

П. ВИЛЬБОРН, П. ТАМКИВИ

НИЗКОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРНЫХ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ С НАГРУЗКОЙ В ЦЕПИ ЭМИТТЕРА

Для сглаживания пульсаций постоянного тока предложен ряд схем транзисторных фильтров [1-3], которые без громоздких индуктивных элементов и при умеренных потерях обладают довольно высокими сглаживающими свойствами. Эти фильтры по существу являются фильтрами нижних частот. В литературе приводятся приближенные выражения для определения коэффициента фильтрации по напряжению и выходному сопротивлению. Но известные нам работы не дают полного представления о частотных свойствах рассматриваемых схем, имеющих большое значение при проектировании фильтров с заданными частотными характеристиками, а также при анализе систем, содержащих транзисторные сглаживающие фильтры.

Одной из наиболее простых, но обладающей достаточно высокими сглаживающими свойствами, является схема фильтра с нагрузкой в цепи эмиттера транзистора (рис. 1). В общем случае, как показано на рис. 1, б, все пассивные элементы схемы могут быть комплексными и она может быть рассмотрена как четырехполюсник, нагруженный на проводимость Y_H .

Известными методами теории электрических цепей по схеме могут быть найдены Y -параметры четырехполюсника. Для режима малого сигнала из схемы рис. 1, б можно получить следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= Y_1 + Y_{кк} + \frac{(Y_{кб} - Y_1)(Y_{бк} + Y_1)}{Y_1 + Y_2 + Y_{бб}}, \\ Y_{12} &= Y_{кб} - \frac{Y_{бб}(Y_{кб} - Y_1)}{Y_1 + Y_2 + Y_{бб}}, \\ Y_{21} &= Y_{вк} + \frac{Y_{вб}(Y_{бк} + Y_1)}{Y_1 + Y_2 + Y_{бб}}, \\ Y_{22} &= Y_{вб} + \frac{Y_{вб} \cdot Y_{бб}}{Y_1 + Y_2 + Y_{бб}}. \end{aligned} \right\} (1)$$

Для анализа схемы и для практических расчетов целесообразно перейти на H -параметры транзистора, которые наиболее просто определяются по каталогам или из эксперимента. Так как в рассматриваемом случае транзистор работает по схеме с общей базой, то, принимая за основу $H_б$ -параметры транзистора, после проведения соответствующих преобразований для четырехполюсника (рис. 1, б), имеем

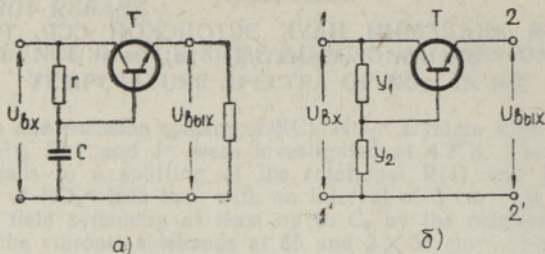


Рис. 1. Принципиальная схема фильтра.

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{1}{A} [B + Y_2(H_{11}B - H_{12}H_{21})], \\ Y_{12} &= \frac{1}{A} (H_{21}Y_2 - B), \\ Y_{21} &= -\frac{1}{A} (H_{12}Y_2 + B), \\ Y_{22} &= \frac{1}{A} (Y_2 + B), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $A = H_{11}(Y_1 + Y_2 + H_{22}) + (1 + H_{21})(1 - H_{12})$ и $B = (H_{22} + Y_1)$.

По комплексным параметрам (2) четырехполюсника с учетом параметров нагрузки и источника питания известными методами могут быть найдены комплексные коэффициенты фильтрации по напряжению и току (обратные величины соответствующих передаточных функций), а также входное и выходное сопротивление.

С учетом (2) для коэффициента фильтрации по напряжению имеем

$$K_U = \frac{\dot{U}_{\text{BX}}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = -\frac{Y_{22} + Y_{\text{H}}}{Y_{21}} = -\frac{(H_{22} + Y_1 + Y_2)(Z_{\text{H}} + H_{11}) + (1 + H_{21})(1 - H_{12})}{Z_{\text{H}}(H_{22} + Y_1 + H_{12}Y_2)}, \quad (3)$$

где Z_{H} — полное сопротивление нагрузки.

Коэффициент фильтрации по току

$$K_i = \frac{\dot{I}_{\text{BX}}}{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}} = \frac{Y_{11}Y_{\text{H}} + \Delta Y}{Y_{\text{H}} \cdot Y_{21}} = \frac{H_{22} + Y_1 + Y_2[(H_{22} + Y_1)(Z_{\text{H}} + H_{11}) - H_{12}H_{21}]}{H_{22} + Y_1 + H_{12}Y_2}. \quad (4)$$

Учитывая внутреннюю проводимость источника питания Y_{Γ} , получим коэффициент фильтрации по э.д.с. генератора

$$K_{\text{э}} = \frac{\dot{E}_{\Gamma}}{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}} = \frac{(Y_{11} + Y_{\Gamma})(Y_{22} + Y_{\text{H}}) - Y_{12} \cdot Y_{21}}{Y_{21} \cdot Y_{\Gamma}}$$

или

$$K_{\text{э}} = \frac{(H_{22} + Y_1)[(Z_{\text{H}} + H_{11})(Y_2 + Y_{\Gamma}) + 1] + Y_2[(Z_{\text{H}} + H_{11})Y_{\Gamma} - H_{12}H_{21}] + Y_{\Gamma}(1 + H_{21})(1 - H_{12})}{Y_{\Gamma}Z_{\text{H}}(H_{22} + Y_1 + H_{12}Y_2)}. \quad (5)$$

Полное входное сопротивление фильтра выражается как

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Y_{22} + Y_{\text{н}}}{Y_{11}Y_{\text{н}} + \Delta Y} = \frac{(Z_{\text{н}} + H_{11})(H_{22} + Y_1 + Y_2) + (1 + H_{21})(1 - H_{12})}{Y_2[(H_{22} + Y_1)(Z_{\text{н}} + H_{11}) - H_{12}H_{21}] + (H_{22} + Y_1)}, \quad (6)$$

а полное выходное сопротивление

$$Z_{\text{вых}} = \frac{Y_{11} + Y_{\text{г}}}{Y_{22}Y_{\text{г}} + \Delta Y} = \frac{Y_2[(H_{22} + Y_1 + Y_{\text{г}})H_{11} - H_{12}H_{21}] + (H_{22} + Y_1)(1 + Y_{\text{г}}H_{11}) + Y_{\text{г}}(1 + H_{21})(1 - H_{12})}{(H_{22} + Y_1)(Y_{\text{г}} + Y_2) + Y_{\text{г}}Y_2}. \quad (7)$$

Имея комплексные H -параметры транзистора, а также комплексные величины элементов схемы, по формулам (3)–(7) могут быть определены комплексные, а также амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики фильтра. Точность рассчитываемых параметров зависит от точности используемых выражений для H -параметров транзистора. Для практических расчетов выражения (3)–(7) довольно громоздки, но при тех или иных предположениях могут быть существенно упрощены.

Рассмотрим наиболее простой случай, когда все элементы схемы, кроме Y_2 , являются активными (рис. 2). В области низких частот, когда параметры транзистора можно считать не зависящими от частоты, т. е. $H_{11} \approx h_{11}$, $H_{12} \approx h_{12}$, $H_{21} \approx h_{21}$, $H_{22} \approx h_{22}$, выражения (3)–(7) принимают следующий вид:

$$K_{\text{в}} = \frac{(h_{22} + g_1 + g_2)(r_{\text{н}} + h_{11}) + (1 + h_{21})(1 - h_{12}) + j\omega C_2(r_{\text{н}} + h_{11})}{r_{\text{н}}(h_{22} + g_1 + g_2h_{12}) + j\omega C_2h_{12}r_{\text{н}}}; \quad (8)$$

$$K_{\text{и}} = - \frac{(h_{22} + g_1) + g_2[(h_{22} + g_1)(r_{\text{н}} + h_{11}) - h_{12}h_{21}] + j\omega C_2[(h_{22} + g_1)(r_{\text{н}} + h_{11}) - h_{12}h_{21}]}{h_{22} + g_1 + g_2h_{12} + j\omega C_2h_{12}}; \quad (9)$$

$$K_{\text{о}} = \frac{(h_{22} + g_1)[(r_{\text{н}} + h_{11})(g_2 + g_{\text{г}}) + 1] + g_{\text{г}}[(r_{\text{н}} + h_{11})g_2 + (1 + h_{21})(1 - h_{12})] - g_2h_{12}h_{21} + j\omega C_2[(r_{\text{н}} + h_{11})(h_{22} + g_1 + g_{\text{г}}) - h_{12}h_{21}]}{g_{\text{г}}r_{\text{н}}[(h_{22} + g_1 + g_2h_{12}) + j\omega C_2h_{12}]}; \quad (10)$$

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(r_{\text{н}} + h_{11})(h_{22} + g_1 + g_2) + (1 + h_{21})(1 - h_{12}) + j\omega C_2(r_{\text{н}} + h_{11})}{(h_{22} + g_1) + g_2[(h_{22} + g_1)(r_{\text{н}} + h_{11}) - h_{12}h_{21}] + j\omega C_2[(h_{22} + g_1)(r_{\text{н}} + h_{11}) - h_{12}h_{21}]}; \quad (11)$$

$$Z_{\text{вых}} = \frac{g_2[(h_{22} + g_1 + g_{\text{г}})h_{11} - h_{12}h_{21}] + (h_{22} + g_1)(1 + g_{\text{г}}h_{11}) + g_{\text{г}}(1 + h_{21})(1 - h_{12}) + j\omega C_2[(h_{22} + g_1 + g_{\text{г}})h_{11} - h_{12}h_{21}]}{g_2(h_{22} + g_1 + g_{\text{г}}) + g_{\text{г}}(h_{22} + g_1) + j\omega C_2(h_{22} + g_1 + g_{\text{г}})}. \quad (12)$$

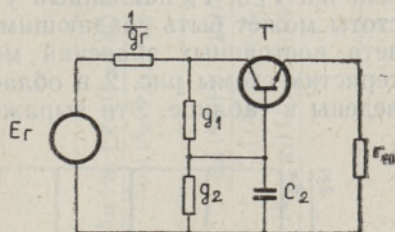


Рис. 2. Расчетная схема замещения фильтра.

С точки зрения сглаживающих фильтров наибольший интерес представляет зависимость модулей функций (8)–(12) от частоты. Нетрудно видеть, что модули всех функций (8)–(12) могут быть выражены в виде

$$P(\omega) = K \sqrt{\frac{T_1^2 \omega^2 + 1}{T_2^2 \omega^2 + 1}}, \quad (13)$$

где K , T_1 и T_2 — постоянные, определяемые параметрами схемы. В логарифмическом масштабе выражение (14) аппроксимируется ломаной линией, которая имеет два постоянных уровня

$$P_1(\omega) = K = \text{const}, \quad P_2(\omega) = K \frac{T_1}{T_2} = \text{const}$$

и две точки перелома на угловых частотах $\omega_1 = 1/T_1$ и $\omega_2 = 1/T_2$, между которыми имеется участок с наклоном 20 дб/дек . В зависимости от величин T_1 и T_2 наклонный участок характеристики с увеличением частоты может быть спадающим или возрастающим. Выражения для расчета постоянных значений модулей и частот точек перелома характеристик схемы рис. 2 в области низких частот (малого сигнала) приведены в таблице. Эти выражения позволяют по заданным параметрам

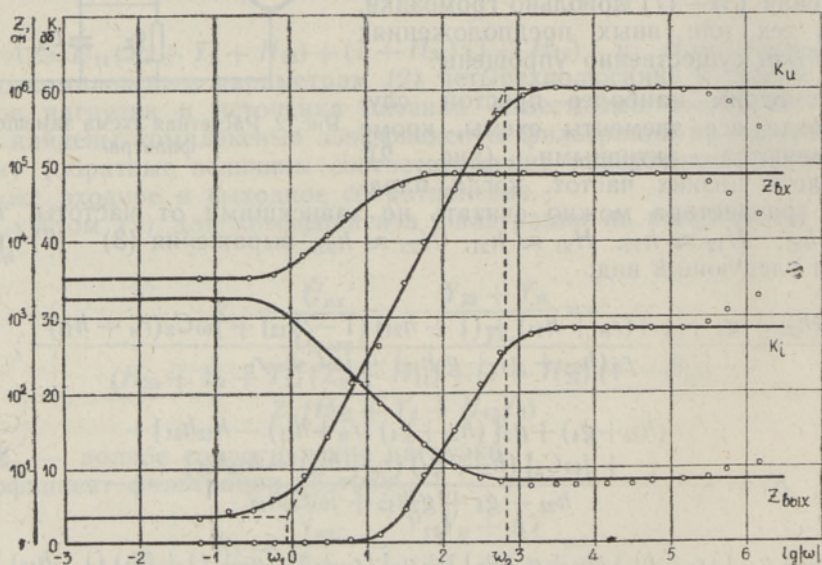


Рис. 3. Частотные характеристики фильтра рис. 2.

— рассчитанные по формулам (8) — (12);
 °° измеренные точки.

транзистора и схемы построить логарифмические частотные характеристики фильтра, а также проанализировать влияние на них отдельных параметров.

Как следует из таблицы, уровни максимальных и минимальных значений модулей всех параметров не зависят от величины базовой емкости C_2 . Так, например, максимальное значение коэффициента фильтрации по напряжению K_U при $r_n \gg h_{11}$ (как это обычно имеет место) определяется величиной $K_{U \text{ макс}} \approx 1/h_{12}$. Величина C_2 влияет только на частоты перелома характеристик. В зависимости от конкрет-

	ω_1	p_1	ω_2	p_2	
K_U	$\frac{(h_{22} + g_2 + g_1)(r_u + h_{11}) + (1 + h_{21})(1 - h_{12})}{C_2(r_u + h_{11})}$	$\frac{(h_{22} + g_1 + g_2)(r_u + h_{11}) + (1 + h_{21})(1 - h_{12})}{r_u(h_{22} + g_1 + g_2 h_{12})}$	$\frac{h_{22} + g_1 + g_2 h_{12}}{C_2 h_{12}}$	$\frac{r_u + h_{11}}{r_u h_{12}}$	
K_i	$\frac{h_{22} + g_1 + g_2[(h_{22} + g_1)(r_u + h_{11}) - h_{12} h_{21}]}{C_2[(h_{22} + g_1)(r_u + h_{11}) - h_{12} h_{21}]}$	$\frac{h_{22} + g_1 + g_2[(h_{22} + g_1)(r_u + h_{11}) - h_{12} h_{21}]}{h_{22} + g_1 + g_2 h_{12}}$	$\frac{h_{22} + g_1 + g_2 h_{12}}{C_2 h_{12}}$	$\frac{(h_{22} + g_1)(r_u + h_{11}) - h_{12} h_{21}}{h_{12}}$	
K_a	$\frac{(h_{22} + g_1)[(r_u + h_{11})(g_2 + g_r) + 1] + C_2[(r_u + h_{11})(h_{22} + g_1 + g_r) - h_{12} h_{21}] + g_r[(r_u + h_{11})g_2 + (1 + h_{21})(1 - h_{12})]}{1 - g_2 h_{12} h_{21}}$	$\frac{(h_{22} + g_1)[(r_u + h_{11})(g_2 + g_r) + 1] + (h_{22} + g_1 + g_2 h_{12})r_u g_r}{1 - g_r[(r_u + h_{11})g_2 + (1 + h_{21})(1 - h_{12})]} - \frac{1}{-g_2 h_{12} h_{21}}$	$\frac{1}{-g_2 h_{12} h_{21}}$	$\frac{h_{22} + g_1 + g_2 h_{12}}{C_2 h_{12}}$	$\frac{(r_u + h_{11})(h_{22} + g_1 + g_r) - h_{12} h_{21}}{h_{12} r_u g_r}$
$Z_{u \times}$	$\frac{(r_u + h_{11})(h_{22} + g_1 + g_2) + (1 + h_{21})(1 - h_{12})}{C_2(r_u + h_{11})}$	$\frac{(r_u + h_{11})(h_{22} + g_1 + g_2) + (1 + h_{21})(1 - h_{12})}{[(r_u + h_{11})(h_{22} + g_1) - h_{12} h_{21}]g_2 + h_{22} + g_1}$	$\frac{h_{22} + g_1 + g_2[(h_{22} + g_1)(r_u + h_{11}) - h_{12} h_{21}]}{C_2[(h_{22} + g_1)(r_u + h_{11}) - h_{12} h_{21}]}$	$\frac{r_u + h_{11}}{(r_u + h_{11})(h_{22} + g_1) - h_{12} h_{21}}$	
$Z_{u \times \times}$	$\frac{g_2(h_{22} + g_1 + g_r) + g_r(h_{22} + g_1)}{C_2(h_{22} + g_1 + g_r)}$	$\frac{g_2[(h_{22} + g_1 + g_r)h_{11} - h_{12} h_{21}] + g_2(h_{22} + g_1 + g_r) + g_r(h_{22} + g_1)}{1 + (h_{22} + g_1)(1 + g_r h_{11}) + g_r(1 + h_{21})(1 - h_{12})}$	$\frac{g_2[(h_{22} + g_1 + g_r)h_{11} - h_{12} h_{21}] + C_2[(h_{22} + g_1 + g_r)h_{11} - h_{12} h_{21}]}{1}$	$h_{11} - \frac{h_{12} h_{21}}{h_{22} + g_1 + g_r}$	

ных цифровых значений параметров схемы и транзистора приведенные в таблице выражения могут быть упрощены.

Из таблицы следует также, что при реально возможных параметрах схемы и транзистора входное сопротивление по модулю всегда превышает выходное сопротивление, причем их разность в полосе затухания значительно увеличивается.

В качестве иллюстрации на рис. 3 приведены рассчитанные и измеренные амплитудно-частотные характеристики K_U и K_i , а также зависимость от частоты модулей входного и выходного сопротивления для схемы рис. 2 с транзистором типа П29, у которого

$$h_{11} = 6 \text{ ом}, \quad h_{12} = 0,97 \cdot 10^{-3}, \quad h_{21} = -0,9863, \\ h_{22} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ сим}, \quad \omega_\alpha = 6,28 \cdot 10^6 \text{ сек}^{-1}.$$

Параметры схемы следующие:

$$g_T = \frac{1}{600} \text{ сим}, \quad g_1 = \frac{1}{14 \cdot 10^4} \text{ сим}, \quad g_2 = 0, \quad r_H = 2 \text{ ком}, \quad C_2 = 20 \text{ мкф}.$$

Как следует из рис. 3, на высоких частотах рассчитанные и измеренные характеристики не совпадают. В этой области начинают скачиваться частотные зависимости параметров транзистора, которых формулы (8) — (12) не учитывают.

ЛИТЕРАТУРА

1. Векслер Г. С., Мачинский В. К., Штільман В. І., Транзисторні згладжуючі фільтри, Київ, 1964.
2. Додик С. О., Гальперин Е. И., Источники электропитания на полупроводниковых приборах, М., 1969.
3. Векслер Г. С., Радиотехника, № 11, 58 (1964).

Институт термодинамики и электрофизики
Академии наук Эстонской ССР

Поступила в редакцию
18/III 1970

P. VILBORN, P. TAMKIVI

EMITTERAHELASSE LÜLITATUD KOORMUSEGA TRANSISTOR-SILUFILTRI MADALSAGEDUSLIKUD KARAKTERISTIKUD

Artiklis tuletatakse üldised seosed emitterahelasse lülitatud koormusega transistor-silufiltri pinge- ja voolusilumistegurite ning sisend- ja väljundtakistuste määramiseks sõltuvalt skeemi parameetritest ja sagedusest. Tuletatakse lihtsustatud seosed silufiltri karakteristikute arvutamiseks transistori madalsageduslike parameetrite alusel aktiivjuhtivusega generaatori ja aktiivkoormuse puhul.

Esitatakse lihtne karakteristikute aproksimeerimise võimalus ning võrreldakse ühe juhu puhul arvutuslikke ja mõõdetud karakteristikuid.

P. VILBORN, P. TAMKIVI

LOW-FREQUENCY CHARACTERISTICS OF A TRANSISTOR RIPPLE FILTER WITH A LOAD IN EMITTER CIRCUIT

General connections to determine 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 are derived in the given article. Simplified connections in the case of low-frequency parameters of the transistor, conductance generators and active load are derived. The possibility of simple approximation of the characteristics is shown and the comparison of calculated and measured characteristics for one case is given.