

Модель совместного слежения за фазой несущей и кодовой последовательности

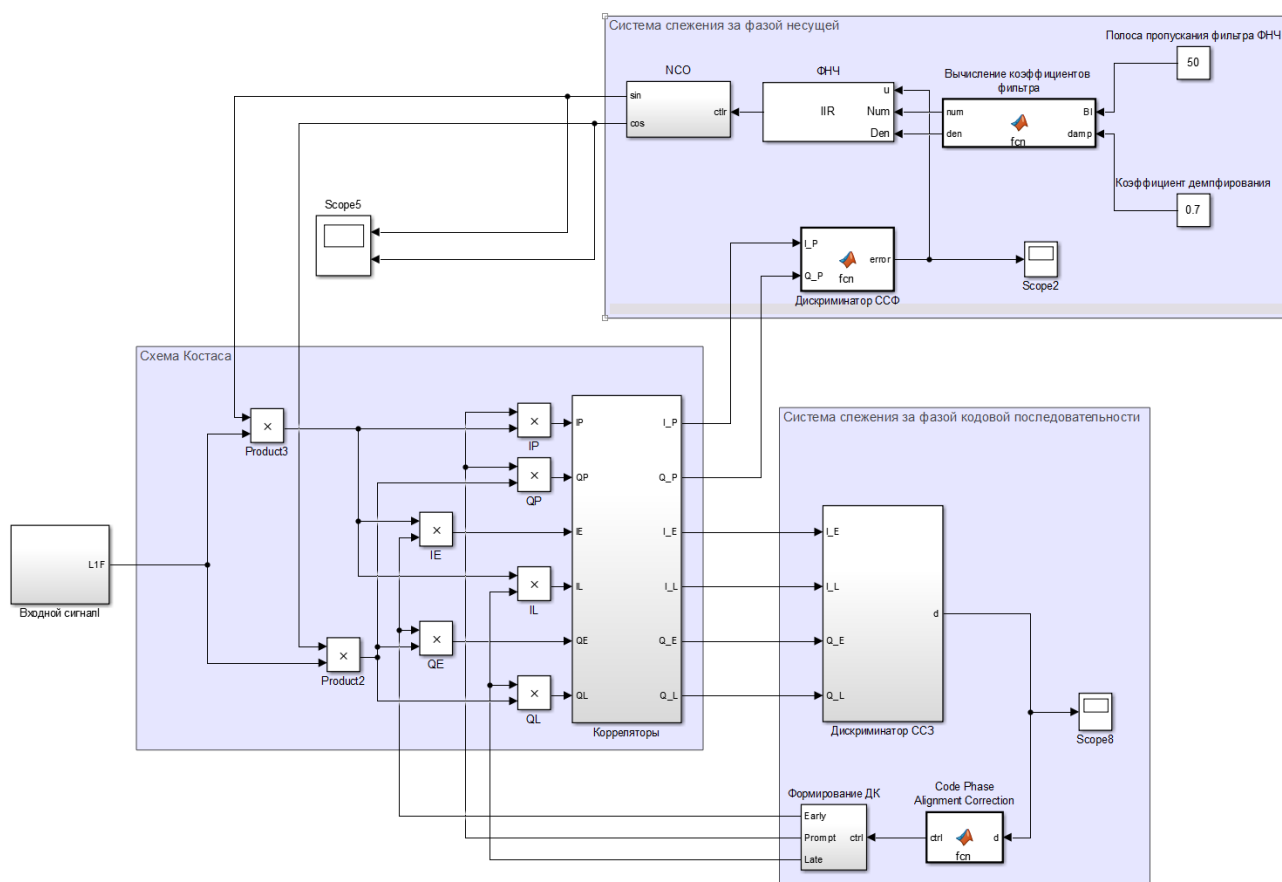


Рисунок 1 – Модель совместного слежения за фазой несущей и кодовой последовательности

1 Назначение модели

Данная модель призвана получить функциональную схему совместного слежения, результаты которой могут быть интерпретированы в код VHDL для интерпретирования теоретических результатов на аппаратной платформе.

2 Формирование входного сигнала

Входной сигнал формируется посредством построения схемы формирования сигнала типа BPSK. Для этого используется блок «PN Sequence generator» со следующими настройками (Рис. 2)

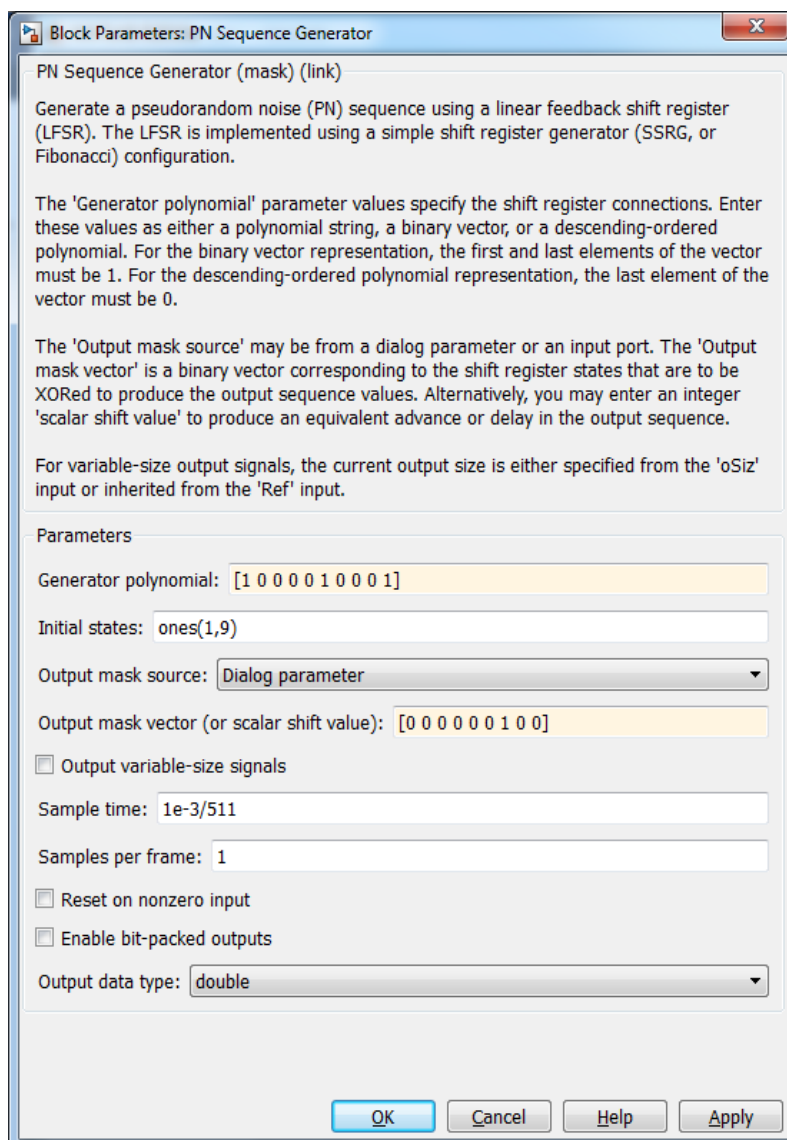


Рисунок 2 – Значения блока «PN Sequence generator»

Определяемые значения соответствуют структуре сигнала ГЛОНАСС ПТ из ИКД Глонасс.

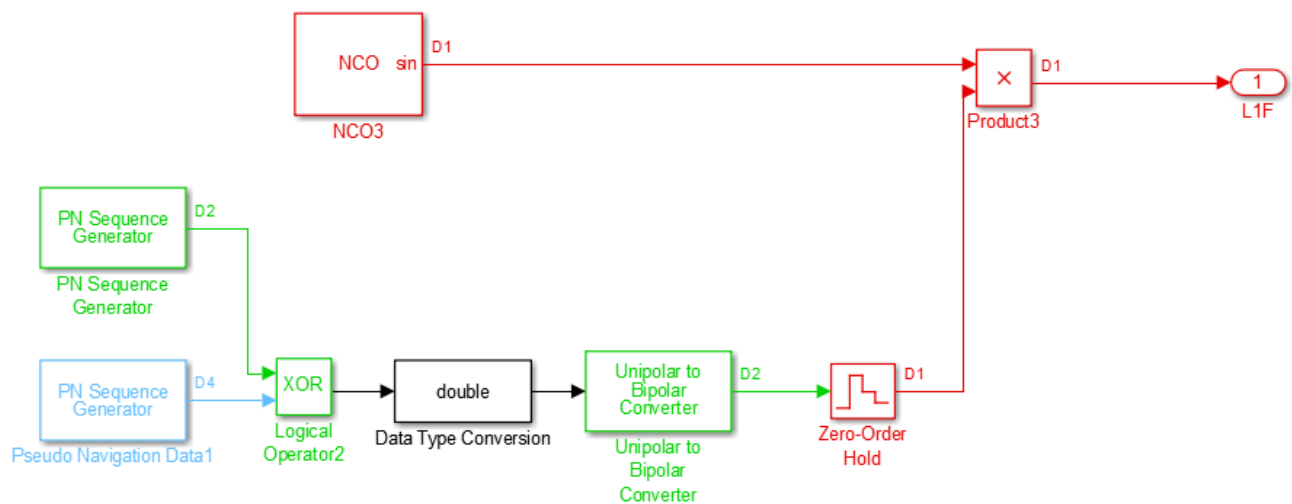


Рисунок 3 – Модуль формирования сигнала

Далее сформированная дальномерная последовательность с выхода D2 «смешивается» с цифровой информацией (псевдоцифровой информацией с выхода D4). На выходе тип данных - boolean, который преобразуется к данным типа double.

Последовательность представлена типа unipolar {1,0}, по выходу блока «Unipolar to bipolar converter» в последовательность из ансамбля {1,-1}.

Последовательность оцифровывается с частотой дискретизации 122.76 МГц блоком «zero-order hold».

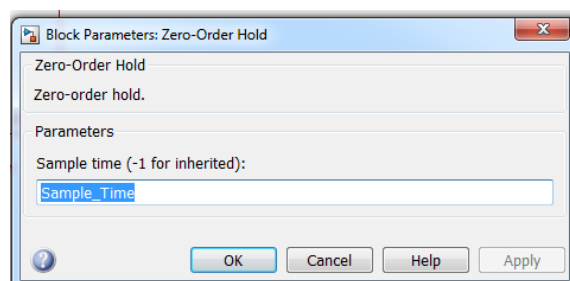


Рисунок 4 – Параметры блока «Zero-order hold»

Значение переменной «Sample_Time» берется из Model properties во вкладке Callbacks.

Для формирования гармонического сигнала используется «NCO (Numerically controlled oscillator)».

Значения данного блока:

Phase increment - инкремент фазы, значение которого определяется исходя из выражения:

$$\text{Phase_increment} = (F_0 \cdot 2^N) / F_s \quad (1)$$

F_0 - несущая частота, N - разрядность аккумулятора, F_s - частота дискретизации.

Следует учесть, что для формирования сигнала по несущей частоте следует использовать значение частоты дискретизации как минимум в 4 раза больше несущей частоты для более правдоподобного восстановления сигнала в виде синусоиды.

Преимущества использования блока NCO в отличие от стандартных блоков формирования синусоидальной последовательности из Communication toolbox в том, что он дает более полную информацию о составе цифровой части генерации гармонического сигнала, например, какое количество разрядов аккумулятора фазы необходимо для восстановления сигнала, также какое количество разрядов необходимо обрезать по выходу аккумулятора фазы ввиду избыточности младших разрядов (определяемая размерностью отсчетов Look Up Table - напрямую в этом блоке таблица отсчетов синусоиды для адреса фазы с выхода аккумулятора не определена, но именно ее разрядность должна учитываться при выборе аппаратной платформы).

Раскрою смысл описанного в скобках.

Например, имеется Look Up table размерностью 14 бит, откуда если аккумулятор фазы имеет размерность в 16, то требуется обрезать 2 бита.

3 Подстройка фазы несущей

3.1 Схема Костаса

Схема Костаса позволяет проводить когерентное детектирование принимаемого сигнала типа BPSK (в рассматриваемом мною случае) по истечению времени вхождения в синхронизм по фазе несущей (конечно стоит учесть что начальное значение фазы несущей опорного NCO должно находиться в области синхронизма ССФ - иначе будет наблюдаться срыв слежения - сказанное лучше потом продемонстрировать характеристикой детектора (дискриминатора) фазы несущей, которая будет определяться интервалом накопления. Чем больше интервал накопления - тем соответственно имеется больший линейный участок фазового детектора.

3.2 Корреляционное накопление

Корреляционное накопления проводится посредством блока Integrate and Dump. В качестве входных значений этого блока следует выбрать количество накапливаемых отсчетов, определяемых выражением:

$$\text{Num_Samples} = \text{IntegrateTime} * \text{SampleFreq} \quad (2)$$

Где Num_Samples - количество интегрируемых отсчетов;

IntegrateTime - время интегрирования;

SampleFreq - частота дискретизации.

Поскольку ведется совместное слежение за фазой несущей и кодовой последовательности, то формируются корреляционные суммы по задержанным копиям на целое число тактовых чипов (clock). Ширина сдвига будет определяться динамикой рассматриваемой системы. Чем больше число clock, тем больше динамика отслеживаемой системы, но конечно при задании ширины линейного участка дискриминационной характеристики по задержке стоит ограничиваться границей символов.

Конечно в составе испытательных стендов использование системы слежения за задержкой не находит применения ввиду ряда причин - синхронизации относительно рубидиевого/водородного стандартов частоты, малой длины кабелей. Но для потребительских приемников она необходима для работы с движущимися спутниками.

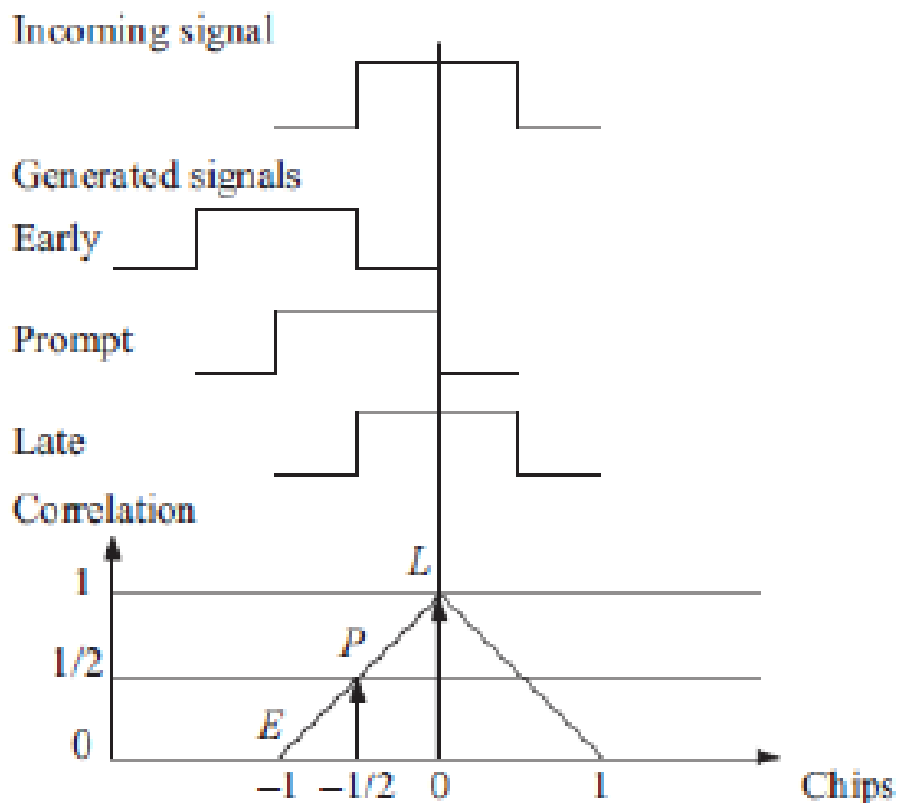


Рисунок 5 – Свертка Early, Prompt, Late опорной ДК с входной

Полученные значения корреляционных интегралов (I_E , I_P , I_L , Q_E , Q_P , Q_L) поступают на дискриминатор по фазе и задержке в систему слежения за фазой несущей и системы слежения за фазой кодовой последовательности.

Проблема в рассматриваемой мною модели - при старте модели Simulink считывается состояния регистра Cast в блоке Integrate and Dump, что в нулевой момент времени равна нулю - возможный выход из

сложившейся ситуации - более правильное использование Algebraic Loop для решаемой задачи (пока не могу дойти).

4 Система слежения за фазой несущей

4.1 Дискриминатор фазы несущей

В качестве модели дискриминатора мною был выбран дискриминатор, описываемый формулой:

$$D = \text{acrtan} \left(\frac{Q^k}{I^k} \right) \quad (3)$$

Данное выражение было получено из ряда нижеследующих выражений.

Перемножение в противофазной квадратуре приводит к результату:

$$D^k(n) \cos(\omega_{IF}n) \cos(\omega_{IF}n + \varphi) = \frac{1}{2} D^k(n) \cos(\varphi) + \frac{1}{2} D^k(n) \cos(2\omega_{IF}n + \varphi) \quad (4)$$

Где,

D^k - модулирующая последовательность;

ω_{IF} - частота входного сигнала в радианах;

φ - рассогласование фазы между входным и опорным сигналами.

Аналогично перемножение в синфазной квадратуре:

$$D^k(n) \sin(\omega_{IF}n) \sin(\omega_{IF}n + \varphi) = \frac{1}{2} D^k(n) \sin(\varphi) + \frac{1}{2} D^k(n) \sin(2\omega_{IF}n + \varphi)$$

Эти результаты пропускаются через фильтр ФНЧ, откуда получаем выражения:

$$I^k = \frac{1}{2} D^k(n) \cos(\varphi) \quad (5)$$

$$Q^k = \frac{1}{2} D^k(n) \sin(\varphi) \quad (6)$$

Дальнейшие выражения для того чтобы получить значение фазового рассогласования φ приводят к уравнению:

$$\frac{Q^k}{I^k} = \frac{\frac{1}{2} D^k(n) \sin(\varphi)}{\frac{1}{2} D^k(n) \cos(\varphi)} = \tan(\varphi) \quad (7)$$

Откуда получаем искомое значение фазового рассогласования, представленного в выражении (3):

$$\varphi = \text{acrtan} \left(\frac{Q^k}{I^k} \right) \quad (8)$$

Стоит отметить что присутствуют другие модели дискриминатора фазы несущей, описываемые выражениями ниже

$$D = \text{sign}(I^k Q^k) \quad (9)$$

$$D = I^k Q^k \quad (10)$$

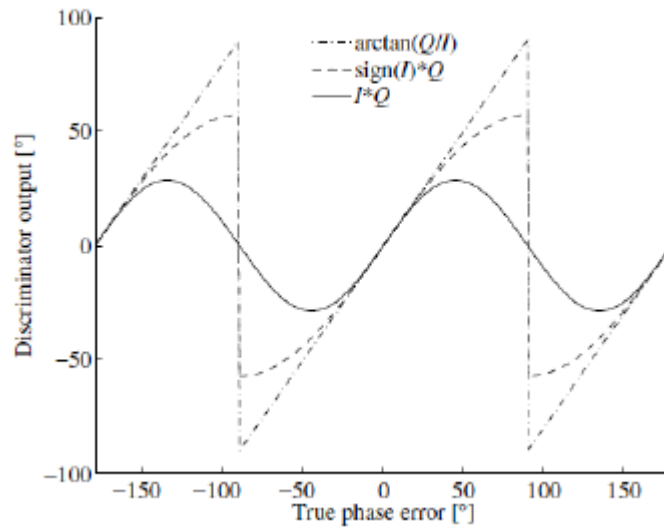


Рисунок 6 – Рассогласования с выхода дискриминатора

Из Рис. 6 видно что значение отклика с выхода дискриминатора равно нулю в случае рассогласования равного 0, +180, -180 градусов, поэтому схема Костаса устойчива к фазовым сдвигам в случае смены навигационных символов (Kaplan & Hegarty 2005). Самым предпочтительным методом для вычисления поправок к локальному NCO однако будет (8). В тоже время стоит отметить что этот метод требует большего времени для вычисления, поскольку требуется хранить это значения в LookUp Table.

Код компьютерной модели Matlab для дискриминатора ССФ представлен в приложении А.

Полученное значение фазового рассогласования поступает на ФНЧ фильтр.

4.2 ФНЧ фильтр в контуре слежения за фазой несущей

Поскольку в рассматриваемой системе я решил использовать систему слежения за фазой несущей второго порядка, упрощенная схема слежения приобретает вид ниже.

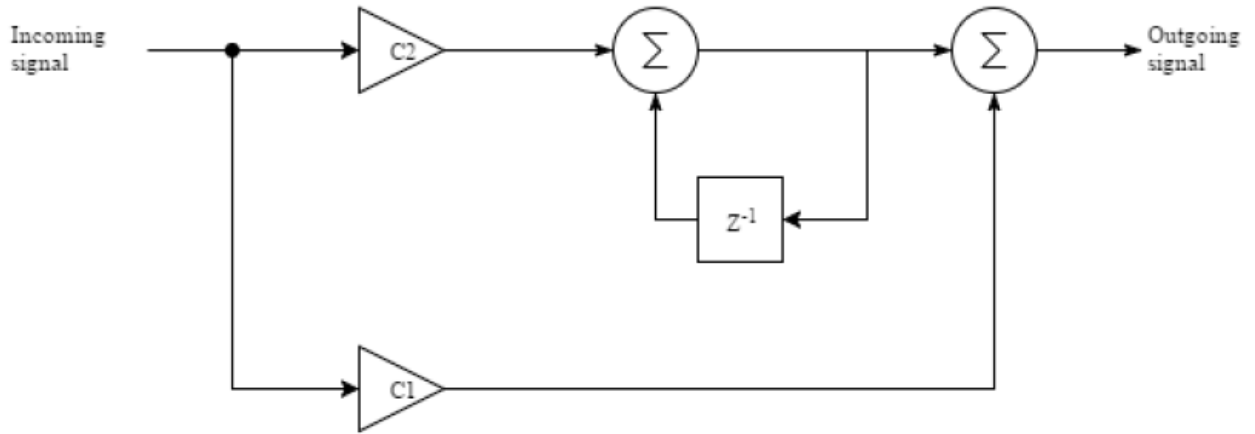


Рисунок 7 – Система слежения за фазой несущей второго порядка

Откуда из Рис. 7 передаточная функция фильтра ФНЧ приобретает вид ниже.

$$H(s) = \frac{K_d F(s) N(s)}{1 + K_d F(s) N(s)} \quad (11)$$

Где,

K_d - коэффициент усиления фазового дискриминатора;

$F(s)$ - передаточная характеристика фильтра, определяемая как $\frac{1}{s} \frac{\tau_2 s + 1}{\tau_1}$;

$N(s)$ - передаточная характеристика NCO, определяемая как $\frac{K_0}{s}$

Подставив значения $F(s)$ и $N(s)$ в выражение (11) и принимая во внимание

значение частоты $\omega_n = \sqrt{\frac{K_0 K_d}{\tau_1}}$ и коэффициент демпфирования $\zeta = \frac{\tau_2 \omega_n}{2}$

получаем нижеследующее выражение.

$$H(s) = \frac{2\zeta \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + s\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (12)$$

Выражение (12) представлено в аналоговой форме. Для того чтобы перевести его в цифровую требуется применить билинейное преобразование, откуда получаем нижеследующее выражение.

$$H_1(z) = \frac{(4\zeta \omega_n T + (\omega_n T)^2) + 2(\omega_n T)^2 z^{-1} + ((\omega_n T)^2 - 4\zeta \omega_n T) z^{-2}}{(4 + 4\zeta \omega_n T + (\omega_n T)^2) + (2(\omega_n T)^2 - 8) z^{-1} + (4 - 4\zeta \omega_n T + (\omega_n T)^2) z^{-2}} \quad (13)$$

Теперь передаточные характеристики фильтра ФНЧ и NCO приобретают вид ниже.

$$F(z) = \frac{(C_1 + C_2) - C_1 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (14)$$

$$N(z) = \frac{K_0 z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (15)$$

Выражение (11) может быть представлено в цифровой форме через выражение (16)

$$H(z) = \frac{K_d F(z) N(z)}{1 + K_d F(z) N(z)} \quad (16)$$

Подставляя выражения (14) (15) в уравнение (16) получим

$$H_2(z) = \frac{K_0 K_d (C_1 + C_2) z^{-1} - K_0 K_d C_1 z^{-2}}{1 + (K_0 K_d (C_1 + C_2) - 2) z^{-1} + (1 - K_0 K_d C_1) z^{-2}} \quad (17)$$

Из выражений (13) (17) получаем выражения для коэффициентов фильтра как

$$C_1 = \frac{1}{K_0 K_d} \frac{8\zeta \omega_n E}{4 + 4\zeta \omega_n T + (\omega_n T)^2} \quad (18)$$

$$C_2 = \frac{1}{K_0 K_d} \frac{4(\omega_n T)^2}{4 + 4\zeta \omega_n T + (\omega_n T)^2} \quad (19)$$

Где выражение для круговой частоты имеет вид (20)

$$\omega_n = \frac{8\zeta B_L}{4\zeta^2 + 1} \quad (20)$$

Где B_L это полоса пропускания фильтра в контуре слежения. Меня значения коэффициента демпфирования и полосы пропускания фильтра в контуре слежения, мы также меняем время переходного процесса ССФ.

В рассматриваемой мною модели Рис. 1 присутствует блок вычисления коэффициентов фильтра, код компьютерной модели которой представлен в приложении Б.

5 Система слежения за фазой кодовой последовательности

Одной из проблем на приёмнике во время слежения — это поддержание фазы ДК входного сигнала с фазой опорного ДК. Из-за доплеровского сдвига частоты фаза входного ДК и фаза опорного ДК становится рассогласованной в течение процесса слежения. Решение данной проблемы выступает применение ССЗ. Как было упомянуто выше с выхода интеграторов формируются следующие корреляционные интегралы ($I_E, I_P, I_L, Q_E, Q_P, Q_L$). Принимая во внимание значение корреляционных сумм мы осуществляем сдвиг кодовой

последовательности на значение числа чипов Clock. Например, из Рис. 5 наибольшее значение приобретает копия Late из-за чего требуется осуществить сдвиг по задержке локальную копию. Сдвиг по задержке осуществляется дискриминатором задержки. Выходное значение с выхода дискриминатора (уравнение 21) позволяет осуществлять сдвиг по задержке, код компьютерной модели Matlab которой представлен в приложении.

$$D = \sqrt{\frac{I_E^2 + Q_E^2}{I_L^2 + Q_L^2}} \quad (21)$$

Приложение А

Код модели Matlab дискриминатора ССФ

```
function error = fcn(I_P,Q_P)
TbAn = [0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27
28 29 30 31 32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42 43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 52 53
54 55 56 57 58 59 60 61 61 62 63 64 65 66 67 68 68 69 70 71 72 73 73 74 75 76 77
78 78 79 80 81 82 82 83 84 85 85 86 87 88 89 89 90 91 91 92 93 94 94 95 96 97 97
98 99 99 100 101 101 102 103 103 104 105 105 106 107 107 108 109 109 110 110
111 112 112 113 114 114 115 115 116 116 117 118 118 119 119 120 120 121 122
122 123 123 124 124 125 125 126 126 127 127 128];
if (I_P < 0)
    I_P = -I_P;
    Q_P = -Q_P;
end

mRe = abs(I_P);
mIm = abs(Q_P);
error = 1200000;

if (mRe~=0&&mIm~=0)
if (mRe >= mIm)
    Ph = TbAn(ceil((mIm*159)/mRe));
else
    Ph = 256 - TbAn(ceil((mRe*159)/mIm));
end

if I_P == 0
    if Q_P > 0
        error= 256;
    elseif Q_P < 0
        error= -256;
    end
elseif I_P < 0
    if Q_P >= 0
        error= 512-Ph;
    elseif Q_P > 0
        error = -512+Ph;
    end
elseif I_P > 0
```

```
    if Q_P >= 0
        error= Ph;
    elseif Q_P<0
        error = -Ph;
    end
end
end
error = error*pi/180;
end
```

Приложение Б

Код модели Matlab для ФНЧ

```
function [num, den]= fcn(Bl, damp)
    wn = 2*pi*8*Bl*damp/(4*damp*damp+1);
    dT = 1e-3;
    k = 400*pi;
    c1 = 1/k*8*damp*wn*dT/(4+4*damp*wn*dT+wn*wn*dT*dT);
    c2 = 1/k*4*wn*wn*dT*dT/(4+4*damp*wn*dT+wn*wn*dT*dT);
    num = [c1+c2 -c1];
    den = [1 -1];
end
```

Приложение В

Подстройка задержки

```
function ctrl = fcn(d)
    ctrl = 0;
    if d > 1.5
        ctrl = ctrl - 1;
    elseif d < 0.8
        ctrl = ctrl + 1;
    else
        ctrl = ctrl + 0;
    end
end
```