

ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА ОЦЕНКИ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В РАДИОПРИЕМНОМ ТРАКТЕ С ПОМОЩЬЮ ТОЧКИ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ

Одно из основных направлений улучшения помехозащищенности радиоприемных устройств (РПУ) — уменьшение нелинейности главного тракта приема (ГТП) РПУ. Предложена методика оценки нелинейности тракта, включающего в себя несколько нелинейных каскадов.

Точка пересечения и нелинейность. Ранее [1; 2] изложена сущность концепции точки пересечения по взаимной модуляции IP как параметра, объективно отражающего нелинейность каскада или тракта. Данный параметр имеет ясный физический смысл, легко измеряем [1], обладает простой связью [3] с параметрами нелинейности, задаваемыми по другим критериям. Эти достоинства IP позволяют использовать ее при оценке нелинейности каскадов и трактов.

Нелинейность будем оценивать по следующим параметрам: входная (выходная) точка пересечения по взаимной модуляции третьего порядка, далее — точка пересечения, $IP_{\text{вх(вых)}}^3$; динамический диапазон по критерию сжатия коэффициента передачи на 1 дБ, D_c ; динамический диапазон по взаимной модуляции третьего порядка, D_{21} ; динамический диапазон по критерию блокирования помехой коэффициента передачи на 2 дБ, $D_{бл}$.

Перечень этих параметров можно продолжить [3].

Оценка нелинейности с помощью точки пересечения. Сущность метода рассмотрим на примере оценки нелинейности формализованного ГТП РПУ, собственные параметры каскадов которого, такие, как коэффициент передачи, коэффициент шума и входная точка пересечения, известны (таблица, строки 1, 2, 3). Результаты расчета ГТП по коэффициенту шума и распределение уровней сигнала при подаче на вход тракта мощности, равной реальной чувствительности, в строках 4, 5 таблицы для всех сечений тракта.

Коэффициент шума ГТП $F_{\text{ГТП}} = 7$ дБ.

Реальная чувствительность ГТП при полосе пропускания $B = 10$ кГц и соотношении сигнал-шум $r = 10$ дБ

$$P_p = -174 + F_{\text{ГТП}} + 10 \lg \frac{B}{1 \text{ Гц}} + r = -117 \text{ дБ} \cdot \text{мВт}, \quad (1)$$

где $-174 = 10 \lg \frac{kT}{10^{-3} \text{ Вт}}$, дБ·мВт, абсолютная температура $T = 290$ К; постоянная Больцмана $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К.

Примем следующие допущения.

1. Все нелинейные каскады в диапазоне рабочих частот безынерционны.

№ стро- ки	Параметры	Значения							
		1	2	3	4	5	6	7	8

Собственные параметры каскадов

1	Коэффициент передачи, дБ	-1	10	-7	12	-2	12	-6	11
2	Коэффициент шума, дБ	-	5	7	2,2	-	2,2	6	5
3	IP^3 , дБ·мВт	-	21	20	21	-	21	23	24
		ФНЧ 1	УРЧ 2	1 СМ 3	УПЧ 4	ПФ 5	УПЧ 6	2 СМ 7	УПЧ 8

Параметры тракта в сечениях

4	Коэффициент шума, дБ	6	9,7	2,7	6	4	11	5	-
5	Уровень сигнала при мощности на вход тракта мощности, равной P_p , дБ·мВт	-118	-108	-115	-103	-105	-93	-99	-88
6	IP^3 по помехам, не подающим в полосу фильтра первой ПЧ, дБ·мВт	9	19,5	21	-	-	-	-	-
7	IP^3 по помехам, подающим в полосу фильтра первой ПЧ, дБ·мВт	-4	6	-0,5	11,5	9,5	22	24	-
8	$Д_{21}$ при наращивании тракта со входа, дБ	-	92,7	85	84,7	84,7	82,3	77	76
9	IP^3 по помехам, подающим в полосу фильтра первой ПЧ при наращивании тракта со входа, дБ·мВт	-	31	12,5	24	22	30,5	16,5	26

2. Рассмотрим воздействие на тракт относительно узкополосных сигналов, ширина спектра которых значительно меньше частоты несущей сигнала f_c . Между частотой блокирующей помехи $f_{\text{пбл}}$ и частотой сигнала, а также между частотами гармонических помех равной амплитуды $f_{\text{п1}}$, $f_{\text{п2}}$, вызывающих возникновение в нелинейных каскадах продуктов взаимной модуляции, выполняются соотношения: $f_{\text{пбл}} \approx f_c$; $f_{\text{п1}} \approx f_{\text{п2}}$.

3. Рассчитаем IP^3 для случая, соответствующего суммированию по мощности в нагрузке продуктов взаимной модуляции, возникающих в нелинейных каскадах, который при приведенных допущениях хорошо подтверждается на практике [1].

4. Полагаем, что помехи, не попадающие в полосу фильтра первой промежуточной частоты (ПЧ), эффективно им ослабляются и поэтому вызывают проявление нелинейности только тех каскадов, которые находятся между входом ГТП и его фильтром первой ПЧ. Вся частотная избирательность тракта сосредоточена только в первом и пятом каскадах. Остальные каскады тракта широкополосны.

5. В каждом сечении тракта в полосе возможного воздействия помех, а также с генератором сигнала и нагрузкой ГТП согласован на одно и то же сопротивление, например 50 Ом. Это облегчает сравнение параметров в разных сечениях тракта по чувствительности и по нелинейности.

Выходная точка пересечения по взаимной модуляции третьего порядка двух нелинейных каскадов, включенных последовательно [1],

$$IP_{\text{вых}}^3 = 10 \lg IP_{2 \text{ вых}}^3 - 10 \lg \left[1 + \frac{IP_{2 \text{ вых}}^3}{G_2 IP_{1 \text{ вых}}^3} \right], \quad (2)$$

где $IP_{1 \text{ вых}}^3$, $IP_{2 \text{ вых}}^3$ — выходная точка пересечения по взаимной модуляции третьего порядка первого и второго каскадов, мВт; G_2 — коэффициент передачи по мощности второго каскада.

Формула (2) позволяет оценить нелинейность сборки, состоящей из двух последовательно включенных каскадов, с помощью эквивалентной $IP_{\text{вых}}^3$.

Имеется графическое решение относительно второго слагаемого правой части равенства (2)

$$\Delta_3 = 10 \lg \left[1 + \frac{IP_{2 \text{ вых}}^3}{G_2 IP_{1 \text{ вых}}^3} \right], \quad (3)$$

приведенное в работе [1] и изображенное на рис. 1.

Вычислим входную IP^3 ГТП по помехам, не попадающим в полосу фильтра первой ПЧ, т. е. части тракта от входа до полосового фильтра. Применяя графическое решение (3) в этом случае три раза (число сечений в рассматриваемой части тракта), наращиваем тракт, начиная с каскада 4 (таблица) и всякий раз вычисляем эквивалентные IP^3 получившейся части тракта. Для

этого подключим к каскаду 4 каскад 3 и вычислим эквивалентные параметры полученной части тракта (коэффициент передачи, входную и выходную IP^3). К эквивалентному каскаду, отражающему коэффициент передачи, входную и выходную IP^3 сборки,

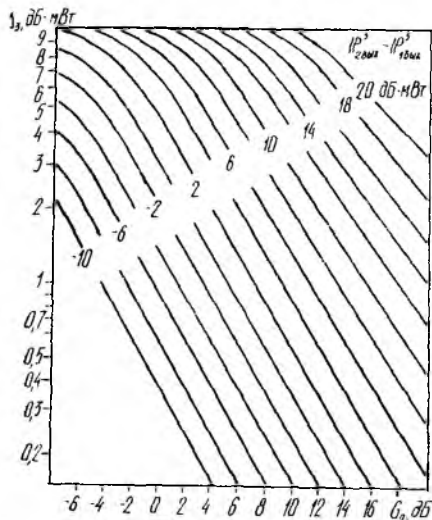


Рис. 1

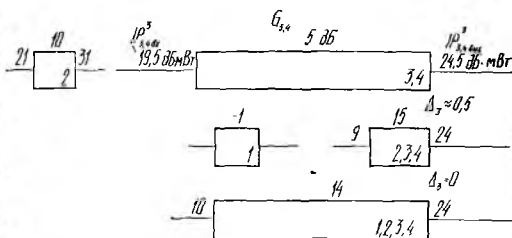
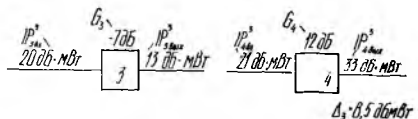


Рис. 2

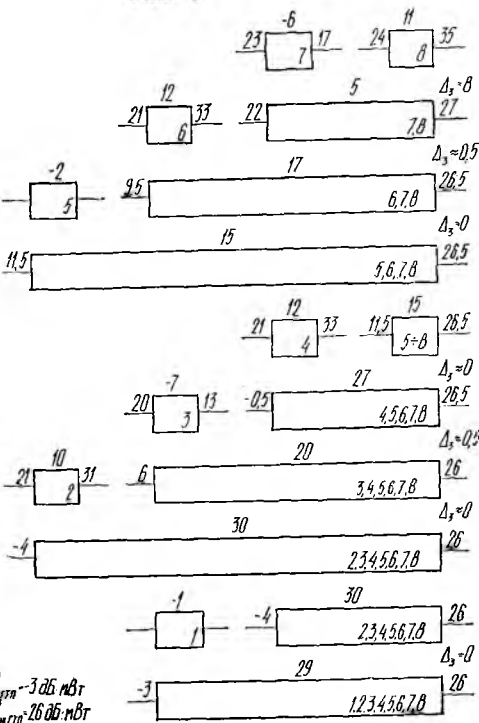


Рис. 3

состоящей из каскадов 3, 4, подключим каскад 2. Снова вычислим эквивалентные параметры полученной части тракта, включающего в себя каскады 2, 3, 4. К ней подключим каскад 1 и определим коэффициент передачи, входную и выходную IP^3 рассматриваемой части тракта, состоящего из каскадов 1, 2, 3, 4.

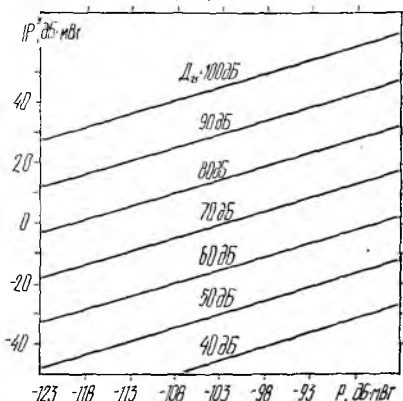


Рис. 4

Описанная процедура графически изображена на рис. 2. Полученные результаты отражены в строке 6 таблицы и являются входной IP^3 части тракта, начиная с соответствующего сечения. Аналогичным образом вычислим IP^3 ГТП по помехам, попадающим в полосу фильтра первой ПЧ, т. е. всего тракта (рис. 3).

Описанная методика может применяться при расчете тракта на заданный динамический диапазон, а ее результаты, изложенные в строках 6, 7 (таблица), — при экспериментальной проверке соответствия IP^3 рассматриваемой части тракта рассчитанным значениям.

Между точкой пересечения по взаимной модуляции третьего порядка и динамическим диапазоном относительно некоторого уровня мощности P существует следующая связь [2]: $D_{21} = \frac{2(IP^3 - P)}{3}$ (4).

Используя графическое решение этого уравнения (рис. 4), определяем динамический диапазон тракта по взаимной модуляции третьего порядка при помехах, находящихся в полосе фильтра первой ПЧ (76 дБ относительно P_p), и динамический диапазон при помехах, не попадающих в полосу этого фильтра (85 дБ).

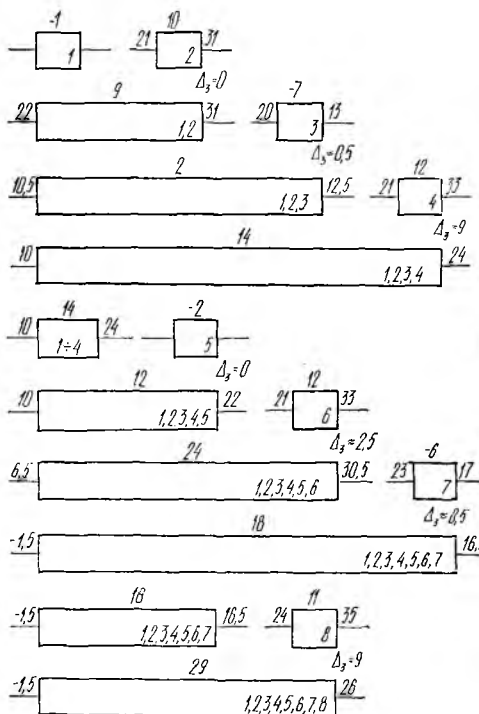


Рис. 5

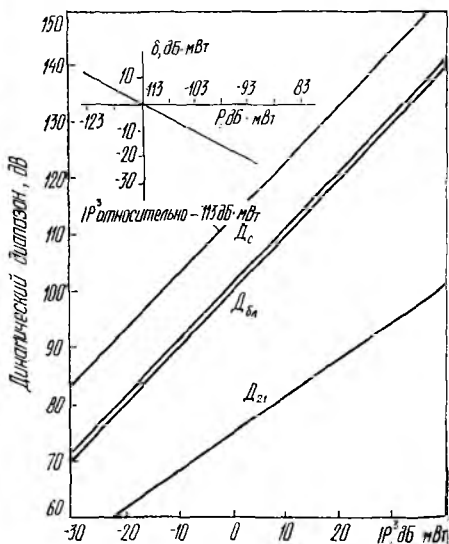


Рис. 6

Для оценки изменения динамического диапазона по взаимной модуляции в сечениях тракта по мере его наращивания, начиная со входа, применим описанную методику (рис. 5).

Полученные результаты (строка 9 таблицы) отражают процесс накопления продуктов взаимной модуляции, возникающих в нелинейных каскадах по мере прохождения помех от входа до рассматриваемого сечения. Для каждого сечения (рис. 4) определим динамический диапазон по взаимной модуляции относительно уровня мощности сигнала в данном сечении, соответствующего мощности на входе ГТП, равной P_p (см. строку 5 таблицы). В результате получаем возможность определить изменения динамического диапазона в сечениях тракта (см. строку 8 таблицы), позволяющую численно оценить уменьшение динамического диапазона от сечения к сечению ГТП. Это позволяет оптимизировать тракт по критерию максимума динамического диапазона при заданной чувствительности.

Точка пересечения и параметры нелинейности по другим критериям. Анализ [4], а также соотношения между точкой пересечения, динамическим диапазоном по критерию сжатия коэффициента передачи и динамическим диапазоном по критерию блокирования помехой коэффициента передачи [3] позволяют записать для кольцевых диодных смесителей и одноканальных усилителей

$$P_c = IP_{вх}^3 - (10 \div 15) \quad (5); \quad P_{бл} = P_c - 0,5, \quad (6)$$

где P_c — входная мощность сигнала по критерию сжатия коэффициента передачи каскада на 1 дБ, дБ·мВт; $P_{бл}$ — входная мощность помехи по критерию блокирования на 2 дБ коэффициента передачи каскада.

Графическое решение (4) относительно ЭДС 1 мкВ (мощность на входе $P = -113$ дБ·мВт), а также (5), (6) представлено на рис. 6. При решении (5) взято среднее значение величины, стоящей в скобках (12 дБ·мВт). График, расположенный в верхней части рис. 6, позволяет определять динамический диапазон относительно уровня мощности P , отличного от -113 дБ·мВт. При этом поправку δ для соответствующего уровня мощности P следует с учетом знака суммировать со значением IP^3 . Для этого нового вычисленного с учетом формального введения поправки δ значения IP^3 на оси ординат отсчитывают динамический диапазон относительно уровня мощности P .

Соотношения (5), (6) распространим на весь тракт.

Мощность входного сигнала, приводящая к сжатию коэффициента передачи тракта на 1 дБ, $P_{сгтп} = IP_{вхгтп}^3 - 12 = -15$ дБ·мВт.

Динамический диапазон тракта по критерию сжатия его коэффициента передачи на 1 дБ $D_{сгтп} = P_{сгтп} - P_p = 102$ дБ.

Мощность помехи на входе ГТП, приводящая к блокированию на 2 дБ коэффициента передачи тракта, $P_{блгтп} = P_{сгтп} - 0,5 = -15,5$ дБ·мВт.

Динамический диапазон ГТП по критерию блокирования помехой на 2 дБ коэффициента передачи тракта $D_{блгтп} = P_{блгтп} - P_p = 101,5$ дБ.

Предложенная методика оценки нелинейности с использованием концепции IP может применяться при пересчете параметров нелинейности трактов или каскадов, сравнения нелинейности трактов или каскадов, заданных параметрами по разным критериям, а также при анализе и синтезе разрабатываемых трактов, например ГТП РПУ.

Таким образом, проанализировали тракт, описанный в работе [5] в части собственных параметров входящих в него каскадов, (строки 1, 2, 3 таблицы). Для всего тракта без расчета была указана входная точка пересечения по взаимной модуляции третьего порядка, равная -3 дБ·мВт, что совпало с результатами проведенного анализа.

Список литературы: 1. Norton D. E. The Cascading of High Dynamic Range Amplifiers//Microwave I. — 1973. — N 6. — P. 57—71. 2. Михайлов Б. И., Маркин В. С., Смолин С. П. Оценка нелинейности радиоприемных трактов с помощью параметра IP //Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. — 1981. — Вып. 10(29). — С. 83—85. 3. Гольдман Д. С., Текшев В. Б. Проектирование СВЧ маломощных транзисторных усилителей с расширенным динамическим диапазоном//Электрон. техника. Сер. Электроника СВЧ. — 1984. — Вып. 11. — С. 7—11. 4. Anzac RF/Microwave Amplifiers and Mixers//Microwave I. — 1978. — N 6. — P. 35—60. 5. Hundley P. E., Estabrook P., Crescenzi E. J. Small Low Gain Amplifiers For Front End Design//Microwave I. — 1978. — N 2. — P. 47—58.

Поступила в редколлегию 19.03.86

УДК 621.396

С. Б. КАЩЕЕВ

ОСОБЕННОСТИ СЕЛЕКЦИИ ЭХО-СИГНАЛОВ НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Для максимизации отношения сигнал-шум в импульсных РЛС широко применяются гребенчатые фильтры [1]. Эти устройства при работе на фоне белых шумов создают на выходе отношение сигнал-шум, близкое к максимальному, т. е. являются оптимальными фильтрами. В то же время при работе на фоне небелых помех в некоторых случаях экспериментально наблюдали эффекты «размножения» спектра помех, что приводило к ухудшению отношения сигнал-помеха [2].

Рассмотрим воздействие случайной узкополосной помехи на гребенчатый фильтр, состоящий из селекторного каскада и узкополосного фильтра, согласованный с прямоугольной пачкой прямого импульсов радиоимпульсов без внутренней импульсной модуляции. Центральная частота узкополосного фильтра ω_1 , полоса $2\Delta\Omega = 2\pi/(M-1)T$ (1), где M — число импульсов в пачке; T — период следования импульсов.

Помеху зададим в виде энергетического спектра

$$W(\omega) = \begin{cases} N, & |\omega - \omega_2| \leq \Delta\omega; \\ 0, & |\omega - \omega_2| > \Delta\omega, \end{cases}$$

$$\Delta\omega \leq \pi/T.$$

(2)