

脉冲调制器稳定性监控中的信号调理电路研制

刘永芳 谷 鸣 袁启兵 王丽玮
(中国科学院上海应用物理研究所 上海 201800)

摘要 上海软 X 自由电子激光实验装置(SX-FEL)对直线加速器微波功率调制器的脉冲幅度提出了 0.01% 的稳定度要求。本文介绍基于脉冲信号采样分析来反馈控制调制器的充电电压的控制策略,并着重介绍这种方案中的信号调理电路的研制。脉冲信号调理电路主要完成衰减、切割放大、滤波等功能。调理之后的信号可以送给高速 ADC 进行采集,也可以直接连接到示波器上观察脉冲信号平顶特征。实验结果表明该调理电路稳定性高,达到了预期目的。

关键词 脉冲调制器, 稳定性, 数据采集, 滤波, 切割放大

中图分类号 TN911.71

上海软 X-FEL 装置对电子束的能量稳定性和能散有很高的要求,这就对加速器加速管的微波功率源系统提出了很高的要求。直线加速器的微波功率源由脉冲调制器及其负载速调管组成,脉冲调制器输出脉冲的幅度稳定度直接影响着微波功率源的稳定度。目前上海 SDUV-FEL 直线加速器的脉冲调制器在没有增加额外的稳定度控制策略的情况下长期工作稳定性可以达到为 0.1%^[1]。这还不能满足上海软 X-FEL 装置的要求,为此需要研究采取措施进一步提高调制器的稳定度。目前,国际上各个自由电子激光装置用的调制器普遍采取的策略有 DE-Q 电路稳压法和 PFN 充电电压反馈控制法。如韩国 PAL-FEL 的 K-LINAC 就是采用了 DE-Q 电路稳压法^[2],日本的 SCSS 装置就用了 PFN 充电电压反馈

控制法^[3]。DE-Q 电路稳压法是基于老式的谐振充电电源的调制器控制方法,对于目前比较常用的恒流充电电源无法适用,而 PFN 充电电压反馈控制法的不足是反馈回路中没有包含调制器脉冲放电电路对输出脉冲幅度的影响。另外,基于 IGBT 的固态调制器稳定度高^[4],性能好。但是目前这种调制器价格较贵且就国内发展来看还有一些技术难点需要克服。随着功率半导体器件性能的提高和价格的降低,固态调制器会很快地发展。

上海软 X-FEL 装置对脉冲调制器提出了 0.01% 稳定度的要求。为了提高脉冲调制器的稳定性,设计采取基于脉冲调制器输出脉冲信号采样的反馈控制策略^[5],反馈控制方案框图如下图 1 所示。

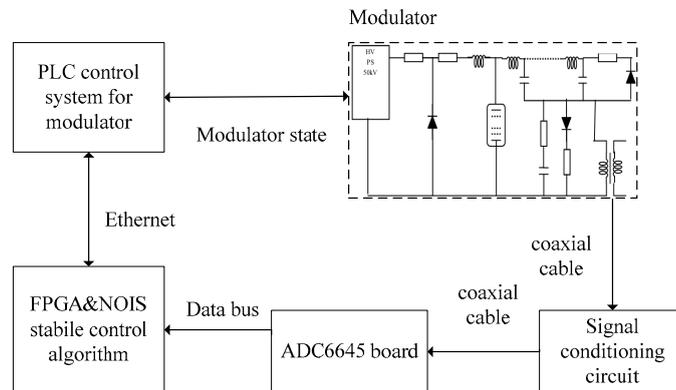


图 1 脉冲调制器反馈控制方案简图

Fig.1 Feedback control system of the pulse modulator.

第一作者: 刘永芳, 男, 1987 年 10 月生, 中国科学院上海应用物理研究所读硕士研究生, 专业信号与信息处理
通讯作者: 谷 鸣, E-mail: guming@sinap.ac.cn
收稿日期: 2012-09-20, 修回日期: 2012-11-30

对脉冲调制器的输出脉冲信号幅度峰值进行处理和取样取得脉冲信号的幅度监测值^[6],用高速实时处理器分析监测值,与设定值比较得出调制器充电电压修正值并传送给脉冲调制器的控制器,由脉冲调制器的控制器调整充电电压从而达到稳定的目的。从以上描述可以得出,要求脉冲幅度电压的数据采集系统必须要优于 0.01%的分辨率和稳定度。现在运行的脉冲调制器输出脉冲信号上升沿大约 $1\ \mu\text{s}$,下降沿大约 $2\ \mu\text{s}$,脉宽大约 $4\text{--}5\ \mu\text{s}$,为了更准确的表征脉冲信号的平顶幅度值,希望对脉冲平顶采集更多的采样值给处理器处理,这就要求 ADC 的采样率达到几十 MHz。实际所用的模数转换器是 AD 公司的 AD6645,AD6645 是一款 14 bit 的高速 ADC。实际有效分辨率为 13 bit 即 0.012%,达不到

0.01%的分辨率^[7]。为此,设计采用高精度切割放大的办法提高硬件测量分辨率。此外,调制器的工作环境具有较强的电磁干扰,为了能更加准确地表征脉冲平顶信号的特征,需要将混叠干扰信号滤除。下面介绍实现上述功能的 ADC 前端调理电路的设计和测试。

1 电路结构与原理^{[8][9]}

经内部分压器分压之后,脉冲调制器输出信号幅度大约为 50 V。此信号作为调理电路的输入信号。后端 ADC 采集板要求输入信号范围为 0–2V。调理电路主要实现衰减、滤波、切割放大等功能。电路原理框图如下图 2 所示。

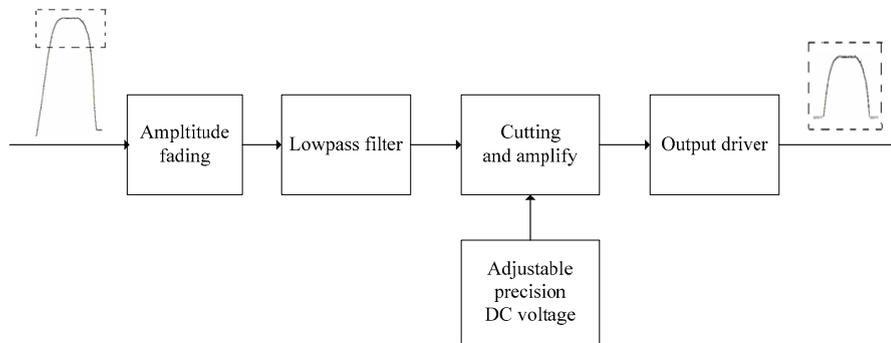


图 2 调理电路原理框图

Fig.2 Schematic diagram of the signal conditioning circuit.

1.1 幅度衰减电路

幅度衰减电路的典型拓扑结构有 L 型, T 型, π 型。L 型为非对称型, T 型和 π 型为对称型衰减网络,非对称型网络多用于阻抗变换且容易形成驻波与反射,而对称型衰减网络则可以改善这些缺点。电路中采用对称 π 型衰减网络,将输入 50 V 脉冲信号衰减到 5–7 V 的水平。

1.2 滤波电路^[10]

脉冲调制器的工作环境具有较强的电磁干扰,这些干扰信号与脉冲调制器的输出信号混叠在一起,因此有必要把电磁干扰信号滤除。经分析与测试,高频噪声干扰主要在 10 MHz 左右^[11]。我们的脉冲信号有用频率集中在 2 MHz 以下。因此设计选取低通滤波电路,滤波电路的截止频率设计为 3 MHz。根据滤波电路传递函数响应曲线的不同,分析比较巴特沃斯滤波器,切比雪夫滤波器,贝塞尔滤波器等滤波电路。巴特沃斯类型具有最优化的通带平坦度,通带外衰减适中,但是该类型滤波器

的阶跃响应具有过冲与振荡。切比雪夫类型具有最大的通带外衰减速率,但是通带具有较大的纹波。贝塞尔滤波器具有最优化的阶跃响应,但是通带外衰减速度相比最慢。考虑到脉冲调制器输出信号类似梯形波的特点,以及采集该信号平顶幅度特征的要求,设计选用贝塞尔滤波器。贝塞尔滤波器滤波电路的拓扑结构主要有 Sallen-Key 和 MFB, Sallen-Key 结构电路简单,适合做精确的单位增益滤波器。MFB 结构放大器的输入端“虚地”可以有效地避免共模干扰和漂移,对元件值改变的敏感度较低,稳定性好。本电路滤波设计要用五阶滤波,采用 MFB 结构的五阶贝塞尔滤波器。经仿真计算,该滤波器在 10 MHz 处噪声衰减幅度约为 42 倍。

1.3 切割放大电路

切割放大是用硬件的办法来提高脉冲峰值采集分辨率的有效方法。原理如下图 3 所示。

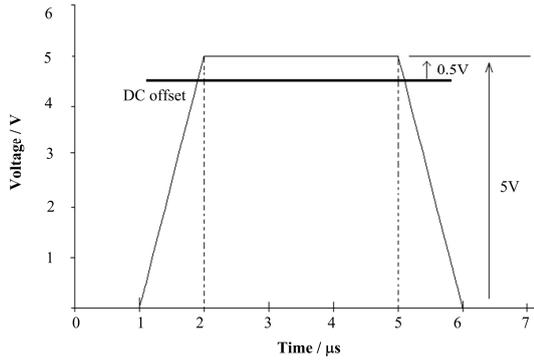


图3 切割放大提高分辨率原理示意图

Fig.3 Schematic of cutting and amplify to improve the resolution.

当 ADC 直接采集 5 V 的脉冲信号时，系统的分辨率就是 ADC 本身的有效分辨率。采用图示的方法，将脉冲信号顶部的 10%切割然后放大 10 倍到 5 V 再由 ADC 采集，这样相对于原来的完整 5 V 信号，系统的分辨率就增加了。经由计算可得到，采集系统的实际分辨率可以提高 $\log_2 10 \approx 3.32$ bit。实际电路中设计的切割电平线性可调，切割电平越接近于峰值幅度，ADC 的分辨率的利用效果就越好，前提条件是切割电平的精度和稳定度要远好于 0.01%，这样才不会对总的分辨率精度产生影响。

1.4 切割电平

要完成 1.3 所述的功能需要一个稳定的切割电平。理论上该切割电平为绝对不变的直流电压最好，实际电路中采用高精基准源芯片 LM399 加外围电路来构建该切割电平。基准源输出电压在 6.95 V 之下线性可调。LM399 稳压输出 6.95 V，采用片内恒温技术使温度系数达到了 0.5PPM/°C，满幅输出噪声典型值 7 μV。LM399 实用电路如图 4 所示。OPA211 是 TI 的一款极低噪声、低功耗精密运算放大器。它的噪声参数典型值为 $1.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ ，输入失调电压漂移典型值为 $0.35 \text{ μV}/^\circ\text{C}$ 。

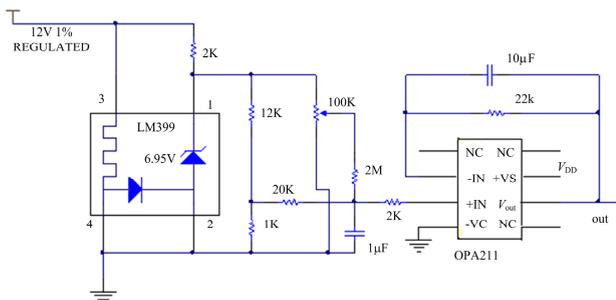


图4 LM399 切割电平实用电路

Fig.4 DC offset practical circuit of LM399.

1.5 ADC 输入接口电路

系统所用模数转换器 AD6645 是 ADI 公司的 3 级流水线型 ADC。它的模拟输入信号要求差分形式，差分电压输入范围 $-1.1 \text{ V} \sim +1.1 \text{ V}$ 。差分信号输入对偶次谐波有很高的共模抑制比，此外对电源及地线引入的共模信号也有很好的抑制作用。实验所处理的脉冲信号为低频且谐波分量较为丰富的信号，因此前端模拟输入耦合电路选取为直流耦合方式，该单端转差分电路由 AD8138 驱动。电路结构如图 5 所示。AD8138 是 ADI 公司的低失真差分驱动器，-3 dB 带宽为 320 MHz。此外，如果 ADC 的时钟信号抖动较大，会造成信噪比恶化，ADC 的精度就无法保证。为了给 AD6645 提供纯度高、相位噪声低的时钟，时钟输入信号同样采用差分的输入方式。时钟信号通过变压器或者电容器交流耦合到 AD6645 的时钟端。

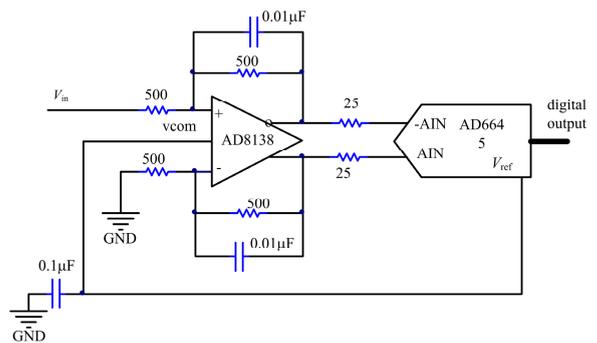


图5 AD6645 直流耦合输入电路

Fig.5 DC coupled input circuit of AD6645.

2 稳定性分析

电路的目标是实现 0.01% 的稳定度控制，因此电路的稳定性极其重要。影响稳定性的主要因素有电路本身产生的噪声、温漂和切割电平的稳定性。

2.1 电路产生的噪声

电路产生的噪声有运算放大器的输入噪声、电阻的热噪声等。运算放大器选取的是 ADI 的 AD8021。AD8021 输入噪声的典型值为 $2.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。根据运算放大器输入噪声模型计算公式可得噪声幅度 $E = 2.1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}} \times \sqrt{f_{bw}}$ ，有效信号带宽按 3MHz 计算可得输入噪声 3.64 μV ，这样的噪声水平与输入信号幅度(2V)之比远小于 0.01%，不会影响数据采集精度和分辨率。电阻的热噪声计算公式为 $E_{th} = \sqrt{4kTRB}$ ， k 为波尔兹曼常数， T 为开氏温度， R 为电阻阻值， B 为信号带宽。为方便计算起见，令式中 $T = 300 \text{ K}(27^\circ\text{C})$ ， $R = 3 \text{ K}$ ，

$B=3\text{ MHz}$, 则有 $E_{th} = \sqrt{4kTRB} = 12.2\ \mu\text{V}$ 。由上式可知, 电阻产生的热噪声与温度、电阻值、带宽三个参数的平方根成正比。热噪声在频谱图中是均匀分布的, 只要带宽相同, 无论在什么频率范围内, 其振荡幅值是相等的。所以电路电阻阻值不易选取过大电阻。实际应用中电阻阻值集中在 $1\text{--}3\text{ K}$ 。

2.2 温漂

器件的温漂是影响稳定性的最大因素, 因此在器件选择上要选取低温漂的器件。放大器选择的是低噪声低漂移的 AD8021。考虑到成本与性能, 电阻选取为温漂 25×10^{-6} 的精密金属膜电阻。滤波电容选取具有高稳定性的银云母电容。

此外, 为进一步降低温漂对稳定性的影响, 实际应用时将电路放置在恒温环境中运行。

2.3 切割电平

由切割放大提高系统的硬件分辨率原理可知, 切割电平的不稳定会造成分辨率的下降。对切割电平的测试是在上海光源的环大厅实验室进行, 环大厅常年保持 25°C 常温, 因此可以近似看成恒温环境。测试系统采用高精度六位半数字万用表 Agilent3441A, 设定万用表每隔 30 s 读数一次并自动保存读数。实测 2.5 小时的实时数据如下图 6 所示。由图可看出, 在切割电平大约 6.4629 V 的情况下, 该时间段内电压抖动幅度在 $60\ \mu\text{V}$ 。达到信号幅度的十万分之一, 可以作为实际切割电平应用。

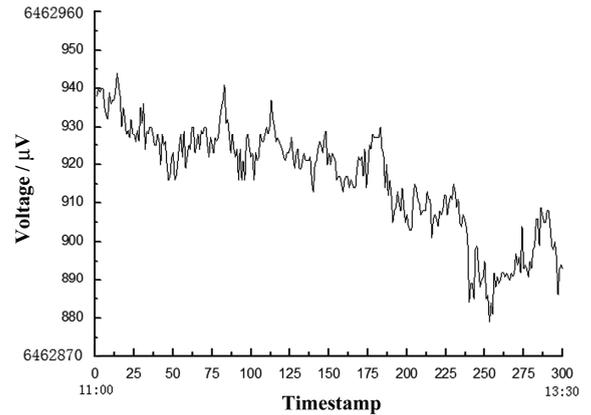


图 6 切割电平稳定性实测结果

Fig.6 Stability result of the DC offset supply.

3 实验结果

3.1 信号调理电路实测结果

实际测量中, 切割之前信号幅度 6.757 V , 切割电平分别调整为 6.25 V 和 6.37 V , 即分别切割脉冲信号顶部 7.5% 和 5.7% 的信号。图 7 是示波器实测波形, 其中左图①是切割放大前调制器脉冲顶部波形, ②是切割放大顶部 7.5% 的信号波形; 右图①是切割放大前调制器脉冲顶部波形, ②是切割放大顶部 5.7% 的信号波形。

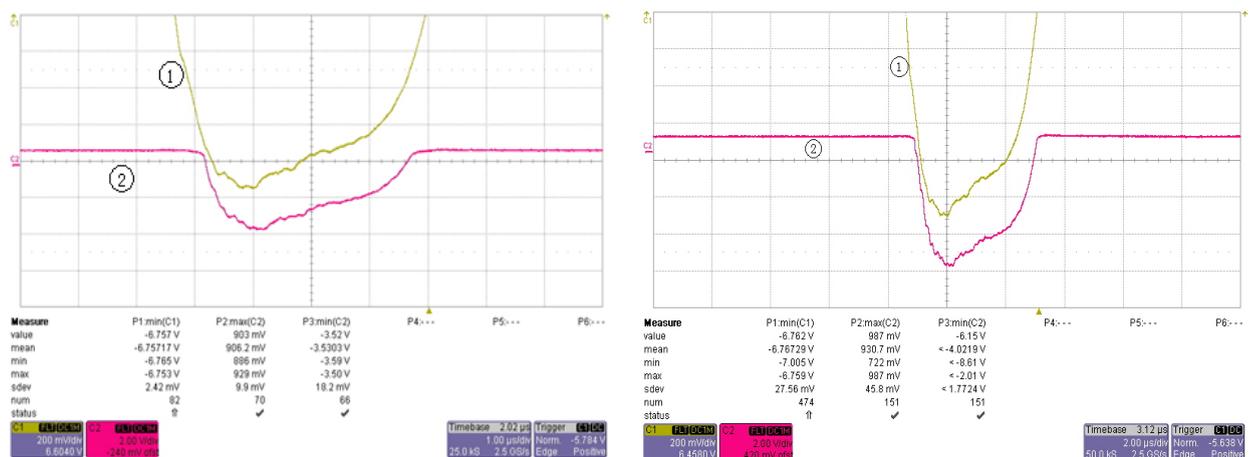


图 7 信号调理电路实测波形图

Fig.7 Oscillogram of the signal conditioning circuit.

3.2 滤波器频谱实验结果

对调理电路滤波器做扫频分析实验, 下图 8 是该实验的频谱图。实际实验中测得滤波器的截止频率为 3.1 MHz。由于电阻、电容等器件的初始精度所限, 该滤波器与实际设计的截止频率 3 MHz 稍有差距, 但是这并不会影响系统的稳定性和分辨率。

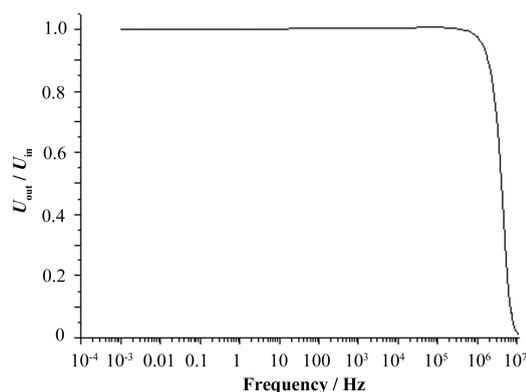


图 8 滤波电路频率增益曲线

Fig.8 Frequency-gain curve of the LPF.

4 结论/结语

本文论述了基于脉冲信号采样分析来反馈控制调制器的充电电压的调制器稳定性控制策略方案, 并详细说明了该方案中对于脉冲信号调理电路的设计和测试。为了有效的解决采样中采样率与分辨率这一固有矛盾, 在满足系统高速采样的前提下, 本设计采用切割放大的办法提高脉冲幅度信号采集系统的硬件分辨率, 切割电平稳定度可达十万分之一, 并且线性可调, 电路稳定性高。调理电路还增加了滤波功能, 该滤波器采用五阶贝塞尔滤波器, 可以有效地滤除混叠在有用信号上的高频噪声信号, 对采样脉冲信号没有影响。经实验测试, 该调理电路实现了预设功能, 技术指标均达到了设计要求。该电路不仅可以用于脉冲调制器稳定性控制方案中而且可以作为切割放大器直接接到示波器观测脉冲调制器信号顶部特征。

参考文献

- 1 Gu M, Chen Z H, Fu L X. A high stability modulator for the SDUV-FEL LINAC[C]. Proceedings of APAC 2004, Gyeongju, Korea, 2004
- 2 Kim S H, Park S S, Han Y J, *et al.* Energy stabilization of 2.5 GeV LINAC using De-Qing[C]. APAC 2007, RRCAT, Indore, India, 2007
- 3 Oh Jong-Seok, Inagaki Takahiro, Katsutoshi Shirasawa, *et al.* Analysis of inverter charging waveform for ultra stable SCSS Modulator[C]. Proceedings of FEL 2006, BESSY, Berlin, Germany, 2006
- 4 Decker F J, Krasnykh A, Morris B, *et al.* A stability of LCLS LINAC Modulators[C]. FEL & Accelerator Science Performed at LCLS. SLAC-PUB-15083.2012
- 5 王丽玮, 谷鸣, 袁启兵. 脉冲调制器稳定性监控中的数据收集与处理, 核技术, 2012,35 (7): 543-548
Wang Liwei, Gu Ming, Yuan Qibing. Data acquisition and processing in stability control system of LINAC modulator, Nuclear Techniques, 2012,35 (7): 543-548
- 6 Vaseghi S V. Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction (3rd Edition). Beijing: Publishing House of Electronics Industry. 2007
- 7 张志强, 阮黎婷, 倪涛, 等. ADC 模数转换器有效位计算[J], 电子科技, 2010, 23(3): 85-88
ZHANG Zhiqiang, RUAN Liting, NI Tao, *et al.* Calculation of effective numbers of bits for the analog-to-digital converter[J]. Electronic Science and Technology, 2010, 23(3):85-88
- 8 Huang C, Burkhart C, Kemp M, *et al.* Development of a modulator pulse stability measurement device and test result at SLAC[C]. Pulsed Power Conference (PPC), 2011 IEEE. SLAC-PUB-14497
- 9 Ron Mancini, Editor in Chief. Op Amps For Everyone[M], Texas Instruments Publications.2002
- 10 John Bishop, Bruce Trump, FilterPro™ User's Guide[M]. Texas Instruments Publications. 2001.11
- 11 李长兴. SSRF 脉冲调制器电磁干扰和抑制的研究[D]. 中国科学院上海应用物理研究所硕士学位论文, 2007
LI Changxing. The electromagnetic interference and restraint research of SSRF pulse modulator[D]. Master Dissertation of Shanghai Institute of Applied physics, CAS. 2007

Designing signal conditioning circuit for stability control system of LINAC modulator

LIU Yongfang GU Ming YUAN Qibing WANG Liwei

(Shanghai Institute of Applied Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800)

Abstract Background: Shanghai Soft X-ray FEL is under design and construction at Shanghai Institute of Applied Physics(SINAP). **Purpose:** The stability of the existing SSRF Linac modulator has achieved 500ppm. But the Soft X-FEL requires 100PPM. **Methods:** This paper describes control strategy based on pulse amplitude feedback technology, and gives the design of signal conditioning circuit in more details. The signal conditioning circuit contains amplitude fading, LPF and cutting etc. **Results:** The relevant experiments show that the circuit reaches required function and stability. **Conclusions:** Feedback control strategy is useful for the existing modulator.

Key words Pulse modulator, Stability, Signal acquisition and processing, Filter, Cutting and amplification

CLC TN911.71