

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H02P 27/02 (2006.01)



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 99120716.5

[45] 授权公告日 2006 年 3 月 29 日

[11] 授权公告号 CN 1248405C

[22] 申请日 1999.9.21 [21] 申请号 99120716.5

[30] 优先权

[32] 1998.9.21 [33] DE [31] 19843106.6

[71] 专利权人 埃布姆-派斯特穆尔芬根股份有限
两合公司

地址 联邦德国穆尔芬根

[72] 发明人 A·莱尔克斯 J·克罗特希

审查员 孙效文

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 吴增勇 傅康

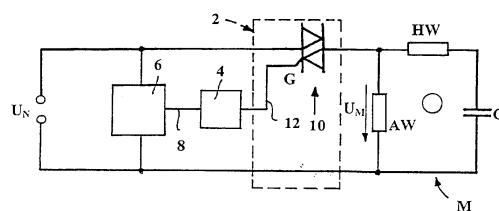
权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 6 页

[54] 发明名称

控制交流马达转速的系统

[57] 摘要

本发明涉及一种控制交流马达、尤其是电容马达或罩极马达转速的系统。在这种情况下，连接在马达(M)上游的可控电子开关器件(2)由控制装置(4)激励，使得正弦输入的交流电压(U_N)用来产生马达交流电压(U_M)，可以改变该马达交流电压(U_M)，以便改变转速。用这样一种方法设计控制装置(4)，即，可以通过相位选通来改变马达交流电压(U_M)的基频和/或振幅。



1. 一种用来控制交流马达转速的系统，其中，连接在该马达(M)之前的可控电子开关器件(2)由一个控制装置(4)激励，使得正弦输入交流电压(U_N)用来产生马达交流电压(U_M)，所述马达交流电压可以被改变以便改变转速，

其中，以这样一种方法设计控制装置(4)，即，可以通过相位选通来改变所述马达交流电压(U_M)的基频和/或振幅，所述控制装置(4)使所述输入正弦交流电压(U_N)的特定半周或整个周期完全截止，以便形成电压隙(L)；

其特征在于，未被截止的半周在相位选通过程中具有不同的、周期性重现的触发角；

对于电压隙(L)之后的各半周，第一半周的相位选通角(φ_1)大于随后的第二半周或随后的各半周的相位选通角(φ_2)，精确地说，是采用这样一种方法，即，以这种方法产生的从马达交流电压(UM)得到的马达电流(IM)具有相对于零线基本上对称的分布。

2. 权利要求1的系统，其特征在于：所述控制装置(4)随着借助过零点检测装置(6)检测到的所述输入的交流电压(U_N)的过零点的变化而激励所述开关器件(2)。

3. 权利要求1或2的系统，所述系统用于控制电容马达，所述电容马达具有主绕组(AW)和与所述主绕组并联并与电容(C)串联的辅助绕组(HW)，所述主绕组(AW)和所述辅助绕组(HW)由所述控制装置(4)一起激励。

4. 权利要求1或2系统，所述系统用于控制电容马达，所述电容马达具有主绕组(AW)和与所述主绕组并联并与电容(C)串联的辅助绕组(HW)，所述主绕组(AW)和所述辅助绕组(HW)借助于单独的功率开关由所述控制装置(4)激励。

5. 权利要求1或2的系统，其特征在于：所述电子开关器件(2)作为所述功率开关具有至少一个三端双向可控硅开关器件或闸流管(10; 10a, 10b)，后者连接在所述马达电路中并且其栅极(G; G1, G2)通过控制线

(12) 由控制装置(4)以可变的触发角模式激励。

6. 权利要求1或2的系统,其特征在於:在所述控制装置(4)和所述开关器件(2)之间连接驱动电路。

7. 权利要求1或2的系统,其特征在於:所述控制装置(4)是微处理器、
5 微控制器、数字信号处理器或专用集成电路。

8. 权利要求1或2的系统,其特征在於:所述控制装置(4)具有存储装置,用来以表格形式储存不同工作点用的各种触发角模式。

9. 权利要求1或2的系统,其特征在於:它包括至少一个关于转速和/或功率和/或温度和/或空气量和/或空气压力和/或空气速度和/或空气湿度和/或振动或颤动的传感器,在这种情况下,所述控制装置(4)在操作过程中
10 通过评估所述传感器信号而修改所述触发角模式。

10. 权利要求1或2的系统,其特征在於:借助于适当地选择触发角模式可以改变所述马达的旋转方向。

11. 权利要求1或2的系统,其特征在於:所述电子开关器件(2)是由
15 交流电源控制器构成的。

12. 权利要求11的系统,其特征在於:所述电子控制装置(4)预设所述交流电源控制器的所述脉宽调制率,或者直接地控制所述功率开关的切换状态。

13. 权利要求11或12的系统,其特征在於:所述控制装置(4)在利用
20 可变基频的控制方式和纯滑差控制之间变化。

控制交流马达转速的系统

5 技术领域

本发明涉及控制交流马达、尤其是电容马达或罩极马达转速的系统，在这种情况下，连接在该马达上游的可控电子开关器件由控制装置激励，使得正弦输入交流电压用来产生可变的马达交流电压，以改变转速。

背景技术

10 电容马达或罩极马达一般都用单相交流电源工作，并且，例如，用来驱动风扇、泵等。在这种驱动的情况下，例如，在驱动风扇的情况下，对于不同的工作方式往往需要通常是特定步进方式的各种可用的功率电平（气流等级）。这样，例如，在排烟罩的情况下，可以使用各种风扇转速，以便改变（增/减）空气流量。在空调系统、热交换器中，或者一般地说，
15 在风扇和泵驱动（流动机械）的情况下，也往往调整转速，尤其是以步进的方式。

对于较低的功率电平，为此目的，一般都通过分档开关在马达的电流通路上串联不同大小的电阻，以此达到降低马达电压，从而改变转速的目的。但是，由于降落在电阻上的电压引起功率损失，就是说转变为热，在
20 许多情况下还要散热，所以这种方法是非常不经济的。

德国专利 DE 42 22 431 A1 公开了一种分级绕组切换系统，用于单相马达，其中可以借助于多个三端双向可控硅开关器件或闸流管，在多个辅助绕组之间切换，以改变转速。但是，这样的绕组切换很复杂，因为绕组的起端和绕组的末端都必须引出到外面，以便连接它们。另外，每一个切换
25 级都必须设置单独的切换元件（三端双向可控硅开关器件、闸流管）。

DD 94 666 公开了上述一般类型的系统。该文献专门描述了一种调整无刷感应马达，特别是异步鼠笼转子式马达转速的方法。在这种情况下，把两个背靠背连接的闸流管形式的开关器件连接在马达的上游，或马达绕组的上游，用控制装置驱动它们，分别使电源电压的整个半周或整个周期
30 断开或接通（直通）。这可以改变马达电压的频率。但是，已经发现，这

样操作的结果是效率相对较差。

民主德国专利 DD 216 586 和德国专利 DE 28 42 391 A1 都公开了类似的方法，尽管它们专门涉及三相或多相马达的应用。但在这种情况下，在所有情况下也都把作为马达电压的电源电压的整个周期断开或直通。

5 德国专利 DE 38 30 196 A1 公开了一种利用相位选通控制器作为变频器的方法。在这种情况下，也是在所有情况下都总是通过预设一个相应地大而不变（恒定）的选通角把电源电压的整个周期断开。因而在传统意义上这实际上并非相位选通控制器，因为各个周期总是或者完全直通，或者完全通不过，实际上从来没有仅仅部分选通。在断开和直通的半周之间周
10 期地改变，结果得到其基频是要求的、希望的频率的电压分布曲线。

另一方面，德国专利 DE 34 27 479 A1 现已公开了一种鼠笼转子式马达用的每相有两个（可以平行地但相反地控制的）电流通路的三相控制器电压半周的选通控制方法。在这种情况下，为了使三相马达运行在分级工作
15 转速下，以这样一种方法以不同的模式选通正半周和/或负半周，以便获得一种不同于电源频率的频率，从而以适当的方法改变转速。但是，该方法只涉及三相马达，而不涉及单相交流马达，诸如电容马达或罩极马达。

所有这些已知的控制系统都有一个效率较差的主要缺点，在某些情况下还出现干扰性噪声。

发明内容

20 本发明的目的是提供这种一般类型的控制系统，藉此实现最优的、低噪声马达运转，尤其是在一个宽阔的转速调整范围内具有改进了的效率和改进了的转矩特性，而且最好是在很大程度上不依赖于负载。在这种情况下，还希望能够实现一种利用技术上简单而成本低的装置的 control 方法。

按照本发明，提供了一种用来控制交流马达（尤其是电容马达或罩极
25 马达）的转速的系统，其中，连接在该马达之前的可控电子开关器件由一个控制装置激励，使得正弦输入交流电压用来产生马达交流电压，所述马达交流电压可以被改变以便改变转速，其中，以这样一种方法设计控制装置，即，可以通过相位选通来改变所述马达交流电压的基频和/或振幅，所述控制装置使所述输入正弦交流电压的特定半周或整个周期完全截止，以
30 便形成电压隙；其特征在于，未被截止的半周在相位选通过程中具有不同

的、周期性重现的触发角；对于电压隙之后的各半周，第一半周的相位选通角大于随后的第二半周或随后的各半周的相位选通角，精确地说，是采用这样一种方法，即，以这种方法产生的从马达交流电压得到的马达电流具有相对于零线基本上对称的分布。

5 其中，所述控制装置随着借助过零点检测装置检测到的所述输入的交流电压的过零点的变化而激励所述开关器件。

其中，所述系统用于控制电容马达，所述电容马达具有主绕组和与所述主绕组并联并与电容串联的辅助绕组，所述主绕组和所述辅助绕组由所述控制装置一起激励。

10 其中，所述系统用于控制电容马达，所述电容马达具有主绕组和与所述主绕组并联并与电容串联的辅助绕组，所述主绕组和所述辅助绕组借助于单独的功率开关由所述控制装置激励。

所述电子开关器件作为所述功率开关具有至少一个三端双向可控硅开关器件或间流管，后者连接在所述马达电路中并且其栅极通过控制线由控制装置以可变的触发角模式激励。

15 在所述控制装置和所述开关器件之间可以连接驱动电路。

所述控制装置可以是微处理器、微控制器、数字信号处理器或专用集成电路。

所述控制装置具有存储装置，用来以表格形式储存不同工作点用的各种触发角模式。

20 所述系统可以包括至少一个关于转速和/或功率和/或温度和/或空气量和/或空气压力和/或空气速度和/或空气湿度和/或振动或颤动的传感器，在这种情况下，所述控制装置在操作过程中通过评估所述传感器信号而修改所述触发角模式。

25 其中，借助于适当地选择触发角模式可以改变所述马达的旋转方向。

其中所述电子开关器件是由交流电源控制器构成的。其中所述电子控制装置预设所述交流电源控制器的所述脉宽调制率，或者直接地控制所述功率开关的切换状态。所述控制装置在利用可变基频的控制方式和纯滑差控制之间变化。

30 按照本发明，这样就可以利用输入的交流电压（一般来自电源电压）

来产生实际上任意要求个数的具有不同基频和/或波形的马达交流电压，从而有可能做到使马达运转总是最优的、尤其是具有良好效率和高的启动转矩。

5 用众所周知的方法，通过用控制装置断开正弦输入交流电压的特定半周或整个周期，以便形成电压隙，并令其它特定周期直通，即可改变基频。按照本发明，与此结合，可以用多个相同的、但尤其是不同的“不对称”相位选通角（触发角），对依次出现的电压半周进行相位选通。这是动态相位选通控制。在一种特别有利的改进中，例如对于 25 赫基频，在这种情况下本发明规定，在跟在电压隙之后的全周期的情况下，第一半周的相位
10 选通角大于随后的第二半周的相位选通角，精确地说，尤其是以这样一种比率，使得这样产生的马达交流电压造成的马达电流具有对零线基本上对称的分布曲线。按照本发明的这一措施是基于对这一点的了解，即在已知方法的情况下，其中在所有情况下整个周期都截止，并以此形成电压隙，电压隙之后，精确地说，由于此时马达绕组中尚无反电动势的这一事实，
15 出现的周期最初导致相对较陡的电流上升。但此后，因为磁通量造成的电动势上升，电流减小，于是造成对零线不对称的电流曲线；然后，该电流具有直流成分，因为它偏离了零线，随后它还会导致很差的效率。这马达电流的不对称性有利地补偿按照本发明的动态相位选通控制，使得可以达到对零线对称的马达电流分布曲线，并且没有直流成分。这样，效率得到
20 改进，能量消耗减到最低。

现将参考附图更详细地描述本发明以及其技术背景。

附图说明

图 1 表示按照先有技术的已知的相位选通控制系统的电压、电流和功率分布曲线的定时图；

25 图 2 表示这种已知的控制系统的马达特性曲线图；

图 3 表示也是已知的、但在所有情况下都是整个周期断开而没有相位选通的控制系统的与图 1 类似的定时图；

图 4 表示关于按照本发明的控制系统第一实施例的与图 1 和图 3 类似的定时图；

30 图 5 表示按照本发明的控制系统的第一电路变型的方框图；

图 6 表示关于按照本发明的控制系统的最佳实施例的与图 4 类似的定时图;

图 7 表示针对按照本发明的控制系统的类似于图 2 的马达特性曲线图;

5 图 8 表示按照本发明的控制系统的第二电路变型的方框图;

图 9 表示关于图 8 所示的第二电路变型的电压和电流的波形;

图 10 表示图 8 所示电路的一簇实测转矩特性曲线,与直接用无任何控制系统的电源运转的马达的转矩特性曲线对比;

图 11 表示第三电路变型,作为图 5 和 8 的替代方案的方框图;以及

10 图 12 表示关于图 11 所示实施例的示意图。

具体实施方式

在各图中相同的部件总是用相同的参考符号标示,因而在所有情况下一般都只描述一次。

按照图 5,可控电子开关器件 2 连接在交流马达 M 的上游。开关器件
15 2 最好由电子功率开关,尤其是三端双向可控硅开关器件或间流管构成,在这种情况下,在控制装置 4 和功率开关之间还可以设置额外的驱动级。在这种情况下,马达 M 采取电容马达的形式,它具有主绕组 AW 和与该主绕组并联的由辅助绕组 HW 和电容形成的串联电路。马达 M 也可以采取罩极马达的形式,在这种情况下,没有辅助绕组 HW 或电容 C。开关器件 2 由
20 控制装置 4 激励,以便从输入的正弦交流电压(电源电压) U_N 产生为改变转速而能够改变的马达交流电压 U_M 。

在较详细地描述本发明之前,先参照图 1 至 3 解释已知的方法。

在一种已知的相位选通控制系统中(见与此有关的图 1),与马达串
25 联的开关元件(三端双向可控硅开关器件或间流管)经过延迟后导通,就是说,只在输入的交流电压 U_N 正常过零之后的特定相位或触发角 φ 的情况下导通。马达交流电压 U_M 的振幅可以利用这种触发延迟,通过改变触发角来控制。例如,图 1 表示触发角 $\varphi = 117^\circ$ 的情况。因为电容马达一般都以高的 $\cos\varphi$ 运转,所以在采用相位选通时其表现类似于电阻负载。这意味着
30 开关元件在电压过零点附近自己断开,而且在下一个触发脉冲出现之前不会导通。取决于触发角 φ 的变化的马达电压振幅的变化导致马达转速的相应

变化。采用这种类型的控制系统时，马达的同步频率仍旧未变；结果得出一种所谓滑差转速控制系统，但与之相联系的是功率损耗增大。于是马达输出功率减小，因为一部分气隙功率转变为转子中的热。滑差转速控制并不改变空转转速，但转矩/转速特性随着触发角进一步增大产生更为平缓的特性。

图 2 表示从不同的触发角得到的相关的马达特性曲线。正如从图中可以看到的，在假定的例子中，在从第一负载特性 L_1 变为第二负载特性 L_2 ，假定的工作点从 A_1 变为 A_2 时，转速发生相当大的变化 Δn ，就是说变化约 170rpm（转/分）。于是，转速范围严重地依赖于负载特性。但是，这样的控制系统不仅改变马达的电流振幅，而且还产生谐波。在这种情况下，绝大多数由 150 赫的三次谐波形成。该谐波引起额外的损耗，从而使效率恶化。另外，它们增大转矩纹波和噪声电平。

图 3 表示另一个已知控制系统的工作方法，在这种情况下，在所有情况下输入的交流电压 U_N 的整个周期截止或导通。用这样的方法截去半周或整个周期，改变马达的基频；其运行方式类似于变频器的运行方式。在图 3 举例说明的例子中，并在给定的 50 赫电源频率下，这会形成 25 赫的频率，马达以此频率运行。于是，由此得出的马达电流 I_M 不再是正弦。如图 3 清楚表明的，两个电流半周是高度不对称的。已经发现，其原因是在两个截止半周期间磁通量减小，因此第一截止半周期间反电动势比随后的第二半周期间的小得多。这导致第一电压半周的电流变得较大。这种不对称性在马达电流中引起直流分量（零点偏移），这一方面使马达制动，另一方面，由于绕组中额外的损耗，还在交流电源上引起负载。这种已知的控制原理的另一个缺点是这种电压波形会使马达饱和，使效率显著降低。结果，在此工作点上马达的功率消耗远远大于传统相位选通控制。

现如图 4 所示，按照本发明的控制系统适合于提供这两种已知方法的组合。这意味着，一方面通过控制装置 4 令输入的正弦交流电压 U_N 的一些特定周期截止，以便形成电压隙 L ，并令另一些特定周期导通，即可改变基频。另一方面，还可以以特定的相位选通角 φ 对余下的依次出现的正的和负电压半周进行相位选通。

图 5 中所示的控制系统的最精炼部分，如图 6 所示，造成在不同的相

位选通角 φ_1 和 φ_2 下选通的电压隙 L 之后全周期的两个半周。具体地说，第一半周用的相位选通角 φ_1 大于随后的第二半周用的相位选通角 φ_2 ，更精确地说，尤其是用这种方法产生的马达交流电压 U_M 造成的马达电流 I_M 具有对零线基本上对称的曲线。

5 为此目的，如图5所示，第一电路变型设置控制装置4，用以使开关器件2随着过零检测装置6所检测的输入交流电压 U_N 的过零点而动作。为此目的，过零检测装置6连接到输入的交流电压 U_N ，并以这样一种方法设计，即无论何时电压过零，都通过信号线8向控制装置4发送控制脉冲。在这种情况下控制装置4可以以这样的方法预设特定相位或触发角模式，
10 使得电子开关器件2不仅用以通过截止特定周期来产生电压隙 L ，而且选通每一个余下的周期。通过为其预设角度 $\varphi = 180^\circ$ 而使半周整个地截止。

在这种情况下，如图6所示，最好能够动态地改变触发角模式。基于降至，例如，25赫（通过令每隔一个全周期截止）的基频，余下的正和负半周分别以不同方式选通。在这种情况下，基本因素是，各个第一半周的
15 触发角大于随后的第二半周的触发角。正如从图6a中所示的例子可以明白的，这样做的意义如下：用号码1至10标示输入的交流电压 U_N 的半周。第一半周在触发角 φ_1 ，例如， 113° 触发，而第二半周在较小的触发角 φ_2 ，例如， 79° 触发。现在后跟两个由开关器件2令其截止而不触发的半周。这是用假想的触发角 $2 \times 180^\circ$ 来达到的。关于电压隙 L 之后的相应的第一
20 半周的触发角的增大（按照本发明）导致马达电流 I_M 的对称的半周。如上所述，由于在电压隙过程中磁通量减小，所以，第一导通半周过程中反电动势小得多，因而导致形成较大的马达电流。最初较大的触发角 φ_1 造成这个电流流通角过程中电流减小。通过适当地修改正负半周的触发角比率，可以实现至少大致对称的马达电流和功率消耗。

25 按照本发明的控制系统也改变同步转速。这样，按照等式 $n=f/p$ ，对于其极对数为 $p=2$ 的四极马达，在25赫基频下的理论同步转速为750rpm。

图7的示意图表示10赫和50赫之间不同基频的转矩波形。正如由图可以看出的，这会产生不同的同步转速。某些基频，例如30赫和40赫，用先有技术已知的方法根本无法得到。利用按照本发明的系统，利用下列
30 相位或触发角模式： 0° ， 45° ， 90° ， 135° ， 180° ， 180° ， 180° ， 180°

° , 45° , 45° 即可得到 40 赫的基频。然后周期性地重复这个触发角模式。正如上面已经指出的, 在这种情况下 180° 角意味着开关器件 2 由控制装置 1 控制在这整个相位角中根本不导通。现若考虑图 7 中曲线簇所示的基频 25 赫的马达在负载特性 L_1 上出现的工作点 A_1 , 当负载特性从 L_1 变到 L_2 时, 5 工作点 A_1 移动到新的工作点 A_2 。可以看到, 马达转速变化非常轻微, 这是很有益的。因此, 可以说转速调整范围实际上并不依赖于负载特性。

按照本发明的触发系统的另一个优点是启动转矩明显改进, 对于同一功率消耗, 实际上可以达到传统相位选通控制系统启动转矩的两倍。但若适当选择触发角的模式, 则对相同的启动转矩还可能实现能耗相当大的降 10 低。

正如上面就利用相位选通的传统转速控制系统已经指出的, 在主绕组和辅助绕组中出现谐波, 而且绝大部分由 150 赫的三次谐波形成。按照本发明的控制系统产生不同的电流谱。这样, 例如, 工作在 25 赫工作频率上的控制电路基本上产生 25 赫、50 赫和 75 赫的分量。结合机械系统, 不同 15 谱线可以产生声学噪声, 通过适当选择特定的触发角模式可以将其减到最小。这个优化噪声的额外能力的结果, 可以避免传统相位选通控制系统常见的 100 赫的哼声。

亦如由图 5 可以看出的, 在这种示范性实施例中的电子开关器件 2 由三端双向可控硅开关器件 10 组成, 它连接在马达的上游, 并与马达串联, 20 其栅极 G 由来自控制装置 4, 尤其是微控制器或专用集成电路 (ASIC) 的控制线 12 触发。按照图 5, 在这种情况下, 设想通过共用的三端双向可控硅开关器件 10 联合激励主绕组 AW 和辅助绕组 HW。

在图 8 所示的第二电路变型中, 开关器件 2 含有两个单独的功率开关, 最好是三端双向可控硅开关器件 10a 和 10b, 其栅极 G_1 和 G_2 由控制装置 4 25 通过控制线 12a 和 12b 单独触发。还可以在控制装置 4 和功率开关之间设置额外的驱动级。这种触发还作为输入的交流电压 U_N 过零点的函数而进行。尽管在图 5 所示的第一电路变型的情况下, 主绕组和辅助绕组中的电流在所有情况下都同时增大, 使触发后的短时间内主绕组和辅助绕组之间没有相移, 现在这两个绕组在图 8 所示的电路的情况下是单独激励的。辅 30 助绕组中的电流较早开始, 而且再次产生磁通, 后者在电压隙中随着转子

时间常数的变化而减小,使得主绕组中的电流也可以立即产生转矩。另一个优点是主绕组和辅助绕组中的电流振幅可以彼此独立地设定。这些效果导致效率的进一步改善。例如,对于这样一种电路,也可能利用触发角模式,后者产生 25 赫基频,并以辅助绕组的触发角 φ_1 和 φ_2 , 180° , 180° 和主绕组的激励角, 180° , φ_3 , φ_4 , 180° (φ_1 至 φ_2 可变)工作。

举例来说,图 9 表示特定的触发模式。在这种情况下,辅助绕组以数值 $\varphi_1 = 92^\circ$, $\varphi_2 = 99^\circ$, 180° , 180° , 而主绕组用 180° , $\varphi_3 = 88^\circ$, $\varphi_4 = 99^\circ$, 180° 触发。在这个特定的例子中,图 9a 表示输入的交流电压 U_N ,图 9b 表示主绕组上的电压 U_{AW} ,而图 9d 表示辅助绕组上的电压 U_{HW} 。图 9c 和 9e 表示流过主绕组的相关电流 I_{AW} 和流过辅助绕组的电流 I_{HW} 。正如从图 9c 和 9e 中可以看到,辅助绕组首先从时间 t_1 ,图 9a 输入交流电压 U_N 的过零点,以触发角 φ_1 导通,使得电流 I_{HW} 可以流过辅助绕组。此时主绕组尚未导通。在时间 t_2 输入交流电压的下一个过零点,现在电流以触发角 φ_3 流过主绕组,而以触发角 φ_2 流过辅助绕组。在时间 t_3 ,就是说输入交流电压的下一个过零点,主绕组再次以触发角 φ_4 导通,而辅助绕组不触发。在时间 t_4 下一个电压过零点,两个三端双向可控硅开关器件均不触发,使得流过主绕组和辅助绕组的电流截止。然后从时间 t_5 开始重复所描述的触发模式。图 9f 所示的马达电流 I_M 是绕组电流 I_{AW} 和 I_{HW} 求和的结果。

这样,主绕组和辅助绕组中的电流就可以通过改变触发角模式来分别单独设置,从而使得预先不仅影响转矩特性,而且影响马达的功率消耗成为可能。保持辅助绕组中电流的振幅较大和为辅助绕组电流达到较为有利的相位角的能力也导致高得多的效率。

图 10 表示直接用电源运转、而且没有控制系统的马达的转速/转矩特性 A,与按照本发明借助于主绕组和辅助绕组单独激励运转的马达的相应特性 B 进行比较。按照本发明,设置这样的触发模式,亦即,例如,马达基频为 $16^{2/3}$ 赫。例如,发现主绕组 AW 触发角 0° , 180° , 180° , 而辅助绕组 HW 触发角 180° , 180° , 97° 的触发模式对效率和转矩响应特别有利。如图 10 特性曲线簇 B 所示,在这种情况下可以通过改变主绕组的第一触发角来改变转矩振幅和/或转矩曲线,在这种情况下触发角的改变影响马达电压的振幅。令主绕组和辅助绕组单独导通,但按照本发明,使得它

们彼此匹配，用这个实施例，也可以导致马达启动转矩的显著改善，在这种情况下，甚至达到实际上相当传统相位选通控制数值的两倍的数值。另外，不用任何外加硬件，就是说，只通过改变触发角模式，即可改变转速方向。在这种情况下，发现主绕组触发角 30° ， 180° ， 180° ，而辅助绕组触发角 180° ， 120° ， 180° 特别有利。

除了上述优点之外，还可以用图 8 的变型有利地影响马达产生的声学噪声。实际上，若发现由相应的马达驱动的装置受刺激而振动或颤动，则通过改变触发角模式，即可改变马达的电流，从而即使不能消除干扰性振动或颤动，也能将其减小。

对于图 5 和图 8 两种版本，最简单和最经济的选择方案是用经验方法确定最优触发角，更精确地说，以便优化效率和/或启动转矩和/或振动或颤动和/或噪声响应和/或转矩/转速特性。用这样的方法确定的结果可以用表格的形式储存在控制装置 4 的存储装置中。然后以周期性循环的方式给开关器件 2 预设所储存的触发模式。但若控制装置 4 是由计算能力足够高的微控制器或数字信号处理器 (DSP) 构成的，则马达的优化甚至还可以在在线操作的过程中进行。为此目的，来自适当的传感器，诸如转速、电流、功率、温度、气流速率、气压、空气速度、空气湿度和/或振动或颤动传感器的输出信号由控制装置 4 评估，并被考虑在触发角的选择中。

至于图 11 所示的第三电路变型，在这种情况下电子开关器件 2 由脉宽调制交流电源控制器构成，后者是以这样的方式设计和驱动的，即基本上“模仿”图 5 和/或 8 所示电路的操作方法，以便以类似的方法优化效率和/或转矩和/或转矩/转速特性。这样的交流电源控制器的内部结构是众所周知的，因此在图 11 中不再详细示出。

在这样一种交流电源控制器，亦称交流斩波器（例如，见德国专利 DE 44 28 682 C2）的情况下，马达电压的振幅可以无限可变的方式改变，因为在这种情况下采用可以断开的功率开关，例如可以主动地截断电流的与三端双向可控硅开关器件和闸流管大不相同的双极晶体管、MOSFET（金属氧化物半导体场效应晶体管）、IGBT（绝缘栅双极晶体管）等。在这种情况下，功率开关一般是以 18 至 20 千赫的时钟频率，就是说，超出人耳听力范围的频率工作的。

在交流电源控制器的情况下，以相当于电源频率，就是说一般为 50 赫或 60 赫的基频产生相当接近于正弦的马达电流，产生的谐波比传统的相位选通控制系统少得多。尽管从声学噪声的角度看这是有利的，但有功率损耗大的缺点，因为像传统的相位选通控制系统一样，转速调整起纯的滑差控制的作用。这往往导致发热问题，效率差，而且空气温升严重，这在，例如，热交换器的情况下尤为突出，还会降低整套设备的效率。

测量表明，与图 5 和 8 举例说明的解决方案相比，交流电源控制器的功率消耗在某些情况下会增大 60 % 以上。因此，图 11 所举例说明的解决方案有一个目的是以这样的方式驱动交流电源控制器，即，实现相当于图 5 和 8 的高效率。

按照本发明，这种交流电源控制器由具有可变脉宽调制率的控制装置 4 以这样一种方式激励，即，由于类似于图 5 和 8 所示的配置，可以产生相应的马达电压 U_M 分布曲线。例如，若想使输入电压的整个半周或全周期截止，则每半周对应 180° 相位角（见图 12），这会造成 0 % 的 PWM（脉宽调制）率。100 % 的 PWM 率意味着输入电压整个对应角度都导通。因而，在实践中通过预置在可变相位或触发角 φ 范围内的 0 % PWM，后跟 100 % 的 PWM，即可进行“相位选通”。

在这种情况下，控制装置 4 利用检测装置 6 检测的过零点，为交流电源控制器提供控制信号。

图 12a 和 b 表示主绕组和辅助绕组上的电压如何受 PWM 控制系统影响。在功率开关准备导通的时间 t_1, t_3, t_5 预设 100 % 的 PWM 信号，使得马达接收整个输入交流电压 U_N 。在时间 t_2, t_4 在 0 % PWM 下，马达电压通过续流电路而短路，使马达电压为零。为了更好地模拟图 5 和 8 所示的上述电路变型的关系，也可以预设略高于与电动势对应的 PWM 率来代替 0 % PWM。

利用图 12b 所举例说明的示范性实施例得到 25 赫的基频。但是，通过对 PWM 信号的适当调制，其结果将会导致工作点的优化，也可以产生其它基频（例如， $16^{2/3}$ 赫，30 赫，40 赫等）。这使效率、启动转矩和/或转矩/转速特性都得到进一步改善。

另外，可以在建议的控制方式和使用恒定 PWM 率的传统控制之间切

换。于是，也可以达到上列各项改善或以恒定的 PWM 率和大致呈正弦形的电流达到低噪声操作。例如，在晚上或低转速工作点下低噪声操作可能是有用的。在利用相对较高的转速的风扇应用的情况下，流动噪声一般都比马达噪声明显。于是，在这工作点下，利用所建议的控制系统来，例如，
5 把功率消耗减到最小是有意义的。

但是，本发明并不限于采用 0 % 或 100 % PWM 数值的控制或三端双向可控硅器件电路的模拟，而在事实上，它代表交流电源控制器作为变频器使用的一般解决方案。为了改变基频，不论 PWM 信号还是，直接地，交流电源控制器中功率开关导通和截止的时间都以周期循环的方法来控制。
10 用这个方法可以达到的自由度可以用来优化效率和启动转矩，减小声学噪声和/或改进 EMC 特性。

本发明并不限于所举例说明的和所描述的示例性实施例，而是覆盖对本发明的目的具有等效作用的所有配置。

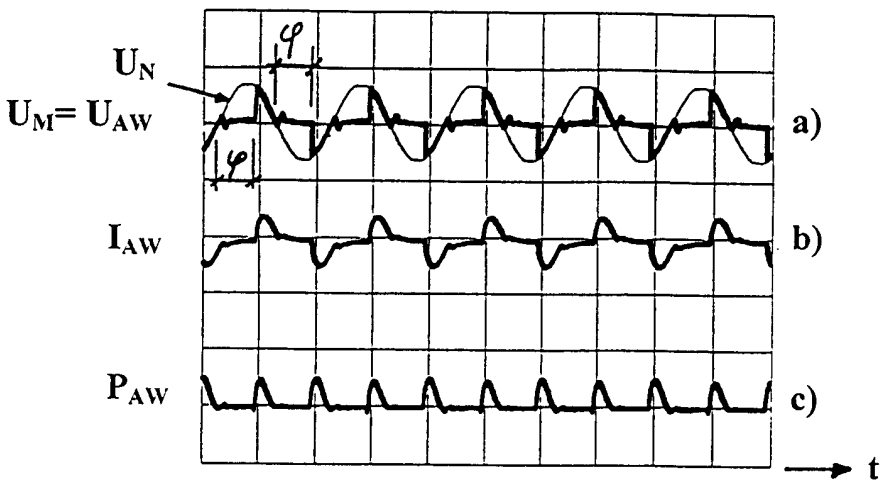
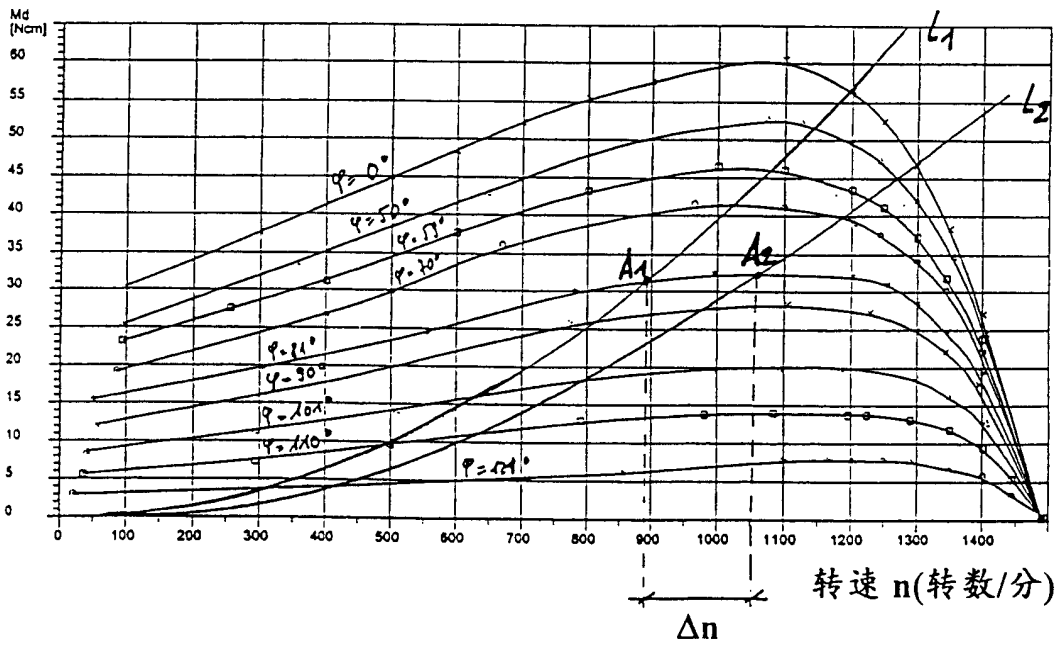


图 1

图 2



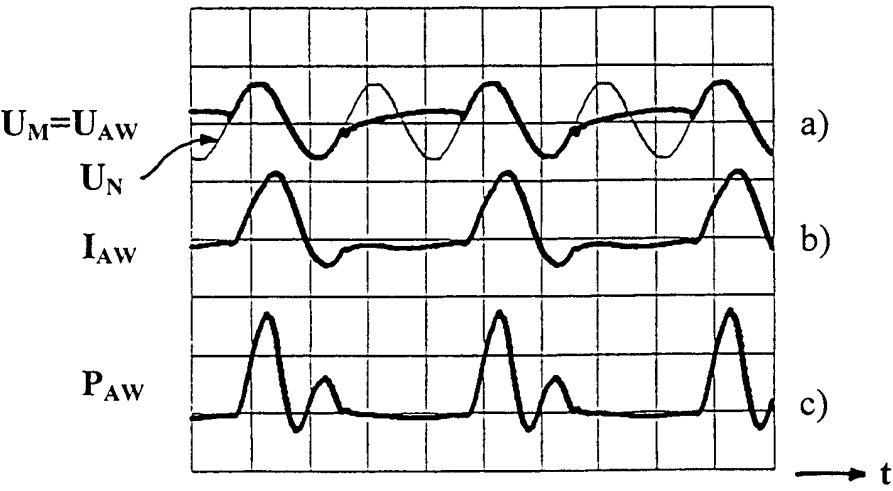


图 3

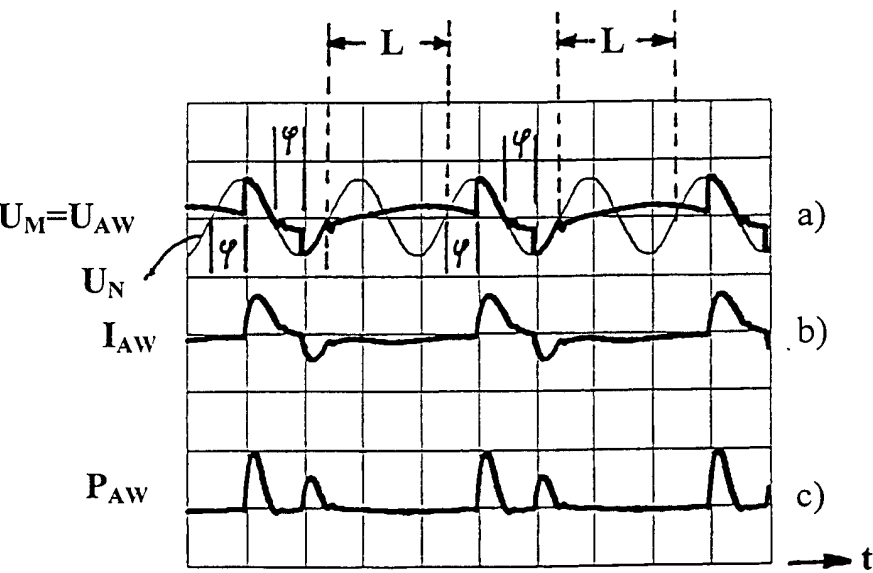


图 4

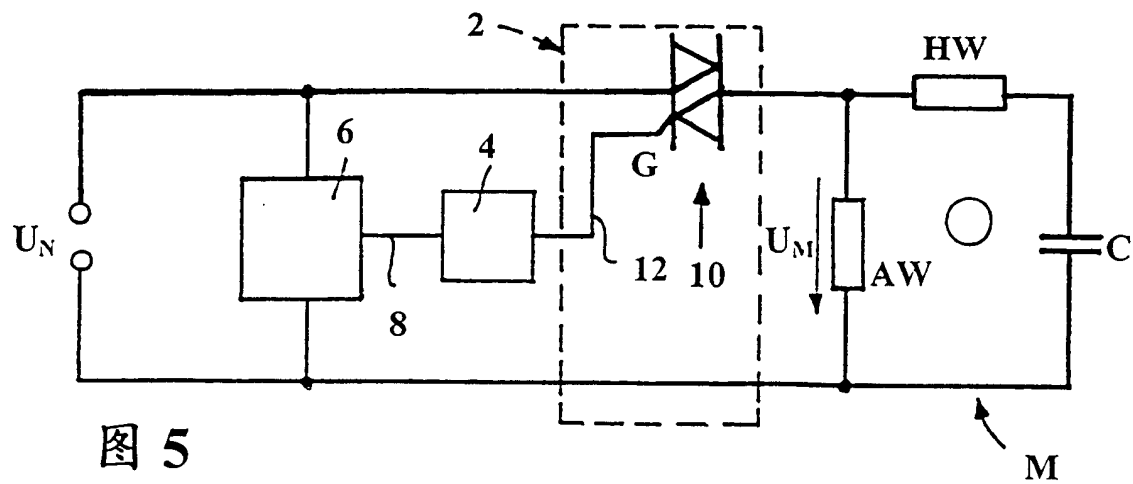


图 5

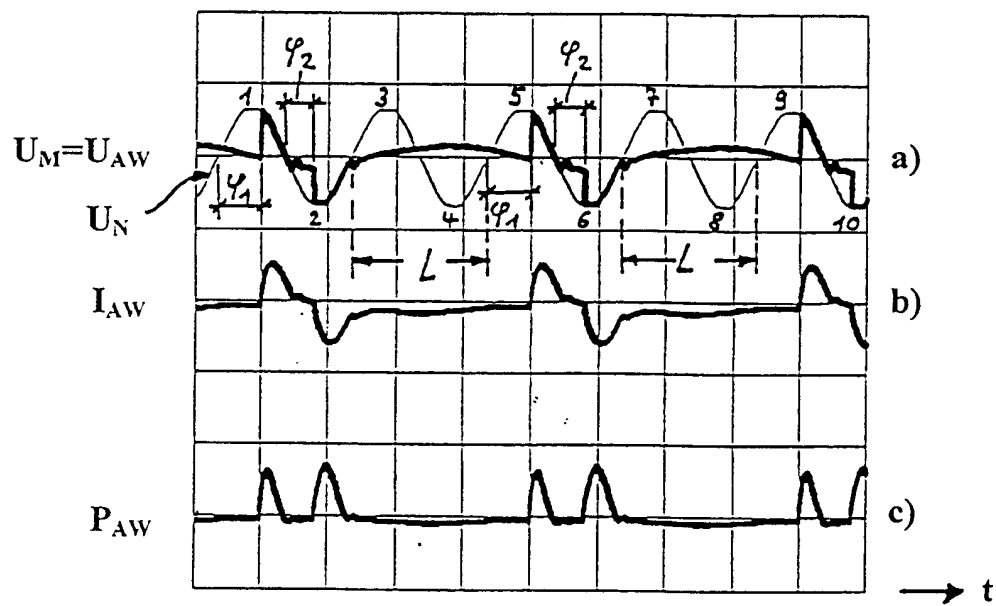
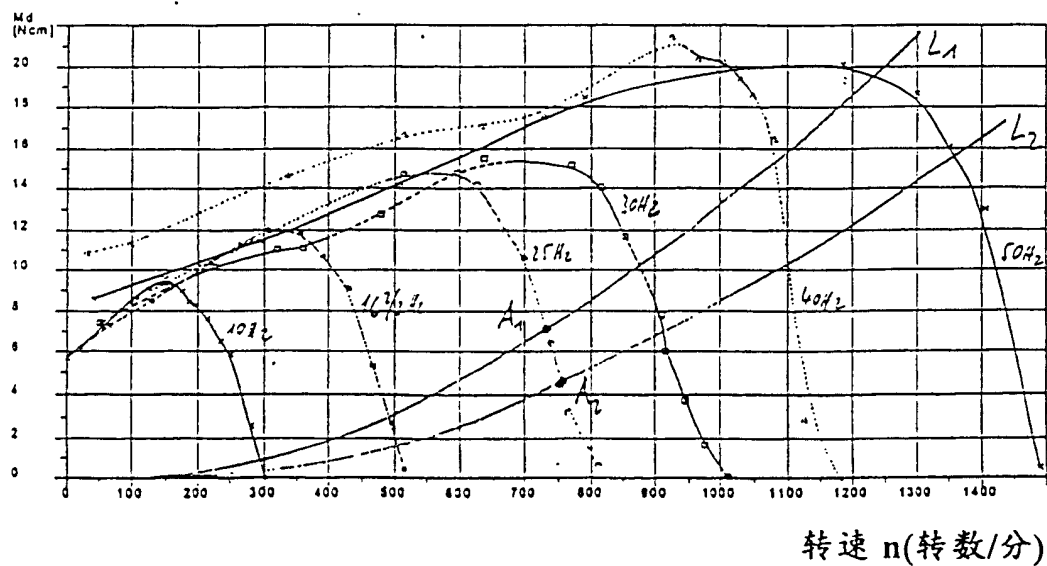


图 6

图 7



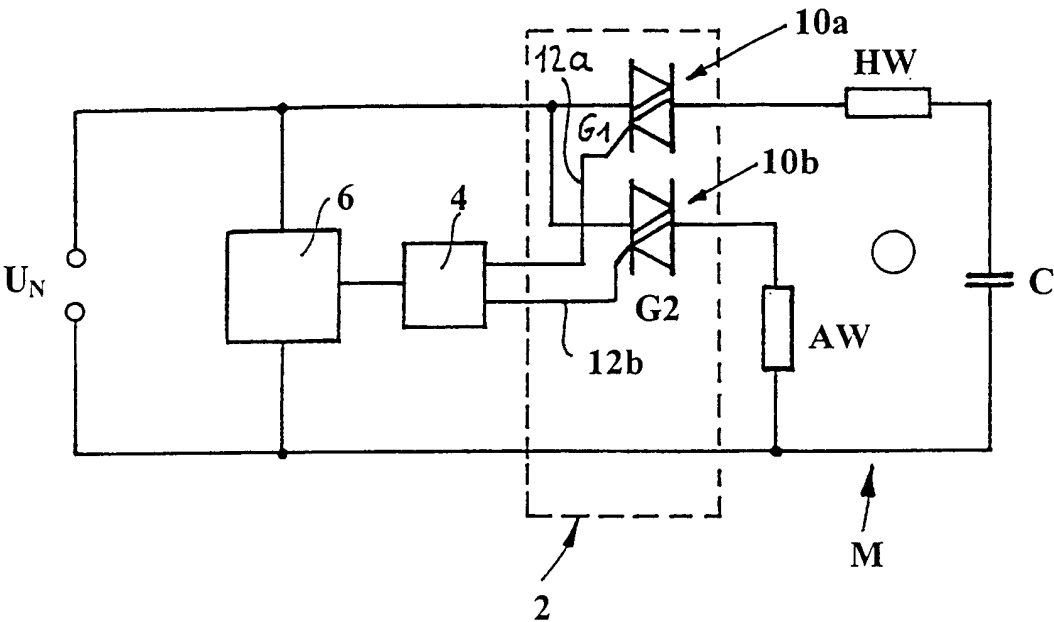


图 8

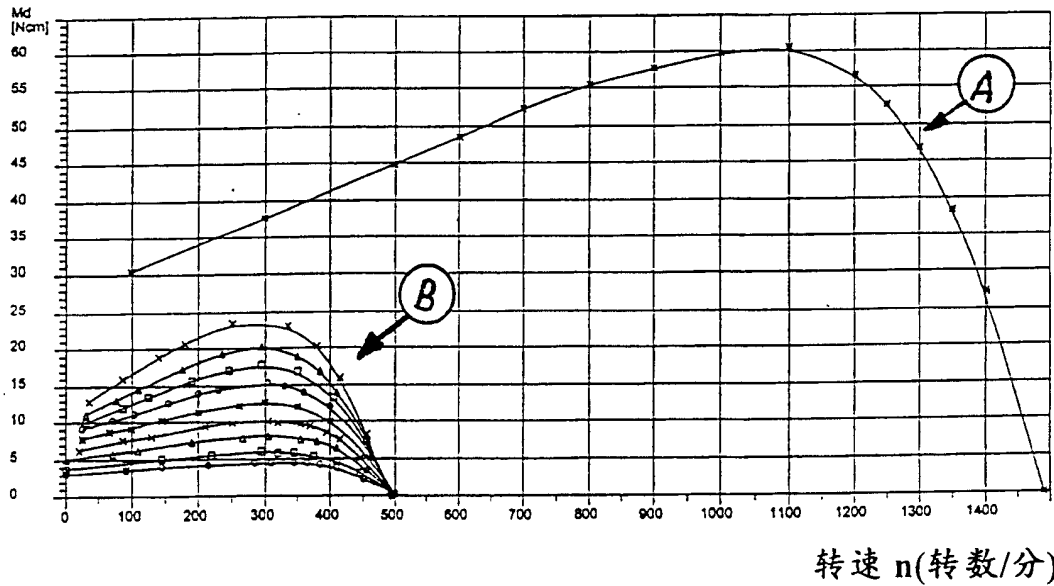


图 10

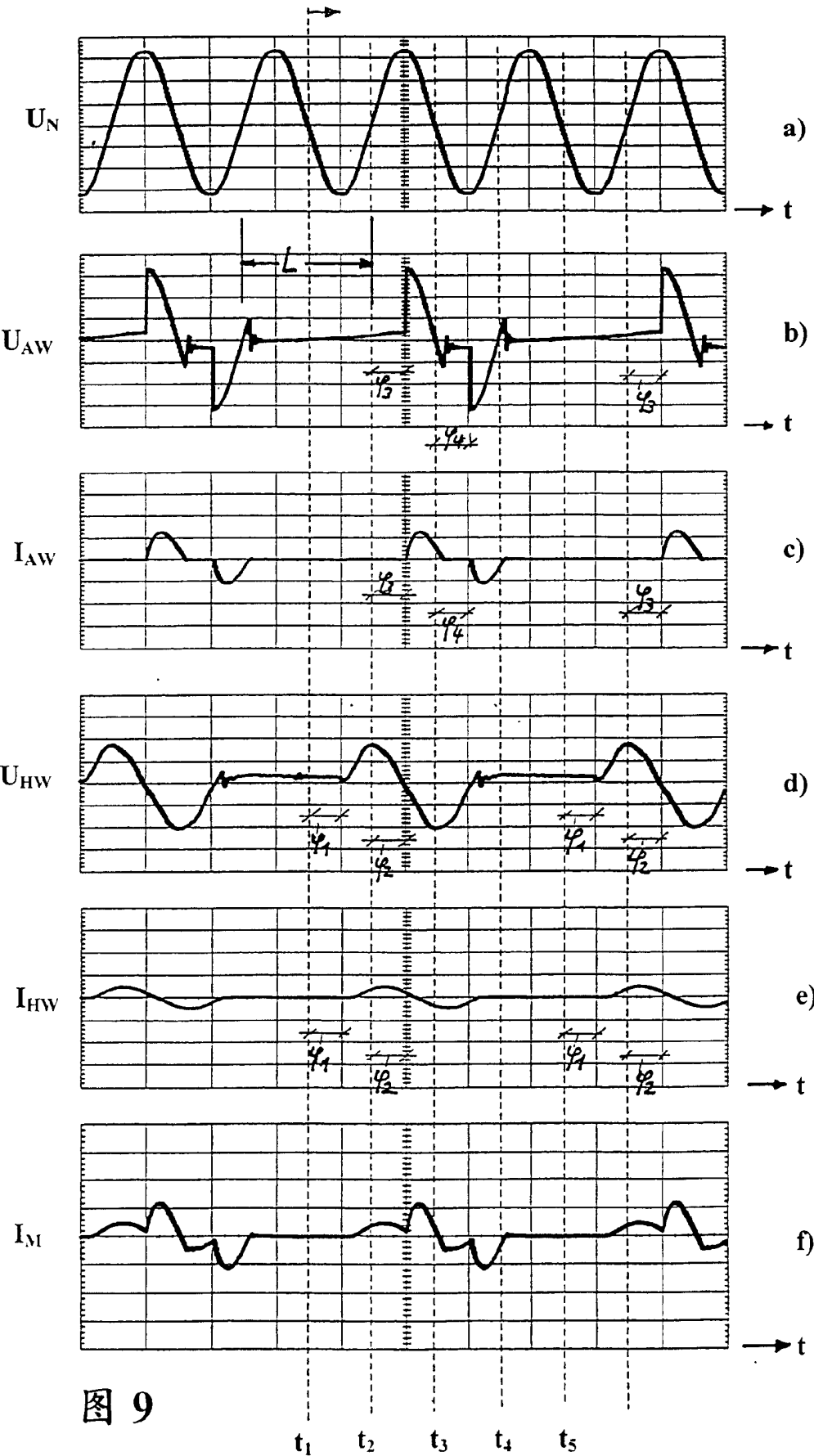


图 9

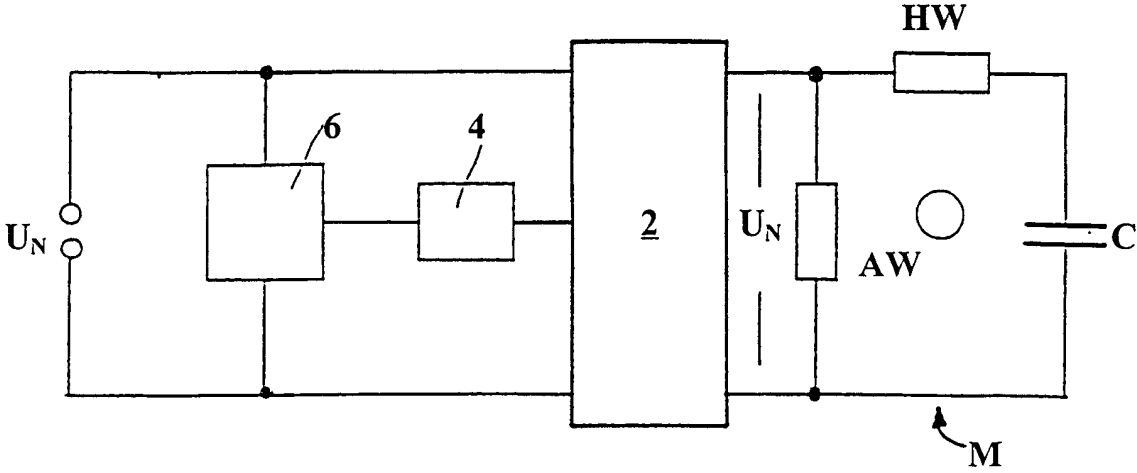


图 11

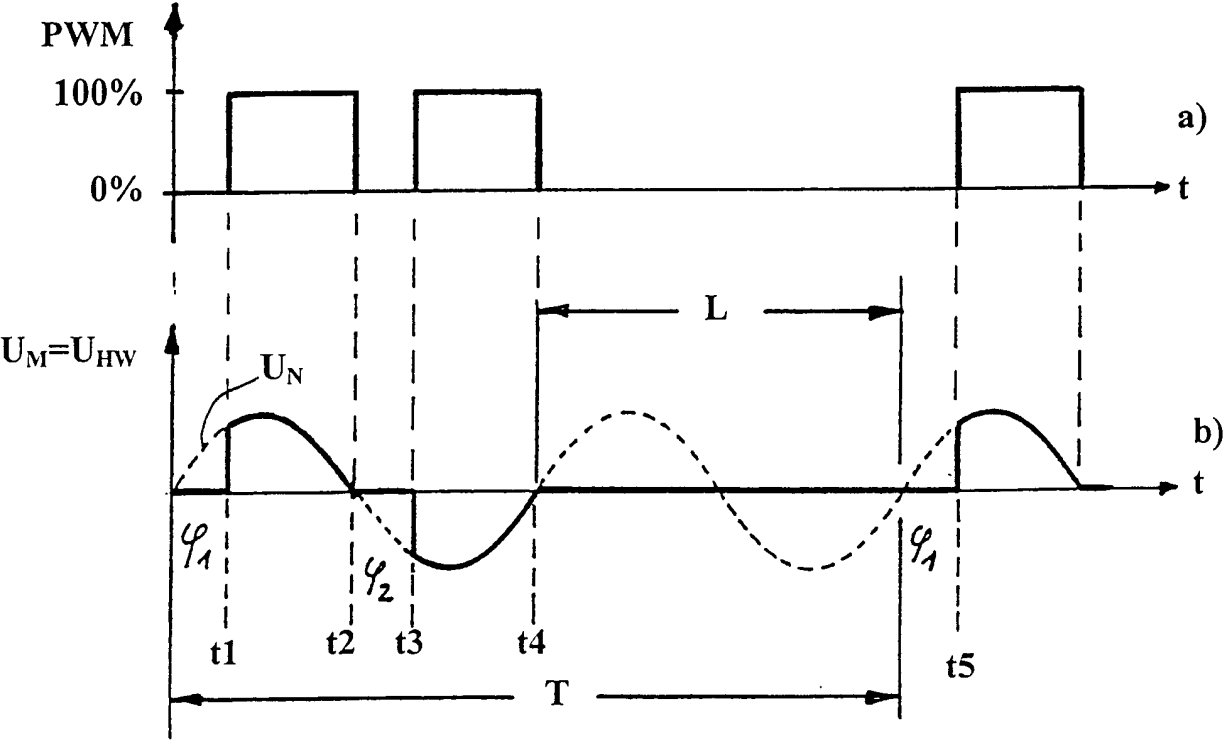


图 12