

ИЗВЕСТИЯ
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ
ЗАВЕДЕНИЙ

Радиоэлектроника

ТОМ XI

1

1968

ИЗДАНИЕ
КИЕВСКОГО ОРДЕНА
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО
ИМЕНИ 50-ЛЕТИЯ
ОКТЯБРЬСКОЙ СОЦИАЛИСТИЧЕСКОЙ
РЕВОЛЮЦИИ

Б. Г. ХРОМЫХ, А. П. ТРИФОНОВ

ОБ ОДНОЙ МОДИФИКАЦИИ КОРРЕЛЯТОРА СОВПАДЕНИЯ ПОЛЯРНОСТЕЙ

Корреляционные методы обнаружения случайных сигналов часто применяются в радиоастрономии, гидролокации и в различных областях радиотехники. Одной из разновидностей корреляционных систем является коррелятор совпадения полярностей (КСП), теория и реализационные возможности которого достаточно подробно рассматривались в литературе [1—3].

Известно, что КСП уступает в эффективности оптимальному обнаружителю в случае гауссовых шумов, но для помех, имеющих функцию распределения определенного вида может превосходить его. Большой практический интерес представляет выявление простых параметров функций распределения помехи, исходя из которых можно было бы определить эффективность КСП и целесообразность его использования.

В дальнейшем, как обычно будем полагать, что помехи в каналах независимы и имеют одинаковые функции распределения P_N . Функцию распределения случайного сигнала, подлежащего обнаружению, обозначим P_S . Считаем, что как помеха, так и сигнал имеют нулевые средние значения, причем P_N и P_S удовлетворяют условию симметричности:

$$P_S(u) = 1 - P_S(-u); \quad P_N(u) = 1 - P_N(-u). \quad (1)$$

Обозначим величину, вычисляемую КСП через C , а среднее значение и дисперсию величины C соответственно через $M[C]$ и $D[C]$. Выходное отношение сигнал/шум (Z_0) определим как

$$Z_0 = \frac{M^2[C]}{D[C]}. \quad (2)$$

Тогда, полагая входное отношение сигнал/помеха (Z) много меньшим единицы, воспользовавшись значениями $M[C]$ и $D[C]$ приведенными в [2], для выходного отношения сигнал/шум получим

$$Z_0 = n \frac{16 [P'_N(0)]^4 Z^2}{1 - 16 [P'_N(0)]^4 Z^2}, \quad (3)$$

где $Z = \sigma_S^2 / \sigma_N^2$ — входное отношение сигнал/помеха; σ_S^2 и σ_N^2 — дисперсия сигнала и помехи соответственно.

Из (3) видно, что выходное отношение сигнал/шум зависит от квадрата входного отношения сигнал/помеха, числа выборок n и значения производной функции распределения помехи в нуле $P'_N(0)$.

Известно [4], что величина $P'_N(0)$ пропорциональна среднему числу нулей (пересечения нулевого уровня) случайного процесса.

Из выражения (3) видно, что эффективность КСП тем больше, чем больше $P'_N(0)$. Следовательно, среднее число нулей или величина $P'_N(0)$ является подходящей числовой характеристикой для оценки целесообразности применения КСП. Использование среднего числа нулей как параметра, определяющего эффективность КСП, тем более оправдано, что измерение на практике этой величины не вызывает затруднений. Из анализа КСП видно [1], что если для значения производной в нуле функции распределения помехи выполняется неравенство $0,6 P'_N(0) > P'_{NG}(0)$, где $P'_{NG}(0)$ — значение производной в нуле для нормального распределения, то КСП при обнаружении сигнала на фоне такой помехи более эффективен, чем оптимальный обнаружитель.

Однако для часто встречающихся типов помех функции распределения или не унимодальны, или не удовлетворяют условию (1) и КСП не является равномерно наиболее мощным обнаружителем [1]. Это можно объяснить тем, что максимум пересечений расположен не на нулевом уровне и, согласно (3), эффективность КСП падает. Для устранения отмеченного недостатка целесообразно несколько видоизменить модель КСП. Учитывая сильную зависимость Z_0 от среднего числа пересечений помехой нулевого уровня (3), естественно предположить, что, взяв за пороговый уровень не нулевой уро-

вень a , для помех с несимметричными или бимодальными функциями распределений, можно получить более мощные обнаружители.

Для выявления значения a определим величину C_1 , как

$$C_1 = \sum_{i=1}^n \{ F[\varphi_i^{(1)}] F[\varphi_i^{(2)}] - \overline{F[\varphi_i^{(1)}] F[\varphi_i^{(2)}]}_N \}. \quad (4)$$

Здесь $\varphi_i^{(1)}$ и $\varphi_i^{(2)}$ i -е выборки взятые в первом и втором канале соответственно; n — количество выборок.

Функция $F(u)$ определяется следующим образом:

$$F(u) = \begin{cases} 1, & \text{если } u > a; \\ -1, & \text{если } u < a. \end{cases}$$

где a — значение порога.

В отличие от КСП знак F не обязательно совпадает со знаком выборки. Индекс N означает отсутствие сигнала в обоих каналах.

Представим величину C_1 в виде разности двух величин C'_1 и C''_1

$$C_1 = C'_1 - C''_1,$$

где:

$$\begin{aligned} C'_1 &= \sum_{i=1}^n F[\varphi_i^{(1)}] F[\varphi_i^{(2)}]; \\ C''_1 &= \sum_{i=1}^n F[\varphi_i^{(1)}] F[\varphi_i^{(2)}]_N. \end{aligned} \quad (5)$$

По аналогии с [2] определим среднее значение и дисперсию величины C_1

$$M[C_1] = 2n(\rho - p_N); \quad D[C_1] = 4n\rho(1 - \rho). \quad (6)$$

Здесь ρ принимает два значения: p_N и p_{SN} ; p_N — вероятность появления положительного слагаемого в сумме C'_1 ; p_{SN} — вероятность появления положительного слагаемого в сумме C''_1 .

Применив способ, использованный в [2], можно определить величину p_{SN} через распределение помехи P_N , параметр a и входное отношение сигнал/шум Z в виде

$$p_{SN} = \int_{-\infty}^{\infty} [1 - 2P_N(a - u) + 2P_N^2(a - u)] dP_S(u). \quad (7)$$

Предположив, что $Z \ll 1$, среднее значение сигнала равно нулю и мощность помехи нормирована, разложим P_N в ряд Тейлора в окрестностях точки a до второй производной. Подставив разложение в (7), получим

$$p_{SN} = 1 - 2P_N(a) + 2P_N^2(a) + 2[P'_N(a)]^2 Z. \quad (8)$$

Погрешность при разложении в ряд оценивается величиной δ

$$\delta \leq (3Z)^2 \frac{P''_N(a)}{2}.$$

Величину p_N можно определить аналогично p_{SN}

$$p_N = 1 - 2P_N(a) + 2P_N^2(a). \quad (9)$$

Подставив (8) и (9) в (6) и учитывая (2), получим выражение для выходного отношения сигнал/шум Z_{01}

$$Z_{01} = n \frac{AZ^2}{B - DZ - AZ^2}, \quad (10)$$

где

$$A = 4 [P'_N(a)]^4;$$

$$B = 2P_N(a) - 6P_N^2(a) + 8P_N^3(a) - 4P_N^4(a);$$

$$D = 2 [P'_N(a)]^2 [1 - 4P_N(a) + 4P_N^2(a)].$$

Из анализа выражения (10) видно, что при фиксированных n и Z величина Z_{01} имеет максимум при некотором $a = a_{\text{опт}}$, которое, пренебрегая величинами второго порядка малости в знаменателе выражения (10), можно определить, исходя из максимума величины R

$$R = \frac{[P'_N(a)]^4}{2P_N(a) - 6P_N^2(a) + 8P_N^3(a) - 4P_N^4(a)}. \quad (11)$$

Учитывая, что знаменатель в (11) для большинства функций распределения изменяется медленно по сравнению с числителем, при грубой оценке можно считать, что $a_{\text{опт}}$ — это уровень максимального числа пересечения, а поэтому измерение $a_{\text{опт}}$ достаточно просто.

Сравнивая (3) и (10) видим, что обнаружитель, вычисляющий величину C_1 (или просто обнаружитель C_1), обладает эффективностью, не меньшей чем КСП, для любых функций распределения помехи и большей для функций распределения, у которых среднее значение не является наиболее вероятным. Это утверждение очевидно, если учесть, что для симметричных унимодальных функций распределения помехи $a_{\text{опт}} = 0$ и обнаружитель C_1 переходит в КСП.

Для сравнения эффективности обнаружителей C_1 и КСП рассмотрим несколько конкретных примеров.

1) Помехой является шум, подчиняющийся нормальному распределению. Так как помеха обладает симметричным и унимодальным распределением, то структура и эффективность обнаружителей совпадают и

$$Z_{01}/Z_0 = 1.$$

2) Помеха является суммой синусоидального колебания со случайной фазой, равномерно распределенной в интервале $(0; 2\pi)$, постоянной амплитудой A и гауссова шума с дисперсией σ^2 . Подставим в (3) и (10) значения P'_N , $P'_N(a_{\text{опт}})$ и $P_N(a_{\text{опт}})$ из соответствующих функций распределения [5]. Полагая $\frac{A^2}{\sigma^2} = \frac{1}{5}$, для выигрыша в выходном отношении сигнал/шум, обеспечиваемого обнаружителем C_1 получим

$$Z_{01}/Z_0 \approx 1,5.$$

3) Помеха-релеевский шум со средним значением, приведенным к нулю, проводя вычисления по формулам (3), (10) имеем

$$Z_{01}/Z_0 \approx 1,35.$$

4) Для помехи, подчиняющейся распределению χ^2 с четырьмя степенями свободы получаем

$$Z_{01}/Z_0 \approx 13,3.$$

Анализ общих выражений для выходных отношений сигнал/шум обнаружителей C_1 и КСП и результаты конкретных примеров показывают, что в практически важных случаях применение обнаружителя C_1 более целесообразно, чем применение КСП, поскольку обнаружитель C_1 , сохраняя все преимущества КСП, обладает большей эффективностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леман Э., Проверка статистических гипотез, Изд-во «Наука», 1964.
2. Вольф, Томас, Уильямс, Коррелятор совпадения полярностей, Зарубежная радиоэлектроника, 1962, № 11.
3. Черняк Ю. Б., Коррелятор с идеальными ограничителями на входе, Радиотехника, 1965, 20, № 3, 449.
4. Тихонов В. И., Выбросы случайных процессов, УФН. 1962, 77, № 3.
5. Левин Б. Р., Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике, Изд-во «Советское радио», 1960.

Поступило в редакцию
8 VII 1966 г.,
после переработки
4 III 1967 г.

УДК 621.397.63

Ю. И. ОМЕЛЬЯНЕНКО

СТАТИСТИЧЕСКОЕ ОБОБЩЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ

Для выполнения основного принципа оптимального проектирования сети передающих средств телевизионного вещания, заключающегося в обеспечении минимальным количеством станций максимально возможной территории, большое значение имеет правильное определение радиусов зоны обслуживания станций в различных частотных диапазонах.

Теоретические методы расчета этих радиусов [1, 2, 3] в большинстве случаев дают значительно завышенные величины, что, как показывает опыт, приводит к существен-

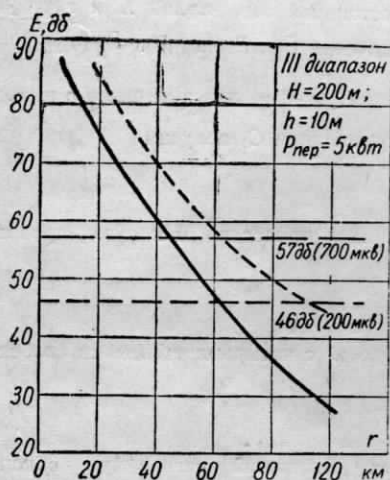


Рис. 1. График $E = f(r)$ для станций с $P_{\text{пер}} = 5\text{ кВт}$ III диапазона.

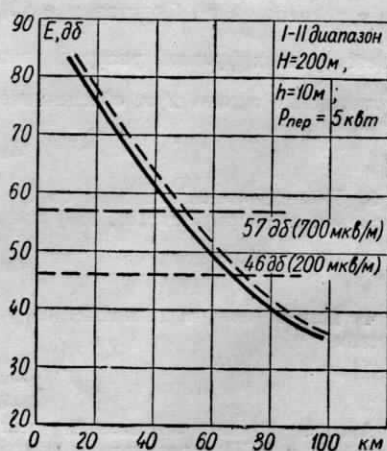


Рис. 2. График $E = f(r)$ для станций с $P_{\text{пер}} = 5\text{ кВт}$ I-II диапазонов.

CONTENTS

Babanov Yu. N., Serebryannikov V. S., System of a group signal transmission	3
Dobkin L. I., Analytical investigation of basic parameters of nonlinear circuits	11
Arbuznikov V. A., Method of analysis of steady-state parametric circuits	19
Deryugin I. A., Tron'ko V. D., Selecting the harmonic signals with information in original phase	24
Pridorogin V. M., Goryunov N. N., Noise features of silicon planar transistors	30
Martsafie V. V., On the question of the producing the plane electromagnetic wave by waveguide antenna array	36
Kurdyumov D. A., Minakova I. I., Frequency stabilization of SHF oscillator with three cavity systems	41
Osherov R. G., Efficiency of the breaking system of automatic control of transmitter of power	51
Bardila T. I., Mandzii B. A., Quasi-harmonic analysis of autobalance frequency converter	62
Popov V. S., Bakhtiozin A. A., Azarkin V. A., Some questions of theory and calculation of tube RC-oscillator with Γ -type four-terminal network	69
Tereshina G. N., On the efficiency of transmitter with amplitude modulation using varicap	75

BRIEF REPORTS

Leskovich V. I., Pak G. T., Petrov A. I., Chernousov N. P., Shveikin V. I., Some characteristics of effective injection laser at 300°K	84
Potetyunko G. N., Chernyshev K. P., On the application of nomograph charts in investigation of segnetoelectrics in decimetric band	86
Kamoshev G. Ya., Nonautonomous two-circuit oscillator	91
Novozhilov O. P., Calculating the upper limit of power transforming the barriers capacitance of smooth p-n junction in parallel type frequency multiplier	95
Aleinikov I. N., Determining the attenuation constant and Q-factor of symmetrical strip transmission line with air jilling	101
Girkov V. P., Dorin M. L., Measuring the small reactances with use Holl probe	104
Khromykh V. G., Trifonov A. P., On the one modification of polar coincidence correlator	105
Omel'yanenko Yu. I., Statistical generalisation of the experimental investigations of field density of TV transmitter	108