

[19] 中华人民共和国国家知识产权局



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03825835.8

[51] Int. Cl.

H03H 7/01 (2006.01)

H02M 1/12 (2006.01)

H02H 9/00 (2006.01)

H02P 27/08 (2006.01)

[45] 授权公告日 2009 年 5 月 13 日

[11] 授权公告号 CN 100488043C

[22] 申请日 2003.6.3 [21] 申请号 03825835.8

[30] 优先权

[32] 2003.1.20 [33] EP [31] 03001097.9

[86] 国际申请 PCT/EP2003/050210 2003.6.3

[87] 国际公布 WO2004/066492 英 2004.8.5

[85] 进入国家阶段日期 2005.7.19

[73] 专利权人 沙夫纳 EMV 股份公司

地址 瑞士卢特巴赫

[72] 发明人 M·M·西波拉 P·库尔-布赫

[56] 参考文献

CN1131357A 1996.9.18

US5990654A 1999.11.23

US5686806A 1997.11.11

EP0758161A 1997.2.12

审查员 吴紫璇

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 吴立明 王勇

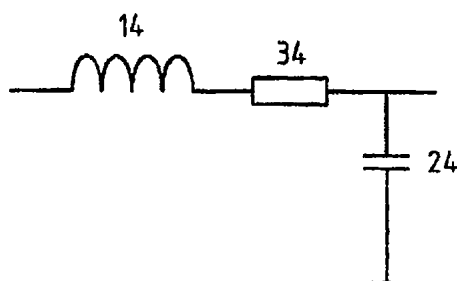
权利要求书 2 页 说明书 14 页 附图 6 页

[54] 发明名称

滤波网络和电气系统

[57] 摘要

用于降低电动机驱动器与电动机之间和/或配电网与电动机驱动器之间的电压切换速度的滤波网络针对每个电相位包括自阻尼电感器，该自阻尼电感器具有由幅度(Z)和相位(Φ)确定的复数阻抗，所述复数阻抗的所述相位(Φ)在电动机的电流的频率范围内被包含在 80 与 90 度之间，而且所述复数阻抗的所述相位(Φ)在过电压振荡的频率范围内小于 60 度。使用本发明的滤波网络，可能制造产生低电压过冲和低损耗的低成本和小型的 du/dt 滤波器。



1. 滤波网络，用于降低电动机驱动器与电动机之间和/或配电网与电动机驱动器之间的电压切换速度和过电压振荡，该滤波网络针对每个电相位包括自阻尼电感器，该自阻尼电感器具有由幅度和相位(φ)确定的复数阻抗，其特征在于所述自阻尼电感器的特性是使得在所述过电压振荡的频率范围内所述复数阻抗的所述相位(φ)的最高值与在所述过电压振荡的频率范围内所述复数阻抗的所述相位(φ)的最低值之间的差值小于10度。

2. 根据权利要求1所述的滤波网络，其中所述自阻尼电感器的电阻特性被选择成在过电压振荡的频率范围内随频率增加超过至少十倍。

3. 根据权利要求1所述的滤波网络，其中所述自阻尼电感器的电阻特性被选择成在过电压振荡的频率范围内与频率成比例地增加超过至少十倍。

4. 根据权利要求3所述的滤波网络，所述差值小于5度。

5. 根据权利要求1所述的滤波网络，所述过电压振荡的频率范围包含从100kHz到5MHz的频率。

6. 根据权利要求1所述的滤波网络，所述复数阻抗的所述相位在所述过电压振荡的频率范围内小于60度。

7. 根据权利要求1所述的滤波网络，所述自阻尼电感器被构成成为一个离散的部件。

8. 根据权利要求7所述的滤波网络，所述自阻尼电感器包括至少一个导电材料线圈。

9. 根据权利要求8所述的滤波网络，所述自阻尼电感器进一步包括与至少一个导电材料线圈耦合的由磁性材料制成的磁芯。

10. 根据权利要求9所述的滤波网络，由所述磁性材料的依赖于频率的磁导率特性引起所述复数阻抗的特性。

11. 根据权利要求9所述的滤波网络，由所述至少一个线圈的交流电阻引起所述复数阻抗的特性。

12. 根据权利要求1所述的滤波网络,所述自阻尼电感器包括离散的电感器和离散的具有依赖于频率的电阻性特性的电阻。

13. 根据权利要求12所述的滤波网络,所述电感器被连接到所述自阻尼电感器的驱动器端,所述电阻被连接到所述自阻尼电感器的电动机或网络端。

14. 根据权利要求1所述的滤波网络,进一步包括所述自阻尼电感器的电动机或网络端处的电容(24)。

15. 根据权利要求1所述的滤波网络,其用于三相电气系统。

16. 根据权利要求15所述的滤波网络,其包括三个自阻尼电感器。

17. 根据权利要求16所述的滤波网络,磁性耦合所述三个自阻尼电感器。

18. 电气系统,其包括用以控制电动机的电动机驱动器、至少一个根据上述权利要求之一所述的滤波网络和至少一条电缆;

其中所述滤波网络被安插在所述电动机驱动器与所述电缆之间,或者所述滤波网络被安插在所述电动机驱动器和配电网之间,或者所述滤波网络被安插在所述电动机驱动器、所述电缆和配电网之间。

19. 根据权利要求18所述的电气系统,所述滤波网络被集成在所述至少一条电缆内。

20. 根据权利要求18所述的电气系统,所述电气系统是三相电气系统。

滤波网络和电气系统

技术领域

本发明涉及一种滤波网络，该滤波网络用于防止由于传输线效应和/或电动机输入处的阻抗不连续性引起的过电压，该电动机利用电缆被连接到电动机驱动器和/或连接在电动机驱动器与配电网之间。

背景技术

诸如可变速电动机驱动器（ASD）那样的变频器现今被广泛地用于控制诸如感应电动机或永磁电动机那样的电动机。在大多数情况下，脉宽调制（PWM）被用来调整所期望的电动机操作：为了产生一系列不同宽度的脉冲，由诸如绝缘栅双极晶体管（IGBT）那样的功率半导体对直流（DC）电压进行斩波，该脉冲的平均值与所需电压对应。因而功率半导体在这种电动机驱动器中被用作接通/断开（ON/OFF）开关。

实际上，这些开关都不是理想的：它们在接通（ON）状态期间有功率损耗而且不能以无限大的速度从断开（OFF）状态切换到接通（ON）状态并返回，因此导致了开关损耗。为了降低此开关损耗，通常的解决方案是使用更快速切换的功率半导体。现今的快速功率半导体一般以大约 $3000\text{V}/\mu\text{s}$ 的速度切换驱动器的输出电压。在 560V 的直流电压的一般情况下，这样的高的切换速度导致两个离散电压值之间的切换时间为 200ns 或更少。

在图 1 中示例了 ASD 的输出电压的一般波形。在此实例中，可以表达为电压导数 du/dt 的值的电压切换速度大致为 $3000\text{V}/\mu\text{s}$ 。

尽管高速切换允许开关损耗的降低，但是当考虑包含电动机驱动器、电缆和电动机的完整安装时存在一些缺陷。

首先，高速电压切换通过驱使电容电流流入电动机与电缆的绝缘体和支座来施压给该电动机与电缆：

$$I_{\text{capacitive}} = C \cdot \frac{du}{dt},$$

其中 C 是这些绝缘体和/或支座的对地电容。电容电流还贡献于此安装的电磁干扰，因此产生针对相邻设备的电磁扰动。

其次，并且有时更重要地，高速切换可在将电动机连接到驱动器的电缆的电动机端上引起大量过电压振荡，尤其是在长电缆的情况下引起过电压振荡，这可导致电动机损坏和/或电缆的绝缘击穿。

这些过电压振荡的原因就是所谓的传输线效应：在长电缆中，不能认为功率切换期间的电压在整个电缆上为常数。必须认为该电压是需要一些时间从电缆的输入传输到电缆的输出的信号，一般以 $0.8 \times$ 光速的速度来传输。在这种情况下，传输线内的阻抗不连续性将引起电压反射，该电压反射在它们加上原始传输的波形时引起过电压。

可以粗略估计，如果电缆内电压的传输时间大于电缆的输入处的电压的上升时间的一半，那么电缆的电动机端处的电压就可以振荡高达电缆的输入处的电压值的两倍。例如，以电动机驱动器的输出处的一般上升时间 200ns ，24 米长的电缆的电动机端处的过电压值大致为直流传输线电压值的两倍： $2 \times 560\text{V} = 1120\text{V}$ 。其中直流电压可为 1100V 的 690V 主网络系统的过电压问题甚至更严重，可能会引起 2200V 的过电压振荡，同时在很多应用中，最大可允许电动机电压通常只有 1500V 。

图 2 例如表示在利用 200 米长的电缆连接到具有图 1 中所示输出电压的 ASD 的电动机的输入处测量的电压。由于传输线效应以及电缆与电动机之间的阻抗不连续性导致的过电压振荡在此实例中达到最大电压 1000V 。

避免电动机端处的过电压的解决方案将会保持驱动器的输出电压的切换速度 du/dt 低于临界值，该临界值取决于整个系统的特性。根据以上给出的估计可以例如进行计算，利用驱动器与电动机之间的 200 米长的电缆以及 560V 的直流传输线电压，大量过电压已经以 $336\text{V}/\mu\text{s}$ 的 du/dt 值出现。为了避免系统操作期间的过电压，电动机驱动器的功率半导体的切换速度因此应低于该值。然而该解决方案有存在大量切换损耗的缺陷。此外，并不总是可能和/或期望设置驱动器的元件特性。

在专利申请 CH1724/02 中，已经提出了通过使用阻抗匹配网络或通常在电动机的终端处包含电阻、电容和/或齐纳二极管的钳位电路来防止或消除过电压。尽管这种电动机端处的终端网络很好地适于很多应用，但是它们通常损耗非常大，因此释放大量的热量并难于在电动

机附近安装。

因此在本发明的设计内已注意到，对防止和/或减少过电压最吸引人的解决方案是使用所谓的 du/dt 滤波器，该 du/dt 滤波器通常置于电动机驱动器的输出与电缆的输入之间用于降低电缆中的电压切换速度 du/dt 。

这种 du/dt 滤波器以其最简单的形式由一个连接在每个驱动器的输出相位与相应的电缆相位之间的亦称为扼流圈的电感器。为了调整 du/dt 值并因此稳定例如具有不同电缆长度的滤波器的操作，通常在电缆侧增加电容，该电容与扼流圈的输出彼此连接或者连接到地或中线。这种 du/dt 滤波器有效地减小 du/dt 值，并同时减少对电磁干扰负责的电流。

在图 3 中示例了一般现有技术的 du/dt 滤波器的示意图。出于简单，仅显示了可能的两个、三个或更多相位中的一个。驱动器被连接到扼流圈 10 的左侧，同时电缆将被连接到扼流圈 10 的右侧、电容 20 和扼流圈 10 的连接点。该滤波器因此是 LC 低通滤波器。

尽管在大多数应用中，这种仅由扼流圈构成的或由扼流圈与电容构成的简单滤波器能够使 du/dt 值进入合适的范围，以便避免由于反射引起的过电压，但是它们还是存在重要的缺陷：扼流圈本身在其输出处产生电压过冲，然后沿着电缆将电压过冲传送至电动机。

可以两种不同的方式来解释扼流圈 10 的电压过冲：

1) 当电动机驱动器的输出电压快速切换时， du/dt 滤波器的输出电压首先保持不变，然后相对缓慢地朝新的驱动器输出电压值变化，因此放慢了电压切换速度。因此在该切换时间期间扼流圈 10 两端存在电压差，而且根据基本电路原理，电感器两端的电压根据以下公式构成到扼流圈的电流：

$$I = \frac{U \cdot t}{L},$$

其中 I 是电流， U 是在扼流圈 10 上的电压差， t 是时间以及 L 是扼流圈 10 的电感。另一方面，当滤波器的输出电压电平最终达到所期望的输出电压电平（即驱动器的输出电压）时，在扼流圈内已经构成了相当大的电流，换言之，在电感器 10 中存储了可以通过以下公式计算的能量：

$$E = \frac{1}{2}LI^2,$$

其中 E 是能量, L 是扼流圈 10 的电感以及 I 是电流。电感器 10 中的电流 (即其中存储的能量) 不能即刻消失。因此该电流不得不继续从电动机驱动器通过扼流圈 10 流向滤波器的输出电容 20 和/或电缆的电容。于是该电流将通过给输出电容进行充电而引起电压过冲。当滤波器的输出电压达到驱动器的输出电压时, 在与上述时间周期期间的电压差方向相反的方向上在扼流圈 10 两端逐渐构成电压。该电压差使电感器的电流逐渐减少至零。因此“重置”电感器 10。

2) 还可以通过在低于 LC 滤波器的固有共振频率下操作 du/dt 滤波器的事实来解释电压过冲。换言之, 该驱动器的切换频率低于 LC 滤波器的谐振频率:

$$F_{\text{res}} = \frac{1}{2}\pi\sqrt{LC}.$$

对此问题的可替换的解决方案可以是将滤波器的谐振频率设置为恰好低于电动机驱动器的切换频率。在此情况下, 电压波形将没有时间经历所有的极限条件, 该极限条件包括最大电压过冲点。这种解决方案为大家所熟知并称为“正弦滤波器”, 因为它还使脉宽调制的电压平滑为正弦波形。然而, 针对很多应用, 正弦滤波器太贵也太大, 而且由于其滤波更甚于 du/dt 滤波器, 对系统的动态响应也产生负面影响。

图 4 中示出当图 3 的 du/dt 滤波器被连接到具有图 1 的输出的驱动器时该 du/dt 滤波器的输出电压的一般波形。可以看出 du/dt 值已降低, 因为电压上升时间比图 1 或图 2 的电压上升时间更长, 但是由于扼流圈 10 本身的电压过冲, 峰值电压电平与图 2 的峰值电压电平是可比的, 图 2 示例了无任何滤波器的情况。在图 5 中示例电缆的电动机端处的扼流圈 10 的所测量的电压过冲。

在大多数情况下, 可以由所谓的阻尼电阻来降低这个电压过冲。在图 6 和 10 中示例了使用阻尼电阻的现有技术的 du/dt 滤波器的实例。出于简单, 这些示意图仅示例了滤波器的可能的两个、三个或更多相位中的一个相位。

在图 6 中所示的现有技术的 du/dt 滤波器中, 阻尼电阻 31 与扼流圈 11 并联。因为电阻 31 损耗了由输出电容 41 代表的否则将对电

缆进行充电的一部分能量，而且因为阻尼电阻 31 在输出电容 41 放电且扼流圈的输出电压变得高于其输入电压时从扼流圈的输出引导电流流回驱动器的输出，所以减少了滤波器的输出处的电压过冲。然而，当电阻 31 引导放电电流时，该能量被转化为损耗，而该损耗在利用 200 米长的电缆以及以大约为 10kHz 的切换频率操作这种衰减的 du/dt 滤波器时通常达到数百瓦。因此尽管与扼流圈 11 并联的阻尼电阻 31 有效地削弱了滤波器的输出处的电压过冲，但是在电缆通过电阻 31 实际进行充电和放电时，电阻 31 中的功率耗散（或损耗）还是过度的。

此外，当并联的两个阻抗导致较低的总阻抗值（ $R \parallel R \approx \frac{1}{2} R$ ）时，为了获取针对所期望的 du/dt 降低的足够的总阻抗，必须增加电感器的阻抗值，因此暗示使用通常更大和更贵的扼流圈。

这种现有技术的 du/dt 滤波器的另一个缺陷在于它们的特性严重依赖于电缆的电容 41 的值，该电缆的电容 41 的值反过来依赖于电缆的长度。换言之，需要根据计划的电缆长度和/或根据电缆的电容 41 的值来设计现有技术的 du/dt 滤波器，即需要选择它们的部件的特性。图 7、8 和 9 例如示出与具有不同长度的电缆一起使用的现有技术的 du/dt 滤波器的输出电压的波形。在这些实例中，根据图 6 的示意图的 du/dt 滤波器与 100 μ H 的扼流圈 11 和 100 欧姆的阻尼电阻 31 的典型值一起使用。

在图 7 中，电缆的电容 41 的值是 1nF，其与短的电力电缆一般的电容相对应。输出电压的波形非常符合要求，其中 du/dt 值大约为 3750V/ μ s 而最大电压过冲不高于 650V。图 8 中所示波形示例利用具有 10 nF 的电容 41 的电缆连接相同的驱动器和电动机时的输出电压，该输出电压与中等长度电缆相对应。 du/dt 值大约为 518V/ μ s 而最大电压过冲上升至 800V。图 9 示出当使用具有 100 nF 的电容 41 的长电缆时的滤波器的输出电压的波形。所以 du/dt 值大约为 87V/ μ s 而最大电压过冲上升至 1500V。以上实例示出被设计来与某一电缆（例如短电缆）一起运行的现有技术的 du/dt 滤波器当与中等长度电缆或长电缆一起使用时将会引起非常不同的阻尼结果。

在图 10 的实例中，阻尼电阻 32 与滤波器的输出电容 22 串联。因此它并没有“旁路”扼流圈 12 并以类似于输出充电元件的方式进

行连接。滤波器的输出电容 22 因此越过阻尼电阻 32 向地释放其能量。然而,这种解决方案在电缆的地-电容和/或相位-到-相位电容 42 具有与滤波器的电容 22 的电容相当的幅度的应用中并没有效果,尤其是对于长屏蔽(MCCMK)电缆的情况,因为它并没有衰减与图 10 中箭头所示的滤波器的扼流圈 12 与电缆的电容 42 之间的能量交换相关的振荡。

可替换的方法是通过使用例如连接在扼流圈 13 的输出和驱动器的直流传输线之间的二极管 53 或针对电能 63 的外部存储器来对滤波器的输出处的电压过冲进行钳位(图 11)。除了二极管 53 的低可靠性和高成本,该解决方案的主要缺陷在于与电压钳位相关的高幅度和瞬时电流,其为极端的电压限制。换言之,尽管在滤波器的输出处的电压波形似乎是可接受的,但是电流可具有快速变化和引起高电磁干扰的振荡。该解决方案的一个特定问题是在降低电压切换速度 du/dt 期间在滤波器的扼流圈 13 中所存储的能量产生所谓的飞轮电流(free wheeling current),该飞轮电流从直流传输线 63 流经扼流圈 13 和二极管 53 并返回到直流传输线 63。该飞轮电流可例如破坏由电动机驱动器所完成的电动机估计测量并以及在二极管 53 内产生相当大的能量损耗。此外,这样的钳位电路是接通/断开(ON/OFF)类型的开关:二极管的阻抗理论上在零与无限大之间切换。这些阻抗值既不提供与电缆的阻抗匹配又不提供与电动机的阻抗匹配。

发明内容

本发明的目的是提出一种用于降低电压切换速度 du/dt 的滤波网络,该电压切换速度不产生过电压或产生非常少量的过电压。

本发明的另一个目的是提出一种用于降低电压切换速度 du/dt 的滤波网络,其功率损耗比现有技术的网络的功率损耗要低。

本发明的又另一个目的是提出一种具有低复杂性的小型滤波网络,用于降低电压切换速度 du/dt 。

本发明的又另一个目的是提出一种用于降低电压切换速度 du/dt 的滤波网络,其具有低电缆长度依赖性。

本发明的又另一个目的是提出一种用于降低电压切换速度 du/dt 的低成本滤波网络。

通过具有本发明相应的特性的滤波网络来实现这些目的,并通

过后文的描述进一步给出有利的实施例。

根据本发明的滤波网络,用于降低电动机驱动器与电动机之间和/或配电网与电动机驱动器之间的电压切换速度和过电压振荡,该滤波网络针对每个电相位包括自阻尼电感器,该自阻尼电感器具有由幅度和相位 φ 确定的复数阻抗,其特征在于所述自阻尼电感器的特性是使得在所述过电压振荡的频率范围内所述复数阻抗的所述相位 φ 的最高值与在所述过电压振荡的频率范围内所述复数阻抗的所述相位 φ 的最低值之间的差值小于10度。

根据本发明的电气系统,其包括用以控制电动机的电动机驱动器、至少一个根据上述权利要求之一所述的滤波网络和至少一条电缆;

其中所述滤波网络被安插在所述电动机驱动器与所述电缆之间,或者所述滤波网络被安插在所述电动机驱动器和配电网之间,或者所述滤波网络被安插在所述电动机驱动器、所述电缆和配电网之间。

特别是,通过一种用于降低电动机驱动器与电动机之间和/或配电网与电动机驱动器之间的电压切换速度的滤波网络来实现以上目的,该滤波网络针对每个电相位包括自阻尼电感器,该自阻尼电感器具有由幅度和相位确定的复数阻抗,该复数阻抗的相位在电动机的电流的频率范围内被包含在80与90度之间且在过电压振荡的频率范围内被包含在0与60度之间。

特别是,通过一种用于降低电动机驱动器与电动机之间和/或配电网与电动机驱动器之间的电压切换速度和/或过电压振荡的滤波网络来实现以上目的,该滤波网络针对每个电相位包括自阻尼电感器,该自阻尼电感器具有由幅度和相位确定的复数阻抗,其中过电压振荡的频率范围内的复数阻抗的相位的最高值和最低值之间的差值小于10度。

特别是,通过一种用于降低电动机驱动器与电动机之间的电压切换速度的匹配网络来实现以上目的,该匹配网络针对每个相位包括自阻尼电感器,该自阻尼电感器具有包括电感性部分和电阻性部分的复数阻抗,其中在电动机的电流的频率范围内电感性部分的幅度大于电阻性部分的幅度,而且在过电压振荡的频率范围内电阻性部分的幅度大于电感性部分的幅度。

使用本发明的滤波网络,可能制造产生低电压过冲和低损耗的低

成本的小型 du/dt 滤波器。

附图说明

借助以下由附图示例的描述来更好地理解本发明，其中：

前面所讨论的图 1 示例了一般的 ASD 驱动器的输出电压波形，

前面所讨论的图 2 是使用从驱动器到电动机的长电缆的电动机的输入处的所测量的电压，

前面所讨论的图 3 是现有技术的 du/dt 滤波器，

前面所讨论的图 4 是现有技术的 du/dt 滤波器的一般非衰减的输出电压，

前面所讨论的图 5 是使用现有技术的 du/dt 滤波器的电动机的输入处的所测量的电压，

前面所讨论的图 6 是具有与扼流圈并联的阻尼电阻的现有技术的 du/dt 滤波器，

前面所讨论的图 7 示出与短电缆一起使用的现有技术的 du/dt 滤波器的输出电压的波形，

前面所讨论的图 8 示出与中等电缆一起使用的现有技术的 du/dt 滤波器的输出电压的波形，

前面所讨论的图 9 示出与长电缆一起使用的现有技术的 du/dt 滤波器的输出电压的波形，

前面所讨论的图 10 是现有技术的 du/dt 滤波器，其具有与电容串联的阻尼电阻，

前面所讨论的图 11 是现有技术的钳位电路，

图 12 是在过电压振荡的频率范围内的本发明的滤波网络的示意图，

图 13 示例了根据优选实施例的滤波网络的阻抗的所测量的幅度和相位，

图 14 是当在驱动器与电动机之间使用根据本发明的滤波网络时电动机的输入处的所测量的电压，

图 15 示例了根据变型的实施例的滤波网络的阻抗的所测量的幅度和相位，

图 16 示出与短电缆一起使用的根据变型的实施例的滤波网络的输出电压的波形，

图 17 示出与长电缆一起使用的根据变型的实施例的滤波网络的输出电压的波形,

图 18 是根据本发明的另一个实施例的滤波网络的示意图。

具体实施方式

根据本发明, 为了削弱实质上由扼流圈 14 组成的 du/dt 滤波器产生的过电压振荡, 阻尼电阻 34 的最佳位置是如图 12 的示意图中所示与扼流圈 14 串联。在这种结构中, 电阻 34 的阻抗与电感器 14 的阻抗都有助于降低电压切换速度 du/dt 。此外, 全部由电阻 34 有效地削弱与滤波器的扼流圈 14 和滤波器的电容 24 之间的能量交换相关的振荡和/或与滤波器的扼流圈 14 和未示出的电缆的电容之间的能量交换相关的振荡。

电阻 34 和电感器 14 上分配在图 12 中示意性示出的本发明的滤波网络两端的电压差。将耗散与出现在电阻 34 两端的电压部分相关的能量使其成为损耗并因此衰减该能量, 同时只有存在于电感器 14 两端的那部分电压将会增加电感器 14 中的电流并产生电压过冲。由于与电感器 14 串联的电阻 34 的位置, 因此相比于现有技术的 du/dt 滤波器中类似条件下产生的电压过冲, 该传感器的输出处的电压过冲将得到显著减小。

然而实际上, 因为例如通常具有 50Hz 的频率和 12 - 300A rms 的幅度的亦称为负载电流的电动机的电流将会在阻尼电阻中产生不可接受的损耗, 所以不能直接将传统的电阻与扼流圈 14 串联。根据本发明, 与扼流圈 14 直接串联的阻尼电阻 34 被认为仅仅是依据过电压振荡, 因为例如其值依赖于频率。更确切地说, 在通常位于 0 与 100Hz 之间的电动机的电流的频率范围内, 在特定的应用中该频率范围高达 2kHz, 电阻 34 的阻抗应该是可以忽略的, 其接近零。因此根据本发明的滤波网络应该完全是电感性的。然而, 为了衰减该振荡, 在过电压振荡的频率附近, 该滤波网络应该具有相当大的或甚至优选地占主导的电阻性特性。在这种结构中, 滤波网络的电感性和电阻性部分都有助于衰减效应, 而且利用具有较低电感值的扼流圈来获得所期望的输出电压, 因此与利用现有技术的 du/dt 滤波器来获得相同效果所要求的扼流圈的尺寸和成本相比, 该现有技术的 du/dt 滤波器例如具有并联的阻尼电阻, 可以利用尺寸更小且成本更低的扼流圈来获得所要

求的输出电压。

根据本发明的优选实施例，优选地将滤波网络的依赖于频率的电阻性特性集成到该扼流圈本身中，导致可被称为自阻尼扼流圈或自阻尼电感器的单个部件。

在以下表格中总结了用于自阻尼扼流圈的优选的依赖于频率的阻抗说明。本发明的自阻尼扼流圈在电动机的电流的频率范围中是电感性的，即它的阻抗的相位接近 90 度；但是它在过电压振荡的频率范围内变成电阻性的，即它的阻抗的相位小于 60 度。

项目	一般的频率范围	所需阻抗
电动机电流	0 到 100Hz (在特殊情况下高达 2kHz)	电感
切换频率	2 kHz 到 16 kHz (基本频率)	电感/电阻
过电压振荡	一般在 100 kHz 左右或更高	电阻

将进一步讨论本发明的自阻尼扼流圈的实际实现。

每条电导线都具有某些与其中电流所感应的磁场相关的电感。为了增加电感或减小体积，通常将导线绕成多匝，因此形成螺线管或空心扼流圈。为了进一步增加电感或进一步减小尺寸，可以在由卷绕的导线组成的线圈的磁性耦合中插入某些磁性材料、即具有大于 1 的相对磁导率的材料。根据本发明，磁芯材料和线圈的特性都可用来调整自阻尼电感器的依赖于频率的阻抗特性。

根据本发明的优选实施例，电动机驱动器的输出与电缆的输入之间插入的本发明的滤波网络针对每个相位包括自阻尼电感器，由导电材料（例如铜线）的线圈组成的该自阻尼电感器在其中需要进行衰减的频率处具有电阻性特性，该导电材料围绕由磁性材料构成的磁芯卷绕，以致通过磁芯材料的依赖于频率的磁导率特性来提供自阻尼电感器的依赖于频率的电阻性特性。

任何磁芯材料的磁导率都可以表达为由实数部分与虚数部分组成的复数值。在某一频率范围内的这些部分的相对幅度确定使用该磁芯材料的电感性部件是否是电感性的、电阻性的或是在此频率范围处

两者的结合。在现有技术的电感器中，为了在最小化扼流圈内的能量损耗的同时获得所期望的电感，选择磁芯材料以致该电感器具有工作频率范围内的占主导的电感性特性。

根据本发明的优选实施例，为了获得所期望的依赖于频率的磁导率特性，例如通过改变材料的成分、用于其制造的压力和/或烧结温度来修改用于构成自阻尼电感器的磁芯材料的磁导率。

已经例如利用自阻尼电感器进行了实验，该自阻尼电感器由围绕着环形磁芯卷绕的铜线线圈组成，以 800Mpa 的压力利用来自 Höganäs（瑞典）的铁粉 Soma1oy500 并使其在 500 摄氏度下烧结 30 分钟来制造该环形磁芯。在图 13 中表示了该自阻尼电感器的依赖于频率的阻抗特性，其中将阻抗的幅度 Z 绘制在上面的曲线中，同时将阻抗的相位 ϕ 绘制在下面的曲线中。接近或等于 90 度的相位 ϕ 表明了本发明的自阻尼电感器的电感性特性，同时接近或等于 0 度的相位 ϕ 表明了本发明的自阻尼电感器的电阻性特性。在这两个极值之间，当相位 ϕ 在 0 度与 90 度之间变化时，该自阻尼电感器的阻抗是电感性与电阻性阻抗的组合。这种阻抗称为复数阻抗且电感性部分和电阻性部分分别称为虚数部分和实数部分。虚数（或电感性）部分确定扼流圈内所存储的能量，而实数（或电阻性）部分确定能量损耗（或衰减）。

作为实例，图 13 的曲线示例了这样一种情况，其中自阻尼电感器的阻抗在 10kHz 时具有大致为 64 度的相位 ϕ ，因此该部分主要是电感性的，但是它也具有相当多的电阻性部分。在本发明的涉及内所进行的实验已经显示了在任何频率范围内可以获得符合要求的过电压振荡的衰减，其中自阻尼扼流圈的相位被包含在 0 与 60 度之间。

在图 13 中所示的实例中，自阻尼电感器的阻抗随着频率增加变得越来越为电阻性的：在 100kHz 时，相位 ϕ 大致为 38 度，即电阻性部分已经占主导地位；而在频率为 1MHz 时，相位 ϕ 大约为 7 度，其对应几乎完全为电阻性部分的相位。因此为此实验所制造的材料具有用于构成根据本发明的优选实施例的自阻尼电感器所需要的依赖于频率的磁导率特性并具有以下表格中所描述的依赖于频率的特性。

图 14 表示当在电动机的驱动器的输出与电缆的输入之间插入滤波网络时在电动机的输入处测量的电压 u ，该滤波网络由一个本发明的具有图 13 中所示针对每个相位的特性的自阻尼电感器。在该实例

中，将切换速度 du/dt 降低到所期望的值 $264V/\mu s$ ，并在其没有超过 $656V$ 时非常有效地衰减该过冲电压。

可以通过阻抗匹配来解释这种有效的操作。应该注意到，磁芯材料的阻抗特性与电动机的一般依赖于频率的阻抗非常相似。因此提出例如图 13 中所示的自阻尼扼流圈的阻抗使驱动器的阻抗与电动机的阻抗在所有频率下都匹配。

根据变型的实施例，选择本发明的自阻尼扼流圈的依赖于频率的电阻特性来或多或少地与宽频范围内的频率成比例地（至少超出十倍、优选地超出二十倍或更多）增加，以代替上述实施例所示的剧烈增加。电感性部分还与该频率成比例地增加，扼流圈的复数阻抗的相位 ϕ 在这整个宽频范围上或多或少地保持恒定，如图 15 中所示，其中扼流圈的复数阻抗的相位 ϕ 或多或少恒定并例如在从 $100kHz$ 至 $5MHz$ 的频率范围内保持低于 60 度。根据该变型的实施例，在此宽频范围内的相位的最高值与相位的最低值之间的差值因此小于 10 度、优选为小于 5 度。因为滤波网络的阻尼特性与其阻抗的相位 ϕ 的值成比例，所以该阻尼以及因此的最大电压过冲在整个宽频范围上或多或少地恒定。如下所示，然而该衰减信号的 du/dt 值随频率变化。

具有这样一种特性的自阻尼扼流圈允许构成具有非常低的电缆依赖性的滤波网络，因此避免了如图 7 到 9 中所示的现有技术的 du/dt 滤波器的缺点。在图 16 中绘制了这种滤波网络在与短电缆一起使用时的一个相位的输出电压，在图 17 中绘制了该滤波网络在与长电缆一起使用时的一个相位的输出电压。从这些实例中可以看出，尽管在长电缆的情况下 du/dt 值较低，但是在两种情况下的电压过冲是相等的。本发明的滤波网络因此提供用于在宽频范围上的优化的过电压衰减，因此也使损耗最小化。

用于现有技术的电感器的磁芯的磁性材料还具有由它们的依赖于频率的阻抗特性所提供的某些阻尼属性，但是该阻尼大部分不足以用于构成根据本发明的自阻尼电感器和滤波网络。与现有技术的制造电感器的实践相比，应该从衰减的观点出发优化为了制造根据本发明的滤波网络而设计和处理的磁性部件。部件设计例如包括材料选择、几何结构选择、空隙形状和尺寸选择、线圈设计等。

在另一个变型的实施例中，在电动机驱动器的输出与电缆的输入

之间插入的根据本发明的滤波网络针对每个相位包括自阻尼电感器，由导电材料（例如铜线）的线圈组成的该自阻尼电感器其中需要进行衰减的频率处具有电阻型特性，该导电材料围绕由磁性材料构成的磁芯卷绕，以致由该线圈的依赖于频率的电阻、即由其交流电阻来提供自阻尼电感器的依赖于频率的电阻性特性。

线圈的交流电阻是在诸如变压器和扼流圈这样的高频磁性部件的设计中的已知参数，而且通常为了降低损耗而最小化该交流电阻并因此获得最大功效。线圈的交流电阻是集肤效应、邻近效应和边缘效应组合的结果。通过对线圈的材料、厚度、外形和/或成分的适当选取，可以将所期望的阻抗特性设计到该扼流圈中。

集肤效应与电流在高频时只在导线表面流动的现象相关。因此该导线的电阻在电流使用该导线区域的总是更小部分时随频率增大。邻近效应与临近导线中流动的电流进一步增强集肤效应的现象相关。通常在箔式线圈中注意到边缘效应，其中电流在高频时涌入折叠边缘，因此多少增加了交流电阻。

还例如使用多层 0.5mm 厚的铜箔所卷绕的空心扼流圈进行实验以实现根据本发明的自阻尼电感器。这种自阻尼电感器在一般的电动机频率处主要是电感性的，因为其电阻仅与低线圈的直流电阻相等。然而，由于以上所解释的高频线圈损耗机制（即集肤效应、邻近效应和边缘效应），所以随着增加的频率，电感器的阻抗的电阻性部分增大至 100 到 1000 倍，这主要取决于材料与几何结构的细节以及取决于精确的几何结构。当高频磁场无法贯穿该线圈时，同时轻微地降低阻抗的电感性部分，因此该阻抗的相位就变得更电阻性。

在图 18 中示例了具有交流电阻的线圈的原理示意图。该示意图说明直流电流（0Hz）流经整个导线区域，因为并联的所有电阻 35 导致小的总电阻，而较高频率处的电流查看电感器 65 的阻抗而且将仅仅流经某些第一电阻 35，其与较小的导线的区域导致较高电阻的事实相对应。该示出多个离散元件 15、35、65 的示意图仅仅是示例性的，实际上这种现象当然发生在为本发明的自阻尼电感器的同一个电气元件中。电容 45 示例该电缆。

本领域技术人员将理解到有可能产生结合上述阻尼机制的滤波网络：使用如上首先描述的磁芯材料和线圈的交流电阻。

还有可能并甚至期望通过串联其它电气部件和/或电路和/或并联根据本发明的自阻尼电感器来完成本发明的滤波网络。例如可以为了适配和/或协调的目的使滤波网络的每个相位都完整，其中在本发明的自阻尼电感器的输出与例如地、另一个相位或中线之间连接电容。根据本发明，由于本发明的自阻尼电感器本身的电阻特性，所以可以有效地削弱根据自阻尼电感器与滤波器的电容之间交换的能量而引起的振荡。

优选地打算在诸如频繁用于标准电动机驱动器中的三相系统这样的多相系统中使用根据本发明的自阻尼扼流圈。因此可以设计使其具有不同相位之间的磁性耦合，例如，其中不同相位的自阻尼扼流圈共享相同的磁芯。

根据本发明的优选实施例，构成自阻尼电感器作为集成的电感性部件，其具有上表中所示的依赖于频率的阻抗特性。然而本领域技术人员将认识到，该自阻尼电感器还可以包括两个离散元件，例如与离散电阻串联的离散电感器，该离散电阻具有依赖于频率的电阻性属性，然后该电路的总阻抗具有所期望的依赖于频率的阻抗。

本领域技术人员还认识到，根据本发明的滤波网络还可以构成独立的滤波器或被集成到电动机驱动器本身中、电缆中或电动机中。

还可以用这种方式设计根据本发明的自阻尼电感器的磁芯，以致其具有通过传热到散热或封装、通过与空气的自然对流或强制对流、通过导热管或液体冷却增强的冷却能力。

针对最优性能，如果期望还可以把其他从现有技术中已知的阻尼网络与根据本发明的滤波网络一起使用。

在以上实例中，本发明的滤波网络被用于衰减驱动器与电动机之间的过电压。然而在本发明设计内进行的实验显示了，还可以执行本发明的滤波网络用于衰减驱动器与配电网之间的电压过冲，其中通常利用电力电缆连接到该配电网。操作时，电动机驱动器还在其网络侧产生过电压形式的干扰。为了避免连接到同一网络的其他电器设备受到干扰或甚至被损坏，需要对这些电压过冲进行至少部分过滤。实验已导致令人惊讶的结果，那就是当根据本发明的滤波网络被连接在电动机驱动器与配电网之间时，有效地衰减或甚至消除这些电压过冲。

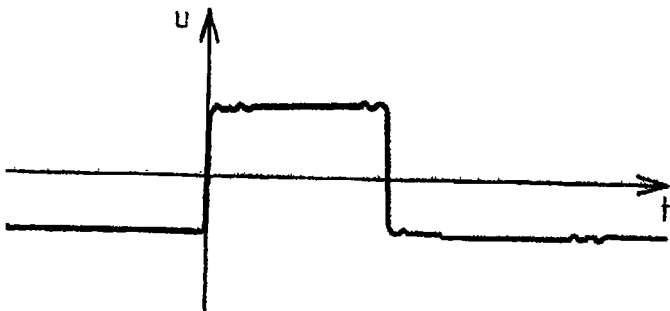


图 1

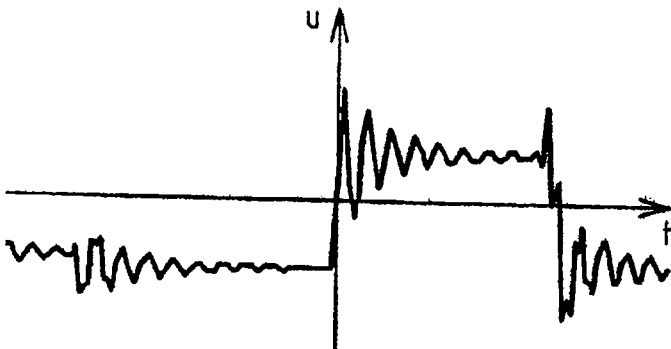


图 2

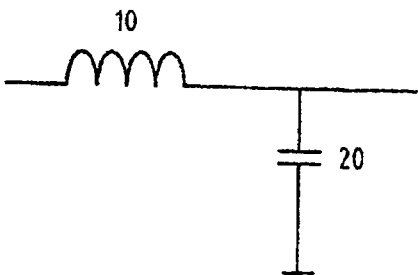


图 3

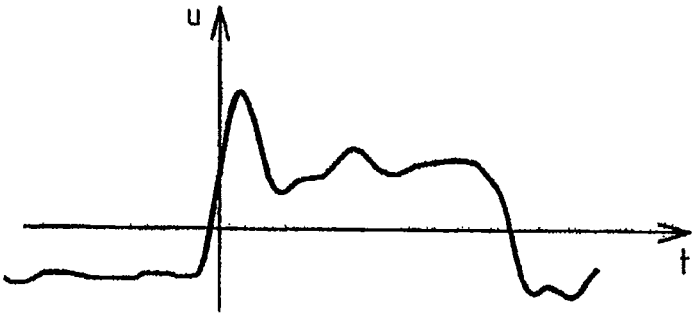


图 4

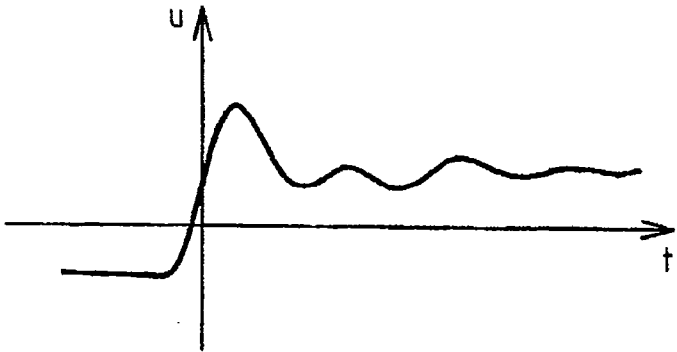


图 5

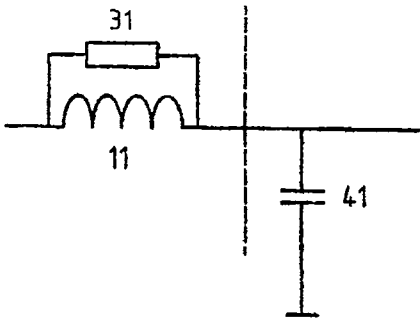


图 6

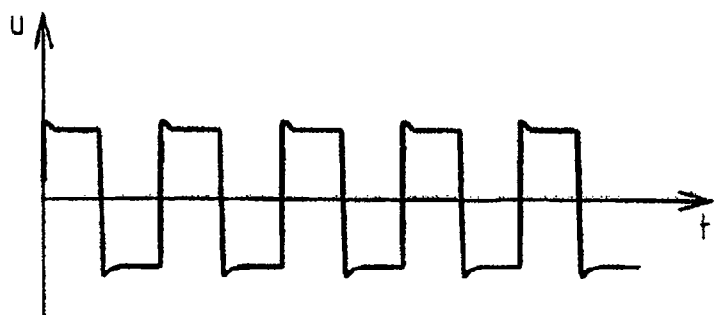


图 7

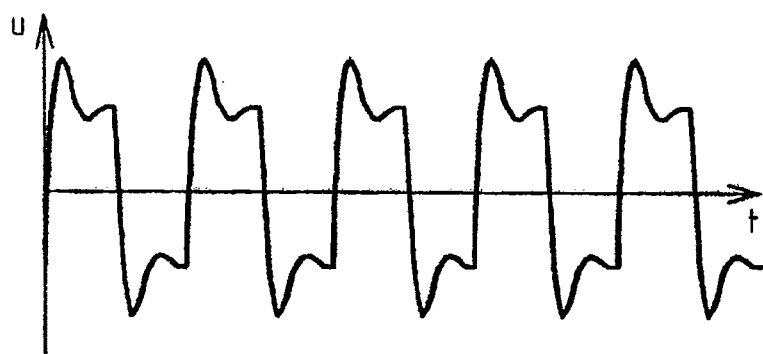


图 8

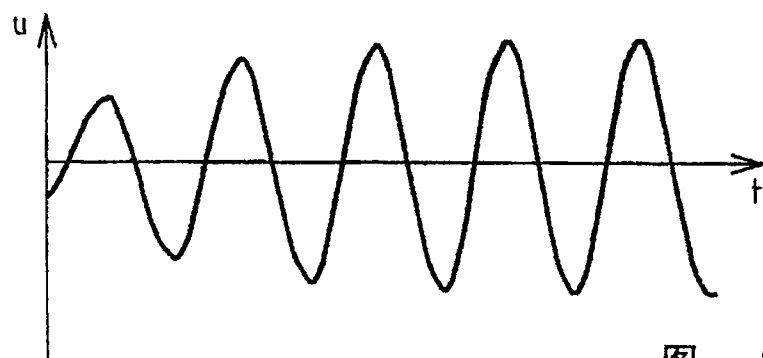


图 9

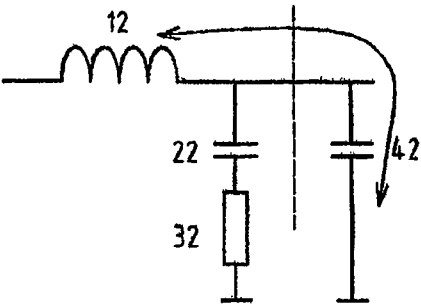


图 10

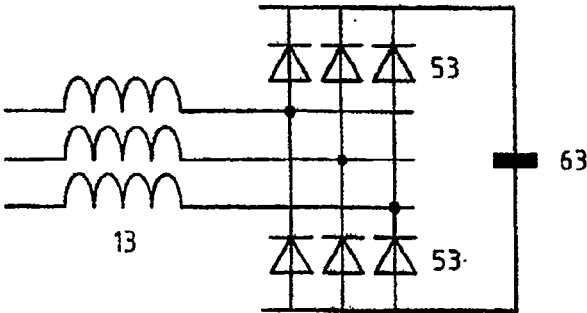


图 11

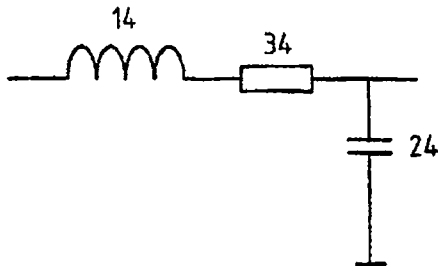


图 12

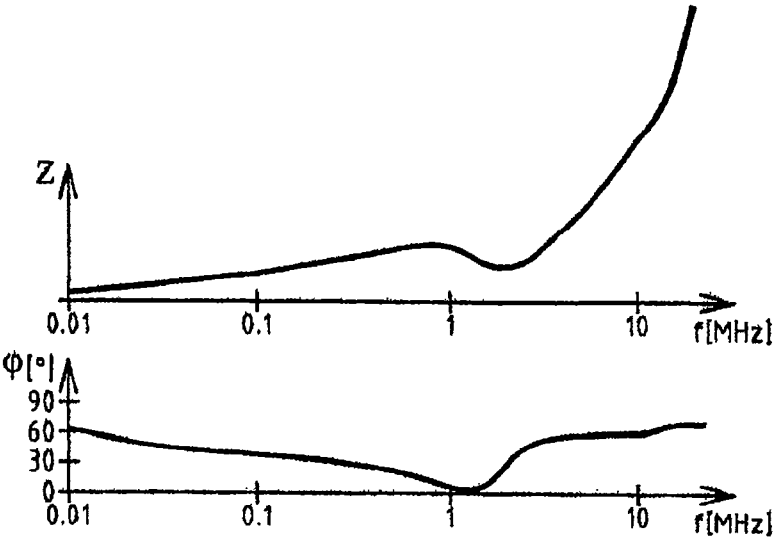


图 13

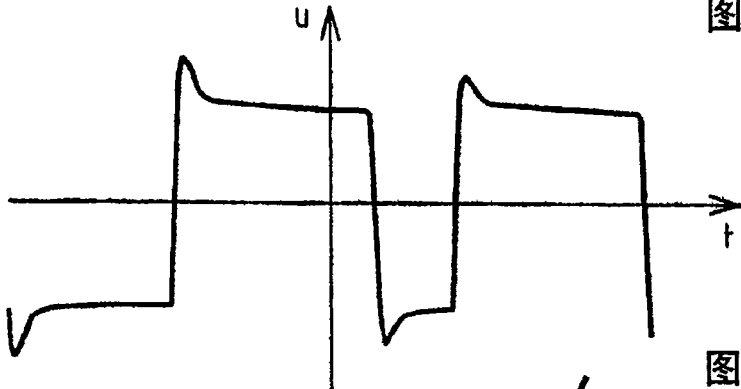


图 14

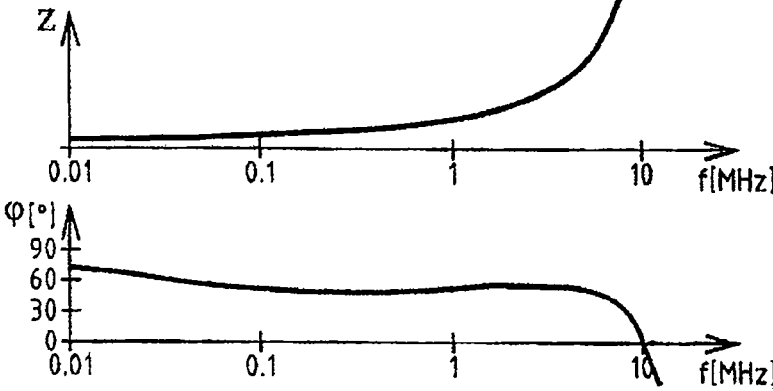


图 15

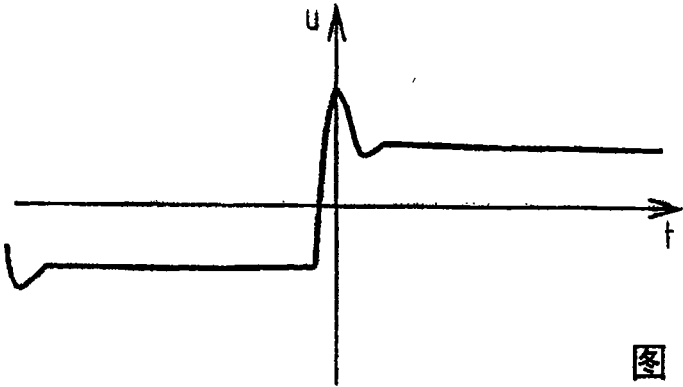


图 16

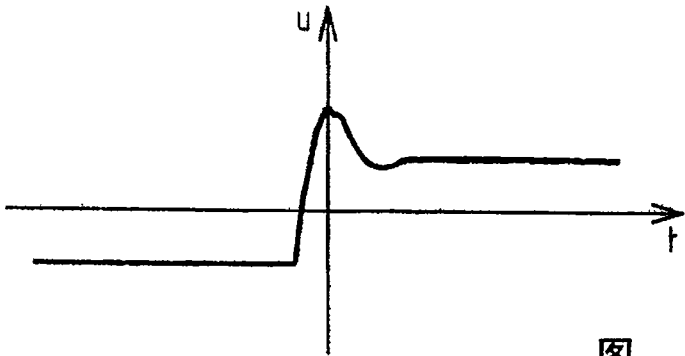


图 17

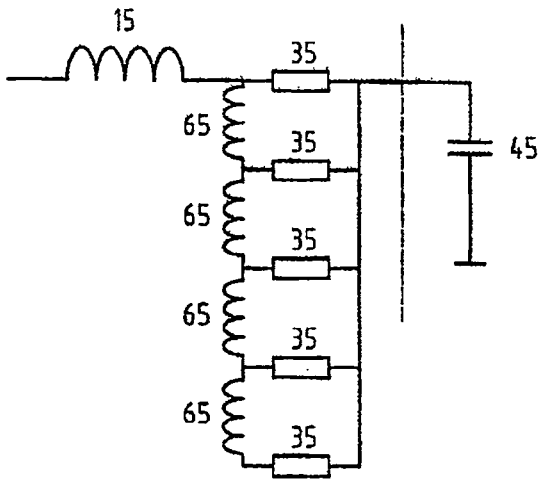


图 18