

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Слухоцкий А.Е. Установки индукционного нагрева. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 325 с.
 2. Осипов А.В. Системы высокочастотного индукционного нагрева заготовок перед пластической деформацией. Автореф. дис. ... к.т.н. – Томск, 2004. – 18 с.
 3. Владимиров С.Н., Земан С.К., Осипов А.В., Толстов В.П. Особенности индукционного нагрева ферромагнитных сталей при

различных режимах работы преобразователя частоты // Известия вузов. Электромеханика. – 2004. – № 1. – С. 50–54.
 4. Ромаш Э.М., Дравович Ю.И., Юрченко Н.Н., Шевченко П.Н. Высокочастотные транзисторные преобразователи. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.

Поступила 04.09.2006 г.

УДК 621.382.323

РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ПАССИВНЫХ АТТЕНУАТОРАХ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В.И. Туев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
 E-mail: tvi@tv2.tomsk.ru

Предложен метод расчета нелинейных передаточных функций пассивных аттенуаторов на полевых транзисторах. Метод пригоден для расчета регулировочной характеристики и нелинейных искажений аттенуаторов на полевых транзисторах с затвором на основе p-n перехода, МДП-структуры и барьера Шотки. Представлены результаты исследования аттенуаторов с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов.

Пассивные электрически управляемые аттенуаторы, в которых в качестве двухполюсников с изменяемыми параметрами используют полевые транзисторы (ПТ), применяются в системах автоматической регулировки усиления радиоприемных и радиопередающих трактов аппаратуры связи и телевидения, в системах связи, измерительной аппаратуре, в технике звуковоспроизведения в качестве регуляторов громкости и т. д. [1, 2]. Задача расчета нелинейных искажений (НИ) в этих устройствах решена не окончательно. Известные результаты [2, 3] имеют частный характер, обусловленный используемой аппроксимацией выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзистора конкретного типа, носят количественное и качественное расхождение с экспериментальными данными.

Цель работы – вывод соотношений для расчета НИ в пассивных аттенуаторах на ПТ. Вывод формул произведен в рамках метода нелинейного тока (МНТ), применяемого для расчета нелинейных передаточных функций (НПФ) цепей класса Вольterra [4].

Типовые схемы наиболее часто используемых аттенуаторов на ПТ приведены на рис. 1 [2].

Моделирование свойств ПТ как регулируемых двухполюсников основано на применении аналитического описания нелинейной зависимости тока стока I_C от напряжений на затворе U_1 и стоке U_2 относительно внутреннего истока, отделенного от внешнего вывода паразитным сопротивлением неуправляемой части канала $r_{и'}$:

$$I_C = \frac{I_0}{1 - \left(\frac{U_2}{U_{доп}}\right)^n} \left(1 - e^{-\frac{DU_2}{U_1 - U_0}} + FU_2\right) \times \left(1 + Qe^{-\sqrt{RU_2^{P_1+T}(\psi_1|+V)^{\psi_2}}}\right), \quad (1)$$

где

$$I_0 = A(U_1 - U_0)^B \frac{1}{1 + \left(\frac{U_1 U_2}{P}\right)^K}, \quad (2)$$

$A, B, D, F, K, P, Q, R, T, \psi_1, \psi_2, n$ – коэффициенты аппроксимации, U_0 – пороговое напряжение (напряжение отсечки), $U_{доп}$ – максимально допустимое стоковое напряжение, V – контактная разность потенциалов. A – коэффициент пропорциональности, B – показатель, характеризующий степень нелинейности зависимости I_C от U_1 в пологой области выходных ВАХ. Коэффициенты P и K отражают влияние на ВАХ насыщения дрейфовой скорости носителей в канале транзистора. Этот эффект заметно проявляется в мощных транзисторах; для маломощных третий множитель в (2) принимают равным 1.

Второй множитель в (1) характеризует выходную ВАХ, слагаемое FU_2 описывает поведение I_C в пологой области и отражает эффекты укорочения канала и электростатической обратной связи между стоком и каналом в МДП ПТ. Для ПТ с p-n затвором и затвором Шотки (ПТШ) $F=0$.

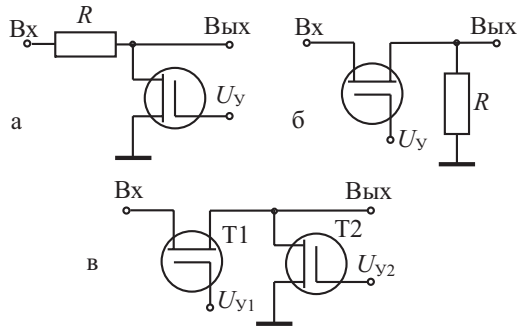


Рис. 1. Типовые схемы пассивных аттенюаторов на ПТ с параллельным (а), последовательным (б) и смешанным (в) соединением регулируемых элементов

Коэффициенты Q, R, T, ψ_1, ψ_2 описывают влияние на ВАХ насыщения дрейфовой скорости носителей, наблюдаемое в ПТШ средней и большой мощности. Для маломощных ПТШ и кремниевых транзисторов третьим сомножителем в (1), содержащим эти коэффициенты, можно пренебречь.

Коэффициент n отражает возрастание I_c вследствие лавинного умножения носителей при пробое стоковой области.

Численные значения коэффициентов аппроксимации и величина r_n для кремниевых МДП-ПТ и ПТШ приведены в [5, 6], для некоторых типов ПТ с затвором в виде $p-n$ перехода – в табл. 1.

Выражения (1, 2) с погрешностью не более 20 % описывают семейство ВАХ при напряжениях на затворе транзистора от U_0 до 0 (ПТ с $p-n$ затвором и ПТШ), от U_0 до значения, соответствующего максимальному току стока (МДП-ПТ), и в диапазоне от V до $U_{доп}$ напряжений на стоке для всех типов ПТ.

Таблица 1. Коэффициенты аппроксимации и значение r_n для ПТ с $p-n$ затвором в рабочей области ВАХ

Тип ПТ	A	B	D	$r_n, \text{Ом}$	$U_0, \text{В}$
КП103	0,76	1,95	1,10	20	1,25
КП303	1,53	1,57	0,90	12	-2,50
КП312	1,90	1,40	2,53	20	-4,75

Расчет переменных составляющих тока стока ПТ в соответствии с МНТ производится в виде

$$i = \sum_{n=1}^N i_n, \quad (3)$$

где N – наивысший порядок учитываемой нелинейности, i_n – нелинейный ток n -го порядка.

На основании обобщенных формул для расчета нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов [7] составляющие тока первых трех порядков ($N=3$), представляющие наибольший практический интерес [2–4], можно представить в виде

$$i_1 = \sum_{k=1}^2 g_k^{(1)} u_k^{(1)}, \quad (4)$$

$$i_2 = \sum_{k=1}^3 i_{2k}, \quad (5)$$

$$i_{2_1} = g_1^{(2)} [u_1^{(1)}]^2, i_{2_2} = g_2^{(2)} [u_2^{(1)}]^2, i_{2_3} = g_{1,2}^{(1+1)} u_1^{(1)} u_2^{(1)}, \quad (6)$$

$$i_3 = \sum_{k=1}^8 i_{3k}, \quad (7)$$

$$i_{3_1} = g_1^{(3)} [u_1^{(1)}]^3, i_{3_2} = g_2^{(3)} [u_2^{(1)}]^3, i_{3_3} = g_{1,2}^{(2+1)} [u_1^{(1)}]^2 u_2^{(1)},$$

$$i_{3_4} = g_{1,2}^{(1+2)} [u_2^{(1)}]^2 u_1^{(1)}, i_{3_5} = 2g_1^{(2)} u_1^{(1)} u_1^{(2)}, i_{3_6} = g_2^{(2)} u_2^{(1)} u_2^{(2)},$$

$$i_{3_7} = 2g_{1,2}^{(1+1)} u_1^{(1)} u_2^{(2)}, i_{3_8} = 2g_{1,2}^{(1+1)} u_1^{(2)} u_2^{(1)}, \quad (8)$$

где $g^{(i)}$ – частные и смешанные проводимости, определяемые из разложения (1) в кратный ряд Тейлора в окрестности рабочей точки, определяемой напряжениями смещения U_{10}, U_{20} :

$$g_{1,2}^{(m_1+m_2)} = \frac{1}{m_1! m_2!} \frac{\partial^{m_1+m_2} I_c(U_{10}, U_{20})}{\partial U_1^{m_1} \partial U_2^{m_2}}. \quad (9)$$

Эквивалентная схема аттенюатора с параллельным включением ПТ для переменного тока представлена на рис. 2.

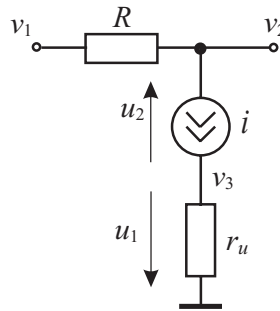


Рис. 2. Эквивалентная схема аттенюатора с параллельным включением ПТ: u_1 – напряжение на затворе, u_2 – на стоке ПТ относительно внутреннего истока

Для узловых потенциалов в схеме, рис. 2, справедливы соотношения:

$$\begin{cases} v_2^{(n)} = v_1^{(n)} - R i_n \\ v_3^{(n)} = r_u i_n \end{cases} \quad (10)$$

Здесь и далее $n=1, \dots, N$.

В соответствии с МНТ расчет НПФ первого порядка, т. е. регулировочной характеристики аттенюатора, проводится при $i=i_1$ в (3). Численные расчеты показывают, что при малых напряжениях смещения на стоке U_{20} (в крутой области выходных ВАХ ПТ) выполняется неравенство $g_1^{(1)} \ll g_2^{(1)}$ и, соответственно, выражение (4) может быть упрощено:

$$i_1 \approx g_2^{(1)} u_2^{(1)}. \quad (11)$$

Решая систему уравнений (10) с учетом (11), получим нормированные к уровню входного сигнала узловые потенциалы и напряжения на управляющих электродах ПТ

$$v_3^{(1)} = \frac{g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}, \quad (12)$$

$$v_2^{(1)} = \frac{1 + g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}, \quad (13)$$

$$u_1^{(1)} = -v_3^{(1)} = \frac{-g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}, \quad (14)$$

$$u_2^{(1)} = v_2^{(1)} - v_3^{(1)} = \frac{1}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}. \quad (15)$$

Соответственно выражение для расчета НПФ первого порядка H_1 имеет вид

$$H_1 = v_2^{(1)} = \frac{1 + g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}. \quad (16)$$

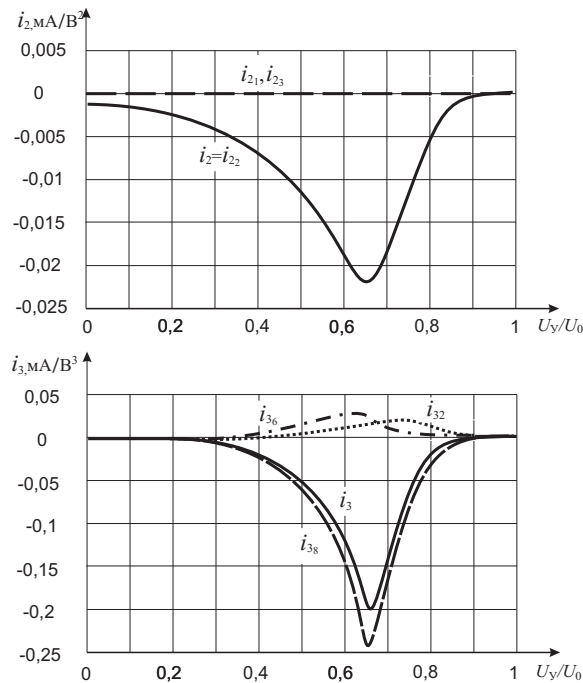


Рис. 3. Составляющие нелинейных токов второго i_2 и третьего i_3 порядков в схеме аттенюатора с параллельным включением ПТ типа КП305

Расчет НПФ более высоких порядков H_n производится по аналогичным (10–15) соотношениям, полученным при $i_n = i_n$ и $v_1 = 0$:

$$v_3^{(n)} = i_n \frac{1 - \left(\frac{R}{(1 + g_2^{(1)} r_u)(1 + g_2^{(1)} R)} \right) \left(\frac{1}{R} + g_2^{(1)} \right)}{g_2^{(1)}}, \quad (17)$$

$$v_2^{(n)} = H_n = \frac{-i_n R}{(1 + g_2^{(1)} r_u)(1 + g_2^{(1)} R)}. \quad (18)$$

Определяя частные и смешанные производные в соответствии с (9) при варьировании управляющего напряжения $U_y = U_{10}$ в диапазоне от U_0 до 0 и фиксированном значении $U_{20} = 0,6$ В [8] и подставляя их в (5–8), рассчитаем токи i_2 и i_3 . Численные значения составляющих токов для ПТ КП305 [5] приведены на рис. 3. Основной вклад в нелинейный ток второго порядка вносит нелинейность выходной проводимости ПТ $g_2^{(2)}$. Нелинейный ток третьего порядка определяется следующими составляющими, приведенными в порядке их значимости: составляющей i_{38} , образованной в результате нелинейно-параметрического взаимодействия линейного напряжения на стоке и напряжения второго порядка на затворе на смешанной проводимости второго порядка $g_{1,2}^{(1+1)}$; составляющей i_{36} , полученной взаимодействием напряжений первого и второго порядков на квадратичной нелинейности стока $g_2^{(2)}$; составляющей i_{32} , являющейся результатом влияния кубичной нелинейности выходной проводимости $g_2^{(3)}$.

Выражения для расчета НПФ аттенюаторов как с параллельным, так и с последовательным и смешанным соединениями ПТ (рис. 1), найденные в результате аналогичных (10–18) вычислений, сведены в табл. 2.

Регулировочная характеристика и коэффициент гармоник K_r в диапазоне регулирования аттенюаторов с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов приведены на рис. 4. Расчетное значение коэффициента гармоник определено по формулам

$$K_r = \sqrt{K_{r2}^2 + K_{r3}^2}, \quad K_{r2} = \frac{H_2 U_{\text{вх}}}{2H_1}, \quad K_{r3} = \frac{H_3 (U_{\text{вх}})^2}{4H_1} \quad [2]$$

при среднеквадратическом значении входного сигнала $U_{\text{вх}} = 100$ мВ. Расчет параметров аттенюатора со

Таблица 2. Выражения для расчета НПФ аттенюаторов на ПТ с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов

Функция	Рис. 1, а	Рис. 1, б	Рис. 1, в
H_1	$\frac{1 + g_2^{(1)} r_u}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}$	$\frac{g_2^{(1)} R}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}$	$\frac{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u}{1 + \frac{[g_2^{(1)}]_{T2}}{[g_2^{(1)}]_{T1}} + 2[g_2^{(1)}]_{T2} r_u}$
H_n	$\frac{-i_n R}{(1 + g_2^{(1)} r_u)(1 + g_2^{(1)} R)}$	$\frac{i_n R}{1 + g_2^{(1)} (r_u + R)}$	$\frac{[i_n]_{T1} - [i_n]_{T2} \frac{1 + [g_2^{(1)}]_{T1} r_u}{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u}}{[g_2^{(1)}]_{T1} \frac{1 + 2[g_2^{(1)}]_{T2} r_u}{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u} + \frac{[g_2^{(1)}]_{T2}}{1 + [g_2^{(1)}]_{T2} r_u}}$

смешанным соединением ПТ производился при следующем соотношении управляющих напряжений на затворах ПТ: $U_{y1}=U_y$; $U_{y2}=U_0-U_{y1}$.

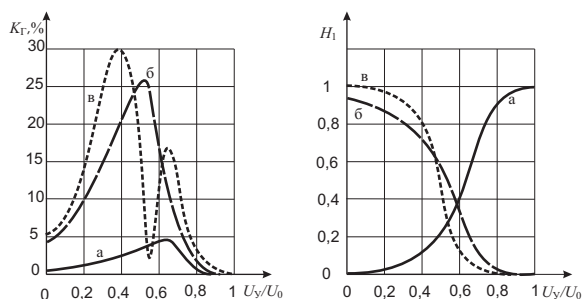


Рис. 4. Регулировочные характеристики и коэффициенты гармоник K_G аттенюаторов с параллельным при значении $R=24$ кОм (а), последовательным ($R=10$ кОм) (б) и смешанным (в) соединением регулируемых элементов

В подтверждение достоверности полученных теоретических результатов на рис. 5 приведены экспериментальные и расчетные характеристики аттенюатора с параллельным включением ПТ.

В диапазоне управляющих напряжений от 0,3 до 1 варьирование коэффициента передачи аттенюатора осуществляется в пределах от 0,01 до 1, т. е. на 40 дБ. Расхождение расчетных и экспериментальных данных в этих пределах не превышают 20 %. В области малых отношений увеличение погрешности расчета обусловлено неточностью используемой аппроксимации ВАХ ПТ (1).

Таким образом, в статье представлен метод расчета регулировочной характеристики и нелинейных искажений аттенюаторов на полевых транзи-

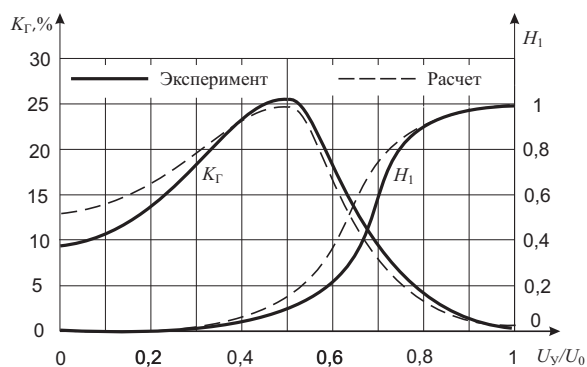


Рис. 5. Регулировочные характеристики и коэффициент гармоник аттенюатора с параллельным соединением ПТ типа КП305 в условиях постоянного выходного напряжения $U_{\text{вых}}=100$ мВ на частоте 1000 Гц

сторах с различной структурой затвора. Приведены коэффициенты экспоненциально-степенной аппроксимации для ряда полевых транзисторов с затвором на основе $p-n$ перехода, представлены расчетные соотношения для составляющих эквивалентного источника тока и для нелинейных передаточных функций. Рассмотрен механизм образования нелинейных токов и выявлены превалирующие источники нелинейности. Даны результаты исследования аттенюаторов с параллельным, последовательным и смешанным соединением регулируемых элементов. Показано, что расхождение расчетных и экспериментальных данных коэффициента гармоник в диапазоне регулирования коэффициента передачи 40 дБ в схеме параллельного аттенюатора на МДП полевом транзисторе не превышает 20 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кривицкий Б.Х., Салтыков Е.Н. Системы автоматической регулировки усиления. – М.: Радио и связь, 1982. – 190 с.
2. Богданович Б.М., Ваксер Э.Б., Окулич Н.И. Проектирование элементов радиоприемных устройств (управляемых электронных аттенюаторов). – Минск: Высшая школа, 1979. – 192 с.
3. Игнатов А.Н., Рянский А.И. Анализ нелинейных свойств полевых транзисторов в области, близкой к отсечке // Радиотехника. – 1980. – № 9. – С. 36–38.
4. Буссанг Дж., Эрман Л., Грейам Дж. Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов // ТИИ-ЭР. – 1974. – № 8. – С. 56–92.
5. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик МДП-полевых транзисторов // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1988. – № 5. – С. 69–70.

6. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик GaAs ПТШ со стабильными областями отрицательного сопротивления // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1988. – Вып. 8. – С. 36–41.
7. Жаркой А.Г., Туев В.И. Расчет нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов // Радиотехника и электроника. – 1989. – Т. 34. – № 6. – С. 1142–1150.
8. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. Ч. 1. – М.: Мир, 1984. – 453 с.

Поступила 23.06.2006 г.