

УДК 681.84.087

ОСОБЕННОСТИ РАДИОПРИЕМА СИГНАЛОВ ГИБРИДНОЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ DRM В СИНХРОННОЙ СЕТИ АМ ВЕЩАНИЯ

ВЫХОДЕЦ А.В., ВЫХОДЕЦ А.А.

ГП УНИИРТ,

FEATURES OF SIGNALS RADIO RECEPTION OFF HYBRID ANALOG-DIGITAL SYSTEM DRM IN SYNCHRONOUS NETWORK OF AM BROADCASTING

VYKHODETS A.V., VYKHODETS A.A.

SE UNIIRT

Аннотация. Рассмотрены вопросы искажений радиоприема цифровых и аналоговых сигналов АМ передатчиков в синхронной сети

Annotation. The problems of radio reception distortions of digital and analog signals of AM transmitters in synchronous network are considered

ВВЕДЕНИЕ

Система DRM в настоящее время в европейских странах рассматривается в качестве наиболее перспективной системы цифрового вещания [1].

Разработки этой системы имели целью улучшить качество радиоприема в диапазонах с АМ ниже 30 МГц [1,2,.

Предусмотрена возможность использования как одного радиоканала для одновременной передачи аналоговых АМ и цифровых DRM радиосигналов, так и двух смежных радиоканалов, в одном из которых передается программа в аналоговом формате (АМ), а в другом – в цифровом (DRM).

При этом радиосигнал с АМ может иметь обе боковые полосы (ДБП), одну боковую полосу (ОБП) или частично подавленную одну полосу (ЧПБП).

На рис. 1 показаны примеры размещения радиоканалов, в которых передаются АМ и DRM радиосигналы.

Заместим, что если при амплитудной модуляции на рис. 1 фактически представлен спектр одно- или двухполосного АМ радиовещательного сигнала, то в случае DRM это группа несущих, т.е. сигнал OFDM.

ОСНОВНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И РАСЧЕТЫ

Пусть передается АМ аналоговый радиосигнал с ДБП в полосе 10 кГц и радиосигнал OFDM (рис. 1) в одной боковой полосе.

Представим модулирующий аналоговый сигнал тригонометрическим рядом:

$$u_m = U_{0m} e^{j\Omega t} \sum_{i=0}^M b_i \cos(\Omega_i t + \varepsilon_i).$$

На выходе АМ передатчика аналоговый радиосигнал

$$u = U_0 \prod_{i=1}^M m_i \cos(\Omega_i t + \varepsilon_i) \cos 2\pi f_c t, \quad (1)$$

1. где m_i – коэффициент модуляции i -той составляющей;
2. f_c – несущая частота.
3. Сигнал OFDM на интервале $(0, T_s)$

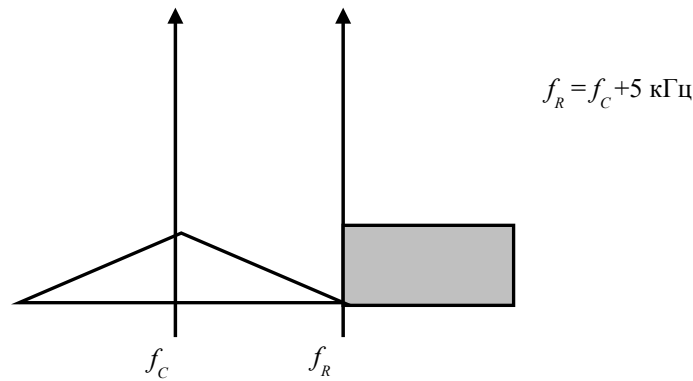


Рисунок 1 - Радиоканал при совместной передаче AM и DRM радиосигналов

$$G(t) = U_0 \prod_{k=0}^{N-1} (C_{Ik} \cos 2\pi kFt - C_{Qk} \sin 2\pi kft). \quad (2)$$

На выходе модулятора цифрового передатчика при передаче однополосного колебания получим

$$u_{\text{н}} = aU_0 \prod_{k=0}^{N-1} \cos[2\pi k (f + f_R) t - \psi_k], t_1 \leq t \leq t_1 + lT_s, \quad (3)$$

где t_1 – произвольный момент начала передачи;

l – число переданных посылок;

T_s – продолжительность символа OFDM;

N – число каналов;

T_U – продолжительность полезной (ортогональной) части символа OFDM;

$F = \frac{1}{T_U}$ – основная частота OFDM символа;

$$C_k = \sqrt{C_{Ik}^2 + C_{Qk}^2}, \psi_k = \arctg \frac{C_{Qk}}{C_{Ik}}, aU_0 – \text{коэффициент передачи цифрового канала;}$$

f_c – несущая частота AM передатчика; f_R – опорная частота, $f_R = f_c + 5$ кГц

Опорная частота f_R DRM радиосигнала равна частоте OFDM несущей, которой присвоен номер $k = 0$, эта несущая не подвергается модуляции и относительно ее отсчитываются номера несущих, расположенных выше или ниже по частоте.

На входе приемника сигнал совместной передачи AM и DRM сигналов от передатчика П1 будет иметь вид

$$u_1 = U_{01} \prod_{i=0}^M m_i \cos(\Omega_i + \varepsilon_i) \cos 2\pi f_c t + a \prod_{k=0}^{N-1} C_k \cos[2\pi f (kF + f_R) t + \psi_k]. \quad (4)$$

Пусть приемник находится на расстоянии r_1 от передатчика П1 и на расстоянии r_2 от передатчика П2. Излучаемая мощность у обоих передатчиков одинакова. Передатчики работают в синхронной сети. Отнесем задержки радиосигнала и модулирующих сигналов ко 2-му передатчику. Тогда на выходе приемника получим сумму сигналов, поступивших от передатчика П2

$$u_2 = U_{02} \prod_{\substack{M \\ 0 \leq i \leq M-1}} \left[1 + e^{j(\Omega_i(t-\tau) + \varepsilon_i)} \right] \prod_{\substack{\omega_c \\ \omega_c} } \cos \omega_c(t - \tau) + a \prod_{\substack{N-1 \\ 0 \leq k \leq N-1}} C_k \cos 2\pi[kF(t - \tau) + 2\pi f_R(t - \tau) + \psi_k] \prod_{\substack{\omega_c \\ \omega_c}} \cos \omega_c(t - \tau), \quad (5)$$

где $\tau = \frac{r_1 - r_2}{c}$, aU_{01} – коэффициент передачи первого цифрового канала; aU_{02} коэффициент передачи второго цифрового канала.

Рассмотрим результат сложения двух аналоговых радиосигналов.

Суммарное напряжение аналогового радиосигнала с АМ на входе радиоприемника

$$u_p = u_1 + u_2 = U_{01} \prod_{\substack{M \\ 0 \leq i \leq M-1}} \left[1 + e^{j(\Omega_i t + \varepsilon_i)} \right] \prod_{\substack{\omega_c \\ \omega_c}} \cos \omega_c t + D \prod_{\substack{M \\ 0 \leq i \leq M-1}} \left[1 + e^{j(\Omega_i(t-\tau) + \varepsilon_i)} \right] \prod_{\substack{\omega_c \\ \omega_c}} \cos \omega_c(t - \tau), \quad (6)$$

где $D = \frac{U_{02}}{U_{01}}$.

Рассмотрим результат суммирования двух составляющих спектра суммарного сигнала с частотой Ω_i , приняв $\varepsilon_i = 0$,

$$\begin{aligned} u_p &= U_{01} [1 + m_i \cos \Omega_i t] \cos \omega_c t + D [1 + m_i \cos \Omega_i(t - \tau)] \cos \omega_c(t - \tau) = \\ &= U_{01} [B_i(t) \cos \omega_c t + DB_i(t - \tau) \cos \omega_c(t - \tau)] = \\ &= U_{01} [B_i \cos \omega_c t + DB_i(t - \tau) \cos \omega_c(t - \tau)] = P_i \cos[\omega_c t - \psi(t)], \end{aligned} \quad (7)$$

где $B(t) = 1 + m_i \cos \Omega_i(t)$; $B(t - \tau) = 1 + m_i \cos \Omega_i(t - \tau)$. (8)

Выражение для P_i (7) с учетом (8) можно записать как

$$P_i = \sqrt{B_i^2(t) + 2DB_i(t)B_i(t - \tau) \cos \omega_c \tau + D^2 B_i^2(t - \tau) \cos(\Omega_i t - \varphi_i)}, \quad (9)$$

$$\varphi_i = \arctg \frac{DB_i(t - \tau) \cos \omega_c \tau}{B_i(t) + DB_i(t - \tau) \cos \omega_c \tau}. \quad (10)$$

Анализ выражения (9) достаточно сложен, поэтому рассмотрим частные случаи.

1. Пусть $\omega_c \tau = 2\pi n$ ($n = 0, 1, 2, \dots$). В этом случае $\cos \omega_c \tau = 1$ и выражение (9) примет вид

$$P_i = B_i(t) + DB_i(t - \tau) = 1 + D + m_i \sqrt{1 + 2D \cos \Omega_i \tau + D^2} \cos(\Omega_i t - \varphi_i), \quad (11)$$

$$\text{где } \varphi_i = \operatorname{arctg} \frac{D \sin \Omega_i \tau}{1 + D \cos \Omega_i \tau}.$$

Если радиоприемник будет находиться на территории между передатчиками П1 и П2 в точке, в которой $D = 1$, то при параметрах передатчиков, упомянутых выше, можно принять $\tau \approx 0$ и $\varphi_i = 0$. Отсюда

$$P_i = 2(1 + D + m_i \cos \Omega_i t) \quad (12)$$

и

$$u_p = 2 \left(1 + \sum_{i=0}^M m_i \cos \Omega_i t \right) \cos \omega_c t. \quad (13)$$

При $\omega_c \tau = 2\pi n$ в окрестности точки, в которой $D = 1$, суммарный сигнал не искажается. При $\omega_c \tau = 2\pi(n - 1)$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) $\cos \omega_c \tau = -1$ и при $D = 1$

$$P_i = 2m_i \sin \frac{\Omega_i \tau}{2} \cos(\Omega_i t - \varphi_i), \quad (14)$$

$$\text{где } \varphi_i = \operatorname{arctg} \frac{D \sin \Omega_i \tau}{1 - D \cos \Omega_i \tau}.$$

Поскольку при $D = 1$ $\tau \approx 0$ и $\varphi_i = 0$, то $P_i \approx 0$ при всех значениях Ω_i .

Таким образом при $\omega_c \tau = \pi(2n - 1)$ в окрестности точки $D = 1$, как следует из выражения (7), результирующее напряжение u_p с периодичностью $T = \frac{1}{f_c}$ будет принимать значение,

равное 0. При перемещении приемника в направлении одного из передатчиков значение D будет уменьшаться, а τ – увеличиваться, в результате чего будут появляться частотно-избирательные замирания

При абсолютной синхронизации частот несущих обоих передатчиков одинаковы ($f_{c1} = f_{c2}$) в пространстве между станциями в результате интерференции образуются пучности (13) и узлы (14), повторяющиеся через интервалы, равные $\frac{\lambda}{2}$.

Качественные показатели работы синхронных сетей в диапазоне ниже 30 МГц в очень большой степени зависят от точности синхронизации несущих частот передатчиков П1 и П2. При абсолютной синхронизации, когда $f_1 = f_2$, интерференционная картина неподвижна и участок территории (зона искажений), в пределах которого прием ухудшается, невелик [3]

При расхождении частот ($f_1 \neq f_2$) интерференционная картина перемещается с периодичностью $T = \frac{1}{\Delta f}$ ($\Delta f = |f_1 - f_2|$) и зона искажений увеличивается. Разработана специальная аппаратура для синхронизации несущих частот в диапазоне ниже 30 МГц, обеспечивающая незначительное смещение зоны искажений [4].

В диапазоне коротких волн длина волны значительно короче и искажения приему будут заметны больше. При мобильном приеме заметность искажения качества повысится при радиоприеме во всех диапазонах.

Если осуществляется совместная передача (simulcast) аналогового и цифрового сигналов посредством одного передатчика, то в синхронной передающей сети колебания суммарного аналогового радиосигнала скажутся на приеме цифровых сигналов: периодическое уменьшение суммарного напряжения u_p на входе приемника приведет к периодическому срыву приема цифровых сигналов.

Режим совместной передачи может быть реализован при использовании двух отдельных передатчиков, излучающих соответственно аналоговый и цифровой сигналы в смежных радиоканалах. В этом случае условия приема цифровых сигналов в синхронной сети не будут зависеть от условий приема аналогового сигнала.

Параметры цифрового канала гибридной аналого-цифровой системы DRM [6] обеспечивают возможность работы системы в синхронном режиме [7].

Когда на вход DRM приемника поступают сигналы от двух синхронных передатчиков, имеющих между собой временной сдвиг τ , то результирующий сигнал равен их сумме

$$u_{\Sigma\Pi} = u_1(t) + u_2(t) = U_{01} \sum_{k=0}^{M-1} C_k \cos[2\pi(kF + f_R)t - \psi_k] + DU_{02a} \sum_{k=0}^{N-1} C_k \cos[2\pi(kF + f_R)(t - \tau) - \psi_k] \quad (15)$$

Рассмотрим результат суммирования двух составляющих суммарного сигнала с частотой $(f_R + kF)$

$$aU_{0a} \{ C_k \{ \cos[2\pi(kF + f_R)t - \psi_k] + D \cos[2\pi(kF + f_R)t - 2\pi kF\tau - 2\pi f_R\tau - \psi_k] \} = M_k C_k \cos[2\pi(kF + f_R)t - \psi_k - \gamma_k] \quad (15)$$

$$\text{где } M_k = \sqrt{1 + D^2 + 2D \cos \varphi_k}, \quad (16)$$

$$\varphi_k = -2\pi\tau(f_R + kF), \gamma_k = -\text{arctg} \frac{D \sin \varphi_k}{1 + D \cos \varphi_k}, D = \frac{U_{02}}{U_{01}}$$

Результирующий суммарный сигнал OFDM будет равен

$$u_{\Sigma} = \sum_{k=0}^{N-1} B_k \cos[2\pi(kF + f_R)t - \Psi_k] \quad (17)$$

$$\text{где } B_k = aU_{01}M_kC_k, \Psi_k = \Phi_k + \gamma_k.$$

Из сравнения (17) и (3) видно, что выражение совпадают и суммарный сигнал (17) может быть принят так же, как и исходный (3).

Таким образом, в системе передачи цифровых сигналов (OFDM), когда задержка во времени не превышает длительности защитного интервала, имеет место конструктивное эффективное взаимное сложение сигналов от каждого передатчика сети. Однако, хотя использование защитного интервала и устраняет межсимвольные помехи в условиях синхронной работы передатчиков, они не позволяют устранить влияния частотно-избирательного замирания.

В тюнере приемника спектр радиосигнала OFDM конвертируется в область звуковых частот. На входе тюнера сигнал OFDM (18) может быть представлен выражением подобным (2)

$$U_{\Sigma}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_{I_k} \cos[2\pi(f_R + kF + \gamma_k)t] - \sum_{k=0}^{N-1} B_{Q_k} \sin[2\pi(f_R + kF + \gamma_k)t]. \quad (18)$$

В конверторе первое слагаемое умножается на $\cos 2\pi f_R$, а второе – на $\sin 2\pi f_R$. В результате на выходе тюнера получим:

$$U_{\Sigma}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} B_{I_k} \cos[2\pi(kF + \gamma_k)t] - \sum_{k=0}^{N-1} B_{Q_k} \sin[2\pi(kF + \gamma_k)t], \quad (19)$$

где $B'_{Ik} = aU_{01}M_kC_{Ik}$ $B'_{Qk} = aU_{01}M_kC_{Qk}$.

Проанализируем выражение M_k при изменении D от 0 до 1.

Как видно из (16), в случае, когда D изменяется в диапазоне (1, 0), в зависимости от значения φ_k M_k может изменяться в диапазоне от 0 до 2. Это означает, что из-за частотно-избирательных замираний некоторые частотные диапазоны спектра принимаемого сигнала будут ослаблены, происходит искажение амплитуды и фазы каждой несущей. Если приемник OFDM должен выполнить когерентную демодуляцию сигнала, ему требуется выполнить коррекцию фазы и амплитуды каждой несущей. После быстрого преобразования Фурье эта задача решается с помощью простого корректора (эквалайзера) [8]. Такой процесс носит название “оценка и коррекция канала”. Для оценки канала и, как следствие, для коррекции сигналов КАМ используется набор специальных пилот-несущих, разбросанных в частотной и временной области, в сочетании с интерполяционной фильтрацией для оценки характеристики канала.

Коэффициент M_k принимает значения равное 0 в окрестности точки, в которой $D = 1$. При использовании диапазона 26 МГц на этом отрезке территории происходит срыв приема радиосигналов DRM через промежутки равные $(2n - 1)\frac{\lambda}{2}$ м, что соответствует временной

задержке равной $(2n - 1) \times 0,019$ мкс. При полевых испытаниях системы DRM в диапазоне 26 МГц. Было отмечен эффект срыва приема и показано, что улучшение приема на упомянутом отрезке территории можно достичь при введении временной задержки в радиосигнал одного из передатчиков [9]. В этом случае возникают частотно-избирательные замирания, которые с помощью эквалайзера корректируются в приемнике, и предполагается, что существенного понижения уровня суммарного сигнала, приводящее к срыву радиоприема не будет.

В качестве проверки этого предположения рассмотрим случай, когда DRM радиовещание в диапазоне 26 МГц ведется земной волной, параметры OFDM символа соответствуют режиму передачи А [6], несущая частота радиосигнала DRM $f_R = 26$ МГц, фаза $\varphi_k =$

$= (26 \cdot 10^6 + k \cdot 41 \frac{2}{3}) \tau$ рад, полоса частот радиоканала – 10 кГц, число несущих символа

OFDM – $N = 240$. Прием осуществляется в точке, в которой $D = 1$ и радиосигнал от одного из передатчиков поступает с дополнительной задержкой $\tau = 25$ мкс. На рис. 2 показан график изменения M_k в зависимости от номера несущей к OFDM символа.

Как следует из рис. 2, коэффициент M_k в интервале частот радиоканала 26,001 МГц – 26,01 МГц изменяется в диапазоне 1,4-2, т.е. появляются частотно-избирательные замирания, но прием осуществляется стабильно а частотно-избирательные замирания несущих символа OFDM могут быть скомпенсированы с помощью эквалайзера цифрового приемника [8].

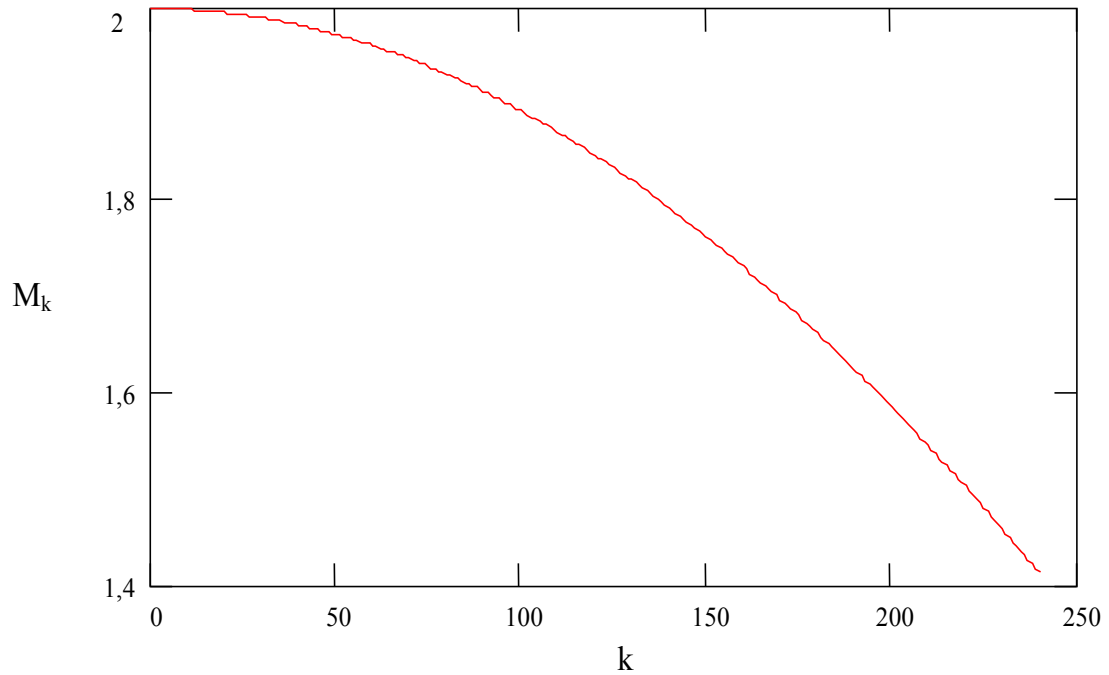


Рисунок 2 – Изменение коэффициента M_k в зависимости от номера k несущей OFDM символа

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. ETSI EN 101 980 V1.1 (2001-9) DRM System Specification
2. Рихтер С. Г. Цифровое радиовещание. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 362 с.
3. Звуковое вещание: Справочник / А.В. Выходец, М.П. Жмурич, И.Ф.Зорин и др.; Под ред. Ю.А. Ковалгина. – М.: Радио и связь, 1993. – 464 с.
4. Справочник по радиовещанию / А.В. Выходец, В.М. Захарин и др.; под ред. А.В. Выходца. – К.: Техніка, 1981. – 263 с.
5. Ahmad R.S, Bahai, Burton R. Saltzberg, Mustafa Ergen Multi- Carrier Digital Communications Theory and Applications of ODDM.// Springer Science + Business Media, Inc. – 2004.