



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104467847 B

(45)授权公告日 2017. 11. 03

(21)申请号 201410837266.1

(22)申请日 2014.12.29

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104467847 A

(43)申请公布日 2015.03.25

(73)专利权人 中国科学院半导体研究所
地址 100083 北京市海淀区清华东路甲35号

(72)发明人 姚兵兵 刘力源 刘剑 吴南健

(74)专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司 11021

代理人 曹玲柱

(51)Int.Cl.
H03M 1/10(2006.01)

(56)对比文件

CN 102045067 A,2011.05.04,
CN 103036564 A,2013.04.10,
US 2003123646 A1,2003.07.03,
Soheil Aghaie等.“Design of a low-power calibratable charge-redistribution SAR ADC”.《Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics (PRIME)》. IEEE,2014,第1-4页.

审查员 曾璇

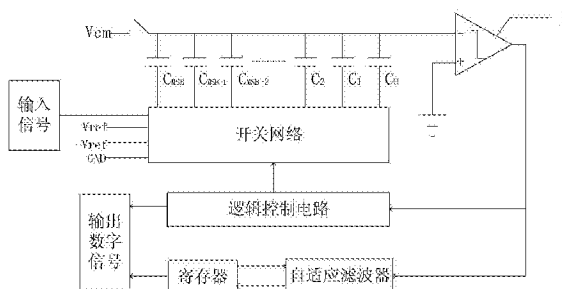
权利要求书2页 说明书5页 附图1页

(54)发明名称

冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法

(57)摘要

本发明提供了一种自适应电荷再分布模数转换器的校准方法。该校准方法通过在MSBs (Most Significant Bits)位引入两种不同的逐次逼近方案(相应的传输函数为H0和H1),在冗余模数转换器及自适应滤波器的支持下,能够快速完成模数转换器的自适应校准,能够大大降低电容匹配精度要求,减小面积,降低功耗,提高速度,不牺牲输入信号范围,特别适合工艺尺寸缩小。



1. 一种冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法,其特征在于,基于一自适应电荷再分布模数转换器;

该自适应电荷再分布模数转换器包括: DAC电容阵列、开关网络、比较器、逻辑控制电路、寄存器和自适应滤波器;其中, DAC电容阵列在自适应电荷再分布模数转换器的采样阶段作为采样保持电路对模拟信号进行采样,在逐次逼近阶段提供合适的参考电平以完成模拟信号的量化;开关网络在逐次逼近过程中控制DAC电容阵列的不同连接方式以提供不同的参考电平;比较器完成每次比较并得到一位二进制输出结果;逻辑控制电路控制整个自适应电荷再分布模数转换器有序准确地工作;寄存器存储DAC电容阵列权重向量,自适应滤波器完成DAC权重向量的迭代估计;

该校准方法包括:

步骤A: 输入模拟信号被DAC电容阵列采样并保持;

步骤B: 在H0方案下,在开关网络的控制下, DAC电容阵列通过逐次逼近及电荷再分布,并与比较器提供的参考电平进行比较,完成模拟信号量化,得到输出二进制码D0;

步骤C: 在H1方案下,在开关网络的控制下, DAC电容阵列通过逐次逼近及电荷再分布,并与比较器提供的参考电平进行比较,完成模拟信号量化,得到输出二进制码D1;

步骤D: 自适应滤波器从寄存器中提取DAC电容权重向量;

步骤E: 自适应滤波器利用输入的D0、D1,完成DAC电容权重向量W的迭代估计;以及

步骤G: 接收下一输入模拟信号,重复执行步骤A,直至模拟信号输出完毕;

其中,所述自适应电荷再分布模数转换器中的DAC电容阵列构成的向量为:

$$C = (C_{MSB}, C_{MSB-1}, \dots, C_2, C_1, C_0)$$

在MSBs位二进制码的确定过程中,设第k位二进制码对应的置位电容为 C_k ;在H0方案中,对应的比较电容为 C_{k0} ;在H1方案中,对应的比较电容为 C_{k1} ;Hi方案中,冗余电容为 c_{ki} ,其中 $i=0,1$;

以下数学关系成立:

$$C_k = C_{k0} \text{ 且 } C_k \in C_{k1} \text{ 或 } C_k = C_{k1} \text{ 且 } C_k \in C_{k0}, k \in \text{MSBs}$$

$$C_{ki} - \sum_{j=0}^{k-1} C_j \leq 0, i = 0, 1, k \in \text{MSBs}$$

$$c_{ki} = C_{ki} - C_k, i = 0, 1$$

在满足上述的约束条件下, C_{ki} 或 c_{ki} 可动态随机改变,在电路实现时,通过逻辑控制电路及开关网络,动态随机分配相应电容实现。

2. 根据权利要求1所述的校准方法,其特征在于,自适应电荷再分布模数转换器中,输入模拟信号、 V_{ref} 、 $-V_{ref}$,及地电压由开关网络接入并连接至DAC电容阵列中;在采样阶段, DAC电容阵列中,各电容的上极板连接信号 V_{cm} 。

3. 根据权利要求2所述的校准方法,其特征在于,所述步骤B包括:

子步骤B1: 断开DAC电容阵列中所有电容的上极板与 V_{cm} 的开关;

子步骤B2: 将 C_{MSB} 电容的下极板接 V_{ref} ,剩余电容的下极板接 $-V_{ref}$,电容的下极板将完成电荷再分布;

子步骤B3: 当电荷再分布完成,打开比较器,比较器输出数字信号中MSB位的比较结果

“0”或“1”，该输出结果在最终输出数字信号中的权重为 C_{MSB} 电容在所有电容总和中的权重；

子步骤B4：如果输出结果为“1”，保留 C_{MSB} 电容下极板与 V_{ref} 的连接，如果为“0”，将 C_{MSB} 电容下极板连接 $-V_{ref}$ ；以及

子步骤B5：以同样的方式，逐次逼近得到MSB-1, MSB-2, ……位的二进制码。

4. 根据权利要求2所述的校准方法，其特征在于，所述步骤C包括：

子步骤C1：断开DAC电容阵列中所有电容的上极板与 V_{cm} 的开关；

子步骤C2：将 C_{MSB} 电容及MSB位电容的冗余电容的下极板接 V_{ref} ，剩余电容的下极板接 $-V_{ref}$ ，电容的下极板将完成电荷再分布；

子步骤C3：当电荷再分布完成，打开比较器，比较器输出数字信号中MSB位的比较结果“0”或“1”，该输出结果在最终输出数字信号中的 权重为 C_{MSB} 电容在所有电容总和中的权重；

子步骤C4：如果输出结果为“1”，保留 C_{MSB} 电容下极板与 V_{ref} 的连接，如果为“0”，将 C_{MSB} 电容下极板连接 $-V_{ref}$ ；

子步骤C5：无论输出结果为“0”还是“1”，将MSB位的冗余电容接 $-V_{ref}$ ；

子步骤C6：以同样的方式，逐次逼近得到MSB-1, MSB-2 ……位的二进制码。

5. 根据权利要求1所述的校准方法，其特征在于，所述步骤A之前，寄存器中存储有DAC电容权重向量的初值；

所述步骤E包括：

子步骤E1：接收输入的D0, D1；

子步骤E2：计算误差函数：

$$e = (D0 - D1) \cdot W$$

子步骤E3：更新电容权重向量：

$$W = W - 2u \cdot e \cdot (D0 - D1)$$

其中， u 为学习速率参数。

6. 根据权利要求5所述的校准方法，其特征在于，所述 u 取0.005。

7. 根据权利要求1至6中任一项所述的校准方法，其特征在于，所述步骤D之后，步骤G之前还包括：

步骤F：按照以下公式，自适应滤波器计算二进制码D0和二进制码D1的加权平均值，并将该加权平均值输出： $(D0 \cdot W + D1 \cdot W) / 2$ 。

冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法

技术领域

[0001] 本发明涉及电子技术领域,尤其涉及一种冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法。

背景技术

[0002] 模数转换器是信号处理过程中模拟电路与数字电路的接口电路,其中电荷再分布模数转换器,因为设计简单,功耗低,适合于工艺尺寸缩小,成为模数转换器中一种非常重要的结构。然而电荷再分布模数转换器的精度从一开始就受到电容阵列匹配精度的限制。近年来,冗余模数转换器及自适应概念的引入,为电荷再分布的电容失配和精度问题提供了新的解决方案。

[0003] 冗余模数转换器,最初是指由小于2的等比DAC电容阵列构成的电荷再分布模数转换器,将冗余概念引入电荷再分布模数转换器的初衷是提高其速度。因为电荷再分布冗余模数转换器具有非常好的微分非线性(DNL),所以现在常被用来实现自适应模数转换器。

[0004] 引入自适应滤波器来完成电荷再分布模数转换器的校准是一种新兴的技术方案,这里主要指基于最小均方误差(LMS)算法的自适应滤波器。虽然引入自适应滤波器校准电荷再分布模数转换器在许多方面相对于传统校准方案很有优势,但是一个需要仔细考虑的问题就是相应的校准方案对模拟电路及数字电路的修改,以及随之而来的算法的校准精度,校准速度,以及模数转换器的速度,功耗,面积,输入信号范围等指标的折中。

发明内容

[0005] (一)要解决的技术问题

[0006] 鉴于上述技术问题,本发明提供了一种冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法,以降低电容匹配要求,并提高模数转换器的速度,降低功耗。

[0007] (二)技术方案

[0008] 本发明提供了一种冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法。该校准方法基于一自适应电荷再分布模数转换器。

[0009] 该自适应电荷再分布模数转换器包括:DAC电容阵列、开关网络、比较器、逻辑控制电路、寄存器和自适应滤波器;其中,DAC电容阵列在自适应电荷再分布模数转换器的采样阶段作为采样保持电路对模拟信号进行采样,在逐次逼近阶段提供合适的参考电平以完成模拟信号的量化;开关网络在逐次逼近过程中控制DAC电容阵列的不同连接方式以提供不同的参考电平;比较器完成每次比较并得到一位二进制输出结果;逻辑控制电路控制整个自适应电荷再分布模数转换器有序准确地工作;寄存器存储DAC电容阵列权重向量,自适应滤波器完成DAC权重向量的迭代估计。

[0010] 该校准方法包括:步骤A:输入模拟信号被DAC电容阵列采样并保持;步骤B:在H0方案下,在开关网络的控制下,DAC电容阵列通过逐次逼近及电荷再分布,并与比较器提供的参考电平进行比较,完成模拟信号量化,得到输出二进制码D0;步骤C:在H1方案下,在开关

网络的控制下,DAC电容阵列通过逐次逼近及电荷再分布,并与比较器提供的参考电平进行比较,完成模拟信号量化,得到输出二进制码D1;步骤D:自适应滤波器从寄存器中提取DAC电容权重向量;步骤E:自适应滤波器利用输入的D0、D1,完成DAC电容权重向量W的迭代估计;以及步骤G:接收下一输入模拟信号,重复执行步骤A,直至模拟信号输出完毕。

[0011] (三)有益效果

[0012] 本发明的模数转换器保留了传统模数转换器的模拟部分,通过增加简单的数字电路及校准电路,能够大大降低电容匹配精度要求,减小面积,降低功耗,提高速度,不牺牲输入信号范围,特别适合工艺尺寸缩小。

附图说明

[0013] 图1为根据本发明实施例自适应电荷再分布模数转换器的校准方法相关的自适应电荷再分布模数转换器的结构示意图;

[0014] 图2为图1所示校准方法中自适应滤波器完成DAC电容权重向量迭代估计的示意图。

具体实施方式

[0015] 为使本发明的目的、技术方案和优点更加清楚明白,以下结合具体实施例,并参照附图,对本发明进一步详细说明。需要说明的是,在附图或说明书描述中,相似或相同的部分都使用相同的图号。附图中未绘示或描述的实现方式,为所属技术领域中普通技术人员所知的形式。另外,虽然本文可提供包含特定值的参数的示范,但应了解,参数无需确切等于相应的值,而是可在可接受的误差容限或设计约束内近似于相应的值。实施例中提到的方向用语,例如“上”、“下”、“前”、“后”、“左”、“右”等,仅是参考附图的方向。因此,使用的方向用语是用来说明并非用来限制本发明的保护范围。

[0016] 本发明提供了一种自适应电荷再分布模数转换器的校准方法,通过在MSBs (Most Significant Bits) 位引入两种不同的逐次逼近方案(相应的传输函数为H0和H1),在冗余模数转换器及自适应滤波器的支持下,能够快速完成模数转换器的自适应校准。

[0017] 所述的两种传统的逐次逼近方案满足:

[0018] a. H0中冗余电容为零,H1中冗余电容大于零;

[0019] b. 比较电容的值均不大于相应的LSBs电容的和;

[0020] c. 比较电容或冗余电容在满足a,b的前提下,可以动态随机改变。

[0021] 相关原理如下:

[0022] 设由DAC电容阵列构成的向量

$$[0023] \quad C = (C_{MSB}, C_{MSB-1}, \dots, C_2, C_1, C_0) \quad (1)$$

[0024] 在MSBs位二进制码的确定过程中,设第k位二进制码对应的置位电容为 C_k ;在H0方案中,对应的比较电容为 C_{k0} ;在H1方案中,对应的比较电容为 C_{k1} ;Hi ($i = 0, 1$) 方案中,冗余电容为 C_{ki} 。

[0025] 以下数学关系成立:

$$[0026] \quad C_k = C_{k0} \text{ 且 } C_k \in C_{k1} \text{ 或 } C_k = C_{k1} \text{ 且 } C_k \in C_{k0}, k \in MSBs \quad (2)$$

$$[0027] \quad C_{ki} - \sum_{j=0}^{k-1} C_j \leq 0, i = 0, 1, k \in \text{MSBs} \quad (3)$$

$$[0028] \quad c_{ki} = C_{ki} - C_k, i = 0, 1 \quad (4)$$

[0029] 在满足(2)(3)的约束条件下, C_{ki} 或 c_{ki} 可以动态随机改变;在电路实现时,通过逻辑控制电路及开关网络,动态随机分配相应电容实现。

[0030] H0和H1两种逐次逼近方案以及(1)和(2)同时保证校准过程收敛:对同一模拟信号,通过不同的量化方案,建立电容权重向量中各个元素的代数关系;在自适应滤波器的支持下,迭代估计收敛得到电容权重向量。

[0031] 在本发明的一个示例性实施例中,提供了一种自适应电荷再分布模数转换器的校准方法。该校准方法基于一自适应电荷再分布模数转换器。图1为根据本发明实施例自适应电荷再分布模数转换器的校准方法相关的自适应电荷再分布模数转换器的结构示意图。

[0032] 如图1所示,该自适应电荷再分布模数转换器包括:DAC电容阵列、开关网络、比较器1、逻辑控制电路、寄存器和自适应滤波器比较器。其中,DAC电容阵列在自适应电荷再分布模数转换器的采样阶段作为采样保持电路对模拟信号进行采样,在逐次逼近阶段提供合适的参考电平以完成模拟信号的量化,开关网络控制DAC电容阵列的连接方式以提供不同的参考电平,比较器完成每次比较并得到一位二进制输出结果(“0”或“1”),逻辑控制电路控制整个自适应电荷再分布模数转换器有序准确地工作,寄存器存储DAC电容阵列的权重向量,自适应滤波器完成DAC权重向量的迭代估计。

[0033] 本实施例自适应电荷再分布模数转换器的校准方法中,模数转换器按以下步骤完成模拟信号的量化:

[0034] 步骤A:输入模拟信号被DAC电容阵列采样并保持;

[0035] 步骤B:在H0方案下,在开关网络的控制下,DAC电容阵列通过逐次逼近及电荷再分布,并与比较器提供的参考电平进行比较,完成模拟信号量化,得到输出二进制码D0;

[0036] 步骤C:在H1方案下,在开关网络的控制下,DAC电容阵列通过逐次逼近及电荷再分布,并与比较器提供的参考电平进行比较,完成模拟信号量化,得到输出二进制码D1;

[0037] 如附图2所示,H0和H1分别是不同的逐次逼近方案下的传输函数。实际工作时,H0和H1是顺序进行的。设LSB电容的分布满足正态分布,且标准差为LSB电容值的20%,其它电容的分布也满足正态分布,且满足中心极限定理。相对于LSB电容,DAC电容阵列为:

$$[0038] \quad C = 1.85^{10}, 1.85^9, 1.85^8, 1.85^7, 1.85^6, 1.85^5, 1.85^4, 1.85^3, 1.85^2, 1.85^1, 1, 1$$

[0039] 两种方案下相应的置位电容为C。在H0方案下,从MSB位到LSB位的比较电容分别为

$$[0040] \quad (1.85^{10} + 1.85^6 + 1.85^5 + 1.85^4, 1.85^9 + 1.85^5 + 1.85^4 + 1.85^3, 1.85^8 + 1.85^4 + 1.85^3 + 1.85^2, 1.85^7, 1.85^6, 1.85^5, 1.85^4, 1.85^3, 1.85^2, 1.85^1, 1)$$

[0041] 比较电容的冗余电容分别为:

$$[0042] \quad (1.85^6 + 1.85^5 + 1.85^4, 1.85^5 + 1.85^4 + 1.85^3, 1.85^4 + 1.85^3 + 1.85^2, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$$

[0043] 在H1方案下,从MSB位到LSB位的比较电容分别为:

$$[0044] \quad (1.85^{10}, 1.85^9, 1.85^8, 1.85^7 + 1.85^3, 1.85^6 + 1.85^2, 1.85^5 + 1.85^1, 1.85^4 + 1, 1.85^3, 1.85^2, 1.85^1, 1)$$

[0045] 比较电容的冗余电容分别为:

$$[0046] \quad (0, 0, 0, 1.85^3, 1.85^2, 1.85^1, 1, 0, 0, 0, 0)$$

[0047] 在满足(2)(3)的约束条件下,比较电容(或冗余电容)可以动态随机改变,以进一步降低校准对输入信号动态范围的要求。比如,MSB位的冗余电容 C_{MSB} 除了取 $1.85^6+1.85^5+1.85^4$ 外,还可以取 $1.85^6, 1.85^5, 1.85^4, 1.85^3, \dots$ 或者电容组合等等,只要满足(2)(3)即可。

[0048] 逐次逼近过程中,比较电容与置位电容的工作原理如下:

[0049] 以H1方案中MSB位为例。此时的比较电容为: $1.85^{10}+1.85^6+1.85^5+1.85^4$

[0050] 置位电容为: 1.85^{10}

[0051] 相应地,在建立比较电压时,将比较电容的各个子电容 $1.85^{10}, 1.85^6, 1.85^5, 1.85^4$ 同时置于高位;在比较结束后,如果比较结果为“1”,置位电容 1.85^{10} (比较电容的一部分)被置于高电位;反之,低电位;比较电容的其它子电容 $1.85^6, 1.85^5, 1.85^4$ 均复位。其它位类似。

[0052] 总之,无论是在H0还是H1方案中,只要比较结果为“1”,相应位的置位电容均被置于高电位;反之,低电位。

[0053] 本实施例中,输入模拟信号、 V_{ref} 、 $-V_{ref}$,及地电压由开关网络接入并连接至DAC电容阵列中。在采样阶段,DAC电容阵列中,各电容的上极板连接信号 V_{cm} 。

[0054] 具体而言,所述步骤B中逐次逼近及电荷再分布的过程包括:

[0055] 子步骤B1:断开DAC电容阵列中所有电容的上极板与 V_{cm} 的开关;

[0056] 子步骤B2:将 C_{MSB} 电容的下极板接 V_{ref} ,剩余电容的下极板接 $-V_{ref}$,电容的下极板将完成电荷再分布;

[0057] 子步骤B3:当电荷再分布完成,打开比较器,比较器输出数字信号中MSB位的比较结果“0”或“1”,该输出结果在最终输出数字信号中的权重为 C_{MSB} 电容在所有电容总和中的权重;

[0058] 子步骤B4:如果输出结果为“1”,保留 C_{MSB} 电容下极板与 V_{ref} 的连接,如果为“0”,将 C_{MSB} 电容下极板连接 $-V_{ref}$;

[0059] 子步骤B5:以同样的方式,逐次逼近得到MSB-1,MSB-2……位的二进制码。

[0060] 具体而言,所述步骤C中逐次逼近及电荷再分布的过程包括:

[0061] 子步骤C1:断开DAC电容阵列中所有电容的上极板与 V_{cm} 的开关;

[0062] 子步骤C2:将 C_{MSB} 电容及MSB位电容的冗余电容的下极板接 V_{ref} ,剩余电容的下极板接 $-V_{ref}$,电容的下极板将完成电荷再分布;

[0063] 子步骤C3:当电荷再分布完成,打开比较器,比较器输出数字信号中MSB位的比较结果“0”或“1”,该输出结果在最终输出数字信号中的权重为 C_{MSB} 电容在所有电容总和中的权重;

[0064] 子步骤C4:如果输出结果为“1”,保留 C_{MSB} 电容下极板与 V_{ref} 的连接,如果为“0”,将 C_{MSB} 电容下极板连接 $-V_{ref}$;

[0065] 子步骤C5:无论输出结果为“0”还是“1”,将MSB位的冗余电容接 $-V_{ref}$;

[0066] 子步骤C6:以同样的方式,逐次逼近得到MSB-1,MSB-2……位的二进制码。

[0067] 尤其需要注意的是:在逐次逼近及电荷再分布中,逐次逼近是一个从高位(MSB)到低位顺序执行的过程,即存在优先次序。

[0068] 步骤D:自适应滤波器从寄存器中提取DAC电容权重向量;

[0069] 本实施例中,该DAC电容权重向量的初值:

[0070] $W = (1.85^{10}, 1.85^9, 1.85^8, 1.85^7, 1.85^6, 1.85^5, 1.85^4, 1.85^3, 1.85^2, 1.85^1, 1, 1) / \Sigma C$

[0071] 其中, ΣC 是 C 中各个电容的和。

[0072] 需要说明的是, 该初值并不重要, 在后续逐步估计过程中, 该 DAC 电容权重向量会逐步精确。

[0073] 从理论上讲, 每次比较得到的二进制码的权重为相应位的置位电容在所有电容总和的权重; 所有置位电容的权重构成电容权重向量 W 。

[0074] 步骤 E: 自适应滤波器利用输入的 D_0 、 D_1 , 完成 DAC 电容权重向量 W 的迭代估计;

[0075] 图 2 为图 1 所示校准方法中自适应滤波器完成 DAC 电容权重向量 W 迭代估计的示意图。请参照图 2, 该迭代估计的过程如下:

[0076] 子步骤 E1: 接收输入的 D_0 , D_1 ;

[0077] 子步骤 E2: 计算误差函数:

$$[0078] \quad e = (D_0 - D_1) \cdot W \quad (5)$$

[0079] 子步骤 E3: 更新电容权重向量:

$$[0080] \quad W = W - 2u \cdot e \cdot (D_0 - D_1) \quad (6)$$

[0081] 其中, u 为学习速率参数, 根据模数转换器精度, 校准过程的收敛速度和收敛精度折中选择, 本实施例中, u 取 0.005。

[0082] 上述方案中, 模数转换器的工作过程不受校准过程的影响。校准过程能实时跟踪环境变化, 但是不影响该模数转换器的正常工作。

[0083] 步骤 F: 按照以下公式, 自适应滤波器计算二进制码 D_0 和二进制码 D_1 的加权平均值, 并将该加权平均值输出:

$$[0084] \quad (D_0 \cdot W + D_1 \cdot W) / 2 \quad (7)$$

[0085] 需要说明的是, 当 W 收敛以后, DAC 电容权重向量 W 每次的变化并不是很大, 因此步骤 E 和步骤 F 之间的次序可以根据需要进行调整, 对结果的影响并不是很大。

[0086] 步骤 G: 接收下一输入模拟信号, 重复执行步骤 A, 直至模拟信号输出完毕。

[0087] 至此, 已经结合附图对本实施例进行了详细描述。依据以上描述, 本领域技术人员应当对本发明冗余自适应电荷再分布模数转换器的校准方法有了清楚的认识。

[0088] 此外, 上述对各元件和方法的定义并不仅限于实施例中提到的各种具体结构、形状或方式, 本领域普通技术人员可对其进行简单地更改或替换。

[0089] 综上所述, 本发明通过在 MSBs (Most Significant Bits) 位引入两种不同的逐次逼近方案 (相应的传输函数为 H_0 和 H_1), 在冗余模数转换器及自适应滤波器的支持下, 能够快速完成模数转换器的自适应校准。

[0090] 以上所述的具体实施例, 对本发明的目的、技术方案和有益效果进行了进一步详细说明, 所应理解的是, 以上所述仅为本发明的具体实施例而已, 并不用于限制本发明, 凡在本发明的精神和原则之内, 所做的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

