

На основе выражения (1) также можно найти априорную погрешность квантования, усредненную по достаточно широкому диапазону частот, когда значения $\{f_{кв}/F\}$ можно считать практически равновероятными в интервале (0—1):

$$\bar{D} = \frac{t_0^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \int_0^1 \left(\frac{\sin \pi k n (f_{кв}/F)}{k \sin \pi n (f_{кв}/F)} \right)^2 d(f_{кв}/F).$$

При целых k данный интеграл сводится к табличному, при этом $\bar{D}=1/6k$ совпадает с погрешностью модели независимых испытаний [5]. Этот вывод очень важен для цифровой фазометрии, так как априорная погрешность — удобная количественная характеристика погрешности квантования при работе в широком диапазоне частот или от нестабильных генераторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. С. Глинченко, М. К. Чмых. Ошибки цифрового измерения длительности периодически следующих импульсов.— «Иzv. высш. учеб. заведений. Приборостроение», 1974, № 1.
2. В. М. Ефимов. Ошибки измерения интервала времени при использовании операции усреднения.— «Автометрия», 1971, № 2.
3. Аппаратура для частотных и временных измерений. Под ред. А. П. Горшкова. М., «Сов. радио», 1971.
4. М. К. Чмых, А. С. Глинченко. Цифровой фазометр с оптимальным квантованием.— Авт. свид-во № 468189, Бюл. изобрет., 1975, № 15.
5. Р. А. Валитов, В. П. Вихров. Погрешность цифровых измерителей интервалов времени и повышение их точности методом статистического усреднения.— «Измерительная техника», 1963, № 4.

Поступило в редакцию
30 сентября 1974 г.

УДК 621.317

А. С. ГЛИНЧЕНКО, М. К. ЧМЫХ
(Красноярск)

ЦИФРОВОЙ ФАЗОМЕТР С ОПТИМАЛЬНЫМ КВАНТОВАНИЕМ

Необходимость в цифровых фазометрах с повышенной разрешающей способностью существует во многих практических приложениях, в том числе при измерении малых приращений фазы за определенное время, в измерителях группового времени запаздывания, при измерении текущей нестабильности частоты эталонных генераторов фазовыми методами, в задачах прецизионного измерения механических перемещений с преобразованием информации в фазу сигнала и т. д. Высокая разрешающая способность свойственна цифровым фазометрам с постоянным временем измерения (с усреднением). Однако погрешность квантования в таких фазометрах очень сильно зависит от соотношения частот квантования и сигнала, и при достаточно стабильных частотах она существенно возрастает при определенных соотношениях частот и, прежде всего, соотношениях, близких к целочисленным. Кроме того, для получения малой, усредненной по частоте погрешности квантования требуется достаточно большое время измерения. Так, при частоте сигнала $F=1$ МГц, частоте квантования $f_{кв}=10$ МГц, погрешности квантования $\delta = \frac{360}{\sqrt{6}f_{кв}} \sqrt{\frac{F}{t_{изм}}}$ [1], равной $0,01^\circ$, соответствует время измерения $t_{изм} \approx 2$ с. Это существенно снижает быстродействие фазометров и в ряде случаев недопустимо.

Наименьшая (минимальная) погрешность квантования в фазометрах с усреднением достигается при оптимальном квантовании, удовлетворяющем условию $\{f_{кв}/F\} = a/k$, где a — целые числа, не кратные k [2]; k — число усредняемых интервалов; $\{x\}$ соответствует дробной части числа x . При этом погрешность квантования определяется соотношением $\delta = \frac{360}{\sqrt{6}f_{кв}t_{изм}}$. Для обеспечения погрешности $\sigma=0,01^\circ$ при

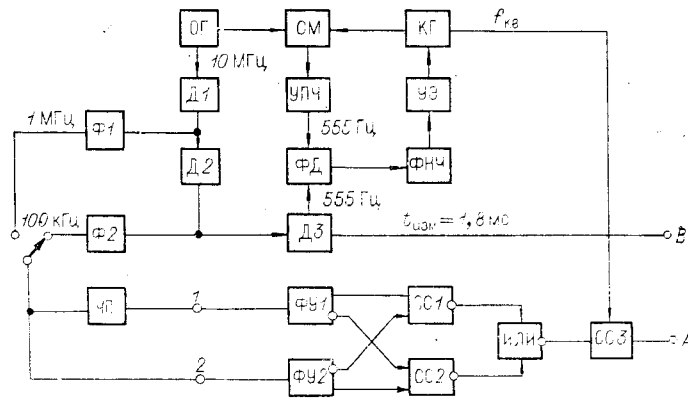


Рис. 1. Структурная схема цифрового фазометра с оптимальным квантованием.

таким квантованием достаточно времени измерения $t_{изм} = 1,5$ мс, что значительно меньше, чем при обычном (независимом) квантовании.

Один из перспективных способов реализации оптимального квантования — это способ, основанный на смещении частоты квантующих импульсов с помощью схемы ФАПЧ на величину, удовлетворяющую оптимальному квантованию: $\Delta f_{кв} = a/t_{изм}$. При малых временах измерения $t_{изм} \leq 10$ мс наиболее просто реализуется схема при $a=1$, когда требуется одна схема ФАПЧ, смещающая частоту квантования относительно опорной частоты, находящейся в целочисленном соотношении с частотой сигнала, на величину $\Delta f_{кв} = 1/t_{изм}$ [3]. Структурная схема такого фазометра с оптимальным квантованием представлена на рис. 1. Фазометр выполнен в качестве приставки к электронно-счетным частотомерам по схеме с перекрытием, описанной в [4]. Она состоит из двух формирующих устройств ФУ1 и ФУ2, трех схем совпадения СС1, СС2, СС3 и схемы ИЛИ. Узел квантования фазометра содержит опорный кварцевый генератор ОГ ($f_0 = 10$ МГц), от которого с помощью делителей Д1, Д2, Д3 формируются частоты сигналов $F_1 = 100$ кГц и $F_2 = 1$ МГц, а также частота $\Delta f_{кв} = 555(5)$ Гц $= 1/t_{изм}$, определяющая время измерения и частоту подстраиваемого (квантующего) генератора КГ. При этом время измерения $t_{изм} = 1,8$ мс. Частота квантующего генератора с точностью до фазы поддерживается равной $f_{кв} = f_0 + 1/t_{изм} = 10$ МГц $+ 555(5)$ Гц с помощью схемы ФАПЧ, включающей в себя также смеситель СМ, УПЧ, фазовый детектор ФД, фильтр нижних частот ФНЧ, управляющий элемент УЭ. Сигналы с выхода фильтров Ф1, Ф2 поступают на вход исследуемого четырехполюсника ЧП и формирующее устройство опорного канала.

Пачки импульсов с выхода схемы совпадений СС, число которых соответствует измеряемому фазовому сдвигу, подаются на вход А частотомера, на вход В поступают импульсы частоты 555(5) Гц, определяющие время измерения. При работе в режиме измерения отношения частот показания частотомера соответствуют измеряемому фазовому сдвигу в градусах фазы.

Оптимальное квантование очень чувствительно к флюктуациям фронтов фазовых интервалов и фазы квантующих импульсов, обусловленных как внешними, так и внутренними шумами. Проведенные исследования показывают, что среднеквадратическая погрешность квантования с учетом флюктуаций фронтов фазовых интервалов и фазы квантующих импульсов, удовлетворяющих условию $\sigma_\phi \leq 0,3t_0/k$, определяется выраже-

$$\delta^\circ = 1,06 \sqrt{\frac{\sigma_\phi}{t_0} \frac{t_0}{\sqrt{k}}} 360F.$$

Применение оптимального квантования целесообразно, если среднеквадратическое значение флюктуаций не превышает $(10^{-2} - 10^{-3})t_0$; $t_0 = 1/f_{кв}$. При этом погрешность квантования уменьшается не менее чем в 3—10 раз по сравнению с обычным (независимым) квантованием.

Все это предъявляет весьма жесткие требования к флюктуационным характеристикам узлов цифровых фазометров с оптимальным квантованием.

Флюктуации фазы квантующих импульсов уменьшаются при сужении полосы пропускания схемы ФАПЧ и в соответствии с расчетными данными для рассматриваемой схемы не превышают 50 пс. Более существенны флюктуации фронтов фазовых интервалов, определяемые внутренними шумами формирующих устройств. В настоящее время отсутствуют достаточно строгие методы оценки флюктуационных характеристик формирующих устройств и, прежде всего, усилителей-ограничителей, однако экспериментальные данные [5], а также результаты приближенных расчетов показывают, что их уровень на частотах 100 кГц и 1 МГц составляет около 500 и 100 пс (при $U_{вх} \approx$

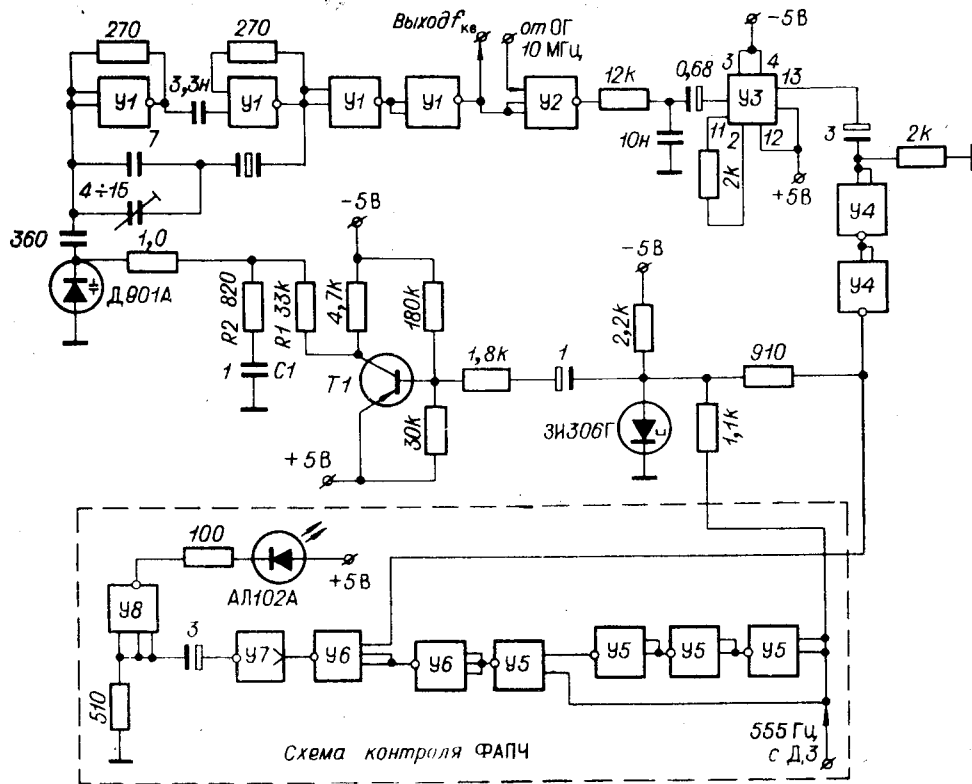


Рис. 2. Принципиальная схема узла квантования цифрового фазометра: У1 — К1ЛБ303, У2 — К1ЛБ304, У3 — К1УЭ841, У4, У5 — К1ЛБ363, У6 — К1ЛБ364, У7 — К1ТК331, У8 — К1ЛБ337, Т1 — 1Т308В.

$\approx 0,5-1$ В). Используя эти данные, можно видеть, что применение оптимального квантования в данном случае еще оказывается достаточно эффективным: на частоте 100 кГц оно обеспечивает выигрыш по разрешающей способности в 6 раз, на частоте 1 МГц — в 12 раз по сравнению с обычным квантованием.

Все узлы разработанного фазометра реализованы на современных интегральных схемах. Частото задающие делители выполнены по схеме со сквозным переносом на триггерах К1ТК553 и декадах К1ИЕ551, фазометрическая часть, в том числе и формирующие устройства, — на микросхемах 137-й и 138-й серий. Наиболее сложным узлом фазометра является кольцо ФАПЧ. Его принципиальная схема приведена на рис. 2. В этой схеме подстраиваемый и опорный кварцевые генераторы выполнены по идентичной схеме на логических элементах типа К1ЛБ303. Смеситель также выполнен на логическом элементе К1ЛБ304 по схеме совпадений. Сигнал промежуточной частоты $\Delta f_{\text{кв}} = 555(5)$ Гц усиливается и формируется логическими элементами У4 типа К1ЛБ363 и усилителем У3 типа 1УЭ841 и поступает на фазовый детектор, выполненный на туннельном диоде ЗИ306Г. Сюда же подаются импульсы с делителя ДЗ частоты 555(5) Гц. Сигнал с выхода фазового детектора усиливается каскадом на транзисторе Т1, фильтруется пропорционально-интегрирующим фильтром R1, R2, C1 и поступает на варикап Д901А, управляющий частотой (фазой) подстраиваемого генератора. Полоса захвата кольца ФАПЧ составила 70 Гц, полоса удержания — 95 Гц.

Для контроля захвата кольца ФАПЧ предусмотрена логическая схема, выполненная на элементах У5—У8 с индикацией на светодиоде АЛ102А.

Экспериментально полученные значения случайной среднеквадратической погрешности разработанного фазометра при времени измерения 1,8 мс равны $0,02^\circ$ на частоте 100 кГц и $0,03^\circ$ — на частоте 1 МГц, что соответственно в 5 и 11 раз меньше, чем при обычном квантовании.

Следует также указать на возможность использования данного прибора для измерения времени задержки импульсных сигналов, вносимой различного рода импульсами и формирующими устройствами, в том числе интегральными логическими схемами. При этом исключаются формирующие устройства и в качестве входных сигналов используются прямоугольные импульсы с выходов делителей Д1 и Д2. Разрешающая способность такого измерителя составляет 330 пс на частоте 100 кГц и 35 пс на частоте 1 МГц, что близко к потенциально достижимым для оптимального квантования значениям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Р. А. Валитов, В. П. Вихров. Погрешность цифровых измерителей интервалов времени и повышение их точности методом статистического усреднения.— «Измерительная техника», 1963, № 4.
2. М. К. Чмых, А. С. Глинченко. Цифровой фазометр с оптимальным квантованием.— Авт. свид-во № 468189, Бюл. изобрет., 1975, № 15.
3. М. К. Чмых, В. М. Мусонов. Цифровой фазометр с постоянным измерительным временем.— Авт. свид-во № 366419, Бюл. изобрет., 1973, № 7.
4. А. С. Глинченко, М. К. Чмых. Фазометрические приставки на интегральных схемах.— «Изв. высш. учеб. заведений. Приборостроение», 1974, № 5.
5. А. С. Глинченко, М. К. Чмых, С. С. Кузнецкий, Л. Е. Логинова. Результаты экспериментального исследования флюктуационных характеристик цифровых фазометров.— В кн.: Радиотехника, тонкие магнитные пленки, вычислительная техника, т. 1. Красноярск, Изд. ИФ СО АН СССР, 1973.

*Поступило в редакцию
14 октября 1974 г.*

УДК 681.34 : 681.3.058

Т. Ф. БЕКМУРАТОВ, О. Н. ДОРОШЕНКО, М. М. МУСАЕВ

(Ташкент)

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ФУНКЦИЙ ДВУХ ПЕРЕМЕННЫХ

Применение в гибридных вычислительных системах устройств, выполняющих одновременно функции преобразования формы представления информации и некоторые вычислительные функции, позволяет оптимально распределить задачи между отдельными устройствами систем, ускорить процесс обработки информации, упростить структуру систем. При разработке одного из типов таких устройств — функциональных преобразователей, реализующих функции двух и более переменных, важное значение имеет выбор метода воспроизведения, поскольку от его универсальности во многом зависит универсальность самого функционального преобразователя (выбранный метод определяет структуру преобразователя и его возможности). Перспективным при проектировании преобразователей является применение математических методов представления функций двух и более переменных в виде совокупности функций одной переменной. При этом немаловажную роль играют простота нахождения структуры представления и простота ее аппаратной реализации с требуемой точностью. Данная работа посвящена рассмотрению способа построения цифроаналогового преобразователя функций (ЦАПФ), в котором используется метод воспроизведения функций двух переменных, основанный на отображении области определения заданной функции на выбранную числовую ось [1]. Суть метода состоит в следующем [2].

Исходная функция $z = F(x, y)$, заданная в некоторой области, разбивается на MN квадратов, где M и N — число интервалов разбиения соответственно по x и y . С каждым квадратом связывается соответствующее значение исходной функции либо некоторая элементарная аппроксимирующая функцию поверхность. Таким образом, заданная функция сводится к функции одной переменной — номера квадрата. Квадраты нумеруются в порядке возрастания x при фиксированных значениях $y = y_j$ ($j = 1, 2, \dots, s$). Номера квадратов для фиксированных y_j образуют семейство, состоящее из последовательностей номеров квадратов одного ряда. В порядке возрастания номеров квадраты отображаются на некоторую произвольную числовую ось L в виде

$$L = \varphi(x) + \psi(y). \quad (1)$$

При этом функции $\varphi(x)$ и $\psi(y)$ выбираются как суммы линейной и ступенчатой функций, дающих непосредственную связь с номером интервала разбиения переменных x и y , т. е.

$$\begin{cases} \varphi(x) = kx + an_x, & n_x = 0, 1, 2, \dots, M; \\ \psi(y) = ky + bn_y, & n_y = 0, 1, 2, \dots, N, \end{cases}$$

где $a = \text{const}$; $b = (2M - 1)a$; n_x, n_y — номера интервалов разбиения по x и y ; $k = a/\Delta$, Δ — сторона квадрата разбиения.

Таким образом,

$$L = kx + an_x + ky + bn_y. \quad (2)$$