

浙江大学

信号与系统课程设计

课程名称: 信号与系统

姓 名: 宋杭 林嘉宁

学 院: 信息与工程学院

专 业: 信息工程

学 号: 3150102313 3150100830

指导教师: 于慧敏

2017 年 6 月 12 日

课程设计选题：设计一带限数字希尔伯特变换滤波器，用于计算窄带信号：

$a(t)\sin(\omega t) + b(t)\cos(\omega t)$ 的解调。

一、问题的提出

1.信号的调制

在无线电通信中，利用电磁波作为信息的载体。待传输的基带信号一般频率较低、频带较宽且相互重叠，为了适合单一信道传输，必须进行调制。调制就是将待传输的基带信号加载到高频振荡信号上的过程，其实是频谱搬移的过程，目的是把要传输的模拟信号或数字信号变换成适合信道传输的高频信号。

在本次课程设计中我们要处理的窄带信号为正交调制信号。正交信号就是两路频率相同、相位相差 90 度的载波（一般用正弦和余弦信号）与 I, Q 两路信号分别调制后一起发射产生的调制信号，这样做可以提高频谱利用率。（下为正交调制原理框图）

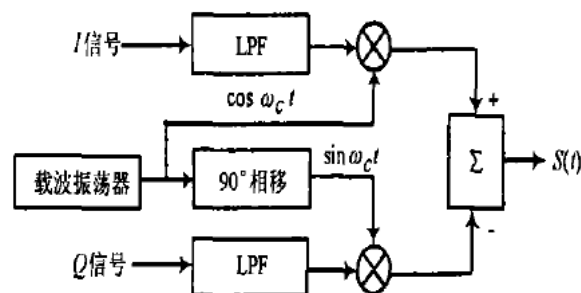


图 1 正交调制其原理框图

2.信号的解调

解调是从携带消息的已调信号中恢复消息的过程，调制方式不同，解调方法也不一样。

本次课程设计中所要解调的窄带信号为正交调制信号，其形式为：

$$x(t) = a(t)\cos(\omega_0 t) + b(t)\sin(\omega_0 t) = \sqrt{a(t)^2 + b(t)^2}\cos(\omega_0 t + \theta(t))$$

对于该正交调制信号解调的过程抽象为数学问题就是求 $A(t) = \sqrt{a(t)^2 + b(t)^2}$ 和 $\theta(t)$ 的过程。由于该信号的载波为正弦信号，因此在本次实验中我们将利用希尔伯特变换对该信号进行处理，从而得到该信号的瞬时包络、瞬时相位和瞬时频率，从而达到对信号解调的目的。

同时我们还会利用传统的正弦波同步解调对该信号进行处理，并与希尔伯特变换后的解调结果进行对比、分析。

二、解决问题的基本原理

希尔伯特变换的定义: 给定实值函数 $x(t)$ 它的希尔伯特变换记作 $\hat{x}(t)$, 则存在下述关系:

$$H[x(t)] = \hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau$$
$$H^{-1}[\hat{x}(t)] = x(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau$$

由此可知对一个信号进行希尔伯特变换, 相当于对信号作一次滤波。

滤波器的**单位冲激**响应为:

$$h(t) = \frac{1}{\pi t}$$

滤波器的**频率**响应为:

$$H(j\omega) = \begin{cases} -j & \omega > 0 \\ j & \omega < 0 \end{cases}$$

通过分析频率响应结果可知, 一个信号经希尔伯特变换后, 相当于做 90° 相移, 因此希尔伯特变换又被称为 90° 相移滤波或正交滤波。

而通过计算我们可以发现希尔伯特变换有一条重要的性质: 对于实窄带信号 $a(t)$, 其正弦载波幅度调制的希尔伯特变换有下述性质^[1]:

$$H[a(t) \cos(\omega_c t)] = a(t) \sin(\omega_c t)$$

$$H[a(t) \sin(\omega_c t)] = -a(t) \cos(\omega_c t)$$

那么对于已调信号:

$$x(t) = A(t) \cos[\omega_0 t + \theta(t)]$$

其希尔伯特变换应为:

$$H[x(t)] = A(t) \sin[\omega_0 t + \theta(t)]$$

通过对 $x(t)$ 与 $H[x(t)]$ 进行联立, 我们可以得到下述结果:

$$|A(t)| = \sqrt{x(t)^2 + H[x(t)]^2}$$
$$\varphi(t) = \arctan \frac{H[x(t)]}{x(t)} = \omega_0 t + \theta(t)$$
$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\theta(t)}{dt}$$

以此为理论基础, 我们便可利用希尔伯特变换为原理制作相应滤波器, 从而达到解调正交调制窄带信号的目的。

三、MATLAB 仿真过程

1.利用 MATLAB 中自带的希尔伯特函数进行解调（可行性分析）

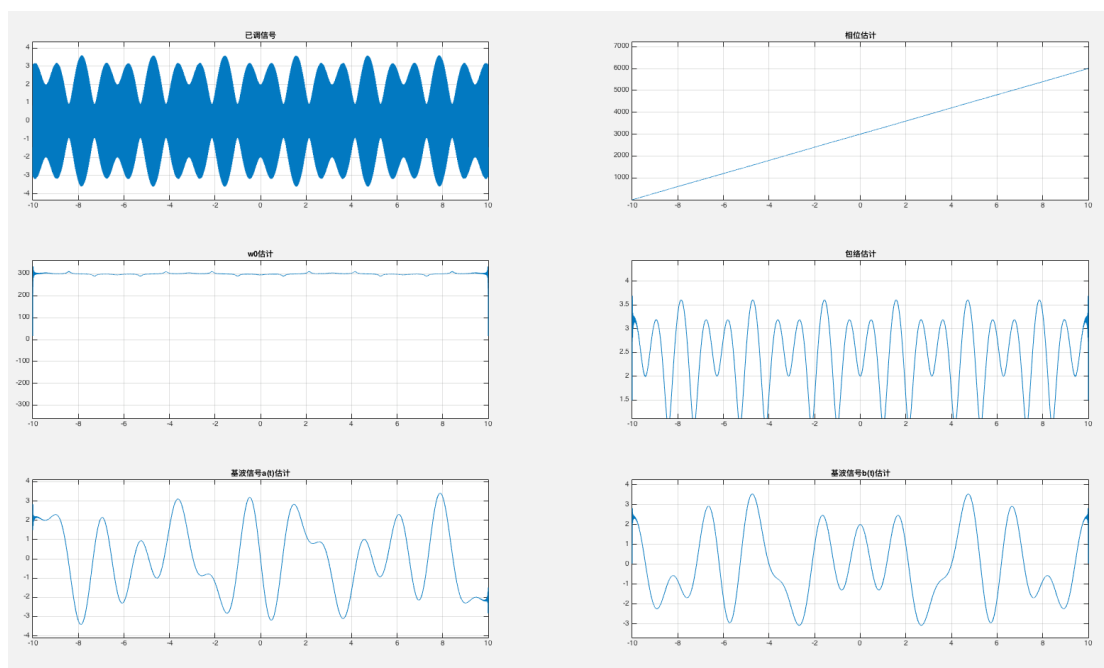
在理论分析中,我们获得了利用希尔伯特变换对正交调制信号的某些参数进行估计的方法:

$$|A(t)| = \sqrt{x(t)^2 + H[x(t)]^2}$$
$$\varphi(t) = \arctan \frac{H[x(t)]}{x(t)} = \omega_0 t + \theta(t)$$
$$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_0 + \frac{d\theta(t)}{dt}$$

若进一步对基带 $a(t)$ 与 $b(t)$ 分析, 则还有:

$$a(t) = \sqrt{a(t)^2 + b(t)^2} \cos[\theta(t)]$$
$$b(t) = \sqrt{a(t)^2 + b(t)^2} \sin[\theta(t)]$$

MATLAB 中有自带的希尔伯特函数 *hilbert()*, 该函数将获得一离散实信号的解析表示, 所得函数实部为原信号, 虚部为原信号经过希尔伯特变换后的信号。利用该信号我们可以完成对正交调制的窄带信号的解调。这将有助于我们对希尔伯特滤波器的初步认识。



2.利用 MATLAB 中自带的 FDATool 进行 FIR 希尔伯特滤波器的设计

(1) FIR 滤波器简介

由于真实世界中的滤波器不可能达到理想滤波器的要求, 因此在查阅一定资料后, 此处

我们选择使用 FIR(Finite Impulse Response)滤波器，即有限长单位冲激响应滤波器进行希尔伯特数字滤波器的设计。

有限冲击响应(FIR)滤波器的优点有^[2]:

- ①既具有严格的线性相位，又具有任意的幅度。
- ②FIR 滤波器的单位抽样响应是有限长的，因而滤波器性能稳定。
- ③只要经过一定的延时，任何非因果有限长序列都能变成因果的有限长序列，因而能用因果系统来实现。
- ④FIR 滤波器由于单位冲击响应是有限长的，因而可用快速傅里叶变换(FFT)算法来实现过滤信号，可大大提高运算效率。

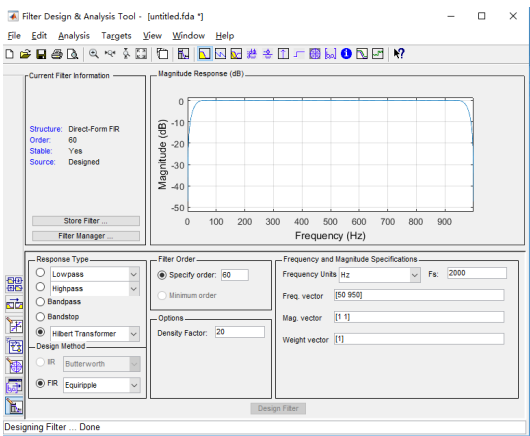
(2) FDATool 简介

进一步查阅资料我们发现，FIR 希尔伯特滤波器在 MATLAB 中主要是通过 FDATool 实现的。FDATool 是 Mat lab 信号处理工具箱专用的滤波器设计分析工具，操作简单、灵活，可以采用多种方法设计不同的滤波器，同时可以实现滤波器的最小阶数设计。在 MATLAB 命令窗口输入 FDA Tool 后回车就会弹出 FDA Tool 界面。

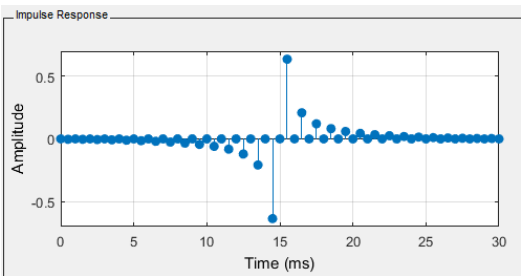
(3) 利用 FDATool 进行 FIR 希尔伯特滤波器的设计

在这里我们参照现有论文中的参数^[3]进行 FIR 希尔伯特数字滤波器的设计。

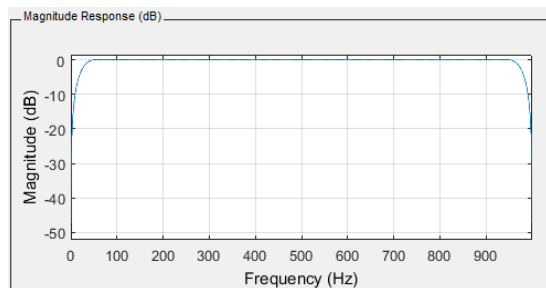
下面设计一个希尔伯特变换器，要求采样频率为 2000 Hz，通频带为 50~950 Hz，滤波器阶数为 60 阶。通过菜单选项 Analysis 可以在特性显示区看到滤波器的各种特性，其具体特性如图所示：



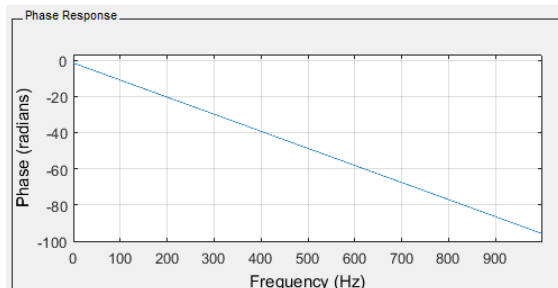
FDATool 界面



希尔伯特滤波器单位脉冲响应



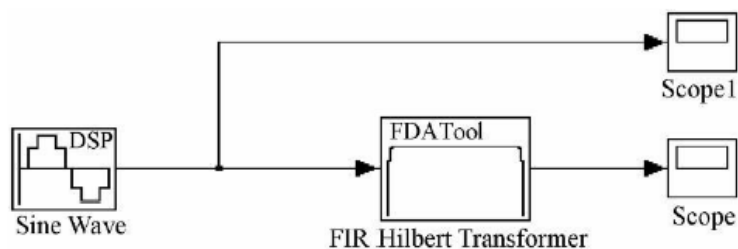
希尔伯特滤波器幅度响应



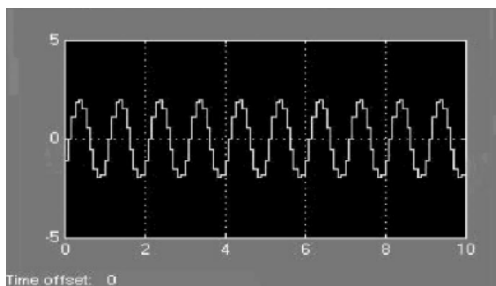
希尔伯特滤波器相位响应

3.利用 simulink 对希尔伯特滤波器进行验证

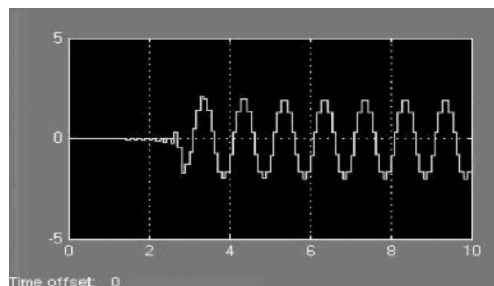
我们可以利用 MATLAB 提供的 Simulink 工具对该希尔伯特滤波器进行仿真，由其频率响应特性可知,理想情况下在一个信号通过希尔伯特滤波器后我们应该获得一个幅度不变、相位转移 $\pi/2$ 的信号。下图为仿真过程与仿真结果。



仿真框图



仿真结果-原信号



仿真结果-相移 90 度信号

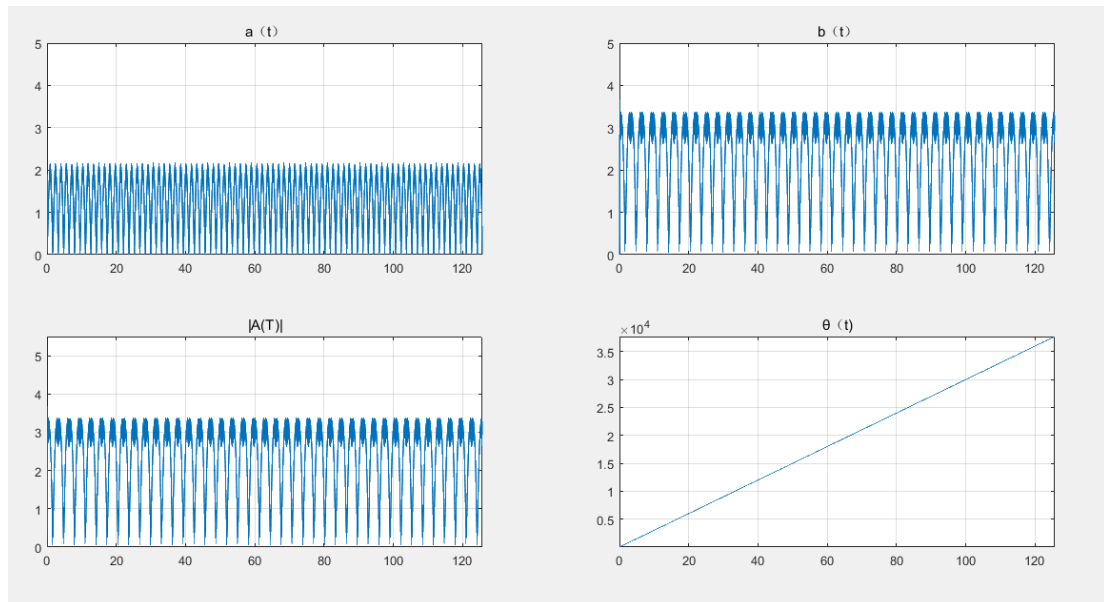
通过观察两个信号的相位变化可知，仿真结果与理论预期结果吻合得很好，利用 FDTTool 设计的希尔伯特滤波器成功的将原信号相移了 90 度，下面就可将该滤波器运用到实际的信号处理中去了。

4.利用 FDTTool 设计的希尔伯特滤波器进行信号处理

要利用 FDTTool 设计的希尔伯特滤波器进行信号处理，首先我们需要调用 FDTTool 中设计的滤波器。首先在 FDTTool 中点击 File-Export 弹出 EXPORT 对话框，可自行选择输出

变量名（默认为 Num）。此后的滤波需要设置为： $b=Num$ (或自行变量名), $a=1$;
 $filteredA=filter(b,a,A)$;如此即可得到滤波波形。

【仿真结果】

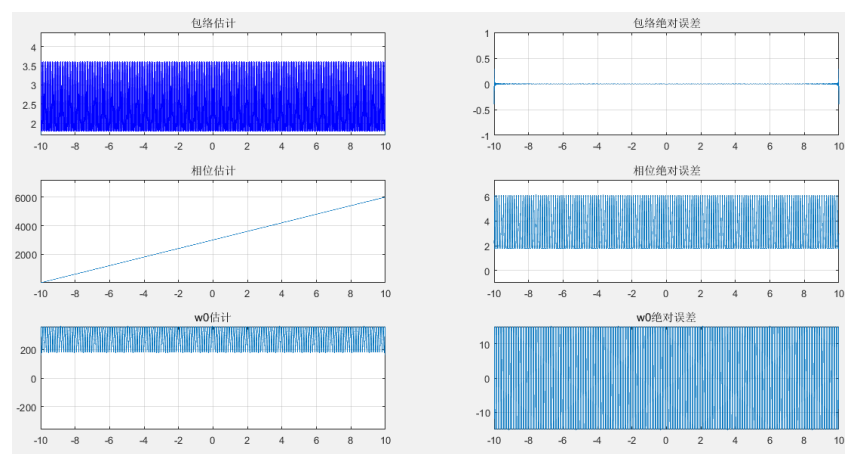


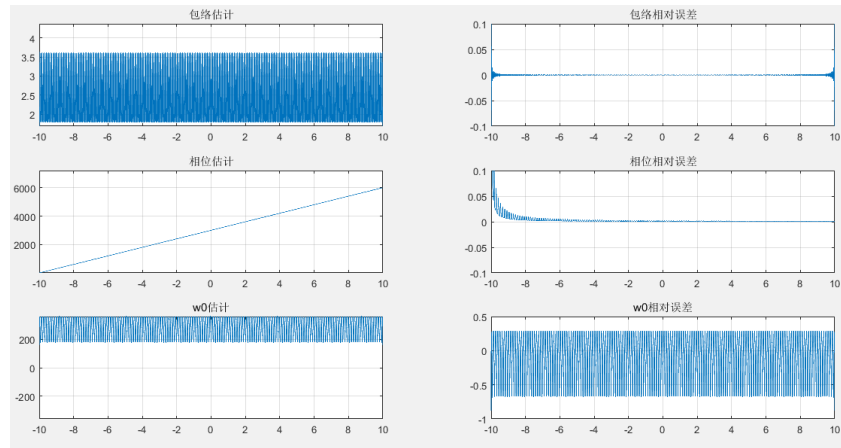
从图像上初步分析得到结果： $a(t)$ 的幅值约为 2, $b(t)$ 的幅值约为 3, $a(t)$ 的频率约为 $b(t)$ 的两倍。

从仿真结果中不难发现，通过该滤波器处理后的 $a(t)$ 与 $b(t)$ 的值无论是频率还是幅度均较好地还原了调制前的基带信号 $a(t) = 2\sin(2t)$ 与 $b(t) = 3\cos(t)$ ，由此我们可以初步认为，本次仿真实验是成功的。

5.基带信号频率对希尔伯特滤波器解调性能的影响

我们这次设计的题目是设计数字希尔伯特滤波器解调窄带信号 $a(t)\sin(\omega t) + b(t)\cos(\omega t)$ ，窄带信号指的是 $a(t), b(t)$ 的频率比调制信号的频率要小得多，很多参考文献都提到希尔伯特滤波器是适用于窄带信号,且解调性能很容易受外界信号干扰,我们对此进行了仿真。

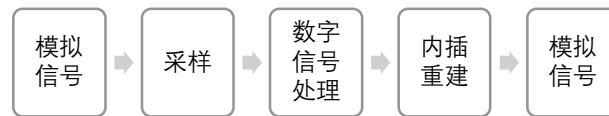




这两张图中 $a(t), b(t)$ 分别为 $100\text{rad/s}, 50\text{rad/s}$ 。我们可以发现，在基带频率接近调制频率的时候，三个参数估计的误差会有所增大，可见希尔伯特滤波器对于非窄带信号的解调具有局限性。

6.模拟实际数字系统的信号解调

在实际应用的场景中，我们的数字系统需要经过以下几个环节：



因此，除了我们之前所做的数字解调分析之外，一个完整的解调系统应该还要包括内插还原的部分。同时，由于在很多情况下，系统的采样频率不是那么的高，接近甚至低于 $2\omega_M$ ，此时，我们为了获得很好的可分析的曲线，必须对离散的样值信号进行内插处理。

由于我们选取的调制信号的角频率为 300rad/s ，因此设计一个采样频率为 600rad/s 左右的系统，能够很好地检验我们系统在低采样频率下的可靠性。

由于我们需要解调的输入信号是带限的，因此我们内插重建选用的是带限内插。当 $h(t)$ 为理想滤波器时，即

$$h(t) = \frac{\omega_c T}{\pi} \text{Sa}(\omega_c t)$$

内插公式为

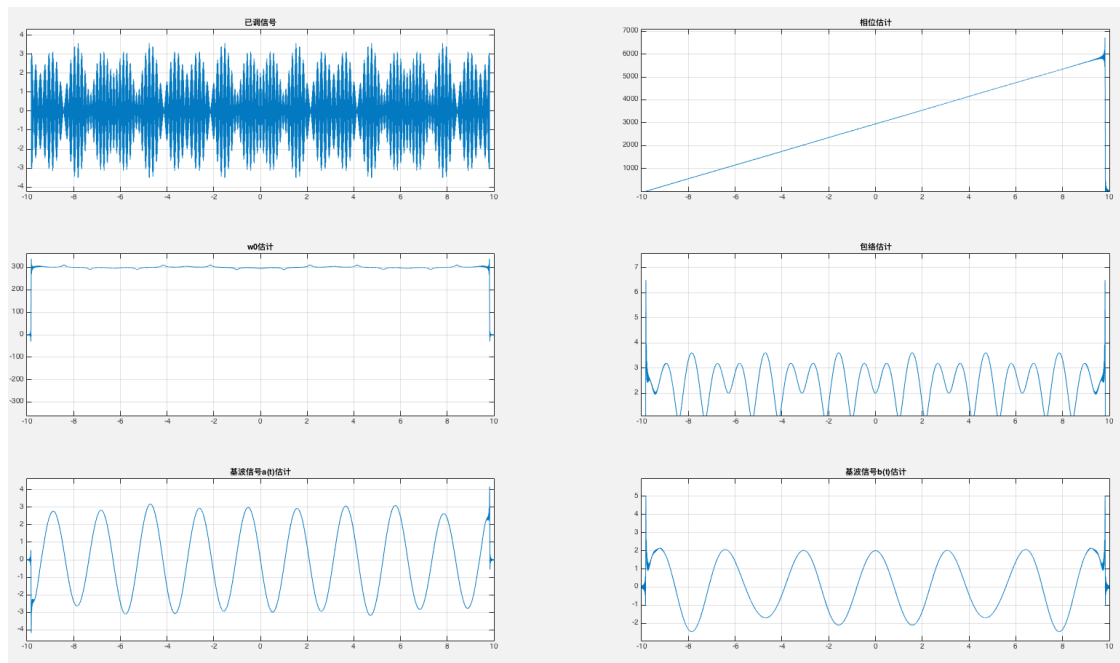
$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \frac{\omega_c T}{\pi} \text{Sa}(\omega_c(t - nT))$$

当 ω_c 满足 $\omega_M < \omega_c < \omega_s - \omega_M$ 时，内插公式的重建是精确的。但是由于这个内插重建是非因果的，因此在实际工程应用中往往是截取一段时间的信号进行分析，此时内插公式变为

$$x_r(t) = \sum_{n=-N_1}^{N_2} x(nT) \frac{\omega_c T}{\pi} Sa(\omega_c(t - nT))$$

此时，内插重建是近似重建，只要 N 足够大，可以获得足够的精度，因此我们根据这个原理在原有系统的基础上添加了内插重建的系统。

【仿真结果】

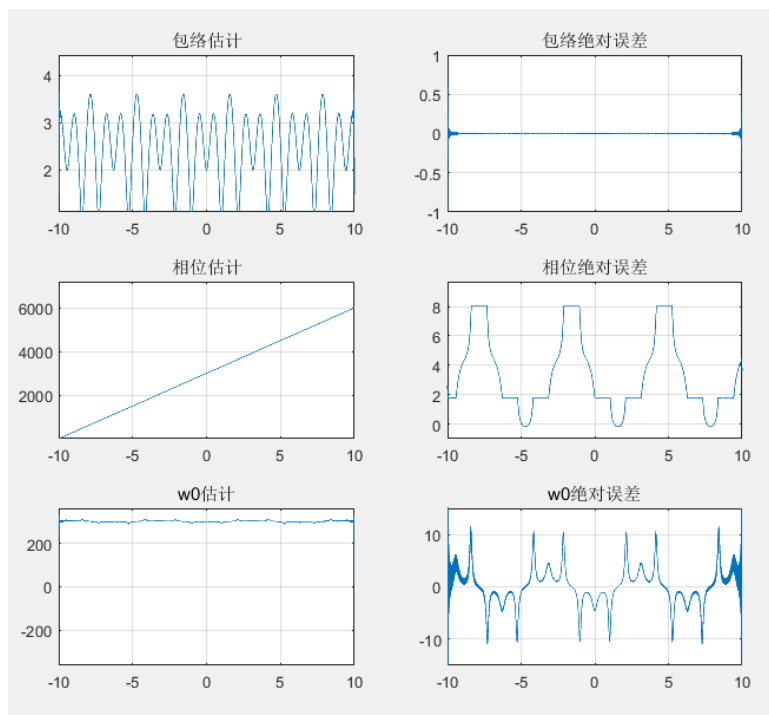


我们可以看到在采样率比较低的情况下，希尔伯特滤波器仍能解调出窄带信号，基本完成了实验的要求。

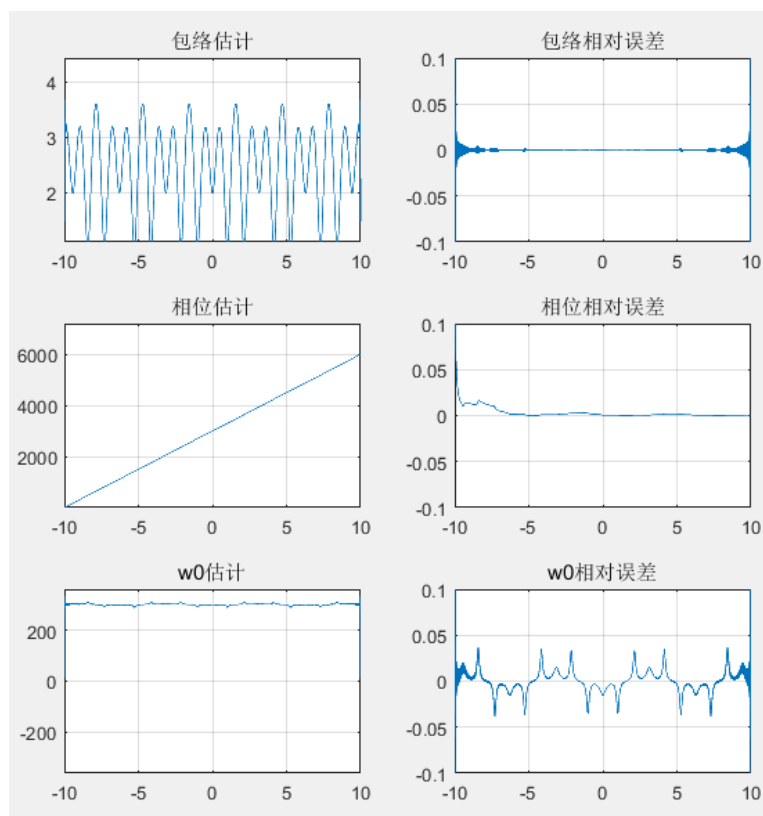
四、算法误差与优化

1. 算法误差分析

通过将经过希尔伯特滤波器处理后估计得到的信号与原信号的信号参数进行比较，我们可以初步对希尔伯特滤波器还原信号的可靠程度进行分析，其包络估计、相位估计、载波信号频率估计的相对误差和绝对误差结果如下两图所示：



参数估计绝对误差分析



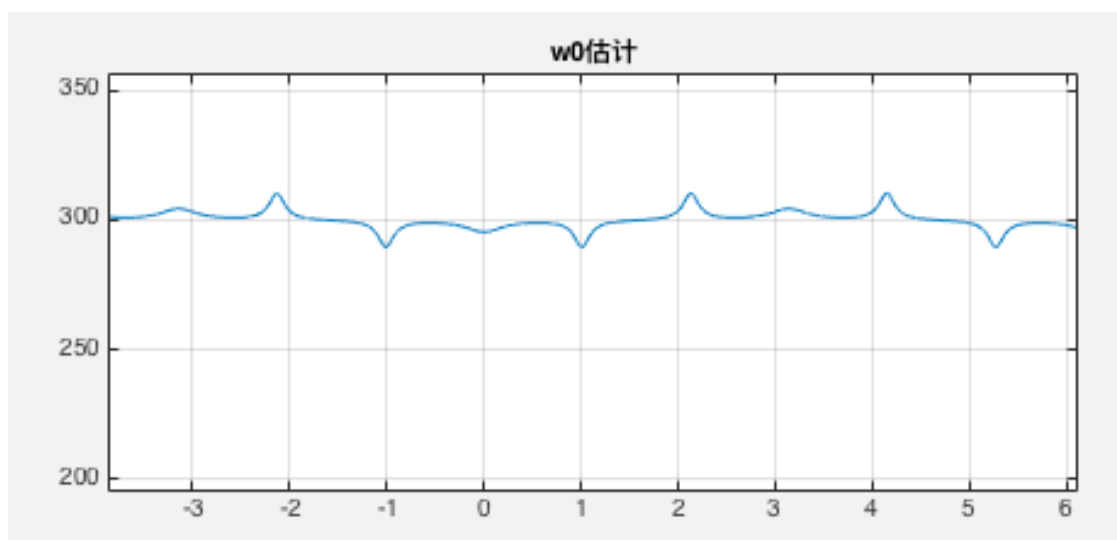
参数估计相对误差分析

通过分析可知,经由希尔伯特滤波器处理后估计得到的参数与原始信号的相对误差均在

5%以内，除接近时间域两个端点的位置有较大的误差外，剩下部分参数基本与原信号参数吻合。这证明我们的给予希尔伯特变换还原原信号参数的算法是切实可行的。但是 w_0 估计时产生的相对误差已经大到足以影响我们对基波信号 $a(t)$ 和 $b(t)$ 的估计了，因此我们在此处将进一步探究减小 w_0 估计误差的方法

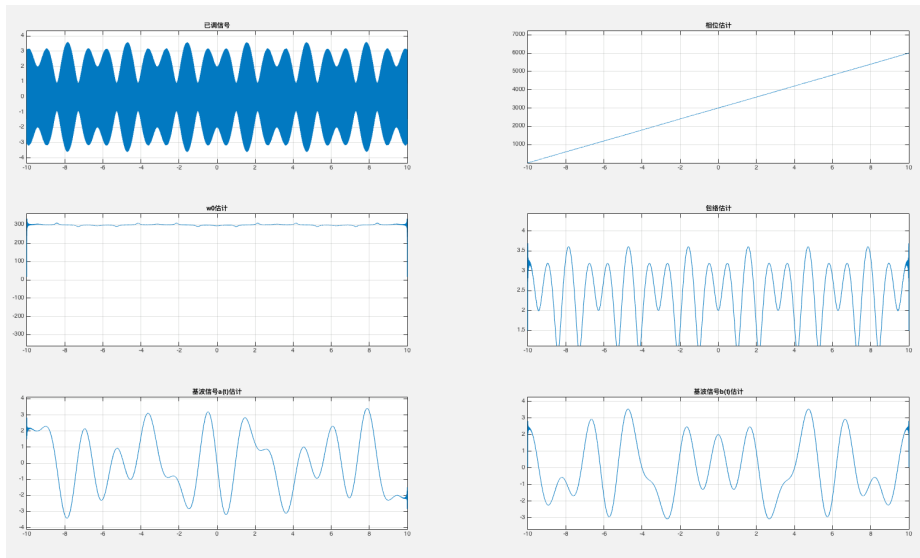
2.算法优化设计

不难发现,经过希尔伯特变换后获得的各种信号估计参数在接近时间域两端点处的失真都较为严重,这是由于在 MATLAB 中仿真时我们只能选取一定时间域 ($t=t_1:t_2$) 上的信号,这样便导致通过滤波器时接近时间域两端点处的信号发生严重的失真。因此在估计 w_0 时我们考虑舍弃靠近两端的数据,从而获得一个更为精准的 w_0 值。下面为分析结果。另外,由于在 w_0 参数估计时,我们可以将 $\theta'(t)$ 看作是一个期望为 0 的周期函数,如下图所示。



因此,我们在估计 w_0 时可以考虑采取直接取均值的方法,即进行一次对 w_0 的均值滤波,但是考虑到 $\theta'(t)$ 并非随机过程,因此直接平均会有相对较大误差。除了直接均值滤波之外,我们通过分析 $\theta'(t)$ 的曲线及其理论表达式发现其幅值相对于 $w_0 = 300$ 具有对称性,因而我们可以采取对于最大最小值取平均的方法计算其估计值,结果误差缩小了很多,具体过程如下:

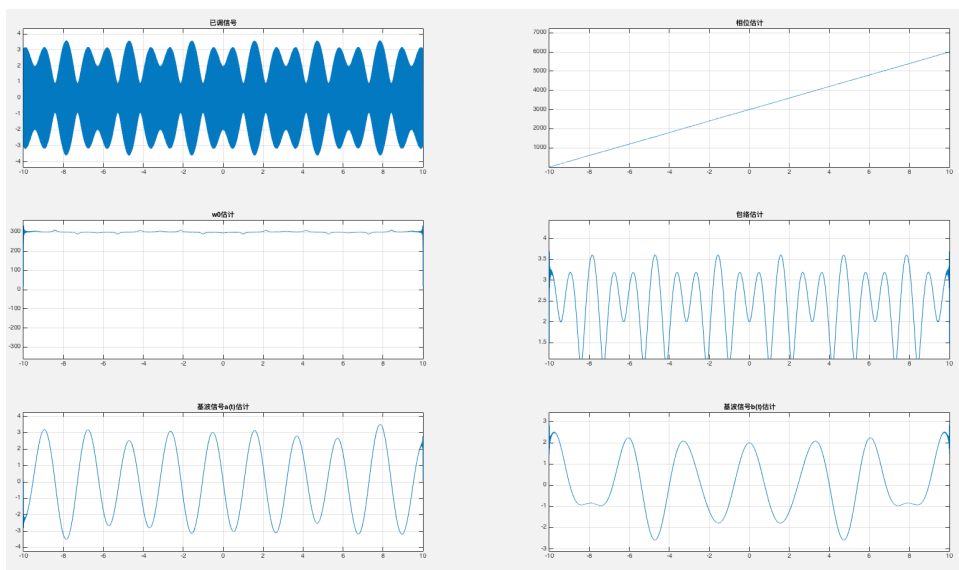
首先我们选取的时间域为 $t=-10:10$, 其中参与 w_0 参数估计的数据为中间 $\frac{1}{2}$ 段, 即 $t=-7.5:7.5$, 由于基波信号对 w_0 的变化较为敏感,因此此处我们使用基波信号 $a(t)$ 和 $b(t)$ 作为 w_0 估计误差的参考标准。此时通过希尔伯特变换后获得的各项参数如下图所示:



时间域为 $t=-10:10$ ，选取有效参数时段为 $t=-7.5:7.5$ 时的参数估计结果

显然，此时对基波信号 $a(t)$ 和 $b(t)$ 的估计非常不准确（二者应均为纯净的正弦信号），这样也从另一个方面说明了即使 w_0 的相对误差很小，只要绝对误差达到一定程度就会导致我们对基波信号的估计产生严重的偏差，这也促使我们尽快进行下一步优化算法的工作。

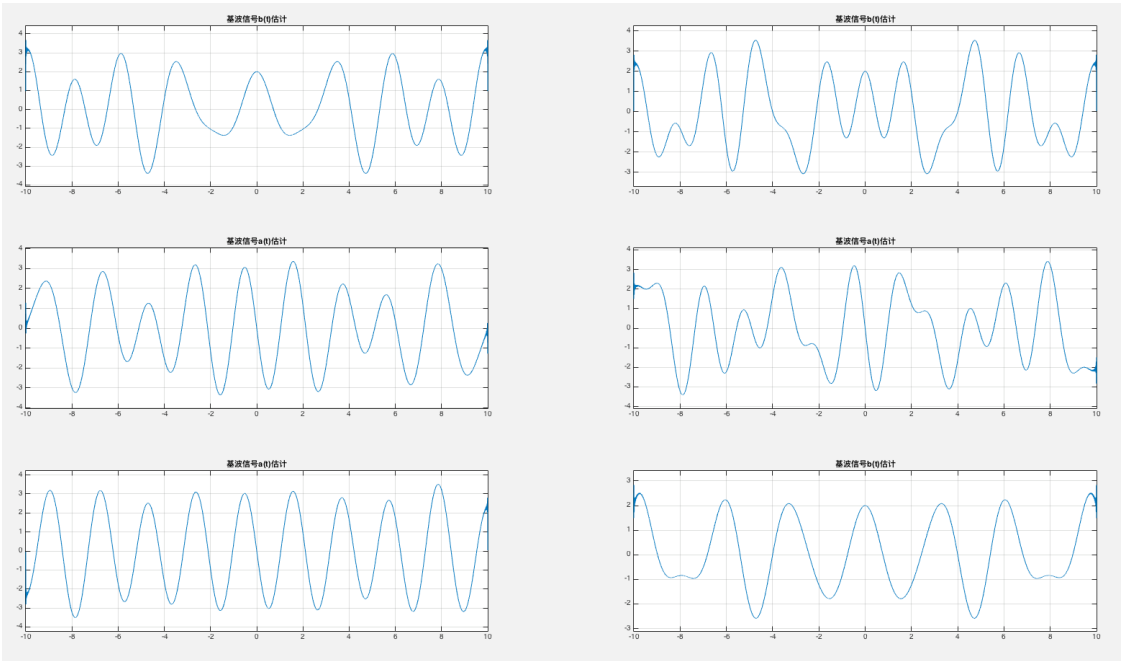
在第一次实验的基础上，我们选择舍弃部分偏差较大的数据后再次进行运算。这次的仿真我们仍取时间域为 $t=-10:10$ ，但其中参与 w_0 参数估计的数据进一步缩小，为中间 $\frac{3}{8}$ 段，即 $t=-6.875:6.875$ ，此时通过希尔伯特变换后获得的各项参数如下图所示：



时间域为 $t=-10:10$,选取有效参数时段为 $t=-6.875:6.875$ 时的参数估计结果

为使结论更明显，我们将两次估计的基波信号分别取出进行对比，并求其平均值，结果

如下图所示：



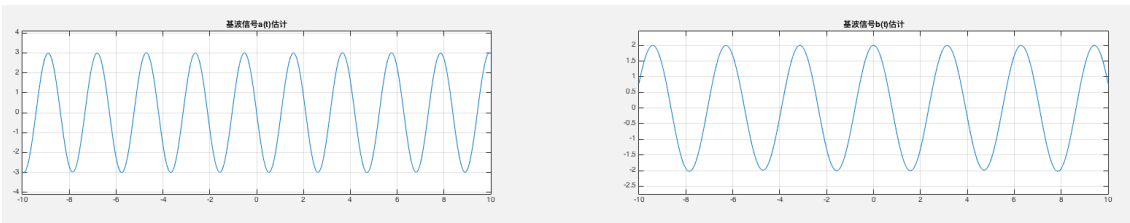
两次参数估计的结果对比

（第一行为均值滤波，第二行为第一次参数估计结果，第三行为第二次参数估计结果）

显然，当我们选取了更靠近中间位置的有效数据进行处理后，所得的结果要明显优于第一次的结果，获得的信号可近似看作是正弦和余弦函数。

然而对两侧信号的排除并不是越多越好，当选取的有效数据过少时，还原所得到的参数估计一样会产生较大的偏差。

除了舍去边缘失真数据外，我们还可以通过扩大时间范围的方式来使 w_0 的误差变小。
接下来我们取时间域为 $t=-100:100$ ，其中参与 w_0 参数估计的数据为中间 $\frac{1}{2}$ 段，即 $t=-75:75$ ，
此时通过希尔伯特变换后获得的基波信号如下图所示：



时间域为 $t=-100:100$ ，选取有效参数时段为 $t=-7.5:7.5$ 时的参数估计结果

非常明显，在 $t=-10:10$ 上的基波信号与原信号中的基波信号吻合的非常完美，这也说明增加采样时间域能够很好的帮助我们进行待估参数的估计。

五、结论与心得

这次课程设计主要的成果与结论有：

- (1) 设计了一个能够解调窄带信号的希尔伯特滤波器，对已调信号的瞬时幅度、瞬时相位、瞬时频率进行了较好的估计；
- (2) 对于一些参数估计做了一些的优化，例如较好的估计了调制信号的频率；
- (3) 不同基波频率对于希尔伯特滤波器的解调性能有影响，当信号不再是窄带信号时，希尔伯特滤波器的解调可能失效；
- (4) 利用 FDATool 设计了希尔伯特滤波器，并进行联合仿真。

通过本次课程设计，从理论研究到算法设计到滤波器设计再到最后的仿真模拟，我们完成了一整套的利用希尔伯特滤波器处理正交调制 的窄带信号的实验流程。在实验的过程中，我们对信号的希尔伯特变换有了更为深刻的了解，而这也将在帮助我们在日后的课业发展中打下良好的基础。

在实验过程中，我们在仿真时遇到了一些问题，并在解决问题的同时总结了下述几个利用 FDATool 设计的希尔伯特滤波器进行信号处理的注意事项：

(1) 在输入信号前需要看清滤波器的工作参数。本次设计的希尔伯特滤波器器，要求通频带为 50~950 Hz，这也就要求了输入信号的载波频率既不可过大也不可过小，以免令输出信号发生失真情况。

(2) 理解何谓“窄带信号”。窄带信号指的是变化率远小于载波信号的周期信号，也就说明频谱有上界且较小，这也就说明 $A(t)$ 不会为频率与载波信号相近的周期函数，更不能是如 $x(t) = kt$ 这一类非周期信号，不然会使得最后处理获得的信号严重失真。

同时，在参数估计方面，对于 ω 的估计是一个难点，我们发现了 ω 曲线在瞬时频率曲线中的规律，并设计了几种算法将它提取出来。这一设计过程让我们对课程有了更深的认识，也给我们今后的设计优化打下了基础。

参考文献：

[1]于慧敏. 信号与系统. 化学工业出版社. 第二版: 181-183, 202-205.

[1]李晶晶, 江桦, 王明坤. 希尔伯特变换在信号解调中的应用. 信息工程大学学报. 第3卷第4期: 29-31.

[2]闫胜利. FIR 滤波器原理及设计方法. 长春工程学院学报(自然科学版). 2003. 4(1):63-65.

[3]聂仙娥, 许爱国, 赵河明, 杨超. 基于 MATLAB 的 FIR 型希尔伯特变换器设计. 现代电子技术. 2011:34.

附录: MATLAB 代码

```
%%%%%%%%%%%%带有内插重建的数字希尔伯特滤波器%%%%%%%%%
clear all
clc;clf;
%设置时域
dt=pi/8000;
t=-30*pi:dt:30*pi;

%设置采样参数
T=pi/320;
ws=2*pi/T;
tmin=-1000*T;tmax=1000*T;
wc=pi/T;
t1=tmin:T:tmax;

%频率设置
w0=300;w1=2;w2=3;
%幅度设置
p0=1;p1=2;p2=3;
%基带信号
ai=p1*cos(w1*t1);
bi=p2*sin(w2*t1);

%已调信号
x=ai.*p0.*cos(w0.*t1)+bi.*p0.*sin(w0.*t1);
%希尔伯特变换
y=hilbert(x);

%%参数估计%%
a=abs(y);%包络估计
b=unwrap(angle(y));%相位估计
%w0 估计
c=diff(b)*320/pi;
sum=0;
for k=1/4*(length(t1)-1):3/4*(length(t1)-1)
    sum=sum+c(k);
end
we0=sum/((length(t1)-1)/2);%时间均值
we1=(max(c(1/4*(length(t1)-1):3/4*(length(t1)-1)))+min(c(1/4*(length(t1)-1):3/4*(length(t1)-1))))/2;%作差法
we2=(max(c(1.5/4*(length(t1)-1):2.5/4*(length(t1)-1)))+min(c(1.5/4*(length(t1)-1):2.5/4*(length(t1)-1))))/2;%作差法
%基带信号的估计
```

```

x10=a.*sin(b-we0*t1);
x20=a.*cos(b-we0*t1);
x11=a.*sin(b-we1*t1);
x21=a.*cos(b-we1*t1);
x12=a.*sin(b-we2*t1);
x22=a.*cos(b-we2*t1);
an=0;bn=0;cn=0;x12n=0;x22n=0;

```

%内插重建

```

L=length(t);
A=wc*T/pi;
for m=1:L
    y1=A*sinc(wc*(t(m)-t1)/pi);
    an(m)=a*y1';
    bn(m)=b*y1';
    cn(m)=c*y1(1:end-1)';
    x12n(m)=x12*y1';
    x22n(m)=x22*y1';
end

```

%w0 估计

```

sum=0;
for k=1/4*(length(t)-1):3/4*(length(t)-1)
    sum=sum+cn(k);
end
we01=sum/((length(t)-1)/2);%时间均值
we11=(max(cn(1/4*(length(t)-1):3/4*(length(t)-1)))+min(cn(1/4*(length(t)-1):3/4*(length(t)-1))))/2;%作差法
we21=(max(cn(1.5/4*(length(t)-1):2.5/4*(length(t)-1)))+min(cn(1.5/4*(length(t)-1):2.5/4*(length(t)-1))))/2;%作差法

subplot(3,2,4);
plot(t,an);axis([-10,10,1.2*min(a),1.2*max(a)]);title(' 包络估计');grid on;
subplot(3,2,2);
plot(t,bn);axis([-10,10,1.2*min(b),1.2*max(b)]);title(' 相位估计');grid on;
subplot(3,2,3);
plot(t,cn);axis([-10,10,-1.2*w0,1.2*w0]);title('w0 估计');grid on;
subplot(3,2,1);
plot(t1,x);axis([-10,10,1.2*min(x),1.2*max(x)]);title(' 已调信号');grid on;
subplot(3,2,5);
plot(t,x12n);axis([-10,10,1.2*min(x12),1.2*max(x12)]);title(' 基波

```



```

信号 a(t) 估计');grid on;
subplot(3,2,6);
plot(t,x22n);axis([-10,10,1.2*min(x22),1.2*max(x22)]);title(' 基 波
信号 b(t) 估计');grid on;

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%绝对误差分析%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```

fs=1000;
T=1/fs;
t1=-10;t2=10;
t=t1:T:t2;

```

```

%频率设置

```

```

w0=300;w1=2;w2=3;

```

```

%幅度设置

```

```

p0=1;p1=2;p2=3;

```

```

%基波信号

```

```

ai=p1*cos(w1*t);

```

```

bi=p2*sin(w2*t);

```

```

%已调信号

```

```

x=ai.*p0.*cos(w0.*t)+bi.*p0.*sin(w0.*t);

```

```

fai=300*t+unwrap(asin(ai./sqrt(ai.^2+bi.^2)))-w0*t1;

```

```

%希尔伯特变换

```

```

y=hilbert(x);

```

```

%%参数估计%%

```

```

a=abs(y);%包络估计

```

```

b=unwrap(angle(y));%相位估计

```

```

%w0 估计

```

```

c=diff(b)*1000;

```

```

sum=0;

```

```

for k=1/4*(length(t)-1):3/4*(length(t)-1)

```

```

    sum=sum+c(k);

```

```

end

```

```

we=sum/(1/2*(length(t)-1));

```

```

%基波信号的估计

```

```

x1=a.*sin(b-we*t);

```

```

x2=a.*cos(b-we*t);

```

```

v1=max(x1)-min(x1);

```

```

v2=max(x2)-min(x2);

```

```

%作图

```

```

subplot(3,2,1);
plot(t,a);axis([-10,10,1.2*min(a),1.2*max(a)]);
title('包络估计');grid on;
subplot(3,2,3);
plot(t,b);axis([-10,10,1.2*min(b),1.2*max(b)]);
title('相位估计');grid on;
subplot(3,2,5);
plot(t(1:20000),c);axis([-10,10,-1.2*w0,1.2*w0]);
title('w0 估计');grid on;
subplot(3,2,2);
plot(t,a-sqrt(ai.^2+bi.^2));axis([-10,10,-1,1]);
title('包络绝对误差');grid on;
subplot(3,2,4);
plot(t,b-fai);axis([-10,10,-1,1.2*max(b-fai)]);
title('相位绝对误差');grid on;
subplot(3,2,6);
plot(t(1:20000),c-w0);axis([-10,10,-15,15]);
title('w0 绝对误差');grid on;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%相对误差分析%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
fs=1000;
T=1/fs;
t1=-10;t2=10;
t=t1:T:t2;

%频率设置
w0=300;w1=2;w2=3;
%幅度设置
p0=1;p1=2;p2=3;
%基波信号
ai=p1*cos(w1*t);
bi=p2*sin(w2*t);

%已调信号
x=ai.*p0.*cos(w0.*t)+bi.*p0.*sin(w0.*t);
fai=300*t+unwrap(asin(ai./sqrt(ai.^2+bi.^2)))-w0*t1;
%希尔伯特变换
y=hilbert(x);

%%参数估计%%
a=abs(y);%包络估计
b=unwrap(angle(y));%相位估计
%w0 估计
c=diff(b)*1000;

```

```

sum=0;
for k=1/4*(length(t)-1):3/4*(length(t)-1)
    sum=sum+c(k);
end
we=sum/(1/2*(length(t)-1));
%基波信号的估计
x1=a.*sin(b-we*t);
x2=a.*cos(b-we*t);

v1=max(x1)-min(x1);
v2=max(x2)-min(x2);

%作图
subplot(2,3,1);
plot(t,a);axis([-10,10,1.2*min(a),1.2*max(a)]);
title('包络估计');grid on;
subplot(2,3,2);
plot(t,b);axis([-10,10,1.2*min(b),1.2*max(b)]);
title('相位估计');grid on;
subplot(2,3,3);
plot(t(1:20000),c);axis([-10,10,-1.2*w0,1.2*w0]);
title('w0 估计');grid on;
subplot(2,3,4);
plot(t,(a-sqrt(ai.^2+bi.^2))./a);axis([-10,10,-0.1,0.1]);
title('包络相对误差');grid on;
subplot(2,3,5);
plot(t,(b-fai)./b);axis([-10,10,-0.1,0.1]);
title('相位相对误差');grid on;
subplot(2,3,6);
plot(t(1:20000),(c-w0)./c);axis([-10,10,-0.1,0.1]);
title('w0 相对误差');grid on;

```