

А. П. ЕФИМОВИЧ, д. т. н. В. Г. КРЫЖАНОВСКИЙ

Украина, Донецкий национальный университет
E-mail: efimovicha@mail.ru

КОМПЕНСАЦИЯ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ТРАНЗИСТОРА С НАСТРОЙКОЙ ИМПЕДАНСОВ НА ГАРМОНИКАХ В УСИЛИТЕЛЕ КЛАССА F

Предложена методика построения и расчета выходной нагрузочной цепи для усилителя мощности класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, которая позволяет скомпенсировать негативное влияние паразитных элементов транзистора на стоковый КПД усилителя. Такая цепь позволяет оптимизировать стоковый КПД усилителя с помощью независимой настройки импедансов на первой и третьей гармониках. Представлены результаты моделирования и экспериментального исследования энергетических характеристик такого усилителя на арсенид-галлиевом полевом транзисторе CLY15, рассчитанного на рабочую частоту 400 МГц.

Ключевые слова: усилитель мощности класса F, стоковый КПД, паразитные элементы транзистора, компенсация, выходная нагрузочная цепь.

Транзисторные усилители класса F являются широко востребованными усилителями мощности (УМ), поскольку они обладают высокими энергетическими характеристиками и могут быть реализованы в высокочастотном и сверхвысокочастотном диапазоне. Вместе с тем, для обеспечения высокоэффективной работы данных усилителей в радиоэлектронных системах возникает необходимость учета свойств реального транзистора (его нелинейностей и паразитных элементов), которые на практике заметно ухудшают работу всего усилителя [1–5]. Для УМ класса F крайне важной задачей является учет выходной емкости и индуктивности, поскольку именно эти паразитные элементы не позволяют выходной нагрузочной цепи (ВНЦ) создавать импедансы на кристалле транзистора, необходимые для высокоэффективной работы усилителя [1, 2, 5–8]. В [9] показано, что для того, чтобы достичь максимума стокового КПД η_d идеального УМ класса F, необходимо создать на кристалле транзистора импеданс, равный активному нагрузочному сопротивлению на первой гармонике, импедансы, равные нулю на всех четных гармониках и бесконечности на всех нечетных гармониках.

Из [1, 2, 10–12] следует, что на практике для получения высокого стокового КПД УМ класса F необходимо создавать импедансы на кристалле транзистора, значения которых заметно отличаются от приведенных в [9]. Такое отличие объясняется тем, что фазовые сдвиги между сгенерированными транзистором гармониками тока не соответствуют теории [9]. В результате этого даже цепь, которая обеспечивает значения импедансов, близкие к идеальным, не позволяет достичь ожидаемого увеличения η_d , по-

скольку теряется возможность получения напряжения оптимальной для класса F формы из нечетных гармоник тока. В качестве решения данной проблемы в настоящей работе предлагается для УМ класса F осуществлять независимую настройку импедансов на нечетных гармониках тока, из которых получают напряжения характерной для класса F формы. Как показано в [11, 12], форма тока в УМ класса F, работающего в активной области, повторяет с несколькими искажениями форму входного сигнала, поэтому на практике стремление к нулю импедансов на четных гармониках является приемлемым условием для получения высокого КПД η_d .

Целью данной работы является разработка выходной нагрузочной цепи для усилителя мощности класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, которая позволит скомпенсировать негативное влияние выходной емкости и индуктивности на стоковый КПД усилителя и даст возможность осуществлять настройку импедансов на первой и третьей гармониках независимо друг от друга при сохранении стремящегося к нулю на второй гармонике импеданса.

Методика расчета компенсирующей ВНЦ для усилителя мощности класса F

Рассмотрим представленную на рис. 1, а упрощенную модель транзистора, содержащую генератор тока, к которому подключены емкость C_{OUT} и индуктивность L_{OUT} . Соединим один конец L_{OUT} с индуктивностью L_1 проводника ВНЦ, к которой присоединен коллектор либо сток транзистора. Подключим к L_1 Г-образную цепочку, состоящую из L_2 и C_3 . Их номиналы должны быть выбраны так, чтобы выполнялось условие, обеспечиваю-

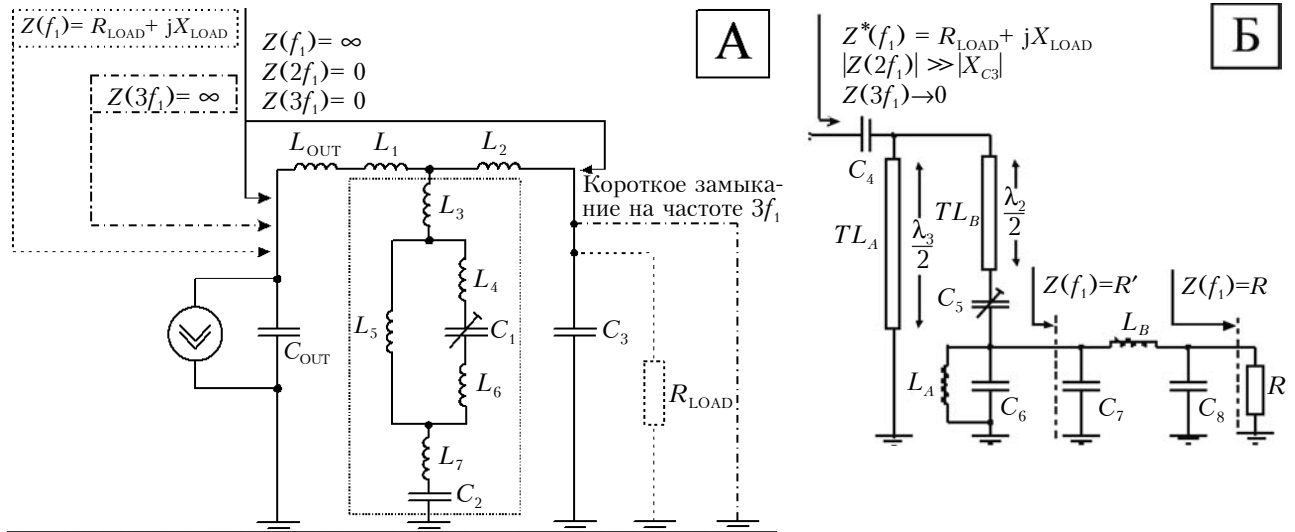


Рис. 1. Части эквивалентной схемы УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения

щее равенство получаемых значений импедансов как со стороны C_{OUT} (на кристалле транзистора), так и со стороны C_3 при подключении между индуктивностями L_1 и L_2 участка цепи, создающего реактивное сопротивление jX на частотах первой (f_1), второй ($2f_1$) и третьей ($3f_1$) гармоник:

$$L_2 = L_{OUT} + L_1; C_3 = C_{OUT}. \quad (1)$$

Для получения со стороны C_{OUT} требуемых значений импедансов на частотах f_1 , $2f_1$ и $3f_1$ в цепь А на рис. 1, а включены элементы C_1 , C_2 и L_5 , номиналы которых рассчитываются. Элементы L_3 , L_4 , L_6 и L_7 представляют собой индуктивности проводников, соединяющих C_1 , C_2 , L_5 , L_1 и L_2 между собой.

Потребуем, чтобы цепь А создавала со стороны C_{OUT} (или C_3 в силу условия (1)) импедансы $Z(f_1) = \infty$, $Z(2f_1) = 0$, $Z(3f_1) = 0$. Для этого предположим, что элементы L_{OUT} , $L_1 \dots L_7$ и C_{OUT} , $C_1 \dots C_3$ идеальные, и запишем с учетом (1) выражение 2 (см. внизу страницы) для импеданса $Z(f)$, получаемого со стороны C_{OUT} .

В выражении (2) все значения реактивных сопротивлений индуктивностей и емкостей на частоте f рассчитываются по формулам

$$X_L = 2\pi fL, X_C = 0,5\pi fC. \quad (3)$$

Для обеспечения условия $Z(f_1) = \infty$ знаменатель выражения (2) (обозначим его как $X_{\text{Ч}(2)}$) при $f = f_1$ должен обращаться в ноль, а для по-

лучения $Z(2f_1) = 0$ и $Z(3f_1) = 0$ числитель в (2) (обозначим его как $X_{\text{Ч}(2)}$) должен обращаться в ноль при $f = 2f_1$ и $f = 3f_1$. Тогда для нахождения таких значений X_{C1} , X_{C2} , X_{L5} , при которых выполняются эти условия, составим систему алгебраических уравнений

$$\begin{cases} X_{\text{Ч}(2)}(f_1) = 0; \\ X_{\text{Ч}(2)}(2f_1) = 0; \\ X_{\text{Ч}(2)}(3f_1) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Эта система уравнений решается численно относительно X_{C1} , X_{C2} , X_{L5} при начальных значениях X_{0C1} , X_{0C2} , X_{0L5} , и для нахождения C_1 , C_2 , L_5 по формулам (3) необходимо использовать только положительные решения.

При создании в цепи А на частоте $f = 3f_1$ короткого замыкания параллельно C_3 элементы L_{OUT} , $L_1 \dots L_7$, C_1 , C_2 совместно с C_{OUT} образуют параллельный резонансный контур, в результате чего со стороны C_{OUT} возникнет импеданс $Z(3f_1) = \infty$. Для получения возможности настройки импеданса на частоту $3f_1$ в качестве подстроечной выбрана емкость C_1 . Для создания цепью А импедансов, требуемых теорией [9], параллельно C_3 подключается цепь Б (см. рис. 1, б), обеспечивающая короткое замыкание с помощью короткозамкнутого отрезка микрополосковой линии TL_A длиной в половину длины волны при $f = 3f_1$. Отрезок линии TL_B , длина которого выбрана равной чет-

$$Z(f) = j \frac{X_{C_{OUT}}(2X_{LD} - X_{C_{OUT}}) \left[(X_{L_5} + X_{L_{4,6}} - X_{C1}) \left[\frac{X_{LD}(X_{LD} - X_{C_{OUT}})}{2X_{LD} - X_{C_{OUT}}} + X_{L_7} + X_{L_3} - X_{C2} \right] + X_{L_5}(X_{L_{4,6}} - X_{C1}) \right]}{2(X_{C_{OUT}} - X_{LD}) \left[(X_{L_5} + (X_{L_{4,6}} - X_{C1})) (X_{L_3} + X_{L_7} + X_{LD}/2 - X_{C2} - X_{C_{OUT}}/2) + X_{L_5}(X_{L_{4,6}} - X_{C1}) \right]}, \quad (2)$$

где $X_{LD} = X_{L_{OUT}} + X_{L_1}$; $X_{L_{4,6}} = X_{L_4} + X_{L_6}$.

верти длины волн при $f = 2f_1$, совместно с TL_A обеспечивает на частоте $2f_1$ выполнение условия $|Z(2f_1)| \gg |X_{C3}|$. (5)

Это условие показывает, что при $f = 2f_1$ цепь Б практически не влияет на значение X_{C3} , в результате чего импеданс $Z(2f_1)$, создаваемый цепью А со стороны C_{OUT} , по-прежнему можно считать равным нулю. При подключении активного нагрузочного сопротивления R_{LOAD} параллельно C_3 (см. рис. 1, а) со стороны C_{OUT} возникает импеданс $Z(f_1)$, который определяется по формуле $Z(f_1) \cong R_{LOAD} + jX_{LOAD}$, (6)

где $X_{LOAD} \cong 2,3X_{LD}$.

Значение X_{LOAD} в этом выражении представляет собой реактивное сопротивление индуктивного характера, которое создает цепь А со стороны C_{OUT} при подключении R_{LOAD} параллельно C_3 . Чтобы получить со стороны C_{OUT} импеданс $Z(f_1) = R_{LOAD}$, необходимо чтобы цепь Б создавала на C_3 импеданс $Z^*(f_1)$, комплексно сопряженный $Z(f_1)$:

$$Z^*(f_1) = R_{LOAD} - jX_{LOAD}. \quad (7)$$

Для этого при заданных значениях R_{LOAD} и X_{LOAD} необходимо найти активное (R') и реактивное (X_{C5}) емкостные сопротивления, на которые нагружен отрезок линии TL_B при $f = f_1$:

$$R' = 6Z_0^2 R_{LOAD} (2 + \sqrt{3}) / (2[X_{LOAD}^2 - Z_0 X_{LOAD} \sqrt{3} - 3(Z_0 X_{LOAD}) + 3Z_0^2 + R_{LOAD}^2] + 3Z_0^2 \sqrt{3}), \quad (8)$$

$$X_{C5} = 1 / 2\pi f_1 C_5 = Z_0 (2 + \sqrt{3}) (2Z_0 X_{LOAD} \sqrt{3} + 3Z_0^2 - 2X_{LOAD}^2 - 2R_{LOAD}^2) / (2[X_{LOAD}^2 - Z_0 X_{LOAD} (\sqrt{3} + 3) + R_{LOAD}^2] + 3Z_0^2 (2 + \sqrt{3})), \quad (9)$$

Здесь Z_0 – волновое сопротивление отрезков линий TL_A и TL_B (формулы получены при усло-

вии, что оно одинаково для обоих этих отрезков, которое подбирается таким, чтобы полученные значения R' и X_{C5} были положительными.

В цепи Б в качестве подстроечной выбрана емкость C_5 , что позволяет настраивать $Z(f_1)$ на C_{OUT} . Емкость C_4 – разделительная, элементы L_A и C_6 образуют параллельный резонансный контур при $f = f_1$, элементы C_7, C_8 и L_B образуют согласующую П-образную цепочку, необходимую для трансформации R' на частоте f_1 в активное сопротивление нагрузки R .

Цепи А и Б совместно представляют собой эквивалентную схему УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения. На этой схеме (см. рис. 1) все элементы, кроме генератора тока, C_{OUT} и L_{OUT} , образуют ВНЦ, которая с учетом C_{OUT} и L_{OUT} позволяет и получать на кристалле транзистора значения импедансов, требуемых теорией [9], и настраивать импедансы на частотах f_1 и $3f_1$. Предложенная ВНЦ может быть реализована в диапазоне частот 300 – 500 МГц, где использование только сосредоточенных элементов не всегда возможно, а построение на элементах с распределенными параметрами приводит к существенному увеличению размеров всего усилителя.

Моделирование и экспериментальное исследование усилителя мощности класса F

Схема УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения, реализованного в данной работе на частоту 400 МГц, показана на рис. 2. В работе использовалась нелинейная модель Матерки – Каспрчака [13] для полевого GaAs-транзистора CLY15 [14] (Q_1 на рис. 2), у которого выходная емкость «сток – исток» $C_{ds} = C_{OUT} = 12,5$ пФ и выходная индуктивность стока $L_d = L_{OUT} = 0,7$ нГн. Моделирование проводилось методом гармонического баланса с учетом потерь во всех проводниках и диэлектрике микрополосковых линий. Напряжение смещения на затворе было установлено $V_{GG} = 3$ В, что соответ-

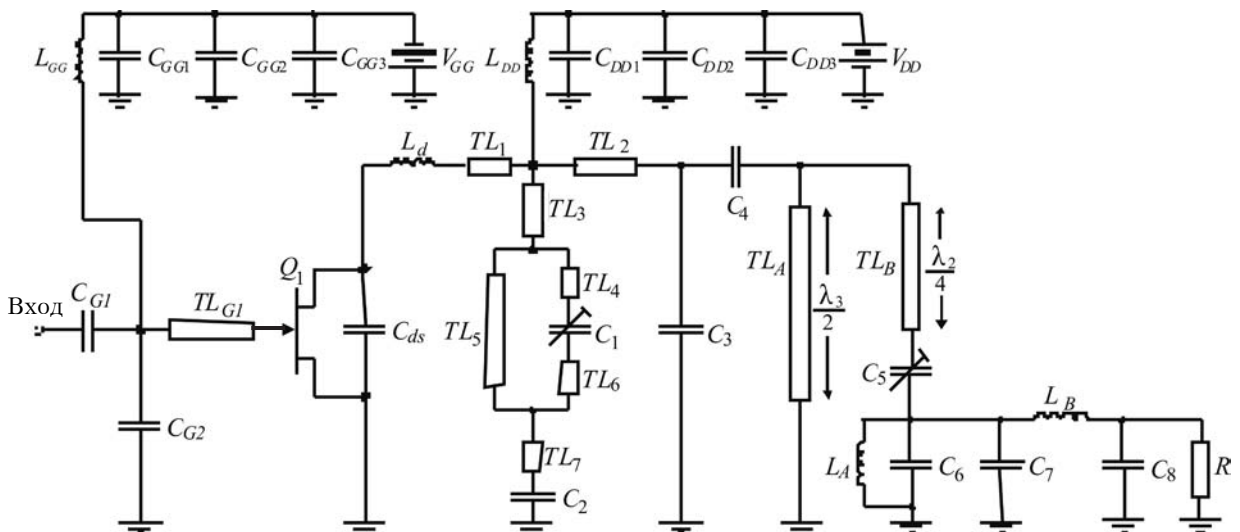


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения

ствует углу отсечки $\theta_c = 90^\circ$. Входная мощность P_{IN} , соответствующая работе транзистора в активной области, составляла 90 мВт. Напряжение питания V_{DD} было установлено равным 5,5 В.

На схеме рис. 2 индуктивности L_{GG} и L_{DD} выполняют роль дросселей, а емкости C_{GG1} , C_{GG2} , C_{GG3} и C_{DD1} , C_{DD2} , C_{DD3} обеспечивают фильтрацию паразитных помех в цепях питания. Емкости C_{G1} , C_{G2} и отрезок линии T_{LG1} образуют согласующую Т-образную цепь, которая обеспечивает комплексное согласование выходного 50-омного сопротивления генератора с входным сопротивлением транзистора. Вместо индуктивностей $L_{1...L_7}$ на рис. 1, а в ВНЦ схемы на рис. 2 используются отрезки микрополосковых линий $TL_{1...TL_7}$, индуктивность которых вычисляется по формуле [15, с. 232]

$$L_{TL} = Z_0 l / (f \lambda_g), \quad (10)$$

где l , λ_g — соответственно длина отрезка линии и длина волны в ней.

Все отрезки линий, используемых в данной работе, выполнены на фольгированном стеклотекстолите СФ-2-35Г-1,5 мм и имеют $Z_0 = 54,55 \text{ Ом}$, $\lambda_g = 0,3763 \text{ м}$.

Система уравнений (4) была численно решена относительно X_{C1} , X_{C2} , X_{L5} при начальных значениях $X_{0C1} = 20 \text{ Ом}$, $X_{0C2} = 10 \text{ Ом}$, $X_{0L5} = 10 \text{ Ом}$ после подстановки исходных данных из табл. 1 и 2 (ячейки с исходными данными в них помечены серым) и с учетом формул (1), (3). Получено, что $X_{C1} = 149,56 \text{ Ом}$, $X_{C2} = 26,30 \text{ Ом}$, $X_{L5} = 23,77 \text{ Ом}$.

С учетом этого, по формулам (2) были найдены номиналы C_1 , C_2 , L_5 (см. табл. 1), а $L_{1...L_7}$ были пересчитаны по формуле (10) в индуктивность L_{TL} эквивалентных им отрезков линий $TL_{1...TL_7}$ (см. табл. 2).

В данной работе активное сопротивление усилителя R_{LOAD} рассчитывалось исходя из требуе-

Таблица 1
Параметры элементов схемы, приведенной на рис. 2

Элемент	Номинал	Элемент	Номинал
C_1	2,66 пФ	$C_{GG1}=C_{DD1}$	10,0 пФ
C_2	15,13 пФ	$C_{GG2}=C_{DD2}$	0,1 мкФ
C_3	12,5 пФ	$C_{GG3}=C_{DD3}$	4,7 мкФ
C_4	1000,0 пФ	$C_{ds} = C_{OUT}$	12,5 пФ
C_5	5,6 пФ	$L_{OUT}=L_d$	0,7 нГн
C_6	6,3 пФ	L_5	9,46 нГн
C_7	26,1 пФ	L_{GG}	60,0 нГн
C_8	21,3 пФ	L_{DD}	60,0 нГн
C_9	1000,0 пФ	L_A	25,0 нГн
C_{G1}	38,0 пФ	L_B	11,4 нГн
C_{G2}	28,0 пФ	R	50,0 Ом

Таблица 2

Параметры отрезков линий $TL_{1...TL_7}$

Линия	L_{TL} , нГн	l , мм	w , мм
TL_1	0,9	2,5	2,0
TL_2	1,6	4,4	
TL_3	3,6	10,0	
TL_4	2,0	5,5	
TL_5	9,46	26,0	
TL_6	2,0	5,5	
TL_7	1,0	2,8	
TL_A	—	63,1	1,5
TL_B	—	47,2	
TL_{G1}	—	24,0	

Здесь l , w — длина и ширина отрезка линии.

мой выходной мощности $P_{OUT} = 1,2 \text{ Вт}$ по формуле, приведенной в [16, с. 280]:

$$R_{LOAD} = 2(V_{DD} - V_K)^2 / (3P_{OUT}), \quad (10)$$

где V_{DD} — напряжение источника питания;

V_K — напряжение в точке перегиба характеристики.

Подставив сюда $V_{DD} = 5,5 \text{ В}$, $V_K = 0,6 \text{ В}$ и $P_{OUT} = 1,2 \text{ Вт}$, получим $R_{LOAD} = 13,3 \text{ Ом}$. С учетом полученного в результате соответствующих вычислений значения $X_{LOAD} \cong 9,2 \text{ Ом}$, в соответствии с (6) получим

$$Z(f_1) \cong 13,3 + j-9,2 \text{ Ом}. \quad (12)$$

Для создания цепью Б на рис. 1, б импеданса $Z^*(f_1)$, комплексно-сопряженного (12), найдем R' и X_{C5} . После подстановки в формулы (8), (9) значений Z_0 , R_{LOAD} и X_{LOAD} получим $R' = 30,5 \text{ Ом}$, $X_{C5} = 71,0 \text{ Ом}$. Значение C_5 приведено в табл. 1.

Импедансы, создаваемые ВНЦ на кристалле транзистора, были промоделированы с учетом потерь в ВНЦ, их значения приведены в табл. 3, годографы — на рис. 3. Полученное значение емкости C_1 , равное 2,08 пФ, несколько отличается от расчетного 2,66 пФ из табл. 1, что объясняется погрешностью, которую вносит формула (10) при пересчете $L_{1...L_7}$ в эквивалентные индуктивности отрезков линий $TL_{1...TL_7}$. Эта погрешность проявляется на частоте $3f_1$ и легко устраняется

Таблица 3

Значения импедансов, создаваемых в ВНЦ

n	$Z_n(f_1)$, Ом	$Z_n(2f_1)$, Ом	$Z_n(3f_1)$, Ом	C_5 , пФ	C_1 , пФ
1	11,5 - j5,6	0,5 - j0,6	83,4 - j0,5	4,6	2,08
2	12,8 - j0,2	0,5 + j0,0	83,4 - j0,5	5,6	
3	13,9 + j4,0	0,5 + j0,4	83,4 - j0,5	6,6	
4	12,8 - j0,1	0,5 + j0,0	28,4 + j25,0	5,6	2,0
5	12,8 - j0,2	0,5 + j0,0	83,4 - j0,5		2,08
6	12,5 - j0,4	0,5 + j0,2	13,5 - j37,9		2,4

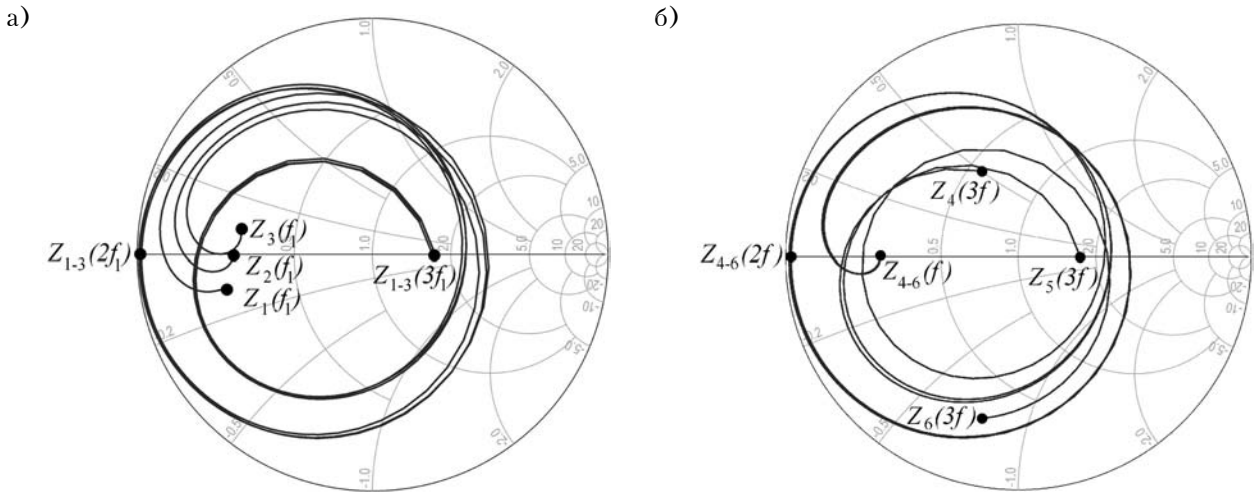


Рис. 3. Годографы импедансов, создаваемых ВНЦ на кристалле транзистора, полученные с помощью моделирования при независимой настройке импедансов $Z(f_1)$ (а) и $Z(3f_1)$ (б)

Таблица 4

Результаты моделирования и эксперимента

n	$Z_n(f_1)$, Ом	$Z_n(2f_1)$, Ом	$Z_n(3f_1)$, Ом	I_{DC} , А	P_{OUT} , Вт	η_d , %
Моделирование						
1	$12,8 - j \cdot 0,2$	$0,5 + j \cdot 0,0$	$83,4 - j \cdot 0,5$	0,275	1,1	73,4
2	$13,5 + j \cdot 2,5$	$0,5 + j \cdot 0,3$	$83,4 - j \cdot 0,5$	0,265	1,1	75,1
3	$13,4 + j \cdot 2,1$	$0,5 + j \cdot 0,5$	$14,0 - j \cdot 37,6$	0,263	1,1	76,1
Эксперимент						
1	$13,0 + j \cdot 0,3$	$1,8 + j \cdot 0,4$	$62,4 - j \cdot 0,8$	0,277	1,045	68,5
2	$13,4 + j \cdot 5,7$	$1,8 + j \cdot 0,3$	$62,6 - j \cdot 0,7$	0,266	1,045	71,3
3	$13,3 + j \cdot 5,2$	$1,7 + j \cdot 0,4$	$20,0 - j \cdot 26,7$	0,262	1,045	72,5

подстройкой C_1 . Из рис. 3 и табл. 3 видно, что в ВНЦ с помощью незначительного изменения емкостей C_5 и C_1 можно осуществлять практически независимую настройку $Z(f_1)$ и $Z(3f_1)$ при сохранении $Z(2f_1) \rightarrow 0$. Значительно меньшее значение импеданса на третьей гармонике $Z_{1-3,5}(3f_1)$ (см. табл. 3) по сравнению с идеальным (1000 Ом и более [3, 9]) является причиной потерь в ВНЦ. Однако, как показано в [10–12], для практической реализации УМ класса F вполне достаточно, чтобы значение $|Z(3f_1)|$ в 3–5 раз превосходило $|Z(f_1)|$, что в рассматриваемом случае вполне достижимо.

Для нахождения максимального стокового КПД усилителя η_d при фиксированной выходной мощности P_{OUT} нагрузочную цепь УМ настраивали на импедансы, близкие к идеальным, и измеряли η_d и P_{OUT} . Затем определяли импедансы, соответствующие наибольшему увеличению η_d при $P_{OUT} = \text{const}$: $Z(f_1)$ находили при изменении емкости C_5 в диапазоне от 4,5 до 7,5 пФ; $Z(3f_1)$ — при изменении емкости C_1 от 1,5 до 3,0 пФ.

Значения η_d , P_{OUT} , тока источника питания I_{DC} и импедансов $Z(f_1)$, $Z(2f_1)$, $Z(3f_1)$, получен-

ные в результате моделирования и эксперимента, приведены в табл. 4, а соответствующие годографы импедансов со стороны C_{ds} — на рис. 4. При измерении импедансов со стороны C_{ds} вместо транзистора был подключен конденсатор емкостью C_{ds} и катушка индуктивностью L_d , что позволило измерить импедансы, которые создаст ВНЦ на кристалле транзистора (рис. 4, б).

Как видно из табл. 4, рост η_d при $P_{OUT} = \text{const}$ происходит за счет снижения потребляемого тока I_{DC} . Этому способствует снижение мощности, рассеиваемой на кристалле транзистора, что отражается в уменьшении площади областей, ограниченных кривыми тока стока I_d и напряжения «сток — исток» V_{ds} (рис. 5).

Формы тока I_d и напряжения V_{ds} , полученные при моделировании, свидетельствуют о том, что они образованы суммированием не только первых трех, но и более высоких гармоник. Но из рис. 5 видно, что даже с учетом вклада высших гармоник индивидуальная настройка импедансов $Z(f_1)$ и $Z(3f_1)$ позволяет уменьшить площадь областей, ограниченных кривыми I_d и V_{ds} . Из табл. 4 и рис. 4 следует, что увеличение η_d при постоянном значении P_{OUT} происходит при

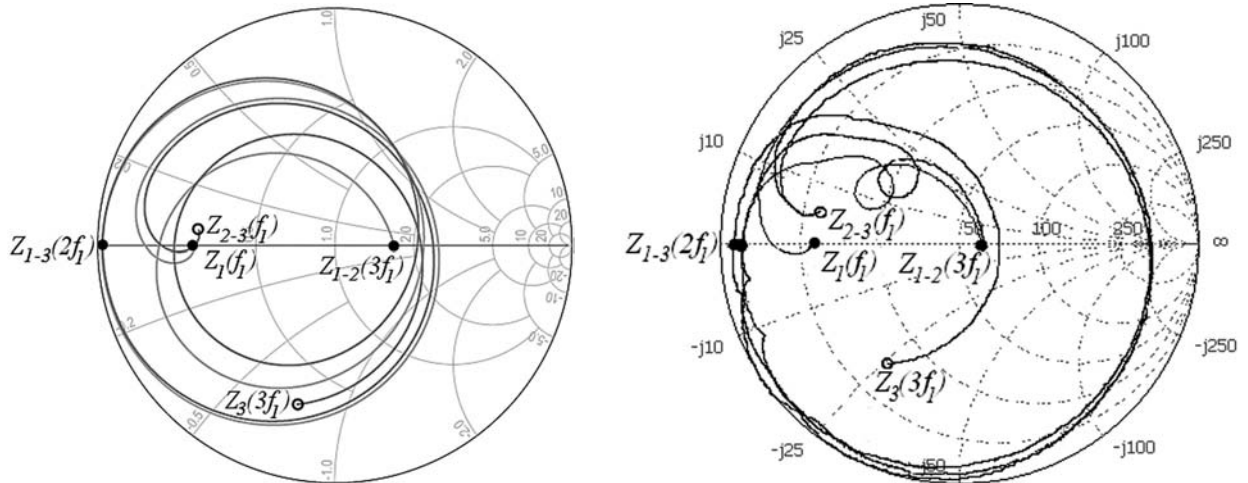


Рис. 4. Годографы импедансов, создаваемых ВНЦ на кристалле транзистора, полученные с помощью моделирования (а) и экспериментально (б)

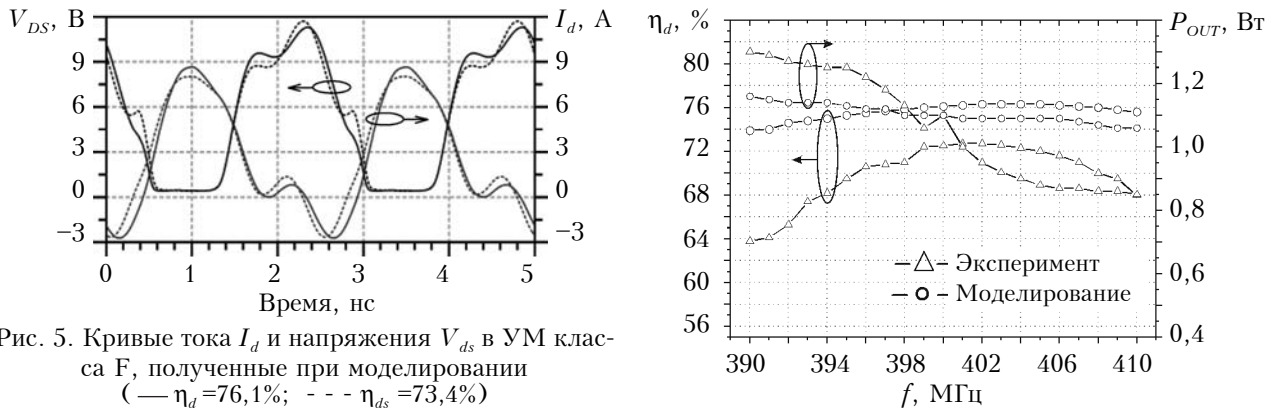


Рис. 5. Кривые тока I_d и напряжения V_{ds} в УМ класса F, полученные при моделировании (— $\eta_d=76,1\%$; - - - $\eta_d=73,4\%$)

Рис. 7. Зависимость стокового КПД и выходной мощности от частоты

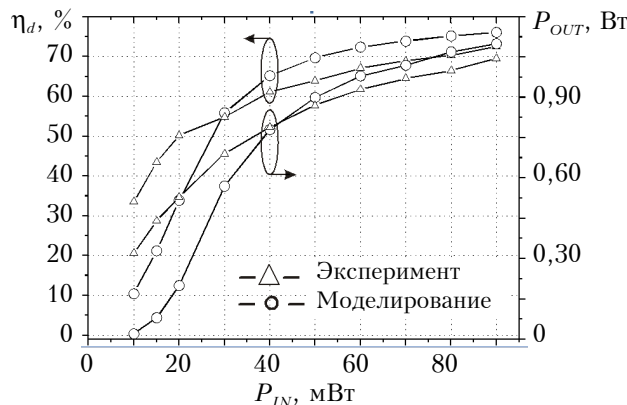


Рис. 6. Зависимость стокового КПД и выходной мощности от входной мощности

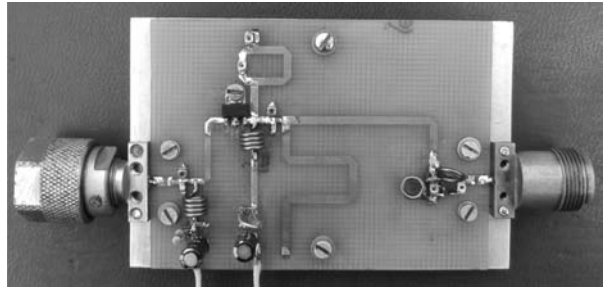


Рис. 8. Экспериментальный макет УМ класса F

появлении индуктивной реактивной составляющей импеданса $Z(f_1)$ и емкостной составляющей импеданса $Z(3f_1)$, которые необходимы для корректировки разности фаз между первыми тремя гармониками I_d и V_{ds} с учетом вклада высших гармоник.

Для усилителя мощности (рис. 2) при оптимизированных значениях $Z_3(f_1)$, $Z_3(2f_1)$, $Z_3(3f_1)$ (табл. 4) были получены зависимости η_d и P_{OUT} от входной мощности P_{IN} (рис. 6). В области изменения P_{IN} от 50 до 90 мВт сохраняются высо-

кие значения η_d и P_{OUT} . При дальнейшем увеличении P_{IN} напряжение «затвор — исток» превышает максимально допустимое.

Также были получены зависимости η_d и P_{OUT} от рабочей частоты f , они приведены на рис. 7. Наблюдаемое здесь снижение η_d при увеличении P_{OUT} объясняется уменьшением $|Z(f_1)|$.

Фото экспериментального макета изготовленного УМ класса F с добавлением третьей гармоники напряжения на рабочую частоту 400 МГц показано на рис. 8.

Заключение

Предложенная методика позволяет провести построение и расчет компенсирующей выходной нагрузочной цепи для усилителя мощности класса F с добавлением третьей гармоники напряжения. Такая цепь может быть реализована в диапазоне частот 300–500 МГц, где использование только сосредоточенных элементов не всегда возможно, а построение на элементах с распределенными параметрами приводит к существенному увеличению размеров всего усилителя. В разработанной ВНЦ используются элементы как с сосредоточенными, так и с распределенными параметрами, чем достигается компромисс между геометрическими размерами и физической реализуемостью элементов цепи.

Предложенная ВНЦ позволяет с учетом паразитных элементов транзистора осуществлять независимую настройку импедансов на первой и третьей гармониках при сохранении стремящегося к нулю импеданса на второй гармонике. Это позволяет оптимизировать стоковый КПД при заданном уровне выходной мощности. В усилителе класса F, работающем на частоте 400 МГц, экспериментально был получен КПД $\eta_d = 72,5\%$ при $P_{\text{OUT}} = 1,045$ Вт.

Предложенная методика построения и расчета выходной нагрузочной цепи может быть применена для реализации усилителя мощности класса F в интегральном исполнении.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Крыжановский В.Г., Ефимович А.П. Влияние потерь в резонансных контурах на работу усилителя класса F // Радиотехника: всеукр. межвед. науч.-техн. сб. ХНУРЭ. – 2012. – № 170. – С. 59 – 65.
2. Yefymovych A.P., Krizhanovski V.G. The methods of compensating parasitic elements of the transistor in class-F amplifier at the microwave range // Proc. of the 23th International Crimean Conf. «CriMiCo 2013». – Ukraine, Sevastopol. – 2013. – P. 98 – 99.
3. Kim J., Jo G., Oh J., Kim Y., Lee K., Jong J. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class-F-1 power amplifiers // IEEE Transactions on

Microwave Theory and Techniques. – 2011. – Vol. 59, N 1. – P. 153 – 165.

4. Moon J., Jee S., Kim J., Kim B. Behaviors of class-F and class-F-1 amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol. 60, N 6. – P. 1937 – 1951.

5. Woo Y., Yang Y., Kim B. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and iverse class-F power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54, N 5. – P. 1969 – 1974.

6. Grebennikov A.V. Circuit design technique for high efficiency class F amplifiers // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. – USA, Boston. – 2000. – Vol. 2. – P. 771–774.

7. Grebennikov A.V. Load network design technique for class F and inverse class F power amplifiers. // High Frequency Electronics. – 2011. – Vol. 10, N 5. – P. 58 – 76.

8. Kenle C., Dimitrios P. 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. – 2012. – Vol. 60, N 12. – P. 4107 – 4116.

9. Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2001. – Vol. 49, N 6. – P. 1162 – 1166.

10. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF class F design guidelines // Proc. of the 15th International Conf. Microwaves «Radar and Wireless Communications». – Poland, Warszawa. – 2004. – Vol. 1. – P. 27–38.

11. Falco S., Raffo A., Vadala V., Vannini G. Low-frequency waveform engineering technique for class-F microwave power amplifier design // 6th European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMIC). – UK, Manchester. – 2011. – P. 288–291.

12. Vadala V., Raffo A., Falco S., Bosi G., Nalli A., Vannini G. Load-pull characterization technique accounting for harmonic tuning // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61, N 7. – P. 2695 – 2704.

13. Materka A., Kacprzak T. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1985. – Vol. 33, N 2. – P. 129 – 135.

14. Datasheet archive. – <http://www.allcomponents.ru>.

15. Фуско В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование. – Москва: Радио и связь, 1990.

16. Kazimierzczuk M.K. RF power amplifiers. – USA: Wiley, 2008.

*Дата поступления рукописи
в редакцию 18.10 2013 г.*

А. П. ЄФИМОВИЧ, В. Г. КРИЖАНОВСЬКИЙ
Україна, Донецький національний університет
E-mail: efimovicha@mail.ru

КОМПЕНСАЦІЯ ПАРАЗИТНИХ ЕЛЕМЕНТІВ ТРАНЗИСТОРУ З НАЛАШТУВАННЯМ ІМПЕДАНСІВ НА ГАРМОНІКАХ В ПІДСИЛЮВАЧІ КЛАСУ F

Запропоновано методикку побудови та розрахунку вихідного навантажувального кола для підсилювача потужності класу F з додаванням третьої гармоніки напруги, яка дозволяє компенсувати негативний вплив паразитних елементів транзистору на стоковий ККД підсилювача. Застосування запропонованого кола дозволяє здійснювати оптимізацію стокового ККД підсилювача за допомогою незалежних налаштувань імпедансів на першій та третій гармоніках. Представлено результати моделювання та експериментального дослідження енергетичних характеристик такого підсилювача на арсенід-галієвому польовому транзисторі CLY15, розрахованого на робочу частоту 400 МГц.

Ключові слова: підсилювач потужності класу F, стоковий ККД, паразитні елементи транзистору, компенсація, вихідне навантажувальне коло.

COMPENSATION OF PARASITIC ELEMENTS OF TRANSISTOR IN THE CLASS F AMPLIFIER WITH THE TUNING OF IMPEDANCES AT HARMONICS

The authors present a new method of construction and calculation of the output load circuit (OLC) for class F power amplifiers (PA) with the addition of the third harmonic of the voltage. This method allows compensating the negative influences of parasitic elements of transistor (output capacitance – C_{OUT} , and inductance – L_{OUT}) on the drain efficiency of the amplifier. The circuit of the parasitic elements was considered as a part of the proposed OLC. To calculate the OLC a system of three algebraic equations was compiled. The system is solved numerically relative to the three parameters of the OLC, for which the impedance on a chip of the transistor (on C_{OUT}) for odd and even harmonics corresponds to the theory of class F PAs. This method is applicable for the calculation of the OLC, which is realized in the frequency range of 300–500 MHz, where the use of elements with lumped parameters only is not always possible, while using elements with distributed parameters leads to a substantial increase in the size of the whole amplifier. In the developed OLC, the authors used elements with both lumped and distributed parameters, thus achieving a compromise between the geometric dimensions and physical realizability of the circuit elements.

The proposed OLC, taking into account the parasitic elements of the transistor, allows setting impedances independently at the first and third harmonics while maintaining impedance at the second harmonic tending to zero. This makes it possible to optimize the drain efficiency at a given level of output power. The efficiency $\eta_d = 72,5\%$ was experimentally obtained at $P_{OUT} = 1,045$ W for the class F amplifier running at 400 MHz.

The proposed methodology for constructing and calculating the OLC can be used to implement class F power amplifiers in the integrated-circuit form.

Keywords: class F power amplifier, drain efficiency, parasitic elements of transistor, compensation, output load circuit.

REFERENCES

1. Krizhanovski V.G., Yefimovych A.P. [Effect of losses in resonant circuits on the amplifier class F] *Radiotekhnika: veseukr. mezhdved. nauch.-tekhn. sb. KhNURE*, 2012, no 170, pp. 59-65.
2. Yefimovych A.P., Krizhanovski V.G. The methods of compensating parasitic elements of the transistor in class-F amplifier at the microwave range. *Procced. of the 23th International Crimean Conf. «CriMiCo 2013»*, Ukraine, Sevastopol, 2013, pp. 98-99.
3. Kim J., Jo G., Oh J., Kim Y., Lee K., Jong J. Modeling and design methodology of high-efficiency class-F and class-F-1 power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2011, vol. 59, no 1, pp. 153-165.
4. Moon J., Jee S., Kim J., Kim B. Behaviors of class-F and class-F-1 amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2012, vol. 60, no 6, pp. 1937-1951.
5. Woo Y., Yang Y., Kim B. Analysis and experiments for high-efficiency class-F and iverse class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2006, vol. 54, no 5, pp. 1969-1974.
6. Grebennikov A.V. Circuit design technique for high efficiency class F amplifiers. *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, USA, Boston, 2000, vol. 2, pp. 771-774.
7. Grebennikov A.V. Load network design technique for class F and inverse class F power amplifiers. *High Frequency Electronics*, 2011, vol. 10, no 5, pp. 58-76.
8. Kenle C., Dimitrios P. 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*, 2012, vol. 60, no 12, pp. 4107-4116.
9. Raab F. H. Maximum efficiency and output of class-F power amplifiers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2001, vol. 49, no 6, pp. 1162-1166.
10. Colantonio P., Giannini F., Limiti E. HF class F design guidelines. *Procced. of the 15th International Conf. Microwaves «Radar and Wireless Communications»*, Poland, Warszawa, 2004, vol. 1, pp. 27-38.
11. Falco S., Raffo A., Vadala V., Vannini G. Low-frequency waveform engineering technique for class-F microwave power amplifier design. *Procced. of the 6th European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMC)*, UK, Manchester, 2011, pp. 288-291.
12. Vadala V., Raffo A., Falco S., Bosi G., Nalli A., Vannini G. Load-pull characterization technique accounting for harmonic tuning. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2013, vol. 61, no 7, pp. 2695-2704.
13. Materka A., Kacprzak T. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1985, vol. 33, no 2, pp. 129-135.
14. Datasheet archive. <http://www.allcomponents.ru>.
15. Fusko V. SVCh tsepi. *Analiz i avtomatizirovannoe proektirovanie* [Microwave circuit. Analysis and computer-aided design] Moskow, Radio i svyaz', 1990.
16. Kazimierzczuk M.K. *RF Power Amplifiers*, USA, Wiley, 2008.