

УДК 621.391

В. А. ПИСЬМЕНЕЦКИЙ, канд. техн. наук, Н. И. СЛИПЧЕНКО, канд. техн. наук,
П. И. ПЛАТОНОВ

АНАЛИЗ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗГОТОВЛЕНИЯ ДИСПЕРСИОННЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ ДЛЯ УСТРОЙСТВА ИДЕНТИФИКАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Как было показано [1], для идентификации импульсных сигналов малой длительности по спектральным признакам целесообразно применять дисперсионный метод формирования мгновенных спектров $S(\omega)$. При этом отклик $G(t)$ дисперсионной линии задержки (ДЛЗ) при условии $T_c \ll \Delta T$ (T_c – длительность радиоимпульса, ΔT – перепад задержек ДЛЗ) представляет с достаточной степенью точности огибающую $S(\omega)$, представленную с помощью ряда Котельникова:

$$G(t) = \sum_n \bar{S}(\omega_n) 2\Delta f_1 \sin c \frac{\Delta\omega_1}{2} t_1 \cos \omega_n t_1. \quad (1)$$

Соотношение (1) получено при условии дискретно-ступенчатой аппроксимации основных параметров ДЛЗ – огибающей АЧХ $K(\omega)$ и зависимости $\tau(\omega)$:

$$K(\omega) = \sum \exp(-j\omega\tau_n) \operatorname{rect} \frac{\omega - (n-1)\Delta\omega_1}{\Delta\omega_1}, \quad (2)$$

$$\tau_n = \tau_0 \pm \frac{\Delta T}{\Delta\omega} (n-1)\Delta\omega_1.$$

Такое упрощение справедливо с учетом реальных структур встречно-штыревого преобразователя (ВШП) ДЛЗ. Из соотношений (1) и (2) следует, что длительность $G(t)$ равна $\Delta T = N\Delta\tau$ и $N = \sqrt{\Delta T \cdot \Delta\omega}$. Таким образом, полоса пропускания $\Delta\omega$ и период задержек ДЛЗ определяют число отсчетов ряда (1) и, фактически, погрешность формирования $S(\omega)$.

По огибающей $G(t) = S(t)$ можно определить информативные признаки для идентификации входных радиоимпульсов.

Известно [1], что в качестве таковых можно использовать:

- частоты максимумов спектра f_m ;
- ширину спектра на различных относительных уровнях Δf_n , где n – уровень отсчета (0,7; 0,5);
- коэффициент прямоугольности K_n огибающей спектра $K_{ПNM} = \frac{\Delta f_N}{\Delta f_M}$, где N, M – уровни отсчета в пределах $N \in (0,5..0,8)$, $M \in (0,001..0,1)$.

Эти признаки можно представить как множества: $x_{1m} \in (f_m)$; $x_{2m} \in (\Delta f_n)$; $x_{3m} \in (K_{ПNM})$.

Таким образом общее количество признаков может быть достаточно большим, так как $x_{1m} \in (x_1; x_2 \dots x_l)$, где l – количество максимумов спектра;

$x_{2m} \in (x_1; x_2 \dots x_j)$, где j – количество уровней отсчета ширины спектра;

$x_{2_m} \in (x_1; x_2 \dots x_i)$, где i – количество уровней, по которым вычисляется коэффициент прямоугольности $K_{П_{NM}}$.

Погрешности распознавания возникают в основном из-за технологических ошибок при проектировании и изготовлении ДЛЗ на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Это ошибки, возникающие при синтезе АЧХ ПАВ ДЛЗ; ошибки, связанные с погрешностью взаимного расположения электродов; ошибки, связанные со скачками групповой задержки ДЛЗ и др. На перечисленные погрешности оказывает существенное влияние точность оборудования, применяемого для производства ПАВ ДЛЗ. Таким образом, если проанализировать влияние погрешностей изготовления ПАВ ДЛЗ на точность измерения признаков и, соответственно, на вероятность принятия решения о принадлежности входного радиосигнала к тому или иному классу, можно, задаваясь этой вероятностью, предъявлять требования к оборудованию.

При синтезе АЧХ ДЛЗ источниками ошибок являются следующие три фактора.

1. Ограничение по полосе ΔF и ΔT ДЛЗ и соответственно число N отсчетов $N = \sqrt{\Delta F \cdot \Delta T}$;
2. Неравномерность АЧХ ДЛЗ, включающая «медленные» и «быстрые» осцилляции, порождаемые кратными сигналами;
3. Неравномерность зависимости $\tau(\omega)$.

Проанализируем, как влияют эти факторы на погрешность определения частоты ω_0 максимума спектра, его ширину и коэффициент прямоугольности K_n огибающей спектра.

Огибающая реальной АЧХ ДЛЗ, как указывалось, содержит «медленные» и «быстрые» осцилляции. Существуют различные методы устранения этих осцилляций (амплитудная модуляция огибающей ВШП или частотная модуляция – изменение шага штырей), известные как в теории ПАВ, так и в теории антенн. Рассмотрим быстрые осцилляции.

Параметры ΔF и ΔT связаны следующими соотношениями:

$$\Delta F = N \cdot \Delta \omega_1, \quad \Delta T = N \cdot \Delta \tau,$$

$$\Delta \omega_1 \cdot \Delta \tau = 2\pi, \quad \Delta \omega_1 = 2\pi \cdot \Delta f_1,$$

$\Delta f_1 \cdot \Delta \tau = 1$ – единичный элемент – элементарная выборка длительностью, равной перепаду задержек $\Delta \tau$ в полосе $\Delta \omega_1$.

Таким образом, влияние параметров ПАВ ДЛЗ ΔF и ΔT сводится к влиянию основного параметра линии $B = \Delta F \cdot \Delta T$, а это, фактически, влияние числа отсчетов N на точность формирования огибающей $S(t)$.

Рассмотрим процесс формирования вершины АЧХ фильтра, синтезированного на основе ортогональных функций вида $\sin x$, полагая, что эта система включает N членов, смещенных по частоте. Соответствующая частотная характеристика будет формироваться рядом с конечным числом слагаемых:

$$\bar{K}(\omega) = \sum_{n=1}^N \frac{2\pi}{\Omega} A_n \frac{\sin(\omega - \omega_n) \frac{\pi}{\Omega}}{(\omega - \omega_n) \frac{\pi}{\Omega}}. \quad (3)$$

В отсчетных точках ω_n АЧХ воспроизводится без искажения, а на интервалах между ними погрешность описывается функцией $\sin x$ в силу суммирования конечного числа боковых лепестков. Очевидно, что на каждом интервале между отсчетами погрешность определится различием между бесконечной суммой боковых лепестков и конечным числом слагаемых. Эта погрешность в формировании АЧХ ДЛЗ вносит ошибки в формирование

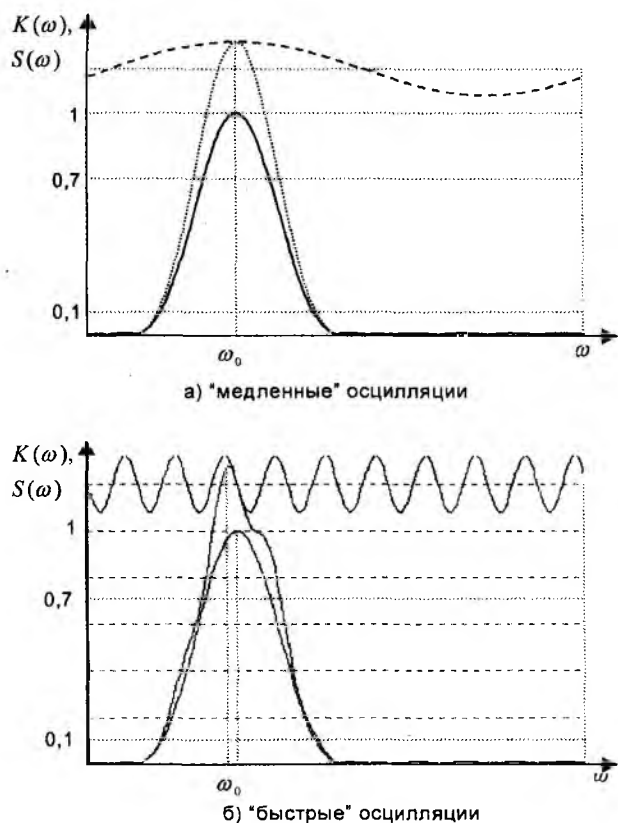


Рис. 1

Если спектр радиоимпульсов симметричный вида $S(\omega - \omega_0)$, его искажения на выходе ПАВ ДЛЗ определяются равенством:

$$S_p(\omega - \omega_0) = K_0 \cdot \left[S(\omega - \omega_0) + \xi \cdot S(\omega - \omega_0) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Delta F} \cdot \omega + \varphi\right) \right], \quad (5)$$

где $\xi = \frac{\Delta K}{K_0}$.

Аналогично случаю с усечением числа членов N , погрешности измерения информативных признаков и принятия решения соответственно равны:

$$\Delta x_n(\xi) = f(\Delta K_\xi(\omega), \xi), \quad \Delta P = f(\Delta x_1(\xi), \Delta x_2(\xi), \Delta x_3(\xi)).$$

Погрешность взаимного расположения электродов в пределах точности применяемого оборудования для изготовления встречно-штыревых преобразователей вызывает нарушение ортогональности, т.е. ошибку из-за отличия моментов взятия отсчетов от расчетных точек. Обычно встречно-штыревые преобразователи изготавливаются методом фотолитографии с фотошаблона, полученного мультиплицированием исходного оригинала – одиночного штыря – на проекционном фотошаблоне с погрешностью позиционирования $\Delta\lambda$. Причем $\Delta\lambda$ может увеличиваться как по линейному, так и по другому закону. При этом период ВШП определится функцией $\lambda'_n = \lambda_n + \Delta\lambda$, что приводит к фазовой погрешности

$$\delta'_n = \frac{2\pi f_n \Delta\lambda}{V}. \quad (6)$$

выходного импульса, представляющего собой огибающую спектра. Тогда погрешности измерения информативных признаков при усечении членов N равны: $\Delta x_n(N) = f(\Delta K_N(\omega), N)$. А погрешность принятия решения о принадлежности входного радиосигнала к тому или иному классу $\Delta P = f(\Delta x_1(N), \Delta x_2(N), \Delta x_3(N))$.

Влияние неравномерности АЧХ ДЛЗ заключается в деформации огибающей отклика, что приводит к смещению реальных оценок информативных параметров ω_0 , $\Delta\omega_{0,7}$ и K_n . Медленные осцилляции и их влияние на отклик ДЛЗ изображены на рис. 1-а, быстрые осцилляции – на рис. 1-б.

Влияние «медленных» осцилляций можно оценить с помощью зависимости:

$$K(\omega) = K_0 + \Delta K \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\Delta F} \cdot \omega + \varphi\right). \quad (4)$$

В этом случае реальная АЧХ формируется функцией

$$\overline{K}(\omega) = \frac{2\pi}{\Omega} \sum_{n=1}^N \overline{A} \frac{\sin(\omega - \omega'_n) \frac{\pi}{\Omega}}{(\omega - \omega_n) \frac{\pi}{\Omega}}, \quad (7)$$

где $\omega'_n = \omega_n + \delta'_n$.

Погрешности измерения информативных признаков и принятия решения соответственно равны: $\Delta x_n(\lambda) = f(\Delta K_\lambda(\omega), \Delta \lambda)$, $\Delta P = f(\Delta x_1(\lambda), \Delta x_2(\lambda), \Delta x_3(\lambda))$.

Погрешности, возникающие из-за обрывов или замыкания электродов, вызывают искажения двух типов. Первый из них связан со скачками групповой задержки в некоторых точках на оси частот, а второй – с постоянством зависимости $\tau_3(\omega)$ на отдельных участках. В первом случае зависимость $\tau_3(\omega)$ описывается равенством:

$$\tau_3(\omega) = 2\alpha \sum_n n\Omega \text{rect}\left(\frac{\omega - n\Omega}{\Omega}\right) + \sum_m b_m \sigma(\omega - N_m \Omega) + \tau_0, \quad (8)$$

где $m=1, 2, \dots$ номер точки на оси со скачком задержки на величину b_m .

Пусть на оси частот имеются скачки задержек в m точках с координатами $N_1\Omega, N_2\Omega, \dots, N_m\Omega$. Тогда отклик анализатора можно записать:

$$\begin{aligned} f_{\text{вых}}(t) = & \sum_{n=1}^{N_1-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} (t - 2cn\Omega)}{t - 2cn\Omega} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}t\right) + \sum_{N_1}^{N_2-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \times \\ & \times \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} (t - 2cn\Omega - b_1)}{t - 2cn\Omega - b_1} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}t\right) + \sum_{N_2}^{N_2-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} (t - 2cn\Omega - b_2)}{t - 2cn\Omega - b_2} \right| \times \\ & \times \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}t\right) + \dots = \sum_{n=1}^{N_1-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \times \\ & \times \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} (t - 2an\Omega)}{t - 2an\Omega} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}t\right) + \sum_{m=1}^M \sum_{N_m}^{N_{m+1}-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} (t - 2an\Omega - b_m)}{t - 2an\Omega - b_m} \right| \times \\ & \times \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}t\right). \end{aligned} \quad (9)$$

Из равенства (9) следует, что отклик представлен суммой ортогональных рядов, содержащих по $(N_{m+1}-N_{m-1})$ слагаемых и смещенных во времени по отношению друг к другу на величину b_m . В результате в отклике будут наблюдаться провалы.

Рассмотрим искажения, связанные с постоянством групповой задержки $\tau_3(\omega)$ на отдельных участках. Здесь зависимость $\tau_3(\omega)$ будет иметь вид:

$$\tau_3(\omega) = 2\alpha \sum_n n\Omega \operatorname{rect}\left(\frac{\omega - n\Omega}{\Omega}\right) - 2\alpha \sum_i \sum_i \Omega(l - N_i)\sigma(\omega - l\Omega) + \tau_0, \quad (10)$$

где $i=1,2,\dots$ – номер точки на оси ω , с которой начинается участок постоянной задержки, $l=N_i, N_{i+1}, \dots, L_i$. Из соотношения (10) следует, что $\tau_3(\omega)$ содержит участки постоянной задержки в интервале $N_i - L_i$ и области, в пределах которых амплитуды выборок возрастают по линейному закону.

С учетом (10) вычислим отклик на выходе ДЛЗ:

$$f_{\text{вых}}(t) = \sum_{n=1}^{N_1-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} (t - 2\alpha n\Omega)}{t - 2\alpha n\Omega} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}\right)t + \sum_{N_1+L_1}^{N_2-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \times$$

$$\times \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} [t - 2\alpha\Omega(N_1 + n - L_1)]}{t - 2\alpha\Omega(N_1 + n - L_1)} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}\right)t + \dots + \sum_{N_1+L_1}^{N_{i+1}-1} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \times$$

$$\times \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} [t - 2\alpha\Omega(n + N_1 - L_1)]}{t - 2\alpha\Omega(n + N_1 - L_1)} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}\right)t + \sum_{i=1}^i \sum_{N_i}^{L_i} S(n\Omega)K(n\Omega) \frac{2}{\pi} \times$$

$$\times \left| \frac{\sin \frac{\pi}{T_a} \left\{ t - 2\alpha\Omega \left[N_i - \sum_{m=1}^{i-1} (L_m - N_m) \right] \right\}}{t - 2\alpha\Omega \left[N_i - \sum_{m=1}^{i-1} (L_m - N_m) \right]} \right| \cos\left(\omega_n + \frac{\pi}{T_a}\right)t. \quad (11)$$

В равенстве (11) представляют наибольший интерес последние слагаемые, представляющие колебания с огибающими типа $\sin x/x$, совпадающие во времени и имеющие различные частоты заполнения. Интерференция этих колебаний на отрезках времени $2\alpha\Omega(L_i \div N_i)$ может привести к увеличению амплитуды в $(L_i - N_i)$ раз либо к появлению провала в зависимости от фазовых соотношений между ними.

Погрешности измерения информативных признаков и принятия решения соответственно равны: $\Delta x_n(\tau) = f(\Delta K_r(\omega), \tau(\omega))$, $\Delta P = f(\Delta x_1(\tau), \Delta x_2(\tau), \Delta x_3(\tau))$.

Таким образом, при учете всех погрешностей, влияющих на точность идентификации импульсных радиосигналов, суммарная погрешность будет равна:

$$\Delta P_{\Sigma} = \sum_1^n \Delta P_n,$$

где ΔP_n – n -я погрешность принятия решения, связанная с конкретной технологической ошибкой.

Оценив влияние основных технологических погрешностей на вероятность принятия решения о принадлежности входного сигнала к тому или иному классу, можно, задаваясь необходимой точностью идентификации, определить необходимую точность оборудования для изготовления ПАВ ДЛЗ, и наоборот, имея конкретное оборудование, можно определить, с какой точностью будет работать система идентификации.

Список литературы: 1. *Письменецкий В.А., Бородин А.В., Платонов П.И.* Анализ информативных признаков для идентификации импульсных радиосигналов по спектральным параметрам // *Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2000. Вып. 114. С. 159 – 162. 2. *Письменецкий В.А., Слипченко Н.И., Платонов П.И.* Исследование дисперсионно-спектрального способа идентификации импульсных радиосигналов // *Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2001. Вып. 118. С. 37 – 41. 3. *Письменецкий В.А., Слипченко Н.И., Платонов П.И.* Микропроцессорный модуль выделения информативных признаков и принятия решения // *Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб.* 2002. Вып. 124. С. 51 – 54.

*Харьковский национальный
университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 25.04.2002