

УДК 621.317

ВПЛИВ ФЛІКЕР-ШУМУ В ТРАКТІ НЕСУЧОЇ ЧАСТОТИ НИЗЬКОЧАСТОТНОГО КАНАЛУ ТОВЩИНОМІРА СТАЛЕВИХ ЛИСТОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

© Бучма І.М., 2003

Національний університет "Львівська політехніка",

© Вжушчак М., 2003

Політехніка Опольська

Проведено аналіз впливу шумів в одноканальному тракті несучої частоти низькочастотного каналу двочастотного товщиноміра, в якому частота комутації вища від частоти порівнюваних сигналів. На основі одержаних залежностей обґрунтована можливість зменшення впливу флікер-шуму до рівня меншого, ніж вплив білого шуму.

При обстеженні корозійного стану таких важливих споруд як, мости, нафтоналивні резервуари, корпуси кораблів і т.п. бажаним є переносний товщиномір безконтактного типу, наприклад, електромагнітний. Поріг чутливості двочастотного електромагнітного товщиноміра сталевих листових конструкцій визначається порогом чутливості його низькочастотного каналу. Поріг чутливості низькочастотного каналу, що виконаний за традиційною структурою періодичного порівняння, визначається флікер-шумом [1], який при вимірюванні сталевого листа товщиною 10 мм обумовлює похибку більшу, ніж 10%, тоді як вимагається, щоб похибка була не більшою ніж 5% [2]. У зв'язку з цим досліджуються можливості одноканальної структури низькочастотного каналу товщиноміра з періодичним порівнянням, що має деякі особливості порівняно із структурою традиційною, зокрема частота комутації Ω є набагато вищою від частоти ω порівнюваних сигналів, тобто $\Omega \gg \omega$. Вплив флікер-шуму у такому каналі не є очевидним і заслуговує уваги.

Вплив флікер-шуму на одноканальні засоби вимірювання з традиційним каналом періодичного порівняння, у яких $\Omega \gg \omega$, проаналізовано в роботах [1,3÷6], де запропоновано дійові методи зменшення цього впливу. Використання частоти комутації Ω набагато більшої, ніж частота порівнюваних сигналів ω ($\Omega \gg \omega$) відоме давно [7÷9]. Але аналіз впливу флікер-шуму в такому каналі не відомий.

У одноканальному тракті електромагнітного товщиноміра сталевих листових конструкцій при роботі вхідного комутатора з частотою Ω набагато вищою від частоти ω порівнюваних сигналів на

виході амплітудного детектора виділяється балансно-модульований сигнал. Для відтворення захованої в ньому інформації він, після селективного підсилення, синхронно детектується. В результаті цього виділяється обвідна. Такий алгоритм обробки сигналу відрізняється від традиційного. Це вимагає аналізу впливу флікер-шуму у такій структурі, одержання залежностей, що пов'язують його дисперсію з параметрами каналу, і розроблення на основі цього рекомендацій щодо зменшення впливу шумів.

Флікер-шум можна вважати повільнозмінним стохастичним процесом $\xi(t)$, одна з реалізацій $x_1(t)$ якого подана на рис.1а. На рис.1б показано послідовність прямокутних імпульсів, що керують роботою вхідного комутатора. Як видно з рис.1, частота комутації Ω є набагато вищою від максимальної частоти, що є в спектрі реалізації $x_1(t)$. Тому за півперіод комутації цей процес не може відчутно змінитися і вплинути на результат порівняння. Якщо та ж реалізація $x_1(t)$ діє на обох входах комутатора, то цей же процес діятиме і на виході комутатора. Коли на одному з входів ця реалізація буде відрізнитися за масштабом від тої, що на іншому вході, на виході комутатора реалізація $x_1(t)$ стохастичного процесу буде промодульована меандром (рис.1а, процеси $x_1'(t)$ і $x_1''(t)$). Якщо за раунок цієї модуляції виникне похибка, то вона буде носити систематичний характер і її можна скомпенсувати, симетруючи входи при калібруванні. Тому цю модуляцію, як несуттєву враховувати не будемо.

Наведемо приклади, у яких на обох входах

комутатора може діяти одна і та ж реалізація.

Як вхідний перетворювач товщиноміра сталевих листових конструкцій використовується термокомпенсований параметричний вихрострумний перетворювач (ВСП), перевагою якого є простота виконання і використання. Вмикати його можна у чотириплечий міст (рис.2), або за схемою дільника напруги [2] (рис.3). Джерелом флікер-шуму є джерела напруги або струму. У схемах ввімкнення ВСП (рис.2, рис.3) – це джерела живлення схем (ДС).

З рис.2,3 видно, що шумові напруги $x_1'(t)$ $x_1''(t)$

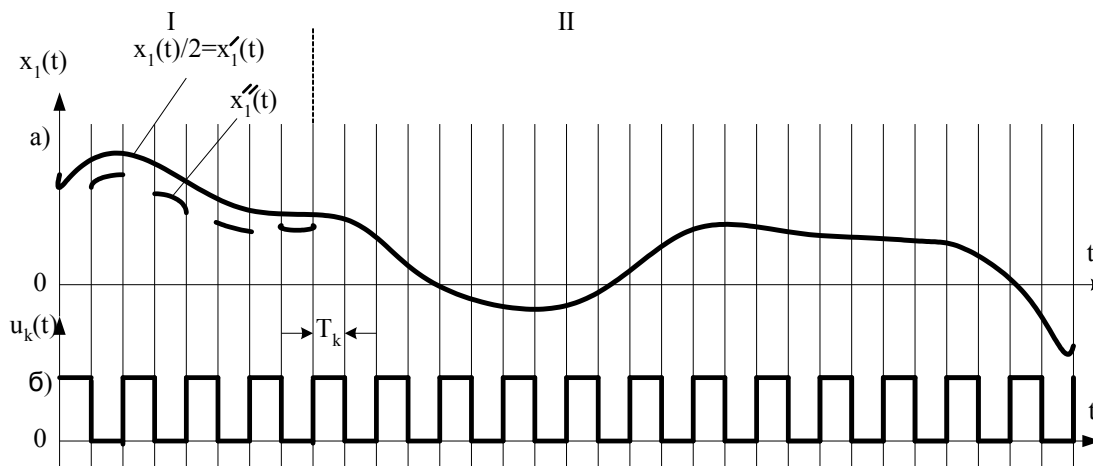


Рис. 1. Приклад реалізації низькочастотного шумового процесу на виході комутатора одноканального тракту

Канал несучої частоти одноканального тракту можна подати як послідовне з'єднання селективного підсилювача (СП) і синхронного детектора (СД). Для каналу несучої частоти власне і будемо вести подальший аналіз.

Смугу пропускання СП каналу несучої частоти слід узгодити з шириною спектру балансно-модульованого сигналу в каналі несучої частоти. При частоті ω_1 порівнюваних сигналів, частоті Ω комутації і співвідношенні Ω/ω_1 ширина спектру балансно-модульованого сигналу в каналі несучої частоти буде від $(\Omega - \omega_1)$ до $(\Omega + \omega_1)$, тобто $2\omega_1$. Тому добротність підсилювача може бути визначена за відомою формулою

$$Q = \Omega / 2\omega_1. \quad (1)$$

Спектральна густина потужності флікер-шуму, що діє на вході СП може бути виражена формулою [10]

$$G(\omega) = G_o \left(1 + \frac{\omega_{cn}}{\omega}\right), \quad (2)$$

де G_o -спектральна густина потужності білого шуму;

на входах комутатора К (рис.2) і модулятора М (рис.3) одноканального тракту вимірювання є частинами однієї і тієї ж реалізації $x_1(t)$ стохастичного шумового процесу. Ці частини при відповідному симетруванні схеми можна вважати рівними, тобто $x_1'(t) = x_1''(t) = x_1(t)/2$. Тому на виходах комутатора К (рис.2) та модулятора М (рис.3) діє та ж реалізація, що і на вході без будь-яких змін. Це дозволяє виключити комутатор К і модулятор М з подальшого розгляду.

ω_{cn} – кругова частота спряження (рівності) густин потужності білого і флікер- шумів; ω - біжуче значення кругової частоти.

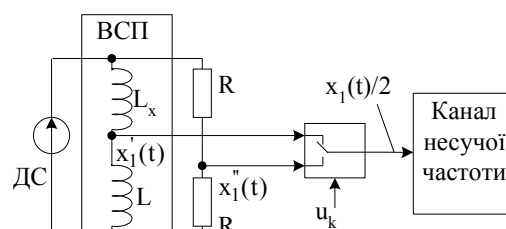


Рис. 2. Схема ввімкнення параметричного вихрострумного перетворювача в чотириплечий міст

Рис. 3. Схема ввімкнення параметричного вихрострумного перетворювача за схемою дільника напруги

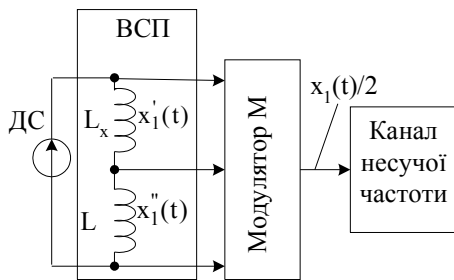


Рис.3. Схема ввімкнення параметричного вихрострумowego перетворювача за схемою дільника напруги

Квадрат модуля частотної характеристики СП визначається формулою [11]

$$|K_{cn}(\omega)|^2 = \frac{K_{cn}^2}{1 + 4Q^2(\Delta\omega/\omega_p)^2}, \quad (3)$$

де Q – добротність резонансного контура СП; $\Delta\omega = (\omega - \omega_p)$ – різниця між біжучим значенням частоти і частотою резонансу; K_{cn} – коефіцієнт підсилення СП на частоті резонансу.

Згідно з [10] амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) СД, що перемикається з частотою ω , для шуму має гребінчатий характер з явними виплесками на частотах $\omega = 2\pi/T_k$, $3\omega = 6\pi/T_k$ і т.д., де T_k – період комутуючого сигналу комутатора К і модулятора М. На частоті $\omega = 2\pi/T_k$ цей виплеск найбільший, тому для спрощення подальших викладів, будемо враховувати тільки його. В цьому місці крива АЧХ досить добре співпадає з резонансною кривою, характерною для звичайного LC- контура.

Квадрат модуля частотної характеристики синхронного детектора може бути записаний [10] так:

$$|K_{cd}(\omega - \omega_c)|^2 = \frac{4}{p^2} \frac{1}{1 + \frac{4p^2 T^2}{T_k^2} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_c} \right)^2}, \quad (4)$$

де $\Delta\omega = \omega - \omega_c$; T – стала часу вихідного фільтра нижніх частот (ФНЧ) СД.

Порівнюючи (3) і (4) бачимо, що перший виплеск на АЧХ СД нагадує АЧХ резонансного контура, добротність якого дорівнює

$$Q_{cd} = \pi T / T_k. \quad (5)$$

Підбравши добротності Q і Q_{cd} СД рівними,

що можна зробити, наприклад, зміною сталої часу T ФНЧ СД, прив'яжемо послідовне включення цих вузлів до резонансного підсилювача з двоконтурною системою. Тепер скористаємося виразом для нормованої АЧХ такого двоконтурного підсилювача [11] і по аналогії запишемо формулу для квадрату модуля частотної характеристики послідовно ввімкнених СП і СД каналу несучої частоти

$$|K_n(\omega_c + \Delta\omega)|^2 = \frac{4}{p^2} \frac{K_{nc}^2}{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_c} Q \right)^4}, \quad (6)$$

де K_{nc} – максимальне значення коефіцієнту підсилення каналу несучої частоти.

На підставі формул (2) і (6) знайдемо спектральну густину потужності шуму на виході СД каналу несучої частоти

$$G_{kn}(\omega, \omega_{СП}) = G_o \left(1 + \frac{\omega_{cn}}{\omega} \right) \cdot \frac{4}{p^2} \frac{K_{nc}^2}{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_c} Q \right)^4}. \quad (7)$$

Враховуючи (7) запишемо вираз для дисперсії шуму на виході каналу несучої частоти

$$y_{kn}^2 = \int_0^\infty G_o \left(1 + \frac{\omega_{cn}}{\omega} \right) \cdot \frac{4}{p^2} \frac{K_{nc}^2}{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{2\Delta\omega}{\omega_c} Q \right)^4} d\omega. \quad (8)$$

Визначимо дисперсію за формулою (8) як суму двох складових, одна з яких $\sigma_{kn-\delta}^2$ обумовлена білим шумом з спектральною густиною потужності G_o , а друга – $\sigma_{kn-\phi}^2$ – фліккер-шумом з спектральною густиною потужності $G_o \omega_{cn} / \omega$.

Тоді

$$y_{kn}^2 = \int_0^\infty G_o \cdot \frac{4}{p^2} \frac{K_{nc}^2}{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{2(\omega - \omega_c)}{\omega_c} Q \right)^4} d\omega.$$

Для спрощення викладок скористаємося поняттям енергетичної смуги контура селективного підсилювача [12], що дорівнює $\alpha/2$, де $\alpha = 1/\tau_k$, $\tau_k = 2Q/\omega_p$ – стала контура, Q – добротність контуру, ω_p – резонансна частота контура.

У селективному підсилювачі з двоконтурною резонансною системою для збереження смуги

пропускання незмінною порівняно з одноконтурною системою треба добротність контура взяти $Q' = \sqrt{2}Q$. Тоді $\tau_k = 2\sqrt{2}Q/\omega_p$. У нашому випадку резонансна частота дорівнює частоті комутації, тобто $\omega_p = \Omega$. Будемо рахувати, що АЧХ послідовно ввімкнених смугових фільтрів як і двоконтурної системи СП має форму найбільш сприятливу для рівномірного пропускання частот в межах прозорості і для різкого послаблення частот поза цією смугою.

Тому вважаємо, що з'єднання СП-СД є ідеалізованим вузькосмуговим фільтром з центральною частотою пропускання Ω і енергетичною смугою пропускання $\Omega\sqrt{2}Q$, в межах якої частотна характеристика фільтру рівномірна і дорівнює $K_{нч}$.

В такому разі вираз для дисперсії білого шуму на виході каналу несучої частоти буде таким:

$$\sigma_{кн-б}^2 = \frac{1}{2\pi} G_o \frac{4}{\pi^2} \cdot K_{нч}^2 \int_{\Omega - \frac{\Omega}{8\sqrt{2}Q}}^{\Omega + \frac{\Omega}{8\sqrt{2}Q}} d\omega = \frac{G_o K_{нч}^2}{2\sqrt{2}\pi^3 T}, \quad (9)$$

де T – стала часу ФНЧ на виході синхронного детектора.

Для визначення дисперсії флікер-шуму приймемо, що густина потужності флікер-шуму в смузі пропускання каналу несучої частоти рівномірна і дорівнює $G_o \cdot \frac{\omega_{сн}}{\Omega}$. Спрощений вираз для дисперсії флікер-шуму буде мати такий вигляд:

$$y_{кн-ф}^2 = \frac{1}{2p} G_o \frac{w_{сн}}{\Omega} \frac{4}{p^2} K_{нч}^2 \int_{\Omega - \frac{\Omega}{8\sqrt{2}Q}}^{\Omega + \frac{\Omega}{8\sqrt{2}Q}} d\omega = \frac{G_o K_{нч}^2 f_{сн} T_k}{2\sqrt{2}p^3 T}, \quad (10)$$

де $f_{сн}$ - частота спряження густин потужності білого і флікер шумів.

З виразу (10) видно, що підвищуючи частоту комутації (зменшуючи T_k) можна суттєво зменшити дисперсію флікер-шуму на виході каналу несучої частоти.

На підставі виразів (9) і (10) знайдемо співвідношення дисперсій

$$\sigma_{кн-ф}^2 / \sigma_{кн-б}^2 = f_{сн} T_k. \quad (11)$$

Типове значення частоти спряження білого шуму і флікер-шуму $f_{сн}$ 0,5÷1,5 кГц [11]. З відношення дисперсій видно, що коли частоту

комутації вибрати вищою від частоти спряження $f_{сн}$, то дисперсія флікер-шуму буде меншою ніж дисперсія білого шуму. Це означає, що частоту комутації $f_{сн}$ треба вибирати десь біля 2 кГц і вище. Тобто тут ситуація подібна до тої, що є в підсилювачах типу МДМ [10].

З проведеного аналізу видно, що вплив флікер-шуму в каналі несучої частоти можна зменшити вибором частоти комутації F_k . При частоті комутації F_k вищій від частоти спряження $f_{сн}$ вплив флікер шуму можна звести до рівня меншого ніж вплив білого шуму.

1. Бучма І.М. Вплив флікер-шуму на схеми з періодичним порівнянням змінних сигналів. Автоматика, вимірювання та керування.-1998.-№348.-С.76-81. 2. Бучма І.М., Бучма І.М., Столярчук П.Г. Про можливості вимірювання товщини феромагнітних матеріалів методом вихрових струмів. Автоматика, вимірювання та керування.-1994.-№283.-С21-24. 3. Ниженский А.Д. Влияние фликер-шума на разрешающую способность измерительных устройств периодического преобразования. Проблемы технической электродинамики.-1978.-Вып.65.-С.98-101. 4. Жукинский И.Н. Низкочастотные шумы в электроизмерительных приборах периодического сравнения. Техническая электродинамика.-1980.-№1.-С.100-104. 5. Жукинский И.Н. Компенсация флуктуационной нестабильности амплитуд в электроизмерительных устройствах периодического сравнения. Техническая электродинамика.-1979.-№1.-С.92-94 6 Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Шляхи зниження флуктуаційного порогу чутливості вимірювачів слабких сигналів. Автоматика, вимірювання та керування.-2001.-№420.-С.20-27. 7. Брискин А.М. Устройство для измерения квадратурной составляющей гармонического сигнала. А.с.789816 СССР/А.М.Брискин, В.М.Поджарый (СССР). Бюл. изобр. 1980. №47, 12. 8. Брискин А.М., Мизюк Л.Я.,Клим Е.И., Родин А.С. Особенности построения измерительного канала инфранизкочастотной электроразведки..Отбор и передача информации, вып. 72.-К.: Наукова думка.-1985.-С.98-103. 9. Кондратов В.Т., Скрипник Ю.А. Алгоритмические методы измерения мновенных значений фазового сдвига электрических сигналов низких и инфранизких частот.-В кн.: Тез. докл. IV Респ. научн.-техн. конф. "Структурные методы повышения точности, быстродействия и чувствительности измерительных устройств и систем". Ужгород, 6-10 ноября 1981г.-Киев: Б.и.,

1981.-С.39-40. 10. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах.-Л.: Энергия, 1980.-247с. 11. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы.-М.: Соврадио, 1971.-671с.