

SUMMARY

The synthesis method of the algorithm of identification system's construction is proposed. The structure of the valuation system of dynamical parameters and phase coordinates is considered.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Об одном способе идентификации многомерных линейных объектов методом самонастраивающихся моделей / Г.С.Володченко, Л.Н.Дроботенко // Сб. Приборы и системы автоматизации. Изд-во ХГУ им. Горького. - 1978, N 25, с. 61-5.
2. Костюк В.И. Вспомогательные градиентные самонастраивающиеся системы. - К.: Изд-во Техника, 1969, 184 с.
3. Егоров С.В. Алгоритмическая идентификация сложных динамических процессов. - М.: Изд-во Наука, 1989, 147 с.

Поступила в редколлегию 13 января 1995 года

УДК 620.179; 620.81

ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ПОВЫШЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ СКОРОСТИ ЗВУКА

Дорошков А.В., доц., Полонский А.Д., ст. преп.

В различных областях науки и техники большое распространение получили измерители скорости звука, построенные по синхрокольцевой схеме [1]. Их неоспоримым достоинством является большой диапазон измерений, а главным недостатком - недостаточное быстродействие.

В настоящей работе анализируется возможность повышения быстродействия измерителя скорости звука за счет реализации время-импульсного преобразования сигнала в цифровой код и применения микропроцессорной обработки информации.

Первичный преобразователь синхрокольцевых измерителей представляет собой по сути релаксационный генератор прямоугольных импульсов с параметрическим запаздывающим звеном обратной связи. Звено образовано излучающим и приемным электроакустическими преобразователями и заключенным между ними исследуемым объемом среды.

Период $T(t)$ следования выходных импульсов в рассматриваемом генераторе зависит от расстояния l между излучателем и приемником ультразвука, величины скорости звука $C(t)$ и дополнительного запаздывания сигнала τ_0 в акустическом и электронном трактах:

$$T(t) = \frac{l}{C(t)} + \tau_0. \quad (1)$$

Частота соответственно равна

$$F(t) = \frac{1}{T(t)} = \frac{C(t)}{l + C(t)\tau_0} \quad (2)$$

Из выражений (1) и (2) можно получить рабочие уравнения для определения скорости звука:

$$C(t) = \frac{lF(t)}{1 - F(t)\tau_0} \approx lF(t)[1 + F(t)\tau_0]; \quad (3)$$

$$C(t) = \frac{l}{T(t) - \tau_0} \approx \frac{l}{T(t)} \left[1 + \frac{\tau_0}{T(t)} \right]. \quad (4)$$

Здесь учтено, что $\tau_0 \ll T(t)$, а $F(t)\tau_0 \ll 1$. В первом случае для определения скорости звука необходимо производить измерение частоты, а во втором - измерение периода с последующим нахождением обратной функции.

До последнего времени в технике измерений скорости звука применялись измерители первого типа, основное преимущество которых заключалось в возможности использования стандартных электронно-счетных частотомеров, а также в сравнительной простоте обрабатываемой части. Однако быстродействие и точность указанных

измерителей недостаточны. Более перспективным, с учетом возможностей микропроцессорной обработки информации, является построение измерителей с обрабатывающей частью, реализующей время-импульсный метод преобразования периодического сигнала в цифровой код.

Рассмотрим основные закономерности измерений в измерителях обоих типов с целью проведения их сопоставительного анализа.

Начнем с измерителей скорости звука, обрабатывающая аппаратура которых реализует частото-импульсный метод преобразования.

В этих приборах скорость звука $C_r(t)$ определяется путем измерения усредненного за время τ значения частоты $F_r(t)$ импульсного сигнала в синхрокольце с помощью электронно-счетного частотомера [1,2]. В литературе [3] показано, что относительная погрешность измерений δ_c при реализации частото-импульсного метода будет определяться выражением

$$\delta'_c = \frac{1}{\tau F_r(t)}, \quad (5)$$

где $F_r(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} F(t) dt$ - усредненное значение частоты выходного сигнала.

Как следует из (5), у измерителей данного типа существуют ограничения по быстродействию, обусловленные взаимосвязью достижимой относительной погрешности измерений δ_c и временем осреднения τ .

Графики зависимости предельной относительной точности измерений скорости звука δ_c от времени осреднения τ для наиболее распространенных значений частоты выходных импульсов (6-14) кГц приведены на рис. 1.

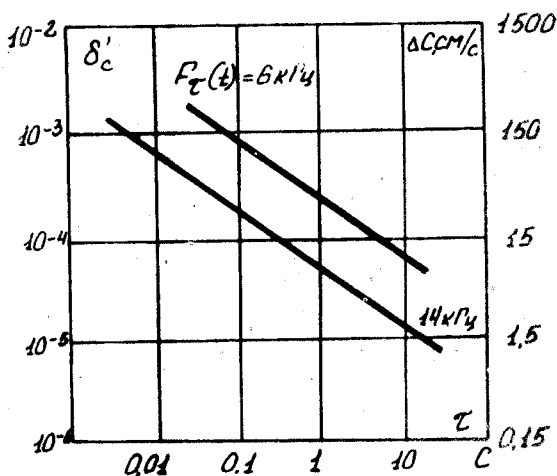


Рис. 1. Графики зависимости предельной относительной точности измерений по методу частото-импульсного преобразования от времени осреднения

Из графиков видно, что реализация частото-импульсного метода измерений не обеспечивает требуемого быстродействия и точности в сантиметровом диапазоне скоростей.

Рассмотрим теперь измеритель скорости звука, блоки обработки которого построены по принципу преобразования временного интервала $T(t)$ в цифровой код с дальнейшей микропроцессорной обработкой результатов измерений.

Метод преобразования временного интервала в цифровой код [3] заключается в подсчете числа импульсов $N(t)$ высокочастотного сигнала

образцовой частоты F_{on} за период $(k-1)$ либо за несколько периодов $(k>1)$ измеряемого сигнала.

Число импульсов $N(t)$ при этом будет определяться как

$$N(t) = \frac{kIF_{on}}{C(t)}. \quad (6)$$

Решая (6) и (4) относительно $C(t)$, находим

$$C(t) = \frac{kIF_{on}}{N(t) - kF_{on}\tau_0} \approx \frac{kIF_{on}}{N(t)} \left[1 + \frac{kF_{on}\tau_0}{N(t)} \right]. \quad (7)$$

Полученное выражение показывает, что при построении измерителей по время-импульсному методу необходимо для нахождения скорости звука применять цифровые вычислители. Однако с развитием микропроцессорной техники и микроЭВМ эта проблема успешно решается, не вызывая особых трудностей.

Оценим выигрыш по быстродействию, который может быть получен при реализации время-импульсного метода измерений в предположении применения быстродействующей микропроцессорной обработки и малости задержки τ_d .

Пусть при изменении скорости звука на величину ΔC изменение числа импульсов составит величину ΔN . Применяя разложение в ряд Тейлора функции

$$\frac{1}{C(t)} = \frac{1}{C_0 + \Delta C} \approx \frac{1}{C_0} - \frac{\Delta C}{C_0^2},$$

выражение (6) можем записать в виде

$$N + \Delta N = \frac{k l F_{on}}{C_0} - \frac{k l F_{on} \Delta C}{C_0^2}, \quad (8)$$

где C_0 - среднее значение скорости звука.

Из уравнения (8) определим величину

$$\Delta N = \frac{k l F_{on}}{C_0} \cdot \frac{\Delta C}{C_0}. \quad (9)$$

В уравнении (9) величина $\delta_c'' = \frac{\Delta C}{C_0}$ является относительной погрешностью измерений по методу время-импульсного преобразования. Учитывая, что точность счета составляет $\Delta N = 1$, найдем взаимосвязь потенциально достижимой точности и времени осреднения для предлагаемого метода. Тогда из (9) получим

$$\delta_c'' = \frac{1}{F_{on} \tau_k}, \quad (10)$$

где $\tau_k = \frac{k l}{C(t)} = k T(t)$ - время осреднения при время-импульсном методе измерений.

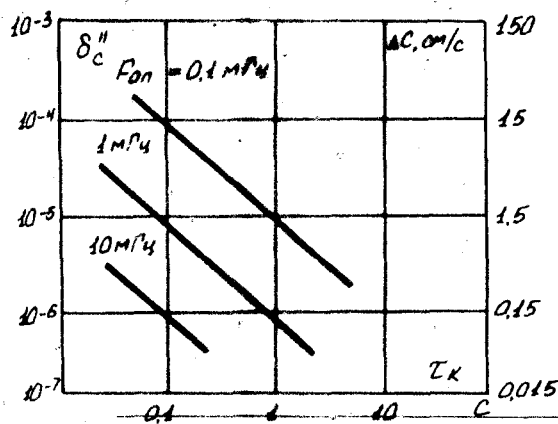


Рис. 2. Графики зависимости предельной относительной точности измерений по методу время-импульсного преобразования от времени осреднения

На рис. 2 приведены графики предельной относительной погрешности скорости звука δ_c'' от времени осреднения τ_k по методу время-импульсного преобразования.

Сравнивая (10) и (5), несложно убедиться, что величина выигрыша по быстродействию получается равной

$$B = \tau / \tau_k = F_{on} \delta_c'' / F_{\tau}(t) \delta_c'.$$

Если полагать точностные показатели одинаковыми, то выигрыш тем больше, чем сильнее выполняется неравенство $F_{on} > F_{\tau}(t)$.

Таким образом, предлагаемый метод время-импульсного преобразования сигнала в цифровой код с дальнейшей микропроцессорной обработкой информации позволяет получить выигрыш по быстродействию измерений практически в 5 раз по сравнению с существующим частотно-импульсным методом измерений.

SUMMARY

The method "the time of sound's impulse measurement" is developed. Analytical dependences are got, which establish communication between high-speed and precision measurement with time-impulse transformation parameters. It is established, that realization of the proposed measuring method will make it possible to get a gain in high-speed comparing with frequency-impulse method.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Серавин Г.Н. Измерение скорости звука в океане. - Л.: Гидрометеиздат, 1979, 134 с.
2. Бражников Н.Н. Ультразвуковые методы измерения физико-химических свойств веществ. - М. - Л.: Энергия, 1985, 244 с.
3. Куликовский К.Л. Методы и средства измерений. - М.: Энергоатомиздат, 1986, 448 с.

Поступила в редколлегию 30 ноября 1994г.

УДК 681.51

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ЗАВИСИМОСТИ СТАТИЧЕСКИХ И ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЗОНАНСНЫХ ПИКОВ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Пузько И.Д., канд. техн. наук

1. Введение

Известные методы идентификации колебательных систем основаны на использовании информации при наблюдении статических резонансных характеристик. Однако такие подходы предполагают использование и обработку больших объемов информации, а затем большие затраты машинного времени для реализации алгоритмов идентификации.

Сокращение объемов вычислительных операций и упрощение алгоритмов идентификации может быть достигнуто за счет использования информации при реализации динамических режимов развертки частоты задающих воздействий по диапазону и регистрации динамических резонансных пиков амплитудно-частотных характеристик.

2. Постановка задачи

В связи с изложенным в п.1 представим некоторые теоретические аспекты корреляционной связи параметров статических и динамических резонансных пиков унимодальных систем. Приведем и докажем утверждение и аналитические соотношения, определяющие смещение по частоте и величине максимума динамического резонансного пика в зависимости от ширины полосы пропускания на уровне половинной мощности статического резонансного пика.

3. Основные результаты

Основные результаты, соответствующие постановке задачи, могут быть получены на основании следующего утверждения.

Утверждение. Для класса унимодальных систем, передаточная функция (ПФ) $k(x)$ которых с точностью до постоянного множителя описывается выражением

$$k(x) = (I + jx)^{-1}, \quad (1)$$

где $x = 2\Delta f Q f_0^{-1}$ - обобщенная расстройка; $2\Delta f = 2(f - f_0)$ - ширина частотной зоны; f_0 - резонансная частота; Q - добротность колебательной системы, в первом приближении справедливы соотношения:

$$1) \Delta_{ijf} \hat{\Delta}_{\omega f} = \alpha_f V_j, \quad (2)$$

где $\hat{\Delta}_{ijf}$ - смещение максимума i -го резонансного пика ПФ в динамическом режиме развертки частоты со скоростью V_j ; $\hat{\Delta}_{\omega f}$ - ширина полосы пропускания i -го резонансного пика на уровне 0,7 от максимального значения $k(x)$; α_f - коэффициент пропорциональности.