

УДК 621.501.14

**К ВОПРОСУ О ПОВЫШЕНИИ КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КОНТУРОМ**

С. С. Абрамов, А. М. Михеенко, А. С. Гусельников, Е. С. Абрамова, И. И. Павлов

Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики  
Россия, 630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86. E-mail: abramov@sibsutis.ru

*Приводятся результаты анализа частотной зависимости основных энергетических показателей ключевого усилителя с последовательным контуром, работающим без перестройки колебательной системы.*

*Ключевые слова: ключевой усилитель, полоса частот, энергетические соотношения.*

**ON THE QUESTION OF IMPROVING THE QUALITATIVE CHARACTERISTICS OF A POWER AMPLIFIER IN A KEY MODE WITH SERIES CIRCUIT**

S. S. Abramov, A. M. Mikheenko, A. S. Guselnikov, E. S. Abramova, I. I. Pavlov

Siberian State University of Telecommunications and Informatics  
86 Kirov street, Novosibirsk, 630102, Russia. E-mail: abramov@sibsutis.ru

*The authors present results of analysis of frequency dependence of the main energy indicators of series circuit key amplifier, operating without rearrangement of oscillating system.*

*Keywords: key amplifier, frequency band, energy ratio.*

Ключевой усилитель с последовательным контуром (рис. 1) по существу представляет собой разновидность схемы инвертора, применяемого в силовой преобразовательной технике. Главное его достоинство – высокий КПД, достигающий 90...95 %. Однако реализовать это достоинство удается лишь на сравнительно низких частотах (до 150...200 МГц в транзисторном варианте). Кроме того, при работе в полосе частот требуется перестройка колебательной системы, что осложняет конструкцию усилителя и снижает его надежность. Предлагаемый ниже анализ рассматриваемой схемы позволяет сделать выводы о допустимых пределах расстройки колебательной системы для приемлемых значений энергетических показателей усилителя.

**Эквивалентная схема усилителя.** Один из вариантов схемы инвертора с последовательным контуром приведен на рис. 1, а. Непосредственный анализ этой схемы затруднен, так как она может быть описана дифференциальным уравнением не ниже третьего порядка. Задачу можно упростить при следующих условиях:

- резонансная частота последовательного контура  $\omega_0$  близка к частоте возбуждения (переключения)  $\omega$ ;
- затухание контура  $L_k C_k R_n$  достаточно мало:

$$R_n \sqrt{\frac{C_k}{L_k}} \ll 1; \tag{1}$$

– внутреннее сопротивление транзистора для мгновенных значений анодного тока (в открытом состоянии) по крайней мере не больше сопротивления нагрузки  $R_n$ :

$$R < R_n; \tag{2}$$

– напряжение возбуждения имеет форму меандра. При этих условиях  $Z_n \approx R_n / \cos\varphi$ ; транзисторы можно заменить эквивалентными ключами с потерями, а последовательный контур усилителем тока имеет синусоидальную форму  $i = I \sin(\omega t + \varphi)$ , где  $\varphi$  – фазовый сдвиг контурного тока, обусловленный расстройкой. В результате усилитель может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 1, б), где  $C_0$  – выходная емкость транзистора.

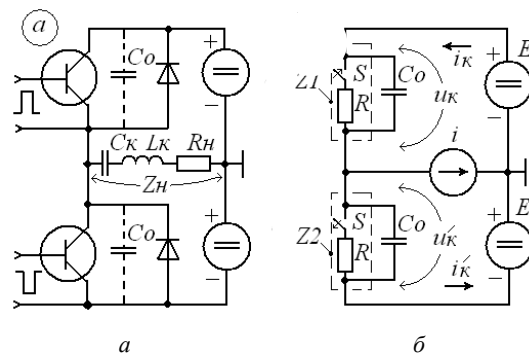


Рис. 1. Схема усилителя с последовательным контуром

Амплитуду возбуждения выберем такой, чтобы в открытом состоянии сопротивление транзистора было минимальным, т. е. определялось линией критического режима (или сопротивлением насыщения):

$$R = \frac{1}{S_{кр}} = r_{нас}, \tag{3}$$

где  $S_{кр}$  – крутизна линии критического режима.

Поскольку переключение цепей осуществляется ключами поочередно, то для полных сопротивлений ключей  $Z$  можно записать следующие выражения:

$$Z_1 = \frac{2R}{1 - Sq\omega t}, \quad (4)$$

$$Z_2 = \frac{2R}{1 + Sq\omega t}, \quad (5)$$

$$\text{где } Sq\omega t = \begin{cases} 1 \dots nT < t < (2n+1)\frac{T}{2}, \\ -1 \dots (2n+1)\frac{T}{2} < t < (n+1)T, \end{cases}$$

$$\text{или } Sq\omega t = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t}{2n-1}. \quad (6)$$

С учетом принятых обозначений (4) и (5), эквивалентную схему (см. рис. 1, б), можно описать линейным неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида:

$$\frac{du_k}{dt} + \frac{1}{2RC_0} u_k = \frac{E}{2RC_0} (1 + Sq\omega t) - \frac{1}{2C_0} \sin(\omega t + \varphi),$$

или с учетом (6)

$$\frac{du_k}{dt} + \frac{1}{2RC_0} u_k = \frac{E}{2RC_0} \left[ 1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\omega t}{2n-1} \right] - \frac{1}{2C_0} \sin(\omega t + \varphi), \quad (7)$$

Периодическое решение этого уравнения нетрудно найти методами гармонического синтеза [1]:

$$u_k(t) = 2E \left[ 1 - \frac{e^{-\frac{t-T}{2RC_0}}}{1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}}} \right] - \frac{IR \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}, \quad (8)$$

на интервале  $nT < t < (2n+1)\frac{T}{2}$ , и

$$u_k(t) = \frac{2Ee^{-\frac{t}{2RC_0}}}{1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}}} - \frac{IR \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}} \quad (9)$$

на интервале  $(2n+1)\frac{T}{2} < t < (n+1)T$ .

Это же решение можно записать в виде ряда Фурье:

$$u_k(t) = E \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin[(2n-1)\omega t - \varphi_n]}{(2n-1)\sqrt{1 + [2\omega RC_0(2n-1)]^2}} \right\} - \frac{IR \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}, \quad (10)$$

Здесь и в предшествующих двух выражениях

$$\varphi_n = \arctg(2n-1)2\omega RC_0. \quad (11)$$

Выражение (10) позволяет найти амплитуду напряжения первой гармоники.

Полагая, что  $IR \ll E$ , получим

$$U_1 \approx \left( \frac{4E}{\pi} - IR \cos \varphi \right) \frac{1}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}.$$

Форму импульса тока можно определить следующим выражением:

$$i_k = \frac{u_k(t)}{Z_1}.$$

Тогда на интервале  $nT < t < (2n+1)\frac{T}{2}$ ,  $i_k = 0$ , и

$$i_k = \frac{2Ee^{-\frac{t}{2RC_0}}}{R \left( 1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}} \right)} + I \frac{\sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}}, \quad (12)$$

на интервале  $(2n+1)\frac{T}{2} < t < (n+1)T$ .

**Основные энергетические соотношения в ключевом усилителе.** Ограничимся рассмотрением области малых значений  $\varphi_1$  в (11):

$$\varphi_1 = \arctg 2\omega C_0 R < 10^\circ, \quad 2\omega RC_0 \ll 1, \quad \varphi_1 \approx 2\omega C_0 R. \quad (13)$$

Как будет показано ниже, уже в этой области происходит существенное ухудшение энергетических показателей ключевого усилителя.

С учетом (13) можно приближенно определить амплитуду контурного тока:

$$I = \frac{U_H}{Z_H} \cong \frac{U_1}{Z_H} = \frac{\left( \frac{4E}{\pi} - IR \cos \varphi \right) \cos \varphi}{R_H}, \quad (14)$$

или после приведения подобных членов

$$I = \frac{4E}{\pi \left( R \cos \varphi + \frac{R_H}{\cos \varphi} \right)}. \quad (15)$$

Определим постоянную составляющую тока на основании (12) и (15):

$$I_{k0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[ \frac{2Ee^{-\frac{t}{2RC_0}}}{R \left( 1 + e^{-\frac{T}{4RC_0}} \right)} + \frac{4E \sin(\omega t - \varphi_1 + \varphi)}{\pi \left( R \cos \varphi + \frac{R_H}{\cos \varphi} \right) \sqrt{1 + (2\omega RC_0)^2}} \right] d\omega t.$$

После простых преобразований получим

$$I_{k_0} = \frac{4E}{\pi^2 R} \left\{ \frac{\frac{\pi\omega RC_0 \left(1 - e^{-\frac{\pi}{2\omega RC_0}}\right)}{2 \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2\omega RC_0}}\right)} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\left[1 + (2\omega RC_0)^2\right] \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}\right)}}{\right\},$$

или, принимая во внимание (13),

$$I_{k_0} \approx \frac{4E}{\pi^2 R} \left( \frac{\pi\omega RC_0}{2} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right). \quad (16)$$

Мощность, потребляемая от источника питания одним транзистором,

$$P_0 = EI_{k_0} = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left( \frac{\pi\omega RC_0}{2} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right). \quad (17)$$

Для колебательной мощности, отдаваемым одним транзистором в нагрузку, на основании (15) получим следующее выражение:

$$P_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{I^2 R_H}{2} \right) = \frac{4E^2 \frac{R_H}{R}}{\pi^2 R \left( \cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2}, \quad (18)$$

а затем определим мощность потерь на транзисторе:

$$P_a = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left[ \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} - \frac{\frac{R_H}{R}}{\left( \cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2} + \frac{\pi\omega RC_0}{2} \right]. \quad (19)$$

Два первых слагаемых в (19) характеризуют потери на транзисторе, обусловленные протеканием контурного тока  $i$ . Третье слагаемое учитывает потери, вызванные разрядным током выходной емкости лампы. Наличие именно этого слагаемого приводит к увеличению потерь и уменьшению КПД на повышенных частотах.

Выражения (17) и (18) позволяют определить электронный КПД усилителя:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left( \frac{\pi\omega RC_0}{2} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right) \left( \cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2} =$$

$$= \frac{\frac{R_H}{R}}{\left( \cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right) \left[ \cos(\varphi - \varphi_1) + \frac{\pi\omega RC_0}{2} \left( \cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right) \right]}. \quad (20)$$

Рассмотрим вариант настройки контура в резонанс ( $\varphi = 0$ ;  $\omega = \omega_0$ ). В этом случае (20) с учетом (13) примет вид

$$\eta(\omega_0) = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left( 1 + \frac{R_H}{R} \right) \left[ \cos\varphi_1 + \frac{4\varphi_1}{\pi} \left( 1 + \frac{R_H}{R} \right) \right]}. \quad (21)$$

Семейство зависимостей (21) приведено на рис. 2.

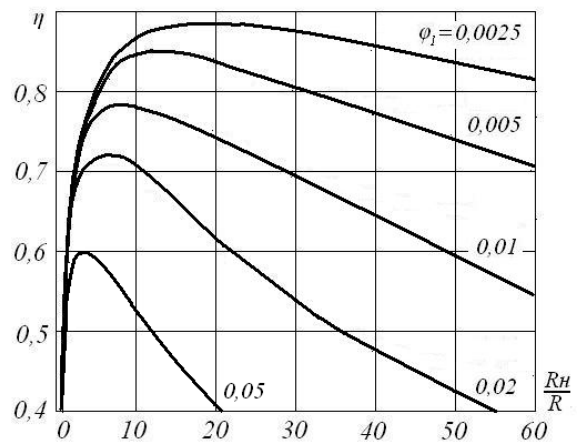


Рис. 2. Нагрузочные характеристики усилителя

Из (21) следует, что каждому значению  $\varphi_1$  соответствует определенное оптимальное значение сопротивления нагрузки  $R_H$ , которое можно найти путем исследования (21) на экстремум:

$$\left( \frac{R_H}{R} \right)_{opt} = \sqrt{1 + \frac{\pi}{4\varphi_1}}. \quad (22)$$

Выражение (21) подтверждает справедливость ограничения области рассматриваемых значений  $\varphi_1$ . Действительно, уже при  $\varphi_1 = 3^\circ$  (0,05 рад) максимальное возможное значение КПД не превышает 0,6.

Рассмотрим теперь зависимость энергетических показателей усилителя от расстройки нагрузочной цепи. Для этого в дальнейшем воспользуемся понятием обобщенной расстройки [2]:

$$\chi = \operatorname{tg}\varphi = \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) Q \approx 2 \left( \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) Q, \quad (23)$$

где  $Q$  – нагруженная добротность контура.

Предположим, что в пределах рабочей полосы усилителя допустимо снижение КПД до  $k \cdot \eta(\omega_0)$  и рассмотрим зависимость энергетических показателей усилителя от расстройки нагрузочной цепи при оптимальном сопротивлении нагрузки.

Выражение (21) в этом случае примет вид

$$k \cdot \eta(\omega_0) = \frac{\left(\frac{R_H}{R}\right)_{\text{opt}}}{\left[ \cos\varphi + \left(\frac{R_H}{R}\right)_{\text{opt}} \cdot \frac{1}{\cos\varphi} \right] \left\{ \cos(\varphi - \varphi_1) + \frac{4}{\pi} \varphi_1 \left[ \cos\varphi + \left(\frac{R_H}{R}\right)_{\text{opt}} \cdot \frac{1}{\cos\varphi} \right] \right\}}. \quad (24)$$

С учетом (23) это выражение можно решить в виде  $\chi_{\text{доп}} = \text{tg}(\varphi_{\text{доп}}) = f(\varphi_1, k)$ , где  $\chi_{\text{доп}}$  и  $\varphi_{\text{доп}}$  – допустимые значения обобщенной расстройки и фазового сдвига контурного тока при фиксированном  $\varphi_1$  и заданной величине снижения КПД ( $k$ ).

Результаты этого решения представлены на рис. 3.

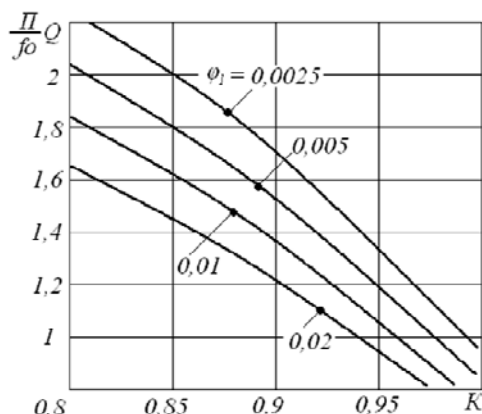


Рис. 3. Полоса рабочих частот усилителя:  
 $\Pi = 0,5(\chi_1 + \chi_2)$ ;  $\chi_1 = \chi(\omega_{\text{доп}} - \omega_0) \dots \omega > \omega_0$ ;  
 $\chi_2 = \chi(\omega_0 - \omega_{\text{доп}}) \dots \omega < \omega_0$

Таким образом, можно сделать следующие выводы:

- на умеренно высоких частотах ( $\varphi = 0,0025 - 0,005$ ) при допустимом снижении КПД на 20 % полоса рабочих частот усилителя может достигать удвоенной полосы пропускания контура на уровне 3 дБ;
- на высоких частотах ( $\varphi > 0,01$ ) падает и резонансное значение КПД и допустимая полоса рабочих частот;
- рабочую полосу частот можно регулировать подбором нагруженной добротности контура.

### Библиографические ссылки

1. Заездный А. М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. М. : Госэнергоиздат, 1961. 535 с.
2. Бакалов В. П., Дмитриков В. Ф., Крук Б. И. Основы теории цепей : учебник для вузов ; под ред. В. П. Бакалова. 3-е изд., перераб. и доп. М. : Горячая линия – Телеком, 2007. 426 с. : ил.

© Абрамов С. С., Михеенко А. М., Гусельников А. С.,  
 Абрамова Е. С., Павлов И. И., 2012

УДК 004.93:621.31

## РАЗРАБОТКА НАВИГАЦИОННОГО ФИЛЬТРА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ТОЧЕК ТЕПЛОВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПРИ ДИСТАНЦИОННОЙ ДИАГНОСТИКЕ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

А. М. Алешечкин<sup>1</sup>, Г. К. Макаренко<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Сибирский федеральный университет  
 Россия, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28. E-mail: aleshechkin.andrej@yandex.ru  
<sup>2</sup>ОАО «Межрегиональная распределительная сетевая компания Сибири»  
 Россия, 660021, г. Красноярск, ул. Богграда, 144а. E-mail: MakarenkoGK@gmail.com

*Предложен алгоритм навигационного фильтра, реализующий получение сглаженных оценок координат объектов на основе измеренных значений псевдодальностей, полученных для сигналов совмещенного созвездия навигационных спутников ГЛОНАСС и GPS.*

*Ключевые слова: навигационная задача, фильтр Калмана, ГЛОНАСС, GPS.*

## DEVELOPMENT OF NAVIGATION FILTER FOR ACCURACY INCREASE OF COORDINATES OF POINTS OF THERMAL IMAGES AT REMOTE DIAGNOSIS OF OVERHEAD POWER LINES

A. M. Aleshechkin<sup>1</sup>, G. K. Makarenko<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Siberian Federal University  
 28 Kirenskiy street, Krasnoyarsk, 660074, Russia. E-mail: aleshechkin.andrej@yandex.ru  
<sup>2</sup>JSC “Interregional Distribution Grid Company of Siberia”  
 144a Bograd street, Krasnoyarsk, 660021, Russia. E-mail: MakarenkoGK@gmail.com