

РАДИОАВТОМАТИКА

Лекцию читает
к.т.н., доцент Голод
Олег Саулович



Радиоавтоматика (РА) является базовой дисциплиной, посвященной изучению принципов построения, методов анализа и синтеза автоматических радиотехнических систем и устройств.

Радиоавтоматика является прикладной дисциплиной, базирующейся на общей теории автоматического регулирования и управления.

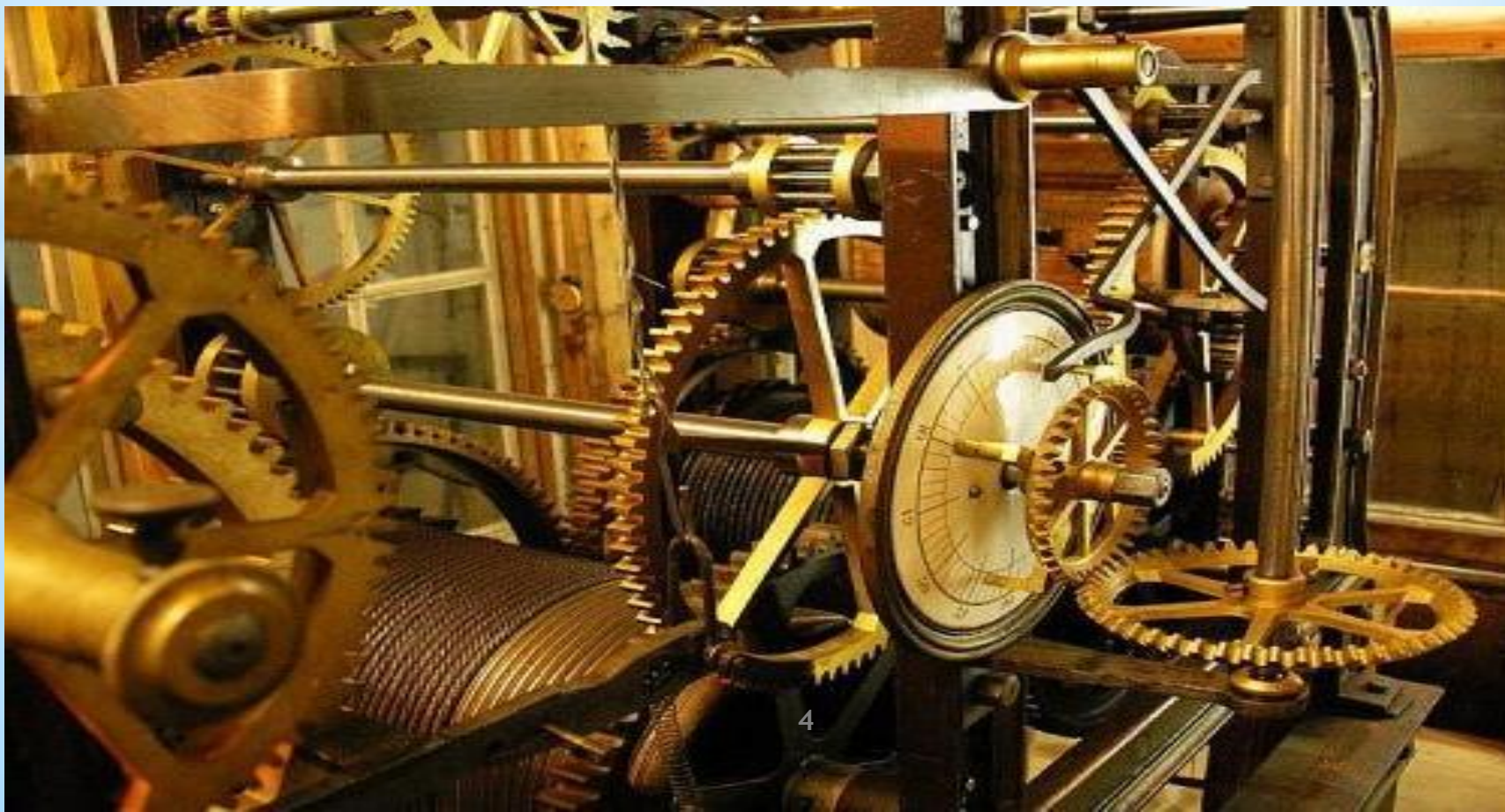


R`ОЛС.wmv

Совокупность устройств, обеспечивающих автоматический процесс управления, называется автоматической системой. Различают начальную и рабочую информацию. Начальная (априорная) информация - это совокупность сведений о процессе управления, необходимых для построения и функционирования системы управления. Рабочая информация - это совокупность сведений о состоянии процесса, используемая в процессе управления. Большинство современных систем радиоавтоматики строится на основе использования принципа регулирования по отклонению. Данный принцип предусматривает отрицательную обратную связь выхода системы с ее входом. В результате этого система получается замкнутой.

История автоматики

Первыми техническими устройствами, в которых использовались автоматические регуляторы, были часовые механизмы.





R`ОЛС 1.wmv



R`ОЛС 2.wmv

В 1808 г. французский механик Ж. Жоккар изобрел первое программное устройство управления по перфокарте ткацким станком для воспроизведения заданных узоров.

Автоматические регуляторы Ползунова, Уатта, Жоккара открыли путь потоку изобретений регуляторов и принципов регулирования.

Основы научного подхода к проектированию автоматических регуляторов были заложены трудами английского ученого Дж. Максвелла (1866 г., "О регуляторах") и русского ученого И. А. Вышнеградского (1876 г., "Об общей теории регуляторов"). Максвелл и Вышнеградский осуществили системный подход к проблеме, рассмотрев регулятор и машину как единую динамическую систему, совершили переход к исследованию малых колебаний в системе, линеаризовав сложные дифференциальные уравнения. Это позволило дать общий методологический подход к исследованию самых разнообразных по принципу действия и конструкции систем, заложить основы теории устойчивости и установить ряд важных закономерностей регулирования по принципу обратной связи.

Крупный вклад в теорию автоматического регулирования внесли работы великого русского ученого Н. Е. Жуковского (1909 г., "Теория регулирования хода машин") и труды русского математика А. А. Ляпунова, исследовавшего устойчивость автоматических систем, описываемых нелинейными дифференциальными уравнениями. В 40-е годы двадцатого столетия стало ясно, что работа любых автоматических устройств, независимо от их физической природы, основана на общих принципах и может быть рассмотрена с единых позиций. САУ делятся на разомкнутые и замкнутые (или САУ с регулированием по отклонению). Наиболее распространены последние. В радиотехнике повсеместно используются различные автоматические системы - системы радиоавтоматики.

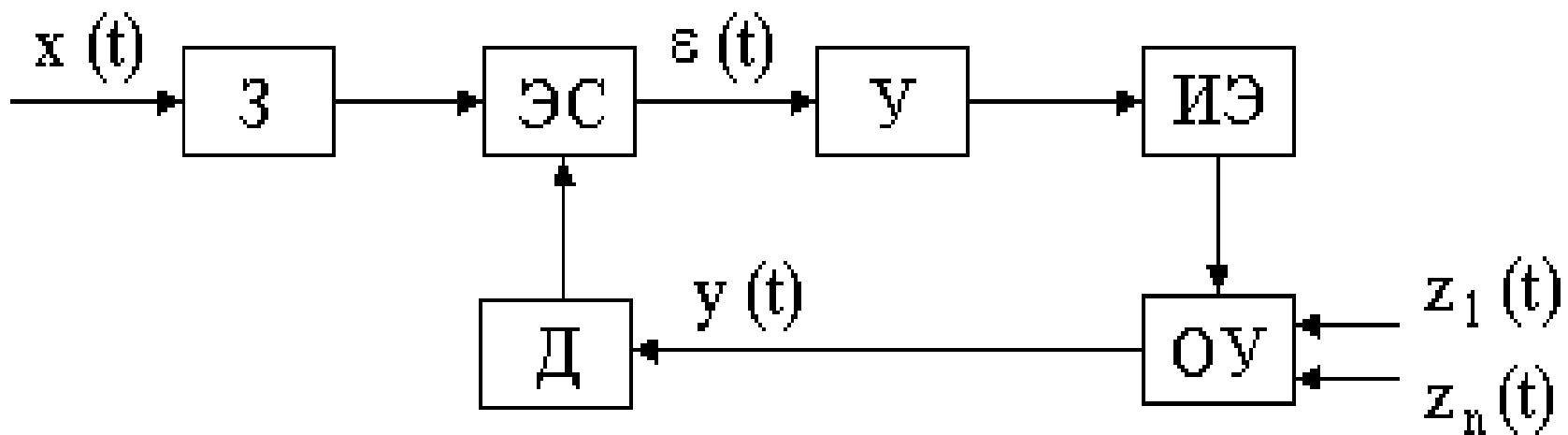



Рис.1.1. Схема системы РА, работающей на основе принципа регулирования по отклонению

На схеме (рис.1.1) на элемент сравнения (ЭС) через задатчик (З) поступает входное управляющее воздействие $x(t)$. От датчика (Д) поступает сигнал обратной связи $y(t)$. Назначение задатчика (З) и датчика (Д) - преобразование сигналов $x(t)$ и $y(t)$ в форму электрических напряжений. В системах радиоавтоматики З и Д могут отсутствовать.

На выходе элемента сравнения (ЭС) образуется сигнал ошибки $\varepsilon(t)$, который усиливается в усилителе (У). Выходной сигнал усилителя (У) воздействует на исполнительный элемент (ИЭ), который в свою очередь воздействует на объект управления (ОУ) так, чтобы все время сводить сигнал ошибки к минимуму.

Кроме входного управляющего воздействия $x(t)$, на систему радиоавтоматики действуют различные возмущения $z_1(t), z_2(t), \dots, z_n(t)$.

Помимо указанных элементов, в систему радиоавтоматики могут входить корректирующие элементы, необходимые для придания системе требуемых качественных показателей при надлежащем запасе устойчивости.

Система является устойчивой, если, выведенная из состояния равновесия каким-либо возмущением,  возвращается в исходное состояние после его устранения.

Классификация систем радиоавтоматики

В связи с большим разнообразием систем радиоавтоматики их классифицируют по целому ряду признаков. К таким признакам относятся: принцип регулирования, вид сигнала ошибки, вид статических характеристик и т.д.

1) По принципу регулирования системы радиоавтоматики (РА) разделяют на замкнутые системы, в которых реализуется принцип регулирования по отклонению, и разомкнутые системы, в которых реализуется принцип регулирования по возмущению.

2) По виду сигнала ошибки системы РА разделяют: -на непрерывные, в которых сигнал ошибки представляет собой непрерывную функцию времени, что обусловлено аналоговой формой входного воздействия $x(t)$;

-на дискретные (импульсные), в которых сигнал ошибки имеет прерывистый характер во времени, что обусловлено естественной или искусственной дискретизацией во времени входного воздействия.

3) По виду статических характеристик системы РА разделяют:

-на линейные, в которых зависимость выходного процесса от входного воздействия является линейной;

-на нелинейные, в которых эта зависимость описывается нелинейной функцией из-за того, что один или несколько звеньев системы имеют нелинейную статическую характеристику.

На практике наиболее часто используются следующие разновидности систем РА:

- Системы автоматического слежения за частотой или за фазой сигнала (системы *АПЧ* и *ФАПЧ*).
- Системы автоматического слежения за временным положением одиночных или групповых радио- и видеоимпульсов (системы *АСД*).
- Системы автоматического определения направления на источник радиоволн (системы *АСН*).
- Системы автоматической регулировки усиления (системы *АРУ*).



R`ОЛС 4.wmv

ФАПЧ



ЗондрСамолёта.wmv

АСДальн

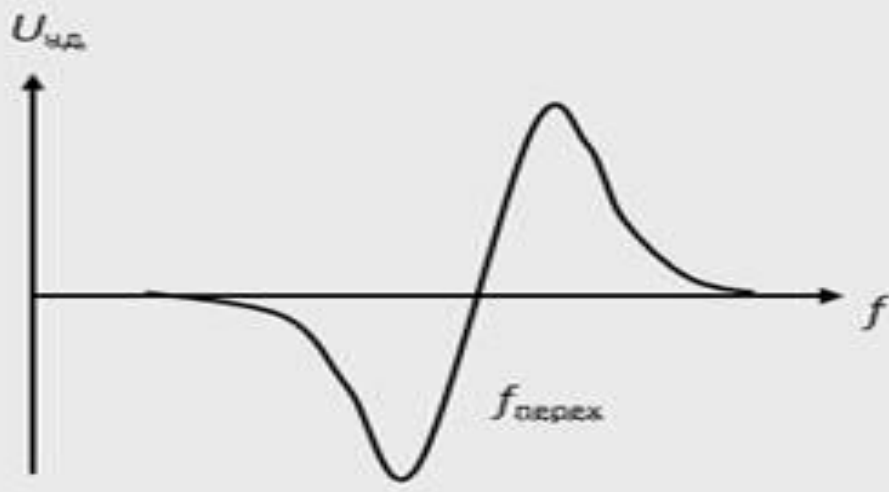


R`ОЛС 3.wmv

¹² АСНаправл

1. Системы частотной автоподстройки частоты

Система частотной автоподстройки частоты (АПЧ) в своем основном применении в РА известна как система автоподстройки частоты гетеродина в супергетеродинном приемнике. Она предназначена для поддержания равенства промежуточной частоты средней частоте амплитудно-частотной характеристики УПЧ. Требуемое значение промежуточной частоты задается переходной частотой $f_{\text{перех}}$ дискриминационной характеристики частотного дискриминатора ЧД.



Дискриминационная характеристика описывается нелинейной зависимостью

$$U_{\text{чд}} = U_{\text{чд}}(Df),$$

где $Df = f - f_{\text{перех}}$.

В системе АПЧ сигнал U_c преобразуется в смесителе (СМ) на промежуточную частоту и усиливается в УПЧ. Отклонение промежуточной частоты от номинального значения выявляется частотным дискриминатором (ЧД), выходное напряжение которого, сглаженное фильтром нижних частот (ФНЧ), изменяет частоту управляемого генератора (УГ) так, что первоначальное отклонение уменьшается. Функциональная схема системы АПЧ при ЧМ сигнале приведена на рис.1

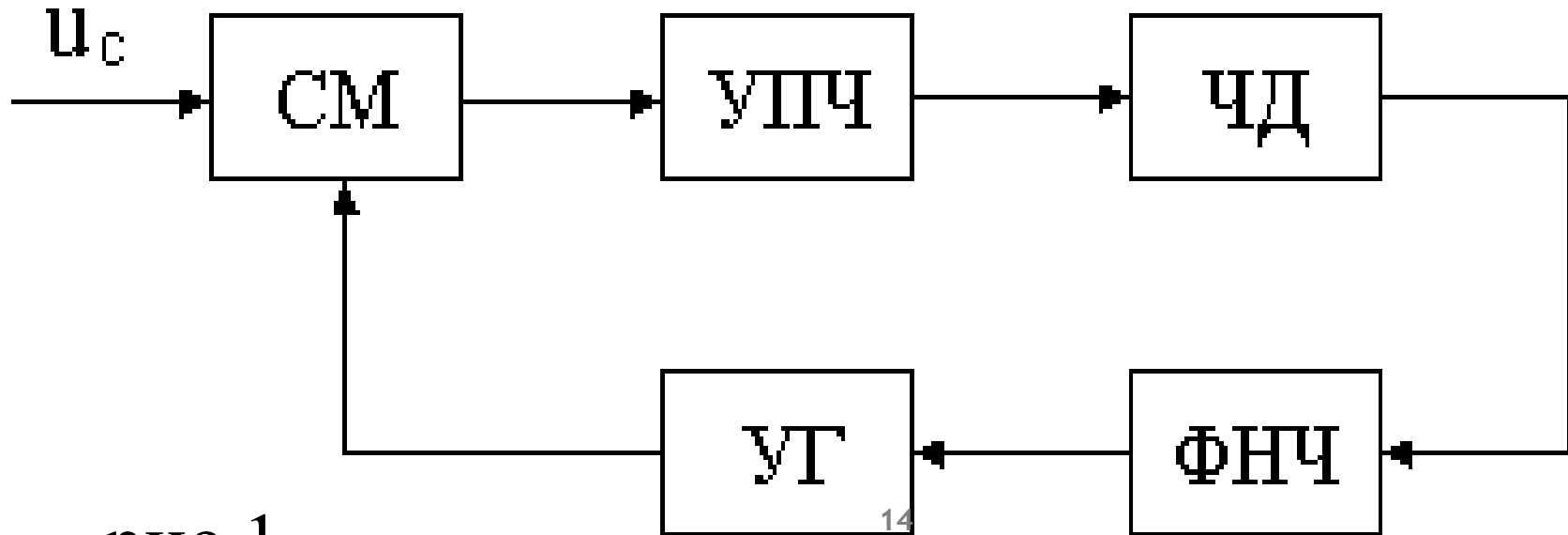
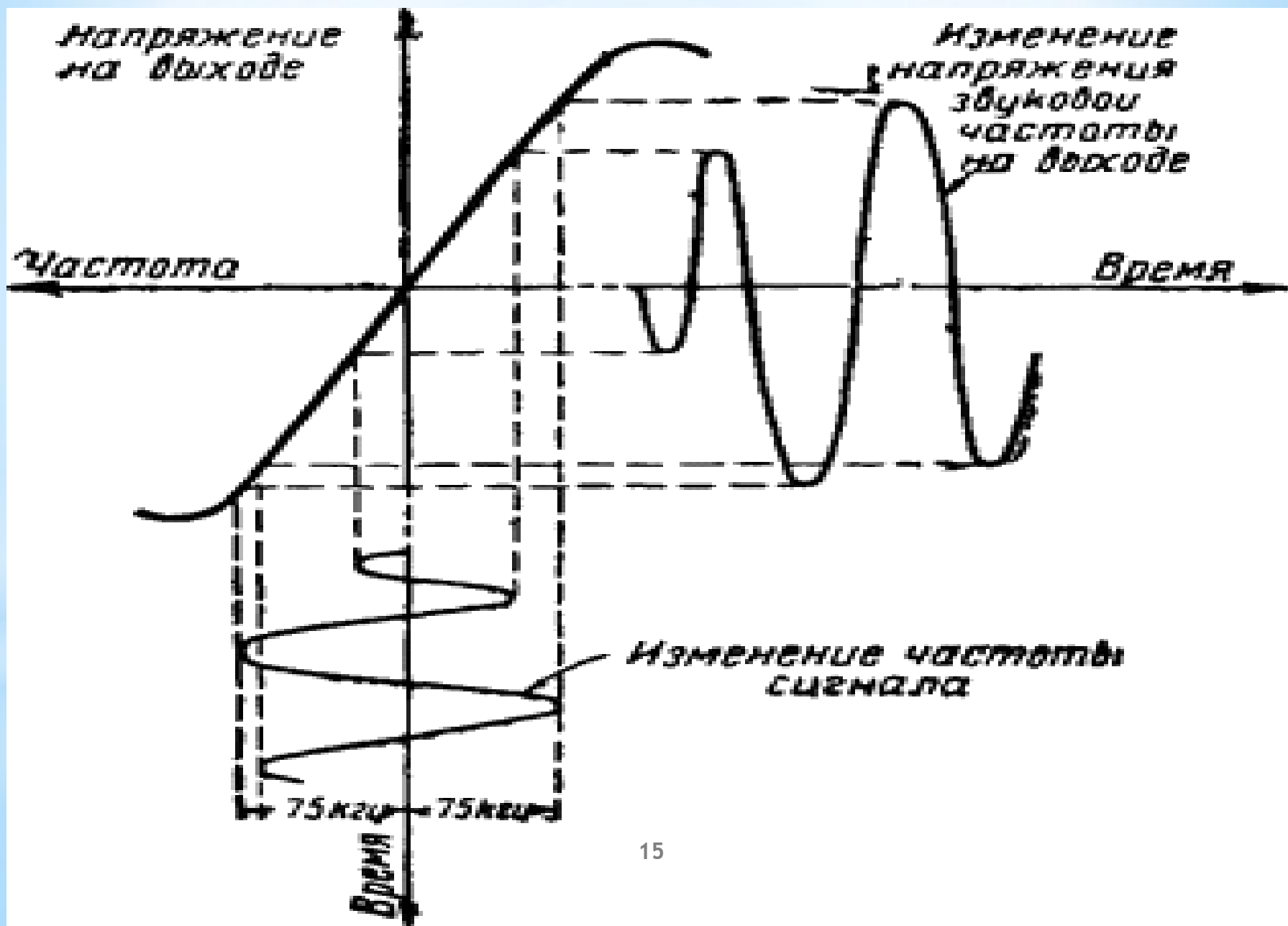


рис.1

При ЧМ входном сигнале



Применение системы АПЧ позволяет существенно уменьшить влияние взаимной нестабильности частот гетеродина (УГ) и входного сигнала в супергетеродинном приемнике и повысить качество приема.

В системе АПЧ отслеживаемым параметром является частота сигнала. На выходе смесителя $\omega_{\text{пр}} = \omega_{\text{с}} - \omega_{\text{г}}$, где $\omega_{\text{с}}$, $\omega_{\text{г}}$ - частоты сигнала и гетеродина.

Пусть в исходном состоянии частоты будут:

$\omega_{\text{с}0}$ - частота входного сигнала, $\omega_{\text{г}0}$ - частота гетеродина,
 $\omega_{\text{пр}0}$ - номинальная промежуточная частота.

При изменении частоты входного сигнала $\omega_{\text{с}} = \omega_{\text{с}0} + \Delta\omega_{\text{с}}$ произойдет и соответствующее изменение промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}}$ от ее номинального значения $\omega_{\text{пр}0}$, определяемое равенством $\Delta\omega =$

$$\omega_{\text{пр}} - \omega_{\text{пр}0}$$

отклонение $\Delta\omega$ промежуточной частоты $\omega_{\text{пр}}$ от ее номинального значения $\omega_{\text{пр}0}$ есть:

$$\Delta\omega = \omega_{\text{ПР}} - \omega_{\text{ПР}0} = \Delta\omega_{\text{С}} - \Delta\omega_{\text{Г}}$$

где $\omega_{\text{ПР}} = \omega_{\text{С}} - \omega_{\text{Г}}; \omega_{\text{С}} = \omega_{\text{С}0} + \Delta\omega_{\text{С}}$

$\omega_{\text{С}}$ - изменившаяся частота входного сигнала;

$\omega_{\text{Г}} = \omega_{\text{Г}0} + \Delta\omega_{\text{Г}}$ - изменившаяся частота гетеродина;

$\Delta\omega_{\text{С}}, \Delta\omega_{\text{Г}}$ - отклонения частот входного сигнала $\omega_{\text{С}}$ и гетеродина $\omega_{\text{Г}}$ от номинальных значений $\omega_{\text{С}0}$ и $\omega_{\text{Г}0}$.

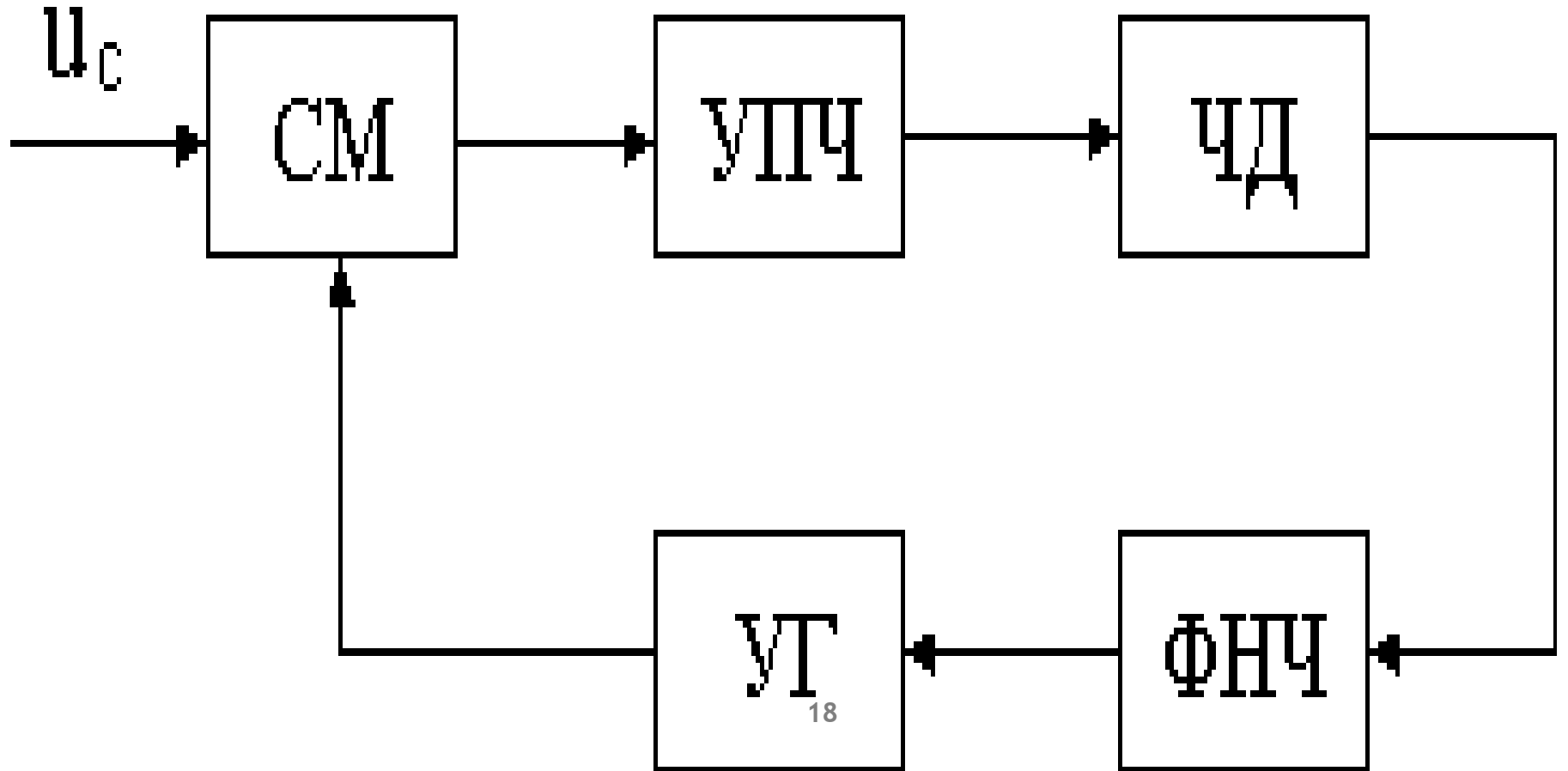
При малых рассогласованиях дискриминационную характеристику ЧД можно считать линейной.

Тогда выходное напряжение ЧД можно записать в виде

$u_{\text{ЧД}} = k_{\text{ЧД}} \Delta\omega$, где - $k_{\text{ЧД}}$ крутизна дискриминационной характеристики.

Центральную частоту настройки дискриминатора ω_0 стремятся сделать равной номинальному значению промежуточной частоты $\omega_{пр0}$.

Найдем ошибку $\Delta\omega$ системы АПЧ в установившемся режиме



$$\Delta\omega = \omega_{\text{ПР}} - \omega_{\text{ПР0}} = \Delta\omega_{\text{С}} - \Delta\omega_{\text{Г}} \quad (1)$$

Напряжение на выходе ЧД $u_{\text{ЧД}} = k_{\text{ЧД}}\Delta\omega \quad (2)$

где $k_{\text{ЧД}}$ – коэффициент передачи ЧД (крутизна пеленгационной характеристики).

$$\Delta\omega_{\text{Г}} = k_{\text{Г}}u_{\text{ЧД}} \quad (3)$$

где $k_{\text{Г}}$ – коэффициент передачи гетеродина.

Выразим $\Delta\omega$ из (1) с учетом (2) и (3).

Подставим $u_{\text{ЧД}}$ из (2) в (3):

$$\Delta\omega_{\text{Г}} = k_{\text{Г}}k_{\text{ЧД}}\Delta\omega.$$

Подставим полученное выражение в (1):

$$\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{С}} - k_{\text{Г}}k_{\text{ЧД}}\Delta\omega.$$

Сгруппируем члены, содержащие $\Delta\omega$:

$$\Delta\omega + k_{\Gamma}k_{\text{чд}}\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{с}}.$$

или $\Delta\omega(1 + k_{\Gamma}k_{\text{чд}}) = \Delta\omega_{\text{с}}.$

Откуда получаем:

$$\Delta\omega = \frac{1}{1 + K} \Delta\omega_{\text{с}} \quad (4)$$

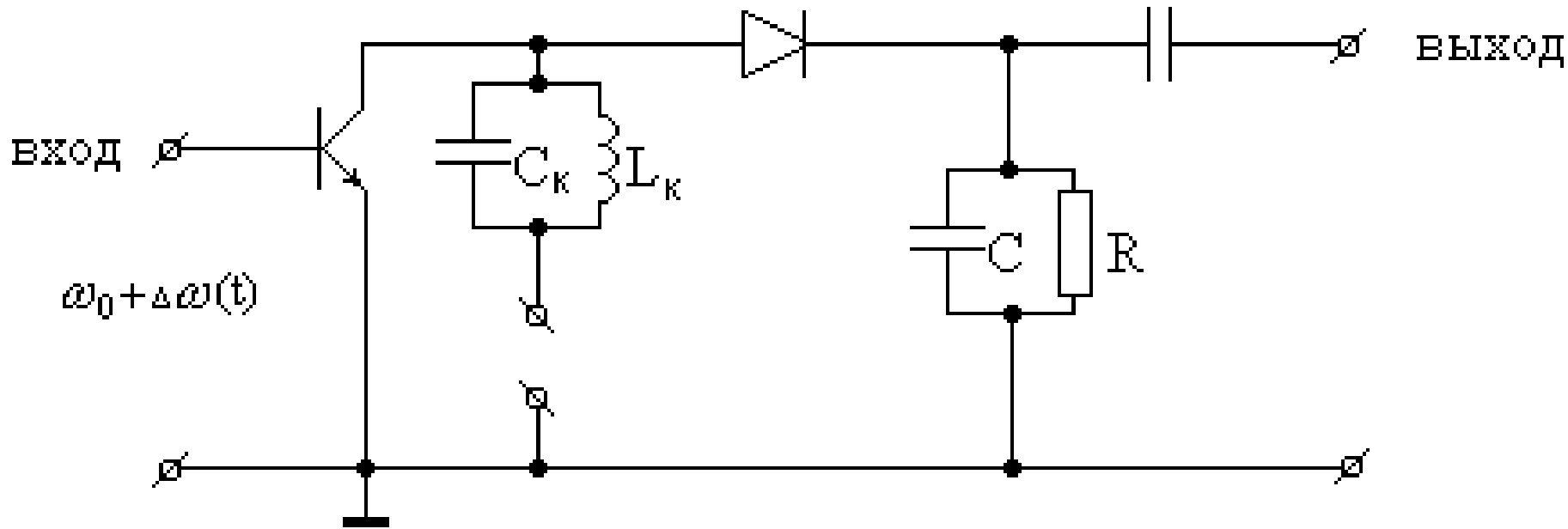
где $K = k_{\text{чд}}k_{\Gamma}$ – коэффициент передачи системы АПЧ.

Реализовать практически выражение (4) не возможно, т.к. система АПЧ при очень больших величинах K начнет самовозбуждаться. Для исследования реальных возможностей АПЧ надо составить и решить дифференциальное уравнение системы или использовать методы *теории автоматического управления*.

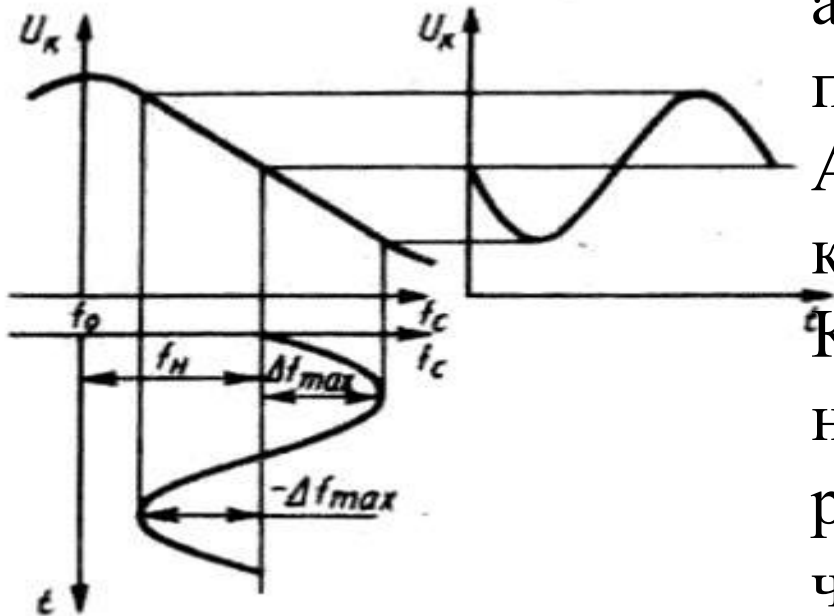
Рассмотрим построение основных узлов системы АПЧ – частотного дискриминатора, управляемого генератора, УПТ, ФНЧ.

По принципу действия различают *частотно-амплитудные, частотно-фазовые и частотно-импульсные дискриминаторы* (детекторы).

В частотно-амплитудных детекторах изменение частоты сигнала преобразуется в изменение амплитуды, которое выделяется АД. В частотно-фазовых детекторах изменение частоты преобразуется в изменение фазового сдвига между двумя напряжениями с последующим фазовым детектированием. В частотно-импульсных детекторах ЧМ сигнал преобразуется в один из видов импульсной модуляции с последующим детектированием с помощью ФНЧ или счетной схемы.



В простейшем частотно-амплитудном детекторе преобразование ЧМ сигнала в АЧМ осуществляется с помощью колебательного контура $L_K C_K$. Контур расстроен относительно несущей частоты, т. е. его резонансная частота не равна частоте несущего сигнала



Структура балансного частотно-амплитудного детектора

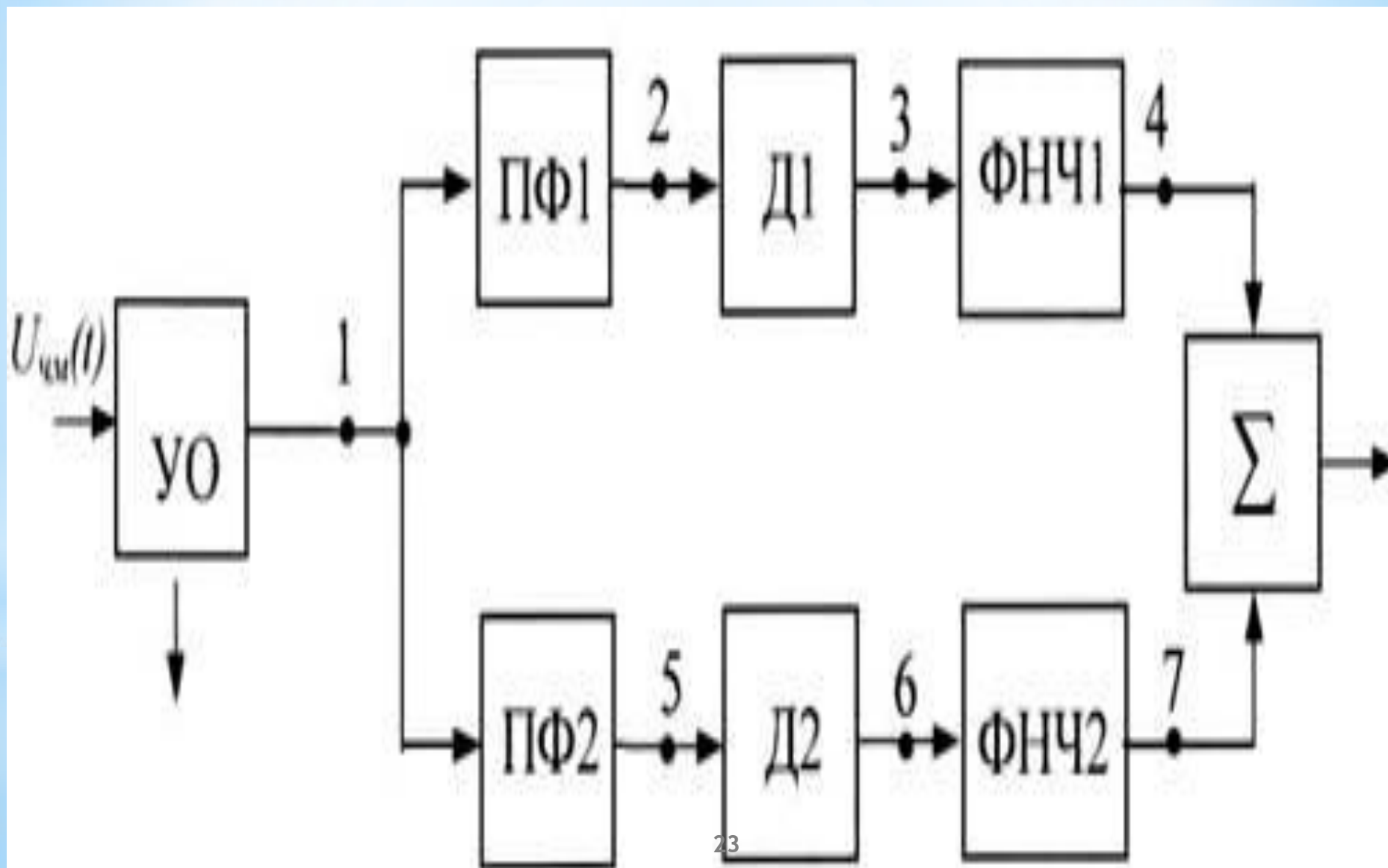
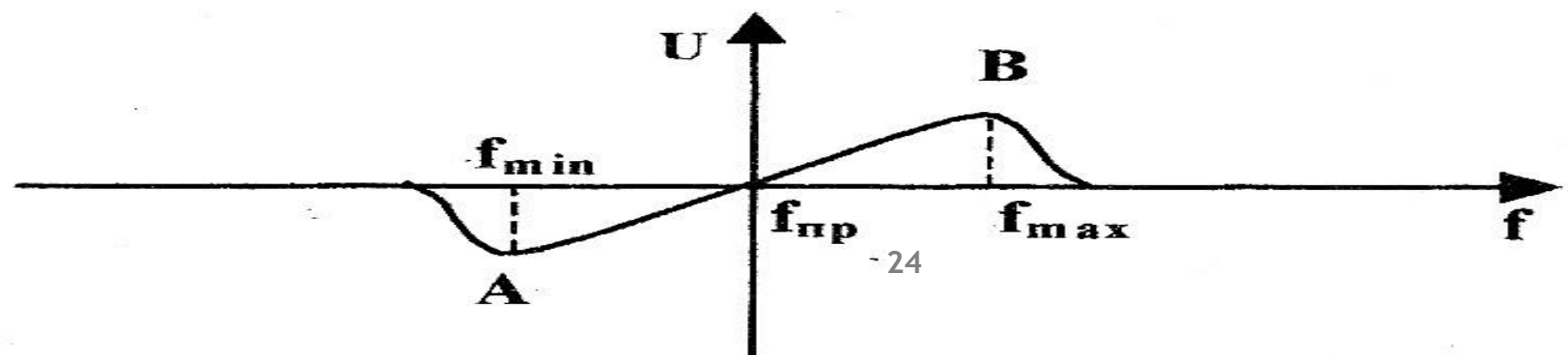
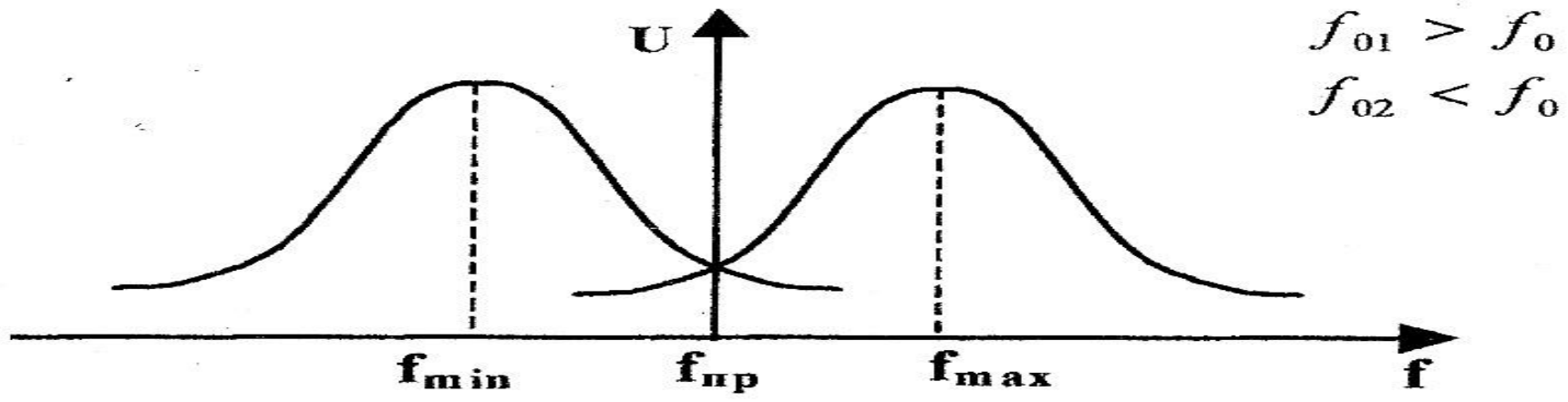
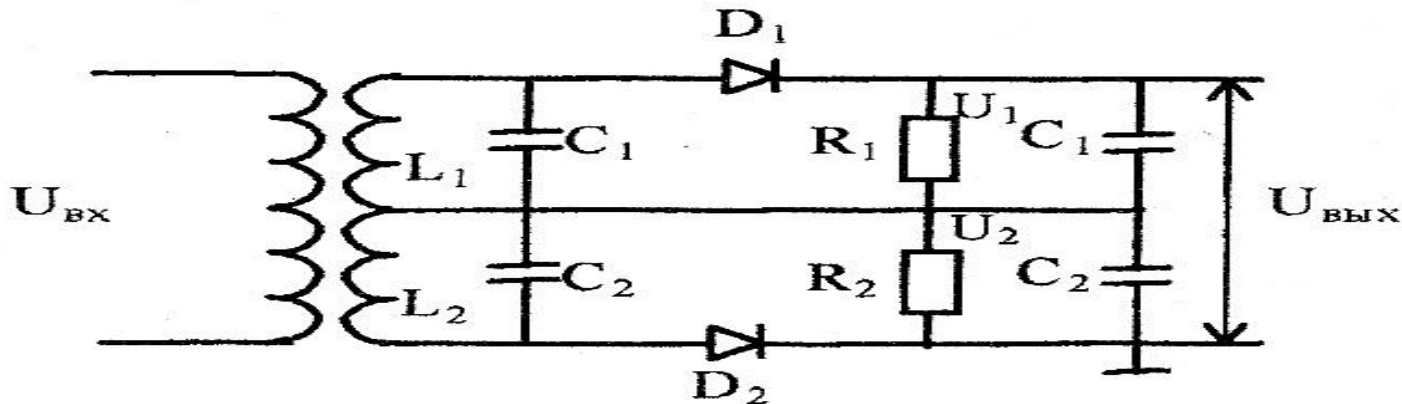
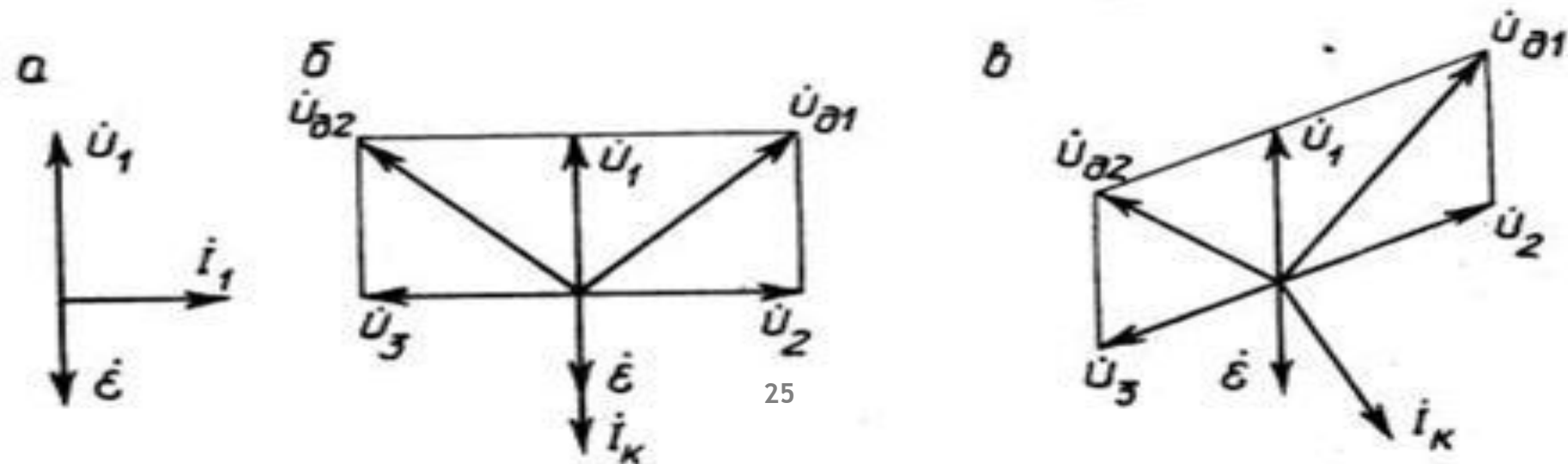
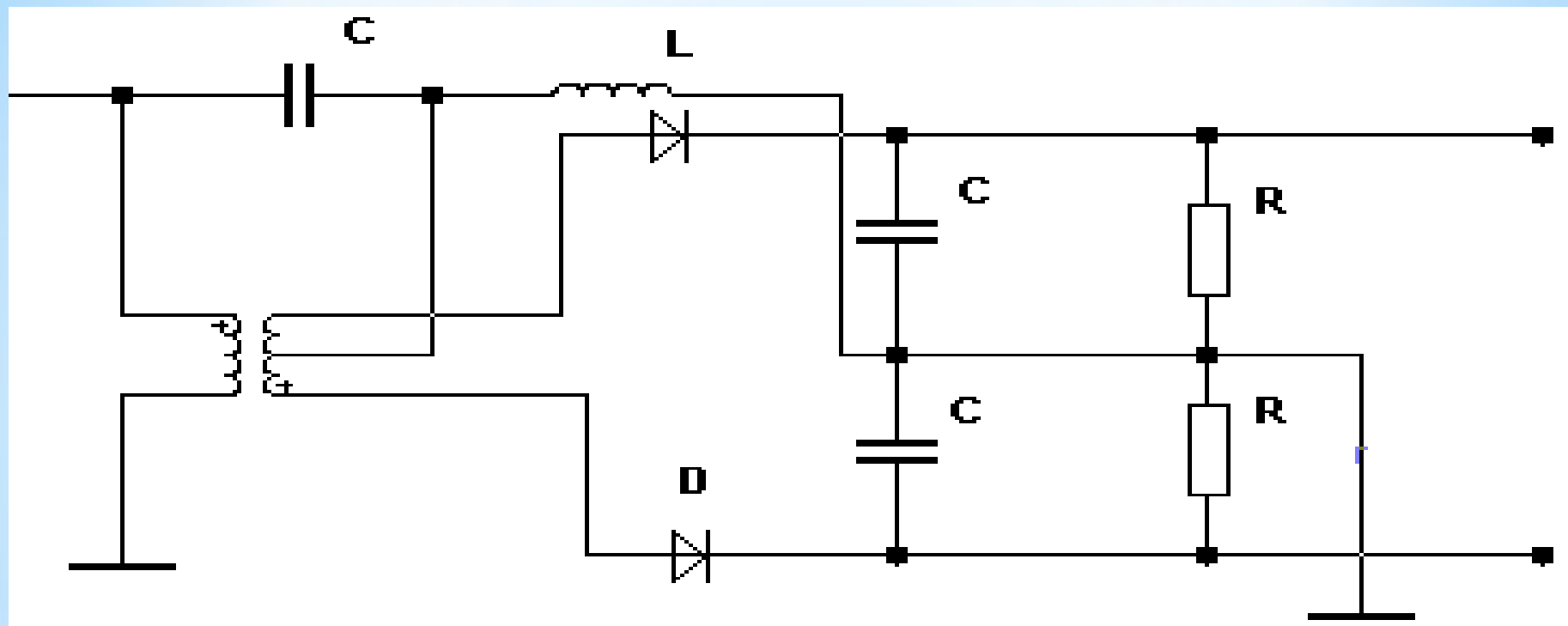


Схема балансного частотно-амплитудного детектора



Структура балансного частотно-фазового детектора



Фазовый детектор

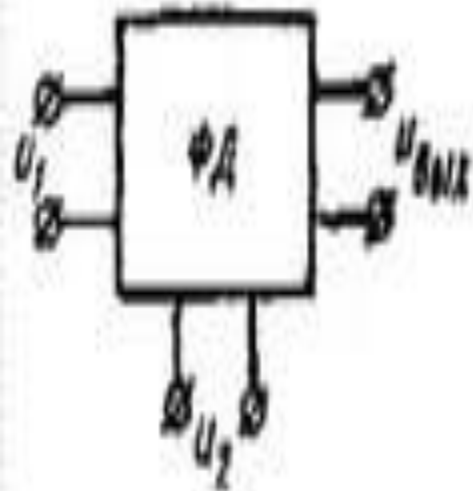
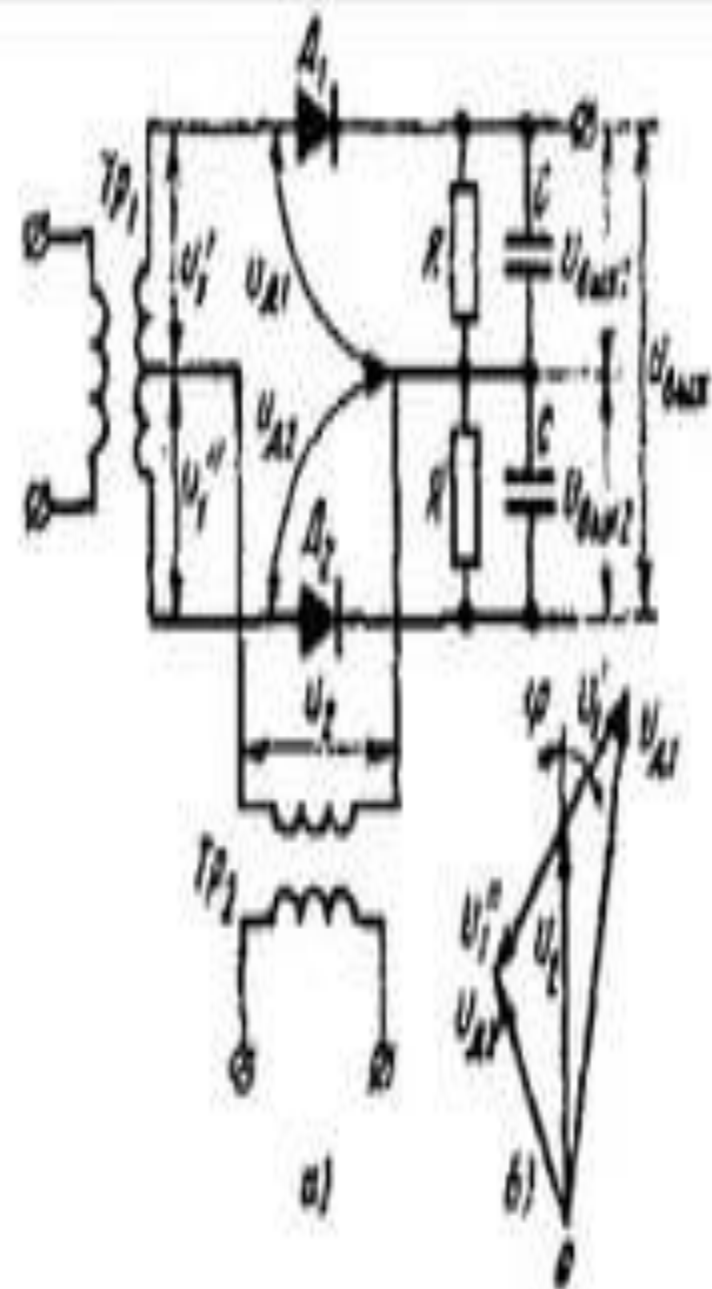
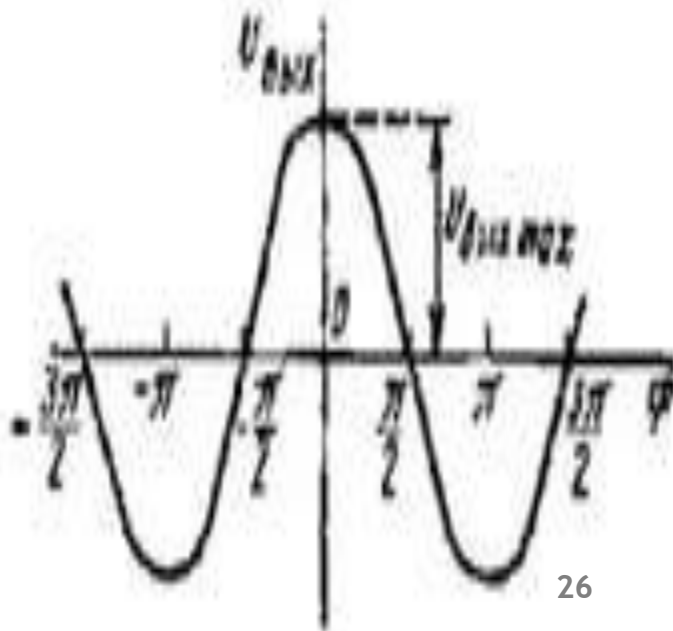
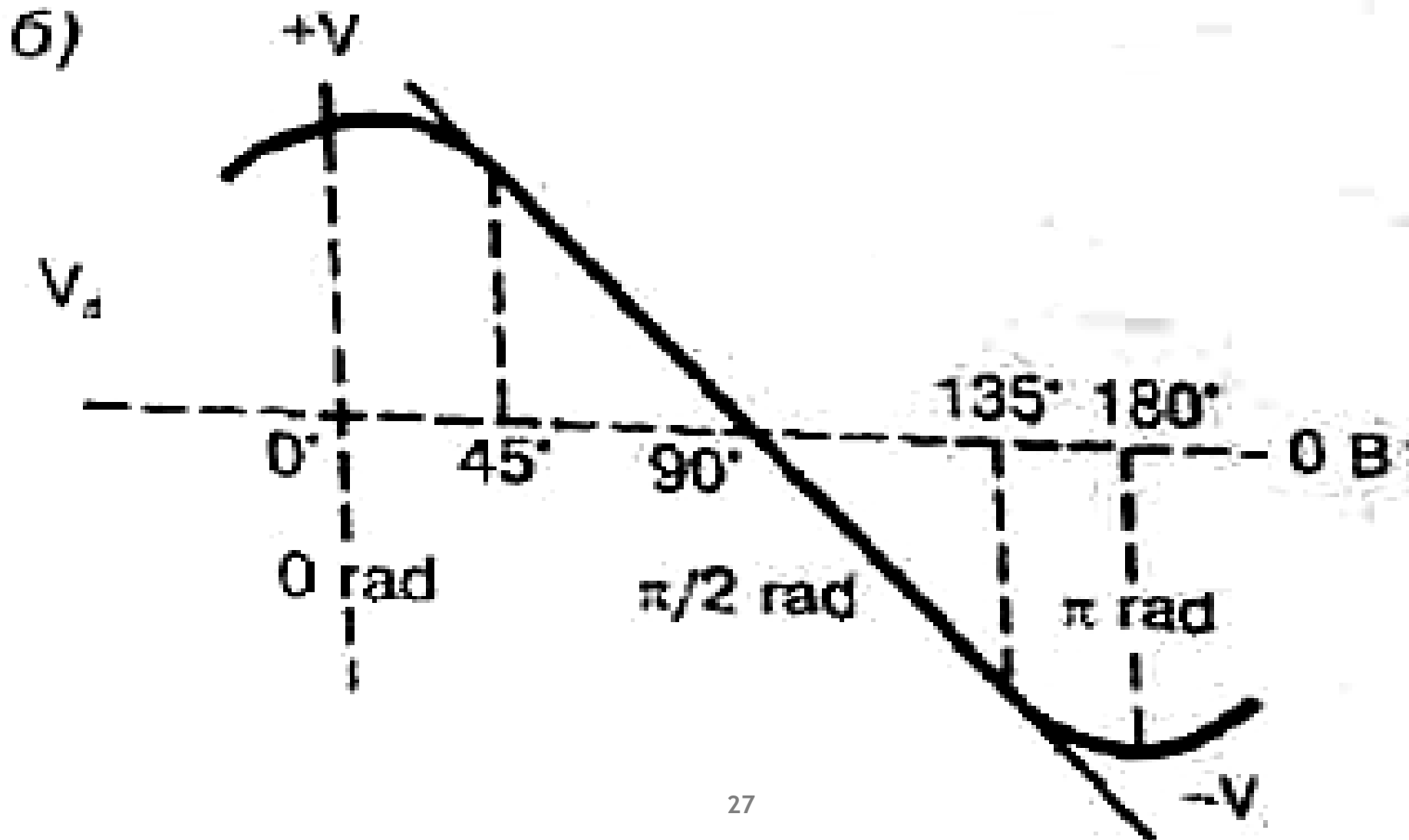
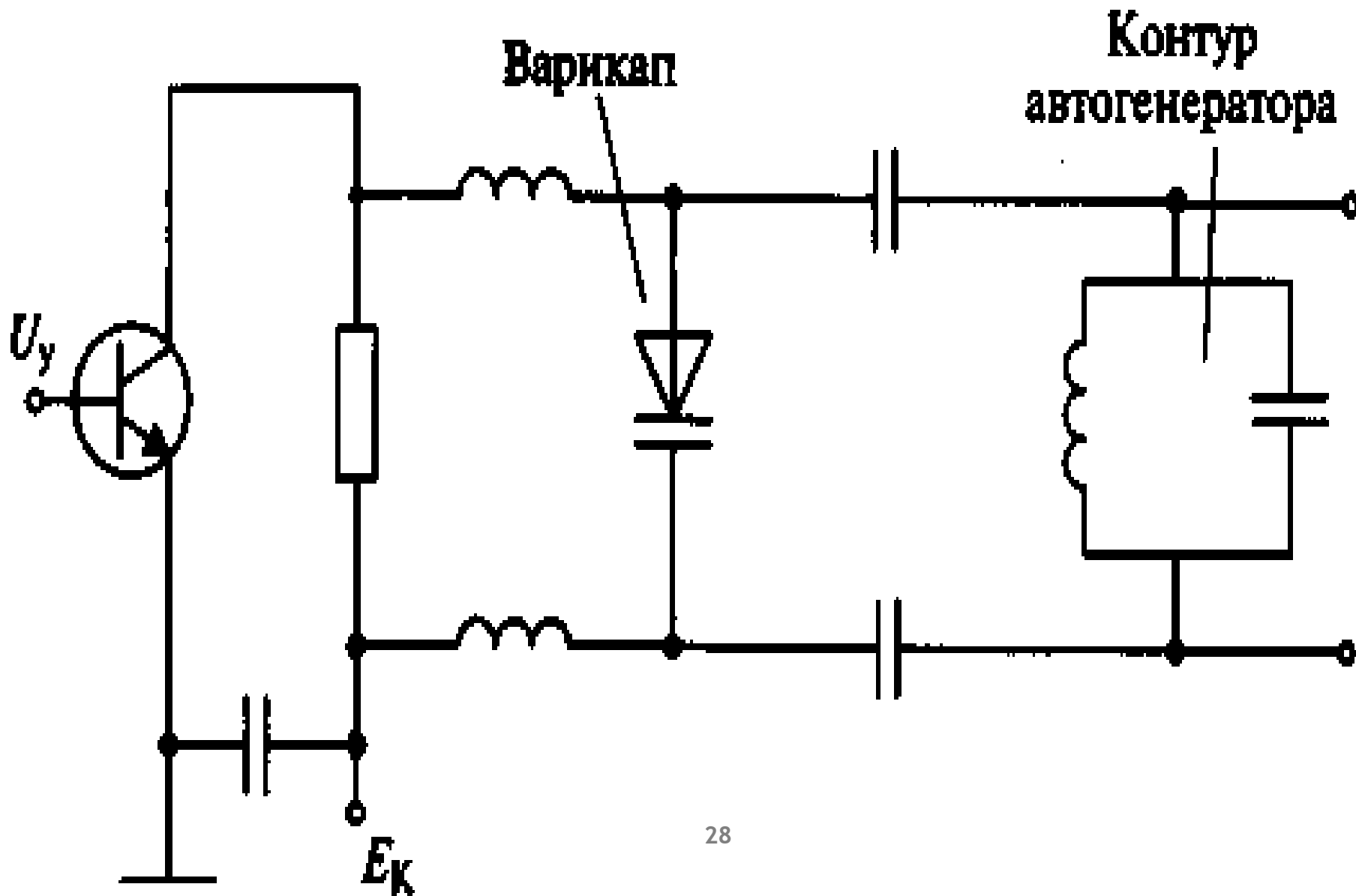


Рис. 25

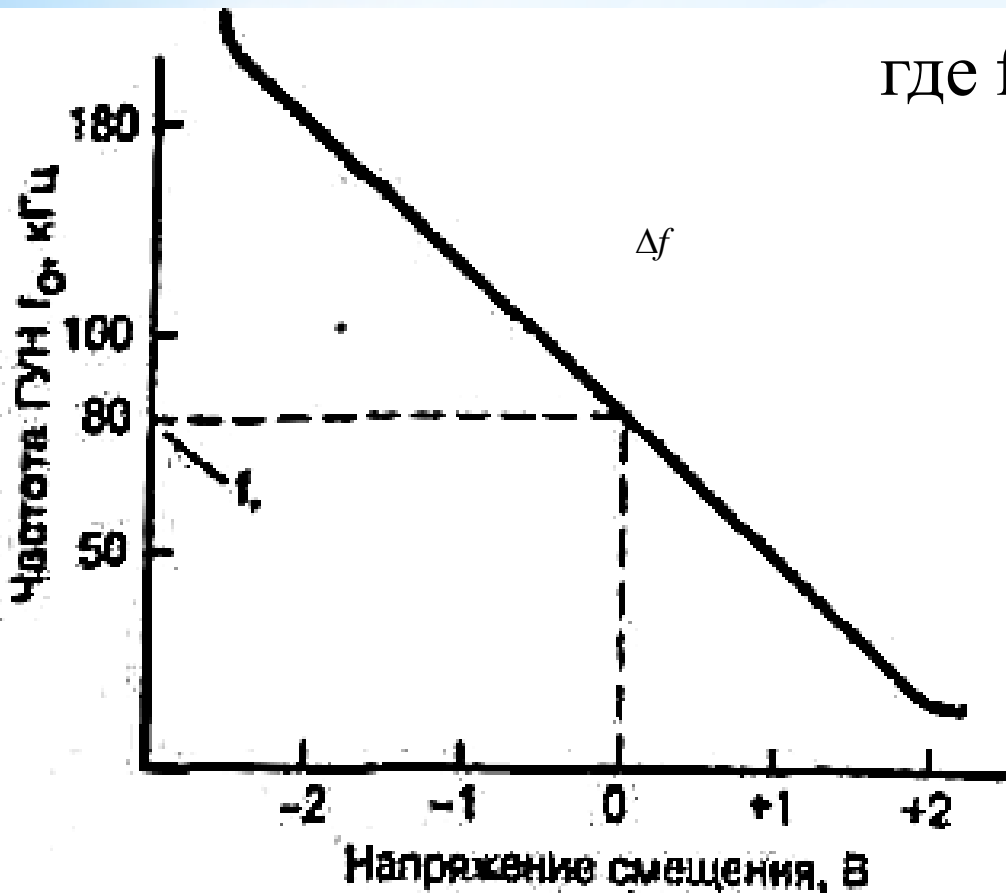


На рис. представлена амплитудно-фазовая характеристика ФД, т.е. зависимость выходного напряжения от разности фаз сигналов при одинаковой их частоте.





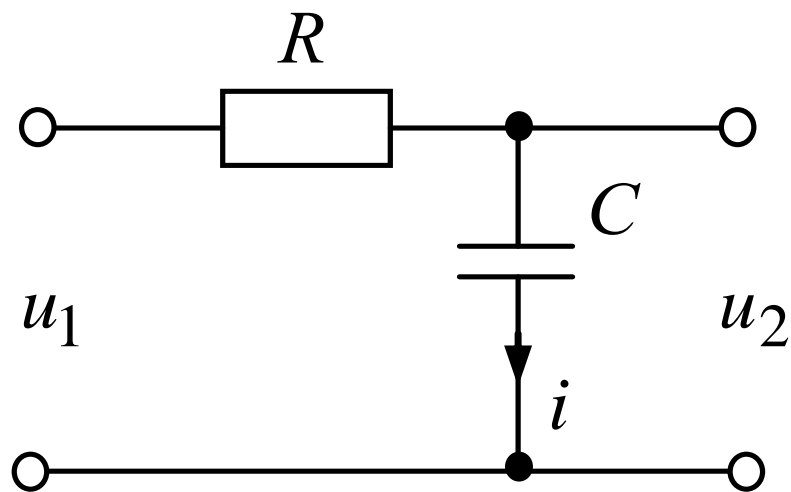
Генератор, управляемый напряжением (ГУН), — это генератор с частотой колебаний, определяемой внешним напряжением смещения. $f_0 = f_n + \Delta f$



где f_0 — выходная частоты ГУН
Выходная частота f_0 при нулевом смещении — это собственная частота ГУН f_n , определяемая внешней LC-цепью, а изменения выходной частоты, вызванные изменениями входного напряжения, называются девиацией частоты Δf

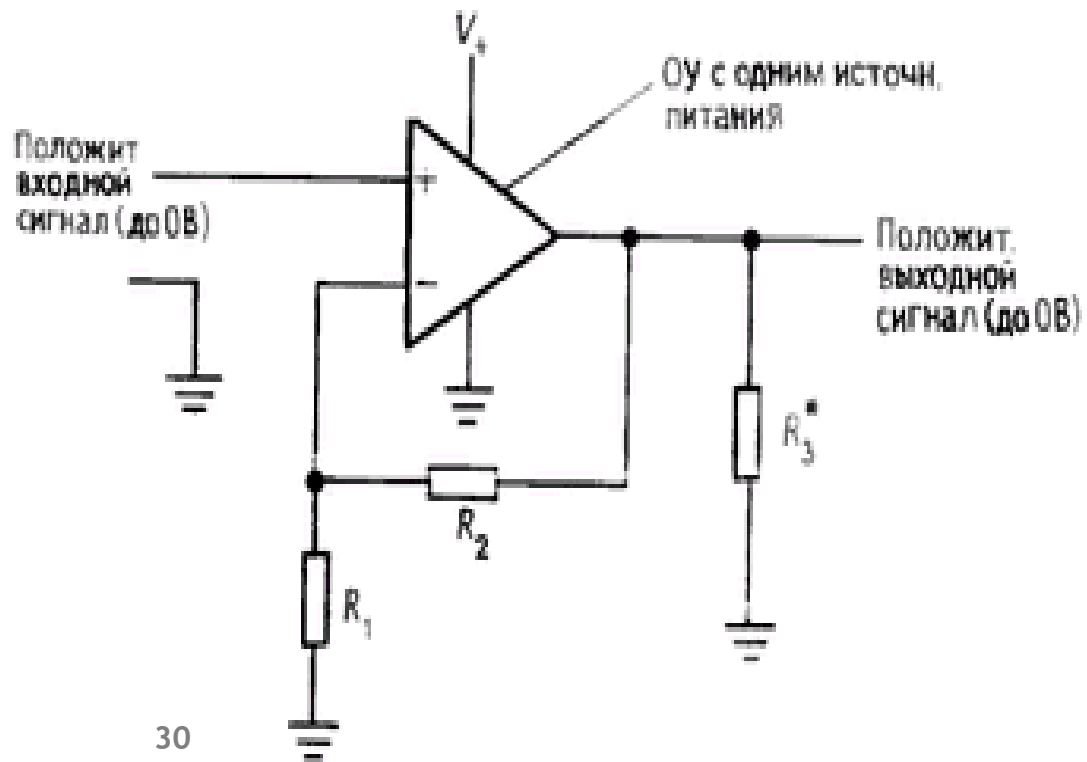
ФНЧ

(Апериодическое звено)



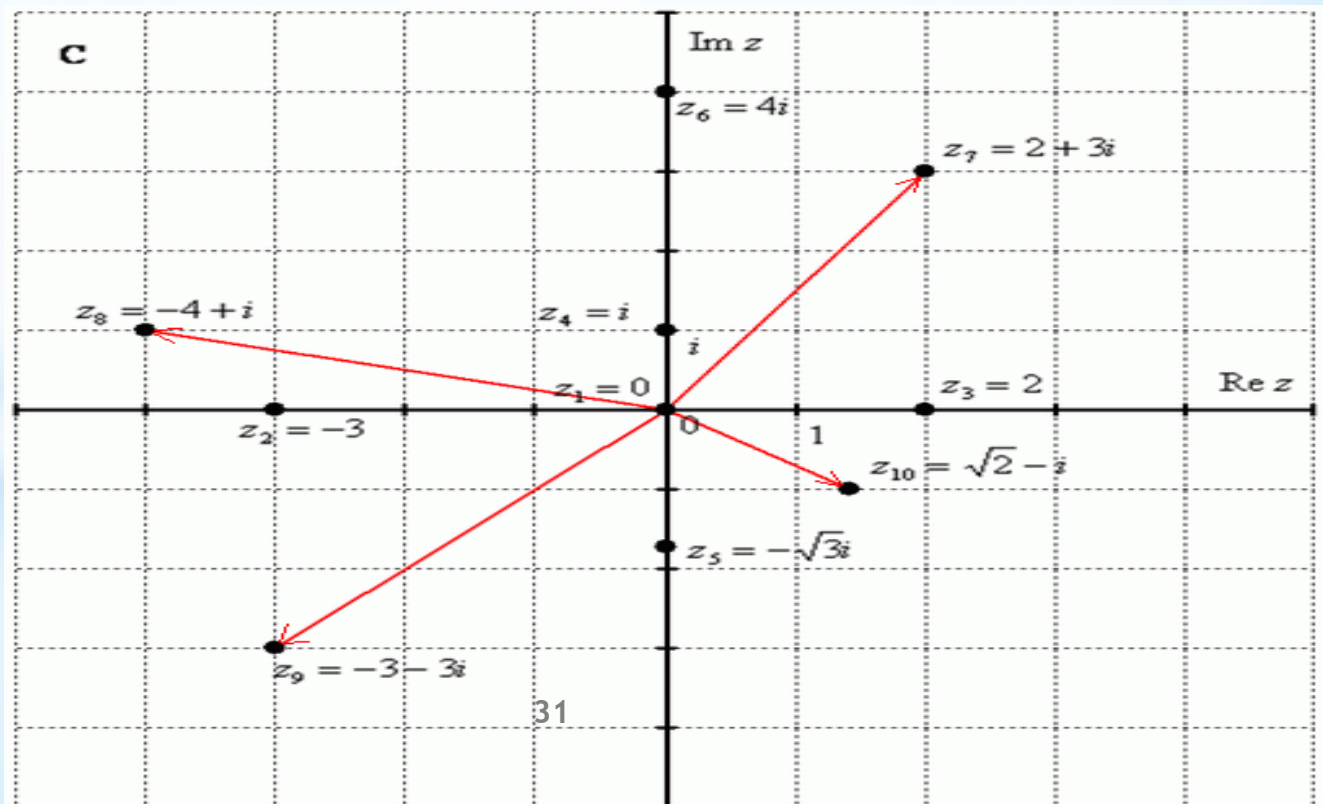
УИТ

(Усилитель
постоянного
тока)



2. Основы ТАУ, преобразование Лапласа и передаточные функции

Математической основой линейных САУ является преобразование Лапласа - прямое и обратное - это функции комплексных переменных.



Прямое преобразование Лапласа от $u(t)$

$$U(p) = L\{u(t)\} = \int_0^{\infty} u(t)e^{-pt} dt \quad \text{где } p = \sigma + j\omega.$$

Обратное

$$u(t) = L^{-1}\{U(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} U(p)e^{pt} dp$$

Найдем, например, прямое преобразование Лапласа от функции $f(t) = 1$ при $t \geq 0$, при $t < 0$ $f(t) = 0$

$$L(p)\{1\} = -\frac{1}{p}(0 - 1) = \frac{1}{p}$$

Для многих функций составлена таблица преобразований Лапласа

Таблица преобразования Лапласа

Оригинал (функция времени)	Изображение	Оригинал (функция времени)	Изображение
1	$\frac{1}{p}$	$e^{\lambda t}$	$\frac{1}{p - \lambda}$
t	$\frac{1}{p^2}$	$\sin \omega t$	$\frac{\omega}{p^2 + \omega^2}$
t^2	$\frac{2}{p^3}$	$\cos \omega t$	$\frac{p}{p^2 + \omega^2}$
$\delta(t)$	1	$\delta(t-a), a > 0$	e^{-ap}

Основные свойства преобразования Лапласа.

1) *Свойство линейности.*

Для любых постоянных чисел α и β

$$L\{\alpha x(t) + \beta y(t)\} = \alpha L\{x(t)\} + \beta L\{y(t)\}$$

Преобразование суммы равно сумме преобразований.

2) Дифференцирование оригинала при нулевых начальных условиях.

Если $X(p)=L\{x(t)\}$ и начальные условия нулевые, т.е.

$$x(0)=x^{(1)}(0)=x^{(2)}(0)=\dots=x^{(n-1)}(0)=0, \text{ то:}$$

$$L\left\{\frac{dx^n(t)}{dt^n}\right\} = p^n X(p)$$

Дифференцирование оригинала при нулевых начальных условиях соответствует умножению изображения на p .

3) Интегрирование оригинала

Если $X(p)=L\{x(t)\}$ и $x(t)=0$ при $t < 0$, то

$$L\left\{\int_0^t x(t) dt\right\} = \frac{X(p)}{p}$$

Интегрирование оригинала соответствует делению изображения на переменную p .

4) **Теорема запаздывания.** Если $X(p)=L\{x(t)\}$, то для любого положительного числа τ $L\{x(t-\tau)\} = e^{-\tau p}X(p)$

Функция $x(t-\tau)$ представляет собой функцию $x(t)$ сдвинутую во времени вправо на величину τ или другими словами запаздывающую на величину τ (время запаздывания).

5) **Теорема о начальном значении оригинала**

Значение оригинала $x(t)$ в момент начала отсчета времени $t=0$ определяется по его изображению $X(p)$ по формуле: $x(0) = \lim_{p \rightarrow \infty} [pX(p)]$

6) **Теорема о конечном значении оригинала.**

Предел к которому стремится оригинал $x(t)$ при $t \rightarrow \infty$ определяется по его изображению $X(p)$ по формуле:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} [x(t)] = \lim_{p \rightarrow 0} [pX(p)]$$

Передаточные функции

В практических инженерных расчетах вместо дифференциальных уравнений обычно пользуются аппаратом передаточных функций.

Отношение изображения по Лапласу выходного сигнала к изображению по Лапласу входного сигнала называют передаточной функцией САУ или ее отдельного динамического звена:

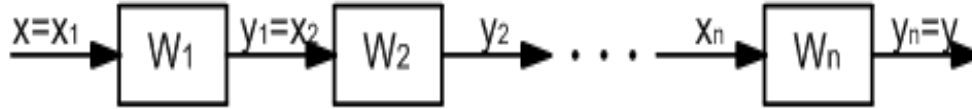
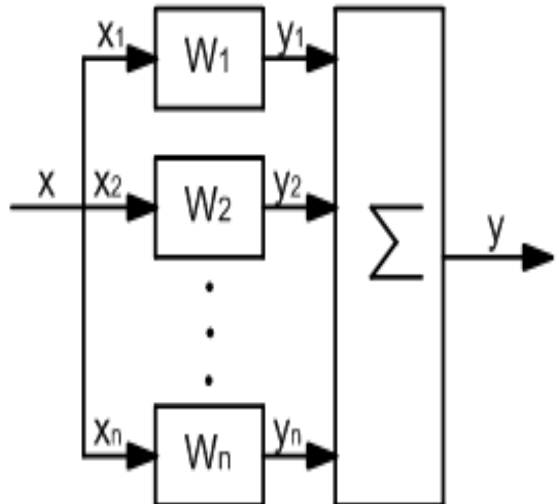
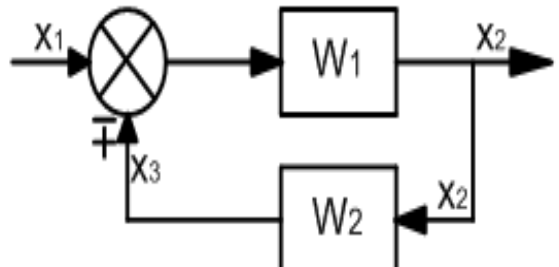
$$W(s) = \frac{X_{вых}(s)}{X_{вх}(s)}$$

Использование передаточных функций при исследовании систем автоматического управления:

- они позволяют достаточно просто получить аналитически решение дифференциальных уравнений, а, следовательно, провести анализ динамических процессов в системах автоматического управления;
- сравнительно просто получить частотные характеристики систем автоматического управления (косвенная оценка качества процессов управления);

Передаточные функции соединений звеньев

Все соединения звеньев можно осуществить 3 способами: 1. Последовательное 2. Параллельное 3. Встречное (с обратной связью).

Тип соединения	Передаточная функция
	$W_p(s) = W_1(s) \cdot W_2(s) \cdot \dots \cdot W_n(s)$
	$W_p(s) = W_1(s) + W_2(s) + \dots + W_n(s)$
	$W_p(s) = \frac{W_1(s)}{1 \pm W_1(s)W_2(s)}$

САУ любой сложности после структурных преобразований можно привести к такому виду

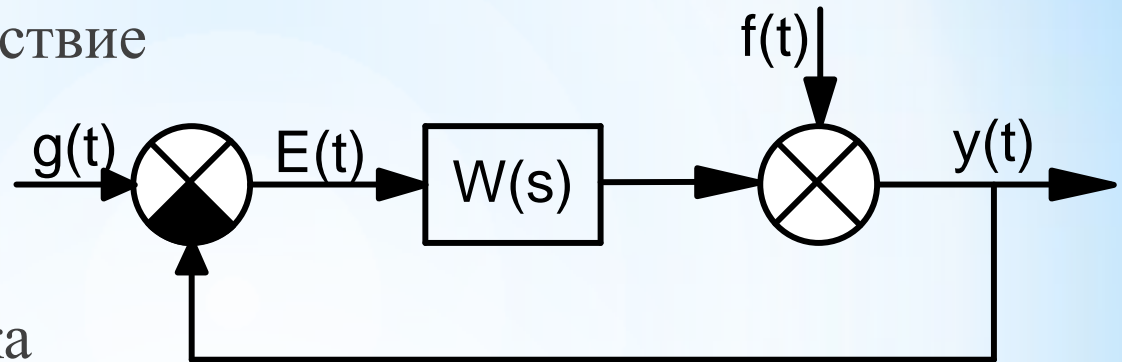
$y(t)$ – выходное воздействие

$g(t)$ – задающее воздействие

$\varepsilon(t) = g(t) - y(t)$ – ошибка

управления;

$f(t)$ - возмущающее воздействие



Передаточная функция $W(s)$ разомкнутой системы имеет вид

$$W(s) = \frac{a_m s^m + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + \dots + b_1 s + b_0} = \frac{A(s)}{B(s)}$$

Существуют 3 основных типа передаточных функций для замкнутых систем

Передаточная функция замкнутой системы, $f(t)=0$

$$\Phi_y(s) = \frac{W(s)}{1+W(s)} = \frac{A(s)}{A(s)+B(s)} = \frac{A(s)}{D(s)}$$

Передаточная функция по ошибке, $f(t)=0$

$$\Phi_\varepsilon(s) = \frac{1}{1+W(s)} = \frac{B(s)}{A(s)+B(s)} = \frac{B(s)}{D(s)} = 1 - \Phi_y(s)$$

Передаточная функция в режиме стабилизации (по возмущающему воздействию) $g(t)=0$

$$\Phi_f(s) = \frac{1}{1+W(s)} = \frac{B(s)}{A(s)+B(s)} = 1 - \Phi_y(s)$$

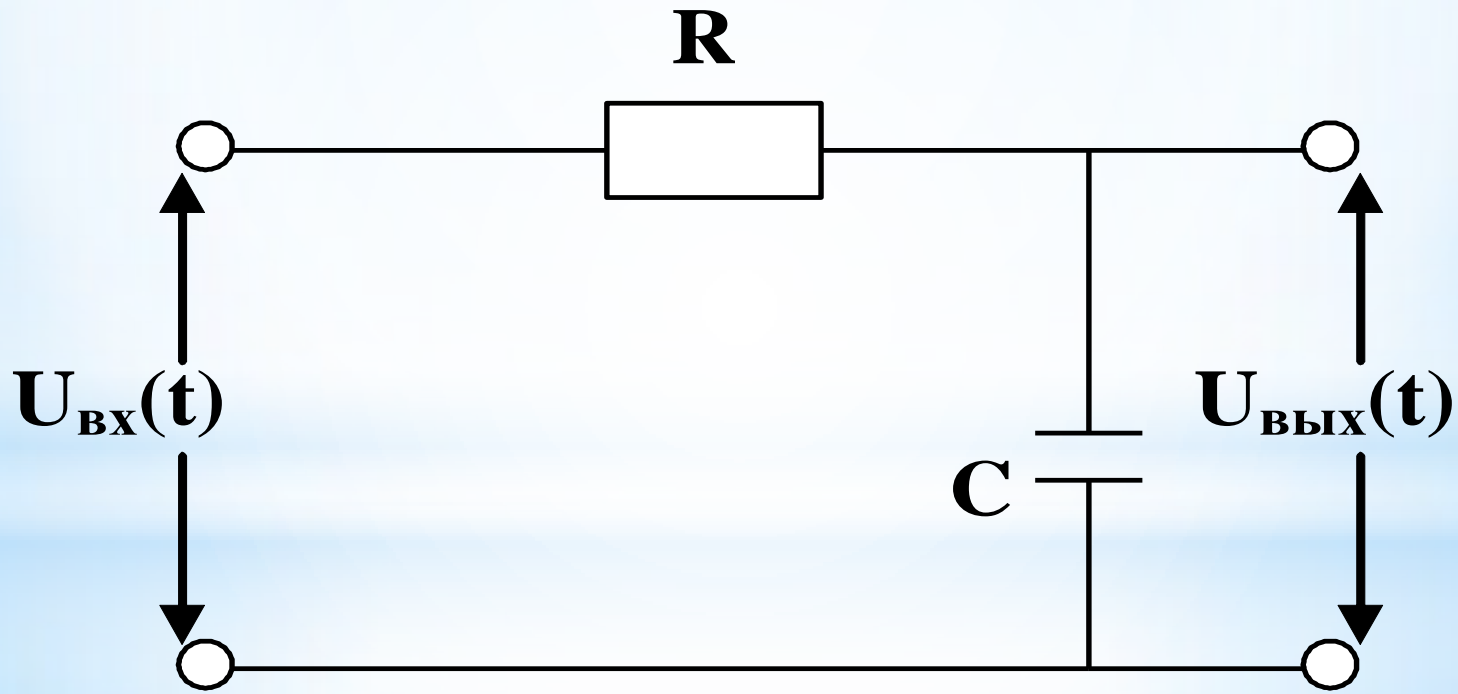
Знаменатель всех передаточных функций один и тот же и представляет собой характеристический полином

$$D(s) = B(s) + A(s)$$

Если передаточная функция САУ содержит интегрирующее звено, то такая САУ называется *астатической*. Порядок астатизма равен числу интегрирующих звеньев. САУ без интегрирующих звеньев называется *статической САУ*.

Апериодическое звено (ФНЧ)

Пример. Для элемента системы управления (апериодического звена), схема которого представлена на рисунке, требуется получить передаточную функцию.



Решение. Математическая модель данного элемента в виде дифференциального уравнения имеет вид

$$T \cdot \dot{U}_{\text{вых}}(t) + U_{\text{вых}}(t) = U_{\text{вх}}(t), \quad (1)$$

где $T = RC$; $U_{\text{вых}}(0) = 0$

Выполним преобразование Лапласа уравнения (1), введя обозначения:

$$U_{\text{вых}}(s) = L\{U_{\text{вых}}(t)\}; \quad U_{\text{вх}}(s) = L\{U_{\text{вх}}(t)\}$$

имеем: $(T \cdot s + 1) \cdot U_{\text{вых}}(s) = U_{\text{вх}}(s) \quad (2)$

Из уравнения (2) получаем передаточную функцию элемента системы

$$W(s) = \frac{1}{Ts+1} = \frac{U_{\text{вых}}(s)}{U_{\text{вх}}(s)}. \quad (3)$$

Звено с передаточной функцией (3) называется апериодическим звеном системы автоматического управления.

Из равенства (3) получаем изображение выходного сигнала

$$U_{\text{вых}}(s) = W(s) \cdot U_{\text{вх}}(s) = \frac{1}{Ts+1} \cdot U_{\text{вх}}(s). \quad (4)$$

Характеристики апериодического звена.

1. Временные характеристики.

Переходная функция апериодического звена.

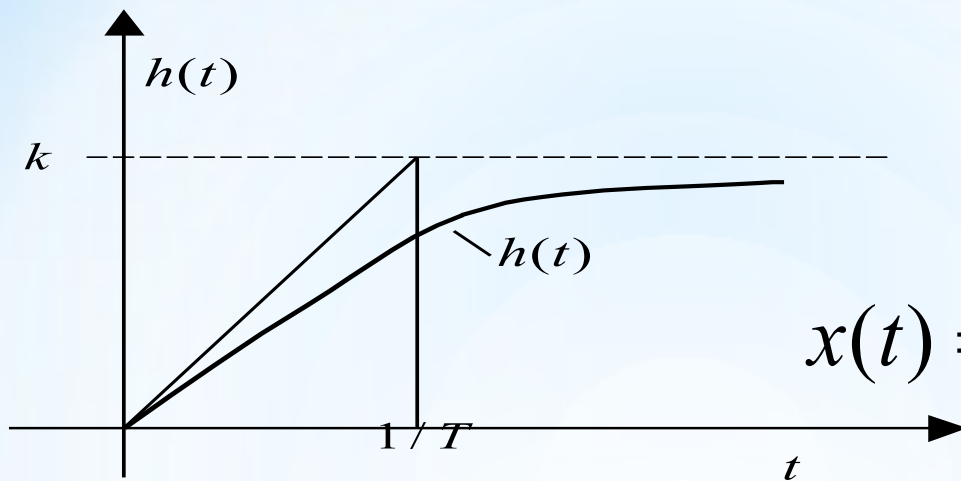
$g(t) = 1(t)$ начальные условия для дифференциального уравнения (2) – нулевые.

Дифференциальное уравнение (1) принимает вид:

$$T\dot{x}(t) + x(t) = k \cdot 1(t);$$

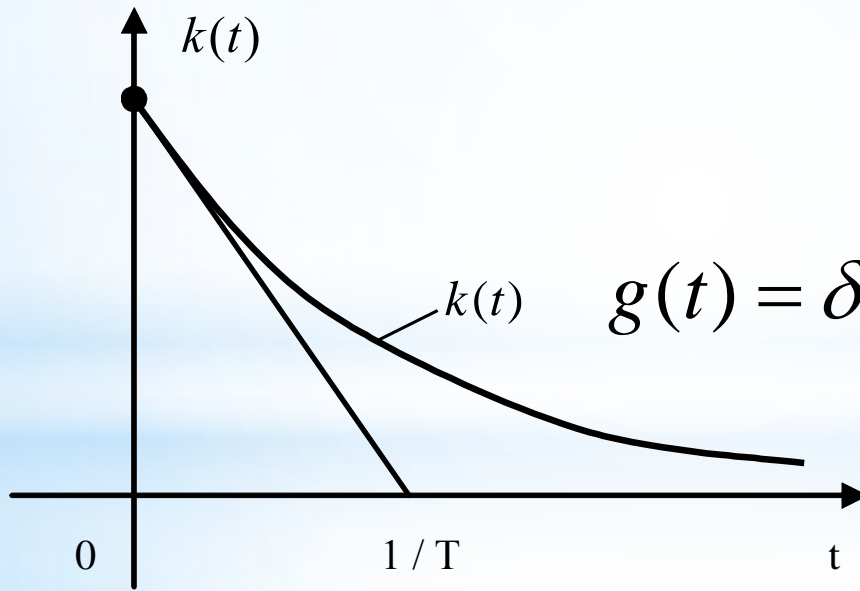
С учётом нулевых начальных условий, решение этого дифференциального уравнения будет

$$x(t) = k\left(1 - e^{-\frac{1}{T}t}\right) = h(t)$$



$$x(t) = k(1 - e^{-\frac{1}{T}t}) = h(t)$$

Переходная функция аperiodического звена.



$$g(t) = \delta(t); \quad k(t) = \frac{dh}{dt} = \frac{k}{T} e^{-\frac{1}{T}t}$$

Весовая (импульсная) функция аperiodического звена.

Частотные характеристики:

2.1. Амплитудно-фазо-частотная характеристика апериодического звена.

$$W(S) = \frac{k}{TS + 1} \quad \text{- передаточная функция}$$

в передаточной функции полагаем $S = j\omega$;

$$W(j\omega) = \frac{k}{T(j\omega) + 1}$$

выделим в комплексном числе $W(j\omega)$
действительную и мнимую части:

$$W(j\omega) = \frac{k}{T(j\omega) + 1} = \frac{k}{1 + T\omega j} \cdot \frac{1 - T\omega j}{1 - T\omega j} =$$

$$\frac{k}{1 + T^2\omega^2} - j \frac{T\omega k}{1 + T^2\omega^2}$$

Обозначим: $U(\omega) = \frac{k}{1 + T^2\omega^2}$ - вещественная часть

$V(\omega) = \frac{T\omega k}{1 + T^2\omega^2}$ - мнимая часть

Подставляя значения ω от 0 до ∞ в соотношения $V(\omega)$ и $U(\omega)$ получим график амплитудно-фаза-частотной характеристики апериодического звена.

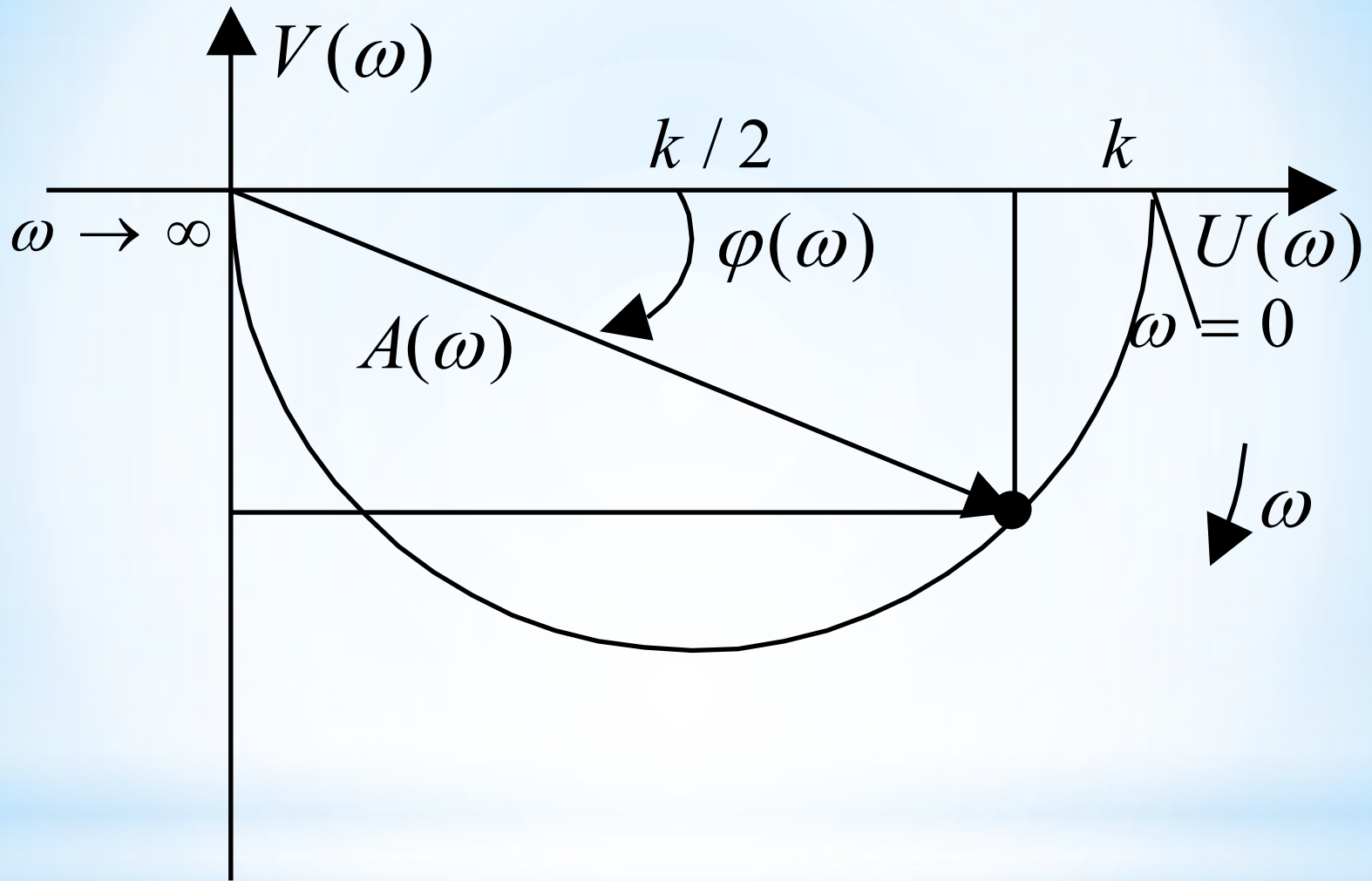


график амплитудно-фазо-частотной характеристики
аперiodического звена.

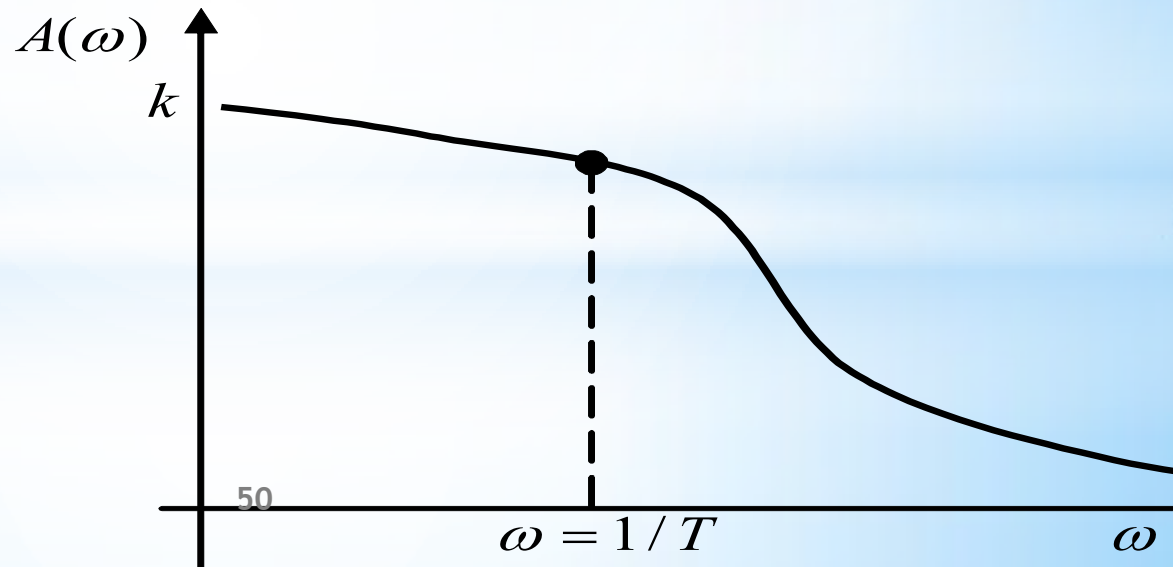
2.2. Амплитудно-частотная характеристика апериодического звена.

Для определения амплитудно - частотной характеристики $A(\omega)$ воспользуемся формулой модуля комплексной функции

$$A(\omega) = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)}$$

Подставляя $V(\omega)$ и $U(\omega)$ в полученной равенство получаем

$$A(\omega) = \frac{k}{\sqrt{T^2 \omega^2 + 1}}$$



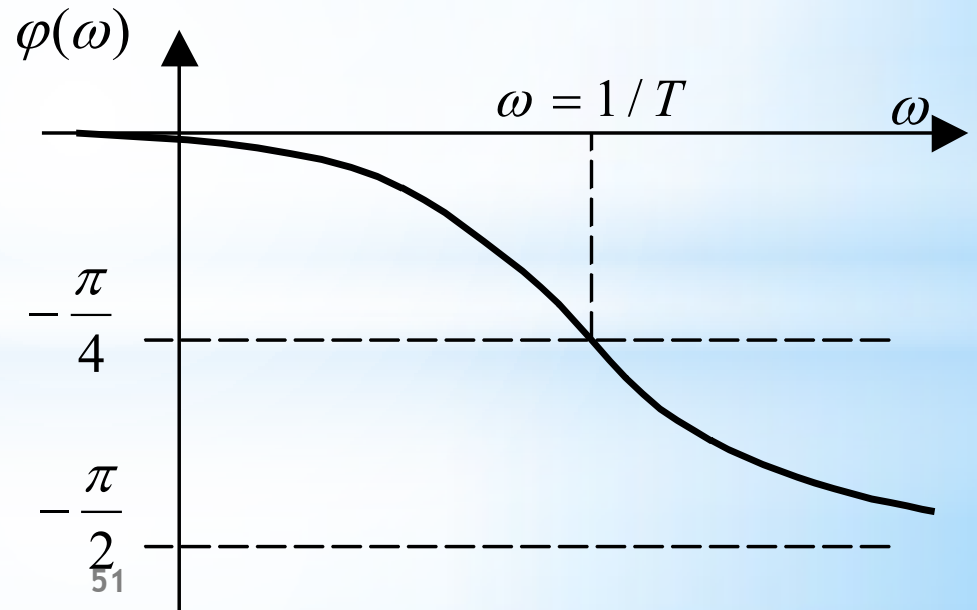
2.3. Фазо-частотная характеристика апериодического звена.

Для определения фазо-частотной характеристики $\varphi(\omega)$ воспользуемся формулой

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{V(\omega)}{U(\omega)}$$

Подставляя в последнее равенство значения $V(\omega)$ и $U(\omega)$ получаем:

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} T\omega$$



Отставание выходной величины тем больше, чем больше частота входного сигнала.

Максимальное отставание $-\frac{\pi}{2}$

2.4. *Логарифмическая амплитудно и фазо-частотная характеристики апериодического звена* – это АФЧХ, прологарифмированная и построенная в логарифмическом масштабе. Для построения логарифмических частотных характеристик рассмотрим:

$$Lm(\omega) = 20 \lg |W(j\omega)| = 20 \lg A(\omega)$$

С учётом равенства, определяющего значение АЧХ,

$$A(\omega) = \frac{k}{\sqrt{1 + T^2 \omega^2}}$$

получаем:

$$Lm(\omega) = 20 \lg \left[\frac{k}{\sqrt{1 + T^2 \omega^2}} \right] = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{1 + T^2 \omega^2}$$

Эта характеристика

$$Lm(\omega) = 20 \lg k - 20 \lg \sqrt{1 + T^2 \omega^2}$$

имеет две асимптоты: $\omega \rightarrow 0$; $Lm(\omega) \Rightarrow 20 \lg k$

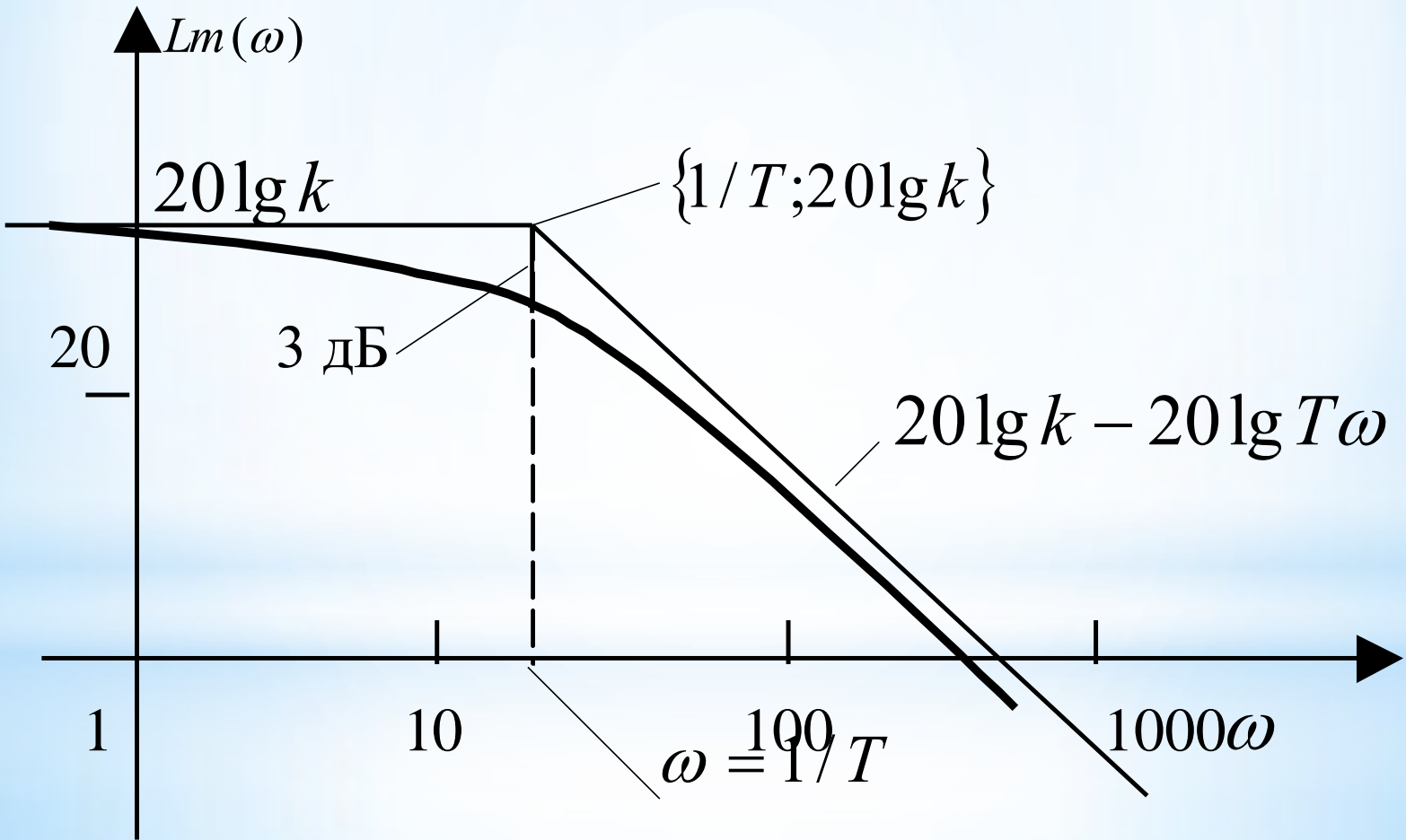
первая асимптота - это горизонтальная прямая;

вторая асимптота $\omega \rightarrow \infty$; $Lm(\omega) \Rightarrow 20 \lg k - 20 \lg T \omega$

прямая с наклоном (-20 дБ/дек). Эти две асимптоты пересекаются в точке *сопряжения* с координатами

$$\left\{ \frac{1}{T}; 20 \lg k \right\} \quad 53$$

Амплитудно-частотная характеристика точная (жирная линия) и асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (ЛАЧХ или ЛАХ)



Точная логарифмическая амплитудно-частотная характеристика (показана на рисунке жирным) достаточно близка к этим асимптотам. Наибольшее ее отклонение будет в точке $\omega = 1/T$, которое равно:

$$\begin{aligned}\Delta &= 20 \lg k - \left[20 \lg k - 20 \lg \sqrt{T^2 \omega^2 + 1} \right] = \\ &= 10 \lg(T^2 \omega^2 + 1) = 10 \lg 2 \approx 3.03 \text{ дБ}\end{aligned}$$

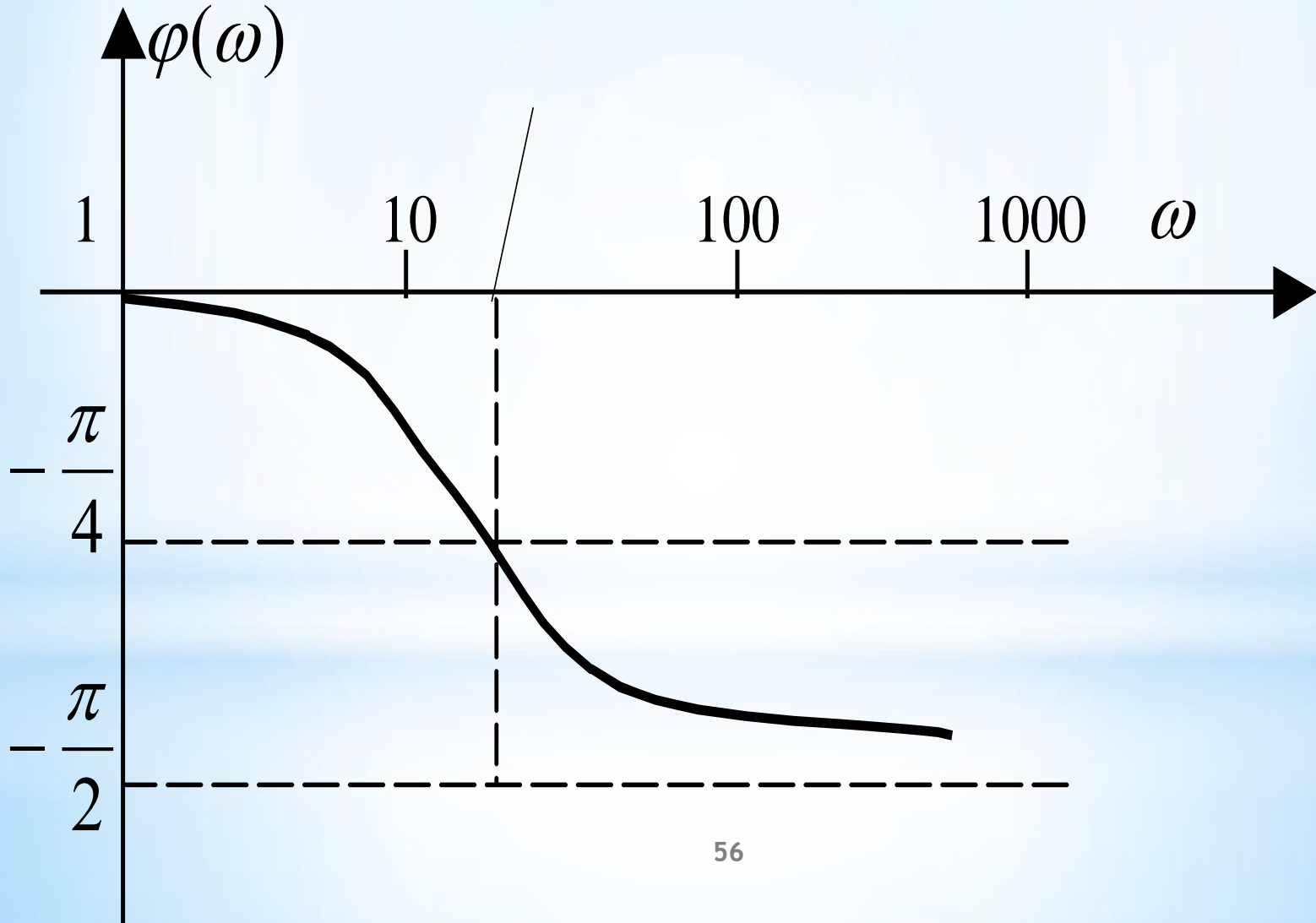
Часто в инженерных расчётах такой разницей пренебрегают и считают, что логарифмическая амплитудно-частотная характеристика апериодического звена имеет вид ломаной, которая состоит из двух прямых (асимптот).

Фазово-частотная характеристика определяется

равенством

$$\varphi(\omega) = -\arctg T\omega$$

$$\omega = 1 / T$$



Правило построения логарифмической амплитудно-частотной характеристики *апериодического звена*.

1. На оси частот отмечаем *частоту сопряжения* (*сопрягающую частоту*) $\omega = 1/T$

2. На оси ординат отмечаем точку $20 \lg k$.

3. Через точку на оси ординат, которая соответствует $20 \lg k$ проводят прямую, параллельную оси частот до значения $\omega = 1/T$.

4. Через точку с координатами $\left\{ \frac{1}{T}; 20 \lg k \right\}$ проводят прямую с наклоном -20дБ/дек . В результате

указанных построений получается асимптотическая логарифмическая амплитудно-частотная характеристика апериодического звена.



Пример Найти передаточные функции системы АПЧ, структурная схема которой приведена на рис.1

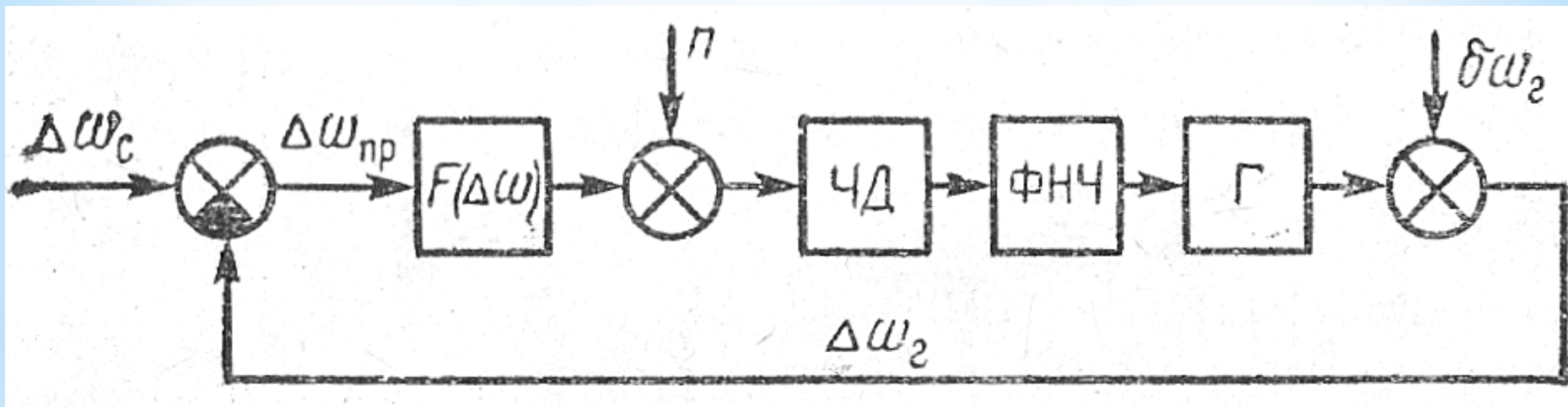


Рис.1 . Структурная схема АПЧ.

Решение. Передаточные функции дискриминатора, фильтра нижних частот и гетеродина системы АПЧ описываются соответственно выражениями

$$W_{\text{чд}}(p) = \frac{K_{\text{чд}}}{1 + pT_{\text{чд}}}; \quad W_{\text{фнч}}(p) = \frac{K_{\text{фнч}}}{1 + pT_{\text{фнч}}}; \quad W_{\Gamma}(p) = \frac{k_{\Gamma}}{1 + pT_{\Gamma}}.$$

Передаточная функция разомкнутой системы

$$\begin{aligned} W_{\text{р}}(p) &= W_{\text{чд}}(p)W_{\text{фнч}}(p)W_{\Gamma}(p) = \\ &= \frac{k}{(1 + pT_{\text{чд}})(1 + pT_{\text{фнч}})(1 + pT_{\Gamma})} \end{aligned}$$

где $k = k_{\text{чд}} k_{\text{фнч}} k_{\Gamma}$ – коэффициент усиления системы.

Передаточная функция замкнутой системы в соответствии с формулой

$$W_3 = \frac{W_{\text{р}}(p)}{1 + W_{\text{р}}(p)}$$

может быть приведена к виду:

$$W_3(p) = \frac{K}{a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0}$$

где: $a_3 = T_{\text{чд}} T_{\text{фнч}} T_{\Gamma};$

$$a_2 = T_{\text{чд}} T_{\text{фнч}} + T_{\text{чд}} T_{\Gamma} + T_{\text{фнч}} T_{\Gamma};$$

$$a_1 = T_{\text{чд}} + T_{\text{фнч}} + T_{\Gamma}; \quad a_0 = 1 + K.$$

Эти передаточные функции могут быть использованы для оценки переходных процессов в системе, для анализа устойчивости системы, для определения величины ошибки при различных видах входного сигнала.

Устойчивость САУ

Под устойчивостью системы понимают ее способность возвращаться в состояние равновесия после снятия возмущающих факторов, действующих на систему. Если система неустойчива, то под воздействием внешних возмущений или после их снятия, она периодически переходит из одного состояния равновесия в другие состояния равновесия. Устойчивость системы автоматического управления определяется затуханием процессов в системе:

$$x_{\text{соб}}(t) \rightarrow 0 \text{ при } t \rightarrow \infty.$$

Для затухания переходного процесса необходимо, чтобы вещественные части корней характеристического уравнения были <0 , если хоть один корень будет >0 , то система будет неустойчивой. Система будет на границе устойчивости, если есть хоть один нулевой корень.

Хар-р свободного движения САУ определяется корнями его хар-го уравнения: $D(s) = 0$

Вещественные корни

$$p_i = \alpha_i$$

$$y_{св}(t) = \sum_{i=1}^n c_i e^{\alpha_i t}$$

Комплексные корни

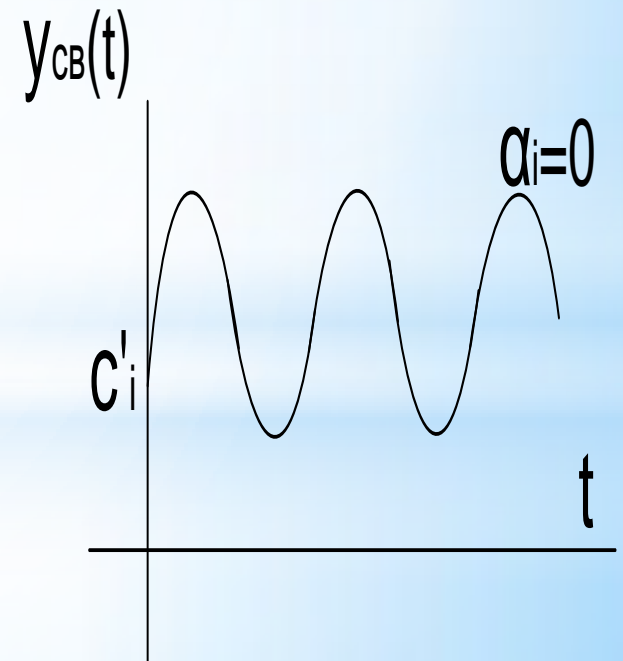
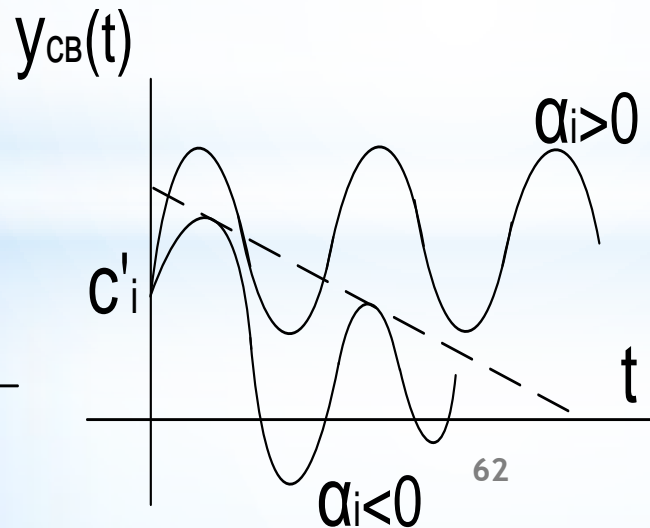
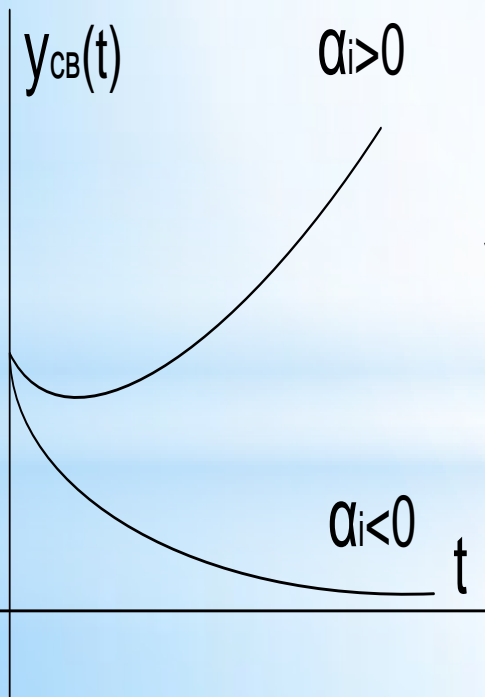
$$p_{i,j+1} = \alpha_i \pm j\beta_i$$

$$y_{св}(t) = [c'_i \cos \beta_i t + c''_i \sin \beta_i t] e^{\alpha_i t}$$

Мнимые корни

$$p_{i,j+1} = \pm j\beta_i, \alpha_i = 0$$

$$y_{св}(t) = c'_i \cos \beta_i t + c''_i \sin \beta_i t$$



Необходимое условие устойчивости САУ

Необходимым (но недостаточным) условием устойчивости системы является положительность коэффициентов ее характеристического уравнения. Окончательный вывод об устойчивости системы можно сделать применив определенный критерий. Есть критерии Вышнеградского, Гурвица, Михайлова, Найквиста.

На практике чаще всего используется разновидности частотного критерия Найквиста - определения устойчивости по логарифмическим характеристикам (по диаграмме Боде) или по форме годографа амплитудно-фазо-частотной характеристики разомкнутой системы.

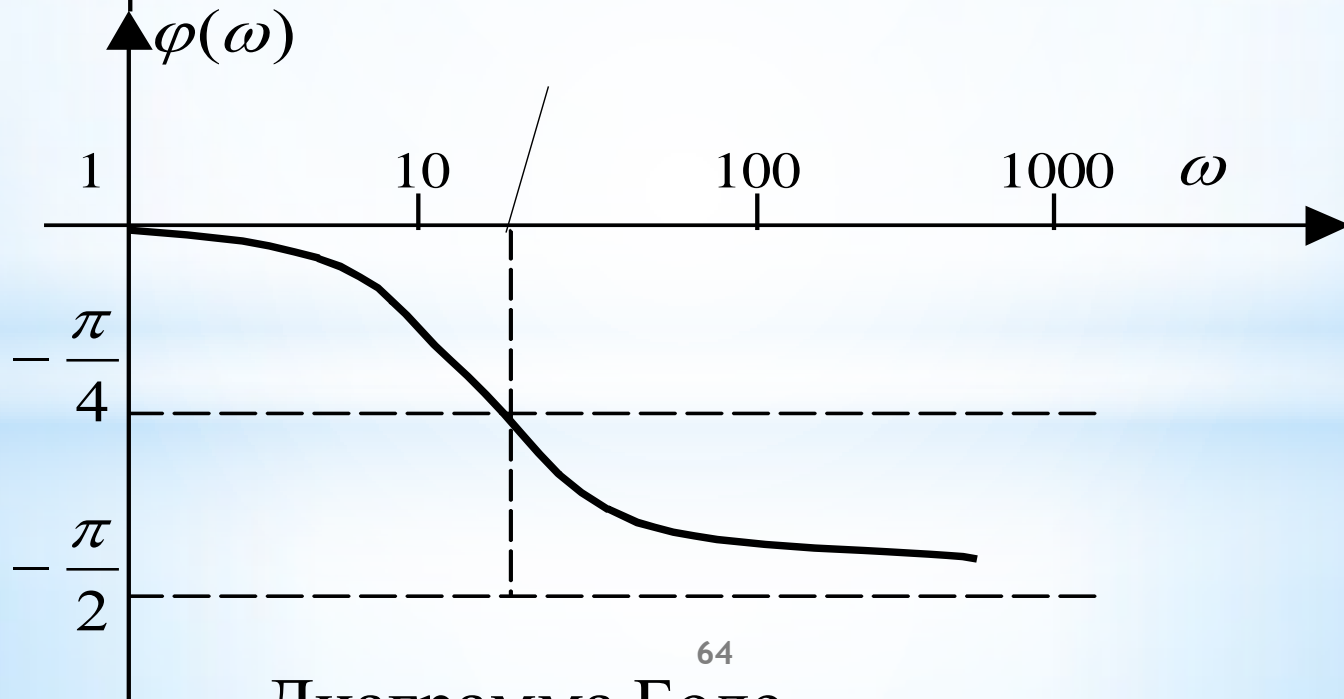
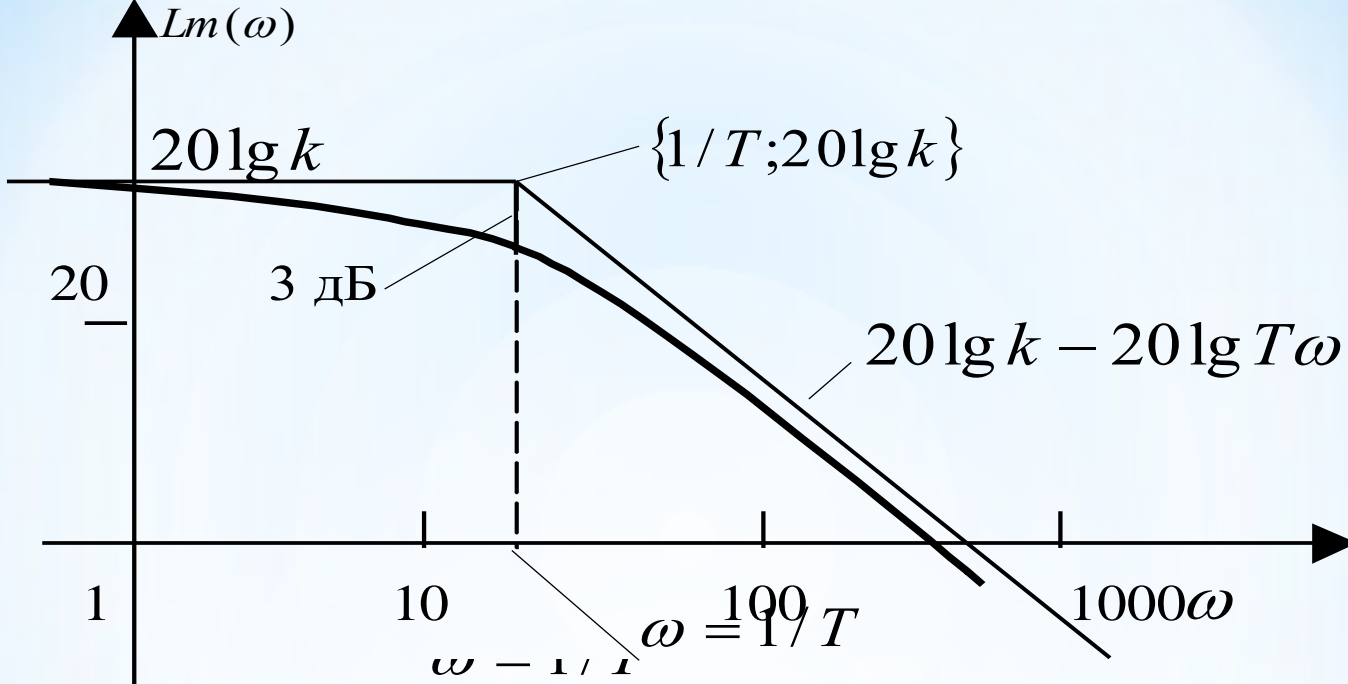


Диаграмма Боде

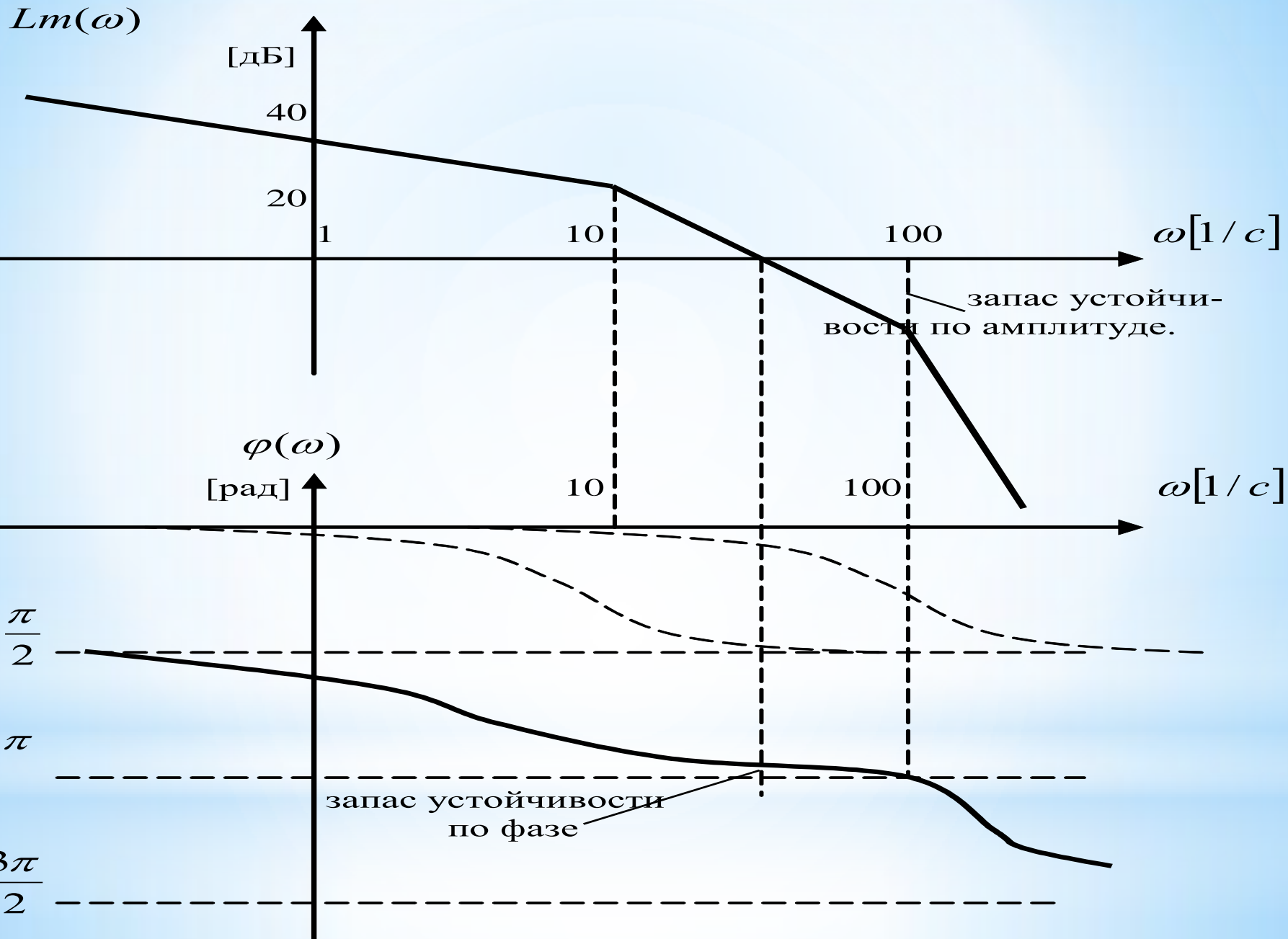


Диаграмма Боде

3. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

В рассмотренной ранее системе АПЧ управляющее напряжение не в состоянии свести до нуля расстройку по частоте.

Система АПЧ является статической. Величина статической ошибки пропорциональна величине начального рассогласования по частоте.

В системе ФАПЧ управляющее напряжение пропорционально разности фаз сигнального и опорного напряжений т.е. простейшая система ФАПЧ является статической по фазе. При этом расстройка по частоте равна нулю. Т. е. в системе ФАПЧ отсутствует статическая ошибка вследствие интегральной зависимости разности фаз от частотной расстройки.

Система ФАПЧ является астатической системой автоматического управления по частоте.

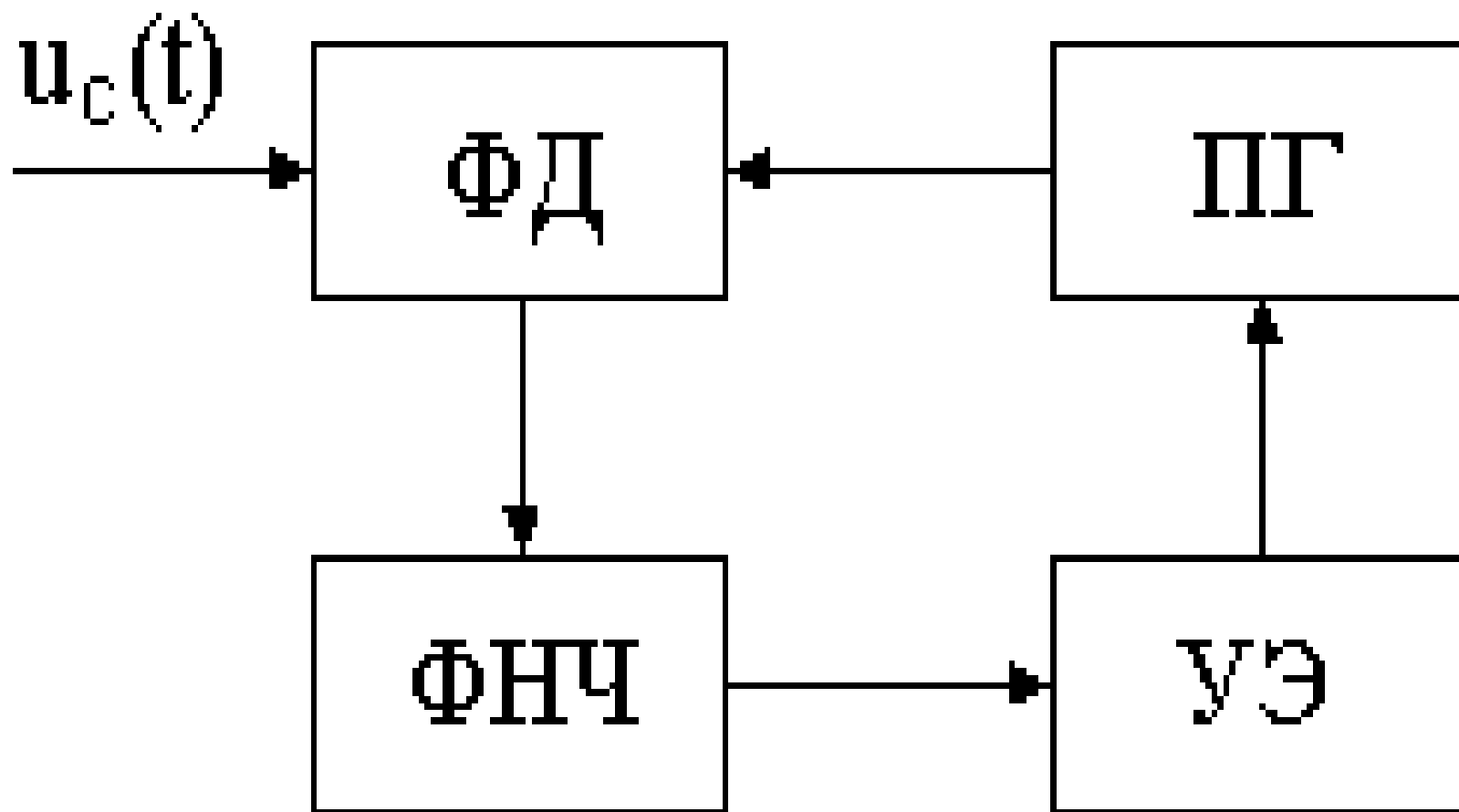
Астатизм системы автоматического регулирования определяется числом интегрирующих звеньев. В системе ФАПЧ происходит, как минимум, одно интегрирование, при этом простейшая ФАПЧ - это система с астатизмом первого порядка.

Системы ФАПЧ применяются в радиотехнических устройствах различного назначения:

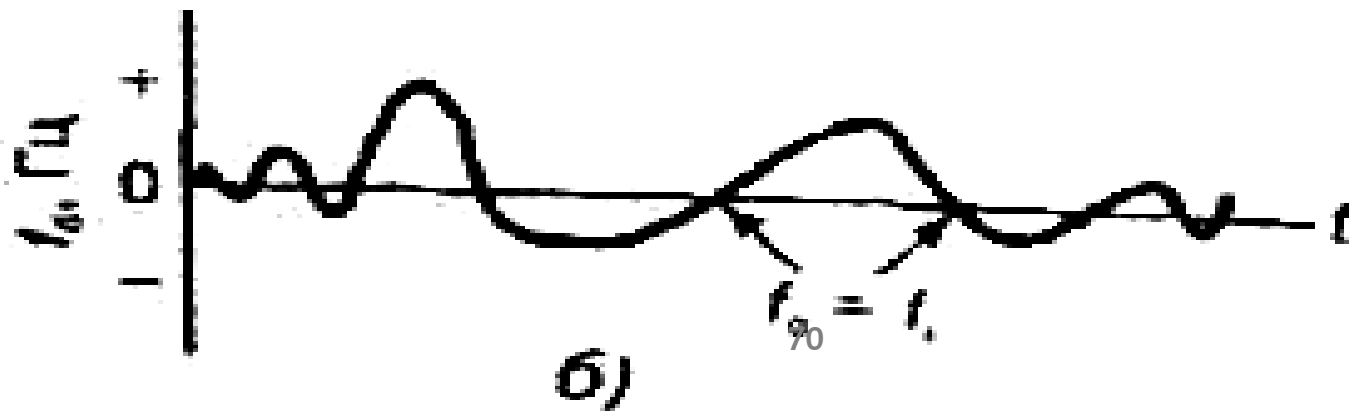
в качестве следящих фильтров, для восстановления несущей в радиоприемнике при однополосной и балансной модуляции;

в системах передачи сообщений методом фазовой манипуляции; для автоматической подстройки частоты и фазы строчной развертки в телевизоре; в системах цветного телевидения с квадратурной модуляцией цветовой поднесущей; для демодуляции сигналов с фазовой модуляцией; для построения перестраиваемых по частоте генераторов высокостабильных колебаний; в устройствах приемных блоков систем GPS и «Глонасс» и в других системах.

В схемном отношении система ФАПЧ отличается от системы АПЧ только использованием фазового детектора (ФД) вместо частотного дискриминатора.



Принцип действия системы ФАПЧ состоит в следующем. Колебания сигнала $u_c(t)$ и подстраиваемого генератора ПГ поступают на фазовый детектор ФД. При рассогласовании указанных колебаний по фазе на выходе ФД появляется напряжение, которое, пройдя через фильтр нижних частот ФНЧ (см. рис. б) воздействует с помощью управляющего элемента УЭ на частоту подстраиваемого генератора ПГ так, что исходное фазовое рассогласование уменьшается.



Система ФАПЧ может иметь три состояния:

- автономное состояние собственных, свободных колебаний;
- режим захвата;
- режим слежения.

В автономном состоянии внешний сигнал отсутствует или петля обратной связи разомкнута. При этом ГУН генерирует сигнал на своей собственной частоте, определяемой компонентами схемы. В состоянии захвата, система ФАПЧ должна иметь внешний сигнал и замкнутую петлю обратной связи. Из состояния захвата система ФАПЧ со временем переходит в режим слежения частоты. В режиме слежения частота ГУН отслеживает частоту внешнего входного сигнала. Когда система ФАПЧ находится в состоянии удержания, частота ГУН следует за изменениями частоты внешнего опорного сигнала.

При правильном выборе параметров в системе ФАПЧ устанавливается синхронный режим, в котором частота и фаза подстраиваемого генератора следят за частотой и фазой сигнала $u_c(t)$. Переход к синхронному режиму работы (*захват*) обеспечивается в пределах определенного диапазона первоначальных расстроек между частотами сигнала и подстраиваемого генератора, называемого *полосой захвата*. Полоса захвата частоты — полосы частот захвата слева или справа от опорной частоты, которые, как правило, симметричны (т. е. область захвата в 2 раза шире полосы захвата частоты). Область захвата и полосы захвата показаны в форме частотной диаграммы на рис.3.2. Самая низкая частота, на которой система ФАПЧ может произвести захват, называется нижним пределом захвата f_{cl} , а самая вы-сокая частота — верхним пределом захвата f_{cu} .

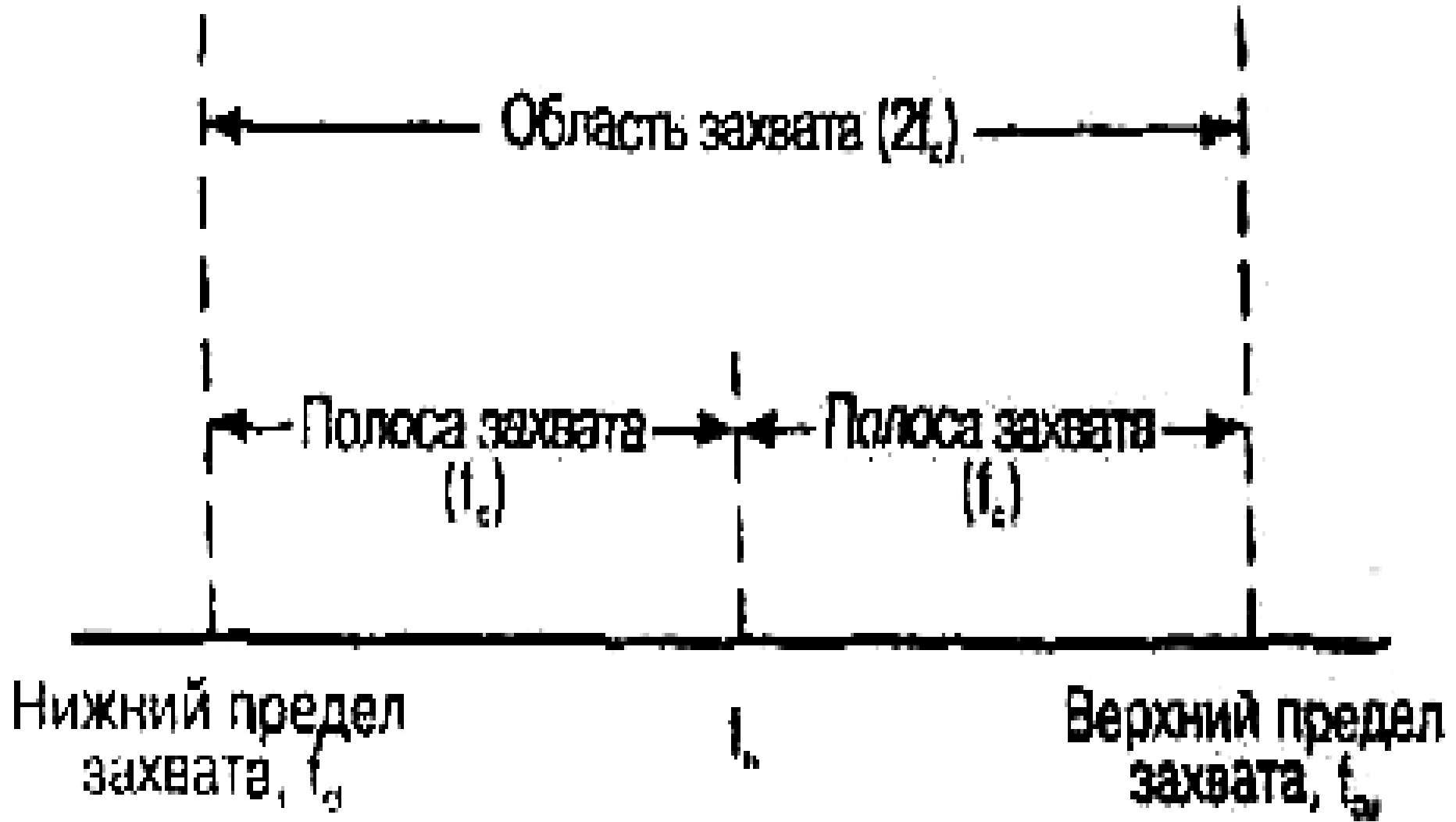


Рис.3.2. Область захвата частоты системы ФАПЧ

Полоса удержания- это область удержания, определяется как диапазон частот, сосредоточенный во-круг собственной частоты ГУН, в котором система ФАПЧ может поддерживать режим синхронизма с внешним опорным сигналом. При этом предполагается, что система ФАПЧ первоначально захватила и удерживает частоту входного сигнала. Область удержания также известна как область слежения. Область удержания — это диапазон частот, в котором после того, как произошел захват частоты, система ФАПЧ будет точно отслеживать частоту внешнего опорного сигнала. Полоса удержания (синхронизации) — диапазон частот в области удержания слева или справа от опорной частоты (т. е. область удержания в 2 раза шире полосы удержания). Связь между областью удержания и полосой удержания показана в виде частотной диаграммы на рис 3.3.

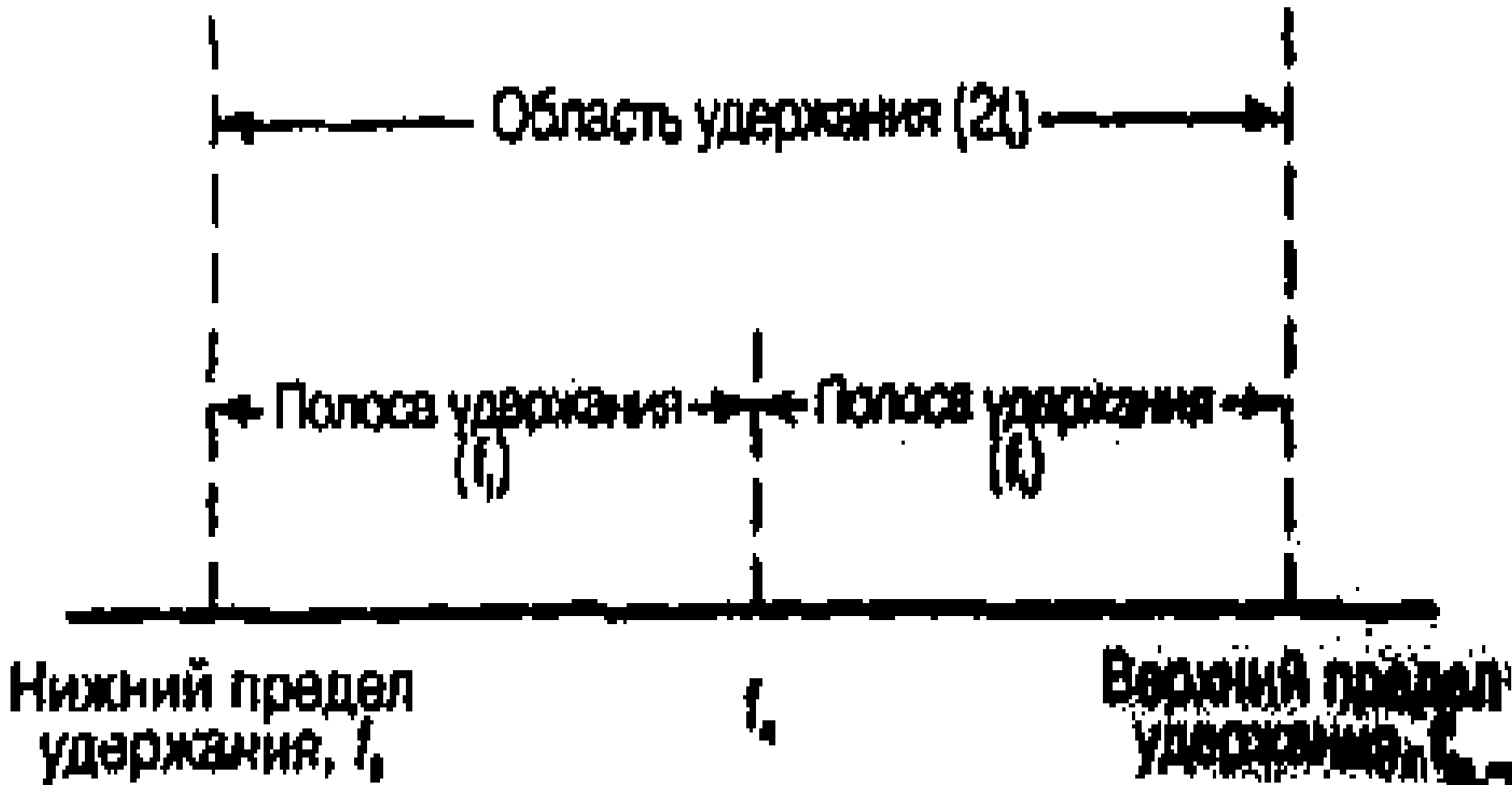


Рис.3.3. Область отслеживания частоты системы ФАПЧ

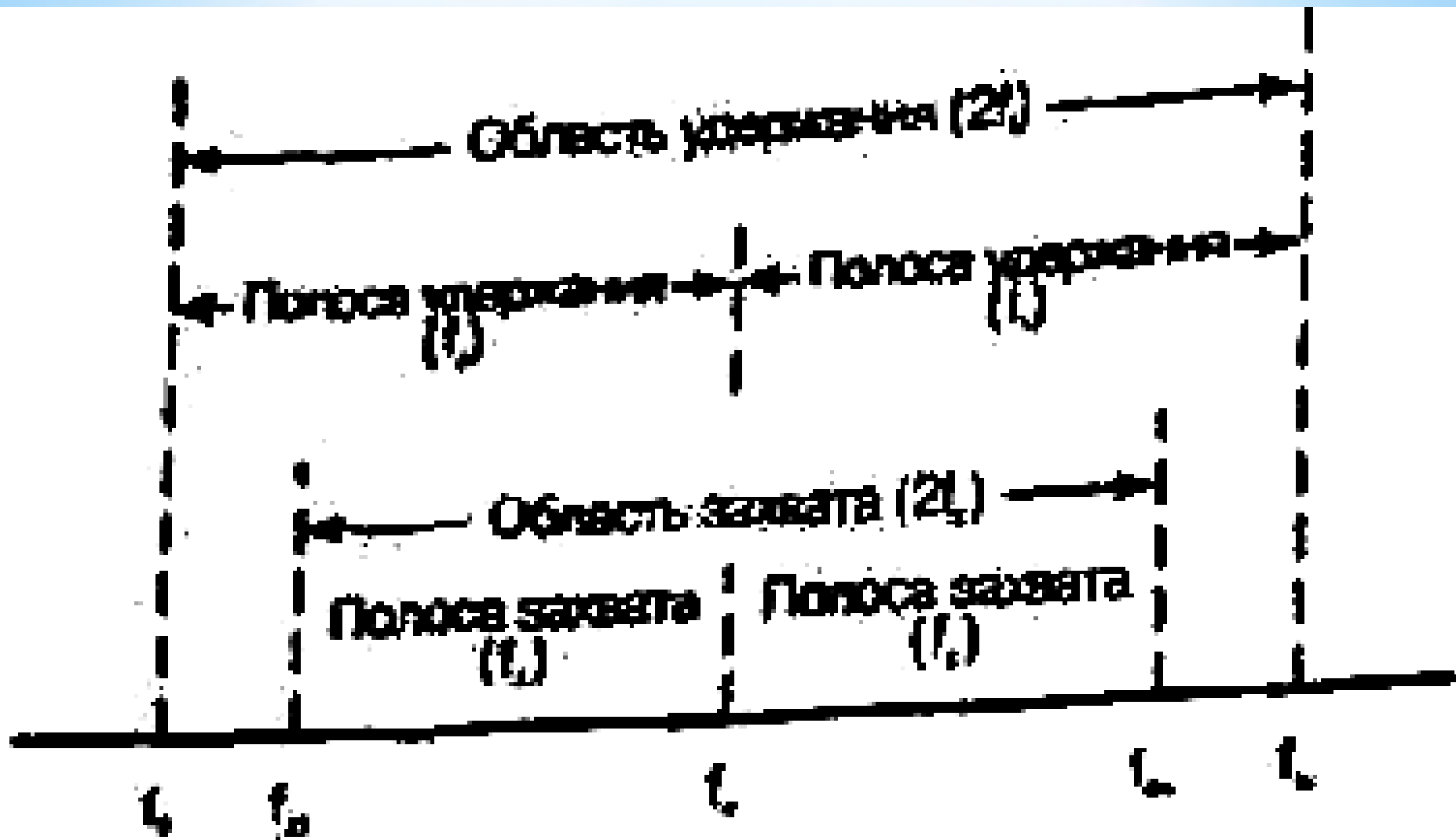


Рис. 3.4. Области захвата и удержания частоты системы ФАПЧ

Области захвата и удержания прямо пропорциональны коэффициенту усиления по постоянному току петли обратной связи системы ФАПЧ. Область захвата никогда не бывает больше и почти всегда меньше, чем область удержания. Взаимосвязь между областями захвата и удержания и полосами захвата и удержания частоты показана на рис. 3.4. Обратите внимание, что области удержания и полоса удержания практически всегда больше полосы захвата частоты.

Составим структурную схему системы ФАПЧ.



Разность фаз φ колебаний, подаваемых на фазовый детектор, равна $\varphi = \varphi_c - \varphi_g$, где φ_c и φ_g - фазы колебаний сигнала и подстраиваемого генератора соответственно.

Если не учитывать инерционности амплитудных детекторов, входящих в состав ФД, то его выходное напряжение записывается в виде

$$u_d(t) = F(\varphi) + \xi(t),$$

где $F(\varphi)$ и $\xi(t)$ - соответственно математическое ожидание и флуктуационная составляющая выходного напряжения. Функция $F(\varphi)$, называемая дискриминационной характеристикой фазового детектора, является периодической с периодом 2π . Ее форма зависит от схемы ФД и соотношения амплитуд входных напряжений.

Управляющее напряжение $u_y = u_\phi$, снимаемое с выхода ФНЧ, связано с напряжением u_d линейным дифференциальным оператором

$$U_\phi = W_\phi(p) u_d(t).$$

При работе на линейном участке регулировочной характеристики подстраиваемого генератора его частота ω_r связана с напряжением u_ϕ линейной зависимостью

$$\omega_r = \omega_{rc} + S_p \cdot u_\phi,$$

где S_p - крутизна регулировочной характеристики, ω_{rc} - значение собственной частоты генератора при отсутствии управляющего напряжения. Частота ω_{rc} с учетом ее неустойчивости η определяется равенством $\omega_{rc} = \omega_{r0} + \eta$, где ω_{r0} - начальное значение частоты гетеродина.

Так как на ФД напряжения сигнала и гетеродина сравниваются по фазе, необходимо от частоты ω_r подстраиваемого генератора перейти к его фазе $\varphi_r = \varphi_{r0} + \int \omega_r(t) dt$, где φ_{r0} - начальная фаза колебаний ПГ.

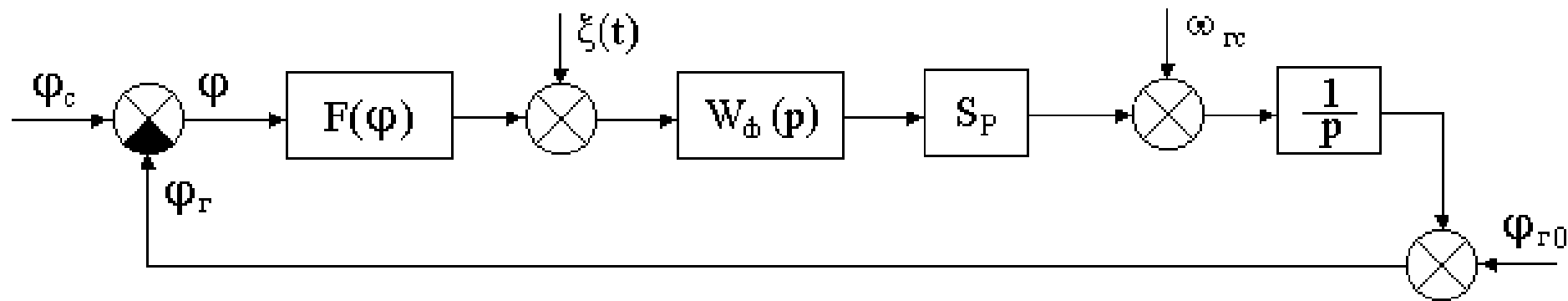


Рис. 3.5. Структурная схема системы ФАПЧ

Структурная схема системы ФАПЧ, составленная на основании приведенных соотношений, имеет вид (рис. 3.5). $F(\varphi)$ - дискриминационная характеристика ФД, S_p – крутизна характеристики ГУН,

Блок $\frac{1}{p}$ отображает в структуре операцию интегрирования. Если убрать бесполезный параметр $\varphi_{\Gamma 0}$ и ввести в рассмотрение новые переменные

$$\varphi_1 = \varphi_c - \omega_{\Gamma 0} t - \varphi_{\Gamma 0}, \quad \varphi_2 = \varphi_{\Gamma} - \omega_{\Gamma 0} t - \varphi_{\Gamma 0},$$

то структурная схема упрощается и приобретает следующий вид :

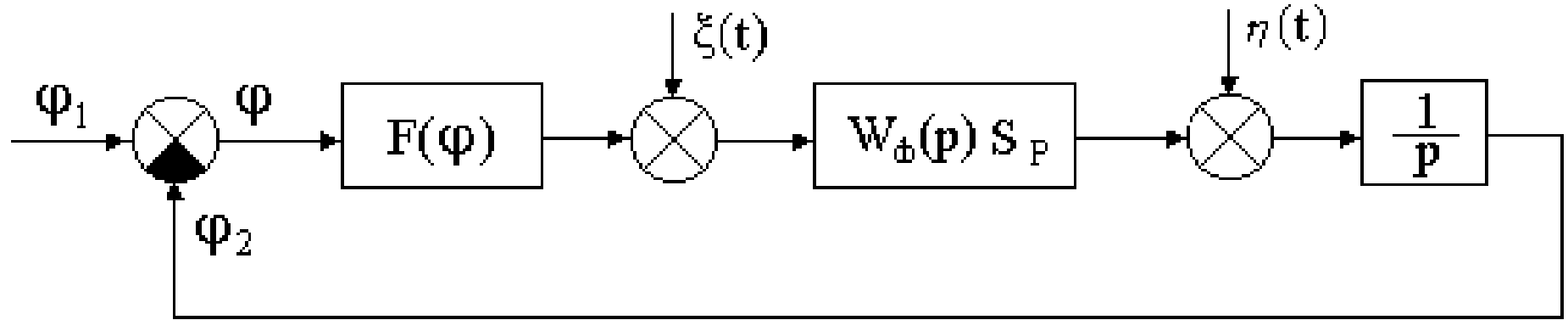
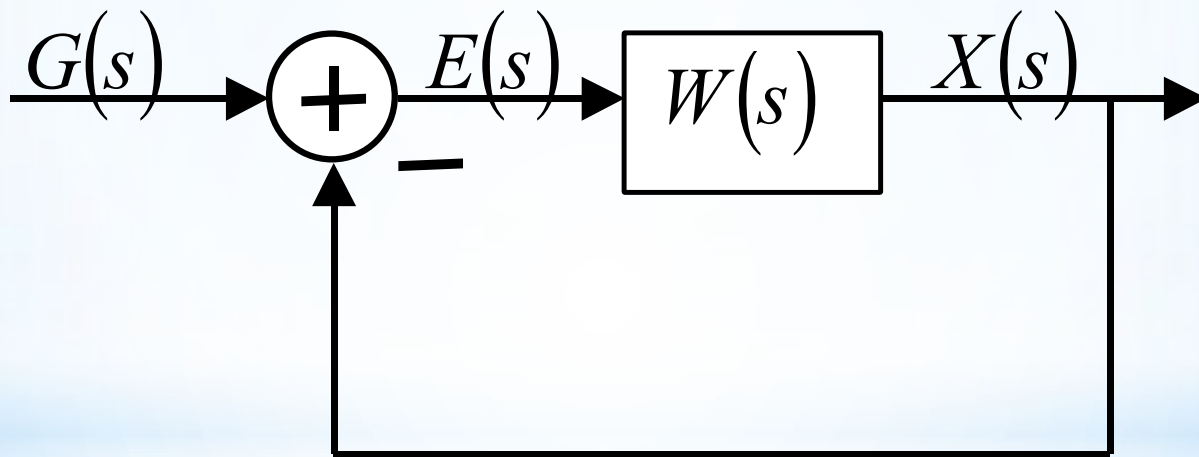


Рис. 3.6. Структурная схема системы ФАПЧ

Если пренебречь возмущающими воздействиями то схема еще более упростится.

Пример. С помощью логарифмических амплитудной и фазовой частотных характеристик (критерий Найквиста) определить устойчивость замкнутой системы ФАПЧ, структурная схема которой имеет вид



Пусть передаточная функция разомкнутой системы

$$W(s) = \frac{k}{s \cdot (T_1 s + 1) \cdot (T_2 s + 1)}$$

Значения параметров системы: T_2 и T_1 постоянные
времени соответственно фазового детектора и ФНЧ

$$k=100 \quad T_2=0.01 \text{ с.} \quad T_1=0.1 \text{ с.}$$

Решение. Элементарные звенья разомкнутой
системы:

k - усилительное звено;

$1/s$ - интегрирующее звено;

$\frac{1}{T_1s+1}$ - ФНЧ на ОУ с постоянной времени $T_1=0.1 \text{ с.}$

$\frac{1}{T_2s+1}$ - RC цепь (апериодическое звено) с постоянной
времени $T_2=0.01 \text{ с.}$

Найдем сопрягающие частоты

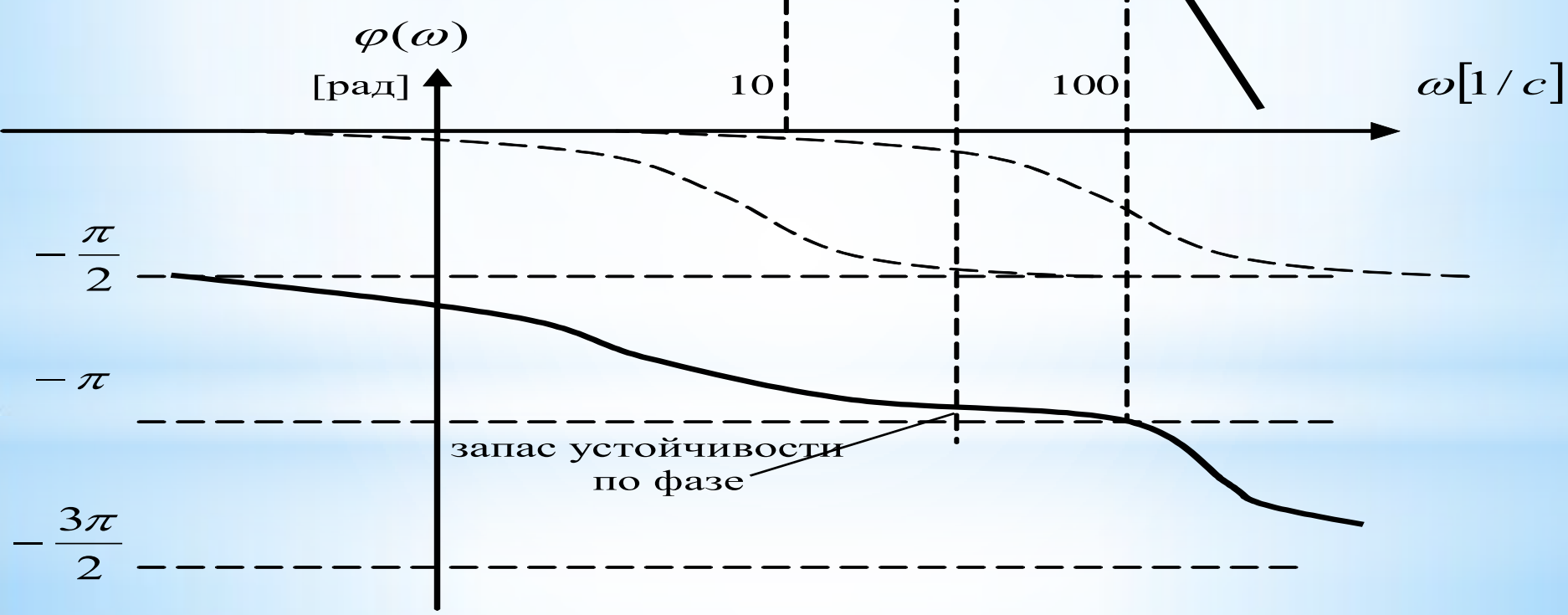
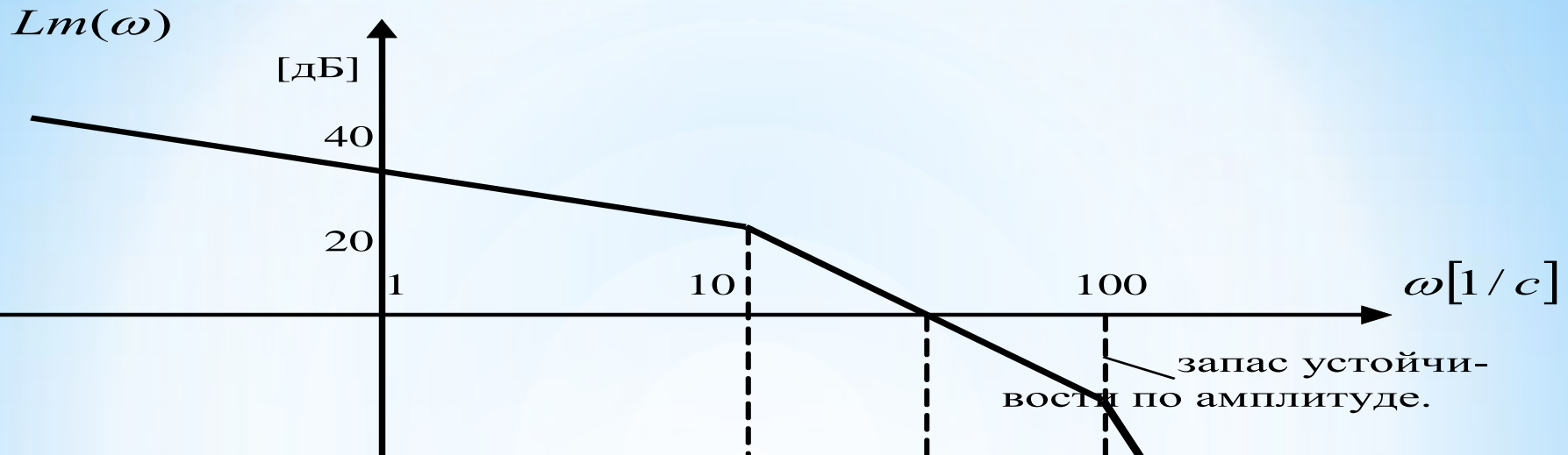
$$\omega_1 = \frac{1}{T_1} = 10 \left[\frac{1}{\text{с}} \right]$$

$$\omega_2 = 1/T_2 = 100 \text{ [1/с]}$$

Коэффициент передачи разомкнутой системы при

$$\omega = 1.0 \left[\frac{1}{\text{с}} \right] \text{ равен } 20 \lg k = 20 \lg 100 = 40 \text{ [дБ]}$$

Строим ЛАХ и ЛФХ.



Система устойчива, при этом запас устойчивости по амплитуде около 20 дБ , по фазе запас устойчивости мал и при незначительном увеличении фазового сдвига φ или коэффициента усиления K в любом из элементов (ФНЧ, ФД, УГ) система может самовозбудиться и перейти в режим незатухающих колебаний.



Устойчивость.wmv

Пример Найти критическое значение коэффициента усиления в системе ФАПЧ, передаточная функция которой в разомкнутом состоянии имеет вид

$$W_P(p) = \frac{K(1 + pT_2)}{p(1 + pT_1)(1 + pT_{\text{ФД}})} \quad (1)$$

Решение. Передаточная функция замкнутой системы определяется в соответствии с формулой:

$$W_3 = \frac{W_P(p)}{1 + W_P(p)}$$

Если подставить в неё вместо $W_P(p)$ заданное выражение (1), то получим:

$$W_3(p) = \frac{K(1 + pT_2)}{p(1 + pT_1)(1 + pT_{\Phi Д}) + K(1 + pT_2)}$$

Раскрыв скобки и сгруппировав подобные члены в знаменателе, получим:

$$W_3(p) = \frac{K(1 + pT_2)}{p^3 T_1 T_{\Phi Д} + p^2 (T_1 + T_{\Phi Д}) + p(1 + KT_2) + K}$$

Из знаменателя этой функции получим характеристический вектор, для чего рассмотрим знаменатель этого выражения, выполнив замену переменных $p = j\omega$, учтем при этом, что

$$p = j\omega; p^2 = -1 \cdot \omega^2 = -\omega^2; p^3 = -j\omega^3.$$

Тогда знаменатель примет вид:

$$K - \omega^2 (T_1 + T_{\text{ФД}}) + j\omega(1 + KT_2 - \omega^2 T_1 T_{\text{ФД}})$$

а это есть характеристический вектор

$$G(j\omega) = K - \omega^2 (T_1 + T_{\text{ФД}}) + j\omega(1 + KT_2 - \omega^2 T_1 T_{\text{ФД}})$$

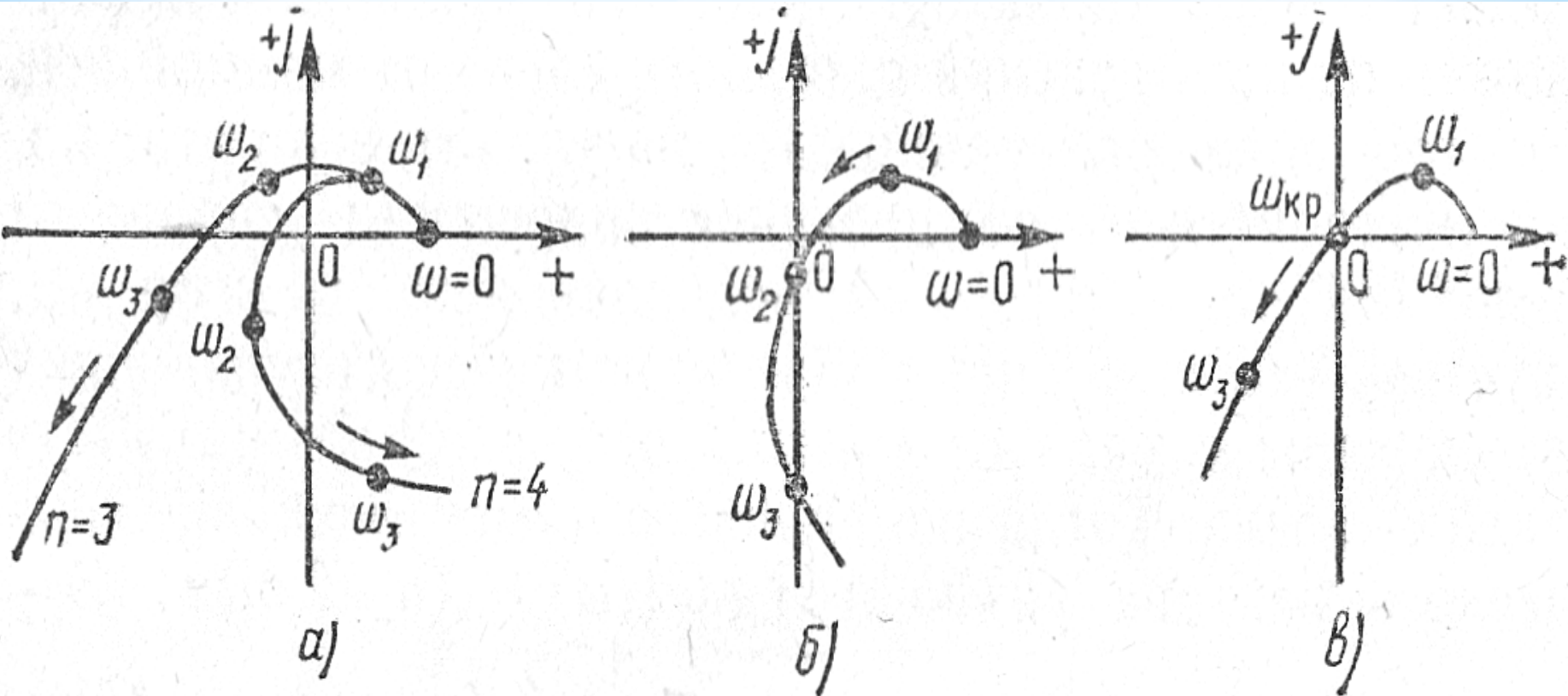
Найдем вещественную $U(\omega)$ и мнимую $V(\omega)$ части характеристического вектора

$$G(j\omega) = U(\omega) + jV(\omega) \quad \text{т.е.}$$

$$U(\omega) = K - \omega^2 (T_1 + T_{\text{ФД}});$$

$$V(\omega) = \omega(1 + KT_2) - \omega^3 T_1 T_{\text{ФД}}.$$

Построим годографы (Михайлова) замкнутой системы ФАПЧ для случаев устойчивой системы, неустойчивой системы и системы на границе устойчивости.



Годограф характеристического вектора:
 а – устойчивой системы; б – неустойчивой системы;
 в – системы на границе устойчивости.

Известно, что для критической частоты

$$U(\omega_{\text{КР}}) = 0; \quad V(\omega_{\text{КР}}) = 0$$

Поэтому условиями, определяющими границы устойчивости рассмотренной схемы ФАПЧ, будут:

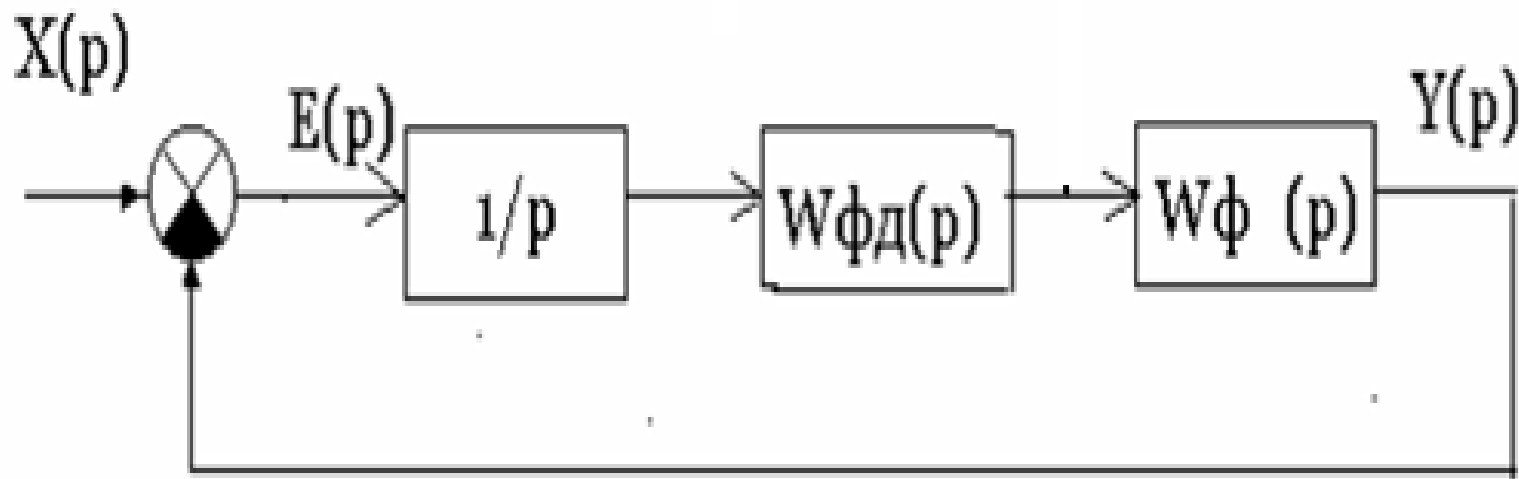
$$\begin{cases} K_{\text{КР}} - \omega_{\text{КР}}^2 (T_1 + T_{\text{ФД}}) = 0 \\ \omega_{\text{КР}} (1 + K_{\text{КР}} T_2) - \omega_{\text{КР}}^3 T_1 T_{\text{ФД}} = 0 \end{cases}$$

Решив эту систему уравнений, можно получить:

$$K_{\text{КР}} = \frac{T_1 + T_{\text{ФД}}}{T_{\text{ФД}} (T_1 - T_2) - T_1 T_2}; \quad \omega_{\text{КР}}^2 = \frac{1 + K_{\text{КР}} T_2}{T_1 T_{\text{ФД}}};$$

При значениях коэффициента усиления меньше критического эта система ФАПЧ устойчива, в противном случае она неустойчива.

Пример: дана упрощенная структурная схема замкнутой системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), найти ошибки ФАПЧ при изменении частоты сигнала.



Найдем передаточные функции и ошибку в системе ФАПЧ, в которой фильтр нижних частот описывается передаточной функцией $W_{\phi}(p) = k_{\phi}(1 + pT_2)/(1 + pT_1)$, а фазовый детектор с цепью коррекции –

$$W_{\phi д}(p) = k_{\phi д} / (1 + pT_{\phi д})$$

Передаточная функция разомкнутой системы равна произведению передаточных функций звеньев

$$W_p(p) = k_\phi k_{\phi\partial} (1+pT_2) / (p(1+pT_1)(1+pT_{fd})) =$$

$$= k_\phi k_{\phi\partial} (1+pT_2) / (p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p) \quad \text{здесь } 1/p$$

отображает операцию интегрирования частоты в фазовом детекторе, т.е. в системе (не в принципиальной схеме)

имеется одно интегрирующее звено и она обладает астатизмом первого порядка по частоте.

Тогда передаточная функция $\Phi(p)$ замкнутой системы равна

$$\Phi(p) = W_p(p) / (1 + W_p(p)) =$$

$$k_\phi k_{\phi\partial} / (p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p + k_\phi k_{\phi\partial})$$

Найдем ошибки в замкнутой системе в установившемся режиме при воздействии различных сигналов, для чего

найдем передаточную функцию ошибки $W_e(p)$ замкнутой системы. После преобразований получим

$$W_e(p) = 1 - W_3(p) = (p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p(1 + T_2 - k_\phi k_{\phi d} T_2)) / (p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p + k_\phi k_{\phi d})$$

При воздействии сигнала $x(t) = 1(t)$ преобразование Лапласа $X(p)$ сигнала равно $X(p) = (1/p)$. Следовательно, ошибка в замкнутой системе в установившемся режиме при воздействии этого сигнала

$$e = \lim_{p \rightarrow 0} p W_e(p) 1/p = \lim_{p \rightarrow 0} [(p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p(1 + T_2 - k_\phi k_{\phi d} T_2)) / (p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p + k_\phi k_{\phi d})] = 0$$

Т.е. статическая ошибка ФАПЧ по частоте равна нулю

Ошибка при воздействии сигнала $x(t)=\alpha t$ в замкнутой системе РА в установившемся режиме равна

$$e = \lim_{p \rightarrow 0} p W_e(p) (\alpha/p^2) =$$

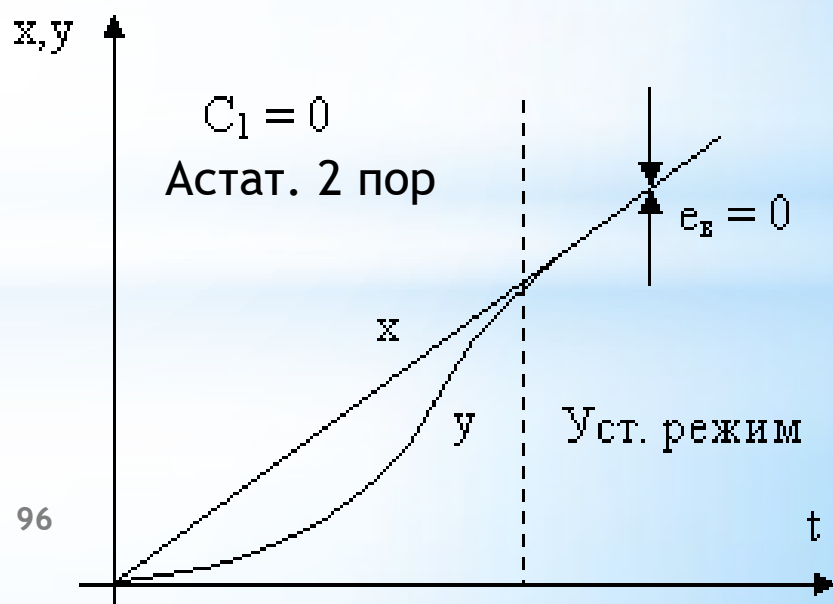
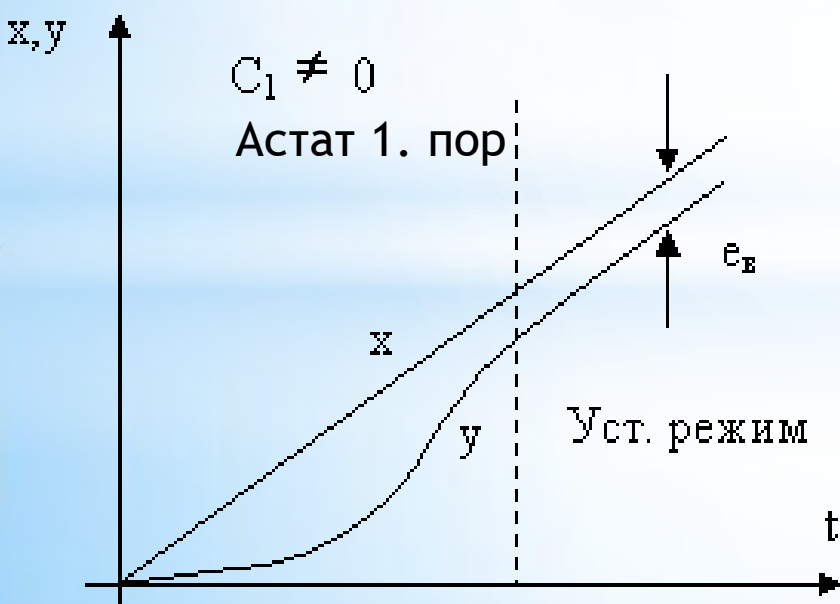
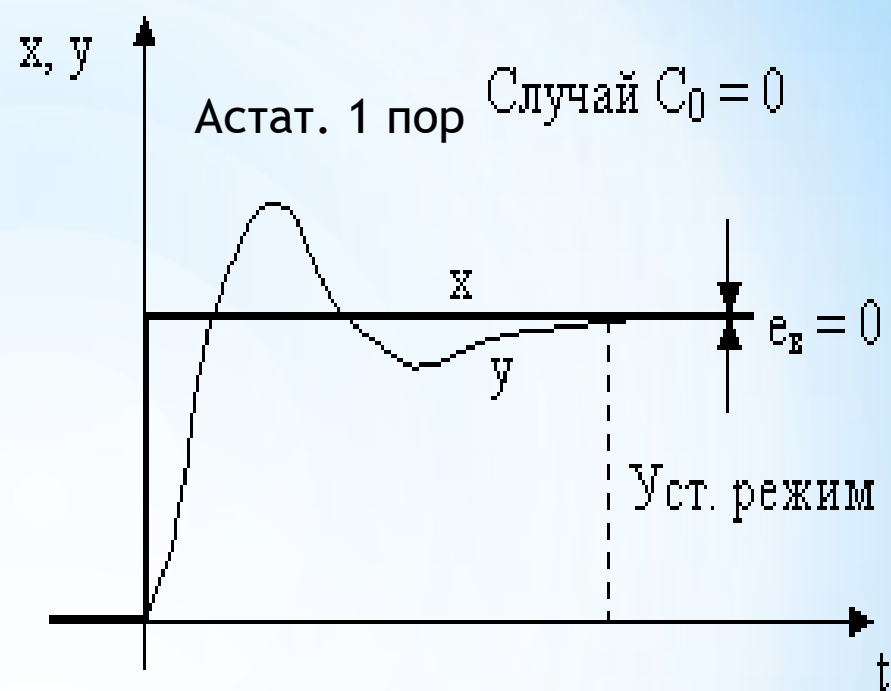
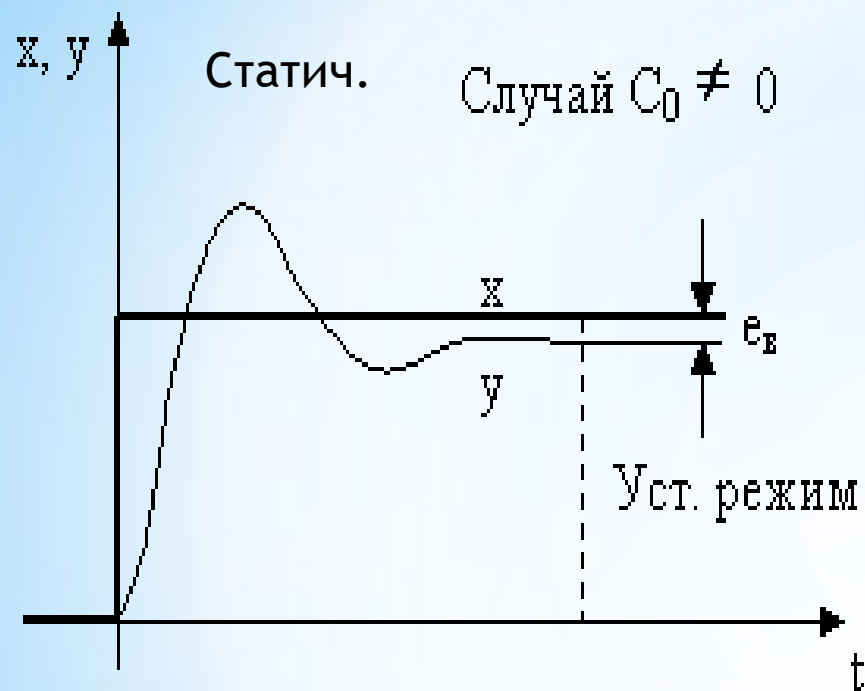
$$= \alpha \lim_{p \rightarrow 0} (p^2 T_1 T_{fd} + p(T_1 + T_{fd}) + 1 + T_2 - k_\phi k_{\phi d} T_2) /$$

$$(p^3 T_1 T_{fd} + p^2 (T_1 + T_{fd}) + p + K) =$$

$$= \alpha (1 + T_2 - k_\phi k_{\phi d} T_2) / K,$$

где (α/p^2) - преобразование Лапласа сигнала $x(t)=\alpha t$;
коэффициент $K = k_\phi k_{\phi d}$.

Т.е. ошибка при линейном изменении частоты сигнала зависит от параметров системы и скорости изменения частоты входного сигнала. Найдем обратные преобразования Лапласа и построим временные зависимости ошибок ФАПЧ по частоте.



4. Система слежения за временным положением импульсного сигнала.



ВведАСД.wmv

Эти системы применяются для автоматического измерения дальности импульсным радиолокатором; для выделения периодически повторяющихся импульсов на фоне помех в системах связи с импульсными поднесущими. Такие системы слежения носят название временных автоселекторов.



СтробИм РЛС.wmv

Функциональная схема системы представлена на рис. 4.1. Радиолокационный приемник открывается (стробируется) с помощью временного автоселектора на короткие интервалы времени ожидаемого прихода эхосигнала от выбранной цели. Эта мера повышает помехоустойчивость приема.⁹⁷

Импульсный радиодаальномер

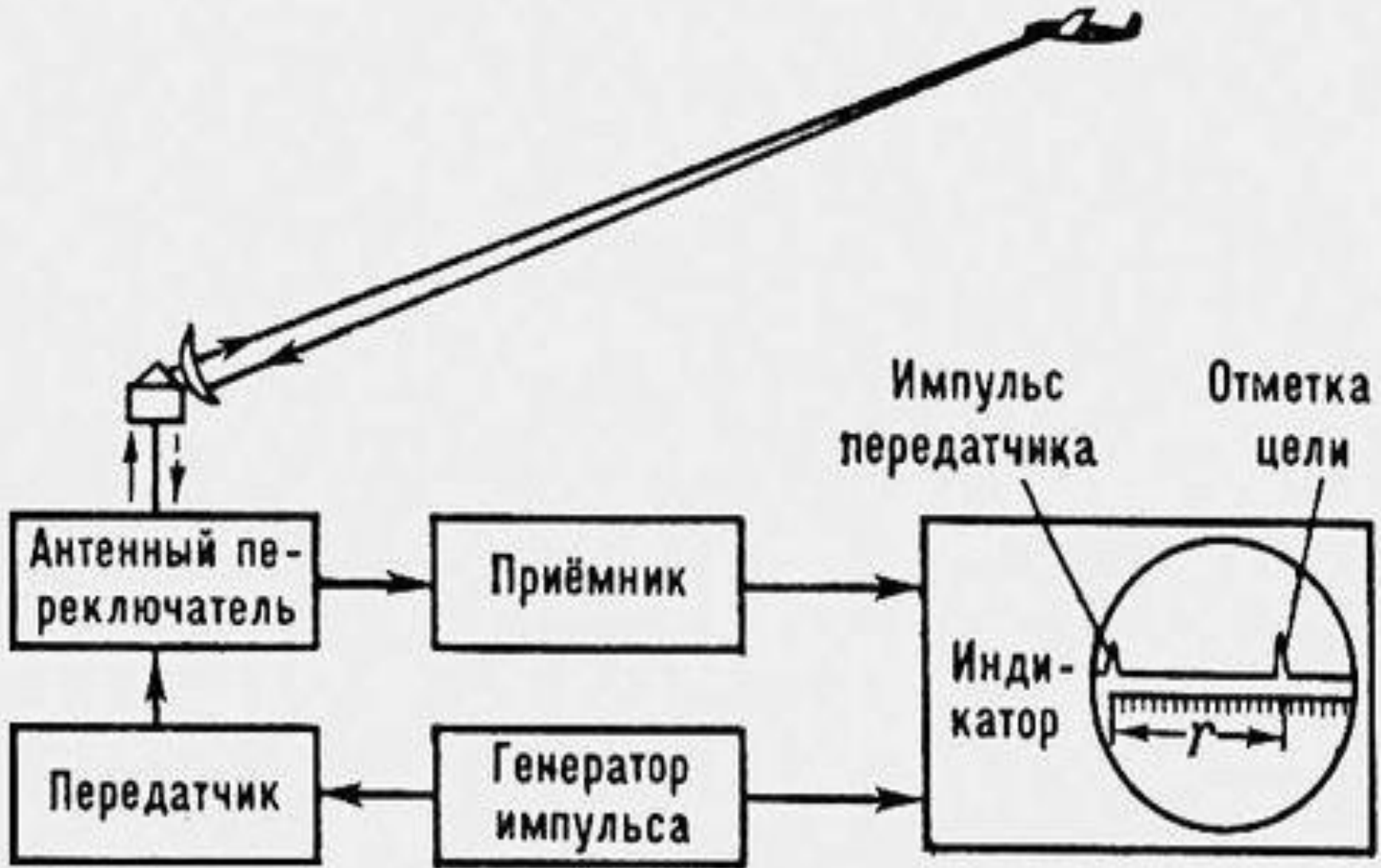
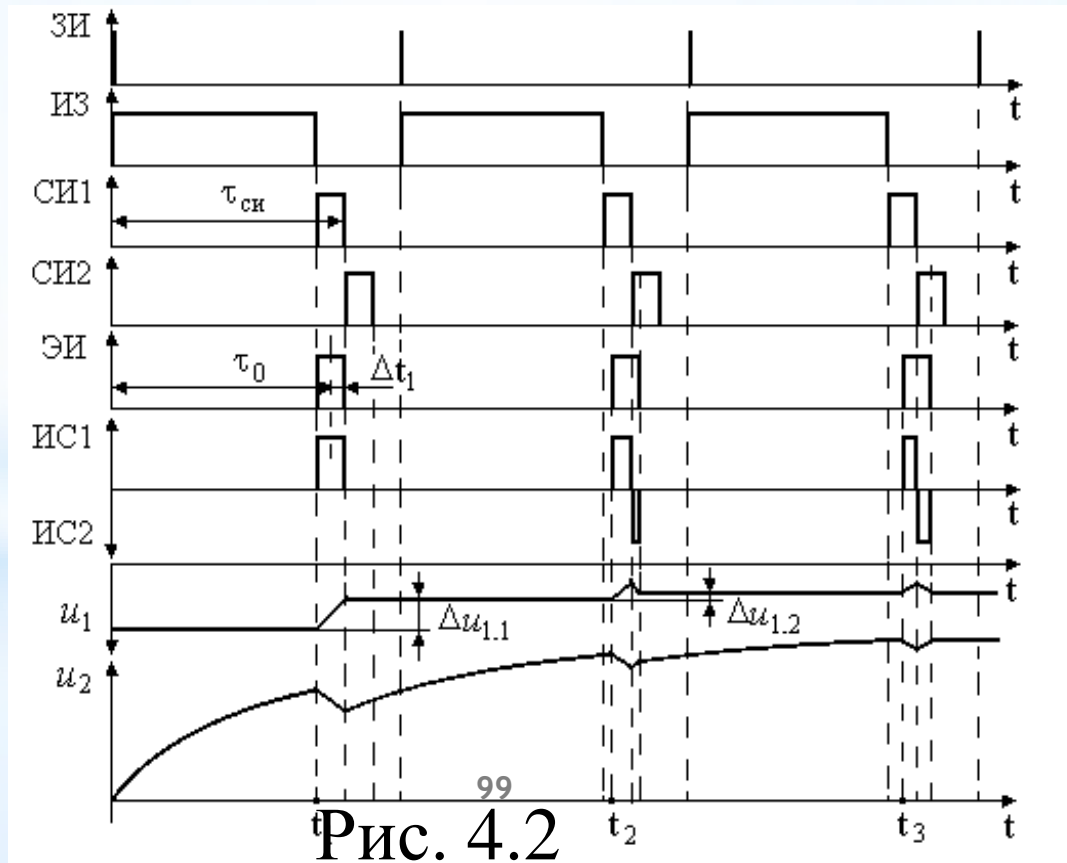
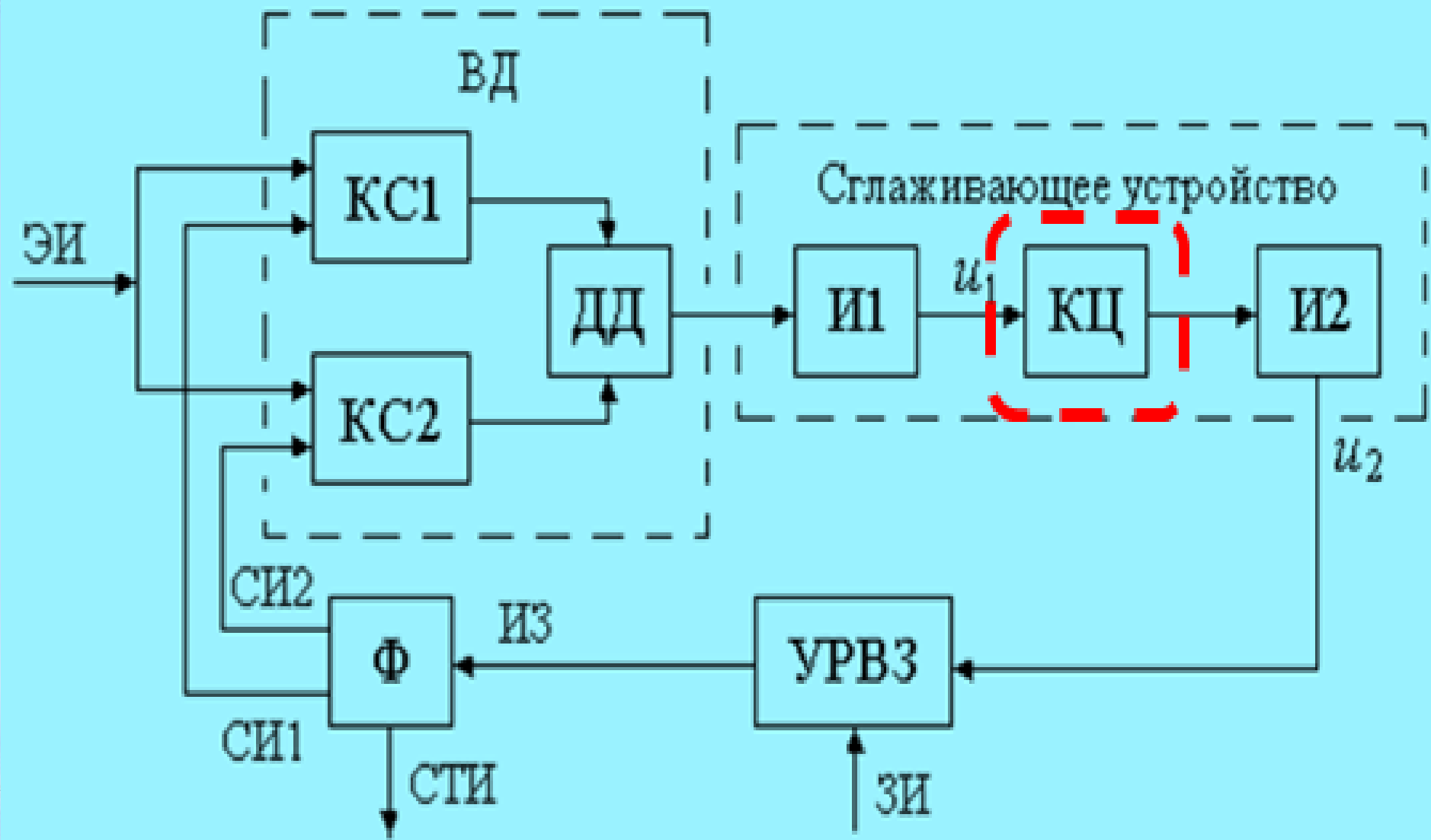


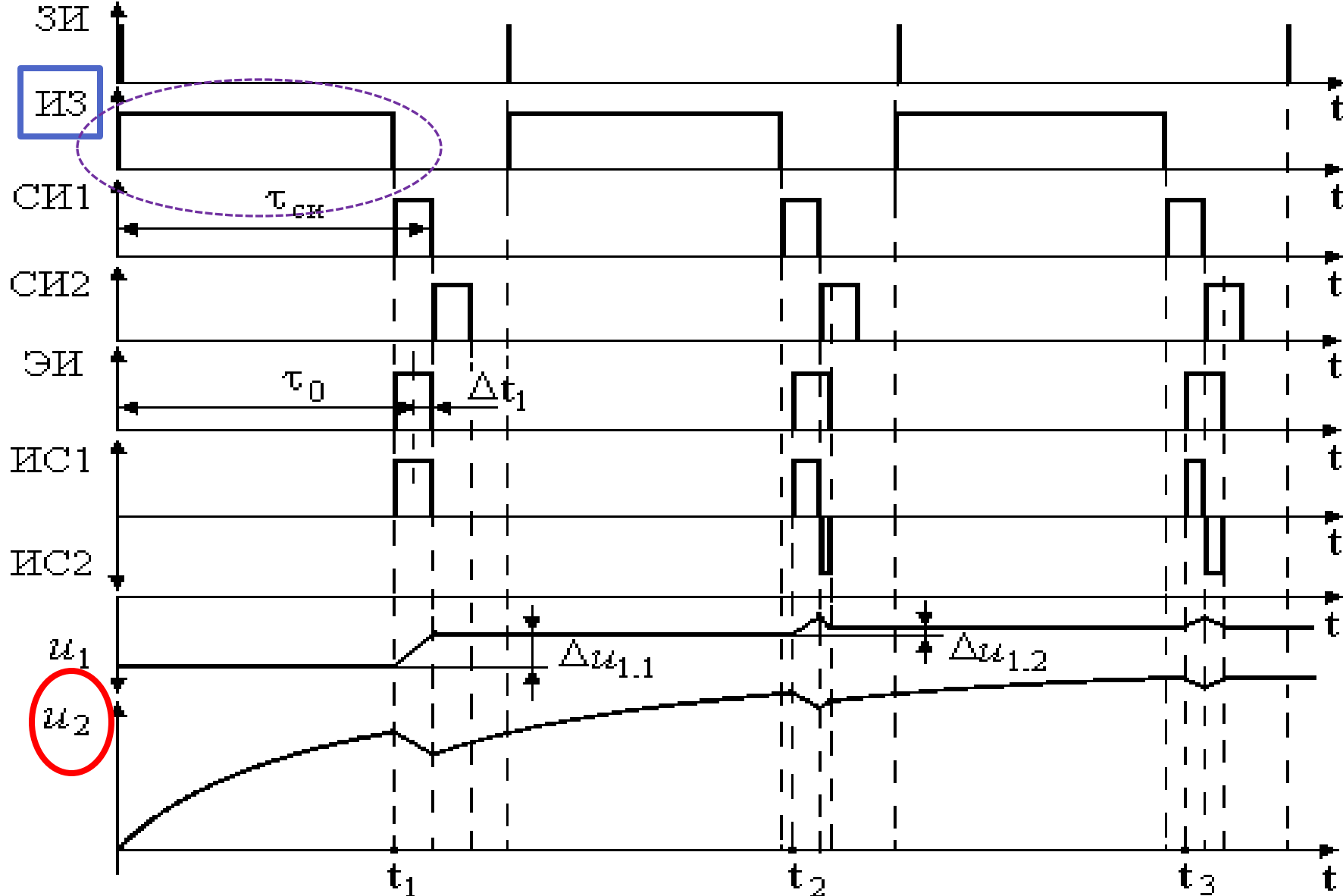
рис. 4.1.

Вырабатываемые синхронизатором радиолокатора, зондирующие импульсы ЗИ, запускают мощный импульсный генератор, формирующий радиоимпульсы, излучаемые антенной, и одновременно запускают устройство регулируемой временной задержки УРВЗ автоселектора.

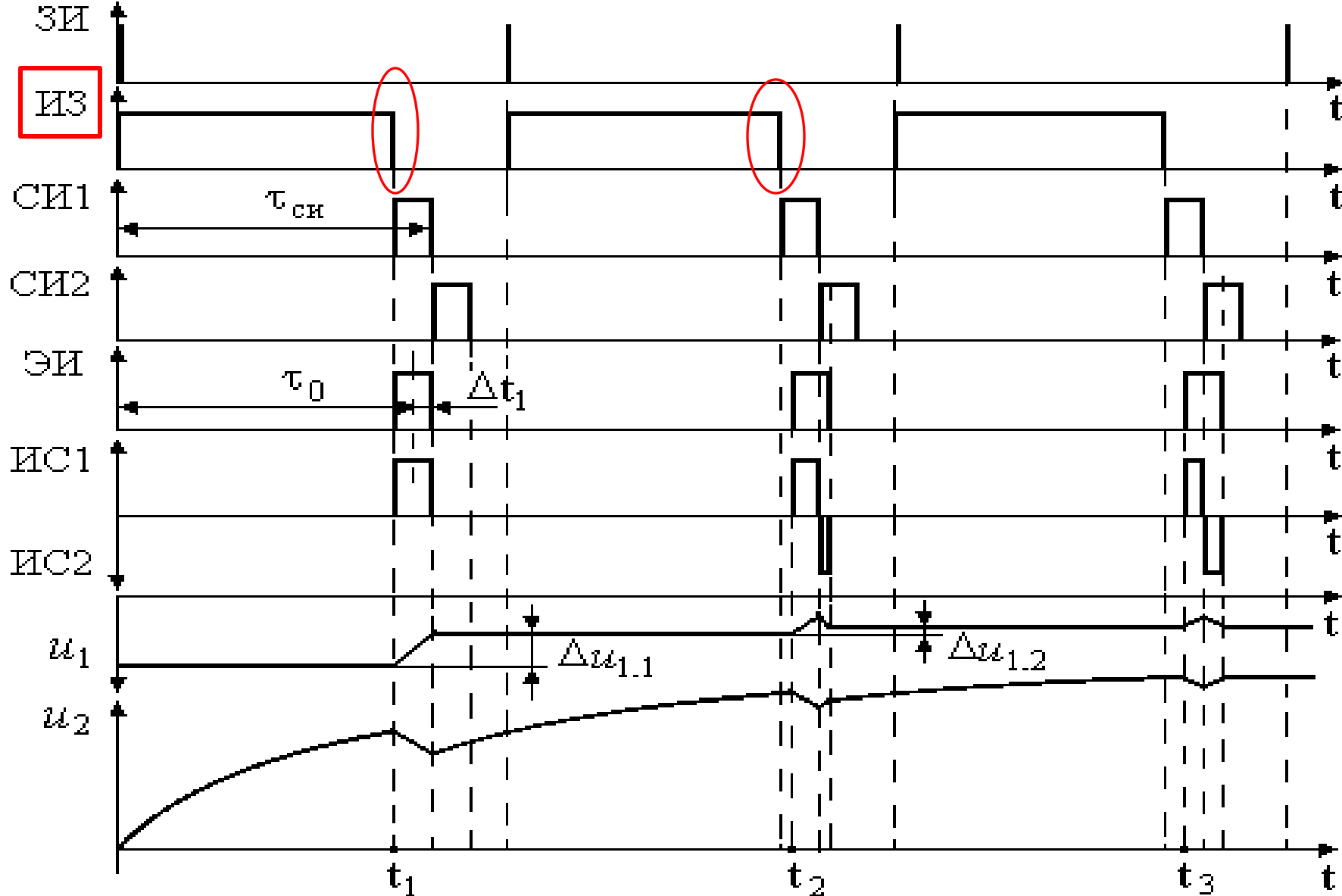




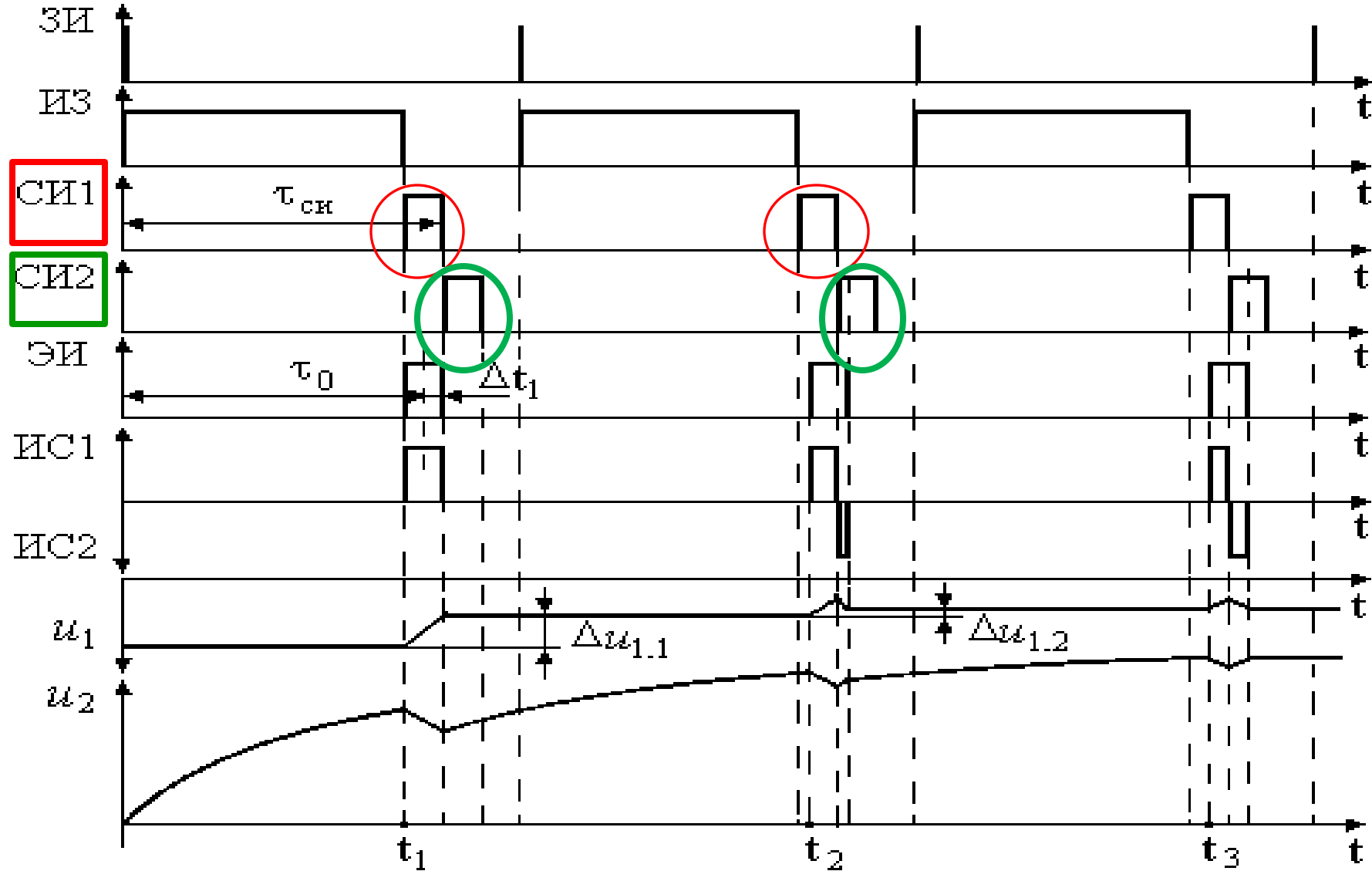
временной дискриминатор - ВД, каскады совпадений - КС1 и КС2, устройство регулируемой временной задержки –УРВЗ, интеграторы- И1 и И2, корректирующая цепочка - КЦ, устройство регулируемой временной задержки – УРВЗ, формирователь - Ф, дифференциальный детектор - ДД .



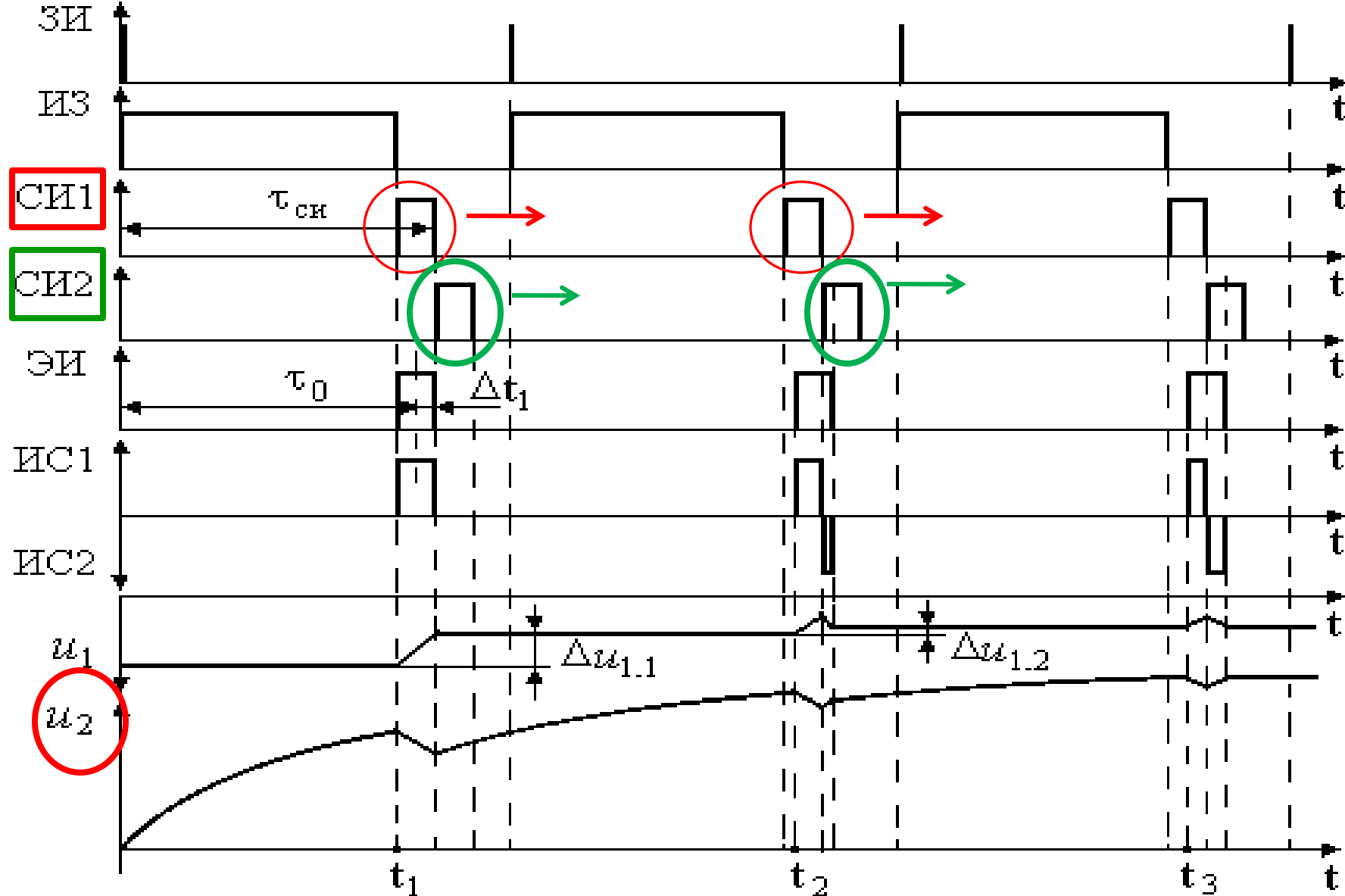
Длительность импульса задержки ИЗ, вырабатываемого УРВЗ, зависит от величины управляющего напряжения u_2 .



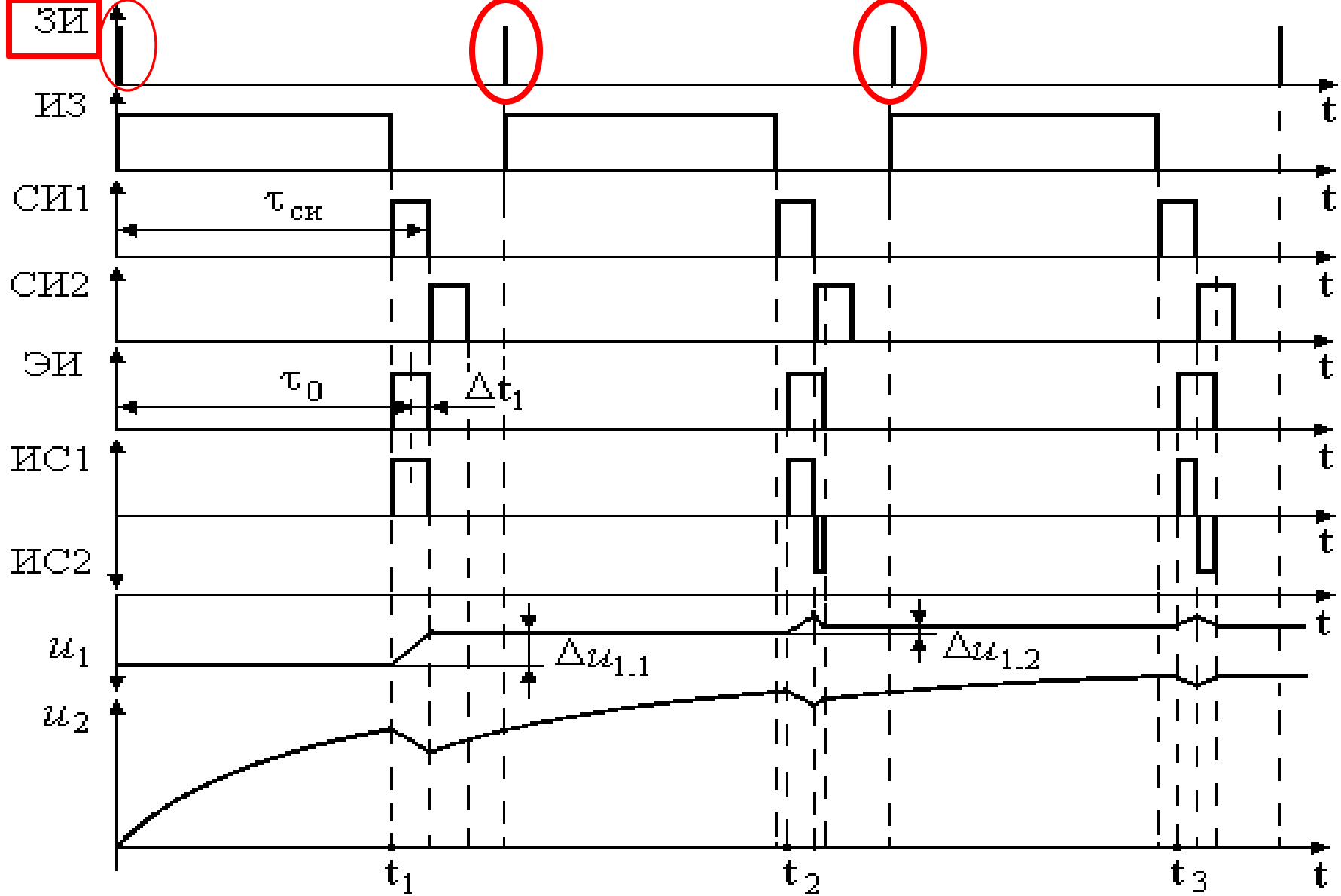
От заднего фронта (спада) импульса задержки ИЗ запускается формирователь селекторных импульсов Ф.



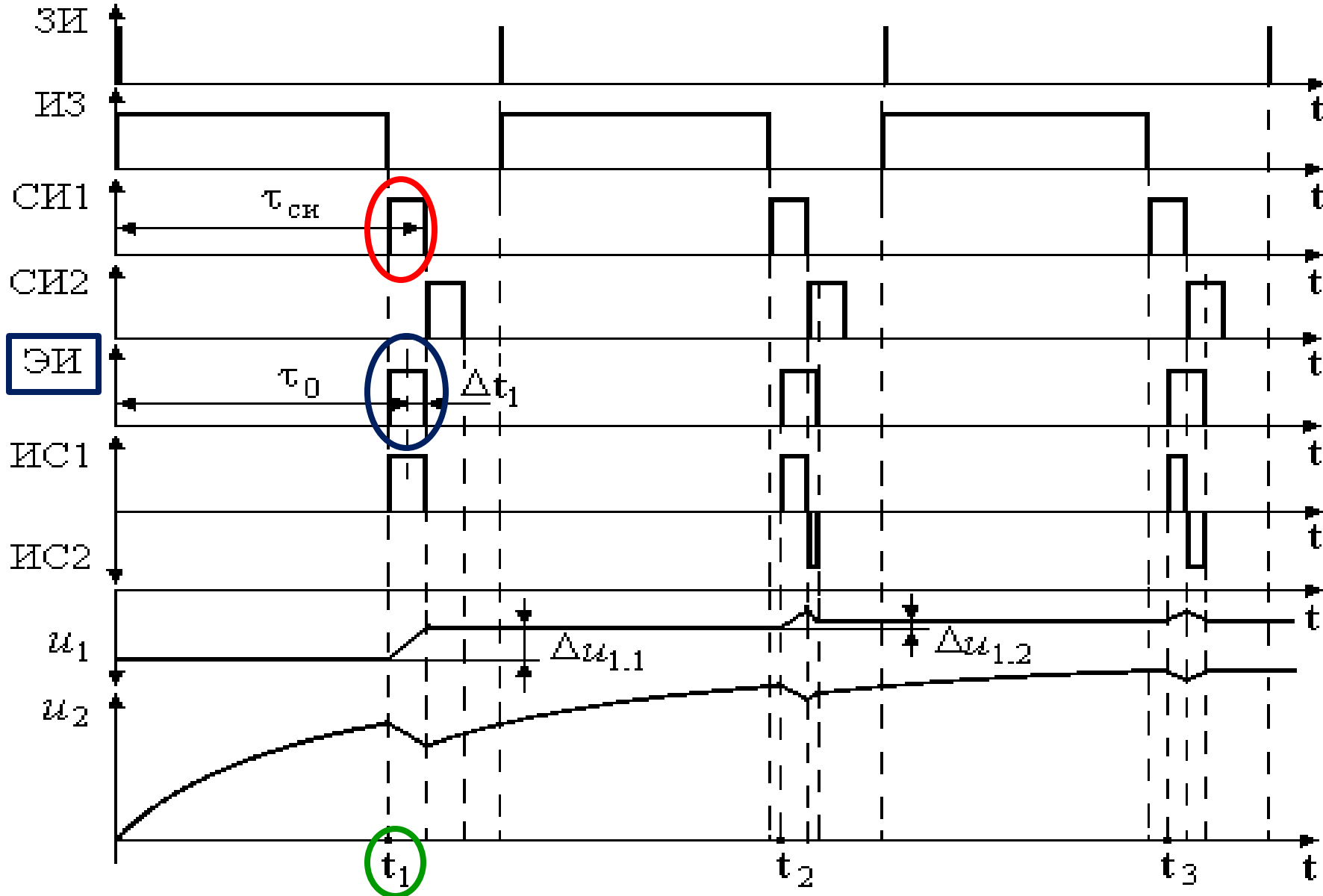
Формирователь создает первый импульс ИС1 и второй селекторный импульс ИС2, формируемый от среза ИС1.



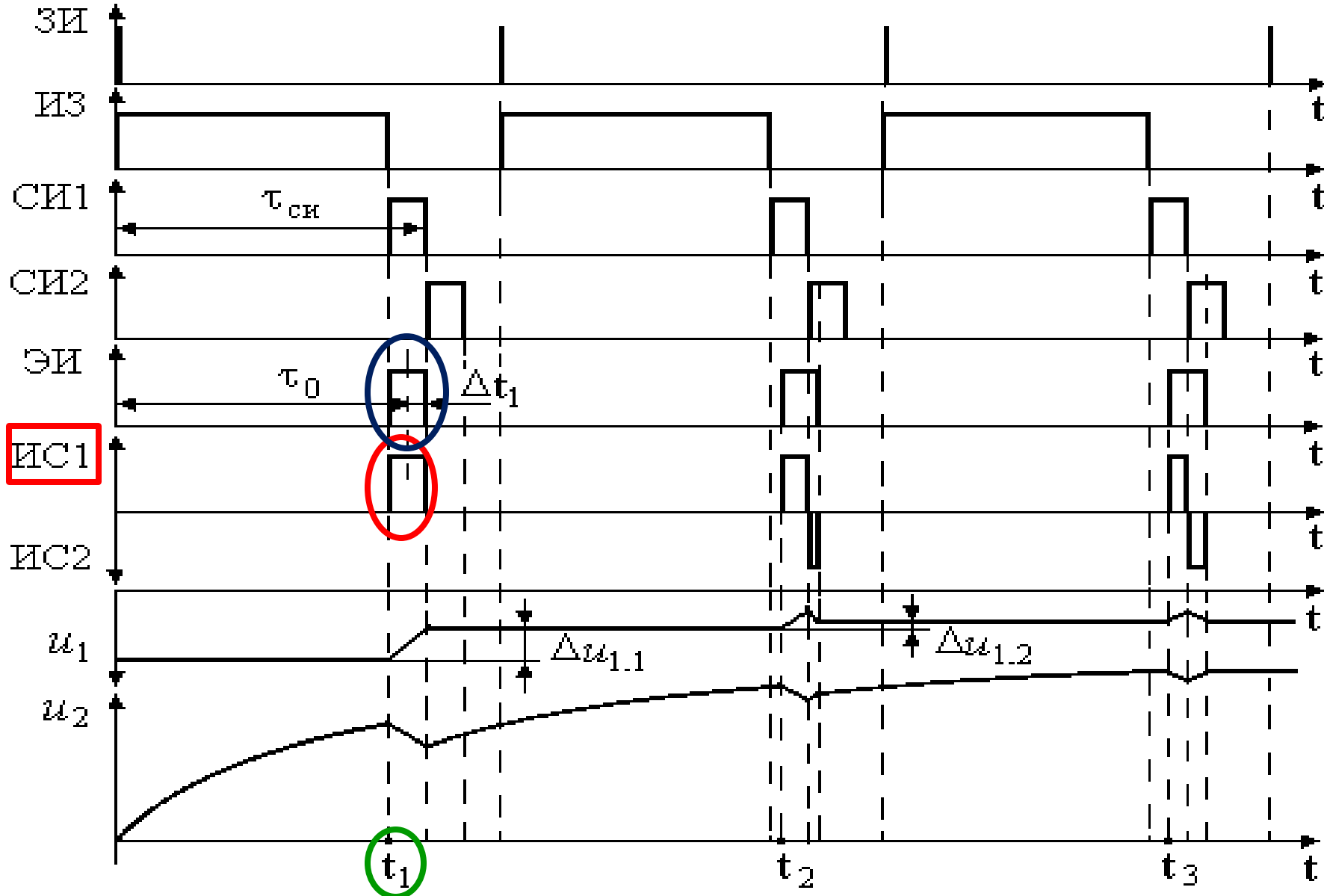
При изменении управляющего напряжения u_2 селекторные импульсы смещаются во времени



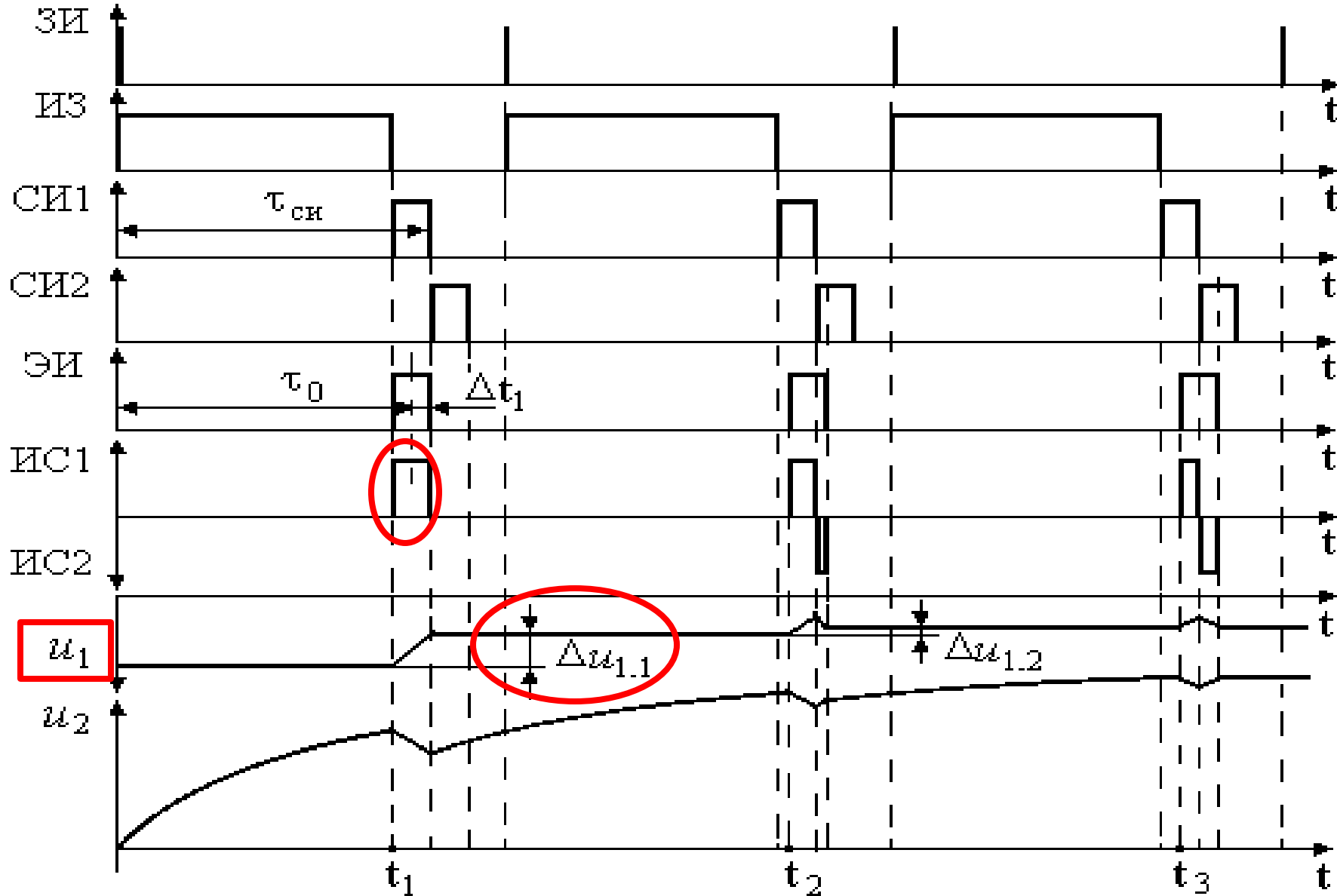
Смещение относительно зондирующего импульса (ЗИ) в пределах от нуля до $0,95 T_3$, где T_3 - период (ЗИ)



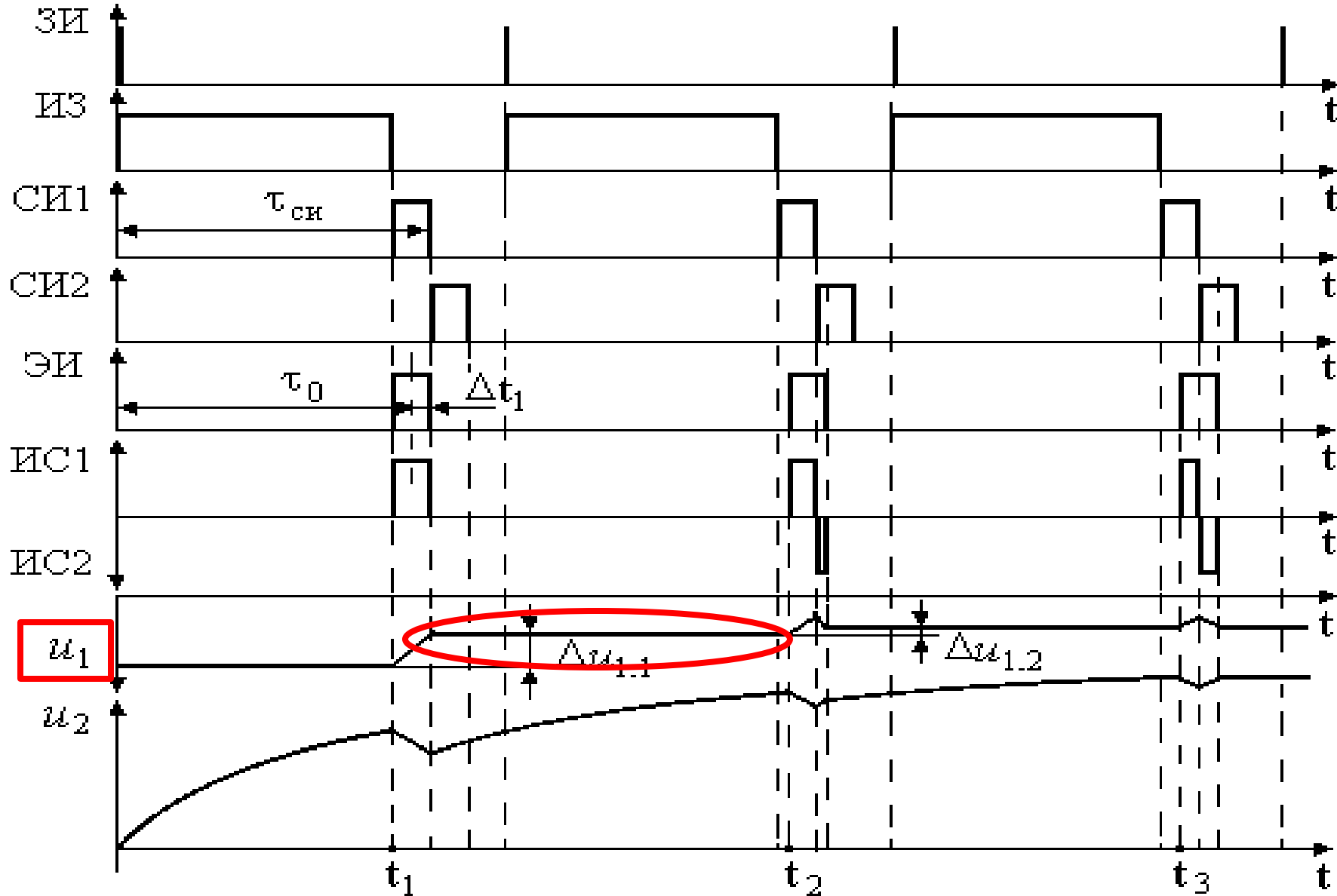
На временных диаграммах эхоимпульс (ЭИ) в момент времени t_1 совпадает с первым селекторным импульсом СИ1



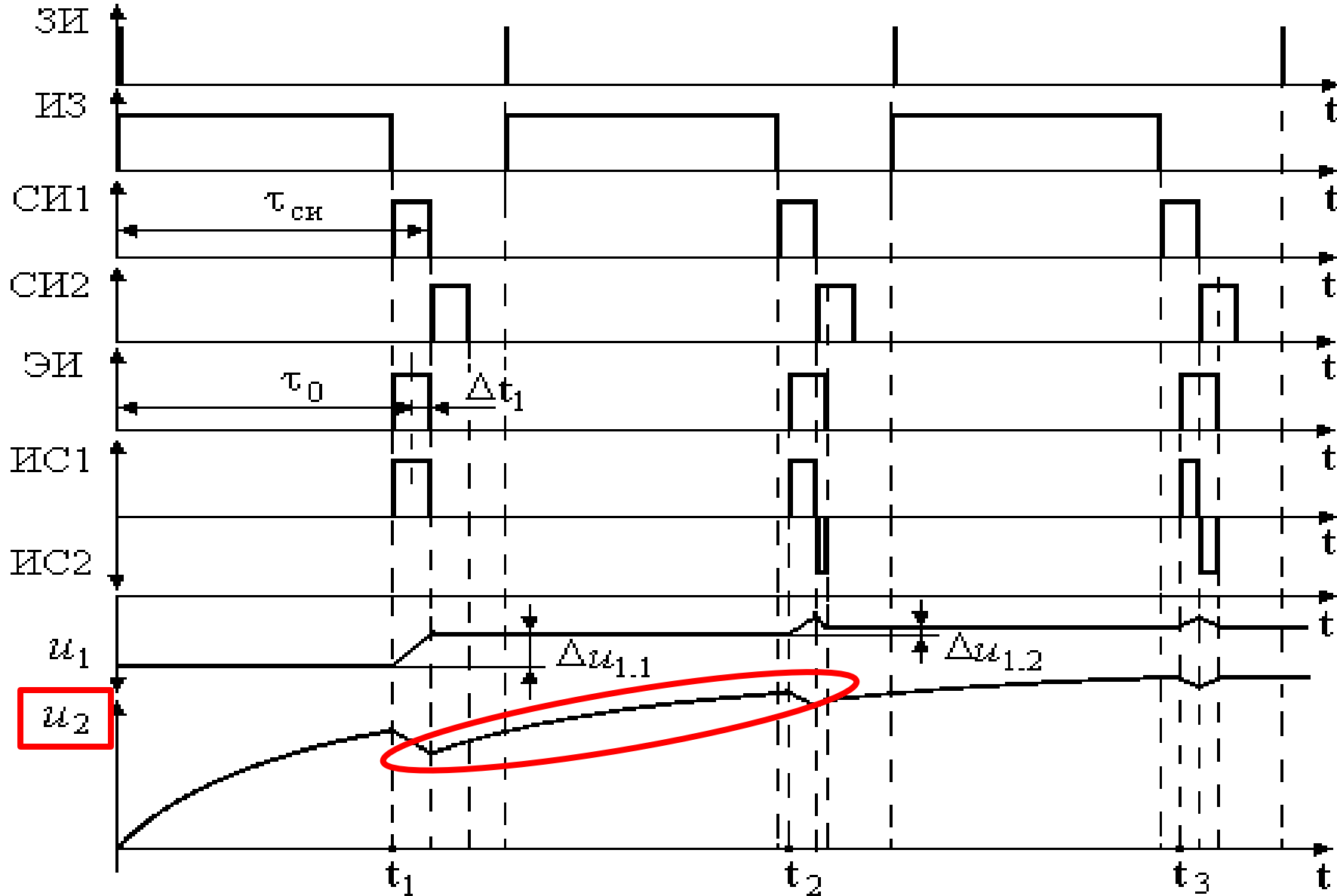
В результате на выходе каскада совпадений КС1 возникает импульс совпадений ИС1



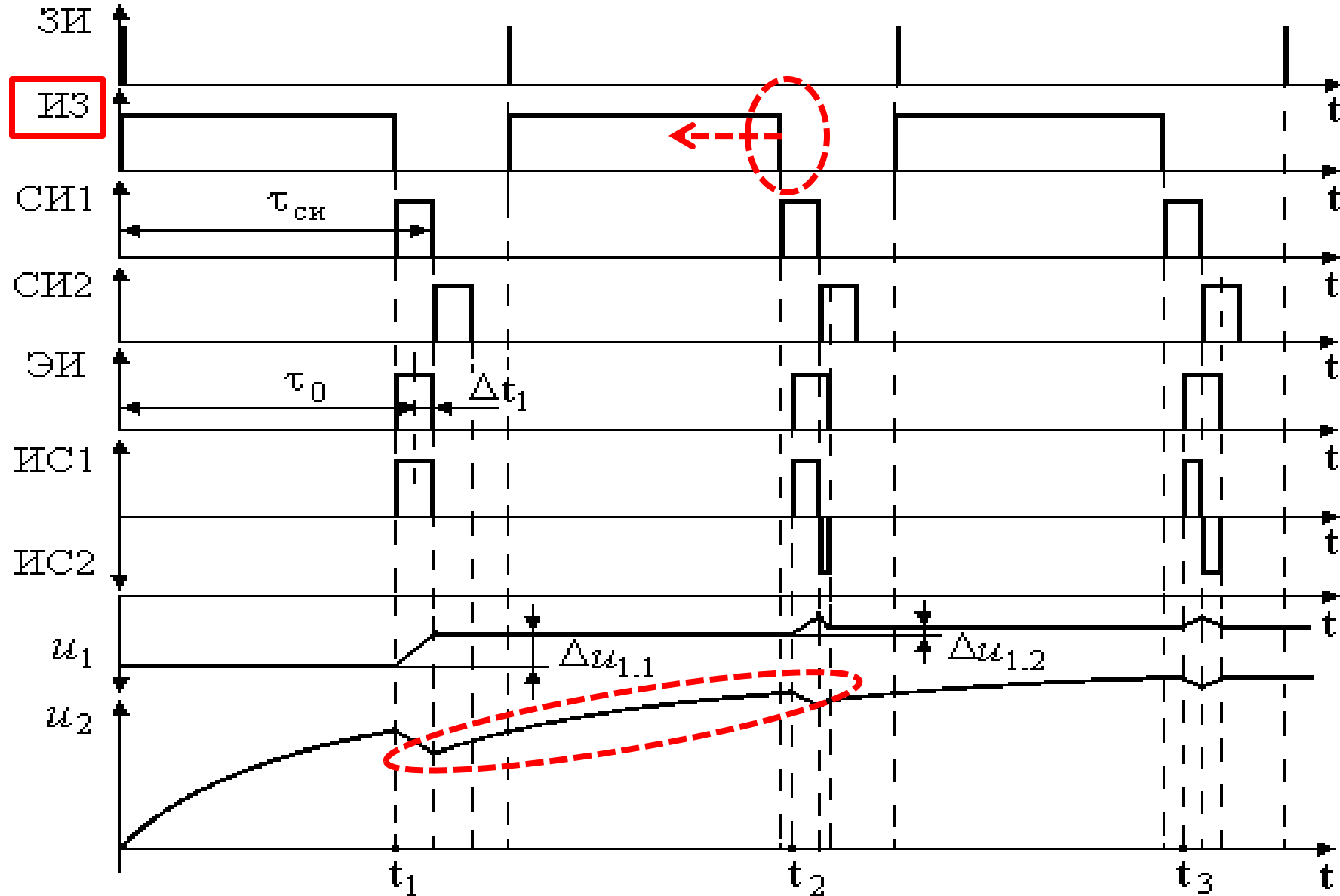
Этот импульс увеличивает по абсолютной величине напряжение на выходе первого интегратора на величину $\Delta u_{1.1}$



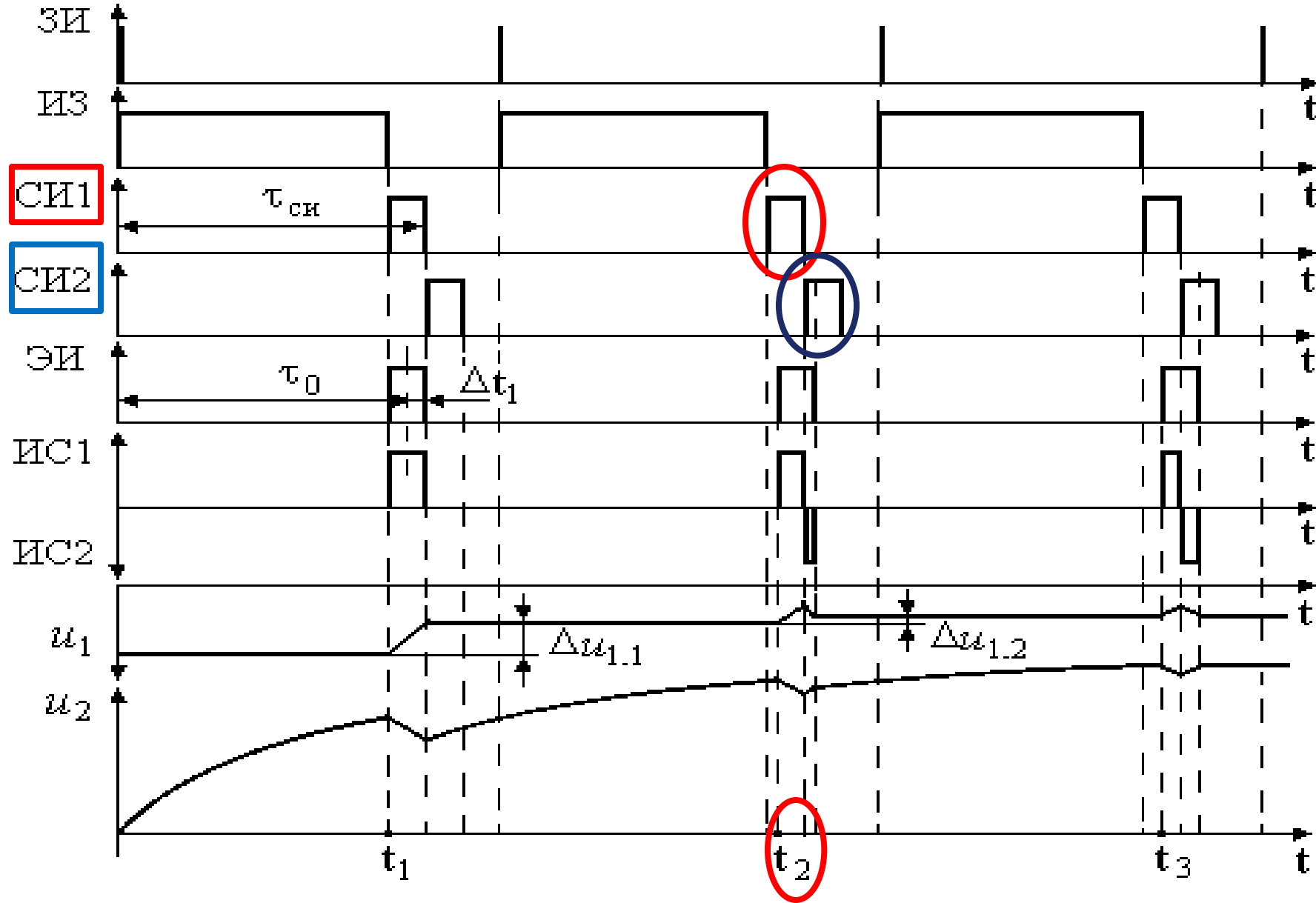
В промежутке между импульсами напряжение на выходе первого интегратора u_1 сохраняется постоянным



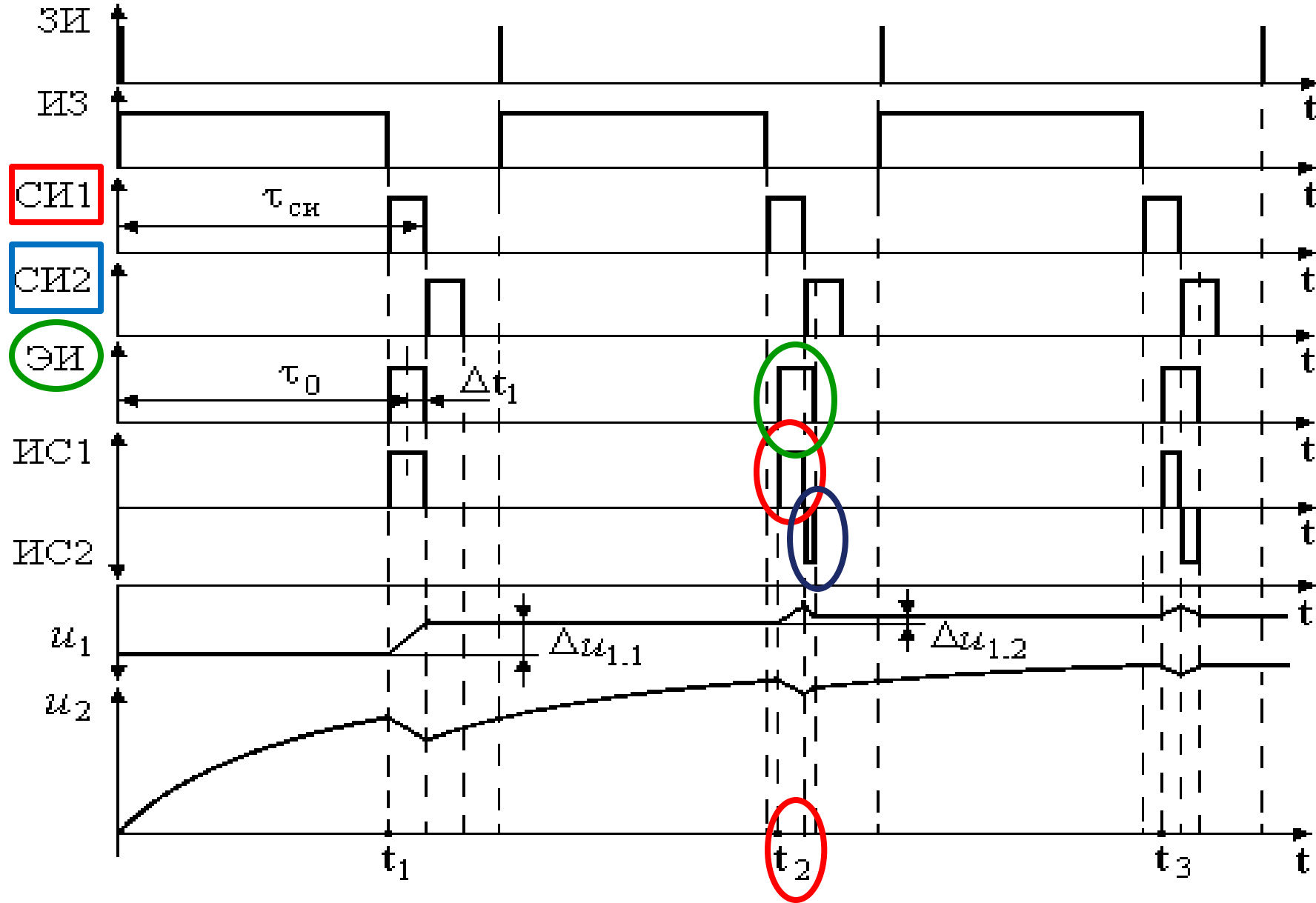
При этом выходное напряжение второго интегратора, хотя и продолжает увеличиваться, но с меньшей скоростью



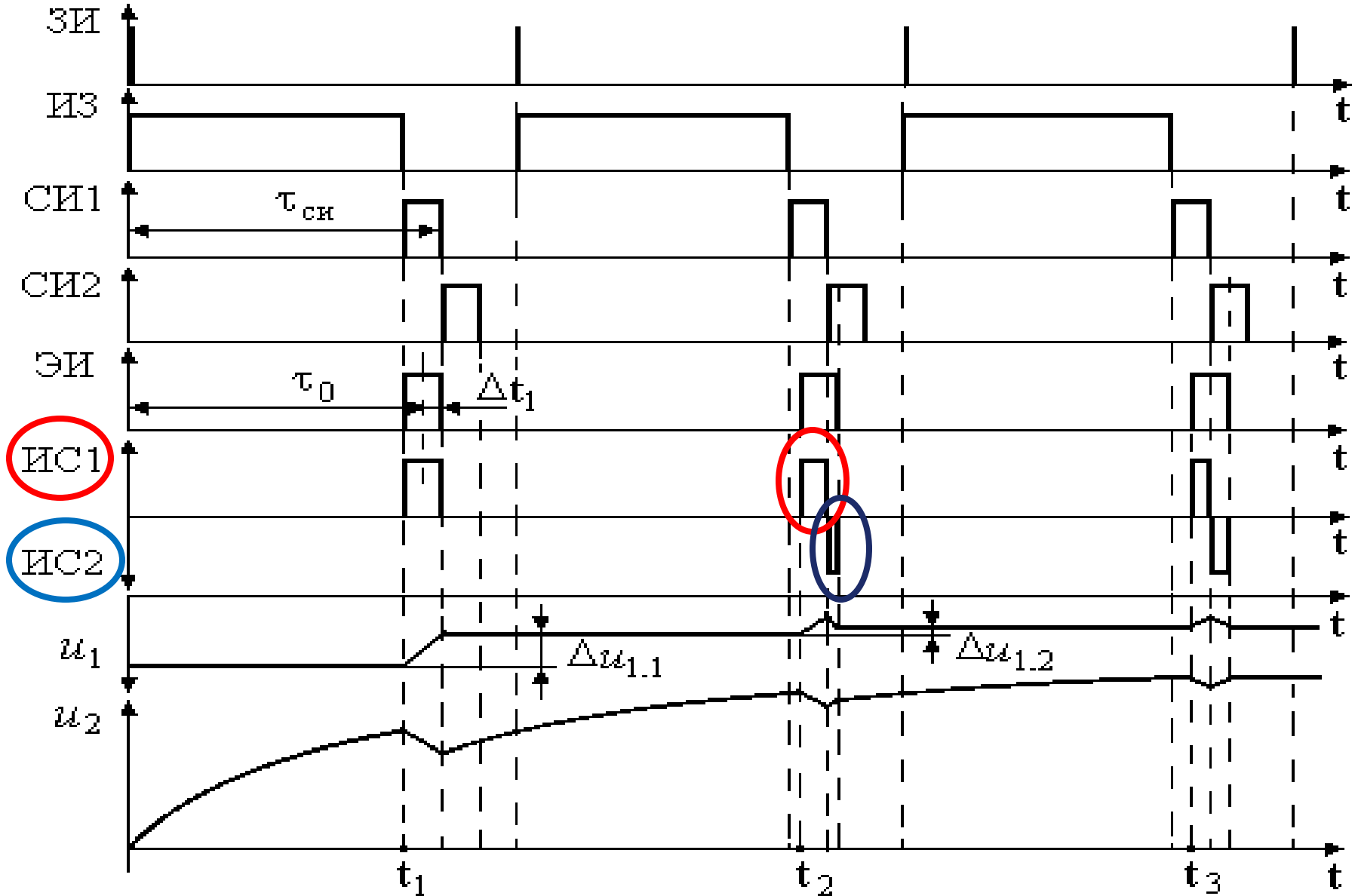
По мере увеличения напряжения на выходе второго интегратора
 111
 уменьшается длительность импульса задержки ИЗ



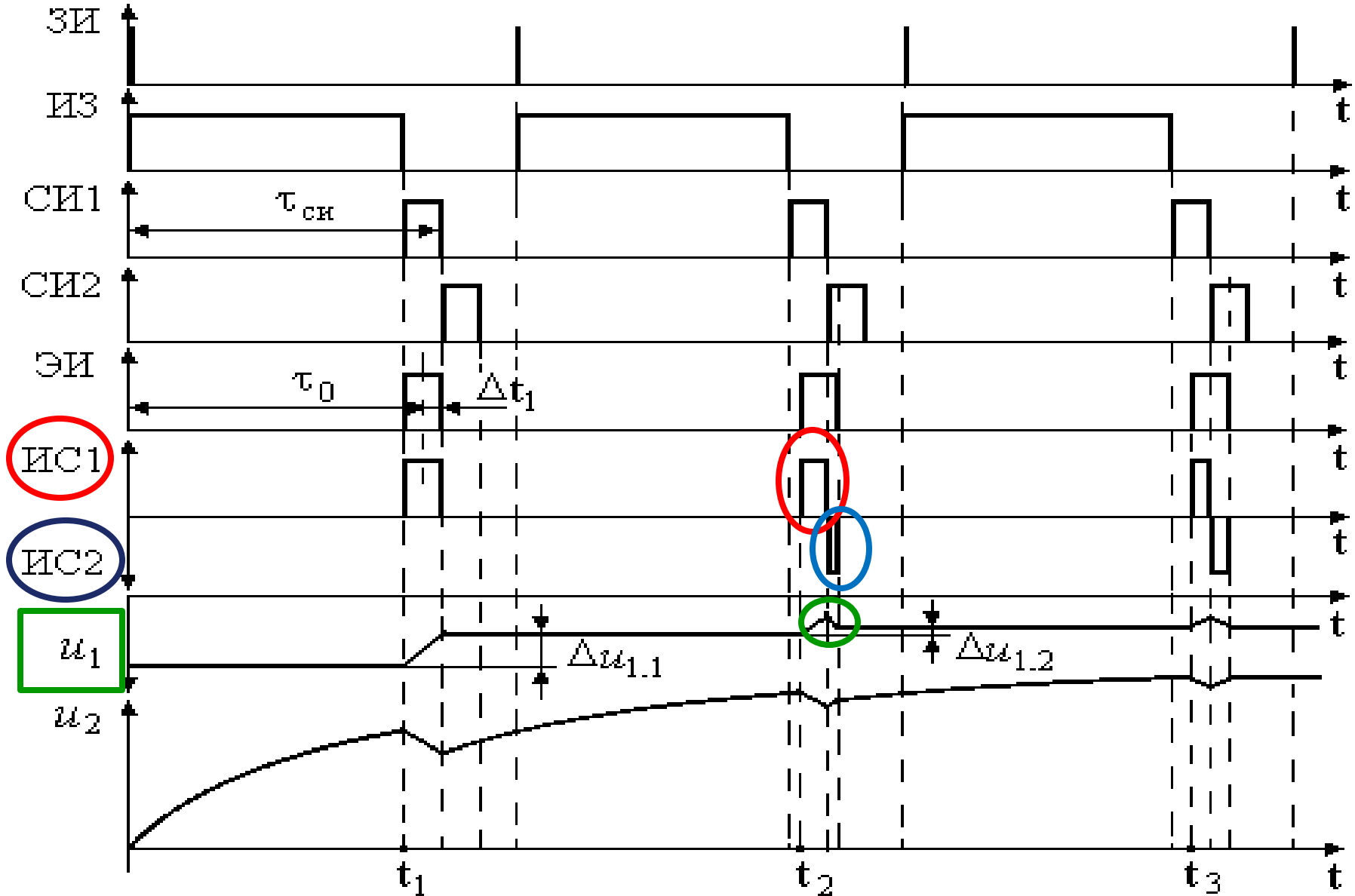
Поэтому в момент времени t_2 селекторные импульсы СИ1 и СИ2 располагаются относительно очередного эхоимпульса ЭИ так,



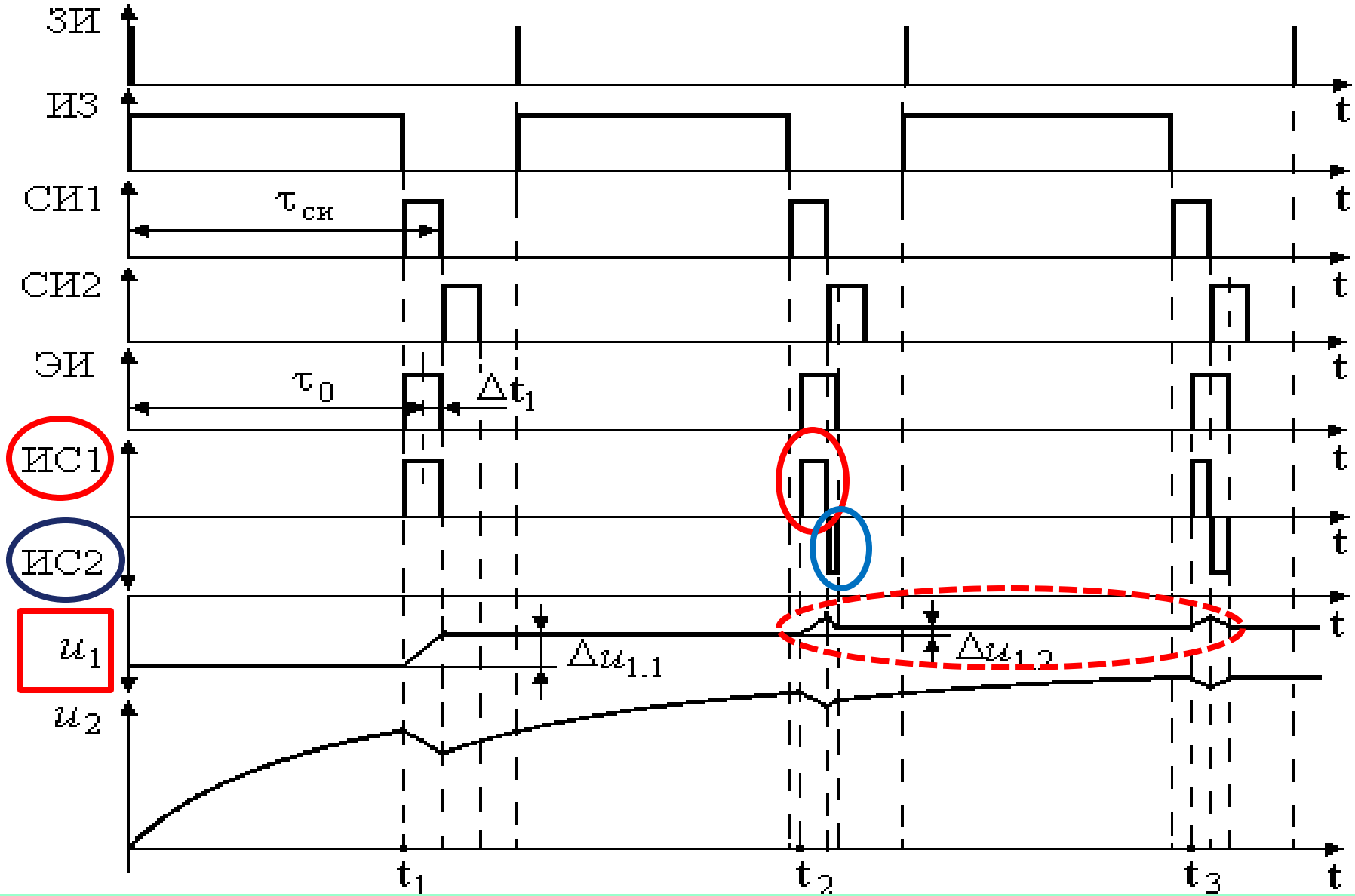
что большая часть ЭИ перекрывается с импульсом СИ1, а меньшая – с импульсом СИ2.



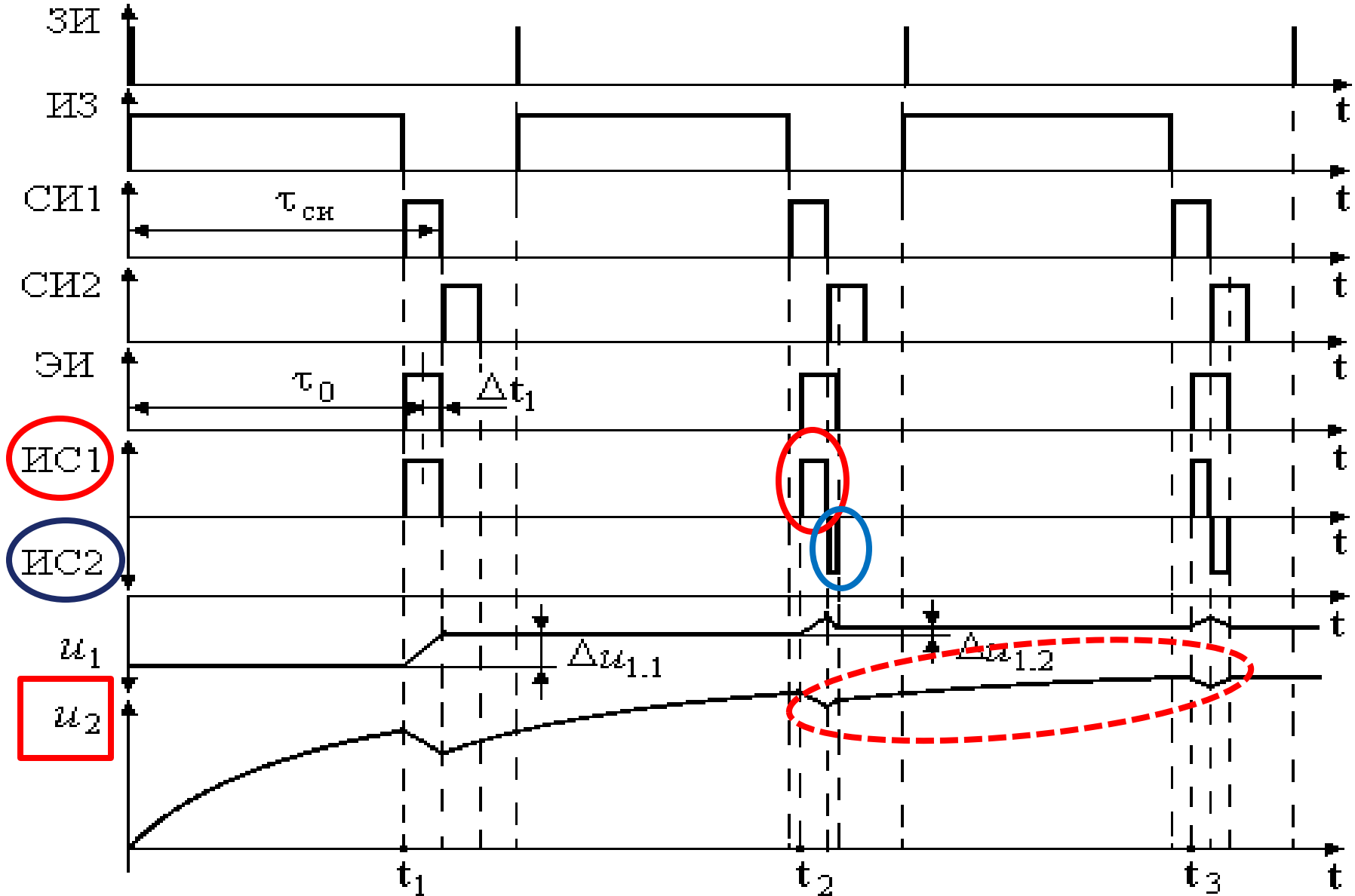
Теперь образуются два импульса совпадений, - ИС1 и ИС2, причем ИС1 имеет большую длительность по сравнению с ИС2



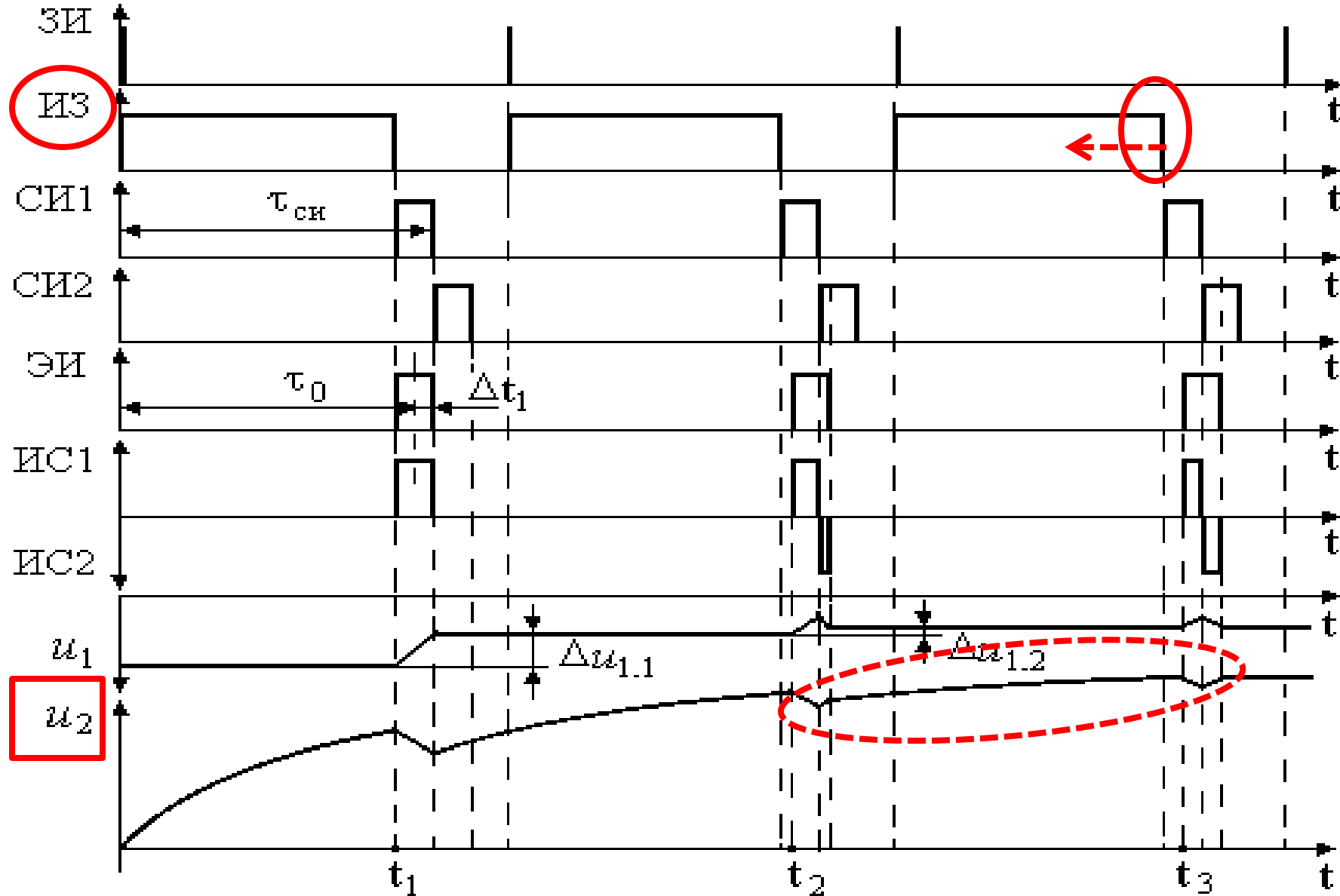
Импульс ИС1 приводит к дальнейшему увеличению напряжения на выходе первого интегратора, а импульс ИС2, наоборот, уменьшает это напряжение.



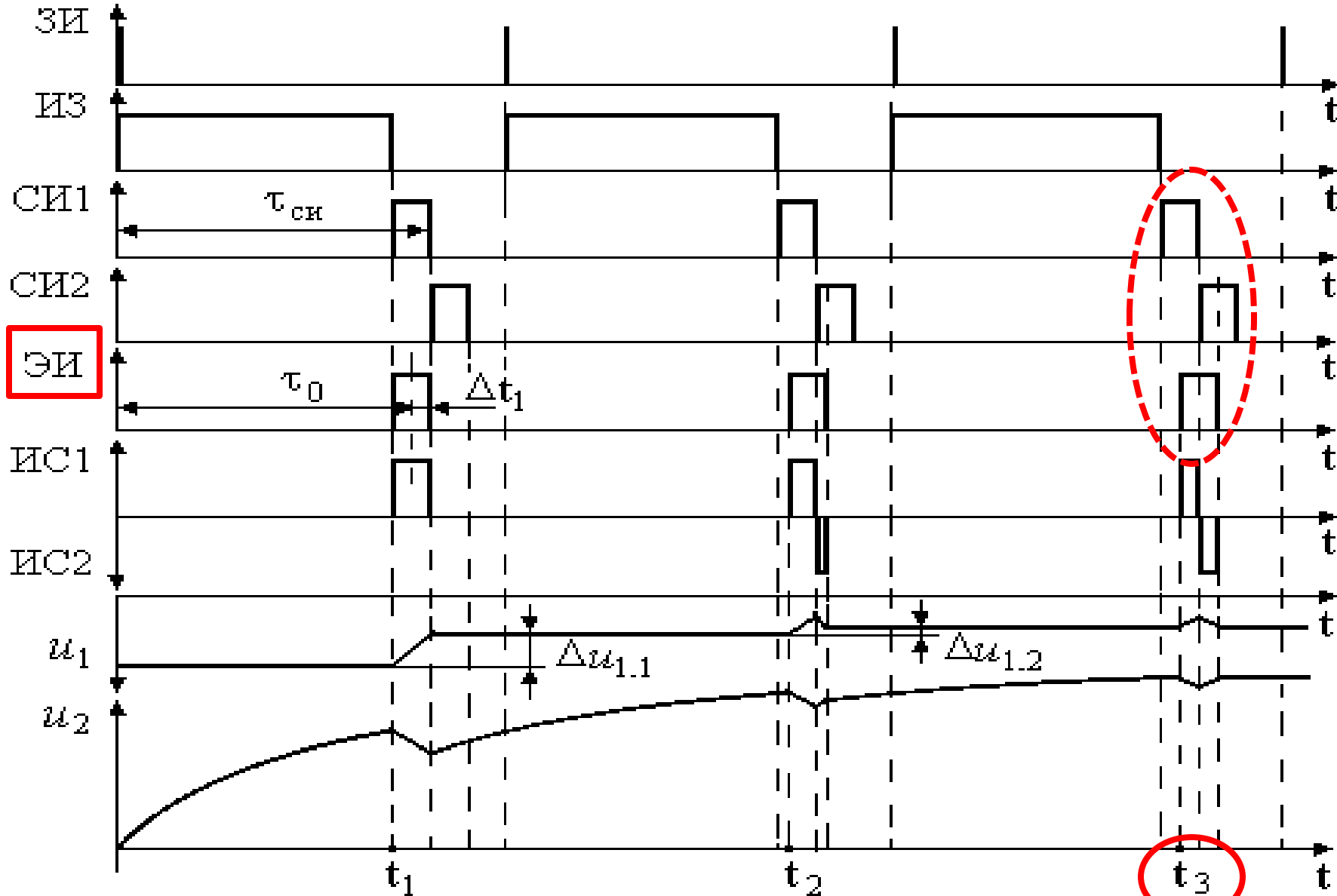
Так как длительность ИС1 больше длительности ИС2, то результирующее напряжение на выходе первого интегратора уменьшается до величины $\Delta u_{1.2}$.



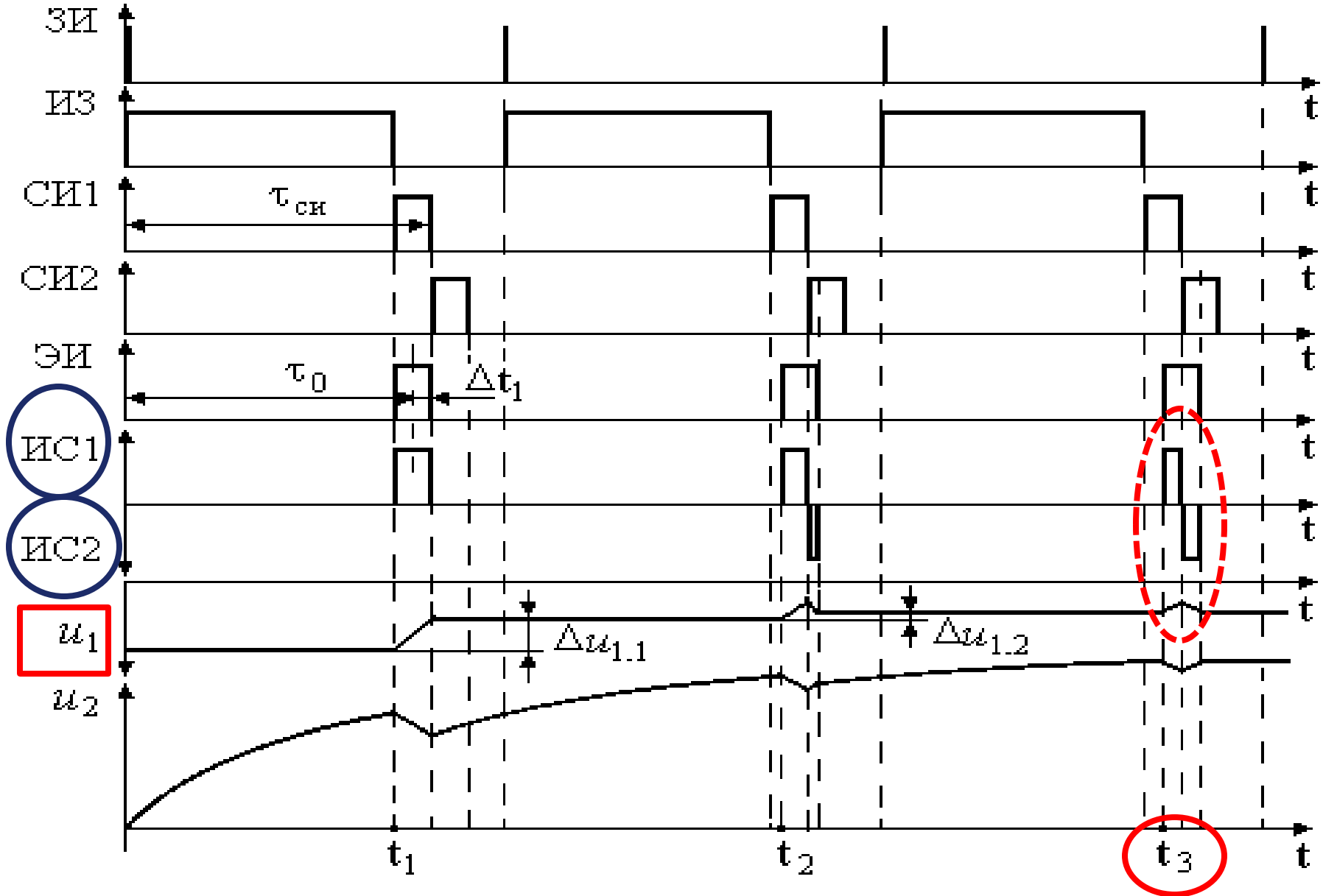
Напряжение на выходе второго интегратора, хотя и продолжает увеличиваться, но с меньшей скоростью, чем в предыдущем периоде.



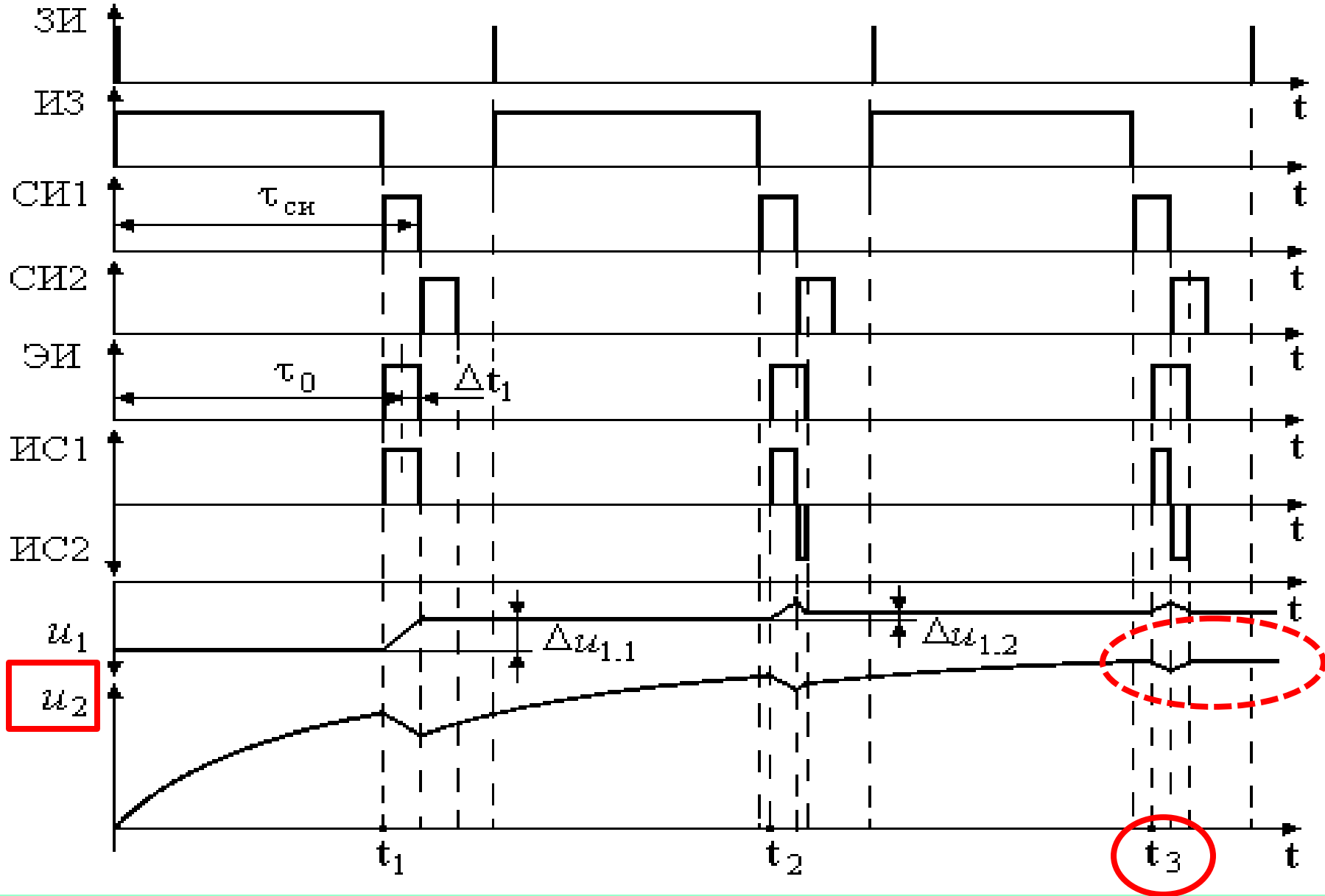
Увеличение напряжения u_2 приводит к дальнейшему уменьшению длительности импульса задержки ИЗ



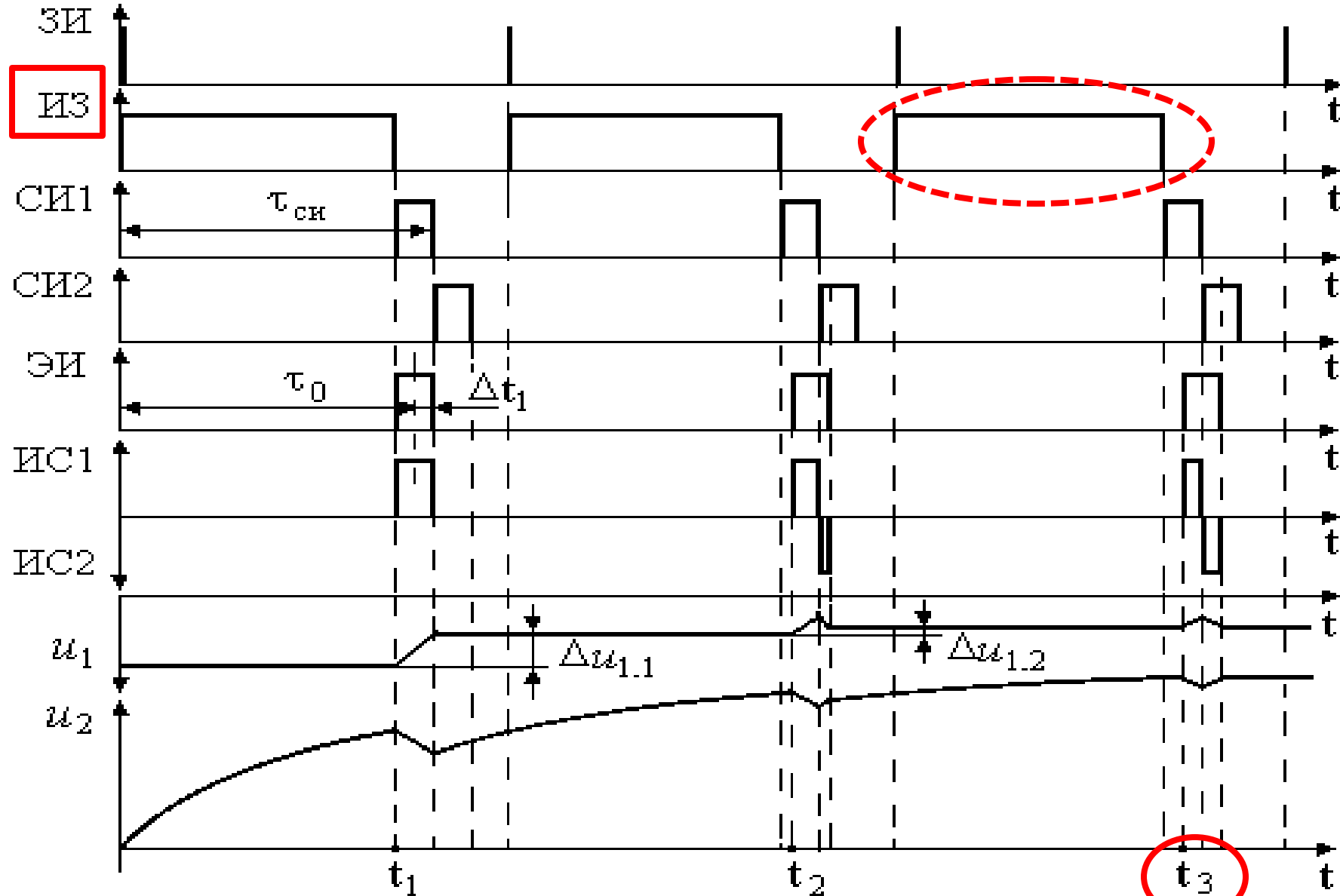
В результате селекторные импульсы в момент времени t_3 оказываются так расположенными относительно эхоимпульса, что граница их раздела делит эхоимпульс ЭИ пополам.



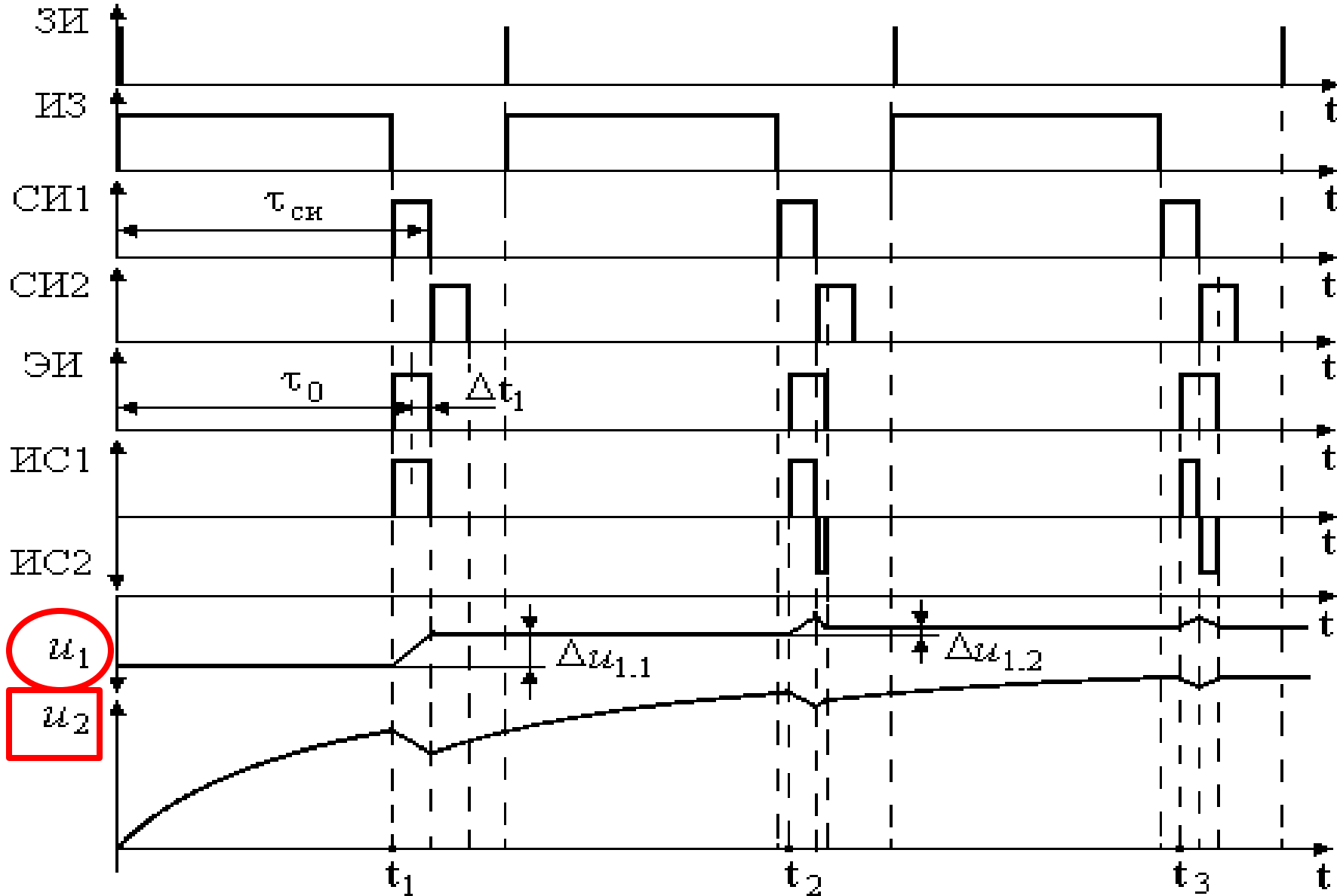
При этом длительности импульсов ИС1 и ИС2 оказываются равными, а приращение Δu_1 на выходе первого интегратора равно



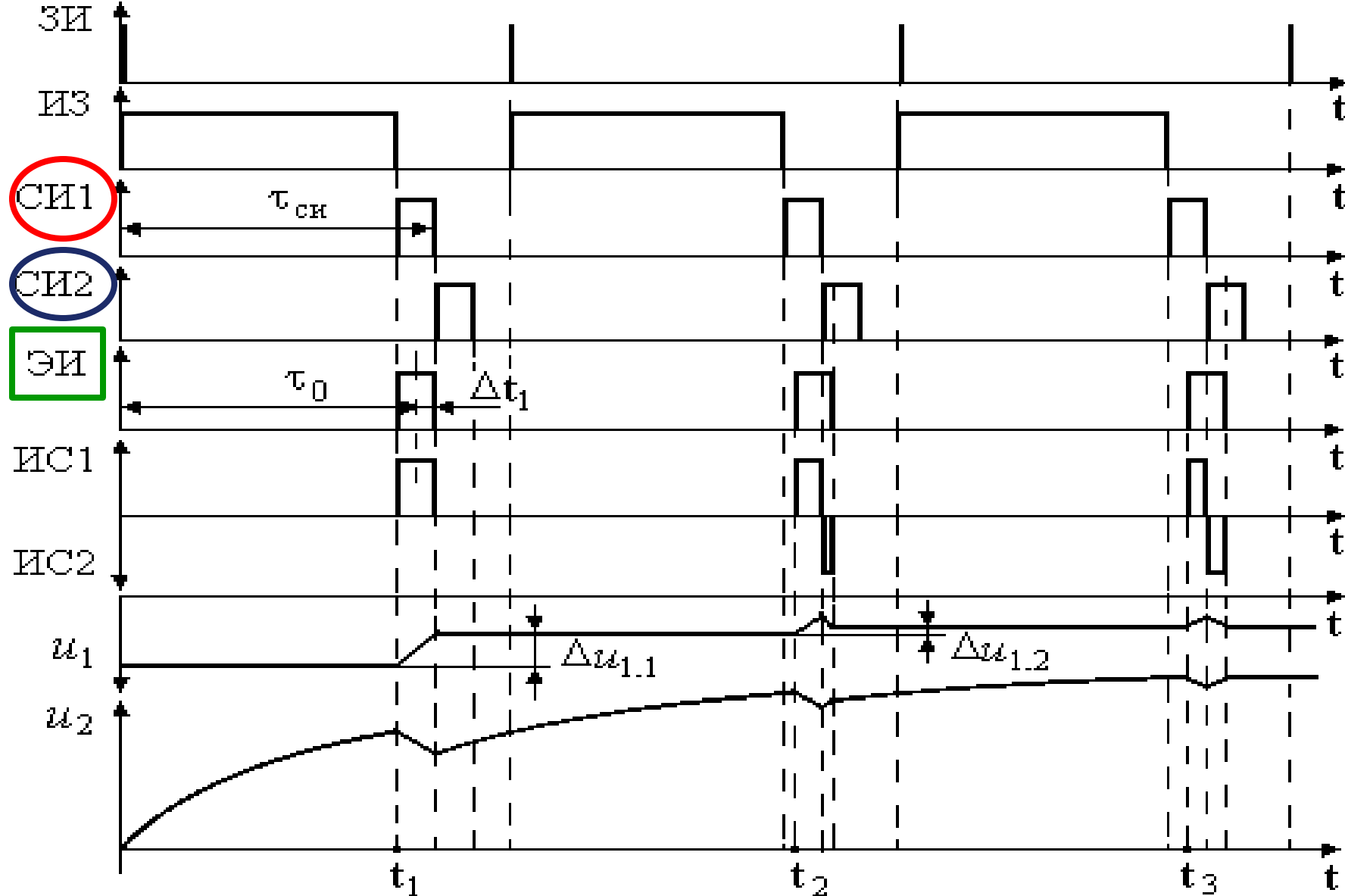
Следовательно, увеличение напряжения u_2 на выходе второго интегратора прекращается.



Также прекращается изменение длительности импульса ИЗ, и в системе устанавливается состояние равновесия, что соответствует не меняющемуся расстоянию до цели.



Величина напряжения u_2 пропорциональна дальности до цели, а величина напряжения u_1 на выходе первого интегратора пропорциональна скорости цели, если цель движется.



В динамике селекторные импульсы СИ1 и СИ2 непрерывно сопровождают эхоимпульс ЭИ от цели.

При движении цели с постоянной скоростью в системе с двумя интеграторами (с астатизмом второго порядка) ошибки в определении скорости и дальности до цели равны нулю.

Однако если цель движется с ускорением, появляется ошибка, пропорциональная ускорению.

Для улучшения качества переходных процессов между интеграторами включается корректирующая цепь КЦ (форсирующее звено).

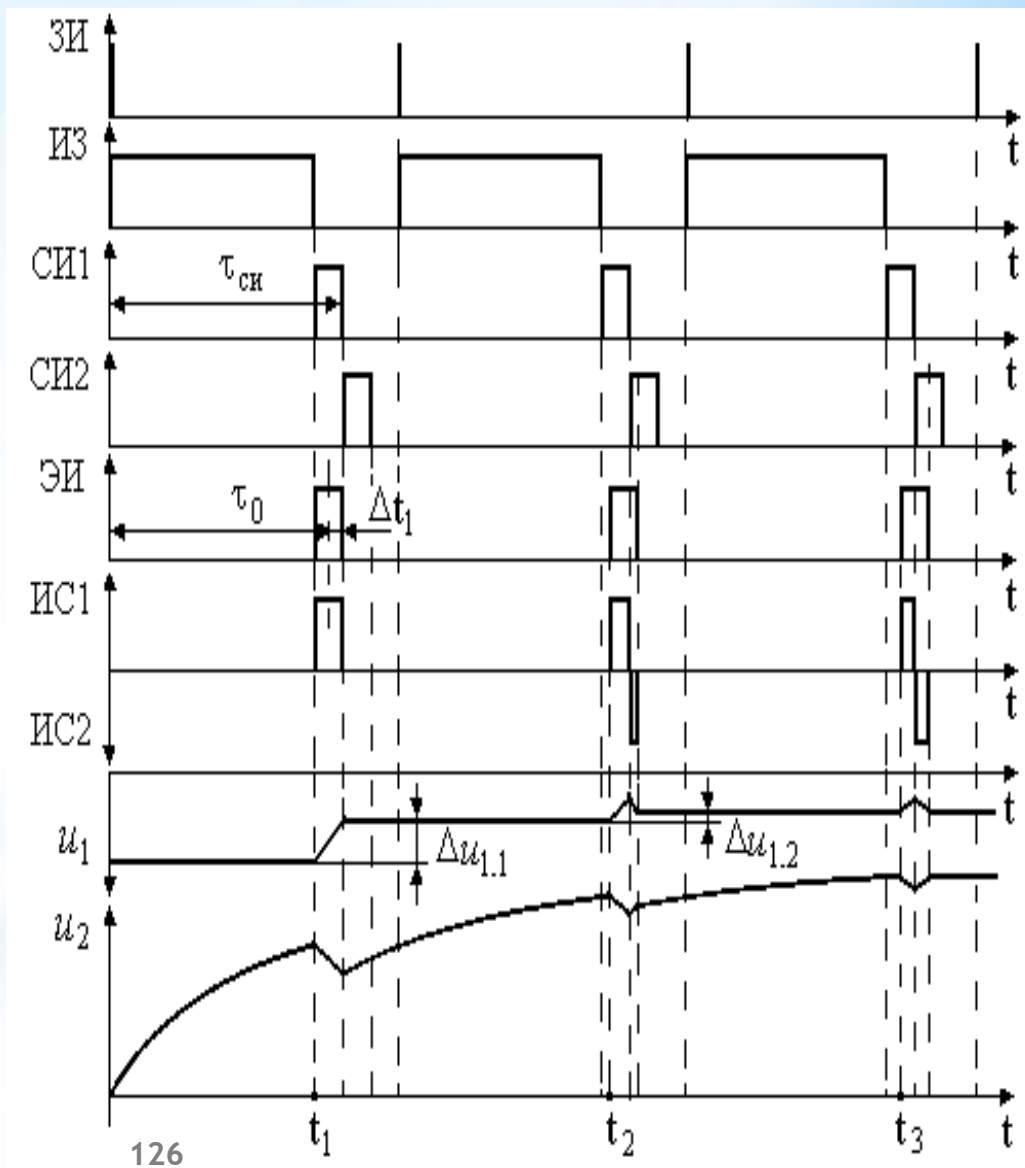
В ряде случаев для улучшения помехоустойчивости включается также фильтр нижних частот (инерционное звено).

В связи с импульсным характером сигнала информация о рассогласовании Δt образуется в автоселекторе в дискретные моменты времени и, строго говоря, временной автоселектор является дискретной (импульсной) системой радиоавтоматики.

Но если частота повторения зондирующих импульсов велика по сравнению с высшей частотой полосы пропускания автоселектора, то автоселектор можно считать непрерывной системой.

Описание работы автоселектора

Вырабатываемые синхронизатором радиолокатора, зондирующие импульсы ЗИ, запускают мощный импульсный генератор, формирующий радиоимпульсы, излучаемые антенной, и одновременно запускают устройство регулируемой временной задержки УРВЗ автоселектора.



Стробирующие импульсы формируются специальным формирователем (Ф), входящим в состав временного автоселектора. В состав временного автоселектора входят также временной дискриминатор (ВД), сглаживающее устройство (СУ) и устройство регулируемой временной задержки (УРВЗ).

Совмещение во времени стробирующих импульсов с эхосигналами цели в каждом цикле зондирования обеспечивается работой следящего автоселектора. С этой целью формирователь Ф формирует два селекторных импульса СИ1 и СИ2. Импульсы прямоугольной формы СИ1 и СИ2 располагаются симметрично относительно середины стробирующего импульса и следуют непосредственно друг за другом.

Сглаживающее устройство содержит два последовательно включенных интегратора И1 и И2 и корректирующую RC - цепочку КЦ.

Временной дискриминатор содержит два каскада совпадений КС1 и КС2 на два входа каждый и дифференциальный детектор ДД.

Выходные напряжения каскадов совпадений ИС1 и ИС2 образуются в результате совпадения селекторных импульсов СИ1 и СИ2 и эхосигнала цели.

Импульсы ИС1 и ИС2 детектируются и вычитаются в дифференциальном детекторе, образуя выходное напряжение дискриминатора.

Длительность импульса задержки ИЗ, вырабатываемого УРВЗ, зависит от величины управляющего напряжения u_2 .

От среза импульса задержки запускается формирователь селекторных импульсов Ф.

При изменении управляющего напряжения u_2 селекторные импульсы смещаются во времени относительно зондирующего импульса в пределах от нуля до $0,95 T_3$, где T_3 - период повторения зондирующих импульсов. На временных диаграммах, поясняющих функционирование автоселектора (рис. 2.29), эхоимпульс в момент времени совпадает с первым селекторным импульсом СИ1.

В результате на выходе каскада совпадений КС1 возникает импульс совпадений ИС1, уменьшающий по абсолютной величине напряжение на выходе первого интегратора на величину $\Delta u_{1.1}$.

В промежутке между импульсами напряжение на выходе первого интегратора сохраняется постоянным.

Вследствие уменьшения напряжения на выходе первого интегратора, выходное напряжение второго интегратора, хотя и продолжает увеличиваться, но с меньшей скоростью.

По мере увеличения напряжения на выходе второго интегратора уменьшается длительность импульса задержки ИЗ. Благодаря этому, в момент времени t_2

селекторные импульсы СИ1 и СИ2 располагаются относительно очередного эхоимпульса ЭИ таким образом, что большая часть ЭИ перекрывается с импульсом СИ1, а меньшая - с импульсом СИ2. Теперь образуются два импульса совпадений - ИС1 и ИС2, причем ИС1 имеет большую длительность по сравнению с ИС2. Импульс ИС1 приводит к дальнейшему уменьшению отрицательного напряжения на выходе первого интегратора, а импульс ИС2, наоборот, увеличивает это напряжение. Так как длительность ИС1 больше длительности ИС2, то результирующее отрицательное напряжение на выходе первого интегратора уменьшается на величину $\Delta u_{1.2}$.

Однако $|\Delta u_{1.2}| < |\Delta u_{1.1}|$. Напряжение на выходе второго интегратора хотя и продолжает увеличиваться, но с меньшей скоростью, чем в предыдущем периоде.

Увеличение напряжения u_2 приводит к дальнейшему уменьшению длительности импульса задержки ИЗ, в результате чего селекторные импульсы в момент времени t_2 оказываются так расположенными относительно эхоимпульса, что граница их раздела делит эхоимпульс пополам.

В результате этого, длительности импульсов совпадений ИС1 и ИС2 оказываются равными, а приращение напряжения на выходе первого интегратора равно нулю.

Следовательно, увеличение напряжения на выходе второго интегратора прекращается, также прекращается изменение длительности импульса задержки ИЗ и в системе устанавливается состояние равновесия. Величина напряжения u_2 пропорциональна дальности до цели, а величина напряжения u_1 на выходе первого интегратора пропорциональна скорости цели, если цель движется. В динамике селекторные импульсы непрерывно сопровождают эхоимпульс.

При движении цели с постоянной скоростью в системе с двумя интеграторами (с астатизмом второго порядка) ошибка в определении скорости и ошибка в определении дальности цели равны нулю.

Однако, если цель движется с ускорением, появляется ошибка, пропорциональная ускорению. Для улучшения качества переходных процессов между интеграторами включается корректирующая цепь КЦ (форсирующее звено). В ряде случаев для улучшения помехоустойчивости включается также фильтр нижних частот (инерционное звено).

Захват цели в начале работы автоселектора производится либо вручную оператором, наблюдающим отметку цели на экране ЭЛТ, либо специальным автоматическим устройством поиска и захвата цели.

В связи с импульсным характером сигнала информация о рассогласовании $\Delta\tau$ (середины эхосигнала относительно стыка селекторных импульсов) образуется в автоселекторе в дискретные моменты времени, отстоящие друг от друга на период повторения зондирующих импульсов. Поэтому, строго говоря, временной автоселектор является импульсной системой радиоавтоматики. Однако, если частота повторения зондирующих импульсов велика по сравнению с высшей частотой полосы пропускания автоселектора, что часто выполняется на практике, то можно считать автоселектор непрерывной системой. В таком предположении построим структурную схему автоселектора.

Временное рассогласование равно $\Delta\tau = \tau_c - \tau_{си}$.

При высокой частоте повторения зондирующих импульсов пульсации выходного напряжения временного дискриминатора, обусловленные импульсным характером сигнала, эффективно сглаживаются. В этом случае при анализе автоселектора достаточно рассматривать выходное напряжение дискриминатора, усредненное за период повторения импульсов:

$$u_{\text{вд}}(t) = F(\Delta\tau) + \xi(t, \Delta\tau),$$

где $F(\Delta\tau)$ и $\xi(t, \Delta\tau)$ - соответственно математическое ожидание и флуктуационная составляющая выходного напряжения дискриминатора.

Форма дискриминационной характеристики $F(\Delta\tau)$ и параметры напряжения $\xi(t, \Delta\tau)$ зависят от соотношения сигнал/шум, ширины полосы пропускания радиотракта, длительности селекторных импульсов и наличия амплитудных флуктуаций сигнала.

Преобразование напряжения, выполняемое сглаживающим устройством, определяется линейным дифференциальным оператором $W_0(p)$, учитывающим число интегрирующих звеньев в составе автоселектора $u_2(t) = W_\phi(p) \cdot u_{вд}(t)$.

Обычно зависимость величины задержки в схеме УРВЗ от управляющего напряжения является безынерционной.

Если она, кроме того, линейна, то выполняется соотношение $\tau_{СИ} = \tau_{СИ0} + S_{РЕГ} \cdot u_2$, где $S_{РЕГ}$ – крутизна характеристики УРВЗ; $\tau_{СИ0}$ – значение задержки при отсутствии управляющего напряжения. Величина $\tau_{СИ0}$ может обладать некоторой неустойчивостью, которую необходимо учитывать при анализе селектора. Приведенным соотношениям соответствует структурная схема на рис. 4.30.

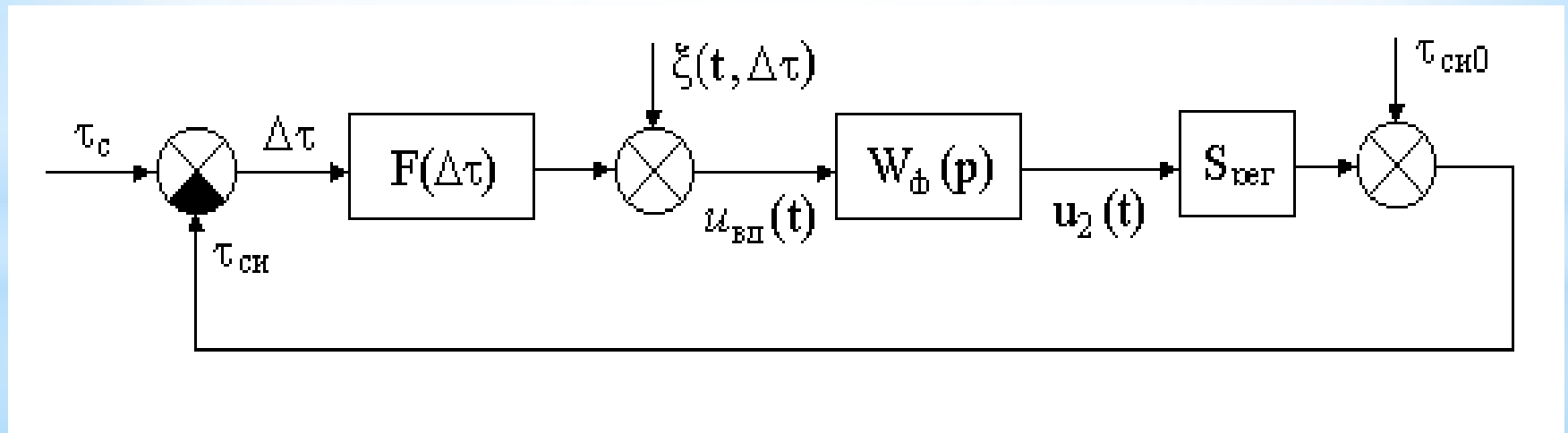


Рис. 4.30. Структурная схема следящей системы

5. Системы автоматического определения



УстрПеленгц1.wmv

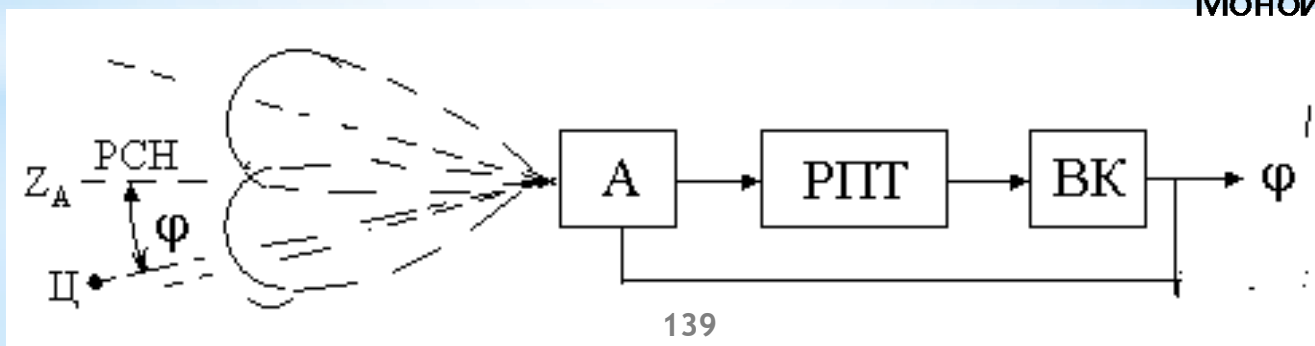
направления на источник радиоволн

(угломерные следящие системы РА)

В угломерных следящих системах, предназначенных для сопровождения одной цели, обычно используется равносигнальный метод пеленгования, при котором с помощью антенной системы (А) формируется равносигнальное направление (РСН).



МоноИмПеленг4.wmv



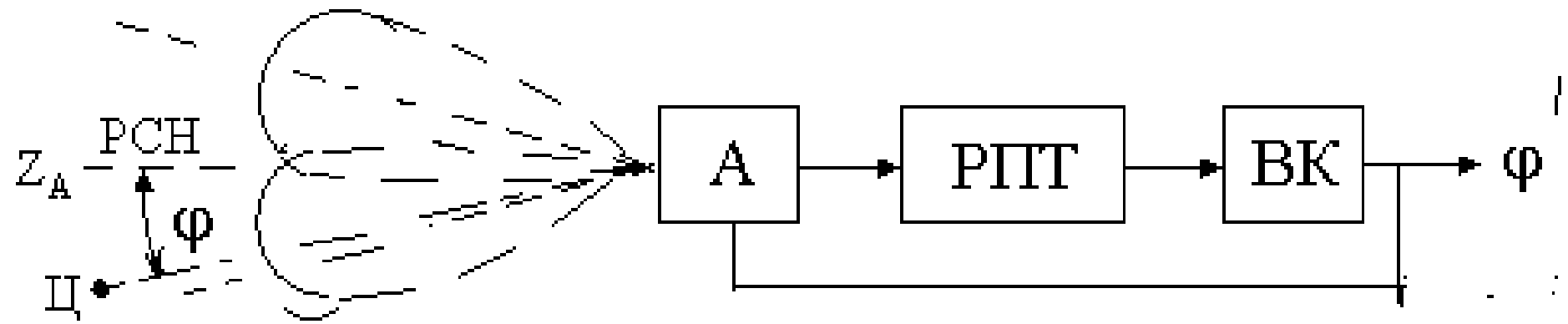


Рис. 5.1. Функциональная схема пеленгационного устройства

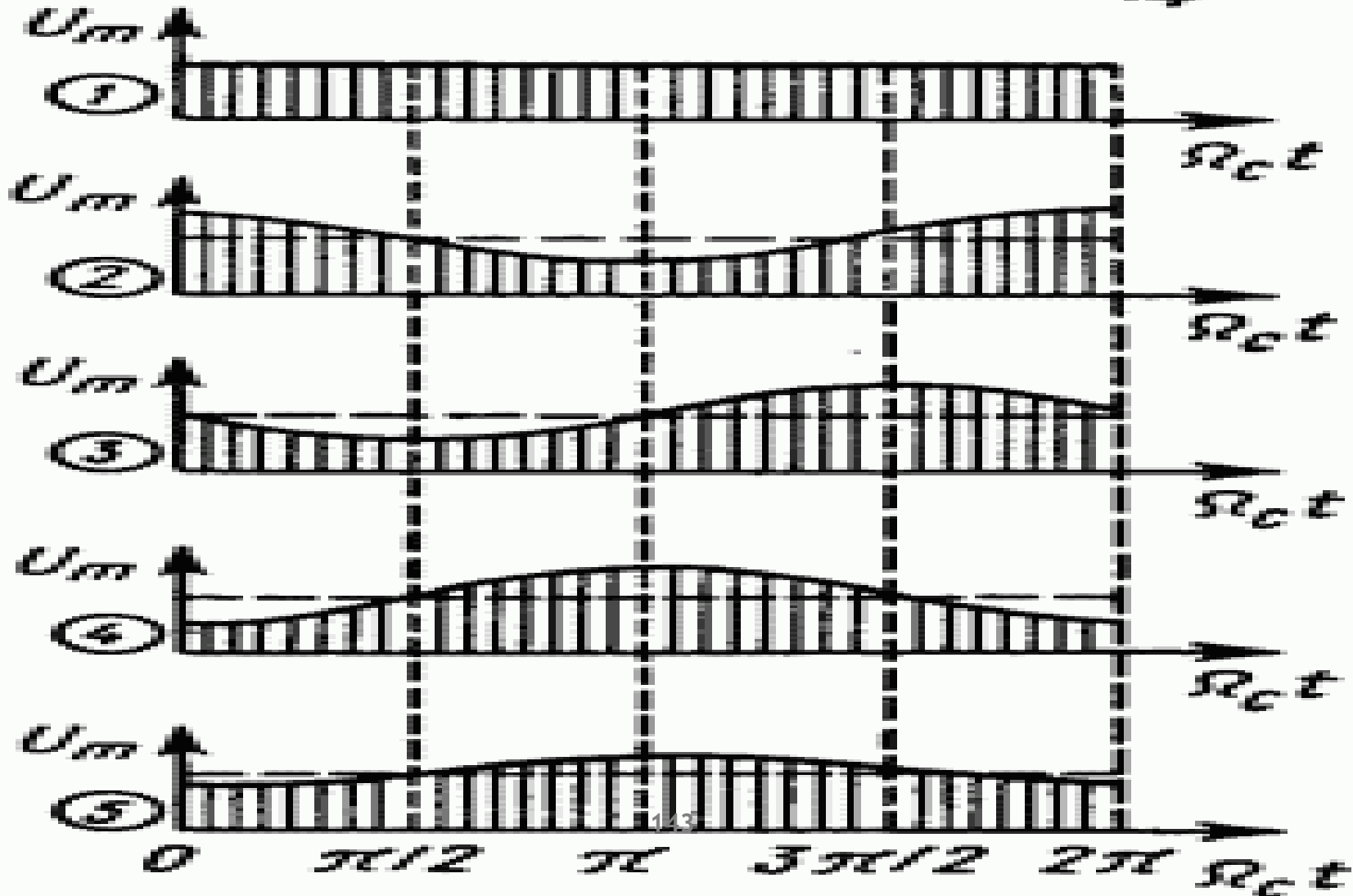
Пеленгационное устройство (ПУ) (рис. 5.1), состоящее из антенной системы, радиоприемного тракта (РПТ) и выходных каскадов (ВК), измеряет пространственное рассогласование φ между РСН z_A и направлением на цель Ц, а исполнительное устройство изменяет угловое положение РСН таким образом, чтобы устранить имеющееся рассогласование. 140

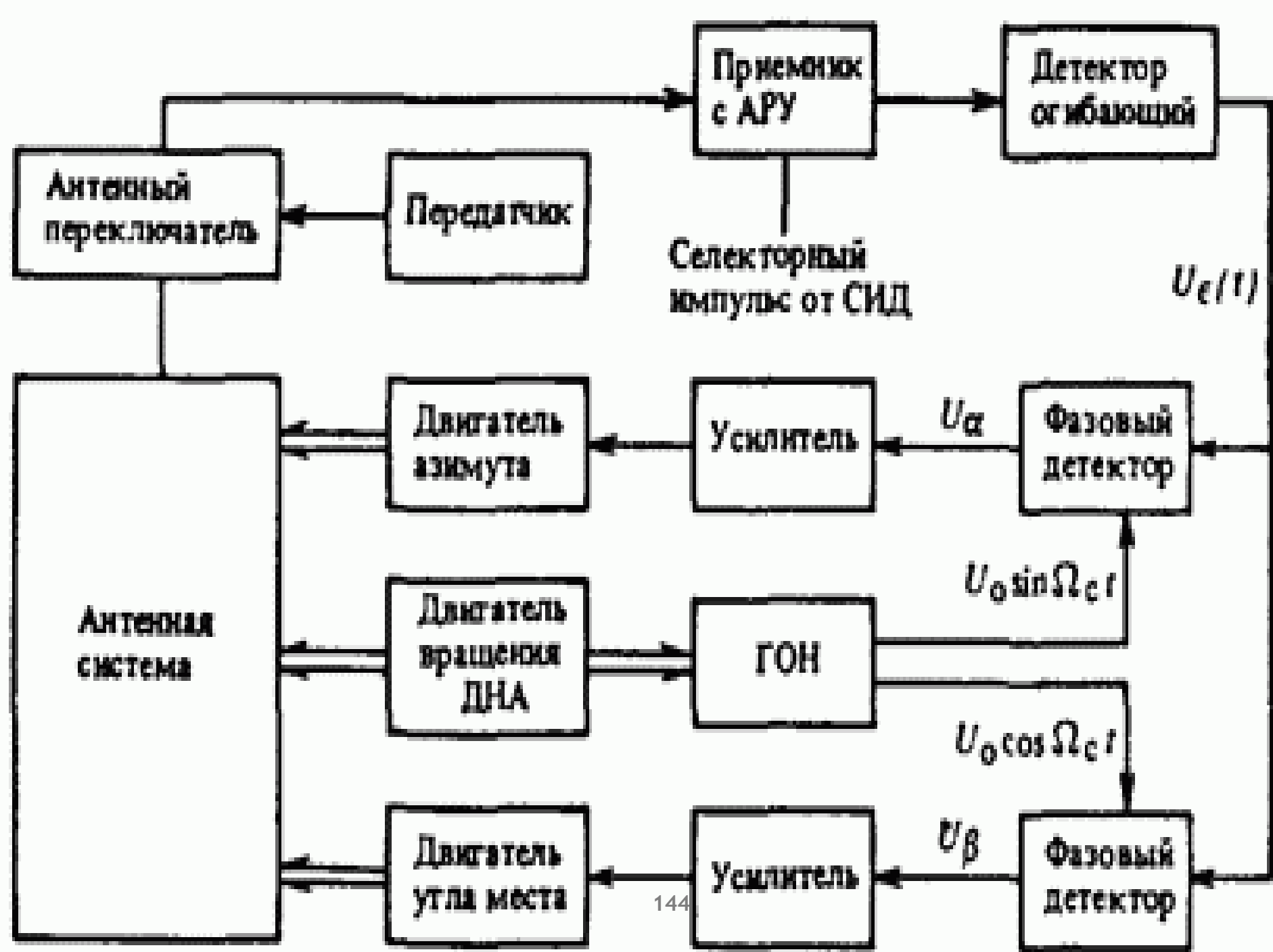
Построение пеленгационного устройства зависит от принятого способа формирования равносигнальной зоны. В пеленгационных устройствах с последовательным сравнением сигналов применяется один приемник и одна антенна. Диаграмма направленности антенны перемещается в пространстве (сканирует) с периодом $T_{СК}$. Измерение углового рассогласования производится сравнением периодически изменяющейся огибающей радиосигнала с опорным синусоидальным напряжением, синхронизированным и синфазированным с вращением диаграммы направленности. Время измерения соизмеримо с $T_{СК}$.

Примером автоматического угломера такого типа является система с коническим сканированием диаграммы направленности.



Рис. 5.2.





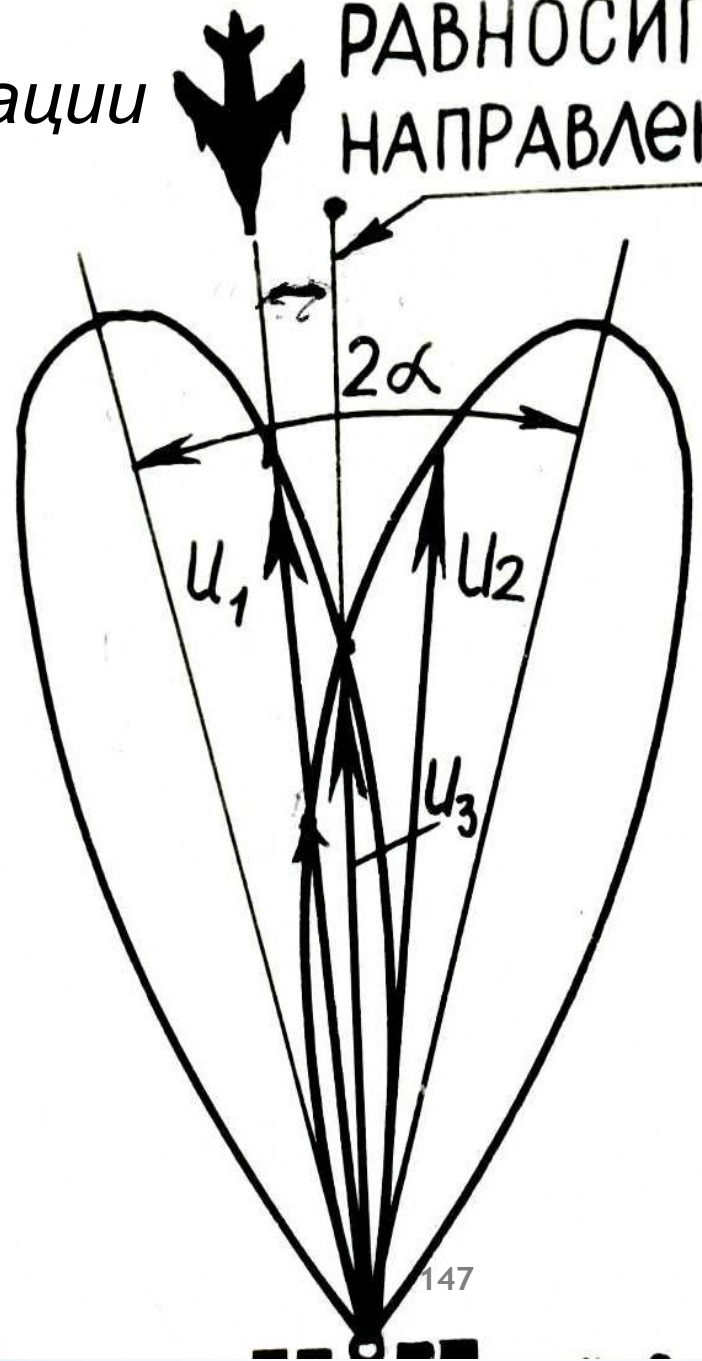
Недостатком систем с последовательным сравнением сигналов является их чувствительность к изменениям уровня сигнала, происходящим в течение периода сканирования и не обрабатываемым системой АРУ.

Указанные изменения, вызываемые флуктуациями амплитуды эхосигнала и действием активных помех с амплитудной модуляцией, близкой по частоте к частоте сканирования, снижает точность пеленгования. Этого недостатка лишены в значительной мере системы с одновременным сравнением сигналов, получившие по этой причине самое широкое распространение.

В пеленгационных системах с одновременным сравнением сигналов, называемых также моноимпульсными, используется антенная система, формирующая четыре отдельные (парциальные) диаграммы направленности, и многоканальный приемник. Угловое рассогласование определяется в результате сопоставления одновременно принятых сигналов. Время измерения соизмеримо с временем обработки сигналов в приемном тракте, т. е. достаточно мало. В моноимпульсных автопеленгаторах используются амплитудный, фазовый и амплитудно-фазовый методы пеленгования цели.

Амплитудный
метод пеленгации

РАВНОСИГНАЛЬНОЕ
НАПРАВЛЕНИЕ



УстрПеленгц.wmv

Рис. 5.3.

Рассмотрим упрощенную схему амплитудного суммарно-разностного пеленгатора применительно к пеленгации в одной плоскости (рис. 5.3).

В результате суммирования и вычитания парциальных сигналов $u_{\Pi 1}(t)$ и $u_{\Pi 2}(t)$ на выходе антенно-волноводного тракта образуются $u_{\Sigma}(t)$ от углового отклонения источника сигнала определяется суммарной диаграммой направленности, которая выражается через парциальные диаграммы направленности соотношением

$$G_1(\varphi) = g_1(\varphi) + g_2(\varphi).$$

Аналогично зависимость разностного напряжения $u_{\Delta}(t)$ определяется разностной диаграммой направленности

$$G_2(\varphi) = g_1(\varphi) - g_2(\varphi).$$



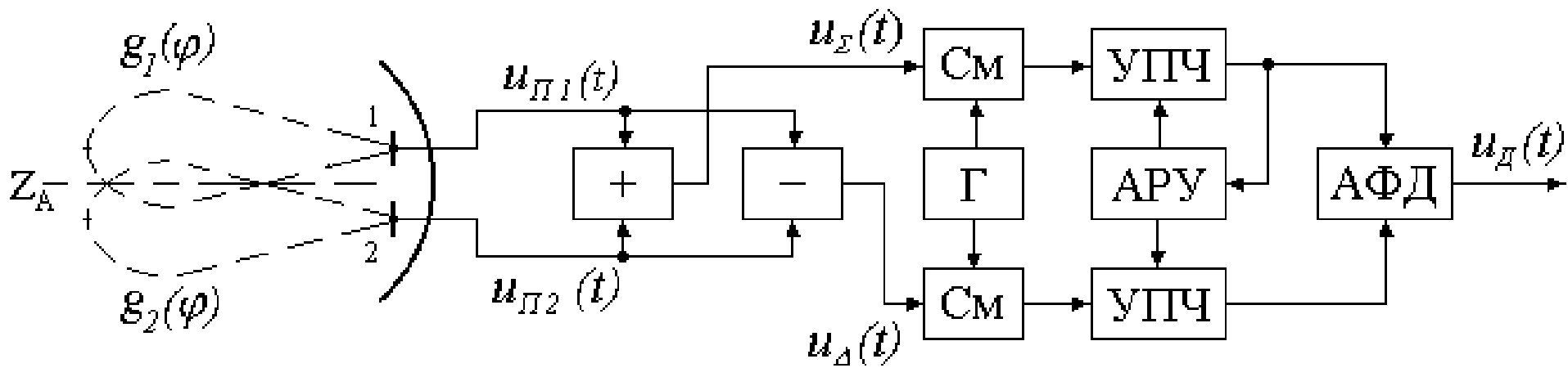


Рис. 5.4. Упрощенная схема амплитудного суммарно-разностного пеленгатора, на которой обозначено:
 “ + “ – сумматор сигналов; “ – “ – вычитатель сигналов;
 См – смесители; Г – гетеродин; УПЧ – усилители промежуточной частоты; АРУ – блок автоматической регулировки усиления; АФД – амплитудно-фазовый детектор; “ 1 “ и “ 2 “ – облучатели антенны;
 Z_A - равносигнальное направление антенны

Форма суммарной и разностной диаграмм направленности показана на рис. 5.5 сплошными линиями. Пунктиром изображены парциальные диаграммы направленности в одной из плоскостей.

При изменении знака разностной диаграммы направленности фаза разностного напряжения изменяется на 180° .

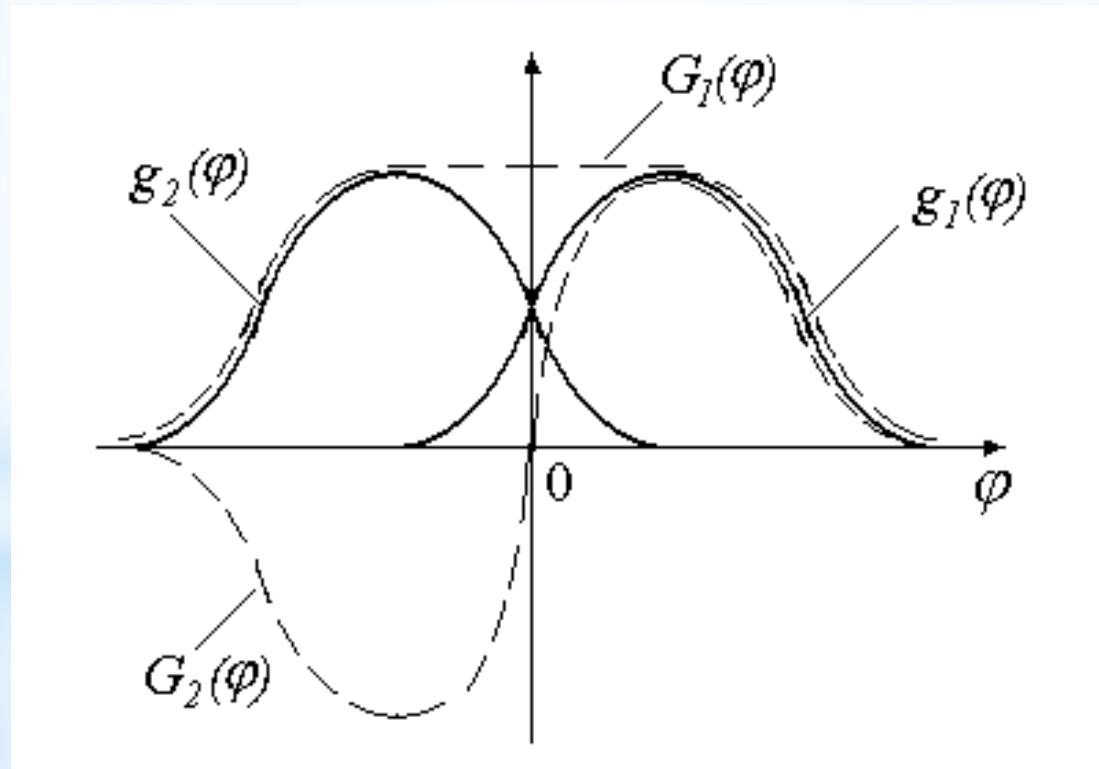


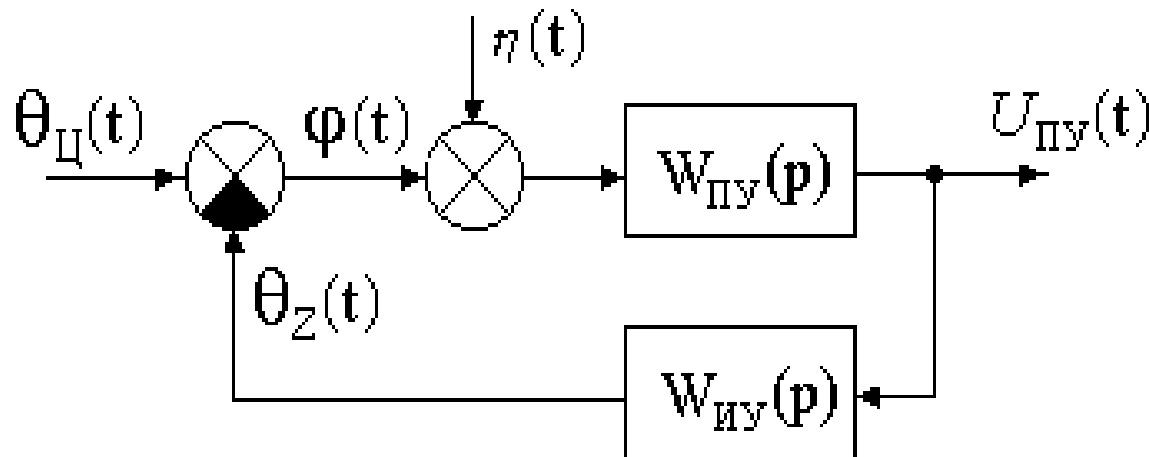
Рис.5.5. Диаграммы направленности

Сформированные на выходе антенно-волноводного тракта суммарное и разностное напряжения $u_{\Sigma}(t)$ и $u_{\Delta}(t)$ поступают в соответствующие каналы приемного устройства, где преобразуются по частоте, усиливаются и подаются на амплитудно-фазовый детектор.

Как видно, разностная диаграмма обладает дискриминационными свойствами по углу. Амплитуда разностного напряжения при малых углах рассогласования пропорциональна величине углового отклонения, а полярность (фаза) определяется знаком этого отклонения. Поэтому в результате перемножения с суммарным, в АФД на его выходе появляется постоянное напряжение, зависящее от величины и знака углового рассогласования.

Применение АРУ, работающей по выходному напряжению УПЧ суммарного канала, позволяет ослабить влияние изменений амплитуды сигнала на характеристики пеленгатора. При отсутствии помех и идеальной работе АРУ пеленгационная характеристика не зависит от амплитуды сигналов и пропорциональна отношению $G_2(\varphi) / G_1(\varphi)$ разностной и суммарной диаграмм направленности. После сглаживания и усиления по мощности выходное напряжение АФД как управляющее подводится к исполнительному устройству, перемещающему зеркало антенны.

Структурная схема азимутального канала угломерной системы содержит блоки с передаточными функциями $W_{\text{ПУ}}(s)$ и $W_{\text{ИУ}}(s)$ пеленгационного и исполнительного устройств соответственно. Сигнал рассогласования φ представляет собой разность $\varphi = \theta_{\text{Ц}} - \theta_{\text{З}}$, где $\theta_{\text{Ц}}$ - направление на цель, $\theta_{\text{З}}$ - направление оси Z. Возмущение $n(t)$ представляет собой случайное воздействие, обусловленное внутренним шумом радиоприемника, пересчитанное к угловому отклонению.



153

Структурная схема угломерной системы



6. Системы автоматической регулировки усиления (АРУ)

Назначение АРУ состоит в сжатии динамического диапазона входного сигнала (достигающего значений 80 – 100 дБ) до 3 – 5 дБ на выходе до детекторного тракта радиоприемника. Это необходимо для исключения амплитудных искажений, возникающих при перегрузке радиоприемного тракта. В частности, система АРУ стабилизирует коэффициент передачи дискриминатора в рассмотренных системах радиоавтоматики, т. е. исключает зависимость этого коэффициента от амплитуды радиосигнала на входе приемника. Эта операция носит название нормирования.

Различают системы АРУ “вперед” и “назад” (рис. 6.1).

В системе АРУ “вперед” выходное напряжение нерегулируемых каскадов НК после детектирования поступает через фильтр нижних частот ФНЧ на последующие регулируемые каскады РК, коэффициент усиления которых изменяется в соответствии с напряжением регулировки $U_{рег}$ (уменьшается при увеличении $U_{рег}$).

Подбором зависимости коэффициента усиления от $U_{рег}$ добиваются стабилизации выходного напряжения радиоприемника на определенном уровне.

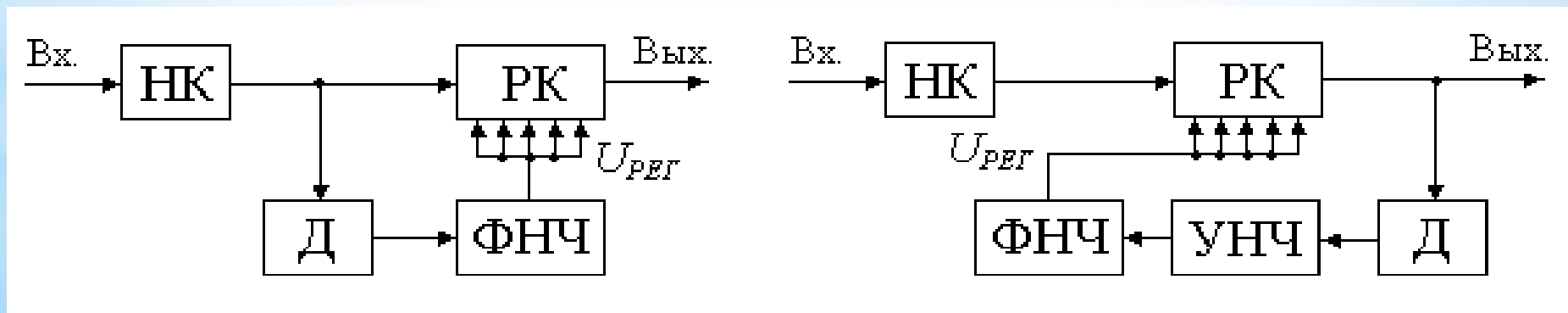


Рис. 6.1 Функциональные схемы систем АРУ

В системе АРУ «назад» выходное напряжение после усиления, детектирования и последующего усиления поступает через фильтр нижних частот обратно для регулировки коэффициента усиления предшествующих (регулируемых) каскадов. С ростом напряжения $U_{рег}$ коэффициент усиления уменьшается. Это система с обратной связью. Особенность ее состоит в том, что эффект регулирования достигается в ней за счет изменения параметра – коэффициента усиления.



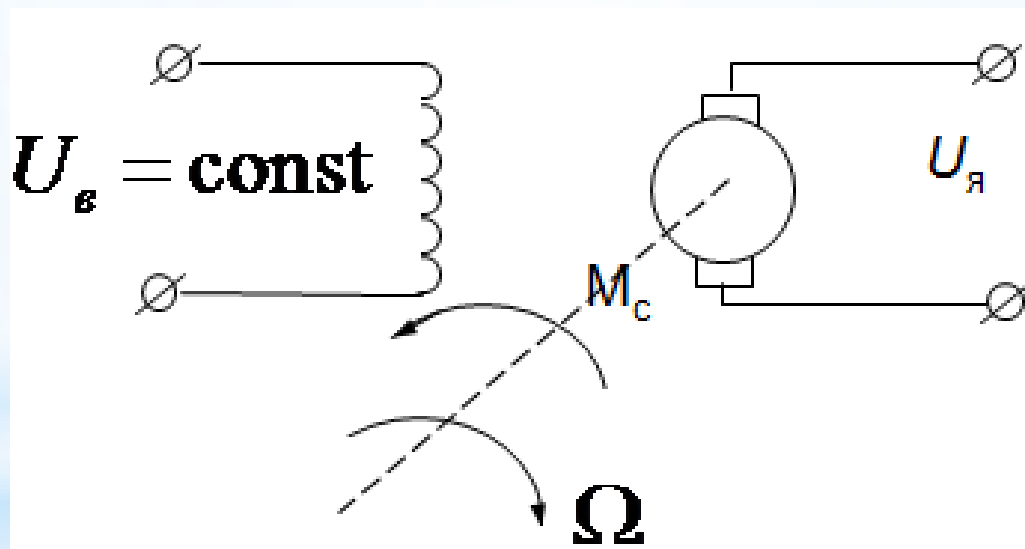
ТеорЗвенья.wmv

Линеаризация нелинейных САУ

Если при составлении уравнений звена принимаются во внимание все факторы, влияющие на динамику звена, то уравнения получаются, как правило, нелинейными. Иногда, уже на начальной стадии составления математического описания звена задают линейный характер процессов, протекающих в звене (например, обеспечивают работу звена на линейном участке характеристики, пренебрегают из-за очевидной малости гистерезисом, насыщением и т.п.).

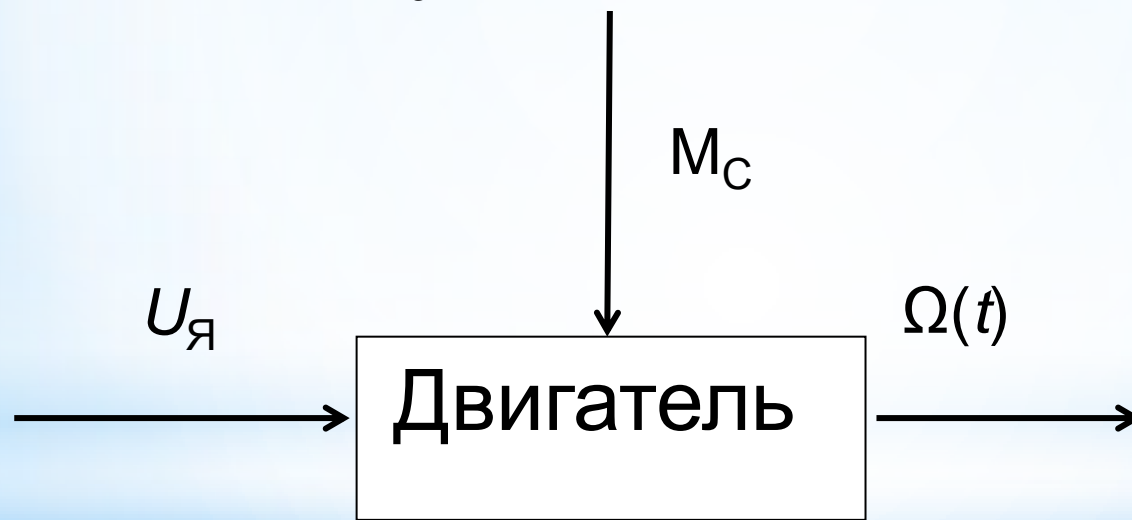
Пример линеаризации нелинейной САУ.

Получить передаточную функцию и дифференциальное уравнение двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.



Принципиальная электрическая схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Входным сигналом звена является якорное напряжение $x(t) = U_{\text{я}}(t)$, а выходным - угловая скорость $z(t) = \Omega(t)$ либо угол поворота вала двигателя $z(t) = \varphi(t)$. Предполагается, что на валу двигателя имеется нагрузка, вызывающая момент сопротивления M_c .



Функциональная схема двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Формально выражение, характеризующее основной закон функционирования данного звена, может быть представлено в виде

$$\Omega = f(U_{я}, M) \quad (1)$$

где M – вращающий (движущий) момент двигателя,

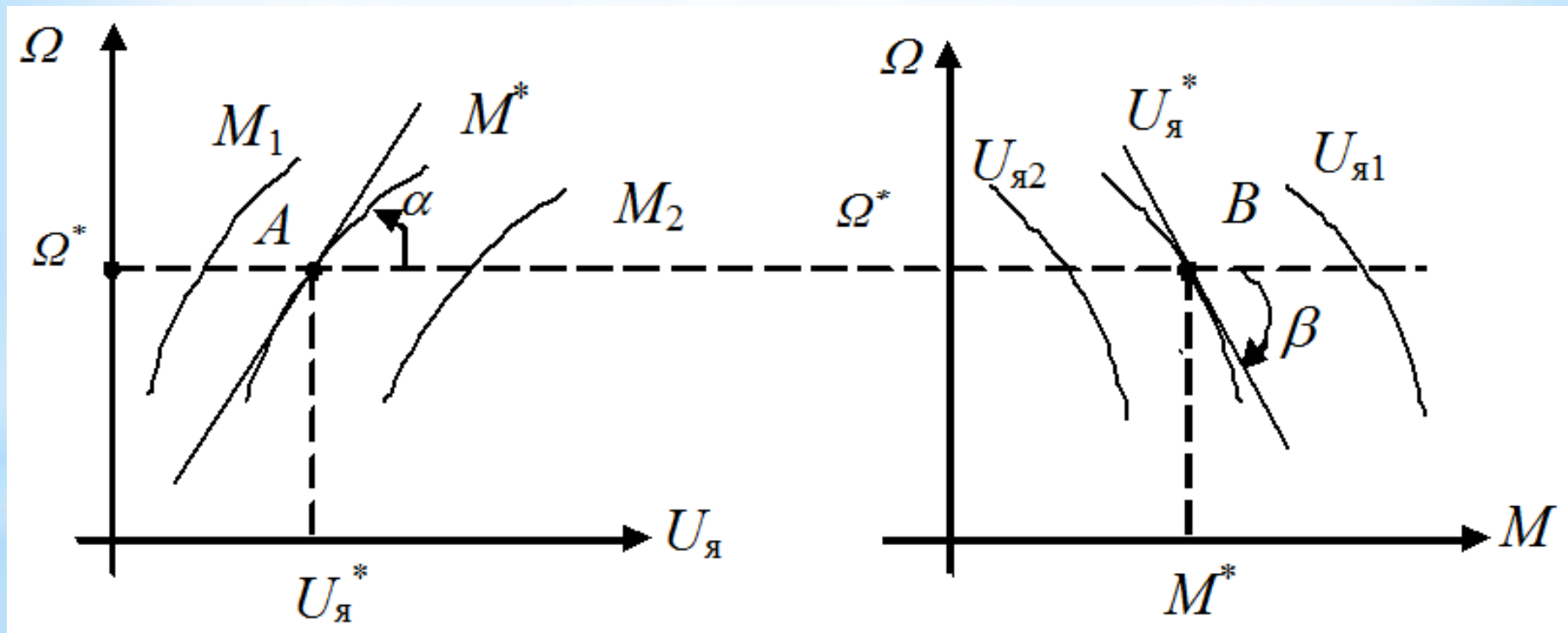
f – нелинейный дифференциальный оператор.

Действительный вид его неизвестен, т.к. в документации на двигатель не задается конкретный вид оператора f . В паспорте на двигатель обычно даются его механические характеристики.

Для базового режима $\Omega^*, U_{я}^*, M^*$ отметим точки А и В на механических характеристиках двигателя.

Запишем выражение, определяющее основной закон работы двигателя, имея в виду, что эта запись будет иметь чисто формальный характер, т.к. оператор f не задан

$$\Omega^* = f(U_{я}^*, M^*) \quad (2)$$



Механические характеристики двигателя постоянного тока с независимым возбуждением.

Для фактического режима

$$\Omega = \Omega^* + \Delta\Omega, \quad U_{\text{я}} = U_{\text{я}}^* + \Delta U_{\text{я}}; \quad M = M^* + \Delta M$$

будем иметь $\Omega^* + \Delta\Omega = f(U_{\text{я}}^* + \Delta U_{\text{я}}, M^* + \Delta M)$

Поскольку отклонения $\Delta\Omega^*, \Delta U_{\text{я}}^*, \Delta M^*$ от базового режима невелики, разложим правую часть этого уравнения в ряд Тейлора и удержим только линейные члены разложения

$$\Omega^* + \Delta\Omega \cong f(U_{\text{я}}^*, M^*) + \left(\frac{\partial f}{\partial U_{\text{я}}} \right)^* \Delta U_{\text{я}} + \left(\frac{\partial f}{\partial M} \right)^* \Delta M$$

Первые слагаемые левой и правой части этого соотношения равны, поэтому это разложение примет вид

$$\Delta\Omega = \left(\frac{\partial\Omega}{\partial U_{\text{я}}} \right)^* \Delta U_{\text{я}} + \left(\frac{\partial\Omega}{\partial M} \right)^* \Delta M \quad (3)$$

Этим самым мы провели линеаризацию, т.е. заменим нелинейное уравнение двигателя (1) линейным дифференциальным уравнением (3) с постоянными коэффициентами. Геометрически это означает, что кривые линии в районе базового режима A и B мы заменили прямыми.

При этом надо иметь в виду, что если уравнение (1) носило формальный характер, т.к. оператор f не был задан, то уравнение (3) вполне конкретно, т.к. в точках базового режима коэффициенты

$$\left(\frac{\partial f}{\partial U_{\text{я}}} \right)^* = \left(\frac{\partial \Omega}{\partial U_{\text{я}}} \right)^* \quad \text{и} \quad \left(\frac{\partial f}{\partial \mathbf{M}} \right)^* = \left(\frac{\partial \Omega}{\partial \mathbf{M}} \right)^*$$

определяются из механических характеристик однозначно. Понятно, что по своему физическому смыслу эти производные есть тангенсы углов наклона касательных к механическим характеристикам в точках базового режима.

$$\left(\frac{\partial\Omega}{\partial U_{\text{я}}}\right)^* = \operatorname{tg}\alpha = k_1; \quad \left(\frac{\partial\Omega}{\partial M}\right)^* = \operatorname{tg}\beta = -k_2$$

Здесь второе выражение взято со знаком минус, т.к. угол α отсчитывается против часовой стрелки, а угол β - по часовой. С учетом этих обозначений выражение (3) примет вид

$$\Delta\Omega = k_1\Delta U_{\text{я}} - k_2\Delta M,$$

откуда найдем

$$\Delta M = \frac{k_1\Delta U_{\text{я}} - \Delta\Omega}{k_2} \quad (4)$$

Запишем уравнение моментов на валу двигателя

$$I \frac{d\Delta\Omega}{dt} + \Delta M_c = \Delta M$$

где I – момент инерции подвижных масс, приведенных к выходному валу двигателя.

Подставим в это уравнение ΔM из (4)

$$I \frac{d\Delta\Omega}{dt} + \Delta M_c = \frac{k_1 \Delta U_{\text{я}} - \Delta\Omega}{k_2}$$

Пусть нагрузка на валу двигателя постоянна, тогда

$$\Delta \tilde{M}_c = 0 \quad . \text{С учетом обозначения } T_{\text{д}} = Ik_2$$

получим в Лапласовой форме дифференциальное уравнение двигателя постоянного тока

(особо подчеркнем здесь, что мы рассматриваем случай, когда выходной величиной двигателя является его угловая скорость вращения)

$$(1 + T_d \cdot p) \Delta \tilde{\Omega} = k_1 \Delta \tilde{U}_я,$$

откуда легко находится передаточная функция двигателя постоянного тока

$$W_d(p) = \frac{\Delta \tilde{\Omega}}{\Delta \tilde{U}_я} = \frac{k_1}{T_d \cdot p + 1}$$

Выше уже говорилось, что значок Δ в математических выражениях опускается

$$(1 + T_d \cdot p) \tilde{\Omega} = k_1 \tilde{U}_я \quad (II.4.5)$$

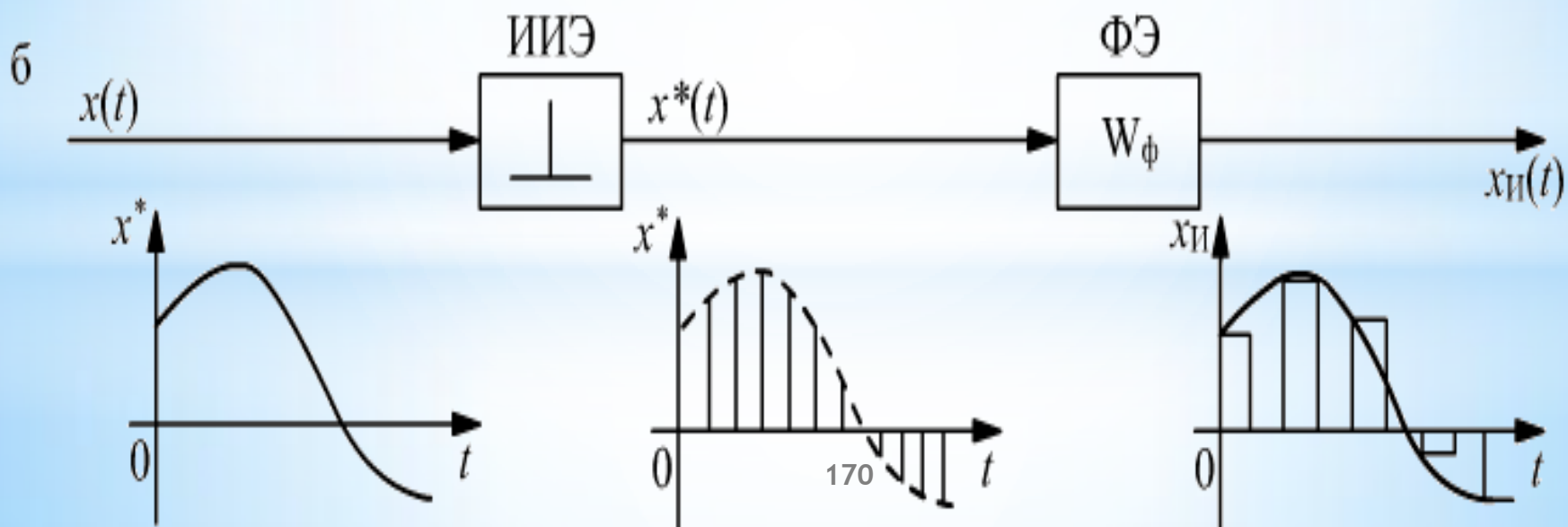
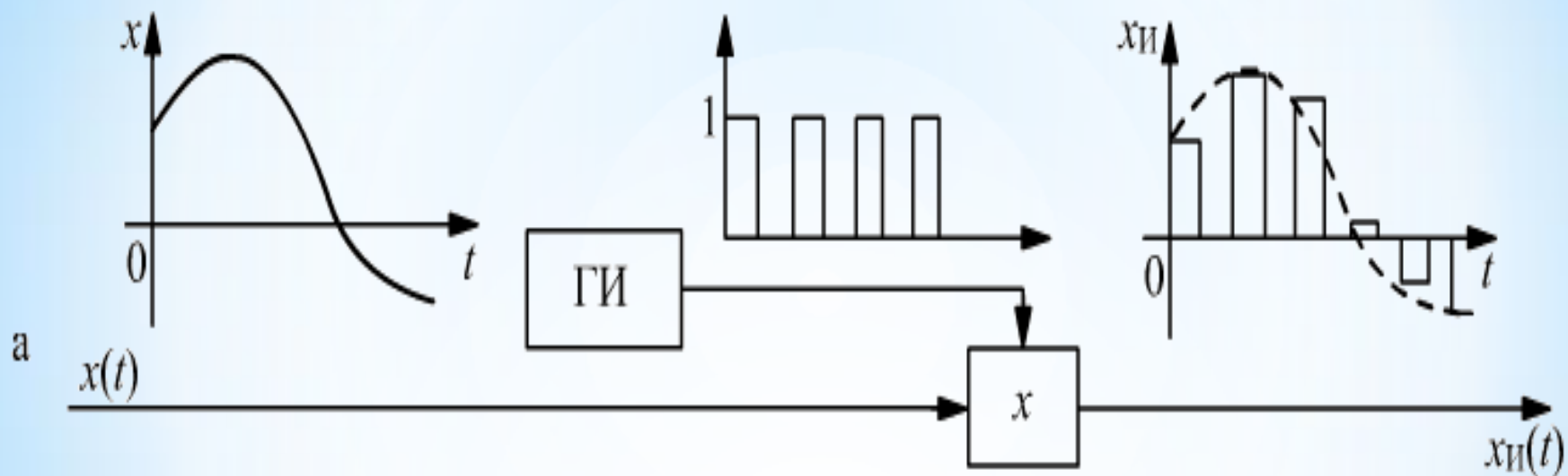
$$W_{\text{д}}(p) = \frac{\tilde{\Omega}}{\tilde{U}_{\text{я}}} = \frac{k_1}{T_{\text{д}} \cdot p + 1} \quad (6)$$

т.е. по умолчанию предполагается, что линеаризация уже проведена, и под переменными $\tilde{\Omega}$, $\tilde{U}_{\text{я}}$ надо понимать их отклонения от базовых значений.

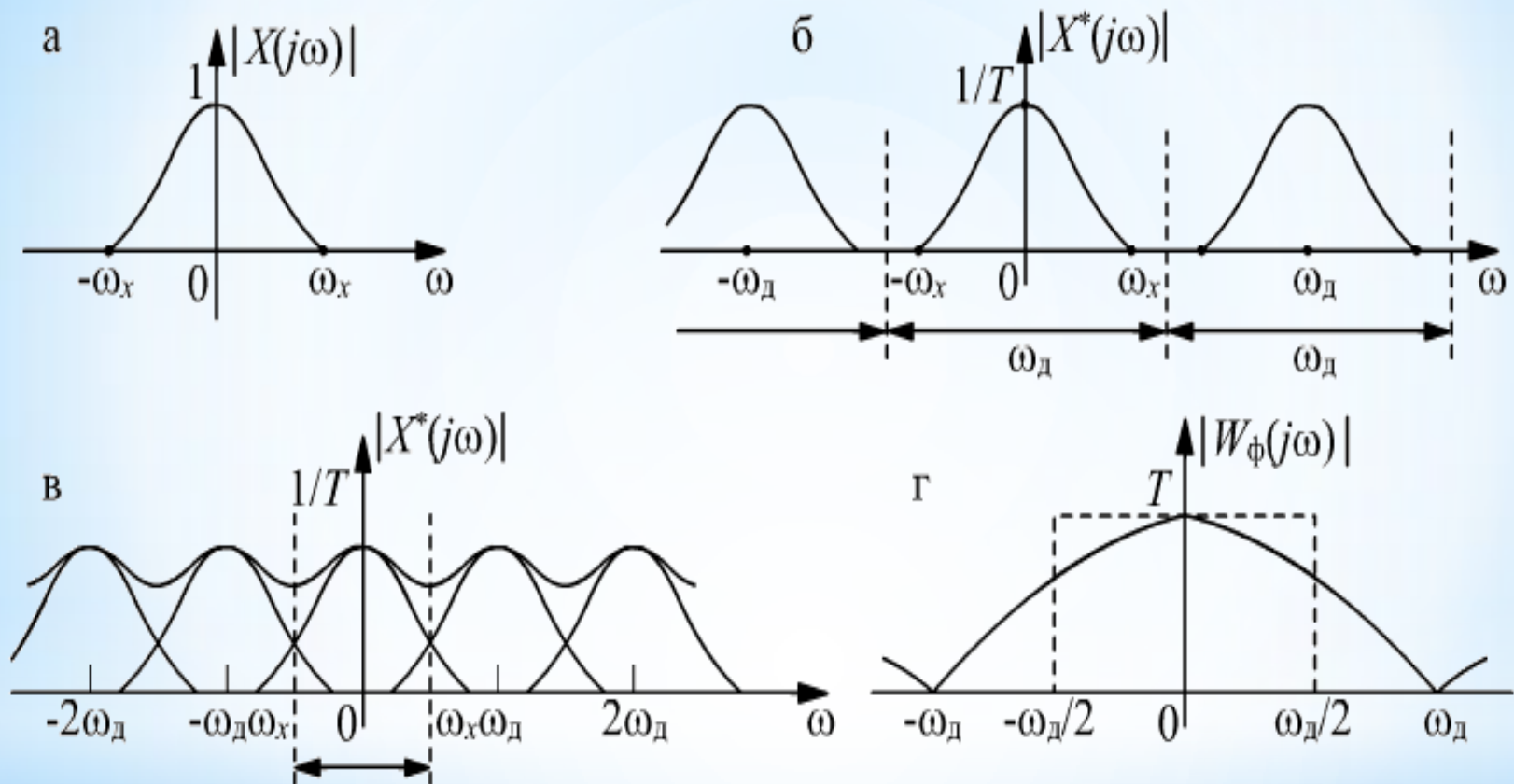
Переходя в (5) в область вещественного переменного t , получим дифференциальное уравнение двигателя постоянного тока

$$T_{\text{д}} \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = k_1 U_{\text{я}}$$

7. ИМПУЛЬСНЫЕ И ЦИФРОВЫЕ САУ



Амплитудные спектры входного и выходного сигналов



Теорема Котельникова $\omega_D \geq 2\omega_x$

Для восстановления исходного сигнала на практике используется фильтр с АЧХ

$$|W_\phi(j\omega)| = T \left| \frac{\sin(\omega T/2)}{\omega T/2} \right|$$

Математическая запись сигналов.

Непрерывный сигнал. Сигнал $U(t)$ - в функции времени.

Тот же сигнал дискретизированный $U^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} U(nT)\delta(t - nT)$

где T - период повторения сигнала, $\delta(\dots)$ - дельта-функция.

Это все записи сигнала в функции времени

Запишем другие представления того же сигнала

Преобразование Фурье

$$U(j\omega) = \int_0^{\infty} u(t)e^{-j\omega t} dt$$

$$u(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(j\omega)e^{j\omega t} d\omega$$

Математическое описание структурной схемы

Трудности практического порядка заключаются в том, что в системе есть дискретные и непрерывные сигналы, а передаточная функция $W(p)$, является дискретно-непрерывной функцией аргумента p .

Математическое описание и анализ импульсной системы с амплитудной модуляцией существенно упрощаются, если все сигналы в системе (как в импульсной, так и в непрерывной части) рассматривать в дискретные моменты времени. При этом каждый непрерывный сигнал удобно представлять в виде решетчатой функции времени

$$x^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) \delta(t - nT)$$

При замене реальных непрерывных сигналов решетчатыми функциями часто удобнее переходить к относительному времени, т.е. измерять время числом периодов квантования $t = nT$ и импульсный сигнал на выходе простого импульсного элемента можно представить в виде дискретного преобразования Лапласа.

$$U(p) = L\{u(nT)\} = \sum_{n=0}^{\infty} u(nT)e^{-pnT}$$

Прямое преобразование Лапласа от $u(t)$ (обозначается $L\{u(nT)\}$)

$$U(p) = L\{u(t)\} = \int_0^{\infty} u(t)e^{-pt} dt$$

где $p = \sigma + j\omega$.

$$u(t) = L^{-1}\{U(p)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\sigma_0 - j\infty}^{\sigma_0 + j\infty} U(p)e^{pt} dp$$

обратное

Дискретное преобразование Лапласа

Изображение сигнала $x^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) \delta(t - nT)$

в смысле дискретного преобразования Лапласа определяется по форму

$$X^*(p) = D[x^*(t)] = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) e^{-pnT} \quad \text{где } x^*(t) \text{ - оригинал; } X^*(p)$$

Очень удобным на практике оказалось z – преобразование, которое получается из дискретного преобразования Лапласа путем подстановки $z = \exp(pT)$:

$$X(z) = Z[x(nT)] = \sum_{n=0}^{\infty} x(nT) z^{-n} \quad \text{где } x(nT) \text{ – оригинал; } X(z) \text{ -изображение в}$$

в смысле z - преобразования. Как видно из этой формулы, дискретное преобразование устанавливает функциональную связь между дискретными функциями (сигналами) и их изображениями.

Z - преобразование

Z-преобразование (обозначается $Z\{u(nT)\}$)

прямое $z = e^{pT}$ тогда $U(z) = \sum_{n=0}^{\infty} u(nT)z^{-n}$

обратное $u(nT) = Z^{-1}\{U(z)\} = \frac{1}{2\pi j} \oint_C U(z)z^{n-1} dz$

для случая $U(z) = \frac{M(z^{-1})}{N(z^{-1})} = q_0 + q_1z^{-1} + q_2z^{-2} + \dots$

коэффициенты q будут:

$$q_0 = u(0); q_1 = u(T); q_2 = u(2T); q_3 = u(3T).$$

Свойства Z –преобразования (i=n)

1. Линейность $Z\{a_1x_1(t) \pm a_2x_2(t)\} = a_1X_1(z) \pm a_2X_2(z)$

2. Теорема о начальном значении оригинала

$$\lim_{i \rightarrow 0} x(iT) = \lim_{z \rightarrow \infty} X(z)$$

3. Теорема о смещении аргумента оригинала (теорема запаздывания)

$$Z\{x(iT - lT)\} = X(z)z^{-l}$$

l - количество периодов смещения

Изображение часто встречающихся функций времени

$x(t)$	$X(p)$	$x(nT)$	$X(z)$
$\delta(t)$	1	$\delta(nT)$	1
$\delta(t - kT)$	e^{-kTp}	$\delta(nT - kT)$	z^{-k}
1(t)	$\frac{1}{p}$	1(nT)	$\frac{z}{z-1}$
t	$\frac{1}{p^2}$	nT	$\frac{Tz}{(z-1)^2}$
$\frac{t^2}{2}$	$\frac{1}{p^3}$	$\frac{(nT)^2}{2}$	$\frac{T^2}{2} \cdot \frac{z(z+1)}{(z-1)^3}$
$e^{-\alpha t}$	$\frac{1}{p+\alpha}$	$e^{-\alpha nT}$	$\frac{z}{z - e^{-\alpha T}}$
$e^{\alpha t}$	$\frac{1}{p-\alpha}$	$e^{\alpha nT}$	$\frac{z}{z - e^{\alpha T}}$
$1 - e^{-\alpha t}$	$\frac{\alpha}{p(p+\alpha)}$	$1 - e^{-\alpha nT}$	$\frac{(1 - e^{-\alpha T})z}{(z-1)(z - e^{-\alpha T})}$

Пример Z-преобразования

Определить изображение единичной ступенчатой дискретной функции $x(nT)=1(nT)$.

$$X^*(p) = \sum_{n=0}^{\infty} \mathbf{1}(nT) e^{-pnT} = \mathbf{1} + e^{-pt} + e^{-2pt} + e^{-3pt} + \dots =$$

$$= \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1} - e^{-pT}} = \frac{e^{pT}}{e^{pT} - \mathbf{1}} \quad \text{но } z = \exp(pT):$$

z- преобразование этой функции

$$X(z) = \frac{z}{z - \mathbf{1}}$$

Рассмотрим подробнее импульсный элемент. Он преобразует непрерывный сигнал в последовательность модулированных импульсов.

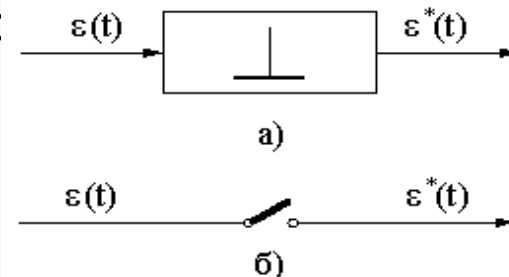
Основные параметры последовательности импульсов

A – высота, или амплитуда импульсов;

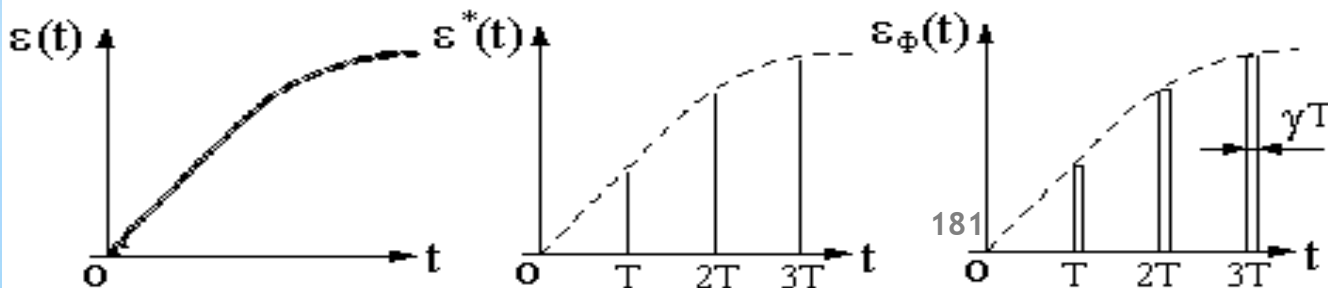
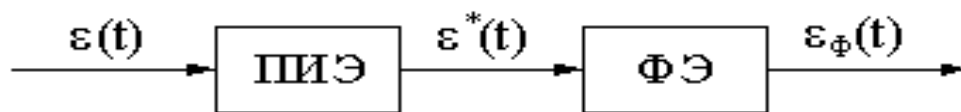
gT – ширина, или длительность импульсов;

T – период повторения;

$S(t)$ – форма импульса.



В зависимости от вида модуляции, т.е. от того, какой из параметров импульса изменяется в соответствии со входным модулирующим сигналом, импульсные элементы подразделяются на элементы с АИМ, ВИМ и ШИМ. В реальных системах встречаются все перечисленные выше типы импульсных элементов. С целью облегчения исследования автоматических систем их реальные импульсные элементы заменяют последовательным соединением простого импульсного элемента (ПИЭ) и формирующего элемента ФЭ.



Передаточная функция формирующего элемента является **изображением** в смысле Лапласа от функции веса $w_\phi(t)$ этого элемента. $W_\phi(p) = L[w_\phi(t)]$

Найдем изображение по Лапласу единичной ступенчатой функции:

такой импульс можно представить в виде разности двух ступенчатых функций, сдвинутых на время, т.е.

$$w_{\text{из}}(t) = 1(t) - 1(t - \tau_{\text{из}})$$

$$L[1(t)] = \frac{1}{p}$$

Изображение единичной ступенчатой функции:

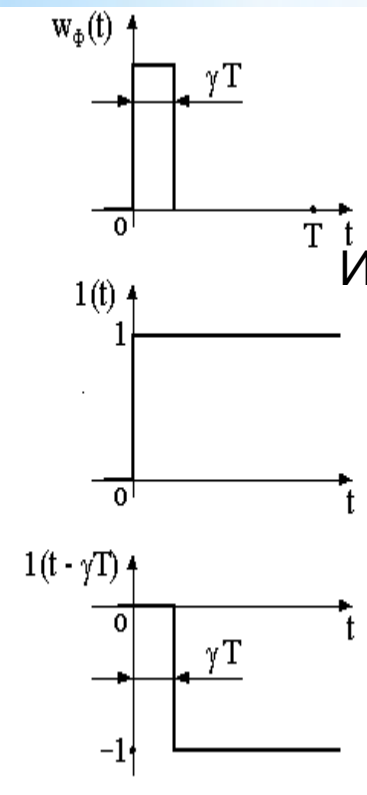
а смещённой ступенчатой функции $L[1(t - \gamma T)] = \frac{1}{p} e^{-\gamma T p}$

Отсюда передаточная функция формирующего элемента

$$W_\phi(p) = \frac{1}{p} - \frac{1}{p} e^{-p\tau_{\text{из}}} = \frac{1}{p} (1 - e^{-p\tau_{\text{из}}}) \quad \text{при } (\tau_{\text{из}} = T)$$

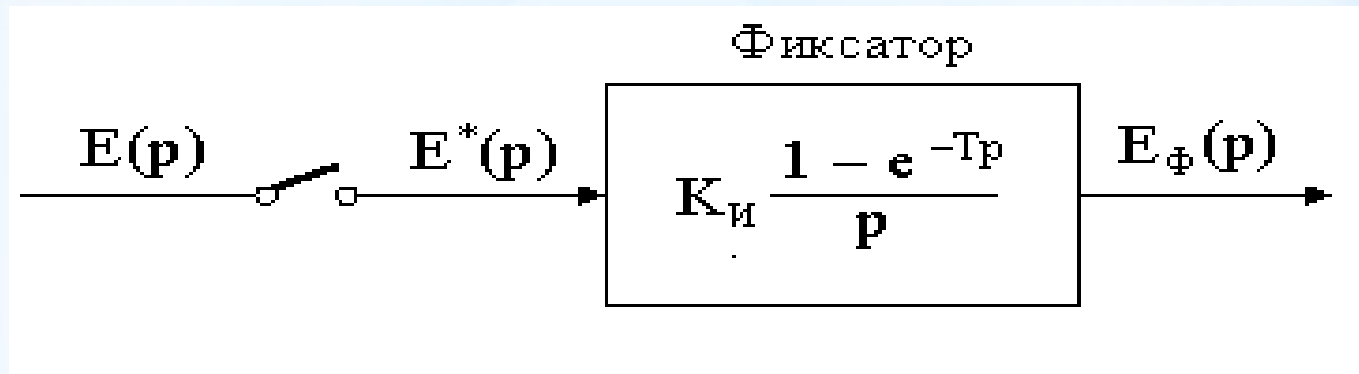
В этом случае формирующий элемент называется **фиксирующим** или **запоминающим**. Передаточная функция **фиксатора**

$$W_\phi(p) = \left(1 - e^{-pT} \right) / p$$



Структурная схема импульсного элемента с фиксатором

Структурная схема импульсного элемента с фиксатором отображает динамические свойства особой, импульсной части автоматической системы с учётом коэффициента усиления $K_{\text{и}}$ и периода повторения T



, $W_{\phi}(p) = (1 - e^{-pT}) / p$ - фиксатор-элемент непрерывной части САУ

При $(\omega_{\partial} \gg \omega_x)$

фиксатор близок по своим свойствам к звену запаздывания

$$W_{\phi}(p) \approx T / (Tp + 1)$$

Переход от $W(p)$ к $W(z)$

$W(z) = Z\{W(p)\}$ - при отсутствии в схеме фиксатора

$W(z) = (z^{-1}/z) * Z\{W(p) * 1/p\}$ – при наличии в схеме фиксатора

Z- преобразование функции $W(p)$
выполняется с использованием таблиц

Математическое описание структурной схемы

Передаточная функция замкнутой следящей импульсной системы (рис.б)

$$\Phi_{X_3}(z) = X(z)/X_3(z) = W(z)/(1 + W(z))$$

Передаточная функция ошибки

$$\Phi_{\varepsilon_3}(z) = E(z)/X_3(z) = 1/(1 + W(z))$$

Характеристическое уравнение импульсной системы

$$1 + W(z) = 0$$

Критерий устойчивости импульсных систем

Характеристическое уравнение замкнутой системы

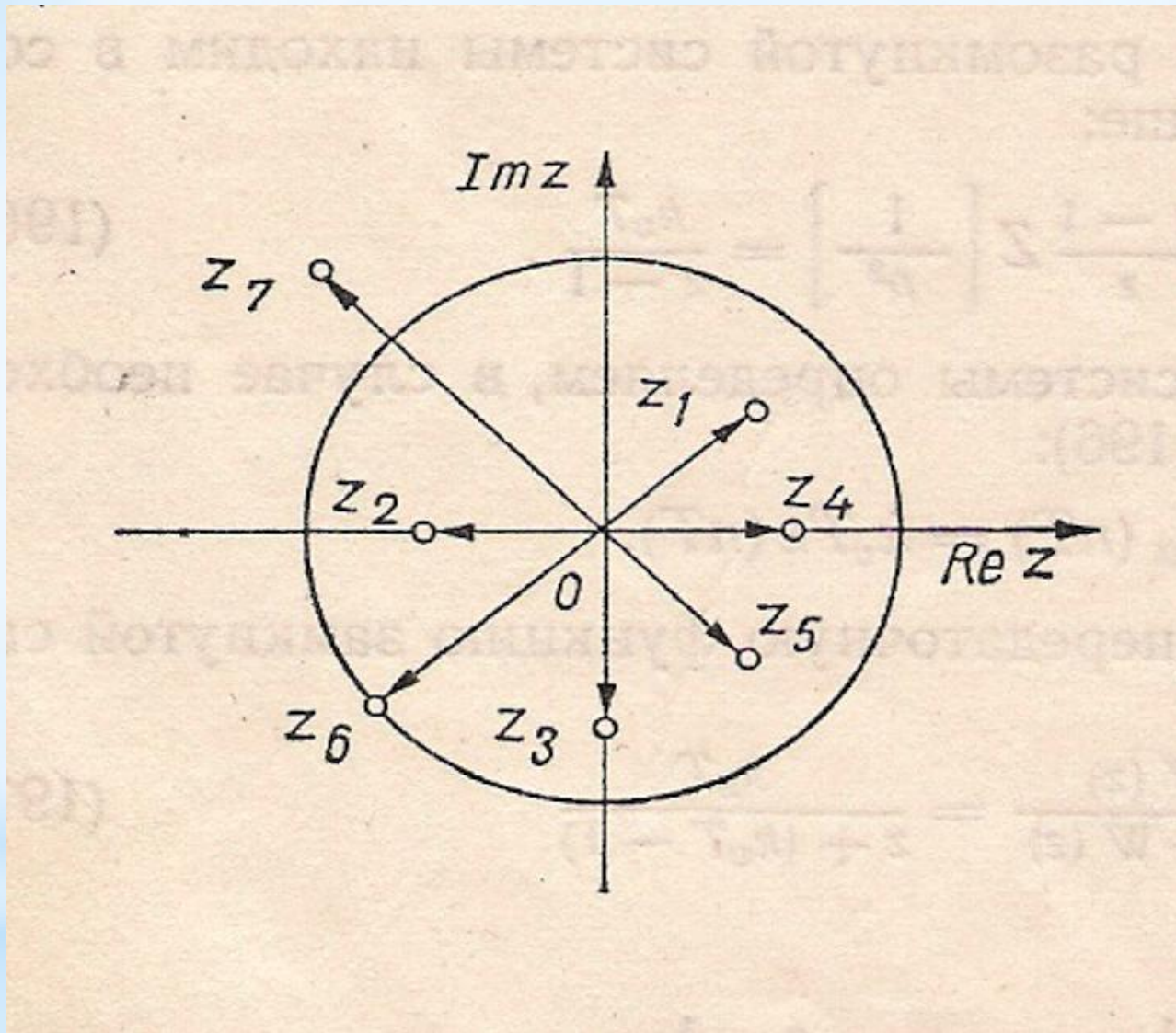
$$a_0 z^n + a_1 z^{n-1} + \dots + a_n = 0$$

z_k - корни характеристического уравнения

$$|z_k| < 1, k = 1, 2, \dots, n$$

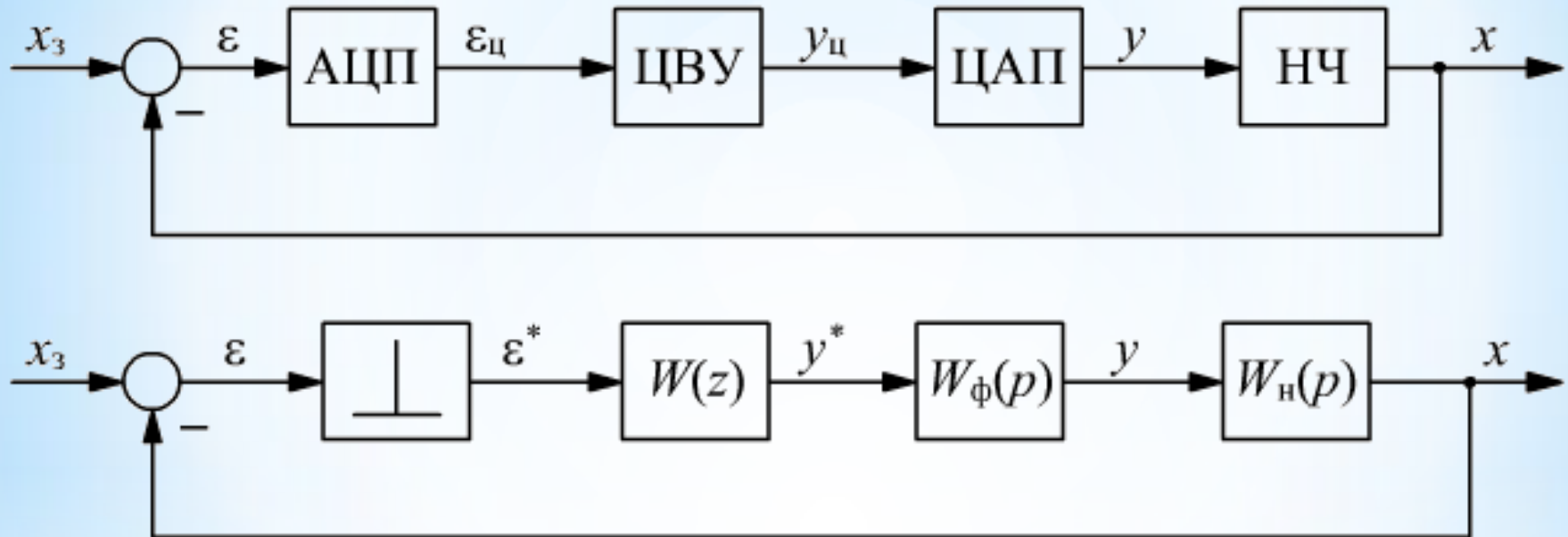
Для устойчивости импульсной системы необходимо и достаточно, чтобы корни характеристического уравнения системы находились внутри круга единичного радиуса с центром в начале координат
При $|z_k| > 1$ система неустойчива.

продолжение



Чтоб не искать корни z_k используют W – преобразование.

7.1. Цифровые системы автоматического управления



Если непрерывная часть системы и алгоритм работы ЦВУ линейны, то рассматриваемую цифровую систему можно исследовать как амплитудно-импульсную систему. При этом сигналы $\varepsilon_{ц}$ и $y_{ц}$ которые являются числами, заменяют соответствующими решетчатыми функциями ε^* и y^* .

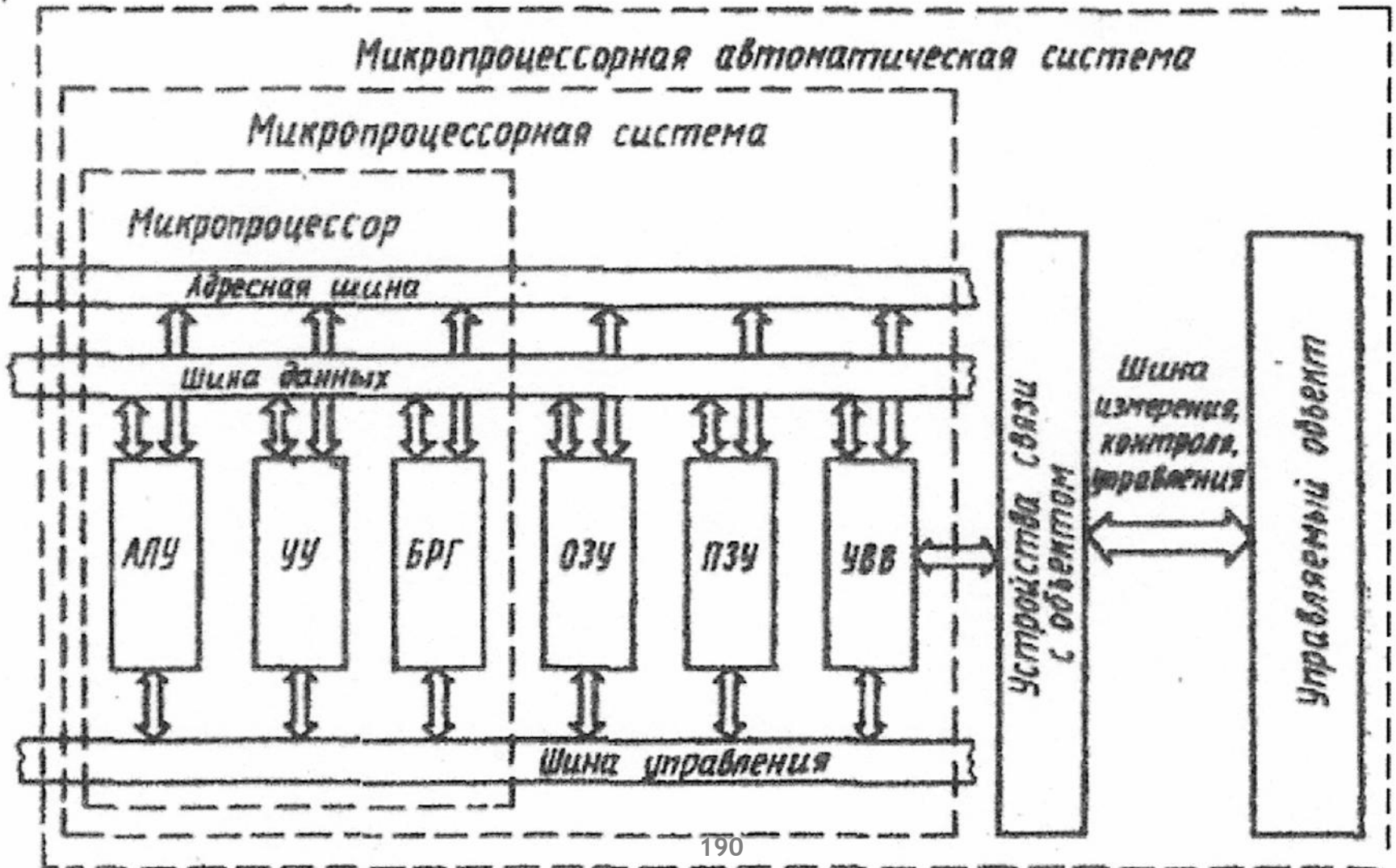
Реализуемый в ЦВУ алгоритм преобразования входной последовательности чисел ε_{ψ} в выходную y_{ψ} представляют в виде д. п. ф $W_{\psi}(z)$ оно связывает ε и y^* - это звено называют называют *дискретным фильтром* или *цифровым регулятором*.

Преобразователю ЦАП в эквивалентной системе соответствует фиксирующий элемент $W_{\phi}(p)$ который в течение одного такта сохраняет мгновенное значение y^* . При стремлении периода квантования к нулю передаточная функция разомкнутой цифровой системы стремится к передаточной функции непрерывной системы, состоящей из безинерционного элемента и непрерывной части импульсной системы. Следовательно, при исследовании эквивалентной непрерывной системы следует вместо цифрового элемента принять безинерционное звено. В качестве ЦВУ обычно применяют или микропроцессор или микроконтроллер.

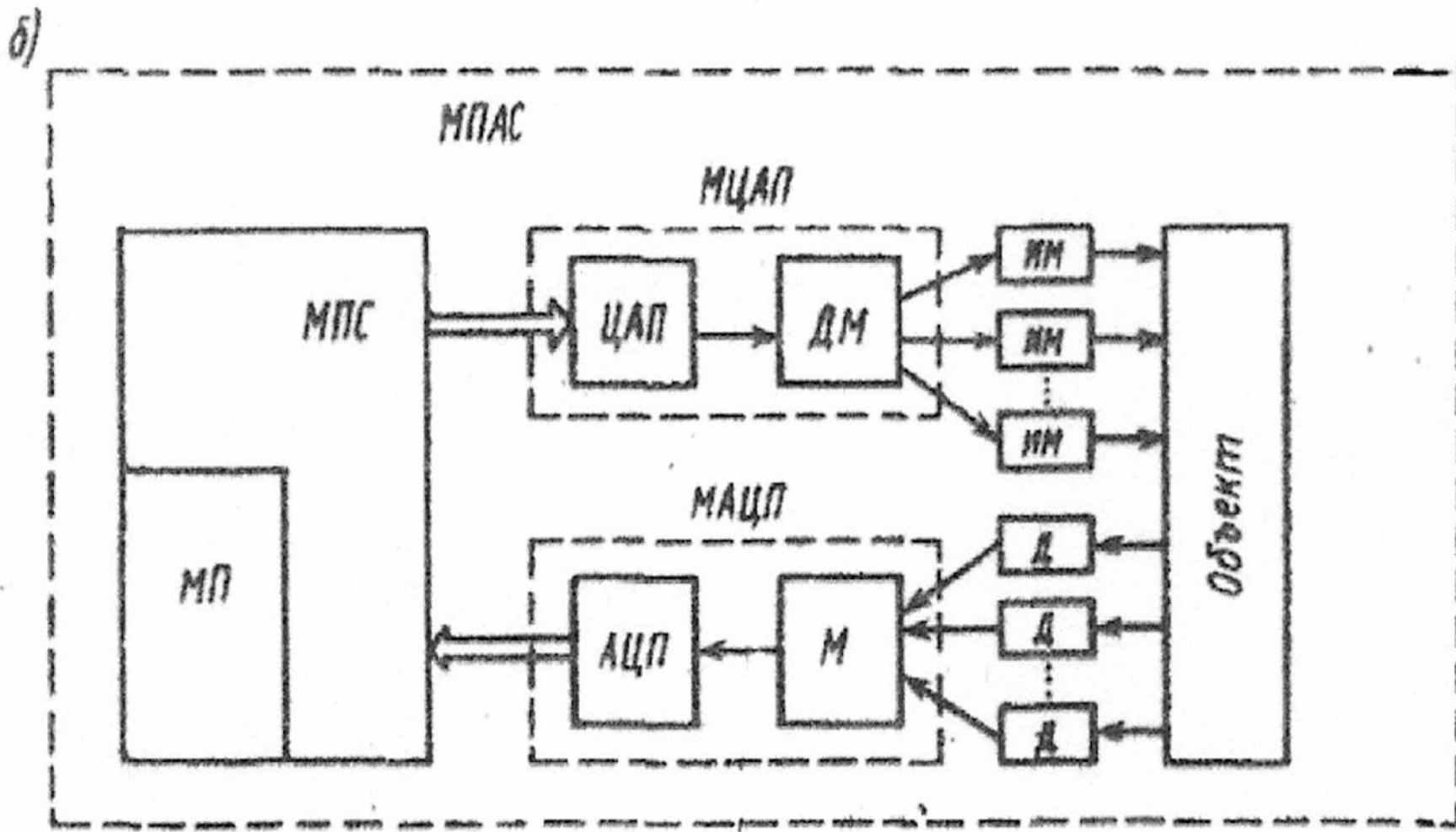
Построение САУ на МП

Структура МП САУ

а)



Структура связи МП системы с объектом управления



МЦАП - многоканальный ЦАП; М – мультиплексор; ДМ – демультиплексор;
Д – датчики; ИМ – исполнительный механизм.

Программируемый параллельный интерфейс КР580ВВ55 служит для ввода/вывода параллельной информации в 8-битном формате.

