

сообщения
объединенного
института
ядерных
исследований
дубна

+

535 / 82

1/2-82

13-81-663

А.П.Крячко

ПЕРЕДАЮЩИЕ И ПРИЕМНЫЕ МОДУЛИ
ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ
ПО МНОГОПАРНОМУ КАБЕЛЮ

1981

1. КОРРЕКЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КАБЕЛЯ

В настоящей работе описывается конструкция модулей для организации цифровой передачи данных. Наиболее естественно и просто поток двоичных сигналов представляется прямоугольными импульсами ^{/1/}. Последовательность импульсов с их крутыми фронтами имеет широкий частотный спектр. Кабель как среда передачи не обладает равномерной амплитудно-частотной и линейной фазово-частотной характеристиками. После прохождения через кабель импульсы искажаются, достоверность их приема уменьшается. Поэтому необходимо согласовывать характеристики сигналов и линий связи.

1.1. Минимально- и неминимально-фазовые системы

Рассматриваемые системы /цепи, звенья, 4-полюсники/ могут быть двух основных типов или их комбинацией. Неминимально-фазовая /НФ/ система: нет зависимости между амплитудно- и фазочастотными характеристиками. Сюда относятся фазокорректирующие звенья. Минимально-фазовая /МФ/ система: из фазовой характеристики удалены все слагаемые, не связанные с амплитудной характеристикой. Существует однозначная связь между амплитудной и фазовой и наоборот /с точностью до постоянной/ характеристиками. МФ-система имеет физически осуществимое /устойчивое/ обращение. Осложнения могут возникнуть, если первоначальная функция имеет нуль на бесконечности. Обратная функция будет иметь там полюс. Однако в реальных случаях может быть найдено подходящее приближение. В результате последовательного соединения МФ-звеньев получается МФ-система ^{/2-4/}.

Если пропустить сигнал через МФ-систему, то можно восстановить его в первоначальной форме и без потери времени, пропустив затем через обратную систему. Однако не существует физически осуществимой НФ-системы. Имеющееся здесь дополнительное фазовое запаздывание может быть скомпенсировано, но не устранено ^{/4-6/}. В случае передачи данных последнее не имеет значения ^{/4/}. Независимая регулировка амплитудной и фазовой характеристик возможна с помощью пассивных аттенюаторов или частотно-независимых усилителей и фазокорректирующих звеньев соответственно. На этих положениях и основаны способы коррекции частотных характеристик различных систем ^{/2/}.

1.2. Передаточная функция линии связи

Для согласованной линии связи длиной ℓ передаточный коэффициент имеет вид

$$W_{\text{ЛС}}(p) = \exp(-pT)\ell \cdot \exp(-Ap^{1/2})\ell,$$

где $T=(LC)^{1/2}$ и $A=K(L/C)^{1/2}$. Коэффициент K определяется размерами проводников и их физическими характеристиками; L и C - первичные параметры линии. Первый член $W_{\text{ЛС}}(p)$ описывает временную задержку, второй - искажение формы сигнала^{/7,10/}. Итак, линия может быть представлена как последовательное соединение линейно-фазовой структуры без потерь и цепи с потерями. Если не учитывать линейно-фазовую характеристику /она определяет только величину группового времени задержки/, то линия может быть включена в число минимально-фазовых систем^{/2,10/}.

Корректирование характеристики затухания линии создает сильную тенденцию к автоматической компенсации и ее фазовых искажений. При необходимости производится их дополнительная коррекция с помощью фазокорректирующих звеньев.

Однако, если полоса не бесконечна, то при идеальной фазовой характеристике амплитудная может иметь значительные искажения^{/2/}.

1.3. Передаточная функция 4-полюсников

Для 4-полюсников из дискретных элементов передаточная функция представляет собой отношение двух полиномов: $W(p) = M(p)/N(p)$. Такая рациональная /без учета постоянного множителя/ функция определяется своими полюсами и нулями. МФ-система не имеет нулей в правой полуплоскости комплексной переменной p . Устойчивая система: 1/ не имеет полюсов в правой полуплоскости p ; 2/ степень числителя меньше степени знаменателя, $m < n$ ^{/4/}. Для системы с распределенными "постоянными" R и L у линии зависят от частоты / передаточная функция будет трансцендентной^{/2/}. Для практических целей ее аппроксимируют рациональной функцией^{/11,12/}, а линию представляют как предел ряда систем со средоточенными постоянными^{/2,35/}.

1.4. Реализация корректирующей системы

Скорректированная по динамической характеристике система должна иметь постоянную передаточную функцию: $W(p) = W_{\text{ЛС}}(p)W_K(p) = c$. Это условие будет выполняться, когда у корректирующей /обращенной/ системы $W_K(p) = c/W_{\text{ЛС}}(p)$. При инверсии для МФ-системы m и n меняются местами и условие устойчивости 2 трудно выпол-

нимо. При умножении идеальной инверсной функции $W_K(p)$ на $1/(1+pT_k)^{n-m-1}$ получается устойчивая система с $W_K^*(p)$. В пределе, когда постоянная коррекции $T_k \rightarrow 0$, $W_K^*(p)$ переходит сколь угодно точно в $W_K(p)$ ^{/4,6/}. В системах с импульсно-кодовой модуляцией характеристика затухания участка линии аппроксимируется рациональной функцией с 2-3 членами, а постоянный корректор содержит 2-3 звена и более^{/12,18/}.

В нашем случае связь осуществляется по постоянному току. В области высоких частот линия может быть в простейшем случае заменена звеном интегрирующего типа /более точно, инерционным/^{/14,15/}. На определенных частотах подбирают такие цепочки RC , чтобы после их прохождения форма сигнала была такой же, как после прохождения линии, нагруженной на волновое сопротивление. Затем определяют среднее значение постоянной величины $T_a = RC$ ^{/15/}. В качестве корректирующего берется звено с пропорционально-дифференциальной характеристикой. Его постоянная времени $T_k = R_k C_k$ /произведение параллельно включенных R_k и C_k / должна быть равна T_a , то есть $T_k = T_a = R_k C_k$. Передаточная функция скорректированной системы $W(p) = k(1+kT_a p)$, где $k < 1$ - коэффициент передачи резистивного делителя корректирующего звена. Постоянная времени, полезный сигнал и постоянное синфазное напряжение уменьшаются при этом в k раз. Однако ослабление синфазного напряжения с ростом частоты падает. Граничная частота увеличивается в $1/k$ раз по сравнению с аппроксимирующей системой^{/4,15/}. При прохождении через корректирующее звено прямоугольного импульса он будет дифференцироваться.

Корректирующая система подчеркивает спектральные составляющие, наиболее сильно ослабляемые исходной системой, и наоборот. Хорошо сформированный сигнал облегчает операцию решения, но расширение полосы частот при коррекции ведет к увеличению уровня шума. Разумный компромисс и качество коррекции определяются окончательно путем измерения частоты ошибок^{/4,18/}.

Аппроксимация может производиться как во временной, так и в частотной области. Однако погрешности аппроксимации при переходе из частотной во временную область слишком велики^{/37/}.

1.5. Оценка качества коррекции /16/

Наиболее надежный способ оценки результатов коррекции - наблюдение на экране осциллографа переходной характеристики на приемном конце линии, где проводится корректирование по амплитуде и фазе сигнала до тех пор, пока не будут получены приемлемые допуски: время нарастания и положительный выброс, следующий за фронтом сигнала. Причем мы не интересуемся реальными амплитудными и фазовыми характеристиками, которые могут быть и неизвестны.

Обычно коррекция проводится по глаз-диаграмме^{/17/}. Если сигналы передаваемых данных не должны регенерироваться, то наилучшему выравниванию будет соответствовать наиболее плотное расположение линий пересечения горизонтальной оси. Это соответствует минимальной неустойчивости /дрожанию/ сигнала. Прямоугольные импульсы получаются при амплитудном ограничении сигнала.

Если сигнал должен регенерироваться путем стробирования в средних точках между пересечениями горизонтальной оси, то наилучшей следует считать такую коррекцию, когда образуется хорошо сформированный глаз с учетом его раскрытия по вертикали и горизонтали.

Для стробирующих импульсов подходит первый случай, а второй - для информационных, когда они передаются по отдельным парам.

2. СХЕМЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ И ПРИЕМНИКОВ

В системах передачи данных действуют главным образом синфазные помехи, создаваемые как внешними электромагнитными полями различных источников, так и токами в общей земляной петле^{/15,18,19/}. Для ослабления их воздействия применяют дифференциальную или балансную 2-проводную систему передачи. Здесь помехи подавляются за счет свойств, присущих дифференциальному приемнику. При этом необходимо обеспечить высокую степень симметрии элементов системы. Переходные напряжения и токи в балансной системе равны и изменяются в противоположных направлениях. Вследствие этого пара проводов дифференциальной или балансной системы не создает шума. Балансная система создает минимальные земляные токи^{/20-24/}.

Применяемые в описываемых модулях микросхемы передатчиков и приемников представляют собой комбинацию цифровых и аналоговых схем: SN75109/10 и SN75107/8^{/25/}, или их аналоги: K170АП1 и K170УП1^{/26,27/}.

Передатчик. Микросхемы SN75109/10 содержат по два одинаковых формирователя тока на -6/-12 мА соответственно. Выходной ток передатчика микросхемы K170АП1 составляет -/6,5-15/ мА. Формирователи тока /токовые ключи/ управляются с помощью цифровой схемы ТТЛ. Имеются индивидуальные и общий входы "Запрет" для отключения выходного тока. Диапазон допустимого синфазного выходного напряжения от -3 до +10 В.

Приемник. Микросхемы SN75107/8 содержат по два одинаковых независимых дифференциальных усилителя. Минимальное гарантированное входное напряжение составляет 25 мВ. На выходе в

зависимости от знака дифференциального входного напряжения формируются сигналы с уровнями ТТЛ. Выходы приемников SN75107-активные, а SN75108 - с открытым коллектором /аналог в серии K170 неизвестен/. Приемники имеют индивидуальные и общий входы "Строб". Диапазон допустимого синфазного входного напряжения +3 В. Приемники обладают высокой степенью подавления синфазных помех.

Принцип работы. Передатчик в соответствии с логическими уровнями на информационном входе производит переключение выходного тока, которое ведет к разбалансировке напряжения в линии связи. Приемник воспринимает полярность дифференциального входного сигнала и преобразует его в выходные логические уровни ТТЛ. Описываемые микросхемы обеспечивают высокие скорости передачи данных. Перекрестные помехи минимизированы вследствие малых уровней сигналов. На рис.1а представлена функциональная схема одного канала связи.

3. ВЫХОДНЫЕ И ВХОДНЫЕ ЗВЕНЬЯ ПЕРЕДАТЧИКОВ И ПРИЕМНИКОВ

Эти звенья содержат элементы согласования, установления режима, коррекции и защиты.

Нагрузочное звено передатчика. На рис.1а и 1б представлено в виде 4-полюсника и обозначено буквой "И". Звено состоит /рис.1б/ из собственно нагрузки и диодной защиты, выполненной по мостовой схеме. Сопротивление нагрузочной цепи между точками H_d равно дифференциальному волновому сопротивлению пары кабеля МКС 7x4x1,2 - 160 Ом. Сопротивления выходных точек H_d относительно земли равны общему волновому сопротивлению пары этого кабеля: 95-100 Ом. Делители R1, R3 и R2, R4, кроме того, смещают выходные уровни напряжения, делая их примерно симметричными относительно нуля в момент переключения /следует учитывать разбросы выходных токов микросхем передатчиков/ и равными по величине и противоположными по знаку в состоянии покоя. Напряжения и токи в проводах пары при отсутствии запрета на работу передатчика всегда имеют противоположные полярности и направления. Вследствие этого такая пара создает незначительные переходные помехи и земляной ток^{/21/}.

Входное звено-фильтр приемника. Скорость обмена информацией определяется скоростью самого быстрого селекторного канала №1 ЕС-1040 и составляет 1,25 Мбайт/с. Длительность стробирующих /Стр./ или синхроимпульсов /СИ/ составляет 350-400 нс при коэффициенте заполнения ≈ 0,5. Поток этих импульсов во времени носит случайный характер и зависит от программ обмена. Информация передается сигналами без возврата к нулю/БВН/,

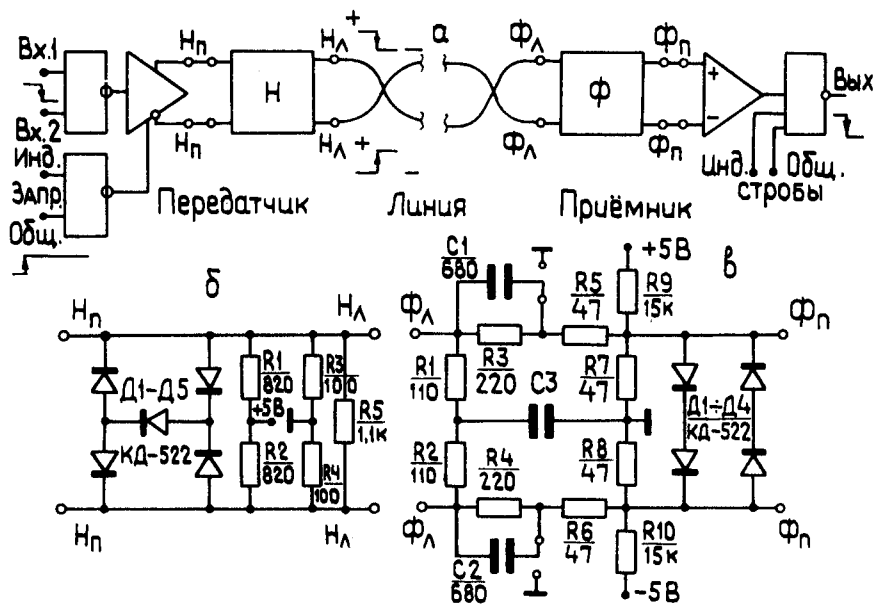


Рис.1. Цепь связи: а/ функциональная схема; б/ нагрузочное звено передатчика; в/ входное звено - фильтр приемника.

минимальная длительность составляет 800 нс. Так как информация передается параллельным способом, то скорость передачи относительно невелика. Электрические характеристики кабеля достаточно хорошие. Поэтому для восстановления формы сигналов применяется простое устройство коррекции частотной характеристики кабеля - фильтр перед входом приемника. На рис. 1а и 1в он представлен в виде 4-полюсника "Ф".

Фильтр имеет симметричный вид /рис.1в/. Элементы нагрузочного звена передатчика и фильтра подбирались с точностью до 1%. Показан полный вариант фильтра, применяемого при высоких скоростях передачи. В зависимости от конкретных условий и требований его конфигурация может меняться¹⁵. Так, конденсатор С3 /несколько десятков нФ/ предназначен для подавления больших высокочастотных синфазных напряжений. При его отсутствии резисторы R1 и R2 (R1 + R2 = R₀) могут быть заменены на один. Собственно корректирующую цепочку составляют элементы /одно плечо/ C1||R3-(R5-R7). Если коррекции не требуется /нормальные скорости передачи/, то C1||R3 исключаются и согласующий резистор R₀ /у нас ≈ 1 кОм/ подключается непосредственно к R5 и R6. При

этом R5-R7 образуют делитель, увеличивающий в 2 раза диапазон синфазного входного напряжения до +6 В. Резисторы R9 и R10 создают необходимое смещение. Непосредственно на входе приемника - диодный мост. Для увеличения надежности управляющих сигналов большой длительности выводы конденсаторов C1 и C2 со стороны R1 и R2 могут быть заземлены. При этом сглаживаются различные выбросы напряжения.

В нашем случае производилась коррекция только для синхροимпульсов в модулях ПРМ-Э и ПРМ-Р, работающих с кабелем длиной 850 м. Резисторы R1 и R2 были заменены одним, 220 Ом.

$$W(p) = k1 / [1 + (k1 + k2)T_{ap}],$$

где $k1 = R7 / (R3 + R5 + R7)$; $k2 = R5 / (R3 + R5 + R7)$. Так как R5=R7, то $k1=k2=k$. Тогда $W(p) = k / (1 + 2kT_{ap})$. Численное значение $k = 47 / (220 + 47 + 47) = 0,15$ и $W(p) = 0,15 / (1 + 0,3T_{ap})$. Видно, что постоянная времени скорректированной системы по сравнению с аппроксимирующей уменьшается в 3 раза. Постоянные и низкочастотные составляющие напряжений сигнала и синфазных помех уменьшаются в 6 раз. Ослабление полезного сигнала компенсируем тем, что на передающем конце этого разряда включены параллельно два передатчика. При этом выходной сигнал увеличивается вдвое.

Сопротивление точек Ф_л информационных разрядов относительно земли равно 95 Ом, то есть общему волновому сопротивлению пары.

На рис.2а,б приводятся осциллограммы дифференциальных напряжений информационного и синхροимпульсов. Для характеристики отклика линии на ступеньку напряжения обычное определение времени нарастания от 0,1 до 0,9 неприемлемо²⁸. После начального крутого нарастания амплитуда выходного сигнала увеличивается медленно. В качестве характерного времени используют время нарастания выходного сигнала, до 0,5 амплитуды входного - T₀.

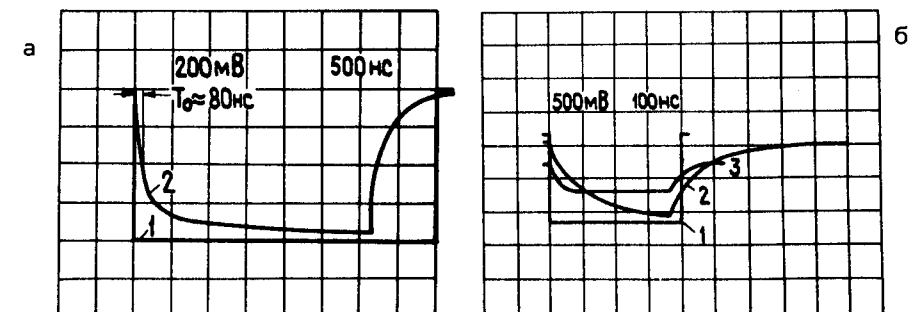


Рис.2. Дифференциальное напряжение информационного сигнала /а/ и синхросигнала /б/: 1 - на входе; 2 - выходе линии; 3 - после коррекции. /Информационные сигналы имеют разную длительность/.

Время нарастания от 0,1 до 0,9 будет равно $28,8T_0^{/8,22/}$. у нас $T_0 \approx 80$ нс и $28,8T_0 \approx 2,3$ мкс. В результате коррекции амплитуда синхроимпульса уменьшается более чем втрое /после конденсаторов С1 и С2 /. Длительность изменяется незначительно, и она почти полностью укладывается в свой временной интервал, чего нельзя сказать о случае без коррекции. Коррекция только стробирующих сигналов приводит к тому, что они несколько опережают информационные ^{/29/}, так как раньше достигают пороговых значений.

При передаче данных на расстояние до 1-1,2 км по кабелю ТПП 30х2х0,5 требуется более сильная и тщательная коррекция, в том числе и информационных линий, для сохранения той же скорости. При коррекции только стробирующих сигналов была достигнута скорость 0,5 Мбайт/с. Измерения характеристик кабеля, достоверности передачи не производились из-за недостатка времени ^{/30/}.

Устройства защиты ^{/31/} Для ограничения опасных напряжений на выходе микросхем передатчика и входе приемника применяются мостовые диодные схемы защиты /рис.16 и 1в/. В них используются кремниевые диоды типа КД522: максимально допустимый средний выпрямленный ток 100 мА, $U_{пр.} = 1,1$ В; максимально допустимый импульсный ток 1,5 А при длительности импульса не более 10 мкс; емкость диода 4 пф ^{/32/}.

Передатчик. Диодный мост на выходе передатчика обеспечивает защиту, если дифференциальное напряжение на его клеммах превысит $3U_{отп.} \approx 2,1$ В. Максимальная величина дифференциального напряжения на выходе передатчика при отключенном приемнике равна $I_{вых.} \cdot Z_6 = 12 \cdot 10^{-3} \cdot 160 \approx 2$ В. Так как передатчик является источником тока, то нет необходимости устанавливать токоограничивающие резисторы.

При подключении приемника дифференциальное рабочее напряжение на выходе передатчика будет в два раза меньше. Ток через открытые диоды будет ограничиваться сопротивлением проводов пары /от единиц до десятков Ом/, зависящих от типа и длины кабеля и места возникновения перенапряжения.

При условии равенства емкостей диодов, установленных в продольных ветвях, емкость моста между клеммами не зависит от емкости поперечного диода и равна емкости одного диода. По своим частотным свойствам такой мост позволяет работать при 10 МГц и выше.

Приемник. Величина рабочего дифференциального напряжения на входе приемника ниже выходного напряжения передатчика за счет резистивного делителя и вследствие затухания сигнала в линии. Здесь нижний порог ограничения определяется двумя последовательно включенными диодами. Резисторы R5, R6 /а при наличии и R3, R4 / также ограничивают ток через открытые диоды.

4. РЕГИСТРАЦИЯ ИНФОРМАЦИИ ^{/29/}

Метод регистрации выбирается в зависимости от доминирующего вида искажений сигналов в системе передачи данных. Из систематических искажений для нашей системы характерны краевые искажения - смещения границ переходов двоичных сигналов вследствие различных причин. Краевые искажения типа преобладания вызываются неточным симметрированием, балансировкой системы, выходного сигнала передатчика относительно нулевого уровня, наличием смещения на входе приемника, неточным подбором деталей.

Характеристические искажения - это изменения длительности или положения посылок из-за переходных процессов в линии вследствие ограниченной полосы пропускания. Зависят от вида предыдущих посылок - изменения коэффициента заполнения.

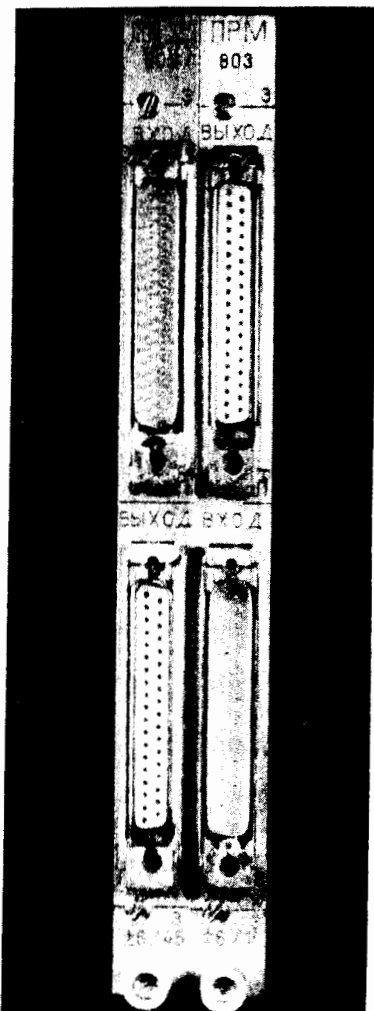
Другой опасностью в параллельных системах передачи является временной разброс импульсов ^{/33/}. Он может быть вызван разницей как физических, так и электрических /времен распространения/ длин определенных пар кабеля и задержек приемно-передающих элементов. Так, максимальный временной разброс импульсов на выходах приемных схем после прохождения их через 850 м кабеля МКС составил ± 20 нс. Это создает временную неопределенность в положении информационных импульсов в 40 нс.

Могут иметь место искажения типа дрожания переходов. При малой крутизне фронтов действие случайных помех приводит к их временному смещению ^{/34/}. Случайные помехи могут вызывать дробление сигналов, то есть появление ложных переходов или уменьшение отношения сигнал/шум.

Наиболее эффективным методом регистрации при больших краевых искажениях является стробирование. Правильность решения о принятой посылке зависит от точности определения границ посылок, то есть точности поступления синхроимпульсов по отношению к принимаемой информации. При стробировании точно в средней части посылки допустимая величина суммарных двухсторонних искажений максимальна. При смещении между границами посылок и синхронизирующими импульсами помехоустойчивость может значительно снизиться. Поэтому необходимо тщательно выставлять длительности импульсов, и в особенности стробирующих, а также расположение последних относительно информационных на выходах оконечных устройств.

5. КРАТКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ

Модуль ПРД-802*. Число разрядов 18. Входы, верхний разъем - 1-18 контакты. 19-й контакт - "Разрешение" работы. Противоположные контакты разъема /20-37/ для заземленных концов пар. Входы с магистрали ПРД-Р (W12-R2), ПРД-С (W11-R1). Уровни сигналов ТТЛ, логической "1" соответствует 0 В.



Выходы. Нижний разъем, 1-18 контакты - прямые, 20-37 - инверсные выходы соответствующих разрядов, 19-й контакт заземляется. $Z_0 = 160 \text{ Ом}$, $Z_0 = 95-100 \text{ Ом}$. Максимальный ток каждого выхода +6 мА, -12 мА. Логической "1" соответствует отрицательное дифференциальное напряжение. Лампочка на передней панели индицирует состояние "Разрешение". Питание: +6 В, 0,3 А; -6 В, 0,45 А. Ширина модуля 17,2 мм.

Модуль ПРМ-803. Число разрядов 18. Входы: нижний разъем, 1-18 контакты - прямые, 20-37 - инверсные входы. 19-й контакт заземляется. Минимальное дифференциальное напряжение, соответствующее логическим уровням, +25 мВ. Логической "1" соответствует отрицательное дифференциальное напряжение. $Z_0 = 160 \text{ Ом}$, $Z_0 = 95-100 \text{ Ом}$.

Выходы: верхний разъем, 1-18 контакты. 19-й контакт - "Разрешение" работы. Противоположные контакты разъема /20-37/ для

Рис.3. Передающий и приемный модули, вид спереди.

* Шифр модулям ПРД-802 и ПРМ-803 присвоен в соответствии со спецификацией для модулей КАМАК^{36/}, разработанных в Лаборатории высоких энергий ОИЯИ.

земляных концов пар. Выходы на магистраль ПРМ-Р (W12-R2) ПРМ-С (W11-R1). Уровни сигналов ТТЛ, логической "1" соответствует 0 В. Лампочка на передней панели индицирует состояние "Разрешение". Питание: +6 В, 0,3 А; -6 В, 0,15 А. Ширина модуля 17,2 мм. Внешний вид модулей приведен на рис.3.

В заключение автор выражает благодарность П.К.Маньякову за обсуждение работы, радио монтажникам отдела новых научных работ ЛВЭ за изготовление модулей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дэвис Д., Барбер Д. Сети связи для вычислительных машин. "Мир", М., 1976.
2. Бодэ Г. Теория цепей и проектирование усилителей с обратной связью. ИЛ, М., 1948.
4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. "Советское радио", М., 1971.
5. Краус М., Воши М. Измерительные информационные системы /пер. с нем./. "Мир", М., 1975.
5. Бодэ Г., Шеннон К. В кн.: Теория информации и ее приложения /пер. с англ. под ред. А.А.Харкевича/. Физматгиз, М., 1959.
6. Гольдман С. Теория информации. ИЛ, М., 1957.
7. Wigington R.L., Nahman N.S. In: Proc. IRE, 1957, vol.45, No.2, p.166-174.
8. Dreher T. The Electronic Engineer, 1969, vol.28, No.8, p.71-75.
9. Гроднев И.И. Электросвязь, 1962, №2, с.60-66.
10. Былянски П., Ингрэм Д. Цифровые системы передачи /пер. с англ./. "Связь", М., 1980.
11. Mayo J.S. BSTY, 1962, No.1, p.32.
12. Константинов С.Н. Электросвязь, 1976, №9, с.12.
13. Системы передачи сообщений /пер. с англ./. "Связь", М., 1976.
14. Гуревич В.Э. и др. Импульсно-кодовая модуляция в многоканальной телефонной связи. "Связь", М., 1973.
15. Joosten J.M. In: Int. Symp. on Nucl. Electr., France, 1968.
16. Передача цифровой информации /пер. с англ./. ИЛ, М., 1963.
17. Крячко А.П., Као Дак Хьен. ОИЯИ, 13-80-489, Дубна, 1980.
18. Мейзда Ф. Интегральные схемы /пер. с англ./. "Мир", М., 1981.
19. Боккер П. Передача данных /пер. с англ./. "Связь", М., 1980, т.1.
20. Brubaker D. Electronic Engineering. Febr. 1974, p.46-57.

21. Interface Integrated Circuits. Catalog. National Semicond. Corp., USA, 1975.
22. Brubaker D. Electronic Engineering. March 1974, p.50-55.
23. Widlar R.J., Kubinec J.J. The Electronic Engineer. May, 1969.
24. Pippingier D., Eljarrat H. Line Drivers and Receivers: SN55107 Series. T.I.Inc., USA, 1969.
25. The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers. T.I. Inc., USA, 1972.
26. Справочник по интегральным микросхемам /под ред. Б.В.Табрица/. "Энергия", М., 1980.
27. Базица Н.В. и др. Электронная промышленность, 1980, №1, с.33-35.
28. Мейлинг В., Стари Ф. Наносекундная импульсная техника /пер. с англ./. Атомиздат, М., 1975.
29. Мартынов Е.М. Синхронизация в системах передачи дискретных сообщений. "Связь", М., 1972.
30. Водопьянов А.С. и др. ОИЯИ, Р13-80-225, Дубна, 1980.
31. Волков Н.Н. Защита от опасных напряжений транзисторных усилителей в многоканальных системах связи. "Связь", М., 1976.
32. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным микросхемам /под ред. Н.Н.Горюнова/. "Энергия", М., 1978.
33. Southard R.K. Computer Design, 1981, vol.20, No.3, p.108.
34. Добровольский Г.В. Передача импульсов по каналам связи. "Связьиздат", М., 1960.
35. Кошечев И.А. Основы теории электрической связи. Гос. изд-во лит-ры по вопросам связи и радио, М., 1954.
36. Басиладзе С.Г. и др. ОИЯИ, 10-8372, Дубна, 1974.
37. Современная теория фильтров и их проектирование /под ред. Г.Темеша и С.Митра/. "Мир", М., 1977.

Рукопись поступила в издательский отдел
23 октября 1981 года.