

в зависимости от частоты (обычно это делается при помощи резонансных LC-контуров). Таким образом, выходной сигнал демодулятора линейно зависит от частоты на выходе. Этот метод называется «двойным балансным квадратурным ЧМ-детектированием». Он используется во многих ИМС для реализации тракта усилитель/детектор промежуточной частоты (например, типа СА3089).

Детектирование АМ-сигналов. Рассмотрим методы, обеспечивающие пропорциональность между выходным сигналом и мгновенным значением амплитуды высокочастотного сигнала.

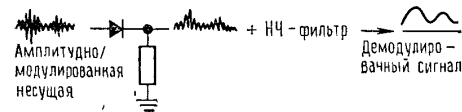


Рис. 9.63.

ЧМ — частотная модуляция; ПЧ — промежуточная частота; ЗЧ — звуковая частота.

Обычно для этого используется выпрямление (рис. 9.63). На рис. 9.64 иллюстрируется оригинальный метод с применением ФАПЧ¹⁾ («гомодинный метод детектирования»). Система ФАПЧ формирует прямоугольные импульсы той же частоты, что и частота модулированной несущей. После умножения входного сигнала на выходной сигнал ФАПЧ получается как-бы двухполупериодное выпрямление, после чего остается лишь удалить остатки несущей частоты с помощью фильтра нижних частот, чтобы получить модулированную огибающую. Если используется фазовый детектор, выполненный по схеме Исключающее ИЛИ, то вы-



Рис. 9.64.

ходной сигнал получается сдвинутым по фазе на 90° относительно опорного сигнала. Поэтому между ФАПЧ и умножителем надо включить фазосдвигающую цепь со сдвигом фаз на 90° .

Синхронизация тактовых импульсов и восстановление сигналов. В системах передачи цифровых сигналов информация в последовательной форме передается по каналу связи. Эта информация может быть по своей природе цифровой или представлять собой цифровой эквивалент аналоговой информации, как это имеет место при «импульсно-кодовой модуляции» (ИКМ, см. разд. 13.19). Аналогичная ситуация возникает при декодировании цифровой информации с магнитной ленты или диска. В обоих случаях возникают помехи или изменения частоты импульсов (например, из-за вытягивания ленты),

¹⁾ Синхронное детектирование. — Прим. ред

и требуется получить неискаженный тактовый сигнал той же частоты, что и частота поступающей информации. В данном применении рекомендуется использовать системы ФАПЧ, так как фильтр нижних частот, например, помог бы лишь устранить шумы и наводки, но не смог бы отслеживать медленные изменения скорости ленты.

Другим примером синхронизации сигналов может служить схема, приведенная в разд. 8.30. В этой схеме выходной синусоидальный сигнал получают из точно сформированного цифровой схемой сигнала «60 Гц» (фактически в диапазоне от 50 до 70 Гц). Прямоугольный сигнал преобразуется в синусоидальный при помощи 6-звенного фильтра нижних частот Баттерворта. Здесь заманчиво использовать ГУН в интегральном исполнении с синусоидальным выходным сигналом (например, типа 8038), работающий синфазно с точно сформированным прямоугольным сигналом частотой 60 Гц. Это позволит обеспечить постоянную амплитуду синусоидального сигнала, широкий диапазон изменения частоты, и, кроме того, на выходе умножителя частоты будут отсутствовать шумы.

ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ДВОИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА

9.34. Цифровая генерация шума

Интересным примером сочетания цифровых и аналоговых методов является формирование псевдослучайных двоичных последовательностей (ПСДП). Оказывается, удивительно легко сформировать последовательность битов или слов, обладающую хорошими статистическими свойствами, т. е. последовательность, которая имеет такие же вероятностные и корреляционные характеристики, как и идеальный процесс бросания монеты. Поскольку эти последовательности вырабатываются стандартными детерминированными логическими элементами (регистрами сдвига), они фактически являются известными наперед и периодически повторяющимися, однако любой отрезок такой последовательности выглядит как случайное чередование нулей и единиц. Достаточно нескольких кристаллов для того, чтобы сформировать последовательности, которые буквально целые века могут идти без повторения. Это делает их весьма привлекательными для генерации цифровых двоичных случайных сигналов, а также аналоговых шумовых сигналов. Существует даже стандартный «цифровой источник шума», выполненный в виде недорогой ИМС в мини-корпусе с двухрядным расположением выводов (National MM5837), который используется в источнике звуковых эффектов 76477, упоминавшемся в предыдущей главе.

Аналоговый шум. Пропуская ПСДП через простой НЧ-фильтр, можно получить белый гауссов шум с ограниченной полосой, т. е. напряжение, имеющее плоский энергетический спектр в пределах некоторой частоты среза (более подробно о шумах см. гл. 7). С другой

стороны, путем взвешенного суммирования содержимого нескольких регистров сдвига можно произвести цифровую фильтрацию, дающую тот же результат. Этот способ позволяет обеспечить плоский спектр шума в пределах нескольких мегагерц. Как будет показано ниже, подобные источники аналогового шума, синтезированные цифровым путем, имеют целый ряд преимуществ перед чисто аналоговыми методами, использующими диоды или резисторы.

Другие случаи применения. Кроме очевидного использования в аналоговых и цифровых генераторах шума псевдослучайные двоичные последовательности применяются также в целом ряде других случаев, не связанных с формированием шумовых сигналов. Они могут использоваться для шифровки данных или сообщений, поскольку ключ для их дешифровки на приемной стороне строится с помощью идентичного генератора ПСДП. Эти последовательности также широко используются в кодах с обнаружением и исправлением ошибок, поскольку они позволяют формировать такие блоки данных, в которых правильные сообщения оказываются разделенными большим расстоянием Хемминга (оно измеряется числом ошибочных битов). Благодаря хорошим автокорреляционным свойствам эти последовательности идеально подходят для помехозащищенных радарных систем, в которых ответный сигнал сравнивается с переданной строкой битов (точнее, взаимно коррелируется). Их также можно использовать в качестве компактных делителей по модулю n .

9.35. Последовательности, образованные при помощи регистра сдвига с обратной связью

Наиболее простым и распространенным генератором ПСДП является регистр сдвига с обратной связью (рис. 9.65). Регистр сдвига, имеющий длину m бит, тактируется с фиксированной частотой f_0 . С помощью вентиля Искключающее ИЛИ на вход регистра подается последовательный сигнал, представляющий собой сумму по модулю 2 n -го и последнего (m -го) разрядов регистра. Такая схема проходит совокупность состояний, которая определяется комбинациями

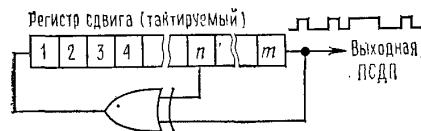


Рис. 9.65. Генератор псевдослучайной двоичной последовательности.

битов в регистре после каждого тактового импульса и повторяется через каждые K тактовых импульсов, т. е. является циклической с периодом K .

Число возможных состояний m -разрядного регистра составляет $K=2^m$, т. е. равно числу двоичных комбинаций из m бит. Однако состояние, когда в регистре содержатся все 0, является для данной схемы «туиковым», поскольку Искключающее ИЛИ будет формировать на входе 0. Вследствие этого максимальная длина последовательности,

которую можно сформировать с помощью данной схемы, равна $2^m - 1$. Оказывается, что получать такие последовательности максимальной длины можно лишь в том случае, если m и n выбраны правильно и результирующая последовательность битов является псевдослучайной. (Критерием для определения максимальной длины служит неприводимость полинома $1 + x^n + x^m$ и его первичность на поле Галуа.) В качестве примера рассмотрим 4-разрядный регистр сдвига с обратной связью, представленный на рис. 9.66. Перечислим состояния, через которые он проходит, начиная с 1111 (с тем же успехом можно было выбрать любое начальное состояние, за исключением 0000).

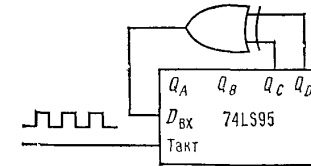


Рис. 9.66.

1111	0100	1011
0111	0010	0101
0011	1001	1010
0001	1100	1101
1000	0110	1110

Состояния регистра записаны в виде 4-разрядных двоичных чисел $Q_A Q_B Q_C Q_D$. В данном случае имеют место 15 различных состояний ($2^4 - 1$), пройдя через которые последовательность начинается сначала. Таким образом, регистр имеет максимальную длину.

Упражнение 9.4. Покажите, что 4-разрядный регистр, имеющий выходы для подключения обратной связи (ОС) со второй и четвертой ячеек, не является регистром максимальной длины. Каким в данном случае будет число различных состояний? Сколько состояний имеется в пределах каждой последовательности?

Точки подключения обратной связи. Регистры сдвига максимальной длины можно строить, используя и более двух точек для подключения обратной связи через вентиль Искключающее ИЛИ. (В этих случаях можно применять несколько вентилях Искключающее ИЛИ, объединяя их в паритетное дерево по обычной схеме, т. е. суммируя по модулю 2 несколько битов. При некоторых m для построения регистра максимальной длины требуется более двух точек подключения ОС. Ниже приводится таблица всех значений m , вплоть до 33, при которых для построения регистра максимальной длины достаточно двух точек подключения ОС, т. е. обратная связь, как и в предыдущем случае, берется с n -й и m -й (последней) ячейки. Значения n и циклической длины измеряются числом периодов тактовой частоты. Иногда n может иметь более одного значения; в любом случае вместо n можно взять $m - n$. Таким образом, для рассмотренного выше 4-разрядного регистра можно было бы использовать точки подключения ОС при $n=1$ и $m=4$.

m	n	Длина	m	n	Длина
3	2	7	18	11	262143
4	3	15	20	17	1048575
5	3	31	21	19	2097151
6	5	63	22	21	4194303
7	6	127	23	18	8388607
9	5	511	25	22	33554431
10	7	1023	28	25	268435455
11	9	2047	29	27	536870911
15	14	32767	31	28	2147483647
17	14	131071	33	20	8589934591

Длина регистра сдвига обычно выбирается кратной 8. В этом случае требуется более двух точек подключения ОС. Вот эти магические цифры:

m	Точки подключения ОС	Длина
8	4, 5, 6	255
16	4, 13, 15	65535
24	17, 22, 23	16777215

В ИМС генератора шума MM5837 используется 17-разрядный регистр с выходом для подключения ОС на 14-й ячейке. Схема использует внутренний генератор тактовых импульсов, работающий с частотой 80 кГц, и вырабатывает на выходе белый шум в диапазоне до 35 кГц (затухание на частоте среза —3 дБ) с периодом повторения порядка 1,6 с. При использовании 33-разрядного регистра, работающего с тактовой частотой 1 МГц, период повторения может превышать 2 ч, а с помощью 100-разрядного регистра, тактируемого с частотой 10 МГц, можно было бы получить период повторения, в миллионы раз превышающий возраст Вселенной!

Свойства последовательностей максимальной длины.

Тактируя один из таких регистров, мы сформировали на его выходе псевдослучайную двоичную последовательность. Выход можно взять из любой точки регистра, но удобнее всего использовать последний, m -й разряд. Последовательности максимальной длины обладают следующими свойствами:

1. В одном полном цикле (K тактовых импульсов) число «единиц» на одну превышает число «нулей». Дополнительная единица возникает благодаря исключению нулевого состояния регистра. Таким образом, при значениях длины регистра, которые обычно используются на практике, дополнительная единица не может оказать какого-либо влияния: 17-разрядный регистр вырабатывает за один период 65 536 единиц и 65 535 нулей.
2. В каждом цикле (K периодов тактовой частоты) половину всех единиц составляют «одиночные», четвертую часть — двойные (то есть две следующие подряд), восьмую часть — тройные и т. д. То же самое относится и к последовательно идущим нулям, разумеется, за исключением пропущенного. Это говорит о том, что вероятность появления на-

чала и конца единичного состояния не зависит от результата последнего переброса и, следовательно, вероятность завершения цепочки последовательно возникших единиц или нулей для каждого переброса составляет одну вторую. (Это не совсем то, что понимают под законом усреднения в обыденном смысле.)

3. Если последовательность полного цикла (K периодов тактовой частоты) сравнить с последовательностью такой же длины, но сдвинутой на любое число n бит (где n не равно 0 и не кратно K), то число несовпадений будет превышать число совпадений на единицу. Выражаясь научным языком, автокорреляционная функция такой последовательности при нулевой задержке представляет собой дельта-функцию Кронекера, а во всех остальных точках равна $-1/K$. Отсутствие «боковых лепестков» автокорреляционной функции делает ПСДП весьма удобными для радиолокационных систем определения дальности.

Упражнение 9.5. Покажите, что приведенная последовательность, сформированная с помощью 4-разрядного регистра сдвига (с выходами ОС, взятыми при $n=3$, $m=4$), удовлетворяет указанным свойствам. Считаем, что выход берется с разряда Q_d : 100010011010111.

9.36. Формирование аналогового шума с использованием последовательностей максимальной длины

Преимущества цифровой генерации шума. Как указывалось выше, цифровой сигнал, получаемый на выходе регистра сдвига максимальной длины с обратной связью, может быть преобразован в белый шум с ограниченным спектром с помощью НЧ-фильтра, частота среза которого существенно ниже тактовой частоты регистра. Перед тем как перейти к подробностям, рассмотрим, какие преимущества обеспечивает применение методов цифровой генерации аналогового шума. Помимо всего прочего, эти методы с помощью простой и надежной цифровой схемы позволяют генерировать шумовой сигнал с заданным спектром и амплитудой, полоса пропускания которого может регулироваться путем изменения тактовой частоты. Здесь отсутствуют нестабильность, присущая диодным генераторам шума, взаимные влияния, а также проблемы помех, которые свойственны чувствительным низкоуровневым аналоговым схемам, использующим диодные или резисторные генераторы. Наконец, в этом случае генерируется периодический «шум», который с помощью взвешенного цифрового фильтра (эти фильтры будут рассматриваться ниже) преобразуется в повторяющийся шумовой сигнал, рабочая полоса которого не зависит от тактовой частоты.

9.37. Энергетический спектр последовательностей, сформированных при помощи регистров сдвига

Спектр шума, полученного на выходе регистра максимальной длины, лежит в пределах от $K/f_{\text{такт}}$ (частота повторения всей последовательности — нижняя граница) до $f_{\text{такт}}$ и даже выше. В начальной ча-

сти, до частоты $0,12 f_{\text{такт}}$, спектр имеет плоскую часть с неравномерностью $\pm 0,1$ дБ, а затем достаточно быстро падает, достигая уровня -3 дБ на частоте $0,44 f_{\text{такт}}$. Таким образом, неотфильтрованный сигнал на выходе регистра сдвига с помощью НЧ-фильтра с частотой среза $(5 \div 10) \% f_{\text{такт}}$ преобразуется в аналоговое напряжение шума с ограниченной полосой. Здесь достаточно использовать простой RC-фильтр, однако, если полосу шума нужно обеспечить с высокой точностью,

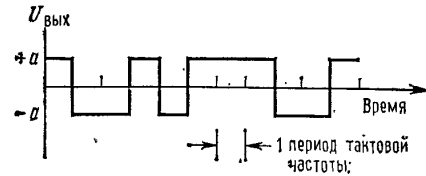


Рис. 9.67.

могут потребоваться активные фильтры, имеющие крутую характеристику на частоте среза (см. гл. 4).

Для того чтобы эти утверждения звучали более убедительно, рассмотрим сигнал на выходе регистра сдвига и его энергетический спектр. Как правило, бывает нужно, чтобы цифровые логические уровни не содержали постоянную составляющую, т. е. «1» в выходном сигнале должна соответствовать $+a$ вольт, а «0» должен соответствовать $-a$ вольт (рис. 9.67). Это очень легко обеспечить с помощью двухтактной транзисторной схемы, которая показана на рис. 9.68. Для этой цели можно также использовать МОП-транзисторы, схемы стабилизации напряжения с ограничителями на диодах и быстродействующие операционные усилители с регулировкой тока постоянной составляющей в точке суммирования.

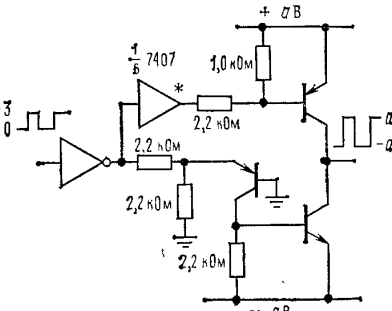


Рис. 9.68.

Как мы уже говорили, автокорреляционная функция выходной двоичной последовательности содержит один пик. Если считать, что выходные состояния представляют собой величины $+1$ и -1 , то дискретная автокорреляционная функция (сумма произведений соответствующих битов двух сдвинутых относительно друг друга последовательностей) будет иметь вид, показанный на рис. 9.69.

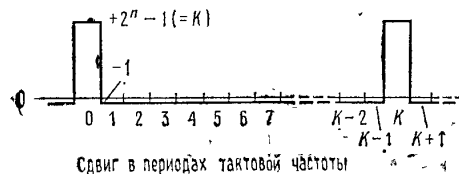


Рис. 9.69. Дискретная автокорреляционная функция для полного цикла максимальной последовательности.

Эту функцию не следует путать с непрерывной автокорреляционной функцией, которая будет рассматриваться ниже. Приведенная на рисунке зависимость определена только для сдвигов, соответствующих целому числу периодов тактовой частоты. При сдвигах, не равных нулю или не кратных общему периоду повторения K , автокорреляционная функция имеет значение -1 , которое обусловлено дополнительной «единицей» в последовательности и пренебрежимо мало по сравнению с ее значением при нулевом сдвиге, равном K . С другой стороны, если неотфильтрованный сигнал на выходе регистра сдвига рассматривать как аналоговый, принимающий только два значения $(+a$ и $-a)$, автокорреляционная функция будет являться непрерывной, как показано на рис. 9.70. Так или иначе, при сдвигах более чем на один такт вправо или влево значения, сигнала фактически между собой не коррелированы.

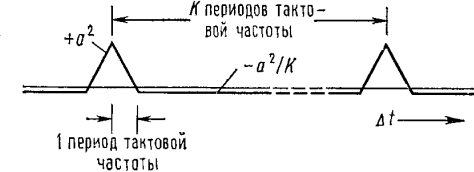


Рис. 9.70.

Энергетический спектр неотфильтрованного цифрового выхода можно определить по автокорреляционной функции с помощью известных математических методов. В результате будет получена совокупность групп спектральных линий, содержащих равноудаленные всплески (дельта-функции), которые будут начинаться на частоте повторений всей последовательности $f_{\text{такт}}/K$ и чередоваться с интервалами, равными $f_{\text{такт}}/K$. Тот факт, что этот спектр состоит из набора дискретных спектральных линий, отражает случайное (и периодическое) повторение последовательности на выходе регистра сдвига. Пусть

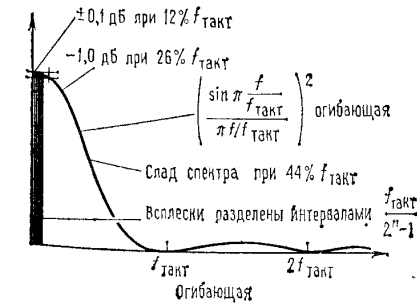


Рис. 9.71. Энергетический спектр неотфильтрованного сигнала на выходе регистра сдвига.

вас не смущает странный вид спектра: он будет выглядеть непрерывным при любом измерении или применении, проводимом за время, меньшее периода регистра. Огибающая спектра неотфильтрованного выходного сигнала имеет вид, показанный на рис. 9.71. Эта огибающая пропорциональна квадрату функции $\sin x/x$. Заметим, что спектр имеет нулевую мощность шума на основной тактовой частоте и ее высших гармониках.

Напряжение шума. Для генерации аналогового шума, естественно, используется лишь низкочастотная часть спектра. Удельную мощность шума на герц нетрудно выразить через подовину ампли-

туды (a) и тактовую частоту $f_{\text{такт}}$. Выражение для среднеквадратичного значения напряжения шума будет иметь вид

$$U_{\text{вфф}} = a (2/f_{\text{такт}})^{1/2} \text{ В/Гц}^{1/2} \quad (f \leq 0,2f_{\text{такт}}).$$

Это выражение относится к нижней части спектра, т. е. к той части, которая обычно используется (с помощью огибающей можно определить энергетическую плотность мощности в любой части спектра).

Предположим, что регистр сдвига максимальной длины работает

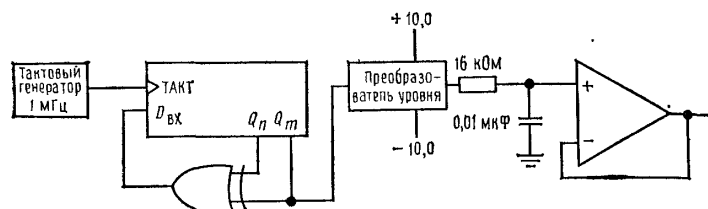


Рис. 9.72. Простой источник псевдослучайного шума.

с частотой 1,0 МГц и его выходной сигнал принимает значения $+10$ и -10 В. Этот сигнал пропускается через простой низкочастотный RC -фильтр, имеющий затухание 3 дБ на частоте 1 кГц (рис. 9.72). На выходе этого фильтра можно точно вычислить среднеквадратичное напряжение шума. Из предыдущего уравнения мы знаем, что среднеквадратичное значение напряжения шума на выходе преобразователя уровня равно $14,14 \text{ мВ/Гц}^{1/2}$. Из разд. 7.20 известно, что полоса пропускания НЧ-фильтра составляет $(\pi/2) \cdot 1,0 \text{ кГц}$ или $1,57 \text{ кГц}$, и, следовательно, выходное напряжение шума будет равно $U_{\text{эфф}} = 0,01414 (1570)^{1/2} = 560 \text{ мВ}$, а его спектр соответствует однозвенному низкочастотному RC -фильтру.

9.38. Низкочастотная фильтрация

Аналоговая фильтрация. Полезный спектр шума, сформированного при помощи псевдослучайной последовательности, лежит в пределах от $f_{\text{такт}}/K$ (величина, обратная периоду повторения) до высокочастотного значения, составляющего приблизительно 20% от $f_{\text{такт}}$ (на этой частоте удельная мощность шума падает на 0,6 дБ). Как было показано в предыдущем примере, для формирования шума вполне подходит простой НЧ-фильтр на RC -цепи при условии, что его уровень затухания 3 дБ лежит намного ниже тактовой частоты (например, менее $0,01 f_{\text{такт}}$). Для того чтобы используемую часть спектра приблизить к тактовой частоте, желательно применять фильтры с крутой характеристикой на частоте среза, например фильтры Баттерворта или Чебышева. В этом случае плоская часть результирующего спектра будет определяться характеристиками фильтра, которые должны быть

измерены, поскольку отклонения в параметрах элементов могут вызывать колебания коэффициента передачи в полосе пропускания. С другой стороны, если требуется обеспечить точное значение напряжения шума на $\text{Гц}^{-1/2}$, необходимо измерить фактическое значение коэффициента передачи фильтра по напряжению.

Цифровая фильтрация. Недостатком аналоговой фильтрации является необходимость подстраивать частоту среза фильтра, если тактовая частота изменяется в широких пределах. В подобных ситуациях хорошим решением является применение цифровой фильтрации, которая выполняется путем формирования взвешенных аналоговых сумм последовательных выходных битов (нерекурсивная цифровая фильтрация). Эффективная частота среза такого фильтра будет изменяться в соответствии с изменением тактовой частоты. Кроме того, цифровая фильтрация позволяет работать при предельно низких значениях частоты среза (доли герца), где аналоговая фильтрация оказывается неудобной.

Для того чтобы произвести взвешенное суммирование одновременно всех разрядов, достаточно выходы последовательных ячеек регистра соединить с точкой суммирования операционного усилителя через резисторы различных номиналов. Для НЧ-фильтра весовые коэффициенты должны быть пропорциональны $(\sin x)/x$. Заметим, что часть сигналов в этом случае придется проинвертировать, поскольку весовые коэффициенты могут иметь любой знак. Так как в данной схеме конденсаторы не используются, выходной сигнал будет состоять из последовательности дискретных уровней напряжения.

Приближение к гауссову шуму можно сделать более близким, взяв с соответствующими весами большее число битов в последовательности. Кроме того, аналоговый выход в этом случае будет представлять собой фактически непрерывный сигнал. По этой причине желательно, чтобы регистр сдвига содержал как можно больше триггерных ячеек, которые при необходимости могут быть добавлены после обратной связи через вентиль Иключающее ИЛИ. Как и в предыдущих схемах, для задания стабильных цифровых уровней напряжения следует использовать ключи на МОП-транзисторах (элементы КМОП являются идеальными для данного применения, поскольку они дают на выходах точные потенциалы $U_{\text{сс}}$ и земли).

Схема генерации псевдослучайного аналогового шума, показанная на рис. 9.73, использующая данный метод, позволяет выбирать полосу частот в очень широком диапазоне. Сигнал с кварцевого генератора 2,0 МГц поступает на 24-разрядный программируемый делитель частоты типа 14536, который формирует тактовые последовательности с частотами в диапазоне от 1,0 МГц до 0,12 Гц с коэффициентом деления 2. Регистр сдвига на 32 разряда использует обратную связь с 31-й и 18-й ячейками и формирует последовательность максимальной длины, содержащую миллиард состояний (при максимальной тактовой частоте регистр завершает полный цикл за полчаса). В данном случае исполь-