

[19]中华人民共和国国家知识产权局

[51]Int. Cl⁷

H02M 5/00

[12] 发 明 专 利 说 明 书

[21] ZL 专利号 97123485. X

[45]授权公告日 2002 年 11 月 27 日

[11]授权公告号 CN 1095242C

[22]申请日 1997. 12. 30 [21]申请号 97123485. X

[30]优先权

[32]1996. 12. 30 [33]FR [31]9616192

[73]专利权人 阿尔卡塔尔公司

地址 法国巴黎

[72]发明人 奥里维尔·塔乔姆 莫里斯·法德

塞里·迈纳德 菲利普·卡雷

审查员 张志杰

[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标事务所

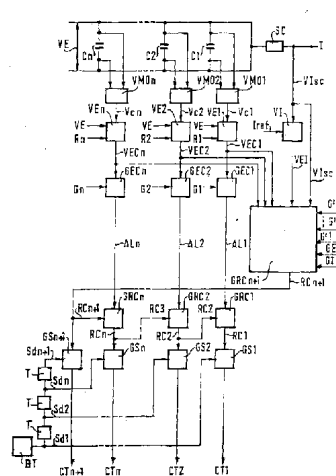
代理人 罗亚川

权利要求书 2 页 说明书 12 页 附图 4 页

[54]发明名称 变换电能的电子线路

[57]摘要

多级变换器有电压源(SE),电流源(SC),每个控制开关单元中有电容(C1,C2...,Cn),以及控制电路,它有测量电流源(SC)中电流与给定电流值(Iref)偏差的装置,还有进程控制电路,以便根据上述电流偏差,依次修改变换器所有单元处于第一接通状态的持续时间,以便减少电流的偏差。附加的装置(GRCn+1)使得所有的电容浮动在平衡电压值上。



1. 一种多级变换器,在其电压源(SE)和电流源(SC)之间有一系列可控制开关单元(CL1,CL2...,CLn),每个单元有两个开关(T1,T'1;T2,T'2...;Tn,T'n),两个开关中的每个开关的一个电极构成一对上游电极的部分,两个开关的每一个的另一电极构成单元的一对下游电极的部分,一个上游单元的一对下游电极与下游单元的一对上游电极连接,第一单元(CL1)的一对上游电极与电流源(C)连接,而最后一个单元(CLn)的一对下游电极连接着电压源(SE),这个变换器的每个单元还有电容(C1,C2...,Cn),当电压源(SE)起电容作用时,最后一个单元可以不设电容;每个电容连在构成其单元的一对下游电极的两电极之间,还有一些决定变换器标定功能的控制电路,它们通过控制相继单元的开关起作用,它使得同一单元的两个开关在控制单元发出的单元控制信号(CT1,CT2...,CTn)作用下总处于相反的开关状态,同一单元的两个开关之一在一个重复的循环周期中相继地处于第一导通状态,然后处于第二导通状态,以及,由于各单元的控制信号是一样的,但是相互错开一个分数周期,使得各相继单元开关完成的功能相同,但是错开一个分数周期,相继电容(C1,C2...,Cn)的平均给定充电电压逐个增高,每个单元的电容的平均给定充电电压为电压源(SE)的电压(VE)乘以单元数的倒数和单元的次序数,这个变换器的特征为:它有总体控制单元,以便得到加权变量的总量,每个变量均与变换器工作特征值有关,这个总量一起控制进程控制电路,这些控制电路将改变变换器所有单元第一导通状态的持续时间,以便达到动态平衡。
2. 由权利要求 1 所描述的变换器,其特征为:总体控制电路包括电流源中实际电流与它的给定电流之间的偏差检测电路,这个偏差被计入总量。
3. 由权利要求 1 或 2 所描述的变换器,其特征为:总量也计入前述的电压偏差。
4. 由权利要求 1 所描述的变换器,其特征为:这些进程控制电路中有一个进程控制器(GRCn),它向单元控制模块(Gsn)提供控制信号,后者输出一个调节变换器第一单元处于第一导通状态的持续时间的单元控制信号。
5. 由权利要求 4 所描述的变换器,其特征为:第一单元是与电压源相邻的单元。

6. 由权利要求 4 所描述的变换器,其特征为:进程控制电路有一个进程控制器(...,GRC2,GRC1),对应于第一单元之后的每个单元,以及,每个进程控制器连接在一个单元控制模块(...,GS2,GS1)上,进程控制器相互连接的方式,使每个单元的进程控制器接收它前面单元的单元控制信号,并将其与本单元的电压偏差一起使用,以产生本单元的控制信号。
7. 由权利要求 1 所描述的变换器,其特征为:这些电流偏差和/或这些电压偏差均用一个可调的增益系数加权处理,使得构成总量的特征量能够相互解耦。

变换电能的电子线路

本发明涉及如专利申请 FR-2 679 715 A1 中所描述类型的电能变换器的电子装置, 以及使其工作的控制系统。

附图 1 中显示了这个专利申请中作为例子所描述的变换器。上述专利申请附图 1 中作为例子介绍的多级变换器中位于电压源 (SE) 和电流源 (C) 之间有多个可控制开关单元 (CL1, CL2..., CL_{n+1}), 每个单元有两个开关 (T₁, T'₁; T₂, T'₂...; T_{n+1}, T'_{n+1}), 两个开关中的一个的一个电极构成一对上游电极的部分, 两个开关的每一个的另一电极构成单元的一对下游电极的部分, 一个上游单元的一对下游电极与下游单元的一对上游电极连接, 第一单元 (CL1) 的一对上游电极与电流源 (C) 连接, 而最后一个单元 (CL_n) 的一对下游电极连接着电压源 (SE), 这个变换器的每个单元还有电容 (C1, C2..., C_{n+1}), 当电压源 (SE) 起电容作用时, 最后一个单元可以不设电容; 每个电容连在构成其单元的一对下游电极的两电极之间。(变换器) 中还有一些决定变换器标定功能的控制电路 (未画出), 它们通过控制相继单元的开关起作用, 它使得同一单元的两个开关在控制单元发出的单元控制信号作用下总处于相反的开关状态, 同一单元的两个开关之一在变换器的一个重复循环周期中相继地处于第一导通状态, 然后处于第二导通状态, 以及, 由于各单元的控制信号是一样的, 但是相互错开一个分数周期, 使得变换器的各相继单元开关完成的功能相同, 但是错开一个分数周期。

周期中的所述部分最好等于单元个数 $n+1$ 的倒数, 即 $2\pi/(n+1)$, 这将相对于输出的谐波优化, 并有利于变换器电容充电电压的自然平衡。其它的间距也是可以的, 甚至可以在不同的阶段采用不同的间距。

在这种变换器中, 相继电容 (C1, C2..., C_{n+1}) 的平均给定充电电压逐个增高, 每个单元的电容的平均充电电压为电压源 (SE) 的电压 (VE) 乘以变换器单元数的倒数和单元的次序数。当 $n+1$ 为 3, 也就是说, 变换器的单元数仅为 3 时, 它们分别为 $VE/3$, $2VE/3$, VE 。

当然,前面所说的是用于另外的 n 值,至少有两个单元,最好有三个以上的单元。

在下面,我们将使用多级变换器表示满足上述要求的变换器。

为了更容易地检验一个上述类型多级变换器的电容的充电过程,我们参考图 2,图中显示了任意一个开关单元 CL_k 和它的开关 T_k, T'_k 及电容 C_k ,图中还有随后的一个单元 CL_{k+1} 及其开关 T_{k+1}, T'_{k+1} 。

考虑到每个单元开关 $T_k, T'_k; T_{k+1}, T'_{k+1}$ 之间的连接,图 2 中两个相连单元 T_k 与 T_{k+1} 具有四种状态:

- a) 第一状态, T_k 和 T_{k+1} 断开, C_k 的充电电压不变;
- b) 第二状态, T_k 和 T_{k+1} 接通,由于 T'_k 和 T'_{k+1} 还处于断开状态, C_k 的充电电压仍不变化;
- c) 第三状态, T_k 接通, T_{k+1} 断开,电流源 C 使得强度等于 I 的电流 I_k 流过 T_k ,而流过 T'_k 的电流 I'_k 等于零, T_{k+1} 的状态使得电流 I_{k+1} 等于零,而电流 I'_{k+1} 等于 I ,而电容 C_k 中的电流 I'_{ck} 等于 I ;
- d) 第四状态, T_k 断开, T_{k+1} 接通,电流源 C 使得强度等于 I 的电流 I'_k 流过 T'_k ,而流过 T_k 的电流 I'_k 等于零, T_{k+1} 的状态使得电流 I_{k+1} 等于 I ,而电流 I'_{k+1} 等于零,而电容 C_k 中的电流 I_{ck} 等于 I ;

在上面的第三和第四状态,电流 $I'_{ck}=I'_{k+1}$ 和 $I_{ck}=I_{k+1}$ 为电容 C_k 带来(极性)相反的附加充电;其中第一个说成是负的,第二个是正的。这两个状态下的电流由电流源给定,如果电流源为严格的直流,所有其它情况均一样,在 T_k 和 T_{k+1} 导通区间中,任何时刻状态 c) 和 d) 下电流源确定的电流相同,方向相反(如前面所说,名义上相等,在时间上错开)。这将使得电容 C_k 上充的电先负向变化,然后再正向变化,变化量相同,在变换器的一个工作周期中不变化。

在理想的系统中(纯粹的电流源,阻抗无限大),电流 I_{ck} 和 I'_{ck} 由电流源确定。实际上当电流源的阻抗不是无限大,电流源的电流取决于作用在其两端的电压,也就是电容的电压 V_{ck} 。如果无论什么原因,突然充电电压 V_{ck} 相对于给定值 $V_{E*k/n}$ 太高,这将导致放电电流 I'_{ck} 太大,充电电流 I_{ck} 与给定值相比又要变小,这将使得电容 C_k 的充电状态回到给定值。这就说明多级变换器能稳定工作,并能适应在电流源和电压源两方面改变幅值。然而

我们在下面将看到,这将导致动态特性的问题。

图 3 给出了图 1 和图 2 介绍的多级变换器工作情况的实例,它有 3 个单元;我们在其上施加脉冲宽度调制的控制信号 PWM,以便向电流源 C 提供一个调制的正弦波交流电压,也就是说,在变换器工作的相继周期 $p_1, p_2, p_3 \dots$ 期间(曲线 t),开关 T_1, T_2, T_3 先后在不同的时间间隔上导通,其持续时间随输出电压调制波形变化,下面称输出电压为调制波。对应的开关 T'_1, T'_2, T'_3 在每个时刻处于相反的状态。

当然,众所周知,开关的其它调制方式可以得到同样的结果,当然,变换器也可用于向电流源 C 提供其它类型的波,或者一个检波过的直流电压。

我们首先看变换器工作的第一周期 p_1 。在这个阶段,当开关 T_1, T_2, T_3 中的一个接通,其它两个断开;使得每两个单元的组合和位于它们中间的电容处于上述的 c) 和 d) 状态,在这个状态下,电容相继受到负向附加充电和正向附加充电,其总和标称上为零。另外需要指出,相互叠连的单元 CL_1-CL_2 处于状态 d),相互叠连的单元 CL_2-CL_3 处于 c) 状态,使得电容 C_1 受到正的附加充电,而同一电流对电容 C_2 进行负向附加充电。

作为一个例子,图 3 还显示了多级变换器在周期 p_2, p_3 等的工作情况,在这些周期中,开关 T_1, T_2, T_3 的接通持续时间缩短,然后延长,直到超过周期的 $1/3$,并相互覆盖。曲线 VI 显示传输到电流源的电压的理想情况,特别是当电容的容量使得所施加的附加充电并不明显地改变其两端的电压。电压 VI 表示为电压源 SE 电压 V_E 的分数,取电压源 SE 负极作为电压基准。我们看到,一方面,电压 VI 包括一个频率等于调制波的主要基础部分,另一方面,包括幅值较低,频率大于截至频率的谐波,它们很容易用一个低通滤波器滤除。这个电流是可以变化的,通过对电流源中任意电容的积分使得变换器向电流源提供一个交流电流,其形状为正弦波,周期等于输出电压的基波。

当电流正弦变化时,上述的状态 c) 和 d) 在变换器电容上产生的附加充电不再相等,因为在这两个状态之间,电流有时间变化。而只有当变换器的工作周期远大于调制波的频率时,这种变化才能忽略。

另外,必须估计到提供给电流源的交流电流不会严格为正弦波,而是有不对称的变形。同样,控制信号电平的偏差,生成信号中电平的偏差,或者各

个开关连接时间的不同都会使变换器在一个工作周期中开关连接的持续时间不可避免地产生不等。或者使开关接通状态在时间上错开,或者使得电容的充电和放电电流不平衡。因此一般来说,实际上我们不能保证上述多级变换器遵循标称的工作状态,就象在开始的时候所描述的那样。因此,一个持续的工作偏差将导致电容充电在这个或那个方向产生偏差,因而导致平均充电电压的偏差,最终在变换器工作频率上使提供给电流源的电压变形。

图3中用曲线 VI' 显示了这个事实,它与曲线 VI 相象,其差别是,如果假设电容 $C1$ (图1)用一个比标称电压低的电压充电,变换器不再给出同一幅值的 $vi1, vi2, vi3$,而是当电容 $C1$ 向电流源 C 输出它自己的充电电压时,给出幅值较低的 $vi1'$ (为了看的清楚,图中的比例故意放大了),当电容 $C1$ 从提供给电流源 C 的信号中减去它自己的充电电压时,给出幅值增长的 $vi2'$,当电容 $C1$ 与回路隔离时,给出幅值正常的 $vi3'$ 。我们很容易看到,在信号 VI' 中,它导致了在变换器截止频率处产生干扰。

在电容分别受其给定电压充电时,不会产生这种干扰分量。当出现这些分量时,一般是有害的。

特别是开关上作用的电压不再等于两个相邻电容给定的充电电压之差,即电压源的电压除以变换器级数。这对开关是危险的。

当然,如前面所描述的,电容充电的偏差可以自发消失,但是这个过程需要一些时间。

另外,这个自发过程是由电流源所决定的。因此,当电流源中没有电流时,无法进行这个过程,无论如何,当电流源中电流较弱时,过程将减慢。

因此1995年5月10的法国专利申请 $N^{\circ}9502818$ 建议在多级变换器的上述调制控制端设置一些检测电路,用于检测每个电容的平均充电电压与标定的平均充电电压之间的偏差,以及设置一些附加控制电路,用于修改与电容相连的单元在第一导通状态时的持续时间,以便消除检测到的电压偏差。

根据这种改善的变换器的一个例子,这个电压偏差检测电路具有接收电压源电压,所处的级数和总级数的装置,以便确定每个电容在变换器工作的一个周期内所必须给定的充电电压值,这样,比较器通过将每个电容两端的平均电压减去电容的给定电压得到电压的偏差。

我们可以参阅前面这个专利申请,以便了解多级变换器的工作细节和有关的说明,这些在本专利申请中不再重复。

总之,前面所说的措施只是将变换器的电容一个一个独立考虑,校正它们充电电压的偏差。因此,如我们前面已经说过的,针对一个量的修正将导致对其它量的改变(其它电容上的充电电压,变换器输出电压或电流...),这种改变是有害的,它们也必须被修正,这又引起同样的问题。由于(系统的)响应时间不同,又无法控制,使得问题更加复杂化。

因此本发明的目的就是面对这些问题,寻找一个解决方法,以满足用较小的时间常数修正变换器各种工作特征参数变化的需要。本发明还涉及了实现这种解决办法的例子。

根据本发明,多极变换器有总体控制单元,以便得到加权变量的总量,每个变量均与变换器工作特征值有关,这个总量一起控制进程(on-time)控制电路,这些控制电路将改变变换器所有单元第一导通状态的持续时间,以便达到动态平衡。

这样调整回路就建立起来了,它根据变换器所有单元的工作循环状态调整变换器工作的特征参数。这个回路的响应时间为数个变换器截止频率对应的周期的量级。

在一个实施例中,总体控制电路包括电流源中实际电流与它的给定电流之间的偏差检测电路,这个偏差被计入总量。

这个总量最好也计入前述的电压偏差如果有的话。

由于电压偏差是根据电压源提供的电压检测的,这样我们就有与第一回路相关的第二调节回路,它使得所有单元的工作循环适应于电压源的电压。这个第二回路的响应时间也是数个对应变换器截止频率的周期的量级。

这些进程控制电路中也最好有一个进程控制器,它向单元控制模块提供控制信号,后者输出一个确定变换器第一单元处于第一导通状态的持续时间的单元控制信号。在一个实例中,这个单元是与电压源相邻的单元。

进程控制电路还最好有一个进程控制器,对应于第一单元之后的每个单元,以及,每个进程控制器连接在一个单元控制模块上,进程控制器相互连接的方式,使每个单元的进程控制器接收它前面单元的单元控制信号,并

将其与本单元的电压偏差一起使用,以产生本单元的控制信号。

最后,这些电流偏差和/或这些电压偏差最好均用一个可调的增益系数加权处理,使得构成总量的特征量能够相互解耦。

通过下面对本发明非限制性例子的描述将能够更好地理解本发明的不同特点和目的,有关的附图为:

- 图 1 已经介绍过了,是一个已知的多级变换器原理图;
- 图 2 已经介绍过了,是图 1 中多级变换器相连两单元组合的原理图;
- 图 3 已经介绍过了,是描述图 1 和图 2 中具有三单元的多级变换器工作情况的波形图;
- 图 4 为具有图 1,图 2 和图 3 形式的多级变换器中用于实现本发明的控制系统原理图;
- 图 5 为图 4 中偏差检测电路 VE_n 的一个实例;
- 图 6 为图 4 中进程控制电路 GRC_{n+1} 的一个实例;
- 图 7 为图 4 中电流源电流偏差检测电路一个实例;
- 图 8 为图 4 中平衡模块 GEC_n 的一个实例;
- 图 9 为图 4 中进程控制电路 GRC_n 的一个实例;

我们不再描述多级变换器。图 1,图 2 和图 3 对应于专利 FR-2 697 751 A1 中描述的变换器,读者可以从这份资料中得到更详细的描述。

图 4 为变换器的控制电路,变换器与图 1 中的类似,但是有 $n+1$ 个开关单元,其中只有 n 个单元具有它们自己的电容 C_1, C_2, C_n ,第 $n+1$ 个单元中的电容与前面所说的电源是一回事。这样,在图 4 上,只显示了电容 $C_1, C_2, \dots, C_n$,以及通过电流源 SC 的电流 I 。

每个电容均连接着一个检测电路 $VM_1, VM_2, \dots, VM_n$,以便检测每个电容上的充电电压。为此,这个装置连接在相应电容的两端。它提供表示电容两端电压的检测信号 $V_{c1}, V_{c2}, \dots, V_{cn}$ 。

在每个电容上还连接着一个偏差检测电路 $VE_1, VE_2, \dots, VE_n$,用于测定由对应检测电路确定的充电电压与这个电容的标称充电电压之间的偏差。图 5 中作为例子,显示了这个偏差检测电路 VE_n 。它接收到一个表示来自变换器(见图 1)电压源电压的数值 VE 以及一个对应于每个电容的常数 R_n , R_n 一般为 $R_k = k/n+1$,在这种情况下 (R_n) 为 $n/n+1$ 。乘法器 MUn 提供这两个数值

的乘积 VR_n , 它对应于电容 C_n 的标称充电电压。减法器 ST_n 将观察到的充电电压 VC_n 和标称电压 VR_n 相减, 输出一个反映电压偏差的偏差信号 VEC_n 。其它的偏差检测电路是类似的, k 取 $n-1$ 到 1 的整数值。

这样得到的偏差信号都输入到总体控制系统中去, 以便得到使反映变换器各工作特征参数计入加权值的总量。这个总体控制电路包括进程控制电路, 用于相继修改变换器所有单元处于第一接通状态的时间, 以便达到一个动态平衡状态。

特别地, 上述偏差信号均输入到一个进程控制电路 GRC_{n+1} 中, (对这个装置) 这样命名是因为它控制(变换器)工作, 也就是说, 控制变换器一个单元的进程, 这里是第 $n+1$ 个开关单元, 这个单元没有任何电容, 控制电路控制变换器中所有单元的进程。这个进程控制电路在图 6 中详细显示。

在介绍它之前, 最好先介绍一下电流源的电流偏差检测电路 VI , 图 7 详细显示了这个电路。这个电路连接在电流源 SC 的回路上, 以便接收代表电流源 SC 电流的信号 VI_{sc} 。另外, 它还接收一个表示电流源 SC 给定电流值的控制量 I_{ref} 。这两个值在一个减法器 ST_i 中进行比较, 输出一个表示测得的工作电流和给定电流之间偏差的信号 VE_i , 例如电压信号。这个信号也被输送到进程控制电路 GRC_{n+1} 中。

另外, 进程控制电路 GRC_{n+1} 还直接接收反映电流源电流的信号 VI_{sc} 。

现在回到图 6 及图 4, 我们可以看到, 进程控制电路 GRC_{n+1} 还接收信号 G'_n, G'_2, G'_1, GEI 和 GI , 它们均通过乘法器 $MV_n, MV_2, MV_1, MV_i, MVI$, 乘在信号 $VEC'_n, VEC'_2, VEC'_1, VE'_i, VI_{sc}'$ 上, 以便得到加权后的信号 $VEC_n, VEC_2, VEC_1, VE_i, VI_{sc}$, 这些信号均被输入到加法器 SV_{n+1} 上, 用于传送第 $n+1$ 个开关单元的控制信号 RC_{n+1} 。更确切地说, 这个控制信号 RC_{n+1} 的值在控制模块 GS_{n+1} 中转换成控制单元 CT_{n+1} 的信号, 它的持续时间直接取决于控制信号的值, 它使第 $n+1$ 开关单元处于第一导通状态。

如我们前面已经说过的, 以及后面将要介绍的, 由于这个信号串接地作用在电容 C_n, C_2, C_1 的控制电路 GRC_n, GRC_2, GRC_1 上, 它将确定变换器其它开关单元处于第一导通状态的时间。

另外, 偏差信号 VEC_n, VEC_2, VEC_1 均单独作用在加权模块 GEC_n, GEC_2, GEC_1 上, 它们同时还接收加权系数 G_n, G_2, G_1 , 并提供加权

后的信号 $AL_n, \dots, AL_2, AL_1$ 。作为一个例子, 图 8 显示了单元 GEC_n , 它仅仅包括一个乘法器 MC_n 以便在偏差信号 VEC_n 上乘上相应加权系数 G_n 。其它的加权单元是类似的。

加权信号 $AL_n, \dots, AL_2, AL_1$ 分别作用在进程控制电路 $GRC_n, \dots, GRC_2, GRC_1$ 上, 它们同时还接收到转移信号 $RC_{n+1}, \dots, RC_3, RC_2$, 并产生对应的变换器开关单元的控制信号 $RC_n, \dots, RC_2, RC_1$ 。更确切地说这些控制信号作用在控制模块 $GS_n, \dots, GS_2, GS_1$ 上, 如前面所描述的那样, 这些模块用于控制第 $n, \dots, 2, 1$ 个开关单元处于第一导通状态的时间。作为一个例子, 图 9 显示进程控制电路 GRC_n 。它接收加权信号 AL_n , 以及作为转移信号的控制上述变换器的前一个单元的控制信号 RC_{n+1} 。它包括一个加法器 STT_n , 用于从转移信号 RC_{n+1} 中减去加权信号 AL_n , 以便输出一个控制信号 RC_n 。进程控制电路 GRC_{n-1} (未画出) $\dots, GRC_2, GRC_1$ 都是类似的, 装置 GRC_{n-1} 接收作为转移信号的控制信号 $RC_n, \dots$, 同样, 装置 GRC_2 接收控制信号 RC_3 , 装置 GRC_1 接收控制信号 RC_2 。

下面介绍图 4 中控制电路的整个工作过程。

控制模块 $GS_{n+1}, GS_n, \dots, GS_2, GS_1$ 根据触发信号 $Sd_1, Sd_2, \dots, Sd_n, Sd_{n+1}$ 工作, 这些信号在每个时间周期 P_1 (图 3) 上均被由时间基准 BT 产生并由单位滞后模块 T 随后, 在一个周期 P_1 内错开, 以便将多极变换器的工作周期划分成 $n+1$ 个等分, 在时间上相继错开地控制变换器的开关单元。

对每个时间基准脉冲, 一个控制模块提供一个单元的控制信号, 这个单元具有单元第一导通状态开关。在变换器的工作循环中, 控制模块 $GS_1, GS_2, \dots, GS_n, GS_{n+1}$ 依次作用。对于每个单元, 这个第一导通状态的持续时间, 也就是单元控制信号的持续时间, 取决于对应该单元的控制模块所接收的控制信号的值。

另外, 控制信号值 RC_{n+1} 还取决于 (见图 6), 电流源 SC 的电流 I , 电流 I 和给定值 I_{ref} 之间的偏差 VE_i , 以及变换器电容充电电压的偏差 $VEC_1, VEC_2, \dots, VEC_n$, 每个值均被乘上了一个具有放大和加权作用的调节系数, 用于确定它在产生控制信号 RC_{n+1} 的和的所占份量。对这些系数的调整可以方便地调整变换器的工作状态, 特别是确定对于要考虑的各种变化和偏差的反应时间。

在初始状态,我们假设上述偏差均为零,只有电流源 SC 中的电流 I 存在。因此,控制信号仅仅由代表电流强度的信号 $V_{isc'}$ 产生。它直接作用在控制模块 GS_{n+1} 上,并作为转移信号作用在进程控制电路 GRC_n 上。进程控制电路 GRC_n (见图 9) 从信号 RC_{n+1} 减去加权信号 AL_n , 加权信号 AL_n 来自于电容 C_n 的充电电压的偏差。由于我们已经假设这个偏差不存在。因此控制信号 RC_n 就等于控制信号 RC_{n+1} 。这个控制信号 RC_n 用于控制第 n 个单元的开关,由进程控制电路 GRC_{n-1} 作为转移信号作用,这个装置在图上未画出,但与前面描述过的装置 GRC_n 类似。由于我们还假设了电容 C_{n-1} (未画出) 没有任何电压偏差,进程控制电路 GRC_{n-1} 的工作与前面描述进程控制器一样,随后的 (进程控制电路) 也是一样的。特别地,进程控制器 GRC_2 本身也接收到与信号 RC_{n+1} 相等的转移信号 RC_3 , 提供一个同样量值的控制信号 RC_2 , 这个信号又用作进程控制电路 GRC_1 的转移信号,进程控制电路 GRC_1 输出控制信号 RC_1 。

由于假设变换器所有电容均处于给定的充电电压,电流源中的电流等于参考信号 I_{ref} , 我们看到变换器的工作状态稳定,所有单元中的第一导通状态持续时间相同并为常数。

现在我们假设变换器必须提供一个如图 3 所示的正弦波电压。因此控制量 I_{ref} 被未画出的控制电路在每个变换器周期中修改。其幅值,以图 3 中 T_1 曲线的脉冲宽度的方式,逐步减小,随后升高。因此控制信号 RC_{n+1} 的幅值也随之变化。

我们看到,控制信号 RC_{n+1} 作为转移信号施加到进程控制电路 GRC_n 上,并包括在在控制信号 $RC_n \dots$ 中,直到作用到最后的进程控制电路 GRC_1 上,并包括在控制信号 RC_1 中。因此,整个变换器的操作速率在控制量 I_{ref} 作用下改变,我们得到如图 3 显示的工作状态。

当然,对量值 I_{ref} 的作用可以使变换器产生任何我们所希望形状的电输出。

当然,在控制量 I_{ref} 没有改变时,电流源 SC 中电流的自发改变将导致变换器单元控制信号的改变,以使自发变化消失。

需要指出,这种改变是通过改变变换器单元第一导通状态持续时间而实现的,这意味着其改变量仅是变换器周期的量级,因此时间非常短。

另外,如果由于控制的变化或自发变化,电流源 SC 的电流产生变化,导致变换器电容的充电情况被一起改变,由信号 $VEC_n \dots, VEC_1$ 反映的电压偏差之和,在计入系数 $G'_n \dots G'_1$ 的作用后,被反映在控制信号值 RC_{n+1} 中。因此,如我们所看到的那样,它们对变换器的所有单元产生整体作用。这加强了控制和变换器进程调节的动态特性。

现在我们假设变换器的一个电容,例如 C_2 偏离了它的给定充电电压。这导致偏差信号 VEC_2 不为零。对应的量值乘上系数 G'_2 之后将修改控制信号 RC_{n+1} 。如我们将要看到的那样,变换器所有单元的控制信号都将被修改。

另外,偏差信号 VEC_2 作用在加权模块 GEC_2 上,在那里被乘上加权系数 G_2 ,构成加权信号 AL_2 。在进程控制电路 GRC_2 中,从这个加权信号 AL_2 中减去转移信号 RC_3 。系数 G'_2 和 G_2 使控制信号 RC_2 起修正作用,如本文开始时所解释的那样,它使电容 C_2 的充电电压回到给定值。同时控制变换器的所有单元,还能改善变换器回到正常状态的动态特性。

另外,控制信号 RC_2 作为转移信号被输入到进程控制电路 GRC_1 ; 这能够平衡由于对电容 C_2 校正而带来的对电容 C_1 的影响,如同结合图 2 所作的解释那样,我们在电容 C_1 上施加一个相反的校正。

最后,如已经指出的那样,对变换器工作特性参数加权的不同增益确定了变换器的动态特性,也就是说,确定了变换器对这些特性参数自发变化响应的时间。

自然,这些增益必须考虑变换器的尺寸。

在一个实例中,各个增益的表达式为:

$$G_1 = \frac{-C_1 * \rho_1}{I_{sc0}}$$

$$G_2 = \frac{-C_2 * \rho_2}{I_{sc0}}$$

$$\dots\dots\dots$$

$$G_n = \frac{-C_n * \rho_n}{I_{sc0}}$$

$$G'1 = \frac{-C1*\rho1 * V_{c10}}{V_E * I_{sc0}}$$

$$G'2 = \frac{-C2 * \rho2 * V_{c20}}{V_E * I_{sc0}}$$

$$\dots\dots\dots$$

$$G'_n = \frac{-C_n * \rho_n * V_{cn0}}{V_E * I_{sc0}}$$

$$GEI = \frac{-L_{sc} * \rho_{n+1}}{V_E}$$

$$GI = \frac{R_{sc}}{V_E}$$

在表达式中, C1, C2, Cn 为同一符号标注的电容容

量, $V_{c10}, V_{c20} \dots, V_{cn0}$ 为这些电容两端的给定电压, I_{sc0} 为电流源 SC 的给定电流, L_{sc} 为电流源的电感, R_{sc} 为其电阻, V_E 是电压源的电压, $\rho_1, \rho_2 \dots, \rho_n, \rho_{n+1}$ 为第 $1, 2 \dots, n, n+1$ 个单元的增益。这些增益的取值将保证构成总量的各个特征分量解耦。

图 3

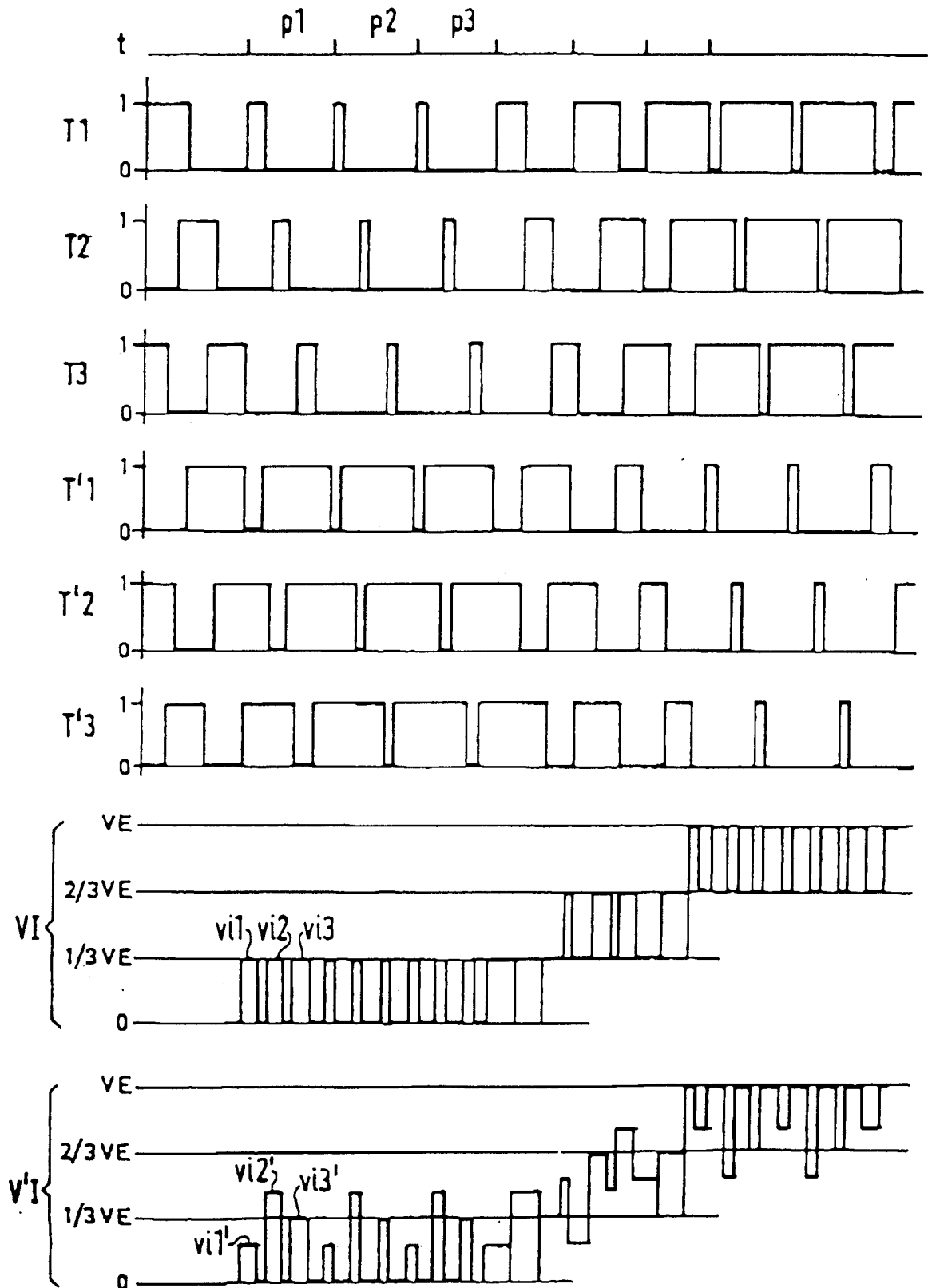


图 4

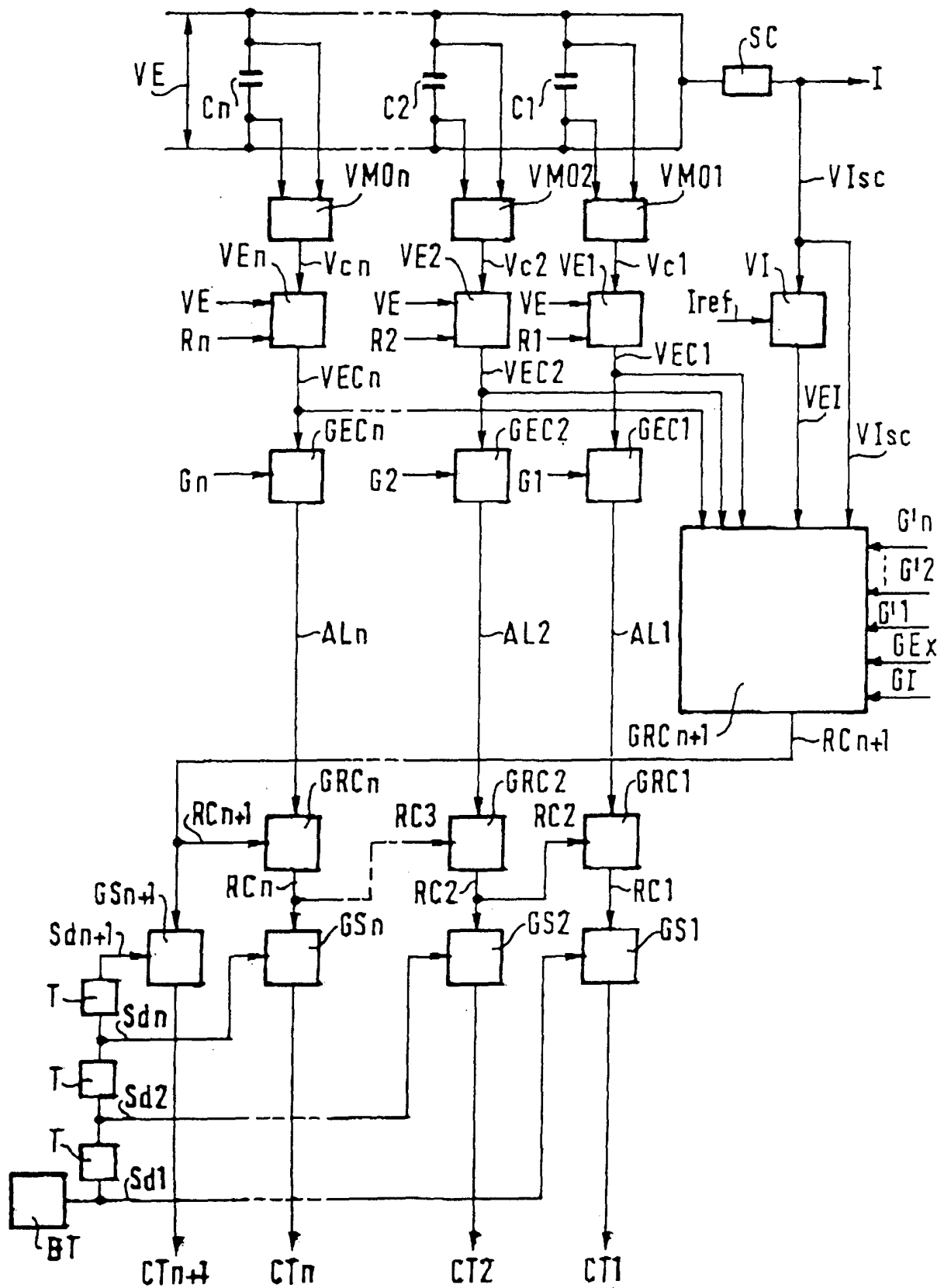


图5

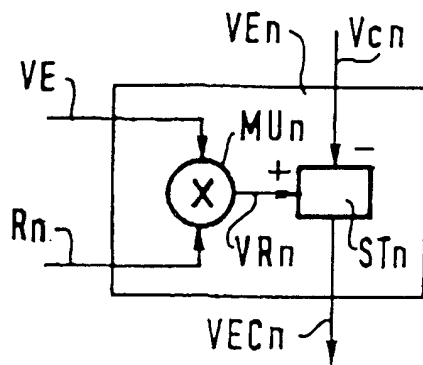


图7

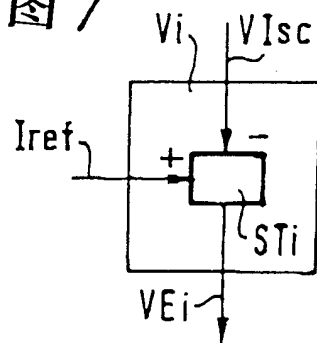


图8

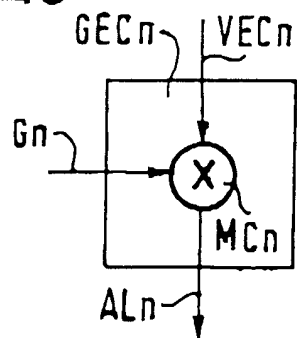


图9

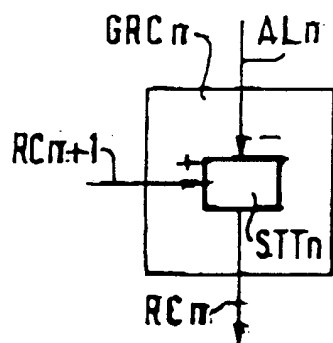


图6

