

1. *Шнаер Б.* Прикладна криптографія. – М.:Триумф, 2012. – 815 с.
2. *Мао В.* Современная криптография. Теория и практика. – М.:Вильямс, 2005. 763 с.
3. *Bellare, P.* Rogaway Optimal Asymmetric Encryption. – Springer Berlin Heidelberg, 1995. – Vol. 950.
4. Алгоритмы. Методы. Исходники. [Электронный ресурс]. / Под ред. И. Кантора. Вариант вычисления квадратного корня. Алгоритм Ньютона. – Режим доступа: http://algotlist.manual.ru/math/count_fast/sqrt.php.
5. Алгоритмы вычисления квадратного корня. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.azillionmonkeys.com/qed/sqroot.html>
6. *Дональд Э.* Кнут Искусство программирования. Том 2. – М.: Мир, 1979. – 727 с.
7. *Дэвид Вандевурд, Николай М. Джосаттис* Шаблоны C++. Справочник разработчика: Пер. с англ. – М.: Вильямс, 2015 . - 544 с.
8. *Стефан Кочан* Программирование на языке C, 3-е издание: Пер. с англ. – М.:Вильямс, 2006. – 496 с.
9. Square Root algorithm for C. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.codeproject.com/Articles/570700/SquareplusRootplusalgorithmplusforplusC>.
10. Best Square Root Method. Algorithm. Function. [Электронный ресурс]. – Режим доступа:<http://www.codeproject.com/Articles/69941/Best-Square-Root-Method-Algorithm-Function-Precisi>.
11. *Терещенко А.Н.* Быстрое вычисление квадратного и кубического корней без использования операций умножения и деления // Искусственный интеллект. – 2005. – Вып. 3. – С. 670-680.
12. *Жилин А.В.* Ідентифікація парності елементів розрядним методом при факторизації чисел алгоритмом Ферма / В.В. Мохор, А.В. Жилин // Спеціальні телекомунікаційні системи та захист інформації. – 2010. – Вып. 1(17). – С. 96-102.

Поступила 1.09.2016 р.

УДК 621.396

В.М. Колчар, І.П. Лісовий, м.Одеса

ВИКОРИСТАННЯ СИНХРОННОГО ФІЛЬТРА В ЯКОСТІ СЛІДКУЮЧОГО ФІЛЬТРА ВИДІЛЬНИКА ТАКТОВОЇ СИНХРОНІЗАЦІЇ

Abstract. The conditions under which synchronous filter (SF) can be used as a tracking filter of devices of clock synchronization were defined in the article.

Вступ

Проблема зниження порогу завадостійкості при прийомі тактового синхросигналів особливо актуальна. В даний час існують різні методи, що дозволяють звужити смугу пропускання на вході пристрою виділення тактової частоти (ВТЧ) і тим самим знизити поріг завадостійкості. До них відносяться

використання в пристроях тактової синхронізації зворотного зв'язку по частоті, слідкуючих вузькосмугових LC -контурів, регенеративних дільників частоти і синхронно-фазових детекторів.

Однак, можливість використання СФ у пристроях тактової синхронізації в якості слідкуючих фільтрів не розглядалася у зв'язку з невизначеністю умов, необхідних для використання СФ в якості слідкуючого фільтра.

Синхронний фільтр може бути використаним в якості слідкуючого фільтра в пристроях тактової синхронізації при виконання наступних умов – повільне відхилення миттєвої частоти сигналу тактової синхронізації і закінчення перехідних процесів в СФ за період часу, протягом якого відбуваються дані відхилення.

Швидкість відхилення миттєвої частоти сигналу тактової синхронізації від номінального значення.

Миттєва частота сигналу тактової синхронізації, що дорівнює швидкості зміни фази визначається з виразу [1,2]

$$\omega(t) = d\psi(t) / dt = \omega_0 + d\Theta / dt = \omega_0 + \omega_D \cdot \cos \Omega t, \quad (1)$$

де $\omega_B = 2\pi f_D$ – відхилення тактової частоти, $\omega_T = 2\pi f_T$ та $\Omega = 2\pi F$ – відповідно тактова та частота відхилення.

Похідна

$$d\Theta / dt = \omega_B \cdot \cos \Omega t, \quad (2)$$

визначає відхилення частоти $\omega(t)$ від номінального значення тактової частоти ω_T .

Для того, щоб вважати функцію $\Theta(t)$ повільною функцією часу, необхідно, щоб зміна частоти за один цикл $T = 2\pi/\omega_T$ була малою в порівнянні з частотою $\omega(t)$ в даний момент часу, а саме:

$$\left| d^2\Theta / dt^2 \right| \ll \omega(t) / T. \quad (3)$$

Підставивши (2) в (3), отримаємо

$$\left| -\omega_B \cdot \Theta \sin \Omega t \right| \ll \omega(t) / T. \quad (4)$$

Враховуючи, що $\omega(t)$, як правило, мало відрізняється від ω_T та задавши умову $\omega_B \Omega \ll \omega_T^2$, нерівність (4) можемо записати у вигляді

$$\omega_B \Omega \ll \omega_T^2 / (2\pi). \quad (5)$$

Із (5), при підстановці індексу модуляції $m = \omega_D / \Omega$, впливає, що також повинна виконуватися умова

$$m \ll \omega_T^2 / (2\pi\Omega^2). \quad (6)$$

В системах тактової синхронізації цифрових систем передачі нерівності (5), (6) завжди витримуються. Це означає, що тактова частота змінюється настільки повільно, що в межах декількох періодів її зміну можна вважати синусоїдальним законом.

Перехідні процеси в СФ.

Для визначення умов закінчення перехідного процесу в СФ, припустимо, що вхідний сигнал надходить до ємності протягом часу $\Delta t = T/N$, де N – кількість ємностей СФ, T – період комутації, а також, що дана напруга за проміжок часу Δt не змінюється. Останнє припущення узгоджується з умовою «повільності» зміни частоти сигналу тактової синхронізації і дозволяє вважати, що при кожному замиканні комутатора на RC коло впливає прямокутний імпульс. Позначимо

$$T / RC = \beta, \Delta t / RC = \beta / N, \quad (7)$$

а імпульсну характеристику СФ, як дискретного фільтра, запишемо у вигляді[3]

$$k[n, 1/N] = \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}} \right) e^{-\frac{\beta n}{N}}, \quad (8)$$

де кількість періодів комутації n визначається з умови

$$t = nT. \quad (9)$$

Використавши пряме D – перетворення, визначимо передавальну функцію СФ:

$$\begin{aligned} K^*[q, 1/N] &= D\{k[n, 1/N]\} = \\ &= D\left[\left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}} \right) e^{-\frac{\beta n}{N}} \right] = \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}} \right) D\left(e^{-\frac{\beta n}{N}} \right), \end{aligned} \quad (10)$$

де $q = \sigma + j\bar{\omega}$ – параметр перетворення.

Так як

$$D\left(e^{-\frac{\beta n}{N}} \right) = e^q / \left(e^q - e^{-\frac{\beta}{N}} \right), \quad (11)$$

то

$$K^*[q, 1/N] = D\left[\left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}} \right) e^{-\frac{\beta n}{N}} \right] = \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}} \right) e^q / \left(e^q - e^{-\frac{\beta}{N}} \right). \quad (12)$$

Враховуючи (11), зображення напруги на виході СФ запишемо у вигляді

$$U_{СФ}^*(q, 1/N) = K^*(q, 1/N) U_{ВХ}^*(q), \quad (13)$$

де $U_{ВХ}^*(q)$ – зображення напруги на вході СФ.

Вважатимемо, що напруга на вході СФ гармонійна

$$\vec{U}_{\text{ВХ}}[n] = U_{\text{max}} \cdot e^{j\bar{\omega}n},$$

де $\bar{\omega} = \omega \cdot T$ – відносна частота вхідної напруги, з врахуванням (11)

отримаємо зображення $U_{\text{ВХ}}^*(q)$ у вигляді

$$U_{\text{ВХ}}^*(q) = U_{\text{max}} \cdot e^q / (e^q - e^{j\bar{\omega}}).$$

Тоді зображення на виході СФ, визначено по (13), запишеться як

$$U_{\text{СФ}}^*[q, 1/N] = U_{\text{max}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right) e^{2q} / \left[\left(e^q - e^{-\frac{\beta}{N}} \right) \left(e^q - e^{j\bar{\omega}} \right) \right]. \quad (14)$$

Переходячи від зображення до оригіналу на основі співвідношення $e^{2q} / (e^q - e^{q_v}) (e^q - e^{j\bar{\omega}}) \rightarrow (e^{j\bar{\omega}(n+1)} - e^{q_v(n+1)}) / (e^{j\bar{\omega}} - e^{q_v})$, знаходимо

$$\begin{aligned} U_{\text{СФ}}^*[n, 1/N] &= \\ &= U_{\text{max}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right) \left(1 - e^{-\left(\frac{\beta}{N} + j\bar{\omega}\right)(n+1)}\right) e^{-j\bar{\omega}(n+1)} / \left(e^{j\bar{\omega}} - e^{-\frac{\beta}{N}} \right). \end{aligned} \quad (15)$$

При умові налаштування СФ в резонанс, тобто $\bar{\omega} = \omega_T T = 2\pi$, рівняння (15) спрощується

$$U_{\text{СФ}}[n, 1/N] = U_{\text{max}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\beta}{N}}\right). \quad (16)$$

Якщо аперіодичний перехідний процес, що визначається (16), закінчується, коли $U_{\text{СФ}}[n, 1/N]$ відрізняється від U_{max} не більше ніж на 5%, кількість періодів комутації n може бути знайдено з умови [3]

$$\delta = [U_{\text{max}} - U_{\text{СФ}}(n, 1/N)] / U_{\text{max}} = e^{-\frac{\beta}{N}(n+1)} \leq 0,05. \quad (17)$$

З виразу (17) випливає, що $\beta(n+1)/N \geq 3$, звідки

$$n \geq n_0 = (3N/\beta) - 1 \approx 3N/\beta = 3NRC/T = 3\tau/\Delta t, \quad (18)$$

де $\tau = RC$, n_0 мінімальна кількість періодів комутації.

Знаючи (18), легко пов'язати тривалість перехідного процесу зі смугою пропускання та добротністю СФ. Останнє визначається як $2\Delta f = 1/(k\pi RCN)$ і $Q_{\text{СФ}} = k\pi RCNf_0$, звідки

$$2\pi\Delta f = \Delta\omega = 1/(kRCN).$$

Отже, з урахуванням роботи СФ на першій гармоніці ($k=1$) і $\omega_0 = 2\pi/T$

$$n_0 = 3RCN / T = 3 / (\Delta\omega \cdot T) = 3\omega_0 / (2\pi\Delta\omega) = 3f_0 / (\pi 2\Delta f) = 3Q_{CF} / \pi.$$

Таким чином

$$n_0 = 3 / (\Delta\omega \cdot T) = 3Q_{CF} / \pi. \quad (19)$$

а тривалість перехідного процесу складає

$$t_{ПЕР} = n_0 \cdot T = 3 / \Delta\omega. \quad (20)$$

З виразу (19) випливає, що кількість періодів комутації, після якої настає сталий процес, обернено пропорційна ширині смуги пропускання СФ (прямо пропорційна добротності СФ).

Кількість періодів комутації n_0 також можна визначити з (18), що пов'язує n_0 з відношенням $\tau/\Delta t$.

У відомій літературі, як правило, не обмовляється дане відношення, а лише підкреслюється, що необхідно виконувати умову

$$\tau \gg \Delta t. \quad (21)$$

Згідно рекомендації G.703 швидкість передачі первинного цифрового потоку 2048 кбіт/с±50 ppm, таким чином допускається відхилення частоти сигналу $\Delta f = \pm 102,4$ Гц.

На рис.1 наведено графіки залежності $\delta = f(n)$, розраховані за формулою (17), що визначають відхилення U_{CF} від U_{max} , для різних значень відношення $\tau/\Delta t$ і n .

Аналіз рис. 1 показує, що найменші значення n_0 будуть належати інтервалу

$$n_0 \in [500, 9549]. \quad (22)$$

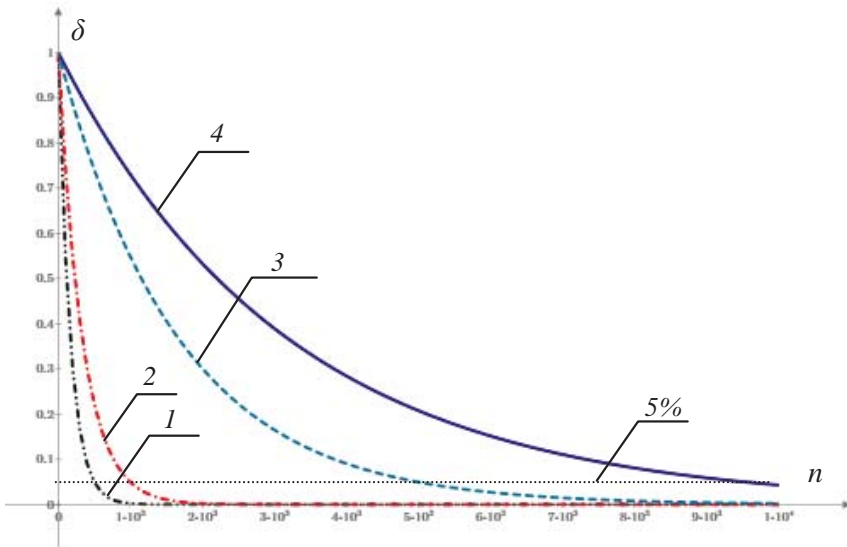


Рис. 1. Залежності $\delta = f(n)$ при $n_0 = \text{const}$:

- 1) $\tau/\Delta t = 167$; 2) $\tau/\Delta t = 333$; 3) $\tau/\Delta t = 1667$; 4) $\tau/\Delta t = 3185$

Це дозволяє зробити висновок, що збільшення відношення $\tau/\Delta t$ може бути обмежено значно меншим інтервалом без впливу на встановлення процесів в СФ.

Якщо СФ застосувати, наприклад, в тракці тактової синхронізації системи передачі з $f_T = 2,048$ МГц і відхиленням частоти $f_B = \pm 102,4$ Гц, то n_0 , визначене за формулою (19) складе $n_0 = 9549$. Даному n_0 при $\tau/\Delta t = 3000$ відповідає відхилення напруги U_{CF} від U_{max} $\delta = 0,05$ що є цілком задовільним для практичних цілей. Таким чином, конкретне значення $\tau/\Delta t$ мінімальної кількості періодів комутації без істотного збільшення похибки може визначатися з виразу (18).

Умови застосування СФ в якості слідкуючого фільтра.

Були отримані умови (5) і (19), одночасне виконання яких дозволяє використовувати СФ в якості слідкуючого фільтра пристрою тактової синхронізації цифрової системи передачі:

$$\begin{cases} \omega_D \ll \omega_0^2 / (2\pi\Omega); \\ n \geq n_0 = 3 / (\Delta\omega \cdot T). \end{cases} \quad (23)$$

Проаналізуємо (23) для випадку використання СФ в якості слідкуючого фільтра.

Для аналізу використання слідкуючого СФ замість LC- контура приймаємо, що частота сигналу тактової синхронізації дорівнює номінальному значенню, а смуга пропускання СФ – подвоєному припустимому відхиленню тактової частоти:

$$\begin{aligned} \omega_T &= \omega_{T_0}, \\ \Delta\omega &= 2\Omega_{max}. \end{aligned} \quad (24)$$

Умови, одночасне виконання яких забезпечує можливість застосування СФ в якості слідкуючого фільтра в приймачі сигналу тактової синхронізації, запишемо у вигляді

$$\begin{cases} \omega_B \cdot \Omega_{max} \ll \omega_{T_0}^2 / (2\pi); \\ n \geq n_0 = 3 / (\Delta\omega \cdot T), \end{cases} \quad (25)$$

де $T = 2\pi / \omega_{T_0}$.

Перетворюючи (25) з врахуванням (24), отримаємо

$$\omega_B / \omega_{T_0} \ll 2n_0 / 3. \quad (26)$$

Розділивши на Ω_{max} обидві частини нерівності (26), після перетворення отримаємо:

$$m \ll 2n_0\omega_{T_0} / (3\Omega_{max}). \quad (27)$$

Помноживши на T обидві частини нерівності (27), після перетворень отримаємо

$$t_{ПЕР \min} \gg 3\pi m \Omega_{max} / \omega_{T_0}^2. \quad (28)$$

Так як $\omega_B \ll \omega_{T0}$ та $\omega_{T0} \ll \Omega_{\max}$ можна стверджувати, що при використанні СФ в якості смугового або слідкуючого фільтра нерівності (26), (27) и (28) завжди виконується.

Висновки

Тактова частота в ЦСП змінюється настільки повільно, що в межах декількох періодів її зміну можна вважати синусоїдальним законом.

Значення мінімальної кількості періодів комутації без істотного збільшення похибки може визначатися з виразу (19).

Аналіз одержаних співвідношень показує, що синхронний фільтр може бути застосований в трактах тактової синхронізації ЦСП в якості смугових і слідкуючих фільтрів.

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высш. шк. 1988. – 448с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986. – 512с.
3. Цылкин Я.З. Теория линейных импульсных систем, – М.: Физматгиз, 1963. – 968с.

Поступила 12.09.2016р.

УДК 621.396

А.Р. Врублевський, аспірант, ОНАЗ ім. О.С. Попова

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ БЛОКУ ОЦІНКИ ЗАВАНТАЖЕНОСТІ БУФЕРА МАРШРУТИЗАТОРА НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

Моделювання нечіткої системи оцінки завантаженості буфера маршрутизатора виконано у інтерактивному середовищі програмування MATLAB яке у порівнянні з традиційними мовами програмування (C/C++, Java, Pascal) дозволяє скоротити час розв'язання задач та значно спростити розробку нових алгоритмів.

Вступ. Для визначення метрик в різних протоколах маршрутизації застосовуються евристичні формули, що не забезпечує універсальності і еволюційного розвитку, адекватного високим темпам розвитку телекомунікаційних мереж. З метою підвищення адекватності алгоритму маршрутизації в роботі [1] при визначенні метрики запропоновано крім параметрів, які передбачено певним протоколом, враховувати й завантаженість буфера вихідного інтерфейсу. Комбінована метрика обчислюється як з урахуванням параметрів маршруту, так і з урахуванням динаміки зміни завантаженості буфера: завантаження, швидкість та прискорення коефіцієнта завантаження.