 的通道 N 次，其中， $N=1, \dots, r$ ，导体 8 在相反的方向上延伸通过两个管子 6 和 7，形成初级主绕组 2，如在图 10 中清

楚的显示。即使导体 8 只显示为延伸通过第一管子 6 和第二管子 7 两次，可以使导体 8 延伸通过各个管子只有一次，或者可以几次（如事实所示，绕组数 N 可以从 0 到 r 变化）也应该是不言而喻的，从而当导体被激励时，在平行管子 6 和 7 中产生磁场 H_1 。包括导体 9 的组合的控制和次级绕组 4、4' 绕着第一管子 6 和第二管子（分别为 6 和 7）缠绕，其缠绕的方式使得，当绕组 4 被激励时在所述管子上产生的场 H_2 (B_2) 的方向将相反地指向，如由在图 8 中的场 B_2 (H_2) 的箭头所示。磁场连接器 10、11 安装在管子 6、7 的端部，以便在回路中场向地相互连接管子。导体 8 能够传送负载电流 I_1 (图 9a)。管子 6、7 的长度和直径根据要被连接的功率和电压来决定。主绕组 2 的匝数 N_1 由对于电压的反向阻滞能力，以及对于工作磁通 ϕ_2 大小的截面面积来确定。控制绕组 4 的匝数 N_2 由具体的变压器要求的转换比例来确定。

另一种可能性是设置绕组 4 为初级绕组，绕组 2 为控制和次级绕组。

图 11 示出了初级和次级主绕组被相互交换的实施例。实际上，在图 11 中的方法与在图 9a 和 10 中显示的不同之处只在于，不用通过管子 6 和 7 的单个的绝缘导体 8，而用两个分开的相对指向的导体，即所谓的次级导体 8 和控制导体 8'，以便获得在根据本发明的磁感应的装置中的电压变换器的功能。该设计基本上类似在图 8、9 和 10 中所示的。可磁化主体 1 包括两个平行的管子 6 和 7。电绝缘的次级导体 8 连续地通过第一管子 6 和第二管子 7 的通道 N_1 次，其中， $N_1 = 1, \dots, r$ ，导体 8 在相反的方向上延伸通过两个管子 6 和 7。电绝缘的控制导体 8' 连续地通过第一管子 6 和第二管子 7 的通道 N_1' 次，其中， $N_1' = 1, \dots, r$ ，导体 8' 在相对于导体 8 的相反的方向上延伸通过两个管子 6 和 7。至少一个初级绕组 4 和 4' 分别绕着第一管子 6 和第二管子 7 缠绕，结果，在所述管子上产生的场方向相反地指向。以与根据图 8、9 和 10 的实施例相同的方式，磁场连接器 10、11 安装在各管子 6、7 的端部，以便在回路中通过场相互连接管子 6 和 7，从而形成可磁化主体 1。即使为了在图中简化，导体 8 和导体 8' 显示为只有通过管子 6 和 7 一次，也会立即明白，导体 8 和导体 8' 都能够分别通过管子 6 和 7 N_1 和 N_1' 次。管子 6 和 7 的长度和直径将根据要被转换的功率和电压来确定。对于具有等于 10: 1 的转换率 ($N_1: N_1'$) 的变压器，实际上，十个导

体用作导体 8，只有一个导体用作导体 4。

磁场连接器 10 和/或 11 的实施例在图 12 中显示。磁场连接器 10、11 显示为包括导磁材料，其中，用于绕组 2 中的导体 8（例如，见图 10）的两个优选的圆形孔 12 在连接器 10 和 11 中的磁材料中加工出来。此外，设置间隙 13，它中断导体 8 的磁场通道。端面 14 是用于来自包括导体 9 和 9' 的绕组 4 的磁场 H2（图 10）的连接面。

图 13 示出了薄绝缘膜 15，其在本发明的优选实施例中将放置在管子 6 和 7 的端面与磁场连接器 10 和 11 之间。

图 14 和 15 示出了磁场连接器 10、11 的其它替代的实施例。

10 图 16-29 示出了磁芯 16 的各种实施例，其在图 9、10 和 11 中所示的实施例中形成管子 6 和 7 的主要部分，其最好与磁场连接器 10 和 11 一起形成可磁化主体 1。

15 图 16 示出了圆柱形磁芯部分 16，其在长度方向上如所示被分隔，其中，一个或者多个绝缘材料的层 17 放置在两个磁芯半部 16'、16'' 之间。

图 17 示出了矩形磁芯部分 16，图 18 示出了由侧面的部分截面该磁芯部分 16 被分隔成两部分的实施例。在图 18 中显示的实施例中，一个或者多个绝缘材料的层 17 放置在磁芯半部 16、16' 之间。进一步的变体在图 22 中显示，其中，部分截面设置在每个角落。

20 图 20、21 和 22 示出了矩形形状。图 23、24 和 25 示出了三角形形状。图 26 和 27 示出了卵形变体，最后，图 28 和 29 示出了六边形形状。在图 28 中，六边形形状包括 6 个相等的表面 18，在图 27 中，六边形包括两个部分 16' 和 16''。标号 17 指薄的绝缘膜。

25 图 30 和 31 示出了磁场连接器 10、11，其可以用作矩形和方形主磁芯 16（分别在图 10-11 和 20-22 中显示）之间的控制场连接器。该磁场连接器包括三个部分 10'、10'' 和 19。

图 31 示出了磁芯部分或者主磁芯 16 的实施例，其中，用于控制磁通的端面 14 或者连接面与磁芯部件 16 的轴线成直角。

30 图 32 示出了磁芯部分 16 的第二个实施例，其中，用于控制磁通的连接面相对于磁芯部分 16 的轴线成角度 α 。

图 33-39 示出了磁场连接器 10、11 的各种设计，其基于磁场连接器 10、11 的连接面 14' 的角度与端面 14 和磁芯部分 16 所成的角度

相同这一事实。

图 33 示出了磁场连接器 10、11，其中，根据磁芯部分 16 的形状（圆形、三角形等）来为主绕组 2 指示不同的孔形 12。

在图 34 中，磁场连接器 10、11 是平的。其适于与具有成直角的端面 14 的磁芯部分 16 一起使用。

在图 35 中，角度 α' 表示与磁场连接器 10、11 成的角度，其和与磁芯部分成的角度 α （图 32）相配，结果端面 14 和连接面 14' 重合。

在图 36a 中，本发明的实施例显示为具有磁场连接器 10、11 和磁芯部分 16 的组件。图 36b 示出了从侧面观察的相同的实施例。

10 即使只描述了一些磁场连接器和磁芯部分的组合来说明本发明，本领域中的普通技术人员也明白，其它组合完全是可能的，因此会位于本发明的范围内。

还可以交换初级绕组与次级绕组和控制绕组的位置。然而，控制绕组最好采用与次级绕组相同的绕组室。

15 图 37 和 38 为分别示出了磁感应电压连接器装置的第三个实施例的截面图和视图。该装置包括（见图 37b）可磁化主体 1，其包括外部管子 20 和内部管子 21（或者磁芯部分 16、16'），其为同心的，且由可磁化材料制成，在外部管子 20 的内壁和内部管子 21 的外壁之间有间隙 22。在管子 20 和 21 之间的磁场连接器 10、11 安装在其各端（图 20 37a）。室 23（图 37a）设置在间隙 22 中，这样保持管子 20、21 同心。包括导体 9 的初级绕组 4 绕着内部管子 21 缠绕，且位于所述间隙 22 中。因此，用于初级绕组 4 的绕组轴线 A2 与管子 20 和 21 的轴线 A1 重合。包括电流导体 8 的电流运载件或者次级绕组 2 沿着外部管子 20 的外侧通过内部管子 21 N_1 次，其中 $N_1 = 1, \dots, r$ 。通过初级绕组 4 与次 25 级绕组 2 或者所述电流运载导体 8 的合作，获得了容易构造，但是有效磁感应的变压器或者开关。包括电流导体 8' 的电流运载件或者控制绕组 3 通过内部管子 21 且沿着外部管子 20 的外部 N_1 次，其中 $N_1 = 1, \dots, r$ 。该装置的该实施例也可以修改为使得管子 20 和 21 不具有圆形截面，而是具有方形、矩形、三角形等截面。我们必须更好地定义 30 《绕组室》。由于绕组是绕着磁芯的壁缠绕的，所以绕组室并不恰好是磁芯中的腔。

还可以绕着内部管子 21 缠绕初级主绕组，在这样的情况下，主绕

组的轴线 A2 将与管子的轴线 A1 重合，而控制和次级绕组在管子 21 的内侧和管子 20 的外侧绕着管子缠绕。

图 39 - 41 示出了磁场连接器 10、11 的不同实施例，其特别适于本发明的最近提到的实施例，即，结合图 37 和 38 描述的实施例。

5 图 39a 是截面图，图 39b 是从磁场连接器 10、11 的上面看到的视图，该磁场连接器 10、11 具有相对于管子 20、21（磁芯部分 16）的轴线成一定角度的连接面 14'，自然的，内部管子 21 和外部管子 20 也与连接面 14 成相同的角度。

图 40 和 41 示出了磁场连接器 10、11 的其它变体，其中，控制场
10 H2 (B2) 的连接面 14' 与磁芯部分 16 (管子 20、21) 的主轴线成直角。

图 40 示出了具有空心半圆形截面的空心半环形磁场连接器 10、11，而图 39 示出了具有矩形截面的环形磁场连接器。

图 42 示出了适于用作变压器的本发明的第三个实施例。

图 43 和 44 示出了适于基于粉末的磁材料的本发明的实施例，从
15 而没有磁场连接器。

图 44 和 45 示出了沿着图 42 中的线 VI - VI 和 V - V 的截面。

图 46 和 47 示出了适于基于粉末的磁材料的磁芯，从而没有磁场连接器。

图 48 示出了根据本发明的方法的实施例。该方法包括：

20 将第一变压器的初级绕组 (T3) 连接到电源，

将所述第一变压器的次级绕组 (T2) 的中心点 (c4) 连接到负载 (马达、R1、L1)，

将所述第一次级绕组的端部 (c5, c3) 连接到第一二极管整流器布局 (分别为 D1、D2)，

25 将 AC 电压供给到在第一变压器中的第一控制绕组 (T1)，

将第二变压器的初级绕组 (T4) 连接到电源，

将所述第二变压器的次级绕组 (T6) 的中心点 (c4') 平行于第一变压器的中心点 (c4) 连接到所述负载 (马达)，

30 将所述第二变压器的次级绕组 (T6) 的端部 (c5', c3') 连接到第二二极管整流器布局 (分别为 D3、D4)，

将 AC 电压供给到在第二变压器中的第二控制绕组 (T5)，

这样，为马达控制提供了变频器。根据该方法提供了整流，其包

括下面的步骤:

1) 激励第一变压器的第一控制绕组 (T1), 在激励期间, 在第一变压器的初级绕组和次级绕组 (T3、T2) 之间出现变压器作用。

来自第一变压器的次级绕组 (T2) 的电压由二极管 D1 和 D2 整流, 产生的电压 (Vdc) 施加在负载 (U1) 上。

当第二变压器的控制绕组 (T5) 没有被激励时, 只要在第二变压器的次级绕组 (T6) 中的高阻抗平行于负载 (U1)。第二变压器的初级绕组 (T4) 就处于关闭状态。

在第一控制绕组 (T1) 被激励的期间, 在第一变压器的初级 (T3) 上的电压被整流, 且作为正电压出现在负载 (U1) 上。

2) 第一变压器的控制绕组 (T1) 被去激励, 且在去激励期间, 第一变压器的次级绕组 (T2) 处于高阻抗的状态,

第二变压器的控制绕组 (T5) 被激励, 且在激励期间, 在变压器的初级绕组和次级绕组 (分别为 T4 和 T6) 之间出现变压器作用。

来自第二变压器的次级绕组 (T6) 的电压通过第二二极管结构 (D3、D4) 来整流, 且最终的电压 Vdc 施加在负载 U1 上。

在第二变压器的控制绕组 (T5) 被激励的期间, 在该变压器的初级绕组 (T4) 上的电压被整流, 且作为负电压出现在负载 (U1) 上。

3) 通过控制控制绕组 (T1 和 T5) 的激励来控制负整流器周期和正整流器周期的长度, 可以获得从 0 到 50Hz 的可变频率控制。

T1 和 T5 由 DC 信号激励。

图 49 和 50 示出了用于通过根据本发明的第一和第二变压器装置来整流的另一种方法, 其包括 (图 49、50):

将第一变压器的初级绕组 (T3) 连接到电源,
将所述第一变压器的次级绕组 (T2) 连接到负载 (马达),
将 AC 电压供给到在第一变压器中的控制绕组 (T1),
将第二变压器的初级绕组 (T4) 连接到电源,
将所述第二变压器的次级绕组 (T6) 反向平行连接到所述负载 (马达),
将 AC 电压供给到在第二变压器中的第二控制绕组 (T5), 其中
当没有变压器连接到次级侧时, 因为 T1 和 T5 被去激励, 所以两个初级 (T3、T4) 共有的 AC 电压的 V_p 复位磁芯 S1 (T3) 和 S2 (T4),

在 V_p 的正相的第一部分期间，激励第一变压器的控制绕组 (T_1)，且获得了到第一变压器的次级绕组 (T_2 ，电压 V_{s1}) 的转换连接，

在负相过零以后，激励 (电压 V_{k2}) 第二变压器的控制绕组 (T_5)，且电压 V_{s2} (在第二变压器的次级绕组 T_6 上的电压) 连接到电路，整
5 流通过如下获得：

建立初级绕组的连接，使得在 T_3 上，接线端 c_1 连接到 L_1 ，接线端 c_2 连接到 L_2 ，到 T_4 的初级连接是相反的；接线端 c_1' 连接到 L_2 ，接线端 c_2' 连接到 L_1 ， L_1 和 L_2 表示 AC 电源的接线端，

建立次级绕组 (T_2 和 T_6) 到负载的连接，使得两个次级平行连接
10 到负载，

脉冲控制电压 V_{k1} 与 T_3 上的 V_p 同相地和相反地施加 (图 50 中的 t_0)，通过该作用感应 V_{s1} ，且出现在负载和 T_6 上， T_6 处于高阻抗模式，且电流施加在负载上，

在初级电压 V_p 的下一个过零 (t_1)， V_{k1} 被去除， T_2 返回到高阻
15 抗，

在下一个过零 (2)，施加 V_{k2} ，且电压 V_{s2} 再次出现在负载和 T_2 上。

图 50 为一时间对电压的图，其示出了如何通过两个控制绕组中的电压来控制负载中的电压来实施本发明。

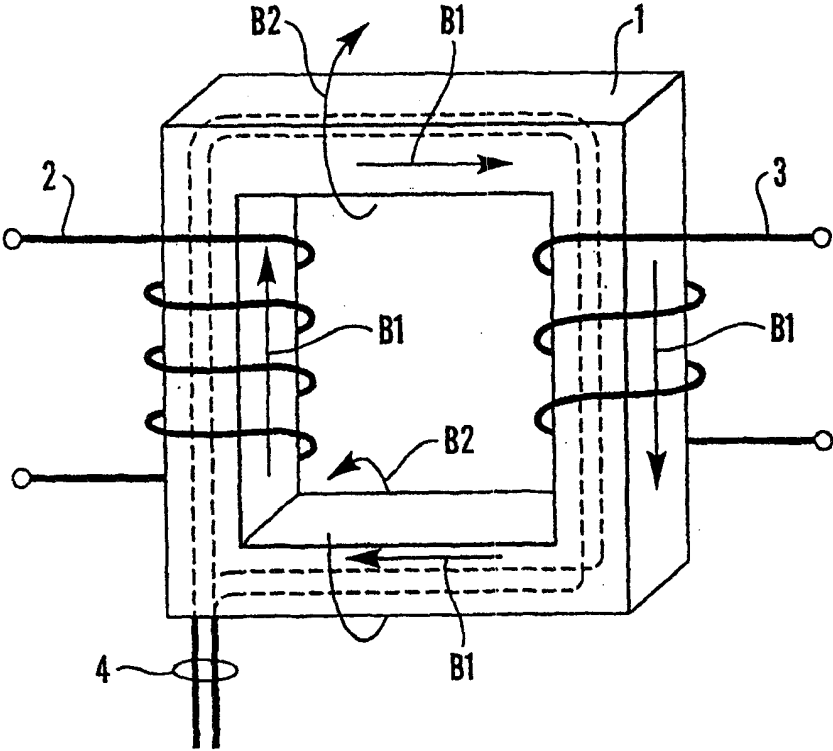


图 1a

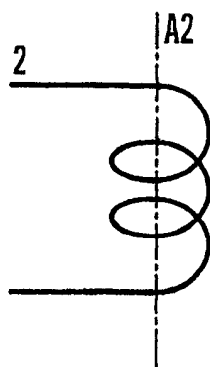


图 1b

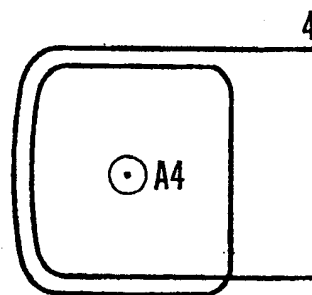


图 1c

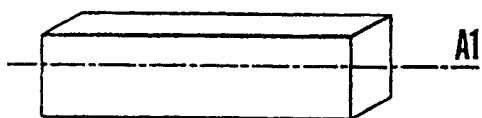


图 1d

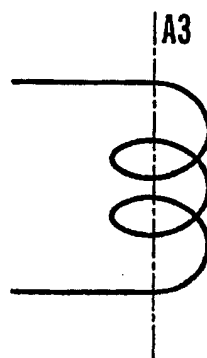


图 1e

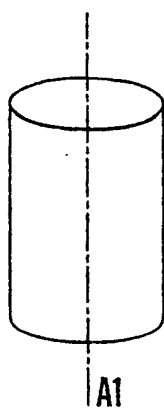


图 1f

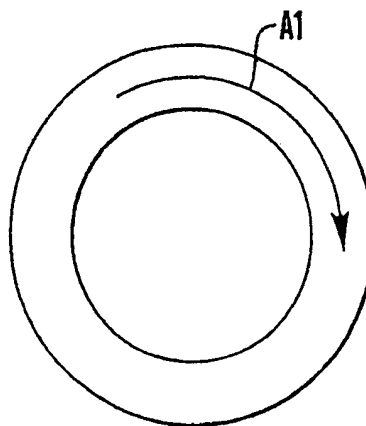


图 1g

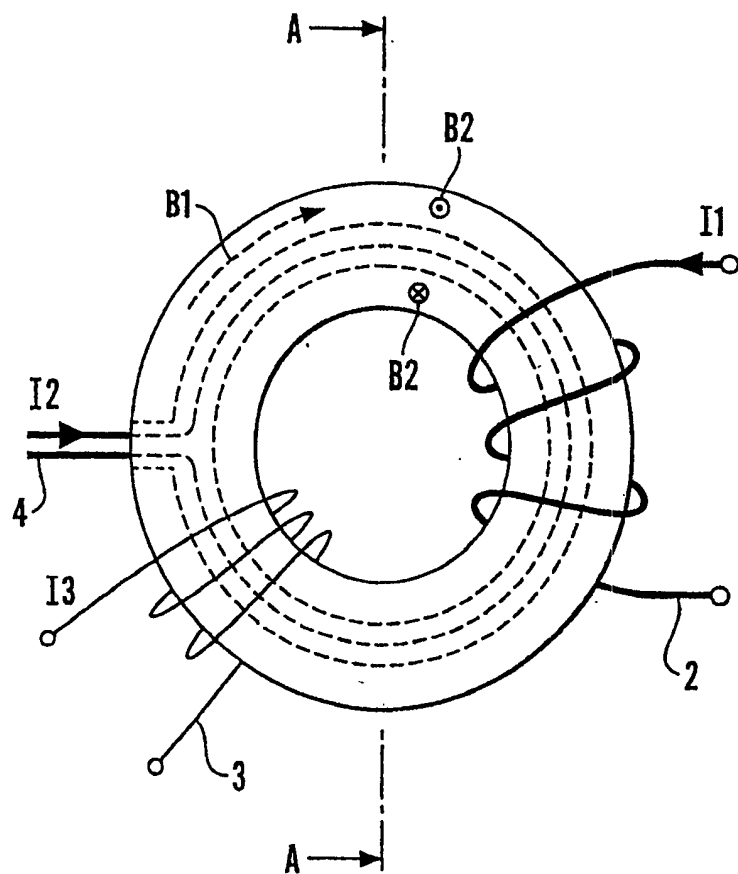


图 2a

图 2b

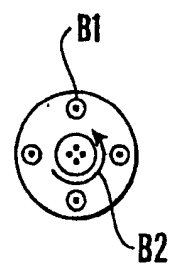
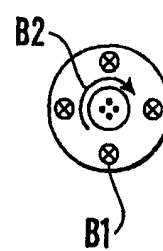


图 2c

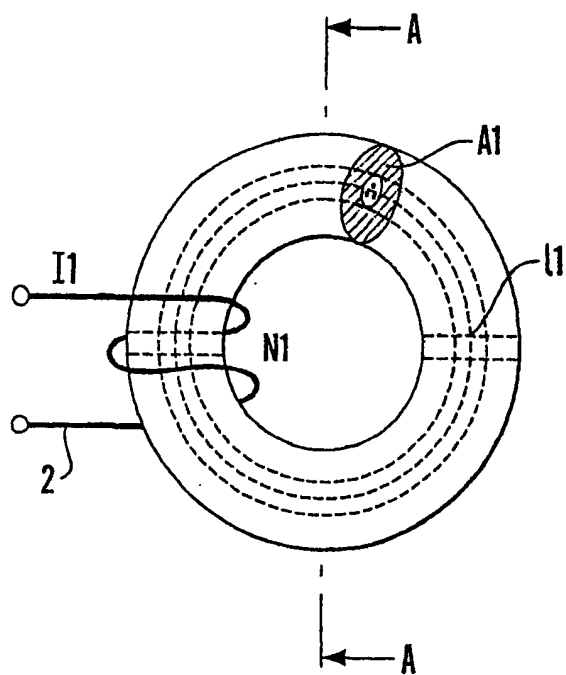


图 3a

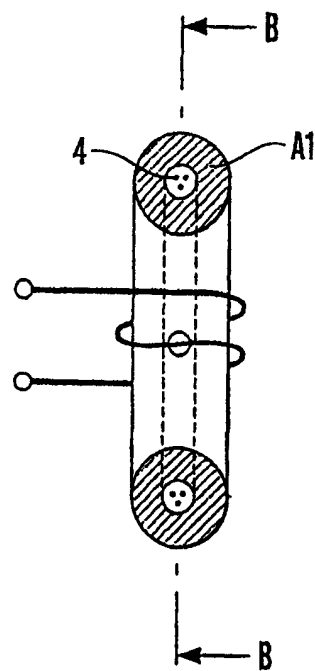


图 3b

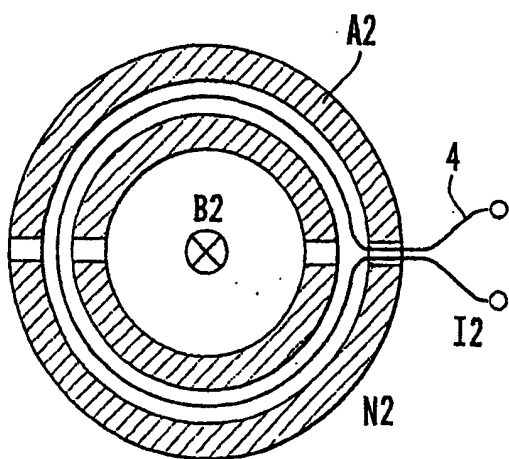


图 3c

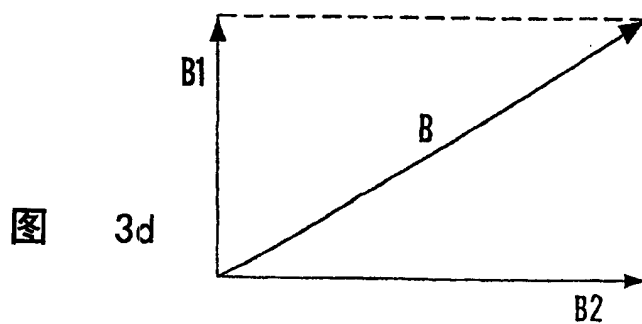


图 3d

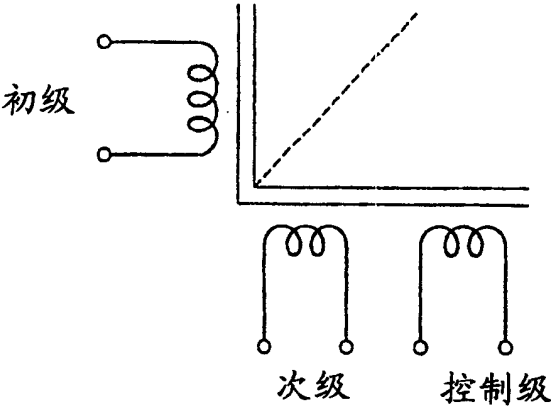


图 4

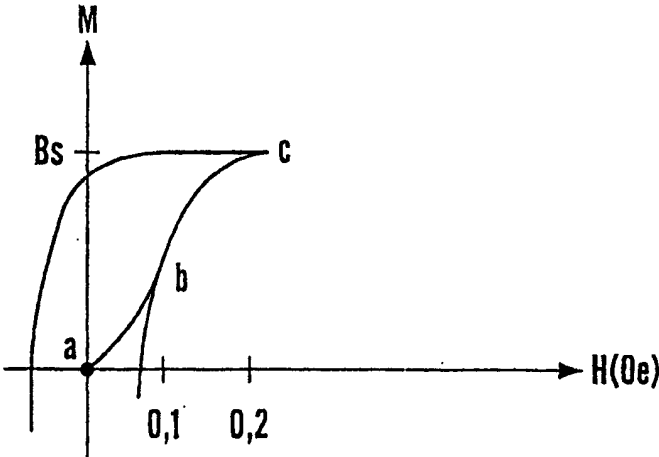


图 5a

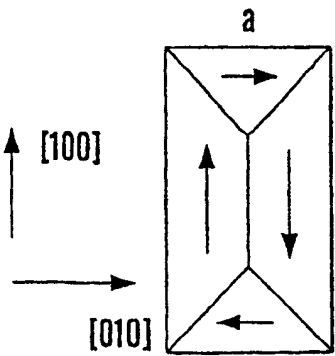


图 5b

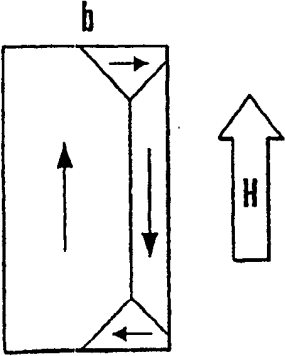


图 5c

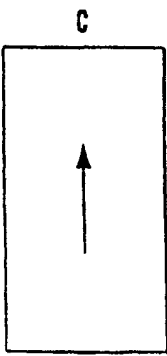


图 5d

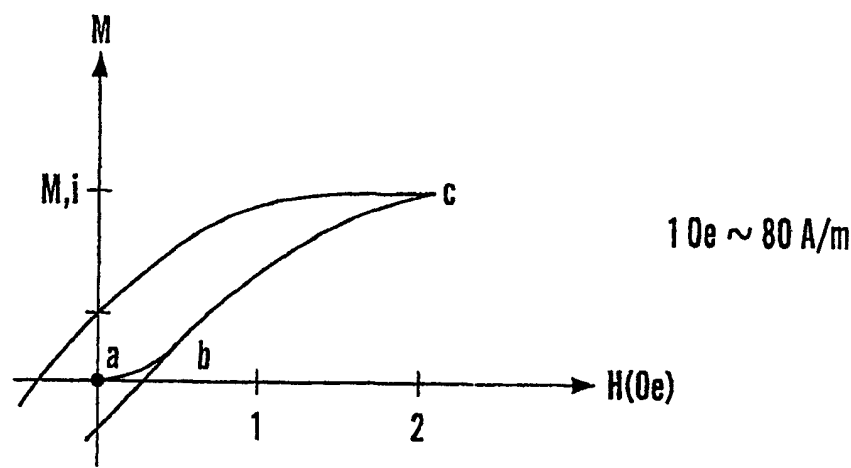


图 6a

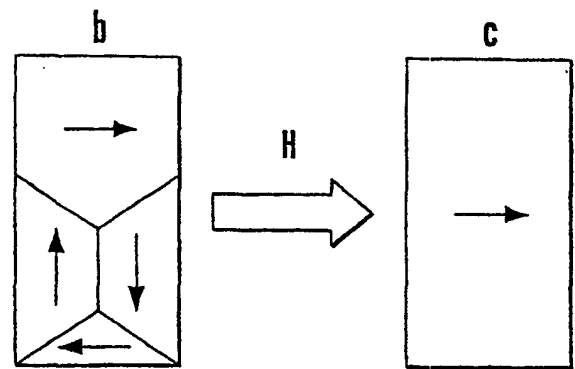


图 6b

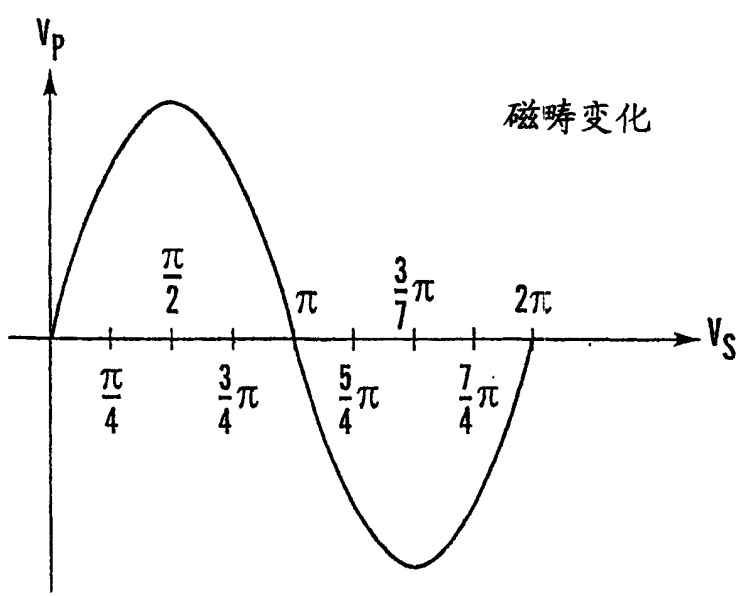
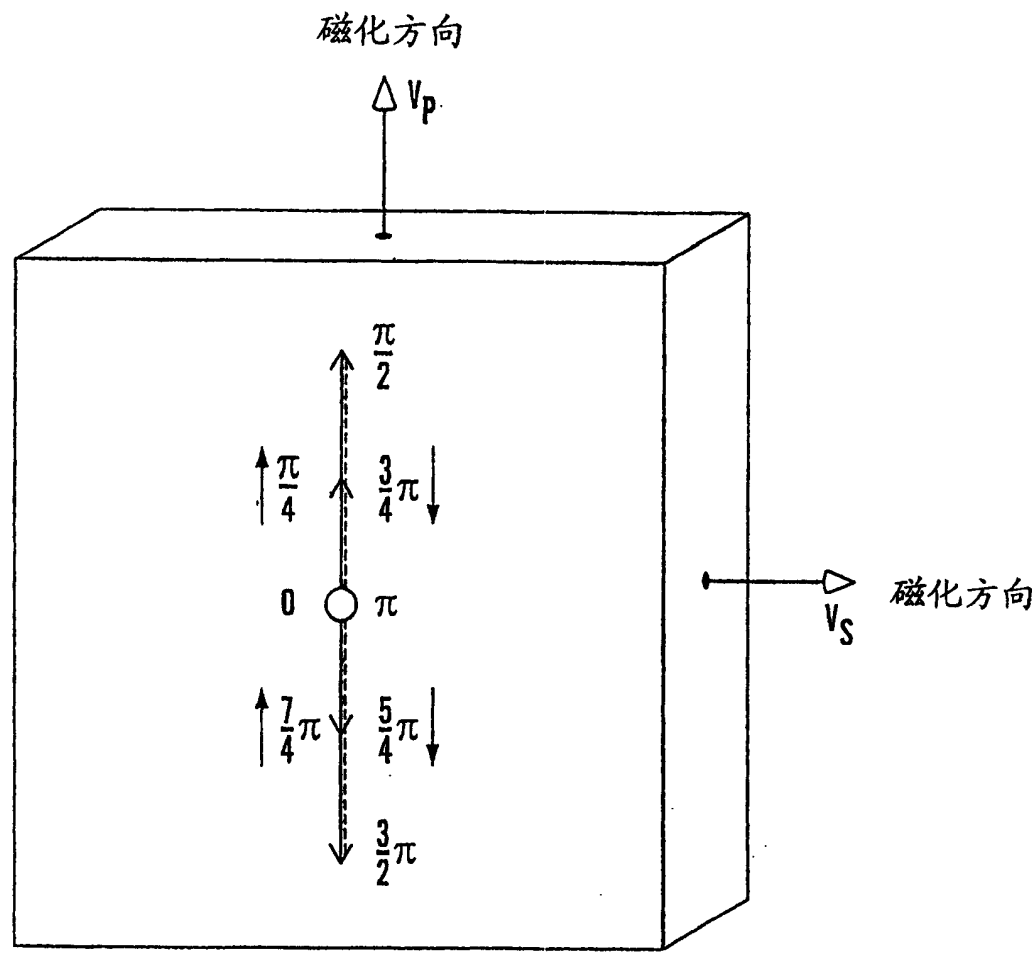


图 6c

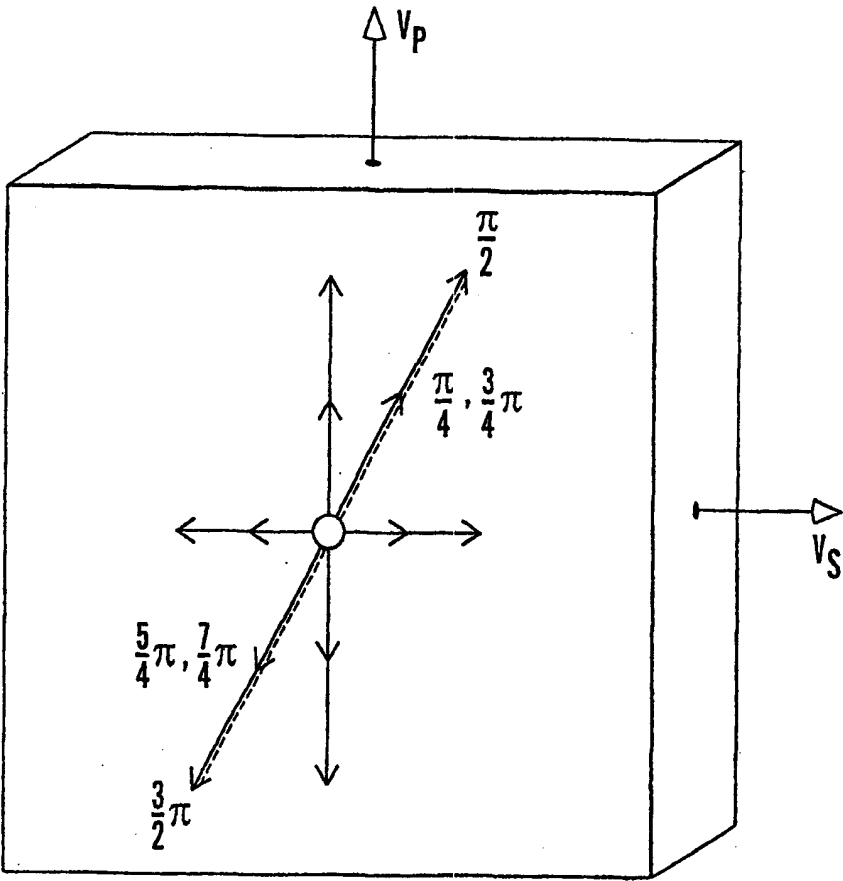


图 6e

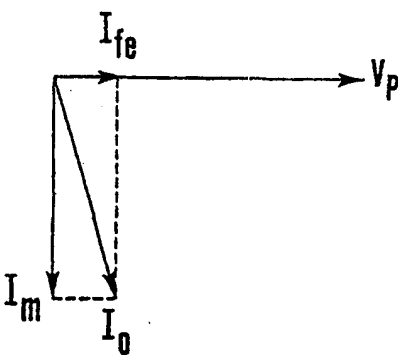
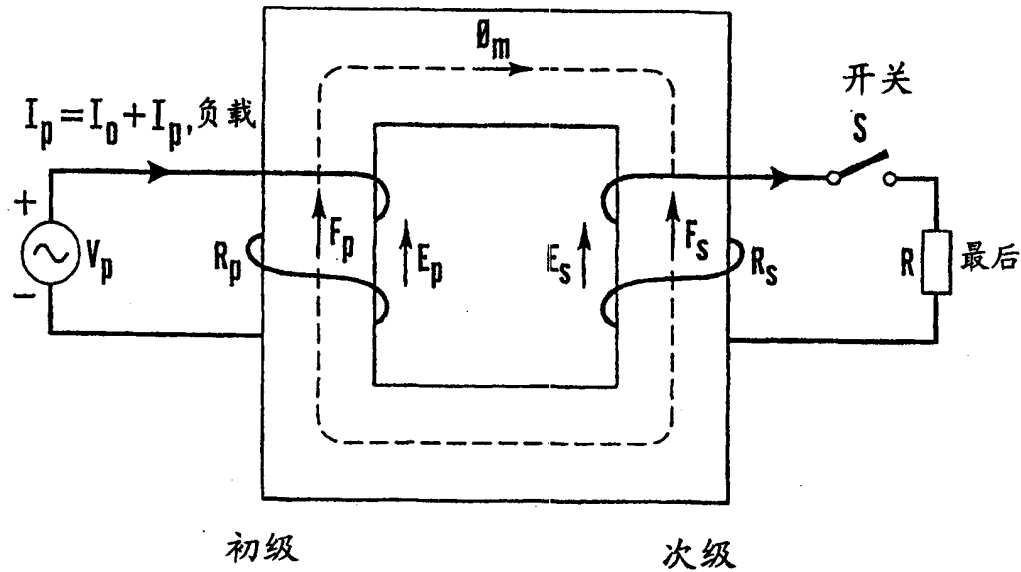


图 6f



$$I_o = I_{fe} + I_m$$

I_m : 磁化电流

I_{fe} : 磁芯损耗电流

图 6g

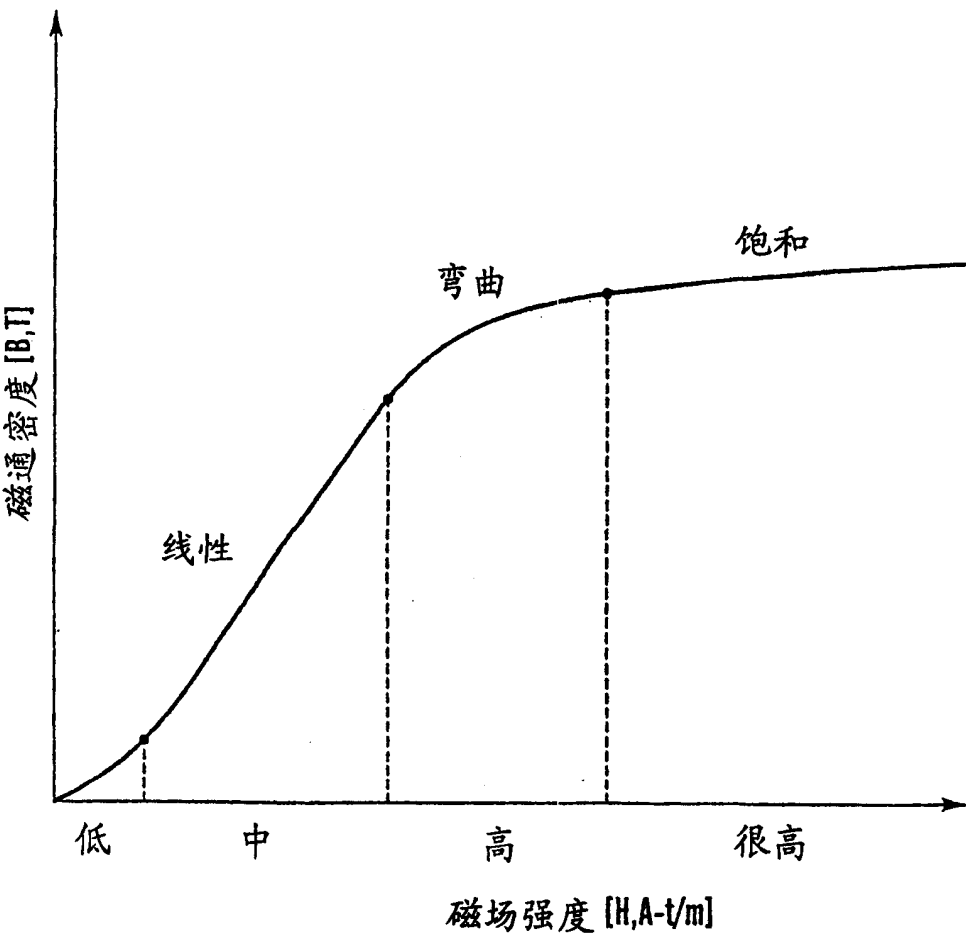


图 6h

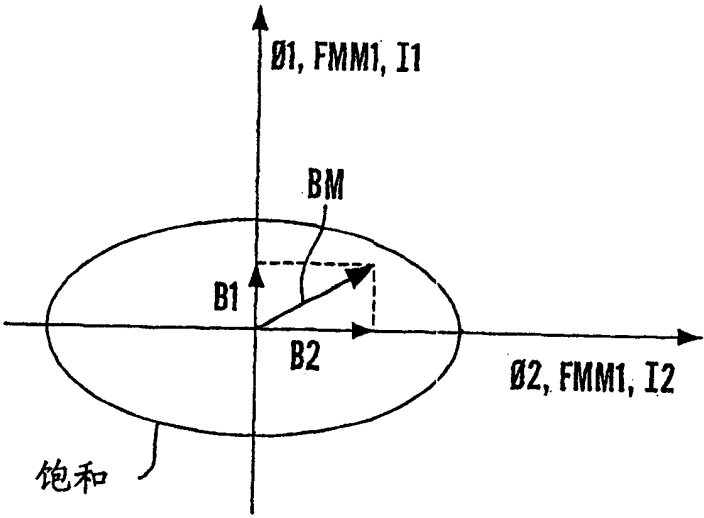


图 7a

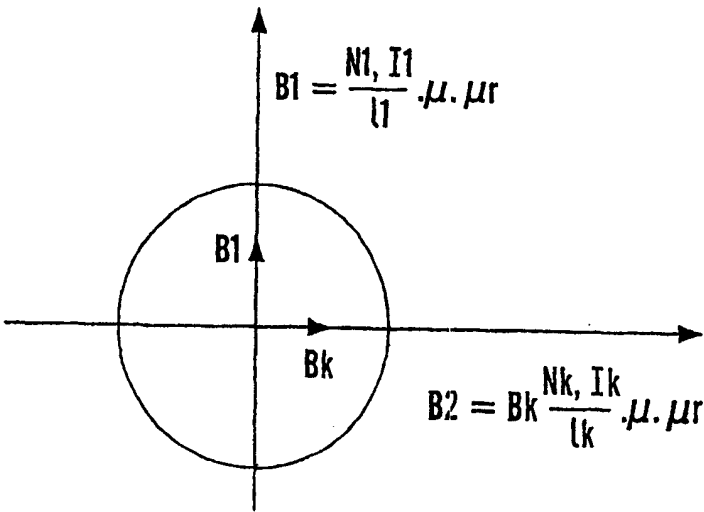


图 7b

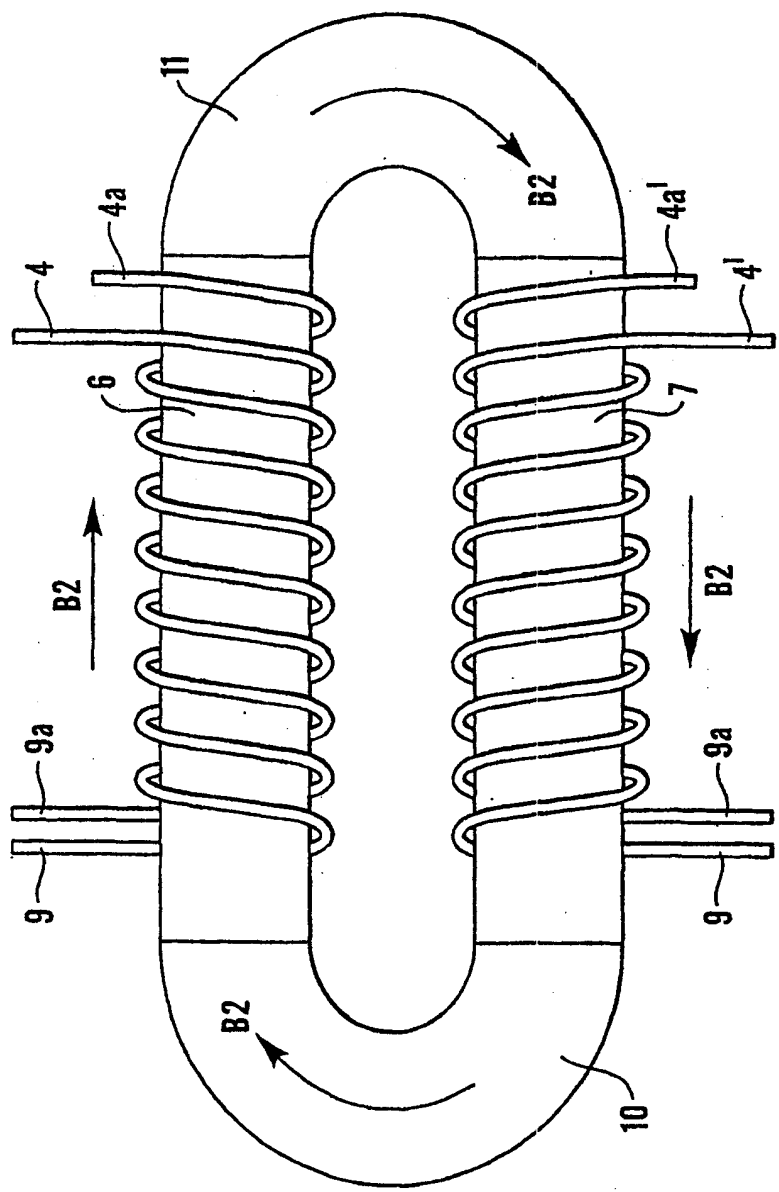


图 8e

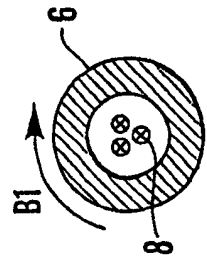


图 8a

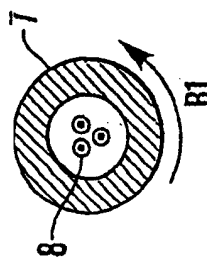


图 8b

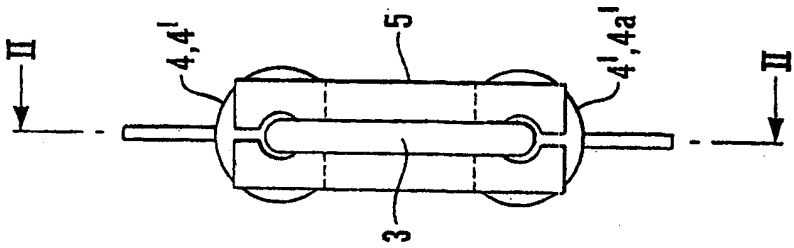


图 9b

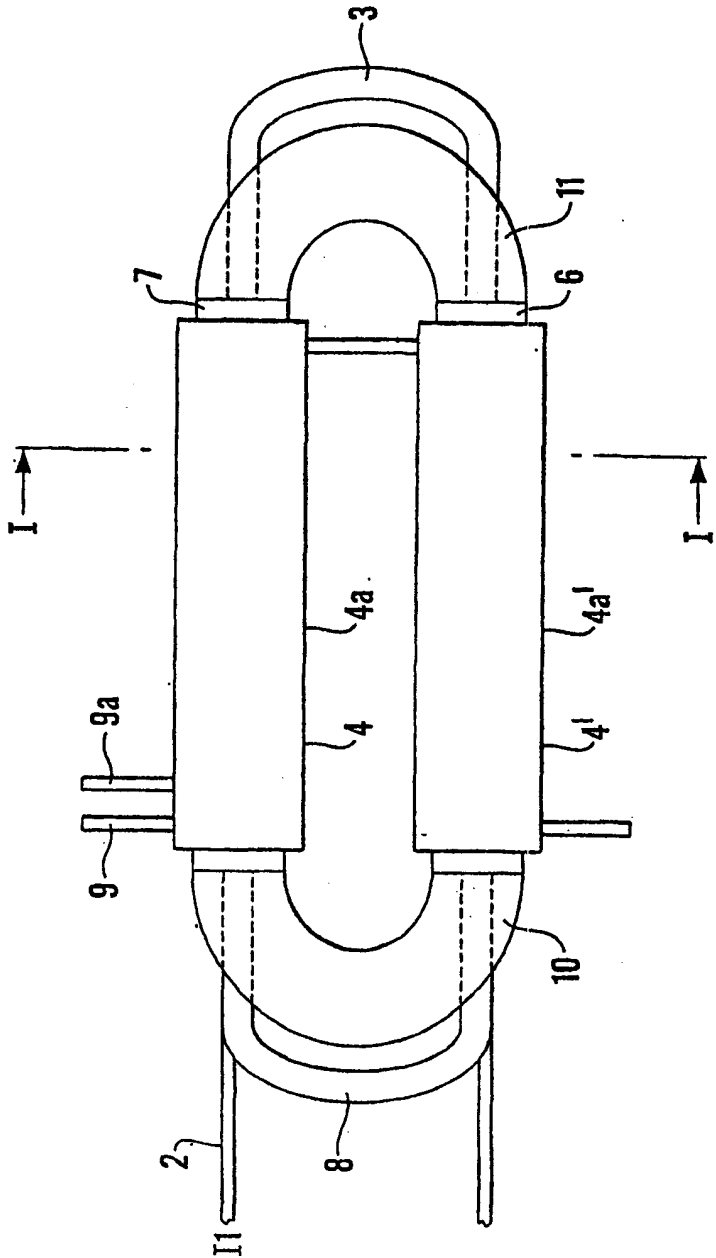


图 9a

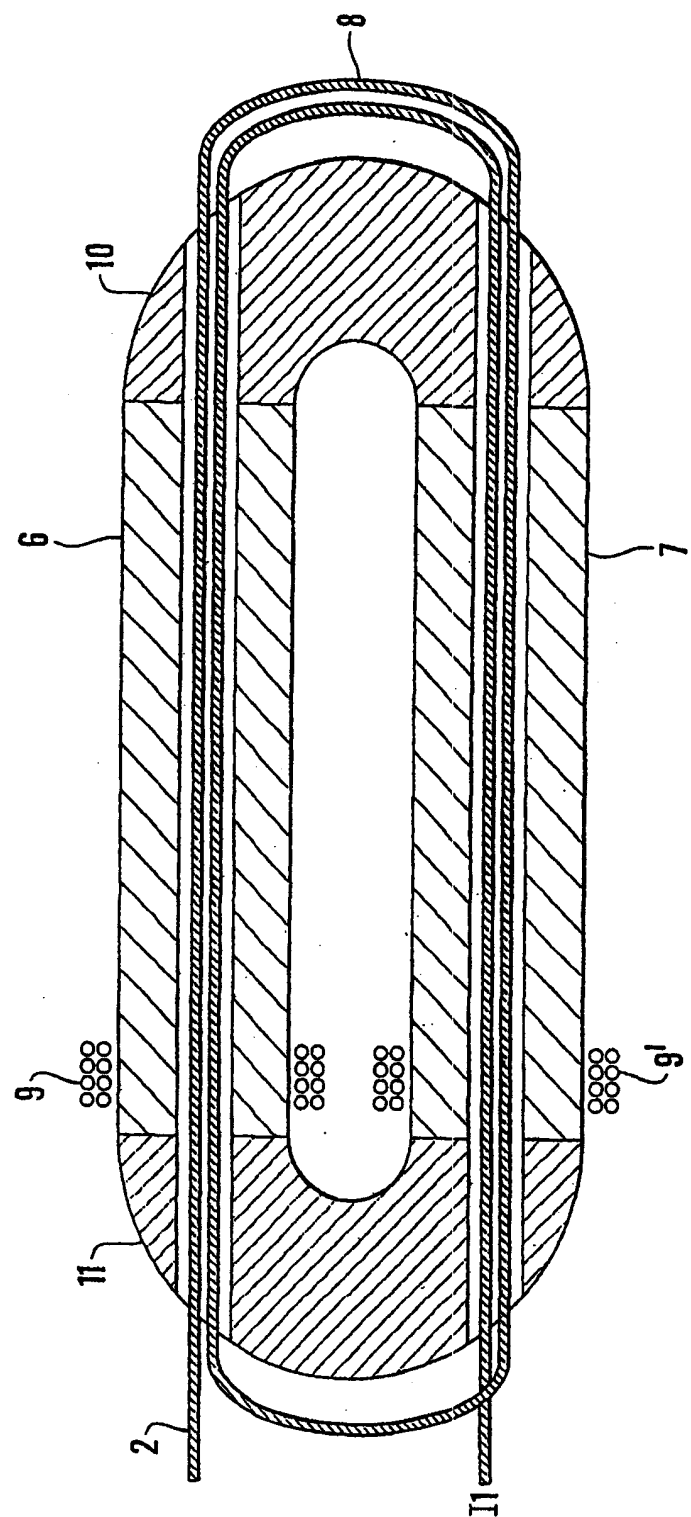


图 10

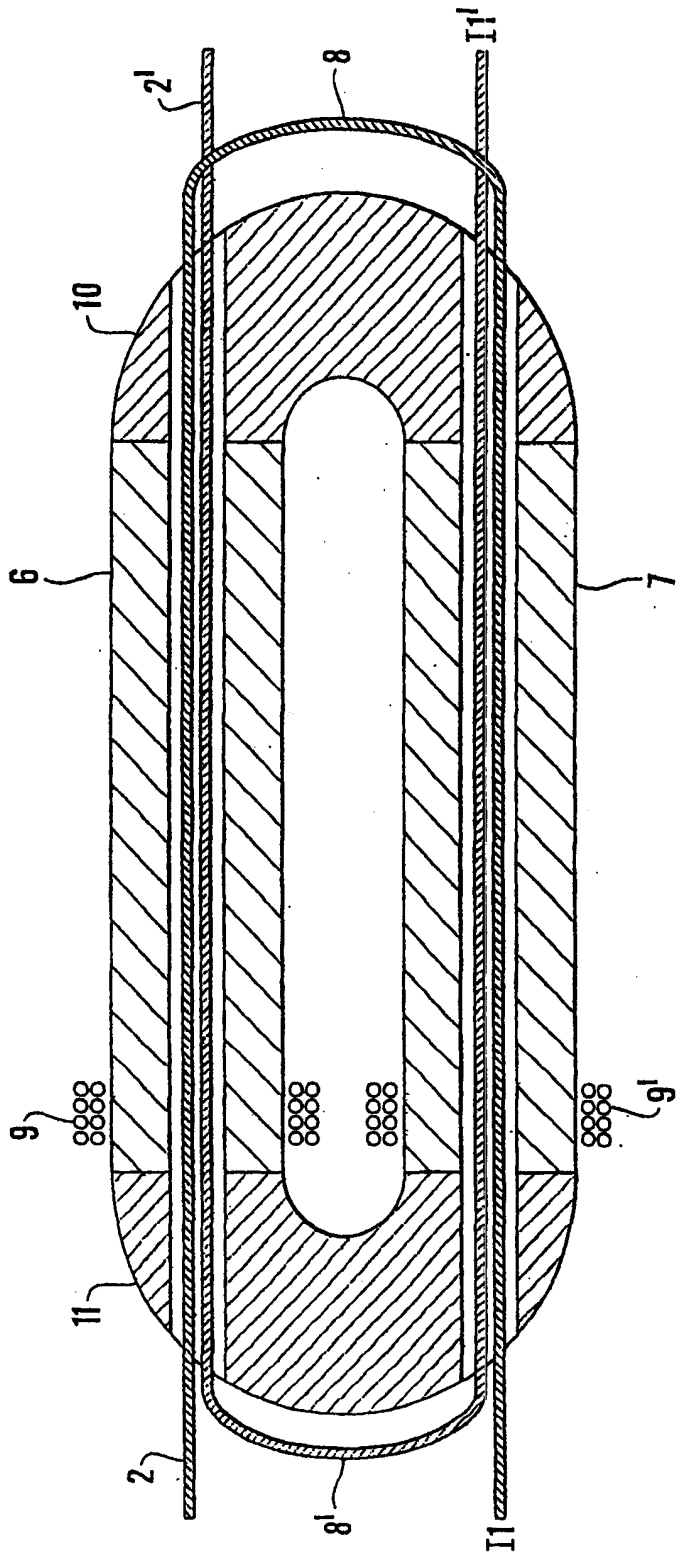


图 11

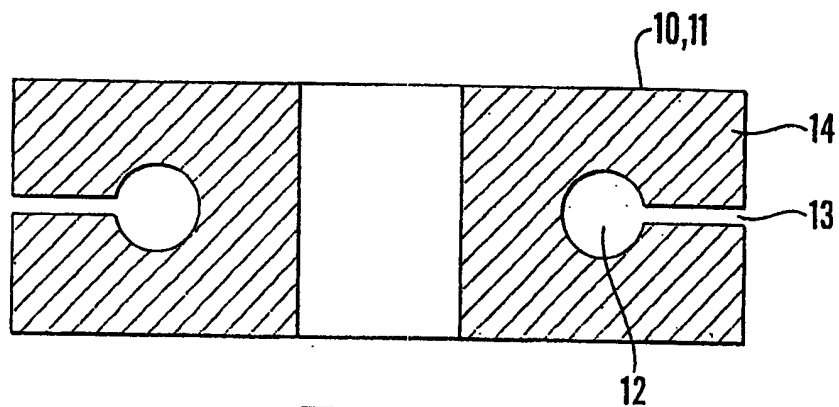


图 12a

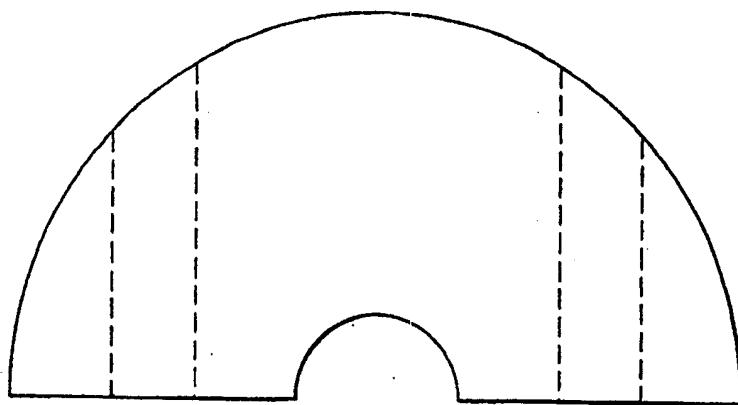


图 12b

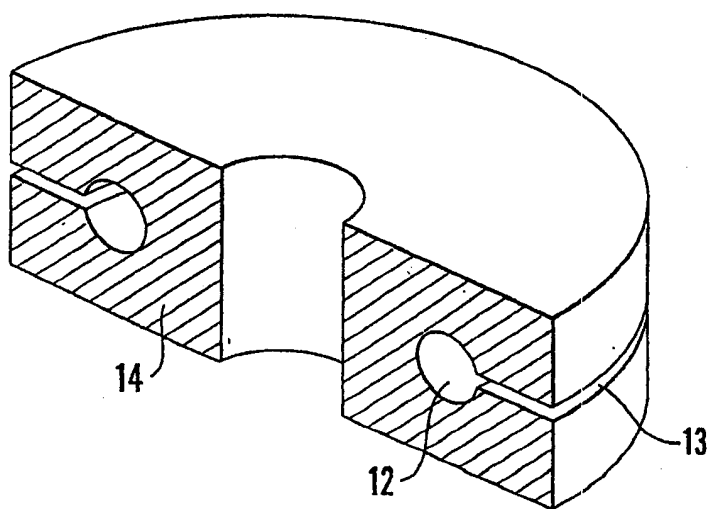


图 12c

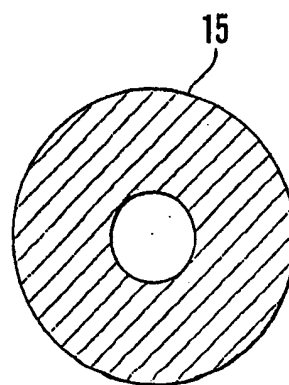


图 13

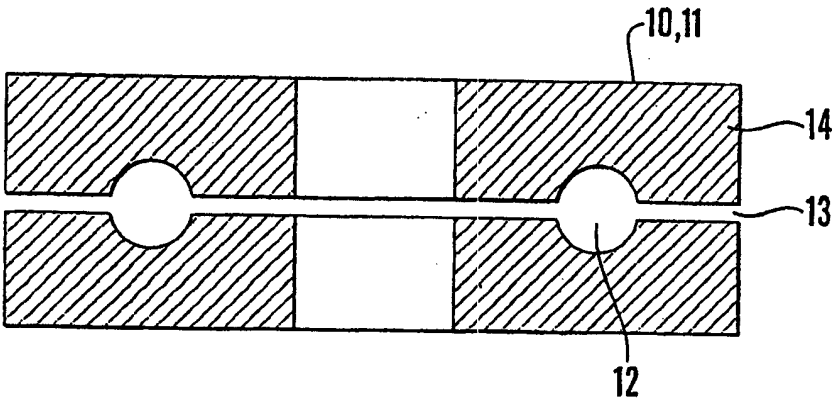


图 14a

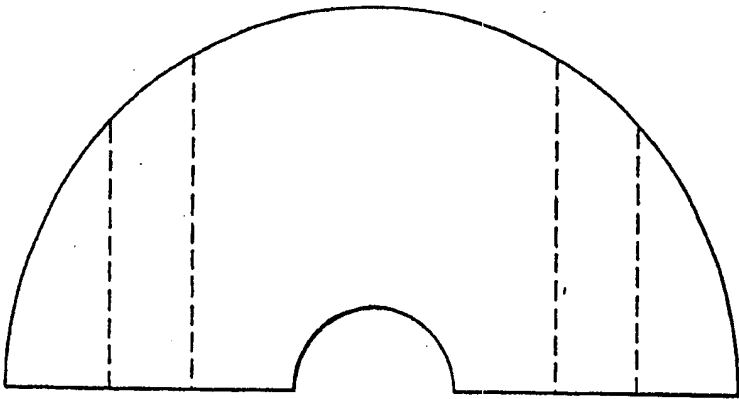


图 14b

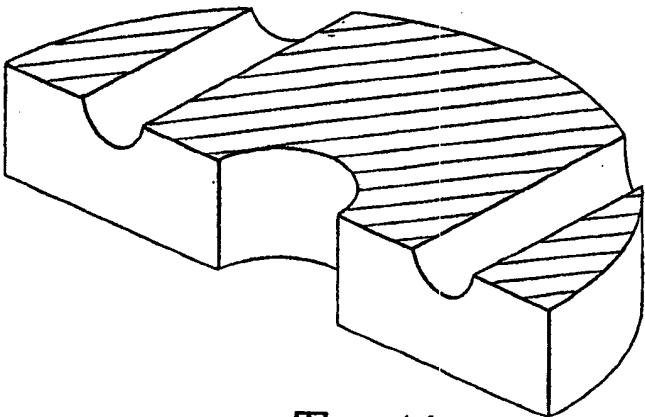


图 14c

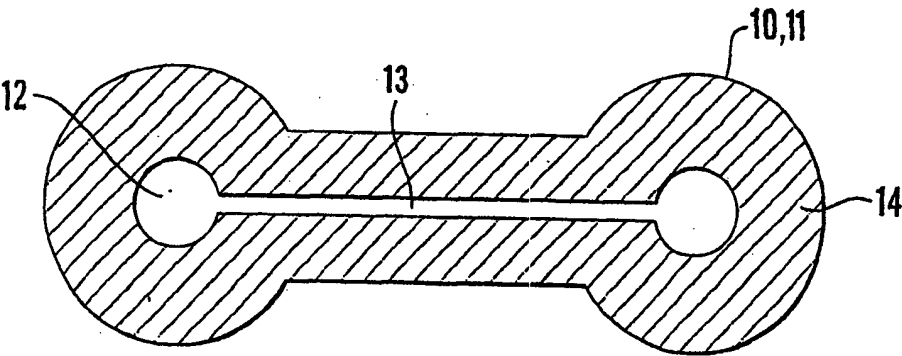


图 15a

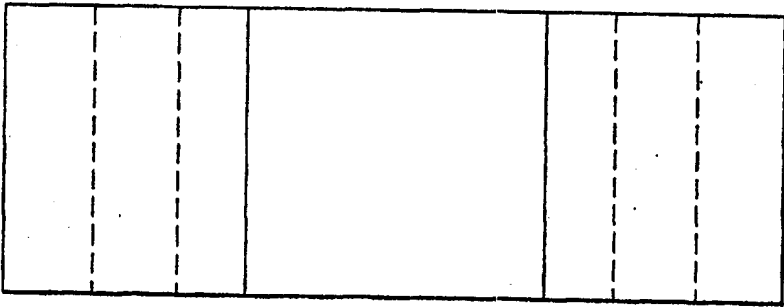


图 15b

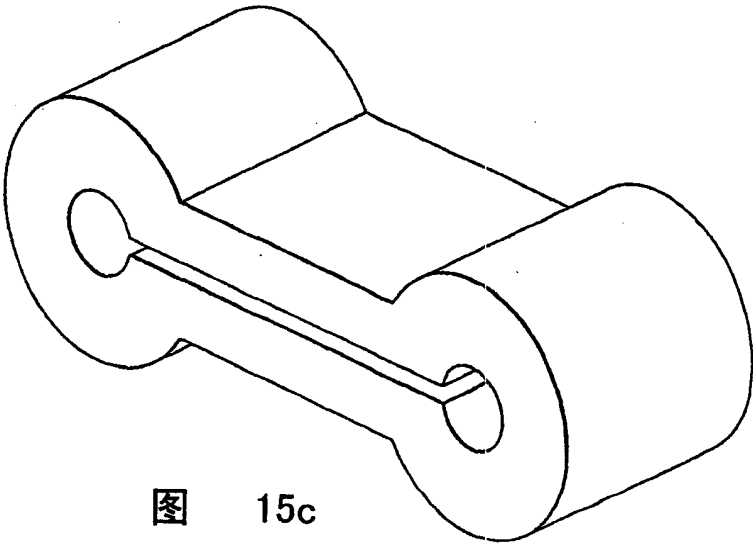
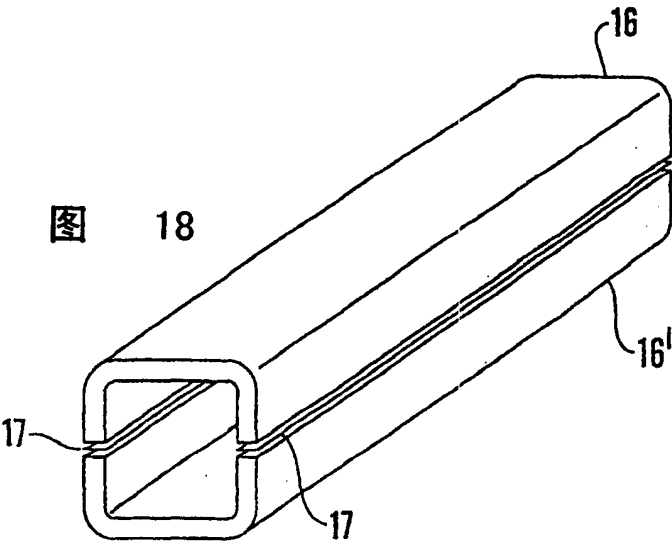
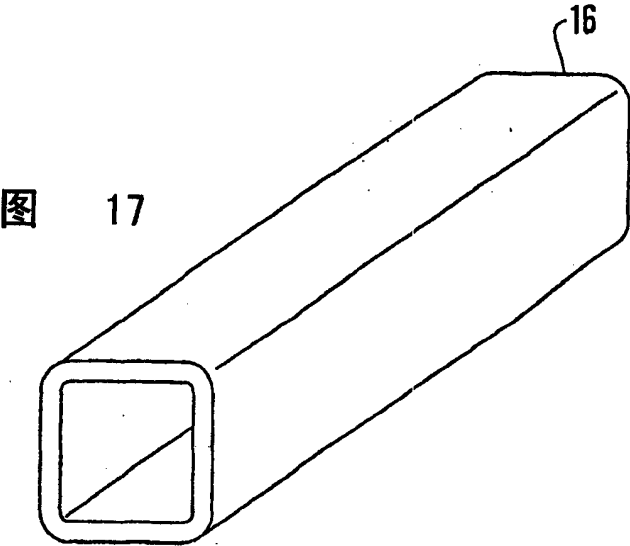
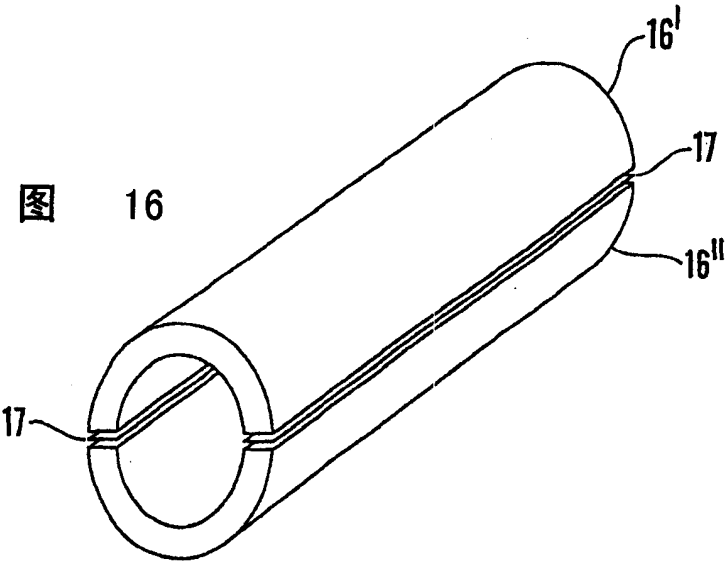
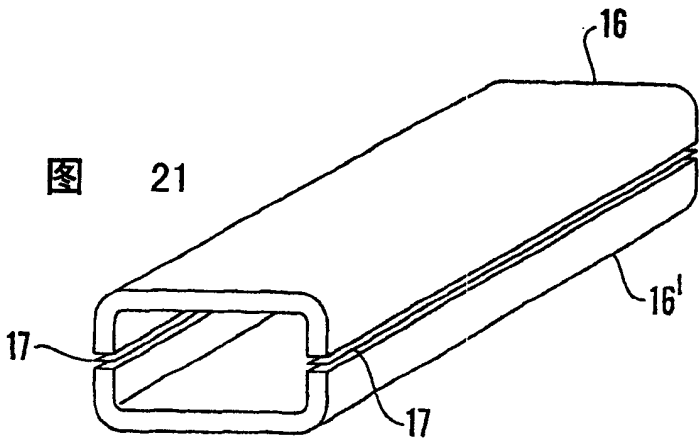
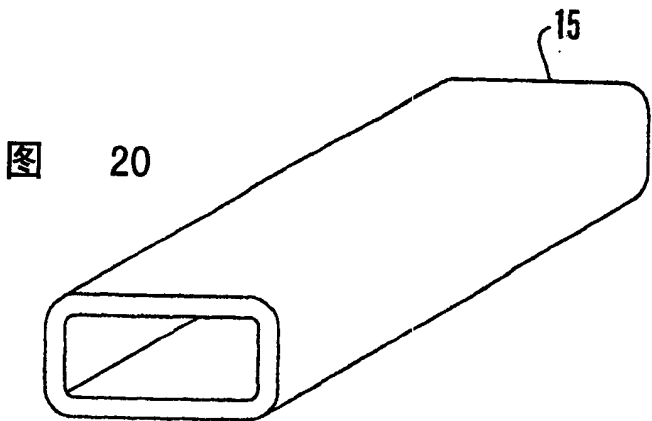
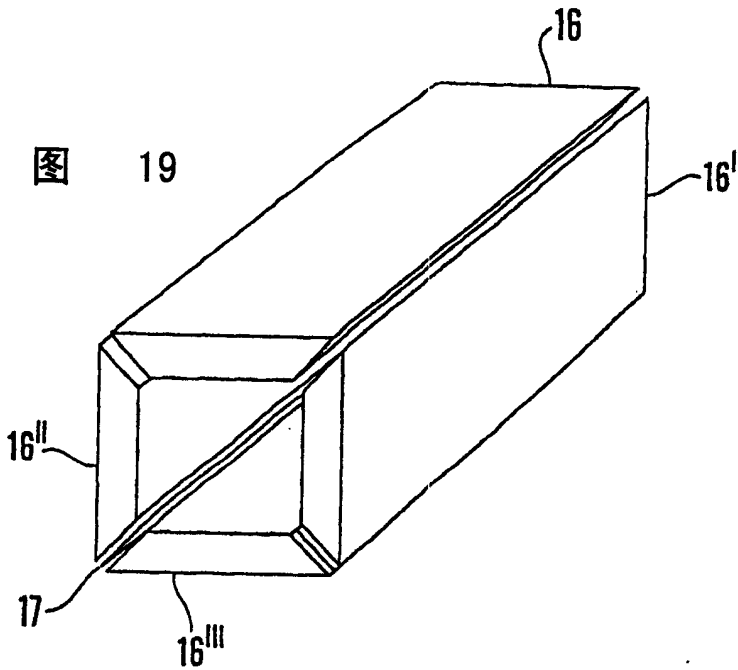


图 15c





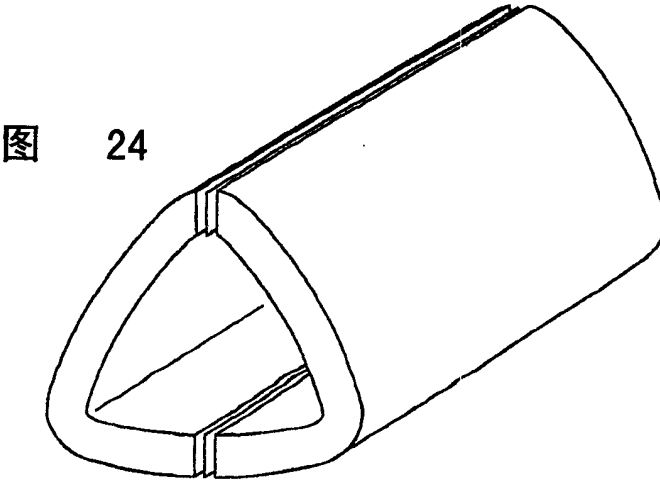
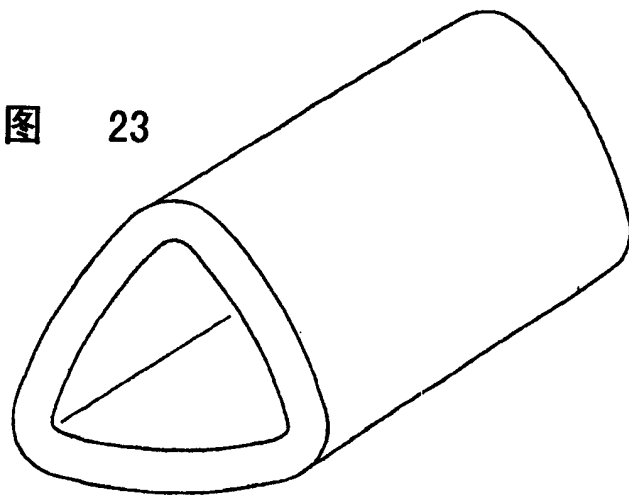
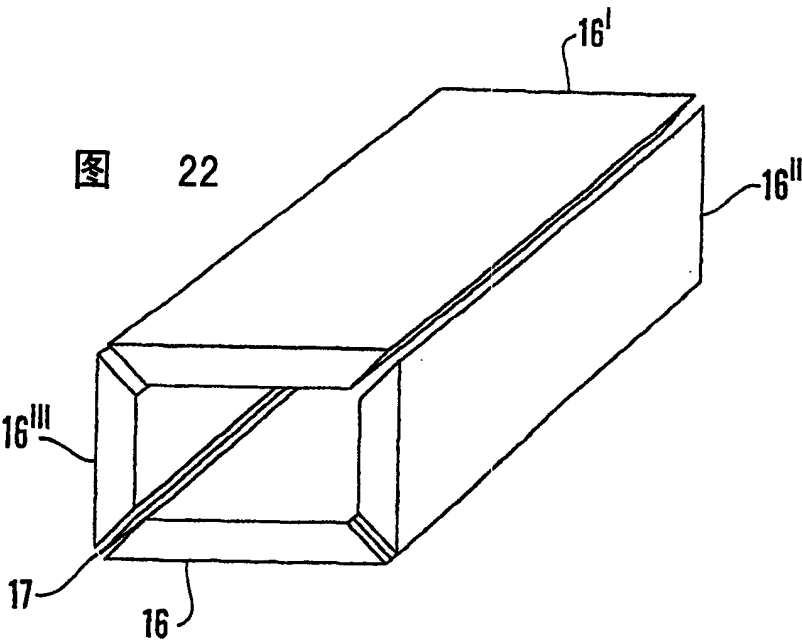


图 25

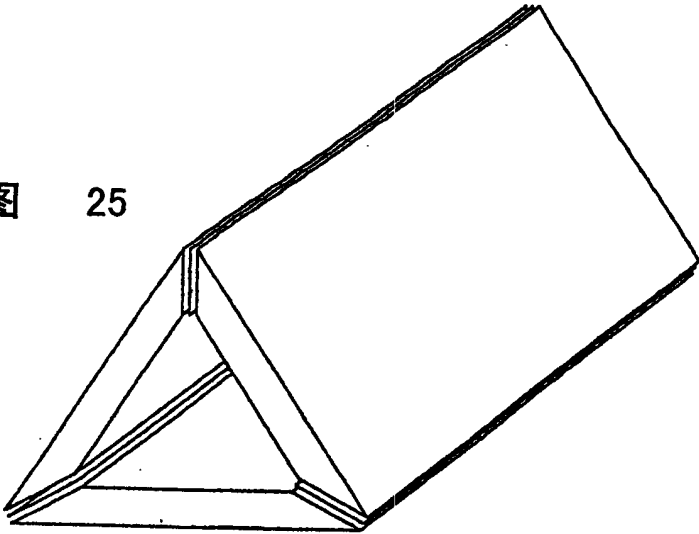


图 26

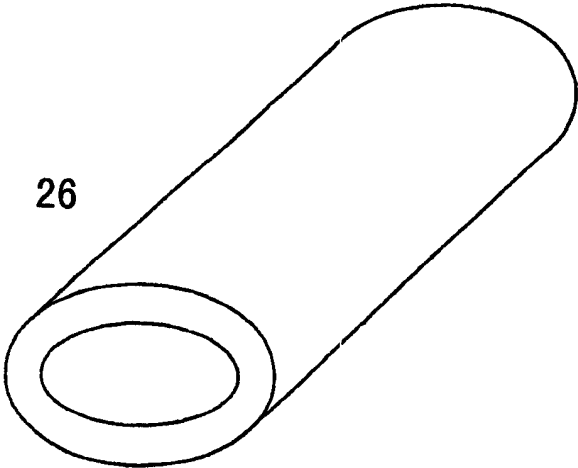
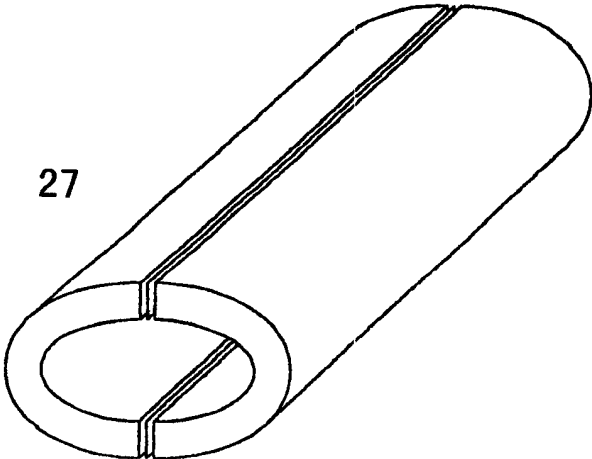


图 27



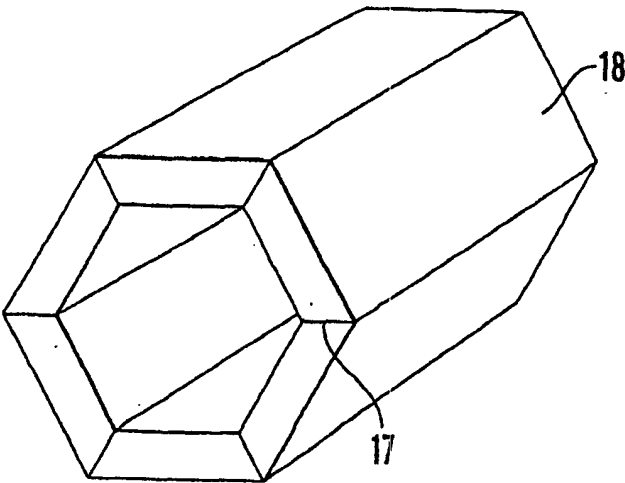


图 28

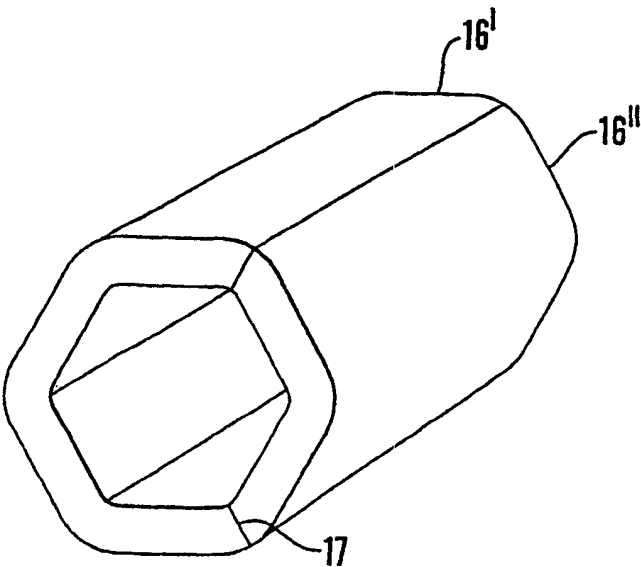


图 29

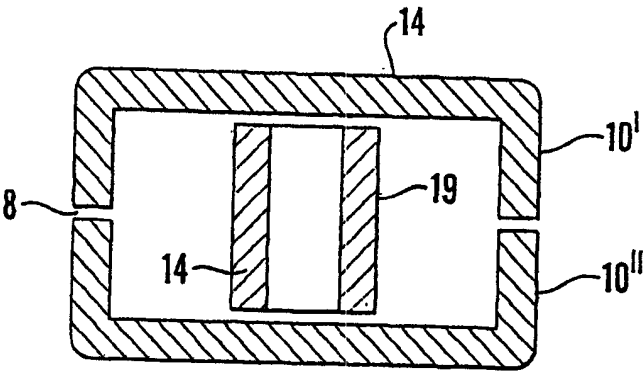


图 30a

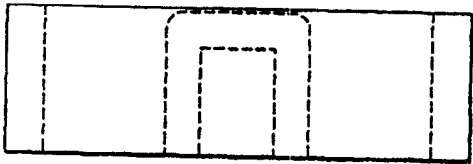


图 30b

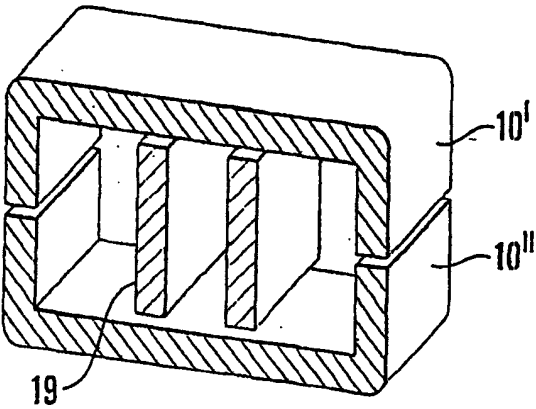


图 30c

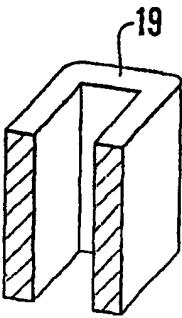


图 30d

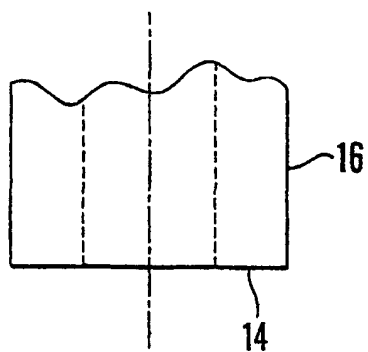


图 31

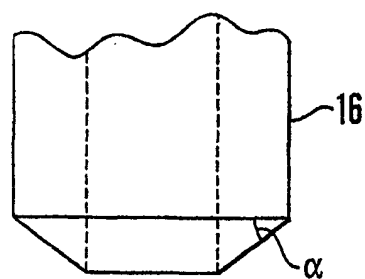


图 32

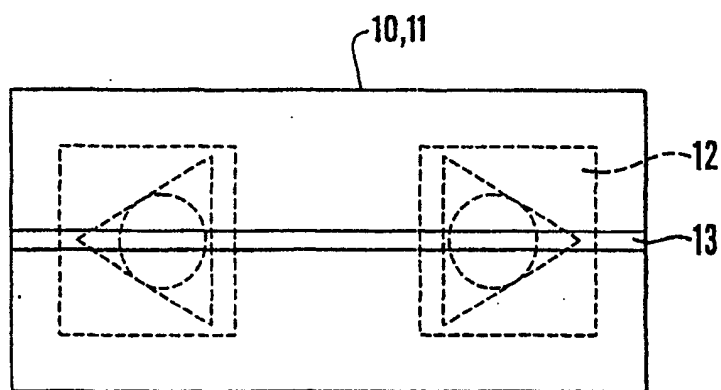


图 33

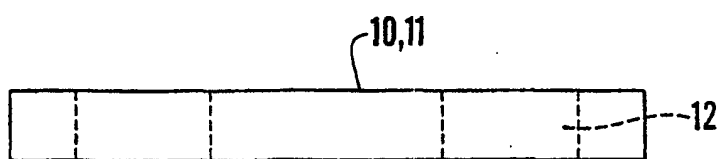


图 34

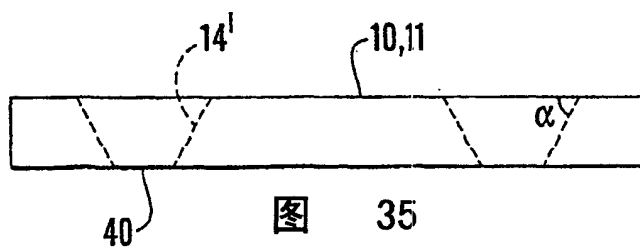


图 35

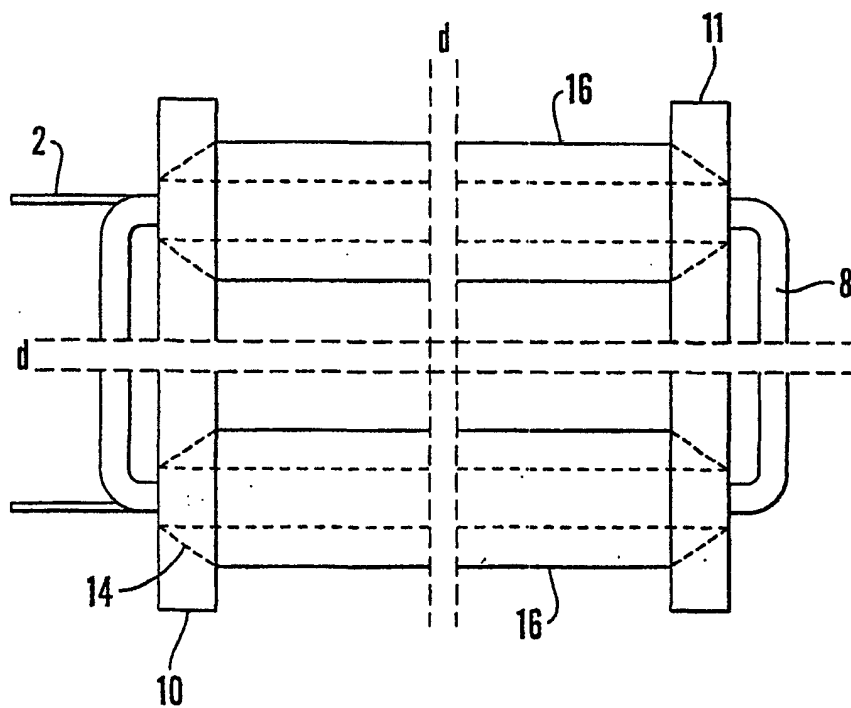


图 36a

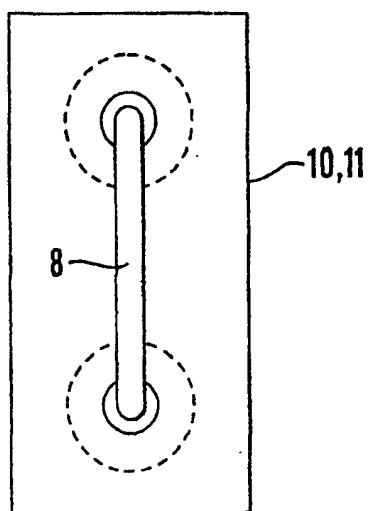


图 36b

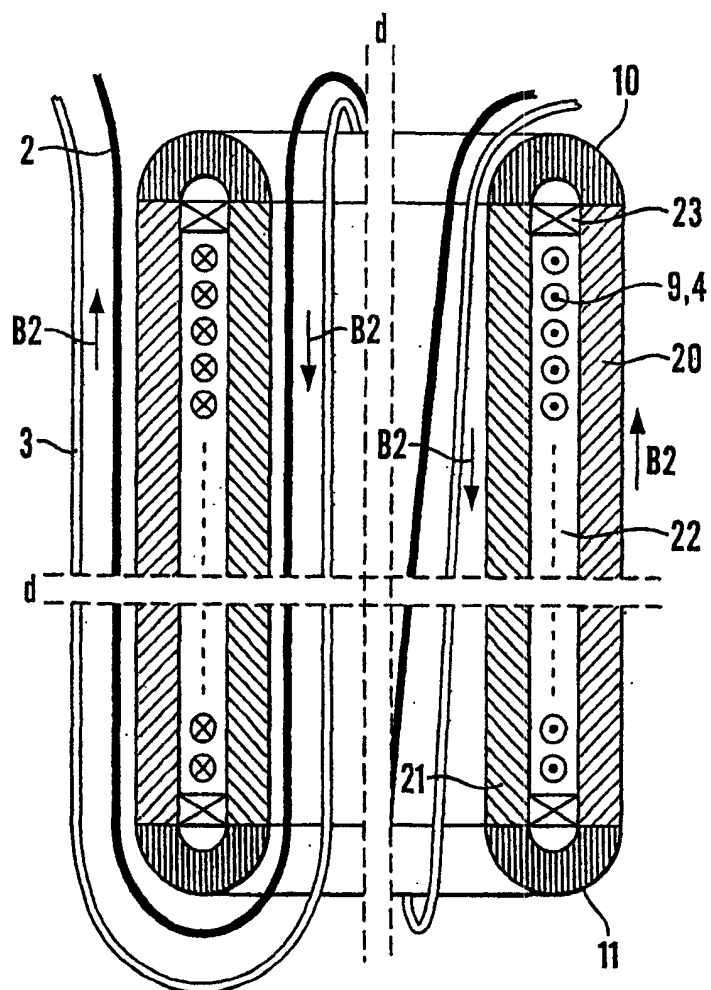


图 37a

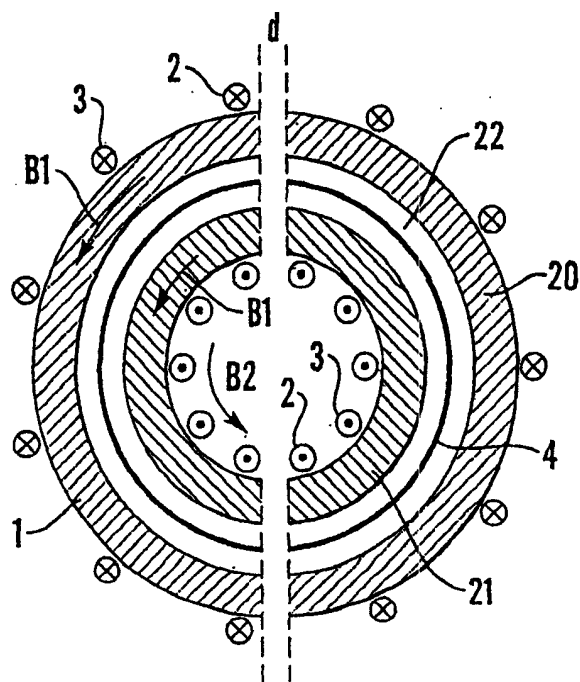


图 37b

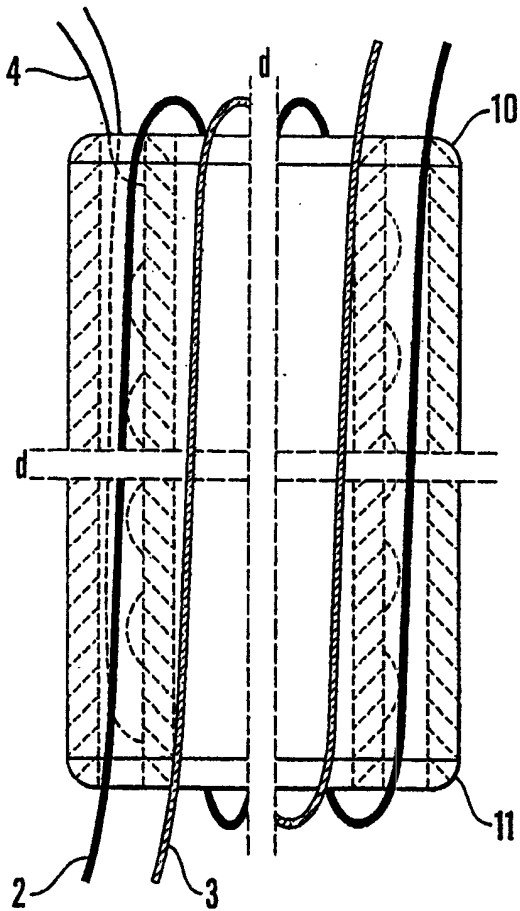


图 38a

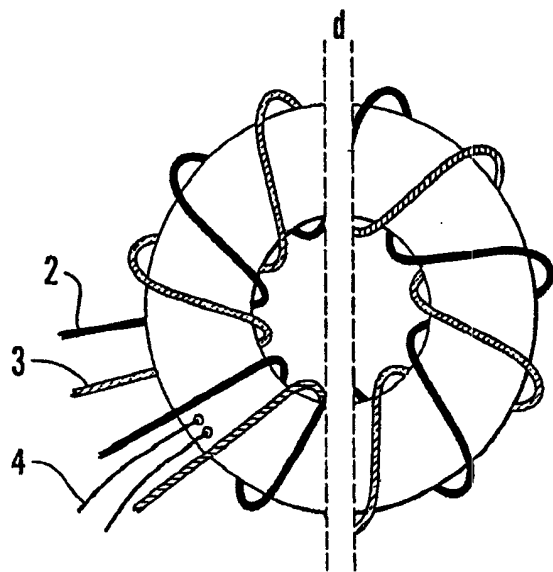


图 38b

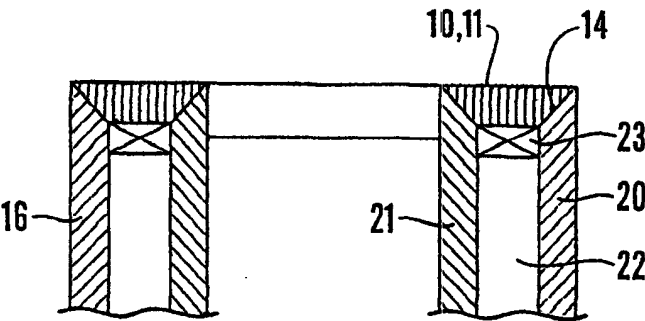


图 39a

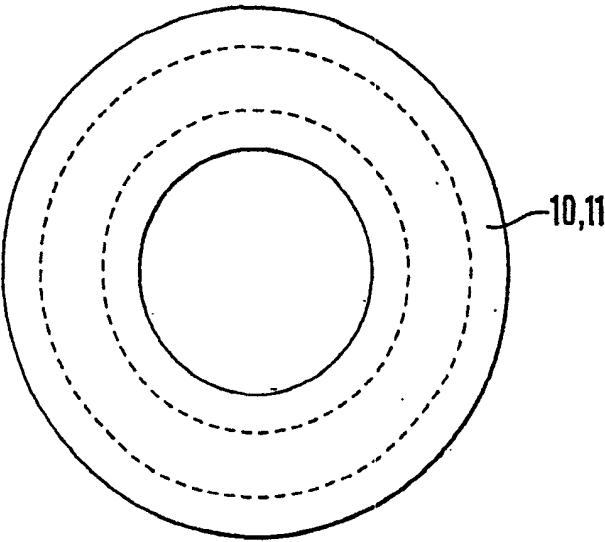


图 39b

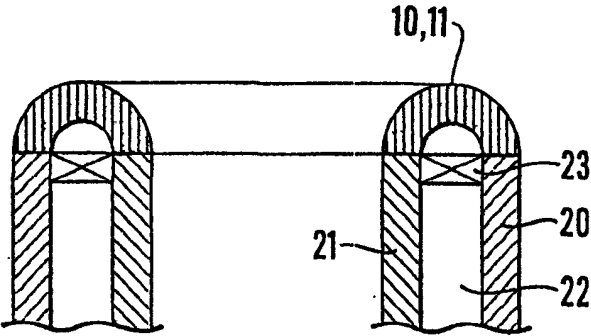


图 40

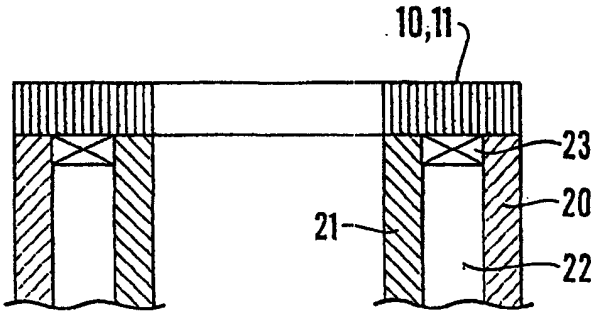


图 41

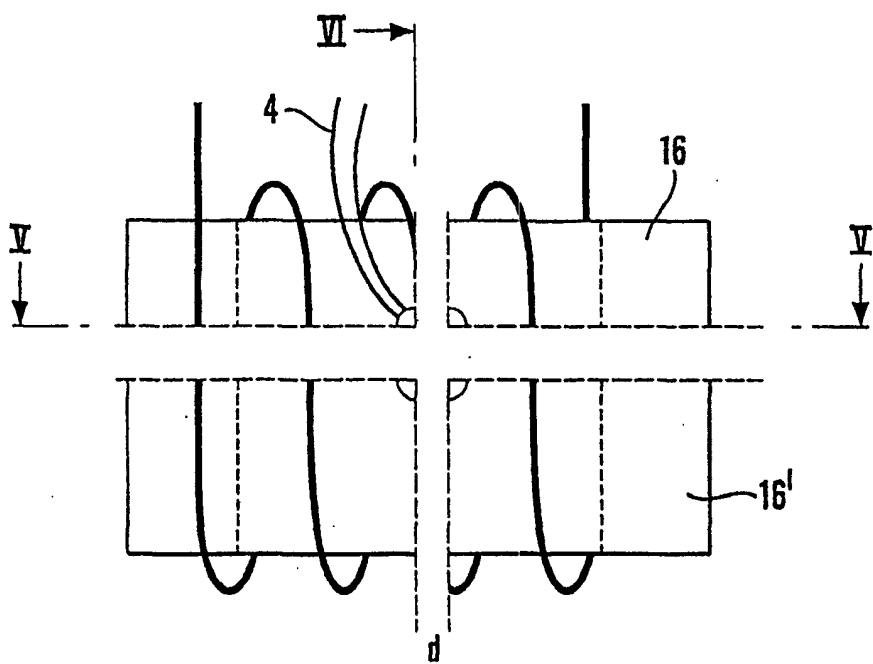


图 42

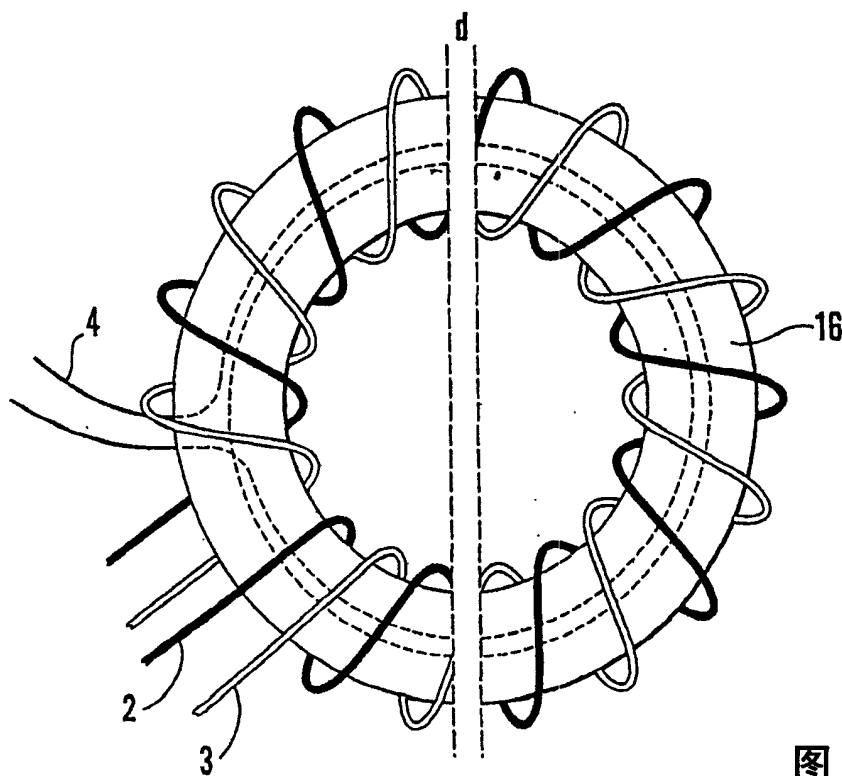


图 43

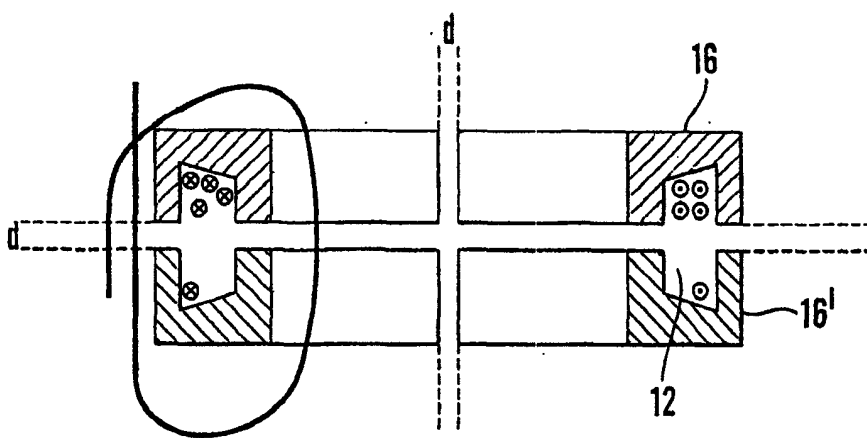


图 44

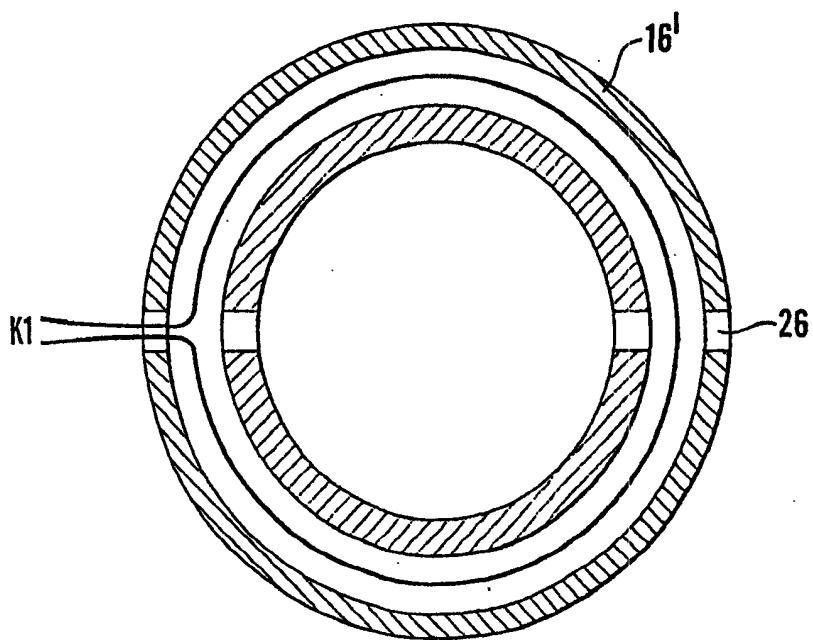


图 45a

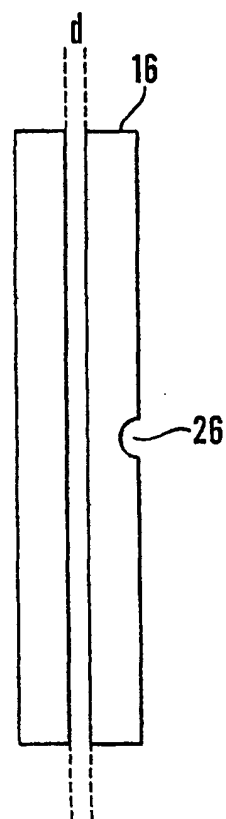


图 45b

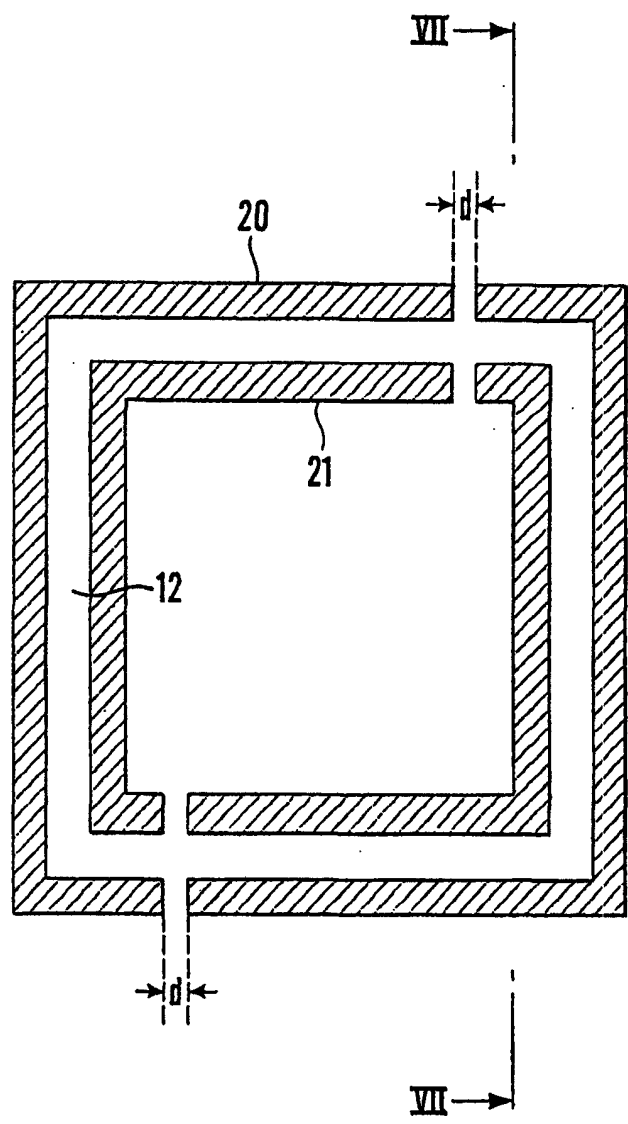


图 46a

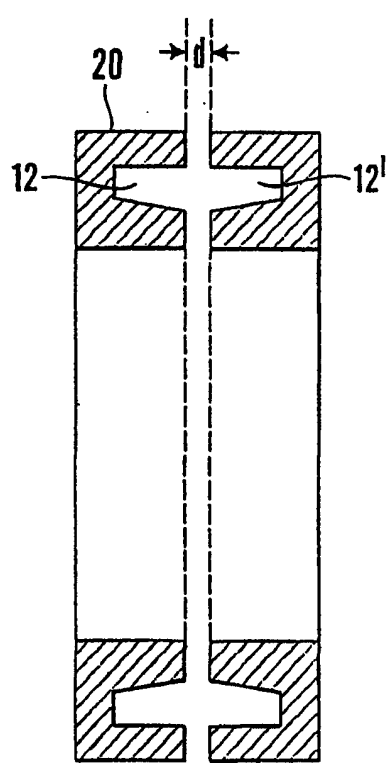


图 46b

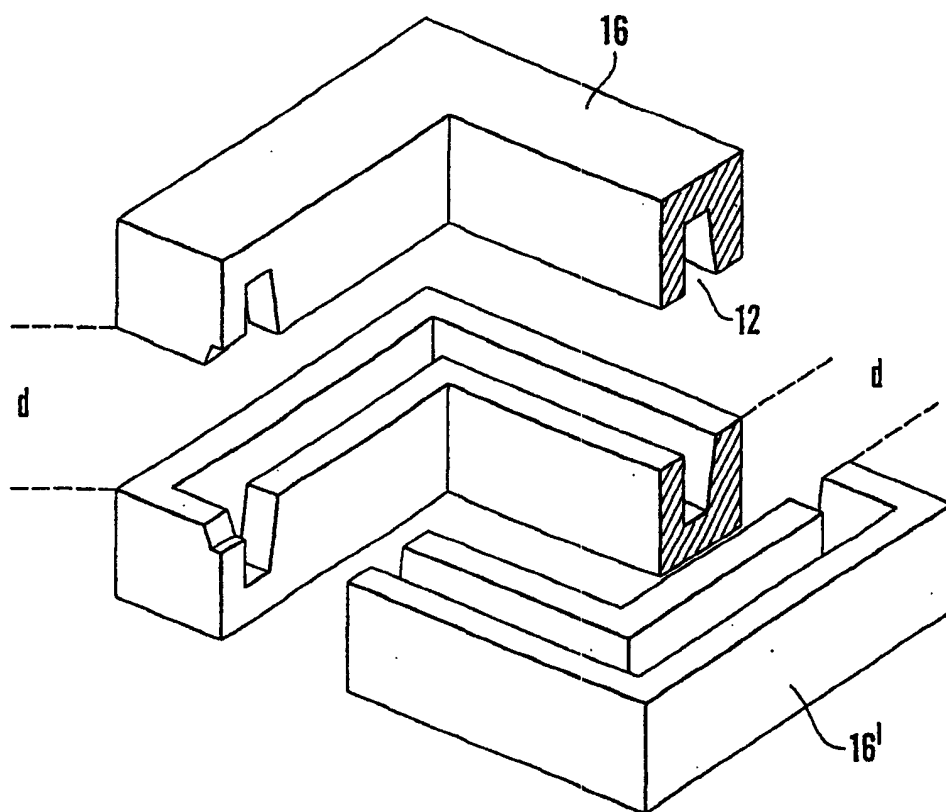


图 47a

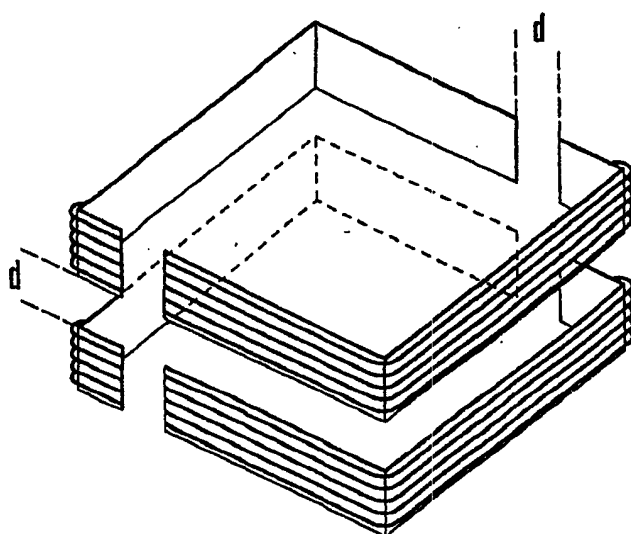


图 47b

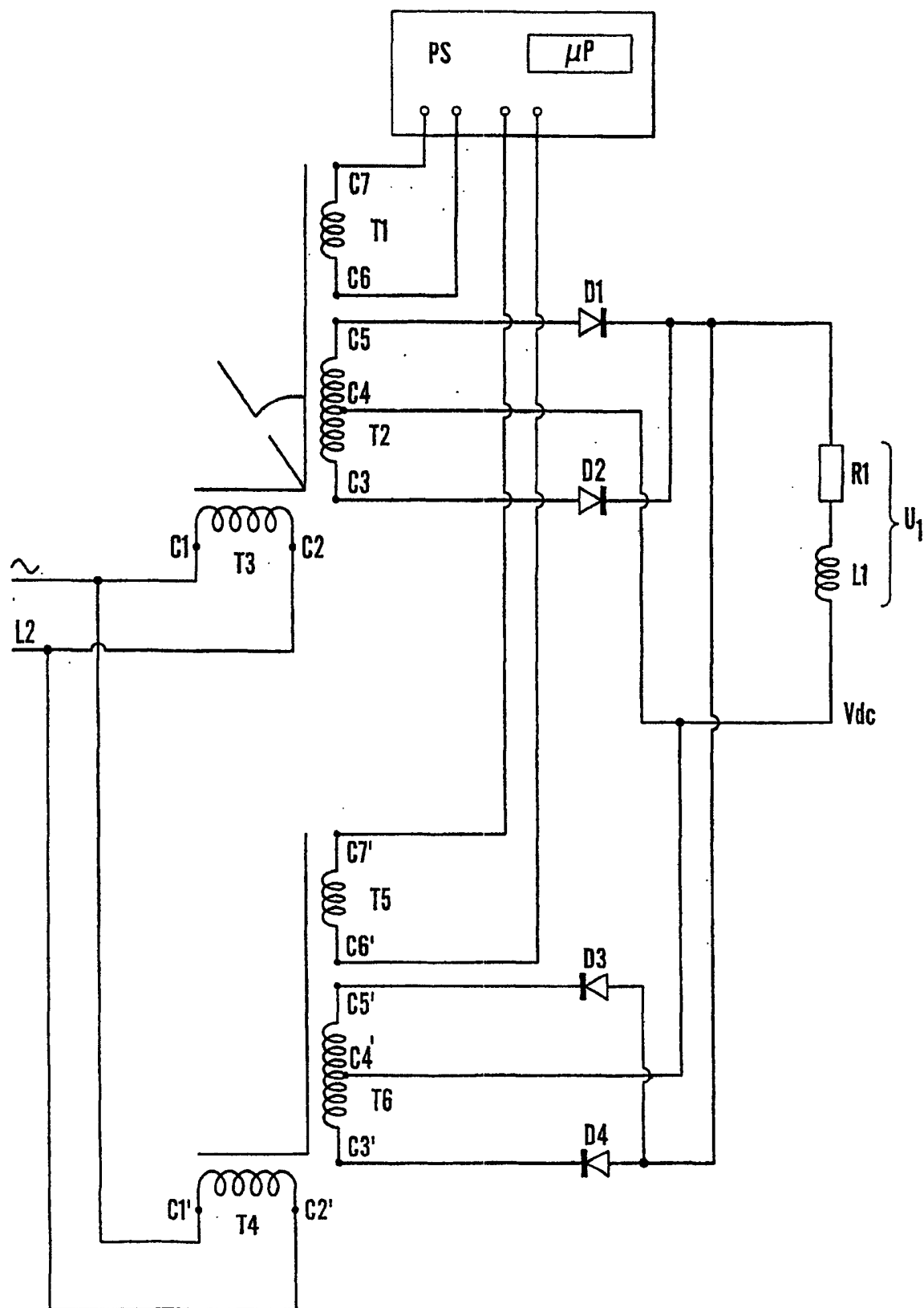


图 48

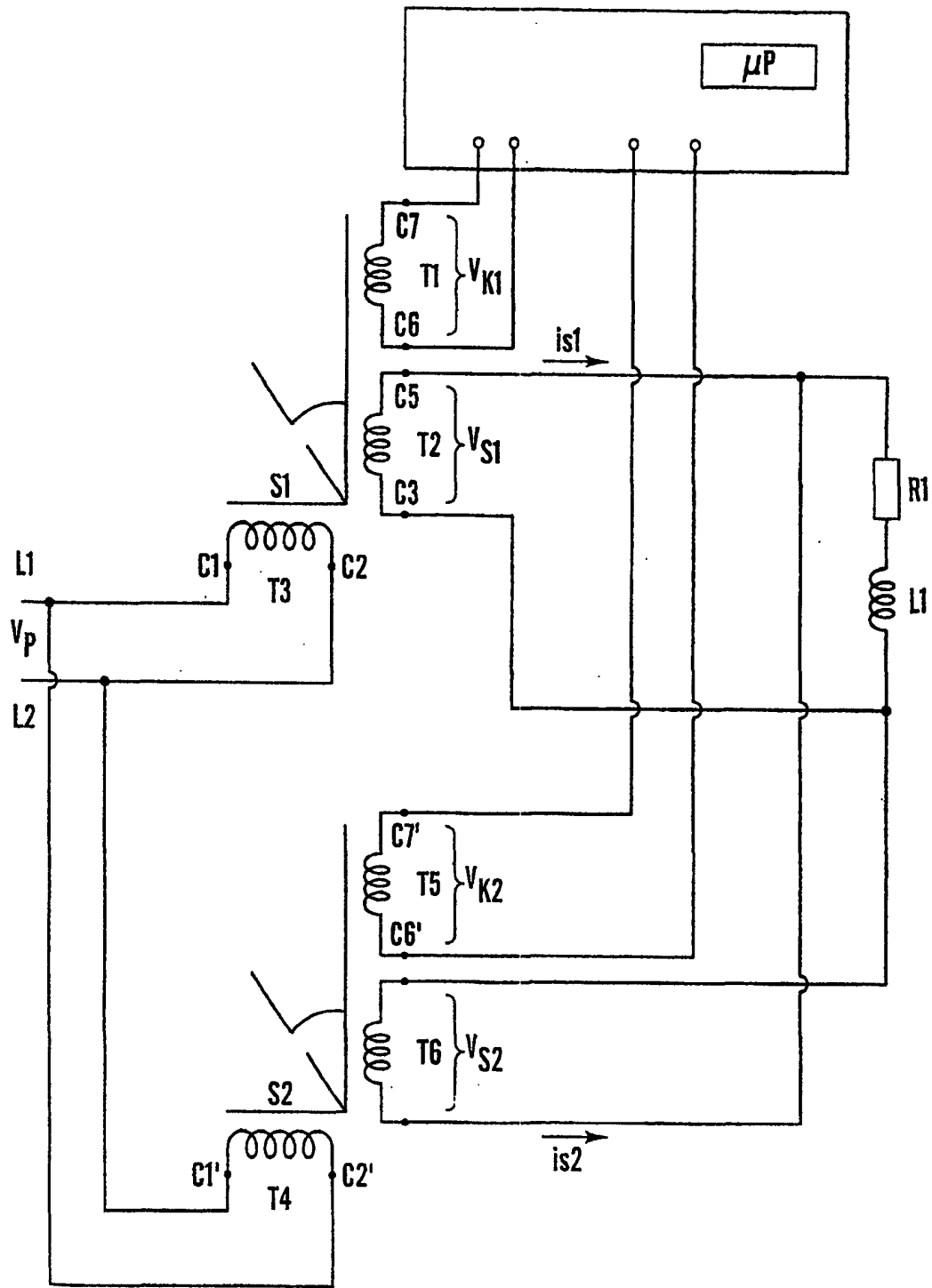


图 49

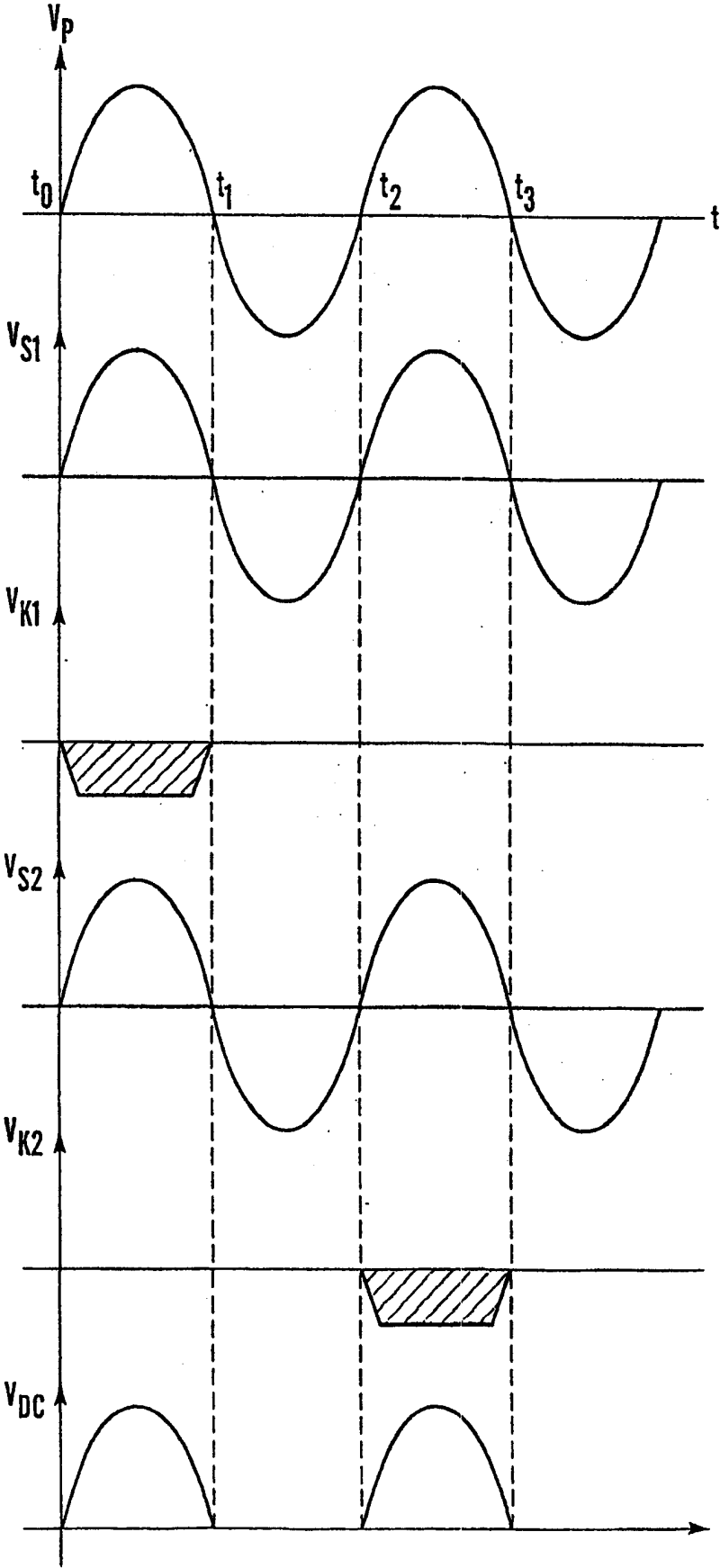


图 50