

эксперимент, и позволяет корректировать его условия в реальном времени. Подобные системы доказывают жизнеспособность цифровой голографии и приближают время практического внедрения многообещающих методов СВЧ и акустоголографии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голография. Методы и аппаратура. Под ред. Гинзбурга В. М., Степанова Б. М. М., «Сов. радио», 1974, гл. 6, с. 179—212.
2. Ярославский Л. П., Мерзляков Н. С. Методы цифровой голографии. М., «Наука», 1977.
3. Федоров Б. С., Эльман Р. И. Цифровая голография. М., «Наука», 1976.

Поступила в редакцию 11 июля 1977 г.

УДК 531.788.7

Б. А. ГУДКОВ, Э. А. КУПЕР, А. С. МЕДВЕДКО,
В. И. НИФОНТОВ
(Новосибирск)

СИСТЕМА ИЗМЕРЕНИЯ ВАКУУМА НА НАКОПИТЕЛЕ ВЭПП-4

Для экспериментов на встречных электрон-позитронных пучках в Институте ядерной физики СО АН СССР создан комплекс накопителей заряженных частиц. Вакуум в камере накопителя поддерживается магнитоэридными насосами (МРН), число которых измеряется десятками, а на накопителе ВЭПП-4 [1] превосходит 200. Давление в объеме МРН и потребляемый им ток в широкой области связаны линейной зависимостью. На рис. 1 приведена зависимость давление — ток для МРН, входящего в вакуумную систему ВЭПП-4. Загиб характеристики в области малых давлений объясняется токами утечки, имеющими разброс от одного МРН к другому. Как видно из рис. 1, измеряя токи в пределах от $2 \cdot 10^{-7}$ до $2 \cdot 10^{-2}$ А, можно контролировать давление в пределах от 10^{-10} до 10^{-5} тор. Измерение токов более 1 мА в большинстве случаев не представляет интереса, так как для получения достаточного времени жизни циркулирующего пучка в камере

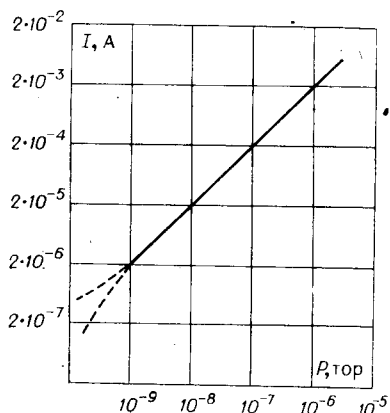


Рис. 1.

накопителя необходимо иметь давление $\sim 10^{-8}$ тор [1]. К точности измерений не предъявляется высоких требований, так как часто достаточно знать лишь порядок величины давления. От одного источника напряжением до 7 кВ обычно питается группа МРН. Один электрод МРН конструктивно заземлен, поэтому измерять ток МРН можно только в высоковольтной цепи. Первичная откачка от атмосферного давления производится дополнительными «черновыми» насосами, а вывод основных МРН на рабочий режим, сопровождающийся большими токами, — подачей питания на МРН в обход измерительной цепи. Разработана много-

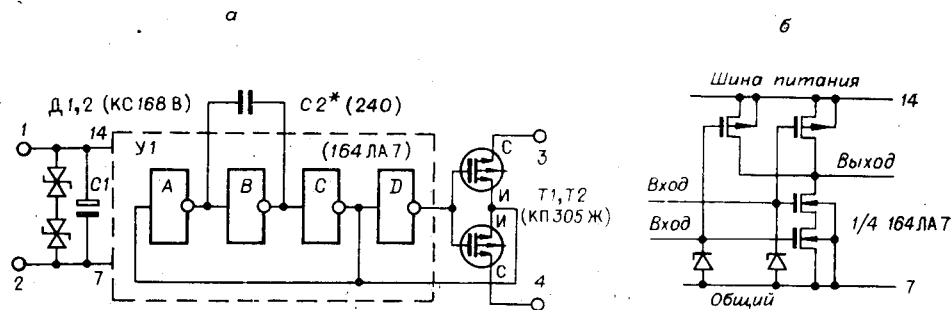


Рис. 2.

канальная система измерения токов МРН на накопителе ВЭПП-4. Система состоит из преобразователей ток — частота, располагаемых вблизи МРН, и нескольких 64-канальных измерителей. Измеритель имеет мультиплексор, счетчик и буферное ЗУ, связанное с ЭВМ [2, 4]. Выбор частоты в качестве промежуточного вида информации позволяет легко транспортировать сигнал с большим динамическим диапазоном на значительные расстояния. Ранее для этих же целей использовался преобразователь, представляющий собой релаксационный генератор на тиристоне типа МТХ-90 [3].

Преобразователь ток — частота выполнен на микросхеме 164ЛА7, изготовленной по К—МОП-технологии (МОП-структуры с дополняющей симметрией). Уникальное свойство микросхем данной серии, состоящее в том, что в статическом режиме практически отсутствует потребление тока питания (порядка 1 нА на корпус), позволило создать предельно простой преобразователь тока в частоту. Преобразователь работает без источников питания, используя энергию измеряемого сигнала. Принципиальная схема преобразователя дана на рис. 2, а. Инверторы А, В, С образуют генератор, частота колебаний которого зависит от величины измеряемого тока. Транзисторы Т1, Т2 образуют ключ, проводимость которого меняется в такт с колебаниями генератора. Стабилитроны защищают преобразователь от перенапряжений при больших токах. На рис. 2, б приведена принципиальная схема одного инвертора. В преобразователе входы каждого инвертора объединены. С1 выполняет функцию фильтра.

Проанализируем качественно работу генератора. Колебания в генераторе имеют релаксационный характер. Форма напряжения на выходах инверторов А и С близка к прямоугольной, а на выходе инвертора В — к пилообразной. Измеряемый ток протекает через шины питания микросхемы. В одном из полупериодов ток протекает через нижние транзисторы инвертора А, через конденсатор С2 и верхние транзисторы инвертора В. В другом полупериоде ток течет через верхние транзисторы инвертора А, С2 и нижние транзисторы инвертора В. Основным фактором, определяющим закон преобразования тока в частоту, является вид статических характеристик транзисторов микросхемы. С увеличением тока, протекающего через преобразователь, должно увеличиваться напряжение, прикладываемое к затворам транзисторов, чтобы они смогли пропустить больший ток. Следовательно, должно расти напряжение на шинах питания преобразователя, а вместе с ним и напряжение, на которое перезаряжается конденсатор С2. При этом закон преобразования должен быть нелинейным, причем отстающим от линейного. На закон преобразования влияют дополнительные факторы. Часть тока протекает, минуя С2. Это токи, перезаряжающие паразитные емкости (входные емкости инверторов, транзисторов ключа и емкости монтажа), токи утечки стабилитронов

Таблица 1

I, A	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}
$C2=10^4$	0,0019	0,0173	0,154	1,35	11,2

Д1, Д2, входные токи инверторов и т. д. При большом напряжении на шинах питания микросхемы становятся заметными сквозные токи при переключениях инверторов, а при определенном соотношении между напряжением на $C2$ и амплитудой напряжения на выходе инвертора A часть заряда с $C2$ после того, как откроются нижние транзисторы инвертора A , стекает через открытый в прямом направлении стабилитрон инвертора C . При увеличении напряжения на шинах питания до 13—14 В открываются стабилитроны Д1, Д2. Паразитные емкости помимо того, что они отбирают часть тока для своего перезаряда, создают также задержки переключения инверторов, в результате чего $C2$ в каждом полупериоде успевает получить дополнительный заряд. С изменением соотношения между $C2$ и суммарной паразитной емкостью C_{π} меняется характер нелинейности закона преобразования: нелинейность уменьшается с ростом $C2$ и при $C2 \gg C_{\pi}$ почти не зависит от $C2$ (при $C2 \gg C_{\pi}$ задержками можно пренебречь), что видно из табл. 1, 2. В табл. 1 приведены характеристики ток — частота, снятые для одного преобразователя при различных $C2$. Частота дана в килогерцах, ток — в амперах, $C2$ — в пикофарадах.

Зависимость частоты от тока можно представить в виде произведения

$$F = KIA(I), \quad (1)$$

где K — постоянный коэффициент (начальная крутизна преобразования); $A(I)$ — коэффициент, зависящий от I и определяющий отличие закона преобразования от линейного. При $I=0$ $A=1$ и убывает с ростом тока. Из экспериментальных данных табл. 1 значения $A(I)$

Таблица 2

I, A	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}
$C2=0$	1	0,83	0,66	0,56	0,38
$C2=100$	1	0,92	0,82	0,66	0,43
$C2=1000$	1	0,91	0,81	0,67	0,50
$C2=10000$	1	0,91	0,81	0,71	0,59

могут быть получены нормированием закона преобразования на линейный:

$$A(I) = F(I)/KI, \quad (2)$$

а начальную крутизну K приближенно можно определить как отношение частоты к току при минимальном токе. Значения $A(I, C)$, полученные таким образом из данных табл. 1, приведены в табл. 2.

Вывод зависимости частоты от тока проведем в рамках простейшей модели, частично учитывающей вид статических характеристик транзисторов и паразитные емкости. C_{π} условно включим параллельно $C2$ и будем считать, что $C2 \gg C_{\pi}$. Пусть в течение одного полупериода ток I протекает через нижние транзисторы инвертора A , а к их затворам приложено напряжение питания U_0 . Полагая, что входная характеристика транзистора квадратична и ток стока зависит лишь от напряжения затвора, имеем

$$I = B(U_0 - U_{отс})^2, \quad (3)$$

где $U_{отс}$ — напряжение отсечки.

Считая, что $C2 + C_{\pi}$ за полпериода перезаряжается на αU_0 (α — константа порядка единицы), можем записать

$$I \frac{T}{2} = (C2 + C_{\pi}) \alpha U_0. \quad (4)$$

Подставляя U_0 из (3) в (4), получим

$$F = 1/T = (2\alpha(C2 + C_{\pi})U_{отс})^{-1} A(I)I, \quad (5)$$

где $A(I) = \left(1 + \frac{1}{U_{отс}} \sqrt{\frac{I}{B}}\right)^{-1}$. Величины $B \approx 2 \cdot 10^{-4}$ А/В² и $U_{отс} \approx 1,8$ В были получены экспериментально. Величину $C_{\pi} \sim 100$ пФ можно оценить из табл. 1. Приняв $\alpha = 1,1$; $C2 = 250$ пФ и подставив значения параметров в (5), получим

$$F = 6,8 \cdot 10^8 (1 + 40\sqrt{I})^{-1} I. \quad (6)$$

Датчик, принципиальная схема которого дана на рис. 3, имеет четыре преобразователя ток — частота и зондирующее устройство, осуществляющее передачу частоты выбранного преобразователя на низкий потенциал. Нетрудно видеть, что преобразователь ток — частота при работе в наноамперной области имеет малые энергетические ресурсы. Поэтому передача частоты его колебаний осуществляется за счет энергии зондирующего устройства, которое измеряет сопротивление ключа преобразователя и воспроизводит его состояние на низком потенциале в уровнях ТТЛ. Датчик позволяет измерять токи четырех МРН. Выбор канала осуществляется подачей нулевого потенциала на один из входов выбора. При этом к первичной обмотке соответствующего трансформатора прикладывается прямоугольное напряжение с частотой 5 МГц и скважностью 2, поступающее с генератора зондирующей частоты (микросхема У3). При разомкнутом ключе (Т1, Т2, рис. 2) ток в первичной обмотке трансформатора за время действия в точке I нулевого потенциала (половина периода зондирующей частоты) достигает величины

$$I_p = U1T/2L_1, \quad (7)$$

где $U1$ — напряжение на первичной обмотке трансформатора, T — период зондирующей частоты, L_1 — индуктивность намагничивания трансформатора со стороны первичной обмотки.

При замкнутом ключе:

$$I_s = U1/R1, \quad (8)$$

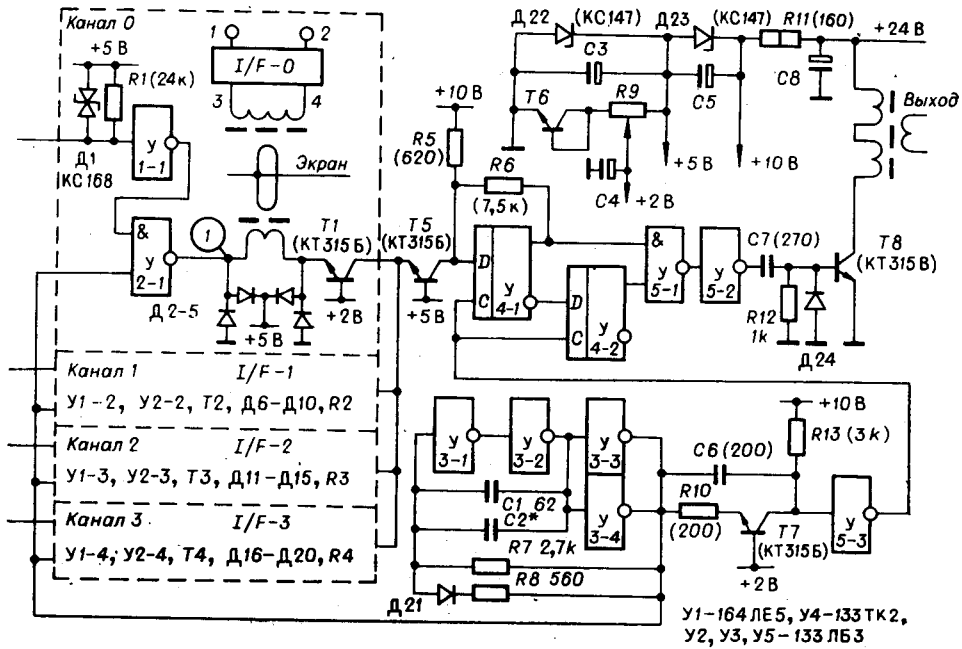


Рис. 3.

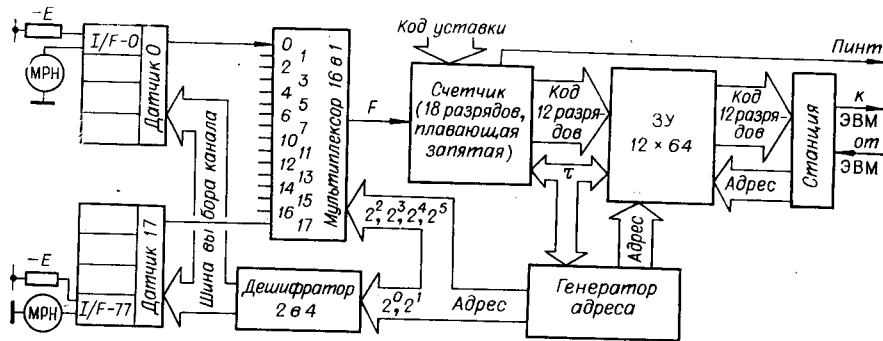


Рис. 4.

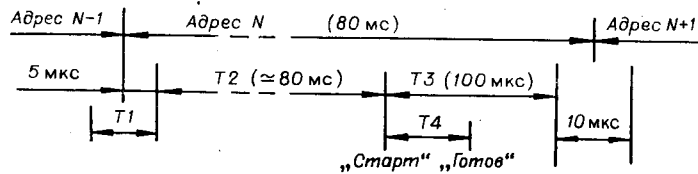


Рис. 5.

где R_1 — пересчитанное к первичной обмотке сопротивление замкнутого ключа.

Подставляя в (7) и (8) реальные значения $U_1 \approx 1$ В, $T \approx 0,1$ мкс, $L_1 \approx 100$ мкГ, $R_1 \approx 100$ Ом, получим $I_p \approx 0,5$ мА, $I_s \approx 10$ мА. Ток первичной обмотки, проходя два каскада с общей базой, создает таким образом существенно различные падения на R_5 , которые воспринимаются D -триггером ($У5-1$) как логические 0 или 1. В момент перехода напряжения в точке 1 из «0» в «1» на тактовый вход D -триггера поступает положительный фронт. В результате состояние ключа воспроизводится триггером $У4-1$. R_6 создает небольшой гистерезис,

Таблица 3

Разряд слова	2^{11}	2^{10}	2^9	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
Разряды числа и показателя	—	2^1	2^0	2^8	2^7	2^6	2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
	Показатель A			Число N								

который предотвращает многократные переключения триггера при медленном изменении состояния ключа. При каждом переходе триггера из состояния 0 в 1 с помощью второго триггера и двух инверторов формируется импульс длительностью 200 нс. Выходной трансформаторный каскад может работать на нагрузку 75 или 50 Ом.

Система измерения вакуума строится на основе многоканального измерителя вакуума ИВА 18—64. Название отражает основные технические характеристики измерителя: шкала — 18 двоичных разрядов, число каналов — 64. Кольцо ВЭПП-4 обслуживается четырьмя измерителями. Функциональная схема 64-канальной системы измерения дана на рис. 4. Каждый преобразователь ток — частота (I/F) включается в цепь питания МРН последовательно с балластным сопротивлением. Балластное сопротивление выполняет функцию защиты датчика и высоковольтной магистрали питания. Выбор канала в каждом датчике определяется шиной выбора канала.

Основу измерителя ИВА 18—64 составляет цифровой узел, содержащий запоминающее устройство (ЗУ), генератор адресов (ГА) и станцию [4]. Выбор канала определяется генератором адресов и осуществляется, как видно из рис. 4, в две ступени. Частота, соответствующая току в выбранном канале, поступает на вход счетчика. Генератор адреса циклически выставляет адреса 0, 1, ..., 77 (в восьмеричном коде). Код адреса 6-разрядный. Входы мультиплексора имеют трансформаторную развязку. Генератор адресов распределяет также время внутри каждого адреса путем генерации определенных команд. Шины, несущие такую информацию, обозначены символом t .

Обратимся к временной диаграмме рис. 5. Счетчик начинает подсчет импульсов примерно через 5 мкс после смены адреса и считает в течение времени T_2 до получения команды «Старт» из ГА, после чего счет прекращается, а содержимое счетчика заносится в регистр сдвига. Далее информация сдвигается в сторону старших разрядов до получения в них значащего восьмеричного числа. Регистр организован таким образом, что один сдвиг эквивалентен сдвигу восьмеричной запятой. Необходимое число сдвигов подсчитывается и может принимать значения 0, 1, 2 и 3. В результате на выходе счетчика по истечении времени T_4 появляется в виде параллельного кода слово следующего формата (табл. 3).

Для приближенного восстановления числа K , бывшего в счетчике, слово расшифровывается следующим образом:

$$K = 8^A N. \quad (9)$$

Появление слова сопровождается командой «Готов», направляемой в генератор адреса.

За время T_1 по командам из ГА производится запись слова в соответствующую строчку ЗУ и начальная установка счетчика. В ИВА 18—64 используется половина емкости ЗУ (64 слова).

ЭВМ через систему связи и оконечную станцию имеет доступ к ЗУ все время, за исключением пауз T_1 .

Таблица 4

I	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}	10^{-4}	10^{-3}
\bar{F}	6,8 Гц	68,3 Гц	628 Гц	5,62 кГц	45,8 кГц	309 кГц
F_6	6,8 Гц	67,4 Гц	656 Гц	6,06 кГц	48,8 кГц	301 кГц
A_3	1	1,00	0,92	0,82	0,67	0,45
A_6	1	0,99	0,96	0,89	0,71	0,44
σ	0,9 Гц	1,94 Гц	8,9 Гц	0,137 кГц	2,33 кГц	13,7 кГц
σ/\bar{F}	14%	2,8%	1,4%	2,4%	5%	4,4%
σN	1,5%	0,6%	0,6%	2,4%	0,6%	1,8%
σF_{\max}	50%	13%	6%	11%	16%	17%

Примечание. \bar{F} — среднее значение частоты при данном токе; F_6 — значение частоты, полученной по формуле (6); A_3 — значения коэффициента A , найденные из экспериментальных данных по формуле (2); A_6 — значения коэффициента A , полученные из (6); σ — среднеквадратичное отклонение от средней частоты; σ/\bar{F} — относительная полуширина распределения; σN — относительное число точек, выпадающих при данном токе из интервала $-3\sigma \div +3\sigma$; σF_{\max} — максимальное относительное отклонение от средней частоты.

Для обнаружения аварийных и близких к ним ситуаций (плохой вакуум) предусмотрена возможность генерации сигнала прерывания ЭВМ. Сигнал прерывания (пинт) генерируется, если по какому-нибудь каналу измеренная частота превышает уставку. Уставка задается в виде кода переключателем на плате счетчика и может достаточно оперативно изменяться. Таким образом, измеритель имеет два режима работы: в первом случае обмен информацией происходит по инициативе ЭВМ, а во втором начальная инициатива принадлежит измерителю. Информация о вакууме может выводиться из ЭВМ в цифровом и графическом виде.

Результаты статистической обработки кривых преобразования двухсот преобразователей ток—частота приведены в табл. 4.

Погрешности измерений для системы определяются в первую очередь разбросом характеристик преобразователей. Разброс характеристик в области малых токов не имеет существенного значения, так как погрешность соизмерима с разрешающей способностью устройства.

Наиболее существенный вклад в погрешность дают факторы а) приближения, допущенные в формуле (6), связывающей измеренную частоту с током, протекающим через датчик; б) наличия температурного коэффициента частоты у преобразователей, типичное значение которого составляет $+1 \cdot 10^{-3}$ град $^{-1}$.

С учетом изложенного максимальное значение погрешности не превышает $\pm 20\%$ от измеренной величины тока $\pm 20 \cdot 10^{-9}$ А.

В настоящее время изготовлено и налажено необходимое количество датчиков с измерителями, заканчивается монтаж всей системы.

Область возможного применения как системы, так и датчика в

отдельности, естественно, не ограничивается описанной задачей и может быть сформулирована как измерение малых токов в широком динамическом диапазоне. Цепь, в которой производится измерение, должна допускать падение напряжения на преобразователе до 15 В. Датчик обеспечивает потенциальную развязку до 7 кВ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вакуумная система ВЭПП-4.— Рабочие материалы ИЯФ СО АН СССР, 1974.
2. Гусев В. А., Захваткин М. Н., Карлинер М. М., Купер Э. А., Левичев Б. В., Нифонтов В. И., Орешков А. Д., Ощепков Ю. И., Протопопов И. Я., Сидоров В. А., Шабанов В. С., Неханевич Э. Л. Организация управления ускорительно-накопительными комплексами в ИЯФ СО АН СССР при помощи ЭВМ.— В кн.: Автоматизация научных исследований на основе применения ЭВМ. (Труды конференции.) Новосибирск, изд. ИАиЭ СО АН СССР, 1977.
3. Анашин В. В., Гудков Б. А., Медведко А. С. Многоканальный цифровой измеритель вакуума.— В кн.: Труды VI Всесоюзной конференции «Физика и техника высокого вакуума». Ленинград, 1974.
4. Нифонтов В. И. Радиоэлектронная аппаратура для управления ускорительно-накопительными установками при помощи ЭВМ.— Дис. на соиск. учен. степени канд. техн. наук. (Рукопись). Новосибирск, 1975.

Поступила в редакцию 9 января 1978 г.

УДК 681.325.3

Ю. Ф. МУХОПАД, А. В. ПУРТОВ

(Новосибирск)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ И ЭЛЕМЕНТОВ СВЧ-ТЕХНИКИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ АЦП

Применение цифровых методов обработки широкополосных случайных или детерминированных сигналов требует разработки аналого-цифровых преобразователей высокого быстродействия. Повышение быстродействия связано в основном с разработкой АЦП, основанных на принципах двоичного взвешивания или ослабления [1], в том числе последовательно-параллельных [2], конвейерных [3] АЦП. Увеличение скорости преобразования происходит как путем усовершенствования структурной организации, так и посредством схмотехнических и технологических усовершенствований основных узлов АЦП: компараторов и цифроаналоговых преобразователей (ЦАП). При повышении быстродействия АЦП определяющими становятся постоянные RC -цепей и влияние неоднородностей. С большой крутизной фронтов появляются отражения и перестраивания, которые увеличивают длительность переходных процессов и лишь частично ослабляются за счет специальных устройств сглаживания возникающих выбросов тока и напряжения [4], при этом появляется необходимость учета длин соединительных линий, согласования волновых сопротивлений и неоднородностей.

Одним из способов повышения быстродействия АЦП может явиться перенос АЦ-преобразования в СВЧ-область путем промежуточного преобразования аналогового сигнала в СВЧ-информацию, например в амплитуду или фазу СВЧ-сигнала [5]. Рассматривая основные элементы АЦП как полосно-пропускающие фильтры с полосой ΔF , можно грубо оценить их быстродействие: $T=1/\Delta F$ при работе устройства