

DOI: 10.31319/2519-2884.48.2026.13

УДК 621.396.62

Кулик М.В., к.т.н., ORCID: 0000-0002-5375-7168, e-mail: kulik@internic.ua

С'янов О.М., д.т.н., ORCID: 0000-0003-4120-4926, e-mail: alexandr.sianov@gmail.com

Дніпровський державний технічний університет, м. Кам'янське

Kulyk Maksym, Candidate of Technical Sciences, Department of Electronics and Electronic Communications

Sianov Oleksandr, Doctor of Technical Sciences, Department of Electronics and Electronic Communications

Dniprovsky State Technical University, Kamianske

ДЕЯКІ ОСОБЛИВОСТІ ПРИНЦИПУ ДІЇ ФАЗОВОГО ДЕТЕКТОРА

Метою даної роботи є аналіз деяких особливостей принципу дії синхронно-фазового детектора в сучасній апаратурі. Розглянуто системи фазової автоматичної підлаштування частоти для точної синхронізації гетеродина та детектування частотно-модульованого сигналу, проаналізовано режими роботи синхронно-фазового детектора у режимі захоплення. Визначено сигнал помилки від різниці фаз між напругою сигналу і гетеродином. Також побудована залежність напруги сигналу помилки від частоти та розрахована еквівалентна АЧХ для модулюючих частот синхронно-фазового детектора.

Ключові слова: смуга утримання (захоплення); фазова площина; квадратурність; фільтр нижніх частот (ФНЧ); підсилювач постійного струму (ПСС); помилка стеження.

The purpose of this work is to analyze some features of the principle of operation of a phase-locked detector in modern equipment. The phase automatic frequency adjustment systems for accurate synchronization of the local oscillator and detection of a frequency-modulated signal are considered, the operating modes of the phase-locked detector in the capture mode are analyzed. The error signal is determined from the phase difference between the signal voltage and the local oscillator. The dependence of the error signal voltage on the frequency is also constructed and the direction for further research is given.

Keywords: hold band (capture); phase plane; quadrature; low-pass filter (LPF); DC amplifier; tracking error.

Постановка проблеми

В останні роки синхронно-фазовий детектор (СФД), у тому чи іншому вигляді, використовувався в радіоприймальній і телевізійній апаратурі для детектування частотно-модульованих сигналів (ЧМ), оскільки з'ясувалося, що детектор цього типу має практично лінійну амплітудно-частотну характеристику в смузі захоплення частоти сигналу і властивості до зменшення паразитної амплітудної модуляції. Однак, деякі моменти роботи СФД, особливо в імпульсних пристроях, залишаються нез'ясованими, тому необхідне глибше дослідження принципу роботи такого детектору.

Проблема полягає в математичному моделюванні типового СФД та аналізі на основі даної моделі принципу його роботи, способу виділення сигналу помилки стеження та встановлення формули, що зв'язує вихідну напругу та сигнал помилки.

Існує три важливі показники продуктивності, які визначають схеми модуляції: енергоефективність, ефективність смуги пропускання та складність системи [1—3]. Ці параметри відіграють важливу роль у досягненні високої продуктивності бездротової системи зв'язку [4], [5]. Тому покращення смуги пропускання та енергоефективності привертає значну увагу науковців.

Фазова модуляція (ФМ) та її різновиди є одними з найбільш ефективних методів модуляції, які широко використовуються в телекомунікаційних системах через відносно високу ефективність використання енергії та пропускну здатність, що досягається за досить низької складності модему [3—5].

Аналіз останніх досліджень та публікацій

Дослідження в цій галузі проводилися аж до 2000-х років, а потім, через широке застосування цифрової техніки, з одного боку, та використання цифрової маніпуляції з іншого, практично припинилися. Серед нечисленних роботи в цій галузі можна виділити роботи [6—8] присвячені підвищенню енергоефективності сигналу з метою зниження енергоспоживання бездротової мережі зв'язку. У статті [8] досліджуються способи розширення смуги пропускання детектору. Такі схеми розглядаються для систем бездротового зв'язку з частотним ортогональним поділом каналів (OFDM) і забезпечують підвищену енергоефективність за рахунок розширення смуги пропускання сигналу.

Різні методи підвищення спектральної ефективності розглянуті в [9—12]. У роботі [10] розглянуто новий підхід розробки багаточастотної модуляції з використанням вузькосмугових сигналів квадратурної амплітудної модуляції (QAM). Результати, наведені в роботі, підтверджують, що новий підхід забезпечує виграв у спектральній ефективності у 2,32 рази. Автори рекомендують використовувати запропонований підхід для організації високошвидкісних каналів передачі на основі нових технологій 6G.

У роботі [11] описана нова схема модуляції з використанням комбінації багаторівневої фазової маніпуляції (m-PSK) та амплітудної модуляції. Запропонований підхід рекомендується для супутникової високошвидкісної системи зв'язку та забезпечує спектральну ефективність до 11,4 біт/с за низької складності системи.

Робота [12] аналізує пропускну здатність та енергоефективність для різних рівнів M-агу QAM (M-QAM) у певному діапазоні відносин сигнал/шум. В результаті автори запропонували адаптивну методіку для підвищення ефективності ресурсів M-QAM шляхом зміни рівня модуляції відповідно до відношення сигнал/шум (SNR) у бездротовому каналі.

Формулювання мети дослідження

Метою дослідження є аналіз деяких особливостей принципу роботи синхронно-фазового детектора у сучасних цифрових пристроях та узагальнення даних щодо способу виділення сигналу помилки стеження.

Виклад основного матеріалу

Системи фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ) призначаються для точної синхронізації місцевого гетеродина еталонним сигналом. Коли система ФАПЧ використовується в радіоприймачі для детектування ЧМ сигналу, останній і слугує еталонним. Частотний детектор, виконаний на основі системи ФАПЧ, називається синхронно-фазовим. Для детектора з ФАПЧ та вбудованого в тракці проміжної частоти (ПЧ) супергетеродинного приймача, СФД є закінченим окремим блоком структурної схеми такого приймача.

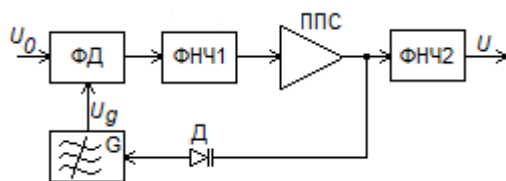


Рис. 1. Структурна схема СФД

Структурна схема СФД наведено на рис. 1. Вхідний сигнал подається на один із входів фазового детектора (ФД). На інший його вхід подається напруга місцевого гетеродина U_g . Для підстроювання частоти — служить варикап Д. На виході ФД включені фільтр нижніх частот ФНЧ1 із підсилювачем постійного струму ППС. Вихідний сигнал ППС подається на варикап Д і одночасно на вихід СФД через фільтр нижніх частот

ФНЧ2. Суть дії СФД, за наведеною структурною схемою показаною на рис. 1, зводиться до наступного: при розбіжності фаз (внаслідок не збігу частот) вхідного в гетеродинного сигналів, фазовий детектор виробляє напругу помилки, яка, будучи відфільтрованою і посиленою в колі ФАПЧ, впливає на частоту гетеродина, який керується напругою. В результаті його частота встановлюється рівною частоті вхідного сигналу (у системі відбувається так зване захоплення) та залишається лише деяка фазова помилка, яка залежить від початкового розладу частот і властивостей конкретної системи ФАПЧ.

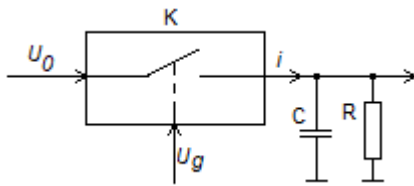


Рис. 2. Структурна схема ідеального ФД

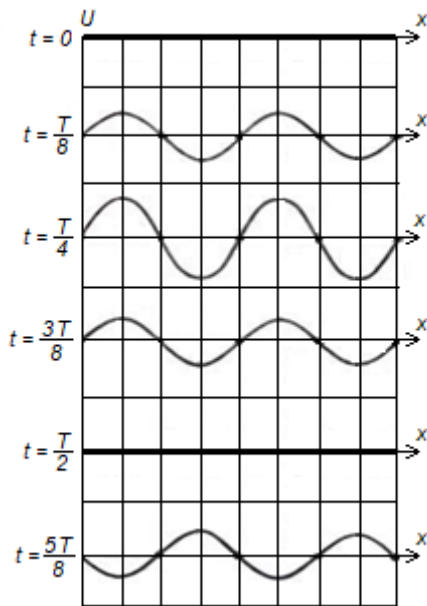


Рис. 3. Часові діаграми роботи ФД

гом позитивної напівхвилі гетеродинної напруги, тоді струм i через ключ протікатиме лише протягом позитивної напівхвилі гетеродинної напруги, як показано на рис. 3. У разі, коли фаза вхідної напруги збігається з фазою гетеродинної ($\varphi = 0^\circ$), струм через ключ протікатиме тільки під час позитивних напівперодів вхідної напруги. Високочастотні пульсації струму згладжуються конденсатором C , а на опорі навантаження виділиться позитивна постійна напруга. Якщо ж фаза вхідної напруги протилежна фазі гетеродинної ($\varphi = 180^\circ$), імпульси струму через ключ будуть негативними і на навантаженні виділиться негативна напруга. У проміжному випадку, коли напруги U_c і U_g зрушені по фазі на 90° , інакше кажучи, знаходяться у квадратурі, імпульси струму через ключ виходять різнополярними, а постійна складова таких імпульсів дорівнює нулю і напруга на виході фазового детектора відсутня.

Залежність вихідної напруги фазового детектора від зсуву фаз між сигналами показана на рис. 4. Очевидно, що максимальна вихідна напруга не може бути більшою за амплітуду вхідного сигналу U_c . В реальних фазових детекторах напруга U_c завжди менша і дорівнює $k_{fd}U_c$, де k_{fd} — коефіцієнт передачі детектора, який становить 0,1—0,5. Для підвищення коефіцієнта передачі, а також для покращення спектральної чистоти вихідної напруги широко застосовують балансові та кільцеві схеми фазових детекторів.

Математично роботу описаного фазового детектора можна пояснити так. Нехай вхідний сигнал має вигляд $u_c = U_c \cos(\omega t + \varphi)$. Вихідне RC-коло усереднює напругу на виході ключа за період коливання вхідного або гетеродинного сигналу T (частоти обох сигналів передбачаються однаковими). Але ключ відкритий лише протягом половини періоду ($T/2$), тому вихідна напруга дорівнюватиме:

Якщо ж частота вхідного сигналу, що підводиться до системи ФАПЧ, змінюється відповідно до закону модуляції, то частота гетеродина відстежуватиме ці зміни, а напруга, що ним керує, при лінійній характеристиці управління частотою буде відповідати закону модуляції сигналу і використовується як вихідна детектована напруга. Ця напруга не залежить від амплітуди вхідного ЧМ сигналу, а визначається тільки його частотою. У цьому випадку робота СФД наближається до ідеального ЧД. Фільтр ФНЧ2 у роботі кола ФАПЧ не бере участі і служить лише для додаткової, післядетекторної фільтрації низькочастотного сигналу, зокрема, для усунення високочастотних компонентів шуму та биття з сигналами сусідніх за частотою станцій.

Перш ніж перейти до детального розгляду особливостей роботи роботи СФД в цілому, проаналізуємо роботу окремих вузлів його структури, зокрема, фазового детектора. В ідеальному випадку ФД повинен виробляти напругу, яка пропорційна тільки різниці фаз вхідних сигналів. Реальні ФД, проте, виробляють напругу, пропорційну як різниці фаз, так і амплітуді вхідних сигналів. На практиці, фазовим детектором служить будь-який змішувач, що має вихід постійного струму.

Розглянемо ідеальну структурну схему ФД (рис. 2), який містить електронний ключ Кл, керований сигналом місцевого гетеродина і опор навантаження R , який зашунтований ємністю C . Нехай частоти вхідного U_c та гетеродинного U_g сигналів співпадають та ключ Кл замикається тільки протя-

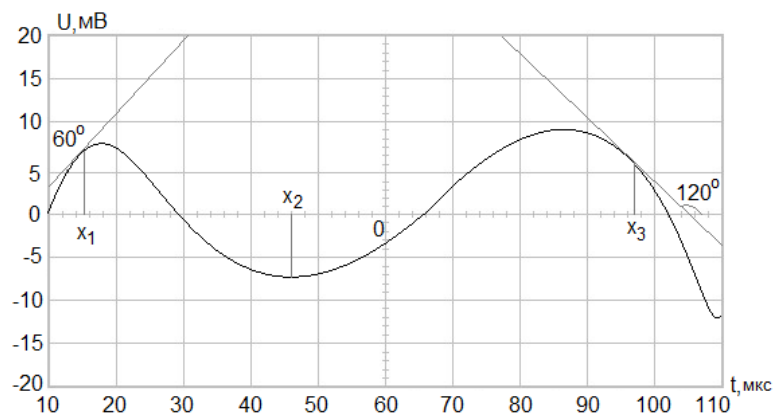


Рис. 4. Фазова характеристика детектора

$$U = \frac{U_c}{T} \int_0^T \sin(\omega t + \varphi) dt = \frac{U_c}{\pi} \cos \varphi. \quad (1)$$

У разі коли провідність ключа S змінюється за синусоїдальним законом (це може бути, наприклад, провідність каналу польового транзистора, яка керована напругою гетеродина, що подана на затвор), $S = S_0 \sin(\omega t)$, а в колі детектора виходить струм наступного виду:

$$i = S U_c = S_0 U_c \sin[(\omega)t] \sin(\omega t + \varphi) = \frac{S_0 U_c}{2[\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)]}. \quad (2)$$

Таким чином, ФД виконує операцію перемноження вхідного і гетеродинного сигналів, а складова струму з подвоєною частотою 2ω замикається конденсатором C , шунтуючим опір навантаження, і вихідна напруга виходить пропорційною:

$$U_v \sim \frac{S_0 U_c}{2} \cos \varphi. \quad (3)$$

Загальна формула для вихідної напруги для будь-якого ФД матиме вигляд:

$$U_v = k_{\text{фд}} U_c \cos \varphi. \quad (4)$$

Як ми переконалися, косинусоїдальна характеристика детектора виходить як при синусоїдальній, так і при прямокутній формі напруги гетеродина. Це пояснюється тим, що вхідна напруга сигналу має синусоїдальну форму. Якщо ж на обидва входи фазового детектора подаються прямокутні напруги сигналу і гетеродина, то характеристика набуває трикутної форми. Це можливо при жорсткому обмеженні амплітуди обох сигналів. Такий випадок у СФД радіоприймачів трапляється рідко. Таким чином, напруга на виході ФД пропорційна амплітуді вхідного сигналу і косинусу різниці фаз вхідного сигналу і сигналу гетеродина. У разі коли частоти вхідного і гетеродинного сигналів не збігаються, різниця їх фаз безперервно змінюється, пробігаючи весь діапазон значень від 0 до 2π . Тоді

$$U_c = U_c \sin[(\omega + \Omega)t] = U_c \sin(\omega t + \Omega t) = U_c \sin(\omega t + \varphi), \quad (5)$$

де $\varphi = \Omega t$. На виході ФД виділяється сигнал биття: $U_v = k_{\text{фд}} U_c \cos \Omega t$. Цей сигнал змінного струму з частотою, що дорівнює різниці частот сигналу та гетеродина.

Фільтр нижніх частот, а також підсилювач постійного струму не містять жодних особливостей, їх виконують за широко розповсюдженими схемами. Фільтрами найчастіше служать RC-кола, а підсилювачем транзисторний операційний підсилювач. Для керування частотою гетеродина служить варикап, включений до його контуру. Деяке поширення, особливо при низьких проміжних частотах отримали також керовані напругою RC-генератори.

Розглянемо тепер процес захоплення сигналу у системі ФАПЧ. Нехай при включенні СФД частоти сигналу і гетеродина не збігаються. Тоді на виході фазового детектора виникає сигнал биття коду $k_{\text{фд}} U_c \cos \Omega t$. Цей сигнал проходить через фільтр ФНЧ із частотною характеристикою $K(\Omega)$ та посилюється підсилювачем з коефіцієнтом посилення K_0 . На керувальний

елемент гетеродина впливатиме напруга $k_{\text{фд}}K_0K(\Omega)U_c \cos \Omega t$. Крутизну характеристики керування гетеродина позначимо як q . Вона чисельно дорівнює приросту частоти гетеродина при зміні керувальної напруги на 1В.

Під впливом керувальної напруги частота гетеродина буде змінюватися, збільшуючись за однієї півхвилі цієї напруги і зменшуючись при іншій. У цьому випадку змінюється і миттєва частота биття. Сигнал биття стає не синусоїдальним, а таким, як показано на рис. 5. При зміні знаку розладу гетеродина, по відношенню до частоти сигналу, полярність кривої також змінюється на зворотню (рис. 6). Форма цієї кривої така, що в сигналі биття міститься постійна складова яка як би «підтягує» частоту гетеродина до частоти сигналу. Якщо «підтягування» частоти більше початкового розладу частот сигналу і гетеродина, то в системі відбувається захоплення. Граничну розладку, при якій ще можливе захоплення, можна оцінити, записавши максимальне відхилення частоти гетеродина під впливом напруги, що управляє: $\Delta f = k_{\text{фд}}K(\Omega)U_c q$, де $\Omega = 2\pi\Delta_{\text{поч}}$. Очевидно, що це відхилення — щоб відбулося захоплення — має бути більше початкового розладу. В іншому випадку система залишається в режимі биття (рис. 5).

У режимі захоплення частота гетеродина стає такою самою, як і частота сигналу, а зсув фаз між коливаннями сигналу і гетеродина близький до 90° . На рис. 6 коливання сигналу та гетеродина показані у вигляді векторів, довжина яких відповідає амплітуді сигналів, а кут між векторами — зсуву фаз. Вся система векторів обертається навколо загального центру з кутовою швидкістю. Однак для зручності розгляду це обертання можна не враховувати (тобто припустити, що система координат обертається з тією самою швидкістю) і вважати систему векторів нерухомою.

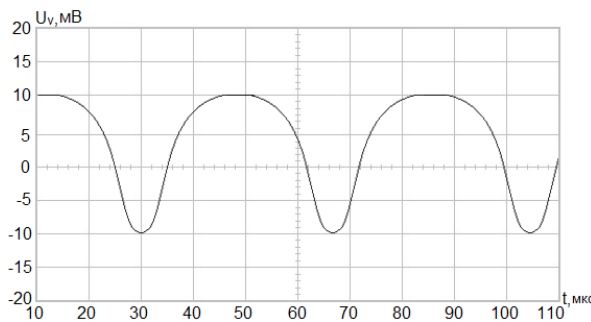


Рис. 5. Биття в СФД сигналів у ФД

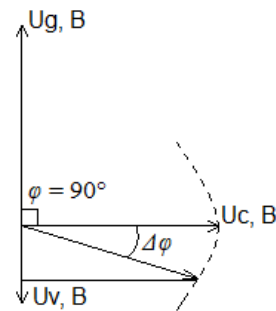


Рис. 6. Векторна діаграма ФД

Коли зсув фаз між сигналами дорівнює точно 90° , проекція вектора U_c на напрям вектора U_g дорівнює нулю. Вихідна напруга ФД, відповідно до формули (5), при цьому також дорівнює нулю. Якщо тепер, через будь-які причини, наприклад, власну нестабільність гетеродина або модуляцію сигналу різниця фаз φ зростає, на виході фазового детектора з'явиться напруга помилки, що дорівнює

$$U_v = k_{\text{фд}}U_c \cos(90^\circ + \Delta\varphi) = -k_{\text{фд}}U_c \sin\Delta\varphi. \quad (6)$$

Ця напруга, відфільтрована і посилена в кола ФАПЧ, впливає на керувальний елемент гетеродина, знижуючи частоту генерації. Вектор U_g починає обертатися повільніше і вихідне співвідношення фаз $\varphi = 90^\circ$ відновлюється. Якщо різниця фаз зменшиться, на виході ФД з'явиться напруга іншої полярності, що підвищує частоту генерації. Вектор U_g при цьому прискорить обертання і вихідна різниця фаз знову відновиться.

Спеціально підбирати полярність керувальної напруги в кола ФАПЧ не потрібно, так як на характеристиці фазового детектора є багато точок, де $U_v = 0$, причому нахил характеристики в цих точках різний (рис. 6). Наприклад, якщо позитивна напруга на виході ФД, впливаючи через петлю ФАПЧ на варикап гетеродина, підвищує частоту генерації, то точка $\varphi = 90^\circ$ на фазовій характеристиці детектора є стійкою, а точки $\varphi = -90^\circ$ та $\varphi = 270^\circ$ — нестійкими. Напрямок зміни різниці фаз при дії керувальної напруги показано стрілками.

Якщо є початковий розлад між частотами сигналу і гетеродина, значення фази, що встановилося, вже не буде точно 90° . Воно буде визначатися тією додатковою постійною напругою, яка необхідна для підстроювання гетеродина на частоту сигналу. Очевидно, проте, що в режимі встановлення, різниця фаз напруги повинна лежати в межах $0—180^\circ$, тобто перебувати, на спадаючій ділянці характеристики фазового детектора.

Більш повно динаміку процесу входження системи ФАПЧ до синхронізму ілюструють фазові діаграми, зображені в координатах φ (вісь абсцис) та $\frac{d\varphi}{dt} = \omega$ (вісь ординат). Графік рис. 6 використаний тільки тому, що вихідна напруга фазового детектора і частота гетеродина однозначно пов'язані завдяки дії кола ФАПЧ.

З наведеного ясно, що в режимі захоплення гетеродина СФД «стежить» за частотою та фазою вхідного сигналу. Частота гетеродина пропорційна керувальній напрузі, що виробляється в колі ФАПЧ. При ЧМ вхідного сигналу керувальна напруга виявляється пропорційною девіації частоти, тобто є продетектованим сигналом. Ця напруга використовується як вихідна напруга детектора і після додаткової фільтрації фільтром ФНЧ2 (рис. 1) подається на УНЧ або стереодекодер приймача.

Лінійність дискримінаційної характеристики СФД повністю визначається лінійністю характеристики керованого гетеродина $f_r = f(U_k)$. Останню залежність зручно подати у вигляді: $f_r = f_0 + qU_k$, де f_0 — номінальна частота генерації; q — крутість характеристики керування. Оскільки частота гетеродина f_r при захопленні точно дорівнює частоті сигналу f_c , отримуємо:

$$U_k = \frac{1}{q}(f_c - f_0). \quad (7)$$

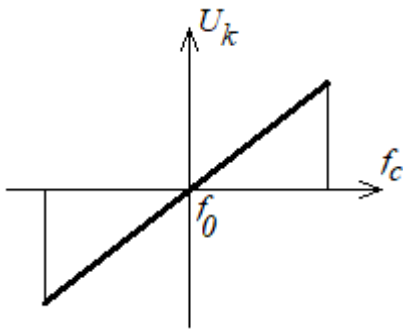


Рис. 7. Дискримінаційна характеристика СФД

За умови, що характеристика керування частотою гетеродина лінійна або q є постійною величиною, лінійність залежність від керувальної напруги та від частоти сигналу, що наведено на рис. 7.

Якщо гетеродина СФД, виконаний за схемою рис. 1, налаштований на частоту сигналу, відбувається захоплення та вихідна напруга фазового детектора описується виразом (5). Знайдемо смугу утримання СФД, тобто, максимальний розлад частот сигналу і гетеродина, при якому ще не відбувається зриву стеження. Напруга на виході фазового детектора максимальна при $\sin \Delta\varphi = 1$. Вочевидь, що вона відповідає максимальному розладу, тому числі у смугі утримання. Нехай коефіцієнт посилення УПТ в колі ФАПЧ дорівнює K_0 , а крутість показників управління гетеродина — q . Тоді

$$f_{уд} = k_{фд} K_0 q U_c. \quad (8)$$

Для побудови СФД в сучасних цифрових системах з обмеження напруги у діапазоні від -5 до 5 В, значення величин, що входять до цієї формули, повинні знаходитись у таких межах: $k_{фд} = 0,1—0,5$; $q = 0,2—1$ МГц/В; $K_0 = 10—2000$. З формули видно, що смуга утримання прямо пропорційна амплітуді вхідного сигналу. Від типу характеристик фільтра нижніх частот, встановленого в колі, смуга утримання не залежить.

Чутливість СФД тісно пов'язана із смугою утримання. Чутливість такого СФД можливо визначити мінімальною напругою сигналу, при якому ще не відбувається зриву стеження. Якщо сигнал не був модульований, а гетеродина СФД можна було б налаштувати на частоту сигналу дуже точно, то чутливість СФД була б нескінченно високою. Для реального ЧМ сигналу смуга утримання СФД повинна бути принаймні більшою, ніж максимальна девіація частоти сигналу. Приймавши девіацію частоти рівної $0,05$ МГц і збільшивши це значення для розрахунку в два рази (з урахуванням можливої нестабільності частоти гетеродина та неточності налаштування), отримаємо:

$$U_c = 0,1/(k_{фд} K_0 q). \quad (9)$$

Наприклад, при $k_{фд} = 0,25$, $K_0 = 100$ та $q = 0,5$ МГц/В чутливість детектора $U_c = 8$ мВ. Такі параметри супергетеродинного приймача.

Селективність СФД різна в режимі биття і при захопленні сигналу. У режимі биття, коли частота гетеродина СФД значно відрізняється від частоти сигналу, на виході фазового детектора (рис. 5) утворюється сигнал різницевої частоти, що лежить в області ультразвукових, тому числі нечутних, частот. Сигнал через ФНЧ1, УПС та ФНЧ2 надходить на УНЧ приймача. Якщо амплітудні характеристики УПС і УНЧ абсолютно лінійні, то сигнал биття не створює жодних шкідливих явищ і залишається нечутним. Якщо ж характеристики УПС або УНЧ нелінійні, а це в тій чи іншій мірі завжди має місце, сигнал биття може бути продетектований і стане чутним, при цьому, спочатку ЧМ коливання перетворюється на складне амплітудно-частотно-модульоване коливання на нерівномірностях АЧХ (амплітудно-частотної характеристики) тракту, а потім вже детектується на нелінійності амплітудної характеристики. Описані процеси зазвичай невеликі і призводять до появи бічних налаштувань, при яких прийом слабкий і, як правило, супроводжується великими спотвореннями.

Якщо сигнал биття детектується в УПС, то усунути такі перешкоди можна лише збільшенням селективності фільтра кола ФАПЧ ФНЧ1 та застосуванням УПС з меншою нелінійністю. Частотно-модульовані сигнали сильних станцій корисно обмежити амплітудою перед подачею на СФД, це різко знижує вплив нелінійностей і практично повністю усуває перешкоди. При детектуванні сигналу биття в УНЧ на виході детектора корисно включити фільтр ФНЧ2 з верхньою граничною частотою, що дорівнює найвищій частоті модулюючого сигналу (15 кГц для монофонічного і 14 кГц для стереофонічного сигналу). Цей фільтр можна зробити дуже ефективним і повністю усунути проникнення сигналу биття в УНЧ, а отже, і перешкоди. На характеристики самої ФАПЧ параметри фільтра ФНЧ2 не впливають.

Таким чином, селективність СФД у режимі биття повністю визначається сумарною АЧХ фільтрів ФНЧ1 та ФНЧ2.

У режимі захоплення сигналу селективність СФД різко зростає, оскільки у системі ФАПЧ замикається коло зворотного зв'язку, що змушує гетеродин стежити переважно за «своім» сигналом. Сигнали сусідніх за частотою станцій та перешкод при цьому послаблюються.

Селективність у режимі захоплення та рівномірність передачі частот модуляції (частот звукового спектру) визначаються еквівалентною АЧХ детектора. Амплітудно-частотна характеристика показує, у скільки разів девіація частоти гетеродина СФД менша за девіацію сигналу на вході детектора. Амплітудно-частотну характеристику зображують як функцію частоти модулюючого сигналу. Якщо ж оцінюється вплив перешкоди по сусідньому каналу, тобто селективність детектора, замість частот модуляції беруть частоту биття між несучим сигналом і перешкодою. Зразковий вид еквівалентної АЧХ можна оцінити із загальних фізичних міркувань. При повільних змінах частоти сигналу гетеродин СФД відстежує її точно, тому низькі частоти модуляції СФД не послаблюються. При підвищенні частоти модуляції сигналу все більшою мірою позначається інерційність СФД, обумовлена фільтром у колі ФАПЧ, та інерційністю гетеродина. Тому СФД не встигає відстежувати швидкі зміни частоти вхідного сигналу та діє подібно ФНЧ. Відповідно, і АЧХ СФД схожа на АЧХ ФНЧ. Так само, як і для ФНЧ, можна знайти верхню граничну частоту смуги пропускання СФД f_G .

Розрахувавши або побудувавши графічно еквівалентну АЧХ для модулюючих частот, легко побудувати і криву селективності СФД для частот вхідного сигналу. Зваживши на те, що фазовий детектор СФД здійснює перетворення частоти, криву селективності можна знайти, дзеркально відобразивши еквівалентну АЧХ по обидва боки від частоти гетеродина, як показано на рис. 8. Для вхідних частот СФД є смуговим фільтром зі смугою пропускання $2f_G$.

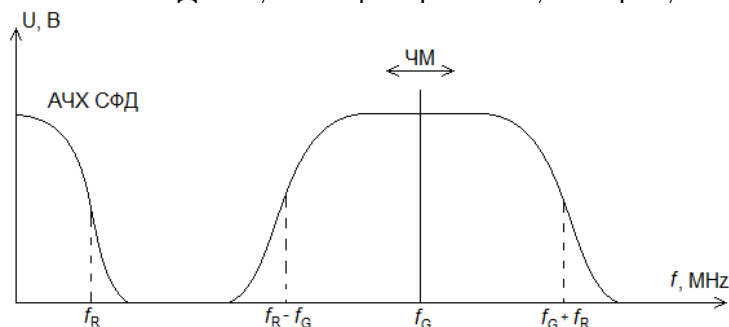


Рис. 8. Спектр сигналів у СФД

Висновки

Отримати практично лінійну характеристику управління порівняно нескладно, оскільки $U_{\text{кер}}$ є також вихідною напругою СФД, що відповідає дискримінаційній характеристиці СФД. З порівняння характеристик видно, що СФД має значно кращу лінійність у всій смузі частот, де відбувається стеження. При зриві стеження управляюча напруга на виході СФД зникає. Таким чином, характеристика СФД набагато ближче до «ідеальної», ніж характеристика звичайного детектора. Цікавим є процес налаштування на станцію в приймачі з ФАПЧ, що має дискримінаційну характеристику, як на рис. 7. На відміну від звичайного приймача, у цьому випадку сигнал виникає стрибком, відразу чисто і голосно, і при подальшому обертанні ручки налаштування деякий час не змінюється ні по гучності, ні за якістю, а потім також стрибком зникає. Усі станції, незалежно від амплітуди сигналу, прослуховуються з однаковою гучністю. Якщо сигнал занадто слабкий щоб захопити гетеродином СФД — прийом просто неможливий. Бічні помилкові налаштування у правильно сконструйованому СФД відсутні.

У режимі захоплення напругу помилки стеження можна визначити за формулою, з якої видно, що напруга лінійно залежить від різниці фаз між напругою гетеродина і напругою сигналу, що дозволяє практично лінійно відобразити частотно-модульований сигнал як амплітудно-модульований.

Список використаної літератури

1. Xiong F. Digital Modulation Techniques (2nd ed.). *Artech.*, 2006
2. Haykin S. Digital Communication Systems. *John Wiley & Sons.*, 2014
3. Miao G., Zander J., Sung K. W., Slimane B. Fundamentals of Mobile Data Networks. *Cambridge University Press*, 2016
4. Benedetto S., Biglieri E. Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications. *Springer*, 2008
5. Um J., Kim I., Park S. A Method for Analyzing Spectral Efficiency using Real-Field Measurement Data. *2018 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC)*, 2018, 886-888. Doi: 10.1109/ICTC.2018.8539389
6. Huang Y.F., Li C.H., Yang H.J., Hung, H.L. Performance of an Energy Efficient Bandwidth Allocation for Wireless Communication Systems. *Asian Conference on Intelligent Information and Database Systems ACIIDS*, 2014 Part II, 312–322. Doi: 10.1007/978-3-319-05458-2_33
7. Videv S., Haas H. Energy-Efficient Scheduling and Bandwidth-Energy Efficiency Trade-off with Low Load. *2011 IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 2011, 1–5. Doi: 10.1109/icc.2011.5962571
8. Huang Y. F., Lin C. B., Chang C. C., Li C. H., Chen C. M. Energy Efficiency of Bandwidth Expansion Algorithms in Wireless Communication Systems. *Eighth International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing*, 2014, 468–472. Doi: 10.1109/IMIS.2014.67.
9. Safi A. Al, Bazuin B. Toward digital transmitters with Amplitude Shift Keying and Quadrature Amplitude Modulators implementation examples. *2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*, 2017, 1–7. Doi: 10.1109/CCWC.2017.7868397
10. Sannikov V., Volchkov V. Increase the Spectral Efficiency of a Multi-Frequency Modem due to Non-Orthogonal Compaction of Optimal Narrowband QAM Signals. *2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications*, 2023, 1–6. Doi: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178648
11. Solodkov A., Voronov E., Semenova A. 11 bit/s/Hz spectral efficiency modulation scheme for high-speed data links. *Internet Technologies and Applications (ITA)*, 2015, 155–159. Doi: 10.1109/ITechA.2015.7317387.
12. Hamed A. M., Rao R. K. Bandwidth and power efficiency analysis of fading communication link. *International Symposium on Performance Evaluation of Computer and Telecommunication Systems (SPECTS)*, 2016, 1–7. Doi: 10.1109/SPECTS.2016.7570527.

SOME FEATURES OF THE PHASE DETECTOR PRINCIPLE

The article provides a detailed analysis of the operation of a phase-locked detector, in particular in the capture mode. It is shown that in this case the frequency of the local oscillator is strictly equal to the frequency of the signal and the corresponding vectors are set perpendicular to each other. In the event of a signal, its frequency changes and a certain phase shift occurs between the voltage of the local oscillator and the signal, which is proportional to the difference between the voltage of the input signal and the local oscillator.

The purpose of this work is to analyze some features of the principle of operation of a phase-locked detector in modern equipment. The phase automatic frequency adjustment systems for accurate synchronization of the local oscillator and detection of a frequency-modulated signal are considered, the operating modes of the phase-locked detector in the capture mode are analyzed. The error signal is determined from the phase difference between the signal voltage and the local oscillator. The dependence of the error signal voltage on frequency was also plotted and the equivalent frequency response was calculated for the modulating frequencies of the phase-locked detector.

The results obtained in the article can be used to analyze the operation of a phase-locked detector in digital communication devices. In this case, it is desirable to provide any mathematical model of a digital signal and develop an appropriate algorithm for its processing.

The expressions obtained in the article allow developing a structural diagram of a digital phase-locked detector and its software implementation in digital devices, in particular, implementation on modern microcontrollers.

References

- [1] Xiong, F. (2006). *Digital Modulation Techniques (2nd ed.)*. Artech.
- [2] Haykin, S. (2014). *Digital Communication Systems*. John Wiley & Sons.
- [3] Miao, G., Zander, J., Sung, K. W., Slimane, B. (2016). *Fundamentals of Mobile Data Networks*. Cambridge University Press.
- [4] Benedetto, S., Biglieri, E. (2008). *Principles of Digital Transmission: With Wireless Applications*. Springer.
- [5] Um, J., Kim, I., Park, S. (2018). *A Method for Analyzing Spectral Efficiency using Real-Field Measurement Data*. 2018 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 886–888. Doi: 10.1109/ICTC.2018.8539389
- [6] Huang, Y.F., Li, C.H., Yang H.J., Hung, H.L. (2014). *Performance of an Energy Efficient Bandwidth Allocation for Wireless Communication Systems*. Asian Conference on Intelligent Information and Database Systems ACIIDS 2014 Part II, 312-322. Doi: 10.1007/978-3-319-05458-2_33
- [7] Videv, S., Haas, H. (2011). *Energy-Efficient Scheduling and Bandwidth-Energy Efficiency Trade-off with Low Load*. 2011 IEEE International Conference on Communications (ICC), 1–5. Doi: 10.1109/icc.2011.5962571
- [8] Huang, Y. F., Lin, C. B., Chang, C. C., Li, C. H., Chen, C. M. (2014). *Energy Efficiency of Bandwidth Expansion Algorithms in Wireless Communication Systems*. Eighth International Conference on Innovative Mobile and Internet Services in Ubiquitous Computing, 468–472. Doi: 10.1109/IMIS.2014.67.
- [9] Safi, A. Al, Bazuin, B. (2017). *Toward digital transmitters with Amplitude Shift Keying and Quadrature Amplitude Modulators implementation examples*. 2017 IEEE 7th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC), 1–7. Doi: 10.1109/CCWC.2017.7868397
- [10] Sannikov, V., Volchkov, V. (2023). *Increase the Spectral Efficiency of a Multi-Frequency Modem due to Non-Orthogonal Compaction of Optimal Narrowband QAM Signals*. 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications, 1–6. Doi: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178648

- [11] Solodkov, A., Voronov E., Semenova, A. (2015). *11 bit/s/Hz spectral efficiency modulation scheme for high-speed data links*. Internet Technologies and Applications (ITA), 155–159. Doi: 10.1109/ITechA.2015.7317387.
- [12] Hamed, A. M., Rao, R. K. (2016). *Bandwidth and power efficiency analysis of fading communication link*. International Symposium on Performance Evaluation of Computer and Telecommunication Systems (SPECTS), 1–7. Doi: 10.1109/SPECTS.2016.7570527.

Надійшла до редколегії 31.10.2025

Прийнята після рецензування 19.12.2025

Опублікована 26.03.2026