

分类号: _____

密级: _____

U D C: _____

编号: _____

哈尔滨工程大学硕士毕业论文

基于 MSP432 水声扩频通信技术研究及实现

硕士研究生: 付席席

指导老师: 周 锋 副教授

学科、专业: 电子与通信工程

论文主审人: 周 锋 副教授

哈尔滨工程大学

2016 年 5 月

分类号: _____

密级: _____

U D C: _____

编号: _____

哈尔滨工程大学硕士毕业论文

基于 MSP432 水声扩频通信技术研究及实现

硕 士 研 究 生: 付席席

指 导 教 师: 电子与通信工程

学 位 级 别: 06061320

学 科、专 业: 付席席

所 在 单 位: 周 锋 副教授

论文提交日期: 06061320

论文答辩日期: 06061320

学位授予单位: 06061320

Classified Index:

U.D.C.:

Dissertation for the Master Degree

UNDERWATER SPREAD-SPECTRUM
COMMUNICATION TEC. ANA AND
REALIZATION BASED ON MS432

Candidate: Fu Xixi

Supervisor: Professor Zhou Feng

Academic Degree Applied for: Master of Engineering

Specialty: Electronic and Communication Engineering

Date of Submission: Mar, 2016

Date of Oral Examination: Mar, 2016

University: Harbing Engineering University

哈尔滨工程大学 学位论文原创性声明

本人郑重声明：本论文的所有工作，是在导师的指导下，由作者本人独立完成的。有关观点、方法、数据和文献的引用已在文中指出，并与参考文献相对应。除文中已注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经公开发表的作品成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本人完全意识到本声明的法律结果由本人承担。

作者(签字):

日期: 年 月 日

哈尔滨工程大学 学位论文授权使用声明

本人完全了解学校保护知识产权的有关规定，即研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权属于哈尔滨工程大学。哈尔滨工程大学有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件。本人允许哈尔滨工程大学将论文的部分或全部内容编入有关数据库进行检索，可采用影印、缩印或扫描等复制手段保存和汇编本学位论文，可以公布论文的全部内容。同时本人保证毕业后结合学位论文研究课题再撰写的论文一律注明作者第一署名为哈尔滨工程大学。涉密学位论文待解密后适用本声明。

本论文（☐ 在授予学位后即可 ☐ 在授予学位 12 个月后 ☐ 解密后）由哈尔滨工程大学送交有关部门进行保存、汇编等。

作者(签字):

导师(签字):

日期: 年 月 日

年 月 日

摘 要

本模板是修改自哈尔滨工业大学 PlutoThesis 模板,并依照哈尔滨工程大学论文规范制作的 \LaTeX 学位论文模板。我们的目标是形成一个符合哈工程论文规范,并且方便易用的本硕博学位论文模板。写作本模板也旨在推广 \LaTeX 这一优秀的排版软件在哈工程的应用,为广大同学提供一个方便、美观的论文模板,减少论文撰写方面的麻烦。然而当前模板的制作远未完成,只有本科部分形成了雏形,硕博部分甚至尚未涉及,因此也希望更多老师同学参与到模板的写作与维护中来,共同完成这个项目。

目前本模板已由 Yuliang(2010) 等人按照哈尔滨工程大学本科毕业设计(论文)手册,完成了本科论文的大部分排版工作,后续的工作仍在继续中。本模板的启动和制作过程得到了工大论文模板维护者 luckfox 的大力支持,在此表示感谢。

当然这个模板文件仅仅是一个开始,希望有“牛人”能够综合这些设置形成真正的文档类形式 (cls) 的模板文件,造福以后的兄弟姐妹们。不过补充一下,在目前需要多人参与维护的情况下,book 类的文档也具有一些自己的优势,大家都很容易看懂代码,上手修改,也易于从这个模板开始学习 \LaTeX 的使用。二者各有特色吧。总体上来说,当前这种类型的模板也还是很值得推荐使用的。

关键词: \LaTeX ; 论文模板; 哈工程; (3 ~ 6 个!)

ABSTRACT

This is a \LaTeX dissertation template of Harbin Engineering University, which is built according to the required format.

Key words: \LaTeX ; dissertation template; harbin engineering university; (Attention: 3 ~ 6 key words, lower-case!)

目 录

第 1 章 绪论	1
第 2 章 二阶差分扩频通信系统原理	2
2.1 直接序列扩频的基本原理	2
2.1.1 直接序列扩频过程	2
2.1.2 直接序列解扩频过程	3
2.2 二阶差分检测的基本原理 ^[1]	3
2.3 二阶差分编码与直接序列扩频	5
2.3.1 DD-SS 的发射机	5
2.3.2 DD-SS 的接收机	6
第 3 章 接收机系统设计	9
3.1 MSP432 驱动软件设计	9
3.1.1 ADC 数据采集驱动	9
3.1.2 UART 数据传输驱动	9
3.2 MSP432 动态内存管理	9
3.2.1 内存池介绍	10
3.2.2 内存池的优缺点	11
3.2.3 内存池在本文中的应用	11
3.3 算法实现程序设计	12
3.3.1 同步搜索	12
3.3.2 通带解调与缓存	13
3.3.3 解扩与解二阶差分	14

参考文献	15
致 谢.....	16

第 1 章 绪论

二阶差分扩频是将直接序列扩频与二阶差分检测结合的通信技术。扩频能够提高差分检测的信噪比，二阶差分能够抵消信道或者系统本身引起的多普勒频偏。根据 MATLAB 仿真，在保证信噪比条件下，二阶差分检测能够抵抗多普勒因子为 0.01 的多普勒（约合相对速度 30 节）。

第 2 章 二阶差分扩频通信系统原理

2.1 直接序列扩频的基本原理

信道无差错传输信息的最大信息速率为信道容量^[2], 记为 C 。根据香农公式, 加性高斯白噪声功率为 N , 信道的带宽为 B , 信号功率为 S 的连续信道的信道容量 C 为

$$C = B \log_2 \left[1 + \frac{S}{N} \right] \quad (2-1)$$

在信道容量 C 一定时, 为了降低 S/N (信噪比) 的要求, 可以增大带宽 B 。换言之, 在信噪比无法提高时可以通过增大带宽来提高信道容量。直接序列扩频正是增大带宽, 以减小系统对信噪比 S/N 的要求。

2.1.1 直接序列扩频过程

图2.1中 $a(t)$ 为原始数据码元, $c(t)$ 为扩展频谱的码元, $d(t)$ 为传输的基带信号。为了能够将 $a(t)$ 的频谱展宽, 将 $a(t)$ 与一个频谱比自己宽很多的 $c(t)$ 相乘得到 $d(t)$ 。 $d(t)$ 的频谱宽度与 $c(t)$ 相当, 图2.1中的频谱只是示意, 实际 $d(t)$ 的频谱要复杂得多。

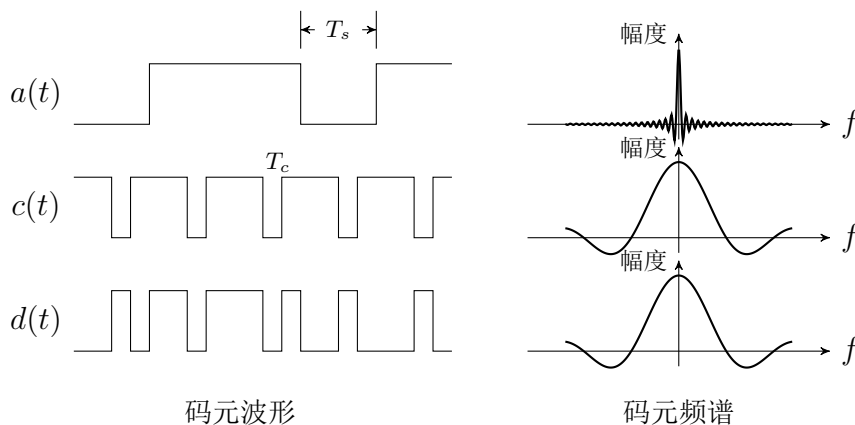


图 2.1 直接序列扩频示意图

$c(t)$ 由伪随机码 (Pseudo Code) $c[n]$ 产生, 伪随机码具有一下特性:

- (1) 在序列中“0”与“1”出现的频率各为 $\frac{1}{2}$
- (2) 序列中长度为 n 的游程数占游程总数的 $\frac{1}{2^n}$
- (3) 将给定的伪随机序列位移任何个元素所得的序列和原序列对应元素有一半相同一半不同

满足以上三个条件的序列有良好的自相关特性合互相关特性。在解调时能够获得更高的信噪比, 同时能够抑制不同序列之间的干扰。

2.1.2 直接序列解扩频过程

图2.2展示了直扩系统各关键节点的频谱。直扩系统接收信号为^[3]

$$r_1(t) = s(t) + n(t) + J(t) \quad (2-2)$$

其中 $s(t)$ 为有用信号, $n(t)$ 为噪声信号 (此处假设为白噪声), $J(t)$ 为干扰信号。解扩时, 将接收信号与发射端的伪随机信号 $c(t)$ 相乘

$$\begin{aligned} r(t) &= r_1(t)c(t) \\ &= s(t)c(t) + n(t)c(t) + J(t)c(t) \\ &= a(t) + n'(t) + J'(t) \end{aligned} \quad (2-3)$$

如图2.2(d)所示, 由于伪随机序列与白噪声不相关, 因此 $n'(t)$ 的能量不会增大。由于伪随机序列的互相关特性, $J'(t)$ 的能量将会被显著印制。

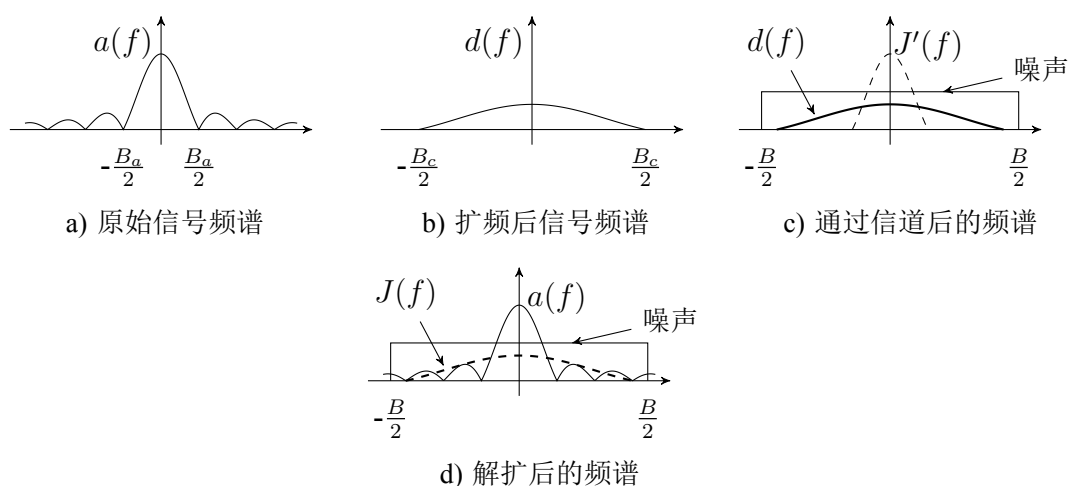


图 2.2 直接序列扩频频谱图

2.2 二阶差分检测的基本原理^[1]

在数字通信系统中, 信道引入的随机载波频率偏移通常时很难准确估计的或者需要耗费大量的运算时间和运算单元的。两个有相互运动的节点之间通信的信道或者发送与接受之间载波未准确同步都会引入多普勒。在这种情况下, 对信息的解调必须是非相干的解调, 差分检测既是一种典型的非相干检测。传统的差分检测 (用一阶差分将原始数据的相位进行编码) 对载波的频率偏移很敏感。令 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ 为信道引入的随机载波频率偏移, $1/T$ 为通信码率。那么, 差分检测的输出端的相位就会发生 $\Delta\omega T$ 的偏移。如果这一偏移量很大, 将足以影响到系统的误码率。

其中一个解决上述问题的方法就是使用二阶差分进行相位编码, 在接收端使用二阶

差分检测。图2.3为 MPSK 二阶差分编码传输端的编码过程示意图。令输入相位为 $\phi(t)$ ，一阶和二阶差分输出相位分别为 $\theta_1(t)$ 和 $\theta_2(t)$ 。则有：

$$\theta_1(t) = \theta_1(t - T) + \phi(t) \quad (2-4)$$

$$\theta_2(t) = \theta_2(t - T) + \theta_1(t)$$

进一步对上式化简，得到：

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \theta_2(t) - \theta_2(t - T) - (\theta_2(t - T) - \theta_2(t - 2T)) \\ &= \theta_2(t) - 2\theta_2(t - T) + \theta_2(t - 2T) \end{aligned} \quad (2-5)$$

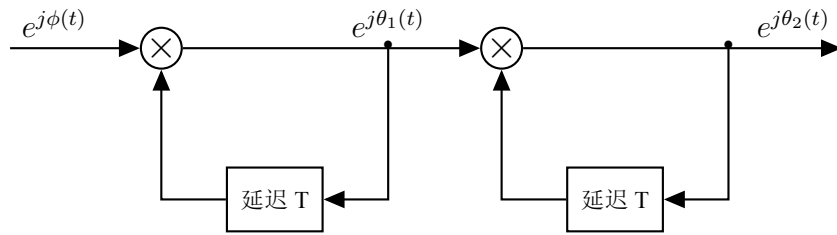


图 2.3 二阶差分编码基带实现框图

图2.4是接收端解码框图。接收信号经过信道后，信道引起了一个大小为 $\Delta\omega$ 的频率偏移。设接收信号的幅度为 $\rho(t)$ ，则接收信号可以表示为 (基带)：

$$r(t) = \rho(t)e^{j[\theta_2(t) + \Delta\omega t]} \quad (2-6)$$

经过第一级差分检测后的信号为：

$$\begin{aligned} r_1(t) &= \rho(t)\rho(t - T)e^{j[\theta_2(t) - \theta_2(t - T) + \Delta\omega t - \Delta\omega(t - T)]} \\ &= \rho(t)\rho(t - T)e^{j[\theta_2(t) - \theta_2(t - T) + \Delta\omega T]} \end{aligned} \quad (2-7)$$

经过第二级差分检测后的信号为：

$$\begin{aligned} r_2(t) &= \rho(t)\rho^2(t - T)\rho(t - 2T)e^{j[\theta_2(t) - 2\theta_2(t - T) + \theta_2(t - 2T)]} \\ &= \rho(t)\rho^2(t - T)\rho(t - 2T)e^{j\phi(t)} \end{aligned} \quad (2-8)$$

可以看出，经过两级差分检测之后，多普勒频偏 $\Delta\omega$ 被完全消除掉。

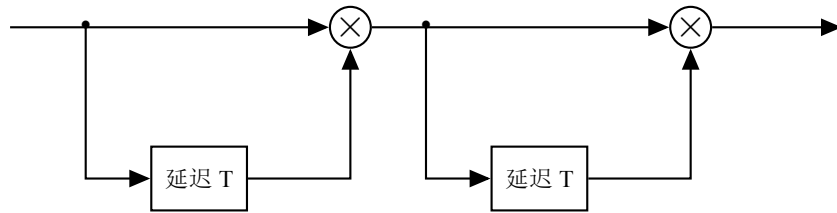


图 2.4 二阶差分基带解码实现框图

2.3 二阶差分编码与直接序列扩频

文献 [4] 将二阶差分编码与直接序列扩频结合, 将其称为 DD-SS(Double-differential coded spread-spectrum), 本文将沿用这一称谓。DD-SS 是将直接序列扩频与二阶差分检测结合的通信技术。扩频能够提高差分检测的信噪比, 二阶差分能够抵消信道或者系统本身引起的多普勒频偏。本文所述 DD-SS 系统框图如图2.5与图2.7所示。下面将分别就系统的发射机和接收机做详细介绍。

2.3.1 DD-SS 的发射机

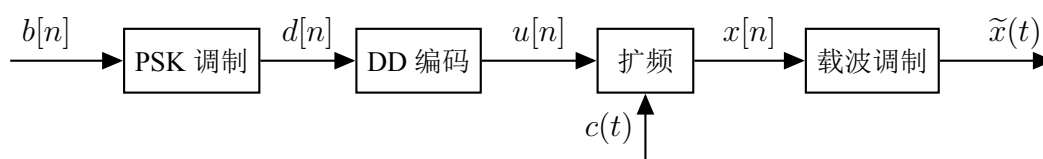


图 2.5 DD-SS 发射机系统框图

在图2.5中, $b[n]$ 为输入原始信息码元, $d[n]$ 为经过 PSK 调制之后的符号, $u[n]$ 为经过二阶差分编码后的符号。二阶差分符号 $u[n]$ 与其输入符号 $d[n]$ 有如下关系^[4]:

$$\begin{aligned} u[n] &= u[n-1]v[n], n = 0, 1, \dots \\ v[n] &= v[n-1]d[n], n = 0, 1, \dots \end{aligned} \quad (2-9)$$

并且 $u[-1] = v[-1] = 1$ 。

$c(t)$ 是扩频函数, $c(t)$ 由长度为 G 的扩频码产生:

$$c(t) = \sum_{k=0}^{G-1} c_k \phi(t - kT_c) \quad (2-10)$$

其中 c_k 为扩频码, T_c 为扩频码宽度, $\phi(t)$ 可认为时矩形脉冲。通常通信系统在发射端和接收端都需要经过均方根升余弦滤波, 那么 $\phi(t)$ 可以是均方根升余函数。

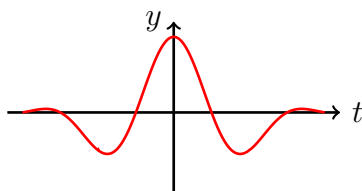


图 2.6 升余弦函数 ($\alpha = 0.5$)

基带传输信号 $x(t)$ 为:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{\infty} u[n]c(t - nT_s) \quad (2-11)$$

其中, $T_s = GT_c$ 为码元宽度。通带传输信号 $\tilde{x}(t)$ 为:

$$\tilde{x}(t) = \text{Re}\{x(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2-12)$$

其中, f_c 为载波频率。

通带信号 $\tilde{x}(t)$ 的频谱由 $\phi(t)$, T_c 和 f_c 决定。如前所述, $\phi(t)$ 为均方根升余弦函数, 设其滚降因子为 α , 那么 $\phi(t)$ 的周期 (也就是扩频码宽度) 为:

$$T_c = \frac{\alpha + 1}{f_h - f_l}$$

其中 $f_h - f_l = B$ 为传输带宽。综上, 系统的传输率为:

$$R_b = \frac{\log_2 M}{G} \times \frac{B}{1 + \alpha} \quad (2-13)$$

其中 M 为 PSK 调制阶数, 如: BPSK($M = 2$), QPSK($M = 4$)。

2.3.2 DD-SS 的接收机

在实际水声信道中, 传输信号会经过不同的路径传输至接收端即所谓的多途传播。水声信道随时间空间亦会发生缓慢变化, 文献 [5] 给出了多途时变信道的系统函数:

$$h(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p(t)\delta(t - \tau_p(t)) \quad (2-14)$$

式中 $A_p(t)$ 为每条多途的幅度, $\tau_p(t)$ 为每条多途的延时。如果假设信道变化缓慢, 在第 m 个分析时间间隔内可以认为 $A_p(t)$ 和 $\tau_p(t)$ 是常数 $A_p[m]$ 和 $\tau_p[m]$, 那么系统函数可以简化为:

$$h(t, m) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p[m]\delta(t - \tau_p[m]) \quad (2-15)$$

根据上述假设, 接收信号 $\tilde{r}(t)$ 为:

$$\tilde{r}(t, m) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p[m]\tilde{x}(t - \tau_p[m]) \quad (2-16)$$

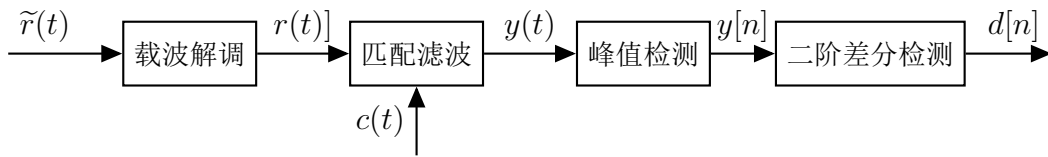


图 2.7 DD-SS 接收机系统框图

2.3.2.1 接收机解扩频

经过载波解调后的信号 $r(t)$ 可以表示为:

$$r(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p[m] e^{-2j\pi f_c \tau_p[m]} c(t - mT_s - \tau) u[m] \quad (2-17)$$

式中 $u[m]$ 表示接收到的第 m 个符号, 并且忽略了码间串扰。文献 [4] 假设延时 $\tau_p[m]$ 是线性变化的, 即:

$$\tau_p[m+1] - \tau_p[m] = \tau_p[m] - \tau_p[m-1]$$

在 N_p 个多途中, 通过同步技术能够找到能量最大的第 q 条多途。则解扩后的信号 $y[m]$ 为:

$$y[m] = \int_{D_{q,m}} r(t) c(t - mT_s - \tau_p[m]) \quad (2-18)$$

结合上述假设, 可以得到 [4]:

$$y[m] = A_q[m] e^{j2\pi f_c \tau_p[m]} u[m] \quad (2-19)$$

2.3.2.2 二阶差分检测

根据式 (2-9), 有:

$$\begin{aligned} d[n] &= \frac{v[n]}{v[n-1]} \\ &= \frac{u[n]}{u[n-1]} \times \frac{u[n-2]}{u[n-1]} \end{aligned} \quad (2-20)$$

类比上式并令 $\phi_q[m] = -2\pi f_c \tau_q[m]$, 进行如下变换:

$$\begin{aligned} z[m] &= \frac{y[m]}{y[m-1]} \times \frac{y[m-2]}{y[m-1]} \\ &= \frac{A_q[m] e^{j\phi_q[m]} u[m]}{A_q[m-1] e^{j\phi_q[m-1]} u[m-1]} \times \frac{A_q[m-2] e^{j\phi_q[m-2]} u[m-2]}{A_q[m-1] e^{j\phi_q[m-1]} u[m-1]} \\ &= \frac{A_q[m] A_q[m-2]}{A_q[m-1] A_q[m-1]} \times \frac{u[m] u[m-2]}{u[m-1] u[m-1]} \\ &\quad \times e^{j[(\phi_q[m] - \phi_q[m-1]) - (\phi_q[m-1] - \phi_q[m-2])]} \end{aligned} \quad (2-21)$$

由 $\tau_p[m+1] - \tau_p[m] = \tau_p[m] - \tau_p[m-1]$ 可得

$$(\phi_q[m] - \phi_q[m-1]) - (\phi_q[m-1] - \phi_q[m-2]) = 0$$

则:

$$\begin{aligned}
 z[m] &= \frac{A_q[m]A_q[m-2]}{A_q[m-1]A_q[m-1]} \times \frac{u[m]u[m-2]}{u[m-1]u[m-1]} \\
 &= \frac{A_q[m]A_q[m-2]}{A_q[m-1]A_q[m-1]} d[m]
 \end{aligned} \tag{2-22}$$

式中前一项为实数，并不影响 PSK 解调，因此：

$$d[m] = \det\langle z[m] \rangle \tag{2-23}$$

算子 $\det\langle \bullet \rangle$ 为 PSK 解调器。综上，可以将式 (2-21) 作为二阶差分检测器。

当考虑到多普勒影响时根据式 (2-8)，条件 $(\phi_q[m] - \phi_q[m-1]) - (\phi_q[m-1] - \phi_q[m-2]) = 0$ 仍然成立。因此，结论不变。

第3章 接收机系统设计

3.1 MSP432 驱动软件设计

MSP432 驱动程序包括 ADC 数据采集驱动和 UART 数据传输驱动两部分。在设计驱动程序时参考了中断-回调函数模型，即中断服务函数处理中断请求然后请求调用回调函数。回调函数不是由中断服务函数直接调用，而是由中断服务函数连接到回调函数链表中由主函数根据优先级决定执行哪个回调函数。

下面结合这一模型及具体驱动程序做详细说明。

3.1.1 ADC 数据采集驱动

系统采用带通采样以降低数据处理负荷，采样率 $4KHz$ 。MSP432 的 Timer_A0 为 ADC14 提供采样率的采样保持时钟。为保证系统实时性，采集数据设计为 PING-PONG 存储。MSP432 的 μ DMA 模块提供这一功能。PING-PONG 大小为 2×1024 存储单元。每采集完成一次 PING-PONG 即触发一次中断，在中断服务函数中判断是 PING 还是 PONG，然后请求调用回调函数。

回调函数的形式为：`void msp432_adc14_callback(uint16_t *data, uint32_t len)`。参数 `data` 为当前完成采集的存储区的首地址，参数 `len` 为存储区大小。图3.1为 ADC 数据采集驱动流程图。

3.1.2 UART 数据传输驱动

UART 驱动设计为 115200N1(波特率 115200bps, 8 位数据位, 无校验位, 1 位停止位) 传输格式。UART 的接受采用中断-回调函数模型，回调函数形式为：`void msp432_uart_callback(uint16_t *data, uint32_t len)`。

UART 的发送利用 μ DMA 以实现非阻塞调用。提供给的外部编程接口为函数 `int msp432_uart_send(uint8_t *data, uint32_t len)`，函数将数据存入缓存区域并启动 μ DMA 通道。函数返回实际写入缓存区域的数据长度，如果写入失败则返回-1。

3.2 MSP432 动态内存管理

单片机在做信号处理算法时常常遇到需要使用较大数组的问题。例如在做 32bit 浮点采样数据为 900 点，本地数据为 108 点的快速相关算法时需要分配至少两个 4k 大小的存储区域。在编写函数时有三种处理方式：

- (1) 使用全局变量静态分配内存，存储区位于静态数据区。这样做的好处是分配内存存在

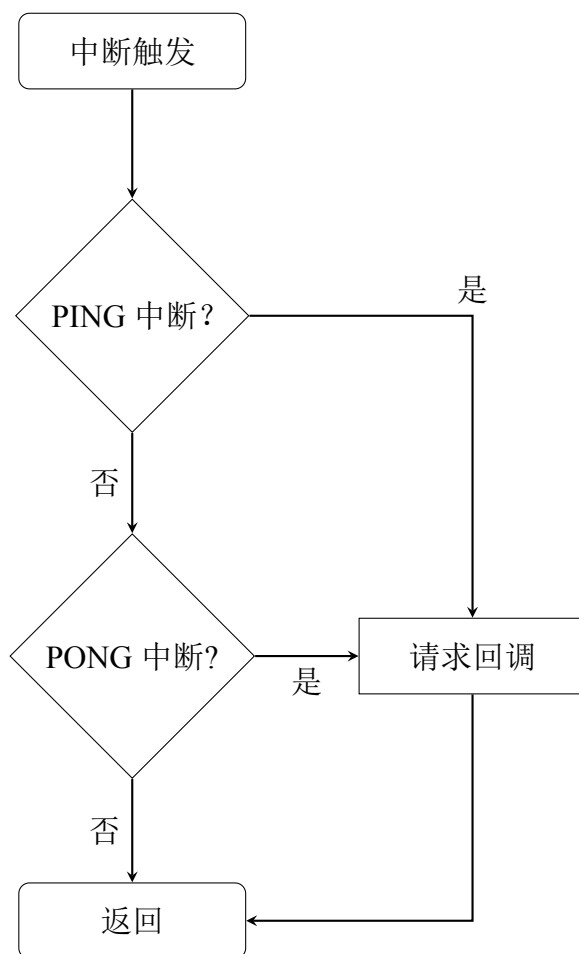


图 3.1 ADC 数据采集驱动流程图

程序便以阶段就已经做好，但是内存永久占用不能释放，而且对于内存较小的单片机来说，分配较多的大块内存将带来大量内存的消耗；

- (2) 使用局部变量，存储区位于栈内。这样做可以函数调用完之后内存可以释放，可以缓解静态分配内存的问题。但是如果遇到函数多次嵌套调用可能会导致栈溢出；
- (3) 使用 malloc 动态分配内存，存储区位于堆内。这样做可以解决静态分配和局部变量动态分配的所有问题，但是 c 标准库中的 malloc 函数算法复杂，分配与释放很耗时，而且需要链接较大的标准库的代码使程序体积增大。

信号处理算法虽然需要较多的大块内存，但是所有的内存大小几乎都一致即对某个固定大小的内存需求较多。针对这一前提，并结合动态内存分配的内存池算法重新实现了快速的动态内存管理。

3.2.1 内存池介绍

内存池 (Memory Pool)，又被称为固定大小区块规则 (fixed-size-block allocation)，允许程序设计者以类似 C 语言的 malloc 或者 C++ 的 new 运算符进行动态内存的申请。对

于其他动态内存分配算法来说，因为会动态记忆区块大小导致的碎片问题，致使在实时系统上表现不佳，甚至根本无法使用。内存池技术提供了一种更有效率的解决方案：预先规划一定数量的内存区块，使程序可以在执行期分配 (allocate)、使用 (access) 和释放 (free) 内存区块。

图3.2为以内存池实例，内存池包含 4 个 1k 大小、2 个 2k 大小和 1 个 4k 大小的内存块。图3.2还展示了多次分配内存的过程：

- (1) 请求一个大小为 4k 的内存快，此时内存池匹配到第一个大小为 2k 的内存区域；
- (2) 请求 4 个大小都为 1k 的内存快，此时内存池分别匹配到 4 个大小为 1k 的内存区域，至此大小为 1k 的内存块用尽；
- (3) 再次请求一个大小为 1k 的内存块，此时内存池将在 2k 大小的池内匹配内存区域
- (4) 如果再请求 1k 或者 2 看的内存块，内存池将在 4k 大小的池内匹配内存区域。

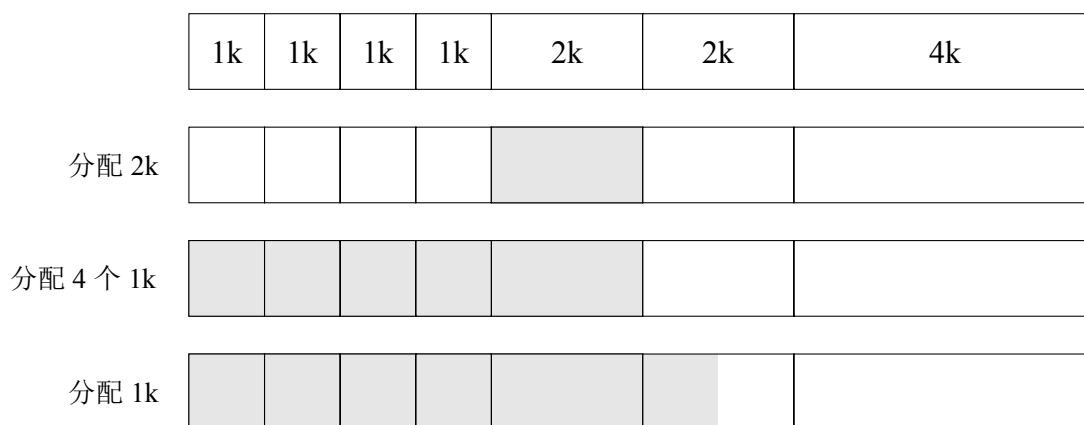


图 3.2 内存池内存分配实例

3.2.2 内存池的优缺点

内存池允许在程序执行时以常数时间分配内存块，并且不会产生内存碎片。一次释放内存中大量空闲内存只需要一个操作，无需像 `malloc` 那样依次个别释放。内存池不必将每次分配的内存的详细信息记录下来（例如内存大小，因为内存池本身就包含了大小的信息）。内存池在使用时也必须按照程序需求来做调整才能保证时间与空间的效率，这也是内存池的显著缺点。

3.2.3 内存池在本文中的应用

本文所涉及到的算法及所需要的内存大小如表3-1所示。分析得出内存池需要最多 1 个 32 ~ Bytes，2 个 128Bytes，6 个 2048 Bytes 和 1 个 8192 ~ Bytes 的内存空间。进一步分析，快速相关以及解调解扩相互间都是独立的，即前一算法执行完毕后一算法才会执行。因此，2048 ~ Bytes 的空间只需要 2 个。为给其他局部变量预留空间，最终

的内存池分布为：16 Bytes×8、32 Bytes×4、128 Bytes×2、256 Bytes×1、2048 Bytes×2、4096 Bytes×1、8192 Bytes×1。

表 3-1 算法内存需求

算法	数据量	数据类型	占用空间 (Byte)
快速相关	1024×2	int16	2048×2
解调	2048×2	float32	8192×2
	512×2	float32	2048×2
解扩与二阶差分检测	512×2	float32	2048×2
	32×2	float32	128×2
	32×1	int8	32×1

3.3 算法实现程序设计

该部分程序主要实现 DD-SS 算法及数据流程控制，由同步、缓存、解扩三部分组成，它们之间的关系如图3.3所示。由 ADC 采集到的数据首先会进行同步搜索，搜索到同步信号后同步信号后的数据解调降采样后缓存。等到缓存满一帧后开始解扩及二阶差分检测，然后通过 UART 数据传输驱动将数据发出。

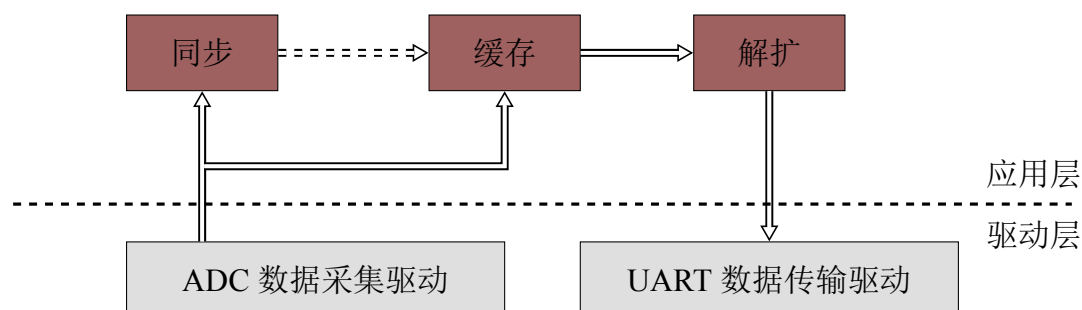


图 3.3 DD-SS 程序组成框图

3.3.1 同步搜索

同步搜索采用双曲线调频信号 (hyperbolic frequency-modulation, HFM) 做相关进行。HFM 是一种多普勒不变信号，其时间函数为^[6]

$$s(t) = Ae^{\left[-j\left(2\pi\frac{f_0^2}{m}\right)\ln\left(1-\frac{m}{f_0}t\right)\right]} \quad (3-1)$$

频谱函数为^[6]

$$|S(f)| = A \frac{f_0}{\sqrt{|m|} \cdot f} \quad (3-2)$$

图3.4展示了双曲线调频信号的幅度谱。

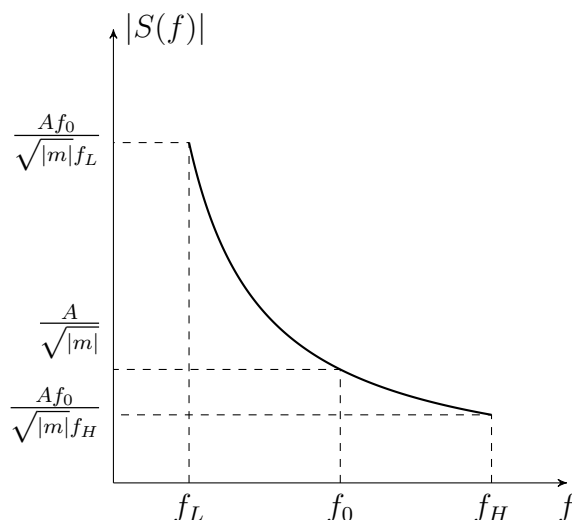


图 3.4 双曲线调频信号幅度谱

由于 HFM 信号具有多普勒不变性^[6], 即具有多普勒的接受信号 $r(t)$ 与发射信号 $s(t)$ 满足

$$r(t) = s(Dt) = s(t - t_0) \quad (3-3)$$

式中, $D = 1/\alpha \approx 1 + \delta$ 。可见, HFM 将多普勒转化成为一个延时 t_0 , 且

$$t_0 = \frac{1 - D}{(m/f_0)D} \quad (3-4)$$

在 MSP432 的 CMSIS-DSP 库的直接相关算法计算速度慢, 文献 [7] 介绍一种采用 FFT 的快速相关算法, 利用快速相关算法可以节省大量运算时间。根据式 (2-16) 可将接受信号写为

$$r(t) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p x(t - \tau_p) + n(t) \quad (3-5)$$

式中 $n(t)$ 为高斯白噪声, $x(t)$ 为 HFM 同步信号。经过相关后^[8]

$$R_{rx}(\tau) = \sum_{p=1}^{N_p} A_p R_{xx}(\tau - \tau_p) + u(\tau) \quad (3-6)$$

式中 $u(\tau)$ 是噪声分量。 $R_{rx}(\tau)$ 在 $\tau_p (p = 1, 2, \dots, N_p)$ 处有峰值, 峰值 $|A_p R_{xx}(0)|$ 只与增益 A_p 有关。因此, 选择峰值最大的第 q 个峰将得到最大的处理后信噪比。

3.3.2 通带解调与缓存

通带解调过程如图3.5所示。I 路与 Q 路分别乘以 $\cos(\omega n)$ 和 $\sin(\omega n)$ 后经过降采样滤波器得到时间宽度为 T_c (扩频码宽度) 的序列, 然后缓存到缓存区。降采样滤波器将滤

波和降采样结合，能够避免不必要计算的数据点大大节约了计算时间。缓存时，按照 I 路与路分开存储。

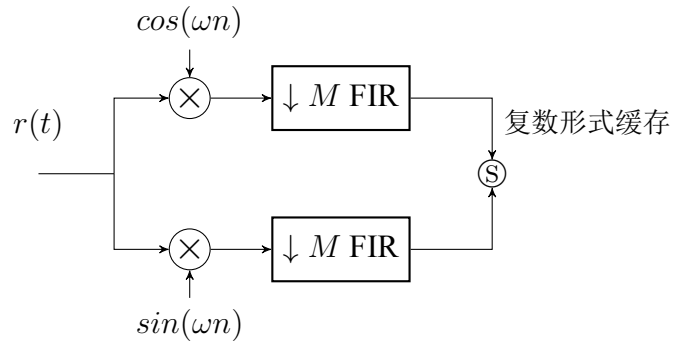


图 3.5 基带解调

当缓存区满一帧时，调用解扩程序进行剩余的数据处理过程。

3.3.3 解扩与解二阶差分

参考文献

- [1] M. K. Simon, D. Divsalar. On the Implementation and Performance of Single and Double Differential Detection Schemes[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1992, 40(2):278–291.
- [2] 文元美, 张树群, 林家薇, 等. 现代通信原理 [M]. 科学出版社, 2005.
- [3] 杨倬. 基于扩频技术的水下通信技术研究 [D]. 西安: 西北工业大学, 2006.
- [4] Z. Liu, K. Yoo, T. Yang, et al. Long-range Double-differentially Coded Spread-spectrum Acoustic Communications with a Towed Array[J]. Oceanic Engineering, IEEE Journal of, 2014, 39(3):482–490.
- [5] 惠俊英. 水下声信道 [M]. 国防工业出版社, 1992.
- [6] 田坦. 声呐技术 [M]. 哈尔滨工程大学, 2009.
- [7] W. H. Press. Numerical Recipes:: The Art of Scientific Computing[J]. 2007.
- [8] H. Farrokhi. Performance of Root-music on Toa Estimation for an Indoor Spread Spectrum Ranging System[C]//WSEAS International Conference. Proceedings. Mathematics and Computers in Science and Engineering. 2008.

致 谢

该论文模板是 UFO@bbs.hit.edu.cn 的《哈尔滨工业大学大学博士（硕士）论文模板》的基础上，并在很多人的帮助下完成的，在此一并向他们表示感谢。

特别感谢 Stanley 创立了论文模板开源项目 Pluto 以及他对论文模板的大量修改，使之更加符合工大论文模板要求。

特别感谢哈工大紫丁香站的 Tex 的版主 Tex、nebula 和网友 cucme，他们自始至终都全力支持模板的制作，并为此作了大量的工作。

感谢邓年春 (HIT bbs ID: dengnch)，他花了大量的时间来精调模板的一系列参数，使得该 L^AT_EX 模板和对应的 Word 模板的格式几乎完全一致。

感谢水木清华的 T_EX 和 L^AT_EX 版的各位网友为我提供的各种帮助，特别是 snoopy-zhao 网友，他多次热心地为该模板解决各种困难，使得模板的制作得以顺利进行。

最后，衷心感谢哈工大紫丁香 bbs 站 Tex 版所有网友的大力支持！

值此论文完成之际，谨向给予我无私帮助的老师 and 同学们致以诚挚的谢意！

首先感谢我的导师**某某某**教授，本论文的研究工作正是在**某**老师最初的建议下展开的。他在学术上不断进取、对人生理想执着追求的精神是我学习的榜样。**某**老师对问题深刻的认识和深入浅出的讲解给我留下深刻印象。

感谢**某某某**教授和**某某某**教授对我学习和工作的帮助，他们勤奋的工作作风、达观的人生态度都深深地感染了我。感谢**某某某**教授和**某某某**教授对我学业和生活上的关心。

感谢博士生**某某某**、**某某某**、**某某某**、**某某某**，给我的无私帮助和积极支持。感谢实验室所有的兄弟姐妹们，陪伴我度过了这长久的学习、研究阶段，帮助我解决问题，开拓思想。

最后，特别要感谢我的亲人们，他们对我要求甚少，但给予我的都是关怀、支持和理解。