

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

УДК 621.396.96

ОЦЕНКА ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ ПРИ РАДИОКОНТРОЛЕ ЛИНИЙ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

Буров Роман Иванович

кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

E-mail: bri555@mail.ru

Гревцев Александр Иванович

кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

Илларионов Борис Владимирович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина».

Адрес: 394064, Российская Федерация, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 А.

Аннотация: В целях выполнения требований по проведению радиоконтроля линий спутниковой связи без снижения пропускной способности их функционирования оценивается влияние интермодуляционных эффектов, возникающих при совместном прохождении диагностирующего и информационных сигналов через нелинейный ретранслятор, на изменение параметров ретранслированных спутником сигналов.

Ключевые слова: спутник-ретранслятор, радиоконтроль, спутниковая связь, интермодуляционные эффекты, диагностирующие сигналы, нелинейный ретранслятор.

Введение

По мере расширения возможностей спутниковой связи (СпС), роста числа и категорий пользователей, расширения зон обслуживания возрастает загруженность орбит и частотных диапазонов, выделенных для организации спутниковой связи. В этих же частотных диапазонах работает большое количество других радиоэлектронных средств (РЭС): радиорелейных станций, сотовых сетей, сетей беспроводного доступа и т.д., что существенно осложняет развертывание в крупных городах и промышленных центрах земных станций фиксированной и подвижной спутниковой службы. В этих условиях, в процессе управления использованием частотного ресурса, а также создания и

последующей эксплуатации систем спутниковой связи возможно возникновение проблем, связанных с нарушениями его использования или обусловленных работой самовольно эксплуатируемых РЭС и возникновением недопустимых радиопомех.

Это может привести, с одной стороны, к значительному отличию параметров, предоставляемых для согласования в Международный совет электросвязи, их реальным значениям на этапе эксплуатации систем СпС, а с другой — обуславливает необходимость контроля заявленных характеристик ретрансляторов и общей оценки электромагнитной обстановки в системах спутниковой связи. Поэтому целями проведения радиоконтроля будут являться по-

лучение достоверной информации о соответствии реального состояния использования заданного частотного ресурса выданным разрешениям и формирование на этой основе предложений для надзорных органов, а также поиск, выявление и определение местоположения самовольно эксплуатирующийся РЭС и источников радиопомех.

Важным элементом радиоконтроля является наблюдение за изменением характеристик входа и выхода ИСЗ-ретранслятора, которое будет иметь место, в том числе и при принятии мер помехозащиты (или любом изменении заявленной конфигурации). Высокую оперативную ценность будут нести полученные сведения о характеристиках коммутации входа и выхода ИСЗ-ретрансляторов. При этом решение задач радиоконтроля должно обеспечивать как установление факта изменения конфигурации (смена частотных подставок стволов, вида поляризации, центра и границы зон обслуживания и т.д.), так и определение конкретных значений характеристик систем (линий) СпС при этом. Кроме того, необходимо учитывать возможную низкую достоверность сведений о системах СпС, публикуемых в открытой печати, а также неопределённость о целом ряде неопубликованных параметров (недокументированных возможностях).

Радиоконтроль параметров ИСЗ-ретрансляторов и линий СпС может осуществляться либо путём наблюдения сигналов этих линий, либо путём активного воздействия на тракт ИСЗ-ретранслятора (активной диагностики) с последующим определением (оценкой) параметров тракта по изменению характеристик диагностирующего сигнала (ДС). При этом качество решения задач радиоконтроля (особенно в миллиметровом диапазоне волн) в значительной степени зависит от учёта влияния реальных условий распространения радиоволн на энергетику линий СпС, которое проявляется в увеличении потерь энергии радиоволн по сравнению с потерями в свободном пространстве и характеризуется увеличением эквивалентной шумовой температуры по сравнению с

идеальными условиями. Изменчивость потерь, имеющих как детерминированный, так и стохастический характер, требует при разработке средств радиоконтроля комплексного учёта всех эффектов, определяющих потери при ведении радиоконтроля, а также учёта нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора и возникающих при этом интермодуляционных эффектов.

Целью работы является проведение в интересах радиоконтроля оценки влияния интермодуляционных эффектов, возникающих при совместном прохождении диагностирующего и информационных сигналов через нелинейный ретранслятор, на изменение параметров ретранслированных спутником сигналов.

Математическая модель нелинейной части ретранслятора

Как известно [1, 2], нелинейность амплитудной характеристики ретранслятора объясняется наличием в его выходных каскадах таких элементов, как лампы бегущей волны, имеющих за счёт конечности динамического диапазона участок насыщения (ограничения), переход в который может быть выражен резко или плавно.

В общем виде нелинейную часть ретранслятора можно представить (рис. 1) в виде последовательно соединенных входного полосового фильтра (ПФ1), безинерционного нелинейного элемента (БНЭ) и выходного полосового фильтра (ПФ2).

При этом передаточная характеристика ретранслятора с нелинейной амплитудной характеристикой в наиболее общем виде может быть представлена соотношением [1, 3]

$$g(x) = \begin{cases} ax^\mu, & x > 0 \\ 0, & x = 0 \\ -a(-x)^{-\mu}, & x < 0, \end{cases} \quad (1)$$

что обеспечивает описание степени «жёсткости» передаточной характеристики от случая идеального порогового ограничителя (при $\mu = 0$) до линейной характеристики (при $\mu = 1$).



Рис. 1. Обобщённая модель нелинейного ретранслятора

Максимальное энергетическое подавление диагностирующего сигнала

$u_{\text{dc}}^{\uparrow}(t) = U_{\text{dc}}^{\uparrow} \cos[\omega_{\text{dc}}^{\uparrow} t + \varphi_{\text{dc}}(t)]$ сильным информационным сигналом (ИС) линии СпС $u_{\text{lc}}^{\uparrow}(t) = A_{\text{lc}}^{\uparrow} \cos[\omega_{\text{lc}}^{\uparrow} t + \varphi_{\text{lc}}(t)]$ будет составлять

величину до 6 дБ [4, 5] для идеального ограничителя и односигнального режима работы ствола (например, при многостанционном доступе с временным разделением каналов), что необходимо учитывать при управлении энергетическим и частотным ресурсами средств радиоконтроля.

Однако прохождение смеси диагностирующего сигнала и помехи (сигнала линий СпС)

$$u_{\text{ex}}(t) = u_{\text{dc}}^{\uparrow}(t) + u_{\text{lc}}^{\uparrow}(t) = \{U_{\text{dc}}^{\uparrow} \cos[\Omega t + \varphi_{\text{dc}}(t)] + A_{\text{lc}}^{\uparrow}(t) \cos \varphi_{\text{lc}}(t)\} \cos \omega_{\text{lc}}^{\uparrow} t - \{U_{\text{dc}}^{\uparrow} \sin[\Omega t + \varphi_{\text{dc}}(t)] + A_{\text{lc}}^{\uparrow}(t) \sin \varphi_{\text{lc}}(t)\} \sin \omega_{\text{lc}}^{\uparrow} t, \quad (2)$$

через нелинейный ретранслятор помимо перераспределения его мощности может сопровождаться интерференционными эффектами [1,5], отказ от учёта которых будет приводить к завышенным оценкам достоверности радиоконтроля.

Поэтому при определённых соотношениях частот диагностирующего и информационного сигналов (последний рассматривается как помеховый при обнаружении первого) в полосе пропускания РПУ средств радиоконтроля может иметь место интерференция диагностирующего сигнала и интермодуляционных составляющих, повторяющих форму диагностирующего сигнала и сворачивающихся при приёме без ослабления [5, 6]. При этом непосредственно ретранслированный диагностирующий сигнал будет описан выражением

$$u_{\text{dc}}^{\downarrow}(t) = \frac{\mu \Gamma(\mu+1)}{2^{\mu-1} \Gamma\left(\frac{\mu+3}{2}\right) \Gamma\left(\frac{\mu+1}{2}\right)} \times \left[\frac{\mu+1}{2} + \frac{2(\mu-1) + (\mu-1)(\mu-3)}{4} q_{\text{ex}} + \frac{4(\mu-1)(\mu-3) + (\mu-1)(\mu-3)(\mu-5)}{16} q_{\text{ex}} \right] \times A_{\text{lc}}^{\uparrow}(t) U_{\text{dc}}^{\uparrow} \cos\left[\left(\Omega + \omega_{\text{lc}}^{\uparrow}\right)t + \varphi_{\text{dc}}(t)\right], \quad (3)$$

а интермодуляционные составляющие, повторяющие форму диагностирующего сигнала, представлены соотношением

$$u_{\text{umm}}(t) = \frac{\mu \cdot \Gamma(\mu+1) \cdot L \cdot A_{\text{lc}}^{\uparrow}(t) \cdot U_{\text{dc}}^{\uparrow}}{2^{\mu-1} \cdot \Gamma\left(\frac{\mu+3}{2}\right) \cdot \Gamma\left(\frac{\mu+1}{2}\right)} \times \cos\left[\left(\Omega - \omega_{\text{lc}}^{\uparrow}\right)t + \varphi_{\text{dc}}(t) - 2\varphi_{\text{lc}}(t)\right], \quad (4)$$

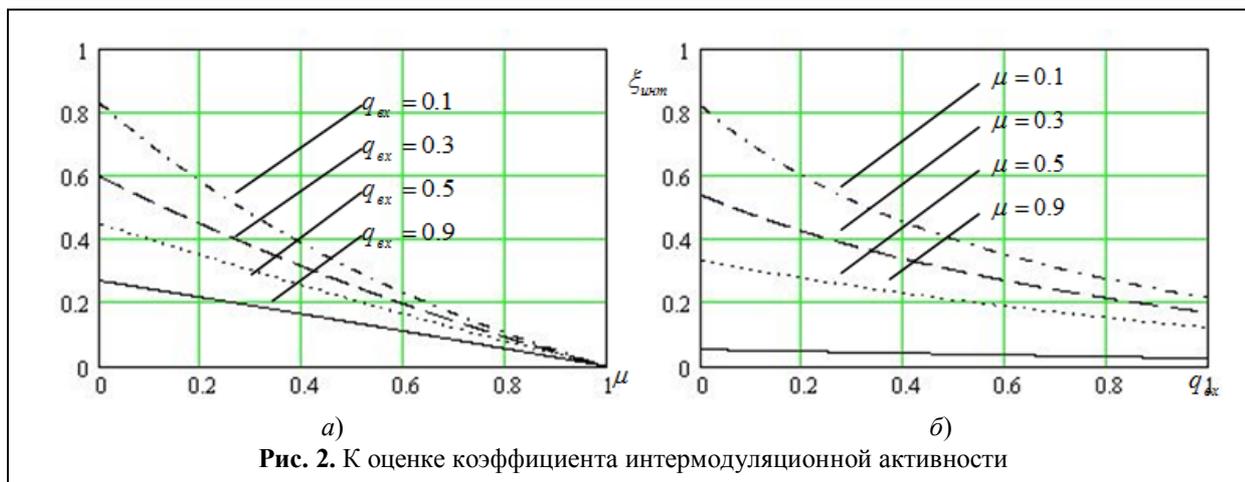
где $\Gamma(x)$ — гамма-функция;

$q_{\text{ex}} = \left[U_{\text{dc}}^{\uparrow} / A_{\text{lc}}^{\uparrow}(t)\right]^2$ — отношение амплитуд диагностирующего и информационного сигналов;

$$L = \frac{\mu+1}{2} + \frac{2(\mu-1) + (\mu-1)(\mu-3)}{4} q_{\text{ex}} + \frac{4(\mu-1)(\mu-3) + (\mu-1)(\mu-3)(\mu-5)}{16} q_{\text{ex}}.$$

Для характеристики влияния нелинейности ствола ретранслятора на прием и обработку ретранслированного диагностирующего сигнала введем коэффициент интермодуляционной активности ξ_{umm} , определяемый отношением амплитуд интерферирующих интермодуляционных составляющих, повторяющих форму диагностирующего сигнала, к амплитуде ДС

$$\xi_{\text{umm}} = \frac{8(\mu-1) + (\mu+1)(\mu-1)(\mu-3)q_{\text{ex}}}{8(\mu+1) + (\mu-1)[(\mu-3)(\mu+7) + 8]q_{\text{ex}}}. \quad (5)$$



Величина данного коэффициента в значительной степени будет определяться как видом нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора, то есть значением параметра μ , так и соотношением мощностей информационного и диагностирующего сигналов $q_{вх}$. На рис. 2 представлены зависимости коэффициента интермодуляционной активности $\xi_{шт}$ от параметра нелинейности μ и отношения сигнал/шум $q_{вх}$ на входе ретранслятора, соответственно.

Из данных зависимостей видно, что для «жесткой» нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора уровень интерферирующих интермодуляционных составляющих становится практически соизмеримым с уровнем диагностирующего сигнала уже при $q_{вх} < 0,1$ (то есть для типовых условий проведения радиоконтроля).

Учитывая тот факт, что интермодуляционные составляющие, повторяющие форму сигнала, при корреляционной обработке сворачиваются практически без ослабления, рассматриваемый эффект будет приводить практически к полному подавлению ДС независимо от величины его базы $B_{дс}$. Однако проявление данного эффекта будет иметь место лишь в том случае, когда несущая частота интермодуляционной помехи с точностью до полосы пропускания фильтра-интегратора будет совпадать с несущей частотой фазоманипули-

рованного ДС. Следовательно, эффект подавления диагностирующего сигнала будет проявляться по-разному в зависимости от соотношения частот ДС и информационного сигнала линии СпС, и в определённой степени будет определяться правильным выбором частотно-временных параметров диагностирующих сигналов.

С увеличением числа информационных сигналов в полосе частот ствола ретранслятора (например, при переходе на многостанционный доступ с частотным разделением каналов) уровень интерферирующих интермодуляционных составляющих может падать [7] и, следовательно, будет уменьшаться значение коэффициента интермодуляционной активности $\xi_{шт}$. Однако с его уменьшением будет уменьшаться и отношение сигнал/шум на входе приёмных устройств средств радиоконтроля вследствие энергетического подавления слабого диагностирующего сигнала сильным информационным. Поэтому влияние интермодуляционных помех и в этом случае может оказаться существенным.

Коэффициент интермодуляционной активности

Рассмотрим случай многосигнальной интерференции сигналов линий СпС и диагностирующего сигнала более подробно, когда на вход ретранслятора с нелинейной амплитудной характеристикой вида (1) воздействует смесь ди-

агностирующего сигнала

$$u_{oc}(t) = U_{oc} \cos[\omega_{oc} t + \varphi_{oc}(t)]$$

и двух сигналов линии СПС

$$u_1(t) = A_1 \cos[\omega_1 t + \varphi_1(t)],$$

$$u_2(t) = A_2 \cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)].$$

Полагаем, что $U_{oc} < A_i$. введя обозначение $\omega_{oc} = \omega_1 + \Omega$, $\omega_2 = \omega_1 + 2\Omega$ и проведя замену $\cos[\omega_{oc} t + \varphi_{oc}(t)] = \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_{oc}(t)]$, $\cos[\omega_2 t + \varphi_2(t)] = \cos[(\omega_1 + 2\Omega)t + \varphi_2(t)]$, после преобразований получим следующее выражение для суммарного входного сигнала

$$\begin{aligned} u_{ex}(t) &= u_{oc}(t) + u_1(t) + u_2(t) = \\ &= \{U_{oc} \cos[\Omega t + \varphi_{oc}(t)] + A_2 \cos[2\Omega t + \varphi_2(t)] + \\ &\quad + A_1 \cos \varphi_2(t)\} \cdot \cos \omega_1 t - \\ &\quad - \{U_{oc} \sin[\Omega t + \varphi_{oc}(t)] + A_1 \sin \varphi_1(t) + \\ &\quad + A_2(t) \sin[2\Omega t + \varphi_2(t)]\} \sin \omega_1 t. \end{aligned} \quad (6)$$

Множители при $\cos \omega_1 t$ и $\sin \omega_1 t$ можно рассматривать как медленно меняющиеся функции времени (т.к. $\omega_1 \gg \Omega$), а (6) представить в виде

$$u_{ex}(t) = U(t) \cos[\omega_1 t + \varphi_u(t)], \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} U^2(t) &= U_{oc}^2 + A_1^2 + A_2^2 + 2U_{oc}A_1 \times \\ &\times \cos[\Omega t + \varphi_{oc}(t) - \varphi_1(t)] + 2U_{oc}A_2 \cdot \\ &\cdot \cos[\varphi_{oc}(t) - \Omega t - \varphi_2(t)] + \\ &+ 2A_1A_2 \cdot \cos[\varphi_1(t) - 2\Omega t + \varphi_2(t)], \end{aligned} \quad (8)$$

$$\varphi_u(t) = \arctg(\alpha / \beta),$$

где

$$\begin{aligned} \alpha &= U_{oc}^{\uparrow} \sin[\Omega t + \varphi_{oc}(t)] + A_1 \sin \varphi_1(t) + \\ &\quad + A_2 \sin[2\Omega t + \varphi_2(t)], \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \beta &= U_{oc}^{\uparrow} \cos[\Omega t + \varphi_{oc}(t)] + A_1 \sin \varphi_1(t) + \\ &\quad + A_2 \cos[2\Omega t + \varphi_2(t)]. \end{aligned}$$

В случае прохождения суммарного сигнала (6) через нелинейный ретранслятор с переда-

точной характеристикой (1) на выходе будем иметь

$$U_{вых}(t) = \begin{cases} \mu U^2(t) \cos^\mu[\omega_0 t + \varphi_u(t)], & U > 0 \\ 0, & U = 0 \\ (-1)^{\mu+1} \mu U^\mu(t) \times \\ \times \cos^\mu[\omega_0 t + \varphi_u(t)], & U < 0 \end{cases} \quad (10)$$

В обобщённой модели нелинейного ретранслятора (рис. 1) после безинерционного нелинейного элемента следует второй полосовой фильтр, пропускающий составляющие вблизи частоты ω_0 и подавляющий составляющие на других частотах. Поэтому выражение для основной частоты выходного сигнала может быть найдено исходя из разложения Фурье по амплитуде первой гармоники

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \frac{2U^\mu(t)}{\pi} \int_0^\pi \cos^\mu[\omega_0 t + \varphi_u(t)] \times \\ &\quad \times \cos[\omega_0 t + \varphi_u(t)] d[\omega_0 t + \varphi_u(t)]. \end{aligned} \quad (11)$$

Используя табличный интеграл [8] вида $\int_0^{2\pi} \cos^k z dz = \frac{\pi \cdot \Gamma(k)}{2^k \cdot \Gamma(k/2 + 1) \cdot \Gamma(k/2)}$ и разложение в ряд $(1+z)^m = 1 + mz + \frac{m(m-1)}{2!} z^2 + \dots + \frac{m(m-1)\dots(m-n+1)}{n!} z^n$, после преобразований получим выражение для выходного сигнала:

$$\begin{aligned} u_{вых}(t) &= A_1^{\mu-1}(t) \frac{\mu \cdot \Gamma(\mu+1)}{2^{\mu-1} \cdot \Gamma\left(\frac{\mu+1}{2}\right) \cdot \Gamma\left(\frac{\mu+3}{2}\right)} \times \\ &\times \left\{ 1 + A + B \cdot \cos[\Omega t + \varphi_{oc}(t) - \varphi_1(t)] + \right. \\ &\quad + B \cdot \cos[\varphi_{oc}(t) - \Omega t - \varphi_2(t)] + \\ &\quad + D \cdot \cos[\varphi_1(t) - 2\Omega t - \varphi_2(t)] + \\ &\quad + E \cdot \cos[2\varphi_{oc}(t) + 2\Omega t - 2\varphi_1(t)] + \\ &\quad + E \cdot \cos[2\varphi_{oc}(t) - 2\Omega t - 2\varphi_2(t)] + \\ &\quad + G \cdot \cos[2\varphi_1(t) - 4\Omega t - 2\varphi_2(t)] + \\ &\quad \left. + H \cdot \cos[2\varphi_2(t) + 2\Omega t - \varphi_1(t)] + \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &+H \cdot \cos[2\varphi_{dc}(t) - \varphi_1(t) + \varphi_2(t)] + \\
 &+K \cdot \cos[\varphi_{dc}(t) + 3\Omega t + \varphi_2(t) - 2\varphi_1(t)] + \\
 &+K \cdot \cos[\varphi_{dc}(t) + \varphi_1(t) - 3\Omega t - 2\varphi_2(t)] \times \\
 &\quad \times \left\{ U_{dc} \cdot \cos[\omega_0 t + \Omega t + \varphi_{dc}(t)] + \right. \\
 &\quad + A_1(t) \cdot \cos[\omega_0 t + \varphi_1(t)] + \\
 &\quad \left. + A_2(t) \cdot \cos[\omega_0 t + 2\Omega t + \varphi_1(t)] \right\}, \quad (12)
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{\mu-1}{2} + \frac{\mu-1}{2} q_{ex} + \frac{3(\mu-1)(\mu-3)}{8} + \\
 &\quad + \frac{3(\mu-1)(\mu-3)}{8} q_{ex}; \\
 B &= (\mu-1)\sqrt{q_{ex}} + (\mu-1)(\mu-3)\sqrt{q_{ex}} + \\
 &\quad + \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{2}\sqrt{q_{ex}^3}; \\
 D &= (\mu-1) + \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{2} + \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{2} q_{ex}; \\
 E &= \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{4} q_{ex}; \quad G = \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{4}; \\
 H &= \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{2} q_{ex}; \quad K = \frac{(\mu-1)(\mu-3)}{2} \sqrt{q_{ex}}.
 \end{aligned}$$

Учитывая в (12) для А, В, D, E, G, H, K члены до второго порядка малости и раскрывая скобки, получим, что суммарный выходной сигнал будет состоять из собственно диагностирующего сигнала и сигналов линии СпС, а также интермодуляционных составляющих, повторяющих и неповторяющих форму входного ДС. При этом непосредственно диагностирующий сигнал будет представлен выражением

$$\begin{aligned}
 u_{dc}(t) &= A_1^{\mu-1} \frac{\mu \cdot \Gamma(\mu+1)}{2^{\mu-1} \cdot \Gamma\left(\frac{\mu+1}{2}\right) \cdot \Gamma\left(\frac{\mu+3}{2}\right)} \times \\
 &\quad \times \frac{C}{8} \cdot U_{dc} \cos[(\omega_1 + \Omega)t + \varphi_{dc}(t)], \quad (13)
 \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}
 C &= 8 + 4(\mu-1) + 4\sqrt{q_{ex}}(\mu-1) + 8q_{ex}(\mu-1) + \\
 &\quad + 3(\mu-1)(\mu-3) + 6q_{ex}(\mu-1)(\mu-3) + \\
 &\quad + 8\sqrt{q_{ex}}(\mu-1)(\mu-3),
 \end{aligned}$$

а интермодуляционные составляющие, повторяющие форму диагностирующего сигнала при расстройке по частоте $-\Omega$:

$$U_{dc} \cdot D + H/2 \cdot \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_{dc}(t) - \varphi_2(t)], \quad (14)$$

$$A_1 \cdot B/2 \cdot \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_{dc}(t) + \varphi_1(t) - \varphi_2(t)], \quad (15)$$

$$A_2 \cdot K/2 \cdot \cos[(\omega_1 - \Omega)t + \varphi_{dc}(t) + \varphi_2(t) - \varphi_1(t)], \quad (16)$$

$$U_{dc} \cdot E/2 \cdot \cos[(\omega_1 - \Omega)t + 3\varphi_{dc}(t) - 2\varphi_2(t)], \quad (17)$$

$$U_{dc} \cdot (B+E+K)/2 \cdot \cos[(\omega_1 - \Omega)t - \varphi_{dc}(t) + 2\varphi_1(t)]. \quad (18)$$

Суммарный коэффициент интермодуляционной активности для составляющих (14)–(18) будет иметь вид

$$\begin{aligned}
 \xi_{sum} &= (\mu-1) \left[4 + 2(\mu-3) + 3q_{ex}(\mu-3) + \right. \\
 &\quad \left. + 2\sqrt{q_{ex}} + 3\sqrt{q_{ex}}(\mu-3) \right] / C, \quad (19)
 \end{aligned}$$

а его зависимости от μ и от q_{ex} представлены рис. 3, а и рис. 3, б. Представленные зависимости рассчитаны с использованием среды моделирования MathCad 14 [9, 10], обеспечивающей требуемую точность и достоверность расчётов.

Интермодуляционные составляющие, повторяющие форму диагностирующего сигнала при расстройке по частоте Ω :

$$A_1 \cdot B \cdot \cos[(\omega_1 + \Omega)t - \varphi_{dc}(t) + \varphi_2(t) + \varphi_2(t)], \quad (20)$$

$$U_{dc} \cdot H/2 \cdot \cos[(\omega_1 + \Omega)t - \varphi_{dc}(t) + \varphi_1(t) - \varphi_2(t)], \quad (21)$$

$$U_{dc} \cdot H/2 \cdot \cos[(\omega_1 + \Omega)t + 3\varphi_{dc}(t) - \varphi_1(t) + \varphi_2(t)]. \quad (22)$$

Суммарный коэффициент интермодуляционной активности для составляющих (20)–(22) будет иметь вид

$$\xi_{sum} = 2\sqrt{q_{ex}}(\mu-1) \left[4 + 4(\mu-3) + \sqrt{q_{ex}}(\mu-3) \right] / C, \quad (23)$$

а его зависимости от μ и от q_{ex} представлены рис. 4, а и рис. 4, б.

Интермодуляционные составляющие, повторяющие форму диагностирующего сигнала при расстройке по частоте $\pm 3\Omega$:

$$\begin{aligned}
 U_{dc} \cdot (G+K)/2 \cdot \cos[(\omega_1 - 3\Omega)t + \varphi_{dc}(t) + \\
 + 2\varphi_1(t) - 2\varphi_2(t)], \quad (24)
 \end{aligned}$$

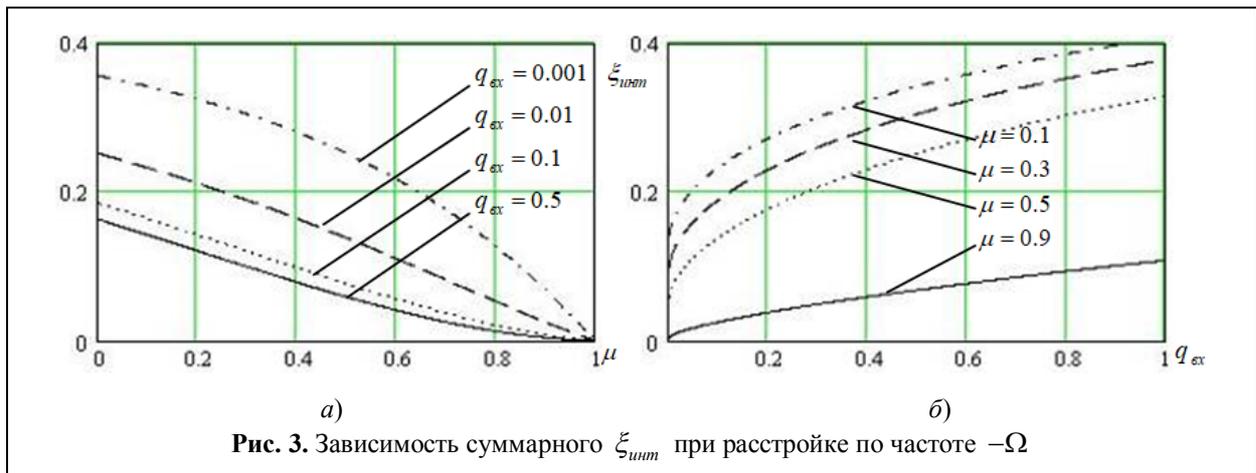


Рис. 3. Зависимость суммарного $\xi_{итт}$ при расстройке по частоте $-\Omega$

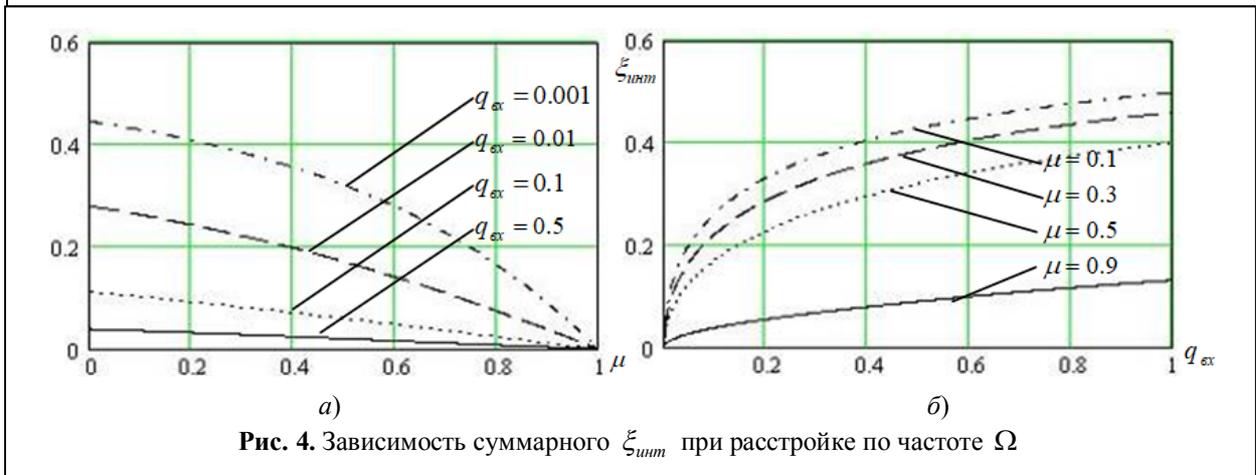


Рис. 4. Зависимость суммарного $\xi_{итт}$ при расстройке по частоте Ω

$$A_1 \cdot K/2 \cdot \cos[(\omega_1 - 3\Omega)t - \varphi_{dc}(t) + 3\varphi_1(t) - \varphi_2(t)], \quad (25)$$

$$U_{dc} \cdot (B + E + K)/2 \times \cos[(\omega_1 + 3\Omega)t - \varphi_{dc}(t) + 2\varphi_2(t)], \quad (26)$$

$$U_{dc} \cdot (B + D + H + K)/2 \times \cos[(\omega_1 + 3\Omega)t + \varphi_{dc}(t) - \varphi_1(t) + \varphi_2(t)], \quad (27)$$

$$U_{dc} \cdot E/2 \cdot \cos[(\omega_1 + 3\Omega)t + 3\varphi_{dc}(t) - 2\varphi_1(t)]. \quad (28)$$

Суммарный коэффициент интермодуляционной активности для составляющих (24)–(28) будет иметь вид

$$\xi_{итт} = (\mu - 1) \left[4 + 2\sqrt{q_{вх}} + (\mu - 3) \times (2 + 3q_{вх} + 3\sqrt{q_{вх}}) \right] / C, \quad (29)$$

а его зависимости от μ и от $q_{вх}$ представлены рис. 5, а и рис. 5, б.

Проявление рассмотренных эффектов мо-

жет иметь и положительную сторону для радиоконтроля характеристик линий СпС. Так, при решении задач радиоконтроля в условиях низкой электромагнитной доступности, когда передающий и приёмный лучи диаграмм направленности антенн ИСЗ-ретранслятора пространственно разнесены, приём и обработка по дополнительному каналу интермодуляционных составляющих, повторяющих форму диагностирующего сигнала, может обеспечить определение частот ненаблюдаемых средствами радиоконтроля сигналов линий СпС.

Заключение

На основе обобщённой модели нелинейной части ретранслятора, функционирующего в односигнальном и многосигнальном режимах, рассмотрено изменение коэффициента интермодуляционной активности в зависимости от степени нелинейности амплитудной характеристики ретранслятора и соотношения мощно-

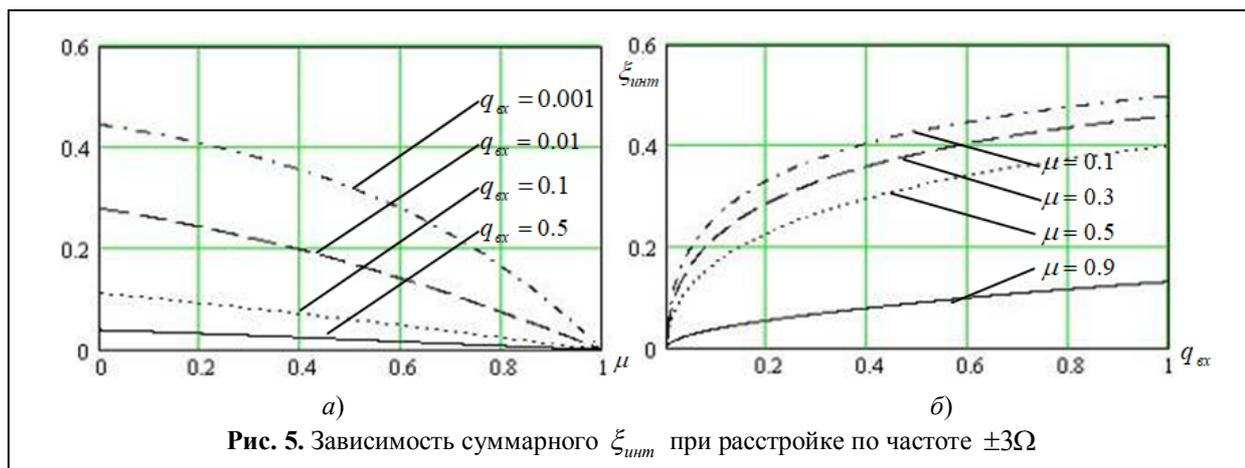


Рис. 5. Зависимость суммарного $\xi_{\text{итт}}$ при расстройке по частоте $\pm 3\Omega$

стей информационного и диагностирующего сигналов на его входе. Показано, что с увеличением числа информационных сигналов в полосе частот ретранслятора будет уменьшаться отношение сигнал/шум на входе приёмных устройств средств радиоконтроля вследствие энергетического подавления слабого диагностирующего сигнала сильным информационным. Точный учёт рассмотренных эффектов позволяет обосновать рациональные требования к энергетическим параметрам диагностируемых сигналов и избежать при этом снижения пропускной способности контролируемой линии СпС при проведении радиоконтроля.

Литература

1. Грибов Э.Б. Нелинейные явления в приемопередающем тракте аппаратуры связи. М.: Связь, 1971. 246 с.

Поступила 3 февраля 2020 г.

2. Кантор Л.Я. Справочник по спутниковой связи и вещанию. М.: Радио и связь, 1983. 287 с.

3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М.: Связь, 1979. 197 с.

4. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.

5. Тузов Г.И. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.

6. Калашиников Н.И. Системы связи через ИСЗ. М.: Связь, 1989. 211 с.

7. Фортуненко А.Д. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ. М.: Связь, 1990. 261 с.

8. Петров Ю.М. Обеспечение достоверности и надежности компьютерных расчетов. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 160 с.

9. Очков В.Ф. MathCad 14 для студентов и инженеров. СПб.: БХВ-Петербург, 2009. 512 с.

10. Гурский Д.А. Вычисления в MathCad. СПб.: Питер, 2006. 544 с.

English

INTERMODULATION COMPONENTS' EVALUATION DURING RADIO MONITORING OF SATELLITE COMMUNICATION LINES

Roman Ivanovich Burov — Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Air Force Military Scientific Center "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin".
E-mail: bri555@mail.ru

Grevtsev Alexander Ivanovich — Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Radio Engineering Department, Air Force Military Scientific Center "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin".

Illarionov Boris Vladimirovich — Doctor of Engineering Sciences, Professor, Professor of Radio Engineering Department, Air Force Military Scientific Center "Air Force Academy named after Professor N.E. Zhukovskiy and Yu.A. Gagarin".

Address: 394064, Russian Federation, Voronezh, Starykh Bolshevikov str., 54 a.

Abstract: Solution of radio monitoring tasks should ensure both establishing the fact of reconfiguration (changing injection frequency of trunks, polarization type, center and boundaries of service areas, etc.), as well as defining specific values of characteristics for satellite communication lines. Besides, it is necessary to take into account possible low confidence of information about satellite communication systems published in public sources, as well as uncertainty about a number of unpublished parameters (undocumented features). The purpose of this work for radio monitoring task is to evaluate impact of intermodulation effects that occur when diagnostic and data signals pass together through nonlinear repeater, as well as to evaluate impact on parameter changes of signals relayed by satellite. Variation of intermodulation activity factor is examined depending on degree of nonlinearity of repeater's amplitude characteristic and the power ratio of data and diagnostic signals at its input based on generalized model for nonlinear component of repeater operating in single and multi-signal modes. It is made clear that signal-to-noise ratio at the receivers' input of radio monitoring devices will go down alongside with increase of data signals' number in the repeater's bandwidth due to power suppression of a weak diagnostic signal by a strong diagnostic signal.

Keywords: repeater satellite, radio monitoring, satellite communication, intermodulation effects, diagnostic signals, nonlinear repeater.

References

1. *Gribov E.B.* Nonlinear phenomena in the receiving and transmitting path of communication equipment. Moscow: Svyaz, 1971. 246 p.
2. *Kantor L.Ya.* Handbook of satellite communications and broadcasting. Moscow: Radio i svyaz, 1983. 287 p.
3. *Spilker J.* Digital satellite communications. M: Svyaz, 1979. 197 p
4. *Borodich S.V.* EMS of ground and space radio services. Moscow: Radio i svyaz, 1990. 272 p
5. *Tuzov G.I.* Interference Protection of radio systems with complex signals. Moscow: Radio i svyaz, 1985. 264 p.
6. *Kalashnikov N.I.* Communication Systems via satellite, Moscow: Svyaz, 1989, 211 p.
7. *Fortushenko A.D.* Fundamentals of technical design of communication systems via satellite. Moscow: Svyaz, 1990. 261 p.
8. *Petrov Yu.M.* Ensuring the reliability and reliability of computer calculations. Saint Petersburg: BHV-Peterburg, 2010. 160 p.
9. *Points V.F.* MathCad 14 for students and engineers. Saint Petersburg: BHV-Peterburg, 2009. 512 p.
10. *Gursky D.A.* Computations in MathCad. Saint Petersburg: Piter, 2006. 544 p.