



МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
имени Н.Э. БАУМАНА

## Учебное пособие

Учебно-методический комплект  
по дисциплине  
«Цифровая обработка сигналов»

Конспект лекции  
«Преобразование Гильберта»

В.В. Леонидов

# 1 Аналитический сигнал

В жизни мы обычно имеем дело с действительными сигналами (ток, напряжение, мощность и т.п.), однако иногда удобно представлять их в виде набора комплексных чисел. Это позволяет точно оценить амплитуду сигнала, его фазу, знак частоты (положительная или отрицательная). Также, для обработки комплексных чисел имеется мощный математический аппарат. Комплексные сигналы широко применяются в цифровой обработке сигналов: получение огибающей, определение мгновенной частоты, квадратурная модуляция, системы связи, обработка радиолокационных сигналов и другое.

Давайте сразу перейдём к примеру. Создадим сигнал  $x[n]$ , который представляет из себя косинусоиду частотой 1кГц, затем создадим второй сигнал, сдвинутый относительно  $x[n]$  на  $90^\circ$  (или синусоиду) и назовём его  $y[n]$ :

Листинг 1 – Создание аналитического сигнала, часть 1

```

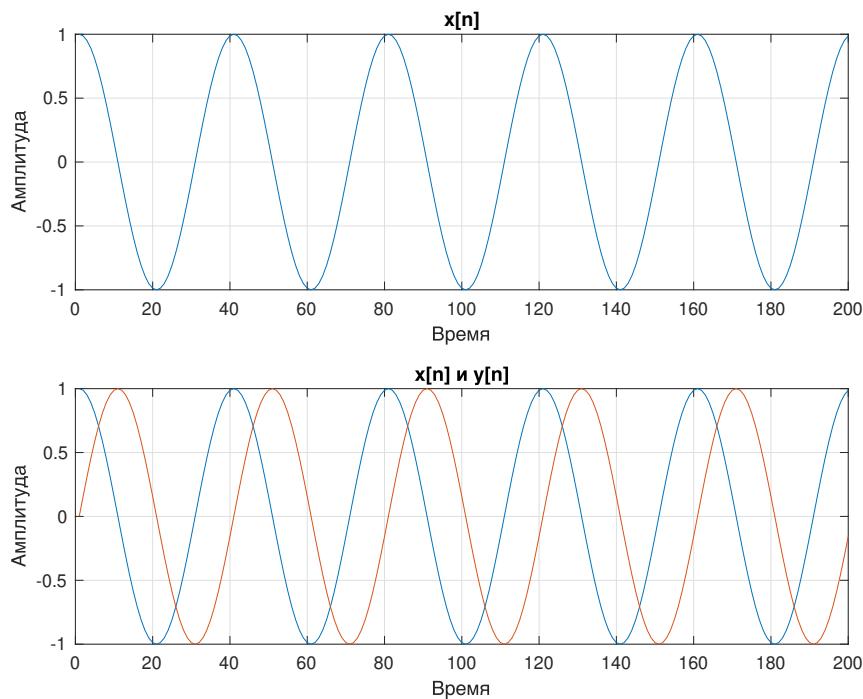
1 clear, clc, close all
2
3 Fs = 40000; % частота дискретизации
4 ts = 0 : 1/Fs : 0.005-1/Fs; % временные отсчёты
5
6 x = cos(2*pi*1000*ts);
7 y = sin(2*pi*1000*ts);
8
9 subplot(2,1,1)
10 plot(x), grid on, title('x[n]')
11 xlabel('Время')
12 ylabel('Амплитуда')
13
14 subplot(2,1,2)
15 plot(x), grid on, hold on, title('x[n] и y[n]')
16 plot(y), grid on
17 xlabel('Время')
18 ylabel('Амплитуда')
```

Полученные сигналы показаны на рисунке 1. Теперь построим график в трёхмерной системе координат, по оси  $x$  будет исходный сигнал  $x[n]$  (действительная часть), по оси  $y$  сигнал  $y[n]$  (мнимая часть), по оси  $z$  – время. Также на отдельных графиках покажем проекции полученного сигнала на каждую из плоскостей трёхмерной системы координат:

Листинг 2 – Создание аналитического сигнала, часть 2

```

19 figure
20 subplot(2,2,1)
```

Рис. 1 – Исходный сигнал и сигнал, сдвинутый на  $90^\circ$ 

```

21 plot3(x,y,ts), grid on, title('Аналитический сигнал')
22 xlabel('Мнимая часть')
23 ylabel('Действительная часть')
24 zlabel('Время')
25
26 subplot(2,2,2)
27 plot(x,y), grid on, title('Проекция x-y')
28 xlabel('Действительная часть')
29 ylabel('Мнимая часть')
30
31 subplot(2,2,3)
32 plot(x,ts), grid on, title('Проекция x-z')
33 xlabel('Действительная часть')
34 ylabel('Время')
35
36 subplot(2,2,4)
37 plot(y,ts), grid on, title('Проекция y-z')
38 xlabel('Мнимая часть')
39 ylabel('Время')

```

Запускаем скрипт и анализируем полученные результаты (рисунок 2). Рассмотрим первый график: мы ви-

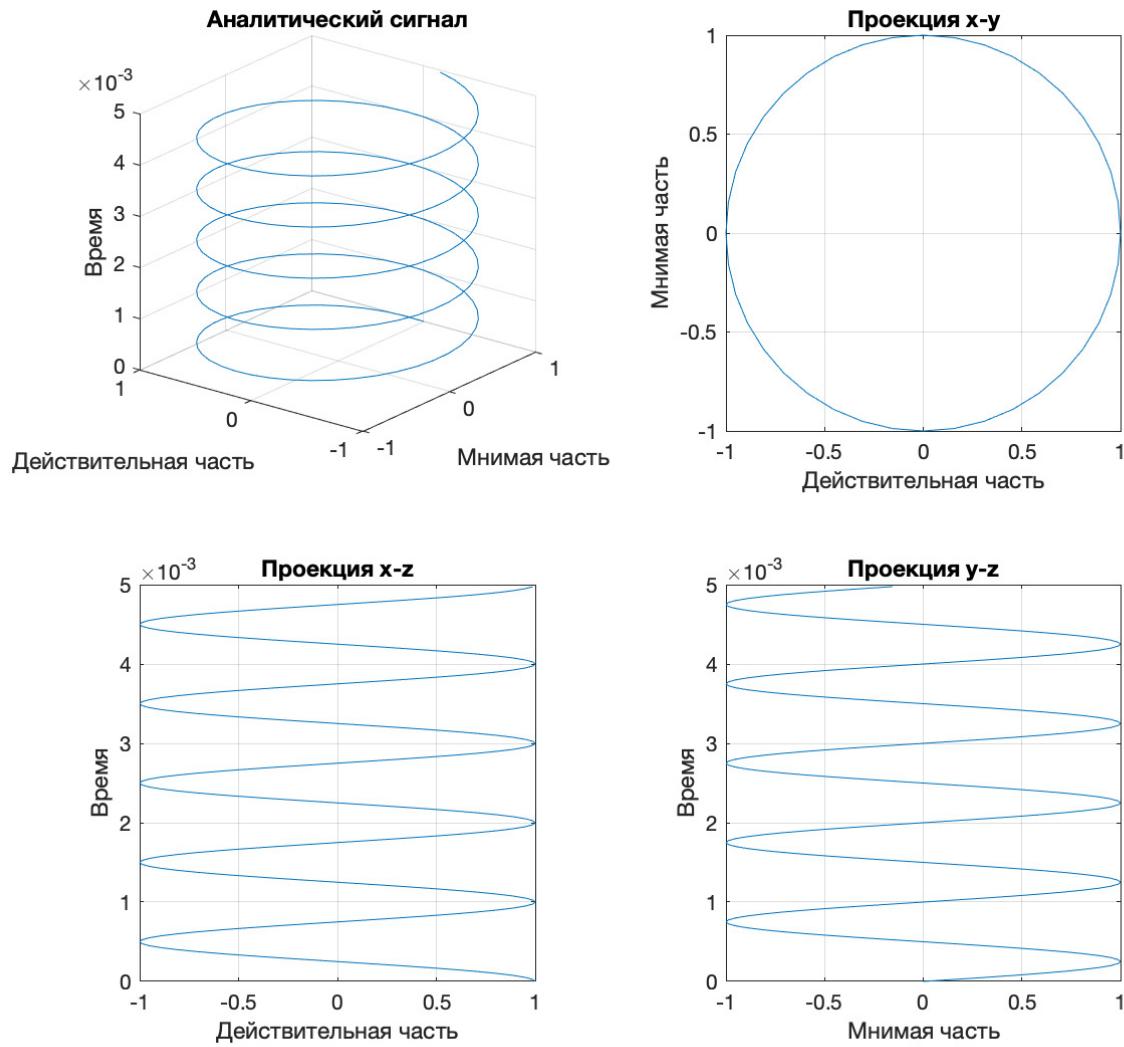


Рис. 2 – Аналитический сигнал

дим спираль, вращающуюся вокруг начала координат в плоскости  $x$ - $y$  и поднимающуюся «вверх» вдоль оси  $z$ . Спираль вращается против часовой стрелки, это значит, что частота сигнала положительная. Правее показана окружность – это проекция данной спирали на плоскость  $x$ - $y$ . Радиус данной окружности не изменяется и равен единице, а значит и амплитуда нашего сигнала на протяжении всего времени также не изменяется и равна единице. Ниже показаны проекции спирали на плоскости  $y$ - $z$  и  $x$ - $z$ : это и есть наши исходные косинусоидальный и синусоидальный сигналы.

Таким образом, любой дискретный сигнал можно представить в виде набора комплексных чисел:

$$S[n] = I[n] + jQ[n] \quad (1)$$

где:

- $I[n]$  - *In-Phase* – синфазная составляющая (действительная часть сигнала)
- $Q[n]$  - *Quadrature* – квадратурная составляющая (мнимая часть сигнала)

Мы уже работали с комплексными числами, когда анализировали результаты ДПФ. Например, для расчёта амплитуды сигнала необходимо найти модуль комплексного числа  $S[n]$ :

$$|S[n]| = \sqrt{I^2[n] + Q^2[n]} \quad (2)$$

А для расчёта фазы сигнала необходимо рассчитать арктангенс:

$$\phi[n] = \operatorname{arctg} \frac{Q[n]}{I[n]} \quad (3)$$

Теперь предположим что,

$$S[n] = A \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi) \quad (4)$$

где  $f_0$  – несущая частота сигнала,  $\phi$  – его фаза. Вспомним курс тригонометрии:

$$\cos(\alpha + \beta) = \cos(\alpha) \cos(\beta) - \sin(\alpha) \sin(\beta), \quad (5)$$

И преобразуем выражение (4):

$$A \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi) = A \cdot \cos(2\pi f_0 t) \cdot \cos(\phi) - A \cdot \sin(2\pi f_0 t) \cdot \sin(\phi) \quad (6)$$

Т.к. для комплексных чисел справедливо:

$$I = A \cdot \cos(\phi) \quad (7)$$

$$Q = A \cdot \sin(\phi) \quad (8)$$

Делаем замену в выражении (6):

$$A \cdot \cos(2\pi f_0 t + \phi) = I \cdot \cos(2\pi f_0 t) - Q \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (9)$$

И получаем ещё одну форму записи аналитического сигнала:

$$S[n] = I[n] \cdot \cos(2\pi f_0 t) - Q[n] \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (10)$$

Что такое аналитический сигнал – немного разобрались, теперь нужно понять, как его получить из привычного нам действительного сигнала. Этую задачу помогает решить **дискретное преобразование Гильберта**.

## 2 Дискретное преобразование Гильберта

Дискретное преобразование Гильберта представляет собой процедуру, которая на основе исходного сигнала  $x[n]$  формирует сигнал  $x_h[n]$ , сдвинутый по фазе относительно  $x[n]$  на  $90^\circ$ . Иными словами: данное преобразование представляет собой идеальный фазовращатель на  $90^\circ$ , который называется **фильтром Гильберта**.

Двигать фазу будем с помощью КИХ-фильтра. На предыдущих лекциях мы рассмотрели операцию свёртки, в случае с преобразованием Гильберта её можно записать следующим образом:

$$x_h[n] = x[n] * h[n] \quad (11)$$

где  $h[n]$  – импульсная характеристика фильтра Гильберта, а  $*$  обозначает операцию свёртки. Тогда, по теореме о свёртке, ДПФ выходного сигнала преобразования Гильберта есть произведение ДПФ исходного сигнала и ДПФ фильтра Гильберта:

$$X_h[\omega] = X[\omega] \cdot H[\omega] \quad (12)$$

Исходя из задачи сдвинуть фазу сигнала на  $90^\circ$ , можно сформулировать следующие требования к фильтру  $H[\omega]$ :

1. Все компоненты  $X[\omega]$  с положительными частотами должны быть сдвинуты на  $-90^\circ$
2. Все компоненты  $X[\omega]$  с отрицательными частотами должны быть сдвинуты на  $+90^\circ$

Или, если записать это в виде математического выражения:

$$H[\omega] = \begin{cases} j, & \text{при } \omega < 0. \\ 0, & \text{при } \omega = 0. \\ -j, & \text{при } \omega > 0. \end{cases} \quad (13)$$

Графическое представление АЧХ и ФЧХ  $H[\omega]$  из выражения (13) показано на рисунке 3. Следует обратить внимание, что т.к.  $H[0] = 0$ , преобразование Гильберта убирает из сигнала постоянную составляющую.

Возьмём аналитический сигнал:

$$s[n] = x[n] + jx_h[n] \quad (14)$$

Спектр данного сигнала с учётом (12) будет иметь вид:

$$S[\omega] = X[\omega] + jX_h[\omega] = X[\omega] + jX[\omega] \cdot H[\omega] \quad (15)$$

Подставим в это выражение  $H(\omega)$  из выражения (13), в результате получим:

$$S[\omega] = \begin{cases} X[\omega] + j \cdot j \cdot X[\omega], & \text{при } \omega < 0. \\ X[0], & \text{при } \omega = 0. \\ X[\omega] - j \cdot j \cdot X[\omega], & \text{при } \omega > 0. \end{cases} \quad (16)$$

Упростим выражение (16):

$$S[\omega] = \begin{cases} 0, & \text{при } \omega < 0. \\ X[0], & \text{при } \omega = 0. \\ 2 \cdot X[\omega], & \text{при } \omega > 0. \end{cases} \quad (17)$$

Из (17) можно сделать вывод: спектр аналитического сигнала при отрицательных частотах равен нулю, а при положительных частотах он равен спектру исходного сигнала, умноженному на 2. Т.к. постоянная составляющая нас не интересует,  $S[0]$  вычислять не будем.

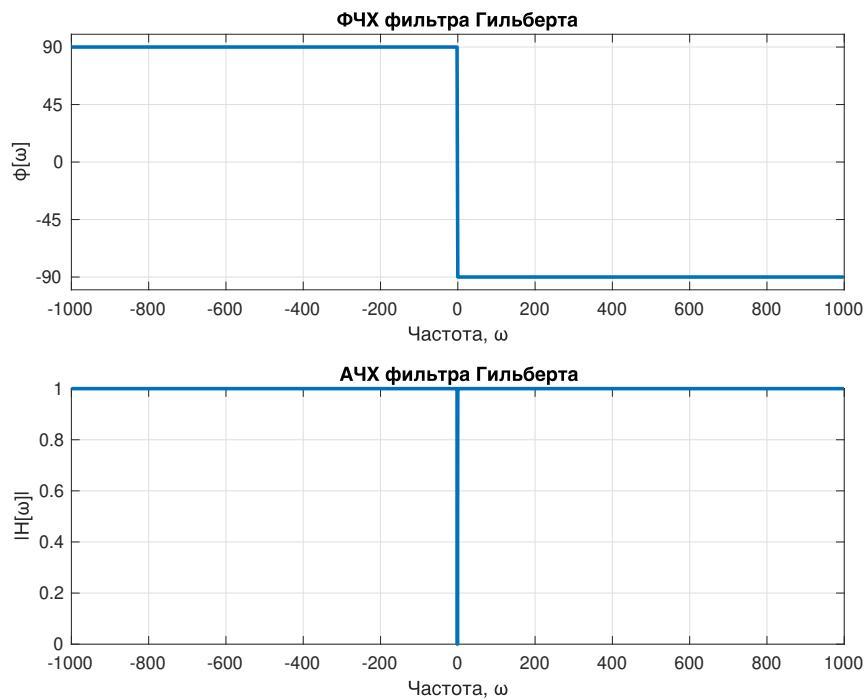


Рис. 3 – АЧХ и ФЧХ фильтра Гильберта

На основе вышесказанного разработаем алгоритм. Чтобы получить аналитический сигнал  $s[n]$ , заданный в выражении (14), из действительного сигнала  $x[n]$ , необходимо выполнить следующую последовательность действий:

1. Вычислить ДПФ от сигнала  $x[n]$ , в результате чего будет получен сигнал  $X[\omega]$ .
2. Определить индексы отрицательных  $f_n$  и положительных  $f_p$  частот  $X[\omega]$ .
3. Умножить на ноль (или приравнять к нулю) элементы с отрицательными частотами:  $S[f_n] = X[f_n] \cdot 0$ .
4. Умножить на 2 элементы с положительными частотами:  $S[f_p] = X[f_p] \cdot 2$ .
5. Вычислить ОДПФ от полученного в п.3 и п.4 сигнала  $S[\omega]$ , в результате будет получен искомый сигнал  $s[n]$ .

Проверим на практике? Разработаем скрипт, реализующий данный алгоритм (привязка кода к пунктам указанна в комментариях):

Листинг 3 – Вычисление аналитического сигнала с помощью ДПФ

```

1 clear, clc, close all
2
3 Fs = 40000;
4 ts = 0 : 1/Fs : 0.005-1/Fs;
5 N = length(ts);

```

```
6
7 % исходный сигнал
8 x = cos(2*pi*1000*ts);
9
10 % вычисление ДПФ, п. 1
11 X = fft(x);
12
13 % поиск индексов положительных и отрицательных частот, п. 2:
14 fp = 2:floor(N/2)+mod(N,2); % первая половина частот ДПФ - положительные
15 fn = ceil(N/2)+1+~mod(N,2):N; % вторая половина частот ДПФ - отрицательные
16
17 % применение выражения (17), п. 3 и п. 4:
18 S(fn) = X(fn)*0;
19 S(fp) = X(fp)*2;
20
21 % вычисление ОДПФ, п. 5:
22 s = ifft(S);
23
24 % строим графики:
25 subplot(2,1,1)
26 plot(x), grid on, title('Исходный сигнал x[n]')
27 xlabel('Время')
28 ylabel('Амплитуда')
29
30 subplot(2,1,2)
31 plot(real(s)), grid on, hold on
32 plot(imag(s)), grid on, title('Аналитический сигнал s[n]')
33 xlabel('Время')
34 ylabel('Амплитуда')
35 legend({'Действительная часть'; 'Мнимая часть'})
```

В результате выполнения скрипта получим графики, которые представлены на рисунке 4. Сверху – исходный сигнал  $x[n]$ , снизу – действительная и мнимая часть полученного аналитического сигнала  $s[n]$ . Можно сравнить графики, полученные в данном примере, с графиками из листинга 1 (рисунок 1). Результаты получились идентичные, из чего можно сделать вывод о корректности работы алгоритма.

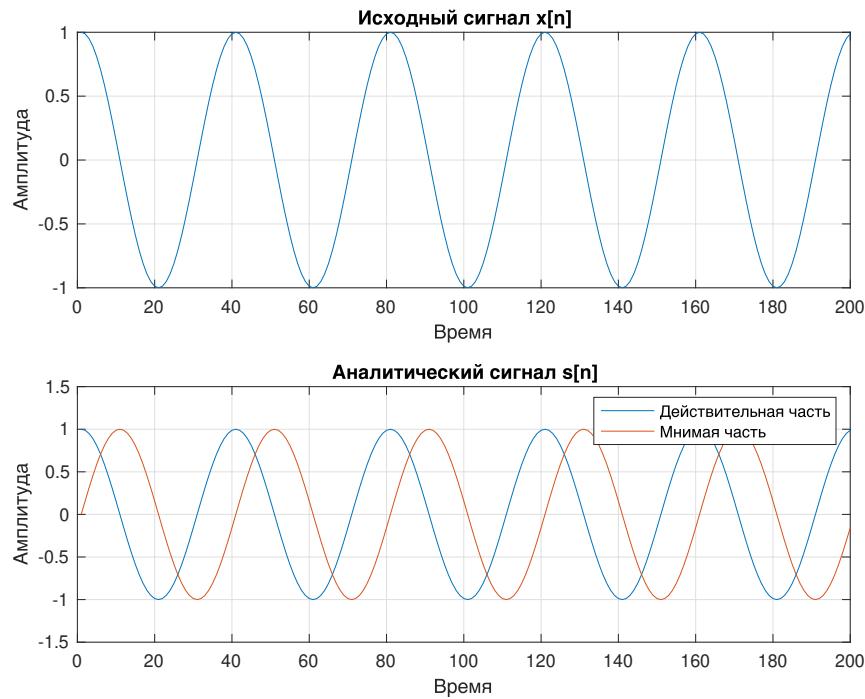


Рис. 4 – Вычисление аналитического сигнала с помощью ДПФ

### 3 Дискретный фильтр Гильберта

Для того, чтобы можно было использовать фильтр Гильберта как классический цифровой фильтр, нужно рассчитать его импульсную характеристику, а затем подставить её в выражение (11). Расчёт импульсной характеристики цифрового фильтра мы уже проводили на одной из предыдущих лекций: для этого нам нужно взять частотную характеристику фильтра  $H[\omega]$  из выражения (13) и взять от неё ОДПФ.

Запишем выражение ОДПФ для непрерывного сигнала:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(f) e^{j2\pi f t} df \quad (18)$$

Вместо частоты в Герцах будем использовать круговую частоту:  $\omega = 2\pi f$ , тогда  $df = d\omega \frac{1}{2\pi}$ . Т.к. частотная характеристика дискретной системы периодична и повторяется с периодом частоты дискретизации  $f_s$  (или  $\omega_s$ ), пределы интегрирования установим от  $-\omega_s/2$  до  $+\omega_s/2$ :

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (19)$$

Теперь разобьём интервал интегрирования на две области:  $-\omega_s/2$  до 0 и от 0 до  $+\omega_s/2$ :

$$\begin{aligned}
 h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^0 j e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\omega_s/2} -j e^{j\omega t} d\omega = \\
 &= \frac{j}{2\pi jt} \left[ e^{j\omega t} \Big|_{-\omega_s/2}^0 - e^{j\omega t} \Big|_0^{+\omega_s/2} \right] = \\
 &= \frac{1}{2\pi t} \left[ e^{j0} - e^{-j\omega_s t/2} - e^{j\omega_s t/2} + e^{j0} \right] = \\
 &= \frac{1}{2\pi t} [2 - 2 \cos(\omega_s t/2)] = \frac{1}{\pi t} [1 - \cos(\omega_s t/2)]
 \end{aligned} \tag{20}$$

Следует обратить внимание, что при  $t = 0$  получается неопределённость  $0/0$ , решить её можно с помощью правила Бернулли—Лопиталя:

$$\lim_{x \rightarrow 0} \frac{[\cos(\omega_s t/2)]'}{(\pi t)'} = \lim_{x \rightarrow 0} \frac{\omega_s t \sin(\omega_s t/2)}{2\pi} = 0 \tag{21}$$

Откуда можно сделать вывод, что  $h(0) = 0$ . Для дискретного сигнала результат выражения (20) будет выглядеть следующим образом:

$$h[n] = \frac{1}{\pi n t_s} [1 - \cos(\omega_s n t_s / 2)] \text{ при } n \neq 0; h[n] = 0 \text{ при } n = 0 \tag{22}$$

Т.к.  $\omega_s = 2\pi f_s$ , а  $t_s = 1/f_s$ , получим:

$$h[n] = \frac{f_s}{\pi n} [1 - \cos(\pi n)] \text{ при } n \neq 0; h[n] = 0 \text{ при } n = 0 \tag{23}$$

Построим график импульсной характеристики фильтра Гильберта  $h[n]$  для 32 отсчётов и  $f_s = 1$ :

Листинг 4 – Исследование фильтра Гильберта, часть 1

```

1 clear,clc,close all
2
3 N = 32;
4 n = -N/2:N/2-1;
5
6 h = 1./(pi*n).*(1-cos(pi*n));
7 h(N/2+1) = 0;
8
9 stem(n,h), grid on, title('Импульсная характеристика фильтра Гильберта')
10 xlabel('n'), ylabel('h[n]')
11 xlim([-N/2 N/2-1])

```

Результат представлен на рисунке 5. Теперь проанализируем АЧХ и ФЧХ полученного фильтра:

Листинг 5 – Исследование фильтра Гильберта, часть 2

```

12 figure;
13 % расчёт ДПФ и частотной оси

```

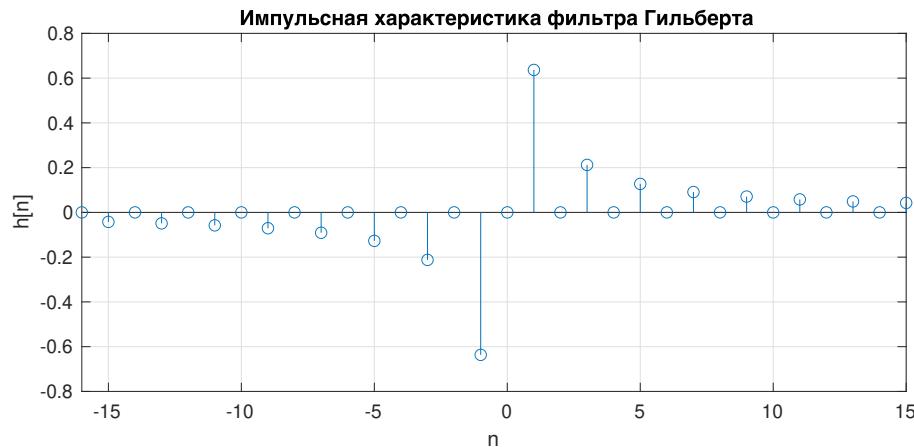


Рис. 5 – Импульсная характеристика фильтра Гильберта из 32 отсчётов

```

14 H = fft(h);
15 f = (-N/2:N/2-1)*1/N;
16 % так как мы сдвинули h по оси x из отрицательной области
17 % на половину его длины вправо,
18 % применяем теорему о сдвиге ДПФ:
19 H = H.*exp(-1i*2*pi*f*N/2);
20
21 subplot(2,1,1)
22 plot(f,abs(H), 'o-' ), grid on
23 title('АЧХ фильтра Гильберта')
24 xlabel('\omega/\pi')
25 ylabel('|H[\omega]|')
26
27 phases=[-90;-45;0;45;90];
28 subplot(2,1,2)
29 plot(f,angle(H)*180/pi, 'o-' ), grid on
30 title('ФЧХ фильтра Гильберта')
31 xlabel('\omega/\pi')
32 ylabel('\phi(\omega)')
33 set(gca, 'YTick', phases)

```

Результат выполнения скрипта показан на рисунке 6. Следует обратить внимание, что  $H[0] = 0$  – это особенность КИХ-фильтра с антисимметричной импульсной характеристикой. В нашем случае количество отсчётов фильтра чётное, в случае нечётного количества отсчётов мы также будем наблюдать  $H[\omega_s/2] = 0$ . В связи с этим, на низких частотах АЧХ фильтра заваливается, что будет плохо сказываться на преобразовании низкочастотных составляющих. Также, в области полосы пропускания мы наблюдаем пульсации АЧХ – это

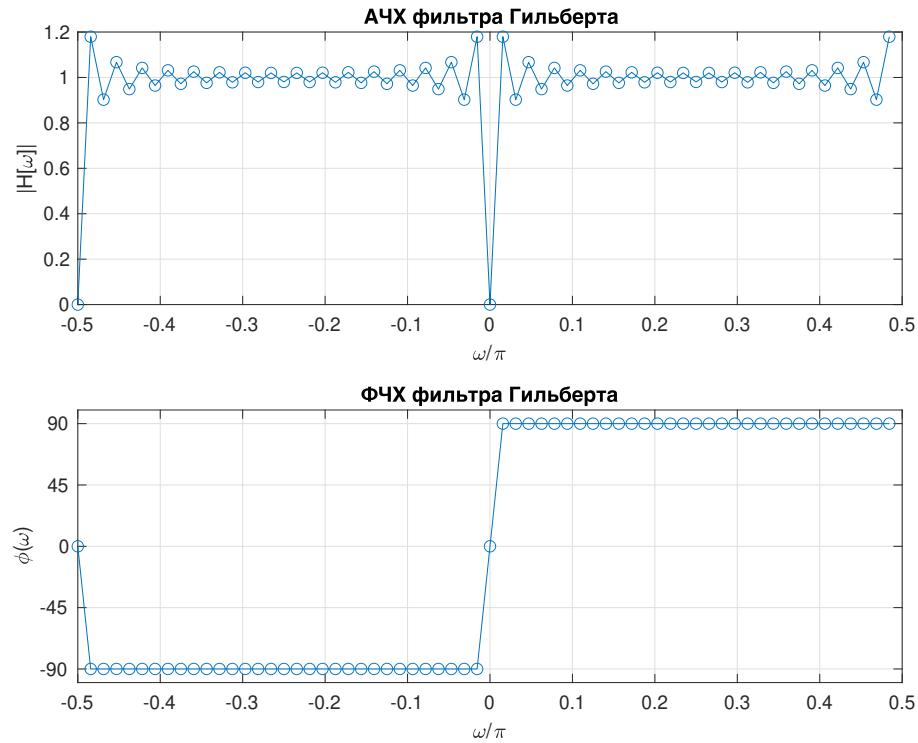


Рис. 6 – АЧХ и ФЧХ спроектированного фильтра Гильберта из 32 отсчётов

эффект Гиббса, который мы изучали на лекции по цифровым фильтрам. Как с этим бороться, мы уже знаем: увеличить порядок фильтра и использовать взвешивание окном. Что мы и сделаем: на рисунке 7 показаны АЧХ и ФЧХ фильтра Гильберта, взвешенного окном Хэмминга для  $N = 32$ ,  $N = 64$  и  $N = 512$  отсчётов.

Из графиков видно, что увеличение количества отсчётов и взвешивание импульсной характеристики фильтра Гильберта окном приводит к улучшению АЧХ и ФЧХ фильтра. Теперь полученные коэффициенты можно смело подставлять в выражение (11) и вычислять преобразование Гильберта  $x_h[n]$  через операцию свёртки.

Однако, есть ещё один момент: сигнал, прошедший через КИХ-фильтр, задерживается на  $D = (K - 1)/2$  отсчётов, где  $K$  – порядок цифрового фильтра. Поэтому, чтобы скомпенсировать линейную фазовую задержку выходного сигнала  $x_h[n]$  относительно входного  $x[n]$ , входной сигнал необходимо задержать на  $D$  отсчётов. Рассмотрим пример для фильтра Гильберта 128 порядка (листинг 6).

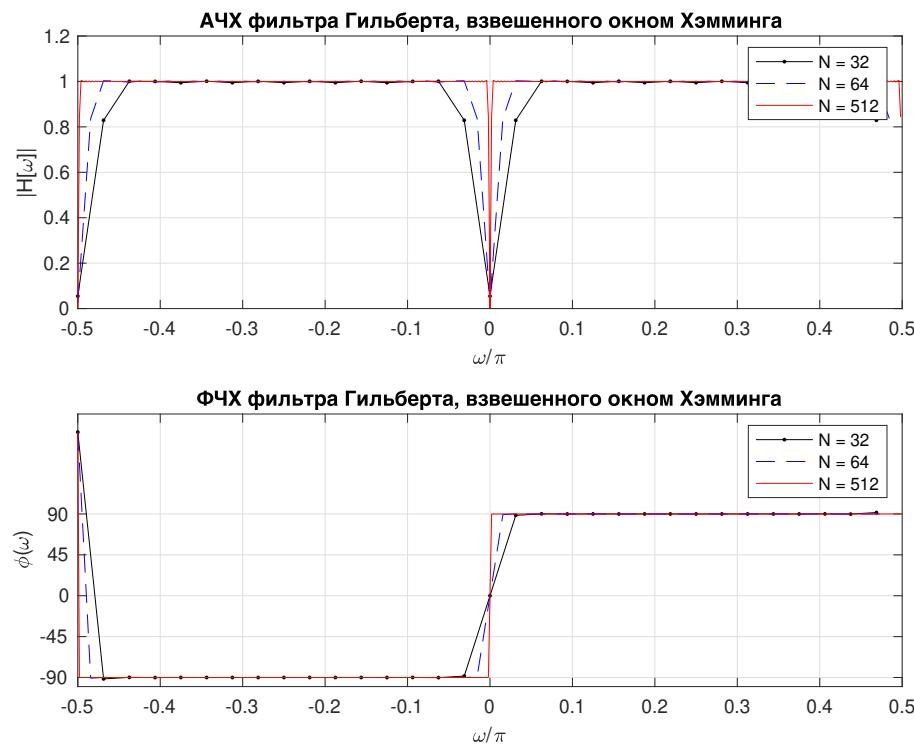


Рис. 7 – АЧХ и ФЧХ фильтра Гильберта, взвешенного окном Хэмминга для разного количества отсчётов

Листинг 6 – Применение разработанного фильтра Гильберта к сигналу 1кГц

```

1 clear,clc,close all
2 Nh= 128;
3 n = -Nh/2:Nh/2-1;
4 h = 1./(pi*n).*(1-cos(pi*n));
5 h(Nh/2+1) = 0;
6 h = h.*hamming(Nh)';
7
8 % формируем сигнал с частотой кГц1
9 fs = 40000;
10 ts = 0 : 1/fs : 0.01-1/fs;
11 N = length(ts);
12 x = cos(2*pi*1000*ts);
13
14 % операция свёртки
15 y = conv(x,h);
16 % расчёт необходимой задержки основного сигнала
17 D = round((Nh-1)/2);

```

```

18 % временной сдвиг основного сигнала
19 xd = [zeros(1, D), x];
20
21 % отображение результатов
22 subplot(2,1,1)
23 plot(x), grid on, title('Исходный сигнал')
24 xlabel('Время')
25 ylabel('Амплитуда')
26 xlim([0 500])
27
28 subplot(2,1,2)
29 plot(xd), grid on, hold on
30 plot(y), title('Применение разработанного фильтра Гильберта к сигналу 1кГц')
31 xlabel('Время')
32 ylabel('Амплитуда')
33 legend({'Действительная часть'; 'Мнимая часть'})
34 xlim([0 500])

```

Результат выполнения скрипта показан на рисунке 8. Из графика видно, что сформированная мнимая

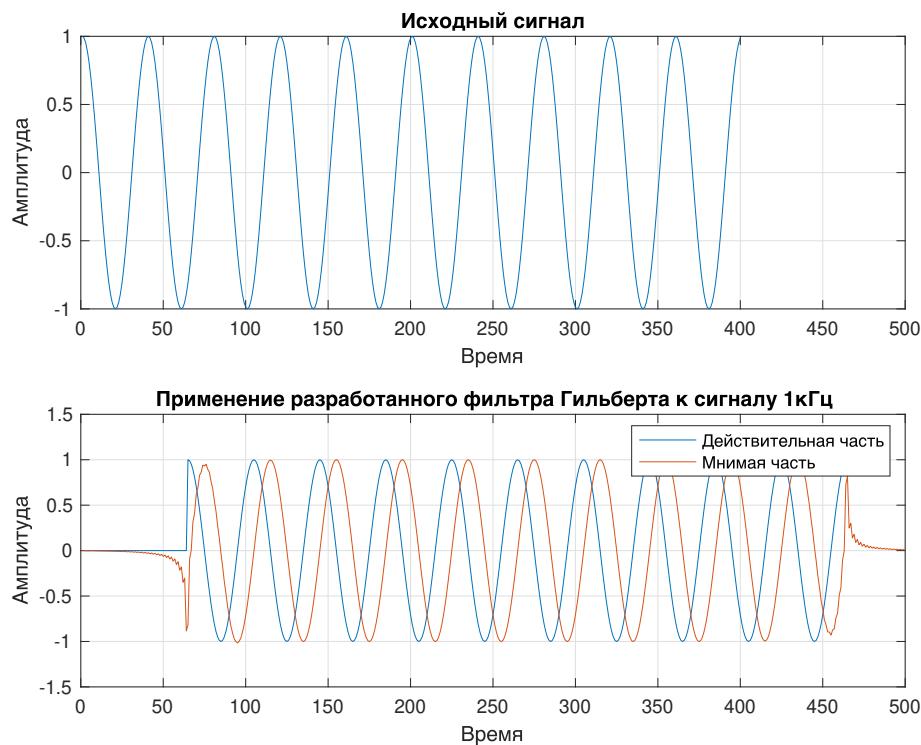


Рис. 8 – Применение разработанного фильтра Гильберта к сигналу 1кГц и компенсация фазовой задержки

часть сигнала (оранжевый график снизу) имеет задержку относительно начала координат на 63 отсчёта, на которую также была сдвинута действительная часть сигнала (синий график снизу). В результате получили два синусоидальных сигнала, сдвинутых друг относительно друга на  $90^\circ$ , которые являются компонентами аналитического сигнала.

## 4 Получение огибающей сигнала

Что такое преобразование Гильберта, разобрались. Но у многих наверняка до сих пор есть вопросы: «Зачем оно нужно? Ну получили сигнал, сдвинутый на  $90^\circ$ , и что?». Рассмотрим один из примеров применения: получение огибающей модулированного сигнала.

Создадим несущий сигнал частотой 1 кГц, который будет модулирован частотой 50 Гц и построим его график:

Листинг 7 – Получение огибающей сигнала, часть 1

```

1 clear, clc, close all
2
3 fs = 40000;
4 ts = 0 : 1/fs : 0.05-1/fs;
5 N = length(ts);
6
7 % несущая частота
8 fc = cos(2*pi*1000*ts);
9 % модулирующий сигнал
10 fm = sin(2*pi*50*ts);
11 % модулированный сигнал
12 x = fc.*fm;
13
14 plot(ts,x), grid on, title('Амплитудномодулированный - сигнал')
15 xlabel('Время'), ylabel('Амплитуда')
```

График полученного сигнала показан на рисунке 9. Теперь разработаем ФНЧ со следующими параметрами:

- $F_s = 40000$  Гц
- $F_{pass} = 500$  Гц
- $F_{stop} = 2000$  Гц
- $A_{stop} = 60$  дБ

Затем возьмём модуль модулированного сигнала  $x$  и применим к нему вышеуказанный фильтр (функцию фильтра я здесь показывать не буду, она генерируется с помощью пакета filterDesigner):

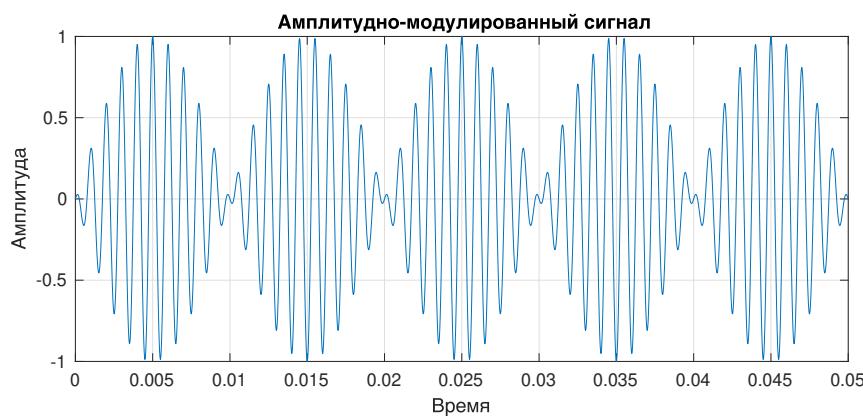


Рис. 9 – Несущая 1 кГц, модулированная сигналом 50 Гц

Листинг 8 – Получение огибающей сигнала, часть 3

```

16 %% Использование ФНЧ
17 lp_f = lp_filter;
18 y = filter(lp_f.Numerator, 1, abs(x));
19
20 figure
21 plot(ts,x), grid on, hold on
22 plot(ts,y), ylim([-1 1])
23 title('Получение огибающей с помощью ФНЧ')
24 xlabel('Время'), ylabel('Амплитуда')
25 legend({'Несущая частота'; 'Огибающая'})

```

Получим график, показанный на рисунке 10. Из графика видно, что огибающая (оранжевый сигнал) напо-

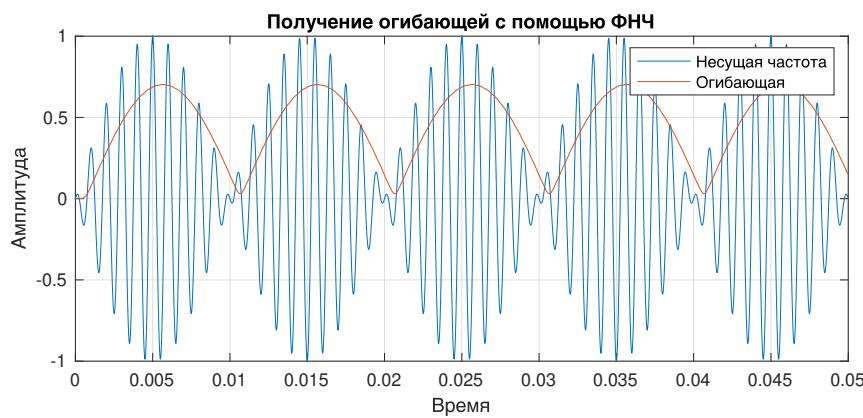


Рис. 10 – Получение огибающей с помощью ФНЧ

минает реальную огибающую нашего сигнала только отдалённо. Если мы будем менять параметры фильтра, мы всё равно не сможем получить идеальный сигнал, повторяющий модуль синусоиды 50 Гц с единичной амплитудой. Попробуем применить полученные сегодня знания и получить огибающую сигнала с помощью

преобразования Гильберта:

Листинг 9 – Получение огибающей сигнала, часть 3

```

26 %% Преобразование Гильберта
27 z = hilbert(x);      % стандартная функция SP Toolbox
28
29 figure
30 plot(ts,x), grid on, hold on
31 plot(ts,abs(z)), ylim([-1 1])
32 title('Получение огибающей с помощью преобразования Гильберта')
33 xlabel('Время'), ylabel('Амплитуда')
34 legend({'Несущая частота'; 'Огибающая'})

```

Результат показан на рисунке 11.

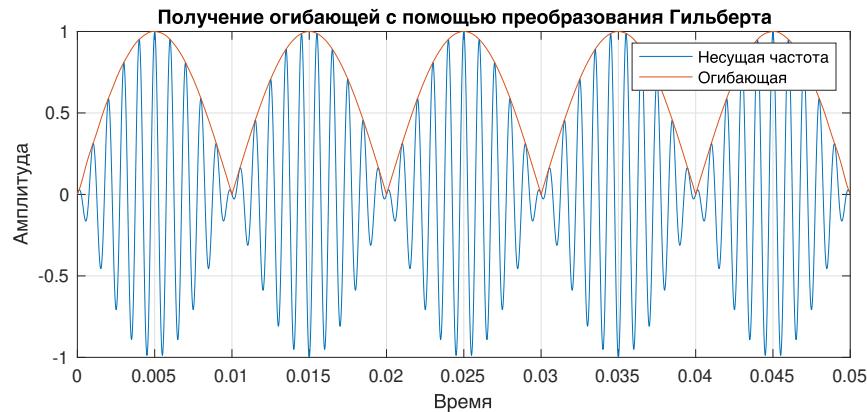


Рис. 11 – Получение огибающей с помощью преобразования Гильберта

Другое дело, правда?

## 5 Выводы

Итак, мы рассмотрели два способа расчёта аналитического сигнала:

1. Через прямое и обратное ДПФ.
2. Через операцию свёртки с использованием импульсной характеристики фильтра Гильберта.

Первый способ даёт меньше искажений, однако требует большего количества математических операций. Второй способ более простой с точки зрения вычислений, однако не обеспечивает полное подавление отрицательных частот и плохо работает в области низких частот.

Также на практике показали, как можно применить преобразование Гильберта для получения огибающей модулированного сигнала.