

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101098147 B

(45) 授权公告日 2010.06.16

(21) 申请号 200710109696.1

(22) 申请日 2007.06.27

(30) 优先权数据

102006029734.2 2006.06.28 DE

(73) 专利权人 英飞凌科技股份有限公司

地址 德国新比贝格

(72) 发明人 D·德拉克塞尔梅尔

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

司 72001

代理人 程天正 刘春元

(51) Int. Cl.

H03M 1/80(2006.01)

H03M 1/38(2006.01)

(56) 对比文件

US 5606320 A, 1997.02.25, 全文.

US 4947169 A, 1990.08.07, 全文.

审查员 刘娜

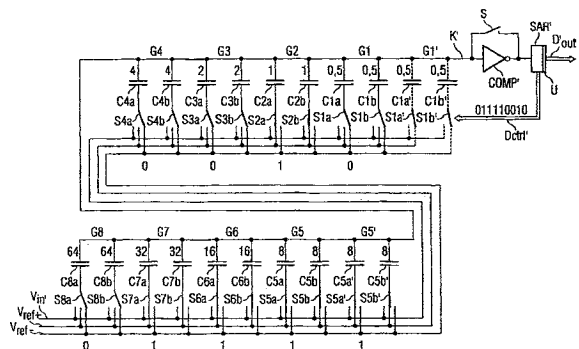
权利要求书 2 页 说明书 7 页 附图 3 页

(54) 发明名称

按照逐次逼近法原理运行的具有冗余权重的模拟 / 数字转换器的二进制网络

(57) 摘要

按照逐次逼近法的具有冗余权重的原理运行的模拟 / 数字转换器的二进制网络。根据本发明的具有冗余权重的、按照逐次逼近法的原理运行的模拟 / 数字转换器的二进制网络,包括 N 个二进制权重 (G1 到 G8) 和另外至少一个冗余二进制权重 (G5')。在本发明中,每一个权重,包括该冗余权重在内,在所有情况下对应于构成该逼近法的一部分的冗余二进制代码的一个位置。



1. 用于按照逐次逼近法原理运行的模拟 / 数字转换器的数字 / 模拟转换的二进制网络,包括:

N 个二进制权重 (G1 至 G8) 和

另外的至少一个冗余二进制权重 (G5'),

其中,在所有情况下每一个权重对应于构成该逼近法的一部分的冗余二进制代码的一个位置。

2. 根据权利要求 1 的二进制网络,其中

冗余权重 (G5') 的权重值对应于 N 个二进制权重中的第 M 重要的权重 (G5) 的权重值。

3. 根据权利要求 1 或 2 的二进制网络,其中

权重 (G1 到 G8、G5') 被构建为电容性的。

4. 根据权利要求 3 的二进制网络,其中

通过拆分的电容器 (C1a/b 到 C8a/b、C5a' /b') 来构建权重 (G1 到 G8、G5')。

5. 根据权利要求 3 的二进制网络,其中

在对要由模拟 / 数字转换器转换的输入信号 (V_{in}') 的采样期间,来自于从最重要的权重 (G8) 到第 M 最重要的权重 (G5) 以及冗余权重 (G5') 的这些权重被导电性地连接到输入信号 (V_{in}')。

6. 根据权利要求 4 的二进制网络,其中,

在对要由模拟 / 数字转换器转换的输入信号 (V_{in}') 的采样期间,来自于从最重要的权重 (G8) 到第 M 最重要的权重 (G5) 以及冗余权重 (G5') 的这些权重被导电性地连接到输入信号 (V_{in}')。

7. 按照逐次逼近法原理运行的模拟 / 数字转换器,包括:

一个用于数字 / 模拟转换的二进制网络,包括二进制权重 (G1 到 G8) 和

另外的至少一个冗余权重 (G5'),其中,在所有情况下每一个权重对应于构成该逼近法的一部分的冗余二进制代码的一个位置,和

用于二进制代码转换为二进制输出代码的代码转换器。

8. 根据权利要求 7 的模拟 / 数字转换器,其中

该冗余权重 (G5') 的权重值对应于 N 个二进制权重的第 M 最重要的权重 (G5) 的权重值,和

该代码转换器 (U) 被以如此方式安排,使得取决于二进制代码,该二进制输出代码可以被表示为:

不具有被分配给冗余权重 (G5') 的比特的二进制代码,其中,按照第 M 最重要的权重 (G5) 的加权附加上该比特的值以及减去任何一个偏移值。

9. 根据权利要求 8 的模拟 / 数字转换器,

其中,偏移值是 $2^{(N-M)}$ 。

10. 按照逐次逼近法的原理用于输入信号的模拟 / 数字转换的方法,包括以下步骤:

通过用于数字 / 模拟转换的二进制网络来逼近输入信号 (V_{in}'),其包括

N 个二进制权重 (G1 到 G8) 和

另外的至少一个冗余二进制权重 (G5'),

其中,在所有情况下每一个权重对应于构成该逼近法的一部分的冗余二进制代码的一个位置;和

转换 (U) 二进制代码为二进制输出代码。

11. 根据权利要求 10 的方法,其中

冗余权重 ($G5'$) 的权重值对应于 N 个二进制权重中的第 M 最重要的权重 ($G5$) 的权重值并且

该逼近步骤包括如下步骤:

以如此的方式采样输入信号 (V_{in}'),使得来自于从最重要的权重 ($G8$) 到第 M 最重要的权重 ($G5$) 以及对应于该第 M 最重要的权重的冗余权重 ($G5'$) 的这些权重导电性地连接于输入信号 (V_{in}')。

12. 根据权利要求 10 或 11 的方法,其中

冗余权重 ($G5'$) 的权重值对应于 N 个二进制权重中的第 M 最重要的权重 ($G5$) 的权重值并且

该转换 (U) 的步骤包括如下步骤:

从二进制代码中确定输出代码,其中,取决于二进制代码,该二进制输出代码可以被表示为:

该不具有被分配给冗余代码 ($G5'$) 的比特的二进制代码,其中,按照该第 M 最重要的权重 ($G5$) 的加权附加上该比特的值以及减去任何一个偏移值。

13. 根据权利要求 12 的方法,其中偏移值是 $2^{(N-M-1)}$ 。

按照逐次逼近法原理运行的具有冗余权重的模拟 / 数字转换器 的二进制网络

技术领域

[0001] 本发明涉及用于按照逐次逼近法的原理运行的模拟 / 数字转换器的数字 / 模拟转换的二进制网络。本发明还涉及包括对应的二进制网络的模拟 / 数字转换器以及涉及按照逐次逼近法原理的数字 / 模拟转换的对应的方法。

背景技术

[0002] 逐次逼近法的功能原理表示一种用于模拟 / 数字转换器的重要的操作方法。在该方法中,所要求的数字值在迭代搜索过程中被确定。为此目的,通过一个比较器把要被转换的模拟输入电压与模拟阈值电压进行比较。该数字 / 模拟转换器的数字输入字由一个连接于比较器之后的逼近寄存器生成,该寄存器也称作 SAR(逐次逼近寄存器)。按照在比较器输出端上的信号通过系统地改变数字输入字,可以使该数字输入字逐次地逼近所要求的数字值。

[0003] 为实现在模拟 / 数字转换器内部的数字 / 模拟转换器,例如,可以使用二进制网络,其中,在所有情况下具有特定权重值的权重被分配给输入字的每一个比特,按照各自的比特值该权重可以被切换。二进制网络的权重是二进制加权的,即其权重值以 2 的幂彼此相关。这种二进制网络例如通过二进制加权的电流源、R-2R 电阻网络或二进制加权的电容器实现。

[0004] 图 1 表示按照逐次逼近法的原理的模拟 / 数字转换器的一个实施例的简化框图,该转换器使用数字 / 模拟转换的二进制网络。因为在此通过电容器实现权重,所以该方法也可以被称作电荷再分配法。图 1 所示的模拟 / 数字转换器具有一个分辨率为 $N = 3$ 比特的数字输出字 D_{out} 。通过三个电容器 C_3 、 C_2 和 C_1 ,实现该二进制网络的权重,其中,在所有情况下电容器 C_3 、 C_2 和 C_1 按照所示顺序从 MSB(最高有效比特)开始,被分配给所要求的输出字 D_{out} 的一个比特。由于二进制加权,下面的公式应用于电容值 C_i ($i \in [1, \dots, 3]$) :

$$[0005] \quad C_i = C_j \cdot 2^{(i-j)} \quad (\text{方程 1})$$

[0006] 如果 LSB(最低有效位)的电容器 C_1 的电容值被规范化为一个单位的容量,则为剩余的电容器 C_2 和 C_3 获得图 1 中所输入的电容值。

[0007] 附加的电容器 C_1' 被用于补偿增益误差,因为输入电荷被存储于 8 个电容单元而不是没有 C_1' 的 7 个电容单元的一个总电容中。在所有情况下电容器 C_3 、 C_2 、 C_1 以及 C_1' 连接于一个与比较器 COMP 的正极输入端连接的公共电荷节点 K。

[0008] 在取样阶段(也称作顺序阶段),节点 K 连接于地(此处未显示),而在所有情况下电容器 C_3 、 C_2 、 C_1 以及 C_1' 的底部端子分别经由单独的开关 S_1 到 S_3 以及 S_1' 连接于输入电压 V_{in} 。这导致用取决于输入电压 V_{in} 的电荷对节点 K 的充电。

[0009] 在随后的转换阶段之初,对地的连接(此处未显示)被打开,而在所有情况下电容器 C_3 、 C_2 、 C_1 以及 C_1' 的底部端子分别经由开关 S_1 到 S_3 以及 S_1' 连接于地。因为在该过

程期间节点 K 处的电荷维持不变,所以节点 K 的电位跳变为 $-V_{in}$ 。

[0010] 在此之后,电容器 C3、C2 和 C1 经由开关 S1 到 S3 顺序连接于参考电压 V_{ref} 。二进制网络固有的数字 / 模拟转换器的开关 S1 到 S3 由与比较器 COMP 的输出端上所连接的 SAR 所控制。在本装置中, SAR 的数字控制信号 D_{ctrl} 对应于输出字 D_{out} (除了用于开关位置 V_{in} 的切换信息外)。

[0011] 在所有情况下,通过在每一次电荷再分配后对节点 K 的电位与地电位的比较,可以决定要发现的数字字 D_{out} 的从 MSB 开始到 LSB 的一个比特。

[0012] 同样可以想到,为了减少切换能量把一个权重的电容拆分为一些单个的电容。

[0013] 代替使用如上所述的用于数字字的二进制搜索策略,使用具有冗余的数字 / 模拟转换器的非二进制方法也是可能的。虽然由于冗余性这些需要更多的时钟周期,但其可以被更迅速地进行时钟控制以致这样的非二进制搜索策略(例如使用 1.85 而不是 2 的底数)仍然能够更快速地产生结果。

[0014] 与二进制网络相比,非二进制网络有其不利之处:使用非二进制网络,单个权重原则上呈现较差的匹配,并且权重的任何自我校准都是复杂的。

发明内容

[0015] 本发明的目的是,规定一种用于按照逐次逼近法原理运行的模拟 / 数字转换器的数字 / 模拟转换的二进制网络,其可以用与非二进制网络相似的速度进行时钟控制以及仍然应用二进制网络的简单电路技术。本发明的另一个目的是,规定对应的模拟 / 数字转换器和用于模拟数字转换的对应的方法。

[0016] 形成本发明的基础的目的可以通过独立权利要求 1、7 和 10 的特征实现。

[0017] 根据本发明用于按照逐次逼近法原理运行的模拟 / 数字转换器的数字 / 模拟转换的二进制网络,包括 N 个二进制权重和另外的至少一个冗余二进制权重。在本装置中,每一个权重,包括冗余权重在内,在所有情况下对应于构成该逼近法的一部分的冗余二进制代码的一个位置。术语二进制代码表示具有两种不同符号(例如 1 或 0)的序列的代码。冗余二进制代码因此不是一个简单二进制代码,其中各个单独位置对应于以 2 为底数的幂。

[0018] 根据本发明的二进制网络的实施例的优点存在于如下事实中:通过应用冗余权重,可以提高运行时钟速率,因为可能在转换过程期间通过冗余权重补偿由于所增加的时钟速率引起的错误决定。同时,与上述提及的可选的非二进制方法相反,使用二进制网络提供简单的电路配置,而不会必需预期匹配问题或自我校准期间的问题。

[0019] 在此指出,为按照逐次逼近法原理运行的模拟 / 数字转换器使用二进制网络不是强制性的,即使其为本发明的主要应用。同样可以想到使用该网络作为任何数字 / 模拟转换的一部分。

[0020] 冗余权重的权重值,即它的比特的位置重要性 (significance),典型地对应于 N 个二进制权重中的第 M 最重要的权重 ($M \in [N, \dots, 1]$) 的权重值。这使得能够对来自于从最高有效比特到第 M 最高有效比特中的错误判定进行补偿。自然,在本发明的上下文中可能提供一些具有不同权重值的冗余权重,这些权重值在所有情况下与 N 个二进制权重的不同权重值对应,而不是提供一个单独的冗余权重。

[0021] 根据本发明的一个实施例,权重被构造为电容性的,如上文所述,但其它实现形式

的权重诸如,例如二进制加权的电流源,也可以被用于本发明的上下文中。在此通过拆分的电容器实现权重是有利的。使用拆分的电容器以及其结果的有利性将在附图说明随后的文字中进行阐述。

[0022] 根据本发明的另一个实施例,在要由模拟 / 数字转换器转换的输入信号的采样期间,当使用电容性的权重时,从最重要的权重到第 M 最重要的权重以及冗余权重的这些权重被导电性地连接于输入信号。这导致由取决于输入电压的电荷对电容进行充电,该电荷被典型地存储于 2^N 个电容单元中(例如存储于图 1 中具有 $N = 3$ 个比特的 8 个电容单元中), LSB 的电容值对应于一个电容单元。为此目的, N 个权重的所有电容以及附加的电容(见图 1)通常被连接到输入电压。相反,借助于根据本发明的冗余权重,从最重要的权重到第 M 最重要的权重以及冗余权重的所有电容被有利地连接到输入电压,以致电荷按照这种方式被存储于 2^N 个电容单元中。在这种场合中,不需要在每种情况下把第 (M-1) 最重要的权重及向下到最低重要的权重和输入电压连接到输入电压的开关位置。此外,为防止增益误差的附加电容器也因而作废。

[0023] 上面描述了根据本发明按照逐次逼近法的原理运行的模拟 / 数字转换器,其包括根据本发明的用于数字 / 模拟转换的二进制网络,以及一个用于把冗余二进制代码转换为二进制输出代码的代码转换器。

[0024] 根据本发明按照逐次逼近法的原理的输入信号的模拟 / 数字转换方法,被安排为两个步骤:

[0025] 1. 通过根据本发明的二进制网络,输入信号以冗余二进制代码的形式被逐次地逼近。

[0026] 2. 二进制代码被转换为二进制输出代码。

[0027] 这些方法步骤不需要被强制地按照顺序处理,而是也可以并行地运行。

[0028] 本发明的另外有利的实施例在从属权利要求中进行阐述。

附图说明

[0029] 在随后的内容中,参考附图,通过例证性的实施例对本发明进行更加详细地说明,在附图中:

[0030] 图 1 表示根据电荷再分配法的传统模拟 / 数字转换器;

[0031] 图 2 表示根据本发明的二进制网络的一个例证性的实施例,其作为在采样阶段期间内的根据本发明的模拟 / 数字转换器的一部分;和

[0032] 图 3 表示图 2 中所示的、朝向转换阶段的结尾进行的例证性的实施例。

具体实施方式

[0033] 图 1 表示根据电荷再分配法的传统模拟 / 数字转换器的电路图。有关该模拟 / 数字转换器的配置和操作,参照本说明书引言中的说明。

[0034] 图 2 表示根据本发明的二进制网络的一个例证性的实施例,其作为根据本发明的模拟 / 数字转换器的一部分。用于 8 比特模拟 / 数字转换器 ($N = 8$) 的网络被选中作为范例。在该例证性的实施例中,提供 $N = 8$ 的二进制权重 G1 到 G8 以及根据本发明附加的冗余权重 G5'。在本装置中,权重 G1 对应于 LSB 而权重 G8 对应于 MSB。

[0035] 该二进制网络通过二进制加权的电容器 C1a/b 到 C8a/b 以及 C5a' /b' 加以实现,规范化的电容值规定各权重的权重值。作为另外一种可选方案,例如也可以想到电阻性方法。而且,在本例证性的实施例中该网络的电容器被作为拆分的电容器加以实现,即每一个权重包括二个相等大小的电容器 C_{ia/b}。使用拆分的电容器不是强制性的,开关动作与在非拆分的电容器情况下略有不同,这一点将在下文中展现。

[0036] 由于二进制加权,下面的方程应用于 N = 8 的二进制权重的电容值 C_{ia/b} (i ∈ [1, …, 8]) :

$$[0037] \quad C_{ia/b} = C_{ja/b} \cdot 2^{(i-j)} \quad (\text{方程 2})$$

[0038] 如果使 LSB 的权重的电容器 C1a 和 C1b 的电容值规范化为 1 个电容单位,则为剩余的电容器 C2a/b 到 C8a/b 获得图 2 中所输入的电容值。在本装置中,冗余权重 G5' 的电容值对应于权重 G5 (即第 M 最重要的权重, M = 4) 的电容值。

[0039] 最后一个权重 G1', 以虚线表示 (C1a' /b' = C1a/b), 是唯一可选的, 并且如图 1 中的最后一个权重那样, 通过将输入电荷存储于 N = 2⁸ = 256 个电容单元中用来防止增益误差。电容器 C1a' 和 C1b' 的电容值对应于具有 N 个二进制权重中最低权重因子的权重 G1 的电容器 C1a 和 C1b 的电容值。在一定的情况下, 权重 G1' 可以被省略而仍能避免增益误差, 这一点将在下面阐述。

[0040] 对于各个单独的权重 G1 到 G8、G5' 以及可选的 G1', 分别提供开关 S1a/b 到 S8a/b、S5a' /b' 以及 S1a' /b', 它们把单独权重的电容器 C_{ia/b} 及 C5a' /b' 与取决于开关位置的输入电压 V_{in'} 或参考电压 V_{ref+} (例如 V_{DD}) 以及 V_{ref-} (例如地) 连接在一起。自然, 代替所示的有三个切换选项的开关 S1a/b 到 S8a/b、S5a' /b' 以及 S1a' /b', 一些简单的开关也可以按照确保相同切换功能的方式彼此相互连接。

[0041] 在所有情况下图 2 中所示的电容器在其顶部端子上与对应于图 1 的节点 K 的公共充电节点 K' 连接。节点 K' 与图 2 中作为反相器实现的比较器 COMP' 的输入连接。经由开关 S 采取闭合开关 S 的方式可以旁路反相器 COMP', 使得在该情况下反相器 COMP' 的输出接近于高电位和低电位之间的中心。代替反相器也可以使用差动放大器——如图 1 中——该差动放大器的负输入与节点 K' 一致。反相器 COMP' 的输出连接于逼近计算寄存器 SAR', 其经由数字信号 D_{ctrl'} 控制二进制网络的开关以及以二进制代码表示输出所需要的数字字 D_{out'}。

[0042] 在第一个时钟阶段 (采样阶段), 取决于输入电压 V_{in'} 的电荷被存储于 N = 2⁸ = 256 个电容单元的总电容中。为此目的, 如图 2 中所示开关 S 闭合。而且在没有冗余权重的二进制网络中, 权重 G1 到 G8 的所有开关 S1a/b 到 S8a/b 以及权重 G1' 的开关 S1a' /b' 如图 2 中所示与 V_{in'} 连接。连接于电压 V_{in'} 的电容器的总数对应于 256 个电容单元。当使用冗余权重 (本例中为 G5') 时这也可以实现, 其中, 为确保 2⁸ = 256 个电容单元的总的充电电容量, 冗余权重 G5' 的电容器 G5' /b' 被排除在外并且未连接于电压 V_{in'}。在该情况下, 冗余权重 G5' 的电容器 C5a' 和 C5b' 经由开关 S5a' 和 S5b' 分别与 V_{ref+} 以及 V_{ref-} 连接。

[0043] 作为另外一种可选方案, 在使用冗余权重时, 通过把输入电压 V_{in'} 应用于从 MSB 的权重 G8 的所有电容器到冗余权重 G5' 的电容器 (即电容器 C8a/b 到 C5a' /b'), 以及通过对最低重要的权重 G1 到 G4 的电容器 C1a/b 到 C4a/b 分别进行充电达到 V_{ref+} 以及 V_{ref-},

可以以一种简单的方式确保 $2^N = 256$ 个电容单元的总的充电电容量。在该情况下,为最低重要的权重 G1 到 G4 的开关 S1a/b 到 S4a/b 的开关位置 V_{in}' 可以被省略。此外,在该情况下可以保留标为虚线的权重 G1' (除非尝试使用特殊的偏移设置)。

[0044] 在随后的讨论中,标为虚线的权重 G1' 因此不再被考虑在内。图 2 表示通过权重 G8 到 G5' 的充电,其中,标为虚线的权重 G1' 未被考虑在内。

[0045] 从第二个时钟阶段,转换阶段开始,在该阶段中通过借助于电荷再分配法的逐次逼近法发生数字值的检索。当开关 S 打开时,在节点 K' 的取决于输入电压 V_{in}' 的电荷被冻结。而且,开关 S1a 到 S8a 以及 S5a' 和开关 S1b 到 S8b 以及 S5b' 首先被分别设置为位置 V_{ref+} 以及 V_{ref-} ,使得在 V_{ref+} 和 V_{ref-} 之间的中心电压,即 $(V_{ref+}+V_{ref-})/2$ 被额外地叠加在节点 K' 的电位上。取决于对所存储的输入电压和在 V_{ref+} 和 V_{ref-} 之间的中心电压的比较,比较器 COMP' 的输出因而切换到高位或低位。取决于比较器 COMP' 的判定,由 MSB 的权重 C8 开始,或者电容器 C8b 连接于 V_{ref+} ,或者电容器 C8a 连接于 V_{ref-} 。在第二个时钟步骤后,电容器 C8a/b 二者于是都处于相同电位 V_{ref+} 或 V_{ref-} ,其同时规定所要求的数字字的 MSB 以及将整个电压结构向上(电容器 C8a/b 都处于 V_{ref+})或向下(电容器 C8a/b 都处于 V_{ref-})推动。

[0046] 在下一个时钟步骤,权重 G7 的开关位置以相同方式被规定,其决定第二最重要的比特。在随后的时钟步骤中,权重 G6 和 G5 及相关联的位被逐次地指定。不考虑冗余权重,这也会类似地应用于权重 G4 到 G1 以及与这些权重相关联的比特,使得所要求的数字字的各个单独的比特在二进制代码表示中由 G1 到 G8 的权重的开关位置定义。在如此的连续转换中的不利因素是,错误决定(例如 MSB 的)(特别是由于所增加的时钟速率所造成的),在连续的转换过程期间不再能被校正。

[0047] 当使用冗余权重(本例中的 G5')时,权重的错误决定可以用一个权重值(即用大于或等于该冗余权重的权重值的一个电容值)加以校正。这是因为,在该情况下,包括该冗余权重的最低重要的权重的总和比为转换实际所要求的总和更大。

[0048] 将冗余权重 G5' 考虑在内,于是在建立权重 G4 到 G1 之前决定权重 G5' 的开关位置,以及只有那时逐次地决定权重 G4 到 G1 的开关位置。冗余权重 G5' 因此被包括在通常的转换过程中。图 3 表示图 2 所示的在转换阶段结尾的例证性的实施例。

[0049] 在冗余转换期间,在模拟/数字转换器中首先内部确定具有 $N+n$ 个位置($n =$ 冗余权重的数量,本例中 $n = 1$)的冗余二进制代码的字,而不是具有 N 个位置的二进制代码的字。按照此后所述的方式通过作为逼近计算寄存器 SAR' 的一部分的转换器 U,该冗余二进制代码被转换为在二进制代码表示中所要求的输出字 D_{out}' 。作为另外一种可选方案,转换器 U 也可以作为独立于逼近计算寄存器 SAR' 的单独的电路块实现。

[0050] 如果,例如输入电压 V_{in}' 略大于在 V_{ref+} 和 V_{ref-} 之间的中心电压并且 MSB 已被错误设置为 0 而不是 1,则无冗余性的转换导致一个代码字“0111 0010”。在冗余转换的情况下,如图 2 所示,一个错误的 MSB 会产生,例如代码字“0111 1 0010”,即冗余权重 G5' 的比特被设置为 1 以作为冗余二进制代码的第五个比特。图 3 表示为该代码例子的开关位置 and 对应控制信号 D_{ctrl}' 。

[0051] 在随后的内容中,表示在由转换器 U 将冗余二进制代码转换为二进制代码表示中的输出字 D_{out}' 。在该上下文中,假定输入电压 V_{in}' 被应用于从 MSB 的权重 G8 的所有电容器向上到冗余权重 G5' 的电容器(即电容器 C8a/b 到 C5a' /b'),并且最低重要的权重

G1 到 G4 的电容器 C1a/b 到 C4a/b 分别被充电达到 V_{ref+} 以及 V_{ref-} 。

[0052] 电荷再分配法基于下述事实：在已用电压 V_{in}' 对电荷节点 K' 充电后，连接于公共电荷节点 K' 的电容器 C1a/b 和 C5a' /b' 的所有电容量 - 电压的乘积的总和（即在电荷节点 K' 上的电荷 Q）保持不变，即：

$$[0053] \quad \sum_i C_{ia}/b \cdot V_{ia}/b + C_{5a'}/b' \cdot V_{5a'}/b' = \text{常数} \quad (\text{方程 3})$$

[0054] 在此 V_{ia}/b 和 $V_{5a'}/b'$ 分别描述各电容器 C1a/b 和 C5a' /b' 上的电压。如上所述，电容器 C8a/b 到 C5a' /b' 首先用输入电压 V_{in}' 充电。此外，最低重要的权重 G1 到 G4 的电容器 C1a/b 到 C4a/b 分别被充电达到 V_{ref+} 以及 V_{ref-} (C1a 达到 V_{ref+} 和 C1b 达到 V_{ref-})。为简单化，在随后的内容中假定应用 $V_{ref-} = 0V$ 。因此最初使用下述公式：

[0055]

$$\sum_{i=5}^8 C_{ia}/b \cdot V_{in}' + C_{5a'}/b' \cdot V_{in}' + \sum_{i=1}^4 C_{ia} V_{ref+} = 256V_{in}' + 8V_{ref+} = \text{常数}$$

[0056] (方程 4)

[0057] 在转换过程后，应用下述公式：

$$[0058] \quad \sum_i D_i \cdot C_{ia}/b \cdot V_{ref+} + D_{5'} \cdot C_{5a'}/b' \cdot V_{ref+} = \text{常数} \quad (\text{方程 5})$$

[0059] 在此的量 D_i 和 $D_{5'}$ 在所有情况下描述二进制代码的对应比特是否被设置 ($D_i = 1$) 或未被设置 ($D_i = 0$)。在方程 3 中的电荷守恒方程的基础上，可以使方程 4 和方程 5 相等，导出如下公式：

$$[0060] \quad 256V_{in}' + 8V_{ref+} = \sum_i D_i \cdot C_{ia}/b \cdot V_{ref+} + D_{5'} \cdot C_{5a'}/b' \cdot V_{ref+} \quad (\text{方程 6})$$

[0061] 方程 6 可以被变换为如下形式：

$$[0062] \quad 256 \frac{V_{in}'}{V_{ref+}} = \sum_i D_i \cdot C_{ia}/b + D_{5'} \cdot C_{5a'}/b' - 8 \quad (\text{方程 7})$$

[0063] 在方程 7 中左边的表达式是一个小于或等于 256 的量，与输入电压成比例，且在二进制代码表示中对应于输出字 D_{out}' 。该量由该组权重 G_i 和 $G_{5'}$ 的代码值给定，减少 $8 = 1000|_{\text{二进制}}$ 。取决于冗余二进制代码，输出字 D_{out}' 因此可以被表示为不具有与冗余权重 $G_{5'}$ 关联的比特 $D_{5'}$ 的二进制代码，这个比特的值按照冗余权重 $G_{5'}$ 的加权而被附加（即 $+10000|_{\text{二进制}}$ 或 $+00000|_{\text{二进制}}$ ）以及按照最低重要的权重 G1 到 G4 的充电而减去一个偏移值。通过预分配最低重要的权重 G1 到 G4，偏移值在此可以被任意地选择。特别地，该值也可以被选择为 0。如上所提及，该偏移被有利地选择为 $2^{(N-M-1)}$ （本例中 $8 = 1000|_{\text{二进制}}$ ）。

[0064] 方程 7 同样说明，将输入电压 V_{in}' 充电达到一个规范化的表示 2 的一个幂（本例中为 256）的总电容量是有用的。这防止输出字 D_{out}' 不得不以复杂方式被重新计算或防止增益误差不得被接受。

[0065] 以示例方式提及的冗余二进制代码“011 1 10010”在转换器 U 中根据方程 7 被重新计算为以二进制代码表示的输出字 D_{out}' “01111010”，如下所示：

$$[0066] \quad 0111 \ 1 \ 0010|_{\text{冗余}} = 01110010|_{\text{二进制}} + 10000|_{\text{二进制}} - 1000|_{\text{二进制}} = 01111010|_{\text{二进制}}$$

[0067] 因此，不管在转换器内部的二进制代码的 MSB 的以前的错误决定，输出字 D_{out}' 的 MSB 被正确设置。

[0068] 如果转换过程已经以设置正确的 MSB 开始,则例如获得冗余二进制代码“1000 0 0010”。根据方程 7 在二进制代码表示中该代码被重新计算为输出字 D_{out}' “01111010”,如下所示:

$$[0069] \quad 1000 \ 0 \ 0010 \Big|_{\text{冗余}} = 10000010 \Big|_{\text{二进制}} + 000000 \Big|_{\text{二进制}} - 1000 \Big|_{\text{二进制}} = 01111010 \Big|_{\text{二进制}}$$

[0070] 前述的两个冗余二进制代码“011 1 10010”和“1000 0 0010”在数值上是相等的,因为在两种情况下在二进制代码表示中获得相同的输出字 D_{out}' “01111010”。根据背景知识这是可以理解的:两个冗余二进制代码对应于相同的总电容量集合,即在冗余二进制代码“01111 0010”的情况下 $64+32+16+16+2 = 130$ 和在冗余二进制代码“1000 00010”的情况下 $128+2 = 130$ 。

[0071] 类似地,冗余二进制代码“0111 1 0010”和“1000 0 0010”在转换器 U 中根据方程 7 被重新计算为二进制代码表示中的输出字 D_{out}' “10000010”,如下所示:

$$[0072] \quad 0111 \ 1 \ 1010 \Big|_{\text{冗余}} = 01111010 \Big|_{\text{二进制}} + 10000 \Big|_{\text{二进制}} - 1000 \Big|_{\text{二进制}} = 10000010 \Big|_{\text{二进制}}$$

$$[0073] \quad 1000 \ 0 \ 1010 \Big|_{\text{冗余}} = 10001010 \Big|_{\text{二进制}} + 000000 \Big|_{\text{二进制}} - 1000 \Big|_{\text{二进制}} = 10000010 \Big|_{\text{二进制}}$$

[0074] 上面叙述过,取决于冗余二进制代码,输出字 D_{out}' 可以被表示为不具有分配给该冗余权重的比特的二进制代码,该比特的值按照冗余权重的加权而被附加以及偏移值 $2^{(N-M-1)}$ (本例中为 8) 被减去。这也可以由以下事实确保:如果分配给该冗余权重的比特的值对应于值 1,则值 $2^{(N-M-1)}$ (本例中 $8 = 1000 \Big|_{\text{二进制}}$) 被加到没有该比特的二进制代码上,或者如果分配给该冗余权重的比特的值对应于值 0,则从没有该位的二进制代码中减去值 $2^{(N-M-1)}$ 。两个事例间的差再次对应于冗余权重的权重值 $2^{(N-M)}$ (本例中 $16 = 10000 \Big|_{\text{二进制}}$)。

[0075] 在此指出,代码分配也可以被永久地存储于查找表中。

[0076] 在图 2 和图 3 中所示的例证性的实施例中,与图 1 中所示的模拟/数字转换器不同,拆分的电容器 C_{ia}/b 和 $C_{5a'}/b'$ 被用作权重。巧妙的选择为 $2^{(N-M-1)}$ 的偏移值可以保证在该情况下不仅能够把错误决定朝向更大的值校正,而且能够对称地把错误决定向较小的值校正。分别通过加上冗余权重的权重值 $2^{(N-M)}$ 和减去偏移值 $2^{(N-M-1)}$ 或通过减去偏移值 $2^{(N-M-1)}$,向更大的或更小的值的校正得以实现。当使用根据本发明的不具有拆分的电容器(即具有如图 1 中的简单电容器)的二进制网络时,通过预分配最低重要的权重,例如通过把第 (M-1) 最重要的权重 G_4 (用一个简单电容器实现)与 V_{ref} 连接,同时把权重 G_1 到 G_3 (在所有情况下用一个简单电容器实现)与地连接,以及将输入电压 V_{in} 施加于权重 G_8 到 G_5' (在所有情况下用一个简单电容器加以实现),可以以相同的方式实现向更大的或更小的值的校正。

[0077] 在此指出,本发明不以任何方式限定于上述图 2 和图 3 中的例证性的实施例,特别是可以提供一些冗余的权重(特别是具有高分辨率的转换器)、未拆分的电容器、权重的非电容性实施例或者该网络的完全不同的实施例。

[0078] 为了获得具有差动输入信号的完全不同的实施例,即具有两个反相的单端输入信号 V_{in+} 与 V_{in-} ,根据本发明的如图 2 和图 3 中所示的模拟/数字转换器可以按照如此方式扩展:提供如图 2 和图 3 中所示的两个电容器网络,即一个用于单端电压 V_{in+} 的网络和一个用于单端电压 V_{in-} 的网络。与图 2 和图 3 不同,各电容器网络的两个电荷节点(图 2 和图 3 中的节点 K') 在所有情况下分别与差动放大器的正极和负极输入连接。

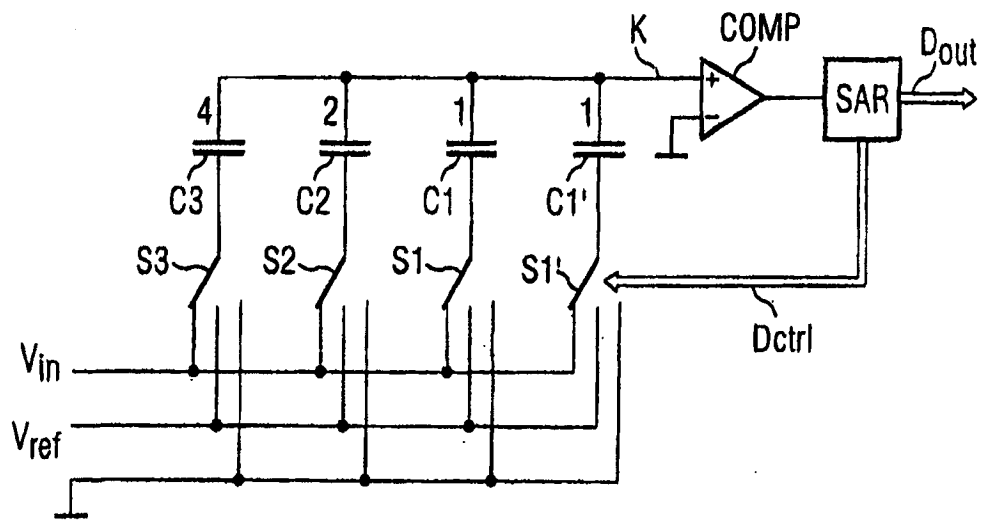


图 1

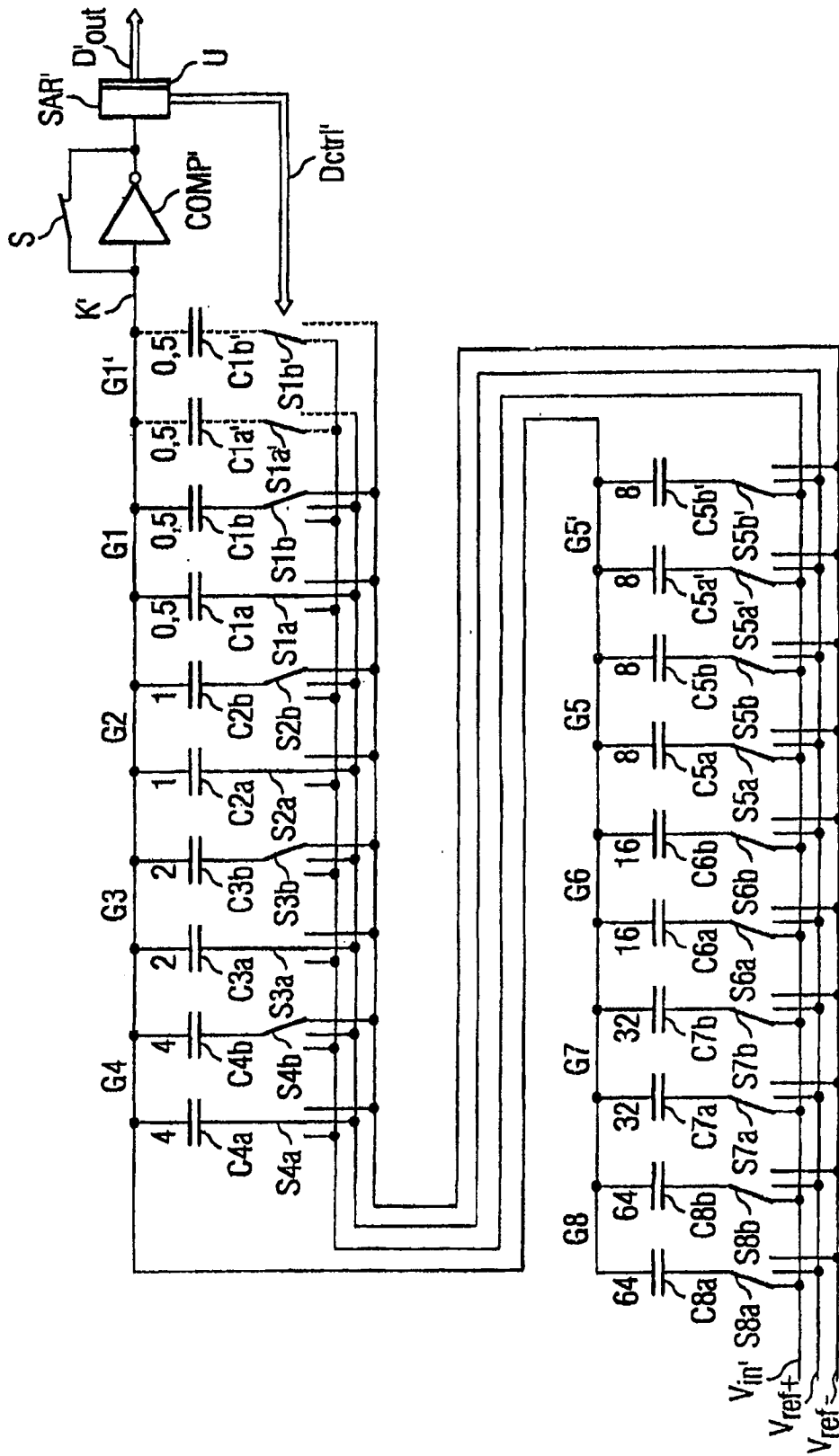


图 2

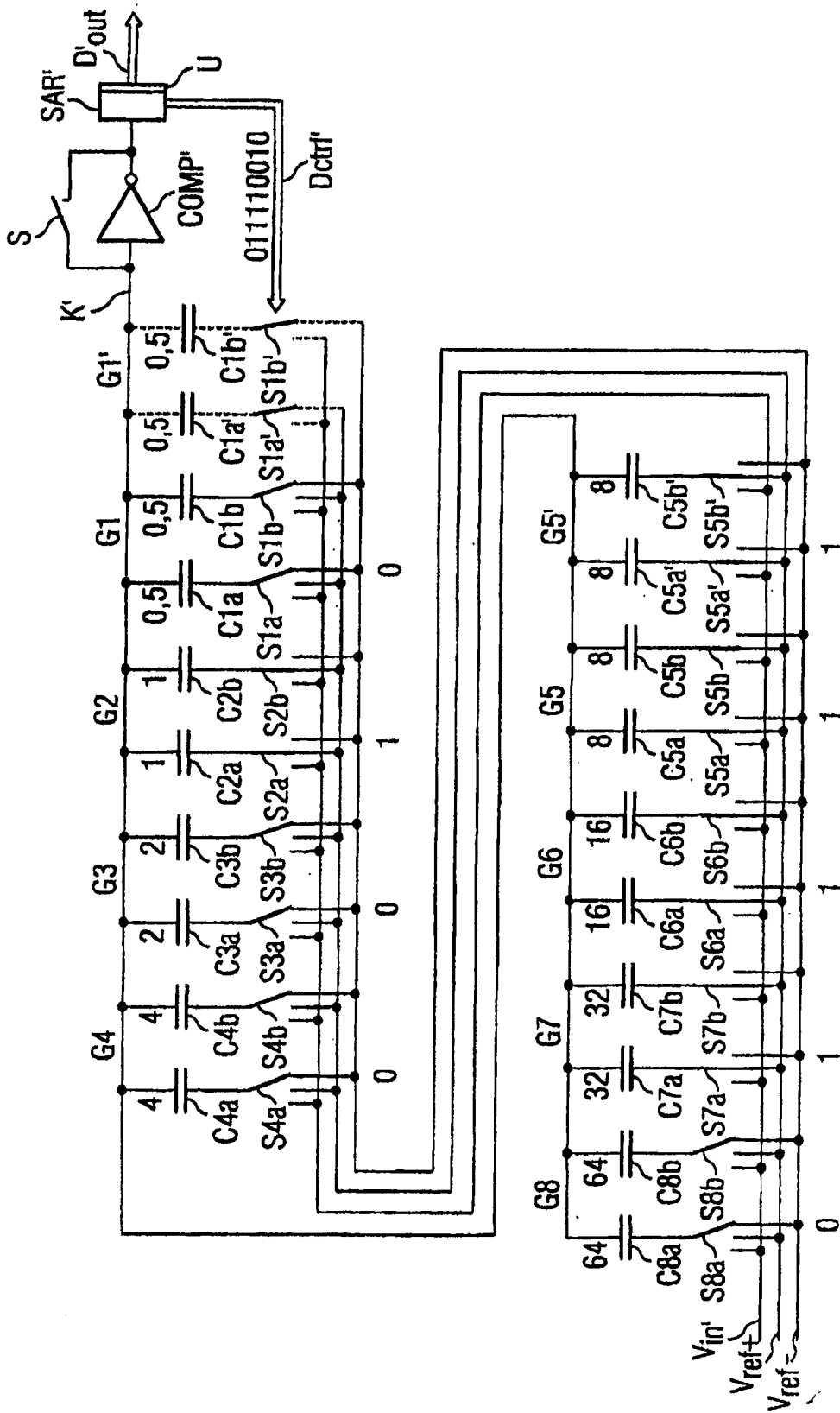


图 3