УДК 621.317.7

Ю.Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук, А.Ю. ПАНЧЕНКО, канд. физ.-мат. наук

МОДУЛЯЦИОННЫЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В РЕЗОНАНСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ ПАРАМЕТРОВ ОБЪЕКТОВ И СРЕД

Выходные параметры резонансного преобразователя функционально связаны с характеристиками измеряемого объекта. Конкретный вид связи определяется решением электродинамической задачи. В данной работе рассматриваются причины, приводящие к потере информации при передаче ее от резонансного преобразователя к вычислительному устройству, и показана возможность использования модуляционных методов для уменьшения ее потерь. Результаты работы можно использовать при проектировании резонансных измерителей любых типов.

Использование модуляционных методов в измерительной технике позволяет решать ряд специфических задач. При модуляции параметров исследуемого объекта можно получать новую информацию, недоступную для статических измерений. Не менее важным является использование модуляционных преобразований при обработке измерительной информации [1]. Примером могут служить ставшие уже классическими мостовые автобалансные преобразователи [2] или модуляционные радиометры [3]. В ряде случаев модуляция позволяет получить линейную передаточную характеристику измерительного прибора [4]. Однако появление микропроцессоров снизило актуальность использования модуляционных методов в области обработки измерительных сигналов. Сравнительная дешевизна и доступность микропроцессорной техники, широкие возможности, которые она предоставляет в области обработки и преобразования измерительной информации, а также управления процессом измерения, позволяет передать ей те функции, которые требовали разработки специфических, а иногда и уникальных по сложности функциональных схем измерителей.

В современных измерительных приборах применяется, как правило, метод косвенного получения значений искомых величин, при котором информационный сигнал проходит сложную обработку, а выходные параметры получаются в результате вычислений. В алгоритмах обработки информации таких приборов можно выделить два этапа. На первом этапе из первичных сигналов чувствительного элемента выделяют те, которые несут полезную информацию и получают промежуточные параметры, которые затем входят в конечную формулу. На втором – непосредственно вычисляют искомые параметры. Обычно при проектировании измерителей, содержащих микроконтроллеры, стремятся максимально сократить аппаратную часть, а функции управления и вычисления передать программе микроконтроллера. Однако количество информации, которое передается при аналого-цифровом преобразовании, как правило, меньше того, которое может пропускать аналоговый тракт. Поэтому на вход АЦП целесообразно подавать сигналы, в которых первичное выделение параметров уже произведено, при этом микроконтроллер должен провести лишь конечные вычисления. Модуляционные методы позволяют решить проблему выделения информационного сигнала из шумов и отделения полезных сигналов от сопутствующих. Поэтому, несмотря на широкие возможности, которые предоставляет микропроцессорная техника, использование достаточно сложных модуляционных схем для обработки первичных информационных сигналов не только оправдано, но и в ряде случаев необходимо. Естественно, что степень предварительной обработки определяется при поиске компромисса между допустимым усложнением схемы и допустимой величиной погрешности в проектируемом измерительном приборе.

Резонансный преобразователь может быть включен в обратную связь автогенератора и в тракт проходящей мощности. Как правило, по автогенераторной схеме строятся только достаточно простые измерители, которые определяют лишь один параметр исследуемого объекта, функционально связанный с резонансной частотой. Более сложные устройства в качестве информационных параметров используют резонансную частоту f_0 и добротность Q. В этом

случае для возбуждения тракта часто применяется отдельный генератор, возбуждающий тракт, который должен содержать измерительную резонансную цепь и детектор.

На выходе детектора напряжение пропорционально модулю комплексного коэффициента передачи

$$\left|\dot{K}(f)\right| = \frac{1}{\sqrt{(1+x)^2 \frac{1}{Q^2} + \left(2x + x^2\right)^2}}, \qquad (1)$$

где $x = \Delta f_0 / f_0$ – относительная расстройка;

f_0 – резонансная частота;

Δf_0 – разность между частотой генератора и f_0;

Q – добротность резонатора.

На рис.1 представлена схема функциональных связей измерителя, в котором все функции как управления, так и обработки информации, возложены на микропроцессорный блок. Здесь обозначены: 1 – измерительное резонансное устройство; 2 – детектор; 3 – АЦП; 4 – генератор, управляемый напряжением; 5 – ЦАП; 6 – микроконтроллер. Масштабирующие усилители, элементы согласования и прочие устройства, при прохождении которых сигналы не меняют количества информации, на рисунке не показаны.

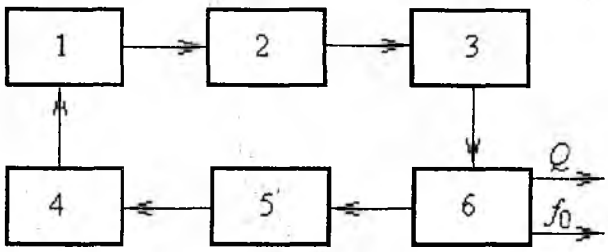

Рис. 1

Работа такой измерительной схемы заключается в том, что в соответствии с выбранным алгоритмом микропроцессор с помощью ЦАП перестраивает генератор. При этом с помощью АЦП фиксируется уровень сигнала на выходе резонансного устройства. Вычисление резонансной частоты и добротности может быть осуществлено несколькими способами. Для анализа выберем относительно простой алгоритм обработки. Несмотря на то, что в настоящее время разработаны алгоритмы, позволяющие уменьшить погрешность, их реализация с помощью микроконтроллеров, имеющих ограниченные возможности, не всегда доступна. Для такой функциональной схемы оптимальным алгоритмом вычисления является последовательное определение максимального значения отклика, который возникает на резонансной частоте, и определение частот f_1 и f_2, на которых выходной сигнал уменьшается до 0,707 от максимального уровня. Далее производят вычисление резонансной частоты $f_{0B} = 0.5(f_1 + f_2)$ и добротности $Q_B = (f_2 - f_1)/f_0$. В резонаторных измерителях f_{0B} и Q_B служат параметрами для дальнейших вычислений, поэтому основным критерием для оценки качества аппаратной части измерителя является количество информации, которое в них содержится. Особенно важен этот критерий при проектировании информационно-измерительных систем комплексного исследования объектов, так как количество информации является основным параметром при проектировании каналов связи и выборе ЭВМ.

Количество информации уменьшается при увеличении погрешности измерений. В данной работе рассматриваются погрешности, вызванные дискретностью преобразования сигналов. Погрешности квантования являются неустранимыми, они всегда присущи устройствам с цифровой обработкой и не зависят от алгоритмов управления и метода вычислений.

Каждая из частот f_1 и f_2 определяется с погрешностью Δf_1 и Δf_2 соответственно.

Тогда

$$f_{0B} = f_0 + \frac{\Delta f_1 + \Delta f_2}{2} \quad . \tag{2}$$

Независимость Δf_1 и Δf_2 приводит к

$$f_{0B} = f_0\left(1 + \frac{\Delta f}{f_0}\right) \quad . \tag{3}$$

Для измеренного значения добротности аналогично получаем:

$$Q_B = Q\left(1 + \frac{2\Delta f}{f_0} Q\right) \quad . \tag{4}$$

Погрешность полученных значений частот f_1 и f_2 складывается из погрешности определения величины коэффициента передачи резонансной цепи на уровне 0,707 от максимального значения и погрешности установки частот в схеме управления генератором. Погрешность коэффициента передачи складывается из погрешности определения максимального значения Δk_1 и погрешности подбора ближайшего из дискретных значений коэффициента передачи $\Delta k_{0,707}$ для установки уровня 0,707. Погрешность Δk_1 и $\Delta k_{0,707}$ распределена по равномерному закону, ее максимальная величина равна половине шага дискретизации $0{,}5k_\Delta$. Эти погрешности слабо коррелированы, поэтому можно считать, что закон распределения результирующей погрешности треугольный. Для треугольного закона доверительной вероятности $P_{дов} = 0{,}98$ соответствует доверительный интервал равный $1{,}6k_\Delta$, доверительной вероятности $P_{дов} = 0{,}99$ – $1{,}7k_\Delta$, доверительной вероятности $P_{дов} = 0{,}995$ – $1{,}8k_\Delta$, то есть в пределах оценки можно взять $\Delta k = \pm k_\Delta$. Погрешность, определяемая дискретностью установки частоты, также распределена по равномерному закону, ее максимальное значение равно половине шага дискретизации $0{,}5f_\Delta$.

Так как данный анализ ограничен учетом вкладов двух составляющих погрешности и законы их распределения известны, то их необходимо суммировать алгебраически, то есть для полученных значений частот f_1 и f_2 дискретизация дает вклад равный

$$\Delta f_{1,2} = 0{,}5 f_\Delta + \frac{df}{dk}(0{,}707) \cdot k_\Delta \quad . \tag{5}$$

Погрешности частот f_1 и f_2 также слабо коррелированы. Поэтому в результирующих значениях f_{0B} и Q_B их также можно складывать алгебраически, получив при этом оценку максимальной погрешности результата. Закон распределения результирующей погрешности будет приближаться к нормальному, но при этом доверительный интервал для общепринятых значений доверительных вероятностей ($P_{дов} = 0{,}98 \ldots 0{,}995$) будет завышен не более чем на 20-30% относительно оценки максимальной погрешности. Поэтому вполне допустимо считать, что:

$$\Delta f = f_\Delta + 2\frac{df}{dk}(0{,}707) \cdot k_\Delta \quad . \tag{6}$$

Процесс получения информации в измерителе, построенном по схеме, изображенной на рис.1, можно представить как составление резонансной кривой из элементов размерами один шаг по частоте и один шаг по измеряемому напряжению на рабочей поверхности, включающей все возможные значения частот и напряжений (рис.2).

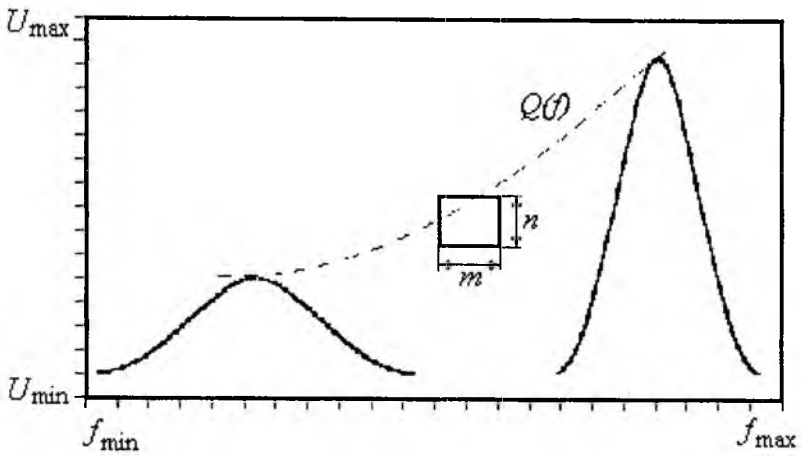

Рис. 2

В резонансном преобразователе исследуемые образцы могут иметь большой диапазон потерь, поэтому форма кривой может существенно отличаться. Также будет изменяться и вклад отдельных составляющих погрешностей. Для сохранения объема полезной информации диапазон преобразования должен соответствовать диапазону измерительных сигналов, несущих полезную информацию. В данном случае при измерении выходного напряжения нижнюю и верхнюю границы необходимо выбирать, исходя из минимального и максимального значений добротности. Верхняя граница устанавливается масштабирующим усилителем, а нижнюю необходимо смещать в соответствии с минимальным значением сигнала. Но обычно диапазон изменения добротности велик, и установка нижней границы рабочего участка, отличной от нуля, незначительно уменьшает его. Поэтому здесь схемы смещения уровня усложняют устройство измерителя и не приносят существенного выигрыша в количестве получаемой информации. Верхнюю границу с учетом возможных флуктуаций параметров высокочастотного тракта целесообразно увеличить на 10-15% . Тогда величина шага преобразования АЦП k_Δ соответствует

$$k_\Delta = (1{,}1\ldots1{,}15)\frac{k_{\max}}{N}\ , \tag{7}$$

где $k_{\max}$ – максимальный коэффициент передачи резонансной системы;

N – количество состояний выходных сигналов АЦП.

Диапазон изменения коэффициентов передачи резонансной системы соответствует диапазону изменения ее добротности. Поэтому с точностью до постоянного множителя, определяемого масштабирующими усилителями, можно считать, что $k_{\max} = Q_{\max}$.

Диапазон рабочих частот измерителя задается функциональными требованиями. Его выбор определяет конструкцию высокочастотного тракта. Для системы управления и обработки основным параметром в этой части является коэффициент перекрытия $k_n = f_B / f_H$ – отношение верхней и нижней частот диапазона. Тогда шаг перестройки по частоте равен

$$f_\Delta = \frac{(k_n - 1)f_H}{M}\ , \tag{8}$$

где M – количество состояний выходных сигналов ЦАП.

В точках определения частот f_1 и f_2 наклон резонансной кривой равен

$$\frac{d\left|K(\pm f_0/2Q)\right|}{df} = \mp\frac{Q^2}{\sqrt{2}f_0}\ . \tag{9}$$

В зависимости от величины наклона соотношение вкладов дискретизации установки частоты и преобразования выходного сигнала будет изменяться. В соответствии с (6) равенство вкладов выполняется при условии

$$\frac{dk}{df}(0{,}707)=\frac{2\cdot k_\Delta}{f_\Delta} \quad . \tag{10}$$

Отсюда с учетом (7) получаем условие равного вклада дискретизации частоты и амплитуды

$$(1{,}1\ldots1{,}15)\frac{2Q_{\max}M}{N(k_n-1)f_H}=\frac{Q^2}{\sqrt{2}f_0} \quad . \tag{11}$$

Взяв для определенности $k_\Delta = 1{,}12k_{\max}/N$, получим:

$$Q_p=\sqrt{3{,}2\frac{Q_{\max}Mf_0}{N(k_n-1)f_H}} \quad . \tag{12}$$

Если добротность резонансной цепи больше Q_p, то доминировать будет погрешность установки частоты, если меньше, то будет преобладать погрешность преобразования выходного сигнала.

Многие современные микропроцессоры содержат устройства связи с аналоговыми цепями. Если они отсутствуют, то, как правило, при конструировании измерителей микросхемы АЦП и ЦАП выбирают из одной серии. Часто используют одну многофункциональную микросхему, задавая соответствующий режим работы. Поэтому можно считать, что $M = N$. Коэффициент перекрытия определяется с одной стороны требуемым диапазоном перестройки резонансной системы, с другой – возможностью построения перестраиваемого генератора. Если в измерителе не используется широкополосный синтезатор частот, и для получения высокочастотных колебаний применяют относительно простое автогенераторное устройство, то коэффициент перекрытия будет не более 2-3. Тогда значение Q_p можно оценить как

$$Q_p \cong 2\sqrt{\frac{Q_{\max}}{(k_n-1)}} \quad . \tag{13}$$

То есть, в большей части области измерений $\Delta f = f_\Delta$. Такое соотношение обусловлено существованием острого пика резонансной кривой при высокой добротности резонансной цепи.

Оценка эффективности первичного выделения полезного сигнала может быть проведена путем сравнения количества информации, содержащегося в измеренных значениях f_{0B} и Q_B по отношению к максимальному количеству информации, которое можно передать в микроконтроллер. Максимальное ее количество определяется разрядностью АЦП и ЦАП, и для равновероятного априорного распределения состояний информационных сигналов это даст $I_{k\max} = \ln N$ и $I_{f\max} = \ln M$ соответственно.

Для области $Q > Q_p$ потеря информации измеренного значения f_{0B} сравнительно невелика и обусловлена неопределенностью, которая согласно (3) не превышает $\pm f_\Delta$, то есть составляет два шага дискретизации частоты. Тогда для этой области $I_{1f} = \ln M - \ln 2$. Потеря информации при оценке Q_B, согласно (4), обусловлена вторым слагаемым в скобках, то есть четыре шага дискретизации частоты умноженные на Q. Это будет составлять $I_{1Q} = \ln M - \ln 4Q$. График этой зависимости совместно с максимальным значением при $M = 2^{16}$ представлен на рис.3. Обострение резонансной кривой при больших Q приводит к

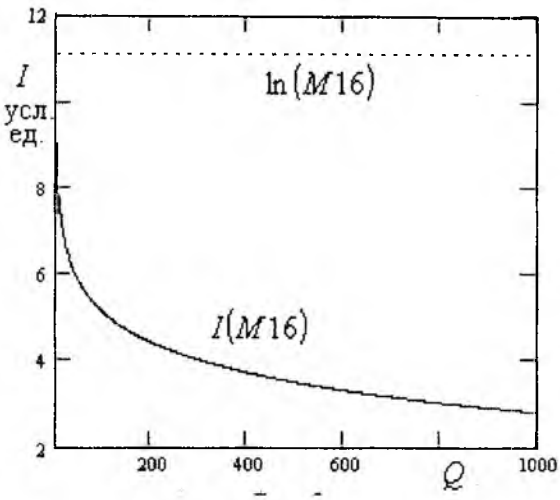

Рис. 3

снижению точности вычисления разности $f_2 - f_1$ и, соответственно, уменьшению количества информации в Q_B.

Для области $Q_B < Q_p$ потеря информации измеренного значения f_{0B} существенно возрастает. Это вызвано тем, что в этой области $\Delta f \cong 2\frac{df}{dk}(0{,}707)\cdot k_\Delta = 2\frac{\sqrt{2}f_0}{Q^2}\frac{Q_{\max}}{N}$, и потеря информации для f_{0B} в этой области приводит к $I_{2f} = \ln M - \ln\frac{\Delta f}{f_\Delta}$. Считая, что при небольших коэффициентах перекрытия, $f_0 \approx f_H\frac{k_n+1}{2}$, для второго слагаемого I_{2f} получим

$$\frac{\Delta f}{f_\Delta} \approx \frac{4Q_{\max}}{Q^2(k_n-1)}.$$

График зависимости I_{2f} совместно с максимальным значением при $M = 2^{16}$ представлен на рис.4. В этой области при обострении резонансной кривой точность определения f_B увеличивается. Для добротности получим $I_{2Q} = \ln M - \ln\frac{16Q_{\max}}{Q(k_n-1)}$. График этой зависимости совместно с максимальным значением при $M = 2^{16}$ представлен на рис.5. По Q_B в этой области количество информации также возрастает при увеличении Q. Зависимости, изображенные на рис.3 и рис.5, показывают, что максимальное количество информации по Q_B получается при $Q \approx Q_p$ и составляет около половины от $\ln M$.

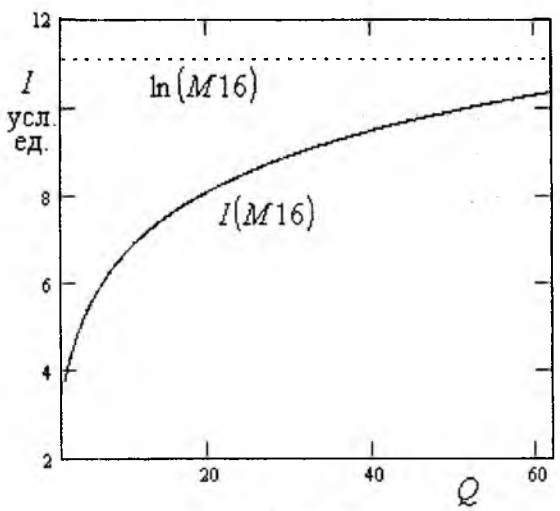

Рис. 4

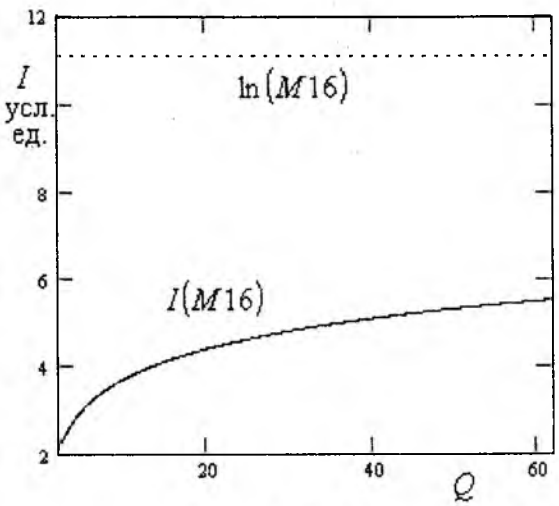

Рис. 5

Таким образом, рассматриваемая схема обработки сигнала обеспечивает только точное определение f_{0B} при больших Q. В остальных случаях точность определения информационных параметров будет невелика, и даже при использовании современных АЦП и ЦАП по-

добная схема позволяет создавать приборы, удовлетворяющие лишь требованиям для приборов экспресс-контроля.

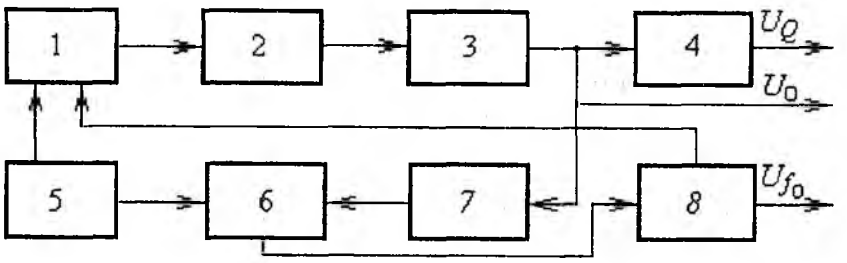

Рис. 6

Схема функциональных связей резонансного измерителя, в котором для выделения информационных сигналов использована модуляция, изображена на рис.6. Здесь обозначены: 1 – перестраиваемый генератор; 2 – резонансное устройство; 3 – детектор высокой частоты; 4 – фильтр второй гармоники модулирующей частоты; 5 – модулятор; 6 – синхронный детектор; 7 – фильтр первой гармоники модулирующей частоты; 8 – фильтр нижних частот. Перестраиваемый генератор управляется гармоническим модулирующим напряжением и сигналом рассогласования, который вырабатывается в петле автоматической подстройки частоты (АПЧ), содержащей фильтр первой гармоники модулирующей частоты, синхронный детектор и фильтр нижних частот.

Раскладывая (1) в ряд и считая $\Delta f_0 = f_c + f_d \cos \Omega t$, где f_c – смещение центральной частоты относительно частоты резонанса; f_d – девиация частоты; Ω – частота модуляции, получим

$$U_{вых}(t) = U_г Q \left(1 - \frac{f_c + f_d \cos \Omega t}{f_0} - 2Q^2 \frac{f_c^2 + 2 f_c f_d \cos \Omega t + 0.5 f_d^2 + 0.5 f_d^2 \cos 2\Omega t}{f_0^2} \right). \quad (14)$$

Петля АПЧ по первой гармонике (рис.6) даст смещение равное $f_c = -\frac{f_0}{4Q^2}$. Выходное напряжение петли АПЧ с точностью до функции управления генератора соответствует f_0. Таким образом, при определении резонансной частоты потеря информации будет обусловлена только нелинейностью функции управления генератором.

Амплитуда сигнала на выходе фильтра второй гармоники будет равна $U_2 = U_0 Q^2 \frac{f_d^2}{f_0^2}$, где U_0 – постоянное напряжение на выходе детектора. Добротность вычисляется по формуле

$$Q_B = \frac{f_0}{f_d} \sqrt{\frac{U_2}{U_0}} \quad . \quad (15)$$

Нелинейность связи Q_B и U_2 приведет здесь к большей потере информации, чем при определении f_0. При оценке ее потерь можно считать, что априорное распределение исходного значения Q равновероятно в диапазоне от $Q_{\min}$ до $Q_{\max}$. Тогда распределение U_2 можно определить на основании известного соотношения $p(\alpha)d\alpha = p(\beta)d\beta$. Это даст

$$p(U_2) = \frac{f_0^2}{2U_0 f_d^2 (Q_{\max} - Q_{\min})} \frac{1}{Q}. \quad (16)$$

Или, после подстановки (15), получим:

$$p(U_2)=\begin{cases}\dfrac{f_0}{2\sqrt{U_0}\,f_d\,(Q_{\max}-Q_{\min})}\dfrac{1}{\sqrt{U_2}} & \text{при } U_0Q_{\min}^2\dfrac{f_d^2}{f_0^2}<U_2<U_0Q_{\max}^2\dfrac{f_d^2}{f_0^2}\\ 0 & \text{при } U_0Q_{\min}^2\dfrac{f_d^2}{f_0^2}>U_2>U_0Q_{\max}^2\dfrac{f_d^2}{f_0^2}\end{cases}. \quad (17)$$

Как известно [5], количество информации при определении неизвестного события x по регистрации события y равно

$$I(x\mid y)=\int_y p(y)\left[\int_{x|y} p(x\mid y)\ln p(x\mid y)dx\right]dy-\int_x p(x)\ln p(x)dx\ , \quad (18)$$

где $p(x)$, $p(y)$ – законы распределения величин x и y соответственно;

$p(x\mid y)$ – условная вероятность распределения x при известном значении y.

Для упрощения дальнейших выкладок можно опустить постоянные коэффициенты в (17), поскольку количество информации определяется только отношениями между величинами. Тогда (17) упрощается до

$$p(x)=\begin{cases}\dfrac{k_x}{\sqrt{x}} & \text{при } x_{\min}<x<x_{\max}\\ 0 & \text{при } x_{\min}>x>x_{\max}\end{cases}, \quad (19)$$

где $k_x=\dfrac{1}{2\left(\sqrt{x_{\max}}-\sqrt{x_{\min}}\right)}$.

При дискретизации апостериорная вероятность значения x при совершившемся событии y распределена по равновероятному закону, границы которого определяются величиной шага $\Delta x=\dfrac{x_{\max}-x_{\min}}{M}$ и не зависят от величины y. Тогда первое слагаемое в (18), которое определяет меру «дезинформации», равно

$$I_d=\int_y p(y)\left[\int_{-0.5\Delta x}^{0,5\Delta x}\frac{1}{\Delta x}\ln\frac{1}{\Delta x}dx\right]=\ln\frac{1}{\Delta x}\ . \quad (20)$$

Второе слагаемое в (18), определяющее количество информации в сообщениях x, даст

$$-\int_{x\min}^{x\max}\frac{k_x}{\sqrt{x}}\ln\frac{k_x}{\sqrt{x}}dx=2k_x\left[\sqrt{x_{\max}}\left(\ln\sqrt{x_{\max}}-1\right)-\sqrt{x_{\min}}\left(\ln\sqrt{x_{\min}}-1\right)\right]-\ln k_x. \quad (21)$$

Окончательно для $I(x\mid y)$ получим

$$I(x\mid y)=\ln M+\ln 2-\ln\left(\sqrt{x_{\max}}+\sqrt{x_{\min}}\right)-1+\frac{\sqrt{x_{\max}}\ln\sqrt{x_{\max}}-\sqrt{x_{\min}}\ln\sqrt{x_{\min}}}{\sqrt{x_{\max}}-\sqrt{x_{\min}}}=$$

$$=\ln M+\ln 2-1-\left(\sqrt{x_{\min}/x_{\max}}\ln\sqrt{x_{\min}/x_{\max}}\right)/\left(1-\sqrt{x_{\min}/x_{\max}}\right)\ . \quad (22)$$

Отношение максимального значению амплитуды U_2 (17) к минимальному определяется как квадрат отношения предельных значений диапазона измерения добротности $Q_{\max}^2/Q_{\min}^2$. Тогда справедливо равенство $x_{\min}/x_{\max}=Q_{\min}^2/Q_{\max}^2$.

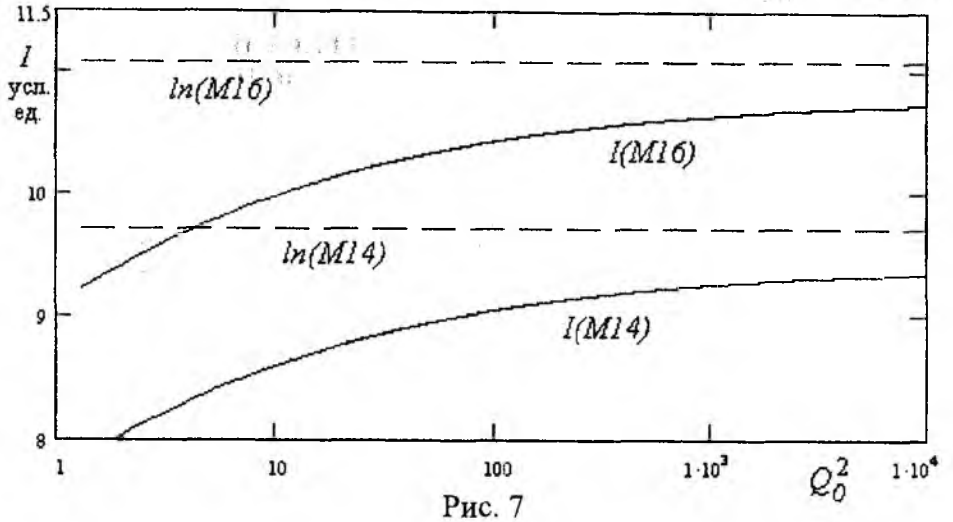

Рис. 7

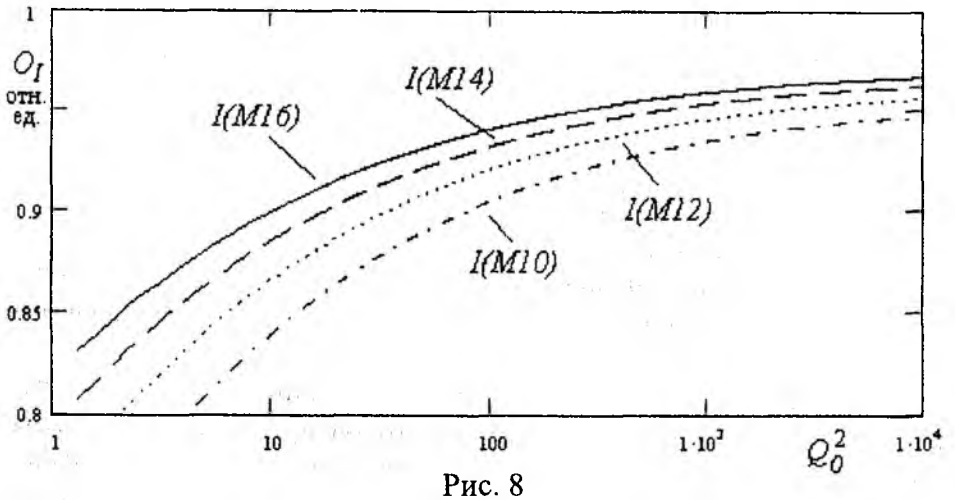

Рис. 8

На рис.7 представлены графики зависимости $I(x \mid y)$ от $\frac{Q_{\max}^2}{Q_{\min}^2}$, обозначенного как Q_0^2, для $M16 = 2^{16}$ и $M14 = 2^{14}$.

На рис.8 представлено относительное уменьшение количества информации $O_I = \frac{I(x \mid y)}{\ln(M)}$ для $M16 = 2^{16}$, $M14 = 2^{14}$, $M12 = 2^{12}$, $M10 = 2^{10}$. При проектировании резонансных измерителей Q_0^2 берут достаточно большим (больше, чем 10-15), поэтому функциональная схема, представленная на рис.6, удовлетворяет достаточно высоким метрологическим требованиям.

Проведенный анализ показывает, что несмотря на широкие возможности, предоставляемые современной микропроцессорной техникой, при проектировании измерителей, в которых информация подвергается сложным преобразованиям, необходимо искать оптимальное соотношение между аналоговыми и цифровыми этапами ее обработки.

Список литературы: 1. *Скрипник Ю.А.* Модуляционные измерения параметров сигналов и цепей. М.: Сов. радио, 1975. С.320. 2. Электрические измерения неэлектрических величин / Под ред. П.В. Новицкого. Л.: Энергия, 1975. 576 с. 3. *Шелухин О.И.* Радиосистемы ближнего действия. М.: Радио и связь, 1989. 237 с. 4. *Головко Д.Б., Скрипник Ю.О., Яненко О.П.* Модуляційні НВЧ-вимірювачі електричних та неелектричних величин. Наукове видання. К.:"МП Леся", 2001. 232с. 5. Измерение электрических и неэлектрических величин / Под общ. ред. Н.Н. Евтихиева. М.: Энергоатомиздат, 1990. 352 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 19.06.2002