

УДК 321.396.49

МЕТОДИКА АНАЛИЗА ВНУТРИСИСТЕМНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОГО ТЕЛЕВИЗИОННОГО ВЕЩАНИЯ



[А.А. МАРТЫНЧУК,](#)
[Ю.Ю. КОЛЯДЕНКО](#)

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

[С.В. ЕЛЬЧЕНКО](#)

ООО «Экостар Украина»



У статті запропонована методика аналізу внутрішньо-системної електромагнітної сумісності системи супутникового цифрового телевізійного віщання. Методика враховує втрати потужності сигналу і крос-поляризаційної завади, що відбуваються через вплив неузгодженості за поляризацією і ступеня поляризації прийнятих електромагнітних хвиль.

The paper proposed a method for the analysis of intrasystem electromagnetic compatibility of digital satellite television broadcasting. The method takes into account the loss of signal power and cross-polarization interference occurring due to the mismatch effect on the polarization and the degree of polarization of the received electromagnetic waves.

В статье предложена методика анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости системы спутникового цифрового телевизионного вещания. Методика учитывает потери мощности сигнала и кросс-поляризационной помехи, происходящие из-за влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации принимаемых электромагнитных волн.

Введение

Спутниковое телевизионное (ТВ) вещание было и остается самым быстрым, надежным и экономичным способом подачи ТВ-сигнала высокого качества в любую точку обширного пространства. Основными вариантами европейского спутникового цифрового ТВ являются стандарт DVB-S (первое поколение) и DVB-S2 (второе поколение) [1-5].

В качестве частотного плана рассмотрены транспондеры спутника Hot Bird 8 Ku диапазона. Данный спутник имеет на борту 64 транспондера Ku диапазона. На рис. 1 представлена схема распределения поляризационно-частотных ресурсов спутника в виде спектра транспондеров.

Проведенный обзор показал, что общая полоса частот транспондеров спутника составляет 1753 МГц. Полоса пропускания каждого транспондера на уровне 3 дБ составляет от 26 до 54 МГц в зависимости от конструкции транспондера. Также видно, что разнос частот между несущими частотами транспондеров составляет 19 МГц, что не дает запаса для выполнения условий электромагнитной совместимости (ЭМС). Электромагнитная совместимость обеспечивается за счет разнесения смежных каналов по поляризации – вертикальной и горизонтальной. На практике же при реализации такой схемы за счет влияния различных атмосферных явлений, гидрометеоров, ионосферы и т.п. отмечаются тенденции к ухудшению качества сигнала, и как следствие – появлению кросс-поляризации.

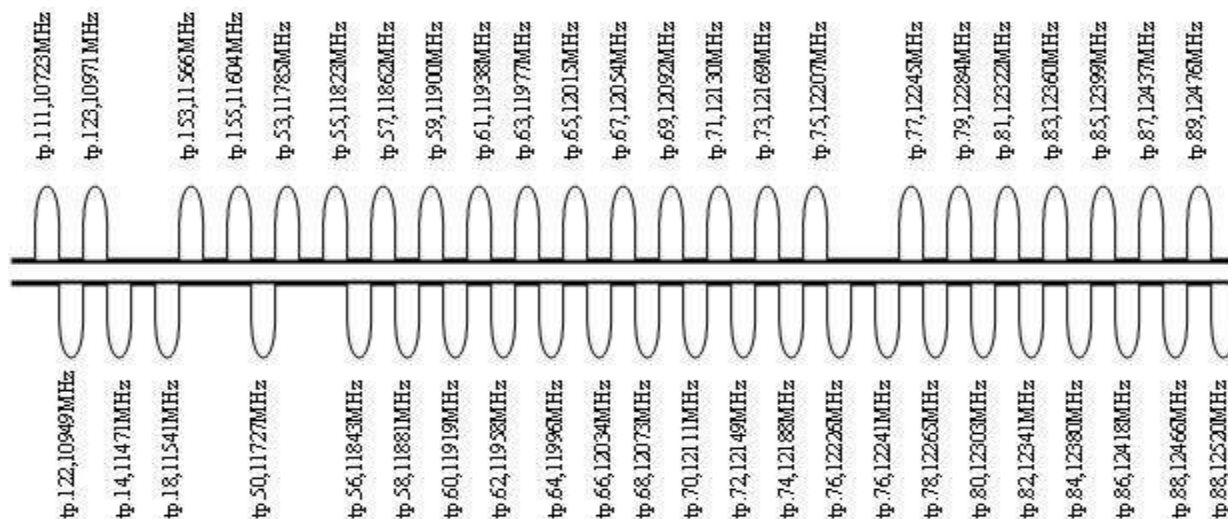


Рис. 1. Спектр транспондеров спутника Hot Bird 8

Таким образом, для обеспечения электромагнитной совместимости спутникового цифрового телевидения необходима разработка методики анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости спутниковой системы связи, учитывающей кросс-поляризационную структуру сигнала.

I. Метод расчета показателей помехоустойчивости радиосистемы и условия обеспечения внутрисистемной электромагнитной совместимости систем спутникового телевизионного вещания

В качестве показателя ЭМС выбран традиционный для систем радиосвязи показатель отношения сигнал/помеха+шум (ОСПШ).

При анализе ЭМС выделяются три основные составляющие расчета [6]:

- анализ параметров источников полезного и мешающего сигналов;
- анализ потерь энергии на трассе распространения радиоволн;
- анализ параметров приемников полезного сигнала при одновременном воздействии полезного и мешающего сигналов.

В качестве помехи в данном случае будем рассматривать сигналы транспондеров, смежных по частоте.

Мощность сигнала (помехи) на входе приемника определим с помощью уравнения передачи

$$P_{np} = P_{nep} + L_{mp} + W, \quad (1)$$

где P_{nep} - эквивалентная изотропно-излучаемая мощность;

$L_{mp} = -L_{med} - L_d - L_3 - L_{oc}$ - суммарные потери на трассе распространения;

$L_{med} = 20 \lg \left(\frac{4\pi d f}{c} \right)$ - медианные потери; $L_d = 0$ [дБ] - дифракционные потери (распространение сигнала происходит в свободном пространстве); L_3 - уменьшение мощности сигнала за счет замирания; $L_{oc} = \gamma_d R_{эф}$ - ослабление сигнала за счет дождя;

$R_{эф}$ - эффективная протяженность дождевого образования; γ_d - погонное затухание в дождевых образованиях; $W = G_{пр} - \Delta G_{пр} - K_{ном} - L_{фпр}$ - суммарное усиление приемной антенны; $G_{пр}$ - коэффициент усиления приемной антенны; $\Delta G_{пр}$ - уменьшение коэффициента усиления приемной антенны в направлении передатчика; $K_{ном}$ - уменьшение коэффициента усиления антенны из-за рассогласования поляризации приемной и передающей антенн; $L_{фпр}$ - потери в фидере приемного тракта.

Сигналы на вертикальной и горизонтальной поляризациях распространяются при одних и тех же условиях. Поэтому их различие состоит в уменьшении коэффициента усиления антенны из-за рассогласования поляризации приемной и передающей антенн $K_{ном}$, входящего в суммарное усиление приемной антенны W . В работе предложена методика расчета коэффициента усиления антенны из-за рассогласования поляризации приемной и передающей антенн.

Рассмотрим более подробно оценку потерь мощности сигнала и помехи при несовпадении поляризационных параметров принимаемой волны и антенны.

Известно, что при приеме полезного сигнала при полном соответствии поляризационных параметров падающей электромагнитной волны поляризационным параметрам приемной антенны мощность принятого сигнала будет максимальной. Однако в реальной ситуации наблюдаются некоторые несоответствия поляризационных параметров волны параметрам приемной антенны. Пусть информационный поток $s(t)$ излучается передающей антенной на вертикальной поляризации. Принимаемый сигнал в общем случае не будет строго линейно-поляризованным ввиду конечной развязки по поляризации реальных излучателей, изменяемых условий распространения радиоволн спутниковых систем, влияния переотражений, многолучевости, погодных условий.

В общем случае эллиптически поляризованная волна с изменяемыми параметрами поляризации, которые характеризуются степенью или индексом поляризации, улавливается антенной линейной поляризации. Рассогласование изменяемых поляризационных параметров падающей волны и приемной антенны вертикальной поляризации приводит к энергетическим потерям, что ограничивает пропускную способность канала.

Реальный излучаемый сигнал характеризуется параметрами поляризационного эллипса или поляризационной диаграммы, что представляет собой проекцию годографа, координат конца вектора напряженности электрического поля на картинную плоскость, т.е. на плоскость, ортогональную направлению распространения волны. Параметрами поляризационных диаграмм являются угол эллиптичности α , знак которого определяет направление обхода эллипса со стороны наблюдателя, и угол ориентации большей полуоси эллипса β , отсчитываемый от опорного горизонтального орта [7]. Тогда, опуская множители круговой частоты, затухания и дальности, вектор напряженности электрического поля вблизи передающей антенны может быть представлен в виде поляризационного вектора излучаемого сигнала

$$\vec{E}_{изл}(t) = H_{\alpha}^{T*} \cdot H_{\beta}^T \cdot \left(s(t) \cdot \vec{p}_1^0 \right), \quad (2)$$

где $H_\alpha = \begin{vmatrix} \cos(\alpha) & -j \sin(\alpha) \\ -j \sin(\alpha) & \cos(\alpha) \end{vmatrix}$ – матрица эллиптичности, $\alpha = -45^\circ \dots +45^\circ$;

$H_\beta = \begin{vmatrix} \cos(\beta) & -\sin(\beta) \\ \sin(\beta) & \cos(\beta) \end{vmatrix}$ – матрица ориентации, $\beta = -90^\circ \dots +90^\circ$;

$\vec{p}_1^0 = (1 \ 0)^T$ – горизонтальный орт линейного поляризационного базиса.

Заметим, что ввиду конечной развязки по поляризации реальной передающей антенны имеем

$$\alpha = \alpha_{изл} = 0 \pm \Delta\alpha_{изл} = \arctg \left(\frac{E_{крос_изл}}{E_{осн_изл}} \right), \quad (3)$$

где $E_{крос_изл}$ – кросс-поляризационная составляющая излучаемого поля (горизонтальная); $E_{осн_изл}$ – основная составляющая излучаемого поля (вертикальная).

Не вертикальность угла ориентации передающей антенны $\Delta\beta$ учитывается в (2) следующим образом

$$\beta = 90^\circ \pm \beta_{изл}. \quad (4)$$

Вследствие особенностей распространения радиоволн вектор напряженности принимаемого сигнала у приемной антенны имеет вид

$$\vec{\dot{E}}_{пр}(t) = \vec{\dot{E}}_{изл}(t - \tau_0) \cdot \dot{K}_{r0}(t), \quad (5)$$

где $K_{r0}(t)$ – множитель затухания прямой волны; τ_0 – время запаздывания прямой волны.

Поляризационные параметры приемной антенны опишем с помощью поляризационного вектора при углах эллиптичности и ориентации поляризационной диаграммы приемной антенны в соответствии с выражением

$$\vec{\dot{p}}_\alpha = H_\alpha^{T*} \cdot H_\beta^T \cdot \vec{\dot{p}}_1^0, \quad (6)$$

$$\alpha = \alpha_{пр} = 0 \pm \Delta\alpha_{пр} = \arctg \left(\frac{E_{крос_пр}}{E_{осн_пр}} \right),$$

$$\beta = 90^\circ \pm \Delta\beta_{пр}.$$

Учитывая выражения (5) и (6), найдем сигнал на выходе приемной антенны

$$u_{пр}(t) = \vec{\dot{p}}_\alpha^{T*} E_{пр}(t) \cdot K_\alpha + \dot{u}_{ш}(t) = \dot{u}_c(t) + \dot{u}_{ш}(t), \quad (7)$$

где K_α – коэффициент, учитывающий потери и преобразующую роль приемной антенны (эффективная площадь антенны); $\dot{u}_{ш}(t)$ – тепловой шум приемного канала. Если потенциальное значение отношения мощности сигнала к мощности шума

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{\text{и}}}, \quad (8)$$

то реальное зависит от коэффициента поляризационного приема [7]

$$h_{\text{вых}}^2 = h^2 \cdot K_{\text{пр}_c}, \quad (9)$$

который определяется как

$$K_{\text{пр}_c} = \cos^2 \delta_1, \quad (10)$$

где δ_1 – угол между поляризационными векторами сигнала (5) и антенны (6), который представляет собой, по существу, рассогласование по поляризации между сигналом и антенной и находится в соответствии с выражением

$$\delta_1 = \arccos \left(E_{\text{пр}}^T \cdot p_{\alpha}^* \right). \quad (11)$$

На практике удобнее использовать величину потерь мощности сигнала при рассогласовании, т.е. несовпадении поляризационных параметров принимаемой волны и антенны

$$K_{\text{ном}_c} = 10 \cdot \log \left(\frac{1}{\cos^2 \delta_1} \right), \text{ дБ}. \quad (12)$$

Поэтому реальное отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе рассматриваемого канала передачи можно представить в виде

$$h_{\text{вых}}^2 = 10 \cdot \log \left(\frac{P_c}{P_{\text{и}}} \right) - K_{\text{ном}_c}, \text{ (дБ)}. \quad (13)$$

Заметим, что потери будут минимальными при совпадении поляризационных параметров антенны и принимаемой волны

$$\alpha_a \approx \alpha_{\text{пр}}, \quad \beta_a \approx \beta_{\text{пр}}. \quad (14)$$

Потери при рассогласовании по поляризации также зависят от степени поляризации волн. Под степенью поляризации электромагнитной волны понимают зависимость во времени поляризационных параметров на интервале некоторого времени наблюдения, например, сеансе передачи. Если с течением времени поляризационные параметры остаются неизменными, то говорят о полностью поляризованных сигналах, если изменяются с максимальной степенью хаотичности – то неполяризованные. В этом случае говорят об индексе либо степени поляризации падающей электромагнитной волны как отношении мощности полностью поляризованной составляющей поля к ее полной мощности [7]

$$m_1 = \frac{P_m}{P_c} = 1 - \frac{P_m}{P_m + P_{\text{нп}}}, \quad (15)$$

где P_{m} – полностью поляризованная составляющая полной мощности сигнала P_c ; P_{nm} – неполяризованная (хаотическая) составляющая полной мощности сигнала.

Реальные сигналы в свободном пространстве являются, вообще говоря, частично поляризованными и индекс поляризации принимает значения $m_1 = 0 \dots 1$. Поэтому на практике будем считать, что при $1 > m_1 > 0,95$ волна является полностью поляризованной, при $0,95 > m_1 > 0,05$ – частично поляризованной и при $0,05 > m_1 > 0$ – хаотически поляризованной.

Индекс поляризации можно рассчитать с использованием параметров Стокса [7] или оценить в реальных условиях высокого энергетического параметра. При этом следует получить ковариационную матрицу вектора напряженности принимаемого сигнала у приемной антенны (5) по выборке из k нормально распределенных временных отсчетов. При гипотезе нулевого математического ожидания имеем

$$\dot{M} = \frac{1}{k-1} \sum \dot{E}_{np}(t) \cdot \dot{E}_{np}^{T*}(t). \quad (16)$$

Учитываем, что эта ковариационная матрица (КМ) является эрмитовой, а значит и положительно определенной. Поэтому она относится к классу диагонализируемых матриц. Тогда

$$\dot{M} = \dot{B} \cdot \Lambda \cdot \dot{B}^{T*}, \quad (17)$$

где $\dot{B} = \begin{pmatrix} \vec{b}_1, \vec{b}_2 \end{pmatrix}$ – матрица собственных векторов, зависящая от H_α и H_β ;

$\Lambda = \begin{vmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{vmatrix}$ – матрица собственных значений, спектр КМ, причем, $\lambda_1 \geq \lambda_2$.

Заметим, что ранг КМ соответствует количеству ненулевых элементов матрицы собственных значений и свидетельствует о степени поляризации принимаемой волны. При этом если:

$\text{Rank}(\dot{M}) = 1$ при $\lambda_1 = P_c$ и $\lambda_2 = 0$, то волна является полностью поляризованной;

$\text{Rank}(\dot{M}) = 2$ при $\lambda_1 \neq 0$ и $\lambda_2 \neq 0$, то волна является частично поляризованной;

$\text{Rank}(\dot{M}) = 1$ при $\lambda_1 = \lambda_2$, то волна является хаотически поляризованной.

Ввиду свойства инвариантности КМ имеем

$$P_c = \text{trace}(\dot{M}) - \text{trace}(\Lambda) = \lambda_1 + \lambda_2. \quad (18)$$

Несложно показать, что если хаотическая составляющая полной мощности сигнала в (15) распределена равномерно и одинаково вдоль горизонтального и вертикального орта линейного поляризационного базиса, то

$$\Lambda = \begin{vmatrix} P_m + \frac{P_{nn}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{P_{nn}}{2} \end{vmatrix}. \quad (19)$$

Поэтому, учитывая (15) и свойство (18), получим оценку индекса поляризации

$$\hat{m}_1 = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{\Delta\lambda}{P_c}. \quad (20)$$

Таким образом, индекс поляризации можно получить по данным оценочной КМ реального принимаемого сигнала у приемной антенны в условиях высокого энергетического параметра.

Однако для реального канала передачи в типовых условиях энергетического параметра оценка индекса поляризации на выходе приемных каналов будет зависеть также и от энергетического параметра, и от отношения мощности сигнала к мощности шума. Считая шум стационарным и нормально распределенным в (7), а также основываясь на предыдущих выкладках, можно получить оценку индекса поляризации реального канала передачи с учетом влияния шумов

$$\hat{m}_{1p} = \frac{m_1}{1 + m_1 \cdot h^2}, \quad (21)$$

где m_1 – индекс поляризации самой волны без учета влияния шумов. Откуда найдем истинный индекс поляризации самой волны

$$m_1 = \frac{\hat{m}_{1p}}{1 - \hat{m}_{1p} \cdot h^2}. \quad (22)$$

Итак, коэффициент поляризационного приема канала передачи на основании (10), (15) и (19) определим в соответствии с формулой

$$K_{кан_1} = \frac{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)}{2}, \quad (23)$$

а энергетический параметр канала передачи при этом будет

$$h_{вых}^2 = h^2 \cdot K_{кан_1}. \quad (24)$$

Следовательно, потери приема сигнала можно определить как

$$K_{пот_с} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{кан_1}}. \quad (25)$$

Аналогичным образом получим потери приема помехи.

Если потенциальное значение отношения мощности помехи к мощности шума определяется выражением

$$g^2 = \frac{P_n}{P_{ш}},$$

то реальное значение зависит от коэффициента поляризационного приема помехи [7] как

$$g_{\text{вых}}^2 = g^2 \cdot K_{\text{пр}_n},$$

где $K_{\text{пр}_n} = \cos^2(90^\circ - \delta_2)$; δ_2 – угол между поляризационным вектором помехи и антенны ортогонального канала.

Величина потерь мощности помехи при рассогласовании поляризационных параметров принимаемой волны и антенны можно найти из выражения

$$K_{\text{пот}_n} = 10 \cdot \log \left(\frac{1}{\cos^2(90^\circ - \delta_2)} \right), \text{ дБ.} \quad (26)$$

Поэтому реальное отношение мощности помехи к мощности шума на выходе рассматриваемого канала передачи можно представить в виде

$$g_{\text{вых}}^2 = 10 \cdot \log \left(\frac{P_n}{P_{\text{ш}}} \right) - K_{\text{пот}_n}, \text{ (дБ).}$$

В данном случае потери помехи будут максимальными при совпадении поляризационных параметров антенны ортогонального канала и принимаемой волны, а значит и влияние помехи будет минимальным.

Индекс поляризации падающей электромагнитной волны в данном случае равен [7]

$$m_2 = \frac{P_m}{P_n} = 1 - \frac{P_m}{P_m + P_{nn}},$$

где P_m – полностью поляризованная составляющая полной мощности помехи P_n ; P_{nn} – неполяризованная (хаотическая) составляющая полной мощности помехи.

Оценка индекса поляризации реального канала передачи с учетом влияния шумов определяется из выражения

$$\hat{m}_{2p} = \frac{m_2}{1 + m_2 \cdot g^2},$$

где m_2 – индекс поляризации самой волны без учета влияния шумов, а истинный индекс поляризации самой волны –

$$m_2 = \frac{\hat{m}_{2p}}{1 - \hat{m}_{2p} \cdot h^2}.$$

Тогда коэффициент поляризационного приема ортогонального канала передачи можно найти из выражения

$$K_{\text{кан}_2} = \frac{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2(90^\circ - \delta_2) - 1)}{2}, \quad (27)$$

а энергетический параметр канала передачи при этом будет

$$g_{\text{вых}}^2 = g^2 \cdot K_{\text{кан}_2}.$$

Следовательно, потери приема мешающего сигнала определяются выражением

$$K_{\text{пот}_n} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{\text{кан}_2}}. \quad (28)$$

Отношение сигнал-шум h^2 и помеха-шум g^2 определяется следующими составляющими:

- поправкой на несовпадение рабочих частот;
- поправкой на ширину полосы частот канала;
- чувствительностью приемника.

1. Поправка на несовпадение рабочих частот определяется, исходя из разницы Δf между основной частотой излучения полезного сигнала и гармоникой мешающего сигнала, лежащей в полосе приема рецептора. Для этого значения должна быть введена коррекция. Для расчета поправки используются полосы пропускания на уровне 3 дБ передатчика ΔF_T и приемника ΔF_R .

Поправка на несовпадение рабочих частот определяется как

$$P(\Delta f, B) = \begin{cases} 0 & \text{при } \Delta f \leq B; \\ -500 \lg\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } B \leq \Delta f \leq 1,15B; \\ -22 - 135 \lg\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 1,15B \leq \Delta f \leq 1,25B; \\ -30,6 - 47 \lg\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 1,25B \leq \Delta f \leq 1,6B; \\ -32 - 39 \lg\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 1,6B \leq \Delta f \leq 2,9B; \\ -33 - 37 \lg\left(\frac{\Delta f}{B}\right) & \text{при } 2,9B \leq \Delta f \leq 5,4B. \end{cases}$$

Параметр B рассчитывается по формуле:

$$B = \frac{\Delta F_R + \Delta F_T}{2}.$$

Несовпадение рабочих частот определяется из

$$\Delta f = |\Delta F_R - \Delta F_T|.$$

2. Поправка на ширину полосы частот ΔK учитывает соотношение полос пропускания трактов приемника и передатчика. Когда ширина полосы пропускания передатчика превосходит ширину полосы пропускания приемника, приемник может перехватывать только часть излучения передатчика. Для этого случая вводится поправка, для вычисления которой может быть использована коррекция ширины полосы пропускания, показанная в табл. 1.

Таблица 1. Коэффициент коррекции

Модуляция	Соотношение полос пропускания	Коррекция	Примечание
Шумоподобная	$\Delta F_R \geq \Delta F_T$	Без коррекции	Мощность пропорциональна полосе
	$\Delta F_R < \Delta F_T$	$10 \lg \frac{\Delta F_R}{\Delta F_T}$	
Импульсная	$\Delta F_R \geq \Delta F_T$	Без коррекции	Пиковое напряжение пропорционально полосе
	$PRF < \Delta F_R < \Delta F_T$	$20 \lg \frac{\Delta F_R}{\Delta F_T}$	
	$\Delta F_R < PRF$	$20 \lg \frac{PRF}{\Delta F_T}$	
<i>PRF</i> – частота следования импульсов			

3. Чувствительность приемника задается исходными требованиями и приводится в соответствующей помехе. Так как один и тот же приемник обрабатывает полезный и мешающий сигналы, то заданное значение чувствительности приемника учитывается как для сигнала, так и для помехи.

Чувствительность определяется уровнем эффективно передаваемой мощности шума:

$$N = -144 + k_{ш} + 10 \lg \Delta F_R, \text{ дБм},$$

где $k_{ш} = 0,7$ – коэффициент шума приемника, дБм; ΔF_R – полоса пропускания приемника, КГц.

Тогда отношение мощности полезного сигнала к шуму определится выражением

$$h^2 = P_{с_мп} - N.$$

А отношение мощности помехи к шуму —

$$g^2 = P_{н_мп} - P(\Delta f, B) - \Delta K - N.$$

Отношение сигнал/(помеха+шум) является итоговым показателем помехоустойчивости радиосистемы и условия обеспечения ЭМС. ОСПШ определяется следующим образом:

$$\text{ОСПШ} = h_{\text{блх}}^2 - g_{\text{блх}}^2, \text{ дБ}.$$

II. Анализ электромагнитной совместимости спутниковой системы связи DVB-S

Произведем анализ ЭМС двух смежных по частоте каналов: транспондера 65, сигнал которого будем считать полезным, и транспондера 64, сигнал которого будем считать помехой.

При анализе ЭМС проводится расчет при следующих исходных данных:

1. Характеристики передатчика транспондера 65:
 - В диапазоне 11,7...12,5 ГГц максимальная эквивалентная изотропно излучаемая мощность передатчика $P_{ЭИИМ} = 52$ дБВт.
 - Рабочая частота передатчика транспондера 65: $f_{65} = 12\,015$ МГц.
 - Полоса пропускания на уровне 3 дБ передатчика транспондера 65: 36 МГц.
 - Поляризация — горизонтальная.
2. Характеристики приемника транспондера 65:
 - Частота приема: $f_{65} = 12\,065$ МГц.
 - Полоса пропускания на уровне 3 дБ приемника: 36 МГц.
 - КУ антенны приемника: $G_{пр65} = 39,8$ дБ.
 - Коэффициент шума: $k_{ш} = 7,8$.
 - Требуемое ОСПШ в системе: 7,8 дБ.
 - Поляризация – горизонтальная.
3. Характеристики передатчика транспондера 64:
 - Эквивалентная изотропно излучаемая мощность передатчика транспондера: $P_{ЭИИМ} = 52$ дБВт.
 - Несущая частота передатчика транспондера 64: $f_{64} = 11\,996$ МГц.
 - Полоса пропускания на уровне 3 дБ передатчика: 36 МГц.
 - Поляризация – вертикальная.

Потери энергии сигнала на трассе распространения радиоволн с транспондера 65 будут составлять

$$L_{med65} = 32,441 + 20 \lg d + 20 \lg f = 32,441 + 20 \lg 36,5 + 20 \lg 12015 = 145,2813 \text{ дБ.}$$

Потери энергии сигнала на трассе распространения радиоволн с транспондера 64 –

$$L_{med64} = 32,441 + 20 \lg d + 20 \lg f = 32,441 + 20 \lg 36,5 + 20 \lg 11996 = 145,2676 \text{ дБ.}$$

Проведем анализ параметров приемников полезного сигнала при одновременном воздействии полезного и мешающего сигналов:

1. Коэффициент усиления приемной антенны 38,9.
2. Уменьшение коэффициента усиления антенны из-за рассогласования поляризации
 - при приеме сигнала

$$K_{пот_с} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{кан_1}},$$

где $K_{кан_1} = \frac{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)}{2}$;

- при приеме помехи

$$K_{пот_п} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{кан_2}},$$

где $K_{кан_2} = \frac{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2(90^\circ - \delta_2) - 1)}{2}$.

3. Потери в фидере приемного тракта 3 дБ.

4. Суммарное усиление антенны для полезного сигнала определится из выражения

$$W_c = 39,8 - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right) - 3 = 36,8 - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right),$$

для помехи – из

$$W_n = 36,8 - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2(90^\circ - \delta_2) - 1)} \right).$$

Мощность на входе приемника определяется по результатам проведенных расчетов (табл. 2).

Таблица 2. Мощность на входе приемника транспондера 65

Параметр	Сигнал		Помеха	
	+дБ	-дБ	+дБ	-дБ
1. Уровень эффективной передаваемой мощности	+60		+60	
2. Суммарные потери на трассе распространения	-145,2813		-145,2676	
3. Суммарное усиление антенны рецептора	+ 36,8 – $-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right)$		+ 36,8 – $-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2(90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	
4. Мощность на входе приемника	-48,4813- $-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos_2 \delta_1 - 1)} \right)$		-48,4676- $-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos_2(90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	

Поправка на несовпадение рабочих частот

Полоса пропускания на уровне 3 дБ передатчика транспондера 64: $\Delta F_T = 36$ МГц. Полоса пропускания на уровне 3 дБ приемника транспондера 65: $\Delta F_R = 36$ МГц. Несовпадение частоты приема транспондера 65 и передачи транспондера 64 равно: $\Delta f = 12\ 015 - 11\ 996 = 19$ МГц.

Параметр B :

$$B = (+\Delta F_T)/2 = (36 + 36)/2 = 36 \text{ МГц.}$$

Следовательно, поправочный коэффициент $P(\Delta F, B) = 0$ дБ.

Поправка на ширину полосы частот:

- для пары транспондера 64 - транспондера 65: $\Delta F_R = \Delta F_T$, следовательно, коррекция на ширину полосы пропускания равна 0.

Чувствительность приемника

В данном случае

$$N = -144 + 0,7 + 10 \lg 36000 = -97,7370 \text{ дБ.}$$

Чувствительность приемника транспондера 65: - 97,737 дБ.

Чувствительность приемника транспондера 64: - 97,737 дБ.

Так как в приемнике транспондера 65 не предусмотрено никаких специальных средств или приемов по выделению сигналов при детектировании, то отношения $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ останутся такие же, как и на входе детектора.

Отношение $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ на выходе детектора. Отношения $h_{\text{вых}}^2$ для полезного сигнала и $g_{\text{вых}}^2$ для помехи, а также ОСПШ занесены в табл. 3.

Таблица 3. Отношение $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ на входе детектора приемника транспондера 65

Параметр	Сигнал транспондер 65		Помеха транспондер 64	
	+дБ	-дБ	+дБ	-дБ
1. Мощность на входе приемника	-48,4813-		-48,4676-	
	$-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)} \right)$		$-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2 (90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	
2. Поправка на несовпадение рабочих частот	-	-	-	-
3. Поправка на ширину полосы частот	-	-	-	0
4. Чувствительность приемника	-	-97,7370	-	-97,7370
5. Выигрыш в отношениях $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ при детектировании	0		0	
6. Отношение $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ на выходе детектора	-49,25-		-49,27-	
	$-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)} \right)$		$-10 \cdot \log_{10} \left(\frac{2}{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2 (90^\circ - \delta_2) - 1)} \right)$	
7. ОСПШ	$-0,02 - \log_{10} \left(\frac{1 + m_2 \cdot (2 \cos^2 (90^\circ - \delta_2) - 1)}{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)} \right)$			

III. Результаты моделирования

Проведен анализ влияния индекса поляризации и угла рассогласования на отношение сигнал/помеха+шум.

На рис. 2, а представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексах поляризации помехи $m_2 = 0,95$, $m_2 = 0,5$ и $m_2 = 0,1$, что соответствует частично поляризованной помехе. Данные зависимости получены при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,95$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 0^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S 7,8 дБ достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 21^\circ$. На рис. 2, б представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,95$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 50^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 11^\circ$.

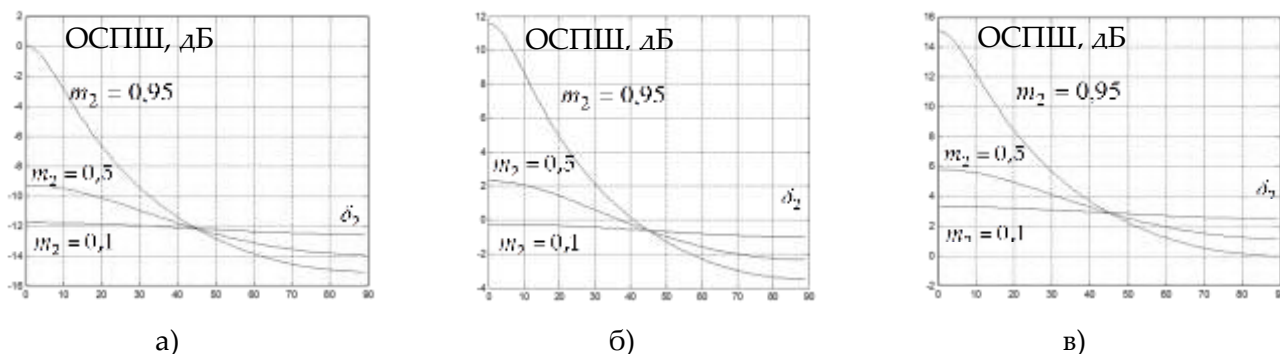


Рис. 2. Зависимости ОСПШ от угла рассогласования δ_2 при $m_1 = 0,95$,
а) $\delta_1 = 0^\circ$; б) $\delta_1 = 50^\circ$; в) $\delta_1 = 90^\circ$

На рис. 2, в представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,95$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 90^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S не достигается ни при каких условиях.

На рис. 3, а представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексах поляризации помехи $m_2 = 0,95$, $m_2 = 0,5$ и $m_2 = 0,1$, что соответствует частично поляризованной помехе. Данные зависимости получены при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,5$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 0^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S 7,8 дБ достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 20^\circ$.

На рис. 3, б представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,5$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 50^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S

достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 12^\circ$.

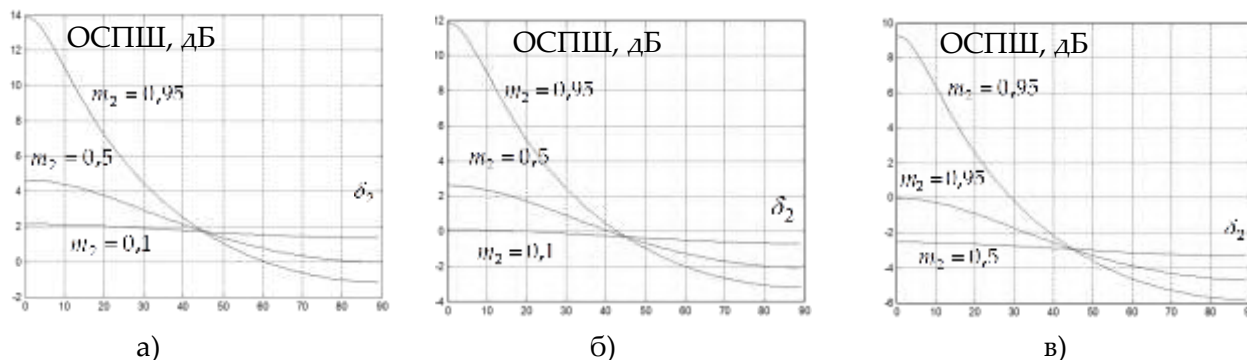


Рис. 3. Зависимости ОСПШ от угла рассогласования δ_2 при $m_1 = 0,5$,
а) $\delta_1 = 0^\circ$; б) $\delta_1 = 50^\circ$; в) $\delta_1 = 90^\circ$

На рис. 3, в представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,5$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 90^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 5^\circ$.

На рис. 4, а представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексах поляризации помехи $m_2 = 0,95$, $m_2 = 0,5$ и $m_2 = 0,1$. Данные зависимости получены при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,1$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 0^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S 7,8 дБ достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 15^\circ$.

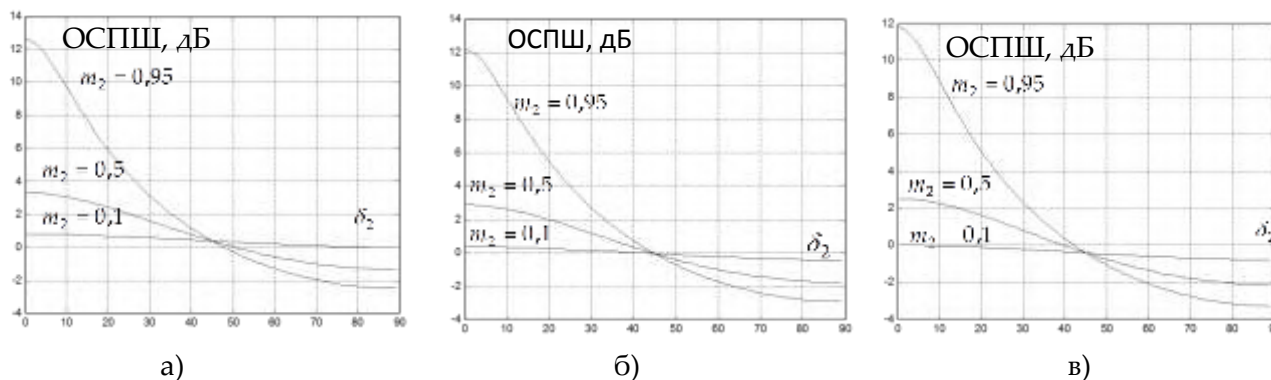


Рис. 4. Зависимости ОСПШ от угла рассогласования δ_2 при $m_1 = 0,1$
а) $\delta_1 = 0^\circ$; б) $\delta_1 = 50^\circ$; в) $\delta_1 = 90^\circ$

На рис. 4, б представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,1$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 50^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 13^\circ$.

На рис. 4, в представлены зависимости ОСПШ от угла рассогласования помехи δ_2 при индексе поляризации сигнала $m_1 = 0,1$ и угле рассогласования сигнала $\delta_1 = 90^\circ$. Из данных графиков видно, что минимально допустимое ОСПШ для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи $m_2 \geq 0,95$, а угол рассогласования помехи $\delta_2 \leq 12^\circ$.

Проведенный анализ электромагнитной совместимости показал, что в большинстве случаев условия обеспечения ЭМС могут нарушаться. Поэтому необходима разработка мер по обеспечению ЭМС данных систем.

Выводы

Усовершенствована методика анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости системы спутникового цифрового телевизионного вещания. Методика учитывает потери мощности сигнала и кросс-поляризационные помехи, происходящие из-за влияния рассогласования по поляризации и степени поляризации принимаемых электромагнитных волн. Методика анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости позволит при проектировании или функционировании системы спутникового цифрового телевизионного вещания производить выбор лучших с точки зрения электромагнитной совместимости каналов. Практическое применение методики анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости повысит качество связи в системе спутникового цифрового телевизионного вещания.

Произведен анализ ЭМС двух смежных по частоте каналов: транспондера 65 и транспондера 64. Проведенный анализ электромагнитной совместимости показал, что в большинстве случаев условия обеспечения ЭМС могут нарушаться. Поэтому необходима разработка мер по обеспечению ЭМС данных систем.

Список литературы:

1. ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation system for Broadcasting Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications. – Sophia-Antipolis Cedex: ETSI, 2009. – 78 p.
2. ETSI EN 300 421. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for 11/12 GHz satellite services. – Sophia-Antipolis Cedex:ETSI, 1997. – 24 p.
3. ETSI EN 301 210. Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for Digital Satellite News Gathering (DSNG) and other contribution applications by satellite. – Sophia-Antipolis Cedex:ETSI, 1999. – 32 p.
4. Eroz M., Sun F.-W., Lec L.-N. DVB-S2 Low Density Parity Cheek Codes with near Shannon Limit Performance // International Journal on Satellite Communication Networks. – 2004. – Vol. 22, No. 3. – P. 269 – 279.
5. ETSI TR 102 376 v1.1.1 (2005-02). Digital Video Broadcasting (DVB); User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2). – Sophia-Antipolis Cedex: ETSI, 2005. – 104 p.
6. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет. – М.: Радио и связь, 1990. – 272 с.
7. Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи / А. П. Родимов, В.В. Поповский. – М.: Радио и связь, 1984. – 272с.