

УДК 621.501.14

ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР**Абрамова Е.С., Михеенко А.М., Гусельников А.С., Павлов И.И.***ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»,
Новосибирск, e-mail: evgenka_252@mail.ru*

С появлением современной твердотельной электроники нашли применение схемы резонансных инверторов ВЧ, получившие название усилителей класса D. Приводятся результаты анализа частотной зависимости основных энергетических показателей ключевого усилителя с параллельным контуром. Определена граничная частота эффективного усиления мощности. Ключевой усилитель с параллельным контуром по существу представляет собой разновидность схемы инвертора, применяемого в силовой преобразовательной технике. Главное его достоинство – высокий КПД, достигающий 90–95%. Большинство из усилителей являются резонансными, т.е. способны работать на фиксированной частоте. При переходе на другую частоту требуется перестройка и новый подбор оптимального режима. На практике это приводит к тому, что усложняется схема передатчика, требуются органы перестройки и соответственно снижается надежность. Кроме того, необходимость перестройки приводит к увеличению времени перехода с одной частоты на другую. Предлагаемый ниже анализ рассматриваемой схемы позволяет сделать выводы о допустимых пределах расстройки колебательной системы для приемлемых значений энергетических показателей усилителя.

Ключевые слова: параллельный резонансный инвертор, энергетические показатели усилителя, КПД**PARALLEL RESONANCE INVERTER****Abramova E.S., Mikheenko A.M., Guselnikov A.S., Pavlov I.I.***Siberian State University of Telecommunications and Informatics Sciences,
Novosibirsk, e-mail: evgenka_252@mail.ru*

With the advent of modern solid-state electronics have been applied circuits resonant inverter HF, known amplifiers Class D. The results of the analysis of the frequency dependence of the main key energy indicators amplifier with parallel circuit. Determined cut-off frequency effective power amplification. Key amplifier with a parallel circuit is essentially a kind of inverter circuits used in power converters. Its main advantage – high efficiency, reaching 90–95%. Most amplifiers are resonance, i.e., capable of operating at a fixed frequency. When switching to a different frequency requires restructuring and a new selection of the optimum mode. In practice, this leads to the fact that the transmitter circuit is complicated, requires adjustment bodies and accordingly decreases reliability. Besides the need for adjustment increases the transition time from one frequency to another. The proposed following analysis of this scheme allows to make conclusions about the permissible range of detuning of the oscillating system of acceptable values for the energy performance of the amplifier.

Keywords: parallel resonant inverter, energy performance of the amplifier, efficiency

Упрощенная схема параллельного резонансного инвертора представлена на рис. 1, а. На схеме показаны паразитные емкости активного элемента (АЭ) (C_1) и собственная емкость дросселя (C_2), которые должны быть учтены при анализе усилителя на высоких частотах. Для упрощения задачи предположим, что цепь возбуждения, независимо от рабочей частоты, обеспечивает прямоугольную форму управляющих импульсов, а АЭ в открытом состоянии имеет минимальное сопротивление $R = 1/S_{кр} = r_{нас}$.

При выполнении этих условий исследуемый усилитель можно представить эквивалентной схемой, показанной на рис. 1, б. Нагрузочный колебательный контур здесь представлен двумя усилителями напряжения

$$u_k = U_k \sin(\omega t + \varphi). \quad (1) \quad \text{где}$$

Такое представление, разумеется, справедливо лишь для контура с высокой добротностью.

Предположим что сопротивление «ключей» меняется согласно (2) и (3).

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

$$Z_2 = \frac{2R}{1 + Sq\omega t}. \quad (3)$$

Тогда эквивалентную схему усилителя можно описать линейным неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида:

$$\frac{d^2 u_L}{dt^2} + \frac{1}{CR} \frac{du_L}{dt} + \frac{1}{CL} u_L = -\frac{1}{CR} F(\omega t). \quad (4)$$

$$F(\omega t) = \frac{d(u_k Sq\omega t)}{dt} = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n\omega \cos \varphi \cdot \sin 2n\omega t + (2n)^2 \omega \sin \varphi \cdot \cos 2n\omega t}{(2n)^2 - 1}; \quad C = 2C_0 + C_1. \quad (5)$$

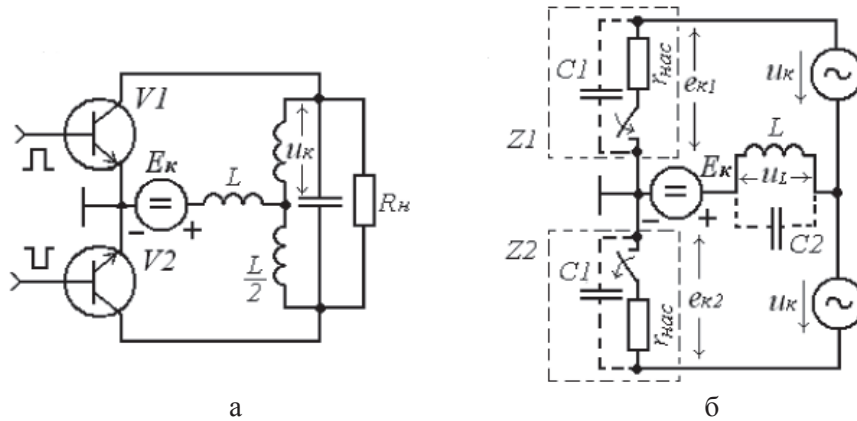


Рис. 1. Параллельный резонансный инвертор и его эквивалентная схема

Решение (4) в установившемся режиме имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}
 u_L = u_k \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} & \left\{ \frac{2 \frac{p_1}{\omega} e^{\frac{p_1 \omega t}{\omega}}}{\left(1 - e^{\frac{p_1 \pi}{\omega}}\right) \left[1 + \left(\frac{p_1}{\omega}\right)^2\right]} \left(\cos \varphi + \frac{p_1}{\omega} \sin \varphi\right) - \right. \\
 & - \frac{2 \frac{p_2}{\omega} e^{\frac{p_2 \omega t}{\omega}}}{\left(1 - e^{\frac{p_2 \pi}{\omega}}\right) \left[1 + \left(\frac{p_2}{\omega}\right)^2\right]} \left(\cos \varphi + \frac{p_2}{\omega} \sin \varphi\right) + \\
 & + \left[\frac{\cos \varphi + \frac{p_1}{\omega} \sin \varphi}{1 + \left(\frac{p_1}{\omega}\right)^2} - \frac{\cos \varphi + \frac{p_2}{\omega} \sin \varphi}{1 + \left(\frac{p_2}{\omega}\right)^2} \right] \sin \omega t + \\
 & \left. + \left[\frac{\sin \varphi - \frac{p_1}{\omega} \cos \varphi}{1 + \left(\frac{p_1}{\omega}\right)^2} - \frac{\sin \varphi - \frac{p_2}{\omega} \cos \varphi}{1 + \left(\frac{p_2}{\omega}\right)^2} \right] \cos \omega t \right\}, \quad (6)
 \end{aligned}$$

где p_1, p_2 – корни характеристического уравнения (4)

$$p_1, p_2 = -\frac{1}{2RC} \pm \sqrt{\frac{1}{(2RC)^2} - \frac{1}{LC}}. \quad (7)$$

В соответствии с эквивалентной схемой, напряжение на Z_1

$$e_1 = E - u_L - u_k. \quad (8)$$

Энергетические показатели усилителя

Используя (6) и (7), определим постоянную составляющую тока АЭ:

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{e_1}{R} d\omega t = \frac{1}{R} \left(\frac{E}{2} - \frac{U_k}{\pi} \cos \varphi \right). \quad (9)$$

При определении переменных составляющих тока АЭ следует учесть, что на повышенных частотах между напряжением возбуждения и первой гармоникой может появиться фазовый сдвиг (φ_1), обусловленный искажением формы импульса тока АЭ. В связи с этим будем искать первую гармонику в следующем виде:

$$I = \sqrt{I_{1c}^2 + I_{1s}^2} = \frac{I_{1s}}{\cos \varphi_1}, \quad (10)$$

где $I_{1s} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{e_1}{R} \sin \omega t d\omega t;$

$$I_{1c} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \frac{e_1}{R} \cos \omega t d\omega t; \quad \varphi_1 = \arctg \frac{I_{1c}}{I_{1s}}.$$

В дальнейшем будем полагать, что в рассматриваемом режиме контур усилителя настроен в резонанс, т.е. $\varphi_1 = \varphi$.

Тогда, вычислив интегралы (10), получим

$$I_{1c} = \frac{U_k \cos \varphi (p_1 + p_2)}{R(p_1 - p_2)} \left\{ \left(\frac{p_1}{\omega} \right) A(p_1) - \left(\frac{p_2}{\omega} \right) A(p_2) + [B(p_1) - B(p_2)] \operatorname{tg} \varphi \right\}; \quad (11)$$

$$I_{1s} = \frac{2E}{\pi R} - \frac{U_k \cos \varphi (p_1 + p_2)}{R(p_1 - p_2)} \left\{ A(p_1) - A(p_2) + \left[A(p_1) \left(\frac{p_1}{\omega} \right) - A(p_2) \left(\frac{p_2}{\omega} \right) \right] \operatorname{tg} \varphi \right\} - \frac{U_k}{2R}, \quad (12)$$

где

$$A(p) = \frac{2 \frac{p}{\omega} \left(1 + e^{\frac{p\pi}{\omega}} \right)}{\pi \left(1 - e^{\frac{p\pi}{\omega}} \right) \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]^2} + \frac{1}{2 \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]};$$

$$B(p) = \frac{2 \left(\frac{p}{\omega} \right)^3 \left(1 + e^{\frac{p\pi}{\omega}} \right)}{\pi \left(1 - e^{\frac{p\pi}{\omega}} \right) \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]^2} + \frac{1}{2 \left[1 + \left(\frac{p}{\omega} \right)^2 \right]}. \quad (13)$$

При известном сопротивлении нагрузки для одного плеча усилителя (R_n), с помощью (10)–(12), можно определить угол φ , соответствующий работе на настроенную нагрузку:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left[\left(\frac{p_1}{\omega} \right) A(p_1) - \left(\frac{p_2}{\omega} \right) A(p_2) \right]}{\frac{R}{R_n} - \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} [B(p_1) - B(p_2)]}, \quad (14)$$

и КПД усилителя

$$\eta = \frac{\frac{4}{\pi^2} \frac{R}{R} (1 + \operatorname{tg}^2 \varphi)}{\left(\frac{R}{R} + x \right) \left(\frac{R}{R} + x - \frac{4}{\pi^2} \right)}, \quad (15)$$

$$\text{где } x = \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \varphi}{2} + \frac{p_1 + p_2}{p_1 - p_2} \left\{ A(p_1) - A(p_2) + \left[A(p_1) \frac{p_1}{\omega} - A(p_2) \frac{p_2}{\omega} \right] \operatorname{tg} \varphi \right\}. \quad (16)$$

Выражения (14), (15), (16) позволяют по известным параметрам схемы усилителя $\left(p_1, p_2, \frac{R_n}{R} \right)$ определить КПД на любой частоте. Максимальное значение КПД получается в случае выбора оптимального значения сопротивления нагрузки. К сожалению, исследование (15) на экстремум приводит к сложному трансцендентному уравнению для $R_{n \text{ opt}}$. Сравнительно простые аналитические выражения удается получить лишь в тех случаях, когда $\frac{R}{R_{n \text{ opt}}}$ мало и слабо влияет на величину $\operatorname{tg} \varphi$. В этих случаях можно положить в (14) $\frac{R}{R_n} \approx 0$ и, следовательно, $\operatorname{tg} \varphi$ и x оказываются независимы от R_n .

Исследуя (15) на экстремум, для указанного частотного случая, найдем

$$\left(\frac{R}{R_n} \right)_{\text{opt}} = \sqrt{x \left(x - \frac{4}{\pi^2} \right)}; \quad (17)$$

$$\eta_{\text{max}} = \frac{\frac{4}{\pi^2} x (1 + \operatorname{tg}^2 \varphi)}{\left[x + \sqrt{x \left(x - \frac{4}{\pi^2} \right)} \right]^2}. \quad (18)$$

Практически выражения (17) и (18) можно использовать для $p_1 > -1,5$ и $p_2 < -5,0$. Однако для детального исследования частотной зависимости к.п.д. усилителя приходится анализировать режимы работы с большими фазовыми сдвигами ($\varphi > 15^\circ$). В этом случае необходимо пользоваться

точными соотношениями (14)–(16) и численными методами решения уравнений.

Построены кривые равных уровней КПД при оптимальной величине R_n , которые представлены на рис. 2.

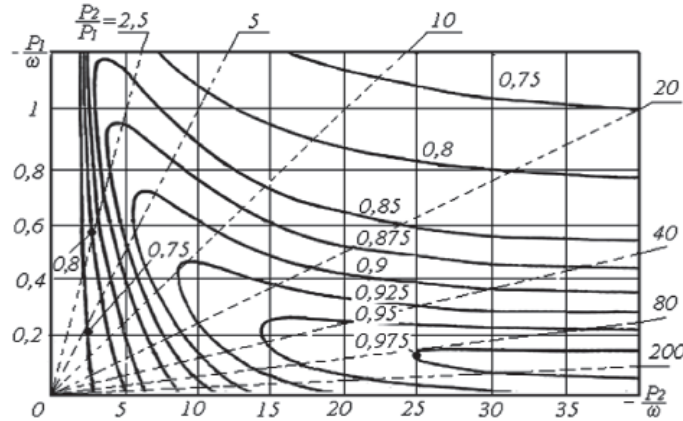


Рис. 2. Номограмма для определения КПД инвертора при оптимальном значении сопротивления нагрузки

Таким образом, КПД инвертора можно представить некоторой поверхностью. Сечения этой поверхности плоскостями, проходящими через начало координат и ось, перпендикулярную к плоскости рисунка, образуют семейство частотных характеристик

$$\eta = f_n(\omega). \quad (19)$$

Действительно, каждой секущей плоскости соответствует определенное отношение $\frac{P_1}{P_2}$ (или, иначе, определенные значения R, L, C_1, C_2), поэтому положение точки исследуемой поверхности, лежащей в секущей плоскости, полностью определяется частотой усилителя.

Приведен ряд частотных характеристик для некоторых значений отношения $\frac{P_2}{P_1}$ представленных на рис. 3.

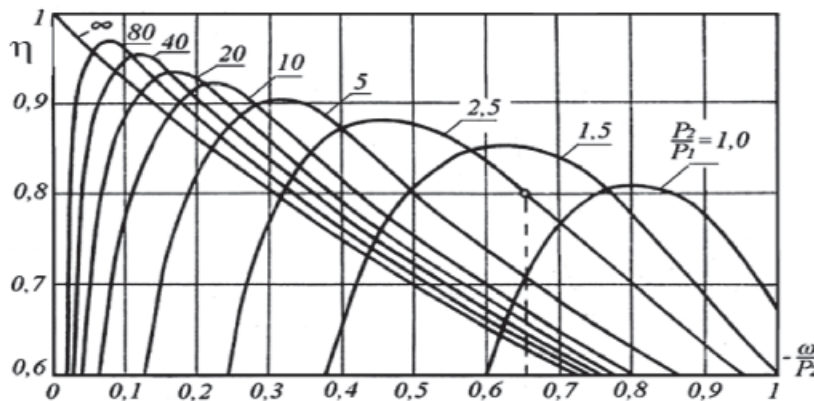


Рис. 3. Зависимости КПД инвертора от частоты

Анализируя полученные характеристики, можно сделать следующие выводы:

1. Для повышения рабочей частоты инвертора необходимо уменьшать отношение $\frac{P_2}{P_1}$, что в первом приближении эквивалентно уменьшению индуктивности дросселя $\left(\frac{p_2}{p_1} \approx \frac{L}{R^2 C} \right)$. Однако при этом следует

иметь в виду, что одновременно сокращается относительная полоса частот эффективных режимов усилителя. В результате инверторный режим усилителя при работе на высоких частотах в какой-то степени подобен бигармоническому режиму [4].

2. Перемещение рабочего диапазона в область высоких частот приводит к уменьшению максимума частотной зависимости КПД.

Чтобы найти предельную частоту эффективной работы инвертора, необходимо задать: во-первых, коэффициент перекрытия диапазона частот (σ), в пределах которого эффективность усилителя не падает ниже определенной величины; во-вторых, минимальное значение КПД, которое должно быть обеспечено в пределах установленного диапазона. В дальнейшем для определенности принимается $\sigma = 2$; $\eta_{\min} = 0,8$.

Обращаясь к частотным характеристикам, теперь нетрудно установить, что заданным условиям удовлетворяет характеристика, для которой

$$\frac{P_2}{P_1} = 5. \quad (20)$$

По выбранной характеристике можно определить максимальную частоту эффективной работы усилителя

$$\frac{\omega_{\max}}{P_2} = 0,33. \quad (21)$$

Выражения (20) и (21) позволяют непосредственно связать ω_{\max} с параметрами схемы. Для этого достаточно воспользоваться соотношениями (7)

$$\omega_{\max} = \frac{0,33 \frac{P_2}{P_1}}{\left(1 + \frac{P_2}{P_1}\right) RC}, \quad (22)$$

или с учетом (20)

$$f_{\max} = \frac{4,39 \cdot 10^4}{R(\text{Ом}) \cdot C(\text{пФ})} (\text{МГц}). \quad (23)$$

Из полученного выражения, на первый взгляд, следует, что f_{\max} не зависит от индуктивности дросселя. В действительности величина индуктивности дросселя должна быть вполне определенной, так как в противном случае не будут обеспечены исходные значения γ и η_{\min} . Необходимая индуктивность дросселя может быть найдена с помощью (7), (20) и (21):

$$L = 7,2R^2C. \quad (24)$$

По существу, индуктивность дросселя входит в постоянный коэффициент выражения (23), который остается постоянным только при выборе L в соответствии с (24).

Заметим, что максимальная частота в (23), в сущности, отражает лишь потенциальные возможности параллельного инвертора. Реализовать эти возможности на практике, по-видимому, будет трудно, так как с ростом рабочей частоты усилителя задача формирования напряжения возбуждения прямоугольной формы существенно усложняется. Кроме того, при использовании колебательной системы с низкой добротностью

в нагруженном состоянии существенное влияние на величину КПД инвертора могут оказать высшие гармоники. Наконец, не всегда могут быть практически осуществимы оптимальные значения эквивалентного сопротивления нагрузки ($R_{\text{н opt}}$).

Выводы

1. При оптимальном выборе параметров нагрузочной цепи существенно расширяется полоса рабочих частот без перестройки колебательной системы.

2. Пиковое напряжение на коллекторе будет превышать примерно в 3,5 раза напряжение источника питания.

3. Параллельный резонансный инвертор способен работать на частотах на порядок выше, чем последовательный резонансный инвертор [1].

4. Перемещение рабочего диапазона в область высоких частот приводит к уменьшению максимума частотной зависимости КПД.

Список литературы

1. Абрамова Е.С. Исследование схем резонансных усилителей высокой частоты в режиме класса D. // Современные проблемы науки и образования: научный журнал. – 2014. – № 6.
2. Громорушкин В.Н. Повышение КПД ключевых усилителей мощности // Широкополосные радиотехнические цепи и устройства ВЧ и СВЧ: межвузовский сборник научных трудов. – Новосибирск: НЭТИ, 1987. – С. 60–63.
3. Дегтярь Г.А. Устройства генерирования и формирования сигналов: учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. – 998 с.
4. Фомичев И.Н. Новый способ повышения КПД и увеличение мощности передатчиков. // Электросвязь: научный журнал. – М., 1938. – № 6. – С. 55–66.
5. Радиопередающие устройства: учебник для вузов / В.В. Шахгильдян и др.; под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 596 с.

References

1. Abramova E.S. Issledovanie shem rezonansnykh usilitelej vysokoy chastoty v rezhime klassa D. Sovremennyye problemy nauki i obrazovaniya: nauchnyy zhurnal. 2014. no. 6.
2. Gromorushkin V.N. Povyshenie KPD kljuchevykh usilitelej moshhnosti Shirokopolosnye radiotekhnicheskie cepi i ustrojstva VCh i SVCh. Mezhdvuzovskij sbornik nauchnykh trudov. Novosibirsk: NJeTI, 1987. pp. 60–63.
3. Degtjar G.A. Ustrojstva generirovaniya i formirovaniya signalov: ucheb. posobie. Izd-vo NGTU, 2007. 998 p.
4. Fomichev I.N. Novyj sposob povysheniya KPD i uvelichenie moshhnosti peredatchikov. Jelektrosvjaz: nauchnyy zhurnal. Moskva, 1938. no. 6. pp. 55–66.
5. Radiopredajushhie ustrojstva: uchebnik dlja vuzov. V.V. Shahgildjan i dr.; Pod red. V.V. Shahgildjana. M.: Radio i svjaz, 2003. 596 p.

Рецензенты:

Пальчун Ю.А., д.т.н., профессор, ученый секретарь, Сибирский государственный научно-исследовательский ордена Трудового Красного Знамени институт метрологии, г. Новосибирск;

Сединин В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Системы автоматизированного проектирования», ФГБОУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики», г. Новосибирск.