

УДК 621.385.6

ВЛИЯНИЕ ПЕРЕОТРАЖЕНИЙ ВО ВХОДНОМ ТРАКТЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ СВЧ СИГНАЛОВ НА ЕГО ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

А.П. Венгер¹, Г.Н. Ильин²
¹САО РАН, г.Санкт-Петербург
²ИПА РАН, г.Санкт-Петербург

Получена 26 июня 2008 г.

В работе представлены результаты исследования влияния входной цепи СВЧ отражательного транзисторного усилителя (ОРТА - One Port Transistor Amplifier), с последовательной положительной обратной связью, на основные характеристики. Приводятся уточненные выражения для расчета коэффициентов передачи и шума. Используется новый теоретический подход к данному типу усилителей, определяющий условия режима усиления. Приводятся расчетные и экспериментальные данные, иллюстрирующие работу усилителя в дециметровом диапазоне волн.

ВВЕДЕНИЕ

Как показывает практика работы с усилителями отражательного типа [1-5], очень важным моментом в проектировании подобного рода устройств, является понимание физических процессов, влияющих на конечные характеристики. В предыдущих работах мы делали акцент на исследование нового варианта схемы отражательного усилителя с положительной последовательной связью без учета переотражений во входной цепи, что справедливо только для идеального случая. В данной работе проведено рассмотрение влияния физических процессов для реального случая во входной части усилителя на коэффициенты передачи и шума, связь между этими параметрами, а также определение более точных выражений для них.

ТЕОРИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТ

В Электронике любой усилитель содержит два основных элемента: источник энергии (DC) и управляемый нелинейный элемент (NE), как показано на рис.1а. Обычно в качестве NE используется некое твердое тело, имеющее нелинейные характеристики в требуемом диапазоне, чаще всего это диод или транзистор.

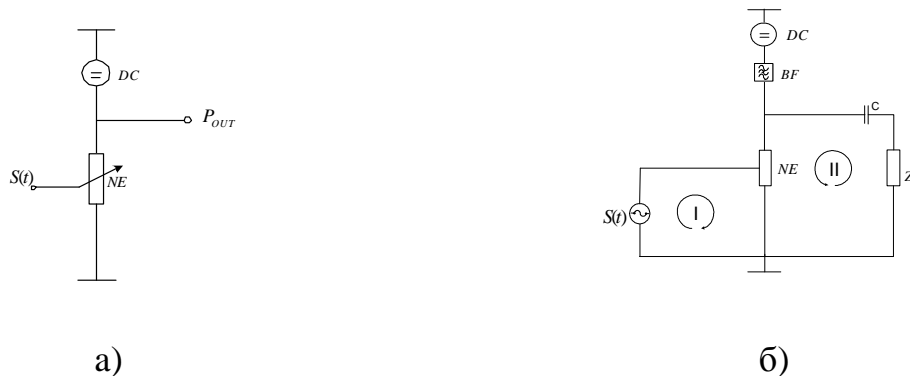


Рис. 1

Усилитель содержит два энергетических кольца (рис.1б): маломощное или управляющее кольцо (I) и мощное или управляемое кольцо (II). NE осуществляет связь между ними. Маломощное кольцо используется для переноса информации, в форме частотно-временного спектра электромагнитных колебаний $S(t)$, на нелинейную проводимость NE. Производится модуляция этой проводимости. Мощное кольцо используется для преобразования энергии DC источника в RF колебания согласно модулированной проводимости NE. Производится модуляция тока DC источника. Для разделения постоянного тока и радиочастотных колебаний используются вспомогательные элементы: радиочастотный фильтр (BF) и конденсатор (C). P_{OUT} есть выходная мощность, рассеиваемая в импедансе нагрузки. Если в мощное кольцо вносится комплексно-согласованная с NE, в некотором диапазоне, нагрузка (Z_L), то получаем проходной каскад усилителя, как показано на рис. 1б. Эта схема достаточно хорошо изучена и широко применяется.

Как известно, каждый усилитель содержит положительную обратную связь (ПОС) между выходом и входом. В проходном варианте эта связь довольно слабая и используется, в основном, для коррекции коэффициента передачи. Принципиальным отличием отражательного усилителя является наличие в нем глубокой ПОС, которая выполняет две

основные функции: а) дополнительная модуляция энергии источника питания мощного кольца (II); б) перенос выходного сигнала на согласованную нагрузку. В зависимости от схемной реализации ПОС, могут быть два основных типа транзисторных отражательных усилителей: с параллельной [4], [5] или последовательной обратной связью.

Предметом данного исследования является отражательный транзисторный усилитель (ОРТА) с последовательной ПОС (Рис. 2). В работах [1], [2], [3] выведены выражения для коэффициентов передачи и шума отражательного усилителя такого типа. Здесь мы рассматриваем основные условия, ограничивающие их применение.

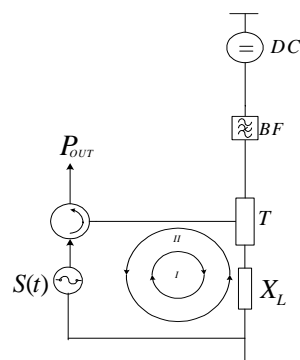


Рис. 2

ОРТА содержит стандартный набор элементов: источник постоянного тока, нелинейным элементом служит FET транзистор (Т), реактивный элемент (X_L), циркулятор и радиочастотный фильтр. На рис. 3 представлена эквивалентная схема данного усилителя.

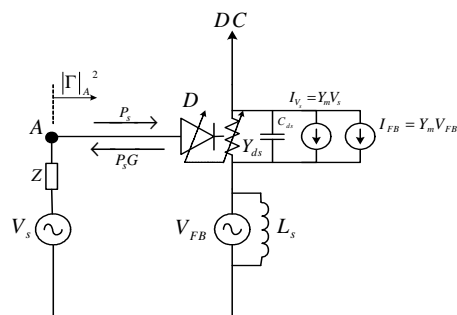


Рис. 3

Полевой транзистор содержит два синхронно работающих нелинейных элемента: D – управляющий элемент первого кольца усилителя, работающий в режиме варакторного диода, Y_{ds} – управляемый элемент второго кольца, работающий в режиме варисторного диода. Крутизна (Y_m) вольт-амперной характеристики транзистора является связующим

параметром для этих двух нелинейных элементов. Вместе с емкостью затвор-исток (C_{gs}) управляющего элемента, истоковая индуктивность (L_s) составляет последовательный резонансный контур. Для разделения входного и выходного сигналов в точке А устанавливается циркулятор. Принцип действия отражательного усилителя с последовательной ПОС состоит в следующем. С момента включения источника питания, истоковая индуктивность запасает энергию в форме магнитного поля. Входное напряжение сигнала (V_s), с помощью управляющего элемента D, модулирует проводимость (Y_{ds}) канала транзистора, который в свою очередь модулирует постоянный ток источника питания. Промодулированный ток (I_{Vs}) взаимодействует с запасенной энергией в L_s , в результате чего на концах истоковой индуктивности образуется напряжение самоиндукции (V_{FB}), которое является источником последовательной ПОС. Со стороны входа транзистора, V_{FB} создает эффект “отрицательного сопротивления“. Это напряжение также создает дополнительную модуляцию тока через канал транзистора (I_{FB}). В результате на истоковой индуктивности вырабатывается RF энергия, содержащая входную информацию на более высоком уровне мощности. Через последовательный резонансный контур (L_s, C_{gs}) RF сигнал поступает на вход усилителя и, через согласующие цепи и развязывающий циркулятор, выделяется в нагрузку.

По схемной реализации отражательный усилитель довольно близок к классу генераторных схем. Так в работе [6] автор рассматривает генератор как случай отражательного усилителя и на базе этого анализа производится проектирование реального генераторного устройства. Мы рассматриваем обратную задачу: режим отражательного усилителя как вариант работы генератора. Если взять за основу схему транзисторного генератора, то основные условия его работы, в референсной плоскости входа транзистора, должны быть следующими: а) амплитуда напряжения ПОС должна быть больше амплитуды входного запускающего сигнала

$$V_{FB\ m} > V_{s\ m} \quad (1)$$

б) фаза напряжения в случае последовательной обратной связи должна быть

$$\varphi = \varphi_1 + (2n + 1)\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3... \quad (2)$$

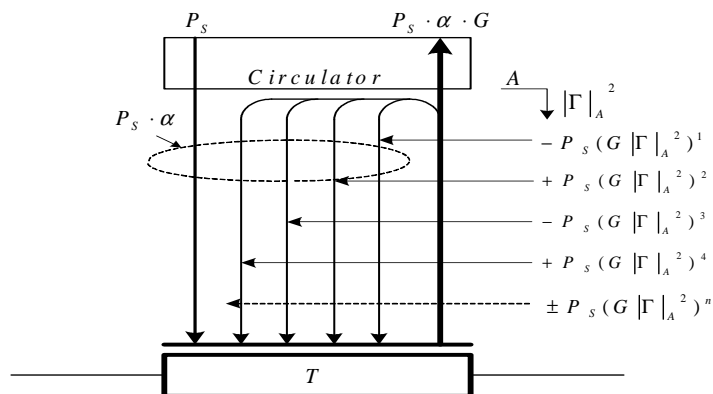
здесь φ_1 - фаза входного напряжения, в качестве которого может быть как некий внешний запускающий сигнал, так и собственный шум в случае автогенератора.

Эти условия являются необходимыми и для отражательного усилителя, но не достаточными для устойчивой работы. Рассмотрим, какое дополнительное условие необходимо.

В работе [3] было выведено выражение для коэффициента передачи (G) отражательного усилителя с последовательной ПОС:

$$G(\omega) \cong \frac{R^2}{(R + Z_{in})^2} \left[\frac{Y_m \omega L_s}{1 + \omega^2 L_s C_{gs}} (1 + Y_m (\omega L_s - R_{ds})) \right]^2 \quad (3)$$

Это выражение было рассчитано для случая идеального циркулятора, т.е. когда резистивные потери и коэффициент отражения ($|\Gamma|_A^2$) равны нулю. В реальном случае, циркулятор всегда имеет какие-то резистивные потери и конечную величину коэффициента отражения. Влияние отражений на параметры усилителя можно найти в [7], [8], [9]. В проходном усилителе, при хорошем согласовании, эти процессы имеют значения второго порядка. Другая ситуация в отражательном усилителе. Переотражения выходного сигнала на неоднородностях между транзистором и плечом циркулятора могут вносить значительный вклад в результирующие параметры усилителя. Чтобы оценить величину влияния рассмотрим графическую иллюстрацию этого процесса (рис.4) в предположении, что тракт достаточно хорошо согласован и основные отражения происходят от плеча циркулятора.



\pm - фазовый сдвиг между P_s и выходным сигналом (“-“ 180° – сдвиг; “+” - 360° – сдвиг)

Рис. 4

В результате преотражений величина входной мощности сигнала на затворе транзистора может быть представлена в следующем виде:

$$P_S \alpha = P_S (1 - G|\Gamma|_A^2 + (G|\Gamma|_A^2)^2 - (G|\Gamma|_A^2)^3 + (G|\Gamma|_A^2)^4 - \dots \pm (G|\Gamma|_A^2)^n) \quad (4)$$

$$\alpha = 1 - G|\Gamma|_A^2 + (G|\Gamma|_A^2)^2 - (G|\Gamma|_A^2)^3 + (G|\Gamma|_A^2)^4 - \dots \pm (G|\Gamma|_A^2)^n \quad (5)$$

Выражение (5) представляет собой математический ряд вида $1 - x + x^2 - x^3 + x^4 - \dots \pm x^n$, в котором $x = G \cdot |\Gamma|_A^2$. При $0 < x < 1$, этот ряд является сходящимся и имеет предел (рис.5). Для примера: при $x=0.5$ предел для данной последовательности составляет 0.66, т.е. сигнал на затворе транзистора составляет $0.66P_s$. Величина электрической длины между циркулятором и затвором транзистора выбирается вблизи $\lambda/4$ для центральной волны.

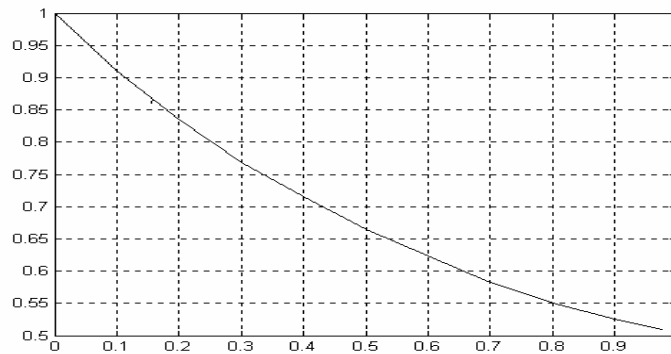


Рис. 5

Когда первые два члена ряда равны, выходная мощность становится равной нулю, т.е. перенос информации о входном сигнале прерывается. Обрыв входного сигнала происходит в точке:

$$1 - G|\Gamma|_A^2 = 0, \quad \text{или} \quad G = \frac{1}{|\Gamma|_A^2} \quad (6)$$

Из (6) получаем третье обязательное условие для устойчивой работы схемы отражательного усилителя в режиме переноса информации:

$$G \cdot |\Gamma_A|^2 < 1 \quad (7)$$

Окончательное выражение для коэффициента передачи входного сигнала может быть представлено в следующем виде:

$$G_0(\omega) = \alpha \frac{Z^2}{(Z + Z_{in})^2} \left[\frac{Y_m \omega L_s}{1 + \omega^2 L_s C_{gs}} (1 + Y_m (\omega L_s - R_{ds})) \right]^2 \quad (8)$$

здесь: Z – импеданс входной цепи, Z_{in} - импеданс со входа транзистора.

Иллюстрация этого выражения представлена на рис. 6. Здесь приведены расчетные и экспериментальная кривые коэффициента передачи усилителя описанного в [3]. Относительно большое различие между расчетом и экспериментом объясняется потерями во входной цепи, содержащей резонансные согласующие цепи.

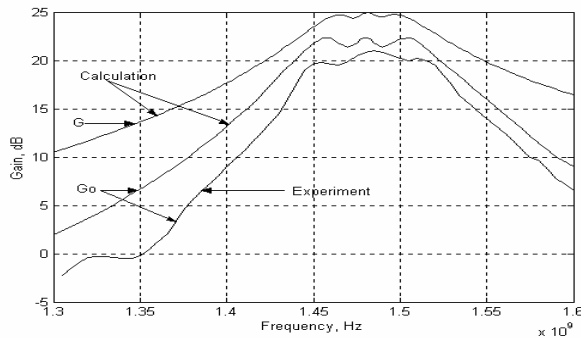


Рис.6

Процесс переноса информации о собственных шумах отражательного усилителя имеет существенное отличие. Известно, что основные источники шума, определяющие общую шумовую температуру любого усилителя, сосредоточены в I управляющем кольце (рис.1б). В случае отражательного усилителя, половина мощности шума поступает непосредственно на выход, а вторая половина усиливается и также поступает на выход. В отличие от проходной схемы, здесь возможно, с помощью ПОС, создание фазового сдвига между шумовыми сигналами для их взаимной нейтрализации. В хорошо настроенном усилительном каскаде, шумы определяются резистивными потерями в области затвор-

исток полевого транзистора (R_g, R_{g-s}, R_s). Эта область, в первом приближении являющаяся точечным источником шума (P_n), излучает квазигармонические, когерентные колебания и характеризуется некоторой величиной эквивалентной температуры (T_n). На рис. 7 представлена графическая иллюстрация процесса переотражения собственного шумового излучения транзистора во входной цепи ОРТА. Для простоты, резистивные потери и коэффициенты отражения в согласующей реактивной цепи не берутся в расчет.

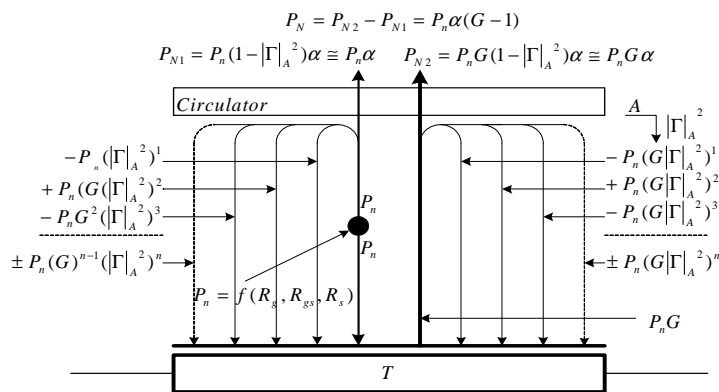


Рис. 7

Результирующее шумовое излучение на выходе усилителя (P_N), с учетом (5), может быть описано следующим выражением:

$$P_N = P_n \alpha (G - 1) = P_n [1 - G |\Gamma_A|^2 + (G |\Gamma_A|^2)^2 - (G |\Gamma_A|^2)^3 + (G |\Gamma_A|^2)^4 - \dots \pm (G |\Gamma_A|^2)^n] (G - 1) \quad (9)$$

Выражение (9) показывает, что результирующее шумовое излучение ОРТА зависит не только от резистивных потерь в схеме, но и от коэффициентов передачи и отражений между транзисторным входом и плечом циркулятора. Коэффициент шума отражательного усилителя, с учетом потерь во входном плече циркулятора и в согласующих цепях (T_c), имеет вид:

$$NF = 1 + \alpha \frac{T_n}{T_0} \left(1 - \frac{1}{G} \right) + \frac{T_c}{T_0}; \quad T_0 = 293 \text{ K} \quad (10)$$

При инженерных расчетах можно использовать с достаточной точностью следующее выражение [1]:

$$NF \cong 1 + \frac{T_n}{T_0} \left(1 - \frac{1}{G} \right) - \frac{T_n}{T_0} |\Gamma|_A^2 (G - 1) + \frac{T_c}{T_0}; \quad (11)$$

В (11) используются только два первых члена ряда α . При достаточно высоком коэффициенте передачи ($G \rightarrow 1/|\Gamma|_A^2$) и малых потерях в согласующих цепях, результирующие шумы усилителя стремятся к нулю. Имеет место эффект фазового подавления шумового излучения точечного источника резистивных потерь затвор-истокового перехода транзистора. При достижении равенства между G и $1/|\Gamma|_A^2$ возникает лавинообразный процесс нарастания собственного шумового излучения. Усилитель переходит в режим автогенератора.

Для примера, на рис.8 с помощью выражений (8), (11) представлены результаты расчета коэффициентов передачи и шума резонансного отражательного усилителя, использующего транзистор типа NE332 с рабочими параметрами $I_d=3.2$ mA ($Y_m=40$ mS), $V_{gs}=-0.5$ v.

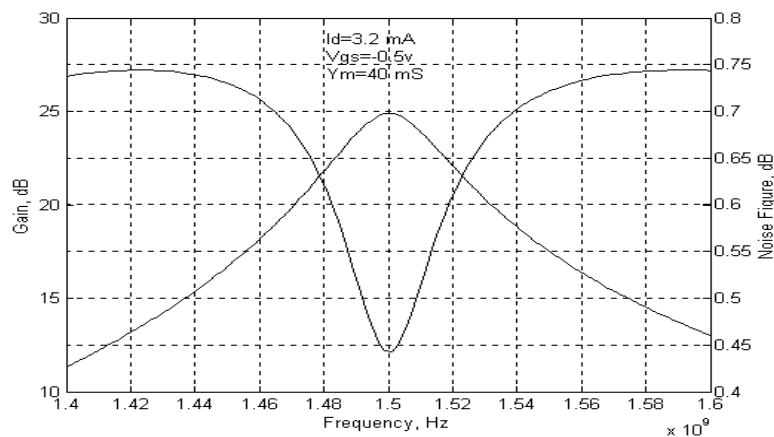


Рис.8

Иллюстрацией выражений (8), (11) может служить экспериментально полученный график зависимости коэффициентов передачи и шума от тока канала транзистора (рис.9). В этом эксперименте также использован усилитель, описанный в [3]. На графике, в области I, где выполняются условия (1), (2), (7) устройство работает как устойчивый усилитель с малым уровнем собственных шумов. В случае, когда вместо (7), выполняется условие (6) устройство переходит в режим подавления внешнего сигнала и генерации (усиления) собственного шумового излучения (область II на графике).

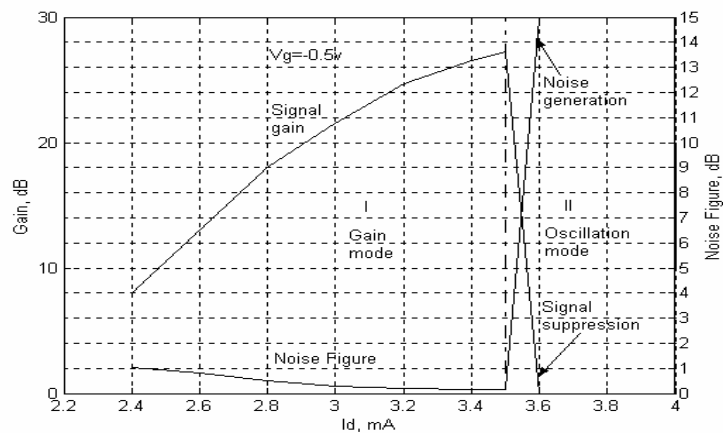


Рис. 9

Приведенные здесь результаты относятся к схеме отражательного усилителя с последовательной ПОС. Для случая усилителя с параллельной схемой ПОС, результаты могут существенно отличаться. Это связано с другими фазовыми соотношениями между напряжениями входного сигнала и ПОС.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная работа является продолжением изучения и объяснения экспериментальных результатов, полученных с помощью новой схемы отражательного усилителя с последовательной положительной обратной связью. Определены и представлены граничные условия функционирования схемы. Эти условия позволяют разделить режимы усилителя и генератора. Показано как переотражения во входной части усилителя влияют на его параметры. Выведены более точные выражения для коэффициентов передачи и шума. При этом было получено, что величина собственных шумов на выходе зависит не только от резистивных потерь в схеме, но и от коэффициента передачи и переотражений во входной цепи. Экспериментальные результаты, полученные в [1], [2], [3] и в этой работе показывают, что ОРТА, использующий только один транзистор, способен обеспечить достаточно высокие параметры и новые схемотехнические возможности. Очень важными достоинствами данной схемы есть его простота, и, следовательно, надежность, а также низкое энергопотребление [2], [3].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] A.P.Venguer, J.L.Medina, R.A.Chávez, A. Velázquez, “Low Noise One – Port Microwave Transistor Amplifier”, *Microwave and Optical Technology Letters*, vol 33, no.2, pp. 100-104, April 20, 2002.
- [2] A.P.Venguer, J.L.Medina, R.A.Chávez, A.Velázquez, “A New Microwave One – Port Transistor Amplifier with High Performance for L- Band Operation”. WSEAS International Conferences, Cancún México, CD-ROM Proceedings, pp. 2061-2066, May 12-16, 2002.
- [3] A.P.Venguer, J.L.Medina, R.A.Chávez, A.Velázquez, A.Zamudio, G.N.II’ in “The Teoretical and Experimental Analysis of Resonant Microwave Reflection Amplifiers” *Microwave Journal*, vol. 47, no. 10, pp. 80-93, October, 2004.
- [4] H.Tohyama, H.Mizuno, “23-GHz Band GaAs MESFET Reflection Type Amplifier”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-27, no.5, May, pp. 408-411, 1979.
- [5]. P.Gardner and D.K. Paul, “Aspects of the design of low noise, negative resistance reflection mode transistor amplifiers”, *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, pp. 1869-1875, Nov. 1991.
- [6] John W.Boyles, “The Oscillator as a Reflection Amplifier: an Intuitive Approach to Oscillator Design” *Microwave Journal*, pp. 83-98, June, 1986
- [7] С.В. Переслегин, Н.Н. Юрокин. “Оценка составляющих паразитной модуляции в модуляционном СВЧ – радиометре”. *Вопросы Радиоэлектроники, серия Общетеχνическая*, н. 24, стр. 42-50, 1964
- [8] V. Adamian, A. Uhlir. “Simplified noise evaluation of microwave receivers”. *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, 33, no. 2, pp. 136-140, 1984
- [9] G.F. Engen. “A new method of characterizing amplifier noise performance”. *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, vol. IM-19, no.4, pp.344-349, Nov.1970