



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102751898 B

(45) 授权公告日 2015. 10. 21

(21) 申请号 201210216447. 3

US 3882370 A, 1975. 05. 06,

(22) 申请日 2007. 06. 25

US 3487289 A, 1969. 12. 30,

(30) 优先权数据

US 5329439 A, 1994. 07. 12,

549103 2006. 08. 10 NZ

CN 1079083 A, 1993. 12. 01,

(62) 分案原申请数据

审查员 伍春燕

200780029801. 9 2007. 06. 25

(73) 专利权人 伊顿工业公司

地址 新西兰克里斯彻奇

(72) 发明人 M·J·哈里森

(74) 专利代理机构 北京市中咨律师事务所

11247

代理人 郭晓华 杨晓光

(51) Int. Cl.

H02M 7/758(2006. 01)

(56) 对比文件

US 5010471 A, 1991. 04. 23,

US 5010471 A, 1991. 04. 23,

WO 2006038157 A2, 2006. 04. 13,

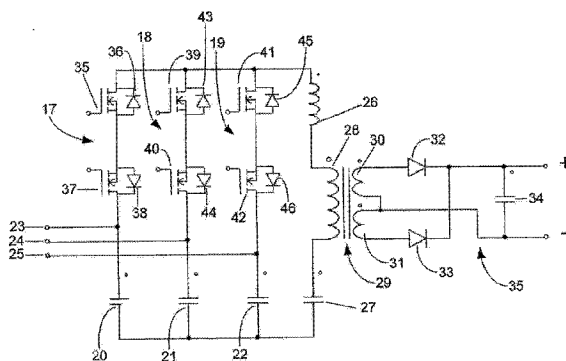
权利要求书1页 说明书9页 附图11页

(54) 发明名称

环形转换器以及运行方法

(57) 摘要

本发明涉及环形转换器以及运行方法。一种适用于将三相 AC 电源转换为 DC 输出的三相全谐振环形转换器,在一个实施例中,环形转换器控制开关频率以控制转换器输出,并调节相开通时间,以便进行功率因数校正。使用提供谐振开关的开关序列,以便减小损耗和部件额定值。在简单的电力部件设计的情况下,转换器提供了高的转换效率。



1. 一种全谐振三相开关模式半桥环形转换器,其中,开关为双向开关,每个双向开关由一对串联连接的第一和第二开关构成,所述第一和第二开关具有并联的阻塞二极管,其中,每个双向开关具有第一、第二、第三、第四模式,在第一模式中,两个串联连接的开关均开通;在第二模式中,两个串联连接的开关均关断;在第三模式中,串联连接的第一开关开通且串联连接的第二开关的体二极管被开通;在第四模式中,串联连接的第二开关开通且串联连接的第一开关的体二极管被开通,其中,对于给定的周期,双向开关中的一被跨其施加反向电压的串联连接的开关先于该双向开关中的另一串联连接的开关被开通,以便允许跨该双向开关的谐振电压等级促进该双向开关中的另一串联连接的开关的开关。

2. 一种开关全谐振环形转换器的方法,其中,开关为双向开关,每个双向开关由一对串联连接的第一和第二开关构成,所述第一和第二开关具有并联的阻塞二极管,其中,每个双向开关具有第一、第二、第三、第四模式,在第一模式中,两个串联连接的开关均开通;在第二模式中,两个串联连接的开关均关断;在第三模式中,串联连接的第一开关开通且串联连接的第二开关的体二极管被开通;在第四模式中,串联连接的第二开关开通且串联连接的第一开关的体二极管被开通,该方法包含开通双向开关中的一串联连接的开关,以允许谐振电压促进该双向开关中的另一串联连接的开关的开关。

## 环形转换器以及运行方法

[0001] 本申请是中国专利申请 200780029801.9 的分案申请,原申请的国际申请日是 2007 年 6 月 25 日,优先权日是 2006 年 8 月 10 日,发明名称是“环形转换器以及运行方法”。

### 技术领域

[0002] 本发明涉及一种环形转换器(cyclo-converter)以及运行环形转换器的方法。具体但非排他性地而言,本发明涉及适用于将三相 AC 电源转换为 DC 输出的三相全谐振环形转换器。尽管本发明的转换器可特别适用于电信电源,可以想到,其可适用于宽广范围内的应用场合。

### 背景技术

[0003] 在例如电信电源等的应用中,转换器必须满足关于总谐波失真、谐波电流限制、隔离等要求,同时,也实现高的转换效率。用于电信和大型计算机应用的隔离 AC 至 DC 开关模式电源的性能要求已经在很大程度上通过采用两级电源设计得到满足。第一电力转换级通过使用某种形式的 PFC 受控升压转换器而满足实现功率因数校正的目的。小型电源倾向于使用单相干线(mains)输入,而较大的电源倾向于采用三相干线输入,因此,需要某种形式的三相 PFC 升压转换器(例如 Vienna 转换器)。第二电力转换级实现变压/隔离以及输出电压/电流控制的目的。这种第二级转换器通常使用谐振开关技术,以便使得转换效率最大化,并使电源设计方案的尺寸和冷却要求最小化(因此使成本最小化)。两级级连电源的问题在于总的转换损耗是各个转换级的损耗的总和。在每个级实现典型的 96% 的转换效率的情况下,典型地得到 92% 的总效率。

[0004] 高的理论单级效率的承诺已经诱惑许多电源设计者试图开发有效的单级 AC 至 DC 开关模式电源。与单级转换器相关联的能量存储要求已经导致具有低的总转换效率的复杂的单级设计,其不具有优于传统两级设计方法的任何实际优点。

[0005] 图 1 示出了现有技术的全桥环形转换器,其具有经由三相线 7-9 被供电的六个双向开关 1-6,其驱动原方 10 提供输出变压器(primary 10 offer output transformer)11。开关 1 包含与体二极管 15 并联的前向 MOSFET 13,其和与体二极管 16 并联的反向 MOSFET 14 串联。开关 2 和 3 具有同样的构造。半桥整流器 12 被设置在变压的输出上。环形转换器受到硬开关,以便进行 PWM 控制。为了在输出上实现希望的电压,将上下开关序列偏移需要的量。偏移程度决定了输出变压器被短路的时间周期,并实现电流在环形转换器内循环的时间周期。这种被循环的电流(与被传送到电流倍加器 12 的电流完全不同)在其经过开关 1 至 6 时引发损耗。这种方法提供了容易受到控制的转换器,因为输出电压可容易地通过调节上下开关的偏移而被拉低。然而,这种转换器需要 12 个开关部件,且所使用的硬开关需要高额定(highly rated)部件来处理尖峰和损耗。另外,这种的转换器典型地仅仅具有大约 93% 的转换效率,并且,损耗以及大量的电力部件使得转换器在物理上庞大且制造起来很贵。

[0006] Proceeding Of The High-Frequency Power Conversion

Conference (Toronto, Canada; June 9-14, 1991; pp. 252-264) 的公开“A Zero-Voltage Switched, Three-Phase PWM Switching Rectifier With Power Factor Correction”公开了全桥环形转换器,其中,使用谐振接通(resonant switching in)来应用开关序列。然而,开关是简单的导通/关断开关,且开关序列仅仅部分得到最优化,不提供全谐振开关。

[0007] 已经提供了一系列使用全谐振开关(即被开关的电流在开通和截至时接近于零,以便在所有的开关点上实现“软开关”)的谐振转换器。然而,这样的转换器包含复杂的控制电路,并仅仅具有开关 DC 电源。

[0008] 人们希望提供具有高转换效率、低电力部件量、低额定电力部件、无大电感或蓄电部件以及低谐波失真的适用于宽广范围的输入电压的隔离转换器。

[0009] 本发明的目的在于提供一种满足上述要求的转换器,或至少向公众提供有用的选择。

### 发明内容

[0010] 提供了一种环形转换器,其包含谐振电路,其中,通过谐振电路的谐振来决定开关。这可被实现为全谐振三相半桥环形转换器。还公开了切换环形转换器以控制转换器输出并提供功率因数校正的方法。介绍了多个实施例,且下面的实施例仅应被看作非限制性示例性实施例。

[0011] 根据第一实施形态,提供了一种用于驱动电感性负载的三相半桥环形转换器,其包含:

[0012] I. 三相输入

[0013] II. 各输入与第一输出线之间的双向开关;

[0014] III. 各输入与第二输出线之间的电容器;以及

[0015] IV. 控制器,其基于输出电压和/或输入电压控制双向开关的开关。

[0016] 根据另一实施形态,提供了一种如权利要求中任意一项所述的三相半桥环形转换器,其中,控制器取决于环形转换器的输出对双向开关的开关频率进行控制。

[0017] 根据另一实施形态,提供了一种全谐振环形转换器,其中,开关为具有导通状态的四模式双向开关,其各自具有并联的阻塞二极管(blocking diode),其中,对于给定的周期,反向开关在前向开关之前被开通,以便使得自然电压等级能够促进开关。

[0018] 还提供了一种方法,该方法通过依赖于希望输出与实际输出之间的差对环形转换器的开关频率进行控制,对全谐振环形转换器的输出进行控制。

[0019] 还提供了一种方法,该方法通过对各相被开通的时间比进行调节,对三相半桥环形转换器的功率因数进行校正。

[0020] 还提供了一种方法,该方法通过从最大到最小绝对电压以重复的序列控制相的主开关序列,对全谐振环形转换器的开关进行控制。

[0021] 还提供了一种以大于供电频率的开关频率对包含谐振电路的环形转换器进行切换的方法,其中,进行切换,使得开关频率时的谐振电压用于促进开关的软开关。

[0022] 还提供了一种对全谐振环形转换器进行切换的方法,其中,开关是双向开关,其各自包含各自具有并联的阻塞二极管的前向开关和反向开关,该方法包含开通阻塞开关,以便允许谐振电压促进前向开关的开关。

## 附图说明

[0023] 附图并入说明书并作为说明书的一部分,其示出了本发明的实施例,并与上面给出的对本发明的一般介绍以及下面给出的对实施例的详细说明一起用于阐释本发明的原理。

[0024] 图 1 示出了现有技术中的环形转换器;

[0025] 图 2 示出了半桥环形转换器;

[0026] 图 3 示出了三相 AC 电源的电压波形;

[0027] 图 4 示出了图 2 所示环形转换器的开关序列;

[0028] 图 5 示出了环形转换器的上下开关的开关序列;

[0029] 图 6 示出了三相波形的开关序列;

[0030] 图 7 示出了正常开关过程中所有开关的开关序列;

[0031] 图 8 示出了接近过零点的所有开关的开关序列;

[0032] 图 9 示出了接近相的大小交叉(magnitude crossing)的所有开关的开关序列;

[0033] 图 10 示出了图 2 所示环形转换器的串联谐振 LLC 电路的传递函数;

[0034] 图 11 示出了控制图 2 所示环形转换器的控制器的原理图;

[0035] 图 12 示出了替代性电流反馈控制电路;

[0036] 图 13 示出了图 2 所示环形谐振器所用的第一开关元件;

[0037] 图 14 示出了图 2 所示环形谐振器所用的另一开关元件;

[0038] 图 15 示出了图 2 所示环形谐振器所用的另一开关元件;

[0039] 图 16 示出了图 2 所示环形谐振器所用的另一开关元件;

[0040] 图 17 示出了双向半桥环形谐振器。

## 具体实施方式

[0041] 图 2 示出了根据第一实施例的半桥环形转换器。环形转换器包含构成半桥的双向开关 17-19 以及电容器 20-22。开关 17 包含与体二极管 36 并联的 MOSFET 35,其和与体二极管 38 并联的 MOSFET 37 串联。开关 17 具有四种状态:

[0042] 1. 开通(MOSFET 35 和 MOSFET 37 开通);

[0043] 2. 关断(MOSFET 35 与 37 关断)

[0044] 3. 前向二极管(MOSFET 37 开通,开通体二极管 36);

[0045] 4. 反向二极管(MOSFET 35 开通,开通体二极管 38)。

[0046] 开关 18 和 19 为类似的构造。通过使用四种开关状态,可如下所述地实现全谐振开关。

[0047] 三相供电线 23-25 向半桥提供三相 AC 电源。环形转换器的输出驱动 LLC 谐振电路,该电路由电感器 26、电容器 27 以及变压器 29 的原方线圈 28 构成。输出线圈 30 和 31 经由二极管 32 与 33 以及电容器 34 被连接,以便构成半桥整流器 35。

[0048] 将会明了,电路通过六个晶体管实现(与图 1 所示环形转换器的 12 个相比)。电容器 20-22 构成半桥中心点。电感器 26 和电容器 27 构成串联谐振电路。为了实现低负载输出电压调节,通过设置主变压器 29 的铁心的间隙,谐振电路可以容易地从简单的 LC 谐振电

路变换为 LLC 谐振电路。输出电压控制的主要方法通过可变频率控制实现。可变频率控制对串联谐振转换器的使用消除了对任何输出电感器的需求(如图 1 所示 PWM 受控环形转换器所需要)。

[0049] 六个晶体管各自受到单独的控制。个体晶体管的序列顺序和控制实现两个主要功能：

[0050] ■三电压等级高频波形被馈送到谐振负载，以便实现电力转移。

[0051] ■被反向偏置的晶体管(反并联 / 体二极管导通)被开通，以便创

[0052] 造电压钳位，从而限制在开关转换过程中带来的电压应力。这

[0053] 种钳位动作将对于任何晶体的最大电压应力限制为等于峰值

[0054] 干线相对相电压。

[0055] 图 3-5 示出了用于实现谐振开关的开关序列。图 3 示出了经由供电线 23-25 供给的三相电压波形(23 为蓝相, 24 为红相, 25 为黄相)。电压波形被分为过零点和相大小交叉之间的十二个 30° 片段。为了使能谐振开关, 晶体管可以以图 4 所示的顺序排序, 其中, 最大绝对电压大小(L)干线相晶体管被首先开通, 继以具有中绝对电压大小(M)的干线相, 接着, 最后是具有最小绝对干线电压大小(S)的干线相。这种序列以亚微秒死区时间在各个 30° 片段(L, M, S, L, M, S...)上重复, 以考虑谐振负载电压换向。由于干线瞬时输入电压连续改变, 负责驱动个体晶体管的序列逻辑每 30° 的干线输入反转晶体管序列顺序。图 4 所示表格底部的三行显示保持实现谐振(软)开关的要求所需要的开关序列。在各列中向下读取三个相字母显示开关序列(例如, 对于第一序列的黄、蓝、红、黄、蓝、红, 等等)。每个 30 度片段, 有效开关顺序反转。这种反转的顺序确保保持“L”“M”、“S”、“L”、“M”、“S”的开关顺序。

[0056] 在图 4 的表格中, 相字母(R, Y, B)中的某些在字母前或后面具有“破折号”。这些破折号与下一个干线 30 度片段中邻近的同样的字母排成一行。这些破折号意味着如何实现从一个片段到下一个的转换。例如, 考虑从片段号码 1 到片段号码 2 的转换, 这种转换是同步的, 使得其仅能在黄相开关被开通时发生(用 Y-Y 标注表示)。开关序列关于图 6 中的三相图形化地示出。

[0057] 这种谐振开关序列导致正弦波电流流经晶体管和输出整流器二极管, 使得当每个开关转换发生时电流几乎返回到零。这减小了晶体管和输出二极管中的开关损耗, 并允许使用 MOSFET 或 IGBT 开关晶体管。如果使用 IGBT 晶体管, 可使用反并联二极管, 以便允许反向的电流路径(发射极到集电极)。

[0058] 图 5 示出了一逻辑表, 该逻辑表表示出在 12 个干线 30 度片段的每一个中图 2 所示电路的六个晶体管各自的功能, 其中：

[0059] “L”- 晶体管, 其控制从具有最大绝对电压大小的干线相直到谐振负载即变压器的电流的流动, 最终控制整流器的输出。

[0060] “M”- 晶体管, 其控制从具有中等绝对电压大小的干线相直到谐振负载及变压器的电流的流动, 最终控制整流器的输出。

[0061] “S”- 晶体管, 其控制从具有最小绝对电压大小的干线相直到谐振负载即变压器的电流的流动, 最终控制整流器的输出。

[0062] “on”- 晶体管, 其将谐振负载产生的电压钳位到具有最大绝对电压大小的干线相。

注意,这一晶体管对于整个 30 度干线片段开通。

[0063] “m”-晶体管,其将谐振负载产生的电压钳位到具有中等绝对电压大小的干线相。

[0064] “s”-晶体管,其将谐振负载产生的电压钳位到具有最小绝对电压大小的干线相。

[0065] 大写字母 L、M、S 表示被开关以便从供电线 23-25 向负载传送电力的开关,小写字母 on、m、s 表示被开关以便对由切换电感性负载引起的电压尖峰进行钳位的晶体管。例如,参照图 2、5、6,在第三个片段( $60^\circ - 90^\circ$ )上,序列为:

[0066] 1. 上红相晶体管 39 被开通达整个片段,

[0067] 2. 下红相晶体管 40 (L) 被开通,从红相供电线 24 供给电流,以便向负载传送电力;

[0068] 3. 于是,下黄相晶体管 42 (m) 被开通,允许二极管 45 将谐振负载产生的电压钳位到黄相电压;

[0069] 4. 刚好在下红相晶体管(L) 40 被关断之后,上黄相晶体管 41 (M) 被开通,以便连接黄相供电线 25,从而向负载传送电力(由于上面的步骤 3 中的电压钳位,此为软谐振开关);

[0070] 5. 在上黄相晶体管 41 (M)被开通之后不久,开通下蓝相晶体管 37 (s),以便将谐振负载所产生的电压钳位到蓝相电压;

[0071] 6. 在上与下黄相晶体管 41 与 42 被关断之后不久,下蓝相晶体管 35 (S)被开通,以便将蓝相供电线连接到负载。

[0072] 在开关序列改变的情况下,对于图 5 所示的各个序列,这种模式在各个片段上重复。

[0073] 为了实现正确的干线输入电流 PFC 功能,每个干线过零点上,S 开关开通时间逼近零值,以便获得正确的 PFC 功能,转换器需要在干线电压过零点上从 S 干线相吸取零电流。

[0074] 由于在极小时间周期内试图开通晶体管并接着重新关断是不实际的,存在这样的点(接近每个干线电压过零点):没有试图开通 S 晶体管的点。因此,对于在每个干线过零点之前几度开始并延伸到干线过零点之后几度的时间段,环形转换器可以以两相模式运行。这种模式被称为“过零模式”,在此运行模式期间,高频开关序列简单地为 L、M、L、M、L、M……,仅仅 L 与 M 晶体管被开通,S 晶体管保持关断。在此过零模式期间,对于 L 与 M 晶体管,晶体管开通时间相等。从 PFC 功能的观点来看,干线 L 相电压与干线 M 相电压在每个干线电压过零点上相等(但极性相反),故需要从 L 与 M 干线相吸取相等(但相反)的电流。具有相等相电压的相等的晶体管开通时间将导致相等的干线电流。对于这样的“过零模式”开关的开关序列在图 8 中示出。

[0075] 当在干线电压大小交叉点上保持正常的 L、M、S、L、M、S……高频开关序列时发生不同的问题。在每个干线大小交叉点上,M 与 S 相电压对换(swap over),且因此,M 与 S 的定义必须也对换。如果关于环形转换器的高频开关频率考虑干线相电压的变化率,显然,在特定时间点上 M 与 S 相电压交叉的概念与实际完全不同。干线相电压的变化率如此缓慢,故对于许多高频开关周期来说,M 与 S 相电压有效相等。更多的是,当考虑类似于噪音的真实效应时,也能想到,转换器可能以不正确的 M 与 S 定义对于几个高频开关周期实际运行。例如,我们称为 S 的相上的电压实际上大于我们称为 M 的相上的电压(以非常小的量)。M 与 S 相的定义上的这种错误导致错误的晶体管开关序列,其又导致显著的电流从 M 流到 S 干线

相(或从 S 到 M 干线相,取决于相对电压极性)。当环形转换器接近于干线电压大小交叉点运行时,通过改变使用的高频开关序列,避免了此问题。

[0076] 对于在各个干线大小交叉之前几度开始并延伸到干线大小交叉之后几度的时间段,环形转换器可以以交错模式运行。这种模式被称为“大小交叉模式”,在此模式过程中,高频开关序列简单地为 L、M、L、S、L、M、L、S..., M 与 S 晶体管在每次 L 晶体管开通之间被交替开通。在这种“大小交叉模式”过程中, L、M、S 晶体管的晶体管开通时间全相等。从 PFC 功能的观点来看,在每个干线大小电压交叉上,干线 M 与 S 相电压彼此相等(但与 L 相极性相反),干线 L 相电压为一个极性。从干线 L 相吸取的电流需要以同样的量返回到干线 M 与 S 相(例如 50 :50),这种交错开关序列固有地实现了这种结果。对于这样的“大小交叉模式”开关的开关序列在图 9 中示出。

[0077] 因此,环形转换器使用三个不同的高频开关序列:

[0078] “过零模式”——在干线相过零附近使用

[0079] “三相模式”——在大部分时间内使用的正常模式

[0080] “大小交叉模式”——在干线相位大小交叉附近使用

[0081] 在过零模式与大小交叉模式过程中, PFC 功能是固有的,但在正常三相模式过程中,正确的“S/M 比”(即小相位晶体管开通时间比对中相位晶体管开通时间比)需要达到正确的 PFC 功能。在每个干线电压过零或大小交叉点上环形转换器实现固有 PFC 控制,于是,干线相输入电流必须对于每个干线周期中的 12 个点确切正确。因此,干线输入电流 PFC 功能自然是好的,无论正常三相运行模式中的“S/M 比”控制值如何——因此,“S/M 比”可被看作能够改进 PFC 功能的“精细修剪(fine trim)”控制。

[0082] 图 10 显示出图 2 所示串联谐振 LLC 转换器的传递函数。可以看出,通过改变转换器受到驱动的运行频率,输出电压可受到控制。还可看出,随着转换器被加载,输出电压下降(对于到各个曲线峰值右边的运行)。因此,为了维持恒定输出电压,运行频率必须随着输出负载增大而减小。最后,可以看出,如果转换器被轻微加载,随着运行频率增加,输出电压不会显著下降。当转换器仅仅被轻微加载时,为了调低转换器输出以实现低输出电压,可在变压器原方线圈两端之间提供离散电感器或当转换器处于轻负载时能被开通的转换器输出上的“预负载”。另一种改进 LLC 转换器的无负载调节能力的方法是降低分流器或通过增大变压器间隙来对干线变压器的电感进行磁化。这消除了对增加额外的离散部件的需求。

[0083] 因此,可通过控制在三个瞬时干线输入相电压状态之中切换谐振负载的基本频率来实现输出电压控制。电压反馈环可控制这种基本开关频率,使得上面的谐振频率总是被保持。因此,降低开关频率增大了输出电压,且增大开关频率减小了输出电压。通过减小输出设置点电压,输出电流限制可通过输出电压控制环来实现,以便减小或限制输出电流。

[0084] 这是与传统上通过对上下开关的开关序列进行相移以实现 PWM 控制而得到控制的环形转换器控制基本不同的方法。鉴于传统的环形转换器可使用“短路”状态来对转换器进行停电(power down),可在图 2 所示的转换器中使用预加载。

[0085] 图 11 显示出图 2 所示三相串联谐振半桥环形转换器的控制逻辑的原理图。这种逻辑可在数字信号处理器(DSP)与可编程逻辑阵列(PLA)装置或多个其它技术的组合中实现。干线输出电压控制环在图的顶部示出。通过误差放大器 49,将实际的输出电压 47 与希望的“设置电压”48 进行比较。输出电压与设置电压的差值用误差信号 50 表示,误差信号



50 于是被用于驱动环形转换器的开关频率,以便实现通常用于对传统串联谐振 LLC 转换器进行控制的基本可变频率控制。

[0086] 误差信号 50 被供到反馈传递函数块 51。反馈传递函数块 51 允许反馈响应被调节到转换器的特性,以便实现最小输出电压误差、稳定的运行、快速阶跃响应或置位时间。传递函数块 51 可典型地包含类似于任何其他电源控制环的个体比例与积分反馈元件。

[0087] 反馈传递函数块 51 的输出 52 将控制信号馈送到可变频率振荡器 53 中,使得对栅极驱动控制逻辑 54 进行馈送的“时钟频率”控制信号能根据输出电压反馈误差信号 47 来影响环形转换器的开关频率,从而经由驱动信号 55 到 60 驱动六个电力开关。

[0088] 电流放大器 61 监视环形转换器的输出电流 62,并将之与输出电流限制 63 进行比较。如果输出电流 62 小于输出电流限制 63,则电流放大器 61 对环形转换器的控制没有影响。如果输出电流 62 超过输出电流限制 61,则电流放大器 61 将通过拉低误差信号 50 来接管主要(输出电压)控制环的控制,由此减小输出电压,以便将输出电流限制到电流限制值。

[0089] 干线输入功率因数校正(PFC)控制可通过改变三个干线输入电压各自的开通时间来实现。输出电压反馈控制环设置基本开关频率——例如,总循环时间周期。通过增大或减小特定晶体管被开通的时间,从该特定相吸取的电流能够得到控制。调节三相之间的时间比例也将调节馈送到谐振负载的电压并因此调节输出电压,但这种作用通过输出电压控制环连续得到补偿。通过将对于所有可能运行条件的要求特征化或通过对瞬时个体干线电流进行监视并接着调节相应的晶体管开通时间以实现正确干线电流吸取的有效(active)控制电路,能实现确定三个输入电压状态(以实现 PFC 控制)各自特定的要求的晶体管开通时间。这种瞬时个体干线电流能通过根据开关晶体管的当前状态将谐振负载电流信号分离为三个分量来简单地获得。

[0090] 优选为,具有最大绝对电压(L)的相被开通达恒定时间段,优选为大约为总开关周期的一半。其余部分优选为在具有中等绝对电压(M)和最低绝对电压(S)的相之间分割。为了进行 PFC,DC 输出电压和电流 65 以及三相输入电压 66 可被输入到查阅表 64 中,以便建立被馈送到栅极驱动控制逻辑块 54 的控制信号 67 “S/M 比”。“S/M 比”控制信号允许相应的“小”对“中”晶体管开通时间的比值。改变“S/M 比”是对于从“大”干线相吸取的返回电流确定相应的电流路径的主要方法。如果“S/M 比”被设置为零(例如 S=0),则所有从“大”干线相吸取的电流被返回到“中”干线相。如果“S/M 比”被设置为无限大(例如 M=0),则从“大”干线相吸取的所有电流被返回到“小”干线相。

[0091] 输入查阅表的值可通过在特定运行条件下运行环形转换器并接着对表的值进行调节以获得最低干线电流总谐波失真(THD)或基于建模来确定。“S/M 比”在 360 度干线循环内变化,因此,干线电流曲线可得到准确操作(有效地以每个干线角度,或者,如果认为有必要,以更精细的分辨率)。通过在不同的运行条件下可重复地调节“S/M 比”值,查阅表可允许绘制出环形转换器的整个运行范围(operational spectrum)。这种查阅表的使用避免了在生产制造(production built)环形转换器中实际监视输入干线电流的需要,因此简化了控制硬件的实施。

[0092] “栅极驱动控制逻辑”54 具有三个基本输入:

[0093] ■ 时钟频率 68——用于输出电压控制的主要参数

[0094] ■ S/M 比 67——用于干线输入电流 THD 控制的主要参数

[0095] ■ 干线输入电压 66 (x3) ——用于确定“干线角”

[0096] 在可编程逻辑阵列(PLA)中实现的组合和连续逻辑可使用“干线角”信息来确定个体相电压大小和极性,并相应地确定应当用六个控制信号“L”、“M”、“S”、“on”、“m”以及“s”中的哪些驱动哪些晶体管。“时钟频率”68 和“S/M 比”67 控制信号与“干线角”66 信息组合,以确定对于六个干线晶体管中每一个的特定高频驱动信号。

[0097] 对于三个输入电压状态中的每一个确定特定的需要的晶体管开通时间(以实现 PFC 控制)也可通过对瞬时个体干线电流进行监视并接着调节相应的晶体管开通时间以实现正确的干线电流吸取的有效控制电路来实现。瞬时个体干线电流可通过根据开关晶体管的当前状态将谐振负载电流信号分离为三个分量来获得。

[0098] 图 12 的电流信号分离器电路示出了如何从环形转换器干线变压器原方电流提取三个个体干线电流。电流传感器 69 和放大器 70 对环形转换器干线变压器原方电流进行监视。三个信号分离器开关 71、72、73 根据三个干线 AC 开关(背对背晶体管)中的哪一个正在环形转换器中传导电流来闭合(一次一个)。信号分离得到的信号于是受到滤波器 74、75、76 的低通滤波,以便移除高频开关噪音,得到表示环形转换器干线输入电流的三个独一无二的信号。该电路可用于由反馈驱动控制环实现干线输入电流 THD 控制,而不是使用上面介绍的查阅表概念。或者,可使用三个个体干线电流传感器,以代替此信号分离器电路以实现相同的结果。

[0099] 图 13 到 16 示出了可用在图 2 所示环形转换器中的可能的双向开关。

[0100] 图 13 示出了两个背对背 MOSFET 晶体管 77 与 78 构成的开关。一个 MOSFET 阻塞前向电流,另一个阻塞反向电流路径。各个 MOSFET 的体二极管 79 和 80 为另一 MOSFET 提供电流路径。

[0101] 图 14 示出了由两个背对背 IGBT 晶体管 81 与 82 构成的开关。由于 IGBT 装置不表现出固有的体二极管,被称为“反并联”二极管的分立的离散二极管 83、84 被连接在晶体管的发射极与集电极端子之间。这种反并联二极管在 AC 开关中起到与 MOSFET AC 开关中的体二极管一样的功能。

[0102] 图 15 示出了由两个 MOSFET 晶体管 85 和 86 构成的开关,但使用了两个额外的离散二极管 87 与 88,以便使 MOSFET 的体二极管不活动。该电路可用于允许使用由体二极管表现出极慢性能的 MOSFET 晶体管。这种离散二极管可典型地为极快器件,且这种 AC 开关将显示出由离散二极管性能决定的二极管恢复时间(与 MOSFET 体二极管恢复性能完全不同)。

[0103] 图 16 示出了使用 MOSFET 89 与 90 以及 IGBT 器件 91 与 92 的背对背组合的开关。这种组合可发挥两个器件的最佳特性。这种组合可提供 IGBT 晶体管提供的低导通损耗以及 MOSFET 晶体管提供的低开关损耗。

[0104] 图 13-16 所示的任何开关可用在图 2 所示的三相串联谐振半桥环形转换器中。这些选择提供了成本和性能的差异。

[0105] 图 17 示出了图 2 所示环形转换器的变型,其中, MOSFET 93 和 94 替换二极管 32 与 33 以提供同步整流。MOSFET 93 和 94 包含被示为与各个 MOSFET 并联的固有体二极管。同步整流的应用可将整体转换效率从 96% 增大到 97% (400V AC 输入, 48V DC 输出) ——即 25% 的总转换损耗的降低,或者换句话说,50% 的输出整流损耗的降低。这种水平的效率增益可证明从二极管变到输出装置的同步整流的额外成本以及控制复杂性。

[0106] 改变对受控 MOSFET 器件的输出二极管以实现同步整流的副产品是转换器变为双向的(对于能量流动)。采用适当的控制,这种三相 AC 到 DC 转换器(整流器)可用于进行 DC 到三相 AC 转换器(逆变器)的功能。这将允许将转换器用于 UPS 型应用之中。

[0107] 因此,提供了包含功率因数校正的单级频率受控全谐振转换器。控制方法与现有技术的方法有很大不同,不同在于上下开关的开关被偏移以便将负载短接从而对转换器进行停电。上面的转换器使用经由反馈环开关的频率控制,从而控制转换器输出,以及使用相开通时间的调节,从而提供功率因数校正。采用全谐振运行,可使用低额定半导体部件。

[0108] 转换器提供了具有大大减少的电力部件数量的简单的电力部件设计。单级构造提供了高转换效率并简化了设计。由于相对较高的开关频率,该设计还避免了对大能量存储装置或大输出电感器的需求。DC 输出从输入源充分隔离。通过调节对于每相的开通时间,输出电压控制(经由开关频率)从 PFC 隔离。转换器还实现了低的总谐波失真。转换器可在宽广范围的输入电压上使用,并能提供宽广范围的输出电压。

[0109] 尽管通过介绍本发明的实施例示出了本发明,且实施例得到了详细的介绍,其不是为了将所附权利要求的范围限制到这些细节上。本领域技术人员可容易地想到其他的优点和修改。因此,本发明在其更为宽广的实施形态上不限于特定细节、代表性设备和方法以及示出和介绍的示例性实例。因此,在不脱离申请人的一般发明构思的情况下,可对这些细节做出修改。

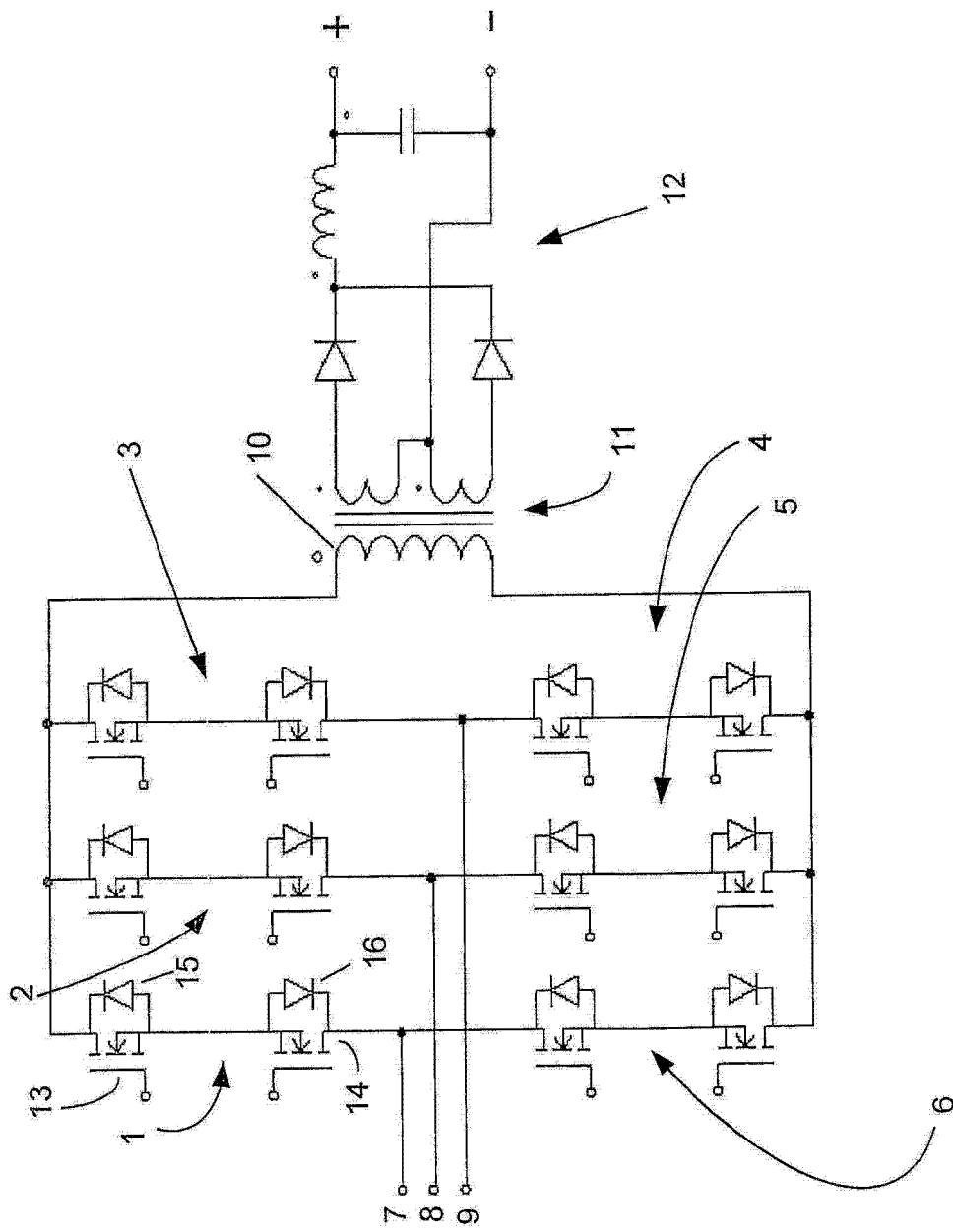


图 1

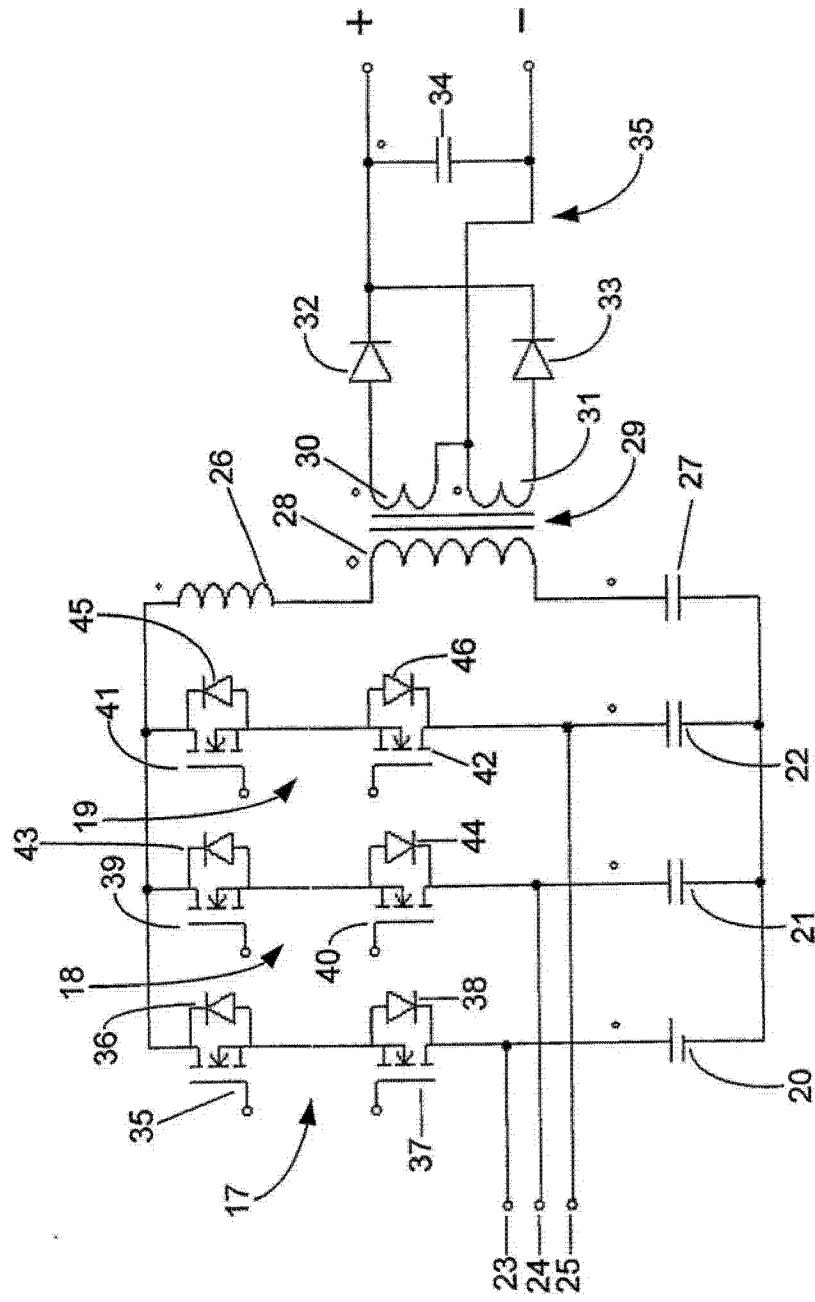


图 2

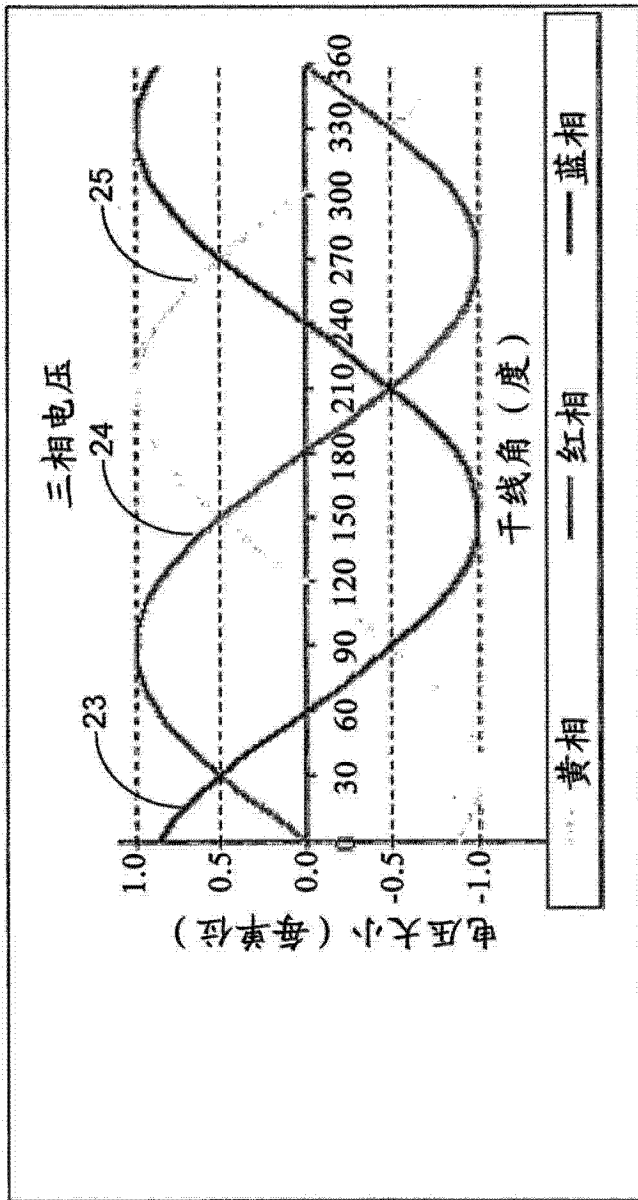


图 3

干线起始角	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
干线结束角	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330	360
序列片段	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
L			B		R				B		R	
M	B	R-	R-	R-	R	B	R	B	R-	R-	R-	R
S	R	B		B-	B-	B-	R	B	B	B-	B-	B-

图 4

干线起始角	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
干线结束角	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330	360
序列片段	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
红上	s	m	on	on	m	s	S	M	L	L	M	S
红下	S	M	L	L	M	S	s	m	on	on	m	s
黄上	L	L	M	S	s	m	on	on	m	s	S	M
黄下	on	on	m	s	S	M	L	L	M	S	s	m
蓝上	m	s	S	M	L	L	M	S	s	m	on	on
蓝下	M	S	s	m	on	on	m	s	S	M	L	L

图 5

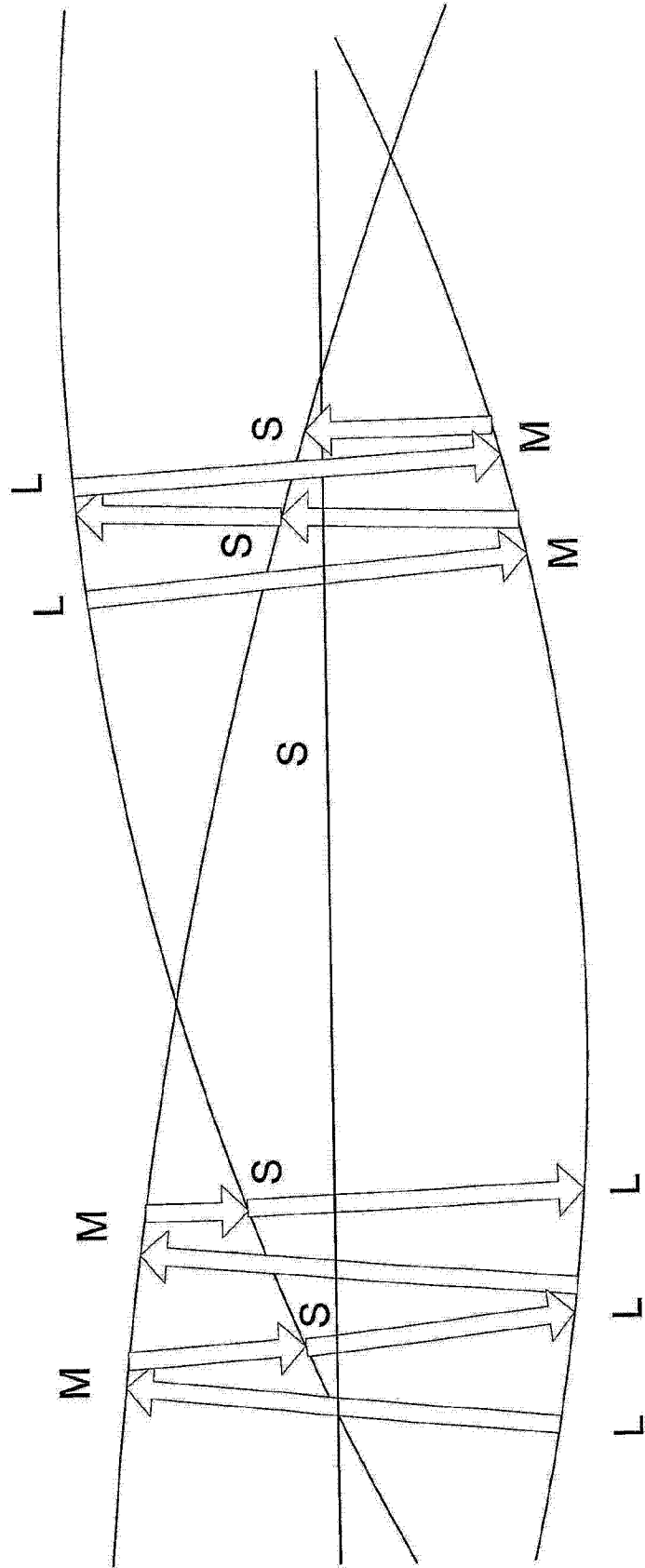


图 6

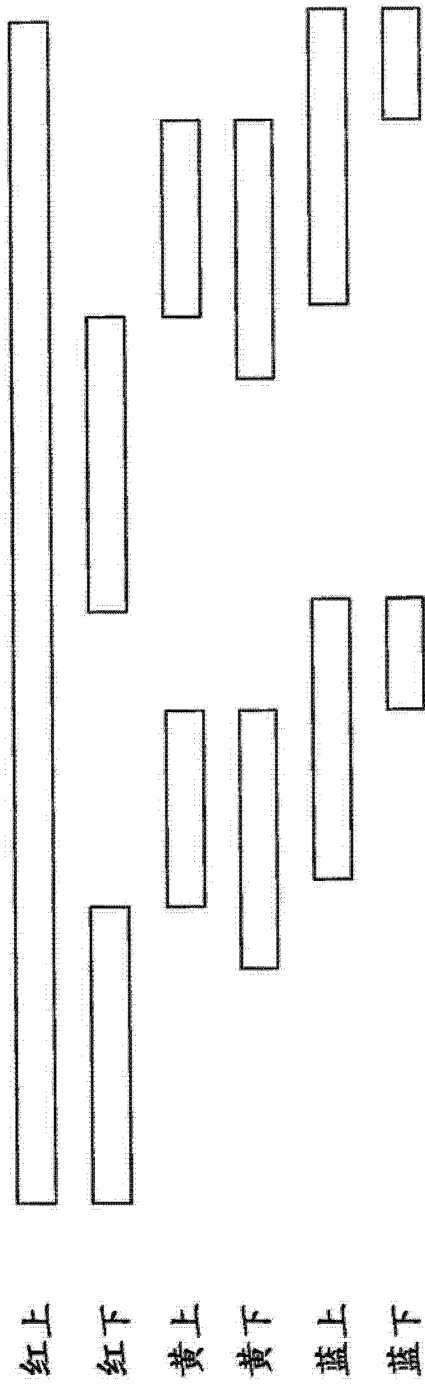


图 7

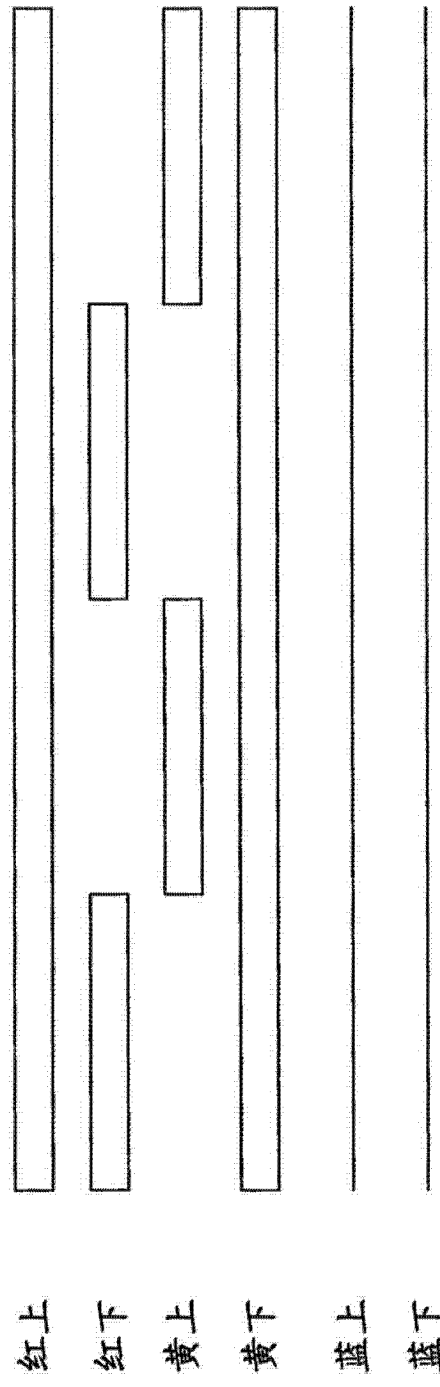


图 8



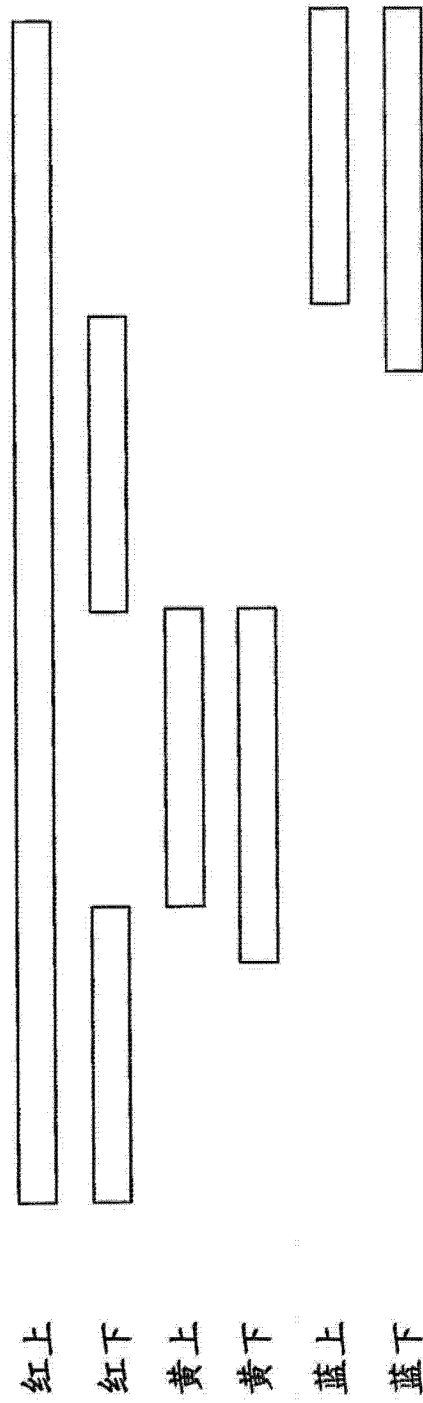


图 9

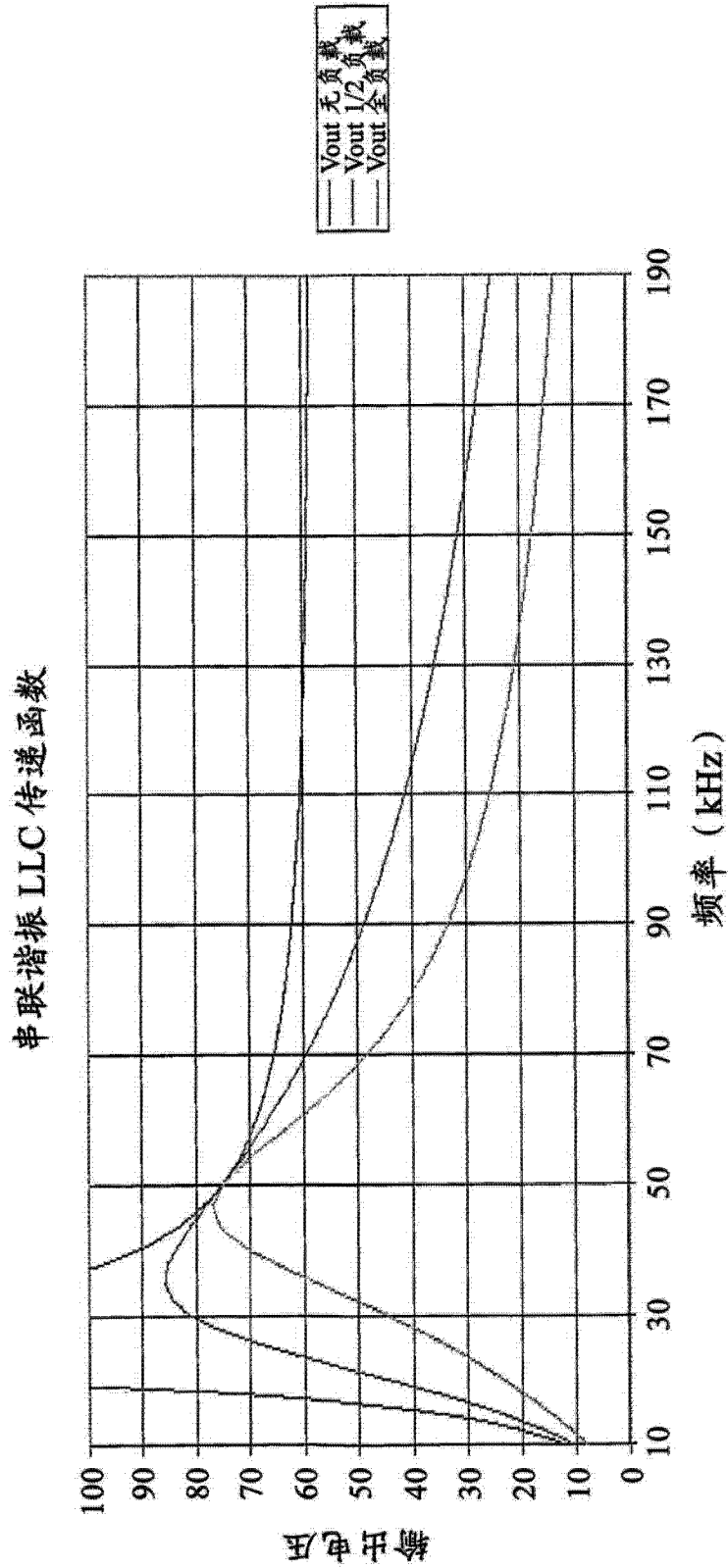


图 10

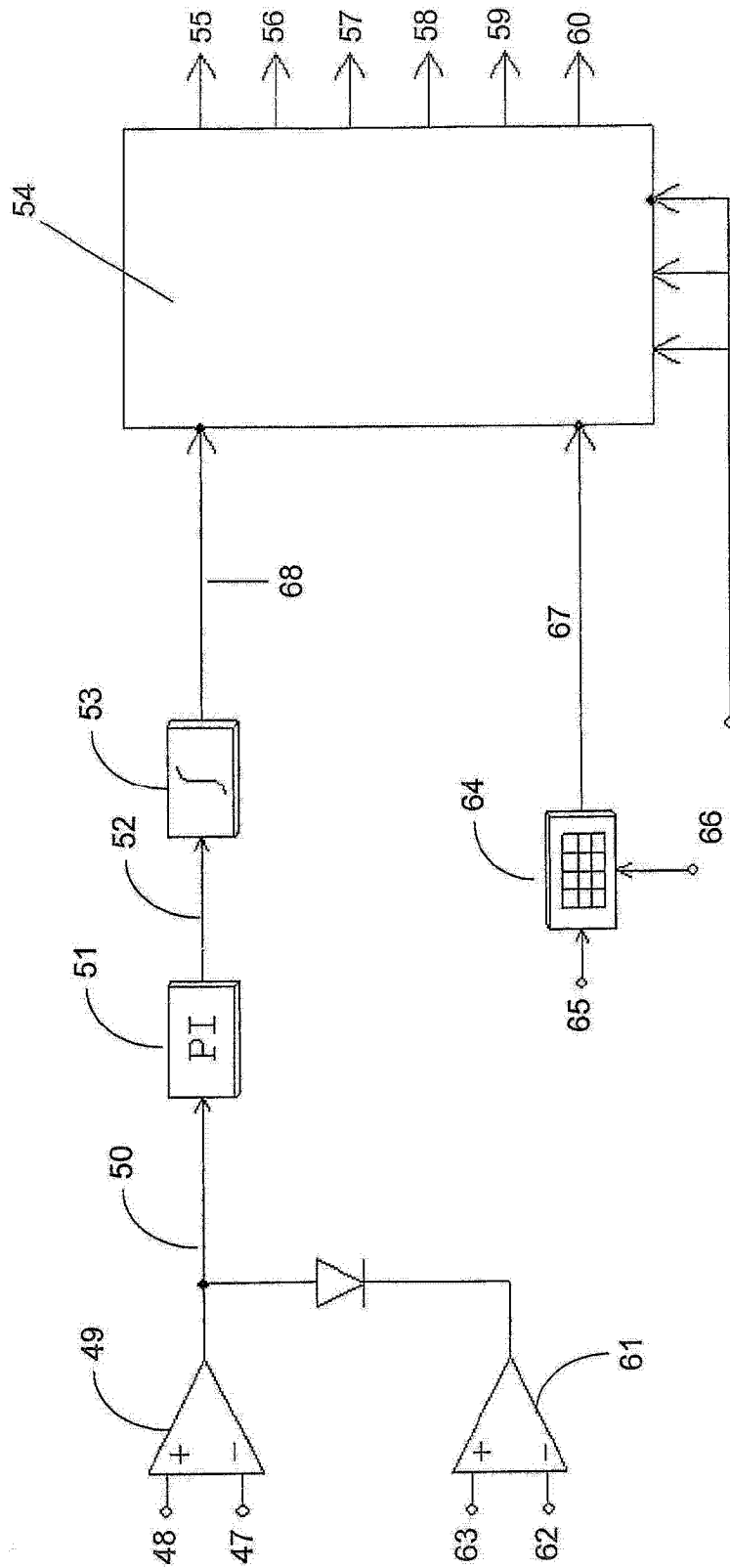


图 11

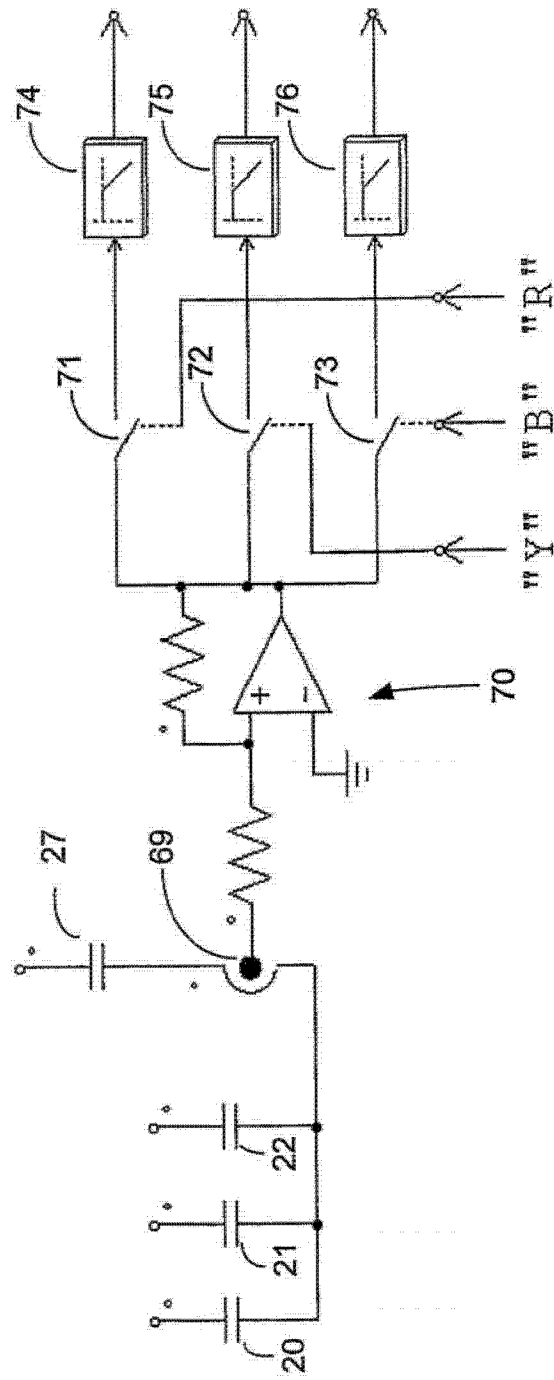


图 12

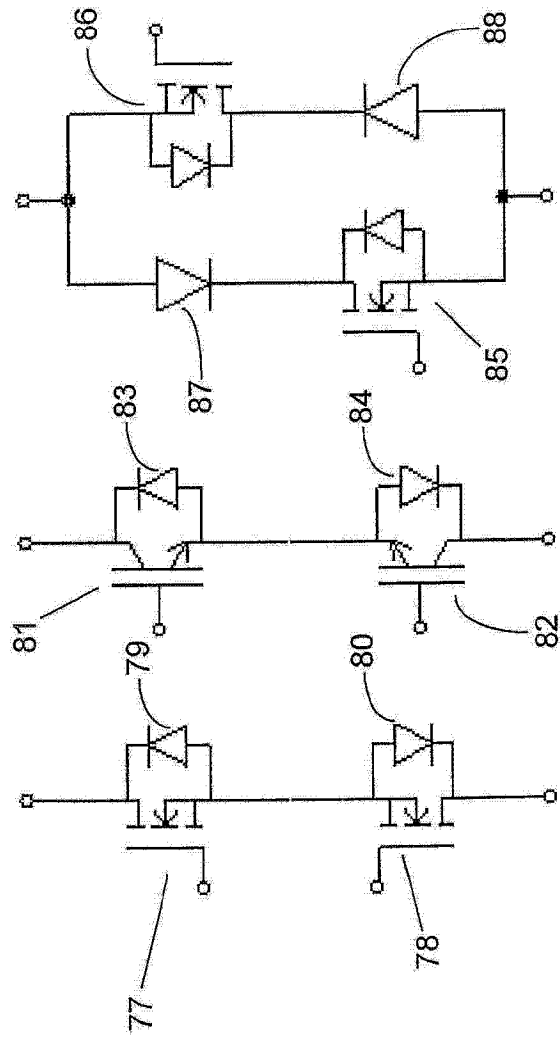


图 13 图 14 图 15

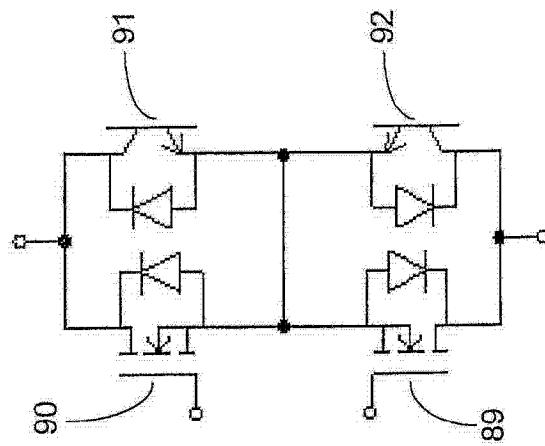


图 16

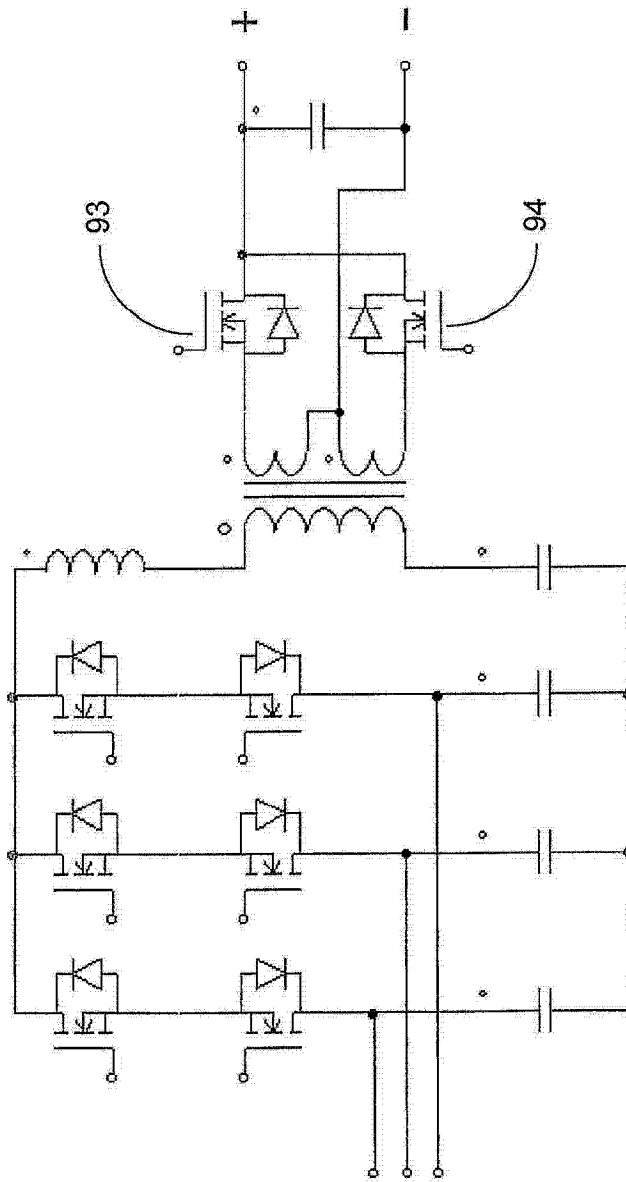


图 17