

ЛИТЕРАТУРА

1. М. М. Гельман, Г. Г. Шаповал. Автоматическая коррекция систематических погрешностей в преобразователях «напряжение — код». М., «Энергия», 1974.
2. А. Д. Ниженский, Ю. А. Юрченко. Методы автоматической коррекции погрешностей измерительных преобразователей фазы.— «Автометрия», 1973, № 4, с. 83.
3. Э. М. Бромберг. Автокорректирующиеся системы для измерения некоторых неэлектрических величин.— «Приборы и сист. упр.», 1973, № 10, с. 24.
4. Э. М. Бромберг, В. С. Гольдман. Автокорректирующийся индуктивно-частотный преобразователь линейных перемещений.— «Автометрия», 1971, № 2, с. 99.
5. В. П. Попов. О точности цифровых измерительных приборов с автоматической коррекцией погрешности.— «Автометрия», 1972, № 2, с. 69.
6. Б. Дж. Кэй. Правильный выбор цифрового вольтметра.— «Электроника» (пер. с англ.), 1966, т. 39, № 7, с. 3.
7. Т. М. Алиев, Л. Р. Сейдель, А. А. Тер-Хачатуров. Способ повышения точности цифрового измерения аналоговой величины.— «Автометрия», 1969, № 5, с. 91.
8. Т. М. Алиев, Л. Р. Сейдель. Мультипликативная итерационная коррекция погрешностей цифровых измерительных приборов.— «Приборы и сист. упр.», 1974, № 2, с. 28.
9. Л. И. Волгин. Итерационные алгоритмы повышения точности измерительных устройств.— «Автометрия», 1974, № 5, с. 84.

*Поступила в редакцию 3 апреля 1975 г.;
окончательный вариант — 15 июля 1975 г.*

УДК 681.142.6

П. Н. ДИМИТРАКИ

(Кишинев)

МНОГОУСТОЙЧИВЫЙ ЭЛЕМЕНТ С ТРЕХПЕТЛЕВОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В последнее время значительный интерес проявляется к импульсным устройствам с многопетлевой обратной связью (МПОС) [1], обладающим весьма высоким быстродействием, и к многоустойчивым элементам фазоимпульсного типа. Достаточно отметить, что применение фазоимпульсных многоустойчивых элементов (ФИМЭ) в качестве пересчетных декад в счетчиках импульсов позволяет сократить количество деталей и потребляемую мощность почти в три раза [2]. Однако известные ФИМЭ [2 и др.] не обладают достаточным быстродействием и стабильностью, так как при перебросе состояний схемы действует лишь одна петля обратной связи. Параметры ФИМЭ могут быть в значительной мере улучшены, если в них сочетать одновременно преимущества режима перезаряда накопительного конденсатора, высокое быстродействие систем с многопетлевой обратной связью, бистабильных триггеров и регенеративных ключей (РК) на двух транзисторах разного типа проводимости [3], а также стабилизирующие свойства электрического моста [4]. Основное преимущество режима перезаряда конденсатора по сравнению с режимами его заряда или разряда — уменьшение влияния нестабильности постоянной времени конденсатора, обусловленное увеличением емкости (для большинства конденсаторов) и уменьшением сопротивления изоляции с ростом температуры. Схема ФИМЭ, в которой действуют перечисленные выше свойства отдельных импульсных устройств, приведена на рис. 1. Основные элементы схемы: линеаризующие зарядные каскады на транзисторах T_1 , T_6 и диодах D_1 , D_2 ; дозирующие конденсаторы C_1 и C_2 ; накопительный конденсатор C_3 ; регенеративные ключи PK_1 и PK_2 на транзисторах T_2 , T_3 и T_4 , T_5 соответственно; интегральный бистабильный триггер на спаренных транзисторах T_3 и T_4 с соответствующими элементами R_1 , R_k , R_6 и C_6 .

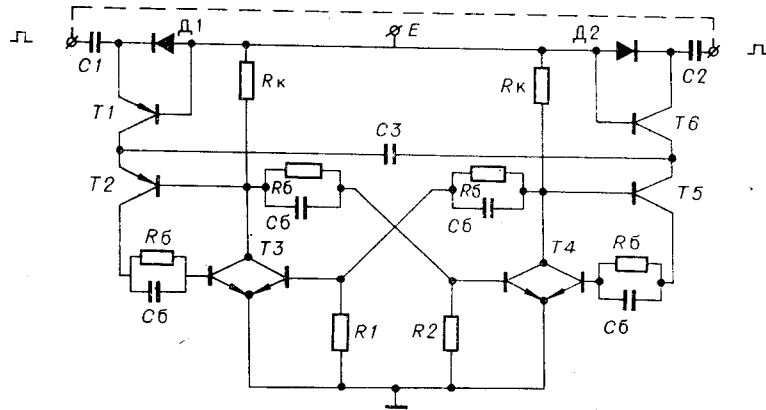


Рис. 1. Схема интегрального многоустойчивого элемента на триггере.

Схема работает следующим образом. В исходном состоянии при подаче на схему напряжения источника питания конденсаторы $C1$, $C2$ и $C3$ разряжены, триггер находится в одном из двух возможных устойчивых состояний. Пусть при этом транзисторы $T3$ триггера закрыты и на их коллекторах напряжение соответствует логической единице, а транзисторы $T4$ того же триггера открыты и на их выходе напряжение соответствует логическому нулю. В этом случае конденсаторы $C1$ и $C2$ заряжаются через диоды $D1$, $D2$ соответственно и внутреннее сопротивление источника входных счетных импульсов. Под воздействием каждого счетного импульса конденсатор $C2$ заряжается через транзисторы $T1$, $T4$, $T5$ и $C1$. Импульсы одновременно действуют и на второй вход, если оба входа соединены вместе, как показано на рисунке. Однако транзистор $T4$ открыт и по этому входу счетные импульсы не оказывают влияния на процесс заряда конденсатора $C3$. В момент равенства напряжений на накопительном конденсаторе U_{C3} и транзисторе $U_{кз}$ под воздействием n -го импульса происходит перебор состояний схемы и транзисторы $T2$, $T3$ открываются, а $T4$, $T5$ закрываются. Теперь накопительный конденсатор $C3$ перезарядается через транзисторы $T2$, $T3$ и $T6$ в обратном направлении. Перезаряд продолжается до момента достижения равенства напряжений U_{C3} и $U_{кз}$. При этом происходит перебор схемы в первоначальное состояние и процесс перезаряда конденсатора $C3$ в прямом направлении повторяется. Если входы не соединены между собой, то схема может управляться от двух автономных источников счетных импульсов, а ступенчато-возрастающее и ступенчато-падающее напряжения (рис. 2) будут иметь различные параметры. Такой режим применяется, например, при управлении технологическим процессом обработки изделий на фрезерном станке.

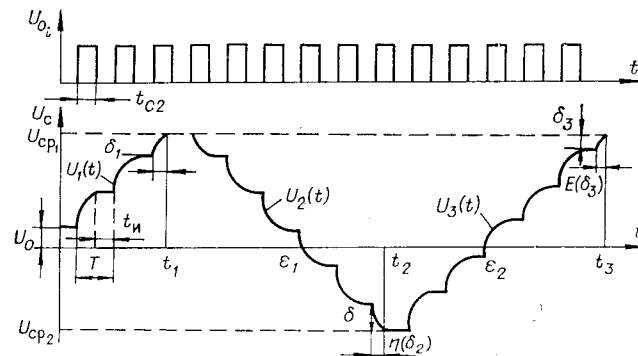


Рис. 2. Диаграммы напряжений в схеме при экспоненциальном характере перезарядной характеристики.

При анализе схемы рассмотрим реальный случай экспоненциально-го характера зарядной характеристики, несмотря на наличие линейри-зующих транзисторов $T1$ и $T6$, которые практически не могут обеспе-чить абсолютно линейный процесс перезаряда накопительного конденса-тора. В соответствии с принятыми на рис. 2 обозначениями зависи-мость $U_{сз}(t)$ описывается следующими аналитическими выражениями:

$$U_1(t) = \begin{cases} U_0, & 0 \leq t < t_n; \\ E \left[1 - \exp\left(-\frac{t-t_n}{\tau_1}\right) \right] + U_0, & t_n \leq t < T; \\ U_0 + \Delta U, & t_n \leq t < T + t_n; \\ E \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{t-(T+t_n)}{\tau_1}\right] \right\} + U_0 + \Delta U, & T + t_n \leq t < 2T; \\ \dots \\ E \left(1 - \exp\left\{ -\frac{t - \left(S \left[\frac{U_{ср1} - U_0}{\Delta U} \right] T + t_n \right)}{\tau_1} \right\} \right) + U_0 + \\ + S \left[\frac{U_{ср1} - U_0}{\Delta U} \right] \Delta U, & S \left[\frac{U_{ср1} - U_0}{\Delta U} \right] T + t_n < t < t_1; \\ E \exp\left(-\frac{t-t_1+t_n}{\tau_2}\right) - E + U_{ср1}, & t_1 + t_n \leq t < t_1 + T; \\ U_{ср1} - \Delta U, & t_1 + T \leq t < t_1 + T + t_n; \\ E \exp\left[-\frac{t-(t_1+T)+t_n}{\tau_2}\right] - E + U_{ср1} - 2\Delta U, & t_1 + T + t_n \leq t < t_1 + 2T; \\ \dots \\ U_2(t) = \begin{cases} U_{ср1} - \left(S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] - 1 \right) \Delta U, & \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] T + t_n \leq \\ \leq t \leq S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} + 1 \right] T; \\ E \exp\left\{ -\frac{t - \left(t_1 + S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] T \right)}{\tau_2} \right\} - E + U_{ср2} - \\ - S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] T, & t_1 + S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] T \leq t \leq t_2. \end{cases} \end{cases} \quad (1)$$

Здесь $S[]$ — целая часть числа.

Для решения многих практических задач важное значение имеет определение четных U_{2j} и нечетных значений функций U_{2j+1} :

$$U_{2j} = \begin{cases} U_{ср1}, & t_{2j-1} \leq t < t_{2j-1} + t_n; \\ E \exp\left[-\frac{t-(t_{2j-1}+t_n)}{\tau_2}\right] - E + U_{ср1}, & t_{2j-1} + t_n \leq t < t_{2j-1} + T; \\ U_{ср1} - \Delta U, & t_{2j-1} + T \leq t < t_{2j-1} + T + t_n; \\ E \exp\left[-\frac{t-(t_{2j-1}+T+t_n)}{\tau_2}\right] - E + U_{ср1} - \Delta U, \dots, t_{2j-1} + \\ + T + t_n \leq t < t_{2j-1} + 2T; \\ \dots \\ E \exp\left\{ -\frac{t - \left(t_{2j-1} + t_n \right) + S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] T}{\tau_2} \right\} - E + U_{ср1} - \\ - S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] \Delta U, & t_{2j-1} + S \left[\frac{U_{ср1} - U_{ср2}}{\Delta U} \right] T + t_n \leq t < t_{2j}; \end{cases} \quad (3)$$

$$U_{2j+1} = \begin{cases} U_{cp2}, & t_{2j} \leq t \leq t_{2j} + t_n; \\ E \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{t - (t_{2j} + t_n)}{\tau_1} \right] \right\} + U_{cp2}, & t_{2j} + t_n \leq t < t_{2j} + T + t_n; \\ U_{cp2} + \Delta U, & t_{2j} + T \leq t < t_{2j} + T + t_n; \\ E \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{t - t_{2j} + T + t_n}{\tau_1} \right] \right\} + U_{cp2} + \Delta U, & t_{2j} + T + t_n \leq t < t_{2j} + 2T; \\ \dots & \dots \\ E \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{t - \left(t_{2j} + S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] T + t_n \right)}{\tau_1} \right) \right\} + U_{cp2} + \\ + S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] \Delta U, & t_{2j} + S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] T + t_n < t \leq t_{2j} + 1, \end{cases} \quad (4)$$

где ΔU — высота ступеньки напряжения на накопительном конденсаторе $C3$; τ_1, τ_2 — постоянные времени перезаряда накопительного конденсатора $C3$ через транзисторы $T1, T6$ соответственно; U_{cp1}, U_{cp2} — напряжения срабатывания, равные напряжениям на коллекторе закрытых транзисторов $T3, T4$ соответственно; t_n — длительности импульсов; T — период повторения импульсов; U_{2j}, U_{2j+1} — напряжения на накопительном конденсаторе при четных и нечетных полупериодах выходных импульсов; $j=1, 2, 3, \dots$; t_1, t_2 — временные интервалы, указанные на рис. 2.

Из этих выражений определяются напряжения на накопительном конденсаторе, соответствующие каждой ступеньке для четного t_{2j} и нечетного t_{2j+1} временных интервалов.

Определим соответствующие значения t_j для двух возможных случаев:

$$1) S \left[\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} \right]; \frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} — \text{целые числа.}$$

Из графика рис. 2 и полученных последовательностей функций имеем

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \left(\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} + 1 \right) T; \\ t_2 &= t_1 + \left(\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} + 1 \right) T; \\ t_3 &= t_1 + 2 \left(\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} + 1 \right) T; \\ &\dots \\ t_j &= t_1 + (j-1) \left(\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} + 1 \right) T. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

$$2) \frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} — \text{нецелое;} \quad \frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} — \text{целое.}$$

Для определения t_j с нечетными индексами рассмотрим график зависимости

$$U(t) = E[1 - \exp(-t/\tau_1) - \delta_1] \quad (6)$$

рис. 2, из которого следует, что

$$\delta_1 = U_{cp1} - U_0 - S \left[\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} \right] \Delta U. \quad (7)$$

Поэтому

$$t_1 = S \left[\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} \right] T + t_n + \xi_2(\delta_1), \quad (8)$$

где $\xi_2(\delta_1)$ — корень уравнения $\exp(-t/\tau_1) = \exp(-\xi_1(\delta_1)/\tau_1)$.

Рассмотрим случай, когда

$$E[1 - \exp(t/\tau_1)] - \delta_1 = 0. \quad (9)$$

Решая это уравнение для $t = \xi(\delta_1)$ и подставив $\xi_2(\delta_1)$ из (8), находим

$$\xi(\delta_1) = -\tau_1 \ln \left(\frac{-\delta_1 + E}{E} \right) = \tau_1 \ln \frac{E}{E - \left\{ U_{cp1} - U_0 - S \left[\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} \right] \Delta U \right\}}. \quad (10)$$

Тогда

$$t_1 = S \left[\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} \right] T + t_n + \tau_1 \ln \frac{E}{E - (U_{cp1} - U_0) - S \left[\frac{U_{cp1} - U_0}{\Delta U} \right] \Delta U}. \quad (11)$$

Найдем значение t_2 . Из графика рис. 2 следует, что

$$t_2 = t_1 + S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] T + \eta(\delta_2), \quad (12)$$

где $\eta(\delta_2)$ — корень уравнения

$$E \exp(-t/\tau_2) + \delta_2 = 0. \quad (13)$$

Решая уравнение (13) относительно $\eta(\delta_2)$ при $t = \eta(\delta_2)$, являющимся его корнем, получим

$$\eta(\delta_2) = -\tau_2 \ln(\delta_2/E) = \tau_2 \ln(E/\delta_2). \quad (14)$$

Здесь значение δ_2 отрицательно, так как оно расположено ниже оси времени t . Из графика видно, что $\delta_2 < \Delta U$, так как схема срабатывает не по окончании времени действия счетного импульса t_{c2} , а раньше — во время его действия, т. е. $\eta(\delta_2) < t_{c2} = T - t_n$. Следовательно, приращение δ_2 напряжения на конденсаторе за этот период времени будет меньше ΔU . Поэтому в соответствии с обозначениями на графике имеем

$$\delta_2 = S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] \Delta U - (U_{cp1} - U_{cp2}). \quad (15)$$

В последнем выражении $U_{cp2} - U_{cp1} > S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right]$, так как U_{cp2} — отрицательная величина. После подстановки (15) в (14) и соответствующих преобразований получим

$$\eta(\delta_2) = \tau \ln \frac{E}{U_{cp1} - U_{cp2} - S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] \Delta U}. \quad (16)$$

Подставив значение $\eta(\delta_2)$ из (16) в (12), окончательно получаем

$$t_2 = \tau_2 \ln \frac{E}{U_{cp1} - U_{cp2} - S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] \Delta U} + S \left[\frac{U_{cp1} - U_{cp2}}{\Delta U} \right] T + t_1. \quad (17)$$

Очевидно, что

$$t_3 = t_2 + \xi(\delta_2). \quad (18)$$

Из (10) с учетом (15) следует

$$\xi(\delta_2) = \tau_2 \ln \frac{E}{U_{cp_1} - U_{cp_2} - S \left[\frac{U_{cp_1} - U_{cp_2}}{\Delta U} \right] \Delta U}. \quad (19)$$

Подстановка последнего выражения в (18) дает

$$t_3 = t_2 + \tau_1 \ln \frac{E}{E - S \left[\frac{U_{cp_1} - U_{cp_2}}{\Delta U} \right] \Delta U + U_{cp_1} - U_{cp_2}}. \quad (20)$$

Далее из формулы (16) и графика вытекает

$$t_4 = t_3 + \eta(\delta_2). \quad (21)$$

Значение t_4 можно получить после подстановки соответствующих значений из (11), (16), (17), (20) в (21) и соответствующих преобразований. Любое значение t_j может быть найдено при помощи рекуррентной формулы

$$t_j = t_{j-1} + \frac{1 + (-1)^j}{2} \tau_2 \ln \frac{E}{U_{cp_1} - U_{cp_2} - S \left[\frac{U_{cp_1} - U_{cp_2}}{\Delta U} \right] \Delta U} + \\ + \tau_1 \frac{1 + (-1)^{j+1}}{2} \ln \frac{E}{E - S \left[\frac{U_{cp_1} - U_{cp_2}}{\Delta U} \right] \Delta U + U_{cp_1} - U_{cp_2}}, \quad (22)$$

где $j=2, 3, 4, \dots$

Существенное значение при решении ряда практических задач имеет нахождение корней, определяющих момент пересечения ступеньки с осью времени. При этом необходимо рассмотреть два случая: 1) горизонтальная часть ступеньки перезарядной характеристики совпадает с осью времени (лежит на оси); 2) перезарядная характеристика пересекает ось времени в точках ξ_1, ξ_2, \dots

В первом случае высота ступеньки ΔU не влияет на значение корня и поэтому не учитывается. При допущении, что $S \left[\frac{U_{cp_1}}{\Delta U} \right] = \frac{U_{cp_1}}{\Delta U}$; $S \left[\frac{|U_{cp_2}|}{\Delta U} \right] = \frac{|U_{cp_2}|}{\Delta U}$, весь интервал (горизонтальная часть ступеньки) лежит на оси t и поэтому является корнем:

$$\xi_1 = t_1 + \frac{U_{cp_1}}{\Delta U} T; \quad \xi_2 = \xi_1 + 2 \frac{|U_{cp_2}|}{\Delta U} T; \quad \xi_3 = \xi_2 + 2 \frac{U_{cp_1}}{\Delta U} T.$$

Из этой последовательности следует общая формула

$$\xi_i = \xi_{i-1} + [1 + (-1)^i] \frac{|U_{cp_2}|}{\Delta U} T + [1 + (-1)^{i-1}] \frac{U_{cp_1}}{\Delta U} T. \quad (23)$$

Выражение (23) позволяет определить соответствующие корни с четными ξ_{2i} и нечетными ξ_{2i+1} индексами:

$$\xi_{2i} = \frac{T}{\Delta U} \left[2i \frac{|U_{cp_2}|}{\Delta U} + (2i - 2) \frac{U_{cp_1}}{\Delta U} \right] + S \left[\frac{U_{cp_1} - U_{cp_2}}{\Delta U} + 1 \right] T - t_n;$$

$$\xi_{2i+1} = 2i \frac{T}{\Delta U} [|U_{cp_2}| + U_{cp_1}] + S \left[\frac{U_{cp_1} - U_0}{\Delta U} \right] T - t_n;$$

здесь $i=1, 2, 3$.

Схема многоустойчивого элемента исследовалась экспериментально на промышленных интегральных гибридно-пленочных триггерах типа 2ТР114, 2ТР115 и 2ТР116. Транзисторы *pnp* типа проводимости выбирались из интегральной микросборки К2ЛБ102; использовались также дискретные транзисторы: 2ТР116 и КТ360—кремниевые, МП416 и МП417—германиевые высокочастотные. Необходимо отметить, что лучшая линейность получается при выполнении токостабилизирующего элемента на высокочастотных германиевых транзисторах. С точки зрения линейности характеристики большой интерес представляют гибридно-пленочные интегральные логические элементы К2ЛБ102, выполненные на транзисторе П4. Если на кремниевых транзисторах можно получить 7—12 ступенек с более или менее линейной характеристикой, то на этом интегральном микро модуле число ступенек с такой же линейностью может быть увеличено более чем вдвое. Вообще число ступенек может быть получено до нескольких тысяч, однако о линейности характеристик здесь говорить не приходится. По мере увеличения n стабильность резко падает. Например, при $n=10$ влияние температуры начинает сказываться при 55—60°C, но при $n=25$ число ступенек начинает увеличиваться уже при 40—45°C. Исследования чувствительности схемы к приращениям напряжения источника питания показали, что при неизменных параметрах входных счетных импульсов число ступенек напряжения оставалось неизменным в диапазоне напряжений от 2 до 3,2 и от 3,8 до 4,1 В. По мере роста напряжения источника питания число ступенек растет практически пропорционально при неизменных параметрах схемы и счетных импульсов.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Н. Яковлев. Импульсные генераторы на транзисторах. Киев, «Техника», 1968.
2. Многоустойчивые элементы и их применение. Под ред. В. П. Сигорского. М., «Сов. радио», 1971.
3. П. Н. Димитраки, С. Н. Димитраки. Многоустойчивые импульсные элементы на интегральных микросхемах.— «Автометрия», 1972, № 2, с. 102—104.
4. В. А. Ильин. Импульсные устройства на мостовых элементах. М., «Энергия», 1965.

*Поступила в редакцию 4 июня 1974 г.;
окончательный вариант — 8 декабря 1974 г.*

УДК 681.142.38 : 681.142.2 : 681.142.4

З. ЗАМОРИ, Г. А. ОСОСКОВ, А. ХОРВАТ

(Москва)

О ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ МИКРОПРОЦЕССОРОВ

Введение. За последние два-три года успехи технологии изготовления микросхем привели к созданию сначала карманных калькуляторов, быстро получивших огромную популярность среди многих миллионов людей, а потом и настоящих микро-ЭВМ, которые, как это будет показано ниже, уже могут успешно соперничать с традиционными вычислительными машинами.

Однако если карманные калькуляторы сразу же нашли себе обеспеченный рынок сбыта, что позволило уже в 1972 году — первом году