



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1973424 B

(45) 授权公告日 2010.12.01

(21) 申请号 200580020552.8

(22) 申请日 2005.02.15

(30) 优先权数据

04405389.0 2004.06.23 EP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2006.12.21

(86) PCT申请的申请数据

PCT/CH2005/000083 2005.02.15

(87) PCT申请的公布数据

W02006/000111 DE 2006.01.05

(73) 专利权人 ABB 瑞士有限公司

地址 瑞士巴登

(72) 发明人 克里斯蒂安·斯图兹

克里斯托夫·艾克勒 埃里希·苏特

阿德里安·楚克贝格 皮德·约尔格

托马斯·贝尔纳

(74) 专利代理机构 北京集佳知识产权代理有限公司 11227

代理人 杨生平 杨红梅

(51) Int. Cl.

H02M 5/458(2006.01)

H02M 7/10(2006.01)

(56) 对比文件

CN 1214567 A, 1999.04.21, 说明书第 10 页第 9 行至第 23 行、第 12 页第 1 行至第 9 行、第 17 页第 9 行至第 18 页最后一行;说明书附图 8、图 15 和图 33.

US 5625545 A, 1997.04.29, 说明书第 6 栏第 36 行至第 8 栏第 14 行;说明书附图 4.

审查员 吴伟

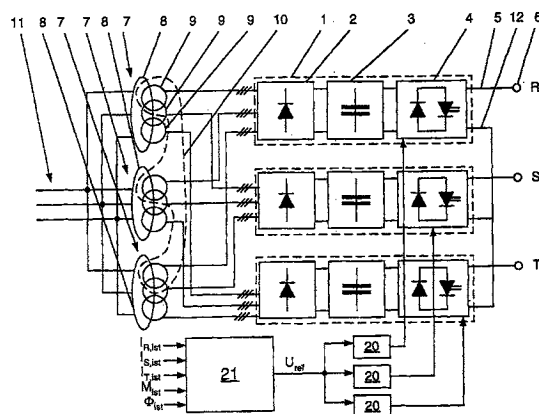
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 8 页

(54) 发明名称

低谐波多相转换器电路

(57) 摘要

公开了一种多相转换器电路,具有  $p \geq 3$  相 (R、S、T) 以及为每相 (R、S、T) 所提供的部分转换器电路 (1)。每个部分转换器电路 (1) 具有整流器单元 (2)、连接到整流器单元 (2) 的直流电压电路 (3) 和连接到直流电压电路 (4) 的逆变器单元 (4)。逆变器单元 (4) 的第一交流电压输出 (5) 形成相连接 (6), 并且逆变器单元 (4) 的第二交流电压输出 (12) 以星形连接互连。为了产生的关于在输入侧连接到转换器电路的交流电压电网的电压和电流的基波的尽可能少的谐波, 提供 n 个变压器 (7), 分别具有一个初级绕组 (8) 并分别具有 m 个三相次级绕组的组 (10)。每组次级绕组 (10) 分别由每个 P 变压器 (7) 的 m 个三相次级绕组形成, 并且, 每组次级绕组 (10) 借助相关的次级绕组 (9) 连接到相应的一个部分转换器电路 (1) 的整流器单元 (2)。



1. 一种多相转换器电路,具有  $p \geq 3$  相 (R、Y、B) 以及为每相 (R、Y、B) 所提供的转换器电路元件 (1),每个转换器电路元件 (1) 具有单个整流器单元 (2)、连接到整流器单元 (2) 的 DC 电压电路 (3) 和连接到 DC 电压电路的逆变器单元 (4);

并且每个逆变器单元 (4) 的第一 AC 电压输出 (5) 形成相连接 (6),并且逆变器单元 (4) 的第二 AC 电压输出 (12) 呈星形连接,

其特征在于:提供  $n$  个变压器 (7),每个变压器具有一个初级绕组 (8) 和  $m$  个三相次级绕组 (9),其中  $n \geq 2$  和  $m \geq 3$ ;

提供  $p$  组次级绕组 (10),每组次级绕组 (10) 分别由每个变压器 (7) 的  $\frac{m}{p}$  个三相次级绕组 (9) 形成,其中  $m$  取使  $\frac{m}{p}$  为整数的值;并且

组成所述每组次级绕组 (10) 的三相次级绕组中的所有三相次级绕组 (9) 连接到相应转换器电路元件 (1) 的单个整流器单元 (2)。

2. 根据权利要求 1 所述的转换器电路,其特征在于:在一组次级绕组 (10) 中的所述三相次级绕组 (9) 对于所述一组次级绕组 (10) 而言相对于彼此而具有相移。

3. 根据权利要求 2 所述的转换器电路,其特征在于:一组次级绕组 (10) 中的每两个次级绕组 (9) 的相移是  $\frac{60 \cdot p}{n \cdot m}$  度的整数倍。

4. 根据权利要求 1 到 3 之一所述的转换器电路,其特征在于:在变压器 (7) 中的所述三相次级绕组 (9) 对于所述变压器 (7) 而言相对于彼此而具有相移。

5. 根据权利要求 4 所述的转换器电路,其特征在于:变压器 (7) 的每两个次级绕组 (9) 的相移是  $\frac{360}{x \cdot p}$  度的整数倍,其中  $x$  是整流器单元 (2) 的脉冲数。

6. 根据权利要求 4 所述的转换器电路,其特征在于:变压器 (7) 的每两个次级绕组 (9) 的相移是  $\frac{60}{n \cdot m}$  度的整数倍。

7. 根据权利要求 1 到 3 之一所述的转换器电路,其特征在于:所述变压器 (7) 的初级绕组 (8) 相对于彼此而具有相移。

8. 根据权利要求 7 所述的转换器电路,其特征在于:分别关于两个初级绕组 (8) 的相移是  $60/n$  度的整数倍。

9. 根据权利要求 1 到 3 之一所述的转换器电路,其特征在于:所述 DC 电压电路 (3) 具有调谐到谐波频率的谐振电路 (17)。

10. 根据权利要求 1 到 3 之一所述的转换器电路,其特征在于:平滑电感 (18) 连接在所述整流器单元 (2) 和所述 DC 电压电路 (3) 之间。

11. 根据权利要求 1 到 3 之一所述的转换器电路,其特征在于:电流上升限制电路 (19) 连接在所述 DC 电压电路 (3) 和所述逆变器单元 (4) 之间。

12. 根据权利要求 1 到 3 之一所述的转换器电路,其特征在于:每个逆变器单元 (4) 具有相关的本地控制器单元 (20)、逆变器单元 (4) 的连接到该相关的本地控制器单元 (20) 的可驱动电力半导体开关 (S1、S2、S3、S4、S5、S6);并且

提供连接到每个本地控制器单元 (20) 的高级控制器单元 (21)。

13. 根据权利要求 12 所述的转换器电路,其特征在于:在输入侧向所述高级控制器单元 (21) 馈送每个相连接 (6) 的每个相连接电流实际值 ( $I_{R, act.}$ 、 $I_{Y, act.}$ 、 $I_{B, act.}$ )、可连接到相连接 (6) 的旋转电机的转矩实际值 ( $M_{act.}$ ) 和磁通量实际值 ( $\Phi_{act.}$ );并且

基准电压 ( $U_{ref}$ ) 存在于所述高级控制器单元 (21) 的输出处并且在每个本地控制器单元 (20) 的输入侧馈送到所述每个本地控制器单元 (20)。

## 低谐波多相转换器电路

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子设备领域。其基于多相转换器电路。

[0002] 背景技术

[0003] 多相转换器电路如今被用于许多电力电子设备应用。在这种情况下,对于这种转换器电路的要求首先是在 AC 电压电系统中并且也在电负载的相上产生尽可能小的谐波,其中 AC 电压电系统通常在输出侧连接到转换器电路,而电负载更常规地连接到转换器电路;其次是使用尽可能少的电子部件来传送进行尽可能高的功率。一种适合的多相转换器电路在 EP 0913918A2 中详细说明,且在图 1 中示出。其中,转换器电路处于 18 脉冲、三相转换器电路的形式,并且每相具有一个转换器电路元件,每个转换器电路元件包括 18 脉冲整流器单元、连接到该整流器单元的 DC 电压电路和连接到该 DC 电压电路的逆变器单元。根据 EP 0913918A2 或根据图 1,每个逆变器单元的第一 AC 电压输出形成相连接。所述转换器电路的逆变器单元的第二 AC 电压输出也是星形连接的。另外,该转换器电路具有单个变压器,该变压器具有通常连接到 AC 电压电系统的初级绕组。由于转换器电路的脉冲数为 18,变压器具有九个三相次级绕组,九个三相次级绕组中的三个分别形成一组次级绕组,从而总共形成三组次级绕组。

[0004] GB 2330254A 同样公开了一种多相转换器电路,其中为每相同样提供了一个转换器电路元件,每个转换器电路元件具有三个整流器单元。DC 电压电路和连接到 DC 电压电路的逆变器单元然后连接到每个整流器单元。此外,GB 2330254A 中的转换器电路具有三个变压器,每个变压器具有一个初级绕组和三个三相次级绕组。此外,每个次级绕组与三个转换器电路元件之一关联,在这种情况下,关联的转换器电路元件的每个整流器单元正好连接到与该转换器电路元件关联的一个次级绕组。

[0005] 关于根据 EP 0913918A2 的多相转换器电路的一个问题是,尽管整流器单元的脉冲数为 18 且因此转换器电路的整体的脉冲数为 18,会产生在初级绕组上且因此在 AC 电压电系统中相关的并且关于该 AC 电压电系统的电压和电流的基波、大于十七次谐波的谐波,然后这些谐波将相应剧烈程度的负载施加在 AC 电压电系统上,特别是在具有高额定阻抗的弱 AC 电压电系统的情况下。因此,谐波对转换器电路的这种效应是特别不理想的。

[0006] 发明内容

[0007] 因此本发明的目的是提供一种多相转换器电路,其产生相对于 AC 电压电系统的电压和电流的基波尽可能低的谐波,该 AC 电压电系统在输入侧连接到转换器电路,所述转换器电路也具有简单而鲁棒的设计。该目的由根据本发明的实施例来实现。

[0008] 根据本发明的多相转换器电路总体上包括  $p \geq 3$  个输出相和为每相所提供的转换器电路元件,每个转换器电路元件具有整流器单元、连接到整流器单元的 DC 电压电路和连接到 DC 电压电路的逆变器单元。此外,每个逆变器单元的第一 AC 电压输出形成相连接。此外,逆变器单元的第二 AC 电压输出是星形连接的。根据本发明,现在总体上提供了  $n$  个变压器,每个变压器具有一个初级绕组和  $m$  个三相次级绕组,其中  $n \geq 2$  和  $m \geq 3$ 。此外,总

体上提供了  $p$  组次级绕组, 每组次级绕组分别由每个变压器的  $\frac{m}{p}$  个三相次级绕组形成, 并且具有关联次级绕组的每组次级绕组连接到相应转换器电路元件的整流器单元。因此每组次级绕组与相应的仅一个转换器电路元件或相应的仅一个转换器电路元件的整流器单元相关联, 在这种情况下, 该组次级绕组中的所有次级绕组连接到关联转换器电路元件的整流器单元。由于提供了  $n \geq 2$  个变压器且每组次级绕组分别由每个变压器的  $\frac{m}{p}$  个三相次级绕组形成, 并且具有关联次级绕组的每组次级绕组连接到相应转换器电路元件的整流器单元, 因而变压器的初级侧、即连接到转换器电路的 AC 电压电系统的一侧的转换器电路的有效脉冲数大于整流器单元的脉冲数。较大的脉冲数的有利结果是, 基本上只有关于在输入侧连接到转换器电路的 AC 电压电系统的电压和电流的基波的该较大脉冲数以下的非常低的谐波。在最好的情况下, 即, 取决于操作状态, 例如, 在根据本发明具有脉冲数为 18 的整流器单元、 $p = 3$  相和  $n = 3$  个变压器的转换器电路的情况下, 在变压器的初级侧得到关于 AC 电压电系统的电压和电流的基波的脉冲数 54, 其结果是有利地基本上只产生关于 AC 电压电系统的电压和电流的基波、低于 53 次谐波的非常低的谐波。因此 AC 电压电系统, 特别是具有高额定阻抗的弱 AC 电压电系统, 不负载或只在小程度上负载。

[0009] 此外, 由于上述所使用的部件及其接线, 根据本发明的转换器电路具有简单而鲁棒的设计。

[0010] 本发明的这些和其它目的、优点和特征从结合附图对本发明的优选实施例的以下详述中显而易见。

#### 附图说明

[0011] 图 1 示出多相 18 脉冲转换器电路的常规实施例,

[0012] 图 2 示出根据本发明的多相转换器电路的第一实施例,

[0013] 图 3 示出根据本发明的多相转换器电路的第二实施例,

[0014] 图 4 示出如图 1 或图 2 中所示的根据本发明的多相转换器电路的转换器电路元件的第一实施例, 其具有逆变器单元的第一实施例。

[0015] 图 5 示出图 4 中所示的转换器电路元件的逆变器单元的第二实施例,

[0016] 图 6 示出常规多相 12 脉冲转换器电路的输入侧电压的频谱,

[0017] 图 7 示出常规多相 12 脉冲转换器电路的输入侧电流的频谱,

[0018] 图 8 示出如图 2 中所示的根据本发明的转换器电路的输入侧电压的频谱,

[0019] 图 9 示出如图 2 中所示的根据本发明的转换器电路的输入侧电流的频谱, 以及

[0020] 图 10 示出根据本发明的多相转换器电路的第三实施例。

[0021] 附图中所使用的标号及其含义概括于标号列表中。原则上, 附图中相同的部分给出相同的标号。所描述的实施例表示本发明的主题的实例, 并不具有限制作用。

#### 具体实施方式

[0022] 图 2 示出根据本发明的多相转换器电路的第一实施例。图 2 中所示的转换器电路具有  $p = 3$  相 R、Y、B,  $p \geq 3$  相 R、Y、B 通常可以想到。如图 2 所示, 转换器电路包括提供给每一相 R、Y、B 的转换器电路元件 1, 每个转换器电路元件 1 具有整流器单元 2、连接到整流

器单元 2 的 DC 电压电路 3、和连接到 DC 电压电路 4 的逆变器单元 4。图 2 所示的整流器单元 2 具有  $x = 12$  的脉冲数,脉冲数  $x$  指示在输入侧连接到转换器电路的 AC 电压电系统 11 的电压的一个周期内的开关脉冲数。此外,每个逆变器单元 4 的第一 AC 电压输出 5 形成相连接 6。另外,图 2 所示的逆变器单元 5 的第二 AC 电压输出 12 呈星形连接。

[0023] 根据本发明,现在总体上提供了  $n$  个变压器 7,每个变压器具有一个初级绕组 8 和  $m$  个三相次级绕组 9,其中  $n \geq 2$  和  $m \geq 3$ 。如图 2 所示,有  $n = 2$  个变压器,每个变压器具有  $m = 3$  个三相次级绕组 9。此外,总体上提供  $p$  组次级绕组 10,每组次级绕组 10 分别由每个变压器 7 的  $\frac{m}{p}$  个三相次级绕组 9 形成,具有关联次级绕组 9 的每组次级绕组 10 连接到

相应的转换器电路元件 1 的整流器单元 2。于是每组次级绕组包括  $\frac{m \cdot n}{p}$  个次级绕组 9。同样如图 2 所示,每组次级绕组 10 因此与相应的仅一个转换器电路元件 1 或者相应的仅一个转换器电路元件 1 的整流器单元 2 相关联,在这种情况下,该组次级绕组 10 中的所有次级绕组 9 连接到关联转换器电路元件 1 的整流器单元 2。如图 2 所示,在  $p = 3$  相 R、Y、B 的情况下,还提供  $p = 3$  组的次级绕组 10,每组次级绕组 10 分别由每个变压器 7 的三相次级绕组 9 形成,且每组次级绕组 10 包括两个次级绕组 9。

[0024] 由于总体上有  $n \geq 2$  个变压器 7,以及每组次级绕组 10 分别由每个变压器 7 的  $\frac{m}{p}$  个三相次级绕组 9 形成,并且具有全部其关联次级绕组 9 的每组次级绕组 10 连接到相应的转换器电路元件 1 的整流器单元 2,变压器 7 的初级侧 8、即转换器电路的输入侧的转换器电路的有效脉冲数大于整流器单元 1 的脉冲数。较大的脉冲数的有利结果是,基本上只有关于在输入侧连接到转换器电路的 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波的该较大脉冲数以下的非常低的谐波。另外,整流器单元 2 具有  $x = 12$  的脉冲数的常规多相转换器电路的输入侧电压的频谱见于图 6。这种 12 脉冲转换器电路的设计对应于开始所描述的如图 1 所示的具有  $x = 18$  的脉冲数的公知转换器电路,和图 1 对比,该常规 12 脉冲转换器电路具有 12 脉冲整流器单元,并且单个变压器 7 在这种情况下包括六个三相次级绕组 9,六个三相次级绕组 9 中的两个形成一组次级绕组 10,从而形成总共三组次级绕组 10。此外,整流器单元 2 具有  $x = 12$  的脉冲数的常规多相转换器电路的输入侧电流的频谱见于图 7。为了更好地说明如图 2 所示的根据本发明的转换器电路的较大有效脉冲数的上述优点,图 2 所示的根据本发明的转换器电路的输入侧电压的频谱见于图 8,图 2 所示的根据本发明的转换器电路的输入侧电流的频谱见于图 9。在最好的情况下,即,取决于操作状态,例如,在根据本发明具有脉冲数为  $x = 12$  的整流器单元 2、 $p = 3$  相 R、Y、B 和  $n = 2$  个变压器的转换器电路的情况下,在变压器 7 的初级侧得到关于 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波的脉冲数  $36 (x \cdot p = 36)$ ,其结果是有利地基本上只产生关于 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波、低于 35 次谐波的非常低的谐波。因此 AC 电压电系统 11,特别是具有高额定阻抗的弱 AC 电压电系统,就有利地不负载或只在小程度上负载。

[0025] 图 3 示出根据本发明的多相转换器电路的第二实施例。和图 2 所示的第一实施例对比,图 3 所示的相应整流器单元 2 具有  $x = 18$  的脉冲数。此外,和图 2 所示的第一实施例对比,在图 3 所示的第二实施例中提供  $n = 3$  个变压器,每个变压器具有  $m = 3$  个三相次级绕组 9。此外如图 3 所示,在  $p = 3$  相 R、Y、B 的情况下,还提供  $p = 3$  组的次级绕组 10,

每组次级绕组 10 分别由每个变压器 7 的三相次级绕组 9 形成,并且每组次级绕组 10 包括三个次级绕组 9。以根据图 3 所示的第二实施例的转换器电路,在最好的情况下,即,取决于操作状态,例如,在具有脉冲数为  $x = 18$  的整流器单元 2、 $p = 3$  相 R、Y、B 和  $n = 3$  个变压器的变压器 7 的初级侧得到关于 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波的脉冲数  $54(x \cdot p = 54)$ ,其结果是有利地基本上只产生关于 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波、低于 53 次谐波的非常低的谐波。

[0026] 图 10 示出根据本发明的多相转换器电路的第三实施例。和图 2 和图 3 所示的第一和第二实施例对比,图 10 所示的相应整流器单元 2 具有  $x = 24$  的脉冲数。此外,在图 10 所示的第三实施例中,提供  $n = 2$  个变压器,每个变压器具有  $m = 6$  个三相次级绕组 9。此外如图 10 所示,在  $p = 3$  相 R、Y、B 的情况下,还提供  $p = 3$  组的次级绕组 10,每组次级绕组 10 分别由每个变压器 7 的三相次级绕组 9 形成,并且每组次级绕组 10 包括四个次级绕组 9。以根据图 10 所示的第三实施例的转换器电路,在最好的情况下,即,取决于操作状态,例如,在具有脉冲数为  $x = 24$  的整流器单元 2、 $p = 3$  相 R、Y、B 和  $n = 2$  个变压器的变压器 7 的初级侧得到关于 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波的脉冲数  $72(x \cdot p = 72)$ ,其结果是有利地基本上只产生关于 AC 电压电系统 11 的电压和电流的基波、低于 71 次谐波的非常低的谐波。

[0027] 一般而言,且在图 2 和图 3 所示的根据本发明的转换器电路的实施例中,三相次级绕组 9 优选地关于一组次级绕组 10 相对于彼此而具有相移。分别关于一组次级绕组 10 中的两个次级绕组 9 的优选相移是  $(\frac{60 \cdot p}{n \cdot m})$  度的整数倍。在图 2 所示的根据本发明的转换器电路的第一实施例中,因而产生分别关于一组次级绕组 10 中的两个次级绕组 9 的 30 度的整数倍的相移。此外,在图 3 所示的根据本发明的转换器电路的第二实施例中,因而产生分别关于一组次级绕组 10 中的两个次级绕组 9 的 20 度的整数倍的相移。此外,在图 10 所示的根据本发明的转换器电路的第三实施例中,因而产生分别关于一组次级绕组 10 中的两个次级绕组 9 的 15 度的整数倍的相移。在最好的情况下,即,取决于操作状态,这些相移在变压器 7 的初级侧导致有利的脉冲数,其已就图 2、图 3 和图 10 在以上加以说明。

[0028] 此外,一般而言,且在图 2、图 3 和图 10 所示的根据本发明的转换器电路的实施例中,三相次级绕组 9 关于变压器 7 相对于彼此而具有相移。分别关于变压器 7 的两个次级绕组 9 的优选相移是  $(\frac{60}{n \cdot m})$  度或  $(\frac{360}{x \cdot p})$  度的整数倍,其中  $x$  是整流器单元 2 的上述脉冲数。分别关于变压器 7 的两个次级绕组 9 的相移的上述式子是等价的。在图 2 所示的根据本发明的转换器电路的第一实施例中,因而产生分别关于变压器 7 的两个次级绕组 9 的 10 度的整数倍的相移。此外,在图 3 所示的根据本发明的转换器电路的第二实施例中,产生分别关于变压器 7 的两个次级绕组 9 的  $6\frac{2}{3}$  度的整数倍的相移。此外,在图 10 所示的根据本发明的转换器电路的第三实施例中,产生分别关于变压器 7 的两个次级绕组 9 的 5 度的整数倍的相移。此相移有利地导致关于在输入侧连接到转换器电路的 AC 电压电系统的电压和电流的基波的谐波的次级侧消除。

[0029] 此外,一般而言,且在图 2、图 3 和图 10 所示的根据本发明的转换器电路的实施例中,变压器的初级绕组 8 相对于彼此而具有相移。分别关于两个初级绕组的优选相移是  $60/$

n 度的整数倍。在图 2 所示的根据本发明的转换器电路的第一实施例和图 10 所示的第三实施例中,因而产生分别关于两个初级绕组 8 的 30 度的整数倍的相移。此外,在图 3 所示的根据本发明的转换器电路的第二实施例中,产生分别关于两个初级绕组 8 的 20 度的整数倍的相移。分别关于两个变压器 7 的初级绕组 8 的这个上述相移得到用于变压器 7 的次级绕组 9 的相同设置设计,其结果是生产得到简化,此外,因此而节省了成本。

[0030] 图 4 说明图 1 或图 2 所示的根据本发明的多相转换器电路的转换器电路元件 1 的第一实施例,其具有逆变器单元 4 的第一实施例。转换器电路元件 1 包括上述 DC 电压电路 3,其由两个串联连接的电容器形成,并具有第一主连接 14、第二主连接 15 和由所述两个相互连接的相邻电容所形成的连接元件 16。如图 4 所示,逆变器单元 4 具有两对支路 13,用于连接三个开关电压电平,各对的支路 13 具有第一、第二、第三和第四可驱动、双向电力半导体开关 S1、S2、S3、S4 以及第五和第六电力半导体开关 S5、S6。特别地,每个可驱动、双向电力半导体开关 S1、S2、S3、S4 由硬开关栅关断晶闸管 (hard-switched gate turn-off thyristor) 或由绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 以及由与栅关断晶闸管或双极晶体管背对背并联连接的二极管形成。然而,也可以设想,上述可驱动、双向电力半导体开关处于例如具有亦背对背并联连接的二极管的电力 MOSFET 的形式。如图 4 所示,第五和第六电力半导体开关 S5、S6 是非驱动、单向电力半导体开关,均由二极管形成。在这种情况下,第五和第六电力半导体开关形成无源箝位开关组。如图 4 所示,在每对支路 13 的情况下,第一、第二、第三和第四电力半导体开关 S1、S2、S3、S4 串联连接,且第一电力半导体开关 S1 连接到第一主连接 14,第四电力半导体开关 S4 连接到第二主连接 15。此外,第五和第六电力半导体开关 S5、S6 串联连接,第五电力半导体开关 S5 和第六电力半导体开关 S6 之间的连接点连接到连接元件 16,第五电力半导体开关 S6 连接到第一电力半导体开关 S1 和第二电力半导体开关 S2 之间的连接点,且第六电力半导体开关 S6 连接到第三电力半导体开关 S3 和第四电力半导体开关 S4 之间的连接点。图 5 示出图 4 所示的转换器电路元件 1 的逆变器单元 4 的第二实施例。与图 4 所示的逆变器单元 4 的第一实施例相比,在图 5 所示的逆变器单元 4 的第二实施例中,第五和第六电力半导体开关 S5、S6 同样是可驱动、双向电力半导体开关。特别地,每个可驱动、双向电力半导体开关 S5、S6 由硬开关栅关断晶闸管或由绝缘栅双极晶体管 (IGBT) 以及由与栅关断晶闸管或双极晶体管背对背并联连接的二极管形成。然而,同样可以设想上述可驱动、双向电力半导体开关处于例如具有亦背对背并联连接的二极管的电力 MOSFET 的形式。如图 5 所示,第五和第六电力半导体开关 S5、S6 于是形成有源箝位开关组。

[0031] 图 4 所示的 DC 电压电路 3 优选地具有谐振电路 17,其被调谐到谐波频率。谐振电路 17 包括电感和与该电感串联连接的电容,谐振电路 17 与在 DC 电压电路 3 中的两个串联连接的电容器并联连接。由于谐振电路 17,DC 电压电路 3 的 DC 电压中产生的例如关于 AC 电压电系统 11 的电压的基波的较低次谐波,如二次谐波,有利地可以由对应的调谐滤出。

[0032] 此外,平滑电感 18 连接在整流器单元 2 和 DC 电压电路 3 之间,如图 4 所示。该平滑电感 18 有利地用于平滑 DC 电压中间电路 3 中的直流。

[0033] 此外,如图 4 所示,电流上升限制电路 (current rise limit circuit) 19 有利地连接在 DC 电压电路 3 和逆变器单元 4 之间,特别地,所述电流上升限制电路 19 连接到 DC 电压电路 3 的第一主连接 14、第二主连接 15 和连接元件 16,在这种情况下,所述两对支路 13



连接到电流上升限制电路 19,如图 4 所示。通过电流上升限制电路 19,有利地可以限制在电力半导体开关 S1、S2、S3、S4、S5、S6 的开关过程中产生并且高于电力半导体开关 S1、S2、S3、S4、S5、S6 的最大允许值的电流上升率。

[0034] 不言而喻,图 4 所示的具有上述部件 17、18、19 的转换器电路元件 1 也可以使用图 5 所示的逆变器单元 4 的第二实施例配置。

[0035] 与图 4 所示的转换器电路元件 1 相比,也可以设想 DC 电压电路 3 仅由一个电容器形成,在这种情况下,DC 电压电路 3 仅具有第一和第二主连接 14、15 而没有连接元件 16。在这种情况下,逆变器单元 4 具有用于连接两个开关电压电平的两对支路,这两对支路连接到第一和第二主连接 14、15。不言而喻,这样的转换器电路元件 1 也可以设有已经描述且在图 4 中所示的部件 17、18、19。

[0036] 在图 3 所示的根据本发明的转换器电路中,每个逆变器单元 4 具有相关的本地控制器单元 20,逆变器单元 4 的可驱动电力半导体开关 S1、S2、S3、S4、S5、S6 连接到该相关的本地控制器单元 20。此外,提供了高级控制器单元 21,其被连接到每个本地控制器单元 20。优选地在输入侧向图 3 所示的高级控制器单元 21 馈送每个相连接 6 的每个相连接电流实际值  $I_{R,act.}$ 、 $I_{Y,act.}$ 、 $I_{B,act.}$ ,可连接到相连接 5 的旋转电机的转矩实际值  $M_{act.}$  和磁通量实际值  $\Phi_{act.}$ 。转矩实际值  $M_{act.}$  和磁通量实际值  $\Phi_{act.}$  由单独的观测器 (observer) 根据相连接电流实际值  $I_{R,act.}$ 、 $I_{Y,act.}$ 、 $I_{B,act.}$  和相连接电压实际值观测到,其中为了清晰起见未在图 3 中示出观测器。此外,电压基准值  $U_{ref}$  存在于高级控制器单元 21 的输出处并且在输入侧馈送到每个本地控制器单元 20。高级控制器单元 21 有利地观测诸如转矩实际值  $M_{act.}$  和磁通量实际值  $\Phi_{act.}$  的电机变量。高级控制器单元 21 用于调节转矩并用于整个转换器电路的系统控制。本地控制器单元 20 有利地用于调节相应转换器电路元件的 DC 电压电路 3 的中央点的电位。然后,为了驱动相关逆变器单元 4 的可驱动电力半导体开关 S1、S2、S3、S4、S5、S6,根据电压基准值  $U_{ref}$  产生对应的开关信号,从而使存在于相应相连接 6 的相电压对应于处于所调节的状态的相关电压基准值  $U_{ref}$ 。本地控制器单元 20 和高级控制器单元 21 的这种分布式结构减少了整个转换器电路内部所需要的连接数量,并使与相相关的控制任务可以在可驱动电力半导体开关 S1、S2、S3、S4、S5、S6 上本地执行。

[0037] 编号列表

[0038] 1 转换器电路元件

[0039] 2 整流器单元

[0040] 3DC 电压电路

[0041] 4 逆变器单元

[0042] 5 第一 AC 电压输出

[0043] 6 相连接

[0044] 7 变压器

[0045] 8 初级绕组

[0046] 9 次级绕组

[0047] 10 次级绕组的组

[0048] 11AC 电压电系统

[0049] 12 第二 AC 电压输出

- [0050] 13 支路对
- [0051] 14DC 电压电路的第一主连接
- [0052] 15DC 电压电路的第二主连接
- [0053] 16DC 电压电路的连接元件
- [0054] 17 谐振电路
- [0055] 18 平滑电感
- [0056] 19 电流上升限制电路
- [0057] 20 本地控制器单元
- [0058] 21 高级控制器单元。

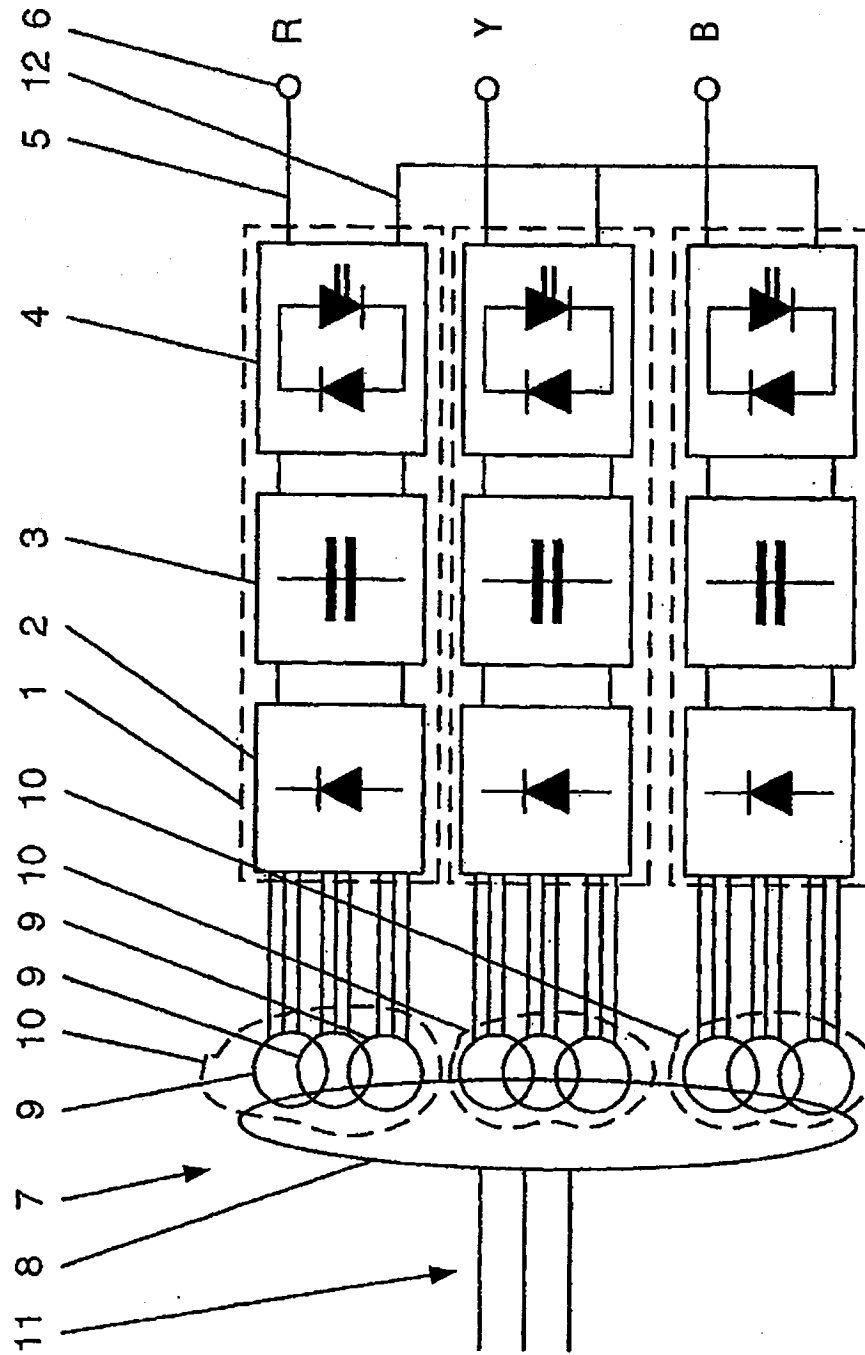


图 1

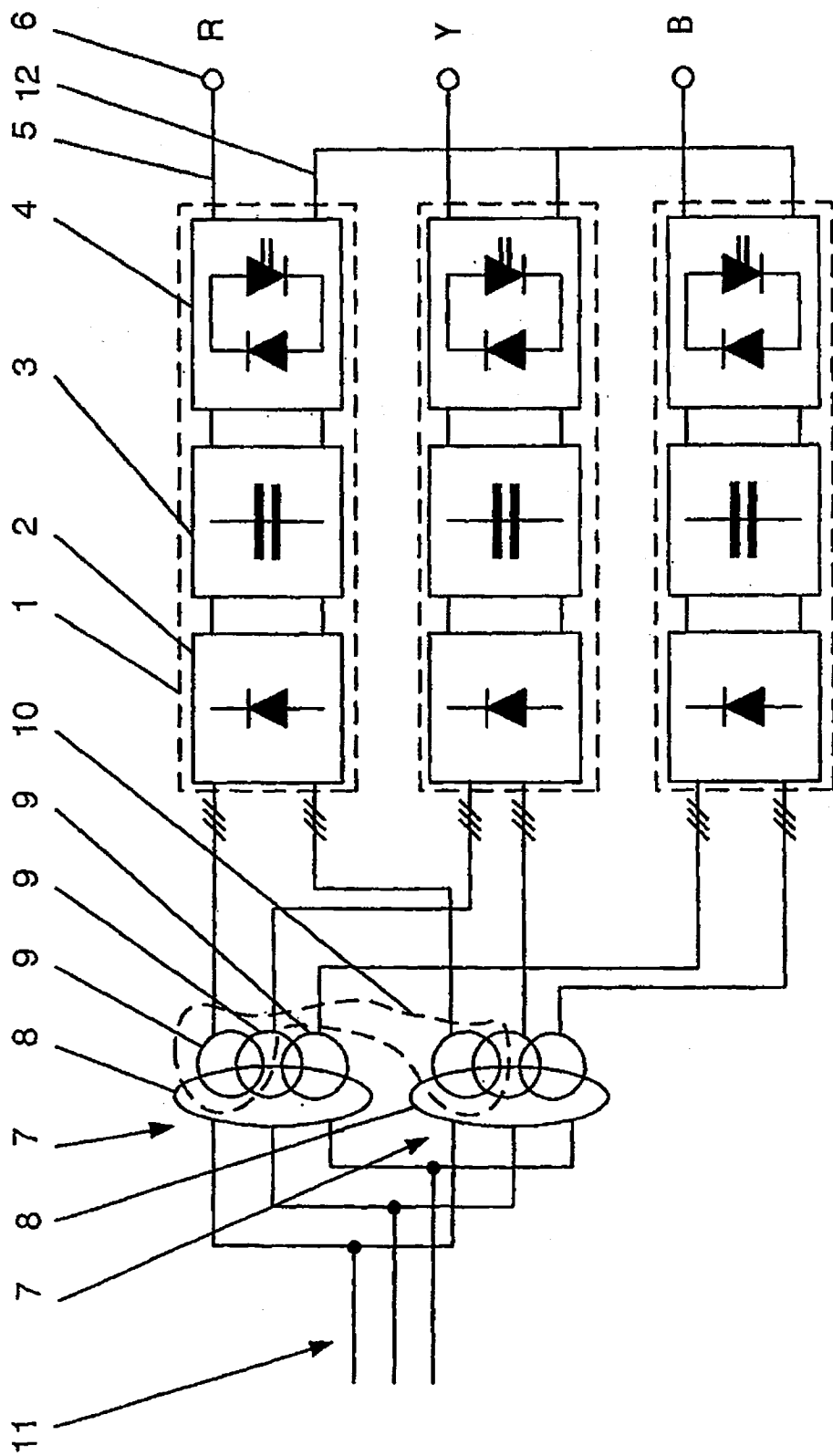


图 2

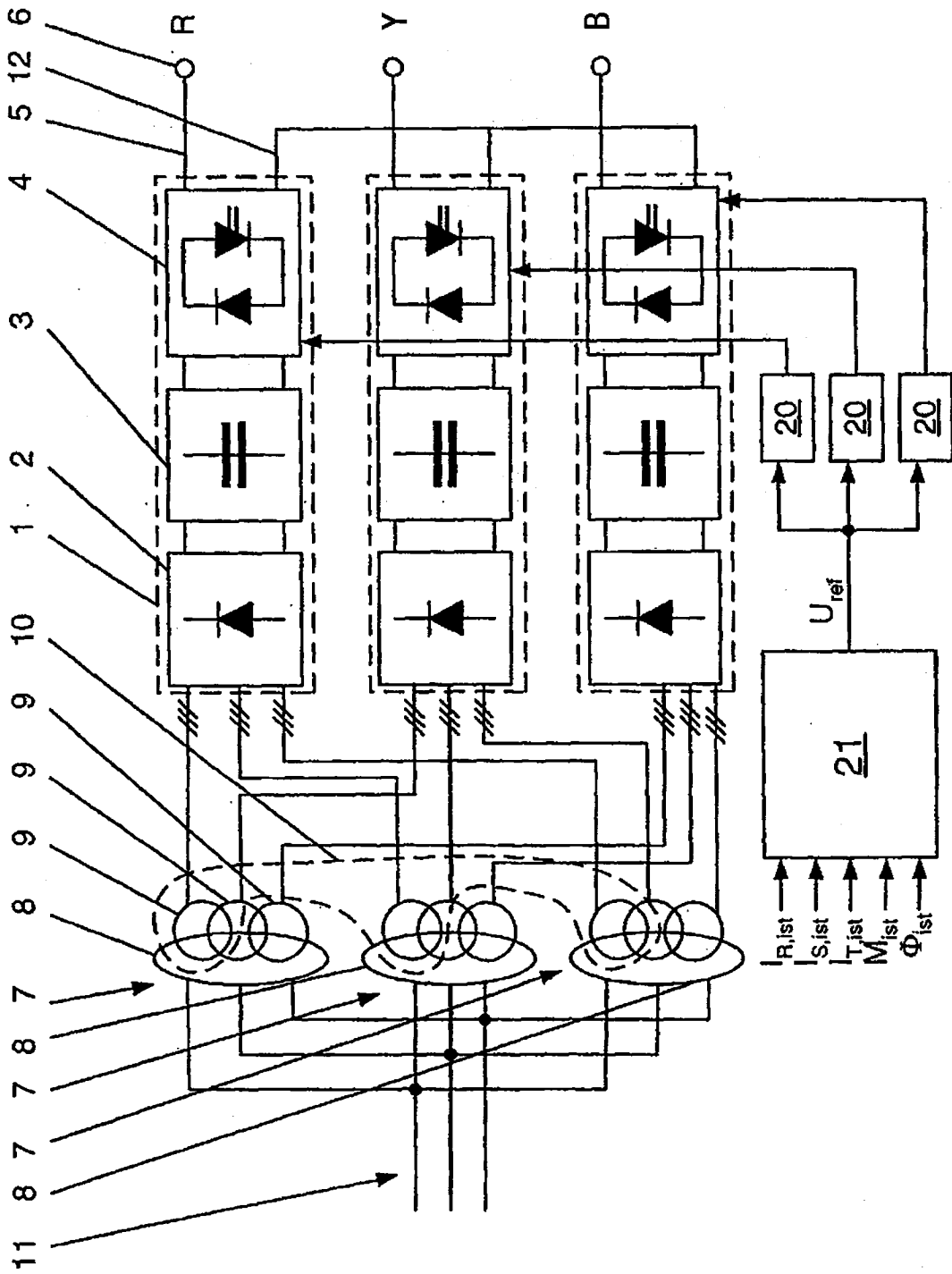


图 3



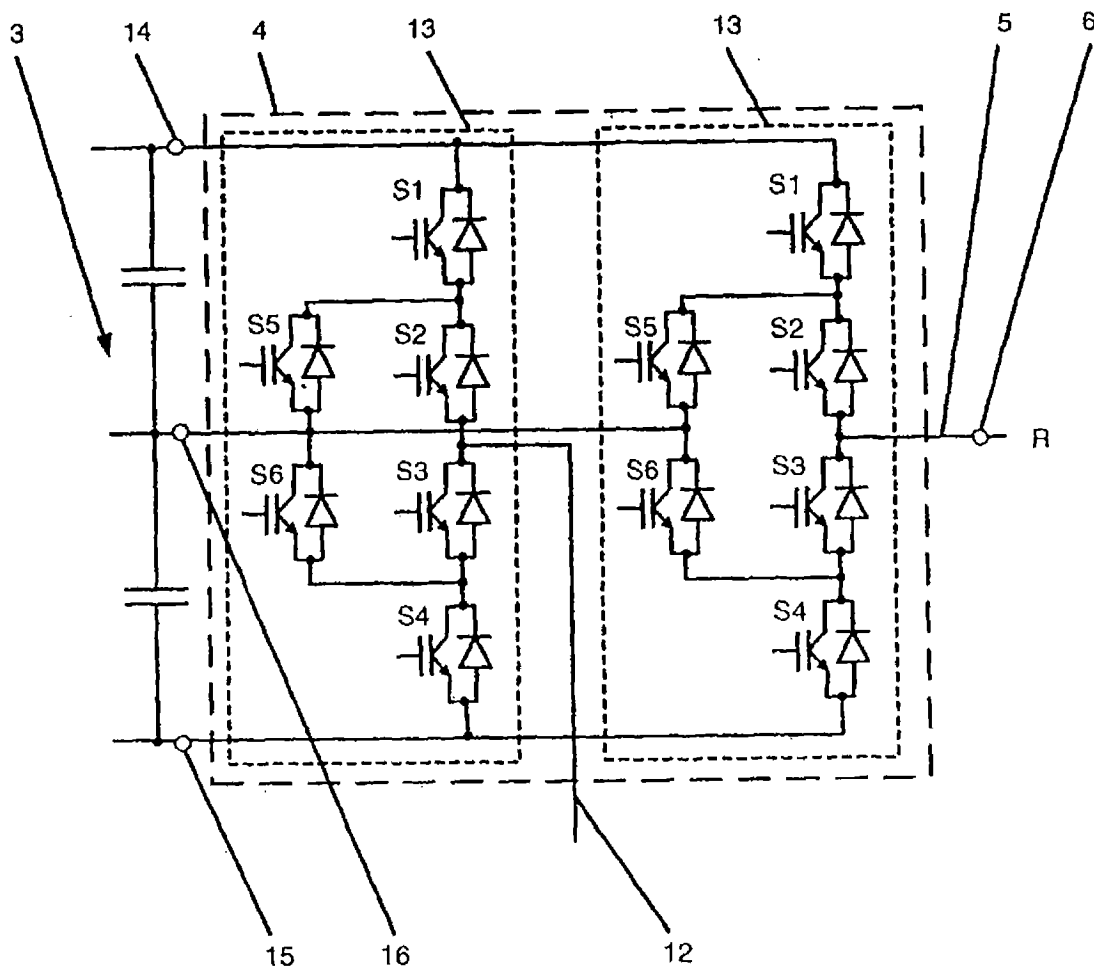


图 5

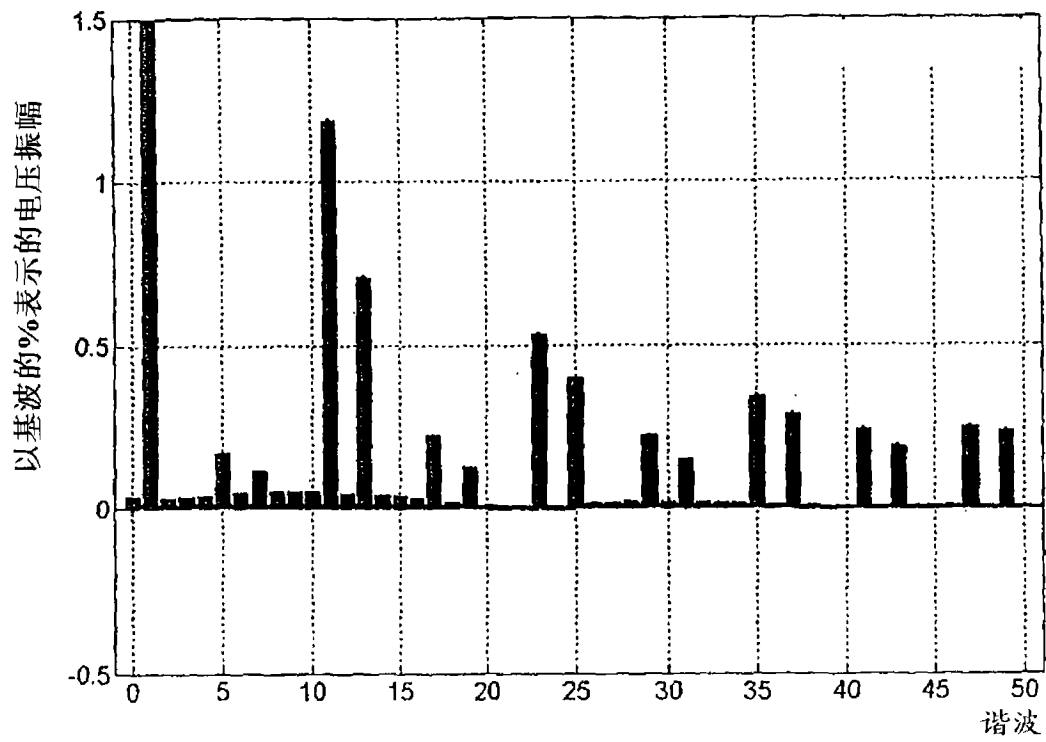


图 6

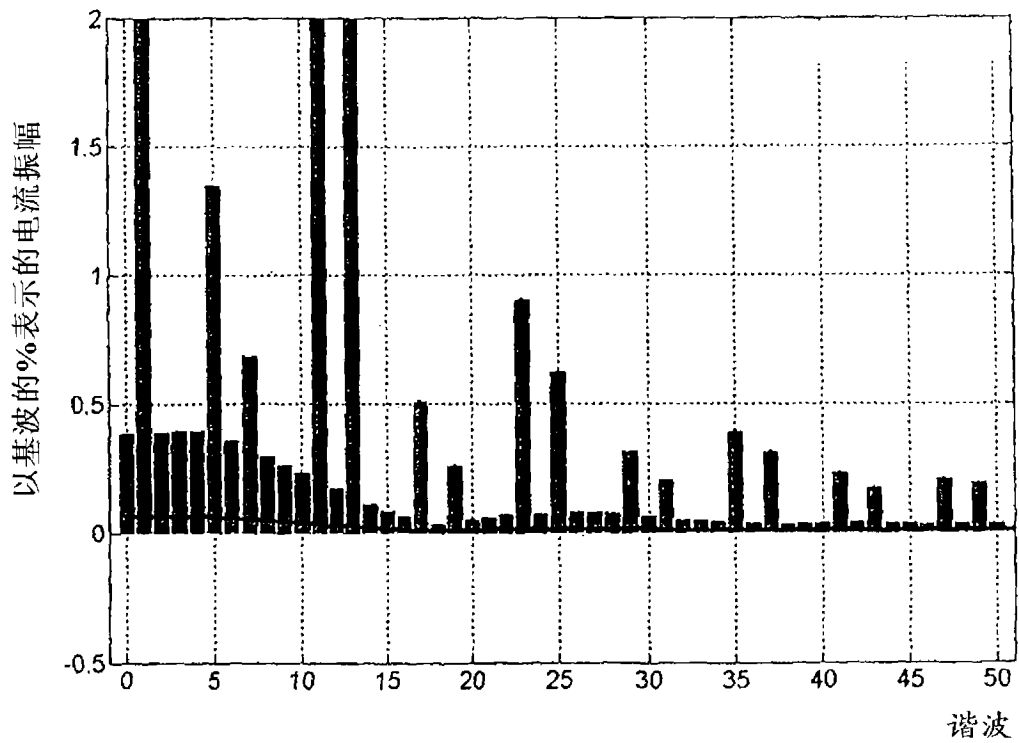


图 7



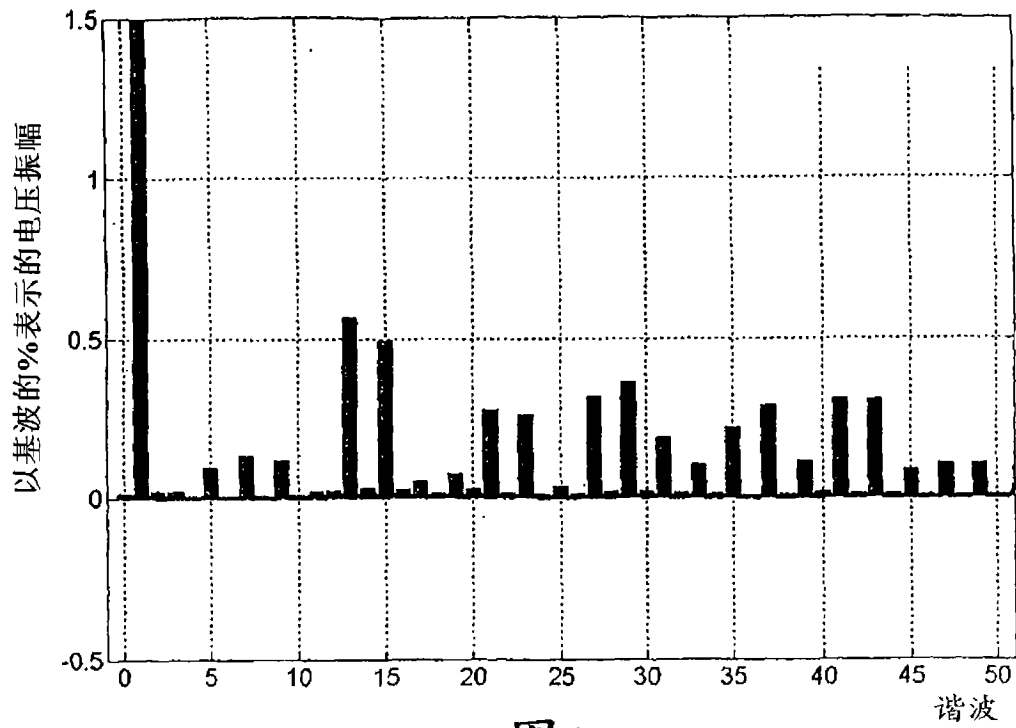


图 8

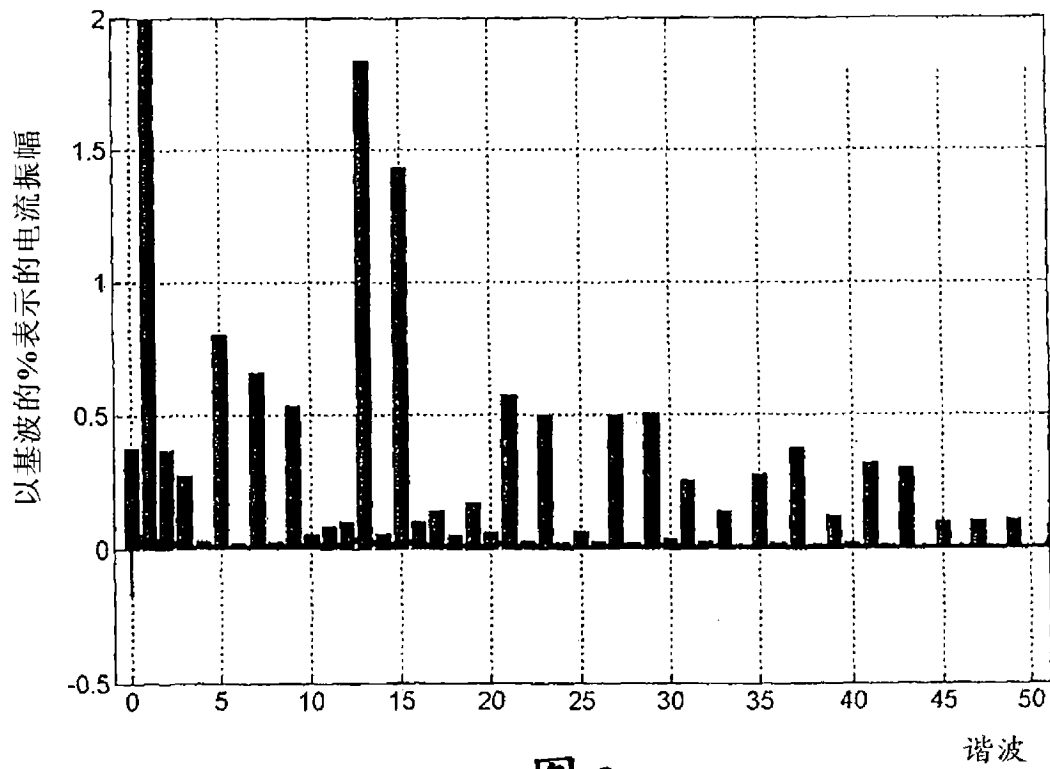


图 9

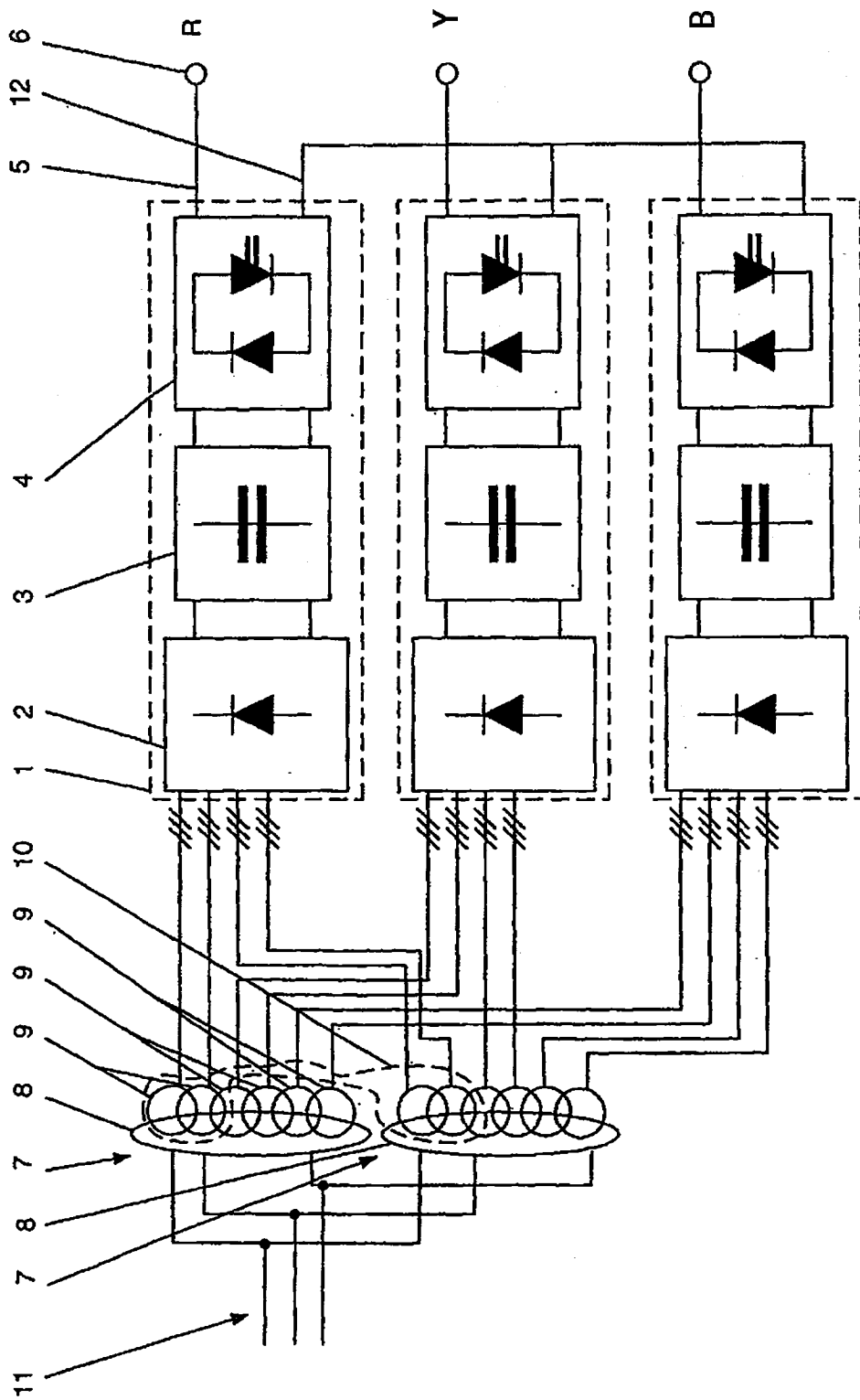


图 10