

УДК 621.375.026

ИССЛЕДОВАНИЕ СХЕМ РЕЗОНАНСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ В РЕЖИМЕ КЛАССА D

Абрамова Е.С.

ФГОБУ ВПО «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики». г. Новосибирск, Россия (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), abramov@sibsutis.ru

В данной статье предпринята попытка оптимизировать структуру генераторного оборудования. Оптимизация будет заключаться в получении высоких технических характеристик, таких как относительная нестабильность, а также малых габаритах и весе. В условиях ограниченного энергообеспечения бортовых устройств, преобразовательной и генераторной радиотехники возможность повышения их энергетической эффективности подчас приобретает для разработчиков решающее значение. В системах электропитания высокоэффективные преобразователи нашли самое широкое применение, вытеснив практически всё, что использовалось для этих целей до 80-х годов прошлого века. В генераторной (преобразовательной) технике высокой частоты (ВЧ) это менее заметно, хотя многое достигнуто и в этой области. В частности, в мощном радиостроении достаточно широко использовался «бигармонический режим» генератора.

Ключевые слова: последовательный резонансный инвертор; генератор; КПД.

RESEARCH OF CIRCUITS TUNED AMPLIFIER MODE HIGHER FREQUENCY CLASS D

Abramova E.S.

Siberian State University of Telecommunications and Informatics Sciences. S, Novosibirsk, Russia (630102, Novosibirsk, ul. Kirova, 86), abramov@sibsutis.ru

This article attempts to optimize the structure of the generating equipment. Optimization will be to obtain high performance, such as the relative instability, as well as the small size and weight. In conditions of limited energy supply onboard devices, converter and generator of radio engineering the possibility of increasing their energy efficiency gains for developers sometimes crucial. In high-power systems converters found the widest application, replacing almost everything that has been used for this purpose until the 80s of the last century. In the generator (converter) technology of high frequency (HF) is less noticeable, although much has been achieved in this area. In particular, the Powerful Radio is widely used "biharmonic regime" generator.

Keywords: series resonant inverter; generator; efficiency.

С появлением современной твердотельной электроники нашли применение схемы резонансных инверторов ВЧ, получивших условное название генераторов класса D. Возможность повышения КПД и мощности генератора при работе на расстроенную нагрузку была обнаружена в 60-е годы Е.П. Хмельницким. Аналогичные режимы под названием класс E широко рассматриваются в зарубежной периодике. В отечественной литературе генераторы этого типа получили название «ключевые генераторы с формирующим контуром» [1].

Последовательный резонансный инвертор

В оптимальном режиме КПД такого инвертора может достигать 90-95%. Однако на повышенных частотах эффективность инвертора заметно падает за счет паразитной выходной емкости активного элемента – ключа (электронной лампы, транзисторы). Для

оценки эффективности инвертора на повышенных частотах рассмотрим один из возможных вариантов схемы генератора представленной на (рис. 1а).

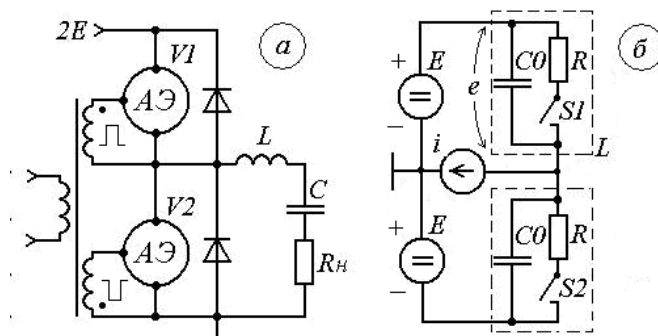


Рис. 1. Последовательный резонансный инвертор

Непосредственный анализ этой схемы затруднителен, т.к. она может быть описана дифференциальным уравнением не ниже третьего порядка.

Задача упрощается при следующих условиях:

1. Резонансная частота контура (ω_0) близка к частоте возбуждения (переключения) ω .
2. Затухание контура достаточно мало

$$R_H \sqrt{\frac{C}{L}} \ll 1 \quad (1)$$

3. Внутреннее сопротивление активного элемента (АЭ) в открытом состоянии, существенно меньше сопротивления нагрузки

$$R \ll R_H \quad (2)$$

При этих условиях последовательный контур можно заменить эквивалентным генератором тока

$$i = I \sin \omega t \quad (3)$$

а АЭ представить «ключом» с потерями.

Таким образом, эквивалентная схема генератора принимает вид (рис. 1б). Заметим, что второе условие у последовательного резонансного инвертора выполняется и при гармонической форме управляющего напряжения.

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

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

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

где

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

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, эквивалентную схему рисунок 2.1б можно описать линейным неоднородным дифференциальным уравнением следующего вида

$$\frac{de}{dt} + \frac{1}{2RC} e = \frac{E}{2RC} (1 + Sq\omega t) - \frac{1}{2C} \sin \omega t$$

Или с учетом (6)

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

Периодическое решение этого уравнения нетрудно найти методами гармонического синтеза

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

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

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

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

Это же решение можно записать в виде ряда Фурье

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

Здесь и в предшествующих двух выражениях

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

Выражение (11) позволяет найти амплитуду первой гармоники напряжения на АЭ

$$U_1 = \left(\frac{4E}{\pi} - IR\right) \frac{1}{\sqrt{1+(2\omega RC_0)^2}} \quad (12)$$

Форму импульса выходного тока можно определить следующим выражением: $i =$

$e(t)/ZI$, или $i = 0$ на интервале $nT < t < (2n+1)\frac{T}{2}$ и

$$i = \frac{2Ee^{-\frac{t}{2RC_0}}}{R(1+e^{-\frac{T}{4RC_0}})} + i \frac{\sin(\omega t - \varphi_1)}{\sqrt{1+(2\omega RC_0)^2}} \quad (13)$$

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

Ограничимся рассмотрением области малых значений φ_1 из (11)

$$\varphi_1 = \arctg 2\omega C_0 R < 10^0; 2\omega RC_0 \ll 1 \quad (14)$$

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

С учетом (14) можно приближенно определить амплитуду контурного тока

$$I = \frac{U_H}{R_H} \approx \frac{U_1}{R_H} = \frac{(\frac{4E}{\pi} - IR)}{R_H} \quad (15)$$

или после приведения подобных членов

$$I = \frac{4E}{\pi R(1 + \frac{R_H}{R})} \quad (16)$$

Определим теперь постоянную составляющую выходного тока АЭ

На основании (13) и (16)

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \left[\frac{2Ee^{-\frac{t}{2RC_0}}}{R(1+e^{-\frac{T}{4RC_0}})} + \frac{4E \sin(\omega t - \varphi_1)}{\pi R(1 + \frac{R_H}{R}) \sqrt{1+(2\omega RC_0)^2}} \right] d\omega t$$

После простых преобразований получим

$$I_0 = \frac{4E}{\pi^2 R} \left\{ \frac{\pi \omega R C_0 (1 - e^{-\frac{\pi}{2\omega R C_0}})}{2 \left(1 + e^{-\frac{\pi}{2\omega R C_0}} \right)} + \frac{1}{[1 + (2\omega R C_0)^2] \left(1 + \frac{R_H}{R} \right)} \right\}$$

или, принимая во внимание (14)

$$I_0 \approx \frac{4E}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \omega R C_0}{2} + \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R}} \right) \quad (17)$$

Мощность, потребляемая от источников питания одним АЭ

$$P_0 = EI_0 = \frac{4E^2}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \omega R C_0}{2} + \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R}} \right) \quad (18)$$

Для колебательной мощности, отдаваемой одним АЭ в нагрузку, на основании (16) получим следующее выражение:

$$P_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{I^2 R_H}{2} \right) = \frac{4E^2 \frac{R_H}{R}}{\pi^2 R \left(1 + \frac{R_H}{R} \right)} \quad (19)$$

Соответственно может быть определена мощность потерь на АЭ

$$P = \frac{4E}{\pi^2 R} \left(\frac{\pi \omega R C_0}{2} + \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R}} - \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(1 + \frac{R_H}{R} \right)^2} \right) = \frac{4E^2}{\left(1 + \frac{R_H}{R} \right)^2 \pi^2 R} + \frac{2E^2 \omega C_0}{\pi} \quad (20)$$

Первое слагаемое в (20) характеризуется потери на АЭ обусловленные протеканием контурного тока (i). Второе слагаемое учитывает потери, вызванные разрядным током выходной емкости C_0 . Наличие именно этого слагаемого приводит к увеличению потерь и уменьшению КПД на повышенных частотах.

Выражения (18) и (19) позволяют определить КПД генератора

$$\eta_{\omega} = \frac{P_1}{P_0} = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(\frac{\pi\omega RC_0}{2} + \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R}} \right) \left(1 + \frac{R_H}{R} \right)^2} = \frac{\frac{R_H}{R}}{\left(1 + \frac{R_H}{R} \right) \left[1 + \frac{\pi\omega RC_0}{2} \left(1 + \frac{R_H}{R} \right) \right]} \quad (21)$$

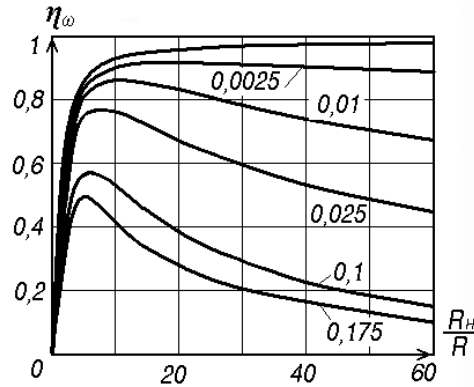


Рис. 2. Зависимость КПД генератора от сопротивления нагрузки

Семейство зависимостей (21) приведено на (рис. 2). Как видно из этого семейства, каждому значению $\varphi_1(\omega)$ соответствует определенное оптимальное значение сопротивления нагрузки R_H , которое можно найти путем исследования (21) на экстремум

$$\left(\frac{R_H}{R} \right)_{opt} = \sqrt{1 + \frac{2}{\pi\omega RC_0}} \quad (22)$$

Это же семейство подтверждает справедливость ограничения области рассматриваемых значений φ_1 . Действительно, при $\varphi_1 = 10^0$ (0,175 рад) максимально возможное значение КПД не превышает 0,5.

Подставляя (22) в (21), получим значение максимально возможного КПД генератора на заданной рабочей частоте

$$\eta_{\omega max} = \frac{\sqrt{1 + \frac{2}{\pi\omega RC_0}} - 1}{\sqrt{1 + \frac{2}{\pi\omega RC_0}} + 1} \quad (23)$$

Сопоставим $\eta_{\omega max}$ с КПД обычного резонансного усилителя мощности (η_0), работающего в номинальном режиме с углом отсечки $\Theta = 90^0$.

$$\eta_0 = \frac{1}{2} \gamma(\Theta) \xi_{кр} \quad (24)$$

здесь $\gamma(\theta)$ – коэффициент формы импульса выходного тока: при $\Theta=90^\circ$,

$$\gamma(\theta) = \frac{\pi}{2}; \xi_{кр} - \text{критический коэффициент использования выходного напряжения в}$$

номинальном режиме. При

$$\eta_{\omega_{\max}} \leq \eta_0 \quad (25)$$

использование ключевого режима становится нецелесообразным.

Частота, на которой начинает выполняться условие (25), может быть условно определена как «критическая» (или граничная) для данного типа ключевого генератора ($\omega_{кр}$).

Воспользуемся условием (25) и выражениями (23), (24) для определения $\omega_{кр}$

$$\frac{\sqrt{1 + \frac{2}{\pi\omega RC_0}} - 1}{\sqrt{1 + \frac{2}{\pi\omega RC_0}} + 1} = \frac{\pi}{4} \xi_{кр}$$

После несложных преобразований получим

$$\omega_{кр} = -\frac{2\left(1 - \frac{\pi}{4} \xi_{кр}\right)^2}{\pi^2 \xi_{кр} C_0 R} \quad (26)$$

Выражение (26) позволяет найти максимальную частоту диапазона, в пределах которого ключевой генератор обладает более высоким КПД по сравнению с обычным генератором. При этом следует иметь в виду, что R_n выбирается в соответствии с (22).

Как видно из (26), важнейшим параметром ключевого генератора является отношение $\frac{1}{RC_0}$, так как $\xi_{кр}$ в номинальном режиме – величина более или менее постоянная.

Если сопротивление нагрузки не соответствует (24), то для определения граничной частоты необходимо воспользоваться выражениями (21) и (24). Окончательно получим

$$\omega'_{кр} = \frac{1}{RC_0} \frac{2\left[\frac{R_n}{R} \left(\frac{4}{\pi} - \xi_{кр}\right) - \xi_{кр}\right]}{\pi \left(1 + \frac{R_n}{R}\right)^2 \xi_{кр}}$$

Опыт разработки генераторов рассмотренного типа на современных полевых транзисторах с изолированным затвором позволяет строить эффективные генераторы с критической частотой порядка 150-200 МГц.

Выводы:

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

Список литературы

1. Артым А.Д. Усилители класса «D» и ключевые генераторы в радиосвязи и радиовещании. – М.: Связь, 1980. – 209 с.
2. Дегтярь Г.А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учеб. пособие. Изд-во НГТУ, 2007. – 998 с.
3. Козырев В.Б., Лаврушенков В.Г., Леонов В.П. и др. Транзисторные генераторы гармонических колебаний в ключевом режиме./ Под ред. Попова И.А. – М.: Радио и связь, 1985. – 130 с.
4. 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. – 426с.
5. Заездный А.М. Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 535 с.

Рецензенты:

Сединин В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Систем автоматизированного проектирования», ФГОБУ ВПО «СибГУТИ», г. Новосибирск.

Носов В.И., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Систем радиосвязи» ФГОБУ ВПО «СибГУТИ», г. Новосибирск.