

*В. П. МОИСЕЕВ, канд. техн. наук, А. В. ВОРГУЛЬ, канд. техн. наук,
В. В. БАВЫКИНА, канд. техн. наук*

КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ ВРЕМЕННОГО ПОЛОЖЕНИЯ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА

В основе работы навигационных систем находится измерение времени задержки принимаемого сигнала. Точность работы этих систем во многом зависит от погрешности оценки временного положения импульсного сигнала [1].

Если начальная фаза принимаемого сигнала не известна, то измерение временного положения сигнала производят по характерной точке огибающей. Погрешность оценки при этом определяется эффективной частотой огибающей $\Omega_{эф}$ [2]:

$$\sigma_t = \frac{1}{q \Omega_{эф}},$$

где q – отношение сигнал/помеха.

Для повышения точности оценки временного положения импульсного сигнала применяют фазовые методы. В навигационной системе Logan-C временное положение сигнала фиксируют по нулевому переходу радиочастотного заполнения (третий период от начала импульса). Несущая частота сигнала 100 кГц. Третий период соответствует 20 мкс от начала импульса. Погрешность оценки определяется эффективной частотой заполнения $\omega_{эф}$, которая совпадает с несущей частотой ω_c и намного больше эффективной частоты огибающей:

$$\sigma_t = \frac{1}{q \omega_{эф}}.$$

Погрешность оценки временного положения становится меньше, так как $\omega_{эф} \gg \Omega_{эф}$.

Чем больше частота заполнения радиоимпульса, тем точнее результат фиксации нулевого перехода, но тем сложнее выделить заданный период заполнения. Появляется проблема устранения неоднозначности фазовых отсчётов.

В метровом диапазоне радиоволн некоторые радиотехнические системы используют прямое прохождение сигналов. При этом сохраняется начальная фаза сигнала и возможности её использования для повышения точности фиксации временного положения. Неоднозначность фазовых отсчётов не позволяет достичь потенциально достижимую погрешность. Оценку временного положения производят по огибающей [3].

Для уменьшения вероятности появления неоднозначности фазовых отсчётов применяют сложные сигналы с последующим сжатием их во времени. Необходимость дальнейшего повышения точности оценки ограничивается возникающей проблемой устранения неоднозначности фазовых отсчётов в пределах центрального лепестка сжатого сигнала.

В этом отношении представляют интерес импульсные сигналы с линейным законом изменения частоты заполнения в связи с квадратическим законом их фазочастотной спектральной характеристики. Сигналы с линейной фазочастотной спектральной характеристикой обладают свойством повторяемости фазы. Начальная фаза сигнала на выходе коррелятора не зависит от номера периода частоты заполнения, по нулевому переходу которого произведена фиксация временного положения сигнала, что и определяет невозможность устранения неоднозначности. Сигналы с нелинейной фазочастотной характеристикой спектра свойством повторяемости не обладают. Начальная фаза сигнала на выходе коррелятора зависит от номера периода частоты заполнения и фазы сигнала по отношению к опорному сигналу, что и представляет интерес для использования.

В настоящее время применение цифровых методов формирования сигналов с частотной модуляцией обеспечивает достаточно высокую степень линейности изменения частоты [4].

Принимаемый ЛЧМ-сигнал можно представить выражением [5]:

$$s(t) = U \cos \left[\omega_o (t - t_o) + \beta \frac{(t - t_o)^2}{2} \right], \quad (1)$$

где ω_o – центральная, или несущая частота сигнала;

β – скорость изменения частоты;

t_o – задержка принимаемого сигнала.

Сигнал на выходе согласованного фильтра можно представить в виде:

$$s_{\text{вых}}(t) = \frac{1}{2} AU^2 T_C \frac{\sin \omega_o(t - t_o - T_C)}{\omega_o(t - t_o - T_C)} \cdot \cos \omega_o(t - t_o - T_C), \quad (2)$$

где A – коэффициент пропорциональности;

U – амплитуда сигнала;

T_C – длительность входного сигнала;

ω_o – девиация частоты.

Форма центральной части выходного сигнала имеет вид, представленный на рис. 1.

Временное положение принятого сигнала фиксируют по нулевому переходу одного из периодов частоты заполнения ω_o на выходе согласованного фильтра, как показано на рис. 1. Истинное временное положение этого сигнала соответствует тому нулевому переходу частоты заполнения, который производится в момент времени t_o . Для обнаружения этого периода предварительно фиксируют максимальное значение огибающей сигнала, а затем фиксируют ближайший нулевой переход. Номер этого периода на рис. 1 обозначен как $N = 0$. Вследствие медленности изменения огибающей амплитуда колебаний в интервале времени от t_{\min} до t_{\max} изменяется несущественно. Поэтому оценка временного положения сигнала по огибающей может смещаться во времени, что приведёт к изменению номера периода ближайшего нулевого перехода. На рис. 1 показан случай, когда $-3 \leq N \leq +3$, но может быть и значительно больше.

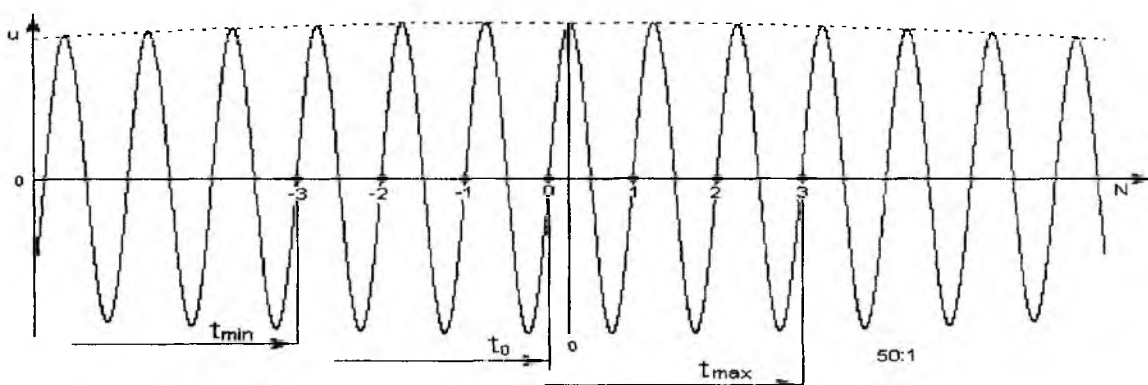


Рис. 1

Для устранения неоднозначности фазовых отсчётов в момент фиксации временного положения нулевого перехода радиочастотного заполнения сжатого ЛЧМ-сигнала формируют опорный сигнал в виде радиоимпульса с линейным законом изменения частоты, скорость которого совпадает со скоростью изменения частоты входного сигнала. Входной ЛЧМ-сигнал задерживают на известную фиксированную величину, например, равную его длительности

T_C , и подают на перемножающее устройство коррелятора (преобразователь частоты), на второй вход которого поступает сформированный опорный сигнал:

$$a(t) = \cos\left[\omega_o(t-t_3) + \beta \cdot \frac{(t-t_3)^2}{2}\right], \quad (3)$$

где t_3 – задержка опорного сигнала.

Задержка опорного сигнала, обусловленная неоднозначностью фазовых отсчётов:

$$t_3 = N \cdot T_o, \quad (4)$$

где N – номер периода высокочастотного заполнения, по нулевому переходу которого произведена фиксация временного положения относительно точки t_o .

Для устранения неоднозначности фазовых отсчётов достаточно определить значение N , по которому произведена фиксация. Величину N определяют по параметрам выходного сигнала коррелятора.

С учётом задержки входного ЛЧМ сигнала на величину T_C для напряжения на выходе преобразователя частоты, опуская промежуточные выкладки, можно записать:

$$u(t) = B \cdot \cos\left(\beta t_3 t + \omega_o t_3 - \beta \frac{t^2}{2}\right), \quad (5)$$

где B – коэффициент пропорциональности, определяемый коэффициентом передачи преобразователя частоты.

Величина линейной составляющей начальной фазы этого сигнала:

$$\omega_o t_3 = 2\pi f_o t_3 = 2\pi \frac{1}{T_o} N T_o = 2\pi N. \quad (6)$$

Учитывая периодичность гармонических функций и, подставляя (6) и (4) в (5), а также полагая $B=1$, получим:

$$u(t) = \cos\left[\beta N T_o t + 2\pi N - \frac{1}{2} \beta (N T_o)^2\right] = \cos\left[\beta N T_o t - \frac{1}{2} (N T_o)^2\right]. \quad (7)$$

Частота этого сигнала зависит от неоднозначности фазовых отсчётов. Величина t_3 изменяется дискретно с интервалом T_o , следовательно, и разностная частота $\Omega = \beta N T_o$ изменяется дискретно, пропорционально номеру зафиксированного периода высокочастотного заполнения N , с известным интервалом дискретности:

$$\Omega = \beta N T_o = \frac{2\omega_o}{T_C} N T_o. \quad (8)$$

В данном случае рассматривается импульсный режим. Изменение величины разностной частоты сигнала на выходе смесителя при изменении N определяется скоростью изменения частоты β . Но отношение $T_o/T_C \ll 1$, поэтому влияние N на величину разностной частоты оказывается незначительным, что и определяет сложность измерения разностной частоты. Если учесть, что спектры сигналов разностной частоты с близкими значениями параметра N перекрываются, то возможность частотной селекции, например, колебательными контурами или цифровыми фильтрами, может оказаться неприемлемой.

По этой причине в момент окончания опорного сигнала, когда достигается максимальное значение отношения сигнал/помеха, предлагается оценивать фазовое состояние сигнала разностной частоты на выходе коррелятора.

Подставляя в (7) значение $t = T_c$, получим:

$$u_{\text{вых}}(t) = \cos \left[\beta N T_o T_c - \frac{\beta}{2} (N T_o)^2 \right]. \quad (9)$$

Оценим величину фазового сдвига этого сигнала относительно опорного при изменении параметра N . Величиной второго слагаемого при небольших значениях N можно пренебречь вследствие его малости по сравнению с первым. Тогда представим аргумент выражения (9) следующим образом:

$$\varphi = \frac{2 \cdot 2\pi \cdot F_o}{T_c} N T_o T_c = 2 \cdot 360^\circ \frac{F_o}{f_o} N. \quad (10)$$

Дискретность изменения фазы сигнала в момент окончания опорного напряжения определяется отношением девиации частоты F_o к центральной частоте принимаемого сигнала f_o . Для реально используемых сигналов в метровом диапазоне волн $F_o = 1 \text{ МГц}$, а $f_o = 50 \text{ МГц}$. Подставляя эти значения в (10), а также $N = 1$, получим: $\Delta\varphi = 14,4^\circ$. Величина $\Delta\varphi$ определяет диапазон однозначности фазовых отсчётов:

$$N T_o = \frac{360^\circ}{\Delta\varphi} T_o, \quad (11)$$

но не устраняет его полностью. Когда значение параметра N увеличится на столько, что величина $N\Delta\varphi$ превысит 360° , то появится неоднозначность фазовых отсчётов. Варьируя параметры сигнала F_o и f_o , можно регулировать этот диапазон в некоторых пределах. Если величина погрешности оценки временного положения сигнала по огибающей не превосходит диапазона устранения неоднозначности фазовых отсчётов, то возможно применение рассматриваемого метода.

Можно отметить следующее. В рассматриваемом методе фиксация нулевого перехода радиочастотного заполнения производится при максимальном отношении сигнал/помеха, что является преимуществом рассматриваемого метода. Для повышения помехоустойчивости оценки временного положения необходимо увеличивать значение $\Delta\varphi$, но при этом уменьшается диапазон однозначно определяемых фазовых отсчётов. Выбор оптимального значения параметров сигнала зависит от конкретных условий эксплуатации аппаратуры.

Список литературы: 1. *Время и частота* / Под ред. Дж. Джесперсена. М.: Мир, 1973. 214 с. 2. *Теоретические основы радиолокации* / Под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Советское радио, 1970. 560 с. 3. *Метеоры сегодня* / Б. Л. Кашеев, Ю. А. Коваль, В. И. Горбач и др. К.: Техника, 1996. 196 с. 4. *Батулин Н. Г., Кандырин Н. П., Дзигора А. М.* Цифроаналоговые методы формирования сложных частотно модулированных сигналов. // 1-й международный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2002: Сб. науч. тр. Ч. 1. / АН ПРЭ, Харьков: ХНУРЭ, 2002. С. 141 – 144. 5. *Гоноровский И. С.* Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 27.03.2003