

Конспект лекций по аналоговой микросхемотехнике

Смирнов В.Ю. А8-11

1 сентября 2010 г.

Оглавление

1	Введение	3
2	Аналоговые интегральные микросхемы	5
2.1	Основные понятия	5
2.1.1	Граница между аналоговой и цифровой схмотехникой	5
2.2	Применение аналоговых схем	6
3	Элементы теории сигналов	7
3.1	Основные определения	7
3.2	Основные формулы	7
3.2.1	Обобщенный ряд Фурье	8
3.2.2	Ряд Фурье	8
3.3	Понятие о дельта-функции Дирака $\delta(x)$	9
4	Обозначения элементов	11
4.1	Пример	11
4.2	Базовые элементы	11
4.2.1	Резистор	11
4.2.2	Индуктивность	12
4.3	Трансформатор	12
4.3.1	Как делаются	13
4.3.2	Как делаются	13
4.4	Активные элементы	13
4.4.1	Диод	13
4.4.2	ВЛТ	13
4.4.3	FET-транзистор	14
4.4.4	МОПТ	14
4.5	Задачи	17
4.5.1	Токовое зеркало	17
4.5.2	Усовершенствованное токовое зеркало Видлара	18
4.5.3	Токовое зеркало Wilson'a	18
4.5.4	Усовершенствованное токовое зеркало Wilson'a	19
4.5.5	Токовое зеркало с многоэмиттерным транзистором	19
4.5.6	Схемы на МОП-транзисторах	20
4.5.7	Расчет схемы на ОУ	22
4.6	Чему равно K_u максимальное?	23
5	Спектр непериодического сигнала	25
5.1	Аналогоцифровые преобразования	26
5.2	Спектр прямоугольного видеоимпульса	27
5.3	Спектр прямоугольного видеоимпульса	27
5.4	Шум квантования	27
6	Восстановление сигнала по выборкам	28
6.1	Спектр дискретного сигнала	28
7	Теорема Котельникова	31
7.1	Сигнал с компактным спектром	31
7.2	Стробоскопические преобразования	31
7.3	Сигнал с компактным спектром	32

8	Приближение к критерию Найквиста и теоремы Котельникова	33
8.1	Сигнал с компактным спектром	33
8.1.1	Пример	33
8.1.2	Пример	33
8.2	Передискретизация	34
8.3	Апертурные погрешности	35
8.3.1	Факторы, характеризующие погрешность	35
8.3.2	Метод снижения апертурной погрешности	36
8.3.3	Откуда берется	37
9	ЦАП	38
9.1	Основные понятия	38
9.2	Методы восстановления	38
9.3	Передаточная характеристика ЦАПа	40
10	Лирическое отступление	41
11	Принцип обратной связи	42
11.1	Устойчивость	42
11.2	Влияние обратной связи на АЧХ	43
11.3	Заголовок. Что-то про системы обратной связи, бифуркации и пр. ересь	44
11.4	Критерий Боде (на примерах)	45
11.4.1	Угадывание типа обратной связи	45
11.4.2	Параметры устройств с ОС	45
12	Эффект Миллера	48
13	Дифференциальный каскад	51
13.1	Расчет ДК на полевых и МОП транзисторах	53
13.1.1	МОПТ	53
13.1.2	ФЕТ	53
13.2	Анализ ДК для малого сигнала на примере БТ	53
13.2.1	Пример	57
14	Каскады аналоговых ИМС	58
14.1	Каскады АИМС	58
14.1.1	Модификации дифференциального каскада	58
14.2	Промежуточные каскады	64
14.2.1	Быстродействие	65
14.2.2	Порядок проектирования	67
14.3	Классификация усилителей	68
14.3.1	VFOPA	68
14.3.2	SFOPA	69
14.4	интегральные компараторы (КН)	69
14.4.1	Сравнение операционного усилителя с компаратором	70
14.4.2	Пример	71
14.4.3	Быстродействие	72
14.4.4	Применение компараторов	72
14.4.5	Триггер Шмитта (Schmitt)	74

Глава 1

Введение

Будет 2 контрольных работы, похожих на тест. Контроль посещаемости будет раз в 3-4 недели, начиная с “через занятие”. Будет 2-3 лабораторных работы. Для досрочной сдачи нужно:

1. Работа на семинарах, домашние задачи, контрольные
2. Возможно сделать конспект лекций и в результате после небольшого собеседования получить экзамен автоматом

Контактная информация: *micro.nano@yandex.ru*

Литература

- [1] Алексенко А.Г., Шагурин И.И, «Микросхемотехника»
- [2] Тице, Шенк, «Полупроводниковая схемотехника»
- [3] Хорвиц, Хилл, «Искусство схемотехники», лучше многотомник
- [4] С. Соклов, «Аналоговые интегральные схемы»
- [5] Манаев, «Основы радиоэлектроники», 1990
- [6] Дж. Конолли, «Аналоговые интегральные схемы»

Глава 2

Аналоговые интегральные микросхемы

2.1 Основные понятия

Аналоговая величина (аналоговый сигнал) - вторичная величина, которая представляется в виде некоторого электрического параметра (тока или напряжения), которая служит мерой некоторой первичной величины, имеющей какую-то физическую природу.

Мир в основном аналоговый, но имеем дело мы чаще с цифровой техникой. Рассмотрим радиоканал. На входе - звуковой сигнал – аналоговая величина. Микрофон преобразует в электрический сигнал, потом он преобразуется в цифровой сигнал. Затем он модулируется в аналоговый сигнал. Этот сигнал принимается антенной приемника, который преобразует его в цифровой сигнал, а затем выдает на динамики – уже аналоговый сигнал.

В основном весь мир - аналоговый. Результат же представляется или в цифровом или в аналоговом виде. По сути определение, данное выше слишком общее. Соотношение между аналоговым и цифровым сигналом слишком общее, поэтому далее мы будем его уточнять.

2.1.1 Граница между аналоговой и цифровой схмотехникой

Когда аналоговый сигнал становится цифровым? Тогда, когда мы вводим понятие уровня логического нуля и логической единицы. Преобразование аналогового сигнала - сверхнелинейное преобразование.

В САПРе логические и цифровые элементы считаются разными методами. Аналоговые - обычно PSpice, а цифровые - exSpice. При подключении в цифровые схемы аналоговых элементов (например резистора), САПР автоматически подключает перед ним ЦАП и уже считает с его учетом.

Рассмотрим некоторое сообщение.

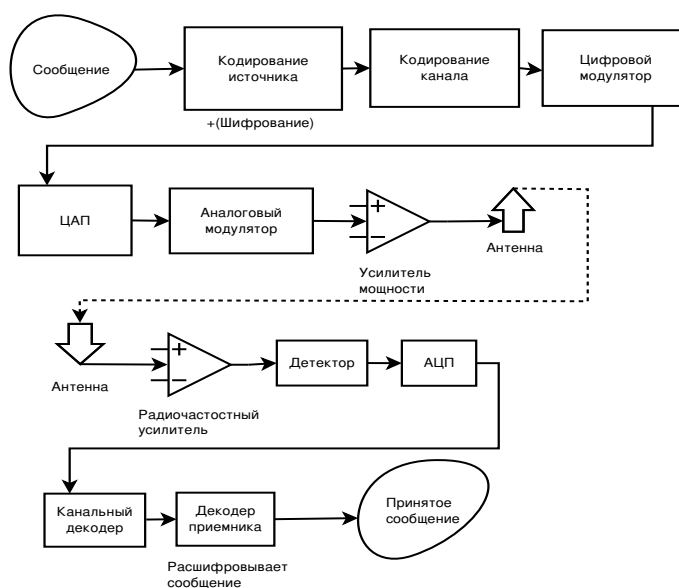


Рис. 2.1: Сообщение

Свойства канала передачи будут влиять на вероятность достоверной передачи информации. Для этого Шенон предложил целую теорию передачи информации.

$$V = \Delta F \log\left(1 + \frac{P_c}{P_{sh}}\right)$$

V - скорость передачи информации, P - мощность.

Используют кодирование. Код разрезают на части и сформировывают в матрицу, иногда несколько раз (по строкам и столбцам).

В случаи кодирования помеха распределяется по сигналу и ущерб меньше.

Есть различные методы модуляции. Например 64QAM(амплитудно-фазовая модуляция). Каждый символ характеризуется точкой (называют «созвездием»). 6 нулей и единиц кодируется одним символом.

Цифровой модулятор — позволяет передавать по аналоговому каналу больше информации.

Аналоговый модулятор — Для GSM несущая частота 270КГц, а затем сдвигается в 900/1800МГц. Нужен для того, чтобы передавать сигнал волной.

Место аналоговых схем - ЦАП, Аналоговый модулятор, усилитель, источник питания, детектор.

Сигнал — сообщение, развернутое во времени.

2.2 Применение аналоговых схем

1. Аналоговые схемы служат интерфейсом между источником аналоговых сигналов и цифровыми средствами обработки. Например датчики физических величин и измерительными системами.
2. Источники питания
3. Высокочастотные части радиосхем
4. Все, что генерирует ток и напряжение. Цифровые схемы могут только управлять.

Глава 3

Элементы теории сигналов

3.1 Основные определения

Пространство цифровых сигналов называется пространством Хэмминга. В пространстве Хэмминга, расстоянием между двумя сигналами называют количество несовпадающих битов двух цифровых сигналов. Если два сигнала одинакового объема совпадают, то расстояние между ними равно нулю. В данном пространстве есть множество операций, но это тема прошлого семестра

Пространство Гилберта — пространство непрерывных аналоговых сигналов.

3.2 Основные формулы

Пусть у нас есть множество сигналов $x(t)$. Для этих сигналов можно определить понятие нормы:

$$\|s\| = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt}$$
$$E = \|s\|^2$$

$\rho(u, v) = \|u - v\|$ - расстояние между сигналами

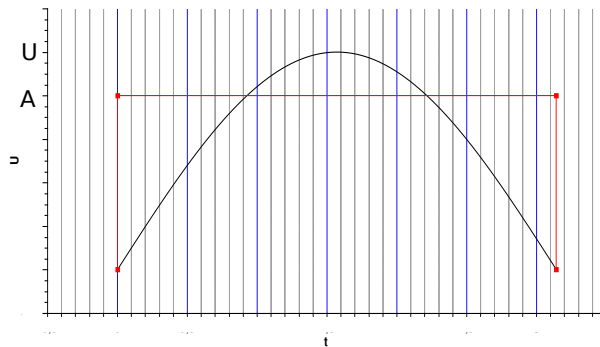


Рис. 3.1: ДЗ №1. Найти A такое, чтобы расстояние между двумя сигналами было минимальным

Решение: В промежуточных вычислениях использовался программный пакет Maxima.

$$\rho(U, v) = \rho(U \sin t, A) = \sqrt{\int_0^T (U \sin t - A)^2 dt} =$$
$$\sqrt{\frac{\pi U^2}{4} - 2AU + \frac{\pi A^2}{2}}$$
$$\frac{d\rho}{dA} = \frac{\pi A - 2U}{2 \sqrt{\frac{\pi U^2}{4} - 2AU + \frac{\pi A^2}{2}}}$$

$$\frac{d\rho}{dA} = 0 \Rightarrow A = \frac{2U}{\pi}$$

$(u, v) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t)dt$ - скалярное произведение
 $u(t)$ и $v(t)$ ортогональны, если $(u, v) = 0$.

3.2.1 Обобщенный ряд Фурье

Любую функцию можно представить как сумму \sin и \cos с разными коэффициентами. В начале Фурье не поняли и подняли на смех, но в начале XX века оказалось очень удобным использовать такой метод модуляции. В современных мобильных телефонах (CDMA, UMTS) используются уже модифицированные функции Уолша. То есть, ряд Фурье это не единственный базис ортогональных сигналов.

Фурье предложил раскладывать сигнал:

$$S(t) = \sum_{i=0}^{\infty} C_i U_i(t)$$

Самое главное, на что стоит обратить внимание в данной формуле, это бесконечность. Это показывает, что реальную функцию можно представить в виде этого ряда лишь приближенно. Чем быстрее меняется функция, тем больше нужно членов.

3.2.2 Ряд Фурье

Любой сигнал имеет две дуальные, абсолютно равноправные формы представления. Он представляется либо в виде функции времени, либо в виде спектра. Спектр - зависимость сигнала от частоты. Мы не можем всегда сопоставить временной зависимости спектр сигнала (например для случайного сигнала). Но известно, что такой спектр есть. Для случайного сигнала есть лишь вероятностные методы получения спектра.

Рис. 3.2: Типы представления сигнала

Отрицательные частоты нужны для сдвига. С точки зрения математики они допустимы, хотя с точки зрения физики таких не существует. Они делают некоторые операции с сигналами более изящно. Поэтому мы рассматриваем сигналы как математический объект.

Ряд Фурье определен для периодического сигнала. Периодический сигнал это такой сигнал, для которого выполняется $U(t) = U(t + T)$

Любой периодический сигнал можно представить в виде:

$$U(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} C_n e^{jn\omega_1 t}, \text{ где } C_n - \text{коэффициенты ряда Фурье:}$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) e^{-jn\omega_1 t} dt \quad \omega_1 - \text{фундаментальная частота.}$$

$2\omega_1$ - вторая гармоника

$3\omega_1$ - третья гармоника

$$C_0 = U_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} U(t) dt$$

Рис. 3.3: Среднее

Пример

Рис. 3.4: Пример

Разложить в ряд Фурье.

$$C_n = \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A e^{-jn\omega_1 t} dt = \frac{A\tau}{T} \frac{\sin \pi n F_1 \tau}{\pi n F_1 \tau}$$

$$F_1 = \frac{\omega_1}{2\pi} = \frac{1}{T}$$

$$U_o = \frac{A}{q} = \frac{A}{2}$$

$$q = \frac{T}{\tau}$$

Рис. 3.5: График $\sin(x)/x$

Если мы хотим иметь подробную информацию о процессе, иголки должны быть максимально близко – то есть мы должны долго наблюдать данный процесс. В современном оборудовании используют для радиосвязи Моноцикл Гаусса – очень широкий спектр, позволяет свести мощность передатчика до минимума, потому что из-за очень широкой полосы очень тяжело подавить сигнал помехами.

Если мы хотим, чтобы сигнал имел узкую частотную полосу, нужно сглаживать фронты (создает меньше помех).

Запишем полученную штуку не в общем виде, а для миандра:

$$U(t) = A \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} (\cos \omega_1 t + \frac{1}{3} \cos 3\omega_1 t + \dots) \right]$$

В Миандре нет четных гармоник.

В качестве домашнего задания можно потренироваться на какой-нибудь функции, например на экспоненциальной или треугольной. Интеграл аналитически берется не для всех функций.

3.3 Понятие о дельта-функции Дирака $\delta(x)$

У нее много определений. Кто-то определяет как производную от ступеньки, но нам это не принципиально. Основное свойство дельта-функции – стробирующее(фильтрующее):

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(x - a) f(x) dx = f(a)$$

Форма дельта-функции математически не определена. У нее два свойства:

1. Площадь под дельта-функцией = 1
2. Фильтрующее свойство. Если поставить функцию в некую точку a , результатом операции будет $f(a)$

Рис. 3.6: Площадь дельта-функции

Рис. 3.7: Фильтрующее свойство

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin t}{t} dt = \pi$$

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

$\frac{1}{2\pi}$ не имеет значения. Этот коэффициент роли не играет

$$\delta(t) = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\sin nt}{t}$$

$U_1(t) * U_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(\tau)U_2(t - \tau)d\tau$ - свертка. Переход от частоты ко времени - переход от умножения к свертке. Похожей на свертку является функция корреляции (отличается тем, что знак плюс под интегралом):

$$corr(U_1(t), U_2(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} U_1(\tau)U_2(t + \tau)dt$$

Радиолокатор запустил импульс, который вернулся потом назад. Но приемник радиолокатора принимает импульс с помехами. Чтобы понять где импульс, используют корреляционный анализ.

Рис. 3.8: Прямоугольный импульс

Рис. 3.9: Функция корреляции

Рис. 3.10: Функция корреляции

Глава 4

Обозначения элементов

Рис. 4.1: Обозначения элементов

Если мы к батарейке присоединим малый резистор (порядка миллиом), то батарейка будет вести себя как источник тока – её характеристики определяются внутренним сопротивлением.

Поэтому вводят понятие чувствительности – зависимость выходного напряжения от тока нагрузки:

$$S_i^U = \frac{\frac{\Delta U}{U}}{\frac{\Delta i}{i}}$$

4.1 Пример

Рис. 4.2: Обозначения элементов

$$U_n = E \frac{R_n}{R_n + r} S = \frac{dU_n}{\frac{di_n}{i_n}} = \frac{dU_n}{di_n} \frac{i_n}{U_n}$$

В первом приближении, со стороны коллектора, транзистор является источником тока. В первом приближении - потому, что меняется толщина базы, появляется эффект Эрли.

На самом деле существует 4 базовых элемента, но мемристор мы не рассматриваем.

4.2 Базовые элементы

4.2.1 Резистор

- R. $U = RI$ Что делать, если в схеме есть нелинейный элемент, например диод? Нельзя говорить ни о каком другом сопротивлении диода, кроме как о дифференциальном. Поэтому, говорят, что у диода есть только ВАХ, которая может быть линеаризована в каждой конкретной точке, а значит:

$$r_d = \left. \frac{dU}{di} \right|_{I=I_{раб}}$$

Пока рабочая точка не сдвинется очень далеко, мы можем считать сигнал малым. Иногда это миллиамперы, иногда амперы, а иногда и сотни ампер – все зависит от условий. Малый сигнал – сигнал, не выводящий систему из положения рабочей точки.

Пример

Рис. 4.3: Пример 1.

Что нужно присоединить к резистору r , чтобы увеличить напряжение на нем?

Рис. 4.4: Пример 1, решение

Что такое отрицательное сопротивление? Это на самом деле положительная обратная связь.

$$R_{\text{э}} = \frac{R_1 R_1}{R_1 - R_1}$$

В дальнейшем будем обозначать маленькими буквами производные параметры, а большими - режимные. Например:

$$i = \frac{dU}{dI}$$

Рис. 4.5: Резисторы

Раньше использовали полосатые резисторы. Сейчас они используются SMD-резисторы (Surface Mount Device).

Обозначают: 27, 27R - 27 Ом.

2к7 - 2700Ом, 1,0 - 1МОм или 1КОм смотря по смыслу. В новом ГОСТ - 3М3 - 3.3МегаОм.

Для SMD: 473 - первые 2 цифры номинал, третья - количество нулей. 473 = 473000Ом.

Размеры резистора: 0403 - 0.04x0.03 дюйма.

Рассмотри схему:

Рис. 4.6: Резисторы

Переключатель «дергается» туда-сюда с частотой f_d :

$$i_c = C \frac{dU_c}{dT} \Rightarrow \Delta i_c = C \frac{\Delta U_c}{T_d} r_c = \frac{\Delta U_c}{\Delta i_c} = \frac{T_d}{C} = \frac{1}{f_d C}$$

Такая схема будет эквивалентна резистору с сопротивлением r_c

4.2.2 Индуктивность

Основное уравнение: $U_\alpha = \alpha \frac{di_L}{dt}$; $Z_i = p\alpha$

Рис. 4.7: Спектр

Рис. 4.8: Спектр

После размыкания ключа, энергия превратится в ЭМ-колебания и световую энергию. Ток нарастает в индуктивности линейно. Есть резистор - экспоненциально.

4.3 Трансформатор

Рис. 4.9: Спектр

У обычных полоса пропускания десятки МГц, у высокочастотных выше.

Рис. 4.10: Эквивалентная схема

L_m - индуктивность намагничивания, характеризующая взаимную индуктивность. Первая - первичная. Вторая - вторичная

Пинч-резистор по сути очень плохой полевой транзистор.

Основное уравнение конденсатора: $i_c = C \frac{dU_c}{dt}$; $Z_c = \frac{1}{pC}$

Рис. 4.11: Эквивалентная схема

4.3.1 Как делаются

Рис. 4.12: Эквивалентная схема

Типичные емкости 30фФ-150пФ. Можно измерить до цента-фарадов. Для дискретных от 0.3пФ до 100000мкФ.

4.3.2 Как делаются

Рис. 4.13: Схема, по которой удобно считать трансформатор

4.4 Активные элементы

4.4.1 Диод

Рис. 4.14: Вид диода.

Рис. 4.15: ВАХ диода

$$I_d = I_0 e^{\frac{U_d}{m\phi_T}}$$

Чему равна ВАХ диода при $I_0 = 1 \text{ фА}$, $I_d = 100 \text{ мкА}$; $U_{бэ} = U_d = \phi_T \ln \frac{10^{-4}}{10^{-15}} = \phi_T \ln 10^11 = 11\phi_T \ln 10 \simeq 24\phi_T \simeq 600 \text{ мВ}$

Зависимость очень хорошая и отклонения происходят только в рабочей области.

U^* – напряжение пробоя. Существует температурный коэффициент напряжения пробоя (ТКНП).

Рис. 4.16: Зависимость ТКНП от температуры

Возникает сразу желание сделать источник тока, который слабо зависит от температуры.

Рис. 4.17: Стабилитрон

Делают стабилитрон, но чтобы работать при нормальной температуре, нужно напряжение в районе 6.7В, а таких питаний в схеме нет, очень редко питание превышает 5В.

$E_0 \simeq 1.22$ – экстраполированное значение ширины запрещенной зоны

$$U_d(T) = E_0 - T \frac{E_0 - U_{д0}}{T_0}; \frac{dU_d}{dT} = -2 \text{ мВ/град}$$

4.4.2 ВJT

Есть почти динейный участок. $\beta = h_{21э} = \left. \frac{dI_r}{dI_б} \right|_{I_к}$

Раньше было напряжение Эрли, но для маленьких современных транзисторов это не имеет смысла. Но в нашем случае мы можем пользоваться этим понятием.

$$\frac{U_{бэ}}{U_{отс}}$$

Для не «извращенных» транзисторов ток коллектора зависит от базы экспоненциально $I_k = I_{k0} e^{\phi_T}$

Типовые величины:

$$U_{кэмакс} \sim 2..36В$$

$$U_{кэмдиск} \sim 1.5кВ$$

$$\beta_{npn} \sim 100 - 500В$$

$$\beta_{ppn} \sim 100В$$

Есть подложочные ррр транзисторы, но у него характеристики не лучше, чем у боковых, а даже хуже (лучше при малых токах)

4.4.3 ФЕТ-транзистор

Очень сложен в создании – по сути накрученный пинч-резистор. Для него нужна специальная технология.

Это очень важный элемент для аналоговых схем. Без него нельзя сделать, например, зарядочувствительный усилитель. У специально сконструированных ФЕТ-транзисторов, входной ток может достигать десятков фА, то есть несколько сотен электронов в секунду – это лучший показатель.

Задача 1

$g_m = \frac{dI_c}{dU_{зи}}; I_{ch}; I_c = I_{CH}(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}})^2$. В спайсе есть параметр:

$$I_c = BETA(U_{отс} - U_{зи})^2$$

$$I_c = I_{сн}$$

$$g_m = \frac{dI_c}{dU_{зи}} = \frac{i_c}{u_{зи}}; i_c = g_m u_{зи} = u_{вх} u_{зи}$$

$$K_u = g_m R_n$$

4.4.4 МОПТ

Говорить о напряжении Эрли тут нельзя, но что-то похожее представляет из себя Лямда.

$$I_c = \frac{b}{2}(U_{зи} - U_0)(1 + \lambda U_{си}); U_x = \frac{1}{\lambda}$$

Дискретный МОП-транзистор может иметь ширину канала метры и при этом сопротивление таких транзисторов составляет миллиомы.

Для интегральных $r_{кан} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{\sqrt{2I_c b}} = \frac{1}{\sqrt{2I_c \frac{W}{L} KP}} = \frac{1}{\sqrt{2I_c \frac{W}{L} \frac{G_0}{d} \mu}}$; Для 0.35мкм: $\mu_n \sim 370 \frac{см^2}{В * с}$; $\mu_p \sim$

$$130 \frac{см^2}{В * с} \Rightarrow KP_n = 170 \text{мкА/В}; KP_p = 60 \text{мкА/В}$$

$$i_k = \frac{U_{бэ}}{r_э} + \frac{U_{кэ}}{r_{кэ}} \simeq \frac{U_{бэ}}{r_э} + \frac{U_k}{r_{кэ}}; U_{бэ} - ?$$

$$U_{бэ} = U_б - U_э = -i_б R_б - i_э R_э = -i_б R_б - (i_k + i_б) R_э = i_k R_э - i_б (R_э + R_б)$$

$$i_б = \frac{i_k}{\beta} = U_{бэ} \beta r_э$$

$$U_{бэ} = -i_k R_э \frac{U_{бэ}}{\beta r_э} (R_э + R_б)$$

$$U_{бэ} = - \frac{i_k R_э}{1 + \frac{R_э + R_б}{\beta r_э}}$$

$$i_k \simeq \frac{U_k}{r_{кэ}} + \frac{U_{бэ}}{r_э} = \frac{U_k}{r_{кэ}} - \frac{i_k \frac{R_э}{r_э}}{1 + \frac{R_э + R_б}{\beta r_э}}$$

$$i_{\kappa} \left[1 + \frac{\frac{R_{\text{э}}}{r_{\text{э}}}}{1 + \frac{R_{\text{э}} + R_{\text{б}}}{\beta r_{\text{э}}}} \right] = \frac{U_{\kappa}}{r_{\kappa \text{э}}}$$

$$r_{\text{вых}} \simeq \frac{U_{\kappa}}{i_{\kappa}} = r_{\kappa \text{э}} \left[1 + \frac{\frac{R_{\text{э}}}{r_{\text{э}}}}{1 + \frac{R_{\text{э}} + R_{\text{б}}}{\beta r_{\text{э}}}} \right] \stackrel{R_{\text{э}}=0}{=} \frac{r_{\text{б}} \text{ВХ} \simeq r_{\kappa \text{э}}}{R_{\text{б}} = 0, r_{\text{э}} \rightarrow 0} = r_{\kappa \text{э}} \left(1 + \frac{R_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + \frac{R_{\text{э}} + R_{\text{б}}}{\beta}} \right)$$

$$r_{\text{ВЫХН}} \simeq r_{\kappa \text{э}}$$

$$r_{\text{сu}} \simeq \frac{1}{\lambda I_{\text{с}}}$$

1. Расчет расписания DC, рабочая точка.

Мы предполагаем, что схему делал не полный дебил, поэтому рабочая точка там выставлена.

Мы начинаем расчет на p-n переходе, близко к U^* .

Пример

$$1) U_k \simeq 0.7\text{В}; I_r = \frac{E_{\text{п}} - 0.7\text{В}}{R_{\text{к}}} = \frac{3 - 0.7}{2.3} \simeq 1\text{мА}$$

$$I_{\text{б}} = \frac{I_{\text{к}}}{\beta} = 11\text{мкА} = 1.1\text{мА}; U_{R_{\text{б}}} = I_{\text{б}} R_{\text{б}} = 11\text{мкА} * 10\text{кОм} = 0.11\text{В}$$

$$2) U_k = 0.7\text{В} + 0.11\text{В} = 0.81\text{В}; I_{\text{к}} = \frac{3 - 0.8}{2.2\text{к}} = 1\text{мА}; I_{\text{б}} = \frac{1\text{мА}}{100} = 10\text{мкА}; U_{R_{\text{б}}} = 0.1\text{В}$$

$$3) U_{\text{к}} = 0.7 + 0.1 = 0.8\text{В}$$

2. Расчет малосигнальных параметров в рабочей точке ($K_u, r_{\text{вх}}, r_{\text{вых}}$)

Схема слева – стабилизирован потенциал обратной связи. А второй потенциал просто фиксирован благодаря параметрическому согласованию.

Реплика – специальная схема, являющаяся копией и задающая параметры других схем.

$$K_u = \frac{dU_{\text{к}}}{dI_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{к}}}{U_{\text{вх}}}; U_{\text{к}} = i_{\text{к}} R_{\text{к}}; K_u = R_{\text{к}} \frac{i_{\text{к}}}{U_{\text{вх}}} = R_{\text{к}} g_m; g_m = \frac{i_{\text{к}}}{U_{\text{вх}}}$$

$$U_{\text{вх}} = i_{\text{б}} R_{\text{б}} + i_{\text{б}} r_{\text{б}} + i_{\text{к}} r_{\text{э}} + i_{\text{к}} R_{\text{э}} = \frac{i_{\text{к}}}{\beta} (R_{\text{б}} + r_{\text{б}}) + i_{\text{к}} (r_{\text{э}} + R_{\text{э}})$$

$$g_m = \frac{i_{\text{к}}}{i_{\text{к}} \frac{R_{\text{б}} + r_{\text{б}}}{\beta} + i_{\text{к}} (r_{\text{э}} + R_{\text{э}})}$$

$$g_m = \frac{1}{r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \frac{R_{\text{б}} + r_{\text{б}}}{\beta}}$$

$$K_u \simeq -\frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{э}} + r_{\text{э}}} \simeq \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{э}}}$$

$r_{\text{вх}} - ?$

$$r_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}}; i_{\text{вх}} = i_{\text{б}}; U_{\text{вх}} = i_{\text{б}} (R_{\text{б}} + r_{\text{б}}) + i_{\text{э}} (r_{\text{э}} + R_{\text{э}}) = i_{\text{б}} [R_{\text{б}} + r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + R_{\text{э}})]$$

$$r_{\text{вх}} = R_{\text{б}} + r_{\text{б}} + (1 + \beta)(R_{\text{э}} + r_{\text{э}})$$

$$K_u = \frac{-2.2\text{к}}{R_{\text{э}} + 250 \text{“}v + \frac{R_{\text{б}} + 500\text{Ом}}{100}} = \frac{2.2\text{к}}{300} \simeq 70$$

$$r_{\text{вх}} = R_{\text{б}} + r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}} = 500 + 100 * 25 = 3\text{кОм}$$

3. Оценка быстродействия (переходные характеристики, АЧХ)

$$\tau \simeq C r_{\text{вх}} = 0.1 * 10^{-6} * 3 * 10^3 = 0.3 * 10^{-3} = 300\text{мкс}$$

$$f_{\text{н}} = \langle \dots \rangle = 500\text{Гц}$$

Пример

В данной схеме уже нельзя считать падение напряжения везде одинаковым!

$$U_{R3} = U_{6\Omega 1} - U_{6\Omega 2}; I_{K2} = \frac{U_{R3}}{R_3} = \frac{\Delta U_{6\Omega 12}}{R_3}$$

$$I_{K2} = \frac{U_{R3}}{R_3} = \frac{\Delta U_{6\Omega 12}}{R_3}; U_{R2} = I_{K2} R_2 = \frac{R_2}{R_3} \Delta U_{6\Omega 12}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{6\Omega 3} + U_{R2} = U_{6\Omega 3} + \frac{R_2}{R_3} \Delta U_{6\Omega 12}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U^* + \frac{R_2}{R_3} \Delta U_{6\Omega} = U^* + \gamma \varphi_T \ln \frac{I_{02}}{I_{01}}$$

$$U_{6\Omega 1} = \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_{01}}; U_{6\Omega 2} = \varphi_T \ln \frac{I_2}{I_{02}} = \frac{I_1}{I_{02}}$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = U^* + \gamma \varphi_T \ln n = U^* + \varphi_T A; A = \frac{R_2}{R_3} \ln(n)$$

φ_T растет, а U^* падает, поэтому если подобрать правильно параметры, можно избавиться от температурной зависимости.

ДЗ №3: Найти оптимальное A (продифференцировать, приравнять к нулю). Найти чем будет равно выходное напряжение при данном A .

Решение ДЗ №3

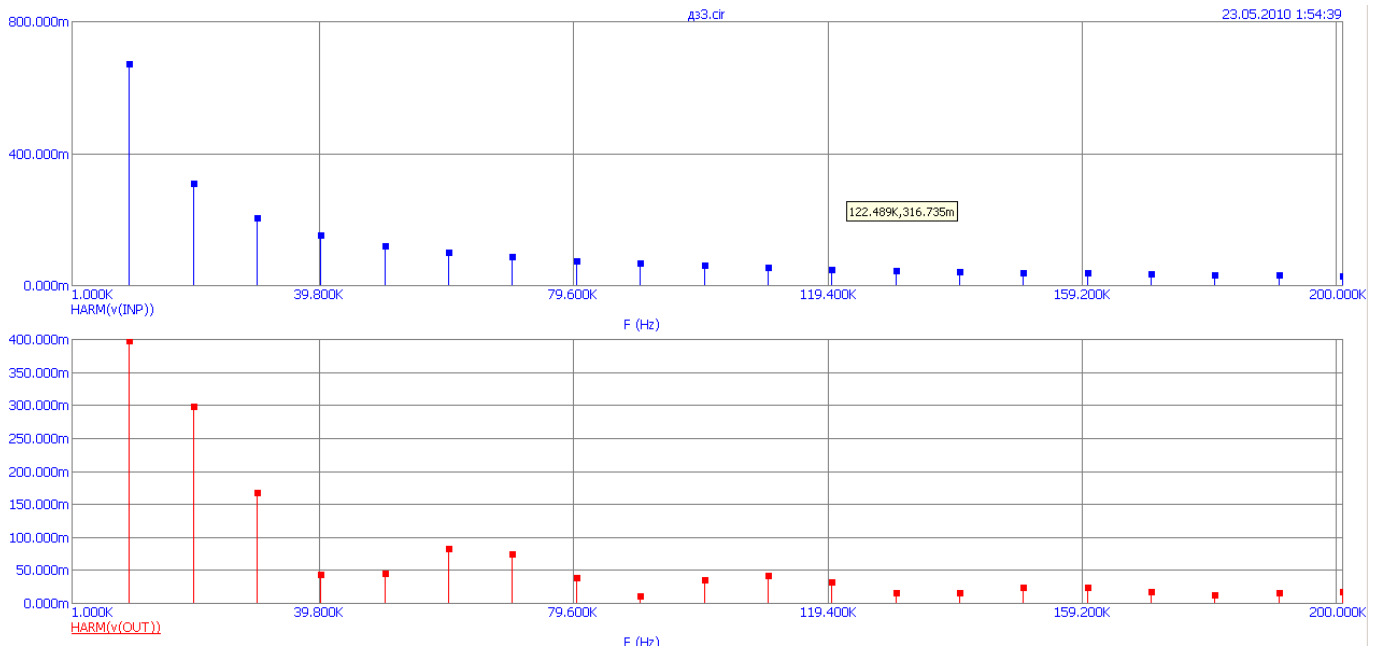


Рис. 4.18: Результаты анализа

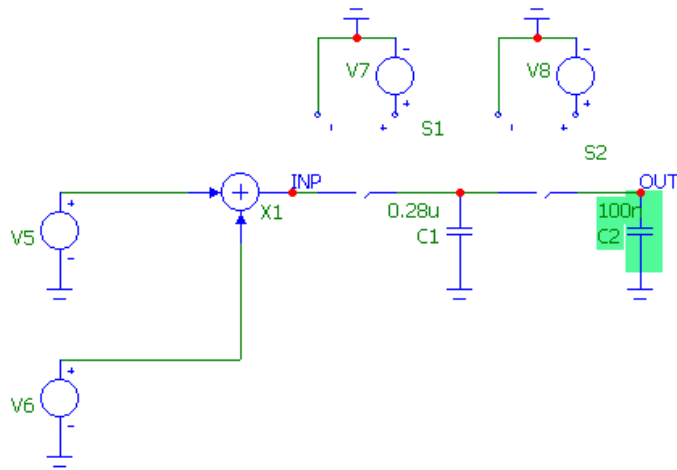


Рис. 4.19: Схема

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{R_2} U^* = \frac{1}{R_2} \varphi_T \ln \frac{I_1}{I_0} = \frac{\varphi_T}{R_2} \ln \frac{E_{\text{П}} - 2U^*}{R_1}$$

4.5 Задачи

4.5.1 Токовое зеркало

1. источник тока - $r_{\text{ВЫХ}} \uparrow$
2. ист. тока. $I_{\text{ВЫХ}}$ — модетзадать(установить)нужноезначение

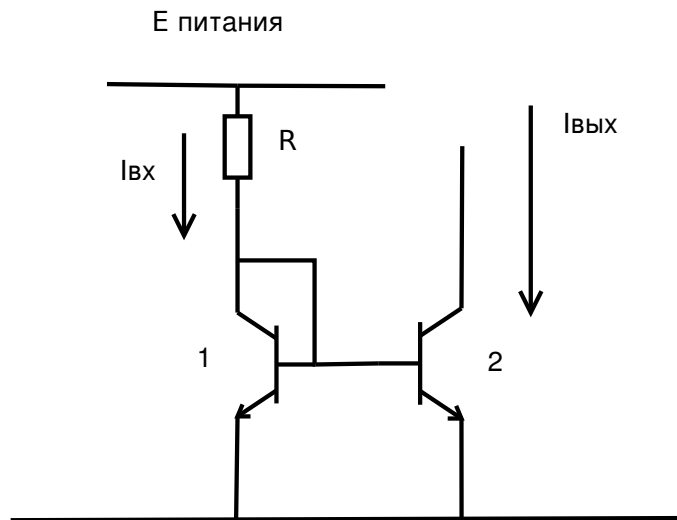


Рис. 4.20: Токовое зеркало

$$U_{\text{бэ1}} = U_{\text{бэ2}}; S_1 = S_2; I_{\text{к1}} = I_{\text{к2}}; I_{\text{б1}} = I_{\text{б2}}; \beta_1 \simeq \beta_2$$

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{к2}} = I_{\text{к1}}; I_{\text{ВХ}} = I_{\text{к1}} + 2I_{\text{б}}; K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta}}$$

Если $\beta \gg 1$, то $K_I \sim 1$

У токового зеркала должно быть высокое выходное сопротивление. Рассчитаем его величину:

$$r_{\text{ВЫХ}} = r_{\text{кэ}} \frac{R_6 + \beta R_3}{R_6 + R_3}$$

$$R_3 = r_{\text{э2}}; R_6 = r_{\text{э1}} || R \simeq r_{\text{э1}} = r_{\text{э2}}$$

$$r_{\text{ВЫХ}} = r_{\text{кэ}} \frac{R_6 + \beta R_3}{R_6 + R_3} = r_{\text{кэ}} \frac{\beta r_3}{2r_3} \simeq r_{\text{кэ}} \frac{\beta}{2} - \text{ВЫПОЛНЕНО}$$

$$r_3 = \frac{\varphi_T}{I_{\text{к}}}; r_3 = \frac{E_A}{I_{\text{к}}}$$

Рассмотрим второй критерий.

$$I_{\text{ВЫХ}} \simeq I_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{бэ1}}}{R}$$

Если $U_{\text{бэ1}} \ll E_{\text{п}}$, то $I_{\text{ВЫХ}} \simeq \frac{E_{\text{п}}}{R}$ - ОК!

$$\text{Если } U_{\text{бэ1}} \lesssim E_{\text{п}}, I_{\text{ВЫХ}} \simeq \frac{E_{\text{п}} - \varphi_T \ln \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{к0}}}}{R}$$

4.5.2 Усовершенствованное токовое зеркало Видлара

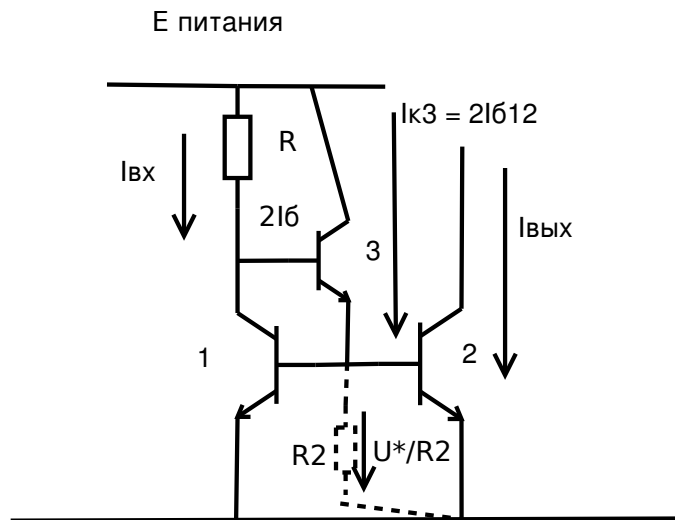


Рис. 4.21: Усовершенствованное токовое зеркало

4.5.3 Токовое зеркало Wilson'a

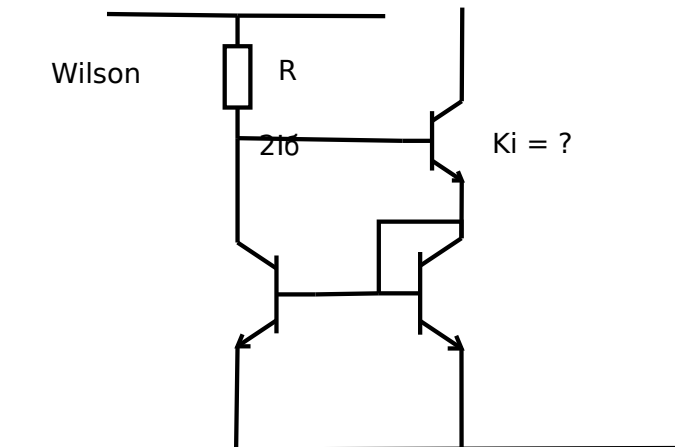


Рис. 4.22: Токовое зеркало Wilson'a

Расчет токового зеркала

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\text{к1}} + I_{\text{б3}} I_{\text{к1}} = I_{\text{э1}} - I_{\text{б1}} I_{\text{ВЫХ}} = (I_{\text{б1}} + I_{\text{б2}}) + I_{\text{к2}} - I_{\text{б3}} I_{\text{к2}} = I_{\text{э2}} - I_{\text{б2}} I_{\text{к2}} = \beta_2 I_{\text{б2}} I_{\text{к1}} = \beta_1 I_{\text{б1}}$$

⇒

$$\begin{aligned}
 I_{\text{ВХ}} &= \beta_1 I_{61} + I_{63} \\
 I_{\text{ВЫХ}} &= I_{61} + I_{62} + \beta_2 I_{62} \\
 \beta_3 I_{63} &= I_{61} + I_{62} + \beta_2 I_{62}
 \end{aligned}$$

⇒

$$I_{62} = I_{61} \frac{\beta_1 + 1}{\beta_2 + 1}$$

⇒

$$K_i = \frac{I_{61} + I_{62} + \beta_2 I_{62}}{\beta_1 I_{61} + \frac{1}{\beta_3} (I_{61} + I_{62} + \beta_2 I_{62})} = \dots = \frac{1}{\frac{1}{\beta_3} + \frac{\beta_1}{2 + \beta_1}}$$

4.5.4 Усовершенствованное токовое зеркало Wilson'a

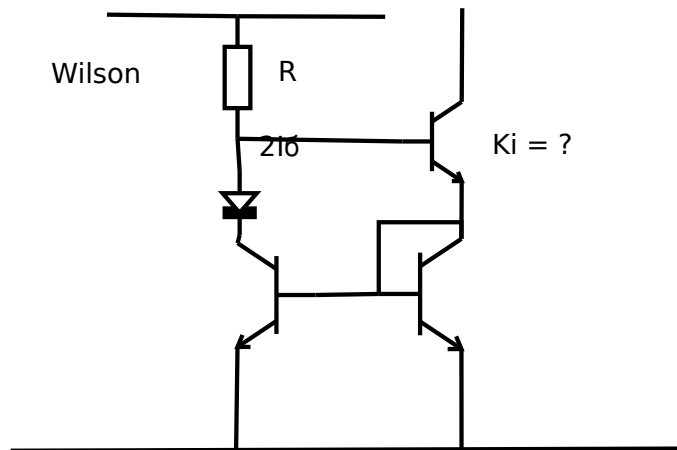


Рис. 4.23: Усовершенствованное токовое зеркало Wilson'a

4.5.5 Токовое зеркало с многоэмиттерным транзистором

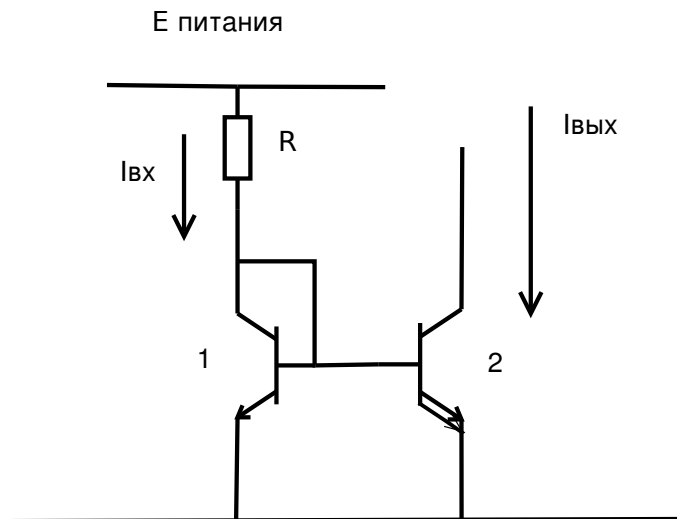


Рис. 4.24: Токовое зеркало с многоэмиттерным транзистором

Можно представить как кучу транзисторов с общим коллектором и базой. Поэтому $I_{\text{ВЫХ}} = nI_{\text{ВХ}}$

В современной жизни чаще используют МОП-транзисторы, так как они дешевле.

4.5.6 Схемы на МОП-транзисторах

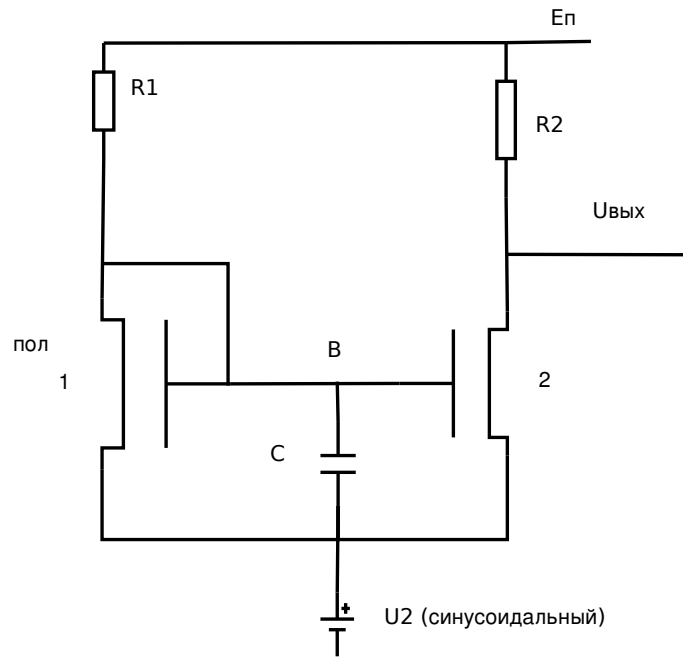


Рис. 4.25: Токовое зеркало на МОПТ

R_2 подбирается так, чтобы T_2 был в пологой области

$$U_{сн} > U_{зи} - U_0; U_A = U_{зи1} = U_0 + \sqrt{\frac{2I_{c1}}{b_1}} \simeq U_0 + \sqrt{\frac{2(E_{п} - U_A)}{\frac{R_1}{b_1}}} - \text{уравнение относительно } U_A$$

$$I_{c1} = \frac{b_1}{2}(U_{зи} - U_0)^2; \sqrt{\frac{2I_{c1}}{b_1}} = U_{зи} - U_0$$

$$R_1 = 40\text{кОм}; E_{п} = 3\text{В}; U_0 = 0.5\text{В}; b_1 = \frac{W}{L}KP_1 = \frac{3.5\text{мкм}}{0.35\text{мкм}}150\frac{\text{мА}}{\text{В}^2} = 1.5\frac{\text{мА}}{\text{В}^2}$$

$$U_A = 0.5 + \sqrt{\frac{6 - 2U_A}{60}} = 0.5 + \sqrt{0.1 - 0.03U_A}$$

1) $1 \neq 0.5 + 0.27 \simeq 0.8$

$$U_A = U_B \simeq 0.8\text{В}; I_{c2} = \frac{b_2}{2}(U_{зи} - U_0)^2 = \frac{b_2}{2}(0.8 - 0.5)^2 = \frac{b_2}{2}0.3^2 \simeq 0.045b_2$$

$$b_2 = \frac{W}{L}KP_2 = \frac{14\text{мкм}}{0.35}150\frac{\text{мкА}}{\text{В}^2} = 6\frac{\text{мА}}{\text{В}^2}$$

$$I_{c2} = 0.045\text{В}^2 6\frac{\text{мА}}{\text{В}^2} = 0.27\text{мА} = 270\text{мкА}$$

В пологой области.

$$U_{сн} > U_{зи} - U_0 = 0.8\text{В} - 0.5\text{В} = 0.3\text{В}; U_{сн2} > 0.3\text{В}$$

Выберем $U_{сн2} = 0.5\text{В}$ (в пологой)

$$\frac{E_{п} - U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} = I_{c2}; R_2 = \frac{E_{п} - U_{сн2}}{I_{c2}} = \frac{3\text{В} - 0.5\text{В}}{0.27\text{мА}} = \frac{2.5\text{В}}{0.27\text{мА}} \simeq \frac{250}{27} \simeq 9\text{кОм}$$

$$K_u = g_m R_n; g_m = \frac{dI_c}{dU_{зи}} = \frac{d}{dU_{зи}}\left(\frac{b}{2}(U_{зи} - U_0)^2\right) = b_2(U_{зи} - U_0) = \sqrt{2b_2I_c}$$

$$g_m = 6\frac{\text{мА}}{\text{В}^2} = 1.8\frac{\text{мА}}{\text{В}}$$

$$K_u \simeq 16$$

Расчет нижней граничной частоты

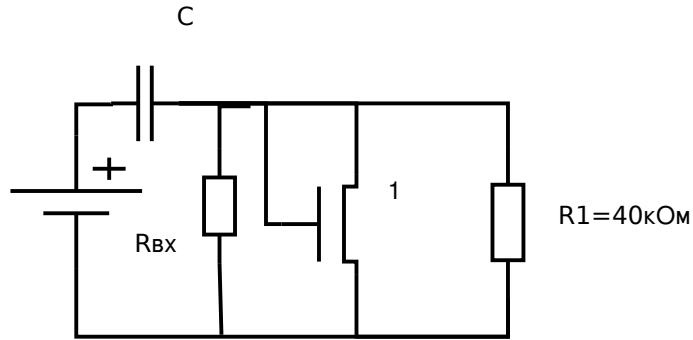


Рис. 4.26: Фиг-его знает какая схема

$$f_H - ?; I_{c1} = 0.055 \text{mA} = 55 \mu\text{A}$$

$$g_{m1} = b_1(U_{зи1} - U_0) = 1.5 * 0.3 = 0.45 \frac{\text{mA}}{\text{B}}$$

$$r_{си} = \frac{dU_{си}}{dI_c} = \frac{dU_{зи}}{dI_c} = \frac{1}{g_m} = \frac{1}{0.4} = 2.2 \text{kOhm}$$

Если $C = 1 \text{нФ}$, то можно считать что 40k нету, $\tau = 2k1 \text{нФ} = 2 \text{мкс}$

$$\omega_H = \frac{1}{\tau} = 500 * 10^{-3} \text{с}^{-1}; f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = 80 \text{кГц}$$

Расчет верхней граничной частоты

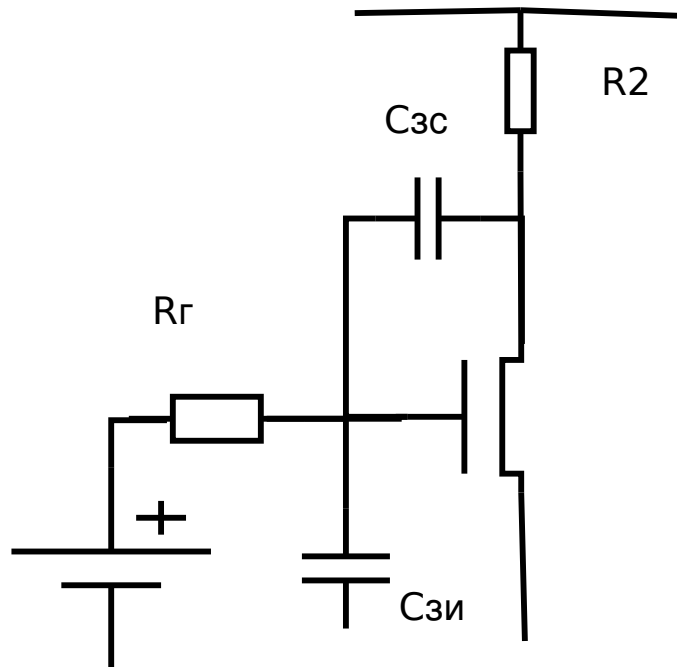


Рис. 4.27: Фиг-его знает какая схема

Нужно учесть эффект Миллера.

$$C_{зи} \sim C_{зс} \sim 0.1 \text{пФ}; \tau_2 \gg \tau_1$$

$$\tau_1 = R_{Г} C_{зи}; \tau_2 = \tau_M = K_u C_{зс} R_{Г}$$

$$R_{Г} = 0.1 \text{kOhm} = R_{Г} = 0.1 \text{k} * 0.1 \text{pF} * 16 = 0.16 \text{ns} \approx 0.2 \text{ns}$$

$$f_B \approx 0.8 \text{GHz}$$

4.5.7 Расчет схемы на ОУ

Расчет верхней граничной частоты

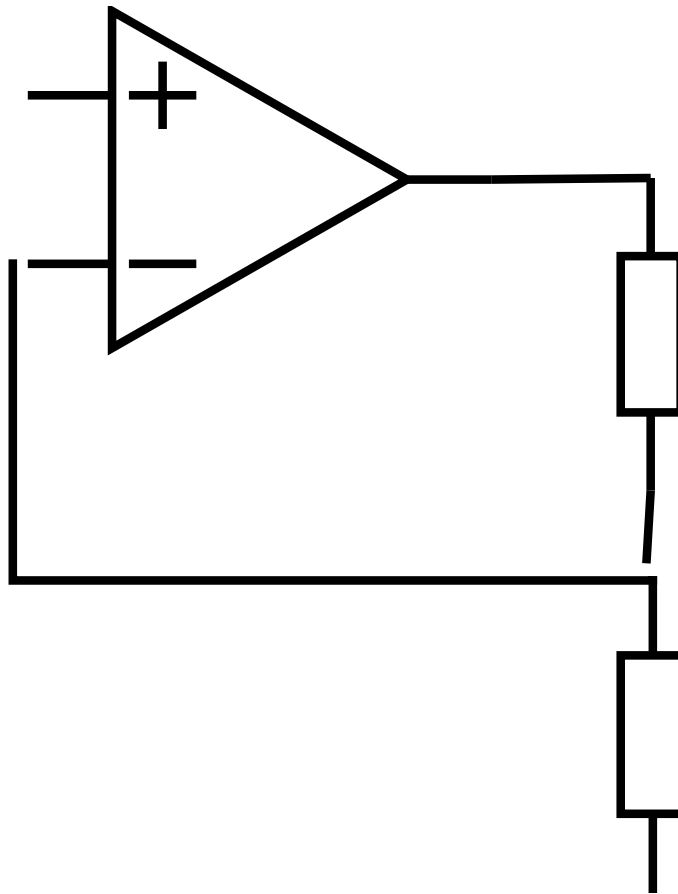


Рис. 4.28: Фиг-его знает какая схема

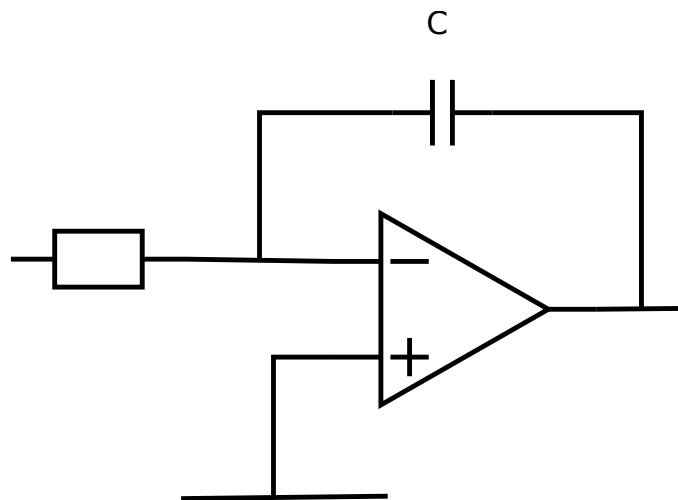


Рис. 4.29: Интегратор

$$K_u = -\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{1}{pC} = \frac{1}{P\tau}$$

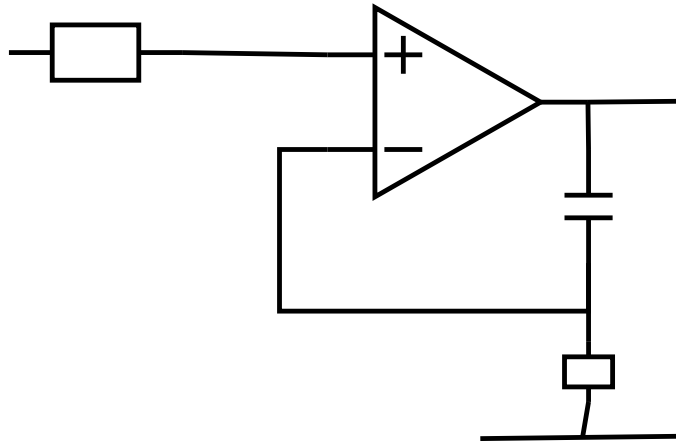


Рис. 4.30: Интегратор

$$K(p) = 1 + \frac{1}{pC} = 1 + \frac{1}{p\tau}$$

Как влияет этот параметр? С какого-то момента будет нарастание со скоростью $\sim U_m/\tau$
Рассчитать три схемы.

Не стоит пытаться использовать все данные, которые даны. Часто это лишнее.

При $I_k < 50 \mu\text{кА}U^* \simeq 0.6\text{В}$, $I_k \sim 50 \mu\text{кА}U^* \simeq 0.65\text{В}$, $I_k > 50 \mu\text{кА}U^* \simeq 0.7\text{В}$

Начнем считать с напряжения на р-п переходах. Ток базы $I_6 = (3 - 0.7)/10\text{кОм} = 230 \mu\text{кА}$.

Схему составлял дурак, поэтому транзистор находится в насыщении, т.е. $I_{\text{кн}} = 30 \mu\text{кА}$, $S = \frac{\beta I_6}{I_{\text{кн}}} = 2300/30 \simeq 700$. Поэтому второй транзистор находится в режиме отсечки. Следовательно $U_{\text{вых}} = 3\text{В}$, схема работать не будет и вообще.

$$K_u = g_m R_{\text{н}}; g_m = \frac{1}{r_{\text{э}}^*} = \frac{1}{r_{\text{э}} + \frac{r_{\text{б}}}{\beta}} \simeq \frac{1}{r_{\text{э}}}$$

$$R_{\text{н}} \sim R_{\text{к}} || R_2 \simeq 20\text{кОм}; r_{\text{э}} = \frac{\phi_{\text{T}}}{0.1\text{мА}} = 250\text{Ом}.$$

$$K_u = 20\text{к}/0.25\text{к} \simeq 80; r_{\text{вх}} \simeq R_1 || (R_2 + R_{\text{к}}) || (r_{\text{б}} + r_{\text{э}}) \simeq 280\text{к} || 124\text{к} || 25\text{к} \simeq 20\text{к}$$

$$\tau = 10\text{н} * 20\text{к} = 200\mu\text{с}; \omega = \frac{1}{\tau} = 5\text{М}; f = \frac{\omega}{2\pi}$$

$$U_{R2} = U_{6\text{э}1} - U_{6\text{э}2} = \varphi_{\text{T}} \ln \frac{I_{\text{к}1}}{I_{\text{к}01}} - \varphi_{\text{T}} \ln \frac{I_{\text{к}2}}{I_{\text{к}02}} = \varphi_{\text{T}} \ln \left(\frac{I_{\text{к}1}}{I_{\text{к}01}} \frac{I_{\text{к}2}}{I_{\text{к}02}} \right) = \varphi_{\text{T}} K_i + \varphi_{\text{T}} \ln \frac{S_2}{S_1}$$

$$I_{\text{вых}} = \frac{U_{R2}}{R2} = \frac{\varphi_{\text{T}}}{R2} \ln \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} + \frac{\varphi_{\text{T}}}{R2} \ln N$$

4.6 Чему равно K_u максимальное?

Изобразим каскад, имеющий максимальное увеличение.

$$K_u = \frac{r_{\text{н}}}{r_{\text{э}1}}; r_{\text{н}} = r_{\text{кэ}1} || r_{\text{кэ}2} = \frac{E_A}{I_{\text{к}1}} || \frac{E_A}{I_{\text{к}2}} = \frac{E_A}{2I_{\text{к}}}$$

$$K_{u\text{max}} = \frac{\frac{E_A}{2I_{\text{к}}}}{\frac{\varphi_{\text{T}}}{I_{\text{к}}}} = \frac{E_A}{2\varphi_{\text{T}}}$$

Пример:

$$E_A \sim 100V; \varphi_T = 25mV; K_{umax} = \frac{100V}{50mV} = 2000$$

Можно ли сделать коэффициент усиления выше?

Можно, но нужно нейтрализовать сопротивление коллектор-эмиттер. Простейшая вещь – каскодные схемы.

$$K_{umax} = \frac{E_A}{2\varphi_T} \beta$$

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 + R_1 C_1} \left(1 + \frac{R_2}{pL} \right) \frac{pC_2 R_3}{1 + pC_2 R_3}$$

$$U_{\text{вых}} = 0 + U_{\text{д}} = U_{\text{д}} = \varphi_T \ln \frac{I_{\text{д}}}{I_{\text{д0}}} = \varphi_T \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_0}$$

$$U_{\text{вых}} = \varphi_T \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_0}, \text{ где } U_0 = RI_{\text{д0}}$$

Это схема логарифматора – логарифмирующего усилителя.

Это схема множителя.

Глава 5

Спектр неперiodического сигнала

Местами будем опускать 2π потому, что нам важен характер зависимости, а не абсолютно точная форма.

Если сигнал периодический мы можем взять кучу бесконечных синусов-косинусов, их сложить и получить. Как же быть для неперiodического? Мы не можем с использованием преобразования Фурье записать для ограниченных промежутков.

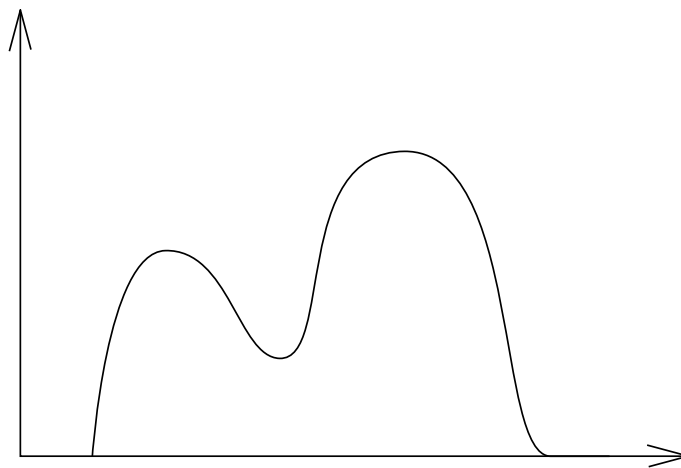


Рис. 5.1: Спектр

Математики придумали вещь под названием «Аналитическое продолжение» или «Аналитический образ». Мы продолжаем им график вправо-влево.

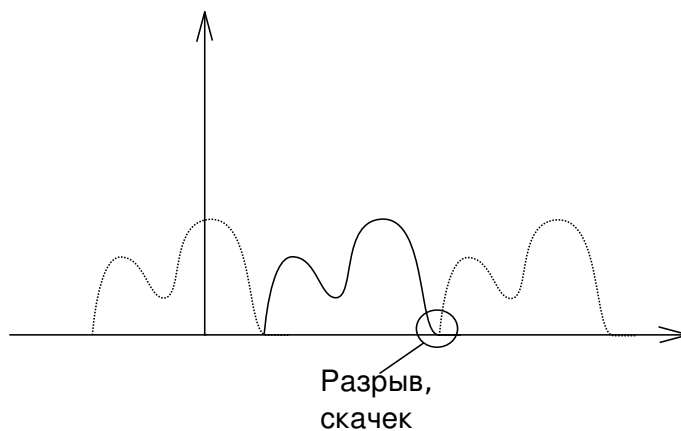


Рис. 5.2: Спектр с аналитическим продолжением

К такому спектру мы уже можем применить преобразование Фурье. Если сделать предельные преобразова-

ния, то спектр просто станет не линейным, а непрерывным.

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

Преобразование совершенно дуально. Но для большинства функций, интегралы аналитически не берутся.

ДЗ №2: Сосчитать спектр Фурье для $x(t) = U_m * \cos(\omega_0 t)$.

Если сигнал казуальный (физически существует), то модуль спектра всегда симметричен относительно начала координат (четен), а фаза всегда нечетна.

Ошибки: в точках стыка есть скачек или разрыв. Это дает паразитные компоненты спектра. Возникает явление Гиббса, связанное с разрывом сигнала на концах.

Основной метод борьбы - использование «окна», т.е. преобразование берут не от x , а от $x^*(t) = x(t) * O(t)$, где $O(t)$ – функция окна. Функций окна много. Простейшее окно - прямоугольное окно, оно позволяет убрать ошибку из-за наложения. Есть треугольное окно. Все они имеют свои имена: Блэкмана, Харрисона и т.д.

Рис. 5.3: Примеры окон

Самые распространенные окна имеют вид Гауссоподобных функций. Чем больше производных у окон на краях равно нулю, тем лучше. Чаще используют 4-х звенные функции Блэкмана-Харрисона, у которой 4 производных равно нулю. У очень хороших окон до 10 производных равно нулю.

5.1 Аналогоцифровые преобразования.

$x(t)$ - функция непрерывная по времени и непрерывная по значению – т.е. она определена абсолютно в любой момент времени и мы можем сказать чему она равна с любой заданной точностью.

Рис. 5.4: Спектр с аналитическим продолжением

На 2 графике - сами значения функции называются выборками или отсчетами. Как правило выборки берут равномерно по времени.

T – интервал дискретизации. $f = \frac{1}{T}$ – частота дискретизации. Сама операция называется дискретизацией. Между моментами отсчета, значения функции не определены. В точках отсчета значения функции определены с бесконечной точностью. Такая функция дискретна по времени и непрерывна по величине. При определенных условиях, теоретически, но не практически, можно вернуться к исходной функции (критерий Найквиста).

Иногда проводят дискретизацию функции не только по времени, но и по величине. Эта операция называется «квантованием». Весь диапазон по уровню изменения функций разбивается на несколько уровней (бывает равномерное и неравномерное). x_m – предел шкалы, максимальное значение. Затем проводится сверхлинейная операция - округление или усечение. Мы будем использовать округление.

Теперь наш сигнал может принимать фиксированное по амплитуде значение. Но возникает ошибка округления. Возникающая ошибка имеет характер шума и называется «шум квантования»

Если возникает шум, то восстановление исходных данных невозможно. По округленному значению невозможно предугадать исходный.

Последняя операция – кодирование.

Аналоговый сигнал -> дискретизация -> квантование -> кодирование.

Первые два сигнала - аналоговые. Последние два - цифровые.

5.2 Спектр прямоугольного видеоимпульса

Рис. 5.5: Спектр с аналитическим продолжением

Спектр будет комплексным:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} U(t)e^{-j\omega t} dt = A \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-j\omega t} dt = \\ &= A \int_{-\tau/2}^{\tau/2} (\cos \omega t - j \sin \omega t) dt = \\ &= \frac{A}{\omega} \sin \omega t \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} + j \frac{A}{\omega} \cos \omega t \Big|_{-\tau/2}^{\tau/2} = \\ &= \frac{2A}{\omega} \sin \frac{\omega\tau}{2} = A\tau \frac{\sin \frac{\omega\tau}{2}}{\frac{\omega\tau}{2}} = \\ &= A\tau \operatorname{sinc}\left(\frac{\omega\tau}{2}\right) \end{aligned}$$

ДЗ№3: Сосчитать для косинуса-синуса.

5.3 Спектр прямоугольного видеоимпульса

Рис. 5.6: ДЗ№3

5.4 Шум квантования

Рис. 5.7: ДЗ№3

Ошибка равна нулю там, где реальный график совпадает с идеальным. q - шаг квантования. Функция распределения $\rho(x)$ прямоугольная от $-q/2$ до $q/2$ и амплитудой $1/q$

$$e_{\text{ш}}^{\text{ср}} = 0; e_{\text{скв}} = e_{\text{RMS}}; D = \int_{q/2}^{q/2} x^2 \rho(x) dx = \frac{1}{q} \frac{x^3}{3} \Big|_{-q/2}^{q/2} = \frac{q^2}{12}$$

– математический шум.

Даже идеальный АЦП является источником шума, который устранить невозможно!

ДЗ №4: Найти среднеквадратичное значение шага квантования для ступеньки лежащей под прямой, под 45° .

Глава 6

Восстановление сигнала по выборкам

Как восстановить сигнал по его выборкам? Какой критерий? Первый критерий - Найквиста, а также теорема Котельникова-Шенона

Сперва надо понять какой спектр дискретного сигнала

6.1 Спектр дискретного сигнала

Рис. 6.1: Спектр дискретного сигнала

Как изменится спектр сигнала, если взять его дискретные выборки?

$$\dot{S}_{X_d}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{S}_X(f - kf_d)$$

Это бесконечное повторение размноженных копий исходного сигнала.

У нас есть спектр дискретизованного сигнала. По каким условиям мы можем восстановить сигнал? Восстановление сигнала по его спектру сводится к умножению сигнала спектральной функции на прямоугольное окно, которое вырезает ту часть, которая относится к исходному сигналу. Это называется **фильтрация**. Если рассматривать все частоты это **идеальный полосовой фильтр**, если только действительные – **идеальный фильтр нижних частот**.

$f_N = \frac{f_d}{2}$ – частоты Найквиста. Они делят спектр на зоны Найквиста.

Первая зона Найквиста – BaseBand – ОПЧ (основная полоса частот)

Будем рассматривать только положительные частоты.

Рис. 6.2: Зоны найквиста

Если мы выберем $f_d/1$ – мы не можем восстановить, так как у нас есть перекрытие спектра.

Если мы выберем $f_d/2$ – у нас есть только соприкосновение на частоте f_N .

Отсюда формулируется критерий Найквиста: чтобы не возникла ошибка при восстановлении, нужно чтобы выполнялось: $f_d > 2f_m$ или иначе $f_N > f_m$.

Он же частный случай теоремы Котельникова.

Можно переформулировать критерий иначе: сигнал с ограниченным спектром может быть абсолютно точно восстановлен по его дискретным отсчетам, если частота этих отсчетов будет выбрана не меньше, чем удвоенное значение максимальной частоты в спектре сигналов.

При этом не происходит наложение спектров, копии спектра отделены и можно всегда определить параметры идеального фильтра нижних частот, что он сумеет отделить нужную копию сигнала от паразитных. (это происходит в идеальных условиях)

Нужно понимать, что так как спектр ограничен, поэтому у него есть максимальная частота.

Но в реальных условиях есть несколько препятствий:

- (a) Нет сигналов с ограниченным спектром. Чтобы спектр был ограничен, мы должны его мерять бесконечное время.
- (b) Не бывает идеальных фильтров нижних частот. Идеальный фильтр имеет абсолютно резкий срез, такой фильтр физически не реализуем.

2. Существует огромное количество ситуаций, в которых можно выбрать частоты в разы меньше, чем частота Найквиста.

Например в телефонах:

Рис. 6.3: Пример

В таком случае нужно иметь АЦП с частотой дискретизации 144МГц, но реально используется АЦП с частотой порядка 1МГц. Таким образом для специальных сигналов критерий может быть существенно ослаблен. Пример: узкий диапазон частот.

Используются стробоскопические измерения:

Рис. 6.4: Стробоскопические измерения

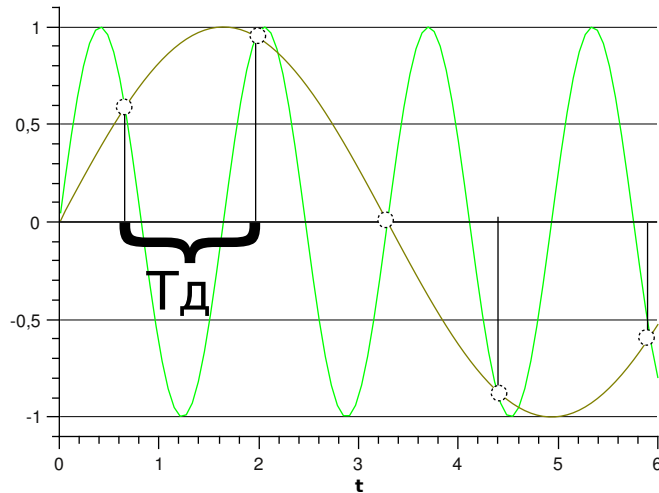


Рис. 6.5: Пример наложения спектров

Любые высокочастотные помехи которые есть, если их не отфильтровать, они обязательно попадут в наш спектр.

Задача 1:

Синусоидальный сигнал с частотой 1КГц, был дискретизован по времени с частотой 700Гц. В результате были получены отсчеты. Какой частоте они будут соответствовать?

Note: Очень удобно наложение спектров представлять в виде наложения, как в детских книжках, по зонам Найквиста (сделать бумажку сворачиваемую).

Bob Peese

Решение:

$$K(p) = \frac{\frac{1}{pc}}{\frac{1}{pc} + R} = \frac{1}{R + p\tau}; \tau = RC;$$

$$p = j\omega; K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{10j\omega\tau}{1 + j\omega^2\tau^2} = \frac{1}{1 + j\omega^2\tau^2} - j\frac{\omega\tau}{1 + j\omega^2\tau^2}$$

$$\text{АЧХ} : |K(j\omega)| = \sqrt{Re^2 + Im^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + j\omega^2\tau^2}}$$

$$\text{ФЧХ} : \phi(\omega) = \arctan \frac{Im}{Re} = -\arctan \omega\tau$$

схема с трансформатором и эквивалентная

$$U_{\text{вых}}(p) = E(p) \frac{1}{1 + p\tau} + (-E(p)) \frac{p\tau}{1 + p\tau}$$

$$K(p) = \frac{1 - p\tau}{1 + p\tau}$$

$$p_{\Pi} = -\frac{1}{\tau}; p_{\text{O}} = \frac{1}{\tau}; p_{\text{O}} = \sigma_{\text{O}} + jV_{\text{O}}; p_{\Pi} = \sigma_{\Pi} + jV_{\Pi}$$

$$K(p) = \frac{\prod_i (p - p_{\text{O}i})}{\prod_i (p - p_{\Pi i})}$$

$$K(\omega) = \frac{\prod_{i=1}^n \sqrt{\sigma_{\text{O}i}^2 + (\omega - V_{\text{O}i})^2}}{\prod_{j=1}^m \sqrt{\sigma_{\Pi j}^2 + (\omega - V_{\Pi j})^2}}$$

$$\varphi(\omega) = -\sum_{i=1}^n \arctan \frac{\omega - V_{\text{O}i}}{\sigma_{\text{O}i}} - \sum_{k,j=1}^m \arctan \frac{\omega - V_{\Pi j}}{\sigma_{\Pi j}}$$

Глава 7

Теорема Котельникова

Любую функцию времени $f(t)$ состоящую из частот от 0 до f_{max} можно передавать с помощью чисел следующих через $\frac{1}{f_{max}}$ секунд:

$$u(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} u(k\Delta t) \frac{\sin \omega_m(t - k\Delta t)}{\omega_m(t - k\Delta t)}$$
$$\omega_m = 2\pi f_m$$
$$\Delta t = T_d = \frac{1}{f_d}$$

Больше мы её в таком виде касаться не будем. Рассмотрим два частных случая, когда она не работает (строго говоря, нельзя сделать идеальный фильтр частот и нельзя функцию наблюдать бесконечно, поэтому она не работает, но нас это не волнует за исключением данных случаев).

7.1 Сигнал с компактным спектром

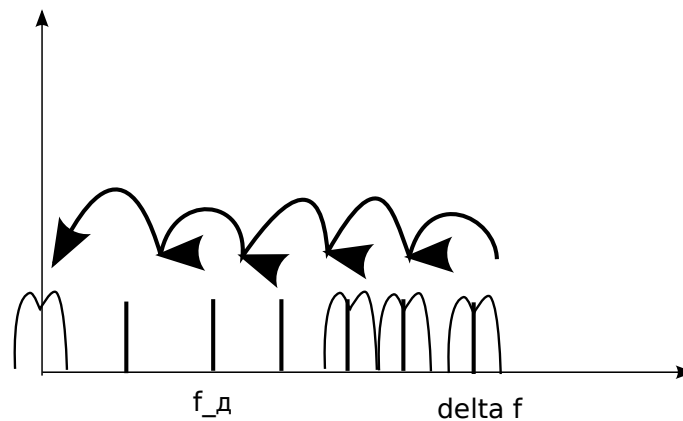


Рис. 7.1: Компактный спектр

Нельзя найти разницу между отраженным и начальным спектром. Сигнал с ограниченным спектром может быть восстановлен по его отсчетам, если его частота дискретизации более чем в два раза превышает ширину спектра сигнала:

$$f_d > 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{2} \Rightarrow f_d > \Delta f$$

Это называют Undersampling или субдискретизация.

Существует и обратное: OverSampling – передискретизация, перевыборка, избыточная дискретизация – дискретизация выполняется с частотой в разы больше, чем по теореме Котельникова.

7.2 Стробоскопические преобразования

Сигнал периодический.

7.3 Сигнал с компактным спектром

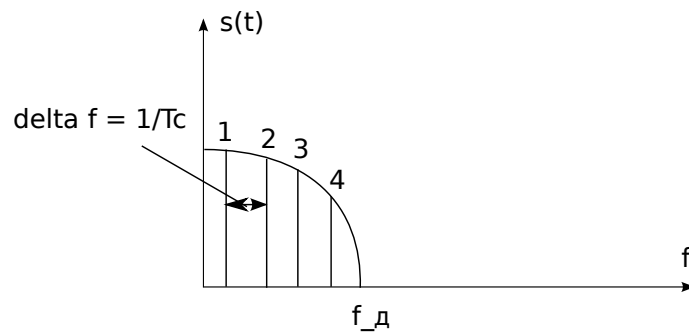


Рис. 7.2: Спектр

Эта иллюстрация поможет выполнить ДЗ.

В современных осциллографах, за исключением, разве что, самых дешевых моделей, есть возможность выбора метода восстановления сигнала. Часто в осциллографах память как минимум на 64 точек.

Глава 8

Приближение к критерию Найквиста и теоремы Котельникова

В реальных схемах, формируют фильтр спектра:

8.1 Сигнал с компактным спектром

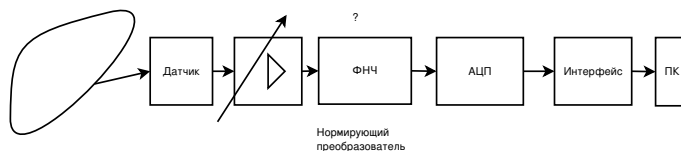


Рис. 8.1: Структура

ФНЧ – обязательный элемент. Antialias Filter – полосовой фильтр нижних частот, препятствующий явлению наложения спектральных компонент при дискретизации.

Следующая формула используется очень часто для проектирования АЦП, ЦАП, микроконтроллеров. Она устанавливает соотношение сигнал-шум идеального квантователя (в нашем случае идеальный АЦП):

Как входной сигнал используется синусоида, так как это очень удобный тестовый сигнал – всегда выглядит одинаково, вне зависимости от линейных преобразований. Мы выбираем сигнал так, чтобы $U_{pp} = U_m^{АЦП}$. При реальных исследованиях U_{pp} чуть меньше сигнала с АЦП. $x(t) = U_a \sin \omega t$; $x[k] = \frac{U_a}{\sqrt{2}}$

$$U_a = \frac{1}{2} U_{pp} = \frac{1}{2} U_m$$

$$\overline{e_{\text{шк}}} = \frac{q}{\sqrt{12}}; q = \frac{m}{2^n};$$

$$\overline{e_{\text{шк}}} = \frac{U_m}{\sqrt{2} 2^n}; q = \frac{m}{2^n};$$

$$\text{ДД} = \text{С/Ш} = 20 \lg \frac{\overline{x}}{\overline{e_{\text{шк}}}} = 20 \lg \frac{\frac{1}{2} U_m}{\frac{U_m}{\sqrt{2} 2^n}}$$

8.1.1 Пример

8.1.2 Пример

Зададимся полосой рабочих частот. Изобразим её. Так как нам не хватало места на более 60дБ, то АЦП будет не более 10 бит.

Выберем частоту среза фильтра так, чтобы не исказить сильно фазу сигнала. Такая что частота фильтра в 1.5-3 раза превышает рабочую частоту. Обозначим её как $f_{\text{ср}}$.

Какой фильтр? Фильтров у нас есть много. Есть фильтры с характеристиками Чебышева, Эллиптические и так далее. Мы возьмем самый популярный фильтр – фильтр Баттерворта. Фильтр Баттерворта первого порядка – RC-цепочка. Популярен потому, что простой.

$$K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2} 2N}}, \text{ - N порядок фильтра}$$

Если $N=1$ – то есть RC-цепочка, $K = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}}; \tau = \frac{1}{\omega_0}$.

Фильтр Баттерворта обладает замечательным свойством - фильтр любого порядка проходит через -3дБ.

Пусть $N = 3$.

Порядок	наклон	окт
1	-20 дБ/дек	-6дБ/окт
2	-40 дБ/дек	-12дБ/окт
3	-60 дБ/дек	-18дБ/окт

Давайте рисовать. Нарисуем до 3дБ. Потом сместимся до 21дБ вниз. Это на 2кГц. Это будет первая октава. На 2-ой октаве (2-4кГц) сместимся до 39дБ.

Теперь мы сформировали спектр. Соответственно при дискретизации мы сдвигаем спектр. С того момента как мы закончили спектр, начинаем рисовать такой же в обе стороны.

Мы получаем, что при дискретизации, на частоте 8кГц, возникли паразитные спектральные компоненты. Их уровень мы должны оценить. Смотрим в точке f_p и получаем, что шум порядка -55-56дБ.

Теперь мы должны посчитать: $n_{эфф} = \frac{ДД - 1.76}{6.02} \simeq \frac{56 - 1.76}{6} \simeq 9\text{бит}$ – это значит, что можно использовать АЦП с $n \geq 10\text{бит}$.

8.2 Передискретизация

Рассмотрим спектр шума. Все крутится вокруг формулы: $n_{эфф} = \frac{ДД - 1.76}{6.02}$

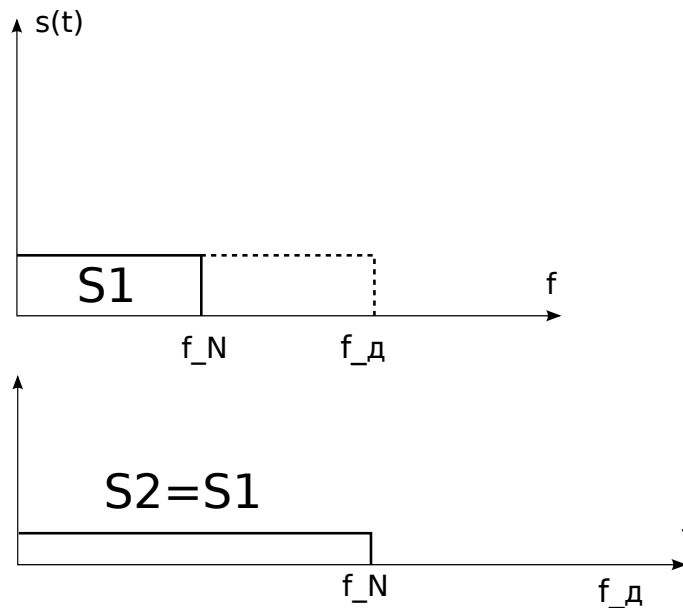


Рис. 8.2: Спектр шума

$$ДД_2 = \frac{U_c}{I_{ш2}}$$

$$ДД = 6.02n + 1.76 + 10 \lg \frac{f_N}{f_{раб}}$$

Последний член называется Processing Gain – процессорное усиление, выигрыш по обработке.

Увеличение частоты дискретизации в два раза дает увеличение ДД на 3дБ, т.е. увеличение эффективной разрядности на пол бита. Для того, чтобы увеличить разрядность АЦП на 1 бит, нужно увеличить частоту дискретизации в два раза.

Хитрость состоит в том, что если нам нужен 14-и битный АЦП, но есть 12-и битный на 1МГц, то нам нужно увеличить частоту дискретизации в 16 раз. Но что же в итоге? Мы получаем вместо 1 млн отсчетов, 16 млн.,

но по-прежнему 12-и битных. Что же с ними делать? Значит нужно что-то придумать, чтобы получать 16 бит на выходе.

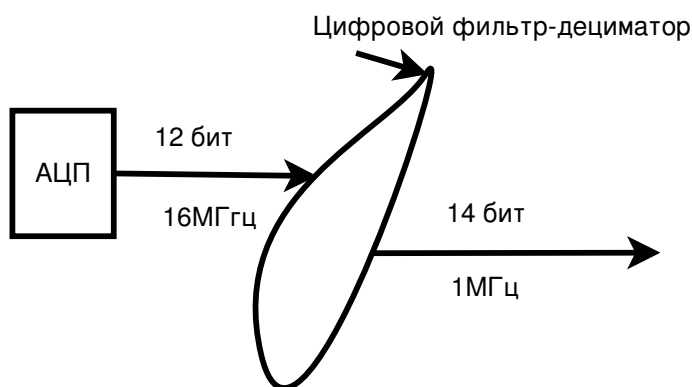


Рис. 8.3: Схемка

Мы должны хитрым образом выбросить 15 точек из 16-и. Надо взять 16 точек, найти среднее значение, записать. Потом сдвинуться на одну, найти среднее, записать. И так далее. Это называется «Цифровой фильтр скользящего среднего» (в простейшем случае) или «Фильтр-дециматор».

8.3 Апертурные погрешности

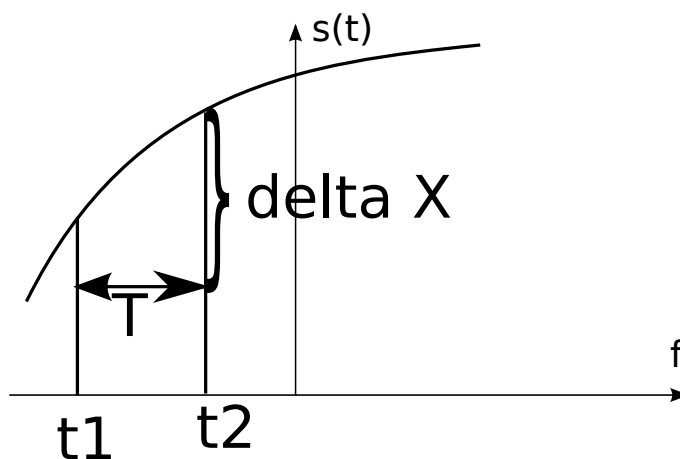


Рис. 8.4: Апертурные погрешности

При малых изменениях сигнала возникают апертурные погрешности:

Если $x(t) = U_m \sin \omega_c t$, то $U_c = U_m \omega_c = 2\pi f_c$

$$\epsilon_A = \frac{\Delta x}{X_m} = \frac{T_n U_m \omega_c}{2U_m} = T_n \pi f_c$$

Пример: $f_c = 1 \text{ МГц}$

$f_{\text{нр}} = 100 \text{ МГц}$

$\epsilon_A = \frac{1 \text{ М}}{100 \text{ М}} \pi \approx 0.03 (3\%)$

$$\epsilon_a = \frac{\Delta x}{x_m} = \pi f_c T_n$$

8.3.1 Факторы, характеризующие погрешность

1. неопределенность (ошибки) измерения амплитуды Δx
2. Неопределенность момента взятия отсчета (выборки) Δt

Для некоторых АЦП время преобразования может быть неизвестно. К тому же, время преобразования зависит от множества факторов: температуры, типа кварца и т.п. Поэтому придумали более простой и действенный способ борьбы с апертурной погрешностью.

8.3.2 Метод снижения апертурной погрешности

Её всегда приходится убирать, когда быстрые сигналы. Для медленных, иногда, можно не убирать.

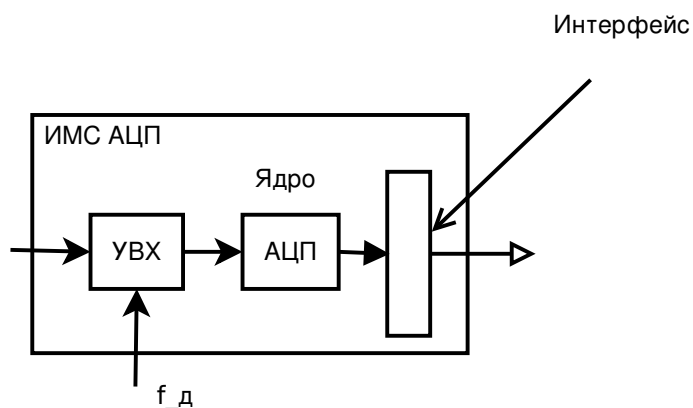


Рис. 8.5: Структура

УВХ – устройство выборки-хранения.

В английском – ТНА (Track & Hold Amplifier) или ШНА (Sample & Hold Amplifier). Считают, что они одинаковые, но на самом деле разные и есть некоторые отличия в обработке сигнала.

До момента взятия отсчета. Классическое ШНА находится в каком-то состоянии. А ТНА – следит за входным сигналом.

В тот момент, когда подается сигнал дискретизации, мы фиксируем мгновенное значение нашего сигнала какой-то промежуток времени. Затем УВХ пытается «поймать» сигнал. В этот момент подается опять сигнал дискретизации, фиксируем сигнал, затем переходим в режим выборки.

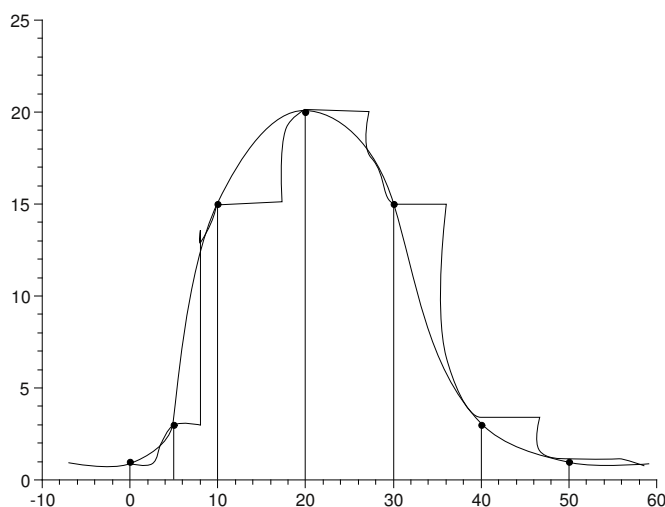


Рис. 8.6: Влияние УВХ на сигнал

В данном случае у нас получается отсутствие АП в силу работы АЦП в момент хранения. Момент времени отсчета фиксирован – это переход из режима хранения в режим выборки. Теперь спрашивается, а как это на самом деле? Конечно не так.

АП остается, но становится уже другой. Чтобы понять какой она станет, посмотрим на устройство УВХ.

Управление ключом – это и есть выборка. Ключ замкнут – выборка, иначе хранение.

Эта схема дополняется буфером на входе – чтобы не разряжался конденсатор на выходе. А на входе сложная схема эмиттерного повторителя – на 200 транзисторов примерно, так как надо исключить падение напряжения

$$t_a^{\text{без УВХ}} = T_{\text{преобразования АЦП}}$$

$$t_a^{\text{УВХ}} = T_{\text{замкн} \leftrightarrow \text{разомкн}}$$

$$E_a = \pi \frac{v_n * t_a}{x_m} = \pi f_c t_a$$

$$T_{\text{замкн} \leftrightarrow \text{разомкн}}^{\text{ключ}} \sim 0.1 - 1 \text{ ns}$$

Что же делать? А надо просто учесть Ап. Как? Учесть фазовый шум(джиттер). Джиттер - кошмар аналогового электронщика. Только он и мешает сделать быстрый многоуровневый АЦП. Идет борьба за снижение джиттера.

$$t_{a\Sigma} = t_{a\text{сист.}} + t_{a\text{случ.}}$$

$t_j < 1 \text{ ps}$ – то есть порядка фемто-секунд в современных системах.

Но это внутри АЦП. А джиттер по сути является нашим детищем. Вот это как раз колоссальные грабли, на которые наши инженеры зачастую наступают. Часто джиттер зависит даже от положения микросхемы в пространстве.

Если у вас есть АЦП с сигналом $\text{clock}(f_{clk})$ иногда ставят устройства, которые «чистят» clock – исправляют скажность.

Jitter – нестабильность (дрожание) тактового сигнала. Его можно в принципе увидеть на диаграмме.

Так что фронты должны быть с одной стороны очень крутыми, с другой – не черезчур. Это определяется каждый раз для своего АЦП, в зависимости от конкретных задач.

8.3.3 Откуда берется

Тактовый сигнал для тактования АЦП формируется с КМОП-инвертора. Будет дана нестабильность напряжения питания. Что сделать? Пересчитать изменения напряжения питания в момент переключения (в прого – в пол напряжения питания). Изменение порога в Джиттер от длительности фронта пересчитывается. Дальше читая геометрия. Зная $\Delta U_{\text{п}}$ и крутизну, можно найти и Δt – на графике вниз отсчитать $\delta U_{\text{п}}$ и довести до касания с графиком - это и будет искомое.

По сути кварц работает как индуктивность. Выходит этакий LC-контур, который сдвигает фазу на 180 градусов. По петле обратной связи должен быть равен нулю (с учетом всего) – условие баланса фаз и амплитуд. Это классическая схема. Но цифровой генератор **нельзя** использовать для тактирования АЦП – у него недопустимо большой джиттер. Ну не то, что совсем нельзя, если АЦП медленный – можно, так как там можно забить на Ап.

Как тогда делать кварцевый генератор? Нужно делать генератор на линейном усилителе. Классическая схема генератора Коупца (схема Клаппа) – так называемая трехточка. Эта схема самая стабильная и малошумящая из всех генераторов. Тут опущены всякие фильтры, так как они для схематичного изображения не принципиальны.

Глава 9

ЦАП

9.1 Основные понятия

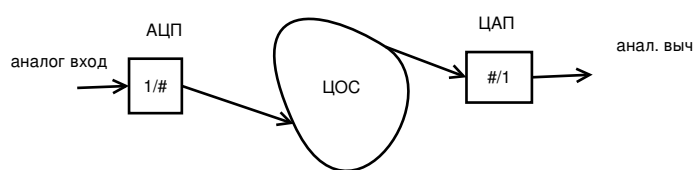


Рис. 9.1: Схема ЦАП

9.2 Методы восстановления

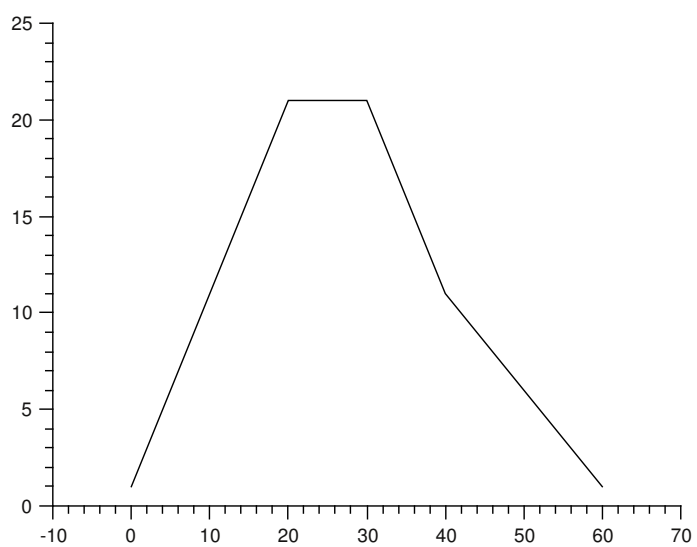


Рис. 9.2: Исходный график

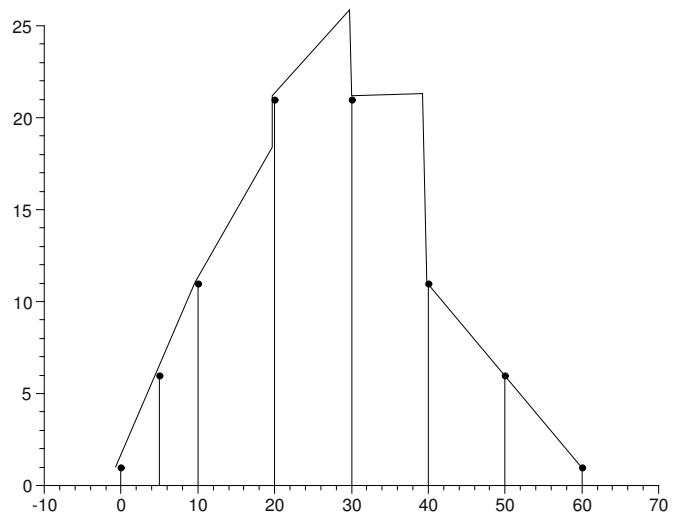


Рис. 9.3: после восстановления

Ставится ФНЧ

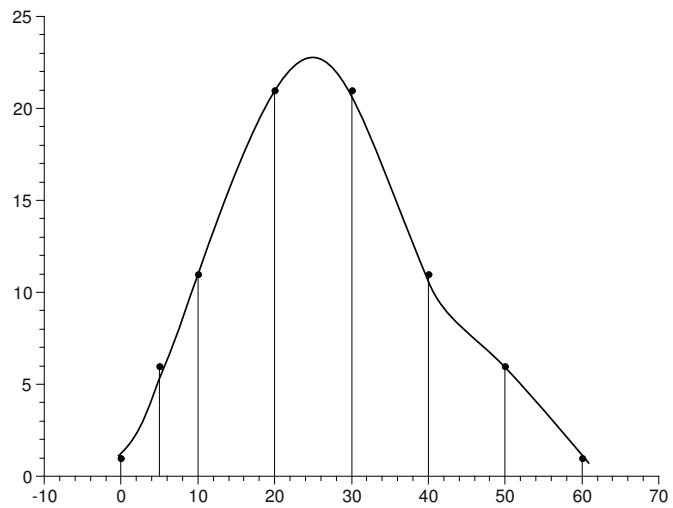


Рис. 9.4: Восстановление функцией котельникова

9.3 Передаточная характеристика ЦАП

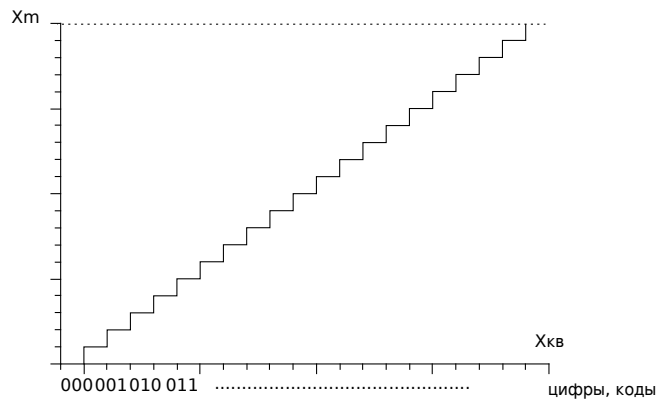


Рис. 9.5: График ПХ ЦАП

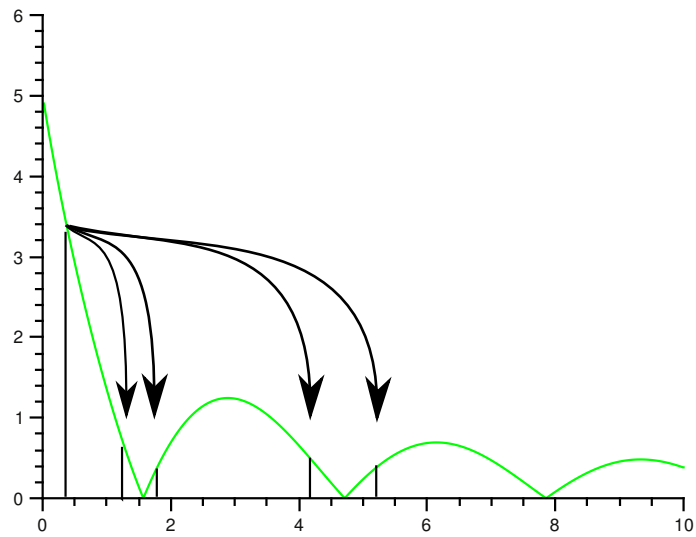


Рис. 9.6: График ПХ ЦАП

<...> – переписать у женька.

$$U' = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{K} \rightarrow 0; K \rightarrow 0 - \text{если есть ОС}$$

Принцип виртуального нуля.

Глава 10

Лирическое отступление

Определить порядок фильтра или эффективную разрядность. Дан фильтр Ботерворта. Задача на дискретизацию. Самое сложное - график рисовать. Лучше пользоваться линейным масштабом. В двух вариантах - с процессорным усилением и без него.

Вторая часть работы – оценить, какую погрешность дает апертурная неопределенность.

Грубо говоря надо будет оценить полностью АЦП. Сначала идеальный АЦП, потом с учетом усиления, потом с учетом апертурной погрешности.

Во второй КР (потом) надо будет оценить какая РЦ-цепочка соответствует графику, а потом рассчитать ОУ.

Возможно со следующей недели будут лабораторные работы.

MicroCap9 скачать - spectrum software.

Ещё стоит скачать Liner Technology LTSpice IV (www.liner.com). Раньше называлась SWCAD (Switch CAD). Она пригодится как минимум для курса «измерительные системы».

Глава 11

Принцип обратной связи

Знак минус снизу – отрицательная, знак плюс – положительная.

Мы не будем изучать положительную обратную связь. Положительная обратная связь – устойчивая система, схема имеет память и так далее, нам это не интересно.

$$X_{\text{вых}} = X_p K_{\text{пп}} = (X_{\text{вх}} - X_{\text{ос}}) K_{\text{пп}} = (X_{\text{вх}} - K_{\text{оп}} X_{\text{вых}}) K_{\text{пп}}$$
$$K_{\text{ос}} = \frac{x_{\text{вых}}}{x_{\text{вх}}} = \frac{K_{\text{пп}}}{1 + K_{\text{пп}} K_{\text{оп}}}; K_{\text{пп}} K_{\text{оп}} = K_{\text{св}}$$

$K_{\text{св}}$ – глубина ОС. Петлевое усиление.

$K_{\text{ос}} < K_{\text{пп}}$ – но это сделано сознательно.

При $K_{\text{пп}} \rightarrow \infty K_{\text{ос}} = \frac{1}{\frac{1}{K_{\text{пп}}} + K_{\text{оп}}} \rightarrow \frac{1}{K_{\text{оп}}}$

Но отрицательная обратная связь имеет и обратные стороны. Главный недостаток – потенциальная потеря устойчивости схемы – склонность к самовозбуждению.

11.1 Устойчивость

Есть безразличная устойчивость – шарик на бесконечной плоскости.

Самый простой критерий устойчивости: отклонение системы возвращает систему обратно в равновесие.

Устойчивость в малом – при малых отклонениях система возвращается. При больших отклонениях система не возвращается на место.

Бывают системы устойчивые в малом и устойчивые в большом (в большом – шарик в центре вершине буквы w, в малом – в центре буквы m).

чтобы восстановить сигнал часто используются подобные схемы.

Характеристический многочлен:

$$p^2 + p \frac{\omega}{Q} + \omega^2 = 0$$

$$p = -\frac{\omega_0 \pm \sqrt{1 - 4Q^2} + \omega_0}{2Q}$$

Если добротность $1/\sqrt{2}$ – фильтр Ботерворта 2-ого порядка.

11.2 Влияние обратной связи на АЧХ

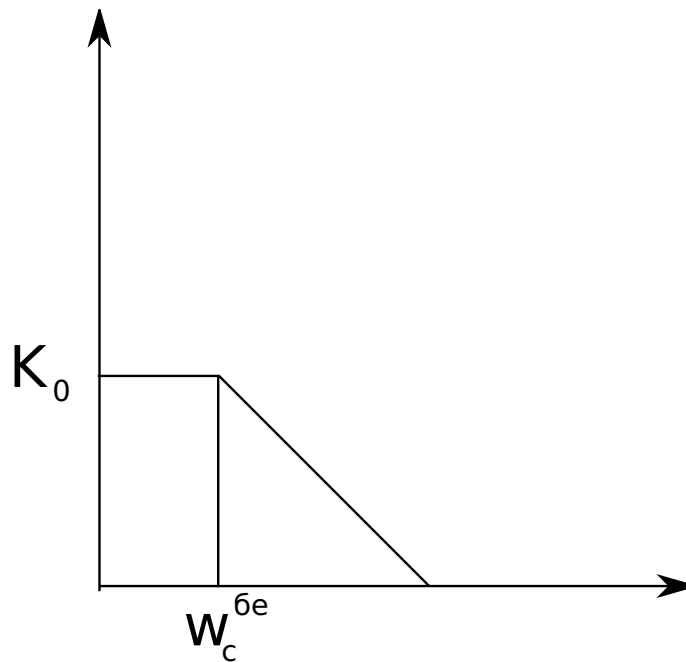


Рис. 11.1: Фигня

$$K_{oc}(p) = \frac{K_{np}(p)}{1 + K_{п}(p)K_{он}(p)} K_{он}(p) \approx const; K_{np}(p) = \frac{K_o^{be}}{1 + p\tau_c^{be}}$$

$$\tau_c^{be} = \frac{1}{\omega_c^{be}}; K_{oc} = \frac{\frac{K_o^{be}}{1 + p\tau_c^{be}}}{1 + \frac{K_o^{be}}{1 + p\tau_c^{be}} K_{он}} = \frac{K_o^{oc}}{1 + p\tau_c^{oc}}$$

$$K_o^{oc} = \frac{K_o^{be}}{1 + K_o^{be} K_{он}} < K_o^{be}$$

$$\tau_c^{oc} = \frac{\tau_c^{be}}{1 + K_o^{be} K_{он}};$$

$K_o^{be} K_{он} \approx -K_{св}$. У Алексинко это называется «возвратным отношением», а мы будем называть «петлевым усилением» (по сути глубина обратной связи, отличие в том, что глубина обратной связи в децибелах, а петлевое усиление в разях)

Так как угол наклона у нас 20дБ на декаду, то во сколько раз изменился коэффициент усиление, востолько раз изменилась и частота.

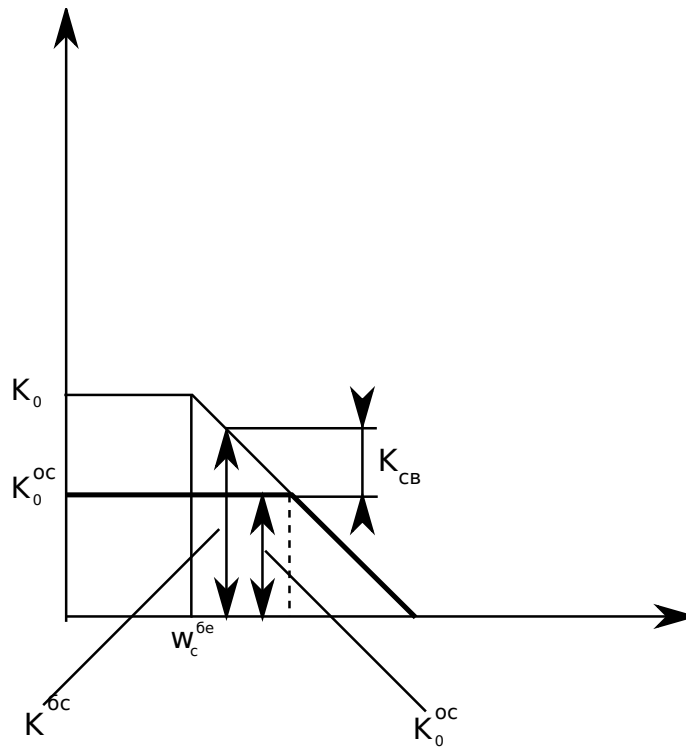


Рис. 11.2: Большая фигня

11.3 Заголовок. Что-то про системы обратной связи, бифуркации и пр. ересь

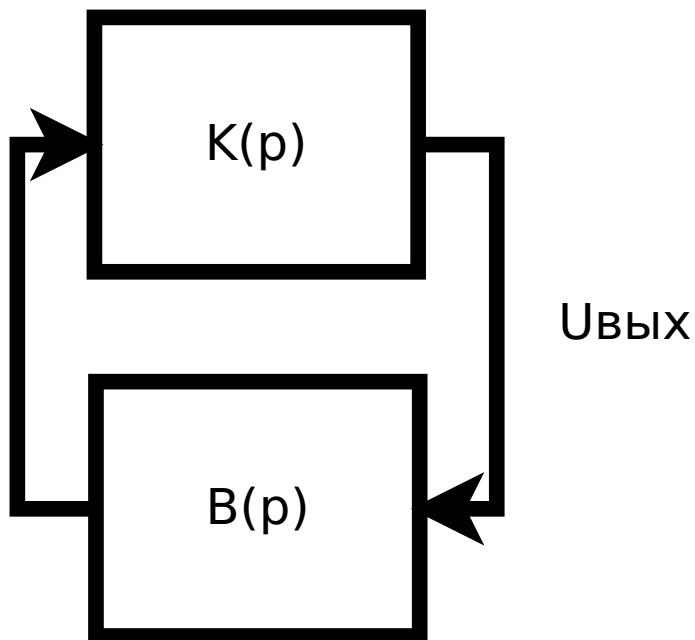


Рис. 11.3: Большая фигня

$$U_{\text{вых}}(p) = K(p)\beta(p)U_{\text{вых}}(p)$$

В данном случаи здесь скорее оператор присваивания, нежели равенство. Сократить на напряжение выхода нельзя.

$$U_{\text{вых}}(p)[1 - K(p)\beta(p)] = 0; U_{\text{вых}} \neq 0; 1 - K(p)\beta(p) = 0$$

Если p_1, \dots, p_i – корни X -ого уравнения, то $U_{\text{вых}}(t) = A_1 e^{p_1 t} + A_2 e^{p_2 t} + \dots + A_i e^{p_i t}$

Если $p_i > 0$, система неустойчива. Если $p_i < 0$, система устойчива в малом (экспоненты убывают)

Выходной сигнал будет ограничен, если все корни имеют отрицательную вещественную часть – общий критерий оценочной устойчивости.

Все критерии для оценочной устойчивости сводятся к данному. Возникает другой вопрос – как определить знак действительной части корней характеристического уравнения, не решая сами уравнения?

Мы будем рассматривать только один, наиболее удобный для нас, критерий. Для нас, когда мы анализируем аналитически или смотрим на экран измерителя, неудобно рисовать годограф. Анализатор цепи (прибор, умеющий рисовать годограф) стоит очень дорого. Обычно у нас есть или измеритель АЧХ или осциллограф. Значит, будем использовать критерий Боде. В критерии Боде устойчивость анализируется по АЧХ и ФЧХ.

11.4 Критерий Боде (на примерах)

11.4.1 Угадывание типа обратной связи

$$K_{oc} \simeq -\frac{R_{oc}}{R_r}$$

$$K_{бе} = K'_{оу}$$

$$K_{св} = K_{бс}/K_{oc}$$

Параллельная обратная связь по напряжению. Напряжение снимается с нагрузки.

$$K_{oc} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_c}$$

На входе стоит дифференциальный каскад, поэтому суммируются напряжения. Значит это последовательная ОС. Нагрузка подключена так, поэтому по напряжению. В зависимости от включения нагрузки, ОС может быть по току и по напряжению. По току – если нагрузкой является R_{oc} , тогда R_c будет датчиком тока, то есть мы контролируем ток нагрузки. При этом параметры схем будут разные – обратная связь по току увеличивает сопротивление по отношению к нагрузке, а по напряжению – уменьшает.

Суммирование происходит на р-п переходе. Обратная связь и входной ток тянут сетсему в разные стороны, поэтому ОС – последовательная. Нагрузкой является $R_{н}$. Ток эмитера равен току коллектора, поэтому мы контролируем ток. Это последовательная обратная связь по току.

Это является примерным аналогом схемы 1. Поэтому параллельная ОС по напряжению.

Теперь более сложные схемы.

Это так называемая «двойка» – очень простая, достаточно быстрая и стабильная схема.

При хороших транзисторах у нее гигагерцовый диапазон, она стабильная и может иметь довольно высокий коэффициент передачи.

Из-за конденсатора, по постоянному току всегда 100% обратная связь.

Так как потенциал в точке суммирования фиксированный – U^* , то это параллельная обратная связь. Теперь смотрим по выходу. Если мы снимаем с точки один, получаем датчик тока, поэтому ОС по току. Если снимаем с точки два, то нижний резистор получается нагрузкой, поэтому ОС по напряжению.

Попробуем прикинуть режим. В точке суммирования потенциал 0.7 В точке куда подключается резистор – тоже примерно 0.7. Ток после первого транзистора – 1.4

Здесь две обратных связи. ОС с R_{oc1} – параллельная ОС по напряжению. ОС с R_{oc2} – последовательная обратная связь по напряжению.

Прикинем режим. Здесь посложнее чем в прошлой схеме. $E_{п} = 0.7$, после второго транзистора получится $E_{п} = 1.4$. Ток через $R_1 = \frac{0.7}{R_1}$. Ток через R_{oc2} получается $I_1 + I_2$

Довольно неудачная схема, так как неустойчива, склонна к самовозбуждению. Использовалась когда не было ОУ. Чтобы обеспечить устойчивость обычно ставят конденсатор.

11.4.2 Параметры устройств с ОС

1. Последовательная ОС по напряжению

$$K_{oc} = \frac{U_{\text{вых}}}{U'_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} + U_{oc}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}} K_{оп}} = \frac{K_{бс}}{1 + K_{бс} K_{оп}} = \frac{K_{бс}}{1 + K_{св}}$$

$$Z_{\text{ВХОС}} = \frac{U'_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{U'_{\text{ВХ}}}{\frac{U_{\text{ВХ}}}{z_{\text{ВХ}}}} = (U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ОС}}) \frac{Z_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} =$$

$$= (1 + K_{\text{ОП}} K_{\text{БС}}) z_{\text{ВХ}} = z_{\text{ВХБС}} (1 + K_{\text{СВ}});$$

Чтобы определить выходное сопротивление, мы подсоединяем внешний генератор

По определению, выходным сопротивлением схемы называется сопротивление при $z_{\text{H}} = 0$

$$Z_{\text{ВЫХОС}} = \left. \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВЫХ}}} \right|_{U_{\Gamma}=0}$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = (U_{\text{ВЫХ}} + K_{\text{БС}} U_{\text{ВХ}}) / z_{\text{ВЫХ}}$$

$$U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} K_{\text{ОП}} \frac{Z_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + z_{\text{ВХ}}} = U_{\text{ВЫХ}} K_{\text{ОП}} \gamma_{\text{ВХ}}$$

$$Z_{\text{ВЫХОС}} = \frac{z_{\text{ВЫХБС}}}{1 + K_{\text{ОП}} K_{\text{БС}} \gamma_{\text{ВХ}}}$$

Обратная связь по напряжению понижает выходное сопротивление

2. Последовательная ОС по току

Здесь начнем пренебрегать какими-то вещами, например $i_{\text{ВХ}}$, иначе мы не сможем посчитать схему.

$$K_{\text{ОП}} = \frac{U_{\text{ОС}}}{U_{\text{ВЫХ}}} = \frac{R_{\text{ОС}}}{z_{\text{H}}}$$

$$K_{\text{СВ}} = K_{\text{БС}} K_{\text{ОП}} = K_{\text{БС}} \frac{R_{\text{ОС}}}{z_{\text{H}}}$$

$$K_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U'_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ОС}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}} K_{\text{ОП}}} = \frac{K_{\text{БС}}}{1 + K_{\text{БС}} K_{\text{ОП}}} = \frac{K_{\text{БС}}}{1 + K_{\text{СВ}}}$$

$$K_{\text{СВ}} \rightarrow \infty; K_{\text{ОС}} \simeq \frac{z_{\text{H}}}{R_{\text{ОС}}}$$

$Z_{\text{ВХОС}} - ? Z_{\text{H}} = 0$

$$U'_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ОС}}$$

$$Z_{\text{ВХБС}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}}; Z_{\text{ВХОС}} = \frac{U'_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{U_{\text{ВХ}} + (i_{\text{ВХ}} + i_{\text{ВЫХ}}) R_{\text{ОС}}}{i_{\text{ВХ}}} = z_{\text{ВХБС}} + (1 + \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}}) R_{\text{ОС}} =$$

$$= z_{\text{ВХБС}} + (1 + K_i) R_{\text{ОС}}; K_i = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} \simeq \frac{U'_{\text{ВХ}} K_{\text{ОС}} / (R_{\text{ОС}} + Z_{\text{ВЫХ}})}{U_{\text{ВХ}} / Z_{\text{ВХ}}} \simeq K_{\text{ОС}} \frac{z_{\text{ВХ}}}{z_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ОС}}}$$

И это только в линейном приближении. Главный вывод - оно растет.

$$Z_{\text{ВЫХОС}} c U_{\Gamma} = 0$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = (U_{\text{ВЫХ}} + K_{\text{БС}} U_{\text{ВХ}}) / (Z_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ОС}})$$

$$U_{\text{ВХ}} = i_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ОС}} \frac{Z_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + z_{\text{ВХ}} + R_{\text{ОС}}} = i_{\text{ВЫХ}} R_{\text{ОС}} \gamma_{\text{ВХ}}$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{z_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ОС}} (1 + K_{\text{БС}} \gamma_{\text{ВХ}})}$$

$$Z_{\text{ВЫХОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВЫХ}}} = z_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ОС}} (1 + K_{\text{БС}} \gamma_{\text{ВХ}})$$

3. Параллельная ОС по напряжению.

$i_{св} \gg i_{вх}; i_{вхос} \simeq i_{св}; U'_{вх} \simeq U_{вх} \sim 0$ – виртуальный нуль!

$$i_{вхос} = \frac{U_{\Gamma}}{R_{\Gamma}}; U_{вых} = i_{вхос} z_{св}; K_{ос} \simeq \frac{U_{вых}}{U_{\Gamma}} = \frac{Z_{св}}{R_{\Gamma}}$$

$$Z_{вхос} = Z_{вх} \parallel \frac{z_{св}}{1 + K_{бс}}$$

$$Z_{вхос} = Z_{вх} \parallel Z_{экв}; Z_{экв} = \frac{U_{вх}}{i_{св}}; i_{св} = \frac{U_{вх} - (-U_{вх} K_{бс})}{z_{св}} = \frac{z_{св}}{1 + K_{бс}}$$

$$Z_{эквос} = \frac{Z_{св}}{1 + K_{бс}} - \text{эффект Миллера}$$

Эквивалентно тому, что между входом и землей подключается некий импеданс, равный этой штуке (Здесь какой-то непонятный жест в сторону схемы), деленный на коэффициент связи.

Если $z_{св} = \frac{1}{pC}$:

$$Z_{экв} = \frac{1}{pC(1 + K_{бс})} = \frac{1}{pC_{м}}$$

$C_{м} = C_0(1 + K)$ – это главный источник потерь быстродействия для аналоговых и цифровых схем. Возникает напряжение генератора. Если K был 1000, а C_0 порядка 1 пс, то $C_{м}$ уже 1000пФ, а это в переводе на задержку – 1нс. Но с другой стороны он позволяет проводить частотную коррекцию Миллера – стабилизировать схему.

$$Z_{выхос} = (Z_{св} + Z') \parallel \frac{Z_{вых}}{1 + K_{оп} K_{бс}}; Z' = R_{\Gamma} \parallel Z_{св}$$

	послед		паралел	
	U	I	U	I
$K_{ос}$	↓	↓	↓	↓
$Z_{вхос}$	↑	↑	↓	↓
$Z_{выхос}$	↓	↑	↓	↑

Глава 12

Эффект Миллера

Его можно назвать чуть ли не основным явлением в аналоговой схемотехнике.

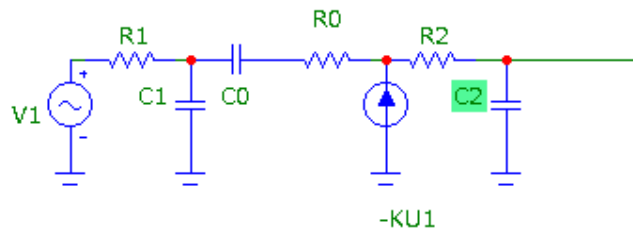


Рис. 12.1: Схема-пояснение

Найти передаточную характеристику данной схемы. Это дело довольно сложное, поэтому напишем сразу ответ:

$$K(p) = K \frac{1 + p\tau_0}{(1 + p\tau_{п1})(1 + p\tau_{п2})(1 + p\tau_{п3})}$$

$$\tau_0 = \frac{R2}{K}C_0 - R_0C_0$$

Если $\frac{R2}{K}C_0 = R_0C_0$, то $\tau_0 = 0$. Если $R_0 > \frac{R2}{K}$, то левый ноль.

Рассмотрим полюсы:

$$\tau_{п1} = R1C_0(K + 1)$$

$$\tau_{п2} = \frac{-R2}{K + 1}(C_1 + C_2 + \frac{C_1C_2}{C_0}) \simeq \frac{-R2}{K + 1}(C_1 + C_2)$$

$$\tau_{п3} = -R_0C_1$$

Без ОС, т.е. без:

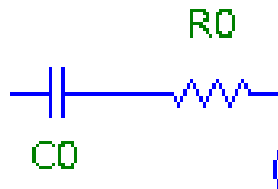


Рис. 12.2: ОС

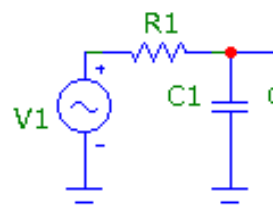


Рис. 12.3: OC

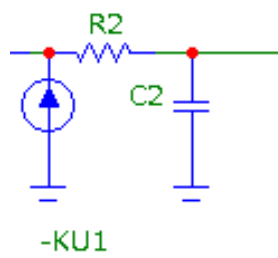


Рис. 12.4: OC

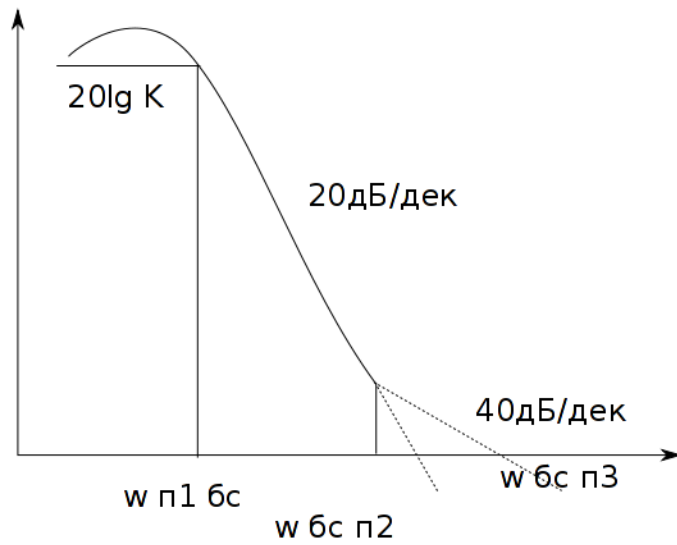


Рис. 12.5: Расщепление полюсов

Расщепление полюсов и есть настоящий эффект Миллера. Он на самом деле полезен, так как нам нужно чтобы в районе точки близкой к ω_T не было полюсов. Из-за этого эффекта, у нас наша новая характеристика будет идти под 20 дБ на декаду. Новый, третий, полюс становится доминантным и начинает определять устойчивость.

Глава 13

Дифференциальный каскад

Большую погрешность вносит температурная погрешность. Дифференциальный каскад её успешно подавляет.

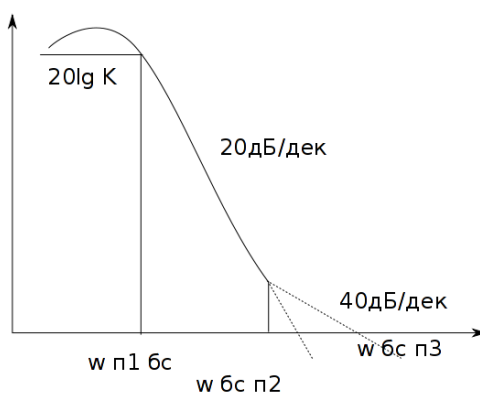


Рис. 13.1: Диф. каскад

Решаем систему уравнений:

$$\begin{aligned} I_{\text{к1}} &= I_{\text{к0}} e^{\frac{U_1 - U_0}{\varphi T}} \\ I_{\text{к2}} &= I_{\text{к0}} e^{\frac{U_2 - U_0}{\varphi T}} \\ I_{\text{к1}} + I_{\text{к2}} &= I_0 \end{aligned}$$

Получим:

$$I_{к1} = I_0 \frac{U_2 - U_1}{1 + e^{-\varphi T}}$$

$$I_{к2} = I_0 - I_{к1} = I_0 \frac{e^{-\varphi T} (U_2 - U_1)}{1 + e^{-\varphi T}}$$

$$U_{д} = U_2 - U_1$$

Разделим $e^{2\varphi T}$:

$$I_{к1} = I_0 \frac{e^{-\frac{U_{д}}{2\varphi T}}}{e^{-\frac{U_{д}}{2\varphi T}} + e^{\frac{U_{д}}{2\varphi T}}}$$

$$I_{к2} = I_0 \frac{e^{\frac{U_{д}}{2\varphi T}}}{e^{-\frac{U_{д}}{2\varphi T}} + e^{\frac{U_{д}}{2\varphi T}}}$$

График гиперболического тангенса.

$$I_{к1,2} = \frac{I_0}{2} \left[1 \pm \operatorname{th} \frac{U_{д}}{2\varphi T} \right]$$

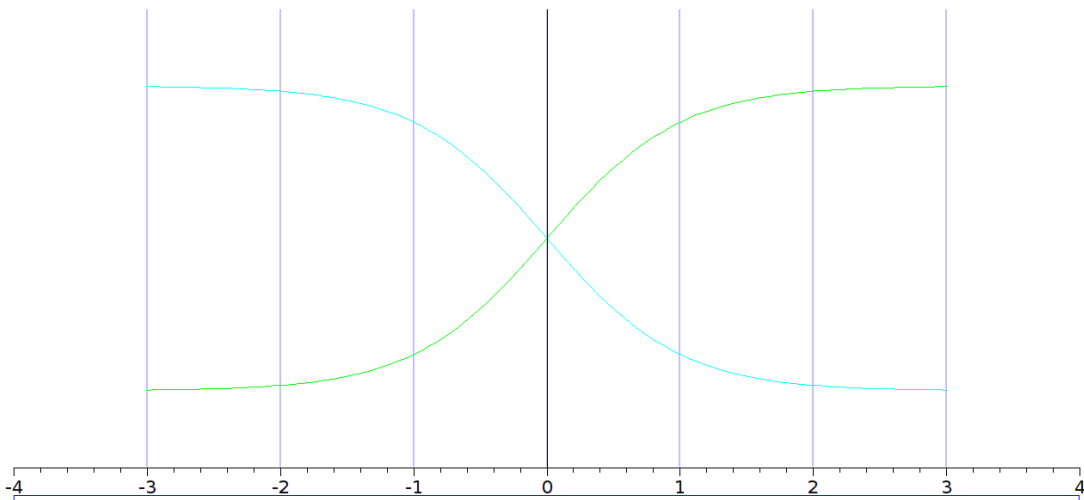


Рис. 13.2: Диф. каскад

Для малого сигнала $\operatorname{th}(x) = x$

$$I_{к1,2} \simeq \frac{I_0}{2} \left(1 + \frac{U_{д}}{2\varphi T} \right)$$

$$g_m = \frac{dI_{к}}{dU_{д}} = \frac{I_0}{4\varphi T} = \frac{I_{к}}{2\varphi T}$$

$$g_m = \frac{1}{r_{э}} = \frac{I_{к}}{\varphi T}$$

$$g_{mДК} = \frac{1}{2} g_{mОЭ}$$

13.1 Расчет ДК на полевых и МОП транзисторах

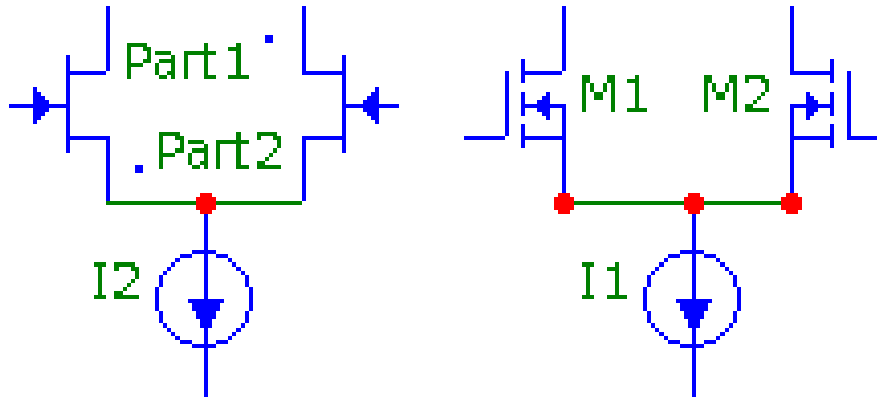


Рис. 13.3: Диф. каскад на FET и МОПТ

13.1.1 МОПТ

$$I_{c1,2} = \frac{I_0}{2} \left[1 \pm \frac{b}{2} \frac{U_{дн}^2}{I_0} \sqrt{4 \frac{I_0}{b U_{дн}^2} - 1} \right] = \frac{I_0}{2} \left[1 \pm U_{дн} \sqrt{\frac{b}{I_0}} \sqrt{1 - U_{дн}^2 \frac{b}{4 I_0}} \right]$$

$$b = \frac{W}{L} K P = \frac{W}{L} \mu C_0 \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{d_{ox}}$$

13.1.2 FET

$$I_c = I_{CH} \left(1 - \frac{U_{дн}}{U_{отс}} \right)^2 = \beta (U_{зн} - U_{отс})^2$$

$$\beta = \frac{b}{2} = \frac{I_{CH}}{U_{отс}^2}; b = 2\beta$$

$$I_{c1,2} = \frac{I_0}{2} \left[1 \pm \beta \frac{U_{дн}^2}{I_0} \sqrt{\frac{4 I_0}{2 \beta U_{дн}^2} - 1} \right]$$

Так как выражение для $I_{c1,2}$ громоздкое, то мы не будем брать от него производную и считать крутизну. В расчетах будем пользоваться в основном вариантом на биполярных транзисторах.

13.2 Анализ ДК для малого сигнала на примере БТ

Изобразим ДК:

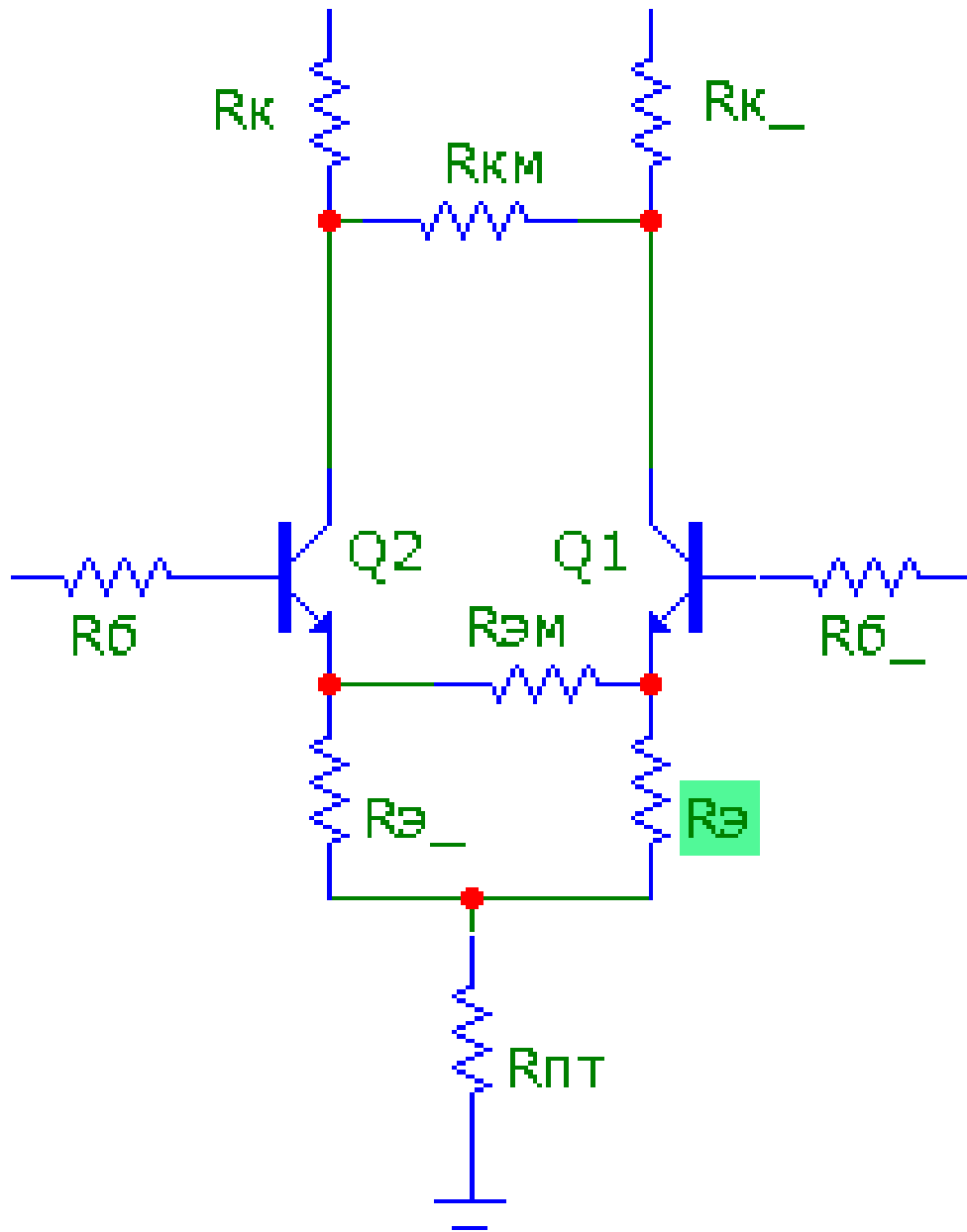


Рис. 13.4: Диф. каскад на БТ

Схема симметричная. Воспользуемся теоремой бисекции: будем рассматривать $U_{\text{диф}}$ и $U_{\text{сиф}}$. Дифференциальное - просто разность, $U_{\text{д}} = U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}$

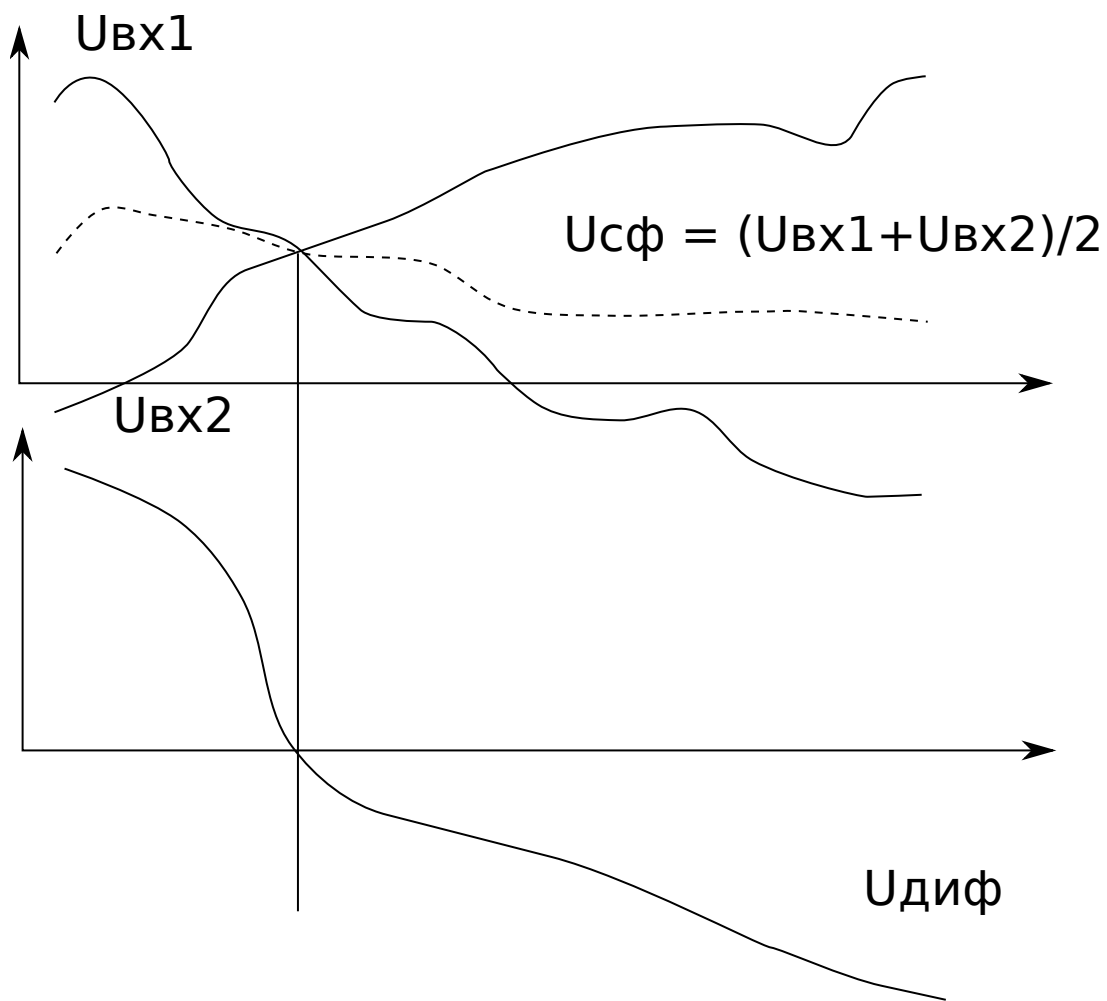


Рис. 13.5: Графики

Из графика следует, что все что на оси симметрии можно заземлить!

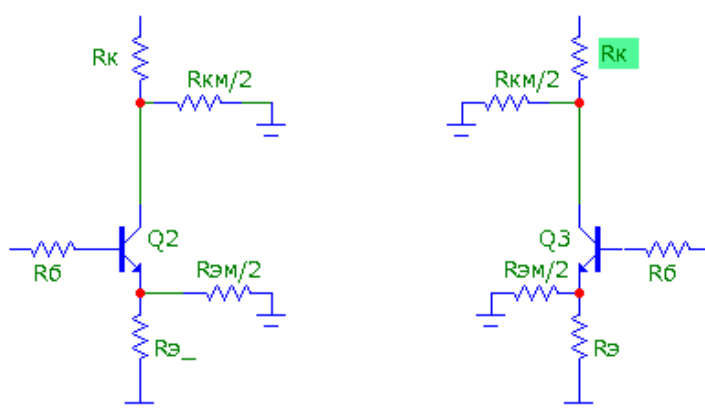


Рис. 13.6: Схема

Схема развалилась на две независимые схемы, которые можно считать в отдельности.

$$K_u = 0.5 \frac{R_k || R_{кМ}/2}{R_{э} || R_{эм}/2 + \frac{R_б}{1 + \beta} + r_{э}}$$

Переписуем схему для синфазного сигнала. Из курса электротехники мы знаем, что если точки имеют одинаковый потенциал, их можно объединить. Соединяем точки с одинаковым потенциалом – то есть соединяем точки, симметричные относительно оси. В результате, R_6 и транзисторы запараллелятся. Все, что расположено поперек оси симметрии - заполовинится

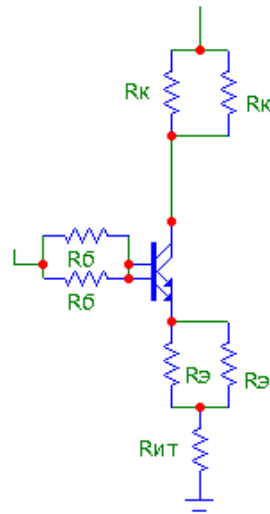


Рис. 13.7: Схема

$$K_{U_{\text{синф}}} = \frac{R_э}{2} + R_{\text{ит}} + \frac{r_э}{2} + \frac{R_6}{2\beta}$$

$$K_{U_{\text{синф}}} \simeq \frac{R_к/2}{R_{\text{ит}}} = \frac{R_к}{2R_{\text{ит}}} \llll 1$$

Дифференциальный каскад подавляет синфазный сигнал (сопротивление источника тока составляет мегаомы, а коллектора - килоомы).

$$K_{\text{д}} \sim \frac{R_к}{2R_э}$$

$$K_{\text{дд}} = \frac{R_к}{R_э}$$

В некоторых включениях (например если дальше стоит диф. каскад), можно снимать сигнал с обоих плеч, тогда будет $K_{\text{дд}}$

Усиливает дифференциальный сигнал.

Вводится коэффициент ослабления (подавления) синфазного сигнала:

$$K_{\text{осс}} = 20 \lg \frac{K_{\text{дд}}}{K_{\text{сф}}}$$

13.2.1 Пример

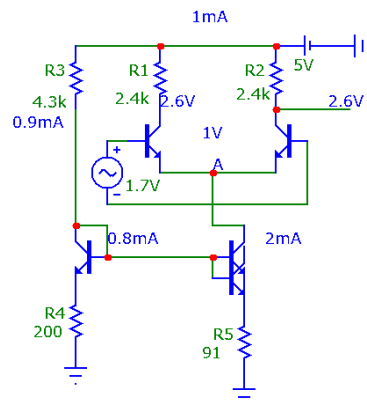


Рис. 13.8: Схема

Какой потенциал нам нужно установить в токе А? Чтобы транзисторы не были в насыщении.

$$K_d = \frac{R_k}{2r_{\text{э}}} = \frac{2.4k}{2 * 25ohm} = 48$$

$$r_{\text{вых}} = r_{\text{кэ}} \frac{r_{\text{б}}R_{\text{б}} + R_{\text{э}}\beta}{r_{\text{б}} + R_{\text{б}} + R_{\text{э}}} = \frac{E_A}{I_k} \frac{200 + 100 + 9000}{200 + 100 + 90}$$

$$r_{\text{ит}} = 50k \frac{9300}{400} = 1.2M$$

$$K_{\text{occ}} \sim 20 \lg \frac{50}{0.001} \simeq 20 \lg 50000 \sim 60 \div 62dB$$

$$K_{\text{occ}} \sim 20 \lg \frac{100}{0.001} \simeq 66 \div 68dB$$

Глава 14

Каскады аналоговых ИМС

Почему этот раздел излагается поверхностно? Потому что задачи почти полностью охватывают данный раздел. Таким образом появляется возможность подумать над задачами самостоятельно.

14.1 Каскады АИМС

АИМС бывают:

- Операционные усилители (ОУ)
- АЦП и ЦАП
Компораторы представляют собой АЦП с разрядностью 1 бит.
- Силовая электроника и источники питания.
Сюда входят всякие пусковые устройства, зарядные устройства, микросхемы для управления сверхяркими светодиодами
- Радиочастотные
Подробнее смотри журнал IEEE journal of Solid-State Circuits или Analog IC and Signal Processing (издательство Springer, есть доступ с компьютеров МИФИ).
- Специализированные микросхемы (ASIC).
Радиотехнику мы будем изучать в следующем семестре.

14.1.1 Модификации дифференциального каскада

- I. Первое, что мы хотим сделать - перейти от дифференциального выхода к одиночному. Нам не всегда нужно 2 выхода, а проигнорировав второй выход мы теряем в коэффициенте усиления. Как этого избежать?

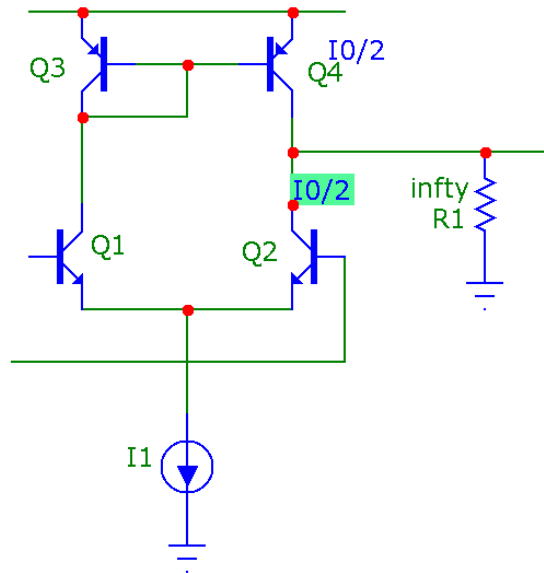


Рис. 14.1: ДК

Ставим токовое зеркало. Этим решаем сразу две задачи:

- (a) Увеличиваем коэффициент усиления. Нагрузка активная – транзистор вместо резистора.
- (b) Автоматически устанавливается режим каскада (почти)

$$r_{\text{накв}} = r_{\text{вых}npn} || r_{\text{вых}pnp}; r_{\text{вых}} \sim r_{кэ} \frac{R_6 + \beta R_9}{R_6 + R_9}$$

К сожалению, данный каскад не используется как первый каскад из-за большого влияния эффекта Эрли, который сильно снижает точность задания.

II. Схему придумал Видлар.

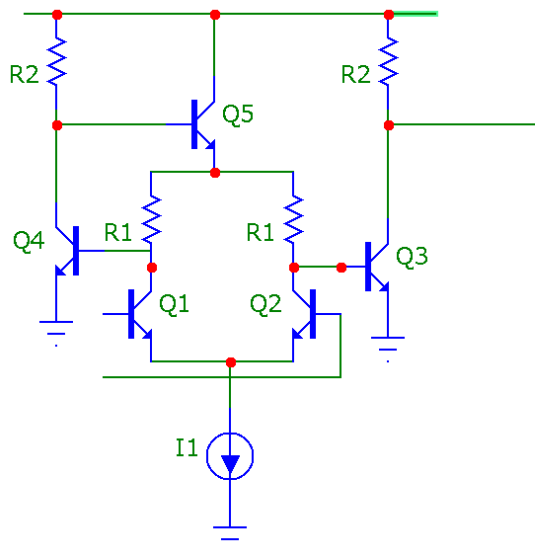


Рис. 14.2: Схема

Мы её уже видели, рассматривали как одну из схем, иллюстрирующую принципы аналоговой схемотехники.

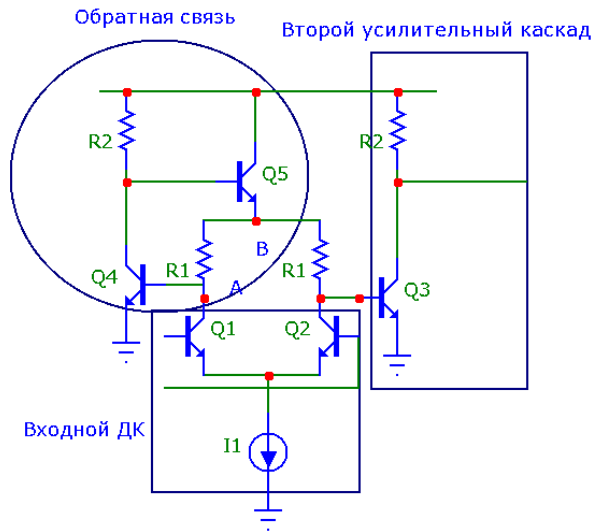


Рис. 14.3: Схема

У нас есть параллельная обратная связь по напряжению (слева). Она обладает двумя свойствами - стабилизирует напряжение на нагрузке. Во вторых, что более важно, уменьшается выходное сопротивление.

$$U_A - \text{фиксируется на уровне } U^*, U_B = i_1 R_1 + U_A, i_2 = \frac{U_B}{R_1} - (-i_1) = \frac{i_1 R_1}{R_1} - (-i_1) = 2i_1$$

По сравнению с обычным ДК, входной ток в два раза больше. Правая часть схемы – второй усилительный каскад.

У Видлара транзистор 3 больше, чем остальные.

III. ДК с базовой связью.

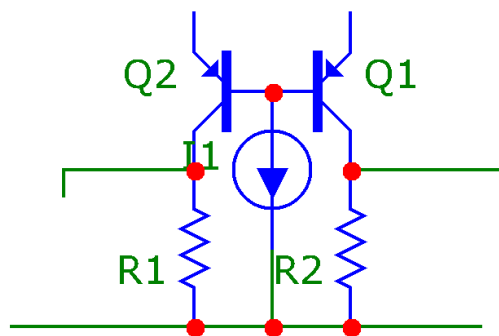


Рис. 14.4: Схема

Недосток: низкое входное сопротивление, большие входные токи.

Затем, Видлар решил усовершенствовать схему:

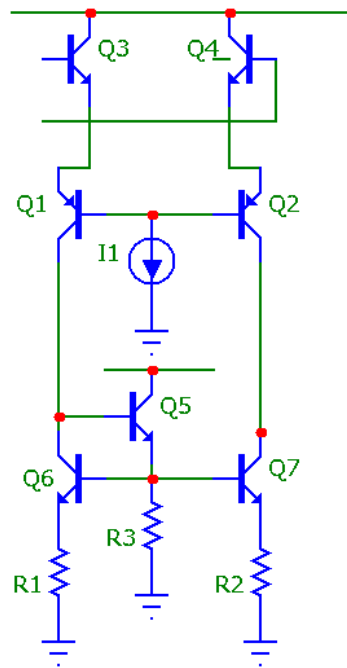


Рис. 14.5: Схема

Основной целью этой модификации было увеличение допустимого диапазона сигналов, так как немодифицированная пробивается при 7В, а в те времена типичное значение входных напряжений было около 10В.

В этой схеме, 4 перехода, $U_{вхм} = 2U^* + 2U_{пр} \approx 13 \div 15V > 10V$

Сейчас идет ренесанс подобных схем из-за их использования в различных двигателях.

Как задать режим ДК? С помощью I_0 нельзя, так как $I_k = \beta_{pnp} I_0 / 2$, то есть зависит от β , а это бред, так как разброс β слишком большой и оно зависит даже от механических воздействий на кристалл.

В свое время встала цель – сделать дешевый массовый ДК. Было два решения – решение Видлара и решение его учеников.

(а) Решение Видлара LM101.

Задачу Видлар решил хитрым физико-топологическим путем. Он применил очень хитрый источник. Транзисторы стали многоколлекторными

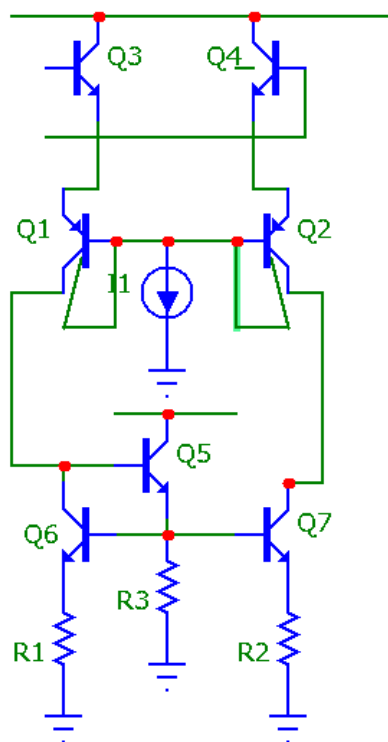


Рис. 14.6: Схема

Или эквивалент:

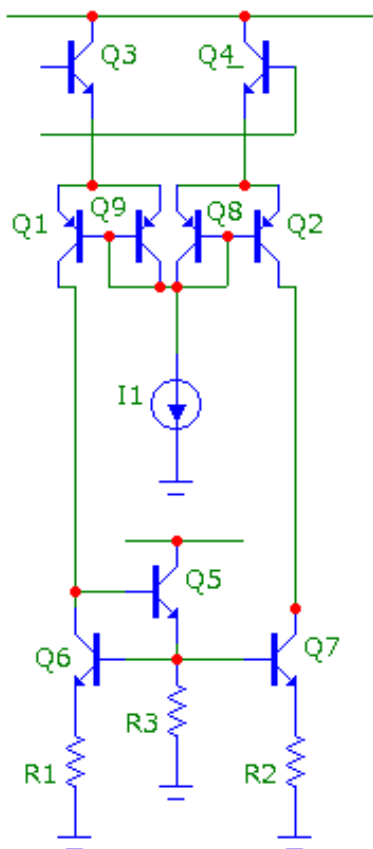


Рис. 14.7: Схема

Видлар понял, что отражатель тока по сути тот же транзистор с $\beta = 1$.

Но схема вышла довольно дорогой, хотя и очень хорошей. Видлар применял транзисторы супер-бета и так далее, а в те времена это было слишком дорого.

- (b) Решение учеников Они пошли другим путем, сверху поставили отражатель тока и ввели обратную связь. (существует два способа стабилизировать β – задать его параметрически или обратной связью)

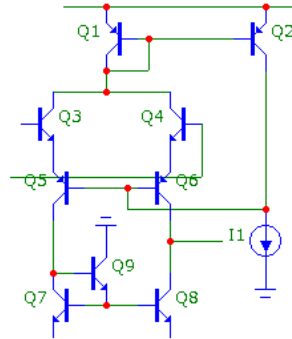


Рис. 14.8: Схема

Простейший способ: $2I_0 \rightarrow 0 \Rightarrow 2I_k \simeq I_0; I_k \simeq I_0/2$

Более точно: $I_{knp} = \beta_{np} I_0; K_{iот} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta_{np}}}$

Один из возможных вопросов на экзамене – определить диапазон входных сигналов ДК.

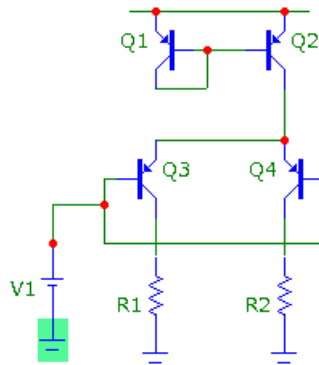


Рис. 14.9: Схема

$U_{допд} = ?; U_{доп.сф} = ?$

$$U_{допд} = U^* + U_z; U_{сфmin} - ? = 0, \text{ если } I_k R < U^* - U_{кэнасыщ} \sim 0.5V$$

$$U_{кэ} > 0.2V; U_{э} = 0.7V. U_{кэ} > U_{кэнасыщ}, U_{кэ} > 0.2$$

Больше чем 0.5В на резисторах падать не должно. $K_{оэдк} = \frac{R_k}{r_{э}} = \frac{R_k}{\varphi_T / I_k} = \frac{I_k R_k}{\varphi_T} = \frac{\Delta U}{\varphi_T} \Rightarrow K_{umax} = 0.5 / 0.025 = 20$

Второй случай

$U_{вхсфmax}$ –? Q2 должен быть в активной области, на Q1 должно остаться U^* , мы должны обеспечить чтобы $U_{кэ2} \geq U_{кэнас}, U_{вхсфmax} = E_{п} - U_{кэнас} - U^*$

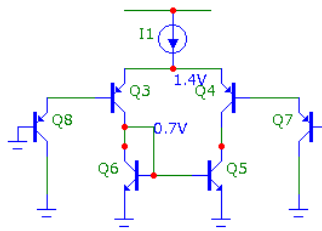


Рис. 14.10: Схема

Такой каскад используется в усилителях LM124, LM2900 и так далее (отличие диапазонами температур и пр).

Если каскад может работать от 0 до $E_{п}$, то он называется Rail-to-Rail (RRI - input, правильный; RRO - output, псевдо; RRIO, input/output, псевдо)

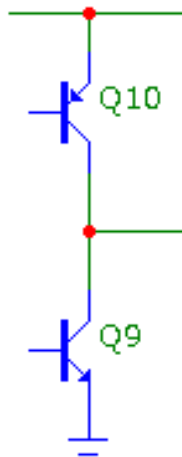


Рис. 14.11: RRO

$$\Delta U_{max} = U_{кэнас} \div E_{п} - U_{кэнас} - \text{то есть чуть ниже и чуть выше, поэтому это не настоящий Rail to Rail}$$

14.2 Промежуточные каскады

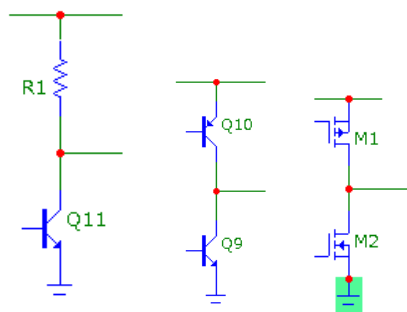


Рис. 14.12: Промежуточные каскады

Зачем нам нужны схемы то на pnp, то на npn? На npn постоянный уровень сдвигается вверх. Если мы возьмем p-канальные - получим с точностью до наоборот.

Расчет коэффициента передачи.

$$K = K_{\text{дк}} \cdot K_{\text{ук}} \cdot K_{\text{эп}} = K_{\text{дк}} \cdot K_{\text{ук}}$$

$$K_{\text{дк}} = g_m \cdot R_{\text{ндк}}; g_{m\text{дк}} = \frac{2}{r_{\text{э6}} + r_{\text{э8}} + r_{\text{э9}} + r_{\text{э7}}}$$

Ток у нас 10мкА, поэтому все эти

$$r_{\text{э}} = \varphi_T / 10\mu A$$

В результате получаем:

$$g_{m\text{дк}} = \frac{2}{4r_{\text{э}}} = \frac{I_{\text{к}}}{2\varphi_T} = \frac{10\mu A}{50mV} = \frac{1}{5k\Omega}$$

$$R_{\text{ндк}} = R_{\Sigma A} = r_{\text{к9}} || r_{\text{к12}} || r_{\text{вх13}}; r_{\text{к}} \sim \frac{E_A}{I_{\text{К}}} = 10M\Omega; r_{\text{вх13}} \sim (1 + \beta)(r_{\text{э13}} + 50k\Omega || r_{\text{вх14}})$$

$$r_{\text{вх13}} \sim \beta(r_{\text{э13}} + 50k || (r_{\text{э14}} + R_9)(1 + \beta)) \sim \beta^2 R_9 \sim 3M\Omega; R_{\text{ндк}} \sim 5M || 3M$$

$$K_{\text{дк}} = g_{m\text{дк}} R_{\text{ндк}} = \frac{5M || 3M}{5k} = \frac{2M}{5k} \simeq 400$$

$$K_{\text{ук}} = \frac{r_{\text{к13}} || r_{\text{к14}} || r_{\text{к15}} || r_{\text{вхЭП}}}{R_9 + r_{\text{э14}} + r_{\text{э14}} / (\beta + 1)}$$

На самом деле тут сопротивление эмитера и пересчитанного сопротивления база-эмитера для 14-ого транзистора.

$$r_{\text{вхЭП}} \sim R_{\text{н}}\beta; K_{\text{ук}} \simeq \frac{6M || 300k || 300k || 200k}{200\Omega} \simeq \frac{80k}{200} \simeq 400$$

300k – напряжение эрли, деленное на 300мкА

Неспроста сделано, что оба каскада имеют один коэффициент усиления. Сейчас так стараются не делать. Стараются коэффициенты разносить. Первый (ДК) делают сравнительно небольшим. Коэффициент усиления ДК делают таким, чтобы была меньше входная погрешность усилителя. Максимальная полоса пропускания схемы достигается когда полоса пропускания всех каскадов максимальна, поэтому в те времена старались делать коэффициент усиления одинаковым.

$K_{\text{оу}} = K_{\text{дк}} \cdot K_{\text{ук}} \sim 400 * 400 \sim 160000$ – это типовое значение коэффициента усиления. На самом деле оно меняется в довольно широких пределах – от 120 до 300 тысяч.

14.2.1 Быстродействие

Усилители характеризуются двумя основными параметрами: f_T – частота единичного усиления и $V_{\text{н}}$ – скорость нарастания.

Часто на экзаменах пишут что характеристика быстродействия – частота среза, но это не так. Частота среза обычно очень маленькая и варьируется в очень широких пределах, но при этом частота единичного усиления жесткая и фиксированная. **Частота среза – глупый параметр для операционного усиления из-за нестабильности ОУ.**

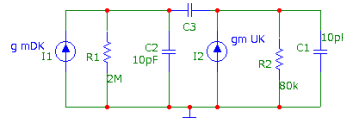


Рис. 14.13: Эквивалентная схема

$$\omega_1^{\text{бк}} \simeq (R_A \cdot C_A)^{-1} - \text{полоса}$$

$$\omega_2^{\text{бк}} \simeq (R_B \cdot C_B)^{-1}$$

$$f_1^{\text{бк}} \simeq 8\text{кГц}$$

$$f_2^{\text{бк}} \simeq 200\text{кГц}$$

$$f_3^{\text{бк}} \simeq 3\text{МГц} - \text{граничная частота транзисторов 6 и 7. 3-ий полюс.}$$

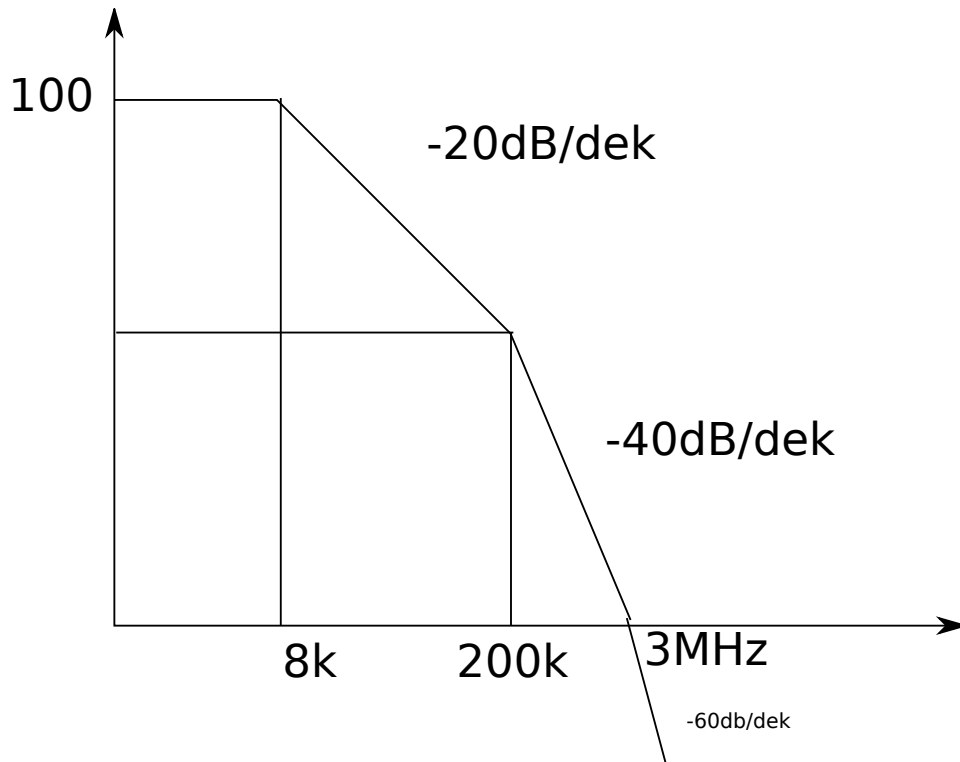


Рис. 14.14: Диаграмма Бode без коррекции

Без коррекции схема не устойчива.

Рассмотрим с коррекцией

$$\omega_1^k \approx \frac{1}{(R_A \cdot C_K \cdot K_{УК})} - \text{эфф. миллера}$$

$$\omega_2^k \approx \frac{K_{УК}}{(R_B \cdot (C_A + C_B + \frac{C_A C_B}{C_K}) \cdot K_{УК}}$$

$$f_1^k \approx 6 \text{ Гц}$$

$$f_2^k \approx 31 \text{ МГц} \gg f_3^{бк}$$

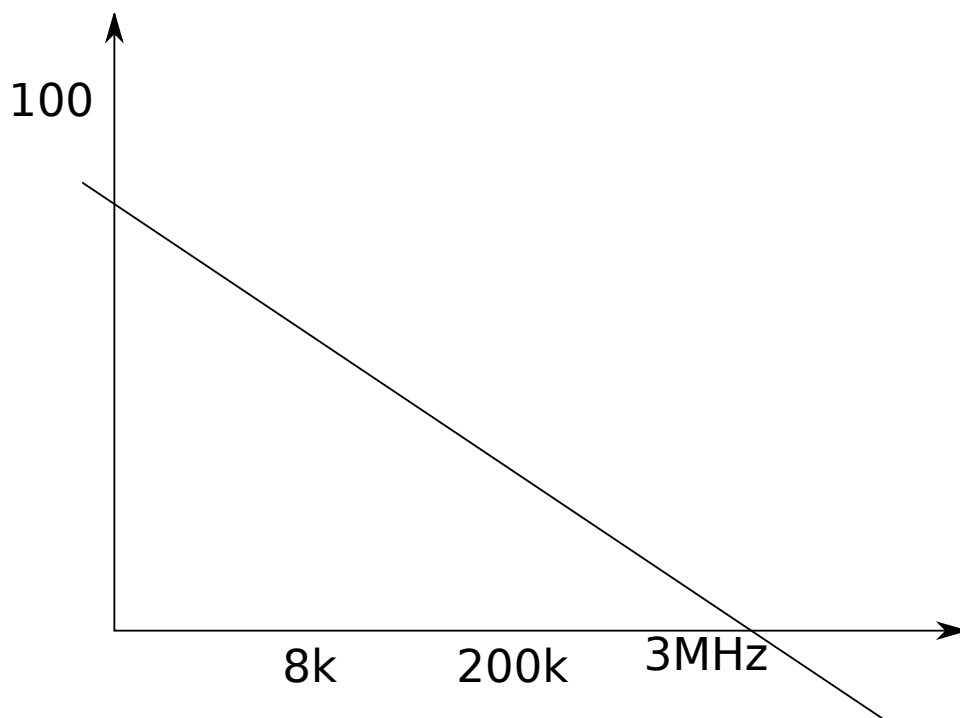


Рис. 14.15: Диаграмма Боде с коррекцией

Уже лучше, хотя запас не очень большой, было бы лучше если бы вторая частота была в районе 10МГц.

14.2.2 Порядок проектирования

1. $f_{пр} \simeq 3\text{МГц}$

2. $\Delta\varphi_3 > 45^\circ$

$f_T \sim 1\text{МГц}; f_{T-} > C_k$

Определение C_k

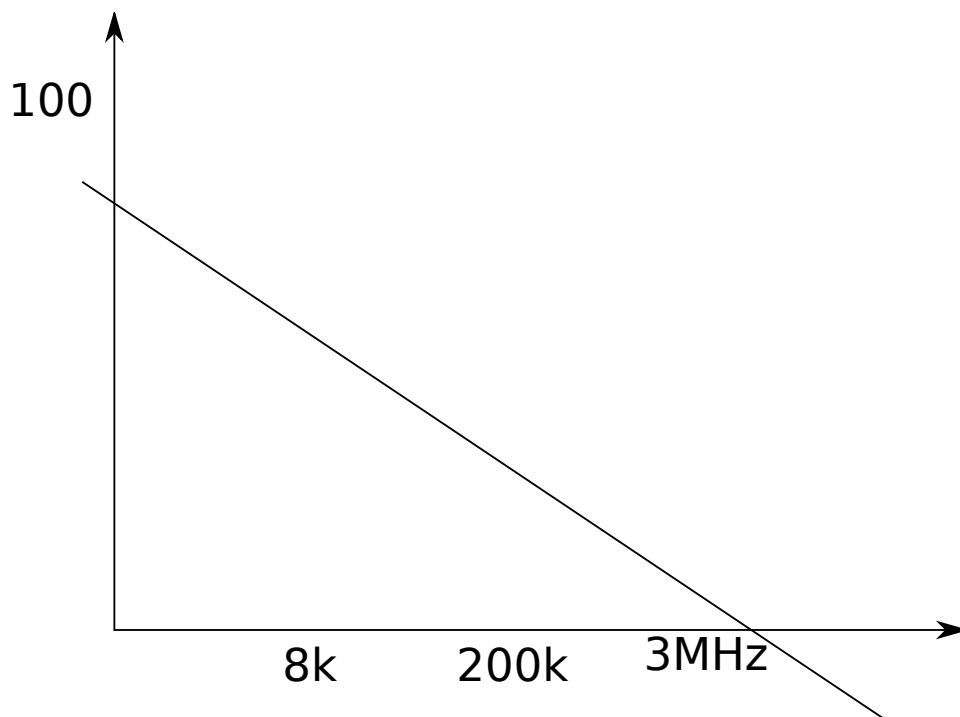


Рис. 14.16: Половина ДК

При $f = f_T, K = 1; K = g_{mДК} \cdot \frac{1}{pC_k} = g_{mДК} \cdot \frac{1}{2\pi f C_k}$.

$$K = 1 = \frac{1}{2\pi f_T C_k} \cdot g_{mДК}; C_k = \frac{g_{mДК}}{2\pi f_T} = \frac{1/5k}{6.28 \cdot 1M} \simeq 30pF$$

Как связана частота единичного среза и скорость нарастания? В общем случаи никак. Частота единичного среза определена параметрами активных элементов, а скорость нарастания – время перезарядки ёмкостей токами каскадов. Скорость нарастания считается примитивно

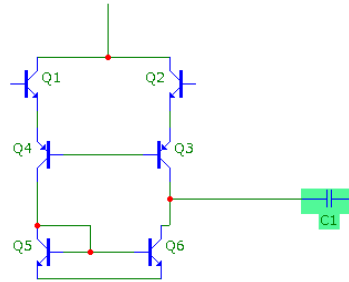


Рис. 14.17: рисунок

$$i_c = C \frac{dU_c}{dt}; U_n = \frac{dU_c}{dt} = \frac{i}{C}; U_n = \frac{\Delta I_k}{C_k} = 20\mu A / 30pF = 0.67V/\mu sec$$

Связь f_T и U_n в общем случаи отсутствует. Но для конкретного класса (741) усилителей она есть:

$$U_n = \frac{2I_k}{C_k}; C_k = \frac{g_{mДК}}{2\pi f_T} = 8\pi \varphi_T f_T$$

Скорость нарастания ограничена. Все завязано на устойчивость.

Возникает вопрос, как модифицировать схему, чтобы не было связи между скоростью нарастания и емкостями? $V_n = f(C_K, I_K) = f(g(f_T, g_m), i_K)$. Разорвать это можно сделав $g_m \neq f_{лин}(I_k)$. Минимальные изменения, позволяющие уйти от линейности – поставить резистор к эмитерам 6 и 7. Можно уменьшить емкость частотной коррекции и тем самым увеличить скорость нарастания. Второй способ – использование полевых транзисторов. Первые быстродействующие схемы были сделаны как раз на полевых транзисторах.

Операционные усилители делятся на два основных класса

14.3 Классификация усилителей

1. VFOPA – Voltage Feedback Operational Amplifier – но они не имеют ничего общего с усилителями с обратной связью, это просто бренд. Классические усилители (MA741)
2. CFOPA – Current Feedback Operational Amplifier – трансимпендансный усилитель.

14.3.1 VFOPA

Эти усилители принципиально разные. Про классические говорить не интересно. Они бывают однокаскадные, двухкаскадные и трехкаскадные:

- 1 каскадные – ДК, затем буферный повторитель – быстрые, но не очень усиливающие ($K=3-100k$).
- 2 каскадные – ДК, УК, БП. MA741 – промежуточные, ($K = 10^5 \div 10^6$)
- 3 каскадные – ДК1, ДК2, УК, БП. (например OP27). Очень сложные схемы коррекции с большими емкостями. Медленные, но усиливающие. $K = 10^6 \div 10^9$

14.3.2 CFOPA

Почти все усилители этого типа делаются на биполярных транзисторах, потому что на КМОП нельзя сделать настолько быстродействующие приборы.

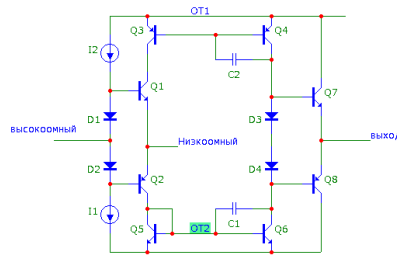


Рис. 14.18: однокаскадный усилитель

Примеры таких усилителей: AD8001, AD8007, AD8009.

Также добавляют обратную связь:

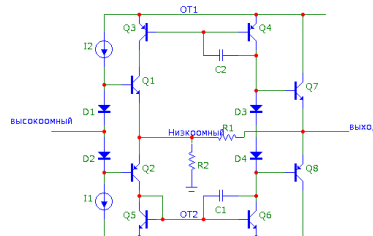


Рис. 14.19: однокаскадный усилитель

Усилитель сам регулирует режимы работы токовых зеркал (благодаря низкоомному входу). За счет этого достигается хорошая скорость нарастания (порядка тысяч).

Также у этих усилителей есть особенность. Для VFOPA Частота среза обратнопропорциональна коэффициенту усиления: $K \cdot f_c = const$. Для CFOPA этого нет, у него она тоже зависит, но не пропорциональна.

Лирическое отступление:

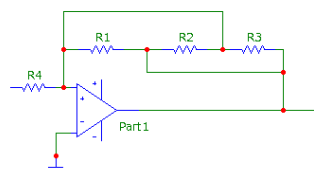


Рис. 14.20: Задачу требуется решить за 45 секунд

Чему равен коэффициент передачи?

Минус одна треть.

14.4 интегральные компараторы (КН)

КН – однобитный АЦП.

Обозначения:

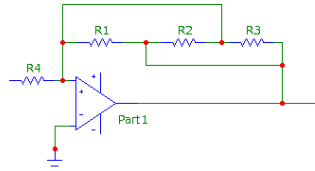


Рис. 14.21: Иностранное обозначение

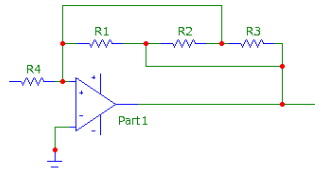


Рис. 14.22: Наше обозначение усилителя

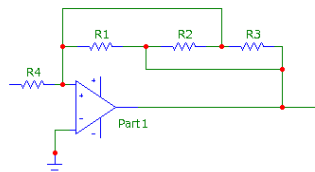


Рис. 14.23: Наше обозначение компаратора

$$U_1(t) > U_2(t) \Rightarrow U_3 = "1"; U_1(t) < U_2(t) \Rightarrow U_3 = "0"; U_1(t) \simeq U_2(t) \Rightarrow U_3 = U_{\text{лп}}$$

У цифровых микросхем есть 3 порога – порог нуля, порог единицы и порог срабатывания. В данном случае это именно порог срабатывания, точнее даже его середина.

Из этого всего следует вывод, что компаратора абстрактного не существует, бывают только конкретные – компаратор с выходом на ТТЛ, на КМОП и т.п.

14.4.1 Сравнение операционного усилителя с компаратором

Чем они отличаются между собой по внутренней структуре? По внешней его отличить сложно - те же ножки, разве что может быть ножка включения режима защелки (E). Иначе говоря внутренний триггер сохраняет состояние (что бы на входе ни было, компаратор выдает неизменный результат). Да и в ОУ можно сделать доп. сигнал, например сигнал Power Down (все режимные токи становятся близкими к нулю).

Переточная характеристика для ОУ:

При однополярном питании у ОУ максимум может в отрицательную область заходить на 200мВ.

Передаточная характеристика для компаратора:

Исходя из вышесказанного возникают следующие мысли:

1. В качестве КН можно использовать ОУ в спец. включении (Rail-to-rail в однополярном включении, при отсутствии отрицательного напряжения)

Реально используют компараторы. Почему? Они быстрее и меньше потребляют.

2. $P_{\text{ОУ}} \sim P_{\text{комп}} \Rightarrow t_k \ll t_{\text{ОУ}}$

Компаратор абсолютно не предназначен для использования отрицательной обратной связи (за исключением сильно усиливающих компараторов и очень маленькой величины обратной связи). Это вызвано отсутствием частотной коррекции (C_k).

Отрицательная обратная связь ухудшает устойчивость, но повышает стабильность (стабильность режимных токов).

В ОУ вставив ОС мы сразу же стабилизируем внутренние токи, а в компараторе надо думать. Полностью мы не можем стабилизировать, но с точностью в сотни милливольт мы можем (на тех же диодах).

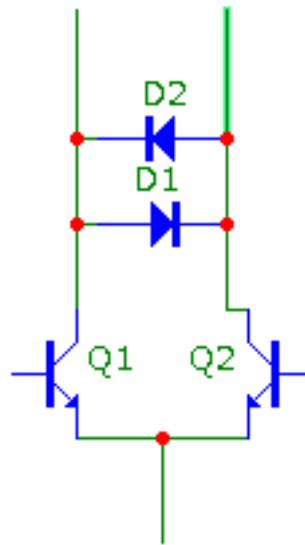


Рис. 14.24: Компаратора

3. В компараторе нужно стабилизировать уровень и стабилизировать входного потенциала(режима) без ОС. Это иногда достигается путем введения внутрисхемных обратных связей.

14.4.2 Пример

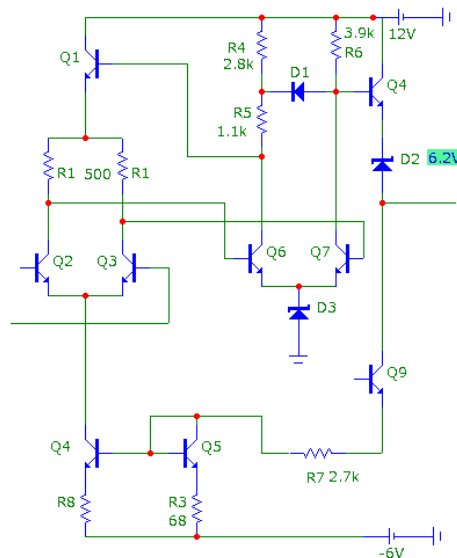


Рис. 14.25: Компаратор

У схемы один недостаток - она довольно медленная, зато радиационностойкая.

Режим

1. ток на резисторе R7 – I3.
$$I_3 = \frac{-U_{6э9} - U_{6э5} + 6V}{R_7 + R_3} = 2.6\mu A$$

2. Рассмотрим токовое зеркало. Ток через транзистор 4 будет равен току через транзистор 5. На самом деле они немного разные (за счет разных резисторов и площадей). $I_1 = I_{k4} = I_{k5} * \frac{R_3}{R_2} = I_3 \frac{68}{100} = 0.78 * 2.6 \mu A = 1.8 \mu A$
3. $I_{k2} = I_{k3} = \frac{I_1}{2} = 0.9 \mu A$
4. $U_A = 6.2V$
5. $U_{K2} = U_{K3} = U_A + U^* = 6.9V$
6. $U_B = U_{K2} + I_{K2}R_1 = U_{K3} + I_{K3}R_1 = 7.35V$
7. $U_{K6} = U_{K7} = U_B + U^* = 8.01V$
8. $I_{K6} = I_{K7} = 1 \mu A = \frac{12V - 8.1V}{3.9k}$
9. $U_{э8} = 8.1V - U^* = 7.4V$
10. $U_{вых} = 7.4V - 6.2V = 1.2V$
 1.2V – порог срабатывания ТТЛ-схемы. Видлар точно рассчитал и не просто так.
 выходной ток равен с запасом в 0.1mA нагрузочной способности ТТЛ, поэтому это 1ТТЛ-нагрузка
11. $U_{лог0} \simeq -U^* + U_{нкэ9} = -0.6V$
 Это предельное $U_{лог0ТТЛ}$
 $U_{вых1} - 7\text{-транзистор в отсечке. } U_{k7max} = U_C + U^* = 9.2V + 0.7V = 9.9V$
 $U_{выхмакс} = U_{k7max} - U^* - 6.2V = 9.9V - 6.9V = 3V$

14.4.3 Быстродействие

Когда смотрят время восстановления, то компаратор вводят в заведомо плохой режим.

3. Максимальная частота срабатывания. Это не АЧХ, не диаграмма Боде, не частота единичного усиления. Используют такую же схему усиления, а на вход компаратора подают импульсы. Смотрят начиная с какой частоты начинаются сбои. Когда вероятность сбоя станет больше определенного значения. Почти нет компараторов, у которых частоты срабатывания сотни МГц (такие компараторы стоят огромных денег).

14.4.4 Применение компараторов

1. Пороговое устройство.
 - (a) Применение - доп. контроль.
 - (b) POR – устройство сброса. На входе одновибратор, формирующий импульс сброса.
2. двупороговый компаратор. Допусковый контроль. Классический пример - $\mu A711$ – два 710-х, соединенных по принципу ИЛИ.

comparator

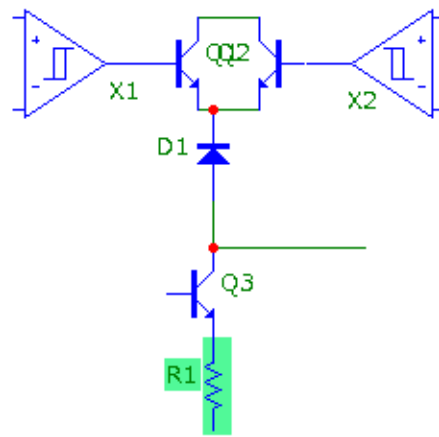


Рис. 14.26: Компаратор

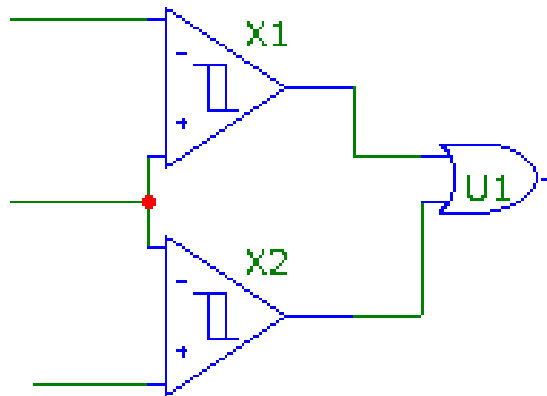


Рис. 14.27: Компаратор

14.4.5 Триггер Шмитта (Schmitt)

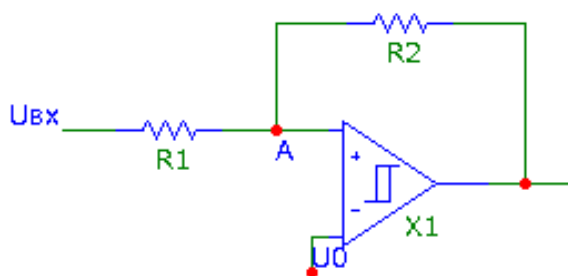


Рис. 14.28: Компаратор

1. пусть в исходном состоянии $U_{\text{вых}} = U_0$.

Переключение из 0 в 1 произойдет, когда U_A

$$U_A = U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Переключение

$$U_{\text{вх}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2} = U_0; U_{\text{вх}} = (U_0 - U_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_0 (1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2}) \frac{R_1 + R_2}{R_2} = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

$$U_{\text{порн}} = U_0 - \frac{R_1}{R_2} (U_1 - U_0)$$

$$U_{\text{порв}} = U_0 - \frac{R_1}{R_2} (U_1 - U_0)$$

Ширина петли гистерезиса: $\Delta U_2 = \frac{R_1}{R_2} (U^1 - U^0)$