



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104300976 A

(43) 申请公布日 2015. 01. 21

(21) 申请号 201410495423. 5

(22) 申请日 2014. 09. 25

(71) 申请人 长沙景嘉微电子股份有限公司
地址 410205 湖南省长沙市岳麓区麓景路 2 号长沙生产力促进中心

(72) 发明人 郭斌

(51) Int. Cl.
H03L 7/18 (2006. 01)
H03L 7/099 (2006. 01)

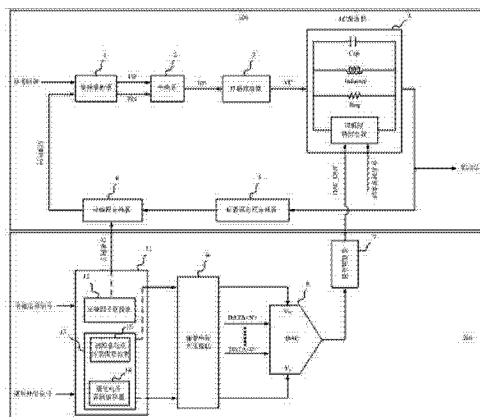
权利要求书1页 说明书6页 附图5页

(54) 发明名称

一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统

(57) 摘要

本发明公开了一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统,包括频率合成器(100)和模拟调制电压产生模块(200);首先,基于目标通信码率,设置频率调制电容;其次,频率合成器通过信道选择设置可编程小数分频器(6),产生对应频率的载波信号,然后编程可配置环路滤波器(3)实现环路断开;最后,模拟调制电压产生模块通过信道选择设置数模转换器的输入量化电压范围,数模转换器(8)将数字调制信号转换为模拟电压信号并通过低通滤波器(7)进行滤波,由调制电容实现电压特性到电容特性转换,LC振荡器(4)实现频率调制。本发明能够实现多码率、多信道、多调制深度通信,具有信号失真度低,模块重复利用率高的特性。



1. 一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统,其特征在于:包括一个频率合成器(100)和内置调制深度补偿的模拟调制电压产生模块(200);

频率调制之前,基于通信码率设置频率调制电容;

频率调制之前,模拟调制电压模块产生其输出电压范围的中间值;

频率调制之前,频率合成器负责为频率调制系统提供载波信号;

频率调制时,采用模拟方式调制,由数模转换器将数字模块处理的数字调制信号转换为模拟信号,通过 LC 振荡器调制到载波上。

2. 如权利要求 1 所述的频率调制系统,其特征在于:所述的频率合成器由顺序连接的鉴频鉴相器(1)、电荷泵(2)、可配置环路滤波器(3)、LC 振荡器(4)、后置固定预分频器(5)和可编程小数分频器(6)组成。

3. 如权利要求 1 所述的频率调制系统,其特征在于:所述的模拟调制电压产生模块由顺序连接的查找表(11)、偏置电压产生模块(9)、数模转换器(8)、低通滤波器(7)和可编程调制电容组成。

4. 如权利要求 1 所述的频率调制系统,其特征在于:频率调制之前,所述频率合成器的输入端接外部参考时钟,根据信道选择信号和分频因子查找表设置可编程小数分频器(6),编程可配置环路滤波器(3),实现闭环模式,产生于信道选择信号对应频率的载波信号;

频率调制时,编程可配置环路滤波器,保证频率合成器环路处于断开状态。

5. 如权利要求 1 所述的频率调制系统,其特征在于:频率调制之前,所述模拟调制电压产生模块根据信道选择信号和量化电压范围查找表(13),设置 DAC 量化电压范围,数模转换器(8)根据量化电压范围以及数字调制信号 DATA<N⁰>的初始值‘100...00’,产生量化电压范围的中间值给低通滤波器;

频率调制时,数模转换器(8)根据量化电压范围以及数字调制信号 DATA<N⁰>,产生对应的模拟调制电压信号,然后经过低通滤波器(7)提供给可编程调制电容,实现模拟调制电压到电容特性的变化。

6. 如权利要求 3 所述的查找表,其特征在于:包括一个分频因子查找表(12)和量化电压范围查找表(13)。

7. 如权利要求 3 所述的偏置电压产生模块,其特征在于:偏置电压产生模块根据信道选择信号、初始量化电压范围查找表(15)和量化电压范围偏移量查找表(14),产生对应模拟电压作为 DAC 的量化电压范围的最大值和最小值。

8. 如权利要求 3 所述的可编程调制电容,其特征在于:基于目标通信码率,设置可编程调制电容,实现目标频率调制深度。

9. 如权利要求 3 所述的可编程调制电容,其特征在于:频率调制系统工作时,其输入信号为低通滤波器输出电压,实现模拟电压到电容特性的改变,最后调制 LC 振荡器的频率,实现频率调制功能。

10. 如权利要求 3 所述的可编程调制电容,其特征在于:采用变容管实现,变容管栅极接 LC 振荡器的输出端,源漏接低通滤波器(7)的输出。

一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统

技术领域

[0001] 本发明主要涉及频率调制设计领域,特别是涉及使用频率合成器进行频率调制,实现多码率、多信道、多频率调制深度的频率调制系统结构。

背景技术

[0002] 随着无线通讯技术的日益发展,无线射频系统通信的频率范围不断扩大,通信信道数量的不断增加,使得对多码率、多信道以及多种频率调制深度等集于一体的可复用频率调制系统的需求日益强烈。因此,同一码率调制深度不一致,不同码率调制深度区分不明显等问题成为了频率调制领域设计亟待解决的问题。

传统的频率调制功能主要采用 PLL 结构进行实现。首先,根据信道选择信号确定载波信号频率,并通过 PLL 产生对应频率的高频载波信号;然后,基于数字处理模块进行初始数据调制,产生对应的数字调制信号,并通过数模转换器将数字调制信号转换为模拟调制电压信号,然后将模拟调制电压信号施加到 PLL 环路的压控振荡器的频率控制端。通常,在数字通信应用中,调制信号跨越从低频到高频的范围时必须具有良好的平坦特性,保证通信过程中传输数据不失真。

对于传统频率调制结构,难以实现调制深度比 PLL 环路带宽低的频率调制功能。在这种情况下,虽然变窄 PLL 的环路带宽能够实现较低调制深度的频率调制,但是低环路带宽往往会减弱 PLL 的环路响应速度,增大数据传输延迟。

另外,当在较宽的载波范围内实现多信道、单一调制深度时,对于传统频率调制结构而言,随着信道不断改变其对应的载波频率也在变化,但是用于频率调制的调制电容或者调制电压的变化量却没有变化,即而导致信道越多,调制深度变化越大,数字信号处理带宽要求越大,加大了数字处理环节的设计难度。例如,当在全通信带宽内,调制深度为 Δf , 数字调制信号从全“0”到全“1”对应的调制电容为 ΔC , C_0 为各信道对应载波的有效电容。因此,调制深度 Δf 关于调制电容 ΔC 和载波有效容值 C_0 之间的关系可以表示为:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_0}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_0 + \Delta C)}} \quad (1)$$

随着通信信道的不断增加,载波频率不断提高,使得载波频率对应的有效容值 C_0 也逐渐减小,但是实现频率调制的调制容值 ΔC 却始终不变,根据公式 (1) 可知调制深度会越来越大,导致数字处理模块工作带宽提高,设计难度增大。

对于传统的多种码率、多种调制深度的频率调制系统而言,其主要的问题与单一码率,单一调制深度类似,即每一种通信码率条件下调制深度不一致,导致解调部分设计难度增大,甚至使得数据丢失、失真。

为了解决上述技术问题,本发明提出了一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统,包括一个频率合成器 100 和模拟调制电压产生模块 200;

所述频率合成器 100 由顺序连接的鉴频鉴相器 1、电荷泵 2、可配置环路滤波器 3、LC 振

荡器 4、后置固定预分频器 5 和可编程小数分频器 6 组成；

所述模拟调制电压产生模块 200 由顺序连接的查找表 11、偏置电压产生模块 9、数模转换器 8、低通滤波器 7 和调制电容组成；

频率调制之前，基于通信码率设置频率调制电容；

频率调制之前，模拟调制电压模块产生其输出电压范围的中间值；

频率调制之前，频率合成器负责为频率调制系统提供正确频率的载波信号；

频率调制时，频率合成器通过编程可配置环路滤波器实现环路断开，并由数模转换器将数字模块产生的数字调制信号转换为模拟信号，施加到控制 LC 振荡器振荡频率的可编程调谐电容上，实现在载波上进行频率调制；

发明内容

[0003] 本发明要解决的问题在于：针对现有技术存在的问题，本发明提供一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统，该频率调制系统能够实现多码率、多信道、多种调制深度通信，提高了频率调制系统的复用率，同时用于提供载波信号频率合成器环路带宽不受通信码率、调制深度的影响，降低了频率合成器的带宽设计约束。

为实现上述技术问题，本发明提出的解决方案为：一种应用于多种码率通信、带调制深度补偿的频率调制系统，其特征在于：包括一个频率合成器 100 和模拟调制电压产生模块 200；

频率调制之前，基于通信码率设置频率调制电容；

频率调制之前，模拟调制电压模块产生其输出电压范围的中间值；

频率调制之前，频率合成器为频率调制系统提供正确频率的载波信号；

频率调制时，采用模拟方式调制，由数模转换器将数字模块处理的数字调制信号转换为模拟信号，通过 LC 振荡器调制到载波上；

所述的频率合成器，其特征在于：由顺序连接的鉴频鉴相器 1、电荷泵 2、可配置环路滤波器 3、LC 振荡器 4、后置固定预分频器 5 和可编程小数分频器 6 组成；

所述的模拟调制电压产生模块，其特征在于：由顺序连接的查找表 11、偏置电压产生模块 9、数模转换器 8、低通滤波器 7 和可编程调制电容组成；

作为本发明的进一步改进，所述的频率合成器在频率调制之前，其输入端接外部参考时钟，根据信道选择信号和分频因子查找表设置可编程小数分频器 6，编程可配置环路滤波器 3，实现闭环模式，产生于信道选择信号对应的载波信号；

频率调制时，频率合成器环路处于断开状态；

对于模拟调制电压产生模块，频率调制之前，所述模拟调制电压产生模块根据信道选择信号和量化电压范围查找表，设置 DAC 量化电压范围，数模转换器 8 根据量化电压范围以及数字调制信号 DATA<N ~ 0> 的初始值 '100...00'，产生量化电压范围的中间值给低通滤波器；

频率调制时，数模转换器 8 根据量化电压范围以及数字调制信号 DATA<N ~ 0>，产生对应的模拟调制电压信号，然后经过低通滤波器 7 提供给可编程调制电容，实现模拟调制电压到电容特性的变化；

所述的查找表，其特征在于：包括一个分频因子查找表 12 和量化电压范围查找表 13；

所述的偏置电压产生模块,其特征在于:偏置电压产生模块根据信道选择信号、初始量化电压范围查找表 15 和量化电压范围偏移量查找表 14,产生对应模拟电压作为 DAC 的量化电压范围的最大值和最小值;

所述的可编程调制电容,其特征在于:基于目标通信码率,设置可编程调制电容,实现目标频率调制深度;

所述的可编程调制电容,其特征在于:频率调制系统工作时,其输入信号为低通滤波器输出电压,实现模拟电压到电容特性的改变,最后实现调制 LC 振荡器的频率,实现频率调制功能;

所述的可编程调制电容,其特征在于:采用变容管实现,变容管栅极接 LC 的输出端,源漏接低通滤波器 7 的输出;

所述的分频因子查找表,其特征在于:根据信道选择信号确定对应的载波频率,并结合参考时钟确定对应的分频因子;

所述的量化电压范围查找表,其特征在于:根据信道选择信号确定对应载波频率所属的工作频段,通过初始量化电压范围查找表 15 和量化电压范围偏移量 14 确定 DAC 的量化范围;

与现有技术相比,本发明的优点在于:

1、实现多码率、多信道、多调制深度通信。与传统的频率调制结构相比,本发明采用了可编程调制电容和内置调制深度补偿技术,可以实现多码率、多信道以及多种调制深度通信。

2、实现频率合成环路带宽不受调制深度约束。与传统的基于频率合成结构实现的频率调制结构相比,本发明首先在调制前通过频率合成器产生载波频率,然后调制时将环路断开,通过调制电压控制 LC 振荡器的频率控制端,实现频率调制,避免了环路带宽与调制深度的设计冲突。

3、设计灵活性强。与传统频率调制结构相比,本发明只需要根据通信协议要求确定好通信码率、不同信道对应的载波频率及对应的小数分频器分频因子,同时确定对应数模转换器的量化电压范围,并以查找表的形式呈现于各种可编程存储体中,实现基于测试结果进行微调,设计灵活性强。

附图说明

[0004] 图 1 是传统频率调制系统的结构示意图;

图 2 是本发明频率调制系统的结构示意图;

图 3 是本发明频率调制系统中可编程调制电容结构示意图;

图 4 是本发明频率调制系统的频率合成器结构示意图;

图 5 是本发明频率调制系统频率调制模式结构示意图;

图 6 是本发明频率调制系统中模拟调制电压产生模块示意图;

图 7 是本发明频率调制系统中偏置电压产生模块示意图;

具体实施方式

[0005] 以下将结合附图和具体实施例对本发明做进一步详细说明。

参见图 2 所示,本发明的带调制深度补偿频率调制系统包括一个频率合成器和一个模拟调制电压产生模块。

结合图 2 所示,所述的频率调制系统与现有的频率调制系统相同,采用频率合成器提供高频载波信号,模拟调制电压施加到可编程调制电容,最后 LC 振荡器实现频率调制。

参见图 3 所示,SW_1, SW_2, …, SW_N 表示可编程调制电容的选择信号, DAC_OUT 为 DAC 产生模拟调制电压信号,通过给定的通信码率和通信协议确定 SW_N,即而确定调制电容大小。

不同码率对应的模拟调制电容主要包括左右两条支路, NI 和 NJ 为容值关于电压变化的变容管电容,其中 CLK 和 CLKBAR 分别连接 LC 振荡器的差分输出端, SW_N 端连接模拟调制电压产生模块的使能端,当其大小为数字电平为“1”时,其对应的调制电容模块正常工作,其有效容值随着 DAC_OUT 的变化而改变,改变 LC 振荡器输出信号的频率,即而实现频率调制功能;

参见图 4 所示,对于给定的信道选择信号 CH_N(CH_N 为中间信道数),通过分频因子查找表确定可编程小数分频器的分频因子,通过 DAC 量化电压范围查找表中初始量化电压范围查找表确定 DAC 的初始量化电压范围(此时量化电压范围偏移量为默认值,即整个偏移量的中间值),并结合 DAC_OUT<N~0>的初始值为‘100…00’,即而可以得到频率调制之前的频率合成器的工作结构示意图,此时频率合成器输入信号为参考时钟、可编程小数分频器的分频因子以及模拟调制电压,经过环路锁定,最后产生与信道 CH_N 对应的高频载波信号。

参见图 5 所示,当频率调制功能使能后,系统通过编程可配置环路滤波器实现频率合成器环路断开,避免频率调制导致环路失锁而引入的噪声。作为模拟调制电压产生模块的输入信号,数字调制信号通过数模转换器产生模拟调制电压,然后通过低通滤波器滤除高频噪声,输出的模拟电压 DAC_OUT 施加到 LC 振荡器的频率控制模块——调制电容的漏源端,最后调制 LC 振荡器的频率,实现频率调制。

对信道 CH_N 而言,当调制深度偏大时,将通过增大量化电压范围的偏移量,使得 DAC 的输入量化电压范围减小,降低 DAC 输出的调制电压范围,最终实现目标调制深度;

当调制深度偏小时,将通过减小量化电压范围的偏移量,使得 DAC 的输入量化电压范围增大,增大 DAC 输出的调制电压范围,最终实现目标调制深度;

通过基于信道 CH_N 实现 DAC 量化电压范围偏移量的设置,即而确定了整个通信信道内, DAC 量化电压范围偏移量的选择。

当通信信道由 CH_N 向低信道 CH_J 转变时,其目标载波频率将会降低,即而可编程小数分频器的分频因子也需重新设置;同时,为了实现同一码率相同的频率调制深度,用于实现频率调制的调制电容需要增大,即 DAC 的输出电压范围需要增大。因此,在与 CH_N 相同的量化电压范围偏移量的条件下, DAC 初始量化电压范围查找表中对应的值必须产生较大电压范围。

当通信信道由 CH_N 向高信道 CH_M 转变时,其目标载波频率将会增大,即而可编程小数分频器的分频因子也需重新设置;同时,为了实现同一码率相同的频率调制深度,用于实现频率调制的调制电容需要减小,即 DAC 的输出电压范围需要减小。因此,在与 CH_N 相同的量化电压范围偏移量的条件下, DAC 量化电压范围查找表中对应的值必须产生较小电压范

围。

表一给出了一种 DAC 量化电压范围控制码与信道选择信号的查找表例子,数模转换器的量化电压范围由 $N\langle 3 \sim 0 \rangle$ 确定,其中 DAC 输入量化电压范围的最大值由 $N\langle 3 \rangle$ 进行设置,量化电压范围的最小值由 $N\langle 2 \sim 0 \rangle$ 进行设置。根据所有信道对应的载波频率以及调制深度,将信道分为 5 组(根据实际应用环境也可以设置更多的波段组),每组的 DAC 量化电压范围相同。

表一

信道	$N\langle 0 \rangle$	$N\langle 1 \rangle$	$N\langle 2 \rangle$	$N\langle 3 \rangle$
1 ~ 10	0	0	0	0
11 ~ 30	0	0	0	1
31 ~ 51	0	0	1	0
52 ~ 65	0	0	1	1
66 ~ 80	0	1	0	0

表二给出了一种不同信道对应 DAC 初始量化电压范围的查找表例子,随着信道的不断增加,DAC 初始量化电压范围也在逐步减小,即而满足不同信道调制深度一致,其中 V_1 为最低信道对应的量化电压范围, K 表示相邻信道段的 DAC 量化电压范围变化量,二者的具体值可以结合系统进行确定。

表二

信道	$N\langle 2 \sim 0 \rangle$	$N\langle 3 \rangle$	DAC 输出范围	修调电压
1 ~ 10	000	0	V_1	0
11 ~ 30	000	1	$V_1 - K * V_1$	$-K * V_1$
31 ~ 51	001	0	$V_1 - 2K * V_1$	$-2K * V_1$
52 ~ 65	001	1	$V_1 - 3K * V_1$	$-3K * V_1$
66 ~ 80	010	0	$V_1 - 4K * V_1$	$-4K * V_1$

表三给出了一种 DAC 量化电压范围偏移量的查找表,默认的偏移量控制码 $IN_1 \sim IN_4$ 为“100”,对应的偏移量为“ $-4A * V_1$ ”, A 表示单位量化电压范围偏移量;对于信道 CH_{40} 而言,当 DAC 的初始量化电压范围偏大,则 $IN_1 \sim IN_3$ 将由“100”向“111”方向进行改变,直至满足调制深度要求;当初始量化电压范围偏小,则 $IN_1 \sim IN_3$ 将由“100”向“000”方向进行改变,直至满足调制深度要求。

表三

$IN_1 \sim IN_3$	量化电压范围偏移量
000	0
001	$-A * V_1$
010	$-2A * V_1$
...	...
111	$-7A * V_1$

表四给出了一种结合表一、二和三的 DAC 量化电压范围,假设量化电压范围偏移量偏的控制码 $IN_1 \sim IN_3$ 为“110”。

表四

信道	$N\langle 2 \sim 0 \rangle$	$N\langle 3 \rangle$	DAC 输出范围	修调电压
1 ~ 10	000	0	$V_1 - 6A * V_1$	$-6A * V_1$
11 ~ 30	000	1	$V_1 - K * V_1 - 6A * V_1$	$-K * V_1 - 6A * V_1$
31 ~ 51	001	0	$V_1 - 2K * V_1 - 6A * V_1$	$-2K * V_1 - 6A * V_1$
52 ~ 65	001	1	$V_1 - 3K * V_1 - 6A * V_1$	$-3K * V_1 - 6A * V_1$
66 ~ 80	010	0	$V_1 - 4K * V_1 - 6A * V_1$	$-4K * V_1 - 6A * V_1$

表五给出一种不同信道对应的载波频率和分频因子查找表例子,其中 Fre_{Carrav} 表示信道

对应的载波频率,单位 GHz ; $Fre_Reg<11 \sim 0>$ 是载波频率值对应的寄存器值,单位为 MHz ; Fra_N 表示频率合成器提供载波频率所要求的可编程小数分频器的分频因子, $Fra_Reg<11 \sim 0>$ 是实现目标小数分频双模分频器的 P 和 S 寄存器值,其中 $Fra_Reg<11 \sim 4>$ 表

表五

信道	Fre_{Carrav} (GHz)	$Fre_Reg<11 \sim 0>$	Fra_N	$Fra_Reg<11 \sim 0>$
1	2.401	100101100001	600.25	100101010001
2	2.402	100101100010	600.5	100101000010
3	2.403	100101100011	600.75	100100110011
...
N	$2.4+0.001*N$	XX	XX	XX
80	2.48	100110110000	607.5	100110110000

示小分频因子 4 的计数器值 P, $Fra_Reg<3 \sim 0>$ 表示大分频因子 4.25 对应的计数器值 S,例如对应第一信道的分频因子 600.25 可以表示为 :

$$Fra_Reg<11 \sim 4>*4+Fra_Reg<3 \sim 0>*4.25 = 149*4+1*4.25 = 600.25$$

参见图 6 所示,给出了一种所述的模拟调制电压产生模块实现例子,其主要包括信道分段逻辑,其输入信号为信道选择信号,输出信号提供给偏置电压产生模块,分别用于确定 DAC 量化电压范围的最大和最小值, DAC 模块根据数字调制信号以及量化电压范围提供正确的模拟调制电压给模拟调制电容 ;

参见图 7 所示,给出了一种偏置电压产生模块的实现例子,最大电压值通过 K1 和 K2 开关进行选择,最小电压值通过 S1 ~ S8 进行选择,其中 K1 ~ K2 由图 6 中的 $N<3>$ 编码产生, S1 ~ S8 由图 6 的 $N<2 \sim 0>$ 编码产生,即而最终可以通过选 $N<3 \sim 0>$ 设置 DAC 量化电压范围 ;

以上各模块的示意图和实现既可以采用 MOS 管实现,也可以采用其他器件实现。以上各图所示的电路仅为示例,将器件简单地替换所引起的电路变化亦属于本发明的保护范围,本发明的保护范围应以权利要求书为准。

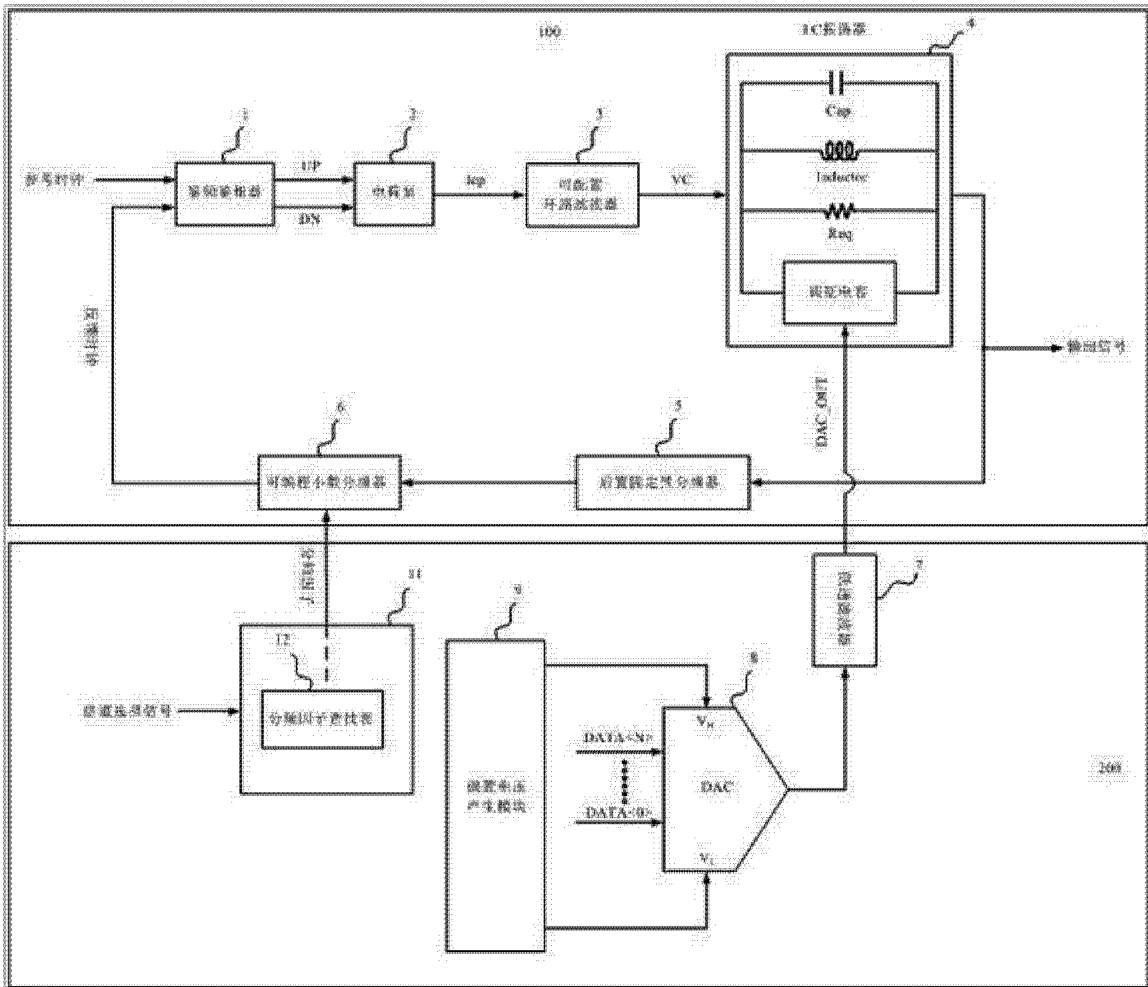


图 1

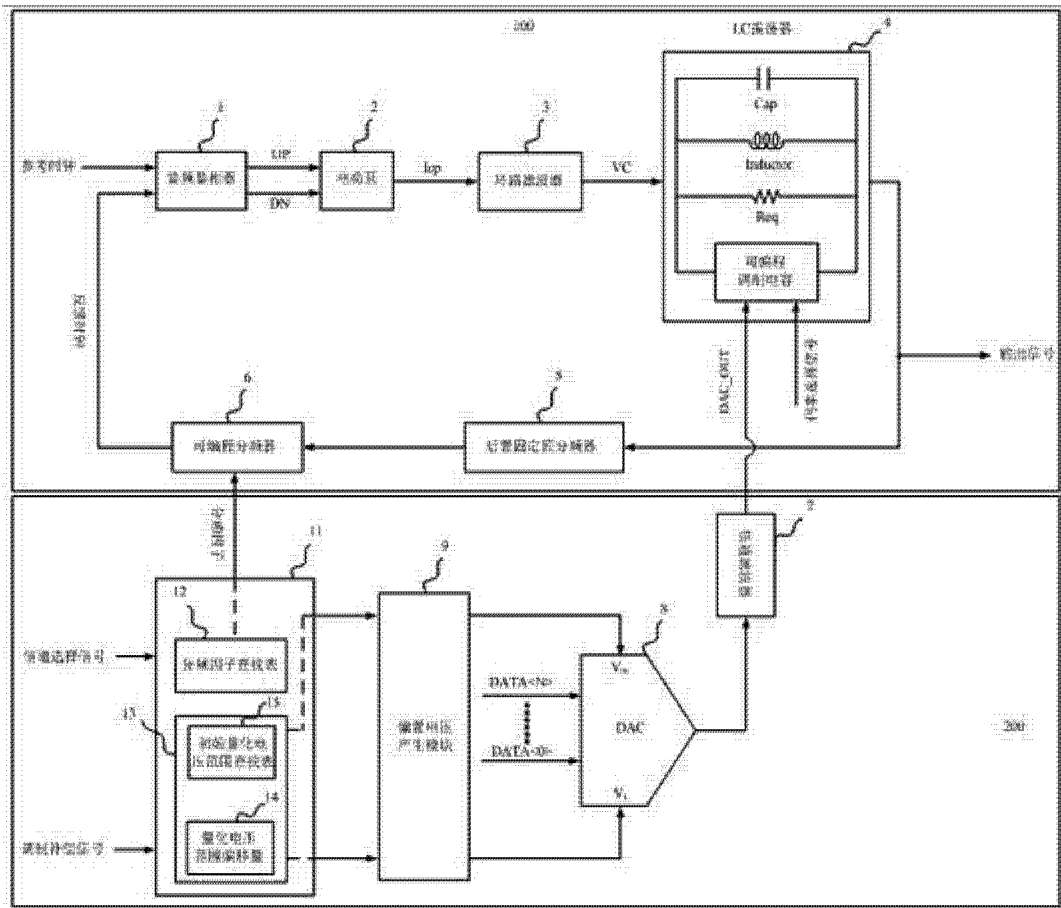


图 2

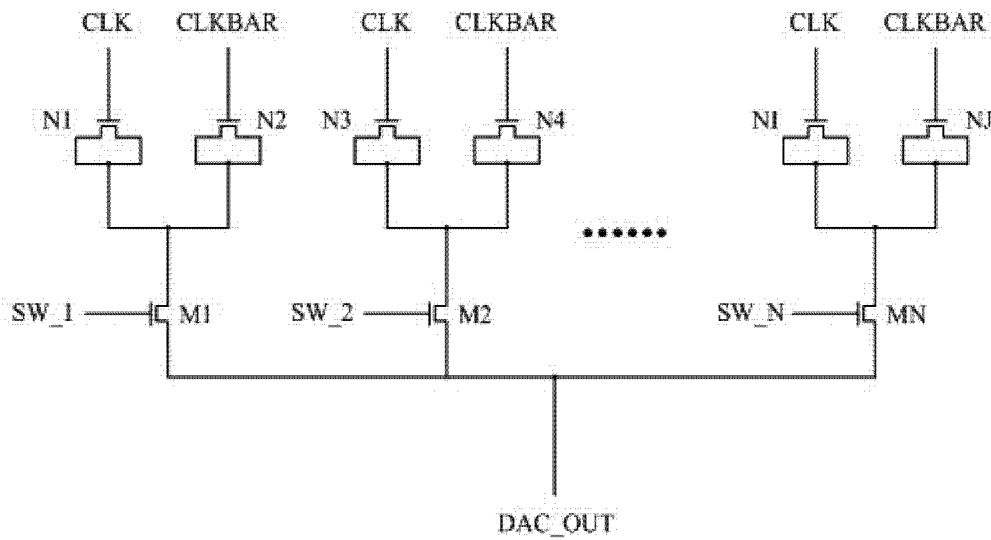


图 3

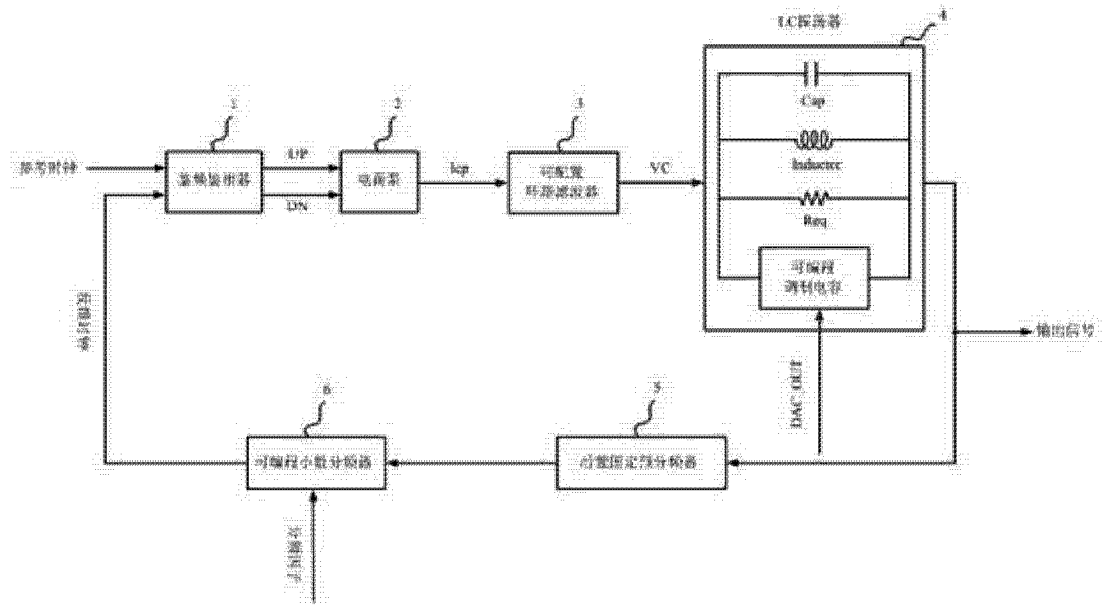


图 4

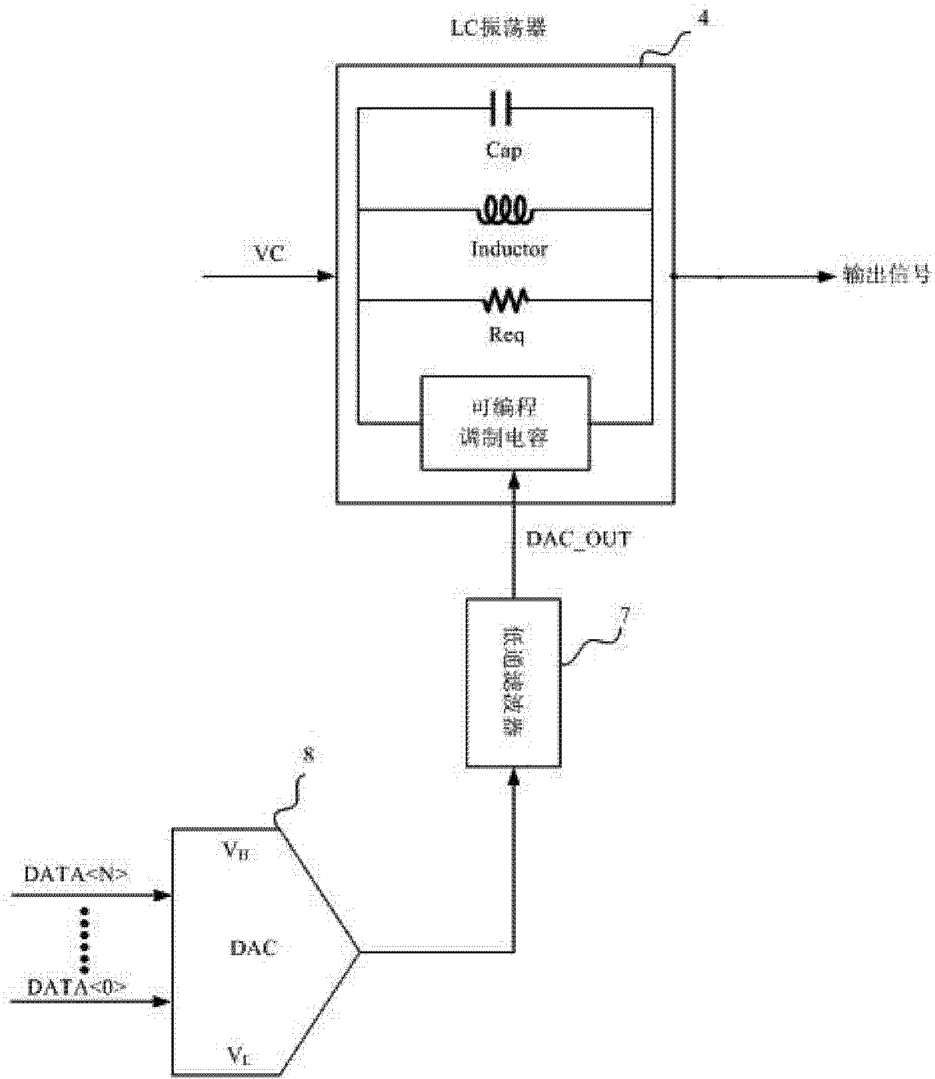


图 5

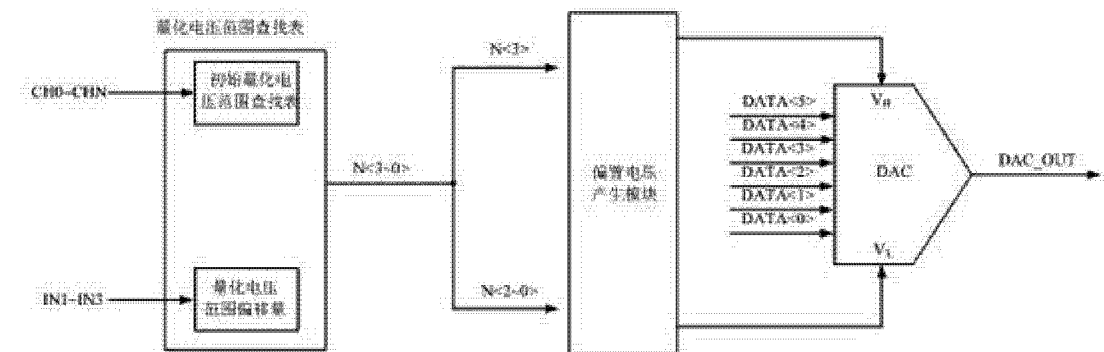


图 6

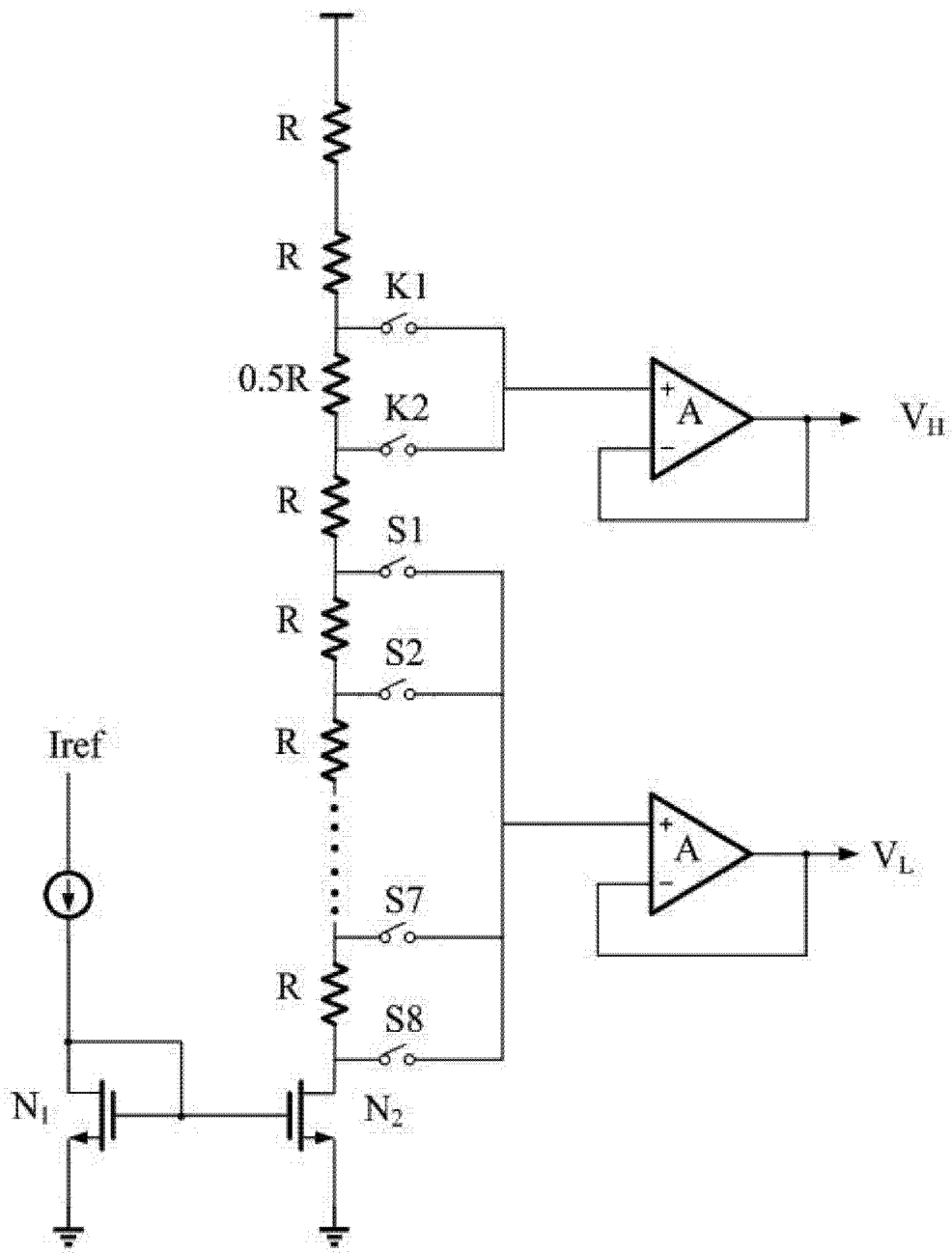


图 7