

4. Робертс. Об одном способе преобразования угла поворота в цифровую форму.— Электроника, 1970, т. 43, № 7.
5. М. И. Борзов. Индуктивные преобразователи угла в код. М., «Энергия», 1970.
6. Р. Д. Бай и др. Управление следящими электроприводами с применением цифровых устройств. М., «Энергия», 1969.
7. Л. Н. Преснухин, В. Ф. Шаньгин, Ю. А. Шаталов. Муаровые растровые датчики положения и их применение. М., «Машиностроение», 1969.
8. В. П. Петропавловский, Н. В. Сеницын. Высокостабильные транзисторные фазовые детекторы.— ИВУЗ, Радиоэлектроника, т. XIV, № 8, 1971.
9. Д. А. Бачатин, И. Я. Гольдман. Поворотный индуктосин. Л., «Энергия», 1969.
10. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. М.—Л., ГЭИ, 1962.
11. А. Г. Филиппов. Транзисторные динамические элементы цифровых вычислительных машин. М., «Советское радио», 1969.
12. В. А. Мясников, А. Г. Филиппов, Н. В. Сеницын, Ю. И. Кононыхин. Дискретная часть двухотсчетного преобразователя угол — код высокой точности.— В сб. «Элементы цифровых систем управления». Л., «Наука», 1971, стр. 202—215.
13. В. П. Петропавловский, В. Н. Прилепов, Н. В. Сеницын. Фазостабильные умножители частоты на транзисторах для высокоточных фазоследящих систем.— В сб. «Теория и расчет импульсных и усилительных схем на полупроводниковых приборах», вып. 1. М., Атомиздат, 1969, стр. 231—241.

*Поступила в редакцию 23 декабря 1971 г.,
окончательный вариант — 27 декабря 1972 г.*

УДК 621.317.725

Л. В. БЫЛИНСКИЙ, Н. И. ЖЕЛУДКОВ, В. В. МЕЕР

(Рязань)

О ПОГРЕШНОСТИ РАЗНОСТНО-ИНТЕГРИРУЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ В КОД

Интегрирующие аналого-цифровые преобразователи (ИАЦП) характеризуются высокой помехозащищенностью, структурной простотой и минимумом прецизионных элементов, что облегчает их микроминиатюризацию. Наиболее существенный вклад в погрешность ИАЦП вносит вольт-секундный преобразователь (ВСП), основанный на двухшаговом интегрировании [1, 2]; при этом погрешность окончного счетно-импульсного преобразования ограничена [3] и определяется разрядностью. Снижение погрешности ВСП достигается как улучшением качества аналоговых узлов (усилителей, переключателей и источников тока), так и структурными усовершенствованиями (следящая установка начального уровня интегратора по Фримену [4], цифровая автокоррекция по разностному алгоритму [5]). Разностно-интегрирующие аналого-цифровые преобразователи (РИАЦП) используют смещение начального уровня входного сигнала U_x произвольного знака на величину

$$U_0 = -pU_x, \quad 0 < p < 1, \quad (1)$$

где p — постоянная, зависящая от диапазона изменения U_x , а их базовая структура [5], дополненная цепью установки нуля типа [4], обладает качественно новыми точностными характеристиками. В статье дается количественная оценка основных составляющих погрешности ВСП и РИАЦП, отражающая корректирующие возможности разностного алгоритма.

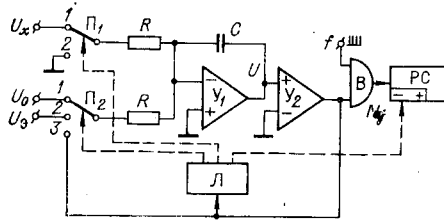


Рис. 1.

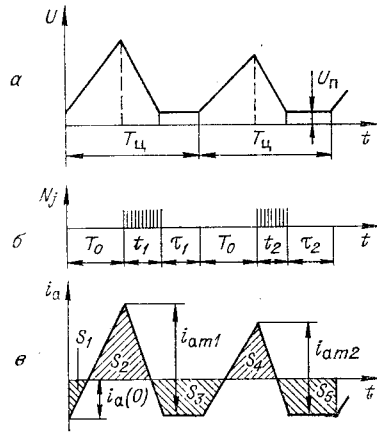


Рис. 2.

Функциональная схема РИАЦП, включающая в себя входные переключатели Π_k ($k=1, 2$) с $m=1; 2$ или 3 фиксированными положениями, интегратор на усилителе U_1 , усилитель сравнения (компаратор) U_2 , вентиль В и реверсивный счетчик РС, изображена на рис. 1, а поясняющие временные диаграммы (а, б) и изменение абсорбционного тока в пределах интервала преобразования (в) — на рис. 2.

Двухшаговое вольт-секундное преобразование в РИАЦП осуществляется независимо от номера цикла $j=1, 2$ с фиксированной продолжительностью $T_{ц}=2T_0$ одинаково в каждом втором полуцикле ($T_0 = t_j + \tau_j$), слагающемся из интервала разряда t_j конденсатора С эталонным напряжением U_0 до порогового уровня компаратора U_n и интервала «обнуления» τ_j , в течение которого выход U_1 удерживается цепью отрицательной обратной связи на уровне U_n . Первые полуциклы каждого j -го цикла различны: при $j=1$ в течение T_0 интегрируется сумма

входного и опорного сигналов $U_x + U_0$, при $j=2$ — только U_0 . Управляющая логика Л последовательно фиксирует состояния m переключателей Π_k в соответствии с наборами 11, 22, 23 при $j=1$ и 21, 22, 23 при $j=2$ (позиция числа в наборе соответствует номеру k), а также переводит РС из режима сложения при $j=1$ в режим вычитания при $j=2$. Схема рис. 1 описывается соотношениями:

$$t_j = \begin{cases} (U_x + U_0) U_0^{-1} T_0 + \Delta t_1 & \text{при } j = 1; \\ U_0 U_0^{-1} T_0 + \Delta t_2 & \text{при } j = 2; \end{cases} \quad (2)$$

$$t_x = t_1 - t_2 = U_x U_0^{-1} T_0 + \Delta t_x; \quad N_x = N_1 - N_2 = f t_x, \quad (3)$$

где N_j — счетно-импульсные эквиваленты преобразования в j -м цикле; f — эталонная частота; t_x — отсчетный интервал РИАЦП; Δt_j — абсолютная погрешность ВСП в j -м цикле.

Значения абсолютных погрешностей двухшагового ВСП Δt_1 и Δt_2 вырождаются в разность второго порядка

$$\Delta t_x = \Delta t_1 - \Delta t_2, \quad (4)$$

что позволяет исключить аддитивные составляющие первичных погрешностей Δt_1 и Δt_2 , независимые от U_x , и улучшить линейность преобразования вследствие существенной компенсации влияния составляющих, зависящих от сигнала. Величину Δt_x можно представить тремя основными взаимонезависимыми слагаемыми:

$$\Delta t_x = \Delta t_{xc} + \Delta t_{x0} + \Delta t_{xa}, \quad (5)$$

где Δt_{xc} — задержка, вносимая компаратором; Δt_{x0} — составляющая, обусловленная остаточными параметрами ключей Π_k и электрометриче-

скими свойствами усилителя постоянного тока Y_1 ; Δt_{xx} — составляющая, обусловленная током абсорбции интегрирующего конденсатора C .

Для оценки величины (4) ниже анализируются слагаемые (5).

1. Напомним, что по принципу действия АЦП интегрирующего типа основная задача компаратора заключается в том, чтобы прекращать поступление импульсов от генератора на счетчик,

когда линейно падающее напряжение интегратора достигнет его порога срабатывания. При «обнулении» по Фримену [4] процесс двухшагового интегрирования начинается и заканчивается на уровне U_n , медленный дрейф которого, таким образом, не влияет на точность АЦП. Задержка, вносимая компаратором, зависит только от его усиления, постоянной времени и крутизны разрядного напряжения $S = U_s(RC)^{-1}$. Эти факторы независимы в каждом j -м цикле работы РИАЦП, и соответствующая доля погрешности $\Delta t_{xc} = \Delta t_{1c} - \Delta t_{2c}$ в (5) близка к нулю.

2. Влияние на точность формирования t_j электрометрических свойств усилителя и параметров ключей в открытом состоянии (рис. 3) при идеальном конденсаторе C определим из уравнений:

$$U = U_n + (A + A_x)T_0 + Bt_1 + Dt_1 + (E + IC^{-1})(T_0 + t_1) = U_n \quad (6)$$

для первого цикла (состояние ключей 11, 22),

$$U = U_n + AT_0 + Bt_2 + D(T_0 + t_2) + (E + IC^{-1})(T_0 + t_2) = U_n \quad (7)$$

для второго цикла (состояние ключей 21, 22), где

$$A = \frac{U_0 + e_{21} - U_n}{CR(1 - \gamma_{21})}; \quad A_x = \frac{U_x + e_{11} - U_n}{CR(1 + \gamma_{11})}; \quad B = \frac{-U_s + e_{22} - U_n}{RC(1 + \gamma_{22})};$$

$$D = \frac{e_{12} - U_n}{CR(1 + \gamma_{12})}; \quad E = U_n(R_{вх}C)^{-1};$$

$$\gamma_{km} = r_{km}R^{-1} = (\rho_{km} + \Delta R_k)R^{-1};$$

ΔR_k — абсолютная погрешность резисторов k -й ветви относительно номинала R ; e_{km} , ρ_{km} — соответственно малые остаточная э. д. с. и сопротивление переключателя Π_k в состоянии m ; e , I , $R_{вх}$ — смещение нуля, входной ток и входное сопротивление усилителя Y_1 .

Влияние остаточных сопротивлений R_0 и тока I_0 закрытых ключей в структуре рис. 1 ослаблено, так как каждый закрытый ключ шунтируется открытым, имеющим малое остаточное сопротивление ρ , что позволяет вследствие $\rho_{km} \ll R_0$ и $I_0 \rho_{km} \ll e_{km}$ не вводить R_0 и I_0 в эквивалентную схему рис. 3.

Учитывая, что

$$U_n = -(U\mu^{-1} + e) \approx -e,$$

и ограничиваясь величинами второго порядка малости, находим из (6) и (7) выражение абсолютной погрешности

$$\Delta t''_{x0} = -U_x U_s^{-1} T_0 \{(\gamma_{22} - \gamma_{21}) + [e(\gamma_{12} - \gamma_{11}) + (e_{22} - e_{12})] U_x^{-1} + [e_{22} + e_{12} + e(2 + RR_{вх}^{-1}) + IR] U_s^{-1}\}. \quad (8)$$

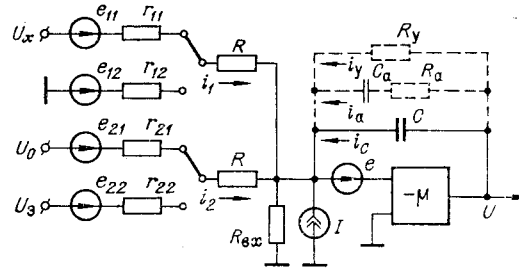


Рис. 3.

Для сравнения определим из (6) аналогичную погрешность ИАЦП с одним циклом преобразования. Остаточные параметры здесь считаются идентичными приведенным на эквивалентной схеме рис. 3, а состояния $m=2$ и $m=1$ для ключей Π_1 и Π_2 — соответственно исключенными. В итоге после несложных преобразований получим

$$\Delta t'_{x0} = -U_x U_3^{-1} T_0 \{ (\gamma_{22} - \gamma_{11}) + [e_{11} + e(1 + RR_{\text{вх}}^{-1}) + IR] U_x^{-1} + [e_{22} + e(1 + RR_{\text{вх}}^{-1}) + IR] U_3^{-1} \}. \quad (9)$$

Преобразователи сигналов низкого уровня с широким диапазоном перекрытия характеризуются текущей относительной погрешностью, которая для РИАЦП и ИАЦП определяется соответственно выражениями:

$$\delta t''_{x0} = \frac{\Delta t''}{U_x U_3^{-1} T_0} = - \{ (\gamma_{22} - \gamma_{21}) - [e(\gamma_{12} - \gamma_{11}) + (e_{22} - e_{12})] U_{12}^{-1} + [e_{22} + e_{12} + e(2 + RR_{\text{вх}}^{-1}) + IR] U_3^{-1} \}; \quad (10)$$

$$\delta t'_{x0} = \frac{\Delta t'_{x0}}{U_x U_3^{-1} T_0} = - \{ (\gamma_{22} - \gamma_{11}) - [e_{11} + e(1 + RR_{\text{вх}}^{-1}) + IR] U_x^{-1} + [e_{22} + e(1 + RR_{\text{вх}}^{-1})e + IR] U_3^{-1} \}. \quad (11)$$

Выражения (10) и (11), полученные с использованием приближения типа $(1 \pm y)^{-1} \approx 1 \mp y$, если $y \ll 1$, существенно различаются вторыми членами, характеризующими отношения помеха/сигнал, которое в (11) невыгодно растет при уменьшении U_x . В (10) одноименное отношение значительно меньше, так как определяется непарностью остаточных параметров входных цепей интегратора, которую можно снизить при микроминиатюризации РИАЦП благодаря интегральной технологии изготовления его резисторов и переключателей. То же относится и к первой составляющей. Третья составляющая невелика, так как значение U_3 на несколько порядков превышает числитель отношения и характеризует предел ошибки, определяемый точностными возможностями используемых компонентов. Выигрыш в отношении помеха/сигнал открывает возможность построения РИАЦП с гарантированным пределом текущей (а не приведенной, как обычно, в ИАЦП к диапазону U_x) относительной погрешности, что особенно важно при кодировании малых сигналов.

3. Линейность интегрирующих преобразователей напряжения в цифровой код зависит от утечки и абсорбционных свойств интегрирующего конденсатора, которые количественно оцениваются коэффициентом абсорбции $K_a = \frac{C_a}{C + C_a}$ и постоянной времени абсорбции $T_a = R_a C_a$ [6].

Полагая в эквивалентной схеме рис. 3 усилитель и ключи идеальными, можно оценить влияние ненулевых i_a и i_y , дополняя конденсатор C сопротивлением утечки R_y и эквивалентной цепью абсорбции 1-го порядка. При сделанных допущениях с учетом полярностей входных напряжений интегратор описывается системой уравнений

$$\begin{cases} C \frac{d(U - U_d)}{dt} + \frac{U - U_d}{R_y} + i_a = -i_i; \\ U - U_d = i_a R_a + C_a^{-1} \int_0^t i_a dt; \\ U = -\mu U_d, \end{cases} \quad (12)$$

где токовая возмущающая функция

$$i_j = \begin{cases} (U_x + U_0 - U_d) R^{-1} & \text{при } j = 1; \\ (U_0 - U_d) R^{-1} & \text{при } j = 2; \\ (-U_3 - U_d) R^{-1} & \text{при интегрировании эталонного напряжения;} \\ -U_d R^{-1} & \text{для режима „обнуления“}. \end{cases} \quad (13)$$

Функциональную связь погрешности с K_a и T_a нетрудно определить, если найти математическую зависимость тока абсорбции i_a в пределах полного интервала преобразования. Полное решение системы уравнений (12) с учетом (13), приводящее к весьма громоздким выкладкам, значительно упрощается для действующих АЦП, когда $T_0 \ll T_a$ и величина интегрирующего конденсатора не превышает 0,05 мкФ, а утечкой при высококачественном диэлектрике (фторопласт, полистирол) можно пренебречь. Тогда в системе уравнений (12) возможны взаимоподстановки и при $\mu \rightarrow \infty$:

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{dU}{dt} + i_a = -i_j; \end{array} \right. \quad (14)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} T_a \frac{di_a}{dt} + i_a \left(1 + \frac{C_a}{C} \right) = \frac{C_a}{C} i_j. \end{array} \right. \quad (15)$$

При $T_0 \ll T_a$ форма тока в функции от времени приближенно аппроксимируется отрезками прямых, причем в установившемся режиме $i_a(0) = i_a(2T_n)$

$$\int_0^{2T_n} i_a dt = \sum_{j=1}^2 \int_0^{T_0+t_j} i_a dt + \sum_{j=1}^2 \int_{T_0+t_j}^{T_u} i_a dt = 0. \quad (16)$$

Из последнего равенства и практической неизменности абсорбционного тока в пределах интервала «обнуления» τ_j следует возможность замены

$$\begin{aligned} \sum_{j=1}^2 \int_0^{T_0+t_j} i_a dt &= - \sum_{j=1}^2 \int_{T_0+t_j}^{T_u} i_a dt = - \sum_{j=1}^2 \int_0^{\tau_j} i_a(0) dt = \\ &= - i_a(0) \sum_{j=1}^2 \tau_j. \end{aligned} \quad (17)$$

После подстановки (17) в результат интегрирования системы (14) и (15) имеем

$$t_x = U_x U_3^{-1} T_0 + R i_a(0) U_3^{-1} \sum_{j=1}^2 \tau_j - 2 R U_3^{-1} \int_0^{T_0+t_2} i_{a2} dt. \quad (18)$$

Абсорбционную $R_a C_a$ -цепь можно рассматривать как «безваттную», поэтому величину $i_a(0)$ легко рассчитать из условия энергетического баланса $S_1 + S_2 + S_3 + S_4 + S_5 = 0$ (см. рис. 2, в). Аналогично [7] получим

$$i_a(0) = - \frac{1}{8} \sum_{j=1}^2 i_{amj} \left(1 + \frac{t_j}{T_0} \right), \quad (19)$$

где

$$i_{amj} = \begin{cases} \frac{C_a T_0}{C T_a} \frac{U_0 + U_x}{R} & \text{для } j = 1 \\ \frac{C_a T_0}{C T_a} \frac{U_0}{R} & \text{для } j = 2. \end{cases}$$

Тогда из (18) с учетом (19) можно найти выражение абсолютной и текущей относительной погрешностей разностно-интегрирующего АЦП:

$$\begin{aligned} \Delta t_{xa}'' &= -\frac{1}{8} \frac{C_a T_0^2 U_x}{C T_a U_0} \left[1 - \frac{U_x^2}{U_0^2} - 3(2p-1) - 2p^2 + \frac{U_x}{U_0} (2p+3) \right]; \\ \delta t_{xa}' &= -\frac{1}{8} \frac{C_a T_0^2}{C T_a} \left[1 - \frac{U_x^2}{U_0^2} - 3(2p-1) - 2p^2 + \frac{U_x}{U_0} (2p+3) \right]. \end{aligned} \quad (20)$$

Функция (20) имеет экстремум в точке

$$U_x = \frac{1}{3} U_0 \left[(2p+3) \pm \sqrt{21-6p-2p^2} \right],$$

который при $p=0,5$ количественно равен

$$[\Delta t_{xa}']_{\max} \approx 0,014 \frac{K_a}{1-K_a} \frac{T_0^2}{T_a}. \quad (21)$$

Для одноциклового преобразования, где $U_0=0$, $j=1$, значение абсолютной погрешности ИАЦП находится аналогичным образом [7] и равно

$$\Delta t_{xa}' = -\frac{1}{4} \frac{C_a T_0^2 U_x}{C T_a U_0} \left[1 - \left(\frac{U_x}{U_0} \right)^2 \right]$$

с экстремумом в точке $U_x = U_0 / \sqrt{3}$, количественно равным

$$[\Delta t_{xa}']_{\max} \approx 0,096 \frac{K_a}{1-K_a} \frac{T_0^2}{T_a}. \quad (22)$$

Из выражений (21) и (22) следует, что цифровая автокоррекция в РИАЦП в несколько раз уменьшает нелинейность ВСП, возникающую вследствие абсорбционной неидеальности конденсатора. На рис. 4 для сравнения приведены экспериментальные зависимости абсорбционной составляющей погрешностей ИАЦП и РИАЦП для близких по величине (0,02—0,022 мкФ) конденсаторов различных типов (с фторопластовой изоляцией типа ФТ-1, с бумажной изоляцией типа БМ-1 и тонкопленочный конденсатор с диэлектриком на монооксиде германия). Результаты получены при $T_c=1$ мс, $U_0=10$ В, $p=0,5$. Искажающее влияние других малых параметров, показанных на эквивалентной схеме рис. 3, ослаблено выбором C небольшой величины, применением усилителя с каналом автостабилизации нуля типа МДМ ($R_{вх} \approx 10^5$ Ом, $e \leq 100$ мкВ, $I \leq 2$ нА) и выполнением ключей на полевых транзисторах (КП103Л). Графикам приведенной относительной погрешности $\delta t_{xa} = \Delta t_{xa} T_0^{-1}$, построенным в функции отношения U_x/U_0 , соответствуют сплошные линии, графикам текущей относительной погрешности $\delta t_{xa} = \Delta t_{xa} / U_x U_0^{-1} T_0$ — штриховые линии. Среди них погрешностям

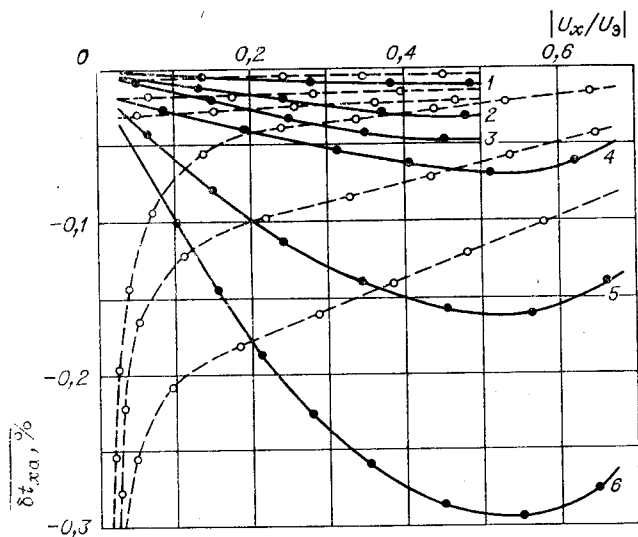


Рис. 4.

ИАЦП и РИАЦП с конденсатором первого типа соответствуют кривые 4 и 1, со вторым типом конденсатора — 5 и 2, с третьим — 6 и 3. Полученные результаты достаточно хорошо согласуются с оценками (8), (21) и (9), (22) и подтверждают возможность построения РИАЦП со значительно сниженной (в 6 раз при $p=0,5$) нелинейностью вольтсекундной характеристики, в том числе для тонкопленочных оксидных конденсаторов, управление утечкой и абсорбционными свойствами которых при современных технологических методах изготовления еще затруднительно.

Выводы

Цифровая автокоррекция интегрирующих АЦП по разностному алгоритму позволяет полностью исключить постоянные составляющие погрешности ВСП, существенно снизить влияние на точность и линейность остаточных параметров аналоговых узлов и компонентов, осуществлять преобразование слабых сигналов с ограниченным пределом текущей относительной погрешности.

РИАЦП обладают прецизионностью и компенсационными свойствами даже при построении на непрецизионных элементах, что создает благоприятные условия для их микроминиатюризации.

Полученные выражения (8), (21) и (9), (22) удобны для оценки ожидаемой погрешности РИАЦП по параметрам его компонентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. К. Заволокин, Г. И. Курахтанов. Об одном методе построения преобразователей напряжения в числовые эквиваленты.— Автоматика и телемеханика, 1960, № 6.
2. В. П. Тарасов. Исследование одного метода преобразования напряжения в код.— Измерительная техника, 1969, № 12.
3. М. К. Чмых, С. П. Панько. О случайной погрешности при цифровых измерениях длительности импульсов.— ИВУЗ. Приборостроение, 1972, № 4.
4. E. A. Freeman, K. M. Abbott. Switch Using Bipolar Transistors for Use in Analogue Computing.— Proc. Inst. Electr. Engrs., 1969, v. 116, № 3.
5. H. Schmid. Practical Guide to a/d Conversion, Part 2.— Electr. Design, 1968, v. 16, № 26.

6. Ю. А. Тарасов. Методы измерения параметров диэлектрической абсорбции электрических конденсаторов.— Измерительная техника, 1969, № 11.
7. В. В. Меер, Л. В. Былинский. Оценка влияния эффекта диэлектрической абсорбции интегрирующего конденсатора на точность быстрodeйствующего вольт-секундного преобразователя.— Труды Рязанского радиотехнического института, вып. 30. Рязань, 1972.

Поступила в редакцию 3 октября 1972 г.

УДК 621.384.8

Е. С. БРОДСКИЙ, Ю. А. ВОЛКОВ, И. М. ЛУКАШЕНКО

(Москва)

О ЦИФРОВОЙ РЕГИСТРАЦИИ МАСС-СПЕКТРОВ НА МАСС-СПЕКТРОМЕТРЕ С МАГНИТНОЙ РАЗВЕРТКОЙ

Регистрация масс-спектра непосредственно в цифровой форме позволяет автоматизировать с использованием цифровых вычислительных машин и значительно ускорить процесс обработки масс-спектра.

При создании системы цифровой регистрации масс-спектров основным является измерение значений ионных токов, соответствующих различным массовым числам, и соотнесение каждому измеряемому ионному току соответствующего массового числа.

Для масс-спектрометрии органических соединений, по-видимому, наиболее подходит конденсаторная схема запоминания максимального значения импульсного напряжения, пропорционального ионному току [1]. Схема отличается сравнительной простотой, обладает достаточно большим динамическим диапазоном, надежностью в работе с пиками разной формы и необходимой для практических нужд точностью.

Грубое измерение массовых чисел можно проводить на основании измерения тока электромагнита или с помощью датчика Холла, а точное совмещение аналогового сигнала от измерителя магнитного поля с дискретными значениями массовых чисел осуществлять с использованием выходных сигналов масс-спектрометра.

В частности, возможно имитировать последовательность массовых чисел с помощью генератора импульсов, частота следования которых управляется законом развертки магнитного поля и примерно совпадает с частотой следования пиков масс-спектра на каждом этапе развертки. Для точного совмещения генерируемых импульсов с соответствующими пиками масс-спектра по времени генератор импульсов можно синхронизировать импульсами-пиками масс-спектра. Тогда даже при некотором рассогласовании частоты следования пиков масс-спектра и импульсов, моделирующих последовательность массовых чисел, а также в отсутствие части пиков в масс-спектре можно осуществлять надежный отсчет номинального массового числа по числу этих импульсов.

Структурная схема и временные диаграммы системы цифровой регистрации представлены на рис. 1. Последовательность пиков масс-спектра с выхода усилителя постоянного тока (на рисунке не показан) поступает на схему заполнения амплитуды сигнала 1 и цифровой вольтметр 2.

Для синхронизации генератора последовательности массовых чисел 7 пики масс-спектра ограничиваются и формируются в прямоугольные импульсы одинаковой амплитуды. После дифференцирования этих импульсов дифференцирующей ячейкой 5 последовательность импульсов,