

*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 полиреактивными.

Эффективным путем повышения характеристики 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 Е, F, F^{inv}, HRA (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 Е и F и многих других.

Основными режимами работы указанных типов усилителей мощности являются классы F (активный прибор (АП) используется как источник тока) и Е (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 Е 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 неодновременное 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:

ПРОЕКТИРОВАНИЕ. КОНСТРУИРОВАНИЕ

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

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 (HCA, 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

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

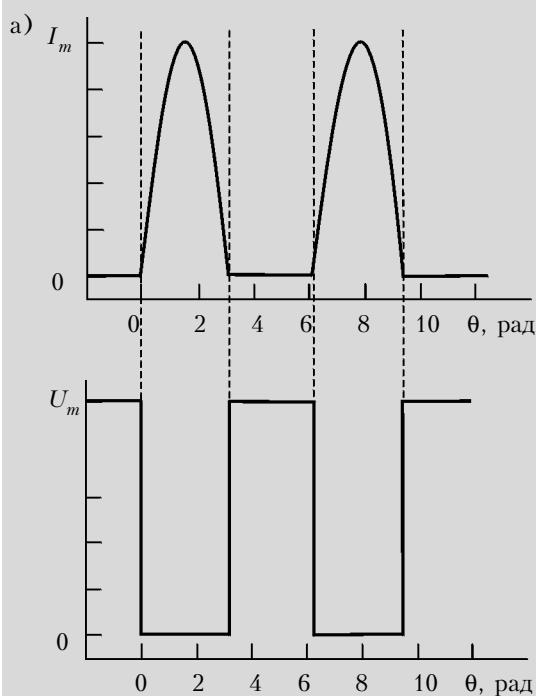
Равенство (10) выполнится в следующих четырех случаях:

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

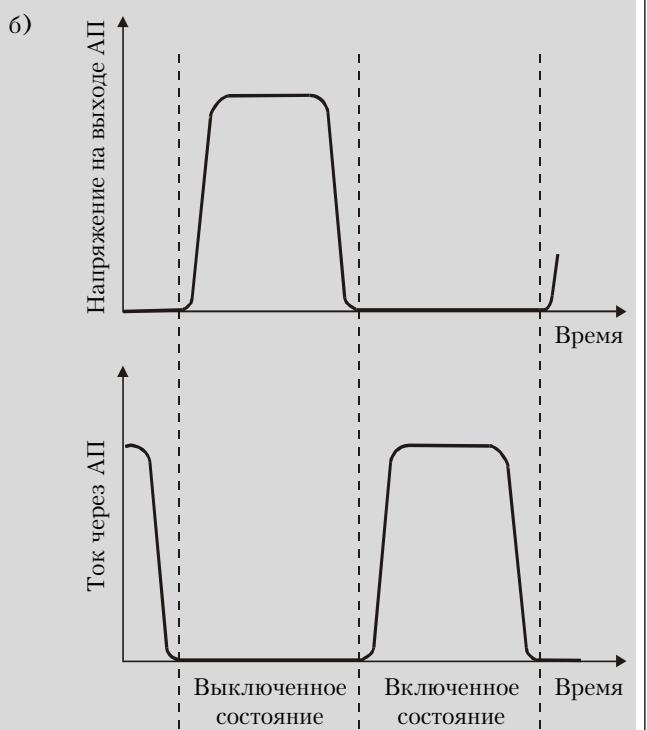
$$\text{не все } \alpha_n = 0, \text{ но все } \beta_n = 0; \quad (11.2)$$

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

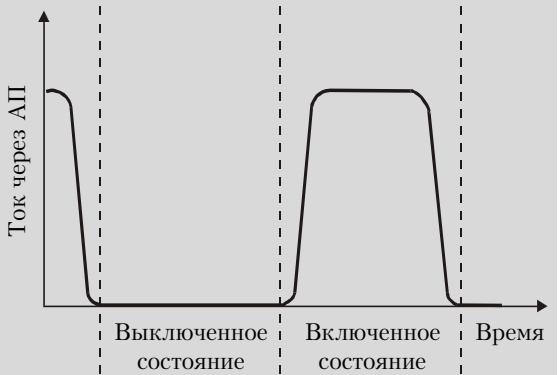
$$\cos(\varphi_n - \psi_n) = 0. \quad (11.4)$$



Идеальные волновые формы стоковых тока и напряжения в усилителе класса F (a)



Напряжение на выходе АП
Время



Ток через АП
Время