

К. ф.-м. н. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ, А. Н. РУДЯКОВА,
Д. В. ЧЕРНОВ

Украина, Донецкий национальный ун-т
E-mail: apex@dongu.donetsk.ua

Дата поступления в редакцию
03.05 2001 г.
Оппонент к. т. н. Л. Д. ЗУБКО

МЕТОДИКА РАСЧЕТА И ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА E

Описаны принципы построения усилителя, на основе которых рассчитана схема и экспериментально исследован усилитель со стоковым КПД 83% на частоте 800 кГц.

Усилители класса E относятся к *полиреактивным* усилителям [1], обладающим высоким значением полного КПД. Предпочтительная область их использования — генераторы ВЧ-мощности для технологических применений, усилители с узкой полосой пропускания (при условии, что приемлем их уровень нелинейных искажений), усилители фазомодулированного сигнала, преобразователи постоянного тока в постоянный ток (конвертеры).

В настоящее время теория и практика использования этих усилителей достаточно разработаны, чтобы их применение было условием создания конкурентоспособной продукции. Цель данной работы — восполнить недостаток сведений об усилителях класса E в отечественной литературе и предложить методику расчета модельного усилителя класса E, на примере которого можно изучить идеологию и проблемы конструирования данного класса усилителей [2, 3].

Теоретический анализ

Базовая схема усилителя класса E показана на **рис. 1, а** [2]. В качестве активного прибора (АП) могут использоваться полевые и биполярные транзисторы. На **рис. 1, б** изображена схема, на которой в эквивалентный конденсатор C_1 входит выходная емкость транзистора C_{DS} , в сопротивление R входит

как собственно сопротивление нагрузки R_L , так и эквивалентное сопротивление потерь R_{IN} , включающее сопротивление потерь катушки индуктивности, сопротивление транзистора в открытом состоянии и высокочастотные сопротивления потерь в конденсаторах C_1 и C_2 [2]. Индуктивность L_2 разбита на две части для объяснения метода определения номиналов элементов усилителя.

В большинстве ВЧ-усилителей мощности основные потери энергии происходят в мощном транзисторе, и основная идея усилителя класса E — это минимизация этих потерь.

Для реализации этого принципа транзистор должен работать в ключевом режиме с обязательным условием: часть периода входного сигнала должна находиться в состоянии отсечки (т. е. с минимальным протекающим током), а часть — в состоянии насыщения (т. е. с минимальным сопротивлением). Условие минимума рассеяния энергии будет выполняться при минимальной величине произведения тока и напряжения, приложенного к транзистору. Это частный случай общих условий минимизации [4].

Рассеиваемая мощность равна произведению напряжения на транзисторе на ток через транзистор, проинтегрированному за период высокочастотного колебания. Минимизировать рассеиваемую мощность можно при условии, что высокий ток через транзистор и высокое напряжение на транзисторе не существуют одновременно. Это условие может быть выполнено при правильном конструировании выходной цепи усилителя класса E, которая должна обеспечивать условия реализации усилителя с высоким КПД. (В усилителях классов A, B, C основной задачей выходной согласующей цепи является

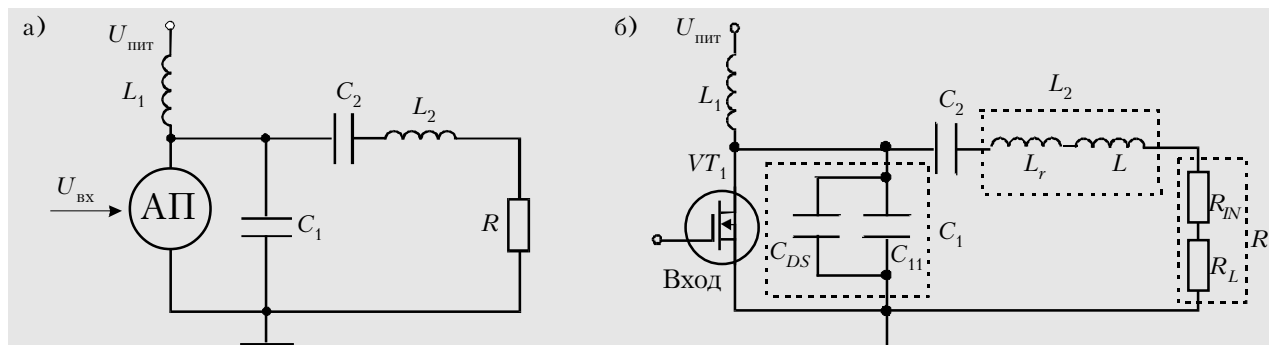


Рис. 1. Схема усилителя класса E:

а — каноническая схема; б — схема на полевом транзисторе для моделирования

обеспечение условия трансформации импеданса нагрузки в комплексно сопряженный выходной импеданс транзистора на основной частоте.) Отсюда можно сделать вывод: ввиду отсутствия согласования в выходной цепи будет происходить накопление энергии и будут наблюдаться резонансные явления. Отметим, что для усилителей с высоким КПД условия получения максимальной выходной мощности и максимального КПД не совпадают.

Концептуальные «целевые» формы волн напряжения и тока транзистора, которые отвечают требованиям реализации высокого КПД, показаны в [1, рис. 1]. Транзистор работает в ключевом режиме, причем произведение тока на напряжение мало в течение всего периода ВЧ-колебаний, потому что при «включенном» транзисторе протекание высокого тока не приводит к появлению значительного напряжения, т. к. транзистор работает в качестве низкоомного замкнутого переключателя. В «выключенном» состоянии напряжение высокое, но ток почти нулевой ввиду высокого сопротивления закрытого транзистора — разомкнутого переключателя.

Сумма состояний «включено» и «выключено» равна периоду входного сигнала. В реальных системах, несмотря на все усилия разработчика сделать время переключения минимальным, это время, особенно на высоких частотах, составляет заметную долю ВЧ-периода. Усилители класса Е демонстрируют высокий КПД даже в случаях, когда время переключения составляет до 30% периода входного сигнала. Избежать высокого значения произведения тока на напряжение во время переключения транзистора удается благодаря следующей стратегии:

- возрастание напряжения на транзисторе задерживается до тех пор, пока ток через транзистор не упадет до нуля;

- напряжение на транзисторе возвращается к нулевому уровню до того момента, когда начинает повышаться ток через него.

Также уменьшают рассеяние энергии в транзисторе два дополнительных условия:

- напряжение на транзисторе в момент включения (замыкание переключателя) — номинально нуль (или напряжение насыщения для биполярного транзистора). В таком случае через транзистор не протекает заряд, накопленный в заряженном конденсаторе C_1 (рис. 1), что позволяет избежать рассеяния энергии, равной $C_1 U^2/2$, где U — начальное напряжение на транзисторе. Емкость C_1 включает в себя выходную емкость транзистора и все внешние емкости, подключенные к его выходу;

- скорость изменения напряжения в момент включения транзистора равна нулю. Это приводит к плавному повышению тока через транзистор (к задержке начала его протекания), что снижает рассеиваемую мощность $i^2 R_1$, где R_1 — сопротивление транзистора в переходный момент включения, даже если это время составляет до 30% периода ВЧ-сигнала.

Цепи класса Е разрабатываются исходя из решения системы уравнений для установившегося перио-

дического отклика цепи, состоящей из неидеальных катушек индуктивности и конденсаторов, при работе реальных транзисторов с соблюдением следующих условий:

- напряжение имеет нулевую величину и нулевую крутизну в момент включения транзистора;

- повышение напряжения в момент выключения транзистора задерживается по отношению к входному сигналу;

- напряжение на сопротивлении нагрузки близко к синусоидальному при обеспечении требуемой высокочастотной мощности при выбранном напряжении питания.

Анализ идеализированного режима усилителя класса Е

Для упрощения анализа рабочих характеристик и физических принципов действия усилителя класса Е [2–8] примем несколько допущений.

1. Длительность состояния «включено» занимает 50% периода сигнала.

2. Активный прибор обладает свойствами идеального переключателя — нулевое сопротивление в состоянии «включено» (замкнутый ключ) и бесконечное сопротивление в состоянии «выключено» (разомкнутый ключ).

3. Емкость C_1 линейна.

4. Все потери цепи представлены сопротивлением R , которое равно сумме сопротивления нагрузки, сопротивления потерь в индуктивности и сопротивления потерь в емкостях.

5. Дроссель L_1 считается идеальным.

6. Цепь $L_2 - C_2$ имеет высокую добротность, а ток, протекающий в выходной цепи, очень близок к синусоидальному.

Определим характерные свойства усилителя класса Е с высокочастотной выходной цепью.

На рис. 2 показана эквивалентная схема усилителя при этих допущениях. Здесь эквивалентный источник тока I состоит из генератора постоянного тока I_{DS} и синусоидального тока I_{RF} :

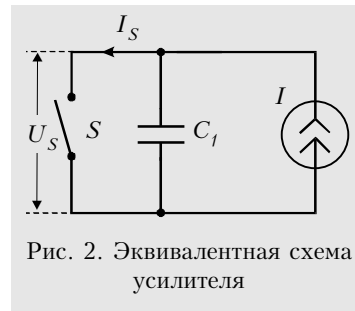


Рис. 2. Эквивалентная схема усилителя

где $a = |I_{RF}|/|I_{DS}|$;

$$I = I_{DS} + I_{RF} = I_{DS}(1 - a \sin(\omega t + \phi)), \quad (1)$$

где $a = |I_{RF}|/|I_{DS}|$;

ω — частота;

t — время;

ϕ — сдвиг фаз между входным сигналом, определяющим время переключения ключа, и синусоидальным током I_{RF} .

Когда ключ находится в положении «включено», напряжение на нем равно нулю, но через него протекает ток генератора. В положении «выключено» ток через ключ равен нулю, но переменная составляющая тока продолжает протекать через шунтирующий конденсатор C_1 , и напряжение на нем будет определяться выражением

$$u_s(t) = \frac{1}{C_1} \int_0^t I_{DS} (1 - a \sin(\omega t' + \phi)) dt' \quad (2)$$

Если принять условие для усилителей класса Е, что $u_s(0) = 0$, то

$$u_s(t) = \frac{I_{DS}}{\omega C_1} \{\omega t + a[\cos(\omega t + \phi) - \cos \phi]\}. \quad (3)$$

Чтобы найти коэффициенты a и ϕ , примем еще два условия:

$$u_s(T/2) = 0; \quad \frac{du_s(T/2)}{dt} = 0,$$

где T – период входного сигнала.

Тогда, используя формулу (3) и эти условия, в результате преобразований получим:

$$\begin{cases} \cos \phi = \frac{\pi}{2a}; \\ \sin \phi = -\frac{1}{a}. \end{cases} \quad (4)$$

Решим полученную систему уравнений:

$$\cos \phi = -\frac{\pi}{2} \sin \phi;$$

$$\phi = \arctg\left(-\frac{2}{\pi}\right) \approx -32,48^\circ; \quad (6)$$

$$|a| = \frac{1}{|\sin \phi|} \approx 1,862. \quad (7)$$

Эти два параметра являются характерными постоянными для любого усилителя класса Е с высокодобротной выходной цепью. Отсюда следует условие на добротность выходной цепи – она должна быть достаточной, чтобы амплитуда переменного тока превосходила величину постоянного тока.

Найдем отношения между U_{DS} и I_{DS} .

U_{DS} – постоянная составляющая напряжения на выключателе $u_s(t)$. Усреднение по времени напряжения выключателя за период дает (учитывая, что половину периода оно равно нулю):

$$\begin{aligned} U_{DS} &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_s(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{T/2} \frac{I_{DS}}{\omega C_1} \{\omega t + a[\cos(\omega t + \phi) - \cos \phi]\} dt = \frac{I_{DS}}{\pi \omega C_1}. \end{aligned} \quad (8)$$

Таким образом, мощность постоянного тока равна

$$P_{DS} = I_{DS} U_{DS} = \pi \omega C_1 U_{DS}^2. \quad (9)$$

Можно определить сопротивление усилителя по величине постоянного тока (по потребляемой мощности). Приравняв выходную мощность к мощности, потребляемой от источника постоянного тока, запишем:

$$I_{DS}^2 R_{DS} = I_{RF}^2 R / 2. \quad (10)$$

Отсюда

$$R_{DS} = a^2 R / 2 \approx 1,734 R. \quad (11)$$

Найдем параметры элементов цепи, основываясь на том, что первая гармоника напряжения на активном элементе является векторной суммой напряжений первой гармоники на сопротивлении нагрузки U_{R1} и реактивном сопротивлении цепочки элементов $C_2 - L_2 - U_{X1}$.

$$U_{R1} = a I_{DS} R; \quad (12)$$

$$U_{X1} = a I_{DS} \omega L, \quad (13)$$

где $\omega L = X$ – эквивалентное сопротивление цепочки $C_2 - L_2$ на рабочей частоте.

С другой стороны, эти же напряжения равны соответственно синусной и косинусной составляющей первой гармоники напряжения на стоке/коллекторе активного прибора при выборе за базовый сигнал $\sin(\omega t + \phi)$:

$$U_{R1} = \frac{I_{DS}}{\omega C_1} v_{1S}; \quad (14)$$

$$v_{1S} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \{\omega t + a[\cos(\omega t + \phi) - \cos \phi]\} \sin(\omega t + \phi) d(\omega t).$$

Вводя переменную $z = (\omega t + \phi)$, путем последовательных преобразований получим, учитывая (4) и (5):

$$v_{1S} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi+\phi} \{(z - \phi) + a(\cos z - \cos \phi)\} \sin z dz = \frac{2}{\pi}. \quad (15)$$

Следовательно,

$$U_{R1} = \frac{I_{DS}}{\omega C_1} \frac{2}{\pi}. \quad (16)$$

Приравнявая (12) и (16), получим:

$$C_1 = \frac{2}{\omega R a^2 \pi} = \frac{0,1836}{\omega R} = \frac{0,1836}{2\pi f R}. \quad (17)$$

Аналогично (14),

$$U_{X1} = \frac{I_{DS}}{\omega C_1} v_{1C};$$

$$v_{1C} = \frac{1}{\pi} \int_\phi^{\pi+\phi} \{(z - \phi) + a(\cos z - \cos \phi)\} \cos z dz = \frac{a^2 - 2}{2a}. \quad (18)$$

Тогда

$$X = \omega L = R \frac{\pi(a^2 - 2)}{4} = 1,152 R. \quad (19)$$

Теперь определим значения элементов C_2 и L_2 .

Исходной предпосылкой являлось предположение, что выходная цепь обладает высокой добротностью $Q_L = \omega L_2 / R$. Величина добротности может быть принята в качестве независимого параметра, т. к. ее величина на практике определяется конструктивными характеристиками используемых элементов и сопротивлением нагрузки. Используя соотношения

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_2 L_r}} \quad (20)$$

и

$$L_2 = L_r + L, \quad (21)$$

получим

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_r} = \frac{1}{\omega R (Q_L - 1,152)}, \quad (22)$$

где L_r – часть индуктивности L_2 , образующая идеальный последовательный контур.

Если взять за независимую величину C_2 , то

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2} + \frac{1,152R}{\omega}. \quad (23)$$

Таким образом, в предположении синусоидальности выходного тока усилителя класса Е определены элементы его схемы, если задано сопротивление R . Это сопротивление определяется исходя из требуемой мощности усилителя $P_{Вч}$ и выбранного напряжения питания U_{DS} . Из (10)

$$P_{Вч} = \frac{I_{RF}^2 R}{2} = \frac{a^2 I_{DS}^2 R}{2} = \frac{2U_{DS}^2}{a^2 R};$$

$$R = \frac{2U_{DS}^2}{a^2 P_{Вч}} = 0,577 \frac{U_{DS}^2}{P_{Вч}}. \quad (24)$$

Элементы, определенные по этим формулам, будем называть идеальными, соответствующими 100% КПД. Более точные значения элементов можно определить по результатам моделирования усилителя класса Е с помощью одной из программ схемотехнического моделирования. Специально для расчета усилителей класса Е разработана программа НЕРА [9], обладающая рядом преимуществ при решении данной задачи.

В настоящее время усилители класса Е, рассчитанные с использованием приведенного подхода, работают на частотах до нескольких гигагерц.

Экспериментальные характеристики усилителя класса Е

Приведем пример расчета конкретного усилителя класса Е и сравним с усилителем из [8]. Наша задача – получить максимальный КПД, считая полезной мощность, рассеиваемую на R_L . Для этого, учитывая доступную элементную базу, проведем оптимизацию КПД, изменяя рабочую частоту и добротность. В результате был выбран вариант усилителя на 800 кГц с $Q_L = 11,9$. Использовался, как и в [8], полевой транзистор МТР 3055Е (Моторола), имеющий в открытом состоянии сопротивление канала $R_{ON} = 0,15$ Ом. В исследуемом усилителе мощностные характеристики этого транзистора используются лишь на несколько процентов. Уже на частоте 800 кГц проявляется влияние его большой входной емкости, но низкое значение R_{ON} позволяет по-

лучить высокий КПД при низком напряжении питания. Однако применение этого транзистора ограничивает рабочую частоту исследованного усилителя.

Параметры	Идеальный усилитель	Модель	Эксперимент
$V_{пит}, В$	4,5	4,5	4,5
$I_{DS}, мА$	294	225	228
$C_1, пФ$	3290,43	3290,43	3228
$C_2, пФ$	1612,66	1612,66	1616
$L_2, мкГн$	27,0	27,0	27,2
$R_L, Ом$	10,5	10,5	10,5
$R, Ом$	11,40	11,40	11,42
$P_{вых}, Вт$	0,907	0,880	0,84
КПД	0,90	0,87	0,83

В таблице приведены результаты расчета идеального усилителя, моделирования и эксперимента. (Приведены результаты расчета усилителя с использованием программы Harmonica программного комплекса Ansoft Serenade [10]. Сопротивление нагрузки R_L приводится как разность между общим сопротивлением R и сопротивлением потерь R_{IN} . Сопротивление R_{IN} включает в себя сопротивление индуктивности L_2 на рабочей частоте и сопротивление транзистора в открытом состоянии R_{ON} , взятое с поправочным коэффициентом 1,365 [2].)

В экспериментальном образце индуктивность L_2 намотана на каркасе диаметром 3,8 см и содержит 28,5 витков провода ЛЭШО 32. Ее ненагруженная добротность равна 190. Дроссель $L_1 = 0,48$ мГн.

Усилитель, собранный из элементов, имеющих расчетные значения (с учетом паразитных емкостей, индуктивностей и сопротивлений), сразу показывает ожидаемые характеристики. При отклонениях номиналов элементов необходима подстройка. В нашем случае производился подбор емкостей C_1 и C_2 . Критерием подстройки выступала форма напряжения на стоке транзистора (рис. 3), которая должна была удовлетворять условиям (4) и (5).

В процессе работы получены формы напряжения стока и выходного напряжения, соответствующие режиму работы усилителя класса Е с максимальным КПД (рис. 3 и 4). Также были измерены частотные зависимости выходной мощности и стокового КПД, которые показали хорошее качественное совпаде-

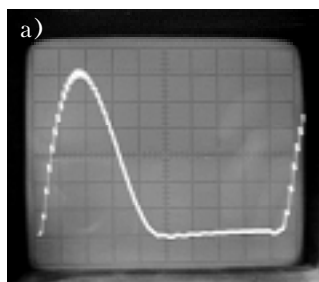


Рис. 3. Форма напряжения на стоке:
а – эксперимент; б – теория

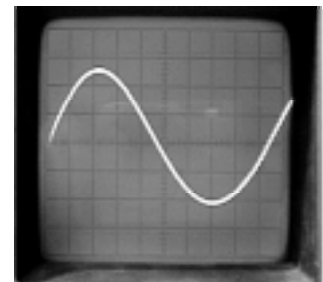
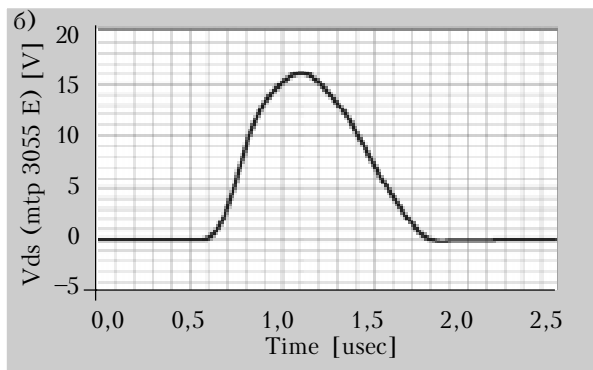


Рис. 4. Форма выходного напряжения (эксперимент)

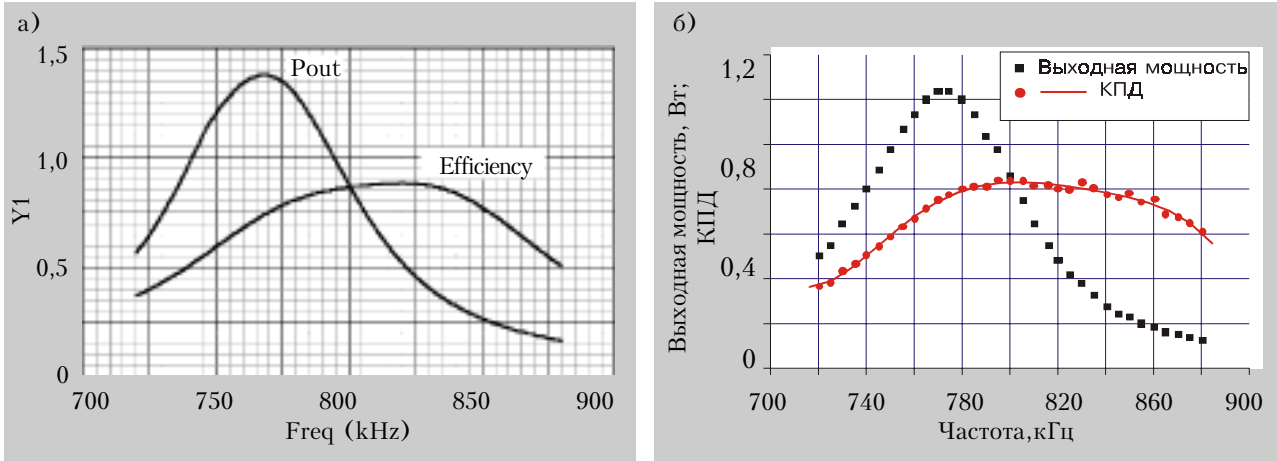


Рис. 5. Зависимости выходной мощности и КПД от частоты: а – теория, б – эксперимент

ние с расчетными данными (рис. 5). Уровень второй гармоники на выходе был -20 дБ, третьей – меньше -30 дБ.

Отличие экспериментальных результатов от расчетных объясняется тем, что не учитывались потери в конденсаторах, в дросселе L_1 и т. д. Как и в [8], расхождение составляет около 5%. Основным фактором снижения КПД в данном усилителе являются потери в индуктивности L_2 , которые могут быть снижены применением провода с меньшим удельным сопротивлением или с повышением частоты. В последнем случае начнут возрастать потери в транзисторе.

Таким образом, на основе описанных принципов построения усилителя класса Е рассчитана схема и экспериментально исследован усилитель со стоковым КПД 83% на частоте 800 кГц. Показаны основные особенности функционирования усилителя класса Е. Результаты эксперимента подтверждают, что данная методика может использоваться для построения высокоэффективных усилителей и преобразователей энергии.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Крыжановский В. Г., Рассохина Ю. В., Рудякова А. Н., Шевченко И. Н. Транзисторные усилители с высоким КПД: общие условия реализации // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2000. – № 5–6. – С. 5–8.
2. Sokal N. O. Class E high-efficiency switching-mode power amplifiers, from HF to microwave / 1998

IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 1998, Baltimore, MD, CD-ROM IEEE Catalog No. 98CH36192 and also 1998 *Microwave Digital Archive, IEEE Microwave Theory and Techniques Society*, CD-ROM IEEE Product # JP-180-0-081999-C-0.

3. Каганов В. И., Рыжонков Н. Д. Высокоэффективный режим работы ВЧ усилителя мощности – класс «Е» // Зарубежная радиоэлектроника. – 1988. – №. 4. – С. 89–92.

4. Sokal N. O., Sokal A. D. High-efficiency tuned switching power amplifier / Пат. 3919656 США. – Опубликовано. 11.11.75.

5. Raab F. H. Effects of circuit variations on the class E tuned power amplifier // *IEEE Journal of Solid-state circuits*. – 1978. – Vol. SC-13, N 2. – P. 239–247.

6. Mader B., Bryerton E., Markovic M. et al. Switched-mode high-efficiency microwave power amplifiers in a free-space power-combined array // *IEEE Trans. on MTT*. – 1998. – Vol. 46, N 10. – P. 1391–1398.

7. Kazimierzczuk M. K. Class E tuned power amplifier with shunt inductor // *IEEE J. of Solid-State Circuits*. – Vol. SC-16, N 1. – Feb., 1981. – P. 2–7.

8. Cantrell W. H. Tuning analysis for the high-Q class-E power amplifier // *IEEE Trans. on MTT*. – 2000. – Vol. 48, N 12. – P. 2397–2402.

9. Sokal N. O., Novak I. Computer program design, simulate, and optimize high-efficiency switching-mode (class E) RF power amplifiers // *Proc. RF Expo West*. – Santa Clara, California. – Feb. 5–7, 1991. – P. 199–220.

10. Ansoft Serenade, student version, 04.01 2000. – <http://www.ansoft.com>

В номере 3 журнала за 2001 г. на с. 13 в рис. 1 допущена ошибка.

Для зависимости $Q(x)$ на графике а и для обеих зависимостей графика б значения E_g у кривых следует читать как в зависимости $E(x)$ на графике а, то есть: внешние кривые – 1 эВ, промежуточные кривые – 0,316 эВ, внутренние кривые – 0,1 эВ.