

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1 СПОСОБЫ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ, ВКЛЮЧАЯ ПАТЕНТНЫЙ ПОИСК	6
2 ВЫБОР, ОБОСНОВАНИЕ И ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ИСТОЧНИКА	10
3 РАСЧЕТ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ИСТОЧНИКА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ	16
3.1 Расчет управляемого автогенератора	16
3.2 Расчет прецизионного широкополосного амплитудного демодулятора....	25
3.3 Расчет преобразователя частоты в напряжение.....	31
3.4 Расчет формирователя импульсов	34
3.5 Расчет источника опорного напряжения.....	38
3.6 Расчет сумматора сигналов.....	41
3.7 Расчет управляемого аттенюатора	42
4 ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ.....	43
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	45
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ.....	46

ВВЕДЕНИЕ

Современное развитие электронной техники характеризуется значительным усложнением требований и решаемых задач, что приводит к резкому увеличению числа элементов (транзисторов, диодов, резисторов и др.) радиоэлектронной аппаратуры. При ограниченных показателях надежности элементов резко снижается надежность всей системы и увеличивается масса, объем и потребляемая энергия. В этих условиях исключительно большое значение приобретают проблемы повышения надежности и комплексной миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры.

Принципиально новые пути решения указанных проблем обеспечивает микроэлектроника как исторически обусловленный этап развития электроники и одно из ее основных направлений.

В результате микроэлектроника приводит не только к изменению элементной базы, выражающемся в том, что на смену дискретным элементам (резисторам, конденсаторам, транзисторам) приходят новые интегральные детали – интегральные схемы. Она затрагивает более глубокие аспекты разработки электронной аппаратуры, и требует изменения традиционных подходов к проектированию микроэлектронных устройств.

Основной целью курсового проектирования является освоение методики, приемов расчета и разработки микроэлектронного источника высокочастотных модулированных сигналов. Принципиальной особенностью разработки является необходимость обеспечения повышенной стабильности амплитуды и линейности характеристики управления по частоте. Это обстоятельство приводит к необходимости учета многочисленных факторов для обеспечения оптимальных режимов работы и требует использования специальных схемотехнических решений, направленных на обеспечение заданных требований к источнику сигналов.

Проектирование такого устройства связано с разработкой функциональных узлов радиоэлектронной аппаратуры, не охваченных существующими сериями интегральных микросхем. Микроэлектронные схемы позволяют получить более высокие показатели источников высокочастотных сигналов по стабильности частоты и амплитуды по сравнению со схемами на дискретных элементах.

В соответствии с техническим заданием для высокочастотного источника сигналов определен диапазон частот от 250 до 100 МГц и погрешность установки выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 1 \text{ В}$ с точностью 0,1 %. Дополнительно предусматривается амплитудная модуляция формируемых сигналов с глубиной 0...100 %.

1 СПОСОБЫ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ, ВКЛЮЧАЯ ПАТЕНТНЫЙ ПОИСК

Чаще всего амплитудные модуляторы строят, используя эффект преобразования спектра суммы двух (и более) сигналов в безынерционном нелинейном элементе. Амплитудный модулятор создает на выходных зажимах АМ-сигнал вида

$$U(t) = U_m(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega_0 t$$

при подаче на входы цепи гармонического несущего колебания

$$U_{\text{нес}}(t) = U_{m \text{ нес}}\cos\omega_0 t$$

и низкочастотного сигнала

$$U_{\text{мод}}(t) = U_{m \text{ мод}} \cos\Omega t.$$

Простейшим амплитудным модулятором служит нелинейный усилитель, у которого резонансный контур в выходной цепи настроен на частоту несущего колебания. К входу модулятора приложено несущее колебание, модулирующее колебание и напряжение смещения.

Для определенности считается, что проходная характеристика транзистора аппроксимирована отрезками двух прямых. За счет того, что рабочая точка перемещается в такт с низкочастотным модулирующим напряжением, происходит непрерывное изменение угла отсечки несущего сигнала. Амплитуда первой гармоники последовательности импульсов коллекторного тока оказывается не постоянной во времени. Колебательный контур фильтрует коллекторный ток, выделяя на выходе АМ-сигнал, т.е. несущее колебание с переменной амплитудой (рис. 1.1), пропорциональной полезному модулирующему сигналу.

Коэффициент модуляции

$$m = \frac{I_{m \max} - I_{m \min}}{I_{m \max} + I_{m \min}} = \frac{A_{m \max} - A_{m \min}}{A_{m \max} + A_{m \min}}$$

равен нулю, если $I_{m \max} = I_{m \min}$, т.е. модуляция отсутствует, и равен единице, если $I_{m \min} = 0$, т.е. амплитуда может уменьшаться до нуля.

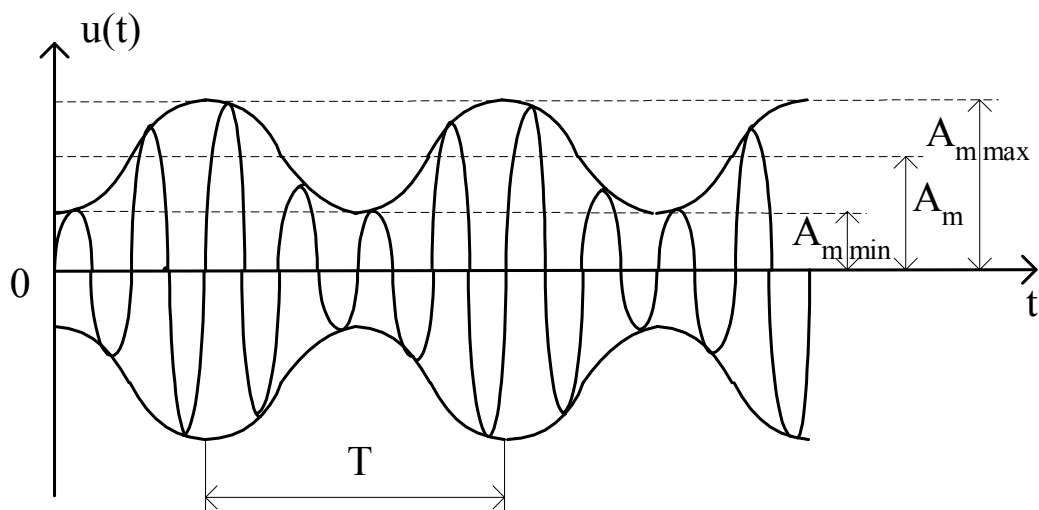


Рисунок 1.1 – Временная диаграмма АМ-сигнала

Модуляция может осуществляться не только по управляющему электроду (например, через базовую цепь транзистора), но и по эмиттерной или коллекторной цепи. Однако управление в выходной цепи требует большого уровня напряжения модулирующего колебания, что энергетически не выгодно.

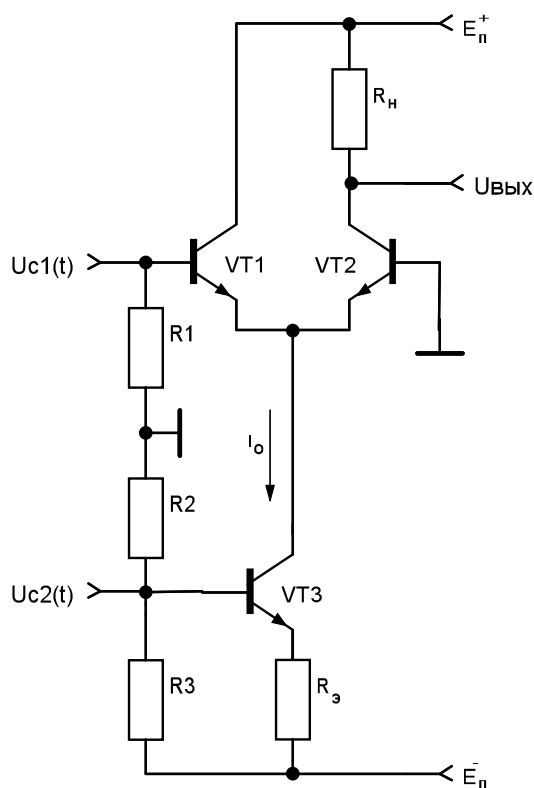


Рисунок 1.2 – Широкополосный дифференциальный усилитель

Широкополосный амплитудный модулятор, способный работать на высоких частотах, может быть реализован на основе схемы широкополосного усилителя напряжения (рис. 1.2) с симметричным выходом и управлением высокочастотным сигналом $u_{c1}(t)$ путем изменения тока I_0 генератора стабильного тока (ГСТ) под влиянием модулирующего сигнала $u_{c2}(t)$, так как коэффициент передачи дифференциального усилителя

$$K_{\text{ОК-ОБ}} = \frac{1}{2} S_{(VT2)} R_H = \frac{I_0}{4\phi_T} R_H$$

линейно связан с величиной этого тока.

Амплитудный модулятор на основе полевого транзистора и операционных усилителей показан на рисунке 1.3.

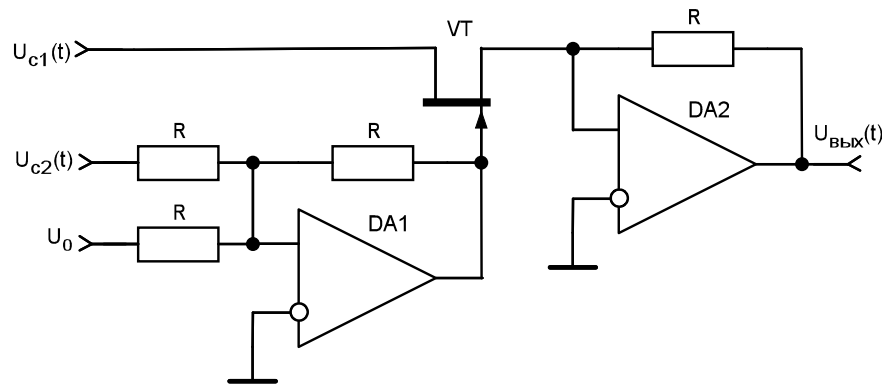


Рисунок 1.3 – Амплитудный модулятор на основе ПТ и ОУ

В этой схеме в качестве управляемого параметра используется проводимость канала полевого транзистора (ПТ), характеристика которого в режиме управляемого сопротивления аппроксимируется выражением

$$G(U_{зи}) = G_{\text{MAX}} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи.ОТС}}\right).$$

В цепь стока подается несущее колебание $u_{c1}(t)$, а в цепь затвора ПТ через инвертирующий сумматор на ОУ2 с единичным коэффициентом передачи – модулирующий сигнал $u_{c2}(t)$ и постоянная составляющая $u_0 = U_{зи.ОТС}/2$.

Модуляторы могут быть реализованы также на основе перемножителей сигналов. Выходной сигнал такого модулятора описывается выражением:

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = \frac{2}{\pi} K_1 U_m(t) U_H(t) \cos \omega_0 t.$$

Основным недостатком модуляторов с использованием ПТ и ОУ, а также модуляторов на основе перемножителей сигналов является относительно низкочастотный диапазон работы.

Кроме указанных способов амплитудная модуляция может осуществляться непосредственно в управляемых автогенераторах. В таких схемах в качестве управляемой активной проводимости применяется ПТ в режиме управляемой проводимости. Рабочий диапазон частот составляет сотни мегагерц.

2 ВЫБОР, ОБОСНОВАНИЕ И ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ИСТОЧНИКА

В курсовом проекте требуется разработать микроэлектронный источник высокочастотных модулированных сигналов с повышенной стабильностью параметров.

Исходные данные для проектирования:

1. Диапазон рабочих частот $f_{\max}-f_{\min} = 250-100$ МГц.
2. Уровень выходного (опорного) напряжения, $U_{\text{вых}} = 1$ В.
3. Изменение выходного напряжения $\Delta U_{\text{вых}} \leq 20$ дБ.
4. Погрешность установки выходного напряжения, $\delta U_{\text{вых}} = 0,1$ %.
5. Вид модуляции – АМ с глубиной модуляции $m = (0-100)$ %.

Наиболее распространенным методом формирования синусоидальных сигналов на повышенных частотах является метод, основанный на компенсации активных потерь в резонансном LC-контуре отрицательным сопротивлением, реализуемым, например, с помощью линейных усилителей с НОС, КОС, электронных приборов с падающей ВАХ и т.д.

Получаемые этим или другим способом колебания оказываются недостаточно стабильными по амплитуде и по частоте, в особенности при управлении ими. При этом характеристики управления, как правило, являются нелинейными, что определяет целесообразность их линеаризации и стабилизации.

Применительно к управлению формируемых колебаний данный метод отличается лишь реализацией образцового преобразователя «параметр-напряжение», который в данном случае должен быть преобразователем частоты в напряжение (ПЧН) при линеаризации характеристики управления по частоте и широкополосным амплитудным демодулятором (АД) (выпрямителем) при стабилизации амплитуды колебаний.

В соответствии с изложенным структурная схема управляемого автогенератора (рисунок 2.1) содержит собственно автогенератор 1, подсистему стабилизации амплитуды, включающую широкополосный АД 2, источник опорного напряжения (ИОН) 3, сумматор 4 и сравнивающее устройство 5, а также подсистему линеаризации характеристики управления по частоте, включающую ПЧН 6, источник 7 управляющего напряжения и сравнивающее устройство 9. Также управляемый автогенератор дополнен генератором 8 модулирующего сигнала, с помощью которого может быть осуществлена амплитудная модуляция (АМ) (нижнее положение) формируемого сигнала.

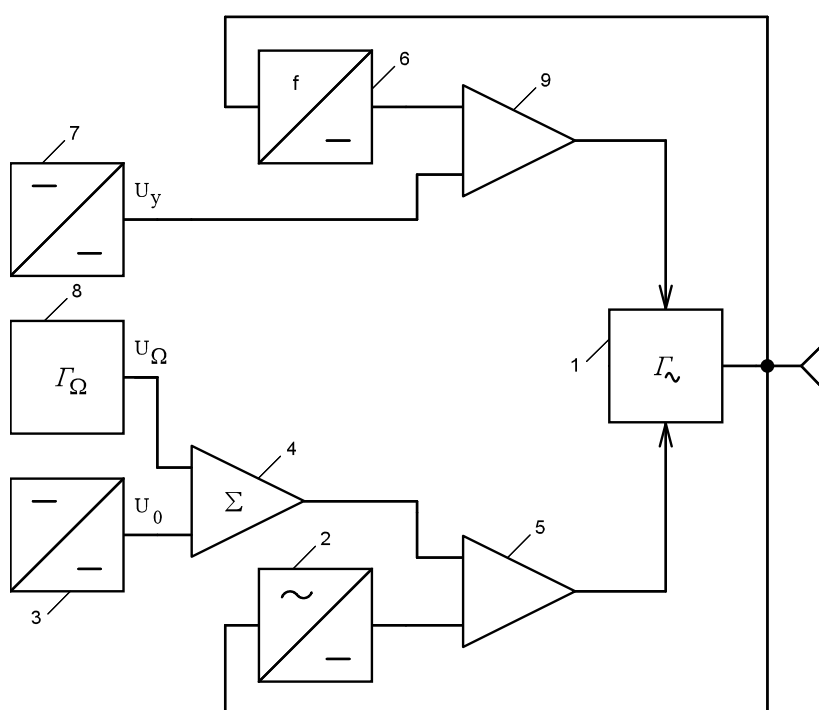


Рисунок 2.1 – Структурная схема управляемого по частоте и амплитуде автогенератора

Принцип действия подсистем регулирования основан на сравнении преобразуемых сигналов, пропорциональных амплитуде и частоте, с опорными напряжениями U_0 и U_y источников 3 и 7 соответственно с образованием разностных сигналов, которые после усиления в сравнивающих устройствах 5 и 9 изменяют состояние автогенератора 1 так, что его амплитуда и частота остаются неизменными.

При изменении управляющего напряжения U в контуре регулирования частоты и опорного напряжения U_0 в контуре регулирования амплитуды соответствующим образом подстраиваются частота и амплитуда колебаний автогенератора. Одновременно возможно получение АМ-колебаний, если к установленным напряжениям U_0 добавить с помощью сумматора 4 соответствующий уровень модулирующего напряжения U_Ω от генератора 8.

В связи с тем, что амплитуда регулирующих сигналов МЭУ, как правило, не превышает ± 10 В, в качестве сравнивающих устройств 5 и 9 могут использоваться стандартные ОУ без обратной связи или с ООС определенного вида для улучшения динамических свойств регулирования с возможно большим коэффициентом передачи K_0 на постоянном токе, т. к. ошибка в стабилизации соответствующих параметров тем ниже, чем выше этот коэффициент.

Для контура стабилизации амплитуды выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ автогенератора можно записать:

$$(U_0 - K_d U_{\text{вых}}) K_0 K_{ya} = U_{\text{вых}}, \quad (2.1)$$

где $K_d = \frac{\partial U_{\text{=}}}{\partial U_{\text{вых}}}$ – коэффициент передачи АД, представляющий собой отношение изменений выпрямленного $\partial U_{\text{=}}$ и переменного $\partial U_{\text{вых}}$ напряжений и принимающий конечное, близкое к единице, значение;

$K_{ya} = \frac{\partial U_{\text{вых}}}{\partial U_{ya}}$ – усредненный коэффициент управления амплитудой колебаний выходного напряжения автогенератора, представляющий собой отношение изменений выходного $\partial U_{\text{вых}}$ и управляющего ∂U_{ya} напряжений и принимающий конечное значение.

Приводя уравнение (2.1) к явному виду, получим выражение для выходного напряжения:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_0}{K_\partial \left(1 + \frac{1}{K_\partial K_0 K_{ya}} \right)}, \quad (2.2)$$

которое, при выполнении на практике условия $K_d K_0 K_{ya} \gg 1$, становится удобным для дальнейшего использования

$$U_{\text{вых}} \Big|_{K_d K_0 K_{ya} \gg 1} = \frac{U_0}{K_\partial}. \quad (2.3)$$

Сравнивая соотношения (2.2) и (2.3), получаем погрешность стабилизации амплитуды выходного напряжения автогенератора, обусловленную конечностью величин K_d, K_0, K_{ya} .

$$\partial U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}} \Big|_{K_d K_0 K_{ya} \gg 1}}{U_{\text{вых}}} - 1 = \frac{1}{K_\partial K_0 K_{ya}}. \quad (2.4)$$

При $K_\partial = 1$, $K_0 = 10^5$ и $K_{ya} = 0,25$ погрешность (2.4) составит 0,004%.

Среднеквадратическую составляющую погрешности стабилизации амплитуды можем определить путем дифференцирования соотношения (2.3) по каждому из параметров U_0 и K_∂ , считая их некоррелированными между собой, с последующим переходом к конечным приращениям и относительным величинам:

$$\bar{\partial} U_{\text{вых}} = \pm (\bar{\partial}^2 U_0 + \bar{\partial}^2 K_\partial)^{1/2}. \quad (2.5)$$

где $\bar{\partial} U_0$ и $\bar{\partial} K_\partial$ – относительные нестабильности напряжения U_0 ИОН и коэффициента передачи K_∂ АД.

При нестабильностях $\bar{\partial} U_0 = \pm 10^{-5}$ и $\bar{\partial} K_\partial = \pm 10^{-4}$ погрешность $\bar{\partial} U_{\text{вых}} = \pm 0,01\%$.

Стабилизация частоты в автогенераторе может быть описана уравнением:

$$(U_y - f \cdot K_f) K_0 K_{yf} = f. \quad (2.6)$$

где $K_f = \frac{\partial U(f)}{\partial f}$ – коэффициент преобразования текущей частоты f в напряжение $U(f)$ ПЧН, принимающий конечное значение и оцениваемый как отношение изменений его выходного напряжения ∂U_f к изменению входной частоты ∂f ;

$K_{yf} = \frac{\partial f}{\partial U_{yf}}$ – усредненный коэффициент управления по частоте автогенератора, определяемый как отношение изменений частоты ∂f и управляющего напряжения ∂U_f в рабочем диапазоне частот, принимающий конечное значение.

Решая уравнение (2.6), получим стабилизированную частоту:

$$f = \frac{U_y}{K_f \cdot \left(1 + \frac{1}{K_f K_0 K_{yf}} \right)}. \quad (2.7)$$

Если произведение коэффициентов K_f , K_0 и K_{yf} существенно превышает единицу, то частота принимает удобный для практического использования вид:

$$f \Big|_{K_f K_0 K_{yf} \gg 1} = \frac{U_y}{K_f}. \quad (2.8)$$

На основании выражений (2.7) и (2.8) определяем погрешность стабилизации частоты автогенератора, обусловленную конечностью величин K_f , K_0 и K_{yf} :

$$\delta f = \frac{f \Big|_{K_f K_0 K_{yf} \gg 1}}{f} - 1 = \frac{1}{K_f K_0 K_{yf}}. \quad (2.9)$$

Для значений коэффициентов $K_f = 10$ мВ/МГц, $K_0 = 10^5$ и $K_{yf} = 10$ МГц/В погрешность составит $\delta f = 0,01\%$.

Среднеквадратическую составляющую погрешности стабилизации частоты записываем по аналогии с (2.5):

$$\bar{\delta f} = \pm (\bar{\delta}^2 U_y + \bar{\delta}^2 K_f)^{1/2}. \quad (2.10)$$

где $\bar{\delta} U_y$ и $\bar{\delta} K_f$ – относительные погрешности источника управляющего напряжений и коэффициента преобразования частоты в напряжения ПНЧ.

При нестабильностях $\bar{\partial}U_y = \pm 10^{-4}$ и $\bar{\partial}K_f = \pm 10^{-4}$ погрешность $\bar{\partial}U_f = \pm 0,015 \%$.

Соотношения (2.3), (2.5), (2.8) и (2.10) показывают, что ИОН, АД, источник управляющего напряжения U_y и ПЧН должны обладать прецизионными свойствами, т. к. неточности их технических характеристик непосредственно отражаются на результатах формирования основных параметров автогенератора.

3 РАСЧЕТ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ БЛОКОВ МИКРОЭЛЕКТРОННОГО ИСТОЧНИКА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

3.1 Расчет управляемого автогенератора

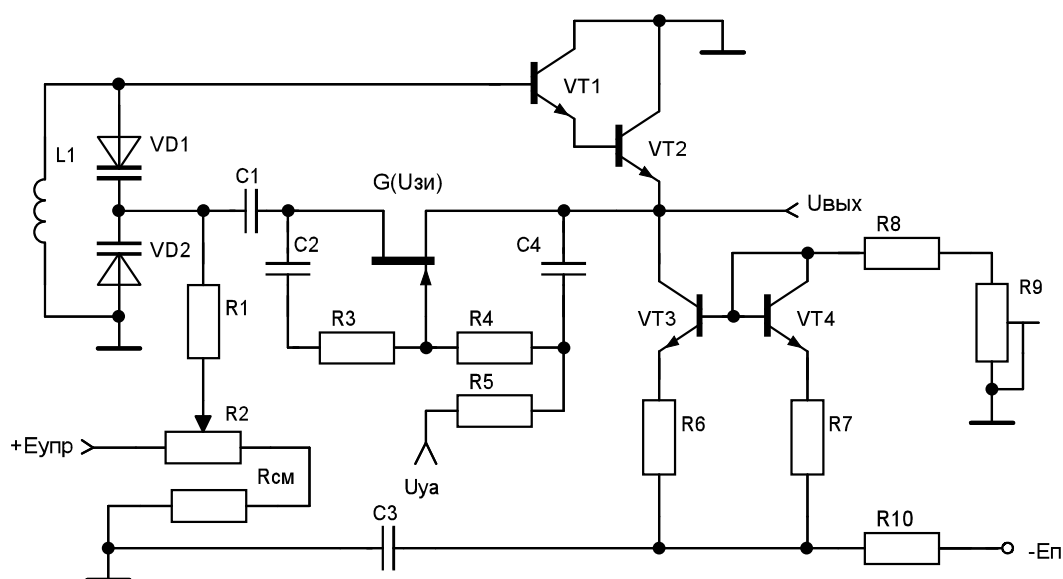


Рисунок 3.1 – Принципиальная схема управляемого автогенератора

Исходные данные:

максимальная частота $f_{max} = 250$ МГц;

минимальная частота $f_{min} = 100$ МГц.

Принципиальная схема управляемого по частоте генератора представлена на рисунке 3.1. В качестве широкополосного усилителя использован повторитель напряжения на составных транзисторах $VT1$ и $VT2$ реализующих требуемую малую входную проводимость $G_{вх}$ и генератор стабильного тока (ГСТ) на биполярных транзисторах (БТ) $VT3$, $VT4$ и резисторах $R6$, $R7$, $R8$, $R10$.

В качестве управляемой активной проводимости применен полевой транзистор в режиме управляемой проводимости с элементами линеаризации его выходной характеристики на высокоомных резисторах $R3$ и $R4$ одинакового номинала с разделительными конденсаторами $C2$ и $C4$, обладающими малыми сопротивлениями в области высоких частот работы автогенератора. Управление амплитудой колебаний автогенератора производится напряжением U_{ya} , которое подается в цепь затвора полевого транзистора через резистор $R5$.

Рабочая частота генератора определяется резонансной частотой колебательного контура образованного катушкой индуктивности $L1$ и ёмкостью встречно включенных варикапов $VD1$ и $VD2$. Управление по частоте осуществляется путём подачи управляющего напряжения $+E_{упр}$ положительной полярности через высокоомный, чтобы не шунтировать колебательный контур, резистор $R1$ в точку соединения варикапов, регулируемого с помощью переменного резистора $R2$. Резонансная частота колебательного контура определяется следующим образом:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}},$$

где L – индуктивность катушки контура

C – ёмкость включенных встречно варикапов $VD1$ и $VD2$.

Определим требуемый коэффициент перекрытия емкостей варикапов $VD1$ и $VD2$ с учётом девиации частоты:

$$K_{\Pi} = \frac{f_{0\max}^2}{f_{0\min}^2} = \frac{C_{\max}}{C_{\min}} = \frac{(250 \cdot 10^6)^2}{(100 \cdot 10^6)^2} = 6,25.$$

Необходимы варикапы с $K_{\Pi} \geq 6,25$.

Выбираем сдвоенные варикапы 2B114A-1, которые имеет следующие электрические параметры:

$$C(U_1) \Big|_{U_1=1\text{ В}} = 100 \text{ пФ};$$

$$C(U_2) \Big|_{U_2=10\text{ В}} = 35 \text{ пФ};$$

$$K_{\Pi} \geq 6;$$

$$U_{\text{обр max}} = 150 \text{ В};$$

$$Q_{\text{в}} \Big|_{f=250 \text{ МГц}} = 30.$$

Зависимость ёмкости варикапа от обратного напряжения может быть аппроксимирована степенным полиномом и выглядит следующим образом:

$$C(U_{\text{обр}}) = C_{\text{max}} \left(1 + \frac{U_{\text{обр}}}{\Phi_k} \right)^{\chi},$$

где C_{max} – максимальная ёмкость варикапа при $U_{\text{обр}} = 0$ В;

$U_{\text{обр}}$ – обратное напряжение, приложенное к варикапу;

Φ_k – контактная разность потенциалов полупроводникового материала (для большинства современных варикапов $\Phi_k = 0,7$ В);

χ – степень аппроксимирующего полинома.

Подставляя в данную зависимость справочные данные для выбранного варикапа получим систему уравнений:

$$\begin{cases} 35 = C_{\text{max}} \left(1 + \frac{10}{0,7} \right)^{\chi}; \\ 100 = C_{\text{max}} \left(1 + \frac{1}{0,7} \right)^{\chi}. \end{cases}$$

Решая данную систему уравнений, находим:

$$C_{\text{max}} = 165,9 \text{ пФ};$$

$$\chi = -0,571.$$

Рассчитаем минимальную ёмкость варикапа при максимально допустимом обратном напряжении 150 В:

$$C_{\text{min}} = C_{\text{max}} \left(1 + \frac{U}{0,7} \right)^{\chi} = 165,9 \cdot \left(1 + \frac{150}{0,7} \right)^{-0,571} \approx 7,7 \text{ пФ}.$$

Тогда коэффициент перекрытия для данного варикапа:

$$K_c = \frac{C_{\text{max}}}{C_{\text{min}}} = \frac{165,9}{7,7} \approx 21,5.$$

Данные варикапы можно применить в проектируемом устройстве.

Рассчитаем необходимую индуктивность катушки контура при максимальной ёмкости варикапов при $f_0 = f_{\text{min}} = 100$ МГц.

$$L1 = \frac{1}{2\pi^2 f_{\min}^2 C_{\max}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14^2 (100 \cdot 10^6)^2 \cdot 165,9 \cdot 10^{-12}} \approx 0,031 \text{ мкГн.}$$

Примем $L1 = 0,0305 \text{ мкГн}$. При такой индуктивности катушки контура нижняя частота генератора будет следующей:

$$f_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \frac{C_{\max}}{2}}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot \sqrt{0,0305 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{165,9 \cdot 10^{-12}}{2}}} = 100 \text{ МГц.}$$

Это соответствует данным предварительного расчёта. Далее рассчитаем минимальную ёмкость одного варикапа необходимую для получения нижнего предела частоты $f_{\min} = 100 \text{ МГц}$ без учёта девиации частоты:

$$C = \frac{1}{2\pi^2 f_{\min}^2 L1} = \frac{1}{2 \cdot 3,14^2 \cdot (100 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,0305 \cdot 10^{-6}} = 166,1 \text{ пФ.}$$

Рассчитаем минимальное напряжение управляемого источника $E_{\text{упр min}}$. Для этого составим уравнение:

$$166,1 \cdot 10^{-12} = 165,9 \cdot 10^{-12} \left(1 + \frac{U_{\text{упр min}}}{0,7} \right)^{-0,571}.$$

Решая данное уравнение, получим $E_{\text{упр min}} \approx 1,5 \text{ мВ}$.

Далее рассчитаем минимальную ёмкость одного варикапа необходимую для получения верхнего предела частоты $f_{\max} = 250 \text{ МГц}$ без учёта девиации частоты:

$$C = \frac{1}{2\pi^2 f_{\max}^2 L1} = \frac{1}{2 \cdot 3,14^2 \cdot (250 \cdot 10^6)^2 \cdot 0,0305 \cdot 10^{-6}} = 26,58 \text{ пФ.}$$

Рассчитаем максимальное напряжение управляемого источника $E_{\text{упр max}}$. Для этого составим уравнение:

$$26,58 \cdot 10^{-12} = 165,9 \cdot 10^{-12} \left(1 + \frac{U_{\text{упр max}}}{0,7} \right)^{-0,571}.$$

Решая данное уравнение, получим $E_{\text{упр. max}} = 16,6 \text{ В}$.

Для того чтобы получить частоту генерируемых колебаний без учета девиации частоты 100–250 МГц необходимо подать в точку соединения варикапов напряжение 1,5 мВ–16,6 В. Рассчитаем волновое сопротивление контура ρ :

$$\rho = \frac{1}{2\pi f_0 \cdot \frac{C_{\text{max}}}{2}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot \frac{165,9 \cdot 10^{-12}}{2}} \approx 19,2 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем эквивалентное сопротивление контура $R_{\text{экв}}$ и активную составляющую его проводимости $G_{\text{к}}$ принимая добротность контура равной добротности выбранного варикапа $Q_{\text{к}} = Q_{\text{в}} = 30$:

$$R_{\text{экв}} = \rho Q_{\text{к}} = 19,2 \cdot 30 = 575,6 \text{ Ом};$$

$$G_{\text{к}} = \frac{1}{R_{\text{экв}}} = \frac{1}{575,6} = 1,737 \text{ мСм}.$$

Примем $R1 > 50R_{\text{экв}} = 28,78 \text{ кОм}$. Выбираем $R1 = 30 \text{ кОм}$. Зададим ток генератора стабильного тока $I_0 = 5 \text{ мА}$. Примем $I'_0 = 1 \text{ мА}$ и $R7 = 1 \text{ кОм}$. Рассчитаем величину сопротивления $R6$:

$$R6 = \frac{I'_0 R7}{I_0} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \cdot 1000}{5 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ Ом}.$$

Выберем транзисторы для генератора стабильного тока и широкополосного усилителя с частотой единичного усиления $f_T \geq 1 \text{ ГГц}$. Выбираем транзисторы КТ325Б, которые имеют следующие электрические параметры:

$$h_{21} = 50 \dots 200.$$

$$f_T \geq 1 \text{ ГГц};$$

$$U_{\text{КЭ max}} = 15 \text{ В}.$$

Выберем напряжение питания каскада $E_{\text{п}} = 12 \text{ В}$. Рассчитаем E_0 (падение напряжения на $R10$ должно составлять не менее 20-30 %)

$$E_0 = 1,25 E_{\text{п}} = 1,25 \cdot 12 = 15 \text{ В}.$$

Рассчитаем резистор R8.

Зададим пределы регулировки тока $I'_0 = 0,9 \dots 1,1$ Ом:

$$R8 = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{бэ4}}}{I'_0} - R7 = \frac{12 - 0,65}{1,1 \cdot 10^{-3}} - 1000 = 9318,2 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R8 = 9,1$ кОм.

Рассчитаем резистор R9:

$$R9 = \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{бэ4}}}{I'_0} - R7 - R8 = \frac{12 - 0,65}{0,0009} - 1000 - 9100 = 2511,1 \text{ Ом.}$$

Выбираем $R9 = 2,7$ кОм.

$$h_{21} = \sqrt{50 \cdot 200} = 100.$$

Рассчитаем потребляемый генератором ток $I_{0\text{п}}$

$$I_{0\text{п}} = I_0 + I'_0 = 5 + 1 = 6 \text{ мА.}$$

Рассчитаем R10.

Данный резистор совместно с конденсатором C3 образует фильтр источника питания:

$$R10 = \frac{E_0 - E_{\text{п}}}{0,006} = \frac{15 - 12}{0,006} = 500 \text{ Ом}$$

Выбираем $R10 = 510$ Ом.

Рассчитаем $R_{63} = \left(R8 + \frac{R9}{2} \right) \parallel R7$. При этом движок подстроечного резистора R9 находится в среднем положении

$$R8 + \frac{R9}{2} = 9100 + \frac{2700}{2} = 10450 \text{ Ом;}$$

$$R_{63} = \frac{R \cdot R7}{R + R7} = \frac{10450 \cdot 1000}{10450 + 1000} \approx 912,7 \text{ Ом.}$$

Рассчитаем сопротивление генератора стабильного тока $R_{i.\text{гст}}$

$$R_{i,гст} = \frac{U'_A}{I_0} \left[1 + \frac{R_6}{\frac{\varphi_T}{I_0} + \frac{R_{6(VT3)}}{h_{21(VT3)} + 1}} \right] = \frac{200}{0,005} \cdot \left[1 + \frac{200}{\frac{0,026}{0,005} + \frac{912,7}{100 + 1}} \right] \approx 601,9 \text{ кОм},$$

где $U'_A = 200 \text{ В}$ – напряжение Эрли;

$\varphi_T = 26 \text{ мВ}$ – контактная разность потенциалов.

Рассчитаем $G_{\text{вых}}$:

$$\begin{aligned} G_{\text{вых}} &= \frac{1}{\frac{R_{\text{экв}}}{(h_{21(VT1)} + 1)(h_{21(VT2)} + 1)} + \frac{2\varphi_T}{I_0}} + \frac{1}{R_{i,гст}} = \\ &= \frac{1}{\frac{575,6}{(100 + 1) \cdot (100 + 1)} + \frac{2 \cdot 0,026}{0,005}} + \frac{1}{601,9 \cdot 10^3} \approx 95,6 \text{ мСм}. \end{aligned}$$

Рассчитаем выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \frac{1}{G_{\text{вых}}} = \frac{1}{95,6 \cdot 10^{-3}} = 10,456 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем $G_{\text{вх}}$

$$\begin{aligned} G_{\text{вх}} &< \frac{I_0}{2\varphi_T (h_{21(VT1)} + 1)(h_{21(VT2)} + 1)}; \\ G_{\text{вх}} &< \frac{0,005}{2 \cdot 0,026 \cdot (100 + 1) \cdot (100 + 1)} = 9,426 \text{ мкСм}. \end{aligned}$$

Приняв коэффициент передачи усилителя $K = 1$ при фазовом сдвиге в рабочем диапазоне частот $\varphi = 0$, определим необходимую проводимость канала полевого транзистора

$$G(U_{\text{зи}}) = G_0 = \frac{4(G_k + G_{\text{вх}})}{2K - 1} = \frac{4 \cdot (1,737 \cdot 10^{-3} + 9,426 \cdot 10^{-6})}{2 \cdot 1 - 1} = 6,987 \text{ мСм}.$$

Проводимость канала полевого транзистора (управляемая проводимость Y_0) в 13 раз меньше выходной проводимости. Это позволяет утверждать, что выполняется условие генерации

$$|Y_{\text{вых}}| \gg |Y_0|.$$

Коэффициент передачи усилителя с учетом влияния проводимости канала полевого транзистора $G(U_{\text{зи}})$

$$K = \frac{1}{1 + \frac{2\varphi_T}{I_0} \left(\frac{1}{R_{\text{и,ГСТ}}} + G(U_{\text{зи}}) \right)} = \frac{1}{1 + \frac{2 \cdot 0,026}{0,005} \left(\frac{1}{601,9 \cdot 10^3} + 6,987 \cdot 10^{-3} \right)} = 0,932.$$

Коэффициент передачи усилителя $K = 0,932$ близок к единице, но проводимость желательно пересчитать $G'_0 = 8,082$ мСм. Выходная проводимость $G_{\text{вых}} \neq 0$. Вторично уточненная проводимость:

$$G_0^{\text{//}} = \frac{1}{\frac{1}{G'_0} - \frac{1}{G_{\text{вых}}}} = 8,828 \text{ мСм.}$$

Ее можно принять за требуемую проводимость канала используемого полевого транзистора.

В связи с этим максимальная проводимость канала ПТ, округляемая в большую сторону должна быть $G_{\text{макс}} \geq 9$ мСм. При этом напряжение отсечки может быть любым, но не менее по абсолютной величине, чем максимальная амплитуда выходного напряжения автогенератора, которая в данной схеме составляет примерно $U_{\text{вых}} = 1$ В, так как транзистор VT1 работает на нулевом напряжении коллектор-база ($U_{\text{кб}} = 0$). В этой ситуации приемлемой величиной можно считать напряжение отсечки более 1 В, например, $U_{\text{зи отс}} = 3$ В.

Так как управляемый автогенератор предназначен для работы на высоких частотах (100...250 МГц), то биполярные и полевые транзисторы должны быть высокочастотными с частотой единичного усиления $f_T \geq 1$ ГГц, чтобы в рабочем диапазоне частот не появились дополнительные базовые сдвиги ($\varphi = 0$).

В качестве биполярных транзисторов VT1-VT4 используем p-n-p транзисторы типа КТ325Б, полевой транзистор – КП103К.

При управлении автогенератором по частоте путем увеличения управляющего напряжения $U_{yf} \leq U_{max} = 30$ В добротности варикапов и колебательного контура в целом увеличиваются, а проводимость контура уменьшается. Это требует уменьшения проводимости полевого транзистора путем увеличения напряжения управления $U_{yA} \leq U_{зи\text{ отс}}$ при неизменной амплитуде выходного напряжения.

Изменение проводимости канала практически любого ПТ осуществляется в широких пределах (сотни раз), что позволяет при необходимости линейно уменьшать выходное напряжение автогенератора в десятки раз относительно исходного значения.

Относительно малая амплитуда выходного напряжения автогенератора явилась упрощающим обстоятельством для осуществления линейаризации выходной характеристики ПТ путем использования двух резисторов R3 и R4.

Принимаем номиналы резисторов $R1 = R3 = R4 = R5 = 100$ кОм.

Емкость разделительного конденсатора C1 определяется из условия не менее чем стократного превышения ее проводимости на начальной рабочей частоте автогенератора f_0 максимальной проводимости канала ПТ:

$$C1 \geq \frac{100G_{\text{макс}}}{2\pi f_0} = \frac{100 \cdot 9 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6} \approx 1,4 \text{ пФ}.$$

Выбираем $C1 = 1,5$ пФ.

Емкости C2 и C4 находятся из условия того же превышения проводимости резисторов R2, R3:

$$C2 = C4 \geq \frac{100}{2\pi f_0 R2(3)} = \frac{100}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^3} \approx 1,6 \text{ пФ}.$$

Выбираем $C2 = C3 = 2$ пФ.

Рассчитаем C3:

$$C3 \geq \frac{10 \dots 50}{2\pi f_0 R_{10}} = \frac{50}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 510} = 156 \text{ пФ}.$$

Выбираем $C2 = 180 \text{ пФ}$.

Зададим ток через $R2$ и R_{cm} $I_{R2} = 0,5 \text{ мА}$.

Рассчитаем резистор R_{cm} :

$$R_{cm} = \frac{E_{упр\ min}}{I_{R2}} = \frac{1,5 \cdot 10^{-3}}{0,0005} = 3 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R_{cm} = 3 \text{ Ом}$.

Примем напряжение источника смещения варикапов $E_{упр} = 30 \text{ В}$. Рассчитаем сопротивление резистора $R2$:

$$R2 = \frac{E_{упр} - E_{упр.мин}}{I_{R2}} = \frac{30 - 1,3 \cdot 10^{-3}}{0,0005} = 60 \text{ кОм}.$$

Выбираем $R2 = 62 \text{ кОм}$.

Выходное напряжение генератора определяется напряжением между базой и коллектором транзистора $VT1$, которое для данного транзистора при данном режиме составляет примерно $0,5 \text{ В}$.

3.2 Расчет прецизионного широкополосного амплитудного демодулятора

В системе стабилизации амплитуды автогенератора, если его частота перестраивается в широких пределах, необходим широкополосный линейный АД (детектор).

Для получения возможности изменения стабилизируемого выходного напряжения без нелинейной коррекции уровня опорного напряжения необходимо иметь линейную амплитудную характеристику АД. Кроме того, коэффициент передачи АД целесообразно иметь равным единице ($K_d = 1$), что позволяет устанавливать требуемый его уровень непосредственно по величине опорного напряжения.

Сформулированным требованиям удовлетворяет АД, представленный на рисунке 3.2.

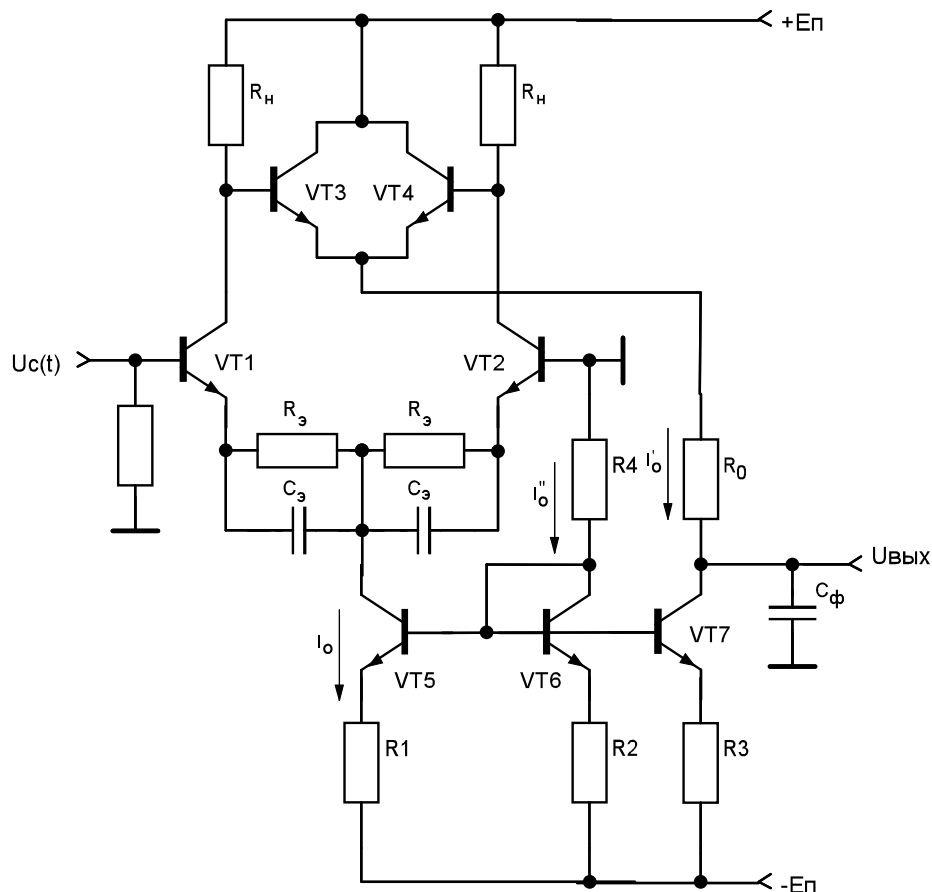


Рисунок 3.2 – Принципиальная схема широкополосного АД

Детектор реализован на основе широкополосного дифференциального усилителя с частотнозависимой ООС по току в транзисторах VT1 и VT2 дифференциальной пары. Так как в ДУ сигналы на одном и другом выходах противоположны по фазе, то в качестве выпрямителя использованы биполярные транзисторы VT3 и VT4 по схеме с ОК, которые поочередно открываются при положительных полуволнах входного сигнала., выполняя функцию двухполупериодного выпрямления.

Питание ДУ током I_0 обеспечивается ГСТ на диодно-транзисторной структуре с биполярными транзисторами VT5 и VT6. Для согласования по постоянному току использован другой ГСТ в виде ДТС на БТ VT6 и VT7. Выбором тока этого ГСТ I_0' и номинала резистора R_0 устанавливается нулевой уровень на выходе АД при отсутствии входного сигнала. Кроме этого резистор R_0 , осуществляя сдвиг выходного уровня, совместно с конденсатором C_ϕ выполняет функцию фильтрации выпрямленного напряжения.

Произведем расчет АД с полосой пропускания $f_c = 250$ МГц. Если принять емкости коллектор-база транзисторов VT1, VT3 или VT2, VT4 $C_{кб} = 2$ пФ и емкость монтажа $C_m = 1$ пФ, выходная емкость составит

$$C_{\text{вых}} \approx 2C_{кб(VT1,VT3)} + C_m = 2C_{кб(VT2,VT4)} + C_m = 5 \text{ пФ},$$

а сопротивление нагрузки

$$R_n = \frac{1}{2\pi f_{\text{с вых}} C_{\text{вых}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 250 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} \approx 127,3 \text{ Ом}.$$

При таком малом нагрузочном сопротивлении влиянием входного сопротивления выпрямителя на БТ VT3, VT4 можно пренебречь.

Для огибающей в виде постоянного или медленноменяющегося тока сопротивление конденсатора C_ϕ велико и в формировании коэффициента передачи выпрямителя, совмещенного с каскадом сдвига уровня и выходным ФНЧ, для этих токов участвует внутреннее сопротивление ГСТ, создающего ток I_0' , $R_{i,ГСТ}$:

$$K_c = \frac{1}{1 + \left(\frac{\Phi_T}{I_0'} + R_0 \right) / R_{i,ГСТ}},$$

где

$$R_{i,ГСТ} = \frac{U'_A}{I_0'} \left(1 + \frac{R_3}{\frac{\Phi_T}{I_0'} + \frac{R_{6(VT7)}}{h_{21(VT7)}}} \right);$$

$R_{6(VT7)}$ и $h_{21(VT7)}$ – сопротивление в цепи базы и коэффициент передачи тока транзистора VT7;

$$R_{6(VT7)} = R1 // R2 // R4.$$

Вторым элементом выходного ФНЧ является выходное сопротивление каскада сдвига уровня (выпрямителя)

$$R_{\text{ВЫХ}} = \left(\frac{R_{\text{Н}}}{h_{21(\text{VT4})}} + \frac{\varphi_{\text{T}}}{I_0'} + R_0 \right) // R_{\text{ГСТ}} \approx R_0.$$

Коэффициент передачи этого фильтра можно считать равным единице ($K_{\Phi} = 1$), так как конденсатор C_{Φ} при $K_c = 1$ заряжается импульсами тока до амплитудного значения переменного напряжения U_m , действующего на нагрузке.

Для получения неискаженной амплитуды U_m на выходе ДУ хотя бы 1 В необходима постоянная составляющая тока транзисторов дифференциальной пары VT1, VT2 $I_0/2 = U_m/R_m = 1,6$ мА. Отсюда, округляя с запасом в большую сторону, получаем ГСТ на транзисторе VT5 $I_0 = 20$ мА.

Исходя из требуемого коэффициента передачи АД

$$K_{\text{Д}} = K_{\text{С}} K_{\Phi} K_{\text{ДУ}} (1 + m),$$

где $K_{\text{ДУ}}$ – коэффициент передачи ДУ с ООС по току

$$K_{\text{ДУ}} = \frac{1}{2} S' R_{\text{Н}},$$

получим необходимую крутизну транзисторов VT1, VT2 с учетом ООС

$$S' = \frac{2K_{\text{Д}}}{(1 + m)K_{\text{С}}K_{\Phi}R_{\text{Н}}},$$

которая, при $m = 1$, $K_{\text{С}} = K_{\Phi} = K_{\text{ДУ}} = 1$ и $R_{\text{Н}} = 124,7$ Ом, составляет

$$S' \approx 7,9 \text{ мА/В}.$$

Используя выражение для АЧХ с учетом действия ООС

$$S'(f) = \frac{1}{R_{\text{э}} + \frac{1}{S(f)}} = \frac{S(f)}{1 + S(f)R_{\text{э}}},$$

определим номиналы резисторов $R_{\text{э}}$ в цепи эмиттеров транзисторов VT1 и VT2:

$$R_{\text{э}} = \frac{1}{S'} - \frac{1}{S} = \frac{1}{S'} - \frac{2\varphi_{\text{T}}}{I_0}.$$

С учетом полученных выше цифровых данных $R_{\text{э}} = 124,7$ Ом, при этом глубина ООС в ДУ $F = 1 + SR_{\text{э}} \approx 49$.

Частота среза по параметру крутизны

$$f_s = \frac{1}{2\pi C_{\delta'3} r_{\delta\delta'} // r_{\delta'3}} = \frac{f_T}{S_i r_{\delta\delta'} // r_{\delta'3}} = \frac{f_T}{S r_{\delta\delta'}} \approx \frac{r_3}{r_{\delta\delta'}} f_T,$$

где S_i – внутренняя крутизна транзисторов Т1 и Т2, которая связана с внутренней крутизной

$$S = S_i \frac{r_{\delta'3}}{r_{\delta\delta'} + r_{\delta'3}} = \frac{I_0}{2\varphi_T} \approx \frac{1}{r_3},$$

где r_3 – сопротивление эмиттерного перехода.

Сопротивление

$$r_{\delta\delta'} = \frac{\tau_K}{C_K},$$

где τ_K и C_K – соответственно постоянная времени и емкость коллекторного перехода.

Для высокочастотных транзисторов $\tau_K \approx 10^{-11}$ с.

Тогда при емкости $C_K = 2$ пФ

$$r_{\delta\delta'} = \frac{\tau_K}{C_K} = 5 \text{ Ом.}$$

Частота среза по параметру крутизны будет $f_s \approx 0,5f_T$. С учетом глубины ООС $F = 49$, частота среза по параметру глубины с ООС $f_{s'} = f_s F$ в данном случае приближается к частоте единичного усиления выбранных транзисторов $f_T = 1$ ГГц.

Емкость корректирующих конденсаторов, снижающих частотные искажения в области частоты среза и расширяющих полосу пропускания демодулятора, найдем из условия равенства активного сопротивления R_3 реактивному сопротивлению емкости C_3 на частоте среза f_c нагрузочной цепи АД:

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_c R_3}.$$

Для $R_3 = 124,7$ Ом и $f_c = 250$ МГц емкость $C_3 = 5$ пФ.

Определим номиналы резисторов ГСТ, обслуживающих АД. С учетом обсуждаемых выше рекомендаций принимаем ток $I'_0 = 0,2$ мА, тогда при токе $I_0 = 20$ мА ток токозадающей цепи целесообразно задать $I_0^* = 2$ мА, а номинал резистора $R2 = 1$ кОм. При этом номиналы резисторов

$$R1 = R2I_0^*/I_0 = 100 \text{ Ом};$$

$$R3 = R2I_0^*/I'_0 = 10 \text{ кОм};$$

$$R4 = (E_{\Pi}^- - U_{\text{бэ}(VT6)})/I_0^* - R2,$$

который при напряжениях источников питания $E_{\Pi}^+ = E_{\Pi}^- = \pm 15$ В и напряжении база-эмиттер транзистора Т6 $U_{\text{бэ}(VT6)} = 0,65$ В составит $R4 \approx 6,2$ кОм.

Номинал резистора в каскаде сдвига уровня

$$R_0 = \frac{E_{\Pi}^+ - R_{\text{H}}I_0/2 - U_{\text{бэ}(VT3,VT4)}}{I'_0}.$$

Для напряжения база-эмиттер VT3 (VT4) $U_{\text{бэ}(VT3,VT4)} = 0,6$ В

$$R_0 = 40,2 \text{ кОм}.$$

Принимая коэффициент передачи тока транзисторов VT4 и VT7 $h_{21(VT4)} = h_{21(VT7)} = 100$, получаем

$$R_{\text{б}(VT7)} = 90 \text{ Ом}; R_{\text{и,ГСТ}} = 77,3 \text{ МОм}; K_{\text{C}} = 0,99948; R_{\text{ВЫХ}} = 40,2 \text{ кОм}.$$

Требуемый номинал емкости конденсатора ФНЧ C_{Φ} определим из условия исключения нелинейных искажений при демодуляции сигнала с АМ самой высокой звуковой частоты $f_{\text{М}} = 20$ кГц:

$$C_{\Phi} = \frac{1}{12f_{\text{М}}R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{1}{12 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 40,2 \cdot 10^3} = 103,6 \text{ пФ}.$$

Входное сопротивление АД

$$R_{\text{ВХ.Д}} = 2 \left(\frac{2\phi_{\text{T}}}{I_0} + R_{\text{Э}} \right) (h_{21(VT1,VT2)} + 1)$$

при коэффициенте передачи тока транзисторов VT1 и VT2 $h_{21(VT1,VT2)} = 100$ без учета сопротивления в цепи базы VT1 не превышает $R_{ВХ.Д} = 127,4$ кОм и в области частоты среза f_c является комплексным.

3.3 Расчет преобразователя частоты в напряжение

Классический способ получения линейной характеристики преобразования частоты в напряжение состоит в подсчете количества нормированных по площади импульсов, сформированных по фронту или спаду преобразуемого синусоидального сигнала, с помощью интегратора. Структурная схема ПЧН, реализуемого по данному способу, показана на рисунке 3.3, а.

Исходный синусоидальный сигнал (рисунок 3.3, б) с помощью формирователя 1, реализованного на основе амплитудного компаратора, преобразуется в импульсное напряжение (рисунок 3.3, в). Затем из этих импульсов посредством преобразователя 2 в виде, например, моностабильного элемента получают короткие, нормированные по длительности, импульсы, которые в интеграторе 3 превращаются в постоянное напряжение, пропорциональное количеству поступающих импульсов, т. е. частоте входного сигнала.

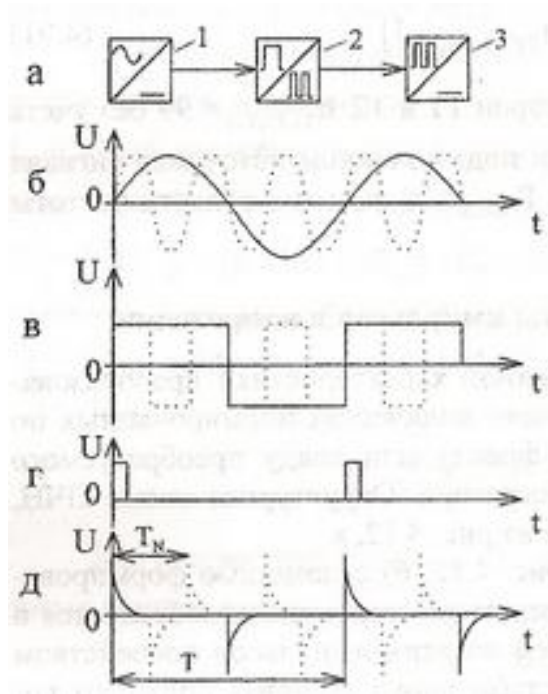


Рисунок 3.3 – Преобразователь частоты

а – структурная схема, б-д – диаграммы, поясняющие его работу

Этот способ прекрасно работает на относительно низких и средних частотах. С повышением частоты до сотен мегагерц формирование коротких импульсов (рисунок 3.3, г) становится проблематичным.

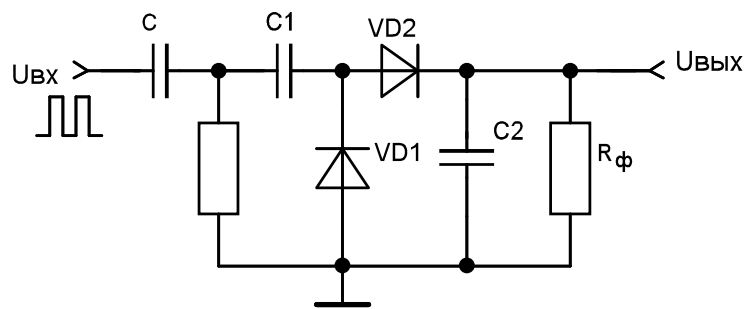
На высоких частотах операция формирования коротких, нормированных по длительности импульсов может быть заменена операцией дифференцирования не нормированных по длительности импульсов (рисунок 3.3, д), реализуемой на основе простой RC-цепи. Получаемое при этом количество продифференцированных импульсов можно преобразовать в напряжение с помощью простейшего интегратора в виде двухполупериодного выпрямителя (рисунок 3.4, а).

На вход ПЧН (рисунок 3.4, а) поступают прямоугольные импульсы (рисунок 3.4, в), получаемые из синусоидального сигнала (рисунок 3.4, б), которые посредством дифференцирующей цепи, состоящей из конденсатора С и резистора R, превращаются в продифференцированные (рисунок 3.4, б) и поступают в двухполупериодный выпрямитель на диодах VD1 и VD2 и конденсаторах C1, и C2. В этой схеме продифференцированные импульсы отрицательной полярности накапливаются через диод VD1, в конденсаторе C1, а импульсы положительной полярности в сумме с накопленным потенциалом в конденсаторе C1, подводятся через диод VD2 к конденсатору C2, который накапливает потенциал с удвоенным значением усредненных за период преобразуемого сигнала $T = 1/f(U)$ и напряжений четных и нечетных продифференцированных импульсов (рисунок 3.4, б).

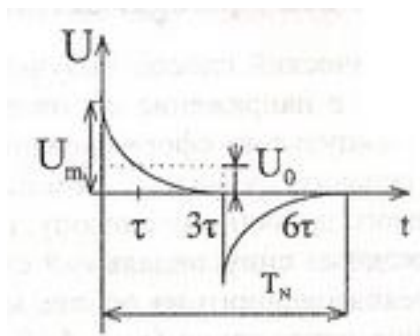
Произведем расчет ПЧН для максимальной частоты $f_{\text{МАКС}} = 250 \text{ МГц}$ ($T_N = 1/f_{\text{МАКС}} = 4 \text{ нс}$). Для этой частоты требуется постоянная времени дифференцирующей цепи $\tau = T_N/6 = 0,67 \text{ нс}$.

Исходя из данной постоянной времени, задаемся номинальным значением емкости дифференцирующей цепи $C = 10 \text{ пФ}$, тогда номинал резистора R

$$R = \tau/C \approx 67 \text{ Ом}.$$



а)



б)

Рисунок 3.4 – Преобразователь частоты импульсов в напряжение

а – принципиальная схема, б – форма продифференцированного сигнала

Постоянную времени заряда конденсатора $C1$ выбираем в три раза больше постоянной времени дифференцирующей цепи $\tau_3 = 3\tau = 2$ нс, тогда емкость конденсатора $C1 = 3\tau/R = 30$ пФ. Чтобы существенно не снижать коэффициент передачи ПЧН, принимаем емкость конденсатора $C2 = 5C1 = 150$ пФ. При этом постоянная времени разряда $\tau_p = RC1//C2$ составит $\tau_p = 1,7$ нс, а постоянная времени выходного ФНЧ $\tau_\Phi = R_\Phi C2$ для сопротивления $R_\Phi = 10$ кОм $\tau_\Phi = 1,5$ мкс, что позволит работать ПЧН в линейном режиме до минимальной частоты $f_{\text{МИН}} = 50/\tau_\Phi = 33,3$ МГц.

В качестве выходного напряжения ПЧН принимается среднее значение напряжения на конденсаторе $C2$ за анализируемый интервал времени (полупериод преобразуемого сигнала):

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_0 C1}{2(C1 + C2)} \left[(1 - \exp(-3\tau/\tau_p)) + (1 - \exp(-3\tau/\tau_3)) \exp(-T/2\tau_p) \right] (1 + \exp(-T/2\tau_\Phi)).$$

График зависимости выходного напряжения ПЧН от периода следования входных импульсов для уровня напряжения $U_0 = 1$ В представлен на рисунке 3.5.

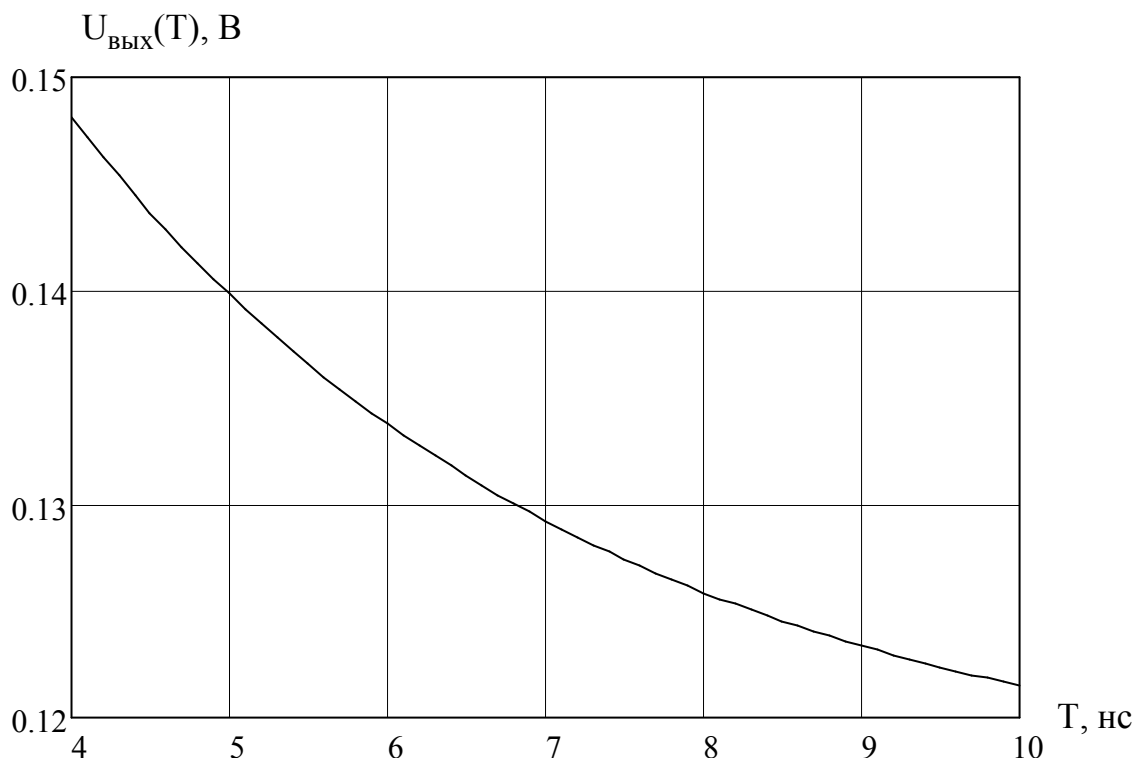


Рисунок 3.5 – График зависимости выходного напряжения ПЧН от периода следования входных импульсов

3.4 Расчет формирователя импульсов

Для эффективной работы рассчитанного преобразователя ПЧН необходим формирователь импульсных сигналов, который исходный синусоидальный сигнал преобразует в импульсный. В качестве формирователя импульсов (ФИ) может быть использован компаратор КР554СА3, схема включения которого представлена на рисунке 3.6.

Если время задержки распространения информации в лучших компараторах составляет несколько наносекунд, например $\tau_3 = 5$ нс, то формирование прямоугольных импульсов с удовлетворительной формой возможно до частот с периодом на порядок выше, т.е. максимальная частота преобразуемого сигнала не может превышать $f_{\text{МАКС}} \leq 0,1/\tau_3 = 20$ МГц.

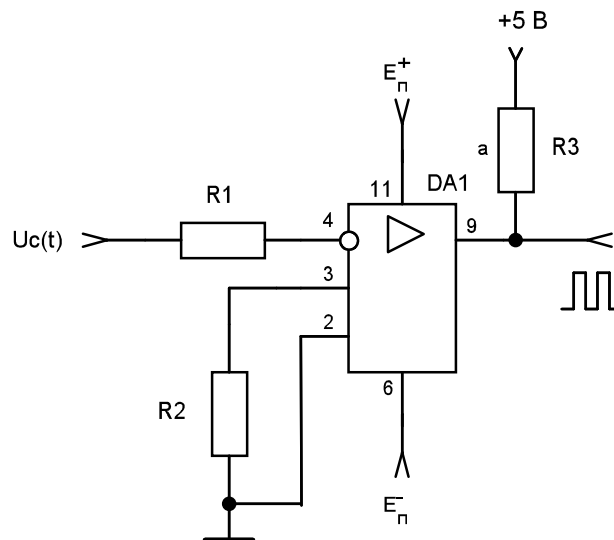


Рисунок 3.6 – Принципиальная схема формирователя импульсов на компараторе КР554СА3

В качестве формирователя импульсов (ФИ) для заданного диапазона частот (сотни мегагерц) целесообразно использовать широкополосный ДУ в режиме ограничения сигнала, схема которого представлена на рисунке 3.7.

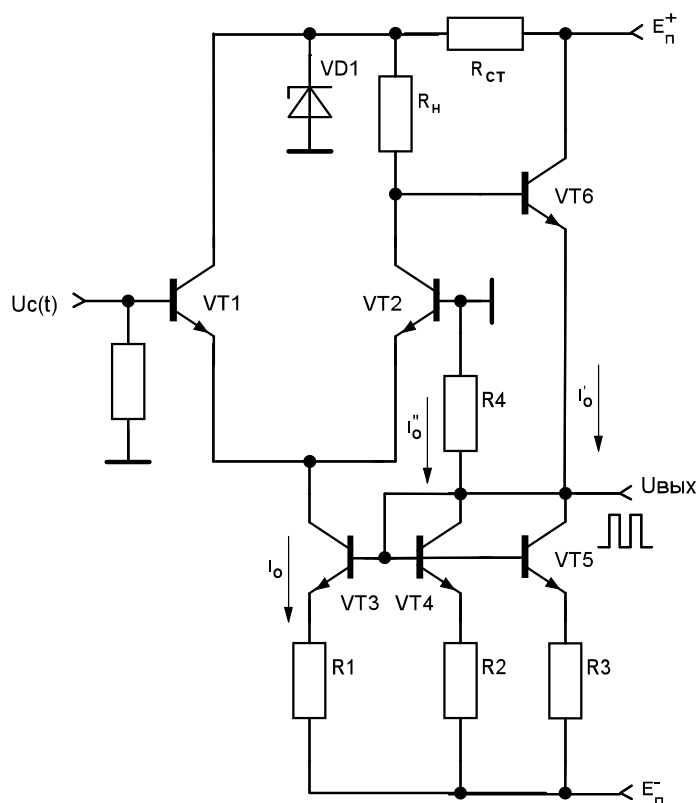


Рисунок 3.7 – Принципиальная схема формирователя импульсов на основе ДУ

При требуемой амплитуде выходных прямоугольных импульсов $U_m = eU_0 = 2,718$ В и напряжении база-эмиттер БТ VT6 $U_{бэ(VT6)} = 0,7$ В напряжение питания ДУ составит $U_{СТ} = U_m + U_{бэ(VT6)} \geq 3,418$ В. В качестве диода VD1 может быть использован стабилитрон КС147А с усредненным напряжением стабилизации $U_{СТ} = 4,7$ В, дифференциальным сопротивлением $R_d = 56$ Ом, током стабилизации $I_{СТ} = 10$ мА и емкостью $C_d = 590$ пФ.

Сопротивление нагрузки ДУ для максимальной частоты $f_{МАКС} = 250$ МГц и нагрузочной емкости $C_{ВЫХ} = 5$ пФ

$$R_H = \frac{1}{2\pi f_C C_{ВЫХ}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 250 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} = 127,3 \text{ Ом}.$$

С учетом коэффициента сужения полосы пропускания $\gamma = 0,644$ при $n = 2$ $\left(\gamma = \sqrt[n]{2} - 1\right) \cdot R_H \approx 82$ Ом, при этом требуемый ток ГСТ на транзисторе VT3 $I_0 = U_m / R_H = 33$ мА, а требуемая частота единичного усиления БТ дифференциальной пары VT1, VT2 при $r_{бб'} = 5$ Ом, $f_T = f_{SS(VT1,VT2)} r_{бб'} I_0 / (2\phi_T) \geq 0,865$ ГГц.

С целью снижения выходного сопротивления ФИ ток ГСТ на транзисторе VT5 выбираем $I'_0 = 10$ мА, а ток токозадающей цепи на транзисторе VT5 – $I_0^* = 5$ мА. Тогда, задаваясь номиналом резистора $R2 = 1$ кОм, получаем номиналы резисторов $R1 = R2 I_0^* / I_0 = 150,7$ Ом и $R3 = R2 I_0^* / I'_0 = 500$ Ом. При напряжении источника питания $E_{П}^- = 15$ В и напряжении база-эмиттер транзистора VT4 $U_{бэ(VT4)} = 0,65$ В номинал резистора

$$R4 = (E_{П}^- - U_{бэ(VT4)}) / I_0^* - R2 \approx 1,8 \text{ кОм}.$$

Коэффициент передачи повторителя напряжения на транзисторе VT6 можно записать с учетом нагрузки в виде ГСТ на транзисторе VT5 и полного сопротивления дифференцирующей RC цепи

$$Z_d = \sqrt{1 / (2\pi f_{МАКС} C)^2 + R^2} = 92,2 \text{ Ом};$$

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 + \frac{\Phi_T}{I'_0} / (Z_{\text{д}} // R_{i,\text{ГСТ}})},$$

где $R_{i,\text{ГСТ}}$ – внутренне сопротивление ГСТ на транзисторе VT5, определяемое в соответствии с выражением

$$R_{i,\text{ГСТ}} = \frac{U'_A}{I'_0} \left(1 + \frac{R_3}{\frac{\Phi_T}{I'_0} + \frac{R_{6(\text{VT5})}}{h_{21(\text{VT5})} + 1}} \right).$$

При сопротивлении в цепи базы транзистора VT5 $R_{6(\text{VT5})} = R_1 // R_2 // R_4 = 122,4 \text{ Ом}$, коэффициенте передачи тока этого транзистора $h_{21(\text{VT5})} = 100$ и $U'_A = 200 \text{ В}$ внутренне сопротивление ГСТ $R_{i,\text{ГСТ}} \approx 2,6 \text{ МОм}$, а коэффициент передачи повторителя $K_{\Pi} = 0,973$.

Выходное сопротивление ФИ

$$R_{\text{вых.п}} = \left(\frac{R_{\text{н}}}{h_{21(\text{VT6})} + 1} + \frac{\Phi_T}{I'_0} \right) // R_{i,\text{ГСТ}}.$$

При коэффициенте передачи тока транзистора VT6 $h_{21(\text{VT6})} = 100$ выходное сопротивление $R_{\text{вых.п}} = 3,4 \text{ Ом}$.

Номинал резистора в цепи стабилитрона VD1 может быть определен по формуле

$$R_{\text{СТ}} = \frac{E_{\text{п}}^+ - U_{\text{СТ}}}{I_0 + I_{\text{СТ}}} \approx 270 \text{ Ом}.$$

Мощность рассеяния на резисторе $R_{\text{СТ}}$

$$P_{\text{РАС}} = (E_{\text{п}}^+ - U_{\text{СТ}})^2 / R_{\text{СТ}} \approx 0,5 \text{ Вт}.$$

Поскольку ФИ предполагается для интегрального исполнения стабилитрон VD1 и резистор $R_{\text{СТ}}$ целесообразно вынести за пределы ИС, чтобы не ухудшать температурный режим.

3.5 Расчет источника опорного напряжения

В проектируемом источнике сигналов целесообразно применить схему источника опорного напряжения (ИОН), в котором преобразование термостабильного тока стока I_{c0} полевого транзистора осуществляется с помощью ОУ в режиме неинвертирующей ОС (рисунок 3.8).

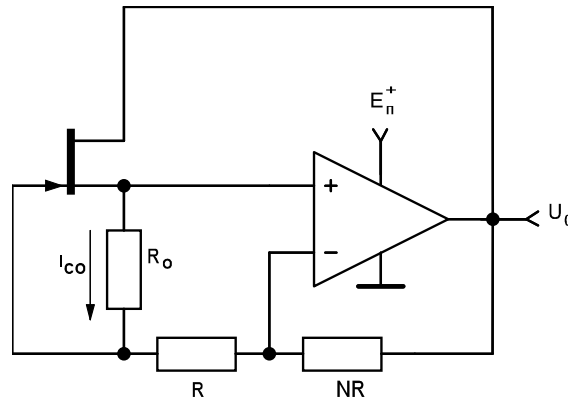


Рисунок 3.8 – Принципиальная схема ИОН с масштабным преобразованием термостабильного тока стока ПТ в напряжение на основе неинвертирующей ОС

В этой схеме режим термостабильного тока I_{c0} , задается резистором R_0 в соответствии с формулой:

$$R_0 = \frac{U_0}{I_{c0}} = -\frac{U_{зи0}}{I_{c0}} = -\frac{U_{зи.отс}}{I_{c0}} \left(1 - \sqrt{\frac{I_{c0}}{I_{c.макс}}} \right).$$

Схема источника опорного напряжения, представленная на рисунке 3.8, позволяет существенно повысить коэффициент фильтрации K_ϕ за счет питания стоковой цепи ПТ термостабилизированным опорным напряжением U_0 , формируемым с помощью неинвертирующей ОС ОУ, если только его номинальное значение удовлетворяет условию:

$$U_0 = I_{c0} R_0 (1 + N) \geq U_{зи.отс},$$

где N – действительное положительное число.

В связи с тем, что в данной ОС опорное напряжение U_0 и отличные от нуля напряжения на обоих входах ОУ совпадают по полярности, ОУ можно подключать к одному источнику питания с той же полярностью напряжения, например $E_{п}^{+}$. При этом необходимый сдвиг уровней напряжений на входах и выходе создается искусственно путем соединения второго вывода $E_{п}^{-}$ с общей шиной.

Для расчёта ИОН выберем транзистор КП302А с параметрами:

$$I_{с.макс} = 24\text{мА}; U_{зи.отс} = -5\text{В}; U_{си.макс} = 20\text{В}; U_{зи.макс} = 20\text{В};$$

$$U_{в} = 80\text{В}; \alpha = 2/3 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}; \beta = -2,2 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}.$$

Рассчитываем ток стока, соответствующий термостабильной точке стока, по формуле:

$$I_{C0} = \left(\frac{2\beta}{\alpha} \right)^2 \cdot \frac{I_{с.макс}}{U_{зи.отс}^2} = \left(\frac{2 \cdot (-2,2 \cdot 10^{-3})}{0,00667} \right)^2 \cdot \frac{24 \cdot 10^{-3}}{(-5)^2} = 0,42 \text{ мА}.$$

Находим крутизну тока стока по формуле:

$$S_0 = 3I_{C0} = 3 \cdot 0,42 = 1,26 \text{ мА/В}.$$

Находим сопротивление резистора R_0 , учитывая требуемое $U_0 = 10 \text{ В}$, по формуле:

$$R_0 = \frac{U_0}{I_{C0}} = \frac{10}{0,42 \cdot 10^{-3}} = 24 \text{ кОм}.$$

Находим глубину ООС в режиме термостабилизации тока стока ПТ по формуле:

$$F_0 = 1 + S_0 R_0 = 1 + 1,26 \cdot 10^{-3} \cdot 24 \cdot 10^3 = 31.$$

Тогда определим внутреннее сопротивление ИОН по формуле:

$$R_{i.U0} = \frac{R_0}{F_0} = \frac{24000}{31} = 774 \text{ Ом}.$$

Находим собственную проводимость ПТ по формуле:

$$g_{22} = \frac{I_{C0}}{U_B} = \frac{0,42 \cdot 10^{-3}}{80} = 5,25 \text{ мкСм}.$$

Тогда определяем искомое внутреннее сопротивление ГСТ по формуле:

$$R_{i.ГСТ} = \frac{F_0}{g_{22}} = \frac{31}{5,25 \cdot 10^{-6}} = 6 \text{ МОм}.$$

Для обеспечения нормального функционирования ИОН на основе ПТ напряжение питания E_{Π} должно удовлетворять условию:

$$E_{\Pi}^+ \approx \frac{U_{зи.макс} - U_{зи.отс}}{2} = \frac{20 + 5}{2} = 12,5 \text{ В}.$$

Примем $E_{\Pi}^+ = 15\text{В}$.

Тогда коэффициент фильтрации будет находиться по формуле:

$$K_{\Phi} = \frac{R_{i.ГСТ}}{R_0} = \frac{6000000}{24000} = 250.$$

Теперь рассчитаем номиналы резисторов схемы на рисунке 3.8.

Номинал R рассчитывается по формуле:

$$R = \frac{N + 1}{N} \cdot R_0 = \frac{1,2 + 1}{1,2} \cdot 24 \cdot 10^3 = 44 \text{ кОм}.$$

где коэффициент N находим по формуле:

$$N = \frac{U_0}{I_{C0} \cdot R_0} - 1 = \frac{10}{0,42 \cdot 10^{-3} \cdot 24 \cdot 10^3} - 1 = 1,2.$$

Сопротивление NR находим по формуле:

$$NR = (N + 1)R_0 = (1,2 + 1) \cdot 24 = 53 \text{ кОм}.$$

Используем ОУ К574УД1с параметрами $R_{вых} = 1 \text{ кОм}$, $R_{вх.д} = 1 \text{ МОм}$, $K_0 = 10^5$, $E_{\Pi} = \pm 15\text{В}$.

3.6 Расчет сумматора сигналов

Для осуществления АМ с глубиной 0...100% к установленному напряжению U_0 , которое определяет требуемый уровень формируемых сигналов, добавляют с помощью сумматора соответствующий уровень модулирующего напряжения U_Ω от генератора 8 (см. рисунок 2.1). В соответствии с рекомендациями [1] выполним сумматор сигналов на основе инвертирующей ОС (рисунок 3.9).

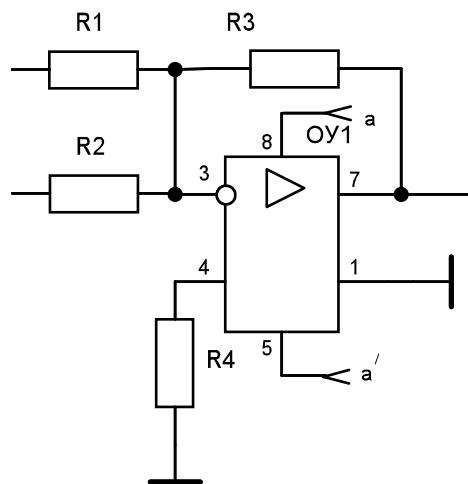


Рисунок 3.9 – Принципиальная схема инвертирующего сумматора

Выбирая $R_3 = 10 \text{ кОм}$, получаем для реализации единичного коэффициента усиления следующие величины резисторов: $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$. Величина резистора R_4 , который включен для снижения токового дрейфа, выбирается из условия $R_4 = R_1 // R_2 // R_3$. Его величина равна $R_3 = 3,3 \text{ кОм}$.

Подстраивающее действие подсистем проектируемого источника основано на сравнении преобразуемых в АД и ПЧН сигналов, пропорциональных амплитуде и частоте, с опорными напряжениями U_y и U_0 источников 7 и 3 соответственно с образованием разностных сигналов. Разностные сигналы после усиления в сравнивающих устройствах 9 и 5 изменяют состояние управляемого генератора 1 так, что его амплитуда и частота остаются неизменными. В качестве сравнивающих устройств используем стандартный ОУ без обратной связи.

3.7 Расчет управляемого аттенюатора

Исключить влияние температурного фактора на работу масштабного преобразователя напряжения можно, используя в режиме управляемой проводимости два идентичных по параметрам ПТ, выполненные в едином технологическом цикле на одной подложке. В электронно-управляемом МП, представленном на рисунке 3.10, идентичность обязательна только по напряжению отсечки, с сохранением закона изменения других параметров в обоих ПТ, так как ПТ управляются по напряжению затвор-исток одним и тем же напряжением, вырабатываемым ОУ1 совместно с ПТ1 и резистором R_1 под влиянием опорного E_0 и управляющего U_y напряжений. ОУ2 с ПТ2 и резистором R_2 составляют собственно МП.

В масштабном преобразователе, показанном на рисунке 3.10, применена раздельная линеаризация выходных характеристик обоих ПТ. Резисторы R целесообразно реализовать совместно с ПТ1 и ПТ2 на одной подложке в виде транзисторно-резистивной микросборки.

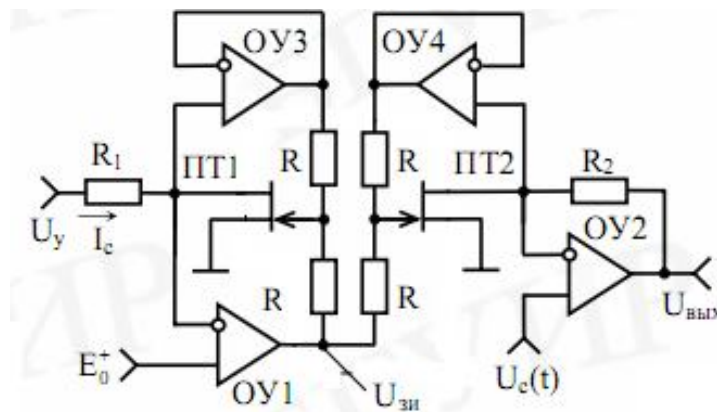


Рисунок 3.10 – Принципиальная схема управляемого аттенюатора

4 ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ

В соответствии с заданием предполагается реализация проектируемого источника в интегральном исполнении. С этим обстоятельством связана проблема обеспечения заданного температурного режима схемы.

При расчете формирователя импульсов, входящего в состав ПЧН, оказалось, что мощность рассеяния на резисторе $R_{СТ} = 270 \text{ Ом}$ в цепи стабилитрона VD1 типа KC147A составляет при $E_{П}^+ = 15 \text{ В}$ и $U_{СТ} = 4,7 \text{ В}$.

$$P_{РАС} = (E_{П}^+ - U_{СТ})^2 / R_{СТ} \approx 0,5 \text{ Вт.}$$

Поскольку ФИ предполагается для интегрального исполнения стабилитрон Д и резистор $R_{СТ}$ целесообразно вынести за пределы ИС, чтобы не ухудшать температурный режим.

Рассчитанный ИОН позволяет получить температурный коэффициент (ТК) опорного напряжения U_0 , номинально равный нулю ($ТК_{U_0} = 0$), при условии, что значения всех параметров схемы точно соответствуют расчетным. На практике из-за отклонения параметров схемы ИОН от расчетных средних значений получаемый номинальный нулевой $ТК_{U_0} = 0$ не является таковым, хотя при этом может оставаться весьма малым.

Строго говоря, и ток стока в ТСТ I_0 зависит от температуры. Это означает, что, точно устанавливая соответствующий ток стока, можно добиться только дифференциальной компенсации при одном значении температуры, а в диапазоне температур будет появляться некомпенсированный остаток.

Можно предположить, что основным источником температурной нестабильности является относительное отклонение (δR_0) от расчетного среднего значения сопротивления резистора R_0 , с помощью которого в схеме ИОН устанавливается напряжение в ТСТ $U_{ЗИ.0}$.

Для реализуемого в интегральном виде относительного отклонения $\delta R_0 \leq \pm 1,0 \%$ при используемых при расчете ИОН параметрах ПТ остаточный ТК опорного напряжения $TK_{U_0} \leq \pm 0,03 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ [2], что вполне допустимо. При более жестких требованиях к обсуждаемому параметру остаточный TK_{U_0} можно снизить, применяя лазерную подгонку номинала резистора R_0 .

При реализации транзисторов в схемах управляемого генератора (БТ и ПТ) требуется, чтобы в рабочем диапазоне частот не появлялись дополнительные фазовые сдвиги ($\varphi = 0$). Так как проектируемый источник сигналов предназначен для работы на высоких частотах (десятки мегагерц), то транзисторы в схемах УГ, АД и ПЧН должны быть высокочастотными с частотой единичного усиления $f_T \geq 1 \text{ ГГц}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В курсовом проекте в соответствии с техническим заданием разработан микроэлектронный источник высокочастотных модулированных по амплитуде сигналов с повышенной стабильностью параметров.

Для реализации заданных характеристик формируемых сигналов обоснована схема источника сигналов на основе управляемого по частоте и амплитуде генератора с системами линеаризации характеристики управления по частоте и стабилизации амплитуды.

Выполнен расчет схем управляемого генератора, ПЧН с формирователем импульсов, широкополосного АД (демодулятора), ИОН и сумматора сигналов. Рассмотрены особенности практической реализации спроектированного источника в микроэлектронном исполнении.

Все расчеты выполнены с помощью специализированного пакета компьютерной математики MathCAD 14. Графический материал подготовлен с помощью программы для быстрого черчения электрических и структурных схем sPlan 7.0.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ ИНФОРМАЦИИ

1. Свирид В.Л. Микросхемотехника аналоговых электронных устройств: учеб. пособие для радиотехн. спец. вузов. – Мн.: Дизайн ПРО, 1998. – 256 с.
2. Свирид В.Л. Проектирование микроэлектронных устройств: учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 2: Методология, основы метрологии, проектирование и расчет электронно – управляемых образцовых проводимостей. – Мн.: БГУИР, 1994. – 76 с.
3. Свирид В.Л. Проектирование микроэлектронных устройств: учеб. пособие по курсу «Микросхемотехника». В 4 ч. Ч. 4: Проектирование и расчет измерительных преобразователей электрических сигналов. – Мн.: БГУИР, 2000. – 131 с.
4. Свирид В.Л. Проектирование аналоговых микроэлектронных устройств: учеб. пособие. – Мн.: БГУИР, 2010. – 296 с.
5. Свирид В.Л. Аналоговая микросхемотехника: учеб. пособие. В 3 ч. Ч. 1: Интегральные микросхемы. Системотехническое проектирование радиоэлектронной аппаратуры. – Мн.: БГУИР, 2003. – 232 с.
6. Свирид В.Л. Микроэлектронные и преобразовательные устройства: учеб. пособие. В 2 ч. Ч. 1: Микроэлектронные устройства. – Мн.: БГУИР, 2005. – 134 с.
7. А.с. 1242862 СССР, МКИ⁴ G 01 R 31/26. Устройство для коррекции характеристик нелинейных элементов / В.Л. Свирид. – Заявл. 02.11.84; Опубл. 07.07.86, Бюл. № 25. – 13 с.
8. Свирид В.Л. Метод линеаризации и термостабилизации характеристик нелинейных элементов // Радиотехника – М.: ВНТОРЭиС им. А.С. Попова, 1991. – № 11. – С. 56-58.