

УДК 621.395

РАСЧЕТ ЗАЩИЩЕННОСТИ СИГНАЛА ТИПА OFDM ОТ ПОМЕХ НЕЛИНЕЙНОГО ПРОИСХОЖДЕНИЯ

В.И. КИРИЛЛОВ*, А.А. ПИЛЮШКО, Е.К. КАРПУК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Военная академия Республики Беларусь
Независимости, 220, Минск, 220057, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 16 декабря 2014

Рассмотрена методика расчета защищенности сигнала типа OFDM от помех нелинейного происхождения, основанная на использовании универсального метода определения продуктов нелинейности на выходе трактов прохождения электрических сигналов со сложными (негладкими) мгновенными динамическими характеристиками и полигармоническом и/или модулированном входном воздействии.

Ключевые слова: OFDM-сигнал, защищенность от помех нелинейного происхождения, функциональный преобразователь электрических сигналов, метод определения продуктов нелинейности, мгновенная динамическая характеристика.

Введение

В настоящее время в системах телекоммуникаций широко используются цифровые методы обработки и передачи информации (например, OFDM, DMT и др.), что позволяет существенно улучшить такие технико-экономические показатели систем передачи, как пропускная способность и дальность связи [1–3]. При этом стремление к снижению стоимости цифровых магистралей заставляет зачастую между обслуживаемыми регенераторными пунктами (ОРП) включать подряд несколько необслуживаемых пунктов, работающих в режиме аналоговых усилительных пунктов. Последние, как впрочем и ОРП, могут являться источниками специфических нелинейных помех, которые приводят к возрастанию вероятности ошибок цифрового сигнала. Поэтому актуальность борьбы с нелинейными искажениями и помехами нелинейного происхождения (продуктами нелинейности) в системах телекоммуникаций до сих пор объективно сохраняется [3–7]. Анализ научно-технической литературы показывает, что существующие способы формирования многочастотного OFDM-сигнала, например в «Режиме 2К» [1] при известном выборе сетки несущих частот: $f_h = f_0 + h/\tau$, где f_0 – нижняя частота выбранного диапазона; h – номер несущей ($h=0\dots K-1$; K – количество несущих); τ – временной интервал передачи одного многоуровневого символа OFDM на каждой несущей; не позволяют избавиться от продуктов нелинейности [2–3].

Данное обстоятельство изначально (уже на этапе формирования сигнала) снижает потенциальные возможности OFDM-сигнала по его ретрансляции и передаче на максимальное расстояние. Для того, чтобы повысить защищенность OFDM-сигнала от продуктов нелинейности, возникающих в результате прохождения такого сигнала через нелинейный функциональный преобразователь (НФП) или группу НФП, входящих в состав тракта прохождения электрических сигналов (ТПС), прежде всего необходимо ответить на следующие вопросы: какое количество продуктов нелинейности присутствует в спектре сигнала, каковы особенности их накопления, амплитуда и частота, какова будет суммарная вероятность ошибки передаваемого сигнала в зависимости от вероятности ошибки на отдельной несущей.

Нахождение спектра OFDM-сигнала на выходе НФП

В общем случае OFDM-сигнал представляет собой сумму нескольких частотных составляющих (их количество может достигать нескольких тысяч), каждая из которых квадратурно модулирована (QAM) [1]. Исследование такого сложного сигнала весьма затруднительно, поэтому целесообразно вначале остановиться на рассмотрении сравнительно простого сигнала с двумя амплитудно-модулированными несущими вида

$$U_{\text{вх}}(t) = U_{m1} [1 + m_1 \sin(\Omega_1 t)] \sin(\omega_1 t) + U_{m2} [1 + m_2 \sin(\Omega_2 t)] \sin(\omega_2 t), \quad (1)$$

где U_{m1}, U_{m2} – амплитуды несущих сигнала типа OFDM; m_1, m_2 – коэффициенты амплитудной модуляции; Ω_1, Ω_2 – частоты модулирующих сигналов; ω_1, ω_2 – частоты несущих.

Для нахождения спектра сигнала (1) на выходе НФП целесообразно воспользоваться универсальным методом определения продуктов нелинейности, рассмотренным в [5–7]. Сущность метода заключается в аппроксимации, как правило, нелинейной мгновенной динамической характеристики (МДХ) НФП/ТПС рядом Фурье с последующим разложением каждой гармоники этого ряда во временной ряд с помощью функций Бесселя. Использование универсального метода обусловлено тем, что он выгодно отличается от традиционных методов своей простотой и высокой точностью определения продуктов нелинейности (прежде всего комбинационных продуктов) в тех случаях, когда НФП обладает сложной («негладкой») МДХ и при полигармоническом и/или модулированном входном воздействии.

Пусть нелинейная МДХ НФП $U_{\text{вых}i} = \varphi(U_{\text{вх}i})$ представлена в виде ряда Фурье:

$$U_{\text{вых}} = A_0 + \sum_{k=1}^N [A_k \cos(k\lambda U_{\text{вх}}) + B_k \sin(k\lambda U_{\text{вх}})], \quad (2)$$

где N – количество точек (дискретных пар $U_{\text{вых}i} = \varphi(U_{\text{вх}i})$), где $U_{\text{вх}i} \in [U_{\text{вх} \min}; U_{\text{вх} \max}]$, полученных в результате эксперимента по снятию МДХ НФП; $U_{\text{вх} \min}, U_{\text{вх} \max}$ – минимальное и максимальное значения входного сигнала;

$$A_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} U_{\text{вых}i}; \quad A_k = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [U_{\text{вых}i} \cos(k\lambda U_{\text{вх}i})];$$

$$\lambda = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{U_{\text{вх} \max} - U_{\text{вх} \min}}; \quad B_k = \frac{2}{N} \sum_{i=0}^{N-1} [U_{\text{вых}i} \sin(k\lambda U_{\text{вх}i})].$$

Если подставить исследуемый сигнал (1) в выражение (2) и учесть известные из теории функций Бесселя соотношения

$$\cos(a \cdot \sin x) = J_0(a) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n}(a) \cos(2nx)], \quad \sin(a \cdot \sin x) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} [J_{2n-1}(a) \sin([2n-1]x)],$$

где $J_n(a)$ – табличная функция Бесселя порядка n от аргумента a ; то можно получить математическую модель спектра этого сигнала на выходе НФП. Она позволяет рассчитать любые (в данном классе) нелинейные продукты на выходе анализируемого НФП. Например, амплитуды гармоник i -го ($U_{mi\Gamma}$) и j -го ($U_{mj\Gamma}$) порядка – это коэффициенты при множителях $\cos(j\omega t)$ и $\sin(j\omega t)$ соответственно.

Из всех составляющих спектра сигнала (1) на выходе НФП наибольший интерес представляют комбинационные продукты вида $\omega_1 \pm \Omega_2$ и $2\omega_1 \pm \omega_2$, поскольку они в наибольшей мере воздействуют на полезные гармоники [3].

В общем случае амплитуда комбинационного продукта на частоте $\omega_1 \pm \Omega_2$ (называемого часто перекрестным искажением) равна [5–7]:

$$U_{mk21} = 4 \sum_{k=1}^N B_k [J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) S_1] - 4 \sum_{k=1}^N B_k [J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2}) S_1], \quad (3)$$

где с учетом обозначений (1) $X_1 = k\lambda U_{m1}$; $S_1 = J_0(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1(X_1) J_1(X_2) J_1(X_2 \frac{m_2}{2})$.

Количество продуктов перекрестных искажений, воздействующих на отдельную несущую, равно $M = K - 1$, где K – количество несущих [5–6].

Амплитуда комбинационного продукта на частоте $2\omega_1 \pm \omega_2$ (называемого часто интермодуляционным искажением) равна [5–6]:

$$U_{mk3} = 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1(X_2) J_2(X_1)] + 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1(X_2) J_2(X_1) \times \\ \times J_2^2(X_1 \frac{m_1}{2})] - 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0^2(X_2) J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1(X_2) J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2})] + 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_1(X_2) \times \\ \times J_1^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_2(X_1)] + 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_1(X_2) J_1(X_2 \frac{m_2}{2}) J_2(X_1) J_2^2(X_1 \frac{m_1}{2})]. \quad (4)$$

В общем случае количество продуктов интермодуляционных искажений, попадающих на каждую конкретную полезную гармонику, зависит от количества несущих в сигнале типа OFDM и конкретных значений их частот.

Влияние рассмотренных помех на качество передачи полезного сигнала зависит от соотношения их амплитуд. В частности, амплитуда первой гармоники полезного сигнала, например, на частоте ω_1 , равна [5–6]:

$$U_{m1\Gamma\omega_1} = 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0(X_2) J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1(X_1)] - 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0(X_2) \times \\ \times J_0^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_1(X_1)] + 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_0^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_2(X_2) J_1(X_1) J_1^2(X_2 \frac{m_2}{2})] - \\ - 2 \sum_{k=1}^N B_k [J_1(X_1) J_1^2(X_1 \frac{m_1}{2}) J_1^2(X_2 \frac{m_2}{2}) J_2(X_2)]. \quad (5)$$

Коэффициенты гармоник $K_{i\Gamma}$ и $K_{j\Gamma}$, а также затухания нелинейности по гармоникам $a_{i\Gamma}$ и $a_{j\Gamma}$ можно рассчитать по известным формулам [3]:

$$K_{i,j\Gamma} = U_{mi(j)\Gamma} / U_{m1\Gamma} \text{ и } a_{i,j\Gamma} = -20 \lg K_{i,j\Gamma} = 20 \lg U_{m1\Gamma} / U_{mi(j)\Gamma}, \quad (6)$$

где $U_{m1\Gamma}$ – амплитуда первой (основной) гармоники на выходе НФП/ТПС.

Авторами был произведен расчет затухания нелинейности по перекрестным $a_{\omega_1 \pm \omega_2}$ и интермодуляционным искажениям $a_{2\omega_1 \pm \omega_2}$ в зависимости от мгновенного значения входного сигнала $x = U_{вх} / U_{вх,m}$, $U_{вх,m} = 1$ В при различных исходных данных (соотношениях коэффициентов модуляции m_1 / m_2 и амплитуд составляющих входного сигнала U_{m1} / U_{m2}). Здесь $U_{вх,m}$ – максимальная амплитуда переменной составляющей сигнала на входе некорректированного тракта. При этом зависимость нормированной МДХ для тракта в данном случае имеет вид $y = x + \Delta y(x)$, где $\Delta y \cong ax^2 + bx^3$, $a = 0,007$, $b = 0,01$, что соответствует затуханию нелинейности по 2-й и 3-й гармоникам равным 55 дБ и 73 дБ при выходном уровне испытательного сигнала на выходе тракта, равном нулю [5].

По результатам расчета сделаны следующие выводы:

1. Мощность интермодуляционных и перекрестных искажений существенно зависит от указанных соотношений: так, при $U_{m1} / U_{m2} \in [0,1; 0,9]$ и $m_1 / m_2 \cong 0,9$ или $m_1 / m_2 \cong 0,1$ мощность интермодуляционных искажений больше на 12–15 дБ, чем мощность перекрестных искажений. Если же $m_1 / m_2 \cong 0,5$, то при этих же условиях мощность перекрестных искажений больше на 2–3 дБ, чем мощность интермодуляционных искажений.

Защищенность от интермодуляционных и перекрестных искажений (A_3) в любом из рассмотренных случаев составляет не менее 60 дБ, что соответствует требованиям по защищенности от помех нелинейного происхождения, предъявляемым, например, в цифровом

телевидении ($A_{3, \text{треб.}} \geq 50$ дБ) [8–9]. Однако следует учитывать, что при рассмотрении реального OFDM-сигнала с большим количеством несущих на каждую его полезную гармонику может воздействовать значительное количество таких помех, в результате чего A_3 может стать меньше 50 дБ. Кроме того, после прохождения OFDM-сигнала через ряд последовательно соединенных НФП в его спектре будет появляться все больше и больше новых паразитных составляющих, как результат комбинирования не только полезных гармоник OFDM-сигнала, но и добавления помех нелинейного происхождения, образованных от предыдущих НФП. Очевидно, именно данный факт может быть основной проблемой при передаче OFDM-сигнала с ретрансляцией по высоким частотам.

Следует отметить, что порядок нахождения спектра сигнала (1) на выходе НФП и представленные выше по тексту формулы для расчета продуктов нелинейности применимы при исследовании НФП со сложной («негладкой») МДХ и при более сложных входных воздействиях. Они позволяют определить любые (в данном классе) продукты нелинейности, дать исчерпывающий ответ об их количестве и мощностях. Однако рассмотренный порядок нахождения спектра сигнала (1) на выходе НФП, если применить его к OFDM-сигналам с произвольным количеством и номиналами частот несущих, не позволяет получить выражение для расчета защищенности A_3 OFDM-сигнала в общем виде. Это обстоятельство связано с тем, что в формулу для расчета A_3 OFDM-сигнала необходимо подставлять значения мощности ряда комбинационных продуктов, которые попадают в конкретную полосу пропускания одной из составляющих OFDM-сигнала. При изменении номиналов частот несущих количество таких комбинационных продуктов тоже изменится. Например, пусть входной сигнал состоит из трех несущих с частотами f_1, f_2, f_3 , равными соответственно 1, 2 и 3 МГц в первом случае и равными 1, 3 и 5 МГц во втором случае. Тогда, например, комбинационный продукт вида $f_1 + f_2$ попадет в полосу пропускания несущей f_3 только в первом случае, поскольку $f_1 + f_2 = f_3 = 3$ МГц. Во втором случае комбинационный продукт вида $f_1 + f_2$ не попадет в полосу пропускания несущей f_3 , поскольку $f_1 + f_2 = 4$ МГц $\neq f_3 = 5$ МГц.

В связи с этим целесообразно использовать общий подход, который применяется, в частности, для расчета нелинейных продуктов в аналоговых системах с частотным разделением каналов (ЧРК) [3]. Но поскольку технология OFDM подразумевает передачу цифрового сигнала, то необходимо предварительно найти связь между мощностью нелинейных продуктов и обусловленных ими ошибками в цифровом сигнале.

Расчет вероятности ошибки сигнала типа OFDM

Как известно [3], суммарная вероятность ошибки сигнала OFDM находится, как отношение общего количества ошибок на отдельных i -х несущих $N_{\text{оши}}$ к скорости передачи исходного двоичного сигнала B_{Σ} :

$$P_{\text{пом.}\Sigma} = \sum_{i=0}^{K-1} N_{\text{оши}i} / B_{\Sigma}, \quad (7)$$

где K – количество несущих.

Тогда количество ошибок, возникающих на отдельной i -й несущей, можно найти как

$$N_{\text{оши}i} = p_{\text{оши}i} B_i, \quad (8)$$

где $p_{\text{оши}i}, B_i$ – вероятность ошибки и исходная битовая скорость передачи информации соответственно на отдельной i -й несущей (в первом приближении $B_i \cong B_{\Sigma} / K$).

Скорость передачи информации B_i известна, поскольку параметры OFDM-сигнала формируются программно непосредственно перед осуществлением его передачи по конкретной линии связи.

Вероятность ошибки $p_{\text{ош.}i}$ можно найти с использованием формул, применяемых для расчета защищенности A_{3_i} для i -го многоуровневого цифрового сигнала, передаваемого на i -й несущей с помощью m_i -уровневого линейного кода [3]:

$$A_{3_i} \cong 10,65 + 11,42 \lg \lg(1/p_{\text{ош.}i}) + 20 \lg((m_i - 1)/2). \quad (9)$$

Отсюда

$$p_{\text{ош.}i} = 10^{-10^{Z_i}}, \text{ где } Z_i = (A_{3_i} - 10,65 - 20 \lg \frac{m_i - 1}{2})/11,42. \quad (10)$$

Известно, что расчет суммарной защищенности полезного сигнала от основных источников помех сигнала осуществляется по следующей формуле [3]:

$$A_{3\Sigma} = -10 \lg(P_{\text{пом.}\Sigma} / P_c) = -10 \lg((P_{\text{пом.с}} + P_{\text{пом.лп.}} + P_{\text{пом.нп.}}) / P_c), \quad (11)$$

где P_c – мощность полезного сигнала типа OFDM, прошедшего через НФП; $P_{\text{пом.}\Sigma}$ – суммарная мощность помехи, состоящая из суммы мощностей собственных (тепловых) шумов $P_{\text{пом.с}}$, помех линейных переходов $P_{\text{пом.лп.}}$ и помех нелинейного происхождения $P_{\text{пом.нп.}}$ (прежде всего интермодуляционных и перекрестных искажений) соответственно.

Соотношение этих мощностей в общем случае может быть любым. Для определения конкретных значений необходимо проведение многочисленных измерений в течение длительного времени и статистическая обработка результатов. В настоящее время в современной научно-технической литературе нет данных о допустимом (или типовом) соотношении мощностей помех при передаче OFDM-сигналов. Здесь для простоты можно принять соотношение (по аналогии, как это принято для многопарных симметричных кабелей) $P_{\text{пом.с}} : P_{\text{пом.лп.}} : P_{\text{пом.нп.}} = 1:1:1$. Учитывая данное обстоятельство, формулу (11) можно представить в следующем виде:

$$A_{3\Sigma \text{нп.}} = -10 \lg(3P_{\text{пом.нп.}} / P_c) = -10 \lg(3(P_{\text{пом.ни}} + P_{\text{пом.ин.}} + P_{\text{пом.пер.}}) / P_c), \quad (12)$$

где $P_{\text{пом.ни}}$, $P_{\text{пом.ин.}}$ – мощности продуктов нелинейности 2-го и 3-го порядка (нелинейных и интермодуляционных искажений соответственно); $P_{\text{пом.пер.}}$ – мощность перекрестных искажений.

Мощность перекрестных искажений находится с помощью универсального метода определения продуктов нелинейности [5–7]. Однако, как уже говорилось выше по тексту, применение этого метода для нахождения количества и мощностей продуктов нелинейности 2-го и 3-го порядков на i -ой несущей при использовании OFDM-сигналов с большим количеством несущих весьма затруднительно. Данное обстоятельство связано с тем, что выбор частот несущих зависит от полосы пропускания предоставленного канала связи, а также от условий распространения каждой i -ой несущей в этой полосе. В любом случае перед началом работы происходит анализ предоставленного канала на соответствие его предъявляемым требованиям, на основании чего, как правило, программно осуществляется окончательный выбор количества несущих OFDM-сигнала и закон ее модуляции (по сути, скорость передачи сигнала на i -й несущей). При изменении параметров канала передачи расчетные выражения, полученные для OFDM-сигнала первоначально, изменяются, поскольку изменится количество и номиналы частот несущих.

Для расчета мощности продуктов нелинейности 2-го и 3-го порядков на i -ой несущей целесообразно воспользоваться формулами для нахождения спектральной плотности мощности многоканальных сигналов, известными из теории многоканальных систем передачи с частотным разделением каналов [3]:

$$P_{\text{н.2}}(\delta_k) = 4P_{\Sigma}^2 10^{-0,1a_{2\text{г}0}} \frac{\Delta F}{\Delta f} Y_2(\delta_k), \quad (13)$$

$$P_{\text{н.3}}(\delta_k) = \frac{\Delta F}{\Delta f} 24P_{\Sigma}^3 10^{-0,1a_{3\text{г}0}} Y_3(\delta_k), \quad (14)$$

где P_{Σ} – суммарная мощность основных гармоник входного сигнала на выходе НФП; $a_{2ГО}, a_{3ГО}$ – затухания нелинейности по 2-й и 3-й гармоникам при выходном уровне испытательного сигнала на выходе НФП, равном нулю (или при амплитуде выходного напряжения, равной эталонному напряжению, развивающему на эталонном сопротивлении эталонную мощность 1 мВт); ΔF – полоса пропускания i -ой несущей; $\Delta f = f_b - f_n$ – полоса пропускания OFDM-сигнала с граничными частотами f_b и f_n ; $\delta_k = (f_k - f_n) / \Delta f$ – средняя нормированная частота k -ой несущей в спектре частот OFDM-сигнала ($f_n \leq f_k \leq f_b$). Очевидно, $\delta_k \in [0; 1, 0]$.

Функция $Y_2(\delta)$ определяется одним из приведенных ниже выражений в зависимости от величины нормированной частоты $\delta = \delta_k$ и коэффициента перекрытия частотного диапазона $\beta = f_b / f_n$ [3]:

$$Y_2(\delta) = \begin{cases} \frac{\beta-2}{\beta-1} - \delta, & 0 \leq \delta \leq \frac{\beta-2}{\beta-1}, \\ \frac{1}{2} \left(\delta - \frac{1}{\beta-1} \right), & \frac{1}{\beta-1} \leq \delta \leq 1, \\ \frac{2\beta-5}{2(\beta-1)} - \frac{\delta}{2}, & \frac{1}{\beta-1} \leq \delta \leq \frac{\beta-2}{\beta-1}, \beta > 3. \end{cases} \quad (15)$$

Функция $Y_3(\delta)$ определяется выражением [3]:

$$Y_3(\delta) = \frac{3}{8} [1 + 2\delta(1 - \delta)], \quad 0 \leq \delta \leq 1. \quad (16)$$

Следует отметить, что формулы (13)–(16) применимы в случаях, когда исследуемый НФП обладает МДХ со «слабой» нелинейностью (МДХ можно аппроксимировать полиномом не старше 3-й степени). Если исследуемый НФП обладает сложной («негладкой») МДХ, то вначале ее необходимо линеаризовать, т.е. привести к виду со «слабой» нелинейностью. Для этого целесообразно воспользоваться методикой, приведенной в [7], после чего дальнейший расчет вероятности ошибки сигнала OFDM проводится по методике, рассмотренной выше по тексту.

Таким образом, для расчета вероятности ошибки OFDM-сигнала необходимо:

- 1) знать исходные параметры OFDM-сигнала (амплитуды, частоты, закон модуляции и количество несущих);
- 2) с помощью универсального метода определения продуктов нелинейности по формулам (3)–(6) определить амплитуды несущих OFDM-сигнала, прошедшего через НФП, и мощности перекрестных искажений;
- 3) найти мощности продуктов нелинейности 2-го, 3-го порядка, оказывающих влияние на каждую несущую, подставив поочередно в (13), (14) вместо ΔF конкретные значения полосы частот, занимаемой данной несущей;
- 4) на основании известных мощностей продуктов нелинейности найти поочередно соответствующие защищенности несущих от этих помех, вероятности ошибок и количество ошибок на отдельных несущих по формулам (8)–(12);
- 5) используя формулу (7), найти суммарную вероятность ошибки OFDM-сигнала.

Заключение

Расчет защищенности сигнала типа OFDM от помех нелинейного происхождения представляет собой весьма сложную задачу, которая требует проведения большого количества математических вычислений. В первую очередь необходимо найти спектр исследуемого сигнала, прошедшего через НФП. Для решения этой задачи лучше всего подходит универсальный метод определения продуктов нелинейности, который позволяет с высокой точностью определять продукты нелинейности на выходе НФП/ТПС с МДХ сложной

(«негладкой») формы и полигармоническом и/или модулированном входном воздействии. Кроме того метод является сравнительно простым по вычислительной процедуре (опирается на известное, стандартное программное обеспечение по расчету коэффициентов Фурье и функций Бесселя) и не требует проведения многочисленных и трудоемких натуральных экспериментов по определению продуктов нелинейности в случае изменения параметров входного сигнала (уровней, соотношения частот и мощностей составляющих входного сигнала при полигармоническом входном воздействии, параметров модуляции при модулированном входном воздействии).

Результаты, полученные с помощью универсального метода, могут быть использованы для осуществления расчетов суммарной вероятности ошибки сигналов типа OFDM в соответствии с предложенной здесь методикой.

В свою очередь, расчет суммарной вероятности ошибки сигналов OFDM позволит на этапе проектирования техники связи ответить на вопрос, какова будет помехозащищенность исследуемого НФП/ТПС при воздействии на него OFDM сигнала с определенными параметрами и какой она должна быть, чтобы обеспечить его ретрансляцию по высоким частотам.

Таким образом, комплексное применение универсального метода определения продуктов нелинейности и формул для расчета защищенности многочастотных сигналов типа OFDM (7)–(16) позволяет произвести анализ таких сигналов и НФП на предмет защищенности их от помех нелинейного происхождения. По результатам анализа становится возможным выдать конкретные практические рекомендации по структурно-параметрической оптимизации НФП и сигналов типа OFDM.

CALCULATION OF IMMUNITY TYPE OFDM SIGNAL FROM INTERFERENCE NON-LINEAR ORIGIN

V.I. KIRILLOV, A.A. PILIUSHKO, E.K. KARPUK

Abstract

The method of calculation of the security OFDM signal from interference nonlinear origin is described in this article. Such method based on the use of a generic method definition products nonlinearity output paths passing electrical signals with complex (non-smooth) instant dynamic characteristics and polyharmonic and / or modulated input action.

Список литературы

1. ГОСТ Р 55694-2013. Телевидение вещательное цифровое. Наземное цифровое телевизионное вещание.
2. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. М., 2006.
3. Кириллов В.И. Многоканальные системы передачи: учебник для вузов. М., 2003.
4. Фалько А.И., Омуралиева С.С. // Вест. СибГУТИ. 2011. № 1. С. 3–16.
5. Пилушко А.А. Анализ и структурно-параметрический синтез волоконно-оптических модемов для ведомственных сетей связи: Дис. ... канд. тех. наук. Минск, 2007.
6. Карпук Е.К. Методика расчета помех нелинейного происхождения на выходе функциональных преобразователей сигналов с негладкими мгновенными динамическими характеристиками при сложных входных воздействиях: Дис. ... магистра тех. наук. Минск, 2012.
7. Кириллов В.И., Пилушко А.А., Карпук Е.К. // Электросвязь. 2014. № 12. С. 5–10.
8. ГОСТ Р 52722-2007. Каналы передачи цифровых телевизионных сигналов аппаратно-студийного комплекса и передвижной телевизионной станции цифрового вещательного телевидения.
9. ГОСТ Р 52595-2006. Линии соединительные цифровые для передачи телевизионных программ.