

ПЕТИН Г.П.

АНАЛОГОВАЯ СХЕМОТЕХНИКА

РОСТОВ НА ДОНУ

2010

ВВЕДЕНИЕ

Данная книга написана на основе многолетнего опыта автора в конструировании аналоговых электронных устройств, а также чтения курса лекций на кафедре радиофизики ЮЖНОГО ФЕДЕРАЛЬНОГО УНИВЕРСИТЕТА. В книге основное внимание уделено пониманию процессов происходящих в тех или иных аналоговых электронных схемах. Рассмотрена большая часть проблем аналоговой схемотехники, иллюстрируемая большим количеством конкретных электронных схем.

Все электронные устройства можно разделить на аналоговые и цифровые. Аналоговые устройства работают менее точно, но более просты, надежны и имеют большее быстродействие. Кроме того, в большинстве случаев цифровые устройства не могут обойтись без аналоговых, поскольку в реальном мире нет цифровых сигналов и аналоговые устройства выполняют недостающую связь между реальным миром и цифровым устройством. Вопросы, рассмотренные в книге, перечислены далее в содержании.

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ	3
1.КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НЕКОТОРЫХ ДАТЧИКОВ СИГНАЛА	4
2.СОГЛОСОВАНИЕ ДАТЧИКА СИГНАЛА СО ВХОДОМ УСИЛИТЕЛЯ	11
3.СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ	21
4.ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ	27
5.ПРИМЕРЫ ВХОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	38
6.УСИЛИТЕЛИ МЕДЛЕННО МЕНЯЮЩИХСЯ СИГНАЛОВ	45
7.ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.	49
8.ОГРАНИЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ	56
9.УЗКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.	64
10.ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ И АТТЕНЮАТОРЫ	86
11.ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ.....	96
12. СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ И АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ	124
13.АНАЛОГОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА.	133
14. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВИДА СИГНАЛОВ.	144
15. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ	154
16. КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ.....	162
17.СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ	166
18.НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ	179
19. РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ.....	184
20. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	195
21. ПРИЛОЖЕНИЯ	214

1. УСИЛИТЕЛЬ С УМНОЖЕНИЕМ ДОБРОТНОСТИ.....	214
2. ТРЕХФАЗНЫЙ СИМИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР	216
3.ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ	217
4. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ	237
5. ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА	239
6.МОЩНЫЕ ВЫХОДНЫЕ НИЗКОЧАСТОТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ	241
7. ОБ ИЗГОТОВЛЕНИИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С ПОМОЩЬЮ ЛАЗЕРНОГО ПРИНТЕРА.....	246
8. КАЛЕЙДОСКОП ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ	248
ЛИТЕРАТУРА	314

1.КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НЕКОТОРЫХ ДАТЧИКОВ СИГНАЛА

Несмотря на колоссальный прогресс в развитии цифровых технологий цифровая техника не может обойтись без аналоговой, поскольку в реальном мире не существует цифровых сигналов. Аналоговая схемотехника может существовать самостоятельно или как связующее звено цифровой схемотехники с внешним миром. Электронные приборы проникли во все области быта, производства и естественных наук. Каждый раз, когда необходимо измерить какой-нибудь параметр физического объекта или процесса или передать информацию подыскивают подходящий датчик, переводящий измеряемый параметр в электрический сигнал. В медицине и биологии измеряют биотоки, в химии - концентрацию тех или иных веществ в

растворе, показатель кислотности РН. В метеорологии измеряют скорость и направление ветра, влажность и температуру воздуха, высоту облаков. В технологических процессах приходится измерять множество параметров. Множество измеряемых и контролируемых параметров отображается на пульте управления современных транспортных средств.

Далее кратко рассмотрены только некоторые датчики физических параметров.

1. Датчики перемещения вырабатывают сигнал пропорциональный перемещению объекта из одной точки пространства в другую. Кроме перемещения ряд других параметров легко преобразуется в перемещение, и образуют датчик этого параметра. Например, сила с использованием пружины или другого упругого тела преобразуется в перемещение. Показания барометрического датчика давления определяются геометрическими размерами – объемом камеры или длиной столбика спирта или ртути. Простейший датчик влажности воздуха состоит из натянутого обезжиренного волоса, длина которого зависит от влажности.

Наиболее простым и весьма часто используемым датчиком перемещения является потенциометрический датчик, в котором движок потенциометра связывается с перемещаемым телом. Такие датчики могут фиксировать перемещение от 0,1 мм до 1000 мм. Хорошо известен указатель уровня топлива в баке автомобиля, в котором поплавков посредством рычага перемещает ползунок потенциометра. Недостатками потенциометрических датчиков перемещения являются недостаточная в ряде случаев точность и наличие силы трения ползунка, делающая этот датчик контактным и препятствующая его применению в ряде устройств.

В качестве бесконтактных датчиков перемещения часто используются емкостные и индуктивные датчики, в которых величина емкости или

индуктивности изменяются при перемещении. Изменение емкости или индуктивности преобразуется в информационный сигнал либо при использовании моста переменного тока, либо при включении этих элементов в состав генератора, частота генерации которого меняется при изменении емкости или индуктивности. Ничто так точно не измеряется, как измеряется частота. Легко доступными способами, например, путем использования электронно-счетных частотомеров, частоту можно измерять с точностью до 10^{-8} . Таким образом, используя емкостные и индуктивные датчики можно получить очень высокую точность измерения перемещения и высокую чувствительность к изменению очень малых перемещений. Без особых затруднений можно фиксировать перемещения до 10^{-9} м.

2. Датчики скорости. Существуют два принципиально разных датчика скорости: датчик скорости вращательного движения и датчик скорости поступательного движения.

Конструкция датчика скорости вращательного движения может быть очень простой. Достаточно поместить на вращающийся объект постоянный магнит, проходящий мимо катушки индуктивности. В результате электромагнитной индукции на концах катушки индуктивности возникает ЭДС индукции, период повторения которой равен периоду вращения. Можно использовать многополюсный магнит. Вариантов подобных устройств множество. Часто используются датчики скорости вращательного движения с оптопарой, в которых либо периодически прерывается луч света, либо происходит его отражения от вращающегося диска с периодическими темными и светлыми полосами. Полученный промодулированный луч света попадает на фотоприемник, выдающий электрический сигнал с частотой модуляции света.

Датчик скорости поступательного движения может быть устроен разными способами. Во-первых, на основе классического определения - по измерению промежутка времени, за которое тело проходит фиксированный отрезок пути. Измерение промежутка времени можно осуществить, применяя две оптопары,

стоящие в начале и конце отрезка пути. Кроме того, очень часто для определения скорости применяется эффект Доплера с использованием электромагнитных или акустических волн. Например, скорость движения автомобиля определяется при использовании эффекта Доплера при отражении сантиметровых электромагнитных волн с длиной волны равной 3 см.

3. Датчики ускорения. Ускорение тела или системы тел определяется путем измерения инерционных сил, возникающих при ускорении тел, обладающих массой. Силы же преобразуются в перемещения с использованием упругих элементов. Особое значение имеют датчики периодически повторяющихся ускорений, типа вибраций, возникающих при вращении несбалансированных масс. Подобные вибрации наблюдаются в самого разного рода двигателях и контроль за величиной этих вибраций, имеет важное практическое значение. В этом случае широко применяются пьезоэлектрические датчики ускорения, в которых за счет пьезоэффекта инерционные силы преобразуются в электрический сигнал. Часто такие датчики называют *акселерометрами*.

4. Датчики температуры. Для измерения температуры широко применяют термопары, вырабатывающие напряжение пропорциональное разности температур между горячим и холодным спаем термопары. Недостатком применения термопары является необходимость контроля температуры холодного спая и низкая чувствительность - порядка 5мкВ/градус Цельсия. Абсолютное значение температуры можно получить при использовании термосопротивления. Как известно, сопротивление чистых металлов прямо пропорционально абсолютной температуре. При комнатной температуре равной 20°C сопротивление при изменении температуры на один градус изменится на 1/293 часть своей величины. Это значит, что при использовании термосопротивления в качестве датчика температуры можно получить сигнал в 100 раз больший, чем при использовании термопары. Однако для создания такого датчика необходим очень тонкий проводник большой длины, что в ряде

случае неудобно для применения. Полупроводниковые терморезисторы очень чувствительны к изменению температуры. Их чувствительность может достигать -4% на градус. Однако сопротивление полупроводникового терморезистора нелинейно зависит от температуры, что затрудняет их применение. Иногда в качестве датчика температуры с успехом можно использовать падение напряжения на прямосмещенном p-n переходе, зависящее от температуры со скоростью $\approx -2\text{мВ/градус}$. Для этой цели

рекомендуется использовать не диод, а эмиттерный переход транзистора. Некоторые такие датчики можно использовать до 250°C . Подобные датчики выпускаются некоторыми фирмами в интегральном исполнении с цифровым или аналоговым выходом.

Очень высокие температуры в ряде случаев можно измерять неконтактными датчиками, фиксирующими тепловое излучение.

5. Датчики давления. Датчики статического давления в жидкости и газе основаны на деформации мембран или твердых тел. В результате воздействия давления тело деформируется и возникает перемещение. В связи с важностью этой проблемы в технике имеются многочисленные датчики давления в пакетированном виде, выпускаемые разными фирмами.

Датчики динамического давления, то есть давления меняющегося во времени, так же выпускаются серийно. Датчики для измерения давления газа (воздуха) называются микрофонами, а для измерения давления жидкости (воды) - гидрофонами.

Самая старая разработка микрофона, с которой иногда еще можно встретиться, это угольный микрофон, в котором сопротивление угольного порошка зависит от оказываемого на него давления. Такой микрофон имеет множество недостатков. Поэтому были разработаны различные типы более качественных микрофонов: электродинамические, пьезоэлектрические, емкостные и электретные микрофоны. В настоящее время наибольшее распространение получили электретные микрофоны. В нем тонкая

металлизируемая мембрана колеблется в постоянном электрическом поле, создаваемом поляризованным диэлектриком-электретом.

В большинстве случаев для создания гидрофонов используется поляризованная керамика на основе цирконата-титаната свинца. Иногда для лучшего согласования волновых сопротивлений воды и материала

гидрофона используют пористую керамику.

6. Датчики светового излучения (или фотоприемники). Датчиками светового излучения являются, как правило, фотоэлементы различного рода такие как: вакуумные фотоэлементы, газонаполненные фотоэлементы, фотоэлектронные умножители, полупроводниковые фотоэлементы, фотодиоды и фототранзисторы. В этих устройствах выходной ток прямо пропорционален величине светового потока, попадающего на активную часть поверхности фотоприемника. Известны также фотоприемники на основе фотосопротивлений. Эти устройства имеют намного большую светочувствительность по сравнению с фотодиодами, но их характеристики не линейны и сильно зависят от температуры. По этим причинам фотосопротивления для измерительных целей непригодны.

Кроме того, имеются фотоприемники, основанные на тепловом действии света. Во-первых, это - полупроводниковые терморезисторы, применяемые в астрономических телескопах и называемые *болометрами*. Во-вторых, это - пироэлектрические датчики. Их работа базируется на явлении пироэлектрического эффекта, которое заключается в том, что при изменении температуры поляризованного сегнетоэлектрика в нем возникают свободные электрические заряды. Пироэлектрический датчик состоит из тонкой пленки поляризованного сегнетоэлектрика с нанесенными электродами и зачерненной поверхностью. При изменении светового потока меняется температура пленки, и появляются заряды. Такие датчики широко используются в системах охранной сигнализации. Они реагируют даже на тепловое излучение человека.

7. Датчики проникающей радиации. Наиболее известным датчиком проникающей радиации является счетчик Гейгера. Он состоит из коаксиально расположенных внешнего металлического цилиндра, являющегося катодом, и тонкой нити, являющейся анодом. Между этими двумя электродами создается атмосфера специально подобранного разреженного газа. Между катодом и анодом прикладывается напряжение в несколько сотен вольт. При попадании между анодом и катодом частицы проникающей радиации, летящей с высокой скоростью, происходит ударная ионизация, которая инициирует кратковременную вспышку газового разряда. На счетчике возникает импульс напряжения с амплитудой в несколько десятков вольт. Такой счетчик служит для обнаружения проникающей радиации и измерения приблизительного значения ее интенсивности. Однако он не может определить энергию частицы, попавшей в счетчик.

Для определения энергии частиц используются стинцилляционные счетчики, состоящие из стинциллирующего кристалла и фотоэлектронного умножителя. В момент попадания частицы в кристалл происходит поглощение ее энергии с выделением части поглощенной энергии в виде энергии некоторого количества фотонов. Эти фотоны попадают на фотоэлектронный умножитель, который может усиливать первичный фототок до 10^6 раз. На выходе фотоэлектронного умножителя появляются кратковременные импульсы напряжения, амплитуда которых зависит от энергии попавшей частицы.

При большой интенсивности радиации могут использоваться ионизационные камеры, пропорциональные и полупроводниковые счетчики.

8. Датчики электромагнитных сигналов. При создании датчиков тока или напряжения, существующих в тех или иных участках цепи больших проблем не возникает. Несколько сложнее обстоит дело с датчиками, реагирующими на напряженность электрического или магнитного полей. Для переменных во времени полей используются емкостные или индуктивные датчики. В

диапазоне радиочастот эти датчики обычно называются *антеннами*. Для измерения напряженности

постоянного магнитного поля может быть использован датчик Холла или магниторезистивный датчик. Наибольшую точность получают при использовании датчика, основанного на явлении ядерного магнитного резонанса. Для измерения постоянного электрического поля используют емкостные датчики, величина емкости которых периодически меняется.

2.СОГЛОСОВАНИЕ ДАТЧИКА СИГНАЛА СО ВХОДОМ УСИЛИТЕЛЯ

Электрические сигналы, которые вырабатывают датчики, как правило, очень слабые и нуждаются в усилении. Поэтому сигнал с датчика подается на электронный усилитель. При решении конкретной задачи приходится учитывать то, что характеристики входа усилителя сильно влияют на результат присоединения к нему датчика сигнала. Приходится учитывать стабильность передачи сигнала, возможные искажения формы сигнала уже на входе усилителя или связанные с этими искажениями частотные ограничения, а также повышенные шумовые помехи. Рассмотрим эти проблемы по порядку.

Согласование сопротивлений.

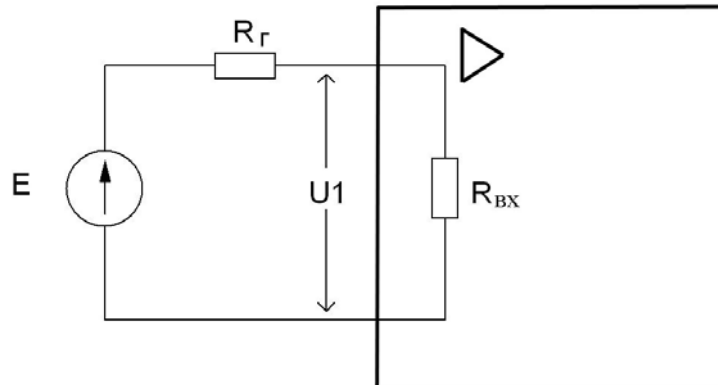


Рисунок 2.1

На рисунке 2,1 показан типичный случай присоединения датчика сигнала E с внутренним сопротивлением R_{Γ} ко входу усилителя со входным сопротивлением $R_{ВХ}$. Часть сигнала от источника теряется на его внутреннем сопротивлении и на входе усилителя напряжение будет равно $U_1 = E \cdot R_{ВХ} / (R_{\Gamma} + R_{ВХ})$. Входное сопротивление усилителя $R_{ВХ}$ зависит от температуры, напряжения питания и типа входного усилительного элемента. Если входное сопротивление усилителя сравнимо по величине с внутренним сопротивлением источника сигнала, то наблюдается нестабильность напряжения непосредственно на входе усилителя, что приводит к появлению погрешности измеряемой величины. Чтобы уменьшить погрешность, необходимо:

1. Выбирать входное сопротивление усилителя $R_{ВХ}$ намного больше внутреннего сопротивления источника сигнала R_{Γ} и тогда $U_1 = E$. В этом случае усилитель работает в режиме усилителя напряжения.

2. Выбирать входное сопротивление усилителя намного меньше внутреннего сопротивления источника сигнала. Тогда входной ток равен $J_1 = E / R_{\Gamma}$ и не

зависит от величины входного сопротивления усилителя. В этом случае усилитель работает в режиме усилителя тока.

Если $R_{вх} \approx R_{г}$, то этот случай, с точки зрения стабильности входного сигнала, наиболее неблагоприятный.

Проблемы выбора необходимого входного сопротивления усилителя на низких частотах практически не существует. Однако в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), где вынуждены согласовывать входное сопротивление усилителя с волновым сопротивлением линии передачи, фактор нестабильности входного сигнала на входе усилителя остается.

Частотные и переходные характеристики усилителей.

Искажение формы сигнала на входе усилителя или сокращение полосы пропускания за счет неправильного согласования источника сигнала с входом усилителя может произойти при наличии во входных цепях реактивных элементов. Оценим влияние некоторых часто встречающихся случаев.

На рисунке 2.2 показано наличие не только входного сопротивления усилителя, но и его входной емкости.

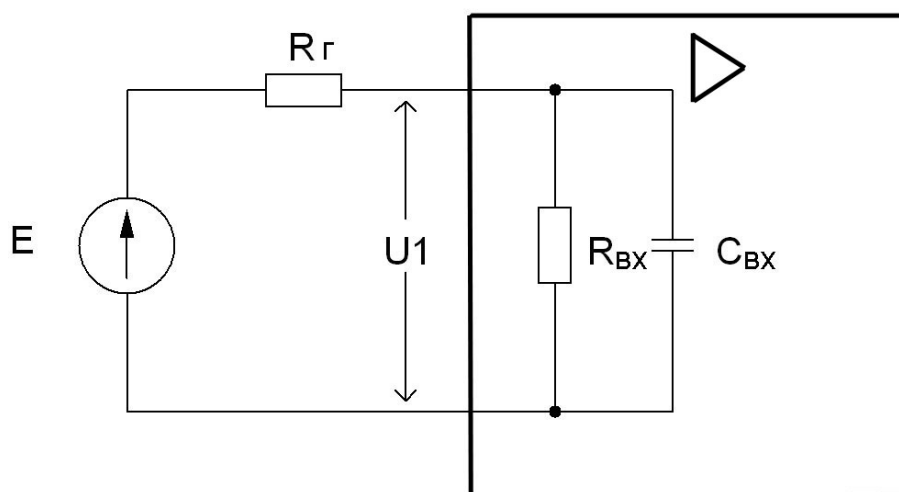


Рисунок 2.2

Наличие входной емкости присуще любым усилителям. Ее незримое присутствие не всегда приводит к нежелательным результатам. Однако

часто возникают непредвиденные проблемы.

Рассмотрим типичный случай. Пусть это входной усилитель обыкновенного электронного осциллографа. При рассмотрении схемы, изображенной на рисунке 2.2, необходимо к входной емкости усилителя добавлять еще емкость проводов, соединяющих источник сигнала с входом усилителя. На передней панели возле входного разъема электронного осциллографа обычно приводят данные об его входном сопротивлении и входной емкости. Их типичные значения $R_{вх}=1\text{Mом}$, $C_{вх}=25\text{ пФ}$, соответственно. Как правило, сигнал на вход осциллографа подается по отрезку экранированного кабеля. Емкость экранированного кабеля имеет величину порядка 100 пФ на метр его длины. Суммарная емкость, шунтирующая вход осциллографа, окажется равной $C_{вх}=100\text{ пФ}$, если использовать кабель длиной 75 см . В дальнейшем будем исходить из этой величины. С учетом наличия этой емкости, между источником сигнала и входом осциллографа образуется интегрирующая цепь с постоянной времени τ равной:

$$\tau = C_{вх} \frac{R_{Г}R_{вх}}{R_{Г} + R_{вх}} . \quad (2.1)$$

В результате, при большом внутреннем сопротивлении источника сигнала, форма сигнала на входе осциллографа сильно искажается. Так при $R_{Г}=100\text{kОм}$ импульс прямоугольной формы длительностью в 10 мкс превращается в импульс, состоящий из отрезков экспонент и становится полностью не похожим на прямоугольный импульс источник сигнала. (см. рисунок 2.3)

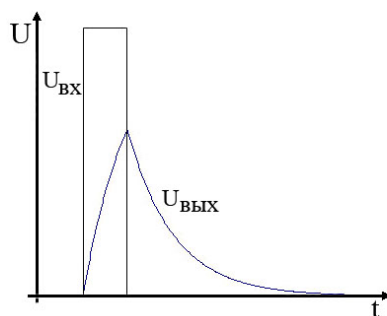


Рисунок 2.3

Уменьшение искажений формы сигнала можно получить двумя способами. Во-первых, необходимо зашунтировать вход усилителя сопротивлением, с целью уменьшения постоянной времени интегрирующей цепочки. При этом искажения сигнала уменьшаются, но одновременно уменьшается и величина амплитуды входного сигнала. Во-вторых, можно использовать выносной предварительный усилитель. Этот усилитель должен иметь одновременно большое входное сопротивление и малую входной емкость. Предварительный усилитель обычно помещается рядом с источником входного сигнала, а иногда монтируется в этот источник. Положительный эффект достигается за счет того, что предварительный усилитель имеет, как правило, выходное сопротивление намного меньше, чем внутреннее сопротивление источника сигнала, а его входная емкость существенно меньше входной емкости основного усилителя.

Другим источником искажения формы сигнала на входе усилителя может явиться наличие реактивных элементов в самом датчике сигналов. На рисунке 2.4 показано подключение емкостного или пьезоэлектрического датчика сигналов к входу усилителя.

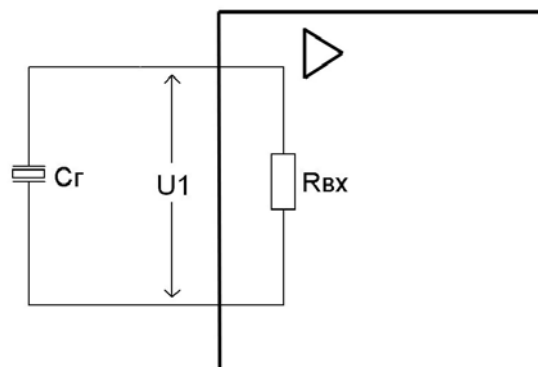


Рисунок 2.4

Такой датчик имеет емкостный характер внутреннего сопротивления. Внутреннее сопротивление датчика с понижением частоты сигнала увеличивается, а величина напряжения на входе усилителя понижается. Частотная характеристика входного напряжения усилителя имеет вид, показанный на рисунке 2.5

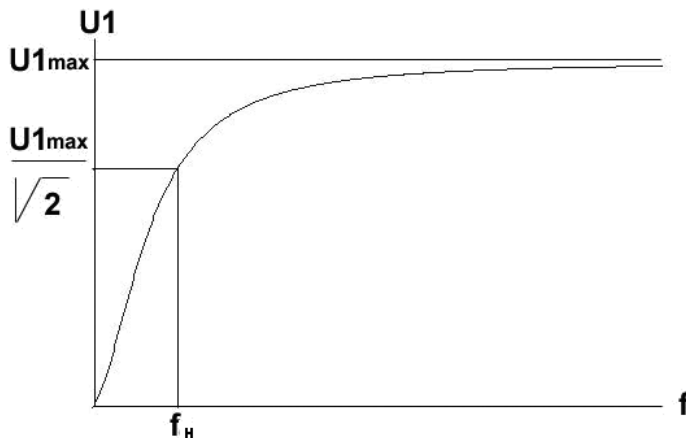


Рисунок 2.5

Значение нижней частотной границы полосы пропускания может быть определено по формуле $f_n = 1/2\pi R_{вх} C_{г}$.

При использовании индуктивного датчика сигнала, реагирующего на изменение магнитного поля, приходится учитывать еще и омическое

сопротивление катушки датчика. Схема включения такого датчика показана на рисунке 2,6.

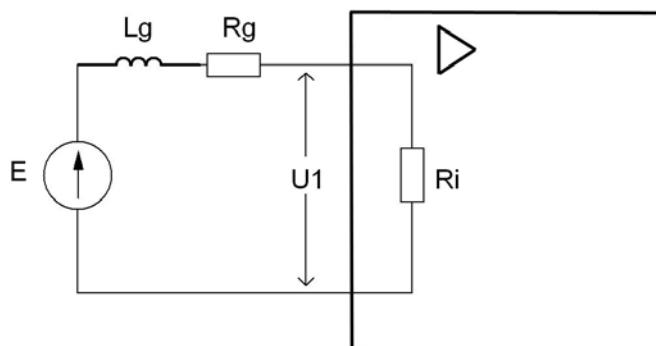


Рисунок 2.6

Если датчик реагирует на изменение магнитного потока, подчиняющегося гармоническому закону, то его частотная характеристика имеет такой же вид, как на рисунке 2.5. определяется по формуле $f_n = (R_{вх} + R_g) / 2\pi L_g$. Нетрудно видеть, что f_n всегда больше $R_g / 2\pi L_g$. Иногда это ограничение приводит к некоторым затруднениям. В качестве примера можно привести индуктивный датчик, используемый в магнитофонах, называемый обыкновенно магнитофонной головкой. Стремление получить высокую чувствительность привело к тому, что катушка магнитофонной головки содержит много витков очень тонкого провода и имеет значительное омическое сопротивление. В результате рассчитанное по предыдущей формуле значение нижней граничной частоты оказывается порядка одного килогерца, тогда как для качественного звуковоспроизведения нижняя граница спектра сигналов должна начинаться с частот равных 16-20 Гц. Приемы согласования входа усилителя с источником сигнала не дают возможности решить эту задачу. Решение было найдено при использовании корректирующего усилителя. Коэффициент усиления корректирующего усилителя с понижением частоты возрастает так, что выходной сигнал усилителя не зависит от частоты и остается постоянным в необходимом диапазоне частот.

Шумовые свойства. При усилении очень слабых сигналов, когда усиление велико, на выходе усилителя обнаруживаются помехи. Их можно разделить на два типа. Первый тип - это наводки от источников. Посторонние источники разнообразны: электросеть, другие узлы электронной аппаратуры, находящиеся в одном корпусе с данным усилителем, внешние источники (искрящие контакты переключателей или электродвигателей, грозовые разряды), радиостанции, телевизионные станции, импульсные источники питания разной аппаратуры (например, зарядные устройства для мобильных телефонов) и т. п. Все эти помехи теми или иными способами можно устранить.

Второй тип помех рождается в самом усилителе. Это шумовые сигналы. Имеется много источников шумовых сигналов. Наибольшее значение имеют источники шумовых сигналов, рождающиеся в первом каскаде усилителя, так как они усиливаются этим каскадом и на вход второго каскада поступает шумовой сигнал намного большей величины по сравнению с шумовыми сигналами, рождающимися во втором каскаде. Устранить полностью шумовые сигналы невозможно. Можно только рациональным конструированием усилителя снизить их уровень.

Шумовые сигналы появляются не только в усилителе, но и в источнике сигнала. Поэтому шумовые свойства усилителя оценивают по коэффициенту шума, который показывает насколько относительная шумовая помеха при использовании данного усилителя больше относительной шумовой помехи источника сигнала. Обычно коэффициент шума выражают в децибелах. Коэффициенту шума в 1 дБ соответствует повышение относительной шумовой помехи на 12%, что мало заметно. В том случае, когда коэффициент шума усилителя составляет 1-2 дБ, то говорят, что этот усилитель малошумящий.

Рисунок 2.7 показывает типичную схему для расчета коэффициента шума.

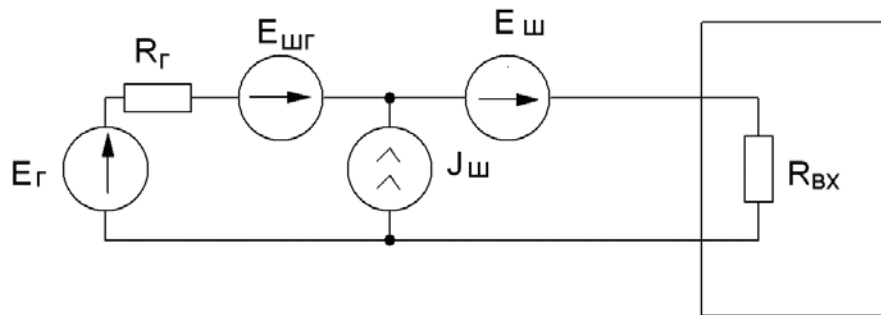


Рисунок 2.7

На схеме изображен источник сигнала E_{Γ} , с его внутренним сопротивлением R_{Γ} , являющимся источником шумового сигнала $E_{шг}$. Усилитель имеет входное сопротивление $R_{вх}$. Все шумовые сигналы, рождающиеся в усилителе, пересчитываются к его входу в виде двух генераторов шумовых сигналов: генератора шумового тока ($J_{ш}$) и генератора шумовой ЭДС ($E_{ш}$). После этого пересчета считается, что усилитель уже не шумит и соотношение между суммарной шумовой помехой и полезным сигналом на его входе сохраняется и на выходе усилителя. Результат расчета коэффициента шума для этой схемы представлен на рисунке 2,8 в виде графика зависимости коэффициента шума $K_{ш}$ от сопротивления источника сигнала R_{Γ} .

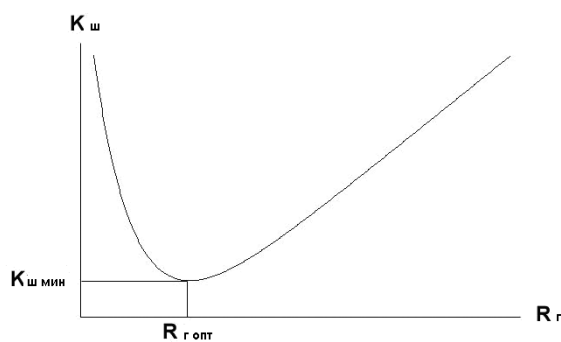


Рисунок 2.8

Из графика видно, что при некотором значении $R_{г\text{опт}}$ коэффициент шума будет минимальным $K_{ш\text{мин}}$. Расчет, проведенный в соответствии со схемой рисунка 2.7 показывает, что $R_{\Gamma\text{опт}} = E_{ш} / J_{ш}$.

Следовательно, для получения минимального значения коэффициента шума следует добиваться выполнения этого соотношения. Однако источник сигнала обычно задан и изменять его внутреннее сопротивление нет возможности. Единственный способ добиться желаемого результата - это подобрать параметры шумовых свойств усилителя $E_{ш}$ и $J_{ш}$ так, чтобы выполнилось приведенное выше соотношение. Подробно об этом написано в книге Отт Г. «Методы подавления шумов и помех в электронных системах». М. Мир.1979г. Некоторые рекомендации по уменьшению шумовых помех сводятся к следующему. Шумовые свойства транзисторов зависят от выбора типа транзистора и режима работы его. Если использовать интегральный усилитель, то повлиять на режим работы его первого усилительного каскада почти невозможно. Данный интегральный усилитель будет давать минимальное значение коэффициента шума только при вполне определенном значении внутреннего сопротивления источника сигналов, причем, скорее всего совсем не таком, какое имеет применяемый источник. Следовательно, минимальное значения коэффициента шума можно добиться только используя на входе усилителя одиночный транзисторный каскад с подобранным типом транзистора и определенным режимом его работы. Краткие рекомендации сводятся к следующему. При сопротивлении источника сигналов до 1 Мом на входе усилителя следует применять биполярный транзистор. При сопротивлении источника сигналов от 1Мом до 100Мом лучшие результаты получаются с применением полевого транзистора с PN переходом в цепи затвора. Если внутреннее сопротивление источника сигналов превышает 100 Мом, то лучше использовать полевые транзисторы с изолированным затвором. Далее следует иметь в виду, что результат зависит от типа и режима работы транзистора. Так, при большом внутреннем сопротивлении источника сигналов и использовании биполярного транзистора приходится работать с очень малым (несколько микроампер) током коллектора.

Вопрос о понижении шумовых помех стоит не всегда, а только тогда, когда величина усиливаемого сигнала становится сравнимой с сигналом шумовой помехи, то есть при усилении очень малых сигналов.

3.СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В большинстве электронных схем, использующих усилители, применяются цепи обратной связи, предназначенные для изменения характеристик усилителей в нужном направлении, создания генераторов, систем стабилизации и авторегулирования.

Обратной связью называют передачу сигнала (или его части) с выхода некоторого электронного устройства на его вход. Обратная связь бывает двух типов: положительная и отрицательная.

Положительная обратная связь увеличивает коэффициент усиления, но уменьшает устойчивость работы усилителя и неблагоприятно сказывается на ряде важнейших параметров. Поэтому в чистом виде положительную обратную связь применяют только в схемах генераторов, а в схемах усилителей ее применяют исключительно редко. Иногда применяют одновременно и положительную, и отрицательную обратные связи, что дает возможность получить ряд новых свойств усилителя. В схемах усилителей, как правило, используют только отрицательную обратную связь.

Отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но одновременно значительно улучшает другие важнейшие параметры и характеристики усилителя, что и обуславливает ее широкое применение.

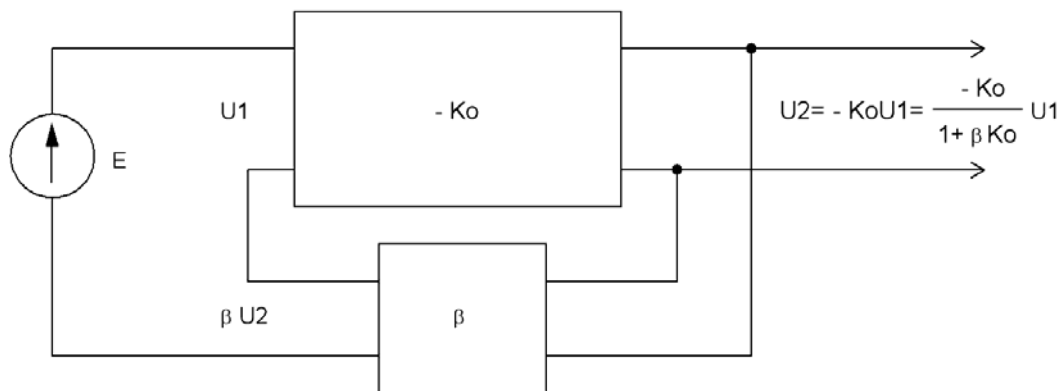


Рисунок 3.1

На рисунке 3.1 показана блок-схема усилителя с коэффициентом усиления K_o , охваченного цепью отрицательной обратной связи с коэффициентом передачи сигнала β . Через цепь обратной связи часть сигнала с выхода усилителя βU_2 подается последовательно с источником входного сигнала на вход усилителя, так что $U_1 = E + \beta U_2$. Это соотношение совместно с выражением $U_2 = -K_o U_1$ дает возможность определить коэффициент усиления по напряжению усилителя с отрицательной обратной связью:

$$K_u = \frac{U_2}{E} = \frac{K_o}{1 + \beta K_o} \quad (3.1)$$

Поскольку $1 + \beta K_o > 1$, то из формулы (3.1) видно, что коэффициент усиления K_u усилителя, охваченного цепью отрицательной обратной связи, меньше коэффициента усиления K_o усилителя без обратной связи.

Отрицательная обратная связь, показанная на рисунке 3.1, называется последовательной обратной связью по напряжению. При этом типе связи напряжение обратной связи, переданное с выхода усилителя, вычитается из напряжения источника сигнала. При этом увеличивается входное сопротивление усилителя, уменьшается коэффициент усиления напряжения и не меняется коэффициент усиления тока. Одновременно уменьшается выходное сопротивление усилителя и расширяется полоса пропускания частот.

На рисунке 3.2 изображена блок-схема усилителя, охваченного параллельной отрицательной обратной связью по напряжению, при которой ток обратной связи вычитается из входного тока. При этом типе связи уменьшает входное сопротивление усилителя, уменьшает коэффициент усиления тока и не меняет коэффициента усиления напряжения.

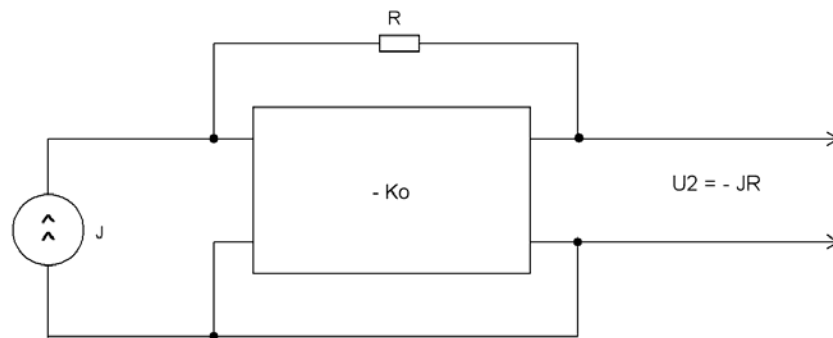


Рисунок 3.2

На рисунке 3.3 изображена блок-схема усилителя, охваченного параллельной отрицательной обратной связью по току. В этой схеме напряжение отрицательной обратной связи пропорционально выходному току. Этот тип обратной связи увеличивает выходное сопротивление усилителя и может привести к сокращению полосы пропускания.

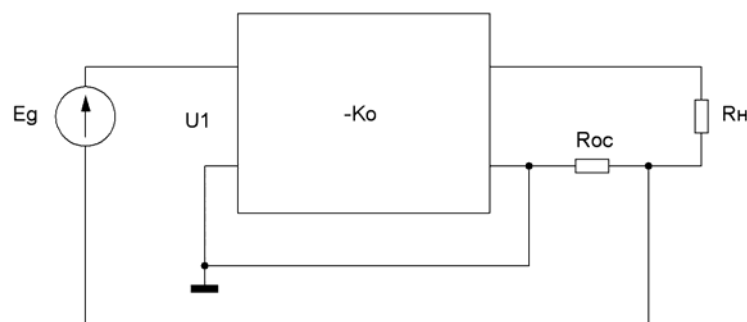


Рисунок 3.3

Конкретный выбор вида обратной связи определяется тем, в каком направлении требуется изменить параметры усилителя.

Правильно сконструированная цепь отрицательной обратной связи прежде всего делает коэффициент усиления менее зависимым от таких воздействий, как влияние температуры, изменение напряжения питания, изменение параметров нагрузки, смена транзисторов или интегрального усилителя. Отрицательная обратная связь позволяет уменьшить нелинейные искажения и расширить полосу усиливаемых частот. В большинстве случаев действует закономерность: во сколько раз за счет отрицательной обратной связи уменьшился коэффициент усиления (тока или напряжения), во столько же раз изменился в благоприятную сторону интересующий нас параметр — нестабильность усиления, коэффициент нелинейных искажений, входное и выходное сопротивления усилителя. Наилучшие результаты получаются в пределах полосы пропускания исходного усилителя без обратной связи. Вне этой полосы частот, а также вблизи границ ее стабилизирующее и улучшающее действие отрицательной обратной связи снижается. Это связано с фазовыми сдвигами в схеме усилителя и в цепи отрицательной обратной связи, в силу чего обратная связь перестает быть чисто отрицательной. Наиболее же сильные фазовые сдвиги как раз наблюдаются за пределами полосы пропускания исходного усилителя. Как известно, любая электрическая цепь, состоящая из одного активного (R) и одного реактивного (L или C) элементов, создающая амплитудно-частотные искажения, одновременно является фазосдвигающей. При изменении частоты от нуля до бесконечности одна такая цепочка создает фазовый сдвиг, достигающий $\pi/2$ радиан. Две такие цепи могут дать фазовый сдвиг, равный π , в результате чего отрицательная обратная связь превращается в положительную со всеми нежелательными последствиями. Однако для усилителя, содержащего вместе с цепью обратной связи две фазосдвигающие цепи, такой переход может произойти только на нулевой или бесконечно большой частоте, где коэффициент усиления падает до нуля.

Поэтому усилитель не самовозбуждается и на всех частотах сохраняется устойчивость усиления при любой глубине обратной связи.

Если же имеются три или более фазосдвигающие цепочки, то переход отрицательной обратной связи в положительную происходит на конечных частотах, близких к границам полосы пропускания усилителя с обратной связью. Это приводит к увеличению неравномерности амплитудно-частотной характеристики усилителя, а при достаточной глубине обратной связи — к самовозбуждению усилителя.

Наиболее склонны к самовозбуждению усилители с одинаковыми параметрами фазосдвигающих цепей. Соответствующая частотно-фазовая коррекция может повысить устойчивость усиления, однако получить глубокую отрицательную обратную связь в широкой полосе частот при наличии более чем двух фазосдвигающих цепочек затруднительно.

Каждый каскад усиления обычно имеет не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области высоких частот, и, возможно, имеет одну или несколько фазосдвигающих цепочек, действующих в области низких частот. Цепь отрицательной обратной связи в лучшем случае можно создать без фазосдвигающих элементов. Поэтому нежелателен охват цепью обратной связи более двух каскадов усиления.

Если же число усилительных каскадов велико, то лучше разбить усилитель на отдельные ячейки со своей местной отрицательной обратной связью. В каждой такой ячейке желательно иметь не более двух каскадов усиления.

Однокаскадный усилитель не всегда можно охватить тем видом обратной связи, который нужен. Получить глубокую отрицательную обратную связь в однокаскадном усилителе не удастся по причине недостаточного усиления каскада.

Для однокаскадного усилителя с отрицательной обратной связью справедлива закономерность: во сколько раз под воздействием обратной

связи уменьшается коэффициент усиления, во столько раз увеличивается верхняя граничная частота полосы пропускания и уменьшается нижняя. В двухкаскадном усилителе с отрицательной обратной связью коэффициент усиления уменьшается быстрее, чем расширяется полоса усиливаемых частот: сказывается действие увеличившихся фазовых сдвигов. Еще в меньшей степени расширяется полоса пропускания многокаскадных усилителей с отрицательной обратной связью.

Таким образом, оптимальное число каскадов в широкополосной усилительной ячейке с отрицательной обратной связью равно двум. Если же при построении усилителя с отрицательной обратной связью преследуется цель не расширения полосы пропускания, а повышения стабильности усиления, то иногда можно охватывать цепью отрицательной обратной связи число каскадов, большее двух, используя при этом методы частотной коррекции, предотвращающей возможность самовозбуждения усилителя.

Цепи нелинейных положительных и отрицательных обратных связей широко используются в схемах генераторов гармонических колебаний для стабилизации амплитуды. В конечном счете увеличение амплитуды в схеме генератора гармонических колебаний всегда ограничивается какими-то нелинейными эффектами. Например, с появлением отсечки тока уменьшается коэффициент усиления сигнала генерируемой частоты. Однако установившаяся амплитуда колебаний при перестройке частоты может меняться в недопустимо широких пределах. Чтобы амплитуда генерируемого сигнала слабо зависела от разного рода воздействий применяют специальные нелинейной цепи, приводящей к резкой зависимости величины положительной обратной связи от амплитуды колебаний. В этом случае сравнительно легко можно получить стабильность амплитуды порядка 1 %.

Использование положительной обратной связи в нелинейном усилителе превращает его в триггер с резко выраженными пороговыми

свойствами. Триггер находит многочисленные применения, в частности для преобразования периодических сигналов в прямоугольные импульсы и для генерации пилообразных и прямоугольных импульсов.

Цепи отрицательной обратной связи нашли широкое применение в различного рода стабилизаторах: напряжения, тока, температуры, частоты вращения и т. д. Во всех этих схемах вырабатывается сигнал управления, являющийся сигналом отрицательной обратной связи, приводящей к стабилизации интересующего параметра.

Подробное изложение общих свойств усилителей с обратными связями с соответствующим математическим обоснованием можно найти в монографиях и учебных пособиях, посвященных теории усилительных схем. В нашей работе основное внимание уделено практической стороне вопроса.

4. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Введение

Операционные усилители - это основной тип интегральных усилителей, который очень часто используется в различных электронных схемах. Первоначально операционные усилители были разработаны для использования их в аналоговых вычислительных устройствах, отсюда их название. Однако в настоящее время область их применения намного шире.

Общие сведения

Операционные усилители представляют собой широкий класс аналоговых микросхем, которые позволяют производить усиление сигналов, придавать им различную форму, складывать и вычитать сигналы, производить операции

дифференцирования и интегрирования, создавать источники стабильного напряжения и генераторы колебаний различной формы.

Операционный усилитель (ОУ) – это многокаскадный транзисторный усилитель, выполненный в виде микросхемы и имеющий огромный коэффициент усиления напряжения. Каждый ОУ содержит:

- входной балансный каскад (дифференциальный усилитель на биполярных или полевых транзисторах);
- каскад дополнительного усиления;
- выходной каскад усиления мощности.

Полная принципиальная схема ОУ содержит многочисленные триодные цепи и необходимые для работы усилителя резисторы. Они обеспечивают усиление сигнала, температурную стабильность, равенство потенциалов входов ОУ, высокое входное сопротивление, низкое выходное сопротивление, защиту схемы от перегрузок.

Дифференциальный усилитель представляет собою усилитель постоянного тока. С целью уменьшения дрейфа нуля он собран по балансному каскаду. Оконечным каскадом усилителя мощности часто является эмиттерный повторитель, что позволяет уменьшить выходное сопротивление ОУ.

Все каскады ОУ связаны между собой гальванически, без применения разделительных конденсаторов. ОУ имеет два входа: инвертирующий вход «−» и неинвертирующий вход «+». Сигнал, поданный на вход «+», усиливается и на выходе ОУ образуется усиленный сигнал синфазный с входным сигналом, т.е. входной и выходной сигналы совпадают по фазе.

Если подать сигнал на вход «−», то он не только усиливается, но и изменяется по фазе (инвертируется) на 180° , т.е. входной и выходной сигналы находятся в противофазе. При отсутствии сигналов оба входа и выход ОУ находятся под нулевыми потенциалами.

Свойства операционного усилителя

На рисунке 4.1 дано схемное обозначение операционного усилителя. Входной каскад его выполняется в виде дифференциального усилителя, так что операционный усилитель имеет два входа: неинвертирующий U_+ и инвертирующий U_- . В области низких частот выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ находится в той же фазе, что и разность входных напряжений $U_{\text{д}} = U_+ - U_-$ где $U_{\text{д}}$ – разностное входное напряжение или напряжение дифференциального сигнала.

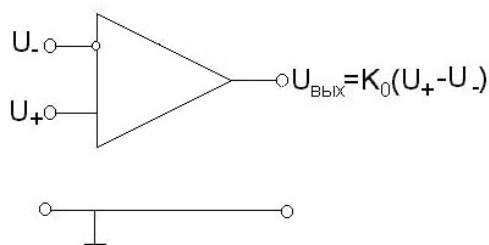


Рисунок 4.1

Помимо схемного обозначения ОУ показанного на рисунке 4,1, в литературе можно встретить и другие обозначения ОУ (рисунок 4.2):

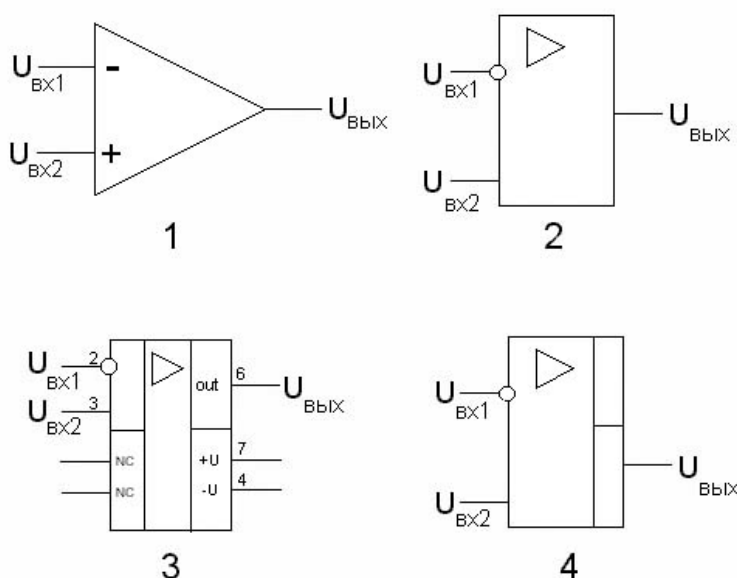


Рисунок 4.2

Чтобы обеспечить возможность работы операционного усилителя с сигналами как с положительной, так и с отрицательной полярностями, следует

использовать двуполярное питающее напряжение. Для этого необходимо предусмотреть два источника постоянного напряжения, которые подключаются к соответствующим выводам от операционного усилителя. Как правило, стандартные операционные усилители в интегральном исполнении работают с напряжениями питания (плюс 15 – минус 15 В). Однако есть ОУ работающие совсем с низкими напряжениями питания и усилители с однополярным напряжением питания. На принципиальных схемах ОУ обычно изображают только их входные и выходные выводы.

В действительности идеальных операционных усилителей не существует. Для того чтобы можно было оценить, насколько тот или иной операционный усилитель близок к идеалу, приводятся технические характеристики усилителей. Рассмотрим некоторые из них более подробно.

Дифференциальный коэффициент усиления K_0 , сущность которого ясна из формулы на рисунке 4.1, очень велик и может находиться

в пределах от 10000 до 1000000. Типичное значение 100000. По существу это коэффициент усиления операционного усилителя без обратной связи. На рисунке 4.3 показана типичная зависимость выходного напряжения от дифференциального входного напряжения реального усилителя – *амплитудная характеристика ОУ*.



Рисунок. 4.3

Видно, что зависимость $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_+ - U_-)$ линейна только в диапазоне напряжений $-U_{\text{ВЫХ max}} < U_{\text{ВЫХ}} < U_{\text{ВЫХ max}}$. Этот диапазон напряжения называется *областью усиления*. В *области насыщения* с ростом $U_+ - U_-$ соответствующего увеличения $U_{\text{ВЫХ}}$ не происходит. Границы области усиления $U_{\text{ВЫХ max}}$ и минус $U_{\text{ВЫХ max}}$ обычно отстоят приблизительно на 1-3 В от соответствующих значений положительного и отрицательного напряжений питания (хотя имеются ОУ с границами совпадающими с напряжением питания). При работе операционного усилителя с напряжением питания (плюс 15 – минус 15) В обычно область усиления по выходному напряжению составляет, примерно, (плюс 12 – минус 12) В.

Напряжение смещения нуля. Из соотношения $U_{\text{ВЫХ}} = K_0(U_+ - U_-)$ следует, что передаточная (амплитудная) характеристика идеального операционного усилителя должна проходить через нулевую точку.

Однако, для реальных операционных усилителей эта характеристика несколько смещена относительно начала координат влево (или вправо), как показано на рисунке 4.3. Чтобы получить выходное напряжение равным нулю, необходимо подать на вход операционного усилителя некоторое напряжение. Это напряжение называется *напряжением смещения нуля* $U_{\text{см}}$. Оно составляет обычно несколько милливольт и во многих случаях может не приниматься во внимание. Когда же этой величиной пренебречь нельзя, она может быть сведена к нулю с помощью специальных методов.

- **Коэффициент усиления синфазного сигнала.**

Если на оба входа ОУ подать одно и то же напряжение $U_+ = U_-$, выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ также должно остаться равным нулю. Однако, для реальных дифференциальных усилителей это не соответствует действительности, т. е. *коэффициент усиления синфазного сигнала* $K_{\text{син}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta(U_+ = U_-)$ не строго равен нулю. Как видно из рисунка 4.4, при некоторых достаточно больших

значениях входного синфазного сигнала выходной сигнал резко возрастает.

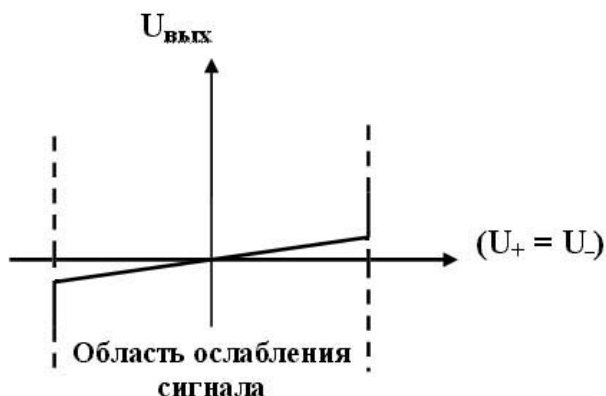


Рисунок 4.4

Неидеальность операционного усилителя характеризуется параметром, называемым *коэффициентом ослабления синфазного сигнала*

$K_{\text{косс}} = K_o / K_{\text{син}}$. Его типичные значения составляют 10^4 - 10^5 . Коэффициент усиления дифференциального сигнала по определению всегда положителен. Этого, однако, нельзя сказать о коэффициенте усиления синфазного сигнала $K_{\text{син}}$. Он может принимать как положительные, так и отрицательные значения. В справочных таблицах обычно приводятся абсолютные значения величины $K_{\text{косс}}$. В формулах же величина $K_{\text{косс}}$ используется с учетом ее фактического знака.

Входное сопротивление.

Реальные операционные усилители имеют конечную величину входного сопротивления. Различают входное сопротивление для дифференциального сигнала и входное сопротивление для синфазного сигнала. Их действие иллюстрируется схемой замещения входного каскада операционного усилителя, представленной на рисунке 4.6. У операционных усилителей с биполярными транзисторами на входах входное сопротивление для дифференциального сигнала $R_{\text{вхдиф}}$ составляет несколько мегаом, а входное

сопротивление для синфазного сигнала $R_{вх\text{син}}$ - несколько гигаом. Входные токи, определяемые этими сопротивлениями, очень малы и имеют величину порядка нескольких наноампер. Входное сопротивление синфазного сигнала – это сопротивление между двумя входами ОУ. Как правило, оно на порядок больше входного сопротивления для дифференциального сигнала. Если на входе операционного усилителя используются полевые транзисторы, то входное сопротивление может достигать значения 1 ТераОм.

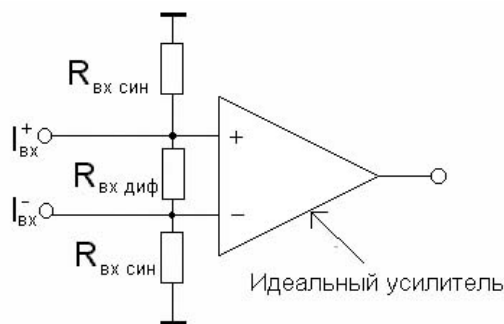


Рисунок 4.6

• **Входные токи.** Принципиально важным является тот факт, что через входы операционного усилителя протекают постоянные токи даже при отсутствии входного сигнала. Входной ток ОУ определяется по формуле

$$I_{Вх} = (I_{Вх}^+ - I_{Вх}^-) / 2 \quad . \quad \text{А входной ток смещения} \quad I_o = \left| I_{Вх}^+ - I_{Вх}^- \right| \quad \text{Для}$$

стандартных биполярных операционных усилителей начальный входной ток лежит в пределах от 20 до 200 нА, а для операционных усилителей с входными каскадами, выполненными на полевых транзисторах, он составляет всего несколько пикоампер.

Типовые схемы включения ОУ в усилителях

В основе анализа схем на операционных усилителях лежат два следующих предположения.

Входы ОУ не потребляют тока и имеют очень большое сопротивление.

Напряжение между неинвертирующим и инвертирующим входами ОУ под действием отрицательной обратной связи становится равным нулю (принцип виртуального замыкания).

Основываясь на этих предположениях, проведём анализ простейших усилительных схем.

Инвертирующий усилитель

Схема инвертирующего усилителя показана на рисунке 4.8. Используя два указанных выше предположения, определим коэффициент усиления по напряжению инвертирующего усилителя.

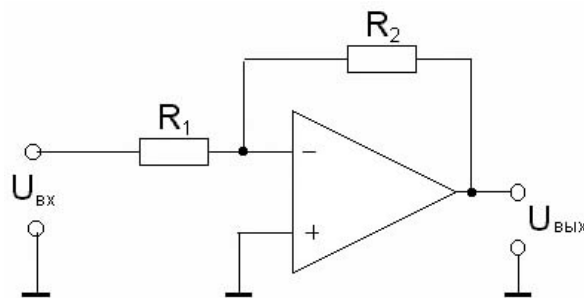


Рисунок 4.8

Резисторы R_1 и R_2 образуют цепь параллельной отрицательной обратной связи по напряжению. Поэтому в соответствии с принципом виртуального замыкания разность потенциалов между входами ОУ становится очень малой. Поскольку неинвертирующий вход заземлен, то и на инвертирующем входе появляется потенциал близкий к нулю. При этом входной ток I_1 , протекающий по резистору R_1 , составит $I_1 = U_1 / R_1$. Так как вход ОУ имеет очень большое сопротивление, то весь этот ток будет протекать по резистору R_2 , создавая падение напряжения

$U_2 = U_1 \cdot R_2/R_1$. Здесь $U_1 = U_{\text{ВХ}}$, $U_2 = U_{\text{ВЫХ}}$. Таким образом $K_u = -R_2/R_1$. Знак минус учитывает инверсию сигнала на выходе усилителя. Входное сопротивление усилителя $R_{\text{ВХ}} = R_1$. Выходное сопротивление очень мало.

Неинвертирующий усилитель

Схема неинвертирующего усилителя показана на рисунке 4.9.

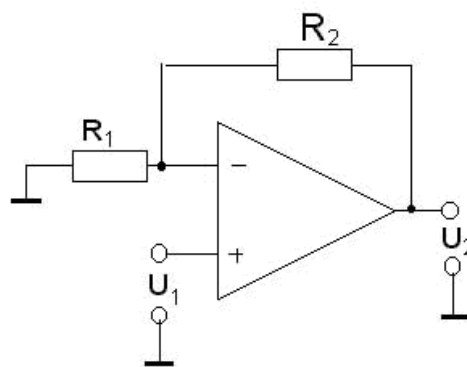


Рисунок 4.9

Резисторы R_1 и R_2 образуют цепь последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, поэтому в соответствии с принципом виртуального замыкания разность потенциалов между двумя входами ОУ очень мала, то есть на инвертирующем входе будет такое же напряжение, как и на неинвертирующем. Следовательно, через резистор R_1 будет протекать ток $I_1 = U_1 / R_1$. В силу высокого входного сопротивления такой же ток будет протекать и по резистору R_2 , а падение напряжения на нем составит $U_2 = U_1 \cdot R_2 / R_1$. Выходное напряжение будет равно сумме напряжений на инвертирующем входе и падения напряжения на резисторе R_2 , то есть $U_2 = U_1(1 + R_2/R_1)$. Поэтому коэффициент усиления по напряжению K_u окажется равным $K_u = 1 + R_2/R_1$.

Влияние напряжения смещения может быть исследовано по схеме замещения, представленной на рисунке 4.10. Напряжение смещения оказывается приложенным последовательно с входным напряжением. Таким

образом, на выходе, как и входное напряжение, напряжение смещения будет увеличиваться в K_u раз.

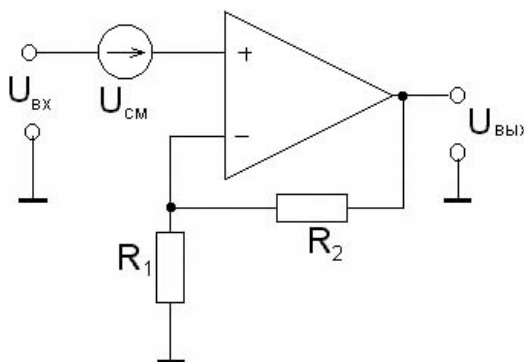


Рисунок 4.10

Коррекция частотной характеристики ОУ

Вследствие наличия паразитных емкостей и многокаскадной структуры операционный усилитель по своим частотным свойствам аналогичен фильтру нижних частот высокого порядка. С ростом частоты происходит поворот фазы выходного сигнала. При наличии отрицательной обратной связи на какой то частоте поворот фазы составляет 180° и отрицательная обратная связь переходит в положительную. В результате усилитель на операционном усилителе самовозбуждается. Для предотвращения этого нежелательного явления в состав операционного усилителя вводят цепь частотной коррекции. Обычно для этого коллектор одного из усилительных каскадов соединяют с базой этого же транзистора. В результате коэффициент усиления операционного усилителя начинает с ростом частоты на высоких частотах убывать обратно пропорционально частоте и вся частотно фазовая характеристика становится подобной характеристике однокаскадного усилителя. А такой усилитель при любой глубине отрицательной обратной связи не склонен к самовозбуждению. Корректирующий конденсатор может у некоторых операционных усилителей подключаться к специальным выводам. Однако поскольку необходимая емкость такого конденсатора очень невелика, большинство операционных усилителей используют внутреннюю цепь

коррекции, когда корректирующий конденсатор встроен в схему операционного

усилителя. Зависимость коэффициента усиления операционного усилителя от частоты с целью коррекции представляется формулой

$$K = \frac{K_0}{1 + jf/f_T}$$

Здесь f_T – предельная частота усиления операционного усилителя. На этой частоте коэффициент усиления становится равным 1, а на более высоких частотах усилитель уже будет ослаблять сигнал. Большинство операционных усилителей имеет предельную частоту усиления порядка 1 мегагерца. Однако есть операционные усилители с предельной частотой усиления более 100МГц.

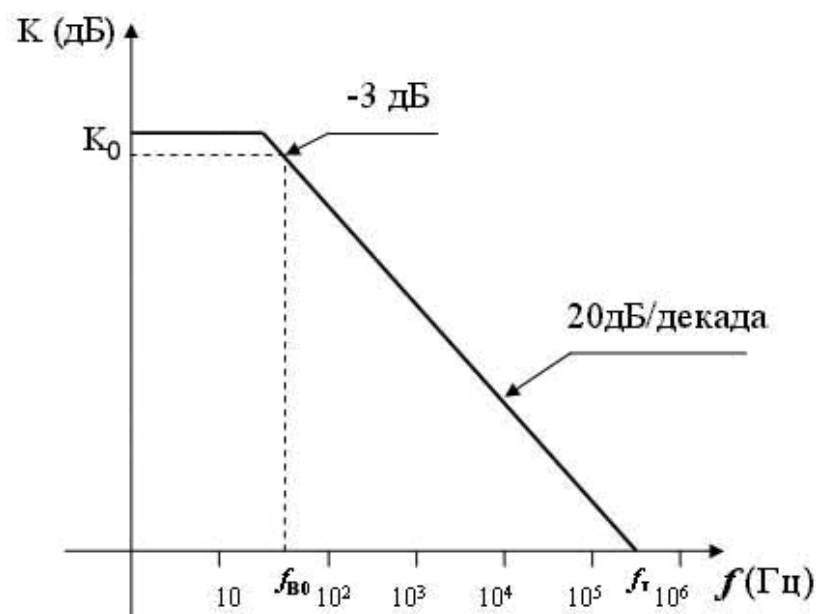


Рисунок 4.11

Типичная частотная характеристика коэффициента усиления K операционного усилителя с частотной коррекцией изображена на рисунке 4.11.

Наряду со снижением полосы пропускания усилителя частотная коррекция дает еще один нежелательный эффект: скорость нарастания выходного напряжения становится при этом довольно малой величиной. Вследствие ограниченного значения этой величины при быстрых

изменениях входного напряжения возникают характерные искажения сигнала, которые не могут быть устранены путем введения отрицательной обратной связи. Их называют динамическими искажениями. В частности, за счет недостаточной скорости изменения выходного сигнала с увеличением частоты начинает искажаться при большой амплитуде выходного сигнала сигнал синусоидальной формы. Часто при этом можно наблюдать, как сигнал синусоидальной формы превращается в сигнал пилообразной формы. В этом случае иногда говорят, что усилитель начал «пилить». Связанное с этим эффектом ограничение по частоте может наблюдаться на частотах намного ниже верхней частотной границы f_v . Так у усилителя с верхней частотной границы $f_v=1\text{МГц}$ «пиление» может начаться уже на частоте 5 КГц. Значения максимальной скорости изменения выходного сигнала для данного операционного усилителя даются в справочной литературе. Оно может лежать от 0,2 до 20 В/мкс у наиболее распространенных операционных усилителей и до 100 и более В/мкс у быстродействующих.

5.ПРИМЕРЫ ВХОДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Когда встает вопрос о необходимости создания входного усилителя, то есть усилителя, на вход которого будет подаваться сигнал с некоторого датчика, прежде всего необходимо попытаться подобрать подходящий интегральный усилитель с целью получения высокой стабильности передачи сигнала, минимально возможного искажения формы сигнала на входе усилителя или связанные с этим частотные ограничения, а также минимальных шумовых помех.. Скорее всего нужный результат будет достигнут с применением рекомендованных в литературе схем включения интегральных усилителей.

Однако в некоторых редких случаях это окажется невозможно сделать по каким-то причинам. Рассмотрим некоторые нестандартные схемы.

Выносной предварительный усилитель.

Необходимость применения выносного предварительного усилителя возникает при использовании датчика сигнала с очень большим внутренним сопротивлением. Таким простейшим усилителем может служить усилительный каскад на полевом транзисторе с вынесенной нагрузкой. Схема усилителя изображена на рисунке 5.1. Преимуществом такой схемы является подача питания и вывод усиленного сигнала по единственному экранированному проводу

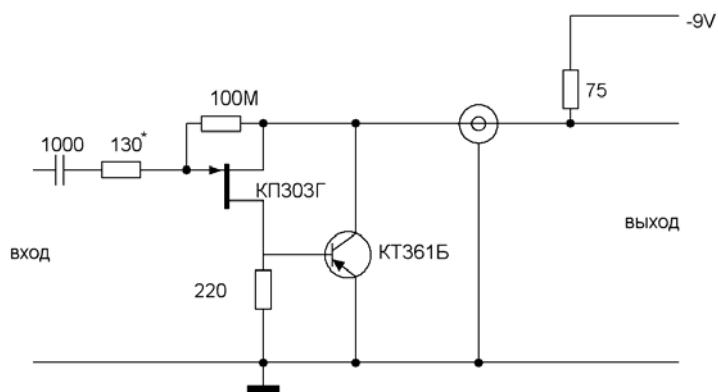


Рисунок 5.1

Вместе с тем такая простая схема не может обеспечить достаточной стабильности усиления. Более сложная схема, показанная на рисунке 5.2,

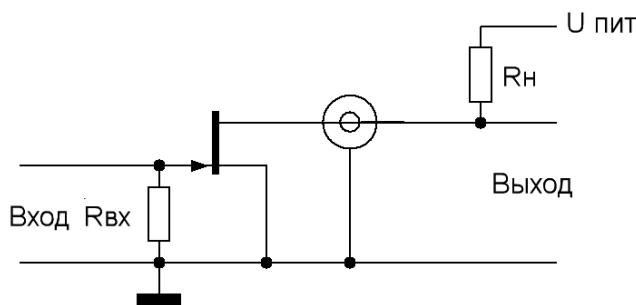


Рисунок 5.2

имеет значительно лучшие характеристики. В данной схеме усилителя

используется сто процентная последовательная отрицательная обратная связь по напряжению. Передача сигнала осуществляется по согласованно нагруженному коаксиальному кабелю. Ток затвора транзистора КПЗОЗГ не превышает 0,1 нА, что дает возможность включить в цепь затвора сопротивление утечки 100 МОм и повесить тем самым входное сопротивление. Входное сопротивление эквивалентной схемы выносного предварительного усилителя, изображенного на рисунке 5.2, может быть представлено параллельно включенными резистором сопротивлением 1000 МОм и конденсатором емкостью 2,5 пФ. Коэффициент передачи напряжения в диапазоне частот от 10 Гц до 50 МГц лежит в пределах 0,90—0,92. Среднеквадратичное значение собственных шумов в диапазоне частот от 5 Гц до 300 кГц при замкнутом входе равно 9 мкВ, а при входе, замкнутом конденсатором емкостью 100 пФ, равно 10 мкВ.

При большом входном сопротивлении усилителя необходимо обращать особое внимание на шунтирование входа усилителя паразитными и монтажными емкостями. Для их снижения при монтаже на печатной плате входные цепи обязательно должны быть окружены компенсационной дорожкой, на которую необходимо подать сигнал с выхода усилителя. Уровень этого сигнала должен быть как можно ближе к уровню входного.

Резистор сопротивлением 130 Ом, стоящий в цепи, соединяющей датчик со входом усилителя в схеме усилителя на рисунке 5.2, выполняет важную роль, предохраняя усилитель от самовозбуждения. Дело в том, что внутреннее сопротивление некоторых источников сигналов (например, пьезоэлектрических датчиков) на очень высоких частотах может иметь индуктивный характер. Вместе с паразитными емкостями усилительного каскада может реализоваться генератор по схеме емкостной трехточки, как показано на рисунке 5.3. Указанный на схеме резистор снижает добротность колебательного контура и уменьшает вероятность самовозбуждения. Величина сопротивления этого резистора влияет на форму частотной характеристики на высоких частотах.

Если сопротивление слишком велико, то уменьшается полоса пропускания на высоких частотах. При малой величине сопротивления этого резистора возможен подъем усиления на высоких частотах и даже самовозбуждение усилителя.

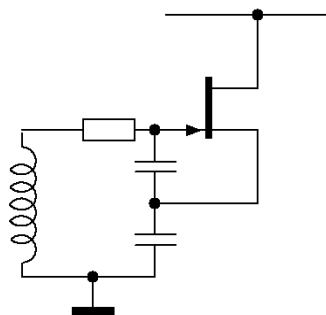


Рисунок 5.3

Самовозбуждение может возникнуть на частотах более 100МГц. При этом увидеть его с помощью обычного электронного осциллографа оказывается затруднительно. Однако наличие самовозбуждения может привести к появлению нелинейных искажений, нарушению экранировки и к снижению входного сопротивления. Подобное самовозбуждение может наблюдаться и в других схемах входных усилителей, когда входной сигнал подается на затвор или базу входного транзистора, а сигнал отрицательной обратной связи вводится в цепь истока или эмиттера. Для борьбы с этим самовозбуждением можно рекомендовать такой же прием: ввести во входную цепь, соединяющую датчик с затвором или базой транзистора, резистор последовательно с конденсатором.

Введение в рассмотренную схему скомпенсированного истокового повторителя (рис. 5,4) повышает входное сопротивление до 800 МОм, а входную емкость уменьшает до 0,5 пФ.

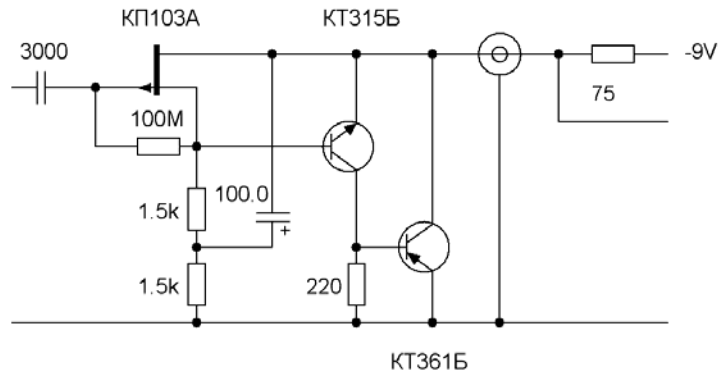


Рисунок 5.4

Среднеквадратичное значение уровня собственных шумов равно 35 мкВ в полосе частот от 2 Гц до 300 кГц при работе с источником сигнала, имеющим чисто емкостное внутреннее сопротивление.

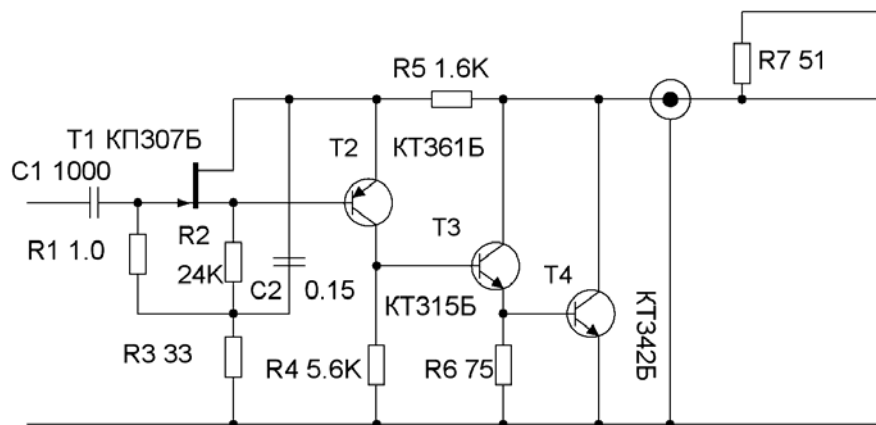


Рисунок 5,5

Коэффициент усиления равен 0,98 в диапазоне частот от 10 Гц до 1 МГц.

При передаче слабых сигналов по длинному экранированному кабелю трудно избежать помех от внешних источников на этот кабель. Этот эффект можно значительно уменьшить, если выносной предварительный усилитель будет иметь большой коэффициент усиления по напряжению. На следующей схеме показан пример такого усилителя

Коэффициент усиления по напряжению его равен 50 в диапазоне частот от 20 КГц до 3 МГц. Уровень собственных шумов, приведенных ко входу, равен 6 мкВ в диапазоне частот от 100 КГц до 1 МГц с емкостным источником сигнала в 68 пФ. Усилитель разрабатывался для работы с пьезоэлектрическим датчиком сигнала.

На рисунке 5.6 показана еще одна оригинальная схема входного усилителя, так называемого «усилителя заряда».

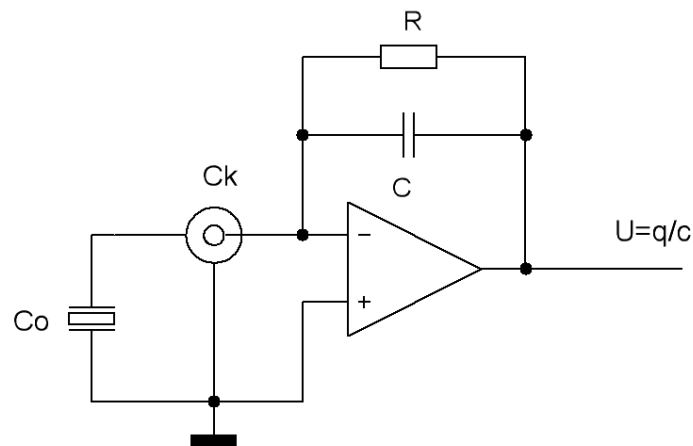


Рисунок 5.6

Усилитель заряда используется, как правило, с емкостными или пьезоэлектрическими датчиками сигналов, что отображено на схеме. Действие схемы усилителя заряда основано на применении так называемого эффекта Миллера. Если в схеме усилителя используется параллельная отрицательная обратная связь и в цепи связи стоит конденсатор C , то входное сопротивление приобретает емкостный характер – появляется входная емкость в $1+K_0$ раз больше величины емкости конденсатора C : $C_{вх}=(1+K_0)C$. K_0 - коэффициент усиления усилителя по напряжению. Эта емкость может быть очень велика. Так при коэффициенте усиления операционного усилителя $K_0=10000$ и емкости $C=100$ пФ, получаем $C_{вх}=1$ мкФ. В то же время емкость датчика сигналов C_0 может быть равна 100 пФ, а емкость соединительного экранированного кабеля

C_k пусть даже 1000 пФ. При действии механической силы на пьезоэлектрический датчик на нем высвобождается заряд q , пропорциональный этой силе. Этот заряд заряжает параллельно соединенные конденсаторы C_0 , C_k и $C_{вх}$. В результате на входе усилителя появиться напряжение

$$U_1 = \frac{q}{C_0 + C_k + (1 + K_0)C}, \quad \text{а на выходе} \quad U_2 = U_1 K_0 = \frac{q K_0}{C_0 + C_k + (1 + K_0)C}.$$

В результате выходное напряжение усилителя оказывается практически не зависящим от емкости датчика и емкости соединительного кабеля и определяется только зарядом и емкостью в цепи отрицательной обратной связи усилителя.

$$U_2 = q/C$$

Потому этот усилитель и называется «усилителем заряда». Подробный анализ шумовых свойств усилителя заряда показывает, что если $C \geq C_0$, то его коэффициент шума оказывается таким же, как и у усилителя на том же операционном усилителе, но включенном по обычной схеме – схеме неинвертирующего усилителя. Важным же свойством усилителя заряда является независимость выходного напряжения от длины экранированного провода, соединяющего датчик сигнала с входом усилителя. В схеме усилителя заряда приходится в цепи отрицательной обратной связи параллельно конденсатору C включать резистор R , стабилизирующий работу усилителя. Без этого резистора отсутствует цепь для стекания входного тока операционного усилителя и режим работы усилителя нарушается. В тоже время подключение резистора R уменьшает коэффициент усиления усилителя на низких частотах и ограничивает нижнюю частотную границу полосы пропускания $f_H = 1/2\pi RC$.

6.УСИЛИТЕЛИ МЕДЛЕННО МЕНЯЮЩИХСЯ СИГНАЛОВ

Такие усилители очень часто используются в измерительной технике, поскольку многие измеряемые параметры по своему происхождению не могут меняться быстро. Например, температура, влажность воздуха, уровень заполнения емкости жидкостью и т. п. С другой стороны, в ряде случаев требуется однократное измерение какого-то параметра. В этом случае быстродействие используемого усилителя, как правило, не имеет значения. Для построения усилителей медленно меняющихся сигналов обычно используются операционные усилители. При их использовании часто возникают две проблемы – наличие напряжения смещения и наличие входного тока. Проблема с входным током решается проще. Имеются дешевые широко распространенные операционные усилители с очень малым входным током порядка 1 пА. Например, усилитель TL 082 имеет входной ток порядка 1 пА, а MAX406 имеет входной ток 0.1 пА и напряжение смещения 0.25мВ. На рисунке 6.1 показана полная схема усилителя, с помощью которой можно усиливать ток от 1 пА до 5 нА.

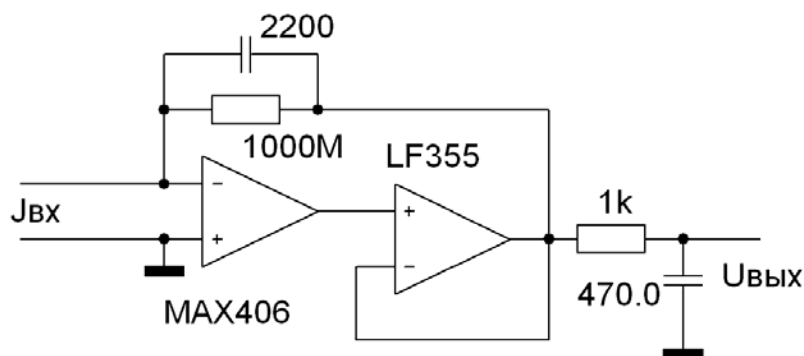


Рисунок 6.1

Для устранения действия наводок со стороны питающей сети на входные цепи усилителя частотная характеристика ограничена со стороны высоких частот величиной в 0.1Гц, для чего в цепи параллельной отрицательной обратной связи включен конденсатор. Этот конденсатор должен иметь сопротивление изоляции много больше 1000 мегом, что бы не нарушалась калибровка коэффициента усиления. Поэтому в качестве конденсатора в цепи параллельной отрицательной обратной связи необходимо использовать высококачественный пленочный конденсатор. Поскольку операционный усилитель МАХ406 имеет очень малую величину выходного тока, к его выходу подключают повторитель напряжения на более мощном операционном усилителе. Коэффициент усиления по напряжению МАХ406 имеет величину в один миллион, поэтому входное сопротивление усилителя оказывается равным 1000 Ом. Для многих источников входного тока можно считать, что усилитель имеет короткозамкнутый вход. Одновременно снижаются требования к качеству изоляции входных цепей усилителя.

Как следует из схемы замещения (рис.4.10), напряжение смещения включается последовательно с входным сигналом и усиливается усилителем, приводя к смещению уровня выходного сигнала. Например, если усилитель имеет коэффициент усиления по напряжению равный 1000, а напряжение смещения равно 1 мВ, что типично для многих усилителей, это приведет к смещению уровня выходного напряжения на 1000мВ. Во многих случаях это недопустимо. Применяются разные методы борьбы с вредным влиянием напряжения смещения. Первый метод – это метод компенсации. Рисунок 6.2 поясняет суть этого метода.

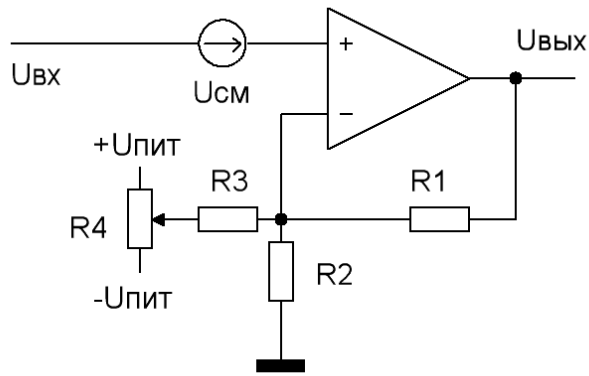


Рисунок 6.2

В цепь инвертирующего входа операционного усилителя с помощью резистора $R3$ и подстроечного резистора $R4$ вводится компенсирующее напряжение, так чтобы при $U_{вх}=0$ напряжение на выходе так же было равно нулю. Метод компенсации применим к любым операционным усилителям. Однако, поскольку напряжение смещения зависит от температуры, при изменении температуры компенсация нарушается. Лучшие результаты достигаются применением метода балансировки. По существу напряжение смещения возникает из-за того, что при изготовлении операционного усилителя во входном дифференциальном каскаде операционного усилителя технологически не удается обеспечить полную симметрию. В какой-то мере этот разбаланс можно устранить с помощью внешнего подстроечного резистора, подключенного к соответствующим точкам внутренней схемы операционного усилителя. Такая возможность предусмотрена для многих операционных усилителей. На рисунке 6.3 показан один из возможных вариантов.

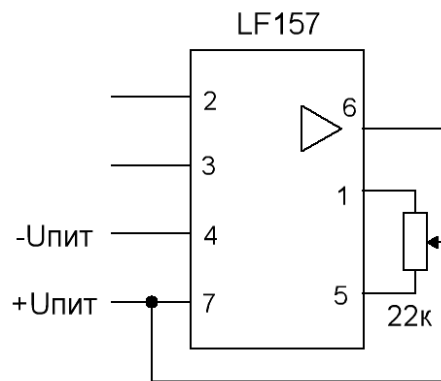


Рисунок 6.3

Операционный усилитель LF157 имеет напряжение смещения 3 мВ. Используя балансирующее сопротивление его можно снизить в 10-100 раз. Тем не менее, для некоторых применений этого может оказаться недостаточно. Ярким примером является усиление сигнала от термопары. Чувствительность термопары невелика, порядка 5 мкВ/град. Если нужно измерять температуру с точностью до 1 градуса, то напряжение смещения не должно превышать 5 мкВ. Методы компенсации и балансировки не могут

дать такого результата в связи с тем, что эти методы не дают достаточной компенсации температурной зависимости.

Выход был найден в использовании автоматической компенсации. Для этого были разработаны специальные операционные усилители, имеющие в своем составе электронные ключи, генераторы импульсных сигналов, схемы запоминания и операционные усилители. В этом устройстве время от времени вход операционного усилителя отключается от источника сигнала и зануляется ($U_{вх}=0$), а выходное напряжение, существующее до этого момента, запоминается на выходе. При этом выходное напряжение подается на вход другого операционного усилителя, где сравнивается с нулевым потенциалом, усиливается и подается на второй вход первого операционного усилителя в качестве напряжения компенсации. Это напряжение запоминается и сохраняется до следующего момента

автокомпенсации. Такой процесс позволяет получить очень низкое значение результирующего напряжения смещения и малую его зависимость от температуры. Так усилители 140УД24 и ICL7650 имеют напряжение смещения 2-5 мкВ и температурный дрейф напряжения смещения порядка 0.05мкВ/град.С.

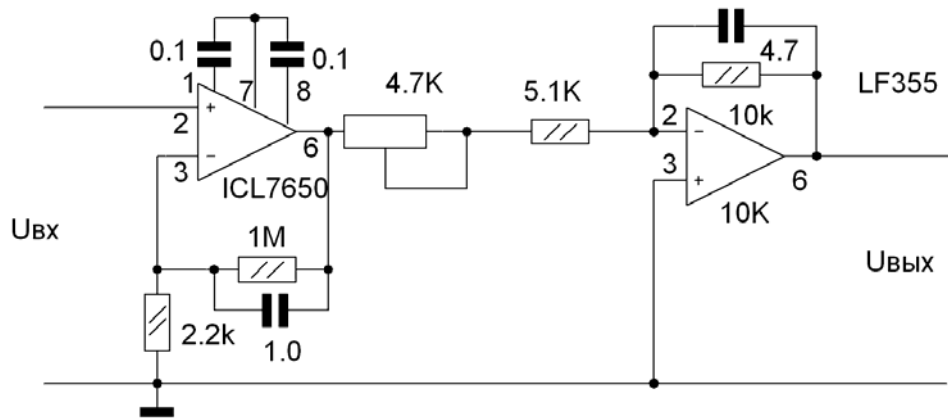


Рисунок 6.4

На рисунке 6.4 показана схема включения операционного усилителя ICL7650 для усиления сигнала с термопары. Как и в схеме 6.1, для уменьшения наводок со стороны питающей сети, полоса пропускания резко ограничена со стороны высоких частот.

7.ШИРОКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.

Широкополосные усилители, как показывает их название, усиливают сигналы в широкой полосе частот. Частотная характеристика их имеет вид, показанный на рисунке (7.1). Для широкополосного усилителя $f_v \gg f_n$.

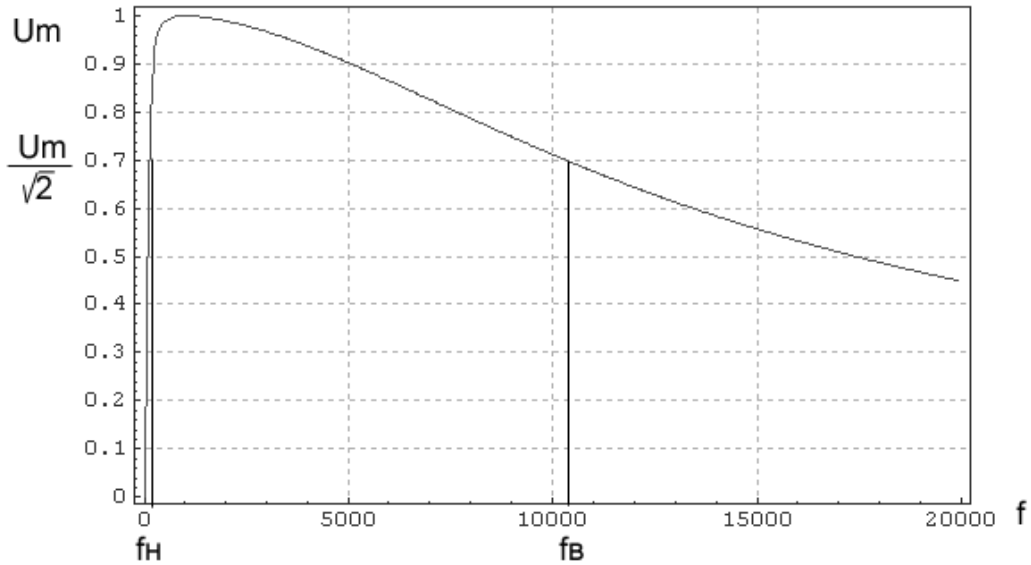


Рисунок 7.1

Конечно, этому требованию отвечают и усилители медленно меняющихся сигналов, однако главной проблемой у широкополосных усилителей является получение достаточно большого значения f_B , в то время как у усилителей медленно меняющихся сигналов обычно такой проблемы нет. Рассмотрим простейший широкополосный усилитель, выполненный на операционном усилителе по инвертирующей схеме (рисунок 7.2). Его нижняя частотная граница определяется параметрами входной разделительной цепочки $f_H = 1/2\pi R_1 C$, а верхняя зависит от предельной частоты используемого операционного усилителя f_T и коэффициента усиления $f_B = f_T / K_U$.

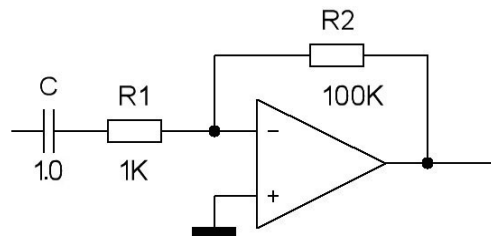


Рисунок 7.2

Операционный усилитель TL082 имеет предельную частоту усиления $f_T = 3$ МГц. Экспериментально для схемы рисунка 7.2 было определено значение $f_B = 30$ КГц, что соответствует результату вычислений по приведенной выше

формуле, так как $K_U=R_2/R_1=100$. В полосе частот полосы пропускания от 15 Гц до 30 КГц уровень собственных шумов, приведенных к входу, оказался равным 3,8 мкВ при замкнутом входе усилителя. Для этой же схемы с использованием операционного усилителя LM358 верхняя граничная частота полосы пропускания оказалась равной 6,8КГц, что оказалось заметно меньше расчетного значения в 10 КГц. Уровень собственных шумов, приведенных к входу, оказался практически таким же, как у и предыдущего операционного усилителя. Неприятным фактом для усилителя LM358 оказалось наличие заметных искажений формы сигнала при больших значениях выходного напряжения.

Такие же результаты по полосе пропускания и уровню собственных шумов при замкнутом входе получаются и при использовании неинвертирующей схемы.

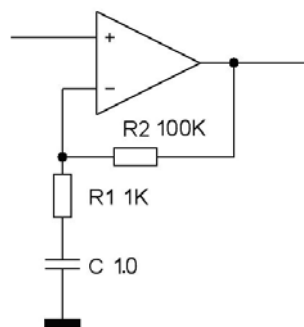


Рисунок 7.3.

Однако неинвертирующий усилитель имеет очень большое входное сопротивление и его можно подключать к источнику сигнала с большим внутренним сопротивлением. С усилителем TL082 и источником сигнала с внутренним сопротивлением 100КОм уровень собственных шумов, приведенных к входу, оказался равным 11мкВ, а для LM358 - 5.6мкВ.

Если снизить коэффициент усиления LM358 до 10 единиц, то верхняя граничная частота должна увеличиться до 100КГц. Практически увеличилась до 70 КГц.. Однако усилители с предельной частотой усиления порядка 1 МГц имеют ограничения по скорости изменения выходного напряжения порядка 0,2-

0,5 В/мкс. В результате, при попытке получить выходной сигнал с амплитудой 10 вольт, начиная с частоты 5 КГц у LM358 появились искажения, связанные с недостаточной скоростью изменения выходного сигнала. Для устранения этих искажений требуется применить усилитель с большей скоростью. Следовательно, несмотря на всю привлекательность применения операционных усилителей для построения широкополосных усилителей, видно, что они не всегда хорошо справляются с этой задачей. Почему операционные усилители плохо усиливают высокие частоты совершенно ясно. Операционный усилитель это многокаскадный усилитель. В каждом каскаде поворачивается фаза сигнала на некоторый угол. Для того чтобы операционный усилитель при наличии отрицательной обратной связи не возбуждался используется цепь коррекции резко уменьшающая усиление на высоких частотах. В связи с этим при построении широкополосного усилителя с большим значением верхней граничной частоты в ряде случаев практичнее не использовать очень быстродействующий операционный усилитель, а использовать транзисторную схему. На рисунке 7.4 показана транзисторная схема, которая обладает свойствами простейшего операционного усилителя. По многим параметрам она хуже стандартного операционного усилителя кроме одного, в данном случае самого важного. Она очень быстродействующая, так как в ней используется двухкаскадный усилитель и не требуется применять цепь высокочастотной коррекции.

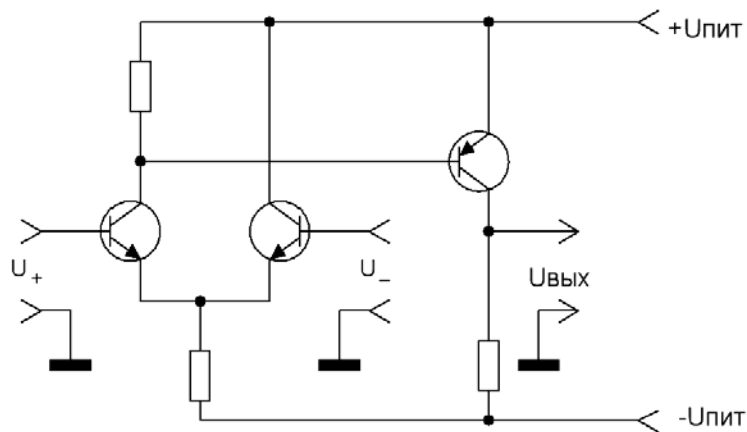


Рисунок 7.4

На рисунке 7.5 показано применение этой схемы в усилителе с отрицательной обратной связью.

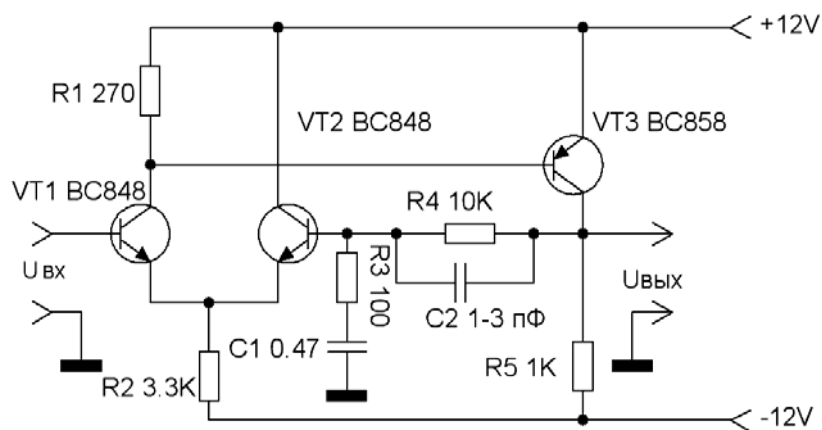


Рисунок 7.5

Без отрицательной обратной связи этот усилитель имеет довольно скромный коэффициент усиления по напряжению 1200. С включенной цепью отрицательной обратной связи коэффициент усиления снижается до значения 100 с верхней граничной частотой в 6 МГц. Небольшой конденсатор C_2 в цепи отрицательной обратной связи необходим для выравнивания частотной характеристики на самых высоких частотах, где без него обнаружился подъем усиления на 30 процентов, связанный с входной емкостью транзистора VT_2 .

На рисунке 7.6 показана довольно простая схема двухкаскадного усилителя с отрицательной обратной связью.

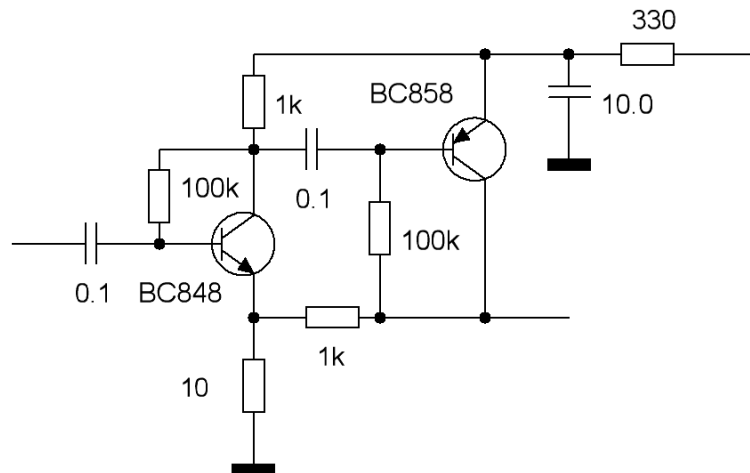


Рисунок 7.6

При коэффициенте усиления равном 100 верхняя частотная граница полосы пропускания получается около 3,3 МГц. Для получения такого же результата с применением операционного усилителя потребовалось бы применить усилитель с предельной частотой в 330МГц.

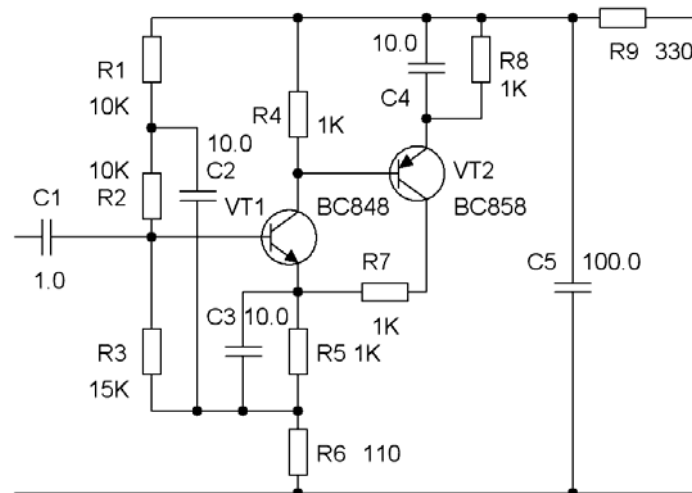


Рисунок 7.7

На рисунке 7.7 показана более совершенная схема усилителя, характеристики которой меньше зависят от температуры и смены используемых транзисторов. Кроме того, благодаря подаче сигнала

отрицательной обратной связи на резисторы шунтирующие вход усилителя, эта схема имеет заметно большее входное сопротивление. Усилитель при коэффициенте усиления 10 единиц имеет верхнюю граничную частоту около 30 МГц. Применяя в этих схемах транзисторы с более высокой предельной частотой усиления можно без труда построить усилитель с верхней граничной частотой порядка 100 МГц.

Другим решением построения широкополосного усилителя является применение различных интегральных усилителей, предназначенных для этой цели, но не являющихся операционными. Усилитель UPC1688 с коэффициентом усиления 10 единиц усиливает сигналы до частоты 1000 МГц.

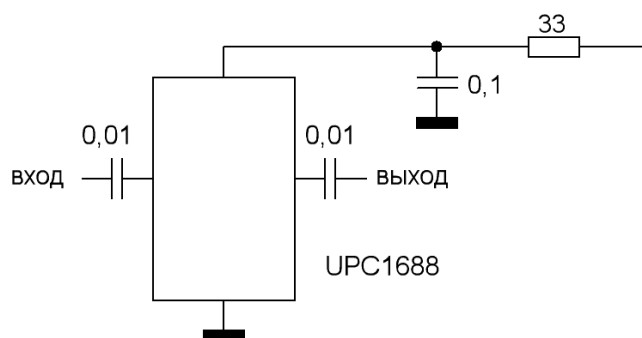


Рисунок 7.8

Схема включения его очень проста (рисунок 7.8). Для этой цели можно использовать так же высокочастотные усилители с дифференциальным входом и дифференциальным выходом. Сверхминиатюрный усилитель MAX2471 усиливает сигналы до 500 МГц с коэффициентом усиления 7 единиц. (Смотрите рисунок 7.9).

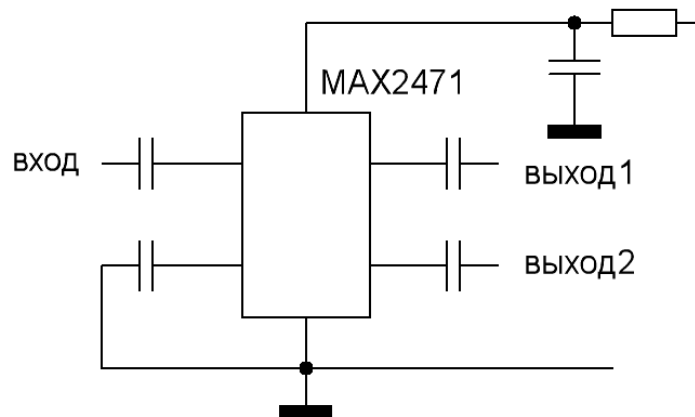


Рисунок 7.9

На двух выходах получаются сигналы в противофазе. Если делать многокаскадный усилитель на этих интегральных схемах, то следует эти два выхода соединить с двумя входами последующего каскада. Имеются многочисленные другие интегральные усилители подобного типа, в том числе сверхвысокочастотные, усиливающие сигналы до 35 ГГц.

8.ОГРАНИЧЕНИЕ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

Для любого усилителя ширина полосы пропускания и коэффициент усиления связаны друг с другом. Наблюдается общая закономерность: произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания для данного устройства есть величина постоянная. $K_U(f_b - f_n) = \text{Const}$. Для широкополосного усилителя $K_U f_b = \text{Const}$. Однако коэффициент усиления определяется из условий усиления сигнала и должен иметь вполне определенную величину. В результате может оказаться, что верхняя граничная частота будет намного больше необходимой. А необходимая верхняя частотная граница полосы пропускания определяется спектром частот усиливаемого сигнала. Нет необходимости делать ее больше, а в ряде случаев даже вредно,

так как при расширении полосы частот увеличивается уровень собственных шумов и величина помех от посторонних источников. Поэтому возникает проблема по искусственному ограничению полосы пропускания. Эта задача решается применением частотных фильтров. Различают фильтры нижних частот, форма полосы пропускания которых показана на рисунке 8.1 и фильтры верхних частот (рисунок 8,2). При последовательном включении этих фильтров происходит ограничение полосы пропускания с двух сторон (рисунок 8,3).

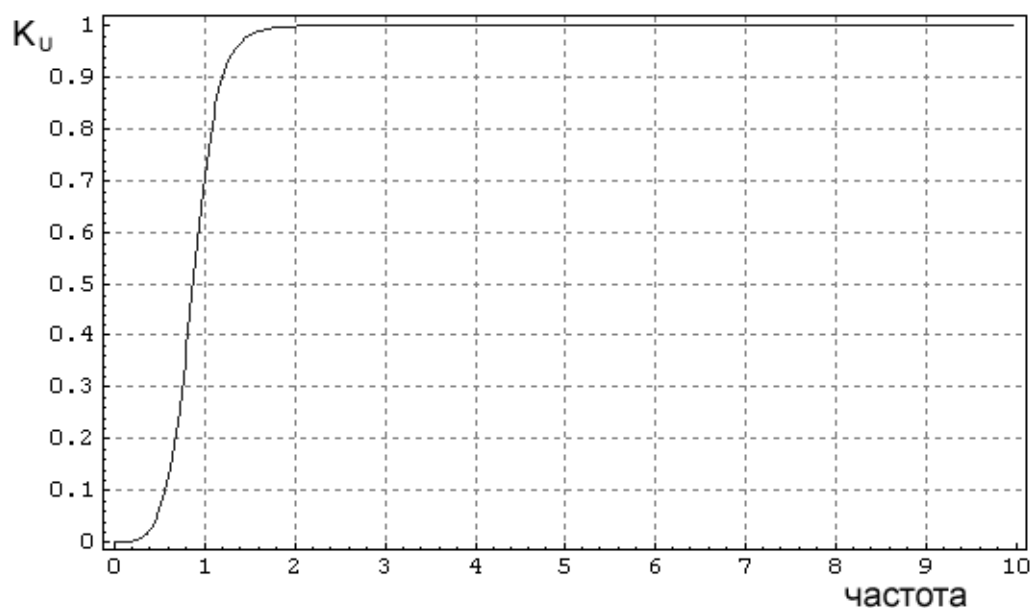


Рисунок 8.1.

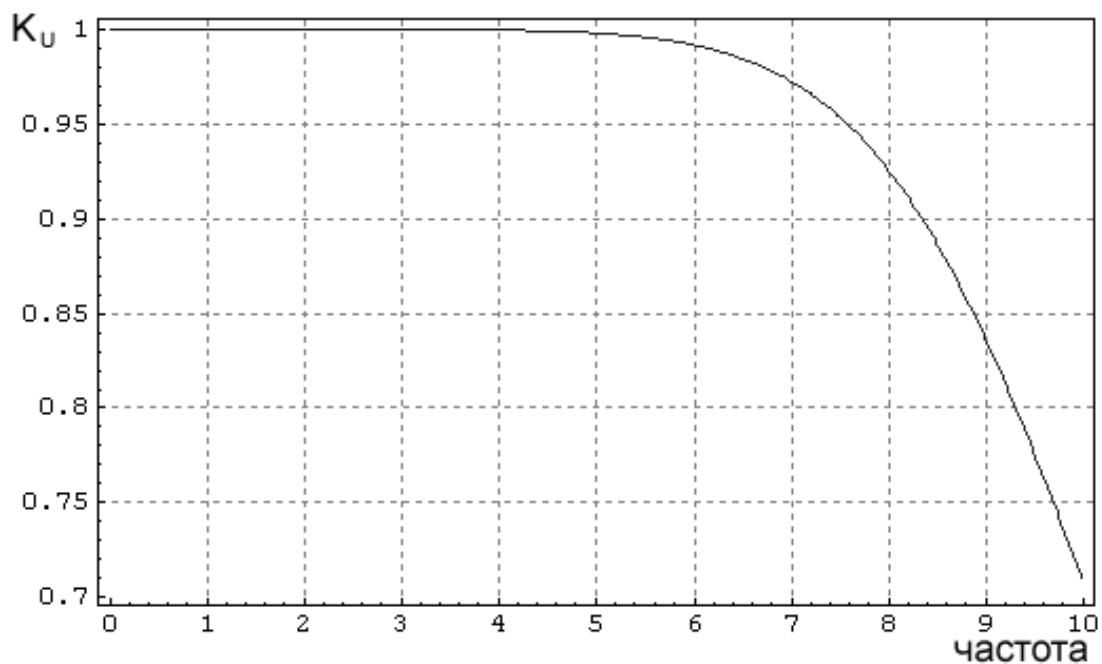


Рисунок 8,2.

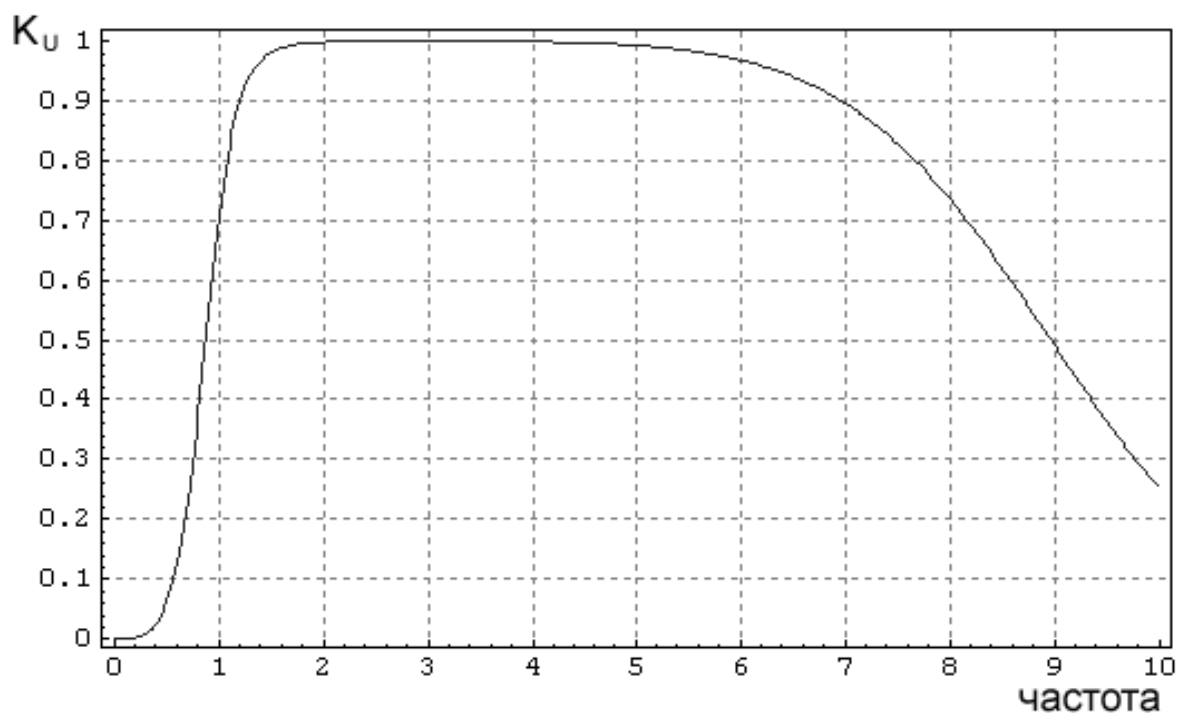


Рисунок 8.3..

Известно очень много схем фильтров. Они разделяются на фильтры *пассивные*, не содержащие усилительных элементов, и *активные* фильтры, в состав которых входят усилители. Пассивные фильтры содержат линейные

схемные элементы: сопротивления, индуктивности и емкости. На особенности формы частотной характеристики влияет порядок фильтра, определяемый по порядку дифференциального уравнения, описывающего прохождение сигнала через фильтр. На рисунке 8,4 показаны некоторые простейшие схемы пассивных фильтров. Кроме фильтра 1-го порядка представлены фильтры четного порядка. Но если в схемах одну из катушек индуктивности заменить на резистор, то порядок фильтра понизится на единицу и станет нечетным.

Показанные схемы фильтров не являются единственными. Известны схемы, в которых последовательно с индуктивностями включаются емкости. С возрастанием порядка фильтра в районе границы полосы пропускания, (или, как еще говорят, частоты среза) зависимость от частоты становится более сильной, в полосе пропускания коэффициент передачи напряжения становится более постоянным, а за полосой пропускания сигнал более быстро спадает.

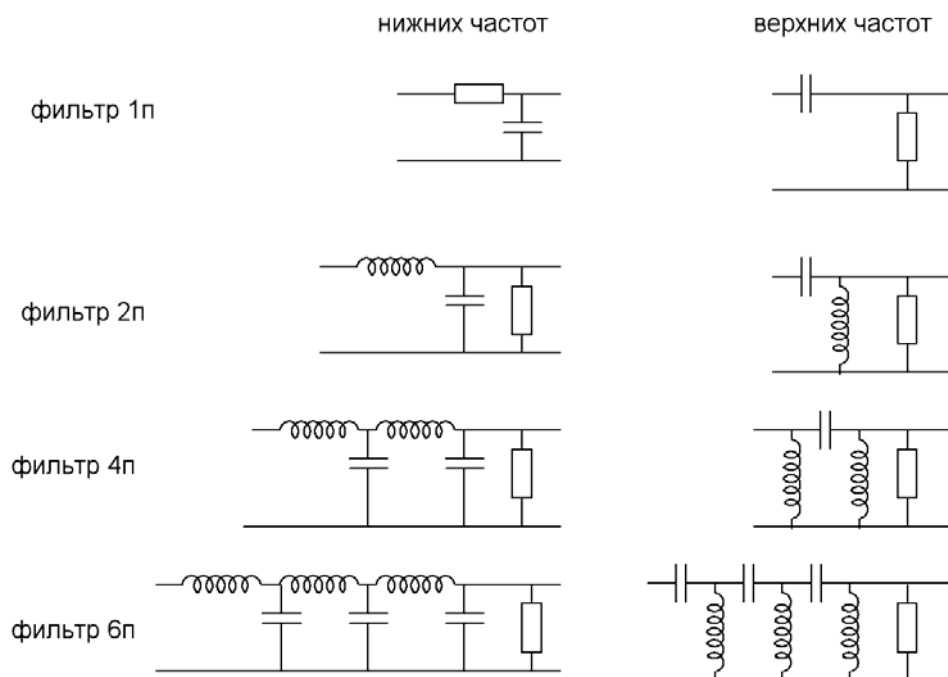


Рисунок 8.4.

При последовательном включении фильтров верхних и нижних частот частотная характеристика с повышением порядка фильтра приближается к идеальной П образной. При этом в полосе пропускания коэффициент передачи становится постоянным, а за пределами сразу обращается в нуль. Особенности формы частотной характеристики зависят от соотношения примененных номиналов схемы. Различают фильтры Бесселя, Баттерворта и Чебышева. Здесь нет возможности остановиться подробно на всех этих аспектах. Можно использовать специальную многочисленную литературу по фильтрам.

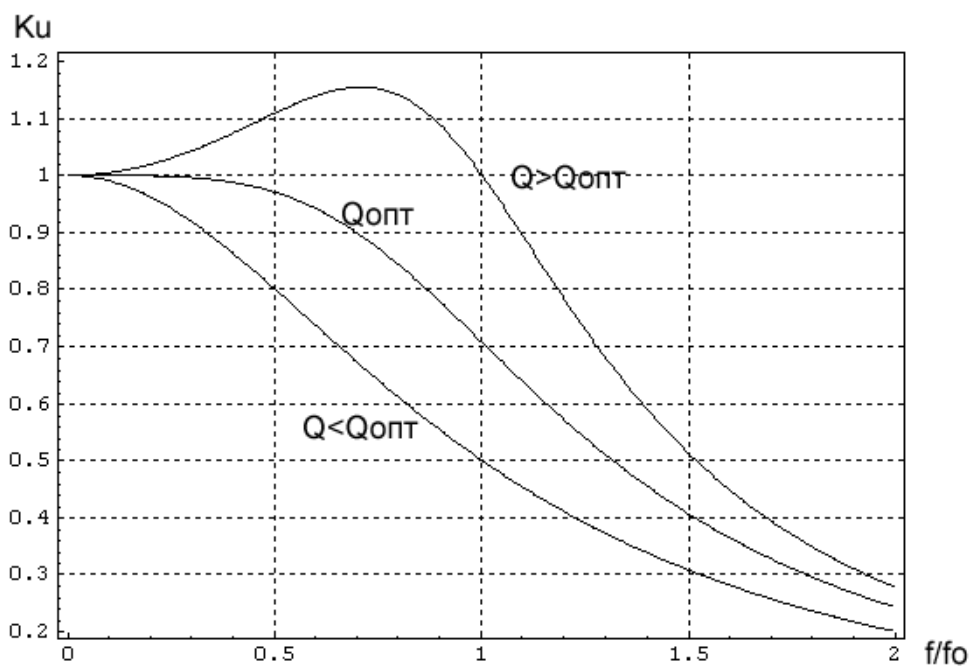


Рисунок 8,4а

Для иллюстрации и лучшего понимания данного вопроса рассмотрим все же фильтр второго порядка нижних частот. По существу схема этого фильтра является разновидностью последовательного колебательного контура. Как известно, форма частотной характеристики колебательного контура зависит от резонансной частоты и добротности колебательного контура. Для данной схемы $Q = R\sqrt{\frac{C}{L}}$, $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. На рисунке 8.4а показано влияние добротности на форму частотной характеристики этого фильтра.

При некоторой добротности, назовем ее оптимальной $Q_{\text{опт}}$, в полосе пропускания коэффициент передачи напряжения менее всего зависит от частоты. Анализ формы частотной характеристики фильтра позволяет определить значение $Q_{\text{опт}} = 1/\sqrt{2}$. При этом верхняя граничная частота пропускания фильтра оказывается равной резонансной частоте колебательного контура $f_{\text{в}} = 1/2\pi\sqrt{LC}$. При добротности Q большей $Q_{\text{опт}}$ на высоких частотах наблюдается увеличение коэффициента передачи напряжения фильтра, а при добротности меньшей оптимальной - преждевременный спад кривой. Нужно иметь в виду, что значение $Q_{\text{опт}} = 1/\sqrt{2}$ выравнивает частотную характеристику фильтра. Однако, если необходимо иметь наименьшее искажение импульса прямоугольной формы, то добротность должна быть равна критической добротности колебательного контура. Ее значение: $Q_{\text{кр}}=0,5$.



Рисунок 8.4б

Схемы пассивных фильтров рис. 8.4 не являются единственными. Включая последовательно с индуктивностями в некоторых местах дополнительные емкости и используя разветвленные цепи можно получить большое разнообразие схем фильтров и, соответственно, особенностей поведения их частотных характеристик, представленных на рисунке 8.4б.

Обычно пассивные фильтры применяют на высоких частотах (начиная приблизительно с частоты 100 КГц). На более низких частотах размеры необходимой катушки индуктивности становятся слишком громоздкими для применения в современной электронной технике. Поэтому в настоящее время широко используют активные фильтры, не содержащие катушек индуктивностей. Активный фильтр состоит из активного элемента и RC-цепей. Активные фильтры отличаются хорошей избирательностью, отсутствием затухания сигнала (сигнал даже усиливается), малой массой и габаритами, простотой схем. К недостаткам активных фильтров следует отнести потребление энергии и ограниченный диапазон применения – выше частоты в 1 МГц активные фильтры не обычно не применяются. Частотные характеристики активных фильтров нужной формы получаются за счет частотно- зависимых обратных связей в усилителях, образованных RC цепями. Известно несколько схем активных фильтров.

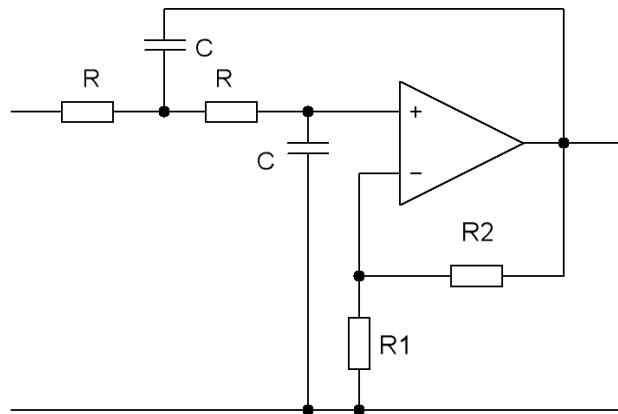


Рисунок 8.5

Рассмотрим только одну, можно сказать, классическую. Другие известные схемы дают такой же результат или хуже. На рисунке 8.5 показана схема активного фильтра нижних частот второго порядка, а на рисунке 8.6 изображена схема аналогичного фильтра верхних частот.

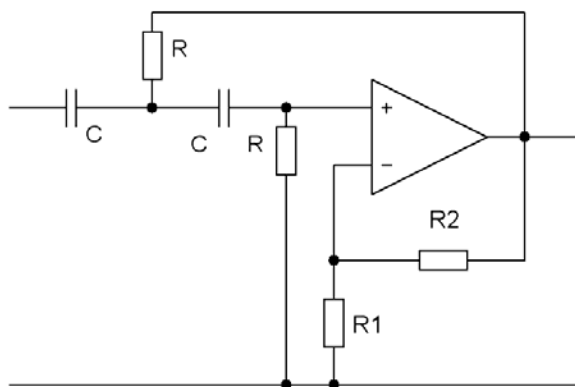


Рисунок 8.6

Форма частотных характеристик этих фильтров точно такая же, как и пассивных фильтров второго порядка. Подробный анализ показывает, что для получения наиболее равномерной частотной характеристики в полосе частот пропускания следует выбирать отношение сопротивлений резисторов $R2/R1=0.58$. При этом сигнал на выходе фильтра будет больше входного в 1.58 раза. Следует иметь в виду, что на форму частотной характеристики всего устройства, в состав которого входит фильтр, могут повлиять и другие элементы схемы, встречающиеся на пути сигнала. Поэтому в ряде случаев можно произвести коррекцию частотной характеристики всего устройства, изменяя соотношение $R2/R1$ в ту или иную сторону.

При необходимости получения фильтра более высокого порядка фильтры второго порядка соединяют последовательно. Два одинаковых фильтра образуют фильтр четвертого порядка. Три - шестого. Необходимость использования фильтров высокого порядка возникает тогда, когда хотят получить узкую полосу пропускания, чтобы фильтр обладал более высокой избирательностью.

9.УЗКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ.

Используя фильтры верхних и нижних частот возможно получить узкую полосу пропускания, когда $(f_v - f_n) \ll (f_v + f_n)/2$. Однако это не всегда рационально делать, так как схема может получиться намного сложнее, чем при использовании других методов формирования узкой полосы пропускания. Приступим к рассмотрению этих методов. Прежде всего можно использовать обычный резонансный усилитель с колебательным контуром. В качестве усилительного элемента наиболее рационально использовать двухзатворный полевой транзистор, специально разработанный для использования в таких схемах (см. рисунок 9.1), или специализированные интегральные схемы (рисунок 9.2). Двухзатворный полевой транзистор является аналогом радиолампы типа тетрод. Второй затвор полевого транзистора заземлен по высокой частоте и служит для уменьшения связи между выходом и входом усилителя, обеспечивая тем самым стабильность работы усилителя.

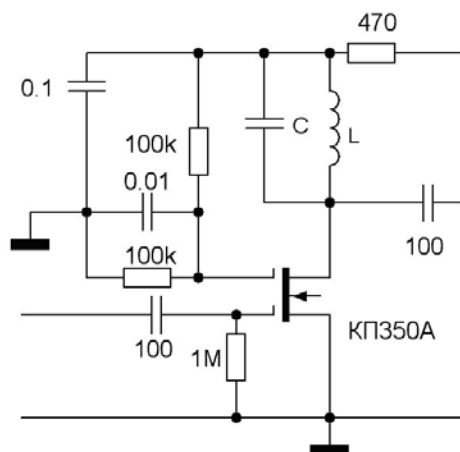


Рисунок 9.1

Однако специализированные интегральные усилители, предназначенные для использования в схемах узкополосных резонансных усилителей, дают лучшие результаты по коэффициенту усиления и стабильности. В этих усилителях,

поскольку они разработаны для применения в радиоприемной аппаратуре, обычно предусмотрена возможность подачи сигнала автоматической регулировки усиления (АРУ). Для измерительных усилителей эта функция обычно не нужна или может быть использована для стабилизации коэффициента усиления по контрольному сигналу (пилот-сигналу). Дело в том, что коэффициент усиления на резонансной частоте зависит от добротности колебательного контура, а на ее величину может повлиять изменение температуры, поскольку омическое сопротивление катушки индуктивности, влияющее на величину добротности, весьма заметно зависит от температуры.

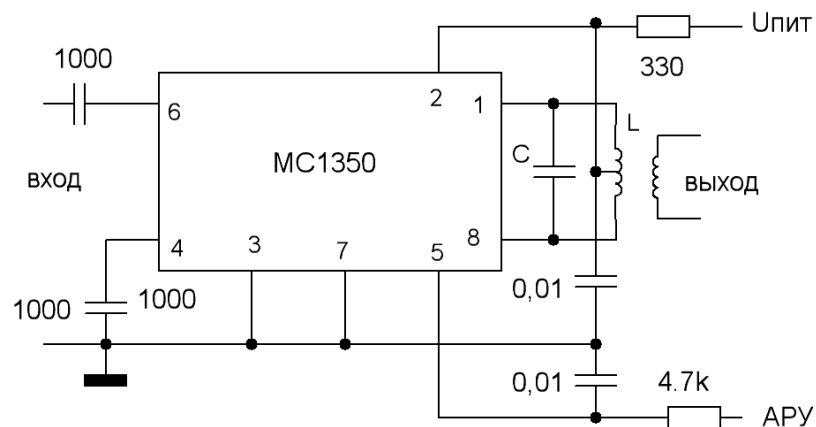


Рисунок 9.2

При использовании в узкополосном усилителе одиночного колебательного контура форма частотной характеристики имеет типичный колоколообразный вид. (См. Рисунок 9,3.)

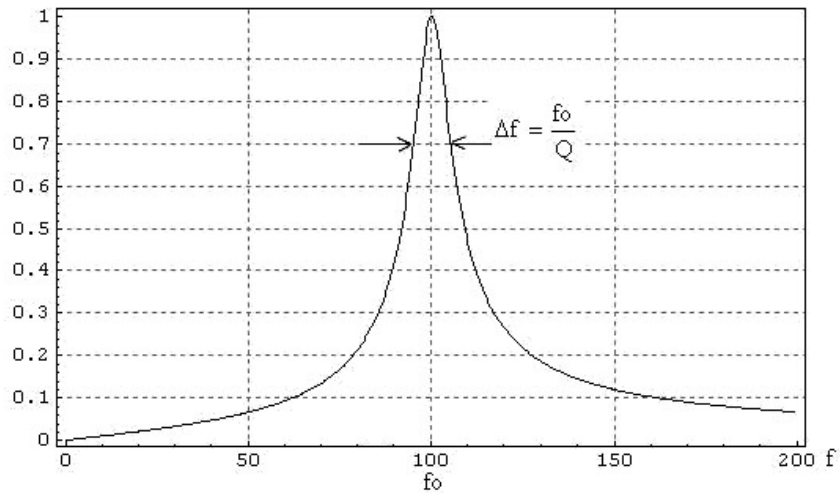


Рисунок 9.3

Улучшить форму частотной характеристики, сделать ее в полосе пропускания более постоянной, а за пределами полосы пропускания более быстро спадающей, то есть приблизить ее форму к П образной, можно различными способами. Самый старый и хорошо известный способ – это использование вместо одиночного колебательного контура системы связанных колебательных контуров, образующих фильтр сосредоточенной селекции. На рисунке 9.4 показана схема соединения трех связанных контуров.

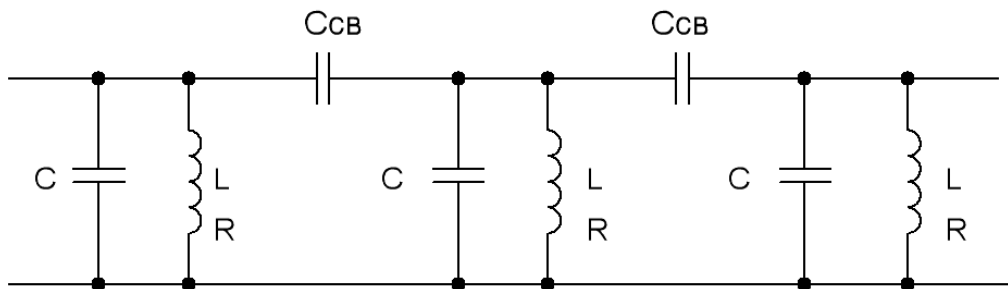


Рисунок 9.4

Три колебательных контура объединены в цепочку с помощью конденсаторов связи. При соответствующей настройке этой схемы можно получить частотную характеристику, показанную на рисунке 9,5. Получилась частотная характеристика с тремя максимумами (трехгорбая).

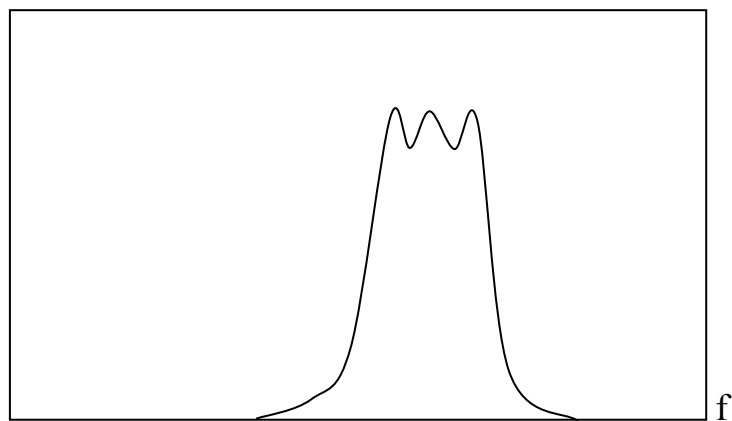


Рисунок 9.5

Если связать аналогичным образом четыре контура, то можно получить характеристику с четырьмя максимумами еще более близкую к П образной характеристике. И так далее. Однако хороший результат, таким образом, может быть получен лишь в том случае, если с ростом количества связанных контуров одновременно увеличивается и добротность каждого контура. Для обычных колебательных контуров индуктивности добротность обычно не превышает 100 единиц. Кроме того, с ростом количества контуров увеличиваются трудности настройки всей системы.

Хороший результат получается при переходе от электрических колебательных систем к механическим, электромеханическим или пьезоэлектрическим системам, добротность которых может быть значительно больше, чем у обычного колебательного контура. Такие фильтры выпускаются промышленностью серийно, не требуют настройки и намного компактнее фильтров сосредоточенной селекции на связанных контурах.

Объединяя несколько пьезоэлектрических резонаторов по схеме, представленной на рисунке 9.6, получаем пьезоэлектрический фильтр (фильтр ФПП-2) с весьма хорошей формой частотной характеристики.

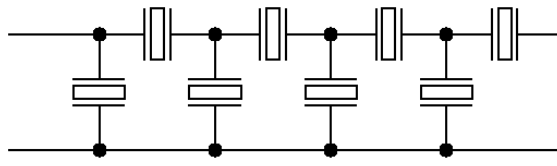


Рисунок 9.6

Такие фильтры применяются в различной радиоприемной аппаратуре и выпускаются промышленностью серийно на различные частоты, преимущественно стандартные частоты промежуточной частоты 465 кГц, 6, 5 МГц, 10.7 МГц.

Для связных приемников, где требуется узкая полоса пропускания и хорошая избирательность, используются электромеханические фильтры с цепочкой связанных между собой механических резонаторов. Каждый такой резонатор состоит из металлического диска, резонирующего на радиальных колебаниях. Цепочка таких резонаторов связана общей осью. Внешне такой фильтр похож на многозаходную катушку и изготавливается на токарном станке из одной металлической заготовки. По краям цепочки резонаторов монтируются магнитострикционные преобразователи энергии электрических колебаний в энергию механических и обратно. В составе электромеханического фильтра используется более 10 резонаторов, обеспечивающих получение частотной характеристики почти прямоугольной формы при средней частоте 500 кГц и полосе пропускания в несколько килогерц.

В телевизионной приемной аппаратуре, где для выделения сигнала изображения требуется полоса пропускания от 27 МГц до 34 МГц, широко используются фильтры на поверхностных акустических волнах. В таком фильтре на поверхности пьезоэлектрической пластинки наносят две системы электродов. Одна система возбуждает на поверхности пьезоэлектрика поверхностные акустические волны, которые распространяются в направлении

другой системы и вызывают в ней появление электрического сигнала. При соответствующей конфигурации электродов получается необходимая форма частотной характеристики. Такие фильтры очень компактны.

Резонансные усилители с множителем добротности.

Как известно, полоса частот пропускания резонансного усилителя связана с добротностью простым соотношением:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2Q},$$

где f – резонансная частота усилителя, Δf – полоса пропускания, Q – добротность колебательного контура. В случае необходимости получения очень узкой полосы пропускания требуется применять частотно-избирательную систему с высоким значением добротности. Обычно применяемые колебательные контура чаще всего имеют добротность не превышающую 100 единиц. Катушки колебательных контуров с большей добротностью становятся громоздкими, так как их приходится мотать более толстым или многожильным проводом типа литцендрат. Получить добротность обычного колебательного контура порядка 1000 единиц вообще нереально. В этом случае вместо колебательных контуров применяют электромеханические частотно-избирательные системы: кварцевые фильтры, пьезоэлектрические фильтры, электромеханические фильтры. Однако такие фильтры промышленность изготавливает на фиксированные частоты с вполне определенным значением полосы пропускания. Такие фильтры не всегда можно применить. В ряде случаев поставленную задачу можно решить применением усилителя с умножением добротности. Такие усилители известны давно. Например, умножение добротности применяется в узкополосных усилителях с мостом Вина или двойным Т-образным мостом. На заре развития радиотехники умножение добротности широко применялось в радиоприемной аппаратуре. Однако в настоящее время эффект умножения добротности мало известен.

В усилителях с умножением добротности одновременно применяют два вида обратной связи: частотно-независимую отрицательную и частотно-зависимую положительную. При этом суммарная обратная связь должна оставаться отрицательной, что обеспечивает стабильность работы усилителя. На рисунке 9,7 показана схема такого усилителя. На схеме резисторы R1 и R2 образуют цепь частотно-независимой отрицательной обратной связи, а резистор R_o - цепь положительной обратной связи. Частотная характеристика усилителя определяется свойствами используемого LC колебательного контура. Второй операционный усилитель является буферным каскадом и необходим для согласования нагрузки с выходом усилителя.

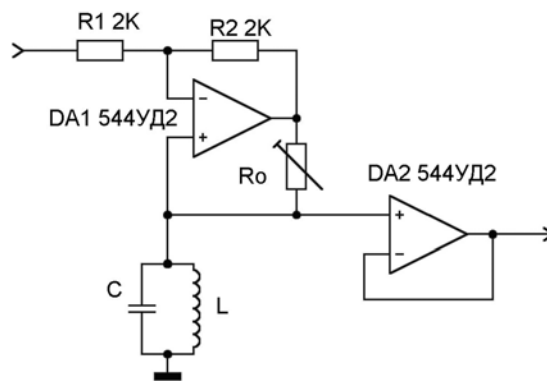


Рисунок 9.7

Анализ этой схемы показал, что результирующая добротность определяется выражением

$$Q = \frac{Q_0}{1 - \frac{Q_0}{\omega R_0 C}}$$

где Q_0 – добротность используемого колебательного контура, ω – резонансная частота колебательного контура. Таким образом, данная схема позволяет получить добротность большую в $\frac{1}{1 - \frac{Q_0}{\omega R_0 C}}$ раз большую по

сравнению с добротностью LC колебательного контура. В зависимости от величины сопротивления резистора R_0 добротность может изменяться от значения Q_0 до бесконечности, когда усилитель самовозбуждается, причем всегда отрицательная обратная связь больше положительной и только при возбуждении они сравниваются. Экспериментально на частоте 600 кГц легко получить значение добротности порядка 1000. На резонансной частоте выходной сигнал превышает входной в такое же число раз, во

сколько раз увеличивается добротность. Следует иметь в виду, что добротность Q_0 с ростом температуры уменьшается. Она уменьшается прежде всего за счет увеличения с ростом температуры омического сопротивления катушки индуктивности. Результирующая добротность в связи с этим также будет изменяться. Причем она будет изменяться быстрее изменения добротности используемого колебательного контура во столько раз, во сколько увеличится добротность, и может стать весьма заметной. Для борьбы с этим явлением последовательно с резистором R_0 можно включить полупроводниковое термосопротивление R_T . Его сопротивление с ростом температуры растет и компенсирует уменьшение сопротивления R_0 . Для хорошей компенсации сопротивление R_T должна быть, примерно, в десять раз меньше сопротивления R_0 .

Схема транзисторного усилителя с умножением добротности изображена на рисунке 9,8. Усилитель построен по обычной каскодной схеме типа общий эмиттер — общая база. Выбор схемы обусловлен большим внутренним сопротивлением каскодного усилителя, в результате чего колебательный контур слабо шунтируется и сохраняет высокую добротность. Вторая причина выбора — большое усиление, даваемое схемой, что позволяет меньше шунтировать колебательный контур цепью обратной связи.

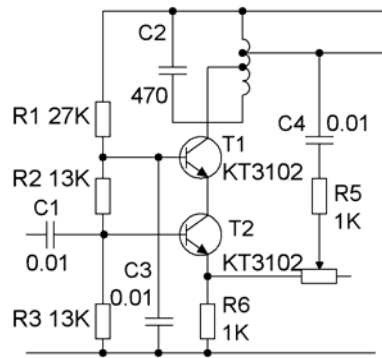


Рисунок 9.8

Резкое уменьшение полосы пропускания, которое можно приписать возрастанию добротности колебательного контура, обусловлено подачей в цепь эмиттера нижнего транзистора сигналов положительной и отрицательной обратной связи.

Отрицательная обратная связь по току широкополосна и возникает при прохождении тока эмиттера через сопротивление в цепи эмиттера, а так как ток коллектора второго транзистора и ток эмиттера первого в данной схеме отличаются очень мало, то напряжение отрицательной обратной связи оказывается пропорциональным току через колебательный контур.

Напряжение положительной обратной связи, которая возникает в результате передачи части выходного напряжения в цепь эмиттера первого транзистора, пропорционально выходному напряжению и зависит от частоты. Совместное действие этих двух цепей обратной связи эквивалентно действию частотно-зависимой мостовой схемы. Диагональ моста подключена к эмиттеру нижнего транзистора. Стабильность усиления, не худшая, чем у исходного усилителя с выключенными цепями обратной связи, будет наблюдаться во всех случаях, когда совместное действие двух упомянутых цепей не приведет ни на каких частотах к появлению результирующей положительной обратной связи.

Рассмотрим случай оптимальной обратной связи, когда на резонансной частоте колебательного контура положительная k отрицательная обратная

связь взаимно компенсируются («мост» сбалансирован). Практически оптимальную обратную связь можно установить следующим образом. Сначала сопротивление в цепи эмиттера нижнего транзистора шунтируют конденсатором большой емкости. Обе цепи обратной связи оказываются выключенными. На вход усилителя подают переменное напряжение и замечают величину выходного напряжения на резонансной частоте. Затем шунтирующий конденсатор отключают и переменным резистором R_6 , регулирующим величину положительной обратной связи, устанавливают то же значение выходного напряжения. При этом необходимо производить некоторую подстройку частоты до получения максимального усиления, так как ширина полосы пропускания резко уменьшается и малейшая расстройка по частоте становится очень заметна.

Итак, при оптимальной обратной связи на частоте резонанса положительная и отрицательная обратная связь взаимно компенсируются и усилитель имеет тот же коэффициент усиления напряжения, что и без обратной связи. При отходе от резонансной частоты глубина положительной обратной связи быстро падает, а глубина отрицательной полностью сохраняется. Результирующая обратная связь оказывается отрицательной, и усиление падает в большей степени, чем без обратных связей. В результате достигается уменьшение полосы пропускания, которое можно приписать возрастанию добротности колебательного контура. В первом приближении, при оптимальной обратной связи добротность можно подсчитать по формуле $Q=Q_0n_k/n_0$. Здесь Q_0 — добротность колебательного контура с учетом шунтирующего действия нагрузки и выходного сопротивления усилителя; n_k — коэффициент включения контура к усилителю; n_0 — коэффициент включения к контуру цепи обратной связи. Первый коэффициент равен отношению напряжения на коллекторе верхнего транзистора к напряжению на всем контуре, второй — отношению напряжения на входе цепи положительной обратной связи к напряжению на

всем контуре. Из приведенного выражения видно, что добротность колебательного контура умножается на некоторое число.

С точки зрения получения более высокой добротности было бы желательно колебательный контур подключать к усилителю целиком, что соответствует значению $n_k=1$. Однако в этом случае увеличивается нестабильность резонансной частоты из-за непостоянства емкости коллекторного перехода второго транзистора. Применение частичного включения колебательного контура заметно улучшает стабильность. Так, например, при $n_n = 0,5$ нестабильность резонансной частоты снижается в 4 раза.

Рассматриваемая формула дает значение добротности при оптимальной обратной связи. Изменяя сопротивление цепи положительной обратной связи, можно получить как большие, так и меньшие значения добротности. Но такой путь получения больших значений добротности нежелателен, так как приводит к резкому уменьшению стабильности усиления.

В процессе наладки усилителя могут встретиться трудности, связанные с измерением очень больших значений добротности. Измерять добротность по полосе пропускания становится затруднительно вследствие недостаточной точности отсчета частоты по шкале генератора. Лучше определять добротность по времени затухания собственных колебаний, возбуждаемых прямоугольным низкочастотным напряжением, подаваемым на вход усилителя. Как известно, интервал времени τ , в течение которого амплитуда собственных колебаний упадет в 2,72 раза, связан с добротностью Q и резонансной частотой соотношением $Q=\pi f_0\tau$. Интервал τ можно определить непосредственно по измерительной сетке электронно-лучевой трубки осциллографа. Непосредственные измерения показали, что рассмотренная схема на частоте 465 кГц дает возможность получать добротность достигающую 10000.

На низких частотах катушки индуктивности получают слишком громоздкими. Использовать пьезоэлектрические и электромеханические

фильтры затруднительно по тем же причинам. Поэтому на низких частотах получили большое распространение узкополосные усилители, у которых частотная характеристика формируется за счет применения усилителей с частотно зависимыми обратными связями, полученными с помощью различных RC цепей. В качестве классического примера можно рассмотреть усилитель с мостом Вина. Схема моста Вина показана на рисунке 9.8.

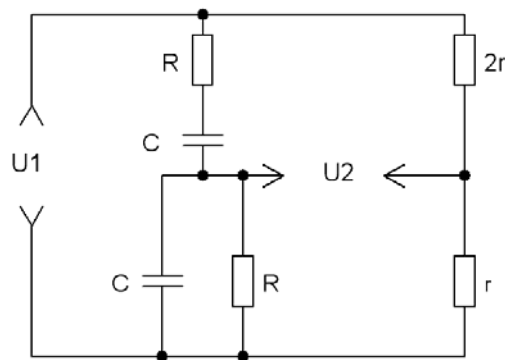


Рисунок 9.8

Мост Вина обладает частотно-избирательными свойствами. На частоте $f_0=1/2\pi RC$, называемой квазирезонансной частотой, мост балансируется и выходное напряжение становится равным нулю. Поэтому мост Вина часто используется для подавления сигнала определенной частоты. Частотная характеристика моста Вина показана на рисунке 9.9.

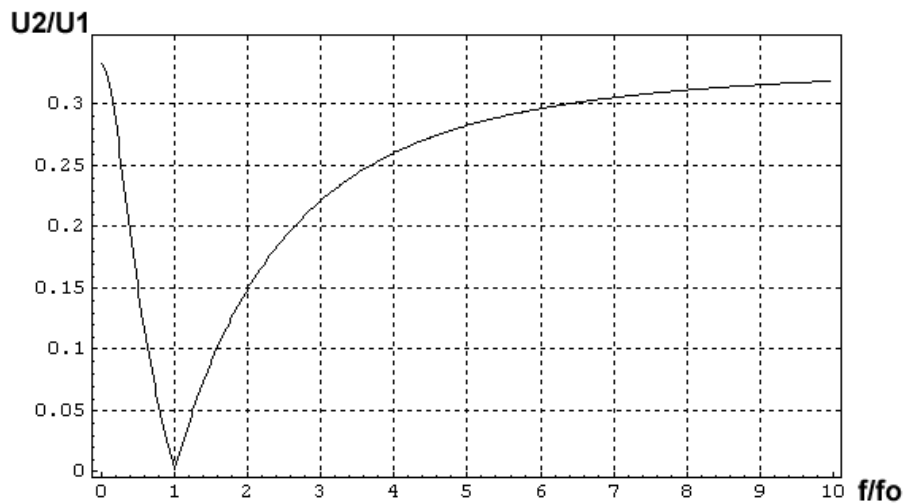


Рисунок 9.9

Если поместить мост Вина в цепь отрицательной обратной связи усилителя, то на квазирезонансной частоте отрицательная обратная связь отсутствует и усилитель имеет высокий коэффициент усиления. При отличии частоты сигнала от квазирезонансной частоты мост Вина несбалансирован, на его выходе появляется сигнал отрицательной обратной связи и усиление усилителя уменьшается. Таким образом, усилитель с мостом Вина может работать в качестве узкополосного усилителя. На рисунке 9.10 показана схема такого усилителя.

Анализ схемы показывает, что частотная характеристика такой схемы получается точно такой же, как и при применении одиночного колебательного контура с резонансной частотой $f_0=1/2\pi RC$ и добротностью порядка $K_0/3$, где K_0 коэффициент усиления операционного усилителя без цепи обратной связи. Однако добротность у такого усилителя получается слишком большой.

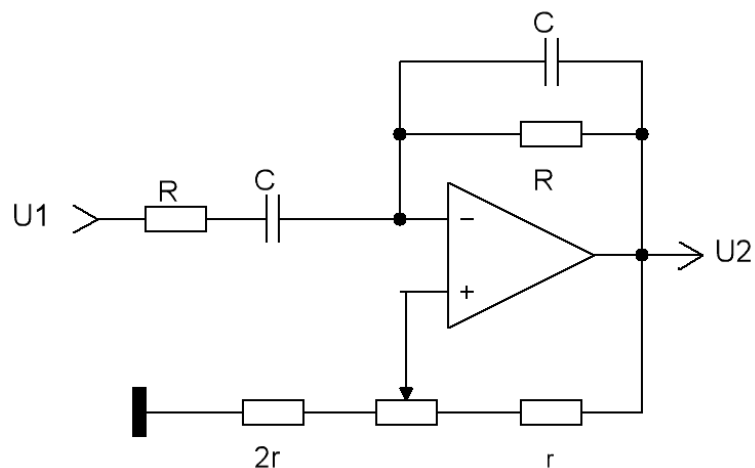


Рисунок 9.10

Кроме того, схема усилителя с мостом Вина очень чувствительна к малейшему разбалансу моста, вызванного, например, изменением температуры. Поэтому рассмотренную схему можно рекомендовать лишь для усилителя с

низкой добротностью. Это можно легко получить в рассмотренной схеме путем разбаланса моста с помощью подстроечного резистора таким образом, чтобы на квазирезонансной частоте на выходе моста Вина имелось небольшое напряжение, обеспечивающее отрицательную обратную связь. При этом уменьшается добротность и коэффициент усиления усилителя. Более или менее стабильную работу усилителя можно получить лишь при добротности не превышающей 10 единиц.

Для большей добротности можно рекомендовать схему с низкочастотным гиратором. На рисунке 9.11 показана схема низкочастотного гиратора. Основная функция гиратора, в данном случае, создавать искусственную индуктивность. Анализ схемы показывает, что если бы характеристики операционных усилителей были бы идеальными, то входное сопротивление схемы было бы чисто индуктивным с индуктивностью $L=R^2C$. Если к этой индуктивности присоединить еще один конденсатор C , то получился бы колебательный контур с резонансной частотой $f_0=1/2\pi RC$ и бесконечной добротностью, поскольку идеальный гиратор создает индуктивность без потерь.

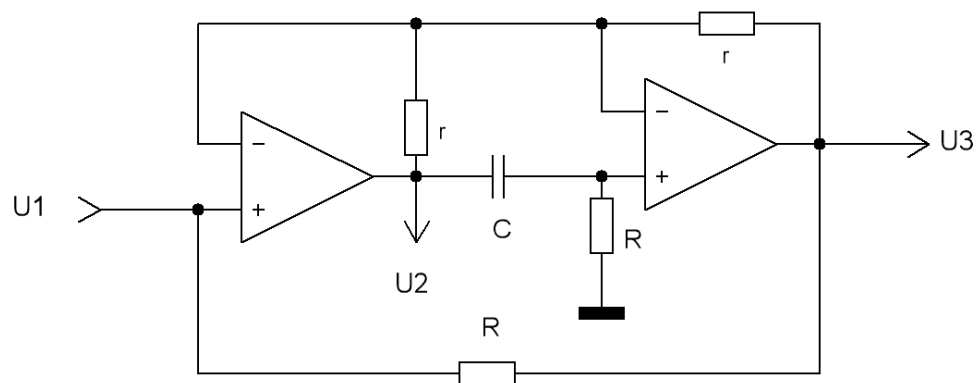


Рисунок 9.11

На самом деле с повышением частоты в операционных усилителях появляются фазовые сдвиги и добротность уменьшается. Однако при использовании достаточно высокочастотных операционных усилителей

возможно получение добротности в диапазоне звуковых частот не менее 1000. Получить большую добротность затруднительно еще и по той причине, что трудно найти конденсаторы с низкими потерями.

Рассмотрим две схемы резонансных усилителей с гираторами. На рисунке 9.12 показана схема усилителя с параллельным колебательным контуром.

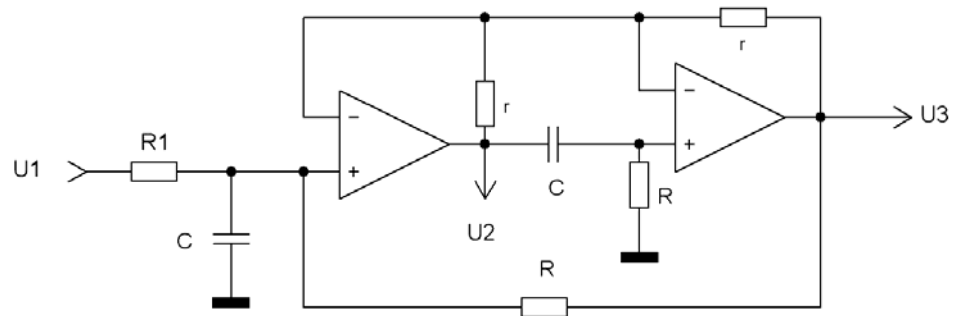


Рисунок 9.12

Добротность

продуцируемого колебательного контура в этой схеме равна $Q=R_1/R$. На резонансной частоте выходные сигналы U_2 и U_3 равны по величине и в корень из двух раз больше входного сигнала. Они сдвинуты по фазе один относительно другого на 90 градусов и на 45 градусов относительно входного сигнала. Если производить перестройку резонансной частоты сдвоенным переменным сопротивлением R , то при этом на резонансной частоте не будут изменяться величина сигнала и ширина полосы пропускания. Такие свойства данной схемы идеальны для измерительных усилителей.

На рисунке 9.13 показана схема резонансного усилителя с использованием последовательного колебательного контура.

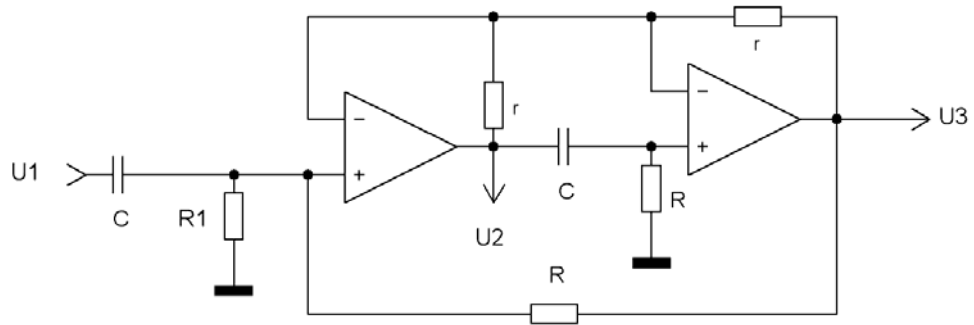


Рисунок 9.13

Добротность контура, как и предыдущей схеме, равна $Q = R_1/R$. Но на резонансной частоте выходной сигнал получается в Q раз больше, чем в предыдущей схеме: $U_2 = U_3 = Q\sqrt{2}U_1$.

Таким образом, данная схема имеет большой коэффициент усиления и в этом ее достоинство. Но при перестройке резонансной частоты сдвоенным переменным сопротивлением R величина выходного сигнала будет изменяться, хотя полоса пропускания останется неизменной.

Схема резонансного усилителя с гиратором допускает возможность перестройки резонансной частоты одним переменным сопротивлением или конденсатором. Если использовать резисторы с разными сопротивлениями и конденсаторы различной емкости, определяющие резонансную частоту, то для резонансной частоты получим формулу:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}.$$

Любой элемент в подкоренном выражении можно сделать переменным и в соответствии с этой формулой будет меняться частота.

Если необходимо получить на резонансной частоте отсутствие фазового сдвига для выходного сигнала относительно входного, то можно использовать другую схему гиратора, показанную на рисунке 9.14.

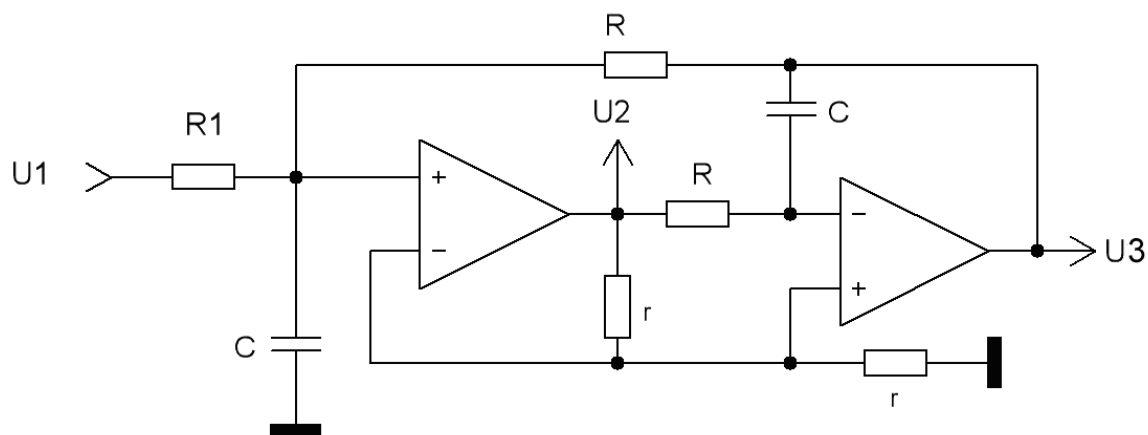


Рисунок 9.14

Характеристики этой схемы с повышением частоты становятся несколько хуже, по сравнению с предыдущей, но на самых низких частотах разницы нет.

Синхронные фильтры

Синхронное выделение сигнала получило довольно широкое распространение. Это наиболее простой способ получения предельно узкой полосы пропускания на низких частотах, если только есть источник так называемого опорного сигнала. В самом простом случае опорный сигнал формируется из сигнала генератора, который служит источником сигнала подлежащего выделению. В этом случае можно говорить, что опорный сигнал когерентен выделяемому. В когерентном случае нестабильность частоты сходного генератора не имеет никакого значения даже при предельно узкой полосе пропускания. Например, частота может меняться на 100 Гц при полосе

пропускания 1 Гц и это никак не отразится на величине выходного сигнала. Такой результат получается вследствие того, что синхронная система выделения как бы всегда настроена на частоту опорного сигнала. Сигналы когерентные проходят через синхронную систему без ослабления, а сигналы некогерентные

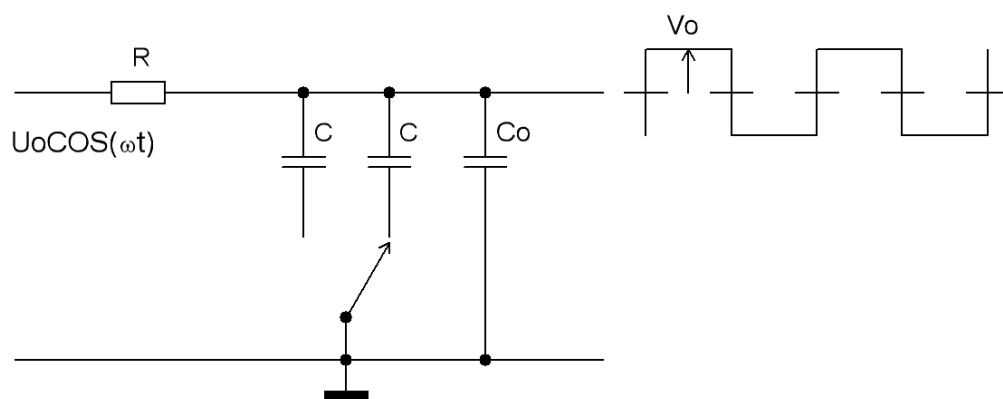


Рисунок 14.15

ослабляются в зависимости от расстройки по частоте и полосы пропускания. Наиболее просто устроен синхронный фильтр. На рисунке 14.15 показана схема иллюстрирующая принцип действия простейшего синхронного фильтра. Фильтр состоит из резистора и двух конденсаторов, мгновенно переключаемых в моменты прохождения входного сигнала через нуль, так что один из этих конденсаторов будет заряжаться от положительных полуволн входного напряжения, а второй от отрицательных.

Как правило, постоянная времени RC цепочки берётся очень большой, так что за время одного полупериода напряжение на конденсаторах существенно измениться не может и форма выходного напряжения становится прямоугольной. Конденсатор C_0 , показанный на схеме, является суммой всех действующих в схеме паразитных емкостей и ухудшает работу синхронного фильтра на высоких частотах. Среднее значение входного напряжения за

полупериод равно $\frac{2}{\pi}U_0$. Среднее значение выходного напряжения равно V_0 .

При переброске ключа конденсатор C_0 перезаряжается за счёт заряда, протекающего через резистор R . Поэтому можно написать равенство

$$\frac{\frac{2}{\pi}U_0 - V_0}{R} \frac{T}{2} = 2V_0C_0 \quad (1)$$

Откуда
$$V_0 = \frac{\frac{2}{\pi}U_0}{1 + 4fRC_0} \quad (2)$$

Где f частота сигнала.

По мере роста частоты сигнала выходное напряжение падает. Синхронный фильтр работает частотно независимо, пока $4fRC_0 \ll 1$. На частоте

$$f_B = \frac{\sqrt{2} - 1}{4RC_0} \quad (3)$$

величина выходного сигнала падает в $\sqrt{2}$ раз, по сравнению со значением на низких частотах. Эта частота определяет верхнюю частотную границу применения данного синхронного фильтра.

Полоса пропускания синхронного фильтра, как известно, определяется значением его добротности, а добротность равна

$$Q = \pi fRC \quad (4)$$

Поэтому ширина полосы пропускания равна

$$\Delta f = \frac{1}{\pi RC} \quad (5)$$

Выбирая соответствующее значение произведения RC можно легко получить любое необходимое, значение полосы пропускания. Например при R

$=1\text{МОм}$ и $0=0,33\text{ мкФ}$ получаем $\Delta f=1\text{ Гц}$. На частоте 100кГц этой полосе пропускание, будет соответствовать добротность равная 100000 . Впрочем, идя по такому пути нельзя получить как угодно большое значение добротности, так как всё более сильно будет сказываться действие паразитной ёмкости C_o . Подставив в выражение (4) значение частоты из (3) находим максимально возможное значение добротности

$$Q_{\max} = \frac{\pi}{4}(\sqrt{2} - 1) \frac{C}{C_o} \quad (6)$$

Если взять разумные значения $C=10\text{мкФ}$ и $C_o=10\text{пФ}$, то $Q_{\max} = 300000$. Важной особенностью синхронного фильтра является зависимость амплитуды выходного сигнала от сдвига фаз между выделяемым и опорным сигналом. Эта зависимость учитывается добавлением соответствующего множителя. Вместо формулы (2) имеем

$$V_o = \frac{\frac{2}{\pi} U_o}{1 + 4fRC_o} \cos \varphi \quad (7)$$

Для устранения фазовой зависимости в цепи опорного сигнала ставят фазовращатель.

В реальной схеме синхронного фильтра переключение конденсаторов осуществляется обычно электронными ключами на биполярных или полевых транзисторах с изолированными или неизолированным затвором. Лучший результат получается при использовании ключей в интегральном исполнении.

Для нормальной работы синхронного фильтра чрезвычайно важно обеспечить переключение так, чтобы не было даже кратковременного одновременного состояния проводимости обеих ключей, когда конденсаторы на это время оказываются соединенные параллельно и сбрасывают заметную долю своего заряда. Этот эффект, наряду с действием паразитной емкости, ведет к ухудшению работы синхронного фильтра на повышенных частотах.

Обычно не удается обеспечить работу синхронного фильтра на частотах не превышающих 100 КГц.

На рисунке 14.16 показана схема синхронного фильтра с использованием интегрального ключа и формирователя опорного сигнала на операционных усилителях. Поскольку коммутирующие сигналы имеют амплитуду до нескольких вольт и между затвором и каналом ключевого транзистора имеется ёмкость и некоторый ток утечки, работа синхронного фильтра сопровождается появлением так называемых коммутационных помех, ограничивающих возможность пропускания слабых сигналов. В чистом виде коммутационные помехи обнаруживаются на выходе при отсутствии входного сигнала, получаемом замыканием входа. В момент переброса напряжения на затворах ключей ёмкость между затворами и каналом совместно с сопротивлением канала дифференцирует коммутационный сигнал и на выходе появляются кратковременные импульсы. Амплитуда их имеет величину порядка 10 мВ, длительность менее 1 мкс. Несмотря на довольно значительную амплитуду помехи, из-за незначительной длительности ее, среднее значение помехи получается небольшим, так как данная схема чаще всего используется для выделения сигналов на низких частотах. Одновременно с дифференцированием на нелинейности сопротивления канала происходит детектирование сигнала, что приводит к появлению сигнал помехи, имеющего прямоугольную форму. Эту помеху можно скомпенсировать, введя компенсирующий

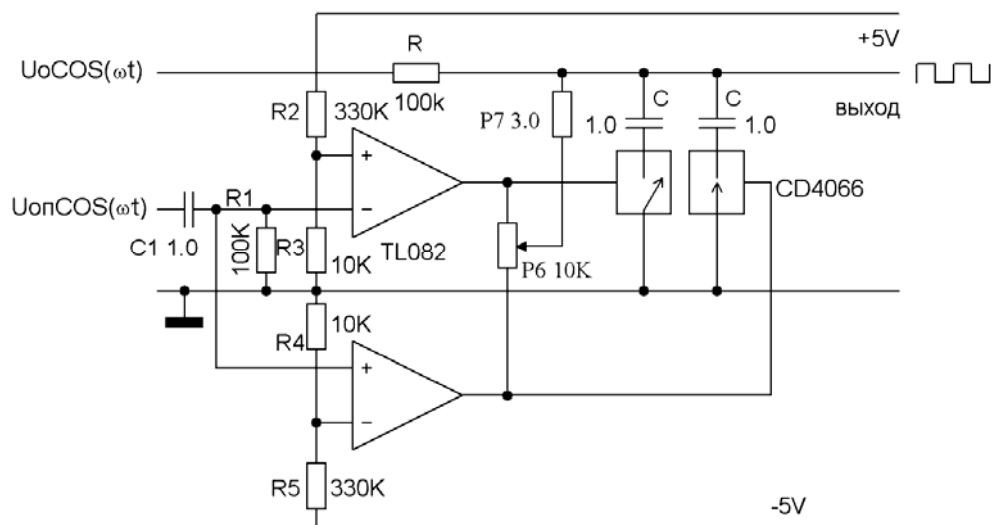


Рисунок 14.16

сигнал из цепи управления работы ключами подстроечным резистором R6. Опорные сигналы формируются компараторами на операционных усилителях из гармонического сигнала величиной в 2,5 В. Для устранения сквозного тока пороги срабатывания компараторов несколько смещены делителями напряжения на резисторах R2-R6. В результате напряжения отпирающие ключи не совпадают во времени. Оптимальный результат получается при вполне определенном соотношении между величиной напряжения подаваемого на вход компараторов и величиной напряжения смещения.

Схема пропускает сигналы до 5В по амплитуде. При указанных величинах R и C усредняющей цепочки уже на частоте 12 кГц наблюдается падение коэффициента передачи напряжения на 30 %, обусловленное паразитной ёмкостью.

Рассматриваемая схема синхронного фильтра пропускает сигналы не только совпадающие по частоте и фазе с опорным сигналом, но и сигналы частота которых в нечётное число раз больше частоты опорного сигнала,

причём частота выходного сигнала по-прежнему совпадает с частотой опорного сигнала а амплитуда уменьшается пропорционально номеру гармоники. Эта особенность может ухудшить качество выделения полезного сигнала, например в полосах пропускания нечётных гармоник будут проходить добавочные шумовые сигналы. Для создания однополосной частотно избирательной системы перед синхронным фильтром можно поставить обычный пассивный или активный фильтр нижних частот или узкополосный фильтр, пропускающий сигнал на частоте опорного сигнала и подавляющий на частотах более высоких. Добротность такого фильтра может быть невысокой, так как важно хорошо подавить сигналы в три и более раз более высокие, чем частота опорного сигнала.

10.ЭЛЕКТРОННЫЕ КЛЮЧИ И АТТЕНЮАТОРЫ

Электронные ключи и аттенюаторы - это устройства, предназначенные для изменения величины сигнала. Ключи скачком включают или выключают сигнал, не изменяя его уровня. Аттенюаторы позволяют плавно менять величину сигнала. Подобную операцию можно производить механическим путем, используя различные выключатели и переменные сопротивления, или электромеханическим – используя электромагнитные реле. Здесь рассматриваются чисто электронные устройства, не использующие механических подвижных устройств. Одни и те же электронные устройства при различных режимах работы в зависимости от типа специального управляющего сигнала могут использоваться в качестве и ключей, и аттенюаторов. Подобные устройства могут создаваться самыми разными способами. Рассмотрим только те из них, у которых управляющий сигнал не создает на выходе заметных помех (так называемых - коммутационных помех).

Резисторный оптрон.

Рассмотрим электронное устройство, которое называется «резисторный оптрон». Его схема представлена на рисунке 10.1.



Рисунок 10.1

Резисторный оптрон состоит из излучателя света (светодиода) и приемника света (фотосопротивления). Резисторный оптрон выпускается промышленностью в пакетированном виде и оформляется в корпусе, подобном корпусу транзистора, но с четырьмя внешними выводами. В цепь светодиода подается управляющий ток. При отсутствии тока фоторезистор имеет очень большое сопротивление, достигающее 100 мегом. Если фотосопротивление включить последовательно с источником сигнала, то практически получается разрыв этой цепи при отсутствии управляющего тока. С появлением тока, в зависимости от величины его, сопротивление фоторезистора уменьшается. Таким образом, если управляющий ток изменяется плавно, то резисторный оптрон выполняет функцию аттенюатора, а если управляющий ток появляется и исчезает скачком, то резисторный оптрон работает в режиме электронного ключа. В этом устройстве управляющая и исполнительная цепи связаны через световой поток. Поэтому коммутационная помеха полностью отсутствует. Широкому применению резисторного оптрона препятствует его низкое быстродействие, связанное с инерционностью фотосопротивления. В справочнике для одного из отечественных резисторных оптронов указано время релаксации 0,25 секунды. Это очень большая величина и поэтому быстрое управление величиной сигнала невозможно. В связи с низким быстродействием

оказалось возможным выпускать резисторные оптроны не со светодиодом, а с миниатюрной лампочкой накаливания в качестве источника света. Известны быстродействующие диод-диодные и диод-транзисторные оптроны. Но они создают очень большой уровень коммутационных помех и для управления величиной аналогового сигнала непригодны.

Быстродействующие электронные ключи и аттенюаторы строятся на основе обычных биполярных и полевых транзисторов. Коммутационная помеха в этих устройствах присутствует, но специальными мерами ее можно снизить до приемлемого уровня.

Ключ на биполярном транзисторе.

В ряде случаев с успехом можно использовать ключ на биполярном транзисторе. Простейшая схема такого ключа показана на рисунке 10.2.

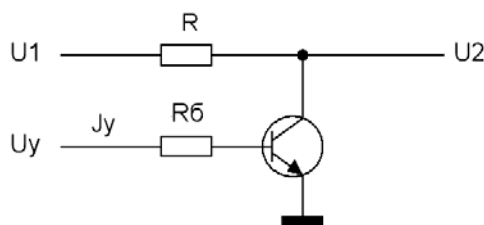


Рисунок 10.2

Внешне схема похожа на обычный транзисторный усилитель, однако напряжение питания на схему не подается. Рассмотрим свойства этой схемы. Первое состояние ключа – транзистор заперт. Как будто транзистора нет. При этом сигнал подается на коллектор транзистора через резистор R и далее поступает в нагрузку (непоказанную на схеме). Поскольку выходная цепь транзистора вместе с входной цепью нагрузки имеет некоторую паразитную емкость относительно земли, на высоких частотах сигнал будет уменьшаться (см. рисунок 10.3). Верхняя частотная граница полосы пропускания будет

зависеть от величины паразитной емкости, сопротивления R и входного сопротивления нагрузки. Ориентировочно, такая схема может пропускать сигналы до нескольких мегагерц.

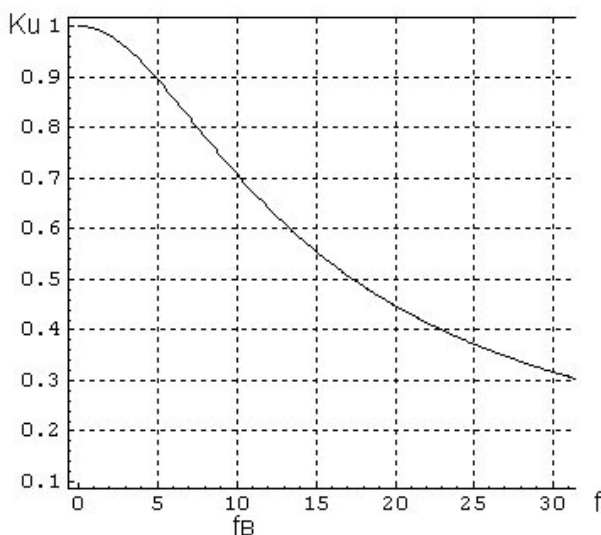


Рисунок 10.3

Чтобы запереть транзистор необходимо подавать в цепь базы запирающее отрицательное напряжение, так как при возможной отрицательной полярности входного сигнала коллекторный переход транзистора, работающий как диод (подключенный катодом к коллектору, а анодом к базе) будет отпираться и транзистор будет незапертым. Отрицательное напряжение, приложенное к базе относительно эмиттера, ограничено напряжением пробоя эмиттерного перехода. Для разных маломощных транзисторов напряжение пробоя может составлять от 3 до 20 вольт. Это напряжение ограничивает величину выходного напряжения ключа при запертом транзисторе.

Рассмотрим теперь свойства ключа при открытом транзисторе. Транзистор не только должен быть открыт, но и работать в состоянии глубокого насыщения, когда ток базы превышает ток коллектора. В этом состоянии промежуток коллектор – эмиттер представляет собою низкоомное сопротивление. Для маломощных транзисторов оно может составлять от 2 до

10 Ом. Если выбрать добавочное сопротивление R величиной в несколько килоом, то напряжение на выходе усилителя уменьшится, примерно в 1000 раз. В ряде случаев можно считать, что выходной сигнал отключен. Но если этого не достаточно, то последовательно с первым ключом можно подключить второй такой же ключи и сигнал уменьшится уже в миллион раз.

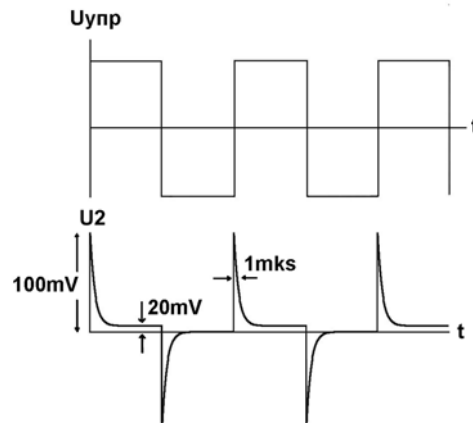


Рисунок 10.4

Рассмотрим вид и уровень коммутационных помех. На рисунке 10.4 показаны коммутационные помехи в чистом виде, то есть когда входной сигнал отсутствует, а ключ периодически переводится из одного состояния в другое, а ключевой транзистор - из проводящего состояния в запертое. Коммутационная помеха имеет вид кратковременных всплесков напряжения с амплитудой порядка 100 мВ и длительностью порядка 1 мкс, вызванных перезарядкой емкости коллекторного перехода транзистора в момент резкого изменения потенциала базы. Кроме того, после окончания перезарядки в проводящем состоянии транзистора на выходе наблюдается постоянный уровень напряжения, вызванный отсутствием гальванической развязки между базой и коллектором транзистора, когда некоторые не основные носители тока из базы могут попасть в цепь коллектора. Насколько эти коммутационные помехи могут быть нежелательными нужно решать в каждом конкретном случае отдельно.

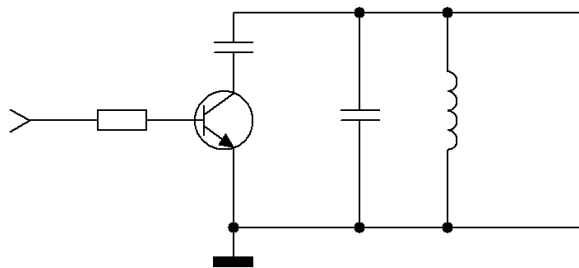


Рисунок 10.5

Ключ на биполярном транзисторе удобно применять в тех случаях, когда нужно электрическую цепь, либо соединить с общим проводником, либо отсоединить от него. Пример подобного применения показан на рисунке 10.5.

Ключ в данной схеме скачкообразно изменяет резонансную частот колебательного контура, отключая и подключая к катушке индуктивности еще один конденсатор.

Ключи на полевых транзисторах.

Ключи на полевых транзисторах используются довольно часто. Они обладают некоторыми преимуществами перед ключами на биполярных транзисторах. Во-первых, они имеют высокое входное сопротивление цепи управления, в особенности, если в схеме ключа используется полевой транзистор с изолированным затвором. В качестве аттенюаторов практическое применение находят в основном только полевые транзисторы, имеют намного лучшие характеристики, чем биполярные.

Рассмотрим работу полевого транзистора в качестве ключа. Если использовать полевые транзисторы с изолированным затвором, то можно применить две схемы включения – параллельную, аналогичную использованной с биполярным транзистором, и последовательную. Обе схемы

показаны на рисунке 10.6

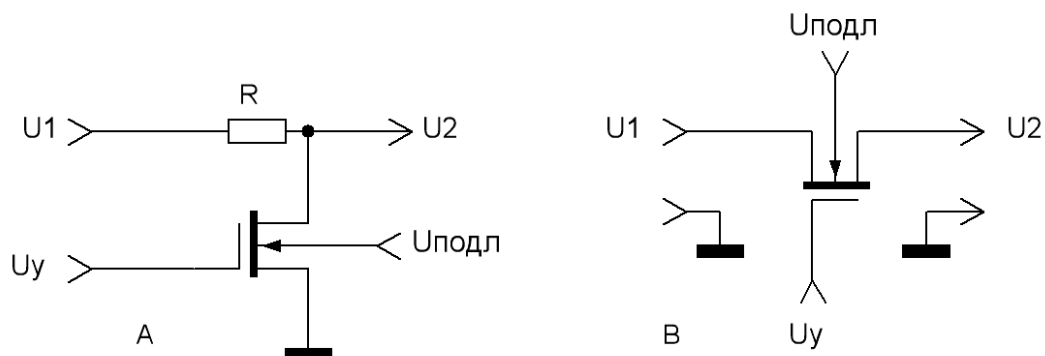


Рисунок 10.6

Свойства параллельной схемы ключа похожи на те, которые имеет ключ на биполярном транзисторе. Но нужно учитывать тот факт, что у полевого транзистора имеется подложка, а между ней и каналом существует р-п переход. Этот переход должен быть заперт. Поэтому на подложку необходимо подавать запирающее постоянное напряжение. В противном случае для транзисторов с каналом n-типа при входных сигналах отрицательной полярности переход будет отпираться, а, следовательно состояние запертого транзистора не будет реализовано. У многих полевых транзисторов выпускаемых промышленностью, подложка соединена внутри транзистора с истоком и такие транзисторы имеет по три внешних вывода. Такие транзисторы мало пригодны для создания ключей.

В качестве ключа последовательная схема работает лучше, чем параллельная. В запертом состоянии сопротивление канала превышает 1000 МегОм. Поэтому можно считать, что такой ключ полностью выключен. Только на очень высоких частотах возможно проникновение сигнала через паразитные емкости между входом и выходом транзистора. Сопротивление канала маломощного полевого транзистора, находящегося в открытом состоянии, составляет несколько Ом и потери напряжения в ключе практически отсутствуют. Как экстраординарный случай, можно упомянуть, что имеются

сильноточные полевые транзисторы с чрезвычайно низким сопротивлением канала в открытом состоянии, вплоть до 0,002 Ом.

Коммутационные помехи ключей на полевом транзисторе похожи на помехи ключей на биполярных транзисторах. Их можно снизить на порядок, если использовать два последовательных ключа, включенных параллельно с транзисторами, имеющими проводимости каналов разного типа. При этом коммутационные помехи обоих транзисторов, имеющие разные полярности, взаимно вычитаются.

В настоящее время уже не используются ключи на маломощных полевых транзисторах, поскольку имеются ключевые сборки в интегральном исполнении. В каждой такой сборке обычно имеется четыре ключа с сопротивлением канала в открытом состоянии для разных ключей от 2 до 100 Ом. Для каждого ключа, состоящего из двух транзисторов с разным типом проводимости канала, в сборке имеется схема формирования управляющих сигналов. Структурная схема одного ключа показана на рисунке 10.7.

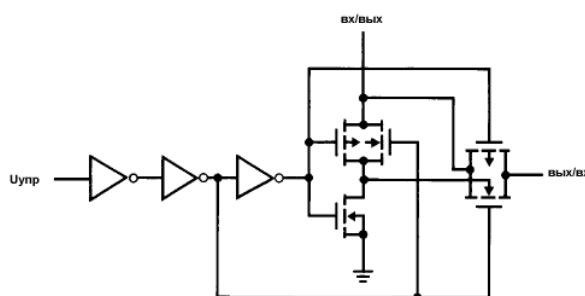


Рисунок 10.7

Рассмотрим некоторые применения электронных ключей. Схема на рисунке 10.8 формирует радиоимпульс из непрерывного высокочастотного сигнала, как это показано на рисунке 10.9. С помощью такого электронного ключа можно формировать радиоимпульсы длительностью до 1 мкс с частотой заполнения до 100 МГц. Амплитуда выходного сигнала ключа может изменяться в пределах от нуля лишь до напряжения питания. Попытка превысить эти уровни приводит

к появлению нелинейных искажений. Что бы избавиться от них на входе схемы стоит делитель напряжения, смещающий уровень входного и выходного сигнала.

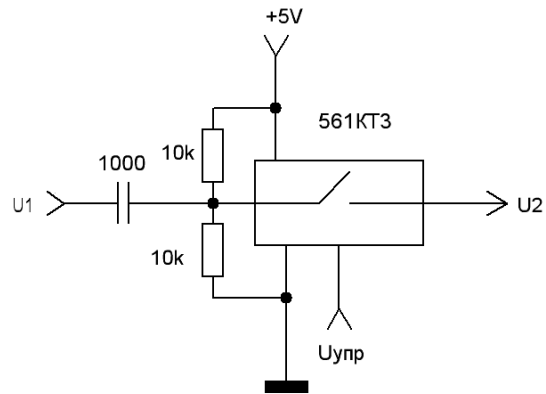


Рисунок 10.8

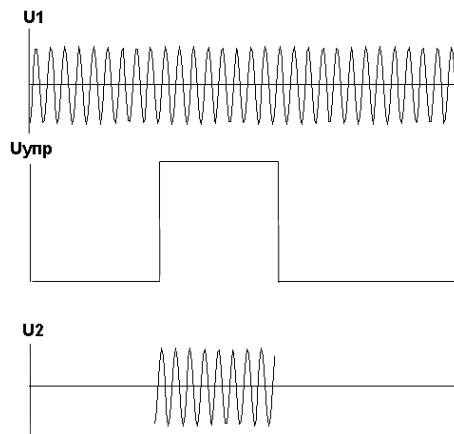


Рисунок 10.9

Аттенюаторы на полевых транзисторах.

Параллельную схему ключа, изображенного на рисунке 10.6А можно использовать в качестве аттенюатора, поскольку сопротивление канала включенного полевого транзистора зависит от напряжения управления. Однако

без заметного искажения формы выходного сигнала можно, как правило, получить на выходе амплитуду напряжения не более 30 мВ. Причиной искажений является тот факт, что сопротивление канала зависит от разности напряжений между затвором и каналом, а на канале присутствует переменное выходное напряжение, постепенно уменьшающееся от стока к истоку. Таким образом, сопротивление канала оказывается промодулированным. Этот эффект можно в значительной мере устранить введя в цепь затвора не только управляющее напряжение, но и часть переменного напряжения с выхода схемы. На рисунке 10.10 показан вариант такой схемы.

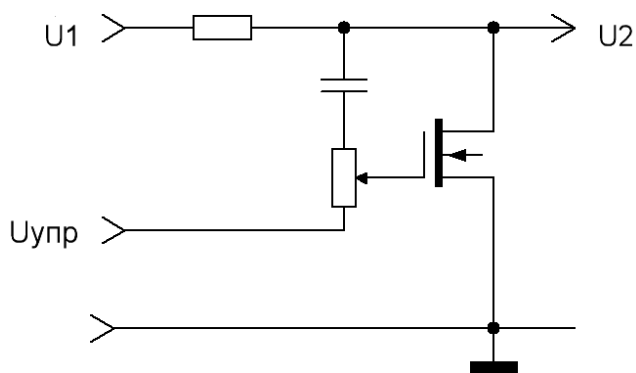


Рисунок 10.10

Путем изменения положения движка подстроечного резистора можно добиться резкого сокращения нелинейных искажений и увеличить величину амплитуду выходного напряжения без искажений. Настройку схемы проще всего выполнять, подавая на ось X электронного осциллографа входное напряжение U_1 , а на ось Y – выходное напряжение U_2 . В том случае, если искажения отсутствуют, на экране осциллографа видна наклонная прямая линия. При наличии искажений - линия искривляется. С помощью схемы, изображенной на рисунке 10.9, можно получить на выходе неискаженный сигнал амплитудой до 1000 мВ. Во многих случаях этого недостаточно и требуется дальнейшее усиление.

Однако иногда бывает лучше объединить электронный аттенюатор с усилителем, введя аттенюатор в цепь отрицательной обратной связи инвертирующего усилителя. Такая схема показана на рисунке 10.11.

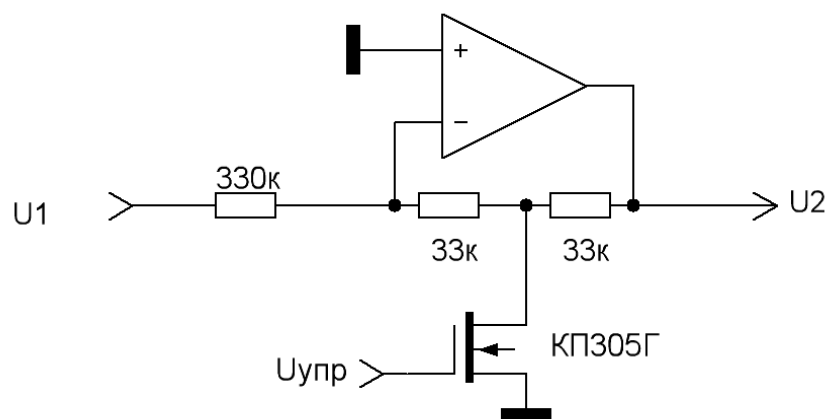


Рисунок 10.11

В этой схеме полевой транзистор стоит в цепи отрицательной обратной связи усилителя и поэтому напряжение на нем мало. Сигнал на выходе операционного усилителя можно получить такой величины, какую только может обеспечить этот усилитель.

11.ДЕТЕКТИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ

Чаще всего приходится детектировать гармонические сигналы. Назначение детектирования состоит в восстановлении формы модулирующего сигнала. В зависимости от вида модуляции различают амплитудные детекторы, частотные детекторы, фазовые детекторы. Реже применяют такие детекторы как: детектор среднего значения, детектор эффективного значения, квадратичные детекторы, синхронные детекторы. Иногда на практике используется амплитудно-импульсная модуляция, широтно-импульсная модуляция или амплитудно-фазовая модуляция. Соответствующие устройства, восстанавливающие

информацию, содержащуюся в модулирующем сигнале, обычно называют не детектором а демодулятором, хотя суть одна и та же.

Амплитудные детекторы.

Очень хорошо известен обычный диодный амплитудный детектор, схема которого показана на рисунке 11.1

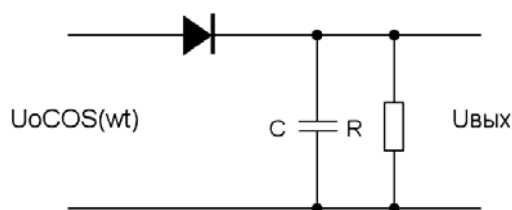


Рисунок 11.1

По существу - это однополупериодный выпрямитель. Конденсатор фильтра заряжается через диод до амплитудного значения поступающего на вход сигнала и медленно разряжается через сопротивление нагрузки. Однако так вел бы себя диодный детектор при идеальной вольтамперной характеристике диода. Вольтамперная характеристика реального диода при малых напряжениях далека от идеальной. В результате зависимость выходного напряжения от амплитуды поданного напряжения получается нелинейной. На рисунке 11.2 эта зависимость показана в сравнении с идеальной.

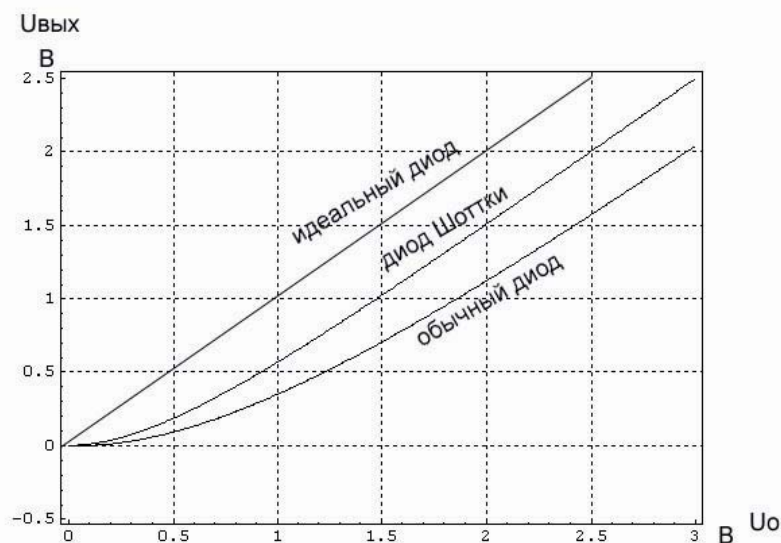


Рисунок 11.2

Нетрудно видеть, что для измерительных целей амплитудный детектор с обычным диодом мало пригоден. Использование диодов Шоттки вместо обычных кремниевых диодов только несколько улучшает ситуацию.

Обычный амплитудный диодный детектор (см. рис. 11.1) может работать, с использованием соответствующих диодов, до очень высоких частот. Но он имеет нелинейную характеристику детектирования. Возможно построение измерительной электронной схемы на диодных детекторах с линеаризацией характеристики детектирования методом компенсации. Для этого используется два одинаковых диодных детектора. На вход одного из них подается сигнал высокой частоты и определяется напряжение на выходе. На вход второго детектора подается напряжение низкой частоты такой величины, чтобы напряжение на его выходе сравнялось с выходным напряжением высокочастотного детектора. Тогда можно утверждать, что величина высокочастотного напряжения равна напряжению низкой частоты, которое можно определить с достаточной степени точности. Таким образом исключаются трудности с нелинейностью характеристик детектирования. На

рисунке 11.3 показана измерительная схема такого типа, где процесс выравнивания напряжений делается автоматически за счет использования дифференциального усилителя и электронного аттенюатора.

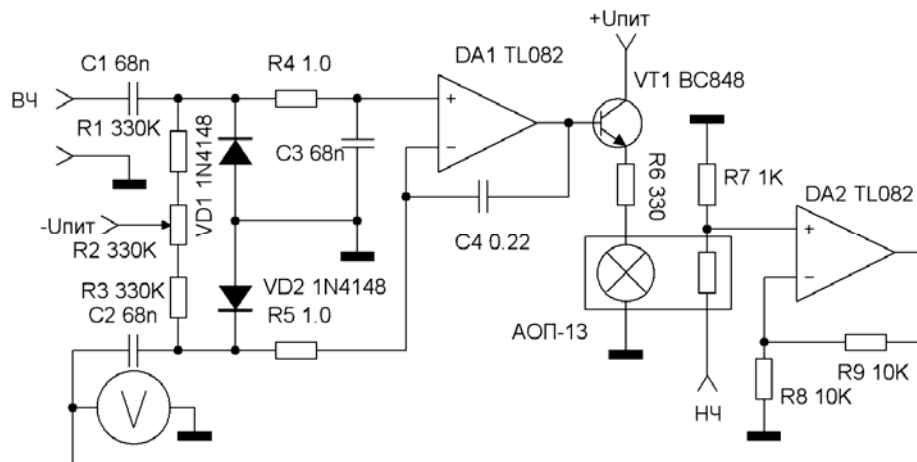


Рисунок 11.3

Для повышения чувствительности диодных детекторов через диоды VD1 и VD2 пропускается небольшой постоянный ток. Подстроечным резистором R2 ток смещения выравнивается. Разность протектированных напряжений высокой и низкой частоты усиливается дифференциальным усилителем DA1 и через транзистор VT1 поступает на вход оптрона, используемого в качестве электронного аттенюатора. Низкочастотный сигнал с выхода аттенюатора усиливается усилителем DA2 и поступает на вход низкочастотного детектора. Одновременно это напряжение измеряется низкочастотным вольтметром. Его показания являются мерой напряжения высокой частоты. Испытания схемы показали, что линейность показаний сохраняется в диапазоне входных высокочастотных сигналов от 10 мВ до 1000 мВ.

Одним из способов уменьшения нелинейных искажений при детектировании является введение перед диодным детектором операционного усилителя в режиме компаратора. Такая схема показана на рисунке 11.4.

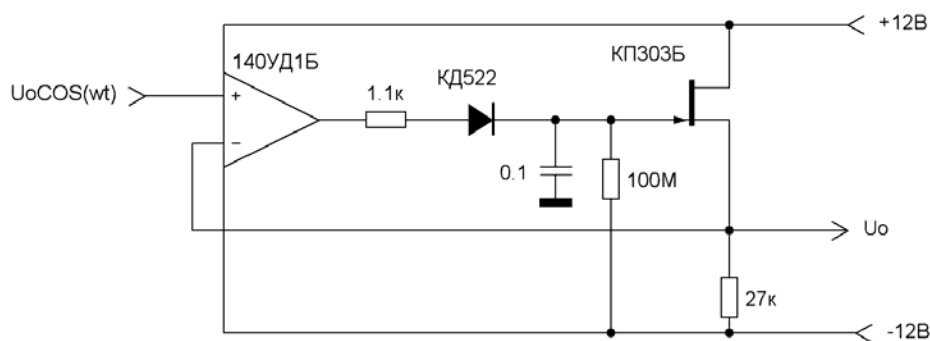


Рисунок 11.4

Если напряжение на входе детектора больше, чем на его выходе, то диод открыт, конденсатор заряжается и выходное напряжение повышается. Если же входное напряжение детектора меньше выходного, то диод закрыт. В схеме автоматически устанавливается уровень выходного напряжения равный амплитуде входного сигнала. Введенный последовательно с диодом резистор несколько уменьшает скорость зарядки конденсатора и препятствует неустойчивому режиму работы схемы, когда в схеме развиваются паразитные релаксационные колебания. Схема обеспечивает линейную зависимость выходного напряжения от амплитуды входного в пределах от 10 мВ до 3 В и до частоты равной 500 КГц. Недостатком этой схемы, как и всех схем амплитудных диодных детекторов, в которых конденсатор заряжается через диод и разряжается через сопротивление, является большая инерционность.

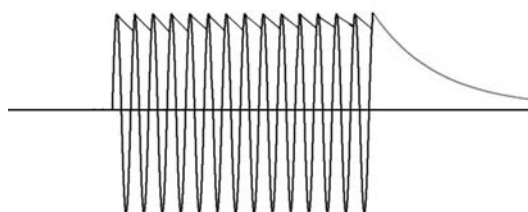


Рисунок 11.5

На рисунке 11.5 показана реакция амплитудного детектора на радиоимпульс. На этом рисунке наложены изображения входного сигнала и выходного для идеального амплитудного детектора. После прекращения действия

радиоимпульса выходное напряжение медленно стремится к нулю. Одновременно наблюдаются пульсации выходного напряжения во время действия радиоимпульса. Если увеличить постоянную времени выходной интегрирующей цепочки, то пульсации будут уменьшаться, но одновременно увеличится длительность времени восстановления выходного сигнала. Этому недостатка лишен амплитудный детектор со схемой выборки-хранения, показанный на рисунке 11.6. Принцип действия амплитудного детектора иллюстрируется на рисунке 11,7.

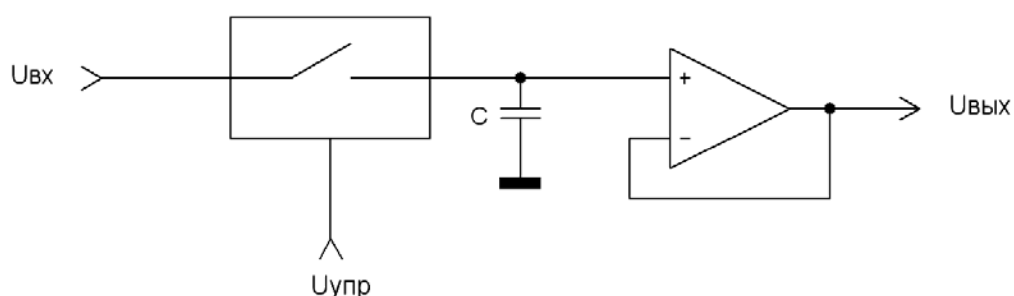


Рисунок 11.6

Сигнал управления электронного ключа формируется в виде коротких прямоугольных импульсов кратковременно отпирающих ключ. Момент отпирания должен совпадать с максимумом детектируемого входного сигнала. Эти импульсы должны существовать независимо от того есть ли входной сигнал или нет. В этом сложность применения данной схемы детектирования. Ее не всегда можно применить. Работа схемы должна быть рассчитана таким образом, чтобы за время открытия ключа запоминающий конденсатор успевал зарядиться до амплитудного значения детектируемого сигнала. Потом напряжение на конденсаторе сохраняется до момента поступления следующего отпирающего ключ импульса. Чтобы конденсатор не разряжался, сигнал с него подается на выход через повторитель напряжения на операционном усилителе с очень большим входным сопротивлением. После исчезновения входного сигнала выходной сигнал исчезает через промежуток времени не

превышающий период повторения. При постоянной амплитуде входного напряжения отсутствуют пульсации выходного сигнала.

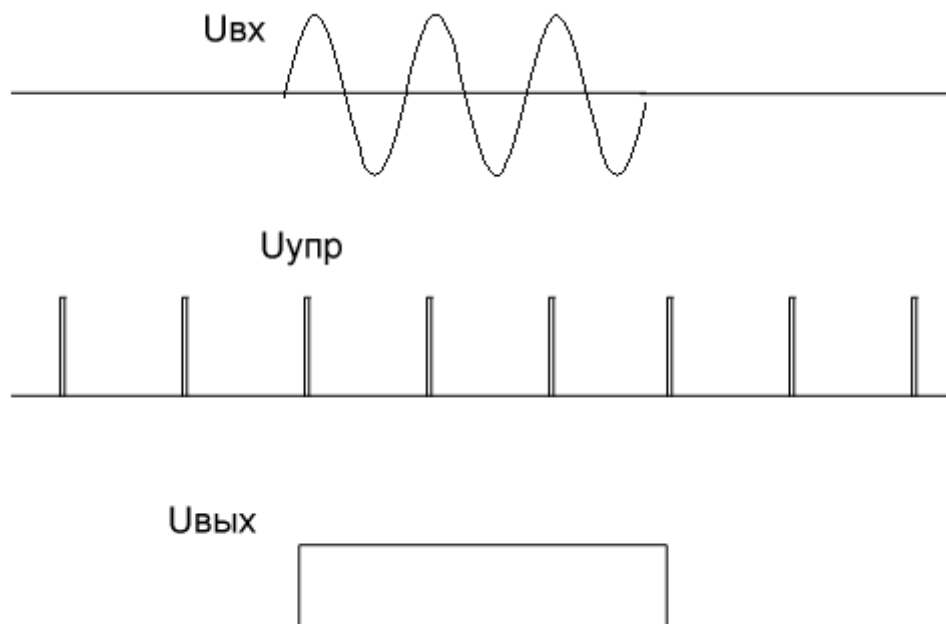


Рисунок 11.7

Другой способ линеаризации процесса детектирования заключается в использовании вместо источника напряжения источника тока. В этом случае, учитывая одностороннюю проводимость диода, характеристика детектирования практически линейная. Трудность применения этого метода линеаризации процесса детектирования заключается в сложности создания источника тока, то есть источника сигнала с очень большим внутренним сопротивлением.

В радиоприемной аппаратуре диодные детекторы широко используются и линейность их детектирования оказывается вполне приемлемой. Секрет этого заключается в том, что сигнал на диодный детектор подается с колебательного контура настроенного в резонанс. А колебательный контур на резонансной частоте обладает большим сопротивлением. По существу для последующего диодного амплитудного детектора колебательный контур является источником сигнала с очень большим внутренним сопротивлением, приближающийся по свойствам к источнику тока.

Детекторы среднего значения.

Выходное сопротивление большинства широкополосных усилителей сравнительно невелико и для улучшения линейности при детектировании необходимо преобразовать напряжение в ток. Для этого можно использовать схему усилителя с отрицательной обратной связью. Один вариант такого детектора показан на рисунке 11.8

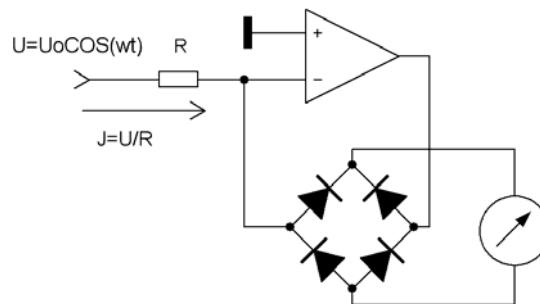


Рисунок 11.8

При работе усилителя в линейном режиме коэффициент усиления операционного усилителя очень велик, а разность потенциалов между двумя его входами близка к нулю. Поэтому близок к нулю потенциал инвертирующего входа. На инвертирующем входе образуется «виртуальная земля». Следовательно, через резистор R на входе схемы будет течь ток, пропорциональный входному напряжению и весь этот ток будет проходить через мостиковую схему детектирования. Продетектированный ток измеряется прибором. Рассмотренная схема выполняет линейное детектирование в интервале входных напряжений от 10 мВ до 10 В. Эта схема, является не амплитудным детектором, а детектором среднего значения. Детектор среднего значения, по сравнению с амплитудным детектором, более помехозащищен, поскольку при усреднении малой помехи она может взаимно скомпенсироваться.

Рассмотренная схема имеет симметричный выход. При необходимости для получения несимметричного выхода часто применяют схему на двух операционных усилителях (Рисунок 11.9).

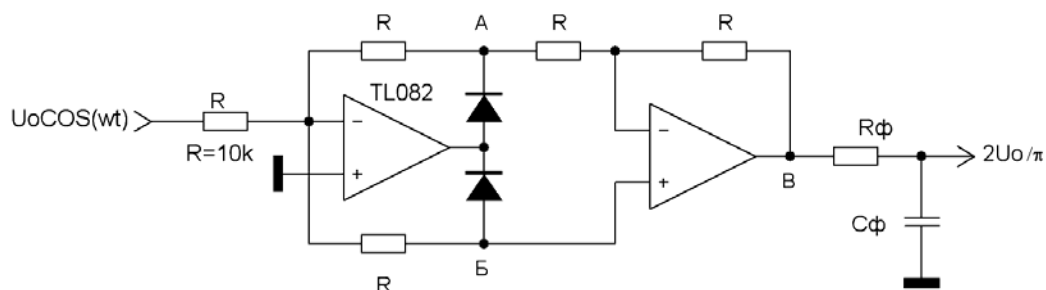


Рисунок 11.9

На первом операционном усилителе собрано два однополупериодных выпрямителя с линейной характеристикой выпрямления. Линейность характеристики обусловлена тем, что ток, протекающий через диоды, задается преобразователем напряжения в ток благодаря применению глубокой отрицательной обратной связи по току в операционном усилителе. На выходе этих выпрямителей получают импульсы

напряжений разной полярности (точки А и Б на рисунке 11.8). Второй операционный усилитель вычитает эти сигналы и на выходе его появляется сигнал, по форме совпадающий с двухполупериодным выпрямленным сигналом (точка В) При подаче на вход схемы сигнала любой формы, выходной сигнал будет равен абсолютному значению входного сигнала. (Это еще одно свойство данной схемы). Далее сигнал усредняется интегрирующей цепочкой $R_f C_f$. Таким образом, эта схема детектора является детектором среднего значения.

Для лучшего понимания на рисунке 11.10 показана форма сигналов в различных точках схемы детектора.

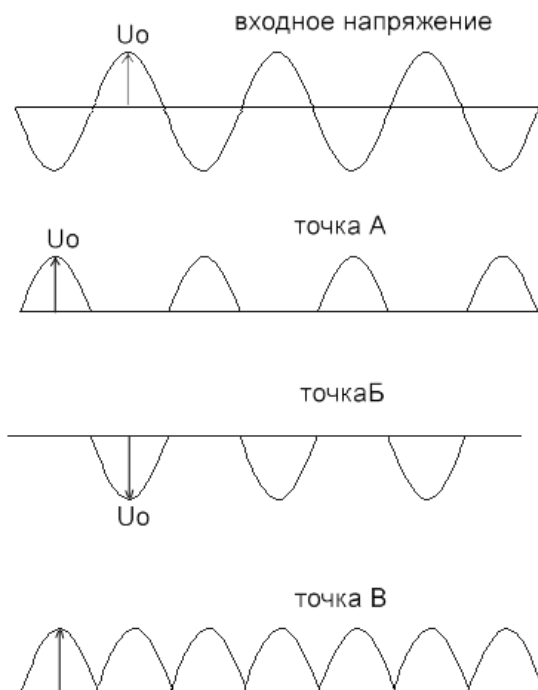


Рисунок 11.10

Сигнал, полученный на выходе усредняющей цепочки детектора среднего значения, может потребовать дальнейшего усиления. В этом случае процесс усиления можно объединить с усреднением, заменив цепочку $R\phi C\phi$ на усредняющий усилитель (Рисунок 11.11). Величина постоянной времени усредняющей цепочки $R\phi C\phi$ подбирается в зависимости от уровня допустимых пульсаций напряжения. Относительные пульсации напряжения можно определить по формуле $\frac{U_n}{U_{вых}} = \frac{1}{4\pi f R\phi C\phi}$. При этом необходимо иметь в виду, что при уменьшении пульсаций выходного напряжения одновременно возрастает инерционность схемы детектирования. Это проявляется в том, что при подаче сигнала на вход детектора сигнал на его выходе приобретет установившееся значение не сразу, а через некоторое время.

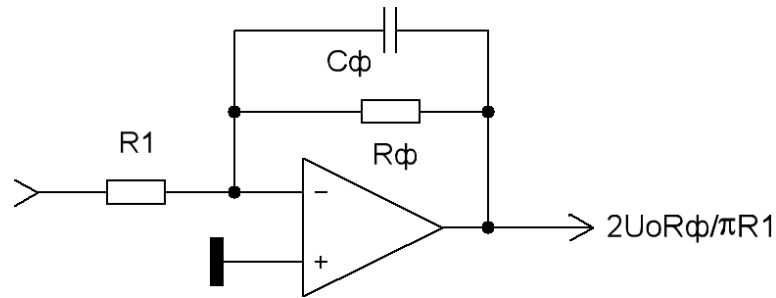


Рисунок 11.11

Время установления сигнала определяется постоянной времени усредняющей цепочки и может составлять десятки периодов повторения поданного сигнала. То есть, после исчезновения входного сигнала выходной сигнал также исчезнет через много периодов повторения входного сигнала. Если принять уровень относительных пульсаций порядка 1%, то время установления будет порядка 50 периодов. На самых низких частотах детектируемого сигнала это может привести к некоторым затруднениям. Между тем теоретически среднее значение детектируемого сигнала определяется за период

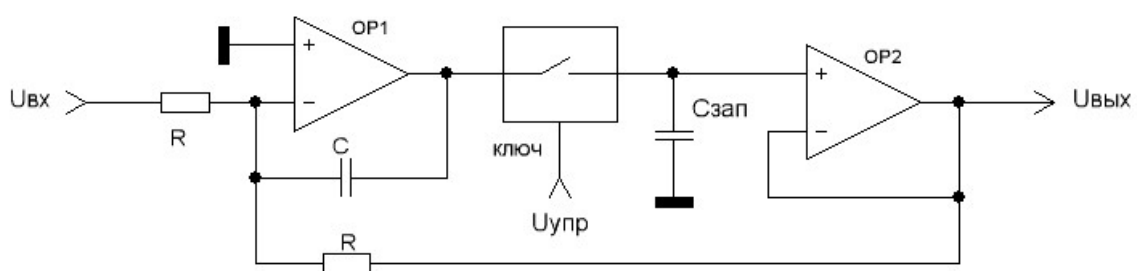


Рисунок 11.12

К этому значению можно приблизиться, применив схему быстродействующего усредняющего устройства (рисунок 11.12). Рассмотрим работу этой схемы. Схема состоит из электронного интегратора OP1 и схемы выборки–хранения. После подачи входного сигнала начинается процесс его

интегрирования электронным интегратором, выполненным на операционном усилителе ОП1. Напряжение на его выходе за время, равное периоду повторения входного сигнала T достигнет значения:

$$U = -\frac{1}{RC} \int_0^T U_{\text{вх}} dt$$

Если принять $RC=T$, тогда это выражение совпадет с определением среднего значения сигнала $U_{\text{вх}}$ за период. Если теперь кратковременно включить ключ и перенести полученное напряжение на запоминающий конденсатор $C_{\text{зап}}$, то на выходе схемы выборки–хранения появится напряжение $U_{\text{вых}}$ равное U . Это напряжение будет поддерживаться на выходе неизменным до следующего включения ключа.

В течение второго периода электронный интегратор будет интегрировать одновременно входной и выходной сигналы. Поскольку входной и выходной сигналы находятся в противофазе, то проинтегрированные сигналы будут вычитаться. При выполнении условия $RC = T$ к концу второго периода результат вычитания будет равен нулю и на выходе интегратора напряжение останется равным U . Если в этот момент путем подачи на вход ключа кратковременного отпирающего импульса выходное напряжение перенести на запоминающий конденсатор, то напряжение на нем и на выходе схемы не изменится. За третий и последующий периоды ситуация останется прежней. Таким образом, при рассмотренном условии $RC=T$, выходное напряжение станет равным среднему значению входного напряжения за время, равное периоду повторения входного сигнала. Если входной сигнал не изменяется, то выходной сигнал остается постоянным и равным среднему значению входного сигнала. Никаких пульсаций выходного сигнала при этом не наблюдается. Если входной сигнал в какой-то момент времени изменится, то это изменение будет учтено в выходном сигнале с задержкой в один период. Проведенные рассуждения иллюстрируется рисунком 11.13.

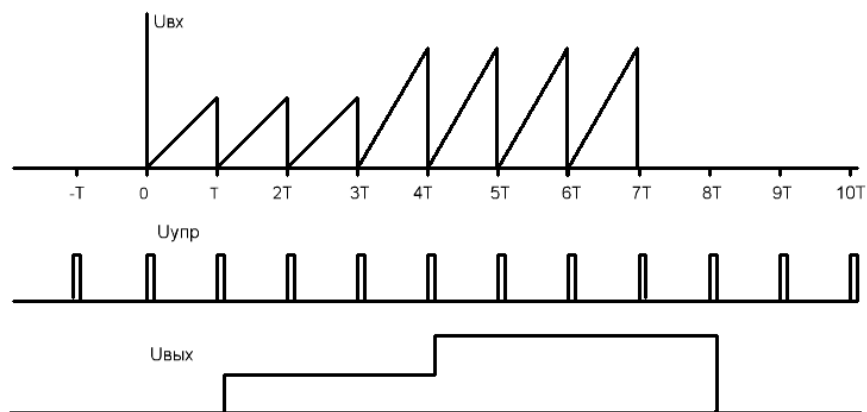


Рисунок 11.13

Если же условие $RC = T$ не выполняется, то для установления среднего значения напряжения на выходе детектора потребуется не один, а несколько периодов. Число этих периодов будет тем больше, чем больше разница величин RC и T . В любом случае, время, требующееся для установления среднего значения выходного напряжения в рассмотренной схеме детектора, намного меньше аналогичного времени в обычной интегрирующей цепи. С другой стороны, рассмотренная схема сложна и теряет помехозащищенность. Более того, из-за необходимости создавать сигнал управления, ее не всегда можно реализовать.

Ключевой синхронный детектор

Принцип действия ключевого синхронного детектора поясняет рисунок 11.14. Схема имеет дифференциальный вход. На этот вход подаются в противофазе два равных по амплитуде детектируемых сигнала. Конкретно эти сигналы подаются на вход быстродействующего электронного переключателя. Для лучшего понимания переключатель изображен как механический переключатель. Будем считать, что этот переключатель идеален, т.е. переключение происходит мгновенно и его сопротивление в замкнутом состоянии равно нулю. Работой переключателя управляет сигнал. Его обычно называют опорным сигналом. Предположим, что опорный сигнал управляет

работой переключателя таким образом, что он всегда соединяется с тем входом, на котором в данный момент существует положительное напряжение. Такое возможно только если опорный сигнал синхронизирован с детектируемым. Поэтому данный детектор и называют синхронным.

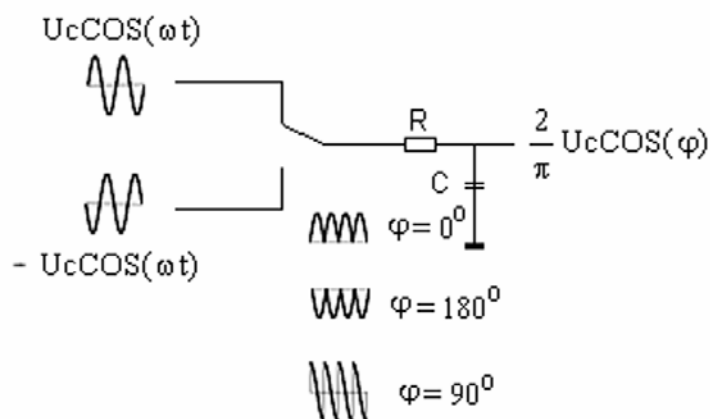


Рисунок 11.14

Для определенности, полезно ввести понятие угла фазового сдвига φ между детектируемым и опорным сигналом. Рассмотрим случай, когда $\varphi = 0^\circ$. На выходе ключа получается сигнал совпадающий по форме с двухполупериодным выпрямленным сигналом. Далее этот сигнал проходит через интегрирующую RC цепь, сглаживающую пульсации выпрямленного напряжения. На выходе цепи напряжение будет равно $\frac{2}{\pi} U_c$. Однако это выпрямление произошло без участия нелинейных элементов. Здесь мы обнаруживаем **первое замечательное свойство синхронного детектора – способность линейно детектировать при любой величине детектируемого сигнала.** Синхронный детектор это абсолютно линейный детектор. Этим он чрезвычайно привлекателен для многочисленных применений. Но к сожалению, не всегда можно реализовать синхронный опорный сигнал.

Если фазу опорного сигнала поменять на 180 градусов, то выходное напряжение поменяет полярность, так как переключатель будет пропускать только отрицательные половинки синусоид. Если сдвиг по фазе будет равен 90

градусов, то переключатель будет пропускать и положительные и отрицательные сигналы, как это видно на рисунке. На выходе интегрирующей цепочки сигнал будет равен нулю.

Анализ схемы при произвольном фазовом сдвиге приводит к выводу, что на выходе интегрирующей цепочки в этом случае сигнал равен $\frac{2}{\pi} U_c \cos(\varphi)$.

Второе замечательное свойство синхронного детектора заключается в его фазовых свойствах. Он может работать как фазовый детектор.

Рассмотрим одно из применений фазового детектора. Если помимо данного синхронного детектора, выдающего на выходе сигнал равный $\frac{2}{\pi} U_c \cos(\varphi)$

использовать еще один такой же детектор, фаза опорного

сигнала которого дополнительно смещена на 90 градусов, то на выходе этого

дополнительного детектора сигнал будет равен $\frac{2}{\pi} U_c \sin(\varphi)$. В результате

появляется возможность разделить активную и реактивную составляющие сигнала, что дает возможность построить измерительный прибор для

определения активной и реактивной составляющих проводимости некоторого образца. Структурная схема такого прибора показана на рисунке 11.15. Далее

рассмотрим работу синхронного детектора в асинхронном режиме. Пусть ω_c -

частота детектируемого сигнала, ω_0 - частота опорного сигнала, тогда фазовый

сдвиг между этими сигналами будет равен $\varphi = (\omega_c - \omega_0)t$. В результате на выходе

синхронного детектора получается не постоянное напряжение, а переменное напряжение разностной частоты.

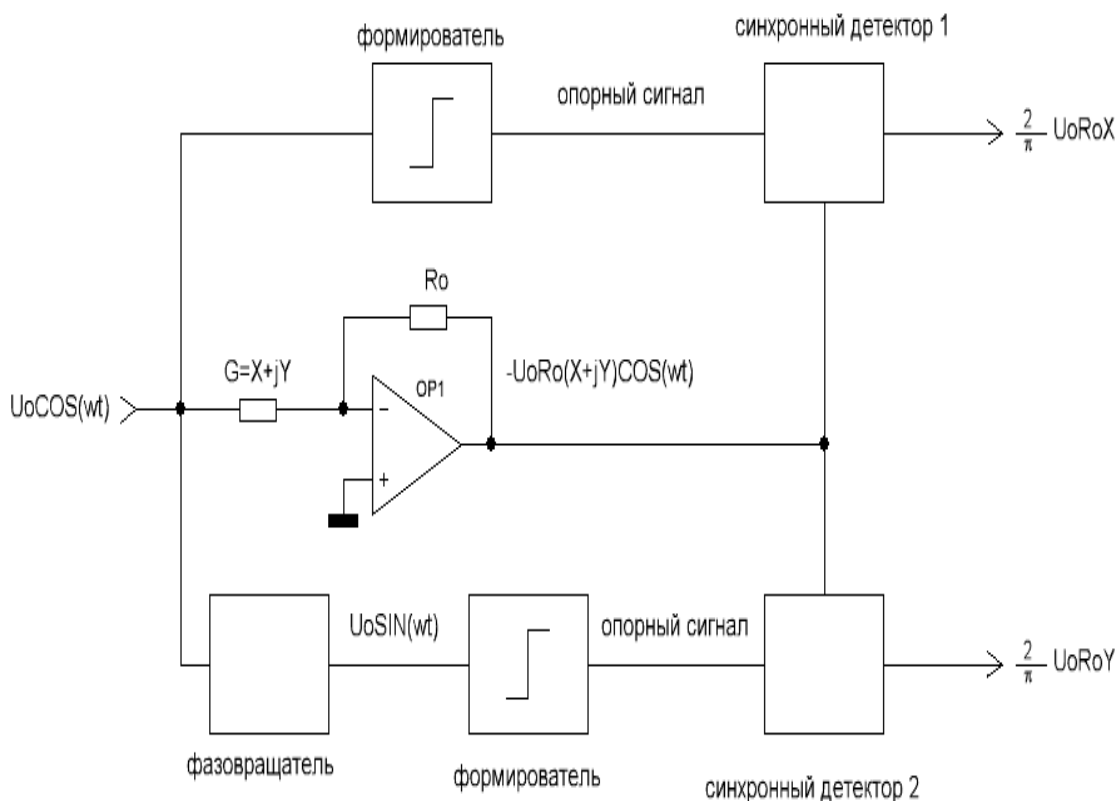


Рисунок 11.15

Однако это напряжение получается на выходе интегрирующей RC цепочки, которая уменьшает величину амплитуды напряжения с ростом разностной частоты. Полное значение напряжения на выходе синхронного детектора дается выражением

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{2}{\pi} U_c \cos((\omega_c - \omega_o)t + \psi) \sqrt{1 + (1 - \frac{\omega_c}{\omega_o})^2 \omega_o^2 R^2 C^2}$$

Форма частотной зависимости амплитуды этого сигнала получается такой же, как и у обычного колебательного контура с добротностью равной $Q = \omega_o RC$, полосой пропускания $\Delta f = \frac{1}{\pi RC}$ и резонансной частотой ω_o . Однако имеется существенное качественное различие. Когда мы имеем дело с колебательным контуром, частота на выходе колебательного контура всегда равна частоте входного сигнала. Для синхронного детектора частота выходного сигнала равна

разностной частоте между опорным сигналом и детектируемым. Колебательный контур имеет единственную резонансную частоту. У синхронного детектора наблюдаются резонансные максимумы на всех нечетных гармониках частоты опорного сигнала.

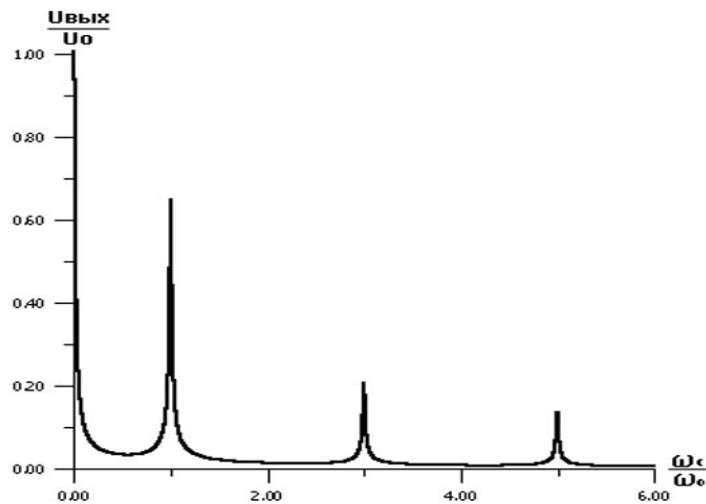


Рисунок 11.16

На рисунке 11.16 показана частотная характеристика синхронного детектора с добротностью равной 100. Резонансы наблюдаются на нулевой частоте, т.е. частоте, совпадающей с частотой опорного сигнала, утроенной, упятеренной и т. д. частотах опорного сигнала. Многочастотность синхронного детектора затрудняет его использование. Для того, чтобы этот недостаток не проявлялся, перед синхронным детектором вынуждены ставить обычную частотно-избирательную систему, подавляющую нежелательные полосы пропускания. **Третье замечательное свойство синхронного детектора – его частотно-избирательные свойства.**

Добротность и полоса пропускания синхронного детектора чрезвычайно просто меняются выбором параметров RC цепочки. Можно получить как очень низкую добротность и широкую полосу пропускания, так и чрезвычайно высокую добротность и узкую полосу пропускания синхронного детектора. Рассмотрим следующий пример. На частоте 1 МГц для синхронного детектора с сопротивлением 1 Мом и емкостью 1 мкФ получим огромную добротность

равную $6.28 \cdot 10^6$ и очень узкую полосу пропускания частот равную 0.15 Гц. Такую добротность не удастся получить даже с хорошим кварцевым резонатором. Между тем для синхронного детектора можно получить полосу пропускания частот даже в 0.001Гц. При этом время установления выходного сигнала будет составлять около одного часа. Такая экзотическая полоса пропускания может потребоваться лишь при измерениях чрезвычайно малых сигналов.

Частотно-избирательные свойства синхронного детектора можно существенно улучшить, используя вместо интегрирующей RC цепи фильтр нижних частот более высокого порядка. Так с фильтром второго порядка можно получить частотную характеристику такую же, как и при использовании для частотной селекции фильтра с двумя связанными контурами. Фильтр четвертого порядка даст тот же эффект, как и фильтр сосредоточенной селекции с четырьмя связанными контурами. На рисунке 11.17 показан пример схемы активного фильтра второго порядка, который можно применить вместо интегрирующей RC цепочки.

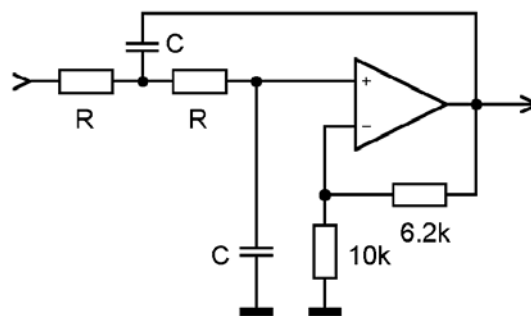


Рисунок 11.17

Полоса пропускания такого фильтра определяется по формуле: $\Delta f = \frac{1}{2\pi RC}$.

Синхронный детектор чаще всего используется в синхронном режиме. Для этого необходимо иметь синхронный опорный сигнал. Если синхронный детектор является частью какого либо закрытого измерительного комплекса, то

проблемы с созданием синхронного опорного сигнала обычно нет. Трудности возникают при детектировании сигналов, пришедших извне. Например, радиосигналов. В телевизионном сигнале в качестве опорного сигнала используют выделенную частоту несущего сигнала изображения. Для радиовещательных сигналов опорный сигнал можно организовать, используя систему ФАПЧ. Для решения этой задачи выпускают специализированные интегральные схемы.

В асинхронном режиме работы синхронного детектора на его выходе получается сигнал разностной частоты. Если это нежелательно, то нужно использовать два синхронных детектора, опорные сигналы которых сдвинуты на 90 градусов. Полученные на выходах этих детекторов сигналы необходимо возвести во вторую степень и сложить. Затем из полученной суммы извлечь квадратный корень. В результате получится сигнал независимый от времени и

равный
$$U_{\text{вых}} = \frac{\frac{2}{\pi} U_c}{\sqrt{1 + (1 - \frac{\omega_c}{\omega_0})^2 \omega_0^2 R^2 C^2}}.$$

Реализацию классической схемы синхронного детектора легко осуществить, используя два аналоговых ключа (рисунок 11.18).

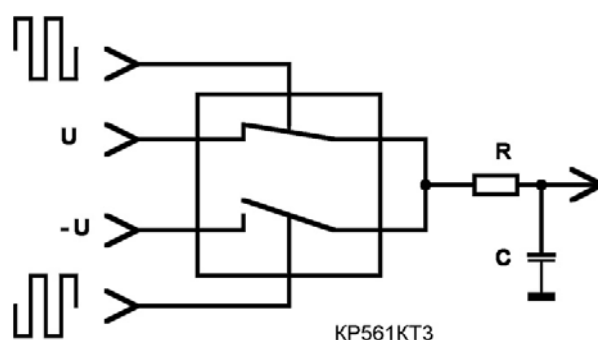


Рисунок 11.18

Такая схема может работать до частоты порядка 1 МГц. Но в комплексе, вместе с формирователями входных и опорных сигналов, такая схема

получается несколько громоздкой. Поэтому иногда можно отдать предпочтение более простой схеме, представленной на рисунке 11.19.

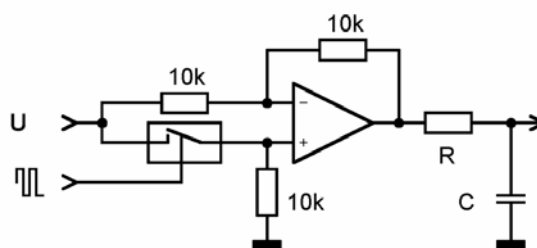


Рисунок 11.19

Данная схема работает следующим образом. Предположим, что ключ разомкнут при отрицательных входных сигналах и замкнут при положительных. Если ключ разомкнут, тогда получаем инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления равным -1 . Но отрицательное входное напряжение на выходе операционного усилителя инвертируется превращается в положительное. Если ключ замкнут, то схема работает в режиме повторителя напряжения и на выходе усилителя, как и на входе, имеется положительное напряжение. В результате на выходе операционного усилителя получаем двухполупериодно выпрямленный сигнал. При других фазах работы ключа получаем все те же выходные сигналы, что и в классическом ключевом синхронном детекторе. Данная схема значительно менее быстродействующая по сравнению с предыдущей схемой. Ее можно использовать до частоты порядка 10 кГц.

Наиболее быстродействующий ключевой синхронный детектор можно получить на основе перемножителя сигналов. Принцип действия его простой. Если детектируемый и опорный сигнал, имеющий форму меандра, оба положительны, то после перемножения получаем положительный сигнал, сохраняющий форму детектируемого. Если оба сигнала отрицательны, то после перемножения получаем опять таки положительный сигнал с формой входного.

Промышленность выпускает очень много разновидностей перемножителей сигналов. Но только некоторые из них обладают способностью перемножать аналоговые сигналы (например, К525ПС2) и на их основе можно создать схему ключевого синхронного детектора со свойствами классического. Большая же часть перемножителей сигналов используется по прямому назначению в качестве преобразователей частоты в радиоприемной аппаратуре (называемых часто как «двойной балансный смеситель») . На их основе так же возможно создать синхронный детектор. Однако на выходе синхронно протектированный сигнал получается как дифференциальный, с добавкой некоторой постоянной составляющей, которую в последующем возможно нужно будет удалить. Схема такого синхронного детектора показана на рисунке 11.20. Данная схема работает до частоты 1 МГц. На более высоких частотах возникают трудности с формированием опорного сигнала прямоугольной формы. Опорный сигнал должен иметь амплитуду около 1 вольта. Подстроечным резистором при отсутствии детектируемого сигнала выставляется нулевое напряжение на выходе. Недостатком схемы является зависимость выходного напряжения от величины опорного напряжения.

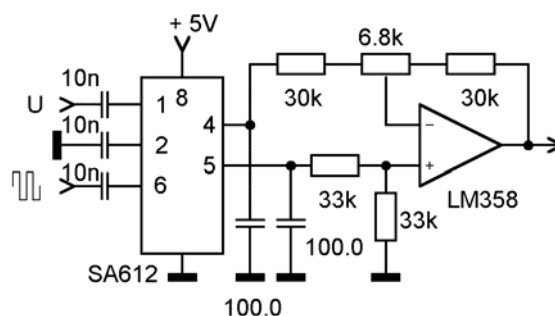


Рисунок 11.20

Эта же схема работает как синхронный детектор и с опорным сигналом синусоидальной формы до частот в несколько сотен мегагерц. Но это уже будет не ключевой синхронный детектор, а синхронный детектор на перемножителе

сигналов. В самом деле, при перемножении сигналов $U_c \cos(\omega t + \varphi)$ и $U_0 \cos(\omega t)$ получим

$$\frac{1}{2} U_0 U_c [\cos(\varphi) + \cos(2\omega t + \varphi)].$$

Второй сигнал с удвоенной частотой подавляется интегрирующей цепочкой на выходе детектора. Остается сигнал равный $\frac{1}{2} U_0 U_c \cos(\varphi)$. Таким образом, получен качественно тот же результат, что и в ключевом синхронном детекторе, но в данной схеме появляется зависимость выходного сигнала от величины опорного сигнала, что для измерительных схем не очень хорошо.

Частотные детекторы.

Частотно-модулированная (ЧМ) связь гораздо менее чувствительна к помехам. Шумы и помехи, попадающие в ЧМ-сигнал, будь то атмосферные возмущения (статические), шумы в радиоприемной аппаратуре или любые другие помехи, имеют меньшую возможность влиять на прием, чем в случае амплитудной модуляции (АМ). Объясняется это тем, что большинство шумов амплитудно модулируют несущую. Делая приемник нечувствительным к изменениям амплитуды, можно практически устранить эту нежелательную модуляцию. Восстановление информационного сигнала из ЧМ-волны связано лишь с частотным детектированием, при котором выходной сигнал зависит лишь от изменений частоты ЧМ-сигнала, а не от его амплитуды. Большинство приемников содержит усилитель-ограничитель, который поддерживает постоянную амплитуду ЧМ-колебаний, устраняя тем самым любой АМ-сигнал.

Существуют различные методы ЧМ-детектирования и селекции. В основе большинства методов лежит использование наклона частотной характеристики резонансного контура.

Частотные детекторы выполняют функции, противоположные функциям модулятора, т.е. обеспечивают выделение передаваемой информации из частотно-модулированного сигнала.

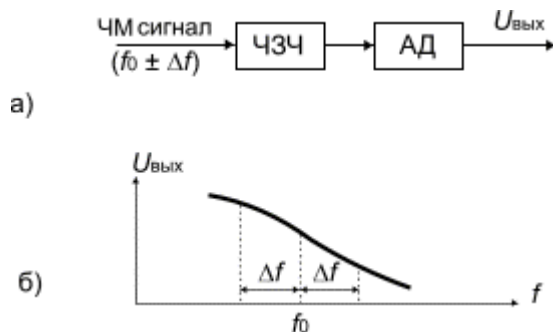


Рисунок 11.21

Часто эта операция производится в два этапа (рисунок 11.21). На первом этапе частотно-модулированный сигнал преобразуется в амплитудно-модулированный, а на втором этапе - осуществляется амплитудное детектирование. Первый этап можно выполнить, подавая ЧМ сигнал на Рисунок 11,22

частотно-зависимый четырехполюсник (ЧЗЧ), с неравномерной частотной характеристикой. Часто в качестве такого четырехполюсника применяется параллельный резонансный контур. Схема частотного детектора для этого случая может выглядеть, как показано на рис.11.22. В схеме контур расстроен относительно частоты f_0 так,

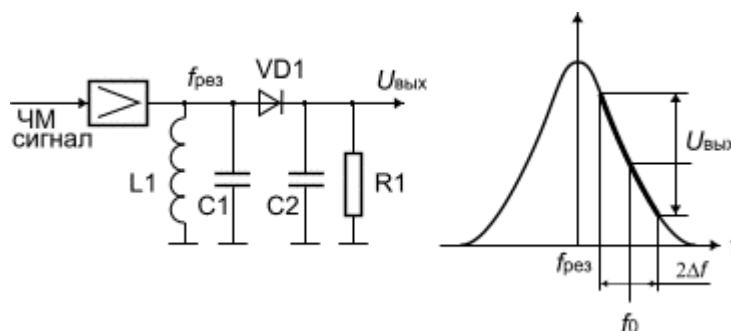


Рисунок 11,22

чтобы ЧМ сигнал попадал на один из скатов характеристики. Видно, что при изменении частоты выходное напряжение будет меняться и, следовательно, ЧМ сигнал получит и амплитудную модуляцию, из которой полезный выходной сигнал выделится амплитудным детектором, образованным элементами VD1, R1, C2. К недостаткам такого частотного детектора следует отнести сравнительно небольшой участок на резонансной кривой, имеющий линейную зависимость. Кроме этого, к недостаткам относится необходимость введения расстройки контура относительно центральной частоты модулированного колебания.

Более совершенная схема частотного демодулятора приведена на рисунке 11.23. В этой схеме имеются два резонансных индуктивно связанных контура, настроенных на одну частоту. Эти контуры также используются для преобразования ЧМ в АМ колебания. Напряжения относительно средней точки второго контура равны $U_2/2$, а напряжение подводимое в среднюю точку равно U_1 . При этом на резонансной частоте сигналы U_1 и U_2 сдвинуты на 90° , что и показано на векторных диаграммах рисунка 11.24. Так как выпрямленные диодными детекторами напряжения пропорциональны поданным на них напряжениям, то выходное напряжение оказывается равным нулю.

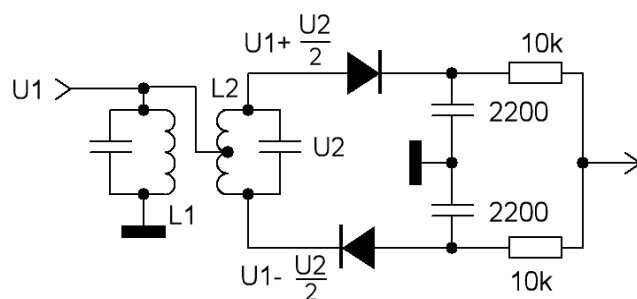


Рисунок 11.23

При расстройке этой системы контуров, вызванной изменением частоты входного сигнала, произойдет поворот вектора U_2 относительно вектора U_1 , на угол, отличный от 90° , как показано на рис. 11.24. Направление поворота зависит от знака расстройки. При этом изменятся значения напряжений, подаваемых на входы диодных детекторов и появится выходное напряжение. Зависимость этого напряжения от частоты показана на рисунке 11.25.

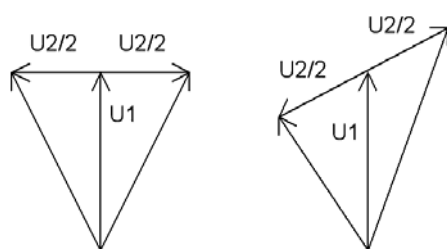


Рисунок 11.24

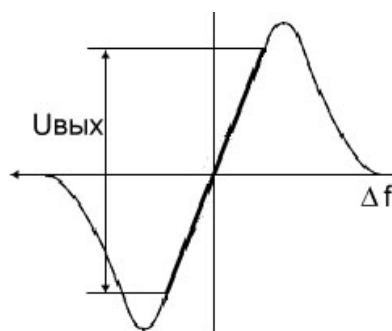


Рисунок 11.25

Современное решение проблемы частотного детектирования основывается на применении в качестве частотных детекторов систем с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ), получивших очень широкое распространение в интегральной технологии. Обобщенная структурная схема таких устройств показана на рисунке 11.24. В этой схеме фазовый детектор (ФД) следит за разностью фаз между приходящим ЧМ сигналом и сигналом генератора, управляемого напряжением (ГУН). При несовпадении фаз

вырабатывается напряжение подстройки ГУНа, которое и является демодулированным сигналом. Для обеспечения устойчивой работы применяется фильтр нижних частот, характеристика которого во многом определяет свойства ФАПЧ.

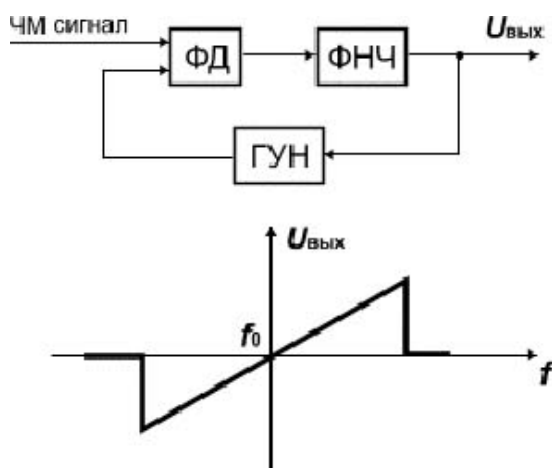


Рисунок 11.26

На основе такой схемы частотного детектора выполнено большое количество интегральных схем, например, 174ХА12, NE561, применяющихся как в системах связи, так и различной бытовой радиоаппаратуре (телевизорах, приемниках, видеоманитофонах и пр.).

Особенностью устройств ФАПЧ является то, что они могут работать при несущих ЧМ и ГУН кратных друг другу. Таким образом, показанная на рисунке 11.26 характеристика имеется и на частотах $2f_0$, $3f_0$ и т.д. В результате применения цифровой технологии схемы ФАПЧ менее чувствительны к паразитной амплитудной модуляции, чем схемы с колебательными контурами.

ИМС К174ХА12 представляет собой управляемый генератор - универсальную высокочастотную систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с замкнутым контуром обратной связи, обеспечивающую независимую регулировку центральной частоты и полосы удержания. Генератор содержит

фазовый детектор, генератор управляемый напряжением, эмиттерный повторитель, синхронный детектор.

Основным блоком в ИМС является управляемый генератор, от которого зависят такие параметры, как стабильность частоты выходных колебаний в диапазоне питающих напряжений и температуры, линейность модуляционных и демодуляционных характеристик, частота спектра выходного сигнала, диапазон рабочих частот. Управляемый генератор выполнен в виде эмиттерно-связанного мультивибратора, который работоспособен в широком диапазоне частот. Для минимизации температурного дрейфа частоты в нем предусмотрена температурная компенсация. Частота генератора определяется внешним частотно-задающим конденсатором, подключенным к выводам 2, 3. Изменяя номинал внешнего конденсатора в пределах $10^9 \dots 10$ пФ, можно устанавливать частоту собственных колебаний ГУН в диапазоне $0 \dots 10^7$ Гц. Схема

рисунка 11.27 предназначена для частотного детектирования на частоте 10.7 МГц. Схематическое построение генератора предусматривает возможность внешнего электронного управления частотой генерации и полосой удержания.

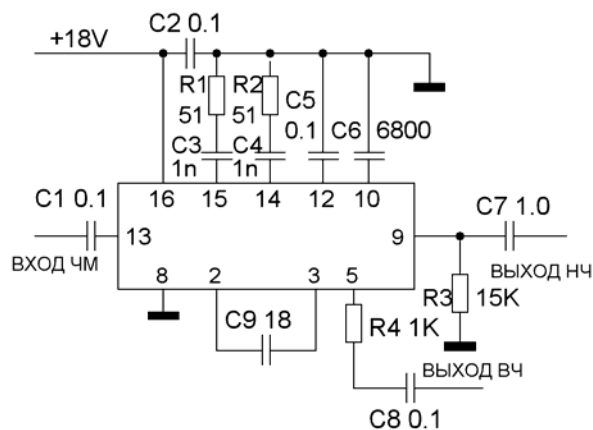


Рисунок 11,27

Фазовый детектор построен по схеме двойного балансного перемножителя на дифференциальных усилителях. Фильтр НЧ образован выходным сопротивлением фазового детектора и внешними элементами, подключаемыми к выводам 14 и 15.

Фильтр нижних частот обеспечивает необходимую полосу захвата путем подключения внешних элементов к выводам 14, 15. Номинал подключаемого конденсатора (в микрофарадах) можно определить по формуле $C=26,3/\Delta f$, где Δf (Гц) - необходимая полоса захвата.

На базе ИМС К174ХА12 можно строить высококачественный амплитудный детектор, имеющий высокую точность и обеспечивающий дополнительное ослабление паразитной АМ более чем 30 дБ. В ИМС предусмотрена возможность подключения конденсатора, образующего совместно с внутренним сопротивлением микросхемы цепь коррекции предискажений и обеспечивающего дополнительную фильтрацию несущей частоты.

При использовании микросхемы в режиме следящего фильтра выходной сигнал управляемого генератора снимают с вывода 5 через развязывающий резистор сопротивлением не менее 1кОм. Наличие синхронного детектора позволяет использовать ИМС в режиме синхронного АМ детектора, имеющего нелинейные искажения не более 1 % и обеспечивающего высокую помехоустойчивость. Для фильтрации ВЧ составляющих к выходу синхронного детектора подключен внешний конденсатор, который совместно с выходным сопротивлением детектора определяет полосу пропускания звуковых частот АМ.

Интегральная схема 174ХА12 и аналогичная ей NE561 требуют применения 18 вольт напряжения питания, что может вызвать затруднения.

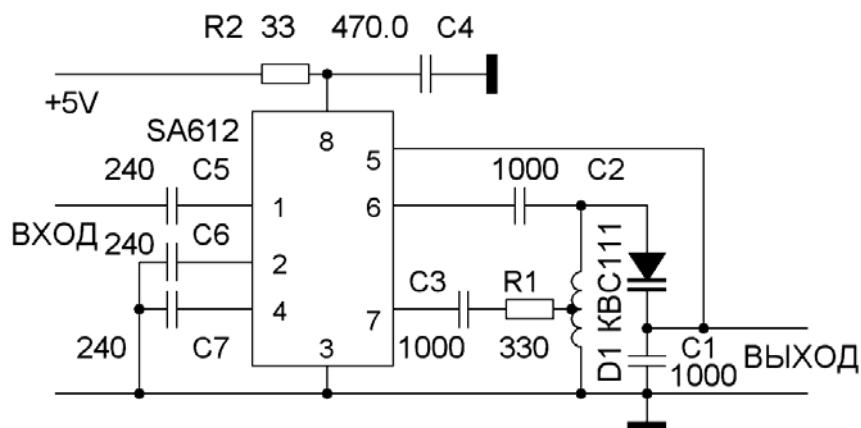


Рисунок 11.28

На рисунке 11.28 показана схема частотного детектора с напряжением питания всего в 5 вольт, созданная на основе балансного смесителя, работающего фазовым детектором, и встроенного гетеродина. С указанными номиналами детектор детектирует сигнал с частотой 11.7 МГц.

12. СИСТЕМЫ СТАБИЛИЗАЦИИ И АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

При проведении различных измерений обычно требуется какие-то исходные данные поддерживать на неизменном уровне, а какие-то менять по заданному закону. Для этого используются системы стабилизации и автоматического управления. Системы стабилизации бывают двух типов: параметрические и компенсационные. Последние иногда называют автокомпенсационными или системами стабилизации со следящей обратной связью. Действие параметрических систем стабилизации основано на некоторых свойствах объектов. Например: в смеси льда с водой поддерживается температура 0°C, в парах кипящей воды 100°C при нормальном атмосферном давлении, падение напряжения на стабилитроне постоянно при

неизменном токе через него, напряженность магнитного поля, создаваемого постоянным магнитом, в данной точке постоянна.

Такие системы просты, но обладают рядом недостатков. Действие некоторых из них кратковременно. Например, если весь лед растаял, то температура системы вода-лед начинает подниматься. Для изменения нужного параметра приходится изыскивать другой объект. Допустим, нужна постоянная температура равная 39°C . Возникает вопрос, а в каком процессе поддерживается такая постоянная температура? На такой вопрос зачастую трудно дать ответ.

Компенсационные системы стабилизации несколько сложнее устроены, но они более гибки. Обычно нет проблемы сделать стабилизируемый параметр нужной величины. Эти системы стабилизации легко перевести из режима стабилизации в режим автоматического управления.

Рассмотрим некоторые системы параметрической стабилизации. В радиоэлектронике чаще всего приходится встречаться с необходимостью стабилизации постоянного напряжения. Простейшая схема такого стабилизатора, которая весьма часто используется, показана на рисунке 12.1.

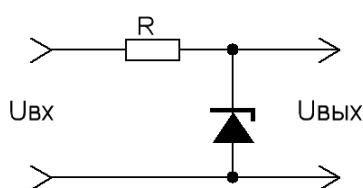


Рисунок 12.1

Она состоит всего из двух элементов: резистора и стабилитрона. Стабилизируемое напряжение определяется стабилитроном. Промышленность выпускает стабилитроны на различные напряжения: от 0.7В до нескольких сотен вольт. Чаще всего приходится встречаться с проблемой стабилизации напряжения от 5 до 15 вольт, потому что эта область напряжений обычно используется в транзисторной и интегральной технике.

Эта схема имеет ряд недостатков. Главный из них - это низкий коэффициент полезного действия (порядка 30%). Часть подводимой мощности рассеивается в добавочном сопротивлении, часть в стабилитроне. Поэтому такая схема используется чаще всего в качестве источника некоторого опорного напряжения, когда в нагрузку практически не надо передавать никакой мощности.

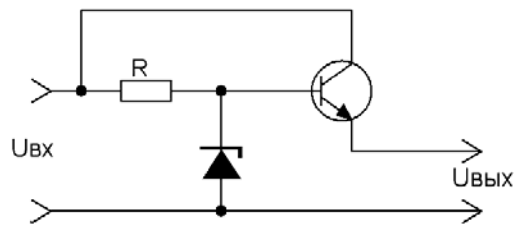


Рисунок 12.2

Небольшое усложнение схемы, путем добавления эмиттерного повторителя, позволяет увеличить коэффициент полезного действия до приемлемого уровня (порядка 70%) и передать в нагрузку значительную мощность (смотрите рисунок 12.2). Однако в настоящее время эта схема уже морально устарела, поскольку имеются интегральные схемы стабилизации постоянного напряжения, имеющие значительно лучшие характеристики, более простые в эксплуатации и более дешевые. Большая часть таких схем рассчитана на выходное стабилизируемое напряжение постоянного уровня. И хотя по своему внутреннему устройству они являются компенсационными схемами стабилизации, применение их такое, как будто они являются параметрическими. На рисунке 12.3 показана схема включения такого стабилизатора.

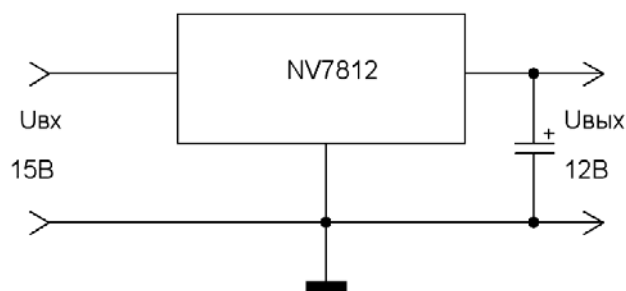
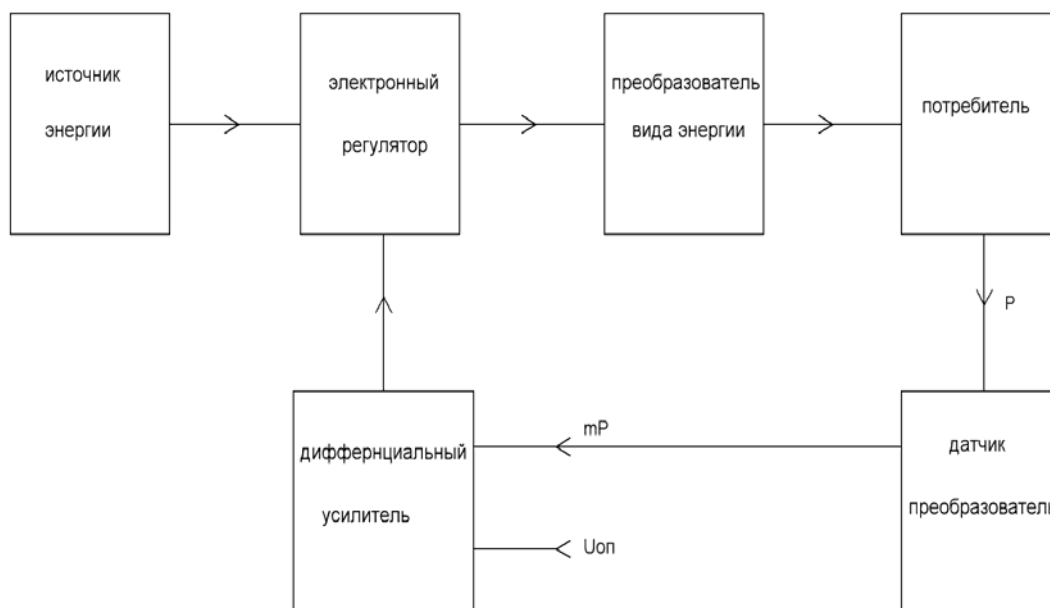


Рисунок 12.3

Выход такого стабилизатора обычно шунтируют электролитическим конденсатором, так как без него возможно появление паразитного самовозбуждения на высоких частотах. Кроме того, с повышением частоты внутреннее сопротивление стабилизатора повышается. В обозначении таких стабилизаторов импортного производства первые две буквы относятся к обозначению фирмы производителя, цифра 78 обозначает стабилизатор положительного напряжения, 79 – отрицательного напряжения. Стабилизатор с обозначением 78L12 рассчитан на малый выходной ток, обычно не превышающий 100мА. Отечественный аналог стабилизатора, примененного в схеме, имеет обозначение КР142ЕН8Б. Так как на стабилизаторе падает некоторое напряжение и может проходить ток до 1,5 А, то в стабилизаторе выделяется тепловая мощность, которую нужно рассеивать применяя, например, радиатор охлаждения. Стабилизаторы этого типа выдают достаточно стабильное напряжение для большинства применений, имеют низкое выходное сопротивление и не боятся кратковременных коротких замыканий на выходе.

Компенсационная система стабилизации и автоматического управления является наиболее совершенной. Ее можно применять во всех случаях, когда стабилизируемый параметр поддается управлению.

Рисунок 12.4



Напряжение или ток постоянные и переменные, напряженность магнитного поля, температура, уровень акустического давления, интенсивность светового или рентгеновского излучения, скорость вращения электродвигателя или скорость поступательного движения – это далеко неполный список того, что можно стабилизировать или чем можно управлять. Любые компенсационные системы стабилизации или автоматического управления строятся с использованием одной и той же блок-схемы. Типичный вариант такой схемы показан на рисунке 12.4.

В состав блок-схемы входит **источник энергии**. Это может быть электрическая сеть, трансформатор, различные источники питания. Далее следует **электронный регулятор** отбора энергии. Отбираемый ток может регулироваться транзистором непосредственно, с использованием широтно-импульсной модуляции, тиристорным или симисторным регулятором. В доброе старое время часто использовались для этой цели магнитные усилители. После электронного регулятора может стоять **преобразователь вида энергии**. Например, нагреватель сушильного шкафа или муфельной печи, электродвигатель, катушка электромагнита, источник света или рентгеновского

излучения и т.п. В результате получается желаемый стабилизируемый параметр P .. Для его стабилизации или автоматического управления сначала используется преобразование этого параметра в напряжение, пропорциональное этому параметру, с помощью соответствующего **датчика преобразователя**. Например, напряженность магнитного поля преобразуется в электрический сигнал датчиком Холла, температура с помощью термопары или терморезистора. Полученный сигнал mP подается на один вход дифференциального, чаще всего операционного, усилителя. На другой его вход подается опорное напряжение $U_{оп}$. Усиленная разность напряжений управляет действием электронного регулятора так, чтобы при превышении заданного уровня выходного параметра регулятор его уменьшал, а при уменьшении увеличивал. Поэтому эта система и называется компенсационной. В результате устанавливается равновесие, при котором $mP=U_{оп}$. Это соотношение определяет величину получаемого параметра $P=U_{оп}/m$. При постоянстве $U_{оп}$ и m получаем систему компенсационного стабилизатора. Если менять по соответствующему закону $U_{оп}$ или m получаем систему автоматического управления. Блок схема рисунка 12.4 включает в себя наиболее необходимые элементы. Реальная схема, в зависимости от решаемой задачи, может быть проще или сложнее. Неизменным является наличие кольца обратной связи, позволяющее использовать метод автоматической компенсации. Вместе с тем кольцо обратной связи приводит к тому, что эта схема становится похожей на усилитель с отрицательной обратной связью. В усилителе с отрицательной обратной связью по кольцу двигаются электрические сигналы, здесь же в качестве сигнала на отдельных участках могут выступать иные сигналы, например, температура, скорость вращения, напряженность магнитного поля и т.п. Тем не менее, рассматриваемая система перенимает от усилителя с отрицательной обратной связью некоторые ее недостатки. Главный из них – возможность неустойчивой работы. Стабильность выходного параметра зависит от коэффициента усиления дифференциального усилителя. Однако, с

повышением его коэффициента усиления можно зайти в область неустойчивой работы, когда выходной параметр вместо того, чтобы оставаться неизменным в системе стабилизации, начинает произвольно изменяться, периодически становясь то больше, то меньше желаемого уровня. Анализ устойчивости работы компенсационной схемы сводится к решению системы дифференциальных уравнений, описывающих прохождение сигнала по кольцу обратной связи. Поскольку подобные устройства часто используются в промышленных технологических процессах, анализу подобных устройств уделяется большое внимание. Существует ряд объемистых монографий, посвященных подобному анализу. Нет возможности здесь заниматься рассмотрением решения подобных задач. Можно лишь дать некоторые общие рекомендации. Прежде всего, необходимо по кольцу обратной связи подсчитать количество инерционных элементов, то есть элементов в которых происходит запаздывание реакции на изменение входного сигнала. Например, скорость вращения электродвигателя запаздывает при изменении тока через него, температуре не может мгновенно измениться, и так далее. Если по кольцу обратной связи имеется только один инерционный элемент, то система оказывается абсолютно устойчиво. При наличии двух инерционных элементов система относительно устойчива, может быть устойчивый режим, а может быть и не устойчивый. Все зависит от конкретных условий. Система с тремя инерционными элементами, как правило, неустойчива. Под термином неустойчивости мы понимаем возможность неустойчивой работы. Скажем в системе с тремя инерционными элементами возможен режим устойчивой работы, но при этом может оказаться, что стабилизация нужного параметра будет совсем плохой, а попытка улучшить стабилизацию переведет систему в неустойчивый режим. Вместе с тем во многих случаях нужно все-таки обеспечить хотя бы некоторыми специальными методами повышение устойчивости системы. Для этого в состав кольца обратной связи вводят специальную схему, влияющую на прохождение сигнала. Простейший способ

заключается во ведении в состав кольца еще одного инерционного элемента с постоянной времени намного большей, чем постоянные времени всех остальных элементов. Тогда можно считать, что поведение системы определяется наличием одного инерционного элемента и система будет устойчива. Этот способ обладает тем недостатком, что при резком изменении дестабилизирующего параметра выходной параметр не может так же быстро измениться и будут наблюдаться кратковременные выходы из режима стабилизации. На рисунке 12.5 показано, что может произойти при резком изменении входного напряжения с выходным параметром.

Для того, чтобы уменьшить реакцию на резкое изменение входного параметра, в схему наряду с интегрирующей цепочкой вводят еще и дифференцирующую. Подбором постоянных времени дифференцирующей и интегрирующей цепи удастся добиться значительно лучших результатов.

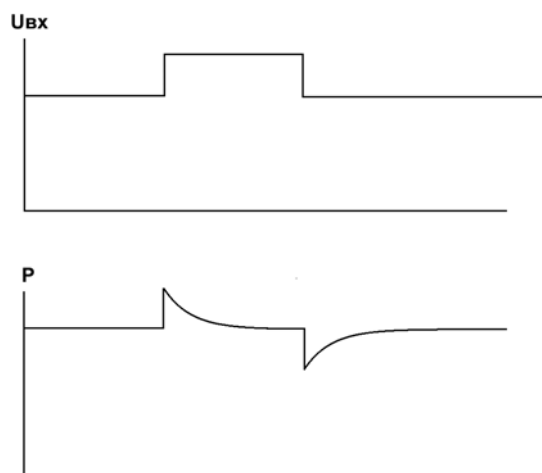


Рисунок 12.5

Рассмотрим простейшую систему стабилизации температуры, называемую термостатом. То, что здесь будет рассмотрено может быть использовано для термостатирования небольших объектов с поддержанием температуры выше максимальной комнатной.

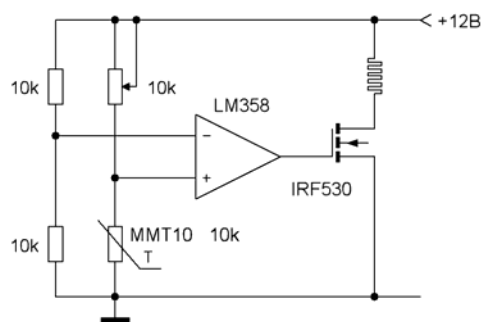


Рисунок 12.6

В схеме рисунка 12.6 источником опорного напряжения является делитель напряжения питания. Необходимо, чтобы оно было хорошо стабилизировано. Датчиком температуры является полупроводниковое термосопротивление, уменьшающее свою величину с ростом температуры. Допустим температура будет поддерживаться постоянной на уровне 50°C . При повышении температуры напряжение на не инвертирующем входе операционного усилителя понижается и понижается напряжение на затворе полевого транзистора, что приведет уменьшению тока через него и уменьшению температуры нагревателя, стоящего в цепи стока полевого транзистора. Анализ схемы стабилизации температуры показывает, что эта схема имеет потенциальную возможность поддерживать температуру постоянной с точностью $0,001^{\circ}\text{C}$. На самом деле получить результат лучше $0,1^{\circ}$ весьма проблематично. Целый ряд причин приводит к этому. Во первых, эта система термостатирования в принципе стремится поддерживать постоянной температуру именно терморезистора, а что творится в объеме термостата это другой вопрос. Возможно в термостатируемом объекте в процессе его работы выделяется тепло. И количество тепла может как то меняться. Из за неравномерности температуры стенок термостата в объеме его могут возникать конвекционные потоки и градиенты температуры. Таким образом, результат в значительной мере зависит от конструкции термокамеры. Обычно стараются выполнить термокамеру в виде толстостенного алюминиевого цилиндра с

крышками. Проволочный нагреватель равномерно наматывается на цилиндр. Все это помещается в слой термоизоляции для увеличения тепловой инерции термокамеры и снижения потребляемой мощности. Из-за большой инерционности в передаче температуры и большого коэффициента усиления операционного усилителя, термостат обычно работает в прерывистом режиме. Нагреватель то включается на полную мощность, то выключается. В таком ключевом режиме в полевом транзисторе почти не выделяется тепло. Тем не менее из-за большой тепловой инерции температура колеблется мало. Как уже говорилось, колебания температуры термосопротивления будут порядка $0,001^{\circ}\text{C}$, а колебания температуры термостатируемого объекта могут быть намного больше. Описываемый термостат может иметь объем камеры до 1 литра. Если нужно иметь намного большую мощность для нагревателя, то обычно используют для регулировки тока через нагреватель тиристор или симистор, включенные в цепь переменного тока последовательно с нагревательным элементом. В этом случае можно регулировать мощность до многих киловатт и даже десятков киловатт.

13.АНАЛОГОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА.

Несмотря на все достижения цифровой вычислительной техники, в ряде случаев оказывается рационально производить математические вычисления с аналоговыми сигналами в аналоговом виде. Особенно если в окончательном виде необходимо получить результат в виде аналогового сигнала. Вычислительное устройство в этом случае получается намного проще цифрового и намного более быстродействующее. В аналоговом виде можно совершать все основные арифметические операции, операции логарифмирования и антилогарифмирования, дифференцирования и интегрирования и решение систем линейных дифференциальных уравнений. До

того, как появились цифровые вычислительные устройства, в научных исследованиях широко использовались аналоговые вычислительные машины. Теперь их время кончилось, но при решении конкретных задач электроники все еще можно в ряде случаев с успехом использовать аналоговые методы вычислений. Погрешность вычислений в аналоговом виде обычно не превышает 1% и результат получается за время порядка 1 микросекунды. Хотя точность получается намного хуже, чем при цифровых методах вычислений, но все же может оказаться приемлемой. Зато по быстродействию аналоговые вычислительные устройства могут иметь преимущество перед цифровыми. Рассмотрим некоторые методы аналоговой вычислительной техники.

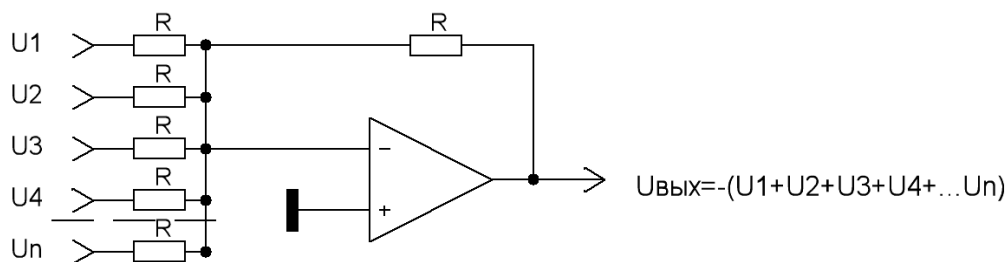


Рисунок 13.1

Операции сложения и вычитания. Используется свойства инвертирующего усилителя. На рисунке 13.1 показана схема сложения – вычитания нескольких сигналов. Принцип действия схемы заключается в том, что если усилитель работает в линейном режиме, тогда потенциал инвертирующего входа будет очень мал, так как выходной сигнал ограничен по величине, а коэффициент усиления по напряжению операционного усилителя очень велик. На инвертирующем входе образуется, как говорят, «виртуальная земля». Поэтому на инвертирующем входе суммируются токи от всех источников и затем они проходят через сопротивление обратной связи и создают на нем падение напряжения равное сумме, с обратным знаком, всех поданных сигналов если все резисторы в схеме имеют одинаковое

сопротивление, как это показано на схеме. Если сопротивление резисторов сделать не разными, тогда на выходе получится линейная комбинация сигналов. Для вычитания сигнала, его нужно подать на вход схемы с другим знаком. Так что если нужно из одного сигнала вычесть другой, нужно использовать два операционных усилителя. Один из них для инвертирования того сигнала, который нужно вычесть. В качестве вычитающего устройства можно рекомендовать схему на одном операционном усилителе, показанную на рисунке 13.2. Если все резисторы одинаковы, тогда происходит простое

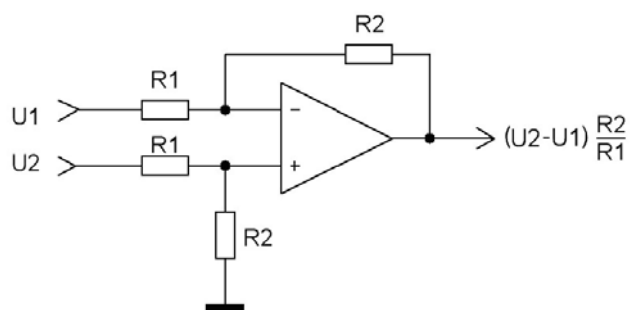


Рисунок 13.2

вычитание, если неодинаковы - тогда вычитание происходит с усилением или ослаблением. Погрешность рассмотренных суммирующих или вычитающих схем в значительной мере определяется отклонением сопротивлений используемых резисторов от необходимых номиналов. Имеются высокоточные резисторы с погрешностью 0,05%. Можно применять уточняющие подстроечные резисторы. Иногда нужное сопротивление можно получить из двух или трех резисторов. Некоторую погрешность может внести наличие напряжения смещения операционных усилителей. При соблюдении всех необходимых мер можно получить погрешность рассмотренной математической операции на уровне 0,1 %. Время, в течение которого все переходные процессы после изменения входных сигналов установятся и выходное напряжение примет правильное значение, определяется

быстродействием применяемых операционных усилителей и может быть порядка 0,1-1 мкс.

Электронные интеграторы и дифференциаторы являются линейными устройствами и их схема более простая, по сравнению со схемами для других математических операций. Схема дифференциатора показана на рисунке 13.3.

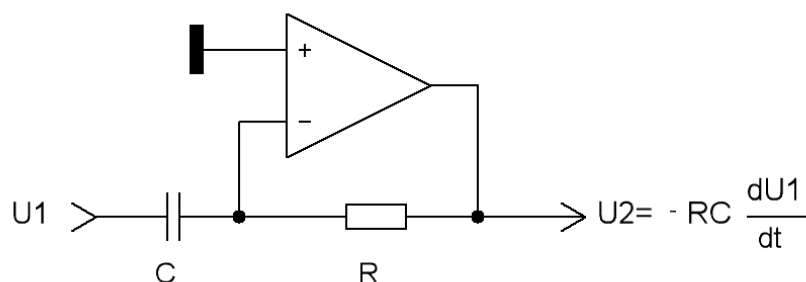


Рисунок 13.3

Как и в предыдущей схеме, на инвертирующем входе операционного усилителя образуется виртуальная земля, поэтому через конденсатор будет течь ток перезарядки $I_1 = C \frac{dU_1}{dt}$. Этот ток, протекая по резистору, создаст на нем падение напряжения, являющееся выходным сигналом, $U_2 = RI_1 = -RC \frac{dU_1}{dt}$. Знак минус получился из-за того, что ток I_1 является током вытекающим.

Схема электронного интегратора изображена на рисунке 13.4.

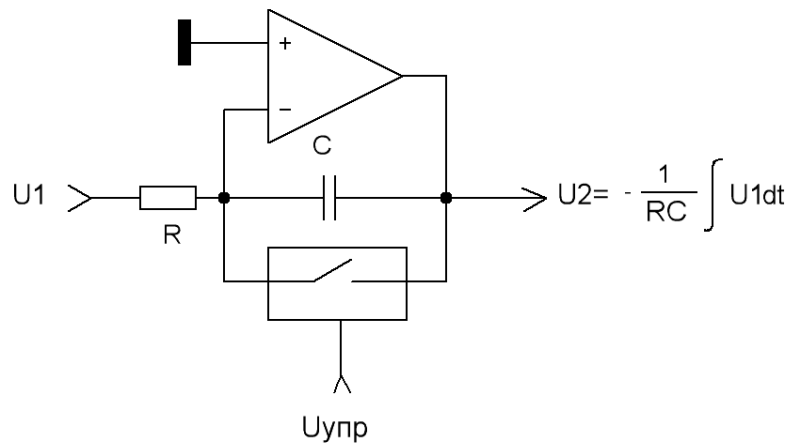


Рисунок 13.4

Принцип действия похож на принцип действия дифференциатора. На входе операционного усилителя образуется виртуальная земля, в результате по резистору потечет ток $I_1 = U_1/R$. Этот ток будет заряжать конденсатор по закону $U_2 = \frac{1}{C} \int I_1 dt = -\frac{1}{RC} \int U_1 dt$. Важным элементом схемы является электронный ключ, когда ключ замкнут, на выходе будет существовать нулевой сигнал вне зависимости от входного, поскольку на инвертирующем входе все время существует виртуальная земля. Как только ключ разомкнется, начинается процесс интегрирования входного сигнала. Результат интегрирования за заданный промежуток времени можно сохранить, если по окончании этого промежутка времени разорвать подачу входного сигнала, применив еще один ключ, не показанный на схеме.

Логарифмирование и антилогарифмирование. Эти две математические операции, помимо того, что через них можно осуществлять ряд других операций: умножение, деление, возведение в степень и извлечение корней любой степени, в измерительной технике имеют большое самостоятельное значение. Операция логарифмирования широко используется для сжатия динамического диапазона измеряемой величины. Как построить график

величины, которая может меняться в миллион раз? В линейном масштабе это сделать невозможно. Но если на графике откладывать логарифм этой величины, используя десятичные логарифмы, то при изменении величины в миллион раз, логарифм ее изменится только в 6 раз и может быть отражен на графике. Метод логарифмирования для сжатия динамического диапазона очень широко используется. Выпускается бумага в логарифмическом или полулогарифмическом масштабе, выпускаются измерительные приборы и самописцы с логарифмической индикацией. В ряде случаев шкала таких приборов градуируется в децибелах, определяемых как $10\lg(P2/P1)$. Например, уровень громкости звука в децибелах определяется через отношение звукового давления в данном случае к звуковому давлению порога слышимости. Метод логарифмирования хорош тем, что обеспечивает постоянную относительную погрешность при любом значении отображаемой в логарифмическом масштабе величины.

Действие электронных логарифмирующих устройств основано на особенностях вольтамперной характеристики PN перехода. Теоретически ток через переход и напряжение на нем связаны соотношением

$$J = (J_n e^{\frac{eU}{kT}} - 1) \quad (13.1)$$

Где J_n – ток насыщения, e – заряд электрона, U – напряжение на переходе, k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура. Приведенная теоретическая зависимость тока от напряжения очень хорошо подтверждается экспериментально. В области прямых токов единицей в круглых скобках (13.1) можно пренебречь и тогда

$$J = J_n e^{\frac{eU}{kT}} \quad (13.2)$$

Эта формула описывает операцию антилогарифмирования, а если выразить зависимость напряжения от тока, то получим операцию логарифмирования

$$U = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{J}{J_n}\right) \quad (13.3)$$

Как видно, напряжение связано с логарифмом тока. Это создает определенные трудности, так как источником сигнала, который нужно прологарифмировать, чаще всего выступает источник напряжения. Поэтому в устройство логарифмирования необходимо вводить преобразователь напряжения в ток. Такая схема показана на рисунке 13.5. На инвертирующем входе образуется виртуальная земля, поэтому входной ток равен U_1/R и он же проходит через диод, создавая на нем падение напряжения $U_2 = -\frac{kT}{e} \ln\left(\frac{U_1}{RJ_n}\right)$.

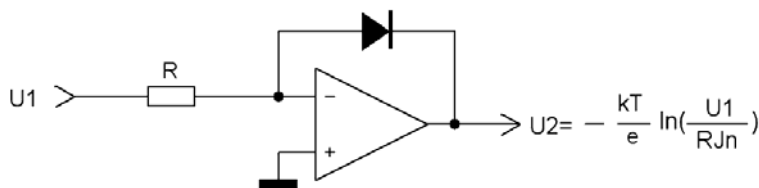


Рисунок 13.5

Для логарифмирования используется PN переход диода. Однако лучшие результаты получаются не с диодом, а с эмиттерным переходом транзистора. Это является следствием того что только при качественном изготовлении эмиттерного перехода транзистор может иметь хорошие характеристики. Что же касается диода, то к качеству изготовления его PN перехода не предъявляются такие жесткие требования. В последующих схемах везде для простоты изображения показан диод, а на самом деле используется транзистор

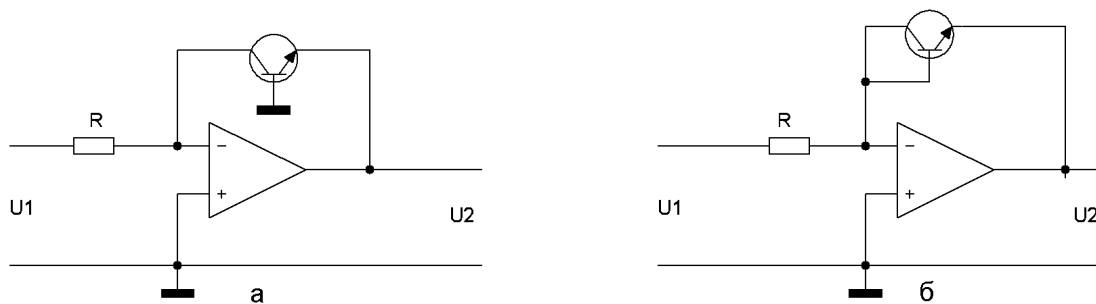


Рисунок 13.6

На рисунке 13.6 показано два возможных способа включения транзистора в логарифмирующую схему. Схема рисунка 13.6б дает заметно худший результат по сравнению со схемой 13.6а, так как обратный ток эмиттерного перехода, приводящий к сокращению диапазона логарифмирования, значительно больше обратного тока коллекторного перехода. Однако в схеме 13.6б транзистор дает дополнительное усиление в петле отрицательной обратной связи и эта схема склонна к самовозбуждению. Для устранения самовозбуждения в схему вводится корректирующая цепочка, показанная на рисунке 13.7. Очень важным является использование операционного усилителя с малым значением входного тока. При использовании этих условий диапазон логарифмирования схемы рисунка 13.6 может достигать 10^7 раз.

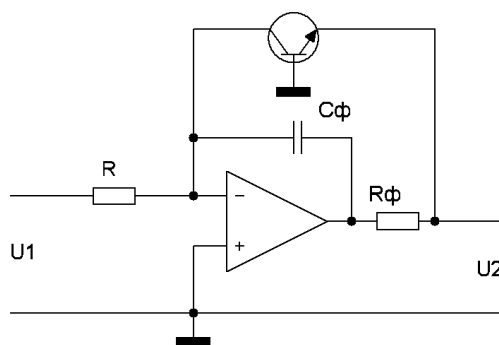


Рисунок 13.7

На рисунке 13.8 показана схема антилогарифмирования.

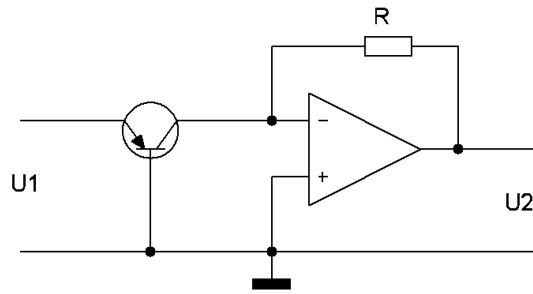


Рисунок 13.8

В последующих схемах для упрощения начертания схем показаны логарифмирующие диоды, а не транзисторы, хотя применение транзисторов желательно.

Схема на рисунке 13.6, 13.7 практически не может быть использована, так как имеется сильная зависимость от температуры. Зависимость от температуры проявляется явно, так как в выражении (13.3) имеется множитель T , и неявно, так как ток J_n тоже зависит от температуры. Для устранения зависимости от температуры используют не одну, а две логарифмирующие ячейки, результаты действия которых вычитают, и дополнительно производят температурную компенсацию. Такая схема показана на рисунке 13.9..

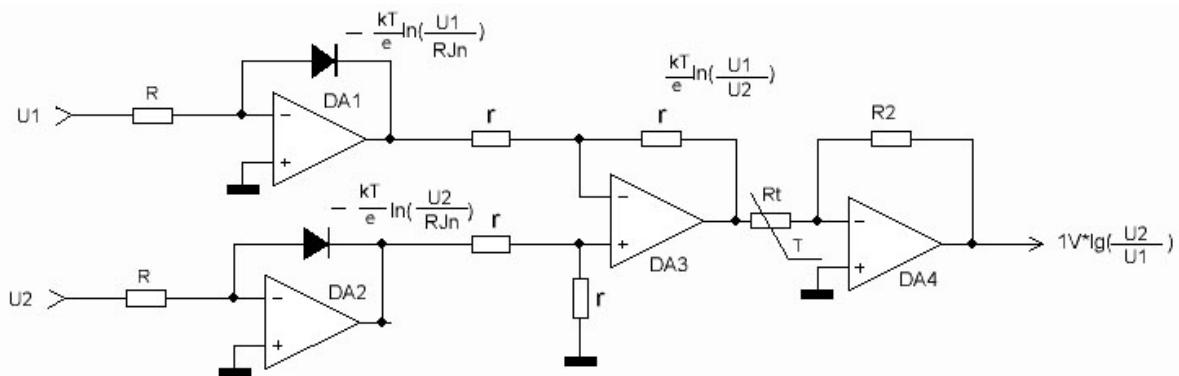


Рисунок 13.9

На входе схемы используется две одинаковые логарифмирующие схемы DA1 и DA2. Очень важно, чтобы температуры обеих логарифмирующих переходов отличались как можно меньше. Разность температур не более $0,05^{\circ}\text{C}$.

Этого можно добиться, если использовать однокристалльную сборку транзисторов, или подобрать два транзистора с как можно близкими характеристиками в пластмассовом корпусе, соединить их плоскими частями и поверх обмотать бандажом из медной проволоки. После вычитания прологарифмированных сигналов на выходе ДАЗ исчезает в результате сокращения зависимость от тока насыщения и связанная с током насыщения зависимость от температуры. Остается прямо пропорциональная зависимость от абсолютной температуры. Ее можно скомпенсировать применив далее усилитель с коэффициентом усиления обратно пропорциональным абсолютной температуры. Для этого достаточно, чтобы сопротивление резистора R_t было прямо пропорциональным абсолютной температуре. Это легко сделать, так как сопротивление чистых металлов обладает этой особенностью. Наиболее доступно применение с этой целью применение сопротивления из очень тонкой медной проволоки. Можно применить подходящую катушку от малогабаритного реле. В этом случае можно даже не извлекать катушку из реле.

Если сопротивление обратной связи R_2 сделать в 16.9 раз больше сопротивления R_t , тогда получится довольно удобная шкала: при изменении входного сигнала U_2 в 10 раз выходное напряжение будет меняться на 1 вольт. Второе напряжение U_1 служит для установки нуля на выходе. Когда $U_2=U_1$ выходное напряжение обращается в нуль.

На основе схемы логарифмирования легко создать схемы перемножения, деления, возведения в любую степень и схемы извлечения корней, используя известные алгоритмы. Недостатком этих устройств является ограничение на полярность сигнала. Логарифмирующее устройство на основе PN перехода может работать только с сигналами одной полярности, когда переход находится в проводящем состоянии. Другой недостаток связан низким быстродействием

при логарифмировании малых сигналов, когда усилитель имеет большое усиление и отрицательная обратная связь оказывается слабой.

Известен целый ряд методов совершения математических операций перемножения или деления основанных на других принципах. Например, широко применяется для перемножения сигналов алгоритм

$$(U_1+U_2)^2-(U_1-U_2)^2=4U_1U_2.$$

Этот алгоритм правильно работает при любой полярности поданных сигналов. Промышленность выпускает целый ряд интегральных схем, работающих по этому алгоритму. На рисунке 13.7 показано включение такой интегральной схемы. С помощью этой схемы можно перемножать или делить сигналы, возводить сигнал во вторую степень. Кроме того, усложнив схему добавлением еще одного операционного усилителя, можно извлекать квадратные корни. Схема может обрабатывать сигналы с частотой повторения до 1МГц и с погрешностью до 0.5%. Однако большая часть выпускаемых промышленностью интегральных схем перемножения предназначена для перемножения высокочастотных сигналов с целью преобразования частоты. Они мало пригодны для перемножения аналоговых сигналов.

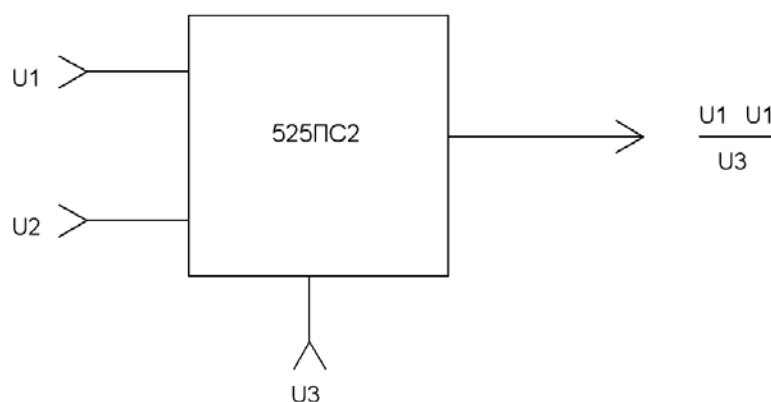


Рисунок 14.0

Известны перемножающие схемы, действие которых основано на одновременном применении амплитудно - импульсного модулятора и широтно - импульсного модулятора. Можно применить для перемножения или деления сигналов закон разряда конденсатора через постоянное сопротивление.

14. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ВИДА СИГНАЛОВ.

Здесь мы рассмотрим преобразователи ток-напряжение, напряжение ток, напряжение-частота, частота-напряжение, амплитудной модуляции и аналого-цифровые преобразователи.

Преобразователи ток – напряжение и напряжение – ток.

Преобразовать ток в напряжение очень просто. Достаточно использовать усилитель тока на операционном усилителе. Необходимость в таком преобразовании возникает при усилении сигнала от фотоэлементов, фотодиодов, фотоэлектронных умножителей и других источников с очень большим внутренним сопротивлением. На рисунке 14.1 показана схема такого усилителя. В этой схеме весь входной ток проходит по сопротивлению в цепи отрицательной обратной связи и образует выходной сигнал $U_{\text{вых}} = -JR$.

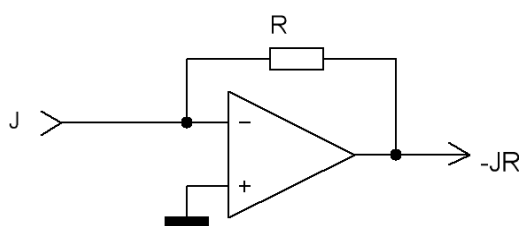


Рисунок 14.1

Преобразование напряжение – ток можно произвести с использованием схемы рисунка 14,2. Однако эту схему можно использовать не всегда, так как сопротивление нагрузки не соединено общим проводником.

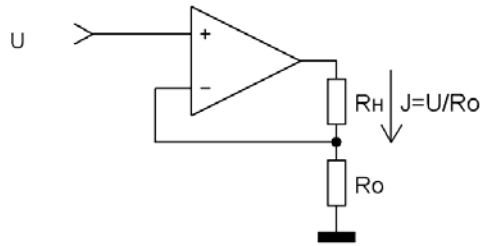


Рисунок 14.2

Схема с заземленной нагрузкой заметно сложнее.

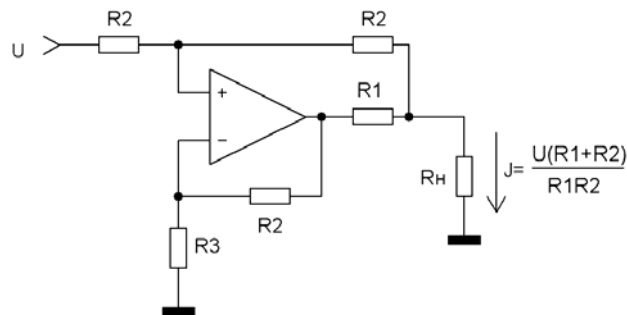


Рисунок 14.3.

Для настройки схемы требуется подобрать сопротивление резистора $R_3 = R_2 R_2 / (R_1 + R_2)$. Следует иметь в виду, что внутреннее сопротивление источника сигнала должно быть намного меньше R_2 .

Схема преобразователя напряжение – ток часто используется для передачи аналоговых сигналов по длинным проводным линиям связи методом «токовой петли».

Преобразователи напряжение – частота и частота – напряжение. Такие преобразователи часто используются для передачи информации по линиям связи, поскольку вне зависимости от потерь сигнала в линии, частота сигнала остается неизменной.

Принцип действия преобразователя напряжение – частота поясняет рисунок 14.4. Сначала входное напряжение преобразуется в пропорциональный ему ток. Затем этим током заряжается конденсатор. Когда напряжение на

конденсаторе достигнет уровня срабатывания компаратора на операционном усилителе или специализированном компараторе, срабатывает одновибратор и практически мгновенно с помощью ключа S разряжается конденсатор. Затем процесс повторяется.

Поскольку время зарядки конденсатора оказывается обратно

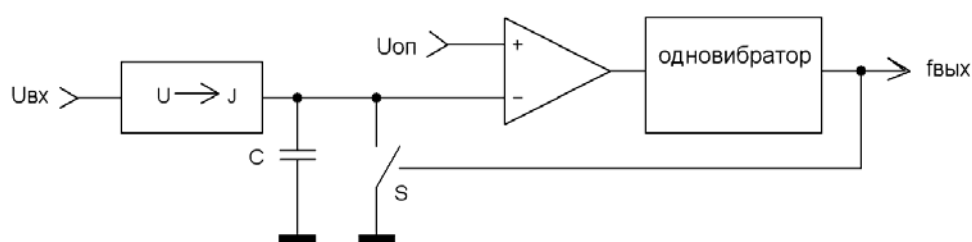


Рисунок 14.6

пропорциональным поданному напряжению, вырабатываемая одновибратором частота оказывается пропорциональна поданному напряжению. На рисунке 14.7 показана одна из схем реализующую эту идею. Преобразователь напряжения – ток совмещен в схеме на электронном интеграторе. Вместо одновибратора используется триггер Шмидта. Подстроечным резистором R3 устраняется напряжение смещения первого операционного усилителя, работающего электронным интегратором. Частота генерации связана с входным напряжением $U_{вх}$ соотношением

$$f = \frac{R_6}{2R_5R_2C_1} \frac{U_{вх}}{U_{пит}}$$

Эта схема дает возможность получить линейность преобразования порядка 1% в диапазоне входных сигналов от 10 мВ до 10В. Имеются специализированные интегральные схемы

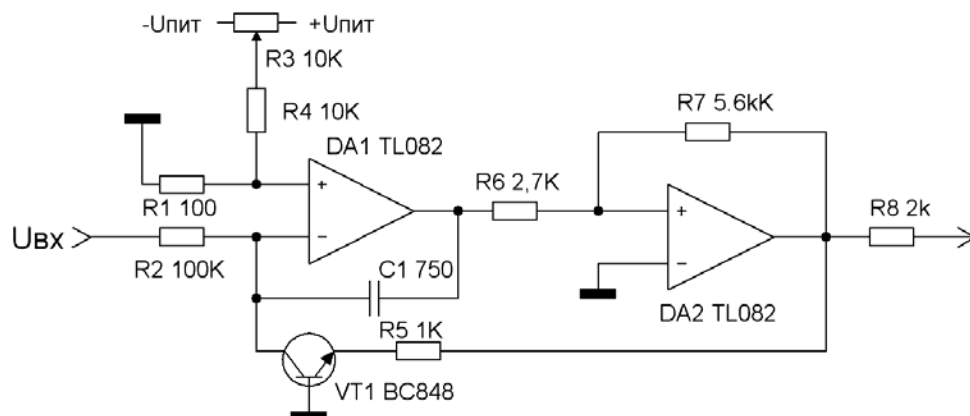


Рисунок 14.7

для преобразования напряжения в частоту. Например, LM331 решает эту задачу с линейностью порядка 0,01% и выдает частоты от 1Гц до 100КГц.

Известно несколько схем для преобразования частоты в напряжение. Схема преобразователя с дозирующим конденсатором показана на рисунке 14.8. На

вход схемы подаются импульсы напряжения прямоугольной формы и постоянной амплитуды U_0 . Конденсатор C_1 в момент подачи положительного фронта через диод VD_1 заряжается до амплитудного значения поданного сигнала. С приходом отрицательного фронта накопленный заряд сбрасывается через диод VD_2 на конденсатор C_2 . Емкость конденсатора C_2 выбирается много больше емкости конденсатора C_1 . Поэтому весь накопленный на конденсаторе C_1 заряд будет переходить на конденсатор C_2 . За каждый период конденсатор C_1 будет переносить на конденсатор C_2 заряд $C_1 U_0$. За единицу времени на конденсатор C_2 поступит заряд $f U_0 C_1$. Весь этот заряд постепенно рассасывается через резистор R . Поэтому на резисторе R появится падение

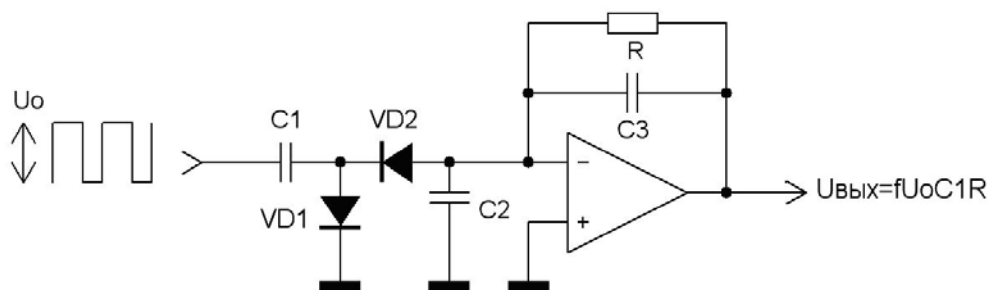


Рисунок 14.8

напряжения fU_0C1R , которое и будет являться выходным напряжением. В это выражение не входит величина емкости конденсатора $C3$. На самом деле конденсатор $C3$ вместе с резистором R образуют усредняющую цепочку с постоянной времени $RC3$, сглаживающую пульсации выходного сигнала. Эта задача возникает тогда, когда рассматриваемый преобразователь используется как измеритель скорости счета импульсов, поступающих от счетчика фотонов, рентгеновских или гамма квантов или счетчика элементарных частиц. Эти импульсы распределены во времени случайным образом по закону Пуассона и наблюдаются значительные отклонения скорости счета от среднего значения. Усредняющая цепочка сглаживает пульсации выходного сигнала

Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция наиболее просто и весьма качественно может быть получена с использованием перемножителей напряжений. Можно использовать для этих целей один из перемножителей предназначенных для преобразователей частоты (иногда их называют смесителями). Для этого нужно перемножить напряжение сигнала несущей частоты с суммой напряжений сигнала модуляции с некоторым постоянным напряжением. Такая схема показана на рисунке 14.9. Сигнал несущей частоты подается на вход 6 смесителя SA612A, модулирующий низкочастотный сигнал на вход 1, дополнительное постоянное напряжение смещения получается за счет шунтирования входа 2 резистором, поскольку рассматриваемая интегральная схема имеет дифференциальный вход с использованием входов 1 и 2, напряжение смещения на которых задается внутренним встроенным делителем напряжения, а шунтирование одного из этих входов создает дополнительное напряжение смещения между этими входами.

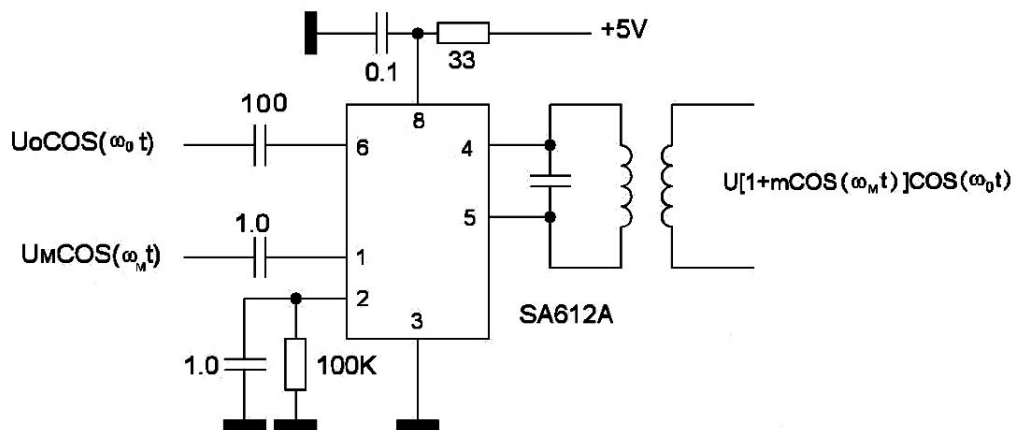


Рисунок 14.9

Для получения 100% модуляции необходимо подать сигнал несущей частоты в 200 мВ, а сигнал модуляции 30 мВ. При 100% модуляции искажения огибающей выходного промодулированного сигнала на экране электронного осциллографа не заметно.

Аналого-цифровые преобразователи используются для преобразования информации, содержащейся в аналоговом сигнале, в цифровую информацию для последующей передачи ее в цифровые системы обработки информации: микропроцессоры или ЭВМ. Имеются микропроцессоры со встроенными аналого-цифровыми преобразователями. Здесь нет возможности подробно остановиться на всех особенностях применения аналого-цифровых преобразователей. Приведем лишь один пример применения такого преобразователя для ввода данных в ЭВМ. На рисунке 14.10 показана схема включения 12 разрядного преобразователя ADS7818. Связь с ЭВМ

осуществляется через COM порт.

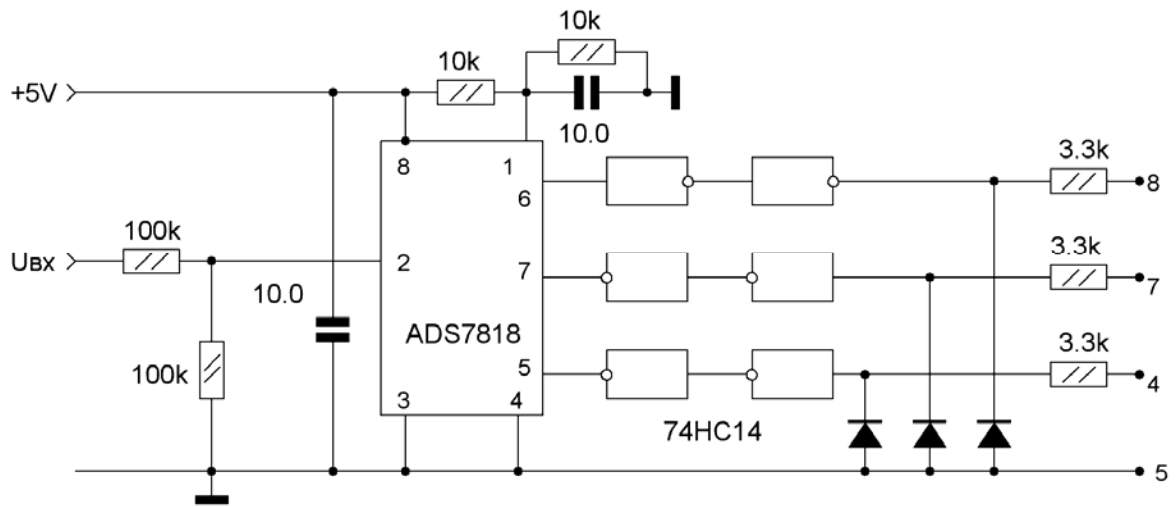


Рисунок 14.10

С правой стороны показаны номера используемых выводов COM порта. Для согласования и защиты аналого-цифрового преобразователя и ЭВМ от возможных помех, используются шесть триггеров Шмидта. Входной сигнал подается через достаточно высокоомный делитель напряжения, защищающий преобразователь от возможных перенапряжений со стороны входа. Программа связи с ЭВМ, написанная на языке Паскаль, приводится ниже.

```

uses dos,crt;
label 1,2,3,4;
var n,f,e: byte;
st,tmp: byte; {ext}
q,S,J,b,g: integer;
OutReg,StatusReg: integer; {ext}
T,d: real;
h: text;
k: string;

procedure init;
begin

```

```

b:=$3F8; n:=12;
port[b+4]:=1;
delay(100);
port[b+3]:=64;
delay(500);
end;

procedure acquisition;
begin
port[b+4]:=0; d:=0;
port[b+4]:=2; port[b+4]:=2;
port[b+4]:=2; port[b+4]:=0;
port[b+4]:=2; port[b+4]:=2;
port[b+4]:=2; port[b+4]:=0;
port[b+4]:=2; port[b+4]:=2;
port[b+4]:=2; port[b+4]:=0;

for f:=0 to n-1 do
begin
port[b+4]:=2;
e:=port[b+6] and 16;
port[b+4]:=0;
if e=16 then d:=d+exp((n-1-f)*ln(2));
end;
d:=(5*d)/(exp((n)*ln(2))-1);
port[b+4]:=1;
end;

procedure affiche1;

```

```

begin
acquisition;
d:=(int(1000*d))/1000;
writeln(h,J:4,'    ',1000*d:4:0);
writeln(J:4,'    ',1000*d:4:0);
end;
    procedure affiche2;
begin
acquisition;
d:=(int(1000*d))/1000;
writeln(h,J:4,'        ',1000*d:4:0);
writeln(J:4,'        ',1000*d:4:0);
end;
BEGIN
clrscr;
init;
{ext begin}
    StatusReg:=b+5;
    OutReg:=b;
    st:=port[StatusReg] and 32;
    if st<>0 then port[OutReg]:=0;
{ext end};
begin
    write('введите название файла:'); read(k);
    assign(h,k);
    rewrite(h);
    begin
        write('шаг счета, сек:'); read(T);
        write('количество шагов:'); read(S);

```



```

    J:=0;
end;

begin 4:
    J:=J+1;
    affiche1;    q:=0;
1: q:=q+1;
    delay(200);
    if q<t*1000 then goto 1;
    IF J>S+1 THEN GOTO 2;

        J:=j+1; affiche2;
    q:=0;
3: q:=q+1;
    delay(200);
    if q<t*1000 then goto 3;
    IF J<S THEN GOTO 4;

    IF J>S+1 THEN GOTO 2;
end;
end;
2: close(h);
{ext begin}
    st:=port[StatusReg] and 1;
    if st<>0 then tmp:=port[OutReg];

    st:=port[StatusReg] and 32;
    if st<>0 then port[OutReg]:=$FF;
{ext end};

```

END.

Согласно этой программы, считывание данных производится через равные промежутки времени, которые задаются, и количество таких шагов то же задается.

15. ГЕНЕРАТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Наиболее простой способ получить высококачественное напряжение синусоидальной формы - это использовать генератор с колебательным контуром. Обычно такой генератор строится на основе резонансного усилителя с колебательным контуром, охваченного цепью положительной обратной связи. Известно большое число схем таких генераторов. Рассмотрим только некоторые.

Среди схем генераторов гармонических колебаний с колебательным контуром наиболее популярны так называемые трехточечные генераторы, в которых колебательный контур подключается к электронной схеме тремя точками. Для этого либо делается отвод от катушки индуктивности, либо используется емкостный делитель напряжения. Сама электронная схема представляет каскад усиления на биполярном или полевом транзисторе. При использовании комбинированных интегральных схем этот каскад может быть встроен внутрь интегральной схемы и сделаны выводы для подключения

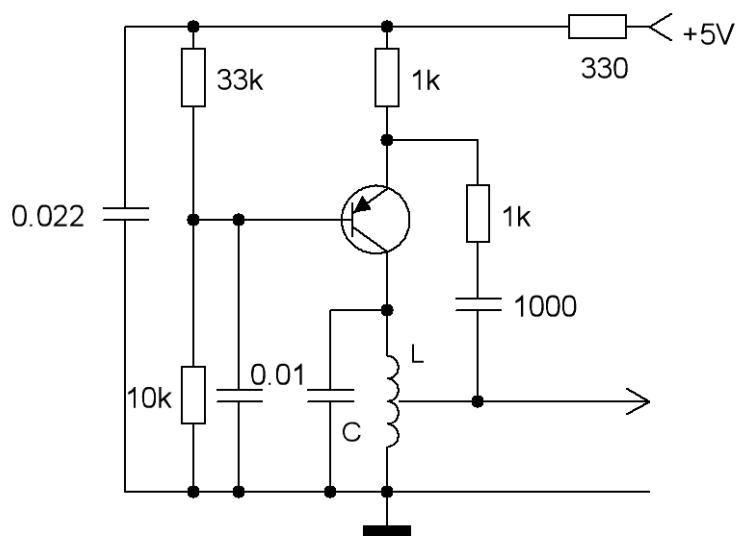


Рисунок 15.1

колебательного контура тремя точками. На рисунке 15.1 показана типичная схема генератора на биполярном транзисторе. Так как во многих случаях желательно иметь колебательный контур заземленным, а напряжение питания обычно положительное, в этой схеме пришлось применить PNP транзистор. Величины сопротивлений и конденсаторов зависят от генерируемой частоты и добротности колебательного контура и в конкретном случае могут отличаться от обозначенных на схеме. Результат работы генератора во многом зависит от величины сопротивления резистора в цепи обратной связи, регулирующего величину положительной обратной связи. При малой ее величине генератор будет надежно самовозбуждаться, но стабильность частоты будет плохая. При большой величине генератор может не загенерировать. На рисунке 15.2

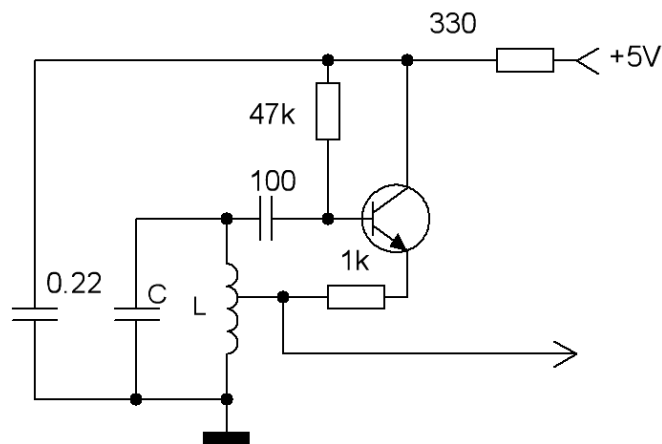


Рисунок 15.2

показана другая часто применяемая схема. Для лучшей стабильности генерируемой частоты следует уточнить сопротивление резистора в цепи эмиттера транзистора. Отвод от катушки индуктивности можно делать от среднего витка. Такая же схема может быть использована с применением полевого транзистора. Смотрите рисунок 15.3.

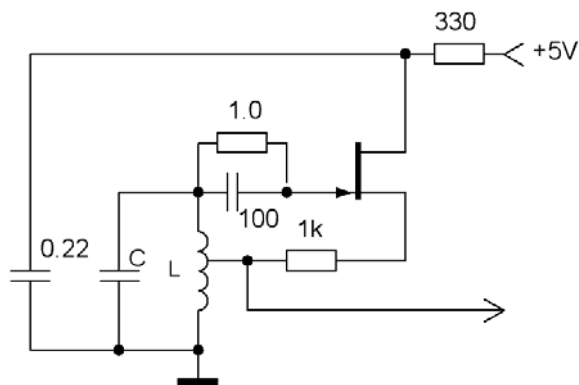


Рисунок 15.3

Поскольку входное сопротивление полевого транзистора очень велико, своим входным сопротивлением полевой транзистор меньше шунтирует колебательный контур, что способствует получению большей стабильности генерируемой частоты. На рисунке 15.4 показана схема двухточечного

генератора. Но в схеме для создания положительной обратной связи пришлось использовать усилитель на двух транзисторах. Отсутствие отвода от катушки может оказаться полезным, если катушки необходимо переключать для создания многодиапазонного генератора. Стабильность генерируемой частоты этого генератора достаточно высока.

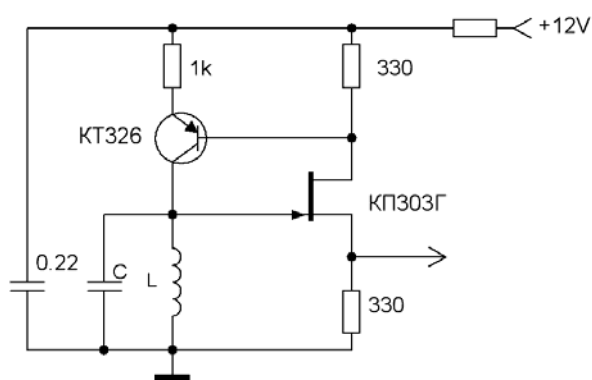


Рисунок 15.4

Генератор с шунтирующим диодом.

Такой генератор лет пятьдесят назад предложил известный в то время специалист в области радиотехники Е.Г.Момот. Тогда вся радиотехника в основном была электровакуумная. Использование такого генератора полезно и в настоящее время.

Во всяком генераторе, построенном на основе резонансного усилителя с колебательным контуром, после его включения наблюдается рост амплитуды колебаний. Амплитуда колебаний растет до тех пор пока не появятся в схеме генератора какие либо нелинейные явления, уменьшающие усиление используемого усилителя. Естественно, так как усилитель заходит в нелинейный режим, в усилителе происходит искажение формы сигналов. На самом контуре искажение формы мало заметно, так как высокодобротный контур подавляет гармоники. Но если сигнал снимается с какого либо другого места схемы, то искажения формы могут быть весьма заметны. Кроме того,

работа усилителя в нелинейном режиме способствует ухудшению стабильности частоты.

Идея предложенного Момотом генератора проста. Колебательный контур, входящий в схему генератора и задающий частоту его колебаний, шунтируется диодом, на который подано запирающее напряжение. Пока амплитуда колебаний на контуре меньше этого запирающего напряжения, диод заперт и не оказывает влияния на работу генератора. Однако как только амплитуда колебаний превысит это напряжение, диод начинает проводить ток и в контур начинают вноситься потери. Дальнейший рост амплитуды оказывается затрудненным. Происходит стабилизация амплитуды колебаний на колебательном контуре. Однако сам усилитель при этом может работать в линейном режиме и сигнал, снимаемый не с колебательного контура, может иметь малые искажения. Кроме того, работа усилителя в линейном режиме позволяет повысить стабильность частоты генерируемых колебаний.

На рисунке 15.5 показан пример схемы трехточечного генератора с шунтирующим диодом. Необходимое значение напряжения смещения на

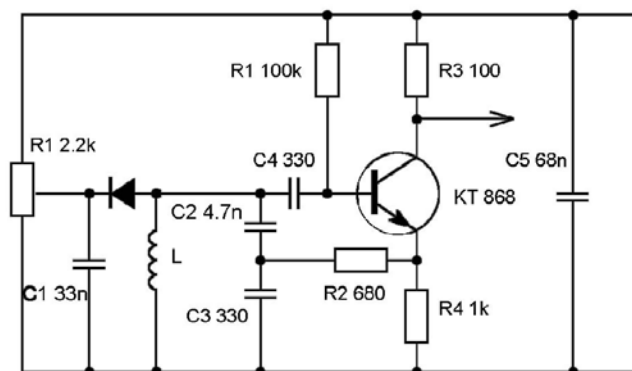


Рисунок 15.5

диоде регулируется построечным потенциометром. Выходной сигнал снимается с резистора в цепи коллектора транзистора и может быть установлен в пределах от 50 до 200 мВ. Подобная схема чаще всего используется в качестве гетеродина супергетеродинного приемника и сигнал с него обычно подается на смеситель. Как известно, крутизна преобразования и уровень

шумов смесителя существенно зависят от амплитуды сигнала гетеродина. Применение гетеродина с шунтирующим диодом позволяет оптимизировать режим работы смесителя. В тоже время стабильность частоты такой схемы может быть выше, чем без шунтирующего диода, благодаря работе транзистора в линейном режиме. Так исследование этой схемы показало, что изменение напряжения питания от 5 до 10 вольт, при стабилизированном напряжении смещения на диоде (для чего на потенциометр подавалось напряжение от другого стабилизированного источника питания), меняет частоту на 0.025%, а при отключенном диоде на 0.5%. С диодом выходное напряжение изменилось на 1% а без него более чем в 2 раза. Искажение формы выходного сигнала с диодом на экране электронного осциллографа почти незаметно, а без диода вершина синусоиды явно срезана.

Удобным современным элементом, применяющемся для изменения частоты, является варикап (варактор). Варикап представляет собой полупроводниковый диод, емкость p-n перехода которого имеет сильно

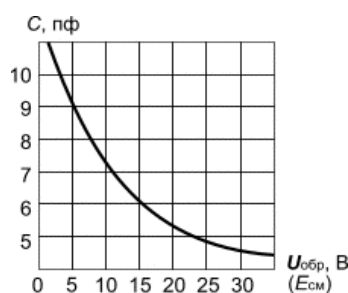


Рисунок 15.6

выраженную зависимость от приложенного напряжения. Для работы в качестве управляемой емкости используется обратная ветвь характеристики диода, так как при этом отсутствует прямой ток через диод, получается высокая добротности температурная стабильность элемента. На рисунке 15.6 показана зависимость емкости варикапа от напряжения. Подобной характеристикой

обладают приборы типа КВ-102, КВ-109, КВ-121 и др. Известно, что связь между резонансной частотой контура и емкостью конденсатора квадратичная. Следовательно, для получения линейной частотной модуляции необходимо иметь квадратичную зависимость емкости и напряжения. Из рисунка видно, что характеристика варикапа близка к квадратичной зависимости. Однако совпадение не полное и практически линейную зависимость частоты от напряжения можно получить только на небольшом участке характеристики, выбираемом при настройке

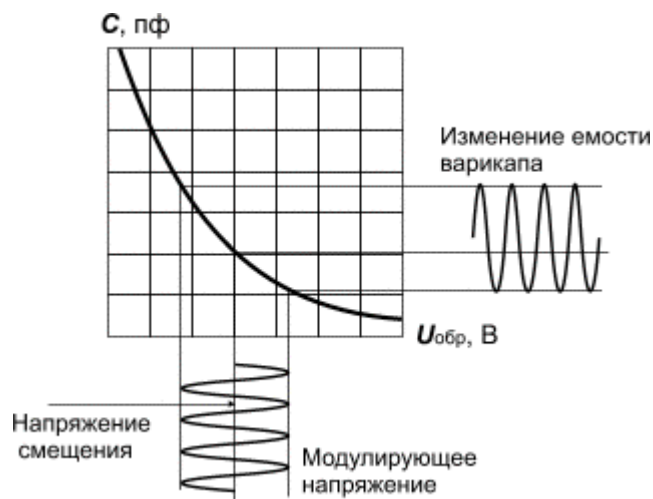


Рисунок 15.7

индивидуально для различных экземпляров варикапов. Рисунок 15.7 иллюстрирует процесс изменения емкости варикапа в зависимости от приложенного напряжения. Удовлетворительная линейность получается при девиации частоты, не превышающей 0.5-1.5% от центральной частоты модулятора. Однако если варикап используется не для частотной модуляции, где важна линейность зависимости изменения частоты от напряжения, а для перестройки частоты в больших пределах, то на нелинейность частотной зависимости во многих случаях можно не обращать внимания. Например для перестройки частоты настройки радиоприемной аппаратуры, или если нужно получить генератор перестраиваемый напряжением (ГУН), используемый в

системах фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). При этом можно получить изменение частоты в 2-3 раза, а иногда и больше. На рисунке 15.8 показана схема управления частотой генератора с помощью варикапа. Эта же схема может быть применена для получения частотно модулированных колебаний. Для уменьшения

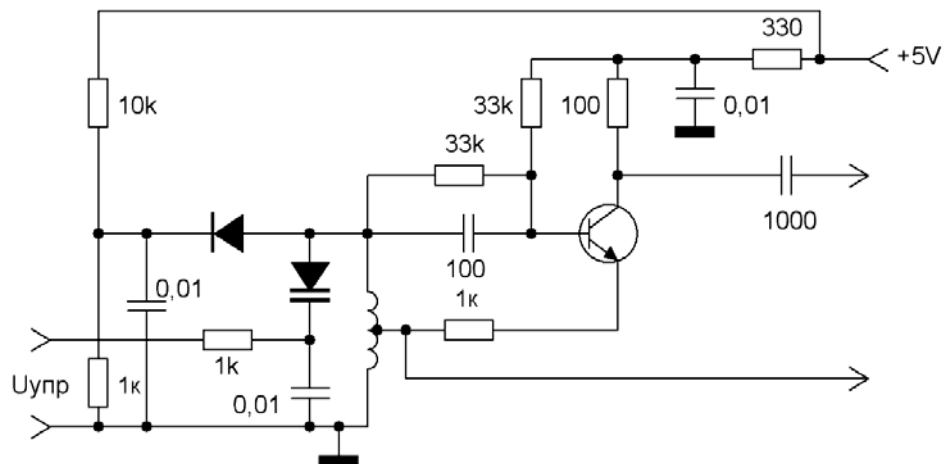


Рисунок 15.8

зависимости амплитуды выходного напряжения, снимаемого или с отвода от катушки или с коллектора транзистора, от изменения управляющего напряжения, используется схема генератора с шунтирующим диодом. Может потребоваться уточнение величины сопротивления обратной связи, связывающего цепь эмиттера с отводом от катушки индуктивности. Отвод можно делать от среднего витка катушки. Для ряда применений можно исключить из схемы шунтирующий диод и связанные с ним элементы.

Если генератор используется для последующей подачи сигнала на схему преобразования частоты, то лучше использовать комбинированную интегральную схему, включающую в себя и гетеродин и двойной балансный модулятор (перемножитель сигналов). Одна из лучших схем показана на

рисунке 15.9. Используется интегральная схема фирмы Филипс SA612.

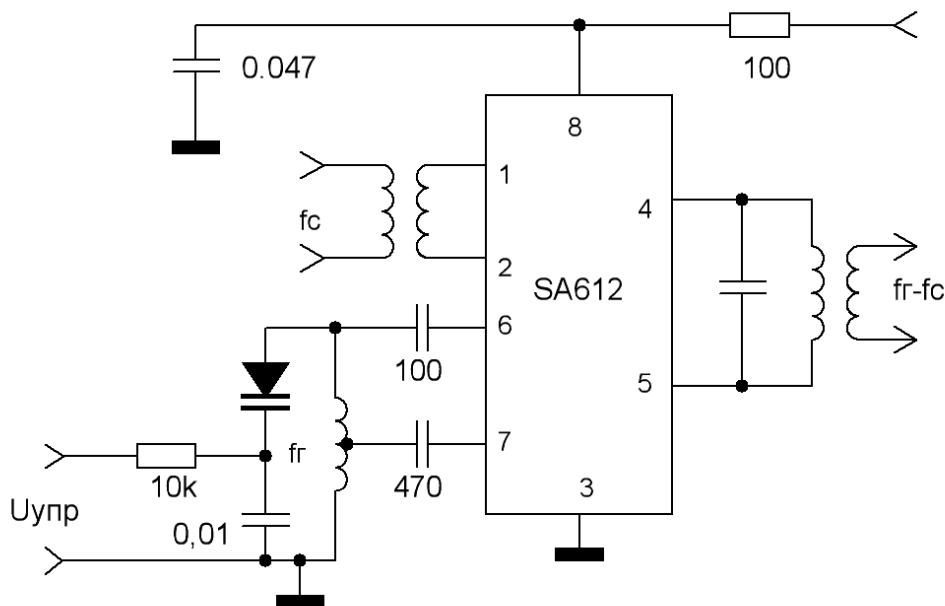


Рисунок 15.9

Эта интегральная схема может использоваться до частоты 500 МГц. Известны и другие интегральные схемы этого типа. Отечественные 174ПС1, 174ПС4. Схемы с большей степенью интеграции 174ХА2, 174ХА10 имеют в своем составе такие же блоки.

16. КВАРЦЕВЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Кварцевые генераторы используются для генерации очень стабильных по частоте колебаний. В основе их лежат свойства кварцевого резонатора. Кварцевый резонатор изготавливается из плоскопараллельной пластинки, вырезанной из монокристалла кварца. На плоские стороны наносят тонкие металлические электроды. Пластинку помещают в герметический корпус. Так как кварц обладает пьезоэлектрическим эффектом, при подаче на электроды переменного электрического напряжения в кварцевой пластинке появляются механические колебания. Если частота поданного напряжения совпадает с частотой собственных механических колебаний кварцевой пластинки,

амплитуда колебаний резко возрастает. Одновременно изменяется потребляемый ток. Кварцевый резонатор ведет себя как высокодобротный колебательный контур, имеющий очень высокую добротность и стабильность резонансной частоты. У обычно применяемых кварцевых резонаторов добротность имеет величину порядка 10000, что в 100 раз больше, чем у обычных колебательных контуров. У специальных кварцевых резонаторов, предназначенных для создания особо стабильных генераторов, благодаря помещению кварцевого резонатора в вакуум и специальных методов крепления кварцевой пластинки, добротность может достигать 1000000. На рисунке 16.1 показана эквивалентная схема кварцевого резонатора

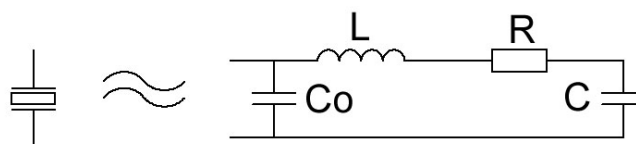


Рисунок 16.1

Согласно этой эквивалентной схеме, у кварцевого резонатора наблюдаются две резонансные частоты. На одной резонатор ведет себя как последовательный колебательный контур. При этом сопротивление резонатора резко уменьшается. В первом приближении можно считать, что оно равно нулю, то есть резонатор обладает свойством короткого замыкания. Рядом располагается частота, на которой резонатор обладает свойствами параллельного колебательного контура, на которой его сопротивление очень велико, так что можно считать его бесконечно большим. Разность этих двух частот зависит от добротности резонатора и его резонансной частоты и имеет величину порядка $1/10000$ от резонансной частоты. Следует сказать, что эквивалентная схема полностью описывает свойства кварцевого резонатора. У кварцевого резонатора имеется не одна резонансная частота, а много. Резонансные явления в кварцевой пластинке появляются каждый раз, когда по

ее толщине или длине укладывается целое число длин акустических волн. Однако при четном числе пьезоэффект взаимно компенсируется и практически можно использовать только нечетные номера гармоник. Для каждой гармоники справедлива эквивалентная схема рисунка 16.1, но параметры эквивалентной схемы будут для каждой гармоники свои. Таким образом, можно использовать кварцевый резонатор не только на основной частоте, но и на нечетных гармониках. Следует только иметь в виду, что с увеличением номера гармоники добротность кварцевого резонатора снижается. Однако для повышения резонансной частоты приходится уменьшать толщину кварцевой пластинки, что приводит к технологическим трудностям. Можно встретить кварцевые резонаторы на частоты от 4 КГц, до 50 МГц. На самых высоких частотах может оказаться, что на кварце указана третья гармоника. Например, написано 27 МГц, а на самом деле основная частота 9 МГц. У отечественных кварцев если написано не 27 МГц, а 27000, то это уже основная частота.

Известно очень много схем генераторов с кварцевым резонатором. Для возбуждения на основной частоте в схеме генератора не требуется применять колебательный контур. На рисунке 16.2 показана такая схема.

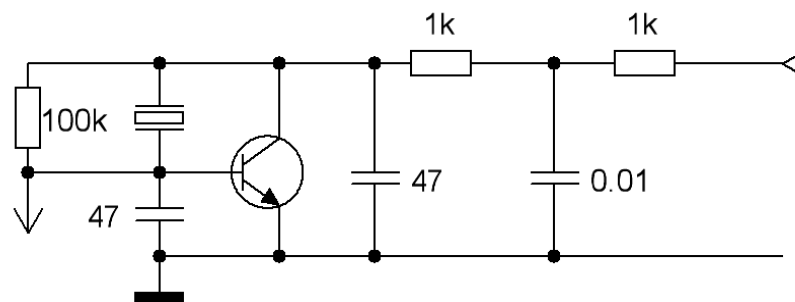


Рисунок 16.2

Для того чтобы заставить кварц генерировать на одной из нечетных гармоник, приходится использовать колебательный контур, настроенный на нужный номер гармоники. Рисунок 16.3

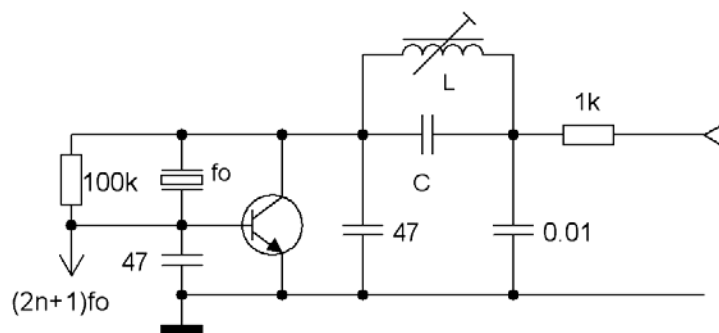


Рисунок 16.3

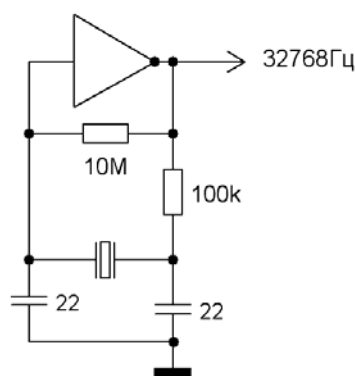


Рисунок 16.4

Очень часто вместо транзисторного генератора используют генератор на цифровой логике. Такая схема для генерации с часовым кварцем показана на рисунке 16.4.

Частоту кварцевого генератора практически изменить нельзя. Приходится доверять той цифре, которая написана на корпусе кварца. Однако бывают случаи, когда требуется точно выставить нужную частоту. Например, 10000000 Гц. Если взять такой кварц, то частота генерации может отличаться на несколько герц. Изменить частоту в очень малых пределах, определяемых шириной полосы пропускания кварцевого резонатора, которая зависит от его добротности, все же можно, включив последовательно с кварцем или параллельно ему подстроечный конденсатор или подстроечную индуктивность.

В ответственных случаях можно использовать эталонный кварцевый генератор, выпускаемый в пакетированном виде. Очень частот такой генератор выдает эталонную частоту равную 5 МГц. Оказывается на этой частоте легче получить малую температурную зависимость генерируемой частоты, что обусловлено специфическими свойствами кварца.

17.СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

Синтезаторы частоты дают возможность генерировать сетку частот с очень высокой стабильностью, присущей кварцевым генераторам.

В основе синтезаторов частоты используются свойства генератора с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ). Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) представляет собой широко используемый своеобразный узел, который выпускается некоторыми фирмами в виде отдельной ИМС. ФАПЧ содержит фазовый детектор (ФД), фильтр нижних частот (ФНЧ) и генератор, управляемый напряжением (ГУН), и представляет собой сочетание аналоговой и цифровой техники. ФАПЧ применяется для тонального декодирования, демодуляции АМ- и ЧМ-сигналов, умножения частоты, частотного синтеза, тактовой синхронизации сигналов в условиях помех и восстановления сигналов.



Рисунок 17.1

Классическая структурная схема ФАПЧ приведена на рисунке 17.1. Фазовый детектор сравнивает частоты двух входных сигналов и генерирует выходной сигнал, который является мерой их фазового рассогласования (если,

например, они различаются по частоте, то будет формироваться периодический выходной сигнал разностной частоты). Если частоты $f_{вх}$ и $f_{гун}$ не равны друг другу, то сигнал фазового рассогласования после фильтрации и усиления будет воздействовать на ГУН, приближая частоту $f_{гун}$ к $f_{вх}$. В нормальном режиме ГУН быстро производит "захват" частоты $f_{вх}$, поддерживая постоянный фазовый сдвиг по отношению к входному сигналу. Выход ГУН формирует сигнал с частотой $f_{вх}$; при этом он представляет собой "очищенную" копию сигнала $f_{вх}$, который сам по себе может быть подвержен воздействию помех. Поскольку выходной периодический сигнал ГУН может иметь любую форму: прямоугольную, треугольную, синусоидальную и т. п.), это дает возможность формировать, скажем, синусоидальный сигнал, синхронизированный с последовательностью входных импульсов.

Компоненты устройства ФАПЧ

Фазовый детектор. В настоящее время применяют три основных типа фазовых детекторов

Простейший фазовый детектор строится на основе логического элемента «Исключающее ИЛИ», схема которого приведена на рисунке 17.2. На этом же рисунке изображена зависимость выходного напряжения детектора (после низкочастотной фильтрации) от разности фаз для входных прямоугольных сигналов с коэффициентом заполнения, равным 50%.

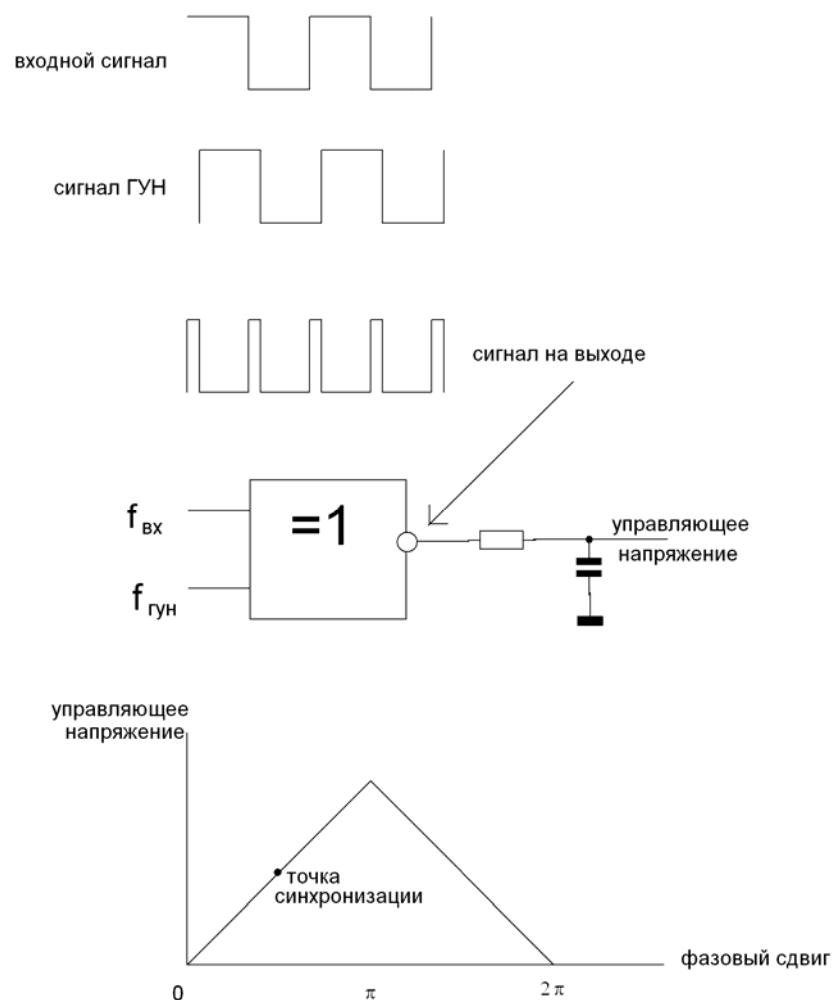


Рисунок 17.2

Фазовые детекторы второго типа строятся на основе RS триггера и чувствительны только к относительному положению фронтов входного сигнала и сигнала на выходе ГУН, Как это показано на рисунке 17.3. В зависимости от того, до или после возникновения фронта опорного сигнала появится фронт выходного сигнала ГУН, на выходе фазового компаратора будут формироваться импульсы опережения или отставания соответственно.

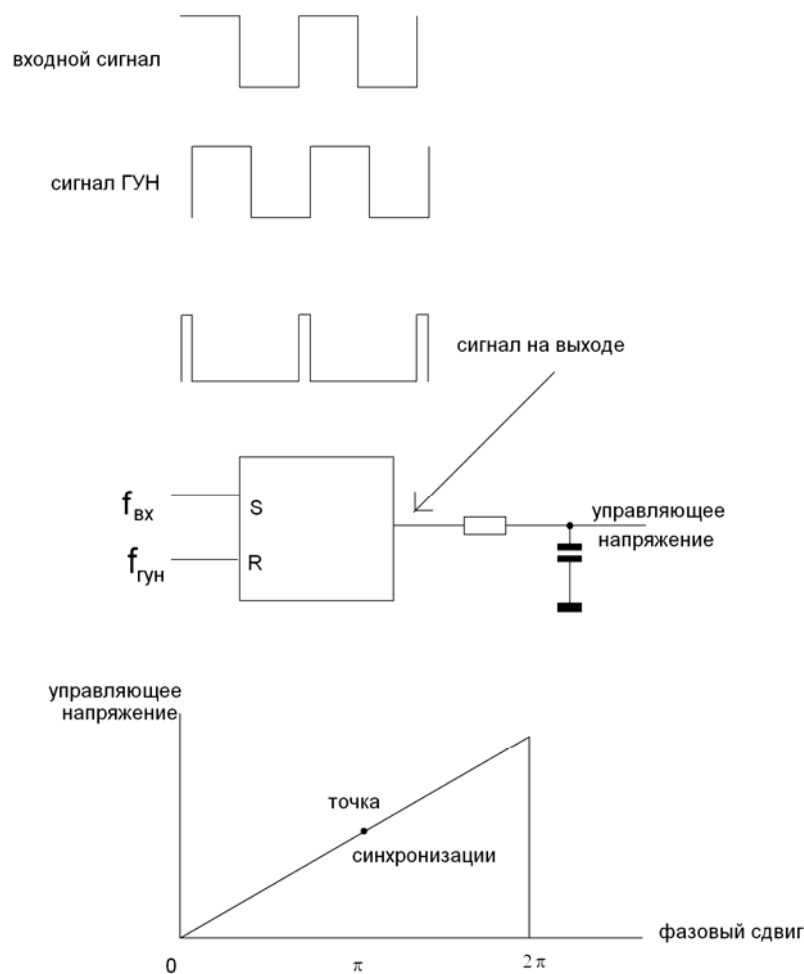


Рисунок 17.3

Длительность этих импульсов, как показано на рисунке, равна интервалу времени между фронтами соответствующих сигналов. Во время действия импульсов опережения или отставания выходная схема соответственно отводит или отдает ток, а получаемое на выходе среднее напряжение зависит от разности фаз, как показано на рисунке 16.6. Работа данной схемы совершенно не зависит от скважности входных сигналов (в отличие от рассмотренной выше схемы фазового детектора). Однако этот фазовый детектор, в отличие от предыдущего, реагирует на кратковременные импульсные помехи.

Третий тип фазового детектора использует четырехквadrантный перемножитель сигналов балансного типа и используется чаще всего для детектирования сигналов с частотной модуляцией. В отличие от предыдущих

фазовых детекторов этот детектор работает не с цифровыми а с аналоговыми сигналами.

Генераторы, управляемые напряжением. Важной составной частью систем фазовой автоподстройки является генератор, частотой которого можно управлять с выхода фазового детектора. Одним из способов является применение генератора гармонических сигналов с варикапом. Рисунок 17.4.

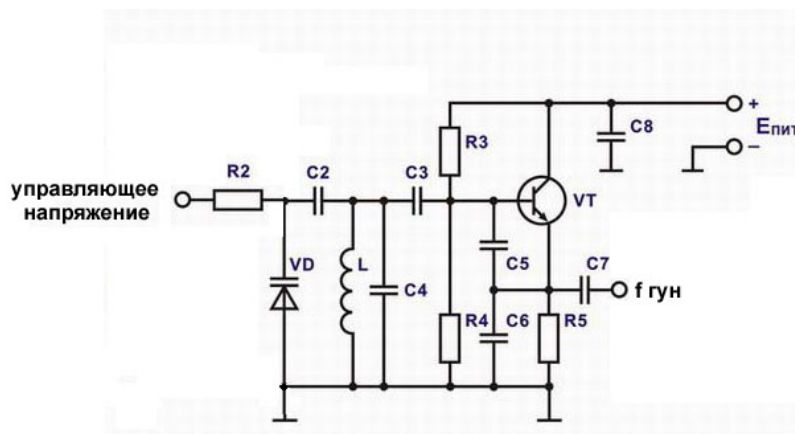


Рисунок 17.4

В системах ФАПЧ не требуется, чтобы ГУН обладал слишком высокой линейностью зависимости частоты от напряжения. Однако при существенной нелинейности коэффициент передачи будет изменяться с частотой, и придется обеспечивать большой запас устойчивости.

Другим способом реализации ГУН является применение различных релаксационных генераторов. ГУН с релаксационным генератором типа 531ГГ1 работает до частоты 85 МГц, но потребляет значительный ток от источника питания, достигающий до 150 мА. ГУН с варикапом может потреблять значительно меньший ток и работать на более высоких частотах. На низких частотах более удобны релаксационные генераторы. Имеются удобные интегральные схемы ФАПЧ, содержащие ГУН: 561ГГ1, NE561, 174ХА12, CD

4046. Кроме специализированных интегральных схем ГУН можно использовать и другие варианты. Некоторые из них показаны ниже.

Одна из схем подобного типа была рассмотрена ранее. Это схема преобразования напряжения в частоту (см. рис. 14.7). На рисунке 17.5 показана несколько более простая схема генератора на основе триггера Шмидта. Она в диапазоне управляющих напряжений от 0 до 1.5 вольт изменяет частоту генерации от 2400 до 700 Гц. На выходе получают кратковременные импульсы положительной полярности, которые можно непосредственно подавать на вход фазового детектора на основе RS триггера или подавать на вход схемы пересчета частоты на 2 с целью получения сигнала с формой меандра. Оба эти варианта показаны на рисунке 17.5. Заменяв в этой схеме операционный усилитель на быстродействующий таймер можно довести частоту генерации до 3 МГц.

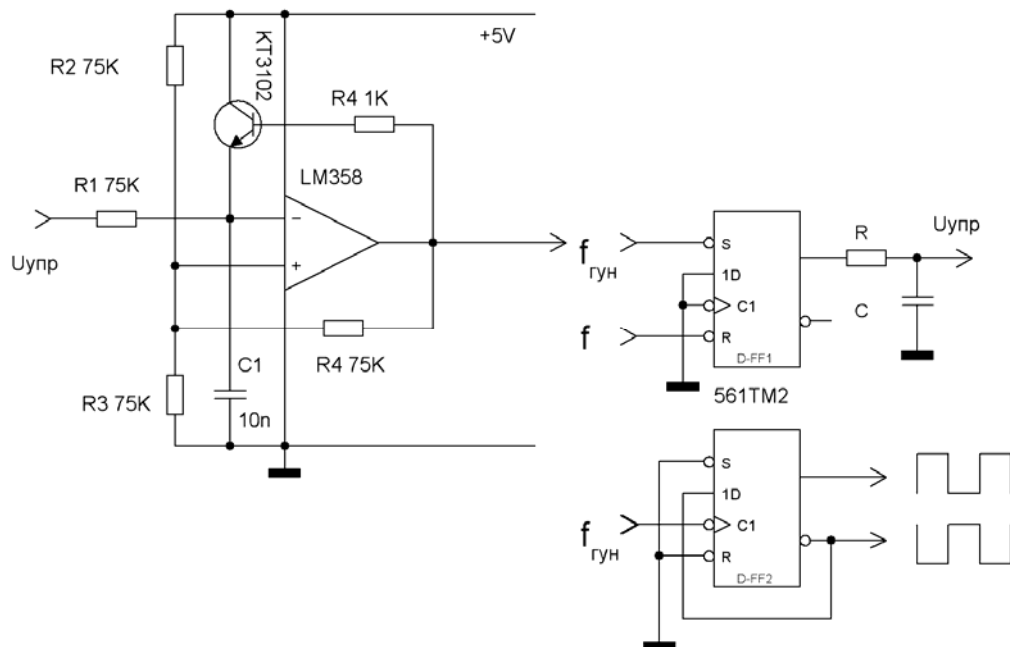


Рисунок 17.5

В качестве ГУН с успехом можно использовать генератор на таймере. Рисунок 17.6.

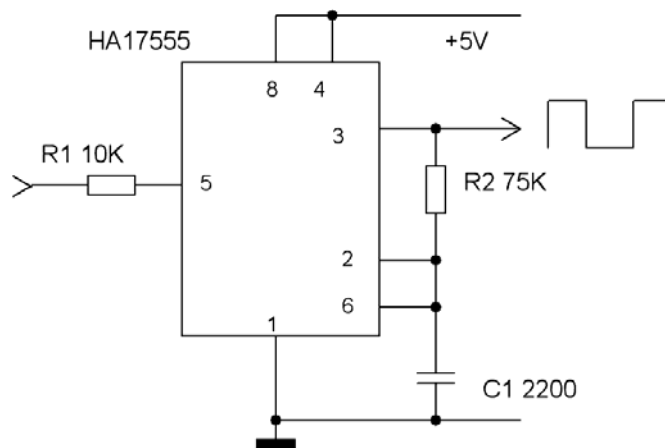


Рисунок 17.6

При изменении управляющего напряжения от 0 до 2 вольт частота меняется от 6300 до 5400 Гц. Выходное напряжение имеет прямоугольную форму. В ограниченном диапазоне частот управления она может быть сделана близкой к меандру.

На рисунке 17.7 показана другая схема ГУН на таймере. Она отличается

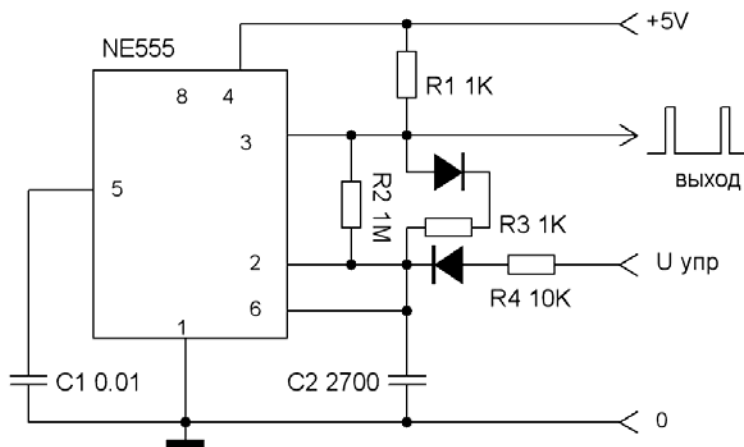


Рисунок 17.7

значительно большим диапазоном перестройки по частоте. При изменении управляющего напряжения от 0 до 3 вольт частота перестраивается от 30 КГц

до 500 Гц. Если исключить конденсатор С2 и генератор будет работать на паразитных емкостях, то максимальная частота поднимается до 700 КГц. Выходное напряжение имеет вид коротких импульсов положительной полярности. Можно получить на выходе импульсы отрицательной полярности. Для этого нужно поменять полярность диодов, а управляющее напряжение сместится в область от 3 до 5 вольт.

Схема генератора управляемого напряжением может быть создана на основе D триггера (рис.17.8). Используемая схема включения триггера имеет четкий порог включения и выключения сигнала и по свойствам является компаратором напряжения с порогом около 2.5 вольт.

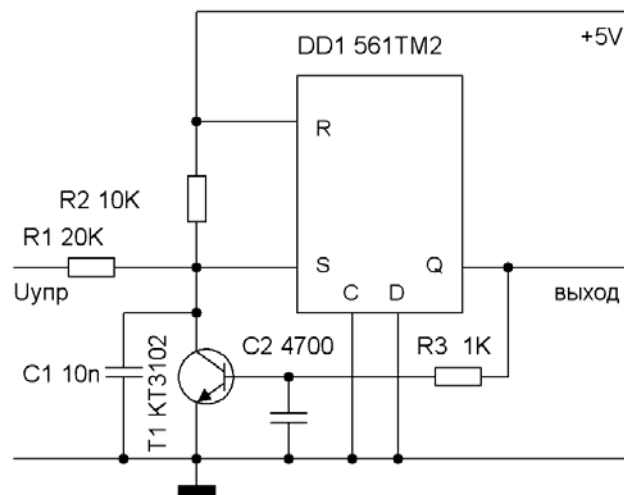


Рисунок 17.8

Конденсатор С1 через сопротивление R2 заряжается до порогового напряжения при котором на выходе скачком появляется напряжение, отпирающее транзистор Т1. Напряжение на конденсаторе С1 начинает понижаться и при некотором его значении на выходе восстанавливается нулевое напряжение. Транзистор Т1 запирается и далее процесс повторяется. На конденсаторе С1 генерируется пилообразное напряжение, а на выходе кратковременные импульсы положительной полярности. Длительность этих

импульсов можно расширить с помощью конденсатора C2, задерживающих момент выключения транзистора T1. При этом одновременно происходит более глубокая разрядка конденсатора C1 и пилообразное напряжение на нем меняется практически от нуля до порогового напряжения, то есть до 2.5 вольт.. Частота генерации меняется при подаче на резистор R1 управляющего напряжения, меняющего скорость зарядки конденсатора C1. Изменение управляющего напряжения от 0 до 5 вольт меняет частоту от 5800 до 9000 Гц. Изменяя емкость конденсаторов C1 и C2 и величину сопротивления резистора R2, можно понизить или повысить частоту. Так при отсутствии обеих конденсаторов, когда работают только входные и выходные емкости транзистора T1 и входная емкость триггера, частота генерации меняется от 630 до 700 КГц при изменении управляющего напряжения от 0 до 5 вольт.

Подключив к рассмотренному генератору схему деления частоты на 2, выполненную на втором D триггере, на выходе генератора получим сигналы в точности по форме меандр. Смотрите рисунок 17.9.

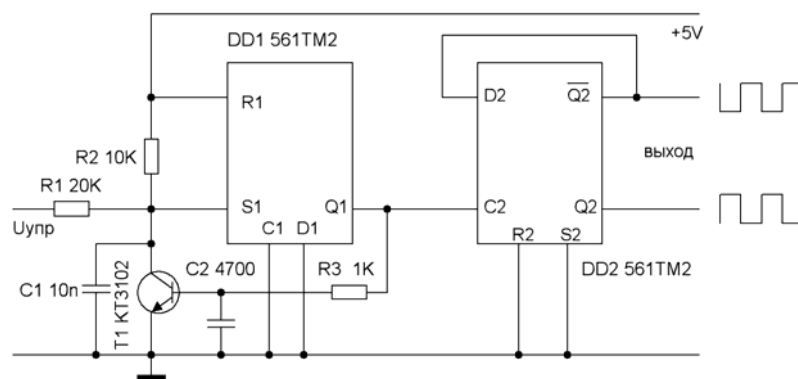


Рисунок 17.9

К выходу этой схемы можно подключить фазовый детектор на элементе «исключающее или» и тогда, замкнув цепь управления, получим ФАПЧ генератор, схема которого показана на рисунке 17.10.

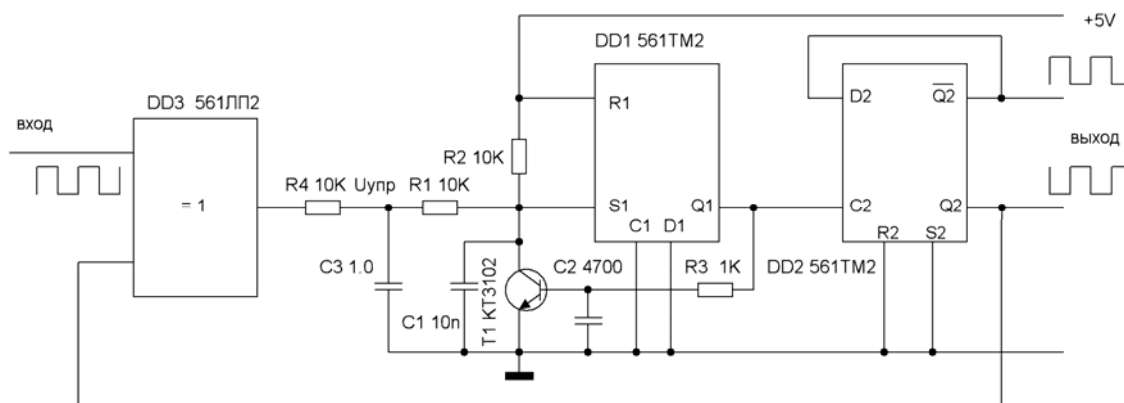


Рисунок 17.10

Для этой схемы захват частоты оказался в диапазоне 5800 - 7000Гц. Полоса частот захвата зависит от емкости конденсатора C3. Несколько более простая схема ФАПЧ генератора получается при использовании фазового детектора на RS триггере (см. рисунок 17.11). Однако в этом случае входной и выходной сигнал имеет форму кратковременных импульсов положительной полярности, а ФАПЧ генератор имеет пониженную помехозащищенность, проявляющуюся в том, что кратковременные импульсные помехи будут нарушать правильную работу фазового детектора и приведут к нестабильности получаемой частоты.

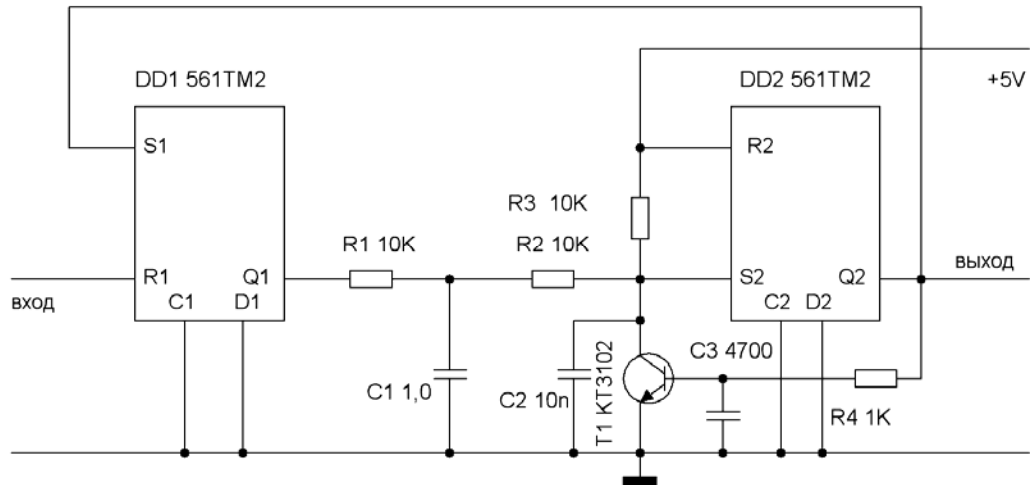


Рисунок 17.11

На рисунке 17.12 показана схема ФАПЧ генератора с возможностью

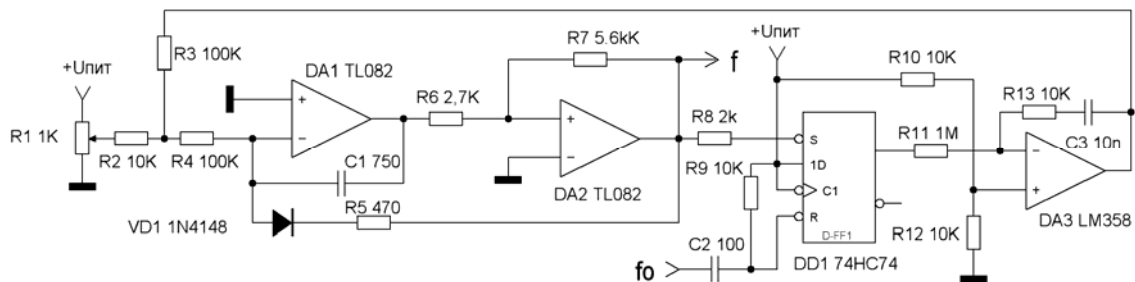


Рисунок 17.12

получения максимально возможной шириной захвата. В схеме используется вариант ГУН, показанный на рисунке 14.7. Фазовый детектор создан на основе RS триггера. Используется активный фильтр нижних частот на операционном усилителе. Если исключить из схемы резисторы R1 и R2 и замкнуть резистор R3, то захват частоты происходит в диапазоне от 100 Гц до 10 КГц. Такой широкий диапазон захвата необходим для некоторых синтезаторов частоты. От величины резистора R3 зависит ширина полосы частот захвата, а напряжение, снимаемое с потенциометра R1, определяет среднюю частоту в полосе захвата.

На рисунке 17.13 показана весьма простая схема ФАПЧ с использованием интегрального смесителя SA612. Схема работает на частоте 94 МГц. В схеме используется ГУН с варикапом, фазовый детектор на встроенном балансном смесителе, Конденсатор С8 вместе с внутренним сопротивлением смесителя образует фильтр нижних частот. Схема SA612 может использоваться до частоты 500 МГц. Кроме этой интегральной схемы можно использовать и другие аналогичные.

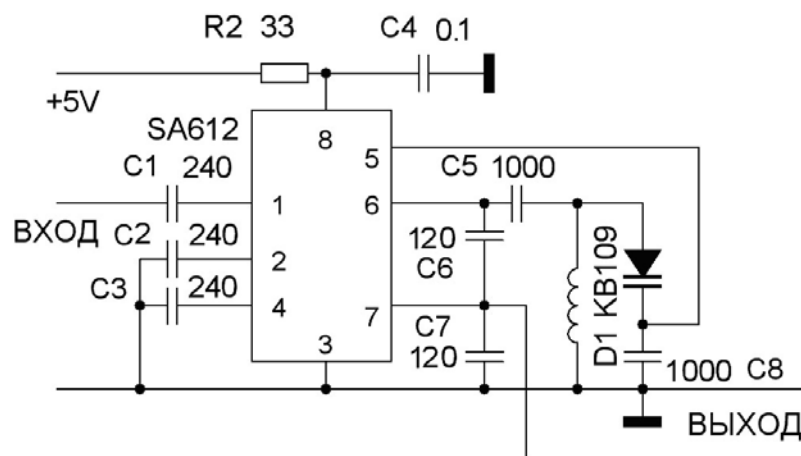


Рисунок 17.13

Синтезаторы частоты

Системы ФАПЧ часто используются для формирования сигналов, частота которых кратна входной частоте. В частотных синтезаторах частота выходного сигнала получается умножением целого числа n на частоту стабилизированного низкочастотного опорного сигнала (к примеру, 1 Гц). Число n задается в цифровой форме, причем перестраиваемый задатчик числа может управляться от ЭВМ. В более прозаических случаях можно встретить применение устройства ФАПЧ для формирования тактовой частоты,

синхронизированной с некоторой опорной частотой, уже имеющейся в данном приборе. Применение в качестве источника опорной частоты кварцевого генератора позволяет создать сетку частот с относительной стабильностью, которую имеет кварцевый генератор.

Структурная схема синтезатора частоты показана на рисунке 17.14.

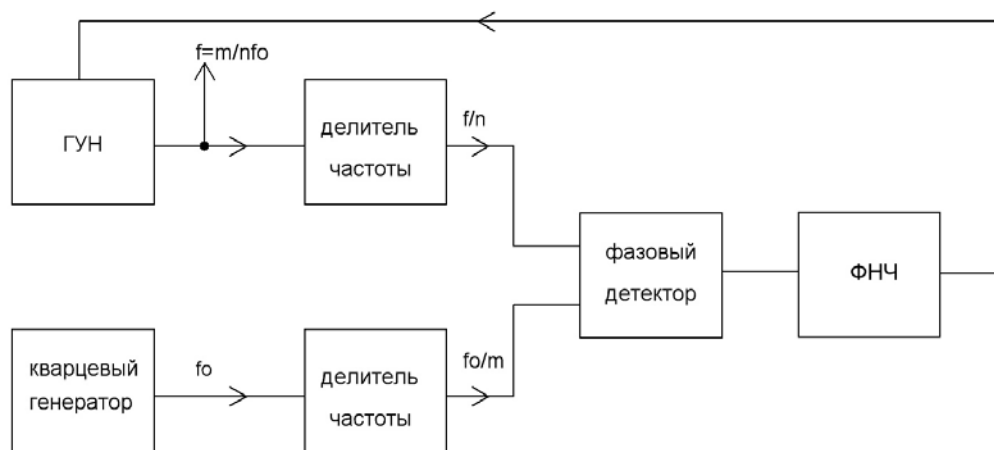


Рисунок 17.14

Частота, вырабатываемая генератором управляемым напряжением (ГУН), делится цифровым делителем частоты в n раз и подается на один вход фазового детектора. На другой вход подается поделенная в m раз частота кварцевого генератора. Вырабатываемое фазовым детектором напряжение подается в качестве управляющего на генератор управляемый напряжением. В результате частота ГУН устанавливается равной $f = f_0 m/n$. Таким образом, выбирая нужные значения m и n , можно получить сетку частот с относительной стабильностью кварцевого генератора. Синтезаторы частоты нашли чрезвычайно широкое применение в различных электронных устройствах. Промышленность выпускает такие синтезаторы в интегральном исполнении. Во многих случаях ГУН таких схем использует не генератор гармонических колебаний, подобный показанному на рисунке 17.4, а релаксационный

генератор. Тогда выходное напряжение оказывается не синусоидальной формы, а прямоугольной.

18. НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

На низких частотах (ниже 100КГц) отказываются от использования катушек индуктивностей, так как они становятся громоздкими. Взамен создают генераторы гармонических колебаний, частота которых определяется RC цепочками. Очень часто для создания низкочастотного генератора гармонических колебаний используют схему с мостом Вина или с низкочастотным гиратором. Схемы генераторов с мостом Вина проще, а с гиратором позволяют для перестройки частоты использовать единственное переменное сопротивление. Для получения высококачественного сигнала с коэффициентом нелинейных искажений порядка 0.01 % в обеих схемах приходится использовать терморезистор.

На рисунке 18.1 показана схема генератора с мостом Вина. Два частотно зависимых плеча моста Вина подключены к неинвертирующему входу дифференциального усилителя. Два других плеча моста

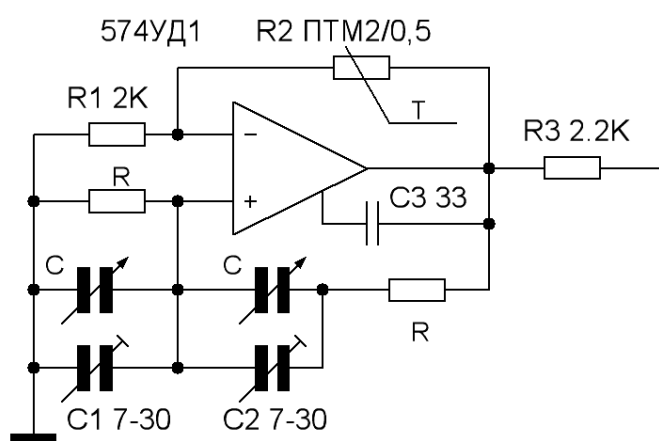


Рисунок 18.1

подключены к инвертирующему входу. Стабилизация режима работы и выходного напряжения осуществляется полупроводниковым термосопротивлением типа ПТМ-2/0.5, специально разработанным для

использования в схемах генераторов с мостом Вина. Особенностью этого терморезистора является малая потребляемая мощность в режиме стабилизации напряжения, когда на нем падает напряжение 2 вольта при токе 0.5 мА. Амплитуда выходного напряжения генератора оказывается равным 3 вольтам и при перестройке частоты практически не меняется. Частота определяется выражением $f = 1/2\pi RC$. Для изменения частоты генерации можно использовать сдвоенный переменный резистор или сдвоенный блок переменных конденсаторов. Качество работы генератора в значительной мере зависит от того, насколько оба одновременно изменяемые элемента перестройки частоты меняют свою величину одинаково. В связи с этим при использовании переменных резисторов трудно добиться хороших результатов. Кроме того переменные резисторы при частом использовании имеют тенденцию менять свою величину из за эффекта механического стирания. Хорошие результаты получаются при использовании сдвоенного блока переменных конденсаторов (особенно если он воздушный) у которого для выравнивания начальных емкостей и ограничения диапазона перестройки частоты секции зашунтированы подстроечными конденсаторами. Используя сдвоенный блок переменных конденсаторов от радиоприемника можно получить десятикратное перекрытие по частоте на одном диапазоне частот.

Для предупреждения паразитного самовозбуждения на высоких частотах используется корректирующий конденсатор СЗ, соединяющий выход усилителя с 5 выводом от интегрального усилителя. Для этой же цели выходной сигнал снимается через развязывающий резистор RЗ. Данная схема может генерировать сигналы до частоты 500 кГц, однако на самых высоких частотах качество работы генератора ухудшается из за падения усиления и фазовых сдвигов в используемом усилителе. На самых низких частотах звукового диапазона отмечается увеличение коэффициента нелинейных искажений в связи с недостаточной тепловой инерцией терморезистора.

При практической реализации схемы генератора с мостом Вина могут

встретиться трудности с приобретением стабилизирующего терморезистора. В этом случае возможно для стабилизации режима работы использовать в качестве терморезистора миниатюрную сигнальную лампочку накаливания того типа, которые массово использовались в старой вычислительной технике (например типа СМН-10). Однако выходного тока дифференциального усилителя для выхода лампочки на рабочий режим, когда нить накала имеет темно красный цвет, не хватает и необходимо иметь более мощный выход. Для этой цели в схеме рисунка 18.2 используется эмиттерный повторитель.

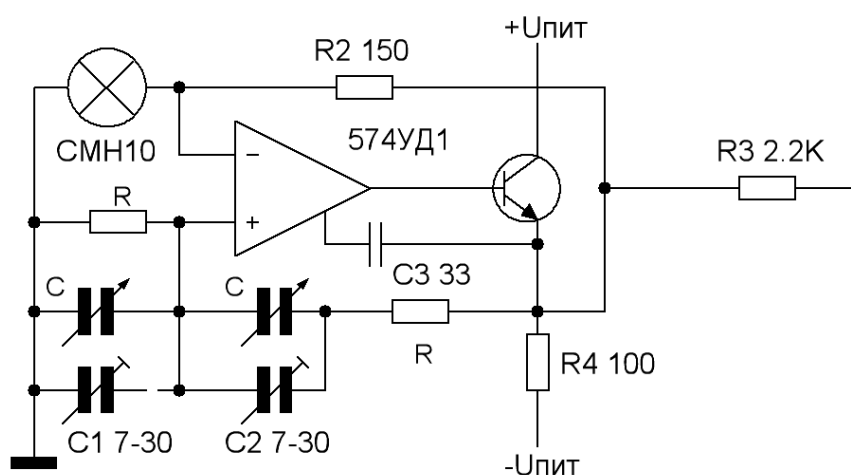


Рисунок 18.2

Высококачественный генератор гармонических сигналов с использованием схемы гиратора показан на рисунке 18.3. Преимуществом гиратора является то, что при его применении в схемах генераторов нет необходимости выдерживать равенство элементов в частотно-зависимых цепях. Амплитуда выходного напряжения в этом генераторе остается практически постоянной в широком диапазоне частот генерации. Это объясняется тем, что гиратор продуцирует на входе первого усилителя индуктивность с очень малым уровнем потерь, которая совместно с конденсатором С1 образует колебательный контур с очень высокой добротностью. Напряжение на этом

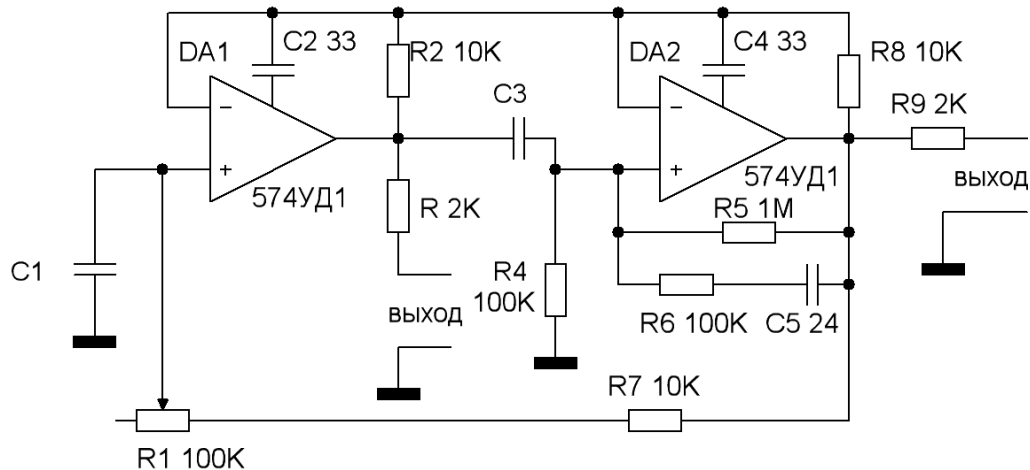


Рисунок 18.3

контуре при работе генератора повышается до тех пор, пока контур не начнет шунтироваться входным током первого усилителя появляющемся при больших входных напряжениях. Шунтирование снижает добротность контура и препятствует дальнейшему росту амплитуды колебаний. Генерация в данной схеме осуществляется за счет цепи положительной обратной связи введенной в цепь второго усилителя (R7, R8-C5). От величины положительной обратной связи зависит коэффициент нелинейных искажений генерируемого сигнала и в конкретной схеме может потребоваться оптимизация величин R7, R8, C5.

Частота генерации определяется выражением

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R1 + R7)R4C1C3}}$$

Для плавного изменения частоты генерации используется переменный резистор R1, которым можно менять частоту генерации в 3-4 раза. В зависимости от величин емкостей конденсаторов C1 и C2 можно устанавливать тот или иной диапазон частот генерации. Для простоты можно брать C1=C2=C.

При емкости C=0.22 мкФ схема генерирует частоты от 20 до 70Гц.

Если для перестройки частоты использовать сдвоенное переменное сопротивление, то частоту генерации можно будет изменять в пределах до 10-20 раз.

Корректирующая цепь R6-C5 необходима лишь на частотах более 100 кГц, где она увеличивает положительную обратную связь и компенсирует уменьшение усиления. Схема генерирует до частоты 500 кГц. Коэффициент нелинейных искажений порядка 2%.

На рисунке 18.4 показана схема низкочастотного генератора выполненного на гираторе с шунтирующим диодом. Как известно, низкочастотный гиратор на своем входе иммитирует высокодобротную катушку, которая совместно с конденсатором C2 образует высокодобротный

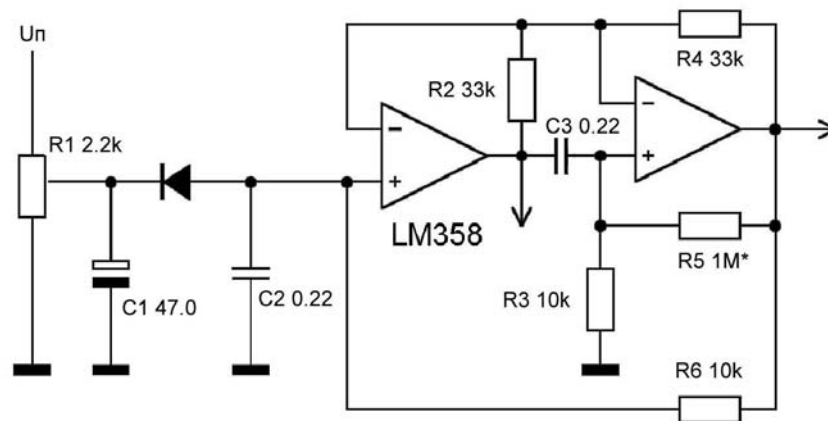


Рисунок 18.4

колебательный контур. Добавление цепи положительной обратной связи через резистор R5 превращает схему в генератор гармонических колебаний. Частота генерации определяется формулой

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{(R_3R_6C_2C_3)}}$$

Добавление шунтирующего диода дает возможность заметно уменьшить нелинейные искажения выходного сигнала. Без диода они имеют величину порядка 2%, а с диодом уменьшаются до 0.2%, однако для получения такого результата может потребоваться экспериментальное уточнение величины сопротивления резистора R5, определяющего величину положительной обратной связи.

19. РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Генераторы гармонических сигналов обычно строятся на основе узкополосных усилителей с положительной обратной связью. Частота их генерации получается близкой к частоте, на которой наблюдается максимум усиления. Если генератор использует колебательный контур, то частота генерации получается близкой к резонансной частоте колебательного контура. Релаксационные генераторы строятся на основе широкополосных усилителей с положительной обратной связью. Частота генерации релаксационных генераторов определяется временем накопления и расходования энергии в каком либо элементе. Чаще всего для этого используют конденсатор, реже индуктивность.

Известно много различных по устройству схем релаксационных генераторов. На первом месте по известности и частоте применения стоят мультивибраторы. В схеме мультивибратора используется двухкаскадный усилитель с дифференцирующей RC цепочкой в цепи положительной обратной связи. Наиболее проста схема мультивибратора построенного на двух цифровых инверторах, показанная на рисунке 19.1.

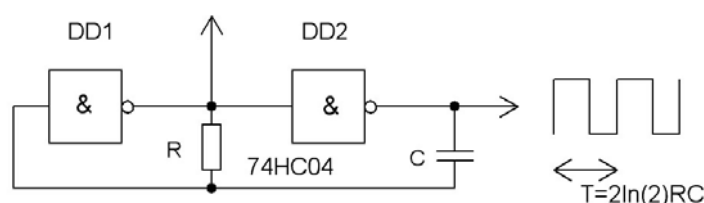


Рисунок 19.1

Каждый инвертер выполняет функцию усилительного каскада. Два инвертера, включенных последовательно, эквивалентны двухкаскадному усилителю. Через конденсатор осуществляется подача сигнала положительной обратной связи с выхода усилителя на его вход. Резистор создает местную

отрицательную обратную связь, охватывающую первый каскад усиления и способствующую более стабильной работе генератора. Период колебаний определяется временем заряда и разряда конденсатора через резистор и равен $T=2\ln(2)RC$. Генерируемый сигнал может сниматься с выхода любого инвертора. Схема рисунка 1 обладает тем недостатком, что иногда наблюдается жесткий режим возбуждения, особенно если используется TTL логика. То есть для возникновения генерации необходим внешний толчек. Небольшое усложнение схемы устраняет этот недостаток. Для этого в схеме рисунка 19.2 вводится еще один усилительный каскад и весь усилитель охватывается общей цепью отрицательной обратной связи через резистор и цепью положительной обратной связи через конденсатор.

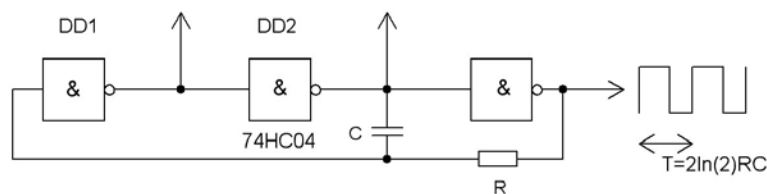


Рисунок 19.2

Выходной сигнал мультивибратора несколько несимметричен, то есть длительность единичного и нулевого состояния не одинаковы. Для получения полной симметрии, то есть сигнала по форме называемого меандром, проще всего сигнал с мультивибратора подать на вход двоичного счетчика. На любом выходе его мы получим меандр, но с частотой соответственно меньшей, чем у мультивибратора. В качестве делителя частоты на два удобно использовать D-триггер. Схема его включения показана на рисунке 13.3.

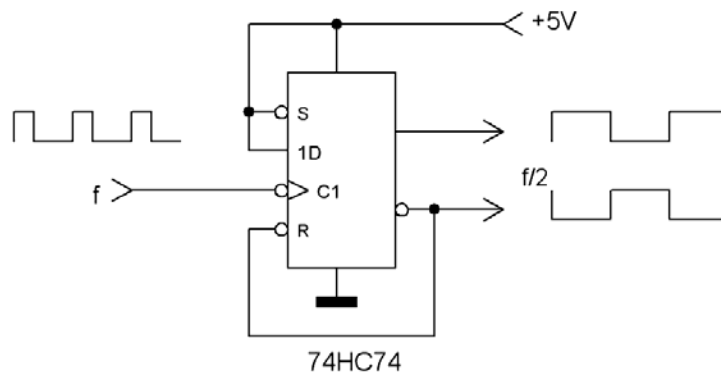


Рисунок 13.3

На рисунке 19.4 показана схема заторможенного мультивибратора, часто называемого одновибратором. Одновибратор в ответ на подачу кратковременного запускающего импульса вырабатывает одиночный прямоугольный импульс заданной длительности.

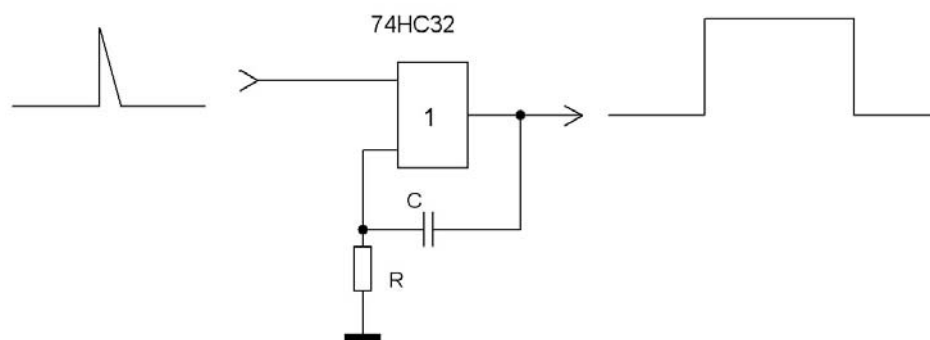


Рисунок 19.4

Стабильность частоты мультивибратора не очень хороша. Обычно считают, что частота его достоверна с точностью до 1%. Значительно более стабильную частоту генерации обеспечивает генератор на базе триггера Шмидта.

Отличительной особенностью электронной схемы с названием «триггер Шмидта» является наличие петли гистерезиса в передаточной характеристике, то есть в зависимости выходного сигнала от входного (рисунок 19.5).

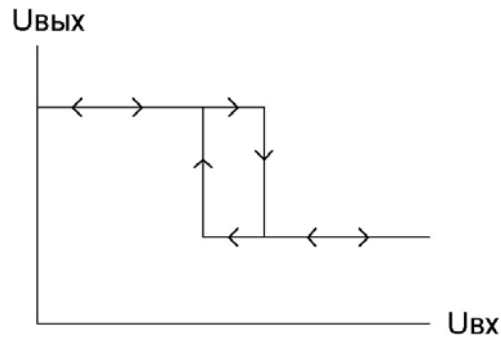


Рисунок 19.5

Такая характеристика получается, если усилитель охватить цепью гальванической положительной обратной связи. Известны схемы триггера Шмидта на электронных лампах, полевых и биполярных транзисторах и в интегральном исполнении. Рассмотрим схему триггера Шмидта на операционном усилителе (рисунок 19.6), позволяющую в ряде случаев получить при ее применении ряд интересных результатов.

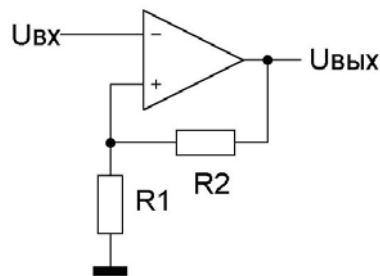


Рисунок 19.6

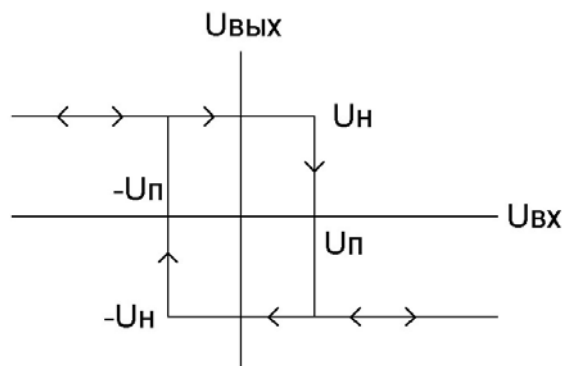


Рисунок 19.7

Рассматриваемая схема имеет симметричную петлю гистерезиса (Рисунок 19.7), если только напряжения насыщения U_n операционного усилителя в

области положительного и отрицательного выходного напряжения количественно одинаковы, что чаще всего и наблюдается. Ширина петли гистерезиса определяется величиной пороговых напряжений, зависящих от соотношения сопротивлений резисторов R1 и R2: $U_{п} = U_{н} R1 / (R1 + R2)$.

Наиболее часто триггер Шмидта используется в качестве порогового устройства с уменьшенной чувствительностью к сигналам помех. Однако сейчас рассмотрим его применение в релаксационных генераторах.

Генератор прямоугольного напряжения. Схема генератора с сигналом прямоугольной формы, очень близким к меандру, изображена на рисунке 19.8.

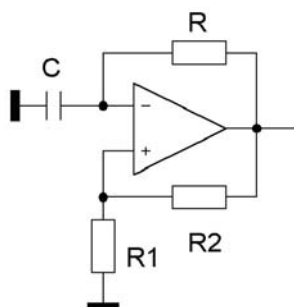


Рисунок 19.8

Это не схема мультивибратора, в котором дифференцирующая RC цепочка, определяющая частоту генерации, стоит в цепи положительной обратной связи усилителя. Здесь интегрирующая RC цепочка стоит в цепи отрицательной обратной связи. Напряжение прямоугольной формы на выходе схемы интегрируется этой цепочкой и на инвертирующем входе ОУ получается пилообразное напряжение, состоящее из отрезков экспонент с амплитудой равной пороговому напряжению триггера Шмидта. Этот сигнал переключает триггер по петле гистерезиса. Анализ схемы генератора показывает, что частота генерации определяется выражением

$$f = 1 / (2RC \ln(1 + 2R1/R2)).$$

Этот результат не зависит от напряжения питания ОУ и напряжения насыщения. В результате стабильность частоты генерации получается намного более высокой по сравнению с другими релаксационными генераторами. По существу нестабильность частоты генерации, если она не слишком высока,

определяется нестабильностью R, C, R_1 и R_2 в соответствии с приведенной выше формулой. В диапазоне звуковых частот кратковременная нестабильность частоты может быть меньше чем 0.01%.

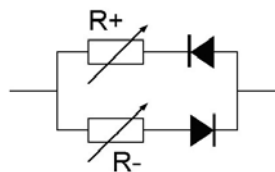


Рисунок 19.9

Заменяв R на цепочку, показанную на рисунке 19.9, получим возможность генерировать несимметричный сигнал прямоугольной формы с независимой регулировкой длительности импульсов положительного и отрицательного, так что $T_+ = R_+ C \ln(1 + 2R_1/R_2)$ и $T_- = R_- C \ln(1 + 2R_1/R_2)$. Поскольку характеристики диодов заметно зависят от температуры, температурная стабильность частоты генерируемого сигнала несколько ухудшится.

Генераторы линейно меняющегося напряжения. В схеме рисунке 19.10 конденсатор быстро заряжается через эмиттерный повторитель на транзисторе T_1 и медленно разряжается постоянным током, вырабатываемым схемой на транзисторе T_2 . В результате на конденсаторе получается пилообразное линейно падающее напряжение.

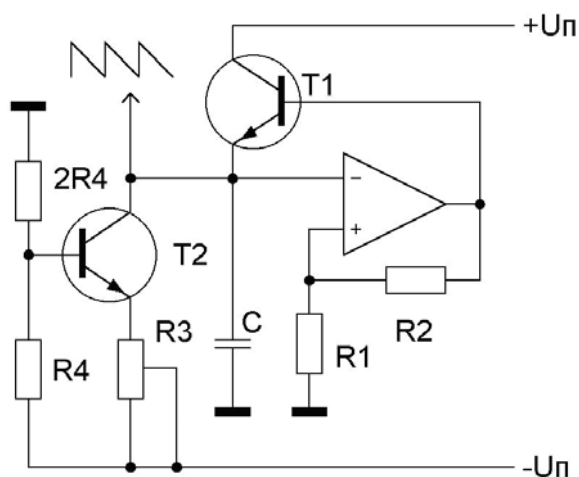


Рисунок 19.10

Если положить $R_1 = R_2$, тогда частота генерации будет определяться в первом приближении выражением $f = 1/(3R_3C)$. Для того, чтобы форма

генерируемого сигнала не искажалась, нагрузка генератора должна иметь достаточно большое сопротивление или необходимо использовать дополнительный буферный усилитель с большим входным сопротивлением. В схеме генератора рисунке 19.11 сигнал снимается с выхода электронного интегратора, имеющего низкое выходное сопротивление, что упрощает согласование с низкоомной нагрузкой. В этой схеме используется другой вариант построения триггера Шмидта. Пороговые напряжения петли гистерезиса равны $U_{п} = U_{н}R1/R2$. Частота генерации определяется формулой $f = R2/(2RCR1)$. Если выбрать $R2 = 2R1$, тогда $f = 1/(RC)$.

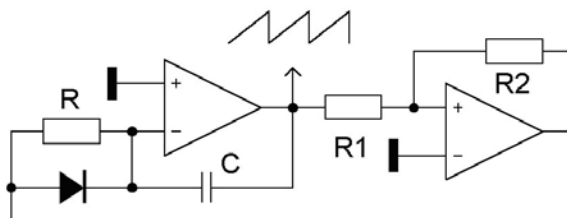


Рисунок 19.11

Усилитель класса “D”. То есть усилитель, в котором сигнал преобразуется в широтно-импульсно модулированный сигнал (ШИМ), с последующим восстановлением исходного сигнала посредством использования усредняющей цепочки. Поскольку при усилении используются импульсы прямоугольной формы и усилительные элементы работают в ключевом режиме, теоретический коэффициент полезного действия такого усилителя равен 100%. Недостатками усилителя класса “D” являются более сложная схема, повышенный уровень шумов и создание радиопомех. Однако если на первое место выходят требования компактности и коэффициента полезного действия, использование усилителя класса “D” может оказаться оправданным.

Качество работы усилителя класса “D” в значительной мере зависит от точности работы широтно-импульсного модулятора. Хотя есть такие специализированные модуляторы в интегральном исполнении, рассмотрим

весьма простую схему модулятора на обычных операционных усилителях, показанную на рисунке 19.12.

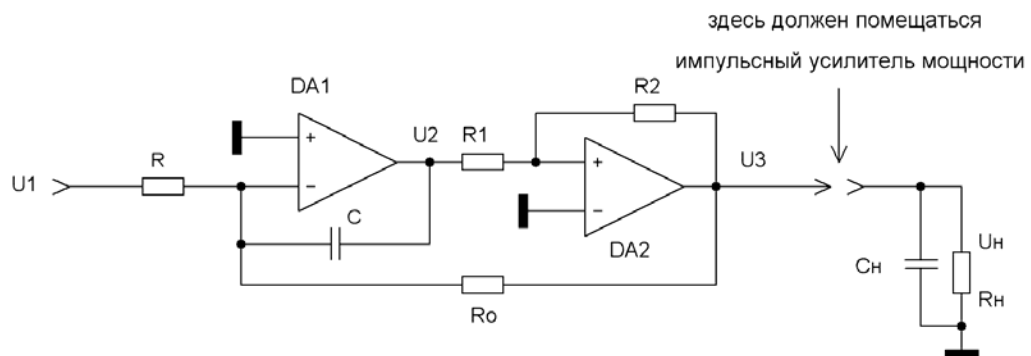


Рисунок 19.12

Модулятор состоит из электронного интегратора DA1 и триггера Шмидта DA2, охваченных цепью обратной связи. Каждый раз, когда напряжение на выходе интегратора достигает порогового напряжения триггера Шмидта, происходит скачкообразное изменение полярности на выходе триггера Шмидта и процесс интегрирования суммарного сигнала от источника входного сигнала и выходного сигнала триггера начинает происходить в обратную сторону. На выходе интегратора в результате появится напряжение с пилообразной формы, а на выходе триггера прямоугольной, показанной на рисунке 19.13.

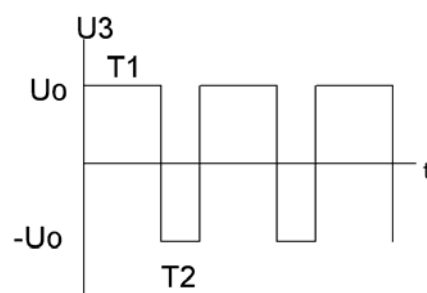


Рисунок 19.13

Анализ работы этой схемы показывает, что длительность импульса положительной полярности определяется формулой

$$T1 = \frac{2U_0 \frac{R1}{R2} C}{\frac{U_0}{R_0} - \frac{U1}{R}}$$

А длительность импульса отрицательной полярности

$$T2 = \frac{2U_0 \frac{R1}{R2} C}{\frac{U_0}{R_0} + \frac{U1}{R}}$$

После фильтра нижних частот, усредняющего напряжение U_3 , без импульсного усилителя мощности получим напряжение на нагрузке $U_n = -\frac{R_0}{R} U_1$, пропорциональное входному напряжению. Частота генерации

$$f = \frac{R_0 R_2}{4U_0^2 R_1 C} \left[\left(\frac{U_0}{R_0} \right)^2 - \left(\frac{U_1}{R} \right)^2 \right].$$

Если задано значение верхней граничной частоты модуляции f_b , то параметры фильтра нижних частот, усредняющего выходной широтно-модулированный сигнал, будут определяться формулами

$$C_n = \frac{1}{2\pi f_b R_n \sqrt{2}}, \quad L = \frac{R_n \sqrt{2}}{2\pi f_b}.$$

Величина выходной мощности зависит от возможностей импульсного усилителя мощности и может быть очень велика. В интернете есть ссылка на разработку усилителя класса “D” с выходной мощностью 10 кВт. Что касается нелинейных искажений, то на частоте 1000Гц при среднем уровне мощности они могут быть порядка нескольких десятых процента.

На рисунке 19.14 показана простейшая схема усилителя класса “D” с модулятором подобным рассмотренному ранее, с тем отличием, что вместо триггера Шмидта на операционном усилителе здесь используется триггер Шмидта собранный на транзисторах входящих в выходной каскад.

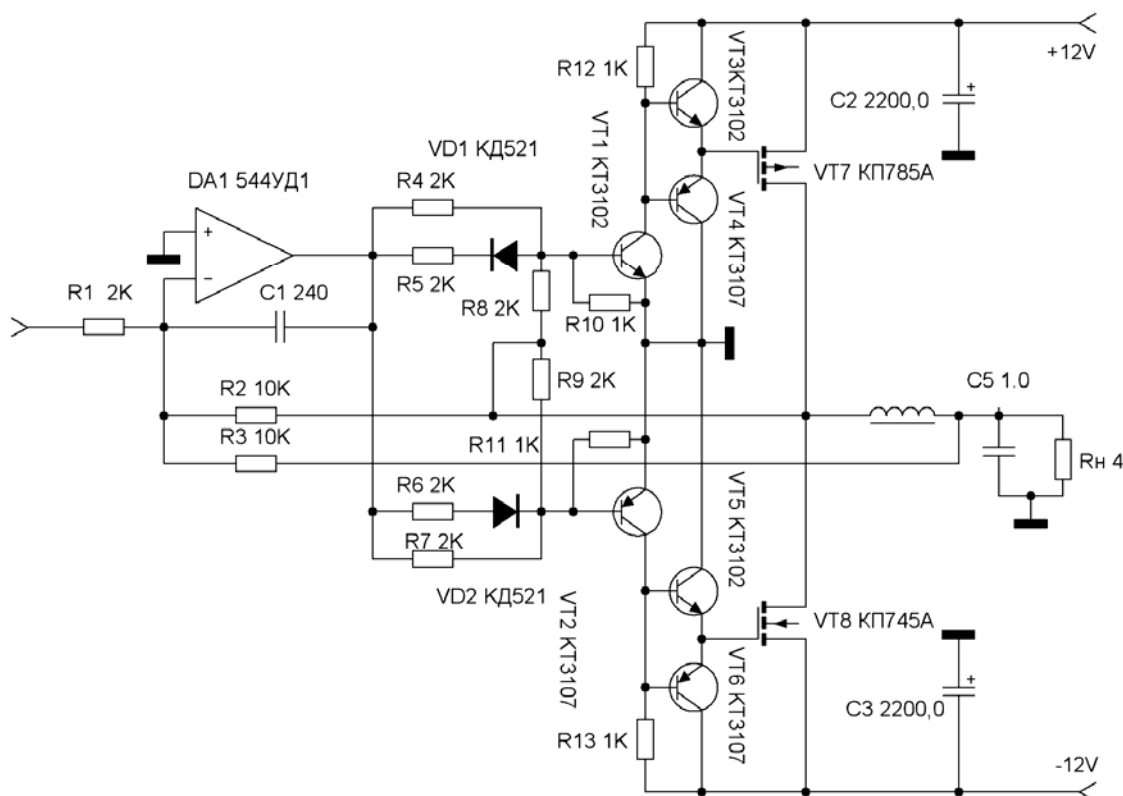


Рисунок 19.14

Частота тактовых импульсов ШИМ генератора 250 кГц. На частоте 1000Гц усилитель выдает мощность 10 Вт с коэффициентом полезного действия 96%. Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1000 Гц и выходной мощности 5 Вт составил 0.3%. Введя соответствующие небольшие изменения в схему и повысив напряжение питания выходного каскада уровень выходной мощности можно повысить во много раз. При практической реализации такой схемы необходимо ее дополнить защитой от коротких замыканий на выходе и возможных перегрузок по выходу.

Таймеры являются специализированными интегральными схемами, предназначенными для использования в релаксационных генераторах. Принцип действия генератора с таймером точно такой же, как и с триггером Шмидта. У типичного таймера типа LM555, ХА17555 по входу имеется петля гистерезиса,

пороги которой $1/3$ и $2/3$ напряжения питания. Однако они организованы с помощью двух компараторов, управляющих работой триггера с двумя устойчивыми состояниями. Таймер имеет намного больший выходной ток, по сравнению с обычным операционным усилителем, достигающий 200 мА, и может генерировать прямоугольные импульсы с частотой до 1 МГц. Вместе с тем стабильность генерируемой частоты оказывается хуже, чем у генератора на триггере Шмидта с операционным усилителем.

На рисунке 19.15 показана схема генератора прямоугольного напряжения на таймере с формой выходного сигнала близкой к меандру.

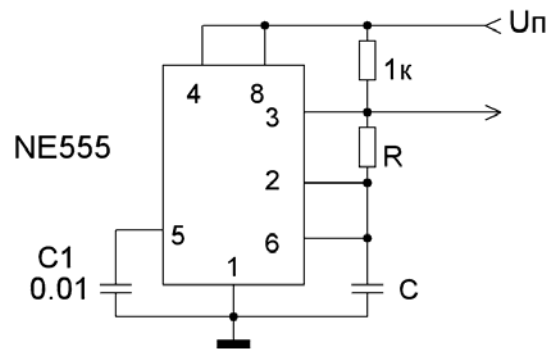


Рисунок 19.15

Частоту генерации определяет RC цепочка. $f = \frac{1}{2 \ln(2) RC}$. Конденсатор C1 является блокировочным, улучшающим работу схемы при генерации высоких частот и, кроме того, повышает помехозащищенность генератора от помех по проводу питания.

На рисунке 19.16 показана схема генератора прямоугольных импульсов, длительность единичного и нулевого состояния которых можно регулировать независимо, так что длительность единичного состояния $T_1 = R_1 C \ln(2)$, длительность нулевого состояния $T_0 = R_2 C \ln(2)$.

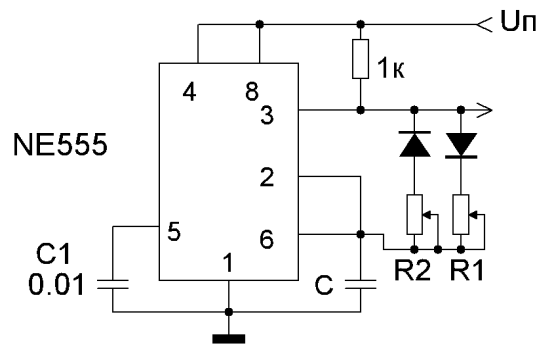


Рисунок 19.16

20. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Источники автономного питания чаще всего применяются в мобильной аппаратуре. Обычно это гальванические элементы и аккумуляторы. Обычная гальваническая батарейка это давно разработанный элемент Лекланше. Он состоит из цинкового стаканчика, являющегося катодом, внутрь которого вставлен угольный стержень, являющийся анодом, окруженный смесью угольного порошка и двуокиси марганца, отделенные от цинкового стаканчика желеобразным, на основе крахмала, электролитом на из хлористого аммония. В процессе разрядки батареи цинк постепенно растворяется в электролите, превращаясь в соль хлористого цинка. При большой степени разрядки в цинковом стаканчике образуются дырочки, однако желеобразный электролит при этом вытечь не может, тем не менее соприкасающиеся с батареей предметы могут быть запачканы электролитом. Во избежание этого современная батарейка снаружи имеет пластмассовое покрытие. Более совершенными по своим свойствам являются щелочные элементы, называемые батарейей алкалайн, в которых в качестве электролита используется раствор окиси калия. Кроме того, в качестве катода используется пористый цинковый стержень, помещенный в центре стаканчика, а анодом служит слой угольного порошка с

двуокисью марганца, помещенные вокруг катода и с внешней стороны удерживаемые никелевым стаканчиком, от которого и сделан вывод анода. В этом элементе внешний стаканчик в процессе работы никогда не может стать дырявым. Это как бы элемент Лекланше вывернутый наизнанку. Оба элемента в неразряженном состоянии имеют электродвижущую силу около 1,5 вольт. При одинаковых размерах щелочной элемент имеет примерно в два раза большую емкость и в несколько раз меньшее внутреннее сопротивление. В процессе разрядки электродвижущая сила постепенно снижается и когда она доходит до 1 вольта далее батарея обычно не используется. При большом токе разрядки щелочная батарея при одинаковой начальной емкости иногда может работать до 10 раз дольше, а при малом токе разница не столь заметна. Однако щелочные элементы в два – три раза дороже и по этой причине не вытеснили полностью элементы Лекланше.

Другие типы гальванических элементов: никель кадмиевые, ртутные, серебряно цинковые и литиевые по своим характеристикам намного лучше, в частности, при тех же размерах имеют в два-три раза большую емкость и в процессе разряда напряжение на них мало меняется. Однако они намного дороже и по этой причине реже используются. Особо следует подчеркнуть, что литиевая батарейка имеет электродвижущую силу около трех вольт и столь малый ток саморазряда, что и после 10-20 лет хранения все еще работоспособна. Их широко используют в компьютерах для поддержания энергонезависимой памяти.

Аккумуляторы. Для электронного оборудования рекомендуется применять следующие типы аккумуляторов: а) никель-кадмиевые (NiCd) или б) герметизированные свинцово-кислотные. Оба типа аккумуляторов имеют меньшее содержание энергии, чем гальванические элементы, но они являются перезаряжаемыми. Никель-кадмиевые элементы выдают напряжение 1,2 В и, как правило, имеют емкость в диапазоне от 100 мА·ч до 5 А · ч и работают

при температурах от -20°C до $+45^{\circ}\text{C}$; свинцово-кислотные батареи вырабатывают напряжение 2 В на элемент и, как правило, созданы для обеспечения от 1 до 20 А • они могут работать при температурах от -65°C до $+65^{\circ}\text{C}$. Оба типа батарей обладают относительно плоскими характеристиками разряда. Свинцово-кислотные батареи имеют низкие скорости саморазряда и претендуют на сохранение двух третей от начального заряда после годичного хранения при комнатной температуре. Никель-кадмиевые батареи имеют относительно плохие характеристики по сохранению заряда, в типовом случае теряют половину имеющегося заряда за 4 месяца.

Как никель-кадмиевые, так и герметизированные свинцово-кислотные батареи работоспособны при 250-1000 циклах заряд/разряд (большее значение, если они каждый раз разряжены только частично; и меньшее при полном разряде).

Аккумуляторы быстро выходят из строя, если их не заряжать надлежащим образом. Эти процедуры отличны для никель-кадмиевых и кислотно-свинцовых аккумуляторов. Традиционно определяют скорости заряда через емкость самой батареи в ампер-часах; например, заряд при «С/10» означает подачу тока заряда, равного одной десятой емкости полностью заряженной батареи в ампер-часах. Никель-кадмиевые элементы спроектированы таким образом, что они заряжаются при постоянном токе и выдерживают длительную подзарядку при С/10. Вследствие неэффективностей в цикле заряд/разряд вы должны заряжать при этой скорости в течение 14 ч, с тем чтобы **гарантировать** полную зарядку; вы можете подумать об этом как о подзарядке самой батареи на 140%.

Свинцово-кислотные аккумуляторы. Эти многоцелевые батареи могут быть заряжены при приложении постоянного напряжения, при условии ограничения тока, постоянным током или используя что-нибудь среднее. При

подзарядке ограниченным током и при постоянном напряжении вы подаете фиксированное напряжение (в типовом случае от 2,3 до 2,6 В на элемент); сама батарея первоначально получает высокий ток (вплоть до 2С), который затем падает, по мере того как она заряжается, окончательно достигая значения тока **саморазряда**, который и поддерживает саму батарею в полностью заряженном состоянии. Более высокое приложенное напряжение дает вам более быстрый заряд, но ценой большего зарядного тока и уменьшения общего времени жизни батареи. Заряд батареи можно поддерживать бесконечно при сохранении фиксированного «подзаряжающего» напряжения между 2,3 и 2,4 В на элемент (при этом компенсируется ток саморазряда)

Литий-ионные аккумуляторы. Наиболее часто применяются в мобильных устройствах (. Это связано с их преимуществами по сравнению с широко использовавшимися ранее никель-металлгидридными (Ni-MH) и никель-кадмиевыми (Ni-Cd) аккумуляторами.

Современные Li-ion аккумуляторы имеют высокие удельные характеристики: 100-180 Втч/кг и 250-400 Втч/л. Электродвижущая сила - 3,5-3,7 В и является максимально большой по сравнению с другими аккумуляторами. Современные малогабаритные аккумуляторы работоспособны при токах разряда до 2 С, мощные - до 10-20С. Интервал рабочих температур: от -20 до +60 °С. Однако многие производители уже разработали аккумуляторы, работоспособные при -40 °С. Возможно расширение температурного интервала в область более высоких температур. Потери емкости у Li-ion аккумуляторов в несколько раз меньше, чем у никель-кадмиевых аккумуляторов, как при 20 °С, так и при 40 °С. Ресурс-500-1000 циклов заряда-разряда.

Солнечные элементы.

Сочетание свинцово-кислотной или никель-кадмиевой батареи с кремниевыми солнечными элементами образует хороший источник питания для приборов с умеренным потреблением мощности, которые должны быть развернуты в удаленных местах и в течение продолжительного периода времени. Полный солнечный свет после прохождения атмосферы доставляет на землю приблизительно 1 кВт мощности на квадратный метр площади; после учета коэффициента полезного действия солнечных элементов (они имеют КПД приблизительно 10%) с квадратного метра можно получить до 100 Вт полезной мощности. Кремниевые солнечные элементы имеют простую и очень полезную вольт-амперную характеристику. Она показывает, что напряжение холостого хода практически не зависит от уровня света и в среднем составляет 0,5 В на элемент; Для подзарядки аккумуляторов от солнечной батареи нужно использовать столько элементов, чтобы суммарная электродвижущая сила солнечной батареи несколько превышала электродвижущую силу полностью заряженной батареи аккумуляторов.

Трансформаторные источники питания используются для перехода от обычного переменного сетевого напряжения 220 вольт 50 герц к постоянному напряжению для питания той или иной электронной схемы. Обычно схема такого источника питания содержит понижающий трансформатор, возможно с несколькими вторичными обмотками на разное напряжение, двухполупериодный выпрямитель, простейший сглаживающий фильтр, состоящий из одного электролитического конденсатора большой емкости и интегрального стабилизатора выходного напряжения. Типичная схема такого выпрямителя для создания двуполярного питающего напряжения показана на рисунке 20.1.

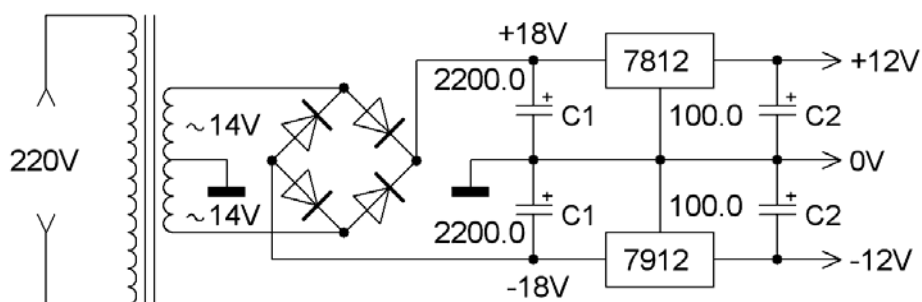


Рисунок 20.1

Поскольку переменные напряжения измеряются в эффективных значениях, а амплитуда переменного напряжения больше эффективного в $\sqrt{2}$ раз, конденсатор сглаживающего фильтра C1 должен зарядиться до амплитудного значения поданного напряжения. Однако часть напряжения теряется на омическом сопротивлении обмоток трансформатора и прямом падении напряжения на диодах. Так что напряжение поступающее на вход интегрального стабилизатора напряжения оказывается несколько меньше. Необходимо учитывать наличие пульсаций на сглаживающем конденсаторе, величина которых зависит от тока нагрузки. Кроме того, напряжение в питающей сети может оказаться меньше номинала. Поэтому для надежной работы источника питания на вход интегрального стабилизатора приходится подавать напряжение в полтора раза больше его выходного. При этом в интегральном стабилизаторе будет теряться мощность только в два раза меньше потребляемой нагрузкой, а коэффициент полезного действия не превысит 67%. Пока потребляемая нагрузкой мощность невелика, это не имеет существенного значения. Однако при большой мощности сразу возникают дополнительные проблемы. В частности, приходится использовать радиаторы охлаждения интегральных стабилизаторов, рассчитанные на рассеивание выделяющегося в них тепла. С целью увеличения коэффициента полезного действия источника питания применяются импульсные стабилизаторы. Такие стабилизаторы, однако, создают радиопомехи и по этой причине их не всегда можно использовать для питания некоторых электронных схем.

Структурная схема импульсного стабилизатора напряжения показана на рисунке 20.2.

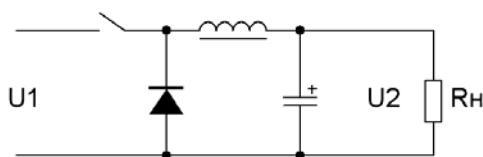


Рисунок 20.2

На вход схемы подается напряжение U_1 от обычного выпрямителя. Электронный ключ, для простоты обозначенный как обычный выключатель, периодически замыкается и размыкается. В замкнутом состоянии ключа ток от выпрямителя через катушку индуктивности, называемую в данном случае дросселем, поступает в нагрузку. При этом в дросселе накапливается энергия. При размыкании ключа за счет накопленной в дросселе энергии ток в катушке не прекращается, а продолжает течь в том же направлении в нагрузку, с другой стороны дросселя замыкаясь через диод. Часть накопленной в дросселе энергии поступает в нагрузку. При большой индуктивности дросселя и большой частоте прерываний ток, текущий через дроссель в нагрузку, будет практически постоянным. Конденсатор, шунтирующий нагрузку, еще больше сглаживает пульсации напряжения на нагрузке. Напряжение на нагрузке зависит от отношения длительности включенного состояния ключа к периоду прерываний. Используя соответствующий регулятор этого отношения (ШИМ-регулятор) можно стабилизировать выходное напряжение. Имеется большое количество интегральных схем, решающих эту задачу. Самое важное в этой схеме это высокий коэффициент полезного действия. Теоретический предел его равен 100%, поскольку при работе идеального ключа в нем нет потерь энергии, диод тоже можно считать идеальным вентиляем, а идеальный дроссель может иметь нулевое омическое сопротивление. На рисунке 20.3 показана схема импульсного стабилизатора со специализированной интегральной схемой.

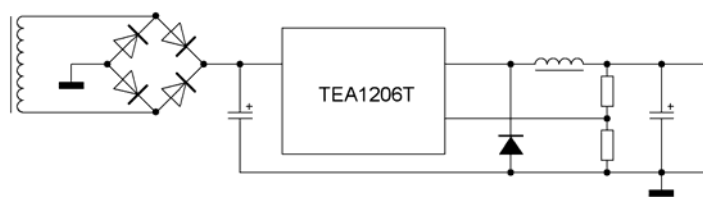


Рисунок 20.3

На вход схемы подается входное напряжение от обычного выпрямителя. Показана только одна вторичная обмотка силового трансформатора. Внутри интегральной схемы находится электронный ключ с очень низким сопротивлением во включенном состоянии, ШИМ генератор с тактовой частотой 600 кГц, и схема стабилизации выходного напряжения, которое задается отношением сопротивлений делителя выходного напряжения. Эта схема может отдать в нагрузку до 10 Ватт мощности. Применение довольно высокой тактовой частоты дает возможность использовать малогабаритный дроссель и небольшой емкости блокирующий конденсатор на выходе. В этой схеме основная часть потерь энергии происходит в диоде, поскольку при протекании тока через диод на нем падает порядка одного вольта напряжения. Если выходное напряжение невелико, то эти потери становятся ощутимыми. Для снижения их диод заменяют полевым транзистором с очень низким сопротивлением канала во включенном состоянии. Схема стабилизации при этом должна быть дополнена формирователем импульсов управления моментами включения полевого транзистора. Есть транзисторы с сопротивлением канала 0.002 Ома. Подобные транзисторы используются в импульсных схемах стабилизации напряжения питания процессоров ЭВМ, потребляющих ток в несколько десятков ампер при напряжении 1.3-1.8 вольта.

Применение обычного трансформаторного выпрямителя для питания импульсного стабилизатора напряжения, как это показано на рисунке 18.3, в настоящее время нерационально, так как если используется сравнительно маломощный трансформатор, то его коэффициент полезного действия редко превышает 80%, он имеет большой вес, громоздок и дорог. Если есть

необходимость и возможность использовать импульсный источник стабилизированного напряжения питания, то его можно питать без применения силового сетевого трансформатора, а подавать на его вход напряжение от выпрямителя непосредственно сетевого напряжения. Такие источники иногда называют безтрансформаторными импульсными источниками питания. Известно несколько типов таких источников питания. Наиболее простыми являются обратноходовые, которые используют на потребляемую мощность до 200 Вт. При мощности от 100 Вт до 2000Вт рекомендуют применять прямоходовые стабилизаторы. Двухтактные источники наиболее эффективны. Коэффициент полезного действия их может достигать 98%, однако электронная схема их намного сложнее. Поэтому их применение оправдано только при большой мощности. Примеры схем двухтактных источников приведены в приложении.

На рисунке 20.4 показана структурная схема обратноходового стабилизированного источника питания.

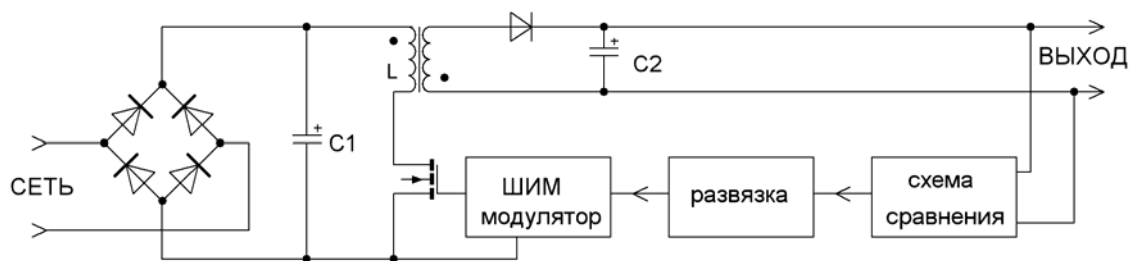
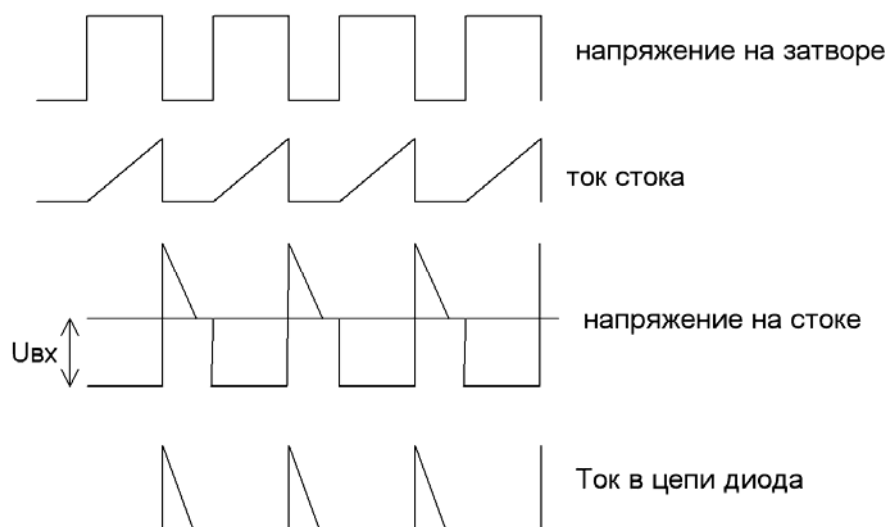


Рисунок 20.4

Работа схемы поясняется графиками формы сигналов на рисунке 20.5



5

Рисунок 20.5

Шим модулятор подает на вход ключевого полевого транзистора напряжение прямоугольной формы, периодически переводящее транзистор из запертого состояния в отпертое, когда сопротивление канала очень мало и падение напряжения на полевым транзисторе невелико по сравнению с входным напряжением. Так что к первичной катушке трансформатора оказывается приложенным полное значение входного напряжения, равное примерно 300 вольт при сетевом напряжении 220 вольт. В это время на вторичной обмотке трансформатора индуцируется напряжение отрицательной полярности, приложенное к аноду диода, и он оказывается запертым. По этой причине эта схема называется обратногоходовой. В связи с отсутствием тока во вторичной обмотке первичная обмотка ведет себя как катушка индуктивности. Ток в ней нарастает после отпирания транзистора по линейному закону и в сердечнике трансформатора накапливается магнитная энергия. По существу трансформатор в это время является дросселем, то есть катушкой индуктивности с накоплением магнитной энергии. После запираания транзистора на вторичной обмотке появляется напряжение, отпирающее диод, и накопленная в сердечнике энергия через диод поступает на зарядку конденсатора и постепенно расходуется в нагрузке. Пульсации выходного напряжения имеют величину порядка 100 мВ. Для

питания цифровых схем это не имеет значения, а для аналоговых, в случае необходимости, можно применить дополнительный линейный интегральный стабилизатор напряжения, например как в схеме рисунка 20.1. Величина выходного напряжения зависит от числа витков вторичной обмотки и скважности импульсов вырабатываемых ШИМ модулятором. Для стабилизации этого напряжения оно сравнивается с опорным напряжением в схеме сравнения и через развязывающую цепь воздействует на скважность импульсов ШИМ модулятора таким образом, чтобы выходное напряжение оставалось неизменным. Развязывающую цепь приходится применять для гальванической развязки выходного напряжения от питающей сети. В качестве такой развязки может быть применен дополнительный трансформатор, но чаще используется оптрон.

В идеале такой преобразователь должен иметь 100% коэффициент полезного действия. Однако ряд процессов в реальной схеме сопровождается потерями энергии. Каждый раз при выключении тока это происходит не мгновенно, а за какой то промежуток времени. В это время идет ток и напряжение между стоком и истоком не равно нулю. В результате на стоке выделяется некоторая мощность. Она увеличивается с ростом тактовой частоты. Сопротивление канала включенного транзистора имеет конечную величину и при протекании тока теряется мощность. Часть напряжения теряется на диоде. При токе нагрузки более 1 ампера он заметно греется. Лучше применять диод Шоттки, имеющий меньшее падение напряжение при прямом прохождении тока. Еще один источник потерь мощности связан с наличием индуктивности рассеивания первичной обмотки. В этой индуктивности накапливается энергия и она не может быть сброшена в нагрузку. Ее приходится рассеивать в специальной демпферной цепи, не показанной на схеме рисунка 20.4, а показанной на рисунке 20.8. Паразитная емкость, шунтирующей цепь стока полевого транзистора, вносит свой вклад в потери энергии. С ростом тактовой частоты можно использовать сердечник меньшего объема, однако вследствие перечисленных выше причин при этом снижается коэффициент полезного действия.

Имеется большое количество ШИМ модуляторов в интегральном исполнении, выпускаемые различными фирмами, и предназначенных для использования в обратноходовых и прямоходовых преобразователях напряжения. В случае необходимости можно такой модулятор собрать из отдельных дискретных элементов. На рисунке 20.6 показан вариант такой схемы, наглядно иллюстрирующий принцип действия большинства ШИМ модуляторов. Другая схема подобного ШИМ модулятора приведена в приложении.

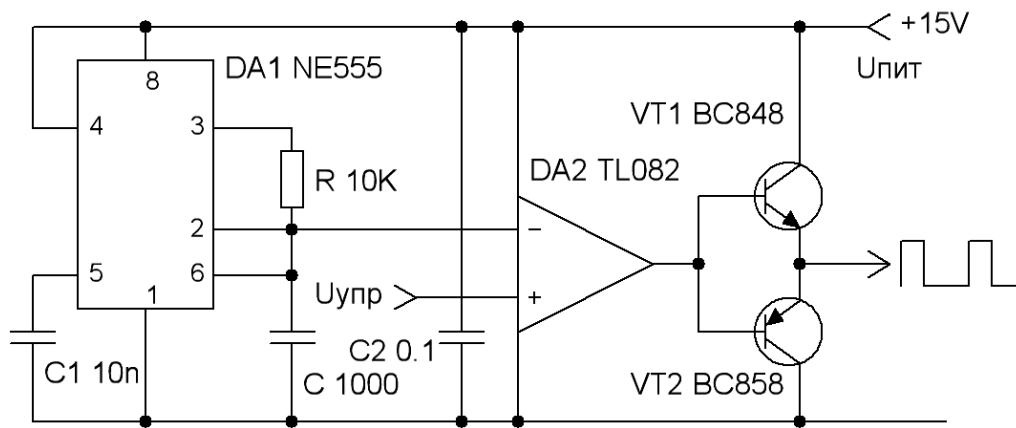


Рисунок 20.6

На таймере DA1 собран (смотрите так же рисунок 19.15) генератор пилообразного напряжения. Частота генерации определяется формулой

$$f = \frac{1}{2\pi RC \ln(2)}$$

Получившееся на конденсаторе С пилообразное напряжение с

размахом $1/3U_{пит}$ сравнивается с управляющим напряжением $U_{упр}$ компаратором на операционном усилителе DA2 и на выходе его получают импульсы прямоугольной формы, скважность которых зависит от величины управляющего напряжения. Рисунок 20.7. Схема формирования напряжения управления должна быть построена таким образом, чтобы $U_{упр}$ никогда не могло быть более $2/3 U_{пит}$. В противном случае на выходе компаратора получится постоянное напряжение вместо импульсного, что совершенно не

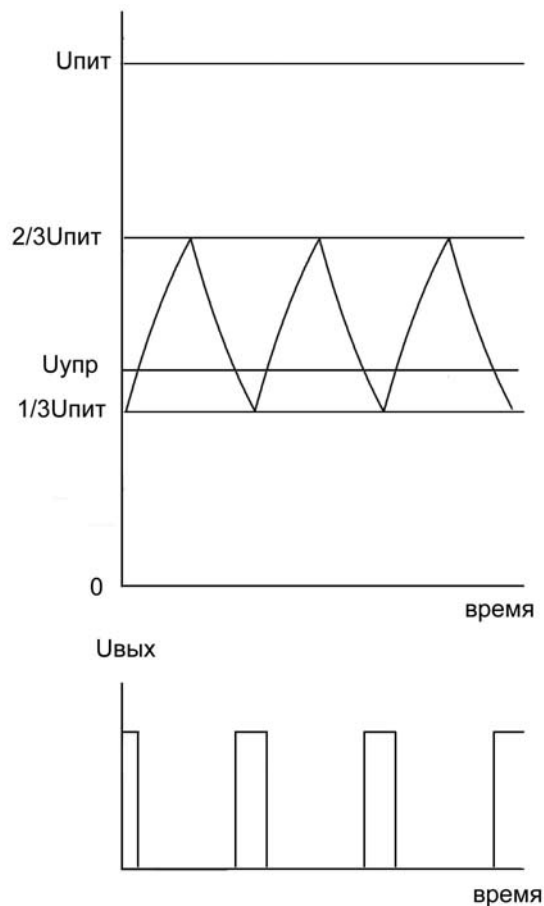


Рисунок 20.7

допустимо. Во многих фирменных схемах ШИМ ограничиваются получением 50% скважности. Кроме того, схема формирования напряжения управления в момент включения должна создавать сигнал медленно увеличивающийся от нуля, с тем чтобы сначала появлялись импульсы минимальной длительности, а потом длительность из плавно увеличивалась до необходимого значения. Это обеспечит мягкое включение преобразователя напряжения.

Далее импульсы с выхода компаратора через двухтактный эмиттерный повторитель подаются на вход ключевого полевого транзистора, входящего в схему импульсного преобразователя. Необходимость применения такого повторителя вызвана тем, что из-за большой проходной емкости полевого транзистора на его вход необходимо подавать сигналы от источника с низким входным сопротивлением, иначе фронты импульсов будут сильно завалены.

Наиболее простые интегральные ШИМ регуляторы имеют всего три вывода. На рисунке 20.8 показана схема включения такого преобразователя, рекомендованная фирмой изготовителем.

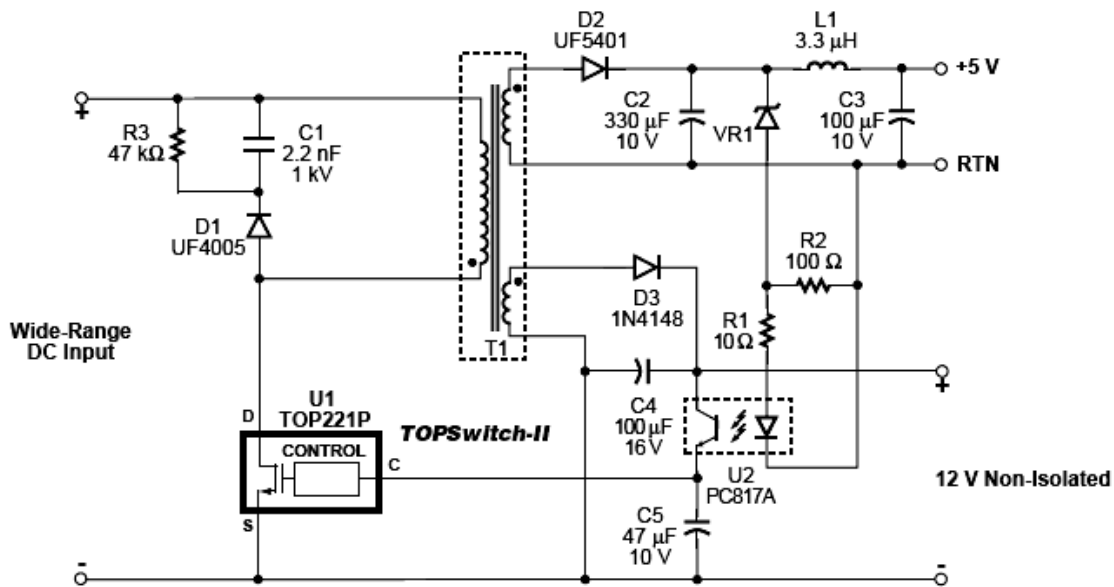


Рисунок 20.8

Выходное напряжение через стабилитрон подается на оптопару PC817A и с нее на управляющий вход ШИМ регулятора, выход которого питается от вспомогательного источника на D3, C4. Ключевой полевой транзистор встроен в ШИМ регулятор. Демпферная цепь D1, C1, R3 сбрасывает накопленную в индуктивности рассеивания энергию. Интегральные схемы серии TOP дают возможность реализовать источники питания с потребляемой мощностью до 150 Вт. Они хороши для стационарной нагрузки, но могут выйти из строя если нагрузка резко меняет свои параметры. Так при резком отключении нагрузки схема стабилизации не может моментально отреагировать на изменение ситуации в результате чего напряжение на ключевом транзисторе может резко увеличиться и достигнуть значения пробоя ключевого транзистора. Другая причина выхода из строя преобразователя связана с возможностью намагничивания сердечника. Для любых схем обратноходовых преобразователей очень важно, чтобы следующее включение тока ключевым транзистором происходило после полной отдачи

накопленной в сердечнике энергии. В противном случае при каждом последующем включении тока будет происходить дальнейшее накопление энергии, сердечник войдет в режим насыщения, индуктивность обмотки резко уменьшится, а ток приобретет катастрофически большое значение. Частично проблема решается введением размагничивающего зазора в сердечник. Для надежной работы преобразователя необходим контроль за состоянием намагничивания сердечника. Это реализовано в одной из лучших схем этого типа, показанной на рисунке 20.9. Пока идет процесс отдачи накопленной энергии, идет ток в цепи диода и напряжение на диоде приложено в прямом направлении. Это положительное напряжение подается на вход контроля намагниченности DEM и блокирует выработку сигнала включающего ключевой транзистор.

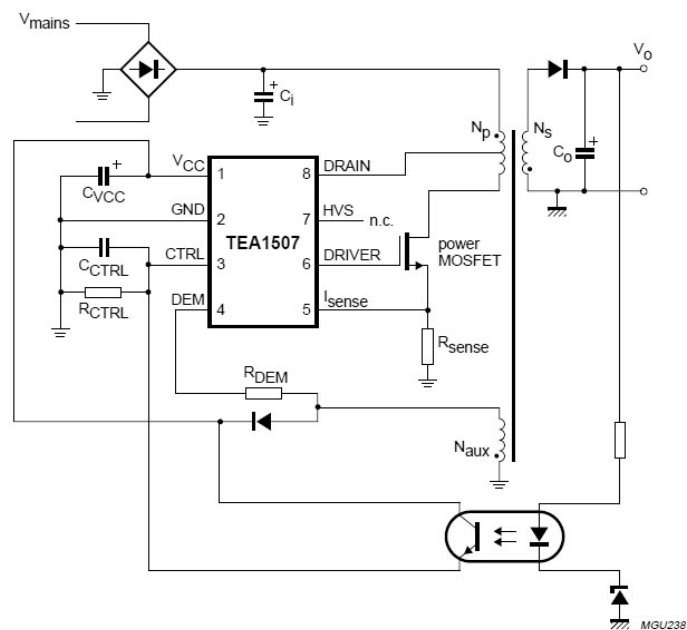


Рисунок 20.9

Схема рисунка 20.9 поясняет идею контроля за намагничиванием сердечника, но в ней отсутствуют многие необходимые для безопасной работы схемы элементы. Как на самом деле это делается можно посмотреть **75W SMPS with TEA1507 Quasi-Resonant Flyback controller**(www.unitrel.pl/gif/tea1507.pdf.)

Если читатель при попытке использования одной из специализированных интегральных схем управления будет недоволен их работой, то он может использовать вариант преобразователя со всеми необходимыми элементами приведенный в приложении.

Для питания некоторых цифровых электронных схем требуется совсем небольшая мощность. На рисунке 20.10 показана схема совсем простого импульсного источника питания для этих целей.

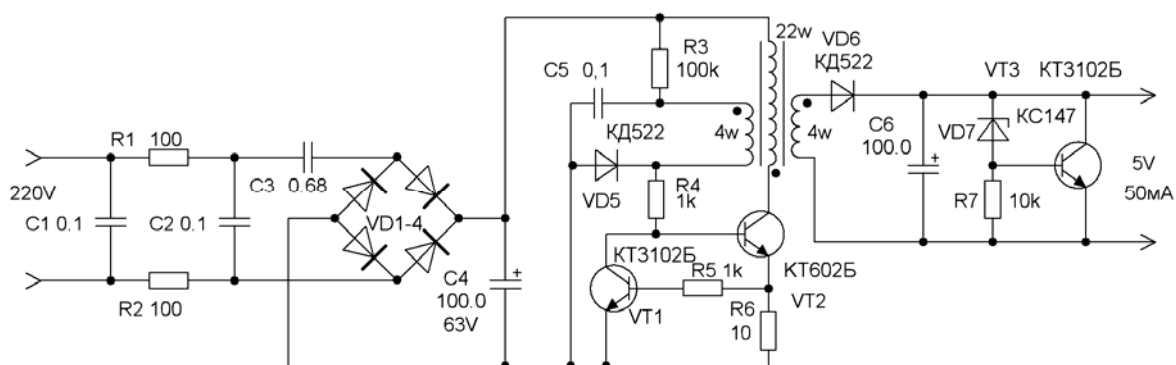


Рисунок 20.10

Избыток напряжения гасится на конденсаторе C3 и на импульсный генератор поступает напряжение питания около 30 вольт. Это дает возможность использовать в генераторе низковольтные маломощные транзисторы. Генератор построен по принципу блокинг-генератора. В цепь базы транзистора VT2 через резистор R4 с обмотки обратной связи подается сигнал положительной обратной связи. Ток через этот транзистор начинает нарастать по линейному закону и когда он достигнет значения, при котором начнет отпираться транзистор VT1, произойдет шунтирование цепи базы транзистора VT2 и уменьшению тока через него, и процесс за счет положительной обратной связи начнет развиваться обратном направлении. На обмотке обратной связи появиться напряжение отрицательной полярности, приводящее к мгновенному прекращению тока через транзистор VT2. На обмотке обратной связи далее будет оставаться отрицательное напряжение до тех пор пока накопленная в сердечнике энергия будет сбрасываться через диод VD6 на конденсатор C6 и с него она будет поступать в нагрузку. Для

трансформатора используется кольцевой ферритовый сердечник с внешним диаметром 10 мм. В схеме используется параллельная схема стабилизации на транзисторе VT3 и диоде VD7. Другого варианта стабилизации для этой схемы просто нет, поскольку большая часть напряжения, подводимому к выпрямителю питания, гасится на конденсаторе C3 и схема преобразователя напряжения запитывается практически постоянным током.

Следует обратить внимание на то, что в качестве маломощного стабилизированного источника питания в ряде случаев можно с успехом использовать зарядные устройства для мобильных телефонов.

В прямоходовом преобразователе напряжения ток в нагрузку поступает во время токопрохождения через ключевой транзистор. Смотрите рисунок 20.11.

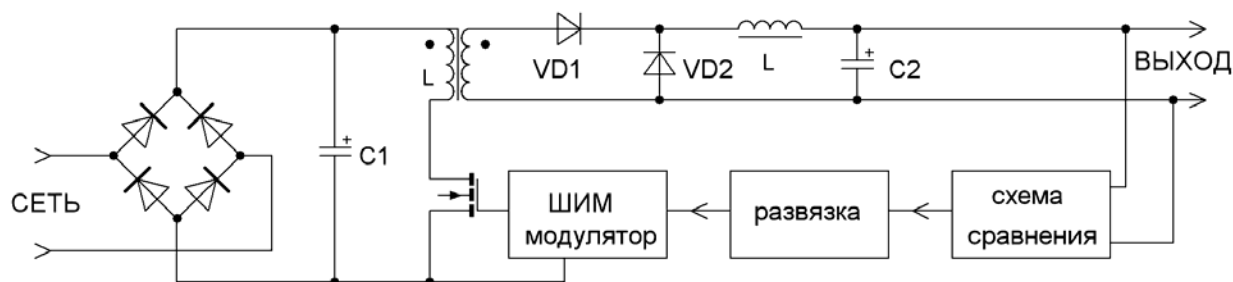


Рисунок 20.11

Однако для возможности стабилизации выходного напряжения с использованием ШИМ модулятора приходится использовать дополнительно дроссель и диод. Функция их точно такая же, как и в обычном импульсном стабилизаторе. (Смотрите рисунок 20.4). В прямоходовом преобразователе не используется запасенная в сердечнике энергия. Более того, эта энергия оказывается вредной, так как во время обратного хода ее невозможно передать в нагрузку, так как диод VD1 оказывается запертым, а накопленную энергию приходится рассеивать другим способом. В прямоходовом преобразователе эта энергия накапливается только в индуктивности рассеивания, так как во время прохождения прямого тока ток во вторичной обмотке создает магнитное поле направленное

против магнитного поля тока в первичной обмотки. В связи с этим в идеальном прямо ходовом преобразователе отсутствует эффект намагничивания сердечника. По этим причинам при той же мощности преобразователя сердечник трансформатора прямоходового преобразователя можно использовать существенно меньшего размера, чем у обратногоходового. Однако необходимость использования еще одного сердечника в дросселе это преимущество сводит на нет. Вместе с тем благодаря использованию дросселя пульсации выходного напряжения в прямоходовом преобразователе получаются существенно меньше. В силу ограниченности наших возможностей дальнейшее рассмотрение прямоходовых и двухтактных преобразователей производиться не будет. Читатель может обратиться к специальной литературе. Примеры двухтактных преобразователей приведены в приложении.

Ряд формул, приведенных ниже, дает сведения о приближенном расчете обратногоходового преобразователя.

Сначала определяется максимальное значение тока J_m в первичной обмотке. Если посмотреть на рисунок 20.5, то видно, что среднее значение этого тока равно четверти максимального значения. Поэтому потребляемая от источника питания преобразователя мощность будет равна $P=0.25J_mU_{п}$. Таким образом, $J_m=4P/U_{п}$. Поскольку коэффициент полезного действия преобразователя достаточно велик, в первом приближении можно считать, что потребляемая мощность равна мощности поступающей в нагрузку.

Далее определяем число витков N_1 первичной обмотки. Ток в первичной обмотке нарастает во времени линейно по закону, а электродвижущая сила, равная напряжению питания, определяется из закона электромагнитной индукции $U_{п}=N_1B_mS/T$, где B_m – максимальное значение магнитной индукции в сердечнике, S – сечение сердечника, $0.5T$ – время нарастания тока, T – период повторения импульсов. Введя вместо периода повторения частоту повторения f , для числа витков получим $N_1=U_{п}/2fB_mS$. Необходимая величина зазора g в сердечнике определяется так. Максимальное значение напряженности

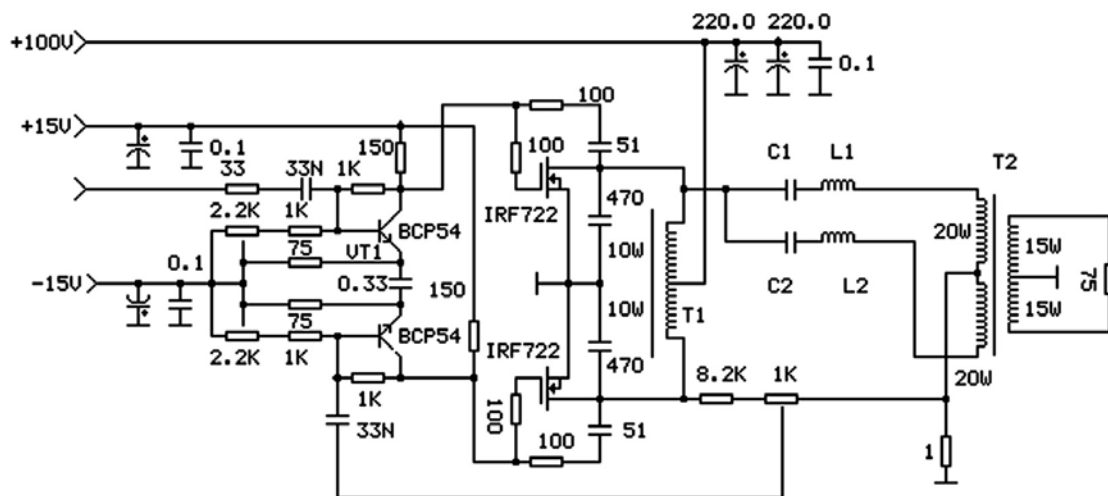
магнитного поля в зазоре равно отношению магнитодвижущей силы к величине зазора $H_m = J_m N_1 / g$. Поскольку $B_m = \mu_0 H_m$, получим $g = \mu_0 J_m N_1 / B_m$.

Эти формулы выведены с использованием международной системы единиц, поэтому при использовании ферритового сердечника следует подставить рекомендованное значение $B_m = 0.3$, $\mu_0 = 12.7 \cdot 10^{-7}$, S подставить в квадратных метрах, а величина зазора получится в метрах.

Ъ

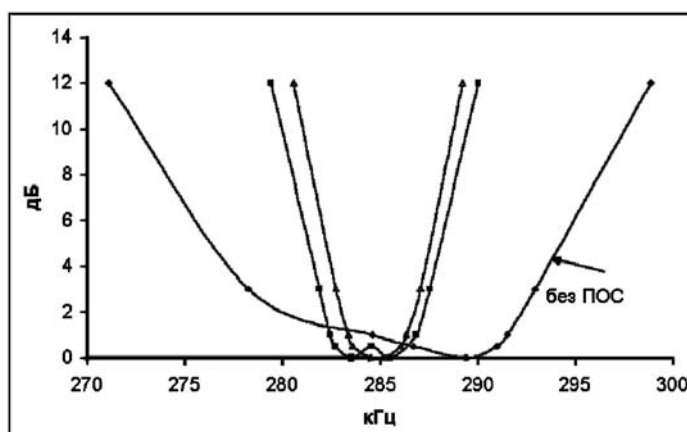
21. ПРИЛОЖЕНИЯ

1. УСИЛИТЕЛЬ С УМНОЖЕНИЕМ ДОБРОТНОСТИ



На рисунке показана схема резонансного усилителя мощности с умножением добротности. На выходе усилителя используется двухтактный усилительный каскад класса “АВ”. В каждом плече стоит по три транзистора в параллель, а показан лишь один, чтобы не загромождать схему. Начальное смещение выходных транзисторов устанавливается подстроечными резисторами в цепи базы входных транзисторов таким, чтобы ток покоя, потребляемый выходным каскадом, составлял порядка 0.5 А. На входе усилителя стоит дифференциальный усилительный каскад. На один его вход подается входной сигнал, а на второй вход-сигнал обратной связи, образованный суммированием сигнала отрицательной обратной связи, снимаемого с трансформатора Т1 и сигнала положительной обратной связи, снимаемого с выхода частотно-избирательной системы, образованной двумя последовательными колебательными контурами, включенными по

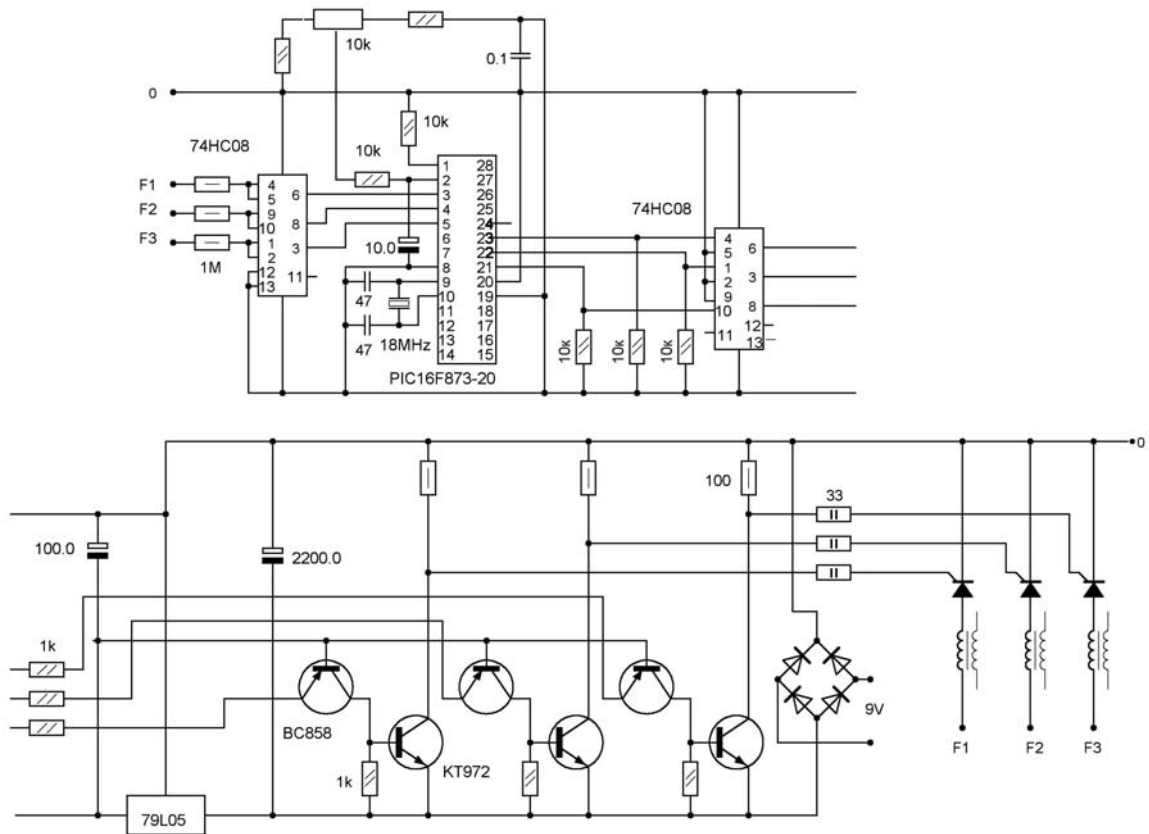
дифференциальной схеме. Применение дифференциальной частотно-избирательной системы обеспечивает дополнительное затухание сигнала за пределами полосы пропускания. Величина сигнала отрицательной обратной связи регулируется подстроечным потенциометром. На частоте 600 кГц и полосе пропускания 4 кГц максимальная выходная мощность достигает 200 ватт при коэффициенте полезного действия 50%. При такой мощности и добротности 150, если бы не использовался эффект умножения добротности, напряжение на конденсаторах колебательных контуров могло бы достигнуть 15000 вольт, что крайне затруднительно было бы реализовать. В нашем случае это напряжение меньше и составляет всего порядка 3000 вольт.



Рисунок

На рисунке показана экспериментально снятая частотная характеристика данного усилителя. По вертикальной оси отложено затухание сигнала. Приведены три характеристики. Без включения положительной обратной связи и с разными значениями положительной обратной связи.

2. ТРЕХФАЗНЫЙ СИМИСТОРНЫЙ РЕГУЛЯТОР



приведен на рисунке. Трехфазное напряжение 220V через резисторы в 1 мегом подаются на входы DD1, преобразующего синусоидальные сигналы в прямоугольные, который подаются на входы контроллера. Контроллер подавляет возможные импульсные помехи. На выходе контроллера получаются трехфазные сигналы прямоугольной формы, которые после усиления управляют работой симисторов, включенных последовательно с обмотками трехфазного трансформатора. Уровень выходной мощности регулируется напряжением, снимаемым с потенциометра. Схема используется для регулировки сварочного тока с мощностью до 5 кВт.

3.ИМПУЛЬСНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

А. ШИМ - РЕГУЛЯТОР НА ОСНОВЕ ТАЙМЕРА И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ

В

ИМПУЛЬСНЫХ ИСТОЧНИКАХ ПИТАНИЯ

Основное назначение таймера - генерирование периодических и непериодических импульсов прямоугольной формы. Таймеры NE555 и 1006ВИ обеспечивают получение на выходе импульсов прямоугольной формы с амплитудой равной напряжению питания, с выходным током до 200 мА и с низким выходным сопротивлением порядка 10 Ом. Это дает возможность подавать с них сигнал непосредственно на вход весьма мощных полевых транзисторов. Поэтому привлекательной является идея создания на основе таймера ШИМ регулятора с целью импульсного регулирования мощности. Промышленность выпускает множество различных ШИМ регуляторов для самых различных целей [1]. Однако регулятор на таймере, весьма доступном и дешевом приборе, во многих случаях может с ними успешно конкурировать.

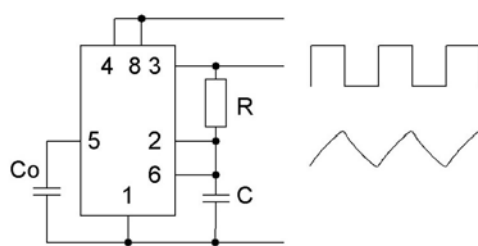


Рис.1

На рис.1 показана типичная схема включения таймера для генерации импульсов прямоугольной формы. Таймер на объединенном входе 2,6 имеет два пороговых напряжения равных $1/3$ и $2/3$ напряжения питания, при достижении которых происходит переключение выходного напряжения на выходе 3. Допустим в начальный момент времени напряжение на выходе 3

равно напряжению питания. При этом напряжение на конденсаторе C будет возрастать по экспоненциальному закону, так как он заряжается от источника постоянного напряжения через резистор R . Как только напряжение на конденсаторе C достигнет значения верхнего порогового напряжения, происходит переключение напряжения на выходе 3 со значения напряжения равного напряжению питания на нулевое значение. При этом процесс зарядки конденсатора сменится процессом разрядки. Разрядка будет продолжаться до достижения нижнего порогового напряжения, после чего напряжение на выходе скачком возрастет и опять начнется процесс зарядки. Таким образом на входе 2,6 будет генерироваться напряжение пилообразной формы, состоящее из отрезков экспонент, а на выходе 3 появится напряжение практически симметричной прямоугольной формы (меандр). Обычно подключаемый конденсатор C_0 служит для развязки пороговых напряжений от сигналов помех по цепи питания и не играет принципиальной роли.

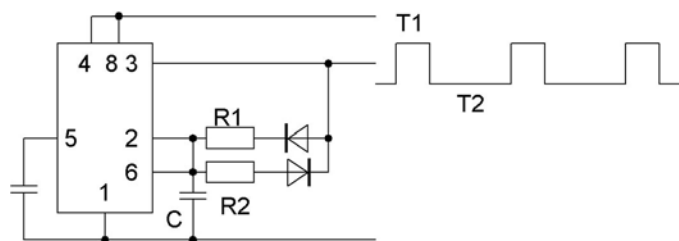


Рис.2

Для генерации несимметричного напряжения цепи зарядки и разрядки конденсатора можно разделить с помощью диодов, как показано на рис.2. при этом длительность $T1=R1C\ln 2$, $T2=R2C\ln 2$. Изменяя соответствующим образом $R1$ или $R2$ можно получить необходимую широтно - импульсную модуляцию. Однако автоматически управлять сопротивлением резистора не всегда удобно, особенно если в цепи управления необходима гальваническая

развязка. Для этой цели удобно использовать транзисторный оптрон, заменяя им один из диодов, как это показано на рис.3.

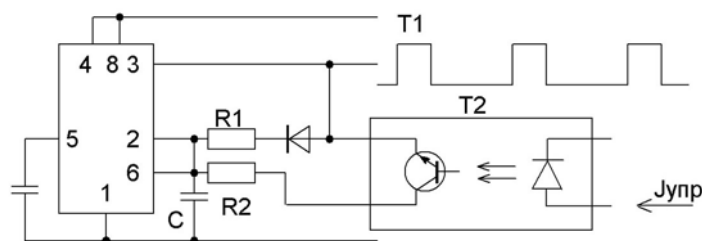


Рис.3

В этом случае, когда на выходе таймера 3 существует положительное напряжение, на транзистор оптрона подается обратное напряжение и он оказывается запертым. Конденсатор С заряжается через резистор R1 и время его зарядки определяется формулой $T1=R1C\ln 2$. Когда на выходе 3 существует нулевое напряжение, конденсатор С разряжается выходным током транзистора оптрона. Этот ток не зависит от значения сопротивления ограничивающего резистора R2, пока транзистор оптрона не находится в режиме насыщения. Поскольку выходной ток оптрона очень близок к входному, время разрядки конденсатора С определяется формулой $T2=UпC/3Iупр.$, В режиме насыщения транзистора время разрядки конденсатора определяется формулой $T2=R2C\ln 2$ и не зависит от тока оптрона. Таким образом, сопротивление резистора R2 определяет значение минимального времени T2. Длительность положительного импульса T1 постоянна и не зависит от T2.

В качестве примера применения рассматриваемого ШИМ регулятора на рис.4 показана схема обратноходового импульсного источника питания.

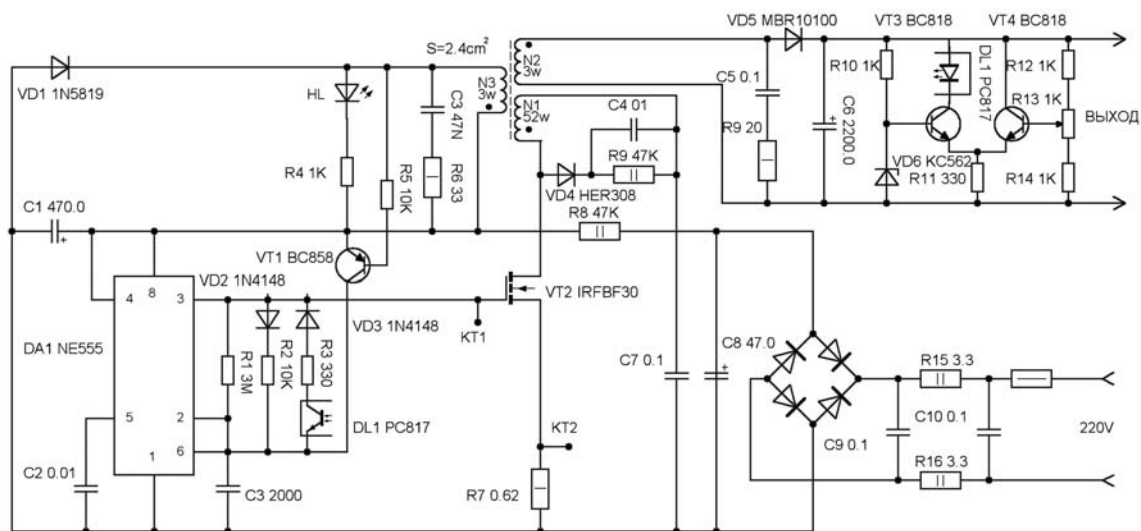


Рис.4

Во время открытого состояния ключевого транзистора через первичную обмотку трансформатора идет ток и в сердечнике трансформатора накапливается магнитная энергия. Диод VD5 заперт и в нагрузку ток не поступает. После запираания ключевого транзистора полярность напряжения на входе диода VD5 меняется на противоположную и через него накопленная в сердечнике магнитная энергия сбрасывается на конденсатор C6 и с него поступает в нагрузку. Очень важно, чтобы процесс передачи энергии закончился полностью до последующего отпираания ключевого транзистора. В противном случае будет осуществляться накопление энергии в сердечнике и он перейдет в состояние насыщения, при котором уменьшается индуктивность первичной обмотки трансформатора, что ведет к резкому увеличению тока через ключевой транзистор и к выходу его из строя. Для предотвращения такой ситуации на все время передачи энергии транзистор VT1 отпирается напряжением, снимаемым с обмотки трансформатора, и блокирует генератор. Кроме того, для облегчения процесса саморазмагничивания сердечника в нем введен зазор.

В этой схеме используется частотно импульсный модулятор, который генерирует импульсы открывания ключевого транзистора почти постоянной

длительности, а частота повторения их меняется таким образом, чтобы выходное напряжение не менялось. В рабочем режиме, при выходном напряжении 15 вольт и токе нагрузки 3 ампера, частота равна 40 КГц. Без нагрузки она составляет всего 500Гц. В режиме короткого замыкания на выходе она понижается до 7 кГц а потребляемая схемой мощность резко уменьшается до нескольких ватт. В режиме короткого замыкания схема может оставаться как угодно долго. После снятия замыкания схема автоматически восстанавливает свою работоспособность.

Стабилизация выходного напряжения действует следующим образом. Часть выходного напряжения, снимаемая с потенциометра R13 и подаваемая на базу VT4, сравнивается с опорным напряжением, подаваемым на базу VT3. Разность этих напряжений усиливается и подается на вход транзисторного оптрона DL1. Выходной ток оптрона через резистор R3 поступает на вход таймера и уменьшает или увеличивает время запертого состояния ключевого транзистора. Потенциометром R13 можно установить любое значение выходного напряжения в пределах от 10 до 18 вольт.

В схеме используется эффективная схема защиты от коротких замыканий на выходе. При коротком замыкании на выходе исчезает ток на входе и выходе оптрона и тактовая частота резко уменьшается, что приводит к такому же резкому снижению потребляемой мощности. Одновременно уменьшается ток короткого замыкания на выходе. В результате схема может оставаться с короткозамкнутым выходом сколь угодно долго. После снятия короткого замыкания работоспособность схемы восстанавливается.

Диод VD4, конденсатор C3 и резистор R9 образуют демпферную цепь, рассеивающую накопленную в индуктивности рассеивания первичной обмотки трансформатора. Конденсатор C5 совместно с резистором R9 образует так называемые снабер – цепь вносящую резкое затухание в паразитные колебательные контура, образованные индуктивностями рассеивания обмоток

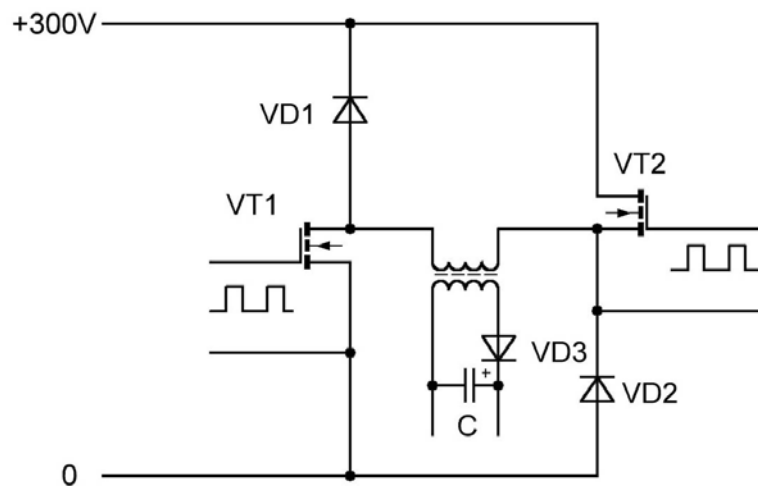
совместно с междувитковыми емкостями этих обмоток. Без применения снаберов уровень радиопомех со стороны преобразователя резко увеличивается. Кроме того, применение снаберов увеличивает устойчивость работы системы стабилизации.

Конденсаторы С9 и С10 совместно с резисторами R15 и R16 образуют фильтр, препятствующий попаданию в питающую сеть радиопомех от импульсного преобразователя. Одновременно резисторы R15 и R16 ограничивают величину скачка тока через выпрямительный мостик в момент включения питающей сети.

Б. «КОСОЙ» ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

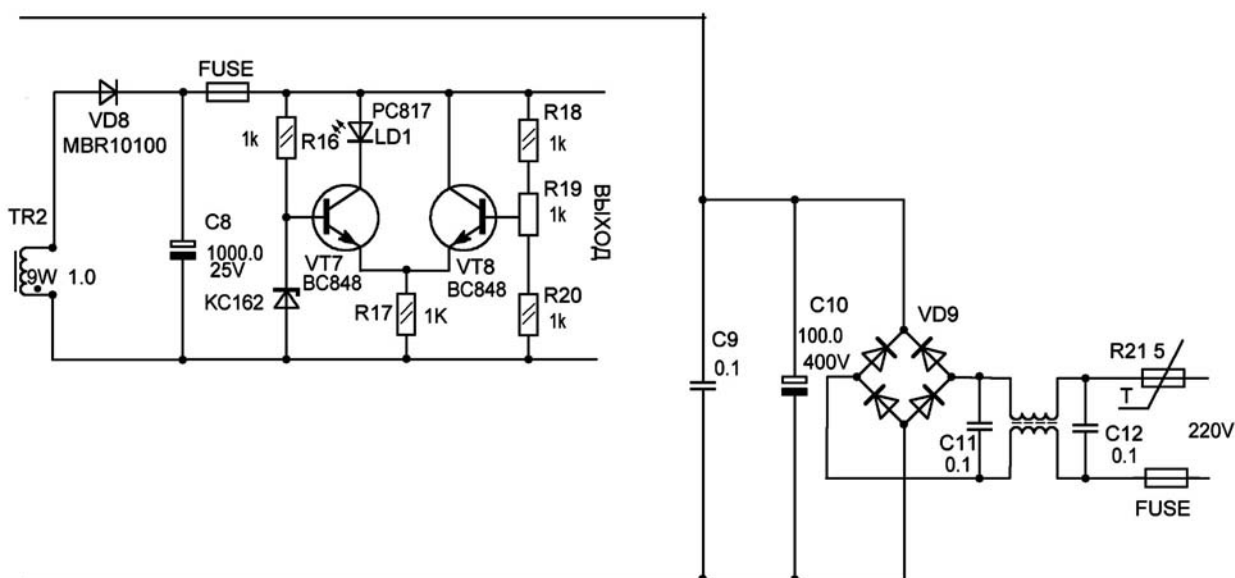
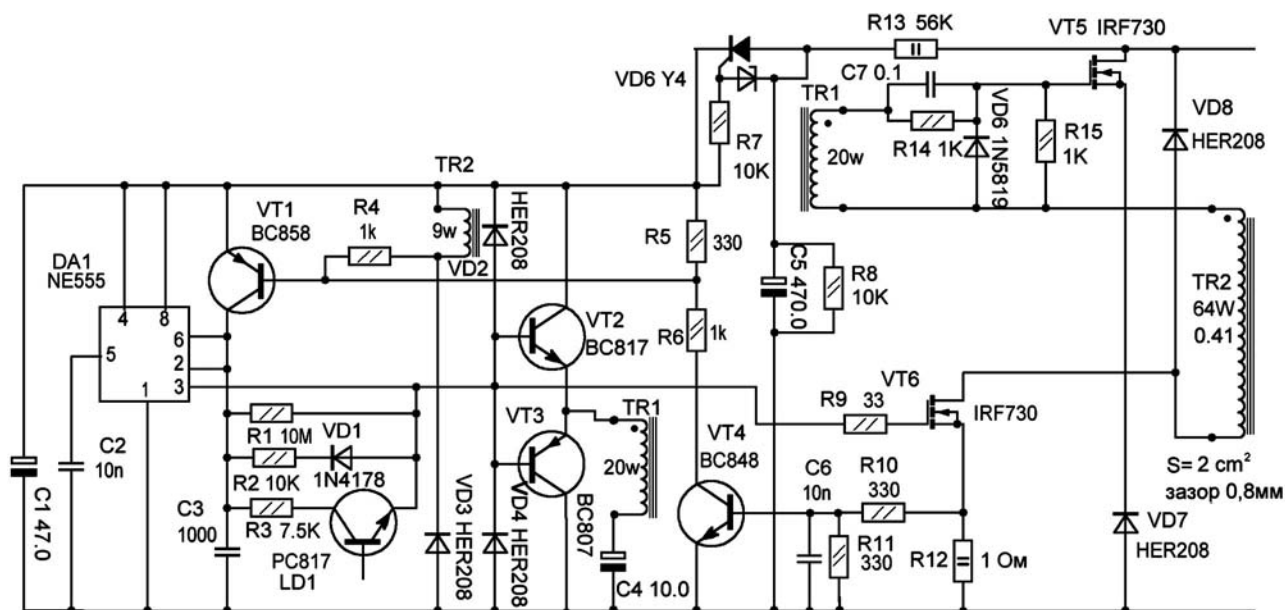
Очень часто используются так называемые «косые» прямоходовые и обратноходовые импульсные источники питания. Они имеют несколько важных преимуществ. Во первых, напряжение на ключевых транзисторах не может превысить подаваемое напряжение и оно по крайней мере в два раза меньше по сравнению с обычной схемой, например рассмотренной выше. Следовательно, можно использовать более низковольтные и более дешевые транзисторы. Правда, их теперь нужно две штуки. Более низковольтные полевые транзисторы имеют меньшее сопротивление канала и хотя сопротивления каналов складываются последовательно, возможен выигрыш по уменьшению потерь энергии на этих сопротивлениях. Во вторых, в косой схеме энергия запасенная в индуктивности рассеивания возвращается в источник питания, а не превращается в тепло в демпферной схеме. В третьих, поскольку перепады напряжения оказываются в два раза меньше, потери энергии за счет перезарядки паразитных емкостей уменьшаются в четыре раза. В результате наблюдается выигрыш в коэффициенте полезного действия и схема становится более надежной.

На рисунке показана структурная схема косого обратного преобразователя. Во время прямого хода полевые ключевые транзисторы входят в насыщение и первичная обмотка трансформатора оказывается подключенной к источнику входного питающего напряжения. В это время диод выходной цепи заперт. В индуктивности первичной обмотки накапливается



энергия. Затем транзисторы запираются и накопленная энергия сбрасывается в нагрузку. Энергия накопленная в индуктивности рассеивания через диоды VD1 и VD2 возвращается в источник входного напряжения.

Пример полной схемы косого обратного преобразователя показан ниже.



В этой схеме используется такой же ШИМ генератор на таймере, как и в предыдущей схеме импульсного преобразователя. Такая же схема стабилизации выходного напряжения. Для управления работой второго ключевого транзистора используется развязывающий трансформатор TR1. Первичная обмотка его запитывается через двухтактный эмиттерный повторитель на

транзисторах VT2,VT3 от выходного напряжения DA1. Поскольку скважность импульсов на выходе трансформатора TR1 может сильно меняться а амплитуда импульсов на входе транзистора VT5 должна оставаться при этом постоянной используется метод восстановления постоянной составляющей с использованием конденсатора C7 и диода VD6. Возможно упростить схему в этой части, заменив транзисторы VT2,VT3 и трансформатор TR1 со всеми сопутствующими деталями стандартным драйвером верхнего уровня, например, IR2127, или драйвером верхнего и нижнего уровня IR2112.

В схеме используются элементы защиты. Транзистор VT1 блокирует работу ШИМ генератора до тех пор, пока вся энергия, накопленная в сердечнике, не будет передана в нагрузку. Транзистор VT4 следит за тем, чтобы ток через транзистор VT6 не был слишком большим. Тиристор TO не позволяет включаться схеме при пониженном напряжении питания..

При выходном напряжении 15 вольт и токе нагрузки 3 ампера коэффициент полезного действия равен 83%. Частота преобразования 22 КГц. Без тока нагрузки частота снижается до 800 герц, а потребляемая от сети мощность равна 3,2 ватт. В режиме короткого замыкания частота снижается до 140 герц, а потребляемая мощность уменьшается до 2 ватт.

При отлаживании данной схемы, как и других импульсных источников питания, нужно иметь в виду, что ошибки могут привести к печальным последствиям. Для данной схемы можно рекомендовать такой порядок проверки работоспособности различных участков схемы. Сначала проверяется схема стабилизации. Для этого от постороннего источника на выход схемы подается постоянное напряжение 15 вольт, или другое, соответствующее тому, которое нужно получить на выходе. Параллельно фототранзистору оптрона подключаем тестер. Убеждаемся, что при изменении положения движка подстроечного резистора R19 сигнал через оптрон резко меняется. Оставляем положение движка соответствующее порогу срабатывания. Далее проверяется

работа ШИМ генератора и фазирование обмоток трансформаторов. Для этого напряжение с выхода снимается и подается питающее напряжение 15 вольт на таймер. С помощью осциллографа обнаруживаем наличие кратковременных импульсов положительной полярности с длительностью порядка 10 мкс на затворах полевых транзисторов. Дополнительно подаем 15 вольт в цепь питания ключевых транзисторов. При этом будет задействован выходной трансформатор TR2. На катоде VD3 должны наблюдаться импульсы положительной полярности, а на аноде VD8 импульсы отрицательной полярности. На выходе схемы должно появиться совсем небольшое напряжение. Далее, через диод подаем 15 вольт в цепь питания таймера. На входе схемы напряжение постепенно увеличиваем с помощью латра. Контролируем напряжение питания на выходе сетевого выпрямителя и на выходе схемы. При напряжении питания порядка 100 вольт напряжение на выходе должно застabilizироваться на нужном уровне и не должно меняться до максимального напряжения порядка 300 вольт. Далее снижаем до нуля напряжение на входе схемы и подключаем к выходу мощное нагрузочное сопротивление, ток через которое должен соответствовать максимальному току нагрузки. Контролируем выходное напряжение и с помощью осциллографа форму тока через резистор R12. Прежде всего при повышении напряжения питания сердечник трансформатора не должен заходить в режим насыщения. Поскольку сопротивление резистора R12 равно 1 ому, напряжение на нем численно равно току. В нормальном режиме, когда ток еще далек от того, чтобы сердечник приблизился к насыщению, на резисторе R12 должен наблюдаться импульс линейно нарастающего напряжения. Если при увеличении входного напряжения будет начинаться искривление линейной части, то это свидетельствует о подходе к насыщению. В этом случае необходимо увеличить зазор в сердечнике. Возможен другой вариант. При максимальном входном напряжении выходное напряжение не удастся при заданном максимальном токе нагрузки довести до заданного значения. Это

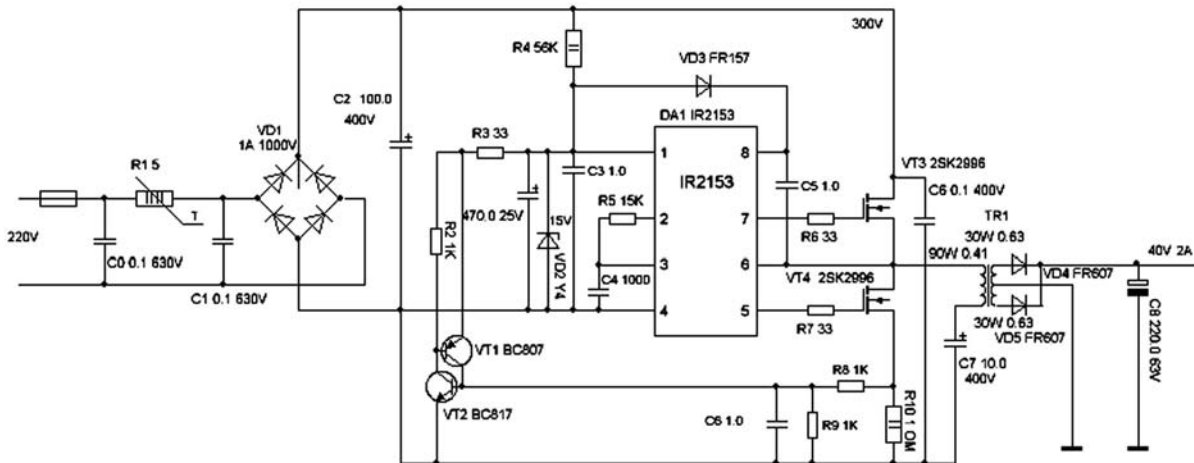
свидетельствует о недостатке запасаемой в сердечнике энергии. Необходимо уменьшить индуктивность первичной обмотки трансформатора, увеличив зазор в сердечнике или увеличить длительность импульса, увеличив сопротивление резистора R2.

После всего этого схема может работать в обычном режиме.

В. ДВУХТАКТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ НЕ СТАБИЛИЗИРОВАННЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ

Ниже показана простая схема двухтактного полумостового импульсного преобразователя напряжения без стабилизации выходного напряжения. Она вполне заменяет обычный трансформаторный выпрямитель, но, естественно, имеет более высокий коэффициент полезного действия, более компактна. Если необходимо питать электронную схему, в которой есть своя схема стабилизации, то такой путь вполне оправдан. В схеме используется генерирующий драйвер верхнего и нижнего уровня. Тактовая частота определяется величиной произведения $R5C4$ и в данном случае составляет около 50КГц. Выходной трансформатор намотан на ферритовом тороидальном сердечнике диаметром 40 мм. Для защиты от перегрузок или короткого замыкания на выходе используется триггер на транзисторах VT1 и VT2, блокирующий питание драйвера и выключающий выходной ток. Порог

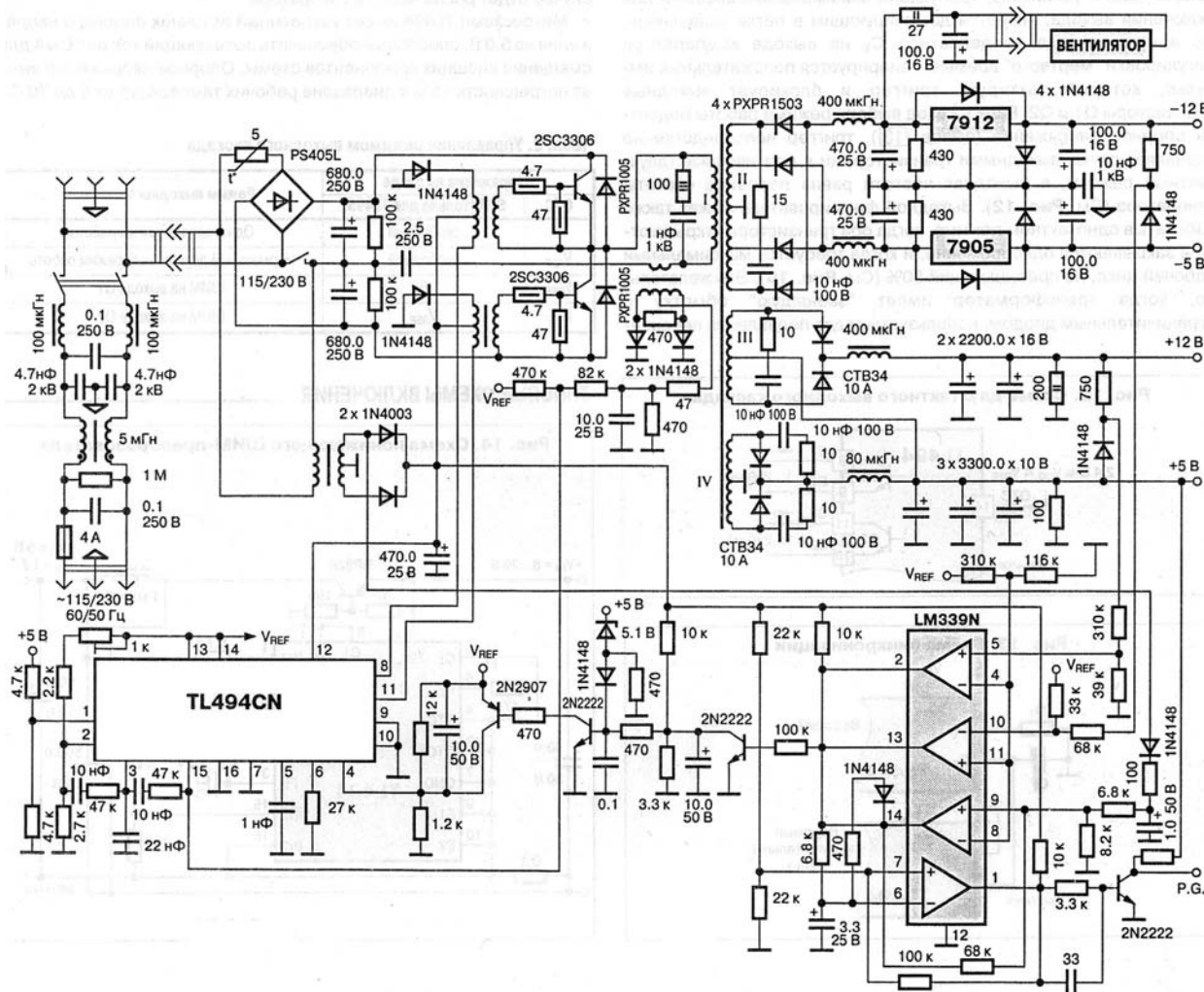
срабатывания триггера зависит от сопротивлений R8,R9,R10.



Г. ПРИМЕР ШИРОКО ИСПОЛЬЗОВАВШЕГОСЯ ИМПУЛЬСНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ КОМПЬЮТЕРА

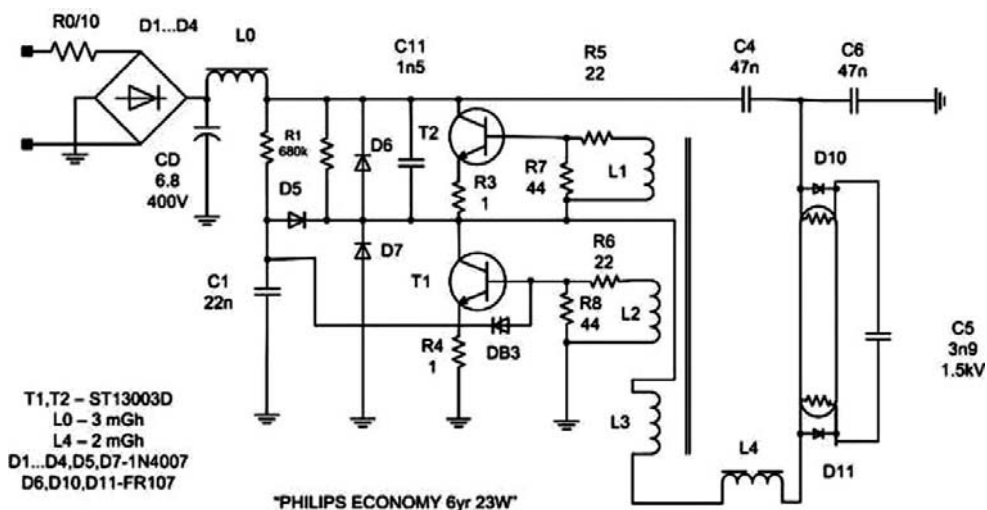
Приведенная ниже схема в особых комментариях не нуждается. В настоящее время она морально устарела. Приведена она просто для удовлетворения любопытствующих. Вместе с тем внимательный читатель может обнаружить для себя в этой схеме полезную информацию. Например, обратите внимание, как устроен высокоэффективный сетевой фильтр от радиопомех.

Схема ИВП мощностью 200 Вт для компьютера типа IBM PC AT



Д.ДВУХТАКТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ
ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕЙ ЛАМПЫ

Без комментариев.

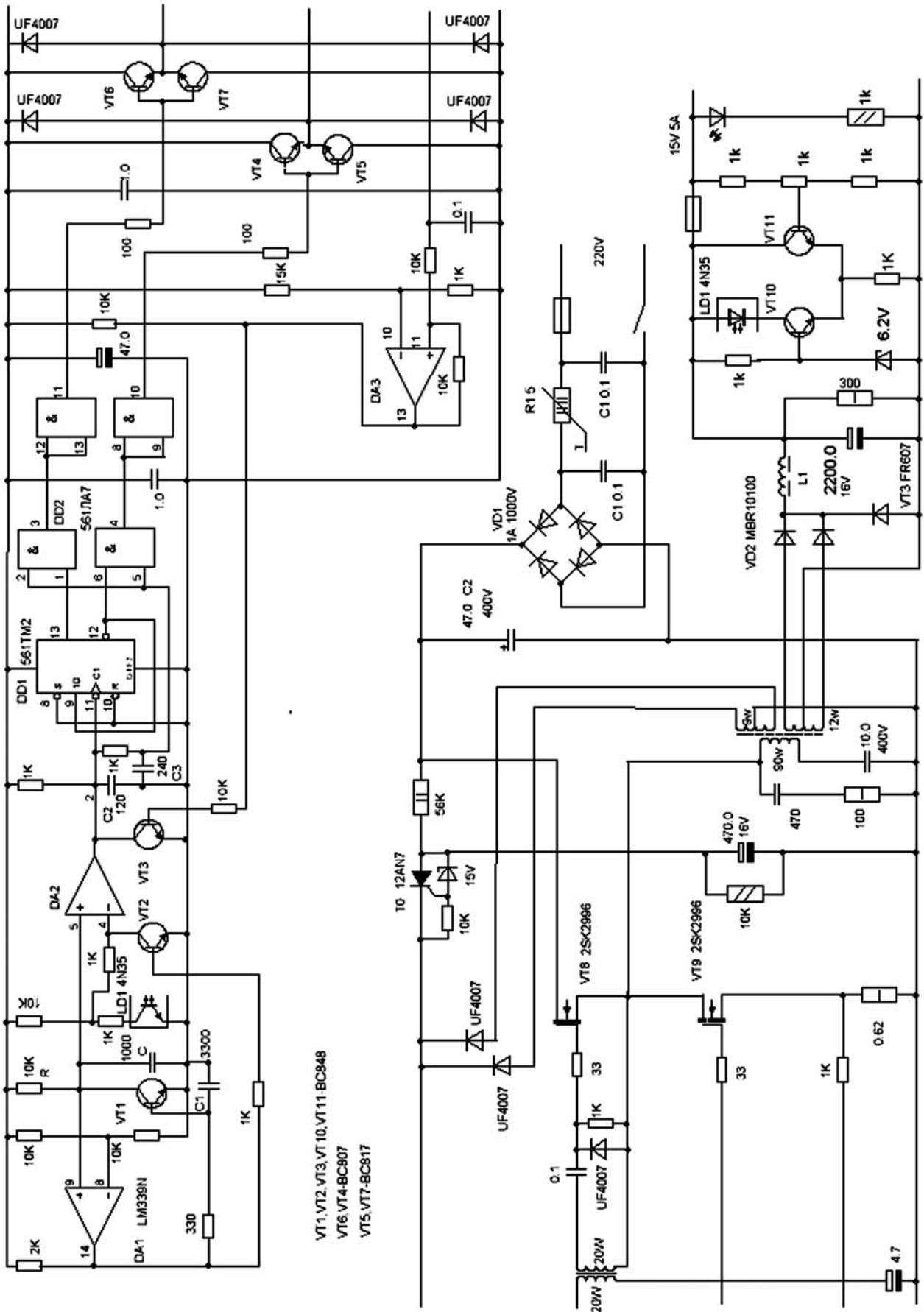


Е. ДВУХТАКТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ИСТОЧНИК СТАБИЛИЗИРОВАННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Эта схема приведена для того, чтобы пояснить принцип действия двухтактных полумостовых источников питания со стабилизацией выходного напряжения. Существует большое количество специализированных интегральных схем, предназначенных для использования в двухтактных источниках питания. Все они действуют примерно одинаково, так же, как и в данной схеме. Помимо познавательного значения, эта схема может применяться и на практике, поскольку в ней используются общедоступные дешевые интегральные схемы.

На компараторе DA1 и транзисторе VT1 собран генератор пилообразного напряжения. Конденсатор С медленно заряжается через резистор R от питающего напряжения. Когда это напряжение достигнет порога срабатывания компаратора, равного в данном случае половине питающего напряжения компаратора, на выходе компаратора появится напряжение, отпирающее транзистор VT1. В результате конденсатор С быстро разрядится током коллектора VT1 почти до нулевого напряжения. Для некоторой задержки выключения VT1 используется конденсатор С1, шунтирующий цепь его базы. Далее начнется опять процесс зарядки конденсатора С. Тактовая частота определяется формулой $f=1/RC\ln 2$. Генерируемое пилообразное напряжение

сравнивается вторым компаратором DA2 с напряжением, поступившим от транзисторного оптрона LD1, и зависящим от усиленного дифференциальным усилителем на транзисторах VT10,VT11 сигнала ошибки между опорным напряжением и частью выходного напряжения. В результате на выходе DA2 вырабатываются импульсы с широтно-импульсной модуляцией необходимые для стабилизации выходного напряжения. Очень важно, чтобы на выходе DA2 импульсы не пропадали даже тогда, когда напряжение с выхода оптрона превысит амплитудное значение пилообразного напряжения, в противном случае может нарушиться работа последующей схемы с возможными нежелательными последствиями. С этой целью инвертирующий вход DA2 с помощью транзистора VT2 во время обратного хода пилы зануляется и на выходе DA2 получаются импульсы, длительность которых не может стать меньше времени обратного хода пилы. Далее импульсы с выхода DA2 подаются на схему пересчета частоты на 2, для чего используется D триггер DD1. Выход DD2 шунтируется небольшим конденсатором C2, убирающим дребезг выходного напряжения DA2 на фронтах выходного напряжения и приводящим к неправильной работе счетного триггера. На двух выходах счетного триггера появляются прямоугольные импульсы противоположной полярности с частотой в два раза ниже поданных на его вход. Эти импульсы совместно с импульсами ШИМ модулятора, которые несколько задерживаются интегрирующей цепочкой с использованием конденсатора C3, подаются на схему совпадения на логическом элементе DD2. На его выходах получаются импульсы положительной полярности с необходимой сдвижкой во времени и длительность которых определяется ШИМ модулятором. Для увеличения выходного тока далее импульсы усиливаются двухтактными эмиттерными повторителями с защитой их выхода диодными цепочками.



Далее сигналы подаются на вход обычной полумостовой схемы. На нижний транзистор сигнал подается непосредственно, а на верхний через разделительный трансформатор, намотанный на ферритовом кольце диаметром 30мм. Здесь можно было бы использовать драйвер верхнего уровня или драйвер нижнего и верхнего уровня.

Для защиты от перегрузок по току или коротких замыканий на выходе используется триггер на компараторе DA3. На его вход подается напряжение пропорциональное току через ключевой транзистор VT9. При превышении током некоторого порогового значения триггер блокируется и выключает с помощью транзистора VT3 поступление импульсов на пересчетную схему и логику. Для разблокировки необходимо выключить сетевое питание и через несколько секунд повторно включить.

Схема запускается при напряжении сети более 110 вольт. До этого напряжения тиристор Т0 остается запертым и питание схемы управления не осуществляется. При большем напряжении тиристор включается, для чего используется стабилитрон, и питание схемы управления происходит скачком. Однако, в самый первый момент конденсатор с большой емкостью шунтирующий выход источника остается разряженным. В результате при включении ток в цепи оптрона оказывается равным нулю и ШИМ модулятор генерирует импульсы малой длительности, медленно заряжающий выходной конденсатор. Происходит плавное включение источника питания. Аналогичный процесс происходит при коротком замыкании на выходе. Выходное напряжение исчезает и одновременно исчезает ток через оптрон. ШИМ генератор выдает очень короткие импульсы, не могущие привести к появлению большого тока через ключевые транзисторы.

Эта схема при выходном напряжении 15 вольт и токе нагрузки 5 ампер имеет коэффициент полезного действия 90%. Большая часть потерь энергии происходит в выходном выпрямителе. Если считать, что прямое падение напряжения на используемых для этой цели диодах Шоттки составляет 1 вольт,

то при токе 5 ампер потеряется 5 ватт мощности. Необходим соответствующий радиатор охлаждения. В ключевых транзисторах потери энергии значительно меньше.

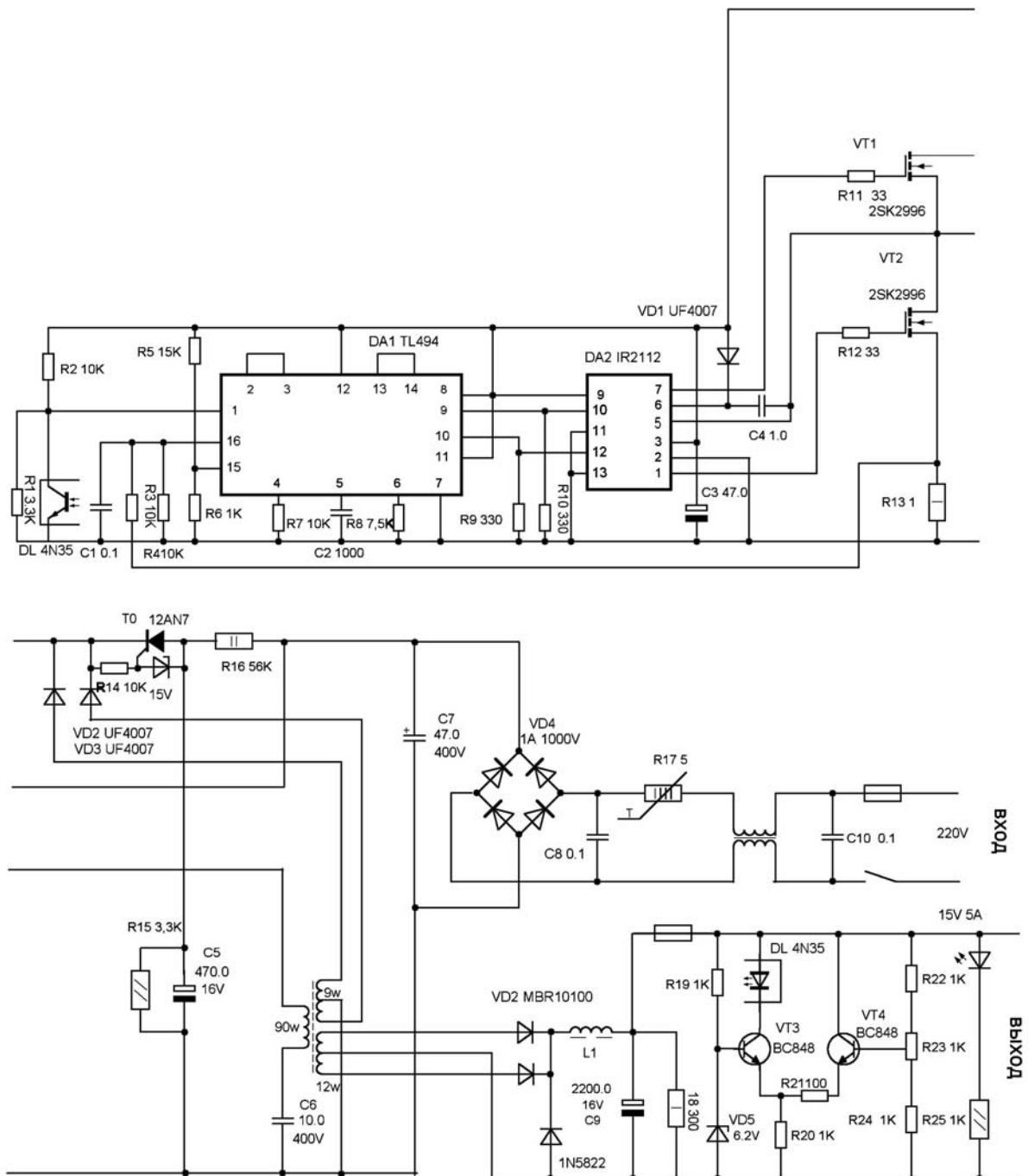
Вместо всей верхней части схемы можно применить соответствующие специализированные интегральные схемы. Например, MAX5069, LM25037, UC3825, 1156EY2. Можно так же добавить драйвер верхнего и нижнего уровня, например, IR2112. Схема станет соответственно значительно проще и в то же время дороже, поскольку вместо дешевых широко распространенных элементов надо использовать более дорогие и дефицитные. Следует так же напомнить, что интегральные схемы UC3825, 1156EY2 очень чувствительны к всякого рода помехам, что иногда приводит к непредсказуемым катастрофическим последствиям.

Ж. Более простая схема двухтактного импульсного источника питания.

В схеме используется хорошо известный двухтактный широтно - импульсный модулятор TL494 и драйвер верхнего и нижнего уровня IR2112, что позволило существенно упростить схему рассмотренную ранее.

Тактовая частота определяется значениями резистора R8 и ёмкости конденсатора C2 и в данной схеме она равна 70КГц. Управление шириной импульса осуществляется оптроном 4N35, задействованным со стороны входа от дифференциального усилителя ошибки на транзисторах VT3,VT4, а выход оптрона подключен ко входу DA1 так, что при увеличении выходного напряжения, ширина генерируемого импульса уменьшается. Однако, при включении сетевого напряжения поступает питание на DA1, но в первый момент на выходе преобразователя нет напряжения и нет тока на входе и выходе оптрона. Напряжение на входе DA1 (вход 1) большое и генерация невозможна. Поэтому чтобы происходило включение генератора, светотранзистор оптрона приходится шунтировать резистором R1, с целью

понижения напряжения на входе 1 до значения при котором появляется генерация. Значение сопротивления резистора R1 должно быть таким, чтобы ширина генерируемого импульса была как можно меньше но обеспечивала надежное повышение выходного напряжения в стартовых условиях при наличии нагрузки.



Вместе с тем длительность генерируемого импульса не может уменьшиться до нуля, что приводит к выходу схемы из режима стабилизации и повышению выходного напряжения при малых токах нагрузки. Если данный преобразователь предназначен для работы со стандартной нагрузкой то здесь нет никакой проблемы. В противном случае может понадобиться шунтирование выхода дополнительным нагружающим резистором.

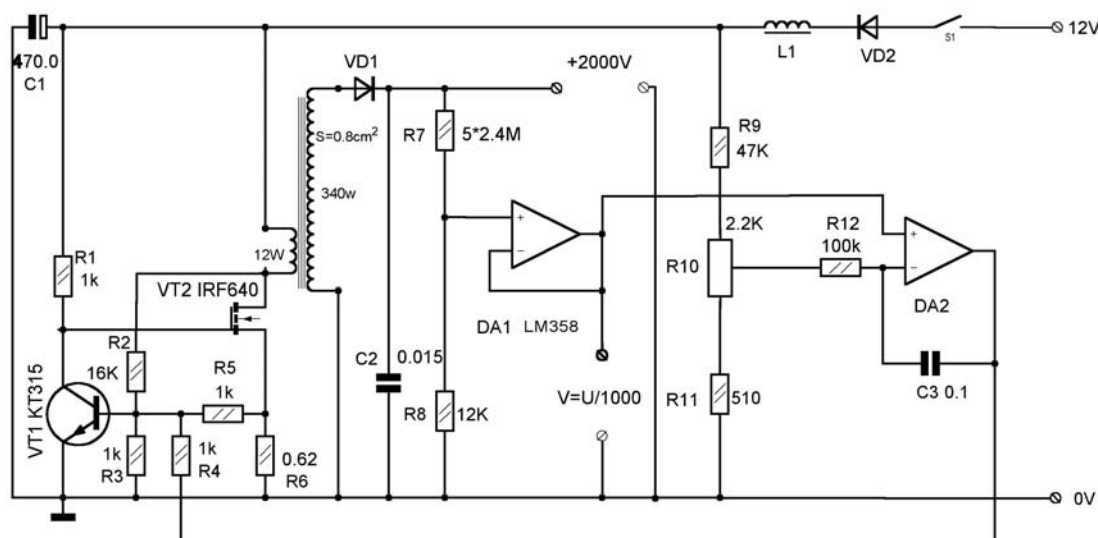
В схеме используется два способа защиты. Во первых, при коротком замыкании на выходе пропадает выходное напряжение и ток оптрона обращается в нуль. При этом ширина импульса приобретает минимальное значение, что ограничивает потребляемую мощность. Во вторых, с резистора R13, стоящего в цепи истока транзистора VT2, снимается напряжение пропорциональное току через этот транзистор. Этот сигнал, когда ток через транзистор VT2 достигнет значения в 2 ампера, блокирует генератор DA1.

Качество работы схемы в значительной мере зависит от конструкции трансформатора. Лучше всего его мотать на ферритовом кольце и для уменьшения индуктивности рассеивания витки равномерно распределять по кругу. Поскольку выходные обмотки имеют отвод от среднего витка, удобно намотку вести сдвоенным проводом с соответствующим соединением проводников. На фотографии показан трансформатор использованный в данной схеме. В качестве сердечника трансформатора использовано ферритовое кольцо диаметром 30мм.



Ток поступающий для питания интегральных схем весьма мал, поэтому обмотка трансформатора, использованная для этой цели, намотана обычным монтажным проводом в хорошей изоляции. В связи с этим не потребовалось использовать изолирующую прокладку между выходными обмотками.

4. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ



Он вырабатывает напряжение до 2000 вольт при токе нагрузки не более 1 мА, так что потребляемая нагрузкой мощность не превышает двух ватт.

В момент включения питания ток через второй транзистор еще не идет, первый транзистор заперт и напряжение на его коллекторе и на затворе второго транзистора равно напряжению питания. Второй транзистор будет находится в состоянии насыщения, напряжение на первичной обмотке трансформатора будет равно напряжению питания. В это время во вторичной обмотке трансформатора индуцируется напряжение такой полярности, что диод VD1

оказывается запертым, а первичная обмотка трансформатора ведет себя как индуктивность. Используя закон электромагнитной индукции можно записать

$$U_{\text{п}} = L \frac{\partial J}{\partial t}, \quad \text{интегрируя это выражение получим} \quad J = \frac{U_{\text{п}}}{L} t. \quad \text{Значит ток в}$$

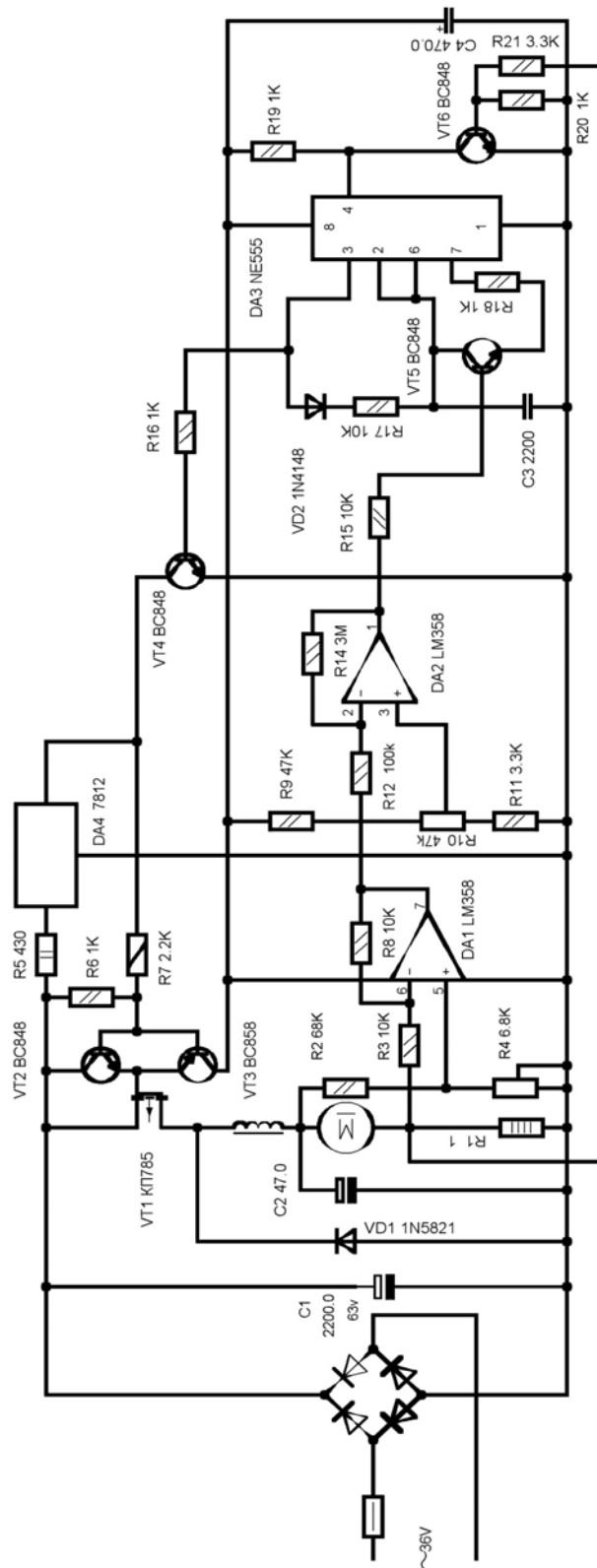
первичной обмотке будет нарастать по линейному закону, в результате чего напряжение на базе первого транзистора так же начнет нарастать. В какой то момент времени это приведет к отпиранию первого транзистора, появится ток в цепи его коллектора и начнет уменьшаться потенциал затвора второго транзистора. Ток стока этого транзистора начнет уменьшаться а потенциал коллектора увеличиваться. В этот момент начнет срабатывать цепь положительной обратной связи через резистор соединяющий сток полевого транзистора с базой второго транзистора. В результате первый транзистор мгновенно пойдет в режим насыщения, а второй – запрется. Напряжение на его стоке повысится до сотни вольт и будет оставаться таким до тех пор, пока накопленная в сердечнике трансформатора энергия не сбросится через диод VD1 на конденсатор C2. В результате напряжение на стоке полевого транзистора начнет уменьшаться, первый транзистор запрется а второй отпирется и весь процесс повторится. Для стабилизации полученного напряжения используется схема на двух операционных усилителях. Первый усиливает ток, для подачи на стрелочный индикатор напряжения, второй сравнивает часть полученного напряжения с опорным, снимаемым с потенциометра. Усиленная разность поступает в цепь базы первого транзистора и смещает точку его отпирания, так что при повышении выходного напряжения транзистор VT1 отпирается при меньшем значении тока через второй транзистор VT2, что приводит к уменьшению накопленной в сердечнике трансформатора энергии и уменьшению выходного напряжения, обеспечивая стабилизацию полученного напряжения.

5. ИМПУЛЬСНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР СКОРОСТИ ВРАЩЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

При мощности двигателя в несколько десятков ватт или более встает вопрос о коэффициенте полезного действия регулирующей системы. Высокий коэффициент полезного действия можно получить с использованием тиристорного регулятора с фазовым управлением или импульсного регулятора с широтно импульсным управлением. Ниже приведена схема импульсного стабилизатора скорости вращения.

Ключевой полевой транзистор VT1 периодически подключает через дроссель двигатель к источнику питания. Конденсатор C2 сглаживает пульсации напряжения на двигателе. Для стабилизации скорости вращения при изменении механической нагрузки на двигатель или при изменении напряжения питания необходимо соответствующим образом менять скважность подаваемых импульсов. Для решения этой задачи прежде всего нужно организовать получение напряжения пропорционального скорости вращения. Используется обычная мостовая схема. Двигатель и резистор R1 образуют первые два плеча моста, а резисторы R2, R4 вторые два плеча. Анализ моста показывает, что при вращении двигателя в диагонали между резисторами R1 и R4 как раз и появляется напряжение пропорциональное скорости вращения, если только значение сопротивления подстроечного резистора R4 выбрано верно. Это напряжение выделяется с помощью дифференциального усилителя DA1. Процедура баланса моста может быть осуществлена несколькими способами. Наиболее правильным будет использование тахометра, подсоединенного к валу двигателя. Однако этот способ не всегда применим. Более просто, но менее точно, балансировка моста может быть осуществлена следующим способом. К выходу усилителя DA1, где должно появляться напряжение пропорциональное скорости вращения, подсоединяем вольтметр и изменяя сопротивление R4

добиваемся независимости показаний вольтметра при изменении напряжения питания или механической нагрузки.



Полученное на выходе DA1 напряжение сравнивается усилителем DA2 с опорным напряжением, снимаемым с потенциометра R9, и усиливается DA2. Усиленное DA2 напряжение сигнала ошибки подается далее на широтно-импульсный модулятор с использованием таймера DA3. Полученные импульсы через буферный усилитель на транзисторе VT4 и двухтактный эмиттерный повторитель VT2,VT4 поступают в цепь затвора ключевого полевого транзистора VT1. В случае протекания через транзистор VT1 и двигатель чрезмерно большого тока, например при заклинивании двигателя, отпирается транзистор VT6 и блокируется работа ШИМ генератора. Эта же цепь способствует более плавному включению двигателя

6.МОЩНЫЕ ВЫХОДНЫЕ НИЗКОЧАСТОТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

От выходного каскада обычно требуют, чтобы он обеспечивал получение заданной выходной мощности в заданной полосе частот, имел высокий коэффициент полезного действия, малый коэффициент нелинейных искажений и низкое выходное сопротивление. Поскольку выходной каскад, как правило, потребляет от источника питания большую часть мощности, повышение к. п. д. выходного каскада связано с экономичностью по питанию и облегчением теплового режима. В транзисторных усилителях широко используется режим класса В, для которого теоретический предел к. п. д. равен 78% при усилении синусоидальных сигналов. Наиболее удобны безтрансформаторные схемы, усиливающие в широкой полосе и дающие возможность использовать глубокую отрицательную обратную связь.

Коэффициент нелинейных искажений увеличивается по мере приближения к границам полосы пропускания. Здесь еще раз напомним, что отрицательная обратная связь наиболее эффективно действует в полосе частот пропускания

исходного усилителя без обратной связи. Включение же цепи отрицательной обратной связи сопровождается значительным расширением полосы пропускания. Таким образом, например, если нужно получить высококачественный усилитель звуковых частот от 16 Гц до 16 кГц, то исходный усилитель должен пропускать именно эту полосу частот. После включения глубокой отрицательной обратной связи нижняя граничная частота может уменьшиться до 1 Гц, а верхняя возрасти до 200 кГц. В случае необходимости полосу пропускания можно уменьшить до заданных пределов, однако эту операцию необходимо произвести до подачи сигнала на мощный усилитель: в предварительном усилителе или включив фильтры ограничивающие полосу пропускания перед_входом мощного усилителя.

В большинстве случаев для целей звуковоспроизведения достаточно применить тот или иной интегральный усилитель. Например, TDA2030. Как показывают специальные исследования, чтобы самый изощренный слух не заметил искажений звука, коэффициент нелинейных искажений не должен превышать 0.03%. Большинство серийно изготавливаемых интегральных усилителей этого типа имеют коэффициент нелинейных искажений заметно большей величины. Однако надо иметь в виду, что кроме искажений вносимых усилителем звуковоспроизводящее устройство также искажает звук. Так, если подать на динамик с номинальной мощностью в 10 Вт мощность 10 Вт, то получим искажения звука до 5-8%. Все усилия по поиску усилителя дающего малые нелинейные искажения в этом случае будут напрасны. Чтобы динамик заметно не искажал звук, на него необходимо подавать мощность намного меньше номинальной.

Тем не менее на рисунке 13 показана схема усилителя с коэффициентом нелинейных искажений 0,03% на частоте 10КГц и 0,005% на частоте 1 КГц

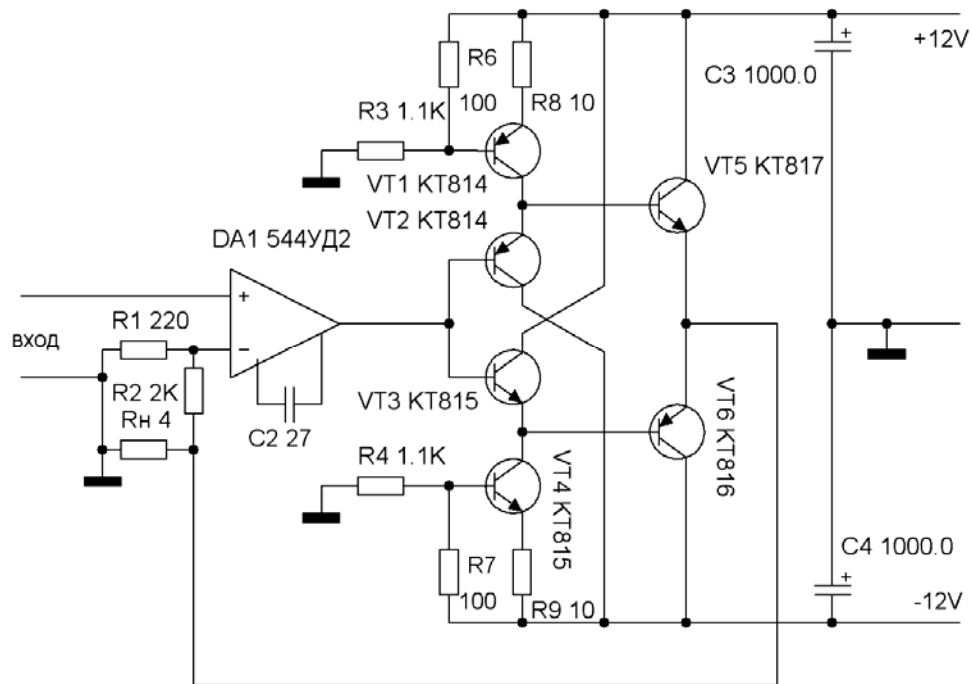


Рисунок 13

при выходной мощности 5 Вт. Усилитель работает в классе «АВ». Для уменьшения искажений связанных с наводками по общему проводу очень важно чтобы нагрузка R_n и цепь общей отрицательной обратной связи R_2, R_3 имели общую точку, соединенную с общим входным проводником. Сигнал с выхода операционного усилителя согласуется с нагрузкой с помощью двухкаскадного двухтактного эмиттерного повторителя. Транзисторы VT_2 и VT_3 , наряду с дальнейшим усилением тока, обеспечивают температурную стабилизацию режима работы выходных транзисторов VT_5, VT_6 . Поскольку коллекторы VT_2 и VT_6 а также коллекторы транзисторов VT_3 и VT_5 соединены вместе, эти транзисторы следует помещать на общих радиаторах охлаждения с целью выравнивания их температур. Эмиттерные цепи транзисторов VT_2 и VT_3 запитываются от генераторов постоянного тока, в результате переменная составляющая выходного тока транзисторов VT_2, VT_3 целиком поступает на вход транзисторов VT_5 и VT_6 для дальнейшего усиления. Очень важным моментом рассматриваемой схемы является то, что когда ток в транзисторах VT_2 и VT_3 увеличивается, одновременно ток в

транзисторах VT5 и VT6 уменьшается. Это способствует уменьшению нелинейных искажения при передаче тока от выхода операционного усилителя к нагрузке.

Выходная мощность усилителя рисунка 13 ограничена максимальным напряжением питания, которое можно подать на операционный усилитель. В схеме рисунка 14 в связи с этим отказались от применения операционного усилителя и вся схема сделана целиком на транзисторах. Этот усилитель на частоте 10 КГц имеет коэффициент нелинейных искажений 0.01%. Выходная мощность может быть на порядок больше предыдущей схемы.

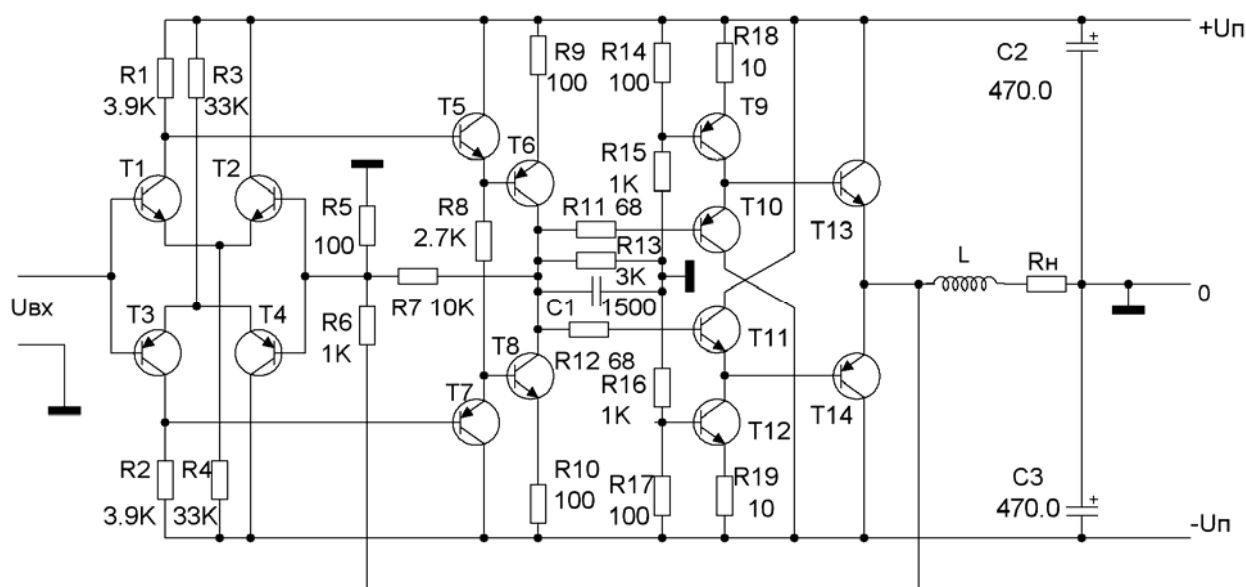


Рисунок 14

Для получения таких малых искажений разработана схема полностью симметричная для сигналов положительной и отрицательной полярности. Кроме того, каскады на транзисторах T5, T6 и T7, T8, создающие напряжение раскачки выходных эмиттерных повторителей, имеют повышенную линейность, поскольку, например, когда ток в транзисторе T7 увеличивается, в связанном с ним транзисторе T8 он уменьшается, в результате нелинейность зависимости тока от сигнала в транзисторах T7 и T8 в значительной мере взаимно компенсируются. В схеме применены два контура отрицательной обратной связи. Один локальный с выхода раскачивающего каскада через

резистор R7 на вход входного дифференциального каскада и второй с выхода усилителя через резистор R6 на вход дифференциального каскада. Последовательно с нагрузкой включена небольшая индуктивность, уменьшающая склонность усилителя к самовозбуждению.

В схеме применены транзисторы КТ315,КТ361(Т1-Т8), КТ814, КТ815(Т9,Т12) КТ817 и КТ816(Т10,Т11,Т13,Т14). Напряжение питания усилителя +12V-12V. При другом напряжении питания необходимо изменить номиналы сопротивлений резисторов, определяющих режим работы усилителя.

Ряд приближенных формул, приведенных ниже, поможет рассчитать энергетические показатели рассмотренных усилителей.

Максимальная выходная мощность зависит от напряжения источника питания $U_{п}$, сопротивления нагрузки $R_{н}$ и в значительно меньшей мере от напряжения насыщения $U_{кнас}$ транзисторов выходного каскада:

$$P_{\text{вых.макс}} = \frac{(U_{п} - U_{кнас})^2}{2R_{н}}$$

Максимальный потребляемый от источника питания ток $I_{\text{макс}}$ зависит от тех же параметров:

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_{п} - U_{кнас}}{1,57R_{н}}$$

Рассеиваемая на коллекторе одного выходного транзистора мощность не превышает значения

$$P_{к.макс} = \frac{P_{\text{вых.макс}}}{5}$$

Максимальный к. п. д. равен:

$$\text{КПД}_{\text{макс}} = 78\left(1 - \frac{U_{к.макс}}{U_{н}}\right)\%$$

. Все эти формулы относятся к случаю усиливаемого напряжения синусоидальной формы. Напряжение насыщения выходных транзисторов в данной схеме определяется падением напряжения на транзисторах Т9 и Т12.

7. ОБ ИЗГОТОВЛЕНИИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С ПОМОЩЬЮ ЛАЗЕРНОГО ПРИНТЕРА

Об использовании лазерного принтера и утюга для изготовления печатных плат неоднократно писалось в печати. Обширное исследование по этому вопросу можно найти в статье (см. Схемотехнику №5 за 2004г.)

Сначала необходимо рационально нарисовать схему. Дело в том, что размещение деталей на плате обычно, по возможности, повторяет их размещение на схеме. Необходимо стремиться нарисовать схему с наименьшим количеством пересекающихся проводников. Достаточно хорошие результаты неопытный специалист может получить используя редактор серии SPLAN.

Разводка платы на компьютере может быть осуществлена с помощью любого подходящего графического редактора. Для аналоговых схем автор часто использует совсем простой редактор SPRINT LAYOUT 4.0 RUS. Полученный рисунок в зеркальном отображении распечатывается лазерным принтером на кальке или тонкой глянцевой бумаге. Некоторые принтеры сминают тонкую бумагу. В этом случае лист тонкой бумаги или кальки по верхнему краю подклеивают к листу офисной бумаги. При печати на принтере устанавливают опцию печати с максимальной плотностью тонера. Может оказаться, что лазерный принтер не может дать достаточной плотности тонера. В этом случае можно ее повысить втиранием тонера в отпечаток с помощью ватного тампона. Поверхность тонера на отпечатке имеет пористый характер и в эти поры можно втереть дополнительное количество тонера. Поверхность же кальки или глянцевой бумаги не имеет пористости. После втирания тонера его избыточное количество удаляется чистым тампоном. Хорошие результаты

получаются с тонером Canon FC-PC. Поверхность платы, на которую будет переноситься рисунок, следует тщательно очистить от загрязнений и окислов. Очень хороший результат дает протирание поверхности платы концентрированной соляной кислотой, мгновенно удаляющей окислы и многие загрязнения. Естественно, после этой процедуры нужно тщательно промыть плату водой, вытереть и просушить. Далее включается электроутюг с терморегулятором. Устанавливается температура для глажения синтетики. Кальку или бумагу с рисунком помещают на поверхность нагретого утюга тонером наружу и прогревают до тех пор, пока тонер не расплавится. При этом тонер станет блестящим, так как исчезнет его пористость. Одновременно слой тонера становится непроницаемым для травильного раствора. Далее, после остывания, поверхность рисунка и платы протирают ватным тампоном с разбавленным в два раза спиртом клеем БФ2 или БФ6. Клей впоследствии дает хорошую адгезию к плате и препятствует расплыванию тонера при последующем нагревании. Кальку с рисунком поджимают к поверхности горячего утюга и сушат 5 секунд. Плату на утюге сушат 10 секунд. Плата с наложенным рисунком помещается на поверхность нагретого утюга платой к утюгу а рисунок сверху. Далее рисунок проглаживается фторопластовой палочкой. Потом, после остывания, производят намачивание платы с прилипшим рисунком в воде в течение нескольких минут. После этого движениями пальцев кальку стирают, так как это делается с переводными картинками. На поверхности платы остается необходимый рисунок. Поверхность рисунка промывается тампоном со спиртом с целью удаления клея БФ2 с поверхности подлежащей травлению. Полученный рисунок может содержать дефекты, связанные с попаданием частиц мусора или отслаиванием тонера вследствие образования под тонером газовых пузырей. Количество дефектов обычно незначительно и они легко устраняются вручную с помощью тонкого перманентного маркера. Для односторонних плат перед последующим травлением поверхность платы не подлежащая травлению обрабатывается

каким либо водоотталкивающим средством. Проще всего поверхность натереть парафином. Плата помещается на поверхность травильного раствора и она должна плавать на нем. Дело в том, что продукты травления имеют большую плотность, чем плотность травильного раствора, и они в этом случае тонут. Если же плату поместить на дно травильной ванны, то в этом случае у поверхности платы скапливается избыточное количество продуктов травления и процесс травления становится намного более длительным. Необходимо в процессе травления несколько раз вытащить плату и осмотреть ее поверхность. Возможно там обнаружатся дефекты связанные с прилипанием воздушных пузырьков. Их необходимо устранить. По окончании процесса травления плата промывается водой, а тонер удаляется протиранием тампоном с ацетоном.

8. КАЛЕЙДОСКОП ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

современной электронике все чаще электронные схемы строятся с использованием интегральных схем. Тем не менее в отдельных случаях бывает проще и быстрее создать какой либо электронный узел на транзисторах, чем изыскивать для этого специализированную интегральную схему. Помещенные ниже транзисторные схемы были разработаны в 70х годах.

Примененные во многих из них транзисторы устарели и не выпускаются, но грамотный специалист сможет заменить их

**более современными. В большинстве случаев при этом не
потребуется изменять номиналы использованных
сопротивлений и конденсаторов. Далее помещено содержание
книги автора**



ВТОРОЕ ИЗДАНИЕ, ПЕРЕРЕБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

МОСКВА • «ЭНЕРГИЯ» • 1978

В книге описаны оригинальные схемы усилителей и генераторов с линейными и нелинейными обратными связями. Приводятся их характеристики, свойства и параметры, а также необходимые расчетные соотношения.

Второе издание книги дополнено новыми сведениями о генераторах и усилителях, которые могут быть использованы в современной радиоаппаратуре. Книга предназначена для подготовленных радиолюбителей.

Введение

В большинстве рассмотренных в данной брошюре схем используются цепи обратной связи, предназначенные для изменения характеристик усилителей в нужном направлении, создания генераторов, систем стабилизации и авторегулирования.

Положительная обратная связь увеличивает усиление, но уменьшает устойчивость усилителя и неблагоприятно сказывается на ряде важнейших параметров. Поэтому в чистом виде положительную обратную связь применяют только в схемах генераторов, а в схемах усилителей ее применяют исключительно редко. Чаще применяют одновременно положительную и отрицательную обратные связи, что дает возможность получить ряд новых свойств.

Отрицательная обратная связь уменьшает усиление, но одновременно значительно улучшает другие важнейшие параметры и характеристики усилителя, что и обуславливает ее широкое применение.

Последовательная отрицательная обратная связь, при которой напряжение обратной связи вычитается из напряжения входного сигнала, увеличивает входное сопротивление усилителя, уменьшает коэффициент усиления напряжения и не меняет коэффициента усиления тока. Параллельная отрицательная обратная связь, при которой ток обратной связи вычитается из входного тока, уменьшает входное сопротивление усилителя, уменьшает

коэффициент усиления тока и не меняет коэффициента усиления напряжения. Если сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению, то при включении обратной связи происходит уменьшение выходного («внутреннего») сопротивления усилителя. Если сигнал отрицательной обратной связи пропорционален выходному току, то такая обратная связь увеличивает выходное сопротивление усилителя. Конкретный выбор вида обратной связи определяется тем, в каком направлении требуется изменить параметры усилителя.

Правильно сконструированная цепь отрицательной обратной связи прежде всего делает коэффициент усиления менее зависимым от таких воздействий, как влияние температуры, изменение напряжения питания, изменение параметров нагрузки, смена транзисторов. Уменьшаются нелинейные искажения и увеличивается полоса усиливаемых частот. В большинстве случаев действует закономерность: во сколько раз за счет отрицательной обратной связи упал коэффициент усиления (тока или напряжения), во столько раз меняется в благоприятную сторону интересующий нас параметр — нестабильность усиления, коэффициент нелинейных искажений, входное и выходное сопротивления усилителя. Наилучшие результаты получаются в пределах полосы пропускания исходного усилителя без обратной связи. Вне этой полосы частот, а также вблизи границ ее стабилизирующее и улучшающее действие отрицательной обратной связи снижается. Это связано с фазовыми сдвигами в схеме усилителя и в цепи отрицательной обратной связи, в силу чего обратная связь перестает быть чисто отрицательной. Наиболее же сильные фазовые сдвиги как раз наблюдаются за пределами полосы пропускания исходного усилителя. Как известно, любая цепочка из одного активного (R) и одного реактивного (L или C) элементов, создающая амплитудно-частотные искажения, одновременно является фазосдвигающей. При изменении частоты от нуля до бесконечности одна такая цепочка создает фазовый сдвиг, достигающий $\pi/2$ радиан. Две

такие цепочки могут дать фазовый сдвиг, равный π , в результате чего чисто отрицательная обратная связь перейдет в чисто положительную со всеми нежелательными последствиями. Однако для усилителя, содержащего вместе с цепью обратной связи две фазосдвигающие цепочки, такой переход может произойти только на нулевой или бесконечно большой частоте, где коэффициент усиления падает до нуля, вследствие чего усилитель не самовозбуждается и на всех частотах сохраняется устойчивость усиления при любой глубине обратной связи. Если же имеются три или более фазосдвигающие цепочки, то переход отрицательной обратной связи в положительную происходит на конечных частотах, близких к границам полосы пропускания усилителя с обратной связью. Это приводит к увеличению неравномерности амплитудно-частотной характеристики усилителя, а при достаточной глубине обратной связи — к самовозбуждению усилителя.

Наиболее склонны к самовозбуждению усилители с одинаковыми параметрами фазосдвигающих цепочек. Соответствующая частотно-фазовая коррекция может повысить устойчивость усиления, однако получить глубокую отрицательную обратную связь в широкой полосе частот при наличии более чем двух фазосдвигающих цепочек затруднительно.

Каждый каскад усиления обычно имеет не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области высоких частот, и не менее одной фазосдвигающей цепочки, действующей в области низких частот. Цепь отрицательной обратной связи в лучшем случае можно создать без фазосдвигающих элементов. Поэтому нежелателен охват цепью обратной связи более двух каскадов усиления.

Если же число усилительных каскадов велико, то лучше разбить усилитель на отдельные ячейки со своей местной отрицательной обратной связью. В каждой такой ячейке желательно иметь не более двух каскадов усиления.

Однокаскадный усилитель не всегда можно охватить тем видом обратной связи, который нужен. Получить глубокую отрицательную обратную связь в однокаскадном усилителе не удастся по причине недостаточного усиления каскада.

Для однокаскадного усилителя с отрицательной обратной связью справедлива закономерность: во сколько раз под воздействием обратной связи упало усиление, во столько раз увеличивается верхняя граничная частота полосы пропускания и уменьшается нижняя. В двухкаскадном усилителе с отрицательной обратной связью усиление падает быстрее, чем расширяется полоса усиливаемых частот: сказывается действие увеличившихся фазовых сдвигов. Еще меньше расширяется полоса пропускания многокаскадных усилителей с отрицательной обратной связью.

Таким образом, оптимальное число каскадов в широкополосной усилительной ячейке с отрицательной обратной связью равно двум. Если же при построении усилителя с отрицательной обратной связью преследуется цель не расширения полосы пропускания, а повышения стабильности усиления, Тогда иногда можно охватывать цепью отрицательной обратной связи число каскадов, большее двух, вводя частотно корректирующие цепочки для предотвращения возбуждения и выравнивания частотной характеристики.

Цепи нелинейных положительных и отрицательных обратных связей широко используются в схемах генераторов гармонических колебаний для стабилизации амплитуды. В конечном счете увеличение амплитуды в схеме гармонических колебаний генератора всегда ограничивается какими-то нелинейными эффектами, например за счет уменьшения усиления сигнала генерируемой частоты, связанного с появлением отсечки тока. Однако установившаяся амплитуда колебаний при перестройке частоты может меняться в недопустимо широких пределах. Использование специальной нелинейной цепи, приводящей к резкой зависимости величины положительной обратной связи от амплитуды колебаний, может сделать амплитуду

генерируемого сигнала в достаточной мере независимой от разного рода воздействий. Сравнительно легко достигается амплитудная стабильность порядка 1%.

Использование положительной обратной связи в нелинейном усилителе превращает его в триггер с резко выраженными пороговыми свойствами. Такой Триггер находит многочисленные применения, в частности для преобразования периодических сигналов в прямоугольные импульсы и для генерации пилообразных и прямоугольных импульсов.

Широкое применение нашли цепи отрицательной обратной связи в различного рода стабилизаторах: напряжения, тока, температуры, частоты вращения и т. д. Во всех этих схемах вырабатывается сигнал управления, являющийся сигналом отрицательной обратной связи, приводящей к стабилизации интересующего параметра.

Подробное изложение общих свойств усилителей с обратными связями с соответствующим математическим обоснованием можно найти в монографиях и учебных пособиях, посвященных теории усилительных схем. В данной брошюре основное внимание уделено практической стороне. Описаны некоторые интересные и малоизвестные схемы с обратными связями. Все схемы и их основные параметры экспериментально проверены автором. Конечно, разброс характеристик транзисторов может привести к некоторым отличиям в полученных результатах при попытке читателя воспроизвести ту или иную схему. Следует также учесть, что нерациональный монтаж, плохая экранировка или плохая развязка по цепям питания может привести к появлению паразитных обратных связей и к самовозбуждению усилителей. Все описанные схемы исследовались при питании от стабилизированного источника питания с очень малым внутренним сопротивлением и низким уровнем фона переменного тока.

Работоспособность большинства рассмотренных схем мало зависит от типа и характеристик применяемых транзисторов. Например, замена

высокочастотных транзисторов низкочастотными и наоборот влияет на параметры схемы в области высоких частот и не сказывается в области низких. Никаких изменений номиналов применимых сопротивлений производить не требуется. Для большинства схем замена германиевых транзисторов на кремниевые и наоборот также не требует изменений номиналов сопротивлений схемы.

При выборе сопротивлений резисторов не преследовалась цель получения малого потребляемого тока. Экономичность по питанию можно существенно повысить путем перерасчета схемы. При этом, естественно, изменятся характеристики и изменится температурная стабильность.

Маломощные усилительные каскады

Как уже отмечалось, оптимальное число усилительных каскадов, которое

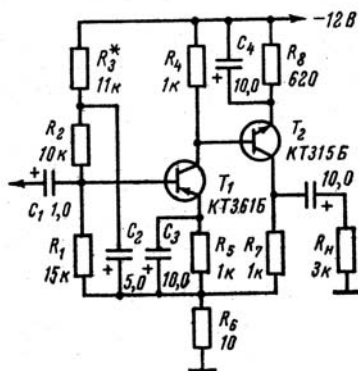


Рис. 1.

следует охватывать цепью глубокой отрицательной обратной связи, равно двум. Схема такой усилительной ячейки представлена на рис. 1. Оба усилительных каскада выполнены по схеме с общим эмиттером (обеспечивающей максимальное усиление) и охвачены последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Напряжение обратной связи снимается с ре-

зистора R_6 , входящего в делитель выходного напряжения. Коэффициент передачи напряжения можно рассчитать по приближенной формуле

Напряжение обратной связи используется также для компенсации шунтирующего действия резисторов R_1 и R_2 , включенных в цепи базы первого транзистора и уменьшающих входное сопротивление усилителя. Для этого сигнал обратной связи на нижний зажим резистора R_1 подается непосредственно, а на верхний зажим резистора R_2 — через разделительную цепочку.

С выключенной цепью отрицательной обратной связи (резистор R_6 замкнут накоротко) усилитель имеет следующие параметры: коэффициент передачи напряжения — 4300, верхняя граничная частота полосы пропускания 480 кГц, нижняя граничная частота 2500 Гц, входное сопротивление 1 кОм, выходное сопротивление 1 кОм.

Частотные свойства усилителя на высоких частотах заметно зависят от паразитных монтажных емкостей. Особенно важно не увеличивать емкость между выводами базы и коллектора второго транзистора, поскольку она создает во втором каскаде местную частотно-зависимую обратную связь, действие которой наиболее сильно проявляется на частотах выше 10 МГц, где она является одной из причин падения усиления.

При размыкании переключки резистора R_6 коэффициент усиления падает до 100, верхняя граничная частота увеличивается до 12 МГц, нижняя уменьшается до 150 Гц, входное сопротивление увеличивается до 30 кОм, а выходное уменьшается до 60 Ом.

Если увеличить сопротивление резистора R_6 до 100 Ом, то усиление уменьшится до 10, верхняя граничная частота станет равной 25 МГц, нижняя 43 Гц, входное сопротивление 200 кОм.

Усилитель имеет сравнительно большое входное сопротивление. Однако это сопротивление нелинейно и не стабилизировано. В частности, оно заметно зависит от температуры и напряжения источника питания. Поэтому в цепи из

такого усилителя и источника сигнала с внутренним сопротивлением, значение которого мало отличается от входного сопротивления усилителя, нет стабилизации коэффициента передачи $K_u = U_2/E$, хотя коэффициент усиления напряжения данного усилителя очень хорошо стабилизируется глубокой отрицательной обратной связью. Кроме того, большие входные сигналы усиливаются с заметными искажениями. Оба нежелательных явления исчезают, если внутреннее сопротивление источника сигнала много меньше входного сопротивления усилителя.

Рассмотренная усилительная ячейка является одной из наиболее совершенных схем данного типа. Она обладает хорошей температурной стабильностью коэффициента усиления. Кроме уточнения сопротивления резистора R_6 , от которого зависят коэффициент усиления и полоса пропускания, никаких подстроек и подбора элементов при налаживании не требуется.

Заметное увеличение входного сопротивления данного усилителя можно легко получить, добавив на его входе скомпенсированный эмиттерный повторитель (рис. 2). Эта схема имеет все параметры точно такие же, как и предыдущая, за исключением входного сопротивления, которое составляет 2 Мом при коэффициенте усиления 100.

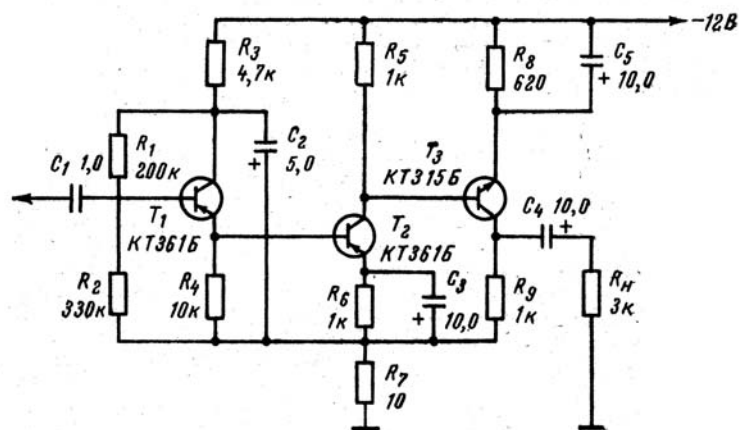


Рис. 2.

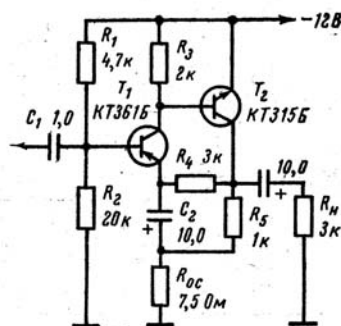


Рис. 3.

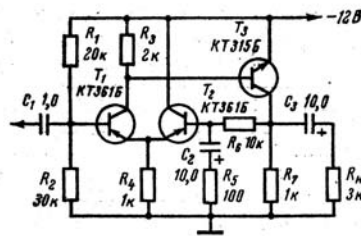


Рис. 4.

На рис. 3 показан упрощенный вариант рассмотренной выше схемы рис. 1. Для температурной стабилизации режима работы всего усилителя вводится дополнительная цепь отрицательной обратной связи с коллектора второго транзистора в цепь эмиттера первого. Усилитель удобен для усиления умеренно высоких частот. Коэффициент усиления его равен 100, верхняя граничная частота 2,5 МГц, нижняя 480 Гц. С выключенной отрицательной обратной связью коэффициент усиления напряжения равен 620. Таким образом, упрощение схемы усилителя привело к уменьшению исходного усиления и глубины отрицательной обратной связи. Другим недостатком рассматриваемой схемы является зависимость усиления от параметров конденсатора в цепи эмиттера первого транзистора. Электролитический конденсатор всегда имеет некоторое омическое сопротивление, которое в данной схеме войдет в состав делителя цепи обратной связи, а так как это

сопротивление сильно зависит от температуры, то и результирующий коэффициент передачи напряжения оказывается температурно зависимым.

В схеме усилителя на рис. 4 напряжение отрицательной обратной связи поступает в цепь эмиттера первого транзистора через эмиттерный повторитель. Это дает возможность применить в цепи отрицательной обратной связи более высокоомный делитель и уменьшить емкость конденсатора, имеющегося в этом делителе. Кроме того, данная схема позволяет получать выходное напряжение, приближающееся по амплитуде к половине напряжения питания при усилении симметричных по полярности сигналов.

С выключенной отрицательной обратной связью коэффициент усиления напряжения равен 770, нижняя граничная частота 1,15 кГц, верхняя 360 кГц. При наличии цепи обратной связи коэффициент усиления равен 100,

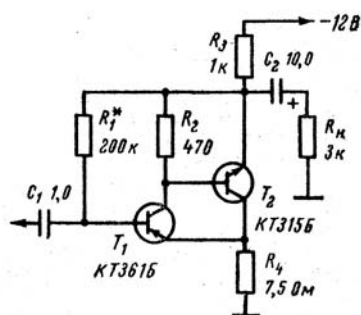


Рис. 5.

нижняя граничная частота 160 Гц, верхняя 2500 кГц, входное сопротивление 10 кОм, выходное 75 Ом.

Все рассмотренные выше схемы для усиления сигналов с частотами порядка единиц герц требуют применения электролитических конденсаторов очень большой емкости: от нескольких сотен до нескольких тысяч микрофард. Это большое неудобство, так как такие конденсаторы имеют значительные габариты и стоимость, большая емкость получается вследствие того, что конденсаторы стоят в эмиттерных цепях, имеющих низкое динамическое сопротивление. Для уменьшения емкостей необходима схема, не имеющая конденсаторов в эмиттерных цепях и имеющая их только в базовых, где сопротивления на два порядка выше. Примером такой схемы

является усилитель с так называемой «динамической нагрузкой» (рис. 5). Здесь первый транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а второй практически по схеме с общим коллектором, поскольку сопротивление в цепи коллектора этого транзистора очень невелико. Связь между каскадами непосредственная, так что сопротивлением нагрузки первого каскада является очень большое входное сопротивление второго. Вследствие этого первый транзистор с выключенной цепью отрицательной обратной связи (резистор в цепи эмиттера первого транзистора закорочен) дает очень большое усиление напряжения, достигающее до 1000 при использовании транзисторов с большим коэффициентом передачи тока. Второй транзистор в этой схеме не дает усиления по напряжению, но за счет большого усиления тока позволяет включать низкоомную нагрузку. Так как переменная составляющая тока второго транзистора значительно превышает переменную составляющую тока первого, то возникающее на резисторе R_4 напряжение отрицательной обратной связи оказывается пропорциональным току, идущему через нагрузку. Таким образом, в схеме существует последовательная отрицательная обратная связь по току, которая увеличивает входное сопротивление и стабилизирует величину коэффициента усиления. При глубокой обратной связи коэффициент усиления можно рассчитать по формуле $K_u = R_3 R_n / (R_3 + R_n) R_4$. Из формулы следует, что коэффициент усиления зависит от сопротивления нагрузки. В этом проявляется одно из коренных отличий между характеристиками усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по току и усилителя с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению (для которого усиление от сопротивления нагрузки почти не зависит). В рассматриваемом случае стабилизация усиления возможна лишь при постоянном сопротивлении нагрузки или если сопротивление нагрузки значительно превышает сопротивление R_3 . В рассматриваемой схеме имеется цепь параллельной обратной связи в виде резистора, включенного между

выходом усилителя с базой первого транзистора. Через этот резистор в цепь базы поступает необходимый ток смещения. Благодаря большому усилению по напряжению параллельная обратная связь получается достаточно глубокой, что обеспечивает хорошую температурную стабильность. Последовательная отрицательная обратная связь также способствует улучшению температурной стабильности рабочей точки.

Резистор R_2 в цепи коллектора первого транзистора выполняет важную роль. Оказывается, что при вполне определенном его значении усилитель дает максимальное усиление. Если совсем не включать его, то ток коллектора первого транзистора будет очень мал (равен току базы второго). Однако при малых значениях тока коллектора усиление транзистора по току значительно снижается. Если, наоборот, сопротивление этого резистора сделать слишком малым, то большая часть переменной составляющей тока первого транзистора будет проходить через этот резистор, минуя цепь базы второго транзистора. В результате коэффициент усиления всего усилителя также снизится. Оптимальное значение сопротивления этого резистора можно определить экспериментально при одновременном уточнении сопротивления резистора R_1 , определяющего положение рабочей точки первого транзистора.

С выключенной цепью последовательной отрицательной обратной связи коэффициент усиления напряжения равен 440, входное сопротивление 400 Ом, верхняя граничная частота 470 кГц, нижняя 480 Гц, выходное сопротивление 1 кОм. С включенной отрицательной обратной связью коэффициент усиления равен 100, входное сопротивление 6 кОм, выходное сопротивление 1 кОм, верхняя граничная частота 1800 кГц, нижняя граничная частота 95 Гц.

Для того, чтобы этот усилитель без обратной связи хорошо работал на высоких частотах, необходимо иметь источник сигнала с очень маленьким внутренним сопротивлением, так как входное сопротивление усилителя на высоких частотах падает за счет параллельной обратной связи с выхода

усилителя на вход через емкость коллекторного перехода первого транзистора. Простой расчет показывает, что действие этой обратной связи проявляется в увеличении входной емкости усилителя, принимающей значение $C_{вх} = C_k(1 + Ku)$, где C_k — емкость коллекторного перехода, Ku — коэффициент усиления напряжения. Если принять $C_k = 10$ пФ и $Ku = 440$, то вход усилителя оказывается как бы шунтированным емкостью 4400 пФ, имеющей на частоте 400 кГц сопротивление равное 90 Ом. При наличии последовательной обратной связи положение несколько улучшается, но все равно во многих случаях именно эта шунтирующая емкость будет в основном определять частотные свойства на высоких частотах.

Большое выходное сопротивление усилителя с обратной связью по току создает неудобства, если нагрузка может менять свое сопротивление. Значительно лучшие результаты получаются с последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Рассмотренную выше усилительную ячейку удобно использовать в составе более сложных усилителей с общей цепью последовательной отрицательной обратной связи по напряжению. Таковы схемы на рис. 6—9.

Схема усилителя без обратной связи (рис. 6) имеет коэффициент усиления 33000, а с включенной цепью обратной связи — 1000. Его верхняя граничная частота равна 6,5 МГц, нижняя граничная частота 17 Гц, входное сопротивление 20 кОм. Изменение температуры на 1°C приводит к изменению усиления на 0,0025%. Выходное сопротивление усилителя равно 20 Ом.

Схема усилителя, показанная на рис. 7, по большинству своих параметров несколько уступает предыдущей. Так, при усилении по напряжению, равном 1000, его верхняя граничная частота составляет 3,5 МГц. Наблюдается в 2 раза большая зависимость усиления от температуры. Однако благодаря действию во второй усилительной ячейке местной отрицательной обратной связи усиление

больших сигналов сопровождается заметно меньшими нелинейными искажениями по сравнению со схемой на рис. 6. Особенно заметно это становится при выключении последовательной отрицательной обратной связи, линеаризующей характеристики усилителя.

Оба усилительных каскада схемы на рис. 5 имеют сильно отличающиеся фазочастотные характеристики. Фазовые искажения эмиттерного повторителя остаются незначительными на тех частотах, где первый усилительный каскад

уже потерял значительную часть своего усиления и сильно изменяет фазу

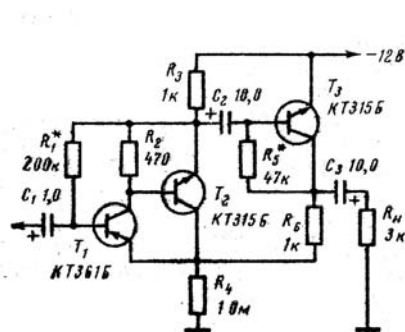


Рис. 6.

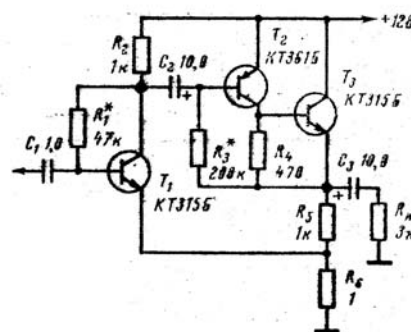


Рис. 7.

сигнала. Таким образом, фазочастотная характеристика всего усилителя близка к характеристике однокаскадного усилителя. Это позволяет две такие ячейки объединить в один усилитель, охваченный общей глубокой отрицательной обратной связью, при сохранении достаточно большого усиления (рис. 8).

Одной из особенностей данного усилителя является применение разного вида включения транзисторов прямой и обратной полярности в усилительных ячейках. Этим достигается упрощение схемы цепи отрицательной обратной связи и большая защищенность усилителя от наводок со стороны цепей питания, так как сигналы, существующие в цепи питания, на вход второй усилительной ячейки попадают после сильного ослабления делителем, составленным из больших динамических сопротивлений транзисторов первой усилительной ячейки и сравнительно небольшого сопротивления нагрузки

этой же ячейки. В результате для всего усилителя можно использовать только одну общую цепь развязки (не показанную на данной схеме, как, впрочем, и на других рассматриваемых здесь схемах). Практически в большинстве случаев цепь развязки должна быть в схеме. При ее отсутствии возможно либо самовозбуждение, либо просачивание фона переменного тока от питающего выпрямителя.

Без обратной связи коэффициент усиления напряжения усилителя равен 180 000, нижняя граничная частота 500 Гц, верхняя — 65 кГц, входное сопротивление 400 Ом. Резкое уменьшение верхней граничной частоты по сравнению со схемой на рис. 5 объясняется влиянием емкости коллекторного перехода третьего транзистора. Впрочем, в этом есть и положительная сторона: уменьшение усиления с ростом частоты предохраняет усилитель от самовозбуждения.

С включением отрицательной обратной связи усиление падает до 10000,

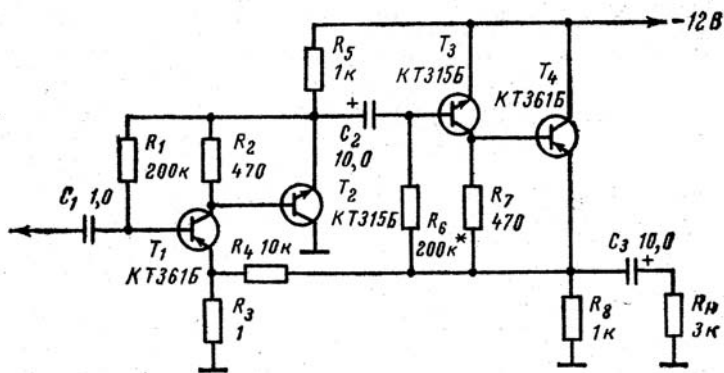


Рис. 8.

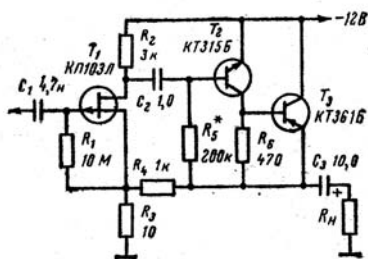


Рис. 9.

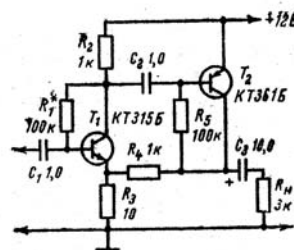


Рис. 10.

верхняя граничная частота увеличивается до 2700 кГц, нижняя уменьшается

до 17 Гц, входное сопротивление равно 15 кОм, выходное сопротивление 15 Ом. С повышением температуры усиление падает со скоростью 0,08% на 1°.

Усилительная ячейка на рис. 5 легко согласуется также с полевым транзистором (см. рис. 9) в усилителе с общей цепью последовательной отрицательной обратной связи по напряжению, аналогичной схеме на рис. 7. Данный усилитель при коэффициенте усиления, равном 100, имеет входное сопротивление 60 МОм, нижнюю граничную частоту 18 Гц, верхнюю 520 кГц, среднеквадратичное значение напряжения собственных шумов 5 мкВ при замкнутом входе и 17 мкВ при внутреннем сопротивлении источника сигнала, равном 500 кОм. Шум измерен в полосе частот от 100 Гц до 100 кГц. Без обратной связи коэффициент усиления напряжения равен 560.

Заслуживает внимания схема усилителя на рис. 10. В ней используется последовательная отрицательная обратная связь по напряжению. Благодаря использованию в обоих каскадах транзисторов разной структуры и простейшей схемы температурной стабилизации схема имеет сравнительно небольшое число деталей. При повышении окружающей температуры до 50°C ток коллектора первого или второго транзистора увеличивается не более чем на 10%, что для большинства случаев применения усилителя вполне допустимо. Недостатком схемы является необходимость подбора резисторов R_1 и R_2 в базовых цепях транзисторов.

Без обратной связи коэффициент усиления напряжения равен 5500, входное сопротивление 600 Ом, нижняя граничная частота 320 Гц, а верхняя 840 кГц. С включенной цепью отрицательной обратной связи коэффициент усиления по напряжению равен 100, входное сопротивление 22 кОм, нижняя граничная частота 19 Гц, верхняя 19 МГц, температурный коэффициент усиления — 0,05% на 1°.

Мы рассмотрели 10 различных схем усилителей с отрицательной обратной связью. Выбор той или иной схемы для практического использования зависит от ряда конкретных условий.

При сравнении различных схем по их свойствам на высоких частотах наиболее важным параметром является произведение верхней граничной частоты на коэффициент усиления в пересчете на один усилительный каскад. В этом отношении наилучшей является схема рис. 10, несколько уступает ей схема рис. 1, а за ней следует схема рис. 6.

На низких частотах наиболее важным показателем можно считать произведение емкости используемых конденсаторов на нижнюю граничную частоту (схема тем лучше, чем меньше это произведение). В этом отношении лучшей схемой является схема рис. 10, а худшей — рис. 3. Таким образом, по частотным свойствам схема рис. 10 является лучшей, но она проигрывает по сравнению со многими другими схемами по температурной стабильности положения рабочей точки и по некоторым другим параметрам.

Усилители с линейным детектированием

Усиленный сигнал очень часто подвергается детектированию с последующей регистрацией выпрямленного тока стрелочным прибором, самописцем и т. п. Усилитель переменного тока может быть сделан достаточно линейным. Однако детектирование сигналов с напряжением менее 1 В сопровождается сильными нелинейными искажениями. Коэффициент передачи детектора при малых уровнях сигнала заметно зависит от характеристик диодов и, следовательно, от температуры. Все это ухудшает параметры устройства, состоящего из усилителя, детектора и измерительного прибора. Уменьшить нелинейные искажения можно, либо увеличивая подаваемый на детектор сигнал, что не всегда возможно, либо используя цепи нелинейной коррекции или глубокую отрицательную связь по току, потребляемому детектором. Последний способ дает наилучшие результаты.

Для успешной линеаризации с помощью отрицательной обратной связи сигнал обратной связи должен быть пропорционален продетектированному

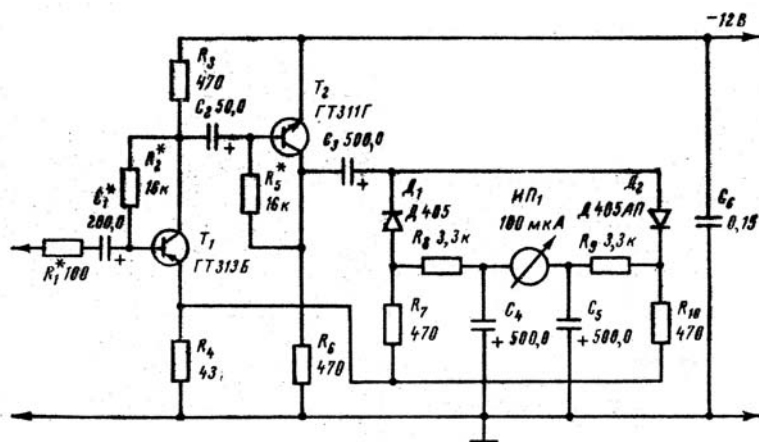


Рис. 11.

сигналу, что возможно только при использовании детектора среднего значения, а не пикового.

В схеме на рис. 11 применен несимметричный мостиковый двухполупериодный детектор. Сигнал обратной связи получается путем сложения (суммирования) токов от обоих диодов. Для улучшения свойств на высоких частотах используются сверхвысокочастотные диоды, а все резисторы, по которым проходит выпрямленный ток, имеют малое сопротивление. Измерительный прибор зашунтирован конденсатором с емкостью, необходимой для сглаживания пульсаций выпрямленного тока на самых низких частотах. С целью улучшения равномерности частотной характеристики электролитические конденсаторы зашунтированы безындукционными керамическими конденсаторами. В результате неравномерность частотной характеристики в полосе частот от 10 Гц до 30 МГц не превышает 2%. Полное отклонение стрелки измерительного прибора происходит при подаче на вход напряжения 100 мВ. Линеаризующее действие обратной связи, за исключением самых высоких частот, очень велико. Практически отклонение от линейности в пределах шкалы измерительного прибора не обнаруживается. Глубина обратной связи и чувствительность уси-

лителя в широких пределах могут регулироваться подбором сопротивления резистора в цепи эмиттера первого транзистора.

Для получения хороших характеристик на самых высоких частотах очень

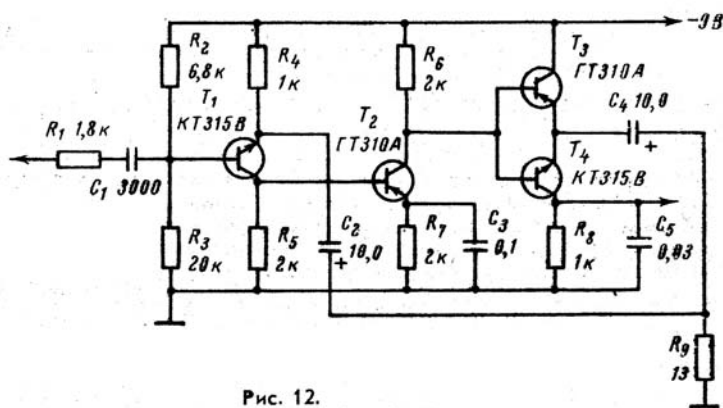


Рис. 12.

важно не увеличить емкость между коллектором и базой второго транзистора за счет нерационального монтажа. В процессе налаживания схемы может возникнуть паразитное высокочастотное самовозбуждение, устраняемое подбором сопротивления резистора, включенного последовательно со входом схемы. Для уменьшения частотной неравномерности на самых низких частотах необходимо произвести подбор, емкости разделительного конденсатора в цепи базы первого транзистора.

Значительное увеличение выходного сигнала в линейном детекторе можно получить, если совместить процесс детектирования и усиления. В схеме рис. 12 эмиттерные переходы двух последних транзисторов используются вместо диодов для детектирования. Продетектированный ток суммируется за счет параллельного соединения эмиттеров и создает сигнал отрицательной обратной связи, поступающий в цепь эмиттера первого транзистора. Выходной сигнал получается за счет тока коллектора детектирующего транзистора. Поскольку ток коллектора на частотах, меньших предельной частоты усиления тока базы, практически равен току эмиттера, среднее значение тока коллектора оказывается близким к среднему значению тока эмиттера, а ток эмиттера благодаря действию глубокой отрицательной обратной связи пропорционален

входному сигналу. Используя большое нагрузочное сопротивление в цепи коллектора, удастся получить выходной сигнал, превышающий половину напряжения питания. В рассматриваемой схеме высокая степень пропорциональности между входным и выходным сигналами сохраняется в диапазоне выходных напряжений от 60 до 6000 мВ, причем отклонение от линейности при выходном напряжении 60 мВ на частоте 150 кГц не превышает 10%, а на частоте 465 кГц — 20%. С увеличением сигнала отклонение от линейности быстро падает и при 300 мВ выходного напряжения практически исчезает. Для получения максимального выходного сигнала на вход необходимо подавать 300 мВ.

Рассматриваемую схему можно применять для детектирования сигнала промежуточной частоты в высококачественных радиоприемниках. При этом обнаруживается еще одно положительное ее свойство. В радиоприемниках протектированный сигнал с диодного детектора на усилитель низкой частоты- подают, как правило, через разделительную *RC*-цепочку. Детектирование сигналов с большой глубиной модуляции, если сопротивление резистора этой цепочки сравнимо с сопротивлением нагрузки детектора, может сопровождаться искажением формы протектированного сигнала в виде отсечки, которая возникает за счет обратного напряжения на диоде, создаваемого зарядом, накопившимся на разделительном конденсаторе. В рассматриваемой схеме этот эффект полностью отсутствует, поскольку напряжение на коллекторе выходного транзистора создается в основном за счет напряжения источника питания.

Усилительные каскады с большим входным сопротивлением

Обычные транзисторные усилительные каскады имеют сравнительно небольшое входное сопротивление. Наибольшее входное сопротивление имеет каскад с общим коллектором или эмиттерный повторитель. Приблизительно

входное сопротивление эмиттерного повторителя может быть найдено из выражения

$R_{вх} \approx h_{21Э} R_{Э}$, где $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока базы; $R_{Э}$ — сопротивление цепи эмиттера. Если включить два эмиттерных повторителя последовательно, то $R_{вх} \approx h_{21Э1} h_{21Э2} R_{Э}$, где $h_{21Э1}$ и $h_{21Э2}$ — коэффициенты передачи тока базы первого и второго транзисторов. Предположим, что $h_{21Э1} = h_{21Э2} = 100$ и $R_{Э} = 1 \text{ кОм}$.

Тогда $R_{вх} = 100 \text{ кОм}$ для одного каскада и $R_{вх} = 10 \text{ МОм}$ для двух каскадов. Приведенные цифры, однако, дают лишь тот предел, к которому можно приблизиться, если скомпенсировать шунтирующее действие цепей, создающих ток смещения базы, а также сопротивление утечки коллекторного перехода первого транзистора. Такая компенсация может быть легко осуществлена с помощью напряжения обратной связи, приложенного последовательно с шунтирующим сопротивлением. Если напряжение обратной связи будет по величине и фазе равно входному, то разность потенциалов на сопротивлении обратится в нуль и ток по сопротивлению не пойдет, т. е. будет осуществлена полная компенсация. Если же напряжение обратной связи будет отличаться от входного, то шунтирующее сопротивление Z как бы увеличится и станет равным: $Z_{эфф} = \frac{Z}{1 - K_{ос}}$, где $K_{ос}$ — коэффициент обратной связи, равный отношению напряжения обратной связи к входному напряжению. Компенсация будет тем лучше, чем ближе к единице значение $K_{ос}$. Но при $K_{ос} > 1$ возможно самовозбуждение усилителя за счет внесенного во входные цепи отрицательного сопротивления.

Рассмотренным способом можно уменьшить шунтирующее действие не только активных сопротивлений, но и реактивных. Например, можно скомпенсировать шунтирующее действие емкости коллекторного перехода первого транзистора, монтажной емкости или емкости экранированного кабеля, по которому подается сигнал на вход усилителя.

Следует особо подчеркнуть, что увеличение эффективного сопротивления с помощью компенсации сопровождается значительным увеличением неустойчивости. Относительная неустойчивость $Z_{эфф}$ оказывается равной:

$$\frac{\Delta Z_{эфф}}{Z_{эфф}} = \frac{\Delta K_{ос}}{K_{ос}} \frac{1}{1 - K_{ос}}$$

если считать, что сама величина Z совершенно стабильна.

Поскольку $K_{ос}$ близко к 1, относительная неустойчивость входного сопротивления может быть весьма велика. Например, при изменении температуры на 50° входное сопротивление транзисторного усилителя с глубокой отрицательной обратной связью и цепями компенсации может измениться на 30—50%. Кроме того, при наличии обратной связи входное сопротивление начинает заметно зависеть от амплитуды сигнала, поскольку $K_{ос}$ для любого усилителя в какой-то мере нелинейно.

Нежелательный эффект неустойчивости и нелинейности входного сопротивления проявляется в измерительных усилителях, где он может привести к дополнительной погрешности измерений. В других случаях нежелательным может оказаться искажение формы сигнала, вызываемое нелинейностью входного сопротивления.

Основной способ уменьшения этих нежелательных явлений — создание схемы с входным сопротивлением, намного превышающим внутреннее сопротивление источника сигналов. Если это сделать невозможно, то необходимо шунтировать вход усилителя постоянным резистором, сопротивление которого много меньше входного. Целесообразность применения метода компенсации для увеличения входного сопротивления в этом последнем случае требует отдельного рассмотрения.

На рис. 13 показана схема простейшего эмиттерного повторителя с повышенным входным сопротивлением. Сравнительно низкоомный делитель в цепи базы обеспечивает достаточную температурную стабильность усилителя. Две цепи обратной связи с эмиттера через конденсаторы C_1 и C_2 к резисторам R_1 и R_2 компенсируют шунтирующее действие последних. Входное

сопротивление усилителя равно 100 кОм. Оно падает до 50 кОм на частотах 10 Гц и 450 кГц. При работе с источником сигнала, имеющим внутреннее сопротивление 100 кОм, среднеквадратичное напряжение шумов равно 30 мкВ в полосе частот от 150 Гц до 20 кГц. Среднеквадратичное значение

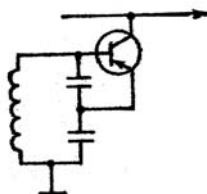


Рис. 15.

напряжения собственных шумов, приведенных к входу, падает до 2 мкВ в той же полосе частот, если вход усилителя замкнуть накоротко. Более совершенная схема, показана на рис. 14. В ней цепь обратной связи с выхода усилителя на коллектор первого транзистора компенсирует шунтирующее действие резистора R_2 , сопротивление утечки коллекторного перехода и емкость коллекторного перехода первого транзистора. Вторая цепь обратной связи, осуществляемой через емкость C_1 компенсирует шунтирующее действие резистора R_1 и одновременно увеличивает эффективное сопротивление нагрузки R_4 в цепи эмиттера первого транзистора. Последовательно со входом схемы включен резистор R_2 , предохраняющий от самовозбуждения на высоких частотах. Следует отметить, что все схемы эмиттерных повторителей и схемы усилителей с отрицательной обратной связью, поданной в цепь эмиттера, склонны к самовозбуждению при работе от источника с внутренним сопротивлением индуктивного характера. Индуктивность источника совместно с паразитными емкостями образует генератор по схеме емкостной трехточки (рис. 15). Паразитные емкости сравнительно невелики, поэтому самовозбуждение обычно наблюдается на самых высоких частотах, иногда сравнимых с предельной частотой усиления самого транзистора. Если используются высокочастотные транзисторы, то замыкание входа проводником в несколько сантиметров создает достаточную индуктивность для

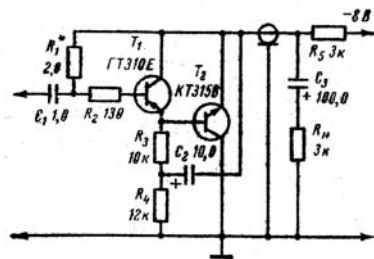


Рис. 16.

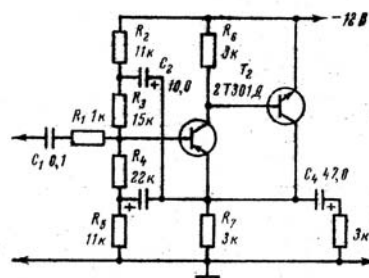


Рис. 17.

самовозбуждения. Резистор R_3 вносит потери в колебательный контур и ухудшает условия самовозбуждения. Его сопротивление необходимо подбирать в зависимости от конкретной схемы и от характера источника сигнала. Разумеется, следует начинать с самых малых значений R_3 и увеличивать его сопротивление до тех пор, пока при всех возможных значениях внутреннего сопротивления источника сигнала не будет обеспечена полная устойчивость работы. Обнаруживать самовозбуждение необходимо индикатором, подключенным к выходу схемы Рис. 15. и реагирующим на частоты по крайней мере до нескольких десятков мегагерц. С индикатор не должен вносить на выход усилителя заметной емкости. Если подходящего измерительного прибор не окажется в наличии, то для наладки схемы можно временно подпаять к выходу усилителя обычный диодный детектор. Полоса пропускания большинства электронных осциллографов слишком мала для наблюдения столь высоких частот, но при наличии самовозбуждения усиление больших по амплитуде низкочастотных сигналов обычно сопровождается характерными нелинейными искажениями, имеющими вид разрывов вблизи захода в область ограничения, где усиление падает и самовозбуждение срывается. Положение этих разрывов меняется, если до входа дотронуться пальцем. Электронный осциллограф имеет заметную входную емкость, и его подключение к усилителю иногда является причиной возникновения самовозбуждения. В этом случае можно рекомендовать подключать осциллограф через резистор в несколько сотен ом. Входное сопротивление усилителя на рис. 14 равно 1,3 МОм. Оно падает до 650 кОм на частотах 30 Гц и 250 кГц. Напряжение собственных шумов в случае работы от источника сигнала с внутренним сопротивлением 1,3 МОм равно 300 мкВ в полосе частот от 150 Гц до 20 кГц. При

работе усилителя с источником сигнала, имеющим внутреннее сопротивление много меньшее входного, напряжение собственных шумов всего устройства резко уменьшается. Эта закономерность характерна для всех усилителей с большим входным сопротивлением.

Сравнительно большое входное сопротивление позволяет подключать данный усилитель к колебательному контуру без каких-либо трансформирующих устройств. Однако отмеченная выше неустойчивость препятствует успешной работе такой схемы на частотах выше нескольких мегагерц.

Двухкаскадный эмиттерный повторитель на транзисторах разной полярности (рис. 16) имеет меньшее число деталей по сравнению со схемой рис. 14. Его входное сопротивление равно 8 МОм, коэффициент усиления напряжения 0,98 в диапазоне частот от 10 Гц до 600 кГц. Среднеквадратичное значение напряжения собственных шумов равно 4 мкВ при замкнутом входе и 400 мкВ при разомкнутом. Измерения шумов производились в диапазоне частот от 10 Гц до 100 кГц.

- К двухкаскадным эмиттерным повторителям по своим свойствам близко стоит двухкаскадный усилитель со стопроцентной отрицательной обратной связью (рис. 17), коэффициент усиления которого также очень близок к единице. Весьма глубокая отрицательная обратная связь обеспечивает прекрасную температурную стабильность схемы. Входное сопротивление на низких частотах такое же, как у схемы рис. 14, но с ростом частоты входное

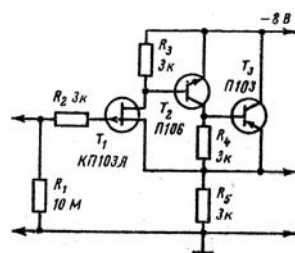


Рис. 18.

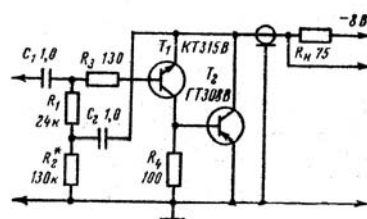


Рис. 19.

сопротивление убывает более быстро, так как емкость коллекторного перехода первого транзистора не скомпенсирована.

Увеличивая число каскадов в схемах подобного типа и вводя дополнительные обратные связи, можно поднять входное сопротивление до

нескольких сотен мегаом, однако при этом значительно возрастает уровень собственных шумов. Более простые схемы с уровнем собственных шумов на низких частотах, в

несколько раз меньшим, получаются при использовании полевых транзисторов. Даже простейшая схема усилителя на одном полевом транзисторе может обеспечить на низких частотах входное сопротивление в несколько десятков мегаом.

В схеме рис. 18 три каскада усиления охвачены общей стопроцентной отрицательной обратной связью. Ее коэффициент передачи напряжения равен 0,98—0,99. Входное сопротивление на низких частотах практически совпадает с сопротивлением утечки в цепи затвора полевого транзистора. Его можно менять в широких пределах, поскольку ток затвора полевого транзистора составляет 1 нА при комнатной температуре.

Если источник сигнала находится в труднодоступном месте и имеет очень большое внутреннее сопротивление, то в этом случае рекомендуют использовать выносной предварительный усилитель, располагаемый в непосредственной близости к источнику сигнала. Передачу усиленного сигнала и тока питания рационально осуществлять по одним и тем же проводам. Для этой цели можно использовать усилительный каскад с нагрузкой, находящейся на другом конце линии передачи. Такова схема на рис. 16 и ряд схем, описанных ниже.

Схема усилителя на рис. 19 является разновидностью схемы на рис. 17. Передача сигналов осуществляется по согласованно нагруженному в конце коаксиальному кабелю. В диапазоне частот от 10 Гц до 46 МГц коэффициент передачи напряжения не выходит за пределы 0,99—1,01. На средних частотах входное сопротивление усилителя может быть представлено резистором сопротивлением 46 кОм и параллельно подключенным к нему конденсатором емкостью 10 пФ.

Введение в рассмотренную схему скомпенсированного потокового повторителя (рис. 20) повышает входное сопротивление до 800 МОм, а входную емкость уменьшает до 0,5 пФ. Среднеквадратичное значение уровня собственных шумов равно 35 мкВ в полосе частот от 2 Гц до 300 кГц при работе с источником сигнала, имеющим чисто емкостное внутреннее сопротивление с емкостью 100 пФ. Коэффициент передачи "напряжения равен 0,98 на частотах от 10 Гц до 1 МГц. В изображенной на рис. 21 схеме

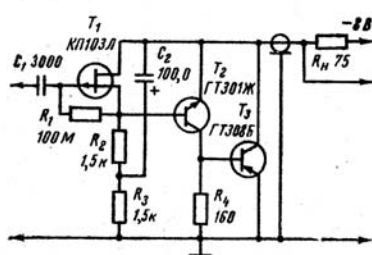


Рис. 20.

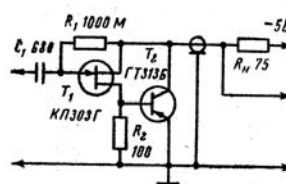


Рис. 21.

усилителя используется стопроцентная последовательная отрицательная обратная связь по напряжению. Передача сигнала осуществляется по согласованно нагруженному коаксиальному кабелю. Ток затвора транзисторе КП303Г не превышает 0,1 нА, что дает возможность включить в цепь затвора сопротивление утечки 1000 МОм и повысить тем самым входное сопротивление. Входное сопротивление может быть представлено параллельно включенными резистором сопротивлением 2300 МОм и конденсатором емкостью 2,5 пФ. Коэффициент передачи напряжения в диапазоне частот от 10 Гц до 50 МГц лежит в пределах 0,90—0,92. Среднеквадратичное значение собственных шумов в диапазоне частот от 5 Гц до 300 кГц равно 9 мкВ при замкнутом входе и 10 мкВ при входе, замкнутым конденсатором емкостью 100 пФ.

При большом входном сопротивлении необходимо обращать особое внимание на шунтирование входа усилителя паразитными и монтажными емкостями. Для их снижения при монтаже на печатной плате входные цепи обязательно должны быть окружены компенсационной дорожкой, на которую

необходимо подать сигнал с выхода усилителя. Уровень этого сигнала должен быть как можно ближе к уровню входного.

Мощные выходные каскады

От выходного каскада обычно требуют, чтобы он обеспечивал получение заданной выходной мощности в заданной полосе частот, имел высокий коэффициент полезного действия, малый коэффициент нелинейных искажений и низкое выходное сопротивление. Поскольку выходной каскад, как правило, потребляет от источника питания большую часть мощности, повышение к. п. д. выходного каскада связано с экономичностью по питанию и облегчением теплового режима. В транзисторных усилителях широко используется режим класса В, для которого теоретический предел к. п. д. равен 78% при усилении синусоидальных сигналов. Наиболее удобны бестрансформаторные схемы, усиливающие в широкой полосе и дающие

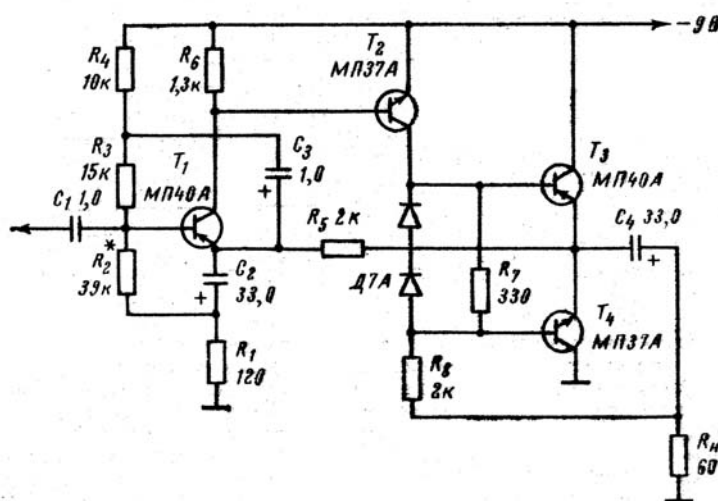


Рис. 22.

возможность использовать глубокую отрицательную обратную связь. На рис. 22 показана одна из наиболее простых схем подобного типа. Симметричный двухтактный выходной эмиттерный

повторитель класса В собран на двух транзисторах T_3 и T_4 разной структуры. Температурная стабилизация начального тока этих транзисторов осуществляется двумя диодами, включенными в прямом направлении между базами транзисторов. Как известно, температурный коэффициент напряжения диода, включенного в прямом направлении, примерно равен температурному коэффициенту напряжения между эмиттером и базой транзистора. Так как необходимо температурив стабилизировать начальные токи двух транзисторов, то приходится включать два диода. При протекании тока покоя второго транзистора через эти диоды на них возникает падение напряжения, которое служит напряжением смещения для транзисторов T_3 и T_4 . Значение этого напряжения также зависит от сопротивления резистора R_7 , шунтирующего диоды. Сопротивление R_7 необходимо подобрать так, чтобы усиление слабых сигналов не сопровождалось искажением их формы и в то же время ток покоя был по возможности меньшим. Достаточен ток покоя транзисторов T_3 и T_4 , равный 1—2 мА.

Выходные транзисторы T_3 и T_4 , включенные по схеме эмиттерного повторителя, не дают усиления по напряжению, поэтому для получения максимально возможной выходной мощности и большого к. п. д. предыдущий усилительный каскад должен создавать на базах выходных транзисторов переменное напряжение с амплитудой, близкой к напряжению питания. Местная обратная связь с выхода через резистор R_8 значительно расширяет динамический диапазон работы предыдущего усилительного каскада на транзисторе T_2 , так как она увеличивает напряжение питания этого каскада в самый тяжёлый момент: когда транзистор T_2 почти заперт, а в цепях эмиттера и базы транзистора T_4 течет максимальный ток. При этом потенциал базы T_4 приближается к потенциалу его коллектора. Добавление выходного

напряжения к напряжению питания полностью компенсирует падение напряжения на резисторе R_5 за счет протекания по нему тока базы, если выполняется условие $R_8 < R_n / h_{21Э}$, где R_n — сопротивление нагрузки, $h_{21Э}$ — коэффициент передачи тока транзистора T_4 . Данная цепь обратной связи одновременно значительно увеличивает коэффициент передачи напряжения усилительных каскадов, собранных на транзисторах T_2 , T_3 и T_4 , образующих вариант усилителя с «динамической» нагрузкой (см. схему рис. 5).

Для уменьшения нелинейных искажений желательно выбирать транзисторы T_3 и T_4 с одинаковыми коэффициентами передачи тока. Нелинейные искажения уменьшаются и при уменьшении сопротивления резистора R_8 , но это сопровождается увеличением потребляемого транзистором T_2 тока. Весь усилитель охвачен цепью глубокой отрицательной обратной связи. Напряжение обратной связи снимается с делителя, образованного резисторами R_2 и R_1 и подается в цепь эмиттера первого транзистора. Если глубина этой обратной связи велика, то коэффициент передачи напряжения оказывается равным $(R_1 + R_5) / R_1$. Изменяя сопротивление резистора R_1 , можно менять глубину обратной связи в широких пределах.

С целью увеличения входного сопротивления усилителя производится компенсация проводимости резисторов R_2 и R_3 с помощью напряжения, подаваемого через разделительные конденсаторы C_2 и C_3 с эмиттера первого транзистора. Одновременно цепочка $C_3 R_4$ выполняет роль развязывающего фильтра в цепи питания базы транзистора T_1 .

Постоянная составляющая тока транзистора T_1 используется для стабилизации положения рабочей точки выходных транзисторов по напряжению, для чего потенциал базы транзистора T_1 фиксируется на необходимом уровне делителем напряжения, составленным из резисторов R_1 — R_4 , а потенциал эмиттера этого транзистора примерно равен среднему потенциалу эмиттеров выходных транзисторов, поскольку падение напряжения на резисторе R_3 при протекании по нему постоянной

составляющей тока транзистора T_1 невелико; Получается очень глубокая отрицательная обратная связь по постоянной составляющей напряжения эмиттеров выходного каскада. Рабочую точку по постоянному напряжению можно установить, изменяя сопротивление резистора R_2 или R_3 . Усиление сигналов с большой амплитудой должно сопровождаться одинаковым ограничением отрицательной и положительной полуволн выходного напряжения. Это наиболее точный способ наладки, осуществляемый с помощью осциллографа. Менее точно положение рабочей точки можно установить с помощью вольтметра, подобрав сопротивление резистора R_2 или R_3 так, чтобы падение напряжения на транзисторе T_3 или T_4 было равно половине напряжения питания.

Усилитель при напряжении питания 9В на нагрузке 60 Ом развивает мощность 135 мВт. Максимальный ток, потребляемый от источника питания, равен 24 мА, Минимальный потребляемый ток равен 5 мА, Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1000 Гц равен 2,8% при выходной мощности 100 мВт; к. п. д. при максимальной выходной мощности равен 63%. Входное сопротивление 56 кОм, полоса пропускания от 100 Гц до 100 кГц. Нижняя граничная частота полосы пропускания зависит от емкости разделительных конденсаторов, а верхняя от частотных свойств транзисторов и в первую очередь от частотных свойств второго транзистора. Так, при использовании более высокочастотных транзисторов типа ГТ311А, ГТ313А и ГТ329А (второй транзистор) верхняя граничная частота увеличивается до 15 МГц.

Рассмотренная выше схема при использовании более мощных транзисторов в выходном каскаде (рис. 23) на нагрузке 6 Ом развивает мощность 9 Вт при к.п.д.56%. Уменьшение к, п. д. объясняется применением кремниевых транзисторов, имеющих значительно большее напряжение насыщения. Верхняя граничная частота равна 100 кГц, нижняя 20 Гц. Коэффициент нелинейных искажений 1,4% на частоте 1000 Гц. Транзистор типа КТ904Б во

втором каскаде усилителя дает возможность увеличить верхнюю граничную частоту до 1,8 МГц.

Зачастую бывает трудно подобрать пару мощных транзисторов с различной структурой и примерно одинаковыми параметрами. В этом случае можно рекомендовать несимметричную схему (рис. 24) с двумя одинаковыми мощными транзисторами на выходе. Эта схема работает аналогично предыдущей, но вместо диодной здесь применена транзисторная схема температурной стабилизации, выполненная на транзисторе T_7 и резисторах R_8 и R_9 и обеспечивающая большую гибкость в подборе необходимого температурного коэффициента смещающего напряжения. Вместо транзистора T_3 предыдущей схемы используется последовательное включение двух эмиттерных повторителей (T_3 и T_5). Вместо эмиттерного повторителя на транзисторе T_4 предыдущей схемы используется двухкаскадный усилитель со стопроцентной отрицательной обратной связью (T_4 и T_6), имеющий свойства, очень близкие к свойствам эмиттерного повторителя.

Исследование влияния изменения температуры на работу усилителя показало, что для его нормальной работы в широком диапазоне температур необходимо изменять напряжение смещения, приложенное между базами транзисторов T_3 и T_4 со скоростью, примерно — 13 мВ/град при среднем напряжении около 300 мВ. Реализовать такой режим на диодах практически невозможно. Примененная транзисторная схема температурной стабилизации легко обеспечивает необходимую температурную зависимость напряжения смещения, поскольку в ее основу положен усилитель с очень глубокой отрицательной обратной связью по напряжению, меняя которую подбором соотношения сопротивлений резисторов в цепи базы транзистора T_7 , можно получить необходимый температурный коэффициент напряжения смещения. Наилучшие результаты будут получены, если стабилизирующий транзистор будет иметь тепловой контакт с одним из выходных транзисторов. (Например, можно закрепить их рядом на общем радиаторе.) В качестве стабилизирующего транзистора

необходимо использовать мощный выходной транзистор, поскольку маломощные не обеспечивают получения необходимого напряжения смещения. В данной схеме общей отрицательной обратной связью охвачено большое число каскадов, поэтому она склонна к самовозбуждению на высоких частотах. Для предотвращения самовозбуждения служит корректирующая емкость C_4 в цепи отрицательной обратной связи. Если с ее помощью сорвать генерацию не удастся, то вместо нее можно включить конденсатор небольшой емкости между коллектором и базой второго транзистора.

Процесс налаживания данного усилителя точно такой же, как и предыдущего. Однако надо иметь в виду, что самовозбуждение усилителя на высоких частотах сопровождается резким возрастанием потребляемого тока. Коэффициент полезного действия на этих частотах очень низок, поэтому происходит быстрый перегрев выходных транзисторов, приводящий к выходу их из строя. Одновременно могут выйти из строя транзисторы, соединенные с выходными. Процесс этот может произойти настолько быстро, что причина выхода из строя Одновременно могут выйти из строя транзисторы, соединенные с выходными. Процесс этот может произойти настолько быстро, что причина выхода из строя транзисторов может остаться непонятной.

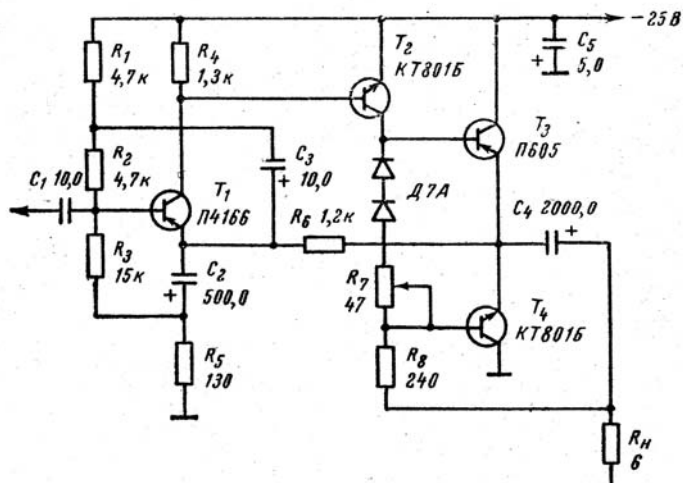


Рис. 23.

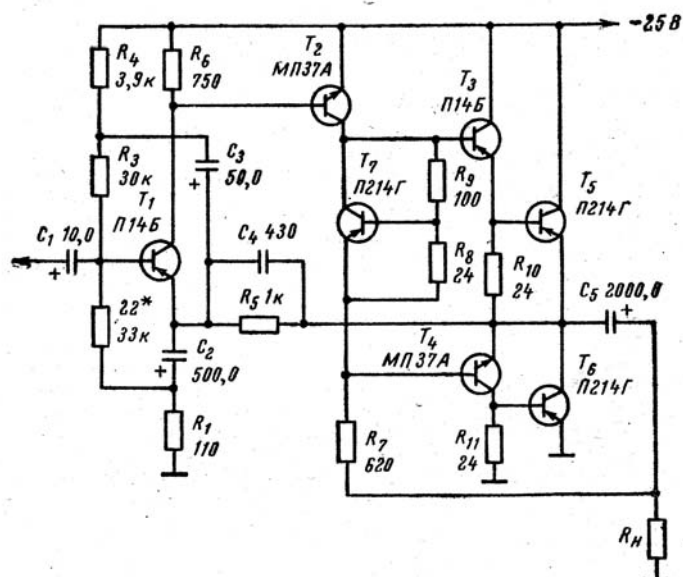


Рис. 24.

Во избежание этого, прежде чем в первый раз подавать на усилитель питающее напряжение, следует предусмотреть ряд мер безопасности. Полезно временно включить в цепь коллектора транзистора T_4 резистор с сопротивлением 1—2 кОм с целью ограничения максимального тока выходных транзисторов. После устранения возбуждения тем или иным способом этот резистор необходимо убрать, так как он уменьшает выходную мощность и к. п. д. В процессе налаживания необходимо непрерывно контролировать

потребляемый ток. Полезно применять источник питания с защитой от перегрузок, так как выход из строя выходных транзисторов ведет к короткому замыканию источника питания. Можно также временно включить последовательно с источником питания резистор с сопротивлением и рассеиваемой мощностью такими же, как у нагрузки, а усилитель зашунтировать конденсатором с емкостью порядка 100 мкФ.

Усилитель, собранный по схеме рис. 24, при напряжении 25 В развивает максимальную выходную мощность 10,7 Вт на нагрузке с сопротивлением 5,8 Ом. От источника питания потребляется ток 0,65 А при максимальном выходном сигнале и 37 мА в состоянии покоя. Максимальный к. п. д. равен 66%. Входное сопротивление усилителя равно 240 кОм. Для получения малых нелинейных искажений необходимо иметь источник сигнала с внутренним сопротивлением значительно меньшим, чем эта величина. Так, при внутреннем сопротивлении источника сигнала, равном 1 кОм, и выходной мощности 9 Вт коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц составил 0,22%, а при увеличении внутреннего сопротивления источника сигнала до 240 кОм он возрос до 6,4%.

Усилитель имеет полосу пропускания от 20 Гц до 40 кГц. Коэффициент нелинейных искажений увеличивается по мере приближения к границам полосы пропускания. Здесь еще раз напомним, что отрицательная обратная связь наиболее эффективно действует в полосе частот пропускания исходного усилителя без обратной связи. Включение же цепи отрицательной обратной связи сопровождается значительным расширением полосы пропускания. Таким образом, например, если нужно получить высококачественный усилитель звуковых частот от 16 Гц до 16 кГц, то исходный усилитель должен пропускать именно эту полосу частот. После включения глубокой отрицательной обратной связи нижняя граничная частота может уменьшиться до 1 Гц, а верхняя возрасти до 200 кГц. В случае необходимости полосу пропускания можно уменьшить до заданных пределов,

однако эту операцию необходимо произвести до подачи сигнала на мощный усилитель: в предварительном усилителе или включив пассивные фильтры перед входом мощного усилителя.

Приведенные выше примеры объясняют, почему высококачественный выходной усилитель низкой частоты должен иметь полосу пропускания, значительно превышающую звуковой диапазон частот. Указанные в схеме рис. 24 транзисторы не могут обеспечить большого значения верхней граничной частоты, но если их заменить на более высокочастотные ГТ308, КТ301 и П605, то верхняя граничная частота увеличивается до 350 кГц. Возможно применение в данной схеме и других высокочастотных транзисторов. Уменьшить нижнюю граничную частоту можно только путем увеличения емкостей разделительных конденсаторов.

Ряд приближенных формул, приведенных ниже, поможет рассчитать энергетические показатели рассмотренных усилителей.

Максимальная выходная мощность зависит от напряжения источника питания U_n , сопротивления нагрузки R_n и в значительно меньшей мере от напряжения насыщения $U_{кнас}$ транзисторов выходного каскада:

$$P_{\text{вых. макс}} = \frac{(U_n - 2U_{\text{кнас}})^2}{8R_n}$$

Максимальный потребляемый от источника питания ток $I_{\text{макс}}$ зависит от тех же параметров:

$$I_{\text{макс}} = \frac{U_n - 2U_{\text{кнас}}}{6,28 R_n}$$

Рассеиваемая на коллекторе одного выходного транзистора мощность не превышает значения

$$P_{\text{к. макс}} = \frac{U_n^2}{40R_n} \cong \frac{P_{\text{вых. макс}}}{5}$$

Максимальный к. п. д. равен:

$$\eta_{\text{макс}} = 78 \left(1 - \frac{2U_{\text{кэмнас}}}{U_{\text{п}}} \right) \%$$

. Все эти формулы относятся к случаю усиленного напряжения синусоидальной формы. Напряжение насыщения выходных транзисторов можно найти в справочной литературе.

Частотно-избирательные усилители

Отрицательная обратная связь в частотно-избирательных усилителях обычно служит либо для стабилизации коэффициента усиления, либо для уменьшения полосы пропускания. В схеме рис. 25 для стабилизации коэффициента усиления резонансного усилителя применена последовательная

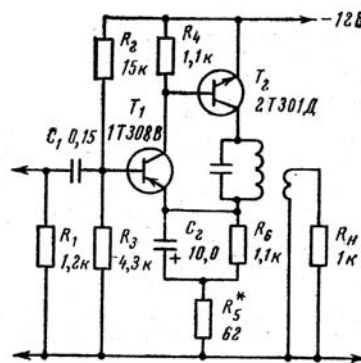


Рис. 25.

отрицательная обратная связь по току. Весь ток коллектора транзистора Т2 проходит через резистор в цепи эмиттера первого транзистора и создает на нем падение напряжения, являющееся сигналом отрицательной обратной связи.

Такая обратная связь стабилизирует отношение выходного тока к входному напряжению. Поскольку коллекторный ток второго транзистора полностью проходит через параллельный колебательный контур, развивающееся на контуре напряжение будет частотно-зависимым. Частотно зависимым будет и напряжение на нагрузочном сопротивлении, которое обязательно должно подключаться к контуру с помощью трансформаторной связи во избежание

ответвления части тока коллектора второго транзистора мимо цепи обратной связи. Отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилительного каскада, в результате чего в данной схеме колебательный контур меньше шунтируется, чем при отсутствии обратной связи.

Последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление, но не стабилизирует его. Если внутреннее сопротивление источника сигнала велико, то для стабилизации общего коэффициента передачи необходимо шунтировать вход усилителя достаточно малым сопротивлением, чтобы нестабильность входного сопротивления самого усилителя мало сказывалась на эквивалентном сопротивлении, нагружающем источник.

На частоте 465 кГц был получен коэффициент усиления напряжения, равный 24. Изменение напряжения питания от 8 до 16 В изменяет коэффициент усиления на 2%. Для сравнения укажем, что без обратной связи этот усилитель при том же изменении напряжения питания изменял коэффициент усиления на 35%.

Температурная нестабильность усиления связана, главным образом, с зависимостью добротности колебательного контура от температуры. Потери энергии в контуре складываются из потерь в активном сопротивлении катушки индуктивности, в сердечнике и в конденсаторе. При изменении температуры наиболее сильно изменяется активное сопротивление катушки. Температурный коэффициент этого сопротивления равен 0,43% на градус. Потери энергии, вносимые в контур со стороны нагрузки, могут от температуры не зависеть. Поэтому необходимо стремиться к тому, чтобы собственные потери энергии в контуре, по сравнению с вносимыми за счет нагрузки, были относительно невелики. К сожалению, такое соотношение нельзя выдержать, если требуется получить узкую полосу пропускания. В случае необходимости температурную зависимость усиления можно заметно уменьшить, применив параметрическую температурную стабилизацию помощью полупроводникового термистора,

связанного с контуром трансформаторной связью. Поскольку температурный коэффициент сопротивления термистора по величине примерно в 10 раз больше температурного коэффициента меди, компенсация будет обеспечена при уменьшении собственной добротности колебательного контура всего на 10%. Сопротивление термистора не играет существенной роли, так как степень связи его с колебательным контуром можно менять в широких пределах. Удобнее всего термистор присоединить к специальной катушке связи, число витков которой можно было бы в процессе настройки менять. Способ температурной параметрической стабилизации с помощью термистора особенно удобен тем, что дает возможность уменьшить температурное воздействие на коэффициент передачи всех перечисленных выше факторов.

Во всех ранее рассмотренных схемах усилителей сопротивление цепей обратной связи не зависели от частоты. Применение частотно зависимых обратных связей позволяет получить ряд схем с интересными свойствами. Рассмотрим узкополосный усилитель с мостом Вина в цепи параллельной отрицательной обратной связи (рис. 26) Усилитель с мостом Вина наиболее целесообразно применять на низких частотах, где затруднительно получить малогабаритный колебательный контур с большим значением добротности.

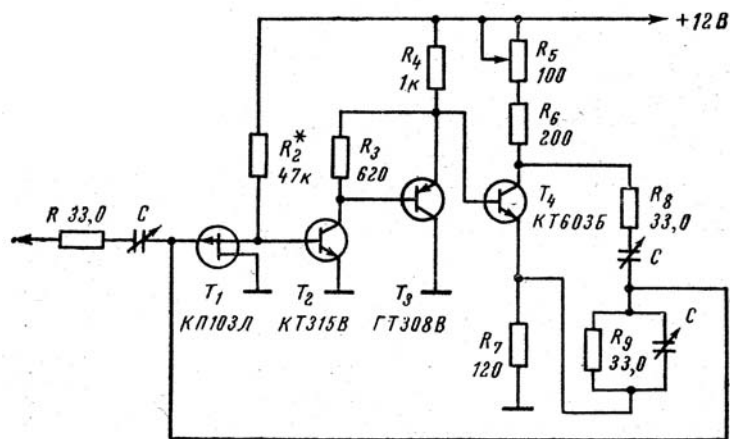


Рис. 26.

Очень часто на основе усилителя с мостом Вина выполняют генераторы низкой частоты с плавной перестройкой частоты. Аналогичные свойства и область применения имеет усилитель с двойным Т-мостом.

Изменяя сопротивление R_5 , можно несколько разбалансировать мост и получить как большие, так и меньшие значения добротности и усиления, чем это следует из приведенных формул, которые справедливы только для случая точного баланса моста. Этим путем нежелательно получать добротность и усиление большими, чем при балансе, так как возрастание добротности происходит за счет положительной обратной связи, ухудшающей стабильность усиления. Применение строенного блока конденсаторов переменной емкости для плавной перестройки частоты возможно за счет применения на входе усилительного каскада с большим входным сопротивлением. Эта схема позволяет осуществлять плавную перестройку частоты в пределах от 10 до 100 Гц при добротности порядка 100. Другие значения сопротивлений в частотно-зависимых цепях дают соответственно другие диапазоны перестройки. Постоянство коэффициента усиления напряжения и добротности по диапазону перестройки частоты зависит от точности соблюдения равенства сопротивлений резисторов в частотно-зависимых цепях, от точности подбора емкостей подстро-ечных конденсаторов, выравнивающих монтажные емкости, и от тщательного выравнивания емкостей отдельных секций блока конденсаторов. Важной особенностью рассматриваемой схемы является отсутствие каких-либо иных конденсаторов, кроме используемых в частотно-зависимых цепях. Это очень удобно при работе на самых низких частотах. Практически нижняя рабочая частота рассматриваемой схемы не ограничена. На высоких частотах уменьшение добротности начинается примерно с 50 -кГц и вызывается уменьшением усиления, даваемого транзисторами.

Применяя частотно-зависимую обратную связь, получаемую с помощью колебательных контуров, можно довести результирующую добротность характеристики до нескольких тысяч и более, приблизившись к добротности усилителя с кварцевым фильтром. Рассматриваемые ниже схемы допускают

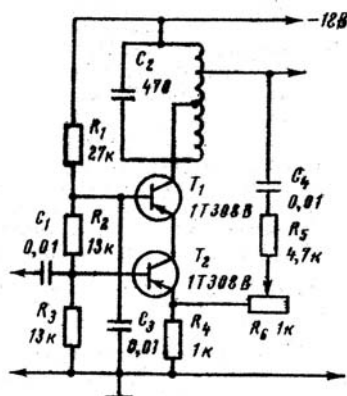


Рис. 27.

плавную перестройку частоты, однако резонансная частота не является столь стабильной, как у усилителя с кварцевым фильтром. Схема такого усилителя изображена на рис. 27. Усилитель построен по обычной каскодной схеме типа общий эмиттер —общая база. Выбор схемы обусловлен большим выходным сопротивлением каскодного усилителя, в результате чего колебательный контур слабо шунтируется и сохраняет высокую добротность. Вторая причина выбора — большое усиление, даваемое схемой, что позволяет меньше шунтировать колебательный контур цепью обратной связи.

Резкое уменьшение полосы пропускания, которое можно приписать возрастанию добротности колебательного контура, обусловлено подачей в цепь эмиттера нижнего транзистора сигналов положительной и отрицательной обратной связи.

Отрицательная обратная связь по току широкополосна и возникает при прохождении тока эмиттера через сопротивление в цепи эмиттера, а так как ток коллектора второго транзистора и ток эмиттера первого в данной схеме отличаются очень мало, то напряжение отрицательной обратной связи оказывается пропорциональным току через колебательный контур.

Напряжение положительной обратной связи, которая возникает в результате передачи части выходного напряжения в цепь эмиттера первого транзистора, пропорционально выходному напряжению и зависит от частоты. Совместное действие этих двух цепей обратной связи эквивалентно действию частотно-зависимой мостовой схемы. Диагональ моста подключена к эмиттеру нижнего транзистора. Стабильность усиления, не худшая, чем у исходного усилителя с выключенными цепями обратной связи, будет наблюдаться во всех случаях, когда совместное действие двух упомянутых цепей не приведет ни на каких частотах к появлению результирующей положительной обратной связи.

Рассмотрим случай оптимальной обратной связи, когда на резонансной частоте колебательного контура положительная и отрицательная обратная связь взаимно компенсируются («мост» сбалансирован). Практически оптимальную обратную связь можно установить следующим образом. Сначала сопротивление в цепи эмиттера нижнего транзистора шунтируют конденсатором большой емкости. Обе цепи обратной связи оказываются выключенными. На вход усилителя подают переменное напряжение и замечают величину выходного напряжения на резонансной частоте. Затем шунтирующий конденсатор отключают и переменным резистором R_6 , регулирующим величину положительной обратной связи, устанавливают то же значение выходного напряжения. При этом необходимо производить некоторую подстройку частоты до получения максимального усиления, так как ширина полосы пропускания резко уменьшается и малейшая расстройка по частоте становится очень заметна.

Итак, при оптимальной обратной связи на частоте резонанса положительная и отрицательная обратная связь взаимно компенсируются и усилитель имеет тот же коэффициент усиления напряжения, что и без обратной связи. При отходе от резонансной частоты глубина положительной обратной связи быстро падает, а глубина отрицательной полностью сохраняется. Результирующая

обратная связь оказывается отрицательной, и усиление падает в большей степени, чем без обратных связей. В результате достигается уменьшение полосы пропускания, которое можно приписать возрастанию добротности колебательного контура. В первом приближении, при оптимальной обратной связи добротность можно подсчитать по формуле $Q=Q_0n_k/n_0$ где Q_0 — добротность колебательного контура с учетом шунтирующего действия нагрузки и выходного сопротивления усилителя; n_k — коэффициент включения контура к усилителю; n_0 — коэффициент включения к контуру цепи обратной связи. Первый коэффициент равен отношению напряжения на коллекторе верхнего транзистора к напряжению на всем контуре, второй — отношению напряжения на входе цепи положительной обратной связи к напряжению на всем контуре. Из приведенного выражения видно, что добротность колебательного контура умножается на некоторое число. Поэтому подобные схемы иногда называют усилителями с умножителями добротности.

С точки зрения получения более высокой добротности было бы желательно колебательный контур подключать к усилителю целиком, что соответствует значению $n_k=1$. Однако в этом случае увеличивается нестабильность резонансной частоты из-за непостоянства емкости коллекторного перехода второго транзистора. Применение частичного включения колебательного контура заметно улучшает стабильность. Так, например, при $n_n = 0,5$ нестабильность резонансной частоты снижается в 4 раза.

Рассматриваемая формула дает значение добротности при оптимальной обратной связи. Изменяя сопротивление цепи положительной обратной связи, можно получить как большие, так и меньшие значения добротности. Но такой путь получения больших значений добротности нежелателен, так как приводит к резкому уменьшению стабильности усиления.

В процессе наладки усилителя могут встретиться трудности, связанные с измерением очень больших значений добротности. Измерять добротность по полосе пропускания становится затруднительно вследствие недостаточной

точности отсчета частоты по шкале генератора. Лучше определять добротность по времени затухания собственных колебаний, возбуждаемых прямоугольным низкочастотным напряжением, подаваемым на вход усилителя. Как известно, интервал времени τ , в течение которого амплитуда собственных колебаний упадет в 2,72 раза, связан с добротностью Q и резонансной частотой соотношением $Q = \pi f_0 \tau$

Интервал τ можно определить непосредственно по измерительной сетке электронно-лучевой трубки осциллографа. Непосредственные измерения показали, что рассмотренная схема на частоте 465 кГц дает возможность получать добротность, достигающую 10000.

Логарифмические усилители

Для сжатия динамического диапазона различных сигналов часто применяют усилители с логарифмической амплитудной характеристикой. Трансформированная ими первоначальная относительная погрешность

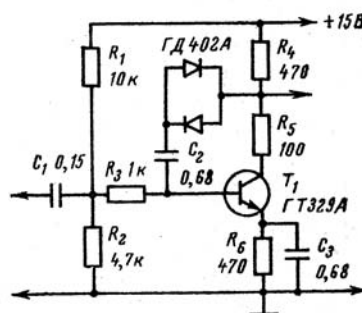


Рис. 28.

переходит в постоянную абсолютную погрешность на выходе, поэтому относительная погрешность измерений, выполняемых с помощью измерительного прибора с линейной шкалой, включенного на выходе логарифмического усилителя, получается постоянной в любой точке шкалы. Для построения наиболее простых усилителей с логарифмической амплитудной характеристикой обычно используется логарифмическая зависимость напряжения на полупроводниковом диоде от тока через него.

На рис. 28 показана схема логарифмического усилителя с логарифмирующей диодной цепочкой в цепи параллельной отрицательной обратной связи. Усилитель дает логарифмическую зависимость амплитуды выходного напряжения от амплитуды входного в диапазоне частот от 30 кГц до 1 МГц при изменении входного напряжения от 3 мВ до 3 В. На более высоких частотах диапазон логарифмирования уменьшается. На частоте 10 МГц логарифмическая зависимость начинается с 30 мВ. Ухудшение работы на высоких частотах связано с возрастанием емкостной проводимости рп переходов диодов и коллекторного перехода транзистора. Поскольку диод является почти безынерционным элементом, выходное напряжение является результатом логарифмирования мгновенного значения входного напряжения. Форма сигнала сильно искажается. Синусоидальный сигнал, например, переходит в сигнал, близкий к прямоугольному. Включенное после логарифмического усилителя регистрирующее устройство должно реагировать во избежание искажения логарифмической зависимости на амплитудное значение выходного напряжения усилителя.

Недостатком усилителей с логарифмирующими диодами является зависимость результатов логарифмирования от температуры. В ответственных случаях влияние температуры окружающей среды легко устраняется термостатированием диодов, например, с помощью схемы рис. 38.

генераторы гармонических колебаний

В большинстве случаев генераторы гармонических колебаний строятся на

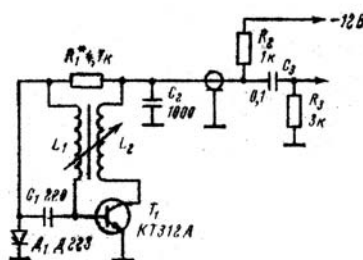


Рис. 29.

базе узкополосных усилителей с положительной обратной связью. Для возбуждения колебаний достаточно, чтобы положительная обратная связь скомпенсировала потери энергии генерируемого сигнала в схеме, т. е. достаточен коэффициент усиления по мощности несколько превышающий единицу. Любой, самый «плохой» усилитель можно превратить в генератор. Поэтому при конструировании генератора важен не коэффициент усиления напряжения исходного усилителя, а совсем другие параметры: стабильность генерируемой частоты, хорошая форма выходного напряжения, постоянство его амплитуды, простота схемы коммутации при переходе с одного диапазона частот на другой и т. д. Все это предопределяет большое разнообразие схем генераторов.

Ниже рассмотрены схемы генераторов гармонических колебаний, имеющие ряд интересных особенностей. Как известно, режим возбуждения генератора гармонических колебаний может быть мягким и жестким. Подавляющая часть используемых генераторов работает с мягким режими возбуждения, при котором подбором величины положительной обратной связи можно добиться получения любой необходимой амплитуды генерируемых колебаний. Жесткий режим возбуждения не дает возможности получения малых амплитуд генерируемых колебаний. Его обычно рассматривают как нежелательный и стараются избежать. Но схема генератора на рис. 29 специально сконструирована так, чтобы самовозбуждение было жестким. Генератор предназначен для работы в качестве бесконтактного датчика перемещения с четкой фиксацией определенного положения. Такой датчик может быть использован в системе бесконтактного электронного зажигания двигателей внутреннего сгорания, при разработке электронных тахометров, в схемах телеуправления и автоматики.

Управление генератором осуществляется путем изменения взаимной индукции между катушками при перемещении между ними экранирующей медной или алюминиевой пластинки. Удаление пластинки приводит к

возникновению генерации, введение пласт между катушками уменьшает обратную связь и срывает генерацию. Чтобы этот процесс осуществлялся наиболее четко, катушки наматываются на ферритовых полукольцах, разнесенных на расстояние около 2 мм, полюсами навстречу друг другу. Таким образом достигается концентрация магнитного потока в малом объеме между полюсами и введение в этот объем экранирующей пластинки приводит к сильной зависимости величины обратной связи от ее положения.

Рабочая точка генератора выбирается так, чтобы при отсутствии генерации через транзистор шел небольшой ток. Для температурной стабилизации этого тока на базу подается напряжение смещения с диода, включенного в направлении пропускания. При возникновении генерации ток через транзистор увеличивается, так как происходит детектирование высокочастотного напряжения эмиттерным переходом. Возрастание тока через транзистор приведет и увеличению усиления последнего и к еще более быстрому возрастанию амплитуды высокочастотных колебаний. В результате возникшие высокочастотные колебания быстро достигают большой величины, а ток через транзистор скачком возрастает в несколько раз. Срыв генерации при введении экранирующей пластинки также происходит скачком. На сопротивлении развязки возникают импульсы напряжения прямоугольной формы с амплитудой, превышающей половину напряжения питания. После дифференцирования этих импульсов получают кратковременные импульсы, используемые для проведения в действие тех или иных устройств. Жесткий режим возбуждения позволяет обеспечить независимость амплитуды этих импульсов от скорости перемещения.

Четкая работа генератора получается при использовании ферритовых полуколец диаметром 7 мм с магнитной проницаемостью, равной 1000. Число витков каждой катушки одинаково и равно 30. Частота генерации несколько мегагерц. Высокая частота генерации способствует уменьшению времени установления колебаний и получению более крутых фронтов

сформированных импульсов. Для удобства использования схема генератора связана с источником питания и схемой обработки получаемых импульсов посредством обычного экранированного кабеля.

Налаживание генератора не представляет особых затруднений. Если генерация не возникает, то следует поменять местами концы одной из катушек. Сопротивление резистора, определяющего напряжение смещения, нужно подобрать так, чтобы получалось четкое срабатывание датчика при всех возможных, напряжениях питания и всех возможных температурах

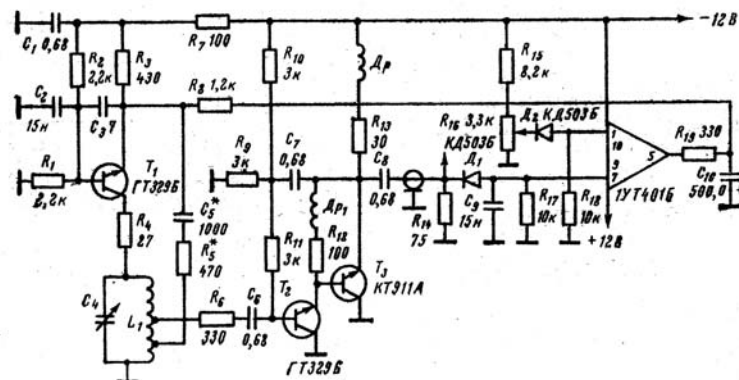


Рис. 32.

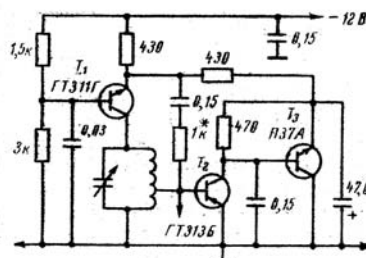


Рис. 30.

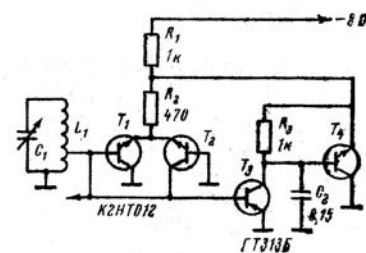


Рис. 31.

окружающей среды.

На рис. 30 изображена схема генератора гармонических колебаний со стабилизацией амплитуды колебаний. В основе ее лежит генератор на транзисторе T_1 , включенном по схеме с общей базой. Транзистор T_2 детектирует выходное напряжение и совместно с транзистором T_3 усиливает продетектированный сигнал. Усиленный постоянный ток создает в цепи эмиттера транзистора T_1 дополнительное падение напряжения, в результате

чего уменьшаются ток транзистора T_1 и усиление последнего. Это приводит к уменьшению положительной обратной связи и амплитуды колебаний. Поскольку заметное детектирование генерируемого напряжения транзистором T_2 начинается только при достижении вполне определенной амплитуды, а усилитель на транзисторах T_2 и T_3 имеет большой коэффициент усиления, стабилизация амплитуды получается достаточно хорошей. Так, изменение напряжения питания от 6 до 12 В изменяет амплитуду не более чем на 2% и частоту на 0,02%. Изменение частоты генерации в 3 раза (поворотом ручки конденсатора переменной ёмкости) меняет амплитуду не более чем на 1%. Амплитудная стабильность легко может быть повышена еще в несколько раз, если в цепь усиления постоянного тока ввести еще один усилительный каскад. Выходное напряжение генератора равно 260 мВ. Напряжение на базу транзистора T_2 снимается с 1/6 части общего числа витков катушки контура.

В схеме на рис. 31 используется микросхема К2НТО12 или К2НТ173. Транзисторы T_1 и T_2 образуют двухкаскадный усилитель вида общий коллектор — общая база со 100%-ной положительной обратной связью. Входное сопротивление такого усилителя имеет отрицательный характер, поэтому подсоединение к нему колебательного контура создает условия для возбуждения гармонических колебаний.

Отличительной особенностью данной схемы является использование обоих транзисторов T_1 и T_2 в режиме насыщения. Это позволило до предела упростить схему генератора. В режиме насыщения наблюдается очень большая зависимость усиления от амплитуды сигнала, поэтому возбуждение колебаний происходит исключительно мягко и даже без стабилизирующей схемы амплитуда колебаний мало зависит от частоты генерации. Вместе с тем в режиме насыщения частотные свойства транзисторов значительно ухудшаются и получить очень высокую частоту генерации в данной схеме невозможно.

Генератор дает на выходе напряжение 260 мВ. Изменение частоты генерации в 3 раза на низких частотах приводит к изменению амплитуды колебаний не более чем на 0,5%, а в диапазоне частот от 15 до 45 МГц — не более чем на 3%. Изменение напряжения питания от 6 до 12 В изменяет выходное напряжение на 6% а частоту на 0,6% при 30 МГц. Температурный коэффициент частоты равен 0,035% на градус на 30 МГц. На низких частотах температурная стабильность частоты значительно выше.

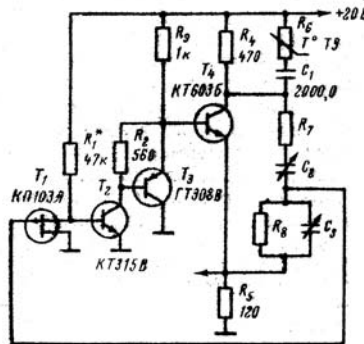


Рис. 33.

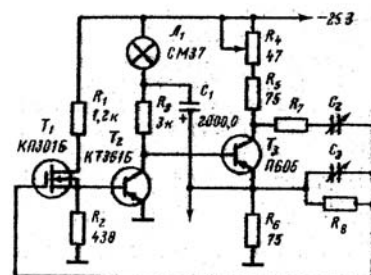


Рис. 34.

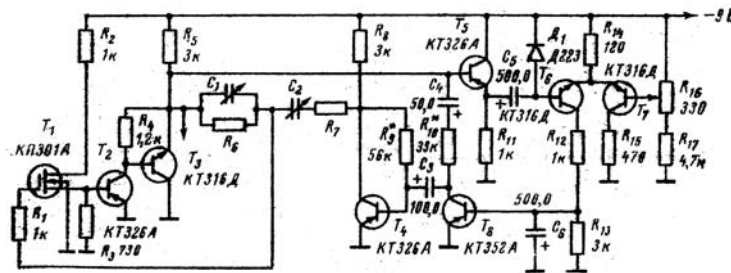


Рис. 35.

Стабилизация частоты вращения маломощных электродвигателей постоянного тока

Постоянство частоты вращения электродвигателя очень важно для качественной работы многих видов аппаратуры и, в частности, магнитофонов и проигрывателей. Для осуществления стабилизации частоты вращения нужно устройство, которое при незначительном превышении заданной частоты

вращения выключает или резко уменьшает ток через электродвигатель, а при небольшом уменьшении частоты вращения по сравнению с заданной ток должен включаться или резко возрастать. Ниже (см. рис. 36) рассмотрена схема бесконтактной стабилизации, имеющая ряд преимуществ по сравнению с центробежно-контактной и, в частности, позволяющая плавно менять частоту вращения, что важно для устройства электронного переключателя частот вращения.

В этой схеме напряжение, пропорциональное частоте вращения, получается с помощью электронного частотомера, работающего от таходатчика, вмонтированного в электродвигатель. Поэтому данная схема может работать с электродвигателем любого типа. У нее есть и такое положительное свойство, как меньшая детонация на оси двигателя.

Сигнал от таходатчика, имеющий напряжения 300—1000 мВ, поступает на вход усилителя-ограничителя на транзисторе T_1 . На коллекторе этого транзистора изменение напряжения близко к напряжению питания этого каскада. Дозирующий конденсатор C_2 периодически заряжается через диод до напряжения питания и полностью разряжается через транзистор T_2 . Заряд, проходящий при

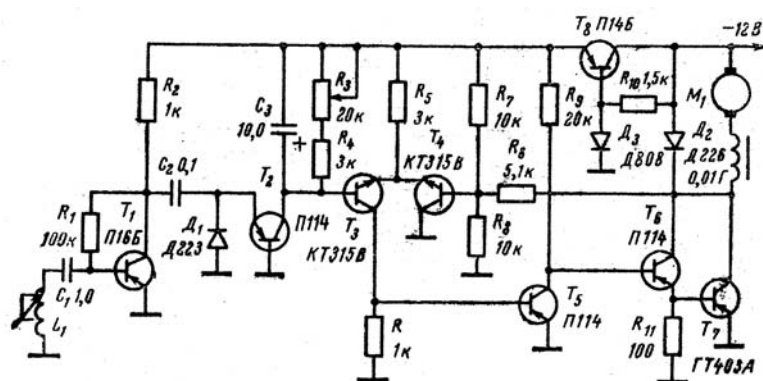


Рис. 36.

каждом разряде через эмиттер транзистора T_2 , имеет одинаковую величину: равен произведению емкости конденсатора C_2 на напряжение питания. Поскольку и ток коллектора транзистора T_2 практически равен току

эмиттера, интегрирующий конденсатор C_3 за каждый период входного сигнала будет подзаряжаться одинаковым по величине зарядом, а напряжение между его обкладками оказывается строго пропорциональным частоте сигнала, поступающего с таходатчика. Это напряжение можно регулировать переменным резистором, шунтирующим конденсатор C_3 . Рассмотренные два каскада образуют электронный частотомер. Далее выходное напряжение этого частотомера сравнивается с опорным постоянным напряжением посредством дифференциального усилителя на транзисторах T_3 и T_4 . Разность опорного и выходного напряжений после усиления последующими транзисторными каскадами подается на электродвигатель. С целью повышения к. п. д. используется режим, усиления класса Д. Напряжение на конденсаторе C_3 не строго постоянное, а пульсирует с частотой сигнала таходатчика, поскольку подзаряд конденсатора осуществляется импульсами тока. Используемый дифференциальный усилитель имеет очень большой коэффициент усиления напряжения. Поэтому даже очень малое расхождение между напряжением на конденсаторе C_3 и опорным либо приводит к запиранию выходных транзисторов T_6, T_7 , либо переводит их в режим насыщения. Дополнительная цепь положительной обратной связи с выхода усилителя через резистор R_6 на дифференциальный усилитель еще более усиливает этот эффект. Таким образом, вследствие того, что дифференциальный усилитель работает в пороговом режиме, а входное напряжение имеет пульсации, выходное напряжение имеет вид прямоугольных импульсов, скважность которых зависит от разности между напряжением на конденсаторе C_3 и опорным напряжением. Дроссель, включенный последовательно с электродвигателем, накапливает энергию в те интервалы времени, когда через выходные транзисторы идет ток и отдает ее электродвигателю, когда выходные транзисторы заперты. В последнем случае цепь тока замыкается через диод D_2 . Дроссель значительно сглаживает пульсации тока, идущего через электродвигатель. Эти пульсации можно еще

более уменьшить, если зашунтировать электродвигатель конденсатором большой емкости. Использование максимально возможной частоты таходатчика способствует уменьшению детонации на оси двигателя, а также уменьшению индуктивности дросселя и емкости конденсаторов. Схема на рис. 36 обеспечивает стабилизацию в интервале частот таходатчика от 260 до 2300 Гц. Для других частот нужно соответствующим образом изменить емкости конденсаторов.

Испытания схемы показали, что при изменении напряжения питания от 10 до 20 В или при изменении тормозящего момента вдвое изменение частоты вращения не превышает 0,5 %. Увеличение температуры окружающей среды от 20 до 50°C уменьшает частоту вращения на 3%.

Температурную зависимость можно в случае необходимости значительно уменьшить, включив последовательно с резистором R_4 термистор с сопротивлением около 500 Ом.

Налаживание схемы следует начинать со стабилизатора напряжения. Стабилитрон должен иметь напряжение стабилизации на 20—30% меньше наименьшего возможного напряжения питания. Сопротивление резистора R_{10} должно быть как можно большим, но должно обеспечивать стабилизацию во всем диапазоне изменения питающего напряжения. Схема мало чувствительна к изменениям питающего напряжения, поскольку и выходное напряжение электронного частотомера и опорное напряжение пропорциональны питающему напряжению. Даже без всякой стабилизации напряжения уход частоты вращения не превышает 10% при изменении напряжения питания от 10 до 20 В.

Далее налаживают электронный частотомер. Подав на вход транзистора T_1 от генератора сигнал с частотой и напряжением, которые должен развивать таходатчик, подбором емкости C_2 добиваются получения на коллекторе транзистора T_1 сигнала с четким заходом в область ограничения как сверху, так и снизу. Сопротивление резистора R_3 устанавливают таким, при котором

отпираний этот транзистор. Одновременно отпираются запертые до этого момента времени транзисторы T_4 и T_2 . Ток коллектора транзистора T_2 поступает на вход транзистора T_3 в качестве сигнала положительной обратной связи, увеличивающей ток в транзисторах T_2 — T_4 до предела, соответствующего нахождению этих транзисторов в состоянии насыщения. При этом падение напряжения на катушке L_1 накопительного дросселя становится близким к напряжению питания, а ток в ней начинает увеличиваться по линейному закону. Одновременно начинает увеличиваться по линейному закону падение напряжения на резисторе R_{11} . Как только ток достигнет вполне определенного значения, равного примерно 10 А, произойдет срабатывание порогового устройства на резисторе R_{12} и туннельном диоде D_3 . Напряжение на туннельном диоде резко возрастет и транзистор T_5 отперется и уменьшит ток транзистора T_2 . Далее вследствие срабатывания положительной обратной связи произойдет практически мгновенное запирающее транзисторов T_2 — T_5 и схема перейдет в исходное состояние. Накопленная в магнитном сердечнике энергия в момент запирающего транзисторов T_3 и T_4 освобождается и используется для зарядки накопительного конденсатора C_3 . С приходом следующего импульса запуска на управляющий электрод тиристора $D7$ поступает положительный импульс, и накопленная в конденсаторе энергия поступает в катушку зажигания. Таким образом, схема преобразования энергии представляет не что иное, как ждущий блокинг-генератор, срыв колебаний в котором искусственно прекращается в тот момент, когда ток достигнет вполне определенного значения. Так как пороговое устройство с туннельным диодом обладает очень стабильными характеристиками, то получается хорошая стабилизация напряжения на накопительном конденсаторе и стабилизация энергии искрообразования. Так, при изменении напряжения питания от 7 до 20 В или изменении температуры на 30° отклонение напряжения на накопительном конденсаторе от номинального, равного 360 В, не превышает 1%.

Описанные выше процессы соответствуют работе в одноискровом режиме, Многоискровый режим получается автоматически при запуске двигателя. Для этого с обмотки реле включения стартера поступает напряжение, отпирающее диод D_1 на время работы стартера. Как только сработает бесконтактный датчик, напряжение на нем резко упадет и транзистор T_1 отперется. В отличие от предыдущего случая теперь в цепи эмиттера транзистора T_1 стоят низкие сопротивления и ток коллектора транзистора T_1 приобретает заметное значение на все время, пока в бесконтактном датчике осуществляется генерация. Этот ток переводит блокинг-генератор из ждущего режима в режим непрерывных колебаний. Частота искрообразования в этом случае равна 230 Гц при напряжении питания 7 В и 520 Гц при 14 В. Первая искра проскакивает в тот же момент, что и в одноискровом режиме. Последующие искры проскакивают до тех пор, пока не прекратится генерация в бесконтактном датчике. Оптимальным является время, соответствующее повороту коленвала примерно на 30° . Тогда поджиг будет осуществляться снопом из 10—15 искр. Тепловая энергия, выделяющаяся в этом случае в искровом промежутке, весьма значительна. При испытаниях на открытом воздухе отдельные искры сливаются в непрерывно горящую дугу, мгновенно воспламеняющую бумагу и деревянные щепки.

Для накопительного дросселя использован сердечник от телевизионного трансформатора типа ТВН-1 с зазором 0,2 мм и сечением $16 \times 25 \text{ мм}^2$. Катушка L_1 содержит 36 витков провода диаметром 1,2 мм; катушка L_2 — 360 витков провода диаметром 0,19 мм; катушка L_3 — 36 витков провода диаметром 0,19 мм; катушка L_4 — 1 виток провода диаметром 0,41 мм.

Схема потребляет при нормальном напряжении питания и частоте искрообразования 200 Гц ток, равный 1,5 А.

Термостаты

Зависимость параметров полупроводниковых приборов от температуры приводит к необходимости в отдельных случаях стабилизировать температуру, т. е. применять термостат. Термостатирование может понадобиться и для других целей: при физических, биологических, химических и иных научных исследованиях, в различных технологических процессах и т. д. Термостат может иметь рабочий объем от долей кубического сантиметра до объема целой комнаты. Наиболее просты термостаты на температуру выше температуры окружающей среды, так как они не требуют применения охлаждения. Только такие термостаты мы здесь и будем рассматривать.

На рис. 38 изображена схема термостата для стабилизации температуры одного или двух полупроводниковых приборов, например термистора в генераторе с мостом Вина или логарифмирующих диодов в логарифмическом усилителе.

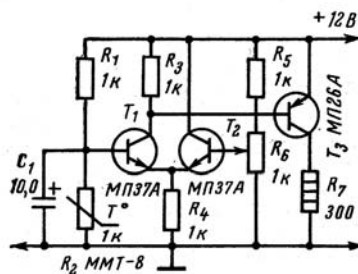


Рис. 38.

С повышением температуры внутри термостата уменьшается сопротивление термистора, находящегося внутри термостата, и уменьшается напряжение, подаваемое на базу первого транзистора. Это напряжение сравнивается с напряжением, снимаемым с потенциометра, предназначенного для регулировки температуры. Разность этих двух напряжений усиливается дифференциальным усилителем и подается на подогреватель, так, что при повышении температуры уменьшается количество тепла, выделяемого в подогревателе. Камера термостата делается из медной или алюминиевой трубки диаметром 8 и длиной 20 мм. Подогреватель в виде высокоомного изолированного провода наматывается снаружи. Поверх всего наносится слой

термоизоляции. Такое устройство поддерживает постоянство температуры с точностью около одного градуса. Стабильность температуры можно значительно повысить, если поместить внутрь термостата не только термистор, но и все рассматриваемое устройство, однако в этом случае потребуется значительно увеличить объем камеры и мощность усилителя и подогревателя. Для увеличения мощности усилителя на выходе можно включить составной транзистор или, что лучше, добавить еще один каскад усиления по схеме с общим эмиттером, что обеспечит большее усиление мощности. Хорошие результаты могут быть получены при использовании в схеме дифференциального усилителя в интегральном исполнении.

Заметное увеличение мощности легко получить, если перевести

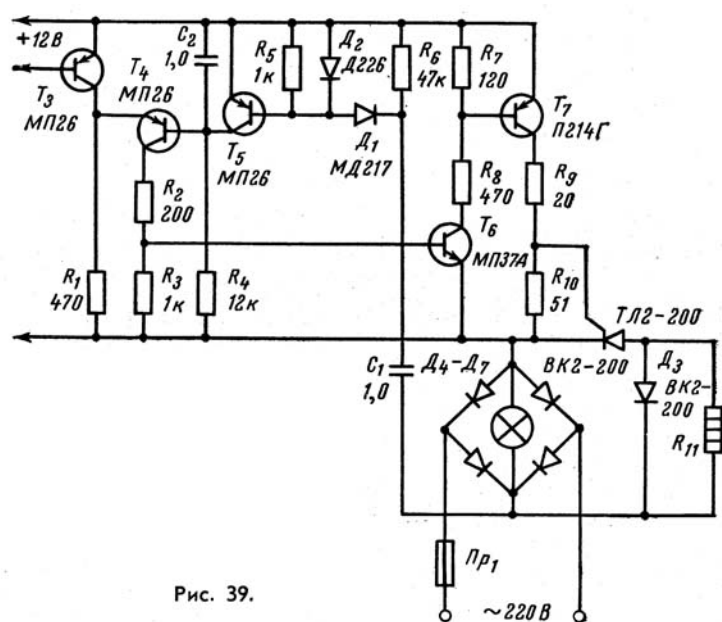


Рис. 39.

дифференциальный усилитель в триггерный режим, при котором выходной транзистор работает подобно ключу и рассеиваемая на нем мощность резко снижается. Для этого достаточно в схеме рис. 38 соединить коллектор третьего транзистора с базой второго через резистор. Введенная таким образом цепь положительной обратной связи преобразует дифференциальный усилитель в триггер.

Если для подогревателя требуется очень большая мощность, то лучше всего использовать тиристорный усилитель мощности, имеющий к. п. д., близкий к

100%. Схема такого усилителя с фазовым управлением изображена на рис. 39. От предыдущей схемы здесь показан транзистор T_3 и используется тот же источник питания. Таким образом, на эмиттер транзистора T_4 подается напряжение, которое уменьшается с повышением температуры. На базе T_4 формируется пилообразное напряжения с частотой 100 Гц. Время, в течение которого транзистор T_4 находится в открытом состоянии, зависит от знака разности этих двух напряжений и с понижением напряжения на эмиттере T_4 уменьшается. Это приводит к тому, что тиристор будет находиться в открытом состоянии меньший промежуток времени и в нагревателе будет выделяться меньшее количество тепла. При изменении напряжения на эмиттере T_4 в широких пределах перебираются все возможные моменты отпирания тиристора. Пилообразное напряжение на базе T_4 формируется следующим образом.. Конденсатор C_2 медленно заряжается через резистор R_4 от источника питания. Все это время транзистор T_5 заперт, так как на его базу через диод D_1 не поступает ток. Но на диод D_1 подается через конденсатор C_1 напряжение от двухполупериодного выпрямителя и детектируется им. В результате большую часть времени диод D_1 заперт выпрямленным напряжением. Отпирание диода D_1 и транзистора T_5 происходит на короткий промежуток времени, когда напряжение на 'выходе двухполупериодного выпрямителя близко к нулю. Диод D_2 предохраняет транзистор T_5 от попадания на его вход чрезмерно большого тока. За то короткое время, когда транзистор T_5 находится в проводящем состоянии, конденсатор C_2 успевает полностью разрядиться. Далее процесс повторяется.

Для устранения влияния паразитных емкостей, приводящих на некоторых режимах работы к формированию несимметричной пилы и к однополупериодному прохождению тока через тиристор, выпрямитель, питающий тиристор, шунтируется сигнальной лампочкой. Для предохранения тиристора от пробоя обратным напряжением, которое может быть очень большим при выключении схемы, если нагрузка имеет некоторую

индуктивность, выход шунтируется демпферным диодом. Данная схема может питать подогреватель с мощностью до 40 кВт, а при использовании маломощных диодов и тиристоров и понижении напряжения, подаваемого на выпрямитель питания тиристорного усилителя, мощность может быть снижена до нескольких ватт. При этом никаких изменений в схеме управления можно не делать.

Схему тиристорного усилителя мощности на рис. 39 можно с успехом использовать и для других целей: создания мощного регулируемого выпрямителя, управления частотой вращения двигателя постоянного тока, для регулировки силы тока в сварочном аппарате постоянного тока и т. д.

Стабилизированные источники питания

Электронные стабилизаторы напряжения чаще всего используются в качестве источников питания различной радиоаппаратуры. В большинстве случаев вполне достаточно поддерживать питающее напряжение постоянным с точностью до 1%. Поскольку в электросети напряжение отклоняется от номинального обычно не более чем на 20%, достаточен коэффициент стабилизации, равный 20. Такое низкое значение коэффициента стабилизации можно получить от любой простейшей схемы. Тем не менее усложнение схемы стабилизатора, приводящее к возрастанию коэффициента стабилизации в 10—100 раз, во многих случаях оказывается очень полезным, поскольку одновременно улучшаются другие характеристики стабилизатора. Прежде всего уменьшается уровень пульсации выпрямленного напряжения на выходе стабилизатора. Стабилизатор работает как очень эффективный сглаживающий фильтр. Чем больше коэффициент стабилизации, тем меньше пульсации. Одновременно резко уменьшается внутреннее сопротивление стабилизатора. Таким образом, добавив в схему стабилизатора один-два транзистора и улучшив его характеристики, можно в схеме выпрямителя ограничиться простейшим сглаживающим фильтром, состоящим из одного

конденсатора, а из схемы питаемой аппаратуры исключить целый ряд дополнительных сглаживающих и развязывающих фильтров. В результате возрастает суммарный к. п. д., уменьшаются габариты. В некоторых случаях удорожание, связанное с применением более сложного стабилизатора, может полностью и даже с избытком окупиться за счет упрощения других цепей схемы.

Показанная на рис. 40 схема электронного стабилизатора обладает исключительно высокими параметрами. Ее коэффициент стабилизации может достигать до 10000 при внутреннем сопротивлении менее 0,001 Ом и величине пульсации на выходе около 70 мкВ. Нестабильность выходного напряжения данного стабилизатора вызывается в основном температурным дрейфом напряжения стабилитрона и в меньшей мере температурной зависимостью характеристик первого транзистора. Для увеличения температурной стабильности необходимо вместо одного транзистора T_1 использовать обычный дифференциальный усилитель на двух транзисторах и более высококачественный стабилитрон. Измененная часть схемы показана на рис. 41.

Высокие параметры схемы на рис. 40 получаются за счет того, что все транзисторы включены по схеме с общим эмиттером, дающей, как известно, максимально возможный коэффициент усиления. Кроме того, стабилизированным напряжением питается стабилитрон и первые два каскада усиления, а в остальных двух каскадах применена

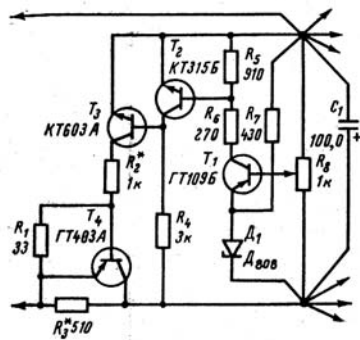


Рис. 40.

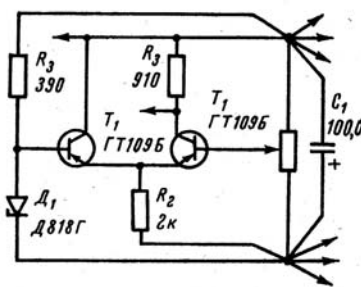


Рис. 41.

схема межкаскадного соединения, при которой изменение питающего напряжения не вызывает изменения тока. Наконец, с целью исключения влияния на работу стабилизатора падения напряжения на соединительных проводниках в схеме используется

особый способ соединения, показанный на схеме. Между выделенными точками действует очень низкое динамическое сопротивление и к этим точкам необходимо подключать различные нагрузки. Если стабилизатор изготовлен как отдельный универсальный источник питания, то в качестве этих точек необходимо взять выходные зажимы.

Характерной особенностью рассматриваемой схемы является свойство автозащиты от перегрузок током и коротких замыканий на выходе. Нетрудно видеть, что если напряжение на выходе равно нулю, что соответствует короткому замыканию, то ток через транзисторы T_1 — T_4 течь не может. Если выход разомкнут, то схема стабилизатора имеет два устойчивых состояния, либо транзисторы открыты и схема осуществляет стабилизацию напряжения либо они заперты и напряжение на выходе равно нулю. Для перевода схемы из запертого состояния в открытое служит резистор, соединяющий эмиттер транзистора T_4 с его коллектором. Сопротивление этого резистора необходимо экспериментально подобрать так, чтобы происходило выключение стабилизатора при максимальном токе нагрузки. На коэффициент стабилизации и пульсации выходного напряжения этот резистор практического влияния не оказывает, так как выходное сопротивление

стабилизатора менее 0,001 Ом и на это сопротивление подается ток со входа через запускающий резистор.

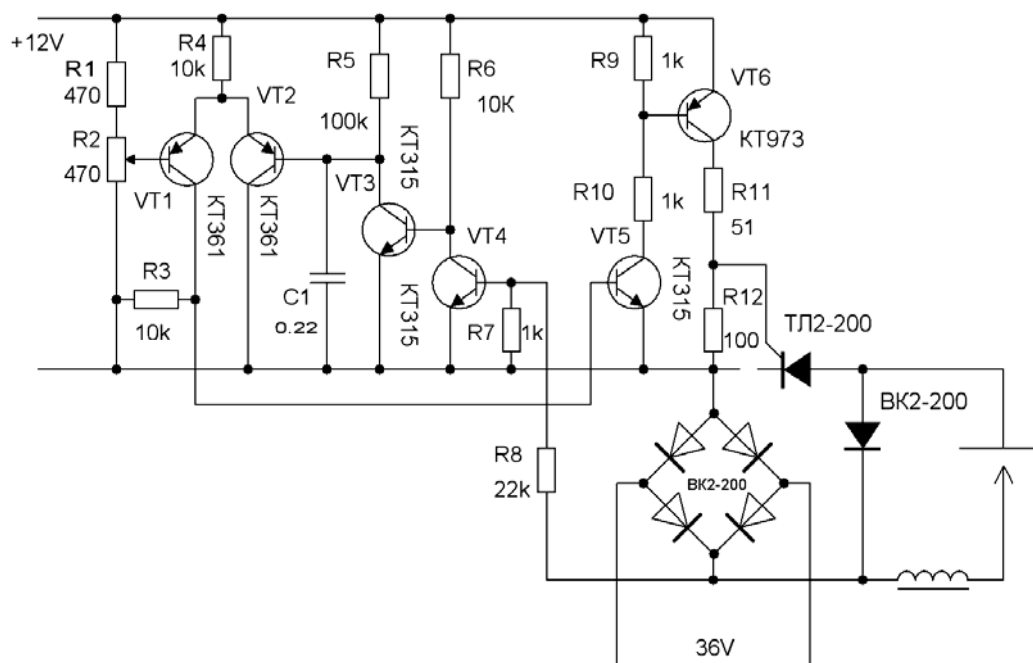
При увеличении тока нагрузки выше некоторого предела (для данной схемы равного 500 мА), определяемого сопротивлением резистора, соединяющего коллектор третьего транзистора и базу четвертого, происходит переход транзистора T_3 в режим насыщения. Напряжение на выходе начинает падать, и при некотором значении тока нагрузки скачком происходит переход в непроводящее состояние. Обратный переход в проводящее состояние также происходит скачкообразно после увеличения сопротивления нагрузки до нормального значения.

При необходимости значительно увеличить ток нагрузки наиболее рационально ввести в схему стабилизатора еще один, более мощный транзистор, соединенный с транзистором T_4 по схеме составного транзистора. Так, с добавочным транзистором типа П210Б легко получить ток нагрузки до 6 А при выходном напряжении 12 В. Остальные параметры стабилизатора при этом существенно не ухудшаются.

Основная неприятность, с которой можно встретиться при налаживании схемы электронного стабилизатора, это самовозбуждение на высоких частотах. По существу, рассматриваемый стабилизатор является усилителем с очень глубокой отрицательной обратной связью. За счет фазовых сдвигов на высоких частотах отрицательная обратная связь может перейти в положительную и привести к самовозбуждению. Для уменьшения возможности самовозбуждения выход стабилизатора шунтируется конденсатором достаточно большой емкости. Кроме того, иногда помогает замена низкочастотных транзисторов высокочастотными и наоборот. Наконец, высокочастотную генерацию можно сорвать, соединив конденсатором небольшой емкости промежуток коллектор — база второго транзистора.

Тиристорный регулятор сварочного тока

На рисунке показана схема тиристорного регулятора сварочного тока с фазовым методом управления. Эта схема может быть использована и для других целей, когда необходимо регулировать достаточно большую мощность.



На выходе выпрямительного мостика образуется двухполупериодное напряжение. Это напряжение большую часть времени поддерживает транзистор VT4 в состоянии насыщения. Поэтому транзистор VT3 в это время заперт и конденсатор C1 через резистор R5 заряжается. Лишь дважды за период сетевого напряжения транзистор VT4 кратковременно выходит из состояния насыщения и запирается. В это время появляются импульсы коллекторного тока транзистора VT3, мгновенно сбрасывающий заряд конденсатора C1. Поэтому на конденсаторе C1 генерируется напряжение пилообразной формы с частотой 100 Гц. Это напряжение сравнивается дифференциальным усилителем на транзисторах VT1, VT2 с напряжением снимаемым с потенциометра R2. Полученные на выходе транзистора VT1 импульсы усиливаются транзисторами VT5 и VT6 и поступают на управляющий электрод тиристора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Отт Г. «Методы подавления шумов и помех в электронных системах». - М.: Мир.1979г.
2. Шило В.Л. Линейные интегральные схемы. – М.: Сов. Радио, 1974. – 311 с.
3. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники: учеб. для вузов. – М.: Сов. Радио, 1976. – 479с.
4. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.- М. Мир, 1982–512с.
5. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т.1. - М. Мир, 1993. – 412с.
6. Нефёдов В.И. Основы радиоэлектроники: учеб. для вузов. – М.: В.Ш., 2000.
7. Петин Г. П. Транзисторные усилители и генераторы с линейными и нелинейными обратными связями. — М.: Энергия, 1973.—33с.
8. Петин Г.П. Транзисторные усилители, генераторы и стабилизаторы - М.:Энергия, 1978.-11с.
9. Патрик Гелль. Как превратить персональный компьютер в измерительный комплекс. - Москва, ДМК, 2001-45с.
10. Семенов Б.Ю. Силовая электроника. - М.: СОЛОН-пресс, 2005г.
11. Атаев Д.И., Болотников В.А. Аналоговые интегральные схемы. - Справочник. Изд. МЭИ,1991г.
12. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы.- Изд. «Радио и связь», 1987г.
13. Гончаров А. Начальная школа построения DC/DC преобразователей.- Электронные компоненты №6 2002г.
14. Волович Г.И. Схемотехника аналоговых и аналогово-цифровых электронных устройств. – Москва, Додека, 2005г.