

## 19. Konspekt lekcii “Osobnosti pomehoustojchivogo kodirovanija v volokonno-opticheskih linijah svjazi”

### Коды класса 1B2B

Предложен целый ряд кодов класса 1B2B, предназначенных к использованию в линиях связи. Некоторые из них были разработаны специально для ВОЛС. Примеры реализаций линейных сигналов с кодами 1B2B приведены на рис.7.17.

При выборе того или иного линейного кода приходится, как уже говорилось, оценивать многие и весьма различные его качества. Здесь привлекаются как спектральные, так и временные характеристики. Заметим, что анализу по существу подвергается не сам оптический сигнал, а функция от его интенсивности (мощности), поскольку в ВОСП именно она воспроизводится на приемной стороне током фотодетектора.

Обратимся к спектральному описанию. Спектральная плотность мощности временных функций содержит дискретные и непрерывную составляющие. Дискретные составляющие связаны с временной функцией математического ожидания и выражаются с помощью  $\delta$ -функций Дирака. Непрерывный спектр выражает спектральное распределение мощности случайных изменений импульсной последовательности, связанных с передачей информации. Непрерывные спектры некоторых сигналов приведены на рис. 7.19.

Поскольку интенсивность оптического излучения является неотрицательной величиной, в интересующей нас функции линейного сигнала всегда содержится дискретная спектральная составляющая на нулевой частоте. В установившемся режиме работы фотоприемника ей соответствует постоянная составляющая фототока, которая при последующей обработке устраняется цепями развязки. Применительно к ВОСП нужно заметить, что эта неизбежная (но большая либо меньшая) составляющая является источником дробовых шумов, которые нужно учитывать при последующей обработке сигнала.

Помимо дискретной составляющей на нулевой частоте линейный сигнал может содержать дискреты на тактовой и кратных ей частотах. Наличие таких составляющих облегчает выделение тактовой частоты (ВТЧ), необходимое для синхронизации приема. Если математическое ожидание сигнала колеблется с частотой  $f_m = 1/T$  либо кратной ей, задача ВТЧ может быть решена с помощью простейшего линейного фильтра.

Заметим, что наличие дискретных составляющих желательно, но не обязательно. В принципе колебания тактовой частоты можно

выделить из сигнала и в отсутствие дискретных составляющих спектра, если применить нелинейную обработку сигнала. Это можно показать на примере сигнала с безызбыточным NRZ-кодом. Действительно, после дифференцирования и двустороннего выпрямления преобразованный сигнал приобретает составляющую тактовой частоты (штриховая линия), как это показано на рис.7.20.

По отношению к непрерывному спектру можно выявить следующие требования. Прежде всего, очевидна предпочтительность сигналов с относительно узкими спектрами. При прочих равных условиях, чем уже спектр, тем меньше искажается сигнал из-за ограниченной полосы линейного тракта. Однако нужно помнить, что оценка по ширине спектра является довольно грубой. В общем случае могут быть временные структуры сигналов, при которых «несущественные» спектральные составляющие на верхних частотах спектра оказываются существенными для обеспечения высокого качества приема (вероятности ошибок  $10^{-6} \dots 10^{-9}$ ). Анализ таких ситуаций, связанных обычно с межсимвольными помехами, проводится на основе временных представлений.

Важным по отношению к непрерывному спектру является требование отсутствия спектральной плотности на нулевой частоте (не путать с дискретной составляющей) и по возможности малых плотностей в прилегающей к  $f=0$  низкочастотной области. Эти составляющие связаны с возможностью группирования «1» либо «0», что приводит к «плаванию» среднего уровня сигнала при усреднении на конечном числе тактов. Это явление неизбежно при безызбыточном кодировании, и весьма затрудняет обработку сигнала в приемном устройстве.

Наконец, для лучшей работы ВТЧ желательно, чтобы спектральная плотность непрерывного спектра вблизи выделяемой частоты была по возможности невелика. Случайные составляющие сигнала в этой области спектра создают помехи синхронизирующему устройству.

Обратимся теперь к некоторым временным характеристикам, определяющим нужные нам качества линейного кода. При эксплуатации ВОСП необходимо контролировать качество (верность) передачи в процессе связи, не прерывая передачу информационных сигналов. Такая задача является особенно острой по отношению к промежуточным регенераторам линий дальней связи, поскольку там не производят декодирования, а следовательно, невозможно обнаружить ошибки по контексту передаваемых сообщений. Таким образом, избыточность линейного кодирования должна обеспечивать достаточно четкие признаки появления ошибок, выражающихся в виде нарушений временной структуры линейного сигнала.

В кодах 1В2В, обладающих большой избыточностью, возможность контроля высока. Так, в знакомом нам уже бифазном коде, представленном на рис.7.17.в, не может быть более двух импульсов или пауз подряд. Нарушение этой закономерности сразу же свидетельствует об ошибочной работе регенератора.

По временным диаграммам легко оцениваются возможности получения синхросигнала с использованием нелинейных преобразований. Так, можно заметить, что из сигнала на рис.7.17.в, содержащего относительно большое число скачков на рассматриваемом интервале времени, колебания с тактовой частотой  $f_n = 2f_T$  выделить легче, чем из сигнала, показанного на рис.7.17.з. Напомним, что оба эти сигнала по удобствам выделения тактовой частоты уступают сигналу на рис.7.17.к, в котором содержится детерминированная составляющая тактовой частоты.

Временные диаграммы позволяют судить о возможных результатах межсимвольной интерференции, возникающей, например, в связи с дисперсионными искажениями в световоде. Так, можно видеть, что последствия затягивания (удлинения) импульсов более опасны для сигналов, изображенных на рис. 7.17.к, чем для сигналов, представленных на рис. 7.17.б. В первом случае при поэлементном приеме вероятность ложного срабатывания на нулевом сигнале за счет «хвоста» предшествующего импульса относительно велика. Во втором случае действуют только одиночные импульсы с защитными (запретными) интервалами после каждого такого импульса.

Важной и удобной для оценки качеств линейного сигнала является временная характеристика, называемая цифровой суммой. По определению, цифровой суммой называется алгебраическая сумма амплитуд импульсов на временном отрезке  $M$ -уровневого сигнала, отнесенная к абсолютному значению разности соседних по величине уровней. Заметим, что это определение распространяется на любые цифровые сигналы, в том числе и несимметричные относительно нуля двухуровневые, если значения уровней отсчитывать относительно постоянной составляющей, представляемой в спектре  $\delta$ -функцией. Так, для блока из  $n$  элементов двухуровневого сигнала ( $b_1, b_2, \dots, b_n$ ) будем иметь цифровую сумму

$$\gamma_n = \frac{1}{\Delta} \sum_{i=1}^n (b_i - B_0) = \sum_{i=1}^n b_i''$$

где  $\Delta$  – разность уровней;  $B_0$  – постоянная составляющая неограниченной последовательности (математическое ожидание уровня);  $b_i$  – уровень элемента на  $i$ -м такте блока;  $b_i''$  – алгебраическое значение элемента.

Для двоичных кодов значения  $b_i''$  достаточно просто определяются вероятностями единиц  $p(1)$  и нулей  $p(0)=1-p(1)$   $b_i''=p(0)$  для символа «1»;  $b_i''-p(1)$  для символа «0». Очевидно, при равновероятных символах «1» и «0» в линейном коде и любых абсолютных значениях двух уровней, но при условии, что уровень для «1» выше уровня для «0», будем иметь  $b_i'' = \frac{1}{2}$  для «1» и  $b_i'' = -\frac{1}{2}$  для «0». Текущая цифровая сумма (ТЦС)

$$\sigma_m = \sum_{i=-\infty}^m b_i''.$$

Представляют интерес и выборочные значения текущей суммы, определяемые в моменты окончания блоков в их бесконечной последовательности:

$$\sigma_{nk} = \sum_{i=-\infty}^k \gamma_{ni},$$

где  $n$  – число элементов блока;  $k$  – порядковый индекс блока;  $k$  – индекс текущего блока.

Обратимся к примерам реализаций линейных сигналов. Для исходного сигнала с безызбыточным кодированием (см. рис. 7.17.а) на представленном отрезке имеем следующую последовательность значений цифровой суммы:  $2\sigma_m = +1, 0, +1, 0, -1, -2, -3, -4, -5, -4, -3, -2, -3, -2$ . Для исключения дробей записаны удвоенные значения.

В данном примере вследствие независимости элементов безызбыточного кода значения  $\sigma_m$  при удлинении последовательности не ограничены по величине и могут случайным образом перемещаться в разные области. Это свидетельствует о ненулевой плотности непрерывного спектра при  $f=0$  и значительной ее величине в примыкающей области низких частот (см. рис. 7.19) – отмеченное нами «плавание» квазипостоянной составляющей. Одновременно неограниченность значений  $\sigma_m$  свидетельствует о невозможности контроля ошибок в работе регенератора.

Рассмотрим теперь сигнал, представленный бифазным (биимпульсным) кодом VI-L на рис. 7. 17. На удвоенной тактовой частоте для приведенной реализации получаем:

$$2\sigma_m = -1, 0, +1, 0, -1, 0, +1, 0, +1, 0, +1, 0, +1, 0, +1, 0, +1, 0, -1, 0, -1, 0, -1, 0, +1, 0, -1, 0.$$

Значения ТЦС колеблются в ограниченной области, что означает равенство нулю спектральной плотности непрерывного

спектра при  $f=0$ . Частые обращения в нуль свидетельствуют о малой спектральной плотности в примыкающей к  $f=0$  области. Обычно количественную оценку этого выражают долей мощности  $\Delta$ , которая сосредоточена в областях  $fT=(0 \dots 0,3)$  и  $fT=(0 \dots 0,1)$ .

Ограниченное число допустимых значений цифровой суммы свидетельствует о возможности обнаружения ошибок при регенерации и приеме, а также о возможности коррекции фазы блочной синхронизации, которая необходима при декодировании принятой последовательности.

В случае контроля ошибок регенератора, работающего в режиме поэлементной обработки линейного сигнала, по значениям ТЦС можно обнаружить любые одиночные ошибки. На рис. представлен алгоритм такого обнаружения с помощью реверсивного счетчика. Нетрудно убедиться, что замена любого импульса «1» на «0» или «0» на «1» в последовательности на рис. приводит к уходу цифровой суммы за допустимые пределы  $[-1/2, 1/2]$ . Фиксируя ошибку, счетчик возвращает накопитель ТЦС в превышенное предельное состояние. При накоплении некоторого числа ошибок на заданном интервале времени система контроля выдает сигнал о неисправности регенератора, а в случае наличия резерва и команду переключения на резерв.

При приеме и декодировании сигнала в оконечных устройствах важны не только достоверные решения о элементах последовательности, но и определение границ между блоками линейного сигнала. В этом состоят функции системы блочной синхронизации. В рассматриваемом сигнале сдвиг границ между блоками на один такт ( $T_n=1/f_n$ ) приведет для некоторых интервалов к ошибочному декодированию, а для других – к возникновению запрещенных комбинаций вида «11» и «00». Результат такого нарушения фазовых соотношений между блоками линейного сигнала и блочным синхросигналом обнаруживается по ТЦС на границах блоков. В приведенной выше для бифазного сигнала последовательности  $\sigma_m$  и выборочные значения  $\sigma_{2k}$  при правильном фазировании обращаются в нуль. Нарушение синхронизма в виде сдвига на  $T_n=T/2$  («проскальзывание» фазы) обнаруживается по появлению  $\sigma_{2k} \neq 0$  в результате наличия слагаемых с  $\gamma_2 \neq 0$ . Структура системы, обнаруживающей ошибки блочной синхронизации, показана на рис. . При накоплении на ограниченном интервале заданного числа сигналов ошибки система контроля дает команду, по которой фаза сигнала блочной синхронизации сдвигается на  $\pi$  (время  $T/2$ ).

В общем случае в более сложных линейных кодах величина  $\sigma_{nk}$  может иметь не одно, а несколько допустимых значений.

Ошибка в фазе блочной синхронизации может при этом обнаруживаться не сразу, а после нескольких переходов  $\gamma_n$ . Это же относится и к контролю ошибок при приеме элементарных символов, если линейный код имеет большее число разрешенных значений ТЦС.

С цифровыми суммами связаны важные числовые характеристики, которыми оценивают качество кодирования:

$V_0$  – нормированная постоянная составляющая, которая для двоичного сигнала с уровнями «1» и «0» равна вероятности «1» в кодовой последовательности:

$$V_0/\Delta = p(1).$$

При модуляции интенсивности оптического излучения она выражает отношение средней мощности излучения к ее пиковому значению. При заданной помехоустойчивости снижение этой величины свидетельствует об энергетическом выигрыше по средней мощности и увеличении ресурса источника излучения. В то же время снижение  $V_0$  существенно ниже 1/2 затрудняет выделение сигналов синхронизации;

$S_K$  – число возможных состояний ТЦС в моменты окончания кодовых блоков. Увеличение  $S_K$  наряду с удлинением блока (увеличением  $n$ ) приводит к усложнению кодера. Одновременно усложняется контроль блочной синхронизации;

$S_m$  – число значений, которые принимает ТЦС при безошибочном приеме элементов линейного сигнала. Величина  $S_m$  определяет сложность схемы контроля ошибок. Заметим, что обычно сохраняется возможность упрощения схем контроля, если контролировать не все, а лишь наиболее доступные для простого контроля ошибки. Пример такого контроля приведен ниже;

$L_{0max}$  и  $L_{1max}$  – максимальные числа следующих друг за другом нулей и соответственно единиц. Увеличение этих параметров приводит к усложнению устройств ВТЧ и ухудшению качества синхронизации. Затрудняется и контроль ошибок, поскольку именно в таких кодах ТЦС изменяется в более широких пределах.

$D$  – диспаритетность, т. е. неравенство чисел единиц и числа нулей в кодовых комбинациях. Количественно  $D$  определяют разностью чисел «1» и «0» в блоке. Если преобладают «0», это число становится отрицательным. Очевидно,  $D$  и  $S_K$  – зависимые величины. В диспаритетных кодах ( $D \neq 0$ ) для ограничения значений ТЦС необходимо применять кодирование с регулярным чередованием противоположных диспаритетностей (см. например, код VI-M на рис. 7.17.д). К понятию диспаритетности еще вернемся при рассмотрении кодов  $mVnV$  с  $m \geq 2$ .

В заключение обсуждения кодов класса 1V2V дадим краткие характеристики кодам на рис. 7.17. На рис. 7.17.б приведен

пример с RZ-кодированием. Это не столько способ кодирования, сколько способ формирования импульсов линейного сигнала. В данном случае полученная последовательность отличается от исходного NRZ-кода лишь тем, что длительность элементарных импульсов сокращена вдвое при сохранении прежнего правила кодирования. Однако формально полученный сигнал можно рассматривать и как избыточный двоичный сигнал с тактовой частотой  $f_d=2/T$ , в котором из четырех возможных двоичных блоков 00, 01, 10 и 11 кодов класса 1B2B используются только два: 00 и 10. Гарантированный «0» на второй позиции блока позволяет снизить влияние межсимвольной помехи.

Заметим, что принцип RZ-кодирования можно распространить и на все последующие коды, приведенные на рис. 7.17. Однако в этом случае придется еще вдвое сократить длительность импульсов в кодах, чтобы обеспечить запретные интервалы между элементарными сигналами.

Очевидно, в RZ-сигнале, приведенном на рис. 7.17.б, статистика по отношению к NRZ-сигналу существенным образом не изменилась. По-прежнему возможны группировки длинных последовательностей 0000..., непрерывная часть спектра (см. рис. ) имеет значительную плотность на  $f=0$  и в прилегающей области, ТЦС не имеет предела и т. д.

Ниже рассматриваются коды, избавленные от подобных недостатков. На рис. 7.17 приведены линейные коды, имеющие ряд общих свойств. Правила формирования блоков 2B в данных кодах приведены на рис. . По этим правилам в получаемых последовательностях реализуется  $p(1)=p(0)$  и исключается возможность появления в линейном сигнале подряд более двух импульсов одного уровня. Это обеспечивает весьма малую спектральную плотность в примыкающей к  $f=0$  области. Различия в приведенных кодах проявляются при корреляции символов в исходной последовательности.

Первый из приведенных кодов получил название абсолютного (символ L) бифазного (или биимпульсного) кода и обозначается VI-L. Иногда бифазные коды называют манчестерскими — по городу в Англии, где они были предложены. Встречается в литературе и русская аббревиатура БФК. Недостатком кода VI-L является трудность контроля фазы блочного синхросигнала при существенном неравенстве  $p(1) \neq p(0)$ , когда в исходном сигнале возникают длительные последовательности вида 1111 ... либо 0000. В частности, ситуация с передачей 0000 ... может появляться при перерывах в связи. При этом в линейном коде образуется последовательность вида 0101 ..., для которой цифровая сумма блоков  $\sigma_{2k}$  не зависит от сдвига границ на один

такт линейного сигнала. Возможно «проскальзывание» фазы, после которого часть блоков информационного сигнала будет декодирована неправильно.

От указанного недостатка можно избавиться, используя принципы относительного кодирования. На рис. представлен дифференциальный бифазный код DBI. Правило кодирования состоит в том, что символу «1» исходной последовательности соответствует повторение предшествующего блока 01 или 10, а символу «0» – формирование альтернативного блока.

В результате последовательность нулей исходного кода кодируется линейным сигналом со скачками, повторяющимися с частотой  $f_m = f_n/2$ , что позволяет детерминировать границы блоков линейного сигнала.

Заметим, что в условиях  $p(0) > p(1)$  существенно различаются и спектры сигналов VI-L и DBI. В сигнале DBI спектральная плотность уменьшается на частоте  $f_m$  и увеличивается на частоте  $f_n/4$ , что свидетельствует о повторяемости переходов одинакового направления с частотой  $f_n/4 = f_m/2$  и о возможности выделения частоты  $f_n/2 = f_m$  с использованием дифференцирования и двухстороннего выпрямления линейного сигнала.

Сходные результаты можно получить и при других алгоритмах относительного кодирования – коды VI-M и VI-S. Для обоих кодов общим является наличие перехода «1»–«0» либо «0»–«1» в начале каждого блока независимо от символа исходной последовательности. Кроме того, в коде VI-M формируется переход в середине блока при передаче «1» исходной последовательности, при «0» переход отсутствует. Код VI-S отличается тем, что переходы в середине блока соответствуют «0» исходной последовательности, отсутствие переходов – «1».

Обратим внимание на то, что сигнал VI-M отличается от сигнала DBI только сдвигом на длительность тактового интервала, коды, по существу, равноценны. Если в DBI сменить правило кодирования на обратное, т. е. кодировать исходные «0» изменением состояний 01 или 10, а «1» – повторением, то такая же связь обнаружится с кодом VI-S.

Отметим, что DBI и VI-S приобретают нужные для надежной блочной синхронизации качества на отрезках с длительным чередованием «1» и «0» исходной последовательности. Это может быть полезным в системах с б-модуляцией, в которых на постоянном (в том числе и нулевом) уровне аналогового сигнала формируется исходная цифровая последовательность вида 0101.

Интересно, что разные алгоритмы кодирования могут приводить к тождественным результатам. Приведем еще пример такой множественности алгоритмических решений. Так, VI-S сигнал, сформированный по алгоритму, представленному на рис. ,



можно получить и по другому правилу: «1» исходного кода кодируются поочередно блоками 11 и 00, а «0» – либо 01, либо 10 так, чтобы первый символ блока отличался от последнего символа предшествующего блока. Подобное кодирование относят к виду АМІ, иногда его обозначают также ДМІ.

Код АМІ можно сформировать и в ином варианте, кодируя символы «1» исходного кода поочередно блоками 11 и 00, а символы «0» – блоками 01 или 10, но так, чтобы первый символ блока не отличался от последнего символа предшествующего блока. Линейный сигнал с таким кодом (АМІ-2) представлен на рис. . Сравнивая его с АМІ-1 и бифазными кодами, видим, что число переходов здесь уменьшилось. Непрерывный спектр сосредоточен в области более низких частот. В отличие от АМІ-1 длинная последовательность нулей в исходном сигнале приводит к появлению составляющей на частоте  $1/2T$ , позволяющей детерминировать границы кодовых блоков. Непрерывная составляющая в области тактовой частоты подавлена, слабо влияет на качество синхронизации. Этот код часто называют электронно-фотонным (ЕР-1).

С целью максимального подавления спектральной плотности непрерывного спектра на тактовой частоте был предложен еще один электронно-фотонный код ЕР-2, реализация которого представлена на рис. 7.17.з. Здесь опять символы «1» исходного кода поочередно кодируются блоками 11 и 00, а символы «0» — поочередно блоками 01 и 10 (независимо от единиц). Это обеспечивает нулевую спектральную плотность на тактовой частоте. В то же время увеличивается частота переходов, в меньшей степени сужается спектр.

Нужно сказать, что сужение спектра и его уплотнение в области относительно низких частот (код ЕР-1 и родственный ему код Миллера, см. рис. 7.17.и) не являются бесспорными достоинствами. В таких кодах одновременно увеличивается спектральная плотность в областях  $f=0$  и относительно высоких частот  $fT \approx 1,5$ . Это свидетельствует о чувствительности к межсимвольным помехам 1-го и 2-го рода – затягиванию импульсов и «плаванию» квазипостоянной составляющей соответственно. Кроме того, снижение числа переходов затрудняет выделение  $f_T$ .

Отметим еще один код, в котором сочетаются достоинства простоты кодирования с возможностью выделения  $f_m$  заданной фазы с помощью линейного фильтра. Это код СМІ, представленный рис. . Здесь поочередно блоками 11 и 00 кодируются только «1» исходной последовательности, «0» же кодируются неизменно блоком 01, что и обеспечивает в спектре наличие дискрета на частоте  $f_m=1/T$ .

Избыточность кода СМІ легко перераспределить на обслуживание служебного канала. С этой целью можно использовать «запрещенный» в обычном режиме блок 10, а также нарушение чередований 11 и 00. Конечно, на время служебной связи следует предусматривать блокировку систем контроля ошибок. Подобная возможность потенциально заложена и в других кодах 1В2В, но в СМІ задача решается особенно просто.

Недостаток СМІ по отношению к бифазным кодам – возможность группирования трех символов «1» (или «0»). Код СМІ наряду с относительными бифазными кодами рекомендован МККТТ к использованию в системах связи. Можно еще отметить, что все коды с поочередной инверсией токовых сигналов (ПИТС) типа АМІ, СМІ относительно легко сопрягаются с системами, использующими троичные сигналы. Это полезно для сопряжения с линейными сигналами систем, использующих коаксиальные и симметричные проводные линии.

Интересно, что преобразование двухуровневого кода в трехуровневый оказывается иногда целесообразным как этап обработки сигнала в приемном устройстве. В частности, для увеличения помехоустойчивости приема к межсимвольной помехе можно использовать принципы корреляционного кодирования, например трехуровневого дуобинарного. Такое кодирование осуществляется в два этапа. На первом этапе предварительным кодированием исходная двухуровневая последовательность преобразуется в двухуровневый же код класса 1В2В, обладающий возможностью корреляционного преобразования в трехуровневый. На втором этапе в корреляционном кодере простым суммированием полученной последовательности с ее копией, сдвинутой на величину тактового интервала  $T_d$  (в простейшем случае), формируется дуобинарная последовательность.

Поскольку оба преобразования линейны, кодеры можно разнести, поместив корреляционный кодер в приемном устройстве. В этом случае появляется возможность передачи сигналов по линии в предварительном коде с последетекторной обработкой принятого сигнала, включающей в себя корреляционное кодирование для снижения влияния межсимвольной помехи.

Конкретную реализацию такого способа передачи можно проиллюстрировать на примере использования в качестве первичного кода (кода в линии до детектора) BIS или DMІ, представленного на рис . Последовательность преобразований выразим цифровой записью:

Исходная последовательность:	1	0	1	.	0.
Первичный код (код в линии):	1	, 1 . 0	, 1 . 0	, 0 . 1	, 0 .
Код со сдвигом на $T_d$ :	->	1	, 1 . 0	, 1 . 0	, 0 . 1
Дуобинарный код:		1	, 2 . 1	, 1	, 1 , 0 . 1
					, 1 .

Последняя строка выражает последовательность, сформированную после детектирования в приемнике путем суммирования принятого сигнала с его задержанной на  $T_d$  копией. Всем нулевым символам исходной последовательности соответствует средний уровень 1 сигнала, передаваемого дуобинарным кодом (математическое ожидание, постоянная составляющая). Каждой «1» исходной последовательности соответствуют чередующиеся по полярности относительно среднего уровня импульсы – уровни 2 и 0. Эти импульсы в 2 раза короче исходных.

Разная полярность и защитные интервалы (RZ-код) существенно облегчают борьбу с межсимвольной помехой. Эти свойства делают целесообразным использование дуобинарного кодирования в ВОСП с многомодовыми волокнами при скоростях передачи выше 100 Мбит/с. Длинные серии нулей исходной последовательности здесь не создают затруднений для синхронизации, поскольку синхросигнал можно выделять в приемнике до корреляционного кодирования.

Недостатком описанной системы кодирования является усложнение регенераторов, в которых приходится предусматривать корреляционное кодирование и после решающей схемы кодирование для восстановления сигналов в коде BIS. Заметим, что возможно и комбинированное решение. На коротких участках, где межсимвольные искажения невелики, можно осуществлять поэлементный прием и прямую регенерацию сигналов в коде BIS, а на участках с большими искажениями – регенерацию с перекодированием.

Нужно отметить, что в отсутствие межсимвольных искажений дуобинарное кодирование в приемнике приводит к ухудшению помехоустойчивости по отношению к аддитивным тепловым, квантовым и другим шумам. При ограничении аддитивными шумами проигрыш по мощности невелик – менее 2 дБ.

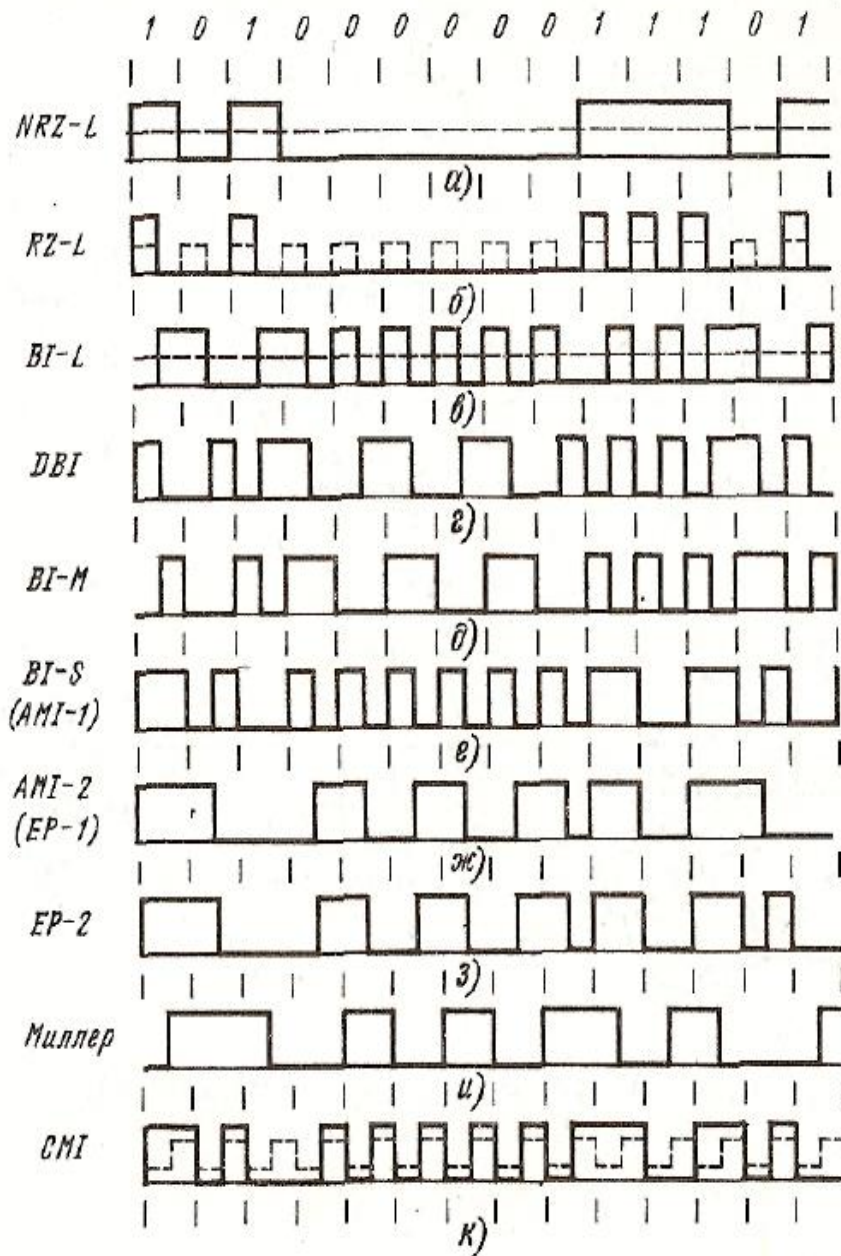


Рис. 7.17. Реализации сигналов с кодами класса 1B2B

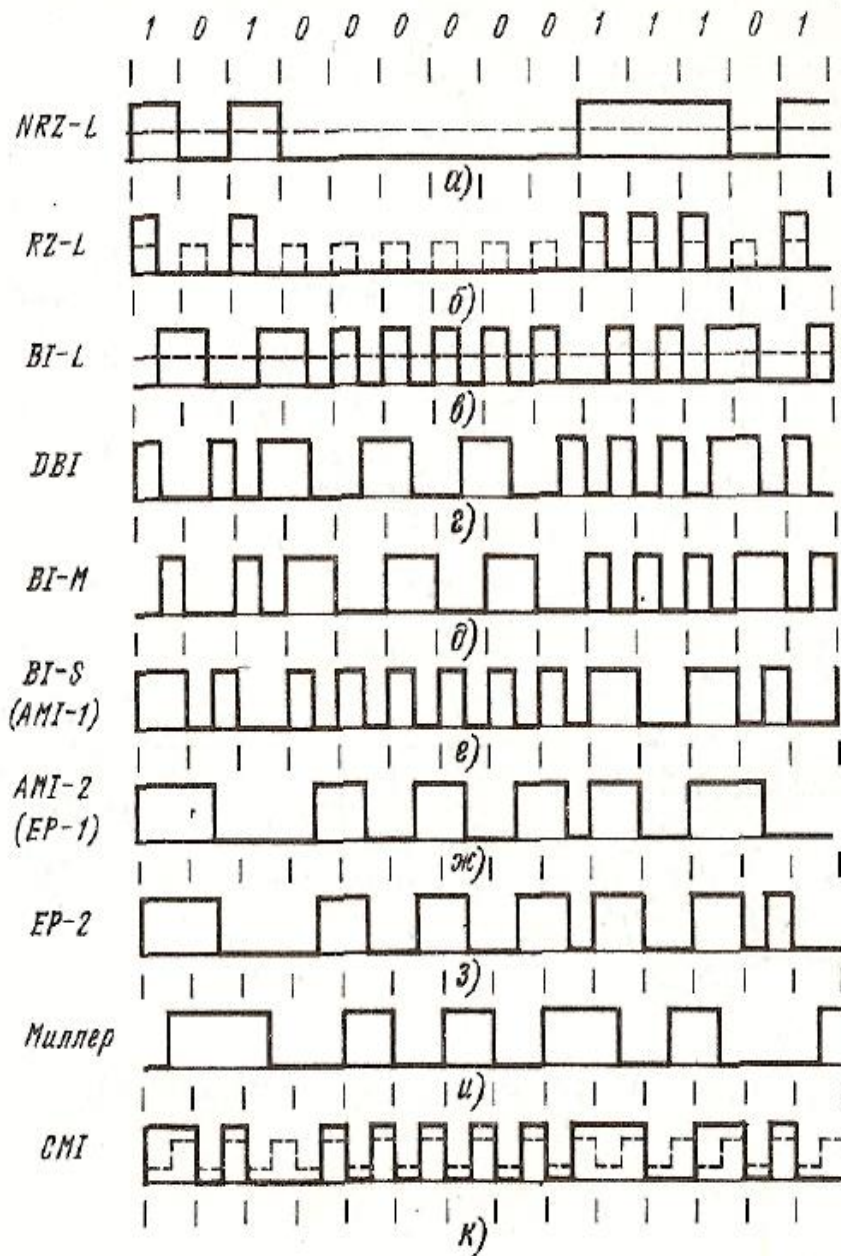


Рис. 7.17. Реализации сигналов с кодами класса 1B2B