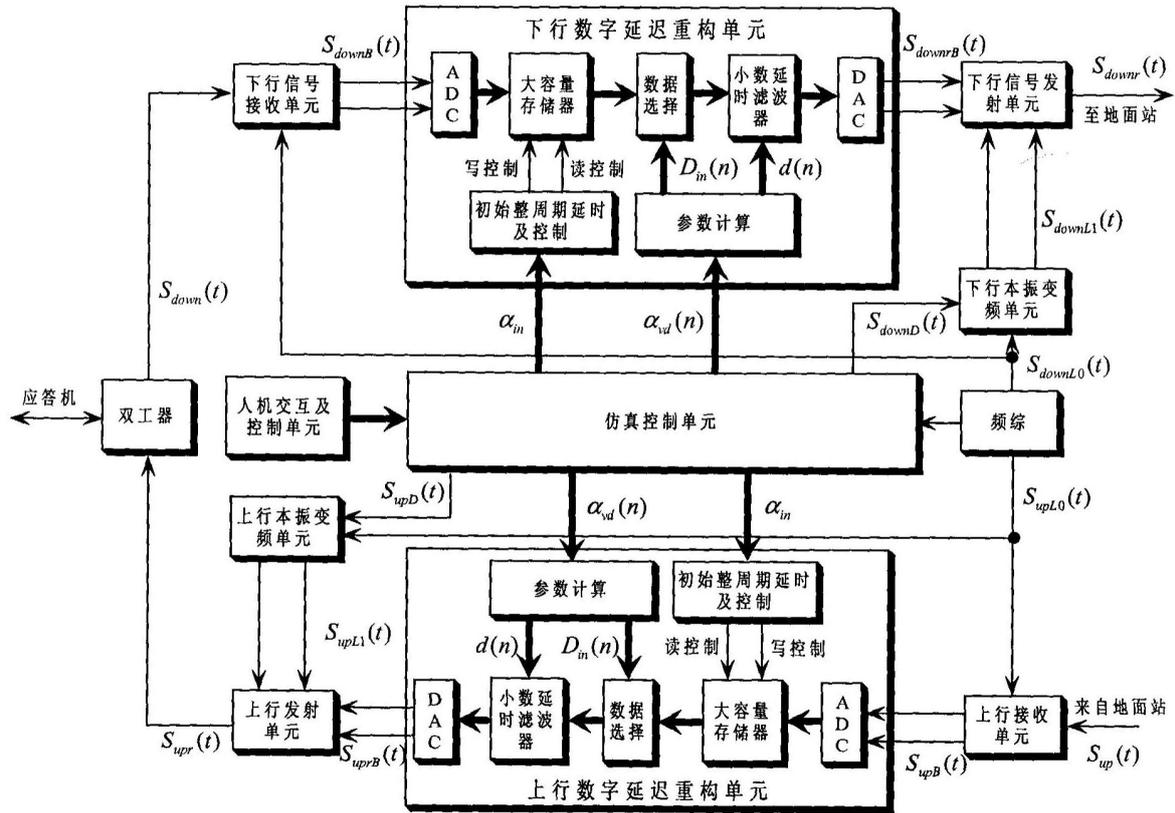


[0001] 本发明提供一种基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法,其基本实施过程如下:利用本振信号对输入信号 $S_{up}(t)$ 进行正交下变频,得到复基带输入信号 $S_{upB}(t)$;对星地时间延时 $\tau(t)$ 进行离散化处理;以 T_s 为采样间隔对复基带输入信号 $S_{upB}(t)$ 进行采样,得到复基带输入信号的采样序列,然后对其进行初始整周期 α_{in} 的延时得到 $S_{upB1}(n)$;从 $S_{upB1}(n)$ 中选择相应数据至小数延时滤波器进行滤波;将采样序列以 T_s 为间隔进行D/A转换,并经重构滤波后得到复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$;依据星地时间延时 $\tau(t)$,精确产生信号 $S_{upD}(t)$,并将其正交调制到 $S_{upL}^*(t)$ 上,以得到固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$;将复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$ 和固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$ 按下式合成,以得到最终的模拟输出信号 $S_{upr}(t)$ 。



1. 一种基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法,其特征在于,其基本实施过程如下:

步骤1:利用频率为 f_{upL} 的本振信号对输入信号 $S_{up}(t)$ 进行正交下变频,得到复基带输入信号 $S_{upB}(t)$;

步骤2:对星地时间延时 $\tau(t)$ 以 T_s 为间隔进行离散化处理,得到离散化的星地时间延时 $\{\tau(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$;

$$\begin{aligned}\tau(n) &= \tau(0) + \tau_v(n) \\ &= [a_{in} + a_d + a_v(n)]T_s \\ &= [a_{in} + a_{vd}(n)]T_s\end{aligned}$$

其中, $\tau(0)$ 表示初始延时, $\tau_v(n)$ 表示变化的延时, a_{in} 为初始延时的整数周期个数, a_d 为初始延时的小数周期个数, $a_v(n)$ 为变化延时的周期个数, $a_{vd}(n) = a_d + a_v(n)$;

步骤3:以 T_s 为采样间隔对复基带输入信号 $S_{upB}(t)$ 进行采样,得到复基带输入信号的采样序列 $\{S_{upB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$,然后对 $S_{upB}(n)$ 进行初始整周期 a_{in} 的延时得到 $S_{upB1}(n)$;

步骤4:依照 $a_{vd}(n)$,从 $S_{upB1}(n)$ 中选择相应数据至小数延时滤波器进行滤波,以实现初始小数周期延时及变化周期的延时,得到 $S_{uprB}(n)$;

步骤5:将 $\{S_{uprB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ 以 T_s 为间隔进行D/A转换,并经重构滤波后得到复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$;

步骤6:在进行步骤3的同时,依据星地时间延时 $\tau(t)$,精确产生信号 $S_{upD}(t)$,并将其正交调制到 $S_{upL}^*(t)$ 上,以得到固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$;

$$\begin{aligned}S_{upD}(t) &= \exp[-j2\pi f_{upL}\tau(t)] \\ S_{upL1}(t) &= S_{upD}(t) \times S_{upL}^*(t) \\ &= \exp\{j2\pi f_{upL}[t - \tau(t)]\}\end{aligned}\quad (18)$$

其中, $S_{upL}^*(t)$ 为本振信号 $S_{upL}(t)$ 的复共轭;

步骤7:将复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$ 和固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$ 按下式合成,以得到最终的模拟输出信号 $S_{upr}(t)$;

$$\begin{aligned}S_{upr}(t) &= S_{uprB}(t) \times S_{upL1}(t) \\ &= S_{up}[t - \tau(t)].\end{aligned}$$

2. 根据权利要求1所述基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法,其特征在于,所述步骤4的具体过程为:

分步骤1:根据(11)式和(12)式计算一组并行的固定系数 $c_m(n)$;

$$h_2(n) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^N \frac{d-k}{n-k}, \quad n=0, 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

$$h_2(n) = \sum_{m=0}^P c_m(n) d^m \quad n=0, 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

N 表示Lagrange型小数延时滤波器的长度; d 表示小数周期延时, P 表示多项式拟合阶数;

分步骤2:将 $\alpha_{vd}(n)$ 分解为整数部分和小数部分,即

$$\begin{cases} D_m(n) = \text{int}[\alpha_{vd}(n)] \\ d(n) = \alpha_{vd}(n) - D_m(n) \end{cases} \quad (14)$$

分步骤3:将 $c_{in}(n)$ 、 $d(n)$ 和 $D_{in}(n)$ 带入公式(13),计算得到的 $S_{uprB}(n)$,即

$$S_{uprB}(n) = \sum_{m=0}^P \left[\sum_{k=0}^N c_m(k) S_{upB1}(n - D_m(n) - k) \right] d^m(n) \quad (13)$$

基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法

技术领域

[0001] 本发明属于信道模拟、航天测控等技术领域,具体涉及一种基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法。

背景技术

[0002] 随着航天测控技术的飞速发展,大量新的测控体制得以呈现及应用。从现有技术来看,针对现行各种测控体制,应答机、地面站的单机测试方法已经比较成熟。然而,目前还没有适用于任意测控体制的通用化测控信道模拟设备,可插入测控地面站和测控应答机之间,用于全面、充分地验证测控系统在想定工作场景下的功能和动态性能。因此,迫切需要找到一种通用化的测控信道模拟技术,可在测控体制、信号形式、信号参数等先验信息未知的情况下,精确模拟上、下行信号在信道传输时引起的动态传输效应。

[0003] 通用化测控信道模拟技术,本质上需解决宽带、任意波形测控信号的大范围、高精度,高速动态传输延时模拟问题。针对上述动态传输延时模拟需求,目前常用的方法主要包括再生延时转发法、延迟线法、数字射频存储法等。再生延时转发法根据信号体制、信号形式、信号参数等先验信息,先设法在模拟器本地再生出相应的中频或基带测控信号;随后根据需模拟的动态场景,在再生信号上叠加模拟信息;最后,通过上变频等操作来产生最终的模拟输出信号,以实现时延及多普勒频移的模拟。延迟线法利用微波数控延时线、微波光纤延迟线、声表面波延迟线等对输入信号直接进行延时,通过控制延迟线不同段的组合来实现不同延时的模拟,控制不同延时段的切换速度来实现距离变化的模拟。数字射频存储法对输入信号进行采样并存储,经过一段延时及变换后再发射出去,通过控制数据写入与读出的时间来实现初始距离的模拟,通过控制写入及读出的速度来实现距离变化的模拟。

[0004] 然而,上述方法均存在各自的缺陷:

[0005] 1) 再生延时转发法在模拟器本地进行信号再生及模拟信息叠加时,均需已知信号体制、信号形式、信号参数等先验信息。因而,该方法多适用于单一体制、单一工作模式下的动态传输时延模拟,难以实现真正意义上的通用化。

[0006] 2) 延迟线法所能实现的时延模拟范围直接取决于延迟线的长短、模拟精度取决于延迟线的精度、模拟动态取决于延时段的切换速度。因此,该方法难以实现大范围、高精度、高速动态的时延模拟;

[0007] 3) 射频存储法所能实现的时延模拟精度主要取决于读写时钟的速率,为了实现高精度的时延模拟,必须具备极高速率的读写时钟。因此,在某些高精度的应用场合,由于高时钟速率的限制,往往无法满足工程需求。

发明内容

[0008] 本发明的目的是为了克服已有技术的缺陷,为了解决在测控体制、信号形式、信号参数等先验信息未知的情况下,实现大范围、高精度、高速动态的传输延时模拟问题,提出了一种基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法。

[0009] 本发明方法是通过下述技术方案实现的：

[0010] 一种基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法，其基本实施过程如下：

[0011] 步骤1：利用频率为 f_{upL} 的本振信号对输入信号 $S_{up}(t)$ 进行正交下变频，得到复基带输入信号 $S_{upB}(t)$ ；

[0012] 步骤2：对星地时间延时 $\tau(t)$ 以 T_s 为间隔进行离散化处理，得到离散化的星地时间延时 $\{\tau(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ ，如公式(4)所示：

$$\begin{aligned} \tau(n) &= \tau(0) + \tau_v(n) \\ &= [\alpha_{in} + \alpha_d + \alpha_v(n)]T_s \\ &= [\alpha_{in} + \alpha_{vd}(n)]T_s \end{aligned} \quad (4)$$

[0014] 其中， $\tau(0)$ 表示初始延时， $\tau_v(n)$ 表示变化的延时， α_{in} 为初始延时的整数周期个数， α_d 为初始延时的小数周期个数， $\alpha_v(n)$ 为变化延时的周期个数， $\alpha_{vd}(n) = \alpha_d + \alpha_v(n)$ 。

[0015] 步骤3：以 T_s 为采样间隔对复基带输入信号 $S_{upB}(t)$ 进行采样，得到复基带输入信号的采样序列 $\{S_{upB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ 并存储，然后对 $S_{upB}(n)$ 进行初始整周期 α_{in} 的延时得到 $S_{upB1}(n)$ ；

[0016] 步骤4：依照 $\alpha_{vd}(n)$ ，从 $S_{upB1}(n)$ 中选择相应数据至小数延时滤波器进行滤波，以实现初始小数周期延时及变化周期的延时得到 $S_{uprB}(n)$ ；

[0017] 步骤5：将 $\{S_{uprB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ 以 T_s 为间隔进行D/A转换，并经重构滤波后得到复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$ ；

[0018] 步骤6：在进行步骤3的同时，依据星地时间延时 $\tau(t)$ ，精确产生信号 $S_{upD}(t)$ ，并将其正交调制到 $S_{upL}^*(t)$ 上，以得到固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$

$$S_{upD}(t) = \exp[-j2\pi f_{upL} \tau(t)]$$

$$\begin{aligned} S_{upL1}(t) &= S_{upD}(t) \times S_{upL}^*(t) \\ &= \exp\{j2\pi f_{upL} [t - \tau(t)]\} \end{aligned} \quad (18)$$

[0020] 其中， $S_{upL}^*(t)$ 为本振信号 $S_{upL}(t)$ 的复共轭；

[0021] 步骤7：将复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$ 和固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$ 按下式合成，以得到最终的模拟输出信号 $S_{upr}(t)$ 。

[0022] 进一步地，本发明所述步骤4的具体过程为：

[0023] 分步骤1：根据(11)式和(12)式计算一组并行的固定系数 $c_m(n)$ ；

$$h_2(n) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^N \frac{d-k}{n-k}, \quad n=0, 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

$$h_2(n) = \sum_{m=0}^P c_m(n) d^m \quad n=0, 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

[0026] 分步骤2：将 $\alpha_{vd}(n)$ 分解为整数部分和小数部分，即

$$[0027] \quad \begin{cases} D_{in}(n) = \text{int}[\alpha_{vd}(n)] \\ d(n) = \alpha_{vd}(n) - D_{in}(n) \end{cases} \quad (14)$$

[0028] 分步骤3:将 $c_m(n)$ 、 $d(n)$ 和 $D_{in}(n)$ 带入公式(13),计算得到的 $S_{uprB}(n)$,即

$$[0029] \quad S_{uprB}(n) = \sum_{m=0}^P \left[\sum_{k=0}^N c_m(k) S_{upB1}(n - D_{in}(n) - k) \right] d^m(n) \quad (15)。$$

[0030] 有益效果:

[0031] 第一、本发明基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法不关注测控体制、信号形式、信号参数等先验信息,通过对宽带、任意波形的信号利用初始整周期计数及小数延时滤波器相结合的方法进行直接延时转发来实现动态传输延时的模拟。因而,该方法是一种真正意义上的通用化模拟方法。

[0032] 第二、本发明所能实现的最大时延模拟范围,主要取决于采样数据的存储深度;所能实现的时延精度,主要取决于计数精度、小数延时滤波器的延时精度;所能实现的时延模拟动态,主要取决于小数延时滤波器延时参数的更新速度及本振延时重构信号的产生精度。因而,只需选择大容量的存储设备、高精度的小数延时滤波器、高阶DDS技术等,即可实现大范围、高精度、高速动态的时延模拟。

[0033] 第三、本发明不关注测控体制、信号形式、信号参数等先验信息,可实现大范围、高精度、高速动态的传输延时模拟。

附图说明

[0034] 图1为本发明的系统框图。

具体实施方式

[0035] 下面结合附图和具体实施方式对本发明进行详细说明。

[0036] 基于高精度延时外放技术的通用化测控信道模拟方法可总结如下:首先,利用固定本振对宽带、任意波形的射频输入信号进行正交解调,得到宽带、任意波形的复基带信号;随后,对复基带信号进行采样,并根据星地时间延时 $\tau(t)$ 采用初始整周期计数与小数延时滤波器相结合的方法对离散的复基带信号进行高精度延时,后经D/A变换并重构滤波后得到复基带信号的延时重构信号;同时,根据星地时间延时 $\tau(t)$,产生固定本振信号的延时重构信号;最后,将复基带延时重构信号与固定本振信号对应的延时重构信号合成,得到最终的模拟输出信号。

[0037] 考虑到本发明所提方法,其上下行模拟原理相同,因此,下面以上行为例说明该方法的实施过程。

[0038] 设地面站上行发射信号为 $S_{up}(t)$ 并假定它为信号体制、信号形式、信号参数等先验信息未知的宽带射频信号, t 时刻星地时间延时为 $\tau(t)$,则根据真实的物理过程,到达应答机的上行输出信号 $S_{upr}(t)$ 如公式(1)所示:

$$[0039] \quad S_{upr}(t) = S_{up}[t - \tau(t)] \quad (1)$$

[0040] 本发明所提方法目标就在于接收地面站的发射信号 $S_{up}(t)$,依照星地时间延时 $\tau(t)$,精确模拟产生到达应答机的上行输入信号 $S_{upr}(t)$ 。

[0041] 本发明方法是通过下述技术方案实现的:

[0042] 基于高精度延时外放技术的通用化信道模拟方法,其基本实施过程如下:当对上行信道的传输延时进行模拟时,此时 $S_{up}(t)$ 表示上行输入信号,当对下行信道的传输延时进行模拟时,此时 $S_{up}(t)$ 表示下行输入信号。

[0043] 步骤1:利用频率为 f_{upL} 的本振信号对输入信号 $S_{up}(t)$ 进行正交下变频,得到复基带输入信号 $S_{upB}(t)$;

$$[0044] \quad S_{upL}(t) = \exp(-j2\pi f_{upL}t) \quad (2)$$

$$[0045] \quad S_{upB}(t) = S_{up}(t) \times \exp(-j2\pi f_{upL}t) \quad (3)$$

[0046] 步骤2:对星地时间延时 $\tau(t)$ 以 T_s 为间隔进行离散化处理,得到离散化的星地时间延时 $\{\tau(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$,并将其按公式(4)进行分解;

$$[0047] \quad \begin{aligned} \tau(n) &= \tau(0) + \tau_v(n) \\ &= [\alpha_{in} + \alpha_d + \alpha_v(n)]T_s \\ &= [\alpha_{in} + \alpha_{vd}(n)]T_s \end{aligned} \quad (4)$$

[0048] 其中, $\tau(0)$ 表示初始延时, $\tau_v(n)$ 表示变化的延时, α_{in} 为初始延时的整数周期个数, α_d 为初始延时的小数周期个数, $\alpha_v(n)$ 为变化延时的周期个数。 $\alpha_{vd}(n)$ 为初始延时的小数周期延时个数与变化延时的周期个数之和,即 $\alpha_{vd}(n) = \alpha_d + \alpha_v(n)$ 。

$$[0049] \quad \begin{cases} \alpha_{in} = \text{int} \left\lfloor \frac{\tau(0)}{T_s} \right\rfloor \\ \alpha_d = \frac{\tau(0)}{T_s} - \alpha_{in} \\ \alpha_v(n) = \frac{\tau_v(n)}{T_s} \end{cases} \quad (5)$$

[0050] 其中, $\text{int} \lfloor \quad \rfloor$ 表示向下取整操作。

[0051] 步骤3:以 T_s 为采样间隔对复基带输入信号 $S_{upB}(t)$ 进行采样,得到复基带输入信号的采样序列 $\{S_{upB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ 并存储。同时,从存储时刻开始进行计数,每存储一个采样点,计数值加1,待计数至 α_{in} 时将存储的采样序列输出,以通过存储来实现对 $S_{upB}(n)$ 进行初始整周期 α_{in} 的延时,得到 $S_{upB1}(n)$;

$$[0052] \quad S_{upB1}(n) = S_{upB}(n - \alpha_{in}) \quad (6)$$

[0053] 步骤4:依照 $\alpha_{vd}(n)$,从 $S_{upB1}(n)$ 中选择相应数据至小数延时滤波器进行滤波,以实现初始小数周期延时及变化周期的延时,得到 $\{S_{uprB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$

$$[0054] \quad \begin{aligned} S_{uprB}(n) &= S_{upB1}[n - \alpha_{vd}(n)] \\ &= S_{upB}[n - \alpha_{in} - \alpha_{vd}(n)] \end{aligned} \quad (7)$$

[0055] 该步骤原理如下:

[0056] 为了分析方便,先假设 $\alpha_{vd}(n) = D$, D 为固定的非整周期延时。为实现一个固定的非整周期延时,可将 $S_{upB1}(n)$ 通过具有(8)式所示频响的延时系统来实现

$$[0057] \quad H_{id}(e^{j\omega}) = \exp(-j\omega D) \quad (8)$$

[0058] 若将非整周期延时 D 进一步分解为整数部分 D_{in} 和小数部分 d ,即

$$[0059] \quad \begin{cases} D_{in} = \text{int}[D] \\ d = D - D_{in} \end{cases} \quad (9)$$

[0060] 则(8)式可等价于下述两个延时系统的级联

$$[0061] \quad \begin{aligned} H_{id}(e^{j\omega}) &= H_1(e^{j\omega}) \times H_2(e^{j\omega}) \\ &= \exp(-j\omega D_{in}) \times \exp(-j\omega d) \end{aligned} \quad (10)$$

[0062] 其中, $H_1(e^{j\omega}) = e^{-j\omega D_{in}}$ 可通过整周期延时来实现, $H_2(e^{j\omega}) = e^{-j\omega d}$ 可设计相应的小数延时滤波器来实现。

[0063] 本发明利用Lagrange型小数延时滤波来逼近延时系统 $H_2(e^{j\omega})$, 它的冲击响应 $h_2(n)$ 具有如下形式

$$[0064] \quad h_2(n) = \prod_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^N \frac{d-k}{n-k}, \quad n = 0, 1, 2, \dots, N \quad (11)$$

[0065] 其中, N 表示Lagrange型小数延时滤波器的长度;

[0066] Lagrange型小数延时滤波器在低频处是 $e^{-j\omega d}$ 的精确近似。因此, 对于宽带有限的基带信号, Lagrange型小数延时滤波器是实现小数延时的一个良好工具。

[0067] 然而, Lagrange型小数延时滤波器的冲击响应是小数周期延时 d 的函数。这样, 对于连续可变的小数延时而言, 需根据不同的小数周期延时计算相应的冲击响应。为了便于小数周期延时的动态更新, 本发明利用小数延时 d 的设定 P 阶多项式逼近每一个系数, 即

$$[0068] \quad h_2(n) = \sum_{m=0}^P c_m(n) d^m \quad n = 0, 1, 2, \dots, N \quad (12)$$

[0069] 其中, $c_m(n)$ 为多项式的逼近系数。

[0070] 这样, $S_{uprB}(n)$ 可由 $S_{upB1}(n)$ 按下式计算获得

$$[0071] \quad \begin{aligned} S_{uprB}(n) &= S_{upB1}(n - D) \\ &= S_{upB1}(n - D_{in}) * h_2(n) \\ &= \sum_{k=0}^N h_2(k) S_{upB1}(n - D_{in} - k) \\ &= \sum_{k=0}^N \left[\sum_{m=0}^P c_m(k) d^m \right] S_{upB1}(n - D_{in} - k) \\ &= \sum_{m=0}^P \left[\sum_{k=0}^N c_m(k) S_{upB1}(n - D_{in} - k) \right] d^m \end{aligned} \quad (13)$$

[0072] 其中, $*$ 表示卷积运算;

[0073] 根据(13)式的形式可知, 为了对 $S_{upB1}(n)$ 进行非整数周期延时 D , 需根据 D 的整数部分 D_{in} 从 $S_{upB1}(n)$ 中选择数据并将其通过一组并行的、固定系数 $c_m(n)$ 的 FIR 滤波器, 滤波器的输出再利用 D 的小数部分 d 进行加权求和即可。

[0074] 这样, 该步骤可按如下分步骤进行实施:

[0075] 分步骤1: 根据(11)式和(12)式计算一组并行的固定系数 $c_m(n)$;

[0076] 分步骤2: 将 $\alpha_{vd}(n)$ 分解为整数部分和小数部分, 即

$$[0077] \quad \begin{cases} D_{in}(n) = \text{int}[\alpha_{vd}(n)] \\ d(n) = \alpha_{vd}(n) - D_{in}(n) \end{cases} \quad (14)$$

[0078] 其中, $D_{in}(n)$ 用于在 $S_{upB1}(n)$ 中选择用于计算所需的 $N+1$ 点数据, $d(n)$ 用于计算时进行加权。

[0079] 分步骤3: 将所述 $d(n)$ 和 $D_{in}(n)$ 带入公式(13), 计算得到的 $S_{uprB}(n)$, 即

$$[0080] \quad S_{uprB}(n) = \sum_{m=0}^P \left[\sum_{k=0}^N c_m(k) S_{upB1}(n - D_{in}(n) - k) \right] d^m(n) \quad (15)$$

[0081] 重复分步骤2-分步骤3, 以得到 $n=0, 1, \dots, N_s$ 各个时刻的 $\{S_{uprB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ 。

[0082] 步骤5: 将 $\{S_{uprB}(n), n=0, 1, \dots, N_s\}$ 以 T_s 为间隔进行D/A转换, 并经重构滤波后得到复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$;

$$[0083] \quad \begin{aligned} S_{uprB}(t) &= S_{upB}[t - \tau(t)] \\ &= S_{up}[t - \tau(t)] \exp\{-j2\pi f_{upL}[t - \tau(t)]\} \end{aligned} \quad (16)$$

[0084] 步骤6: 在进行步骤3的同时, 依据星地时间延时 $\tau(t)$, 精确产生信号 $S_{upD}(t)$

$$[0085] \quad S_{upD}(t) = \exp[-j2\pi f_{upL}\tau(t)] \quad (17)$$

[0086] 并将其正交调制到 $S_{upL}^*(t)$ 上, 以得到固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$

$$[0087] \quad \begin{aligned} S_{upL1}(t) &= S_{upD}(t) \times S_{upL}^*(t) \\ &= \exp\{j2\pi f_{upL}[t - \tau(t)]\} \end{aligned} \quad (18)$$

[0088] 其中, $S_{upL}^*(t)$ 为本振信号 $S_{upL}(t)$ 的复共轭。

[0089] 步骤7: 将复基带信号的延时重构信号 $S_{uprB}(t)$ 和固定本振信号的延时重构信号 $S_{upL1}(t)$ 按下式合成, 以得到最终的模拟输出信号 $S_{upr}(t)$

$$[0090] \quad \begin{aligned} S_{upr}(t) &= S_{uprB}(t) \times S_{upL1}(t) \\ &= S_{up}[t - \tau(t)] \end{aligned} \quad (19)$$

[0091] 经过步骤1-步骤7, 本发明在测控体制、信号形式、信号参数等先验信息未知的情况下, 实现了对测控系统上行信道的传输延时模拟(下行信道的模拟原理相同)。

[0092] 综上所述, 以上仅为本发明的较佳实施例而已, 并非用于限定本发明的保护范围。凡在本发明的精神和原则之内, 所作的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

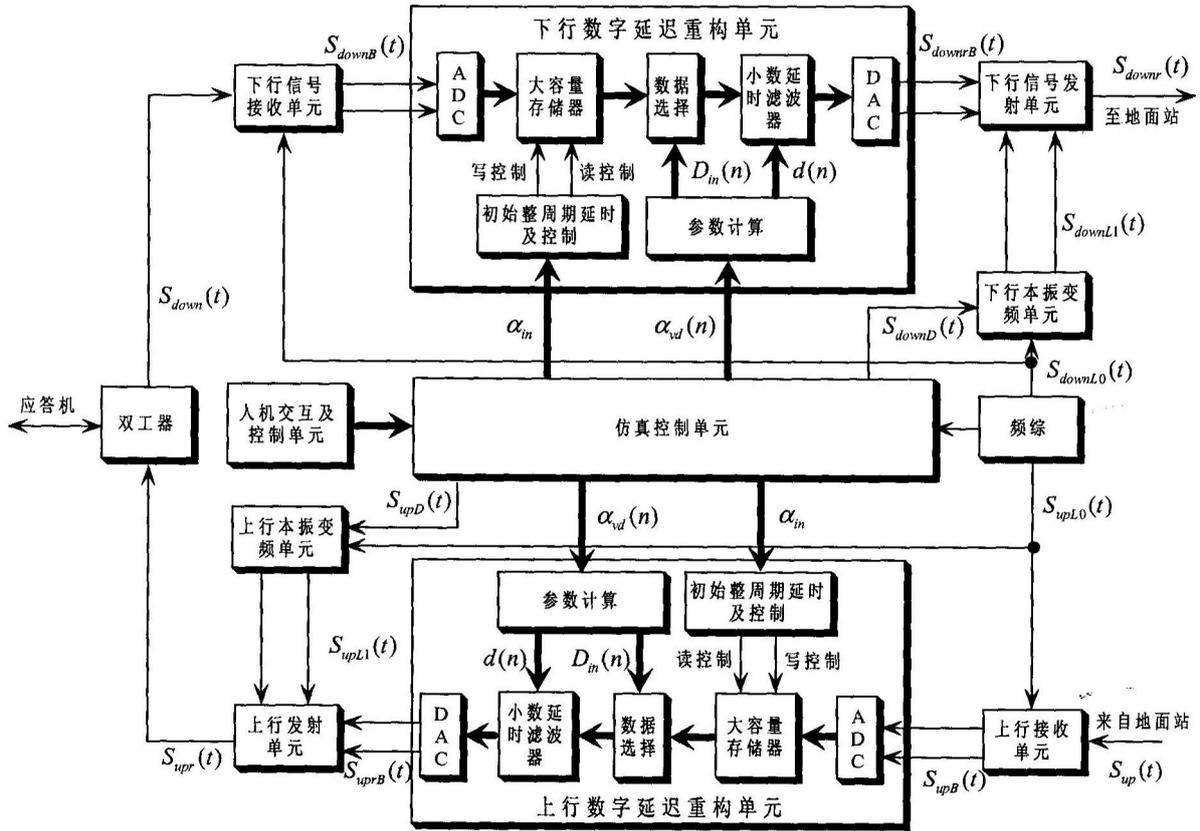


图1