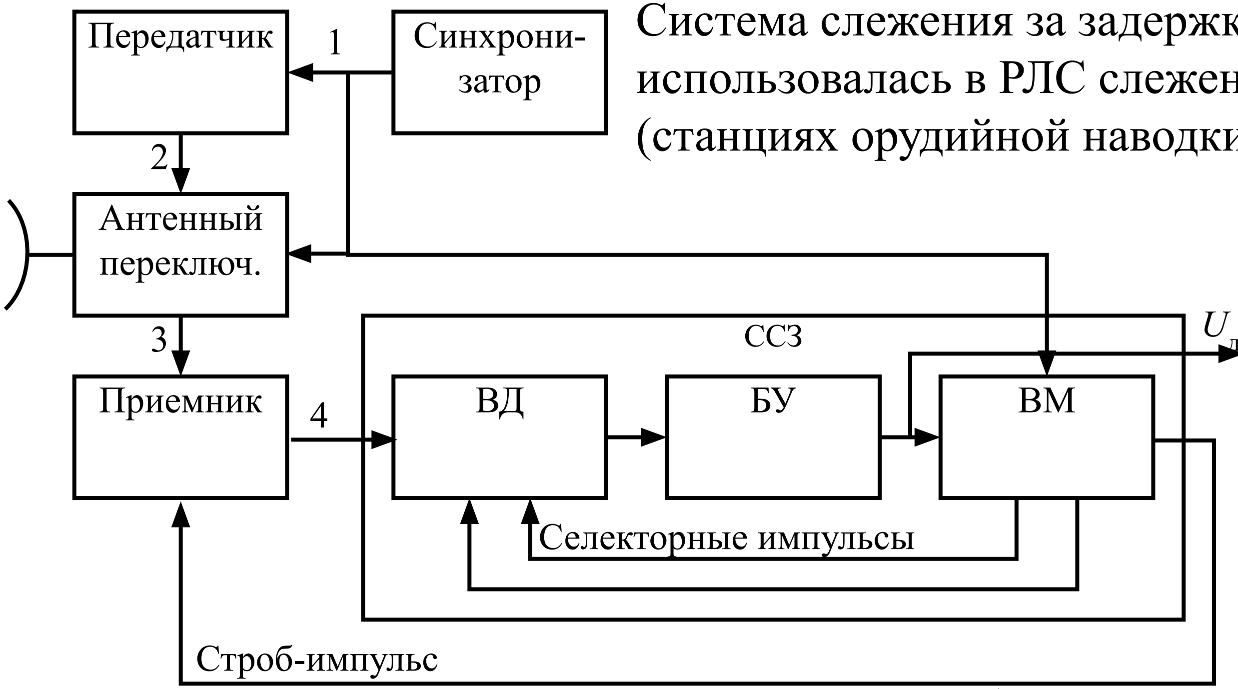
РАДИОАВТОМАТИКА

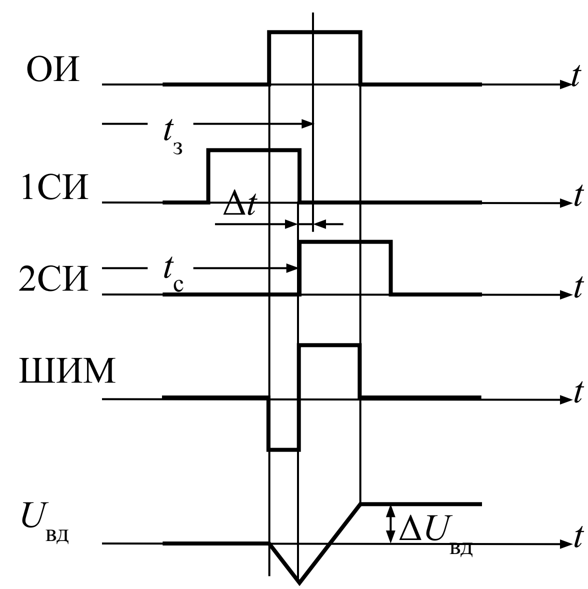
Лекция 16

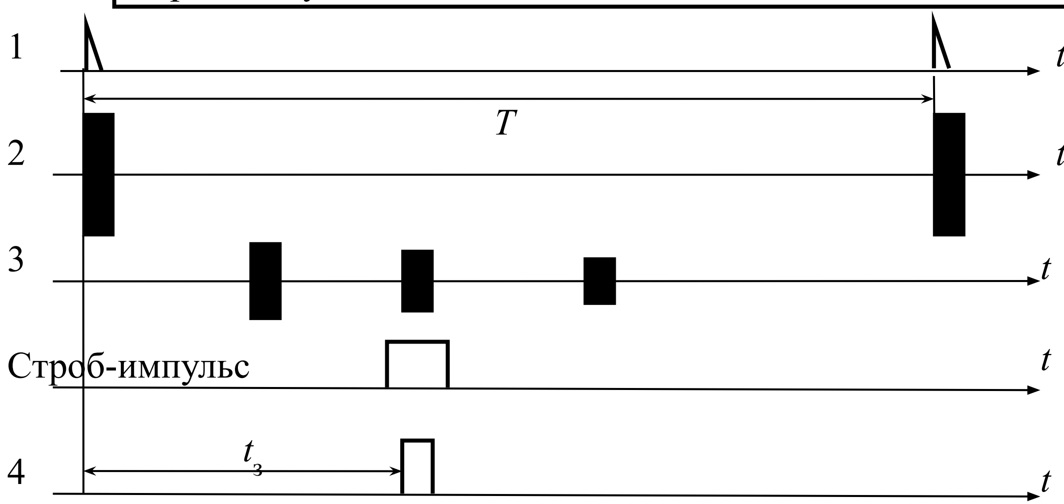
СЛЕЖЕНИЕ ЗА ЗАДЕРЖКОЙ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА

Система слежения за задержкой импульса (ССЗ) впервые использовалась в РЛС слежения за одиночной целью (станциях орудийной наводки СОН)

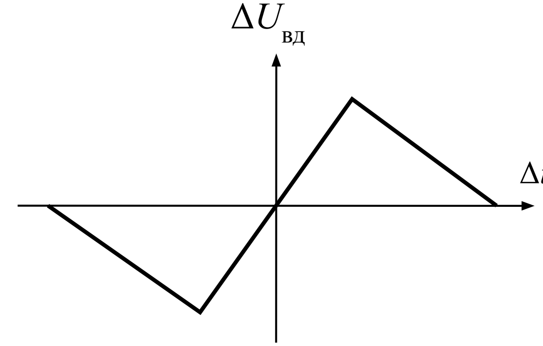


Временной дискриминатор формирует напряжение, зависящее от временного рассогласования $\Delta t = t_з - t_с$



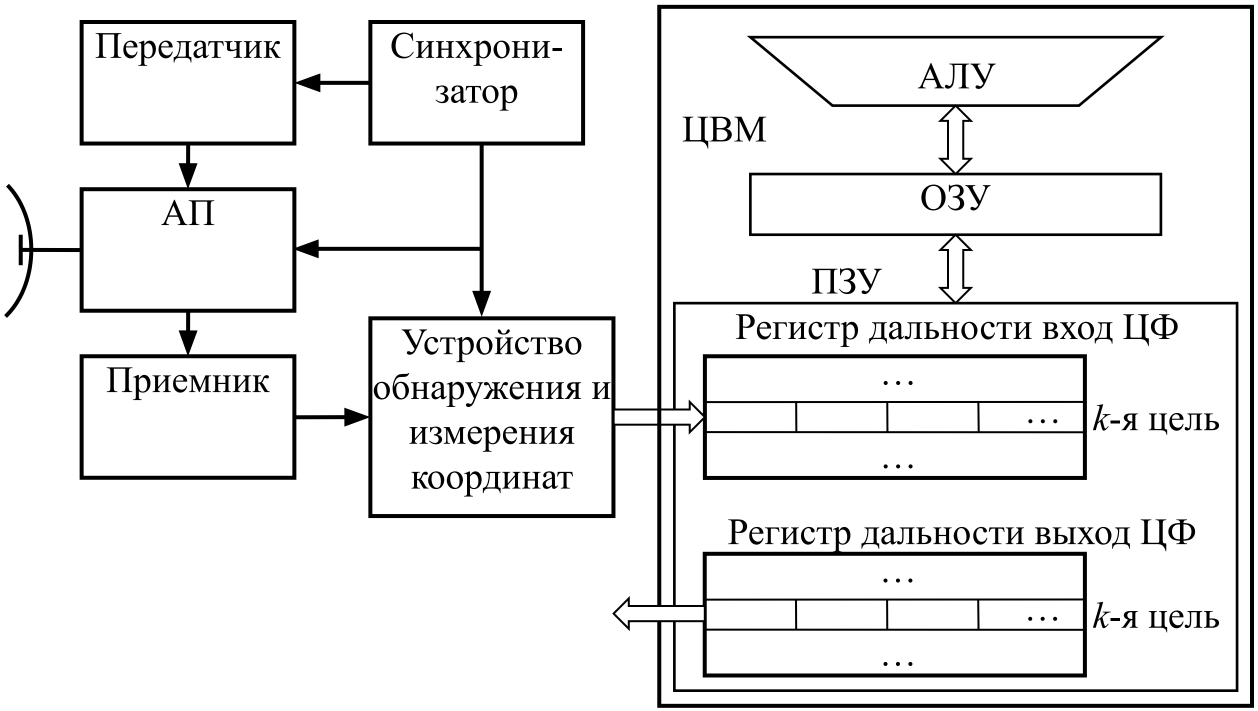


ССЗ формирует строб-импульс, открывающий приемник на время прихода импульса, отраженного от выбранной цели, и точно измеряет дальность до этой цели.



Дискриминационная х-ка ВД

В РЛС обнаружения и многофункциональных РЛС часто производится сопровождение многих целей (сопровождение на проходе) и сопровождение траекторий. Эти системы сопровождения полностью цифровые и реализуются в ЦВМ.

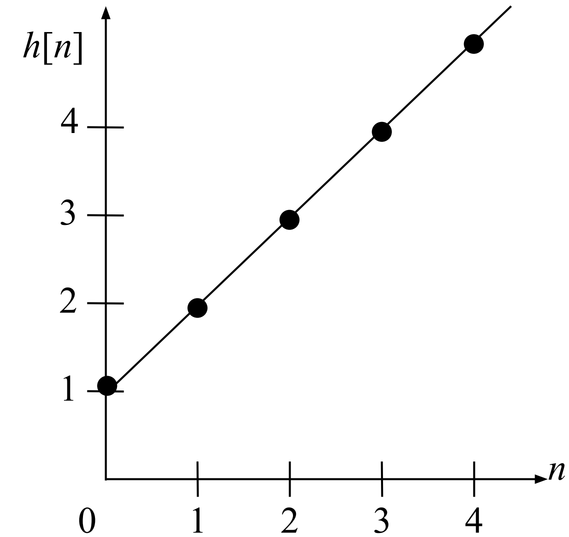


С устройства обнаружения и измерения координат цифровой код дальности записывается в регистр дальности. В ЦВМ производится обработка в соответствии с разностным уравнением системы слежения и подтверждение обнаружения цели, заключающееся в проверке попадания кода дальности в предсказанные границы.

Такт обновления информации (интервал дискретизации) в РЛС сопровождения равен периоду повторения импульсов (миллисекунды), а в РЛС обнаружения – периоду обзора (секунды). Поэтому точность сопровождения на проходе низкая, достаточна только для целеуказания и недостаточна для наведения.

ДИСКРЕТНАЯ САР С ДВУМЯ ИНТЕГРАТОРАМИ

Дискретная передаточная функция интегратора $K(z) = \mathrm{Z}\{1/q\} = z/(z - 1)$.



Запишем разностное уравнение.

$$\frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{z}{z-1} = \frac{1}{1-z^{-1}},$$

$$(1 - z^{-1})Y(z) = X(z),$$

$$Y(z) = z^{-1}Y(z) + X(z),$$

$$y[n] = y[n - 1] + x[n]$$

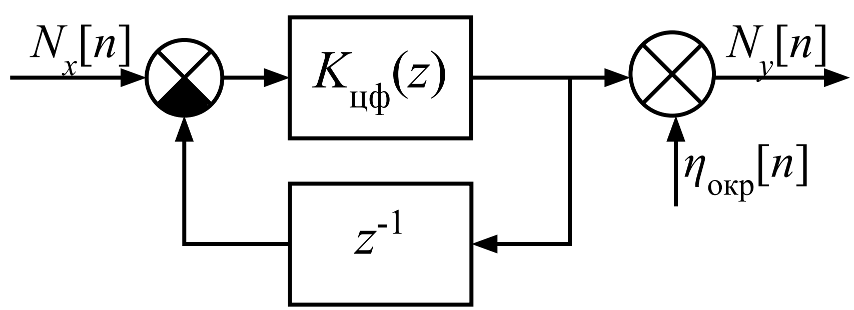
Переходная характеристика.

$$h[n] = h[n - 1] + 1[n].$$

Решим методом шагов.

n	0	1	2	3	4
$h[n]$	1	2	3	4	5

Дискретная модель полностью цифровой САР была получена в предыдущей лекции и в части, касающейся цифровых кодов $N[n]$, имеет вид:



Цифровой фильтр содержит два интегратора, примем его передаточную функцию в следующем виде:

$$K_{цф}(z) = \frac{b_2 z^2 + b_1 z}{(z-1)^2}$$

УСТОЙЧИВОСТЬ

Воспользуемся критерием устойчивости Гурвица

Дискретная передаточная функция замкнутой системы

$$K_з(z) = \frac{K_{цф}(z)}{1 + z^{-1}K_{цф}(z)} = \frac{\dfrac{b_2z^2 + b_1z}{(z-1)^2}}{1 + z^{-1}\dfrac{b_2z^2 + b_1z}{(z-1)^2}} = \frac{b_2z^2 + b_1z}{(z-1)^2 + b_2z + b_1}.$$

Характеристическое уравнение $z^2 + (b_2 - 2)z + (1 + b_1) = 0.$

Заменим $z = \dfrac{1+w}{1-w}$, тогда $\left(\dfrac{1+w}{1-w}\right)^2 + (b_2 - 2)\left(\dfrac{1+w}{1-w}\right) + (1 + b_1) = 0.$

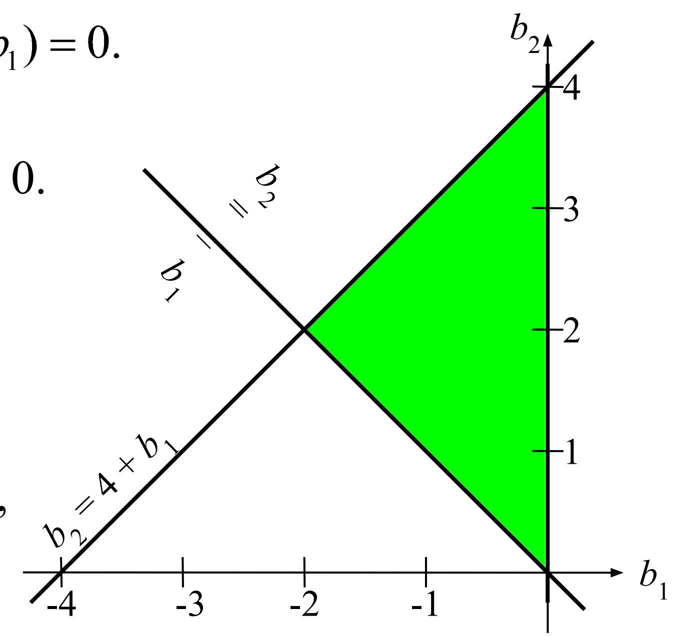
Отсюда $(1 + w)^2 + (b_2 - 2)(1 + w)(1 - w) + (1 + b_1)(1 - w)^2 = 0.$

Модифицированное характеристическое уравнение

$(b_1 + b_2)w^2 - 2b_1w + (4 + b_1 - b_2) = 0.$

По критерию Гурвица система второго порядка устойчива, если все коэффициенты характеристического полинома положительны

$$\left[\begin{array}{l} b_1 + b_2 > 0, \\ -2b_1 > 0, \\ 4 + b_1 - b_2 > 0. \end{array}\right. \qquad \left[\begin{array}{l} b_2 > -b_1, \\ b_1 < 0, \\ b_2 < 4 + b_1. \end{array}\right.$$



ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

Изображение переходной характеристики

$$H(z)=\frac{z}{z-1}K_{з}(z)=\frac{z}{z-1}\frac{b_2z^2+b_1z}{z^2+(b_2-2)z+(1+b_1)}=\frac{b_2z^3+b_1z^2}{z^3-(3-b_2)z^2-(b_2-b_1-3)z-(1+b_1)}$$

Найдем первые отсчеты переходной характеристики разложением изображения в ряд Лорана, поделив числитель на знаменатель.

$$\begin{array}{l|l}
b_2z^3+b_1z^2 & z^3-c_2z^2-c_1z-c_0 \\ \cline{2-2}
-\;b_2z^3-b_2c_2z^2-b_2c_1z-b_2c_0 & b_2+(b_1+b_2c_2)z^{-1}+[b_2c_1+(b_1+b_2c_2)c_2]z^{-2}+\ldots \\ \cline{1-1}
\qquad(b_1+b_2c_2)z^2+b_2c_1z+b_2c_0 & \\
\qquad-\;(b_1+b_2c_2)z^2-(b_1+b_2c_2)c_2z-(b_1+b_2c_2)c_1-(b_1+b_2c_2)c_0z^{-1} &
\end{array}$$

Получим $h[0]=b_2$; $h[1]=b_1+b_2c_2=b_1+b_2(3-b_2)$.

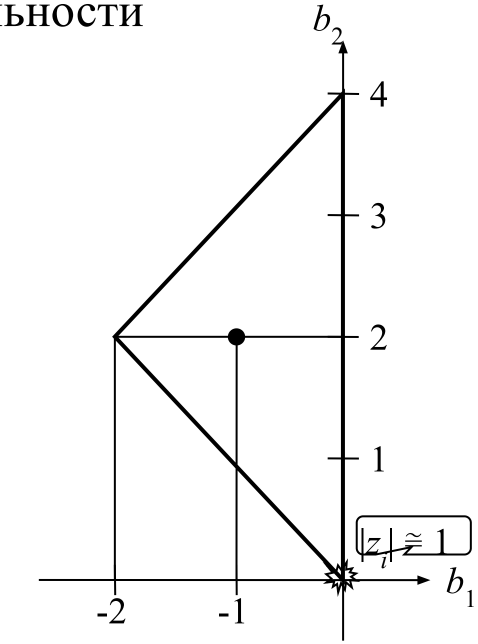
1) Переходная характеристика начинается в момент подачи единичного скачка и $h[0]=b_2$.

2) Значение $h[1]$ может быть и больше, и меньше $h[0]$ в зависимости от значений b_1 и b_2.

Найдем переходную характеристику минимальной длительности, которая будет при нулевых корнях характеристического уравнения $z^2+(b_2-2)z+(1+b_1)=0$, то есть при $b_2-2=0$ и $1+b_1=0$. Откуда следует $b_1=-1$ и $b_2=2$.

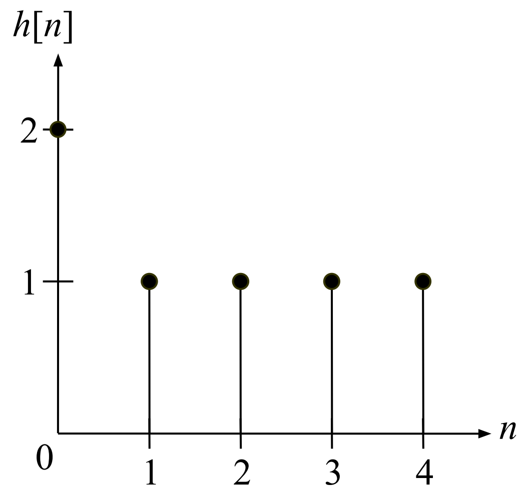
Изображение переходной характеристики минимальной длительности

$$H(z)=\frac{z}{z-1}\frac{2z^2-z}{z^2}=\frac{2z-1}{z-1}$$



Поделим числитель на знаменатель.

$$\begin{array}{l|l}
2z-1 & z-1 \\ \cline{2-2}
-\underline{2z-2} & 2+z^{-1}+z^{-2}+\ldots \\
1 & \\
-\underline{1-z^{-1}} & \\
z^{-1} &
\end{array}$$



Примем b_1 = -0,09; b_2 = 0,1.

Тогда передаточная функция замкнутой системы

$$K_з(z)=\frac{0{,}1z^2-0{,}09z}{z^2-1{,}9z+0{,}91}$$

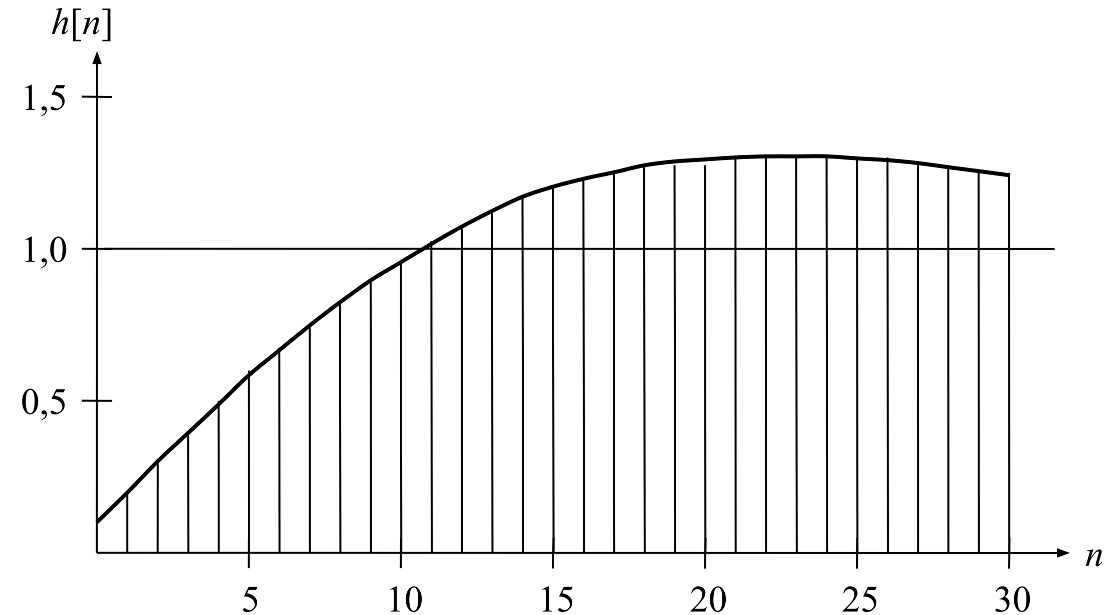
Разностное уравнение для переходной характеристики

$$h[n+2]-1{,}9h[n+1]+0{,}91h[n]=0{,}1\cdot 1[n+2]-0{,}09\cdot 1[n+1].$$

Перепишем его в форме, удобной для решения методом шагов.

$$h[n]=1{,}9h[n-1]-0{,}91h[n-2]+0{,}1\cdot 1[n]-0{,}09\cdot 1[n-1].$$

Переходная характеристика при $b_1 = -0{,}09$; $b_2 = 0{,}1$.



Сравним ее с переходной характеристикой непрерывной системы, передаточная функция которой получена из передаточной функции дискретной системы заменой $z = 1 + q$. Такая замена эквивалентна замене оператора разности $z - 1$ на оператор дифференцирования q.

$$K_з(q) = \frac{0{,}1(1+q)^2 - 0{,}09(1+q)}{q^2 + 0{,}1(q+1) - 0{,}09} = \frac{0{,}1q^2 + 0{,}11q + 0{,}01}{q^2 + 0{,}1q + 0{,}01}$$

Переходная характеристика

$$h(\bar{t}) = 0{,}1 \cdot 1(\bar{t}) + 0{,}9 - 1{,}1016e^{-0{,}05\bar{t}} \cos(4{,}962\bar{t} + 35{,}21°).$$

Она практически совпадает с огибающей переходной характеристики дискретной системы.

Если все полюса передаточной функции дискретной системы расположены вблизи 1 (b_1 и b_2 вблизи нуля), то дискретную систему можно анализировать как непрерывную с передаточной функцией $K(q) = K(z = 1 + q)$.