

摘 要

磁控管是一种大功率微波源，在核医学、工业和民用加热、辐照育种、工业材料改性、先进控制等领域起到供给能源的作用。磁控管本质是一个极其不稳定的振荡器，因此对磁控管的稳定控制就显得十分必要与迫切。另外，对磁控管的频率、相位控制需要调频回路与注入锁频联合调定；双只磁控管功率合成需要调相回路与大功率合成联合调定。论文以 FPGA 为核心控制单元，设计低电平(LLRF)控制系统对磁控管进行控制，目标是使磁控管低电平控制系统的频率稳定度为 $403\pm 5\text{MHz}$ ，相位稳定度为 $30\pm 1^\circ$ ，功率稳定度为 $225\pm 2.25\text{kW}$ 。

论文通过研究磁控管注入锁频特性、大功率合成特性，结合低电平控制算法完成低电平控制系统的搭建。对于频率调节，由于磁控管的极易震荡性，注入锁频之前需要通过调频回路预先调节，调频回路与谐振腔技术结合，将频率调节转化为相位调节，通过 LLRF 控制算法将偏差转化为驱动脉冲，驱动调谐杆进行频率调定；对于幅度调节，将能量耦合到磁控管的阳极电压上，使磁控管幅度稳定；对于相位调节，通过注入锁频方式保证两只磁控管的输出相位一致，使得大功率合成条件满足。磁控管 LLRF 控制系统的核心是基于 FPGA 的低电平控制算法，该算法利用滤波算法进行信号的降噪，利用数字 IQ、CORDIC 算法鉴别信号幅相、PID 算法控制信号，使用 RGMII 千兆以太网进行数据的传输。论文将传统低电平控制算法中 FIR 滤波算法优化为自适应 LMS 滤波算法，采用 ARP 动态映射使得 FPGA 能够自动获取对端设备的 MAC 地址。算法与通信均在 xc7z020clg400-2 FPGA 上实现，验证了算法与通信系统的正确性。结果表明，自适应滤波算法使控制系统能够适应恶劣的电磁环境，增加采集数据的信噪比，采用 ARP 动态映射的通信方法增加了控制系统的兼容性，使低电平控制系统得到优化。

关键词：磁控管，低电平控制系统，自适应滤波，CORDIC 算法，数字矢量 IQ 算法

Abstract

Magnetron is a kind of high power microwave source, which can supply energy in nuclear medicine, industrial and civil heating, irradiation breeding, industrial material modification, advanced control and other fields. Magnetron is a very unstable oscillator in nature, so the stable control of magnetron is very necessary and urgent. In addition, the frequency and phase control of the magnetron requires the combination of frequency modulation loop and injection frequency locking. The power synthesis of double magnetron requires the combined tuning of phase modulation loop and high power synthesis. This paper takes FPGA as the core control unit and designs LLRF control system to control the magnetron. The goal is to make the frequency stability of the magnetron low level control system $403\pm 5\text{MHz}$, the phase stability is $30\pm 1^\circ$ and the power stability is $225\pm 2.25\text{kW}$.

In this paper, the low level control system is built by studying the frequency locking characteristics of magnetron injection, the high power synthesis characteristics and the low level control algorithm. As for the frequency regulation, due to the easy oscillation of the magnetron, it is necessary to pre-adjust the frequency locking through the FREQUENCY modulation loop. The frequency modulation loop is combined with the resonant cavity technology to convert the frequency regulation into phase regulation. The LLRF control algorithm is used to convert the deviation into a driving pulse and drive the tuning rod to set the frequency. For amplitude regulation, the energy is coupled to the anode voltage of the magnetron to make the amplitude stable. For phase adjustment, the output phase of two magnetrons is consistent by injecting frequency locking method, so that the synthesis condition of high power is satisfied. The core of the LLRF magnetron control system is the low level control algorithm based on FPGA, which uses the filtering algorithm to denoise the signal, uses the digital IQ algorithm, CORDIC algorithm to identify the signal amplitude phase, PID algorithm to control the signal, and uses THE RGMII gigabit Ethernet to transmit data. In this paper, the FIR filter algorithm of traditional low level control algorithm is optimized to adaptive LMS filter algorithm, and the ARP dynamic mapping is used to enable FPGA to automatically obtain the MAC address of the peer device. The algorithm and communication are implemented

on XC7Z020CLG400-2 FPGA, which verifies the correctness of the algorithm and communication system. The results show that the adaptive filtering algorithm can make the control system adapt to the harsh electromagnetic environment, increase the signal-to-noise ratio of the collected data, and adopt the COMMUNICATION method of ARP dynamic mapping to increase the compatibility of the control system, so that the low level control system is optimized.

Key words: Magnetron, Low level control system, Adaptive filtering, CORDIC algorithm, Digital vector IQ algorithm

目 录

第一章 绪论.....	1
1.1 课题研究背景及意义	1
1.2 磁控管注入锁频的研究现状	2
1.3 加速器低电平控制系统研究现状	4
1.4 本文研究内容及方法	7
第二章 磁控管低电平控制系统设计	9
2.1 磁控管简介	9
2.2 磁控管低电平控制系统架构设计	9
2.3 磁控管控制系统模型分析	12
2.3.1 磁控管控制模型分析	12
2.3.2 注入锁频理论	13
2.3.3 大功率合成理论	17
2.4 低电平控制系统设计	20
2.4.1 硬件系统设计	20
2.4.2 下变频	21
2.4.3 频率调节回路	22
2.4.4 幅相调节回路	24
2.5 本章小结	25
第三章 磁控管控制系统自适应 LMS 滤波算法设计	27
3.1 自适应滤波系统	27
3.1.1 自适应滤波器	27
3.1.2 代价函数	28
3.1.3 柯西最速下降法	30
3.2 自适应 LMS 算法影响因素	30
3.3 自适应滤波器与 FIR 滤波器对比	35
3.4 自适应滤波器的 FPGA 实现	38
3.5 本章小结	38
第四章 低电平控制算法设计	41
4.1 数字矢量 IQ 算法原理及设计	41

4.1.1 数字 IQ 算法原理	41
4.1.2 数字 IQ 算法 FPGA 实现	43
4.2 CORDIC 算法原理及设计	43
4.2.1 CORDIC 算法原理	43
4.2.2 CORDIC 算法在 LLRF 的应用	45
4.2.3 CORDIC 算法迭代次数	46
4.2.4 CORDIC 算法验证与 FPGA 实现	47
4.3 增量式 PID 算法原理及设计	47
4.3.1 增量式 PID 算法原理	47
4.3.2 PID 算法仿真及 FPGA 验证	48
4.4 本章小结	49
第五章 仿真及算法验证	51
5.1 现场可编程门阵列(FPGA)	51
5.1.1 FPGA 时序分析	51
5.1.2 FPGA 开发流程	52
5.2 软件环境	54
5.2.1 Modelsim 软件环境	54
5.2.2 Vivado 软件环境	54
5.3 RGMII 以太网接口仿真	55
5.3.1 以太网通信	55
5.3.2 UDP 协议	56
5.3.3 地址解析协议(ARP)	58
5.3.4 循环冗余校验(CRC)码	59
5.3.5 RGMII 千兆以太网 FPGA 实现	59
5.4 仿真与验证	61
5.4.1 数字矢量 IQ 算法验证	61
5.4.2 CORDIC 算法仿真与验证	64
5.4.3 PID 算法仿真与验证	65
5.4.4 自适应 LMS 算法仿真与验证	66
5.4.5 RGMII 千兆以太网仿真与验证	68
5.5 本章小结	71
结论	73
参考文献	75
攻读硕士学位期间取得的研究成果	81

致谢.....	83
---------	----

第一章 绪论

1.1 课题研究背景及意义

长安大学与南京大学南京质子源工程技术研究院多年来合作致力于推动“南京质子源”项目的立项。该项目旨在建设成为一个综合交叉研究平台，聚焦三个重大前沿科学问题，建立中国在加速器应用领域国际竞争中的优势地位。

“南京质子源”可以催生洁净核能源、核医学（放疗设备）、辐照育种、工业材料改性、质子照相技术、高清中子 CT 成像、超导加速器高端装备、大功率微波源技术、先进控制等领域的技术突破。图 1.1 表示了其系统构成图，主通道是加速器，包括 RFQ 加速器、DTL、超导强流直线加速器，离子源与 LEPT 是加速器粒子产生装置，RD 功率源为加速器提供注入能量，RF 功率源部分指的是磁控管。本论文配合课题组磁控管的物理设计，主要完成控制部分。

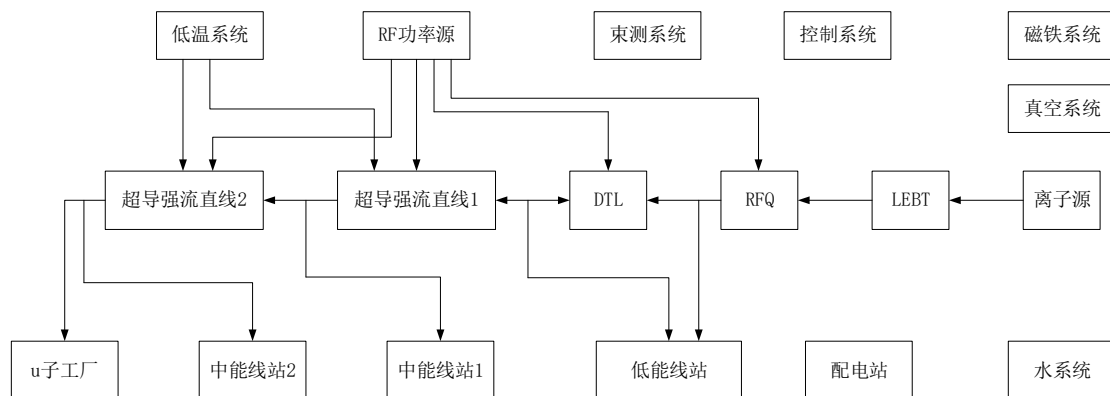


图 1.1 南京质子源系统构成图

另外，磁控管在工业技术中也有着广泛的应用，微波技术广泛应用于工农业生产等领域，在国内已经出现了许多用微波技术生产的厂家。在生产中，微波功率源决定着微波设备的性能，所以提高微波功率源的性能是重中之重。常用的较高功率等级的微波功率源主要有磁控管、速调管和行波管等^[1]，表 1.1 表示了大功率微波源的参数：

根据表中列出的常见微波功率源器件参数，得出磁控管的转化效率远远优于其他 S 波段微波源器件，而且磁控管的成本较低，因此选用磁控管作为低电平控制系统的射频能源。

低电平系统(指低功率下的控制系统)在射频领域研究及应用较为广泛。由于磁控管极易振荡，因此将低电平控制系统应用于磁控管的参数控制上。低电平控制领域经

历了三个阶段，分别是六七十年代的传统模拟控制系统、八九十年代初期数模混合的控制系统和本世纪的全数字低电平控制系统^[2]。磁控管的频率稳定需要低电平控制系统和注入锁频技术的配合，低电平系统将磁控管预先稳定在一个范围，磁控管注入锁频再将信号稳定在锁频带宽。由于单只磁控管馈入功率不足，因此低电平控制系统需要和注入锁频配合来进行大功率合成。

表 1.1 大功率微波源参数对比表

器件	平均功率	转化效率	功率增益	成本	重量
磁控管	>10kw	约 70%	不定	约 0.55 万	>1.6kg
行波管	>10kw	>40%	48	不定	>36kg
速调管	>10kw	>40%	41	约 1.2 万	>36kg
固态放大器	>10kw	约 27%	55	高于行波管 137%	不定

低电平系统(指低功率下的控制系统)在射频领域研究及应用较为广泛。由于磁控管极易振荡，因此将低电平控制系统应用于磁控管的参数控制上。低电平控制领域经历了三个阶段，分别是六七十年代的传统模拟控制系统、八九十年代初期数模混合的控制系统和本世纪的全数字低电平控制系统^[3]。磁控管的频率稳定需要低电平控制系统和注入锁频技术的配合，低电平系统将磁控管预先稳定在一个范围，磁控管注入锁频再将信号稳定在锁频带宽。由于单只磁控管馈入功率不足，因此低电平控制系统需要和注入锁频配合来进行大功率合成。

磁控管作为大功率微波器件广泛用于工业生产、医疗等行业。论文采用 FPGA 作为控制核心，FPGA 作为核心器件有如下优势：电路可编程、响应迅速、工业可裁剪定制、具有很强的稳定性。本课题的结论可以应用于医疗放射加速器上，也可以应用于各种需要大功率微波源の場合中。

1.2 磁控管注入锁频的研究现状

磁控管是一种效率最高的大功率微波源，在军事与民用领域得到了广泛的应用。S 波段中磁控管的功率增益一般在 41，平均功率大于 10Kw，其转化效率是 S 波段最高的，且费用较低、重量显著轻于其它 S 波段器件。磁控管本身是一种振荡器，其工作频率容易跳动、相位随机变化和功率容量限制等。注入锁频技术能够在低电平控制系统的基础上进一步调定磁控管的参数，此外，注入锁频还是大功率合成的必要条件，

故注入锁频、锁定调相研究一直是热门问题之一。磁控管注入锁频技术早在上世纪五十年代就已经得到了充分的理论研究^[3]。注入锁频技术发展经历了四个阶段，第一阶段是上世纪 40 年代的理论研究阶段，由 Adler 提出了锁频带宽公式^[4]，第二阶段是上世纪 50 年代的实验起步阶段，主要研究磁控管的增益^[5]。第三阶段是上世纪七十到九十年代，主要研究的是磁控管的频率推移与注入锁定^[6]，第四阶段是新世纪至今，主要研究在加速器等领域的应用^[7]。

根据磁控管的锁定带宽^[8]，只有当注入频率和谐振频率的值小于锁定带宽时，注入源与磁控管输出信号频率几乎一致。图 1.2 是磁控管注入锁频基本原理图，磁控管由高压电源供电，注入源通过固态放大器 SSA 经过四端口环形器注入到磁控管中。功分器用来输出多路信号，这些信号用来监测磁控管，输出的能量经过水负载释放掉。

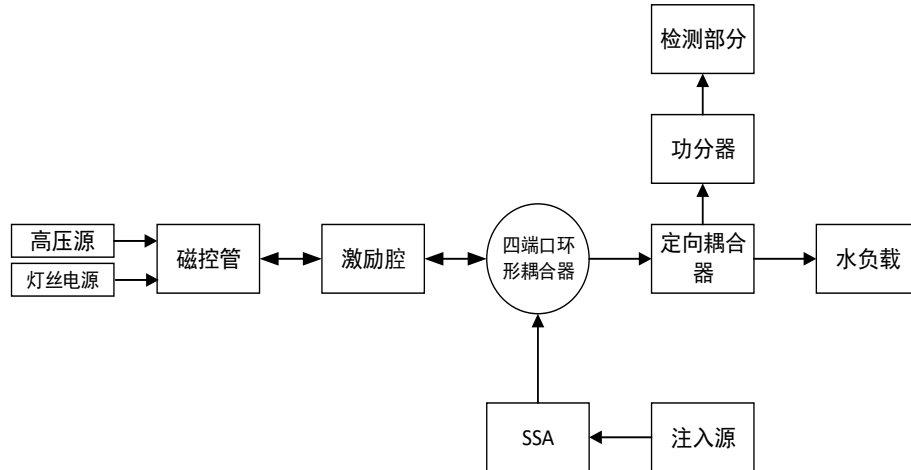


图 1.2 磁控管注入锁频方案设计图

尽管注入锁频已经研究了很久，但是磁控管本身的复杂性、工作易振荡性，使得磁控管的工作状态不易稳定^[9]。郭永杰等针对磁控管稳定性提出了基于注入锁相的 DDS+PLL 频率和相位可控系统，该系统调频调相后的信号经由环形器注入磁控管，达到注入锁相的目的，微波源系统功率稳定度为 0.5dB，频率稳定度为 10KHz，但是该系统相位稳定度过大^[10]。李济海根据注入锁频原理提出了一种扫频大功率微波源，系统最高扫频带宽可达 21Mhz，在注入比为 50%的时候磁控管的锁定带宽达到了 21Mhz^[11]。刘长军等基于注入锁频磁控管的理论，通过提高注入比的方式来拓宽磁控管的锁频带宽^[12]。刘征宇等通过搭建微波系统来研究磁控管的注入锁频主要影响因素，得出输出与输入相位差恒定是磁控管注入锁频的必要条件^[13]。

K. Davis and R. Rimmer 等得出调节磁控管的阳极电流会改变磁控管的注入比，从

而改变锁定带宽^[14]。Heping Huang 等提出注入信号与输出信号的相位差会造成磁控管的相位抖动，尤其在大功率磁控管中，相位偏差较为明显，极易造成磁控管的振荡，当注入信号的频率远离磁控管的注入锁定带宽中心时，磁控管的注入锁定难度会很大^[15]。Changjun L 等得出磁控管的注入锁定由阳极电流、电源纹波、磁控管本身的结构和尺寸等因素影响^[16]。

综上所述，磁控管的注入锁频影响因素较多，锁定带宽与注入比、电源纹波、相位变化、机械振动、温度漂移等因素有关，注入比可以通过低电平控制系统控制，其余因素以噪声的形式影响磁控管的输出信号，可以通过滤波器进行滤除。国内外大部分文献对于磁控管的控制提出了注入锁频控制方案，当工作参数偏离磁控管的额定参数过大时候，磁控管的注入锁频可能起不到作用，因此提出低电平控制系统与磁控管注入锁频联合控制方案。

1.3 加速器低电平控制系统研究现状

射频控制领域常用的方法是采用低电平控制（LLRF）系统。LLRF 控制系统经历了模拟到数字的转变，采用模拟方案最典型的是瑞士光源，但模拟方案实现复杂、抗干扰差，因此新世纪以来，以费米实验室为主的数字化控制系统得到大规模应用。

中国散裂中子源（CSNS）系统的束流能量为 80MeV，峰值电流 15mA，工作频率为 324MHz。模拟信号经过下变频采集到数字控制模块（DCM），数字信号模块包括 FPGA 和 DSP，低电平系统输出信号给磁控管、固态放大器。经过验证，该 LLRF 系统能够实现加速场电压的 1%的稳定度和相位的 19 度偏差的稳定度，但该系统相位稳定度过大，不能满足一般的工业需求^[17]。

美国费米实验室的加速器系统应用 LLRF 控制系统控制磁控管，幅度上实现 13MHz 的偏差，相位上实现 1%的稳定度。LLRF 系统由模拟射频组件和数字射频组件组成，其中模拟射频组件用于将信号降为中频信号，FPGA 对信号进行计算、处理，生成控制输出信号，将控制输出信号与本振信号转化为高频信号输出。在频率追踪模式下，LLRF 系统动态地调整驱动频率至腔体谐振频率。该方案设计了大功率合成系统，由两个磁控管向 RFQ 腔体提供能量，在 SIMULINK 上进行了 LLRF 系统的仿真，结果表明磁控管的幅相、调频运行性能良好，但该系统没有进行现场验证^[18]。

韩国 KOMAC 计划开发的氦辐照系统包含了 LLRF 系统, RFQ 高频腔谐振频率为 200MHz, LLRF 系统使用 PENTEK 公司生产的商用 PMC 板, PMC 板卡时钟频率高, 因此 LLRF 系统没有进行上下变频, 同时采用 NON.IQ 采样使得采样所带来的时钟抖动降到最小。在其控制策略中, IQ 调制出来的信号经过幅相鉴别模块生成幅度和相位两个信号, 鉴别信号与设定值在 PI 控制器进行比较。该系统在 SSA 和 RFQ 腔体中间的循环保护了 SSA 不受外界信号的干扰, 实际上 SSA 生成的高次谐波对于磁控管并没有多大影响^[19]。

美国散裂中子源(SNS)的低电平控制系统应用 FPGA 作为控制磁控管的核心部件, 为粒子束流提供 2.5MeV 的能量加速, 控制系统幅度稳定度为 1%, 相位稳定度为 1 度。LLRF 设计了 352.5MHz 的 LO 信号, 50MHz 的中频源以及 40MHz 的同步时钟。射频前端包括四个信号, 分别是反射、射频参考信号、腔体信号和前向信号, 信号经过 AD 采集进入以 FPGA, ADC 采样精度为 12 位, DAC 的输出模拟精度为 12 位, 两路 DAC 刷新交替时间为 20ms/s。系统还运用了 EPICS 对电机和调谐器通过以太网进行了远程控制, 但 FPGA 和 DSP 的协同应用使得系统的运算延迟增加了 250ms^[20]。

加拿大光源(CLS)采用模拟 IQ 技术来设计 LLRF 系统, 其输出电压稳定度小于 2%, 相位稳定度为 1%, 调谐范围为正负 200KHz。参考信号与腔上信号经过模拟 IQ 的调制生成 I、Q 两个信号。这两个信号分别通过 PI 控制进入 I、Q 调制模块, 生成射频信号给磁控管。加拿大光源是世界上少数几个使用模拟 IQ 的加速器之一, 故对其性能有一定限制^[21]。

瑞士光源的输出电压稳定度为 1%, 相位稳定度可达 0.5%, 标准频率为 500Hz。瑞士光源目标控制有三个回路: 幅度、相位和频率调节回路。幅度调节回路设计流程如下: 从高频腔中用探头取出信号, 用检波器检测出幅度, 该幅度与参考电压形成偏差, 形成的偏差经过调节控制磁控管阳极的电压; 对于相位控制环路, 取出的信号来自于磁控管的输出环流器的信号, 将它与注入到磁控管的信号的相位做偏差, 这个偏差用来控制移相器, 使得主回路上的相位要保持为恒定值, 这样也满足了磁控管的注入锁频的需求; 对于调频环路, 信号取自腔上信号和主回路环流器后信号, 目的是将注入信号的频率稳定到腔上失谐的频率上, 形成的偏差转化为相位差, 通过步进电机的运动来控制频率。瑞士光源采用模拟 IQ 技术, 因此系统效率、能耗等会存在问题^[22]。

中国科学院高能物理研究所对加速器的幅度、频率和相位精确控制。采用 FPGA 作为可编程逻辑器件,运用直接数字合成技术(DDS)、数字 IQ 技术来实现高频腔的控制。该方法最终进行了仿真,仿真结果表明可以达到对高频信号的 I/O 控制,但是该低电平控制系统需要另外加入 IQ 调制芯片,导致系统成本较高^[23]。

上海应用物理研究所的赵玉彬等以数字 IQ 技术为基础设计了上海光源的高频低电平系统,实现调幅、调频和相位控制。测试结果表明,整个环路延迟为 1.5 微秒,响应时间快速,相位稳定度为 1 度,幅度稳定度为百分之一,达到了设计要求,但是该系统没有考虑到磁控管输出信号偏差过大可能造成系统失调^[24]。

高郑博士针对 ADS 加速器的参数控制提出了数字化低电平系统,采用 Stratix 系列的 FPGA 芯片进行基带数字信号处理。LLRF 主要由 RF 模拟前端、是中非不配、数字信号处理部分组成。模拟前端实现对 RF 的频率进行转换,包括上下变频。依照数字 IQ 技术,对 ADC 采样时钟进行了分配,保证 ADC 的采样时钟是模拟中频信号的 4 倍频,这样实现了数字 IQ 算法。另外,时钟分配模块还产生了与 LO 信号的中频信号。结果符合预期设计,该系统针对低电平系统控制算法没有做出优化,导致系统电压反馈时间过长^[25]。

吕海艇针对 TXT 射线系统提出了一种高频低电平控制系统研究,该方法运用了 Non.IQ 解调方式,该方法相比于正交 IQ 采样解调方式,有更好的信噪比,但是该系统选用的 DAC 器件对于温度反应灵敏,温度漂移较大^[26]。

李明达等针对加速器的失谐以及束流对参数的影响实现跟踪。设计了一种可以实时跟踪 RFQ 的谐振频率的低电平控制系统,时钟产生模块应用了直接数字合成(DDS)和锁相环技术。最终试验表明实现了 0.5% 的幅相稳定度^[27]。

张俊强设计了一种次谐波聚束器的低电平控制系统。实验结果表明,幅度的控制精度是百分之一,相位控制精度是 0.6%,达到了幅度和相位的控制稳定度,但该系统对于 FPGA 数字算法的延时没有考虑,且系统稳定性有待提高^[28]。

文良华设计的针对高频腔的失谐、相位和幅度不稳定设计了一种 LLRF 系统,该系统滤波器是 CIC 平滑与滤波滤波器,通信方式应用千兆以太网通信。该方法减少了 CORDIC(Cordinate Rotation Digital Computer)算法的无效旋转,提高了 CORDIC 算法精度。系统相位稳定度为 0.3,幅值稳定度为千分之五,但是该系统的 CIC 滤波算法会造

成环路稳定性能不够等问题^[29]。

纵观国内外低电平控制系统，传统上的低电平控制系统滤波器采用 FIR 滤波器，FIR 滤波器是一种固定系数滤波器，只能对固定带宽起作用，当现场噪声本质上区别于有效信号时效果就不明显了，鉴于此，本文在低电平控制系统基础上提出一种自适应滤波器，图 1.3 是典型的自适应系统，自适应系统使得系统在复杂电磁场环境下更为可靠。

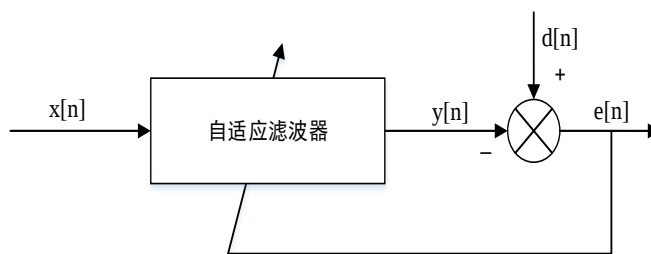


图 1.3 典型的自适应滤波器结构图

自适应系统算法的实现是研究的热点内容之一，雷宇等提出了 LMS 的模块化自适应系统，该系统具有较快的速度和更少的实现面积^[30]。钱梦男等针对车内噪声提出了一种改进的 LMS 算法，该算法具有较快的收敛速度，但是资源面积消耗很大^[31]。吕照顺和王俊峰等用 DSP 来实现 LMS 算法，算法实现速度较低^[32]。Xumeng Liu 等在 DSP 上实现了 LMS 算法的精度较高，但算法速度较低^[33,34]。Ajay Shiva 的可重构自适应系统在速度上具有较大的优势，但是在消耗面积上仍有不足^[35]。自适应算法在 ECG 信号领域应用较多，Prasad Vilas Dutande 在提出了乘法的移位替换，大大减少了资源消耗，但是该系统只进行了仿真^[36]。

综上所述，数字技术相比于模拟技术具有高集成化、性能优秀、维护方便等特点，低电平控制系统采用数字化是大势所趋。在信号消噪上，国内外对于磁控管的去噪基本上采用固定系数滤波器，其抗干扰性、兼容性能较差，本文提出了自适应滤波方法，将传统低电平控制算法中的滤波器优化为自适应滤波器。在本课题中，低电平控制系统的算法采用 FPGA 器件实现，以此来控制磁控管的幅度、相位和频率。

1.4 本文研究内容及方法

论文以磁控管为研究本体，设计研发一种低电平控制系统，旨在解决磁控管幅相、频率参数不稳定的问题以及大功率合成问题。本文主要研究内容如下：

第一章主要对国内外低电平控制技术作出总结，针对原有固定系数滤波器抗干扰性较差的问题提出了自适应滤波器方案。将注入锁频技术、大功率合成技术引入低电平控制系统，以此来达到磁控管稳定性控制以及大功率输出。

第二章主要介绍了磁控管的低电平控制系统架构，对磁控管的控制模型作出分析。介绍了磁控管的注入锁频、大功率合成技术原理及在低电平控制系统中的应用，给出低电平控制系统的硬件设计框图。

第三章介绍了自适应 LMS 算法，将磁控管采样的信号经过自适应滤波器进行降噪，自适应滤波器采用 LMS 算法实现。在 MATLAB 软件设计算法模型，将自适应滤波算法与传统的固定系数滤波算法进行对比，得出自适应滤波器能适应恶劣噪声环境，并对自适应 LMS 算法进行了 FPGA 实现流程设计。

第四章主要介绍了低电平控制算法，将磁控管采样降噪后的信号经过控制算法调节，其中数字 IQ 技术、CORDIC 算法技术和谐振腔技术用来鉴别磁控管的幅度、相位和频率，PID 算法进行控制，并对算法进行 MATLAB 验证以及算法流程设计。

第五章主要将算法和通信部分在 xc7z020clg400-2 FPGA 上进行设计、仿真以及板级实现，对实现出来的算法模块分别进行时序分析、资源分析以及验证，通过 ILA 测试表明设计的低电平控制算法能正常运行。通信部分设计了基于 B50610 PHY 芯片的 RGMII 接口千兆以太网，经过仿真测试，通信部分能够正确运行。

论文侧重于对低电平降噪、控制算法的研究，在传统 LLRF 系统上采用自适应滤波器进行消噪，使得系统能够适应更加恶劣的电磁环境，具有较强的兼容性。设计了千兆以太网通信，所有的算法和通信均在 FPGA 开发板上成功实现，测试结果表明开发的算法能够满足系统要求。

第二章 磁控管低电平控制系统设计

2.1 磁控管简介

微波源是产生微波的核心部件^[37]，磁控管是一种大功率微波源，图 2.1 说明了磁控管由磁钢和管芯组成，它具有高效率、低工作电压、结构简单、体积小、重量轻、使用方便、工作可靠和成本低等特点^[38]，广泛应用于导弹、雷达、电子干扰系统等军用领域，也广泛应用于通信、工业和食品加热、高能粒子加速器行业、医疗行业乃至家用微波炉^[39]。



图 2.1 磁控管外形图

图 2.2 说明了磁控管的注入锁频工作原理，磁控管可以等效为一个 RLC 谐振电路，故磁控管本质上是一个振荡器^[40]。磁控管灯丝发射出的热电子在外加永磁体的作用下会加速其发射效率，将阳极永磁体做成空腔，磁控管阴阳极之间就会形成轮辐电子云，可以给加速器提供微波射频能源^[41]。由于自由振荡的磁控管在工作时会受到灯丝电压、灯丝电流、谐振腔温度等因素的影响，其频率稳定性和相位噪声性能都相对较差^[42]，因此磁控管需要进行注入锁频，在注入锁频下，注入信号可以促进磁控管内的电子群聚，抑制模式竞争，使得磁控管内电子由原来的自由振荡变为受迫振动^[43]。注入锁频将相位和频率稳定在一个带宽内，实现微波功率源的稳定性。

2.2 磁控管低电平控制系统架构设计

论文选用磁控管作为大功率微波源为质子直线加速器提供射频能源，其工作频率为 $403 \pm 5 \text{ MHz}$ ，相位稳定度为 $30 \pm 1^\circ$ ，功率稳定度为 $225 \pm 2.25 \text{ kW}$ 。

采用低电平控制系统控制磁控管的参数。课题使用的单只磁控管技术要求如表 2.1，

磁控管的工作频率即磁控管的振荡频率，磁控管的重复频率指磁控管的开关频率。脉冲型磁控管输出信号是由一个重复频率脉冲加上 403MHz 的微波叠加而成，在无效段磁控管无输出。磁控管的控制目标即幅度控制为百分之一，相控稳定度为 1 度，频率稳定度为 5MHz。南京质子源的 403MHz 磁控管的输出功率是传统磁控管不能达到的，整个参数符合配套的 RFQ 加速器的要求，磁控管的品质要求实验级别。

表 2.1 403MHz 磁控管技术参数

技术名称	参数范围
工作频率	403MHz
峰值功率	$\geq 225\text{kW}$
重复频率	156Hz
相控精度	$\pm 1^\circ$
幅控精度	$\pm 2.25\text{kW}$
频率稳定度	$\pm 5\text{MHz}$
脉冲宽度	1.3ms

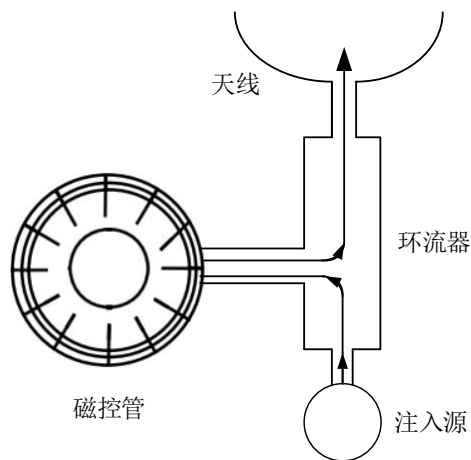


图 2.2 磁控管注入锁频原理图

图 2.3 表示了磁控管的控制架构，高压电源给磁控管提供了能量来源，激励腔实现阻抗和功率匹配；波导耦合器起到检测作用，从激励腔出来的信号在波导里面进行传输，信号能量会有一定的衰减；三端口环形器起到信号定向流动的作用；功分器将波导耦合器耦合出来的信号进行功率分配，以便在上位机进行实时显示磁控管的状态。

磁控管输出信号经过激励腔进行输出与反注入，从耦合器出来的信号一路经过功分器进行大功率合成，合成信号进入 RFQ 加速器，信号可以通过 RGMII 千兆以太网传递到上位机，在上位机上实时监测磁控管的状态参数，另一路信号通过耦合器注入到

功分器，一路经过谐振腔，另外一路不经过谐振腔，两路信号都与 LO 信号生成中频信号，这两路信号通过放大、调理电路，以及 AD 采样电路进入到 LLRF 控制系统。根据偏差，LLRF 控制系统生成脉冲信号控制步进电机驱动器来控制步进电机来进行粗调，另外生成一路信号通过 DA 输出，通过上变频来还原频率，经过放大、调理电路给固态放大器 SSA 一个激励源，信号经过 SSA 通过环形器、耦合器和激励腔反注入到磁控管里面，使得磁控管的锁频带宽达到要求值，实现精调。SSA 固态放大器的注入应该略小于磁控管的信号脉冲宽度才能达到注入锁频的要求，当检测到磁控管的有效信号时，此时 SSA 向磁控管反注入一个信号。

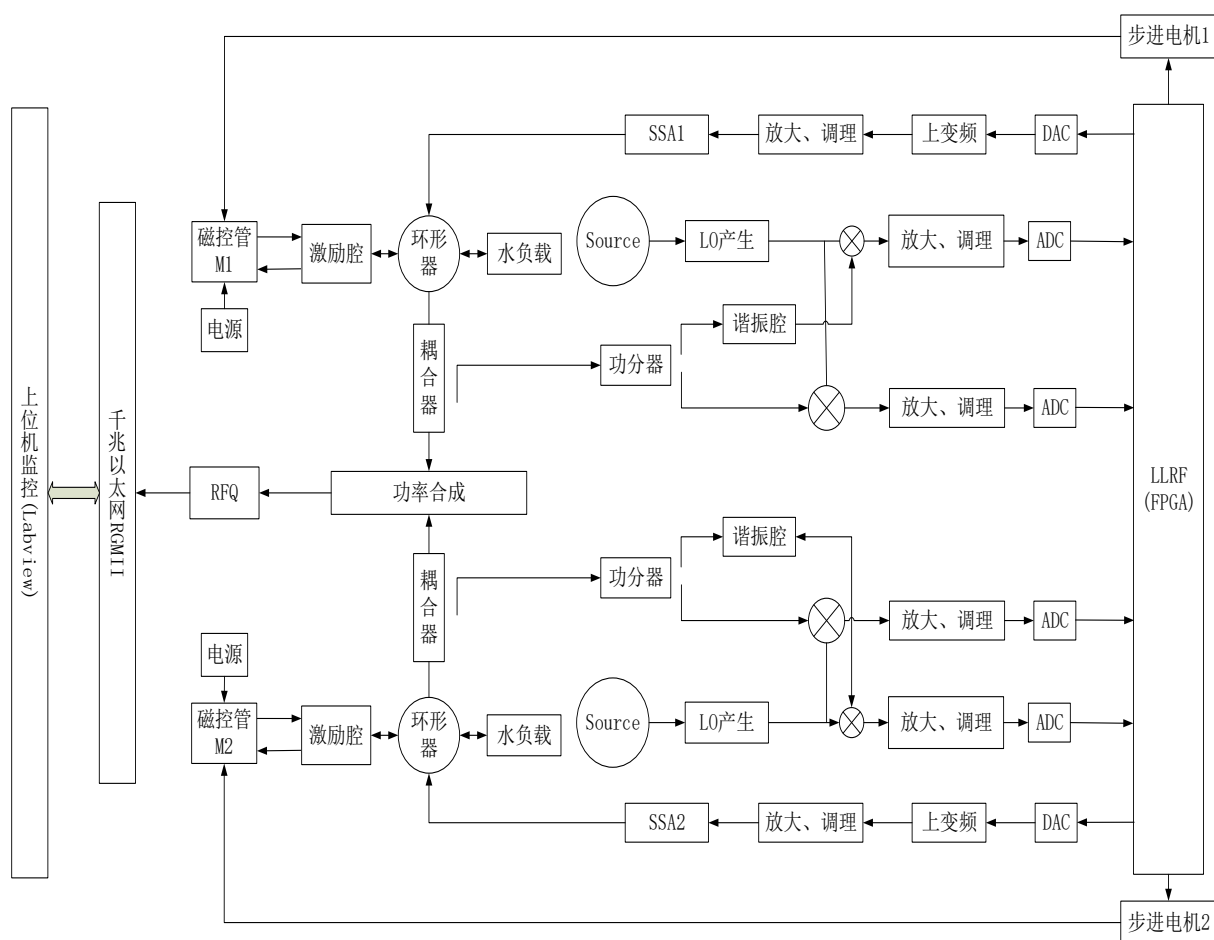


图 2.3 磁控管低电平控制架构方案图

磁控管的调频方式由粗调和精调配合作用。粗调即步进电机推动磁控管的干扰棒插入深度进行大致的调定，使得磁控管的频率大致稳定在一个浮动范围，但是粗调只是起到一个磁控管大致控制的作用，精调指的是注入锁频方式调节频率，磁控管精调必须以粗调为基准调节，否则频率偏差过大可能精调不起作用。低电平控制系统调幅调相过程与调频过程一致，采样的信号与设定值比较形成偏差，幅值与相位偏差可通

过耦合器反注入到磁控管阳极。

论文的主要目标是实现对磁控管的控制，不仅包括单个磁控管的稳定度控制，而且要实现双只磁控管的大功率合成。大功率合成理论指一个磁控管的相位尽可能稳定到另一个磁控管的相位上，这样两个磁控管的合成效率就会尽可能地高，保证磁控管输出的微波源能量满足项目需求。

2.3 磁控管控制系统模型分析

2.3.1 磁控管控制模型分析

为了得出 403MHz 磁控管的控制模型，需要知道磁控管的特性信息，磁控管的传递函数是直接反映磁控管物理特性的方式之一。磁控管的控制模型比较复杂，图 2.4 表示了简化的磁控管模型，虚线方框内的结构就是磁控管简化后的传递函数示意图。 $N(s)$ 代表磁控管中的阴极纹波干扰信号， $V(s)$ 是假定的给定量， Q 代表阴极对阳极电流的干扰的增益， $-C_2$ 代表磁控管的内部磁场对阳极电流的增益， $C_1(s)$ 代表磁控管励磁环节的传递函数， R 代表阳极电流的取样电阻， $G(s)$ 是从比较环节到输入到磁控管之前环节的总传递函数。 $I_B(s)$ 是磁控管的励磁电流输入信号， $I(s)$ 是输出的阳极电流信号。对于磁控管环节，磁控管的内部磁场对阳极电流增益 $-C_2$ 是存在着非线性变化的关系的，但是在磁控管相对稳定条件下，其内部的磁场强度是在很小的范围内变化的，因此可以 $-C_2$ 环节视为线性变化，不与频域单位形成因果关系。

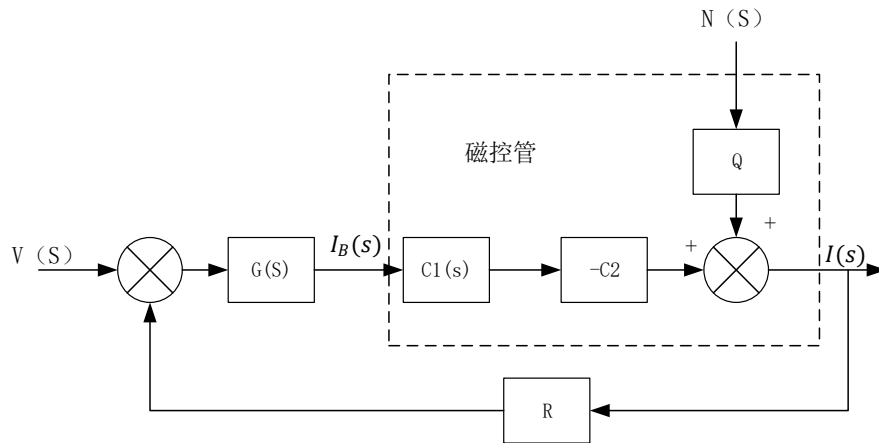


图 2.4 磁控管传递函数系统框图

磁控管的 $C_1(s)$ 是励磁环节，励磁线圈的组成原理是 LC 谐振电路。磁控管的金属保护套和阳极块都是良导体，工作区域就是阳极块内部空腔形成的磁场。当励磁电流

输入给磁控管时，磁控管的工作磁场也将发生变化，根据麦克斯韦电磁定理，工作磁场的变化会引起感应电流的变化，感应电流会引起感应磁场的变化，因此工作磁场变化会引起励磁电流变化，但这中间会有延迟，因此励磁环节 $C_1(s)$ 可以视为一阶惯性环节，假设励磁环节的时间常数为 τ ，那么 $C_1(s)$ 见公式：

$$C_1(s) = \frac{C_1}{\tau s + 1} \quad (2.1)$$

式中：

C_1 —励磁环节增益

τ —增益

在控制系统中与磁控管有关的参数是 Q 和 $-C_2$ 。 Q 的值非常微小可以忽略， $C_1 C_2$ 的值大致为 4， $\tau \approx 40ms$ 。在低电平控制系统过程中，中间需要很多的延迟环节，包括微波信号传递、LLRF 控制系统走线延迟等，因此考虑实际工况，需要额外添加一个延迟环节 $e^{-\tau_1 s}$ ，其中系统延迟 $\tau_1 = 3us$ ，那么磁控管的传递函数见公式：

$$G_m(s) = \frac{-100}{s+25} e^{-\tau_1 s} \quad (2.2)$$

2.3.2 注入锁频理论

磁控管运动的本质是轮辐电子云现象。当电流流过灯丝时候，灯丝会加热阴极，使得电子进行辐射，这种现象称之为热电子辐射。当在灯丝外加入带有空腔的正极永磁铁时，外加磁场使得电子运动呈轮辐电子云形状，图 2.5 是磁控管工作的轮辐电子云现象图。磁控管的输出信号就是在形成轮辐电子云时在阳极形成的射频信号，此时预先注入信号的阳极在阴极热电子的作用下开始振荡，当注入信号强于噪声信号二三十倍时，磁控管的天线辐射信号有较高的信噪比，此时输出信号的相位与注入信号相干，与此同时，在锁频带宽之内，磁控管输出信号的频率具有较高的稳定度，且大小与锁定的频率相同，此时磁控管的输出信号的输出频率由注入信号的频率控制，输出信号的相位由注入信号的相位控制。

为了研究磁控管注入锁频的定量关系，需要先建立磁控管的定量模型，通常用磁控管的等效电路来说明磁控管的锁频关系，图 2.6 是磁控管的等效电路，代表磁控管的无注入源情况下的自激振荡电路。图中 $g+jb$ 代表电子注导纳， $G+jb$ 是耦合到 403MHz 的归一化负载，RLC 分别代表 403MHz 电阻、电容和电感。在大量的实验结论下，

403MHz 磁控管的输出频率与输入频率在一定条件下有以下因果关系：输入信号源的频率在某个稳定度下，输出信号的频率跟随注入频率，因此可以将注入信号源视作随时间缓慢变化的有效负载导纳。

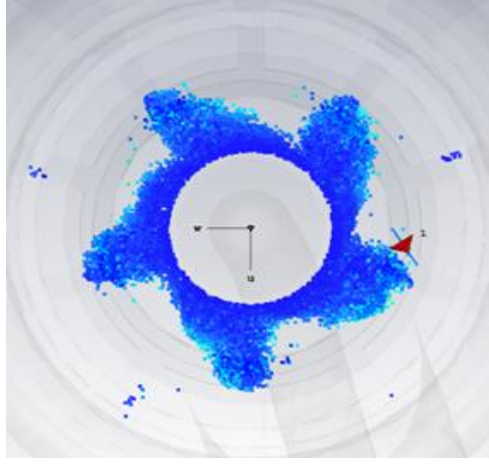


图 2.5 磁控管轮辐电子云现象图

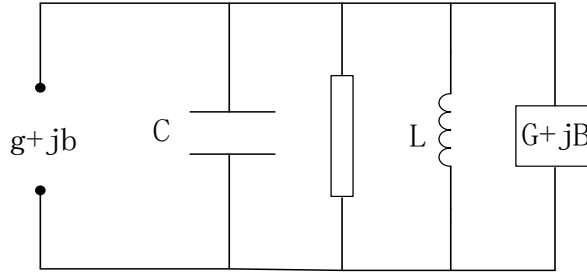


图 2.6 磁控管等效电路图

将磁控管的输出信号电压与电流记作 $V_o e^{j\omega_o t}$ 和 $I_o e^{j\omega_o t}$, 磁控管输入信号电压与电流记作 $V_i e^{j\omega_i t}$ 和 $I_i e^{j\omega_i t}$, 那么电压与电流合成矢量信号 V 和 I 见公式:

$$V = V_o e^{j\omega_i t} (1 + \frac{V_i}{V_o} e^{j\Delta\omega t}) \quad (2.3)$$

$$I = I_o e^{j\omega_i t} (1 + \frac{I_i}{I_o} e^{j\Delta\omega t}) \quad (2.4)$$

$$\Delta\omega = \omega_i - \omega \quad (2.5)$$

式中:

ω_i —注入信号源频率

ω —达到注入锁频状态的磁控管振荡频率

由磁控管等效电路得，系统总的等效负载应该等于注入信号负载与实际负载之和，在注入锁定时，由于注入源带有初始相位，且与输出信号具有固定的相位差，因此记 $\varphi = \Delta\omega t + \psi$ ，记系统总导纳为 $G_s + jB_s$ ，那么由导纳定义可得锁频系统总导纳见公式:

$$G_s + jB_s = \frac{I}{V} = \frac{I_i}{V_i} \frac{1 + \frac{I_i}{I_o} e^{j\Delta\omega t}}{1 + \frac{V_i}{V_o} e^{j\Delta\omega t}} = G_L \left(\frac{1 - |\rho| e^{j\varphi}}{1 + |\rho| e^{j\varphi}} \right) \quad (2.6)$$

式中, ρ 代表反射系数, $\rho = \frac{V_i}{V_o} = |\rho| e^{j\psi}$, 也叫注入比。由于 I_i 和 I_o 方向相反, 因此定义 $\rho = -\frac{I_i}{I_o}$ 。对式 (2.6) 进行化简得:

$$G_s + jB_s = G_L \frac{1 - |\rho|^2}{1 + |\rho|^2 + 2|\rho|\cos\varphi} - jG_L \frac{2|\rho|\sin\varphi}{1 + |\rho|^2 + 2|\rho|\cos\varphi} \quad (2.7)$$

在磁控管等效模型中, 绕回路电纳之和为零, 回路中除了负载总电纳 B_s , 还有磁控管谐振腔体电纳 B_c , 由射频理论可得, 磁控管谐振腔的导纳为:

$$Y(\omega) = \frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad (2.8)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.9)$$

式中:

R —磁控管等效电阻

C —磁控管等效电容

L —磁控管等效电感

ω_0 —磁控管谐振频率

假设磁控管的工作频率为 ω' , 当注入锁定成立时, 磁控管工作频率与谐振频率几乎相同。因此磁控管谐振腔导纳为:

$$Y(\omega) = \frac{1}{R} + j2C(\omega' - \omega_0) \quad (2.10)$$

因此可得磁控管谐振腔的电纳为:

$$B_c = 2C(\omega' - \omega_0) \quad (2.11)$$

$$B_s + 2C(\omega' - \omega_0) = 0 \quad (2.12)$$

由式子 (2.6) 和式子 (2.10) 可得:

$$C(\omega' - \omega_0) - G_L \frac{|\rho|\sin\varphi}{1 + |\rho|^2 + 2|\rho|\cos\varphi} = 0 \quad (2.13)$$

由 $\omega_0 \approx \omega'$, 磁控管振荡频率记作 ω , 上述分析的磁控管振荡过程结论也适用于工作过程, 因此将 ω' 替换为 ω , $G_L = \frac{\omega_0 C}{Q_e}$, 其中 Q_e 为品质因数。得:

$$\omega - \omega' - \frac{\omega_0}{Q_e} \frac{|\rho|\sin\varphi}{1 + |\rho|^2 + 2|\rho|\cos\varphi} = 0 \quad (2.14)$$

将磁控管的注入源频率 ω_i 引入，得：

$$\omega_i - \omega + \frac{\omega_0}{Q_e} \frac{|\rho| \sin \varphi}{1 + |\rho|^2 + 2|\rho| \cos \varphi} = \omega_i - \omega' \quad (2.15)$$

由 $\Delta\omega = \omega_i - \omega$, $\varphi = \Delta\omega t + \psi$ ，得：

$$\frac{d\varphi}{dt} = \Delta\omega = \omega_i - \omega \quad (2.16)$$

将式 (2.16) 代入 (2.15) 中，得出注入锁定稳定时的微分方程：

$$\frac{d\varphi}{dt} + \frac{\omega_0}{Q_e} \frac{|\rho| \sin \varphi}{1 + |\rho|^2 + 2|\rho| \cos \varphi} = \omega_i - \omega' \quad (2.17)$$

$$\frac{d\varphi}{dt} \Big|_{\Delta\omega=0} = 0 \quad (2.18)$$

联立 (2.17) 和 (2.18)，记 $\Delta\omega_s = \omega_i - \omega'$ ，得：

$$\omega_0 |\rho| \sin \varphi = \Delta\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2 + 2|\rho| \cos \varphi) \quad (2.19)$$

整理式子 (2.19) 可得：

$$2|\rho| \Delta\omega_s Q_e \cos \varphi - \omega_0 |\rho| \sin \varphi = -\Delta\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2) \quad (2.20)$$

对式 (2.20) 左边整理可得：

$$\sqrt{4|\rho|^2 \Delta\omega_s^2 Q_e^2 + \omega_0^2 |\rho|^2} \sin(\varphi + \theta) = -\Delta\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2) \quad (2.21)$$

$$\sin \theta = \frac{2|\rho| \Delta\omega_s Q_e}{\sqrt{4|\rho|^2 \Delta\omega_s^2 Q_e^2 + \omega_0^2 |\rho|^2}} \quad (2.22)$$

$$\cos \theta = -\frac{\Delta\omega_s Q_e}{\sqrt{4|\rho|^2 \Delta\omega_s^2 Q_e^2 + \omega_0^2 |\rho|^2}} \quad (2.23)$$

式子 (2.21) 可以做出变化，得：

$$\omega_s Q_e (1 + |\rho|^2) \leq \sqrt{4|\rho|^2 \Delta\omega_s^2 Q_e^2 + \omega_0^2 |\rho|^2} \quad (2.24)$$

对式 (2.24) 进行化简，得：

$$|\Delta\omega_s| \leq \frac{\omega_0 |\rho|}{Q_e |1 - |\rho|^2|} \quad (2.25)$$

由式 (2.25) 可得磁控管的锁频带宽与注入比 $|\rho|$ 相关，磁控管的谐振频率 $\omega_0 = 403\text{MHz}$ ，品质因数为 38。图 2.7 是磁控管带宽与注入比的关系图，自变量为注入比，因变量为锁定带宽，可知小注入比情况下磁控管的注入锁定带宽较小，而大注入比锁定带宽越大，锁定带宽的大小表明了磁控管的允许的频率范围，

当频率范围越大时，代表可承受范围越大。一般来说，大注入比情况是较为理想的情况，即 $V_i \ll V_o$ ， $I_i \ll I_o$ ，则 $\rho \ll 1$ 。那么式(2.21)可以化为式 (2.26) 即著名的 Adler 公式，描述了磁控管注入锁频的条件，当注入信号的频率与磁控管的谐振频率（或称为

$$|\Delta\omega_s| \leq \frac{\omega_o|\rho|}{Q_e} \quad (2.26)$$

磁控管的振荡频率）之差小于某个特定值时候，磁控管的输出频率达到稳定，这个特定值与注入比相关。磁控管的注入锁频是在 $\varphi = \Delta\omega t + \psi$ 条件下推导出来的，因此磁控管注入锁频时候注入信号与输出信号有固定的相位差，因此如果得出磁控管的注入信号的相位，磁控管的输出信号的相位就能得出，其值为与注入信号的相位有一个固定的相位差，故磁控管的注入锁频也称为注入锁相。

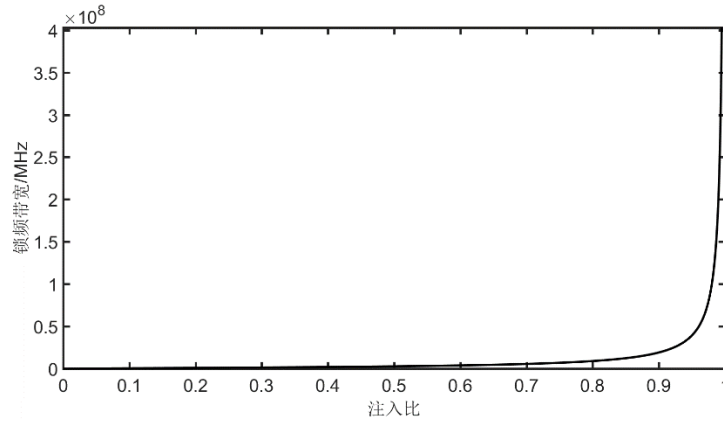


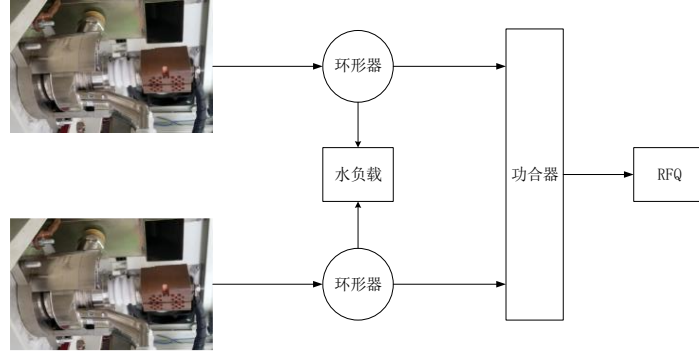
图 2.7 注入比与锁频带宽的关系

磁控管在起振信号过后，磁控管的输出信号由磁控管的调谐棒和注入锁定的信号一起决定，磁控管输出的信号与注入信号的频率与相位有直接的关系，注入锁定能够改善磁控管的信号稳定度，此外磁控管的注入锁频是大功率合成的基本条件。

2.3.3 大功率合成理论

磁控管的输出功率相比于其它大功率微波器件稍显不足，所以实现大功率合成也是论文需要研究的问题。图 2.8 是南京质子源功率磁控管功率合成的方案，两个磁控管分别通过三端口环形器将辐射功器中。在方案中，磁控管存在着互耦现象，也叫磁控管互注率注入到功合器中，功合器将大功率合成的信号注入到 RFQ 加速器，单只磁控管通过三端口环形器和功合器会有泄漏功率透过功合器，这部分功率会通过环形器反注入到另一只磁控管。磁控管有效的互注入现象可以让两个磁控管输出稳定，且当两只磁控管都满足注入锁定条件时，磁控管达到互锁状态，此时磁控管的输出信号频率

将在同一频率。



假设存在两个磁控管，其注入信号功率分别为 P_1 和 P_2 ，相位分别为 θ_1 和 θ_2 。记合成功率为 P 。那么合成功率为：

$$P = \frac{1}{2}(\sqrt{P_1}e^{j\theta_1} + \sqrt{P_2}e^{j\theta_2})^2 \quad (2.27)$$

在基于 3db 功率合成器的功率合成中，输入微波功率为相位差为 θ ，，输出功率为 P ，得^[44]：

$$P = \frac{1}{2}(P_1 + P_2) + \sqrt{P_1 P_2} \cos \theta \quad (2.28)$$

记合成效率为 η ，得：

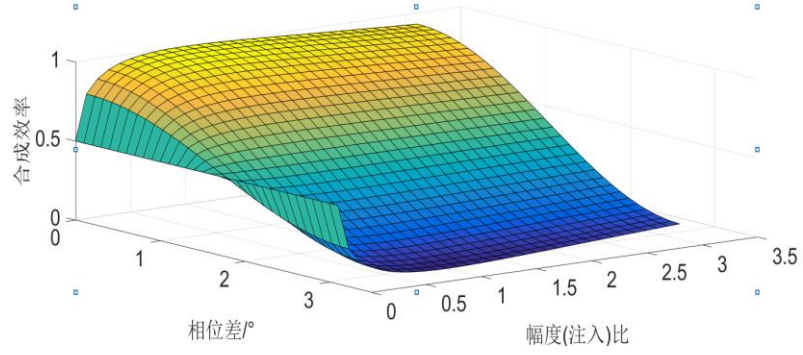
$$\eta = \frac{P}{P_1 + P_2} \quad (2.29)$$

将式 (2.29) 代入 (2.28) 中，得：

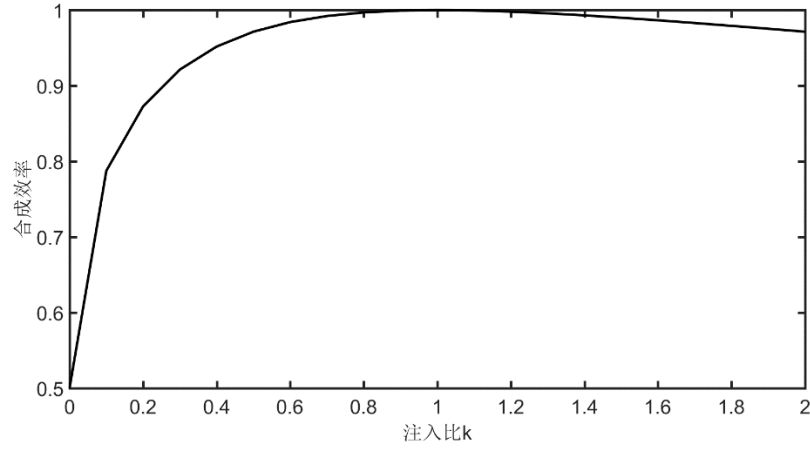
$$\eta = \frac{1}{2} + \frac{\sqrt{k}}{1+k} \cos \theta \quad (2.30)$$

$$k = \frac{P_1}{P_2} \quad (2.31)$$

由式 (2.30) 可得，合成效率是一个二元函数，与两个磁控管信号的注入幅度比以及信号相位差有关，图 2.9 是关于多磁控管功率合成分析的结果，图(a)表示了在 $k = 1$ 和 $\theta = 0$ 时， η 达到最大值 1。说明两只磁控管的功率幅度值比值为 1 时，且两路信号的相位差为 0 时磁控管的合成效率达到最大。由于 $\eta = f(k)g(\theta)$ ，因此可以分析 $f(k) = \frac{\sqrt{k}}{1+k}$ 的极值，图(b)表示了函数 $f(k)$ 的分析，当 $k = 1$ 时，函数 $f(k)$ 达到最大值 0.5。因此，在整个低电平控制系统中，要想达到大功率合成，磁控管的幅度和相位必须进行控制，方案有两种，一是将一个磁控管的信号作为参考，控制另一个磁控管；另一在外部设置一个设置值上，将两个磁控管的信号都控制到设置值上。



(a) 多参数下磁控管合成功率分析



(b) 相位差为0时效率分析

图 2.9 多磁控管功率合成效率分析

磁控管的功率输出可以通过控制调节阳极电压来实现，但是磁控管的相位差控制受到注入锁频的影响，因此接下来需要研究两只磁控管的相位差与磁控管的注入锁频的关系。由式子可得：

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \Delta\omega_1 = \omega_{i1} - \omega_1 \quad (2.32)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = \Delta\omega_2 = \omega_{i2} - \omega_2 \quad (2.33)$$

联立 (2.32)、(2.33) 得：

$$\frac{d(\varphi_1 - \varphi_2)}{dt} = \omega_{i1} - \omega_{i2} + \omega_2 - \omega_1 \quad (2.34)$$

由于两只磁控管的规格一样，且要求注入功率源相同，因此 $\omega_{i1} \approx \omega_{i2}$ ，磁控管注入锁频后 $\omega_2 = \omega_1$ ，由式 (2.34) 得， $\varphi_1 = \varphi_2$ 的充分条件是 $\omega_2 = \omega_1$ ，由 $\varphi_1 = \varphi_2$ 可以推出 $\psi_1 = \psi_2$ ，因此当使用相同的注入源且两只磁控管的振荡频率相同时，大功率合成条件的相位应该满足两个磁控管的振荡频率一致。在 LLRF 系统中，两只同规格的磁控管使用的是相同的注入源，且实现的稳定带宽一致，因此两只磁控管可以进行合成。

2.4 低电平控制系统设计

2.4.1 硬件系统设计

上小节分析了注入锁频和大功率合成的原理，磁控管注入锁频就是磁控管的精调，使得频率进一步稳定在一个小带宽范围内。图 2.10 是 403MHz 磁控管注入锁频的实现方案图。四端口环形器可以隔离多余反射能量，使得磁控管的寿命增加。信号通过注入源来锁定，注入源由外负载给出，通过固态放大器将耦合功率达到标准数值，通过四端口环形器和耦合器耦合进入磁控管中，南京质子源的外负载是 RFQ 加速器，在测试阶段，可以由一个带有螺丝钉调谐机构的谐振腔代替，也就是输出负载的参数。由于外负载需求的功率较大，采用高效率输出的磁控管需要进行大功率合成。

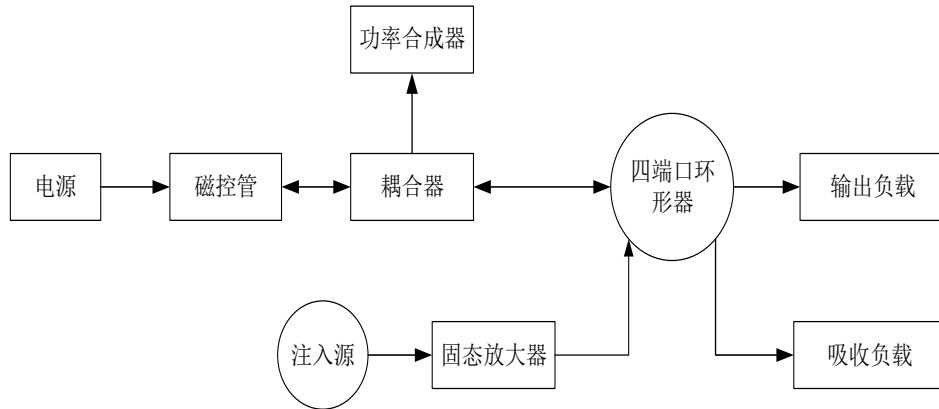


图 2.10 403MHz 磁控管注入锁频实现方案图

图 2.11 表示了大功率合成的硬件设计，低电平控制系统目的一方面是针对将磁控管本身的不稳定，另一方面是针对 RFQ 加速器的频率漂移，加速器的频率漂移会引起磁控管给馈入功率的损失以及损伤外负载。低电平控制系统将得到的 RFQ 加速器参数作为参考值，包括加速器的幅度、相位和频率。低电平控制系统从磁控管中也获取实时的参数作为实时值，在保证注入锁频的情况下将磁控管输出信号的注入功率及频率耦合到加速器中，经过南京质子源大量的推证，将磁控管的频率稳定度设为 $403 \pm 5\text{MHz}$ ，相位稳定度为 1° ，幅度稳定度为 $225 \pm 2.25\text{kW}$ 。稳定度不仅与磁控管本身的特性有关，还与外负载和大功率合成效率有关。

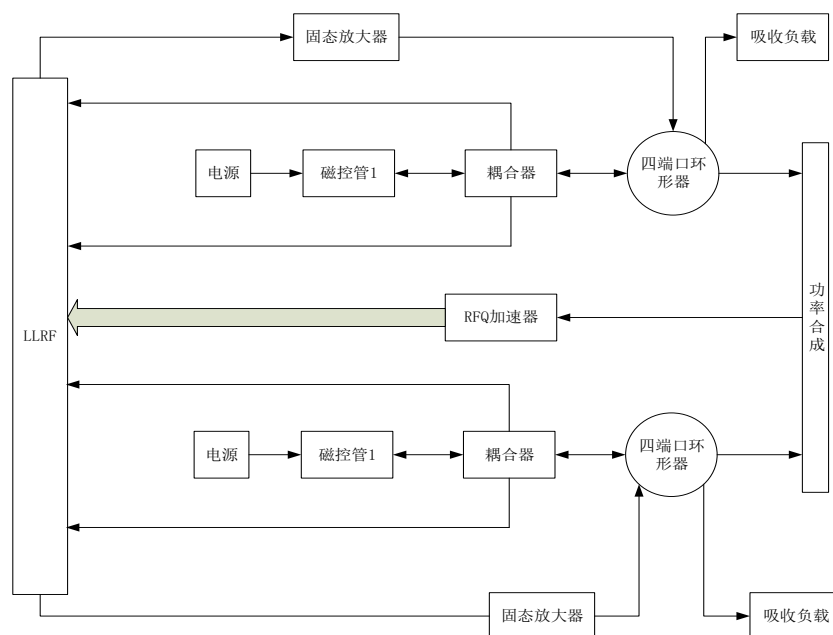


图 2.11 磁控管功率合成硬件实现图

2.4.2 下变频

由于磁控管输出的信号是一个射频波形，其输出的信号频率可达 400MHz 级左右，因此需要进行降为中频信号处理，中频信号的获取需要先进行本振 LO 信号的获取，LO 信号产生可以由两种方案，一种是直接数字合成 DDS，另外一种是直接频率合成 (DFS)。DDS 方案需要的资源较多，成本较大，而且 DA 会造成量化误差，因此本课题直接采用 DFS 方案。图 2.12 表示了 DFS 方案，信号源 403MHz 经过功分器、N 分频器后经过低通滤波器后分成信号，由于前面的功分器，因此这里需要一定的放大倍数与下面一路进行匹配，混频出来的信号经过低通滤波器，经过最后一级放大得到 LO 本振信号。这里 N 分频器可以由一个 8 分频、5 分频串联。

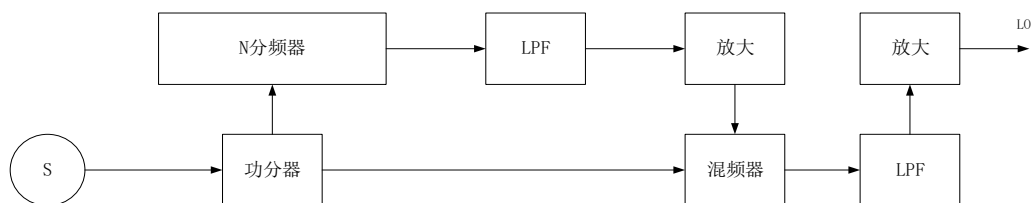


图 2.12 DFS 直接数字合成频率器原理图

下变频在射频领域应用地非常广泛，现求下变频原理，假设有一高频信号源和 LO 本振信号：

$$y_{RF} = A_{RF} \sin(\omega_{RF} t + \varphi_{RF}) \quad (2.35)$$

$$y_{LO} = A_{LO} \sin(\omega_{LO} t + \varphi_{LO}) \quad (2.36)$$

两个信号进行混频，得：

$$y_{RF} \otimes y_{LO} = \frac{1}{2} A_{RF} A_{LO} \{ \cos[(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + (\varphi_{LO} - \varphi_{RF})] - \cos[(\omega_{LO} + \omega_{RF})t + (\varphi_{LO} + \varphi_{RF})] \} \quad (2.37)$$

由式 (2.37) 可得，混频后由两个频率分量，将高频分量经过 LPF 滤除后，剩余的信号就是中频信号，得：

$$y_{IF} = \frac{1}{2} A_{RF} A_{LO} \cos(\omega_{IF}t + \varphi_{IF}) \quad (2.38)$$

$$\omega_{IF} = \omega_{LO} - \omega_{RF} \quad (2.39)$$

$$\varphi_{IF} = \varphi_{LO} - \varphi_{RF} \quad (2.40)$$

由上式可得，中频信号保留了信号的幅度和相位信息，通过本振信号与中频信号可以反推射频信号信息。

2.4.3 频率调节回路

频率调节回路是磁控管参数调节最重要的一个回路。频率调节不仅决定磁控管注入锁频的正常运行，还决定了加速器的馈入功率效率。在低电平控制系统中，可以通过有调谐机构的谐振腔来对 403MHz 磁控管进行试验。图 2.13 说明了谐振腔可以等效为 RLC 电路，， R_r 代表谐振腔的外部阻抗， R_c 、 L_c 、 C_c 分别代表谐振腔的等效内电阻、等效电感和等效电容。谐振腔可以等效为一个 RLC 并联电路。

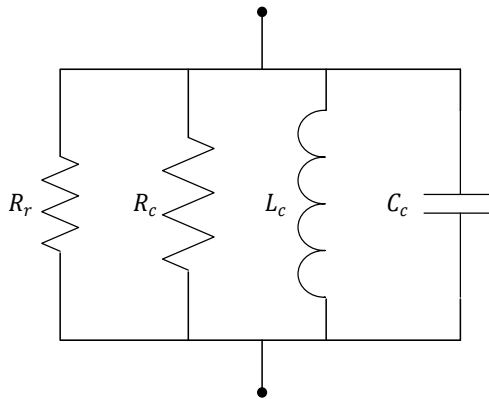


图 2.13 高 Q 腔等效电路图

记谐振腔等效电阻为 R ，谐振腔等效电压与电流矢量为 V_c 和 I_c ，记等效阻抗为 Z_c ，得^[45]：

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_r} \quad (2.41)$$

$$Z_c = \frac{V_c}{I_c} \quad (2.42)$$

记等效导纳为 Y_c ，得：

$$Y_c = \frac{1}{Z_c} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L_c} + j\omega C_c = \frac{1}{R} + \frac{j}{\omega}(\omega^2 C_c - \frac{1}{L_c}) \quad (2.43)$$

引入失谐频率为 $\Delta\omega = \omega - \omega_0$ ，其中 ω 为失谐后的谐振工作频率， ω_0 为谐振腔工作频率， $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}}$ ，得：

$$Y_c = \frac{1}{R} + \frac{j}{\omega} \left((\omega_0 + \Delta\omega)^2 C_c - \frac{1}{L_c} \right) \quad (2.44)$$

一般情况下 $\omega \approx \omega_0$ ，且 $\Delta\omega \ll \omega_0$ ，代入式(2.44)得：

$$Y_c \approx 2j\Delta\omega C_c + \frac{1}{R} \quad (2.45)$$

由于考虑工程上谐振腔外部阻抗，因此需要考虑带有外部阻抗下的品质因数，记总品质因数为 Q ，得：

$$Q = \omega_0 C_c R \quad (2.46)$$

将式(2.46)代入式(2.45)中，得：

$$Y_c = \frac{1}{R \cos \phi_Y} e^{j\phi_Y} \quad (2.47)$$

$$\phi_Y = \arctan \frac{2\Delta\omega Q}{\omega_0} \quad (2.48)$$

由式(2.47)、(2.48)得出阻抗幅相公式：

$$Z_c = \frac{1}{Y_c} = R \cos \phi_Y e^{-j\phi_Y} \quad (2.49)$$

由式(2.49)可得，谐振腔总阻抗的幅相特性，定义谐振腔的失谐角为：

$$\phi_z = -\arctan(2Q \frac{\Delta\omega}{\omega_0}) \quad (2.50)$$

由上述结论，可得当谐振腔的相位偏移时，谐振腔的幅度也会偏离最大值，引起谐振腔馈入功率效率降低，因此需要将磁控管的工作频率稳定在谐振腔的谐振频率上，考虑到某些恶劣工况下磁控管的频率偏差较大，此时直接加入注入锁频也可能起不到作用，因此加入步进电机调谐先将磁控管稳定到锁频带宽的一个大概范围值，然后再进行注入锁频调整到所需要的范围。图 2.14 是磁控管的频率控制结构框图。采用两个磁控管的频率为被控量，由于加速器会有失谐的状况，因此需要将磁控管的频率调定

到加速器的频率上。磁控管的一路信号经过谐振腔，由式 (2.50)，可得如果磁控管处于失谐状态，经过谐振腔会有相位的偏移，这个偏移量与失谐频率相关，信号经过下变频后经过调理电路，再经 AD 采集卡进入 FPGA 内部，在 FPGA 内部经过自适应滤波、矢量 IQ 四倍频采样，通过 CORDIC 算法进行相位的鉴别，鉴别出信号的相位；另一路从加速器采出来的信号经过下变频，这个下变频器件的规格要与磁控管路的一致，然后通过调理电路通过 AD 采集同样进入 FPGA 内部，经过自适应滤波算法通过 CORDIC 算法进行相位的鉴别，形成的偏差经过 PID 算法来控制步进电机驱动器，步进电机驱动器可以换算出频率差，然后通过调谐杆深度与磁控管频率的关系将磁控管的频率稳定到加速器工作频率上。

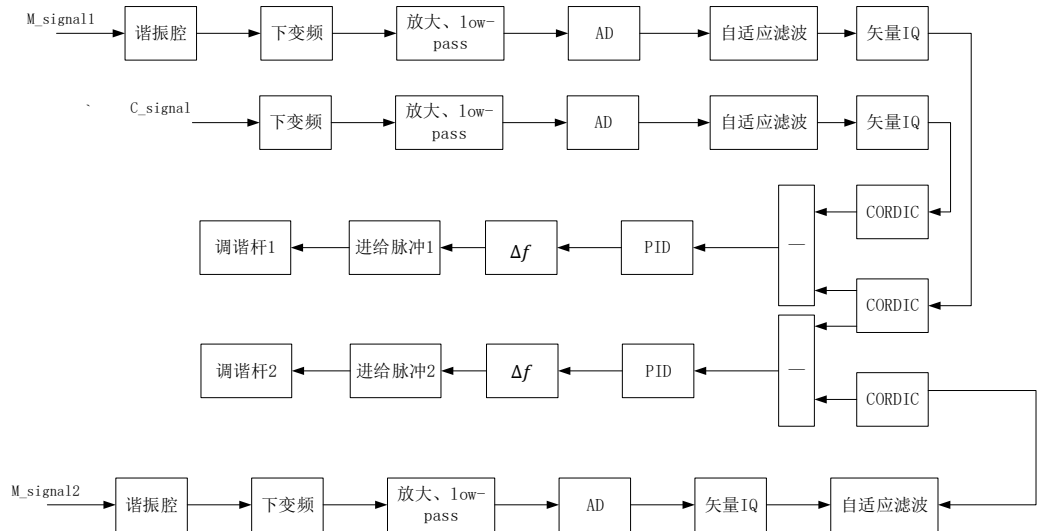


图 2.14 磁控管频率控制结构框图

2.4.4 幅相调节回路

对于磁控管的幅相也需要进行调节，磁控管本身振荡会引起阳极电压的变化，从而影响功率的变化，功率的变化进而会影响磁控管的注入比，当磁控管的注入比处于较低位运行时，会造成锁频带宽条件不满足，磁控管的工况会进一步恶劣。由于单只磁控管的功率达不到注入的要求，因此需要进行功率合成，功率合成需要两只磁控管的相位一致。因此在满足加速器的相位稳定度下，将一只磁控管的相位作参考，通过磁控管的注入锁频方式调节另一只磁控管，就是磁控管的相位调节策略。

图 2.15 是磁控管的幅相控制回路，单只磁控管采样的信号经过下变频、低通调理电路，然后通过 AD 采样进入 FPGA 内部。序列通过矢量 IQ 算法生成 IQ 序列，通过

自适应滤波算法后进入 CORDIC 模块，在 CORDIC 模块里面进行幅度和相位的鉴别，其中幅度通过与设定值进行对比，其中 Po_set 代表设定幅值， Ph_set 代表设定相位。在 PID 算法进行调定。另一只磁控管也经过同样规格的下变频器件，调理电路后通过 AD 采集进入 FPGA 采集卡。经过矢量 IQ、自适应滤波算法、CORDIC 算法鉴别出相位，与前面一路磁控管进行比较。前述提到磁控管的注入锁频就是注入锁相，磁控管的注入源会与磁控管的输出源有一个固定的相位差，因此通过这个关系可以对磁控管的相位进行控制。从系统中出来经过上变频和放大、调理电路将相位差以及幅度差输入到 SSA 中，通过同轴耦合器或者四端口环形器耦合到磁控管的阳极中，最终完成磁控管的幅相控制。

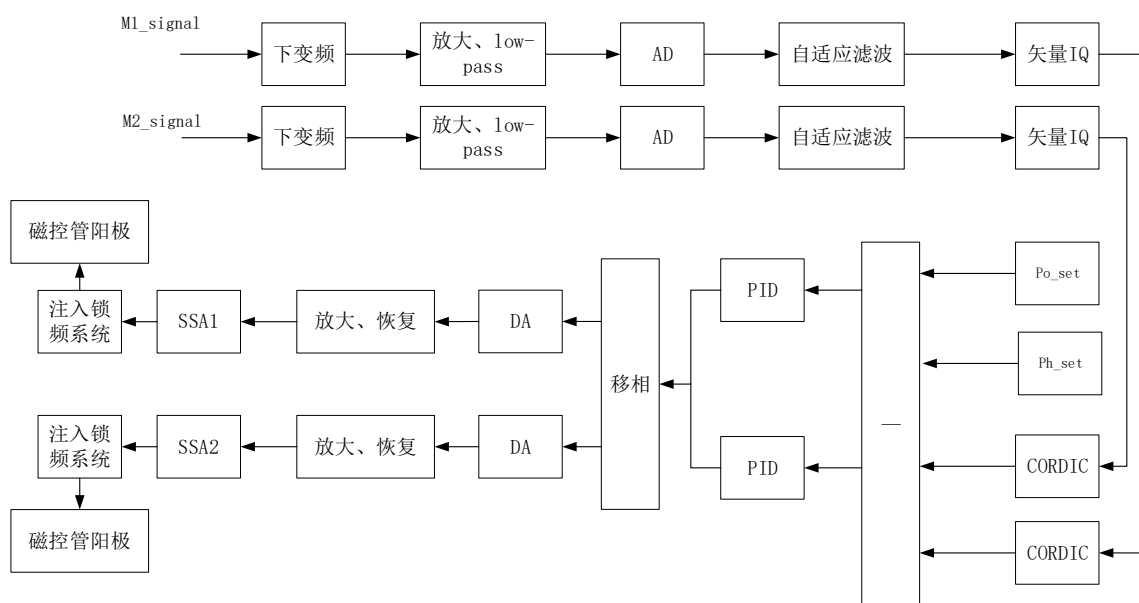


图 2.15 磁控管幅相控制结构框图

2.5 本章小结

本章设计了 403MHz 磁控管的测试系统和控制系统架构。针对架构进行控制系统被控量的分析，明确了幅度、相位和频率的控制方法，研究了磁控管注入锁频技术、大功率合成技术、降为中频原理和谐振腔技术，设计了磁控管幅相控制回路、频率控制回路控制方案的具体实现结构图。

第三章 磁控管控制系统自适应 LMS 滤波算法设计

磁控管的采样信号经过 AD 采集进入 FPGA 进行处理，但现场存在的环境噪声以及采样量化误差造成采样信号是一个带噪序列。传统的低电平滤波算法采用固定系数滤波器进行降噪，比如 FIR 滤波算法，当滤波器设计参数不能满足采样序列时，FIR 滤波器效果低于自适应滤波器，本章通过自适应滤波器与 FIR 滤波器的对比得出自适应滤波器的优势，并设计自适应滤波器的 FPGA 实现框架。

3.1 自适应滤波系统

3.1.1 自适应滤波器

自适应滤波系统是一种广泛用于数字信号处理领域的滤波处理方法^[46]。自适应滤波系统包括噪声对消、自适应预测、信道均衡及反演领域，在本文中重点研究自适应预测模型。自适应滤波器事先不需要知道信号的统计特性，能够根据环境来调节自身的滤波特性，从而适应更加复杂的电磁环境^[47]。

不同于传统的固定系数滤波器，自适应滤波器的抽头系数是可变的，图 3.1 表示了自适应噪声消除与预测模型，图(a)是自适应噪声对消模型，图(b)是自适应预测滤波器。在图 3.1(a)中， $x[n]$ 是输入的信号序列， $y[n]$ 是输出序列， $e[n]$ 是误差信号序列， $d[n]$ 是期望序列，输入序列通过自适应滤波器与期望信号形成偏差，偏差反映到自适应滤波器对自适应滤波器的数字滤波器部分的权值进行迭代更新，从而使得自适应滤波器实现自我学习的过程。自适应滤波器包括两个部分，一个是参数可调数字滤波器，另一个部分是自适应滤波器算法，在自适应滤波器中应用最广泛的算法是 LMS(Least Mean Square)最小均方算法，LMS 算法是一种强大的去噪算法^[48]，是由美国学者 Widrow 和 Hoff 提出^[49]。LMS 算法具有结构简单、容易实现和计算量小的特点^[50]，自适应 LMS 滤波算法根据误差值 $e(n)$ 自调整，使得 $E(e(n)^2)$ 最小。图 3.1(b)是自适应预测模型的结构框图，相比于自适应噪声消除模型，自适应预测模型是一个单输入单输出模型，输入序列 $x[n]$ 通过一个任意延迟作用通过自适应滤波器，而不加延迟的输入序列 $x[n]$ 作为自适应噪声消除模型的期望信号。在预测应用中，输入序列 $x[n]$ 必须要与高斯噪声有本质的区别，在实际的工程背景中，信号的噪声不具有精确的周期性，因此信号的延迟不应该过大^[51,52]。在 403MHz 磁控管的控制过程中，无论是自适应噪声消除还是自适应

预测滤波模型，其目的是为了滤除噪声，对于自适应噪声消除模型，可以使用 403MHz 期望信号作为 $d[n]$ ，使用磁控管的采样信号作为 $d[n]$ ，对于自适应预测滤波模型，可以使用磁控管的采样信号作为单输入信号进行滤波。

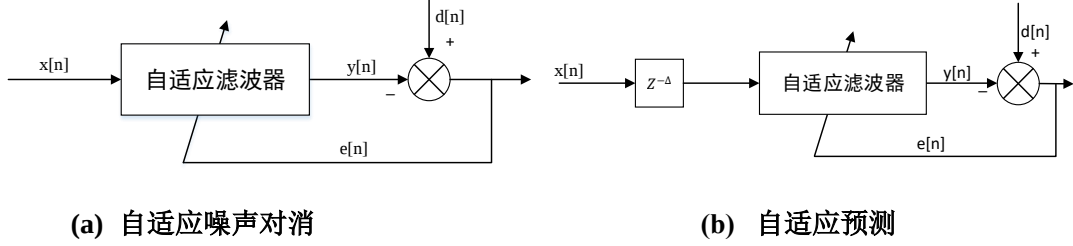


图 3.1 自适应预测的两个模型

3.1.2 代价函数

自适应滤波器包括两部分，分别是数字滤波器和自适应算法。数字滤波器分为有限脉冲响应(FIR)滤波器和无限脉冲响应(IIR)滤波器，比较常用的是 FIR 滤波器。FIR 滤波器的离散卷积表达式如式：

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} h(i)x(n-i) = x(n) * h(n) \quad (3.1)$$

自适应滤波器通过对偏差的反馈来调节 FIR 滤波器的抽头系数，以此来调整滤波器的频率响应，以一个 FIR 滤波器为研究对象，记抽头系数向量为：

$$W(n) = [w_0(n), \dots, w_{N-1}(n)]^T \quad (3.2)$$

记输入向量为：

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]^T \quad (3.3)$$

那么假设某个 n 时刻期望响应为 $d(n)$ ，滤波器输出的序列为 $y(n)$ ，偏差为 $e(n)$ ，得：

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.4)$$

考虑自适应滤波器权向量每进行一次迭代会更新一次，因此：

$$W(n+1) = W(n) + \Delta W \quad (3.5)$$

ΔW 是自适应滤波器权系数的校正因子，自适应滤波器根据前 n 次迭代结果来与期望信号来进行 ΔW 的更新。由向量表示法，得：

$$e(n) = d(n) - \sum_{i=0}^{N-1} W_i x(n-i) = d(n) - W^T X \quad (3.6)$$

对式子 (3.6) 进行平方，得：

$$e(n)^2 = d(n)^2 - 2d(n)W^T X + W^T X X^T W \quad (3.7)$$

将均方误差 $E[e(n)^2]$ 作为自适应滤波器的代价函数，记作 J 。可以看出，代价函数

是关于权向量 W 的函数，得：

$$J(W) = E[d(n)^2] - 2E[d(n)X^T]W + W^T E[XX^T]W \quad (3.8)$$

定义输入序列的自相关矩阵和互相关行向量：

$$R_{dX}^T = E[d(n)X^T] \quad (3.9)$$

$$R_{XX} = E[XX^T] \quad (3.10)$$

将式 (3.9)、(3.10) 代入式 (3.8) 中，得：

$$J(W) = E[d(n)^2] - 2R_{dX}^T W + W^T R_{XX} W \quad (3.11)$$

由上式可知，代价函数 $J(W)$ 是关于权向量 W 的二次函数，假设一个序列方差为 0.05，均值为 0，图 3.2 是代价函数的参数绘制，可以得出代价函数是一个开口向上，呈凹状的曲面，代价函数的误差性能曲面的等值线也说明代价函数是有唯一最小值的，此最小值就是要寻求的权系数，因此可以利用梯度下降法来寻求这个值。

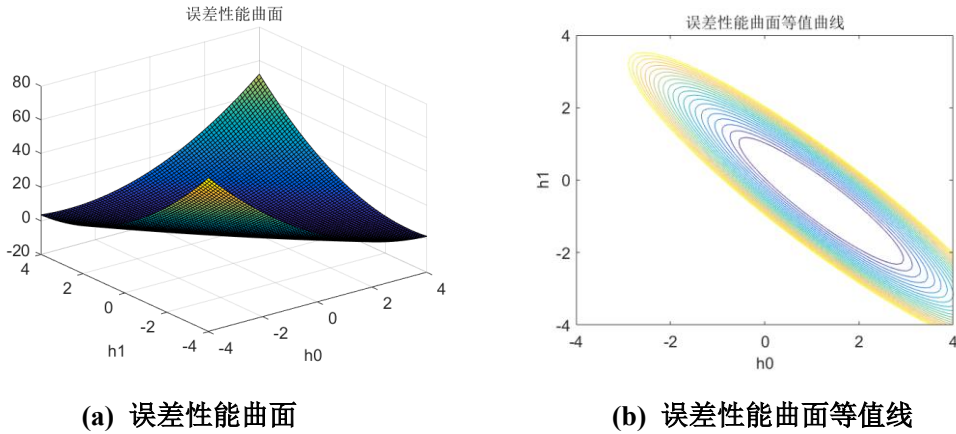


图 3.2 代价函数性能曲面与误差等值线

对代价函数求 Hessian 矩阵，得出均方误差函数的梯度：

$$\nabla J = \left[\frac{\partial J}{\partial w_0}, \dots, \frac{\partial J}{\partial w_{N-1}} \right] = -2R_{dX} + 2R_{XX}W \quad (3.12)$$

当 $\nabla J = 0$ 时，求得代价函数极值为：

$$W_{opt} = R_{XX}^{-1} R_{dX} \quad (3.13)$$

式 (3.13) 就是著名的 Wiener.Hopf 方程，方程假设信号和噪声都是已知自相关和互相关的随机过程，该方法是用最小均方差的性能标准应用标量寻找最优滤波器的过程。将权系数向量最优解代入代价函数式子 (3.13) 中，得：

$$J_{min}|_{W_{opt}=R_{XX}^{-1}R_{dX}} = E[d(n)^2] - R_{dX}^T W_{opt} \quad (3.14)$$

由式(3.16)可知，通过 Weiner.Hopf 方程求解代价函数最优解需要知道信号序列的先验统计知识，这在现实中往往是很难或者很麻烦去做到的，因此求解 Weiner.Hopf 方程需要寻求一种算法来进行求解。Weiner 和 Hopf 通过开发出一种最速下降 LMS 算法来实现方程求解。

3.1.3 柯西最速下降法

柯西最速下降法是 Weiner 和 Hopf 为了解决 Weiner.Hopf 方程应用的一种方法，这种方法是通过均方误差梯度算法寻找最优权向量的迭代方法^[54]，由权系数更新公式，得：

$$W(n+1) = W(n) - \mu \nabla J \quad (3.15)$$

式中：

μ —自适应滤波器的步长因子

$W(n+1)$ —下一时刻的权系数

$W(n)$ —当前时刻权系数

由上式可知，自适应滤波器的学习过程与步长因子 μ 和代价函数负梯度 ∇J 有关。对代价函数的负梯度 ∇J 进行参数估计，得：

$$\widehat{\nabla J} = \nabla(e(n)^2) = 2e(n)\nabla e(n) \quad (3.16)$$

由式 (3.6)，得：

$$\nabla e(n) = \nabla(d(n) - W^T X) = -X \quad (3.17)$$

由式 (3.16) 和 (3.17) 可得，代价函数的负梯度 ∇J 的估计值：

$$\widehat{\nabla J} = -2e(n)X \quad (3.18)$$

那么，可以得到：

$$W(n+1) = W(n) + 2\mu e(n)X \quad (3.19)$$

验证梯度值 $\widehat{\nabla J}$ 的无偏性，由式 (3.6)、(3.10)、(3.12) 和 (3.18) 得：

$$E(\widehat{\nabla J}) = \nabla J \quad (3.20)$$

由式 (3.20) 得， $\widehat{\nabla J}$ 是无偏估计，因此由最速下降法推导的自适应权系数滤波器是有效的。

3.2 自适应 LMS 算法影响因素

自适应滤波器的权系数更新迭代公式应该具有一定的收敛性，否则自适应滤波器的算法发散，达不到滤波的效果，更严重的会造成原有信号的失真。对于式 (3.19) 两边取期望，且自适应滤波器的权系数与输入序列是没有相关性的，得：

$$E(W(n+1)) = (E - 2\mu R_{XX})E(W(n)) + 2\mu R_{dX} \quad (3.21)$$

由归纳法可知：

$$E(W(k+1)) = (E - 2\mu R_{XX})^{k+1}W(0) + 2\mu \sum_{i=0}^k (E - 2\mu R_{XX})^i R_{dX} \quad (3.22)$$

自相关矩阵 R_{XX} 为实对称阵，那么必可以相似对角化，设存在一正交矩阵 Q 和矩阵 Λ ，有：

$$R_{XX} = Q^{-1}\Lambda Q = Q^T\Lambda Q \quad (3.23)$$

上式中 $\Lambda = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_{n-N+1})$ ，是矩阵 R_{XX} 的特征值构成的矩阵。由 (3.23)，得：

$$(E - 2\mu R_{XX})^i = Q(E - 2\mu\Lambda)^i Q^{-1} \quad (3.24)$$

定义如下条件：

$$|1 - 2\mu\lambda_i| < 1, i = n, \dots, n - k + 1 \quad (3.25)$$

由上式得：

$$E - 2\mu\Lambda = \begin{bmatrix} 1 - 2\mu\lambda_1 & & \\ & \dots & \\ & & 1 - 2\mu\lambda_{n-N+1} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

当序列迭代到很多次，接近无穷时，由式 (3.25)、(3.26)，得：

$$\lim_{k \rightarrow \infty} (E - 2\mu R_{XX})^{k+1} = \lim_{k \rightarrow \infty} Q(E - 2\mu\Lambda)^{k+1} Q^{-1} = \mathbf{0} \quad (3.27)$$

由式 (3.27)，得：

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{i=0}^k (E - 2\mu\Lambda)^i = Q(\sum_{i=0}^{\infty} (E - 2\mu\Lambda)^i) Q^{-1} \quad (3.28)$$

根据幂级数收敛定理，得：

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{\infty} (E - 2\mu\Lambda)^i &= E + (E - 2\mu\Lambda) + (E - 2\mu\Lambda)^2 + \dots \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{1 - 2\mu\lambda_1} & & \\ & \dots & \\ & & \frac{1}{1 - 2\mu\lambda_{n-N+1}} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

考虑 Λ 对角阵的逆矩阵，有：

$$\Lambda^{-1} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & & \\ & \ddots & \\ & & \lambda_{n-N+1} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\lambda_1} & & \\ & \dots & \\ & & \frac{1}{\lambda_{n-N+1}} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

将式 (3.30) 代入式 (3.29) 中, 得:

$$\sum_{i=0}^{\infty} (E - 2\mu\Lambda)^i = (2\mu\Lambda)^{-1} \quad (3.31)$$

将式 (3.24)、(3.27)、(3.31) 代入式 (3.22) 中, 得:

$$E(W(k+1)) = Q^{-1}\Lambda^{-1}QR_{dX} \quad (3.32)$$

由式 (3.23) 得:

$$R_{XX}^{-1} = (Q\Lambda Q^{-1})^{-1} = Q^{-1}\Lambda^{-1}Q \quad (3.33)$$

由式 (3.13)、(3.33) 得:

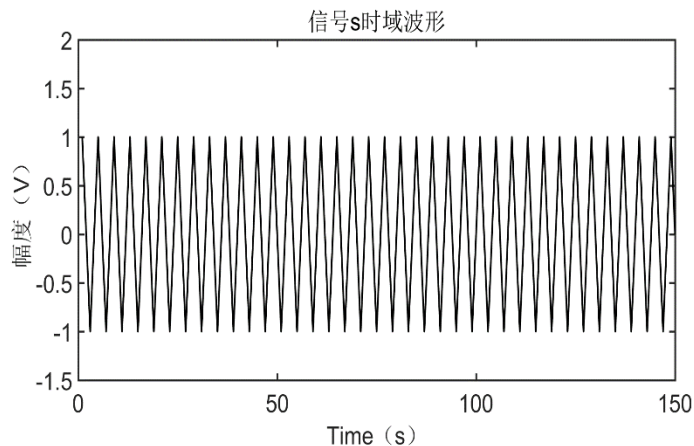
$$E(W(k+1)) = R_{XX}^{-1}R_{dX} = W_{opt} \quad (3.34)$$

由式 (3.34) 可得, 当步长因子满足下列条件时, 权系数向量会收敛至 Wiener 解, 即

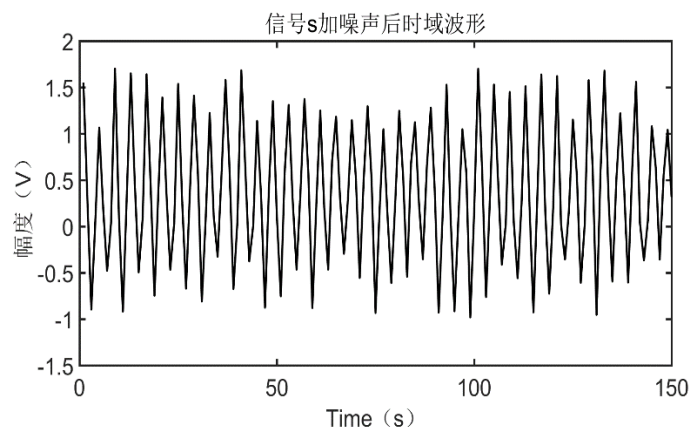
$$0 < \mu < \frac{1}{\max(\lambda_1, \dots, \lambda_{n-k+1})} \quad (3.35)$$

自适应滤波算法过程中的追求目标是收敛速度快、稳态误差小、能够准确地稳定到目标值上, 并且在硬件上实现要有一定的简易和可操作性。一个自适应滤波系统内部之间是相互制约的, 通常情况下, 需要对特定的参数集合进行试炼, 进行参数平衡处理, 这样可以大大改善系统性能。自适应滤波器影响因素主要有三点, 步长因子 μ 、权系数初值 W_0 和滤波器阶数 k 。

现研究自适应滤波三个参数对自适应滤波器的影响, 图 3.3 表示了一组序列与噪声, 图 3.3(a)代表期望波形, 是一组正弦波波形, 其幅值为 1V, 频率为 0.5Hz。对其进行自适应滤波, 观察三个参数的影响, 图 3.4 是对图 3.3 所示的信号进行滤波, 自适应 LMS 滤波算法的抽头个数 $k = 128$, 初始权向量设置 $W = [0]$, 蓝色的线代表在自适应滤波算法的步长因子 $\mu = 1/256$ 下的误差均方收敛过程, 红色的线代表在自适应滤波算法的步长因子 $\mu = 1/128$ 下的误差均方收敛过程。可以得出步长因子在满足收敛条件下, 步长因子越大, 收敛速度越快, 系统的稳态误差也与步长因子存在着正比的关系, 即步长因子越大, 误差均方信号越大。可以看到, 收敛速度与均方误差是不可调和的量, 因此应该在满足收敛条件下选择合适的步长因子。



(a) 期望信号的时域波形



(b) 加入噪声后的时域波形

图 3.3 期望信号的时域与叠加噪声波形

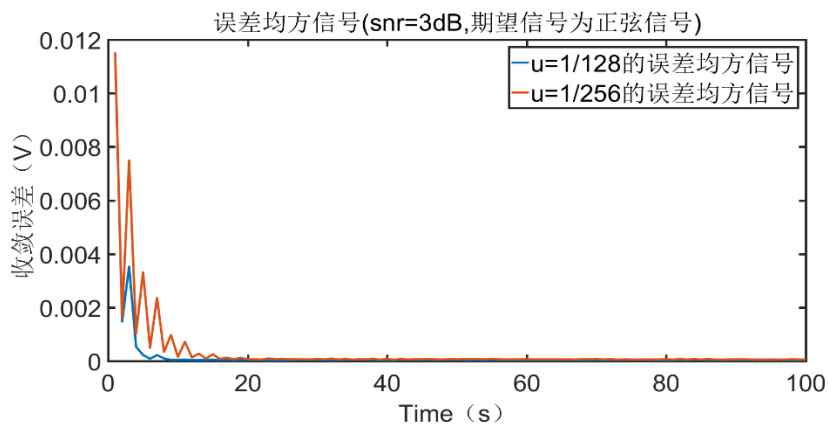


图 3.4 不同步长因子下的误差均方信号

对自适应滤波器的权系数初值向量 W_0 进行研究，自适应 LMS 算法的步长因子 $\mu = 1/256$ ，抽头个数 $k = 128$ 。图 3.5 是初始向量不同情况下的均方收敛误差。蓝色的线代表初始权向量设置为零向量情况下的均方误差收敛过程，红色的线代表初始权向量不设置为零向量情况下的均方误差收敛过程。可以看到，初始向量较大会造成振荡，即

均方误差较大，且收敛速度会较慢。事实上，自适应 LMS 算法的目标是将权系数向量逼近 W_{opt} ，因此初始向量越接近 W_{opt} ，收敛速度就会越快。根据前述结论，要知道 W_{opt} ，需要知道输入序列的先验统计信息，因此 W_{opt} 一般无从得知。从集合论角度看，在迭代次数无限多时，去掉有限集合的值是不影响迭代结果的。因此一般地，会将初始向量的值设置为零向量。

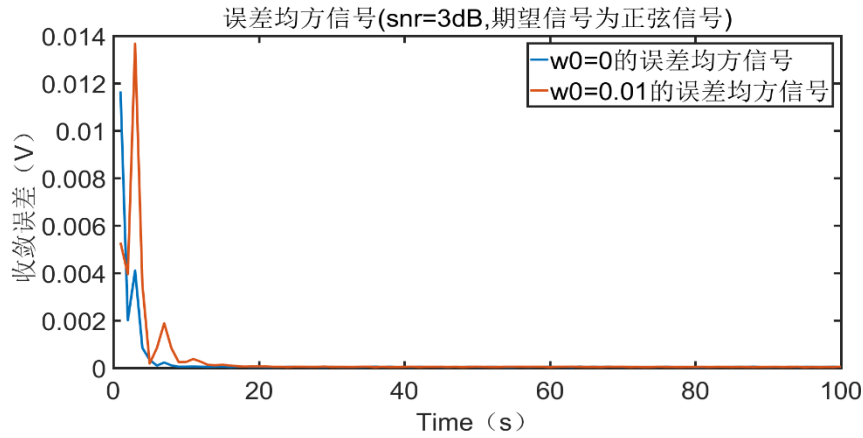
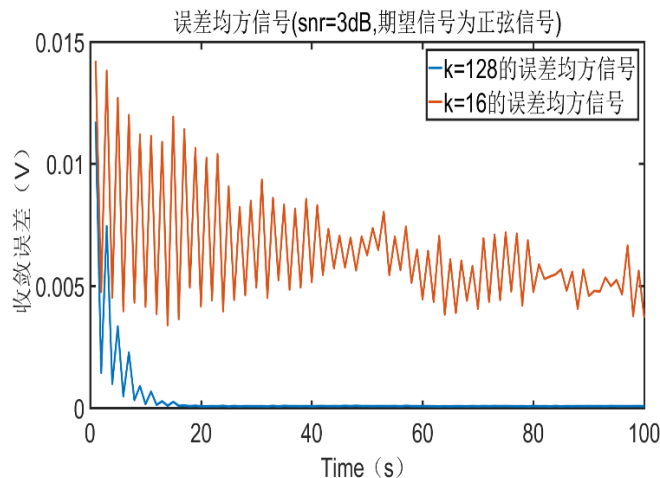
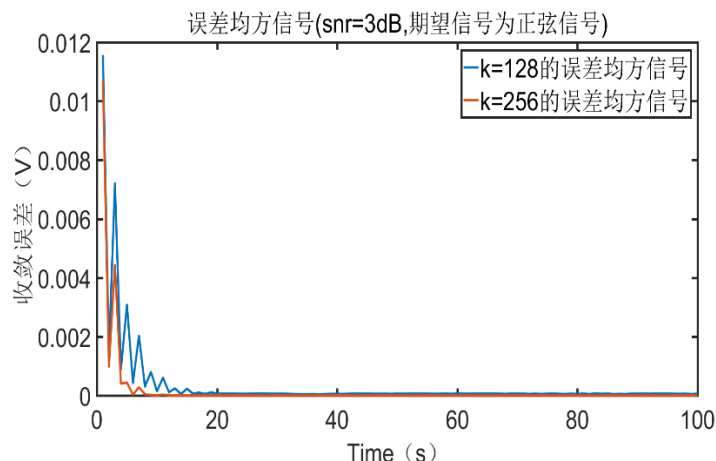


图 3.5 初始向量不同情况下的均方收敛误差

对自适应滤波器的阶数进行研究，自适应滤波器的步长因子 $\mu = 1/256$ ，初始权向量设置 $W = [0]$ 。图 3.6(a)说明了阶数 $k = 16$ 的误差均方信号不能很快地收敛到零值，其构成的自适应滤波器性能较差，图 3.6(b)说明了阶数 $k = 256$ 相比于阶数 $k = 128$ 能更快地收敛到零值，其超调量也较小。事实上，较大的抽头个数会降低系统单次抽入的静态误差，当 k 值越大时，系统的收敛条件会变得严格，但是较大的滤波阶数反应到硬件上就是增加硬件的资源，滤波器也相对难以设计，因此，需要根据实际情况选择合适的滤波器阶数。



(a) 抽头个数较小情况下的对比图



(b) 抽头个数较大情况下的对比图

图 3.6 不同抽头个数下的均方误差对比图

3.3 自适应滤波器与 FIR 滤波器对比

图 3.7 表示了 FIR 滤波器结构，该图是 N 阶直接型 FIR 滤波器的结构示意图，可以看出 FIR 滤波器是一个由延迟器、加法器和乘法器组合成的，从左向右将前面的操作传给下一个乘法器，因此 FIR 滤波器也叫横向滤波器。

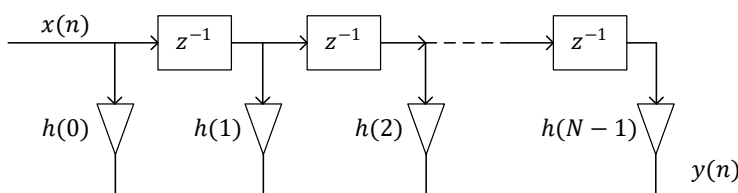


图 3.7 直接型 FIR 滤波器结构

将直接型 FIR 滤波器结构嵌入到自适应滤波器中，得出自适应滤波器的结构图，图 3.8 是自适应滤波预测模型实现结构图，自适应预测模型是单输入单输出模型，其输入序列经过一个任意延迟作用与权向量进行相乘，相乘得到的结果相加起来生成信号 y ，自适应预测模型中，输入信号的直接用作期望信号，即输入序列与期望序列仅仅相差一个任意的延迟作用，生成的信号 y 与期望序列做偏差，然后在 LMS 算法中更新 FIR 的权系数向量，从而使得权系数向量自适应。

FIR 称为固定系数滤波器，其系数确定后，只能够实现特定的频段滤除，但自适应滤波器可以针对不同恶劣的电磁噪声进行全频段滤除。用自适应滤波器与 FIR 噪声滤波器将图 3.3(b)的信号进行滤波，自适应滤波算法与 FIR 滤波器均设置为 128 阶，图 3.9 表示了滤波结果，图 3.9(a)表示了自适应滤波算法滤波的结果，大约在 130 次迭代时自

适应滤波器调整完毕，能够滤出干净的信号。图 3.9(b)表示了 FIR 滤波器的结果，可以看到，由于 FIR 滤波器的权系数固定，无法滤出频带以外的有用信号，因此其滤波效果欠佳。

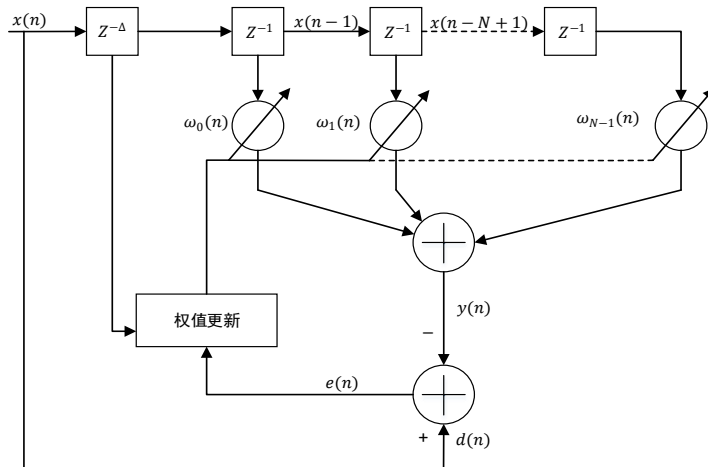
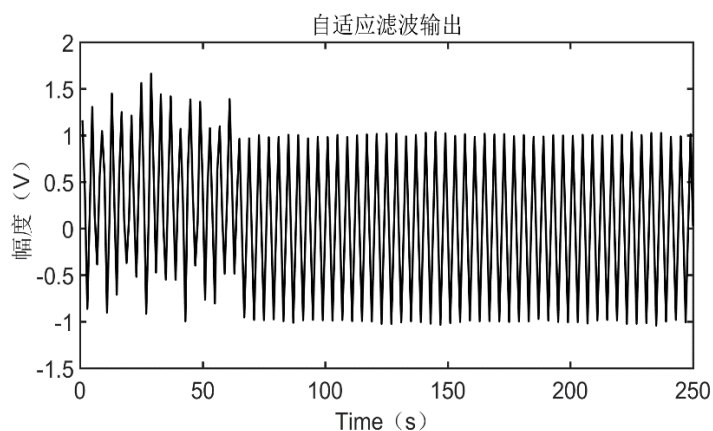
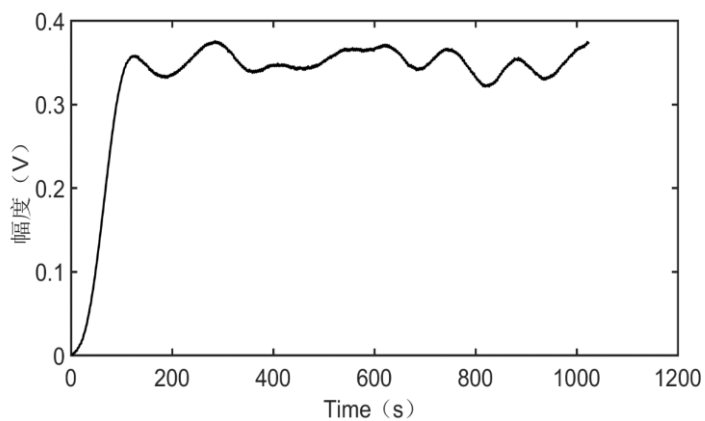


图 3.8 自适应预测滤波算法结构图



(a) 自适应滤波器结果图



(b) FIR 滤波器结果图

图 3.9 两种滤波器的时域对比图

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/228033110027006037>