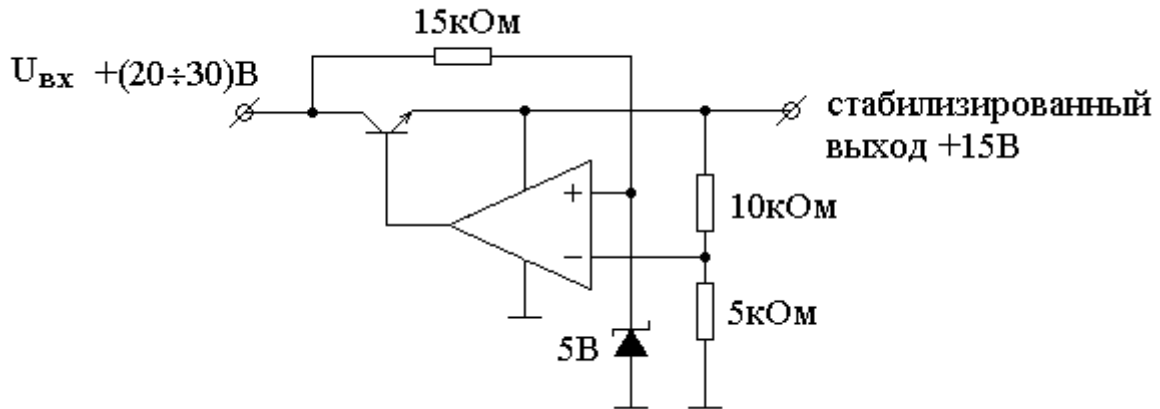
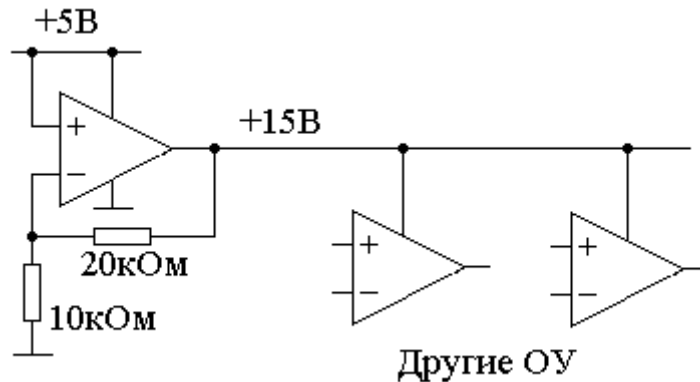


Негодные схемы (проверка).

Стабилизатор на 15В:



Операционный усилитель в качестве стабилизатора +15В:

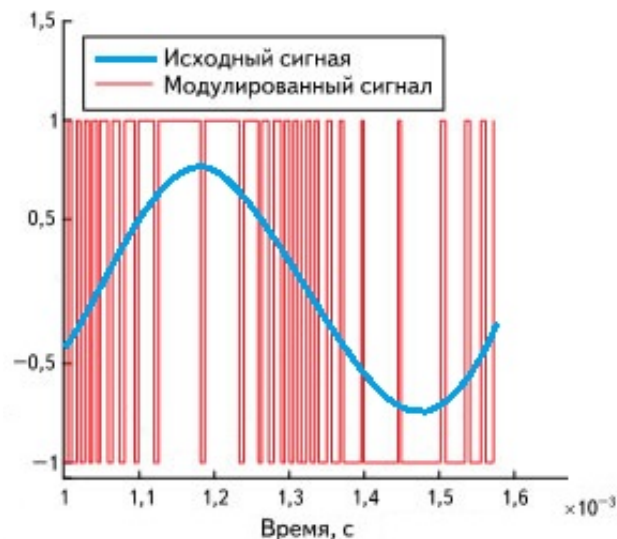


Сигма-дельта ЦАП и АЦП.

Дельта-модулятор-демодулятор.

Передатчик аналогового сигнала по длинной линии в виде импульсных сигналов логических уровней.

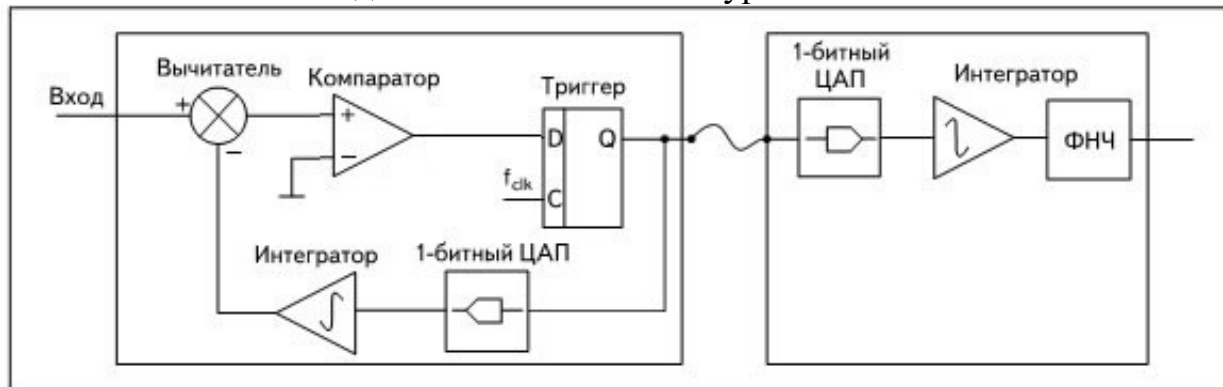
Если входной аналоговый сигнал (синяя кривая) сравнить со сглаженным сигналом вида красной кривой,



то они окажутся одинаковыми.

Теперь представьте себе, что голубая синусоида — это производная от входного сигнала. Входной сигнал — это интеграл от голубой синусоиды или что то же самое — интеграл от красного модулированного сигнала.

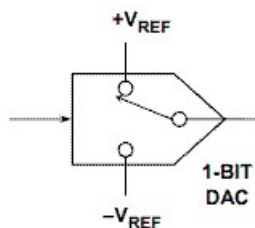
Рассмотрим схему, которая позволяет передавать по длинной линии аналоговый сигнал в виде сигнала логических уровней:



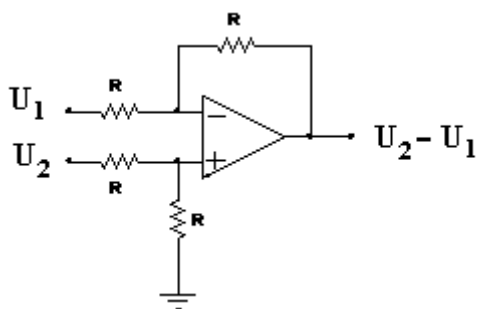
Предположим, что красный сигнал будет после того, как сигнал с Q выхода триггера пройдет 1-битный АЦП. Тогда на Q выходе триггера будет такой же сигнал, только с логическими уровнями 0 и 1. Это и есть сигнал дельта-модулятора.

Компаратор показывает, нужно ли увеличивать или уменьшать интегрируемый сигнал, чтобы он сравнялся со входным аналоговым сигналом.

Однобитный ЦАП:



Вычитатель



Интегратор — операционный усилитель, на минус вход которого подают сигнал через резистор, а в обратной связи с выхода операционного усилителя на минус вход установлен конденсатор.

С выхода однобитного ЦАП идет сигнал вида красной кривой после аналогового интегратора сигнал примерно совпадает с входным сигналом схемы. Компаратор сравнивает входной сигнал и сигнал с интегратора, чтобы выяснить нужно ли сигнал с интегратора чуть увеличить или чуть уменьшить, чтобы сравнять его с входным сигналом схемы. После длинной линии

демодулятор в виде однобитового ЦАП и интегратора формирует тот же самый почти входной сигнал схемы.

Сигма-дельта АЦП.

В этом АЦП левая часть схемы работает по-прежнему, как в дельта-модуляторе-демодуляторе. Правая часть схемы прежнего дельта-модулятора-демодулятора (после длинной линии) теперь работает полностью с цифровыми сигналами, а не частично с аналоговыми. Вместо 1-битового ЦАП и аналогового интегратора — реверсивный счётчик. Если на входе счётчика логическая единица, то по каждому тактовому импульсу он считает вперёд (прибавляет единицу), если на входе ноль, то считает назад. Длинной линии нет вообще.

Сигма-дельта-ЦАП.

В этом ЦАП левая часть схемы дельта-модулятора-демодулятора (до длинной линии) работает полностью с цифровыми сигналами. Правая часть схемы работает по-прежнему как в дельта-модуляторе-демодуляторе частично с аналоговыми сигналами. Длинной линии нет вообще.

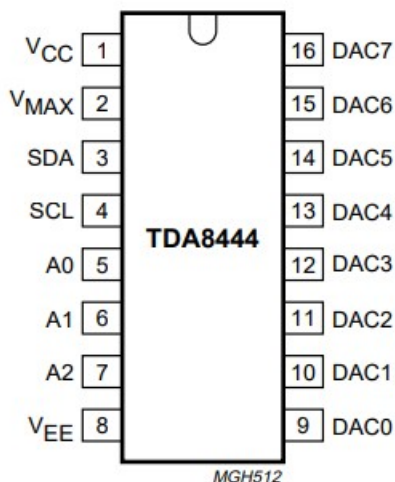
Цифровой сигнал преобразуется аналогично, только вместо аналогового вычитателя и компаратора нужен цифровой компаратор (логическая микросхема с однобитовым логическим выходом), вместо 1-битового ЦАП и аналогового интегратора — реверсивный счётчик.

Надо заметить, что это очень грубое представление о сигма-дельта ЦАП и АЦП, в реальном исполнении есть ряд улучшающих ухищрений.

Шина I²C на примере микросхемы TDA8444.

Микросхема содержит 8 6-битовых ЦАП. Запись цифровых данных в каждый ЦАП производится по шине I²C.

В своей экспериментальной установке я использовал три таких микросхемы. Каждый из 24-х аналоговых сигналов задавал напряжение на затворе одного из полевых транзисторов. Каждый полевой транзистор использовался, как переменное сопротивление (реостат).



Top view.

Octuple 6-bit DACs with I²C-bus

TDA8444; TDA8444T;
TDA8444AT

PINNING

SYMBOL	PIN			DESCRIPTION
	TDA8444 (DIP16)	TDA8444T (SO16)	TDA8444AT (SO20)	
V _{CC}	1	1	1	supply voltage
V _{MAX}	2	2	2	control input for DAC maximum output voltage
SDA	3	3	3	I ² C-bus serial data input/output
SCL	4	4	4	I ² C-bus serial clock
A0	5	6	7	programmable address bit 0 for I ² C-bus slave receiver
A1	6	7	8	programmable address bit 1 for I ² C-bus slave receiver
A2	7	–	9	programmable address bit 2 for I ² C-bus slave receiver
V _{EE}	8	8	10	ground
DAC0	9	9	11	analog voltage output 0
DAC1	10	10	13	analog voltage output 1
DAC2	11	11	14	analog voltage output 2
DAC3	12	12	15	analog voltage output 3
DAC4	13	13	16	analog voltage output 4
DAC5	14	14	17	analog voltage output 5
DAC6	15	15	18	analog voltage output 6
DAC7	16	16	20	analog voltage output 7
n.c.	–	5	5, 6, 12, 19	not connected

Table 1 I²C-bus format (see note 1)

S	0 1 0 0 A2 A1 A0 0	A	I3 I2 I1 I0 SD SC SB SA	A	X X D5 D4 D3 D2 D1 D0	A	P
---	--------------------	---	-------------------------	---	-----------------------	---	---

Note

1. S = START condition; A2 to A0 = programmable address bits; A = Acknowledge; I3 to I0 = Instruction bits; SD to SA = subaddress bits; X = don't care; D5 to D0 = data bits; P = STOP condition.

Valid addresses are:

TDA8444 and TDA8444AT: 40H, 42H, 44H, 46H, 48H, 4AH, 4CH and 4EH

TDA8444T: 48H, 4AH, 4CH and 4EH (A2 is always logic 1).

All other addresses cannot be acknowledged by the circuit. The actual slave address depends on the programmable address bits A2, A1 and A0. This way up to eight circuits can be used on one I²C-bus.

Valid instructions are: 00H to 0FH; F0H to FFH.

Протокол работы шины I²C.



Синхронизация посылки осуществляется ведущим — устройством передачи данных. На линии синхронизации SCL низкий уровень означает, что нет готовности к передачи информации очередного бита. Передатчик при

низком уровне линии SCL изменяет значение бита данных на линии SDA с предыдущего на последующий бит информации. Высокий уровень на линии SCL означает, что данные на линии SDA изменены и готовы для прочтения приемником.

К линиям SDA и SCL подключены выходы с открытым коллектором. Любое устройство шины может опустить уровень линии вниз. Перед посылкой обе линии SDA и SCL имеют высокий уровень.

Передача осуществляется следующим образом. Ведущий (передатчик) опускает уровень линии SDA — это стартовый сигнал посылки. Затем ведущий опускает линию SCL. После чего устанавливает значение старшего бита (0 или 1) первого байта посылки. Затем ведущий отпускает линию SCL, разрешая уровню линии подняться вверх, но каждый из ведомых может удерживать линию SCL внизу, пока он не будет готов принять первый бит. После того, как линия SCL поднимется (ее состояние может прочитать любое устройство шины), ведомый должен прочитать значение первого бита по линии SDA.

Затем ведущий опускает уровень линии SCL, и начинается посылка второго бита.

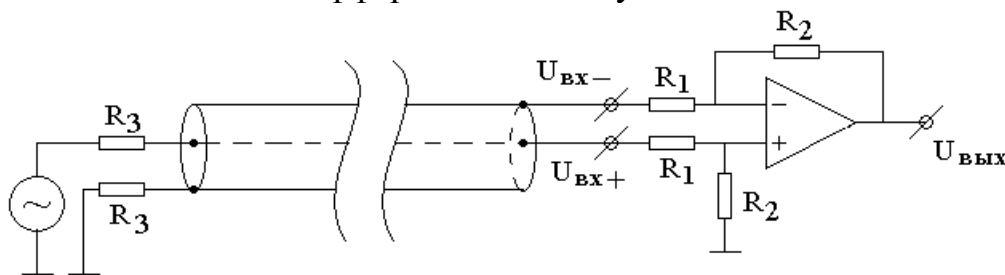
После посылки 8 бита байта 9 бит низким уровнем на линии SDA приемник показывает, что посылка принята удачно.

Электрические наводки.

Емкостные наводки. Определение сигнального провода входа осциллографа.

Индуктивные наводки. Мекка с приемом сигнала дифференциальным усилителем, как мера против индуктивной наводки.

Вычитание наводки дифференциальным усилителем.



$$U_{+} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{ex+} = U_{-}$$

$$I = \frac{U_{ex-} - U_{-}}{R_1}$$

$$U_{вых} = U_{-} - IR_2 = \frac{R_2}{R_1} (U_{ex+} - U_{ex-})$$

Электрические шумы.

Если вы хотите измерить постоянное напряжение на фоне шумов, которые превышают это напряжение, то шумы можно отфильтровать RC-цепочкой.

Тепловой шум резистора: $\frac{U_{ш}^2}{R} = 4kT\Delta f$. При $T = 300$ К, $R = 10^6$ Ом, $\Delta f = 10$ кГц, получаем $U_{ш} = 13$ мкВ (эффективное значение). Или для $R = 10^3$ Ом напряжение шумов примерно $U_{ш} = 4 \frac{nB}{\sqrt{\Gamma_{ш}}}$.

Предел чувствительности аналогового осциллографа.

Шумовая дорожка цифрового осциллографа.

Белый шум.

Розовый шум (фликкер-шум). Шаг влево, шаг вправо. Честное казино.

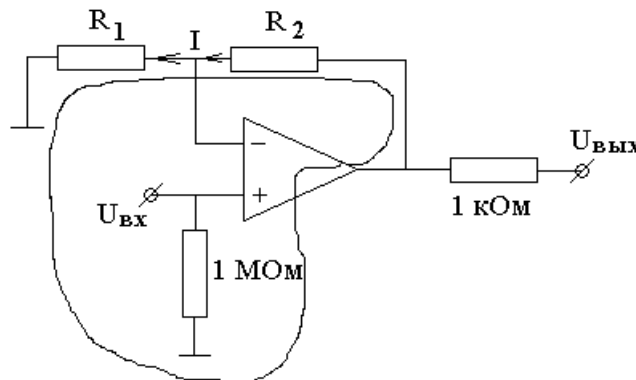
Шумы усилителя, шум напряжения, токовый шум.

Малошумящие схемы. МДМ схемы усилителя низких частот, 140УД13.

Системы активной стабилизации.

Основные параметры системы стабилизации на примере стабилизации напряжения U_- на уровне напряжения U_+ в схеме усилителя напряжения на ОУ (операционном усилителе).

Проанализируем работу неинвертирующего усилителя напряжения на ОУ:



Плюс-вход ОУ соединен с общим проводом схемы через большое сопротивление 1 МОм, чтобы входные токи плюс-входа гарантированно могли достигнуть общего провода схемы.

Напряжение на входе схемы равно напряжению на плюс-входе ОУ $U_+ = U_{вх}$. С учетом равенства $U_- = U_+$ получаем $U_- = U_{вх}$.

Напряжение минус-входа ОУ приложено к резистору сопротивлением R_1 . Тогда сила тока через этот резистор

$$I = \frac{U_-}{R_1} = \frac{U_{вх}}{R_1}.$$

Ток минус входа ОУ пренебрежимо мал. Тогда весь ток $I = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}$

протекает через резистор сопротивлением R_2 . При этом падение напряжения на обоих резисторах равно напряжению на выходе ОУ:

$$U_{\text{вых}} = (R_1 + R_2)I = (R_1 + R_2) \frac{U_{\text{вх}}}{R_1} \Rightarrow$$

$$U_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{\text{вх}}.$$

Отношение напряжений на выходе и на входе схемы по определению равно коэффициенту передачи схемы по напряжению:

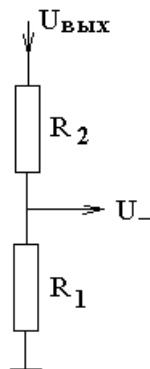
$$K_U \equiv \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Теперь проанализируем работу того же усилителя, как системы стабилизации.

ОУ многократно усиливает разность напряжений на плюс и минус входах:

$U_{\text{вых}} = \alpha(U_+ - U_-)$, где $\alpha \approx 10^6$ — коэффициент передачи ОУ со входа на выход.

Часть напряжения с выхода ОУ с делителя напряжения, собранного на сопротивлениях R_2 и R_1 , поступает на минус-вход ОУ в качестве сигнала отрицательной обратной связи:



С выхода на минус-вход поступает часть напряжения $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Тогда

$U_- = \beta U_{\text{вых}}$. Величину β называют коэффициентом передачи с выхода на минус-вход.

Произведение коэффициентов передачи со входа на выход и с выхода на минус-вход называют коэффициентом передачи петли обратной связи:

$$K_0 \equiv \alpha\beta,$$

где индекс 0 — это намек на петлю.

Подставим в формулу $U_- = \beta U_{\text{вых}}$ выражение $U_{\text{вых}} = \alpha(U_+ - U_-)$ и получим:

$$U_- = \alpha\beta(U_+ - U_-) = K_0(U_+ - U_-) \quad \Rightarrow \quad U_- = K_0(U_+ - U_-) \quad \Rightarrow$$

$$U_- = \frac{K_0}{1 + K_0} U_+ \quad \Rightarrow \quad U_+ - U_- = \frac{1}{1 + K_0} U_+ \quad \Rightarrow$$

$$U_+ - U_- = \frac{1}{1 + K_0} U_{\text{вх}}.$$

Здесь $U_+ - U_-$ — неотслеженная часть входного возмущения $U_{\text{вх}}$ системы. Эту неотслеженную часть называют сигналом ошибки системы стабилизации.

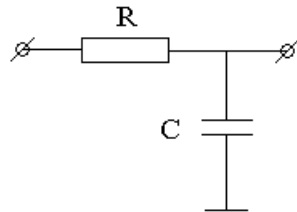
Относительная неотслеженная часть входного возмущения:

$$\varepsilon \equiv \frac{U_+ - U_-}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + K_0}.$$

Тогда

$1 + K_0$ — коэффициент стабилизации системы с обратной связью.

Коэффициент передачи $\tilde{K}_0$ может быть комплексной величиной. Так, например, коэффициент передачи RC -цепочки:



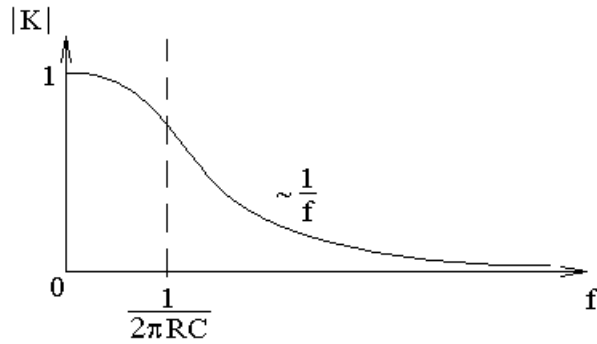
$$\tilde{K} = \frac{1}{R + \frac{1}{i\omega C}} = \frac{1}{1 + i\omega RC}.$$

Здесь $\omega = 2\pi f$, где f — частота изменения напряжения.

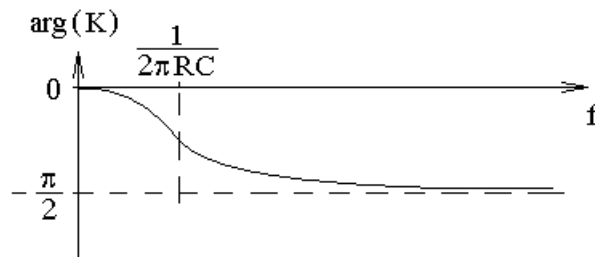
Комплексный коэффициент передачи можно записать, как комплексное число в экспоненциальной форме:

$$\tilde{K} = |\tilde{K}| \cdot e^{i \cdot \arg(\tilde{K})}.$$

Зависимость комплексного коэффициента передачи от частоты обычно представляют двумя соответствующими зависимостями: амплитудно-частотной характеристикой или зависимостью $|\tilde{K}|$ от f и фазово-частотной характеристикой или зависимостью $\arg(\tilde{K})$ от f . Для RC -цепочки эти зависимости имеют следующий вид:



и



Здесь $|\arg(\tilde{K})|$ — это запаздывание по фазе напряжения на выходе схемы относительно напряжения на входе. Запаздывание, так как $\arg(\tilde{K}) < 0$.

Напряжение на выходе любой схемы не может появиться раньше, чем появится напряжение на ее входе. Это условие накладывает некоторое интегральное соотношение между амплитудно-частотной и фазово-частотной характеристиками любой системы.

Прямое и обратное преобразование Фурье входного сигнала:

$$\begin{cases} U_{\text{вх}}(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{U}_{0\text{вх}}(\omega) e^{+i\omega t} d\omega \\ \tilde{U}_{0\text{вх}}(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} U_{\text{вх}}(t) e^{-i\omega t} dt \end{cases}.$$

Если на входе системы дельта-функция Дирака $U_{\text{вх}}(t) = \delta(t)$, то фурье-образ входного сигнала — константа $\tilde{U}_{0\text{вх}}(\omega) = \frac{1}{\pi}$, фурье-образ выходного сигнала пропорционален комплексному коэффициенту передачи $\tilde{U}_{0\text{вых}}(\omega) = \tilde{K}_0(\omega) \tilde{U}_{0\text{вх}}(\omega) = \frac{\tilde{K}_0(\omega)}{\pi}$. Тогда сам выходной сигнал, как функция времени не может появиться раньше, чем сигнал на входе:

$$U_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \tilde{K}_0(\omega) e^{i\omega t} d\omega = 0 \text{ при любом } t < 0.$$

Интегральное соотношение приводит к тому, что любой спад амплитудно-частотной характеристики вида $\sim \frac{1}{f}$ неизбежно приводит к отставанию по фазе на $\frac{\pi}{2}$. Каждый спад вида $\sim \frac{1}{f}$ приводит к дополнительному отставанию по фазе $\frac{\pi}{2}$.

Возбуждение или генерация системы с обратной связью.

В любой системе с отрицательной обратной связью на высоких частотах образуется неконтролируемый спад амплитудно-частотной характеристики. На каких-то частотах начинается спад вида $\sim \frac{1}{f}$, на более высоких частотах спад $\sim \frac{1}{f^2}$, затем $\sim \frac{1}{f^3}$ и так далее. Соответственно за этими частотами происходит отставание по фазе на $\frac{\pi}{2}$, $2\frac{\pi}{2}$, $3\frac{\pi}{2}$ и так далее.

Фазовый сдвиг равный π означает, что отрицательная обратная связь на этой частоте оказывается положительной.

Если в выражении для относительной неотслеженной части напряжения

$$\varepsilon = \frac{1}{1 + K_0}$$

положительный коэффициент передачи петли обратной связи K_0 заменить на отрицательный, что и соответствует фазовому сдвигу на π , то окажется, что относительная неотслеженная часть больше единицы $\varepsilon > 1$ при условии, что $|K_0| < 1$. Если же на этой частоте модуль коэффициента передачи петли обратной связи $|K_0|$ меньше единицы и стремиться к единице, то $\varepsilon \rightarrow \infty$. Бесконечная неотслеженная часть означает возбуждение или генерацию в петле обратной связи.

Возбуждение в петле обратной связи происходит в том и только в том случае, если на частоте фазового сдвига петли равного π модуль коэффициента передачи петли больше или равен единице.

Частоту, на которой фазовый сдвиг равен π , будем называть частотой генерации f_2 . Если $|K_0| > 1$ на так называемой частоте генерации $f = f_2$, то амплитуда синусоиды на частоте генерации f_2 возрастает во времени от случайного шумового значения до тех пор, пока синусоида не начнет ограничиваться напряжениями питания схемы. Ограничение приведет к уменьшению модуля коэффициента передачи, и амплитуда стабилизируется по величине при условии $|K_0| = 1$ на частоте генерации f_2 .

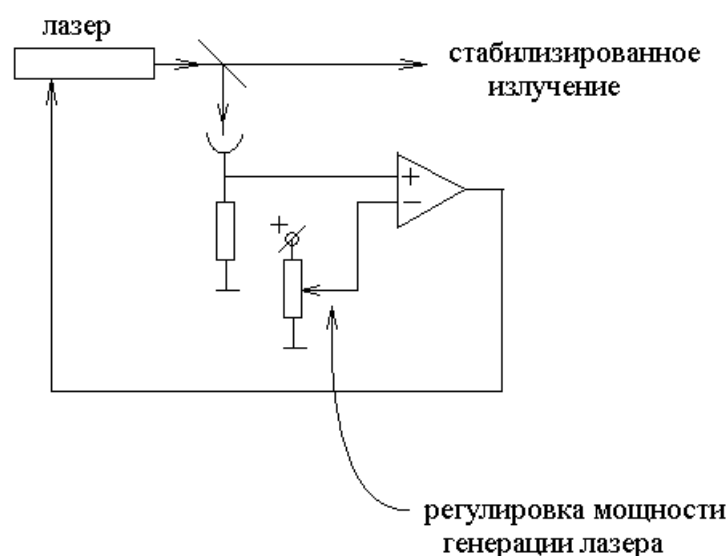
Чтобы избежать возбуждения системы стабилизации нужно обеспечить неравенство $|K_0| < 1$ на частоте $f = f_2$, на которой фазовый сдвиг в петле обратной связи равен π .

С этой целью внутри микросхемы ОУ организуют принудительный спад амплитудно-частотной характеристики, начиная с очень низких частот. Создают спад вида $\sim \frac{1}{f}$, которому соответствует фазовый сдвиг $\frac{\pi}{2}$. На частотах, на которых появляется неконтролируемый фазовый сдвиг еще $\frac{\pi}{2}$, коэффициент передачи петли обратной связи оказывается уже достаточно мал, чтобы система обратной связи не возбуждалась.

Так если неконтролируемые повороты фазы появляются на частоте 1 МГц, и на нулевой частоте модуль коэффициента передачи петли обратной связи равен 10^6 , то спад амплитудно-частотной характеристики вида $\sim \frac{1}{f}$ должен начинаться с частоты примерно 1 Гц.

Стабилизация мощности генерации лазера.

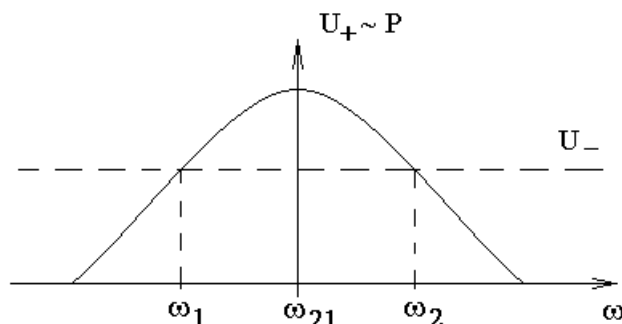
Рассмотрим следующую принципиальную схему стабилизации мощности генерации лазера:



Здесь напряжение с выхода дифференциального усилителя подается на пьезокерамику, на которой укреплено одно из зеркал лазера, для управления частотой генерации лазера. Разность напряжений $U_+ - U_-$ на двух входах дифференциального усилителя является сигналом ошибки системы стабилизации. То есть система стабилизации удерживает мощность генерации лазера на таком уровне, чтобы $U_+ - U_- = 0$.

Напряжение на плюс-входе усилителя U_+ пропорционально мощности генерации лазера P . Пусть лазер работает в одночастотном режиме генерации, тогда зависимость мощности генерации от частоты примерно повторяет зависимость коэффициента усиления лазерной среды от частоты. Только ось

абсцисс этой зависимости приподнята до уровня потерь резонатора лазера. Мощность генерации, как функция частоты, имеет следующий вид:



Здесь ω_{21} — частота центра линии усиления лазерной среды, горизонтальная пунктирная линия на уровне U_- соответствует величине напряжения, которое с потенциометра подается на минус-вход дифференциального усилителя.

Нулевой сигнал ошибки системы стабилизации $U_+ - U_- = 0$ соответствует двум частотам генерации лазера, обозначенным на рисунке, как ω_1 и ω_2 . Одна из этих частот является частотой устойчивого равновесия системы стабилизации, а другая — частотой неустойчивого равновесия.

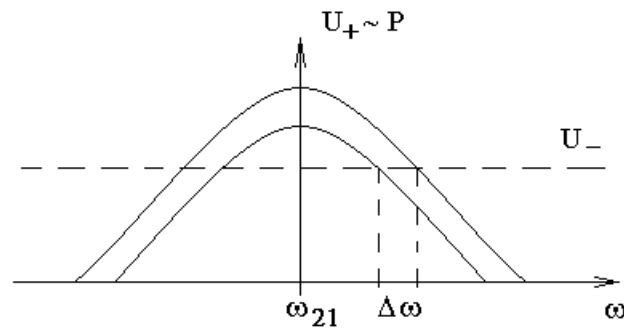
Будем для определенности считать, что крепление зеркала на пьезокерамике устроено таким образом, что при увеличении напряжения на пьезокерамике частота генерации лазера возрастает.

Тогда ω_2 — частота устойчивого равновесия системы стабилизации. И действительно. Пусть в начальный момент времени система стабилизации находится в состоянии равновесия $U_+ - U_- = 0$. И пусть частота генерации лазера по случайным причинам испытала небольшое шумовое изменение в сторону увеличения частоты вправо по оси частот. Тогда в соответствии с зависимостью мощности от частоты мощность генерации лазера уменьшилась. Уменьшение мощности привело к уменьшению напряжения с приемника излучения и уменьшению напряжения U_+ на плюс-входе дифференциального усилителя. Уменьшение значения U_+ привело к уменьшению напряжения на выходе усилителя и к уменьшению напряжения на пьезокерамике. В соответствии с нашим предположением уменьшение напряжения на пьезокерамике приводит к уменьшению частоты генерации лазера.

Итак, шумовое увеличение частоты генерации приводит к тому, что система стабилизации вырабатывает сигнал, который уменьшает частоту генерации. Это и означает, что ω_2 — частота устойчивого равновесия системы стабилизации.

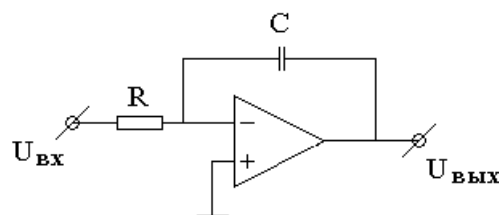
Преимущество предложенного метода стабилизации состоит в том, что стабилизированную частоту генерации можно перестраивать, изменяя величину напряжения U_- , подаваемого на минус вход дифференциального усилителя.

Недостаток такого метода — изменение частоты генерации при изменении усиления лазерной среды, что видно из нижеследующего рисунка:

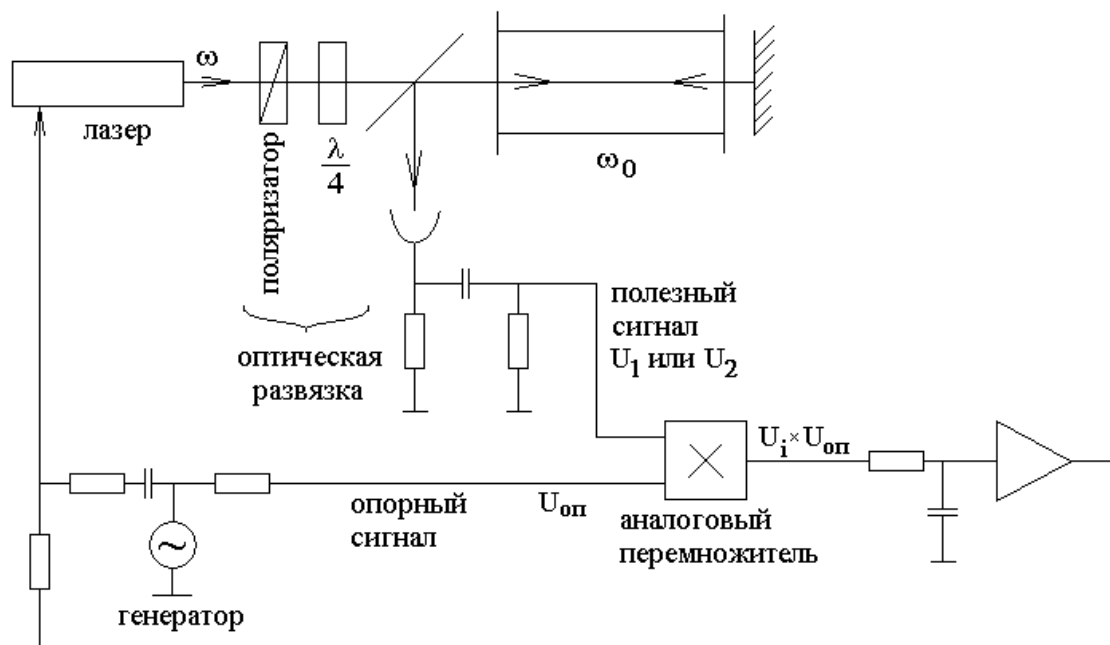


Здесь $\Delta\omega$ — изменение частоты генерации лазера стабилизированного по мощности генерации при изменении усиления среды.

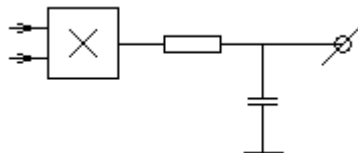
Спад $\frac{1}{f}$ коэффициента передачи петли обратной связи реализуется с помощью интегрирующего усилителя:



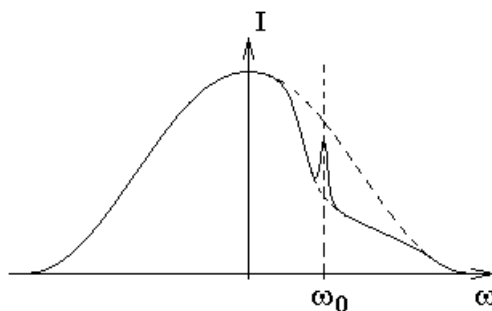
Стабилизация лазера по резонансу насыщения поглощения.



Аналоговый перемножитель K525ПС2.



В этой схеме зависимость мощности сигнала на приемнике от частоты генерации лазера имеет следующий вид:



Здесь ω_0 — центр линии поглощения газа в кювете, пунктирная часть зависимости — мощность генерации лазера. Вокруг частоты ω_0 в мощности света на приемнике появляется широкий доплеровский провал линии поглощения газа, находящегося в кювете. В центре линии поглощения на частоте ω_0 наблюдается узкий пик резонанса насыщения поглощения.

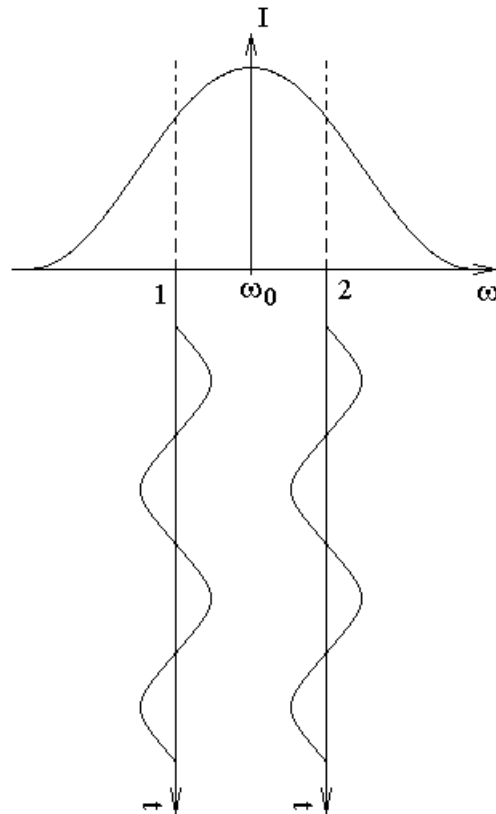
Как стабилизировать частоту генерации лазера по центру узкого резонанса просветления среды? При случайном (шумовом) смещении частоты генерации лазера в любую сторону от центра резонанса мощность на приемнике излучения уменьшается. Как система стабилизации узнает, в какую сторону нужно возвращать частоту генерации лазера к центру резонанса.

Для формирования сигнала ошибки в данном случае используется синхронное детектирование сигнала на частоте генератора, которое производится на аналоговом перемножителе сигналов.

Опорное напряжение U_{on} синхронного детектирования подается на нижний вход аналогового перемножителя. На верхний вход перемножителя поступает переменная часть напряжения с приемника лазерного излучения.

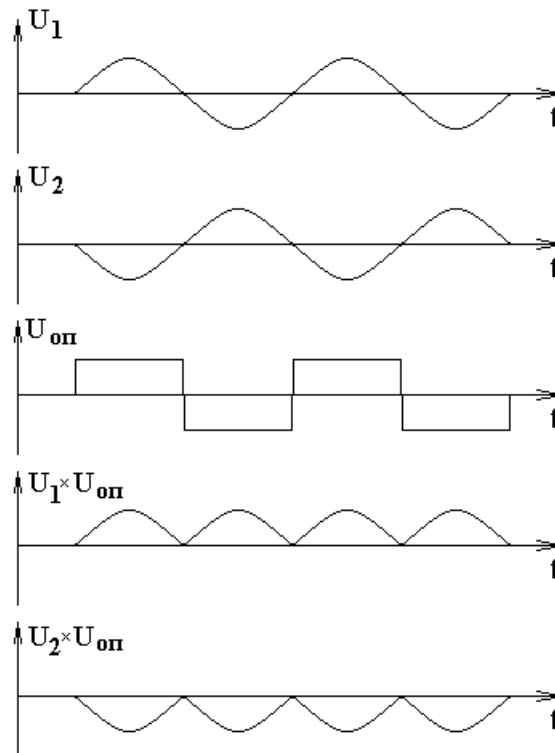
Синусоидальное напряжение с генератора подается на пьезокерамику лазера и покачивает частоту лазера с частотой генератора. Этой же синусоидой оказывается промодулирована мощность излучения на приемнике света. Фаза синусоиды модуляции зависит от того, на каком склоне резонанса насыщения поглощения находится среднее значение частоты лазера.

Для большей наглядности на нижеследующем рисунке узкий резонанс насыщения поглощения растянут по оси частот.



Из рисунка видно следующее. Если средняя частота генерации находится на левом склоне резонанса и качнулась чуть вправо, то мощность на приемнике возросла. Если же средняя частота находится на правом склоне и качнулась чуть вправо, то мощность уменьшилась. То есть на двух склонах резонанса фаза колебаний напряжения с приемника будет противоположной.

На нижеследующем рисунке приведены напряжения на входах и выходах аналогового перемножителя для средней частоты генерации на левом склоне резонанса и на правом склоне. Для простоты рассуждений будем считать, что опорное напряжение на нижнем входе перемножителя имеет форму прямоугольников, а не синусоиды.



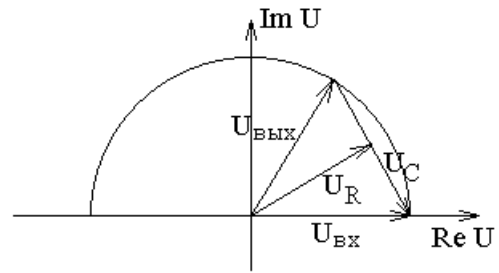
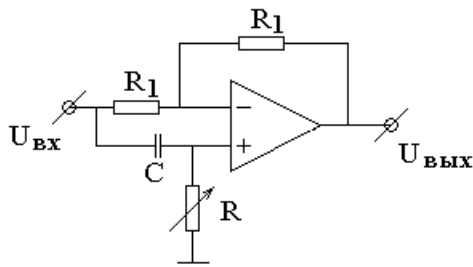
Здесь U_1 и U_2 — напряжения на верхнем входе перемножителя в двух случаях: когда частота генерации лазера находится на левом склоне резонанса насыщения поглощения и когда частота находится на правом склоне; $U_{оп}$ — опорное напряжение синхронного детектора, подаваемое на нижний вход перемножителя; $U_1 \cdot U_{оп}$ — напряжение на выходе перемножителя, если частота генерации лазера находится на левом склоне резонанса насыщения поглощения; $U_2 \cdot U_{оп}$ — напряжение на выходе, если частота на правом склоне.

Сглаженное RC -цепочкой напряжение с выхода перемножителя является сигналом ошибки системы стабилизации. После усиления это напряжение подается на пьезокерамику лазера для управления частотой его генерации. Усилитель может быть инвертирующим или не инвертирующим в зависимости от того, в какую сторону изменяется частота генерации лазера при увеличении напряжения на пьезокерамике. Если частота возрастает, то для получения отрицательной обратной связи усилитель должен быть не инвертирующим.

Система стабилизации стремится удерживать нулевое значение сигнала ошибки, что соответствует стабилизации частоты генерации по нулю первой производной зависимости мощности на приемнике от частоты. Ноль первой производной с хорошей точностью соответствует центру резонанса.

Фазовращатель на операционном усилителе.

В синхронном детекторе хотелось бы подобрать фазу опорного сигнала так, чтобы отдетектированное напряжение было максимальным. Для этого удобен фазовращатель.



Из левого рисунка следует:

$$\begin{cases} U_{вх} - U_- = U_- - U_{вых} \\ U_R = U_+ = U_- \end{cases}.$$

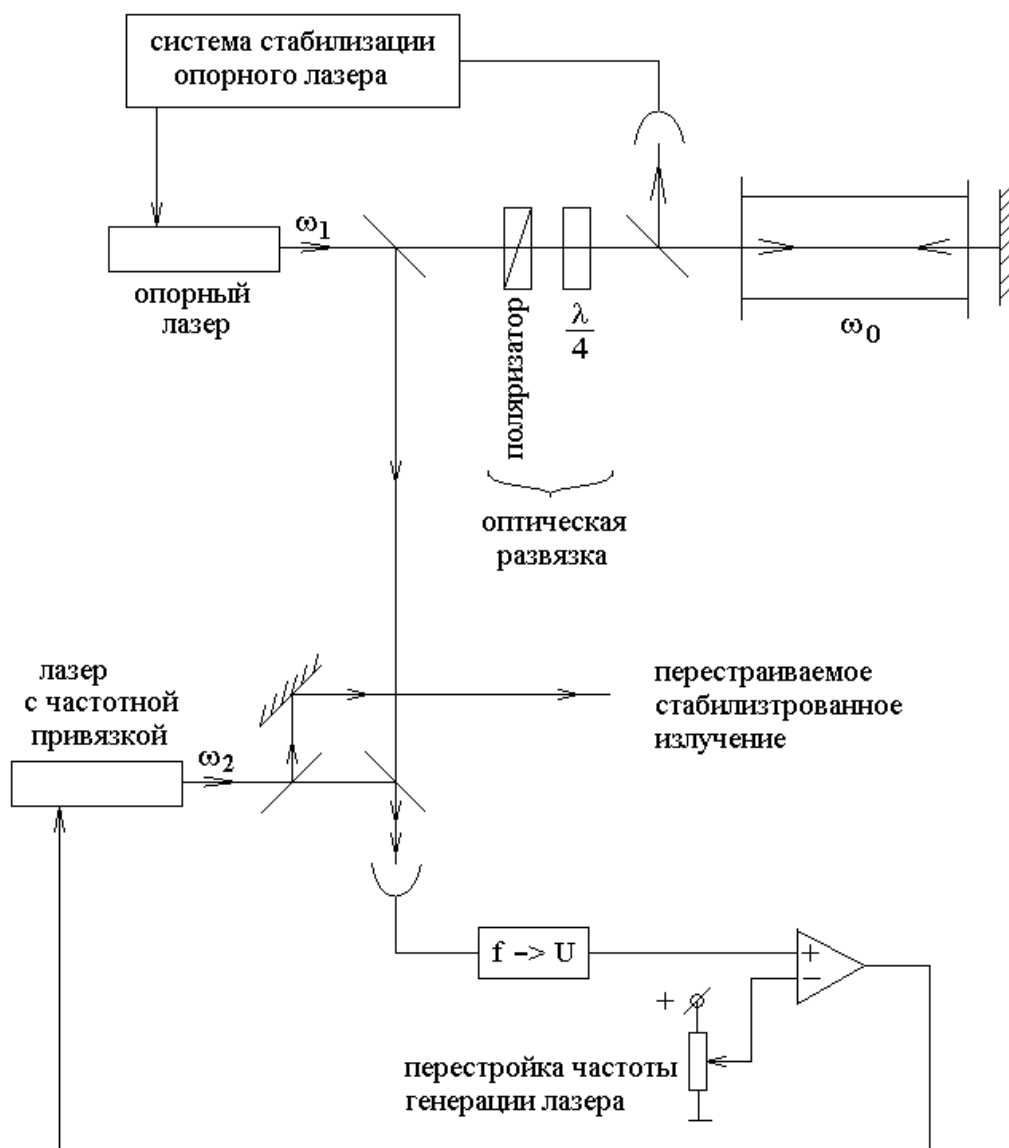
Отсюда следует:

$$U_{вх} - U_R = U_R - U_{вых} \quad \Rightarrow \quad \tilde{U}_{вх} - \tilde{U}_R = \tilde{U}_R - \tilde{U}_{вых}.$$

И с учетом того, что напряжение на конденсаторе отстает по фазе на $\frac{\pi}{2}$ от напряжения на переменном резисторе, получаем правый рисунок.

Система частотной привязки одного лазера к другому.

Ниже приведена принципиальная схема экспериментальной установки, позволяющая получить частотно стабилизированное излучение лазера с возможностью медленной перестройки стабилизированного излучения по частоте (сканирования по частоте).



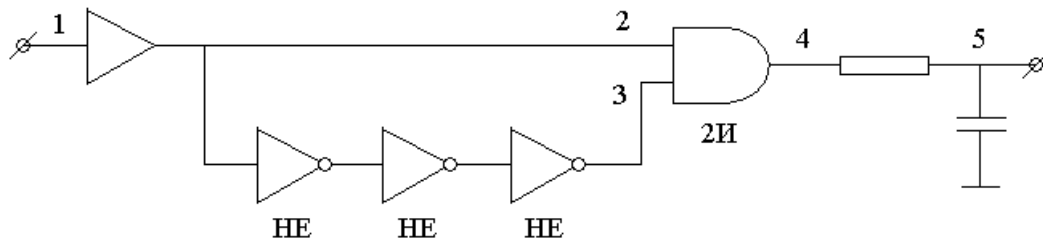
Здесь верхний так называемый опорный лазер стабилизирован по резонансу насыщения поглощения. Вся электронная часть системы стабилизации опорного лазера изображена одним прямоугольником.

Излучение опорного лазера служит частотным репером для стабилизации частоты генерации (частотной привязки) нижнего перестраиваемого по частоте лазера.

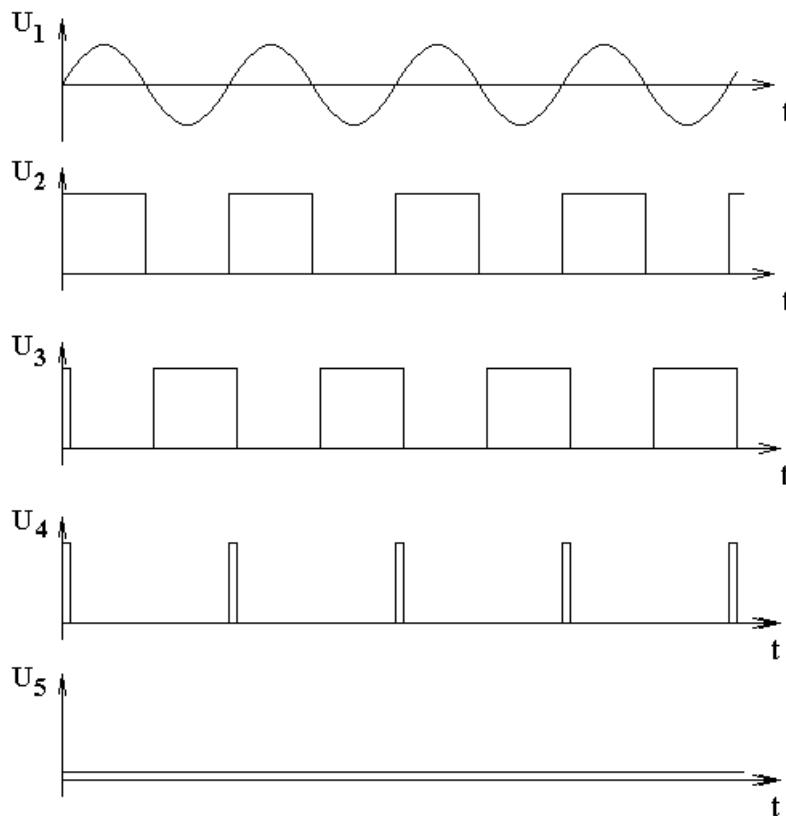
Излучение двух лазеров интерферирует на приемнике, электрическое напряжение с которого представляет собой синусоиду на частоте равной разности частот двух лазеров.

С приемника электрический сигнал поступает на преобразователь частота-напряжение $f \rightarrow U$. Напряжение с выхода преобразователя сравнивается с постоянным напряжением, которое с потенциометра подается на минус-вход дифференциального усилителя. Разность этих напряжений на двух входах дифференциального усилителя является сигналом ошибки системы частотной привязки перестраиваемого лазера. Усиленное напряжение с выхода дифференциального усилителя поступает на пьезокерамику для управления частотой генерации лазера.

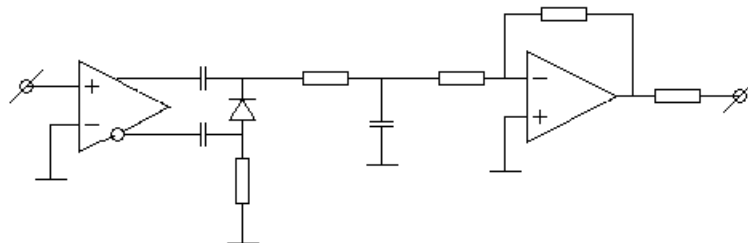
Возможная схема преобразователя частота-напряжение изображена на нижеследующем рисунке.



На следующем рисунке приведены напряжения в контрольных точках 1, 2, 3, 4, 5.



В моей установке была другая схема преобразователя частота — напряжение.



Слева — компаратор с двумя выходами, справа — операционный усилитель.

Фазовая автоподстройка частоты (ФАПЧ)
генератора управляемого напряжением (ГУН).

В современных схемах частотной привязки используется фазовая подстройка частоты биения двух лазеров под частоту некоторого опорного генератора (ОГ). Такая система привязки требует большего быстродействия логических схем, но обеспечивает более высокую степень стабилизации частоты перестраиваемого лазера.

Принципиальная схема фазовой автоподстройки частоты приведена на следующем рисунке, где роль сигнала с приемника биений двух лазеров выполняет сигнал с генератора управляемого напряжением (ГУН):

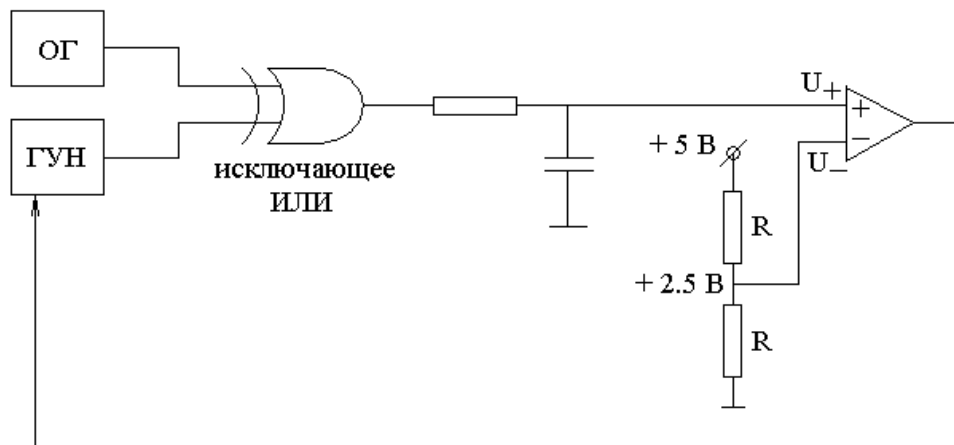


Таблица истинности для логических уровней микросхемы исключающее ИЛИ:

0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Пусть разность фаз генераторов ОГ и ГУН равна $\delta\varphi$.

Если $\delta\varphi = 0$, то $U_+ = 0V$.

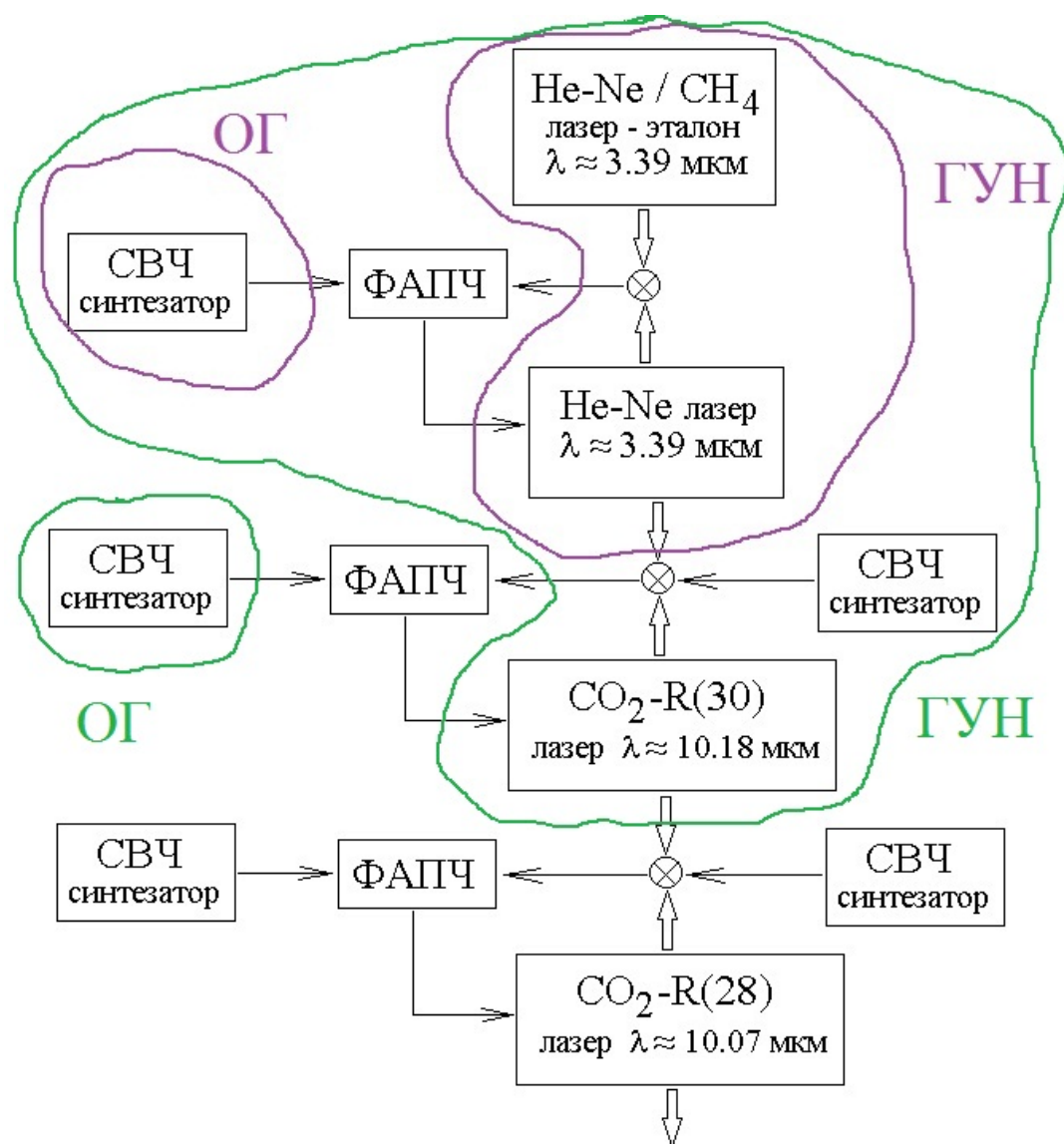
Если $\delta\varphi = \pi$, то $U_+ = 5V$.

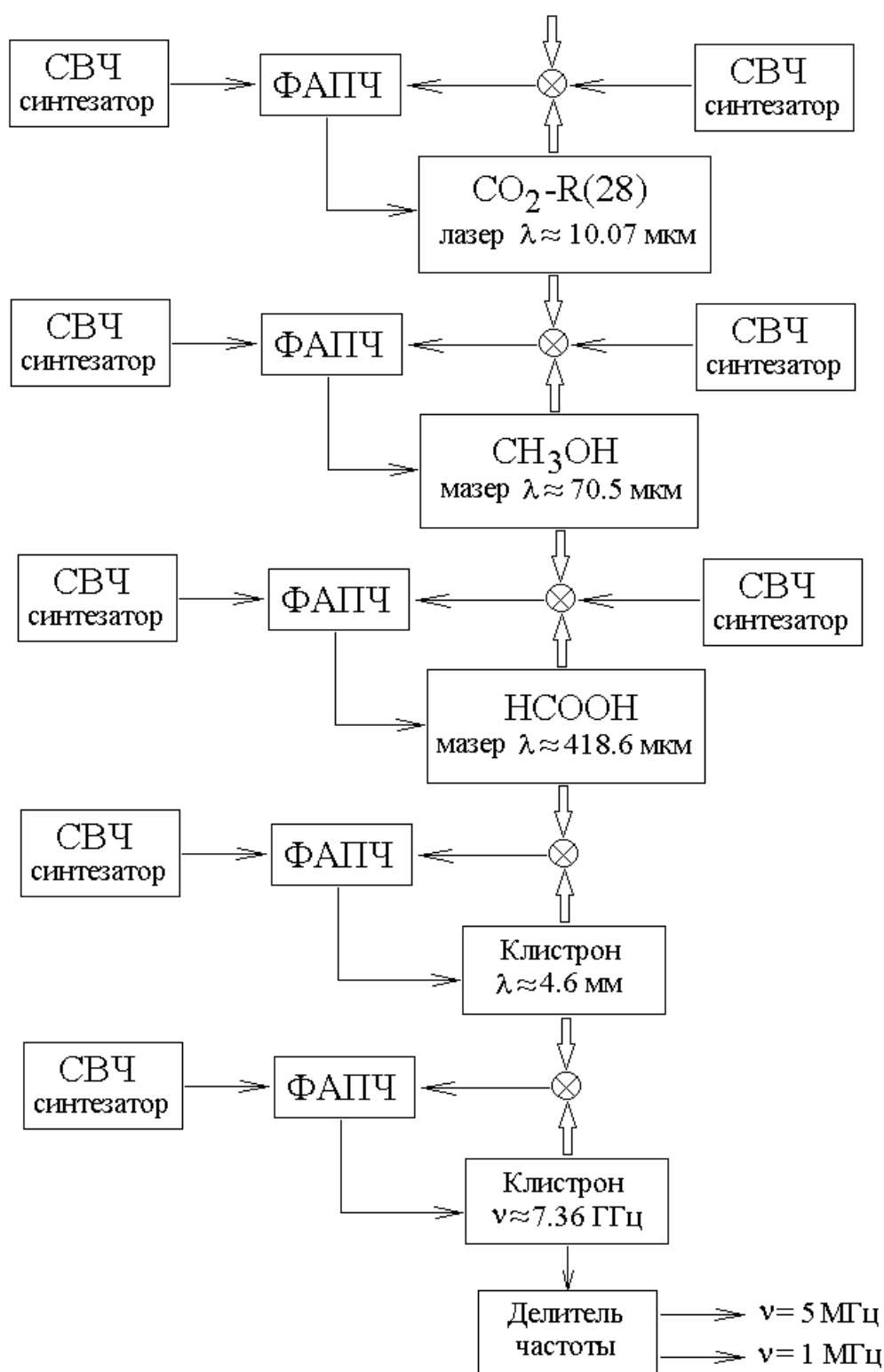
Если $\delta\varphi = \frac{\pi}{2}$ или $\delta\varphi = \frac{3\pi}{2}$, то $U_+ = 2.5V$.

Одно из этих двух значений — положение устойчивого равновесия системы стабилизации частоты ГУН по частоте ОГ.

Радиооптический мост.

Для сравнения оптической частоты и частоты в радиочастотном диапазоне служит так называемый радиооптический мост. Принципиальная схема радиооптического моста приведена на нижеследующем рисунке.



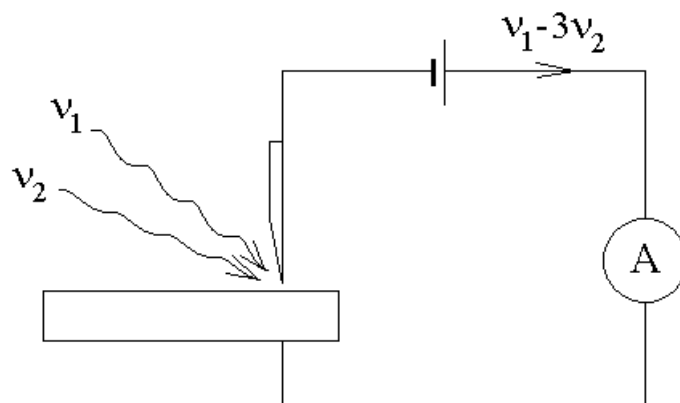


88,376,182,599,985 (8) Гц $\approx 88 \text{ ТГц}$

P. V. POKASOV, R. HOLZWARTH, TH. UDEM, M. ZIMMERMANN, J. REICHERT, M. NIERING, T. W. HDNSCH, A. K. DMITRIYEV, S. N. BAGAYEV, P. LEMONDE, G. SANTARELLI, P. LAURENT, M. ABGRALL, A. CLAIRON, and C. SALOMON (2002) ABSOLUTE FREQUENCY

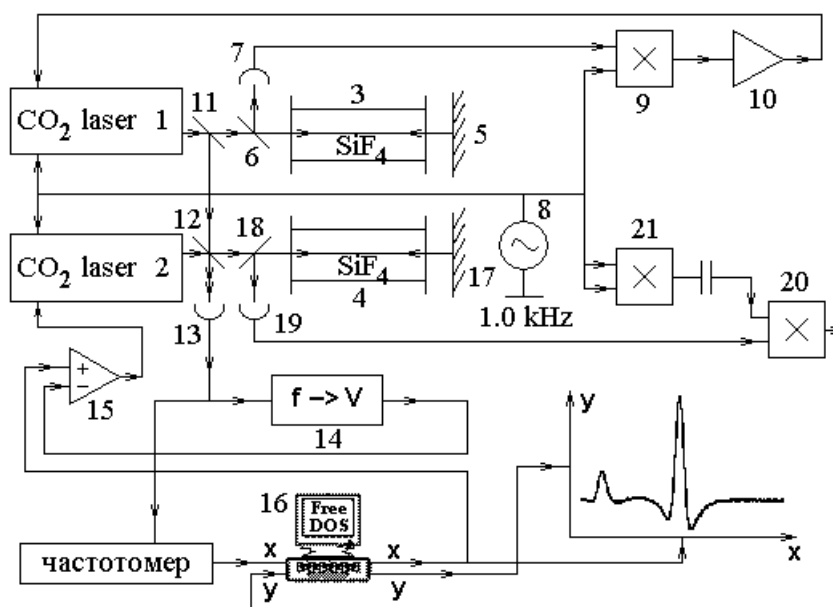
MEASUREMENTS OF A METHANE-STABILIZED TRANSPORTABLE HE-NE LASER AT 3.39 μm . Frequency Standards and Metrology: pp. 510-512.

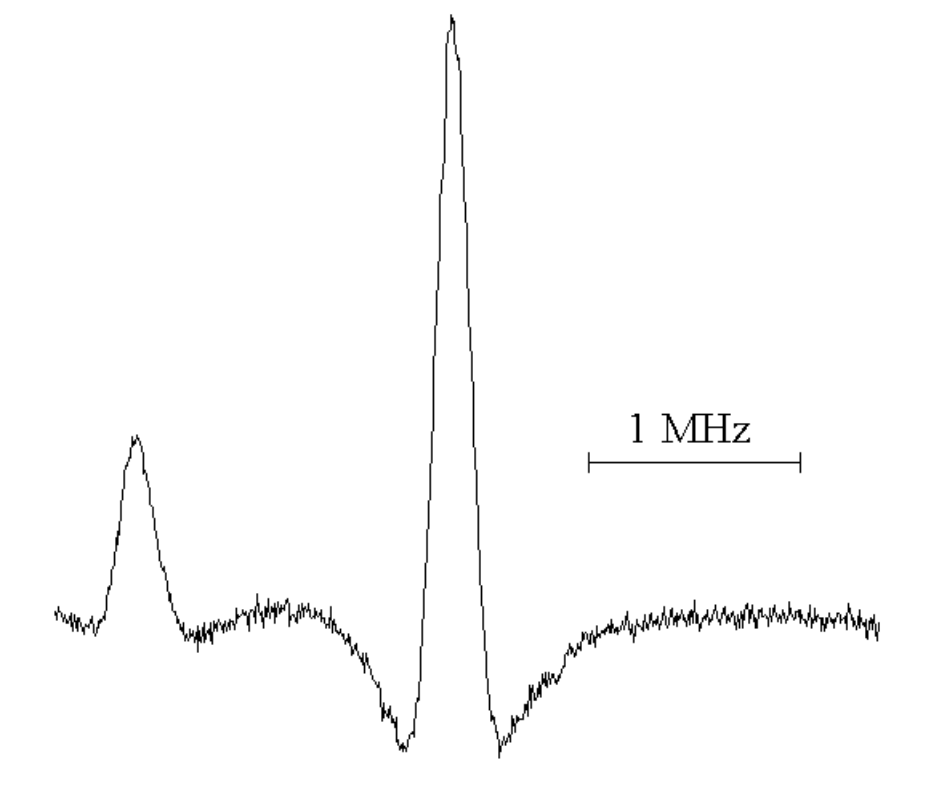
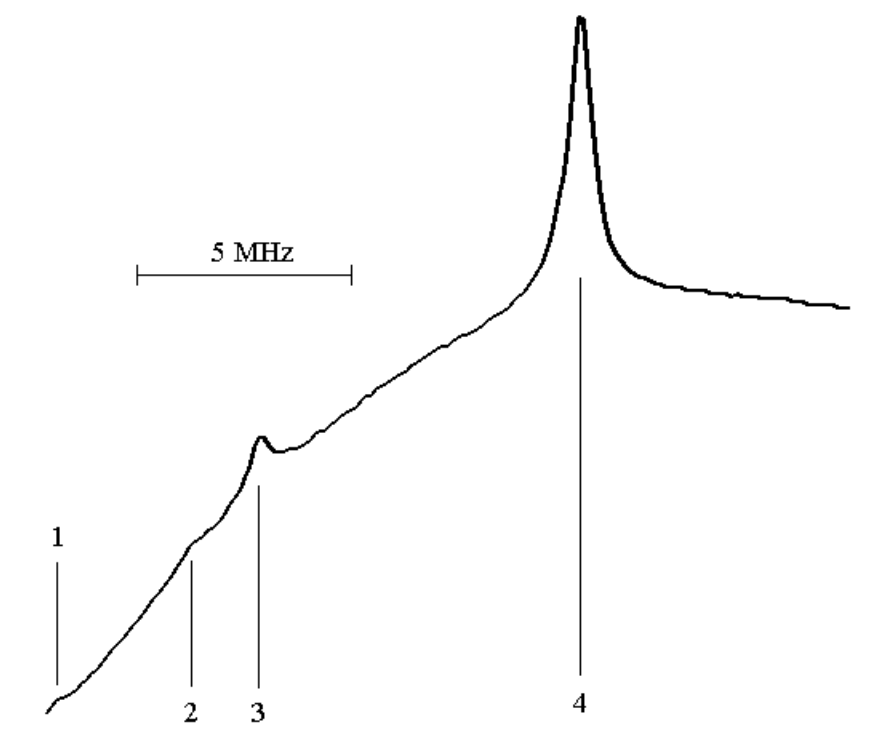
Для сравнения почти кратных частот лазеров используется приемник излучения типа "кошачий ус".

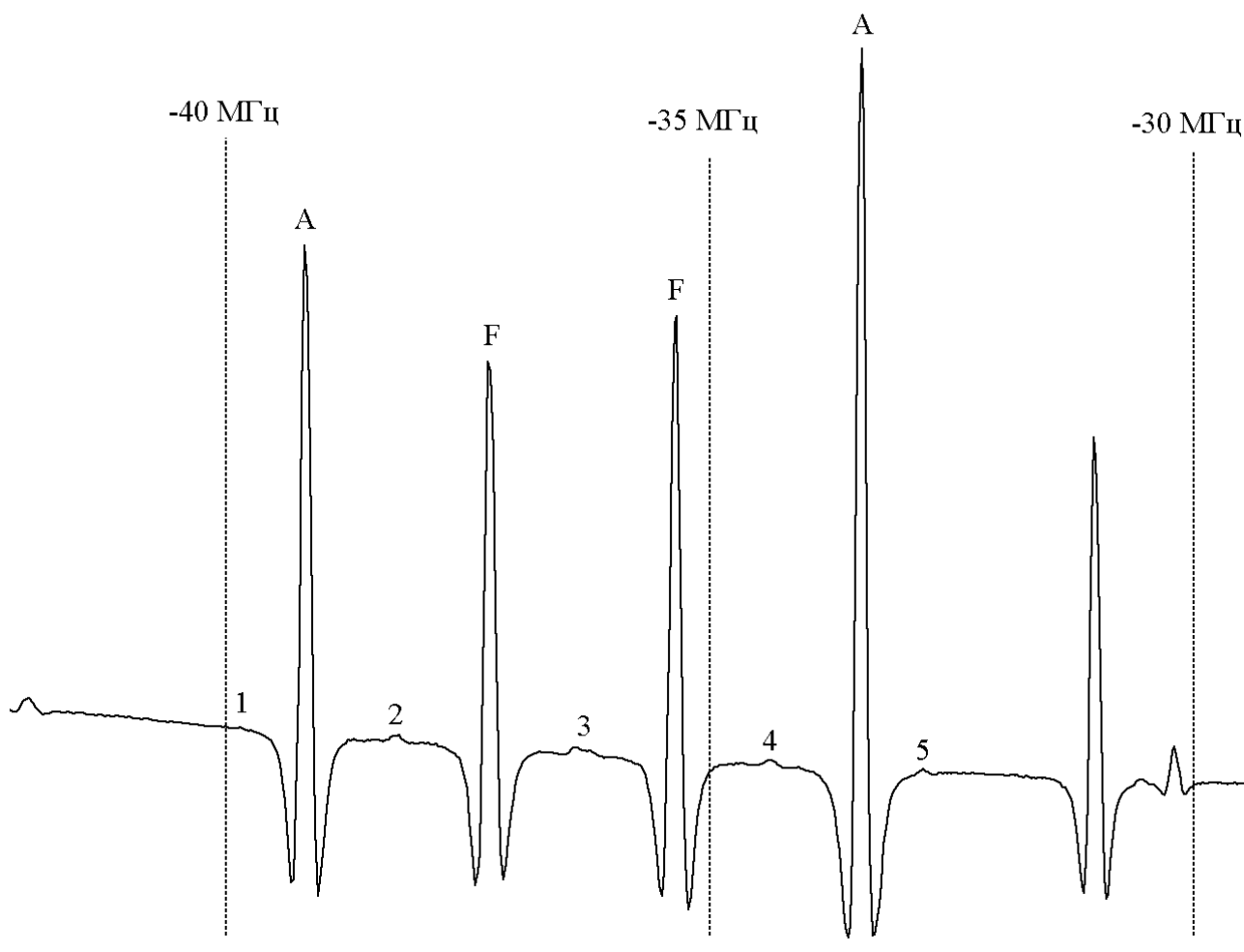


Это приемник, который реагирует на напряженность электрического поля световой волны, а не на интенсивность, как остальные приемники оптического диапазона. Например, в фототоке приемника можно получить сигнал на частоте $\nu_1 - 3\nu_2$, если эта частота достаточно низкая.

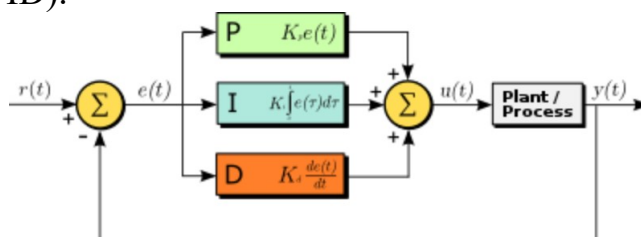
Система накопления сигнала.



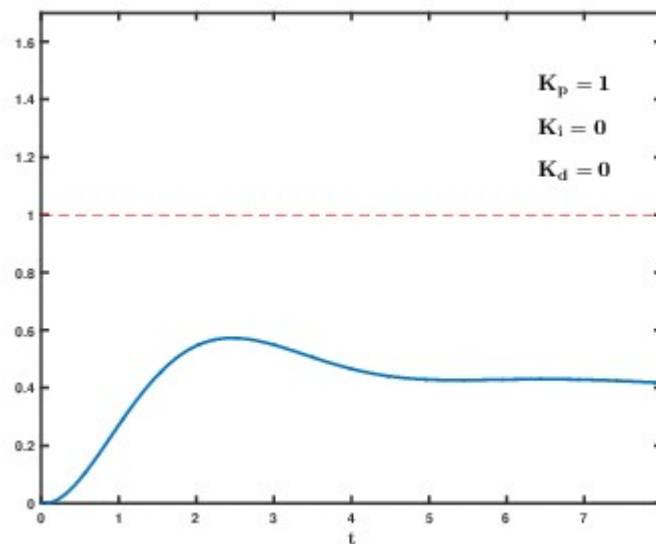




ПИД-регуляторы (PID).



Arturo Urquiza, CC BY-SA 3.0 <<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/>>, via Wikimedia Commons



Если напряжение на выходе схемы имеет спад амплитудно-частотной характеристики вида $\sim \frac{1}{f}$, то эта схема интегрирует входной сигнал. Если к выходу сигнала интегрирующей схемы добавить сигнал пропорциональный входному, то спад $\sim \frac{1}{f}$ на выходе схемы с некоторой частоты прекратиться. Если эта частота совпадает с частотой, на которой появляется неконтролируемый второй спад $\sim \frac{1}{f}$ петли обратной связи, то до частоты появления третьего спада $\sim \frac{1}{f}$ система обратной связи будет иметь один спад $\sim \frac{1}{f}$. Это позволит увеличить коэффициент стабилизации и быстродействие системы с обратной связью.

Аналогично действует и добавка к сигналу на выходе схемы усиления сигнала пропорционального производной от сигнала на входе.

Сумма интеграла от входного сигнала, входного сигнала и производной от входного сигнала с разными весовыми множителями и является основой усилителя ПИД-регулятора.

LabView — среда программирования для плат сбора данных от компании National Instruments.

Arduino — аппаратно-программные средства построения простых моделей и экспериментов в области электроники, автоматики, автоматизации процессов и робототехники.

OrCAD, P-CAD — программы проектирования печатных плат.

Симуляторы (программы моделирования электронных схем):
Мультисим, Multisim 12.0, EveryCircuit.

Операционный усилитель с одним питанием:
(Operational Amplifier) Single Supply или Rail-to-Rail
пример, но не совсем удачный: LNC6484

PLD — programmable logic device — микросхемы программируемые
программатором (прожигание перемычек электрическим напряжением):
EPM7128SVLC84

FPGA — field-programmable gate array — микросхемы без постоянной памяти
(каждый раз после включения питания программа загружается из компьютера
или из энергонезависимой памяти):
EP1C6T144C6
FT245BM

Программа для симуляции поведения сложных логических и аналоговых схем с
учетом их не идеальности:
QUARTUS 9,1:
https://drive.google.com/file/d/1TWf_0ZvjVEmNsL_72KFDSs-nLtdSbL0X/view?usp=sharing

Epic Privacy Browser.

Браузер Tor, но его сильно блокируют в России.

RuTracker.org, регистрация по почте.

utorrent182.exe:

<https://drive.google.com/file/d/1vzNX7hoBAmjG5SeZk4EZrJRFwPdDXaIU/view?usp=sharing>