

1. ВВЕДЕНИЕ

В частотных детекторах частотно-модулированное колебание преобразуется в колебание, модулированное по амплитуде и фазе, либо в последовательность импульсов, модулированных по частоте с последующим применением амплитудного и фазового детектора или фильтра низкой частоты [1-3]. При этом для воспроизведения формы модулирующего сообщения $x(t)$ с наименьшими нелинейными искажениями дискретная характеристика должна обладать достаточной линейностью в диапазоне изменения мгновенной частоты сигнала. Частотно-модулированный сигнал (ЧМ сигнал) имеет вид [1]:

$$U_c(t) = U_{mc} \sin \left(\omega_c t + \Delta \omega_m \int_0^t x(t) dt \right),$$

где U_{mc} — амплитуда несущего колебания со средней частотой ω_c ; $\Delta \omega_m$ — девиация частоты.

Методы получения информации о законе изменения мгновенной частоты сигнала $u_c(t)$ основаны [2]:

- на преобразовании изменения частоты в изменение амплитуды с последующим детектированием амплитудно-модулированного сигнала (АМ сигнала);
- на преобразовании изменения частоты в изменение фазы с последующим детектированием с помощью фазового детектора;
- на преобразовании ЧМ сигнала в последовательность импульсов, частота следования которых пропорциональна отклонению частоты ЧМ сигнала от средней частоты ω_c , с последующей низкочастотной фильтрацией.

Основными характеристиками частотного детектора являются следующие.

Детекторная характеристика, представляющая собой зависимость выходного напряжения $u_{вых}$ от величины $\Delta \omega(t)$ отклонения мгновенной частоты сигнала относительно средней частоты ω_c : $\Delta \omega(t) = \omega(t) - \omega_c$. Уровень нелинейных искажений, имеющих место при детектировании, определяется видом детекторной характеристики и тем меньше, чем меньше степень нелинейности этой характеристики. По виду детекторной характеристики легко определить диапазон $\Delta f_{доп} = \Delta \omega_{доп} / 2\pi$ изменения мгновенной частоты, при котором нелинейные искажения не будут превышать определенного предела.

Крутизна детекторной характеристики, определяемая как производная

$$S_{чд} = \frac{du_{вых}}{d(\Delta \omega)}.$$

По аналогии с показателями любого усилительного узла, крутизна $S_{чд}$ характеризует передаточные свойства детектора.

Коэффициент передачи частотного детектора определяется при заданной гармонической модуляции с частотой Ω отношением:

$$k_\Omega = U_\Omega / \left(\frac{\Delta \omega_m}{\omega_c} u_{mc} \right),$$

где U_Ω — амплитуда низкочастотного сигнала на выходе частотного детектора.

Частотной характеристикой является зависимость амплитуды низкочастотного сигнала U_Ω на выходе частотного детектора от частоты модуляции $\Omega = 2\pi f$.

Для уменьшения зависимости результата частотного детектирования от паразитной

амплитудной модуляции входного колебания $u_c(t)$, вызванной, например, прохождением $u_c(t)$ через избирательные цепи усилителей радиочастоты с неравномерной АЧХ в полосе пропускания, перед детектором включают амплитудный ограничитель, либо сам детектор строят таким образом, чтобы в нем самом осуществлялось это ограничение. Степень подавления указанной паразитной амплитудной модуляции характеризуется коэффициентом подавления амплитудной модуляции, который определяется для $u_c(t) = U_{mc} \sin[(\omega_c + \Delta\omega_m)t]$ при максимально допустимой величине девиации $\Delta\omega_m$ отношением [4]:

$$k_{\Pi} = u_{BIX}^{(\Delta\omega_m)} / u_{BIX}^{(m_{AM})},$$

где $u_{BIX}^{(\Delta\omega_m)}$ — постоянная составляющая на выходе частотного детектора при максимальном отклонении частоты на величину $\Delta\omega_m/2$; $u_{BIX}^{(m_{AM})}$ — выходное напряжение (переменная составляющая), вызванное входной паразитной амплитудной модуляцией с заданной частотой и индексом m_{AM} . Увеличение степени подавления амплитудных изменений входного сигнала позволяет увеличить, в конечном итоге, отношение полезного сигнала к помехе на выходе частотного детектора при наличии на его входе импульсных или гармонических помех.

Целью лабораторной работы является экспериментальное исследование процесса детектирования ЧМ сигналов, выполняемого на основе:

- преобразования изменения частоты в изменение амплитуды с последующим детектированием АМ сигнала;
- преобразования изменения частоты в изменение фазы с последующим детектированием с помощью фазового детектора.

2. ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ В АМПЛИТУДНУЮ МОДУЛЯЦИЮ

Рассмотрим основные методы построения частотных детекторов на основе преобразования частотно-модулированных колебаний в амплитудно-модулированные с последующим амплитудным детектированием преобразованного сигнала. Структурная схема подобного частотного детектора приведена на *рис. 1*. Преобразование изменения частоты в амплитудную модуляцию позволяет получить любая линейная электрическая цепь, обладающая комплексной, зависящей от частоты передаточной функцией $K(\omega)$. Требуемая зависимость выражена особенно ярко у дифференцирующих и интегрирующих цепей, резонансных избирательных цепей и т.д. [2].

Вызывая изменение амплитуды, зависящее от частоты, линейная цепь с коэффициентом передачи $K(\omega)$ (*рис. 1*) в квазистационарном режиме не изменяет частоты колебания $u_c(t)$, поэтому на выходе ее получается колебание $u_c'(t)$, изменяющееся одновременно по частоте и по амплитуде (*рис. 2*). Это обстоятельство не препятствует осуществлению амплитудного детектирования, так как колебание $u_{\text{вых}}(t)$ на выходе амплитудного детектора для относительно узкополосных сигналов определяется только амплитудной модуляцией и не зависит от закона изменения частоты колебания.

Напряжение на выходе идеальной дифференцирующей цепи определяется выражением: $u_c'(t) = K_0 \frac{du_c(t)}{dt}$, (1)

где $K_0 = \text{const}$.

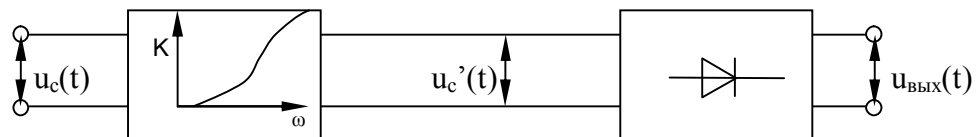


Рис. 1. Структурная схема частотного детектора с преобразованием изменения частоты в амплитудную модуляцию

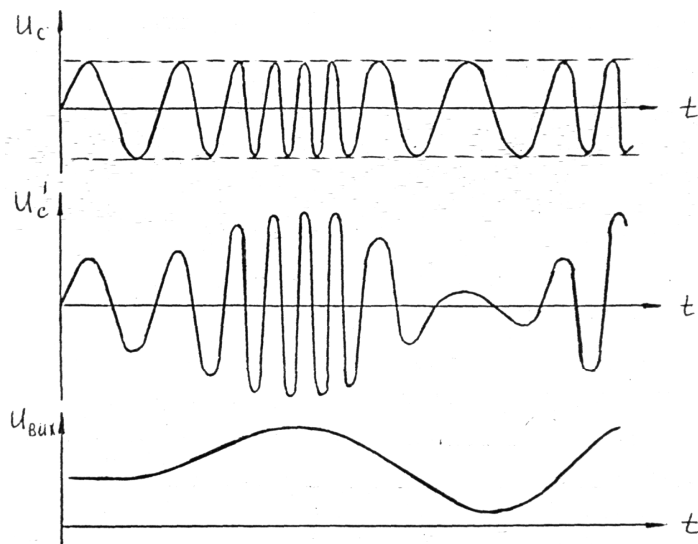


Рис. 2. Временные диаграммы работы частотного детектора

Для идеальной дифференцирующей цепи, передаточная функция $K_{диф}(\omega)$ определяется выражением [3]:

$$K_{диф}(\omega) = j\omega K_0 \quad (2)$$

При условии, когда на входе такой цепи имеется частотно-модулированное колебание

$$u_C(t) = u_{mc} \sin(\omega_c t + \varphi(t)) \quad (3)$$

где $\varphi(t) = \Delta\omega_m \int_0^t x(t)dt$, то, подставляя (3) в (1), получим:

$$u_C'(t) = U_{mc} K_0 \left(\omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt} \right) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) \quad (4)$$

Представим (4) в виде:

$$\begin{aligned} u_C'(t) &= U_{mc} K_0 \omega_c \left(1 + \frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} x(t) \right) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) = \\ &= U_{mc}' \left(1 + \frac{\Delta\omega_m}{\omega_{mc}} x(t) \right) \cos(\omega_c t + \varphi(t)) \end{aligned} \quad (5)$$

где $U_{mc}' = u_{mc} K_0 \omega_c$

Как следует из (5) на выходе идеальной дифференцирующей цепи появляется амплитудная модуляция, индекс которой равен:

$$m_{AM} = \frac{\Delta\omega_m}{\omega_c} \quad (6)$$

Подав колебание $u_C'(t)$ на амплитудный детектор, работающий, например, в квазилинейном режиме (в режиме "сильных" сигналов), получим на его выходе постоянную составляющую u_+ , пропорциональную изменению частоты. Так, при $x(t) = \cos \Omega t$ имеем:

$$u_+(t) = u_{mc} (1 + m_{AM} \cos \Omega t) \quad (7)$$

Для реальной дифференцирующей цепи («дифференцирующей RC-цепочки») передаточная функция имеет вид:

$$K_{диф}(\omega) = \frac{j\omega\tau}{1 + j\omega\tau} \quad (8)$$

где τ — постоянная времени цепи. При условии $\omega\tau \ll 1$ можно записать (8) в следующей форме:

$$K_{диф}(\omega) = \tau \frac{du_C}{dt} \quad (9)$$

Тогда коэффициент K_0 в (1) и (2) будет равен τ и колебание на выходе такой цепи можно представить в виде:

$$u_C'(t) = \tau \frac{du_C(t)}{dt} \quad (10)$$

Преобразование изменения частоты в амплитудную модуляцию можно получить и с помощью резонансной избирательной цепи, АЧХ которой имеет линейно нарастающий

(или линейно спадающий) участок вблизи средней частоты $\omega_C = 2\pi f_C$. Передаточная функция такой цепи равна

$$K(f) = 1/(1 + j\xi), \quad (11)$$

где $\xi = \left(\frac{f}{f_K} - \frac{f_K}{f} \right) Q$; f_C — резонансная частота избирательной цепи; Q —

добротность цепи. Схема частотного детектора на рассмотренном контуре изображена на рис. 3.

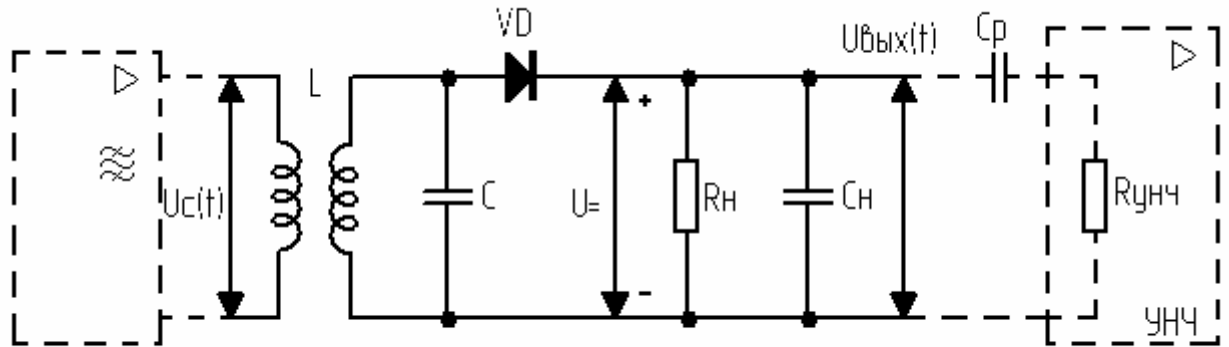


Рис. 3. Схема частотного детектора на расстроенном контуре

Входное высокочастотное колебание $u_C(t)$ поступает с контура усилительного каскада, к которому подключен частотный детектор. Контур LC имеет резонансную частоту $\omega_K = 2\pi f_K$. Расстройка $|\omega_C - \omega_K|$ выбирается так, чтобы получить максимальную крутизну преобразования модуляции. Можно показать [4], что максимальная крутизна преобразования достигается при расстройке $|\omega_C - \omega_K|$, равной $\pm \Delta\omega_K / 2\sqrt{2}$, где $\Delta\omega_K$ — полоса пропускания резонансной цепи, измеренная по уровню $1/\sqrt{2}$. К контуру LC подключен амплитудный детектор, нагрузочной цепью которого является параллельное соединение конденсатора C_H и резистора R_H . К нагрузке детектора через разделительный конденсатор C_p подключен первый каскад усилителя низкой частоты (УНЧ), имеющий эквивалентное входное сопротивление $R_{УНЧ}$. На рис. 4 показано формирование закона изменения амплитуды ЧМ сигнала при гармонической форме модулирующего сообщения $x(t) = \sin \Omega t$.

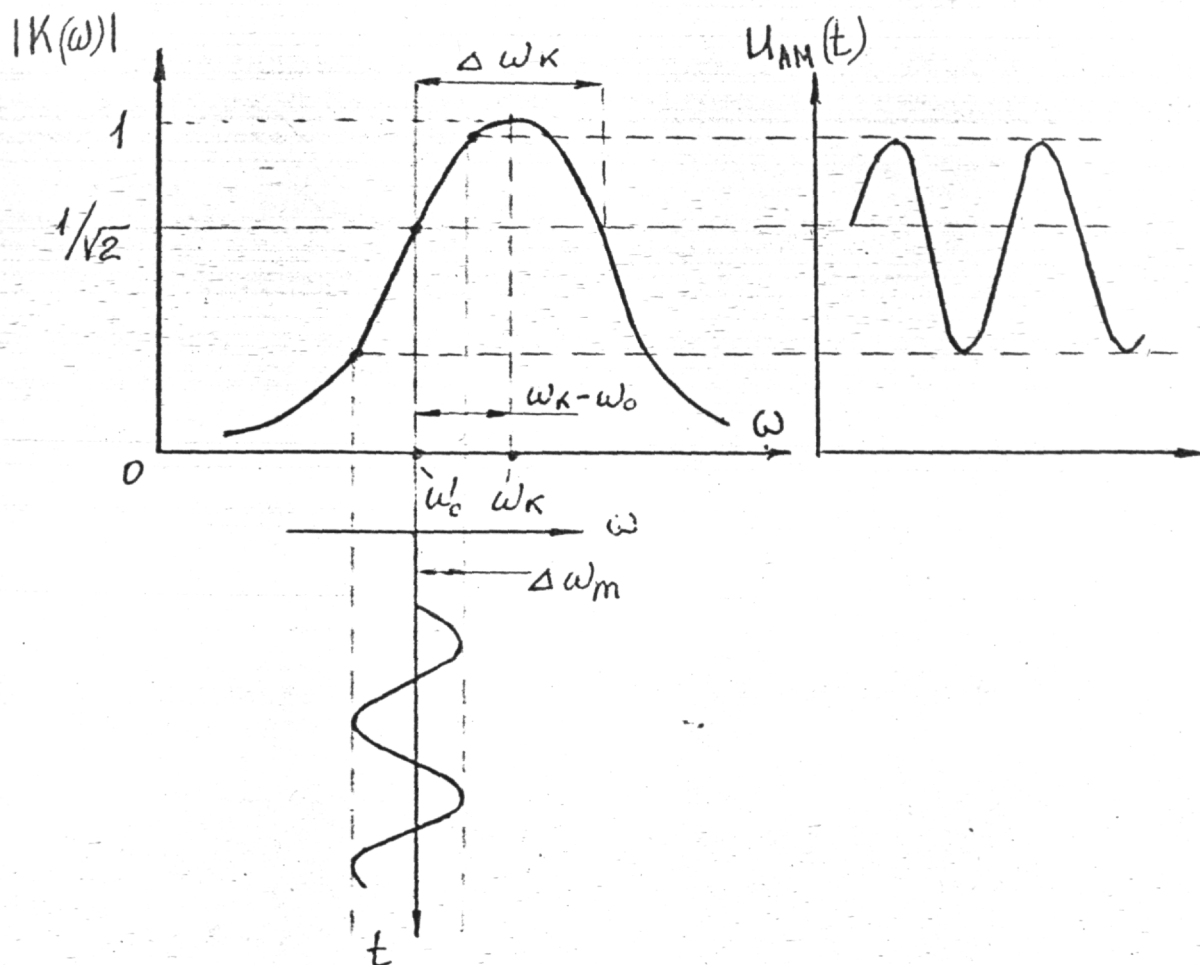


Рис. 4. Формирование закона изменения амплитуды ЧМ сигнала на расстроенном контуре

На этом рисунке $u_{AM}(t)$ — закон сопутствующей амплитудной модуляции. Принципиальная схема частотного детектора с одиночным расстроенным контуром изображена на рис. 5.

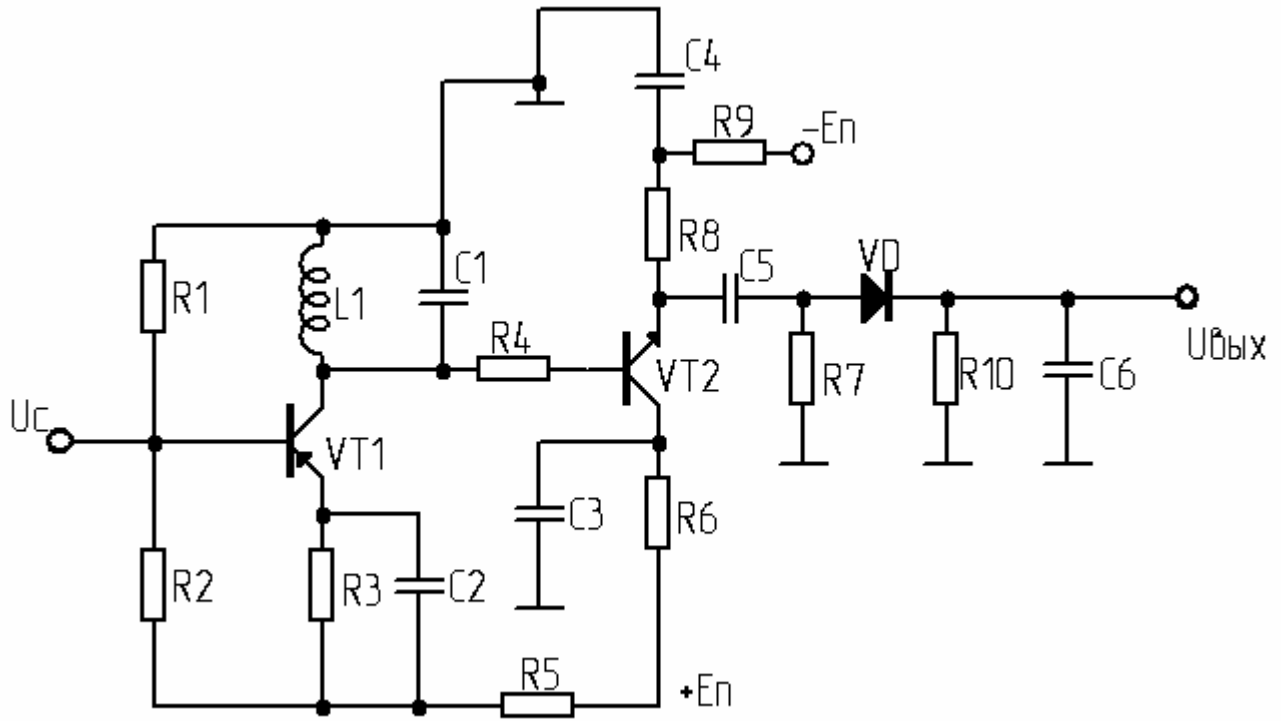


Рис. 5. Принципиальная схема частотного детектора на расстроенном контуре.

Резонансный коэффициент усиления избирательного усилителя на транзисторе $VT1$ определяется выражением:

$$K_u = SR_H, \quad (12)$$

где S — крутизна транзистора $VT1$, равная $S = I_K / \varphi_T$. Здесь φ_T — термодинамический потенциал, величина которого при $T = 293^\circ K$ примерно равна $20 \div 30$ мВ, а ток коллектора I_K может быть вычислен по следующей формуле:

$$I_K = \left[\frac{E_{\pi} R_2}{R_1 + R_2} - 0,6B \right] / R_3. \quad (13)$$

Величина сопротивления нагрузки R_H определяется выражением:

$$\frac{1}{R_H} = \frac{1}{R_{OC}} + \frac{1}{(R_{BIX})_{VT1}} + \frac{1}{R_4 + (R_{BX})_{VT2}} \quad (14)$$

где $R_{OC} = \omega_k \cdot L1 \cdot Q$, а выходное сопротивление кремниевого n-p-n-транзистора $VT1$, имеющего напряжение приведения $200B \div 250B$, равно $(R_{BIX})_{VT1} \approx 200B / I_K$. Входное сопротивление транзистора $VT2$

$$(R_{BX})_{VT2} \cong \frac{(\beta + 1) \cdot 0,5 \cdot R_8 \cdot R_7 \cdot R_{10}}{0,5R_7 \cdot R_{10} + 0,5R_8 \cdot R_{10} + R_8 \cdot R_7}, \quad (15)$$

где β — коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером. Считая, что коэффициент передачи эмиттерного повторителя на транзисторе $VT2$ равен единице в широком диапазоне частот и амплитудный детектор на диоде VD работает в режиме «сильных» сигналов на линейном участке детекторной характеристики, а его коэффициент передачи $k_{\Omega} \approx 1$, запишем комплексный коэффициент усиления частотного детектора (рис. 5) в виде:

$$K(\xi_{ЭКВ}) = K_u / \sqrt{1 + \xi_{ЭКВ}^2}, \quad (16)$$

где $\xi_{ЭКВ} = \left(\frac{f}{f_K} - \frac{f_K}{f} \right) Q_{ЭКВ}$ — обобщенная расстройка; $Q_{ЭКВ}$ — эквивалентная

добротность контура $L1C1$ с учетом сопротивления R_H и емкости нагрузки

$C_H = C1 + (C_{БЫХ})_{VT1} + (C_{ВХ})_{VT2}$; $(C_{БЫХ})_{VT1}$ и $(C_{ВХ})_{VT2}$ — выходное и входное значения емкостей транзисторов $VT1$ и $VT2$.

В предположении линейности амплитудного детектора постоянную составляющую напряжения u_{Σ} на его выходе запишем в виде:

$$u_{\Sigma}(t) = U_{mc} |K(\xi_{ЭКВ})| = U_{mc} K_u / \sqrt{1 + \xi_{ЭКВ}^2}. \quad (17)$$

Уравнение (17) описывает детекторную характеристику, которая по форме повторяет амплитудно-частотную характеристику резонансного усилителя (рис. 4). Крутизна

детекторной характеристики в координатах u_{Σ} , $\xi_{ЭКВ}$ изменяется по закону

$$S_{чд} = \frac{du_{\Sigma}}{d\xi_{ЭКВ}} = - \frac{K_u u_{mc} \xi_{ЭКВ}}{\sqrt{(1 + \xi_{ЭКВ}^2)^3}}, \quad (18)$$

и имеет максимальное значение при расстройках $\xi = \pm 1/\sqrt{2}$.

К достоинствам частотного детектора с одиночным расстроенным контуром относятся простота выполнения детектора и его настройки; к недостаткам — высокий уровень нелинейных искажений, обусловленный нелинейностью АЧХ резонансного усилителя.

Существенное уменьшение уровня нелинейных искажений может быть получено с помощью балансных частотных детекторов с двумя расстроенными контурами (рис. 6).

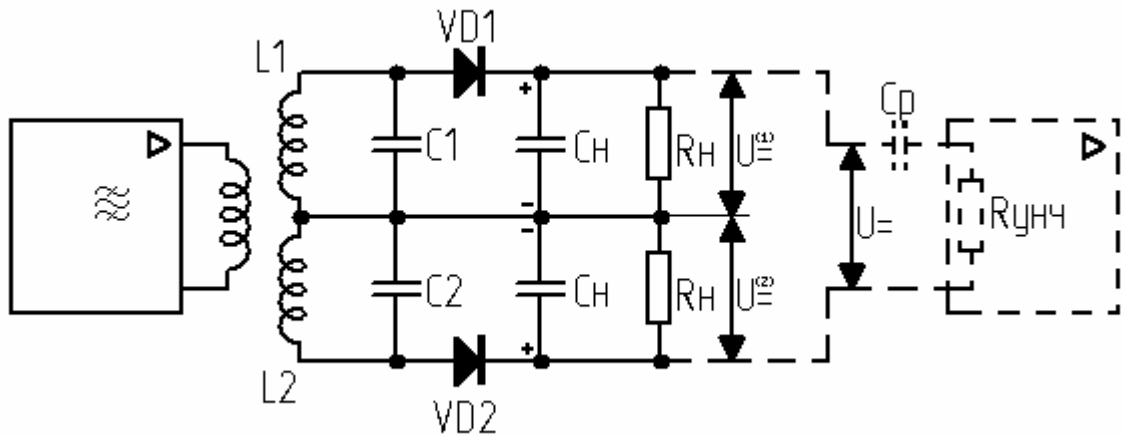


Рис.6. Схема частотного детектора на двух расстроенных контурах.

На этом рисунке $\xi_{\Sigma} = \left(\frac{f_K^{(1)}}{f_K} - \frac{f_K^{(2)}}{f_K^{(1)}} \right) Q = \left(\frac{f_K^{(2)}}{f_K} - \frac{f_K}{f_K^{(2)}} \right) Q,$

где $f_K^{(1)}$ и $f_K^{(2)}$ — резонансные частоты контуров $L1C1$ и $L2C2$, расположенные

симметрично по обе стороны от средней частоты $f_K = f_C$. Постоянные составляющие напряжений на выходах амплитудных детекторов, подключенных к контурам $L1C1$ и $L2C2$, включены встречно и выходное напряжение образуется как разность:

$$u_{\Sigma} = u_{\Sigma}^{(1)} - u_{\Sigma}^{(2)} \quad (\text{рис. 7}).$$

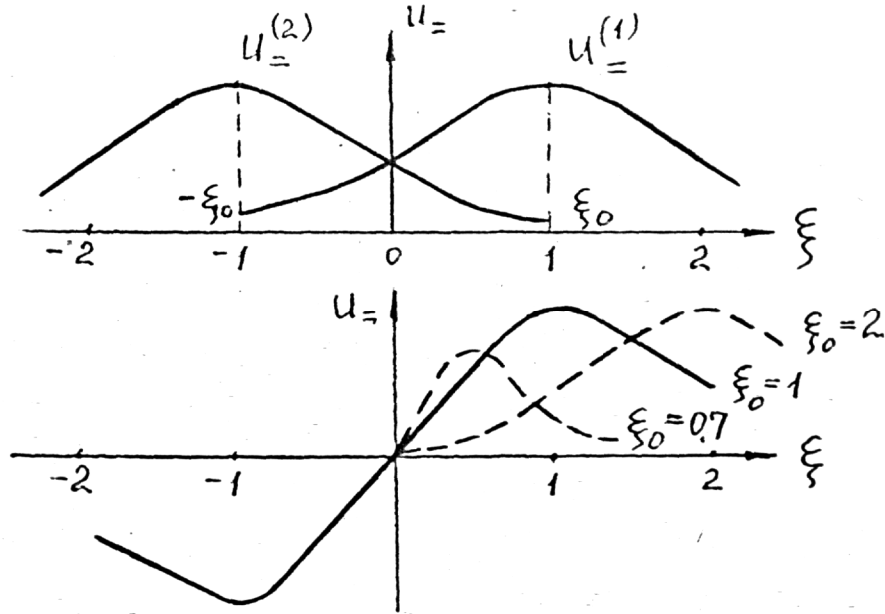


Рис. 7. Детекторная характеристика частотного детектора на двух расстроенных контурах

На рис. 7 пунктирными линиями изображены детекторные характеристики (в области $\xi_C > 0$) при $\xi_C = 0,707$ и 2 [3].

В предположении, что резонансные сопротивления контуров и коэффициенты передачи амплитудных детекторов одинаковы, получим следующее уравнение детекторной характеристики [3]:

$$u_{\Sigma} = |K_u| U_{mc} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + (\xi - \xi_0)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi + \xi_0)^2}} \right). \quad (19)$$

Крутизна детекторной характеристики при $\xi = 0$ имеет вид:

$$S_{\text{чд}} = \frac{du_{\Sigma}}{d\xi_0} = |K_u| U_{mc} \frac{2\xi_0}{\sqrt{(1 + \xi_0^2)^3}}. \quad (20)$$

Максимальное значение крутизны достигается при $\xi_0 = 1/\sqrt{2}$. Однако наименьшая степень нелинейности детекторной характеристики в диапазоне частот от $f_K^{(1)}$ до $f_K^{(2)}$ оказывается при выборе $\xi_0 \approx \sqrt{1,5}$ [2]. Так как u_{Σ} зависит от уровня входного сигнала U_{mc} , перед частотным детектором необходим амплитудный ограничитель, устраняющий воздействие изменения амплитуды U_{mc} на выходное напряжение.

3. ЧАСТОТНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ С ФАЗОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ

В детекторах, построенных на принципе преобразования частотно-модулированного колебания в колебание, модулированное по фазе, входное напряжение подводится к линейной цепи, обеспечивающей линейную зависимость фазы выходного напряжения от частоты. Это выходное напряжение и напряжение $u_c(t)$ далее подводятся к фазовому детектору, выполненному, например, на основе аналогового перемножителя на дифференциальной паре транзисторов.

Пусть на входе цепи, вносящей задержку τ , действует ЧМ сигнал $u_c(t) = u_{mc} \sin(\omega_c t + \varphi(t))$, частота которого изменяется по закону $\omega(t) = \omega_c + d\varphi(t)/dt$. Тогда на выходе этой цепи имеем [3]:

$$u_{ВЫХ}^{(\tau)}(t) = u_{mc} \sin(\omega_c(t - \tau) + \varphi(t - \tau)) \quad (21)$$

Фазовый сдвиг выходного напряжения относительно входного

$$\Delta\varphi(t) = \omega_c \tau + \varphi(t) - \varphi(t - \tau) = \omega_c \tau + \tau \left(\frac{\varphi(t) - \varphi(t - \tau)}{\tau} \right) \quad (22)$$

Учитывая, что

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} \frac{\varphi(t) - \varphi(t - \tau)}{\tau} = \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (23)$$

получим:

$$\Delta\varphi(t) \approx \left(\omega_c + \frac{d\varphi(t)}{dt} \right) \tau = \tau \omega(t). \quad (24)$$

Таким образом, при малом τ закон изменения разности фаз ЧМ сигнала на выходе линии задержки и входного ЧМ сигнала совпадает с законом изменения частоты. На основе такого представления можно построить частотный детектор, используя относительно линейные участки фазочастотной характеристики, например, избирательной цепи с передаточной Функцией $K(f)$ вида (11). Структурная схема подобного частотного детектора приведена на рис. 8.

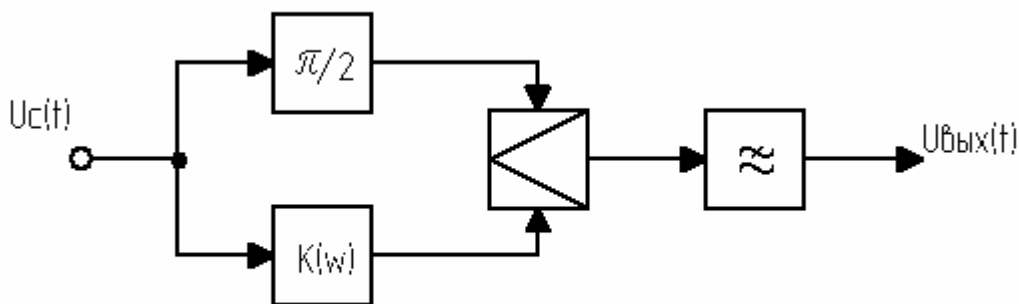


Рис. 8. Обобщенная схема частотного детектора на основе аналогового перемножителя.

В схему включен фазовращатель на угол $\pi/2$. В этом случае детекторная характеристика фазового детектора будет проходить через нуль. Однако если избирательная цепь вносит на резонансной частоте фазовый сдвиг $(2n + 1) \cdot \pi/2$

($n = 0, 2, \dots$), то отдельного фазовращателя не требуется. В частности, мгновенная разность фаз ЧМ колебаний на входе и выходе избирательного контура определяется по фазочастотной характеристике контура для установившегося состояния:

$$\Theta(\xi) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \xi. \quad (25)$$

Эта характеристика (рис. 9) имеет почти линейный участок в области $\xi \approx 0$ и, следовательно, может быть использована для преобразования входного ЧМ сигнала в частотно-модулированное колебание, с дополнительной фазовой модуляцией. При этом отметим, что в колебании на выходе избирательной цепи будет присутствовать сопутствующая амплитудная модуляция (см. раздел 2). Для того, чтобы указанная сопутствующая амплитудная модуляция не влияла на форму выходного напряжения фазового детектора, перед ним устанавливают амплитудные ограничители, либо сам фазовый детектор переводят в режим работы с ограничением.

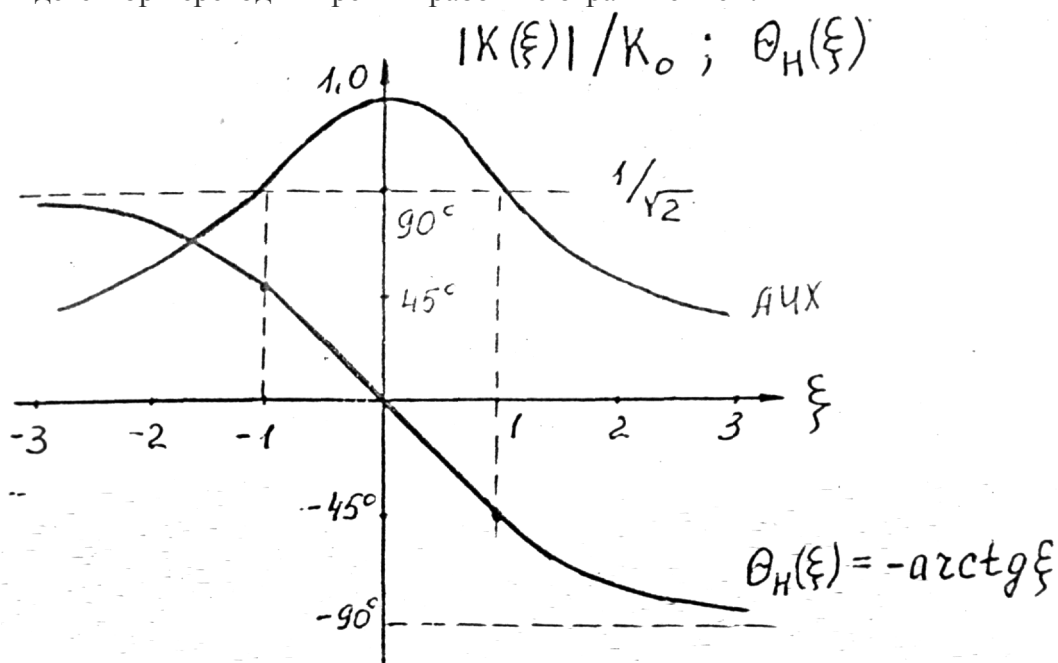


Рис. 9. Амплитудно- и фазочастотная характеристики избирательного контура.

3. 1. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР НА ОСНОВЕ АНАЛОГОВОГО ПЕРЕМНОЖИТЕЛЯ

Выходное напряжение частотного детектора, построенного на основе аналогового перемножителя на дифференциальном каскаде при условии, что колебание $u_{оп}(t)$ на выходе избирательной цепи сдвинуто на угол $\pi/2$ относительно ЧМ колебания $u_c(t)$ на входе, определяется выражением:

$$u_{ВЫХ}(t) = c \cdot \{\sin \Delta\varphi(t) - \sin[2(\omega_c t + \varphi(t) + \Delta\varphi(t))]\},$$

где c — масштабный коэффициент перемножителя. Детекторная характеристика частотного детектора на основе аналогового перемножителя в режиме ограничения входного и опорного $u_{оп}(t)$ сигналов будет определяться следующим выражением [5]:

$$u_{ВЫХ}(t) \approx \frac{2I_H R_H \Delta\varphi(t)}{\pi} = \frac{2I_H R_H}{\pi} \cdot \arctg \xi,$$

где $u_{мс}, u_{оп} \geq 4\varphi_T$, $-\pi/2 \leq \varphi(t) \leq \pi/2$, R_H , I_H — сопротивление нагрузки и ток в нагрузке детектора. Схема частотного детектора на основе такого аналогового перемножителя приведена на рис. 10, а, где в качестве нагрузки используется фильтр низких частот $R_\Phi C_\Phi$. Здесь же (рис.10,б) приведена детекторная характеристика $u_{ВЫХ} = f(\xi)$.

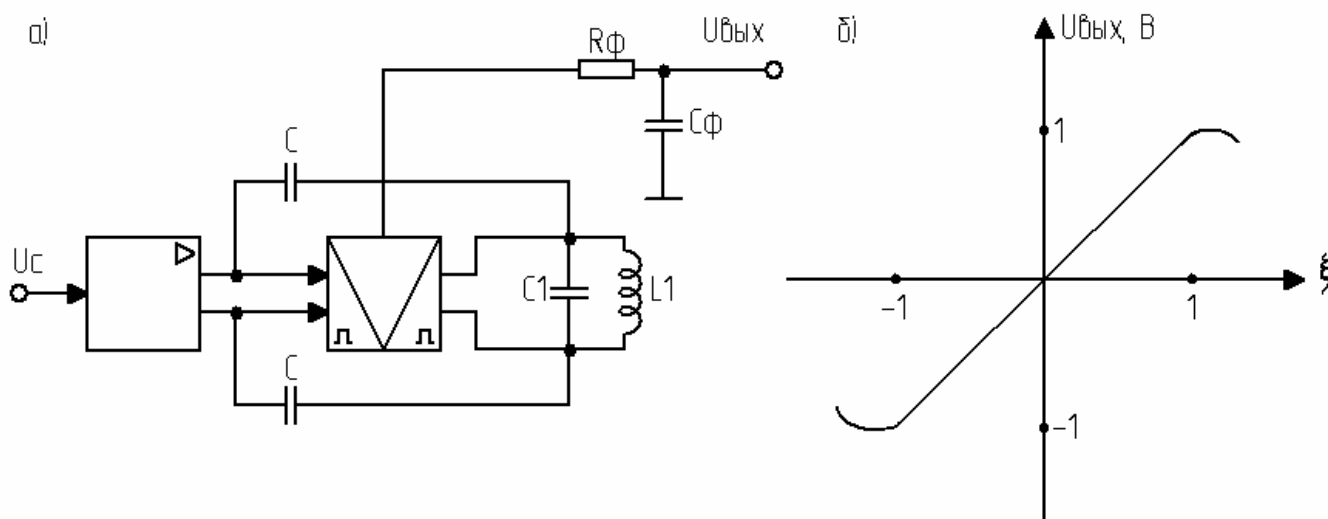


Рис. 10. Схема частотного детектора на аналоговом перемножителе с ограничением входного и опорного сигналов (а) и его детекторная характеристика (б)

Наиболее часто такие частотные детекторы (рис. 10, а) реализуются на основе интегральных микросхем (ИМС). При этом часто частотный детектор оказывается включенным в состав ИМС, выполняющей и иные функции, например, автоматической регулировки. Так, например, микросхема К174УР4 представляет собой тракт обработки сигналов промежуточной частоты с частотной модуляцией. Эта ИМС выполняет следующие функции:

- усиление—ограничение сигналов промежуточной частоты;
- частотную демодуляцию сигналов;
- предварительное усиление сигналов низкой частоты;
- регулировку усиления низкой частоты, управляемую внешним постоянным напряжением.

В состав микросхемы входит (рис. 11):

- усилитель–ограничитель — **I**;
- частотный демодулятор — **II**;
- нерегулируемый предварительный усилитель низкой частоты — **III**;
- регулируемый предварительный усилитель низкой частоты — **IV**;
- источник опорного напряжения — **V**.

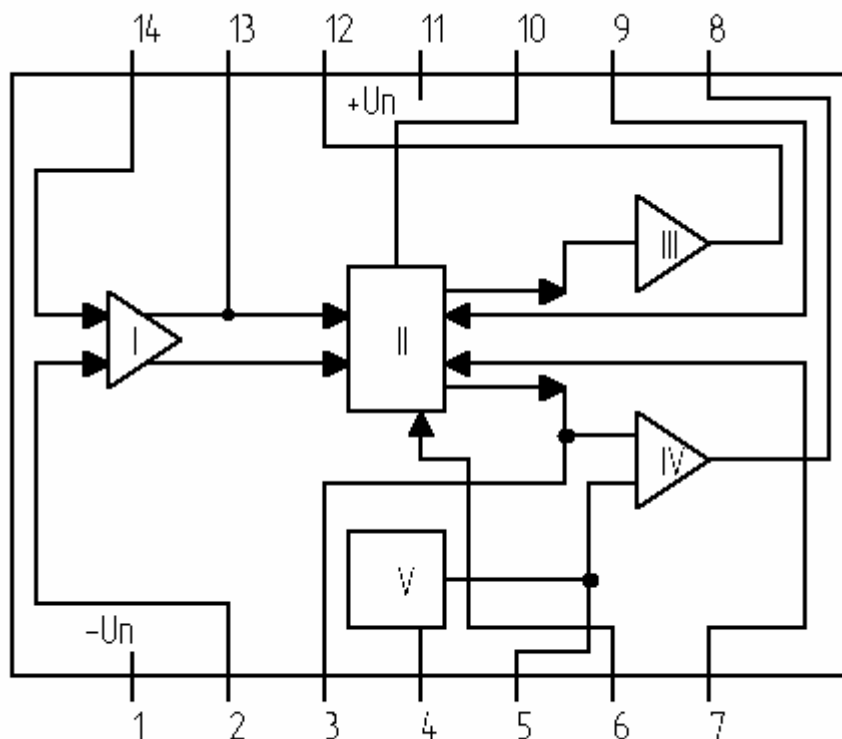


Рис. 11. Функциональная схема ИМС К174УР4

Принципиальная схема ИМС К174УРЧ приведена на рис. 12.

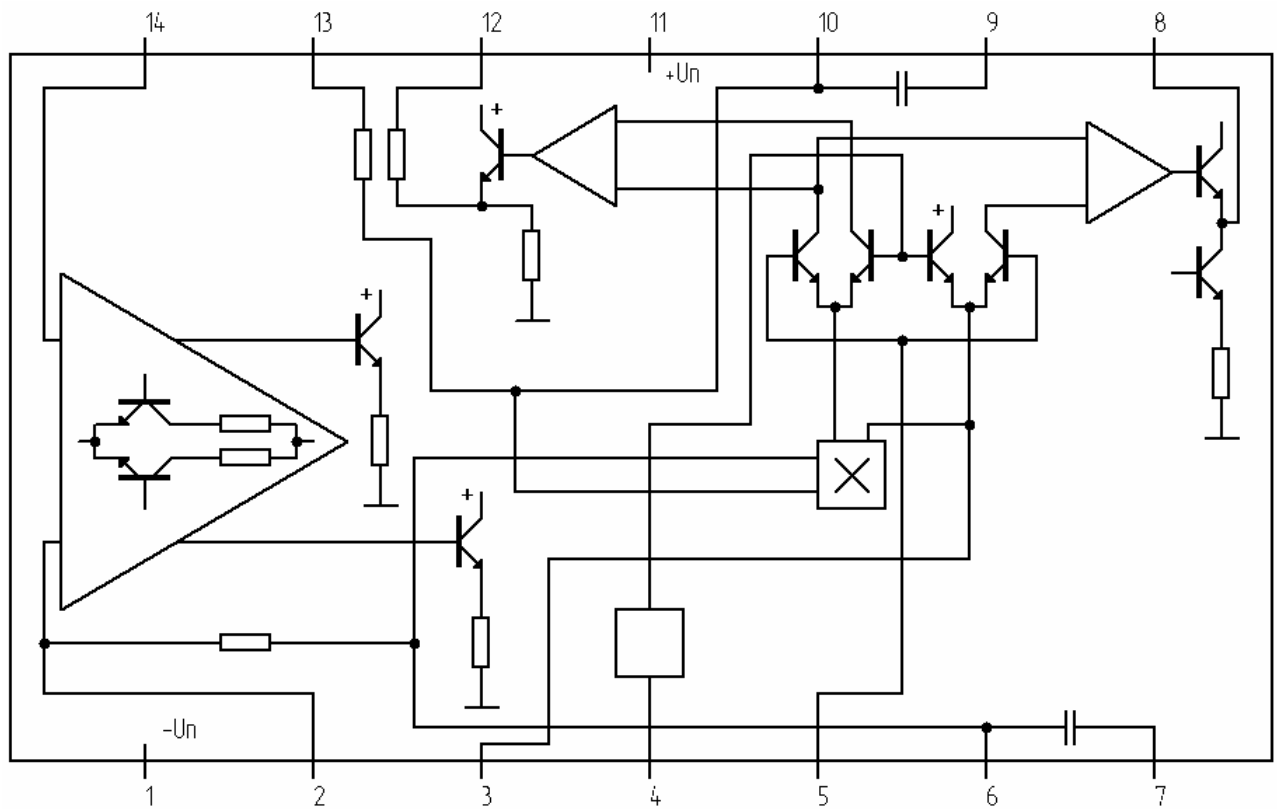


Рис. 12. Принципиальная схема ИМС К174УР4

Микросхема К174УР4 обеспечивает выходное напряжение при $f_c = 6,5 \text{ МГц}$, $\Delta f_m = \frac{\Delta \omega_m}{2\pi} = 50 \text{ кГц}$, $F = 1 \text{ кГц}$, $U_{mc} = 1 \text{ мВ}$ не менее 300 мВ на выводе 8 и 250 мВ на выводе 12. Напряжение начала ограничения при тех же параметрах входного сигнала составляет не более 100 мкВ. Коэффициент подавления амплитудной модуляции

$$k_{\Pi} = 20 \lg \frac{u_{\text{ВЫХ}}^{(\Delta \omega_m)}}{u_{\text{ВЫХ}}^{(m_{\text{AM}})}} \text{ при } f_c = 6,5 \text{ кГц}, U_{mc} = 1 \text{ мВ} \text{ не менее } 46 \text{ дБ. Ток}$$

потребления при напряжении питания 12 В составляет от 9,5 мВ до 17,5 мВ.

Принципиальная схема включения ИМС К174УР4 при частотном детектировании приведена на рис.13.

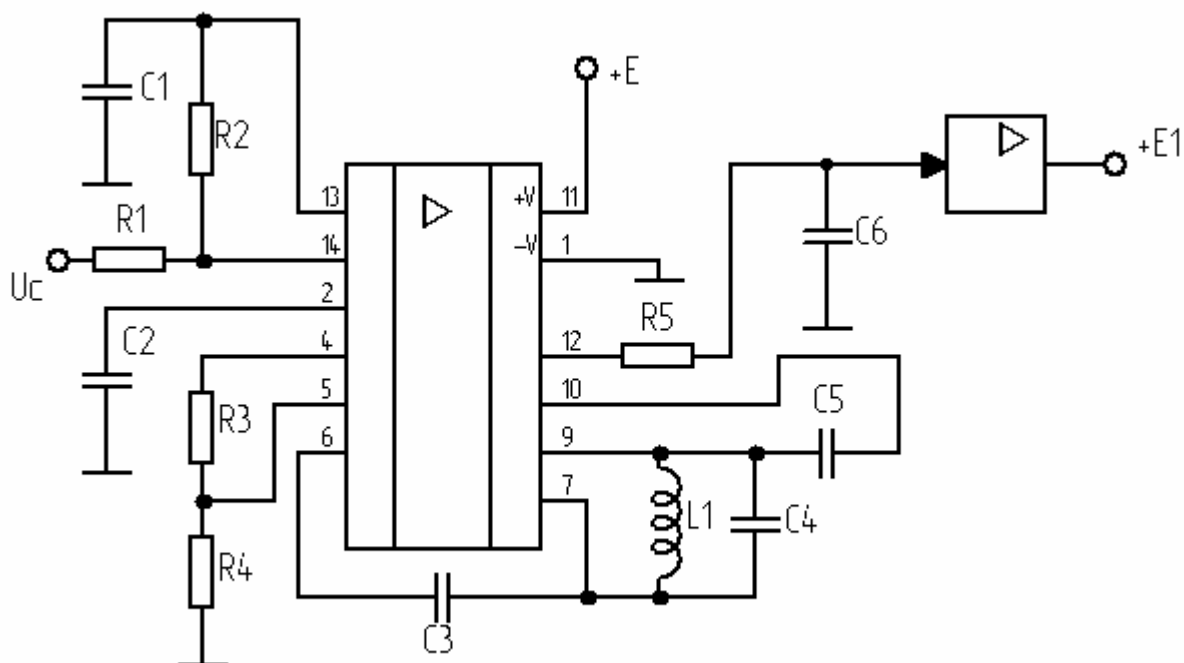


рис. 13. Частотный детектор на ИМС K174VP4

Нагрузкой детектора является фильтр низких частот $R5C6$. Избирательная цепь $L2C4$ имеет резонансную частоту, равную средней частоте ЧМ сигнала. Параллельно избирательной цепи могут подключаться шунтирующие резисторы для уменьшения добротности контура $L2C4$ и расширения его полосы пропускания.

3.2. ДРОБНЫЙ ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

Выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ частотных детекторов с расстроенными избирательными цепями и детекторов на основе аналоговых умножителей при отсутствии амплитудного ограничения входного колебания $u_c(t)$ оказывается зависимым не только от значения

$\varphi(t) = \Delta\omega_m \int_0^t x(t)dt$, но и от значения u_{mc} . От этого недостатка в значительной мере свободен дробный частотный детектор или детектор отношений (рис. 14).

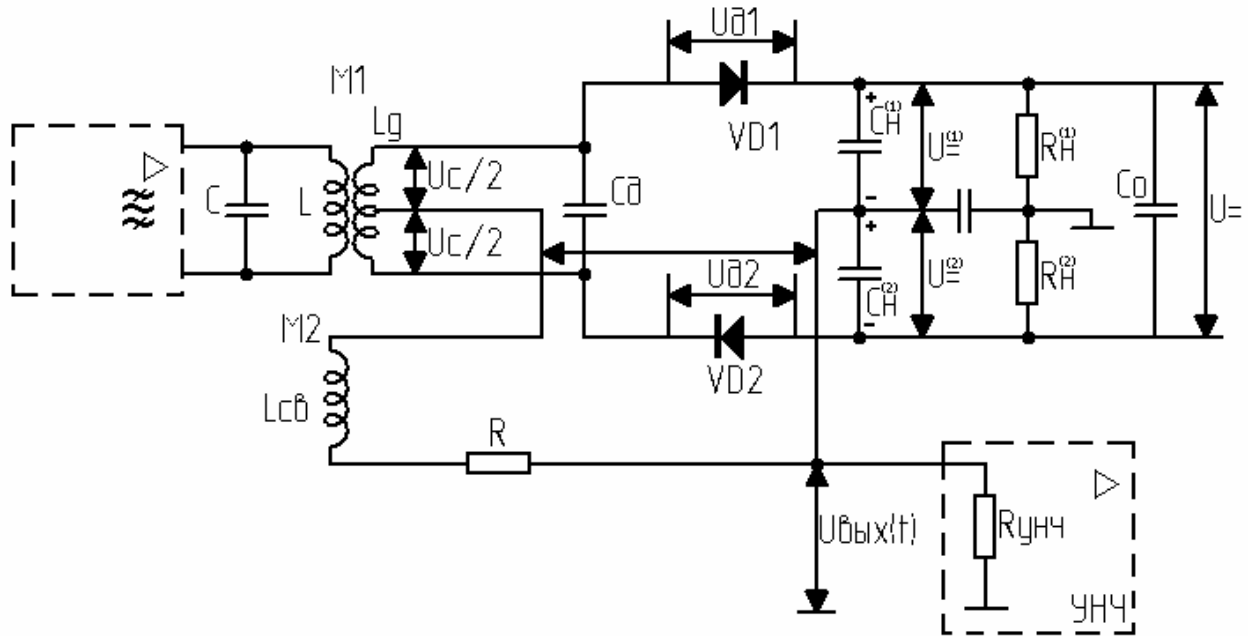


Рис. 14. Схема дробного детектора.

В дробном частотном детекторе оба контура LC и $L_\delta C_\delta$ настроены в резонанс на среднюю частоту ω_c входного колебания $u_c(t)$. Связь между контурами осуществляется за счет взаимной индуктивности M . Благодаря этой связи на втором контуре в двух включенных встречно обмотках формируются противофазные напряжения $u_c/2$. На резонансной частоте $\omega_K = \omega_c$ контуров LC и $L_\delta C_\delta$ напряжение на втором контуре оказывается сдвинутым по фазе относительно напряжения на первом контуре на угол 90° . Как видно из схемы, к диодам $VD1$ и $VD2$ подводятся: напряжение, снимаемое с катушки L_δ и напряжение u_0 с катушки связи L_{cb} и резистора R . Эти напряжения в векторной форме записи можно представить в виде:

$$\begin{aligned} \vec{u}_{\delta 1} &= \vec{u}_0 + \vec{u}_c/2, \\ \vec{u}_{\delta 2} &= \vec{u}_0 - \vec{u}_c/2. \end{aligned} \quad (27)$$

Векторные соотношения (27) иллюстрируются векторными диаграммами рис. 15.

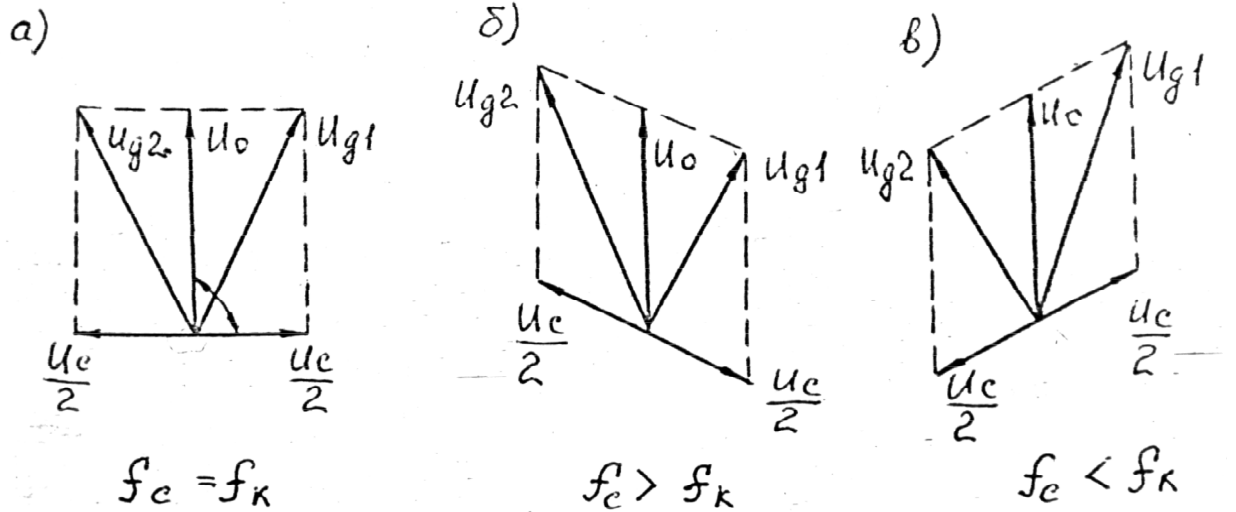


Рис. 15. Векторная диаграмма напряжений на диодах дробного детектора

Если частота сигнала ω_c равна резонансной частоте ω_k контуров LC и $L_o C_o$ (рис. 15, а), то векторы \vec{u}_{o1} и \vec{u}_{o2} равны по величине. В случае, когда частота сигнала больше резонансной частоты контура, то напряжение на диоде $VD2$ больше, чем на диоде $VD1$.

При $f_c < f_k$ имеем $|u_{o2}| < |u_{o1}|$. Через каждый диод, работавши в режиме сильных сигналов, будет проходить ток, имеющий форму синусоидальных импульсов. Этот ток можно рассматривать как сумму переменной и постоянной составляющих. Пути прохождения этих составляющих различны.

Переменная составляющая тока диода $VD1$ проходит по цепи $C_H^{(1)}, R, L_{CB}, L_o$, а диода $VD2$ — через $C_H^{(2)}, R, L_{CB}, L_o$. Постоянная составляющая токов обоих диодов $VD1$ и $VD2$ проходит по одной и той же цепи, состоящей из диода $VD1$, резисторов $R_H^{(1)}$ и $R_H^{(2)}$, диода $VD2$, и катушки L_o . Отсюда следует, что постоянные составляющие токов обоих диодов $I_{=o1}$ и $I_{=o2}$ одинаковы, т. е. $I_{=o1} = I_{=o2}$.

Как следует из (27) и рис. 15, а, при $f_c = f_k$ имеем: $|u_{o2}| = |u_{o1}|$. Учитывая, что $I_{=o1} = I_{=o2}$, углы отсечки тока в обоих диодах одинаковы, т. е. $\Theta_1 = \Theta_2$. В случае, когда $f_c > f_k$, согласно рис. 15, б, имеем $|u_{o2}| > |u_{o1}|$, и следовательно, для того чтобы постоянные составляющие токов диодов были равными, угол отсечки для диода $VD1$ должен быть больше угла отсечки для диода $VD2$ ($\Theta_1 > \Theta_2$). Если частота сигнала ниже резонансной частоты контуров LC и $L_o C_o$, то имеют место обратные неравенства, т. е. $|u_{o1}| > |u_{o2}|$; $\Theta_1 < \Theta_2$. Следовательно, в дробном детекторе (рис. 14) при изменении частоты сигнала изменяются углы отсечки токов диодов.

Выходное напряжение дробного детектора (рис. 14) равно

$$u_{ВЫХ}(t) = u_{=}^{(2)} - \left(\frac{u_{=}^{(1)} + u_{=}^{(2)}}{2} \right) = \frac{u_{=}^{(2)} - u_{=}^{(1)}}{2}. \quad (28)$$

Из (28) в частности, следует, что напряжение на выходе дробного детектора получается равным не разности напряжений $u_{=}^{(2)} - u_{=}^{(1)}$, как это имеет место в частотных

детекторах, построенных на основе балансных базовых детекторов [3], а оказывается пропорциональным этой разности. Учитывая, что

$$u_{\pm}^{(1)} = u_{\partial 1} \cos \Theta_1 ; u_{\pm}^{(2)} = u_{\partial 2} \cos \Theta_2$$

получим:

$$u_{BIX} = 0,5(u_{\partial 2} \cos \Theta_2 - u_{\partial 1} \cos \Theta_1) \quad (29)$$

Представим (28) в следующей форме записи:

$$u_{BIX} = \frac{(u_{\pm}^{(2)} - u_{\pm}^{(1)})(u_{\pm}^{(2)} + u_{\pm}^{(1)})}{2(u_{\pm}^{(2)} + u_{\pm}^{(1)})} = \frac{(u_{\pm}^{(2)} + u_{\pm}^{(1)})}{2} \cdot \frac{(u_{\pm}^{(2)} / u_{\pm}^{(1)} - 1)}{(u_{\pm}^{(2)} / u_{\pm}^{(1)} + 1)} \quad (30)$$

Учитывая, что постоянную времени $C_0(R_H^{(1)}R_H^{(2)})$ выбирают настолько большой, чтобы амплитудные детекторы на диодах $VD1$ и $VD2$ проявляли инерционные свойства для самых низких модулирующих частот возможной паразитной амплитудной модуляции, сумма напряжений $u_{\pm}^{(2)} + u_{\pm}^{(1)}$ оказывается практически постоянной при изменениях амплитуды входного сигнала. Поскольку в отношении $u_{\pm}^{(2)} / u_{\pm}^{(1)}$ числитель и знаменатель одинаково изменяются при колебаниях амплитуды u_{mc} входного сигнала, то выходное напряжение в (30) также будет практически неизменно. Этому результату можно дать следующее физическое объяснение.

Так как в (29) $u_{BIX} \approx const(u_{mc})$, то при возрастании амплитуды напряжения на входе напряжения на диодах $u_{\partial 1}$ и $u_{\partial 2}$ также должны возрастать, но, поскольку, $u_{\pm}^{(1)} + u_{\pm}^{(2)} \approx const$, пропорционально уменьшается $\cos \Theta_1$ и $\cos \Theta_2$, что повлечет за собой уменьшение входного сопротивления диодных детекторов на $VD1$ и $VD2$ и следовательно, увеличение их шунтирующего действия на контуры. Это приводит к тому, что, при возрастании уровня входного сигнала напряжения на диодах $u_{\partial 1}$ и $u_{\partial 2}$ изменяются в значительно меньшей степени. Таким образом, дробный детектор практически не реагирует на возрастание амплитуды сигнала от среднего значения амплитуды.

Обычно в схеме на рис. 14 значение конденсаторов $C_H^{(1)}$ и $C_H^{(2)}$ и резисторов $R_H^{(1)}$ и $R_H^{(2)}$ выбираются одинаковыми. Резистор R устраняет нежелательные резонансные явления в цепи $L_{CB}C_H$. В таком детекторе можно достигнуть подавления паразитной амплитудной модуляции примерно на $30 \div 40 \text{ dB}$ в рабочей полосе частот.

4. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ.

Лабораторная установка предназначена для экспериментальных исследований процесса детектирования ЧМ, выполняемого на основе

- расстроенного контура и диодного детектора;
- фазового детектора с одиночным контуром, входящего в состав ИМС;
- дробного частотного детектора.

Структурная схема установки, состоящей из трех блоков и ЧМ генератора, приведена на рис. 16.

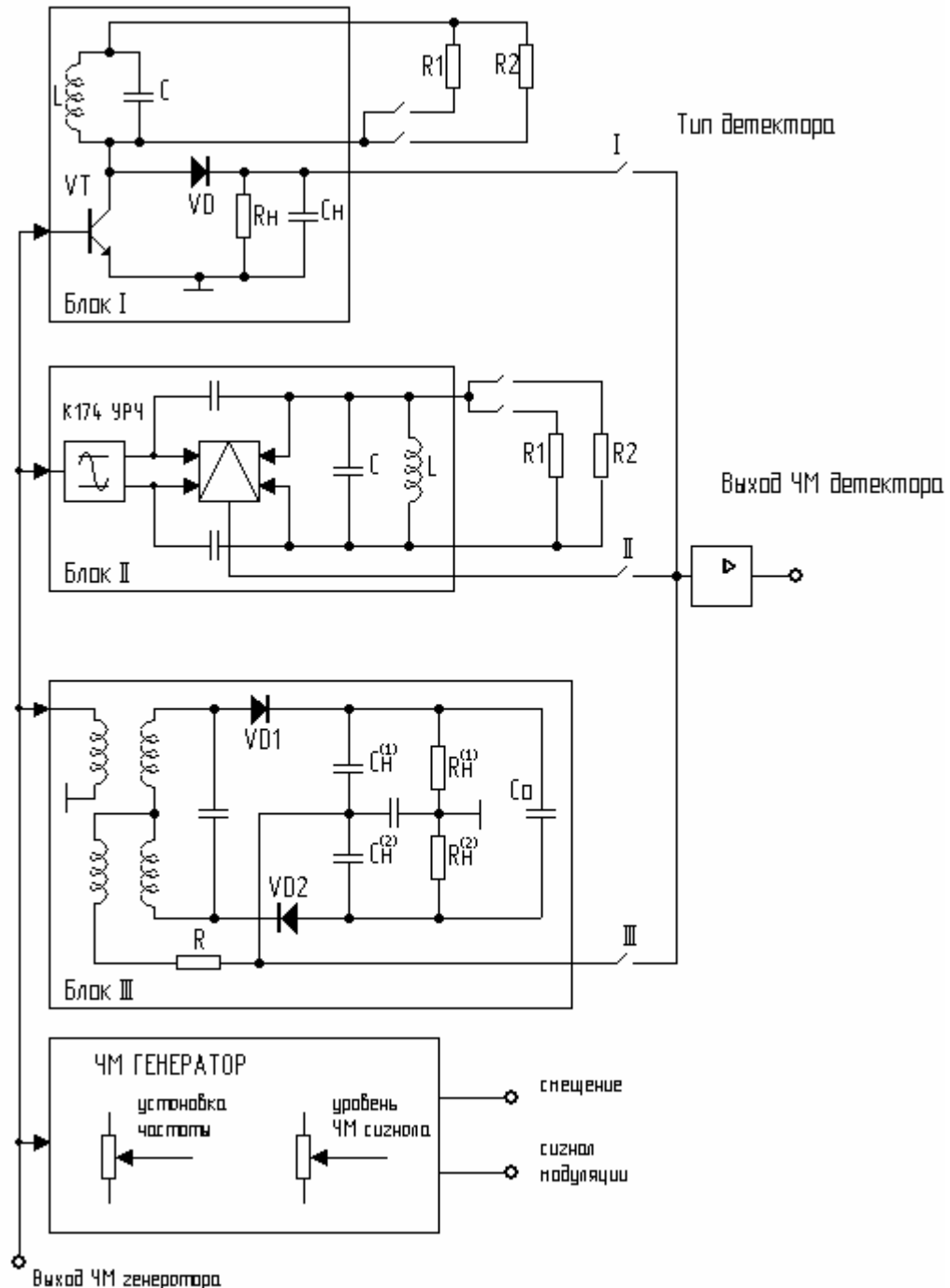


Рис. 16. Структурная схема лабораторной установки.

Для формирования частотно-модулированного колебания используется встроенный ЧМ генератор. Генератор построен на основе двухкаскадного транзисторного усилителя с положительной обратной связью. В коллекторную цепь первого транзистора включен избирательный параллельный контур, и перестройка частоты генерации происходит с

помощью изменения емкости варикапов, входящих в параллельный контур. Положительная обратная связь осуществляется через второй транзистор, включенный в режиме эмиттерного повторителя между коллектором и эмиттером первого транзистора. Регулировка частоты генерации происходит с помощью переменного резистора «Установка частоты». В лабораторной установке предусмотрена возможность измерения уровня напряжения, подаваемого на варикапы («Смещение»), и значения частоты на выходе ЧМ генератора («Вых. ЧМ генератора»). Кроме того, предусмотрена возможность регулировки амплитуды ЧМ сигнала («Уровень ЧМ сигнала») на выходе ЧМ генератора. Для измерения коэффициента передачи частотного детектора предусмотрено подключение к ЧМ генератору внешнего генератора звуковых частот («Сигнал модуляции»).

Блок I служит для исследования характеристик частотного детектора с преобразованием частотной модуляции в амплитудную модуляцию на основе расстроенного контура и диодного детектора (принципиальная схема включения приведена на *рис. 5*). Выход диодного детектора через согласующий усилитель U_C подключен к выходу лабораторной установки («Выход ЧМ детектора»). Для экспериментальных исследований зависимости формы детекторной характеристики от величины добротности избирательной цепи в лабораторной установке предусмотрено подключение к контуру LC (*рис. 16*) шунтирующих резисторов $R1 = 5,6 \text{ кОм}$ и $R2 = 10 \text{ кОм}$.

Блок II позволяет проводить исследования характеристик частотного детектора с фазовым преобразованием частотной модуляции на основе базового детектора с одиночным контуром, выполненного на ИМС К174УР4 (функциональная, принципиальная схемы и схема ее включения приведены на *рис. 11, 12 и 13*). Сигнал с выхода ЧМ генератора поступает на вход амплитудного ограничителя, входящего в состав ИМС. Так же как и в Блоке I к избирательному контуру LC возможно подключение шунтирующих резисторов $R1 = 430 \text{ Ом}$, $R2 = 1,2 \text{ кОм}$. Через согласующий усилитель U_C выход ИМС К174УР4 подключен к выходу лабораторной установки.

Блок III предназначен для экспериментальных исследований дробного частотного детектора, принципиальная схема которого приведена на *рис. 14*.

Соединение лабораторной установки с контрольно-измерительной и вспомогательной аппаратурой приведено на *рис. 16*. Источники питания $\pm 12 \text{ В}$ подключаются к разъему, расположенному на задней стенке корпуса установки. Потребление тока от каждого из источников питания составляет не более 30 мА . К выходу «смещение» подключен милливольтметр постоянного тока. С его помощью происходит исследование модуляционной характеристики встроенного ЧМ генератора. Генератор звуковых частот подключается к входу ЧМ генератора «Сигнал модуляции». Контроль частоты и уровня ЧМ сигнала осуществляется шаровым частотомером и милливольтметром переменного тока, подключенным к коаксиальному разъему «Выход ЧМ генератора». К выходу частотного детектора «Выход ЧМ детектора» подключены осциллограф и вольтметр универсальный, предназначенный для измерения напряжений переменного и постоянного тока. С его помощью происходит измерение постоянной составляющей напряжения на нагрузке детектора и переменной составляющей. Изменение добротности контуров LC (блок I и блок II) осуществляется путем подключения к ним шунтирующих резисторов $R1$ и $R2$. При этом подключение резисторов $R1$ и $R2$ происходит путем нажатия соответствующей кнопки. Допускается одновременное включение кнопок $R1$ и $R2$.

Выбор одного из блоков для проведения экспериментальных исследований происходит с помощью кнопочного переключателя блоков I, II, III («Тип детектора» на *рис. 16, 17*). При этом включение требуемого блока производится нажатием соответствующей кнопки при отжатых кнопках двух других блоков.

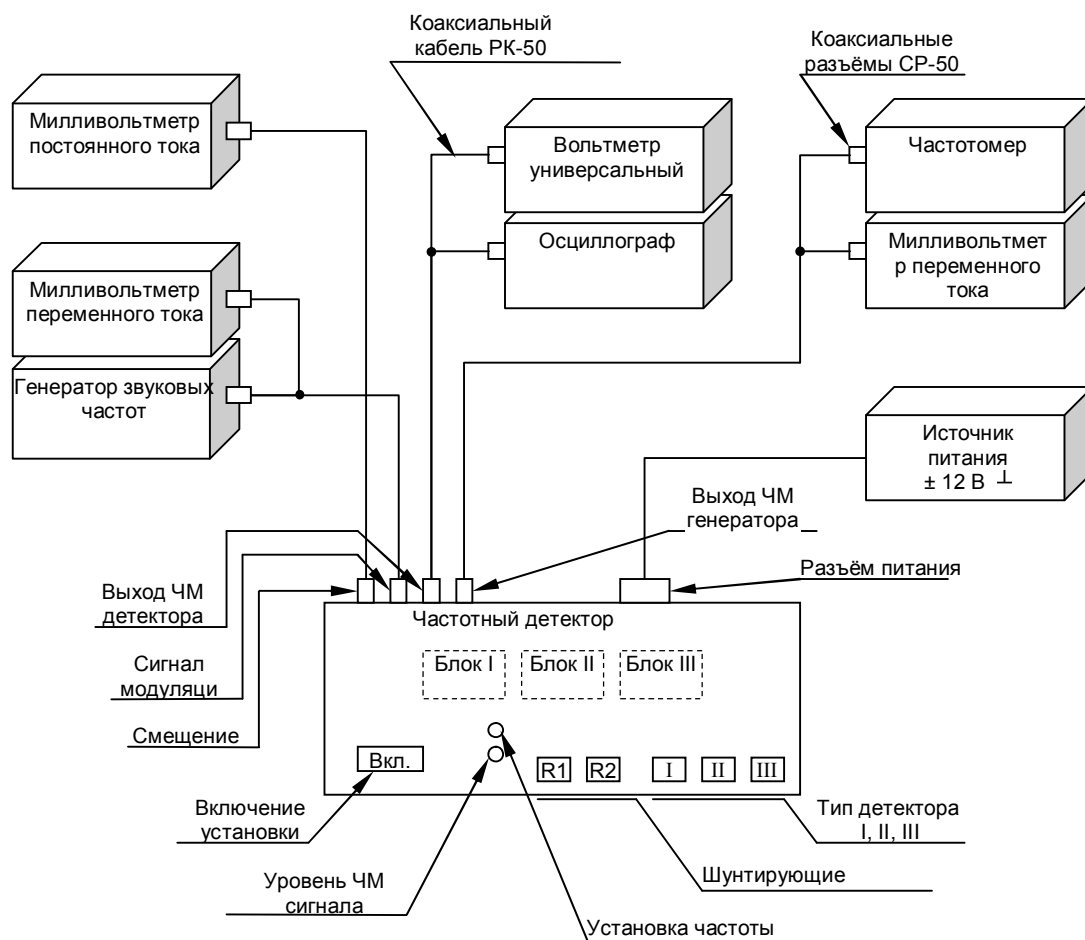


Рис. 17. Схема подключения лабораторной установки к вспомогательной и контрольно-измерительной аппаратуре

5. ПРОГРАММА И ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ.

Ознакомившись с описанием контрольно-измерительной аппаратуры входящей в экспериментальную лабораторную установку, включить приборы и установку нажатием кнопки «Вкл.» (рис. 17). После этого провести следующие измерения.

5.1. Получить зависимость частоты на выходе ЧМ генератора от напряжения смещения при отсутствии внешней гармонической модуляции. С помощью потенциометра «Уровень ЧМ сигнала» установить эффективное значение $u_C = 450 \div 550 \text{ мВ}$. Изменяя напряжение смещения u_{CM} с помощью потенциометра «Установка частоты» в пределах от 1 В до 2 В , измерить значения частоты f_C сигнала на выходе ЧМ генератора. Результаты занести в таблицу и построить график.

5.2. Для частотного детектора, выполненного на основе расстроенного контура и диодного детектора (блок I), получить зависимость выходного напряжения $u_{ВЫХ}$ (постоянной составляющей на нагрузке частотного детекторе) от изменения мгновенной частоты сигнала при отсутствии внешней гармонической модуляции. Установить эффективное значение $u_C = 450 \div 550 \text{ мВ}$. Изменение частоты f_C производить с помощью потенциометра «Установка частоты» в диапазоне от 2300 кГц до 2850 кГц . Измерения провести для четырех случаев:

- шунтирующие резисторы $R1$ и $R2$ отключены;
- подключен резистор $R1$;
- подключен резистор $R2$;
- подключены резисторы $R1$ и $R2$.

Результаты занести в таблицы и построить графики $u_{ВЫХ} = f(f_C)$ для различных значений $R1$ и $R2$.

5.3. Для частотного детектора выполненного на основе фазового детектора с одиночным контуром (блок II), получить зависимость выходного напряжения $u_{ВЫХ}$ от изменения мгновенной частоты сигнала при отсутствии внешней гармонической модуляции. Установить эффективное значение $u_C = 450 \div 550 \text{ мВ}$. Изменение частоты f_C производить с помощью потенциометра «Установка частоты» в диапазоне от 2200 кГц до 2900 кГц . Измерения провести для четырех случаев:

- шунтирующие резисторы $R1$ и $R2$ отключены;
- подключен резистор $R1$;
- подключен резистор $R2$;
- подключены резисторы $R1$ и $R2$.

Результаты занести в таблицы и построить графики $u_{ВЫХ} = f(f_C)$ для различных значений $R1$ и $R2$.

5.4. Для дробного частотного детектора (Блок III) получить зависимость выходного напряжения $u_{ВЫХ}$ от изменения мгновенной частоты сигнала при отсутствии внешней гармонической модуляции. Установить эффективное значение $u_C = 450 \div 550 \text{ мВ}$. Изменение частоты f_C производить с помощью потенциометра «Установка частоты» в диапазоне от 2200 кГц до 2900 кГц . Результаты занести в таблицу и построить график $u_{ВЫХ} = f(f_C)$.

5.5. Получить зависимость эффективного значения напряжения u_Ω на выходе частотного детектора (блок I) от частоты внешней модуляции F . С помощью потенциометра «Установка частоты» установить частоту несущего колебания $f_C = 2650 \text{ кГц}$. Эффективное значение u_C выбрать равным $450 \div 550 \text{ мВ}$. Измерения

провести при отключенных шунтирующих резисторах $R1$ и $R2$. Изменяя частоту внешней модуляции F от 40Гц до 16Гц , получить зависимость $u_{\Omega} = f(F)$. Результаты занести в таблицу и построить полученную зависимость.

5.6. Получить зависимость эффективного значения напряжения u_{Ω} на выходе частотного детектора (Блок II) от частоты внешней модуляции F . С помощью потенциометра «Установка частоты» установить частоту несущего колебания $f_c = 2550\text{кГц}$. Эффективное значение u_c выбрать равным $450 \div 550\text{мВ}$. Измерения провести при отключенных шунтирующих резисторах $R1$ и $R2$. Изменяя частоту F внешней модуляции от 40Гц до 12Гц , получить зависимость $u_{\Omega} = f(F)$. Результаты занести в таблицу и построить полученную зависимость.

5.7. Получить зависимость эффективного напряжения u_{Ω} на выходе дробного частотного детектора (Блок III) от частоты внешней модуляции F . С помощью потенциометра «Установка частоты» установить частоту несущего колебания $f_c = 2650\text{кГц}$. Эффективное значение u_c выбрать равным $450 \div 550\text{мВ}$. Изменяя частоту F внешней модуляции от 40Гц до 10Гц , получить зависимость $u_{\Omega} = f(F)$. Результаты занести в таблицу и построить полученную зависимость.

5.8. Определить коэффициент передачи $k_{\Omega} = \frac{u_{\Omega}}{\left(\frac{\Delta f_m}{f_c} \cdot u_{mc}\right)}$ для трех типов частотных

детекторов. Эффективное значение u_c выбрать равным $450 \div 550\text{мВ}$. Установить частоту внешней модуляции $F = 1\text{кГц}$.

- Для частотного детектора (блок I) установить частоту несущего колебания $f_c = 2650\text{кГц}$ и изменяя эффективное значение внешнего модулирующего напряжения $(u_{\Omega})_{BX}$ в пределах от 100мВ до 700мВ через интервал 100мВ получить зависимость $u_{\Omega} = f\{(u_{\Omega})_{BX}\}$.
- Для частотного детектора (Блок II) установить частоту несущего колебания $f_c = 2550\text{кГц}$ и изменяя эффективное значение внешнего модулирующего напряжения $(u_{\Omega})_{BX}$ в пределах от 100мВ до 900мВ через интервал 100мВ получить зависимость $u_{\Omega} = f\{(u_{\Omega})_{BX}\}$.
- Для дробного частотного детектора (Блок III) установить частоту несущего колебания $f_c = 2650\text{кГц}$ и изменяя эффективное значение внешнего модулирующего напряжения $(u_{\Omega})_{BX}$ в пределах от 100мВ до 800мВ через интервал 100мВ получить зависимость $u_{\Omega} = f\{(u_{\Omega})_{BX}\}$.

При вычислении коэффициента передачи $k_{\Omega} = \frac{u_{\Omega}}{\left(\frac{\Delta f_m}{f_c} \cdot u_{mc}\right)}$ по модуляционной

характеристике ЧМ генератора (п. 5.1) для каждого значения $(u_{\Omega})_{BX}$ определить значения девиации частоты Δf_m . Подставляя эти значения в выражение для k_{Ω} получить

зависимости $k_{\Omega} = f\left(u_{\Omega}, \frac{\Delta f_m}{f_c}\right)$. Результаты для трех типов частотных детекторов занести в

таблицы и построить полученные зависимости.

6. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.

Отчет о лабораторной работе должен содержать следующие пункты.

1. Наименование и цель работы.
2. Структурные схемы и краткое описание принципов работы исследуемых частотных детекторов.
3. Результаты измерений для трех типов частотных детекторов
 - 3.1. Таблицы с результатами измерений и экспериментальная зависимость модуляционной характеристики ЧМ генератора (п. 5.1).
 - 3.2. Для частотного детектора, выполненного на основе расстроенного контура и диодного детектора (п. 5.2): таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости детекторной характеристики для 4-х случаев:
 - шунтирующие резисторы $R1$ и $R2$ отключены;
 - подключен резистор $R1$;
 - подключен резистор $R2$;
 - подключены резисторы $R1$ и $R2$.
 - 3.3. Для частотного детектора, выполненного на основе фазового детектора с одиночным контуром (п. 5.3): таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости детекторной характеристики для четырех случаев:
 - шунтирующие резисторы $R1$ и $R2$ отключены;
 - подключен резистор $R1$;
 - подключен резистор $R2$;
 - подключены резисторы $R1$ и $R2$.
 - 3.4. Для дробного частотного детектора (п. 5.4): таблицы с результатами измерений и экспериментальная зависимость детекторной характеристики.
 - 3.5. Частотные характеристики (п. 5.5, п. 5.6, п. 5.7) трех типов детекторов: таблицы с результатами измерений и экспериментальные зависимости при отключенных шунтирующих резисторах $R1$ и $R2$.
 - 3.6. Таблицы с результатами измерений и экспериментальные характеристики коэффициента передачи $k_{\Omega} = \frac{u_{\Omega}}{\left(\frac{\Delta f_m}{f_c} \cdot u_{mc} \right)}$ для трех типов частотных детекторов (п. 5.8) при отключенных шунтирующих резисторах $R1$ и $R2$.
4. Анализ полученных результатов.
 - 4.1. Объяснить характер зависимостей $u_{ВЫХ} = f(\Delta\omega)$ (п. 5.2 – п. 5.4).
 - 4.2. Провести анализ частотных свойств детекторов (п. 5.5 – п. 5.7).
 - 4.3. Сравнить коэффициенты передачи различных типов детекторов (п. 5.8).