

# Фазовый детектор на встречно-включенных диодах

к.т.н., доцент Петров Евгений Федорович  
к.т.н. РОЗОВ Андрей Валентинович

*Рассматриваются как теоретические вопросы, так и практические аспекты схемотехники фазовых детекторов на встречно-включенных диодах.*

## I. Принцип работы фазового детектора.

Принципиальная схема фазового детектора приведена на рис.1. Как видно из рис.1, к двум встречно-включенным диодам VD1 и VD2 подводится напряжение сигнала  $U_c = U_{mc} \cos \omega_c t$  и напряжение опорного сигнала  $U_o = U_{mo} \cos \omega_o t$ . При этом частота опорного сигнала, во-первых, ровно в два раза меньше частоты входного сигнала, т.е.  $\omega_o = 0,5 \omega_c$  и, во-вторых, сфазирована с ним.

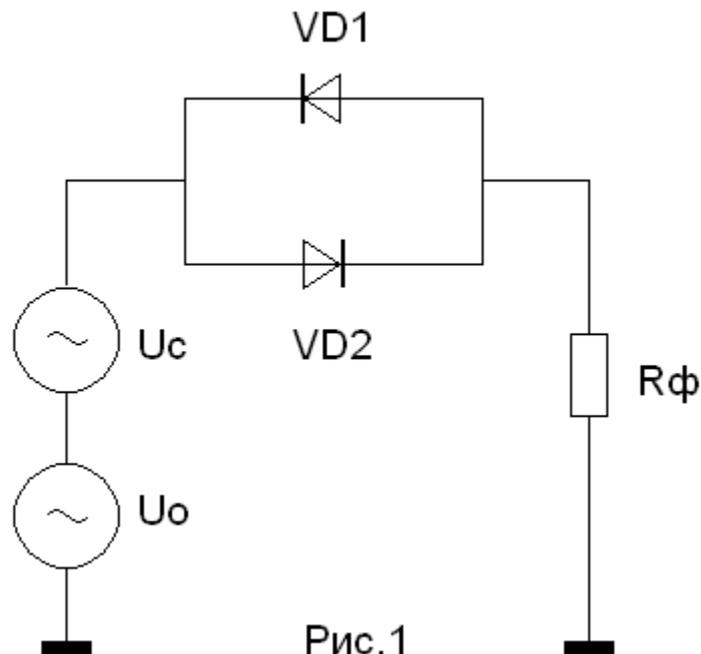


Рис.1

Нагрузкой фазового детектора служит фильтр нижних частот, волновое сопротивление которого равно  $R_\phi$ .

Амплитуда опорного напряжения значительно больше напряжения сигнала  $U_{mo} \gg U_{mc}$ , и выбирается такой величины, чтобы перекрывался весь нелинейный участок вольт-амперной характеристики диода. Таким образом, диоды выполняют роль электронных ключей, которые открываются под действием сильного сигнала опорной частоты и в эти моменты через диоды проходят импульсы тока частоты сигнала. Длительность импульсов этого тока определяется углом отсечки опорного напряжения.

Принцип работы такого детектора поясняется графиками рис.2. На рис. 2а напряжение опорной частоты и частоты сигнала находятся в противофазе. Когда напряжение опорного сигнала превышает напряжение отсечки, соответствующий диод открывается и через него протекает импульс тока частоты сигнала. Как видно из рис.2а длительность протекания тока определяется углом отсечки опорного напряжения, период импульсов равен периоду напряжения сигнала. Функция, описывающая форму импульсов тока, является нечетной функцией, поэтому постоянная составляющая тока равна нулю, т.е. на выходе фильтра нижних частот напряжение равно нулю.

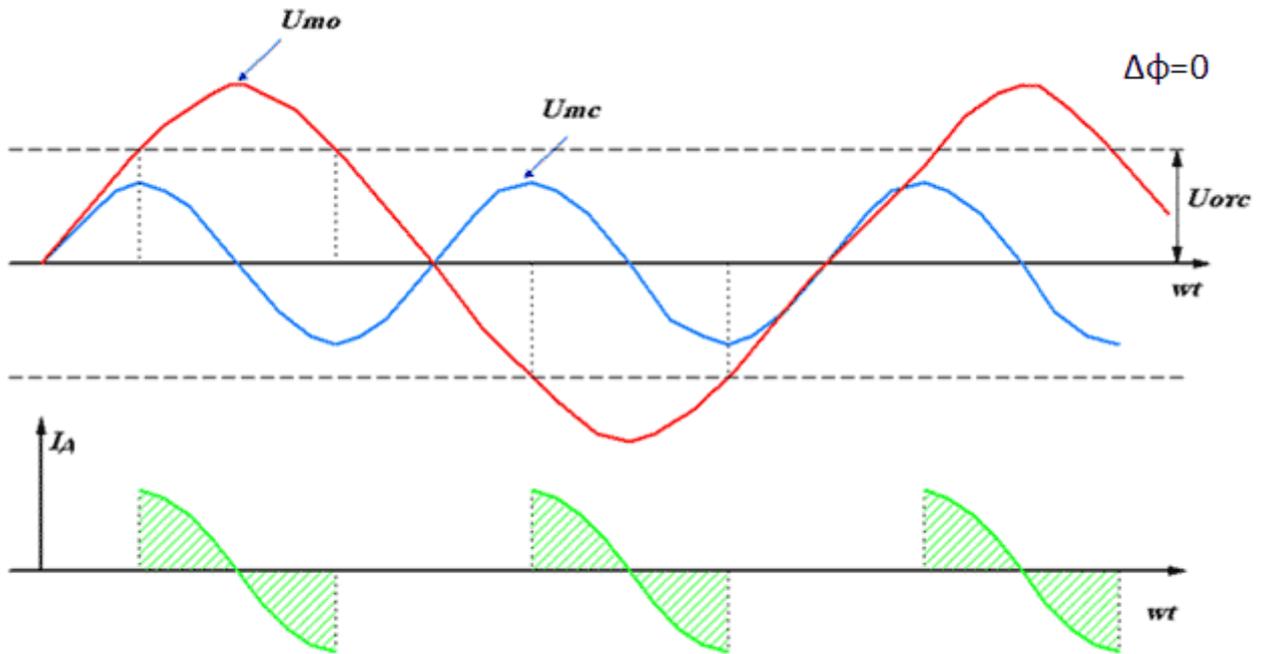


Рис.2 а

На рис.2б и 2в показаны варианты, когда сигналы сфазированы, причем рис.2б иллюстрирует вариант, при котором разность фаз  $\Delta\phi = \pi/2$ , а рис.2в - когда  $\Delta\phi = -\pi/2$ . Из данных рисунков видно, что в этих случаях импульсы тока описываются четными функциями и на выходе фильтра нижних частот будут максимальными по напряжению и противоположными по знаку. Таким образом выходное напряжение фазового детектора пропорционально синусу разности напряжений фазоопорной и сигнальной частоты  $U_{\text{вых}} = \sin\Delta\phi$ .

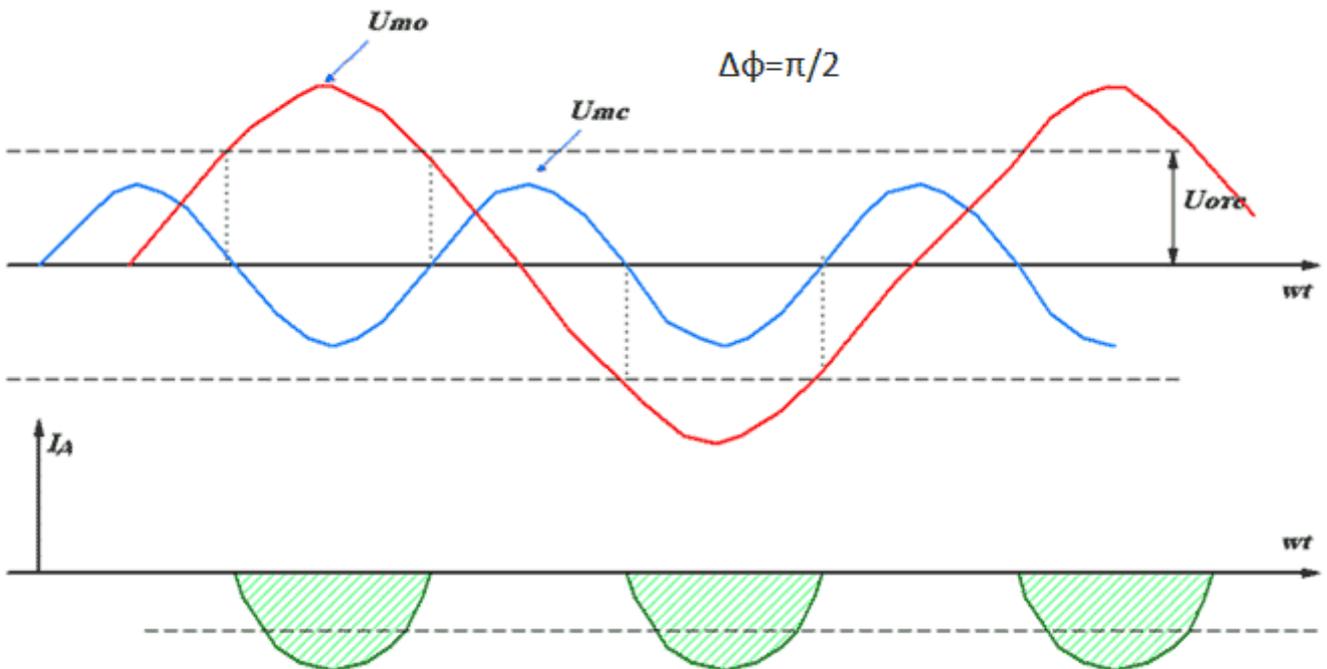


Рис.2 б

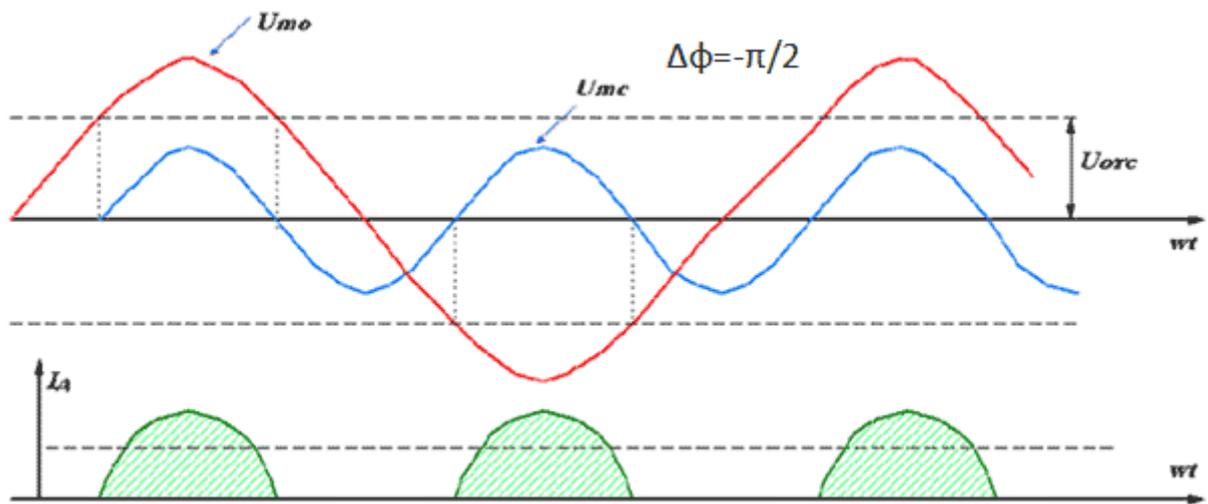


Рис.2 в

## II. Характеристики диодов.

Вольт-амперная характеристика реального полупроводникового диода приведена на рис.3, а на рис. 4 показаны его эквивалентные схемы в прямом и обратном включении.

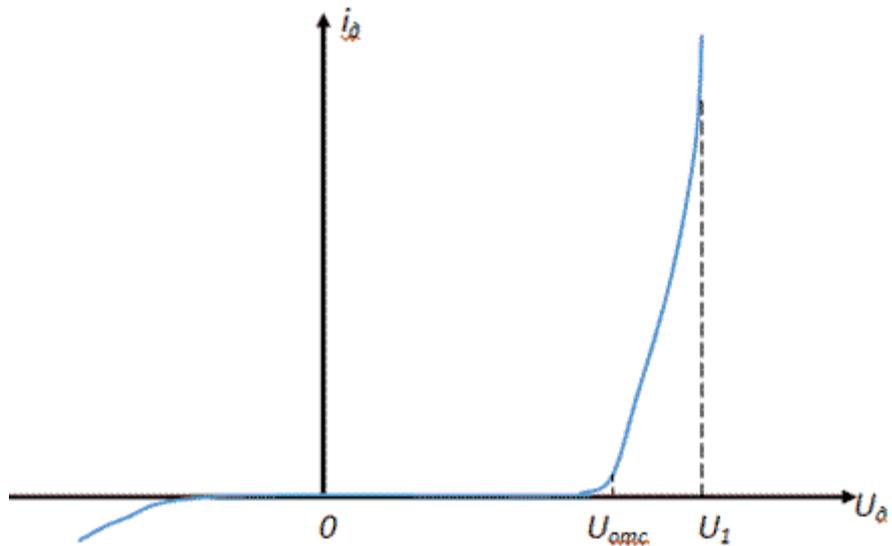


Рис.3

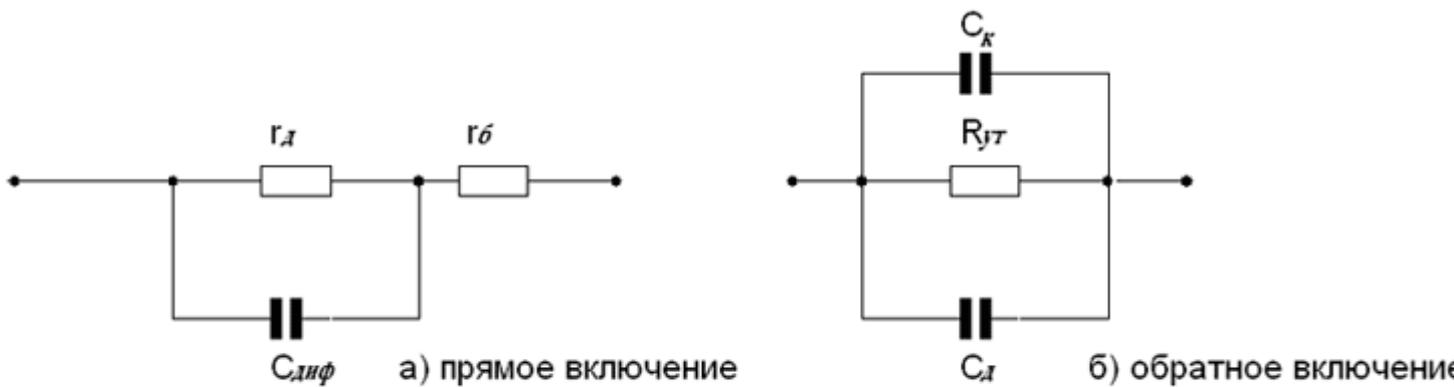


Рис.4

Элементами эквивалентных схем являются:

$r_d$  - дифференциальное сопротивление р-п перехода;  
 $C_{\text{диф}}$  - дифференциальная емкость р-п перехода;  
 $C_b$  - барьерная емкость перехода;  
 $C_k$  - емкость корпуса;  
 $r_b$  - сопротивление базы;  
 $R_{\text{ут}}$  - сопротивление утечки.

На частотах  $\omega \ll 1/\tau_p$  ( $\tau_p$  - время жизни неосновных носителей в области базы) и при большом прямом смещении параметры диода определяются исходя из следующих выражений:

$$r_d = \frac{mkT}{qI_d} = \frac{26m}{I_d} \quad (1)$$

$$C_{\text{диф}} = \frac{qI_d}{2kTm} \tau_p$$

где  $k$  - постоянная Больцмана,  $T$  - температура по Кельвину,  $q$  - заряд электрона,  $m$  - коэффициент равный 1 для германиевых приборов и 0,38...0,9 - для кремниевых,  $I_d$  - ток диода.

Так как диоды включены встречно-параллельно, то пренебрегая влиянием сопротивления утечки ( $R_{\text{ут}} \gg r_d + r_b$ ) эквивалентная схема каждого диода в открытом состоянии дополняется паразитной емкостью  $C_{\text{п}} = C_b + C_k$ , равной сумме барьерной емкости и емкости корпуса параллельного закрытого диода (рис.5).

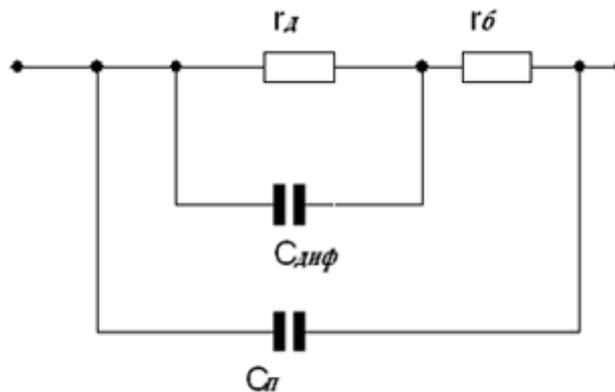


Рис.5

Полное комплексное сопротивление диода в открытом состоянии равно

$$Z_{\text{дпол}} = \frac{r_b + \frac{r_d}{1 + j\frac{\omega}{\omega_d}}}{1 + j\omega C_{\text{п}} \left( r_b + \frac{r_d}{1 + j\frac{\omega}{\omega_d}} \right)} \quad (2)$$

где

$$\omega_d = \frac{2}{\tau_p}$$

Как видно из (2) на высоких частотах следует выбирать диод с минимальной емкостью в закрытом состоянии и минимальной корпусной емкостью. В противном случае из-за шунтирования перехода паразитной емкостью уменьшается крутизна детекторной характеристики. Т.е.

$$C_{\text{п}} \geq \frac{100}{2\pi f_c r_{\text{дmin}}} = \frac{100}{2\pi f_c} S_{\text{дmax}}$$

$$\omega < \frac{1}{\tau_p}, \quad \omega < \omega_d, \quad \frac{\omega^2}{\omega_d^2} \ll 1 \quad \text{На частотах}$$

, тогда

$$Z_d = r_d + r_b - j \frac{\omega}{\omega_d} r_d \quad \text{а на более низких частотах}$$

$$Z_d = r_b + r_d$$

Дифференциальное сопротивление диода зависит от приложенного напряжения и уменьшается с его ростом. Поэтому при малых величинах тока диода сопротивление его на частоте  $\omega_d$  в основном определяется  $r_d$ . При больших токах диода величина  $r_d$  уменьшается и возрастает влияние  $r_b$ , т.е.  $r_d \rightarrow r_b$  при  $U_{вх} \rightarrow \infty$ .

Ток диода с учетом сопротивления базы описывается следующим уравнением:

$$I_d = I_0 \left( e^{\frac{U_d - I_d r_b}{V_T}} + 1 \right) \quad \text{откуда крутизна детекторной характеристики:}$$

$$S_d = \frac{S_0}{1 + r_b S}$$

, где

$$S = \frac{I_d}{V_T} \quad V_T = \frac{kT}{q} \quad (3)$$

Из (3) видно, что максимальное значение крутизны диодной характеристики ограничивается величиной  $r_b$ .

$$S_{d \max} \rightarrow \frac{1}{r_b} \quad \text{при } U \rightarrow \infty$$

Зависимость крутизны от напряжения опорного сигнала приведена на рис.6.

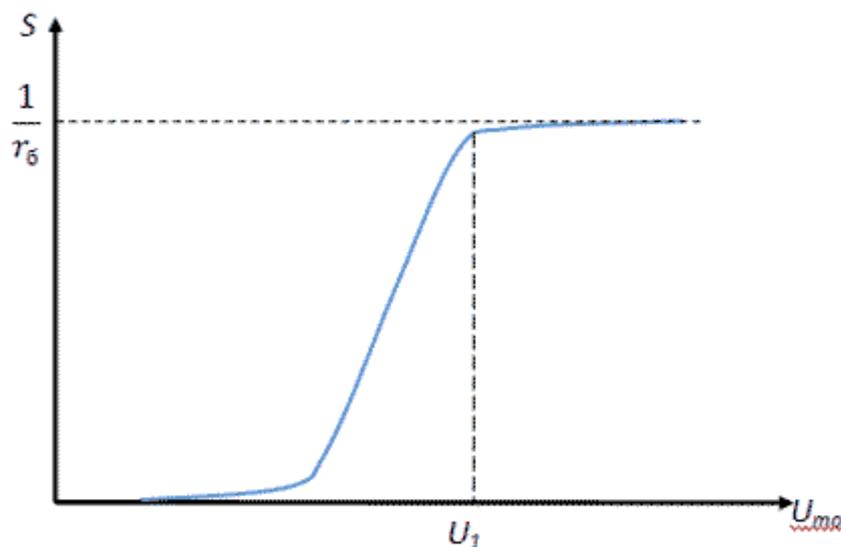


Рис.6

$U_1$  - максимальное значение амплитуды опорного сигнала,

$U_{пор}$  - пороговое значение амплитуды сигнала, соответствующее отсечке тока диода. Отсюда ясно, что для повышения коэффициента передачи фазового детектора необходимо выбирать диод с минимальным значением сопротивления базы.

### III. Анализ работы фазового детектора.

1. При отсутствии напряжения сигнала.

Учитывая большой уровень опорного сигнала, представим диодную характеристику линейно-ломаной. Тогда характеристика двух встречно включенных диодов представлена на рис.7, где приведены также диаграммы токов и напряжений.

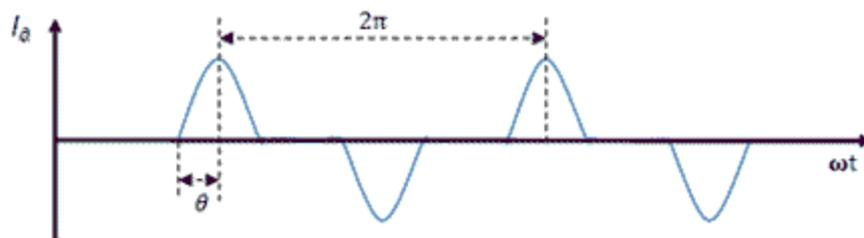
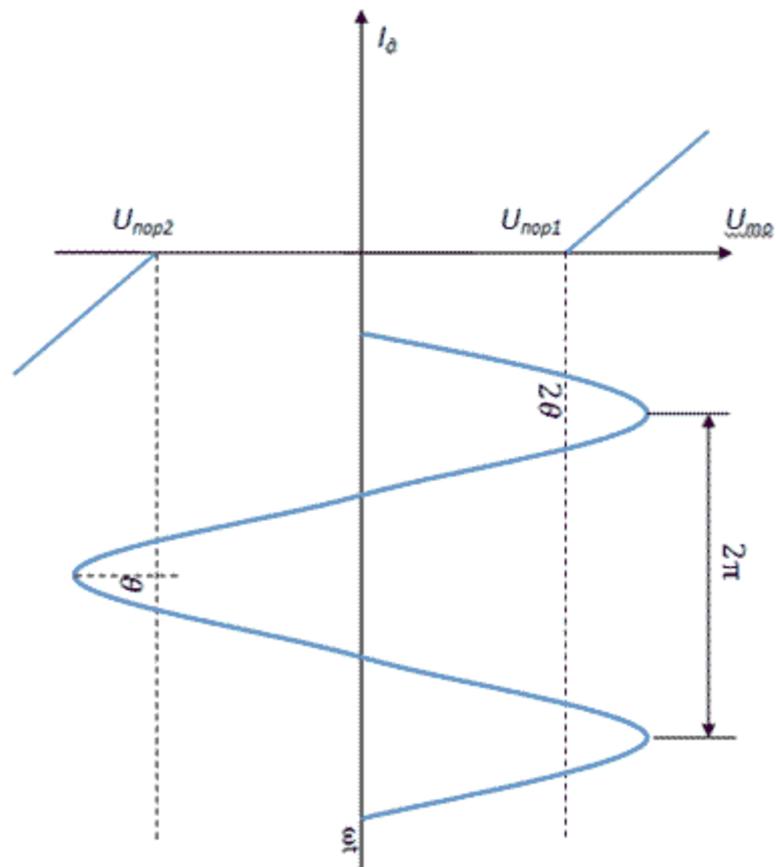


Рис. 7

В первом приближении полагаем, что характеристики двух диодов идентичны, т.е.  $U_{пор1} = U_{пор2} = U_{пор}$  ( $\Theta_1 = \Theta_2 = \Theta$ ).

Импульсы тока в каждом диоде являются четной функцией времени и имеют период  $T = 1/\omega$ , поэтому могут быть разложены в ряд Фурье

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cos n\omega_0 t \quad (4)$$

Коэффициенты ряда Фурье разложения тока, протекающего через первый диод, равны:

$$I_n = \frac{S_D U_{мо} \theta}{\pi} \left\{ S\left(n-1\right) \frac{\theta}{\pi} + S\left[\left(n+1\right) \frac{\theta}{\pi} - 2 \cos S\left(\frac{n\theta}{\pi}\right)\right] \right\} \quad (5)$$

где

$$S(x) = \frac{\sin \pi x}{\pi x} \quad \theta = \frac{U_{пор}}{U_{мо}}$$

$$I_0 = \frac{S_d U_{mo}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

$$I_{\omega_1} = \frac{S_d U_{mo}}{\pi} (\theta - \cos \theta \sin \theta)$$

$$I_{\omega_2} = \frac{2 S_d U_{mo}}{3 \pi} \sin^3 \theta$$

$$I_{\omega_3} = \frac{2 S_d U_{mo}}{3 \pi} \sin^3 \theta \cos \theta$$

$$I_{\omega_4} = \frac{S_d U_{mo}}{\pi} \left( \frac{2}{3} \sin^3 \theta - \frac{4}{5} \sin^5 \theta \right)$$

Импульсы тока второго диода сдвинуты на полпериода относительно импульсов тока первого диода, т.е. на  $\pi$ . Тогда, используя выражение (5), коэффициенты ряда Фурье разложения тока второго диода:

$$I'_0 = -\frac{S_d U_{mo}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = -I_0$$

$$I'_{\omega_1} = \frac{S_d U_{mo}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \theta) = I_{\omega_1}$$

$$I'_{\omega_2} = -\frac{2 S_d U_{mo}}{3 \pi} \sin^3 \theta = -I_{\omega_2}$$

$$I'_{\omega_3} = I_{\omega_3}$$

$$I'_{\omega_4} = -I_{\omega_4}$$

Таким образом, при условии идентичности параметров диодов четные гармоники диодов противофазны и в суммарном токе отсутствуют. Нечетные гармоники находятся в фазе и амплитуды их суммируются. Так как частота опорного сигнала в два раза меньше частоты сигнала, то ток на частоте сигнала отсутствует. Таким образом, при отсутствии полезного сигнала входное сопротивление детектора определяется суммарной барьерной емкостью двух диодов.

Сопротивление детектора на частоте опорного сигнала равно

$$R_{вх\ эч} = \frac{U_{mo}}{2I_{\omega_1}} = \frac{\pi}{2S_d} \frac{1}{\theta - \cos \theta \sin \theta} \quad (6)$$

Минимальное значение входного сопротивления детектора для источника опорного напряжения равно:

$$R_{вх\ min} = \frac{\pi r_{\delta}}{2} \frac{1}{\theta - \cos \theta \sin \theta} \quad (7)$$

2. При наличии напряжения сигнала.

Как видно из диаграмм рис.2 при наличии напряжения сигнала  $U_c$  на входе детектора импульсы тока с сигнальной частотой находятся в фазе, и длительность этих импульсов равна  $2\theta$ , т.е. определяется углом отсечки опорного напряжения, рис.8.

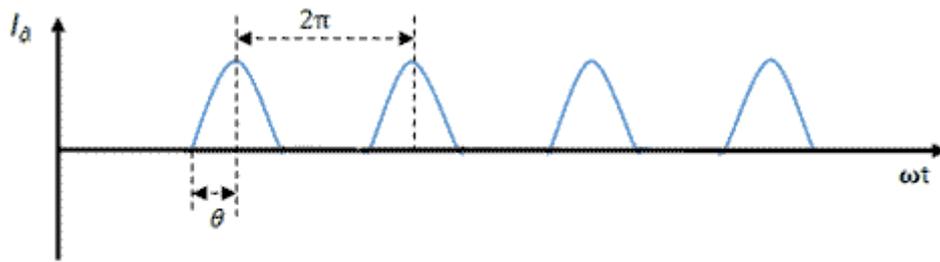


Рис.8

Так как функция, описывающая форму импульсов тока является четной функцией, то ток можно разложить в ряд Фурье по косинусным составляющим

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^n I_n \cos n\omega_c t$$

Напряжение на выходе низкочастотного фильтра пропорционально постоянной составляющей тока детектора. Ток детектора состоит из усеченных частей косинусоиды, причем угол отсечки сигнального напряжения определяется из соотношения:

$$U = U_{нч} + U_{мс} \cos \alpha = 0$$

откуда угол отсечки

$$\cos \alpha = -\frac{U_{нч}}{U_{мс}}$$

Ток  $i(\omega t)$  является периодической функцией и в пределах угла  $2\theta$  описывается уравнением:  
 $i(\omega t) = S_d(U_{нч} + U_{мс} \cos \omega t) = S_d U_{мс} (\cos \omega t - \cos \alpha)$

Постоянная  
(низкочастотная)  
составляющая тока

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\theta} i(\omega t) d\omega t = \frac{S_d U_{мс}}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega t - \cos \alpha) d\omega t = \frac{S_d U_{мс}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \alpha)$$

(8)

Первая гармоника

$$I_{\omega 1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\theta} i(\omega t) \cos \omega t d(\omega t) = \frac{2S_d U_{мс}}{\pi} \int_0^{\theta} (\cos \omega t - \cos \alpha) \cos \omega t d(\omega t) = \frac{S_d U_{мс}}{\pi} (\theta - \sin \theta \cos \alpha) \quad (9)$$

Так как выходное напряжение фильтра

$$U_{нч} = I \rho_{\Phi}, \text{ то}$$

$$\frac{U_{нч}}{\rho_{\Phi}} = \frac{S_d U_{мс}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \alpha)$$

Коэффициент передачи детектора равен

$$K_d = \frac{U_{нч}}{U_{мс}} = \cos \alpha$$

Тогда

$$K_d = \cos \alpha = \frac{S_d \rho_{\Phi}}{\pi} (\sin \theta - \theta \cos \alpha) \quad (10)$$

$$K_d = \frac{S_d \rho_{\Phi} \sin \theta}{\pi + S_d \rho_{\Phi} \theta}$$

Входное сопротивление детектора на сигнальной частоте

$$R_{\text{вх,д}} = \frac{U_{mc}}{I_{\omega 1}} = \frac{\pi}{S_d(\theta - \sin \theta \cos \alpha)} = \frac{\pi}{S_d(\theta - \sin \theta K_d)} \quad (11)$$

Крутизна диодной характеристики при заданном уровне опорного сигнала определяется путем линеаризации реальной характеристики крутизны диода линейно-ломанной аппроксимацией рис.9. Из рис. 9 видно, что

$$U_{mo} = \frac{U_o}{1 - \cos \theta} \quad (12)$$

тогда разлагая крутизну  $S(t)$  в ряд Фурье по косинусным составляющим и определив первую гармонику, находим

$$S_d = \frac{S_m}{2\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

Максимальное значение крутизны равно

$$S_m = \frac{1}{r_{\delta}} \quad (13)$$

тогда

$$S_d = \frac{1}{2\pi r_{\delta}} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

При дальнейшем увеличении амплитуды опорного напряжения крутизна диодной характеристики на частоте сигнала растет весьма слабо, а входное сопротивление фазового детектора падает сильнее. Это объясняется тем, что при увеличении  $U_{mo}$  форма импульса  $S(t)$  вначале приобретает уплощенный характер, а затем трапецеидальный вид, т.е. появляется отсечка верхней части импульса  $S(t)$ .

#### IV. Выбор типа и параметров фильтра нижних частот.

Как видно из (10) коэффициент передачи фазового детектора  $K_d$  прямо пропорционален волновому сопротивлению фильтра НЧ, стоящего в его нагрузке. Отсюда, с точки зрения повышения  $K_d$  волновое сопротивление фильтра следует увеличивать. Однако при увеличении волнового сопротивления при заданной полосе пропускания уменьшаются емкости фильтра и увеличиваются его индуктивности. Это обстоятельство, с одной стороны, препятствует физической реализуемости фильтра, а с другой - понижает стабильность его характеристик, т.е. паразитные емкости схемы, а также входные и выходные емкости предыдущего и последующего каскадов становятся соизмеримы с емкостями фильтра. С учетом вышеизложенного, волновое сопротивление фильтра выбирается из компромиссных соображений.

Тип реализации ФНЧ может быть Чебышевский или Баттервортовский.

Первый тип обеспечивает лучшее подавление за полосой пропускания и имеет более крутой срез частотной характеристики, но при этом обладает большей неравномерностью в полосе пропускания.

Второй тип реализации ФНЧ предпочтительнее для обеспечения высокой равномерности АЧХ в полосе пропускания и малого разброса (<1%) частотных характеристик в многоканальных системах. Однако для обеспечения высокого подавления в полосе заграждения при подобной реализации необходимо увеличивать порядок фильтра. В данном случае порядок фильтра выбирается из требуемого подавления напряжения опорного сигнала, которое определяется заданным динамическим диапазоном фазового детектора.

#### Расчет требуемого подавления опорного сигнала.

Пусть  $U_{c \max}$  - максимальное (линейное) напряжение сигнала на выходе ФНЧ фазового детектора, а  $K$  - коэффициент усиления последующих усилителей (например, до входа АЦП). Тогда напряжение сигнала на входе АЦП (максимальное)

$$U_{\text{вхАЦП max}} = U_{c \max} K$$

Если  $D$  - заданный динамический диапазон, то его нижняя граница равна

$$U_{\text{вх АЦП min}} = \frac{U_{c \text{ max}} K}{D}$$

Полагая, что нижняя граница динамического диапазона при заданном соотношении сигнал-шум определяется в равной степени уровнем собственного шума и просачивающимся напряжением опорного сигнала, то его допустимый уровень на входе АЦП равен

$$U_{\text{ш ос}} = \frac{U_{c \text{ max}} K}{D 2\gamma}$$

Если напряжение опорного сигнала на фазовом детекторе равно  $U_{\text{мо}}$ , то требуемое его подавление

$$K_{\text{под ос}} = \frac{U_{\text{мо}} D 2\gamma}{U_{c \text{ max}}} \quad (14)$$

Например, если  $U_{c \text{ max}} = 60$  мВ, динамический диапазон  $D = 60$  дБ, напряжение опорного сигнала  $U_{\text{мо}} = 0,85$  В и  $\gamma = 1$ , то требуемое подавление (14) составляет 89 дБ.

Подобное подавление опорной частоты обеспечивает фильтр 8-го ... 9-ого порядка.

Конфигурация звеньев ФНЧ может быть двух типов, рис.10.

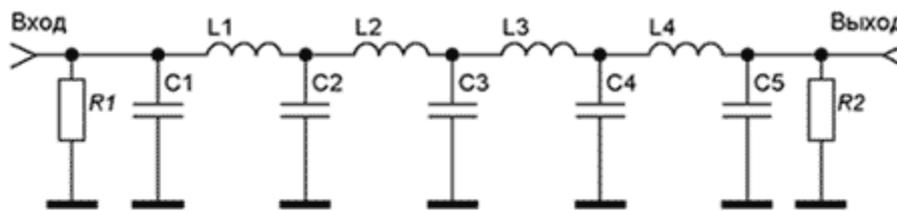


Рис.10 а

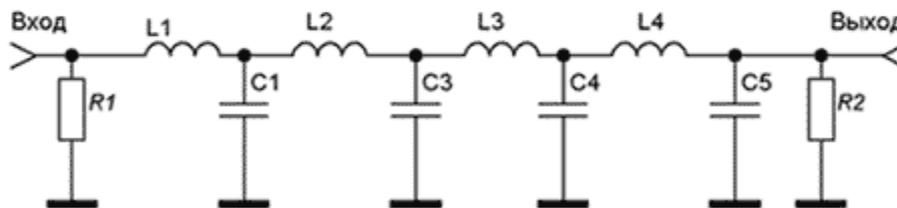


Рис.10 б

Выбор типа конфигурации звена определяется способом подачи опорного напряжения на диоды фазового детектора. При подаче опорного напряжения по схеме рис. 11а, т. е. в той же точке схемы, где прикладывается напряжение сигнала, входным элементом ФНЧ должна быть емкость, чтобы все высокочастотное напряжение прикладывалось к диодам.

При подаче опорного напряжения по схеме рис. 11б первым элементом фильтра должна быть индуктивность (внутреннее сопротивление источника опорного напряжения на частоте сигнала должно быть близким к нулю).

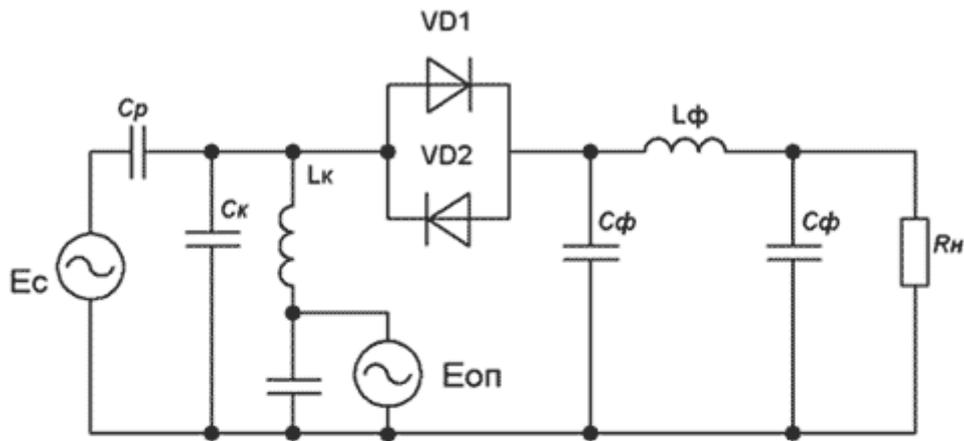


Рис.11а

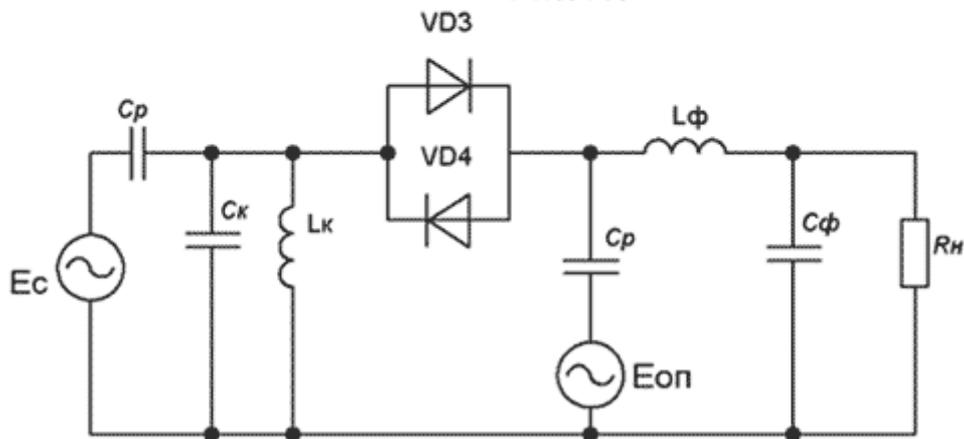


Рис.11б

В случае широкополосного сигнала, т.е. когда верхняя частота фильтра близка к частоте опорного сигнала, реализация ФНЧ с заданным подавлением опорного напряжения осуществляется с большими трудностями. Для ослабления требований к ФНЧ и обеспечения требуемого подавления опорного сигнала фазовый детектор в этом случае может быть выполнен по балансной схеме, рис.12.

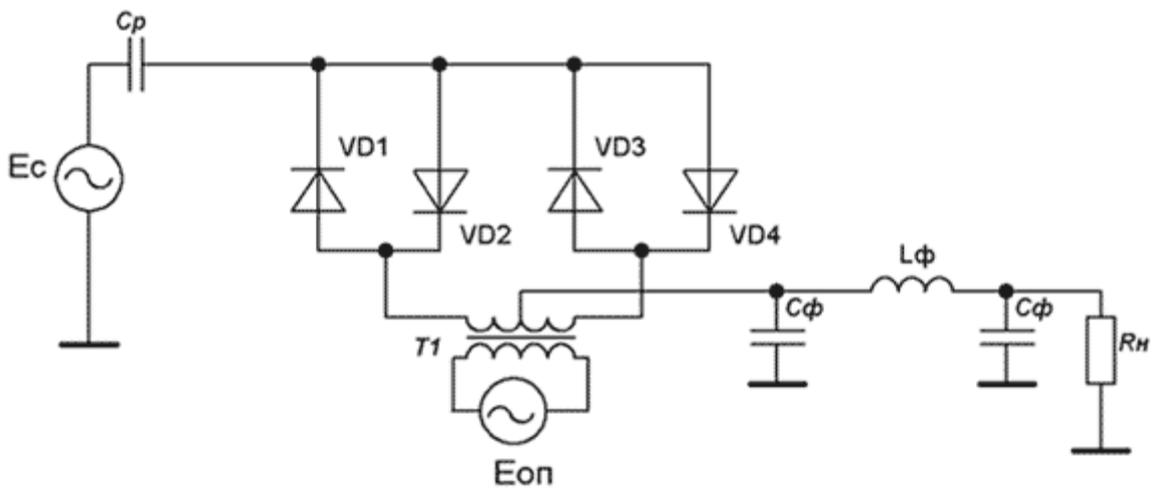


Рис.12

Ввиду того, что при таком включении происходит подавление опорного сигнала, уменьшается число звеньев ФНЧ и возможно применение Баттервортовской реализации. Однако в этой схеме необходимо применение четырех диодов с достаточно идентичными параметрами, что на

относительно невысоких частотах выполняется путем использования транзисторных матриц в полупроводниковом исполнении. На высоких частотах необходим подбор диодов. Кроме этого, в этой схеме требуется вдвое мощный источник опорного сигнала.

#### V. Экспериментальное исследование фазового детектора на встречно-включенных диодах.

Экспериментальные исследования проводились с фазовым детектором по схеме рис. 13.

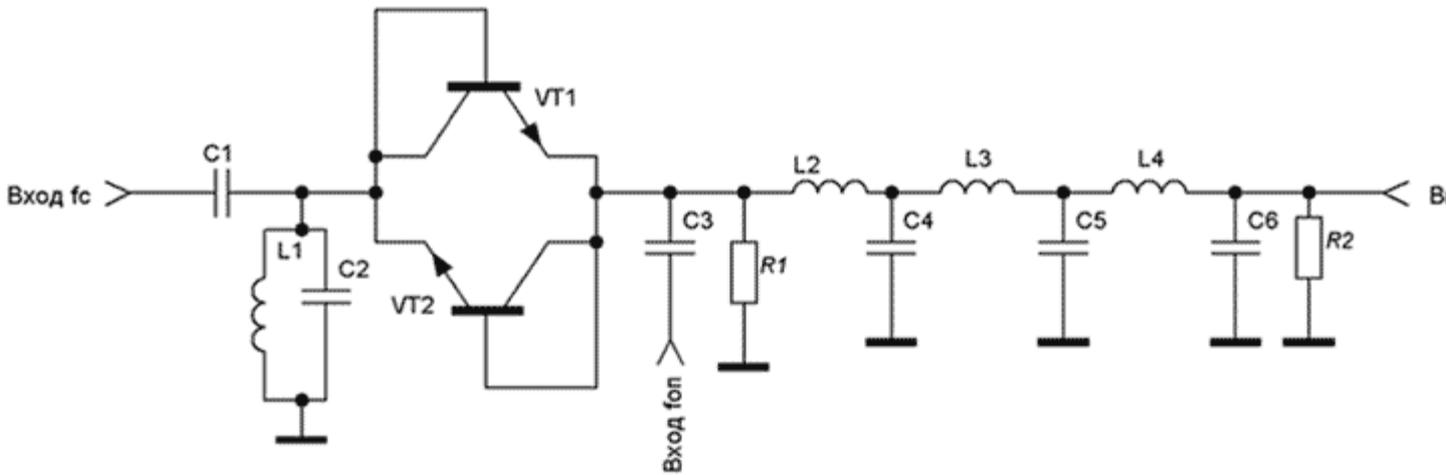


Рис.13

Входной сигнал с частотой  $f_c=20$  МГц с параллельного контура  $L1C1$  подается на нелинейный элемент фазового детектора, который представляет собой два встречно-включенных диода (использована транзисторная матрица 159НТ1Е, транзисторы которой работают в диодном включении). Напряжение опорного сигнала подается через разделительный конденсатор  $C3$ . Элементы  $L2-L4$ ,  $C4-C6$ ,  $R1$ ,  $R2$  образуют баттервортовский ФНЧ 6-ого порядка с частотой среза  $f_{cp}=1,2$  МГц. Частота опорного сигнала равна 10 МГц.

Как было показано выше существует оптимальное значение амплитуды опорного напряжения, при котором коэффициент передачи детектора достигает максимального значения. Для данной схемы  $U_0 \text{ опт}=850$  мВ при  $t=20$ град. Максимальный допустимый сигнал по входу равен 270 мВ. Коэффициент передачи фазового детектора  $K_d=0,4$