



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104539379 B

(45)授权公告日 2017.08.11

(21)申请号 201410710690.X

审查员 高燕娃

(22)申请日 2014.11.28

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 104539379 A

(43)申请公布日 2015.04.22

(73)专利权人 北京航天测控技术有限公司

地址 100041 北京市石景山区实兴东街3号

(72)发明人 邵永丰 史浩 齐博蕾 吕佳

(74)专利代理机构 北京理工大学专利中心

11120

代理人 张瑜 仇蕾安

(51)Int.Cl.

H04B 17/21(2015.01)

H04B 1/26(2006.01)

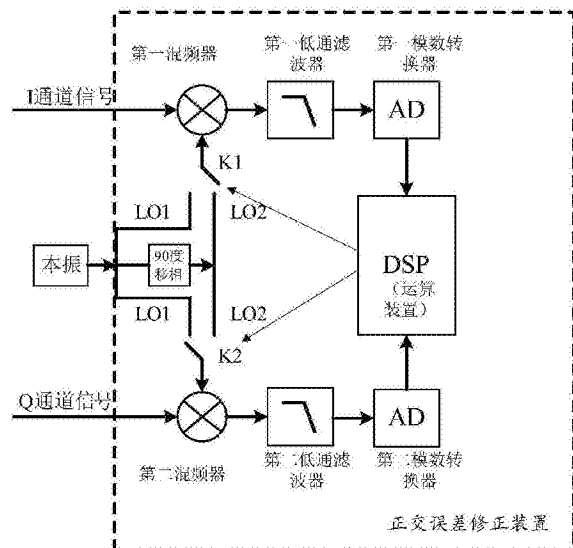
权利要求书2页 说明书5页 附图2页

(54)发明名称

一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法及装置

(57)摘要

本发明提供一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法及装置,其采用同相技术使两次交叉混频输入信号同相,通过交替本振信号正交输出,然后利用数学运算完成误差计算。本发明通过一次切换和运算即可完成误差修正,结构简单,可快速完成在线误差修正。为满足不同误差修正精度要求,缓存数据长度可根据内存大小进行调整,波形数据越长修正精度越高。



1. 一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法,其特征在于,包括:

步骤1,将本振信号分为两路,一路与I通道输入信号混频后输出I路信号,另一路经过90度相移后与Q通道输入信号混频后输出Q路信号;

步骤2,将步骤1混频后输出的两路信号均进行低通滤波处理去掉高频成分,然后均进行模数转换后分别获得I1路信号和Q1路信号,并缓存;

步骤3,将本振信号分成的两路中,一路经过90度相移后与I通道输入信号混频后输出I'路信号,另一路与Q通道输入信号混频后输出Q'路信号,即切换本振信号输出的两路正交信号;

步骤4,将步骤3混频后输出的两路信号均进行低通滤波处理去掉高频成分,然后均进行模数转换后分别获得I2路信号和Q2路信号,并缓存;

步骤5,利用步骤2和步骤4缓存的信号执行修正算法获得两路信号的相位差,利用该相位差对Q路进行相位补偿,I路不变,完成误差修正;

修正算法的内容为:

(1) I1路信号和Q1路信号分别表示为 $V_{I1}(t)$ 和 $V_{Q1}(t)$, t 的取值范围为一次缓存的起始时间到结束时间,I2路信号和Q2路信号分别表示为 $V_{I2}(t)$ 和 $V_{Q2}(t)$,利用下式获得中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$;

$$V_1(t) = V_{I1}(t) - V_{Q2}(t);$$

$$V_2(t) = V_{Q1}(t) + V_{I2}(t);$$

(2) 将中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ 相除得到 $V_3(t) = \frac{V_1(t)}{V_2(t)} = \tan\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$,对不同时间 t 的 $V_3(t)$ 求均值得到正切值 V_3 ,根据公式 $\phi_\delta = 2\arctan(V_3)$ 获得两路信号的相位差 ϕ_δ 。

2. 如权利要求1所述的基于交叉混频架构的正交误差修正方法,其特征在于,两次数据缓存间隔时间为输入信号的整周期。

3. 如权利要求1所述的基于交叉混频架构的正交误差修正方法,其特征在于,正交误差修正的整个过程中输入信号保持不变,且本振信号的频率与输入信号的频率一致。

4. 一种基于交叉混频架构的正交误差修正装置,其特征在于,包括:

依次连接的第一混频器、第一低通滤波器、第一模数转换器;

依次连接的第二混频器、第二低通滤波器、第二模数转换器;

90度移相器、运算装置和两个开关K1、K2;

外部输入的本振信号L01分为三路各自通过一个本振信号通道传输,第一路本振信号通道接开关K1的第一切换触点,第二路本振信号通道接90度移相器的输入,第三路本振信号通道接开关K2的第一切换触点;90度移相器的输出分为两路,其中一路接开关K1的第二切换触点,另一路接开关K2的第二切换触点;

开关K1的公共端接入第一混频器的本振输入端,外部输入的I通道输入信号接入第一混频器的待混频信号输入端,第一混频器的输出端连接第一低通滤波器;

开关K2的公共端接入第二混频器的本振输入端;外部输入的Q通道输入信号接入第二混频器的待混频信号输入端;第二混频器的输出端连接第二低通滤波器;

第一模数转换器和第二模数转换器的输出端接入运算装置;

运算装置进行两次数据缓存,利用先后两次缓存的信号执行修正算法获得两路信号的相位差,利用该相位差对Q路进行相位补偿,I路不变,完成误差修正;

其中,运算装置在第一次信号缓存时,控制开关K1接到第一路本振信号通道,开关K2接到90度移相器;第一次缓存完成后切换开关,使开关K1接到90度移相器,开关K2接到第二路本振信号通道;

所述运算装置的修正算法的内容为:

(1) 第一次缓存时从第一模数转换器和第二模数转换器接收的信号分别表示为 $V_{I1}(t)$ 和 $V_{Q1}(t)$,第二次缓存时从第一模数转换器和第二模数转换器接收的信号分别表示为 $V_{I2}(t)$ 和 $V_{Q2}(t)$,利用下式获得中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$;

$$V_1(t) = V_{I1}(t) - V_{Q2}(t);$$

$$V_2(t) = V_{Q1}(t) + V_{I2}(t);$$

(2) 将中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ 相除得到 $V_3(t) = \frac{V_1(t)}{V_2(t)} = \tan\left(\frac{\phi_s}{2}\right)$,对不同时间 t 的 $V_3(t)$ 求均值

得到正切值 V_3 ,根据公式 $\phi_s = 2\arctan(V_3)$ 获得两路信号的相位差 ϕ_s 。

5. 如权利要求4所述的基于交叉混频架构的正交误差修正装置,其特征在于,运算装置采用外部晶振作为参考时钟进行锁相,锁相时钟作为运算装置的主时钟;

当第一次缓存开始,随即启动运算装置内部的定时器计时,计时为输入信号周期时溢出,产生中断信号,同时自动复位重新计时;开关切换前不响应中断信号,等待切换后开始响应中断信号;对中断信号的响应是:运算装置提取两次缓存的信号,利用两次缓存的信号进行相位差的提取和误差修正;

两次数据缓存间隔时间为输入信号的整周期。

6. 如权利要求4所述的基于交叉混频架构的正交误差修正装置,其特征在于,正交误差修正的整个过程中输入信号保持不变,且本振信号的频率与输入的IQ两路信号的频率一致。

一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法及装置

技术领域

[0001] 本发明属于解调技术领域,尤其涉及一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法及装置。

背景技术

[0002] 随着数字无线电技术的发展,大规模集成的要求越来越高。接收机的集成碰到了高频滤波器的问题,所以提出了零中频的接收机方案。但由于电路结构中分立元器件的离散性及模拟信号通道差异,正交混频中的IQ两路信号存在相位误差,使镜像频率抑制制度和正交解调质量受到较大影响。现有技术中的误差修正算法庞大、复杂,而修正误差较大,镜像频率抑制制度和解调质量不高。

发明内容

[0003] 为解决上述问题,本发明提供一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法及装置,其通过改变混频输出,利用简单的数学运算一次性即能完成正交误差计算,且获得的相位差在解调过程中始终保持不变,提高了镜像频率抑制制度和解调质量。

[0004] 本发明提供一种基于交叉混频架构的正交误差修正方法,其包括:

[0005] 步骤1,将本振信号分为两路,一路与I通道输入信号混频后输出I路信号,另一路经过90度相移后与Q通道输入信号混频后输出Q路信号;

[0006] 步骤2,将步骤1混频后输出的两路信号均进行低通滤波处理去掉高频成分,然后均进行模数转换后分别获得I1路信号和Q1路信号,并缓存;

[0007] 步骤3,将本振信号分成的两路中,一路经过90度相移后与I通道输入信号混频后输出I'路信号,另一路与Q通道输入信号混频后输出Q'路信号,即切换本振信号输出的两路正交信号;

[0008] 步骤4,将步骤3混频后输出的两路信号均进行低通滤波处理去掉高频成分,然后均进行模数转换后分别获得I2路信号和Q2路信号,并缓存;

[0009] 步骤5,利用步骤2和步骤4缓存的信号执行修正算法获得两路信号的相位差,利用该相位差对Q路进行相位补偿,I路不变,完成误差修正;

[0010] 修正算法的内容为:

[0011] (1) I1路信号和Q1路信号分别表示为 $V_{I1}(t)$ 和 $V_{Q1}(t)$, t 的取值范围为一次缓存的起始时间到结束时间,I2路信号和Q2路信号分别表示为 $V_{I2}(t)$ 和 $V_{Q2}(t)$,利用下式获得中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$:

[0012]

$$V_1(t) = V_{I1}(t) - V_{Q2}(t) = V_p \cos(\omega_m t + \phi) - V_p \cos(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

$$V_2(t) = V_{Q1}(t) + V_{I2}(t) = V_p \sin(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) + V_p \sin(\omega_m t + \phi) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

[0013] (2) 将中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ 相除得到 $V_3(t) = \frac{V_1(t)}{V_2(t)} = \tan\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$, 对不同时间 t 的 $V_3(t)$

求均值得到正切值 V_3 , 根据公式 $\phi_\delta = 2\arctan(V_3)$ 获得两路信号的相位差 ϕ_δ ;

[0014] 上述: V_p 为输入信号幅度, ϕ 为输入信号初始相位, $\omega_m = \omega_{RF} - \omega_{LO}$, ω_{RF} 为输入信号频率, ω_{LO} 为本振频率。

[0015] 进一步的, 两次数据缓存间隔时间为输入信号的整周期。

[0016] 进一步的, 正交误差修正的整个过程中输入信号保持不变, 且本振信号的频率与输入信号的频率一致。

[0017] 本发明还提供一种基于交叉混频架构的正交误差修正装置, 其包括:

[0018] 依次连接的第一混频器、第一低通滤波器、第一模数转换器;

[0019] 依次连接的第二混频器、第二低通滤波器、第二模数转换器;

[0020] 90度移相器、运算装置和两个开关 K_1 、 K_2 ;

[0021] 外部输入的本振信号 L_{O1} 分为三路各自通过一个本振信号通道传输, 第一路本振信号通道接开关 K_1 的第一切换触点, 第二路本振信号通道接90度移相器的输入, 第三路本振信号通道接开关 K_2 的第一切换触点; 90度移相器的输出分为两路, 其中一路接开关 K_1 的第二切换触点, 另一路接开关 K_2 的第二切换触点;

[0022] 开关 K_1 的公共端接入第一混频器的本振输入端, 外部输入的I通道输入信号接入第一混频器的待混频信号输入端, 第一混频器的输出端连接第一低通滤波器;

[0023] 开关 K_2 的公共端接入第二混频器的本振输入端; 外部输入的Q通道输入信号接入第二混频器的待混频信号输入端; 第二混频器的输出端连接第二低通滤波器;

[0024] 第一模数转换器和第二模数转换器的输出端接入运算装置;

[0025] 运算装置进行两次数据缓存, 利用先后两次缓存的信号执行修正算法获得两路信号的相位差, 利用该相位差对Q路进行相位补偿, I路不变, 完成误差修正;

[0026] 其中, 运算装置在第一次信号缓存时, 控制开关 K_1 接到第一路本振信号通道, 开关 K_2 接到90度移相器; 第一次缓存完成后切换开关, 使开关 K_1 接到90度移相器, 开关 K_2 接到第二路本振信号通道;

[0027] 所述运算装置的修正算法的内容为:

[0028] (1) 第一次缓存时从第一模数转换器和第二模数转换器接收的信号分别表示为 $V_{I1}(t)$ 和 $V_{Q1}(t)$, 第二次缓存时从第一模数转换器和第二模数转换器接收的信号分别表示为 $V_{I2}(t)$ 和 $V_{Q2}(t)$, 利用下式获得中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$:

[0029]

$$V_1(t) = V_{I1}(t) - V_{Q2}(t) = V_p \cos(\omega_m t + \phi) - V_p \cos(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

$$V_2(t) = V_{Q1}(t) + V_{I2}(t) = V_p \sin(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) + V_p \sin(\omega_m t + \phi) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right);$$

[0030] (2) 将中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ 相除得到 $V_3(t) = \frac{V_1(t)}{V_2(t)} = \tan\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$, 对不同时间 t 的 $V_3(t)$

求均值得到正切值 V_3 , 根据公式 $\phi_\delta = 2\arctan(V_3)$ 获得两路信号的相位差 ϕ_δ ;

[0031] 上述: V_p 为输入信号幅度, ϕ 为输入信号初始相位, ϕ_δ 为IQ两路信号的相位差, ω_m

$= \omega_{RF} - \omega_{LO}$, ω_{RF} 为输入信号频率, ω_{LO} 为本振频率。

[0032] 进一步的,运算装置采用外部晶振作为参考时钟进行锁相,锁相时钟作为运算装置的主时钟;

[0033] 当第一次缓存开始,随即启动运算装置内部的定时器计时,计时为输入信号周期时溢出,产生中断信号,同时自动复位重新计时;开关切换前不响应中断信号,等待切换后开始响应中断信号;对中断信号的响应是:运算装置提取两次缓存的信号,利用两次缓存的信号进行相位差的提取和误差修正;

[0034] 两次数据缓存间隔时间为输入信号的整周期。

[0035] 进一步的,正交误差修正的整个过程中输入信号保持不变,且本振信号的频率与输入的IQ两路信号的频率一致。

[0036] 有益效果:

[0037] 本发明采用同相技术使两次交叉混频输入信号同相,通过交替本振信号正交输出,然后利用数学运算完成误差计算。本发明通过一次切换和运算即可完成误差修正,结构简易,可快速完成在线误差修正。为满足不同误差修正精度要求,缓存数据长度可根据内存大小进行调整,波形数据越长修正精度越高。

附图说明

[0038] 图1为本发明的基于交叉混频架构的正交误差修正方法的实施例一装置示意图;

[0039] 图2为本发明的基于交叉混频架构的正交误差修正方法实施例一的运算装置DSP示意图;

[0040] 图3为本发明的基于交叉混频架构的正交误差修正方法实施例一的正交误差修正算法示意图。

具体实施方式

[0041] 本发明的基于交叉混频架构的正交误差修正方法,其包括:

[0042] 步骤1,将本振信号分为两路,一路与I通道输入信号混频后输出I路信号,另一路经过90度相移后与Q通道输入信号混频后输出Q路信号;

[0043] 步骤2,将步骤1混频后输出的两路信号均进行低通滤波处理去掉高频成分,然后均进行模数转换后分别获得I1路信号和Q1路信号,并缓存;

[0044] 步骤3,将本振信号分成的两路中,一路经过90度相移后与I通道输入信号混频后输出I'路信号,另一路与Q通道输入信号混频后输出Q'路信号,即切换本振信号输出的两路正交信号;

[0045] 步骤4,将步骤3混频后输出的两路信号均进行低通滤波处理去掉高频成分,然后均进行模数转换后分别获得I2路信号和Q2路信号,并缓存;

[0046] 步骤5,利用步骤2和步骤4缓存的信号执行修正算法获得两路信号的相位差,利用该相位差对Q路进行相位补偿,I路不变,完成误差修正;

[0047] 修正算法的内容为:

[0048] (1) I1路信号和Q1路信号分别表示为 $V_{I1}(t)$ 和 $V_{Q1}(t)$, t 的取值范围为一次缓存的起始时间到结束时间,I2路信号和Q2路信号分别表示为 $V_{I2}(t)$ 和 $V_{Q2}(t)$,利用下式获得中间

量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ ：

[0049]

$$V_1(t) = V_{I1}(t) - V_{Q2}(t) = V_p \cos(\omega_m t + \phi) - V_p \cos(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

$$V_2(t) = V_{Q1}(t) + V_{I2}(t) = V_p \sin(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) + V_p \sin(\omega_m t + \phi) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

[0050] (2) 将中间量 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ 相除得到常量 $V_3(t) = \frac{V_1(t)}{V_2(t)} = \tan\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$ ，由于波形误差的

原因，不同的时间 t 得到的常量 $V_3(t)$ 的值近似相等，为一组值，将该常量 $V_3(t)$ 求均值得到正切值 V_3 ，根据公式 $\phi_\delta = 2\arctan(V_3)$ 获得两路信号的相位差 ϕ_δ ；

[0051] 上述： V_p 为输入信号幅度， ϕ 为输入信号初始相位， ϕ_δ 为IQ两路信号的相位差， $\omega_m = \omega_{RF} - \omega_{L0}$ ， ω_{RF} 为输入信号频率， ω_{L0} 为本振频率， t 为时间。

[0052] 本发明还列举一种实现上述方法的具体实现装置，本装置仅作为本发明的一个实施例，具体内容如下：

[0053] 如图1所示，该装置包括：依次连接的第一混频器、第一低通滤波器、第一模数转换器；依次连接的第二混频器、第二低通滤波器、第二模数转换器；还包括90度移相器、运算装置和两个开关K1、K2。本实施例中，运算装置采用DSP。

[0054] 上述组件的连接关系为：

[0055] 外部输入的本振信号L01分为三路各自通过一个本振信号通道传输，第一路本振信号通道接开关K1的第一切换触点，第二路本振信号通道接90度移相器的输入，第三路本振信号通道接开关K2的第一切换触点；90度移相器的输出分为两路，其中一路接开关K1的第二切换触点，另一路接开关K2的第二切换触点；

[0056] 开关K1的公共端接入第一混频器的本振输入端，外部输入I通道输入信号接入第一混频器的待混频信号输入端，第一混频器的输出端连接第一低通滤波器；开关K2的公共端接入第二混频器的本振输入端；外部输入Q通道输入信号接入第二混频器的待混频信号输入端；第二混频器的输出端连接第二低通滤波器；

[0057] 第一模数转换器和第二模数转换器的输出端接入运算装置。

[0058] 设I通道输入信号为 $V_I(t) = 2V_p \cos(\omega_{RF}t + \phi)$ ，Q通道输入信号为 $V_Q(t) = 2V_p \cos(\omega_{RF}t + \phi + \phi_\delta)$ ，其中 V_p 为输入信号幅度， ω_{RF} 为输入信号频率， ϕ 为输入信号初始相位， ϕ_δ 为IQ两路信号的相位差。本振输出信号L01为 $V_{L01}(t) = \cos(\omega_{L0}t)$ ，其中 ω_{L0} 为本振频率。本振输出通路L02是L01经过90度移相后得到，因此L02为 $V_{L02}(t) = \sin(\omega_{L0}t)$ 。

[0059] 运算装置进行数据缓存，利用先后两次缓存的信号执行修正算法获得两路信号的相位差，利用该相位差对Q路进行相位补偿，I路不变，完成误差修正。

[0060] 当DSP第一次进行缓存时，开关K1接到L01，开关K2接到L02。I通道输入信号与本振L01混频，I路混频器输出为 $V_{I1}(t) = 2V_p \cos(\omega_{RF}t + \phi) \cos(\omega_{L0}t)$ ，即： $V_{I1}(t) = V_p \cos(\omega_{RF}t - \omega_{L0}t + \phi) + V_p \cos(\omega_{RF}t + \omega_{L0}t + \phi)$ 。经过低通滤波器后去掉高频成分 $\omega_{RF} + \omega_{L0}$ ，得到I路输出为： $V_{I1}(t) = V_p \cos(\omega_m t + \phi)$ ，其中 $\omega_m = \omega_{RF} - \omega_{L0}$ 。Q通道输入信号与本振L02混频，Q路混频器输出为 $V_{Q1}(t) = 2V_p \cos(\omega_{RF}t + \phi + \phi_\delta) \sin(\omega_{L0}t)$ ，经过低通滤波后得到Q路输出为 $V_{Q1}(t) = V_p \sin(\omega_m t + \phi + \phi_\delta)$ 。

[0061] IQ两路经过AD采样后发送到DSP进行缓存,缓存完成后切换开关,使K1接到L02,K2接到L01。I通道信号与本振L02混频,Q通道信号与本振L01混频,经过相同的低通滤波器后分别得到 $V_{I2}(t) = V_p \sin(\omega_m t + \phi)$ 和 $V_{Q2}(t) = V_p \cos(\omega_m t + \phi + \phi_\delta)$ 。

[0062] 参见图2,为保证开关切换前后IQ通道输入信号同相,DSP内部定时器对输入信号周期进行计数,当两次缓存时间间隔满足输入信号整周期时进行采集存储。将两次混频的信号 $V_{I1}(t)$ 、 $V_{Q1}(t)$ 和 $V_{I2}(t)$ 、 $V_{Q2}(t)$ 进行采集,分别存储到四个缓冲区中,利用数学运算完成误差计算。

[0063] 为提高同相精度,DSP采用高稳定度的恒温晶振作为参考时钟,通过PLL锁相输出主时钟提供给定时器。当第一次缓存开始,随即启动定时器计时,计时为输入信号周期时溢出,产生中断信号,同时自动复位重新计时。开关K1与K2切换前不响应中断信号,等待切换后开始响应中断信号。对中断信号的响应是:运算装置提取两次缓存的信号,利用两次缓存的信号进行相位差 ϕ_δ 的提取,然后在Q通道数据上进行相位补偿后得到新的Q路数据,I路数据保持不变,利用补偿后的IQ数据完成解调功能。

[0064] 如图3所示。缓存I1、Q2分别存储 $V_{I1}(t)$ 和 $V_{Q2}(t)$ 的波形数据,缓存I2、Q1分别存储 $V_{I2}(t)$ 和 $V_{Q1}(t)$ 的波形数据。Q2波形与I1波形相减,得到:

[0065]

$$V_1(t) = V_{I1}(t) - V_{Q2}(t) = V_p \cos(\omega_m t + \phi) - V_p \cos(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \sin\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

[0066] Q1波形与I2波形相加,得到:

[0067]

$$V_2(t) = V_{Q1}(t) + V_{I2}(t) = V_p \sin(\omega_m t + \phi + \phi_\delta) + V_p \sin(\omega_m t + \phi) = 2V_p \sin\left(\omega_m t + \phi + \frac{\phi_\delta}{2}\right) \cos\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$$

[0068] 因此,将 $V_1(t)$ 与 $V_2(t)$ 相除得到 $V_3(t) = \frac{V_1(t)}{V_2(t)} = \tan\left(\frac{\phi_\delta}{2}\right)$ 。 $V_3(t)$ 是一个与时间无关的

常量,将该波形数据求均值可得到该正切值 V_3 ,由此可以计算出 $\phi_\delta = 2\arctan(V_3)$ 。利用该相位差对Q路进行相位补偿,I路不变,完成误差修正。

[0069] 上述方法中,开关切换前后存储的数据长度不变,IQ两路的混频器、滤波器和ADC选型及工作状态均保持一致。开关切换由DSP控制,切换前必须保证前一次缓存已经完成。

[0070] 当然,本发明还可有其他多种实施例,在不背离本发明精神及其实质的情况下,熟悉本领域的技术人员当可根据本发明作出各种相应的改变和变形,但这些相应的改变和变形都应属于本发明所附的权利要求的保护范围。

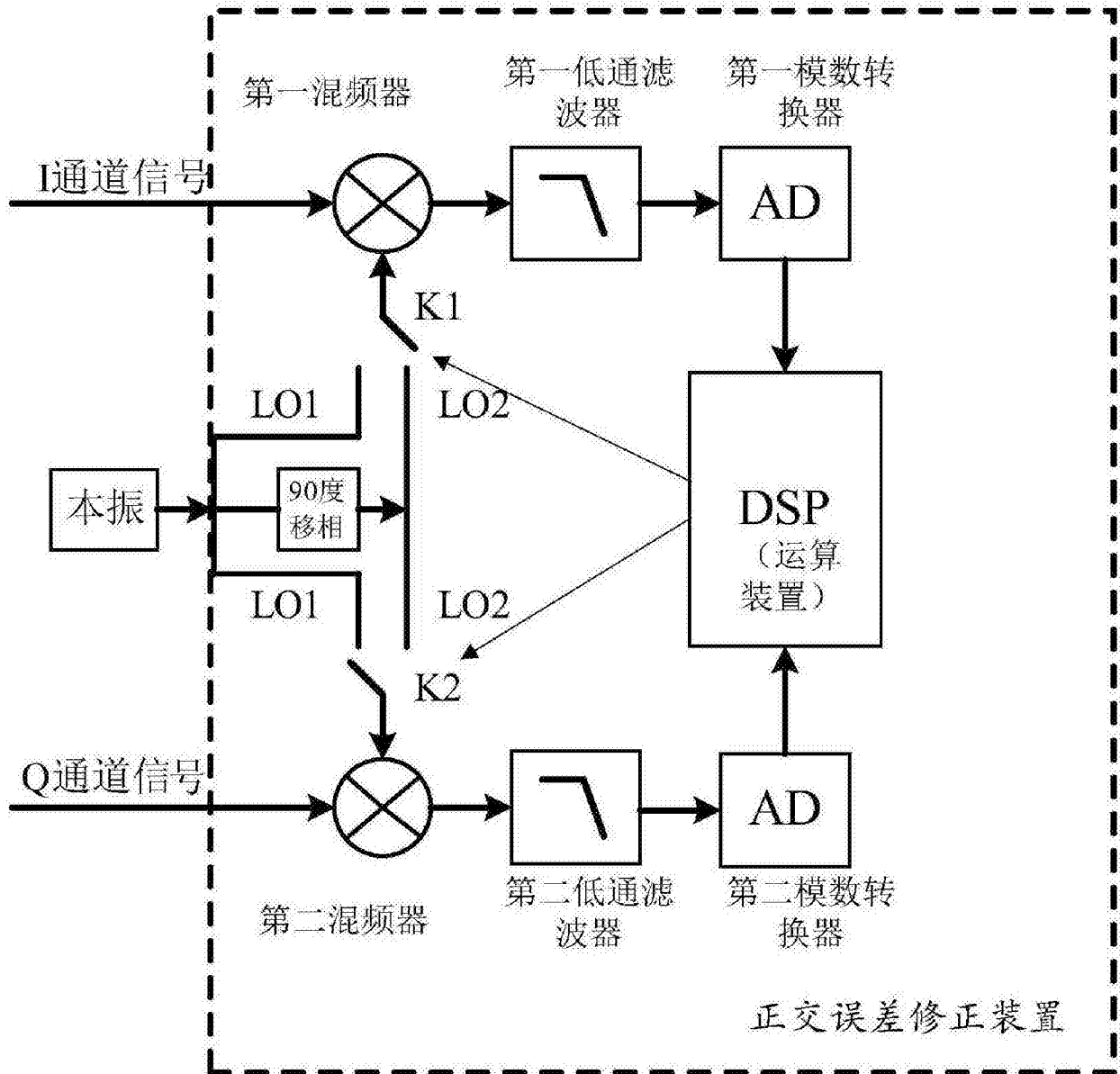


图1

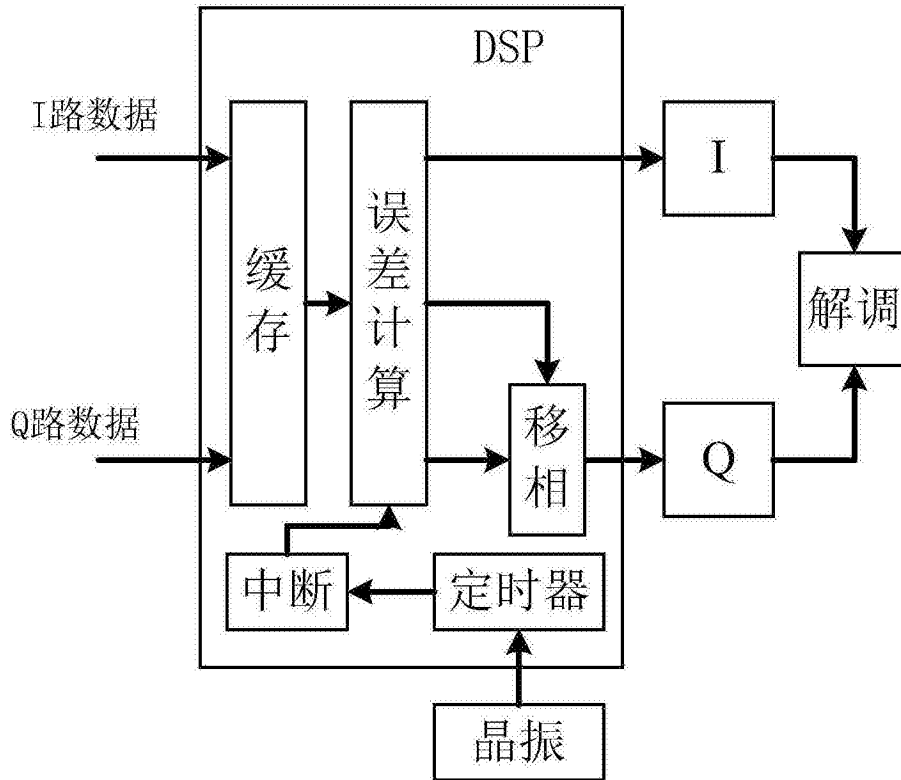


图2

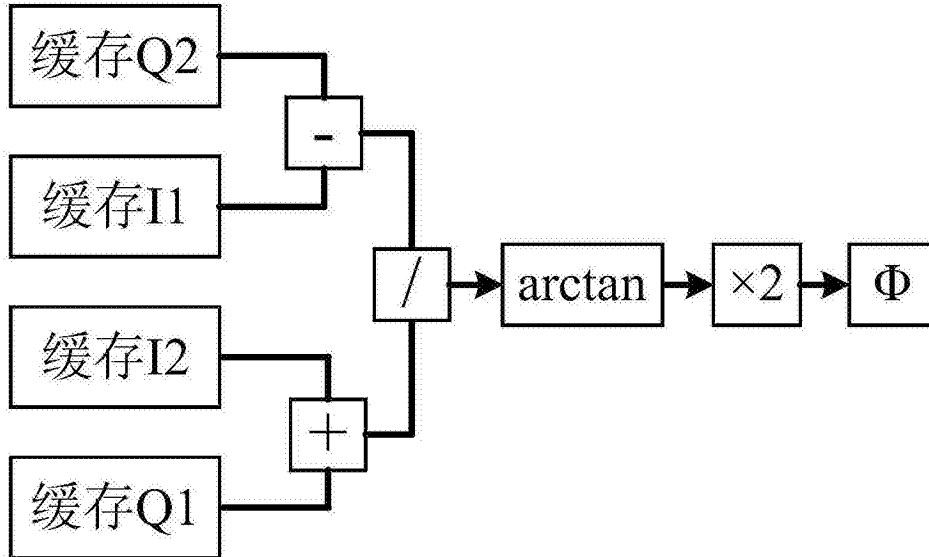


图3