

К. ф.-м. н. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ,
к. ф.-м. н. Ю. В. РАССОХИНА,
А. Н. РУДЯКОВА, И. Н. ШЕВЧЕНКО

Украина, Донецкий гос. университет

Дата поступления в редакцию
20.06 2000 г.
Оппонент к. т. н. В. В. ДАНИЛОВ,
к. т. н. С. А. ГОРЬЕВ

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫСОКИМ КПД: ОБЩИЕ УСЛОВИЯ РЕАЛИЗАЦИИ

Записаны условия создания режимов с высоким КПД в транзисторных усилителях. Предложено называть такие режимы полуреактивными.

Эффективным путем повышения характеристик аппаратуры СВЧ-диапазона является совершенствование транзисторных усилителей мощности СВЧ (ТУМ СВЧ), в частности, повышение их КПД. Одно из условий повышения полного КПД усилителей — это прогресс в области создания новых транзисторов, другое — использование новых режимов работы ТУМ СВЧ, называемых в литературе классами E, F, F^{inv}, HPA (усилитель с взаимодействием на гармониках), HCA (усилитель с контролем гармоник) и др. [1–7]. Использование этих режимов позволяет повысить КПД усилителя, понизить интермодуляционные искажения и напряжение питания.

Для реализации новых режимов необходимы работа транзистора с отсечкой тока, специальная настройка входной и выходной согласующих цепей на частотах высших гармоник, специальная форма входного сигнала усилителя. Указанное многообразие условий реализации требует формулирования положений, общих для указанных классов усилителей. В отечественной литературе наиболее близким понятием является полигармонический режим работы усилительных каскадов, характеризующийся специальным спектральным составом (формой сигнала), подаваемого на выходной каскад, выходная согласующая цепь которого содержит контура, настроенные на частоты высших гармоник сигнала [8, с. 39]. Однако понятие полигармонического режима не отражает всех особенностей классов E и F и многих других.

Основными режимами работы указанных типов усилителей мощности являются классы F (активный прибор (АП) используется как источник тока) и E (АП используется как переключатель). Однако, как замечено в [1], физические процессы, лежащие в основе их работы, еще недостаточно хорошо поняты и изучены.

Первое описание современной концепции ТУМ СВЧ класса F было представлено в работах [9, 10]. В них использовалась специальная настройка выходной согласующей цепи для контроля импеданса на частотах высших гармонических составляющих.

При этом для четных гармоник на выходе АП создавался режим короткого замыкания, а для нечетных — холостого хода. Позднее, в [11, с. 454–458], Ф. Рааб предложил использовать для такого режима настройки термин — класс F.

Усилитель класса E был предложен Н. и А. Сокалами [12] как усилитель с ключевым режимом работы, использующий выходную согласующую цепь для формирования требуемых форм напряжения и тока на выходе активного прибора. Базовым принципом работы такого усилителя принималось одновременное существование значительных по величине тока и напряжения на выходе АП.

Целью настоящей работы является формулирование положений, общих для указанных классов работы ТУМ, и привлечение внимания разработчиков к достаточно простым способам повышения характеристик радиоэлектронной аппаратуры в диапазоне от единиц МГц до десятков ГГц.

Общепринятым определением так называемого «стокового» (либо «коллекторного», в зависимости от типа применяемого АП) КПД усилителя мощности является следующее:

$$\eta_D = P_{LOAD} / P_{DC}, \quad (1)$$

где P_{LOAD} — высокочастотная мощность в нагрузке;

P_{DC} — постоянная мощность, потребляемая от источника питания.

Предполагая, что входная и выходная согласующие цепи являются цепями без потерь (а значит, вся мощность, потребляемая от источника питания, рассеивается только в нагрузке и в активном приборе), можно записать (1) как

$$\eta_D = P_{LOAD} / (P_{LOAD} + P_{DISS}). \quad (2)$$

Здесь

$$P_{LOAD} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_{LOAD}(t) i_{LOAD}(t) dt$$

и

$$P_{DISS} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_{DS}(t) i_D(t) dt$$

средние по времени мощность в нагрузке и мощность, рассеянная в активном приборе (T — период колебаний основной частоты, t — время). P_{DISS} может быть выражена через спектральные компоненты стоковых напряжения u_{DS} и тока i_D следующим образом:

$$P_{DISS} = U_{DSm} I_{Dm} \int_{-T/2}^{T/2} \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_n \cos\left(\frac{2\pi n t}{T} + \varphi_n\right) \sum_{m=0}^{\infty} \beta_m \cos\left(\frac{2\pi m t}{T} + \psi_m\right) dt, \quad (3)$$

где U_{DSm}, I_{Dm} — максимальные значения напряжения и тока стока, соответственно;
 α_n, φ_n и β_m, ψ_m — коэффициенты Фурье для тока и напряжения, соответственно;
 m, n — номера гармоник ряда Фурье.

Интегрирование (3) дает:

$$P_{DISS} = U_{DS0} I_{D0} + U_{DSm} I_{Dm} \frac{\alpha_1 \beta_1}{2} \cos(\varphi_1 - \psi_1) + U_{DSm} I_{Dm} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\alpha_n \beta_n}{2} \cos(\varphi_n - \psi_n). \quad (4)$$

Далее, предполагая, что первые гармоники тока и напряжения на выходе транзистора противофазны (что может быть реализовано путем полного согласования с нагрузкой), получаем:

$$P_{DISS} = U_{DS0} I_{D0} - U_{DSm} I_{Dm} \frac{\alpha_1 \beta_1}{2} + U_{DSm} I_{Dm} \sum_{n=2}^{\infty} \frac{\alpha_n \beta_n}{2} \cos(\varphi_n - \psi_n). \quad (5)$$

В (5) $U_{DS0} I_{D0} = P_{DC}$ и (предполагая, что только мощность основной частоты достигает нагрузки)

$$U_{DSm} I_{Dm} \alpha_1 \beta_1 / 2 = P_{LOAD}.$$

Учитывая это, получаем:

$$P_{DISS} = P_{DC} - P_{LOAD} + \frac{U_{DSm} I_{Dm}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} \alpha_n \beta_n \cos(\varphi_n - \psi_n). \quad (6)$$

Максимальный КПД (100% для идеального переключателя) достигается если $P_{DISS} = 0$. Общепринятый метод обеспечения низкого P_{DISS} — работа усилителя в режимах классов E, F и их модификаций (HSA, HRA, инверсный F). При этом ток стока протекает, пока напряжение «сток — исток» равно нулю, а ненулевое напряжение существует, пока ток равен нулю (см. рисунок; здесь θ — фаза колебаний). В этом случае из (6) получаем:

$$P_{LOAD} = P_{DC} + \frac{U_{DSm} I_{Dm}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} \alpha_n \beta_n \cos(\varphi_n - \psi_n). \quad (7)$$

Исходя из закона сохранения энергии можно записать (пренебрегая при этом мощностью входного управляющего сигнала):

$$P_{LOAD} \leq P_{DC}. \quad (8)$$

Из (7) и (8) следует, что

$$\frac{U_{DSm} I_{Dm}}{2} \sum_{n=2}^{\infty} \alpha_n \beta_n \cos(\varphi_n - \psi_n) \leq 0. \quad (9)$$

Согласно (7) и (9), максимальная выходная мощность усилителя (при заданной P_{DC}) может быть получена, если

$$\sum_{n=2}^{\infty} \alpha_n \beta_n \cos(\varphi_n - \psi_n) = 0. \quad (10)$$

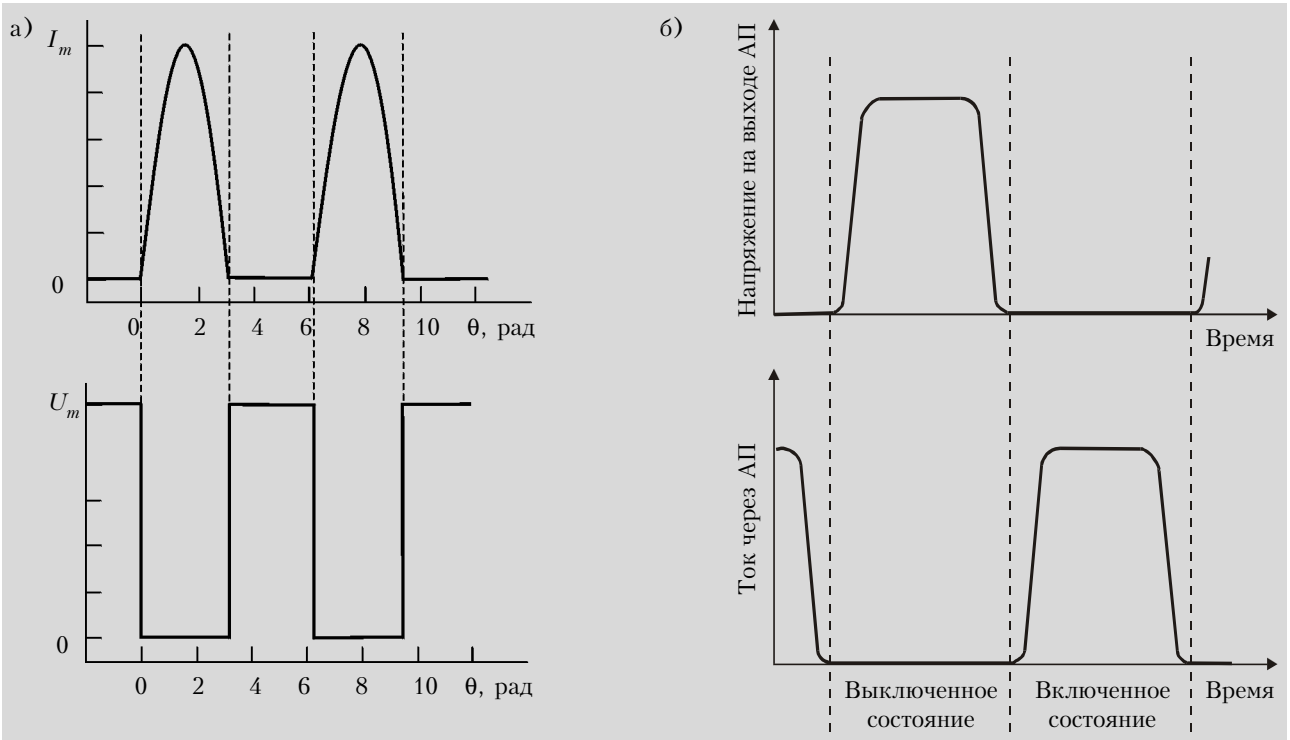
Равенство (10) выполнится в следующих четырех случаях:

$$\text{все } \alpha_n = 0 \text{ и } \beta_n = 0; \quad (11.1)$$

$$\text{не все } \alpha_n = 0, \text{ но все } \beta_n = 0; \quad (11.2)$$

$$\text{либо } \alpha_n = 0, \text{ либо } \beta_n = 0; \quad (11.3)$$

$$\cos(\varphi_n - \psi_n) = 0. \quad (11.4)$$



Идеальные волновые формы стоковых тока и напряжения в усилителе класса F (а) и E (б)

Первый случай соответствует линейному режиму работы (класс А) с его 50%-ным ограничением по КПД.

Условие (11.2) соответствует работе в режимах АВ, В или С, в которых неравные нулю ток и напряжение на выходе транзистора существуют одновременно, если транзистор не находится в режиме отсечки выходного тока. Это приводит к паразитному рассеянию мощности, и достижение 100%-ного стокового КПД при ненулевой выходной мощности невозможно.

Условие (11.3) соответствует работе усилителя мощности в классе F (рис., а). При этом в идеале, как уже было сказано выше, $P_{DISS}=0$. Следовательно, теоретически (пренебрегая ненулевым напряжением насыщения стоковых характеристик реального транзистора) возможно получение 100%-ного КПД.

Последний случай не относится к какому-либо из описанных ранее классов усилителей мощности с полигармоническим режимом. Условие (11.4) выполняется, если разность фаз между током и напряжением на выходе транзистора для всех высших гармоник будет равна $\pi/2$ (т. е. нагрузочная цепь для высших гармоник должна представлять собой в идеале чистую реактивность). $P_{DISS}=0$ в этом случае достижимо, если (см. (6) при учете (10))

$$\alpha_1 \beta_1 = \frac{2P_{DC}}{U_{DSm} I_{Dm}}. \quad (12)$$

Такой вариант реализации усилителя мощности является перспективным и требует дальнейшего исследования. Теоретически он позволяет получить такие же высокие характеристики, как и для усилителя класса F, используя при этом более простые в настройке согласующие цепи. Однако при этом необходимы иные методы создания оптимальных соотношений между амплитудами и фазами гармоник тока и напряжения на выходе транзистора — например, путем создания специальной формы входного сигнала. Выходная цепь при этом может представлять собой высокочастотный ФНЧ, например, на диэлектрических резонаторах [13].

Проведенный анализ показывает, что общим для рассмотренных режимов работы ТУМ СВЧ является устранение рассеяния мощности на частотах высших гармоник, при этом, за исключением режима класса А с низким КПД, где отсутствует генерация гармоник, все режимы характеризуются нелинейным режимом работы. Нелинейность режима работы (и сопутствующая генерация гармоник) необходима для создания условий минимизации рассеиваемой в АП мощности, что обеспечивается соответствующими формами выходных тока и напряжения.

При этом выходная согласующая цепь транзистора должна обеспечить реактивный характер нагрузки на частотах высших гармоник (можно считать, что нагрузки $Z=0$ и $Z=\infty$ являются реактивными, т. к. в них не происходит рассеяния мощности). Нельзя не отметить и аналогий с условиями обеспечения высокого КПД в системах с нелинейными

реактивностями — соотношениями Мэнли — Роу [14, с. 224]. Поэтому можно предложить общее название для указанных классов усилителей мощности: усилители с полиреактивными нагрузками или **полиреактивные** усилители. Этот термин может объединить большое число терминов, существующих в иностранной литературе, таких как метод манипулирования гармониками, усилитель с контролем гармоник, усилитель с взаимодействием на гармониках, усилители с активной антенной и, естественно, классы Е и F.

Другим вариантом обобщающего понятия может быть термин **полирезонансные** усилители. Одно из определений резонанса — обмен энергией между полем и сторонними источниками отсутствует, а происходит лишь обмен энергией между электрическим и магнитным полем [15, с. 95, 277] — соответствует физической картине взаимодействия в указанных классах работы усилителей с высоким КПД.

Использование полиреактивных усилителей позволяет использовать схемотехническими методами существенно повысить как коллекторный (стоковый) КПД транзистора, так и полный КПД усилителя:

$$PAE = \frac{P_{LOAD} - P_{IN}}{P_{DC}} = \eta_D \left(1 - \frac{1}{G}\right), \quad (13)$$

где P_{IN} — мощность на входе усилителя;
 G — коэффициент усиления.

Полиреактивные усилители обладают повышенным коэффициентом усиления по сравнению с усилителями класса С, однако основное повышение полного КПД связано с повышением стокового КПД. Перспективным вариантом полиреактивных усилителей являются усилители, интегрированные с частотно-селективными цепями, схемами суммирования мощности и приемно-передающими антеннами [5]. Применение полиреактивных усилителей позволяет повысить надежность транзисторных усилителей (особенно при работе с пониженным питанием) за счет уменьшения рассеиваемой мощности.

Разработка согласующих цепей для полиреактивных усилителей является непростой, но вполне решаемой задачей; для различных диапазонов частот они выполняются на основе сосредоточенных элементов или цепей с распределенными постоянными [2—6].

Широкий диапазон применения полиреактивных усилителей (от конверторов постоянного тока до усилителей КВЧ) и экспериментально достигнутые значения полного КПД от 60 до 96% на частотах до десятков ГГц обуславливают их высокую перспективность. Такие усилители достигли стадии широкого практического применения, и хотя полного описания физики их работы еще нет, их использование является обязательным условием создания конкурентоспособной радиоаппаратуры.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Raab F. H. Class F power amplifiers with maximally flat waveforms // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. — 1997. — Vol. 45. — P. 2007–2013.

2. Ingruber B., Pritzl W., Smely D. et al. High-efficiency harmonic-control amplifier // *Ibid.* — 1998 — Vol. 46. — P. 857–862.

3. Martin A. L., Mortazawi A. A class-E power amplifier based on an extended resonance technique // *Ibid.* — 2000. — Vol. 48. — P. 93–97.

4. Ingruber B., Baumgartner J., Smely D. et al. Rectangularity driven class a harmonic-control amplifier // *Ibid.* — 1998. — Vol. 46. — P. 1667–1672.

5. Mader T. B., Bryerton E. W., Marcovic M. et al. Switched-mode high efficiency microwave power amplifier in a free-space power-combined array // *Ibid.* — 1998. — Vol. 46. — P. 1391–1398.

6. Radisic V., Qian Y., Itoh T. Novel architectures for high-efficiency amplifiers for wireless applications // *Ibid.* — 1998. — Vol. 46. — P. 1901–1909.

7. Krizhanovski V. G., Rudiakova A. N. The theory of power amplifiers with a polyharmonic operating // *MIKON-2000. XIII International conference of microwaves, radar and wireless communication.* — Wroclaw (Poland), May 22–24, 2000. — Conference proceedings, Vol. 1. — P. 105–108.

8. Радиопередающие устройства / М. А. Сиверс, Г. А. Зайтленюк, Ю. Б. Несвижский и др. — М. : Радио и связь, 1989.

9. Tyler V. J. A new high efficiency high power amplifier // *Marconi Rev.* — 1958. — Vol. 21. — P. 96–109.

10. Snider D. A theoretical analysis and experimental confirmation of the optimally loaded and overdriven RF power amplifier // *IEEE Trans. Electron Devices.* — 1967. — Vol. ED-14, N 6. — P. 851–857.

11. Krauss H., Bostian C., Raab F. Solid state radio engineering. — New-York : Wiley, 1980.

12. Sokal N. O., Sokal A. D. Class E — a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers // *IEEE J. Solid-State Circuits.* — 1975. — Vol. SC-10, N 6. — P. 168–176.

13. Крыжановский В. Г., Рассохина Ю. В. Расчет фильтра гармоник на прямоугольных диэлектрических резонаторах в МПЛ // *Мат-лы 9 междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии».* — Севастополь, 13–16 сент. 1999 г. — С. 254–255.

14. СВЧ-полупроводниковые приборы и их применение / Под ред. Г. Уотсона. — М. : Мир, 1972.

15. Кугушев А. М., Голубева Н. С. Основы радиоэлектроники. — М. : Энергия, 1969.

К. т. н. А. Г. ШАЙКО-ШАЙКОВСКИЙ,
д. т. н. А. А. АЩЕУЛОВ

Украина, Черновицкий гос. университет

Дата поступления в редакцию
28.06 2000 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. И. БОДНАРУК

КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ПУТИ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ БАТАРЕИ

Рассмотрено влияние разбросов геометрических и физико-механических параметров на значения собственных частот колебаний термоэлектрической батареи прибора.

При эксплуатации приборов на основе каскадных термоэлектрических батарей на наземных, воздушных или плавучих средствах очень важно, чтобы вынуждающие частоты колебаний носителя не совпадали с собственными частотами термоэлектрического узла прибора.

Рассмотрим устройство для проведения термоакупунктуры, работа которого основана на эффекте Пельтье и позволяет в зависимости от требований и медицинских показаний осуществлять нагрев либо охлаждение соответствующих участков кожи пациента [1].

Термоакупунктура может служить альтернативой механическому иглоукальванию после хирургического вмешательства и в других случаях, исключая нежелательное механическое воздействие на соответствующий участок тела [2].

Нагрев или охлаждение теплопроводящего зонда осуществляется соответствующей сменой полярности электрического тока через термоэлектрическую батарею. Длительность, конфигурация и величина тепловых импульсов на выходе прибора определяются законом изменения тока через термобатарею, обеспечивая работу прибора в статическом или динамическом режимах [3].

Основу конструкции устройства составляет двухкаскадная термоэлектрическая батарея из кристаллического теллурида висмута Bi_2Te_3 [4]. На верхнюю грань этой двухкаскадной батареи помещен игловидный теплопроводящий зонд с коническим основанием, предназначенный для воздействия на выбранную биологически активную точку или участок кожи (рис. 1).

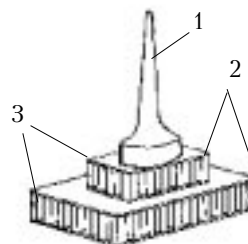


Рис. 1. Термоэлектрическая батарея с термозондом прибора для термоакупунктуры: 1 — термозонд; 2 — тепловые переходы; 3 — термоэлементы