

Метод	Математическое ожидание, отн. ед.	Дисперсия, отн. ед.	Коэффициент вариации, %
Светорассеяния	62,9	29,3	46,6
Ослабления	125,8	58,9	46,8
Кондуктометрический	105,6	33,8	32,0

относительно друга и их максимумы не совпадают. Заметное отличие формы кривой, полученной кондуктометрическим методом, от кривых, полученных оптическими методами, обусловлено, очевидно, тем, что кондуктометрический датчик измеряет объем клеток, а оптические датчики — их размер. Величина математического ожидания, дисперсии и коэффициента вариации приведена в таблице.

Коэффициент вариации складывается из C_{vr} -распределения и $C_{ва}$ -прибора. Будучи безразмерной величиной, C_{vr} не зависит от условий эксперимента и определяется лишь параметрами самого распределения. $C_{ва}$ -прибор характеризуется условиями эксперимента и конструкцией прибора. Из таблицы видно, что C_v для оптических методов несколько больше, чем C_v для кондуктометрического метода.

Возможность комбинирования микрофлуометрии с анализом рассеянного излучения, реализуемая в описанном фотометре, может быть полезна для одновременного быстрого измерения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ван де Хюлет Г. Рассеяние света малыми частицами.— М.: ИЛ, 1961.
2. Каменев И. В., Кудрявцев М. Б. Модель рассеяния когерентного света на живых клетках.— Автометрия, 1977, № 6.
3. Иваицкий Г. Р., Куниский А. С. Исследование микроструктуры объектов методами когерентной оптики.— М.: Энергия, 1974.
4. Автоматизированный анализ клеточных популяций: Сб. статей/Под ред. Л. А. Андрианова.— Новосибирск: изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1978.
5. Стейкempi Дж. А. и др. Новый многопараметровый сепаратор микрочастиц и живых клеток.— Приборы для науч. исслед., 1973, № 9.
6. Маллэни П. Ф., Ван Дилла М. А., Коултер Дж. Р., Дин П. Н. Фотометр для быстрого определения размеров клеток по рассеянию света.— Приборы для науч. исслед., 1969, № 8.

Поступило в редакцию 26 августа 1981 г.

УДК 681.142.621

Н. В. ЛИТВИНОВ, В. И. ПРОКОПЕНКО

(Новосибирск)

АНАЛОГОВОЕ ЗАПОМИНАЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО С ПОВЫШЕННЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ РЕЖЕКЦИИ

Создание аналоговых запоминающих устройств (АЗУ) с малыми временами выборки (менее 1 мкс) при достаточно высокой точности (погрешность менее 0,05%) сопряжено с преодолением ряда трудностей*. Так, для сокращения времени выборки необходимо уменьшать значение емкости запоминающего конденсатора, что ограничивается двумя факторами: ухудшением условий хранения (разряд конденсатора паразитными токами) и прямым прохождением изменяющегося входного сигнала через паразитную емкость разомкнутого ключа. Влияние первого фактора удается минимизировать применением операционных усилителей (ОУ) с полевыми транзисторами на входе и охранного эквипотенциального кольца на печатной плате. Значительно сложнее обстоит дело со вторым из указанных факторов. Погрешность в режиме хранения за счет прохождения преобразуемого сигнала на выход АЗУ определяется выражением

$$\delta_n = [C_n / (C_n + C_p)] \Delta U_x,$$

где ΔU_x — приращение преобразуемого сигнала за время хранения; C_p — паразитная емкость разомкнутого ключа; C_n — емкость накопительного конденсатора.

* Касперович А. Н., Литвинов Н. В. О целесообразности использования двухтактных устройств выборки и хранения.— Автометрия, 1973, № 3.

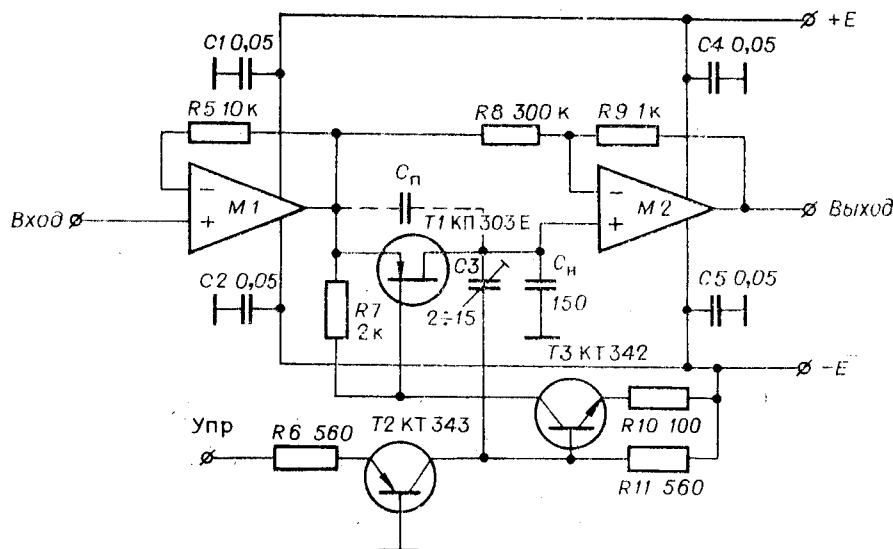


Рис. 1.

В дальнейшем качество АЗУ будем также характеризовать коэффициентом режекции K_p (коэффициентом подавления входного сигнала), численно равным отношению $K_p = 20 \lg(\Delta U_x / \delta_n)$.

Для обычно используемых в АЗУ канальных МОП-ключей емкость стока — источник составляет величину порядка 0,2—2 пФ. В таких ключах использование накапливающей емкости $C_n = 150$ пФ приводит к погрешности δ_n , превышающей 1%. Примерно такие же погрешности будут образовываться и при применении диодно-мостовых ключей.

В связи с вышесказанным разработка методов уменьшения времени выборки при больших коэффициентах режекции является актуальной. На схеме рис. 1 представлен возможный способ компенсации рассматриваемой погрешности в простейшей схеме АЗУ, выполненной на ОУ. Применение в качестве второго буферного устройства ОУ с дифференциальным входным каскадом позволило осуществить компенсацию прямого прохождения путем подачи преобразуемого сигнала на инвертирующий вход выходного ОУ. Степень подавления прохождения преобразуемого сигнала в предлагаемой схеме в первом приближении определяется точностью выполнения соотношения $C_n / C_n = R_3 / R_8$.

Подстроечным резистором R_8 , в принципе, легко можно достичь выполнения этого условия. Однако с ростом частоты сигнала, вследствие неидеальности поведения ОУ на высоких частотах, его коэффициент подавления синфазной составляющей сигнала уменьшается.

Практически регулировка резистора делителя (R_8) схемы компенсации и определение коэффициента режекции проводятся следующим образом. АЗУ устанавливается в режим «Хранение». Вход буферного ОУ — запоминающий конденсатор — шунтируется высокоомным резистором (для исключения насыщения ОУ за счет заряда запоминающего конденсатора), а на вход АЗУ подается синусоидальный сигнал с амплитудой, равной диапазону. Амплитуда сигнала, проходящего через разомкнутый ключ, наблюдается на выходе АЗУ с помощью осциллографа. После этого резистор R_8 регулируется таким образом, чтобы амплитуда сигнала на выходе АЗУ была минимальной. Увеличивая частоту входного сигнала, легко определить ее предельное значение, при котором коэффициент режекции АЗУ все еще удовлетворяет заданным требованиям. Для АЗУ, выполненного по схеме рис. 1, коэффициент режекции имеет значение более 66 дБ до частот 0,7 МГц.

Предложенная схема АЗУ была использована при разработке одноплатного АЦП, выполненного в стандарте КАМАК, со следующими параметрами: время преобразования 5 мкс, число разрядов 12, число каналов 16, амплитудный диапазон преобразуемого сигнала ± 5 В.

Большое значение при разработке этого АЦП имело определение требуемого времени выборки и его минимизация. Способы проверки основных динамических характеристик АЗУ — времени выборки и коэффициента режекции сигнала при хранении — представляют самостоятельный интерес. Эти характеристики являются узловыми при анализе работы АЦП с АЗУ в многоканальных системах сбора данных.

Время выборки для таких систем должно быть не меньше чем длительность переходного процесса АЗУ при скачкообразном изменении входного сигнала на всем диапазоне от выборки к выборке. Очевидно, что время выборки зависит от динамических свойств операционных усилителей, параметров ключа и значения накапливающей емкости. Для определения времени выборки применена следующая методика: на входы коммутатора АЦП (рис. 2) подаются два постоянных сигнала с

противоположными знаками $U_n = \pm 5$ В. АЗУ по концу преобразования переходит в режим «Выборка»; по сигналу запуска — в режим «Хранение». Коммутатор по командам от магистрали крейта поочередно подключает сигналы к выходу АЗУ. При этом на входе АЗУ формируется знакопеременный меандр периода T с амплитудой $2U_n$. Запуск АЦП проводится от стандартного генератора задержанных импульсов (через переднюю панель). Изменяя задержку τ , можно определить ее минимальное значение, когда погрешность преобразования еще не превышает 1 кванта (2,5 мВ). Значение этой задержки и обуславливает время выборки. Экспериментально полученное значение времени выборки при применении в АЗУ усилителей 544УД2А, ключа на транзисторе КП303Е и накапливающего конденсатора $C_n = 150$ пФ 600 нс.

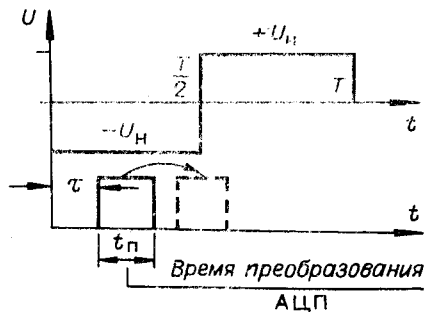


Рис. 2.

Таким образом, при использовании описываемой методики минимизации значения запоминающего конденсатора время выборки определяется в основном динамическими свойствами ОУ.

Контроль за значением коэффициента режекции осуществляется при этом следующим образом: время задержки запуска τ изменяется так, чтобы скачок на входе АЗУ имел место на интервале времени преобразования АЦП. Наблюдение за результатами аналого-цифрового преобразования позволяет судить о наличии погрешности от прямого прохождения сигнала в режиме «Хранение». Подавление этого эффекта с погрешностью не более $2 \cdot 10^{-4}$ при $C_n = 150$ пФ достигается практически без регулировки схемы компенсации.

Поступило в редакцию 29 апреля 1982 г.

УДК 535.681.3.05

В. И. ГУНДЯК, И. И. МОХУНЬ

(Черновцы)

ОБ ЭКВИВАЛЕНТНОСТИ ГОЛОГРАММНЫХ И РЕФРАКЦИОННЫХ ОПТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Перспективным направлением развития элементной базы систем оптической обработки информации является применение в них голограммных оптических элементов (ГОЭ) [1]. Однако в силу своей дискретной структуры ГОЭ не может рассматриваться как полный аналог рефракционного оптического элемента (даже без учета абберационных характеристик). Величина периода локальной решетки ГОЭ, ее функция пропускания и связанная с ней дифракционная эффективность ограничивают наименьший элемент разрешения и сложность обрабатываемой информации [2].

Целью данной работы является исследование сравнительных характеристик ГОЭ и рефракционных элементов. Пусть параллельный пучок излучения освещает ГОЭ и рефракционный элемент, в плоскости которых находятся ограничивающие диафрагмы. Поскольку максимальное различие между преобразованными волновыми фронтами будет возникать при размере ограничивающей диафрагмы, сравнимой с локальным периодом ГОЭ, рассмотрим лишь этот случай. Тогда полосы локальной решетки можно считать прямыми, а ее период постоянным.

Поле за ГОЭ и рефракционным элементом описывается соответственно

$$U_r \sim P_a(x)\Phi(x), \quad U_p \sim P_a(x)\exp\{j(2\pi/T)x\}, \quad (1)$$

где $\Phi(x)$ — функция пропускания ГОЭ; $\exp\{j(2\pi/T)x\}$ — пропускание оптического клина; T — локальный период; $P_a(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq a, \\ 0, & x > a, x < -a, \end{cases}$ $2a$ — размер ограничивающей диафрагмы.

Для сравнения волновых фронтов, преобразованных рефракционным и голограммным оптическими элементами, используем корреляционный критерий. Рассмотрим корреляционную функцию

$$g(t) = U_r * U_p \quad (2)$$

или

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} P_a(x)\Phi(x)P_a(x+t)\exp\left\{-j\frac{2\pi}{T}(x+t)\right\}dx. \quad (3)$$