

基于 I/Q 解调原理的校准方法及实验

张志刚^{1,2,3} 赵玉彬^{1,3} 徐凯^{1,3} 郑湘^{1,3} 李正^{1,3} 赵申杰^{1,3} 常强^{1,3} 侯洪涛^{1,3}
马震宇^{1,3} 罗琛^{1,3} 毛冬青^{1,3} 是晶^{1,3} 王岩^{1,3} 刘建飞^{1,3}

1 (中国科学院上海应用物理研究所 嘉定园区 上海 201800)

2 (中国科学院大学 北京 100049)

3 (上海市低温超导高频腔技术重点实验室 上海 201800)

摘要 同相/正交(In-phase/Quadrature, I/Q)解调技术广泛应用于射频信号相位控制系统。 I/Q 器件存在固有误差,如直流偏置、幅度不平衡、相位不平衡和电路长度不等。这些误差会导致输出的 I/Q 轨迹呈椭圆,相位为非线性,影响相位鉴别的精度。为减小误差带来的影响,提出一种基于 I/Q 解调技术的软件校准方法,并将此方法在自制基于贴片式芯片集成的 I/Q 解调印刷电路板上验证。测试表明,输出的 I/Q 信号经校准后相位误差 $\leq \pm 0.15^\circ$,幅度稳定度 $\leq \pm 1\%$,通道延时 ≤ 10 ns。此板卡设计和校准方法已在新升级的上海光源储存环高频束流丢失分析系统中的射频信号前端预处理中使用,各项指标均满足束流丢失分析系统中射频信号监测的要求。

关键词 同相/正交解调, 相位不平衡, 幅度不平衡, 校准

中图分类号 TL506

DOI: 10.11889/j.0253-3219.2015.hjs.38.030102

同相/正交(In-phase/Quadrature, I/Q)解调技术用于高频信号鉴相,其原理是将射频信号变频到基带,得到在空间上互相正交的信号 I 和 Q 。 I/Q 信号包含射频信号的幅度、相位和频率信息^[1]。

在加速器领域,因控制系统复杂,单纯的模拟控制电路无法满足更高精度、更高稳定性的要求,而数字技术则弥补这一缺陷。 I/Q 解调技术比传统的模拟控制技术更便于与数字技术相结合。此技术应用于高频信号鉴相,主要有两种方式:一种是模拟 I/Q 解调技术与数字技术相结合,如北京正负电子对撞机(Beijing Electron Positron Collider II, BEPCII)的直线加速器相位控制系统^[2]、上海光源增强器模拟低电平控制系统^[3]等;另一种则是完全采用高速数字处理技术实现数字 I/Q ,该方法已经在B粒子工厂(Positron Electron Project II, PEP-II)、万亿电子伏特能级超导直线加速器(TeV-energy superconducting linear accelerator, TESLA)和上海光源储存环数字化低电平控制系统^[4]等得以成功实现。

I/Q 解调器件本身存在误差,如直流偏置、幅度不平衡、相位不平衡和电路长度不等。当固定输入射频信号的功率电平,相位从 0° – 360° 改变,测量的 I/Q 信号分别作为横坐标和纵坐标绘制出 I/Q

轨迹为椭圆,相位变化呈非线性。而理论上 I/Q 轨迹应该为圆,相位变化呈线性关系^[5-6]。为减小误差带来的影响,本文提出一种基于 I/Q 解调原理的软件校准方法,并将此方法应用于自制贴片式芯片集成的 I/Q 解调板卡中。此校准理论和板卡设计,可为上海光源储存环超导高频束流丢失分析系统^[7-8]升级中的射频信号前端预处理设计提供技术支持。

1 I/Q 解调技术及误差分析

I/Q 解调技术的原理如图1所示^[9-10],主要包含:低通滤波器(Low pass filter, SLP)、本振信号(Local oscillator, LO)、低电平控制系统恢复的射频信号(Radio frequency, RF)和放大器(Amplifier, AMP)组成。本振信号通过正交功率分配器后作为混频器1和本振信号2的本振信号输入,射频信号经 0° 功率分配器后作为混频器1和混频器2的射频信号输入。经混频器后的输出信号包含频率相加和频率相减两部分。此输出信号经低通滤波器滤波得到所需的基带信号。基带信号经放大器后即得供测量的 I/Q 信号,此 I/Q 信号与输入到混频器的本振信号和射频信号的相位差的正弦和余弦值成正比^[11]。

假设混频器的两个输入信号:RF信号和LO信号分别为 $E_R(t)$ 和 $E_L(t)$,用式(1)和(2)^[12]表示:

中国自然科学基金(No.11335014)资助

第一作者:张志刚,男,1981年出生,2006年于武汉理工大学获硕士学位,现为博士研究生,研究领域为核技术应用与低电平研究

通讯作者:刘建飞, E-mail: liujianfei@sinap.ac.cn

收稿日期:2014-11-19, 修回日期:2014-12-12

$$E_R(t) = a(t) \cos(\omega_R t + \alpha) \quad (1)$$

$$E_L(t) = b \cos(\omega_L t + \beta) \quad (2)$$

式中, ω_R 和 ω_L 分别为 RF 信号和 LO 信号的频率; α 和 β 为 RF 信号和 LO 信号的初始相位; b 为 LO 信号的功率 (常数, 满足混频器正常工作所需的功率电平); $a(t)$ 为 RF 信号随时间变化的幅度, 即输入射频信号的功率电平是可以调节的。

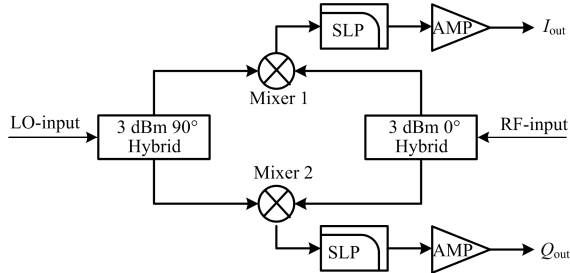


图1 I/Q解调技术的原理
Fig.1 Principle of I/Q demodulation.

经理想混频器1和混频器2的输出用式(3)和(4)表示:

$$V_i(t) = a(t) \cdot K \cdot \cos(\omega_L t + \beta) \cos(\omega_R t + \alpha) \quad (3)$$

$$V_q(t) = a(t) \cdot K \cdot \sin(\omega_L t + \beta) \cos(\omega_R t + \alpha) \quad (4)$$

由式(3)和(4)可知, 输出信号取决于射频信号的输入功率电平 $a(t)$ 、混频器的转换损耗 K 、RF 和 LO 信号的初始相位 α 和 β 。为便于讨论, 假设 ω_R 和 ω_L 相等 (在实验中与上海光源相等频率的 500 MHz), 经低通滤波器后, $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 将以 RF 和 LO 信号的初始相位差旋转。 $V_i(t)$ 和 $V_q(t)$ 信号经低通滤波器, 当 $\omega_R t + \alpha = 0$, I/Q 信号的矢量图如图 2 所示, 得到幅度 R 和瞬时相位 ϕ 如式(5)和(6):

$$R = \sqrt{V_i^2(t) + V_q^2(t)} = K \cdot a(t) \quad (5)$$

$$\phi = \arctan(V_q(t)/V_i(t)) \quad (6)$$

理想 I/Q 解调器件的输出信号如图 3 所示的理想圆^[13]。在实际的 I/Q 解调器件中, 存在加工误差, 如功率分配器的幅度不平衡度可达 0.5–1 dBm, 90° 功率分配器相位偏离度可达 3°–8°^[2], 同样此类误差在设计的板卡中依然存在。误差主要分三个类型: 直流偏置、相位不平衡和幅度不平衡。直流偏置因放大器正负电压不平衡引起, 可导致输出的 I/Q 信号从坐标原点向横坐标或纵坐标偏移, 如图 3 所指的在同相的直流偏置。相位不平衡主要因 90° 功率

分配器和 0° 功率分配器以及板卡内不同电路长度引起。幅度不平衡主要因功率分配器、不同转换损耗的混频器和增益不等的放大器引起, 如图 3 所指的在同相的幅度不平衡误差。相位不平衡和幅度不平衡导致 I/Q 解调模块的输出为椭圆而不是理想圆, 如图 3 所指的幅度和相位误差。

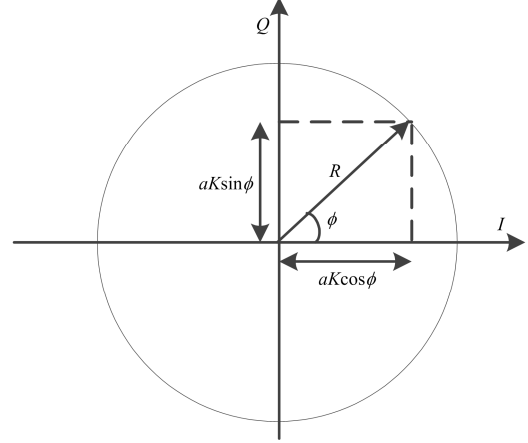


图2 标准 I/Q 信号的矢量图
Fig.2 Vector of ideal I-signal and Q-signal.

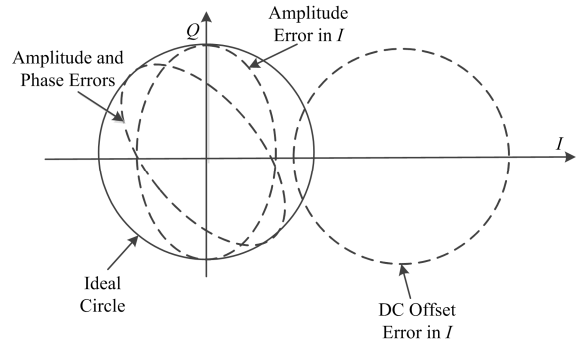


图3 误差对 I/Q 系统的影响
Fig.3 Effect of error in I/Q system.

2 I/Q 解调的校准原理

基于上述讨论可知, 因硬件固有误差导致输出的 I/Q 信号轨迹为椭圆, 相位呈非线性。此非线性导致无法精确确定射频信号的相位变化。有两种方法来校准误差: 一种是调整硬件的增益和相位; 另一种即借助软件校准误差, 后者实现起来较前者简便。下面详细介绍一种软件校准方法, 使输出信号的相位变化随着输入的射频信号相位变化呈线性关系, 同时提高相位鉴别的精度。

考虑所有误差因素, 输出的 I/Q 信号可以用式(7)和(8)表示:

$$V_i^*(t) = k_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + k_2 \quad (7)$$

$$V_q^*(t) = k_3 \sin(\omega t + \varphi_2) + k_4 \quad (8)$$

式中, $V_i^*(t)$ 和 $V_q^*(t)$ 为输出 I/Q 信号的实际测量值; ω 为 RF 信号和 LO 信号的频率差; k_1 和 k_3 为幅度不平衡因子; k_2 和 k_4 为直流偏置因子; φ_1 和 φ_2 为相位不平衡因子。

假设 I_{cal} 和 Q_{cal} 为 I/Q 解调模块的理想输出值。参数 k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 、 φ_1 和 φ_2 则以 I/Q 模块的实际测量值 $I_{meas}(V_i^*(t))$ 和 $Q_{meas}(V_q^*(t))$ 为依据, 借助 MATLAB^[14] 内 cftool 工具里的非线性最小二乘法进行曲线拟合确定, 拟合精度大于 95%。式(7)和(8)可转化为式(9)和(10):

$$I_{cal} = \cos(\omega t + \varphi_1) = \frac{I_{meas} - k_2}{k_1} \quad (9)$$

$$\frac{Q_{meas} - k_4}{k_3} = \sin[(\omega t + \varphi_1) + (\varphi_2 - \varphi_1)] \quad (10)$$

将式(9)代入式(10)得出 Q_{cal} , 如式(11):

$$Q_{cal} = \sin(\omega t + \varphi_1) = \frac{\frac{(Q_{meas} - k_4)}{k_3} - \frac{(I_{meas} - k_2)}{k_1} \times \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\cos(\varphi_2 - \varphi_1)} \quad (11)$$

由式(9)和(11)可知, I_{cal} 和 Q_{cal} 构成单位圆。其幅度 Amp 和相位分别用式(12)和(13)计算, k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 、 φ_1 和 φ_2 皆为常数。

$$\text{Amp} = \sqrt{\left(\frac{I_{meas} - k_2}{k_1}\right)^2 + \left(\frac{\frac{(Q_{meas} - k_4)}{k_3} - \frac{(I_{meas} - k_2)}{k_1} \times \sin(\varphi_2 - \varphi_1)}{\cos(\varphi_2 - \varphi_1)}\right)^2} \quad (12)$$

$$\tan(\omega t + \varphi_1) = Q_{cal} / I_{cal} \quad (13)$$

3 实验测试

实验时, 本振信号以功率为 +7 dBm、频率为 500 MHz 输入, 射频信号则借助数字化电平控制器来精确调节相位和功率电平的变化, 频率也为 500 MHz。其中, 射频信号功率电平和相位的变化模拟上海光源储存环射频信号的变化。在测试数据时, 相位变化以 5° 为步长, 在 0° – 360° 变化, 输出的 I/Q 电压值则利用 6 位半的数字万用表进行数据采集, 采集到的电压值由 GPIB 上传工控机。

当射频信号输入功率在 -36 – -2 dBm 变化时, 功率电平每增加 6 dBm, 测量 I/Q 输出电压幅度(式(5))翻倍, 正确反映功率和电压的关系。实验时取 6 个功率点, 每个功率点相位在 0° – 360° 变化, 得出 I/Q 电压幅度在同一功率点的平均值, 如图 4(a)所示, 输入射频信号的功率和测量得到的 I/Q 电压幅度呈指数关系。同时对通道延时 t 测量, 如图 4(b)所示, Ch1 为 500 MHz 的射频信号, Ch2 为板卡 I_{out} 电压信号, Ch1 经 RF SWITCH 选通, 并作为 RF 信号输入, 可知延时 $t < 10$ ns, 作为上海光源储存环高频束流丢失分析系统升级中的射频信号前端预处理板卡, 延时是可以接受的。

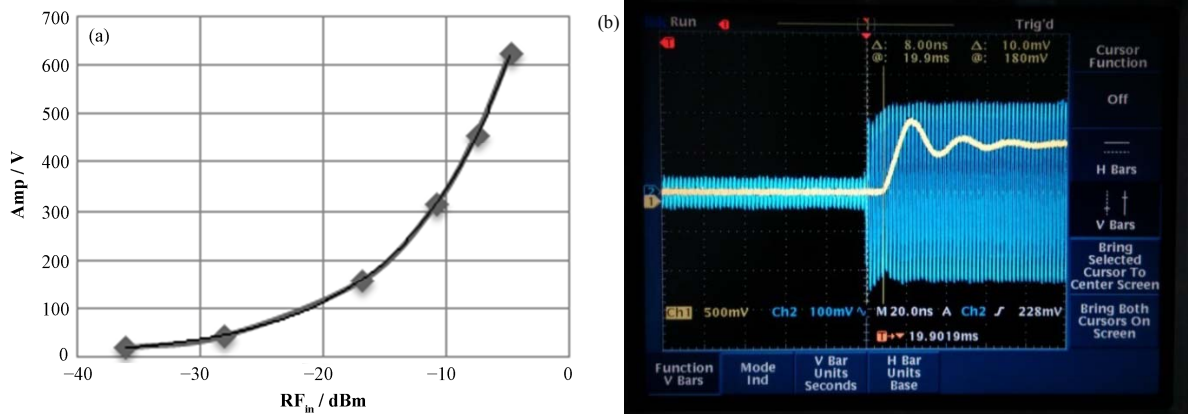


图 4 输入 RF 信号与输出电压关系(a)和通道延时 $t < 10$ ns (b)
Fig.4 Relationship between the input signal and the output voltage (a), channel delay $t < 10$ ns (b).

当射频信号输入功率为 -5 dBm ，校准前后相位的线性关系比较如图 5(a)所示，测量数据直接计算得到的相位以星号线标识，为非线性，这就无法精确判断输入射频信号相位的变化。校准后求出的相位以点线标识，其随着输入的射频信号的相位变化

呈线性变化。

输出的 I/Q 信号在校准前后于坐标系里的轨迹如图 5(b)所示，绘图前所有信号进行归一化，校准前以星号线标识，为椭圆；校准后以点线标识，为单位圆。此结果表明本文介绍的校准方法有效。

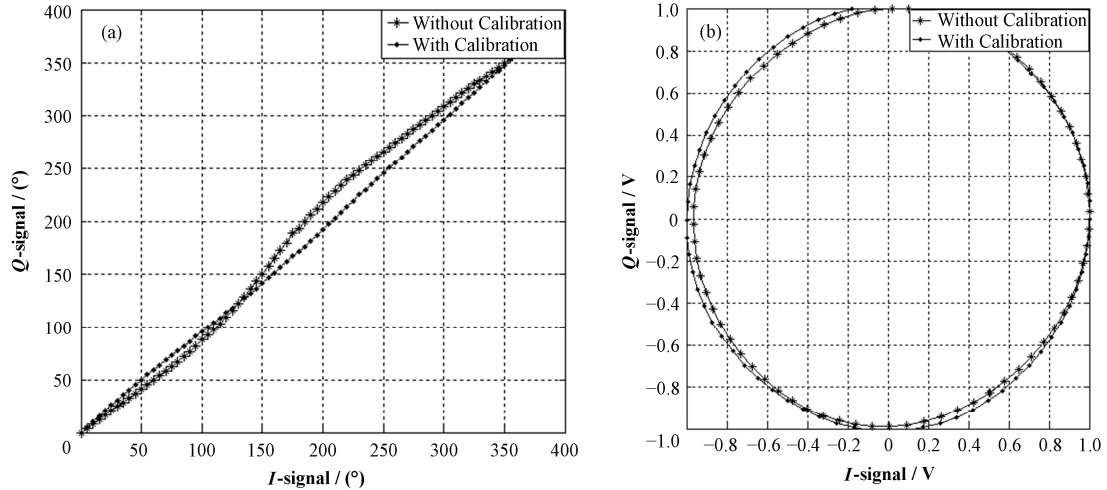


图 5 射频信号输入为 -5 dBm 时输出信号的相位在校准前和校准后的比较(a)，输出的 I/Q 信号在校准前后在坐标系里的变化(b)

Fig.5 Comparison curve of phase before and after calibration when RF is -5 dBm (a), comparison chart of I -signal and Q -signal before and after calibration (b).

本振信号以 $+7\text{ dBm}$ 输入，取射频信号输入的 4 个功率点进行比较，测量得到的 I/Q 输出电压经校准后相位误差小于 $\pm 0.15^\circ$ ，幅度稳定度小于 $\pm 1\%$ ，如图 6 所示，其相位误差和幅度稳定度由表 1 列出。

表 1 不同射频信号输入时相位和幅度误差
Table 1 Errors on phase and amplitude under different RF power.

射频信号输入功率 RF _{in} power / dBm	相位误差 Phase error / (°)	幅度误差 Amplitude error / %
-26	$\leq \pm 0.1$	$\leq \pm 1$
-20	$\leq \pm 0.1$	$\leq \pm 0.6$
-10	$\leq \pm 0.15$	$\leq \pm 0.3$
-6	$\leq \pm 0.15$	$\leq \pm 1$

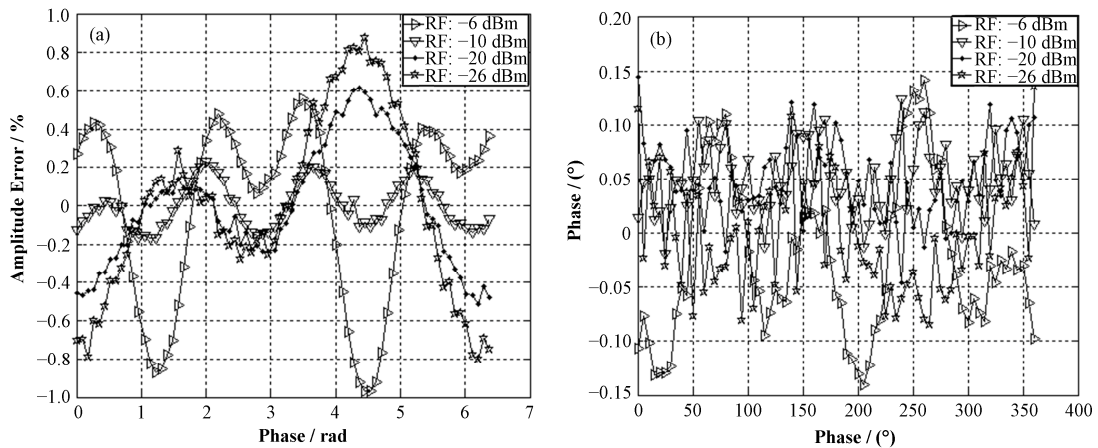


图 6 输入的射频信号在不同功率点经校准后的幅度误差变化(a)与相位误差变化(b)

Fig.6 Amplitude errors (a) and phase errors (b) of I/Q modulator with calibration by different power.

4 结语

介绍了一种采用贴片式芯片集成板卡为平台，基于 I/Q 解调技术的软件校准方法。此方法已在新升级的上海光源储存环高频束流丢失分析系统中的射频信号前端预处理应用。测量结果显示相位误差 $\leq \pm 0.15^\circ$ ，幅度稳定度 $\leq \pm 1\%$ ，通道延时小于 10 ns。各项指标满足束流丢失分析系统中射频信号监测的要求。

参考文献

- 1 Lyons R G. Understanding digital signal processing[M]. 2nd Ed. Beijing: Pearson Education Asia Limited and China Machine Press, 2004
- 2 Geng Z Q, Cui Y Y, Hou M, *et al.* Design of a digital PAD based on I/Q demodulation principle[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2005, **17**(12): 1879–1882
- 3 Gu Q, Chen L X, Chen M, *et al.* RF system for the SSRF booster synchrotron[C]. Proceedings of the 11th European Particle Accelerator Conference, Genoa, Italy, 2008: 754–756
- 4 Zhao Y B, Zhao Z T, Yin C K, *et al.* Digital algorithm research on radio frequency feedback in field programmable gate array[J]. High Power Laser and Particle Beams, 2008, **20**(12): 2063–2066
- 5 Ohshima T, Maesaka H, Matsubara S, *et al.* Error correction of IQ demodulator used at XFEL/SPRING-8[R]. Proceedings of the LLRF 2011 Conference, Hamburg, DESY, 2011
- 6 Liu Y L, Wang G W, Wang F. I/Q methods applied to phase detection of RF signals[J]. High Energy Physics and Nuclear Physics, 2006, **30**(8): 780–783
- 7 Yu H B, Liu J F, Hou H T, *et al.* Simulation of higher order modes and loss factor of a new type of 500-MHz single cell superconducting cavity at SSRF[J]. Nuclear Science and Techniques, 2011, **22**(5): 257–260
- 8 Hou H T, Zhao S J, Luo C, *et al.* Beam trip diagnostic system at SSRF[J]. Nuclear Science and Techniques, 2009, **20**(5): 261–264
- 9 钟少鹏, 赵明华, 张俊强. 数字化 I/Q 技术用于磁控管频率控制[J]. 核技术, 2014, **37**(4): 040103
ZHONG Shaopeng, ZHAO Minghua, ZHANG Junqiang. Digital I/Q technology used for magnetron frequency control[J]. Nuclear Techniques, 2014, **37**(4): 040103
- 10 张俊强, 殷重先, 高永强, 等. FPGA实现次谐波聚束器的幅相控制[J]. 核技术, 2012, **35**(7): 499–502
ZHANG Junqiang, YIN Chongxian, GAO Yongqiang, *et al.* An FPGA-based amplitude and phase control of sub-harmonic buncher[J]. Nuclear Techniques, 2012, **35**(7): 499–502
- 11 Wen L H, Xiao S H, Wang X W, *et al.* Clock jitter analysis and measurement of digital LLRF system[J]. Nuclear Electronics & Detection Technology, 2013, **12**(33): 1456–1460
- 12 Sabah S, Berlin T, Lorenz R. Design and calibration of I/Q -mixers[C]. Proceedings of the EPAC1998 Conference, Stockholm, 1998: 1589–1591
- 13 Ziomek C, Corredoura P. Digital I/Q demodulator[C]. Proceedings of the PAC1995 Conference, Switzerland, 1995: 2663–2665
- 14 Zou K, Yuan J Q, Gong X Y. Signal procession with MATLAB 6.x[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2003

Calibration method and experiment based on I/Q demodulation principle

ZHANG Zhigang^{1,2,3} ZHAO Yubin^{1,3} XU Kai^{1,3} ZHENG Xiang^{1,3} LI Zheng^{1,3} ZHAO Shenjie^{1,3}
CHANG Qiang^{1,3} HOU Hongtao^{1,3} MA Zhenyu^{1,3} LUO Chen^{1,3} MAO Dongqing^{1,3} SHI Jing^{1,3}
WANG Yan^{1,3} LIU Jianfei^{1,3}

¹(Shanghai Institute of Applied Physics, Chinese Academy of Sciences, Jiading Campus, Shanghai 201800, China)

²(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

³(Shanghai Key Laboratory of Cryogenics & Superconducting RF Technology, Shanghai 201800, China)

Abstract Background: In-phase/Quadrature (I/Q) demodulation technology is widely used in radio frequency signal phase control system. As the intrinsic errors in hardware, such as the imbalances of gain and phase in 90° hybrid and 0° hybrid, direct current (DC) offsets and phase errors from length difference of circuits, the output signal is an ellipse and the output phase is nonlinear to the input radio frequency (RF) signal. The detection of phase precision is influenced. **Purpose:** This study aims to reduce the effects of errors existed in the I/Q demodulators. **Methods:** A calibration method for I/Q demodulation technique is proposed and applied to research and development of I/Q integrate circuits, which is based on the surface mounted devices (SMD) chip. **Results:** Experimental tests showed that the phase error was less than $\pm 0.15^\circ$, the amplitude stability was less than $\pm 1\%$, and the channel delay was less than 10 ns. **Conclusion:** This calibration method, together with the designed circuit board for the RF signal front end preprocessing can reduce the effects of intrinsic errors efficiently. It has been being used in upgrading of beam trip diagnostic system in the storage ring of Shanghai Synchrotron Radiation Facility (SSRF).

Key words In-phase/Quadrature (I/Q) demodulation, Amplitude imbalance, Phase imbalance, Calibration

CLC TL506