

## Лекція 4

### Модуляція сигналів в цифрових системах мобільного зв'язку

#### 4.1. Поняття модулятор, демодулятор, види модуляції

**Модулятор** – це останнім елемент тракту передачі, який не виконує ніяких операцій по цифровій обробці сигналів, а лише переносить інформацію цифрового сигналу з виходу кодера каналу на несучу частоту, тобто здійснює модуляцію надвисокочастотної (НВЧ) несучої низькочастотним (НЧ) цифровим відеосигналом. Модульований НВЧ сигнал з виходу модулятора через антенний комутатор поступає на антену і випромінюється в ефір, щоб потім бути прийнятим антеною РС.

**Відповідно демодулятор** – перший елемент приймального тракту, і його задача – виділити з прийнятого модульованого радіосигналу інформаційний відеосигнал, який піддається потім цифровій обробці в наступній частині приймального тракту.

**Існують три основні види модуляції:**

1) **амплітудна модуляція** – АМ (англійський термін *Amplitude Modulation* — АМ);

2) **частотна модуляція** – ЧМ (*Frequency Modulation* – FM);

3) **фазова модуляція** – ФМ (*Phase Modulation* – PM).

Проте в цифровому стільниковому зв'язку фігурують такі назви, як

1) **квадратурна фазова маніпуляція** (*Quadrature Phase Shift Keying* – QPSK);

2) **мінімальна маніпуляція** (*Minimum Shift Keying* – MSK) і т.п.

Насправді – це різновиди фазової або частотної модуляції, призначені для передачі дискретних (цифрових) сигналів, і англійський термін *shift keying* (маніпуляція) – це перемикання зсувом або перемикання стрибком, тобто дискретне перемикання.

Дискретна модуляція (модуляція дискретними сигналами) має свою специфіку і багато в чому відрізняється від більш звичної для багатьох радіоінженерів модуляції безперервними сигналами.

Стосовно цифрового стільникового зв'язку методи модуляції повинні мати:

1) високу спектральну ефективність;

2) низький рівень перешкод по суміжних частотних каналах;

3) низьку частоту бітової помилки (Bit Error Rate – BER);

4) економічність (ефективність використання енергії джерела живлення, що особливо актуально для РС);

5) простоту реалізації.

#### 4.2. Конкретні методи модуляції, що використовуються в стандартах D-AMPS і GSM

Розглянемо конкретні методи модуляції, що використовуються в стандартах D-AMPS і GSM, з мінімально необхідними поясненнями.

**В стандарті D-AMPS використовується диференціальна фазова квадратурна маніпуляція із зсувом  $\pi/4$  ( $\pi/4$  Differential Quadrature Phase Shift Keying – DQPSK  $\pi/4$ ).**

Це – дискретна фазова модуляція, з основним дискретом комутації фази (як при звичайній квадратурній фазовій маніпуляції), проте з додатковим зсувом по фазі на  $\pi/4$  при переході від символу до символу вхідної модулюючої послідовності імпульсів. Слово *диференціальна* означає, що чергове змінювання

фази відлічується не по відношенню до фази деякого опорного сигналу, а по відношенню до фази попереднього дискрета.

При поясненні методу  $\pi/4$ DQPSK часто попередньо описують методи бінарної фазової маніпуляції (**Binary Phase Shift Keying – BPSK**), тобто фазової маніпуляції з дискретом  $\pi$ , і квадратурної фазової маніпуляції (**Quadrature Phase Shift Keying – QPSK**) – фазової маніпуляції з дискретом  $\pi/2$ , а також метод квадратурної фазової маніпуляції із зсувом (**Offset Quadrature Phase Shift Keying – OQPSK**).

Обмежимося лише наведеним вище переліком назв і перейдемо безпосередньо до методу  $\pi/4$ DQPSK.

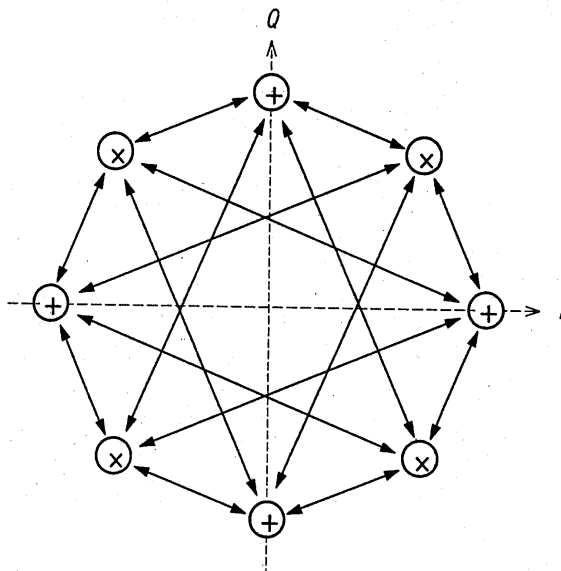
#### 4.2.1. Метод $\pi/4$ DQPSK

В цьому методі всі імпульси вхідної інформаційної послідовності  $b_k$  модулятора розбиваються на пари – на 2-бітові символи, і при переході від символу до символу початкова фаза НВЧ сигналу змінюється на величину  $\Delta\varphi$ , яка визначається бітами символу відповідно до алгоритму, наведеного в **табл. 4.1**.

**Табл. 4.1.** Закон фазової маніпуляції методу  $\pi/4$ DQPSK

Біти вхідної послідовності модулятора		Зміннювання фази $\Delta\varphi_k = \Delta\varphi_k(X_k, Y_k)$
непарні (перші біти символу) $X_k$	парні (другі біти символу) $Y_k$	
1	1	$-3\pi/4$
0	1	$3\pi/4$
0	0	$\pi/4$
1	0	$-\pi/4$

Фазова діаграма, яка відповідає цьому методу, показана на **рис. 4.1**.



**Рис.4.1.** Фазова діаграма (*фазове сузір'я – phase constellation*), яка відповідає методу  $\pi/4$ DQPSK

Кружечки – це дискретні значення, які може приймати фаза несучої, яка відлічується від деякого початкового значення; стрілки – можливі переходи між дозволеними значеннями фази. Осі координат відповідають *синфазній (Inphase – I)* і *квадратурній (Quadrature – Q)* складовим сигналам.

Ця фазова діаграма складається з двох діаграм звичайної фазової маніпуляції квадратури: фазові стани однієї діаграми помічені значком  $\oplus$ , іншої –

значком  $\otimes$ , і діаграми зсунуті одна відносно другої на кут  $\pi/4$ . При переході від одного символу до іншого відбувається зміна фази від одного із станів першої діаграми до одного із станів другої, а при переході до наступного символу – повернення до попередньої діаграми, хоча швидше за все не до колишнього фазового стану.

Результуючий вихідний сигнал модулятора (без урахування порівняно тонких ефектів, типу обмеженості смуги пропускання частотно-селективних елементів тракту) може бути представлений у вигляді

$$s(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_k),$$

де  $\omega_0$  – несуча частота,  $\varphi_k = \varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k$  – початкова фаза на інтервалі  $k$ -го символу.

Описаному вище модулятору DQPSK відповідає блок-схема на **рис. 4.2**. Пояснення до цієї схеми: блок диференціального кодування фази здійснює формування амплітуд  $I_k, Q_k$  складових квадратури чергового дискрета (символа) модульованого сигналу відповідно до такого алгоритму:

$$\begin{aligned} I_k &= \cos \varphi_k = \cos(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \cos \varphi_{k-1} \cos \Delta\varphi_k - \sin \varphi_{k-1} \sin \Delta\varphi_k \\ &= I_{k-1} \cos[\Delta\varphi_k(X_k, Y_k)] - Q_{k-1} \sin[\Delta\varphi_k(X_k, Y_k)], \\ Q_k &= \sin \varphi_k = \sin(\varphi_{k-1} + \Delta\varphi_k) = \sin \varphi_{k-1} \cos \Delta\varphi_k + \cos \varphi_{k-1} \sin \Delta\varphi_k \\ &= Q_{k-1} \cos[\Delta\varphi_k(X_k, Y_k)] + I_{k-1} \sin[\Delta\varphi_k(X_k, Y_k)], \end{aligned}$$

де приріст фази визначається табл. 6.1. Виконання обчислень спрощується тим, що кожна з величин,  $I_k, Q_k$  може приймати відповідно до **рис. 6.1** лише одне з п'яти дискретних значень:  $0, \pm\sqrt{2}/2, \pm 1$ .

Сума модульованих квадратурних складових дає остаточний вихідний сигнал:

$$I_k \cos \omega_0 t + Q_k \sin \omega_0 t = \cos \varphi_k \cos \omega_0 t + \sin \varphi_k \sin \omega_0 t = \cos(\omega_0 t + \varphi_k) = s(t).$$

Наведена схема – лише ілюстрація принципу роботи модулятора, а варіантів її практичної реалізації існує дуже багато.

В стандарті GSM використовується *гауссовська маніпуляція з мінімальним зсувом* (*Gaussian Minimum Shift Keying – GMSK*). Цей метод є частотною маніпуляцією, при якій несуча частота дискретно – через інтервали часу, кратні періоду  $T$  бітової модулюючої послідовності, – приймає значення

$$f_{\text{н}} = f_0 - F/4,$$

або

$$f_{\text{в}} = f_0 + F/4,$$

де  $f_0$  – центральна частота частотного каналу, що використовується, а  $F = 1/T$  – частота бітової послідовності.

Рознесення частот  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}} = F/2$  – мінімально можливе, при якому забезпечується ортогональність коливань частот  $f_{\text{н}}$  і  $f_{\text{в}}$  на інтервалі  $T$  тривалості одного біта; при цьому за час  $T$  між коливаннями частот  $f_{\text{н}}$  і  $f_{\text{в}}$  набігає різниця фаз, яка дорівнює  $\pi$ .

Таким чином, термін "мінімальний зсув" в назві методу модуляції відноситься, у вказаному вище значенні, до зсуву частоти. Оскільки модулююча частота в цьому випадку дорівнює  $F/2$ , а девіація частоти  $F/4$ , індекс частотної модуляції складає  $m = (F/4)/(F/2) = 0,5$ .

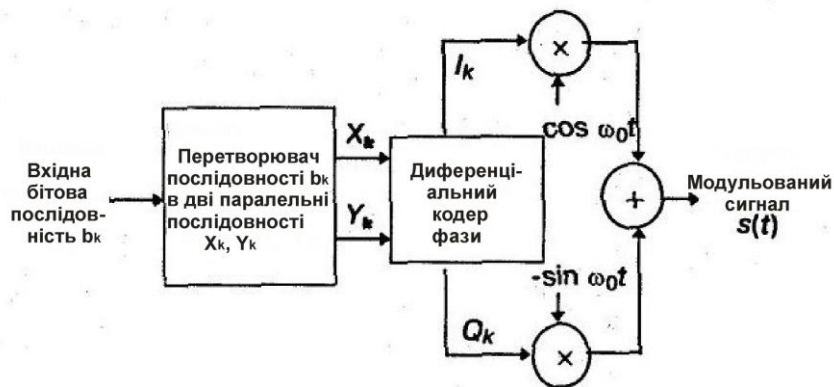


Рис. 4.2. Блок-схема модулятора  $\pi/4$  DQPSK

Термін "гауссовська" в назві методу модуляції відповідає додатковій фільтрації модулюючої бітової послідовності відносно вузькосмуговим гауссовським фільтром; саме ця додаткова фільтрація відрізняє метод GMSK від методу MSK (**Minimum Shift Keying** – маніпуляція з мінімальним зсувом).

Метод MSK іноді розглядають як метод квадратурної фазової маніпуляції із зсувом (OQPSK), прте із заміною прямокутних модулюючих імпульсів тривалості  $2T$  напівхвильовими відрізками синусоїд або косинусоїд. Нижче ми пояснимо, в чому полягають підстави для такої інтерпретації. Розглянемо спочатку метод MSK, а потім відзначимо, до яких відмінностей приводить додаткова гауссовська фільтрація.

В методі MSK вхідна послідовність бітових імпульсів модулятора розбивається на дві послідовності, що складаються відповідно з непарних і парних імпульсів, і модульований сигнал (вихідний сигнал модулятора) протягом чергового  $n$ -го біта визначається виразом, який залежить від стану поточного  $n$ -го і попереднього  $(n - 1)$ -го біта:

$$s(t) = \pm \cos(\pi t / 2T) \cos \omega_0 t \pm \sin(\pi t / 2T) \sin \omega_0 t = \pm \cos(\omega_0 t \pm \pi / 2T), \quad (n-1)T \leq t \leq nT. \quad (2.1)$$

Тут  $\omega_0 = 2\pi f_0$  – центральна частота каналу, а вибір знаків "плюс" або "мінус" перед відповідними членами виразу визначається алгоритмом, наведеним в табл. 4.2.

Таблиця 4.2. Закон модуляції методу MSK

Біти вхідної послідовності модулятора		Знаки в першому представленні (2.1)		Знаки в другому представленні (2.1)		Значення несучої частоти
непарний біт	парний біт	знак першого доданку (cos)	знак другого доданку (sin)	загальний знак виразу (cos)	знак початкової фази ( $\pi/2T$ )	

1	1	+	+	+	-	$f_H$
0	1	+	-	+	+	$f_B$
0	0	-	-	-	-	$f_H$
1	0	-	+	-	+	$f_B$

Підкреслимо, що два біти, що використовуються як аргументи закону модуляції (два перші стовпці в **табл. 4.1**), вибираються з урахуванням того, який біт є поточним: якщо поточний біт парний, то другим бітом пари є передуючий йому непарний; якщо ж поточний біт непарний, то другий біт пари – передуючий йому парний.

З виразу (2.1) виходить, що поточна фаза модульованого сигналу

$$\varphi(t) = \omega_0 t \pm \pi / (2T),$$

тобто набіг фази на інтервалі  $T$  одного біта

$$\Delta\varphi = \pm\pi/2,$$

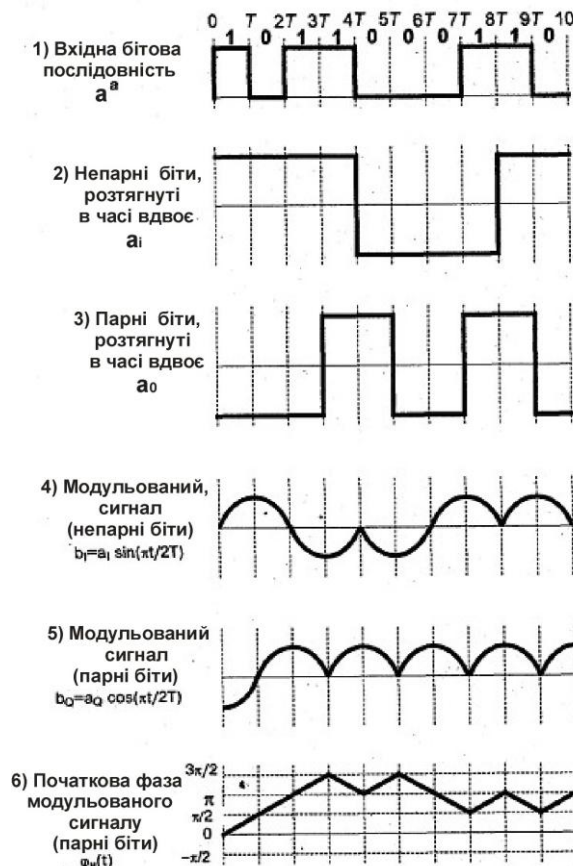
а миттєва частота, як похідна від фази

$$\omega(t) = d[\varphi(t)] / dt = \omega_0 \pm \pi / 2T = 2\pi(f_0 \pm F / 4),$$

тобто миттєва частота приймає одне з двох значень –  $f_B$  або  $f_H$ , яке постійне протягом біта, що і вказано в останньому стовпці **табл. 4.2**.

Таким чином, зміна знака початкової фази в другій частині виразу (2.1) означає перехід від  $f_H$  до  $f_B$  або назад. Змінювання ж загального знаку виразу (2.1), яке еквівалентне змінюванню початкової фази на  $\pi$  дозволяє зберегти безперервність фази при змінюванні частоти.

Наведемо ще одне пояснення методу MSK, яке є наочнішим, для чого звернемося до **рис. 4.3**. На першому графіку **рис. 4.3** подано приклад вхідної бітової послідовності  $a$  модулятора.



Другий і третій графіки дають відповідної послідовності непарних  $a_i$ , і парних  $a_Q$  біт вхідної послідовності, причому тривалість кожного біта збільшена удвічі у бік запізнювання, тобто кожний біт "розтягнутий" в часі до 2-бітового символу, і для зручності подальших міркувань прийнято, що послідовності  $a_i$ , і  $a_Q$  приймають значення  $+1$  і  $-1$  (значення  $-1$  відповідає значенню  $0$  початкової послідовності  $a$ ).

В результаті для кожного бітового інтервалу тривалістю  $T$  розташовані одне над іншим значення  $a_I$  і  $a_Q$  дають якраз ту пару парної і непарної біт, які є аргументами закону модуляції (табл. 4.2).

Четвертий і п'ятий графіки **рис. 4.3** показують форму модулюючих сигналів двох каналів квадратури  $b_i$  і  $b_Q$ , одержуваних як твори функцій  $a_i$ , і  $a_Q$  відповідно на низькочастотні сигнали  $\sin(\pi/(2T))$  квадратури і  $\cos(\pi/(2T))$ . Звернемо увагу на стрибкоподібні зміни фази цих сигналів на в моменти змін знаків  $a_i$ ,  $a_Q$ .

Остаточний модульований сигнал згідно першої частини виразу (2.1) виходить як результат перемноження модулюючих сигналів квадратурних каналів з відповідними несучими  $\sin(\omega_0 t)$  і  $\cos(\omega_0 t)$  і підсумовування отриманих добуток.

Описаний принцип побудови модулятора MSK пояснюється блок-схемою **рис. 4.4** (поки без урахування першого блоку – гауссовського фільтру  $G$ ), яка служить лише для ілюстрації принципу роботи модулятора

Поєднання **рис. 4.3** і **4.4** разом з супутніми їм коментарями є і обіцяним раніше поясненням, чому метод MSK можна інтерпретувати як метод OQPSK з синусоїдальними модулюючими імпульсами.

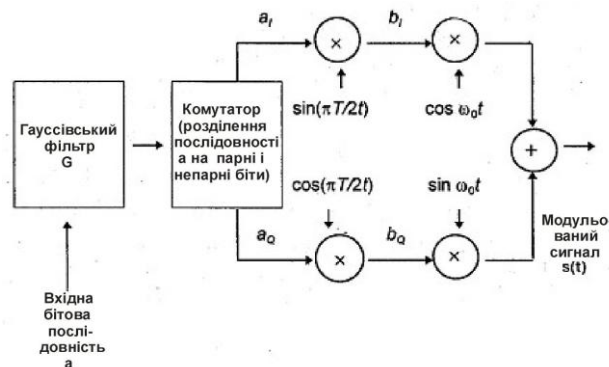
З наведених вище аналітичних виразів безпосередньо витікає, що початкова фаза  $\varphi_n$  модульованого сигналу в методі MSK описується лінійно-ламаною кривою (графік б на **рис. 4.3**), тобто залежність  $\varphi_n(t)$  є неперервною, проте не гладкою. Додавання гауссовського фільтру, тобто фільтра низьких частот з амплітудно-частотною характеристикою у формі гауссовської кривої (блок  $G$  на **рис. 4.4**), приводить до згладжування кривої  $\varphi_n(t)$  в точках зламу. Ширина смуги  $B$  фільтру по рівню 3 дБ вибирається такою, що дорівнює

$$B = 0,3F,$$

тобто добуток

$$BT = 0,3,$$

де  $T$  і  $F$ , як і раніше, – відповідно період і частота бітової модулюючої послідовності.



**Рис. 4.4.** Блок-схема модулятора GMSK

Оскільки в стандарті GSM  $F = 270,833$  кГц, смуга гауссовського фільтру дорівнює  $B = 81,3$  кГц.

Введення гауссовського фільтру призводить до звуження головної пелюстки і зниження бічних пелюсток спектру на виході модулятора, чим забезпечується допустимий рівень перешкод по суміжних частотних каналах.

Метод модуляції  $\pi/4$  DQPSK використовується в японському цифровому стандарті стільникового зв'язку PDC, а метод GMSK – в стандарті DECT безпроводового телефону, але при  $BT = 0,5$ .