

## Выбор и расчет основных параметров цифрового согласованного фильтра ЛЧМ – сигнала

Для начала обосную свои технические условия.

1. Девиация частоты:  $W_f = 5 \text{ МГц}$
2. Длительность ЛЧМ – импульса:  $\tau_u = 0,2 \text{ мкс}$
3. Коэффициент сжатия:  $K_{сж} = 50$ .
4. Динамический диапазон сжатого импульса:  $45 \text{ дБ}$

С увеличением коэффициента  $K_{сж}$  амплитудный спектр ЛЧМ – импульса становится все более равномерным в пределах определенной полосы частот, а на границах полосы резко спадает. Из теории известно, что при  $K_{сж} = 10$  почти 95% всей энергии заключено в этой определенной полосе частот, а при  $K_{сж} = 100$  эта доля превосходит 98%. Практически амплитудный спектр ЛЧМ – сигнала можно считать прямоугольным при  $K_{сж} \geq 30$ . Для оптимальности значений параметров фильтра принял  $K_{сж} = 50$ .

Длительность сжатого ЛЧМ - импульса  $\tau_u = 0,2 \text{ мкс}$ , а соответственно длительность не сжатого ЛЧМ – импульса определяется по формуле:

$$\tau_{u.изл} = \tau_u \cdot K_{сж} = 0,2 \text{ мкс} \cdot 50 = 10 \text{ мкс}$$

Девиация частоты — наибольшее отклонение мгновенной частоты модулированного радиосигнала при частотной модуляции от значения его несущей частоты. Определяется по формуле:

$$W_f \cong \frac{1}{\tau_u} = \frac{1}{0,2 \cdot 10^{-6}} = 5 \text{ МГц}.$$

Для выбора и характеристики АЦП часто используется число децибел динамического диапазона на один разряд преобразования

$$n_d = 20 \lg \frac{d}{v} = 20 \lg \frac{d}{3,321} \lg d \approx 6 \text{ дБ/разряд}.$$

А сам динамический диапазон сжатого импульса нужен для определения разрядности АЦП. В моем случае количество разрядов АЦП равно 8.

Произведу расчет основных параметров, таких как период дискретизации  $t_d$  и весовые коэффициенты  $H_l$  (отсчеты  $H(t)$ ).

С целью эффективного сжатия ЛЧМ – сигналов необходимо при проектировании ЦСФ выбрать период дискретизации

$$t_d = \frac{1}{2W_f} = \frac{1}{2} \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 0,1 \text{ мкс}.$$

Конкретизация алгоритмов ЦСФ определяется видом обрабатываемых сигналов. Так, для линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала комплексная огибающая

$$S(t) = \exp(j\beta t^2) = \cos \beta t^2 + j \sin \beta t^2, \text{ где } 0 < t \leq \tau,$$

$$\beta = \frac{\pi W_f}{\tau_{\text{и.изл}}} = \frac{3,14 \cdot 5 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^{-6}} = 1,57 \cdot 10^{12}, \text{ где } W_f \text{ – девиация частоты сигнала.}$$

Тогда комплексная огибающая ИХ СФ

$$H(t) = S(\tau - t) = \cos[\beta(\tau - t)^2] + j \sin[\beta(\tau - t)^2],$$

А соответствующие ЦСФ отсчеты  $H(t)$  в дискретные моменты времени  $t_l = lt_d$

$$H_l = \cos[\beta t_d^2 (n - l)^2] + j \sin[\beta t_d^2 (n - l)^2].$$

Где  $l$  можно выбирать в интервале от 1 до  $n$ , где  $n$  рассчитывается по формуле

$$n = \frac{\tau_{\text{и.изл}}}{t_d} = 100$$

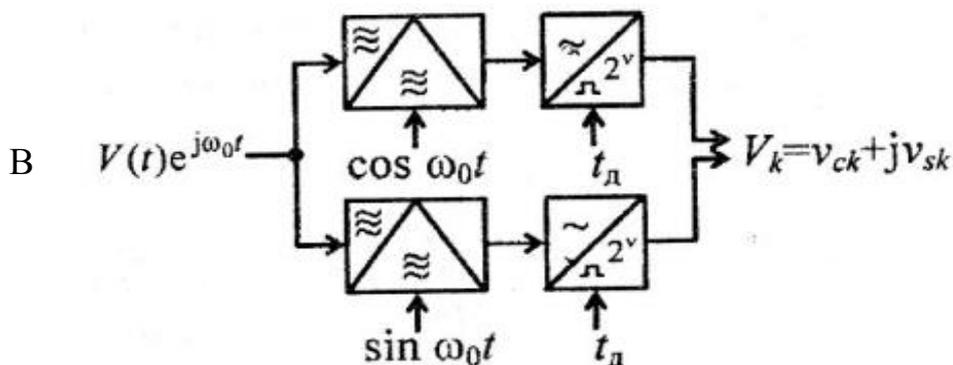
Рассчитаю  $H_l$  для 10 разных значений

$l=1; 5; 15; 25; 35; 45; 55; 65; 75; 100$ .

$l$	1	5	15	25	35	45	55	65	75	100
$t_l, \text{мкс}$	0,1	0,5	1,5	2,5	3,5	4,5	5,5	6,5	7,5	10
$H_l$	-0,999 +j0,038	-0,947 -j0,322	0,945 +j0,327	0,94 +j0,339	-0,937 -j0,349	-0,934 -j0,358	0,927 +j0,375	0,928 +j0,371	-0,927 -j0,376	1

## Разработка функциональной (структурной) схемы фильтра

При цифровой обработке радиолокационных сигналов временной дискретизации подвергается случайный узкополосный процесс на выходе аналоговой части приемника при  $\Delta f/f_0 \ll 1$ , где  $\Delta f$  - ширина спектра исходного процесса,  $f_0$  - центральная частота. Это позволяет аналогично использовать комплексное представление исходного процесса в виде аналитического сигнала  $V(t)e^{j\omega_0 t}$  с комплексной огибающей  $V(t) = v_0(t)e^{j\psi(t)}$  содержащей радиолокационную информацию в огибающей  $v_0(t)$  и фазе  $\psi(t)$ . Данную операцию выполняют фазовые детекторы совместно с включенными на их выходах фильтрами нижних частот, подавляющими все высшие гармоники и пропускающие без искажений низкочастотные квадратурные составляющие процесса, которые и подлежат дискретизации в АЦП.



соответствии с теоремой отсчетов для двумерного сигнала периоды дискретизации квадратурных составляющих  $v_c(t)$  и  $v_s(t)$ , которые могут быть получены умножением исходного процесса на два ортогональных гетеродинных напряжения с частотой  $f_0$ , определяются максимальными частотами их спектров, которые одинаковы и равны  $f_{max}$ . Тогда выборки каждой квадратурной составляющей должны производиться одновременно и через одинаковые интервалы  $t_d$ . Для ЛЧМ - сигнала максимальная частота спектра определяется девиацией частоты  $W_f$ , т.е.  $f_{max} \approx W_f$ . Тогда  $t_d \leq \frac{1}{f_{max}} \approx \frac{1}{W_f} \approx 0,2 \text{ мкс}$ , а число парных выборок, приходящихся на длительность сигнала  $\tau$ , составит  $n = n_{cs} \geq W_f \tau_{u.uzl} = 50$ , но практически период дискретизации выбирается в 2...3 раза меньше, с целью эффективного сжатия ЛЧМ – сигналов, тогда  $t_d = \frac{1}{2W_f} = \frac{1}{2} \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 0,1 \text{ мкс}$ . Время дискретизации нужно для того чтобы знать через какое время производятся выборки квадратурной составляющей  $v_s(t)$ .

Для выбора характеристики АЦП часто используется число децибел динамического диапазона на один разряд преобразования  $n_d = 20 \lg \frac{d}{v} = 20 \lg \frac{d}{3,321} \lg d \approx 6 \text{ дБ/разряд}$ .

Динамический диапазон задан в ТЗ и равен 45дБ, следовательно, количество разрядов равно 8. Количество ячеек памяти 450.

Цифровой согласованный фильтр – это цифровой фильтр с отсчетами комплексной огибающей импульсной характеристики (ИХ)

$$H_l = H(lt_d) = h_{cl} + jh_{sl} = s[(n-l)t_d] = s_{c,n-l} + js_{s,n-l}, l = 1, 2, \dots, n, (5.3.1)$$

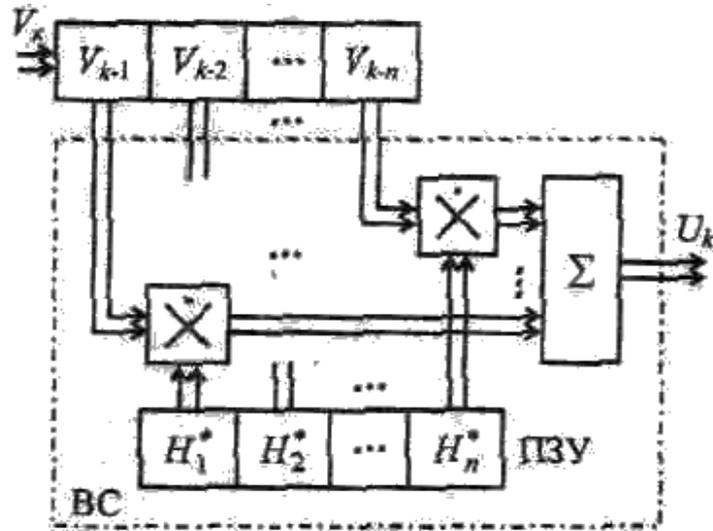
Где  $n = n_s = \frac{\tau_{u.uzl}}{t_d} = 100$  – число дискретных отсчетов ожидаемого сигнала.

ЦСФ реализует весовую обработку поступающих от АЦП в дискретные моменты времени  $t_k = kt_d$  отсчетов комплексной огибающей входных

данных  $V_k = v_{ck} + jv_{sk}$ . Согласно (5.5.1) отсчеты комплексной огибающей ИХ ЦСФ  $H_l = h_{cl} + jh_{sl}$ . Для сигнала на выходе ЦСФ запишем

$$U_k = u_{ck} + ju_{sk} = 1/2 \sum_{l=1}^n H_l^* V_{k-l} . \quad (5.5.2)$$

Структурная схема реализации алгоритма (5.3.2) приведена на рис. 5.3.1.

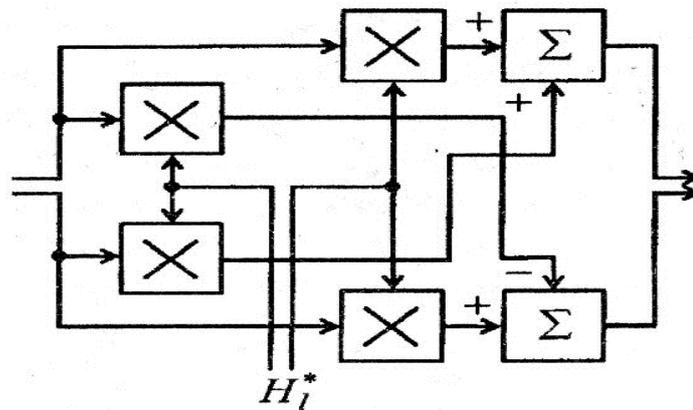


При согласованной фильтрации сложных эхо-сигналов необходимо учитывать эффект Доплера, который в случае ЛЧМ - сигналов приводит к искажениям и временному сдвигу сжатого импульсов. Для ЛЧМ с базой не более 10000 искажения отсутствуют, что позволяет использовать одноканальный ЦСФ, какой и представлен на рис. 5.3.1.

Схема состоит из запоминающего устройства ЗУ входных данных  $V_k$  и весового сумматора ВС содержащего  $n$  комплексных умножителей ( $\times$ ), комплексный сумматор и постоянное запоминающее устройство ПЗУ коэффициентов  $H_l^*$ . Отсчеты  $V_{k-l}$  сдвигаются в ячейках ЗУ с периодом  $t_d$ , что позволяет осуществлять их скользящую вдоль дальности весовую обработку в реальном масштабе времени, т. е. синхронно с поступлением эхо-сигналов.

В каждом комплексном умножителе (рис. 5.3.2) реализуются операции:

$$H_l^* V_{k-l} = (g_{cl} - jg_{sl})(v_{c,k-l} + jv_{s,k-l}) = h_{cl}v_{c,k-l} + h_{sl}v_{s,k-l} + j(h_{cl}v_{s,k-l} - h_{sl}v_{c,k-l}).$$



В комплексном сумматоре осуществляется раздельное суммирование действительных и мнимых проекций взвешенных отсчетов.

Дальнейшая конкретизация алгоритмов ЦСФ определяется видом обрабатываемых сигналов. Так, для линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала комплексная огибающая

$$S(t) = \exp(j\beta t^2) = \cos \beta t^2 + j \sin \beta t^2, \text{ где } 0 < t \leq \tau,$$

$$\beta = \frac{\pi W_f}{\tau_{\text{изл}}} = \frac{3,14 \cdot 5 \cdot 10^6}{10 \cdot 10^{-6}} = 1,57 \cdot 10^{12}, \text{ где } W_f \text{ — девиация частоты сигнала.}$$

Тогда комплексная огибающая ИХ СФ

$$H(t) = S(\tau - t) = \cos[\beta(\tau - t)^2] + j \sin[\beta(\tau - t)^2],$$

А соответствующие ЦСФ отсчеты  $H(t)$  в дискретные моменты времени  $t_l = lt_d$

$$H_1 = \cos[\beta t_d^2 (n - l)^2] + j \sin[\beta t_d^2 (n - l)^2].$$

Как говорилось ранее, с целью эффективного сжатия ЛЧМ – сигнала необходимо при проектировании ЦСФ выбирать период дискретизации

$$t_d = \frac{1}{2 \dots 3} W_f .$$