

文章编号: 1001-4322(2008)12-2063-04

# 在现场可编程门阵列中的高频反馈数字化算法\*

赵玉彬<sup>1,2</sup>, 赵振堂<sup>1</sup>, 尹成科<sup>1,2</sup>, 张同宣<sup>1,2</sup>

(1. 中国科学院 上海应用物理研究所, 上海 201800; 2. 中国科学院 研究生院, 北京 100049)

**摘 要:** 介绍了高频反馈的基本原理, 并依据此原理, 提出了在现场可编程门阵列中采用数字算法实现高频反馈的方案, 即采用旋转矩阵实现反馈环路中的增益调节和相位调节, 然后再与标准信号进行矢量运算。同时, 在上海光源的高频系统上进行了相关的实验, 测量得到的环路延时为 1.2 μs; 当加入高频反馈前后, 观测到超导高频腔的带宽由 3.3 kHz 增加到了 4.8 kHz, Q 值由 150 550 降到 104 130。

**关键词:** 高频反馈; 高频腔; 阻抗; 数字化反馈算法; 现场可编程门阵列; 带宽

**中图分类号:** TL503.2 **文献标志码:** A

当束团通过储存环高频腔时, 带电粒子将与腔的阻抗相互作用, 在满足一定的条件时, 将引起束流纵向运动的不稳定性, 即 Robinson 不稳定性<sup>[1]</sup>。Robinson 不稳定性存在阻抗和强流两个阈值, 当束流超过强流阈值时, 将导致束流丢失<sup>[2]</sup>。在强流的储存环加速器中, 为了抑制这种不稳定性, 可采用高频直接反馈环路来减小束流感受到的阻抗, 增大 Robinson 不稳定性的阈值, 使工作点远离不稳定区。

随着数字技术的发展, 数字器件已取代模拟器件而广泛应用于对撞机和自由电子激光等装置的高频低电平控制系统中, 它使高频低电平的反馈控制精度有了很大的提高, 并且具有结构紧凑、扩展和维护容易等优点。采用数字技术来实现高频低电平控制方式主要就是采用运行速度可以达到 200 MHz 时钟周期的现场可编程门阵列(FPGA), 配上高速的模数(AD)转换器和数模(DA)转换器来实现。通过采样高频信号的矢量信息进行反馈控制, 达到稳定高频信号幅度、相位的目标。

同样对于高频反馈, 也可以采用数字技术来实现, 由于数字技术的优点, 对于已经建立好的高频低电平反馈系统, 只需要在 FPGA 中增加这部分的算法就可以实现, 而不需要增加额外的硬件来完成。本文介绍了在 FPGA 中实现的高频反馈算法, 并且进行了实验验证。

## 1 高频直接反馈的基本原理

高频腔可以等效为一个 RLC 的并联回路<sup>[3]</sup>, 它的阻抗表示为

$$Z_{cav} = Re^{j\phi} \cos \phi \quad (1)$$

式中:  $\phi \approx \arctan \left( 2Q_0 \frac{\omega_c - \omega_{RF}}{\omega_c} \right)$ , 其中  $\omega_c$ ,  $\omega_{RF}$  分别为高频腔的共振频率和送入高频腔的载波频率,  $Q_0$  为高频腔的品质因子。

当增加高频直接反馈后, 环路模型如图 1 所示<sup>[2]</sup>, 根据实际情况, 环路中还加入了延时项  $e^{-sT}$ 。在图 1 中,

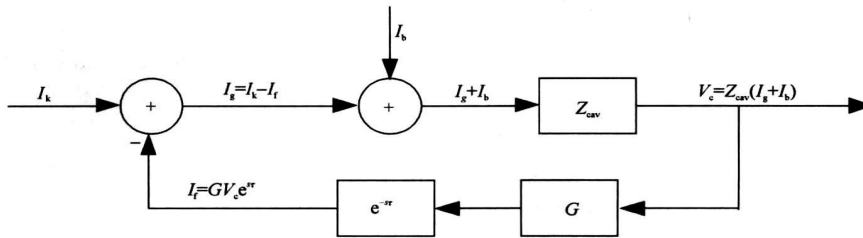


Fig. 1 Equivalent circuit model of direct RF feedback

图 1 直接反馈的等效电路模型

\* 收稿日期: 2007-11-12; 修订日期: 2008-10-09

基金项目: 教育部同步辐射博士研究生课题

作者简介: 赵玉彬(1974-), 男, 硕士, 副研究员, 现主要从事微波技术研究; zhaoyb@sinap.ac.cn。

$I_b$  为束流流强,  $I_g$  为信号源电流值,  $I_k$  为运算前的激励电流值,  $\tau$  为环路的延迟时间,  $I_f$  为反馈电流值,  $Z_{cav}$  为腔体阻抗,  $V_c$  为腔体电压,  $G$  为反馈环路的传递函数。由此可以导出增加高频反馈后腔阻抗

$$Z = \frac{V_c}{I_g + I_b} = \frac{Z_{cav}}{1 + Ge^{-s\tau}Z_{cav}} \tag{2}$$

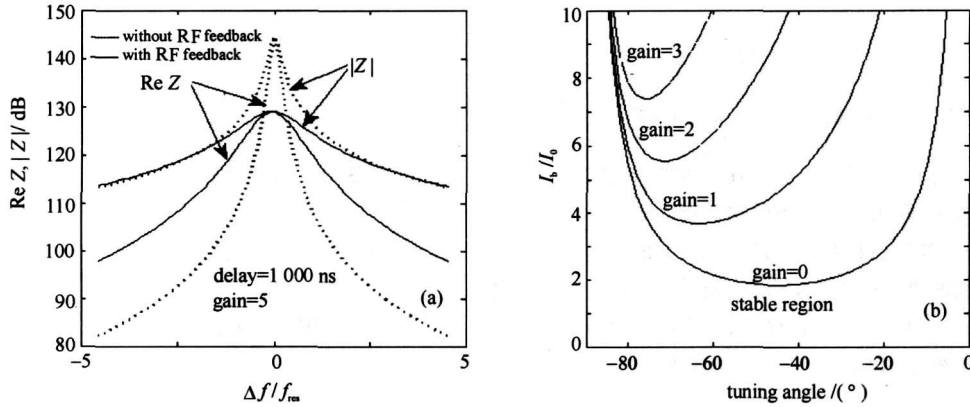


Fig. 2 Impedance variation of RF cavity without and with RF feedback, and Robinson instability areas for different loop gains

图 2 引入高频反馈前后的高频腔阻抗变化(a), 不同增益下的 Robinson 不稳定区域(b)

图 2 为增加高频直接反馈前后依据公式(2) 计算得到的高频腔阻抗变化和不同反馈环路增益下的 Robinson 不稳定性区变化, 其中  $f_{res}$  为共振频率,  $I_0$  为高频腔本征束流。图 2(a) 可以看出, 增加高频反馈后, 高频腔的阻抗降低, 带宽变宽,  $Q$  值降低。图 2(b) 表明随着环路增益的增加, Robinson 不稳定区逐步提高, 从而远离了工作点。这样, 在一定的情况下, 即使束流的流强很大, 工作点仍然不会在 Robinson 不稳定区。在这个实验中, 通过加入高频反馈前后高频腔阻抗、带宽和  $Q$  值的变化情况验证数字化算法的正确性。

### 2 实验平台

实验采用超导高频腔,  $Q_0$  约为 150 000, 带宽为 3.3 kHz 左右。其它主要硬件有射频模拟器件, 如混频器 (Mixer)、带通滤波器 (BPF)、分功器 (Divider), 以及调节电平匹配的器件, 如衰减器 (ATT) 和射频放大器 (AMP) 等。另外还有实现整个数字算法的数字信号处理板 (ALTERA FPGA EP2S60)。

图 3 为实验环路框图, 从主信号源出来的信号和本征 (LO) 信号相混频, 经滤波后得到中频信号。该信号分成两路, 一路作为时钟 (AD9510) 的参考输入, 另一路作为参考信号被数字化成  $I_{ref}$  和  $Q_{ref}$  信号。从高频腔取回来的信号经过同样的处理, 数字化成  $I_{fcb}$  与  $Q_{fcb}$  信号, 在 FPGA 中, 信号经过反馈算法处理后由模数转换器 (D/A) 转化成中频模拟信号, 经过上变频后送入高频腔, 这就是数字化高频反馈的信号流程。

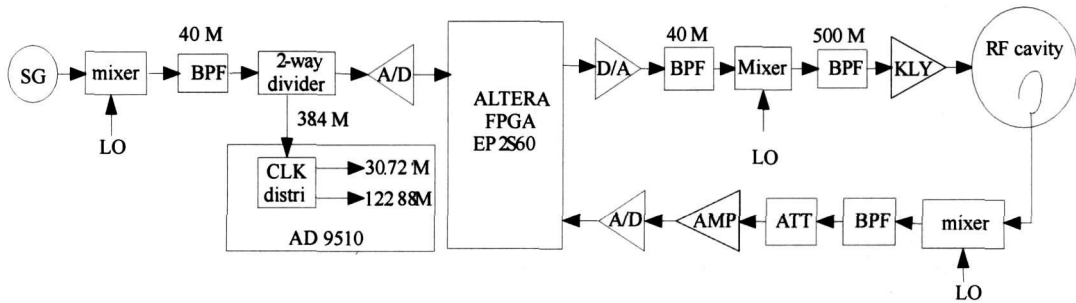


Fig. 3 Block diagram of digital RF feedback

图 3 数字化高频反馈实验框图

### 3 高频反馈的数字化算法

从上面高频反馈的理论中我们可以看到, 要在现场可编程门阵列中实现高频反馈的算法就要对反馈信号相位进行调节, 同时调节反馈信号的幅度。因此要用数字化实现高频反馈的功能, 就要在反馈环路中实现对信号的移相和放大功能。在信号的数字化过程中, 我们采用了  $IQ$  采样的方式, 这样, 在 FPGA 中, 移相和放大功能就可以通过一个旋转矩阵实现<sup>[4]</sup>。

$$\begin{pmatrix} I_{out} \\ Q_{out} \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{in} \\ Q_{in} \end{pmatrix} \quad (3)$$

式中:  $A$  为设置的环路增益,  $\theta$  是移相角度, 它们都通过 FPGA 的通讯接口, 由外部进行调节;  $I_{in}$ ,  $Q_{in}$  分别代表射频信号数字化后的  $I$  分量和  $Q$  分量<sup>[5]</sup>。通过设置不同的  $A$  值和  $\theta$  值, 使输入的反馈信号幅度和相位得到改变。

信号在 FPGA 中的流程如图 4 所示, 参考信号和反馈信号被 AD 采样并输入 FPGA 后, 首先去除它们的直流分量, 反馈信号通过一个旋转矩阵, 改变相位和幅度, 然后再与参考信号进行矢量运算, 其结果会被送入数模转换器, 恢复成中频信号。

由于环路的延时对于高频反馈是一个很重要的指标, 它将直接影响环路增益的大小。从反馈控制的理论知道, 环路延时越小, 环路的增益越大, 对 Robinson 不稳定性的抑制就越好。在实际中我们采用的中频信号为 38.4 MHz, 模数转换器的采样时钟为 30.72 MHz, 数模转换器的恢复时钟为 122.88 MHz, FPGA 的工作时钟频率为 30.72 MHz; 在 FPGA 中, 高频反馈算法总共需要 5 个时钟周期, 模数转换(AD9433)需要 11 个时钟周期, 数模转换(DAC904)需要 2 个时钟周期, 所以在数字部分总的延时为 540 ns 左右。外部的延时主要是信号通过速调管和高频腔的时间, 以及信号通过它们之间相互距离的时间, 根据高功率实验测试, 该延时时间为 660 ns 左右, 所以整个环路的延时为 1.2  $\mu$ s。与欧洲核子研究中心 LHC 加速器混合方式(模拟器件和数字器件)实现高频反馈的环路延时基本相同<sup>[6]</sup>。

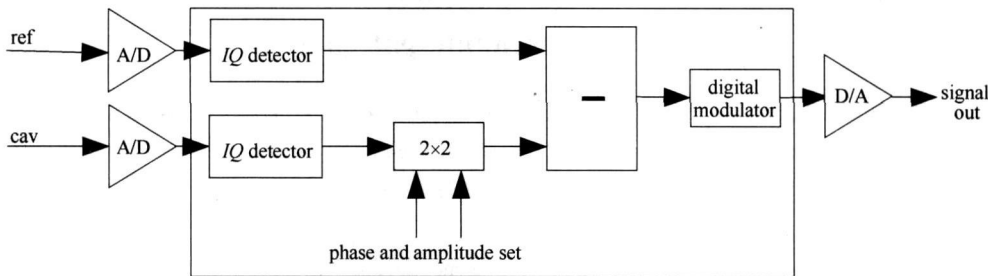


Fig. 4 Signal flow chart of RF feedback in FPGA

图 4 高频反馈在 FPGA 中的信号流程

### 4 实验结果

在开闭环情况下, 通过测量高频腔的阻抗、带宽和  $Q$  值的变化, 可以了解在 FPGA 中采用的数字化算法是否实现了直接反馈的功能。

图 5 所示为增加高频反馈前后腔阻抗的变化。在直接反馈开环的时候, 高频腔带宽为 3.3 kHz,  $Q$  值约为 150 550。当加上高频反馈后, 调节环路相位到一个合适的位置, 并且随着环路增益的增加, 高频腔的带宽逐渐增加,  $Q$  值逐渐降低。当环路增益增加到一定的值后, 腔带宽变为 4.8 kHz,  $Q$  值约为 104 130。

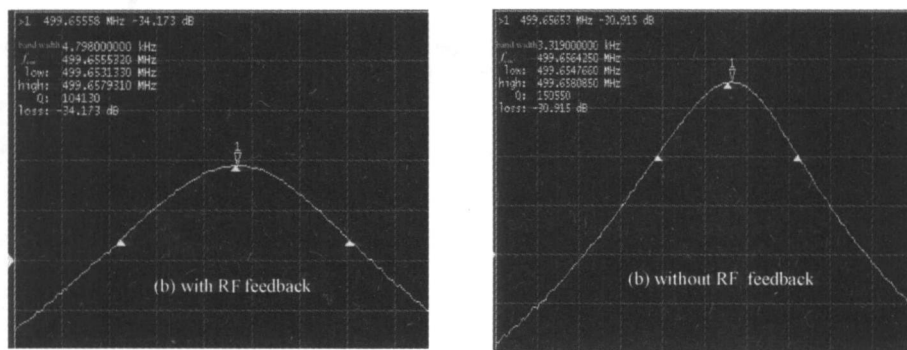


Fig. 5 Impedance variation of RF cavity with and without RF feedback

图 5 增加高频反馈前后腔阻抗的变化

## 5 结 论

在没有束流的情况下,通过采用数字化的高频反馈算法实现了高频腔阻抗的降低,带宽增加以及  $Q$  值降低。达到了和采用模拟技术实现高频反馈一样的效果,验证了采用数字技术实现高频反馈环路是可行的,能够达到抑制 Robinson 不稳定的目的。由于反馈算法都是在现场可编程门阵列中完成,增加直接高频反馈没有增加多余的硬件,这是数字技术的一个优势。

### 参考文献:

- [1] 刘乃泉,林郁正,刘国志. 加速器理论[M]. 北京:清华大学出版社,2004:182-185. (Liu N Q, Lin Y Z, Liu G Z, et al. Accelerator theory. Beijing: Tsinghua University Press, 2004: 182-185)
- [2] Minty M G, Siemann R H. Heavy beam loading in storage ring radio frequency systems, Stanford Linear Accelerator Center Stanford University[J]. *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A*, 1996, **376**: 301-308.
- [3] Bousard D. Control of cavities with high beam loading[J]. *IEEE Transactions on Nuclear Science*, 1985, **32**: 1852-1856.
- [4] Ziomek C, Corredoura P. Digital I/Q demodulator[C]// Particle Accelerator Conference. 1995, **4**: 2663-2665.
- [5] Garoby R. Low level RF building blocks[C]// CERN Accelerator School RF Engineering for Particle Accelerators. 1992, II: 428-457.
- [6] Butterworth A, Valuch D, Stellfeld D, et al. The LHC low level RF[R]. LLRF Workshop 2005 CERN, 2005.

## Digital algorithm research on radio frequency feedback in field programmable gate array

ZHAO Yur bin<sup>1,2</sup>, ZHAO Zheir tang<sup>1</sup>, YIN Cheng ke<sup>1,2</sup>, ZHANG Tong xuan<sup>1,2</sup>

(1. Shanghai Institute of Applied Physics, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 201800, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

**Abstract:** This paper describes the basic theory of radio frequency feedback, and then presents a digital algorithm which adopts the rotation matrix to adjust the gain and phase of the radio frequency feedback loop in the field programmable gate array. Experimental results show the loop delay is 1.2  $\mu$ s, and the band width of the superconductivity cavity changes from 3.3 kHz to 4.8 kHz after adding the radio frequency feedback. And the quality factor of the superconductivity cavity changes from 150-550 to 104-130.

**Key words:** radio frequency feedback; superconductivity cavity; impedance; digital feedback algorithm; field programmable gate array; band width