

этом на одном из выходов порогового элемента появляется сигнал, который через соответствующую дифференцирующую цепь независимо от направления перехода порогового уровня запускает свой одновибратор. Воспроизводящий блок при этом рисует на носителе штрих определенной длительности (либо точку определенной плотности почернения, если используется амплитудная модуляция). При работе устройства с помощью синхронной развертки фототелеграфного аппарата считывается и воспроизводится одна и та же точка изображения. Когда будут пройдены все точки изображения, воспроизводящий блок нарисует контуры равных почернений исходного изображения.

Изменение числа воспроизводимых контуров осуществляется путем подключения ко входу воспроизводящего блока выходов только требуемых одновибраторов. Подобное переключение осуществляется оператором с помощью кнопок с передней панели устройства. С целью получения двоичных кодов (для их параллельного ввода в ЭВМ) устройство может быть снабжено регистром и шифратором.

Важно подчеркнуть, что в разработанном устройстве фиксируется факт перехода входного сигнала через заданный уровень, а не нахождение его между определенными уровнями, что делает его принципиально отличным от обычных АЦП. При переходе заданного уровня как сверху, так и снизу описываемое устройство будет выдавать один и тот же сигнал, чего трудно достигнуть, применяя обычные АЦП, в которых в этом случае будут генерироваться соседние кодовые комбинации.

Макет разработанного устройства находится в опытной эксплуатации в течение полутора лет. Фотографии, иллюстрирующие работу устройства, представлены на рис. 3 (*a* — исследуемое изображение, *b* — результат обработки).

Технические характеристики устройства: диапазон входных напряжений 0—8 В; порог чувствительности пороговых элементов 20 мВ, длительность импульсов одновибраторов 1—7 мкс, максимальная частота опроса пороговых элементов в автономном режиме 10 МГц.

Отметим, что подобное устройство может быть применено и в случае использования в качестве сканирующего и воспроизводящего блоков приемопередающего телевизионного оборудования.

*Поступило в редакцию
22 сентября 1975 г.*

УДК 621.317

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

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ЗАВИСИМОСТИ ПОГРЕШНОСТИ МНОГОКРАТНОГО НЕСИНХРОНИЗИРОВАННОГО КВАНТОВАНИЯ ОТ СООТНОШЕНИЯ ЧАСТОТ СИГНАЛА И КВАНТОВАНИЯ

В задачах цифрового измерения сдвига фаз и интервалов времени возникает необходимость оценки погрешности многократного несинхронизированного квантования временных (фазовых) интервалов для произвольных соотношений частот сигнала и квантования. Зависимость погрешности квантования от соотношения частот носит сложный и многоэкстремальный характер [1]. Наиболее общее аналитическое описание указанной зависимости получено в [2] методом характеристических функций и представлено в виде бесконечного тригонометрического ряда. Последнее существенно затрудняет практическое применение результатов работы [2] для расчета погрешности квантования при произвольных соотношениях частот. Более просто эта задача решается с помощью аналитического выражения, полученного в [1] и справедливого для значений дробной части отношения частот квантования и сигнала $\{f_{кв}/F\}$, удовлетворяющих условию $\{f_{кв}/F\} = 1/s$, где s — целые числа. При большом числе усредняемых интервалов это выражение является достаточно общим.

Однако ряд задач и, в частности, поиск всех возможных соотношений частот, соответствующих минимальным значениям погрешности, определение априорной погрешности, усредненной по некоторому диапазону частот, учитывающему нестабильность частот генераторов, не могут быть решены на базе работы [1]. Решение этих вопросов возможно на основе анализа выражений, полученных в [2]. Это позволяет получить новые выводы, углубляющие существующие представления о погрешности квантования временных (фазовых) интервалов при наличии усреднения и представляющие практический интерес при разработке соответствующей аппаратуры.

В соответствии с [2] дисперсия квантования для априорно-неизвестных и равно-

вероятных значений измеряемого интервала определяется выражением

$$D = \frac{t_0^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \left(\frac{\sin \pi k n (f_{кв}/F)}{k \sin \pi n (f_{кв}/F)} \right)^2 = \frac{t_0^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} L_n(k, f_{кв}/F), \quad (1)$$

где $f_{кв}/F$ — отношение частот сигнала и квантования; k — число усредняемых интервалов; $t_0 = 1/f_{кв}$. Функция $L_n(k, f_{кв}/F)$ является периодической для аргумента $f_{кв}/F$ с периодом 1 и зависит только от дробной части отношения частот $\{f_{кв}/F\}$. Кроме того, $L_n(k, \{f_{кв}/F\}) = L_n(k, 1 - \{f_{кв}/F\})$ и для построения зависимости $\sigma = \sqrt{D}$ от $\{f_{кв}/F\}$ расчеты достаточно провести для значений $\{f_{кв}/F\} \geq 0,5$. При целочисленном соотношении частот ($\{f_{кв}/F\} = 0$) погрешность квантования максимальна и равна $t_0^2/6$; при соотношении частот, удовлетворяющем условию

$$\{f_{кв}/F\} = 1/k, \quad (2)$$

погрешность минимальна, $D = t_0^2/(6k^2)$, и соответствует случаю оптимального квантования.

Можно показать, что условие (2) не является единственным условием оптимального квантования. Пусть $\{f_{кв}/F\} = a/k$, где a — целые числа, не кратные k . Тогда функция $L_n(k, f_{кв}/F)$ обращается в нуль при всех значениях n , кроме $n = k, 2k$ и т. д.,

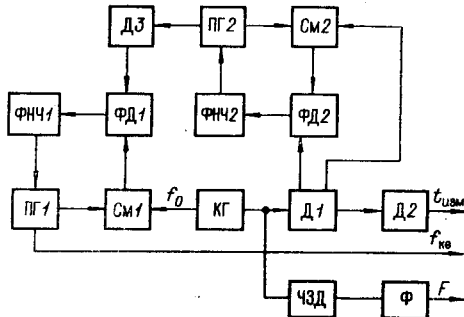
где она равна 1. При этом $D = \frac{t_0^2}{\pi^2} \frac{1}{k^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} = 1/(6k^2)$ равна дисперсии оптимального квантования. Таким образом, оптимальное квантование имеет место при условии

$$\{f_{кв}/F\} = a/k. \quad (3)$$

Здесь a — целые числа, не кратные k .

При a , кратных k , функция $L_n(k, f_{кв}/F)$ обращается в 1 при $n = k/a, 2k/a, 3k/a$ и т. д. При этом $D = a^2/6k^2$, что соответствует дисперсии оптимального квантования при $k^1 = \kappa/a$. Таким образом, на зависимости погрешности от $\{f_{кв}/F\}$ точки минимумов соответствуют значениям $\{f_{кв}/F\} = i/k$ (i — целые числа от 1 до k). Значения погрешности в точках минимумов определяются выражением $\sigma_{\min} = d\sigma_0$, где d — наибольший общий делитель чисел a и k , $\sigma_0 = t_0/(\sqrt{6k})$.

Использование условия (3) в ряде случаев позволяет облегчить практическую реализацию оптимального квантования. В известных устройствах, и в частности цифровых фазометрах, оптимальное квантование реализуется путем электронного смещения частоты квантования с помощью схемы ФАПЧ на величину $\Delta f_{кв} = 1/t_{изм}$, удовлетворяющую условию (2). Однако при больших временах измерения, соответствующих очень малым значениям $\Delta f_{кв}$, реализация схемы ФАПЧ существенно затрудняется [3]. В предложенной схеме узла квантования цифрового фазометра [4] (см. рисунок) оптимальное квантование осуществляется путем смещения частоты квантования на величину $\Delta f_{кв} = a/t_{изм}$, удовлетворяющую условию (3). Схема отличается от известной наличием дополнительного кольца ФАПЧ, содержащего смеситель См2, фазовый детектор ФД2, фильтр нижних частот ФНЧ2, дополнительный подстраиваемый генератор ПГ2. Путем рационального выбора числа a требования к обоим схемам ФАПЧ могут быть существенно облегчены. Так, при $t_{изм} = 0,18$ с, $f_0 = 10$ МГц, $a = 1001$ частоты подстраиваемых генераторов должны быть равны: $f_{пг2} = 100 + 0,1$ кГц, $f_{пг1} = 10$ МГц + 5,5(5) кГц. Такие схемы ФАПЧ практически легко реализуются. Частота сигнала формируется с помощью частотообразующего делителя ЧЗД и фильтров Ф. При работе от внешнего источника сигналов опорного генератора формируется путем умножения частоты сигнала.



Выражение (1) позволяет выяснить характер поведения зависимости σ от $\{f_{кв}/F\}$ вблизи точек оптимального квантования. Дифференцируя (1) по $f_{кв}/F$ под знаком суммы и определив значение производной при $\{f_{кв}/F\} = 1/k$, получим $dD/d(f_{кв}/F) = 0$, т. е. производная зависимости σ от $\{f_{кв}/F\}$ в точках минимумов равна нулю. Однако, как показано в [1], вблизи точек оптимального квантования наблюдается резкое возрастание погрешности при отклонении частот от оптимальных соотношений, что необходимо учитывать при практической реализации соответствующих устройств.

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