

С. С. ДРОЗД, к. т. н. К. Я. МАМЕДОВ,
к. т. н. Ю. С. ЯМПОЛЬСКИЙ

Украина, Одесский национальный политехнический университет
E-mail: sergey-profess@km.ru

Дата поступления в редакцию
17.11 2008 г.

Оппонент д. т. н. В. М. ШОКАЛО
(ХНУРЭ, г. Харьков)

ИЗМЕРИТЕЛЬ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА РАДИОЧАСТОТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассматривается измерительная установка с повышенным динамическим диапазоном для определения интермодуляционных искажений радиочастотных усилителей. Погрешность измерений, вносимая измерительной установкой, в худшем случае не превышает $\pm 2,8$ дБ.

Интермодуляционные искажения усилителей приемопередающей аппаратуры принято оценивать величиной динамического диапазона (ДД) d_3 по интермодуляционной составляющей третьего порядка (ИМС₃) [1, 2].

При измерении величины d_3 радиочастотных усилителей точность и диапазон измерений ограничены собственным ДД анализатора спектра $d_{3\text{зас}}$ измерительной установки. Кроме того, когда измеряемое значение d_3 приближается к величине $d_{3\text{зас}}$, значительно повышается погрешность измерений.

Анализаторы спектра с относительно большим $d_{3\text{зас}}$ имеют высокую стоимость, поэтому представляет интерес создание измерительной установки с повышенным динамическим диапазоном и методики ее применения.

На рис. 1 приведена предлагаемая структурная схема измерительной установки для определения параметра d_3 , в которой, в отличие от [3], применены кварцевый фильтр и анализатор спектра.

Измерение d_3 осуществляется следующим образом. Переключателем SA отключается кварцевый фильтр (КФ) 7. На выходе ГИС1 и ГИС2 устанавливаются два равных по амплитуде интермодулирующих сигнала, которые контролируются по анализатору спек-

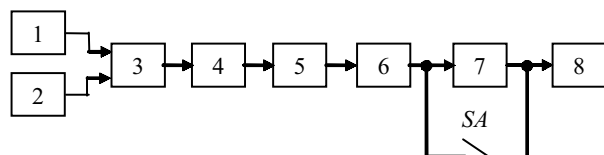


Рис. 1. Структурная схема измерителя ДД радиочастотных усилителей:

1, 2 — генераторы интермодулирующих сигналов (ГИС); 3 — мостовое согласующее и развязывающее устройство; 4 — исследуемый высокочастотный усилитель; 5 — эквивалент нагрузки со ступенчатым выходным аттенуатором на 10, 20 и 30 дБ; 6 — плавно регулируемый аттенуатор; 7 — кварцевый фильтр; 8 — анализатор спектра

тра 8. Разомкнув переключатель SA, т. е. подключив КФ, подстраивают по частоте один из равных интермодулирующих сигналов, например от ГИС1, амплитудой $U_{\text{сзвых}}$ так, чтобы этот сигнал попал в полосу пропускания КФ. Затем на выходе аттенуатора 6 устанавливают затухание Δ_1 , соответствующее уровню 1 мВ на входе анализатора спектра 8. Далее изменяют частоту ГИС1 так, чтобы одна из интермодуляционных составляющих амплитудой $U_{\text{кзвых}}$ вошла в полосу пропускания КФ. Аттенуатором 6 устанавливают затухание Δ_2 , вновь соответствующее амплитуде 1 мВ на входе блока 8. Разность показаний аттенуатора в полосе пропускания КФ даст значение

$$d_3 = \Delta_1 - \Delta_2, \quad (1)$$

где Δ_1, Δ_2 — показания аттенуатора при настройке на интермодулирующий сигнал и на интермодуляционную составляющую, соответственно.

Графическая интерпретация параметра d_3 показана на рис. 2.

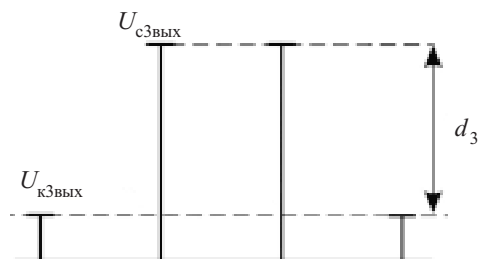


Рис. 2. Графическая интерпретация параметра d_3

При этом методе измерений ДД измерительной установки существенно возрастает, т. к. мощные интермодулирующие сигналы не попадают на вход анализатора спектра.

Оценим погрешность измерений предлагаемой установки.

Пусть погрешности, вносимые элементами структурной схемы, заданы своими допустимыми границами, и нет данных в пользу какого-нибудь распределения. В этом случае можно предположить, что закон распределения погрешностей имеет равномерное распределение, и тогда результирующую погрешность измерительной установки $\delta_{\text{ну}}$ можно определить как

$$\delta_{\text{ну}} = \alpha \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2}, \quad (2)$$

где α — коэффициент, зависящий от выбранной доверительной вероятности P , для $P=0,95$ $\alpha=1,1$ [4, с. 96];
 n — количество источников погрешностей;
 δ_i — составляющие погрешностей.

Для измерительной установки, показанной на рис. 1, основными составляющими погрешности являются:

δ_1 — погрешность измерения, обусловленная собственными интермодуляционными искажениями (ИМИ) блоков 1, 2;

δ_2 — неравномерность (неточность) установки амплитуды двух интермодулирующих сигналов;

δ_3 — погрешность, обусловленная неравномерностью затухания КФ, вызванной нестабильностью частоты генераторов 1, 2;

δ_4 — погрешность отсчета амплитуд по анализатору спектра.

Для расчета δ_1 определим влияние ИМИ от двух генераторов 1, 2 на измеряемый ДД в соответствии с выражением [5, с. 95]

$$d_3 = \frac{U_{c3вых}}{\sqrt{U_{к3г}^2 + U_{к3г}^2}},$$

где $U_{c3вых}$ — амплитуда интермодулирующего сигнала на выходе усилителя;

$U_{к3г}$ — уровень интермодуляционной составляющей сигнала на выходе усилителя;

$U_{к3г}$ — амплитуда интермодуляционной составляющей из-за взаимного влияния блоков ГИС 1, 2.

Для определения d_3 рассмотрим часто встречающийся на практике случай, когда $U_{к3г}=0,7U_{к3г}$. Тогда динамический диапазон транзисторного усилителя с учетом взаимного влияния ГИС1 и ГИС2 составит $d_3=U_{c3вых}/(1,22U_{к3г})$, при этом погрешность измерений будет не хуже $\delta_1=\pm 20\lg 1,22=\pm 1,73$ дБ.

В случае неравенства интермодулирующих сигналов амплитудой $U_{c3вых}$ их отличие в 1 дБ приводит к такому же значению погрешности $\delta_2=\pm 1$ дБ, т. к. в общем случае [1] при неравенстве интермодулирующих сигналов

$$d_3 = \frac{4}{H_3 U_{c3вых1} U_{c3вых2}},$$

где H_3 — параметр нелинейности третьего порядка;
 $U_{c3вых1}$, $U_{c3вых2}$ — амплитуды интермодулирующих сигналов на входе усилителя.

Составляющую δ_3 определим, предполагая, что КФ имеет амплитудно-частотную характеристику с максимально-плоской вершиной и ослабление сигнала при заданной нестабильности частоты генераторов 1, 2 и полосы пропускания фильтра составляет $\pm 0,5$ дБ, т. е. $\delta_3=\pm 0,5$ дБ.

Составляющая δ_4 , в соответствии с техническим описанием анализатора спектра, равна ± 1 дБ.

Определим погрешность измерительной установки $\delta_{ну}$ в соответствии с (2):

$$\delta_{ну} = 1,1\sqrt{1,73^2 + 1^2 + 0,5^2 + 1^2} \approx 2,5 \text{ дБ.}$$

Теперь определим влияние вторых гармоник генераторов 1, 2 на результат измерения d_3 .

Наличие второй гармоники от ГИС эквивалентно появлению во входном сигнале усилителя составляющей $U_2 \cos \omega_2 t$. В этом случае напряжение на входе

$$u(t) = E_0 + U_{c3вых} \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t,$$

где E_0 — напряжение смещения, определяющее режим работы транзистора (линейный или с отсечкой тока);

$U_{c3вых}$ — амплитуда интермодулирующих сигналов на входе усилителя;

ω_1 — частота первой гармоники сигнала;

U_2 — амплитуда второй гармоники;

ω_2 — частота второй гармоники.

Для усилителей на транзисторах с линейной проходной характеристикой выходной ток можно представить рядом Тейлора, ограничившись тремя его составляющими:

$$i = f(E_0) + S(U_{c3вых} \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t) + \frac{1}{2} S'(U_{c3вых} \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t)^2 + \frac{1}{6} S''(U_{c3вых} \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t)^3, \quad (3)$$

где S , S' , S'' — крутизна проходной характеристики транзистора в рабочей точке и ее первая и вторая производные, соответственно.

Выполняя тригонометрические преобразования и группируя слагаемые при косинусах одинаковых аргументов, пренебрегая остальными по причине их малости, получаем:

$$i \approx f(E_0) + S U_{c3вых} \cos \omega_1 t + S' \frac{1}{8} U_{c3вых}^2 \cos 2\omega_1 t + S'' \frac{1}{24} (U_{c3вых}^3 + 3U_2^2 U_{c3вых}) \cos 3\omega_1 t. \quad (4)$$

Используя это выражение, определим коэффициент гармонических искажений третьего порядка:

$$K_{Г3} = \frac{1}{24} \frac{S''}{S} U_{c3вых}^2 + \frac{1}{8} \frac{S''}{S} U_2^2.$$

Коэффициент интермодуляционных искажений третьего порядка k_3 связан с $K_{Г3}$ соотношением $k_3=3K_{Г3}$ [6, с. 106], то есть

$$k_3 = \frac{1}{8} \frac{S''}{S} U_{c3вых}^2 + \frac{3}{8} \frac{S''}{S} U_2^2. \quad (5)$$

Физический смысл полученного выражения заключается в том, что взаимодействие второй гармоники ГИС на входе исследуемого усилителя с основной (первой) гармоникой ГИС приводит к появлению новых компонент ИМС₃ на выходе усилителя. В результате эти компоненты спектра «накладываются» на собственные интермодуляционные составляющие усилителя. Таким образом, второе слагаемое определяет дополнительную погрешность измерений δ_2 , связанную с наличием U_2 от ГИС. Динамический диапазон по ИМС₃ под влиянием вторых гармоник d_{32} , исходя из выражения (5), удобно представить как

$$d_{32} = k^2 \frac{d_3}{k^2 + 3}, \quad (6)$$

где $k=U_{сзвх}/U_2$ — коэффициент, показывающий во сколько раз первая гармоника сигнала ГИС больше второй; обычно $k \gg 1$.

Из выражения (6) следует, что вторая гармоника влияет на результат измерений d_3 только в том случае, если она одного порядка с основной.

Для определения погрешности δ_2 примем наблюдаемый на практике случай, когда вторая гармоника ГИС на 20 дБ меньше интермодулирующего сигнала. В этом случае $k=10$, и тогда $\delta_2 \approx \pm 0,3$ дБ.

Полную погрешность измерений определяем как $\delta = \delta_{иу} + \delta_2 = 2,8$ дБ.

Таким образом, применение кварцевого фильтра с затуханием сигнала вне полосы пропускания более 25...35 дБ позволяет исключить перегрузку анализатора спектра сигналами ГИС1 и ГИС2 и повысить собственный динамический диапазон измерителя на 20...30 дБ. При этом расчетная величина погрешности измерений, вносимая установкой, в наихудшем случае не превышает $\pm 2,8$ дБ. Измерительная установка также может быть применена для определения уровней интермодуляционных составляющих средне-

мощных и мощных усилителей низкой частоты при замене кварцевого фильтра на соответствующий низкочастотный LC-фильтр и анализатор спектра.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Сартасов Н. А., Симонтов И. М., Невмержицкий Г. И., Тихонов А. И. Систематизация показателей, характеризующих динамический диапазон радиотехнических устройств по интермодуляции // Техника средств связи. Сер. ТРС.— 1982.— Вып. 10(30).— С. 79—81.
2. Мамедов К. Я., Дрозд С. С., Прокофьев А. Ю. Определение динамического диапазона радиочастотных усилителей / Тр. Науч.-практич. конф. «СИЭТ-2007».— Украина, г. Одесса.— 2007.— С. 249.
3. Ямпольский Ю. С., Мамедов К. Я., Шермет С. В. Измеритель амплитудной нелинейности радиочастотных усилителей // Труды Одесского политехнического университета.— 1999.— Вып. 2(18).— С. 197—199.
4. Рабинович С. Г. Погрешности измерений.— Л.: Энергия, 1978.
5. Завражнов Ю. В., Каганова И. И., Мазель Е. З. и др. Мощные высокочастотные транзисторы.— М.: Радио и связь, 1985.
6. Игнатов А. Н. Полевые транзисторы и их применение.— М.: Радио и связь, 1984.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ



Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: В 2-х томах.— Додэка-XXI, 2008.— 1774 с.

«Полупроводниковая схемотехника» — перевод 12-го издания широко известной книги Ульриха Титце и Кристофа Шенка (в 1982 году издательство «Мир» выпустило перевод 5-го издания этой книги). Это фундаментальный труд, объединяющий принципы устройства полупроводниковых элементов (диоды, биполярные и полевые транзисторы, интегральные микросхемы) и основы создания из этих элементов различных функциональных узлов аналоговой техники (усилителей, модуляторов, фильтров, радиоприемников) и цифровой (спусковых схем, счетчиков, регистров, шифраторов и дешифраторов, устройств памяти и т. д.).

Первый том посвящен основам схемотехники, второй — применениям функциональных узлов при создании более сложных устройств.

При изложении материала широко используются эквивалентные схемы как полупроводниковых элементов, так и функциональных узлов, соответствующие работе в области постоянного тока и низких/высоких частот. Особое внимание уделено также переходным процессам цифровых схем. Описание каждого элемента или схемы сопровождается достаточно простыми формулами, служащими для их инженерного расчета.

Энциклопедическая полнота, обилие самых разных схем и доступное математическое обоснование делают книгу полезной широкому кругу читателей: радиолюбителям, техникам ремонтных предприятий, инженерам радиотехники и электроники и научным работникам.

