

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 ω_0 близка к частоте возбуждения (переключения) ω ;
- 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 φ – фазовый сдвиг контурного тока, обусловленный расстройкой. В результате усилитель может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 1, б), где C_0 – выходная емкость транзистора.

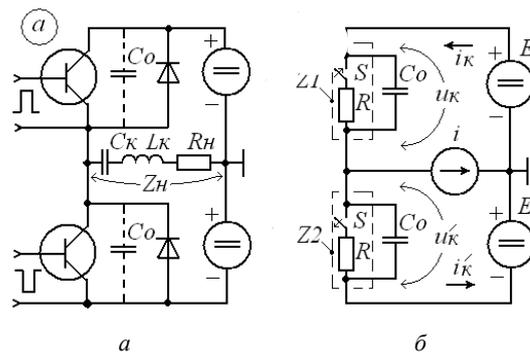


Рис. 1. Схема усилителя с последовательным контуром

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 φ_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

$$I_{k_0} = \frac{4E}{\pi^2 R} \left\{ \frac{\frac{\pi \omega R C_0 \left(1 - e^{-\frac{\pi}{2\omega R C_0}}\right)}{2 \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2\omega R C_0}}\right)} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\left[1 + (2\omega R C_0)^2\right] \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}\right)}}{\right\},$$

или, принимая во внимание (13),

$$I_{k_0} \approx \frac{4E}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \omega R C_0}{2} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right). \quad (16)$$

Мощность, потребляемая от источника питания одним транзистором,

$$P_0 = EI_{k_0} = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \omega R C_0}{2} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right). \quad (17)$$

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:

$$P_a = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left[\frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} - \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2} + \frac{\pi \omega R C_0}{2} \right]. \quad (19)$$

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:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\frac{\pi \omega R C_0}{2} + \frac{\cos(\varphi - \varphi_1)}{\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi}} \right) \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right)^2} =$$

$$= \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right) \left[\cos(\varphi - \varphi_1) + \frac{\pi \omega R C_0}{2} \left(\cos\varphi + \frac{R_H}{R \cos\varphi} \right) \right]}. \quad (20)$$

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.

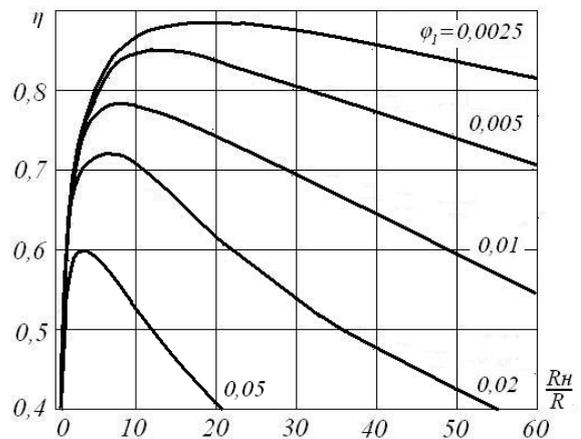


Рис. 2. Нагрузочные характеристики усилителя

Из (21) следует, что каждому значению φ_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 φ_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 φ_1 и заданной величине снижения КПД (k).

Результаты этого решения представлены на рис. 3.

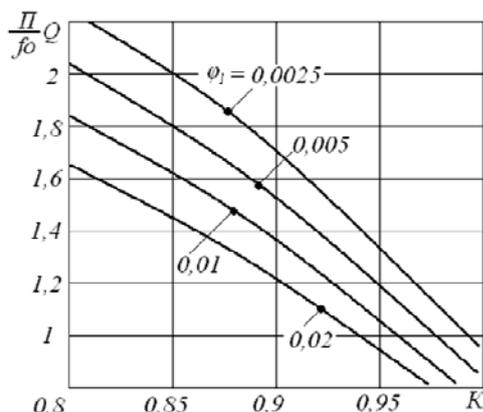


Рис. 3. Полоса рабочих частот усилителя:
 $\Pi = 0,5(\chi_1 + \chi_2)$; $\chi_1 = \chi(\omega_{\text{доп}} - \omega_0) \dots \omega > \omega_0$;
 $\chi_2 = \chi(\omega_0 - \omega_{\text{доп}}) \dots \omega < \omega_0$

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. Алешечкин¹, Г. К. Макаренко²

¹Сибирский федеральный университет
 Россия, 660074, Красноярск, ул. Киренского, 28. E-mail: aleshechkin.andrej@yandex.ru
²ОАО «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. Aleshechkin¹, G. K. Makarenko²

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