

## Лекція 6

### Модуляція сигналів в цифрових системах мобільного зв'язку D-AMPS та GSM

#### 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).

В цифровому стільниковому зв'язку стандартів 2-го покоління 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.

## **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 дискрету.

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.

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  $\Delta\phi$ , 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		Змінювання 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.**

## Differential encoding

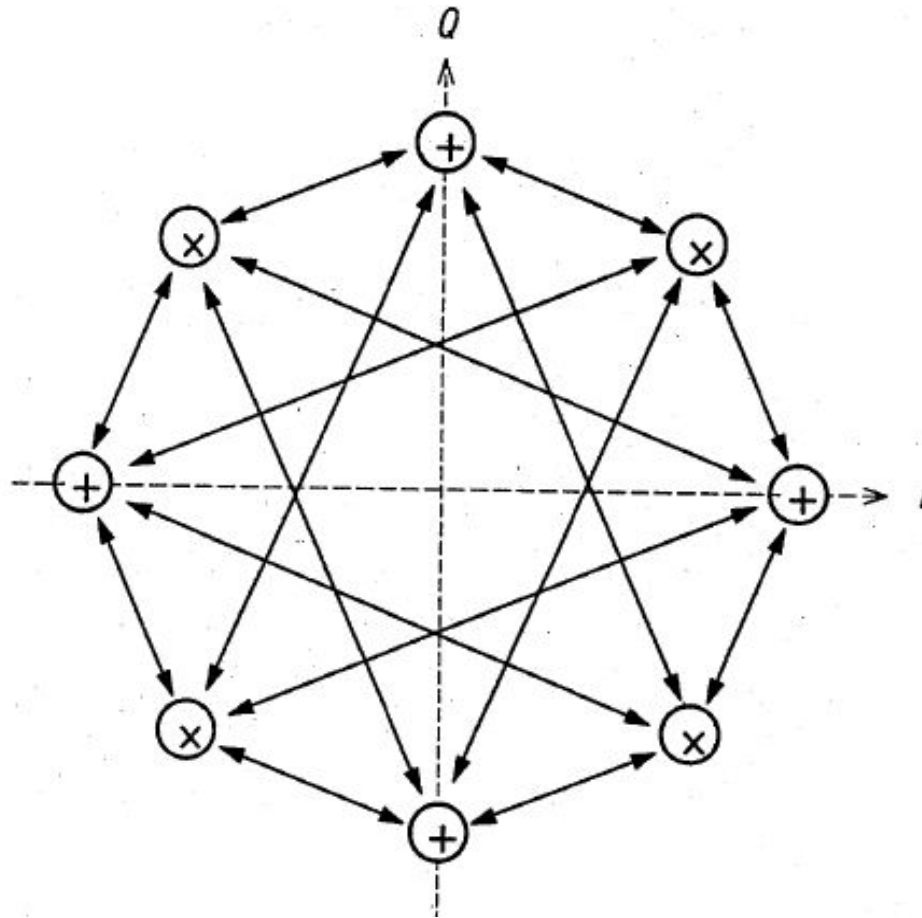
Main article: differential coding

Differential phase shift keying (DPSK) is a common form of phase modulation that conveys data by changing the phase of the carrier wave. As mentioned for BPSK and QPSK there is an ambiguity of phase if the constellation is rotated by some effect in the communications channel through which the signal passes. This problem can be overcome by using the data to change rather than set the phase.

For example, in differentially encoded BPSK a binary '1' may be transmitted by adding  $180^\circ$  to the current phase and a binary '0' by adding  $0^\circ$  to the current phase. Another variant of DPSK is Symmetric Differential Phase Shift keying, SDPSK, where encoding would be  $+90^\circ$  for a '1' and  $-90^\circ$  for a '0'.

In differentially encoded QPSK (DQPSK), the phase-shifts are  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $-90^\circ$  corresponding to data '00', '01', '11', '10'. This kind of encoding may be demodulated in the same way as for non-differential PSK but the phase ambiguities can be ignored.

Thus, each received symbol is demodulated to one of the M points in the constellation and a comparator then computes the difference in phase between this received signal and the preceding one. The difference encodes the data as described above. Symmetric Differential Quadrature Phase Shift Keying (SDQPSK) is like DQPSK, but encoding is symmetric, using phase shift values of  $-135^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $+45^\circ$  and  $+135^\circ$ .



**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

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

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  $\Delta f = f_v - f_n = F/2$  – мінімально можливе, при якому забезпечується ортогональність коливань частот  $f_n$  і  $f_v$  на інтервалі  $T$  тривалості одного біта; при цьому за час  $T$  між коливаннями частот  $f_n$  і  $f_v$  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  $m = (F/4)/(F/2) = 0,5$ .

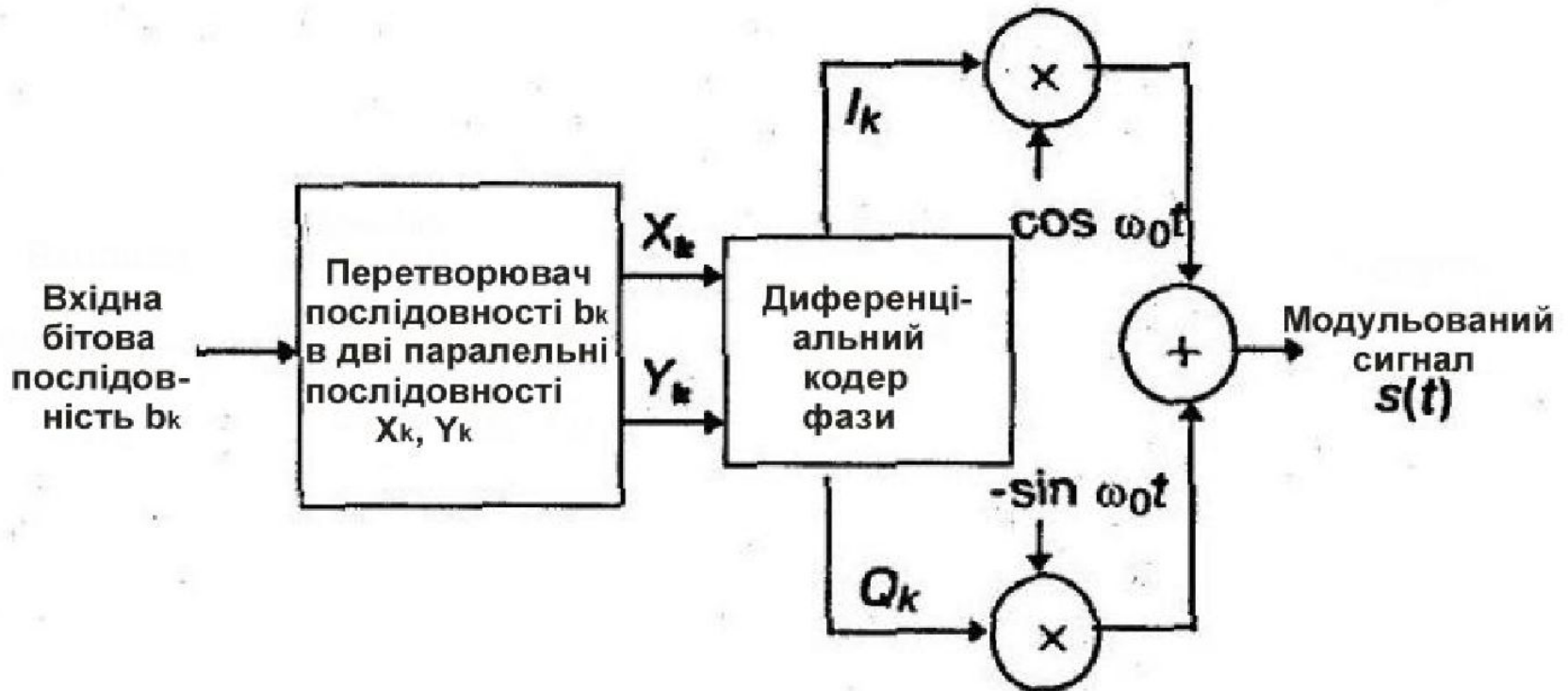


Рис. 4.2. Блок-схема модулятора  $\pi/4$  DQPSK

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), проте 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:

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

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 початков ої 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. 4.2**), 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

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

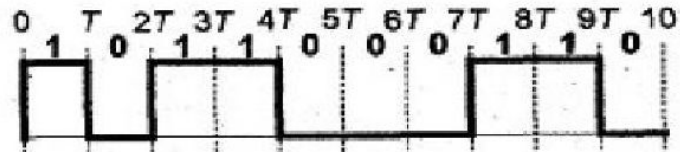
тобто миттєва частота приймає одне з двох значень –  $f_B$  або  $f_H$ , яке постійне протягом біта, що і вказано в останньому стовпці **табл. 4.2**.

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

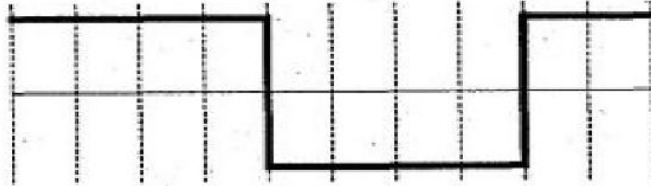
Наведемо ще одне пояснення методу MSK, яке є наочнішим, для чого звернемося до **рис. 4.3**. На першому графіку **рис. 4.3** подано приклад вхідної бітової послідовності  $a$  модулятора.

Другий і третій графіки дають відповідної послідовності непарних  $a_p$  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  $a_p$  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  $a_p$  і  $a_Q$  дають якраз ту пару парної і непарної біт, які є аргументами закону модуляції (**табл. 4.2**).

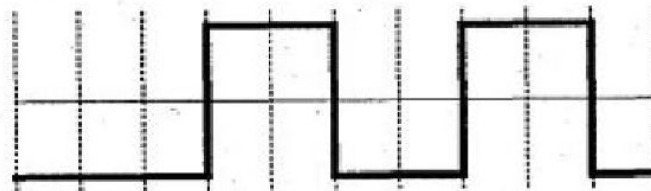
1) Вхідна бітова послідовність  $a^a$



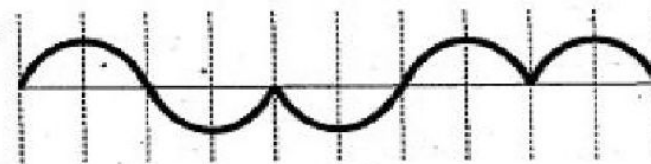
2) Непарні біти, розтягнуті в часі вдвоє  $a_i$



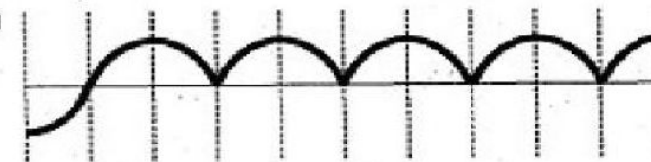
3) Парні біти, розтягнуті в часі вдвоє  $a_0$



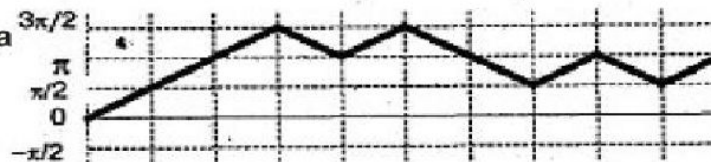
4) Модульований сигнал (непарні біти)  $b_1 = a_1 \sin(\pi t / 2T)$



5) Модульований сигнал (парні біти)  $b_0 = a_0 \cos(\pi t / 2T)$



6) Початкова фаза модульованого сигналу (парні біти)  $\varphi_n(t)$





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  $\sin(\pi t / (2T))$  квадратури і. 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 добутків.

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.

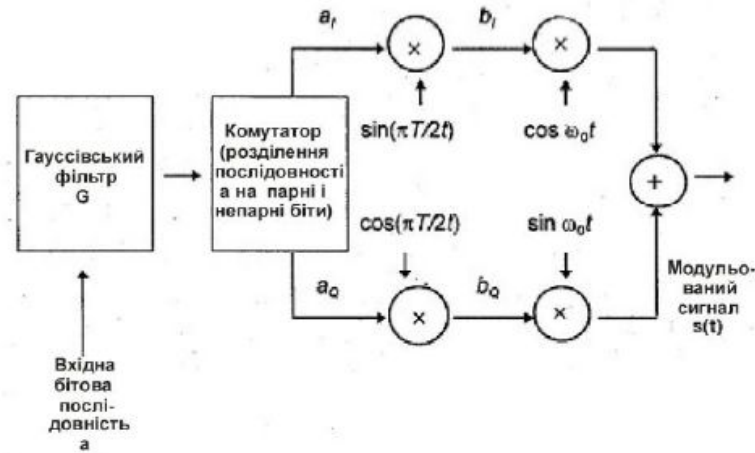
З наведених вище аналітичних виразів безпосередньо витікає, що початкова фаза  $\phi_{II}$  модульованого сигналу в методі MSK описується лінійно-ламаною кривою (графік б на **рис. 4.3**), тобто залежність  $\phi_{II}(t)$  є неперервною, проте не гладкою. Додавання гауссовського фільтру, тобто фільтра низьких частот з амплітудно-частотною характеристикою у формі гауссовської кривої (блок  $G$  на **рис. 4.4**), приводить до згладжування кривої  $\phi_{II}(t)$  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.



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 беспроводного телефону, але при  $BT = 0,5$ .