

УДК 621.314.6

ДИНАМІЧНА ПОХИБКА ЛІНІЙНОГО БАГАТОКАНАЛЬНОГО ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ЧАСТОТНИМ РОЗДІЛЕН- НЯМ КАНАЛІВ ПРИ ЧАСТОТНІЙ І ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНІЙ МОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ

© Маслов І. В., 2002

Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу

В результаті аналізу завадостійкості перетворювача ефективних значень з лінеаризацією його характеристики по методу квадратурних перетворень отримані аналітичні рівняння, які дозволяють визначити кількість каналів дискретизації спектру корисного сигналу і ймовірності його подавлення завадою в залежності від перевищення потужностей сигналів.

Для вимірювання і контролю інтенсивності аналогових і цифрових сигналів довільної форми застосовуються лінійні перетворювачі ефективних значень. З усіх відомих методів лінеаризації їх характеристик найбільш широкий частотний і динамічний діапазон зміни вхідної величини забезпечує метод, що базується на квадратурному додаванні ефективних значень ортогональних сигналів з різним частотним спектром [1, 2]. Однак дослідження таких перетворювачів обмежується в основному статичним режимом роботи і оцінкою методичної похибки лінеаризації при різних схемах їх побудов, тоді як часовим і частотним властивостям (завадозахищеності, швидкодії, стійкості тощо) приділено мало уваги [3, 4].

Проаналізуємо завадозахищеність перетворювачів ефективних значень сигналів з частотною (ЧМ) і частотно-імпульсною (ЧІМ) модуляцією, узгоджуючі фільтри яких мають неторкаючі смуги пропускання. Двоканальний перетворювач (рис. 1) взятий тільки для спрощення процедури його аналізу. Частотні характеристики фільтрів каналів із значним рознесенням їх смуг показані на рис. 2.

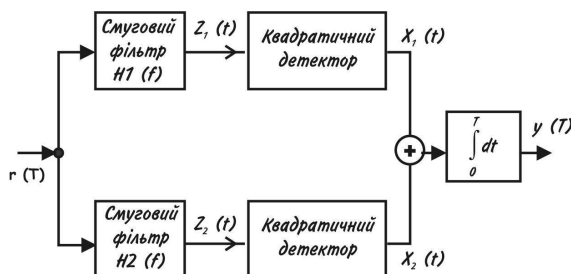


Рис. 1. Двоканальний перетворювач з частотним розділенням каналів

Спочатку розглянемо випадок частотної модуляції вхідного аналогового сигналу. При частотній

модуляції сигнал проходить через канали перетворювача, коли виконується хоча б одна з таких умов:

$$r(t) = A \cos 2\pi f_1(t) + n_1(t),$$

$$r(t) = A \cos 2\pi f_2(t) + n_2(t) \text{ для } 0 \leq t \leq T.$$

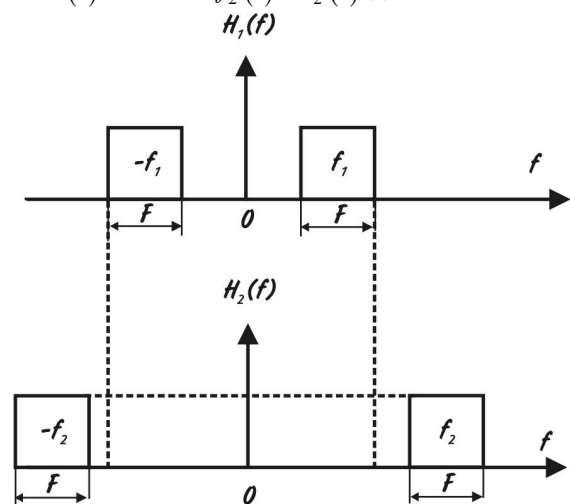


Рис. 2. Характеристики фільтрів при рознесенні їх смуг пропускання

Оскільки ймовірності в обох випадках однакові, то розглянемо один із них, наприклад, перший.

Тоді на виході смугових фільтрів:

$$Z_1(t) = A \cos 2\pi f_1(t) + n_1(t),$$

$$Z_2(t) = n_2(t),$$

де $n_1(t)$ і $n_2(t)$ є незалежними гауссовими процесами з нульовим середнім значенням і спектральною щільністю потужності W_0 . Ці процеси опишемо такими рівняннями:

$$n_1(t) = X_{C1}(t) \cos 2\pi f_1 t + X_{S1}(t) \sin 2\pi f_1 t,$$

$$n_2(t) = X_{C2}(t) \cos 2\pi f_2 t + X_{S2}(t) \sin 2\pi f_2(t),$$

де $X_{C1}(t), X_{C2}(t), X_{S1}(t)$ та $X_{S2}(t)$ є незалежними гауссовими процесами з нульовими середніми значеннями і спектральною щільністю потужності W_0 .

На виході квадратичних детекторів отримаємо:

$$X_1(t) = [A + X_{C1}(t)]^2 + X_{S1}^2(t),$$

$$X_2(t) = X_{C2}^2(t) + X_{S2}^2(t).$$

Після додавання і інтегрування сигналів отримуємо, що

$$y(T) = \int_0^T [X_1(t) - X_2(t)] dt = d_1 - d_2,$$

де: $d_1 = \int_0^T X_1(t) dt, d_2 = \int_0^T X_2(t) dt.$

Відгук на виході пристрою є правдивим, коли $y(T) \geq 0$, тобто коли $d_1 \geq d_2$. Оскільки випадкові змінні d_1 і d_2 є незалежними, то ймовірність подавлення сигналу перетворювача можна знайти із такого рівняння:

$$P_{II} = P[d_1 < d_2] = \int_0^\infty p_{d1}(\beta) \int_\beta^\infty p_{d2}(\alpha) d\alpha d\beta. \quad (1)$$

Щільність імовірності функції d_2 можна отримати із рівняння

$$p_{d2}(\alpha) = \lim_{m \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^{2m} \frac{K_i}{2\lambda_i} \exp\left(-\frac{\alpha}{2\lambda_i}\right), \text{ для } \alpha \geq 0, \quad (2)$$

де $K_i = (1 - j2\lambda_i\vartheta) M_{d_2}(\vartheta) \big|_{j\vartheta = \frac{1}{2}\lambda_i}$; λ_i - ортонормовані послідовності випадкових значень сигналу $n(t)$; M_{d_2} - математичне очікування події d_2 .

Підставивши (2) в (1), отримаємо, що

$$P_{II} = \lim_{m \rightarrow \infty} \sum_{i=1}^{2m} K_i \int_0^\infty p_{d1}(\beta) \exp(-\beta/2\lambda_i) d\beta. \quad (3)$$

Оскільки $p_{d1}(\beta) = 0$ при $\beta < 0$, то інтеграл в (3) буде таким:

$$\int_0^\infty p_{d1}(\beta) \exp\left(-\frac{\beta}{2\lambda_i}\right) d\beta = \int_{-\infty}^\infty p_{d1}(\beta) \exp\left(-\frac{\beta}{2\lambda_i}\right) d\beta = M_{d_1}(\vartheta) \big|_{j\vartheta = -\frac{1}{2}\lambda_i}.$$

Отже, ймовірність подавлення сигналу перетворювача при частотній модуляції дорівнює

$$P_{II} = \sum_{i=1}^\infty K_i M_{d_1}(\vartheta) \big|_{j\vartheta = -\frac{1}{2}\lambda_i} = \sum_{i=1}^\infty K_i M_i, \quad (4)$$

де:

$$M_i = \int_{-\infty}^\infty \exp(j\vartheta\alpha) p_{d_1}(\alpha) d\alpha = \int_0^\infty \exp(j\vartheta\alpha) p_{d_1}(\alpha) d\alpha;$$

$$M_{d_2}(\vartheta) = \sum_{i=1}^\infty \frac{K_i}{1 - j2\lambda_i\vartheta};$$

$$M_i = M_{d_1}(\vartheta) \big|_{j\vartheta = \frac{1}{2}\lambda_i}.$$

Збіжність ряду (4) пояснюється тим, що математичне очікування будь-якої події існує завжди і його значення не перевищує одиницю, а також тим, що при $2FTW_0 = 1$

$$\sum_{i=1}^\infty \lambda_i = 1; M_{d_1}(\vartheta) \leq 1; M_{d_2}(\vartheta) \big|_{\vartheta=0} = \sum_{i=1}^\infty K_i = 1.$$

Графічна залежність P_{II} для випадку частотної модуляції вхідного аналогового сигналу від співвідношення $\frac{S}{N} = \frac{A^2T}{2W_0}$ для різних значень FT і $m = 7$ показана на рис. 3 штриховими лініями.

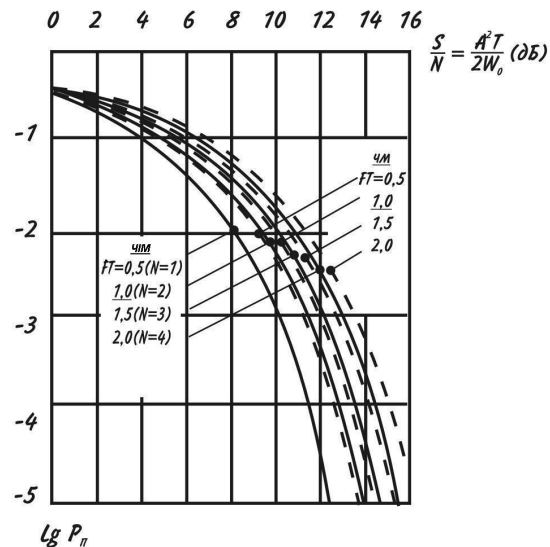


Рис. 3. Ймовірність похибки перетворювача ЧМ і ЧІМ сигналів з частотним розділенням каналів

При частотно-імпульсній модуляції вхідного сигналу перетворювача ймовірність його похибки складає:

$$P_{II} = 2^{-N} \exp\left(-\frac{1}{2}P_0\right) \sum_{k=0}^{N-1} 2^{-k} L_k^{N-1}\left(-\frac{1}{2}P_0\right),$$

де $N = 2FT$, $P_0 = \frac{A^2T}{2W_0}$, $L_k^n(\bullet)$ - узагальнений інтегральний поліном Лагера. Для порівняння пристроїв з частотною і частотно-імпульсною модуляціями сигналів ймовірність похибки перетворювача для ЧІМ повідомлень зображена на рис. 3 суцільними лініями.

Графічні залежності показують, що при ЧІМ для малих FT завадозахищеність більше майже на 1 дБ, а при $FT = 2,0$ - на 0,3 дБ в порівнянні з пристроями при частотній модуляції аналогових сигна-

лів.

По-перше, це підтверджує перевагу ЧМ над ЧМ, а по-друге – перевагу розбиття загальної суми пропускання перетворювача на вузькі смуги, що реалізується збільшенням каналів частотного розділення спектру вхідного корисного сигналу.

Отримані результати дозволяють вибрати кількість каналів при заданому значенні перевищення корисного сигналу над сигналом завади на вході вторинного перетворювача.

1. Волгин Л. И. *Высокостабильные устройства. Методы построения, схемотехника.* – Саратов: Изд. Сарат. ун-та, 1985. – 128 с. 2. *Вопросы проектирования радиоэлектронной аппаратуры / Под ред. Л. И. Волгина.* – Таллинн: ЭСТНИИНТИ, 1989. – 252 с. 3. Волгин Л. И. *Линейные электрические преобразователи.* – М.: Сов. радио, 1971. – 336 с. 4. Волгин Л. И. *Измерительные преобразователи переменного напряжения в постоянное.* – М.: Сов. радио, 1977. – 240 с.

УДК 621.121.089.8

СПОСІБ КОМПЕНСАЦІЇ ВИШТОВХУВАЛЬНОЇ СИЛИ ЗАМКОВОЇ РІДИНИ РОЗДІЛЮВАЧА В РОБОЧИХ ЕТАЛОНАХ ОБ'ЄМУ ГАЗУ ДЗВОНОВОГО ТИПУ

© Воциньський В. С., Воциньський В. В., 2002

Спеціальне конструкторське бюро засобів автоматизації, м. Івано-Франківськ

Проаналізовано зміну виштовхувальної сили замкової рідини розділювача в робочих еталонах об'єму газу дзвонового типу. Запропонований спосіб компенсації виштовхувальної сили замкової рідини, застосовуючи механізм зрівноваження дзвона із шківом змінного радіуса. Отримано математичну залежність для визначення змінного радіуса шківів. Приведені результати дослідження робочого еталона об'єму газу РЕОВГ-0,5 з удосконаленням механізмом зрівноваження дзвона.

В процесі повірки лічильників газу на робочих еталонах об'єму газу дзвонового типу дзвін переміщується вниз і занурюється в замкову рідину витіснювача. При цьому на дзвін діє змінна виштовхувальна сила і, відповідно, порушується рівновага сил і, як наслідок, змінюється рівень замкової рідини розділювача та тиск під дзвоном. Дослідження зміни рівня замкової рідини в робочих еталонах об'єму дзвонового типу приведено в роботі [1], тому автори не претендують на цю частину роботи.

Автори ставлять задачу удосконалення відомих робочих еталонів об'єму з метою зменшення похибки вимірювань шляхом забезпечення постійного тиску під дзвоном. Частково ця задача вирішена в роботах автора [2, 3], де зрівноважуючий механізм дзвона складається з послідовно встановлених на каркасі еталона двох шківів, через які пропущений трос з противагою. Перший шків має змінний радіус для компенсації виштовхувальної сили, а другий – постійний радіус. Недоліком такого технічного рішення є відхилення від осі троса внаслідок змінного радіуса шківів, що може створювати додаткові похибки.

Спосіб компенсації виштовхувальної сили у відомих технічних рішеннях не задовольняє виконання поставленої задачі. Так в [4, 5] застосовані додаткові локальні маси для підтримання постійного

співвідношення маси і площі дзвона, але цей спосіб недостатньо компенсує виштовхувальну силу через дискретність маси додаткових мас та ланцюгів.

Поставлена задача вирішується тим, що шків циліндричного профілю і змінного профілю з'єднані між собою валом (як показано на рис.1). При цьому дзвін 1, який занурений в рідину, яка знаходиться в ємності 2, і шків циліндричного профілю 3 з'єднані тросом 4 через направляючий шків 5, а противага 6 і шків змінного профілю 7 з'єднані тросом 8. В початковий момент (положення “старт”) дзвін 1 занурений в рідину на величину H , а при витісненні контрольного об'єму (положення “стоп”) – на величину $H+L$. Крім того, шківів 3 і 7 з'єднані валом 9.

Момент сил відносно осі OO можна записати в такому вигляді:

$$\left[F_D - F_H - F_L - F_P \right] \cdot R = F_{II} \cdot r_{(L)}, \quad (1)$$

де F_D – сила, створена масою дзвона m_D ; F_H – виштовхувальна сила, яка створена постійно зануреною частиною дзвона H в його стартовому положенні; F_L – виштовхувальна сила, яка створена в процесі занурення (переміщення) дзвону в розділювач на робочу довжину L ; F_P – сила, створена тиском повітря P під дзвоном в процесі повірки лічильників газу; F_{II} – сила, створена масою противаги; $r_{(L)}$ – радіус шківів із змінним профілем.