

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ

УДК 621.396

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ПРИ УСИЛЕНИИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СООБЩЕНИЙ ПО МЕТОДУ ДЕФАЗИРОВАНИЯ ИЗ-ЗА НЕИДЕНТИЧНОСТИ ТРАКТОВ

А. А. Лосев, начальник лаборатории ФГУП НИИР; losev@frtk.ru

Выполнен анализ влияния различия коэффициентов усиления и фазовых задержек сигнала в трактах усилителя, построенного по методу дефазирования, на искажения, возникающие при усилении многоканального сообщения. Полученные расчетные формулы позволяют определять допустимые величины разбаланса трактов усиления, при которых обеспечиваются требования к уровням искажений в основной полосе частот и внеполосных искажений.

Ключевые слова: метод дефазирования, многоканальное сообщение, нелинейные искажения, усилитель мощности, АСРР, LINC, NBGN.

Введение. Для снижения уровня нелинейных искажений при усилении мощности сигнала применяются различные методы линейризации. Особое место среди них занимает метод дефазирования [1], который позволяет линейно усиливать сигнал с помощью нелинейных усилителей мощности, отличающихся высоким коэффициентом полезного действия. Возможность повышения коэффициента полезного действия делает метод дефазирования потенциально привлекательным для использования в передающих устройствах с ограниченной мощностью энергопотребления.

Одна из проблем метода дефазирования — ухудшение линейности усиления мощности сигнала при неидентичности трактов усиления. Повышение линейности достигается за счет непрерывной автоматической компенсации разбаланса трактов [2] или их калибровки [3]. Эти методы приводят к усложнению устройства усиления мощности, росту массы и снижению надежности. В связи с этим важной задачей является обоснование требований к допустимому разбалансу трактов усиления мощности, при выполнении которых необходимая линейность обеспечивается без применения специальных методов. В этом направлении выполнен ряд работ. В [4] исследуется усиление двухтонального сигнала, в [5] — М-КАМ-сигналов, в [6] — OFDM-сигнала.

В статье представлен анализ влияния различия коэффициентов усиления и фазовых задержек сигнала в трактах на линейность усиления многоканального сообщения по методу дефазирования. В качестве модели многоканального сообщения [7] выбран гауссовский случайный процесс с нулевым средним и прямоугольным спектром.

Метод дефазирования и искажения сигнала из-за неидентичности трактов. Усиление сигнала по методу дефазирования происходит следующим образом. Входной модулированный по амплитуде и фазе сигнал $S_{in}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)}$ ($A(t) \leq V_m$) разделяется на две составляющие $S_{in}(t) = S_{i1}(t) + S_{i2}(t)$ в соответствии с формулами:

$$S_{i1}(t) = \frac{1}{2}(S_{in}(t) + e(t)); S_{i2}(t) = \frac{1}{2}(S_{in}(t) - e(t)). \quad (1)$$

Сигнал $e(t)$ в (1) находится в квадратуре к входному сигналу и определяется по формуле:

$$e(t) = jS_{in}(t) \sqrt{\frac{V_m^2}{A(t)^2} - 1}. \quad (2)$$

Подстановка (2) в (1) позволяет убедиться в постоянстве амплитуд составляющих входного сигнала и их равенстве значению $V_m/2$. Геометрическая интерпретация разделения (1) сигнала в комплексной плоскости проиллюстрирована на рис. 1.

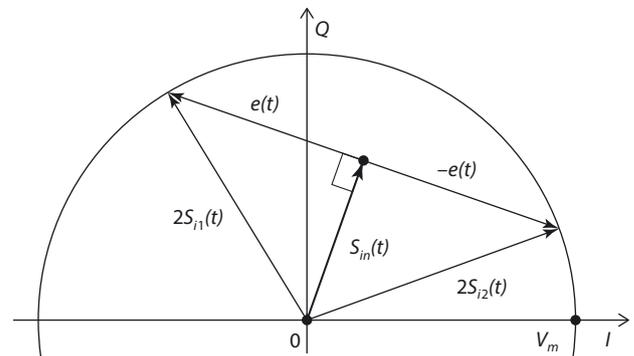


Рис. 1. Составляющие усиляемого сигнала

После разделения сигнала его составляющие (1) усиливаются в нелинейных усилителях мощности. При этом постоянство амплитуд составляющих входного сигнала обеспечивает отсутствие нелинейных искажений в усилителях.

Усиленные составляющие $S_{o1}(t)$ и $S_{o2}(t)$ входного сигнала могут быть представлены в виде:

$$S_{o1}(t) = K_1 \frac{1}{2}(S_{in}(t) + e(t)); S_{o2}(t) = K_2 \frac{1}{2}(S_{in}(t) - e(t)), \quad (3)$$

$$\text{где } K_1 = G_1 e^{-j\varphi_1}; K_2 = G_2 e^{-j\varphi_2} \quad (4)$$

— комплексные коэффициенты усиления трактов.

Усиленные составляющие (3) входного сигнала комбинируются в мосте сложения:

$$S_{out}(t) = K_1 \frac{1}{2}(S_{in}(t) + e(t)) + K_2 \frac{1}{2}(S_{in}(t) - e(t)). \quad (5)$$

При идентичных трактах усиления мощности ($K_1 = K_2$) выходной сигнал (5) представляет собой линейно усиленную и задержанную по фазе копию входного сигнала $S_{in}(t)$.

Неидентичность трактов усиления ($K_1 \neq K_2$) приводит к искажениям сигнала, характер которых может быть более понятен, если представить выражение (5) в виде:

$$S_{out}(t) = KS_{in}(t) + \Delta Ke(t), \quad (6)$$

$$\text{где } K = \frac{K_1 + K_2}{2}; \Delta K = \frac{K_1 - K_2}{2}. \quad (7)$$

Коэффициент K является средним арифметическим коэффициентов усиления трактов. Коэффициент ΔK представляет собой отличие коэффициента усиления первого тракта от среднего значения и противоположен такому отличию коэффициента усиления второго тракта. Таким образом, ΔK характеризует разбаланс трактов. Коэффициенты K и ΔK (7) являются комплексными числами. Их геометрическая интерпретация на комплексной плоскости проиллюстрирована на рис. 2.

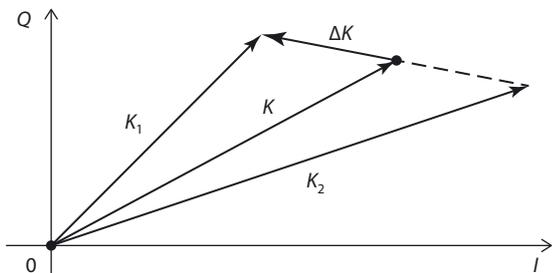


Рис. 2. Разбаланс комплексных коэффициентов усиления трактов

Первое слагаемое в (6) пропорционально входному сигналу. Второе слагаемое появляется из-за неполной компенсации сигнала $e(t)$ в мосте сложения и приводит к нелинейным искажениям. Сигнал $e(t)$ получается путем нелинейного преобразования (2) входного сигнала и имеет спектр, превышающий спектр входного сигнала по ширине. Поэтому неполная компенсация сигнала $e(t)$ в мосте сложения приводит к нелинейным искажениям не только в полосе сигнала, но и вне ее.

Модель усиливаемого сигнала. Входной сигнал $S_{in}(t)$ представляет собой модель многоканального сообщения [7] — гауссовский случайный процесс в ограниченной полосе частот с нулевым средним и автокорреляционной функцией

$$R_i(\tau) = 2\sigma^2 \text{sinc}(B\tau); \text{sinc}(x) = \begin{cases} \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}, & x \neq 0 \\ 1, & x = 0 \end{cases}, \quad (8)$$

где B — ширина полосы сигнала; σ^2 — средняя мощность сигнала на радиочастоте.

Спектральная плотность мощности (далее — спектр) случайного процесса $S_{in}(t)$ находится как преобразование Фурье его автокорреляционной функции (8) и имеет прямоугольную форму:

$$W_i(f) = \frac{2\sigma^2}{B} \text{rect}\left(\frac{f}{B}\right); \text{rect}(x) = \begin{cases} 1, & |x| < 0,5 \\ 0,5, & |x| = 0,5 \\ 0, & |x| > 0,5 \end{cases}. \quad (9)$$

Входной сигнал может быть точно представлен суммой составляющих (1), если его амплитуда ограничена, однако гауссовский случайный процесс с некоторой вероятностью принимает сколь угодно большое значение. Для ограничения амплитуды входного сигнала до его усиления может быть применен амплитудный ограничитель с порогом V_m . В этом случае входной сигнал становится ограниченным с пик-фактором:

$$PAPR \triangleq \frac{\max(A(t)^2)}{E[A(t)^2]} = \frac{V_m^2}{2\sigma^2}. \quad (10)$$

Амплитуда входного сигнала распределена по закону Рэлея [8]. В этом случае вероятность того, что амплитуда превысит порог V_m , равна $\text{Pr}(A(t) \geq V_m) = \exp(-V_m^2 / (2\sigma^2))$. Значения порога V_m при некоторых вероятностях его превышения и соответствующие значения пик-фактора (10) приводятся в таблице.

Характеристики входного сигнала

Вероятность превышения пороговой амплитуды $\text{Pr}(A(t) \geq V_m)$	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
Пороговая амплитуда $V_m, \times \sigma\sqrt{2}$	2,6	3,0	3,4	3,7
Пик-фактор $PAPR$, дБ	8,4	9,6	10,6	11,4
Модуль средней взаимной мощности $e(t)$ и $S_{in}(t)$ $\mu, \times \sigma^2$	4,1	4,9	5,6	6,2
Спектр $e(t)$ на центральной частоте канала $W_c(0), \times \sigma^2/B$	10,4	14,6	18,8	23,0

Выделение полезной составляющей выходного сигнала.

Поскольку усиливаемый сигнал $S_{in}(t)$ является стационарным, в широком смысле комплексным гауссовским случайным процессом с нулевым средним, а рассматриваемое нелинейное преобразование (6) не обладает «памятью», то выходной сигнал может быть представлен в виде суммы двух некоррелированных сигналов (теорема Бассгэнга [9]) $S_{out}(t) = U(t) + D(t)$. Первый из них представляет собой линейно усиленную копию входного сигнала (полезный сигнал)

$$U(t) = \gamma S_{in}(t); \gamma = \frac{R_{oi}(0)}{R_i(0)}, \quad (11)$$

а второй — нелинейные искажения. В (11) $R_{oi}(\tau)$ — взаимная корреляционная функция выходного и входного сигналов.

При таком представлении выходного сигнала выражение для его спектра содержит слагаемое, пропорциональное спектру входного сигнала, и слагаемое, равное спектру искажений $W_D(f)$, но не содержит составляющей, пропорциональной их взаимному спектру:

$$W_o(f) = |\gamma|^2 W_i(f) + W_D(f). \quad (12)$$

Учет выражения (6) для выходного сигнала и линейности взаимной корреляционной функции по первому аргументу позволяет выражение для коэффициента γ в (11) преобразовать к виду:

$$\gamma = K + \Delta K \frac{R_{oi}(0)}{R_i(0)}. \quad (13)$$

Взаимная корреляционная функция $R_{oi}(\tau)$ сигналов $e(t)$ и $S_{in}(t)$ в (13) может быть получена путем ряда математических преобразований, если воспользоваться определением взаимной корреляционной функции, выражением (2) для сигнала $e(t)$ и статистическими свойствами входного сигнала:

$$R_{oi}(\tau) = j\mu \text{sinc}(B\tau), \quad (14)$$

$$\text{где } \mu = \pi\sigma^2 PAPR e^{-\frac{PAPR}{2}} I_1\left(\frac{PAPR}{2}\right); \quad (15)$$

$I_\nu(z) = \frac{2^{-\nu} z^\nu}{\sqrt{\pi} \Gamma\left(\frac{1}{2} + \nu\right)} \int_0^\pi e^{z \cos(t)} \sin^{2\nu} t dt$ – модифицированная функция Бесселя первого рода; $\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} e^{-t} dt$ – гамма-функция.

Если при $\tau = 0$ приравнять абсолютные значения левой и правой частей равенства (14) и учесть неотрицательность коэффициента μ , то этот коэффициент становится равным $|R_{ei}(0)|$ и имеет смысл модуля средней взаимной мощности сигналов $e(t)$ и $S_m(t)$. Значения коэффициента μ , рассчитанные по формуле (15) при некоторых значениях пик-фактора входного сигнала, приводятся в таблице.

Подстановка (8) и (14) при $\tau = 0$ в (13) дает выражение для коэффициента γ :

$$\gamma = K + \frac{j}{2} \frac{\mu}{\sigma^2} \Delta K. \tag{16}$$

Линейные искажения сигнала. Формула (16) характеризует линейные искажения, которые проявляются в виде изменения комплексного коэффициента линейного усиления γ и приводят к изменению мощности полезного сигнала $U(t)$. Отношение PCR мощности полезного сигнала к своему значению при отсутствии разбаланса выражается следующим образом:

$$PCR = \frac{|\gamma|^2|_{\Delta K=\Delta K}}{|\gamma|^2|_{\Delta K=0}} = \left| 1 + \frac{j}{2} \frac{\mu}{\sigma^2} \frac{\Delta K}{K} \right|^2 = 1 - \frac{\mu}{\sigma^2} \text{Im} \left\{ \frac{\Delta K}{K} \right\} + \frac{1}{4} \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right)^2 \left| \frac{\Delta K}{K} \right|^2. \tag{17}$$

Если воспользоваться (7) и (4), то PCR (17) может быть выражено через различие фазовых задержек $\Delta\phi = \phi_2 - \phi_1$ и отношение коэффициентов усиления $g = G_2 / G_1$ трактов:

$$PCR = 1 - \frac{\mu}{\sigma^2} \frac{2g \sin(\Delta\phi)}{1 + g^2 + 2g \cos(\Delta\phi)} + \frac{1}{4} \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right)^2 \frac{1 + g^2 - 2g \cos(\Delta\phi)}{1 + g^2 + 2g \cos(\Delta\phi)}. \tag{18}$$

Спектр нелинейных искажений сигнала. Спектр выходного сигнала (6) выражается через спектры сигнала $e(t)$ $W_e(f)$, входного сигнала $W_i(f)$ и их взаимный спектр $W_{ei}(f)$ по формуле:

$$W_o(f) = |K|^2 W_i(f) + 2\text{Re} \{ K^* \Delta K W_{ei}(f) \} + |\Delta K|^2 W_e(f). \tag{19}$$

Если приравнять выражения (12) и (19) для спектра выходного сигнала, то спектр нелинейных искажений может быть выражен через спектры входного сигнала, сигнала $e(t)$ и параметр разбаланса трактов усиления $|\Delta K|$:

$$W_D(f) = |\Delta K|^2 \left\{ \left(\frac{\mu}{2\sigma^2} \right)^2 W_i(f) - \frac{\mu}{\sigma^2} \text{Im} \{ W_{ei}(f) \} + W_e(f) \right\}. \tag{20}$$

Взаимный спектр сигналов $e(t)$ и $S_m(t)$ получается путем взятия преобразования Фурье от корреляционной функции (14):

$$W_{ei}(f) = \frac{j\mu}{B} \text{rect} \left(\frac{f}{B} \right). \tag{21}$$

Автокорреляционную функцию сигнала $e(t)$ можно получить, если исходить из определения корреляционной функции и осуществить ряд преобразований, учитывая

следующее выражение (2) для сигнала $e(t)$ и статистические свойства входного сигнала:

$$R_e(\tau) = \begin{cases} \frac{\pi^2 \sigma^2 PAPR^3}{8(1 - \text{sinc}^2(B\tau))} \sum_{k=0}^\infty (k+1) \left(\frac{PAPR}{4} \frac{\text{sinc}(B\tau)}{1 - \text{sinc}^2(B\tau)} \right)^{2k+1} \times \\ \times \left\{ \frac{C_{2k+2}^{k+1} F_1 \left(k + \frac{3}{2}; k + 3; -\frac{PAPR}{1 - \text{sinc}^2(B\tau)} \right)}{(k+2)!} \right\}^2, \tau \neq 0; \\ 2\sigma^2 (PAPR - 1), \tau = 0, \end{cases} \tag{22}$$

где $F_1(a; b; z) = \frac{\Gamma(b)}{\Gamma(b-a)\Gamma(a)} \int_0^1 e^{zt} t^{a-1} (1-t)^{b-a-1} dt$ — вырожденная гипергеометрическая функция порядка 1,1.

Спектр сигнала $e(t)$ можно определить с помощью преобразования Фурье корреляционной функции (22). Этот спектр, рассчитанный при значениях пик-фактора, взятых из таблицы, изображен на рис. 3.

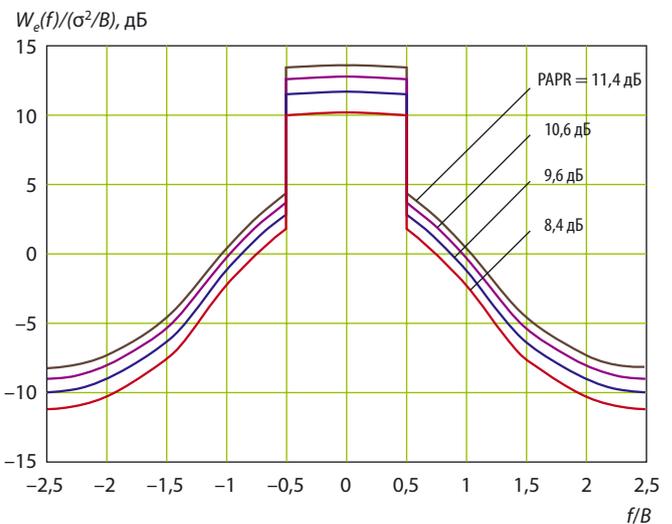


Рис. 3. Спектр сигнала $e(t)$

Подстановка выражений для спектров $W_i(f)$ (9) и $W_{ei}(f)$ (21) в (20) позволяет упростить выражение (20) для спектра искажений:

$$W_D(f) = |\Delta K|^2 \left\{ W_e(f) - \frac{\mu^2}{2\sigma^2 B} \text{rect} \left(\frac{f}{B} \right) \right\}. \tag{23}$$

Зная спектр сигнала $e(t)$ и выражение для коэффициента μ (15), можно построить спектр нелинейных искажений сигнала. На рис. 4 представлены графики зависимости выражения в фигурных скобках формулы (23) от частоты, которые для получения спектра нелинейных искажений необходимо сдвинуть по вертикали на величину $20 \lg |\Delta K|$.

Графики на рис. 4 показывают увеличение нелинейных искажений с ростом пик-фактора входного сигнала.

Внеполосные искажения сигнала. Вычитаемое в скобках формулы (23) равно нулю за пределами полосы частот входного сигнала $[-B/2, B/2]$, поэтому спектр внеполосных искажений зависит только от спектра сигнала $e(t)$:

$$W_D(f) = |\Delta K|^2 W_e(f), |f| \geq \frac{B}{2}. \tag{24}$$

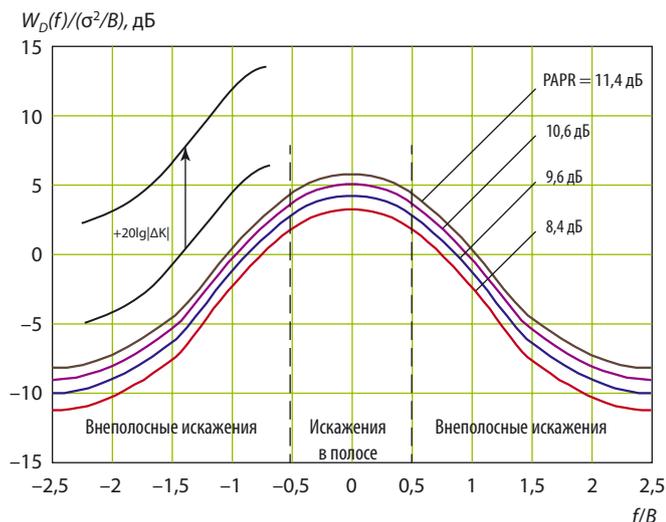


Рис. 4. Спектр нелинейных искажений

Важным показателем внеполосных искажений является уровень их мощности в соседнем канале:

$$ACPR \triangleq \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} W_o(f) df}{\int_{\Delta F - \frac{B}{2}}^{\Delta F + \frac{B}{2}} W_D(f) df}; \quad |\Delta F| \geq B, \quad (25)$$

где ΔF — разность центральных частот основного и соседнего каналов.

Этот показатель характеризует часть мощности сигнала, которая излучается в соседней полосе частот такой же ширины и является помехой для сигнала, передаваемого в этой полосе. На рис. 5 показаны части спектра выходного сигнала, попавшие в основной и соседний каналы.

Подстановка выражений для спектров выходного сигнала (19) и нелинейных искажений (24) в (25) позволяет получить следующее выражение для показателя $ACPR$:

$$ACPR = \frac{2 - 2 \operatorname{Im} \left(\frac{\Delta K}{K} \right) \frac{\mu}{\sigma^2} + \left| \frac{\Delta K}{K} \right|^2 \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \frac{W_e(f)}{\sigma^2} df}{\left| \frac{\Delta K}{K} \right|^2 \int_{\Delta F - \frac{B}{2}}^{\Delta F + \frac{B}{2}} \frac{W_e(f)}{\sigma^2} df}. \quad (26)$$

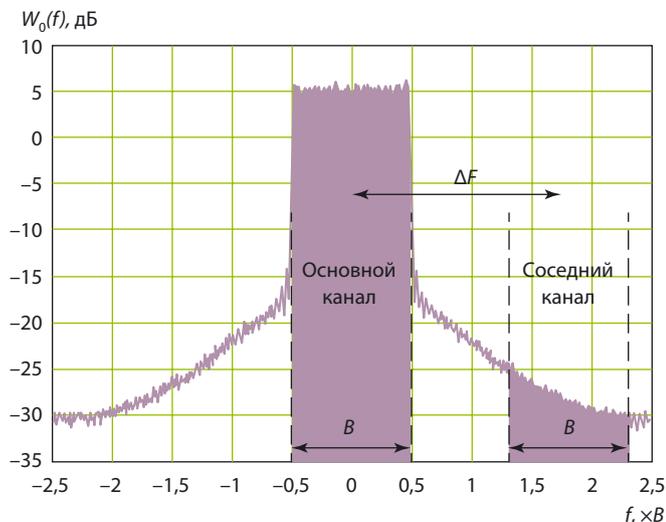


Рис. 5. Спектр усиленного сигнала в основном и соседнем каналах

Если воспользоваться (7) и (4), то $ACPR$ (26) может быть выражено через разницу фазовых задержек и коэффициентов усиления трактов:

$$ACPR = \frac{\int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \frac{W_e(f)}{\sigma^2} df + 2 \frac{1 + g^2 + 2g \left\{ \cos(\Delta\varphi) - \frac{\mu}{\sigma^2} \sin(\Delta\varphi) \right\}}{1 + g^2 - 2g \cos(\Delta\varphi)}}{\int_{\Delta F - \frac{B}{2}}^{\Delta F + \frac{B}{2}} \frac{W_e(f)}{\sigma^2} df}. \quad (27)$$

Результаты расчетов $ACPR$ по формуле (27) проиллюстрированы на рис. 6, а для случая, при котором разность центральных частот основного и соседнего каналов составляет 1,5В, а пик-фактор входного сигнала равен 11,4 дБ.

Искажения в полосе сигнала. В полосе частот многоканального сообщения искажения могут быть охарактеризованы наименьшим среди всех отдельных сигналов соотношением P/D средних мощностей сигнала и искажений в его полосе частот. Поскольку спектр полезного сигнала постоянен, а спектр искажений имеет максимум на центральной частоте входного сигнала (см. рис. 4), то P/D не превышает отношения этих спектров на центральной частоте и может быть оценено как:

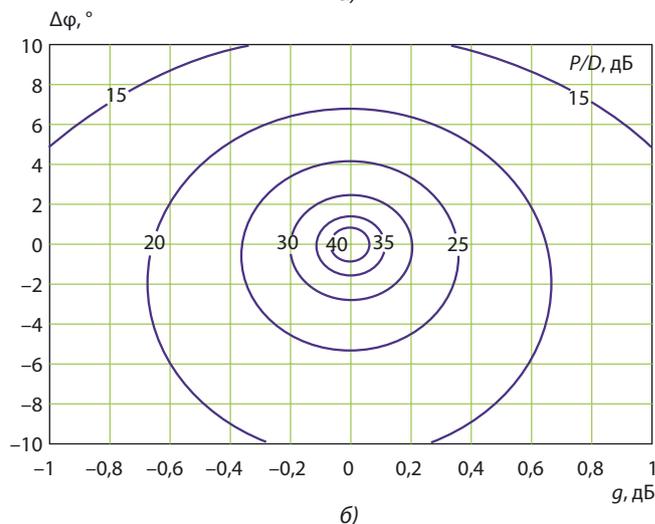
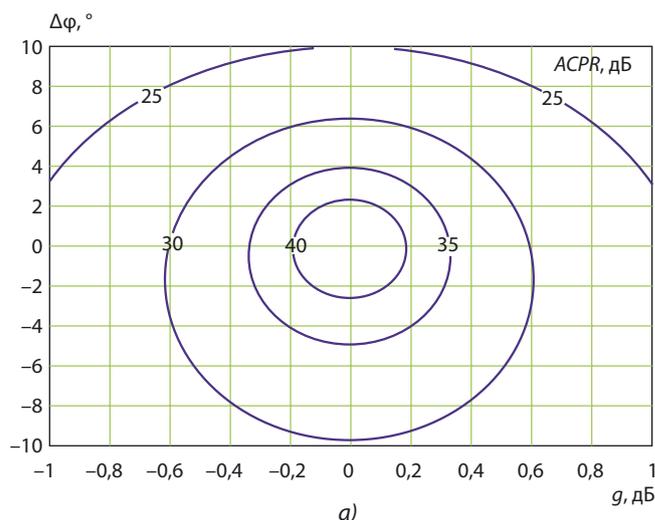


Рис. 6. Изолинии зависимости $ACPR$ при $\Delta F = 1,5B$ (а) и P/D (б) от фазовых задержек и коэффициентов усиления трактов при пик-факторе 11,4 дБ

$$\frac{P}{D} = \frac{|\gamma|^2 W_i(0)}{W_D(0)}. \quad (28)$$

Подстановка в (28) формул для коэффициента линейного усиления (16), спектров входного сигнала (9) и искажений (23) дает следующее выражение для минимального отношения сигнал/искажения:

$$\frac{P}{D} = \frac{2 \left| 1 + \frac{j \Delta K}{2} \frac{\mu}{K \sigma^2} \right|^2}{\left| \frac{\Delta K}{K} \right|^2 \left\{ W_e(0) \frac{B}{\sigma^2} - \frac{1}{2} \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right)^2 \right\}}. \quad (29)$$

Если воспользоваться (7) и (4), то отношение P/D может быть выражено через различие фазовых задержек и коэффициентов усиления трактов:

$$\frac{P}{D} = \frac{1 + g^2 + 2g \left\{ \cos(\Delta\varphi) - \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right) \sin(\Delta\varphi) \right\} + \frac{1}{4} \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right)^2}{1 + g^2 - 2g \cos(\Delta\varphi)} + \frac{1}{4} \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right)^2 \frac{1}{\frac{1}{2} \left(\frac{B}{\sigma^2} W_e(0) \right) - \frac{1}{4} \left(\frac{\mu}{\sigma^2} \right)^2}. \quad (30)$$

Расчеты отношения сигнал/искажения, произведенные по формуле (30) при пик-факторе входного сигнала 11,4 дБ, проиллюстрированы на рис. 6, б.

Анализ полученных результатов. Расчеты отношений $ACPR$ при значениях $\Delta F/B$, равных 1,4; 1,5; 1,6, и P/D , вычисленных по формулам (27) и (30) при пик-факторах входного сигнала (берутся из таблицы) при различиях фаз в трактах в диапазоне от -10° до 10° (шаг $0,1^\circ$) и различных коэффициентах усиления в диапазоне от -1 до 1 дБ (шаг $0,01$ дБ) показывают следующее. Для гарантирования отношений $ACPR$ не менее 40 дБ и P/D не менее 30 дБ необходимо, чтобы тракты усиления имели коэффициенты усиления, отличающиеся не более чем на 0,15–0,2 дБ, а фазовые задержки усиливаемых в них сигналов различались не более чем на $1,5^\circ$ – 2° . Возникающие при таком разбалансе трактов линейные искажения приводят к изменению мощности полезного сигнала на выходе усилителя (18) не более чем на 0,6 дБ.

Можно также отметить различие показателей PCR , $ACPR$ и P/D , рассчитываемых по формулам (17), (26) и (29) при замене ΔK на минус ΔK , что соответствует перемене мест трактов усиления. Анализ этих формул позволяет сделать вывод: показатели имеют лучшие значения, если первая составляющая входного сигнала подается в тракт усиления с большей фазовой задержкой сигнала.

Справедливость полученных теоретических формул подтверждена результатами имитационного моделирования на ЭВМ.

Заключение. Полученные в статье формулы позволяют рассчитать допустимые величины разбаланса трактов усиления, при которых обеспечиваются требования к уровням искажений в основной полосе частот, и внеполосных искажений при усилении многоканальных сообщений. Первые оказывают влияние на качество усиления передаваемого сигнала, а вторые — на уровень помех в соседнем канале, создаваемых усиленным в передатчике сигналом. Для гарантирования уровней искажений в основной полосе частот 30 дБ и внеполосных искажений 40 дБ коэффициенты усиления не должны отличаться более чем на 0,15–0,2 дБ, а фазовые задержки — на $1,5^\circ$ – 2° .

Выражаю признательность М. А. Быховскому за ценные замечания и А. Б. Слободяну за обсуждение возможности взятия многомерных интегралов при получении аналитических выражений корреляционных функций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Chireix H. High power outphasing modulation // IRE.—1935.— Vol. 23.— P. 1370–1392.
2. Lim J., Kang W., Ku H. Compensation of path imbalance in LINC transmitters using EVM and ACPR look up tables // IEEE.— 2010.— P. 1296–1299.
3. Myoung S., Lee I., Yook J. et al. Mismatch Detection and Compensation Method for the LINC System Using a Closed-Form Expression // IEEE Trans. MT&T.— 2008.— Vol. 56, № 12.— P. 3050–3057.
4. Casadevall F. J., Olmos J. J. On the behavior of the LINC transmitter / Proc. 40th IEEE Veh. Technol. Conf. Orlando, 1990.— P. 29–34.
5. Casadevall F. J., Valdovinos A. Performance analysis of QAM modulations applied to the LINC transmitter // IEEE Trans. Veh. Technol.— 1993.— Vol. 42, № 4.— P. 399–406.
6. Romanò L., Panseri L., Samori C., Lacaita A. L. Matching requirements in LINC transmitters for OFDM signals // IEEE Trans. Circuits Syst. I.— Jul. 2006.— Vol. 53, № 7.— P. 1572–1578.
7. Бородин С. В. Искажения и помехи в многоканальных системах радиосвязи с частотной модуляцией.— М.: Связь, 1976.— 256 с.
8. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского.— М.: Радио и связь, 2000.— 800 с.
9. Gharaibeh K. M. Nonlinear distortion in wireless systems: modelling and simulation with MATLAB / IEEE Press, Wiley, 2011.— 355 p.

Получено 23.11.14

Не забудьте подписаться на журнал «Электросвязь»



- во всех почтовых отделениях по каталогам:

«Агентство «Роспечать», индекс 71107; «Пресса России», индекс 41411;

- через альтернативные агентства:

«Урал-Пресс» — www.ural-press.ru;

«МК-Периодика» — www.periodicals.ru;

- в редакции журнала «Электросвязь»

тел. +7(495) 625-84-36, e-mail: tim@elsv.ru.

Подписку можно оформить с любого месяца.