

**ИССЛЕДОВАНИЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК НАСЫЩЕННОГО УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА F**

**Введение**

Усилители мощности (УМ) класса F благодаря своим высоким энергетическим характеристикам и возможности реализации в диапазонах высоких и сверхвысоких частот (ВЧ и СВЧ) все чаще используются разработчиками радиоэлектронных систем [1 – 3]. Большое внимание уделяется проектированию данного УМ с учетом реальных свойств транзистора и нагрузочных цепей [4 – 8]. Но теория УМ класса F содержит ряд вопросов, требующих внимания разработчиков. В первую очередь это вопросы получения высокого

коэффициента полезного действия (КПД) при угле отсечки ( $\theta_c$ )  $90^\circ$ , что соответствует смещению УМ класса В. В [9] было показано, что для получения в УМ класса F формы напряжения сток-исток  $V_{DS}$ , которая образована первой и третьей гармоникой напряжения, необходимо обеспечить смещение УМ класса АВ ( $\theta_c > 90^\circ$ ). Поскольку только при таком смещении в токе стока  $I_D$ , имеющем вид усеченной косинусоиды, содержится третья гармоника

тока, противофазная первой гармонике тока. В [10] показано, что в УМ класса F при введении транзистора в насыщение возникают искажения формы  $I_D$ , благодаря чему можно получить третью гармонику тока в требуемой фазе при углах отсечки, соответствующих УМ класса АВ, УМ класса В и даже УМ класса С ( $\theta_c < 90^\circ$ ). Но остаются невыясненными вопросы влияния уровня входного сигнала, импеданса на третьей гармонике и выходной емкости транзистора  $C_{out}$  на  $\eta_D$  и выходную мощность  $P_{OUT}$  УМ класса F в режиме большого входного сигнала.

Цель работы – изучение взаимного влияния уровня входного сигнала, импеданса на третьей гармонике и выходной емкости транзистора на стоковый КПД и выходную мощность насыщенного УМ класса F.

**Численное моделирование и расчет усилителя**

Рассмотрим простейший УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения [11], в котором активный элемент (транзистор) входит в состояние насыщения. Поясним на примере рис. 1, а, б как происходит насыщение в УМ класса F.

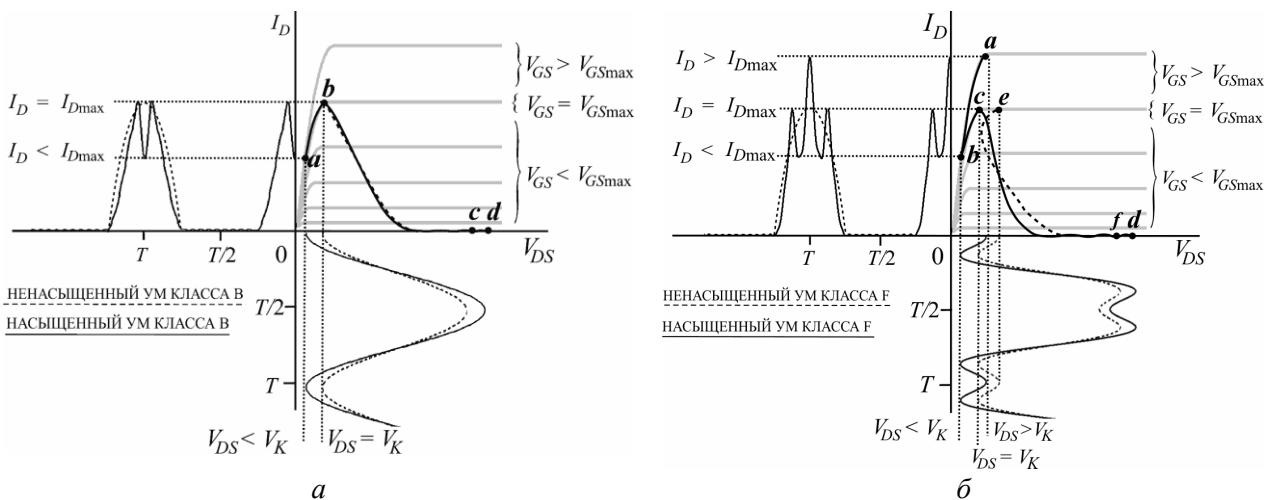


Рис. 1

На рис. 1, *a* пунктиром показаны формы  $I_D$ ,  $V_{DS}$  и нагрузочная кривая *bc*, которые соответствуют ненасыщенному УМ класса В. В ненасыщенном УМ форма  $I_D$  имеет вид усеченной косинусоиды. Данный режим сохраняется до тех пор, пока напряжение на затворе транзистора ( $V_{GS}$ ) не превысит напряжение  $V_{GSmax}$ , при котором транзистор насыщается. В случае, когда  $V_{GS} > V_{GSmax}$ , напряжение  $V_{DS}$  становится меньше напряжения перегиба ( $V_K$ ), что приводит к снижению  $I_D$  относительно максимального тока стока ( $I_{Dmax}$ ) (участок *ab* на рис. 1, *a*). В результате форма  $I_D$  искажается (появляется провал). В [10] было показано, что такая форма  $I_D$  может быть использована для создания формы  $V_{DS}$  в УМ класса F, поскольку она

содержит противофазные первую и третью гармоники тока. Если обеспечить на кристалле транзистора активный импеданс на первой гармонике  $Z(f_0) = R$ , равный нулю на второй гармонике  $Z(2f_0) = 0$  и близкий к бесконечности на третьей гармонике  $Z(3f_0) \rightarrow \infty$ , можно из насыщенного УМ класса В получить насыщенный УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения (рис. 1, *б*). В насыщенном УМ класса F как и в УМ класса В при  $V_{GS} > V_{GSmax}$  форма  $I_D$  зависит только от  $V_{DS}$  (участок *abc* на рис. 1, *б*). Из-за формы  $V_{DS}$ , характерной для УМ класса F, при  $V_{DS} < V_K$  в токе  $I_D$  появляются два провала и один максимум при  $V_{DS} > V_K$  (рис. 1, *б*). Взаимосвязь между  $I_D$  и  $V_{DS}$  в насыщенном УМ класса F отображает нагрузочная кривая *abcd* (рис. 1, *б*). Также на рис. 1, *б* показаны пунктиром нагрузочная кривая *ef* и формы  $I_D$  и  $V_{DS}$ , которые соответствуют обычному классу F. Исходя из рис. 1, *б* насыщенный УМ класса F по сравнению с ненасыщенным УМ класса F имеет следующие отличия:

1. У насыщенного УМ класса F минимум  $V_{DS}$  всегда ниже  $V_K$ ;
2. Форма  $I_D$  насыщенного УМ класса F зависит от  $V_{DS}$  и имеет два провала при  $V_{DS} < V_K$  и один максимум при  $V_{DS} > V_K$ .

Выполним расчет ненасыщенного УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, используя полевой транзистор (ПТ) 2N7000L [12]. Статические характеристики данного транзистора могут быть описаны с помощью уравнений «Shichman-Hodges» (1) [13]

$$I_D(V_{GS}, V_{DS}) = \begin{cases} 0, & V_{GS} < V_T \\ K_P \frac{W}{L} \left( V_{GS} - V_T - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS} (1 + \lambda V_{DS}), & 0 < V_{DS} < V_{GS} - V_T \\ \frac{1}{2} K_P \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}), & 0 < V_{GS} - V_T < V_{DS} \end{cases} \quad (1)$$

где  $V_T$  – пороговое напряжение,  $K_P$  – параметр крутизны проходной характеристики транзистора,  $W$  – ширина канала,  $L$  – длина канала,  $\lambda$  – коэффициент модуляции длины канала. На рис. 2 показаны статические характеристики 2N7000L, полученные подстановкой в (1) параметров данного транзистора:  $V_T = 1,86 \text{ В}$ ,  $K_P = 0,2 \text{ А/В}^2$ ,  $W/L = 1$ ,  $\lambda = 0 \text{ В}^{-1}$ .

Зададим напряжение питания  $V_{DD} = 25 \text{ В}$  и максимальный ток стока  $I_{Dmax} = 0,3 \text{ А}$ . Напряжение перегиба (рис. 2) при этом  $V_K = 1,7 \text{ В}$  ( $V_{GSmax} = 3,58 \text{ В}$ ). При  $\theta_C = 90^\circ$  нагрузочный импеданс на первой гармонике вычисляется по формуле (2) [10]

$$Z(f_0) = R = \frac{V_{1m}}{I_{1m}} = \frac{2(V_{DD} - V_K) / \sqrt{3}}{I_{Dmax} / 2} = \frac{4(25 - 1,7)}{0,3\sqrt{3}} = 179,4 \text{ Ом}, \quad (2)$$

где  $R$  – активное нагрузочное сопротивление,  $I_{1m}$  и  $V_{1m}$  амплитуды гармоник тока и напряжения сигнала основной частоты  $f_0$ . Выходная мощность и мощность потерь ( $P_{DISS}$ ) вычисляются с помощью формул (3) и (4) [14]

$$P_{OUT} = \frac{V_{1m}I_{1m}}{2} = \frac{(V_{DD} - V_K)I_{Dmax}}{2\sqrt{3}} = \frac{(25 - 1,7)0,3}{2\sqrt{3}} = 2,018 \text{ Вт}, \quad (3)$$

$$P_{DISS} = P_{DC} - P_{OUT} = \frac{I_{Dmax} V_{DD}}{\pi} - \frac{(V_{DD} - V_K)I_{Dmax}}{2\sqrt{3}} = 0,369 \text{ Вт}, \quad (4)$$

где  $P_{DC}$  – мощность, потребляемая усилителем. Теоретический стоковый КПД УМ класса F вычисляется с помощью (5) [14].

$$\eta_D = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_{DISS}} 100 \% = 84,54 \%. \quad (5)$$

При анализе работы усилителя будем использовать упрощенную модель транзистора (рис. 3), которая состоит из источника тока, управляемого входным напряжением  $V_{GS}$  и выходной емкости  $C_{out}$ . Ток стока  $I_D$  описан с помощью уравнений (1).

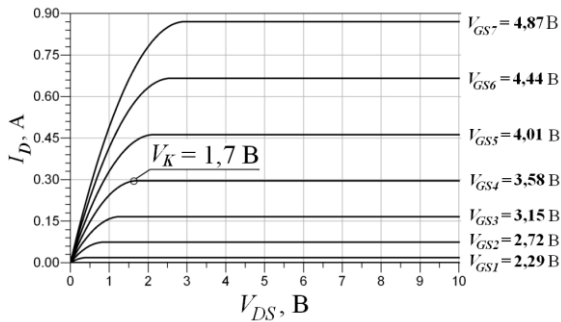


Рис. 2

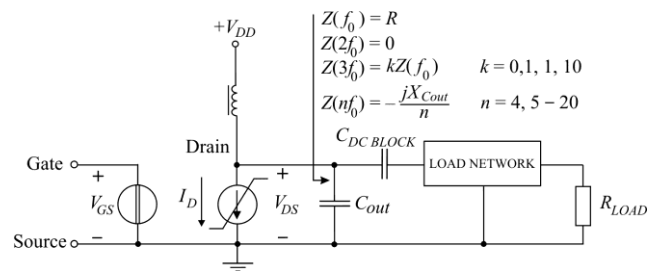


Рис. 3

Будем считать, что:

– на вход УМ поступает гармонический сигнал

$$V_{GS}(t) = V_{GG} + V'_{GSm} \cos(2\pi f_0 t) = V_{GG} + V'_{GSm} \cos(\omega_0 t), \quad (6)$$

где  $V_{GG}$  – напряжение смещения на затворе транзистора,  $V'_{GSm}$  – амплитуда напряжения на затворе;

– угол отсечки ( $\theta_c$ ) установлен равным  $90^\circ$  ( $V_{GG} = V_T$ );

– в УМ класса F (рис.3) импедансы на кристалле транзистора (со стороны  $C_{out}$ ) на первой и третьей гармониках  $Z(f_0)$  и  $Z(3f_0)$  предполагаются чисто активными, импеданс на второй гармонике  $Z(2f_0) = 0$ ;

– на всех высших гармониках (при  $n > 3$ )  $C_{out}$  создает на кристалле транзистора импедансы  $Z_{Cout}(nf_0)$ :

$$Z_{Cout}(nf_0) = -jX_{Cout}/n = -j/2\pi n f_0 C_{out}. \quad (7)$$

Для УМ класса F формы тока стока  $I_D(t)$  и напряжения сток-исток  $V_{DS}(t)$  могут быть выражены в терминах рядов Фурье (разложение по косинусам) [15]:

$$I_D(t) = I_{DC} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{nm} \cos(n\omega_0 t + \xi_n), \quad V_{DS}(t) = V_{DD} + \sum_{n=1}^{\infty} V_{nm} \cos(n\omega_0 t + \psi_n), \quad (8)$$

где  $I_{DC}$  – потребляемый постоянный ток,  $V_{DD}$  – напряжение источника питания,  $I_{nm}$  и  $V_{nm}$  – амплитуды тока и напряжения  $n$ -й гармоники,  $n$  – номер гармоники,  $\xi_n$  и  $\psi_n$  – начальные фазы  $n$ -й гармоники тока и напряжения. Импеданс  $Z(3f_0)$  предполагается чисто активным и  $P_{DISS}$  рассчитывается по [9]:

$$P_{DISS} = \frac{1}{T} \int_0^T I_D(t) V_{DS}(t) dt + V_{3m}^2 / 2Z(3f_0), \quad (9)$$

где  $T$  – период колебаний сигнала основной частоты  $f_0$ .

Исследуем энергетические характеристики УМ класса F в зависимости от  $V'_{GSm}$ ,  $Z(3f_0)$  и импеданса, создаваемого  $C_{out}$ . Амплитудное напряжение на затворе, при котором происходит насыщение,  $V_{GSm} = V_{GSmax} - V_T = 3,58 \text{ В} - 1,86 \text{ В} = 1,72 \text{ В}$ ;  $f_0$  примем равным  $13,56 \text{ МГц}$ . Численный расчет усилителя (рис. 3) выполним методом гармонического баланса, в котором используется 20 гармоник.

Рассмотрим 3 случая:

1.  $|Z_{Cout}(f_0)| \ll R$ , ( $|Z_{Cout}(f_0)| = R/10$ );
2.  $|Z_{Cout}(f_0)| = R$ ;
3.  $|Z_{Cout}(f_0)| \gg R$ , ( $|Z_{Cout}(f_0)| = 10R$ ).

Для всех трех случаев получены зависимости  $\eta_D(V'_{GSm}, Z(3f_0))$  (рис. 4), темно-серым цветом выделены области, где  $\eta_D$  слабо изменяется в зависимости от  $Z(3f_0)$ . Границы области соответствуют  $\eta_D$  на 1 % ниже  $\eta_D$ , полученного при  $Z(3f_0) = 10Z(f_0)$ . В теории идеального УМ класса F говорится о том, что  $Z(3f_0)$  должен быть равен бесконечности [11], но из рис. 4 следует, что во всех трех случаях насыщение  $\eta_D$  происходит при значениях  $Z(3f_0)$ , которые лишь в несколько раз превышают  $Z(f_0)$  и последующее увеличение  $Z(3f_0)$  не приводит к существенному росту  $\eta_D$ . Для УМ класса F это предельно значимая особенность, которая связана с его физической реализуемостью. Это важно для усилителей класса F в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ), где вследствие влияния потерь в нагрузочных цепях достаточно сложно создать импеданс на третьей гармонике, который был бы приближен к бесконечности [5].

Зависимости  $P_{Diss}(V'_{GSm}, Z(3f_0))$ , показанные на рис. 5, объясняют поведение  $\eta_D$  (рис. 4). Из (5) следует, что чем ниже значение  $P_{Diss}$ , тем выше  $\eta_D$ . Поэтому минимальные значения  $P_{Diss}$  на рис. 5 (темно-серые области) соответствуют максимальным значениям  $\eta_D$  на рис. 4. В формуле (9) при стремлении к бесконечности  $Z(3f_0)$   $P_{Diss}$  будет зависеть только от мощности, которая рассеивается при перекрытии форм  $I_D$  и  $V_{DS}$ . На рис. 5 видно, что в темно-серых областях  $P_{Diss}$  очень слабо зависит от  $Z(3f_0)$ . Это говорит о том, что в данных областях мощность, рассеиваемая на  $3f_0$ , незначительна.

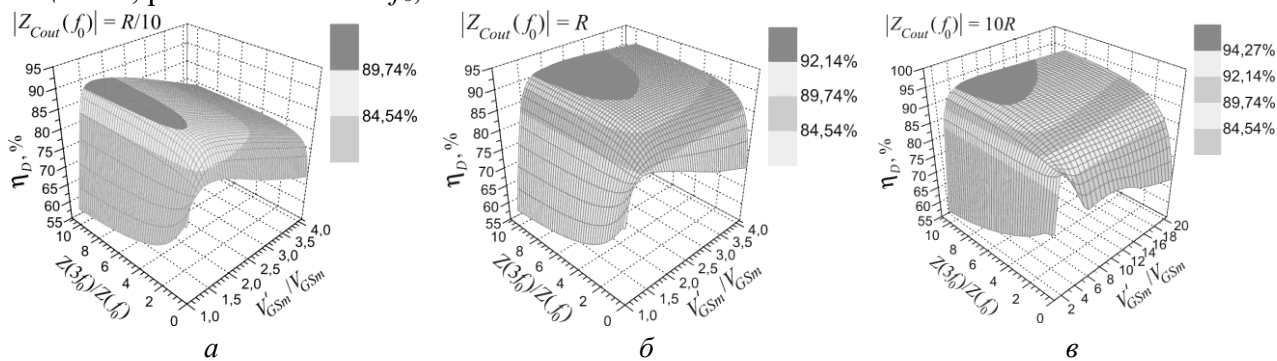


Рис. 4

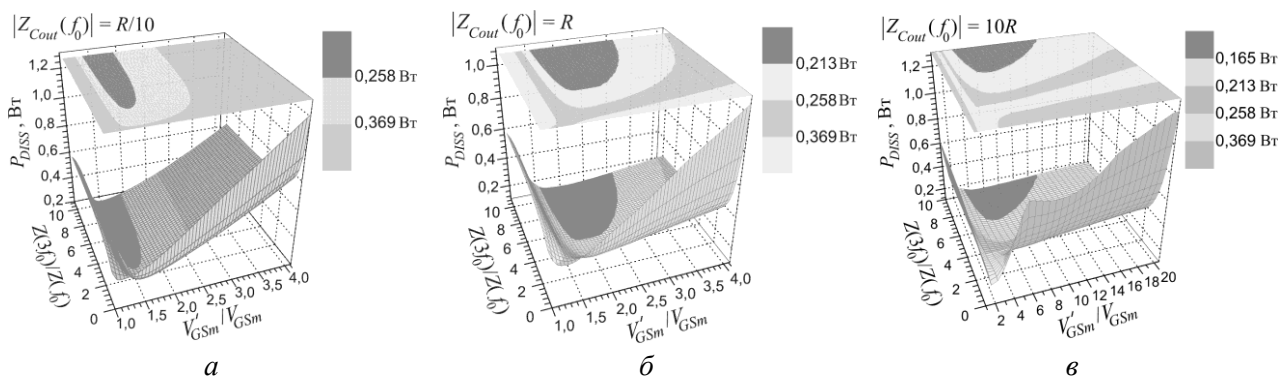


Рис. 5

Из рис. 4 следует, что получение высокого  $\eta_D$  (в темно-серых областях) достигается при компромиссе между  $V'_{GSm}$  и  $Z(3f_0)$ . Снижая  $V'_{GSm}$  и повышая при этом  $Z(3f_0)$  (или наоборот), остаемся в области высокого  $\eta_D$ . Это имеет практический интерес, если в силу конструктивных особенностей транзистора нельзя подать высокое значение  $V'_{GSm}$ , но можно создать  $Z(3f_0) \gg Z(f_0)$ . Либо когда  $Z(3f_0)$  ограничено, но допустимо повысить  $V'_{GSm}$ . На рис. 6 показаны зависимости  $P_{OUT}(V'_{GSm}, Z(3f_0))$ . Рост  $P_{OUT}$  при увеличении  $V'_{GSm}$  вызван увеличением  $I_{Im}$  в (3).

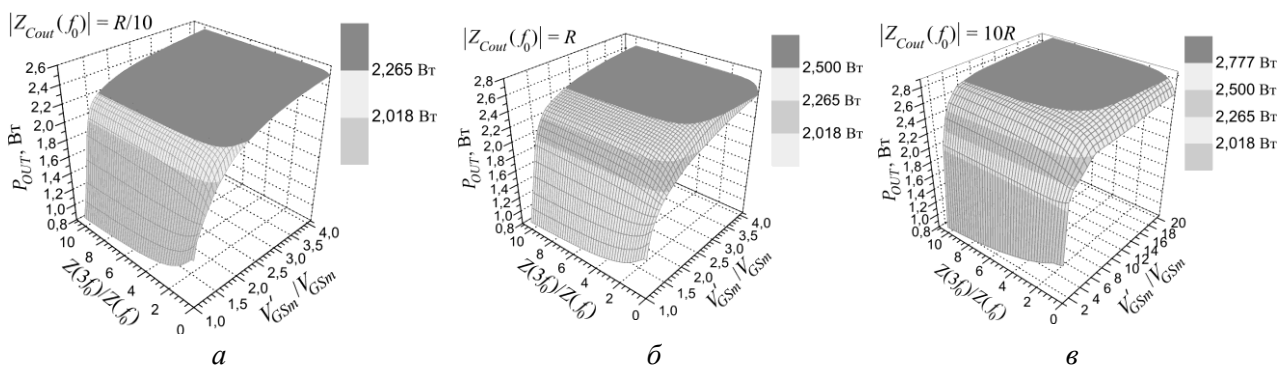


Рис. 6

Для сравнения энергетических характеристик насыщенного УМ класса F, полученных при различных значениях  $|Z_{Cout}(f_0)|$  с расчетными характеристиками ненасыщенного УМ, на рис. 4 – 6 оттенками выделены области значений  $\eta_D$ ,  $P_{DISS}$ ,  $P_{OUT}$  и линии равных значений  $\eta_D$ ,  $P_{DISS}$  и  $P_{OUT}$ , приведенные в табл.1. В табл. 1 приведены значения  $V'_{GSm}$  и  $Z(3f_0)$ , соответствующие насыщению  $\eta_D$ .

Таблица 1

	$V'_{GSm}/V_{GSm}$	$Z(3f_0)/Z(f_0)$	$\eta_D$ , %	$P_{OUT}$ ,	$P_{DISS}$ , Вт
Идеальный УМ ( $V_K =$	1	$\infty$	90,69	2,165	0,222
Ненасыщенный УМ	1	$\infty$	84,54	2,018	0,369
$ Z_{Cout}(f_0)  = R/10$	1,59	2,24	89,74	2,265	0,258
$ Z_{Cout}(f_0)  = R$	2,18	3,67	92,14	2,500	0,213
$ Z_{Cout}(f_0)  = 10R$	5,73	6,09	94,27	2,777	0,165

Из рис. 4, а, рис. 6, а и данных табл. 1 следует, что при  $|Z_{Cout}(f_0)| = R/10$  значения  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$  насыщенного УМ класса F выше расчетных  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$  ненасыщенного УМ класса F. Это объясняется тем, что в ненасыщенном УМ класса F напряжение  $V_{DS}$  не может быть меньше  $V_K$  (рис. 1, б). Это способствует дополнительным потерям, возникающим при перекрытии форм  $V_{DS}$  и  $I_D$ . В насыщенном УМ класса F минимум  $V_{DS}$  всегда ниже  $V_K$  (рис. 1, б), что

положительно отражается на росте  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ , поскольку большая часть тока  $I_D$  протекает при низком напряжении  $V_{DS}$ .

Также из рис.4 – 6 и табл. 1 следует, что при увеличении  $|Z_{Cout}(f_0)|$  происходит рост  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ . В частности, когда  $|Z_{Cout}(f_0)| = R$  и  $|Z_{Cout}(f_0)| = 10R$  значения  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$  превосходят  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ , рассчитанные по формулам (3) – (5) при  $V_K = 0$  (табл. 1). Чтобы объяснить причину роста  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ , проанализируем формы  $I_D$  и  $V_{DS}$  (рис. 7), полученные при разных значениях  $|Z_{Cout}(f_0)|$ . На рис. 7, а видно, что при  $|Z_{Cout}(f_0)| = R/10$  формы  $I_D$  и  $V_{DS}$  близки к случаю рис. 1, б, когда  $V_{DS}$  содержит только первую и третью гармоники напряжения. Как следует из (7), при  $|Z_{Cout}(f_0)| = R/10$ ,  $C_{out}$  на всех высших гармониках ( $n = 4,5 - 20$ ) создает импедансы, которые намного меньше  $Z(f_0)$ , поэтому уровень высших гармоник напряжения в форме  $V_{DS}$  незначителен (рис. 8, а). В случаях, когда  $|Z_{Cout}(f_0)| = R$  и  $|Z_{Cout}(f_0)| = 10R$  высшие гармоники  $V_{DS}$  больше (рис. 8, б, в) чем при  $|Z_{Cout}(f_0)| = R/10$ . Как видно из рис. 7, б, в это приводит к уплощению формы  $V_{DS}$ , в результате чего перекрытие форм  $I_D$  и  $V_{DS}$  уменьшается (снижается  $P_{DISS}$ ), и  $\eta_D$ ,  $P_{OUT}$  растут (табл. 1). Поэтому, для повышения  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$  в насыщенном УМ класса F с управлением ограниченным числом гармоник нужно использовать транзисторы с такой  $C_{out}$ , чтобы  $|Z_{Cout}(f_0)|$  был сравним либо выше  $R$ .

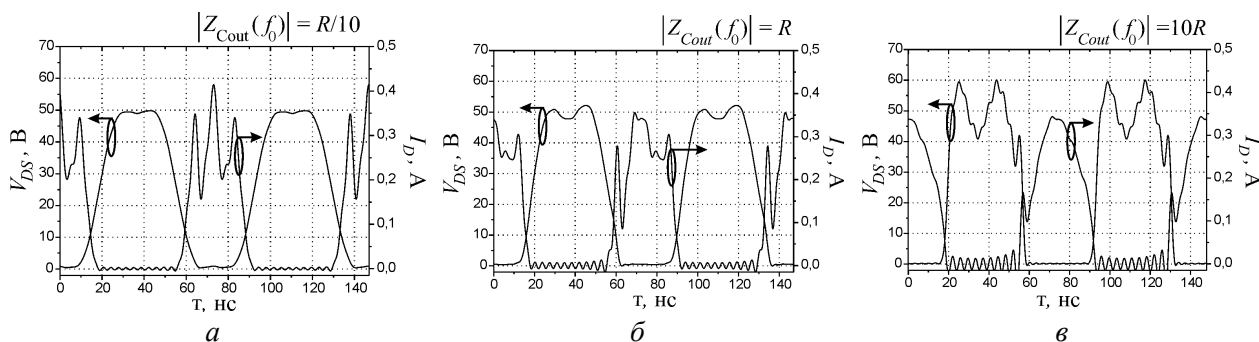


Рис. 7

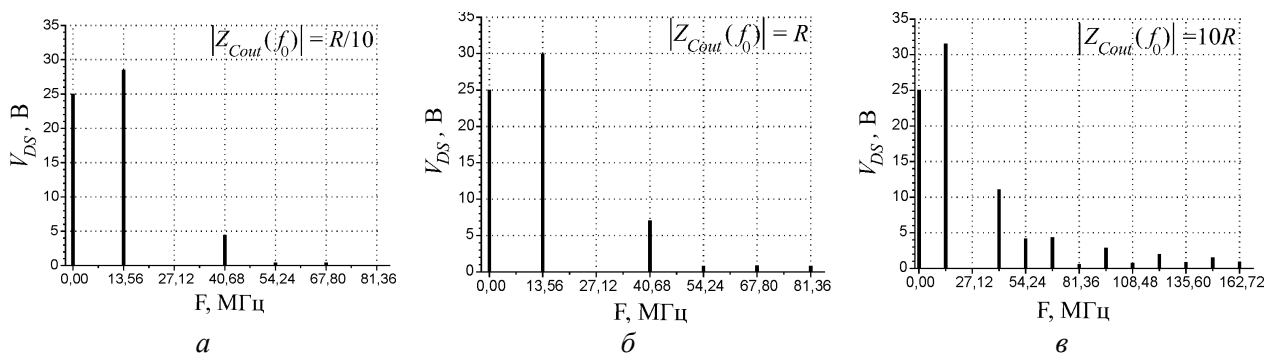


Рис. 8

На рис. 9, б, в, г показаны фазовые диаграммы для первых трех гармоник тока и напряжения, полученных для насыщенного УМ класса F при различных значениях  $|Z_{Cout}(f_0)|$ . Из рис. 9, б, в, г видно, что фазовые сдвиги между гармониками тока и напряжения очень близки к теоретическим фазовым сдвигам ненасыщенного УМ класса F (рис. 9, а). Их отличие от

рис. 9, а, вызвано тем, что в насыщенном УМ класса F ток  $I_D$  зависит от  $V_{DS}$ . Но когда  $V_{DS}$  содержит высшие гармоники напряжения (рис. 8), образованные за счет  $C_{OUT}$ , это приводит к дополнительным искажениям  $I_D$  (рис. 7) и отклонению фазовых сдвигов от случая (рис. 9, а). Из рис. 7 можно увидеть, что это также способствует нарушению симметрии форм  $I_D$ .

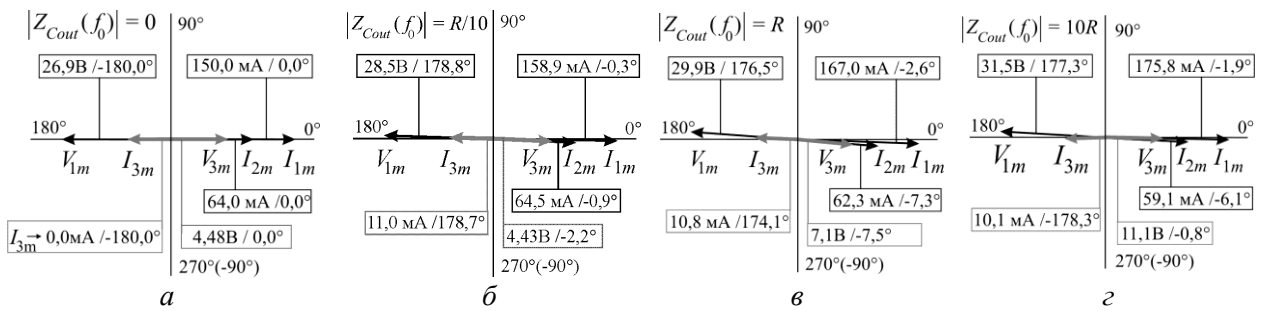


Рис. 9

Отметим, что в зависимости от того, по каким функциям происходит разложение в ряд Фурье форм  $I_D$  и  $V_{DS}$ , начальные сдвиги фаз гармоник токов и напряжений  $\xi_n$  и  $\psi_n$  отличаются друг от друга, что может поставить в затруднение разработчика. Если в момент времени  $t = 0$  ток  $I_D$  максимален, разложение выполняется по косинусам. Если при  $t = 0$  ток  $I_D = 0$ , разложение выполняется по синусам. Поэтому, когда говорят, что третья гармоника тока противофазна первой гармонике тока, то имеют в виду, что разложение  $I_D$  выполнено по косинусам. В табл. 2 приведены  $\xi_{1-3}$  и  $\psi_{1-3}$  первых трех гармоник, полученные при разложении в ряд Фурье форм  $I_D$  и  $V_{DS}$  по синусам и косинусам. Значения  $\psi_2$  в табл. 2 не указаны, поскольку в УМ класса F  $V_{2m} = 0$ .

### Экспериментальное исследование насыщенного УМ класса F

Схема экспериментального макета УМ класса F показана на рис. 10. Резисторы  $R_1 - R_3$  образуют делитель, обеспечивающий напряжение смещения  $V_{GG}$ . Емкости  $C_1, C_6$  – блокировочные,  $C_2, C_3$  – обеспечивают фильтрацию помех в цепи питания,  $L_1$  – дроссель.

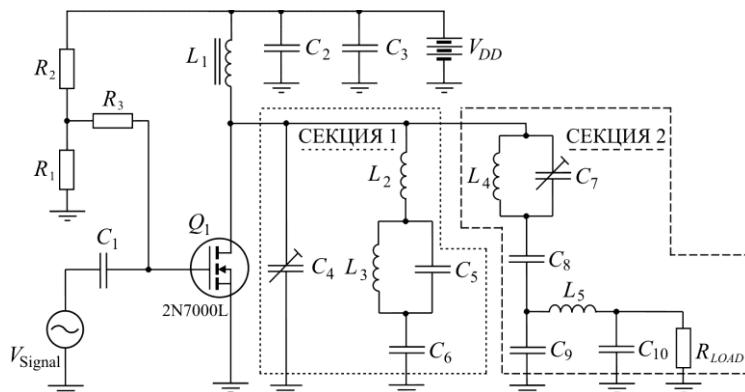


Рис. 10

Таблица 2

Разложение по синусам			
$\xi_1$	$0^\circ$	$\psi_1$	$-180^\circ$
$\xi_2$	$-90^\circ$	$\psi_2$	–
$\xi_3$	$0^\circ$	$\psi_3$	$-180^\circ$
Разложение по косинусам			
$\xi_1$	$0^\circ$	$\psi_1$	$-180^\circ$
$\xi_2$	$0^\circ$	$\psi_2$	–
$\xi_3$	$-180^\circ$	$\psi_3$	$0^\circ$

Элементы секции 1 нагрузочной цепи (рис. 10) вычисляются по формулам [7]:

$$L_2 = 1/\sqrt{6\omega_0^2 C}, L_3 = 5/3L_2, C_5 = 12/5C, \quad (10)$$

где  $C = C_{out} + C_4$ ,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ . Данная секция обеспечивает на кристалле транзистора,  $Z(3f_0) \rightarrow \infty$  и  $Z(2f_0) = 0$ . Поскольку  $C_{out}$  зависит от  $V_{DD}$ , в цепи (рис. 10) был использован конденсатор  $C_4$ , с помощью которого можно настроить секцию 1. Для транзистора 2N7000L  $C_{out} = 25$  пФ при  $V_{DD} = 25$  В [12]. К секции 1 последовательно подключена секция 2 (рис. 10), которая на  $f_0$  трансформирует сопротивление нагрузки  $R_{LOAD}$  в  $R$ , а на  $3f_0$  – создает импеданс, близкий к бесконечности. В секции 2 элементы  $L_4$  и  $C_7$  образуют параллельный контур, настроенный на  $3f_0$ , который не позволяет трансформирующей цепи, состоящей из элементов  $C_9, C_{10}$  и  $L_5$ , влиять на  $Z(3f_0)$ , создаваемый секцией 1. Для настройки  $Z(3f_0)$  используется емкость  $C_7$ . На  $f_0$  секция 1 нагружена на  $R$ , поскольку  $C_8$  совместно с  $C_7$  и  $L_4$  создает последовательный контур. Поэтому на кристалле транзистора  $Z(f_0) = R$ . Значение  $C_8$  вычисляется по формуле (11)

$$C_8 = \left(1 - \omega_0^2 L_4 C_7\right) / \omega_0^2 L_4. \quad (11)$$

Значения  $L_4$  и  $C_7$  в (11) должны быть такими, чтобы  $C_8$  было положительным. В противном случае последовательный контур не будет настроен на  $f_0$ , что приведет к изменению расчетного  $Z(f_0)$ . В табл. 3 приведены номиналы элементов схемы (рис. 10).

Таблица 3

Элемент	Расчет	Эксперимент	Элемент	Расчет	Эксперимент
Элемент	Номинал	Номинал	Элемент	Номинал	Номинал
$C_{out}$	25 нФ	25 нФ	$C_{10}$	610,3 нФ	622,3 нФ
$C_1$	10 нФ	10 нФ	$L_1$	150 мкГн	150 мкГн
$C_2$	100 нФ	100 нФ	$L_2$	459,2 нГн	460 нГн
$C_3$	10 мкФ	10 мкФ	$L_3$	765,3 нГн	765 нГн
$C_4$	25 нФ	25 нФ	$L_4$	400 нГн	400 нГн
$C_5$	120 нФ	116 нФ	$L_5$	588,4 нГн	590 нГн
$C_6$	10 нФ	10 нФ	$R_1$	3,15 кОм	3,15 кОм
$C_7$	38,3 нФ	29,3 нФ	$R_2$	39 кОм	39 кОм
$C_8$	306,1 нФ	305 нФ	$R_3$	0,42 кОм	0,42 кОм
$C_9$	339 нФ	322,6 нФ	$R_{LOAD}$	50 Ом	50 Ом

В ячейках, выделенных серым цветом, приведены расчетные номиналы и номиналы элементов настроенного экспериментального макета. Отличие вызвано индуктивностями и емкостями монтажа элементов схемы и паразитными свойствами катушек индуктивности и конденсаторов.

Измеренные импедансы, создаваемые нагрузочной цепью (рис. 10) на кристалле транзистора, были равны:  $Z(f_0) = 178,4 + j0 \text{ Ом}$ ,  $Z(2f_0) = 1,8 + j5,3 \text{ Ом}$ ,  $Z(3f_0) = 1787 + j0 \text{ Ом}$ . На высших гармониках (при  $n > 3$ ) основной вклад в импеданс на кристалле транзистора из всех элементов нагрузочной цепи вносит емкость  $C = C_{out} + C_4$ . Его значение можно оценить с помощью (7), подставив вместо  $C_{out}$  значение  $C = 50 \text{ нФ}$  и выбрав номер гармоники  $n$ .

При заданных импедансах в исследуемом УМ были получены зависимости  $P_{OUT}$ ,  $P_{DISS}$ ,  $\eta_D$  и КПД по добавленной мощности (PAE) (power-added efficiency) от амплитуды входного сигнала  $V'_{GSm}$  (рис. 11). PAE вычислялся по формуле [14]

$$PAE = \frac{P_{OUT} - P_{In}}{P_{DC}} 100\%, \quad (12)$$

где  $P_{In}$  – мощность, поступающая на вход усилителя, которая на рабочей частоте была незначительна:  $P_{In} = (0,54 - 15)10^{-3} \text{ Вт}$  при  $V'_{GSm} = (1 - 5,3) V_{GSm}$ . Этим объясняется слабое отличие PAE от  $\eta_D$  на рис. 11. Значение  $V'_{GSm}$ , при котором  $\eta_D$  и PAE максимальны, приведено в табл.4. В рассмотренном случае,  $|Z_C(f_0)| = 1,3R$ , что близко к случаю, когда  $|Z_{Cout}(f_0)| = R$ .

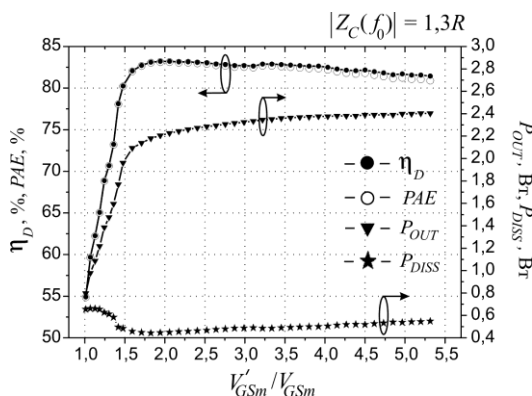


Таблица 4

$ Z_C(f_0) $	1,3R	$P_{In}, \text{ мВт}$	2,3
$V'_{GSm} / V_{GSm}$	2,06	$P_{OUT}, \text{ Вт}$	2,226
$Z(3f_0) / Z(f_0)$	15,53	$P'_{OUT}, \text{ Вт}$	2,486
$\eta_D, \%$	83,21	$P_{DISS}, \text{ Вт}$	0,449
$\eta'_D, \%$	92,93	$P'_{DISS}, \text{ Вт}$	0,189
PAE, %	83,14	$P_r, \text{ Вт}$	0,260
PAE', %	92,85		



Рис. 11

Полученные в эксперименте  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$  ниже, чем в случае 2, вследствие мощности  $P_r$  (табл. 4), рассеиваемой в пассивных элементах цепи. Чтобы определить  $\eta'_D$ ,  $P'_{OUT}$  и  $PAE'$  для усилителя без потерь, с помощью (13) были найдены новые значения  $P'_{OUT}$  и  $P'_{DISS}$  (табл. 4):

$$P'_{OUT} = P_{OUT} + P_r, \quad P'_{DISS} = P_{DISS} - P_r. \quad (13)$$

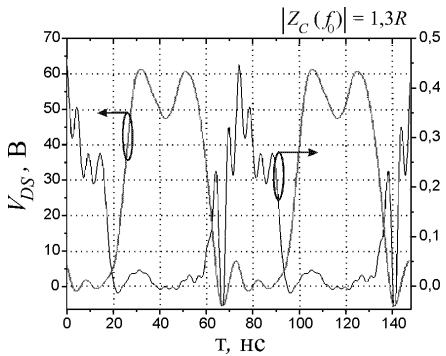


Рис. 12

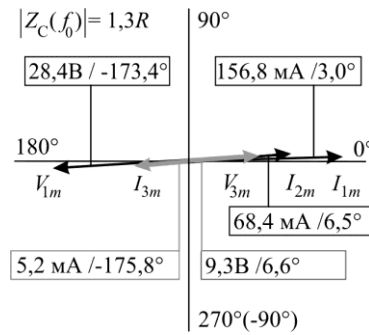


Рис. 13

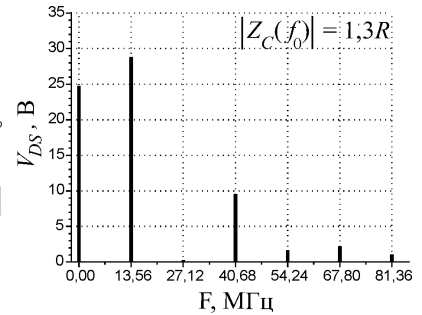


Рис. 14

Значения  $\eta'_D$  и  $PAE'$  были найдены подстановкой в (5) и (12)  $P'_{OUT}$  и  $P'_{DISS}$  (табл. 4). Полученный  $\eta'_D$  чуть выше, чем  $\eta_D$  в случае 2 (табл. 1), что вызвано большим значением  $Z(3f_0)$ . Сами же  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$  (табл. 1), слабо отличаются от  $\eta'_D$  и  $P'_{OUT}$ , что говорит о высоком соответствии упрощенной модели транзистора (рис. 3) реальному транзистору. На рис. 12 показаны формы  $I_D$ ,  $V_{DS}$  и фазовые диаграммы первых трех гармоник тока и напряжения (рис. 13), которые были получены экспериментально. Также показан спектр  $V_{DS}$  (рис. 14).

## Выводы

Проанализировано влияние уровня входного сигнала  $V'_{GSm}$  и элементов выходной цепи усилителя на спектральный состав токов и напряжений насыщенного УМ класса F. Для трех различных импедансов, создаваемых выходной емкостью транзистора, были найдены значения импедансов на третьей гармонике  $Z(3f_0)$ , при которых происходит насыщение  $\eta_D$  и определены значения  $V'_{GSm}$  при которых достигается максимум  $\eta_D$ .

Было показано, что насыщенный УМ класса F обладает более высокими  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ , чем ненасыщенный УМ класса F. Причиной этому служило напряжением перегиба транзистора  $V_K$ , которое в ненасыщенном УМ класса F ограничивает  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ . В насыщенном УМ класса F такое ограничение отсутствует.

Было установлено, что увеличение  $|Z_{Cout}(f_0)|$  (уменьшение  $C_{out}$ ) обеспечивает рост  $\eta_D$  и  $P_{OUT}$ . Данный рост объяснялся тем, что на высших гармониках тока ( $n > 3$ ),  $|Z_{Cout}(nf_0)|$  способствует образованию гармоник напряжения, которые делают форму напряжения  $V_{DS}$  более плоской по сравнению с формой  $V_{DS}$ , содержащей первую и третью гармонику.

Экспериментально в насыщенном УМ класса F, выполненном на транзисторе 2N7000L на рабочей частоте 13,56 МГц, был получен  $\eta_D = 83,21\%$  и  $PAE = 83,14\%$ , при  $P_{OUT} = 2,226 \text{ Вт}$ . Расчетные  $\eta'_D$ ,  $PAE'$  и  $P'_{OUT}$  для случая УМ без потерь в пассивных элементах цепи составили:  $\eta_D = 92,93\%$ ,  $PAE' = 92,85\%$ ,  $P'_{OUT} = 2,486 \text{ Вт}$ .

**Список литературы:** 1. Stameroff A. F. Wide-Bandwidth Power-Combining and Inverse Class-F GaN Power Amplifier at X-Band // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 61, No. 3, March 2013. P. 1291–1300. 2. Kenle C. Design of Broadband Highly Efficient Harmonic-Tuned Power Amplifier Using In-Band Continuous Class-F1/F Mode Transferring // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 60, No. 12, December 2012. P. 4107–4116. 3. He T. Design of a Class F Power Amplifier // PIERS Online, Vol. 6, No. 2, 2010. P. 141 – 144. 4. Крыжановский В. Г., Ефимович А. П. Влияние потерь в резонансных контурах на работу усилителя класса F // Радиотехника. – 2012. – Вып.170. – С.59 – 65. 5. Ефимович А. П.,

Крыжановский В. Г. Компенсация паразитных элементов транзистора с настройкой импедансов на гармониках в усилителе класса F // *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*. Одесса, 2014. – №1. – С.3–10. 6. Yefymovych. A. P, Krizhanovski V. G. Design Load Network for Class-F Amplifier // *Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proceedings of the international Conference TCSET'2014*. Lviv-Slavske, Ukraine, February 25 – March 1, 2014. – P. 206. 7. Grebennikov A. Load Network design technique for Class F and Inverse Class F Power Amplifiers // *High Frequency Electronics*, Vol. 10, No. 5, May 2011. – P. 58–76. 8. Kuroda K., Ishikawa R., Honjo K. Parasitic Compensation Design Technique for a C-Band GaN HEMT Class-F Amplifier // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 58, No. 11, November 2010, P. 2741–2750. 9. Colantonio P., Giannini F., Leuzzi G., Limiti E. On the Class-F Power Amplifier Design // *Intern. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, Vol. 9, No. 2, March 1999, P. 129–149. 10. Moon J., Jee S., Kim J., Kim B. Behaviors of Class-F and Class-F-1 Amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 60, No. 6, June 2012. P. 1937–1951. 11. Raab F. H. Maximum Efficiency and Output of Class-F Power Amplifiers // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 49, No.6, June 2001, P. 1162–1166. 12. *ALL Transistors Datasheet*. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://alltransistors.com>, свободный (дата обращения: 10.04.2014). 13. Shichman H., Hodges D. Modeling and Simulation of Insulated-Gate Field-Effect Transistor Circuits // *IEEE J. of Solid-State Circuits*, Vol. 3, No. 3, Sept 1968. P. 285–289. 14. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. *High Efficiency RF and Microwave Solid State Power Amplifiers*. USA, New York.: Wiley, 2009. P. 520. 15. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF Class F Design Guidelines // *XV Int. Conf. Microwaves. «Radar and Wireless Communications MIKON, 2004»*. Warszawa, Poland, May 17-21, 2004, Vol.1, P. 27–38.

*Донецкий национальный университет*

*Поступила в редколлегию 17.08.2014*