



数字信号处理的 FPGA 实现

系统实验（信息）课程实验报告

作者：LiPtP

组织：吴健雄学院

时间：2025 年 3 月 24 日

指导老师：张圣清



目录

第一章 信号的采样与重建	1
1.1 实验背景与目的	1
1.2 实验原理	1
1.2.1 信号采样基础	1
1.2.2 采样信号的频谱特性	1
1.2.3 模拟低通滤波器特性	2
1.2.4 带通信号的采样	2
1.2.5 离散时间信号的处理	2
1.3 实验使用软件	2
1.4 实验内容	3
1.4.1 基于 Simulink 的信号采样与重建时域仿真	3
1.4.2 基于 Simulink 的信号采样仿真	4
1.4.3 基于 MATLAB 的信号采样频谱绘制	7
第二章 FPGA 的数字运算	14
2.1 实验背景和目的	14
2.2 实验原理	14
2.2.1 数字运算中使用的定点数	14
2.2.2 系数量化造成有限字长效应	15
2.2.3 A/D 量化器中产生的量化噪声	15
2.3 实验使用软件	16
2.4 实验内容	16
2.4.1 有符号数、无符号数的四则运算 Verilog 仿真	16
2.4.1.1 模块外部接口定义	16
2.4.1.2 模块功能说明	17
2.4.1.3 模块测试	17
2.4.2 N-bit 滤波器系数量化下系统频率响应 MATLAB 仿真	19
2.4.3 运算有限字长效应的 MATLAB 仿真	21
第三章 Xilinx 7 系列 FPGA 和 IP 核的使用	23
3.1 实验背景与目的	23
3.2 实验原理	23
3.2.1 IP 核	23
3.2.2 调用 IP 核的一般方法	24
3.3 实验使用软件/平台	24
3.4 实验内容	25
3.4.1 Clocking Wizard IP Core 配置 50MHz 时钟信号	25
3.4.2 DDS Compiler IP Core 配置 1MHz 和 2MHz 的余弦波	25
3.4.3 Integrated Logic Analyzer(ILA) IP Core 配置	26
3.4.4 利用 IP 核生成不同频率的余弦信号	26
第四章 基于累加器的 FIR 滤波器设计	29

4.1 实验背景与目的	29
4.2 实验原理	29
4.2.1 FIR 滤波器	29
4.2.2 FIR 滤波器的结构	29
4.3 实验使用软件/平台	30
4.4 实验内容	30
4.4.1 FIR 滤波器的 Simulink 仿真	30
4.4.2 FIR 滤波器的 MATLAB 仿真	32
4.4.3 基于累加器的 FIR 滤波器的 FPGA 实现	32
4.5 思考与讨论	37
4.5.1 更改参数的 FIR 滤波器实现	37
4.5.2 Linux 系统下的 Vivado 配置	39
4.5.3 Open Target 时无法找到 FPGA 的解决办法	40
附录 A 版本更新记录	41

第一章 信号的采样与重建

内容提要

- 信号采样与重建流程
- 基于 MATLAB 的信号采样频谱绘制
- 基于 Simulink 的信号采样与重建仿真

1.1 实验背景与目的

本实验旨在探讨信号采样过程中的频谱变化，分析采样是否会导致信息丢失，并评估采样序列能否充分代表原始信号，同时研究如何实现不失真的信号还原。通过对奈奎斯特采样定理的理解与验证，深入分析采样频率与信号最高频率之间的关系，并研究当采样定理不满足时可能出现的频谱混叠现象及其影响。此外，实验将研究离散时间信号的采样（抽取）、插值及采样率转换的基本原理与实现方法，并观察这些操作在时域和频域中的特性变化。针对信号采样与重建过程中的关键环节，本实验还将介绍模拟低通滤波器的指标特性，包括抗混叠滤波器和平滑滤波器的作用，并探讨其设计要求及实际应用中的挑战。最终，通过 MATLAB 和 Simulink 搭建实验平台，进行信号采样与重建实验，验证理论知识，分析实验结果，并通过解决实验过程中遇到的问题，提高实践操作和数据分析能力。

1.2 实验原理

1.2.1 信号采样基础

信号采样是指对连续时间信号 $x(t)$ 按固定采样周期 T 进行取值，得到离散时间信号 $x[n]$ ，其中：

$$x[n] = x(nT), \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (1.1)$$

实际采样系统一般包括采样保持器（Sample-and-Hold）和模数转换器（A/D Converter）。采样保持器用于保持瞬时幅度，而 A/D 转换器完成模拟信号与数字信号的转换。

在理想采样条件下，采样过程可看作原始信号与冲激函数序列 $\delta_T(t)$ 相乘：

$$x_s(t) = x(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT). \quad (1.2)$$

其中， $\delta(t)$ 为单位冲激函数。当脉冲宽度 τ 远小于采样周期 T 时，实际采样接近理想采样。

1.2.2 采样信号的频谱特性

在频域中，采样的本质是对原始信号的频谱 $X(\Omega)$ 进行周期延拓，采样信号的频谱表示为：

$$X_s(\Omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\Omega - k\Omega_s), \quad (1.3)$$

其中 $\Omega_s = \frac{1}{T}$ 是采样频率， Ω 为连续频率变量。由此可见，采样信号的频谱是原始信号频谱的周期重复。

根据奈奎斯特采样定理，若信号的最高频率 Ω_{max} 满足：

$$\Omega_s \geq 2\Omega_{max}, \quad (1.4)$$

则可以通过带宽为 $\Omega_s/2$ 的理想低通滤波器完美重建原信号。当 $\Omega_{max} > \Omega_s/2$ 时，会发生频谱混叠（aliasing），即高频分量叠加到低频范围，导致信息损失。为了避免混叠，实际应用中通常选择更高的采样频率，并在采样前使用抗混叠低通滤波器。

1.2.3 模拟低通滤波器特性

抗混叠滤波器用于在采样前抑制高于 $\Omega_s/2$ 的频率成分，以防止频谱混叠。然而，理想低通滤波器的矩形频率响应在实际中无法实现，因此采样频率越低，对抗混叠滤波器的要求越高。

在信号重建过程中，平滑滤波器主要用于去除 D/A 转换后信号中的高频成分。对于理想的平滑滤波器，其频率响应呈指数衰减，在 $\Omega = k\Omega_s$ 处取零。

1.2.4 带通信号的采样

对于带通信号，其频谱分布于 $[\Omega_1, \Omega_2]$ ，其中 $\Omega_2 - \Omega_1 = \Delta\Omega$ 为信号带宽。若 Ω_2 是带宽的整数倍，则可以选择欠采样方式，此时采样频率 Ω_s 为

$$\Omega_s = 2\Delta\Omega. \quad (1.5)$$

欠采样后，由于低频有大量带宽没有传输信号，若满足适当的带通滤波条件，仍可恢复原信号。并且如果 Ω_2 不是 $\Delta\Omega$ 的整数倍，则可通过频带扩展调整信号频谱以满足采样条件。

1.2.5 离散时间信号的处理

定义 1.1 (离散时间信号的抽取)

抽取 (Decimation) 指对信号进行降采样，即每隔 M 个采样点保留一个：

$$x_d[n] = x[Mn]. \quad (1.6)$$

由于采样频率降低了 M 倍，这种信号处理方式还被称为 M 倍降采样。为了防止混叠，降采样前需使用抗混叠低通滤波器。

定义 1.2 (离散时间信号的插值)

插值 (Interpolation) 指对信号进行升采样，即在相邻采样点之间插入 $L - 1$ 个零值：

$$x_i[n] = \begin{cases} x[n/L], & n = 0, L, 2L, \dots, \\ 0, & \text{其他.} \end{cases} \quad (1.7)$$

插值用于提高采样率，最简单的方法是插零，然后通过数字低通滤波器去除镜像分量。在语音信号处理等专门领域中，插入的值由专用算法指定，以获得更好的重建质量。

将抽取和插值结合起来便是采样率转换 (Sample Rate Conversion) 技术。它是指采样率按有理数 L/M 进行变换的方法，通常采用先插值 L 倍，再抽取 M 倍的方式实现。转换过程中，在升降采样的间隙必须使用合适的低通滤波器来抑制高频成分，以避免失真。值得注意的是，这个滤波器既承担了抗混叠的作用，也起到了平滑滤波的作用。

1.3 实验使用软件

- MATLAB 2024b
- Simulink 2024b

1.4 实验内容

1.4.1 基于 Simulink 的信号采样与重建时域仿真

利用 Simulink 搭建信号采样与重建仿真系统，验证信号采样与重建的基本原理。在这个实验中，我们使用正弦波通过经过采样后通过一切比雪夫低通滤波器的模型为例，分析各个阶段中信号是如何采样重建的。具体步骤如下：

- 搭建实验模型，如图 1.1 所示。
- 设置正弦波的频率为 $f = 1 \text{ kHz}$ ，脉冲波的频率为 $f = 5 \text{ kHz}$ ，占空比 25%。给定低通滤波器的截止频率为 $f_c = 1.5 \text{ kHz}$ 。
- 启动仿真，观察 Scope 中的波形。

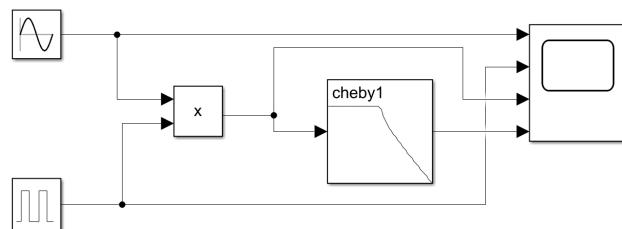
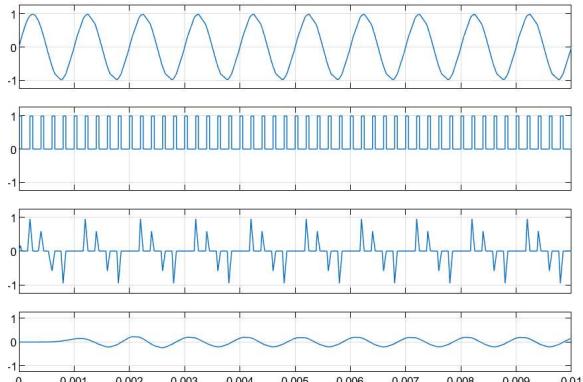
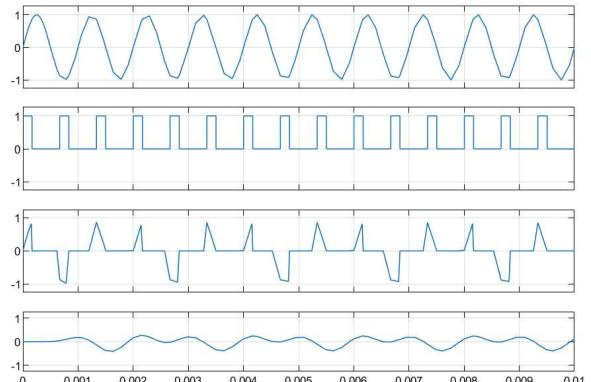


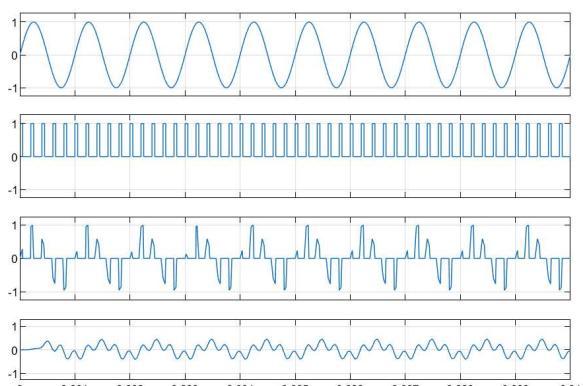
图 1.1：信号采样与重建仿真模型



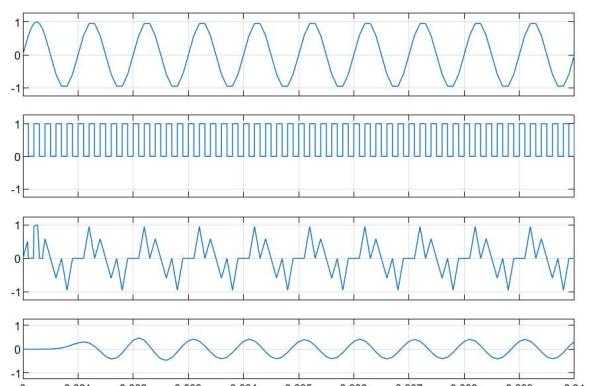
(a) 默认参数下的信号采样重建波形



(b) $f_s=1.5\text{kHz}$ 时的采样重建波形



(c) 低通滤波器截止频率为 5kHz 时的信号重建



(d) 冲激信号占空比 50% 时的信号重建

图 1.2：信号采样与重建时域仿真结果

默认参数下的仿真结果如图 1.2a 所示。从上到下的四条波形分别为发射正弦波、采样冲激信号、采样信号

和重建信号。可以看到，重建信号的频率与原始信号一致，但幅度有所损失。接下来，为了验证奈奎斯特采样定理，将采样频率降低为 1.5kHz，重新进行仿真。仿真结果如图 1.2b 所示。可以看到，重建信号“叠”在了一起，和原始信号有明显的差异。故认为该采样频率下信号出现了混叠。保持采样频率为 5kHz，将低通滤波器的截止频率调整为 5kHz，重新进行仿真。仿真结果如图 1.2c 所示。可以看到，重建信号的频率大体上与原始信号一致，但是波形出现了抖动。这说明，低通滤波器可以滤除高频分量，从而使得重建信号更加平滑。最后，为了验证脉冲信号宽度对重建信号性能的影响，将脉冲信号占空比调至 50%，观察仿真波形如图 1.2d 所示。可以看到采样信号和重建信号的幅值都变大了，这是由于脉冲信号的占空比增大，使得采样信号的幅值增大。

1.4.2 基于 Simulink 的信号采样仿真

在进行模型时域波形仿真后，进一步利用 Simulink 分析信号采样的频谱特性。具体步骤如下：

- 搭建实验模型，如图 1.3 所示。
- 设置三个正弦波发生器的频率分别为 $f_1 = 500 \text{ kHz}$, $f_2 = 4400 \text{ kHz}$, $f_3 = 5800 \text{ kHz}$ 。设置合成波的三种采样频率分别为 30MHz, 10MHz 和 3MHz，幅值分别为 10, 5, 1。¹
- 启动仿真，观察 Scope, Scope1 和 Spectrum Analyzer 中的频谱。

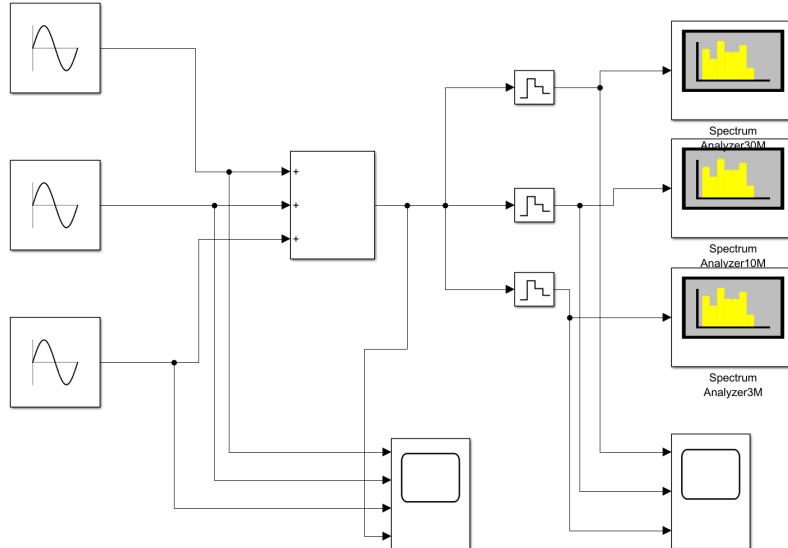


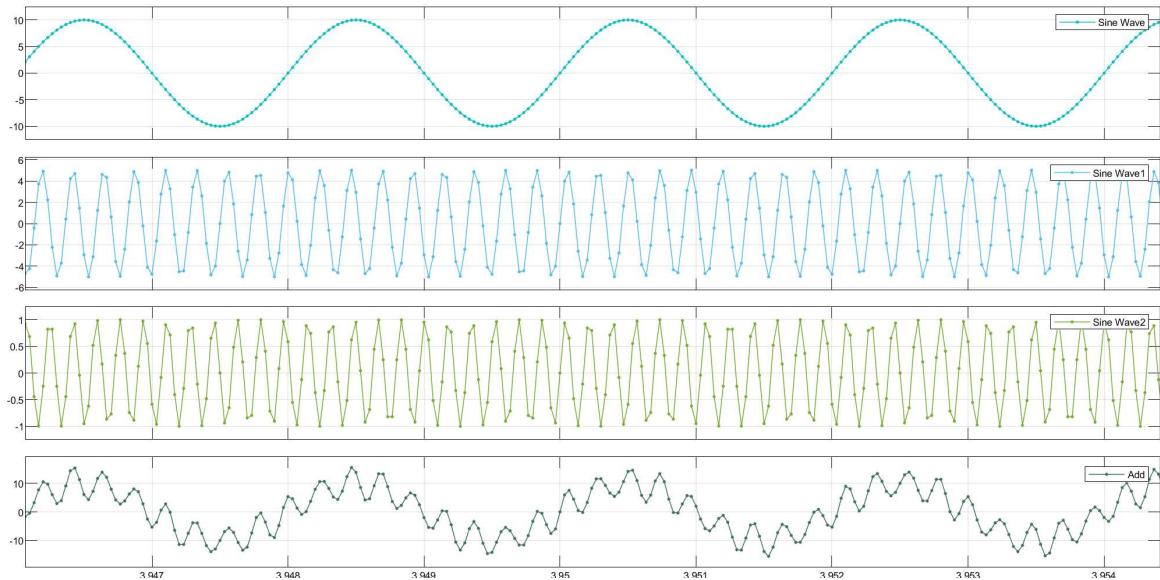
图 1.3: 信号采样与重建频域仿真模型

启动仿真后，首先观察 Scope 的结果，如图 1.4a 所示。使用青蓝色标注第一个频率为 f_1 的正弦波，使用天蓝色标注第二个频率为 f_2 的正弦波，使用黄绿色标注第三个频率为 f_3 的正弦波，并用墨绿色标注通过加法器后的正弦波。可以看到，三个正弦波的频率分别为 500kHz, 4400kHz 和 5800kHz。通过加法器的正弦波周期为三个正弦波周期的最小公倍数，因此频率最小。

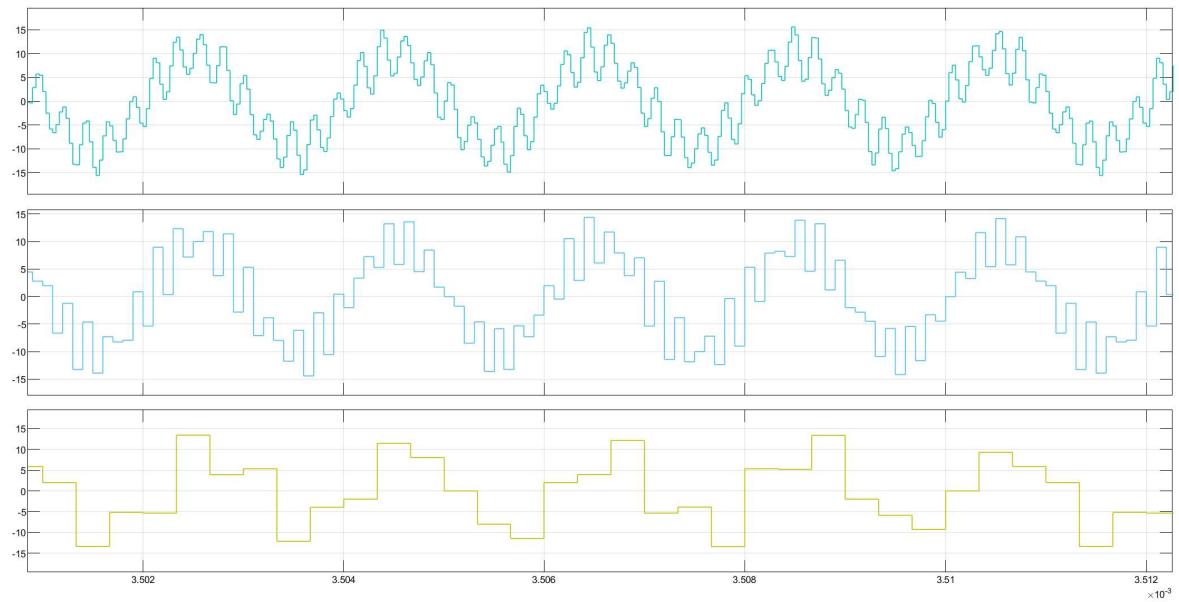
接下来，观察 Scope1 的结果，如图 1.4b 所示。使用青蓝色标注采样频率为 $f_{s1} = 30\text{MHz}$ 的波形，使用天蓝色标注采样频率为 $f_{s2} = 10\text{MHz}$ 的波形，使用黄绿色采样频率为 $f_{s3} = 3\text{MHz}$ 的波形。可以看到，加和正弦波的频率通过保持器后保持不变，但变成了阶跃形的波形。采样频率越高，阶跃次数越多，越贴近真波形。

最后，观察 Spectrum Analyzer 的结果如图 1.5、1.6、1.7 所示。观察对称频谱的峰值，可以看到清晰的三根谱线。在前两个图中，信号的峰值出现在预设频率 0.5 MHz、4.4 MHz 和 5.8 MHz 附近，且幅度经过 V/dBm 的 20log 计算公式换算后保持一致。三个峰值中，最大值与最小值的差异约为 20 dB，与理论计算结果一致。然而，在采样频率为 10MHz 的结果中，频率峰值偏离了设定值，这可能是由于该频率分量与 FFT 采样点不对齐导致的栅栏效应，或者该频率分量出现了泄露。

¹按照课上讲义，这里取了更高的采样频率以免显示不全。



(a) 采样前的时域波形



(b) 采样后的时域波形
图 1.4: 时域波形仿真结果

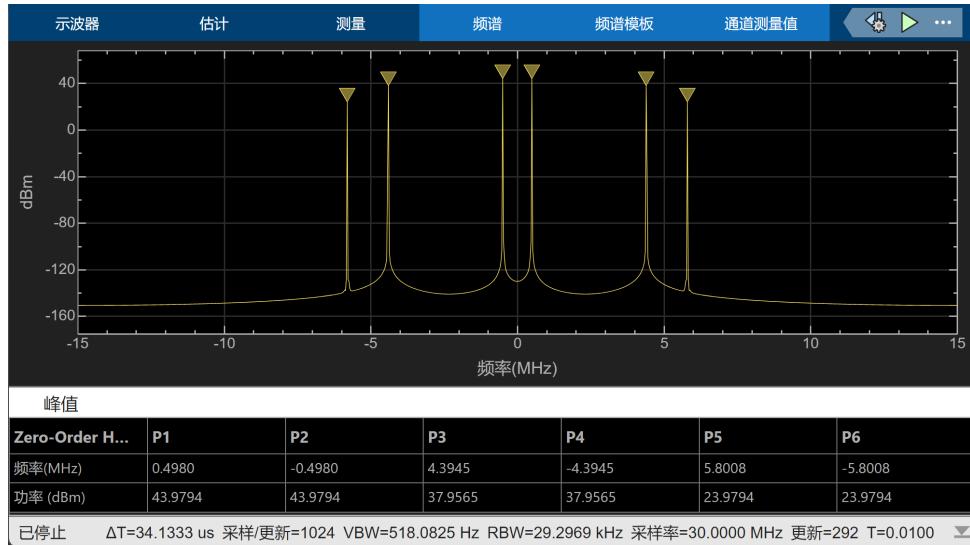


图 1.5: 采样频率为 30MHz 下的输出频谱

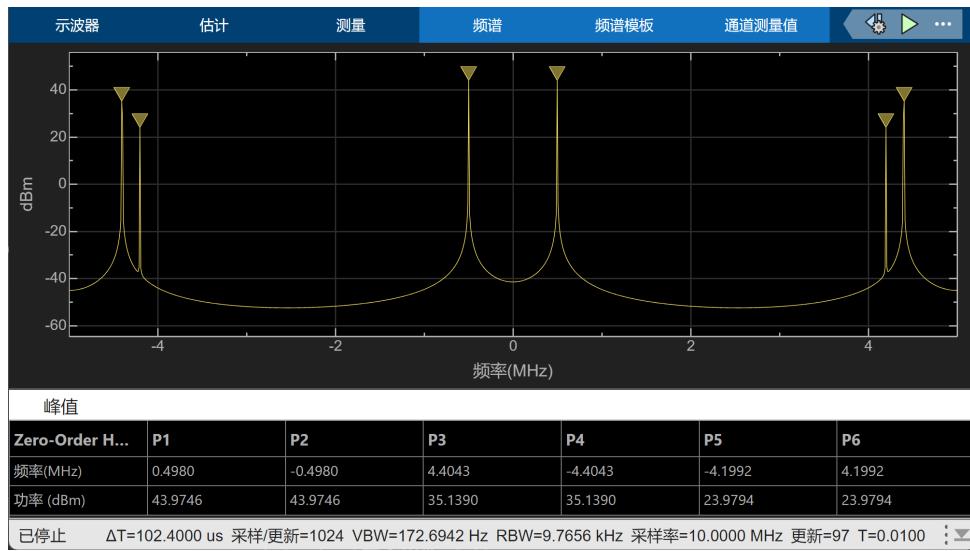


图 1.6: 采样频率为 10MHz 下的输出频谱

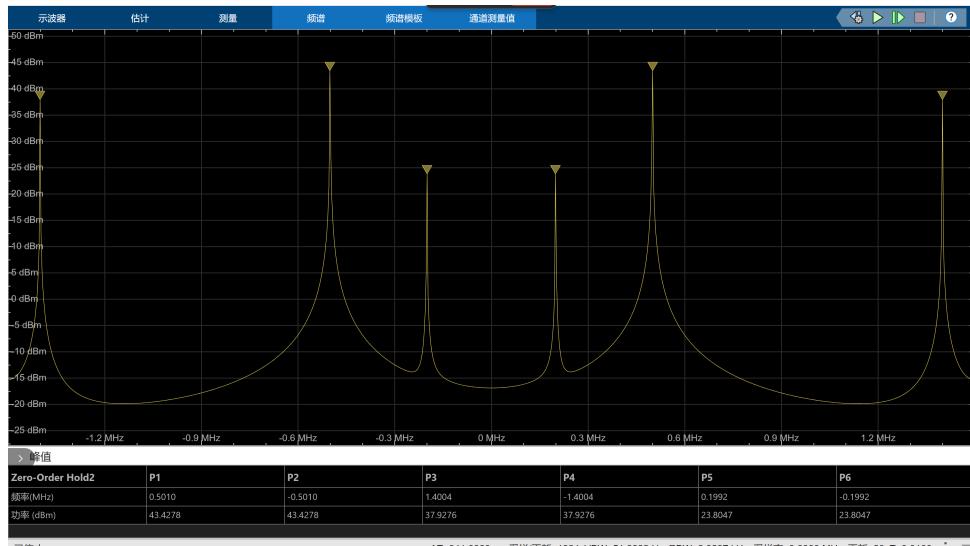


图 1.7: 采样频率为 3MHz 下的输出频谱

1.4.3 基于 MATLAB 的信号采样频谱绘制

这一部分的实验内容来自《数字信号处理》教材，列举如下。接下来将给出 MATLAB 代码以及仿真结果。

例题 1.1 一信号是三个正弦信号（频率为 50 Hz、500 Hz、1 000 Hz）的和，以 8 kHz 采样，用适当数量样本画出该信号。

```
fs = 8000; % Sampling frequency, 8 kHz
t = 0:1/fs:1; % Generate time axis, 1 second
f1 = 50; % First sine wave frequency 50 Hz
f2 = 500; % Second sine wave frequency 500 Hz
f3 = 1000; % Third sine wave frequency 1000 Hz

% Signal generation
signal = sin(2*pi*f1*t) + sin(2*pi*f2*t) + sin(2*pi*f3*t);

% Plot time-domain signal
figure;
subplot(2,1,1); % Divide the figure into two parts
plot(t, signal);
title('Time-Domain Signal');
xlabel('Time (seconds)');
ylabel('Amplitude');
grid on;

% Compute and plot spectrum
N = length(signal); % Signal length
fft_signal = fft(signal); % Compute FFT
f = (0:N-1)*(fs/N); % Frequency axis

% Plot only the positive frequency part
half_N = ceil(N/2);
fft_signal = fft_signal(1:half_N);
f = f(1:half_N);

% Compute magnitude spectrum
magnitude = abs(fft_signal)/N;

subplot(2,1,2); % Plot spectrum in the second part of the figure
plot(f, magnitude);
title('Signal Spectrum');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on;
```

仿真结果如图 1.8 所示。可以看到频谱在 50Hz、500Hz、1000Hz 三处分别有一根谱线，这是正弦波的傅里叶变换特性，也证明了频谱分析的意义。

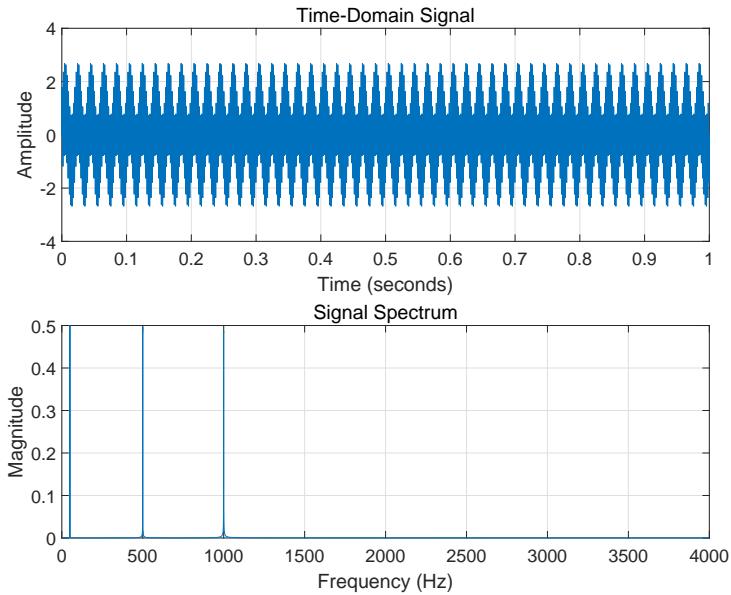


图 1.8: 8000Hz 采样后的时域频域谱

例题 1.2 一信号是三个正弦信号（频率为 50 Hz、500 Hz、1 000 Hz）的和，以 800 Hz 采样，用适当数量样本画出该信号，并讨论信号的混叠状况。

```

fs = 800; % Sampling frequency, 800 Hz
t = 0:1/fs:1; % Generate time axis, 1 second
f1 = 50; % First sine wave frequency 50 Hz
f2 = 500; % Second sine wave frequency 500 Hz
f3 = 1000; % Third sine wave frequency 1000 Hz

% Signal generation
signal = sin(2*pi*f1*t) + sin(2*pi*f2*t) + sin(2*pi*f3*t);

% Plot time-domain signal
figure;
subplot(2,1,1); % Divide the figure into two parts
plot(t, signal);
title('Time-Domain Signal');
xlabel('Time (seconds)');
ylabel('Amplitude');
grid on;

% Compute and plot spectrum
N = length(signal); % Signal length
fft_signal = fft(signal); % Compute FFT
f = (0:N-1)*(fs/N); % Frequency axis

% Compute magnitude spectrum
magnitude = abs(fft_signal)/N;

% Expand frequency range for better visualization

```

```

subplot(2,1,2);
plot(f, magnitude);
xlim([0, 1200]); % Set frequency range display from 0 to 1200 Hz
title('Signal Spectrum');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on;

```

仿真结果如图 1.9 所示。可以发现，此时的时域谱发生了交叠（闪电型谱线），频域中出现频谱泄露。下面对每条谱线的成因进行分析：

- 50Hz: 采样前已有频率。
- 200Hz: 1000Hz 频率折叠导致。
- 300Hz: 500Hz 频率折叠导致。
- 500Hz: 采样前已有频率。
- 600Hz: FFT 运算带来的 1000Hz 频率镜像。
- 750Hz: 50Hz 频率折叠。

注 该采样不是欠采样，无法重建原有信号。

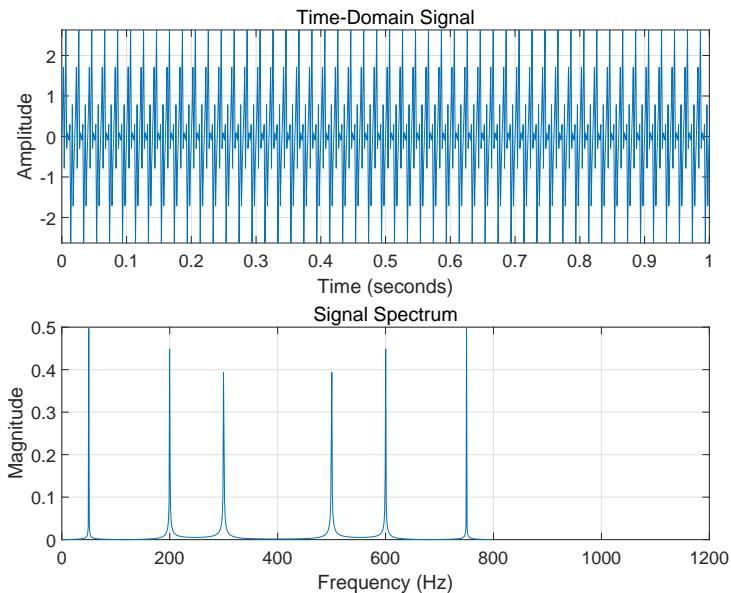


图 1.9: 800Hz 采样后的时域频域谱

例题 1.3 令 $x(n) = \cos(2\pi fn/f_s)$ ，其中 $f/f_s = 1/16$ ，即每个周期内有 16 个点。试利用 MATLAB 编程实现：作 $M = 4$ 倍的抽取，使每个周期变成 4 点。作 $L = 3$ 倍的插值，使每个周期变成 48 点。

```

f = 1;          % Frequency (Hz)
fs = 16;        % Sampling frequency (Hz)
N = 100;        % Signal length

n = 0:N-1;      % Time sequence
x = cos(2*pi*f*n/fs); % Original signal

% Perform M = 4 times decimation
M = 4;
x_decimated = decimate(x, M); % Decimate the signal using the decimate function

```

```
% Perform L = 3 times interpolation
L = 3;
x_interpolated = interp(x, L); % Interpolate the signal using the interp function

% Create a figure to display time-domain and frequency-domain plots
figure;

% First row: Time-domain signals
subplot(3,1,1);
stem(n, x); % Original signal
title('Time-Domain Plot of Original Signal x(n)');
xlabel('Sample index n');
ylabel('Amplitude');
grid on
subplot(3,1,2);
stem(x_decimated); % Decimated signal
title('Time-Domain Plot of M=4 Times Decimated Signal');
xlabel('Sample index n');
ylabel('Amplitude');
grid on
subplot(3,1,3);
stem(x_interpolated); % Interpolated signal
title('Time-Domain Plot of L=3 Times Interpolated Signal');
xlabel('Sample index n');
ylabel('Amplitude');
grid on
figure;
% Second row: Frequency-domain signals
subplot(3,1,1);
% Spectrum of the original signal
f_orig = abs(fft(x));
f_axis = (0:length(f_orig)-1)*(fs/length(f_orig)); % Frequency axis
stem(f_axis, f_orig);
title('Frequency-Domain Plot of Original Signal x(n)');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on
% Spectrum of the decimated signal
f_dec = abs(fft(x_decimated));
f_axis_dec = (0:length(f_dec)-1)*(fs/M)/length(f_dec); % Frequency axis after decimation

subplot(3,1,2);
stem(f_axis_dec, f_dec);
title('Frequency-Domain Plot of M=4 Times Decimated Signal');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on
% Spectrum of the interpolated signal
```

```

f_interp = abs(fft(x_interpolated));
f_axis_interp = (0:length(f_interp)-1)*(fs*L)/length(f_interp); % Frequency axis after interpolation
subplot(3,1,3);
stem(f_axis_interp, f_interp);
title('Frequency-Domain Plot of L=3 Times Interpolated Signal');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on

```

仿真结果如图 1.10、1.11 所示，经检验发现符合题目要求。

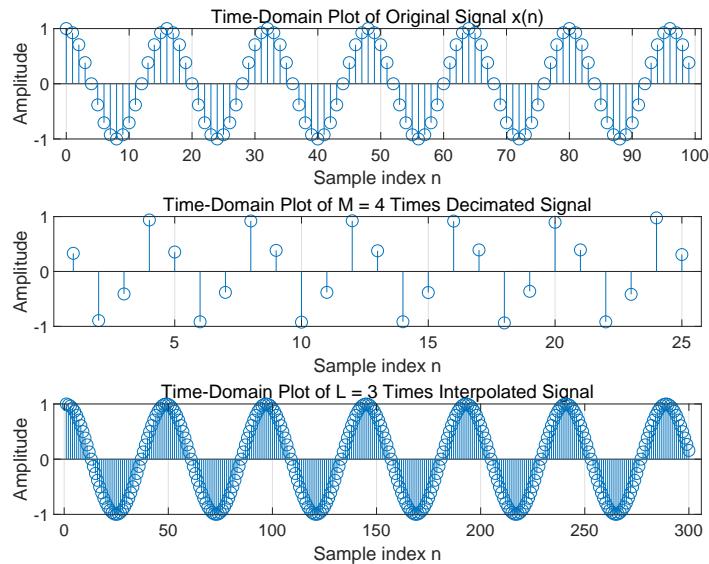


图 1.10：原信号， $M = 4$ 抽取， $L = 3$ 内插后的时域谱

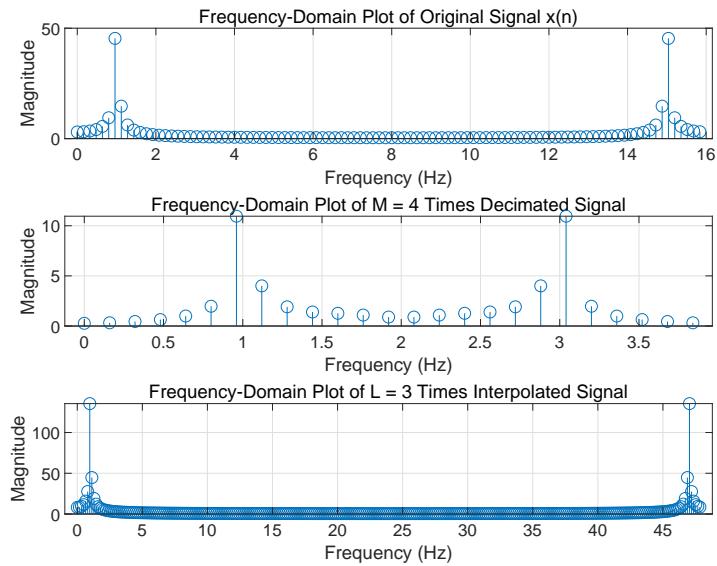


图 1.11：原信号， $M = 4$ 抽取， $L = 3$ 内插后的频域谱

例题 1.4 输入信号 $x(n)$ 为归一化频率分别是 $f_1 = 0.04, f_2 = 0.3$ 的正弦信号相加而成， $N = 50$ ，内插因子 L 为 5，抽

取因子 M 为 3, 给出按有理因子 $5/3$ 作采样率转换的输入输出波形。

```

f1 = 0.04;      % Normalized frequency f1
f2 = 0.3;       % Normalized frequency f2
N = 50;         % Signal length

n = 0:N-1;       % Time sequence
x1 = sin(2*pi*f1*n); % First sine wave
x2 = sin(2*pi*f2*n); % Second sine wave

% Generate the input signal
x = x1 + x2;

% Set interpolation and decimation factors
L = 5;    % Interpolation factor
M = 3;    % Decimation factor

% Perform sampling rate conversion with a rational factor of 5/3
x_resampled = resample(x, L, M); % Use the resample function

% Create a figure to display time-domain and frequency-domain plots
figure;

% First row: Time-domain signals
subplot(2,1,1);
stem(n, x); % Input signal
title('Original Signal');
xlabel('n');
ylabel('Amplitude');
grid on
subplot(2,1,2);
stem(x_resampled); % Resampled signal
title('Resampled Signal');
xlabel('n');
ylabel('Amplitude');
grid on
figure;
% Second row: Frequency-domain signals
subplot(2,1,1);
% Spectrum of the input signal
f_orig = abs(fft(x));
f_axis = (0:length(f_orig)-1)*(1/N); % Normalized frequency
stem(f_axis, f_orig);
title('Frequency Characteristics of Original Signal');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on
subplot(2,1,2);
% Spectrum of the resampled signal
f_resampled = abs(fft(x_resampled));

```

```

f_axis_resampled = (0:length(f_resampled)-1)*(1/length(x_resampled)); % Normalized frequency
stem(f_axis_resampled, f_resampled);
title('Frequency Characteristics of Resampled Signal');
xlabel('Frequency (Hz)');
ylabel('Magnitude');
grid on

```

仿真结果如图 1.12、1.13 所示。经检验发现符合题目要求。

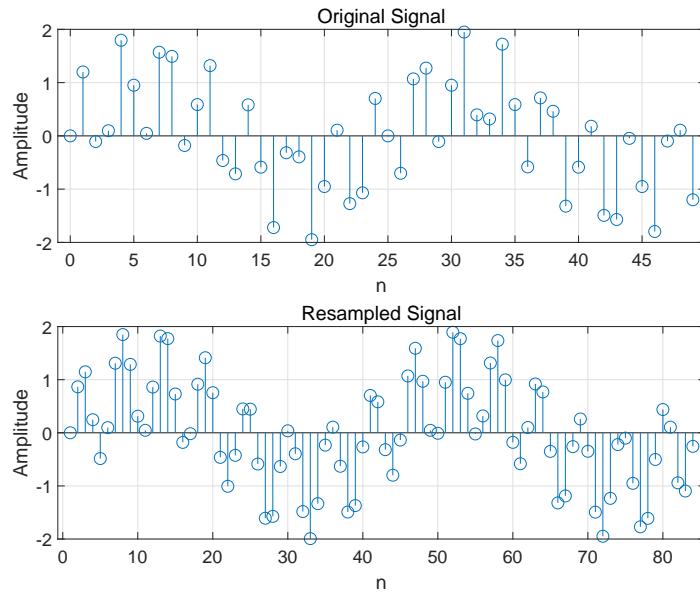


图 1.12: 5/3 采样率转换后的时域谱

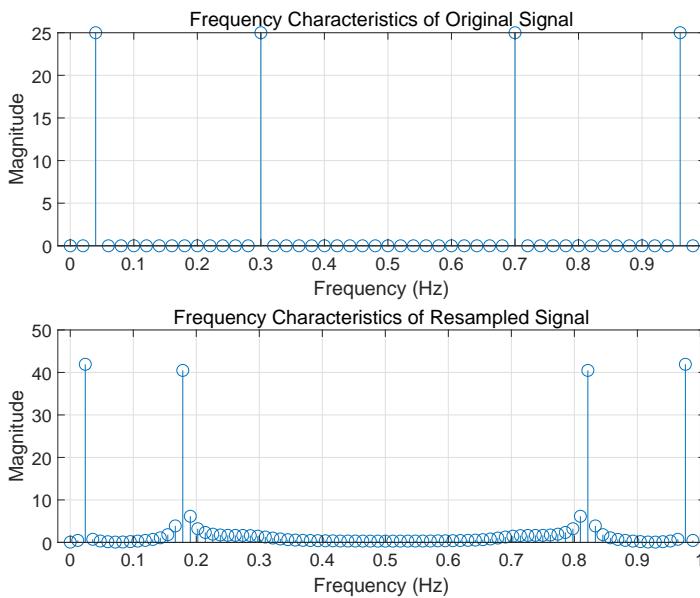


图 1.13: 5/3 采样率转换后的频域谱

第二章 FPGA 的数字运算

内容提要

- 有符号数、无符号数的四则运算 Verilog 仿真
- 有限字长效应的 MATLAB 仿真
- N -bit 系数量化下系统频率响应 MATLAB 仿真

2.1 实验背景和目的

在数字信号处理系统中，定点数表示和量化误差是非常关键的问题，尤其在进行信号运算和滤波器设计时。随着数字系统的普及，定点数逐渐成为实现高效计算的重要工具。定点数的有限字长效应可能导致数值精度损失，进而影响系统的性能和输出结果。因此，研究定点数在数字运算中的应用，尤其是在滤波器系数量化过程中影响，具有重要的理论和实践意义。

本实验的目的在于深入探讨数字运算中的定点数表示，研究不同量化方式（如截断与舍入）对系统频率响应的影响，以及有限字长效应如何在实际应用中造成量化误差。通过对定点数和量化误差的理论分析与实验验证，进一步加深对数字信号处理系统的理解，提升对量化与误差控制技术的实际应用能力。

通过本实验，学生将掌握定点数运算的基本原理，理解量化过程中的误差产生机制，并能够在不同量化位宽下评估系统性能。同时，实验也为后续的滤波器设计与系统优化提供了基础，帮助学生更好地应对数字信号处理中常见的精度限制问题。

2.2 实验原理

2.2.1 数字运算中使用的定点数

一般而言，为了硬件存储的方便，数字运算中采用定点数进行运算。尤其是在通信系统中，大多采用不超过 16 比特的二进制定点数进行数据的存储。¹ 在定点数表示中，常见的符号表示方法包括原码、补码和反码。

原码是一种最直观的符号数表示方法，最高位用于表示符号，剩余位数表示数值的绝对值。当符号位为 0 时，表示正数；当符号位为 1 时，表示负数。例如，假设采用 8 比特表示整数：

$$+5 \Rightarrow 00000101$$

$$-5 \Rightarrow 10000101$$

原码的主要缺点是存在两个零的表示，即 $+0 = 00000000$ 和 $-0 = 10000000$ ，这在运算过程中会导致额外的复杂性。

反码的表示方法是：正数的表示与原码相同，而负数的表示方式是对其对应的正数按位取反（即 0 变 1，1 变 0）。例如：

$$+5 \Rightarrow 00000101$$

$$-5 \Rightarrow 11111010$$

反码的优点是加法运算可以直接进行，但仍然存在两个零的表示，即 $+0 = 00000000$ 和 $-0 = 11111111$ 。

上面两种表示方式各有缺点，因此补码是计算机系统中最常用的定点数表示方法。正数的表示与原码相同，而负数的补码表示是对其对应正数的反码加 1。例如：

$$+5 \Rightarrow 00000101$$

¹ 浮点数也是常用的存储方式，但和本实验关联不大，故不具体叙述。

$$-5 \Rightarrow 11111011$$

补码的最大优点在于加法运算可以直接进行，无需额外的进位处理，同时消除了反码中的双零问题，使得只有 00000000 表示零。此外，补码还能使符号位与数值部分一起参与运算，从而简化了电路实现。

在通信系统、信号处理以及硬件实现中，补码由于其高效性和简化运算的特性，被广泛应用于定点数运算。

2.2.2 系数量化造成有限字长效应

一般而言，为了硬件存储的方便，数字信号处理器（DSP）中通常采用有限精度的定点数进行运算。然而，由于有限精度表示，滤波器系数在量化后会引入误差，这种误差对系统性能的影响称为系数量化效应。

在实际 DSP 实现中，滤波器的系数也需要用有限比特宽度的定点数或浮点数进行表示。当理想滤波器系数 $h[n]$ 量化为有限比特宽度的表示 $\hat{h}[n]$ 时，会引入量化误差：

$$e[n] = h[n] - \hat{h}[n] \quad (2.1)$$

这种误差会导致滤波器的幅频响应和相频响应偏离理想情况，并可能引入额外的增益或相位畸变。

对于无限脉冲响应（IIR）滤波器，系数量化误差可能导致极点的位置发生偏移，进而影响系统的稳定性。当极点位于单位圆外时，滤波器就会不稳定。因此，在 IIR 滤波器设计中，需要特别关注系数量化对极点分布的影响，并可采用高精度系数或级联结构来减小量化误差的影响。

对于有限脉冲响应（FIR）滤波器，系数量化主要影响滤波器的频率响应，导致幅频特性偏差。然而，由于 FIR 滤波器没有极点，因此量化不会影响系统的稳定性。为了减小量化误差，可以采用较高比特宽度的系数表示，或者利用最佳逼近方法来优化量化方案。

为了减小系数量化效应，通常采用以下几种方法：

- **增加比特宽度：**提高系数的表示精度，以降低量化误差。
- **采用级联结构：**在 IIR 滤波器中，使用级联二阶节（biquad structure）可以减小极点的偏移，提高系统稳定性。
- **最小化量化误差：**采用最佳逼近方法，如均方误差（MSE）优化或其他优化算法，使量化误差最小化。
- **过采样：**通过提高采样率，使量化噪声的影响分布在更宽的频带范围内，然后利用抗锯齿滤波减少有害影响。

在 DSP 系统设计中，系数量化效应是不可避免的，但通过合理的设计策略，可以有效降低其对系统性能的影响。

2.2.3 A/D 量化器中产生的量化噪声

在数字信号处理中，模拟信号需要经过模数转换（A/D 转换）才能在数字系统中进行处理。然而，由于 A/D 转换器的有限分辨率，输入信号在量化过程中会产生量化误差，这种误差表现为量化噪声，并影响信号质量。为了衡量量化噪声对信号的影响，通常采用量化信噪比（SQNR, Signal-to-Quantization-Noise Ratio）来评估系统性能。

在 A/D 转换过程中，模拟信号 $x(t)$ 经过取样后得到离散信号 $x[n]$ ，然后被映射到有限比特数的数字表示 $\hat{x}[n]$ ，通常假设产生的量化误差分布均匀且在 $[-\Delta/2, \Delta/2]$ 之间，其中 Δ 为量化步长。若信号的量化误差服从均匀分布，则可以计算其均方误差（即量化噪声的功率）：

$$\sigma_q^2 = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2.2)$$

其中，量化步长 Δ 由 ADC 的分辨率 B 和满量程范围 $V_{\max} - V_{\min}$ 确定：

$$\Delta = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{2^B} \quad (2.3)$$

量化信噪比（SQNR, Signal-to-Quantization-Noise Ratio）定义为信号的均方值与量化噪声功率的比值，通常

采用分贝 (dB) 表示：

$$\text{SQNR} = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_q^2} \right)$$

假设输入信号为均匀分布或满幅正弦波，其均方值可表示为：

$$\sigma_x^2 = \frac{(V_{\max} - V_{\min})^2}{12}$$

代入量化噪声功率 σ_q^2 后，可以得到 SQNR 的表达式：

$$\text{SQNR} = 6.02B + 1.76 \quad (\text{dB})$$

从该公式可以看出，A/D 转换器的分辨率 B 每增加 1 比特，SQNR 约提升 6.02 dB。

为了减小量化噪声，提高系统的量化信噪比，可以采用以下几种方法：

- **增加 ADC 的位数：** 提高量化分辨率 B ，从而减小量化误差，提高 SQNR。
- **增大输入信号幅度：** 适当调整输入信号的动态范围，使其接近 ADC 的满量程范围，从而充分利用量化级数，提高信号能量。
- **过采样：** 通过提高采样率，将量化噪声的频谱展宽，然后利用抗锯齿滤波减少有害噪声，等效提高 SQNR。
- **采用噪声整形技术：** 在高阶 A/D 转换器（如 Sigma-Delta ADC）中，利用反馈结构将量化噪声移出信号带宽，提高信号质量。

在数字信号处理和通信系统中，量化噪声是不可避免的，但通过优化 ADC 设计和信号处理策略，可以有效降低其影响，提高系统性能。在本次实验中，我们重点讨论 N-bit 系数量化下系统频率响应以及运算有限字长效应对滤波器输出响应的影响。

2.3 实验使用软件

- Visual Studio Code，用于 Verilog 文件的撰写；
- iverilog，用于 Verilog 编译；
- gtkwave，用于波形显示。
- MATLAB R2024b，用于系数量化和有限字长效应实验。

2.4 实验内容

2.4.1 有符号数、无符号数的四则运算 Verilog 仿真

在数字电路设计中，处理有符号数与无符号数的运算是基础且关键的任务。由于计算机通常采用补码表示有符号数，因此在进行加、减、乘、除等四则运算时，必须特别注意符号扩展和进位处理。本实验通过 Verilog 编写四则运算模块，分别实现有符号数和无符号数的计算，并通过仿真验证其正确性。

2.4.1.1 模块外部接口定义

为了模块更利于用户理解，四则运算使用相同名称的 I/O 接口，列举如表 2.1。

信号名	意义	端口类型
i_a	运算模块的第一个输入	Input
i_b	运算模块的第二个输入	Input
signed_result	有符号数输出	Output
unsigned_result	无符号数输出	Output

表 2.1：运算模块接口说明

2.4.1.2 模块功能说明

以 **ADD** 模块为例，说明模块的功能。ADD 模块的代码如下所示。

```
module ADD(
    input [3:0] i_a,
    input [3:0] i_b,
    output [4:0] o_unsigned_result,
    output [4:0] o_signed_result
);

wire signed [3:0] signed_a;
wire signed [3:0] signed_b;

assign signed_a = i_a;
assign signed_b = i_b;
assign o_unsigned_result = i_a + i_b;
assign o_signed_result = signed_a + signed_b;

endmodule
```

如代码所示，它实现了位宽为 4 的信号 **i_a** 和 **i_b** 作为无符号数或有符号数的相加，结果预留一位作为最高位进位的存储。其它三种运算类似 **ADD** 模块的写法，此处不再赘述。

2.4.1.3 模块测试

以 **ADD** 模块的测试为例，其余三个模块类似该模块的测试。将所有输入可能性写入 Test case，编写 Verilog Testbench 如下：

```
`timescale 1ns/1ps

module tb_ADD;

reg [3:0] a;
reg [3:0] b;
wire [4:0] signed_result;
wire [4:0] unsigned_result;

ADD dut(
    .i_a(a),
    .i_b(b),
    .o_signed_result(signed_result),
    .o_unsigned_result(unsigned_result)
);
integer i, j;

initial begin
    a = 4'd0; b = 4'd0; #10;
    a = 4'd0; b = 4'd1; #10;
    a = 4'd0; b = 4'd2; #10;
    // ...
end
```

```

a = 4'd0; b = 4'd14; #10;
a = 4'd0; b = 4'd15; #10;
// ...

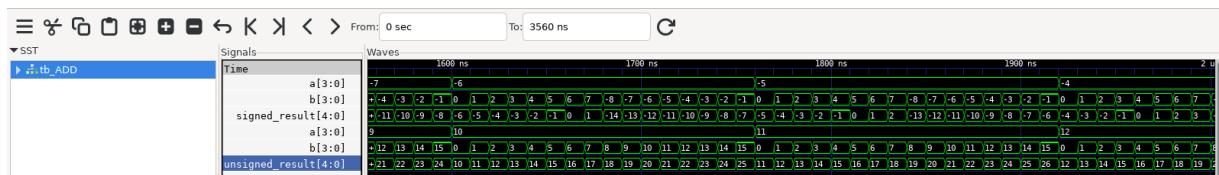
a = 4'd15; b = 4'd10; #10;
a = 4'd15; b = 4'd11; #10;
a = 4'd15; b = 4'd12; #10;
a = 4'd15; b = 4'd13; #10;
a = 4'd15; b = 4'd14; #10;
a = 4'd15; b = 4'd15; #10;

#1000 $finish;
end

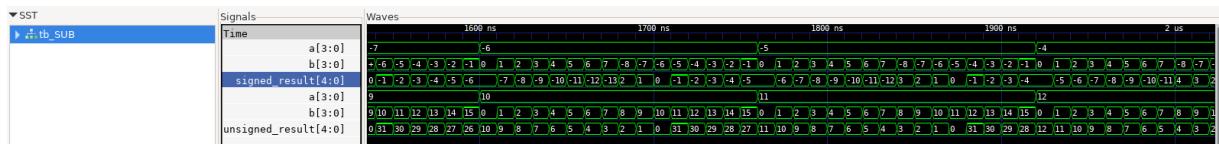
initial begin
$dumpfile("add.vcd");
$dumpvars(0,tb_ADD);
end
endmodule

```

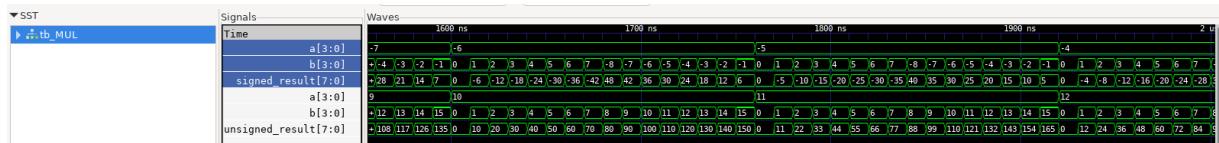
用 iverilog 编译器编译待测模块和 Testbench，得到仿真波形文件（vcf 格式），之后使用轻量级波形预览软件 GTKwave 进行波形预览，得到四则运算的测试波形图如图 2.1。²



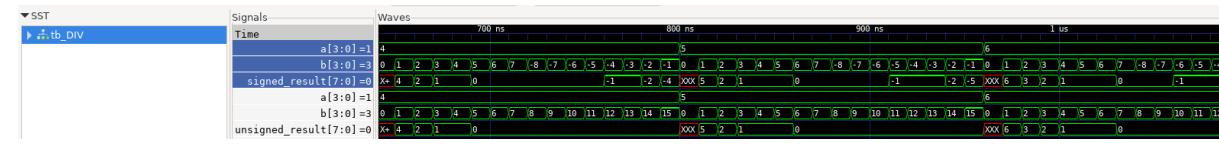
(a) ADD 模块部分测试数据



(b) SUB 模块部分测试数据



(c) MUL 模块部分测试数据



(d) DIV 模块部分测试数据

图 2.1: 有符号数、无符号数四则运算 Verilog 仿真的部分测试数据

可以看到，对于加、减、乘三种运算，仿真结果均显示了正确的结果，没有溢出现象的发生。对于除运算，输出结果为向下取整。当除数为 0 时，输出结果为“X”（即不确定），这也符合预期。

²为了符合四则运算的直观认识，对于有符号数部分的输入输出，采用了 `signed_decimal` 格式，而对无符号数部分采用了 `decimal` 格式。

2.4.2 N-bit 滤波器系数量化下系统频率响应 MATLAB 仿真

构建一个 IIR 滤波器，其系统函数为：

$$H(z) = \frac{0.05}{1 + 1.7z^{-1} + 0.745z^{-2}} \quad (2.4)$$

教材中已给出 8-bit 系数量化效应下系统单位脉冲频率响应与无限精度的系统频率响应的对比。结果表明：有限精度下系统的频率响应幅度会下降。为了进一步探究这种频率响应的变化原因，更改量化位宽后重新进行仿真。选择量化位宽为 10-bit, 6-bit, 4-bit，量化方式为 round（四舍五入），将单位脉冲序列为输入时的频率响应与原系统频率响应进行比较。编写 MATLAB 代码如下。

```
b = 0.05;
a = [1, 1.7, 0.745];

% 归一化
max_a_b = max(max(b), max(a));
b1 = b / max_a_b;
a1 = a / max_a_b;

% 量化位数
Q = [10, 6, 4];

% 计算量化系数
scale_factors = 2^(Q - 1) - 1;
b_quant = round(b1 * scale_factors);
a_quant = round(a1' * scale_factors);

% 生成脉冲输入
N = 2048;
xn = (0:N-1) / N * 2;
dn = [1, zeros(1, N-1)];

% 计算原系统的频率响应
hn = filter(b, a, dn);
fn = 10 * log10(abs(fft(hn, N)));
fn = fn - max(fn); % 归一化

% 绘制原系统的频率响应
figure;

plot(xn(1:N/2), fn(1:N/2), '-k', 'LineWidth', 1.5);
hold on;
legend_entries = ["原系统的频率响应"];

% 计算量化后的频率响应
for i = 1:length(Q)
    hn_quant = filter(b_quant(i), a_quant(:,i)', dn);
    fn_quant = 10 * log10(abs(fft(hn_quant, N)));
    fn_quant = fn_quant - max(fn_quant);
    % 绘制量化后的频率响应
    plot(xn(1:N/2), fn_quant(1:N/2), '--', 'LineWidth', 1.2);
end;
```

```

legend_entries = [legend_entries, sprintf('%d 比特量化后的频率响应', Q(i))];

% 计算并输出量化系统的极点
s_quant = roots(a_quant(:, i));
disp(['量化位数 ', num2str(Q(i)), ' 的极点:'']);
disp(s_quant);

end

% 设置图例和坐标轴标签
xlabel('归一化频率 (f_s/2)', "Interpreter", "tex");
ylabel('归一化幅度 (dB)');
legend(legend_entries, 'Location', 'Best');
title("原系统、10比特、6比特、4比特量化位宽量化频率响应");
grid on;
hold off;

```

运行该代码，得到舍入方式下的频率响应如图 2.2a。将该代码中的 `round` 替换为 `floor` 就可以得到截断方式的仿真结果，如图 2.2b 所示。

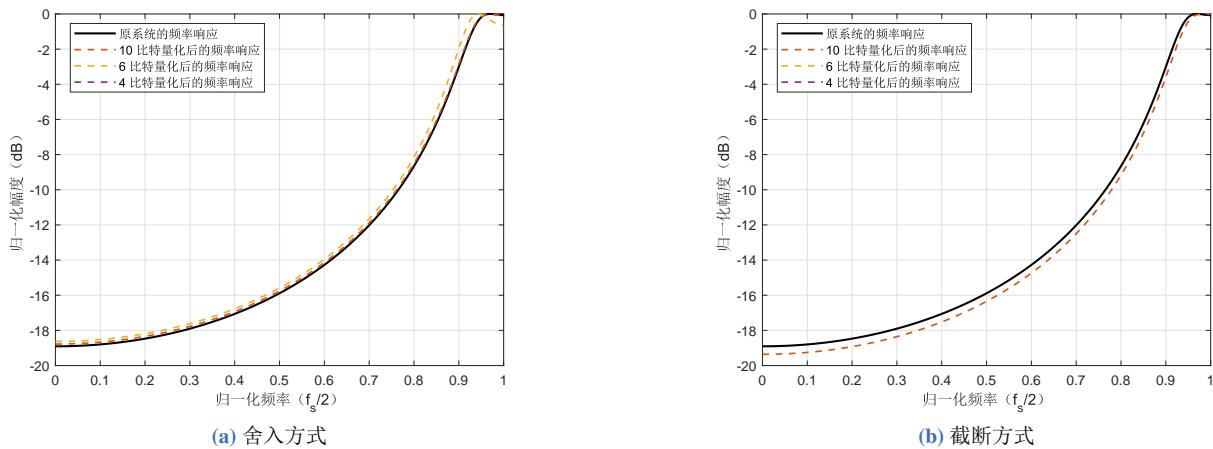


图 2.2: 原系统, 10-bit, 6-bit, 4-bit 系数截断/舍入量化下的系统频率响应

可以看到，截断方式下 4-bit 和 6-bit 的仿真图线和舍入方式下的 4-bit 仿真图线都没有正常显示，经过检查发现：此时滤波器的分子系数被量化为 0，导致输出响应为 0。此时系统的极点也为纯实数。另外，舍入方式下，系统的频率响应随着量化位数的增加而有些许降低；截断方式下，系统的频率响应随着量化位数的增加而有些许上升。这可能是因为舍入方式下系数量化引入了小幅误差，误差随位宽增加逐渐减少，使系统频率响应整体趋向下降。而截断方式下始终往 0 方向偏移，使得系统初始增益降低，随着位宽增加，增益逐渐恢复，导致频率响应上升。³并且，截断方式下，相同量化位数引入的误差大于舍入方式下引入的误差。这是因为舍入方式下系数会朝着更贴近真实系数的方向量化，而截断方式下系数永远会向下量化，从而有更大的可能性获得更大的误差。⁴

³并不确定这种表述的正确性。

⁴将分子系数换为 0.5 时，四种仿真图线全能够正常显示，这是因为此时滤波器系数的分子会被量化为一个整数而不是 0，使得单位脉冲响应作用下的系统频率响应存在。因此可以将滤波器系数同乘一个常数，或提升单位脉冲响应的幅值。

2.4.3 运算有限字长效应的 MATLAB 仿真

在系数量化效应的实验中，我们在滤波器系数创建时就将其使用截断或舍入方式量化。而在运算有限字长效应的实验中，我们默认滤波器系数是理想的，并在输出部分加一次舍入量化。令输入 $x[n] = \frac{7}{8}\delta(n)$ ，观察 2-bit, 4-bit, 6-bit 量化效应下的输出响应。编写 MATLAB 代码如下：

```

clc; clear; close all;

% Input
x = [7/8 zeros(1, 15)];
N = length(x);
y = zeros(1, N);
% Coefficients
A = 0.5;
B_values = [2, 4, 6]; % Data Width
Qy_results = cell(1, length(B_values)); % Storage Init

% Original
for i = 1:N
    if i == 1
        y(i) = x(i);
    else
        y(i) = -A * y(i-1) + x(i);
    end
end

% 需要注意的是，系统在每一次计算出结果时，都会进行一次输出结果量化，因此不能用filter函数进行计算
% Quantized
for b_idx = 1:length(B_values)
    B = B_values(b_idx);
    Qy = zeros(1, N); % 初始化存放量化结果

    for i = 1:N
        if i == 1
            Qy(i) = x(i);
        else
            Qy(i) = -A * Qy(i-1) + x(i);
        end
        % RND
        Qy(i) = round(Qy(i) * (2^(B-1))) / 2^(B-1);
    end

    Qy_results{b_idx} = Qy;
end

colors = [0, 0.447, 0.741; % 亮蓝色
          0.850, 0.325, 0.098; % 鲜橙色
          0.494, 0.184, 0.556; % 深紫色
          0.466, 0.674, 0.188]; % 鲜绿色

markers = {'o', 's', 'd', '^'}; % 圆点, 方块, 菱形, 三角形
xa = 0:N-1;

```

```

figure; hold on;

plot(xa, y, '-o', 'Color', colors(1, :), 'MarkerFaceColor', colors(1, :), ...
'LineWidth', 1, 'MarkerSize', 6, 'DisplayName', '原系统运算结果');

for b_idx = 1:length(B_values)
    B = B_values(b_idx);
    Qy = Qy_results{b_idx};
    plot(xa, Qy, '-o', 'Color', colors(b_idx + 1, :), 'MarkerFaceColor', colors(b_idx + 1, :), ...
        'LineWidth', 1, 'Marker', markers{b_idx + 1}, 'MarkerSize', 6, ...
        'DisplayName', sprintf('%d-bit量化结果', B));
end

legend;
xlabel('运算次数');
ylabel('滤波结果');
grid on;

xlim([-1, N]); % X 轴范围
y_min = min([y, Qy_results{:}]) - 0.1; % 计算所有数据的最小值
y_max = max([y, Qy_results{:}]) + 0.1; % 计算所有数据的最大值
ylim([y_min, y_max]); % 设置 Y 轴范围

```

运行该代码，得到原系统与三种量化位宽进行输出结果量化后的结果随运算次数（序列长度）的变化如图 2.3。可以看到，随着运算次数增加，量化后的三条曲线均出现了在两个量化电平间不断切换的现象。

一般而言，量化误差的误差来源为以下三种：

- **舍入误差 (Rounding Error)**：由于量化过程中数值需要映射到有限比特位表示的离散值，导致计算结果与理论值之间存在误差。
- **极限环振荡 (Limit Cycle Oscillation)**：在反馈系统或 IIR 滤波器中，有限精度计算可能导致信号在若干固定值之间振荡，而无法进一步衰减。
- **量化噪声 (Quantization Noise)**：低比特位量化会引入类似噪声的现象，使信号无法平滑下降到零，而是在某个范围内不规则波动。

通过对比实验数据，我们观察到以下现象：

- 在无限精度计算条件下，信号能平滑衰减至零，符合理论期望。
- 在有限精度计算条件下，当信号幅值降低到一定范围时，输出值在某些固定值处振荡，无法继续趋近于零。
- 量化比特位越低，信号的跳变幅度越大，震荡现象越明显。

根据本实验的实验结果，推测出现图 2.3 中的波形的原因是极限环振荡。

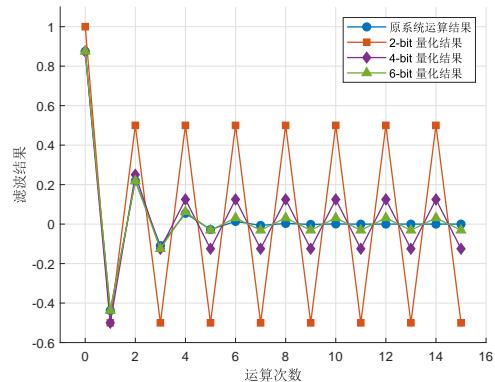


图 2.3：原系统，2-bit, 4-bit, 6-bit 运算量化下输出结果的对比

第三章 Xilinx 7 系列 FPGA 和 IP 核的使用

内容提要

- Clocking Wizard IP Core 的使用
- DDS Compiler IP Core 的使用
- Integrated Logic Analyzer(ILA) IP Core 的使用
- 调用 IP 核输出余弦信号到实验平台

3.1 实验背景与目的

随着 FPGA (Field Programmable Gate Array) 技术的快速发展，基于 FPGA 的数字信号处理、嵌入式系统和高性能计算得到了广泛应用。Xilinx 7 系列 FPGA 作为当前主流的可编程逻辑器件之一，提供了丰富的硬件资源和灵活的开发环境。Vivado 设计套件 (Vivado Design Suite) 作为 Xilinx 提供的综合开发工具，支持 FPGA 设计、仿真、调试以及 IP 核的集成，极大地提高了开发效率。

在 FPGA 设计过程中，IP (Intellectual Property) 核作为一种预先设计好的模块，提供了高效、可靠的硬件功能封装。通过调用 Xilinx 提供的 IP 核，开发者可以快速实现复杂的功能，例如时钟管理 (Clocking Wizard)、数字信号处理 (DDS Compiler)、片上调试 (Integrated Logic Analyzer, ILA) 等，从而减少低级电路设计的复杂性，提高开发效率。

本实验通过 Xilinx 7 系列 FPGA 及 Vivado 设计环境，介绍如何使用和配置常见的 IP 核，并结合具体应用场景，实现特定功能，如时钟信号的生成、余弦波信号的合成以及片上逻辑分析等。

3.2 实验原理

3.2.1 IP 核

定义 3.1 (IP 核)

Xilinx 提供了一系列 IP 核 (Intellectual Property Cores)，这些是可复用的硬件模块，用于加速 FPGA 设计开发。IP 核可以是预先优化的逻辑电路，如 DSP 处理单元、存储接口、AXI 总线接口等。使用 IP 核可以减少设计时间，提高 FPGA 资源利用率，并优化性能。

Xilinx IP 核主要包括数学计算 (DDS Compiler、CORDIC)、信号处理 (FIR Compiler、FFT)、存储管理 (BRAM Controller、FIFO Generator)、通信接口 (AXI Interconnect、UART、SPI)、DSP 加速 (DSP Slice、HLS 生成的 IP)、时钟管理 (Clocking Wizard、PLL) 等类别。

在 Vivado 中，用户可以通过 IP Catalog 选择合适的 IP 核，配置输入/输出接口、数据位宽和时钟频率，并生成 RTL 代码。然后，可以在 Verilog 代码中实例化该 IP 核，例如：

```
dds_compiler_0 my_dds (
    .aclk(clk),
    .s_axis_config_tvalid(1'b1),
    .s_axis_config_tdata(16'H51E),
    .m_axis_data_tvalid(),
    .m_axis_data_tdata(sin_out)
);
```

此外，用户可以使用 Xilinx Vitis HLS 通过 C++ 代码生成 IP 核，例如：

```
void my_ip(ap_fixed<16,8> in, ap_fixed<16,8> &out) {
    out = in * 1.5;
}
```

然后在 Vivado 中综合并调用。

由于 Icarus Verilog (iverilog) 不支持直接仿真 Xilinx IP 核，推荐使用 Vivado 自带的 `xsim` 进行仿真，或者手写 Verilog 模型替代 IP 核。

综上所述，Xilinx IP 核能够显著加速 FPGA 设计，减少手写代码量，提高设计效率。用户可以根据具体需求选择合适的 IP 核，并结合 HLS 技术优化 FPGA 设计流程。

3.2.2 调用 IP 核的一般方法

在 FPGA 设计中，IP 核的调用通常分为以下几个步骤：IP 选择、参数配置、实例化、综合及仿真。Xilinx 提供的 IP 核可以通过 Vivado 进行管理，用户可以根据需要调用适当的 IP 核，提高开发效率。

首先，在 Vivado 中打开 IP Catalog，搜索所需的 IP 核，例如 DDS Compiler 生成余弦波，FIFO Generator 用于数据缓存，AXI Interconnect 用于总线连接等。用户可以双击 IP 核进入配置界面，调整数据位宽、时钟频率、接口类型等参数。

配置完成后，点击 Generate 生成相应的 RTL 代码和示例文件。生成的文件通常包括 HDL 代码、仿真模型和 IP 的 `xci` 配置文件。在 Verilog 或 VHDL 代码中，用户需要实例化该 IP 核，例如对一个 FIFO 模块的例化：

```
fifo_generator_0 my_fifo (
    .clk(clk),
    .srst(reset),
    .din(data_in),
    .wr_en(write_enable),
    .rd_en(read_enable),
    .dout(data_out),
    .full(full),
    .empty(empty)
);
```

综合（Synthesis）和实现（Implementation）完成后，可以使用 `xsim` 进行仿真，或者直接下载到 FPGA 进行调试。如果需要与上层软件交互，可以通过 AXI 接口连接处理器（如 MicroBlaze 或 ARM 核），并在 Vitis 软件环境中编写驱动代码。例如，使用 Xilinx 提供的 API 访问 FIFO：

```
Xil_Out32(FIFO_BASEADDR, data);
data = Xil_In32(FIFO_BASEADDR);
```

3.3 实验使用软件/平台

- Xilinx Vivado 2023.2；
- eNodeX 30B 软件无线电创新平台；
- 示波器。

3.4 实验内容

3.4.1 Clocking Wizard IP Core 配置 50MHz 时钟信号

这个 IP 核用来生成 50MHz 时钟频率的同步时钟信号。在 IP Catalog 中搜索 *Clocking Wizard* IP 核。修改配置如图 3.1 所示。在 Output Clocks 栏里去除复位信号，保留使能信号 Lock，指定一个频率为 50MHz 的时钟输出 `clk_out_50m`。生成模块后，复制 IP 核提供的例化模块信息到待测模块中即可。

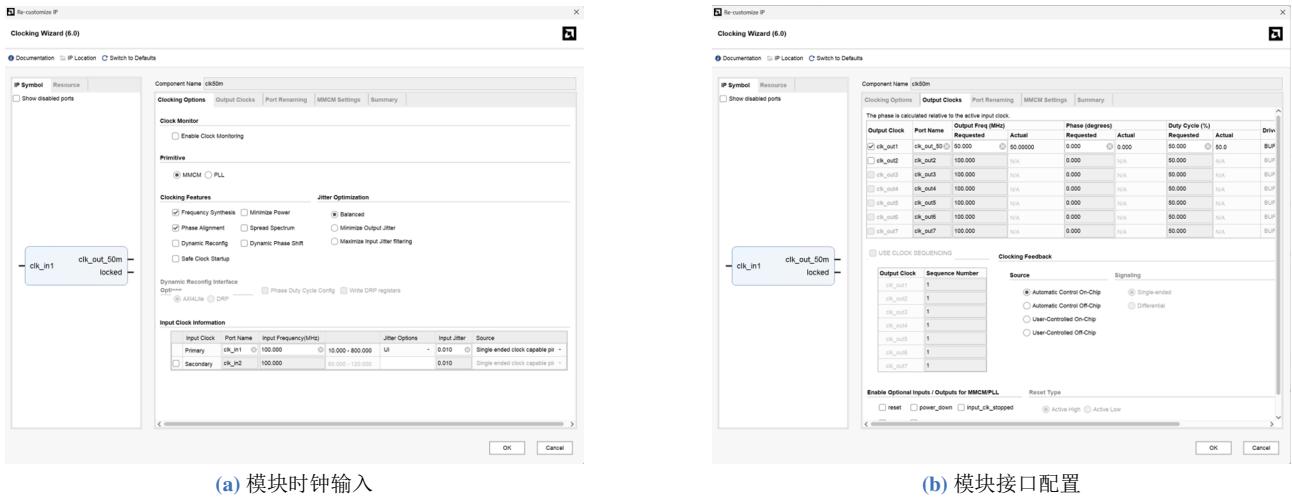


图 3.1: Clocking Wizard 配置信息

3.4.2 DDS Compiler IP Core 配置 1MHz 和 2MHz 的余弦波

在 IP Catalog 中搜索 *DDS Compiler* IP 核。Vivado 会自动弹出配置窗口。修改配置如图 3.2 所示。由于同步时钟为 50MHz，故 DDS 的时钟频率也需要和同步时钟频率相同；适当提高其无杂散动态范围 (SFDR, Spurious Frequency Dynamic Range) 用来生成有用分量占比更大的余弦信号。配置结束后，将 Output Frequency 分别设置为 1MHz 和 2MHz，例化两个模块。¹

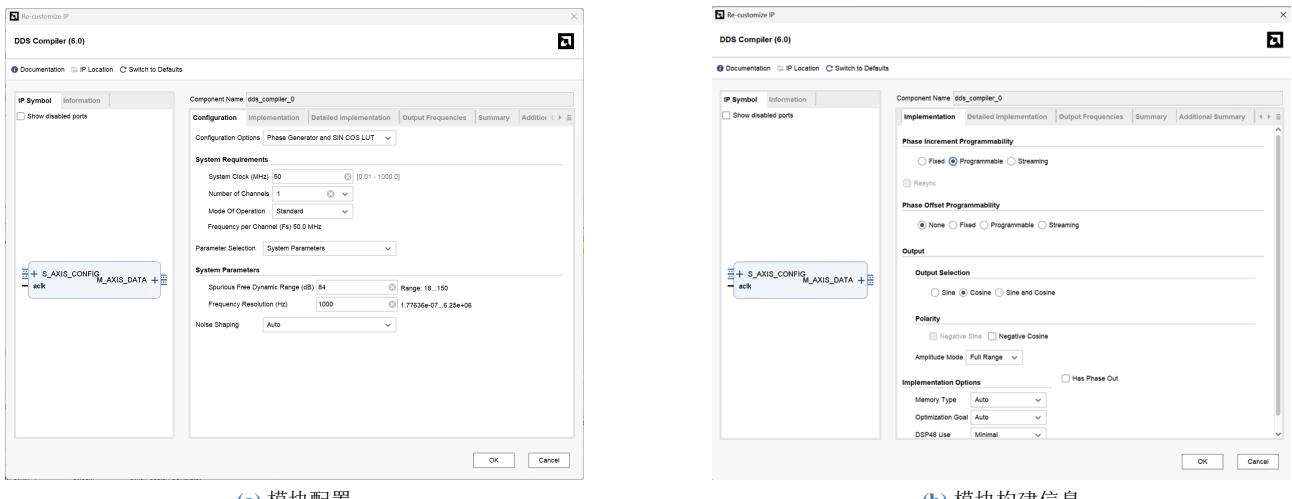


图 3.2: DDS Compiler 配置信息

¹实际的输出频率会略低于设定频率，这是由于 DDS 使用 14-bit 量化方案存储，会产生一定的量化误差。

3.4.3 Integrated Logic Analyzer(ILA) IP Core 配置

Integrated Logic Analyzer (ILA) 是 Xilinx 提供的一种片上调试工具，用于实时监测 FPGA 内部信号。ILA IP 核可以与 Vivado 逻辑分析仪 (Logic Analyzer) 协同工作，在不影响电路运行的情况下捕获关键信号，方便用户进行调试。

配置时，首先在 Vivado 的 IP Catalog 中搜索 ILA，双击打开 IP 配置界面。在配置页面，用户设置以下参数：

- **Probe 端口数量：**指定需要监测的信号数量，这里指定 DAC 之前的数字信号端口，probe0 和 probe1 用来检测两种频率的余弦波。
- **每个 Probe 端口的数据宽度：**设置每个监测信号的位宽，通常与目标信号匹配。由于 DAC 的输出位宽为 14-bit，此处位宽为 14。
- **采样时钟：**ILA 需要连接 FPGA 内部的时钟信号，选择 50MHz 的系统时钟。

配置结束后，设置页面的参数如图 3.3 所示。

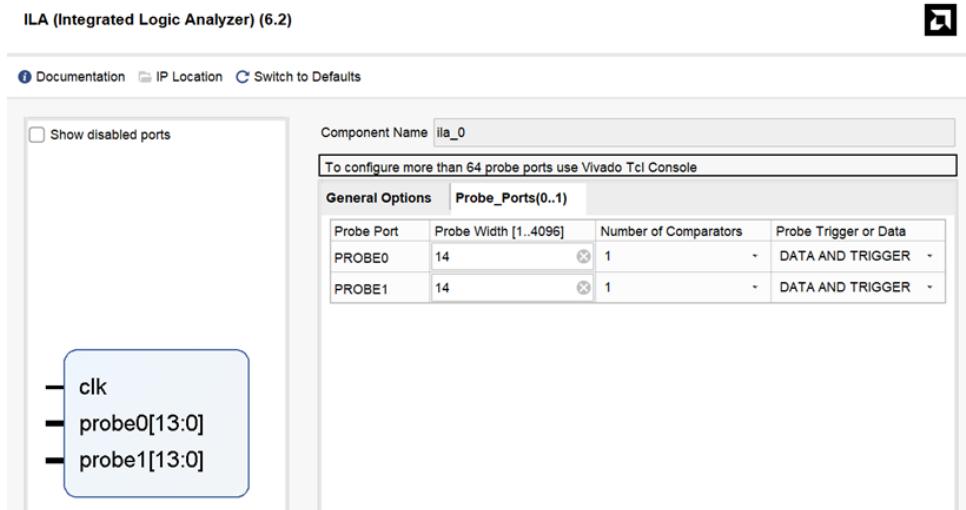


图 3.3: ILA 的 IP 核设置

在综合 (Synthesis) 和实现 (Implementation) 之后，用户需要生成比特流 (Bitstream)。下载至 FPGA 后，打开 Vivado 的硬件管理器 (Hardware Manager)，连接开发板，加载比特流文件，就可以在右侧端口启动 ILA 仿真。

3.4.4 利用 IP 核生成不同频率的余弦信号

使用上述三个 IP 核的配置，编写 Verilog 代码：

```

`timescale 1ns / 1ps
module top_mod
(
    // DAC PINS
    input PL_CLK_100MHz,
    output signed [13:0] LS_DAC2_DB,
    output LS_DAC2_CLK,
    output LS_DAC2_WRT,
    output signed [13:0] LS_DAC1_DB,
    output LS_DAC1_CLK,
    output LS_DAC1_WRT,
    output LS_DAC_MODE
)

```

```

);

wire clk_50M;           // Storage of Clock
wire clk_locked;        // lock signal for clk
wire signed [13:0] sin1M_data, sin2M_data; // Storage of sine waves

clk50m CLK_50M
(
    // Clock out ports
    .clk_out_50m(clk_50M), // output clk_out_50m
    // Status and control signals
    .locked(clk_locked),   // output locked
    // Clock in ports
    .clk_in1(PL_CLK_100MHz) // input clk_in1
);

dds_compiler_0 DDS_1M_GENERATOR
(
    .aclk(clk_50M),           // input wire aclk
    .s_axis_config_tvalid(1'b1), // input wire s_axis_config_tvalid
    .s_axis_config_tdata(16'H51E), // input wire [15 : 0] s_axis_config_tdata
    .m_axis_data_tvalid(),    // output wire m_axis_data_tvalid
    .m_axis_data_tdata(sin1M_data) // output wire [15 : 0] m_axis_data_tdata
);

dds_compiler_0 DDS_2M_GENERATOR
(
    .aclk(clk_50M),           // input wire aclk
    .s_axis_config_tvalid(1'b1), // input wire s_axis_config_tvalid
    .s_axis_config_tdata(16'HA3D), // input wire [15 : 0] s_axis_config_tdata
    .m_axis_data_tvalid(),    // output wire m_axis_data_tvalid
    .m_axis_data_tdata(sin2M_data) // output wire [15 : 0] m_axis_data_tdata
);

ila_0 ILA
(
    .clk(clk_50M), // input wire clk
    .probe0(sin1M_data), // input wire [13:0] probe0
    .probe1(sin2M_data) // input wire [13:0] probe1
);

// DAC OUTPUT
assign LS_DAC_MODE = 1'b1;
assign LS_DAC1_DB = sin1M_data + 14'h2000;
assign LS_DAC1_CLK = !clk_50M;
assign LS_DAC1_WRT = LS_DAC1_CLK;
assign LS_DAC2_DB = sin2M_data + 14'h2000;
assign LS_DAC2_CLK = clk_50M;
assign LS_DAC2_WRT = LS_DAC2_CLK;

```

```
endmodule
```

进入 Vivado 界面，确认 IP 核与约束文件设置正确后，点击“生成 Bitstream”将完成综合、构建和比特流生成。²

将电脑与 eNodeX 软件无线电创新平台相连接，该平台内置有一块 FPGA（xc7z020clg484-1）用于烧录本机程序，并给出两个通道的输出接口，用于连接示波器的两个通道。之后选择“Auto Detect Target”选择连接好的设备，按下“Program Device”将程序烧录到 FPGA 中。若示波器正常连接，可以看到两个通道显示了 1MHz 和 2MHz 的余弦波（图 3.4）。³

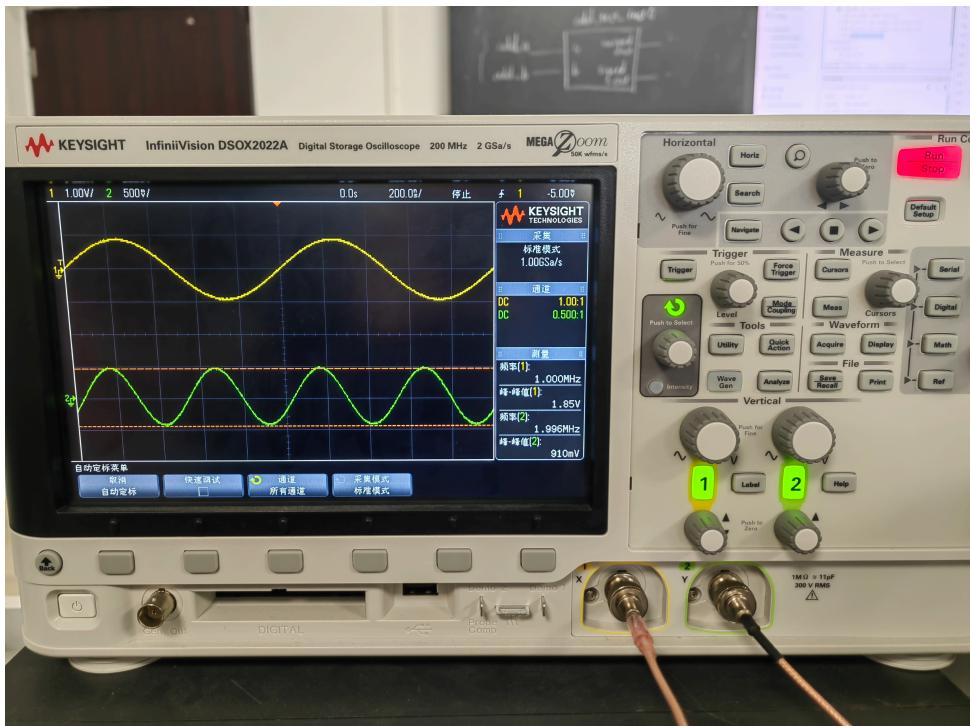


图 3.4：示波器波形

另外，在写入 Bitstream 之后，启动 xsim，可以观察到 ILA 检测的两个余弦波的 14-bit 量化数据（即 DAC 之前的采样数据）如图 3.5。

ILA Status: Idle												
Name	Value	364	365	366	367	368	369	370	371	372	373	374
> sin1M_data[13:0]	6005	6707	7249	7670	7967	8142	8189	8106	7895	7554	7098	6544
> sin2M_data[13:0]	6841	7763	8169	8057	7449	6367	4884	3094	1108	-946	-2953	-4742

图 3.5：余弦波的采样数据

²需要确认例化的模块中的变量名和 IP 核中设置的完全相同，否则 Vivado 无法综合。

³需要按下 RUN/STOP 才能正常显示波形。

第四章 基于累加器的 FIR 滤波器设计

内容提要

- 使用 Simulink 进行 FIR 滤波器的仿真；
- Verilog 编写简单的 FIR 滤波器；
- MATLAB 绘制 FIR 滤波器的输入输出响应；
- 基于累加器的 FIR 滤波器的 FPGA 实现。

4.1 实验背景与目的

随着 FPGA (Field Programmable Gate Array) 技术的广泛应用，数字信号处理 (DSP) 在通信、音频处理和工业控制等领域的需求不断增长。FIR (有限脉冲响应) 滤波器作为一种重要的数字滤波技术，以其线性相位特性和稳定性，在硬件实现中占据重要地位。

在 FPGA 设计中，乘法-累加 (MAC) 运算是 FIR 滤波器的核心计算过程，而累加器结构能够高效执行这一运算，提高计算吞吐量和资源利用率。本实验围绕 FIR 滤波器的硬件实现，重点研究基于累加器的 FIR 滤波器实现方法，并结合 MATLAB 和 Simulink 进行算法仿真，以验证滤波器性能。另外，通过本实验，还可以进一步熟悉 Vivado IP 核的调用方法。

4.2 实验原理

4.2.1 FIR 滤波器

有限脉冲响应 (Finite Impulse Response, FIR) 滤波器是一种线性时不变系统，其输出仅依赖于当前及有限个历史输入样本，而不会受到过去输出的影响。其数学表达式为：

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[k]x[n-k] \quad (4.1)$$

其中：

- $x[n]$ 为输入信号，
- $y[n]$ 为输出信号，
- $h[k]$ 为滤波器系数 (即脉冲响应)，
- N 为滤波器的阶数。

FIR 滤波器的一个重要特点是其线性相位特性，即滤波器系数满足对称性：

$$h[k] = \pm h[N-1-k], \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

这种特性保证了不同频率分量不会产生相位失真，在许多信号处理应用中至关重要。

4.2.2 FIR 滤波器的结构

FIR 滤波器的实现主要基于乘积求和，可以采用直接型 (横截型)、线性相位型和频率采样型等结构。最容易实现的是直接型结构。

直接型 FIR 滤波器的基本组成部分包括：

- 延迟单元 (Delay Elements): 用于存储输入数据 $x[n]$ 的历史值，通常使用移位寄存器实现。
- 乘法器 (Multipliers): 将输入信号的延迟版本与滤波器系数 $h[k]$ 相乘。

- 加法器 (Adders): 对所有乘积求和，生成最终的滤波器输出。

在 FPGA 设计中，FIR 滤波器可以通过乘法-累加 (MAC, Multiply-Accumulate) 结构优化计算效率，同时利用 DSP 资源进行并行计算，提高吞吐量。此外，为了减少乘法运算，通常采用系数量化和移位累加 (Shift-and-Add) 技术。

本实验将基于 FPGA 设计一个 FIR 滤波器，并采用累加器结构进行优化，以提高计算性能和资源利用率。

4.3 实验使用软件/平台

- Xilinx Vivado 2024.2;¹
- eNodeX 30B 软件无线电创新平台；
- 示波器。
- MATLAB & Simulink R2024b；

4.4 实验内容

4.4.1 FIR 滤波器的 Simulink 仿真

为了直观描述 FIR 数字滤波器的结构，使用 Simulink 搭建两种结构的 FIR 数字滤波器。其中第二种并不常见，且实现起来无法复用延时器，故仅作仿真用。

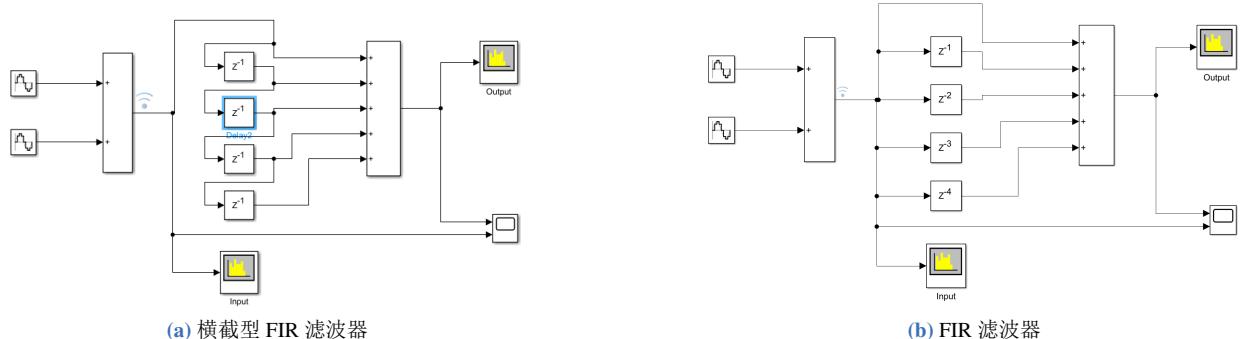


图 4.1: 两种 FIR 滤波器的结构

搭建两种结构的数字滤波器如图 4.1。图 4.1a 是典型的横截型滤波器结构，输入为 1MHz 和 10MHz 的两股正弦信号经过加法器后通过该滤波器输出。滤波器由四个延时器和一个加法器组成，这在模型中也直观地体现出来了。第二种结构采用了四种不同的延时器，分别延时 1、2、3、4 个单位时钟，这让我们清楚地推出 FIR 滤波器的系统函数：

$$H(z) = 1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + z^{-4} \quad (4.3)$$

令 $z = e^{j\omega}$ ，可得系统的频率响应，显然可以看出该滤波器是一个低通滤波器。

启动仿真，观察滤波前和滤波后的时域波形如图 4.2。可以看到，滤波前信号含有大量高频杂波，而滤波后信号变平滑。滤波后信号有约 5 倍的增益，这可以从公式 4.3 中找到原因。

接下来进行频谱分析（图 4.3）。可以看出滤波前信号在 1M 和 10M 处包含峰值，这符合加和信号的特征；滤波后，高频分量被滤除，而低频分量出现一定失真。

注 两种形式的滤波器仿真结果相同，此处不再展示第二种滤波器的仿真结果。

¹笔者在这次实验时将 Vivado 部署到了 Linux 中，Implementation 的速度远高于 Windows，且官网可以下载到免费的版本。配置的过程见本章结尾。

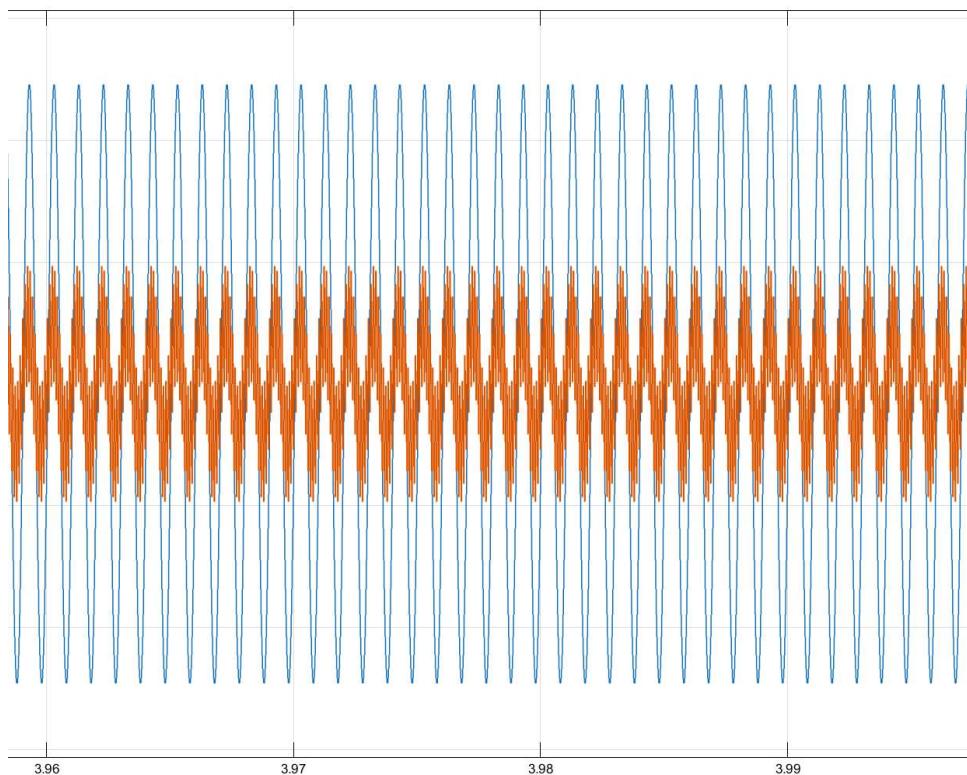
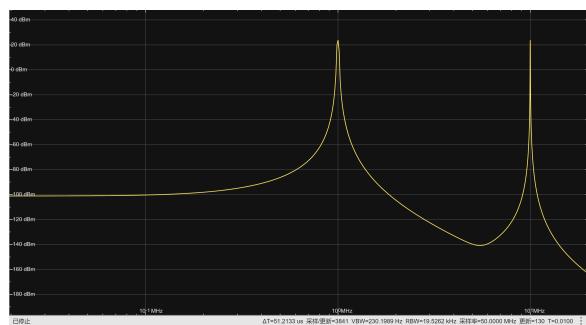
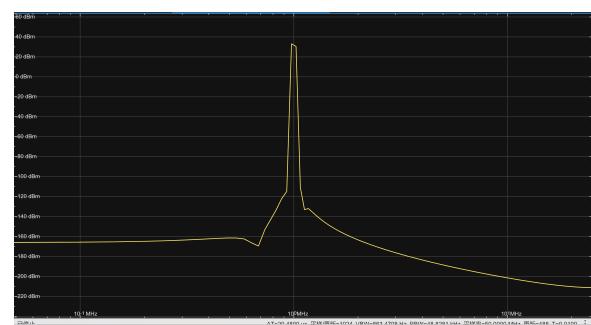


图 4.2: 滤波前（橙）和滤波后（蓝）的时域波形



(a) 滤波前信号频谱



(b) 滤波后信号频谱

图 4.3: 信号频谱分析

4.4.2 FIR 滤波器的 MATLAB 仿真

编写 MATLAB 代码如下：

```

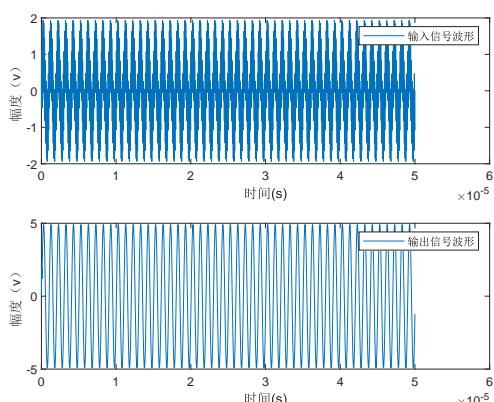
f1=1e7;
f2=1e6;
fs=5e7;
t=0:1/fs:0.00005;

s=sin(2*pi*f1*t)+sin(2*pi*f2*t); %产生两个频率信号的叠加信号
b=[1,1,1,1,1];
y=filter(b,1,s);
%累加器（滤波器）的系数
%求出滤波器输出序列

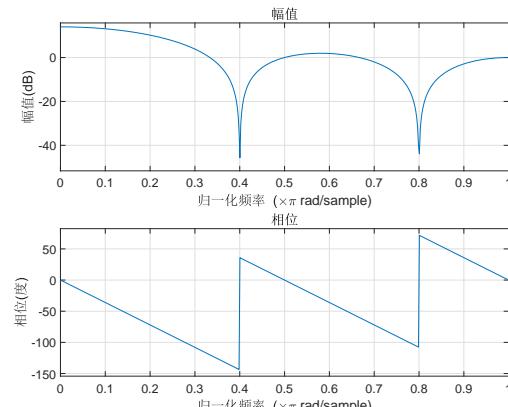
%第1张图绘制输入输出信号
figure(1);
subplot(211); plot(t,s);
legend('输入信号波形');
xlabel('时间(s)'); ylabel('幅度(v)');
subplot(212);plot(t,y);
legend('输出信号波形');
xlabel('时间(s)'); ylabel('幅度(v)');
%第2张图绘制滤波器频率响应
figure(2);
freqz(b,1)

```

运行代码，可得到输入输出信号的波形，以及滤波器的频率响应如图 4.4。



(a) 滤波前后信号波形



(b) 滤波器的频率响应

图 4.4: 信号频谱分析

4.4.3 基于累加器的 FIR 滤波器的 FPGA 实现

基于公式 4.3 和图 4.1a，可以设计一个基于累加器的 FIR 滤波器。需要注意的是，由于输出为五个输入相加，故输出的最大可能位宽为输入位宽 +4。FIR 滤波器的输入输出端口如表 4.1 所示。

下面是该模块的代码，可见输入数据通过 4 个寄存器后生成四个时刻的数据，再相加得到滤波器的输出。

信号名	意义	端口类型
clk	50MHz 时钟信号	Input
xin	10-bit 加和后量化正弦信号	Input
yout	14-bit 滤波后量化信号输出	Output

表 4.1: FIR 模块接口说明

Listing 4.1: FIR 滤波器模块

```

module FIR(
    input clk,           // 50MHz Clock
    input signed [10:0] xin,   // input
    output signed [13:0] yout // output
);

reg signed [10:0] x1,x2,x3,x4; // cascaded registers
always @(posedge clk) begin
x1 <= xin;
x2 <= x1;
x3 <= x2;
x4 <= x3;
end

// Output
assign yout =xin + x1 + x2 + x3 + x4;
endmodule

```

Listing 4.2: Testbench 文件

```

`timescale 1ns / 1ps

module tb_FIR;

reg clk; // 100MHz
reg clk_DAC1, clk_DAC2, wrt_DAC1, wrt_DAC2;
reg mode_DAC;
reg [13:0] filter_input;
reg [13:0] filter_output;

TOP module_top(
    .PL_CLK_100MHz(clk),
    .LS_DAC2_DB(filter_output),
    .LS_DAC2_CLK(clk_DAC2),
    .LS_DAC2_WRT(wrt_DAC2),
    .LS_DAC1_DB(filter_input),
    .LS_DAC1_CLK(clk_DAC1),
    .LS_DAC1_WRT(wrt_DAC1),
    .LS_DAC_MODE(mode_DAC)
);

```

```
//clock
initial begin
clk = 0;
end
always #5 clk <= !clk;

initial begin
$dumpfile("fir.vcd");
$dumpvars(0, tb_FIR);
end

initial begin
#1000000 $stop(2);
end

endmodule
```

基于此模块设计，编写测试模块（Testbench）如下。在测试模块中调用 *DDS Compiler IP* 核生成 1MHz 和 10MHz 的正弦信号并相加后，对 FIR 模块进行测试。

Listing 4.3: Testbench 文件

```
'timescale 1ns / 1ps
module tb_FIR;

reg clk;
wire signed [10:0] xin; // FIR Input
wire signed [13:0] yout; // FIR Output
wire signed [9:0] sin1M, sin10M; // Generated by DDS

FIR DUT (
    .clk (clk),
    .xin (xin),
    .yout(yout)
);

// Generate 50MHz Clock signal for testbench
initial begin
    clk = 0;
end

always #10 clk <= ~clk;

SIN_1M sin_1M (
    .aclk          (clk),      // input wire aclk
    .s_axis_config_tvalid(1'bi), // input wire s_axis_config_tvalid
    .s_axis_config_tdata (16'H51E), // input wire [15 : 0] s_axis_config_tdata
    .m_axis_data_tvalid (),     // output wire m_axis_data_tvalid
    .m_axis_data_tdata (sin1M) // output wire [15 : 0] m_axis_data_tdata
```

```

);
SIN_10M sin_10M (
    .aclk          (clk),      // input wire aclk
    .s_axis_config_tvalid(1'b1), // input wire s_axis_config_tvalid
    .s_axis_config_tdata (16'H3333), // input wire [15 : 0] s_axis_config_tdata
    .m_axis_data_tvalid (),     // output wire m_axis_data_tvalid
    .m_axis_data_tdata (sin10M) // output wire [15 : 0] m_axis_data_tdata
);
// Assignments
assign xin = sin1M + sin10M;
endmodule

```

测试结果如图 4.5 所示。²可以看出设计的 FIR 滤波器成功滤除了高频的 10MHz 信号，而保留了 1MHz 的信号，这符合低通滤波器的特性。

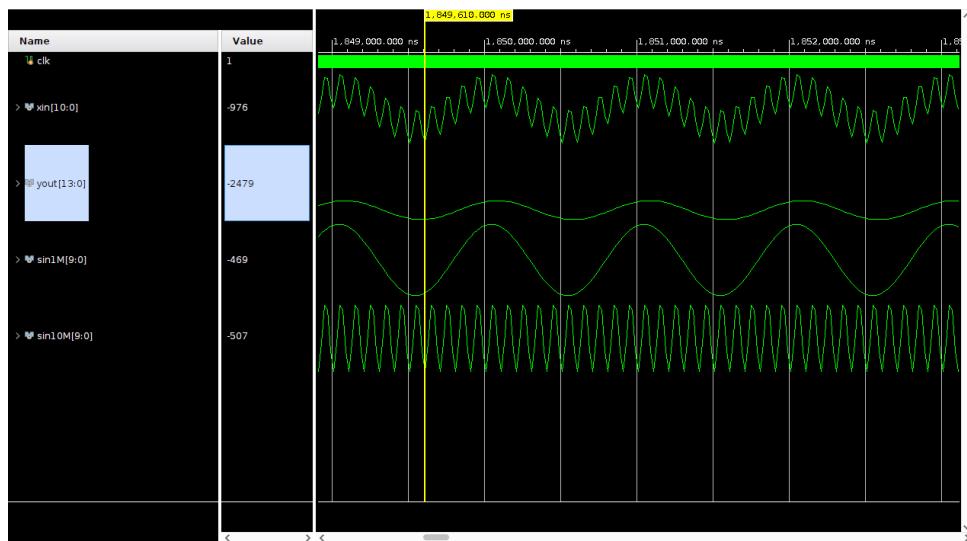


图 4.5: FIR 滤波器滤波结果

为了进一步验证该模块的可靠性，将设计部署到 FPGA 上。在 FIR 模块之上，完成一个顶层模块，接口为 FPGA（Zynq-7000）约束文件中的 DAC 接口。需要注意的是，该 FPGA 的时钟主频为 100MHz，故需要调用 *Clocking Wizard* 生成一个 50MHz 的时钟。该 FPGA 有两路 DAC，故只能选择两路信号最终显示到示波器上，笔者选择滤波前和滤波后的两个信号。由于 DAC 的输出位宽为 14，故对于不满 14 位的输入数据，按照二进制补码规则向上补齐符号位至 14 位。³代码如下。

Listing 4.4: 顶层模块

```

module TOP (
    PL_CLK_100MHz,
    LS_DAC2_DB,
    LS_DAC2_CLK,
    LS_DAC2_WRT,
    LS_DAC1_DB,
    LS_DAC1_CLK,
    LS_DAC1_WRT,

```

²需要在 xsim 中调整数据格式（Radix）为 Signed Decimal，波形格式为 Analog。

³在模拟域下，相当于幅度缩小 16 倍，但相对幅度是不变的。

```

    LS_DAC_MODE
);
// Inputs and Outputs
 LS_DAC2_DB;
 LS_DAC2_CLK;
 LS_DAC2_WRT;
 LS_DAC1_DB;
 LS_DAC1_CLK;
 LS_DAC1_WRT;
 LS_DAC_MODE;

wire clk;
wire signed [13:0] fir_out;
wire signed [9:0] sin_1M;
wire signed [9:0] sin_10M;
wire signed [10:0] sum;
wire signed [13:0] sum_ext;
// wire [15:0] sin_1M_temp;
// wire [15:0] sin_10M_temp;

// Clock IP: Generate 50MHz synchronous clk
CLK_50M module_clk_50M (
    // Clock out ports
    .clk_out1(clk),           // output clk_out1
    // Status and control signals
    .locked (),               // output locked
    // Clock in ports
    .clk_in1 (PL_CLK_100MHz) // input clk
);

SIN_1M module_sin_1M (
    .aclk      (clk),        // input wire aclk
    .s_axis_config_tvalid(1'b1), // input wire s_axis_config_tvalid
    .s_axis_config_tdata (16'H51E), // input wire [23 : 0] s_axis_config_tdata
    .m_axis_data_tvalid (),     // output wire m_axis_data_tvalid
    .m_axis_data_tdata (sin_1M) // output wire [15 : 0] m_axis_data_tdata
);

SIN_10M module_sin_10M (
    .aclk      (clk),        // input wire aclk
    .s_axis_config_tvalid(1'b1), // input wire s_axis_config_tvalid

```

```

.s_axis_config_tdata (16'H3333), // input wire [15 : 0] s_axis_config_tdata
.m_axis_data_tvalid (), // output wire m_axis_data_tvalid
.m_axis_data_tdata (sin_10M) // output wire [15 : 0] m_axis_data_tdata
);

FIR module_fir (
    .clk (clk),
    .xin (sum), // 10 bits
    .yout(fir_out) // 14 bits
);

// ILA Probe
ILA module_probe (
    .clk(clk), // input wire clk
    .probe0(sum_ext), // 14 bits
    .probe1(fir_out) // 14 bits
);

// assignments

assign sum      = sin_1M + sin_10M; // auto truncate
assign sum_ext  = {{3{sum[10]}}, sum}; // fill to 14 bits for output
// assign sin_1M  = sin_1M_temp[15:6];
// assign sin_10M = sin_10M_temp[15:6]; // truncate only

// DAC OUTPUT

assign LS_DAC_MODE = 1'b1;
assign LS_DAC1_DB = sum_ext + 14'h2000; // to unsigned data
assign LS_DAC1_CLK = !clk;
assign LS_DAC1_WRT = LS_DAC1_CLK;
assign LS_DAC2_DB = fir_out + 14'h2000; // to unsigned data
assign LS_DAC2_CLK = clk;
assign LS_DAC2_WRT = LS_DAC2_CLK;

endmodule

```

生成 TOP 模块的比特流，并烧录到 FPGA 开发板上，可从 ILA 和示波器出看到波形（图 4.6）。

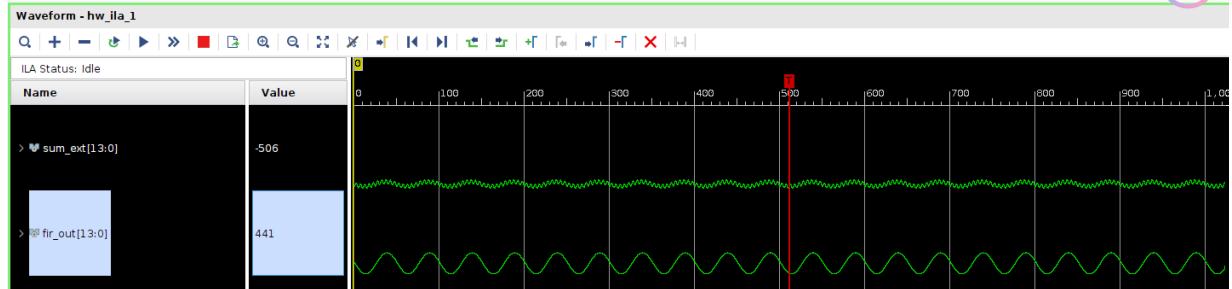
4.5 思考与讨论

4.5.1 更改参数的 FIR 滤波器实现

更改 FIR 滤波器模块，使其适配公式 4.4 的滤波器设置。

$$H(z) = 1 + 3z^{-1} + 2z^{-2} + 3z^{-3} + 2z^{-4} + 2.5z^{-5} \quad (4.4)$$

注意到滤波器系数出现了小数，可以使用向右移位 1 位的方式构建 0.5 倍数。Verilog 代码如下：



(a) 滤波前（上）与滤波后（下）的 ILA 波形



(b) 滤波前（黄色）与滤波后（绿色）的示波器波形

图 4.6: FPGA 中滤波器输入输出的 ILA 与示波器波形

Listing 4.5: 新版滤波器模块

```

module FIR_NEW (
    input          clk, // 50MHz Clock
    input signed [10:0] xin, // input
    output signed [13:0] yout // output
);

reg signed [11:0] x1, x2, x3, x4, x5; // cascaded registers
always @(posedge clk) begin
    x1 <= xin;
    x2 <= x1;
    x3 <= x2;
    x4 <= x3;
    x5 <= x4;
end

// Output
assign yout = xin + 3 * x1 + (x2 << 1) + 3 * x3 + (x4 << 1) + (x5 << 1) + (x5 >> 1);
endmodule

```

使用 Testbench 模块进行仿真，得到波形如图 4.7。可以看到，波形相较于均值滤波器，高频分量并未完全滤除。

**图 4.7:** 新版 FIR 滤波器滤波结果

这是因为新版滤波器在高频下依然拥有比均值滤波器更高的频率响应（系数全正），导致高频分量与低频分量的差距减小。

4.5.2 Linux 系统下的 Vivado 配置

FPGA 的开发套件来源于芯片设计的开发套件，而绝大部分的芯片设计软件部署在 Linux 上。由此，Vivado 作为典型的 FPGA 开发套件，可能也支持（甚至更适配）Linux 开发环境。查阅资料可知，Vivado 的 Windows 发行版（2021 年）仍存在编译速度慢、工程代码同步、log 打印占用时间/资源多等缺陷。因此，笔者将 Vivado 部署在 Linux 环境中后，完成了这次实验。安装的过程大量参考了https://blog.csdn.net/weixin_46423500/article/details/142331804，将其重述如下。

使用 Ubuntu24.04 Linux 发行版进行环境配置。首先安装依赖：

```

sudo apt-get update
sudo apt-get upgrade
sudo apt-get install libncurses5
sudo apt-get install libcanberra-gtk-module

```

之后前往官网下载 Vivado 对应的 Linux 发行版。此过程需要在官网注册一个账号，该账号在随后的安装过程中仍然需要使用。下载完成后，执行下面的指令（注意文件名要换成刚刚下载过的压缩包名字。）

```
sudo chmod +x FPGAs_AdaptiveSoCs_Unified_version_info_Lin64.bin
sudo sh ./FPGAs_AdaptiveSoCs_Unified_version_info_Lin64.bin
```

Vivado 会自动执行安装程序。默认将在 tools/下面安装 Vivado。安装完成后，为了能够迅速从命令行启动 vivado，需要在 ./bashrc 文件夹下添加下面一行代码。

```
source tools/Xilinx/Vivado/2024.2/settings64.sh
```

可以通过 gedit 方式打开.bashrc。

```
sudo apt install gedit
gedit .bashrc
```

至此，在命令行输入 vivado 即可打开 GUI 界面。另外，如果 Linux 安装语言并非英语，添加对英语的支持：

```
sudo locale-gen "en_US.UTF-8"
sudo update-locale LANG=en_US.UTF-8
```

4.5.3 Open Target 时无法找到 FPGA 的解决办法

本实验中，FPGA 开发板与电脑通过 JTAG 接口连接。vivado 在连接时可能由于软件或硬件原因显示不出 FPGA 开发板。对于硬件问题，通常可通过重新插拔或更换端口解决；但笔者在做实验的时候就遇到了软件上的问题：vivado 在 localhost 上打开了一个端口用于硬件连接，接入 JTAG-USB 线后没有检测到任何硬件设备。

这种问题来源于电脑缺少 JTAG 驱动，需要手动（重新）安装。在 Linux 系统下，运行如下命令：

```
cd /YOUR_INSTALL_PATH/Xilinx/Vivado/YOUR_INSTALL_VERSION/data/xicom/cable_drivers/lin64/
install_script/install_drivers
sudo ./install_drivers
```

退出 Vivado 后重新打开便可正常识别。

附录 A 版本更新记录

本章节记录实验报告集的版本更新记录历史。

2025/03/02 更新：创建实验报告模板

- ① 基于 ElegantBook 模板创建实验报告模板；
 - ② 完成实验报告封面设计；
 - ③ 完成实验一报告。
-

2025/03/03 更新：第二章撰写

- ① 完成 Verilog 仿真。
-

2025/03/09 更新：第二章撰写

- ① 完成 MATLAB 仿真；
 - ② 完成实验报告。
-

2025/03/10 更新：第三章撰写

- ① 完成第三章报告。
-

2025/03/17 更新：第四章撰写

- ① 完成硬件和软件部分仿真；
 - ② 配置 Vivado 环境；
 - ③ 启动报告撰写。
-

2025/03/18 更新：第四章撰写

- ① 独立完成设计硬件综合，修改部分课上代码；
 - ② 报告撰写。
-

2025/03/24 更新：第四章撰写

- ① 完成硬件仿真。
- ② 报告撰写完成。