$$x(t)=\begin{cases} h,-8T_c<t<-7T_c \\ -h,-7T_c<t<-6T_c \\ h,-6T_c<t<6T_c \\ -h,6T_c<t<7T_c \\ h,7T_c<t<8T_c \end{cases}; \qquad (8)$$

Полученные аналогично (4) выражения для спектральных плотностей будут иметь вид:

$$S_1(j\omega)=\frac{2(h_1-h_0)}{\omega}\sin 6\omega T_c-\frac{2(h_1-h_0)}{\omega}\sin 7\omega T+\frac{2h_1}{\omega}\sin 8\omega T; \qquad (9)$$

$$S_2(j\omega)=\frac{2h}{\omega}\left(2\sin 6\omega T_c-2\sin 7\omega T_c+\sin 8\omega T_c\right). \qquad (10)$$

Энергетические спектры этих сигналов будут, соответственно, описываться выражениями:

$$W_1(\omega)=\frac{4T_c^2}{\pi}\int_0^\infty\frac{1}{\omega^2T_c^2}\Big(h_1^2\sin^2 8\omega T_c+(h_1-h_0)^2\sin^2 7\omega T_c+(h_1-h_0)^2\sin^2 6\omega T_c-=-(h_1-h_0)(2h_1-h_0)\cos\omega T_c+h_1(h_1-h_0)\cos 2\omega T_c+(h_1-h_0)^2\cos 13\omega T_c-$$
$$-h_1(h_1-h_0)\cos 14\omega T_c+h_1(h_1-h_0)\cos 15\omega T_c\Big)d\omega \qquad (11)$$

$$W_0(\omega)=\frac{4h^2T_c^2}{\pi}\int_0^\infty\frac{1}{\omega^2T_c^2}\left(\sin^2 8\omega T_c+4\sin^2 7\omega T_c+4\sin^2 6\omega T_c-6\cos\omega T_c+2\cos 2\omega T_c+\quad 4\cos 13\omega T_c-2\cos 14\omega T_c+2\cos 15\omega T_c\right)d\omega . \qquad (12)$$

Как и следовало ожидать, частоты спектра не изменяются, а изменяются только их амплитуды.

Интересно, что в зависимости от сигнала, передача одной и той же кодовой комбинации существенно влияет на перераспределение энергии по гармоникам. При передаче нулевой кодовой комбинации (00000000B) энергетический спектр в идеальном случае равен нулю:

S(jщ) = 0 , *W(щ)* = 0 ,

при униполярном сигнале:

$$S_1(j\omega)=\frac{2h_0}{\omega}\sin 8\omega T_c; \qquad W(\omega)=\frac{2h_0T_c^2}{\pi}\int_0^\infty\left(\frac{\sin\omega T_c}{\omega T_c}\right)^2 d\omega;$$

при биполярном сигнале:

$$S_1(j\omega)=-\frac{2h}{\omega}\sin 8\omega T_c; \qquad W(\omega)=\frac{4h^2T_c^2}{\pi}\int_0^\infty\left(\frac{\sin\omega T_c}{\omega T_c}\right)^2 d\omega.$$

Таким образом, в идеальном случае передача в линию связи нулевой кодовой комбинации не требует затрат энергии, а в реальных системах передача этой же кодовой комбинации связана с передачей прямоугольного импульса, причем приблизительно 95% энергии сигнала передается первыми пятью гармониками, хотя составляющая энергетического спектра всего одна.

Для рассмотренной выше кодовой комбинации 11111101B (FDH) энергетический спектр включает в себя уже пятнадцать гармонических составляющих и распределение энергии по гармоникам существенно меняется.

Исходя из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

-в зависимости от передаваемой кодовой комбинации существенно меняется распределение энергии по передаваемым гармоническим составляющим, что, в свою очередь, вызывает необходимость расширения занимаемой каналом полосы частот;

-особенно существенно это сказывается для оптических линий связи, где разработка и реализация электрооптических преобразователей связана с большими сложностями;

-ограничение занимаемой полосы частот неизбежно приводит к искажению и ослаблению сигнала непосредственно в передатчике, к уменьшению соотношения сигнал/шум и повышению влияния помех в электрических модулях системы связи.

Надійшла до редакції
29.04. 2000 року.

УДК 621. 317. 12

А.В. Рудик, І.В. Барановський, Г.І. Майхрук
Вінницький державний технічний університет

МЕТОДИКА ВИЗНАЧЕННЯ ФАЗОВОЇ НЕСТАБІЛЬНОСТІ ВИХІДНОГО СИГНАЛУ РЕЗОНАНСНОГО ФІЛЬТРА

В прецизійній частотовимірювальній та фазовимірювальній апаратурі часто використовуються вузькосмугові (резонансні) фільтри. Як показали експериментальні дослідження, в такій апаратурі необхідно враховувати нестабільність фазового зсуву, внесеного вузькосмуговими фільтрами. Нестабільність фазового зсуву призводить до паразитної фазової модуляції, яка в фазових системах призводить до зменшення точності вимірювання фази сигналів.

В роботі наведені співвідношення, які дозволяють оцінити фазову нестабільність вихідного сигналу резонансного фільтра, на вхід якого подається амплітудно–модульований сигнал.

Розглянемо паралельний резонансний контур, опір якого в операторній формі дорівнює:

$$Z(p)=\frac{p}{C\left(p^2+2\alpha p+\omega_0^2\right)}, \tag{1}$$

де $\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}$ – власна частота резонансного контура; $\alpha=\frac{\omega_0}{2Q}$ – коефіцієнт загасання контура; L, C та Q – відповідно, індуктивність, ємність та добротність паралельного резонансного контура.

Будемо вважати, що до моменту $t=0$ вхідний струм резонансного контура є гармонічним, тобто $I_{вх}(t)=I_{m.вх}\sin\omega t$. Тоді в усталеному режимі при малій абсолютній розстройці $|\Delta\omega|= =|\omega_0-\omega|<<\omega_0$ та $Q>>1$ вихідна напруга паралельного резонансного контура буде мати вигляд:

$$U_{вих}(t)=\frac{I_{m.вих}\rho Q}{\sqrt{1+\xi^2}}\sin(\omega t+arctg\,\xi)=\frac{U_{m.вих}}{\sqrt{1+\xi^2}}\sin(\omega t+arctg\,\xi), \tag{2}$$

де $\rho=\omega_0 L=\frac{1}{\omega_0 C}$ – характеристичний опір паралельного резонансного контура; $\xi=Q\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)=Q\frac{2(\omega-\omega_0)}{\omega_0}$ – узагальнена розстройка.

Якщо в момент $t=0$ амплітуда вхідного струму стрибком змінюється на величину $\Delta I_{m.вх}$, то при цьому вихідна напруга отримує приріст $\Delta U_{вих}(t)$, який повинен задовольняти диференціальному рівнянню:

$$C\frac{d^2\Delta U_{вих}(t)}{dt^2}+2\alpha C\frac{d\,\Delta U_{вих}(t)}{dt}+\omega_0^2\,\Delta U_{вих}(t)=\frac{d\,\Delta I_{m.вх}\sin\omega t}{dt}. \tag{3}$$

З співвідношення (2) при прийнятих вище умовах малої розстройки та великої добротності:

$$\Delta U_{вих}(t)=\frac{\Delta U_{m.вих}}{\sqrt{1+\xi^2}}\left\{\sin(\omega t+arctg\,\xi)-e^{-\alpha t}\sin(\omega_0 t+arctg\,\xi)\right\}, \tag{4}$$

де $\Delta U_{m.вих}=\Delta I_{m.вх}\rho Q$.

З врахуванням співвідношень (2) та (4) при $t>0$ вихідна напруга паралельного резонансного контура запишеться у вигляді:

$$U'_{вих}(t)=\frac{U_{m.вих}}{\sqrt{1+\xi^2}}\left\{(1+m)\sin(\omega t+arctg\,\xi)-m\,e^{-\alpha t}\sin(\omega_0 t+arctg\,\xi)\right\}, \tag{5}$$

де $m=\frac{\Delta U_{m.вих}}{U_{m.вих}}=\frac{\Delta I_{m.вх}}{I_{m.вх}}$ – коефіцієнт (глибина) модуляції вхідного струму.

Сигнал, що визначається співвідношенням (5), можна трактувати як суперпозицію двох гармонічних сигналів, які мають амплітуди $\frac{(1+m)U_{m.вих}}{\sqrt{1+\xi^2}}$ та $\frac{mU_{m.вих}e^{-\alpha t}}{\sqrt{1+\xi^2}}=\frac{\Delta U_{m.вих}e^{-\alpha t}}{\sqrt{1+\xi^2}}$, фазовий зсув між якими повільно змінюється за законом $\varphi_{вих}=\Delta\omega t$. В цьому випадку сума може бути замінена одним сигналом, який має частоту ω, амплітуду

$$U'_{m.вих}=\frac{U_{m.вих}}{\sqrt{1+\xi^2}}\sqrt{(1+m)^2+m^2e^{-2\alpha t}-2m(1+m)e^{-\alpha t}\cos\Delta\omega t}$$

та початкову фазу

$$\psi=arctg\,\xi-arctg\frac{m\,e^{-\alpha t}\sin\Delta\omega t}{1+m-me^{-\alpha t}\cos\Delta\omega t}.$$

При цьому відносна амплітудна та абсолютна фазова похибки відповідно дорівнюють:

$$\varepsilon_U=\frac{1+m-\sqrt{(1+m)^2+m^2e^{-2\alpha t}-2m(1+m)e^{-\alpha t}\cos\Delta\omega t}}{1+m}=1-\sqrt{1+\frac{m^2e^{-2\alpha t}}{(1+m)^2}-\frac{2m\,e^{-\alpha t}}{1+m}\cos\Delta\omega t}; \tag{6}$$

$$\Delta\varphi=\psi-arctg\,\xi=-arctg\frac{m\,e^{-\alpha t}\sin\Delta\omega t}{1+m-me^{-\alpha t}\cos\Delta\omega t}. \tag{7}$$

При малій глибині модуляції $(m<<1)$ співвідношення (6) та (7) можна переписати таким чином:

$$\varepsilon_U\approx\frac{m\,e^{-\alpha t}}{1+m}\cos\Delta\omega t-\frac{m^2e^{-2\alpha t}}{2(1+m)^2}\approx m\left(e^{-\alpha t}\cos\Delta\omega t-\frac{m}{2}e^{-2\alpha t}\right); \tag{8}$$

$$\Delta\varphi\approx-m\,e^{-\alpha t}\sin\Delta\omega t. \tag{9}$$

Таким чином, при стрибкоподібній зміні амплітуди вхідного струму вихідна напруга резонансного фільтра буде модульованою як по фазі, так і по амплітуді, при цьому закон модуляції являє собою загасаючу гармонічну функцію.

З співвідношень (8) та (9) видно, що при точному настроюванні $(\Delta\omega = 0)$ паразитна фазова модуляція не виникає, а паразитна амплітудна модуляція відбувається за законом загасаючої експоненти. Максимальної величини фазовий зсув, що вноситься через наявність стрибка амплітуди, досягає при $t = \frac{1}{\Delta\omega} arctg \frac{\Delta\omega}{\alpha} = \frac{1}{\alpha\xi} arctg\xi$. При $\Delta\omega << \alpha$ або, що є тим самим, при $\Delta\omega << \frac{\omega_0}{2Q}$ (розстройка значно менша смуги пропускання) максимум досягається при $t \approx \frac{1}{\alpha} = \frac{2Q}{\omega_0}$ та дорівнює:

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{2m\Delta\omega Q}{\omega_0 e} = \frac{m\Delta\omega}{\alpha e}. \tag{10}$$

Наприклад, при проходженні сигналу через кварцовий фільтр з $f_0 = 1 МГц$, добротністю $Q = 3 \cdot 10^5$, при розстройці $\Delta f = 0.2\, Гц$ та $m = 0.1$ $\Delta\varphi_{\max} \approx 0.0045\, рад = 0.26^0$. Таким фазовим зсувом в багатьох випадках (наприклад, в зразкових мірах частоти, в частотовимірювальній та фазовимірювальній апаратурі високої точності) нехтувати неприпустимо.

Разом з визначенням паразитного фазового зсуву при стрибкоподібній зміні амплітуди корисним з практичної точки зору є визначення величини фазової модуляції вихідного сигналу резонансного фільтра, викликаної амплітудною модуляцією вхідного сигналу за довільним законом.

Часова функція $\Delta\varphi(t)$, що визначається за співвідношенням (9), може розглядатися як реакція деякого лінійного кола, яке має передаточну функцію $K(p)$, на “стрибок” з амплітудою m. Використовуючи до співвідношення (9) пряме перетворення Лапласа, отримаємо:

$$\Delta\varphi(p) = \frac{m\Delta\omega}{(p+\alpha)^2 + (\Delta\omega)^2} = K(p)\frac{m}{p}. \tag{11}$$

З співвідношення (11) знаходимо:

$$K(p) = \frac{\Delta\omega\, p}{(p+\alpha)^2 + (\Delta\omega)^2}. \tag{12}$$

Якщо на вхід резонансного фільтра подається сигнал:

$$U_{вх}(t) = U_{m.вх}\left[1 + m(t)\right]\sin\omega t, \tag{13}$$

то вихідний сигнал буде модульованим по фазі за законом $\Delta\varphi(t)$, для якого буде справедливим співвідношення:

$$\Delta\varphi(p) = K(p)m(p), \tag{14}$$

де $\Delta\varphi(p)$ та $m(p)$ – зображення за Лапласом часових функцій $\Delta\varphi(t)$ та $m(t)$.

За допомогою співвідношень (12) та (14) можна, наприклад, визначити величину фазової девіації, яка викликана амплітудною модуляцією вхідного сигналу за гармонічним законом $m(t) = m_0 \sin\Omega t$.

Підставивши у співвідношення (12) та (14) $p = j\Omega$, знайдемо амплітудне значення фазової девіації:

$$\Delta\varphi_m = \frac{\Omega m_0 \Delta\omega}{\sqrt{\left[(\Delta\omega)^2 - \Omega^2\right]^2 + \alpha^2\left[\alpha^2 + 2(\Delta\omega)^2 + 2\Omega^2\right]}}. \tag{15}$$

З останнього співвідношення видно, що залежність $\Delta\varphi_m(\Omega)$ носить резонансний характер. При цьому значення $\Delta\varphi_m$ досягає максимуму при

$$\Omega_m = \sqrt{\alpha^2 + (\Delta\omega)^2}. \tag{16}$$

В цьому випадку

$$(\Delta\varphi_m)_{\max} = \frac{m_0\Delta\omega}{2\alpha} = m_0 Q\frac{\Delta\omega}{\omega_0}. \tag{17}$$

При $f_0 = 1 МГц$, $\Delta f = 1 Гц$, $Q = 3 \cdot 10^5$ та $m_0 = 0.1$ отримаємо $\Omega_m = 11.52\, рад/c$; $(\Delta\varphi_m)_{\max} \approx 0.03\, рад = 1.71^0$.

При високій частоті модуляції $(\Omega >> \Delta\omega)$

$$\Delta\varphi_m \approx \frac{\Omega m_0 \Delta\omega}{\Omega^2 + \alpha^2}, \tag{18}$$

а при низькій частоті модуляції $(\Omega << \Delta\omega)$

$$\Delta\varphi_m \approx \frac{\Omega m_0 \Delta\omega}{(\Delta\omega)^2 + \alpha^2}. \tag{19}$$

Якщо вхідний сигнал модульований по амплітуді стаціонарним випадковим процесом $m(t)$, який має спектральну густину $S_m(\Omega)$, спектральну густину фазових флуктуацій вихідного сигналу неважко визначити за відомим співвідношенням [1, 2]:

$$S_\varphi(\Omega) = |K(j\Omega)|^2 S_m(\Omega). \qquad (20)$$

З співвідношення (20) можна визначити автокореляційну функцію та дисперсію фази. Однак цим співвідношенням можна користуватися тільки для випадку, якщо дисперсія функції $m(t)$ значно менша одиниці.

Висновки

1. Амплітудна модуляція вхідного сигналу лінійного резонансного високодобротного фільтра при розстройці його власної частоти відносно несучої частоти сигналу призводить до фазової модуляції вихідного сигналу.

2. Глибина фазової модуляції залежить від величини розстройки, добротності, а також від частоти модуляції.

3. Показано, що залежність глибини фазової модуляції від частоти огинальної вхідного сигналу носить виражений резонансний характер.

4. Отримано співвідношення, які дозволяють для випадків малої розстройки, високої добротності та малої глибини модуляції визначити параметри паразитної фазової модуляції при модуляції амплітуди вхідного сигналу як за детермінованим, так і за випадковим законами.

Література

1. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. - М.: Советское радио, 1960. -663 с.

2. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. - М.: Наука, 1968. - 504 с.

Надійшла до редакції
16.05. 2000 року.

УДК 681.3.082.5

Ю.П. Гульчак, О.Н. Романюк, А.Б. Чорний
Вінницький державний технічний університет

ПОПЕРЕДНЯ ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ РОЗПОДІЛУ ПРОГРАМНИХ І АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ

При розробці інформаційно-вимірювальних систем (ІВС) однією з найважливіших проблем є оптимізація розподілу програмних і апаратних засобів системи і, виходячи з цього, вибір такого критерію оптимізації, який би найбільш повно і всебічно враховував її основні характеристики. Методика оптимізації розподілу функцій між апаратними і програмними засобами повинна давати можливість не тільки проводити синтез структури усього комплексу в цілому, але і проектувати дешеві і високоефективні ІВС, виконання тих чи інших функцій яких може бути передане ЕОМ. В існуючих методиках розподілу програмних і апаратних засобів ІВС виділяють як визначальний критерій потенційної складності реалізації [1]. При такому підході автори виходять з формального порушення ряду задач розподілу програмних і апаратних функцій складових ІВС, вирішенням яких досягається висока адаптація до умов застосування з мінімізацією витрат обладнання. В [2] запропонована методика розподілу програмних і апаратних функцій комплексу засобів відображення інформації, що використовує як основний показника баланс вартостей. Визначити доцільність розподілу функцій між програмою і апаратними реалізаціями і вибрати оптимальний склад ІВС дозволяє вираз [2]:

$$\sum_{i,j=1}^{I_{jn}} c_{ij} + c_{eom} + \sum_{i,j=1}^{L_{jn}} c_{lj} \le \sum_{j=1}^{n} c_j,$$

де j-номер первинного засобу вимірювання (ЗВ), який входить в ІВС; i-номер функції j-го ЗВ, що реалізується апаратурно; n-число ЗВ в ІВС; I_j-число функцій в j-ому ЗВ, що реалізуються апаратурно; c_{ij}-вартість апаратурної реалізації i-ї функції j-го ЗВ; c_{eom}-сумарна вартість використання мікропроцесорної системи, яка включає вартість обслуговування; l-номер функції j-го ЗВ, що реалізується програмно; L_j-число функцій j-го ЗВ, що реалізується програмно; c_{lj}-вартість програмної реалізації l-ї функції j-го ЗВ; c_j-вартість первісної реалізації j-го ЗВ.

Однак вартість конкретної реалізації не в повній мірі відображає доцільність її застосування. Найбільш прийнятною, на нашу думку, є запропонована методика розподілу програмних і апаратних функцій ЗВ, основана на визначенні економічної ефективності варіантів, що зіставляються. Вихідним критерієм ефективності деякої системи використаємо показник E [1]:

$$E = П/Ц \quad , \qquad (1)$$

де $П$-результат використання засобу, коли задачі, що стоять перед ним, виконуються в повному об'ємі; $Ц$-затрати на створення і експлуатацію системи.

Тоді порівнювати ефективність ІВС одного призначення, що реалізуються програмним і програмно-апаратним шляхом, можна за допомогою співвідношення: