

Содержание

Предисловие	5
Условные обозначения	6
Глава 1. Усилители мощности гармонических колебаний	7
1.1. Основные режимы работы и схемы усилителей мощности	7
1.2. Сравнительный анализ энергетических характеристик	15
1.3. Пути расширения диапазона рабочих частот высокоэффективных усилителей мощности	22
Литература к главе 1	24
Глава 2. Усилители мощности класса F	28
2.1. Усилитель мощности с параллельной формирующей линией	28
2.1.1. Идеализированная схема усилителя мощности с параллельной формирующей линией	28
2.1.2. Общие соотношения для токов и напряжений	31
2.1.3. Принцип работы и энергетические характеристики на низких частотах	34
2.1.4. Модель УМФЛ на высоких частотах	37
2.1.5. Энергетические характеристики УМФЛ на высоких частотах	42
2.1.6. Зависимость энергетических характеристик от угла отсечки	47
2.2. Высокочастотная модификация усилителя мощности класса F с формирующей линией	54
2.2.1. Основная идея и исходная модель	54
2.2.2. Энергетические характеристики	55
2.2.3. Влияние угла отсечки	59
2.2.4. Диапазонные характеристики	60
2.3. Полигармонические усилители мощности класса F	61
2.3.1. Исходная модель полигармонического усилителя мощности	61
2.3.2. Энергетические характеристики	64
2.3.3. Влияние угла отсечки на энергетические характеристики	69
2.3.4. Диапазонные характеристики полигармонического усилителя мощности	71

2.3.5. Нагрузочные характеристики полигармонического УМ с каноническими формирующими цепями	75
Литература к главе 2	77
Глава 3. Усилители мощности инверсного класса F	80
3.1. Усилитель мощности инверсного класса F с формирующей линией	80
3.1.1. Идеализированная модель на низких частотах	80
3.1.2. Энергетические характеристики на высоких частотах	82
3.1.3. Высокочастотная модификация усилителя мощности инверсного класса F с формирующей линией	86
3.2. Полигармонический усилитель мощности с высоким импедансом нагрузки на 2-й гармонике	93
3.2.1. Исходная модель	94
3.2.2. Энергетические характеристики	95
3.2.3. Влияние угла отсечки	98
3.2.4. Влияние реактивной расстройки	98
3.2.5. Диапазонные свойства	100
Литература к главе 3	102
Глава 4. Вопросы проектирования полигармонических усилителей мощности класса F и инверсного класса F	104
4.1. Особенности согласующих цепей нелинейных усилителей мощности	104
4.2. Выходные цепи широкополосных полигармонических усилителей мощности	110
4.3. Выбор структуры формирующей цепи широкополосного полигармонического УМ класса F	113
4.4. Фильтрующе-согласующие цепи полигармонических УМ	116
4.5. Методика расчета выходной цепи широкополосного полигармонического УМ класса F	123
4.6. Пример расчета выходной цепи широкополосного полигармонического УМ класса F	128
4.7. Проектирование выходной цепи узкополосного полигармонического усилителя мощности с высоким импедансом нагрузки на 2-й гармонике	133
Литература к главе 4	146

Светлой памяти Б.Е. Петрова посвящается

Предисловие

Настоящая работа посвящена рассмотрению теоретических и практических вопросов создания высокоэффективных усилителей мощности (УМ) класса F и инверсного класса F (во многих литературных источниках инверсный класс F обозначают как класс F^{-1}). Такие УМ способны работать с высоким КПД до частот, составляющих единицы гигагерц, и могут применяться в радиопередатчиках систем связи, радиолокации, радионавигации, в устройствах накачки лазеров и пр.

Применение УМ названных классов ведет к уменьшению тепловыделения, что способствует улучшению массогабаритных характеристик аппаратуры и решению проблемы обеспечения надежности.

Среди многих авторитетных ученых и специалистов, связанных с созданием радиопередатчиков, подчас существует мнение, что разработка окончательных каскадов радиопередатчиков, работающих в высокоэффективных режимах, отличается повышенной сложностью и является неким «экзотическим действием». Согласно их убеждению по этой причине высокоэффективные УМ не нашли такого широкого распространения, как традиционные УМ классов АВ, В и С. В настоящей работе показывается, что схемотехника УМ класса F и класса F^{-1} не отличается повышенной сложностью, при этом расчет таких УМ возможен по относительно простым и доступным методикам.

Монография базируется как на известных материалах, опубликованных в отечественных и зарубежных изданиях, так и на оригинальных результатах, полученных самими авторами. В настоящее время при проектировании УМ класса F и класса F^{-1} приходится обращаться к множеству разнообразных публикаций в периодических изданиях. Настоящая работа представляет собой попытку систематизированного изложения как результатов теоретических исследований, так и вопросов проектирования узкополосных и относительно широкополосных УМ названных классов.

Глава 1 книги написана В.В. Вороновичем, В.П. Галахом, В.А. Кузьминым, А.Ю. Потаповым; в главе 2 раздел 2.1 написан В.В. Вороновичем, раздел 2.2 – В.В. Вороновичем совместно с А.Ю. Потаповым, раздел 2.3 написан В.П. Галахом; в главе 3 раздел 3.1 написан В.В. Вороновичем, а раздел 3.2 – В.А. Кузьминым; глава 4 написана В.В. Вороновичем и А.Ю. Потаповым (кроме раздела 4.7, который написан В.А. Кузьминым).

Авторы выражают благодарность Г.А. Бакшеевой и Г.М. Логинову за большую работу по подготовке рукописи к опубликованию.

Условные обозначения

B'_H — реактивная часть проводимости нагрузки;

$C_{\text{вых}}$ — выходная емкость активного элемента;

E — напряжение питания;

f — частота радиосигнала;

i_l — мгновенное значение тока в линии;

i_k — мгновенное значение тока выходного электрода активного элемента (например, мгновенное значение тока коллектора биполярного транзистора или мгновенное значение стокового тока полевого транзистора);

$i_{k \text{ макс}}$ — максимальное значение тока выходного электрода активного элемента;

I_0 — постоянная составляющая тока активного элемента;

$L_{\text{вых}}$ — индуктивность выходного электрода активного элемента;

l — длина отрезка линии;

n_T — коэффициент трансформации;

P_1 — мощность 1-й гармоники;

P_0 — подводимая мощность;

p — оператор Лапласа;

q — добротность активного элемента;

q_6 — неравновесный заряд в базе;

R_H — сопротивление нагрузки;

Z'_H — комплексное сопротивление нагрузки на выходных зажимах активного элемента;

R'_H — активная часть сопротивления нагрузки на выходных зажимах активного элемента;

$r_{\text{нас}}$ — сопротивление насыщения активного элемента;

Γ — коэффициент отражения;

η — КПД по 1-й гармонике;

η_3 — электронный КПД;

θ — угол отсечки;

λ — длин волны в линии;

ρ — волновое сопротивление в линии;

ω — круговая частота;

φ — фаза;

Π_i — пик-фактор тока;

Π_u — пик-фактор напряжения.

ГЛАВА I

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

1.1. Основные режимы работы и схемы усилителей мощности

Усилитель мощности предназначен для усиления мощности электрических колебаний, подаваемых на его вход, путем преобразования энергии постоянного тока источника питания в энергию синусоидального сигнала. Элементы, преобразующие энергию постоянного тока в энергию синусоидального сигнала, называются активными элементами (АЭ). Несмотря на то что в качестве активного элемента усилителя мощности могут использоваться различные приборы, в данной работе анализ приводится применительно к транзисторам – биполярным и полевым, использование которых в настоящее время наиболее распространено. Согласно систематизированной классификации, предложенной в [1.1], режим работы УМ определяется формой колебаний тока и напряжения на коллекторе/стоке АЭ. В дальнейшем мгновенное значение тока выходного электрода АЭ будем обозначать как i_k , а напряжение между выходным электродом и общей шиной – u_k . Основные режимы, обладающие присущими им отличительными свойствами, выделены в отдельные классы, получившие названия А, АВ, В, С, D, Е, F, F⁻¹ и др.

Рассмотрим подробнее режимы работы усилителей мощности.

Для режима класса А [1.1, 1.7] рабочая точка, определяемая током покоя, должна быть выбрана из условия нахождения транзистора в активном режиме в течение всего периода ВЧ колебаний, что соответствует углу отсечки 180°. Усилитель класса А обладает высокой линейностью и большим коэффициентом усиления. Однако из-за низкого значения КПД усилитель класса А в основном используется как маломощный предварительный усилитель. Режимы классов АВ, В и С реализуются в единой схеме, изображенной на рис. 1.1а. На этом рисунке введены обозначения: E – напряжение питания, I_0 – постоянная составляющая тока активного элемента.

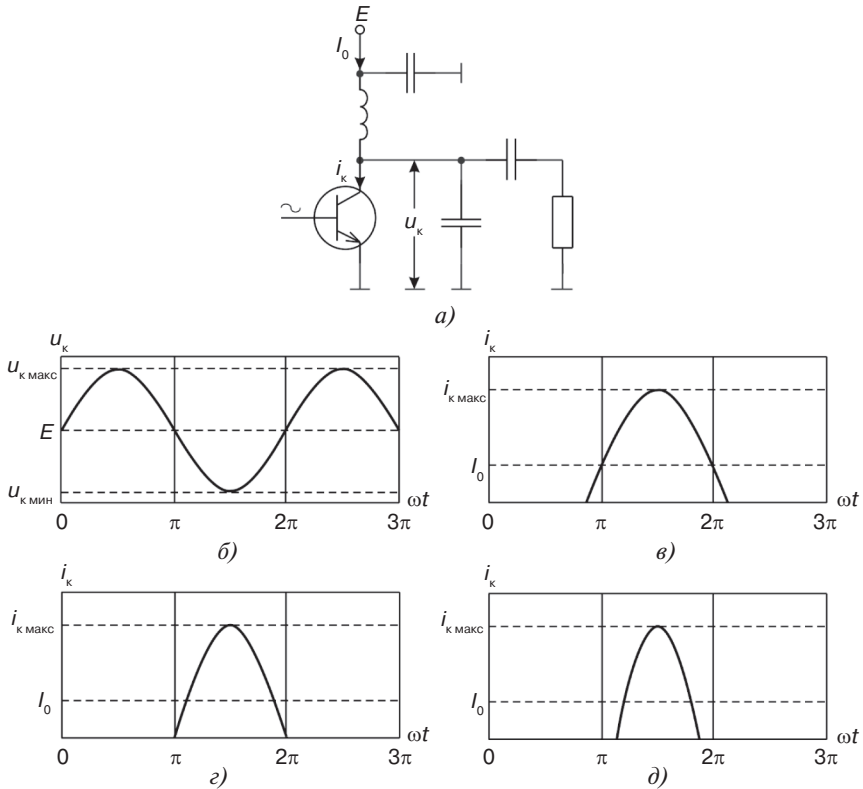


Рис. 1.1. Усилитель класса АВ, В и С: электрическая схема (а); форма напряжения (б); форма тока в режиме АВ (в); форма тока в режиме В (з); форма тока в режиме С (д)

Благодаря высокой добротности выходной цепи напряжение на выходе активного элемента в таких режимах имеет гармоническую форму (рис. 1.1б). При этом активный элемент работает с отсечкой тока. Угол отсечки тока θ , соответственно, равен: для класса АВ $\theta = (90-180)^\circ$ (рис. 1.1в), для класса В $\theta = 90^\circ$ (рис. 1.1з) и для класса С $\theta < 90^\circ$ (рис. 1.1д) [1.1–1.3]. Широкое применение таких режимов в УМ обусловлено возможностью получения значительной выходной мощности при сравнительно высоком КПД, отсутствием принципиальных частотных ограничений, простотой расчета, изготовления и регулировки. Выбор того или иного из этих режимов связан с тем, что при уменьшении угла отсечки КПД увеличивается, а выходная мощность и коэффициент усиления падает. Поэтому на практике режимы с углом отсечки менее

60° используются редко. В результате выбор угла отсечки должен быть компромиссом между КПД, мощностью и коэффициентом усиления.

Режимы классов D, E, F, F⁻¹ относятся к высокоэффективным. Форма напряжения на выходе активного элемента в таких режимах отличается от гармонической, вследствие чего при угле отсечки, близком к 90°, удается значительно уменьшить потери мощности на активном элементе. Как известно, среднее значение мощности потерь, рассеиваемой за период колебаний, равно

$$P_{\text{п}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\text{к}} i_{\text{к}} d\omega t.$$

В случае, если АЭ работает в ключевом режиме с нахождением в части периода в состоянии отсечки (при минимальном протекающем токе), а в другой части периода – в насыщении (при минимальном напряжении), то потери на нем минимальны и электронный КПД стремится к 100%.

В режиме класса D ключевые УМ имеют прямоугольную форму тока и напряжения на выходе активного элемента [1.1], поэтому потери мощности на АЭ малы. Однако вследствие того, что сдвиг фаз между токами и напряжениями высших гармоник в таком режиме равен нулю, на высших гармониках рассеивается значительная мощность, составляющая (при угле отсечки 90°) 18,8% от всей выходной мощности. Поэтому КПД по 1-й гармонике в данном случае не превышает 81,2%. Режим класса D может быть реализован, например, в одноканальном ключевом усилителе мощности с резистивной нагрузкой [1.4–1.6]. Схема усилителя класса D показана на рис. 1.2а. В этой схеме цепь нагрузки состоит из двух фильтров – фильтра низких частот (ФНЧ) или полосового, пропускающего 1-ю гармонику в основную нагрузку $R_{\text{н}}$, и фильтра высоких частот (ФВЧ), отводящего высшие гармоники в балластную нагрузку $R_{\text{б}}$. Вследствие активного характера сопротивления цепи нагрузки на всех гармониках при достаточно большой амплитуде входного сигнала напряжение $u_{\text{к}}(t)$ и ток транзистора $i_{\text{к}}(t)$ имеют форму меандра, как показано на рис. 1.2б.

В усилителях мощности класса D включение транзисторов происходит при ненулевом напряжении на них, и из-за перезаряда выходных емкостей транзисторов возникают коммутативные потери, величина которых пропорциональна рабочей частоте. Анализ динамических характеристик современных транзисторов показывает, что реализация ключевого режима класса D ограничена относительно низкими частотами.

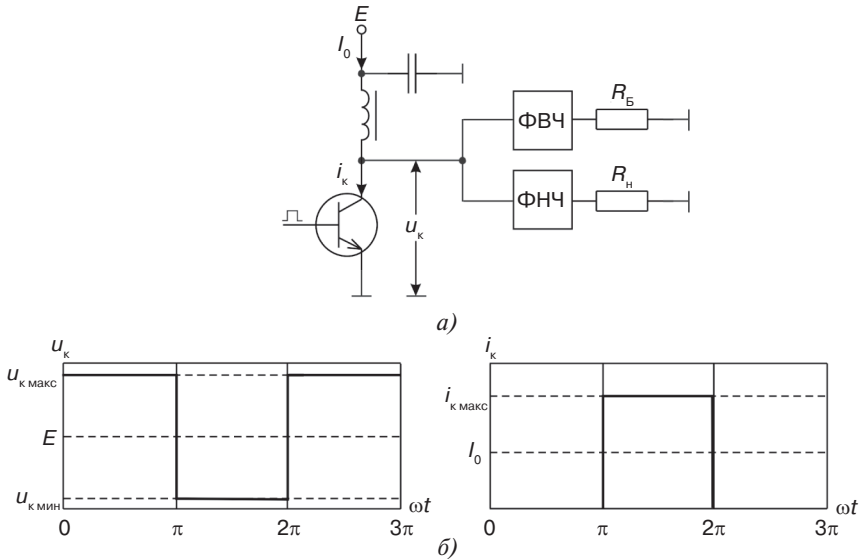


Рис. 1.2. Класс D: электрическая схема (а); форма напряжения и форма тока (б)

К недостаткам УМ класса D помимо усложненной выходной цепи и значительной мощности, рассеиваемой в балластном сопротивлении, можно отнести низкий коэффициент усиления при гармонической форме входного сигнала. Это обусловлено тем, что близкий к прямоугольному импульс тока можно получить только за счет увеличения области насыщения. Последнее возможно только при значительном увеличении амплитуды входного сигнала.

Более высокочастотными свойствами обладают усилители класса E, в которых при определенной форме выходного сигнала удастся избежать коммутативных потерь. Чтобы исключить потери мощности в момент включения активного элемента τ_B , значения элементов выходной цепи подбираются таким образом, чтобы выполнялись условия [1.4; 1.7; 1.8]:

$$\begin{aligned} u_k(\tau_B) &= 0; \\ du_k(\tau_B)/dt &= 0. \end{aligned} \quad (1.1)$$

Режим класса E реализуется, например, в однотактных ключевых усилителях мощности с последовательным формирующим контуром (ФК) и параллельным ФК, схемы которых изображены на рис. 1.3а и 1.3б соответственно.

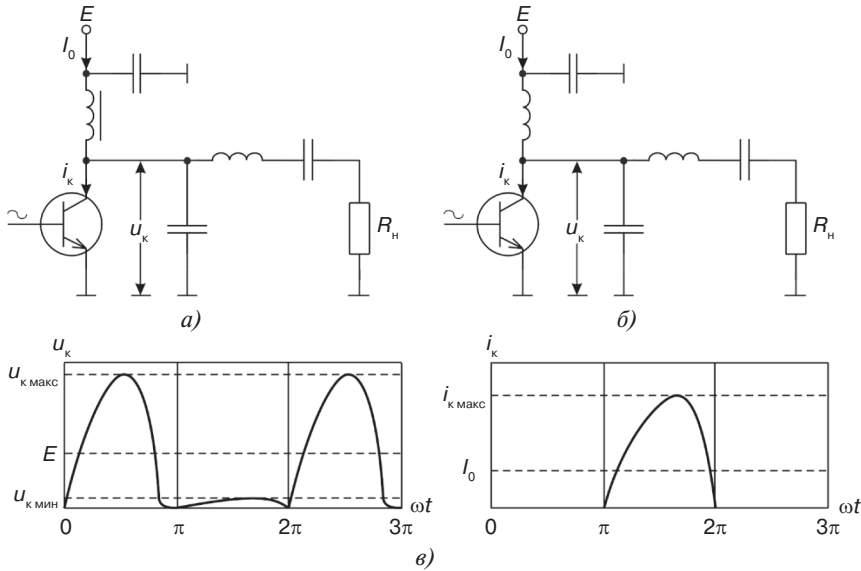


Рис. 1.3. Класс E: электрическая схема с последовательным ФК (а); электрическая схема с параллельным ФК (б); форма напряжения и форма тока (в)

Для выполнения условий (1.1) в цепь нагрузки на основной частоте вводится реактивная расстройка. Необходимый для достижения максимального КПД фазовый угол расстройки может составлять $35^\circ \dots 45^\circ$ [1.4; 1.9; 1.10]. Такая значительная расстройка нагрузки на основной частоте уменьшает на 2...4 дБ коэффициент усиления УМ по сравнению с усилителем класса В. Импеданс нагрузки на высших гармониках при этом носит чисто реактивный емкостной характер. Вследствие этого фазовый сдвиг между гармониками тока и напряжения составляет 90° и мощность на них не рассеивается [1.3]. КПД по 1-й гармонике усилителя мощности класса E равен электронному КПД и близок к 100%.

Формы напряжения и тока в усилителях мощности с формирующим контуром почти одинаковы и показаны на рис. 1.3в. Их характерной особенностью является повышенное значение пик-фактора коллекторного напряжения $\Pi_u = u_{k \text{ макс}} / E$ и коллекторного тока $\Pi_i = i_{k \text{ макс}} / I_0$. Вследствие этого, при полном использовании транзистора по напряжению приходится снижать напряжение питания усилителя, что приводит к уменьшению выходной мощности.

С увеличением рабочей частоты для поддержания оптимального режима в соответствии с условиями (1.1) при неизменных напряжении пи-

тания и выходной мощности приходится уменьшать значения элементов формирующего контура. Рабочая частота усилителя мощности класса Е достигает максимального значения, если в качестве емкости формирующего контура используется выходная емкость активного элемента. В этом случае, для реализации ключевого режима класса Е нагруженная добротность активного элемента $q = \omega C_{\text{вых}} R'_n$ ограничена неравенством [1.4]:

$$q < 2,4, \quad (1.2)$$

где ω – рабочая частота; $C_{\text{вых}}$ – выходная емкость активного элемента; R'_n – сопротивление нагрузки на рабочей частоте, подключенное к выходу АЭ.

При использовании современной элементной базы режим класса Е может быть реализован вплоть до частот, составляющих единицы гигагерц [1.11; 1.12].

Режим класса F характеризуется прямоугольными формами напряжения и полукосинусоидальными формами тока на выходе активного элемента. Для дуального ему класса F^{-1} характерны полукосинусоидальная форма напряжения и прямоугольная форма тока [1.1]. Такие формы тока и напряжения позволяют минимизировать потери мощности на активном элементе. При угле отсечки, равном 90° , содержащиеся в токе высшие гармоники отсутствуют в напряжении, и рассеивание мощности на этих гармониках в отличие от класса D не происходит. В связи с этим КПД усилителя мощности по 1-й гармонике η равен электронному КПД η_e и стремится к 100%.

Режим класса F и режим класса F^{-1} можно реализовать в двухтактных инверторах с фильтровой нагрузкой: последовательном (рис. 1.4) и параллельном (рис. 1.5).

Несмотря на то что исследованию двухтактных инверторов посвящено большое количество работ [1.4; 1.6; 1.13–1.16] и существует много вариантов построения таких схем, различающихся типом и способом включения транзисторов, числом источников питания и конструкцией фильтров, все они могут быть сведены к приведенным двум [1.4].

Основной недостаток двухтактных ключевых усилителей мощности связан с тем, что при практической реализации трудно обеспечить длительность включенного состояния каждого из транзисторов, равную половине периода колебаний. Из-за этого возникают такие промежутки времени, когда транзисторы одновременно открыты или закрыты, что приводит либо к выбросам выходного напряжения и лавинному пробую, либо возникновению сквозных токов существенно снижающих КПД усилителя мощности, ухудшающих тепловой режим транзисторов и в результате ведущих к тепловому пробую транзисторов.

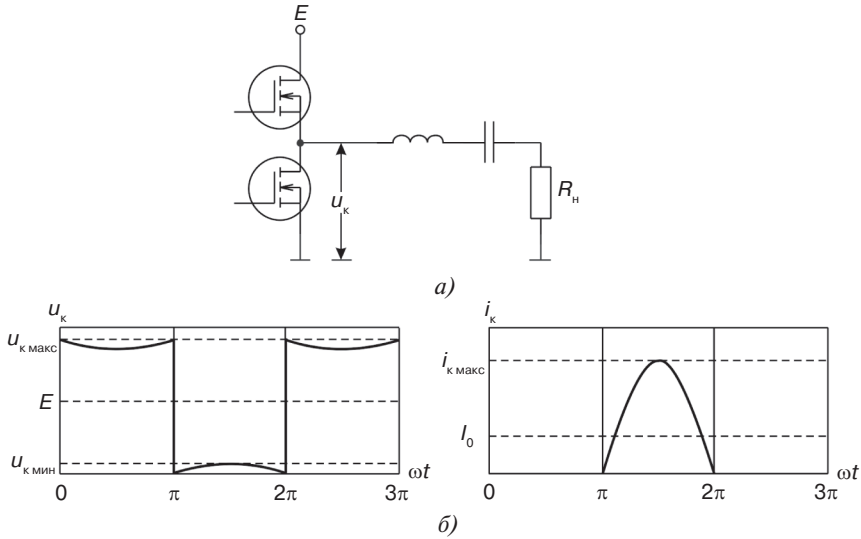


Рис. 1.4. Двухтактный инвертор с последовательной нагрузкой: электрическая схема (а); форма напряжения и форма тока (б)

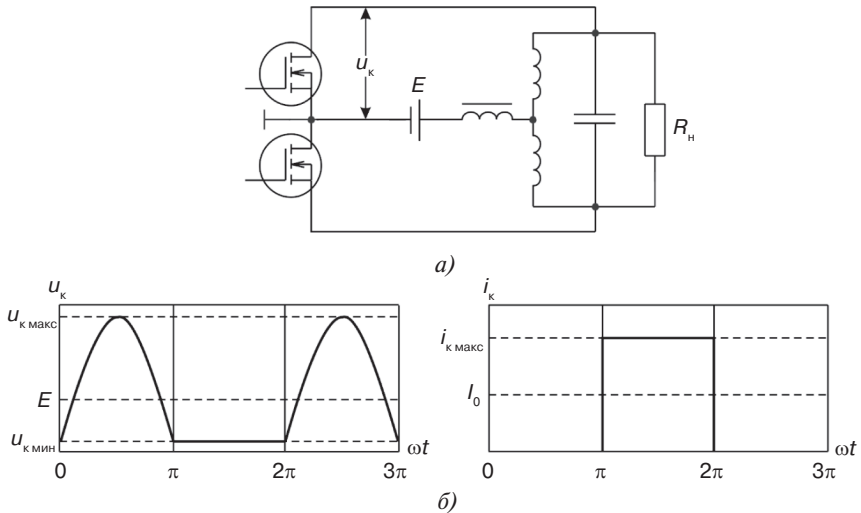


Рис. 1.5. Двухтактный инвертор с параллельной нагрузкой: электрическая схема (а); форма напряжения и форма тока (б)

Так же как и для УМ класса E, недостатком двухтактных усилителей мощности является критичность к амплитуде входного сигнала. Для двухтактного инвертора с последовательным контуром, включение тран-

зисторов в котором происходит при напряжениях равных напряжению питания (рис. 1.4б), характерен рост коммутативных потерь при повышении рабочей частоты. В схеме инвертора с параллельным контуром транзисторы включаются при нулевом напряжении на них (рис. 1.5б) и коммутативных потерь нет. Однако выходные емкости приводят к отклонению формы импульсов выходного тока от меандра, росту его пик-фактора и увеличению потерь на активных участках работы.

Указанные недостатки в некоторой степени устранены в одноконтурных инверторах, в которых при определенных условиях могут быть реализованы такие же формы выходных колебаний, как и в двухконтурных инверторах с фильтровой нагрузкой. Эти условия состоят в необходимости обеспечения малого (в идеале нулевого) значения импеданса цепи нагрузки транзистора на четных гармониках рабочей частоты и высокого (в идеале бесконечного) значения — на нечетных гармониках. Для получения импеданса нагрузки с такими характеристиками Рааб (F.H. Raab) предложил использовать четвертьволновой отрезок линии передачи [1.17], включенный между выходом транзистора и сопротивлением нагрузки. При этом по высшим гармоникам четвертьволновой отрезок закорочен емкостью конденсатора фильтрующего параллельного контура (рис. 1.6б). Аналогичный режим работы транзистора реализуется также при подключении четвертьволнового отрезка линии параллельно транзистору согласно схеме (рис. 1.6а), исследованной в работах [1.18; 1.19].

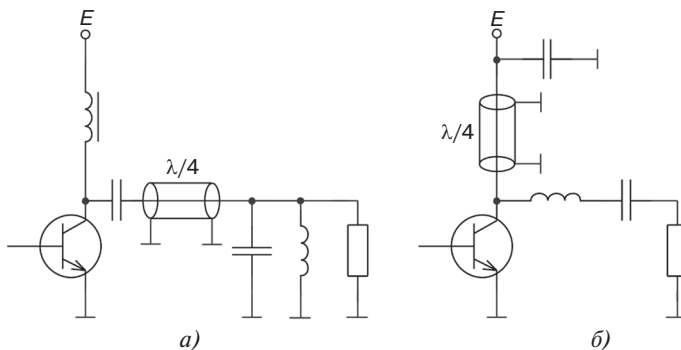


Рис. 1.6. Электрическая схема одноконтурного усилителя мощности класса F с последовательным (а) и параллельным четвертьволновым отрезком линии передачи (б)

В работе [1.20] рассмотрен одноконтурный аналог двухконтурного инвертора с параллельной нагрузкой, в которой реализуется инверсный класс F^{-1} . Его схема представлена на рис. 1.7 и, в отличие от схемы Рааба,

четвертьволновой отрезок линии передачи подключен к нагрузке через последовательный контур. В этом случае четвертьволновой отрезок линии оказывается разомкнутым со стороны нагрузки на высших гармониках рабочей частоты и обеспечивает на выходе транзистора высокое значение импеданса на четных гармониках и низкое – на нечетных.

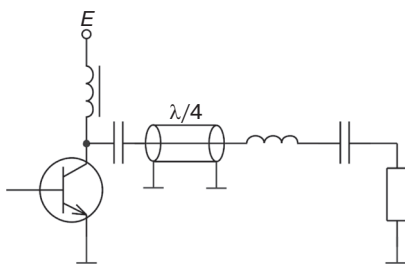


Рис. 1.7. Электрическая схема однотактного усилителя мощности класса F^{-1}

Подробная история создания и развития усилительной техники класса F и класса F^{-1} описана в [1.38].

1.2. Сравнительный анализ энергетических характеристик

В табл. 1.1 представлены систематизированные характеристики усилителей мощности рассмотренных классов и указаны схемы, реализующие соответствующие им режимы.

Максимальная относительная мощность в табл. 1.1 соответствует мощности, которую может отдать активный элемент в данном режиме в идеальных условиях при полном его использовании по напряжению и току при указанном угле отсечки θ . Она определяется в соответствии с выражением [1.4]:

$$P_{\text{макс}} = P_{1\text{макс}} / (u_{\text{макс доп}} \cdot i_{\text{макс доп}}), \quad (1.3)$$

где $u_{\text{макс доп}}$, $i_{\text{макс доп}}$ – предельно допустимые значения напряжения и тока на выходе АЭ соответственно; $P_{1\text{макс}}$ – максимальная мощность 1-й гармоники, которую может отдать АЭ в выбранном режиме.

Данные в табл. 1.1 соответствуют следующим допущениям:

- сопротивление насыщения АЭ равно нулю;
- выходное сопротивление АЭ в активной области и области отсечки равно бесконечности;