

ОПТИМІЗАЦІЯ ДЕМОДУЛЯТОРА QAM СИГНАЛІВ

Павлов О. І.¹, Захарченко О. С.²

¹Міжнародний науково-навчальний центр інформаційних технологій і систем НАН України і Міністерства освіти і науки України, Київ, op-mail@ukr.net

²Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна, novikos@bigmir.net

THE OPTIMIZATION OF DEMODULATOR OF QAM SIGNALS.

Pavlov O. I.¹, Zaharchenko O. S.²,

¹International Research and Training Centre of Information Technologies and Systems of the National Academy of Sciences of Ukraine and Ministry Education and Science of Ukraine, Kiev, op-mail@ukr.net

²National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», novikos@bigmir.net

Вступ

Квадратурна амплітудна модуляція (*Quadrature amplitude modulation, QAM*), яка вбирає в себе більш прості види модуляції, такі як *ASK, PSK, APSK (Amplitude and phase-shift keying)*, — широко застосовується в сучасній радіотехніці для підвищення ефективності систем швидкої передачі великих обсягів дискретної інформації через відносно вузькосмугові канали зв'язку [1–3].

Підвищення ефективності при застосуванні *QAM* досягається за рахунок того, що кожний символ алфавіту, з яких складається дискретне повідомлення, відповідає одразу декільком бітам інформаційного потоку, а відповідні сигнальні елементи, якими переносяться ці символи, є відрізками гармонічних коливань, тривалістю менше одного періоду (наприклад, в рекомендації *V.29* частота носійного коливання 1700 Гц, швидкість модуляції 2400 Гц, в рекомендації *V.32* частота носійного коливання 1800 Гц, швидкість модуляції 2400 Гц [1]).

Постановка задачі

Зменшення тривалості сигнальних елементів до 0,75...0,708(3) від тривалості періоду носійного коливання залишає єдиний можливий спосіб демодуляції таких сигналів — кореляційну обробку на інтервалі 0,5 від значення періоду носійного коливання, та вимагає якісної синхронізації тактового та опорних коливань.

Таким чином, питання розробки ефективних методів тактової синхронізації (ТС) є надзвичайно актуальними і становлять об'єкт дослідження в рамках даної статті.

Класична схема квадратурного демодулятора

Процес демодуляції QAM сигналу пояснює структурна схема, рис. 1.

Вхідний дискретний QAM сигнал $s[n]$ подається одночасно на два канали квадратурного демодулятора — синфазний (верхній на рис. 1) та квадратурний (нижній на рис. 1), — і діє на сигнальних входах двох модуляторів. На опорні входи цих модуляторів подаються опорні коливання — синфазне, $r_1[n] = \sqrt{2} \cos(\Omega_0 n)$, та квадратурне, $r_2[n] = -\sqrt{2} \sin(\Omega_0 n)$, де $\Omega_0 = 2\pi F_c / F_s$ — нормована частота, F_c — частота носійного коливання, F_s — частота дискретів.

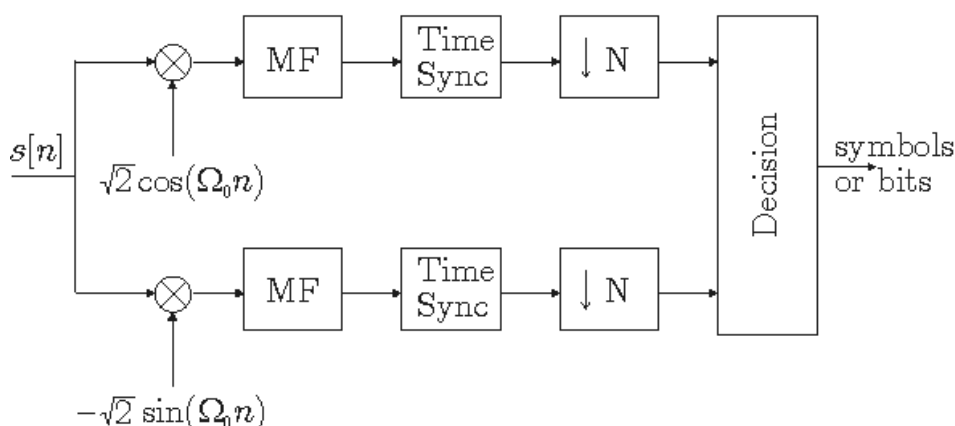


Рис. 1. Структурна схема демодулятора QAM сигналу

Вихідні сигнали модуляторів (добутки $s[n]r_1[n]$ та $s[n]r_2[n]$) потрапляють на узгоджені фільтри MF (*matched filter*), котрі можуть бути реалізованими у вигляді дискретних систем «накопичувач зі скидом» або «ковзне середнє». Значення вихідних сигналів узгоджених фільтрів MF фіксується в певні моменти часу, які визначаються за допомогою схем ТС (*Time Sync*). Після чого, за допомогою компресорів, які зменшують частоту дискретів в N разів (де N — період модуляції) утворюються сигнали, кожен дискрет яких дорівнює значенням амплітуд відповідних квадратурних складових поточного символу QAM сигналу. Рішення про те, яка послідовність біт (який символ) переноситься сигналом приймається в схемі прийняття рішення *Decision*.

Вихідні сигнали узгоджених фільтрів

Процес ТС при демодуляції QAM сигналу розглянемо на прикладі рекомендації *ITU-T V.29*. Відповідно [4], частота носійного коливання передавача становить $F_c = 1700$ Гц, швидкість модуляції $V_m = 2400$ бод, співвідношення F_c і V_m таке, що на один символний елемент припадає $0,708(3)$ періоди носійного коливання.

В якості прикладу розглянемо випадок, коли на вході QAM демодуля-

тора використовується дискретизатор з частотою дискретизації $F_s = 44100$ Гц. Для такої частоти F_s тривалість одного сигнального елемента відповідає $N_m = \text{round}(F_s / F_m) = \text{round}(18,375) = 18$ дискретам. Опорні коливання $r_I[n] = \sqrt{2} \cos(2\pi F_c n / F_s)$ та $r_Q[n] = -\sqrt{2} \sin(2\pi F_c n / F_s)$ стають ортогональними і утворюють квадратурний базис на інтервалі $\Delta t = T_c / 2 = 1 / 2F_c$, який містить $N_{hc} = \text{round}(F_s / 2F_c) = \text{round}(12,97) = 13$ дискретів.

Узгоджений фільтр MF може бути реалізованим у вигляді дискретної системи MA (*moving average*, ковзне середнє), вікно усереднення якої складається з $N_{hc} = 13$ дискретів. Інформація на виході такої системи буде дійсною (буде оцінкою значення амплітуди відповідного опорного коливання квадратурного базису), коли всі $N_{hc} = 13$ комірок її вікна усереднення будуть містити дискрети, що належать одному символу елементу. Оскільки $N_{hc} < N_m$, то таке вікно усереднення в процесі ковзання вздовж сигналу буде формувати на виході системи MA дійсну (і майже незмінну) інформацію протягом $N_m - N_{hc} + 1 = 18 - 13 + 1 = 6$ кроків дискретизації, рис. 2.

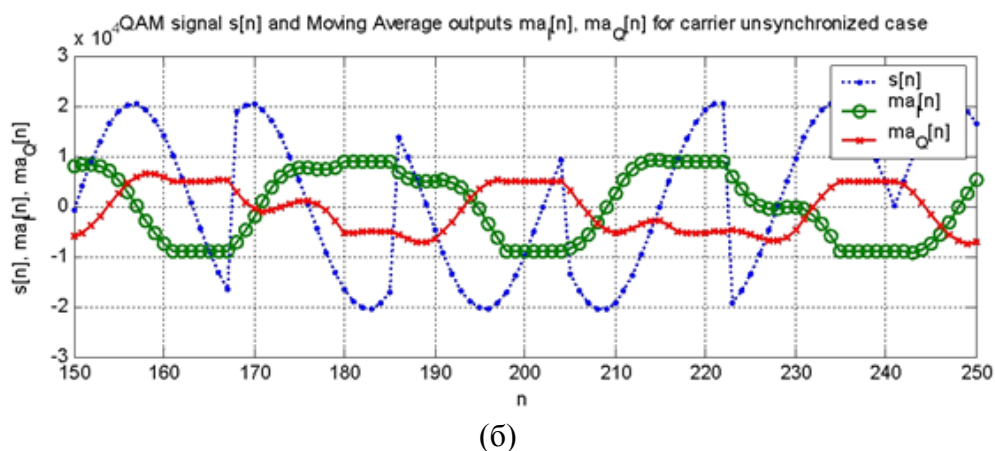
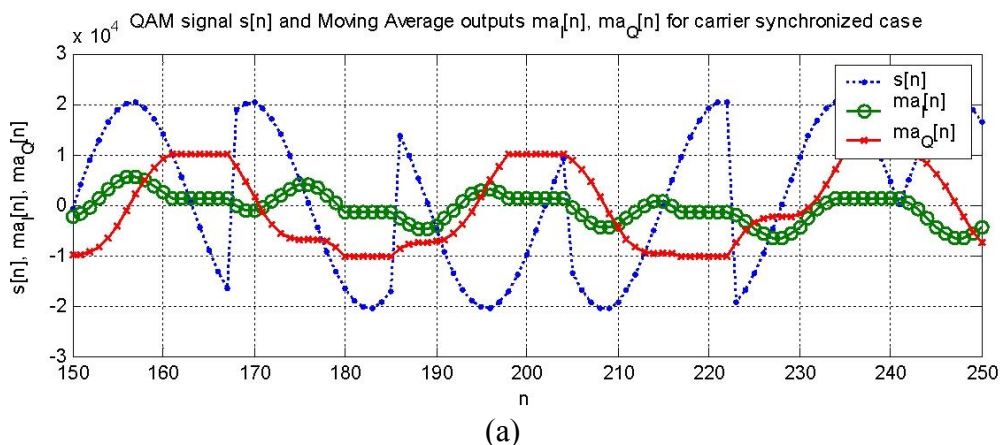


Рис. 2. Вхідний QAM сигнал та сигнали на виході узгоджених фільтрів MA у випадку наявності синхронізації опорного базису демодулятора (а) і її відсутності (б)

Як можна бачити на рис. 2, приблизно з кінця другої третини кожного символу і до початку наступного синфазний і квадратурний сигнали ковзних середніх мають горизонтальну ділянку. Це пояснюється тим, що інтервал обчислення динамічних кореляцій (усереднення вихідних сигналів модуляторів системою *МА*) трохи менший за тривалість одного символу. Тому існує декілька можливих варіантів розташування інтервалу кореляційного аналізу всередині символного інтервалу, кожен з яких буде давати правильне (майже однакове) значення оцінки кореляції.

Отже, подальша задача полягає в дослідженні можливих варіантів розташування інтервалу кореляційного аналізу всередині символного інтервалу і виборі оптимального варіанту.

З одного боку, доцільним слід вважати розташування інтервалу обчислення динамічних кореляцій в середині символного інтервалу симетрично від початку і кінця. Це дозволяє зменшити вплив $\sin(x)/x$ коректорів, які зазвичай застосовуються в ЦАП на виході квадратурного модулятора в передавачі.

З іншого боку, для зменшення ефекту міжсимвольної інтерференції в каналі зв'язку доцільно розташовувати інтервал кореляційного аналізу ближче до кінця символу.

Компромiсним варіантом можна вважати пошук оптимального розташування інтервалу кореляційного аналізу з такими обмеженнями, щоб моменти зчитування результатів динамічної кореляції знаходилися в межах означених вище горизонтальних ділянок.

В разі, якщо опорний базис в демодуляторі виявляється не синфазним до опорного базису в модуляторі, рис. 2, б), то картина суттєво не змінюється. Горизонтальні ділянки динамічних кореляцій на рис. 2, б) залишаються на тому самому місці, що і в сигналах на рис. 2, а), а змінюється лише значення рівня таких горизонтальних ділянок, що є підставою для синхронізації опорного базису в демодуляторі.

Таким чином, синхронізація опорного базису пов'язана з символною синхронізацією (визначенням середин горизонтальних ділянок в динамічних кореляціях). Отже, в демодуляторі слід використовувати таку апріорну інформацію:

1. Горизонтальні ділянки в динамічних кореляціях з'являються одночасно і мають тривалість, яка приблизно дорівнює різниці між тривалістю символу і інтервалу обчислення кореляції.
2. Горизонтальні ділянки в динамічних кореляціях мають різні рівні, які визначають можливі значення фази носійного коливання з фіксованого набору значень.
3. Горизонтальні ділянки в динамічних кореляціях спостерігаються з постійним періодом, який дорівнює періоду зміни символів.
4. Горизонтальні ділянки в динамічних кореляціях відрізняються від

інших ділянок тим, що для них усереднений модуль першої похідної (кінцевої різниці першого порядку) є найменшим.

Уніфікація ознак надійної визначеності символів

Виділення інтервалів оптимального декодування символів, тобто інтервалів, які відповідають горизонтальним ділянкам динамічних кореляцій, можна спростити, якщо уніфікувати їх ознаки, наприклад через усунення неоднозначності їх рівнів. Оскільки на таких інтервалах модуль першої похідної динамічних кореляцій є найменшим, обчислимо з сигналів динамічних кореляцій їх кінцеві різниці першого порядку за допомогою лівої різницевої системи (ЛРС), рис. 3.

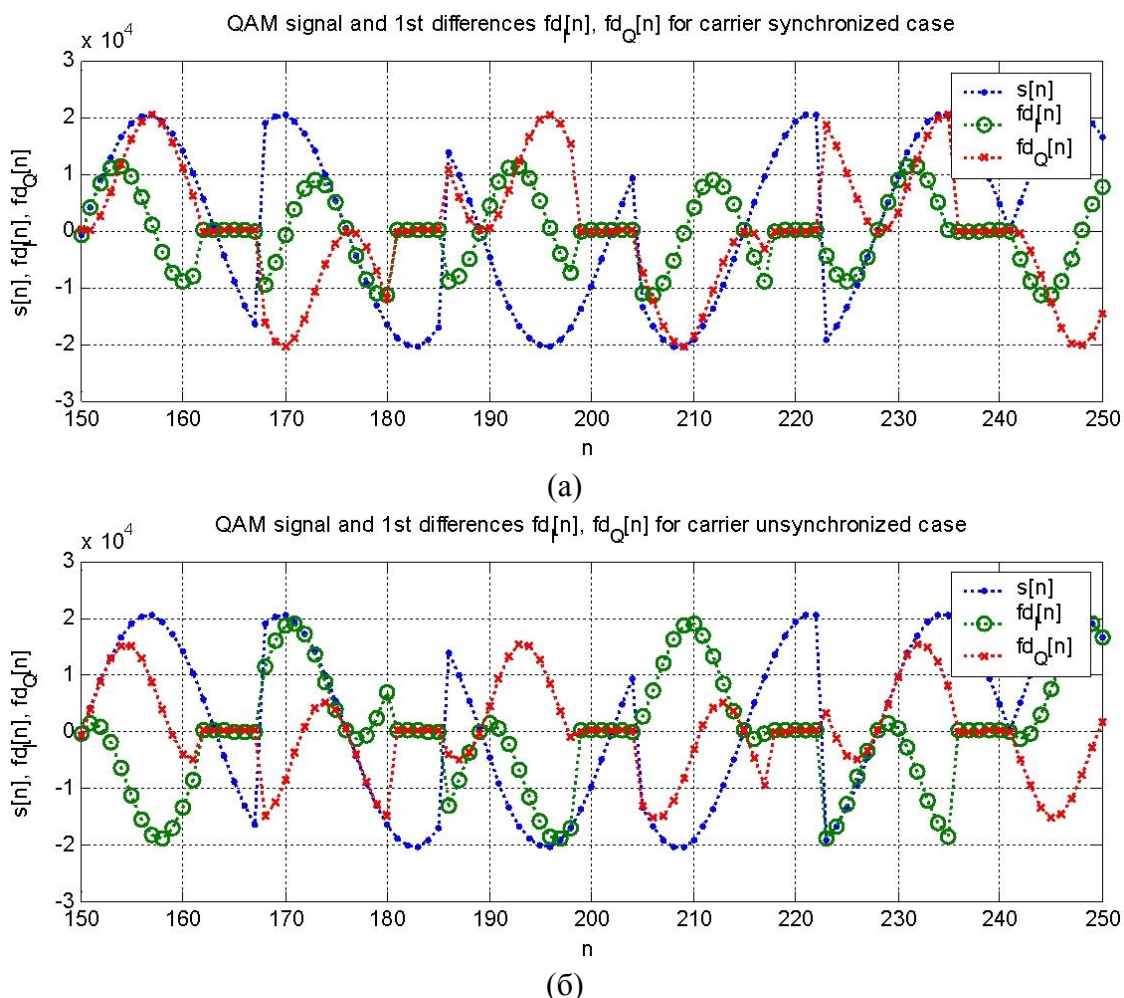


Рис. 3. Вхідний QAM сигнал та сигнали на виході двох ЛРС схеми ТС у випадку наявності синхронізації опорного базису демодулятора (а) і її відсутності (б)

Когерентне накопичення уніфікованих ознак

Когерентне або синфазне накопичення повторних реалізацій сигналів в приймачі дозволяє усереднити відповідні дискрети цих реалізацій за ансамблем. В разі когерентного накопичення значень перших похідних динамічних кореляцій між окремими символами вхідного QAM сигналу і опорни-

ми коливаннями квадратурного демодулятора можна полегшити визначення оптимальної символної синхронізації.

Для цього слід порівняти тривалість періоду модуляції $T_m = 1/V_m$ і періоду дискретизації $T_s = 1/F_s$, скоротивши їх на всі спільні подільники. Наприклад, $T_m/T_s = F_s/F_m = 44100/2400 = 147/8 = 18,375$, або $147T_s = 8T_m$.

Тобто, за 8 періодів модуляції, які б мали тривати неціле число 18.375 дискретів, набігає ціла кількість в 147 дискретів.

В разі отримання прийнятних взаємно простих значень чисельника і знаменника у відношенні T_m/T_s , більше значення визначає довжину кільцевого буферу для когерентного накопичення дискретних значень зсувної крос-кореляційної функції (в нашому прикладі це 147), а менше — крок модифікації індексу в такому буфері для занесення таких значень (в нашому прикладі це 8). При цьому достатньо використовувати операцію обчислення залишку від ділення індексу на довжину буферу, що забезпечить автоматичне укладання відповідних значень перших похідних динамічної кореляції на різних символних інтервалах в буфер одне біля одного.

Отже, для нашого прикладу:

1. Фазу доцільно коригувати, розглядаючи проміжні результати (значення зміни динамічних кореляцій) для останніх 8 періодів модуляції. Для цього потрібен кільцевий буфер довжиною 147 дискретів.

2. Для зручності значення змін динамічних кореляцій для кожного поточного дискрету на інтервалі останніх 8 періодів модуляції краще записувати в цей буфер «когерентно»: з кроком у 8 комірок при забезпеченні з кільцевої адресації. Тоді кожен поточний 8 комірок з лінійною адресацією будуть містити когерентну інформацію від останніх 8 різних періодів модуляції.

3. Інтервали мінімальних (нульових) змін динамічних кореляцій від кожного з 8 різних періодів модуляції будуть розташовані поруч і утворять довгий інтервал, тривалістю в 8 разів більшою, ніж для одного періоду.

4. Комірка, яка відповідає середині цього довгого інтервалу, а також комірки з індексами від +4 до -3 відносно індексу центральної комірки, будуть відповідати оптимальним моментам фіксації фази 8 символів.

Приклад значень індексів, які буде давати їх модульна модифікація з кроком 8 для буфера довжиною в 33 дискрети (тобто для більш наглядного випадку $33T_s = 8T_m$), показано на рис. 4.

Один з поточних результатів динамічного когерентного накопичення модулів перших похідних (кінцевих різниць першого порядку) динамічних кореляцій між вхідним QAM сигналом та опорними коливаннями квадратурного базису показаний на рис. 5.

Пошук середини інтервалу надійної визначеності символів

Для пошуку середини довгого інтервалу з мінімальними (нульовими)

значеннями змін динамічних кореляцій, рис. 5, можна застосувати оцінку ковзного середнього з подальшим пошуком її мінімуму.

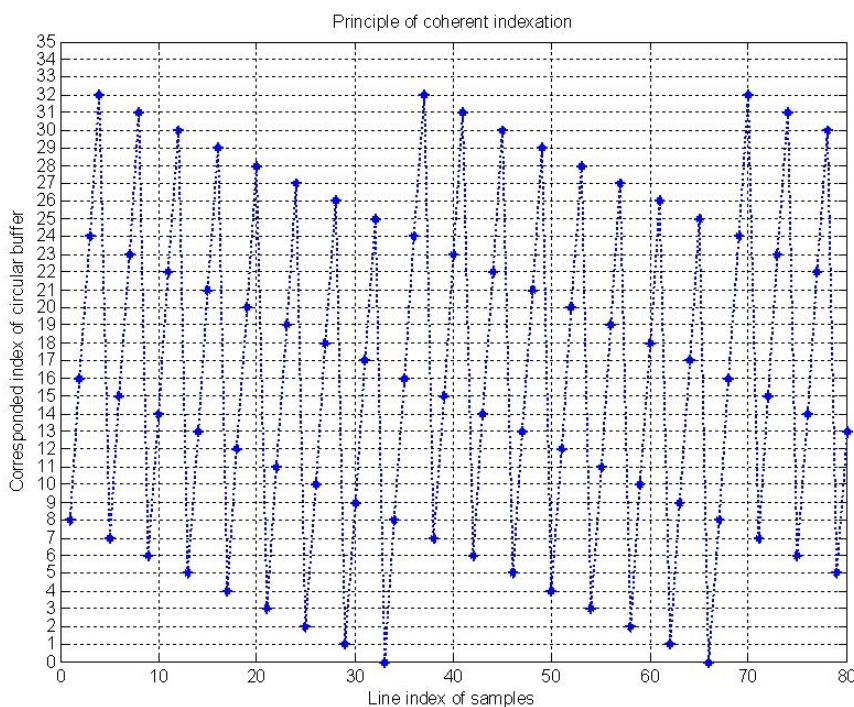


Рис. 4. Приклад кільцевої індексації буфера для забезпечення когерентного накопичення сигналів з періодом $T_m=33T_s/8$

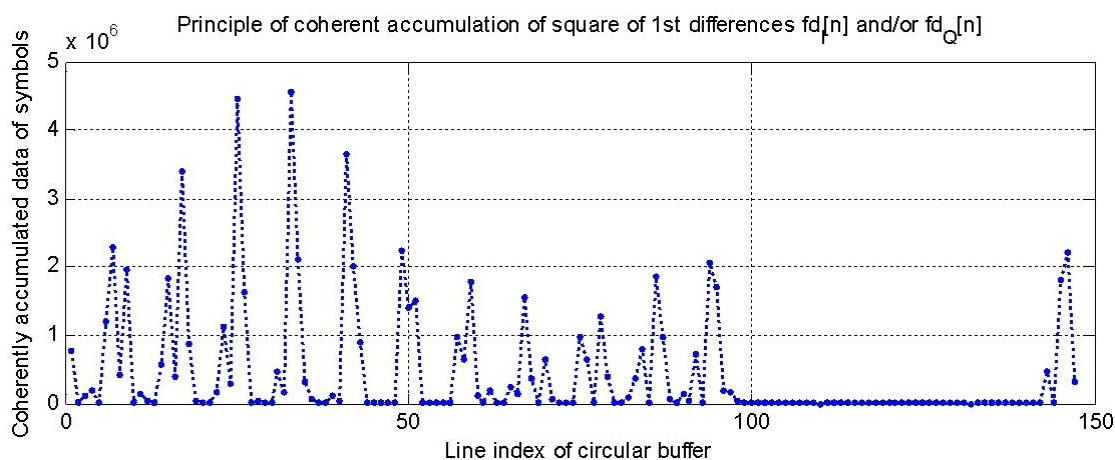


Рис. 5. Приклад поточного вмісту кільцевого буфера для когерентного накопичення модулів перших похідних динамічних кореляцій

Оскільки тривалість періоду модуляції QAM сигналу $N_m = \text{round}(T_m / T_s) = \text{round}(18,375) = 18$ дискретів, а тривалість інтервалу обчислення кореляцій $N_{cc} = \text{round}(T_c / 2T_s) = \text{round}(12,971) = 13$ дискретів, то на кожному періоді модуляції буде спостерігатися мінімальні зміни динамічних кореляцій протягом від 14 до 18 дискретів. Тобто тривалість інтервалів мінімальних (нульових) змін динамічних кореляцій на кожному періоді модуляції становить приблизно $N_m - N_{cc} = 5$ дискретів. Тоді тривалість довгого мінімального (нульового) інтервалу при когерентному нако-

пиченні становить $8(N_m - N_{cc}) = 8 \cdot 5 = 40$ дискретів.

Отже, доцільно взяти вікно аналізу ковзного середнього тривалістю $(20+1+20)$ дискретів.

Один з поточних результатів згладжування вмісту буфера динамічного когерентного накопичення модулів перших похідних динамічних кореляцій за допомогою ковзного середнього показаний на рис. 6.

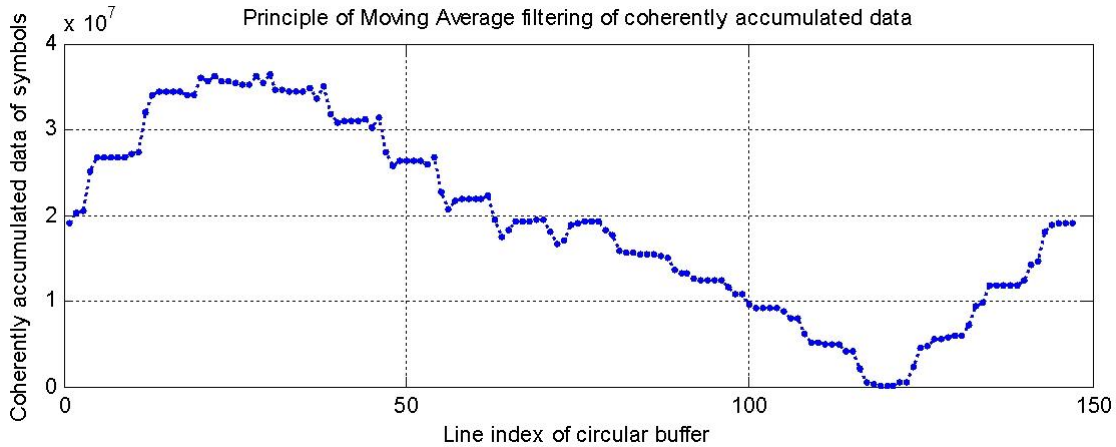


Рис. 6. Приклад згладжування поточного вмісту кільцевого буфера для когерентного накопичення модулів похідних динамічних кореляцій

Визначення моментів зчитування інформації

Для визначення моментів зчитування інформації можна застосувати алгоритм пошуку мінімального елемента в кільцевому буфері зі згладженими результатами обчислень перших похідних динамічних кореляцій, приклад вмісту якого показано на рис. 6.

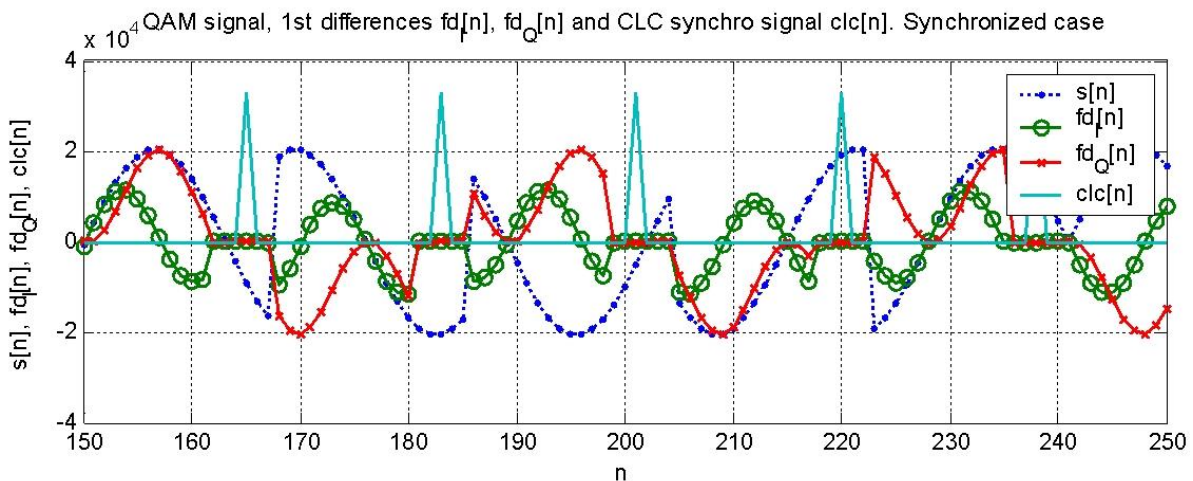


Рис. 7. Вхідний QAM сигнал, сигнали на виході двох ЛРС схеми ТС та тактовий синхросигнал

В якості прикладу використання здійсненої оптимізації наведемо результати корегування фази допоміжного тактового гармонічного коливання (ГК) за законом синусу з частотою $F_m = V_m$, нульова фаза якого має від-

повідати моментам оптимального визначення фази сигнального елементу в *QAM* сигналі, рис. 8.

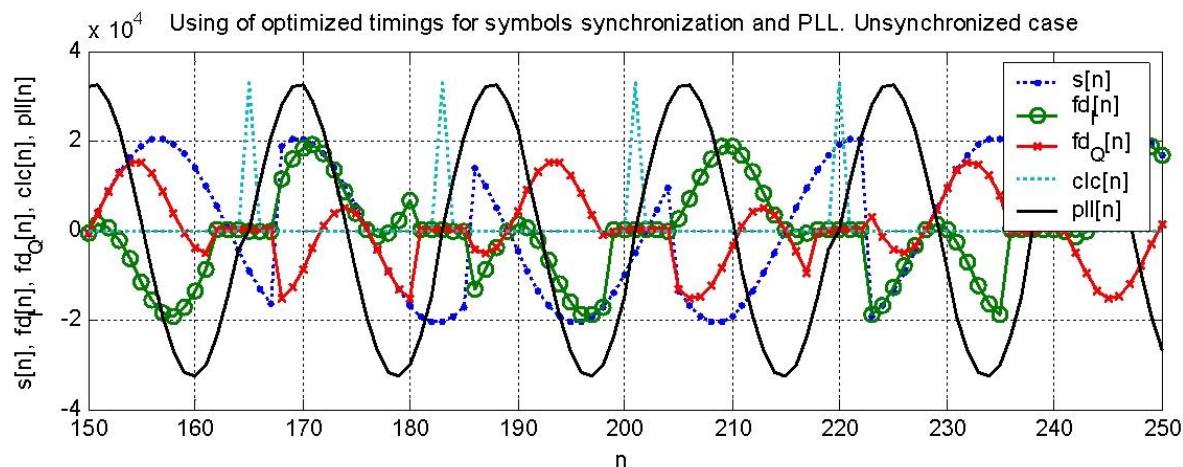


Рис. 8. Вхідний *QAM* сигнал, сигнали на виході двох ЛРС схеми ТС, тактовий синхросигнал та тактове ГК

Висновок

Описана оптимізація демодулятора *QAM* сигналів та концепції, покладені в її основу, дозволяють забезпечити ТС в схемі рис. 1 при використанні високих відносних швидкостей модуляції. Питання завадостійкості такого підходу і надійності підтримання ТС є предметом подальших досліджень.

Перелік посилань

1. Data communication over the telephone network [Електронний ресурс]. — Режим доступу : <http://www.itu.int/rec/T-REC-V/en>. — Назва з екрану.
2. Phase-shift keying [Електронний ресурс]. — Режим доступу: http://en.wikipedia.org/wiki/QPSK#Quadrature_phase-shift_keying_.28QPSK.29. — Назва з екрану.
3. Digital Video Broadcasting [Електронний ресурс]. — Режим доступу: http://en.wikipedia.org/wiki/Digital_Video_Broadcasting. — Назва з екрану.
4. Recommendation V.29: 9600 bits per second modem standardized for use on point-to-point 4-wire leased telephone-type circuits [Електронний ресурс]. — Режим доступу: <http://www.itu.int/rec/T-REC-V.29/>. — Назва з екрану.

References

1. Data communication over the telephone network. Available at: <http://www.itu.int/rec/T-REC-V/en>.
2. Phase-shift keying. Available at: http://en.wikipedia.org/wiki/QPSK#Quadrature_phase-shift_keying_.28QPSK.29.
3. Digital Video Broadcasting. Available at: http://en.wikipedia.org/wiki/Digital_Video_Broadcasting.
4. Recommendation V.29: 9600 bits per second modem standardized for use on point-to-point 4-wire leased telephone-type circuits. Available at : <http://www.itu.int/rec/T-REC-V.29/>

Павлов О. І., Захарченко О. С. **Оптимізація демодулятора QAM сигналів.** Проведений аналіз і сформульовані основні концепції здійснення ФАПЧ тактового колювання для оптимального декодування фази сигнальних елементів в QAM сигналі. Запропонований підхід до уніфікації ознак надійного визначення символів при відсутності синхронізації опорного квадратурного базису. Зроблено обґрунтування необхідності когерентного накопичення поточних сигнальних елементів для статистичного забезпечення процесу тактової синхронізації. Представлено результати реалізації когерентної тактової синхронізації при демодуляції QAM сигналів на прикладі рекомендації ITU-T V.29.

Ключові слова: квадратурна амплітудна модуляція, демодуляція, тактова синхронізація, когерентне накопичення даних.

Павлов О. І., Захарченко О. С. **Оптимизация демодулятора QAM сигналов.** Проведен анализ и сформулированы основные концепции осуществления ФАПЧ тактового колебания для оптимального декодирования фазы сигнальных элементов в QAM сигнале. Предложен подход к унификации признаков надежного определения символов при отсутствии синхронизации опорного квадратурного базиса. Выполнено обоснование необходимости когерентного накопления текущих сигнальных элементов для статистического обеспечения процесса тактовой синхронизации. Представлены результаты реализации когерентной тактовой синхронизации при демодуляции QAM сигналов на примере рекомендации ITU-T V.29.

Ключевые слова: квадратурная амплитудная модуляция, демодуляция, тактовая синхронизация, когерентное накопление данных.

Pavlov O. I., Zaharchenko O. S. The optimization of QAM signals demodulator.

Introduction. The processes of signal processing in the quadrature demodulator and the problem of clock synchronization and reference oscillations of quadrature basis providing are considered for a relatively high speed modulation conditions.

Main part. The analysis is performed and the basic concepts of the implementation of PLL clock oscillation for optimum decoding of phase of signal elements in the QAM signal are formulated. The approach to unify features a reliable determination of character with no synchronization reference quadrature basis is proposed. The rationale for coherent accumulation of current signal elements for statistical support of clock synchronization process is done. Time values of the signal elements of QAM signal are considered, some rules for operation with circular data buffers while it's coherent accumulate are formulated. The results of the implementation of coherent clock synchronization in demodulation QAM signals on the example of recommendation ITU-T V.29 is presented.

Conclusions. It is shown that the described algorithm of coherent clock synchronization implementation and concepts that formed the basis of its providing reliable clock synchronization during demodulation of QAM signals with high modulation speed.

Keywords: quadrature amplitude modulation, demodulation, clock synchronization, coherent accumulation data.