

Симуляционно изследване на честотното отклонение в DVB-T системи

Панайотис Когиас, Станимир Садинов, Пеша Данева, Йордан Кънев

Simulation study of the frequency offset for DVB-T systems: This paper deals with the simulation study of the frequency synchronization of the digital television according to the DVB-T standard. By using the result for the estimated time offset, the frequency offset is determined. The fractional part of the frequency offset is studied and modeled. The structural model of the pre-FFT stage where the estimation of the fractional part of the frequency offset is done, is synthesized. The simulations over Gaussian and Rayleigh mobile channel, using different metrics, are implemented. The obtained results are compared and evaluated.

Key words: DVB-T; OFDM; SNR, FFT, fractional frequency offset; metrics modeling, simulation.

ВЪВЕДЕНИЕ

Поради използването на голям брой носещи сигнали (или т.н. подносещи), **OFDM** системите са силно чувствителни към времеви и честотни отклонения, което води до необходимостта от прецизна синхронизация. Основните източници на проблеми при синхронизацията са следните фактори:

- отместване във времето на приетия спрямо предадения сигнал;
- честотно отместване на подносещите;
- отклонение, макар и незначително, на честотата на дискретизация при аналого-цифровото преобразуване на сигнала в приемника в сравнение с тази честота в предавателната част;
- фазово отместване, което се дължи на отместването във времето и на честотното отместване.

Тези фактори предизвикват възникване на междусимволна интерференция (Inter-Symbol Interference – **ISI**) и на интерференция между подносещите сигнали (Inter-Carrier Interference – **ICI**).

Причините за честотното отместване на носещите са Доплеровият ефект, който се проявява при мобилните системи и разликата в честотите на локалните осцилатори на предавателя и приемника. Известно е, че за предаване на сигнал на голямо разстояние, в **OFDM** системите, е необходимо сигналът да се подложи на двукратно преобразуване. Първоначалното преобразуване е в приемната част и има за цел повишаване на честотата на сигнала до тази на канала за връзка. В приемната страна честотата на сигнала се понижава до честотата на основната лента. В резултат на тези операции се получава честотно отместване Δf_c от вида:

$$\Delta f_c = f_c - f_c^*, \quad (1)$$

където f_c е честотата на осцилатора на предавателя, а f_c^* – честотата на приемника.

При изследване на **OFDM** системи е по-удобно да се използва нормираното честотно отместване ε , което се определя чрез зависимостта

$$\varepsilon = \frac{\Delta f_c}{\Delta f} \quad (2)$$

Тук Δf е отстоянието между носещите сигнали.

Честотното отместване на носещите има два отрицателни ефекта, а именно:

- времезависимо фазово отместване, което е общо за всички подносещи;
- интерференция между подносещите.

Основната цел на настоящата работа е теоретично изясняване на особеностите на честотната синхронизация на **DVB-T** системите и симуляционно изследване на

оценката на дробната част на честотното отместване, дължащо се на отместването на подносещите.

ЧЕСТОТНА СИНХРОНИЗАЦИЯ

Голяма част от алгоритмите за синхронизация в **OFDM** системите, в това число и в тези, базирани на **DVB-T** стандарта [1], се основават на два основни принципа – автокорелация и взаимна корелация. За **DVB-T** системите автокорелацията се извършва във времевата област и се прилага конкретно в защитния интервал, докато взаимната корелация се реализира с пилотните символи в честотната област.

Честотното отместване в **DVB-T** системите може да се представи като сума от две събираеми - цяла част Δ_i , която е кратна на отстоянието Δ^F между носещите ($\Delta_i i = \varepsilon_i i \Delta F$) и дробна част Δ_f ($\Delta_f = \varepsilon_f \Delta F$). Нормираното честотно отместване е

$$\varepsilon = \varepsilon_i + \varepsilon_f, \quad (3)$$

където с ε_i е означена цялата част, а с ε_f – дробната част на нормираното честотно отместване.

Оценката на честотното отместване се извършва в приемника преди и след **FFT** преобразуването, като преди **FFT** се извършва оценка на ε_f , а след **FFT** – на ε_i .

ЧЕСТОТНА СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРЕДИ FFT ПРЕОБРАЗУВАНЕТО

Пред – FFT синхронизацията, която е обект на настоящата работа, се извършва по отношение на приетия сигнал, който е все още във времевата област. За прогнозиране, т.е. за количествена оценка на дробната част на честотното отместване, се използва сигналът от автокорелацията в защитния интервал. За целта на базата на корелирания сигнал, се формират различни метрични сигнали, наричани още метрики. Те се явяват оптимизирани по определен критерий корелирани сигнали, които повишават стабилността на синхронизацията. Основните видове метрики са:

- Максимална корелация (Maximum Correlation – **MC**)
- Максимална нормирана корелация (Maximum Normalized Correlation – **MNC**) [2]
- Минимална средноквадратична грешка (Minimum Mean Squared Error – **MMSE**) [2]
- Максимално правдоподобие (Maximum Likelihood – **ML**) [3]

Най-прост е **MC** вариантът, тъй като при него резултатът от корелацията се явява директно критерий за оценка, докато останалите 3 варианта са по-сложни, тъй като използват и допълнителна информация за сигнала, което означава, че корелираният сигнал се нуждае от допълнителна обработка.

Оценката на дробната част на честотното отместване зависи директно от корелирания сигнал. Този сигнал е с максимална стойност, когато корелационният прозорец е зает от пълния **OFDM** символ, т.е. защитният интервал е корелиран с тази част, която заема. И тъй като точно за максимума на корелирания сигнал се определя прогнозното отместване във времето, то следва, че за известна стойност на прогнозното отместване във времето, може да се пресметне и честотното отместване, като се използва зависимостта

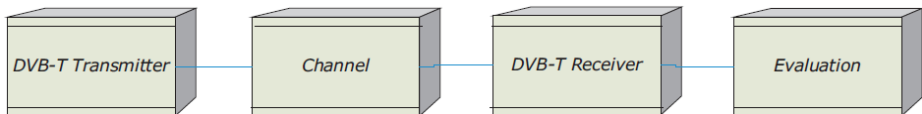
$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi} \arg g_c(\hat{\theta}) \quad (4)$$

В тази зависимост $g_c(\hat{\theta})$ е стойността на корелирания сигнал за нормираното

прогнозно отместване във времето $\hat{\theta}$. За да бъде еднозначна оценката на ϵ , е необходимо $|\argc[\tilde{(\theta)}]| < \pi$. Следователно, максимално допустимата стойност на $|\epsilon|$ трябва да бъде $|\epsilon| < \frac{1}{2}$. Това по безспорен начин показва, че автокорелацията на защитния интервал може да се използва за оценка само на дробната част на честотното отместване.

СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ОЦЕНКАТА НА ДРОБНАТА ЧАСТ НА ЧЕСТОТНОТО ОТМЕСТВАНЕ

Симулационното изследване на дробната част на честотното отместване за DVB-T системи е извършено въз основа на обобщения структурен модел от фиг. 1.



Фиг. 1 – Обобщен структурен модел на DVBT-T система

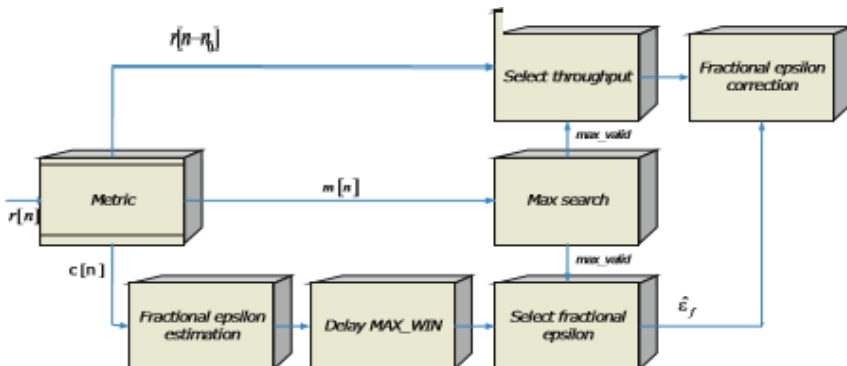
Предназначението на отделните функционални блокове се свежда до:

Блок DVB-T предавател (DVB-T Transmitter) – генерира рамки с OFDM символи в съответствие с дефинираната чрез DVB-T стандарта структура.

Блок Канал за връзка (Channel) - реализира 2 функции, а именно:

- въвежда закъснение във времето и честотно отместване
- моделира влиянието на вида на канала при предаване на сигнала, като за целта се използват различни импулсни характеристики, чрез които се задава Гаусов (AWGN), Рицев (фиксиран) или Релеев (мобилен) канал.

Блок Приемник (DVB-T Receiver) - този блок съдържа **пред - FFT** и **след - FFT** модул, в които се осъществява синхронизация по време и честота. Оценката на дробната част на честотата се извършва в пред – FFT модула. Структурният модел на този модул е представен на фиг. 2.



Фиг. 2 – Структурен модел на пред-FFT модул

Чрез блок **Metric** се получават 3 сигнала. Първият от тях, $r[n - n_0]$, е приетият със закъснение n_0 сигнал, който преминава директно през блока **Select throughput** при наличие на разрешаващ флаг (**max-valid=1**). В случая, $n_0 = N_{FFT} + L_g + 1$ е закъснението след автокорелацията, като N_{FFT} е дължината на FFT-

преобразуването, а $I_{\text{з}}$ е дължината на защитния интервал. Вторият сигнал $m[n]$ е метричният сигнал, който може да бъде **MC**, **MNC** или **ML**. В блока **Max search** се търси аргументът, при който метричният сигнал е с максимална стойност. Третият сигнал $c[n]$ е сигналът от автокорелацията в защитния интервал. Чрез изчисляване на ъгъла на всеки един от постъпващите дискрети на този сигнал и разделянето му на 2π , се определя очакваната стойност на дробната част на честотното отместване. Тази операция се извършва в блока за оценка на дробната част на честотното отместване (**блок Fractional epsilon estimation**). След това в блока **Delay MAX_WIN** се реализира закъснение на стойностите с ϵ на брой дискрети. Поради това, когато блокът **Max search** изведе флаг (**max-valid=1**), блокът за корекция (**блок Fractional epsilon correction**) ще получи прогнозната относителна стойност на дробната част на честотното отместване $\hat{\epsilon}_i$ и ще извърши необходимата корекция. Когато корекцията бъде изпълнена, защитният интервал ще бъде отстранен от сигнала. Следователно, ротацията на първия постъпващ дискрет няма

да бъде 0 , а $\frac{2\pi\epsilon L_g}{N_{FFT}}$, като $\hat{\epsilon}$ е прогнозното честотно отместване на първия символ. След това ротацията на всеки символ се изчислява рекурсивно чрез предходната оценка по зависимостта

$$\Phi_{im} = \Phi_{im-1} + 2\pi\hat{\epsilon} + \frac{2\pi\hat{\epsilon}L_g}{N_{FFT}} \quad (5)$$

По-нататък всеки нов дискрет на $m^{\text{я}}$ символ се ротира допълнително с $\frac{2\pi\hat{\epsilon}}{N_{FFT}}$.

Блок за оценка (Evaluation) - чрез този блок се извършва оценка на качеството на симулационния алгоритъм на базата на получените прогнозни резултати.

Оценката/прогнозата на дробната част на честотното отместване е в пряка зависимост от фазата на корелирания сигнал. И тъй като и трите метрики (**MC**, **MNC** и **ML**), които могат да се използват, функционират с един и същи корелиран сигнал, то и резултатите от оценката ще бъдат еднакви. Функционирането на блока за оценка (**блок Fractional epsilon estimation**) ще бъде валидно само във времевите моменти, в които корелационният прозорец е зает напълно от **OFDM** символа. При работа на блока се счита се, обхватът на стабилна синхронизация е между -0.5 и 0.5 .

Според [4] честотното отместване причинява деградация, т.е. понижаване на долната граница на съотношението сигнал/шум (**SNR**). При това функционалната зависимост между ϵ и **SNR**

$$\text{SNR} \geq \text{SNR}_i \frac{\left(\frac{\sin(\pi\epsilon)}{\pi\epsilon}\right)^2}{1 + 0.3947 \cdot \text{SNR}_i (\sin(\pi\epsilon))^2}, \quad (6)$$

където SNR_i съответствува на началната стойност на **SNR**.

По формула (6) за допустима деградация на **SNR** може да се избере максимално допустимата грешка.

Друга зависимост, която изразява максимално допустимото честотно отместване при известно **SNR** и допустима деградация на **SNR** (SNR_{deg}), е [5]:

$$\epsilon \leq \frac{\sqrt{3}}{\pi} \sqrt{\frac{1}{\text{SNR}_i} \left(1 - \frac{1}{\text{SNR}_{\text{deg}}}\right)} \quad (7)$$

Ако, например, се приеме, че при синхронизацията максималната деградация на SNR е $\text{SNR}_{\text{deg}} = 0.1\text{dB}$, то като се реши (6) спрямо ϵ , се получава:

- за $\text{SNR}_i = 12\text{dB}$, $|\epsilon| \leq 0.016$

- за $\text{SNR}_i = 15\text{dB}$, $|\epsilon| \leq 0.012$.

За същото $\text{SNR}_{\text{deg}} = 0.1\text{dB}$ пресметнатите по (7) резултати са съответно:

- за $\text{SNR}_i = 12\text{dB}$, $|\epsilon| \leq 0.209$

- за $\text{SNR}_i = 15\text{dB}$, $|\epsilon| \leq 0.014$.

Следователно, може да се счита, че за $\text{SNR}_i = 12\text{dB}$ максимално допустимата грешка на оценката на дробната част на честотното отместване е $|\epsilon| \leq 0.015$, докато за $\text{SNR}_i = 15\text{dB}$, максимално допустимата грешка е $|\epsilon| \leq 0.01$.

Изискванията за стойностите на SNR , при които ще работи синхронизаторът, се дефинират като изисквания за **DVB-T** приемника и са в пряка зависимост от параметрите на предаването. Така например, за **AWGN** и за фиксиран многолъчев канал се изисква $\text{SNR} = 12\text{dB}$, а за мобилен канал, съответно $\text{SNR} = 15\text{dB}$. Това означава, че условието за ϵ за **AWGN** и за фиксиран многолъчев канал е

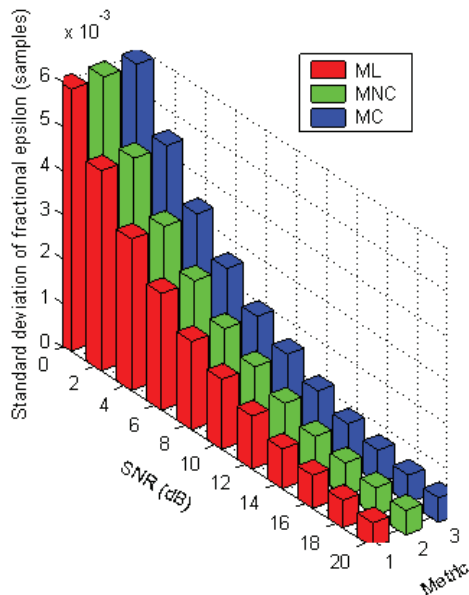
$$|\epsilon_{\text{max}}| \leq 0.015, \tag{8}$$

а за мобилен канал, съответно

$$|\epsilon_{\text{max}}| \leq 0.01 \tag{9}$$

За трите метрики (**MC**, **MNC** и **ML**) е извършено симулационно изследване на стандартното отклонение $|\epsilon_f - \hat{\epsilon}_f|$ за трите вида канали при различни стойности на SNR .

Симулационните резултати за **AWGN** канал са показани на фиг. 3.

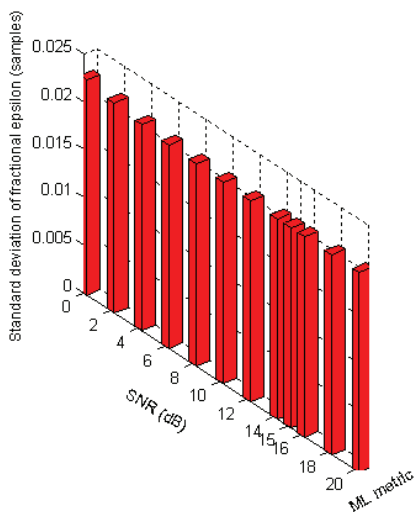


Фиг. 3 – Стандартно отклонение на грешката на оценката за **AWGN** канал

Графичните зависимости за трите метрики съвпадат напълно, тъй като трите показателя използват един и същи корелиран сигнал. Ясно е, че за **AWGN** канал не е необходима синхронизация при **SNR < 12dB**. От фиг. 3 се вижда, че за **SNR = 12dB** отклонението на грешката на оценката е около **0.0015**, т.е. доста под ограничението, дефинирано с уравнение (8). Това означава, че оценката на дробната част на честотното отместване в **AWGN** канала е коректна и не се нуждае от допълнителна корекция.

Полученото от симулацията стандартно отклонение за грешката на оценката за мобилен канал при използвана на **ML** метрика е представено на фиг. 4.

Вижда се, че при **SNR = 15dB**, което е долната граница за мобилен канал, стандартното отклонение на грешката на оценката е около **0.021**, което е над ограничението, определено с уравнение (9). Това означава, според уравнение (6), че ако оценката се получава чрез прилагане на **ML** метричен показател, деградацията (влошаването) на **SNR** ще бъде **0.4dB** вместо **0.1dB**. Следователно, необходимо е да се вземат допълнителни мерки за подобряване на синхронизацията.



Фиг. 4 – Стандартно отклонение на грешката на оценката за мобилен канал

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Резултатите от теоретичния анализ и симулационното изследване позволяват да се извърши коректна прогноза за стойността на дробната част на честотното отместване, дължащо се на наличието на голям брой подносици в DVB-T системите.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Digital video broadcasting (DVB), Framing structure, channel coding and modulation for terrestrial television, European Standard (EN) 300 744 V1.5.1, European Telecommunications Standards Institute (ETSI), Nov. 2004.
- [2] Schmidl, T. M., Cox, D. C. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. In: IEEE Transactions on Communications, 1997, vol. 45, no. 12, pp. 1613-1621.
- [3] Beek, J. -J. v. d., Sandell, M., Brjesson, P. O. Estimation of Timing and Frequency offset in Multicarrier Systems. Div. of Signal Processing, Lulea University Technology, 1996.

[4] Moose, P. H. A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction. IEEE Transactions on Communications, 1994, vol. 42, no. 10.

[5] Spetch, M., Feshtel, S. A., Fock, G., Meyr, H. Optimum Receiver Design for Wireless Broad-Band Systems using OFDM. IEEE Transactions on Communications, 1999, vol. 41, no. 11, pp. 1668-1677.

За контакти:

инж. Панайотис Когкас, докторант в катедра “Комуникационна техника и технологии, Технически университет – Габрово

доц. д-р Станимир Садинов, Катедра “Комуникационна техника и технологии, Технически университет – Габрово, тел.: 066-287 388, e-mail: murry@tugab.bg

гл. ас. Пеша Данева, Катедра “Комуникационна техника и технологии, Технически университет – Габрово, e-mail: daneva@tugab.bg

инж. Йордан Кънев, докторант в катедра “Комуникационна техника и технологии, Технически университет – Габрово

Докладът е рецензиран.