

Сглаживающие фильтры (СФ)

Сглаживающий фильтр (СФ) предназначен для преобразования однополярных пульсаций (выпрямленное напряжение) в постоянное напряжение (с уровнем пульсаций, удовлетворяющих требованию потребителя)

Действие сглаживающих фильтров основывается на использовании **принципа инерционности**: *любая реакция системы отстаёт по скорости от воздействия на неё.*

За счёт инерционности ликвидируются провалы импульсов до нуля, вследствие чего в нагрузке реализуется постоянное напряжение (средне-выпрямленное), которое в спектре полуволны выпрямленного напряжения представлено постоянной составляющей – гармоникой нулевой частоты).

Выпрямленное напряжение содержит (в спектре выпрямленных полуволн) две составляющие:

- Постоянная составляющая (средне-выпрямленное напряжение) $U_{в. ср}$;
- Гармоники, начиная с первой и выше (пульсации $U_{пульс}$)

Тема: Идеальный сглаживающий фильтр

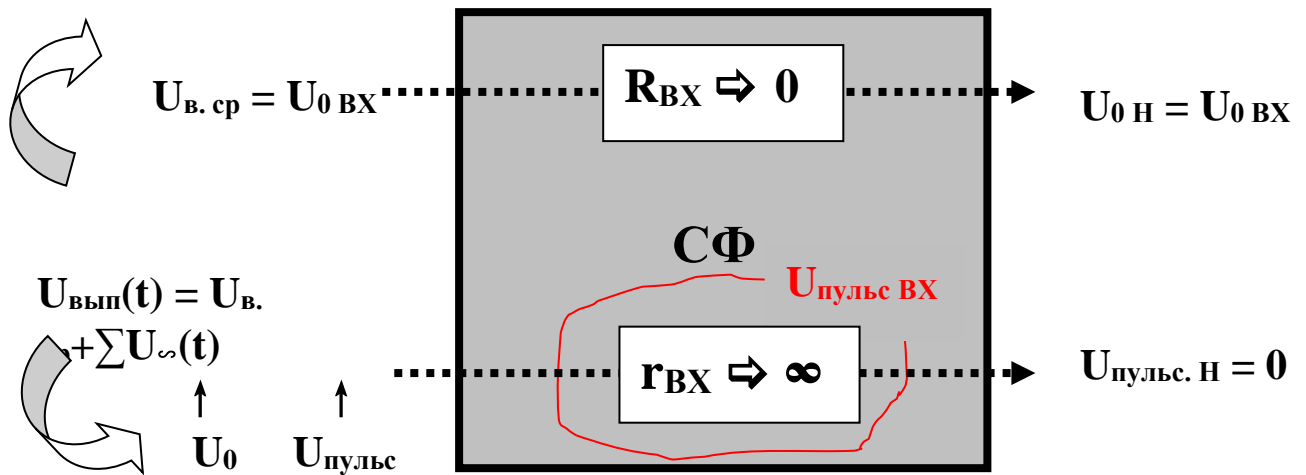
Допущения: Элементы, из которых состоит СФ, идеальны. Т.е. проводимость изолятора конденсатора $g_C \Rightarrow 0$ и сопротивление обмотки реактора $r_L \Rightarrow 0$.

Реактор (дроссель) – индуктивная катушка, конструктивно состоящая из магнитопровода и размещённой на нём обмотки, предназначенная для использования в силовой цепи переменного электрического тока.

$$K_{сп} = \frac{K_{п1вх}}{K_{п1н}}$$

Коэффициент сглаживания пульсаций это отношение коэффициентов пульсаций на входе и выходе сглаживающего фильтра

$$\text{где } K_{п1ВХ} = U_{m1ВХ} / U_{0ВХ}; \quad K_{п1Н} = U_{m1Н} / U_{0Н}$$



$U_{пульс ВХ}$

и быть абсолютно прозрачен для постоянной $\Rightarrow 0$) и абсолютно непрозрачен для пульсаций

($r_{ВХ} \Rightarrow \infty$), т.е. пульсации полностью осаждаются на СФ (конкретно, на том элементе, который предназначается для этой цели: конденсатор, реактор, переход транзистора и т.д.).

Представим $K_{сп}$ в виде:

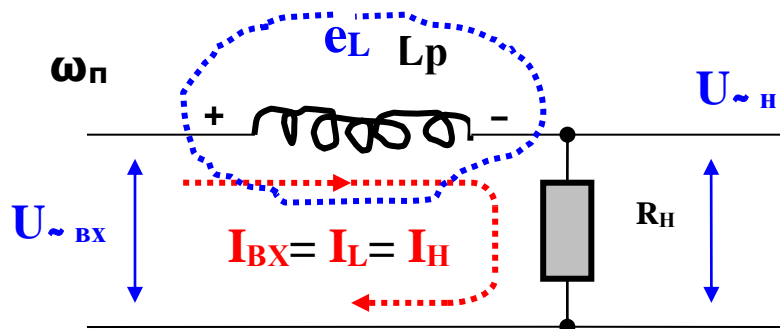
$$K_{сп} = \frac{U_{m1 ВХ}}{U_{m1 Н}} \cdot \frac{U_{0 Н}}{U_{0 ВХ}} = K_{Ф} \cdot K_0,$$

где $K_0 = \frac{U_{0 Н}}{U_{0 ВХ}}$ - коэффициент передачи постоянной составляющей (вход-выход);

$K_{Ф} = \frac{U_{m1 ВХ}}{U_{m1 Н}}$ - коэффициент фильтрации пульсаций

$K_{сп}$ реальных СФ $\gg 1$

Индуктивный сглаживающий фильтр (L-фильтр)



$$K_{\text{сп}} = \frac{\omega_n L}{R_H}$$

$$\tau = L / R_H$$

$$U_H \Rightarrow \min$$

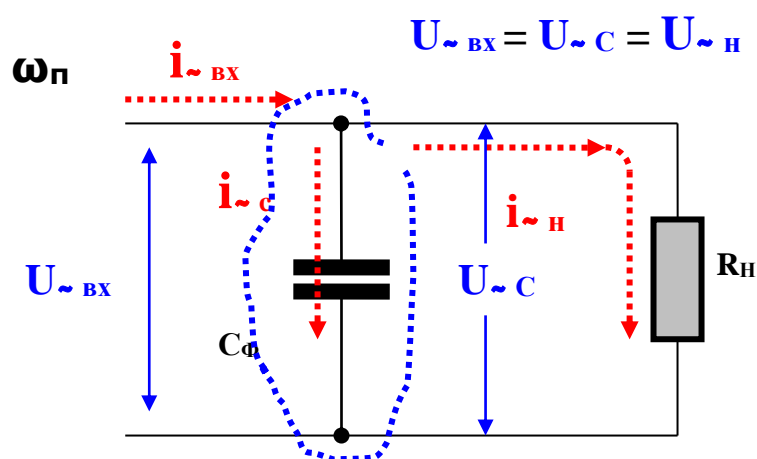
$$K_{\text{сп}} < 10$$

$$I_{0H} > 1 \text{ A}$$

$$X_L = \omega_n L \gg R_H$$

Емкостной сглаживающий фильтр (C-фильтр)

$$i_{BX} = i_c + i_H$$



$$K_{\text{н1}} = \frac{1}{2m_n f C R_H}$$

$$\tau = C R_H$$

$$C \geq \frac{I_{0H}}{2m_n f K_{\text{н1}} U_{0H}}$$

$$U_H \Rightarrow \min$$

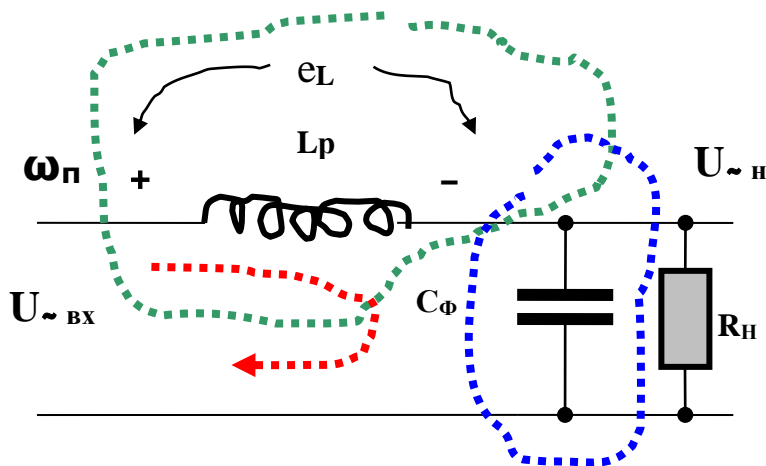
$$i_H \Rightarrow \min$$

$$K_{\text{сп}} < 10$$

$$I_{0H} < 1 \text{ A}$$

$$X_C = \frac{1}{\omega_n C} \ll R_H$$

Индуктивно-емкостной сглаживающий фильтр (LC-фильтр)



$$K_{\text{сн}} \approx \omega_{\text{п}}^2 L C$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

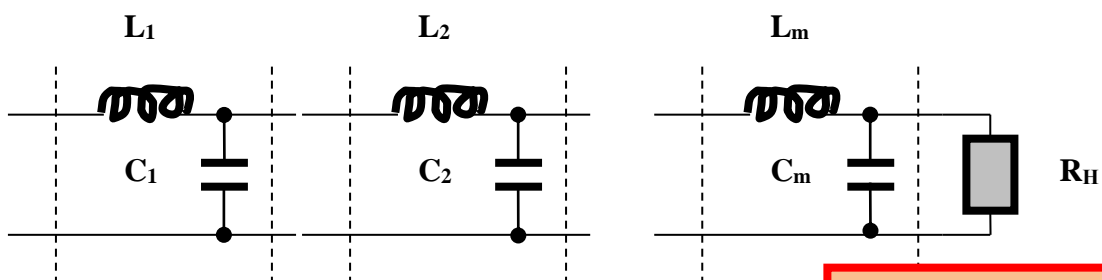
$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L C}}$$

$$X_L = \omega_n L \gg R_H \gg X_C = \frac{1}{\omega_n C}$$

$$K_{\text{сн}} = 40 \div 50$$

$$I_{0\text{н}} > 1 \text{ A}$$

Многозвенные сглаживающие фильтры



Обычно: $L_1 = L_2 = \dots = L_m = L$
 $C_1 = C_2 = \dots = C_m = C$

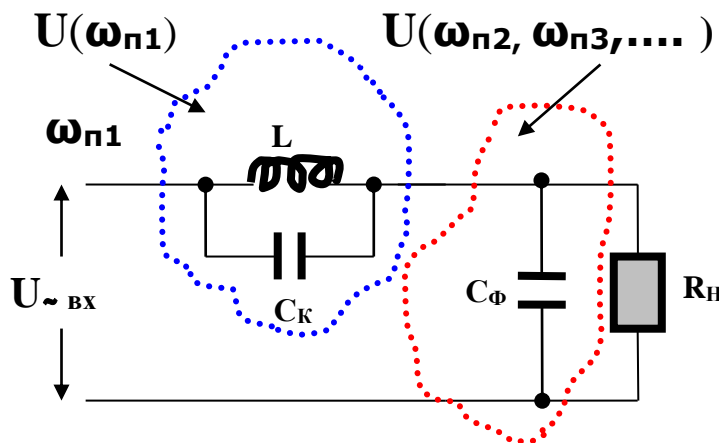
$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{\omega_{\text{п}} C}$$

$$K_{\text{сн}1} = K_{\text{сн}2} = \dots = K_{\text{сн}m} = \prod_{i=1}^m K_{\text{сн}i}$$

Резонансные сглаживающие фильтры

Получение больших значений $K_{\text{сн}}$ возможно путём построения схемы СФ на основе простых индуктивного и емкостного СФ. Как указывалось ранее, СФ, начинающиеся с индуктивности, используются при значительных и больших токах нагрузки.

Рассмотрим резонансный СФ на основе индуктивного СФ. Фактически, это два фильтра в одном.

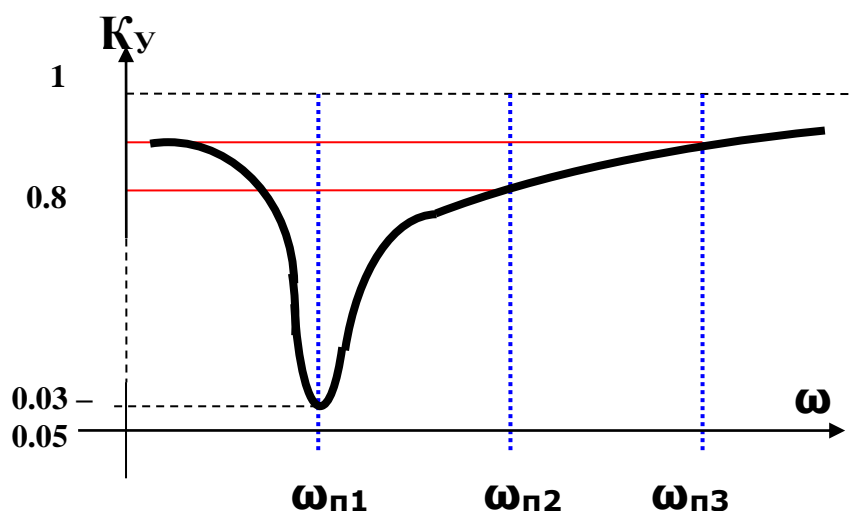


$$\rho = \sqrt{L / C_k}$$
$$\omega_0 L C_k = \sqrt{L C_k}$$

1. Параллельно реактору L подключается конденсатор C_k и полученный контур настраивается в резонанс с частотой 1-й гармоники входных пульсаций (как несущей основную массу энергии входных пульсаций). При этом этот фильтр-пробка (при высокой добротности контура) осаждает на себе 95-97% первой гармоники.

$$\omega_0 L C_k = \omega_{п1} \Rightarrow \rho \gg X_L = \omega_{п1} \cdot L$$

2. Так как резонансный фильтр высокодобротный, а, следовательно, узкополосный, то чем больше осаждается 1-я гармоника, тем свободней проходят в нагрузку верхние гармоники, начиная со второй.



3. Поэтому параллельно сопротивлению нагрузки подключается конденсатор C_{ϕ} . Полученный таким образом емкостной СФ настраивается но уже на 2-ю гармонику входных пульсаций.

$$X_C = \frac{1}{\omega_{п2} C} < R_H$$

$$K_{сп} \approx \rho_L C_K / X_C$$

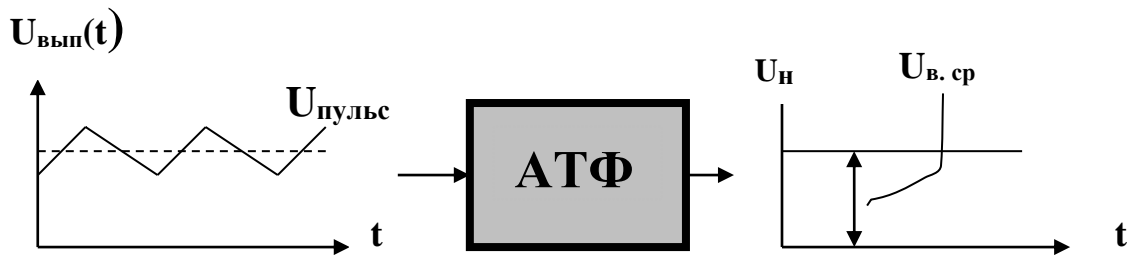
Таким образом, резонансный фильтр это фактически два фильтра в одном: фильтр-пробка, на котором осаждается первая гармоника, и емкостной С-фильтр, на котором осаждаются верхние гармоники частоты пульсаций, начиная со второй.

Совокупный коэффициент пульсаций может достигать сотен.

Недостаток:

Резонансный фильтр – добротный, следовательно, узкополосный. Флуктуации частоты сети, а, значит, и флуктуации первой гармоники пульсаций выпрямленного напряжения вокруг номинального значения будут приводить к резкому росту её передачи на выход и, соответственно, к значительному снижению коэффициента сглаживания пульсаций

Активные сглаживающие фильтры (АТФ)



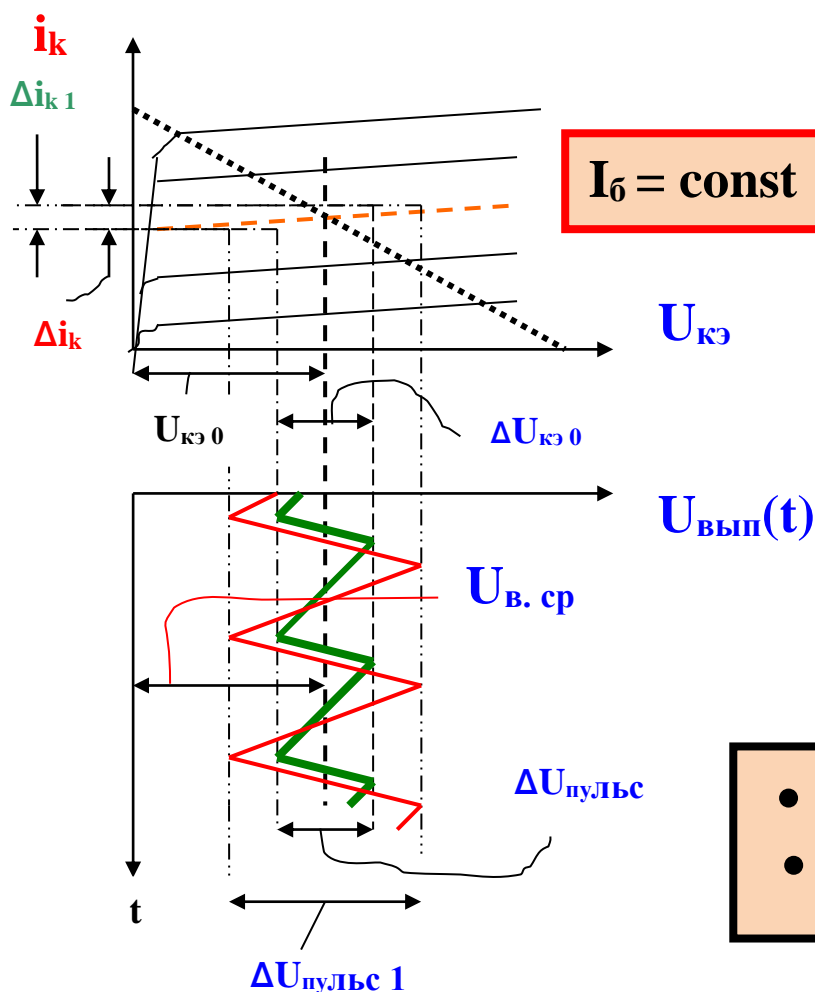
$$U_{\text{вып}}(t) = U_{B. \text{cp}} + U_{\infty}(t)$$

\uparrow \uparrow
 U_0 $U_{\text{пульс}}$
(пульсации)

- Как и пассивные СФ, транзисторные активные сглаживающие фильтры (АТФ) также используют принцип инерционности, но в отличие от пассивных СФ, принцип инерционности используется на этапе практической реализации АТФ
- В активных транзисторных сглаживающих фильтрах не имеется индуктивных элементов (реакторов)
- Силовой транзистор АТФ работает в активном (линейном) режиме, т.е. постоянно открыт. По этой причине подавать на АТФ однополярные импульсы (выпрямленные полуволны) нельзя, т.к. транзистор лишь изменит их масштаб (со своим коэффициентом усиления по напряжению или току), но не преобразует в постоянное напряжение, как это должен делать сглаживающий фильтр (СФ). Таким образом, на вход активных транзисторных СФ подаётся постоянное напряжение с пульсациями, размах которых значительно меньше постоянной составляющей.

Идея АТФ в том, что *выбранное значение тока базы I_b силового транзистора постоянно*

Если это требование выполняется, то *изменение размаха входных пульсаций не приводит к изменению тока коллектора силового транзистора*, т.е. режим работы транзистора по постоянному току не меняется



- $\Delta U_{кэ0} = U_{\text{пульс}}$
- $U_{кэ0} = U_{в. ср}$

$$\Delta i_k \approx \Delta i_{k1} \approx \text{const}$$



$$I_{k0} \approx \text{const}$$

$$r_{\text{дин}} = \frac{\Delta U_{кэ0} (= U_{\text{пульс}})}{\Delta i_k} \gg R_{\text{ст}} = \frac{U_{кэ0} (= U_{в. ср})}{I_{k0}}$$

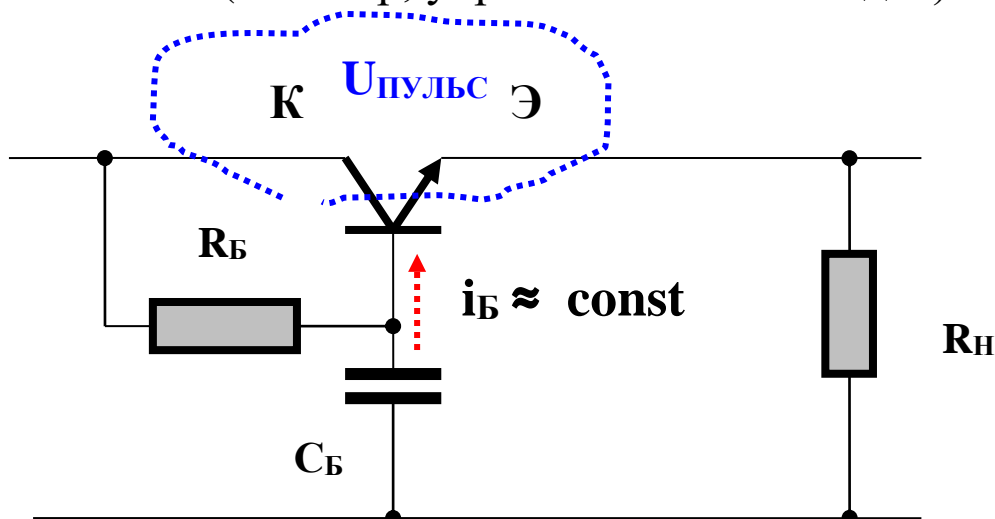
Где $r_{дин}$ — сопротивление входным пульсациям;
 $R_{ст}$ — сопротивление среднему значению
 выпрямленного напряжения за период
 (постоянной составляющей)

Практическая реализация АТФ

Обеспечить постоянство тока базы силового транзистора невозможно. Но можно сделать так, что траектория тока базы будет изменяться незначительно в заданных временных рамках (*в пределах периода входных пульсаций*). Именно здесь и используется принцип инерционности. Постоянная цепочки $R_B C_B$ выбирается намного больше периода входных пульсаций

АТФ типа ФЭ

(Фильтр, управляемый со входа)



$$\tau_B = C_B \cdot R_B \gg T_{пульс}$$

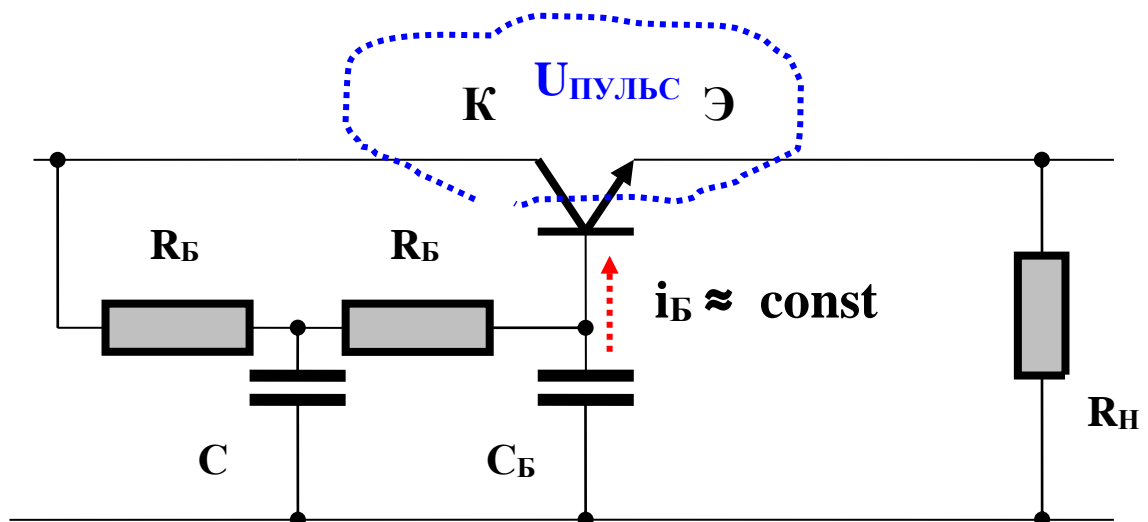
$$i_B \approx \text{const}$$

- В этом типе АТФ нагрузка включается в цепь эмиттера, так что по построению это эмиттерный повторитель. Отсюда: коэффициент передачи по напряжению близок к единице ($K_u \leq 1$, $R_{вх}$ огромно, $R_{вых}$ чрезвычайно мало). Обеспечивает хорошее согласование.
- В этом АТФ схемных элементов меньше, чем в других типах, отсюда – наименьший объём и наиболее высокий КПД
- Этот АТФ управляется со входа, т.е. постоянную базы можно изменять (увеличивать), изменяя параметры цепочки $R_B C_B$ (со входа), прежде всего изменяя величину сопротивления R_B

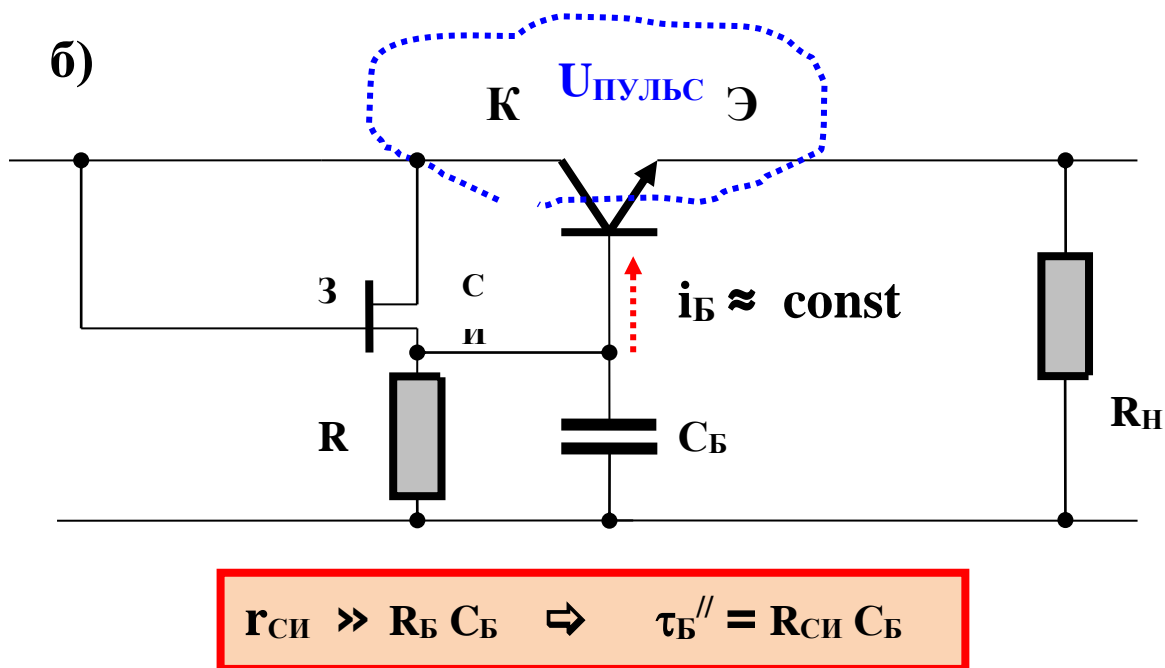
Ниже приведены схемы АТФ типа ФЭ с повышенным значением R_B :

- путём установки второго звена $R_B C_B$;
- путём установки полевого транзистора $r_{си} = R_B$

а)

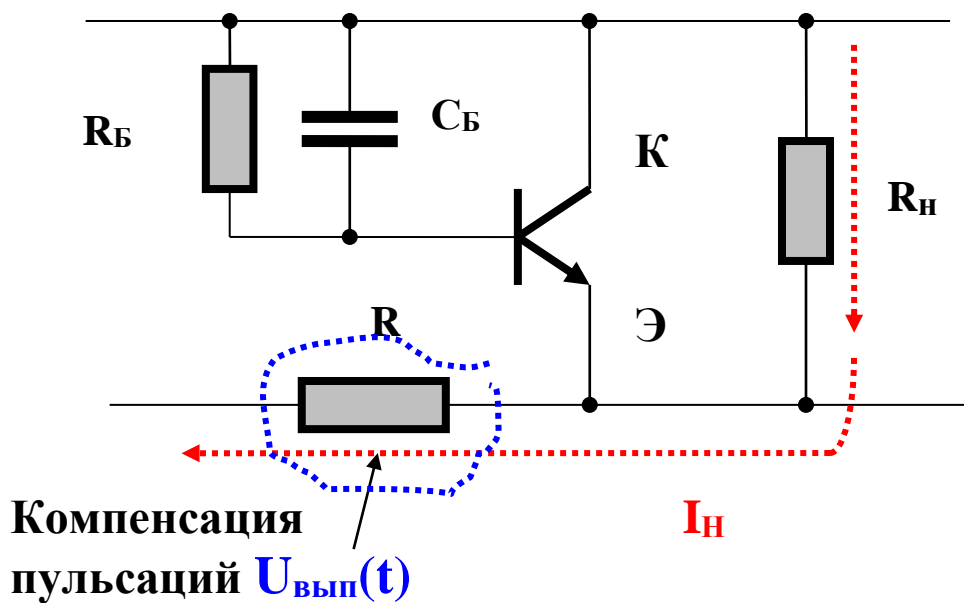


$$\tau_{B'} = \tau_{B1} + \tau_{B2} \approx 2\tau_B$$



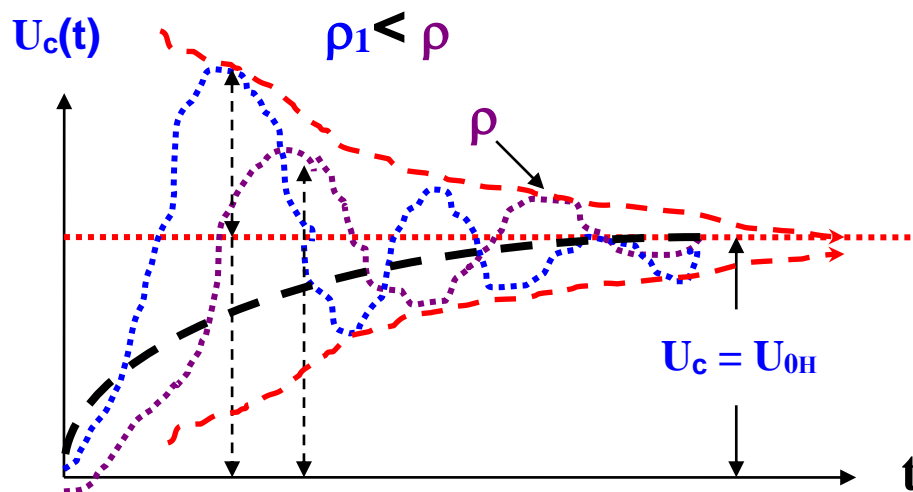
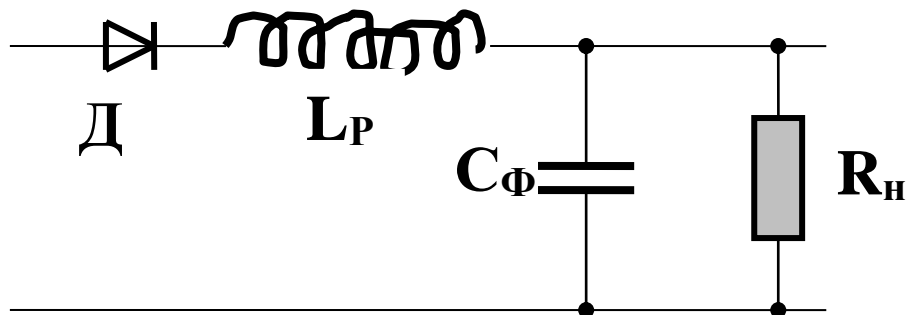
АТФ типа ФШ

(Фильтр, управляемый с выхода)

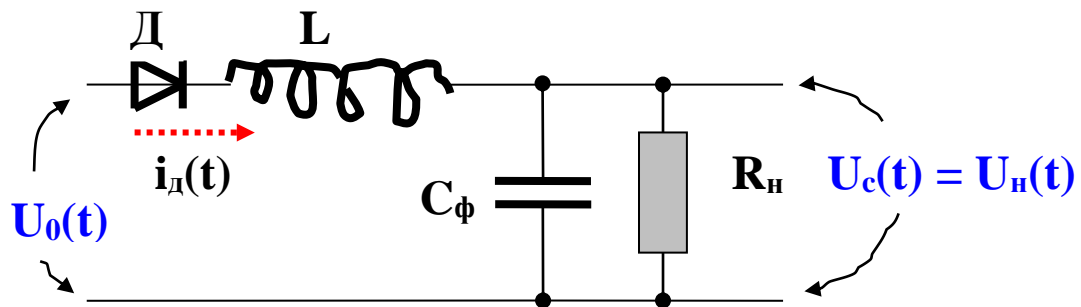


$$\tau_B = C_B \cdot R_B \ll T_{пульс} \quad | \quad i_B \approx \text{const}$$

Переходные процессы в выпрямительных устройствах (В-СФ)



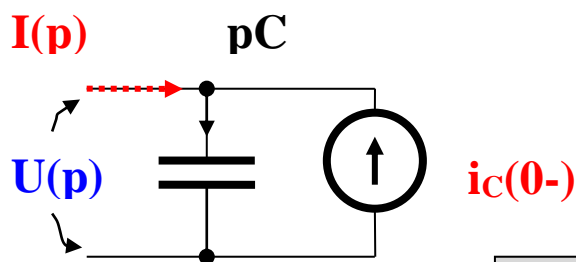
При включении ВУ в сеть (220 В, 50 Гц), при сбросе или набросе нагрузки имеют место переходные процессы – процессы при переходе из одного устойчивого состояния ВУ в другое. После включения сеть ВУ должно выйти на номинальные значения напряжений. Траектория переходного процесса определяется типом установленного СФ. Для СФ с одной индуктивностью или ёмкостью это экспоненциальная траектория и время переходного процесса 3τ , где $\tau = r/L_p$ или rC_Φ . Для фильтров с более сложной структурой (с двумя и более индуктивностями или емкостями) переходный процесс – траектория с перерегулированием. Переход в устойчивое состояние (стационарный режим работы ВУ идёт с затуханием (см. рис.)). Получение аналитических выражений для параметров ВУ (напряжение на конденсаторе C_Φ или выпрямленного тока реализуется на базе использования законов коммутации



Законы коммутации

1. $U_c(0-) = U_c(0+)$
2. $i_L(0-) = i_L(0+)$

$$\begin{aligned} i(t) &\longrightarrow I(p) \\ u(t) &\longrightarrow U(p) \end{aligned}$$

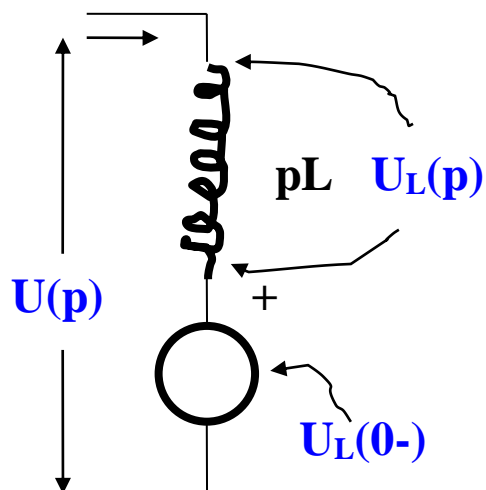


$$I(p) = I_c(p) - i_c(0-)$$



$$I(p) = U(p) pC \longleftarrow CU_c(0-)$$

$$i_c(0) = C U_c(0-)$$



$$U(p) = U_L(p) - u_c(0-)$$



$$U(p) = I(p) pL \longleftarrow L i_L(0-)$$

Напряжение на фильтрующем конденсаторе и ток выпрямительного диода

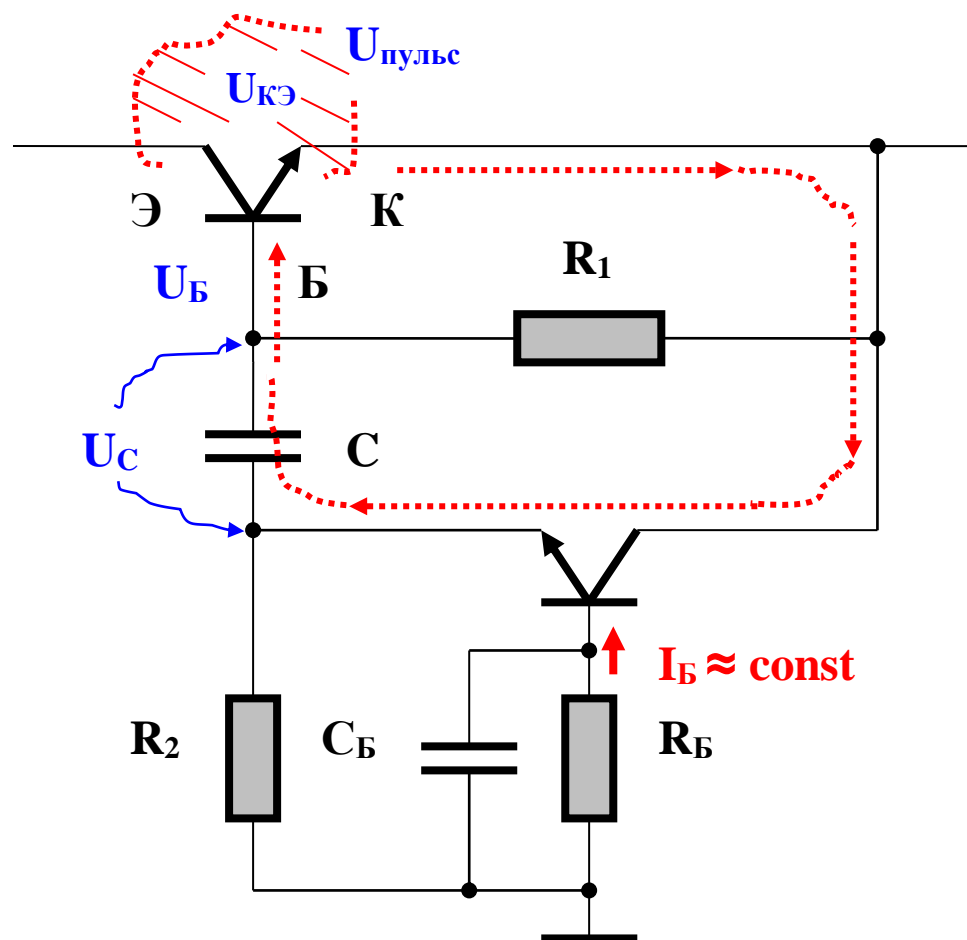
- $U_c(t) = U_0 (1 - e^{-\beta t} \cos \omega_0 t)$
- $I_d(t) = I_0 + U_0 / \rho e^{-\beta t} \sin \omega_0 t$

К выбору конденсатора и выпрямительного диода:

$$U_{C \max} \leq 1.2 U_{0H}$$

$$I_{D \max} \leq 2 I_{0H}$$

- **АТФ с обратной связью по переменному току**



$$\Delta U_{BX} \uparrow \Rightarrow \Delta U_{ВЫХ} \uparrow \Rightarrow U_{Э T2} \uparrow$$

$$\text{при этом: } U_{БЭ T2} \approx \text{Const}$$

$$(\tau_B = C_B \cdot R_B \gg T_{\text{пульс}})$$



$$U_{KT2} \downarrow \Rightarrow U_{Б T1} \downarrow$$