

- докладов, секция радиотехническая.) Новосибирск, изд. НТО РЭС им. Попова, 1977, с. 42—43.
10. Козлов В. И., Юфит Г. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. М., «Сов. радио», 1975.
 11. Бородулин А. А. Построение и экспериментальное исследование оптимального отражательного фазовращателя с плавной электрической перестройкой, содержащей один управляемый элемент.— В кн.: Антенны. Под ред. Пистолькорса А. А. Вып. 19. М., «Связь», 1974, с. 148—156.
 12. Касперович А. Н., Литвинов Н. В. О целесообразности использования двухтактных устройств выборки и хранения.— «Автоматика», 1973, № 3, с. 98—104.
 13. Пуртов А. В., Мухопад Ю. Ф. Быстродействующий фазовый компаратор СВЧ диапазона.— ПТЭ, 1978, № 1, с. 109—110.
 14. Глебович Г. В., Ковалев И. П. Широкополосные линии передачи импульсных сигналов. М., «Сов. радио», 1973.

Поступила в редакцию 25 мая 1977 г.;
окончательный вариант — 16 января 1978 г.

УДК 681.325.3

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Ю. В. ШАЛАГИНОВ
(Новосибирск)

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АЦП С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АМПЛИТУДНОЙ СВЕРТКИ СИГНАЛОВ

В последние годы в ряде работ [1—5] описаны АЦП, в которых используется преобразование входных сигналов по принципу амплитудной свертки*. В АЦП, основанных на этом принципе, возможно получение высокого быстродействия при сравнительно небольшом объеме оборудования. Однако особенности проектирования таких АЦП в отечественной литературе практически не освещены. Авторы в настоящей работе рассматривают основные структурные схемы сверхбыстродействующих АЦП с использованием амплитудной свертки и ряд принципиальных схем узлов АЦП, дают оценку объема оборудования и динамических свойств таких АЦП.

Кратко рассмотрим принцип преобразования вида «амплитудная свертка». На рис. 1 изображена амплитудная характеристика устройства амплитудной свертки (УАС), с помощью которого осуществляется это преобразование. Сигнал на выходе УАС описывается следующим выражением:

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} U_{\text{вх}} - iQ & \text{для } i = 0, \pm 2, \pm 4, \pm \dots; \\ (i + 1)Q - U_{\text{вх}} & \text{для } i = \pm 1, \pm 3, \pm \dots, \end{cases}$$

где $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ — значения входного и выходного сигналов; Q — выходной диапазон УАС (приведенный ко входу); i — номер участка на характеристике УАС.

В общем случае число изломов на амплитудной характеристике УАС может быть различным. Простейшим вариантом УАС является выпрямитель знакопеременного сигнала, характеристика которого имеет всего один излом. Этим УАС осуществляется однократная свертка относительно нулевого уровня.

Из АЦП, основанных на применении УАС, наиболее просто реализуется преобразователь, состоящий из последовательного соединения

* В некоторых работах, например в [3], они называются АЦП с использованием непрерывно-логических функций.

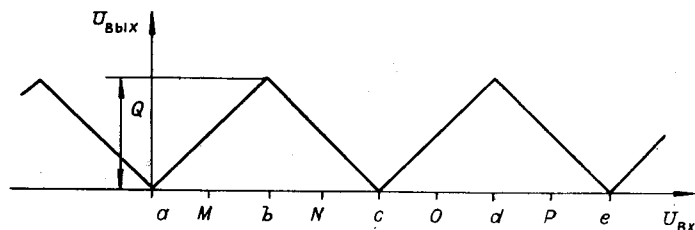


Рис. 1.

простейших устройств свертки типа «выпрямитель» [4]. Каждый последующий УАС в таком соединении осуществляет свертку сигнала с выхода предыдущего УАС относительно середины его выходного диапазона. Число УАС в таком АЦП на единицу меньше числа разрядов выходного кода. Для определения значений разрядов выходного кода на входе каждого УАС и дополнительно к выходу последнего подключено по одному компаратору. Результат преобразования формируется в коде Грея. Быстродействие этого АЦП определяется временем распространения сигнала по цепи последовательно соединенных УАС. Следует заметить, что повышение быстродействия такого АЦП за счет организации «конвейерного» режима работы* недостаточно эффективно. Это объясняется тем, что большие и малые приращения входного сигнала по цепи УАС распространяются с различными скоростями.

Поэтому более целесообразно быстродействие АЦП с амплитудной сверткой увеличивать за счет уменьшения числа последовательно включенных УАС. Это достигается применением в АЦП устройств свертки с большим числом изломов, но не содержащих внутри себя последовательно соединенных простейших УАС [1]. Такие УАС необходимо создавать путем параллельного соединения нелинейных элементов с положительными и отрицательными значениями коэффициентов передачи. Принципиальные схемы подобных параллельных УАС будут рассмотрены ниже. В этом случае на входе каждого УАС включаются не отдельные компараторы, а малоразрядные параллельные АЦП, позволяющие определять сразу несколько разрядов выходного кода. Причем число уровней квантования этих АЦП должно соответствовать числу изломов на амплитудной характеристике соответствующих УАС. На выходе последнего УАС может быть включен параллельный АЦП практически с любым приемлемым числом разрядов.

АЦП, содержащий один параллельный УАС, имеет наименьшее время распространения входного сигнала и, следовательно, обладает наивысшим быстродействием. Структурная схема его приведена на рис. 2. Такой АЦП включает в себя УАС и два параллельных малоразрядных АЦП, один из которых подключен ко входу АЦП, а другой — к выходу УАС. Первый АЦП (АЦП-С) определяет, к какому участку амплитудной характеристики принадлежит преобразуемое значение входного сигнала. На выходе этого АЦП формируются старшие разряды выходного кода, а уровни квантования соответствуют точкам излома амплитудной характеристики УАС. Вторым АЦП (АЦП-М) служит для преобразования сигнала на выходе УАС и формирует младшие разряды выходного кода. АЦП-С и АЦП-М в АЦП на рис. 2 должны работать в коде Грея. При использовании параллельных АЦП, работающих в обычном двоичном коде, необходимо предусмотреть выдачу результатов с выхода АЦП-М обратным кодом в тех случаях, когда квантование производится на участках амплитудной характеристики с отрицательной крутизной, как это сделано, например, в работе [2]. Частота

* Общий принцип работы «конвейерных» АЦП описан в работе [3, с. 417].

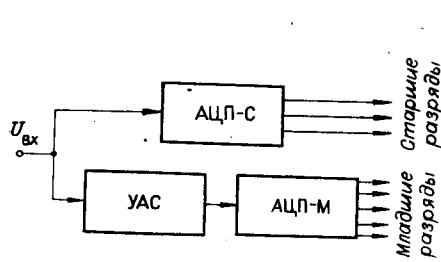


Рис. 2.

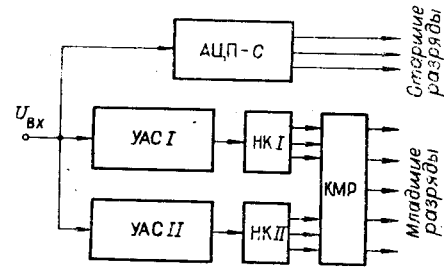


Рис. 3.

дискретизации такого АЦП такая же, как и у параллельного АЦП, и может достигать 100–200 МГц при выполнении логической части АЦП на отечественных ЭСЛ-микросхемах.

Структурная схема на рис. 2 может быть успешно реализована только при использовании в ней УАС с амплитудной характеристикой, отличающейся от идеальной в каждой точке не более чем на половину кванта АЦП. Трудности построения УАС с характеристикой, близкой к идеальной, особенно для быстроизменяющихся входных сигналов, приводят к тому, что такие АЦП целесообразно строить по структурной схеме, приведенной на рис. 3. В этом случае в АЦП используются два параллельно включенных УАС, амплитудные характеристики которых сдвинуты относительно друг друга на величину $Q/2$. На рис. 4 показаны эти амплитудные характеристики с линейными участками a_1b_1 ; c_1d_1 ; e_1g_1 на первой характеристике и b_2c_2 ; d_2e_2 ; g_2k_2 — на второй. Конец линейного участка на одной амплитудной характеристике соответствует началу линейного участка на другой. Наборы компараторов (НК I и НК II с кодером младших разрядов (КМР) выполняют те же функции, что и АЦП-М в схеме рис. 2. Уровни квантования наборов НК I и НК II размещены в зонах P_1 и P_2 соответственно. При изменении значений входного сигнала по оси абсцисс от точки a до b (а также от c до d и от e до g и т. д.) квантование осуществляется на выходе УАС I, а при изменении от b до c (а также от d до e и от g до k и т. д.) — на выходе УАС II. КМР преобразует позиционный код на выходе наборов компараторов в двоичный код. Наиболее просто реализуется кодер, работающий в коде Грея. Это объясняется тем, что при переходе из зоны

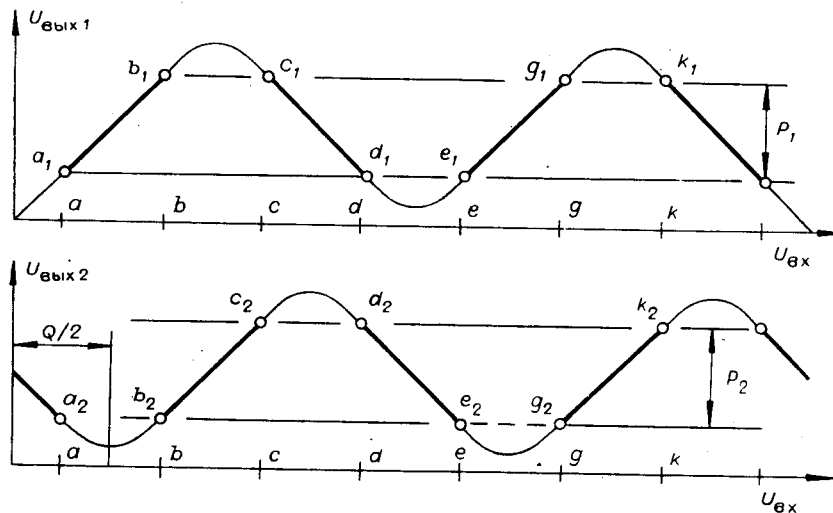


Рис. 4.

кодирования одного набора компараторов в зону другого требуется изменить значение всего одного разряда выходного кода.

Вообще говоря, возможно построение АЦП с произвольным числом параллельно включенных УАС. При этом необходимо обеспечить сдвиг их характеристик с шагом Q/j . Однако практический смысл такого включения еще не изучен.

В АЦП, построенных по структурным схемам на рис. 2 и 3, объем оборудования в значительной степени зависит от числа используемых в них компараторов. Легко показать, что число компараторов (K) в таких АЦП в зависимости от числа разрядов (n) и числа изломов (N) амплитудной характеристики УАС определяется выражениями:

$$K = (2^n/N + 1) - 1 + N \text{ для схемы рис. 2}$$

и

$$K = (2^n/N + 1) - 1 + 2N \text{ для схемы рис. 3.}$$

При $N=0$ эти выражения совпадают с выражениями для числа компараторов в параллельном АЦП. При нарастании N в области малых значений ($N=1, 2, \dots$) значения K сначала резко убывают, достигают минимума, а затем медленно увеличиваются. Анализ показывает, что число компараторов минимально при $N=2^{n/2}-1$ для схемы на рис. 2 и при $N=2^{(n-1)/2}-1$ для схемы на рис. 3.

Рассмотрим некоторые вопросы реализации УАС. УАС для быстродействующих АЦП целесообразно строить по разомкнутой схеме на транзисторных или диодных переключателях токов.

УАС на транзисторных переключателях токов имеют нелинейные участки в точках излома амплитудной характеристики, поэтому могут применяться только в АЦП, построенных по схеме на рис. 3. На рис. 5, а изображена принципиальная схема УАС, описанного в [1]. Это устройство состоит из ряда дифференциальных каскадов (на рис. 5, а их четыре). Коллекторные выходы правых плеч дифференциальных каскадов с нечетными номерами ($M1$ и $M3$) объединены с выходами левых плеч каскадов с четными номерами ($M2, M4$). Соответственно коллекторные выходы левых плеч каскадов $M1$ и $M3$ объединены с выходами каскадов $M3, M4$. Выходной сигнал УАС формируется в виде разности токов I_1 и I_2 . На правые входы дифференциальных каскадов задаются уровни, соответствующие средним точкам линейных участков на амплитудной характеристике УАС (см. рис. 1, точки $MNOP$). Питание эмиттерных цепей дифференциальных пар осуществляется генераторами тока. Величины токов I_0 выбраны таким образом, чтобы при изменении U_{xx} от точки a до b (или от b до c) переключение соответствующего дифференциального каскада начиналось в точке a , а заканчивалось в точке b (см. рис. 1). Тогда амплитудная характеристика УАС принимает вид одной из кривых, показанных на рис. 4. При реализации схемы на рис. 5, а необходимо обеспечить строгое равенство величин емкостей в эмиттерных цепях дифференциальных пар. Разброс этих емкостей приводит к различному изменению диффузионных емкостей транзисторов в инверсных плечах. Это вызывает нелинейные искажения выходного сигнала УАС. С целью уменьшения влияния разброса емкостей схема на рис. 5, а была модифицирована, как это показано на рис. 5, б.

Основное отличие схемы рис. 5, б от описанной в работе [1] заключается в том, что выходные сигналы снимаются только с правых плеч дифференциальных каскадов. Возрастающие и ниспадающие участки амплитудной характеристики получаются за счет того, что коллекторные выводы дифференциальных каскадов с нечетными номерами ($M1, M3$) подключаются к выходу через повторитель тока $T1$, а коллекторные выводы каскадов с четными номерами — через схему так называемого «токового зеркала» ($M5$), производящего инверсию сигналов.

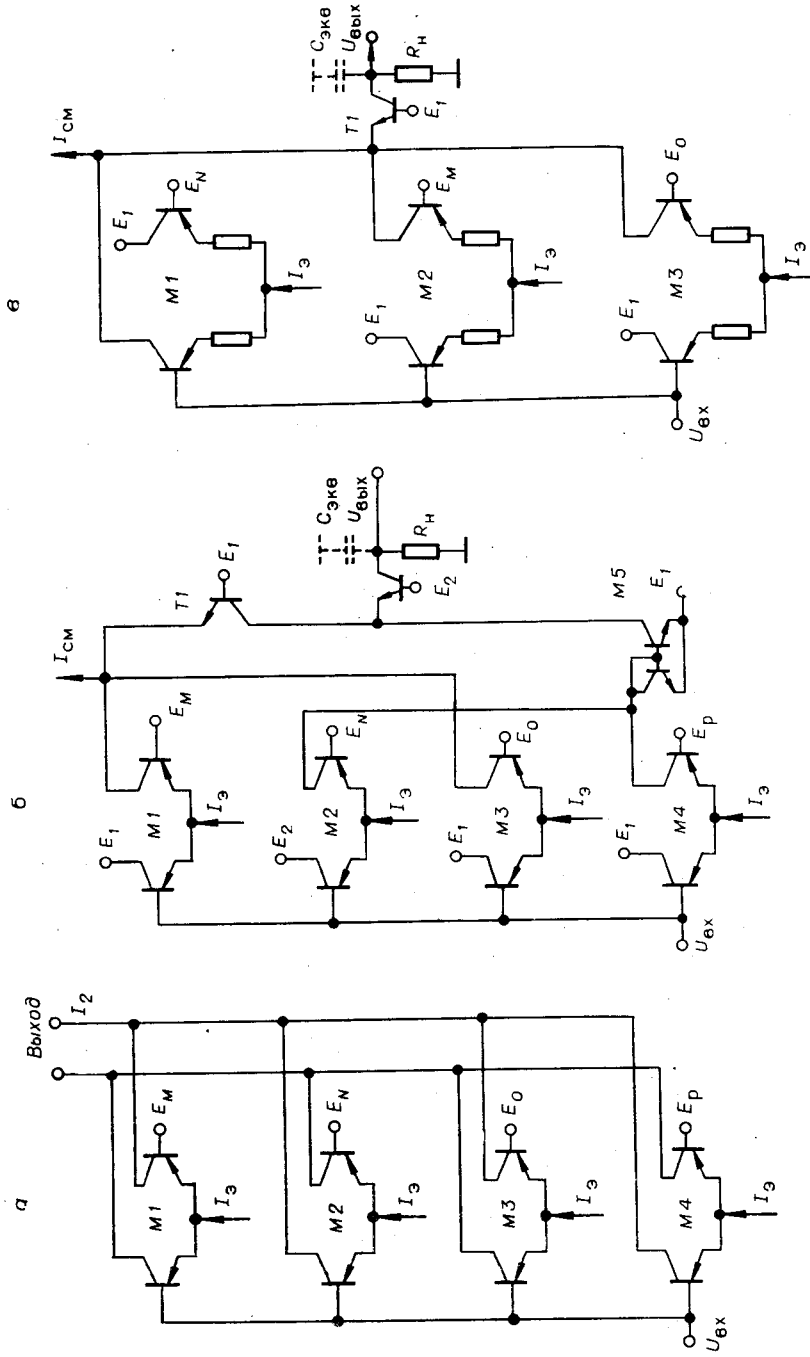


Рис. 5.

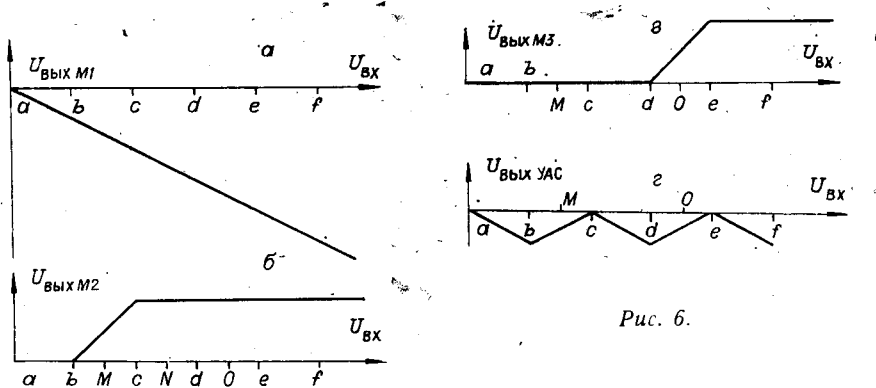


Рис. 6.

Экспериментальное исследование УАС, построенного по этой схеме, показало, что при идентичности временных и амплитудных характеристик повторителя и «токового зеркала» возможно использование его в АЦП при максимальных частотах входного сигнала $20 \div 25$ МГц.

Следует заметить, что для повышения линейности дифференциальных каскадов в эмиттерные цепи целесообразно включить резисторы, как это сделано в следующем варианте на рис. 5, в.

Принципиальная схема третьего варианта (см. рис. 5, в) имеет существенные отличия от первых двух. В этом устройстве используется один дифференциальный каскад (M1), передаточная характеристика которого линейна во всем диапазоне сигналов (благодаря наличию резисторов в цепи эмиттеров), и несколько нелинейных элементов (M2, M3). Амплитудные характеристики каждого из каскадов приведены на рис. 6, а—в, где $U_{\text{вых } M1}$ соответствует передаточной характеристике УАС при отключенных входных каскадах M2, M3; $U_{\text{вых } M2}$ — при отключенных входах M1, M3 и $U_{\text{вых } M3}$ — при отключенных M1, M2. Результирующая амплитудная характеристика УАС показана на рис. 6, г. Коэффициент передачи каждого из каскадов M2 и M3 в линейной зоне по модулю равен удвоенному значению коэффициента передачи каскада M1. В этом варианте использование инверсного выхода каскада M1 не приводит к нелинейным искажениям, аналогичным в варианте на рис. 5, а, поскольку каскад M1 работает в линейном режиме. Меньшее число переключаемых каскадов в этом варианте позволяет получить лучшие динамические свойства по сравнению с двумя предыдущими. В то же время этот УАС имеет несколько большие погрешности в статике (естественно, при одинаковой реализации переключаемых каскадов во всех трех вариантах). Это объясняется тем, что амплитудная характеристика этого УАС содержит участки, наклон которых определяется разностью коэффициентов передачи двух каскадов (например, на рис. 6 наклон на участке bc обеспечивается каскадами M1 и M2), что осуществляется с меньшей точностью, чем при формировании наклона на каждом участке одним каскадом в предыдущих вариантах. Однако, как показывают расчет и экспериментальная проверка, статическая точность этого варианта достаточна для построения АЦП с погрешностью около 1%, с числом разрядов 6—7.

Этот вариант УАС может также использоваться с парафазным выходом. Для этого неиспользуемые коллекторные выводы дифференциальных пар объединяются и создается вторая выходная цепь, аналогичная $T1 \div R_n$.

Таким образом, для построения АЦП с максимальной полосой входных сигналов целесообразно применять схему УАС на рис. 5, в. Если необходимо построить более точный АЦП на 8—9 разрядов, но с меньшей полосой входных сигналов, следует применять УАС, построенные по схеме рис. 5, а или 5, б.

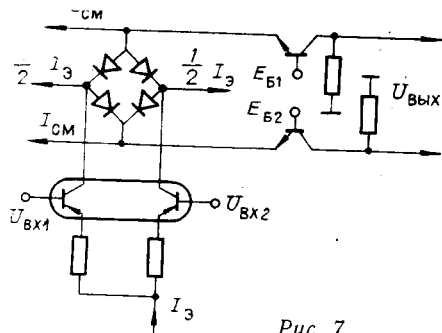


Рис. 7.

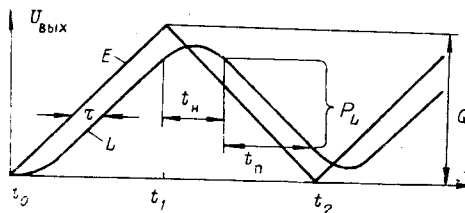


Рис. 8.

Известные быстродействующие УАС на диодных переключателях токов представляют собой выпрямительные каскады. Один из таких УАС описан нами в работе [2]. Принципиальная схема его приведена на рис. 7. Особенностью этого устройства является то, что во входном каскаде $M1$ производится преобразование входного напряжения в ток. В результате этой операции «выпрямления» осуществляется над токовыми сигналами. Такое техническое решение позволяет практически исключить погрешности, вызываемые нелинейностью диодов. Поэтому на частотах входного сигнала до 1 МГц такой УАС имеет амплитудную характеристику, близкую к идеальной. Этот УАС целесообразно применять в АЦП с последовательным соединением УАС или в АЦП на рис. 2.

Одним из основных параметров, определяющих динамические свойства АЦП, является предельная частота синусоидального сигнала (f_n) максимальной амплитуды, преобразуемого с заданной погрешностью. Рассмотрим, как связана величина f_n с числом изломов (N) на амплитудной характеристике УАС. Предположим, что на вход УАС подается линейно-нарастающий сигнал $U_{вх}$. Тогда на выходе безынерционного УАС с идеальной амплитудной характеристикой получился бы сигнал, показанный на рис. 8 (ломаная E). Реальный сигнал на выходе УАС имеет вид кривой L . Будем полагать, что реальный сигнал является откликом аperiodического звена первого порядка с постоянной времени τ на воздействие идеального сигнала (ломаная E). Аппроксимация аperiodическим звеном первого порядка достаточно хорошо соответствует всем трем вариантам схем УАС на рис. 5. Затухание сигнала в выходных цепях этих устройств определяется в основном постоянной времени $\tau = R_n C_{вых}$, которая существенно превышает значения остальных постоянных времени в этих цепях.

Оценим длительность интервала t_n , в течение которого заканчивается переходный процесс, вызываемый изменением знака производной выходного сигнала. Переходный процесс может считаться окончанным, когда выходной сигнал УАС соответствует идеальному (ломаная E) с погрешностью, не превышающей $q/2$, где q — величина кванта АЦП (естественно, с учетом временного сдвига на величину τ).

Легко показать, что свободная составляющая переходного процесса U_τ для анализируемого случая описывается выражением

$$U_\tau = 2U'_{вх} \tau e^{-t/\tau}.$$

Записывая неравенство с учетом затухания свободной составляющей при $t = t_n$ до величины $q/2$ в виде

$$2U'_{вх} \tau e^{-t_n/\tau} \leq q/2$$

и решая его, получаем

$$t_n \geq \tau \ln \frac{4U'_{вх} \tau}{q}. \quad (1)$$

При построении АЦП по структурной схеме на рис. 3 необходимо, чтобы линейная зона P_L была не менее $Q/2$ (для АЦП с j параллельно включенными УАС зона P_L должна быть не менее Q/j).

Из этого условия следует, что

$$t_n \leq 0,5t_n, \quad (2)$$

где t_n — интервал времени, в течение которого идеальный выходной сигнал линеен.

Выражение, связывающее t_n с величиной N , имеет вид

$$t_n = \frac{U_{\text{вх max}}}{U'_{\text{вх}}(N+1)}. \quad (3)$$

Здесь $U_{\text{вх max}}$ — величина входного диапазона.

Из (1)–(3) получаем

$$\frac{U_{\text{вх max}}}{U'_{\text{вх}}(N+1)2} \geq \tau \ln \frac{4U'_{\text{вх}}\tau}{q}.$$

Решая это неравенство, находим

$$N \leq \frac{U_{\text{вх max}}}{2U'_{\text{вх}}\tau \ln \frac{4U'_{\text{вх}}\tau}{q}} - 1. \quad (4)$$

Это выражение связывает число N с максимально допустимой скоростью изменения линейного сигнала.

Для того чтобы найти зависимость N от предельно допустимой частоты синусоидального сигнала, необходимо в (4) подставить макси-

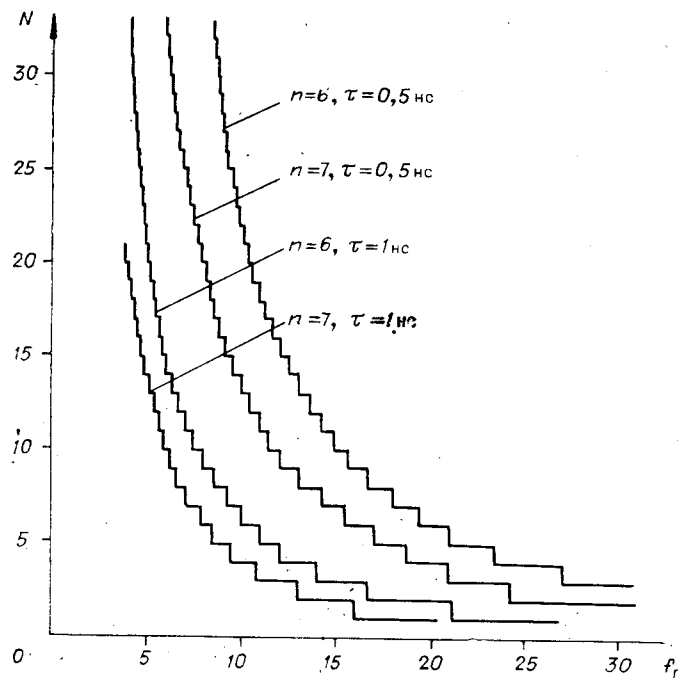


Рис. 9.

мальное значение производной синусоидального сигнала

$$U'_{\text{вх max}} = 2\pi f_{\text{п}} A,$$

где A — амплитуда. Тогда, учитывая, что $A = 2^n q/2$, окончательно получаем

$$N \leq \frac{1}{2\pi f_{\text{п}} \tau (n \ln 2 + \ln 4\pi f_{\text{п}} \tau)} - 1.$$

Необходимо заметить, что эта формула имеет смысл для области частот, ограниченных неравенством $1/2\pi f_{\text{п}} \tau > n \ln 2 + \ln 4\pi f_{\text{п}} \tau > 0$.

График зависимости N от частоты входного сигнала для 6- и 7-разрядных АЦП при значениях τ , равных 1 и 0,5 нс, приведен на рис. 9.

Результаты анализа структурных схем АЦП, принципиальных схем УАС и их динамических свойств позволяют сделать вывод, что в настоящее время на отечественных элементах возможно построение АЦП с амплитудной сверткой, имеющих частоты дискретизации 100 ÷ ÷ 200 МГц. При этом в АЦП с числом разрядов 7 возможно получение полосы входных сигналов до 10 ÷ 15 МГц, в 6-разрядных АЦП — до 15—25 МГц. Возможно построение АЦП и с большим числом разрядов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Arbel A., Kurz R. FAST ADC.—“IEEE Trans. Nucl. Sci.”, 1975, vol. NS-22, N 1, p. 446—451.
2. Касперович А. Н., Мантуш О. М., Шалагинов Ю. В. Двухканальная система сбора и регистрации данных для быстропротекающих экспериментов.— ПТЭ, 1977, № 4, с. 86—88.
3. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., «Энергия», 1975.
4. Schmid H. An electronic design practical guide to a/d conversion. P. 2.—“Electron. Design”, 1968, vol. 16, № 26, p. 57—76.
5. Кочетков Ю. Д., Новицкий А. П. Быстродействующий преобразователь напряжения в код Грея.— В кн.: Информационно-измерительная техника. Вып. 2. Рязань, 1976, с. 90—93.

Поступила в редакцию 14 декабря 1977 г.