

## СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ЧАСТОТНОЙ И ВРЕМЕННОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ ДЛЯ ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛОВ В СТАНДАРТЕ DVB-T

*Бумагин А.В., Калашников К.С., Прудников А.А., Стешенко В.Б.*

### Введение

Задачи синтеза алгоритмов синхронизации и оценки параметров канала при разработке приемников OFDM-сигналов, в частности для систем цифрового телевизионного вещания в стандарте DVB-T, являются актуальными с точки зрения эффективности, ресурсоемкости и практической реализации аппаратуры. Вопросам синхронизации OFDM-сигналов в настоящее время посвящено довольно много работ [1, 2, 5 - 10]. Однако в большей части из них рассматриваются только общие теоретические подходы, зачастую требующие чрезмерные аппаратные ресурсы для реализации.

Настоящая статья посвящена вопросам синтеза алгоритмов синхронизации, используемых при разработке цифровых приемников, работающих в стандарте DVB-T. Предложены алгоритмы частотной и временной синхронизации на всех этапах обработки сигнала. Все синтезированные алгоритмы апробированы посредством моделирования на ЭВМ в целочисленном базисе с учетом ограниченной разрядности представления операндов. При этом были учтены эффекты, связанные с многолучевым распространением сигналов и ориентацией на аппаратную реализацию на распространенных микроэлектронных технологиях с проектными нормами 0,13 – 0,18 мкм.

### Этапы синхронизации

При когерентной демодуляции OFDM-сигналов в DVB-T обычно применяется алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Следовательно, в распоряжении исследователя имеются алгоритмы, работающие как во временной, так и в частотной областях. В качестве опорных сигналов целесообразно использовать пилотные поднесущие. В дальнейшем будем рассматривать только полностью цифровые OFDM-системы, так как последние являются наиболее эффективными с точки зрения устойчивости рабочих характеристик, времени реализации и моделирования.

В более ранних работах показано, что процесс синхронизации разбивается на следующие этапы [6, 7]:

1. Грубая временная синхронизация (определение начала символа с точностью до одного дискретного отсчета АЦП).
2. Точная частотная синхронизация (компенсация частотного рассогласования передаваемого и принимаемого сигналов в пределах расстояния между поднесущими).
3. Грубая частотная синхронизация (коррекция смещения по частоте с точностью до расстояния между поднесущими).

*Рассматривается синтез алгоритмов синхронизации, используемых в цифровых приемниках телевизионных систем, работающих в стандарте DVB-T. Проводится анализ и синтез алгоритмов частотной и временной синхронизации при приеме OFDM-сигналов. Произведена оценка рабочих характеристик предложенных алгоритмов с учетом эффективности их аппаратной реализации. Представлены результаты экспериментальных исследований.*

4. Точная временная синхронизация (корректировка вазового сдвига, вызванного рассинхронизацией по времени в пределах длительности дискретного отсчета АЦП).

5. Оценка и коррекция параметров канала.

Показано [1,5], что этапы 1 и 2 легко реализуются путем обработки сигнала во временной области, а для реализации этапов 4 и 5 необходимо знание дискретных отсчетов поднесущих полученных с помощью БПФ.

### Модель принимаемого сигнала

Для обоснования алгоритмов синхронизации рассмотрим модель принимаемого сигнала.

В стандарте DVB-T предусмотрена следующая структура OFDM-символа [4]. Используется  $K=1705$  (режим 2К) или  $K=6817$  (режим 8К) поднесущих; длительность символа  $T_u$  составляет 224 мкс для режима 2К и 896 мкс - для режима 8К. Длительность защитного интервала может принимать значения  $T_u/4$ ,  $T_u/8$ ,  $T_u/16$  и  $T_u/32$ . Период дискретизации  $T = 7/64$  мкс, таким образом, количество отсчетов на один символ  $N$  составляет 2048 и 8192 для режимов 2К и 8К соответственно. Размерность БПФ совпадает с количеством отсчетов, а амплитуды гармоник, не входящие в символ, принимаются равными нулю. В режиме 8К символьная скорость в четыре раза меньше, следовательно, плотность расположения поднесущих в четыре раза выше (расстояние между поднесущими  $\omega_c=1116$  Гц для режима 8К и  $\omega_c=4464$  Гц для режима 2К). Защитный интервал содержит точную копию конечной части следующего за ним символа.

Передаваемый OFDM-символ может быть представлен в виде:

$$\dot{s}_s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}(i) e^{j\omega_i t}, \quad (1)$$

где  $\dot{X}_i$  - комплексная амплитуда  $i$ -ой гармоники, определяемая выбранным законом модуляции данных (QPSK, QAM16 или QAM64 – для стандарта DVB-T);  $\omega_i$  - ее частота.

После введения защитного интервала выражение (1) принимает вид:

$$\dot{s}_s(kT) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \dot{X}(i) e^{j\omega_c(kT - T_g)}$$

На рис. 1. представлена структура OFDM-символа в стандарте DVB-T.

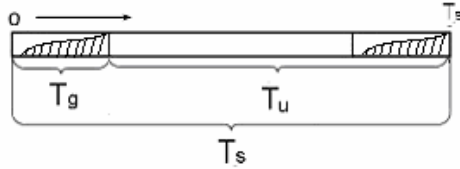


Рис. 1. Структура OFDM-символа в стандарте DVB-T.

Сигнал на входе приемника может быть представлен в виде:

$$\begin{aligned} \dot{r}(t) &= \dot{s}_s(t - \tau) e^{j(\Delta\omega t + \varphi_0)} + \dot{n}(t) = \\ \dot{s}_s(t - \tau) e^{j[(n + \delta_\omega)\omega_c t + \varphi_0]} + \dot{n}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

Здесь  $\tau$  - задержка между передачей и приемом сигнала,  $\Delta\omega = (n_\omega + \delta_\omega)\omega_c$ , где  $n_\omega$  - целая, а  $\delta_\omega$  - дробная часть частотного сдвига (в единицах расстояния между поднесущими);  $\varphi_0$  - начальная фаза опорного генератора,  $n(t)$  - шумовая составляющая входного сигнала.

**Алгоритм грубой временной и точной частотной синхронизации**

В основу алгоритма положен метод максимального правдоподобия. Алгоритм базируется на корреляционных свойствах OFDM-символа и защитного интервала.

До введения защитного интервала отсчеты  $r(k) = r(kT)$  сигнала  $\dot{r}(t)$  предполагается гауссовским случайным процессом. После введения защитного интервала:

$$E(\dot{r}(k) \cdot \dot{r}^*(l)) = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2, \text{ при } k = l \\ \sigma_s^2 e^{-2\pi\delta_\omega(l-k)}, \text{ при } k - l = N \\ 0, \text{ в остальных случаях} \end{cases} \quad (3)$$

(Здесь  $E$  - символ усреднения).

Обозначим корреляционную функцию

$$R(\theta) = \sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} \dot{r}(k) \cdot \dot{r}^*(k - N)$$

Тогда исходя из (2) и (3), можно заключить, что  $E(|R(\theta)|)$  будет иметь максимум при  $\theta = \hat{\theta}$ , соответствующем началу очередного символа, и  $E(R(\hat{\theta})) = N_g \sigma_s^2 e^{-2\pi\delta_\omega}$ . Таким образом, момент начала символа можно определить путем поиска значения  $\hat{\theta}$  аргумента функции  $R(\theta)$ , при котором ее модуль максимален, а оценка частотного рассогласования вычисляется как  $\hat{\delta}_\omega = \frac{1}{2\pi} \arg(R(\hat{\theta}))$ .

Рассмотренный алгоритм, в отличие от оптимального алгоритма оценки частотного сдвига и временного рассогласования, предложенного в [1] и [2], не требует знания отношения сигнал/шум (ОСШ), которое зачастую является неизвестным или требует предварительной оценки.

Функция правдоподобия согласно оптимальному алгоритму имеет вид:

$$\lambda(\theta) = 2 \left| \sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} \dot{r}(k) \dot{r}^*(k - N) \right| - \rho \sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} (|\dot{r}(k)|^2 + |\dot{r}(k - N)|^2),$$

$$\rho = \frac{q}{q + 1}, \text{ где } q - \text{ОСШ.}$$

Заметим, что величина

$$\sum_{k=\theta-N_g}^{\theta-1} (|\dot{r}(k)|^2 + |\dot{r}(k - N)|^2) = 2\mathcal{E}(\theta)$$

представляет собой удвоенную энергию сигнала на интервале  $(\theta - N_g; \theta)$ . При больших  $N_g$  ее можно считать не зависящей от  $\theta$ . И тогда предлагаемый алгоритм сводится к описанному выше.

На рис. 2 представлены зависимости энергии  $\mathcal{E}(\theta)$  (сплошной линией) и модуля корреляционной функции  $|R(\theta)|$  (пунктиром), полученные в результате машинного моделирования.

Моделирование производилось при следующих условиях: длина реализации - 1000 символов; режим передачи -  $2K$ ; длина защитного интервала -  $T_g = T_u/4$ ; модуляция поднесущих - QPSK; частота дискретизации сигнала  $4/T_u$ ; канал предполагается идеальным.

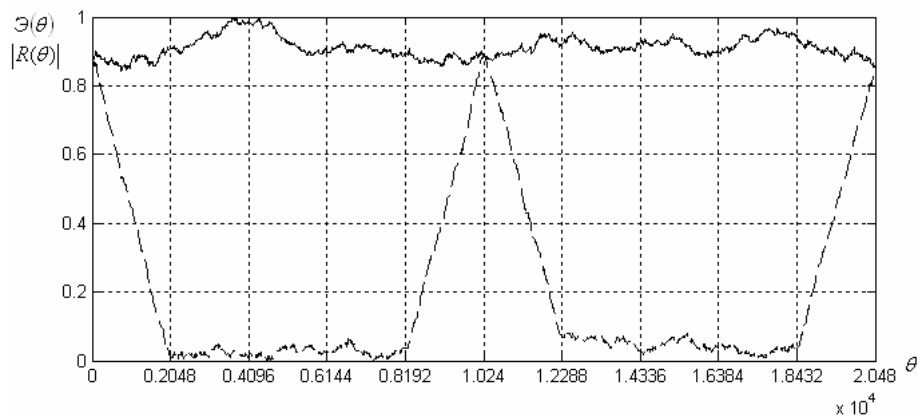
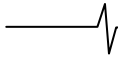


Рис. 2. Экспериментальные зависимости нормированной энергии  $\mathcal{E}(\theta)$  (сплошной линией) и модуля нормированной корреляционной функции  $|R(\theta)|$  (пунктиром), нормированных на величину максимального значения энергии.  $\theta$  - время в единицах дискретных отсчетов.



Анализ статистических характеристик  $\mathcal{E}(\theta)$  показал, что данная величина претерпевает несущественные флуктуации, что подтверждает предположение о постоянстве энергии сигнала. Одним из способов снижения влияния ОСШ на оценку времени запаздывания  $\theta$  является усреднение полученных оценок по ансамблю реализаций (символов). Таким образом, усреднённые оценки времени запаздывания и частотного рассогласования при использовании предложенного алгоритма близки к оптимальным.

Как показали экспериментальные исследования, влияние временного рассогласования не оказывает существенного влияния на ошибку определения частотного сдвига  $\delta_\omega$ . При аппаратной реализации алгоритма целесообразно производить поиск максимума функции  $|R(\theta)|^2$ .

Рассмотренный алгоритм можно реализовать при помощи знакового способа определения оценок искомых параметров, т.е. использующий только знаки значений  $r(k)$ . При этом действительная и мнимая части произведения  $r(k)r^*(k-N)$  будут принимать значения 1, 0 или -1. Для вычисления аргумента корреляционной функции  $R(\theta)$  в целочисленном базисе целесообразно использовать алгоритм семейства CORDIC [3].

На рис. 3 и 4 приведены экспериментальные зави-

симости ошибки определения начала символа и частотного рассогласования от ОСШ, соответственно при использовании знакового и числового корреляторов.

Как видно из рис 3 и 4, применение знакового коррелятора для определения начала символа во временной области дает большую точность при меньших аппаратных затратах. Однако при определении частотного рассогласования точность знакового коррелятора оказывается значительно ниже, чем числового при смещении полученной оценки.

Разрешением сложившейся дилеммы может служить применение комбинированного алгоритма, при котором вычисление корреляционной суммы как по знаковому, так и по числовому алгоритмам производится параллельно. Смещение начала символа  $\hat{\theta}$  определяется при помощи знакового коррелятора, а частотная расстройка - при помощи числового в момент максимума знаковой корреляционной функции. Такой подход позволяет сочетать достоинства знакового и числового корреляторов и дает по сравнению с последним дополнительный выигрыш по точности определения  $\delta_\omega$ .

На рис. 5 приведена функциональная схема системы грубой синхронизации по времени и точной по частоте, базирующейся на рассмотренном алгоритме.

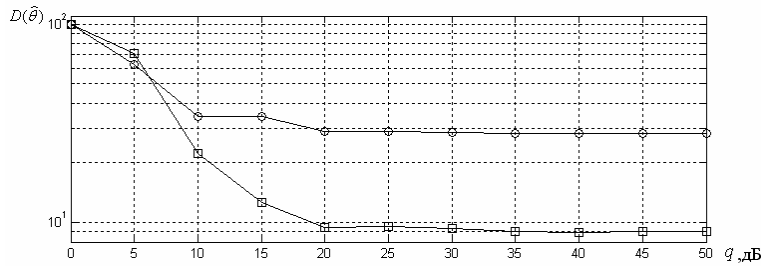


Рис. 3. Экспериментальная зависимость дисперсии ошибки определения начала символа  $D(\hat{\theta})$  от ОСШ (дБ) при применении знакового (—□—) и числового (—○—) корреляторов. По оси ординат - единицы дискретных отсчетов АЦП.

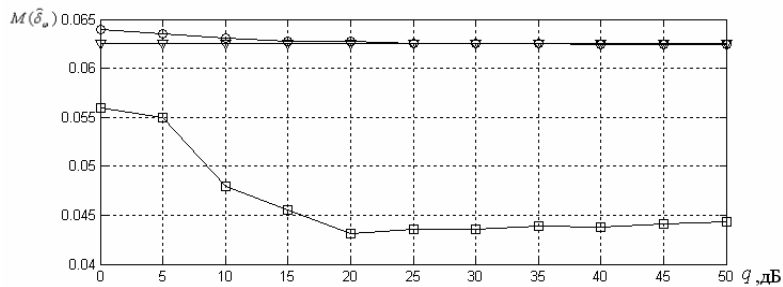


Рис. 4. Экспериментальная зависимость среднего значения оценки относительного частотного рассогласования  $M(\hat{\delta}_\omega)$  от ОСШ при применении знакового (—□—) и числового (—○—) корреляторов; —▽— - истинное значение частотного рассогласования.

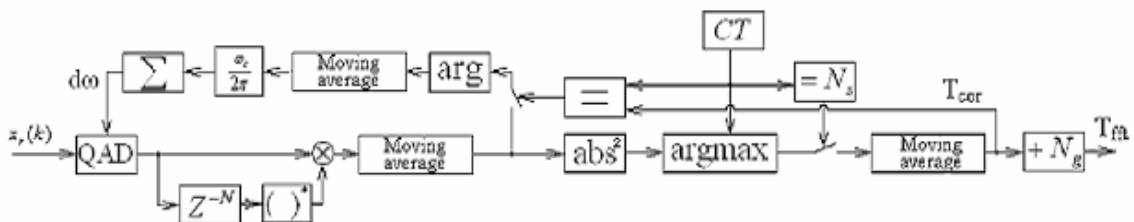


Рис. 5. Функциональная схема системы грубой синхронизации по времени и точной по частоте.

На рис. 5. приняты следующие обозначения:  $x_r(k)$  - отсчеты OFDM-сигнала на промежуточной частоте. QAD – квадратурно-амплитудный демодулятор;  $r(k)$  – отсчеты дискретных сигналов на выходе квадратурного демодулятора;  $()^*$  – операция комплексного сопряжения. Moving average – усреднение по методу скользящего среднего;  $abs^2$  - вычисление квадрата абсолютного значения;  $arg$  – вычисление аргумента комплексного числа;  $arg\max$  – выборка значения счетчика тактов  $CT$  (числа отсчетов), соответствующего максимуму квадрата модуля корреляционной суммы;  $T_{cor}$  - момент времени коррекции частоты, который вычисляется при значении  $CT$ , равном  $N_s$  - количеству отсчетов в символе,  $\Sigma$  - накапливающий сумматор;  $T_{fft} = T_{cor} + N_g$  - момент начала вычисления БПФ;

Время вхождения в синхронизм по началу символа и частоте, а также ошибки синхронизации определяются постоянной времени усреднения. Экспериментально установлено, что минимальная ошибка достигается при постоянной времени, равной 16 символам; дальнейшее увеличение интервала усреднения не даст существенного эффекта.

На рис. 6 приведены зависимости относительной расстройки гетеродина от времени (а) и дисперсии ошибки слежения по частоте от ОСШ (б) при постоянной времени фильтра  $\tau T = 4$ .

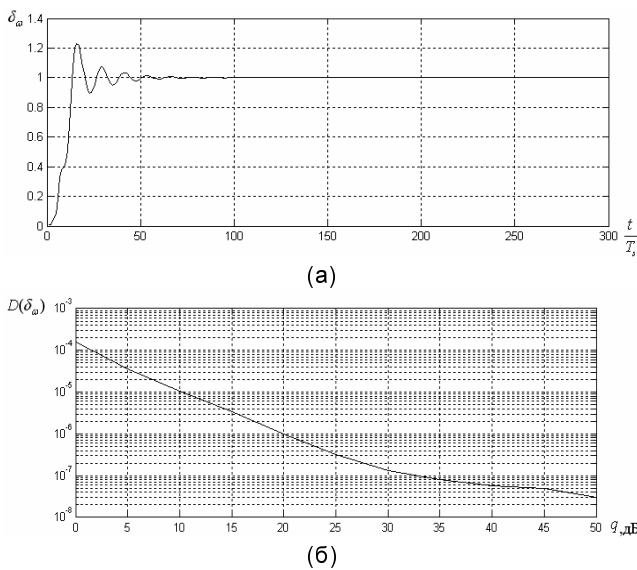


Рис. 6. Зависимости относительной расстройки гетеродина от времени (а) и дисперсии ошибки слежения по частоте от ОСШ (б) при постоянной времени фильтра  $\tau T = 4$ .

Экспериментально установлено, что синтезированный комбинированный алгоритм точной частотной и грубой временной синхронизации обеспечивает необходимую точность синхронизации во всем диапазоне ОСШ, предусмотренном стандартом DVB-T.

**Алгоритм грубой частотной синхронизации**

При работе алгоритма подстройки частоты, описанного выше, частотное рассогласование может быть кратно расстоянию между поднесущими  $N_\omega \omega_c$ . Оценка этого рассогласования возможна путем анализа сдвига

спектра сигнала в частотной области. Для этого используем пилотные поднесущие, комплексные амплитуды которых известны заранее. Обозначим как  $l_k$  номер  $k$ -того стационарного пилота в спектре OFDM-сигнала [4]. Амплитуда пилотов на передающей стороне превышает амплитуду поднесущих, на которых передаются данные, в 4/3 раза, а их фаза равна 0 или  $\pi$ , в зависимости от значения псевдослучайной последовательности (ПСП), одинаковой для каждого из символов (см. [3]). Фаза поднесущих с данными случайна и определяется законом модуляции (QPSK, QAM16, QAM64). Комплексная амплитуда  $k$ -ой принятой поднесущей:

$$X_r(k) = X(k - n_\omega)H(k) \exp[-j(k\omega_c dt + \varphi_0)] = X(k - n_\omega)H(k) \exp(-j2\pi\delta_i k / N + \varphi_0), \quad (6)$$

$k \in (-(K - 1) / 2; (K - 1) / 2)$ .

Здесь мы пренебрегаем искажениями, вносимыми малой расстройкой по частоте,  $\varphi_0$  - начальная фаза генератора;  $H(k)$  - отсчеты комплексной частотной характеристики (ЧХ) канала;  $\delta_i = dt / T$  - относительное рассогласование по времени. Таким образом, в частотной области сигнал смещается на  $n_\omega$  отсчетов.

Для оценки смещения спектра запишем сумму

$$F(m) = \sum_{l=1}^{s-1} w(I_l)X_r(m + I_l)w(I_{l+1})X_r^*(m + I_{l+1}) = \sum_{l=1}^{s-1} w(I_l)H(m + I_l)X(m + I_l)w(I_{l+1})H^*(m + I_{l+1})X^*(m + I_{l+1}) = \sum_{l=1}^{s-1} A(m, l) \exp(\varphi_{ch}(m + I_l) - \varphi_{ch}(m + I_{l+1}) + 2\pi\delta_i(I_l - I_{l+1}) + \Delta\varphi), \quad (7)$$

$A(m, l) = |H(m + I_l)||X(m + I_l)||H(m + I_{l+1})||X(m + I_{l+1})|,$

где  $\varphi_{ch}(k)$  - отсчеты фазовой характеристики;  $X_r(k)$  - амплитуда  $k$ -той гармоники на выходе БПФ;  $w(k) = \pm 1$  в соответствии с ПСП [3].

Слагаемое  $2\pi\delta_i(I_l - I_{l+1})$  в показателе экспоненты обусловлено временным рассогласованием, а  $\Delta\varphi$  - разностью фаз гармоник в передаваемом сигнале без учета ПСП, то есть для пилотов  $\Delta\varphi = 0$ , а для данных – случайная величина. ЧХ канала можно считать медленно меняющейся функцией частоты; таким образом, фаза  $\varphi_{ch}(k)$  меняется незначительно от одного пилота к другому. Тогда аргумент произведения под знаком суммы будет мало отличаться от нуля в случае, когда  $m$  совпадает с номером первой поднесущей (то есть все  $X_r(m + I_l)$  соответствуют пилотам), а иначе он будет случайным. Тогда номером 1-й гармоники в спектре будет являться  $m$ , соответствующее максимуму модуля функции  $F(m)$ .

На рис. 7 и 8 приведены функциональные схемы вычислителя функции  $F(m)$  и определения частотного сдвига, кратного расстоянию между поднесущими.

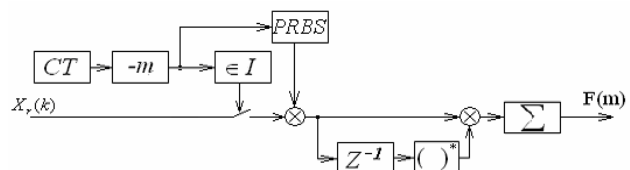
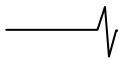


Рис. 7. Функциональная схема вычислителя функции  $F(m)$ .



Счетчик СТ производит счет номера текущей поднесущей. Замыкание ключа происходит, когда значение (СТ- $m$ ) входит в множество позиций стационарных пилотов. Звено PRBS формирует отсчеты  $w(CT - m) = \pm 1$  в соответствии с ПСП.

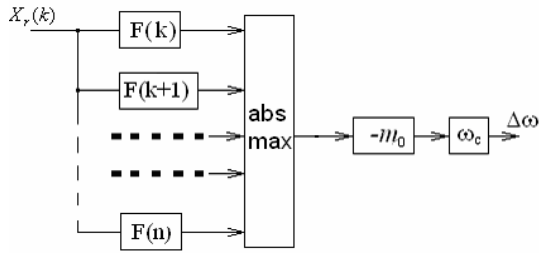


Рис. 8. Функциональная схема определения частотного сдвига, кратного расстоянию между поднесущими.

Схема осуществляет параллельное вычисление значений  $F(k) \dots F(n)$ , где  $k$  и  $n$  соответствуют минимальному и максимальному значениям рассогласования передатчика и приемника.  $\text{abs max}$  - вычисление значения  $m$ , соответствующего максимуму модуля  $F(m)$ . Значение рассогласования вычисляется как  $\Delta\omega = (m - m_0)\omega_c$ , где  $m_0$  - индекс первой поднесущей при отсутствии смещения по частоте.

Таким образом перестройка гетеродина квадратурного демодулятора QAD в момент времени  $CT = T_{cor}$  производится дополнительно на величину  $\Delta\omega = (m - m_0)\omega_c$ , где  $m_0$  - индекс первой поднесущей при отсутствии смещения по частоте. Чтобы избежать неустойчивости системы, вследствие задержки вычисления  $\Delta\omega$  относительно изменения частоты QAD, следует использовать дополнительную низкочастотную фильтрацию оценки.

Аппаратная реализация рассмотренного алгоритма требует использования определенного количества ( $n-k$ ) каналов для определения  $F(k)$ . Количество каналов определяется максимально возможным частотным рассогласованием между приемником и передатчиком. Возможна также реализация одноканальной или комбинированной схемы с последовательным сканированием всего диапазона возможной частотной расстройки. Однако применение подобных схем существенно увеличивает время вхождения в синхронизм. Экспериментально установлено, что алгоритм грубой частотной синхронизации работоспособен до ОСШ 10 дБ.

### Алгоритм точной временной синхронизации

В установившемся режиме ошибка схемы грубой временной синхронизации не превышает величину одного дискретного отсчета. Поднесущие в спектре OFDM-символа принимают вид (6). Временной сдвиг OFDM-символа, как известно, приводит к смещению фазы на всех поднесущих.

$$\text{Сдвиг фазы для } k\text{-ой поднесущей: } \varphi_k = -j2\pi\delta k / N.$$

Таким образом, задача оценки и компенсации точного временного сдвига сигнала сводится к определению фазового рассогласования. Разность фаз между первой и последней поднесущими (они являются пилотами) равна:

$$\begin{aligned} d\varphi &= \arg(X_r(-(K-1)/2)X_r^*((K-1)/2)) \\ &= 2\pi\delta_i(K-1)/N + \varphi_{ch}(-(K-1)/2) - \varphi_{ch}((K-1)/2) \end{aligned} \quad (8)$$

Вследствие того, что корректируемый временной сдвиг меньше одного дискретного отсчета АЦП, возможны два пути решения задачи коррекции: использование интерполяции во временной области или коррекция фаз поднесущих - в частотной области. Первый способ характеризуется значительными вычислительными затратами и дополнительными ошибками, вносимыми интерполятором. Поэтому более подробно остановимся на втором способе.

Коррекция каждого отсчета спектра на множитель  $\exp(jkd\varphi/(K-1))$  приведет к виду:

$$\begin{aligned} X_r'(k) &= X(k)H(k) \exp[j(k\Delta\varphi_{ch}/(K-1) + \varphi_0)] = \\ &= X(k)H'(k), k \in (-(K-1)/2; (K-1)/2) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Delta\varphi_{ch} = \varphi_{ch}(-(K-1)/2) - \varphi_{ch}((K-1)/2);$$

$$H'(k) = H(k) \exp[j(k\Delta\varphi_{ch}/(K-1) + \varphi_0)]$$

В спектре (9) влияние временного сдвига скомпенсировано, а изменения, вносимые в частотную характеристику канала  $H'(k)$ , не зависят от этого сдвига и будут скомпенсированы схемой коррекции канала так же, как и влияние начальной фазы генератора.

Так как вследствие искажения спектра сигнала при его распространении в канале разности фаз между соседними поднесущими могут существенно различаться, то для избежания ошибочности оценки результаты измерения фазовых сдвигов между соседними стационарными пилотами следует усреднить.

На рис. 9. приведена функциональная схема алгоритма точной временной синхронизации.

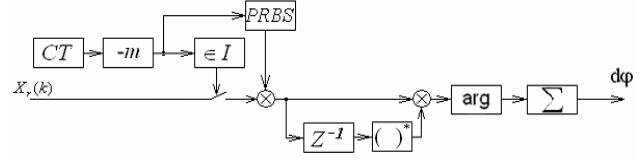


Рис. 9. Функциональная схема алгоритма точной временной синхронизации.

Звенья схемы работают аналогично, описанным выше.

Экспериментально установлено, что удовлетворительная точность достигается при усреднении по восьми символам, дальнейшее повышение не дает существенного выигрыша в точности. На рис. 10 представлена экспериментальная зависимость дисперсии ошибки определения  $d\varphi$  от ОСШ.

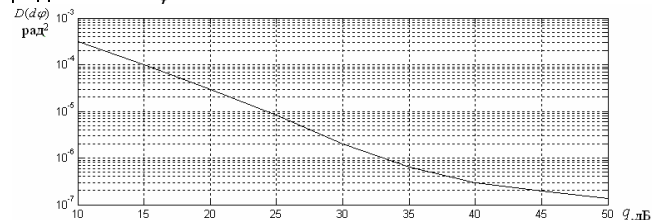


Рис. 10. Экспериментальная зависимость дисперсии ошибки определения  $d\varphi$  от ОСШ.

Экспериментально установлено, что точность алгоритма точной временной синхронизации, благодаря усреднению фазового сдвига по всем поднесущим, остается в допустимых пределах вплоть до ОСШ 10 дБ.

## Анализ работоспособности алгоритмов в условиях межсимвольной интерференции

Анализ работоспособности алгоритмов при наличии межсимвольной интерференции МСИ проводился согласно рекомендациям стандарта DVB-T [4] для числа лучей, равного 20. На рис. 11-13 приведены зависимости ошибок синхронизации от ОСШ для описанных выше алгоритмов синхронизации при отсутствии и наличии МСИ.

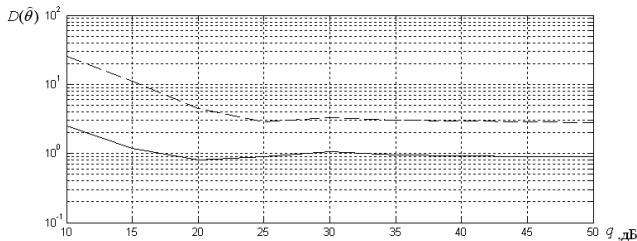


Рис.11. Экспериментальные зависимости дисперсии ошибки определения начала символа (в единицах дискретных отсчетов) от ОСШ при отсутствии (сплошной линией) и наличии (пунктиром) МСИ. Постоянная времени усреднения - 16 символов.

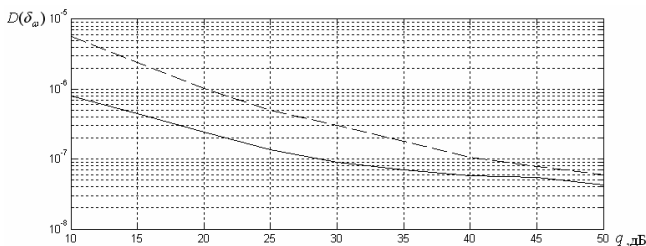


Рис.12. Экспериментальные зависимости ошибки слежения по частоте от ОСШ при отсутствии (сплошной линией) и наличии (пунктиром) МСИ. Постоянная времени усреднения - 4 символа.

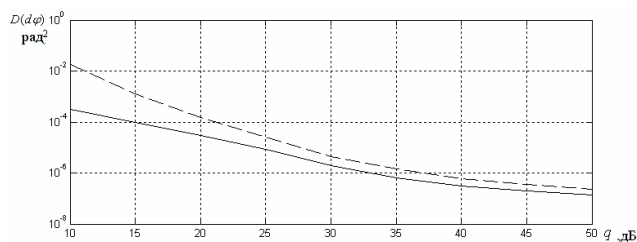


Рис.13. Экспериментальные зависимости ошибки определения разности фаз между первой и последней поднесущими от ОСШ при отсутствии (сплошной линией) и наличии (пунктиром) МСИ.

На основании экспериментов, проведенных с использованием синтезированных сигналов, установлено, что предложенные алгоритмы сохраняют работоспособность в условиях МСИ, рекомендуемых стандартом DVB-T вплоть до ОСШ 10 дБ.

## Заключение

В работе проведен синтез и анализ алгоритмов частотной и временной синхронизации при приеме OFDM-сигналов в стандарте DVB-T, а также их моделирование на ЭВМ в целочисленном базисе. Произведена оценка рабочих характеристик алгоритмов, а также обозначены способы их аппаратной реализации. Синтезированные алгоритмы синхронизации сохраняют приемлемую точность вплоть до ОСШ 10 дБ и в условиях межсимвольной интерференции.

## Литература

1. M. Sandell, J.-J. van de Beek and P.O. Borjesson, "Timing and frequency synchronization in OFDM systems using the cyclic prefix", in Proceedings 1995, pp 16-19.
2. Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell, and Per Ola Borjesson, "ML Estimation of Timing and Frequency Offset in Multicarrier Systems", Research report. Div. of Signal Processing, Lulea University of Technology, Sweden, 1996.
3. А.В. Захаров, В.М. Хачумов, "Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы", Труды международной конференции «Программные системы: теория и приложения», Переславль-Залесский, М.: Физматлит, 2004, т.1, с. 353-372
4. "Digital Video Broadcasting (DVB). Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television.", ETSI EN 300 744 v.1.5.1 (2004-11) European standart (Telecommunication series).
5. P. H. Moose, "A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction," IEEE Trans. Commun., vol. 42, pp. 2908–2914, Oct. 1994.
6. Hanli Zou, McNair B., Daneshrad B., "An integrated OFDM receiver for high-speed mobile data communications"; Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE, Volume 5, 25-29 Nov. 2001 Page(s):3090 - 3094 vol.5.
7. Keller T.; Piazzo L.; Mandarini P.; Hanzo L.; "Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency-selective fading channels"; Selected Areas in Communications, IEEE Journal on Volume 19, Issue 6, June 2001 Page(s):999 – 1008.
8. K. Wang, M. Faulkner, J. Singh and I. Tolochko, "A Synchronization Scheme for OFDM-WLANs", in the 3rd ATcrс Telecommunications and Networking Conference, Melbourne, Australia, Dec. 2003.
9. H. Zou, B. McNair, B. Daneshrad, "An integrated OFDM receiver for high-speed mobile data communications," Proceedings of the 2001 IEEE Global Telecommunications Conference (Globecom 2001), San Antonio, TX, 25-29 November 2001, vol. 5, pp. 3090–3094.
10. T. M. Schmidl, D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," IEEE Trans. Commun., vol. 45, no. 12, pp. 1613–1621, Dec. 1997.
11. J.-J. Kim, Y.-J. Ryu, H.-S. Oh, D.-S. Han, "Frame selection algorithm with adaptive FFT input for OFDM systems Communications", 2002. ICC 2002. IEEE International Conference on Volume 1, Issue, 2002, pp. 187–191.