

УДК 681.321:621.

ВИЗНАЧЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ СКЛАДОВИХ ПЕМВ ЗАСОБІВ ОБЧИСЛЮВАЛЬНОЇ ТЕХНІКИ

Віктор Найденко, Михайло Прокоф'єв, Андрій Тодоренко
Науково-дослідний центр "ТЕЗІС" НТУУ „КПІ”

Анотація: Розглянуто питання обґрунтування частотного діапазону існування інформаційних складових засобів обчислювальної техніки.

Summary: The question of definition the frequency range in which there are information components of digital devices is considered.

Ключові слова: Інформаційні складові, побічні електромагнітні випромінювання та наводи, засоби обчислювальної техніки.

I Вступ

За минулі роки засоби обчислювальної техніки (ЗОТ) змінилися неспізнано. Сучасні процесори працюють на тактових частотах в діапазоні $10^9 - 10^{10}$ Гц. Повідомляється, що фірма Apple Computer [1, 2] створила персональний ЗОТ з тактовою частотою більше 63 ГГц. Процес підвищення тактової частоти йде неупинно і важко спрогнозувати, яким він буде через декілька років.

Перехід на магнітні засоби запису і зберігання інформації та винайдення жорсткого диску кардинально змінили характеристики пристроїв зберігання інформації: об'єм, швидкість зчитування і запису, габарити накопичувачів. Зникли накопичувачі інформації на кінострічках, перфокартах, перфострічках. Накопичувачі інформації на дискетах, а в останні роки і на компакт-дисках (CD-ROM, CD-RW) стали звичайними. На часі перехід на нові накопичувачі, зокрема на приладах з зарядовим зв'язком (ПЗЗ), так названа флеш-пам'ять, яка поєднує такі переваги, як збільшені швидкість зчитування-запису, об'єм, зручність використання тощо [1, 2]. Широко використовуються такі елементи керування ЗОТ, як монітор, "миша", джойстик, світлове перо та периферійні пристрої, модем, плоттер, сканер, синтезатори, акустичні системи тощо.

Сьогодні ЗОТ, незрівнянно потужніші за ЗОТ сімдесятих років, розміщуються на столі оператора, тобто є персональними. Незрівнянно виросла їх кількість, як в одному будинку, так і в приміщенні. Тому зрозумілою є актуальність проблеми визначення інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ з метою зменшення витрат на виконання робіт з ТЗІ за умови забезпечення високої ефективності системи захисту інформації.

II Швидкості передачі інформації в структурних елементах ЗОТ

Швидкості передачі інформації в структурних елементах ЗОТ значно відрізняються. Це обумовлено різною швидкістю фізичних процесів, що використовуються для передавання та оброблення інформації окремими структурними елементами. Тому для визначення інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ при проведенні робіт з ТЗІ, необхідно виділити найповільніші і найшвидші процеси передачі інформації. Будемо називати їх граничними швидкостями.

Швидкість передачі інформації B , біт/с зв'язана з шириною смуги частот каналу Δf , яку вона займає, формулою Клода Шеннона:

$$B = 2 \Delta f \log_2 \left[1 + \left(A_s / A_N \right)^2 \right], \quad (1)$$

де відношення A_s / A_N – представляє динамічний діапазон системи передачі інформації, A_s – максимальна величина сигналу, A_N – середньоквадратичне значення шуму.

Співвідношення A_s / A_N представляє число рівнів квантування неперервного (аналогового) сигналу, необхідне для достатньо точного представлення вихідного сигналу. Якщо число рівнів квантування m , то кожний відлік сигналу потребує для свого кодування $N = \log_2 m$ двійкових* цифр.

Стосовно (1) можна сказати, що канал передачі інформації має інформаційну пропускну здатність B (біт/с), якщо він спроможний передавати аналоговий сигнал, що займає смугу частот Δf і підтримувати на

* Двійкова одиниця показує (з точністю до одиниці) середнє число знаків, яке необхідне для запису в двійковому кодї, тобто в кодї з 0 і 1. Одна десяткова одиниця містить $\approx 3,32$ двійкові одиниці, бо 1 дес. одиниця = $1/\lg 2$ дв. од. $\approx 3,32$ дв. од. Одна дв. од. називається 1 біт (bit – від англ. binary digit).

виході приймача відношення пікового значення сигналу до середньоквадратичного значення шуму, що дорівнює A_s/A_N .

В результаті дослідження практичних каналів передачі інформації було встановлено, що цифрове кодування аналогового сигналу зазвичай потребує більш високої швидкості передачі інформації, ніж визначеної формулою (1). Тому і об'єм інформації, який можна передати каналом, менший за той, що визначає формула (1). Але формула (1) часто застосовується для визначення порядку величин.

Для цифрових систем відношення $A_s/A_N \geq 1$ і його, зазвичай, подають в децибелах. В цьому випадку формула (1) набуває вигляду

$$B \text{ (біт/с)} = 0,332 \cdot X \text{ (дБ)} \cdot \Delta f \text{ (Гц)}, \quad (2)$$

де $X = 20 \lg(A_s/A_N)$, бо $\log_2 10 = 3,32$ і одиницею можна знехтувати порівняно з $(A_s/A_N)^2$.

Приклад. Для забезпечення розбірливості мови потрібна смуга частот приблизно в 3 кГц в діапазоні від 300 Гц до 3400 Гц. За умови, що мінімальна частота дискретизації дорівнює 6 кГц, а кожна вибірка кодується 5-розрядним словом, що забезпечує відношення сигнал до шуму більше 30 дБ, необхідна швидкість передачі інформації становить 30 кбіт/с.

Найменшу швидкість передачі інформації в сучасних ЗОТ визначає процес передачі інформації з звичайної клавіатури. Найнижча частота в цьому випадку складає 7.5 кГц. Отже, найменша гранична частота частотного діапазону існування інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ обумовлена швидкістю передачі інформації з клавіатури.

Більшу складність являє визначення верхньої (найвищої) частоти частотного діапазону існування інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ. Не будемо вдаватися до детального обґрунтування наступної важливої тези: **врешті-решт в процесорі обробляються і передаються лише одиниці і нулі (1 і 0). Найвища гранична частота, яка несе інформацію, пов'язана з основною тактовою частотою. В будь-якому ЗОТ не існує більш високої неінформативної частоти, чим тактова і її гармоніки (внаслідок імпульсної форми сигналу тактового генератора).** Тактова частота визначає швидкість обробки інформації в будь-якому ЗОТ. Тому і інформаційні частоти будь-якого ЗОТ пов'язані з імпульсною формою сигналів, що обробляються в ЗОТ.

III Тактовий і інформаційний сигнали. Верхня гранична частота

Тактовий сигнал – це періодична послідовність відео імпульсів певної тривалості τ (рис. 1), яка задає ритм обробки інформації в ЗОТ.

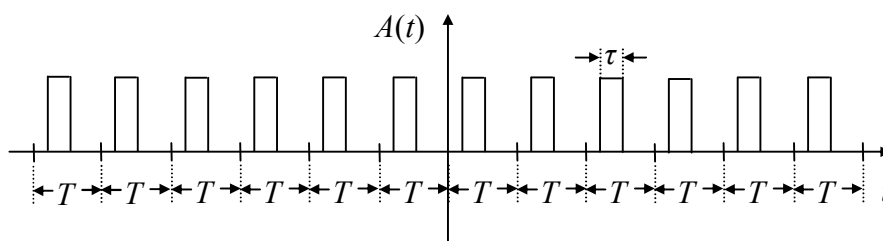


Рисунок 1 – Тактовий сигнал ЗОТ

В імпульсних кодах значення 0 і 1 кодується імпульсами, різними для 0 і 1. Відповідний їм сигнал називається нульовою або одиничною послілкою.

Найчастіше в ЗОТ використовується спосіб представлення 0 і 1 в двійковому розряді: двійкова одиниця кодується наявністю імпульсу, двійковий нуль – відсутністю імпульсу (рис. 2). Імпульс послілки може мати довільну форму - можливі позитивні і негативні значення імпульсу. На рис. 2 показано форму імпульсів для так званих “імпульсних” кодів ЗОТ. Форма імпульсів не обов'язково є прямокутною. “Потенціальні” коди порівняно з імпульсними мають не нульову постійну складову. Одиниці відповідає перехід від позитивного значення до негативного, нулю – навпаки..

Залежно від розрядності коду k на одиницю інформації (наприклад, на літеру a) відводиться певна кількість тактових імпульсів (на рис. 2 таких імпульсів 6, на рис. 3 – 5). Наприклад, американський стандартний код ASCII (American Standard Code for Information Interchange) – двійковий восьми розрядний, восьмий біт – біт перевірки на парність, сім бітів – значущі цифри [3, 4].

В межах одного коду при переході від однієї одиниці інформації до іншої сигнал, що представляє одиниці інформації, змінює форму (рис. 2, 3). Якщо прийняти, що рівню $A > 0$ відповідає 1, а нульовому рівню – $A = 0$,

то сигнал на рис. 3 а відповідає 11101, сигнал на рис. 3 б – 11110, сигнал на рис. 3 в – 10110, сигнал на рис. 3 г – 10010.

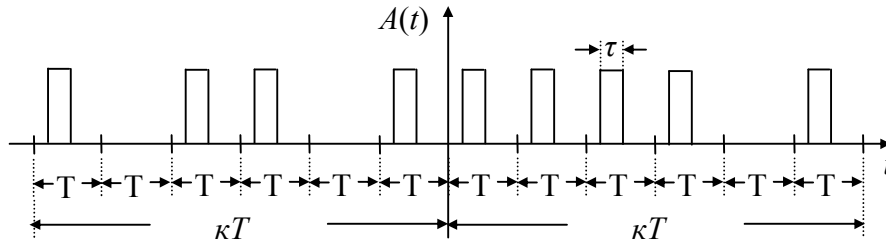


Рисунок 2 – Форма “імпульсних” кодів ЗОТ

Зміна форми сигналу, що спостерігається на рис. 3 при переході від рис. 3 а до рис. 3 б, 3 в, 3 г, призведе до зміни спектру цього сигналу. Ця зміна в спектрі випромінювання і є носієм інформації, що обробляється ЗОТ.

Вважатимемо, що сигнали подібного типу є періодичними. Тоді, як відомо з спектрального аналізу, крім основної частоти інформаційного сигналу $\omega_c = 2\pi/(kT)$ будуть існувати також його гармоніки з частотами $n\omega_c$, тобто кратними основній частоті інформаційного сигналу ω_c . Частоти інформаційних сигналів, зв'язані з основною частотою тактового сигналу співвідношенням

$$\omega_{cn} = \frac{n}{k} \frac{2\pi}{T} = \frac{n}{k} \omega_c.$$

Отже, інформаційними є сигнали частот, кратних тактовій частоті ω з кратністю n/k , де $n = 1, 2, \dots$, а k – розрядність коду. Верхня гранична частота діапазону існування інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ визначається тактовою частотою з кратністю їй n/k , де $n = 1, 2, \dots, k$ – розрядність коду.

Приклад. ЗОТ з тактовою частотою 2.4 ГГц і 32 розрядним кодом має найнижчу інформаційну частоту 150 МГц.

Для визначення верхньої граничної частоти діапазону існування інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ, необхідно енергію гармоніки інформаційного сигналу певної кратності порівняти з енергією шуму.

IV Розкладання в комплексний ряд Фур'є тактового сигналу

Розглянемо спектр тактового сигналу, наведеного на рис. 1. Як відомо [5 – 9], періодична функція $A(t)$ з періодом T представляється нескінченною сумою гармонік

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{in\omega t} \quad (3)$$

де комплексна амплітуда n гармоніки

$$A_n = \frac{1}{T} \int_0^T A(t) e^{-in\omega t} dt, \quad (4)$$

а частота

$$\omega = 2\pi/T. \quad (5)$$

Доданки в (3) називаються спектральними компонентами або гармоніками, а сукупність амплітуд A_n – спектром функції.

В загальному випадку амплітуди гармонік A_n комплексні, тобто характеризуються модулем і фазою. Відповідні спектри називаються амплітудним і фазовим.

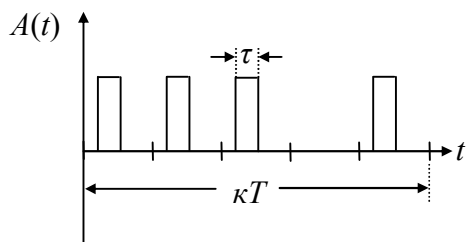
Тактовий сигнал (рис. 1) можна записати у вигляді

$$A(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < \tau_1 \\ B & \tau_1 \leq t < \tau_1 + \tau \\ 0 & \tau_1 + \tau \leq t < T \end{cases} \quad (6)$$

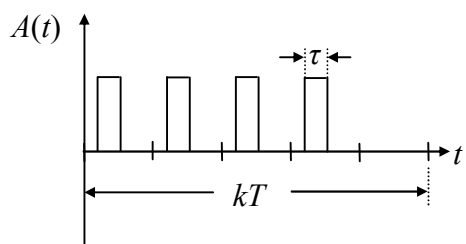
де через τ позначено тривалість імпульсу, через τ_1 – час початку імпульсу, а через B – амплітуду імпульсу.

Підставляємо (6) в (4). Знаходимо амплітуди гармонік A_n :

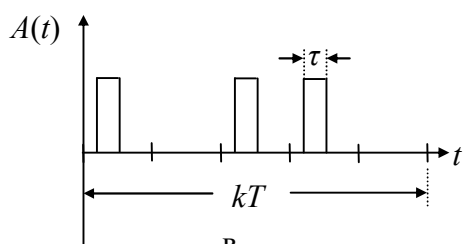
$$A_n = B \frac{\tau}{T} e^{-i2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2}{T}} \cdot \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{T})}{\pi n \frac{\tau}{T}} \quad (7)$$



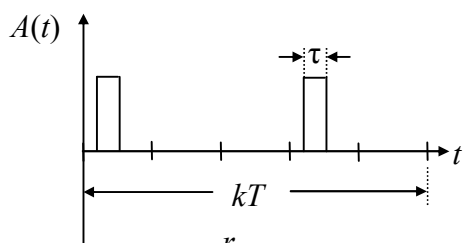
а



б



в



г

Рисунок 3 – Деякі сигнали коду з розрядністю $k = 5$

Як видно з (7) амплітуди гармонік A_n комплексні, бо комплексною є функція $e^{-i2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2}{T}}$, а її аргумент

$$\varphi_n = -2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2}{T} \quad (8)$$

– фаза гармонік – пропорційний зсуву імпульсу уздовж осі t на $\tau_1 + \tau/2$ (середини імпульсу) відносно моменту $t=0$. Як видно з (8) фаза гармоніки залежить від її номера n і є непарною функцією n . Величину

$$B \frac{\tau}{T} \cdot \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{T})}{\pi n \frac{\tau}{T}} \quad (9)$$

називають амплітудою гармоніки з номером n .

Амплітуда (9) є парною функцією n , тобто амплітудний спектр не залежить від знака n . Амплітуди гармонік пропорційні τ/T . Функція $\sin(\pi n \tau / T) / (\pi n \tau / T)$ прямує до 1, коли $\pi n \tau / T \rightarrow 0$. При $\pi n \tau / T = q\pi$, де $q = 1, 2, \dots$, $\sin(\pi n \tau / T) / (\pi n \tau / T) = 0$. Амплітуди гармонік спадають з ростом n . При великих n амплітуди $A_n \sim 1/n$. Така швидкість спадання амплітуд з ростом номера n пов'язана з формою імпульсу, точніше, з тим, що функція $A(t)$ змінюється стрибкоподібно. Для гладких функцій швидкість спадання амплітуд гармонік більша.

V Розрядність коду і число інформаційних послідовностей

Сигнали, представлені на рис. 3, можна розглядати як сигнали з періодом, збільшеним відносно тактового сигналу. Для сигналу на рис. 3 це збільшення дорівнює 5, а для сигналу на рис. 4 – 4. Збільшення періоду залежить від розрядності коду k .

Називатимемо кожний рядок на рис. 4, номер якого позначений цифрою в прямокутнику зліва, **посилкою**. Будемо вважати, що нульова послідовність – це є тактовий сигнал (рис. 4, верхній рядок). Доцільно відмітити послідовності однакової форми, але зсунуті уздовж осі часу t . Як випливає з формули (7) і зауваження після неї для цих послідовностей комплексні амплітуди гармонік будуть відрізнятися лише фазою. На амплітудному спектрі зсув не позначиться.

При перехопленні сигналу ПЕМВН можна відновити інформацію, закладену в амплітудний або фазовий спектри. Для ідентифікації фазового спектру необхідна фазова прив'язка, наприклад, до тактового сигналу. Для цілей визначення інформаційних складових ПЕМВН достатньо розглянути або амплітудний, або фазовий спектр.

Розглянемо, наприклад, амплітудний спектр. Виділимо послідовності з однаковою кількістю імпульсів на період kT і серед них зсунуті одна відносно одної уздовж осі часу t . Очевидно, що для прикладу, який розглядається, такими є, зокрема, послідовності 2 – 5. Число таких послідовностей виражається числом сполучень з 4 по 1:

$$C_4^1 = \frac{4!}{1!(4-1)!} = 4$$

Зсунутими одна відносно іншої уздовж осі часу t є також послідовності 6 – 9. Тут маємо два імпульси на період. Послідовності 10 – 11 також мають два імпульси на період, але їхнє розташування інше – між ними проміжок в два періоди тактового сигналу – $2T$. Число послідовностей з двома імпульсами на період kT визначається числом сполучень з 4 по 2:

$$C_4^2 = \frac{4!}{2!(4-2)!} = 6$$

Послідовності 12 – 15 мають три імпульси на період. Число таких послідовностей визначається числом сполучень з 4 по 3:

$$C_4^3 = \frac{4!}{3!(4-3)!} = 4$$

Очевидно, що послідовності 0 відповідає число сполучень з 4 по 0

$$C_4^0 = \frac{4!}{0!(4-0)!} = 1,$$

а послідовності 16 – число сполучень з 4 по 4

$$C_4^4 = \frac{4!}{4!(4-4)!} = 1$$

Послідовності, що відповідають певному числу сполучень, відмічені на рис. 4 фігурними дужками і надписами зі знаком відповідного сполучення.

Якщо вважати, що імпульсу відповідає 1, а відсутності імпульсу – 0, то за допомогою функцій, наведених на рис. 4 (послідовності 1 – 16) можна передавати 4-розрядне двійкове число, тобто число, що складається з чотирьох елементів – одиниць і нулів у будь-якій послідовності. Число можливих варіантів послідовностей (двійкових чисел) дорівнює $2^4=16$. Саме це число послідовностей представлено на рис. 4 (послідовності 1 – 16). Отже за допомогою таких функцій можна закодувати будь-яку інформацію як послідовність двійкових цифр від 0000 до 1111. Всього таких цифр буде 16. Такий спосіб представлення інформації є кодовим, розрядність якого k у даному випадку дорівнює 4.

Зрозуміло, що повне число послідовностей при коді розрядності k буде дорівнювати 2^k .

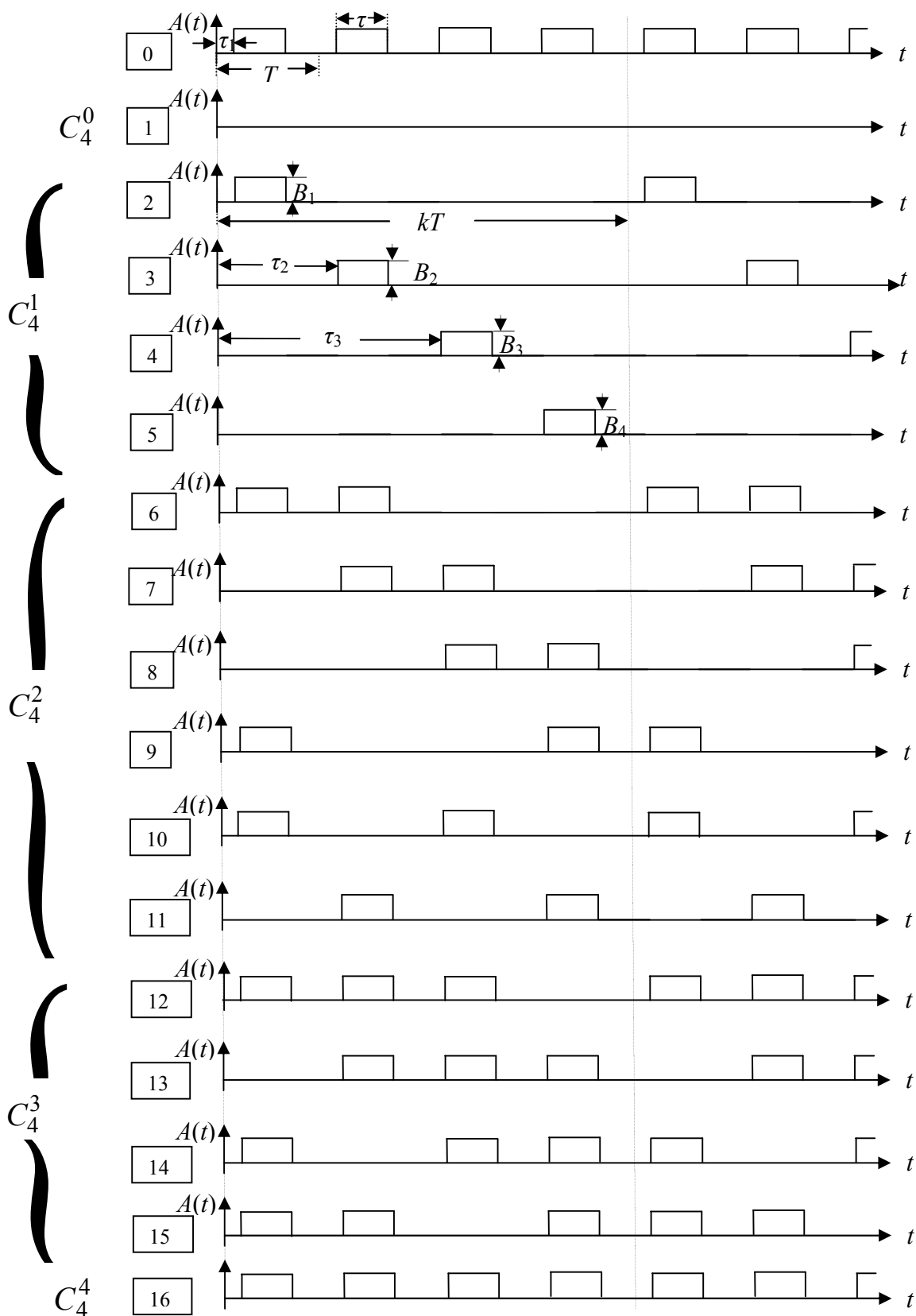


Рисунок 4 – Інформаційні посилки для коду з розрядністю $k = 4$

Найбільш прогресивні ЗОТ, що наразі використовуються, мають 32 розрядний код. ЗОТ недалекого майбутнього будуть мати 64 розрядний код, $k=64$.

При розрядності коду 4 і використанні лише амплітудного спектру існує можливість передати менше число символів (знаків, одиниць інформації). Для рис. 4 їх буде лише 6. Це посліжки 1, 2 – 5, 6 – 9, 10 – 11, 12 – 15 і 16. Для посліжки 1 комплексні амплітуди гармонік будуть дорівнювати нулю. Нехай інші посліжки відповідають літерам a, b, c, d, e відповідно. Посліжки, що відповідають цим літерам, називатимемо інформаційними, або інформаційним сигналом.

VI Розкладання в ряд Фур'є інформаційних сигналів

Для інформаційних сигналів розрядність $k>1$. Задамо функцію $A(t)$, період якої дорівнює kT , як

$$A(t) = \sum_{l=1}^k B_l(t), \quad (9)$$

де

$$B_l(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq t < \tau_l \\ B_l & \text{при } \tau_l \leq t < \tau_l + \tau, \quad l = 1, 2, \dots, k \\ 0 & \text{при } \tau_l + \tau \leq t < kT. \end{cases} \quad (10)$$

На інтервалі $\tau_l \leq t \leq \tau_l + \tau$, $l=1, 2, \dots, k$, $B_l(t)$ є константою, рівною B_l , а поза цим інтервалом вона дорівнює нулю. Не виключено, що на інтервалі $\tau_l \leq t \leq \tau_l + \tau$ $B_l=0$. Функцію $A(t)$ показано на рис. 4 (посліжки 1 – 16).

Це є одна з найпростіших форм представлення функції, але вона дозволить обґрунтувати відповідь на питання щодо визначення верхньої граничної частоти інформаційних складових ПЕМВН ЗОТ.

Зокрема, при $B_1 \neq 0, B_2=B_3=B_4=0$ маємо посліжку 2, при $B_1=B_2=0, B_3=B_4 \neq 0$ маємо посліжку 8, при $B_1=B_2=B_4 \neq 0, B_3=0$ маємо посліжку 15 і т. д.

Формули (3) – (5) для такої функції набувають вигляду:

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n e^{in\omega_c t} \quad (11)$$

$$A_n = \frac{1}{kT} \int_0^{kT} A(t) e^{-in\omega_c t} dt \quad (12)$$

$$\omega_c = 2\pi/(kT). \quad (13)$$

Частота основної гармоніки цієї функції (основної частоти інформаційного сигналу, $n=1$) зменшилася порівняно з основною гармонікою тактового сигналу в k раз:

$$\omega_c = \frac{1}{k} \frac{2\pi}{T} = \frac{\omega}{k} \quad (14)$$

Розглянемо спектральне представлення функції (9). Підставляємо (9), (10) в (12). Одержуємо

$$A_n = \frac{1}{kT} \sum_{l=1}^k B_l \int_{\tau_l}^{\tau_l + \tau} e^{-i2\pi n \frac{t}{kT}} dt = \sum_{l=1}^k B_{nl}, \quad (15)$$

де

$$B_{nl} = \frac{1}{kT} \int_{\tau_l}^{\tau_l + \tau} B_l e^{-i2\pi n \frac{t}{kT}} dt = B_l \frac{\tau}{kT} e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2}{kT}} \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}} \quad (16)$$

Тепер підставляємо (15) і (16) в (11). Одержуємо:

$$A(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{l=1}^k B_{nl} \right) e^{i2\pi n \frac{t}{kT}} \quad (17)$$

VII Спектри деяких інформаційних посилок

Формули (11) – (17) правильні і для $k=1$. Тому можемо їх використати для перевірки.

Для посліжки 0 розрядність $k = 1, l=1, B_1 \neq 0$. В результаті для A_n одержуємо формулу (7).

Розглянемо $k = 4$.

Посліжка 1. Для посліжки 1 усі $B_l=0, l=1, 2, 3, 4$. Тоді як видно з (15), (16) усі $A_n=0$.

Посліжки 2 – 5. Для цих посліжок амплітуда імпульсу не дорівнює нулю тільки для одного часового інтервалу τ на періоді kT . Тому сума в (15) зникає. Оскільки $B_l=B_1$, то

$$A_n = B_1 \frac{\tau}{kT} \cdot e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2}{kT}} \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}} \quad (19)$$

Посліжки 6 – 9. Для цих посліжок характерним є те, що не дорівнюють нулю два сусідніх імпульси, тобто B_l і $B_{l+1}, l=1, 2, 3, 4$. Тоді, враховуючи, що $\tau_{l+1} = \tau_l + T$, або $\tau_l = \tau_1 + (l-1)T$, згідно з (15), (16) знаходимо

$$\begin{aligned} A_n &= B_{nl} + B_{n,l+1} = B_1 \frac{\tau}{kT} (e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2}{kT}} + e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2 + T}{kT}}) \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}} = \\ &= B_1 \frac{\tau}{kT} e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2 + T/2}{kT}} 2 \cos(\pi \frac{n}{k}) \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}}. \end{aligned} \quad (20)$$

Посліжки 10, 11. Для цих посліжок характерне розташування імпульсів на шкалі часу з інтервалом у $2T$.

$$\begin{aligned} A_n &= B_{nl} + B_{n,l+2} = B_1 \frac{\tau}{kT} (e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2}{kT}} + e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2 + 2T}{kT}}) \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}} = \\ &= B_1 \frac{\tau}{kT} e^{-i2\pi n \frac{\tau_{l+1} + \tau/2}{kT}} 2 \cos(2\pi \frac{n}{k}) \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}}, \end{aligned} \quad (21)$$

де $l=1, 2$.

Посліжки 12 – 15. Для цих посліжок характерним є те, що не дорівнюють нулю три сусідніх імпульси, тобто B_l, B_{l+1} і $B_{l+2}, l=1, 2, 3, 4$. Тоді, згідно з (15)

$$\begin{aligned} A_n &= B_{nl} + B_{n,l+1} + B_{n,l+2} = B_1 \frac{\tau}{kT} (e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2}{kT}} + e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2 + T}{kT}} + e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2 + 2T}{kT}}) \\ &\frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}} = B_1 \frac{\tau}{kT} e^{-i2\pi n \frac{\tau_l + \tau/2 + T}{kT}} (1 + 2 \cos(2\pi \frac{n}{k})) \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}}. \end{aligned} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} A_n &= \sum_{l=1}^4 B_{nl} = B_1 \frac{\tau}{kT} e^{-i2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2}{kT}} (1 + e^{-i2\pi n/k} + e^{-i4\pi n/k} + e^{-i6\pi n/k}) \cdot \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}} = \\ &= B_1 \frac{\tau}{kT} e^{-i2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2}{kT}} 4 \cos(\pi \frac{n}{k}) \cos(2\pi \frac{n}{k}) \frac{\sin(\pi n \frac{\tau}{kT})}{\pi n \frac{\tau}{kT}}. \end{aligned}$$

Посилка 16. Для посилки 16 усі B_l , $l=1, 2, 3, 4$, дорівнюють B_1 , а це є тактовий сигнал і ми маємо отримати результат, що описується формулою (7). Дійсно, згідно з (15)

При $k=4$, $\cos(\pi n/k) = 0$ при $n=2, 6, 10, \dots$, $\cos(2\pi n/k) = 0$ при $n=1, 3, 5, \dots$. Якщо врахувати також значення експоненціальної функції, то одержимо результат, наведений в формулі (7).

VIII Результати розрахунків

Як видно з формул (7), (19) – (22) фаза комплексних амплітуд пропорційна n . Коефіцієнт пропорційності залежить від τ , τ_1 і l . Наприклад, для тактового сигналу

$$\varphi_n = -2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2}{T}$$

а для посилки 11

$$\varphi_n = -2\pi n \frac{\tau_1 + \tau/2 + 2T}{kT}$$

За формулами (7), (19) – (22) розраховано фазові і амплітудні спектри, пов'язані з тактовим сигналом і інформаційними посилками, наведені на рис. 5 – 7. Фази φ_n і амплітуди A_n представлені як неперервні функції n , потрібні значення φ_n і A_n беруться при цілих n . Амплітуди A_n тактового сигналу наведені на рис. 6 і розраховані для $\tau/T=0.5$ (неперервна лінія) і $\tau/T=0.25$ (штрихова лінія). Амплітудні спектри інформаційних посилки, розраховані для $\tau/T=0.5$ і розрядності коду $k=4$, наведені на рис. 7.

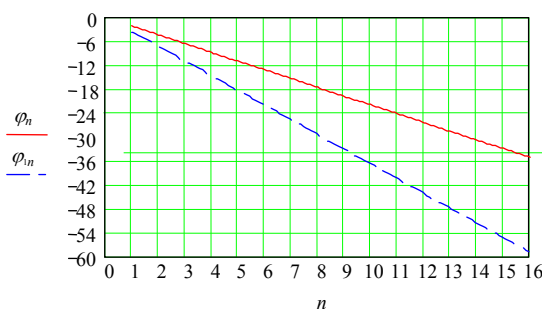


Рисунок 5 – Фаза гармонік тактового сигналу і посилки 11 (штрихова лінія)

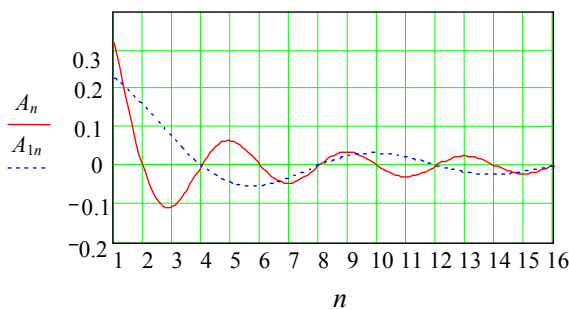


Рисунок 6 – Амплітудний спектр гармонік тактового сигналу

Амплітудні спектри, пов'язані з інформаційними символами, наприклад з літерами a, b, c, d, e , можна досліджувати на частотах $(n/k)\omega$, де ω – основна частота тактового сигналу.

Зміну амплітуд основної частоти інформаційного сигналу ($n=1$) і двох найближчих до неї частот ($n=2, 3$) зі зміною символів (літер від a до e) для $k=4$ і $\tau/T=0.5$ наведено на рис. 8. Як видно на рис. 8 зміна амплітуд кожної частоти інформаційного сигналу зі зміною літер є строго індивідуальною. Це можна використати для відновлення інформації за результатами вимірювань амплітуд інформаційних гармонік.

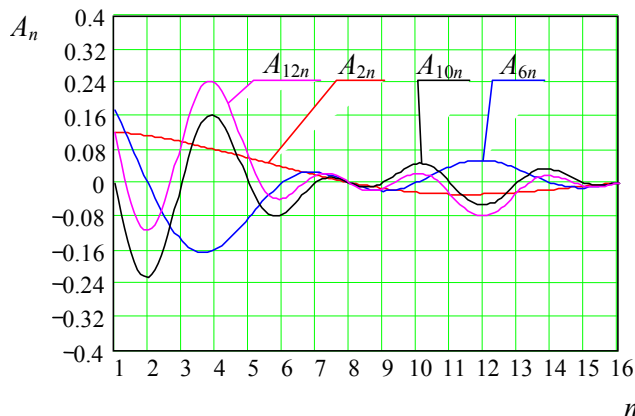


Рисунок 7 – Амплітудний спектр інформаційних посилок 2 – 5 (A_{2n}), 6 – 9 (A_{6n}), 10 – 11 (A_{10n}), 12 – 15 (A_{12n})

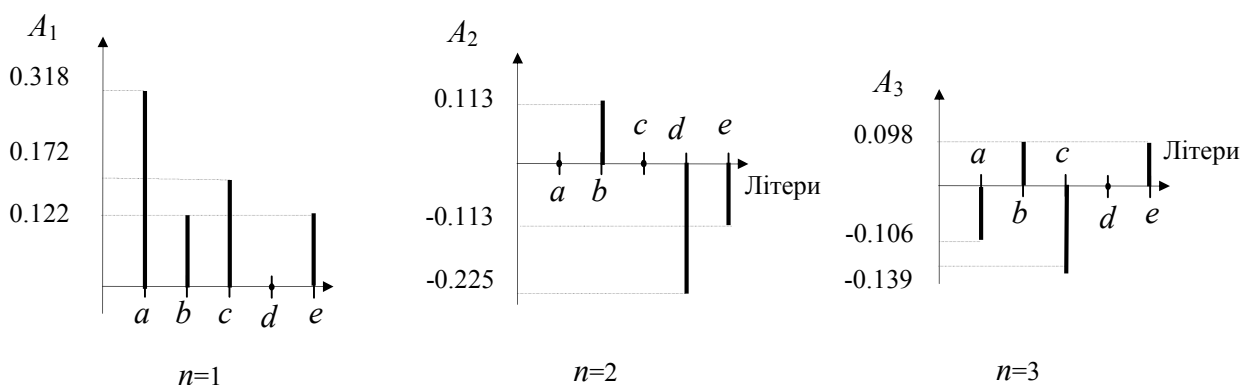


Рисунок 8 – Зміна амплітуд інформаційного сигналу основної і двох найближчих частот зі зміною символів

ІХ Визначення номера інформаційної складової

Як випливає з попередніх результатів для відновлення інформації необхідно визначити основну частоту тактового сигналу і номер гармоніки. Це можна зробити, дослідивши спектр ПЕМВ даного ЗОТ. Якщо частоти сусідніх інформаційних складових ω_{i6} і ω_{i11} знаходяться на відстані $\Delta\omega$, тобто $\omega_{i6} - \omega_{i11} = (n+1)\omega/k - n\omega/k = \Delta\omega$, то $\omega = k\Delta\omega$ і $n = (\omega_{i6} - \Delta\omega) / \Delta\omega = \omega_{i11} / \Delta\omega$. При цьому необхідно бути впевненим у тому, що виміряні частоти ω_{i6} і ω_{i11} дійсно є сусідніми.

Висновки

Комплексний спектр зв'язаний з інформаційною посилкою.

Інформаційні частоти зв'язані з основною частотою тактового сигналу ω співвідношенням $n\omega/k$ і є як меншими неї, так і більшими.

Амплітудний спектр на кожній інформаційній частоті індивідуальний. Він змінюється при переході з однієї інформаційної частоти на іншу. Тому ідентифікувати (розшифрувати) інформацію за знятим сигналом неможливо без знання номера інформаційної частоти n і розрядності коду k .

Вимірявши частоти двох сусідніх інформаційних сигналів ω_{i6} і ω_{i11} , можна визначити основну частоту тактового сигналу і номер гармоніки за формулами $\omega = k\Delta\omega$ і $n = (\omega_{i6} - \Delta\omega) / \Delta\omega = \omega_{i11} / \Delta\omega$.

Література: 1. Чип. Компьютеры и коммуникации. № 1 – 6, 2004 г. 2. Мой компьютер, № 1 – 25, 2004 г. 3. Джермейн К. Система IBM 360. М.: Наука, 1986. – 786 с. 4. Верлань А. Ф., Широцин В. П. Информатика и ЭВМ. К.: Техника, 1987. 5. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. В 2 т. М.: Мир, 1971, 1972. 6. С. Л. Марпл – Мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир. 1990 – 584 с. 7. Латхи Б. П. Системы передачи информации. Пер. с англ. М.: Связь, 1971. 8. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь. 1985. 9. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М.: ГИФМЛ, 1962.