

Овчаров Ю.В. к.т.н.,
Квасников В.П. д.т.н.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В ФАЗОВЫХ МЕТОДАХ ЛОКАЦИОННОГО РАСПОЗНАВАНИЯ

Анализируя возможные подходы к вопросу определения фазы коэффициента отражения локационным путем, используя для обработки отраженных сигналов достаточно отработанные схемные решения усилителей, фильтров, усилителей-ограничителей, схем фазометров и других устройств, имеющих структуру, сходную с ультразвуковыми приборами, работающими с отраженными сигналами примем во внимание то, что на результат определения фазы коэффициента отражения будут оказывать влияние суперпозиция частотных составляющих сигнала.

Поэтому в работе ставится задача определить каким способом возможно повысить точность таких локационных измерений.

Ключевые слова: определение фазы коэффициента отражения, суперпозиция, локационное распознавание.

Основная часть

Проведенный ранее анализ [1] методов дистанционного определения фазы коэффициента отражения был выполнен для случаев, когда определение производилось между синусоидальными сигналами на отдельных частотах. В действительности, при зондировании объекта сложными сигналами с многочастотным спектром приходится измерять фазовые сдвиги между напряжениями, которые оказывают взаимное влияние друг на друга. Принимая во внимание, что рассмотренные методы основаны на использовании пар частот, а это, в свою очередь определяет необходимость фильтрации частотных составляющих в отраженном сигнале, предположим, что с выходов фильтров напряжения с частотами f_1 и f_2 имеют взаимное влияние друг на друга. При этом возникает дополнительная погрешность измерения, так как момент перехода через ноль искаженного (являющегося результатом суперпозиции сигналов двух частот) сигнала не совпадает с моментом перехода через ноль основной гармоники этого сигнала. Определим эту погрешность, представив выходные напряжения каждого из фильтров как сумму основной частотной составляющей с амплитудой U_0 и влияющей частотной составляющей с амплитудой $U_{в.л.}$. В этом случае выходные сигналы $u_{1отп}(t)$ и $u_{2отп}(t)$ будут описываться выражениями:

$$u_{1отп}(t) = U_{01} \cos\left(2\pi f_1 \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \varphi\right) + U_{в.л.2} \cos\left(2\pi f_2 \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \varphi\right), \quad (1)$$

$$u_{2отп}(t) = U_{02} \cos\left(2\pi f_2 \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \varphi\right) + U_{в.л.1} \cos\left(2\pi f_1 \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \varphi\right), \quad (2)$$

где,

R – расстояние до отражающего объекта;

c – скорость распространения сигнала в среде;

φ – фаза коэффициента отражения.

Выражение (1) и (2) можно привести к виду:

$$u_{1отп}(t) = \sqrt{U_{01}^2 + U_{в.л.2}^2 + 2U_{01}U_{в.л.2} \cos(2\pi(f_1 - f_2) \left(t - \frac{2R}{c}\right))} \cos\left(2\pi f_1 \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \varphi + \Phi_1(t)\right); \quad (3)$$

$$u_{2отп}(t) = \sqrt{U_{02}^2 + U_{в.л.1}^2 + 2U_{02}U_{в.л.1} \cos(2\pi(f_2 - f_1) \left(t - \frac{2R}{c}\right))} \cos\left(2\pi f_2 \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \varphi + \Phi_2(t)\right); \quad (4)$$

где,

$$\Phi_1(t) = 2\pi \left(\frac{f_2 - f_1}{2}\right) \left(t - \frac{2R}{c}\right) - \arctg\left(\frac{U_{01} - U_{в.л.2}}{U_{01} + U_{в.л.2}} \operatorname{tg}\left(2\pi \left(\frac{f_2 - f_1}{2}\right) \left(t - \frac{2R}{c}\right)\right)\right); \quad (5)$$

$$\Phi_2(t) = \arctg \left(\frac{U_{02} - U_{6л.1}}{U_{02} + U_{6л.1}} \operatorname{tg} \left(2\pi \left(\frac{f_2 - f_1}{2} \right) \left(t - \frac{2R}{c} \right) \right) \right) - 2\pi \left(\frac{f_2 - f_1}{2} \right) \left(t - \frac{2R}{c} \right). \quad (6)$$

Процеси, описувані вираженнями (3) і (4) можна представити як модульовані по амплитуді коливання з несучими частотами f_1 і f_2 , існуючі фазову модуляцію $\Phi_1(t)$ і $\Phi_2(t)$, відповідно, всередині періода різничної частоти $(f_2 - f_1)$, описувані вираженням:

$$U_{f_1 - f_2}(t) = U_M \cdot \cos(2\pi(f_2 - f_1) \left(t - \frac{2R}{c} \right)). \quad (7)$$

Це призводить до того, що аргумент несучого коливання, в кожному випадку, має додаткове змінне во часі приращення, яке вносить похибку в результат визначення фази коефіцієнта відбиття.

Із представлених виражень (5) і (6) видно, що максимальне значення $\Phi_1(t)$ збільшується з зменшенням різниці U_{01} і $U_{6л.2}$, і зменшується з збільшенням цієї різниці, т.е. $\Phi_1(t) = 0$ коли $U_{6л.2}$ наближається до нуля. Разом з тим, во всіх випадках існують точки, в яких вираження $\Phi_1(t)$ приймає нульове значення (рис 1-3). Причому, в залежності від значення $U_{6л.2}$, перехід функції $\Phi_1(t)$ через нульове значення змінює свій нахил. При зменшенні $U_{6л.2}$ нахил зменшується, що дозволяє, при певних значеннях зменшити вплив змінної фази $\Phi_1(t)$ в околицях точки переходу через нуль «0».

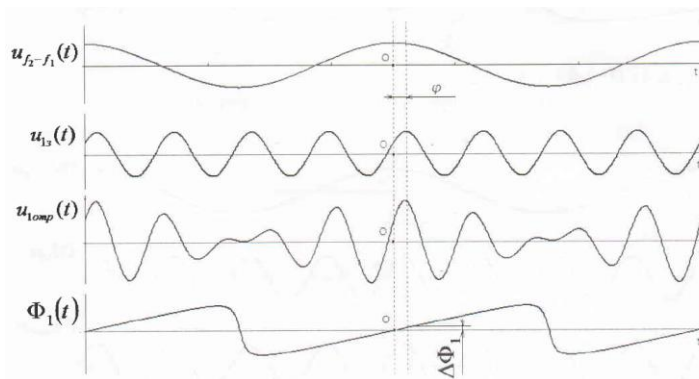


Рис. 1. Форма сигналів при співвідношенні $U_{01}=1$, $U_{6л.2}=0,9U_{01}$

Значення приращення функції $\Phi_1(t)$ в околицях точки переходу через нуль залежить від часового інтервалу між точкою «0» і точкою, в якій визначається фаза коефіцієнта відбиття. Іншими словами це означає, що приращення функцій $\Delta\Phi_1$ залежить від вимірюваного значення φ і визначається вираженням:

$$\Delta\Phi_1 = \frac{\varphi}{2} \left(\frac{f_2 - f_1}{f_1} \right) - \arctg \left(\frac{U_{01} - U_{6л.2}}{U_{01} + U_{6л.2}} \times \operatorname{tg} \left(\frac{f_2 - f_1}{f_1} \frac{\varphi}{2} \right) \right). \quad (8)$$

Максимально можливе значення $\Delta\Phi_1$ при визначенні φ в інтервалі кутів $(0 - 2\pi)$:

$$\Delta\Phi_{1max} = \pi \left(\frac{f_2 - f_1}{f_1} \right) - \arctg \left(\frac{U_{01} - U_{6л.2}}{U_{01} + U_{6л.2}} \times \operatorname{tg} \left(\pi \left(\frac{f_2 - f_1}{f_1} \right) \right) \right). \quad (9)$$

Для оцінки виникаючої похибки, яка визначається вираженням (8), в якості прикладу проведемо чисельні розрахунки для випадку $f_1 = 60$ кГц, $f_2 = 70$ кГц, при значенні фази коефіцієнта відбиття $\varphi = \pi/3$ і різних значеннях $U_{вл.2}$, представлених на рис. 1 і рис. 3. Видно, що похибка вимірювання лінійно залежить від вимірюваного значення φ і в розглянутих випадках досягає наступних значень:

- а) для $U_{вл.2} = 0,9U_{01}$
при $\varphi = \pi/3$, $\Delta\Phi_1 = 0,073165$ рад = 4,19 град;
при $\varphi = 2\pi$, $\Delta\Phi_{1max} = 0,49322$ рад = 28,25 град;
- б) для $U_{вл.2} = 0,1U_{01}$

при $\varphi = \pi/3$, $\Delta\Phi_1 = 0,01580671 \text{ rad} = 0,91 \text{ град}$;
при $\varphi = 2\pi$, $\Delta\Phi_{1\text{max}} = 0,0512213 \text{ rad} = 2,93 \text{ град}$.

Последнее значение может быть вполне приемлемым для многих практических задач и позволяет использовать фильтра частот f_1 и f_2 с добротностями не превышающим и $q = 20$.

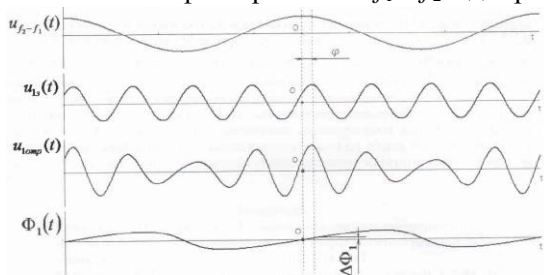


Рис. 2. Форма сигналов при соотношении $U_{01}=1$, $U_{6л.2}=0,5U_{01}$

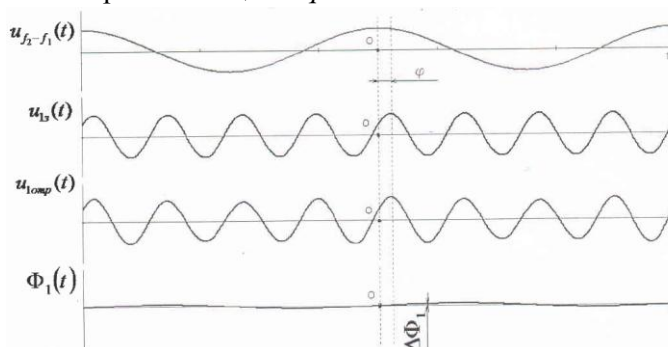


Рис. 3. Форма сигналов при соотношении $U_{01}=1$, $U_{6л.2}=0,1U_{01}$

Поэтому определение значения φ предпочтительней всего выполнять именно в точке «0». Но само определение точки «0» затруднительно. Для этой цели сигнал разностной частоты целесообразно сдвинуть по фазе на $\pi/2$. В этом случае значение φ может определяться между точкой перехода через ноль снизу-вверх разностного колебания сдвинутого по фазе на $\pi/2$ и точкой перехода через ноль снизу-вверх сигнала с частотой f_1 , также сдвинутого по фазе на $\pi/2$. Сдвиг сигнала с частотой f_1 необходим как, и в случае с разностным сигналом, для того, чтобы определить экстремум функции $u_{1\text{omp}}(t)$ в окрестности точки «0» по переходу сигнала через ноль.

Аналогичные рассуждения можно провести и для сигнала $u_{2\text{omp}}(t)$. Отличие будет состоять в том, что функция $\Phi_2(t)$ будет принимать значения, противоположные по знаку значениям функции $\Phi_1(t)$. Точки перехода через ноль, т.е. точки в которых функция $\Phi_2(t)$ равна нулю будут совпадать с точками перехода через ноль функции $\Phi_1(t)$. Это обстоятельство имеет значение для разностного сигнала $U_{f_1-f_2}(t)$, который в рассматриваемом случае определяется выражением:

$$U_{f_1-f_2}(t) = U_{01} \cos \left(\arctg \left(\frac{U_{01}-U_{6л.2}}{U_{01}+U_{6л.2}} \times \operatorname{tg} \left(2\pi \left(\frac{f_2-f_1}{2} \right) \left(t - \frac{2R}{c} \right) \right) + \arctg \left(\frac{U_{02}-U_{6л.1}}{U_{02}+U_{6л.1}} \right) \times \operatorname{tg} \left(2\pi \left(\frac{f_2-f_1}{2} \right) \left(t - \frac{2R}{c} \right) \right) \right) \right), \quad (10)$$

из которого следует, что в отмеченных точках «0» разностный сигнал дополнительных фазовых приращений не имеет.

Выводы

Таким образом, из изложенного следует, что в точке «0» влияние частотных составляющих на полные фазы несущих сигналов и на фазу разностного сигнала исключается.

Это дает основание сделать вывод, что для реализации одновременного зондирования распознаваемой цели несколькими частотными составляющими наиболее точным для результата оказывается измерительный интервал в особых точках перехода через ноль разностного сигнала с минимальным взаимным влиянием частотных составляющих на результат.

Литература

1. Квасников В.П., Овчаров Ю.В. Анализ методических погрешностей двухчастотного метода определения фазы коэффициента отражения. Вісник інженерної Академії України. – «1, 2010, - с.243-247
2. Харкевич А.А. Теория электроакустических преобразователей. Т.2. М.: 1973. – с. 376