

文章编号: 2095-4980(2016)01-0112-05

基于 PID 方法的自动增益控制

鲍飞鸿, 车 珊, 秦 风, 鲍景富

(电子科技大学 电子工程学院, 四川 成都 611731)

摘 要: 在 20 ns 低抖动的无线同步脉冲传输的试验中, 发现包络检波的解调方法虽可以完成脉冲传输功能, 但是由于接收功率的变化, 会造成脉冲抖动。采用自动控制理论中比例-积分-微分(PID)控制方法实现自动增益控制, 令检波功率趋于稳定, 进而减小脉冲抖动。通过仿真验证了本文方法的有效性。

关键词: 比例-积分-微分控制; 自动增益控制; 同步脉冲

中图分类号: TN919.5

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201601.0112

Variable gain controlled based PID methods

BAO Feihong, CHE Shan, QIN feng, BAO Jingfu

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu Sichuan 611731, China)

Abstract: During the experiment of pulse propagation with a jitter under 20 ns, it is found that even though the envelope demodulation method for detection of pulse can work, the changes of received power would cause pulse jitter. In order to reduce the pulse jitter, the Proportional Integral Derivative(PID) control method is adopted to realize the automatic gain control and therefore ensure the power stability. The effectiveness of the proposed method is verified through simulation.

Key words: Proportional Integral Derivative controller; automatic gain control; sync-pulse

在小抖动的无线同步脉冲传输系统, 发射端运用开关键控(On-Off Keying, OOK)方式对脉冲信号进行调制, 接收端用功率敏感器件 AD8310 对调制信号进行检波, 最后级联一个比较器, 即可检出脉冲。但实验证明, 由于 AD8310 的上升沿斜率受功率大小的影响, 造成检出脉冲上升沿抖动, 且这个抖动较大, 无法忽略。因此为了控制检波脉冲的抖动, 必须稳定 AD8310 的输入功率。本文考虑用自动增益控制电路控制 AD8310 的输入功率, 使其保持稳定, 进而使其上升沿斜率稳定。

1 PID 控制原理

比例-积分-微分(PID)控制是自动控制理论中运用较为广泛的一种方法, 其基本思想是运用比例计算、积分计算和微分计算中的 1 种、2 种或者 3 种结合, 对被调量的变化产生响应, 计算出控制量, 来控制被控系统。其中 P 调节是基础, 每个系统控制都必须有 P 调节。I 调节和 D 调节根据不同的情况可以选择使用, 所以常用的控制有 P 调节、PI 调节、PD 调节和 PID 调节^[1]。每个 PID 调节的目的, 都是使系统稳定在一个状态, 即希望被调量稳定于一个值, 这个值称为设定量, 对于 PID 算法, 实际的控制对象是被调量与设定量的偏差, 见图 1, 假设本系统给定参数的设定值为 U_{set} , 被调量的偏差为 U_{in} , 误差值为 U_{in}' 。当 $U_{in}=U_{set}$, 即 $U_{in}'=0$ 时, 不需要调节, 当 U_{in} 偏离 U_{set} 时, 就需要进行调节。

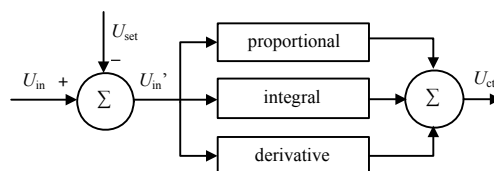


Fig.1 PID framework
图 1 PID 电路框图

收稿日期: 2014-10-29; 修回日期: 2015-01-09

基金项目: 国家自然科学基金委员会和中国工程物理研究院联合基金资助项目(U1430102)

P 调节即比例调节,就是把被调量的偏差乘以一个系数,根据比例计算的特点,在正调节中,P 调节的输出量趋势与输入量相同,同时达到最高,同时达到最低,同时上升,同时下降,输入量若不变化,输出量则不变化,即使存在静态误差(即静止时,被调量与设定量的误差),输出量也不会再变化,负调节相反^[2]。

I 调节即积分调节,是将被调量的误差进行积分,即从 0 时刻开始,对误差进行积累,用以补偿 P 调节中的静态误差。I 调节与 P 调节要互相配合,来回调整才能实现合理的 PID 调节,I 调节过高,会造成系统反应过慢^[2]。

D 调节即微分调节,是对被调量进行微分,即对被调量的变化速度进行跟踪,如果变化速度过快,D 调节就会迅速做出反应,使得系统对沿很陡的冲击做出快速响应。微分调节不适用于所有系统,如经常出现毛刺的系统或变化很快的系统不适合用微分调节,因为微分调节有一个重要参数:微分时间,即微分作用从开始到消失需要一定的时间,在毛刺很多或者变化很快的系统中加入微分调节容易产生振荡^[2]。

2 自动增益控制回路的设计

2.1 指标分析及原理框图

本文的输入功率范围是-100 dBm~-60 dBm,目标功率是-10 dBm,调节范围为 40 dB^[3],因此选择有较大增益调节范围的 AD8367 作为增益控制器,根据对数据手册的分析,其增益控制范围为-2.5 dB~42.5 dB,选择其中线性度比较好的 0 dB~40 dB,因此前级固定增益要设计为 50 dB,这样可调范围就是-50 dBm~-10 dBm,对应增益为 40 dB~0 dB,可以实现-10 dBm 的固定输出。前级放大器在射频链路中设计,包括低噪声放大器、选频放大器和功率放大器,此文中就不再赘述。

整个自动增益控制环路见图 2,输入 P_{in} 的范围是-50 dBm~-10 dBm,对应的增益范围是 40 dB~0 dB,保证输出功率-10 dBm^[4]。这样,AD8310 的可能输入功率即为-50 dBm~30 dBm,已经不在其工作线性区了(线性区最大功率为 13 dBm,实验测得最大功率为 10 dBm),但是经过试验验证,AD8310 的输出在 13 dBm 以上不会很快掉落或振荡,如果能保证短时间内(小于 83 μ s)将增益调节过来,可以实现功能。

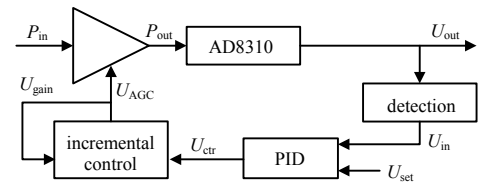


Fig.2 AGC framework
图 2 AGC 系统框图

2.2 增益电路等效模型

图 2 中可控增益放大器 AD8367 和对数放大器 AD8310 是控制对象,为了便于设计和仿真,本文中将此部分电路进行了等效^[3,5],具体做法如下:

AD8367 的控制电压 U_{ctr} 和增益关系为:

1) 当 AD8367 的 MODE 引脚接高电平时^[6],其增益随控制电压的增加而递增:

$$Gain(dB) = 50U_{ctr}(V) - 5 \quad (1)$$

2) 当 AD8367 的 MODE 引脚接地时^[6],其增益随控制电压的增加而递减:

$$Gain(dB) = 45 - 50U_{ctr}(V) \quad (2)$$

AD8310 的输入功率和输出电压的关系为:

$$U_{in} = 0.024 \times (P_{out}(dBV) - (-108)) \quad (3)$$

当 AD8310 的输入阻抗匹配到 50 Ω 时,其输入等效功率转换为 dBm 时,如下所示:

$$U_{in} = 0.024 \times (P_{out}(dBm) + 91) \quad (4)$$

由于正相关的系统符合人们的思维方式,所以控制部分采用正相关方法进行设计,因此在可控增益部分要选择负相关关系,即选择式(2)中的关系。

$$P_{out} = P_{in} + Gain \quad (5)$$

将式(5)与式(4)代入式(2)得到式(6)

$$U_{in} = 0.024P_{in} - 1.2U_{ctr} + 3.264 \quad (6)$$

忽略电路中的延迟,用运算放大器模拟式(6)的关系,其中式(6)由于电路中不是真实器件,可以忽略其单位。其等效电路见图 3。此电路的反相输入端系数为 1.2,正相输入端系数为 0.88,相应的 P_{out} 范围有所更改。常量相也变为 3.264/0.88=3.71(V)。

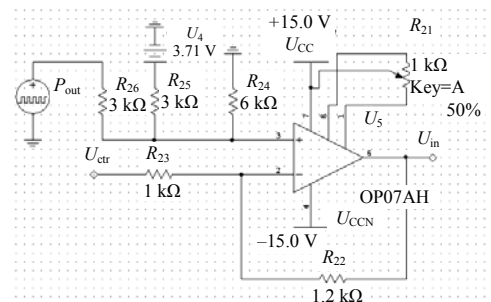


Fig.3 Equivalent circuit of AD8310 cascade VGA
图 3 可变增益放大器级联 AD8310 等效电路

2.3 增量控制办法说明

通常情况下,使用位置 PID 算法,对于每个输入,有一个输出响应,例如一个温度控制系统,设置温度 T_{set} ,当温度为 T_{in} 时,可以通过 PID 调节,知道加热或降温调节量 P_{in} ,单位为 $^{\circ}\text{C}/\text{s}$,即对可调范围内的任意温度 T_{in} ,对应唯一调节速度 P_{v} 。现在考虑本设计与位置 PID 算法的差异,假设一种情况见表 1,在 t_1 时刻, $P_{\text{in}} = -50 \text{ dBm}$,此时的增益为 40 dB , P_{out} 符合调节目标 -10 dBm ,在 t_3 时刻,输入功率突然变为 -10 dBm ,PID 调节模块应该做出响应,调节增益为 0 ,此时 P_{out} 还能保持在 -10 dBm 。现在问题出现了,对于此 PID 模块来说, P_{out} 为被调量,即输入, Gain 为输出响应,即 P_{out} 与 Gain 应该是一一对应的,但是 t_2 时刻与 t_4 时刻的 P_{out} 相同,但增益却不同^[7],因此本系统不能直接使用 PID 算法的输出作为增益控制量 U_{gain} 。

虽然 P_{out} 与 U_{gain} 不是一一对应的,但是 P_{out} 与 ΔU_{gain} 可以一一对应,即对于输出功率的偏差 $\Delta P = P_{\text{out}} - P_{\text{set}}$,可以找到一个增益的增量 ΔU_{gain} ,来将输出调整回到 P_{set} 。本文中定义这个增量为 U_{ctr} 。因此就需要一个增量控制部分,利用当前 U_{gain} 和 PID 算法计算出新的 U_{gain} 。

增量控制部分有 2 种想法,一种是运用积分器^[8],另一种是运用反馈回路^[9],显然运用反馈回路控制增量应用一个简单的加法器就可以实现。

3 PID 调节电路设计

首先重新明确目标:整个设计的目的是令输入被控量 U_{in} 稳定在 U_{set} 。 U_{set} 值的设定取决于 P_{out} ,根据前一章, P_{out} 被设定为 -10 dBm ,将 $P_{\text{out}} = -10 \text{ dBm}$ 代入式(4)得到 $U_{\text{set}} = 1.944 \text{ V}$ 。PID 调节的目的是当 $U_{\text{in}} \neq U_{\text{set}}$ 时,根据偏移量 ΔU 产生的控制电平 U_{ctr} 可以改变 AD8367 的增益,使 $U_{\text{in}} = U_{\text{set}}$ 。

3.1 P 调节设计方法

P 参数的整定在自动控制理论中有经验性的方法:关闭 I 调节和 D 调节,仅调节 P 调节参数 K_p ,调节 K_p 从小到大依次增加,观察阶跃响应,直到出现等幅振荡为止,此时的 K_p 乘以 $0.6 \sim 0.8$ 即可作为 P 参数。所谓等幅振荡并不是出现像正弦波那样的波形,如果 P 调节会出现正弦波样的振荡,那么系统是不稳定的,一般认为“一大一小 2 个波”的波形就是合适的^[1-2,8],加入 I 调节和 D 调节时 K_p 也要进行相应调整。

当 K_p 设置为 1.7 时,图 4 中开始出现振荡,能明显看到“一大一小 2 个波”的波形。因此可以选择 K_p 为 1.7 ,乘以 0.6 约等于 1 。

3.2 I 调节设计

由式(6)可看出,由于 P_{in} 变化,使 U_{in} 变化 1 V 时,要想 U_{in} 重新回到 U_{set} , U_{ctr} 要变化 0.83 V 才可以,但是整定 P 参数时,设定的比例系数为 1 ,这就造成了静态偏差,要用积分控制来补偿^[1-2,8]。积分调节冲击响应仿真见图 5。

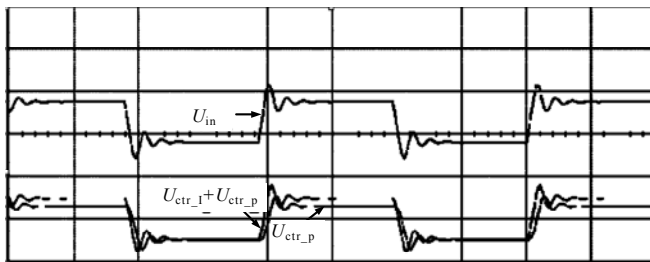


Fig.5 Pulse response of integral control
图 5 I 调节冲击响应仿真图

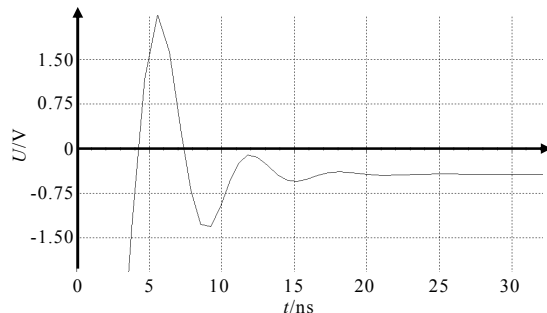


Fig.4 Pulse response of proportional control
图 4 P 调节冲击响应仿真图

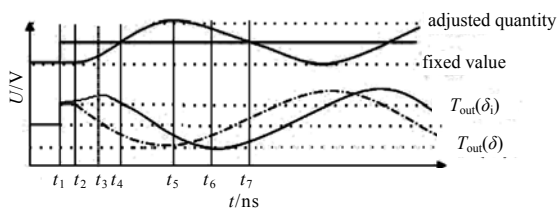


Fig.6 Criteria of integral control
图 6 I 调节标准

图 6 中, 先调节积分系数 $T_{out}(\delta)$ 为 $T_{out}(\delta_i)$, 以补偿比例调节产生的静态偏差, 本文中的积分系数为 $1/6$, 再调节积分时间。调节积分时间时注意, 图 6 中在被调量最高时刻 t_5 与设定时刻 t_7 之间 $1/3$ 位置处 t_6 称作积分拐点, 积分调节的拐点不得比积分拐点靠后。因为在 t_5 时刻, 比例调节作用已经回调, 如果在 t_6 时刻才出现回调, 说明积分作用太强, 延缓了系统的响应时间。积分调节只是辅助比例调节, 消除静态偏差的, 所以不宜太大。本文中的设计由于积分系数较比例系数更小, 所以回调时间一般不会超过积分拐点, 选择适当的电容值 1 nF 即可。

3.3 D 调节

D 调节实质上反映了系统的变化速度, 系统变化越剧烈, D 调节越强。D 调节实际上就是在系统出现剧烈变化时, 迅速将系统拉回到设定值^[1-2,8]。所以 D 调节不适合用在剧烈变化的系统中。本设计由于被控波形是脉冲波形, 所以暂不使用 D 调节。

3.4 加入增量控制电路

加入反馈后, 发现 U_{in} 稳定在 1.944 V 附近, 但是有较大的波动, 见图 7。



Fig.7 Simulation with incremental control
图 7 加入增量控制的仿真

3.5 加入检波部分

图 8 和图 9 分别是脉冲缓慢变化和快速变化时, 被控量的波形。图中偏置为 0 , 每格 1 V , 可以看出被控量在 1.944 V 附近波动, 且波动较小。图 9 中, 经过自动增益控制, U_{in} 可以稳定在 1.944 V 附近, 但是在脉冲的上升沿和下降沿, 还是会有较大的波动, 为了解决这个问题, 引入均方根转换电路, 用波形的均方根作为被控量, 就避免了脉冲上升沿和下降沿引起的大波动。

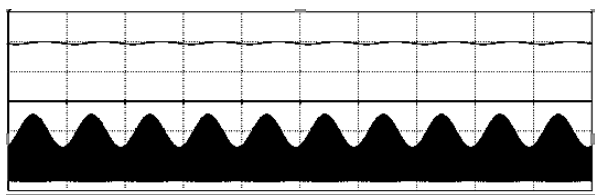


Fig.8 Simulation of sinusoidal envelope pulse
图 8 正弦波包络脉冲信号仿真波形

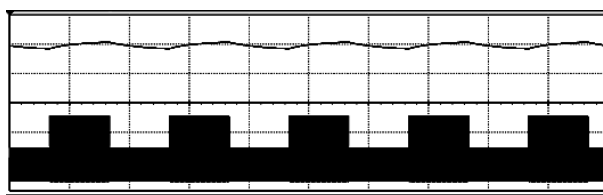
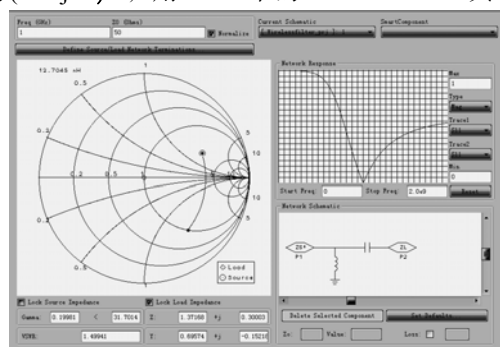


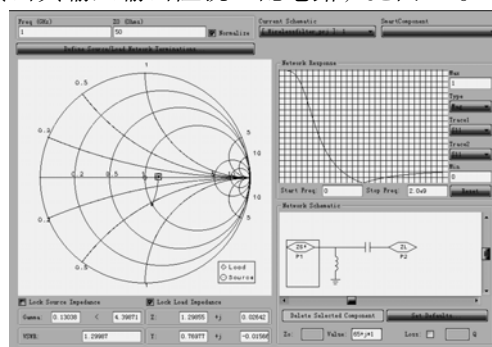
Fig.9 Simulation of square envelope pulse
图 9 方波包络脉冲信号仿真波形

4 匹配电路的设计

选用的可变增益放大器为 AD8367, 根据数据手册^[5], 可以看出在 315 MHz 处, 输入阻抗为 $(125-j*93)\Omega$, 输出阻抗为 $(65+j*1)\Omega$, 用 ADS 中的 smith chart 工具, 可以仿真出其输入输出阻抗匹配电路, 见图 10。



(a) input impedance matching



(b) output impedance matching

Fig.10 AD8367 impedance matching
图 10 AD8367 的阻抗匹配

5 结论

本文提出了用 PID 调节理论进行自动增益控制的方法, 并用仿真进行验证, 证明 PID 算法可以较好完成自动增益控制, 解决由于脉冲幅度不同造成的抖动误差。

参考文献:

- [1] 刘镇,姜学智,李东海. PID控制器参数整定方法综述[J]. 电力系统自动化, 1997,21(8):80-83. (LIU Zhen,JIANG Xuezhi, LI Donghai. Overview of the tuning methods of the PID controller parameters[J]. Automation of Electric Power Systems, 1997,21(8):80-83.)
- [2] 白志刚. 由入门到精通—吃透PID[ED/OL]. [2014-10-01]. <http://www.doc88.com/p-282792477546.html>.
- [3] AD8310. Fast,voltage-out DC-440 MHz 95 dB logarithmic amplifier data sheet[ED/OL]. (2010-06)[2014-12-01]. <http://datasheet.octopart.com/AD8310ARMZ-Analog-Devices-datasheet-9932380.pdf>.
- [4] ASTROM K J,HAGGLUND T. Automatic tuning of PID controllers[M]. Research Triangle Park, North Carolina:Instrument Society of America,1988.
- [5] AD8367. 500 MHz,linear-in-dB VGA with AGC detector data sheet[ED/OL]. (2005-08)[2014-12-01]. <http://pdf.eepw.com.cn/a20090730/1a453e82d2e920927266f67fa54730fa.pdf>.
- [6] 李涛,姚启涛,杨燕翔. 基于AD8367的大动态范围AGC系统设计[J]. 电子设计工程, 2010,18(1):55-57. (LI Tao,YAO Qitao,YANG Yanxiang. Large dynamic range AGC system design based on AD8367[J]. Electronic Design Engineering, 2010,18(1):55-57.)
- [7] 姚金科,池保勇,王志华. 一个新型的带自动增益控制环路的低功耗ASK接收机[J]. 半导体学报, 2007,28(3):337-341. (YAO Jinke,CHI Baoyong,WANG Zhihua. A novel low power ASK receiver with AGC loop[J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2007,28(3):337-341.)
- [8] 彭晓霜,杨志敏,李式巨. 对数自动增益控制环路全数字实现[J]. 浙江大学学报(工学版), 2009,43(11):1965-1969. (PENG Xiaoshuang,YANG Zhimin,LI Shiju. All digital realization of logarithm Automatic Gain Control loop[J]. Journal of Zhejiang University(Engineering Science), 2009,43(11):1965-1969.)
- [9] 曹鹏,费元春. 大动态宽带数字中频AGC系统的设计[J]. 北京理工大学学报, 2003,23(5):613-616. (CAO Peng,FEI Yuanchun. Design of a large dynamic range and broad band digital IF AGC system[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2003,23(5):613-616.)

作者简介:



鲍飞鸿(1991-),男,浙江省金华市人,在读硕士研究生,研究方向为电路与系统. email:imbaofh@outlook.com.

车 珊(1989-),女,山东省潍坊市人,在读硕士研究生,研究方向为电路与系统.

秦 风(1989-),男,四川省南充市人,在读博士研究生,研究方向为电路与系统.

鲍景富(1964-),男,浙江省义乌市人,博士生导师,教授,主要研究领域为射频电路与系统、射频微机电器件及系统等.