

УДК 621.382.3

DOI: 10.36845/2073-8250-2019-255-4-4-9

ВОЗМОЖНОСТИ LDMOS ТРАНЗИСТОРОВ, РАЗРАБОТАННЫХ ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ В S-ДИАПАЗОНЕ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ, ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ КВАЗИЛИНЕЙНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ

В.Л. Аронов, С.М. Романовский, С.С. Бычков, С.В. Корнеев, М.М. Крымко
АО «НПП «Пульсар», 105187, г. Москва, Окружной пр., д. 27

В статье проводится анализ работы усилительного каскада на мощном СВЧ LDMOS транзисторе с целью его возможного использования в связной аппаратуре. Доработана модель усилительного каскада на LDMOS транзисторе для анализа линейных свойств транзистора. Проведена оценка влияния нелинейности вольт-амперных характеристик, а также нелинейности ёмкостей транзисторной структуры на интермодуляционные искажения третьего порядка. Выявлены критические электрические параметры транзисторной структуры, которые необходимо оптимизировать для эффективного использования в аппаратуре связи.

Ключевые слова: мощный СВЧ LDMOS транзистор, нелинейная модель, интермодуляционные искажения третьего порядка

Сведения об авторах: Вадим Львович Аронов, д.т.н., профессор, лауреат Государственной премии СССР, aronov_vl@pulsarnpp.ru, Станислав Михайлович Романовский, к.т.н., romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru, Сергей Сергеевич Бычков, bichkov@pulsarnpp.ru, Сергей Викторович Корнеев, korneev@pulsarnpp.ru, Михаил Миронович Крымко, к.т.н., krymko@pulsarnpp.ru

CAPABILITIES OF LDMOS TRANSISTORS DESIGNED FOR PULSED S-BAND HIGH-POWER APPLICATIONS IN QUASILINEAR OPERATING MODE

V.L. Aronov, S.M. Romanovskiy, S.S. Bychkov, S.V. Korneev, M.M. Krymko
S&PE Pulsar JSC, 105187, Moscow, Okružhnoy Pr., 27

This paper presents the analysis of operation of the amplifier stage based on microwave power LDMOS transistor, in order to assess the possibility of its use in communication equipment. We improved the model of the LDMOS transistor amplifier stage for analyzing transistor's linear properties. We assessed the effect of the nonlinearity of the current-voltage characteristics, as well as the nonlinearity of the capacitances of the transistor die, on the third-order intermodulation distortion, depending on the operating voltage. We have identified critical parameters of the transistor die, which need to be optimized for its efficient use in communication equipment.

Keywords: microwave power LDMOS transistor, nonlinear model, third-order intermodulation distortion

Authors: Vadim Lvovich Aronov, Dc.D., Professor, laureate of USSR State prize, aronov_vl@pulsarnpp.ru, Stanislav Mikhailovich Romanovskiy, Ph.D., romanovskiy_sm@pulsarnpp.ru, Sergey Sergeevich Bychkov, bichkov@pulsarnpp.ru, Sergey Viktorovich Korneev, korneev@pulsarnpp.ru, Mikhail Mironovich Krymko, Ph.D., krymko@pulsarnpp.ru

Разработанные в последние годы в АО «НПП «Пульсар» мощные СВЧ LDMOS транзисторы предназначены для применения в нелинейном режиме для получения большой импульсной мощности в L - и S -диапазонах частот. Возможность работы LDMOS транзисторов в квазилинейном режиме является важной особенностью этого класса приборов.

Предпосылкой для проведения настоящей работы послужило то обстоятельство, что используемая система анализа модели транзисторного усилительного каскада во временной области [1, 2] позволяет очень естественно анализировать и квазилинейный режим наряду с существенно нелинейными режимами. Данная система анализа усилительных каскадов позволяет связать конструктивные параметры транзисторов с комплексом их эксплуатационных характеристик (выходная мощность, полоса рабочих частот, КПД, коэффициент усиления по мощности, устойчивость и линейность), что необходимо для проведения эффективной оптимизации конструкции прибора.

В качестве исследуемого транзистора был выбран макетный мощный СВЧ LDMOS транзистор, способный в нелинейном режиме работы (класс В) на частоте 900 МГц при напряжении на стоке 30 В отдать выходную импульсную мощность порядка 150 Вт с КПД 65 % и с коэффициентом усиления порядка 20 дБ. Конструктивно транзистор выполнен в корпусе КТ-55Е. В корпусе смонтированы три рабочих кристалла, а также согласующие цепи.

Поскольку транзисторы в связанной аппаратуре, как правило, используются в режимах, близких к непрерывному, то уменьшение теплового сопротивления транзистора

R_t представляется одной из главных задач. Высокая температура кристалла ухудшает как эксплуатационные параметры, так и надёжность транзисторов. Кроме того, влияние температуры приводит к изменению порогового напряжения и снижению тока стока. Это видно из зависимости передаточной характеристики (зависимость тока стока от напряжения на затворе) транзистора от температуры, на которой есть термостабильная точка. От температуры окружающей среды (точнее от температуры теплоотвода) напрямую зависит максимальная рассеиваемая мощность, влияющая на выбор режима работы усилителя. В исследуемом транзисторе она равна 135 Вт при температуре теплоотвода 40 °С ($R_t = 1$ °С/Вт). Данное значение максимальной рассеиваемой мощности ограничивает использование исследуемого транзистора в классе А. При этом следует отметить, что по результатам расчётов использование транзистора в классе АВ не приводит к существенному снижению выходной линейной мощности при уровне интермодуляционных искажений третьего порядка $M_3 = -30$ дБ. Однако даже в таком ослабленном с точки зрения тепла режиме рассеиваемая мощность транзистора практически достигает максимально допустимой. Такой режим приведёт к снижению надёжности транзистора, обусловленной максимально допустимой температурой кристалла при работе транзистора. Поэтому для транзистора, предназначенного для работы в непрерывном режиме, необходимо минимизировать значение теплового сопротивления R_t . Для этого надо обеспечить качество пайки кристалла на теплоотводящий фланец корпуса и использовать минимально возможную толщину кристалла, а также реализовать такой шаг структуры

на кристалле (расстояние между стоковыми пальцами), который обеспечит слабое пересечение тепловых потоков от соседних пальцев. Подробнее данные вопросы освещены в работах [3, 4].

Для оценки линейных свойств исследуемого транзистора была доработана модель, описанная в работе [5]. В качестве основного критерия линейности нами был выбран параметр I_{M3} . На вход модели подавался двухтоновый сигнал. Для удобства расчёта разница между двумя несущими частотами составляла 0,25 % (900 МГц и 897,75 МГц). В данной модели управляемый генератор тока представлен составным выражением, включающим нелинейный полином. Ёмкости представлены полиномиальными функциями, описывающими реальные вольт-фарадные зависимости транзистора (рис. 1). Надо отметить, что входная ёмкость $C_{зи}$ слабо зависит от напряжения на стоке.

В качестве критерия оптимизации входных и выходных согласующих цепей усилительного каскада, а также режима его работы (напряжения смещения затвор–исток

$U_{зи}$ и значения входной мощности $P_{вх}$) было выбрано достижение максимальной выходной мощности $P_{вых}$ при значении $I_{M3} = -30$ дБ. Данное значение I_{M3} , как правило, является достаточным для усилителей, используемых в связной аппаратуре. Кроме того, при выборе режима работы, в частности, напряжения смещения на затворе, необходимо иметь в виду то, что КПД усилительного каскада должен быть приемлемым.

Считается, что работа усилителя в классе А обеспечивает наибольшую линейность. Однако в ходе анализа работы модели усилительного каскада на LDMOS транзисторе было выявлено, что в классе АВ у транзистора примерно то же значение выходной мощности при $I_{M3} = -30$ дБ, что и в классе А. Полученные результаты подтверждаются сведениями из литературы [6], где данный эффект объясняется исходя из анализа степенного ряда передаточной характеристики вокруг напряжения соответствующего току покоя. В результате данного анализа модели усилительного каскада, работающего в классе АВ, у производной третьего порядка,

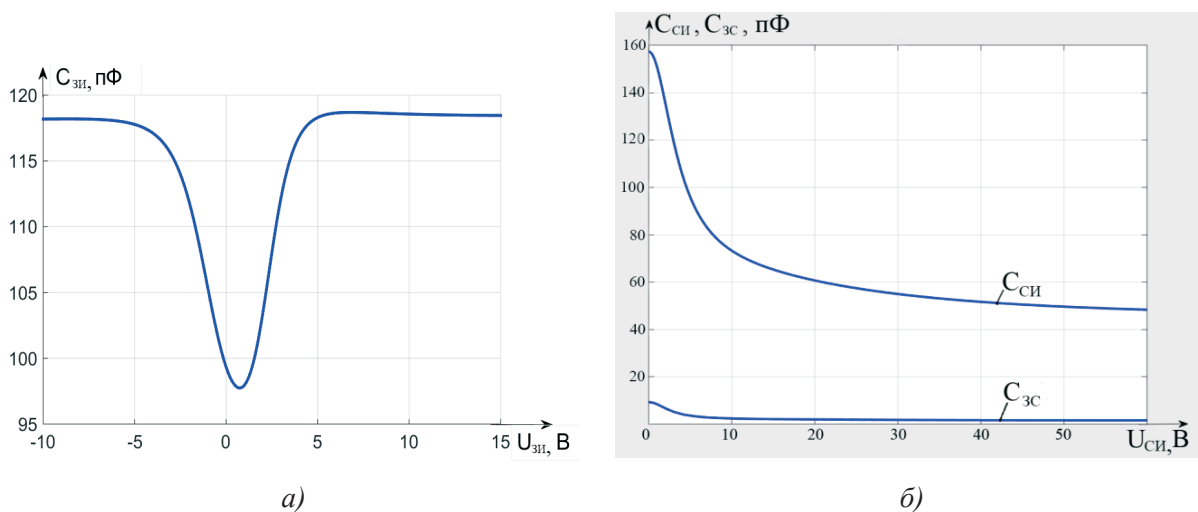


Рис. 1

Зависимость входной $C_{зи}$ (а), проходной $C_{зс}$ и выходной $C_{си}$ (б) ёмкостей от напряжений на затворе и стоке соответственно

отвечающей за I_{M3} , имеется отрицательное значение, которое компенсируется положительным вкладом области отсечки в значение I_{M3} .

В результате вышеописанной оптимизации было рассчитано значение $P_{\text{вых}}$ равное 28 Вт при $I_{M3} = -30$ дБ в режиме работы: $P_{\text{вх}} = 0,6$ Вт, $U_{\text{зи}} = 3,8$ В ($U_{\text{пор}} = 3,5$ В, $I_{\text{пок}} = 400$ мА), $U_{\text{си}} = 30$ В. На рис. 2 представлены рассчитанные для данного режима эюры тока стока и напряжения сток–исток в зависимости от времени. На рис. 3а представлена соответствующая траектория рабочей точки усилительного каскада.

С целью определения параметров транзистора, влияющих на величину I_{M3} , был проведён расчёт модели, имеющей приближённую к линейной передаточную характеристику. В таком транзисторе крутизна остаётся постоянной в широком диапазоне напряжений на затворе (рис. 3б). При этом максимальный ток стока оставлен примерно таким же, как и в модели с реальной передаточной характеристикой.

В результате оптимизации цепей согласования и режима в модели с прибли-

жённой к линейной передаточной характеристикой выходная мощность составила 35 Вт при $I_{M3} = -30$ дБ в режиме: $P_{\text{вх}} = 1$ Вт, $U_{\text{зи}} = 3,6$ В, $U_{\text{си}} = 30$ В. Таким образом, выходная мощность при $I_{M3} = -30$ дБ была увеличена на 20 % относительно модели с реальной передаточной характеристикой.

Аналогичное сопоставление выходных мощностей моделей с реальной и с приближённой к реальной передаточной характеристикой было проведено для модели усилительного каскада на исследуемом транзисторе, работающего в классе А. При этом не учитывалось ограничение, накладываемое максимальной рассеиваемой мощностью. В результате выходная мощность при $I_{M3} = -30$ дБ была увеличена на 30 % относительно модели с реальной передаточной характеристикой.

Для модели с реальной передаточной характеристикой была проведена оценка влияния нелинейного характера ёмкостей на значение выходной мощности при $I_{M3} = -30$ дБ. Для данной цели значения ёмкостей были выбраны постоянными

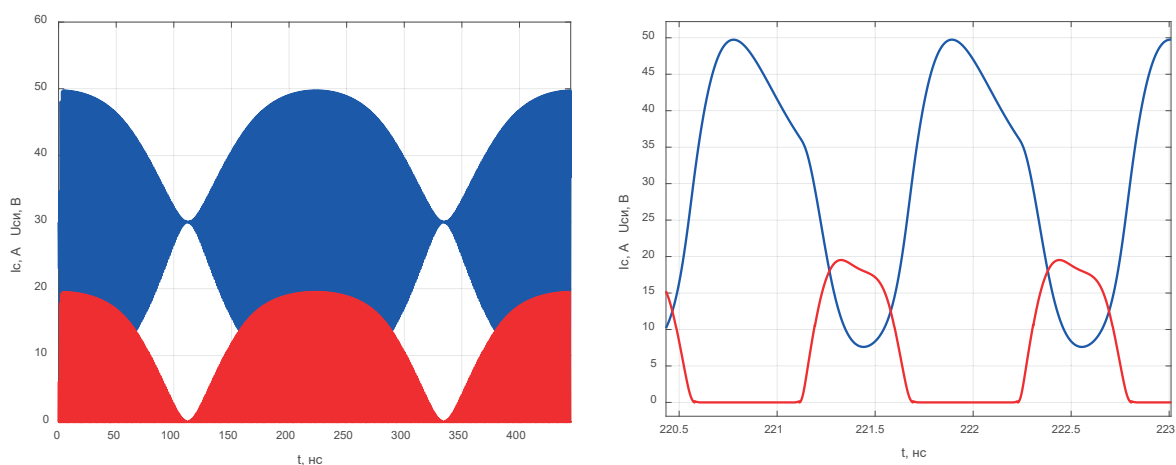


Рис. 2

Эюры тока стока (красный цвет) и напряжения сток–исток (синий цвет) в зависимости от времени при воздействии на вход транзистора двухтонового сигнала

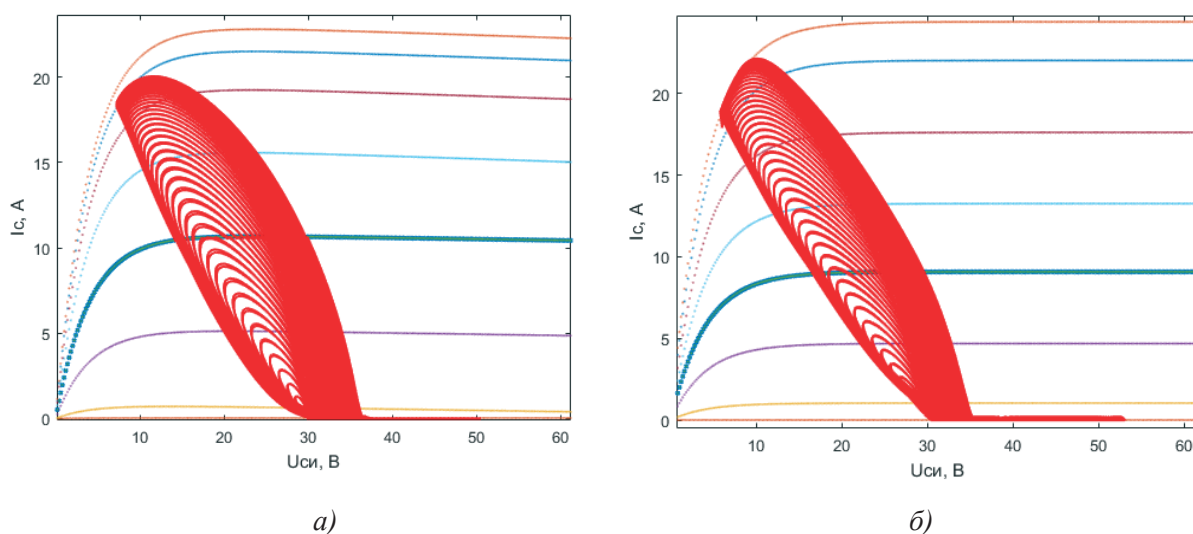


Рис. 3

Траектории рабочих точек усилительного каскада, полученные при расчёте моделей с реальной (а) и с приближённой к линейной (б) передаточными характеристиками

в диапазоне рабочих напряжений. Это дало возможность достичь расчётной выходной мощности 31,5 Вт при $I_{M3} = -30$ дБ, то есть на 11 % больше, чем в модели с нелинейными ёмкостями. Для усилительного каскада, работающего в классе А, выходная мощность при постоянных вольт-фарадных зависимостях оказалась на 8 % больше, чем при нелинейных вольт-фарадных зависимостях.

В результате можно отметить, что для увеличения выходной мощности при нелинейных искажениях $I_{M3} = -30$ дБ у исследуемых транзисторов в первую очередь необходимо расширить область, где значение крутизны будет постоянным в зависимости от напряжения на затворе. К увеличению данной области в LDMOS транзисторах приводит насыщение дрейфовой скорости носителей заряда, имеющее место в транзисторах с коротким каналом [6].

Надо отметить, что явную проблему в отношении квазилинейного режима представляет устойчивость усилительного каскада к возбуждению при рассогласовании нагрузки. Поэтому необходимо принять соответствующие меры для устранения данной неустойчивости. В частности, в связи с чрезмерным усилением исследуемого транзистора на частоте 900 МГц имеет смысл использовать резисторы в цепи затвора транзисторных кристаллов. Кроме того, в многокристальном транзисторе возможно появление поперечной неустойчивости, также ухудшающей его эксплуатационные параметры. Подробнее о методах устранения поперечной неустойчивости в многокристальном СВЧ LDMOS транзисторе сказано в [7].

Выводы

Исследуемый макетный мощный СВЧ LDMOS транзистор с импульсной выходной мощностью порядка 150 Вт на частоте

900 МГц по модельным исследованиям обладает удовлетворительной линейностью для его использования в связной аппаратуре. При этом максимальная рассеиваемая мощность с некоторыми ограничениями позволяет использовать его в непрерывном режиме работы.

Из анализа влияния нелинейных параметров эквивалентной схемы исследуемого транзистора на величину интермодуляционных искажений третьего порядка I_{M3} можно заключить, что наибольшее влияние на данный параметр оказывает нелинейность ВАХ, тогда как влияние нелинейного характера вольт-фарадных характеристик сказывается слабее.

Целенаправленное проектирование транзистора для квазилинейного режима работы (при той же ширине канала, что и у исследуемого транзистора) по представленным оценкам повысило бы выходную мощность примерно на 20 % при сохранении уровня $I_{M3} = -30$ дБ.

Литература

1. Аронов, В.Л. Моделирование мощного биполярного транзистора в усилительном режиме с учётом квазинасыщения / В.Л. Аронов, А.А. Евстигнеев // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – Вып. 1-2. – С. 24-33.
2. Аронов, В.Л. Синтез широкополосных мощных СВЧ транзисторных каскадов, работающих в нелинейном режиме / В.Л. Аронов, А.А. Евстигнеев // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2005. – Вып. 1-2. – С. 3-13.
3. Walker J. Handbook of RF and Microwave Power Amplifiers. Cambridge University Press, 2012, 687 p.
4. Aaen P., Pla Jaime A., Wood J. Modeling and Characterization of RF and Microwave power FETs. Cambridge University Press, 2007, 362 p.

5. Романовский С.М. Усилительный каскад на мощном многокристальном СВЧ LDMOS транзисторе S-диапазона частот: диссертация канд. техн. наук: 05.27.01. – МИРЭА, Москва, 2018. – 112 с.
6. Fager C. et all. Prediction of IMD in LDMOS Transistor Amplifiers using a New Large-Signal Model. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2002, vol. 50, iss. 12, pp. 2834-2842.
7. Романовский, С.М. Анализ побочных негативных эффектов, возникающих при сложении трёх мощных кристаллов LDMOS транзисторов в одном корпусе / С.М. Романовский // Электронная техника. Серия 2. Полупроводниковые приборы. – 2018. – Вып. 3(250) – С. 44-52.

References

1. Aronov V.L., Evstigneev A.A. Modelirovaniye moshchnogo bipolyarnogo tranzistora v usilitel'nom rezhime s uchotom kvazinasyshcheniya [Modeling a power bipolar transistor in an amplifying mode with quasisaturation]. *Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices*, 2005, iss. 1-2, pp. 24-33.
2. Aronov V.L., Evstigneev A.A. Sintez shirokopolosnykh moshchnykh SVCH tranzistornykh kaskadov, rabotayushchikh v nelineynom rezhime [Synthesis of broadband microwave high-power transistor stages in nonlinear mode]. *Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices*, 2005, iss. 1-2, pp. 3-13.
3. Walker J. Handbook of RF and microwave power amplifiers. Cambridge University Press, 2012, 687 p.
4. Aaen P., Pla Jaime A., Wood J. Modeling and characterization of RF and microwave power FETs. Cambridge University Press, 2007, 362 p.
5. Romanovskiy S.M. Usilitel'nyy kaskad na moshchnom mnogokristal'nom SVCH LDMOS tranzistore S-diapazona chastot [Amplifier stage with a microwave power multi-die LDMOS S-band transistor]. Abstract of Ph.D. thesis. Moscow, 2018, 112 p.
6. Fager C. et all. Prediction of IMD in LDMOS transistor amplifiers using a new large-signal model. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2002, vol. 50, iss. 12, pp. 2834-2842.
7. Romanovskiy S.M. Analiz pobochnykh negativnykh effektov, vznikayushchikh pri slozhenii trokh moshchnykh kristallov LDMOS tranzistorov v odnom korpuse [Analysis of negative side-effects arising from the installation of three power LDMOS transistor dies into one case]. *Electronic Engineering. Series 2. Semiconductor Devices*, 2018, iss. 3(250), pp. 44-52.