

ВИБІР ПАРАМЕТРІВ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ВИЗНАЧЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

Отримані вирази для визначення основних параметрів шумоподібних сигналів типу М-последовностей при використанні їх як вимірювальних сигналів для визначення характеристик каналів зв'язку.

Got expression for determination of basic parameters of look like noise signals of type of M-sequences at the use them as measurings signals for determination of descriptions of communication channels.

1. ВСТУП

Отримання інформації про різні характеристики каналів зв'язку практично необхідне для поточного контролю якості роботи систем зв'язку. Вирішальний вплив на якість передачі інформації по каналах зв'язку надають такі характеристики каналів як передавальна, імпульсна, перехідна.

Для практики найбільший інтерес представляють амплітудно-частотна і фазо-частотна характеристики. У літературі розглянуті різні методи отримання інформації про перераховані характеристики. Найбільш перспективними слід вважати повністю суміщені методи, з кореляційною обробкою вимірювального сигналу. Як вимірювальні сигнали застосовуються гармонійні сигнали, періодичні сигнали з певним числом гармонік, і шумоподібні сигнали [1].

Найчастіше використовується гармонійний сигнал. Властивості шумоподібних сигналів досить добре вивчені з позицій передачі інформаційних повідомлень [2]. Проте, використання таких сигналів для цілей вимірювання і контролю характеристик каналів вивчене недостатньо.

Правильний вибір типу вимірювального сигналу і його основних параметрів визначає зрештою точність вимірювання.

Метою даної статті є визначення параметрів шумоподібних сигналів типу М-последовностей, при використанні їх як вимірювальних сигналів для визначення характеристик каналів зв'язку.

2. ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ М-ПОСЛІДОВНОСТЕЙ

¹ Київський коледж зв'язку, м. Київ

Визначенню підлягають тактова частота, амплітуда, тривалість імпульсу і число повторень.

Визначимо оптимальне для синхронізації значення тактової частоти f_T вимірювального сигналу. Як критерій оптимальності виберемо максимум амплітуди гармонійної компоненти тактової частоти періодичної, в загальному випадку, функції

$D_z(t)$, що є дисперсією вимірювального сигналу $z'(t)$, який постував з каналу зв'язку.

Аналіз виконаємо без урахування стаціонарної "інформаційної перешкоди", дисперсія якої постійна.

Вимірювальний сигнал на вході каналу можна представити у вигляді стаціонарної випадкової послідовності

$$z(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kT), \quad (1)$$

з незалежними значеннями амплітуд імпульсів a_k . Вимірювальний сигнал на виході каналу з імпульсною характеристикою $g(t)$ має вигляд

$$z'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k g(t - kT), \quad (2)$$

а його автокореляційна функція (АКФ) описується виразом

$$B_z(t, \tau) = \sigma^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} g(t - kT) g(t - \tau - kT), \quad (3)$$

де σ^2 - дисперсія послідовності (1). Функцію $B_z(t, \tau)$, як періодичну, представимо рядом Фурє

$$B_z(t, \tau) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_T t}, \quad (4)$$

коефіцієнти якого можна представити у вигляді

$$c_n = \frac{\sigma^2}{2\pi T} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} K(\omega) K(n\omega_T - \omega) e^{-j(n\omega_T - \omega)\tau} d\omega, \quad (5)$$

де ω_g - верхня гранична частота коефіцієнта передачі каналу $K(\omega)$.

При $\omega_T > 2\omega_g$, $c_n = 0$ (при $n \neq 0$). В цьому випадку

$$B_z(t, \tau) = c_0 = \frac{\sigma^2}{2\pi T} \int_{-\omega_g}^{\omega_g} K^2(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = B_z(\tau) \quad (6)$$

тобто, кореляційна функція визначається тільки членом c_0 ряду (4) і перестав бути функцією аргумента t . Це свідчить про те, що при $\omega_T > 2\omega_0$, процес $z'(t)$ стає стаціонарним [3].

Періодична нестационарність процесу $z'(t)$ на виході полосового каналу з полосною пропускання від ω_n до ω_0 , може мати місце при $\omega_T < 2\omega_0$. З виразів (4) і (5) для $D_z(t)$ при $\omega_T < 2\omega_0$ отримаємо

$$D_z(t) = B_z(t, 0) = c_{0D} + c_{1D} + c_{-1D}, \quad (7)$$

де

$$c_{1D} = \frac{\sigma^2}{2\pi T} \int_{\omega_n}^{\omega_0} K(\omega)K(\omega_T - \omega)d\omega, \quad (8)$$

$$c_{-1D} = \frac{\sigma^2}{2\pi T} \int_{\omega_n}^{\omega_0} K(\omega)K(-\omega_T - \omega)d\omega.$$

Враховуючи комплексну зв'язаність коефіцієнтів c_{1D} и c_{-1D} (8), вираз (7) перепишемо у вигляді

$$D_z(t) = \frac{\sigma^2}{\pi T} \int_{\omega_n}^{\omega_0} K^2(\omega)d\omega + \left[\frac{\sigma^2}{\pi T} \operatorname{Re} \left[\int_{\omega_n}^{\omega_0} K(\omega)K(\omega_T - \omega)d\omega \right] \right] \cos \omega_T t. \quad (9)$$

Звідки з урахуванням позначення $\arg K(\omega) = \varphi(\omega)$, отримаємо

$$D_z(t) = \frac{\sigma^2}{\pi T} \int_{\omega_n}^{\omega_0} K^2(\omega)d\omega + \left\{ \frac{\sigma^2}{\pi T} \int_{\omega_n}^{\omega_0} K(\omega)K(\omega_T - \omega) \cos[\varphi(\omega) + \varphi(\omega_T - \omega)]d\omega \right\} \cos \omega_T t. \quad (10)$$

Перший доданок в правій частині (10) є постійною (стаціонарною) складовою дисперсії, а другий - змінна (періодично нестационарна) складова. Причому, вираз у фігурних дужках визначає амплітуду A змінної складової.

Досліджуємо на екстремум функціонал

$$A = \frac{\sigma^2}{\pi T} \int_{\omega_n}^{\omega_0} K(\omega)K(\omega_T - \omega) \cos[\varphi(\omega) + \varphi(\omega_T - \omega)]d\omega, \quad (11)$$

значення якого залежить від номінала тактової частоти ω_T , а також від функцій $K(\omega)$, $\varphi(\omega)$.

Значення A досягає максимуму при $\omega_T = 2[(\omega_n + \omega_0)/2] = 2\omega_0$, тоді, коли тактова частота рівна подвоєній середній частоті каналу. Для ни-

зкочастотного каналу ($\omega_n = 0$) оптимальне значення тактової частоти дорівнює граничній частоті каналу.

При оптимальній тактовій частоті і фіксованій фазо-частотній характеристиці (ФЧХ) значення A досягається при прямокутній формі амплітудно-частотної характеристики (АЧХ). Якщо АЧХ фіксована, то максимум A досягається при непарно-симетричній відносно частоти ω_0 ФЧХ.

Амплітуда імпульсів U вимірювального сигналу визначається за умови, що рівень вимірювального сигналу на P дБ по потужності нижче за рівень інформаційного сигналу. Де P вибирається з умови виключення впливу вимірювального сигналу на інформаційний. При цьому відпадає необхідність в компенсації вимірювального сигналу. Якщо середня потужність вимірювального сигналу в одному каналі P_1 , а середня потужність вимірювального сигналу P_Σ в L -канальному тракті складає $P_1 \cdot L$ Вт, то амплітуду імпульсів визначимо з рівності

$$\frac{U^2}{R} \cdot \frac{\tau_u}{T} = P_\Sigma, \quad (12)$$

де R – вхідний опір тракту в точці підключення, τ_u – тривалість імпульсу, T – період їх проходження.

Час проведення вимірювань $T_n = NT$, де N – необхідна кількість імпульсів при якій досягається необхідна перешкодостійкість процесу вимірювання. Величина виграшу ΔP у відношенні сигнал/шум по потужності, за рахунок накопичення, зв'язана з N залежністю [4] $\Delta P = N$, з урахуванням якої отримуємо

$$T_n = T \cdot \Delta P. \quad (13)$$

У зв'язку з тим, що, необхідне значення N може перевищувати період $M = 2^m - 1$, використовуваної M -последовності, то виникає необхідність в багатократному повторенні реалізації сигналу. Число повторів

$$N_n = \Delta P / (2^m - 1). \quad (14)$$

Вибір тривалості імпульсів τ_u і періоду M вимірювального сигналу визначається, головним чином, методом кореляційного прийому, що вимагає, щоб автокореляційна функція вимірювального сигналу наближалася до дельта функції. Ця вимога має амплітудний і часовий аспекти. Їх практичний сенс зводиться до того, що повинні виконуватися дві нерівності

$$2^m - 1 \ll 1, \tau_u \ll 1/(f_e - f_n), \quad (15)$$

де, перше описує співвідношення між амплітудою головної пелюстки АКФ і амплітудами бічних пелюсток, а друге, співвідношення між шириною головної пелюстки АКФ і тривалістю перехідного процесу.

Амплітудний аспект наближення автокореляційної функції до дельта функції можна вважати цілком задовільним коли амплітуди бічних пелюсток стають менше 0,5% від максимуму автокореляційної функції, що буде при $m \geq 8$ [5].

Сенс другої нерівності полягає в тому, що практична ширина спектру вимірювального сигналу перевищує смугу частот $\Delta f = f_e - f_n$ вимірюваного каналу і спектральна щільність вимірювального сигналу в цій смузі практично постійна.

Допустимо вважати, що це має місце при $(1/\tau_u) \geq 10 \cdot \Delta f$.

3. ВИСНОВОК

Шумоподобні сигнали типу M -последовностей можуть використовуватися як вимірювальні сигнали для визначення характеристик каналів зв'язку.

Отримані вирази для визначення основних параметрів M -последовностей. Дані вирази можуть бути використані при розробці пристроїв вимірювання характеристик каналів зв'язку.

1. Верник С. М. Повышение точности измерений в технике связи / С. М. Верник, Ф. В. Кушниц, В. Б. Рудницкий. – М.: Радио и связь, 1981. – 200 с.
2. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / под ред. В. Б. Пестрякова. – М.: Сов. радио, 1972. – 424 с.
3. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее приложения / В. Феллер; пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 738 с.
4. Зюко А. Г. Теория передачи сигналов / А. Г. Зюко, Ю. Ф. Коробов. – М.: Связь, 1972. – 282 с.
5. Дядюнов Н. Г. Ортогональные и квазиортогональные сигналы / Н. Г. Дядюнов, А. И. Сенин. – М.: Связь, 1977. – 224 с.