



УДК 621.375.4

А. П. Ефимович  
Донецкий национальный университет

## Методика расчета насыщенного усилителя класса F

Предложена методика расчета насыщенного усилителя класса F. Найдены значения углов отсечки, при которых может быть реализован данный усилитель. Показано, что насыщенный усилитель класса F реализуем в большем диапазоне углов отсечки, чем ненасыщенный усилитель класса F.

### Усилитель класса F, стоковый КПД, выходная мощность, насыщение транзистора

Транзисторный усилитель мощности (УМ) класса F относится к высокоэффективным усилителям, в которых теоретически возможно получить стоковый КПД  $\eta_d = 100\%$  [1], [2]. Однако для этого необходимо использовать нагрузочные цепи, настроенные на бесконечное число гармоник тока стока  $i_d$ , что на практике реализовать невозможно. В связи с этим наибольшее распространение получил УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения [3], поскольку такой усилитель обладает высоким теоретическим значением  $\eta_d = 90.69\%$  [3] и не требует сложной нагрузочной цепи. Вместе с тем теория УМ класса F содержит вопросы, вызывающие трудности при практической реализации усилителя.

На рис. 1 показаны зависимости амплитуды третьей гармоники тока стока  $I_{d3}$  от значения угла отсечки  $\theta_{c1}^1$ , полученные при аппроксимации импульса тока  $i_d$  усеченной косинусоидой (1) и при квадратичной аппроксимации (2) [4], [5].

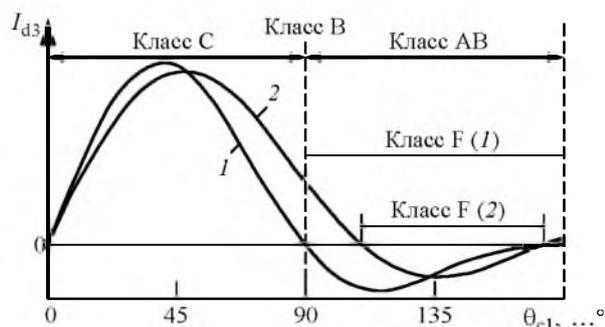


Рис. 1

В [3] значение  $\eta_d = 90.69\%$  получено в предположении, что ток  $i_d$  аппроксимирован усеченной косинусоидой и нижний угол отсечки  $\theta_{c1} = 90^\circ$  соответствует УМ класса В. Но у косинусоидального импульса тока  $i_d$  при  $\theta_{c1} = 90^\circ$   $I_{d3} = 0$  (рис. 1), что не позволяет получить форму напряжения сток-исток  $u_{ds}$ , соответствующую УМ класса F [4], [5]. В указанном УМ напряжение  $u_{ds}$  должно быть образовано первой и третьей гармониками напряжения, противофазными друг другу. Для этого третья гармоника тока при заданном  $\theta_{c1}$  должна быть противофазна первой гармонике, т. е.  $I_{d3}$  должна быть отрицательна [5]. На практике этого добиваются за счет выбора  $\theta_{c1} > 90^\circ$ , что соответствует углу отсечки УМ класса АВ. В [4], [5] показано, что с учетом нелинейности проходной характеристики транзистора угол отсечки  $\theta_{c1}$ , при котором значение  $I_{d3}$  отрицательно, соответствует глубоко смещенному УМ класса АВ. Указанная нелинейность транзистора учитывается квадратичной аппроксимацией импульса тока  $i_d$  (рис. 1, кривая 2) [6]. При такой аппроксимации получить отрицательное значение  $I_{d3}$  можно при значениях [4]

$$110.08^\circ < \theta_{c1} < 173.7^\circ.$$

В [7] установлено, что за счет насыщения транзистора в УМ класса F можно получить отрицательное значение  $I_{d3}$  не только при  $\theta_{c1} = 90^\circ$ , но и при углах отсечки  $\theta_{c1} < 90^\circ$ , соответствующих УМ класса С. Такой усилитель называют

<sup>1</sup> В настоящей статье назовем  $\theta_{c1}$  нижним углом отсечки.

насыщенным УМ класса F [7]–[9]. В настоящее время не существует методики расчета данного УМ, поскольку не получены аналитические выражения для амплитуд гармоник тока  $i_d$ , используя которые можно при заданном  $\theta_{c1}$  вычислить значения активных нагрузочных импедансов на стоке транзистора на первой и третьей гармониках, а также рассчитать значения  $\eta_d$  и выходной мощности усилителя  $P_{out}$ . Также для насыщенного УМ класса F остаются неопределенными амплитуда гармонического напряжения  $U'_{gs}$ , подаваемого на затвор транзистора, и угол отсечки  $\theta_{c1}$ , при которых может быть реализован данный УМ.

Целью настоящей статьи является развитие методики расчета насыщенного УМ класса F.

**Ток стока и напряжение сток–исток насыщенного УМ класса F.** Для достижения поставленной цели получим выражения амплитуд гармоник тока  $i_d$  насыщенного УМ класса F. Рассмотрим УМ с добавлением третьей гармоники напряжения (рис. 2), где VT – активный элемент (полевой транзистор) (g – затвор; d – сток; s – исток);  $L_1, L_2$  – высокочастотные дроссели;  $C_1, C_2$  – блокировочные конденсаторы по постоянному току;  $R_1$  – активное нагрузочное сопротивление транзистора на первой гармонике; ПФ – полосовой фильтр;  $U_{gg}$  – напряжение смещения на затворе транзистора;  $U_{dd}$  – напряжение питания УМ. Будем считать, что нагрузочная цепь на первой и третьей гармониках представляет для транзистора чисто активные импедансы  $Z(f_0)$  и  $Z(3f_0)$  соответственно, а импедансы на второй и

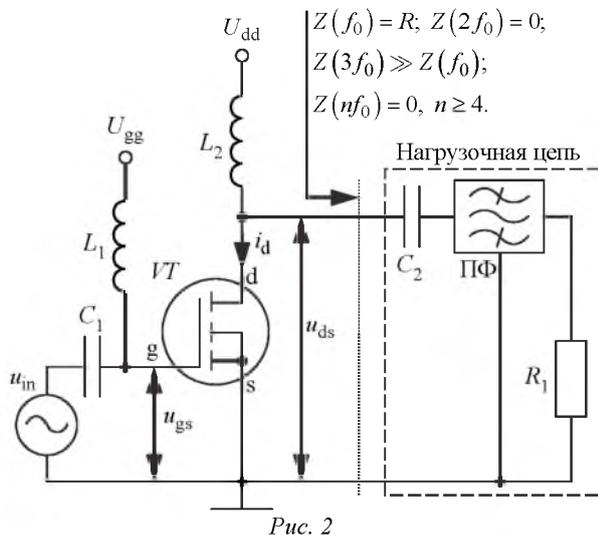


Рис. 2

на всех гармониках выше третьей равны нулю ( $f_0$  – частота первой (основной) гармоники). На вход усилителя (рис. 2) подается гармоническое напряжение

$$u_{in}(\theta) = U_{gs} \cos \theta, \quad (1)$$

где  $\theta = \omega_0 t + \varphi_0 = 2\pi f_0 t + \varphi_0$ , причем  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ;  $t$  – время;  $\varphi_0$  – начальный сдвиг фазы (далее принято  $\varphi_0 = 0$ );  $U_{gs}$  – амплитуда напряжения на затворе транзистора, соответствующая критическому режиму. С учетом (1) выражение для напряжения затвор–исток  $u_{gs}$  будет иметь вид (рис. 3)

$$u_{gs}(\theta) = U_{gg} + u_{in}(\theta) = U_{gg} + U_{gs} \cos \theta.$$

Значение  $\theta_{c1}$  в радианах можно найти по формуле [10]

$$\theta_{c1} = \arccos[U_{th} - U_{gg} / U_{gs}],$$

где  $U_{th}$  – пороговое напряжение транзистора. В дальнейшем будем считать, что угол  $\theta_{c1}$  задан.

При квадратичной аппроксимации выражение для импульса тока стока может быть записано как [5]

$$i_d(\theta) = \begin{cases} I_{d_{max}} \left\{ 1 - [(\theta - 2\pi k) / \theta_{c1}]^2 \right\}^2, & -\theta_{c1} + 2\pi k \leq \theta \leq \theta_{c1} + 2\pi k; \\ 0, & (\theta < -\theta_{c1} + 2\pi k) \cup (\theta > \theta_{c1} + 2\pi k), \end{cases} \quad (2)$$

где  $I_{d_{max}}$  – максимальное значение импульса  $i_d$ , соответствующее критическому режиму;  $k$  – целое число (далее принято  $k = 0$ ).

Ток  $I_{d_{max}}$  связан с напряжением на затворе транзистора [10]:

$$I_{d_{max}} = S_{gs} [U_{gs}(0) - U_{th}] = S_{gs} (U_{gs_{max}} - U_{th}) = S_{gs} \Delta U_{gs}, \quad (3)$$

где  $S_{gs}$  – крутизна проходной характеристики транзистора;  $U_{gs_{max}}$  – напряжение на затворе транзистора, соответствующее критическому режиму (рис. 3).

На интервале  $-\pi < \theta < +\pi$  ток  $i_d$  (2) можно разложить в ряд Фурье [2]:

$$i_d(\theta) = I_{d_{max}} a_0 + I_{d_{max}} \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta)], \quad (4)$$

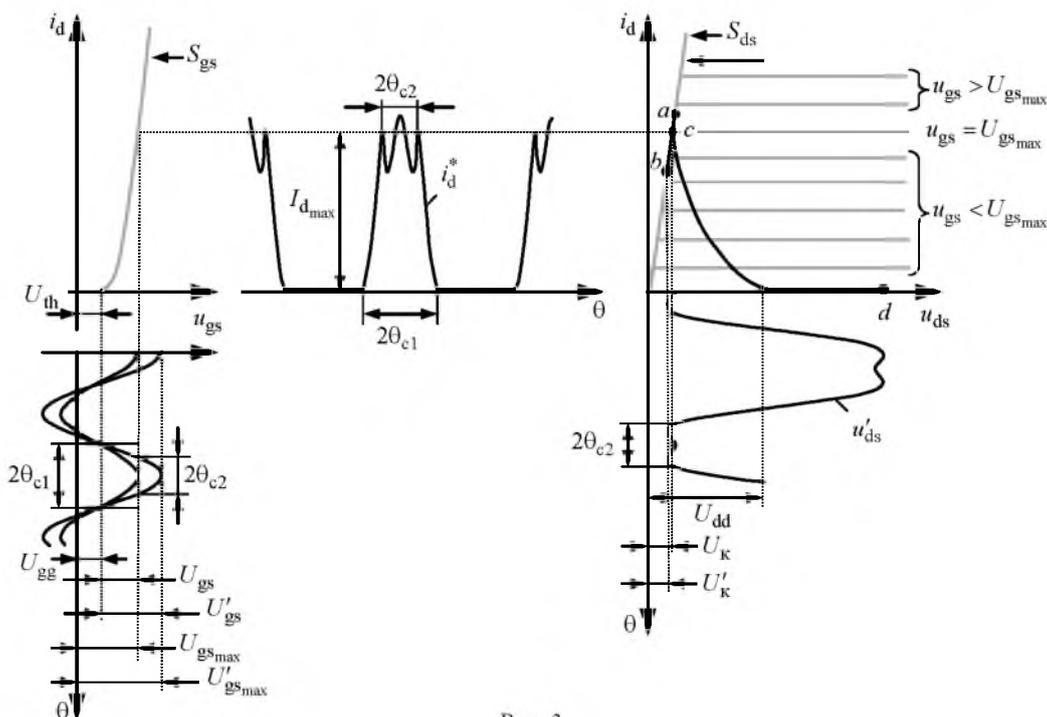


Рис. 3

где  $a_0, a_n, b_n$  – коэффициенты разложения;  $n$  – номер гармоники тока. Поскольку  $i_d(\theta)$  – четная функция, все коэффициенты  $b_n$  ряда (4) будут равны нулю и разложение Фурье примет вид

$$i_d(\theta) = I_{d_{\max}} a_0 + I_{d_{\max}} \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) = I_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{dn} \cos(n\theta), \quad (5)$$

где  $I_{d0}, I_{dn}$  – постоянная составляющая и амплитуды гармоник тока  $I_d$ , определяемые как [2], [5]

$$I_{d0} = I_{d_{\max}} a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_{c1}}^{\theta_{c1}} i_d(\theta) d\theta = \frac{8I_{d_{\max}} \theta_{c1}}{15\pi}, \quad (6)$$

$$I_{dn} = I_{d_{\max}} a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_{c1}}^{\theta_{c1}} i_d(\theta) \cos n\theta d\theta = \frac{16I_{d_{\max}}}{\pi(n\theta_{c1})^4} \times \left[ \left( \frac{3}{n} - n\theta_{c1}^2 \right) \sin(n\theta_{c1}) - 3\theta_{c1} \cos(n\theta_{c1}) \right], \quad (7)$$

$n = 1, 2, \dots$

Предположим, что напряжение  $U_{gs_{\max}}$  увеличилось до значения  $U'_{gs_{\max}}$  (рис. 3). Согласно (3) рост  $U_{gs_{\max}}$  должен способствовать увеличению высоты импульса тока  $i_d$  до значения, которое обозначим как  $I'_{d_{\max}}$ . Но в этом случае форма

импульса уже не может быть описана с помощью (2), поскольку в состоянии насыщения транзистора ток  $i_d$  зависит и от напряжения  $u_{ds}$ . Обозначим через  $\theta_{c2}$  фазовый угол, соответствующий части периода, в которой напряжение  $u_{ds}$  управляет током стока, и назовем его верхним углом отсечки. Этот угол может быть найден из уравнения, полученного из (2):

$$I_{d_{\max}} = I'_{d_{\max}} \left[ 1 - (\theta_{c2}/\theta_{c1})^2 \right]^2, \quad (8)$$

Из описанного принципа действия УМ следует условие  $\theta_{c2} < \theta_{c1}$ , поэтому из четырех корней уравнения (8) следует выбрать корень, удовлетворяющий данному условию. Разрешив (8) относительно  $\theta_{c2}$ , получим выражение для этого угла:

$$\theta_{c2} = \sqrt{\theta_{c1}^2 - \theta_{c1}^2 \sqrt{I_{d_{\max}} / I'_{d_{\max}}}}.$$

Чтобы получить выражение, описывающее импульс тока стока насыщенного УМ класса F, используем метод, приведенный в [10] для насыщенного УМ класса C. Согласно этому методу импульс тока  $i_d$  насыщенного УМ класса C может быть найден как разность между составляющими, соответствующими импульсам для углов отсечки  $\theta_{c1}$  и  $\theta_{c2}$ . Графически процесс получения импульса тока стока насыщенного УМ класса F  $i_d^*$  показан на рис. 4.

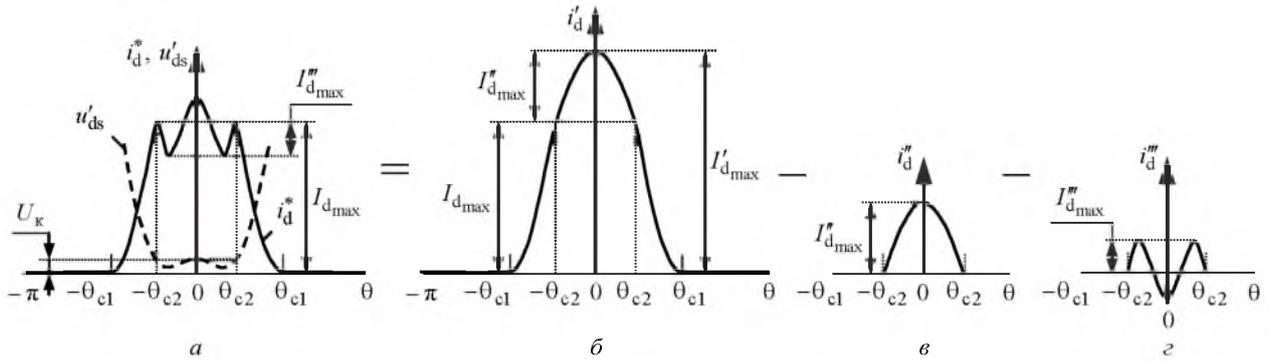


Рис. 4

Вспомогательный импульс тока  $i'_d$  стока с размахом  $I'_{d\max}$  (рис. 4, б) может быть описан с помощью (2) при замене  $I_{d\max}$  на  $I'_{d\max}$ . Фурье-разложение  $i'_d$  аналогично разложению (5).

Постоянная составляющая  $I'_{d0}$  и амплитуды  $I'_{dn}$  гармоник тока  $i'_d$  вычисляются по формулам (6), (7) после замены  $I_{d\max}$  на  $I'_{d\max}$ :

$$i'_d(\theta) = I'_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} I'_{dn} \cos(n\theta).$$

Получим выражение для части импульса  $i'_d$ , заходящей в область насыщения, обозначив его  $i''_d$  (рис. 4, в). Размах этого импульса составляет  $I''_{d\max}$  (рис. 4, в). Используя (2), запишем:

$$i''_d(\theta) = \begin{cases} I'_{d\max} \left\{ 1 - \left[ \frac{(\theta - 2\pi k)}{\theta_{c1}} \right]^2 \right\}^2 - I_{d\max}, & -\theta_{c2} + 2\pi k \leq \theta \leq \theta_{c2} + 2\pi k; \\ 0, & (\theta < -\theta_{c2} + 2\pi k) \cup (\theta > \theta_{c2} + 2\pi k), \end{cases} \quad (9)$$

где  $I'_{d\max} = S_{gs}(U'_{gs\max} - U_{th}) = S_{gs}\Delta U'_{gs}$  (далее, аналогично (2) принято  $k=0$ ). Выражение (9) может быть разложено в ряд Фурье вида (5), причем в силу четности  $i''_d(\theta)$  все коэффициенты  $b_n$  ряда (4) равны нулю и Фурье-разложение будет иметь вид

$$i''_d(\theta) = I''_{d0} + \sum_{n=1}^{\infty} I''_{dn}(\theta_{c1}) \cos(n\theta).$$

После подстановки (9) в (6), (7) и вычисления интегралов в пределах  $-\theta_{c2}, \theta_{c2}$  выражения для постоянной составляющей  $I''_{d0}$  и амплитудных значений  $I''_{dn}$  гармоник тока  $i''_d$  будут иметь вид

$$I''_{d0} = \frac{I'_{d\max}}{\pi} \left( \theta_{c2} + \frac{\theta_{c2}^5}{5\theta_{c1}^4} - \frac{2\theta_{c2}^3}{3\theta_{c1}^2} - \frac{I_{d\max}\theta_{c2}}{I'_{d\max}} \right);$$

$$I''_{dn} = \frac{8I'_{d\max} \cos(n\theta_{c2})}{n\pi\theta_{c1}^4} \left[ \theta_{c2} \left( \frac{\theta_{c2}^2 - \theta_{c1}^2}{n} - \frac{6}{n^3} \right) + \left( \frac{6}{n^4} + \frac{(\theta_{c2}^2 - \theta_{c1}^2)^2}{4} + \frac{\theta_{c1}^2 - 3\theta_{c2}^2}{n^2} - \frac{I_{d\max}\theta_{c1}^4}{4I'_{d\max}} \right) \times \right. \\ \left. \times \operatorname{tg}(n\theta_{c2}) \right], \quad n = 1, 2, \dots$$

Найдем выражение для тока стока  $i''_d$ , создаваемого напряжением  $u_{ds}$  в интервале  $-\theta_{c2}, \theta_{c2}$  (рис. 4, з). Известно [3], что для ненасыщенного УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжение  $u_{ds}$  имеет вид

$$u_{ds}(\theta) = U_{dd} - U_{ds1} \cos\theta + U_{ds3} \cos(3\theta), \quad (10)$$

где  $U_{dd}$  – напряжение источника питания;

$$U_{ds1} = (2/\sqrt{3})(U_{dd} - U_K);$$

$$U_{ds3} = [1/(3\sqrt{3})](U_{dd} - U_K)$$

– амплитуды первой и третьей гармоник напряжения  $u_{ds}$  соответственно, причем  $U_K$  – напряжение насыщения транзистора.

Определим, при каких значениях  $\theta_{c2}$  напряжение  $u_{ds}$  управляет током стока. Для этого необходимо найти значения угла отсечки, соответствующие минимумам  $u_{ds}$  ( $U_{ds\min}$ ) (рис. 5, а). Продифференцируем (10), приравняем результат нулю и разрешим полученное уравнение относительно  $\theta$ . Получим, что напряжение  $u_{ds}$  будет минимально при  $\theta_{\min} = \pm\pi/6 = \pm 30^\circ$ . [1]. Таким образом, область управления током стока со стороны  $u_{ds}$  определяется неравенством  $\pi/6 < \theta_{c2} < \theta_{c1}$ .

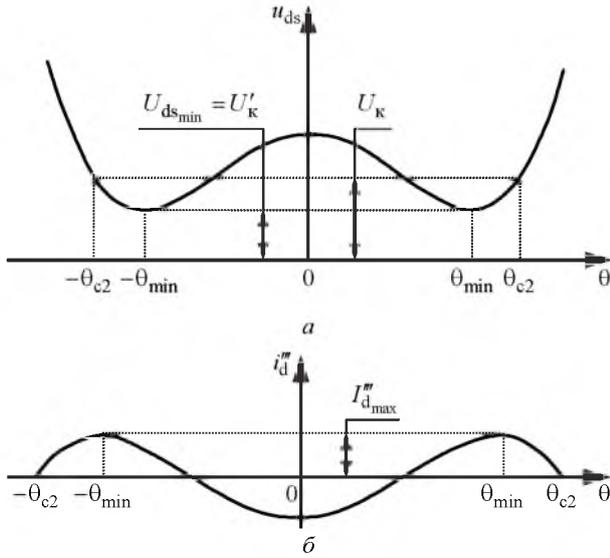


Рис. 5

В УМ класса F ток  $i'_d$  противофазен  $u_{ds}$ : если напряжение  $u_{ds}(\pm\pi/6)$  минимально, то ток  $i'_d(\pm\pi/6) = I''_{d\max}$  максимален (рис. 5, б). Импульс тока  $i'_d$  описывается выражением

$$i'_d(\theta) = S_{ds} [U_{dd} + U'_{ds1} \cos \theta - U'_{ds3} \cos(3\theta)] - S_{ds} (2U_{dd} - U_k), \quad (11)$$

где  $S_{ds} = I_{d\max} / U_k$  – крутизна линии критического режима;

$$U'_{ds1} = (2/\sqrt{3})(U_{dd} - U_k);$$

$$U'_{ds3} = [1/(3\sqrt{3})](U_{dd} - U_k).$$

Второе слагаемое в (11) обеспечивает выполнение условия  $i'_d(\pm\pi/6) = 0$  при  $U_{ds\min} = U_k = U'_k$ , что соответствует ненасыщенному УМ класса F. Для получения  $U_{ds\min} < U_k$  необходим рост  $U_{ds1}$  и  $U_{ds3}$ , который возможен при увеличении  $U_{gs}$ . Пусть  $U_{ds1}$  и  $U_{ds3}$  увеличены до  $U'_{ds1}$  и  $U'_{ds3}$  соответственно за счет уменьшения напряжения  $U'_k$  до уровня, обеспечивающего выполнение условия  $i'_d(\pm\theta_{c2}) = 0$ . Тогда, приравняв нулю (11) при  $\theta = \theta_{c2}$ , определим  $U'_k$ :

$$U'_k = \begin{cases} U_{dd} + \frac{3\sqrt{3}(U_{dd} - U_k)}{\cos(3\theta_{c2}) - 6\cos(\theta_{c2})}, & \theta_{c2} > \frac{\pi}{6}; \\ U_k, & \theta_{c2} = 0. \end{cases}$$

Напряжение  $u'_{ds}$  насыщенного УМ класса F с учетом  $U'_{ds1}$  и  $U'_{ds3}$  может быть выражено следующим образом:

$$u'_{ds}(\theta) = U_{dd} - U'_{ds1} \cos \theta + U'_{ds3} \cos(3\theta).$$

С учетом этого представления Фурье-разложение  $i''_d(\theta)$  имеет вид

$$i''_d(\theta) = I''_{d0} + I''_{d1} \cos \theta + I''_{d2} \cos(2\theta) + I''_{d3} \cos(3\theta) + \sum_{n=4}^{\infty} I''_{dn} \cos(n\theta), \quad (12)$$

причем, как и ранее, в силу четности функции  $i''_d(\theta)$  все коэффициенты  $b_n$  ряда (4) равны нулю.

Выражения для постоянной составляющей  $I''_{d0}$  и амплитудных значений  $I''_{dn}$  гармоник тока в (12) получаются после подстановки (11) в (6), (7) и вычисления интегралов в пределах  $-\theta_{c2}, \theta_{c2}$ :

$$I''_{d0} = \frac{S_{ds}}{\pi} \left[ \theta_{c2} (U_k - U_{dd}) + U'_{ds1} \sin \theta_{c2} - \frac{U'_{ds3}}{3} \sin(3\theta_{c2}) \right];$$

$$I''_{d1} = \frac{S_{ds}}{\pi} \left\{ U'_{ds1} \theta_{c2} + [2(U_k - U_{dd}) + U'_{ds1} \cos \theta_{c2} - 2U'_{ds3} \cos^3(\theta_{c2})] \sin \theta_{c2} \right\};$$

$$I''_{d2} = \frac{S_{ds}}{\pi} \left[ (U'_{ds1} - U'_{ds3}) \sin \theta_{c2} + (U_k - U_{dd}) \sin 2\theta_{c2} + (1/3)U'_{ds1} \sin(3\theta_{c2}) - (1/5)U'_{ds3} \sin(5\theta_{c2}) \right];$$

$$I''_{d3} = \frac{S_{ds}}{6\pi} \left\{ 12U'_{ds1} \cos^3 \theta_{c2} \sin \theta_{c2} - 4(U_{dd} - U_k) \sin(3\theta_{c2}) - U'_{ds3} [6\theta_{c2} + \sin(6\theta_{c2})] \right\};$$

$$I''_{dn} = \frac{2S_{ds}}{\pi} \left( \frac{(U_k - U_{dd}) \sin(n\theta_{c2})}{n} + \frac{U'_{ds1}}{n^2 - 1} [n \cos(\theta_{c2}) \sin(n\theta_{c2}) - \cos(n\theta_{c2}) \sin(\theta_{c2})] - \frac{U'_{ds3}}{2} \left\{ \frac{\sin[\theta_{c2}(n-3)]}{n-3} + \frac{\sin[\theta_{c2}(n+3)]}{n+3} \right\} \right),$$

$n = 4, 5, \dots$

Получим выражение для тока  $i_d^*$  насыщенного УМ класса F (рис. 4):

$$i_d^*(\theta) = i'_d(\theta) - i''_d(\theta) - i'''_d(\theta).$$

Аналогично найдем постоянную составляющую и амплитуды гармоник тока  $i_d^*$ :

$$\begin{cases} I_{d0}^* = I_{d0}' - I_{d0}'' - I_{d0}''' \\ I_{dn}^* = I_{dn}' - I_{dn}'' - I_{dn}''' \end{cases} \quad (13)$$

Форма  $i_d^*$  показана на рис. 3. Нагрузочная кривая, связывающая ток  $i_d^*$  и напряжение  $U_{ds}'$ , обозначена точками *abcd*. На участке *abc* нагрузочной кривой током  $i_d^*$  управляет напряжение  $U_{ds}'$ .

**Алгоритм расчета и области возможных реализаций насыщенного УМ класса F.** Рассмотрим зависимости  $I_{d3}^*(\theta_{c1})$  с учетом отношения  $U_{gs}'/U_{gs}$ , где  $U_{gs}'$  – амплитуда напряжения на затворе транзистора, соответствующая насыщенному режиму. Выражения для  $U_{gs}$  и  $U_{gg}$  при заданных  $\theta_{c1}$ ,  $U_{th}$  и  $U_{gs\max}$  могут быть найдены из системы уравнений

$$\begin{cases} \theta_{c1} = \arccos[(U_{th} - U_{gg})/U_{gs}]; \\ \Delta U_{gs} = U_{gg} + U_{gs} - U_{th}. \end{cases} \quad (14)$$

Решив (14) относительно  $U_{gs}$  и  $U_{gg}$  получим:

$$\begin{cases} U_{gs} = \Delta U_{gs} / (1 - \cos \theta_{c1}); \\ U_{gg} = U_{th} + \Delta U_{gs} / (1 - \cos \theta_{c1}). \end{cases} \quad (15)$$

Выражения (15) справедливы и для  $U_{gs}'$  при замене  $\Delta U_{gs}$  на  $\Delta U_{gs}'$ , поэтому отношение  $\Delta U_{gs}'/\Delta U_{gs}$  эквивалентно отношению  $U_{gs}'/U_{gs}$ .

Определение параметров насыщенного УМ класса F можно свести к следующему алгоритму:

- по статическим характеристикам выбранного транзистора определяются значения  $S_{gs}$  и  $S_{ds}$ ;
- выбирается нижний угол отсечки  $\theta_{c1}$ ;

– выбирается отношение  $U_{gs}'/U_{gs}$ , при котором значение  $I_{d3}^*$  отрицательно;

– выбирается значение  $\Delta U_{gs}$ , при котором достигается требуемая мощность  $P_{out}$ ;

– определяются значения  $Z(f_0) = R_1 = U_{ds1}'/I_{d1}^*$  и  $Z(3f_0) = U_{ds3}'/I_{d3}^*$ ;

– с использованием выражений (15) определяются  $U_{gs}'$  и  $U_{gg}'$ .

*Пример.* Предположим, что заданы следующие значения:  $U_{dd} = 1$  В,  $\Delta U_{gs} = 1$  В,  $S_{gs} = 1$  А/В,  $U_{gs\max} = 1$  В,  $I_{d\max} = 1$  А. Для простоты положим  $U_{th} = 0$ . Для выяснения влияния отношения  $U_k/U_{dd}$  выбором  $S_{ds}$  обеспечим 3 значения этого отношения:  $U_k/U_{dd} = 0.05, 0.1, 0.15$ . Учтем необходимость выполнения соотношения

$$I_{d\max}'' \leq I_{d\max}^2.$$

С использованием (13) и (15) найдены отношение  $U_{gs}'/U_{gs}$  и нижний угол отсечки  $\theta_{c1}$ , при которых реализуемы ненасыщенный и насыщенный УМ класса F (значения  $I_{d3}^*$  отрицательны) (рис. 6). На рис. 6 пунктирные линии ограничивают область, в которой реализуем ненасыщенный УМ класса F:  $U_{gs}'/U_{gs} = 1, 110.08^\circ \leq \theta_{c1} \leq 173.7^\circ$ . Указанный интервал соответствует глубоко смещенному УМ класса АВ.

На рис. 6 заливкой выделены области значений  $U_{gs}'/U_{gs}$  и  $\theta_{c1}$ , при которых реализуем насыщенный УМ класса F. Максимально возможный угол отсечки  $\theta_{c1} = 180^\circ$  во всех трех случаях соответствует УМ класса А. По мере роста значения отношения  $U_k/U_{dd}$  минимально возможный угол отсечки  $\theta_{c1}$ , при котором реализуем насыщенный УМ класса F, снижается:

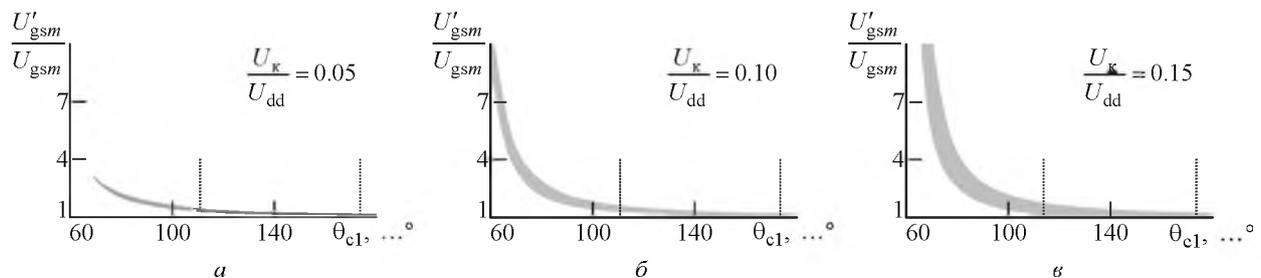


Рис. 6

<sup>2</sup> В противном случае ( $I_{d\max}'' > I_{d\max}^2$ ) значение тока  $i_d^*(\pm\pi/6)$  отрицательно, что в настоящей статье не рассматривается.

- при  $U_K/U_{dd} = 0.05$   $\theta_{c1_{min}} = 68^\circ$  (рис. 6, а);
- при  $U_K/U_{dd} = 0.10$   $\theta_{c1_{min}} = 60^\circ$  (рис. 6, б);
- при  $U_K/U_{dd} = 0.15$   $\theta_{c1_{min}} = 62^\circ$  (рис. 6, в).

При этом наблюдается заметное расширение области, в которой указанный УМ реализуем (т. е.  $I_{d3}^*$  отрицателен). Расширение области отрицательных значений  $I_{d3}^*$  может представлять большой практический интерес в тех случаях, когда импеданс  $Z(3f_0)$  задан нагрузочной цепью усилителя и получить требуемое значение  $U_{ds3}''$  при фиксированном  $\theta_{c1}$  можно только за счет выбора  $I_{d3}^*$ . В ненасыщенном УМ класса F возможность выбора  $I_{d3}^*$  при фиксированном  $\theta_{c1}$  отсутствует, поскольку область возможных реализаций не зависит от отношения  $U_K/U_{dd}$ . Следовательно, насыщенный УМ класса F в отличие от ненасыщенного реализуем не только в большем диапазоне углов  $\theta_{c1}$ , но и в большем диапазоне значений импеданса  $Z(3f_0)$  (рис. 6).

**Расчет и моделирование насыщенного УМ класса F.** По алгоритму, описанному ранее, рассчитан насыщенный УМ класса F, выполненный на базе полевого транзистора 2N7000L<sup>3</sup>. При моделировании в пакете САПР "Advanced design system 2011"<sup>4</sup> статические характеристики данного транзистора описывались с помощью уравнений "Shichman – Hodges" (1) [11]. Параметры модели данного транзистора приведены в [8]. Расчетные значения  $S_{gs} = 0.174$  А/В и  $S_{ds} = 0.175$  А/В определены по статическим характеристикам транзистора. Нижний угол отсечки выбран равным  $\theta_{c1} = 90^\circ$ , принимаемым обычно при реализации усилителей класса F. Пороговое напряжение для выбранного транзистора составляет  $U_{th} = 1.86$  В. Напряжение питания принято  $U_{dd} = 25$  В. Значение  $\Delta U_{gs}$  выбрано равным 1.72 В, что соответствует  $U_{gs_{max}} = 3.58$  В,  $I_{d_{max}} = 0.3$  А и  $U_K/U_{dd} = 0.068$ . Отношение  $\Delta U'_{gs}/\Delta U_{gs} = U'_{gs}/U_{gs}$  выбиралось таким, чтобы значение  $I_{d3}^*$  было отрицательно, а

значение  $Z(3f_0)$  примерно в 5 раз превышало  $Z(f_0)$  при чисто активных значениях обоих импедансов. Выбор указанного соотношения импедансов вызван тем, что на практике в большинстве случаев из-за потерь в нагрузочных цепях удается получить  $Z(3f_0) \approx (3...5)Z(f_0)$  [12].

Расчетные значения импедансов составили

$$Z(f_0) = 199.7 \text{ Ом}, \quad Z(3f_0) = 1014.2 \text{ Ом}.$$

Нагрузочные импедансы на кристалле транзистора на второй гармонике и на всех гармониках выше третьей предполагались равными нулю. Расчет  $\eta_d$  выполнялся по формуле [2]

$$\eta_d = P_{out}/P_{DC},$$

где  $P_{out} = U_{ds1}'I_{d1}^*/2$ ;

$$P_{DC} = U_{dd}I_{DC} = P_{out} + P_{dis} + P_3$$

– мощность, потребляемая усилителем от источника питания [2], где  $I_{DC} = I_{d0}^*$  – постоянный ток источника питания;

$$P_{dis} = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u'_{ds}(\theta) i_d^*(\theta) d\theta$$

– мощность, рассеиваемая при перекрытии тока  $i_d^*(\theta)$  и напряжения  $u'_{ds}(\theta)$ ;  $P_3 = U'_{ds3} |I_{ds3}^*|/2$  – мощность, рассеиваемая на активном нагрузочном импедансе  $Z(3f_0)$  на третьей гармонике, причем  $T$  – период сигнала основной частоты.

Моделирование усилителя выполнено методом гармонического баланса на рабочей частоте усилителя  $f_0 = 13.56$  МГц. В гармоническом балансе учитывалось 20 гармоник. Результаты расчета и моделирования энергетических характеристик усилителя приведены в таблице. Значение  $P_{los}$  представляет собой суммарную мощность потерь в усилителе, равную сумме мощностей  $P_{dis}$  и  $P_3$ .

Параметр	Расчет	Моделирование	
$U_{gs}/U'_{gs}$	1.654	1.419	
$\eta_d, \%$	87.88	89.66	90.37
$I_{d1}^*, \text{ А}$	0.139	0.144	0.142
$U_{ds1}, \text{ В}$	27.76	28.80	28.39
$P_{out}, \text{ Вт}$	1.929	2.078	2.019
$P_{los}, \text{ Вт}$	0.266	0.240	0.215

<sup>3</sup> ALL transistors datasheet. URL: [http://alltransistors.com/pdfview.php?doc=2n7000k1\\_bs170k1.pdf&dire=\\_vishay](http://alltransistors.com/pdfview.php?doc=2n7000k1_bs170k1.pdf&dire=_vishay)

<sup>4</sup> Agilent technologies. URL: <http://www.agilent.com/about/newsroom/presrel/2011/22feb-em11027.html>

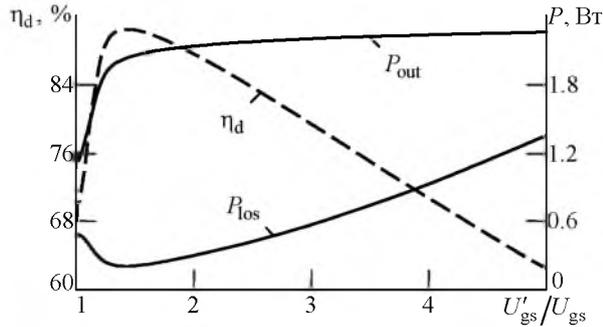


Рис. 7

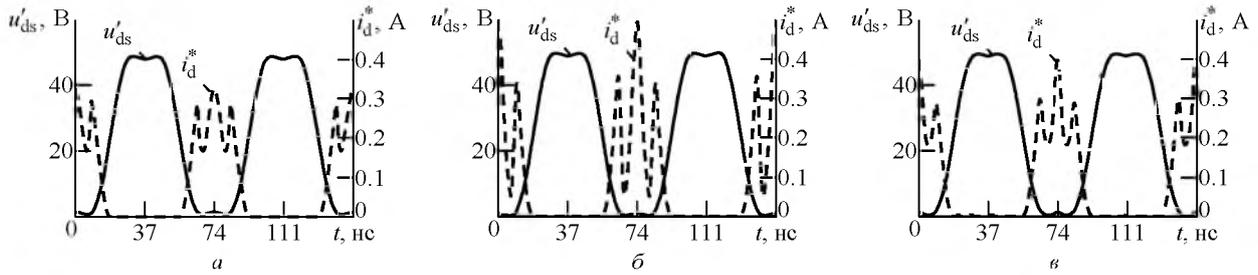


Рис. 8

Для сравнения результатов аналитического расчета и моделирования в таблице приведены значения  $\eta_d$ ,  $P_{out}$  и  $P_{los}$ , полученные при одном и том же значении  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$ . Полученный при моделировании  $\eta_d$  выше расчетного значения на 1.78 %, а  $P_{out}$  превышает расчетную мощность на 7.72 %.

Для определения значения отношения  $U'_{ds}/U_{ds}$ , обеспечивающего максимум стокового КПД, и соответствующих ему значений  $P_{out}$  и  $P_{los}$  в результате моделирования получены зависимости  $\eta_d$ ,  $P_{out}$  и  $P_{los}$  от  $U'_{ds}/U_{ds}$  (рис. 7). Из приведенных зависимостей следует, что максимум обеспечивается при  $U'_{ds}/U_{ds} = 1.419$ , причем в этой точке  $P_{los}$  минимальна. Полученные значения в указанной точке приведены в таблице. Значение  $\eta_d$ , полученное в результате моделирования, превышает расчетное на 2.49 %, значение  $P_{out}$  превышает расчетную мощность на 4.66 %. Указанные различия расчетных и промоделированных значений объясняются тем, что при расчете крутизны  $S_{gs}$  и  $S_{ds}$  в целях упрощения

приняты постоянными. Напротив, при моделировании непостоянство этих параметров, вызванное нелинейностью статических характеристик транзистора, учитывается.

На рис. 8, а показаны полученные расчетом формы тока  $i_d^*(\theta)$  и напряжения  $u'_{ds}(\theta)$  для  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$ . Аналогичные зависимости, полученные моделированием для  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$  и 1.419, представлены на рис. 8, б и в соответ-

ственно. Необходимо отметить, что результаты расчетов, полученные для  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$ , оказались более близкими к результатам моделирования  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.419$ , чем для аналогичных результатов для  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$  (см. таблицу). Таким образом, следует считать, что максимальному стоковому КПД соответствуют результаты расчетов  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.654$  и результаты моделирования для  $U'_{gs}/U_{gs} = 1.419$ .

В настоящей статье предложена методика аналитического расчета энергетических характеристик насыщенного УМ класса F. Показано, что указанный УМ при отношениях  $U_k/U_{dd} = 0.05, 0.10$  и  $0.15$  может быть реализован в диапазонах нижнего угла отсечки  $\theta_{c1} 68...180^\circ, 60...180^\circ$  и  $62...180^\circ$  соответственно. На примере расчета параметров УМ класса F, выполненного при  $\theta_{c1} = 90^\circ$ , показано, что значения стокового КПД  $\eta_d$  и выходной мощности  $P_{out}$ , полученные с помощью численного моделирования усилителя, отличаются от рассчитанных значений не более чем на 2.49 и 7.72 % соответственно.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kazimierczuk M. K. RF power amplifiers. Hoboken, USA: Wiley, 2008. 403 p.
2. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. High efficiency RF and microwave solid state power amplifiers. Hoboken, USA: Wiley, 2009. 520 p.

3. Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers // IEEE Trans. on microw. theory and tech. 2001. Vol. MTT-49, №. 6. P. 1162-1166.
4. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF class F design guidelines // Proc. XV-th Intern. conf. on micro-

waves, radar and wireless communications, Warszawa, 17–21 May 2004. Vol. 1 // Telecommunications Research Institute. Poland, Warsaw, 2004. P. 27–38.

5. On the class-F power amplifier design / P. Colantoni, F. Giannini, G. Leuzzi, E. Limiti // Intern. J. of RF and microwave computer-aided engineering. 1999. Vol. 9, № 2. P. 129–149.

6. Scott T. Tuned power amplifiers // IEEE Trans. on circuit theory. 1964. Vol. CT-11, № 3. P. 385–388.

7. Behaviors of class-F and class-F<sup>1</sup> amplifiers / J. Moon, S. Jee, J. Kim et al. // IEEE Trans. on microw. theory and tech. 2012. Vol. MTT-60, № 6. P. 1937–1951.

8. Ефимович А. П., Крыжановский В. Г. Исследование энергетических характеристик насыщенного усилителя класса F // Радиотехника: всеукр. межвед. науч.-техн. сб. / ХНУРЭ. Харьков, 2014. № 178. С. 84–92.

A. P. Yefymovych

Donetsk national university

### The method of calculating saturated class-F amplifier

*The proposed method of calculating the saturated class-F amplifier. The determined values of the cut-off angles at which can be realized this amplifier. It is shown that a saturated class-F amplifier can be realized in high cut-off angle range than an unsaturated class-F amplifier.*

Class-F amplifier, drain efficiency, output power, saturation of transistor

Статья поступила в редакцию 4 мая 2015 г.

УДК 621.373.5

А. В. Афанасьев, Ю. А. Демин, Б. В. Иванов, В. А. Ильин,  
В. В. Лучинин, К. А. Сергушичев, А. А. Смирнов  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет "ЛЭТИ"  
А. Ф. Кардо-Сысоев  
Физико-технический институт им. А. Ф. Иоффе РАН

## Мегаваттный генератор наносекундных импульсов на основе карбидокремниевых дрейфовых диодов с резким восстановлением

*Представлены экспериментальные результаты исследования коммутационных характеристик высоковольтных карбидокремниевых коммутаторов на основе дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ) и разработанного на их основе генератора наносекундных импульсов напряжения с мегаваттной импульсной мощностью. Впервые показана возможность последовательной компрессии энергии включенными параллельно кремниевым и карбидокремниевым каскадами ДДРВ.*

### Карбид кремния, дрейфовые диоды с резким восстановлением, наносекундные импульсы напряжения, высоковольтные диодные сборки

Высоковольтные генераторы сверхкоротких импульсов напряжения широко применяются в локационной, лазерной, преобразовательной техни-

ке, экспериментальной физике и импульсной интроскопии. Использование дрейфовых диодов с резким восстановлением (ДДРВ) в генераторах в