<u>**Аналоговые и гибридные ЭВМ**</u>

С точки зрения отображения информации в ВС есть два способа:

а) цифровой – информация в цифровой форме (т.е. переменная представляется последовательностью отдельных дискретных значений);

б) аналоговый – в ВС непрерывные физические переменные (машинные переменные). При этом независимая математическая переменная – реальное время t- отображается соответственной независимой машинной переменной (маш. время). А зависимая математическая переменная отображается в ВС непрерывной зависимой переменной U_i.

В то же время в ВС два разных способа отображения информации:

1) цифровой (в основе численные методы и дискретная математика);

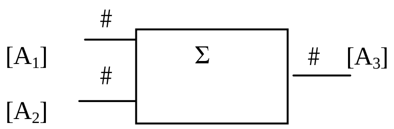
2) аналоговый (основан на математическом моделировании, которое имеет два вида:

2.1 на основе аналогий;

2.2 с помощью оперативных блоков.

Оперативный блок – это такой блок, который моделирует некоторую математическую операцию.

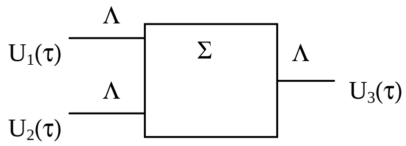
Цифровой оперативный блок



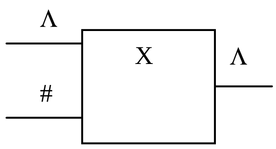
[A] – математическая переменная, которая отображает математическую переменную A.
A3 = A1 +A2
[A1] отображается **U1(** t **);**
[A2] отображается **U2(** t **);**

это уже:

- аналоговый U3 (t **)= U1 (** t **) + U2(** t **);**



- гибридные U3 (t **)= A2 + U1(** t **)**



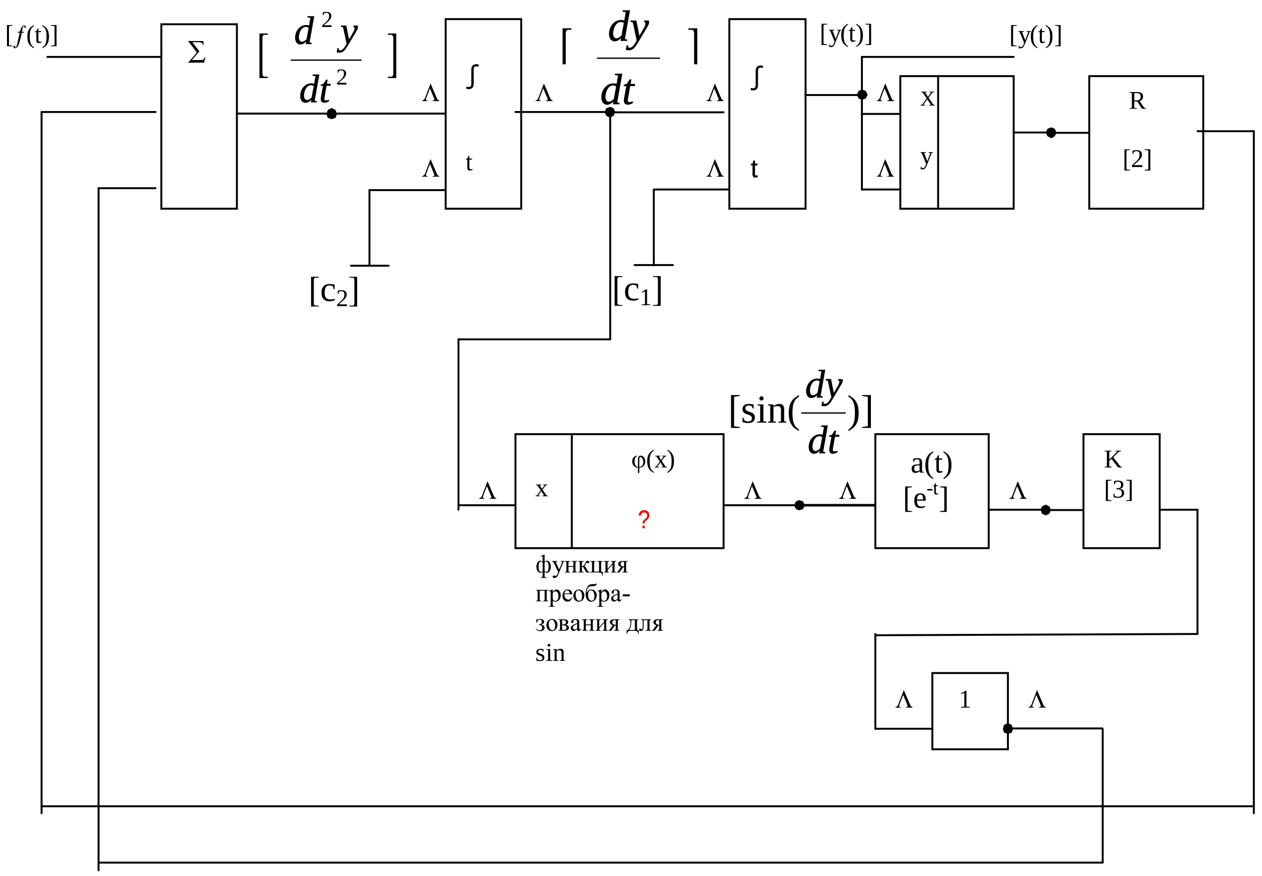
Пусть есть некоторый объект, описание которого задано математически:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + 3\mathbf{l}^{-t}\sin(\frac{dy}{dt}) - 2y^2 = \mathrm{f(t)}; \qquad \begin{cases} y(0) = c_1 \\ \frac{dy}{dt}(0) = c_2 \end{cases}$$

Покажем, что такое моделирование с помощью аналоговых блоков. Воспользуемся понижением порядков производных: построим схему из ОБ для заданного описания

$$\frac{d^2y}{dt^2} = -3\mathbf{l}^{-t}\sin(\frac{dy}{dt}) + 2y + f(t)$$

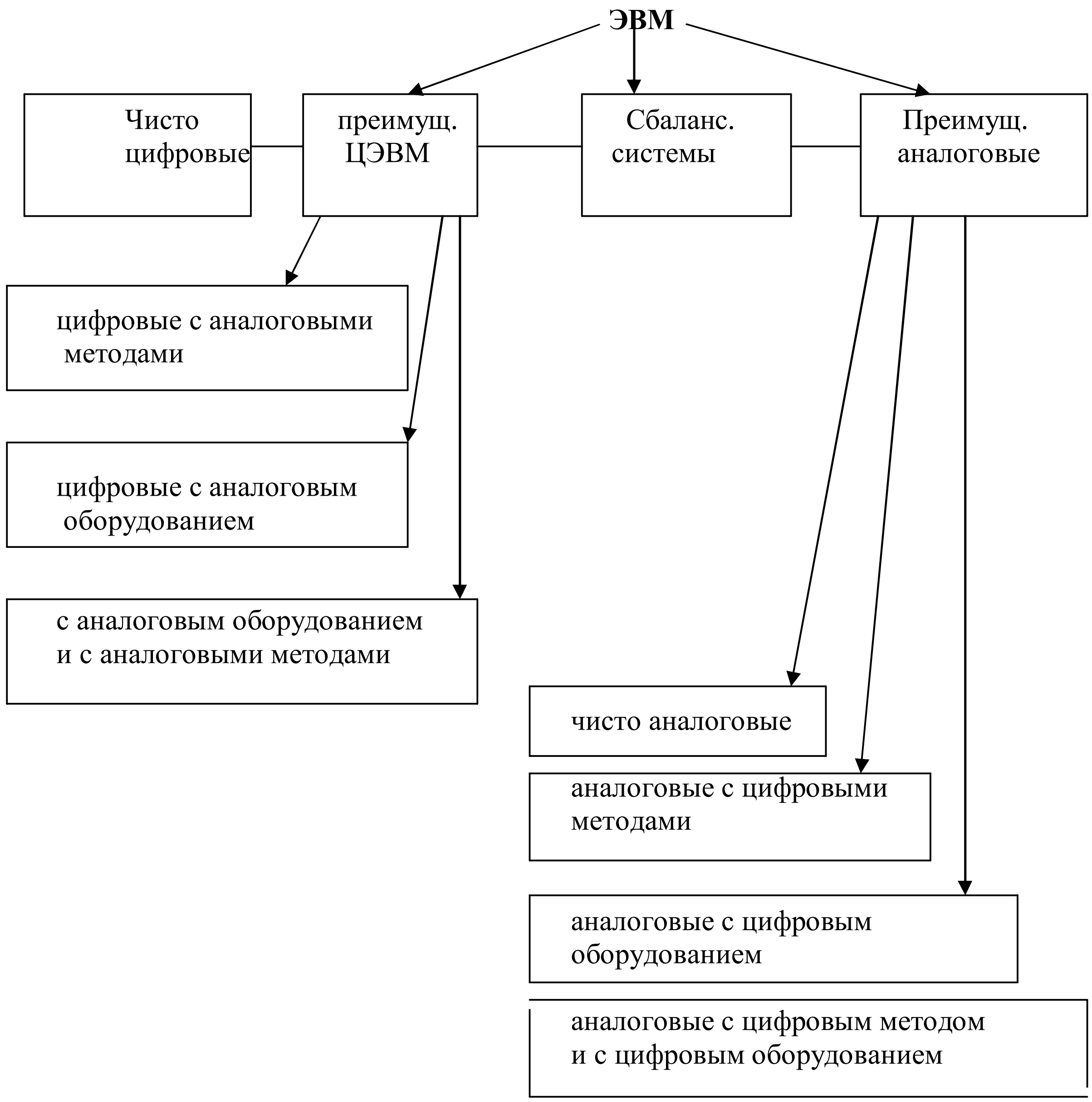
Если зададим начальные условия, обеспечивая внешнее возмущение f(t) и в момент времени τ=0 обеспечивая соединение ОБ в соответствии в соответствии со схемой, то с этого момента времени начнется процесс решения задачи. При этом подходе одновременно работают все ОБ. Это и есть аналоговый метод.



Сравнительный анализ цифровых и аналоговых ЭВМ

ЦЭВМ	АЭВМ
Способ представления информации	
цифровой	аналоговый
Точность	
Зависит от точности выбранного числового метода и разрядной сетки. Можно получить ∀ точность.	Зависит от точности работы ОБ, т.е. качества оборудования. В аналоговых системах подняться выше, чем 0,01% практически невозможно.
Быстродействие	
Зависит от сложности задачи и определяется тактовой частотой	Определяется полосой пропускания ОБ, от сложности не зависит.
Выполнение математических операций	
Основная часть выполняется программно, т.е. ОБ мало.	Все операции выполняются аппаратно.
Логические	
Можно выполнять любые логические операции (цифровые), их количество можно просто изменять алгоритм в зависимости от результатов логических операций. Логических операций всего три: И-или-не (остальные можно сделать с их помощью).	И-или-не соответствуют частным случаям max, min и инверсия. Ограниченный набор логических операций. Сложно изменить алгоритм в зависимости от результата логических операций.
Хранение и задержка	
Можно запоминать любое количество информации и задержать на ∀ время.	∀ Аналогичный сигнал можно хранить значением (хранит конденсатор). Время ограничено (время хранения), объем тоже ограничен.
Программирование	
Сложный процесс, требующий хорошей базовой подготовки, тоже ∃ проблема масштабирования (в формате с плавающей точкой).	Проблема масштабирования, легко программировать
Итак, ∀ система является гибридной	

Классификация ЭВМ и т.зр. гибридных систем



Состав аналоговых и гибридных ЭВМ

1. Аналоговый процессор (состоит из отдельных ОБ (как правило для универсальных ЭВМ), так же специализируется с жестким соединением блоков.
2. Устройство управления (УУ).
3. Устройство хранения информации.
4. Устройство сопряжения (для вв/вывода сигнала).
5. Устройство питания (высоко стабилиз.).

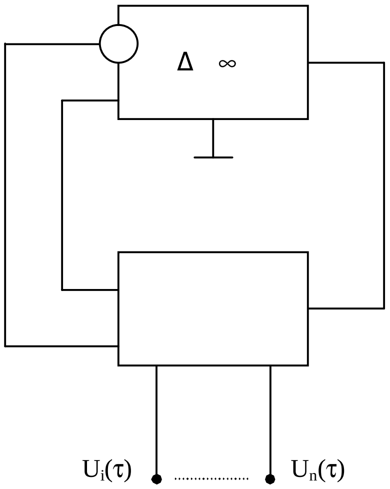
В ∀ унив. ЭВМ класс задач ограничен типом и количеством операционных блоков. Все операционные блоки делятся на группы:

1-ая – линейные (моделируют множество математических операций);

2-ая – нелинейные (моделируют нелинейные математические операции).

Единственный блок, который не относится ни к одной группе – это блок запаздывания. Практически все операционные блоки построены на основе операционных усилителей.

Линейные ОБ



∀ ОБ имеет следующий вид, где $Ui(\tau)$– зависимые машинные переменные.

Усилитель и многополюсник соединен так, чтобы существовала глубокая отрицательная обратная связь (иначе это не ОБ).

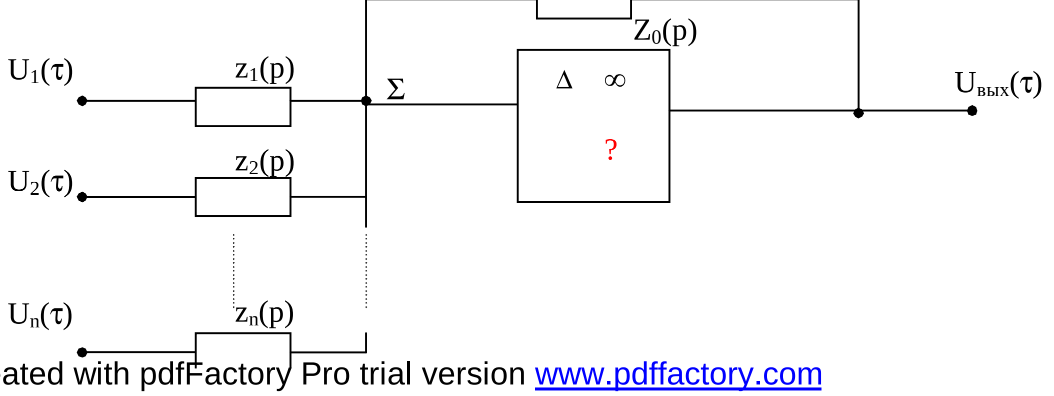
В самом общем случае ОУ имеет два входа. В этом случае можно использовать два входа, либо один, но только инверсный.

Если в состав входят только линейные элементы (R,L,C) – линейный ОБ. Если в состав, кроме линейных входит хотя бы один нелинейный элемент, то НОБ.

∀ ОБ может быть обратимым (обладать естественной обратимостью) или необратимым. Блок обладает естественной обратимостью, если может обрабатывать операцию прямую и обратную (т.е. если на вход подаем информацию, а с выхода получаем результат, то обратная – когда на выход подаем информацию, а со входа снимаем результат).

Пример обратной операции: $\ln x \leftrightarrow e^x$; $x^2 \leftrightarrow \sqrt{x}$

По умолчанию будем говорить об ОБ без обратимости, у которого $U1(\tau) \ldots Un(\tau)$ – выходные. Выход ОУ есть выход ОБ. Входными сигналами могут быть не только напряжение, но и токи. Наиболее распространенной структурой ЛОБ является ЛОБ на основе ОУ с одноинверсным входом и М типа звезды из элементов:



Т.к. мы пренебрегаем Rвых, то Uвых(τ)= - Ку(р) U_Σ (τ)

$K_Y(p) = \dfrac{K_Y}{1 + pT_Y} \approx K_Y$ т.е. сигнал передачи без задержки.

T_y – постоянная времени, стремящаяся к 0, т.е.

$U_\Sigma(t) = -\dfrac{U_{вых}(t)}{K_Y}$ для ОУ $K_y \to \infty$, т.е. $U_\Sigma(\tau) \to 0$, т.е. потенциал суммирующей точки пренебрежимо мал, т.е. фактически равен нулю. Поэтому эту точку называют потенциально заземленной (т.е. заземлена не физически, а стремится к нулю). В такой схеме всегда можно пренебречь потенциалом суммирующей точки и $i_{вх}(\tau)$.

$$i_{вх}(t) = \frac{U_\Sigma(t)}{z_{вх}};$$ $U_\Sigma(\tau) \to 0$; $Z_{вх} \to \infty$; Т.е. $i_{вх}(\tau) \to 0$.

Если на второй (прямой) вход подать не нулевой потенциал, а напряжение U +(τ), то

Uвх (τ) = - Ку (р) [U_Σ (τ) – U + (τ)], тогда не потенциал суммирующей точки стремится к нулю, а разность стремиться к нулю. Отсюда следует, что можем пренебречь входными токами.

По закону Кирхгофа:

$$\sum_{k=1}^{n} i_k(t) + i_0(t) = i_{вх}(t)$$

$$i_k(t) = \frac{U_k(t)}{Z_k(p)}; \; k = \overline{1,n}$$

$$i_0(t) = \frac{U_{вых}(t)}{z_0(p)}$$

$$U_{вых}(t) = -\sum_{k=1}^{n} \frac{Z_0(p)}{Z_k(p)} * U_k(t) \qquad (1)$$

! Передаточные функции ОБ, в соответствии с последней формулой, не зависят от параметров ОУ, а определяются параметром М.

В рисунке от изображений можем перейти к оригиналам (S-оператор Лапласа), от этого ничего не изменится:

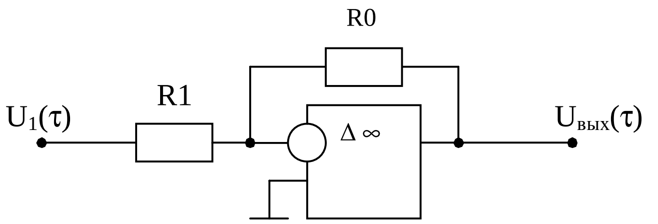
$$U_{вых}(s) = -\sum_{k=1}^{n} U_k(s) * U_k(s);$$

$$U_k(s) = Z_0(s)/Z_k(s)$$

Частные случаи схемы

1) **Масштабный ОБ**

n=1(т.е. количество вх=1) + включаем два R



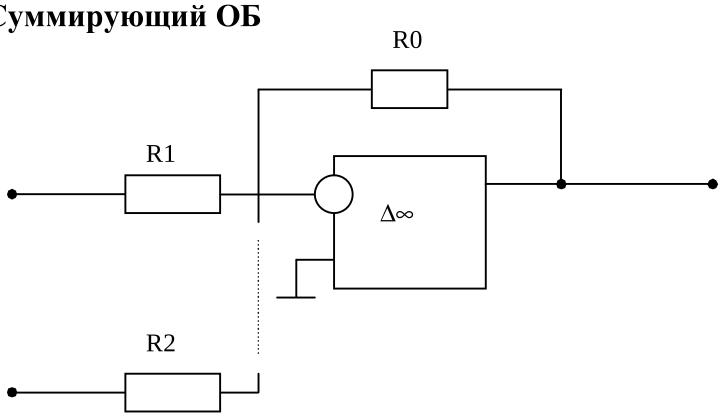
$Z_1(p) = R_1$

$Z_2(p) = R_2$

$$U_{вых}(t) = -\frac{R_0}{R_1} \cdot U_1(t)$$

Схема выполняет умножение на const и инвентирование. Если $R_0 = R_1$, то $R_1 = 1$– получится чистый инвертор.

2) **Суммирующий ОБ**



n=n, во входах включены R и в цепи образованы тоже R:

Zк(p)=Rк

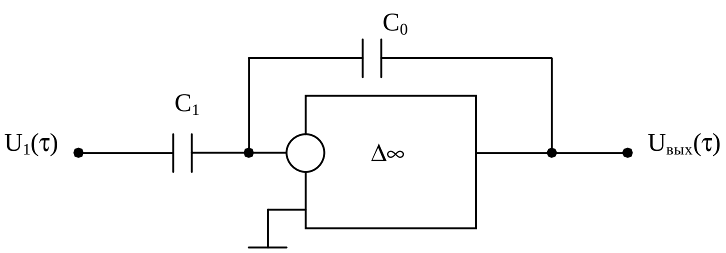
Zo(p)=Ro

$U_{вых}(\tau) = -\sum_{k=1}^{n} \frac{R_0}{R_k} U_k(t)$

Выполняет операции алгебраического суммирования (суммирование с домножением на постоянные коэффициенты) и инвертирование. Если $R_0 = R_k$, то $R_k = 1$ (арифметическое суммирование).

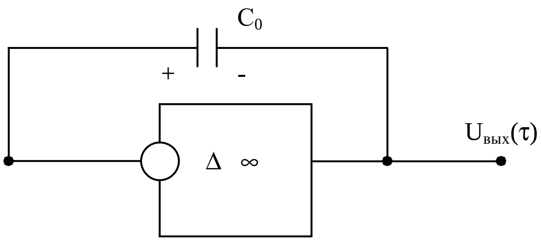
3) **Масштабирование ОБ с запоминанием**

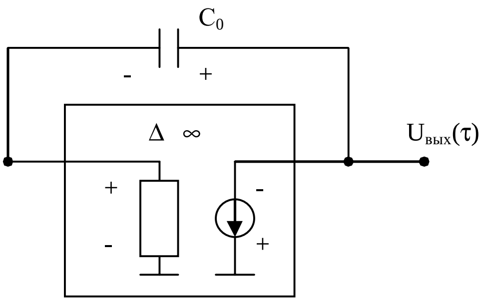
Пусть в определенный момент отключим входной конденсатор, какие пути разряда?



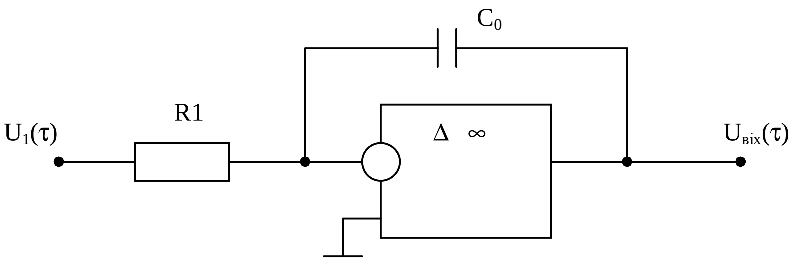
$T1$ = Rутечки Co $=10^{6} \div 10^{12}$ c

Изобразим эквивалент этой схемы T2≈Ky(Rвх+Rвых) Co, таким образом – это аналогичный запоминающий элемент.





4) Интегрирующий операционный блок

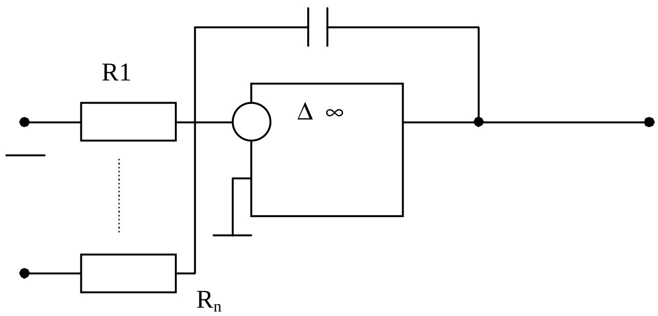


n=1, в цепь ОС включен Zo(p)= $\dfrac{1}{pC_0}$, а во входной цепи

Z1(p)= R1. Подставляя , получим Uвых(τ)= $-\dfrac{1}{p}\dfrac{1}{R_1C_0}U_1(t) \Rightarrow$ Uвых(τ)=

$= -\int_o^t R_1U_1(t)dt$ + Uвых(0)

5)Интегросуммирующий блок



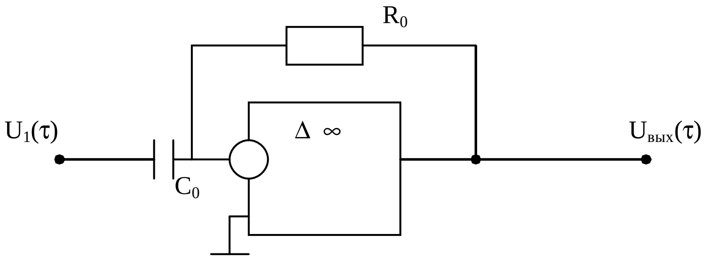
n=n, в цепи ОС конденсатор, а во входных регистры.

Zo(p)=$\dfrac{1}{pC_0}$; Zк(p)= Rк (к=$\overline{1,n}$)

$$\text{Uвых}(\tau) = -\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{p}\frac{1}{R_kC_0}U_k(t)$$

$$\text{Uвых}(\tau) = -\sum_{k=1}^{n}\left[\int_0^t R_kU_kdt\right] + U_{вых}(o) = -\int_0^t\left[\sum_{k=1}^{n}R_kU_k(t)\right]dt + U_{вых}(o)$$

6) Дифференцирующий блок



Во входной цепи конденсаторы в ОС – резистор.

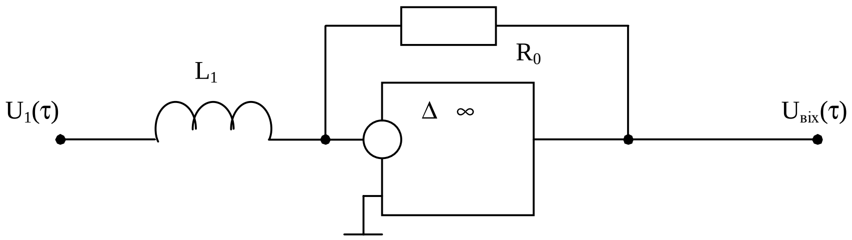
Zo(p)=Ro;   Zк(p)= $\frac{1}{pC_1}$

$$U_{вых}(t) = -pR_0C_1U_1(t) = -R_1\frac{dU_1(t)}{dt}$$

Почему же его так редко используют? Интегрирующий блок по своей математической сути обладает свойством – сглаживанием шумов и помех. Так же могут работать вместе с ОБ в которых используют кусочно-линейные или другие виды аппроксимации (т.к. интегрирующий блок сглаживает $\forall$нерегулярности).

Дифференцирование высоко частот. помехи гораздо больше, чем производная от низкочастотного полезного сигнала (который без помех). Дифференцирующие блоки вообще не могут работать вместе с ОБ, использующими аппроксимацию. Поэтому, хотя теоретически можно построить дифференцирующий блок, но практически не используется. Поэтому все аналоговые ЭВМ на дифференцирующих ОБ, т.е. используют метод понижения порядка производных.

7)



n=1
Zo(p)=Ro
Z1(p)=pL1

$$U_{вых}(t) = -\frac{1}{p}*\frac{R_0}{L_1}U_1(t)$$

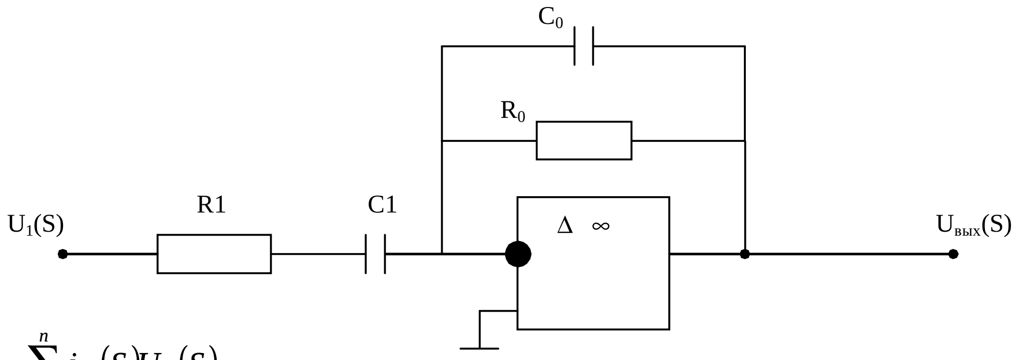
$$U_{вых}(t) = -\int_0^t R_1U_1(t)dt + U_{вых}(0)$$

Все математические операции, которые можно получить используя RC элементы многополюсника, можно получить и применяя RL элементы. Диапазон R є[1кОм; 1МОм], только если Rвых≈10 м $\Rightarrow$ это касается всех ОБ.

Если нужно R1<1, то составим делитель; а если необходимо R1>1, то уменьшаем R1. Чтобы R1, т.е. $R_1 = \frac{1}{R_1C_0} = 1$то R1 =$10^6$ Ом; Co = 10^{-6} ф. При построенном ОБ вариант RL не используется, только RC или RLC. Кроме рассмотренной структуры используют и более сложные ОБ, моделирующие более сложные операции. Рассмотрим по возрастающей сложности:

1. ЛОБ с многополюсниками типа звезды из двухполюсников

Пример:



$$U_{вых}(S) = -\sum_{k=1}^{n} j_k(S) U_k(S)$$

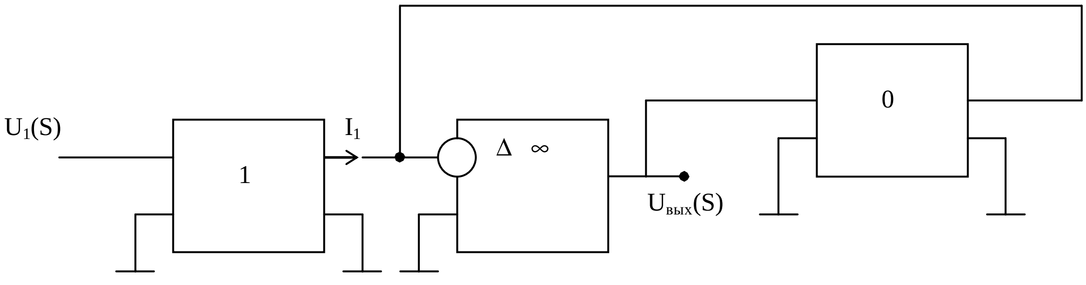
$$j_k(S) = \frac{Z_o(S)}{Z_k(S)}$$

$$Z_1(S) = R_1 + \frac{1}{SC_1} = \frac{SR_1C_1 + 1}{SC_1};$$

$$Z_o(S) = \frac{R_o * \frac{1}{SC_o}}{R_o + \frac{1}{SC_o}} = \frac{R_o}{SR_oC_o + 1};$$ тогда передаточная функция:

$$j_1(S) = \frac{Z_o(S)}{Z_1(S)} = \frac{R_o SC_1}{(SR_oC_o + 1)(SR_1C_1 + 1)}$$

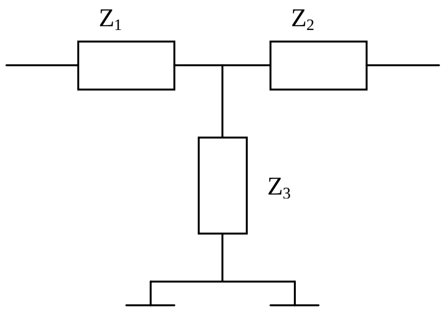
4) ЛОБ с многополюсником типа звезды из четырехполюсников

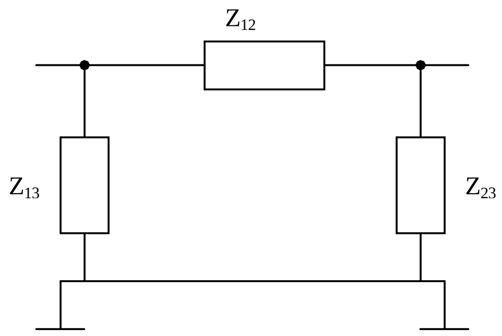


Прошлые формулы справедливы, если вместо Z подставить какой-либо параметр четырех полюсника, который равен отношению Uвх четырех полюсника к iвых в режиме к.з.. Этот параметр называется **инпендансом к. з.:**

$$\begin{cases} i_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2 \\ i_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2 \end{cases} \Bigg| \quad \begin{cases} \\ i_2 = Y_{21} \cdot U_1 \end{cases} \qquad \frac{U_1}{i_2} = \frac{1}{j_{21}}$$

Разберем значения импендансов в звезде и в треугольнике.





Погрешности ЛОБ

Пусть $\forall$ ЛОБ разбивается на две части:

1) систематичная (методичная) погрешность;
2) случайная погрешность (вызвана либо случайным явлением, либо случайным моментом времени).

К случайностям (погрешностям) ЛОБ относят те погрешности, которые обусловлены случайными причинами, действующими в самом блоке (т.е. не на этапе изготовления, а на этапе эксплуатации). Случайная погрешность обуславливается дрейфом нуля ОУ. Причины **возникновения системных погрешностей** также разобъем:

1) погрешность обуславливается неидеальной ОУ, рассмотрим причины этой неидеальности:

1.1) Ку $\neq\infty$

1.2) Ту $\neq 0$ (fc $\neq\infty$)

1.3) Rвых $\neq 0$

1.4) Rвх $\neq\infty$ (iвх $\neq 0$)

2) Неидеальность RC- многополюсника:

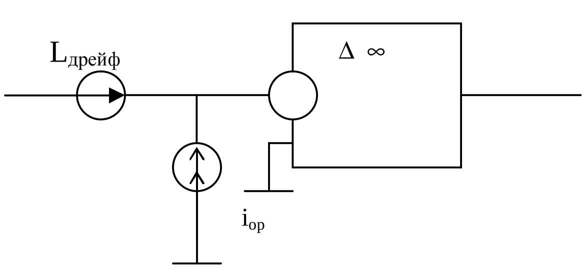
2.1) разброс параметров R_Δ, $C_\Delta \rightleftarrows \varphi_\Delta$

2.2) для элементов возникает R-утечки

2.3) для R элементов – наличие паразитирующих, шунтирующих емкостей.

Для уменьшения погрешности, увеличиваем полосу пропускания, до min вход. так, и т.д.

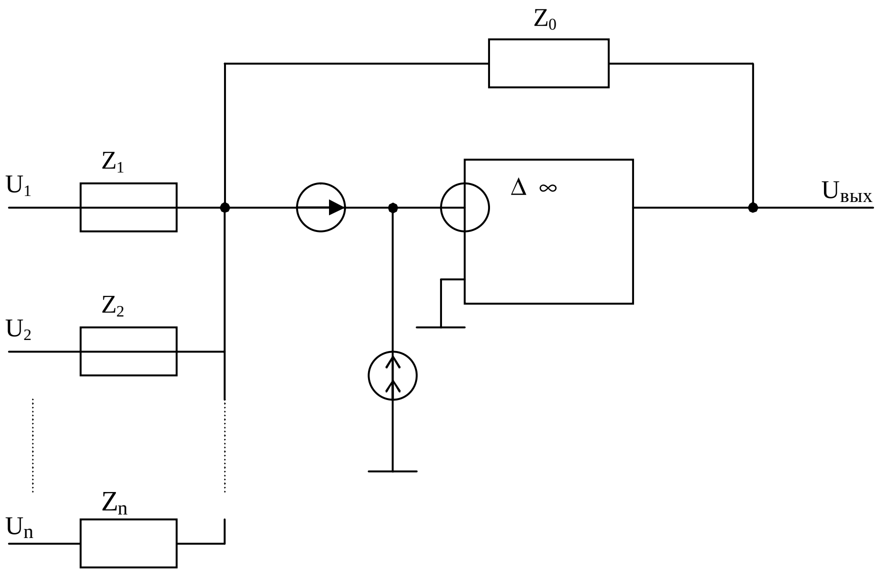
Погрешность случайная:



Причины, вызывающие дрейф ОУ:

1) температура;

2) временной (изменение параметров схемы с течением времени);
3) колебание источников питания ОУ (дрейф по питанию);
4) начальный дрейф (смещение нуля).
5) Подключим к ОУ многополюсник,

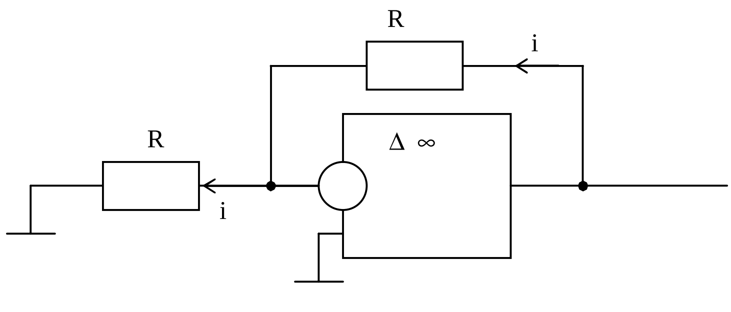


тогда формула:

$$U_{вых}(S) = U^{*}_{вых}(S) + \mathbf{1}_{др}(S)\{1 + \sum_{k=1}^{n} j_{k}(S)\} + i_{др} Z_{o}(S)$$

При $U^{*}_{вых}(S) = 0 \Rightarrow U_{вых}(S) = U_{др}(S)$

Что такое выходной дрейф ОУ? Это Uвых, если все входы подключены к земле, т.е. равны нулю. Пример: покажем, что дрейф физически ∃-ет при наличии ОС.



Uдр = 2едр , дрейф нуля возникает в суммирующей точке, потенциал этой точки равен едр.

Блоки ОУ (БОУ)

Состав: 1) линейные ОБ, т.е. ОУ+М;
2)схема ручной или автоматической коммутации в цепи ЛОБ;
3) схема управления;

Типы: а) суммирующий – имеет только R элементов и служит основой для построения НОБ;
б) интегрирующий – RC многополюсник (практически универсальный блок).

У **а** и **б** отличие – схема управления (у суммирующих она элементарная, у дифференцирующих – очень сложная).

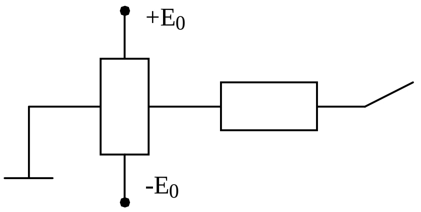
Рассмотрим режимы работы схемы управления. Все режимы делятся на:

1) подготовительные
   а) установка (проверка) нуля
   б) подготовка (настройка)

2) режимы рабочего цикла
   а) исходное положение
   б) пуск или интегрирование
   в) остановка (фиксация решения).

Установка нуля

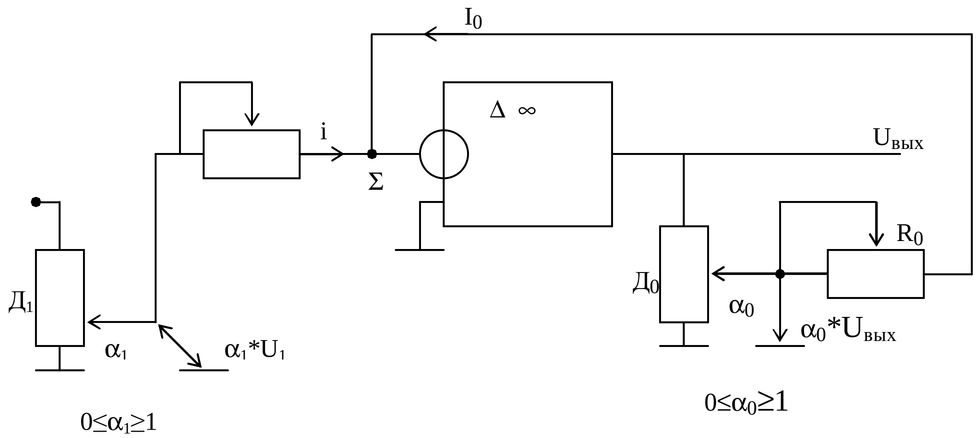
Все ОБ построены на основе ОУ, а т.к. последние обладают дрейфом нуля, то фактически имеем смещение. Устранение дрейфа: пусть имеем ıдр, тогда формируем дополнительный сигнал с обратным знаком, т.е. теперь дрейф стремится к нулю



(надо иметь возможность устанавливать ноль не только в начале работы, но и непосредственно во время выполнения). Схема управления внутри ОБ обеспечивает отключение вых. ОБ от соответствующих гнезд наборного поля (есть два гнезда от которых никогда не отключается измерительное и дополнительное входное гнездо, используемое для подключения дополнительных внешних элементов в цепь обратной связи).

Подготовка

Как в суммирующем блоке осуществляется изменение К передачи? Нарисуем масштабный блок.



$$i_1 = \frac{a_1 U_1}{R_1};$$

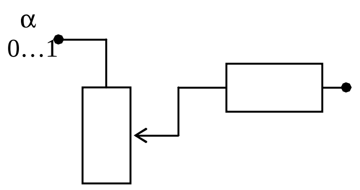
$$i_o = \frac{a_o U_{вых}}{R_o};$$

i1 +i o = 0 (т.к. входным током пренебрегаем)

$$U_{вых} = -a_1 \frac{R_o}{R_1} \cdot \frac{1}{a_o} U_1, \text{ где}$$

$$R_1 = a_1 \frac{R_o}{R_1} \cdot \frac{1}{a_o}$$

Но реально делают главную регулировку (а не дискретную, как было показано выше) резисторов. Обычно Ro и R1



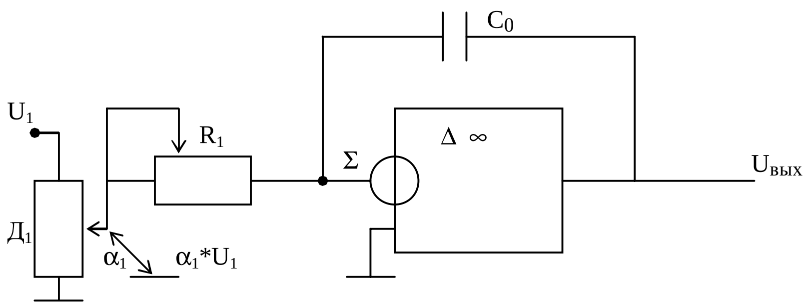
выбирают постоянными и приравнивают единицу. Т. е. Фактически, достаточно одной регулировки . Например Ro= R1 можем за счет менять коэффициент в диапазоне 0,1<R<1. Если в диапазоне 1<R<10, то тоже за счет такая связка элементов называется регулировка резисторов (вернее регулируемый резистор). Установка Кпер осуществляется косвенным путем: на вход блока выбираем Uэтал., Ro и R1 уже подобрали (по вышеописанному способу). Затем, рассчитываем, какое должно быть Uвых = RUэт. После чего регулируем a_1 до тех пор, пока Uвых = Uвых. Точность схемы зависит от точности измерения Uвых, которое измеряется по компенсационному методу. Какие ограничения? Uэт выбираем так, чтобы ни Uэт, ни Uвых Uвых не выходило за линейный диапазон ± Umax (пример: ±100В; ± 50В; ± 10В).

Декодн. установка: декодн. – один из способов установления дискретного напряжения.

Всегда требуется как минимум два источника эталонных напряжений, в которых предусмотрена дискр. установка времени. Первый источник Uэт должен быть активным (т.е. фактически масштабирует блок с декадной установкой). Второй источник (Е этал. для сх. компенс. измерения). Может быть и активным и пассивным, но все равно с декадной установкой.

Все регулируемые входящие ОБ должны быть продублированы и выведены отдельно (с тем, чтобы можно было задать Uэт, не разбирая схему).

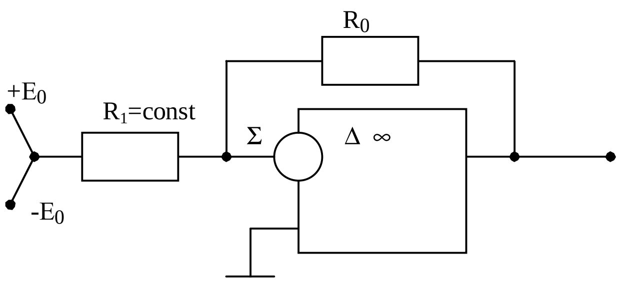
Для суммирующего аналога осуществляется настройка по всем входам.



$$R = a_1 \cdot \frac{1}{R_1 C_0}\left[C^{-1}\right]$$

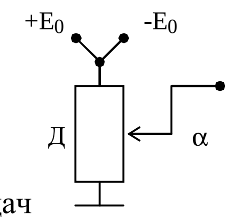
R=const, а   изменяют. Но как настраивать?

Напомним для масштабного $R = a_1 \cdot \frac{R_0}{R_1}$, обратим внимание на одинаковую зависимость $a_1 \cdot \frac{1}{R_1} \to R_0 \leftrightarrow \frac{1}{C_0}$. Если Co= 1мкф, то эквивалентный резистор $R_0 = 10^6\, Ом = 1 ГОм$, т. е. в этом режиме настройки схема управления отключает все конденсаторы (дифференцирующий конденсатор) из цепей ОС и подключает примерные резервы. А дальше аналогично предыдущим. В этом режиме реальные выходы ОБ должны быть отключены от соответствующих гнезд, т. е. Схема должна быть разобщена .



$$U_{эт} = -\frac{R_0}{R_1}(\pm E_0)$$

Соотношение между декадами равно десяти. Все декады имеют сопротивление 9Ом, а последняя 10 Ом.



Рассмотрим пассивный источник Uэт. Фактически это декадный делитель напряжения (первая декада по 0,1; а вторая по 0,01). Правильно работает только в режиме х х (без нагрузки), т. е. использовать для схемы компенсацию измерения.

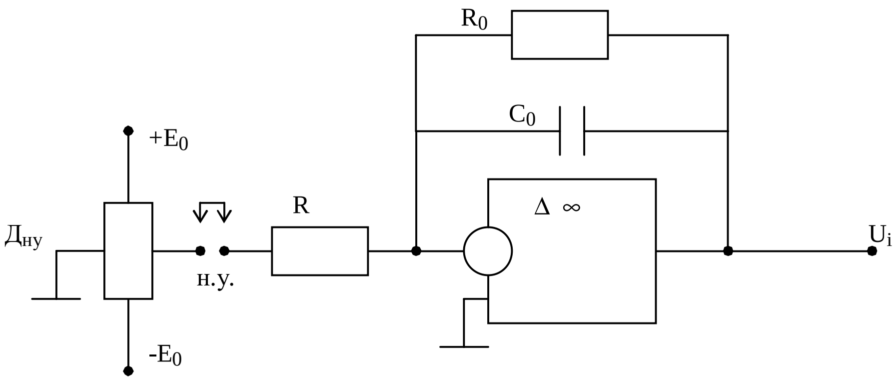
Режим подготовки служит для ручной установки коэффициента передач линейных ОБ малых и средних ЭВМ. В мощных компьютерах предусмотрена автоматическая установка коэффициента передач (два варианта): 1) с помощью следящих систем; 2) установка цифровым кодом.

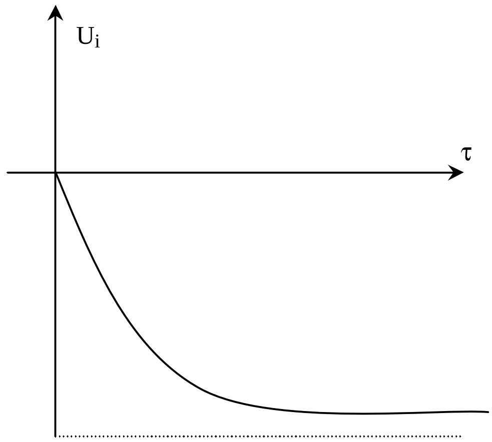
Исходное положение

Исходное положение – осуществляет задание начального условия на интегрирующие ОБ. Это значит, что на выходе интегрирующего блока, в момент времени t=0, должно быть не ноль, а Ui(0). Существует два основных способа задания начального условия:

1) начальный заряд емкости до значения Ui(0);
2) добавление в момент времени τ =0 к вык. напряжению интегрирующего блока скачка напряжения, равного Ui(0).

Рассмотрим 1) начальный заряд емкости: применяются две основных схемных реализации (если на вход подаем положительное напряжение, то на выходе U.





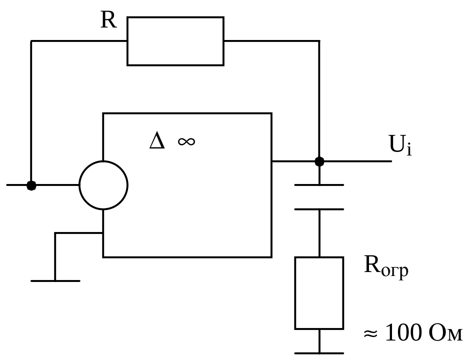
$$j(S) = \frac{R}{1+ST}$$

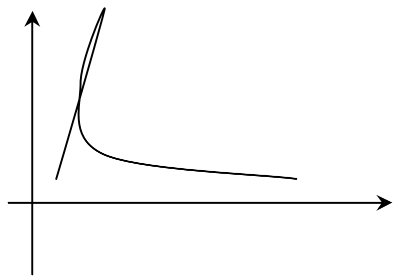
Низкое быстродействие; R подключено к суммирующей точке только в режиме исходного положения, а в рабочем режиме нужно отключать. Т. е. коммутация у суммирующей точки (плохо для точности). Иногда для ускорения, параллельно первому R подключают Со, тогда получим безинерционный заряд емкости, т. е. не зависит от S:

$$j(S) = R \cdot \frac{1+ST1}{1+ST0};$$ T1 = T0 при T0>T1 – инерционное звено

T1>T0 – формирующее звено.

Второй способ увеличения быстродействия – подключить Со к выходу блока, но без необходимых Rогр. т. к. переключатели схемы могут не выдержать большой скачок тока.





При желании получить высокую точность необходимо использовать способ задания н. у. Но его техническая реализация потребует суммирующий ОБ на два входа. Емкость при этом способе должна быть разряжена. При такой коммутации нет суммирующих точек, что и обеспечивает высокую точку.

Пуск или интегрирование

В момент времени τ=0 поступает сигнал. СУ отключает все дополнительные элементы и одновременно подключает все RC элементы ОУ и формирует заданную схему. После выходы ОБ подключаются к соответствующим гнездам наборного поля. С этого момента начинается решение задач.

Останов

Останов (фиксация решения) – чтобы измерить напряжения в момент времени.

СУ переводит интегрирующие ОБ из режима интегрирования в режим хранения информации. В интегрирующих ОБ при этом все R элементы отключаются от ОУ, т.е. остается усилитель, у которого в цепи обратной связи есть емкость.

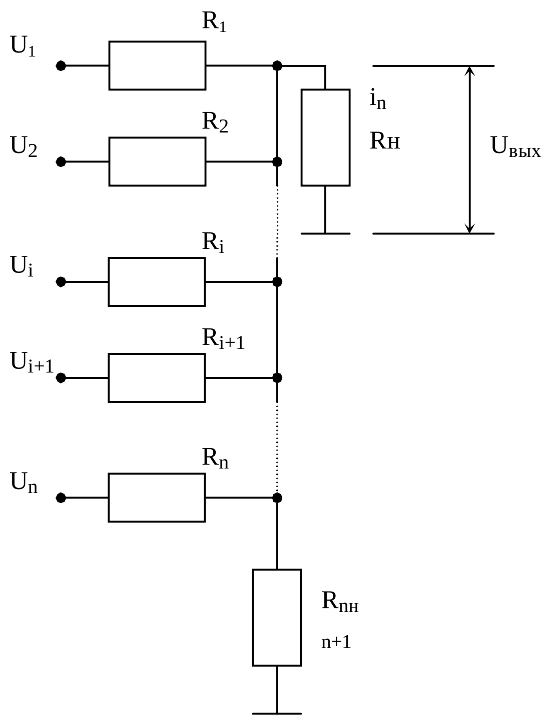
В момент останова сигнал ост. подается на индикатор и развертка останавливается. Далее обеспечиваем повторный пуск и интегрирование продолжаем, начиная с этого момента. И так, чередуя пуск и останов, можно выполнить все требования, все измерения.

Из из этих режимов (интегрирования и останова) можно вернуться в исходное положение. Предусмотрена также и периодизация решения.

Суммирующие блоки аналоговых и гибридных ЭВМ

Будем рассматривать сумматоры напряжений и токов.

Сумматоры напряжений:

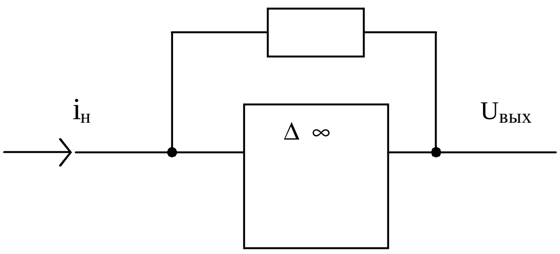


последовательного типа (отрицательные источники напряжений не заземляются, только арифметическое суммирование) практически не использует – параллельного типа.

В качестве выходных переменных снимается не Uвых, а iн (это когда нулевая точка подключена не к земле, а к суммирующей точке).

$U_{вых} = - i_н R_o$

Ki – коэффициент передачи
по i-ому входу
Ki = Ri
Ui   1/Ri



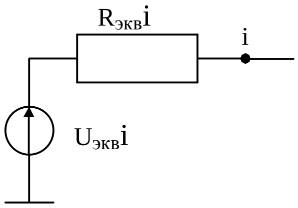
$$U_{вых} = \frac{\sum\limits_{i=1}^{n} U_i \cdot \frac{1}{R_i}}{\sum\limits_{S=1}^{n+1} \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_н}} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\frac{1}{R_i}}{\sum\limits_{S=1}^{n+1} \frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_н}} \cdot U_i = K_i U_i$$

используя эту формулу можем
выполнить анализ схемы, т.е. по
заданным значениям Ki рассчитать Ri.
Для определенных значений сопротивлений по заданной Ri можно использовать обратную формулу, т.е. Ri ~ 1/Ri; iн = Uвых/ Rн

$$i_н = \frac{\sum\limits_{i=1}^{n} U_i \cdot \frac{1}{R_i}}{\sum\limits_{s=1}^{n+1} \frac{R_н}{R_s} + 1} = \sum_{i=1}^{n} \frac{\frac{1}{R_i}}{\sum\limits_{s=1}^{n+1} \frac{R_н}{R_s} + 1} \cdot U_i = \sum_{i=1}^{n} R_i \cdot U_i$$, здесь Ki - коэффициент пер. от вход. напряжения к Iвых .

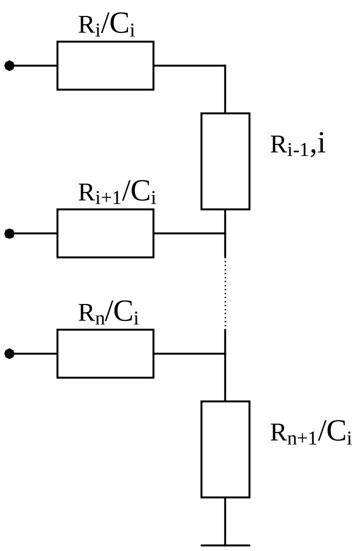
Кроме сумматора напряжений параллельного типа могут использоваться и различные комбинационные структуры, которые подключаются за счет включения так называемых R-ов связи. Преобразование структуры должно быть постоянным (т.е. коэффициент передач у сумматора не должно изменяться).

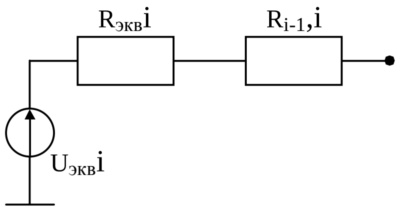
Рассмотрим пунктирную часть. Это линейная схема. В соответствии с теоремой Тевинина ∀ линейная часть схемы может быть представлена постоянным генератором. В нашем случае это будет постоянным г-р напряжений.



$$U_{экві} = \frac{\sum\limits_{k=i}^{n} U_k \cdot \frac{1}{R_k}}{\sum\limits_{s=i}^{n+1} \frac{1}{R_s}} ; R_{экв} = \frac{1}{\sum\limits_{s=i}^{n+1} \frac{1}{R_s}}$$

тогда постоянное преобразование:





$$U'_{экві} = U_{экві}$$

$$R'_{экві} = \frac{1}{C_i} R_{экві}$$

$$R_{экві} = R'_{экві} + R_{i-1,i}$$

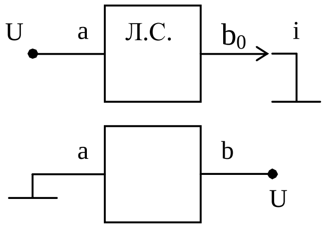
$$R_{i-1,i} = \left(1 - \frac{1}{C_i}\right) R_{экві}$$

Rэкві для заданного сумматора можем рассчитать и выбрав Ci>1 можем определить Ri -1, i при котором преобразование будет эквивалентным.

Эквивалентные преобразования применяются для уменьшения разброса номиналов и их количества (разброс равен отношению Rmax/Rmin).

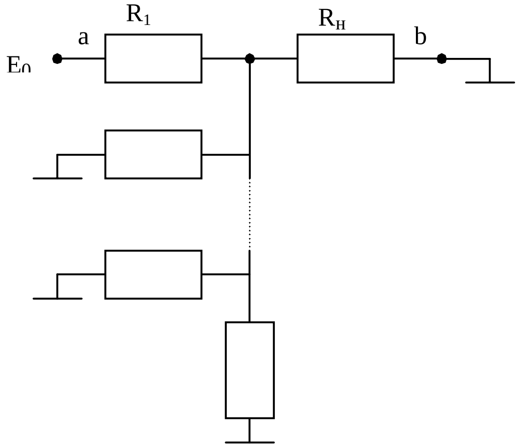
Инверсное включение сумматора напряжений

инверсная резистивная матрица – ИРМ;
линейная схема – ЛС.



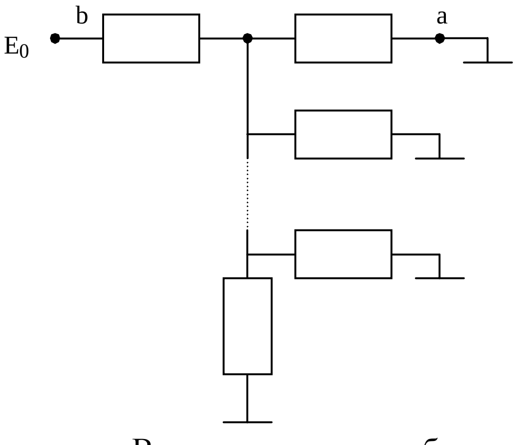
Принцип взаимности (т.е. линейная схема обладает прямой обратимостью, т.е. коэффициент передачи не изменяется).

Прямое включение $i_н = R_1^I \cdot E_0$

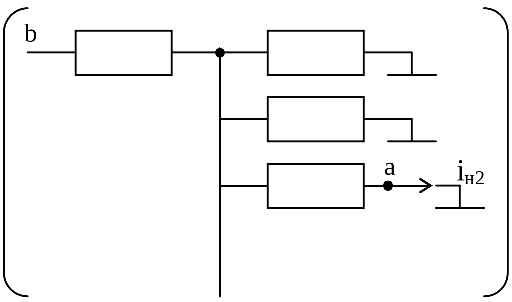


Можем сделать инверсное включение и по (n+1) – входу. А также можно и на все выходы эта схема используется как формирование Iэтал.

Инверсное включение



сдел. инверсное включение по первому входу, а можно сделать и по др..

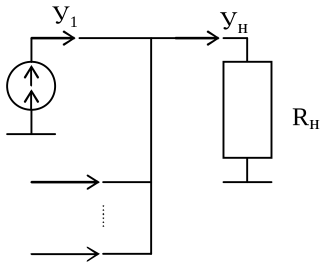


Все выходы должны быть подключены к земле. Инверсное включение можно сделать для ∀ комбинированной структуры (не только для параллельной структуры).

Если на входах не Ео, а меняющееся напряжение, то iн i = Ri Ux, т.е. все-таки будут меняться пропорционально Ux.

Сумматоры тока

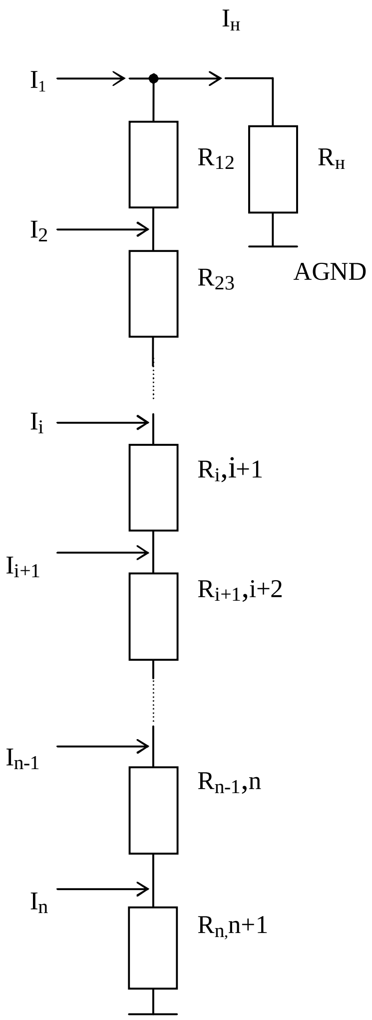
Простейшая структура сумматора тока равна сумматор тока параллельного типа.



Все коэффициенты передачи равны единице, т.е. моделирует операцию арифметического суммирования – поэтому применение ограничено

$$I_н = \sum_{i=1}^{n} I_i$$

AGND аналоговая земля
DGND цифровая земля
Наиболее часто используют сумматор токов последовательного типа:



на вход подключены источники тока, точка ноль может быть подключена к суммирующей точке ОБ (т.е. не обязательно к земле). Расчет схемы удобно выполнять, используя метод наложения:

$$I_{вых} = \sum_{i=1}^{n} I_{выхi} \quad (1)$$

$$I_{выхi} = I_i \cdot \frac{\sum_{k=i}^{n} R_{k,k+1}}{\sum_{s=1}^{n} R_{s,s+1} + R_н} \quad (2)$$

Подставим (2) в (1) и получим

$$(3)\, I_{вых} = \sum_{i=1}^{n} I_i \cdot \frac{\sum_{k=1}^{n} R_{k,k+1}}{\sum_{s=1}^{n} R_{s,s+1} + R_н} = \sum_{i=1}^{n} K_i I_i ; K_i \sim \sum_{k=1}^{n} K_{k,k+1} \text{ , k+1}$$

(4) формула используется для решения задачи анализа схемы (т.е. для определения коэффициента передач по заданным значениям сопротивлений).

$$K_i \sim \sum_{k=i}^{n} R_{k,k+1};$$

$$K_{i+1} \sim \sum_{k=i+1}^{n} R_{k,k+1}\,; \quad (5)\;\; K_i - K_{i+1} \sim R_{i,i+1} \Leftrightarrow; (6)$$

$$R_{i,i+1} \sim K_i - K_{i+1}$$

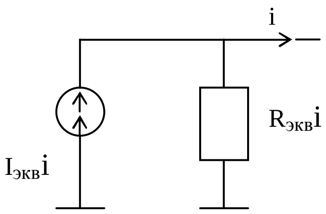
Вычтем левую и правую части

(6) для решения задачи синтеза схемы (6) $\Rightarrow$ каждый следующий коэффициент должен быть меньше или равен предыдущему. Т. е. необходимо располагать по убыванию.

Кроме чисто последовательной базовой структуры сумматора токов могут быть получены различные комбинации:

Rk – резисторы утечки, подключение которых и дает различные комбинации структуры. Подключение между точкой и землей, Rk (k = 1, n).

а) Рассмотрим часть схемы, обведенной карандашом. Она равна:

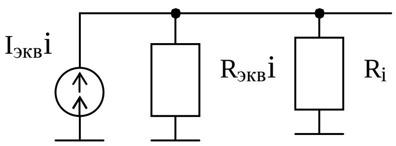


Iэкв i – выходной ток в режиме к. з. (т. е. при Rn = 0)

$$I_{экві} = \sum_{m=i}^{n} \frac{\sum_{k=m}^{n} R_{k,k+1}}{\sum_{s=i}^{n} R_{s,s+1}} \cdot I_m \quad (7)$$

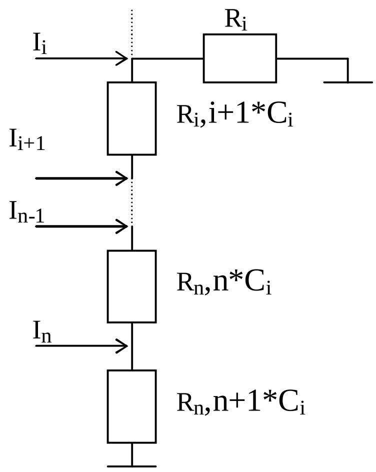
$$R_{экві} = \sum_{s=i}^{n} R_{S,S+1} \quad (8)$$

б) Если подключить резистор утечки, то остальные R увеличатся в Ci раз. Тогда новый экв-нт.:



$$I'_{экві} = I_{экв} \qquad (9)$$

$$R'_{экві} = C_i \cdot R_{экві} \qquad (10)$$



Итак, условие эквивалентности а) и б):

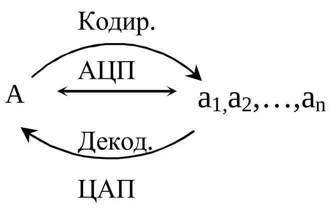
$$\frac{1}{R_{экві}} = \frac{1}{C_i \cdot R_{экві}} + \frac{1}{R_i} = \frac{1}{R'_{экві}} + \frac{1}{R_i};\Rightarrow\ ;$$

(11) $R_i = R_{экві} \cdot \left(\frac{C_i}{C_i - 1}\right)$ –условие эквивалентности преобразования структуры

Определяем Rэквi, выбирая Ci (любое) и рассчитываем Ri.

Применение:

Декодирующие сетки и цифро-аналоговые преобразователи



Если A – напряжение, то ПКН (преобразователь кодового напряжения). Если A – ток, то ПКТ

$A = \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot g_i$, где gi – вес, а ai – значение.

Основан. разрядов равно отношение двух соседних весов. В основе $\forall$ аналог. преобразований лежит (12) формула.

$$A = \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot g_i \text{ ; } \quad x = mdA, \quad md – \text{масштаб декодирования.}$$

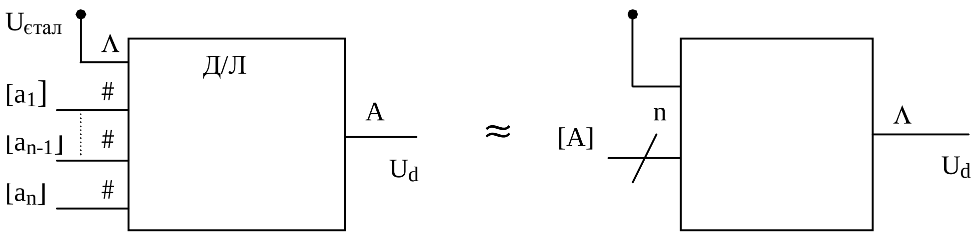
X~A

Полная математическая запись операции декодирования:

$$c = md\sum_{i=1}^{n} a_i \cdot g_i \qquad (13)$$

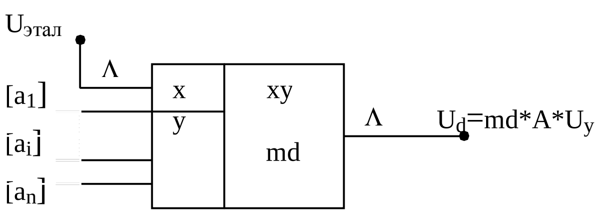
ПКН: математическая переменная X отображает напряжение Ud, т. е. X $\leftrightarrow$ Ud.

$$U_d = c \cdot U_{этал} = md\sum_{i=1}^{m} g_i \cdot a_i \cdot U_{этал}$$ – математическое описание ПКМ (14)



Однополярн. не могут менять знак.

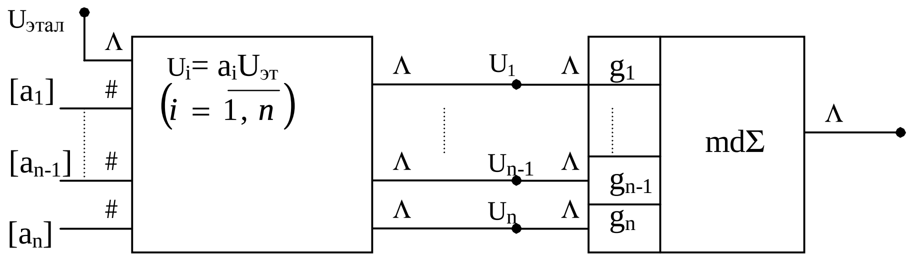
Первый блок есть гибридный множительный блок (такой вариант называется **умножающий ПКН**).



Если оба сомножителя однополярны, то это одноквадратичный сомн. блок. Если одно- и биполярны, то это двухквадратный. Если оба сомножителя биполярны – то четырехквадратичный.

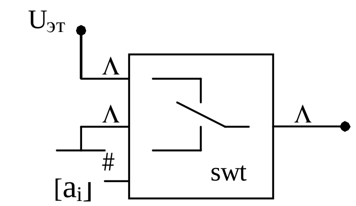
Применив эквивалентные преобразования вместо (14), получим:

$$\begin{cases} U_i = a_i \cdot U_{эт} & \text{это есть тождеств.} \\ U_d = md\sum_{i=1}^{n} g_i \cdot U_i & \text{система(15)} \end{cases}$$



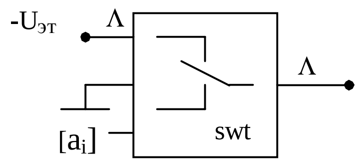
Рассмотрим (15.1) – эта операция проще всего реализуется, если ai = 0;1 .

а)



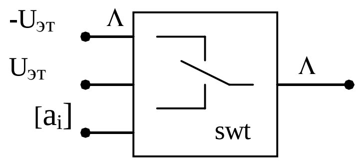
$$a_i = 1,\ U_i = U_{эт}$$
$$a_i = 0,\ U_i = 0$$

б)



$$U_i = a_i(-U_{эт}) = -a_i \cdot U_{эт};$$

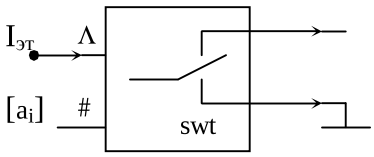
в)



$U_i = (a_i - \overline{a_i}) \cdot U_{эт}$; - биполярный переключатель напряжения.

ПКТ: аналоговая математическая переменная X $\leftrightarrow$ Id мат. перемен.

$$I_d = c \cdot I_{эт} = md\sum_{i=1}^{n} g_i \cdot a_i \cdot I_{эт} \rightarrow \begin{cases} I_i = a_i \cdot I_{эт}\ (i = \overline{1, n}) \\ I_d = md\sum_{i=1}^{n} g_i \cdot I_i \end{cases}$$



Источник тока должен работать либо нагретым, либо в режиме к. з..

В схеме ПКТ потребитель и источник тока (формирует эталон n-токов. ПКТ состоит:

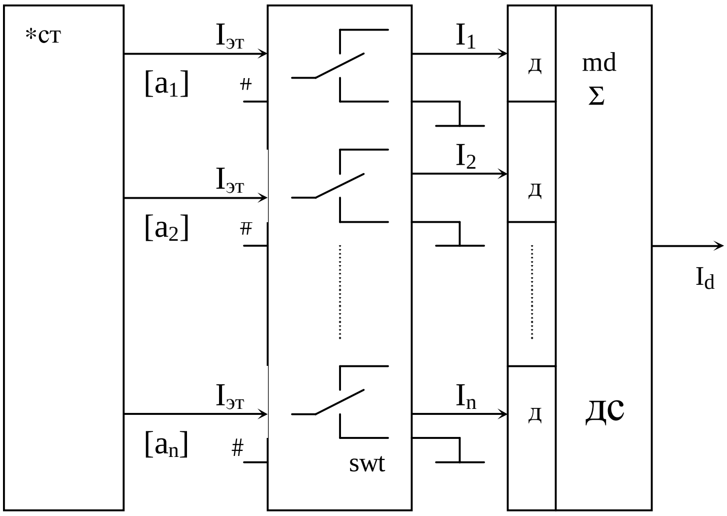
1) формирователь Iэт;
2) переключатель токов;
3) сумматор токов.

ПКТ

1) $c = md\sum_{i=1}^{n} a_i \cdot g_i$

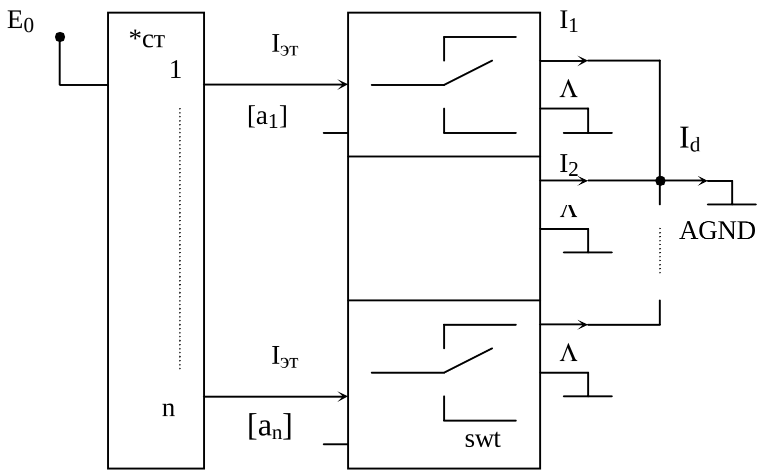
2) $\mathrm{I}_d = md\sum_{i=1}^{n} a_i g_i \mathrm{I}_{эт} = mdA\mathrm{I}_{эт}$

3) $\begin{cases} \mathrm{I}_i = a_i \mathrm{I}_{эт} \\ \mathrm{I}_d = md\sum_{i=1}^{n} g_i \mathrm{I}_i \end{cases}$



Т. к. формирован. формирует n Iэт-ых, то не обязательно, чтобы они были одинаковы. Однако, отсюда, (2) можно представить и следующим образом:

4) $\begin{cases} \mathrm{I}_{эmi} = mdg_i \mathrm{I}_{эт} \\ \mathrm{I}_i = a_i \mathrm{I}_{эmi} \\ \mathrm{I}_d = \sum_{i=1}^{n} \mathrm{I}_i \end{cases}$



В этой схеме уже нет декодирующей сетки, плюс ко всему все источники тока, независимо от тока, работают в режиме к. з. А раз так, то в качестве формирователя тока можно использовать пассивный формирователь эталонных токов (напряжение ИРМ).

Если вместо Eo $\Rightarrow$ аналоговое Uy и ИРМ, то Id~ UyA, т.е. получим **гибридный множительный блок, который называют умножающий ПКТ.**

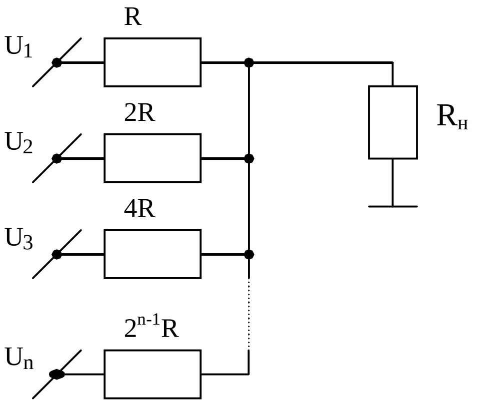
Этот умножающий ПКТ двух квандрантный (т. к. два кода: Iэт , которое всегда положительно и Uy (может быть и «+»; «-»)). Это ПКТ также называется **ПКТ со взаимным источником тока.**

Разобъем все на два сомножителя: $g_i = b_i \cdot c_i$ и b соответствии с этим:

5)
$$\begin{cases} \mathrm{I}_{эmi} = md \cdot b_i \cdot \mathrm{I}_{эm} \left(i = \overline{1,n}\right) \\ \mathrm{I}_i = a_i \cdot \mathrm{I}_{эmi} \\ \mathrm{I}_d = \sum\limits_{i=1}^{n} c_i \cdot \mathrm{I}_i \end{cases}$$

<u>Декодирующие сетки для ПКН</u>

- это такой сумматор, у которого Ki ~ gi $\left(i = \overline{1,n}\right)$. Для сумматоров напряжений параллельного типа Ri ~ 1/ Ri $\left(i = \overline{1,n}\right)$, тогда для ДС: Ri ~ 1/ gi. Рассмотрим ДС для ПКН в двоичной системе:



$$a_1.....a_n, g_i = 2^{-i}\left(i = \overline{1,n}\right) \Rightarrow \quad R_i \sim 2^i \qquad \textbf{(6)}$$

$$\Rightarrow R_s \sim R \cdot 2^{s-1}\left(S = \overline{1,n}\right) \qquad \textbf{(7)}$$

$$U_d = \sum_{i=1}^{n} a_i \cdot U_{эm} \frac{\frac{1}{R} \cdot 2^{-i+1}}{\sum\limits_{s=1}^{n} \frac{1}{R} \cdot 2^{-s+1} + \frac{1}{R_{n+1}} + \frac{1}{R_н}} \qquad \textbf{(8)}$$

$$U_d = \sum_{i=1}^{n} a_i U_{эm} \frac{2^{-i}}{\sum\limits_{s=1}^{n} 2^{-s} + \frac{R}{2R_{n+1}} + \frac{R}{2R_н}} =$$

$$= \frac{1}{\sum\limits_{s=1}^{n} 2^{-s} + \frac{R}{2R_{n+1}} + \frac{R}{2R_н}} \left(\sum_{i=1}^{n} Q_i \cdot 2^{-i}\right) \cdot U_{эm} \qquad \textbf{(9)}$$

$$md = \frac{1}{\sum\limits_{s=1}^{n} 2^{-s} + \frac{R}{2R_{n+1}} + \frac{R}{2R_н}} = \frac{1}{1 - 2^{-n} + \frac{R}{2R_{n+1}} + \frac{R}{2R_n}} \ ;$$

При $R_n = R_{n+1}$,то формирует масштаб декодирования:

$md = \dfrac{1}{1 + \dfrac{R}{2R_н}}$ – не зависит от количества разрядов. Для уменьшения количества и разброса номиналов используют равные преобразовательные структуры (из равенства сумматора получим формулу **(11)** $R_{i,i-1} = R_{эквi}\left(1 - \dfrac{1}{C_i}\right)$, а в нашей схеме:

$$R_{эквi} = \frac{1}{\sum\limits_{s=i}^{n} \frac{1}{Rs} + \frac{1}{R_{n+1}}} = \frac{1}{\sum\limits_{s=i}^{n} \frac{1}{R} 2^{-s+1} + \frac{1}{R} 2^{-n+1}} = \text{(дополним числовым значением на R)=}$$

$$= \frac{R}{\sum_{s=i}^{n} 2^{-s+1} + 2^{-n+1}} = R \cdot 2^{i-2} = \frac{1}{2} R \cdot 2^{i-1} = R_{i-1}$$

При Ci =2 из (11) $\Rightarrow$ $R_{i,i-1} = \frac{1}{2} R_{эквi} = \frac{1}{2} R_{i-1}$, т. е. если включить между ∀ двумя точками резистор связи, то выбираем его в два раза меньше прошлого (прилегающего сверху), а все нижние уменьшаются в два раза.

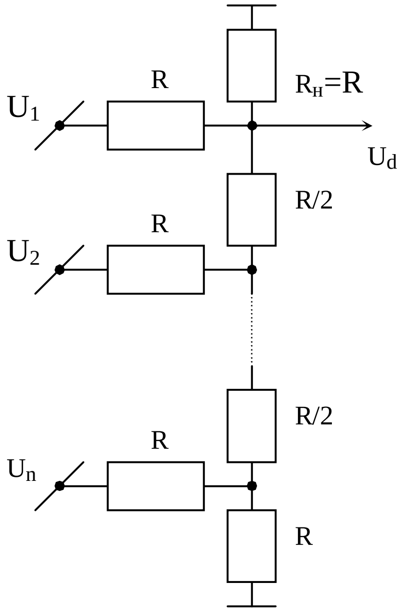
При включении ∀ резистора связи исчезает старший номинал и пара примыкающих к резистеру связи становятся одинаковыми. Появляется ли новый номинал? Для всех резисторов, кроме R1,R2 новый номинал не появляется.

Если включить все резисторы, начиная с R2,3 и до Rn-1, n (их будет (n-2) по количеству)), то количество номиналов уменьшится на (n-2), т. е. останется два номинала. Нарисуем:

От ∀ узла в ∀ из трех сторон Rэкв = R.

По ∀ входу эквивалентное динамическое Rвх = 1,5 R, а Rвых = R/3.

Иногда , R связи включают между тетрадами, тогда берут C=16.

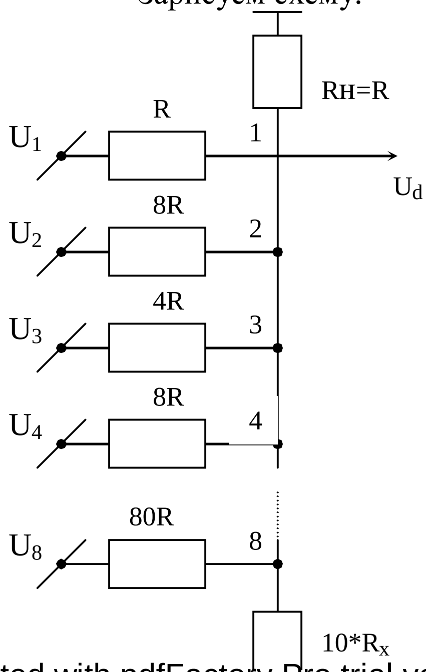


ДС для 2-10 системы исчесления 8421:

$0 \quad a_1 \quad a_2 \quad a_3 \quad a_4 \quad a_5 \quad a_6 \quad a_7 \quad a_8$

g_1=0,8; g_2=0,4; g_3=0,2; g_4=0,1; g_5=0,08; g_6=0,04; g_7=0,02; g_8=0,01

Зарисуем схему:



Найдем Rx:

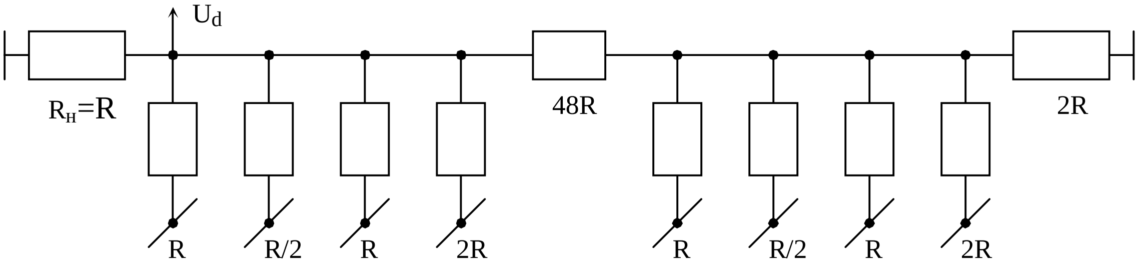
$$\frac{1}{10R} + \frac{1}{20R} + \frac{1}{40R} + \frac{1}{80R} + \frac{1}{10R_c} = \frac{1}{R_c} \Rightarrow$$

Rx = 4,8R

Rэкв= Rx = 4,8R

R45 = Rэкв 5 (1 – 1/Ci) = 4,32 R

Рассмотрим код Айкена (2421)



1/10R +1/5R +1/10R +1/20Rx = 1/ Rx; 9/20R = 0,9/ Rx= Rx=2 R
R45 =Rэкв 5 (1 – 1/Ci)= 2R 0,9 =1,8R

ДС для ПКТ

Для ДС: $K_i \sim g_i\left(i=\overline{1,n}\right)$; $R_{i,i+1} \sim h_i - h_{i+1}\left(i=\overline{1,n-1}\right)$; $R_{n,n+1} \sim h_n$,

$R_{n+1}=0$

Рассмотрев данные формулы получим расчетные формулы для ДС для ПКТ:

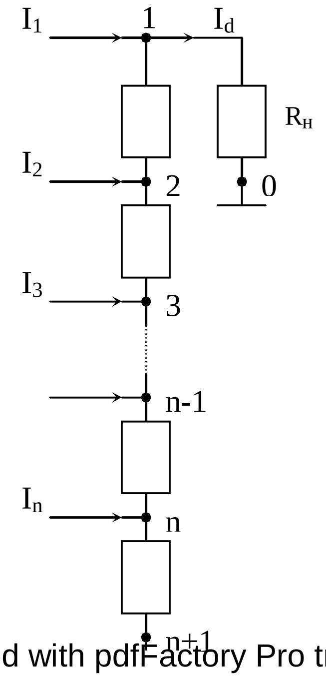
$$\begin{cases} R_{i,i+1} \sim g_i - g_{i+1}\left(i=\overline{1,n-1}\right) \\ R_{n,n+1} \sim g_n \end{cases} \qquad \textbf{(1)}$$

Пример: ДС для ПКТ с 2-ой системой исчисления

$$\textbf{(2)} \qquad 0 \quad a_1 \quad a_2 \ldots a_n \Rightarrow \begin{cases} R_{i,i+1} \to R_{i,i+1} \sim 2^{-i} - 2^{-(i+1)} = 2^{-i} - \frac{1}{2}\cdot 2^{-i} = 2^{-(i+1)}; \left(i=\overline{1,n-1}\right) \\ R_{n,n+1} \sim 2^{-n} \end{cases}$$

$$g_i = 2^{-i}\left(i=\overline{1,n}\right)$$

(т. е. каждое следущее должно быть в два раза меньше и только два последних одинаковые).



Пусть R первого разряда равно $R\cdot 2^{-2}$, тогда сопротивление следующего будет соответственно:

$$\begin{cases} R\cdot 2^{-3}; R\cdot 2^{-4};\ldots; \\ R_{k,k+1} = R\cdot 2^{-(k+1)}\left(k=\overline{1,n-1}\right) \\ R_{n,n+1} = R\cdot 2^{-n} \qquad \textbf{(3)} \end{cases}$$

$$\Im_{вых}=\sum_{i=1}^{n}\Im_i\frac{\sum_{k=i}^{n}R_{k,k+1}}{\sum_{s=1}^{n}R_{s,s+1}+R_н}$$, тогда в нашем случае:

$$\Im_{вых}=\Im d=\sum_{i=1}^{n}a_i\Im_{эт}\frac{\sum_{R=i}^{n-1}2^{-(R+1)}+2^{-n}}{\sum_{S=1}^{n-1}2^{-(s+1)}+2^{-n}+\frac{R_н}{R}}=\sum_{i=1}^{n}a_i\Im_{эт}\frac{2^{i}}{0{,}5+\frac{R_н}{R}}=\frac{1}{0{,}5+\frac{R_н}{R}}\left(\sum_{i=1}^{n}a_i\cdot 2^{-i}\right)\cdot\Im_{эт}\quad(4)$$

1) Если Rн=0, то режим к. з. и md =2
2) Если Rн= R, md =2/3

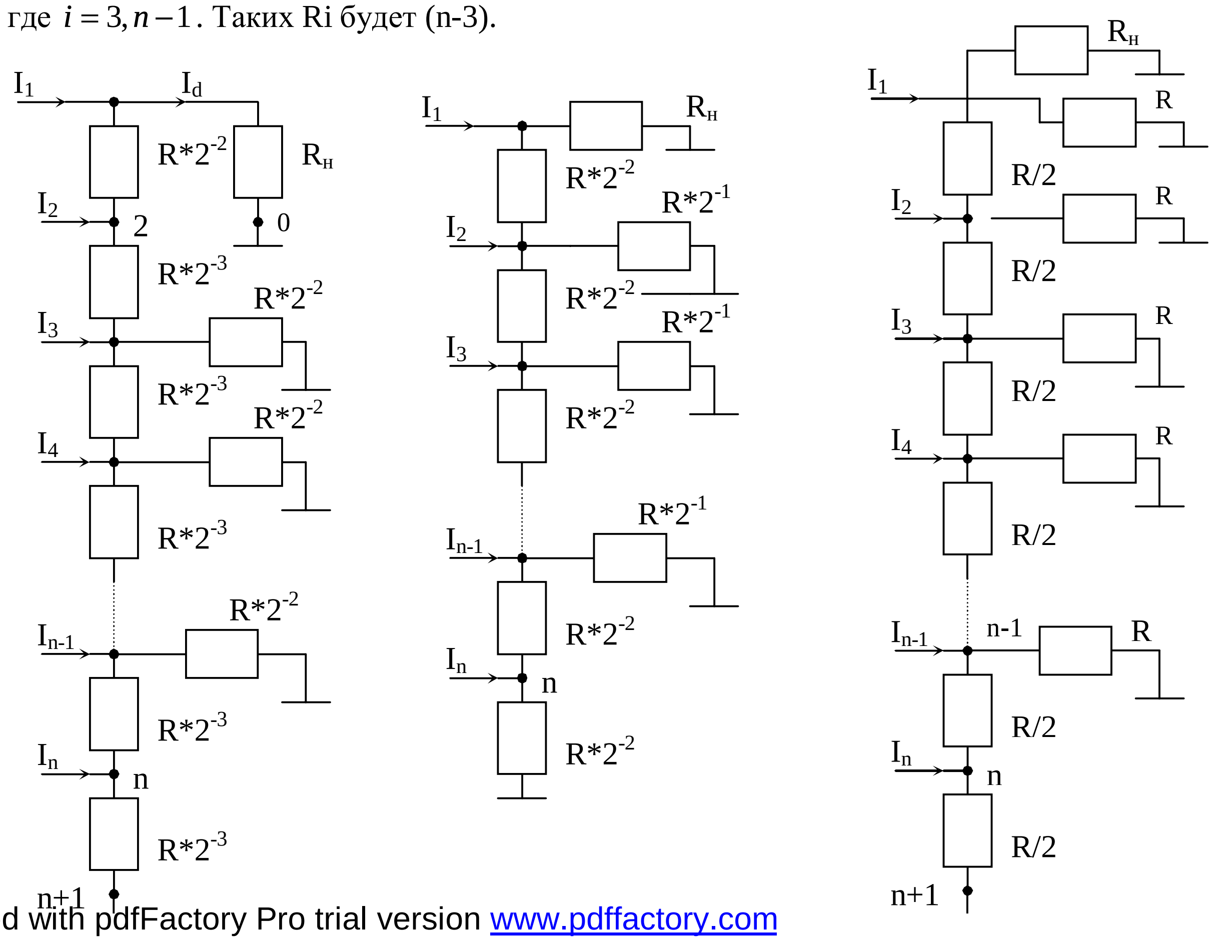
Для уменьшения количества и разброса номиналов используют постоянные преобразовательные структуры, т. е. из чисто последней получают комбинированным включателем резистеров утечки (включается между ∀ i-ой точкой и полюсом) $R_i=R_{экв}\frac{C_i}{C_i-1}$. Чтобы выполнить эквивалентные преобразования необходимо найти Rэкв i:

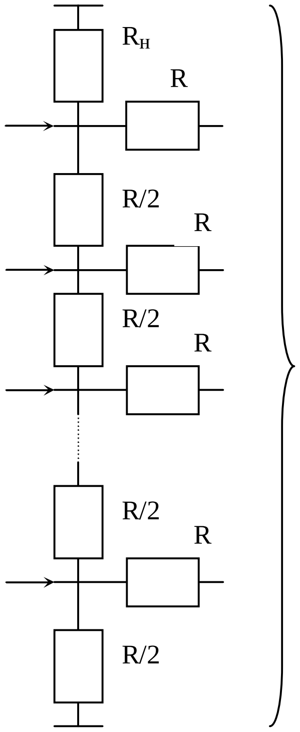
$$R_{экв}=\sum_{s=i}^{n}R_{s,s+1}=R\cdot 2^{-i}\ \textbf{(5)}$$

При $C_i=2\Rightarrow R_i=2R_{экв i}=2R\cdot 2^{-i}=R\cdot 2^{-(i-1)}$, т. е., если в ∀ i-ой точке включен резистор, то он должен быть в два раза больше, чем резистор, примыкающий сверху. Сопротивление резистеров ниже места включения необходимо увеличить в два раза.

Для каких i включение резистора убирает младший номинал? Для Ri, где $i=\overline{1,n-1}$, а пара резервов, примыкающих к резистору связи, становятся одинаковыми.

Для каких i новый не появляется, а младший исчезает? Для Ri, где $i=\overline{3,n-1}$. Таких Ri будет (n-3).





Такой узел использует ся и для ПКТ и для ПКН ДС

Декодирование биполярных кодов позицион. СИ

И – инверсный, Д – дополнительный, СМК – смещенный код. Пусть имеем числа +0 a1 a2…an и -0 a1 a2…an, введем знаковый разряд $a''_0, a''_1, ... a''_n$

1) A>0, $a''_0 = 0; A = \sum_{i=1}^{n} a''_i \cdot g_i$

2) A<0, $a''_0 = 1; A = -\sum_{i=1}^{n} \overline{a''_i} \cdot g_i$

Дополнительный код: A>0, $a_0^{\partial} = 0; A = \sum_{i=1}^{n} a_i^{\partial} \cdot g_i$

A<0, $a_0^{\partial} = 1; A = -\sum_{i=1}^{n} \overline{a_i^{\partial}} \cdot g_i - g_n$

Смещенный код: (отличается от дополнительного инверсией знаков разрядов), т. е. A>0, $a_0^{см} = 1; A = \sum_{i=1}^{n} a_i^{см} \cdot g_i$

A<0, $a_0^{см} = 0; A = -\sum_{i=1}^{n} \overline{a_i^{см}} \cdot g_i - g_n$

Найдем общую формулу, т. к. $\overline{a''_i} = 1 - a''_i$, то подставив:

ИК A<0, $A = -\sum_{i=1}^{n} g_i + \sum_{k=i}^{n} a''_i \cdot g_i$

ДК A<0, $A=-\left(\sum_{i=1}^{n} g_i + g_n\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i^{\partial}\cdot g_i$, а теперь, учитывая, что A>0, получим:

для ИК: $A_1'' = -a_0''\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i''\cdot g_i$ (3)

для ДК: $A_1^{g} = -a_0^{\partial}\left(\sum_{i=1}^{n} g_i + g_n\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i^{\partial}\cdot g_i$ (4)

для СМК: $A_1^{см} = -a_0^{-см}\left(\sum_{i=1}^{n} g_i + g_n\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i^{см}\cdot g_i$ (5)

$$A_2'' = -\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\overline{a_0''}\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i''\cdot g_i \quad (6)$$

$$a_i = \frac{1}{2}a_i + \frac{1}{2}a_i = \frac{1}{2}\left[1+\left(a_i - \overline{a_i}\right)\right] \quad (7)$$

$$\overline{a_i} = \frac{1}{2}\left[1+\left(\overline{a_i} - \overline{a_i}\right)\right] \quad (8)$$

Подставим (7) и (8) в (3) – (5):

$$A_1'' = -a_0''\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i''\cdot g_i$$

$$A_3'' = \frac{1}{2}\left[-\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)-\left(a_0'' - \overline{a_0''}\right)\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\sum_{i=1}^{n}\left(a_i'' - \overline{a_i''}\right)g_i\right]=$$

$$=\frac{1}{2}\left[\left(\overline{a_0''} - a_0''\right)\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\sum_{i=1}^{n}\left(a_i'' - \overline{a_i''}\right)\cdot g_i\right]$$

Биполярные ПКМ

$$A_1'' = -a_0''\left(\sum_{i=1}^{n} g_i\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i''\cdot g_i ; Ud = x\cdot U_{эт} = md\cdot A\cdot U_{эт};$$

$$Ud_1'' = mdA_1''\cdot U_{эт} = md\left[a_0''\cdot g_0^1\cdot\left(-U_{эт}\right)+\sum_{i=1}^{n} a_i''\cdot g_i\cdot U_{эт}\right]; \quad (1)$$

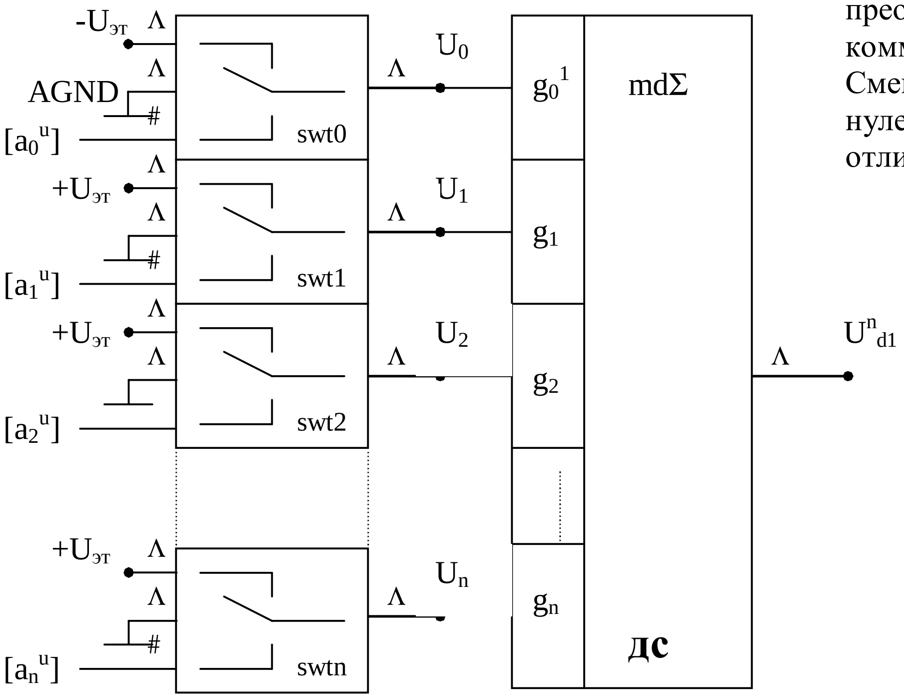
Представим (1) в виде постоянной системы:

$$\begin{cases} U_0 = a_0''\left(-U_{эт}\right) \\ U_i = a_i''\cdot U_{эт} \qquad \left(i=\overline{1,n}\right) \\ U''d_1 = md\left[g_0^1\cdot U_0 + \sum_{i=1}^{n} g_i\cdot U_i\right] \end{cases} \quad (2)$$

Построим в соответствии с (2) схему биполярного ПКН инверсного кода позиционной СИ.

В позиционной системы исчисления:

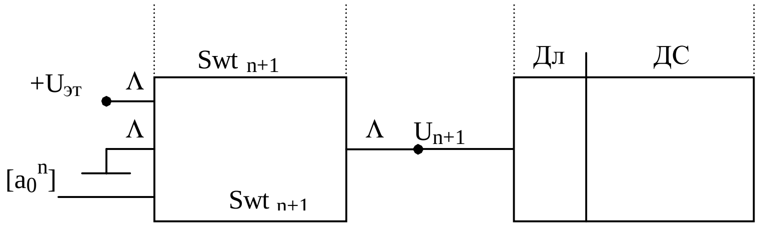
$$\sum_{i=1}^{n} g_i + g_n = g_0 \Rightarrow g_0^1 + g_n = g_0$$



Это биполярный преобразователь с коммутируемым смещением. Смещение – это “-Uэт”; “-”: нулевой переключатель отличен от остальных.

Подставим в (1) выражение $g_0^1 = g_0 - g_n$, тогда в схеме вместо g_0^1 будет g_0 и снизу дополнительно сформировать Un+1 , а в системе (2) добавится еще одно выражение

$U_{n+1} = a_0'' \cdot U_{эт}$ (3)



Дополнительный вход для ДС для получения дополнительного входа (n+1), который имеет такой же коэффициент передачи, как у n- входа. Мы можем использовать такой же резистор, как у n- входа.

Веса для второй сетки отличаются в два раза.

Для ДК: $A_1^{\partial} = -a_0\left(\sum_{i=1}^{n} g_i + g_n\right) + \sum_{i=1}^{n} a_i^{\partial} \cdot g_i$, тогда (4)

$$U^{\partial} a_1 = md \cdot A_1^{\partial} \cdot U_{эт} = md\left[a_0^{\partial} \cdot g_0 (-U_{эт}) + \sum_{i=1}^{n} a_i^{\partial} \cdot g_i \cdot U_{эт}\right] \quad (5)$$

$$U_0 = a_0^{\partial}(-U_{эт})$$

$$U_i = a_i^{\partial} \cdot U_{эт} \qquad (i = \overline{1,n}) \qquad (6)$$

$$U'' d_1 = md\left[g_0 \cdot U_0 + \sum_{i=1}^{n} g_i \cdot U_i\right]$$

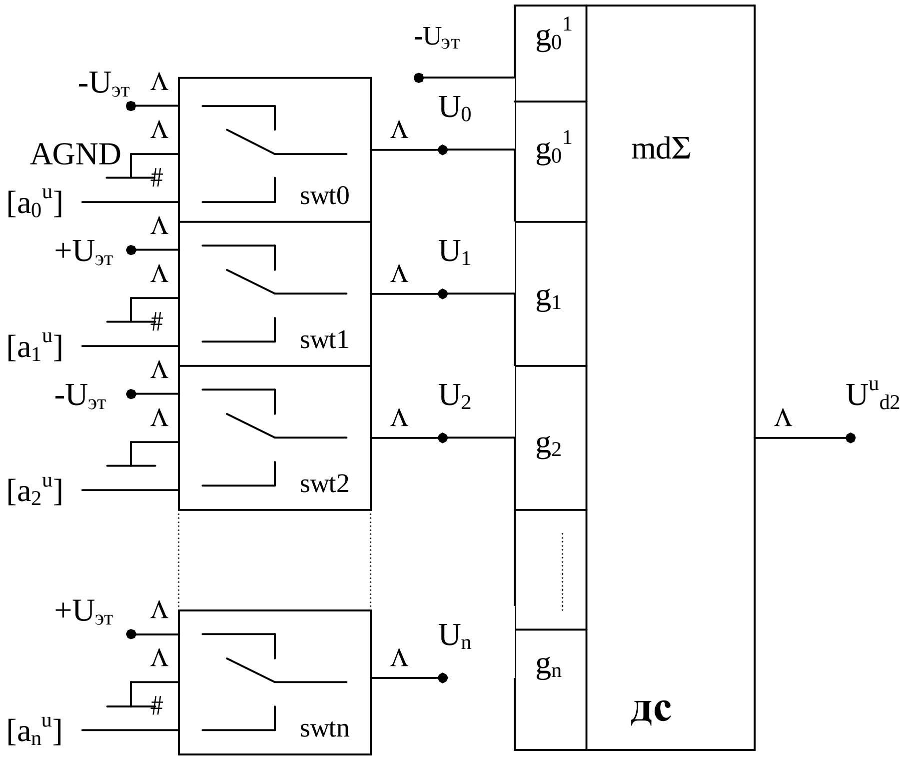
А для смещения кода – отличие от ДК: инверсия знакового разряда.

$$A_2'' = -g_0^1 + \overline{a_0''} \cdot g_0^1 + \sum_{i=1}^{n} a_i'' \cdot g_i \qquad (7)$$

$$U''d_2 = md \cdot A_2'' \cdot U_{эт} = md\left[(-U_{эт}) \cdot g_0^1 + \overline{a_0''} \cdot g_0^1 \cdot U_{эт} + \sum_{i=1}^{n} a_i'' \cdot g_i \cdot U_{эт}\right] \quad (8)$$

$$\begin{cases} U_0 = \overline{a_0''} \cdot U_{эт} \\ U_i = a_i'' \cdot U_{эт} \qquad \left(i = \overline{1,n}\right) \\ U''d_2 = md\left[g_0^1(-U_{эт}) + g_0^1 \cdot U_0 + \sum_{i=1}^{n} g_i \cdot U_i\right] \end{cases}$$

Это БПКН с фиксированным смещением (этот вариант используется чаще):



Сх 3

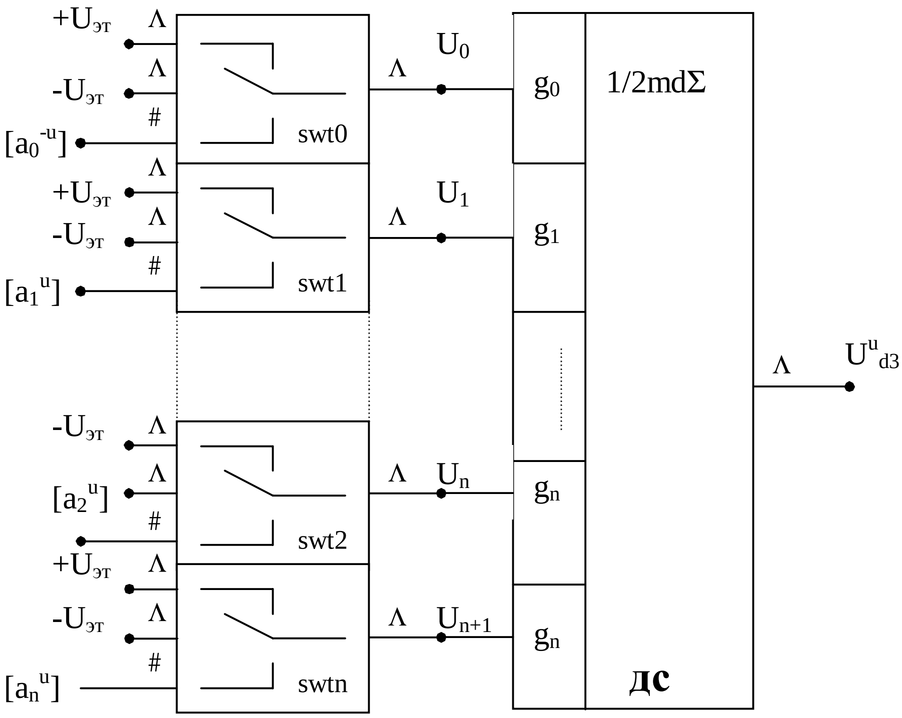
$$A_3'' = \frac{1}{2}\left[\left(\overline{a_0''} - a_0''\right)g_0 + \sum_{i=1}^{n}\left(a_i - \overline{a_i}\right)g_i + \left(a_0'' - \overline{a_0''}\right)g_n\right] \quad (10)$$

$$(11) \quad U''d_3 = md \cdot A_3'' \cdot U_{эт} = md\left[\left(\overline{a_0''} - a_0''\right) \cdot g_0 \cdot U_{эт} + \sum_{i=1}^{n}\left(a_i'' - \overline{a_i''}\right) \cdot g_i \cdot U_{эт} + \left(a_0'' - \overline{a_0''}\right) \cdot g_n \cdot U_{эт}\right]$$

$$\begin{cases} U_0 = \left(\overline{a_0''} - a_0''\right) \cdot U_{эт} \\ U_i = \left(a_i'' - \overline{a_i''}\right) \cdot U_{эт} \qquad \left(i = \overline{1,n}\right) \\ U_{n+1} = \left(a_0'' - \overline{a_0''}\right) \cdot U_{эт} \end{cases}$$

$$U''d_3 = \frac{1}{2} md\left[g_0 \cdot U_0 + \sum_{i=1}^{n} g_i \cdot U_i + g_n \cdot U_{n+1}\right] \qquad (12)$$

БПКН с биполярным переключателем.



Сх 4

Биполярные ПКТ.

Если для построения БПКТ используют формулу А=…, т. е. структура к коммутации смещения, то для знакового разряда потребуется “-Uэт”, а для остальных - “+Uэт”. Но т. к. используются токи одной полярности, то такую структуру (в смысле А1 =…) не используют практически. Поэтому сразу перейдем к А2:

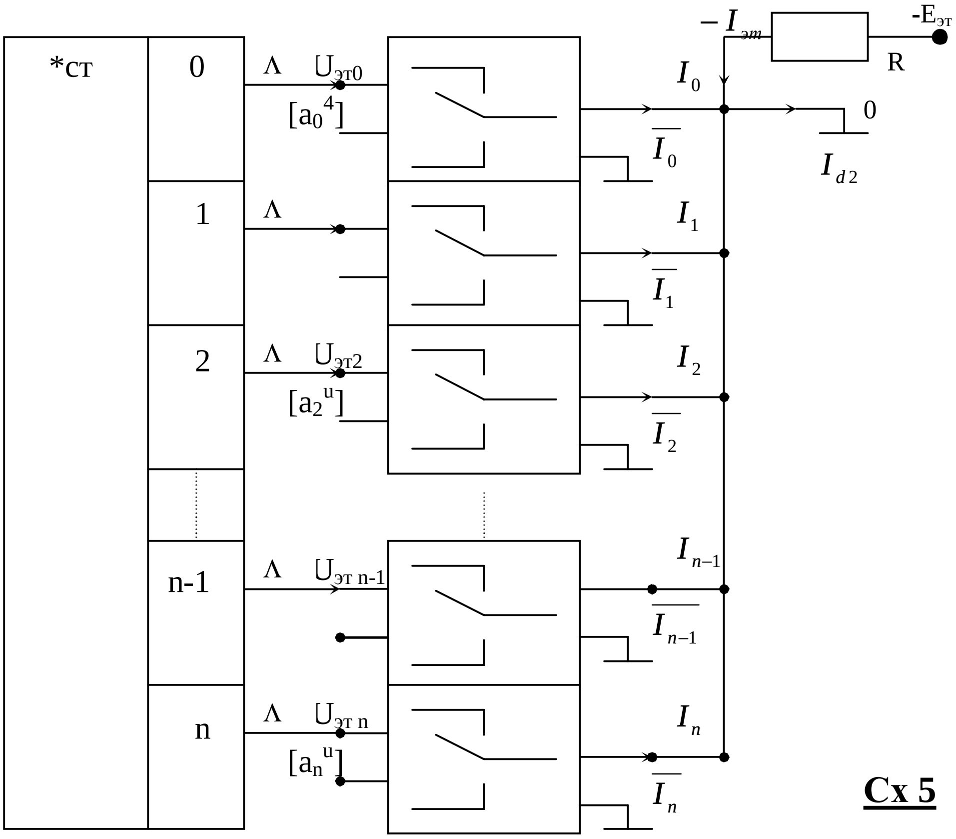
$$A''_2 = \left\{- g_0^1 + \overline{a''_0} \cdot g_0^1 + \sum_{i=1}^{n} a''_i \cdot g_i\right\} \qquad (13)$$

$$\Im'' d_2 = md \cdot A''_2 \cdot \Im_{эт} = md \cdot \left\{- g_0^1 \cdot \Im_{эт} + \overline{a''_0} \cdot g_0^1 \cdot \Im_{эт} + \sum_{i=1}^{n} a''_i \cdot g_i \cdot \Im_{эт}\right\} \quad (14)$$

$$\begin{cases} \Im_{эт0} = md \cdot g_0^1 \cdot \Im_{эт}; \\ \Im_{этi} = md \cdot g_i \cdot \Im_{эт} \qquad (i = 1, n) \\ \Im_0 = \overline{a''_0} \cdot \Im_{эт0} \\ \\ \Im_i = a''_i \cdot \Im_{эт1} \qquad (i = \overline{1, n}) \end{cases}$$

$$\Im'' d_2 = -\Im_{эт0} + \sum_{i=0}^{n} \Im_i \qquad (15)$$

Добавляем $[-\Im_{эт0}]$осуществляется на выходе, т. е. добавляется к однополярному току (выходному ПКМ).

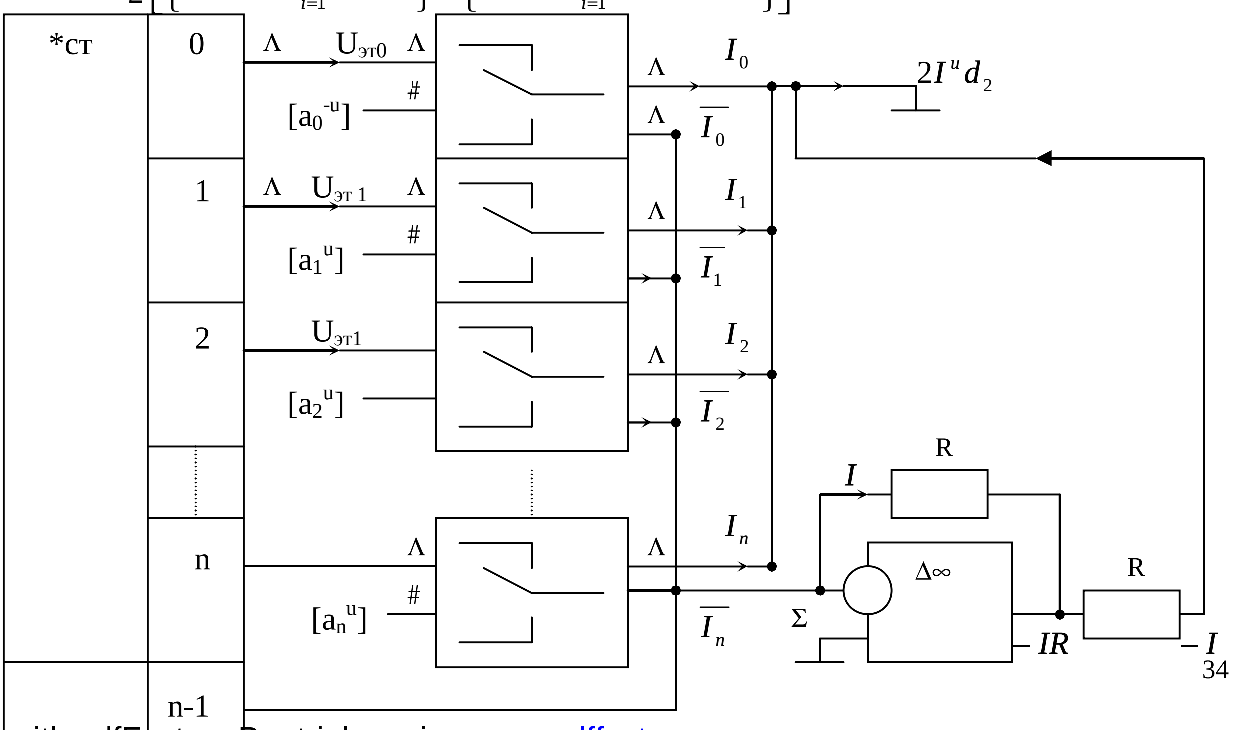


Сх 5

Тут в качестве формирователя токов может использоваться инверсное резистивное напряжение, т. е. может быть построен четырех квадратный умножающий ПКТ.

$$A_3^{\partial} = \frac{1}{2}\left\{\left(\overline{a_0^{\partial}} - a_0^{\partial}\right)\cdot g_0 + \sum_{i=1}^{n}\left(a_i^{\partial} - \overline{a_i^{\partial}}\right)\cdot g_i - g_n\right\} =$$

$$= \frac{1}{2}\left[\left\{\overline{a_0^{\partial}}\cdot g_0 + \sum_{i=1}^{n} a_i^{\partial}\cdot g_i\right\} - \left\{\bar{a}\cdot g_0 + \sum_{i=1}^{n}\overline{a_i^{\partial}}\cdot g_i + g_n\right\}\right] \qquad (16)$$



Нелинейные операционные блоки

$$y_2 = f(y_1)$$
$$y_3 = f(y_1, y_2)$$

Из всех операций выд. множ-но-делит., базов. из которых имеют вид:

$$y_{F1} = y_r^2; y_{F2} = \sqrt{yr}; y_m = y_r \cdot y_e; y_d = \frac{y_r'}{y_e};;$$

Все множительно-делительные операции моделируют с помощью отдельных множительно-делительных блоков (МДБ).

Функциональные преобразователи

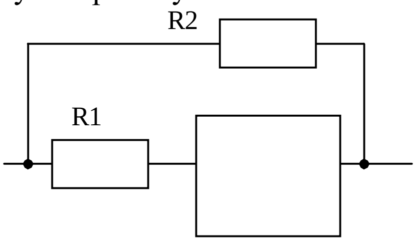
Рассмотрим те, которые моделируют функцию одной переменной, т. к. остальные (вернее их метод построен на основе апроксимации функций).

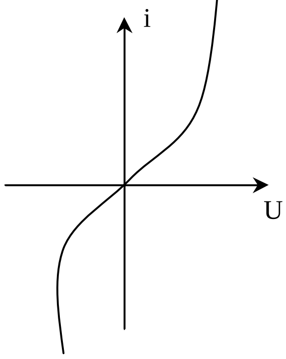
ФП: 1) универсальные;

2) специализированные.

Универсальная – позволяет моделировать широкий класс функций (но все равно ограниченный) и его моделирующая характеристика может быть изменена.

Большинство электронных ФП основано на принципе кусочно-линейной аппроксимации и состоит из линейных и нелинейных элементов. Хотя есть ФП, используют естественные нелинейные характеристики. Т. е. часто используют нелинейное сопротивление. Например: нелинейные карборундовые сопротивления, которые имеют нелинейную вольтамперную характеристику, по виду, похожую на кубическую параболу, но каждая ветвь напоминает квадратичную параболу:





Естественно, более узкий класс функций может быть воспроизведен таким образом.

Специализированные – моделируют конкретную нелинейную зависимость, и его моделирующая характеристика не может быть изменена за счет перестройки (т. е. жесткая внутренняя структура).

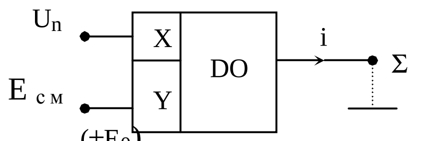
Диодные ограничители

Аналоговый нелинейный элемент, моделирующий элементарную нелинейную характеристику, т. е. линейную с ограничением.

Т. о. Характеристика представляет собой ломаную линию из вертикальных и горизонтальных участков.

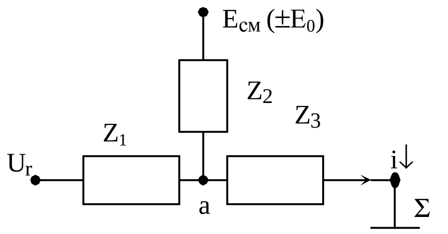
Иногда используют ДО не из одного, а из двух ограничений (тогда три участка). Если уровень ограничения равен нулю, то такой частный случай ДО называют диодным элементом.

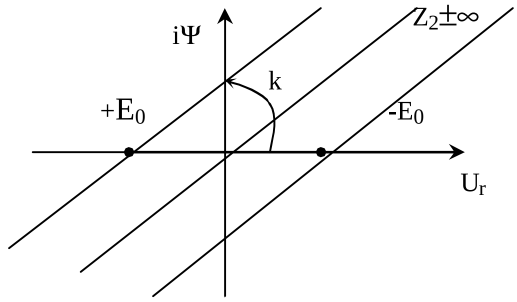
Наиболее часто используются диодные токовые ограничители с токовым входом:



В состав ДО входят (±E0) резисторы, источник опорного напряжения (но, как правило, подключаются извне).

Рассмотрим базовую схему трех полюсного линейного элемента:





$$U_a = \frac{U_r \cdot \frac{1}{Z_1} + E_{см} \cdot \frac{1}{Z_2}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}}; \qquad i_y = \frac{U_a}{Z_3};$$

$$i_y = \frac{U_r \cdot \frac{1}{Z_1} + E_{см} \cdot \frac{1}{Z_2}}{\left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3}\right) \cdot Z_3} = \frac{1}{Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_2}}\left[U_r - \left(-\frac{Z_1}{Z_2}E_{см}\right)\right] = R(U_r - E_x),$$

где $K = \dfrac{1}{Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 \cdot Z_3}{Z_2}}; E_x = -\dfrac{Z_1}{Z_2}E_{см};$

где $R \geq 0$

если $E_{см} = +E_0$, то $E_x < 0$– отложили на графике

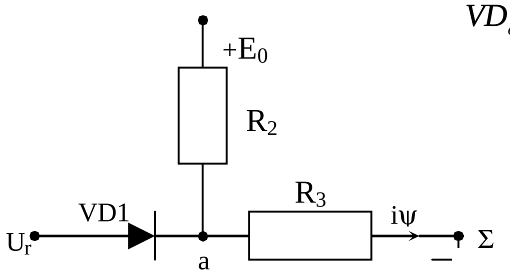
если $E_{см} = -E_0$, то $E_x > 0$– отложили на графике

Чтобы линия проходила через начало координат, необходимо, либо $Z_2 = \infty$, либо $E_{см} = 0$. Обычно используют первый вариант, тогда элемент из трехполюсного становится двухполюсным.

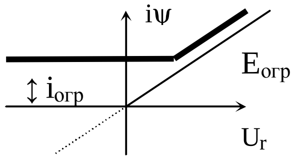
Из линейного элемента различные ДО получается за счет подключения диода (-ов). Если подключить во вход цепь и-или выходы, то ДО – последственного типа.

Если подключить в цепь смещение, то ДО - параллельного типа. Если диод подключить во вх. или в цепь смещения, то подключаем вместо резистора. Если диод открыт, то пренебрегаем падением напряжения, т. е. считаем, что $R_д = 0$. Если закрыт, то $R_д = \infty$, т. е. отличие реальных характеристик от идеальных обуславливает погрешность.

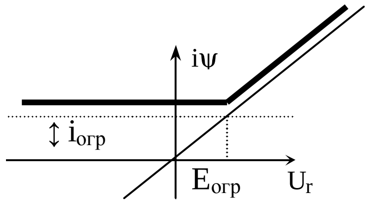
1) ДО с диодом во входной цепи



$$VD_{открыт}\begin{cases}K^0 = \dfrac{1}{R3}\\ E_x^0 = 0\end{cases}$$



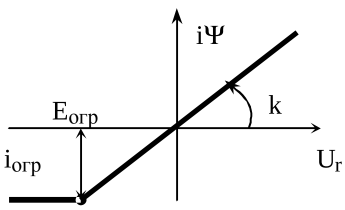
$$VD_{закрыт}\begin{cases}K^з = 0\\ E_x^з \Rightarrow -8\end{cases}$$



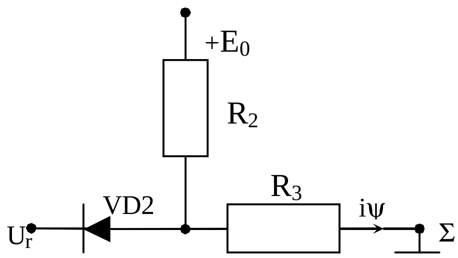
$E_{огран} = E_0 \cdot \dfrac{R_3}{R_2 + R_3}$, получим ломанную из двух участков. Опорное напряжение отрицательно, тогда характеристика:

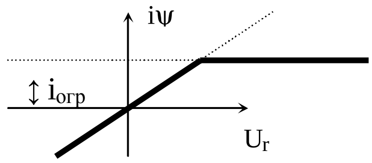
$$\text{VД откр.}\; i_{огр} = -\frac{E_0}{R_2 + R_3};$$

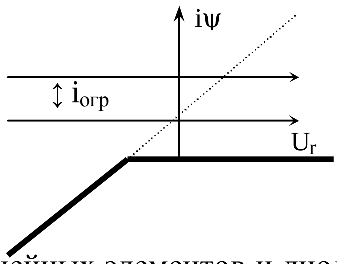
$$\text{VД закр.}\; E_{огр} = -E_0 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$



А теперь диод в обратном направлении, а опорное напряжение положительно: Eo>0

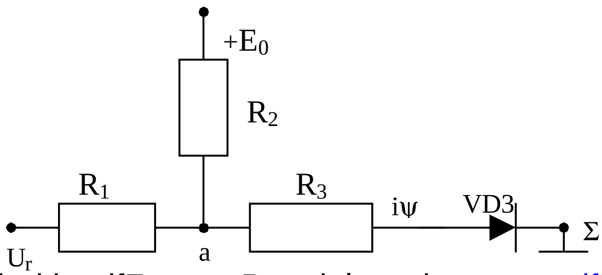






Правило: если в $\forall$ схеме, которая состоит из линейных элементов и диодных ограничений, изменить одновременно напряжение включателя всех диодов на противоположные, и полярности всех опорных напряжений на противоположное, то характеристика может быть получена, из исходной характеристики зеркальным отображением относительно (0;0).

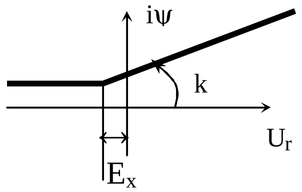
1) ДО послед. типа с диодом в выходной цепи



При включении диода в выходную цепь в прямом направлении, характеристика, расположенная в верхнем полупроводнике, не изменится (i_y), а характеристика в нижней полуплоскости отсекается:

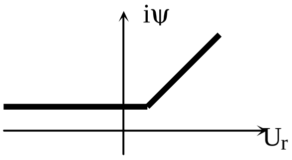
$$K = \frac{1}{R_1 + R_3 + \frac{R_1 R_3}{R_2}} \qquad \left(k = \frac{1}{R_1}\right)$$

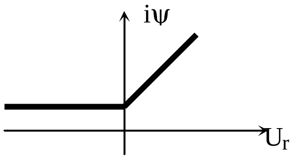
$$i_{огр} = 0; E_{огр} = E_x; E_x = -\frac{R_1}{R_2} E_0;$$



т. к. уровень ограничения равен нулю, то это диодный элемент. При $R_3 = 0 \Rightarrow k = \max \Rightarrow$ такой вариант называется трехполюсным диодным элементом с потенциально заземленным диодом.

При Eo = -Eo: При R2 $\to \infty$; Eo = -Eo.





При обратном включении диода характеристика в нижнем полупроводнике не изменяется, а отсекает верхнюю полуплоскость.

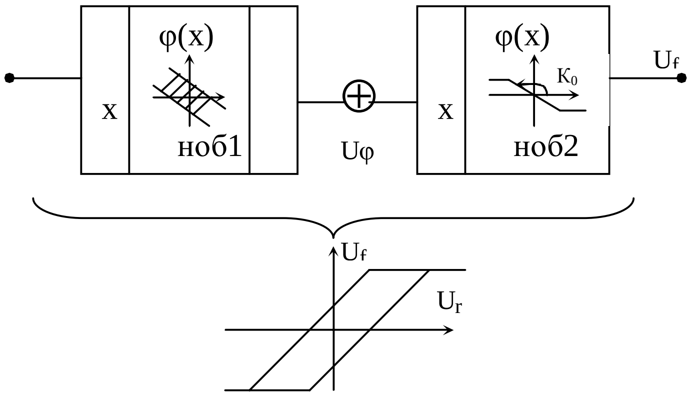
Если диодный элемент используется в специализированном функциональном преобразовании, тогда для этого диодного элемента заданы значения $E_{огр}$ =….. и k =…..

Обычно, в этом случае $R_3 = 0$, тогда $E_{огр} = -\frac{R_1}{R_2} E_{см} \to (\pm E_{см});$; $k = \frac{1}{R_1}$

Если ДО используется в универсальной ФП, то моделирующая характеристика ФП может быть изменена за счет перестройки →(необходимо иметь возможность изменять значения $E_{огр}$ и k у ДО, т. е. должны иметь две регулировки).

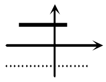
<u>Моделирование гистерезиса</u>

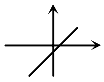
Характеристика



Диодные универсальные функциональные преобразования

Для $c_0 = 0$, будут следующие элементы:

1) линейные элементы моделирующие начальное значение («F(0)»); 

2) моделирование начал. наклон («kc»); 

3) моделируемый элемент нелинейного характера;

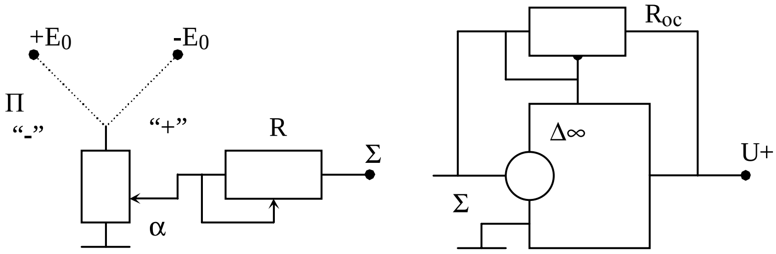
4) сумматор на соответствующее число входов.

Раз это УФП его характеристика может перестраиваться, не только значение, но и знак, и квадрант.

Первый линейный элемент:

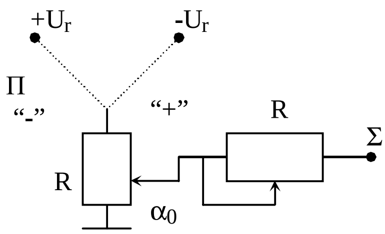
П меняет знак

α - плавно
R - скачками

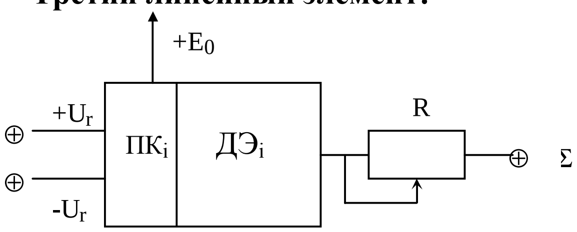


Второй линейный элемент:

В состав входит входной инвертор, чтоб получить – Ur



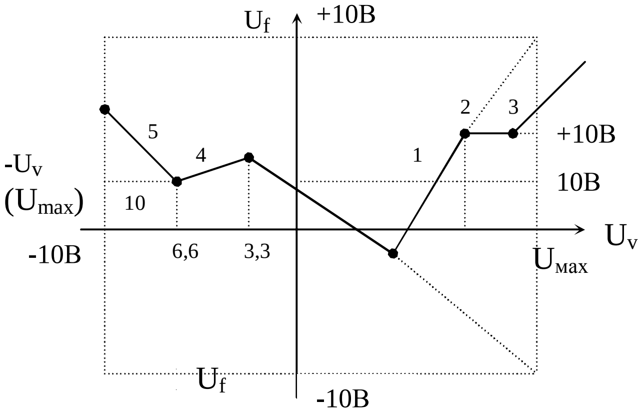
Третий линейный элемент:



Теоретически, есть три способа изменения квадратных характеристик диодных элементов:

1) инвертор на входе зеркально ОУ;
2) инвертор на выходе зеркально ОХ;
3) одновременное изменение направлений диода и полярности опорного.

Карта настройки диодного ограничительного функционального преобразвания



Вся ломанная линия, после аппроксимации масштабирования, должна находится внутри квадрата Umax Umax, с центром в начале координат .

ДУФН

Вид функции F(x)		“F(0)”	“k x”	ДЭ			
				1	2	3	4
Знак от F(0) квандрант диодного элемента		+	-	1	1V	1	111
Ограничение (Еогр i)				5,3	6,0	7,2	-6,6
Набор “F(0)”	Ur	+10В	+10В	+10В	+10В	+10В	-10В
	Uf	+3В	-6,6В	+6,6В	+10В	+4,8	2,6

Предполагаем, что аппарат трехдекартный при шкале 10В окр. счет 0,001В.

При настройке контроль не характеристику настроенного элемента, а сумматоров предыдущего, включая рассматриваемый.

В момент настройки линейного участка, существует не только этот участок, но и его продолжение. Поэтому, мы можем указать координатные точки, не той точки на линейном участке, а координатные точки пересечения продолжения с одной из сторон квадрата.

Если $c_0 = c_{min}, c_0 = c_{max}$, то в этом случае переключателей знака и квадрантов ДУФП нет.