

Алгоритмы синхронизации в OFDM – системах

Синхронизация приёмно-передающих устройств в OFDM - системе.

Рассмотрим обобщенную функциональную схему системы передатчик – канал – приемник, использующей OFDM, представленную на рис. 1. В качестве модели используется фильтровой канал с аддитивным белым гауссовским шумом.

Для формирования и выделения ортогональных поднесущих в OFDM-системах используется пара преобразований Фурье. Поэтому сигналы формируются и передаются в виде временных отрезков определенной структуры, называемых OFDM-символами. Для минимизации влияния эффектов межсимвольной интерференции между отдельными символами вводятся паузы - защитные интервалы. На приемной стороне изначально не известен момент прихода очередного символа. Кроме того, во избежание потери ортогональности поднесущих при демодуляции, требуется точное фазовое и частотное согласование приемника и передатчика во всей полосе принимаемых сигналов. Фазовое и частотное рассогласование обусловлено разбросом и нестабильностью частот опорных генераторов передатчика и приемника при переносе спектра и доплеровским сдвигом - в подвижной связи. Влияние ошибок синхронизации возрастает с ростом числа поднесущих. Поэтому для минимизации фазовых искажений сигнала на приемной стороне, а, следовательно, вероятности ошибки при демодуляции, в OFDM-системах необходима как временная, так и частотная синхронизация.

Известны также искажения, обусловленные различием частоты дискретизации сигналов в передатчике и приемнике. Они приводят к изменению масштаба сигнала по времени и ширине спектра. Однако, как показала численная оценка, при выборе опорных генераторов высокой точности в приемопередающей аппаратуре, данные искажения имеют ничтожно малую величину и компенсируются трактами синхронизации.

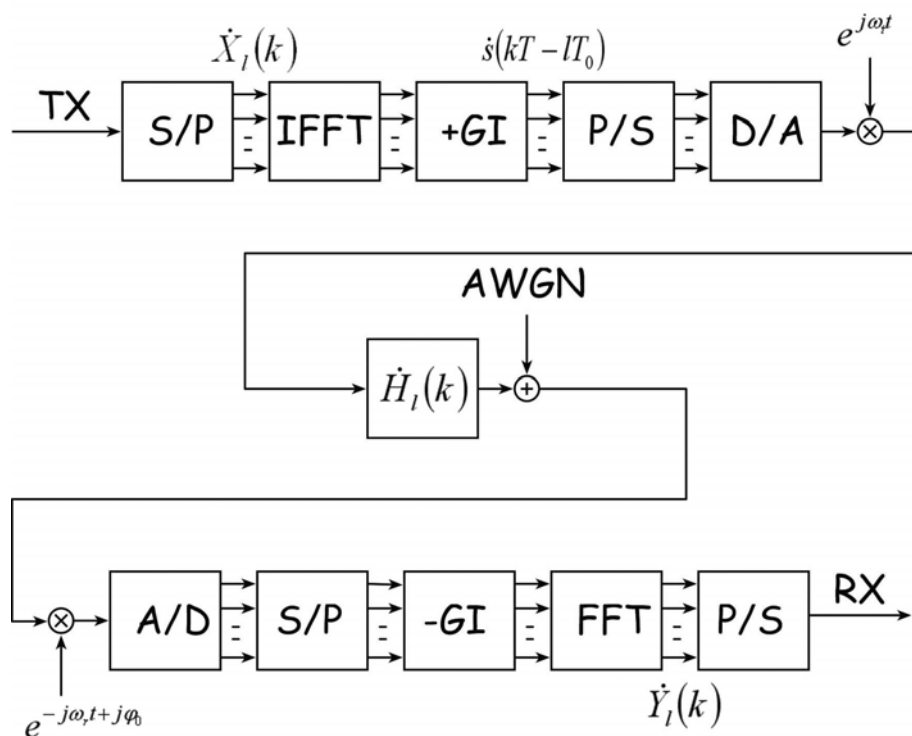


Рис. 1. Функциональная схема системы передатчик-канал-приемник, использующей OFDM. S/P – преобразователь последовательных данных в параллельные. IFFT – блок обратного быстрого преобразования Фурье; +GI – формирователь защитного интервала; P/S – преобразователь параллельных данных в последовательные, D/A – цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). TX и RX – передаваемые и принимаемые данные соответственно.

Этапы синхронизации.

Как видно из функциональной схемы, представленной на рис. 1, для применения прямого дискретного преобразования Фурье на приемной стороне осуществляется временная дискретизация OFDM-символов. Поэтому во временной и частотной областях OFDM-символы представлены дискретными отсчетами; благодаря технической сложности выполнения быстрого преобразования Фурье больших размерностей, количество отсчетов на символ совпадает с количеством поднесущих, и синхронизация разбивается на следующие этапы:

Шаги синхронизации.

1. Грубая временная синхронизация (из сигнала во временной области).
2. Корректировка смещения по времени (схемотехнически).
3. Точная синхронизация по частоте (из сигнала во временной области).
4. Корректировка смещения по частоте (схемотехнически).
5. Применение БПФ для демодуляции символа.
6. Грубая синхронизация по частоте (из сигнала в частотной области).
7. Корректировка смещения по частоте (схемотехнически).
8. Оставшаяся временная синхронизация (из сигнала в частотной области).
9. Корректировка смещения по времени (математически).
10. Оценка ЧХ канала передачи.
11. Компенсация влияния ЧХ канала (математически).

Этапы 1 и 2 реализуются путем обработки OFDM-сигнала во временной области. Для реализации этапов 4 и 5 необходимо получение дискретных отсчетов поднесущих при помощи дискретного преобразования Фурье.

В данной статье подробно рассмотрим первые два этапа применительно к стандарту наземного цифрового телевизионного вещания DVB-T. Особое внимание для рассмотрения заслуживают вопросы оценки параметров синхронизации – частотной расстройки и времени запаздывания. При этом предполагается, что компенсация частотного и временного сдвига производится при помощи широко используемых способов – преобразованием частоты с перестраиваемым опорным генератором и управлением задержкой дискретизированных сигналов соответственно.

Один из наиболее эффективных алгоритмов для оценки смещения по частоте во временной области базируется на взаимных корреляционных свойствах защитного интервала и символа. Алгоритм не требует предварительного вычисления БПФ. Как показали исследования, его точность достаточна для большинства практических приложений.

Структура передаваемого OFDM - сигнала.

Для синтеза алгоритмов синхронизации необходимо рассмотреть формальное описание передаваемого OFDM-сигнала.

После введения защитного интервала выражение для символа принимает вид:

$$\dot{s}_s(kT) = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}(i) e^{j\omega_i(kT - T_g)},$$

а показатель экспоненты $(kT - T_g)$ означает, что передача самого символа начинается в момент времени $kT = T_g$, а до этого $(kT \in (0..T_g))$ передаётся его периодическое повторение. На рис. 2 представлена структура OFDM-символа в стандарте DVB-T, стрелкой показана ось времени.

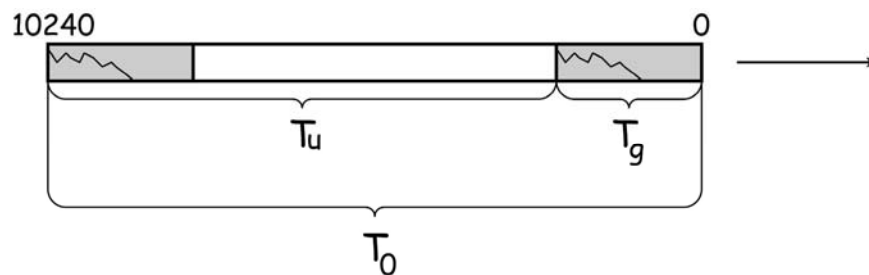


Рис. 2. структура OFDM-символа в стандарте DVB-T.

OFDM - сигнал состоит из последовательности символов и имеет вид:

$$\dot{s}(kT - lT_0) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \dot{s}_s(kT - lT_0) = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}_l(i) e^{j\omega_i([kT - T_g] - lT_0)}, \quad (1)$$

где T_0 - длительность символа после введения защитного интервала, $T_0 = T_u + T_g = T(N + N_g)$.

Искажения сигнала, возникающие при передаче и приеме.

Представим сигнал на нулевой частоте на входе схемы синхронизации в виде:

$$r(t) = s(t - \tau) e^{j([n\omega_i + d\omega]t + \varphi_0)} + n(t),$$

где $s(t - \tau)$ - информационная составляющая сигнала, передаваемая на нулевой частоте; τ - задержка передаваемого сигнала, складывающаяся из времени распространения в среде, временного сдвига, возникающего вследствие отклонения частоты дискретизации

$\omega_d = \frac{2\pi}{T}$ от расчётного значения, а также групповой задержки, получающейся прохождением через тракты обработки сигнала. Далее в формуле $n\omega_i$ - сдвиг частоты на целое количество гармоник, где ω_i - расстояние между поднесущими в спектре сигнала, а $d\omega$ - сдвиг сигнала по частоте на значение, которое не превосходит ω_i ; φ_0 - начальная фаза.

Сдвиг сигнала по частоте возникает вследствие разности промежуточных частот приёмника ω_r и передатчика ω_t : $\Delta\omega_{\text{carrier}} = \omega_t - \omega_r = n\omega_i + d\omega$.

Многолучевое распространение.

В эфире сигнал претерпевает искажения, которые связаны с многолучевым распространением. Импульсная характеристика (ИХ) подобного канала:

$$h(\tau, t) = \sum_i \beta_i(t) e^{-j\theta_i(t)} \delta(\tau - \tau_i(t)), \quad (2)$$

где β_i , θ_i - амплитуда и фаза импульса, а τ_i - момент появления на приёмном конце импульса при распространении по одному из лучей [8,9]; t - текущее время (так как параметры канала могут меняться со временем).

Найдём передаточную функцию канала как преобразование Фурье от ИХ, т.е.

$$\dot{H}(\omega, t) = F(h(\tau, t)), \text{ тогда } \dot{H}(\omega, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j\omega\tau} d\tau = \sum_i \beta_i(t) e^{-j(\omega\tau_i(t) + \theta_i(t))}.$$

Упрощённая модель канала передачи.

Для упрощения рассуждений обозначим импульсную характеристику канала $h(t)$, которая создается при распространении сигнала. Принятый сигнал имеет вид:

$$\dot{y}(nT) = \sum_i h_i(nT) \dot{s}(nT - \tau_i) + \tilde{n}_l(nT). \quad (3)$$

Формула справедлива в том случае, если ИХ короче защитного интервала, т. е. $\tau_i < T_g$, тогда символы не перекрываются, а также при стационарности ИХ в течение символа, т.е. в формуле (2) $t = const$. В формуле (3) $\tilde{n}(nT)$ - отсчёты аддитивного шума в канале, которые получаются после прохождения белого шума (БШ) через канал. В предположении полной синхронизации приёмника с передатчиком по времени и частоте можно представить выражение в частотной области, т.е. на выходе FFT, получим:

$$\dot{Y}_l(k) = \dot{X}_l(k) \dot{H}_l(k) + \hat{n}_l(k), \quad (4)$$

где $\dot{H}_l(k) = \sum_i h_i(nT) e^{-j\omega_k \tau_i} = \dot{H}(\omega, t)$ - частотная характеристика канала; $\hat{n}_l(k)$ - отсчёты

спектра шумового воздействия, т.е. $\hat{n}_l(k) = \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{n}_l(iT) e^{-j\omega_k iT}$.

Эффекты искажения принимаемых сигналов, вызванные нарушением синхронизации.

Для того чтобы определить, как скажется задержка в канале на его спектр, воспользуемся известным соотношением: если на входе сигнал задержан на τ , т.е. $\dot{s}(t) \Rightarrow \dot{s}(t - \tau)$, тогда его спектр претерпевает изменения $\dot{X}(\omega) \Rightarrow \dot{X}(\omega) e^{-j\omega\tau}$. Перепишем соотношение (4) с учётом сдвига по времени [5]:

$$\dot{Y}_l(k) = \dot{X}_l(k) \dot{H}_l(k) e^{-j\omega_k \tau} + \hat{n}_l(k).$$

Если представить ω_k через период дискретизации, т.е. $\omega_k = k \frac{2\pi}{NT}$, то, введя обо-

значение $\delta_\tau = \frac{\tau}{T}$, получим

$$\dot{Y}_l(k) = \dot{X}_l(k) \dot{H}_l(k) e^{-j \frac{2\pi\delta_\tau k}{N}} + \hat{n}_l(k),$$

где δ_τ - временной сдвиг, исчисляемый в периодах дискретизации. Таким образом, фаза каждой поднесущей поворачивается на угол, пропорциональный её номеру (индексу) k .

В работе показано, что при достаточно больших временных сдвигах помимо фазового искажения также возникает ослабление сигнала на выходе FFT и интерференция, т.е.

$$\dot{Y}_l(k) = \dot{X}_l(k) \dot{H}_l(k) \alpha(\delta_\tau T) e^{-j \frac{2\pi\delta_\tau k}{N}} + \tilde{n}_{l,\tau}(k) + \hat{n}_l(k),$$

где $\alpha(\delta_\tau T)$ - ослабление, а $\tilde{n}_{l,\tau}(k)$ - аддитивный шум, возникающий вследствие интерференции между символами и интерференции между поднесущими [5].

Для определения зависимости спектра сигнала от рассогласования несущих частот сигнала и приёмника $\Delta\omega$, известно соотношение [5]:

$$\dot{Y}_l(k) = \dot{X}_l(k) \dot{H}_l(k) \frac{\sin(\pi\delta_\omega)}{\pi\delta_\omega} e^{j\pi\delta_\omega} + \tilde{n}_{l,\Delta\omega}(k) + \hat{n}_l(k),$$

где $\delta_\omega = \frac{\Delta\omega}{\omega_i}$ - относительная частотная расстройка, $\tilde{n}_{l,\Delta\omega}(k)$ - аддитивный шум, возник-

ающий вследствие интерференции между поднесущими.

Если помимо сдвига несущих частот возникает расхождение частоты дискретизации от номинального значения, то сигнал на выходе FFT имеет вид:

$$\dot{Y}_l(k) = \dot{X}_l(k) \dot{H}_l(k) \frac{\sin(\pi \varepsilon_\omega)}{\pi \varepsilon_\omega} e^{j\pi \varepsilon_\omega \frac{N-1}{N}} + \tilde{n}_{l,\varepsilon}(k) + \hat{n}_l(k), \text{ где } \varepsilon_\omega = \delta_\omega (1 + \delta_T) + k\delta_T,$$

а δ_T определяется изменением периода дискретизации, при этом новый период дискретизации определяется как $\tilde{T} = T(1 + \delta_T)$ [5].

Алгоритм синхронизации.

Рассмотрим сигнал в виде аддитивной смеси задержанной по времени и смещенной по частоте полезной составляющей и аддитивного белого гауссовского шума:

$$\dot{r}(t) = \dot{s}(t - \tau) e^{j([n\omega + d\omega]t + \phi_0)} + n(t). \quad (5)$$

Для синтеза соотношений, определяющих коррекцию по времени и частоте, используем корреляционные свойства передаваемого сигнала во временной области. Ранее упоминалось, что передаваемый символ $T_0 = T_u + T_g = T(N + N_g)$ состоит из информационной части T_u и её циклического продолжения T_g - защитного интервала, который передается в начале символа.

Обозначим $x = x[kT] = \dot{r}(kT)$ - отсчет входного сигнала в момент времени $t = kT$, а $y = y[kT] = \dot{r}(kT + NT)$ - отсчет входного сигнала, который пришёл на T_u позже.

Таким образом, в момент синхронизации по времени:

$$\lg[L(d\omega, k_s)] = 2|\dot{R}(k_s)| e^{-j[d\omega T_u - d\omega T_u]} - E(k_s) = 2|\dot{R}(k_s)| - |\rho|E(k_s) = \max(k). \quad (8)$$

При реализации алгоритма необходимо выполнять действия в обратном порядке, т.е. найти k_s , при котором $\lg[L(d\omega, k_s)] = \max(k)$. В этом случае можно определить сдвиг частоты $d\omega = -\frac{\arg[\dot{R}(k_s)]}{T_u}$.

На рис. 4. представлена функциональная схема, реализующая описанный алгоритм.

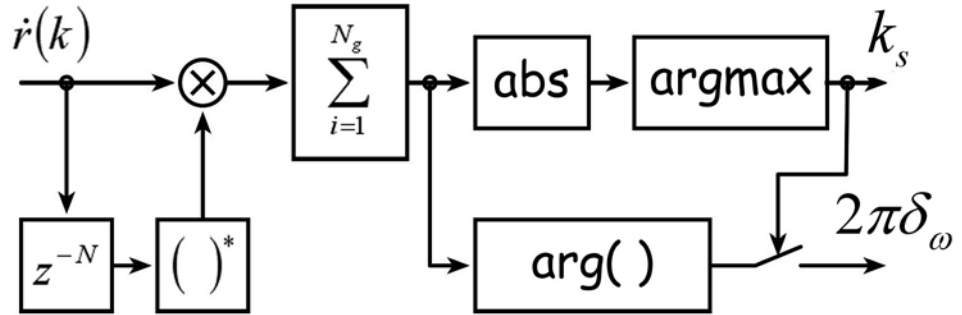


Рис. 4. Функциональная схема, реализующая описанный алгоритм грубой временной и точной частотной синхронизации. Обозначения: $(\cdot)^*$ - комплексное сопряжение; abs и arg - вычислители абсолютного значения и аргумента комплексной величины соотв.; argmax - вычислитель аргумента максимального значения.

The pilot insertion pattern is shown in figure 11.

