

П. ВИЛЬБОРН

О ВЛИЯНИИ ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ТРАНЗИСТОРА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ СГЛАЖИВАЮЩЕГО ФИЛЬТРА С НАГРУЗКОЙ В ЦЕПИ ЭМИТТЕРА

В работе [1] были выведены общие формулы для расчета частотных характеристик транзисторных сглаживающих фильтров с нагрузкой в цепи эмиттера, а также упрощенные формулы для области низких частот, где частотными свойствами самого транзистора можно пренебречь.

Однако при проектировании транзисторных сглаживающих фильтров для работы в широком диапазоне частот, например, для тиристорных и импульсных преобразователей, а также при применении мощных транзисторов, реактивные составляющие параметров транзистора могут оказывать значительное влияние на частотные характеристики фильтра.

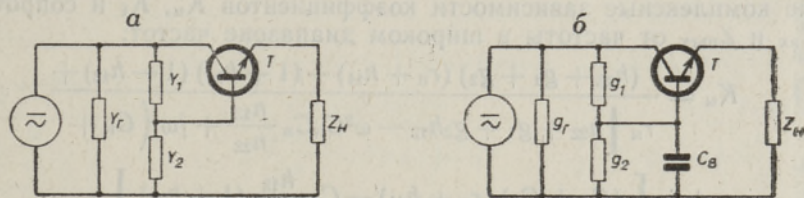


Рис. 1. Принципиальная схема фильтра.

При анализе этого влияния будем исходить из основной схемы фильтра (рис. 1, а) и следующих (см. [1]) общих комплексных выражений: для коэффициента фильтрации по напряжению

$$K_u = \frac{(H_{22} + Y_1 + Y_2)(Z_H + H_{11}) + (1 + H_{21})(1 - H_{12})}{Z_H(H_{22} + Y_1 + H_{12}Y_2)}, \quad (1)$$

коэффициента фильтрации по току

$$K_i = -\frac{H_{22} + Y_1 + Y_2[(H_{22} + Y_1)(Z_H + H_{11}) - H_{12}H_{21}]}{H_{22} + Y_1 + H_{12}Y_2}, \quad (2)$$

входного сопротивления

$$Z_{вх} = \frac{(Z_H + H_{11})(H_{22} + Y_1 + Y_2) + (1 + H_{21})(1 - H_{12})}{Y_2[(H_{22} + Y_1)(Z_H + H_{11}) - H_{12}H_{21}] + H_{22} + Y_1}, \quad (3)$$

и выходного сопротивления

$$Z_{вых} = \frac{Y_2[(H_{22} + Y_1 + Y_r)H_{11} - H_{12}H_{21}] + (H_{22} + Y_1)(1 + Y_r H_{11}) + Y_r(1 + H_{21})(1 - H_{12})}{(H_{22} + Y_1)(Y_r + Y_2) + Y_r Y_2}, \quad (4)$$

где H_{11} , H_{12} , H_{21} , H_{22} — комплексные параметры транзистора.

Известно [2], что комплексные H -параметры транзистора могут быть выражены через низкочастотные h -параметры, емкость коллектора C_K и граничную частоту ω_α транзистора следующим образом:

$$H_{11} = \frac{1}{h_{22}} \left[\Delta_h + \frac{h_{12}h_{21}}{1+a^2} - j\omega \frac{h_{21}h_{12}}{\omega_\alpha h_{22}(1+a^2)} \right], \quad (5)$$

$$H_{12} = h_{12} + j\omega C_K \frac{h_{12}}{h_{22}}, \quad (6)$$

$$H_{21} = \frac{h_{21}}{1+a^2} - j\omega \frac{h_{21}}{\omega_\alpha(1+a^2)}, \quad (7)$$

$$H_{22} = h_{22} + j\omega C_K, \quad (8)$$

где $\Delta_h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$, $a = \frac{\omega}{\omega_\alpha}$.

Современные транзисторы имеют граничную частоту f_α порядка 10^7 гц и выше, что обычно на несколько порядков превышает верхние частоты спектра на выходе преобразователей. При этом $a \ll 1$. Тогда можно принять, что $H_{11} \approx h_{11}$ и $H_{21} \approx h_{21}$. Для учета влияния емкости коллектора C_K практически достаточно учесть комплексность параметров H_{12} и H_{22} .

Принимая во внимание вышеуказанное и подставляя выражения (5)–(8) в формулы (1)–(4), получим для схемы рис. 1, б следующие полные комплексные зависимости коэффициентов K_u , K_i и сопротивлений $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ от частоты в широком диапазоне частот:

$$K_u = \frac{(h_{22} + g_1 + g_2)(r_H + h_{11}) + (1 + h_{21})(1 - h_{12}) + r_H \left[h_{22} + g_1 + g_2 h_{12} - \omega^2 C_K C_B \frac{h_{12}}{h_{22}} + j\omega \left(C_K + \right. \right.}{\left. \left. + j\omega \left[(C_K + C_B)(r_H + h_{11}) - C_K \frac{h_{12}}{h_{22}} (1 + h_{21}) \right] \right. \right.}{\left. \left. + C_B h_{12} + C_K \frac{h_{12}}{h_{22}} g_2 \right) \right]}; \quad (9)$$

$$K_i = \frac{(h_{22} + g_1)[1 + g_2(r_H + h_{11})] - g_2 h_{12} h_{21} + j\omega \left[(C_K g_2 + \right.}{h_{22} + g_1 + g_2 h_{12} + j\omega \left(C_K + C_B h_{12} + \right.}{\left. \left. + C_B h_{22} \right) \left(r_H + h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right) + (r_H + h_{11}) C_B g_1 \right] - \omega^2 C_B C_K \left[r_H + h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right]}{\left. \left. + C_K \frac{h_{12}}{h_{22}} g_2 \right) - \omega^2 C_K C_B \frac{h_{12}}{h_{22}} \right]}; \quad (10)$$

$$Z_{вх} = \frac{(h_{22} + g_1 + g_2)(r_H + h_{11}) + (1 + h_{12})(1 - h_{12}) + j\omega \left[(C_K + \right.}{(h_{22} + g_1)[1 + g_2(r_H + h_{11})] - g_2 h_{12} h_{21} + j\omega \left[(C_K g_2 + C_B h_{22}) \left(r_H + \right. \right.}{\left. \left. + C_B \right) (r_H + h_{11}) - C_K \frac{h_{12}}{h_{22}} (1 + h_{21}) \right] \left. \right.}{\left. \left. + h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right) + (r_H + h_{11}) C_B g_1 \right] - \omega^2 C_B C_K \left(r_H + h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22}} \right)}; \quad (11)$$

	K_u	K_i	Z_{BX}	Z_{BXX}
T_1	$\frac{(h_{22}+g_1+g_2)(r_H+h_{11})+(1+h_{21})(1-h_{12})}{r_H(h_{22}+g_1+g_2h_{12})}$	$\frac{h_{22}+g_1+g_2[(h_{22}+g_1)(r_H+h_{11})-h_{12}h_{21}]}{h_{22}+g_1+g_2h_{12}}$	$\frac{(h_{22}+g_1+g_2)(r_H+h_{11})+(1+h_{21})(1-h_{12})}{(h_{22}+g_1)[1+g_2(r_H+h_{11})]-g_2h_{12}h_{21}}$	$\frac{\Delta_h(g_2+g_r)+(g_1+g_r)(1+g_2h_{11})+g_r(h_{21}-h_{12}+g_1h_{11})+h_{22}}{(h_{22}+g_1)(g_2+g_r)+g_2g_r}$
ω_1	$\frac{(h_{22}+g_1+g_2)(r_H+h_{11})+(1+h_{21})(1-h_{12})}{(C_K+C_B)(r_H+h_{11})-C_K\frac{h_{12}}{h_{22}}(1+h_{21})}$	$\frac{(h_{22}+g_1)[1+g_2(r_H+h_{11})]-h_{12}h_{21}g_2}{(C_Kg_2+C_Bh_{22})\left(r_H+h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}\right)+ (r_H+h_{11})C_Bg_1}$	$\frac{(h_{22}+g_1+g_2)(r_H+h_{11})+(1+h_{21})(1-h_{12})}{(C_K+C_B)(r_H+h_{11})-C_K\frac{h_{12}}{h_{22}}(1+h_{21})}$	$\frac{(h_{22}+g_1)(g_2+g_r)+g_2g_r}{C_B(h_{22}+g_1+g_r)+C_K(g_2+g_r)}$
ω_2	$\frac{h_{22}+g_1+h_{12}g_2}{C_K+C_Bh_{12}+C_K\frac{h_{12}}{h_{22}}g_2}$	$\frac{h_{22}+g_1+h_{12}g_2}{C_K+C_Bh_{12}+C_K\frac{h_{12}}{h_{22}}g_2}$	$\frac{(h_{22}+g_1)[1+g_2(r_H+h_{11})]-h_{12}h_{21}g_2}{(C_Kg_2+C_Bh_{22})\left(r_H+h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}\right)+ (r_H+h_{11})C_Bg_1}$	$\frac{\Delta_h(g_2+g_r)+(g_1+g_r)(1+g_2h_{11})+g_r(h_{21}-h_{12}+g_1h_{11})+h_{22}}{C_B[(g_1+g_r)h_{11}+\Delta_h]+C_K\frac{1}{h_{22}}[(g_2+g_r)\Delta_h+h_{22}-g_rh_{12}]}$
T_2	$\frac{r_H+h_{11}}{r_Hh_{12}}$	$\frac{(h_{22}+g_1)(r_H+h_{11})-h_{12}h_{21}}{h_{12}}$	$\frac{r_H+h_{11}}{(r_H+h_{11})(h_{22}+g_1)-h_{12}h_{21}}$	$h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}+g_1+g_r}$
ω_3	$\frac{C_K+C_Bh_{12}+C_K\frac{h_{12}}{h_{22}}g_2}{C_KC_B\frac{h_{12}}{h_{22}}}-\omega_2$	$\frac{(C_Kg_2+C_Bh_{22})\left(r_H+h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}\right)+ (r_H+h_{11})C_Bg_1}{C_BC_K\left(r_H+h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}\right)}-\omega_2$	$\frac{(C_Kg_2+C_Bh_{22})\left(r_H+h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}\right)+ (r_H+h_{11})C_Bg_1}{C_BC_K\left(r_H+h_{11}-\frac{h_{12}h_{21}}{h_{22}}\right)}-\omega_2$	$\frac{C_B[(g_1+g_r)h_{11}+\Delta_h]+C_K\frac{1}{h_{22}}[(g_2+g_r)\Delta_h+h_{22}-g_rh_{12}]}{C_BC_K\frac{\Delta_h}{h_{22}}}-\omega_2$
ω_4	—	$\frac{C_K+C_Bh_{12}+C_K\frac{h_{12}}{h_{22}}g_2}{C_KC_B\frac{h_{12}}{h_{22}}}-\omega_1$	—	$\frac{C_B(h_{22}+g_1+g_r)+C_K(g_2+g_r)}{C_KC_B}-\omega_1$
T_3	—	$\frac{r_H+h_{22}+\Delta_h}{h_{12}}$	—	$\frac{\Delta_h}{h_{12}}$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\Delta_h(g_2 + g_r) + (g_1 + g_r)(1 + g_2 h_{11}) + g_r(h_{21} - (h_{22} + g_1)(g_2 + g_r) + g_2 g_r + -h_{12} + g_1 h_{11}) + h_{22} - \omega^2 C_B C_K \frac{\Delta_h}{h_{22}} + j\omega \left\{ C_B [(g_1 + g_r) h_{11} + + j\omega [C_K (g_2 + g_r) + C_B (h_{22} + g_1 + g_r)] - + \Delta_h] + \frac{C_K}{h_{22}} [(g_2 + g_r) \Delta_h + h_{22} - g_r h_{12}] \right\}}{-\omega^2 C_K C_B} \quad (12)$$

Формулы (9) — (12) в общем случае можно представить в виде отношения полиномов от оператора p

$$T(p) = \frac{Ap^2 + Bp + C}{Dp^2 + Ep + F}, \quad (13)$$

где коэффициенты A, B, \dots — постоянные, определяемые параметрами схемы.

С помощью общеизвестных методов из функции (13) можно определить амплитудные и фазовые характеристики фильтра. Но значительно проще построить аппроксимированные логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАХ), которые состоят из отрезков прямых. Для построения ЛАХ необходимо определить минимальные и максимальные значения модуля и точки излома функции (13), которые могут быть найдены путем определения нулей и полюсов исследуемой функции. Легко видеть, что нули функции (13) выражаются зависимостью

$$p_{01,02} = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}, \quad \text{а полюсы} \quad p_{1,2} = \frac{-E \pm \sqrt{E^2 - 4DE}}{2D}.$$

Для упрощения мнимый дискриминант $\sqrt{B^2 - 4AC}$ может быть заменен действительным путем разложения в ряд Тейлора, тогда $\sqrt{B^2 - 4AC} \approx \approx 1 - 2 \frac{AC}{B^2}$. При $AC \ll 0,386 B^2$ погрешность от такой замены не превышает 10%, а при $AC \ll 0,082 B^2$ — 1%.

Учитывая приведенные соотношения, можем получить выражения, позволяющие рассчитать угловые частоты излома и постоянные уровни функции (13) для всех характеристик фильтра. Результаты приведены в таблице.

Как видно из формул (9) — (12) и таблицы, характеристики коэффициента фильтрации по напряжению K_u и входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ имеют три точки излома и два постоянных уровня, а коэффициент фильтрации по току K_i и выходное сопротивление $Z_{\text{вых}}$ имеют по четыре точки излома и три постоянных уровня.

Ввиду того, что транзисторный фильтр рассматриваемого типа предназначен для сглаживания пульсаций, т. е. он является фильтром нижних частот (ФНЧ), то его рабочей областью является участок между частотами излома $\omega_3 - \omega_4$. Здесь наиболее ярко выражаются его качественные показатели, т. е. большое значение коэффициентов фильтрации по напряжению и току, а также большое входное и малое выходное сопротивления. Выше точки ω_3 начинает сказываться емкость коллекторного перехода C_K транзистора и фильтр перестает работать в качестве ФНЧ.

Из сказанного выше следует, что верхняя граничная частота ω_3 фильтра зависит от C_K и повышается при уменьшении C_K . Нижнюю гра-

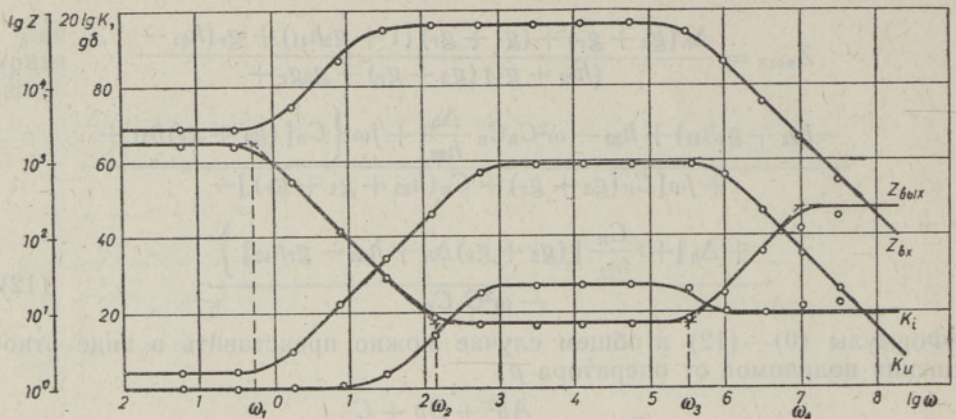


Рис. 2. Частотные характеристики фильтра, представленного на рис. 1, б.
— рассчитанные по формулам (9)—(12); ○ измеренные.

ничную частоту ω_2 можно понизить увеличивая значения C_B . Для схемы рис. 1, б характеристики фильтра между частотами ω_1 — ω_2 и ω_3 — ω_4 имеют наклон в 20 дБ/дек. Как следует из таблицы, при определенных величинах параметров схемы и транзистора может быть $\omega_2 \gg \omega_3$. Тогда горизонтальный участок характеристики между ω_2 и ω_3 отсутствует.

В качестве иллюстрации на рис. 2 приведены рассчитанные и измеренные ЛАХ фильтра с транзистором типа П-29, у которого $h_{11} = 6$ ом, $h_{12} = 0,97 \cdot 10^{-3}$, $h_{21} = -0,9863$, $h_{22} = 5 \cdot 10^{-6}$ сим, $C_K = 40$ пф, $f_u = 6 \cdot 10^6$ гц.

Параметры схемы следующие:

$$g_r = 16 \cdot 10^{-4} \text{ сим}, \quad g_1 = 7,1 \cdot 10^{-5} \text{ сим}, \quad g_2 = 0, \quad r_n = 2 \cdot 10^3 \text{ ом}, \\ C_B = 2 \cdot 10^{-5} \text{ ф.}$$

Несовпадение расчетных и измеренных характеристик в области выше ω_4 объясняется влиянием реактивных параметров схемы, которые в формулах (9)—(12) не учтены.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вильборн П., Тамкиви П., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., 20, 53 (1971).
2. Нагорный Л. Я., Анализ и расчет усилительных схем, Киев, 1963.

Институт термofизики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
31/XII 1970

P. VILBORN

TRANSISTORI SAGEDUSLIKE OMADUSTE MOJUST EMITTERAHELASSE LÜLITATUD KOORMUSEGA TRANSISTOR-SILUFILTRI KARAKTERISTIKUTELE

Tuletatakse seosed emitterahelasse lülitatud koormusega transistor-silufiltri pingea- ja voolusiiumistegurite ning sisend- ja väljundtakistuste määramiseks sõltuvalt skeemi parameetritest ja sagedusest ning arvestades transistori parameetrite sageduslikku mõju.

Näidatakse karakteristikute aproksimeerimise võimalust laias sagedusribas ning esitatakse ühe juhu jaoks arvutuslike ja mõõdetud karakteristikute võrdlus.

P. VILBORN

THE INFLUENCE OF TRANSISTOR PARAMETERS DEPENDING ON THE FREQUENCY OF THE CHARACTERISTICS OF A TRANSISTOR RIPPLE FILTER WITH A LOAD IN EMITTER CIRCUIT

In the present paper general connections are derived for determining the voltage and current smoothing coefficient, input and output resistance of the transistor ripple filter with a load in emitter circuit, depending on the parameters of the circuit and frequency. The possibility of an approximation of the characteristics in a wide range of frequencies is shown, and comparison of calculated and measured characteristics for one case is presented.