

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

А.Н. Тараканов, А.Л. Приоров

СИГНАЛЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Лабораторный практикум

*Рекомендовано
Научно-методическим советом университета
для студентов, обучающихся по специальности
Радиофизика и электроника*

Ярославль 2007

УДК 621.391
ББК 3 841-01 я 73
Т 19

*Рекомендовано
Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного издания. План 2007 года*

Рецензенты:

научно-производственное предприятие
«Ярославское конструкторское бюро радиоприборов»;
кандидат физико-математических наук, доцент А.И. Чегодаев

Т 19

Тараканов, А.Н. Сигналы в радиотехнических и телекоммуникационных системах: Лабораторный практикум / А.Н. Тараканов, А.Л. Приоров; Яросл. гос. ун-т. – Ярославль: ЯрГУ, 2007. – 108 с.

ISBN 978-5-8397-0562-3

Практикум включает в себя описание трех лабораторных работ, соответствующих программе дисциплины «Сигналы в радиотехнических и телекоммуникационных системах». По каждой работе приводятся теоретические сведения, необходимые для квалифицированного выполнения заданий, а также содержание и порядок выполнения работы с контрольными вопросами и списком литературы. Лабораторные занятия проводятся на персональном компьютере.

Пособие предназначено для студентов, обучающихся по специальности 013800 Радиофизика и электроника (дисциплина «Сигналы в РТС», блок ДС), очной и заочной форм обучения.

Рис. 44. Табл. 9. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.391
ББК 3 841-01 я 73

ISBN 978-5-8397-0562-3

© Ярославский государственный
университет, 2007

© Тараканов А.Н., Приоров А.Л., 2007

Введение

Предлагаемый практикум является пособием для выполнения лабораторных работ по дисциплине «Сигналы в радиотехнических и телекоммуникационных системах» для студентов, обучающихся по специальности «Радиофизика и электроника». Он также может быть полезен при изучении соответствующих дисциплин студентами направления Телекоммуникации и специальности Радиотехника.

В тексте, относящемся к каждой лабораторной работе, имеется указание цели выполняемой работы, приведены теоретические сведения, определено содержание и порядок выполнения работы, приведен список контрольных вопросов и список литературы для углубленного изучения отдельных вопросов, затрагиваемых в теоретической части.

Лабораторные занятия проводятся на персональных ЭВМ. Предлагаемое для выполнения работ программное обеспечение позволяет в простой и доступной форме изучить основные свойства сигналов, широко применяемых в современной радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуре.

Помимо описания сигналов с помощью математических выражений, отражения специфики и особенностей таких сигналов, их временных и спектральных характеристик, рассмотрены вопросы помехоустойчивости, определения ширины полосы частот, занимаемой сигналами, а также вопросы их формирования.

Перед началом выполнения каждой лабораторной работы рекомендуется произвести сброс всех параметров программы путем выбора соответствующего пункта меню программы.

Материал пособия также может быть использован при выполнении студентами соответствующих специальностей курсовых и дипломных проектов.

Авторы благодарны доценту кафедры динамики электронных систем ЯрГУ В.И. Ярмоленко за предоставленные материалы и редакционно-издательскому отделу ЯрГУ за помощь в оформлении пособия.

Лабораторная работа № 1

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Цель работы: изучение характеристик сигналов с амплитудной, угловой и внутриимпульсной модуляцией.

Теория

Сигналы, поступающие из источника сообщений (микрофон, передающая телевизионная камера, датчик телеметрической системы), как правило, не могут быть непосредственно переданы по радиоканалу. Дело не только в том, что эти сигналы недостаточно велики по амплитуде. Гораздо существеннее их относительная *низкочастотность*. Чтобы осуществить эффективную передачу сигналов в какой-либо среде, необходимо перенести спектр этих сигналов из низкочастотной области в область достаточно высоких частот. Данная процедура получила в радиотехнике название *модуляции*.

1.1. Сигналы с амплитудной модуляцией

Прежде чем изучать этот простейший вид модулированных сигналов, рассмотрим кратко некоторые вопросы, касающиеся принципов модуляции любого вида.

Понятие несущего колебания. Идея способа, позволяющего переносить спектр сигнала в область высоких частот, заключается в следующем. Прежде всего, в передатчике формируется вспомогательный высокочастотный сигнал, называемый *несущим колебанием*. Его математическая модель $u_{\text{нес}}(t) = f(t; a_1, a_2, \dots, a_m)$ такова, что имеется некоторая совокупность параметров a_1, a_2, \dots, a_m , определяющих форму этого колебания. Пусть $s(t)$ – низкочастотное сообщение, подлежащее передаче по радиоканалу. Если, по крайней мере, один из указанных параметров изменяется во времени пропорционально передаваемому сообщению, то несущее колебание приобретает новое свойство – оно несет в себе информацию, которая первоначально была заключена в сигнале $s(t)$.

Физический процесс управления параметрами несущего колебания и является модуляцией.

В радиотехнике широкое распространение получили системы модуляции, использующие в качестве несущего простое гармоническое колебание, имеющее три свободных параметра U, ω и φ .

$$u_{\text{нес}}(t) = U \cos(\omega t + \varphi). \quad (1)$$

Изменяя во времени тот или иной параметр, можно получать различные виды модуляции.

Принцип амплитудной модуляции. Если переменной оказывается амплитуда сигнала $U(t)$, причем остальные два параметра ω и φ неизменны, то имеется *амплитудная модуляция* несущего колебания. Форма записи амплитудно-модулированного сигнала, или АМ-сигнала, такова:

$$u_{ам}(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (2)$$

Осциллограмма АМ-сигнала имеет характерный вид (рис. 1). Обращает на себя внимание симметрия графика относительно оси времени. В соответствии с формулой (2) АМ-сигнал есть произведение *огibaющей* $U(t)$ и *гармонического заполнения* $\cos(\omega_0 t + \varphi_0)$. В большинстве практически интересных случаев *огibaющая* изменяется во времени *гораздо меньше*, чем высокочастотное заполнение.

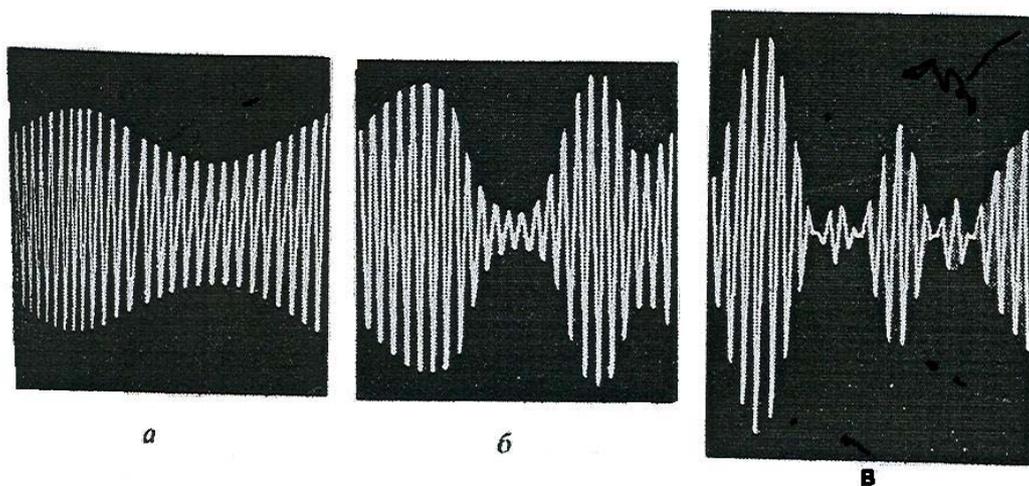


Рис. 1. АМ-сигналы при различных глубинах модуляции:
а – неглубокая модуляция; б – глубокая модуляция; в – перемодуляция

При амплитудной модуляции связь между *огibaющей* $U(t)$ и модулирующим полезным сигналом $s(t)$ принято определять следующим образом:

$$U(t) = U_m[1 + M_s(t)]. \quad (3)$$

Здесь U_m – постоянный коэффициент, равный амплитуде несущего колебания в отсутствие модуляции; M_s – *коэффициент амплитудной модуляции*.

Величина M_s характеризует глубину амплитудной модуляции. Смысл этого термина поясняется осциллограммами АМ-сигналов, изображенными на рис. 1.

При малой глубине модуляции относительное изменение огибающей невелико, т.е. $|M_s(t)| \ll 1$ во все моменты времени независимо от формы сигнала $s(t)$.

Если же в моменты времени, когда сигнал $s(t)$ достигает экстремальных значений, имеются приближенные равенства $M_{Smax}(t) \approx 1$ или $M_{Smin}(t) \approx -1$, то говорят о глубокой амплитудной модуляции. Иногда вводят дополнительно *относительный коэффициент модуляции вверх* $M_e = (U_{max} - U_m)/U_m$ и *относительный коэффициент модуляции вниз* $M_n = (U_m - U_{min})/U_m$.

АМ-сигналы с малой глубиной модуляции в радиоканалах нецелесообразны ввиду неполного использования мощности передатчика. В то же время 100%-ная модуляция вверх ($M_e = 1$) в два раза повышает амплитуду колебаний при пиковых значениях модулирующего сообщения. Дальнейший рост этой амплитуды, как правило, приводит к нежелательным искажениям из-за перегрузки выходных каскадов передатчика.

Не менее опасна слишком глубокая амплитудная модуляция вниз. На рис. 1, в изображена так называемая *перемодуляция* ($M_n > 1$). Здесь форма огибающей перестает повторять форму модулирующего сигнала.

Однотональная амплитудная модуляция. Простейший АМ-сигнал может быть получен в случае, когда модулирующим низкочастотным сигналом является гармоническое колебание с частотой Ω . Такой сигнал называется *однотональным АМ-сигналом*

$$u_{ам}(t) = U_m [1 + M \cos(\Omega t + \Phi_0)] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (4)$$

Выясним, можно ли такой сигнал представить как сумму простых гармонических колебаний с различными частотами. Используя известную тригонометрическую формулу произведения косинусов, из выражения (4) получаем

$$u_{AM}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0] + \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi_0]. \quad (5)$$

Формула (5) устанавливает спектральный состав однотонального АМ-сигнала. Принята следующая терминология: ω_0 – *несущая частота*, $\omega_0 + \Omega$ – *верхняя боковая частота*, $\omega_0 - \Omega$ – *нижняя боковая частота*.

Строя по формуле (5) спектральную диаграмму однотонового АМ-сигнала, следует, прежде всего, обратить внимание на равенство амплитуд верхнего и нижнего боковых колебаний, а также на симметрию расположения этих спектральных составляющих относительно несущего колебания.

Энергетические характеристики АМ-сигнала. Рассмотрим вопрос о соотношении мощностей несущего и боковых колебаний. Источник однотонового АМ-сигнала эквивалентен трем последовательно включенным источникам гармонических колебаний:

$$\begin{aligned} u_{\text{нес}}(t) &= U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \\ u_{\text{вб}}(t) &= \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0], \\ u_{\text{нб}}(t) &= \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi_0]. \end{aligned}$$

Положим для определенности, что это источники ЭДС, соединенные последовательно и нагруженные на единичный резистор. Тогда мгновенная мощность АМ-сигнала будет численно равна квадрату суммарного напряжения:

$$p_{\text{ам}}(t) = u_{\text{ам}}^2 = u_{\text{нес}}^2 + u_{\text{вб}}^2 + u_{\text{нб}}^2 + 2u_{\text{нес}}u_{\text{вб}} + 2u_{\text{нес}}u_{\text{нб}} + 2u_{\text{вб}}u_{\text{нб}}. \quad (6)$$

Чтобы найти среднюю мощность сигнала, величину $p(t)$ необходимо усреднить по достаточно большому отрезку времени T :

$$\langle p_{\text{ам}} \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt.$$

Легко убедиться в том, что при усреднении все взаимные мощности дадут нулевой результат, поэтому средняя мощность АМ-сигнала окажется равной сумме средних мощностей несущего и бокового колебаний:

$$\langle p_{\text{ам}} \rangle = \langle p_{\text{нес}} \rangle + [\langle p_{\text{вб}} \rangle + \langle p_{\text{нб}} \rangle] = \frac{U_m^2}{2} + \frac{U_m^2 M^2}{4}. \quad (7)$$

Отсюда следует, что

$$[\langle p_{\text{вб}} \rangle + \langle p_{\text{нб}} \rangle] / \langle p_{\text{нес}} \rangle = M^2 / 2. \quad (8)$$

Так, даже при 100%-ной модуляции ($M = 1$) доля мощности обоих боковых колебаний составляет всего лишь 50% от мощности

немодулированного несущего колебания. Поскольку информация о сообщении заключена в боковых колебаниях, можно отметить неэффективность использования мощности при передаче АМ-сигнала.

Амплитудная модуляция при сложном модулирующем сигнале. На практике однотональные АМ-сигналы используются редко. Гораздо более реален случай, когда модулирующий низкочастотный сигнал имеет сложный спектральный состав. Математической моделью такого сигнала может быть, например, тригонометрическая сумма

$$s(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i). \quad (9)$$

Здесь частоты Ω_i образуют упорядоченную возрастающую последовательность $\Omega_1 < \Omega_2 < \dots < \Omega_N$, в то время как амплитуды a_i и начальные фазы Φ_i произвольны.

Подставив формулу (9) в (3), получим

$$S_m(t) = U_m \left[1 + \sum_{i=1}^N M a_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (10)$$

Введем совокупность *парциальных* (частичных) *коэффициентов модуляции*

$$M_i = M a_i. \quad (11)$$

Далее запишем аналитическое выражение сложномодулированного (многотонального) АМ-сигнала в форме, которая обобщает выражение (4):

$$S_{am}(t) = U_m \left[1 + \sum_{i=1}^N M_i \cos(\Omega_i t + \Phi_i) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (12)$$

Спектральное разложение проводится так же, как и для однотонального АМ-сигнала:

$$u_{am}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \sum_{i=1}^N \frac{U_m M_i}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega_i)t + \varphi_0 + \Phi_i] + \sum_{i=1}^N \frac{U_m M_i}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega_i)t + \varphi_0 - \Phi_i]. \quad (13)$$

На рис. 2, а изображена спектральная диаграмма модулирующего сигнала $s(t)$, построенная в соответствии с формулой (9), а рис. 2, б

воспроизводит спектральную диаграмму многотонального АМ-сигнала, отвечающего этому модулирующему колебанию.

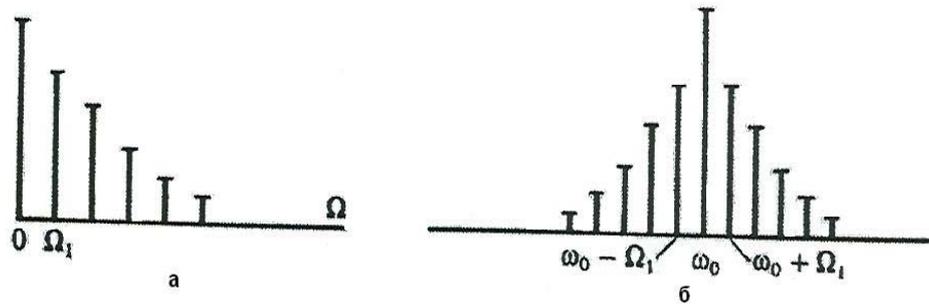


Рис. 2. Спектральные диаграммы:
а – модулирующего сигнала; *б* – АМ-сигнала при многотональной модуляции

Итак, в спектре сложномодулированного АМ-сигнала, помимо несущего колебания, содержатся группы верхних и нижних боковых колебаний. Спектр верхних боковых колебаний является масштабной копией спектра модулирующего сигнала, сдвинутой в область высоких частот на величину ω_0 . Спектр нижних боковых колебаний также повторяет спектральную диаграмму сигнала $s(t)$, но располагается зеркально относительно несущей частоты ω_0 .

Из сказанного следует важный вывод: *ширина спектра АМ-сигнала равна удвоенному значению наивысшей частоты спектра модулирующего низкочастотного сигнала.*

Амплитудно-манипулированные сигналы. Важным классом многотональных АМ-сигналов являются так называемые *манипулированные сигналы*. В простейшем случае это – последовательности радиоимпульсов, отделенных друг от друга паузами. Такие сигналы используются в радиотелеграфии и в системах передачи дискретной информации по радиоканалам.

Если $s(t)$ – функция, в каждый момент времени принимающая значение либо 0, либо 1, то амплитудно-манипулированный сигнал представляется в виде

$$u_{\text{ман}}(t) = U_m s(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0). \quad (14)$$

Пусть, например, функция $s(t)$ отображает периодическую последовательность видеоимпульсов. Считая, что амплитуда этих импульсов $A=1$, на основании (14) имеем при $\varphi_0 = 0$:

$$\begin{aligned}
u_{max} = & \frac{U_m}{q} \cos \omega_0 t + \frac{U_m}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{q}}{\frac{n\pi}{q}} \cos(\omega_0 + n\omega_1)t + \\
& + \frac{U_m}{q} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{q}}{\frac{n\pi}{q}} \cos(\omega_0 - n\omega_1)t,
\end{aligned}
\tag{15}$$

где q – скважность последовательности.

Амплитудно-манипулированному сигналу присущи все особенности АМ-сигнала со сложной модуляцией. Однако, по крайней мере теоретически, спектр такого сигнала простирается неограниченно широко.

Векторная диаграмма АМ-сигнала. Иногда полезным может оказаться графическое изображение АМ-сигнала посредством суммы векторов, вращающихся в комплексной плоскости.

Для простоты рассмотрим однотональную модуляцию. Мгновенное значение несущего колебания $u_{нес}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$ есть проекция неподвижного во времени вектора $U_{нес} = U_m \exp(j\varphi_0)$ на ось отсчета углов, которая вращается вокруг начала координат с угловой скоростью ω_0 в направлении часовой стрелки (Рис. 3).

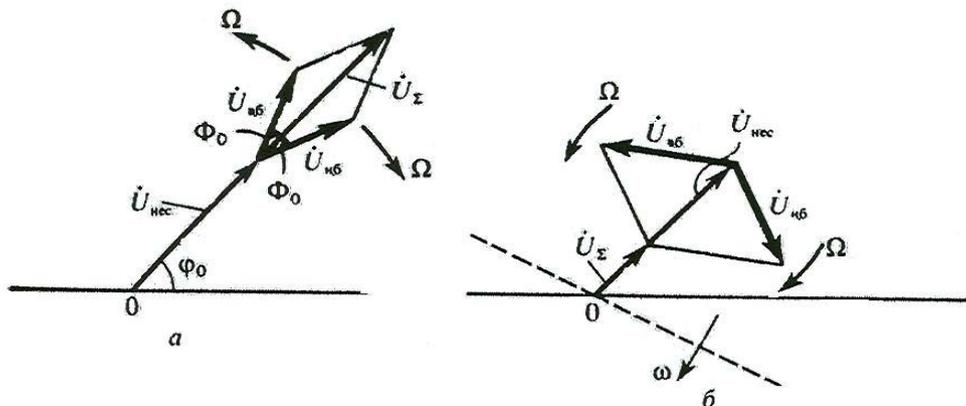


Рис. 3. Векторные диаграммы однотонального АМ-сигнала:

a – при $t = 0$; b – при $t > 0$

Верхнее боковое колебание отображается на диаграмме вектором $U_{вб}$ длиной $U_m M/2$, причем его фазовый угол при $t = 0$ равен сумме начальных фаз несущего и модулирующего сигналов [см. формулу (5)]. Такой же вектор для нижнего бокового колебания отличается лишь законом в выражении для его фазового угла. Итак, на комплексной плоскости необходимо построить сумму трех векторов

$$U_{нес} = U_m e^{j\varphi_0}; \quad U_{вб} = U_m e^{j(\varphi_0 + \Phi_0)}; \quad U_{нб} = U_m e^{j(\varphi_0 - \Phi_0)}.$$

Легко видеть, что эта сумма будет ориентирована вдоль вектора $U_{нес}$. Мгновенное значение АМ-сигнала при $t = 0$ окажется равным проекции конца результирующего вектора на горизонтальную ось (Рис. 3, а).

С течением времени, помимо отмеченного вращения оси отсчета углов, будут наблюдаться следующие трансформации чертежа (Рис. 3, б): 1) вектор $U_{вб}$ будет вращаться вокруг точки своего приложения с угловой скоростью Ω в направлении против часовой стрелки, поскольку фаза верхнего бокового колебания $(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0$ возрастает быстрее фазы несущего сигнала; 2) вектор $U_{нб}$ будет вращаться также с угловой скоростью Ω , но в противоположном направлении.

Строя суммарный вектор U_{Σ} и проецируя его на ось отсчета углов, можно найти мгновенные значения $u_{ам}(t)$ в любой момент времени.

Балансная амплитудная модуляция. Как было показано, значительная доля мощности обычного АМ-сигнала сосредоточена в несущем колебании. Для более эффективного использования мощности передатчика можно формировать АМ-сигналы с подавленным несущим колебанием, реализуя так называемую балансную амплитудную модуляцию. На основании формулы (4) представление однотонового АМ-сигнала с балансной модуляцией таково:

$$u_{\text{ам}}(t) = U_m M \cdot \cos(\Omega t + \Phi_0) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0] + \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 - \Omega)t + \varphi_0 - \Phi_0]. \quad (16)$$

Имеет место перемножение двух сигналов – модулирующего и несущего. Колебания вида (16) с физической точки зрения являются биениями двух гармонических сигналов с одинаковыми амплитудами $U_m M/2$ и частотами, равными верхней и нижней боковым частотам.

При многотональной балансной модуляции аналитическое выражение сигнала принимает вид

$$u_{\text{ам}}(t) = 1/2U_m \sum_{i=1}^N M_i \cos[(\omega_0 + \Omega_i)t + \varphi_0 + \Phi_i] + 1/2U_m \sum_{i=1}^N M_i \cos[(\omega_0 - \Omega_i)t + \varphi_0 - \Phi_i]. \quad (17)$$

Как и при обычной амплитудной модуляции, здесь наблюдаются две симметричные группы верхних и нижних боковых колебаний.

Если рассмотреть осциллограмму биений, может показаться неясным, почему в спектре этого сигнала нет несущей частоты, хотя налицо

присутствие высокочастотного заполнения, изменяющегося во времени именно с этой частотой.

Дело в том, что при переходе огибающей биений через нуль фаза высокочастотного заполнения скачком изменяется на 180° , поскольку функция $\cos(\Omega t + \Phi_0)$ имеет разные знаки слева и справа от нуля. Если такой сигнал подать на высокочастотную колебательную систему (например, LC-контур), настроенную на частоту ω_0 , то выходной эффект будет очень мал, стремясь к нулю при возрастании добротности. Колебания в системе, возбужденные одним периодом биений, будут гаситься последующим периодом. Именно так с физических позиций принято рассматривать вопрос о реальном смысле спектрального разложения сигнала. Балансная амплитудная модуляция, несмотря на свои достоинства, не нашла широкого применения в технике радиовещания и связи.

Однополосная амплитудная модуляция. Еще более интересное усовершенствование принципа обычной амплитудной модуляции заключается в формировании сигнала с подавленной верхней или нижней боковой полосой частот.

Сигналы с одной боковой полосой (ОБП- или SSB-сигналы – от англ. single sideband) по внешним характеристикам напоминают обычные АМ-сигналы. Например, однотональный ОБП-сигнал с подавленной нижней боковой частотой записывается в виде

$$u_{\text{обп}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_m M}{2} \cos[(\omega_0 + \Omega)t + \varphi_0 + \Phi_0].$$

Проводя тригонометрические преобразования, получаем

$$\begin{aligned} u_{\text{обп}}(t) &= U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + \frac{U_m M}{2} \cos(\Omega t + \Phi_0) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \\ &- \frac{U_m M}{2} \sin(\Omega t + \Phi_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_0) = U_m \left[1 + \frac{M}{2} \cos(\Omega t + \Phi_0) \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0) - \\ &- \frac{U_m M}{2} \sin(\Omega t + \Phi_0) \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \end{aligned}$$

Два последних слагаемых представляют собой произведение двух функций, одна из которых изменяется во времени медленно, а другая – быстро. Принимая во внимание, что «быстрые» множители находятся по отношению друг к другу во временной квадратуре, вычисляем медленно изменяющуюся огибающую ОБП-сигнала:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_m \sqrt{\left[1 + \frac{M}{2} \cos(\Omega t + \Phi_0) \right]^2 + \frac{M^2}{4} \sin^2(\Omega t + \Phi_0)} = \\ &= U_m \sqrt{1 + M \cos(\Omega t + \Phi_0) + \frac{M^2}{4}}. \end{aligned} \tag{18}$$

График огибающей ОБП-сигнала, рассчитанный по формуле (18) при $M=1$, изображен на рис. 4. Здесь же для сравнения построена огибающая обычного однотонового АМ-сигнала с тем же коэффициентом модуляции.

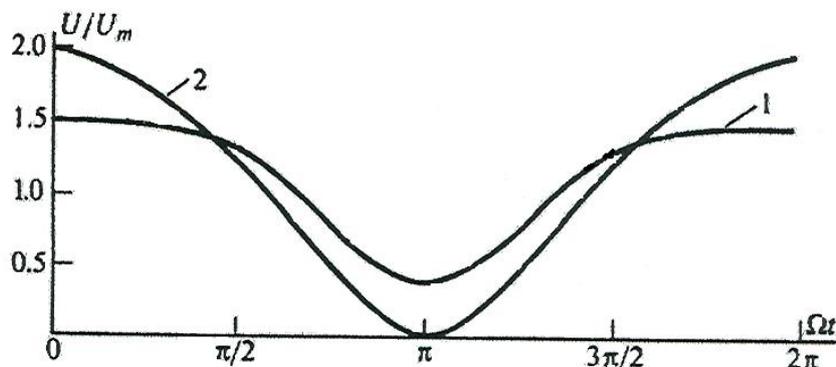


Рис. 4. Огибающие однотоновых модулированных сигналов при $M=1$
 1 – ОБП-сигнала; 2 – обычного АМ-сигнала

Сравнение приведенных кривых показывает, что непосредственная демодуляция ОБП-сигнала по его огибающей будет сопровождаться значительными искажениями.

Дальнейшим усовершенствованием систем ОБП является частичное или полное подавление несущего колебания. При этом мощность передатчика используется еще более эффективно.

Основное преимущество ОБП-сигналов – двукратное сокращение полосы занимаемых частот, что оказывается существенным для частотного уплотнения радиоканалов, при связи на коротких волнах в условиях предельной загруженности частотного диапазона.

1.2. Сигналы с угловой модуляцией

Будем изучать модулированные радиосигналы, которые получаются за счет того, что в несущем гармоническом колебании $u_{нес}(t) = U_m \cos(\omega t + \varphi)$ передаваемое сообщение $s(t)$ изменяет либо частоту ω , либо начальную фазу φ ; амплитуда U_m остается неизменной. Поскольку аргумент гармонического колебания $\psi(t) = \omega t + \varphi$, называемый *полной фазой*, определяет текущее значение фазового угла, такие сигналы получили название *сигналов с угловой модуляцией*.

Виды угловой модуляции. Предположим вначале, что полная фаза $\psi(t)$ связана с сигналом $s(t)$ зависимостью

$$\psi(t) = \omega_0 t + ks(t), \quad (19)$$

где ω_0 – значение частоты в отсутствие полезного сигнала; k – некоторый коэффициент пропорциональности. Модуляцию, отвечающую соотношению (19), называют *фазовой модуляцией* (ФМ):

$$u_{\text{фм}}(t) = U_m \cos [\omega_0 t + ks(t)]. \quad (20)$$

Если сигнал $s(t) = 0$, то ФМ-колебание является простым гармоническим колебанием. С увеличением значений сигнала $s(t)$ полная фаза $\psi(t)$ растет во времени быстрее, чем по линейному закону. При уменьшении значений модулирующего сигнала происходит спад скорости роста $\psi(t)$ во времени. На рис. 5 показано построение графика ФМ-сигнала.

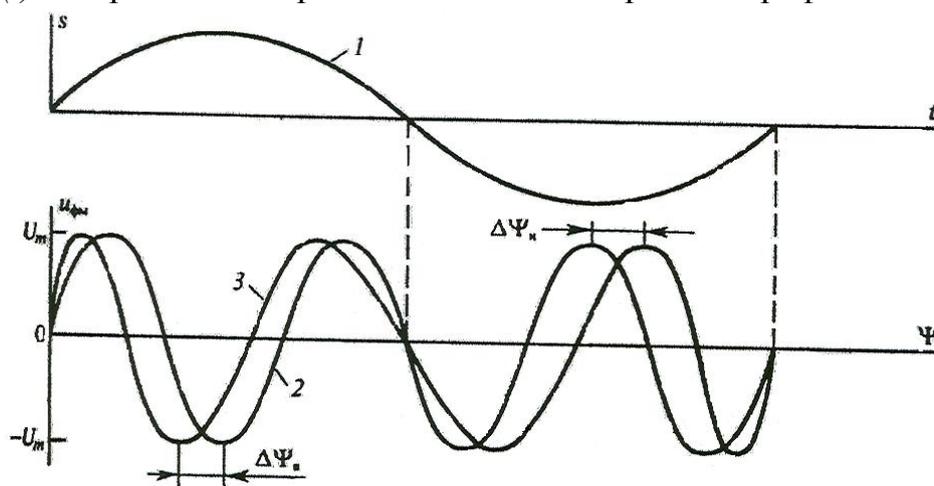


Рис. 5. Фазовая модуляция:

1 – модулирующий низкочастотный сигнал; 2 – немодулированное гармоническое колебание; 3 – сигнал с фазовой модуляцией

В момент времени, когда сигнал $s(t)$ достигает экстремальных значений, абсолютный фазовый сдвиг между ФМ-сигналом и немодулированным гармоническим колебанием оказывается наибольшим. Предельное значение этого фазового сдвига называют *девиацией фазы* $\Delta\psi$. В общем случае, когда сигнал $s(t)$ изменяет знак, принято различать *девиацию фазы вверх* $\Delta\psi_{\text{в}} = ks_{\text{max}}$ и *девиацию фазы вниз* $\Delta\psi_{\text{н}} = ks_{\text{min}}$.

На векторной диаграмме изображающий вектор постоянной длины будет совершать вращение с непостоянной угловой скоростью. *Мгновенная частота* $\omega(t)$ сигнала с угловой модуляцией определяется как первая производная от полной фазы по времени:

$$\omega(t) = \frac{d\psi}{dt}, \quad (21)$$

так что

$$\psi(t) = \int_{-\infty}^t \omega(\tau) d\tau + const. \quad (22)$$

При частотной модуляции сигнала (ЧМ) между величинами $s(t)$ и $\omega(t)$ имеется связь вида

$$\omega(t) = \omega_0 + ks(t). \quad (23)$$

Поэтому

$$u_{чм}(t) = U_m \cos[\omega_0 t + k \int_{-\infty}^t s(\tau) d\tau]. \quad (24)$$

Естественными параметрами ЧМ-сигнала общего вида в соответствии с формулой (23) являются *девиация частоты вверх* $\Delta\omega_v = ks_{max}$ и *девиация частоты вниз* $\Delta\omega_n = ks_{min}$.

Если $s(t)$ – достаточно гладкая функция, то внешне осциллограммы ФМ- и ЧМ-сигналов не отличаются. Однако имеется принципиальная разница: фазовый сдвиг между ФМ-сигналом и немодулированным колебанием пропорционален $s(t)$, в то время как для ЧМ-сигнала этот сдвиг пропорционален интегралу от передаваемого сообщения.

Однотональные сигналы с угловой модуляцией. Анализ ФМ- и ЧМ-сигналов с математической точки зрения гораздо сложнее, чем исследование АМ-колебаний. Поэтому основное внимание будет уделено простейшим однотональным сигналам.

В случае однотонального ЧМ-сигнала мгновенная частота

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos(\Omega t + \Phi_0),$$

где $\Delta\omega$ – девиация частоты сигнала. На основании формулы (22) полная фаза такого сигнала

$$\psi(t) = \omega_0 t + \frac{\Delta\omega}{\Omega} \sin(\Omega t + \Phi_0) + \varphi_0,$$

где φ_0 – некоторый постоянный фазовый угол.

Отсюда видно, что величина, называемая *индексом* однотональной угловой модуляции, представляет собой девиацию фазы такого сигнала, выраженную в радианах.

$$m = \Delta\omega/\Omega. \quad (25)$$

Для краткости положим, что неизменные во времени фазовые углы $\varphi_0 = \Phi_0 = 0$, и выразим мгновенное значение ЧМ-сигнала в виде

$$u_{\text{чм}}(t) = U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t). \quad (26)$$

Аналитическая форма записи однотонового ФМ-сигнала будет аналогичной. Однако нужно иметь в виду следующее: ЧМ- и ФМ-сигналы ведут себя по-разному при изменении частоты модуляции и амплитуды модулирующего сигнала.

При частоте модуляции девиация частоты $\Delta\omega$ пропорциональна амплитуде низкочастотного сигнала. В то же время величина $\Delta\omega$ не зависит от частоты модулирующего сигнала. В случае фазовой модуляции ее индекс m оказывается пропорциональным амплитуде низкочастотного сигнала независимо от его частоты. Как следствие этого, девиация частоты при фазовой модуляции в соответствии с формулой (25) линейно увеличивается с ростом частоты.

Спектральное разложение ЧМ- и ФМ-сигналов при малых индексах модуляции. Задачу о представлении сигналов с угловой модуляцией посредством суммы гармонических колебаний несложно решить в случае, когда $m \ll 1$. Для этого преобразуем формулу (26) следующим образом:

$$\begin{aligned} u(t) &= U_m \cos(\omega_0 t + m \sin \Omega t) = \\ &= U_m \cos(m \sin \Omega t) \cos \omega_0 t - U_m \sin(m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (27)$$

Поскольку индекс угловой модуляции мал, воспользуемся приближенными равенствами $\cos(m \sin \Omega t) \approx 1$; $\sin(m \sin \Omega t) \approx m \sin \Omega t$.

На основании этого из равенства (27) получаем

$$u(t) \approx U_m \cos \omega_0 t + \frac{mU_m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t - \frac{mU_m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (28)$$

Таким образом, показано, что при $m \ll 1$ в спектре сигнала с угловой модуляцией содержится несущее колебание и две боковые составляющие (верхняя и нижняя) на частотах $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$. Индекс m играет здесь такую же роль, как коэффициент амплитудной модуляции M [ср. с формулой (5)]. Однако можно обнаружить и существенное различие спектров АМ-сигнала и колебания с угловой модуляцией. Для спектральной диаграммы (Рис. 6, а), построенной по формуле (28), характерно то, что нижнее боковое колебание имеет дополнительный фазовый сдвиг на 180° .

Колебания, характеризующиеся условием $m \ll 1$, принято называть узкополосными ЧМ- или ФМ-сигналами.

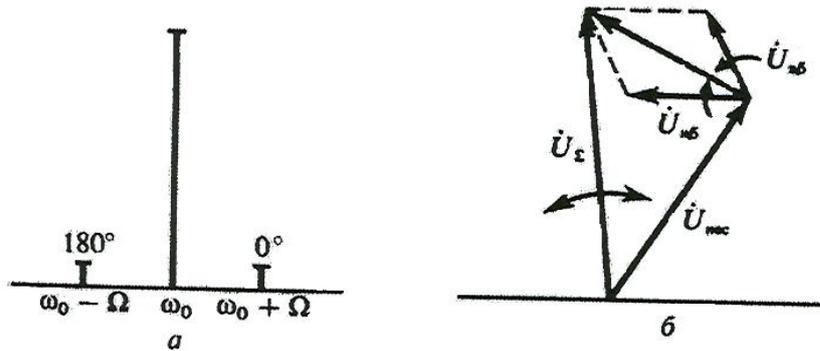


Рис. 6. Диаграммы сигнала с угловой модуляцией при $m \ll 1$:
а – спектральная; *б* – векторная

Как следствие этого, сумма векторов, отображающих оба боковых колебания (Рис. 6, *б*), всегда перпендикулярна вектору $U_{нec}$. С течением времени вектор U_{Σ} будет «качаться» вокруг центрального положения. Незначительные изменения длины этого вектора обусловлены приближенным характером анализа, и при очень малых m ими можно пренебречь.

Более точный анализ спектрального состава сигналов с угловой модуляцией. Можно попытаться уточнить полученный результат, воспользовавшись двумя членами ряда в разложении гармонических функций малого аргумента. При этом формула (27) будет выглядеть так:

$$u(t) \approx U_m (1 - 1/2m^2 \sin^2 \Omega t) \cos \omega_0 t - U_m (m \sin \Omega t - 1/6m^3 \sin^3 \Omega t) \sin \omega_0 t .$$

Несложные тригонометрические преобразования приводят к результату:

$$\begin{aligned} u(t) = & U_m (1 - m^2 / 4) \cos \omega_0 t + U_m m (1 - m^2 / 8) \times [\cos(\omega_0 + \Omega)t - \cos(\omega_0 - \Omega)t] + \\ & + U_m (m^2 / 8) \times [\cos(\omega_0 + 2\Omega)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega)t] + \\ & + U_m (m^3 / 48) [\cos(\omega_0 + 3\Omega)t - \cos(\omega_0 - 3\Omega)t]. \end{aligned} \quad (29)$$

Эта формула свидетельствует о том, что в спектре сигнала с однотоновой угловой модуляцией, помимо известных составляющих, содержатся также верхние и нижние боковые колебания, соответствующие *гармоникам частоты модуляции*. Поэтому спектр такого сигнала сложнее спектра аналогичного АМ-сигнала. Отметим также, что возникновение новых спектральных составляющих приводит к перераспределению энергии по спектру. Так, из формулы (29) видно, что с ростом m амплитуда боковых составляющих увеличивается, в то время как амплитуда несущего колебания уменьшается пропорционально множителю $(1 - m^2/4)$.

Спектр сигнала с угловой модуляцией при произвольном значении индекса. Для простейшего случая однотонового ЧМ- или ФМ-сигнала можно найти общее выражение спектра, справедливое при любом значении индекса модуляции m .

В разделе курса математики, посвященном специальным функциям, доказывается, что экспонента $\exp(jm \sin x)$ с мнимым показателем специального вида, периодическая на отрезке $-\pi \leq x \leq \pi$, разлагается в комплексный ряд Фурье:

$$e^{jmsinx} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m)e^{jkx}, \quad (30)$$

где m – любое вещественное число; $J_k(m)$ – функция Бесселя k -го индекса от аргумента m .

Сравнивая формулы (30) и (27), а также подставляя $x = \Omega t$, перепишем последнюю из указанных формул так:

$$u(t) = U_m \operatorname{Re}(e^{j\omega_0 t} e^{jm \sin \Omega t}) = U_m \operatorname{Re}(e^{j\omega_0 t} \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m)e^{jk\Omega t}). \quad (31)$$

Отсюда получаем следующую математическую модель ЧМ- или ФМ-сигнала с любым значением индекса модуляции:

$$u(t) = U_m \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m) \cos(\omega_0 + k\Omega)t. \quad (32)$$

Спектр однотонового сигнала с угловой модуляцией в общем случае содержит бесконечное число составляющих, частоты которых равны $\omega_0 \pm k\Omega$; амплитуды этих составляющих пропорциональны значениям $J_k(m)$.

В теории функций Бесселя доказывается, что функции с положительными и отрицательными индексами связаны между собой: $J_{-k}(m) = (-1)^k J_k(m)$.

Поэтому начальные фазы боковых колебаний с частотами $\omega_0 + k\Omega$ и $\omega_0 - k\Omega$ совпадают, если k – четное число, и отличаются на 180° , если k – нечетное.

Для детального анализа и построения спектральных диаграмм необходимо знать поведение функций $J_k(m)$ при различных m в зависимости от k . На рис. 7 приведены графики двух функций Бесселя, существенно различающихся своими индексами.

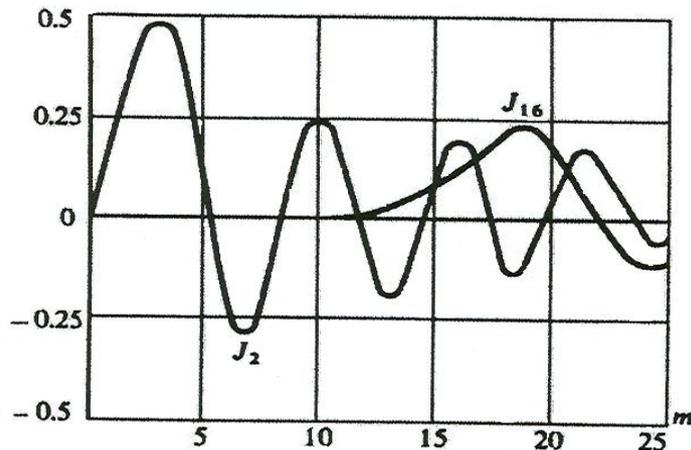


Рис. 7. Графики функций Бесселя $J_2(m)$ и $J_{16}(m)$

Можно заметить следующее: чем больше индекс функции Бесселя, тем протяженнее область аргументов, при которых эта функция очень мала. Этот факт отображает табл. 1.

Табл. 1 совместно с формулой (32) позволяет построить типичные спектральные диаграммы сигнала с однотональной угловой модуляцией при не слишком больших значениях индекса m (Рис. 8).

Важно отметить, что с ростом индекса модуляции обычно расширяется полоса частот, занимаемая сигналом. Обычно полагают, что допустимо пренебречь всеми спектральными составляющими с номерами $k > m + 1$. Отсюда следует оценка практической ширины спектра сигнала с угловой модуляцией (с^{-1}):

$$P_{\text{практ}} = 2(m + 1)\Omega. \quad (33)$$

Как правило, реальные ЧМ- и ФМ-сигналы характеризуются условием $m \gg 1$. В этом случае

$$P_{\text{практ}} \approx 2m\Omega = 2\Delta\omega. \quad (34)$$

Значения функций Бесселя $J_k(m)$

k \ m	1	2	3	4	5
0	0.765	0.0224	-0.260	-0.397	-0.178
1	0.440	0.577	0.339	-0.066	-0.328
2	0.115	0.353	0.486	0.364	0.047
3	0.020	0.129	0.309	0.430	0.365
4	0.002	0.034	0.132	0.281	0.391
5	$2 \cdot 10^{-4}$	0.007	0.043	0.132	0.261
6	$2 \cdot 10^{-5}$	0.001	0.011	0.049	0.131
7	$1 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-4}$	0.003	0.015	0.053

Здесь выделена область, в которой функции Бесселя становятся пренебрежимо малыми.

Таким образом, сигнал с угловой модуляцией занимает полосу частот, приблизительно равную удвоенной девиации частоты.

Как было выяснено, для передачи амплитудно-модулированного сигнала требуется полоса частот, равная 2Ω , т.е. в m раз меньшая. Большая широкополосность ЧМ- и ФМ-сигналов обуславливает их применимость для целей радиосвязи лишь на очень высоких частотах, в диапазонах метровых и более коротких волн. Однако именно широкополосность приводит к гораздо большей помехоустойчивости сигналов с угловой модуляцией по сравнению с АМ-сигналами. Сигналы с угловой модуляцией часто используются в системах высококачественного радиовещания УКВ-диапазона.

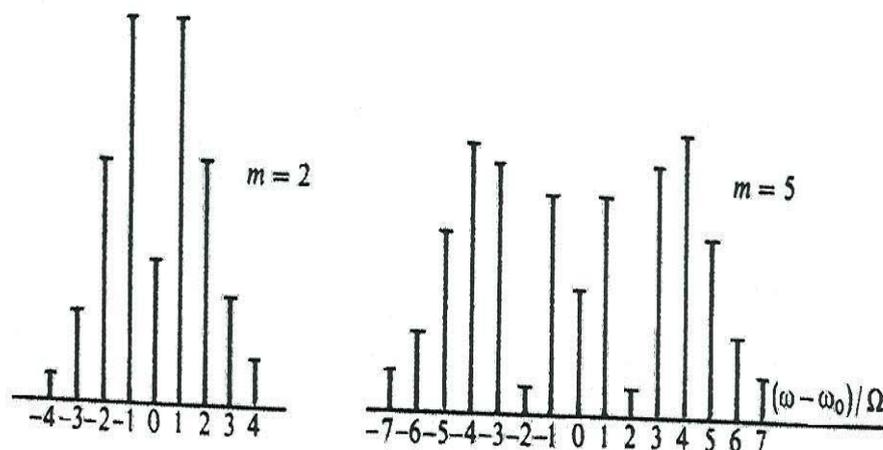


Рис. 8. Спектральные диаграммы сигнала с угловой модуляцией при двух значениях индекса m (амплитуды представлены в относительном масштабе)

Как отмечалось, рост индекса модуляции приводит к перераспределению мощности в спектре модулированного сигнала. В частности, если значение m выбрано таким, что $J_0(m) = 0$, то несущее колебание на частоте ω_0 в спектре будет отсутствовать. Значения m , являющиеся корнями данного уравнения, образуют бесконечную возрастающую последовательность чисел m_ν ($\nu = 1, 2, \dots$ - номер корня). Приведем для справок табл. 2.

Таблица 2.

Корни уравнения $J_0(m) = 0$

ν	1	2	3	4	5	6	7
m_ν	2.405	5.520	8.654	11.792	14.931	18.071	21.212

Пример 1.1. *Однотональный ЧМ-сигнал имеет девиацию частоты $\Delta f = 240$ кГц. Найти частоты модуляции F , при которых несущее колебание в спектре сигнала будет отсутствовать.*

Индекс модуляции $m = \Delta\omega/\Omega = \Delta f/F$, т.е. частота модуляции $F = \Delta f/m$. Обращаясь к табл. 2, находим последовательность частот, удовлетворяющую поставленному условию: $F_1 = 240/2,405 = 99,792$ кГц, $F_2 = 240/5,520 = 43,474$ кГц, $F_3 = 240/8,654 = 27,732$ кГц и т.д.

Угловая модуляция при негармоническом модулирующем сигнале. Интересная особенность колебаний с угловой модуляцией проявляется в случае, когда модулирующий сигнал не является гармоническим. Рассмотрим для простоты сигнал, промодулированный лишь двумя низкими частотами:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= U_m \cos(\omega_0 t + m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) = \\
 &= U_m \cos(m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \cos \omega_0 t - \\
 &- U_m \sin(m_1 \sin \Omega_1 t + m_2 \sin \Omega_2 t) \sin \omega_0 t.
 \end{aligned}
 \tag{35}$$

Положим, что парциальные индексы модуляции m_1 и m_2 малы настолько, что можно пользоваться приближенными выражениями для косинуса и синуса: $\cos x \approx 1 - x^2/2$; $\sin x \approx x$.

Выполнив несколько громоздкие, но вполне элементарные тригонометрические преобразования, представим исходный сигнал в виде суммы

$$\begin{aligned}
u(t) = & U_m [1 - (m_1^2 + m_2^2) / 4] \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_1 U_m [\cos(\omega_0 + \Omega_1)t - \cos(\omega_0 - \Omega_1)t] + \\
& + \frac{1}{2} m_2 U_m [\cos(\omega_0 + \Omega_2)t - \cos(\omega_0 - \Omega_2)t] + \frac{1}{8} m_1^2 U_m [\cos(\omega_0 + 2\Omega_1)t + \\
& + \cos(\omega_0 - 2\Omega_1)t] + \frac{1}{8} m_2^2 U_m [\cos(\omega_0 + 2\Omega_2)t + \cos(\omega_0 - 2\Omega_2)t] + \\
& + \frac{1}{2} m_1 m_2 U_m [\cos(\omega_0 + \Omega_1 - \Omega_2)t + \cos(\omega_0 - \Omega_1 + \Omega_2)t - \cos(\omega_0 + \Omega_1 + \Omega_2)t - \\
& - \cos(\omega_0 - \Omega_1 - \Omega_2)t].
\end{aligned} \tag{36}$$

Спектральная диаграмма такого двухтонального сигнала изображена на рис. 9.

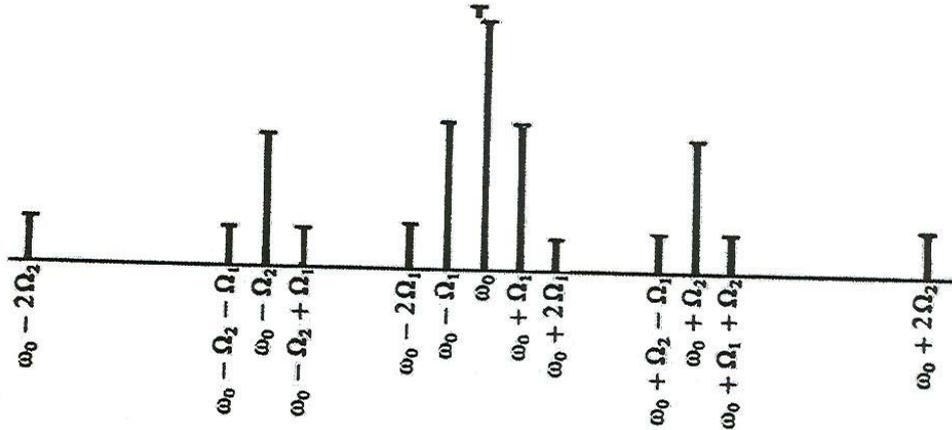


Рис. 9. Спектральная диаграмма сигнала с двухтональной угловой модуляцией при малых значениях парциальных индексов модуляции m_1 и m_2

Следует обратить внимание на то, что в спектре рассматриваемого сигнала, помимо частот $\omega_0 \pm \Omega_1$, $\omega_0 \pm \Omega_2$, $\omega_0 \pm 2\Omega_1$, $\omega_0 \pm 2\Omega_2$, присутствуют так называемые *комбинационные частоты* $\omega_0 \pm \Omega_1 \pm \Omega_2$ с четырьмя возможными знаками. Амплитуды этих составляющих зависят от произведения парциальных индексов модуляции.

Можно показать, что в общем случае, когда угловая модуляция осуществляется группой низкочастотных колебаний с частотами $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_N$ и парциальными индексами m_1, m_2, \dots, m_N соответственно, спектральное представление сигнала таково:

$$\begin{aligned}
u(t) = & U_m \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} \dots \sum_{k_N=-\infty}^{\infty} J_{k_1}(m_1) J_{k_2}(m_2) \dots J_{k_N}(m_N) \times \\
& \times \cos(\omega_0 + k_1 \Omega_1 + k_2 \Omega_2 + \dots + k_N \Omega_N)t.
\end{aligned} \tag{37}$$

Таким образом, при прочих равных условиях спектр колебания со сложной угловой модуляцией гораздо богаче спектра аналогичного АМ-сигнала. Подчеркивая взаимодействие отдельных составляющих модулирующего сигнала, угловую модуляцию, в отличие от амплитудной, иногда называют *модуляцией нелинейного типа*.

Не следует смешивать термины «нелинейная модуляция» и «нелинейная электрическая цепь».

1.3. Сигналы с внутриимпульсной частотной модуляцией

В настоящем параграфе будут изучаться спектральные и корреляционные свойства особого класса модулированных сигналов, получивших в последнее время широкое распространение в радиолокации. Эти сигналы отличаются от обычных радиоимпульсов тем, что их высокочастотное заполнение имеет переменную частоту. Чаще всего используется внутриимпульсная частотная модуляция с линейным законом изменения мгновенной частоты во времени.

Принцип линейной частотной модуляции (ЛЧМ). Рассмотрим радиоимпульс с огибающей прямоугольной формы. Будем полагать, что частота заполнения линейно нарастает от начала импульса к его концу. Конкретизируя математическую модель сигнала, предположим, что его длительность равна τ_u , причем точка $t = 0$ соответствует середине импульса, а мгновенная частота изменяется во времени по закону

$$\omega(t) = \omega_0 + \mu t. \quad (38)$$

Здесь ω_0 – несущая частота; μ – параметр с размерностью с^{-2} , равный скорости изменения частоты во времени.

Легко видеть, что за время, равное длительности импульса, девиация частоты

$$\Delta\omega = \mu\tau_u. \quad (39)$$

Полная фаза сигнала

$$\psi(t) = \omega_0 t + \mu t^2 / 2. \quad (40)$$

Итак, будем называть *радиоимпульсом с линейной частотной модуляцией*, или *ЛЧМ-импульсом*, сигнал, представляемый следующей математической моделью:

$$u_{\text{лчм}}(t) = \begin{cases} 0, & t < -\tau_u / 2, \\ U_m \cos(\omega_0 t + \mu t^2 / 2), & -\tau_u / 2 \leq t \leq \tau_u / 2, \\ 0, & t > \tau_u / 2. \end{cases} \quad (41)$$

Замечательное свойство ЛЧМ-сигналов, определяющее их практическую значимость, состоит в следующем. Предположим, что

имеется некоторое физическое устройство, осуществляющее задержку сигналов, подаваемых на его вход. Если время задержки зависит от частоты сигнала, причем с ростом частоты это время уменьшается, то при определенных условиях, подавая на вход такого устройства ЛЧМ-импульс большой длительности, можно добиться существенного «сжатия» его во времени. Этот эффект обусловлен тем, что на выходе устройства задержки одновременно будут появляться составляющие как более низкочастотные, относящиеся к началу импульса, так и более высокочастотные.

Если потери в устройстве сжатия малы, то амплитуда выходного сигнала может значительно превысить уровень шумов. Это повышает надежность обнаружения радиолокационным приемником слабых отраженных сигналов.

Спектр прямоугольного ЛЧМ-импульса. В п. 2 при рассмотрении спектральных характеристик ЧМ-сигнала, промодулированного двумя колебаниями низкой частоты, было показано, что спектр такого сигнала имеет сложную структуру из-за перекрестного влияния отдельных спектральных составляющих. Все это в полной мере относится и к спектру ЛЧМ-импульса. При дальнейшем изложении этого вопроса будем придерживаться в основном обозначений, принятых в [1].

На основании модели (41) запишем выражение спектральной плотности одиночного ЛЧМ-импульса:

$$U(\omega) = U_m \int_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} \cos(\omega_0 t + \mu t^2 / 2) e^{-j\omega t} dt = \frac{U_m}{2} \int_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} \exp\left\{ \left[(\omega_0 - \omega)t + \frac{\mu t^2}{2} \right] \right\} dt + \frac{U_m}{2} \int_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} \exp\left\{ -j \left[(\omega_0 + \omega)t + \frac{\mu t^2}{2} \right] \right\} dt. \quad (42)$$

Анализ соотношения показывает, что первый интеграл описывает часть спектральной плотности с резко выраженным максимумом в области положительных частот, близких к ω_0 . Второй интеграл соответствует части спектральной плотности, сосредоточенной в основном при $\omega < 0$. На практике интересуются исключительно случаем, когда эффект перекрытия спектров, концентрирующихся при положительных и отрицательных частотах, пренебрежимо мал. Это связано с тем, что полная девиация частоты за время длительности импульса очень мала по сравнению с несущей частотой:

$$\Delta\omega = \mu\tau_u \ll \omega_0.$$

Поэтому в формуле (42) следует вычислять только первый интеграл, дающий спектральную плотность при $\omega > 0$.

Спектр в области отрицательных частот может быть получен на основании свойств преобразования Фурье для вещественных сигналов: $U(-\omega) = U^*(\omega)$.

С учетом сказанного, дополнив аргумент экспоненциальной функции в формуле (42) до полного квадрата, получим

$$U(\omega) = \frac{U_m}{2} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] \times \int_{-\tau_u/2}^{\tau_u/2} \exp\left[j \frac{\mu}{2} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu}\right)^2\right] dt. \quad (43)$$

Удобно перейти от переменной t к новому аргументу x , выполнив замену переменной:

$$\sqrt{\mu} \left(t - \frac{\omega - \omega_0}{\mu} \right) = \sqrt{\pi} x.$$

Проводя вычисления, находим

$$U(\omega) = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] \int_{-X_1}^{X_2} \exp\left(j \frac{\pi x^2}{2}\right) dx, \quad (44)$$

где пределы интегрирования определяются следующим образом:

$$X_1 = \frac{\frac{\mu\tau_u}{2} + (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi\mu}}; \quad X_2 = \frac{\frac{\mu\tau_u}{2} - (\omega - \omega_0)}{\sqrt{\pi\mu}}. \quad (45)$$

Интеграл в выражении (44) сводится к комбинации хорошо изученных специальных функций – интегралов Френеля [2]:

$$C(x) = \int_0^x \cos \frac{\pi\xi^2}{2} d\xi; \quad S(x) = \int_0^x \sin \frac{\pi\xi^2}{2} d\xi.$$

В результате получаем окончательную формулу для спектральной плотности ЛЧМ-сигнала:

$$U(\omega) = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu}} \exp\left[-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}\right] \times \{C(X_1) + C(X_2) + j[S(X_1) + S(X_2)]\}. \quad (46)$$

Представив эту спектральную плотность в показательной форме:

$$U(\omega) = |U(\omega)| \exp[j\Phi(\omega)],$$

можно заметить, что модуль (амплитудный спектр)

$$|U(\omega)| = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{\pi}{\mu} \sqrt{[C(X_1) + C(X_2)]^2 + [S(X_1) + S(X_2)]^2}}; \quad (47)$$

в то время как фазовый спектр состоит из квадратичного слагаемого

$$\Phi_1(\omega) = -(\omega - \omega_0)^2 / (2\mu) \quad (48)$$

и так называемого остаточного фазового члена

$$\Phi_2(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)}. \quad (49)$$

ЛЧМ-сигналы с большой базой. Численный анализ полученных выражений свидетельствует о том, что характер частотной зависимости модуля и фазы спектральной плотности прямоугольного ЛЧМ-импульса полностью зависит от безразмерного числа

$$B = \Delta f \tau_u = \mu \tau_u^2 / (2\pi), \quad (50)$$

равного произведению девиации частоты на длительность импульса и называемого *базой* ЛЧМ-сигнала.

В практически важных случаях выполняется условие $B \gg 1$. Спектр таких ЛЧМ-сигналов с большой базой имеет ряд специфических особенностей. Во-первых, модуль спектральной плотности здесь практически постоянен в пределах полосы частот шириной $\Delta\omega$ с центром в точке ω_0 . Соответствующие графики, рассчитанные по формулам (47) и (49), представлены на рис. 10.

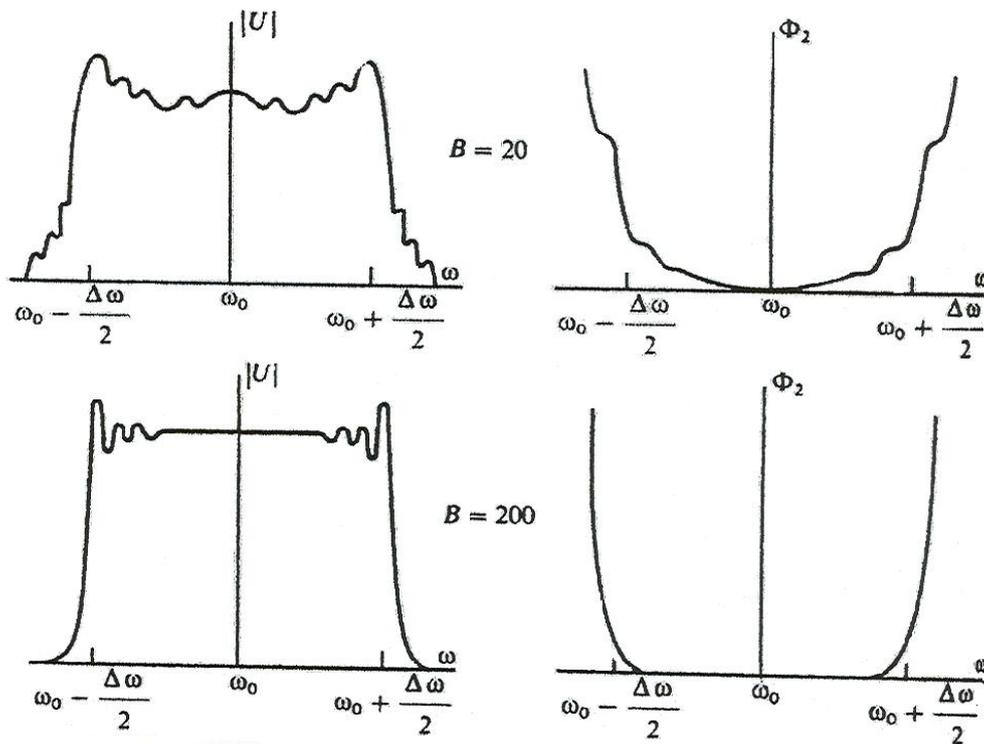


Рис. 10. Частотные зависимости модуля и остаточного фазового члена спектральной плотности прямоугольного ЛЧМ-импульса при различных значениях базы сигнала

В теоретической радиотехнике понятие базы применяют по отношению к разнообразным сигналам. При $B \gg 1$ сигнал называют сложным, при $B \approx 1$ – простым.

Во-вторых, наблюдается постепенное исчезновение осцилляций модуля спектральной плотности с увеличением базы сигнала. Анализируя формулу (47), можно убедиться, что на центральной частоте спектра

$$|U(\omega_0)| = U_m \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}}. \quad (51)$$

Таким образом, модуль спектральной плотности ЛЧМ-сигнала с большой базой

$$|U(\omega)| = \begin{cases} 0, & \omega < \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2}, \\ U_m \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}}, & \omega_0 - \frac{\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}, \\ 0, & \omega > \omega_0 + \frac{\Delta\omega}{2}. \end{cases} \quad (52)$$

Энергетический спектр такого сигнала

$$W_m(\omega) = \pi U_m^2 / (2\mu) \quad (53)$$

также постоянен в полосе частот $[\omega_0 - \Delta\omega/2, \omega_0 + \Delta\omega/2]$ и обращается в нуль вне этой полосы.

Пример 1.2. Прямоугольный ЛЧМ-импульс имеет амплитуду $U_m = 20 \text{ В}$, несущую частоту $f_0 = 10 \text{ ГГц}$ и длительность $\tau_u = 2 \text{ мкс}$. Девияция частоты за время импульса $\Delta a = 0,1 \text{ ГГц}$. Определить основные параметры спектра такого сигнала.

Прежде всего находим базу сигнала $B = 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6} = 200$. Скорость нарастания частоты $\mu = 2\pi\Delta f/\tau_u = 6,28 \cdot 10^8/(2 \cdot 10^{-6}) = 3,14 \times 10^{14} \text{ с}^{-2}$. В соответствии с формулой (53) энергетический спектр $W_u = 2 \cdot 10^{-12} \text{ В}^2 \cdot \text{с}^2$. Поскольку база сигнала велика, его спектр практически заключен в пределах полосы частот от $f_0 - \Delta f/2 = 9,95 \text{ ГГц}$ до $f_0 + \Delta f/2 = 10,05 \text{ ГГц}$.

Автокорреляционная функция ЛЧМ-сигнала. Для нахождения этой характеристики, столь важной при решении задач обнаружения сигнала, целесообразно воспользоваться результатами, полученными в [3], где было показано, что связь между АКФ и энергетическим спектром сигнала устанавливается парой интегральных преобразований Фурье.

Пусть база ЛЧМ-сигнала достаточно велика, так что энергетический спектр этого сигнала равномерен и сосредоточен лишь в полосе частот $\Delta\omega$ вокруг несущей частоты. Тогда автокорреляционная функция ЛЧМ-сигнала [см. формулу (53)]:

$$B_{\text{лчм}}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_u(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{U_m^2}{2\mu} \int_{\omega_0 - \mu\tau_u/2}^{\omega_0 + \mu\tau_u/2} \cos \omega\tau d\omega = \frac{U_m^2 \tau_u}{2} \frac{\sin(\mu\tau_u\tau/2)}{\mu\tau_u\tau/2} \cos \omega_0\tau. \quad (54)$$

График нормированной автокорреляционной функции $B_{\text{лчм}}(\tau) = B_{\text{лчм}}(\tau)/B_{\text{лчм}}(0)$ изображен на рис. 11. Здесь же представлена огибающая этой функции, имеющая лепестковую структуру.

Формула (54) устанавливает следующее свойство ЛЧМ-сигнала: ширина главного лепестка огибающей АКФ обратно пропорциональна девииции частоты импульса. Действительно, огибающая первый раз обращается в нуль при сдвиге сигнала относительно его копии на интервал времени $\tau = 2\pi/(\mu\tau_u) = 1/\Delta f$. Применяемые в радиолокации ЛЧМ-сигналы характеризуются значительной девиицией частоты, поэтому главный лепесток АКФ получается весьма узким. Например, для сигнала, изученного в [3], сдвиг, обращающий в нуль огибающую АКФ, составит всего 0,01 мкс, или 0,5% от длительности импульса.

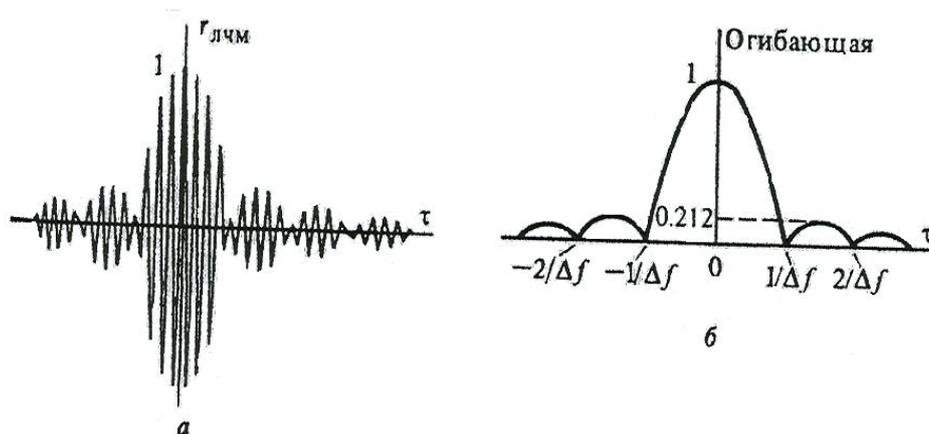


Рис. 11. Корреляционные характеристики ЛЧМ-сигнала:
а – нормированная АКФ; *б* – огибающая нормированной АКФ

Однако с точки зрения корреляционных свойств ЛЧМ-сигналам присущ известный недостаток: высота двух первых симметричных боковых лепестков АКФ достаточно велика и составляет 0,212 от высоты центрального лепестка. В неблагоприятных условиях (значительный уровень шумов) это может привести к ошибочному определению временного положения импульса.

Выводы:

1. Процесс модуляции связан с переносом спектра сигнала из области низких в область высоких частот.
2. При амплитудной модуляции (АМ) огибающая сигнала связана с мгновенным значением низкочастотного модулирующего колебания.
3. Спектр АМ-сигнала образуется несущим колебанием и двумя симметричными группами боковых колебаний.
4. Полоса частот, необходимая для передачи АМ-сигнала, равна удвоенному значению наивысшей частоты в спектре модулирующего колебания.
5. Возможна балансная амплитудная модуляция с подавленным несущим колебанием, а также модуляция с одной боковой полосой частот.
6. При угловой модуляции передаваемое сообщение определяет изменение во времени фазового угла несущего колебания. Различают частотную (ЧМ) и фазовую (ФМ) модуляцию.
7. Основным параметр модулированных ЧМ- и ФМ-сигналов – индекс угловой модуляции, равный девиации фазы.
8. Теоретически ширина спектра сигнала с угловой модуляцией неограниченно велика.
9. При малых индексах модуляции ширина спектра ЧМ (ФМ)-сигнала практически равна удвоенной верхней частоте модуляции.

10. При больших индексах модуляции полоса частот, занимаемая сигналом, составляет удвоенное значение девиации частоты.
11. Сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) имеют практически равномерный спектр в пределах ограниченной полосы частот, если база сигнала достаточно велика.
12. Автокорреляционная функция ЛЧМ-сигнала имеет лепестковую структуру; ширина главного лепестка уменьшается с ростом девиации частоты.
13. Для передачи сигналов стереофонического радиовещания применяют полярную модуляцию.

Содержание лабораторной работы

1. Исследование АМ-сигналов во временной и частотной областях.
2. Исследование спектров ЧМ- и ФМ-сигналов.
3. Исследование ЛЧМ-сигналов.

Порядок выполнения работы

1. *Исследование АМ-сигналов во временной и частотной областях*
 1. Установите частоту несущего гармонического сигнала $f_0 = 25$ кГц, а частоту модулирующего сигнала $f_m = 4$ кГц. Снимите зависимость осциллограммы и спектра АМ-сигнала от коэффициента амплитудной модуляции M_s , изменяя M_s в интервале $-1,5 \div 1,5$ с шагом 0,3.
 2. Задайте $f_0 = 25$ кГц и $M_s = 0,5$. Снимите зависимость осциллограммы и спектра АМ-сигнала от частоты модулирующего колебания f_m , изменяя f_m в интервалах $1 \div 10$ кГц и $20 \div 30$ кГц с шагом 1 кГц.
 3. Выполните исследования согласно п. 1 и п. 2, выбрав тип модуляции «Балансная АМ».
 4. Выполните исследования согласно п. 1 и п. 2, выбрав тип модуляции «Однополосная АМ».
2. *Исследование спектров ЧМ- и ФМ-сигналов*
 1. В меню «Тип сигнала» выберите «ФМ-сигнал». Задайте частоту несущего колебания $f_0 = 25$ кГц. Выбирая в качестве функции модуляции $s(t)$ гармонический сигнал и последовательность прямоугольных импульсов, определите максимальное значение девиации фазы $\Delta\psi$ вверх и вниз.

Коэффициент пропорциональности k изменяйте в пределах $0 \div 10$ с шагом 1.

2. Повторите исследования п. 1, выбрав «ЧМ-сигнал».
3. Пользуясь полученными данными, определите отличия в спектре сигналов с амплитудной и угловой модуляцией.

3. Исследование ЛЧМ-сигналов

1. Выберите тип сигнала «ЛЧМ». Снимите зависимость спектра ЛЧМ-сигнала от длительности импульса τ_u , изменяя τ_u в пределах $0 \div 100$ мкс с шагом 10 мкс.
2. Снимите зависимость спектра ЛЧМ-сигнала от величины базы B , изменяя B в пределах $1 \div 200$ с шагом 20.

Контрольные вопросы

1. Какими параметрами принято характеризовать глубину амплитудной модуляции?
2. Какова причина искажений сообщения, наблюдаемых при перемодуляции?
3. От чего зависит распределение мощности в спектре однотонового АМ-сигнала?
4. В каком соотношении обычно находятся между собой частоты несущего и модулирующего колебаний?
5. Каков принцип построения векторной диаграммы однотонового АМ-сигнала?
6. Чем принципиально отличаются осциллограммы сигналов с балансной амплитудной модуляцией и обычных АМ-сигналов?
7. Почему непосредственная демодуляция ОБП-сигнала приводит к искажению передаваемого сообщения?
8. В чем заключаются сходства и различия между сигналами с частотной и фазовой модуляцией?
9. Как связаны между собой частота модуляции, индекс и девиация частоты?
10. Каков спектральный состав ЧМ- и ФМ-сигналов при малых индексах модуляции?
11. В чем различие между спектрами АМ- и ЧМ-сигналов с малым индексом модуляции?
12. Почему полоса частот, занимаемая сигналом с угловой модуляцией, практически ограничена?
13. Как следует выбирать индекс угловой модуляции, чтобы в спектре сигнала отсутствовало несущее колебание?

14. Чем характеризуются спектры ЧМ- и ФМ-сигналов при негармоническом модулирующем колебании?
15. На каком физическом принципе основано сжатие ЛЧМ-импульса во времени?
16. Каким образом вводится понятие базы ЛЧМ-сигнала?
17. Как выглядит график автокорреляционной функции ЛЧМ-сигнала с прямоугольной формой огибающей?
18. Почему ЛЧМ-сигнал несовершенен с точки зрения структуры его АКФ?
19. Как формулируется принцип совместимости при передаче сигналов стереофонии?
20. Из каких соображений выбирают частоту поднесущего колебания в стереофоническом радиоканале?

Литература

1. Ярмоленко В.И., Приоров А.Л. Сигналы в радиотехнических и телекоммуникационных системах: учебное пособие. – Ярославль: ЯрГУ, 2006. 100 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Перевод с англ. / Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Советское радио, 1971.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. / Под ред. И.Г. Абрамовича. – М.: Наука, 1970.
4. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / С.И. Баскаков. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2003.

Лабораторная работа № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛОВ ФАЗОВОЙ ТЕЛЕГРАФИИ

Цель работы: изучение свойств сигналов, применяемых в однократной и многократной фазовой телеграфии.

Теория

1. Однократная фазовая телеграфия

Фазовая телеграфия (ФТ) является частным случаем использования общего метода фазовой селекции или фазовой избирательности, для осуществления передачи телеграфных сигналов по каналам связи.

Фазовая селекция, т.е. селекция, позволяющая разделять сигналы, отличающиеся только значениями фазы несущего колебания, находит в настоящее время применение в различных радиотехнических устройствах и системах. Примерами таких устройств могут служить: когерентно-импульсные радиолокационные станции, фазовые радионавигационные системы, каналы передачи дискретных сигналов с фазовой манипуляцией и т.д.

В Советском Союзе идеи фазовой селекции, синхронного детектирования и фазовой телеграфии возникли в 1933 – 1935 годах и принадлежат выдающимся советским ученым А.А. Пистолькорсу, В.И. Сифорову, Е.Г.Момоту и Д.В. Агееву.

Первые теоретические работы по фазовой селекции и фазовой телеграфии опубликованы в Советском Союзе А.А. Пистолькорсом и Д.В. Агеевым в 1935 году.

На протяжении 1935 – 1940 годов в Институте радиоприема и акустики (Ленинград) проводились интенсивные экспериментальные и теоретические исследования по развитию синхронных методов радиоприема под руководством Е.Г.Момота, результаты которых опубликованы в ряде работ. В этот же период В.И. Сифоровым был выполнен ряд фундаментальных исследований по фазовой телеграфии и фазовой селекции.

Отличительная особенность фазовой манипуляции (ФМ) состоит в том, что информация, содержащаяся в телеграфном сигнале, определяется не амплитудой несущего колебания, как при амплитудной манипуляции, и не его частотой, как при частотной манипуляции, а фазой несущего колебания.

Так, для простейшего случая передачи двоичного сигнала с помощью ФМ и манипуляции фазы несущего колебания на 180° характер сигналов в канале связи показан на рис. 1.

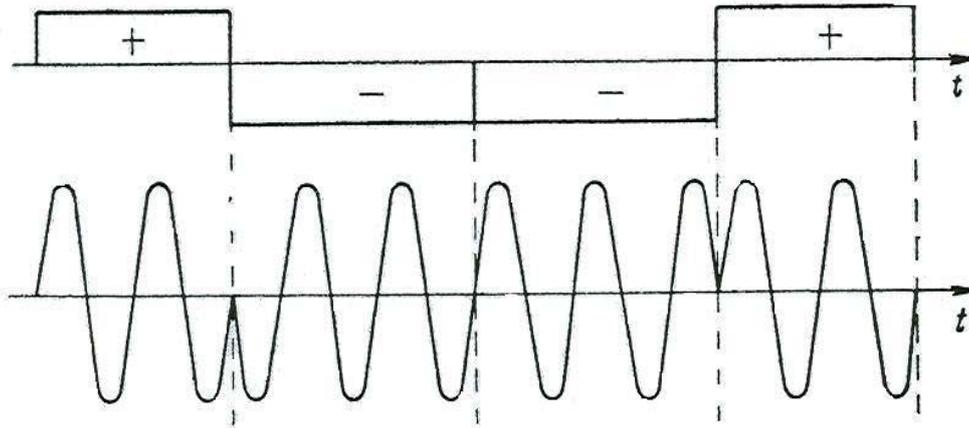


Рис. 1. Принцип манипуляции фазы двоичным сигналом

В этом случае, если положительной посылке соответствует передача сигнала

$$e_1 = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c + \frac{\pi}{2}), \quad (1)$$

то отрицательной -

$$e_1 = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c - \frac{\pi}{2}), \quad (2)$$

где U_c , ω_c , φ_c – амплитуда, частота и фаза несущего колебания.

Выражения (1) и (2) можно объединить

$$\left. \begin{aligned} e_c &= U_c \cos\left(\omega_c t + \varphi_c \pm \frac{\pi}{2}\right) \\ \text{или} \\ e_c &= U_c \cos\left(\omega_c t + \varphi_c + l \frac{\pi}{2}\right) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где $l \in \{1, -1\}$.

Для приема сигналов типа (3) необходимо располагать приемником, точнее детектором, чувствительным к фазе сигнала, в котором изменение фазы входного сигнала на 180° вызывало бы изменение полярности выходной посылки.

Таким детектором может быть линейный или нелинейный четырехполюсник, в котором периодически изменяется один из параметров при выполнении двух условий:

а) точное равенство частоты изменения параметра и частоты принимаемого сигнала (условие синхронности);

б) определенное соотношение между фазой входного сигнала и фазой периодического процесса изменения параметра (условие синфазности).

Простейшим устройством с периодически изменяющимися параметрами, чувствительным к фазе сигнала, является обычный контактный прерыватель цепи, соединенный, например, с активным сопротивлением, замыкаемый и размыкаемый точно с частотой колебаний входного сигнала.

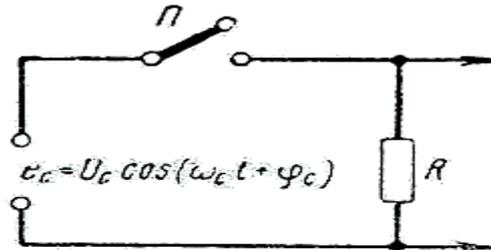


Рис. 2. Схема простейшего фазового детектора

Схема фазового детектора этого типа приведена на рис. 2, где П – периодический прерыватель, R – активное сопротивление. Периодически изменяющимся параметром в этой схеме является сопротивление цепи.

Нетрудно убедиться, что величина и знак постоянной составляющей E_0 напряжения на сопротивлении R будут зависеть от соотношения фазы входного сигнала и фазы процесса коммутации прерывателя П.

Пусть на схему рис. 2 воздействует неманипулируемое синусоидальное колебание ($e_c = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$).

Периодический процесс $f(t)$ замыкания – размыкания переключателя П можно записать как

$$f(t) = \text{Sgn} [\cos(\omega_n t + \varphi_n)], \quad (4)$$

где ω_n и φ_n – частота и фаза процесса;

$\text{Sgn}[x] = +1$ при $x > 0$;

$\text{Sgn}[x] = -1$ при $x < 0$.

На рис. 3 показаны напряжения на сопротивлении R для случая $\omega_c = \omega_n$ и разности $\varphi = \varphi_n - \varphi_c = 0, 45, 90$ и 180° , полагая при этом, что П замкнут $f(t) = +1$ и разомкнут при $f(t) = -1$.

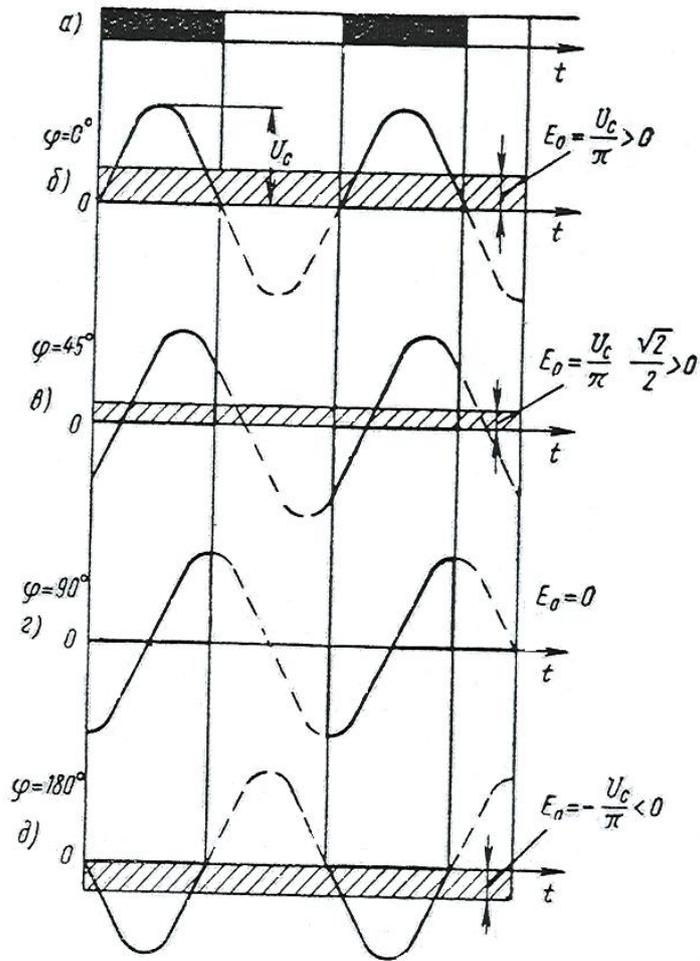


Рис. 3. Диаграмма процессов в схеме рис. 2.

При $\varphi = 0^\circ$ имеет место совпадение положительных полупериодов сигнала с интервалами замыкания (на рис. 3, а эти интервалы зачернены), и на выход проходят только положительные полуволны (Рис. 3, б), т.е. постоянная составляющая E_0 напряжения на сопротивлении R максимальна и положительна.

Величина E_0 в этом случае определится как

$$E_0 = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{4}}^{+\frac{T}{4}} U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c) dt = \frac{U_c}{\pi},$$

где

$$T = \frac{2\pi}{\omega_c} \text{ и } \varphi_c = 0^\circ.$$

При $\varphi = 180^\circ$ на выход проходят только отрицательные полуволны – постоянная составляющая максимальна и отрицательна (Рис. 3, д):

$$E_0 = -\frac{U}{\pi}.$$

Если $\varphi = 90^\circ$, то постоянная составляющая напряжения равна нулю (рис. 3, з). При промежуточных значениях фазового угла будет иметь место промежуточное значение постоянной составляющей между нулем и максимальным значением (Рис. 3, в).

Из сказанного следует, что если на вход схемы рис. 2 подать сигнал вида (3), установив

$$\omega_c = \omega_n \text{ и } \varphi_n = \left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} \right),$$

то схема (Рис. 2) будет осуществлять детектирование или фазовую селекцию фазо-манипулированных колебаний: входному сигналу с фазой $\left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} \right)$ будет соответствовать на выходе положительная постоянная составляющая E_0 , а сигналу с фазой $\left(\varphi_c - \frac{\pi}{2} \right)$ – отрицательная постоянная составляющая $(-E_0)$.

Для устранения переменной составляющей к нагрузочному сопротивлению R должна быть подключена емкость или более сложный фильтр аналогично тому, как это делается в амплитудных и частотных детекторах.

Если фазу периодического процесса в детекторе сдвинуть на 180° , т.е. установить

$$\varphi_n = \varphi_c - \frac{\pi}{2},$$

то полярности посылок на выходе, очевидно, изменятся на обратные. Это явление получило название «обратной работы».

Заметим, что под действием помех, всегда имеющих в канале связи, в схемах формирования опорного напряжения из принимаемого ФТ сигнала наблюдаются скачки фазы опорного напряжения на 180° , что приводит к обратной работе. Это явилось основным препятствием на пути практического использования каналов ФТ. Более детально это явление и пути его преодоления изучаются ниже.

Распространенной практической схемой, осуществляющей рассмотренный процесс фазовой селекции, является так называемый балансный преобразователь или кольцевой фазовый детектор.

Если говорить о математической операции, производимой фазовым детектором, то в общем случае она сводится к двум действиям: перемножению напряжений, поступающих по двум входам, и усреднению полученного произведения для выделения только низкочастотной составляющей.

При образовании частоты предельваются те же операции. Поэтому фазовый детектор можно рассматривать как предельный режим работы преобразователя частоты, когда частота сигнала ω_c и частота гетеродина ω_2 совпадают $\omega_c = \omega_2$, а разностная частота $(\omega_c - \omega_2) = 0$ и поэтому выходное напряжение превращается в постоянную составляющую, величина и знак которой определяются соотношением фаз колебаний сигнала и гетеродина.

Следовательно, прием колебаний, манипулированных по фазе на 180° , можно осуществить по схеме рис. 4. В этой схеме фазовращатель служит для установки нужного соотношения фаз в начале сеанса связи.

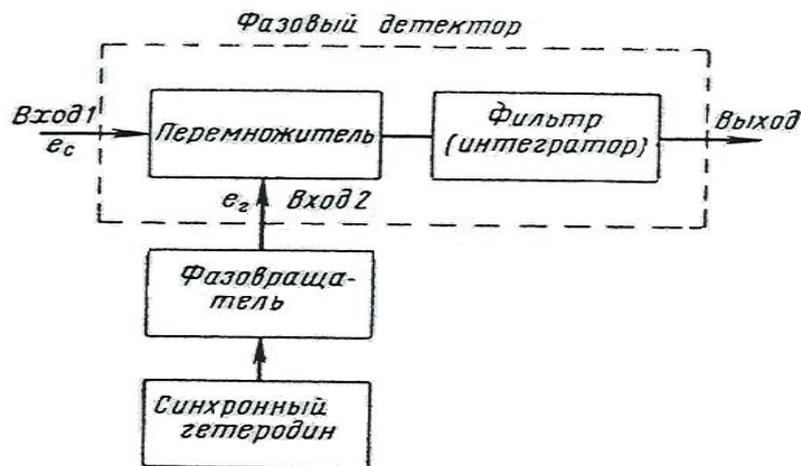


Рис. 4. Блок-схема фазо-селективного детекторного устройства

Пусть местное синхронное напряжение, часто называемое опорным, определяется как

$$e_2 = U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2), \quad (5)$$

тогда произведение (3) на (5) даст

$$\begin{aligned} e_c e_2 &= U_c \cos\left(\omega_c t + \varphi_c \pm \frac{\pi}{2}\right) U_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2) = \\ &= \frac{U_c U_2}{2} \left[\cos\left(\omega_c t + \omega_2 t + \varphi_c + \varphi_2 \pm \frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\omega_c t + \varphi_c \pm \frac{\pi}{2} - \omega_2 t - \varphi_2\right) \right] = \\ &= \frac{U_c U_2}{2} \left\{ \cos\left[(\omega_c + \omega_2)t + \left(\varphi_c + \varphi_2 \pm \frac{\pi}{2}\right)\right] + \cos\left[(\omega_c - \omega_2)t + \left(\varphi_c - \varphi_2 \pm \frac{\pi}{2}\right)\right] \right\}. \end{aligned} \quad (6)$$

При точной синхронности частот, т.е. $\omega_c = \omega_z$, получим

$$e_c e_r = \frac{U_c U_r}{2} \left\{ \cos \left[2(\omega_c t + \varphi_c) \pm \frac{\pi}{2} \right] + \cos \left[\left(\varphi_c \pm \frac{\pi}{2} \right) - \varphi_r \right] \right\}. \quad (7)$$

Составляющая удвоенной частоты $2\omega_c$ в (7) (так же манипулированная по фазе на $\pm \frac{\pi}{2}$) устраняется фильтром нижних частот на выходе перемножающего элемента фазового детектора. Следовательно, после усреднения на выходе детектора получаем

$$\overline{e_c e_r} = \frac{U_c U_r}{2} \cos \left[\left(\varphi_c \pm \frac{\pi}{2} \right) - \varphi_r \right]. \quad (8)$$

При поступлении посылки с фазой $\left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} \right)$ и синфазности колебаний гетеродина, т.е. $\varphi_z = \left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} \right)$, имеем

$$\overline{e_c e_r} = \frac{U_c U_r}{2} \cos 0 = \frac{U_c U_r}{2} = A, \quad (9)$$

а при поступлении посылки с фазой $\left(\varphi_c - \frac{\pi}{2} \right)$ и при той же фазе колебаний гетеродина $\varphi_z = \left(\varphi_c + \frac{\pi}{2} \right)$ получаем

$$\overline{e_c e_r} = \frac{U_c U_r}{2} \cos 180^\circ = -\frac{U_c U_r}{2} = -A. \quad (10)$$

Из формул (9) и (10) следует, что изменение фазы на 180° входного сигнала вызовет изменение полярности напряжения на выходе фазового детектора, т.е. имеет место фазовая селекция.

Аналогичный эффект будет, если вместо фильтра нижних частот на выходе перемножителя будет включен интегратор, производящий усреднение сигнала за время элементарной посылки τ_0 :

$$\begin{aligned} E_u &= \int_{t_i}^{t_i + \tau_0} e_c e_r dt = \frac{U_c U_r}{2} \int_{t_i}^{t_i + \tau_0} \cos \left[2\omega_c t + \varphi_c + \varphi_r \pm \frac{\pi}{2} \right] dt + \\ &+ \frac{U_c U_r}{2} \int_{t_i}^{t_i + \tau_0} \cos \left[\left(\varphi_c \pm \frac{\pi}{2} \right) - \varphi_r \right] dt = \frac{U_c U_r}{2} [I_1 + I_2], \end{aligned} \quad (11)$$

где t_i – момент начала i -й посылки;

I_1 и I_2 – интегральные выражения в первом и втором члене соответственно.

При

$$\tau_0 = k \frac{2\pi}{\omega_c}$$

(где $k = 1, 2, 3, \dots$) имеем

$$I_1 = 0, \quad I_2 = \left\{ \cos \left[\left(\varphi_c \pm \frac{\pi}{2} \right) - \varphi_r \right] \right\} \tau_0,$$

следовательно,

$$E_u = \frac{U_c U_r}{2} \tau_0 \cos \left[\left(\varphi_c \pm \frac{\pi}{2} \right) - \varphi_r \right], \quad (12)$$

т.е. имеет место фазовая селекция.

При

$$\tau_0 \neq k \frac{2\pi}{\omega_c}$$

получаем

$$I_1 \neq 0.$$

Однако если $\frac{2\pi}{\omega_c} \ll \tau_0$, что обычно выполняется, то $I_1 \ll I_2$, и формула

(12) остается справедливой.

Осуществить рассмотренный процесс интегрирования возможно, как и в каналах АТ и ЧТ, только при наличии в приемном устройстве разрядных импульсов, соответствующих границам элементарных посылок.

Уже в первой работе, посвященной исследованию фазовой телеграфии, опубликованной А.А. Пистолькорсом в 1935 г., установлены основные особенности этого метода передачи:

а) более высокая помехоустойчивость по сравнению с амплитудной телеграфией (АТ), эквивалентная увеличению мощности передатчика в 4 – 5 раз;

б) полоса частот, занимаемая ФТ, не шире полосы частот при АТ;

в) возможность передачи двух сообщений на одной несущей частоте без расширения полосы частот.

Равенство частотных полос, занимаемых каналом связи при АТ и ФТ, показано в работе А.А. Пистолькорсом путем следующих весьма простых и наглядных рассуждений.

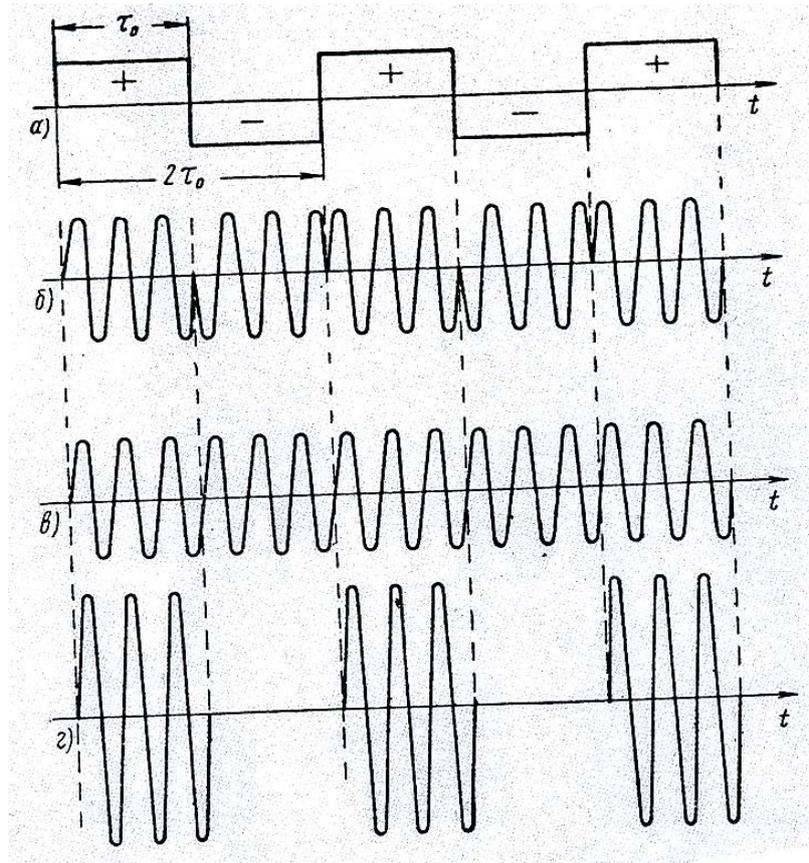


Рис. 5. Диаграмма процессов преобразования сигнала ФТ в сигнал АТ

Пусть по каналу ФТ передаются так называемые телеграфные точки (Рис. 5, а). В этом случае, как известно, полоса частот, занимаемая сигналом, максимальна. Тогда при ФТ манипулированное по фазе на 180° несущее колебание примет вид, показанный на рис. 5, б. Если к этому колебанию добавить синусоидальное неманипулированное колебание той же частоты и амплитуды, совпадающее по фазе с положительными (или отрицательными) посылками, то в результате сложения получим колебание, манипулированное по амплитуде (Рис. 5, г). Таким образом, из рис. 5 следует, что, добавляя в спектр ФТ несущее колебание, переходим к спектру АТ или, вычитая из спектра АТ несущее колебание, получаем спектр ФТ.

Сравним спектры сигналов АТ и ФТ при передаче точек для более общего случая манипуляции фазы ФТ сигнала.

Для определения спектра АТ сигнала разложим манипулирующий сигнал

$$E_c = \begin{cases} 1 & \text{при } (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0 \\ 0 & \text{при } n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0 \end{cases}$$

(τ_0 — длительность элементарной посылки; n — номер посылки; E_c — амплитуда посылки) в ряд Фурье

$$E_c = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin[(2k-1)\Omega t]}{2k-1}, \quad (13)$$

где $\Omega = 2\pi F = 2\pi \frac{1}{2\tau_0} = \frac{\pi}{\tau_0}$ - круговая частота манипуляции.

Спектр АТ сигнала запишется как

$$e_{AT} = E_c U_c \sin(\omega_c t + \varphi_c) = \frac{U_c}{2} \sin(\omega_c t + \varphi_c) + \frac{U_c}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cos\{[\omega_c - (2k-1)\Omega]t + \varphi_c\} - \frac{U_c}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cos\{[\omega_c + (2k-1)\Omega]t + \varphi_c\}, \quad (14)$$

где U_c , ω_c , φ_c - амплитуда, частота и фаза несущего колебания.

По формуле (14) построен спектр частот АТ сигнала, представленный на рис. 6, а (для $U_c = 1$).

Определим спектр ФТ сигнала:

$$e_{\Phi T} = \begin{cases} U_c \sin[\omega_c t + \varphi_c + \theta] n\pi & (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0, \\ U_c \sin[\omega_c t + \varphi_c - \theta] n\pi & n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0. \end{cases} \quad (15)$$

Производя тригонометрические преобразования, получаем

$$e_{\Phi T} = \begin{cases} U_c \cos \theta \sin(\omega_c t + \varphi_c) + U_c \sin \theta \cos(\omega_c t + \varphi_c) & n\pi (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0 \\ U_c \cos \theta \sin(\omega_c t + \varphi_c) - U_c \sin \theta \cos(\omega_c t + \varphi_c) & n\pi n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0. \end{cases}$$

Вводя двухполярный манипулирующий сигнал

$$E_c = \begin{cases} +1 & n\pi (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0, \\ -1 & n\pi n\tau_0 \leq t \leq (n+1)\tau_0, \end{cases}$$

получаем

$$e_{\Phi T} = U_c \cos \theta \sin(\omega_c t + \varphi_c) + E_c U_c \sin \theta \cos(\omega_c t + \varphi_c).$$

Так как аналогично (13)

$$E_c = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin(2k-1)\Omega t,$$

то окончательно находим

$$e_{\Phi T} = U_c \cos \theta \sin(\omega_c t + \varphi_c) + \frac{2U_c}{\pi} \sin \theta \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin\{[\omega_c + (2k-1)\Omega]t + \varphi_c\} - \frac{2U_c}{\pi} \sin \theta \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin\{[\omega_c - (2k-1)\Omega]t + \varphi_c\}. \quad (16)$$

При манипуляции фазы на угол $2\theta = \pi$ выражение (16) упрощается

$$e_{\Phi T} = \frac{2U_c}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin\{[\omega + (2k-1)\Omega]t + \varphi_c\} - \frac{2U_c}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin\{[\omega - (2k-1)\Omega]t + \varphi_c\}. \quad (17)$$

Из (14) и (17) следует, что спектр АТ и ФТ сигналов содержит в общем случае несущее колебание, симметрично от которого располагаются боковые составляющие, отстающие на частотные интервалы, кратные частоте манипуляции.

В случае ФТ при $2\theta = 180^\circ$ несущее колебание полностью исчезает, так как $\cos \theta = \cos 90^\circ = 0$, коэффициент при составляющих спектра $\sin \theta = 1$, и спектр становится аналогичным спектру АТ при подавлении несущего колебания и увеличении амплитуд всех составляющих в два раза (т.е. при ФТ энергия составляющих спектра, несущих информацию, возрастает).

На рис. 6, б – д приведены спектры ФТ при углах манипуляции $2\theta = 180, 120, 90$ и 45° , построенные по полученным формулам.

Из рис. 6 следует, что полоса частот, занимаемая ФТ каналом, соответствует полосе АТ канала и не зависит от величины угла манипуляции 2θ .

Строго говоря, если воспользоваться «энергетическим» определением занимаемой полосы частот, имеющимся в рекомендациях МККР и в «Регламенте радиосвязи», т.е. «шириной занимаемой полосы называется ширина полосы частот, за нижним и верхним пределами которой средние излучаемые мощности равняются каждая 0,5% всей средней мощности данного излучения», то отсутствие несущего колебания в спектре ФТ приводит к расширению полосы частот, занимаемой ФТ по сравнению с АТ. В тех же документах вводится понятие «необходимой ширины полосы», т.е. минимальной полосы, необходимой для приема сообщений с данной скоростью и данной степенью искажений. Необходимая ширина полосы для АТ и ФТ, очевидно, совпадает.

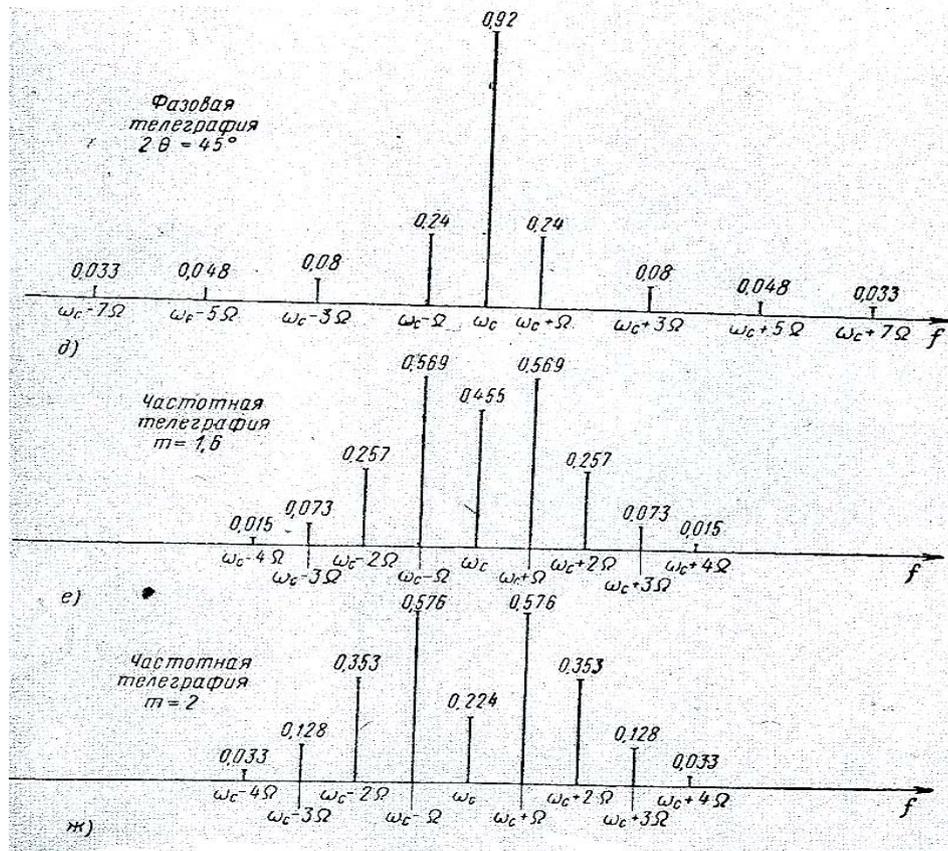
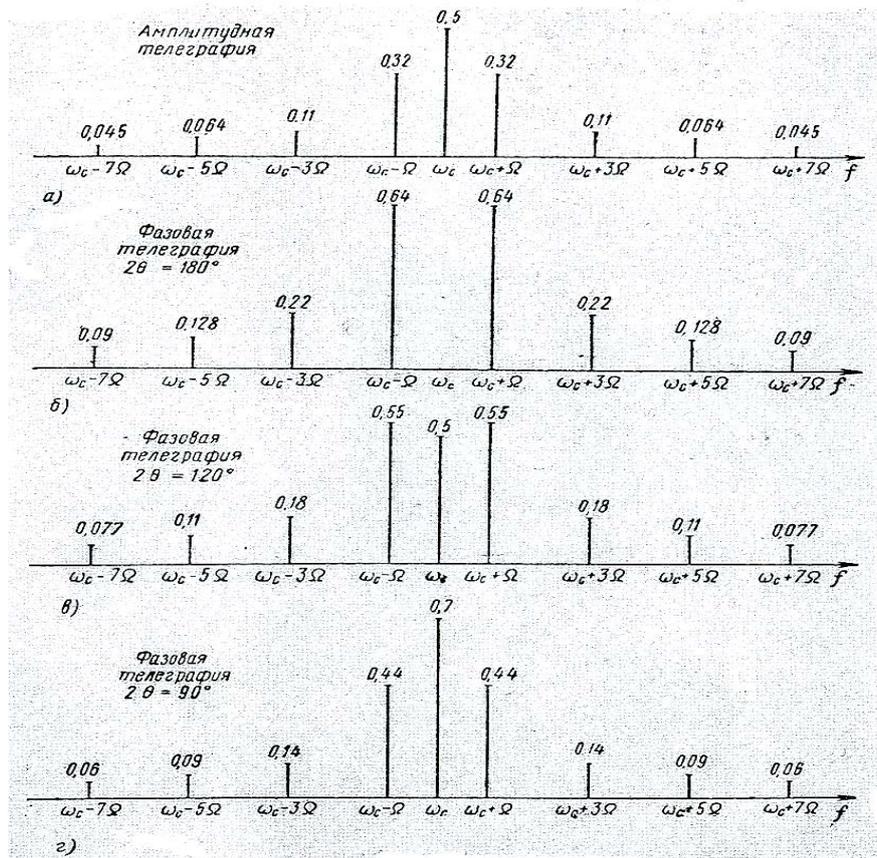


Рис. 6. Спектры АТ, ЧТ и ФТ сигналов при передаче телеграфных точек

В результате непонимания последнего обстоятельства в свое время возник ряд предложений по сокращению полосы частот ФТ канала путем уменьшения угла манипуляции. Так была предложена однократная многофазная телеграфия, при которой каждое изменение полярности передаваемых двоичных сигналов вызывает поворот несущего колебания на постоянный угол

$$\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{k},$$

где k – число используемых фаз.

На приеме предполагалось умножить частоту колебаний в k раз и тем самым получить обычный сигнал типа (3) с манипуляцией на 180° .

Авторы предложения считали, что с увеличением k полоса частот, необходимая для передачи сигналов ФТ, уменьшается.

Однако исследование такого метода передачи, выполненное В.И. Сифоровым, показало, что необходимая полоса частот канала связи не уменьшается с увеличением k , а воздействие помех с увеличением k резко возрастает. Поэтому такой метод передачи не представляет практического интереса.

В настоящее время частотная телеграфия благодаря более высокой помехоустойчивости почти полностью заменила амплитудную телеграфию. При частотной телеграфии, как известно, передача ведется на двух сменяющих друг друга несущих частотах («частота нажатия» и «частота отжатия»). Следовательно, частоту сигнала ω можно записать в виде

$$\omega = \omega_c + E^*_c \Delta\omega, \tag{18}$$

где $\omega_c = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ – средняя частота;

$\Delta\omega = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$ – девиация частоты;

ω_1 – частота нажатия;

ω_2 – частота отжатия;

E^*_c – двухполярный манипулирующий сигнал.

Тогда сигнал частотной телеграфии примет вид

$$e_{\text{чт}} = U_c \cos \psi, \tag{19}$$

где

$$\psi = \int [\omega_c + E^*_c \Delta\omega] dt = \int \left[\omega_c + \Delta\omega \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\Omega t}{2k-1} \right] dt.$$

Вычисляя (19), получаем выражение для спектра ЧТ сигнала

$$\begin{aligned}
e_{\text{ЧТ}} = U_c \frac{2}{\pi} \left\{ \frac{1}{m} \sin\left(\frac{\pi}{2} m\right) \cos \omega_c t + \frac{m}{m^2 - 1} \cos\left(\frac{\pi}{2} m\right) [\cos(\omega_c - \Omega)t - \cos(\omega_c + \Omega)t] - \right. \\
- \frac{m}{m^2 - 2} \sin\left(\frac{\pi}{2} m\right) [\cos(\omega_c - 2\Omega)t + \cos(\omega_c + 2\Omega)t] - \\
\left. - \frac{m}{m^2 - 3^2} \cos\left(\frac{\pi}{2} m\right) [\cos(\omega_c - 3\Omega)t + \cos(\omega_c + 3\Omega)t] + \dots \right\},
\end{aligned} \tag{20}$$

где $m = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$ - индекс манипуляции;

$\Omega = 2\pi \frac{1}{2\tau_0} = \frac{\pi}{\tau_0}$ - круговая частота манипуляции.

Из формулы (20) следует, что амплитуды гармоник ЧТ сигнала существенно зависят от значения индекса манипуляции.

Если пользоваться приведенным выше определением ширины полосы спектра в соответствии с «Регламентом радиосвязи», то сравнение АТ и ЧТ сигналов приводит к следующему.

Мощность, которая соответствует компонентам АТ сигнала, содержащимся в полосе спектра, запишется как

$$\frac{1}{4} + \frac{1}{2} \frac{4}{\pi^2} \left(1 + \frac{1}{3^2} + \frac{1}{5^2} + \dots + \frac{1}{k_1^2} \right) \geq \frac{1}{2} \cdot 0,99. \tag{21}$$

Из (21) определяем номер k_1 высшей гармоники, входящей в полосу: $k_1 = 21$. Следовательно, полоса частот АТ определится как

$$\Delta f_{\text{АТ}} = 21 \cdot 2F. \tag{22}$$

Полоса частот ЧТ сигнала (при той же частоте манипуляции Ω), равная полосе АТ сигнала, соответствует индексу манипуляции $m = 16$.

При $m < 16$ сигнал ЧТ занимает меньшую полосу, чем АТ сигнал, и, наоборот, при $m > 16$ полоса частот ЧТ сигнала шире полосы АТ сигнала.

Полосы пропускания приемных устройств, практически используемые для приема АТ, ЧТ и ФТ сигналов, в 5 – 10 раз уже занимаемой ширины. Это связано с необходимостью предельно уменьшать как уровень широкополосных помех в тракте приемника, так и вероятность попадания сосредоточенных помех в полосу приемника. Например, в коротковолновом диапазоне, где сигнал подвержен глубоким замираниям, а вероятность помех от соседних по частоте радиостанций велика, применяется так называемый узкополосный прием, при котором полоса пропускания приемника выбирается с учетом прохождения только первых боковых частот из всего излучаемого спектра. Это позволяет реализовать

наиболее высокую помехоустойчивость телеграфных каналов связи. В этом случае полоса приемников АТ и ФТ выбирается обычно приблизительно равной

$$\Delta f_{AT, \Phi T} = \frac{1,5}{\tau_0} = \frac{1,5}{\frac{1}{2F_0}} = 3F_0. \quad (23)$$

Аналогично в ЧТ канале выбирается индекс модуляции порядка $m = 1,5 - 2$, а полоса пропускания приемника – приблизительно равной

$$\Delta f_{\text{ЧТ}} = \frac{3}{\tau_0} = 6F_0. \quad (24)$$

При этом разделительные фильтры при фильтровом ЧТ детекторе аналогично фильтрам при АТ и ФТ пропускают только ближайшие к частотам нажатия и отжатия составляющие спектра. Для иллюстрации сказанного на рис. 6, е, ж приведены спектры ЧТ сигнала, построенные по формуле (20) для $m = 2$ и $m = 1,6$. Таким образом, в рассмотренном случае переход от ЧТ к ФТ позволяет уменьшить полосу пропускания приемника в два раза и тем самым разместить большее число каналов связи в заданной полосе частот.

Увеличение помехоустойчивости ФТ по сравнению с АТ и ЧТ физически вполне понятно и является следствием рассмотренных выше факторов: более благоприятного распределения энергии в спектре ФТ и дополнительного выигрыша за счет фазовой селекции на приеме (в дополнение к частотной селекции). Последнее явствует из принципа действия фазового детектора, который селектирует входные колебания, синфазные и противофазные синхронному напряжению, и подавляет колебания, отличные от них по фазе. Степень этого подавления зависит от фазового сдвига и достигает максимума при угле 90° . В этом случае внешнее воздействие полностью подавляется (Рис. 3, з).

Основная трудность в практическом использовании ФТ, как это следует из процесса приема ФТ, заключена в том, что прием сигналов фазовой телеграфии можно осуществить только при наличии в приемном устройстве опорного напряжения, синхронного и синфазного с принимаемым сигналом. Это опорное напряжение необходимо для управления некоторым параметром приемника, так как последний *приобретает фазоселективные свойства только при наличии в приемнике параметра, являющегося периодической функцией времени.*

В частности, переменным параметром в рассмотренной выше схеме (Рис. 4) является проводимость фазового детектора, периодически изменяемая подаваемым на него опорным напряжением. Трудность создания опорного напряжения явилась основным препятствием на пути практического внедрения ФТ.

Задача создания опорного напряжения может решаться двумя путями: формированием местного опорного напряжения посредством принимаемого сигнала и использованием местного опорного высокостабильного генератора.

Нетрудно видеть, что второй путь не дает решения задачи. В самом деле, значение фазы и частоты любого высокостабильного генератора является случайной величиной, флюктуирующей в определенных пределах под действием ряда факторов: изменения температуры окружающей среды, изменения питающих напряжений, старения деталей и т.д.

Следовательно, если тем или иным путем совместить с достаточной для канала ФТ точностью частоты и фазы колебаний двух генераторов в начале сеанса связи (один на передаче, другой на приеме), то через некоторый интервал времени, зависящий от их стабильности, расхождение фаз превысит допустимые пределы, и передача информации станет невозможной. В самом деле, если напряжения генераторов записать как

$$e_1 = U_1 \cos[(\omega_1 + \Delta\omega_1)t + \varphi_1],$$

$$e_2 = U_2 \cos[(\omega_1 + \Delta\omega_2)t + \varphi_2],$$

и считать, что в начале сеанса связи при $t = t_0$ имеется возможность сделать разности $(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_2)$ и $(\varphi_1 - \varphi_2)$ пренебрежимо малыми, то с течением времени фазовый сдвиг этих напряжений, очевидно, составит

$$\psi = \Delta\omega_1(t - t_0) + \Delta\omega_2(t - t_0) = (\Delta\omega_1 + \Delta\omega_2)(t - t_0).$$

Имея в виду наихудший случай $\Delta\omega_1 = \Delta\omega_2 = \Delta\omega$ и $\Delta\omega_1\Delta\omega_2 < 0$ и вводя относительную стабильность генераторов $\delta = \frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{\Delta f}{f}$, получаем

$$\psi = 2\Delta\omega f_1 t_1 = 4\pi\Delta f_1 t_1 = 4\pi\delta f_1 t_1$$

(где $t_1 = t - t_0$), откуда максимально допустимая длительность сеанса связи при ФТ

$$t_1 = \frac{\psi}{4\pi\delta f_1} = \frac{\frac{2\pi}{n}}{4\pi\delta f_1} = \frac{1}{2n\delta f_1}, \quad (25)$$

где $\psi = \frac{2\pi}{n}$ - допустимый угол расхождения фаз генераторов;

$\frac{1}{n}$ - относительный уход фазы.

По формуле (25) вычислена максимально допустимая длительность сеанса связи для различных стабильностей при $f = 25 \cdot 10^6$ и $n = 10$ (допустимое расхождение фаз $\psi = \frac{360^\circ}{10} = 36^\circ$), которая приведена в таблице 1.

Таблица 1

Максимально допустимая длительность сеанса связи для различных стабильностей

$\delta = \frac{\Delta f}{f}$	$t_1, \text{сек}$
10^{-6}	$2 \cdot 10^{-3}$
10^{-7}	$20 \cdot 10^{-3}$
10^{-8}	0,2
10^{-9}	2
10^{-10}	20

Из таблицы следует, что практически реализовать необходимую стабильность даже для коротких сеансов связи весьма трудно. Кроме того, применение независимых генераторов на передаче и на приеме (в отличие от случая формирования опорного напряжения с помощью принимаемого сигнала) принципиально исключает возможность слежения колебаний гетеродина на приеме за теми случайными изменениями фазы и частоты сигнала в среде распространения и в аппарате канала, которые в той или иной степени всегда имеют место.

Все это практически исключало и исключает в настоящее время построение каналов связи ФТ с использованием независимых стабильных генераторов. Вместе с тем быстро развивающаяся квантовая радиотехника открывает некоторую перспективу в этом направлении для каналов с весьма устойчивыми фазовыми характеристиками.

Так как формирование опорного напряжения из принимаемого сигнала также не решало задачу приема сигналов ФТ из-за явления «обратной работы», то были предложены различные варианты построения каналов ФТ с передачей синхронного напряжения по отдельному каналу, с введением в спектр основного сигнала специального пилот-сигнала для передачи синхронных колебаний и т.д. Однако все эти предложения не нашли широкой практической реализации, так как существенно снижали преимущества ФТ и требовали значительного усложнения аппаратуры каналов связи.

Уже в первой работе по фазовой телеграфии указывается на основное препятствие, стоящее на пути практического внедрения ФТ: «Необходимо найти способ синхронизации без вспомогательной частоты; в этом состоит основная проблема применения фазовой телеграфии в радиотехнике».

Интересно отметить, что в том же 1935 г. Д.В. Агеев, изучая возможность фазовой селекции в линейных системах, приходит к аналогичному выводу: «Таким образом, при применении фазовой селекции в радиотехнике в приемном устройстве должен быть синхронный гетеродин. Поэтому появляется проблема абсолютной синхронизации частоты приемного гетеродина, от удачного разрешения которой и

зависит, главным образом, успешность применения фазовой селекции в радиотехнике».

1.2. Многократная фазовая телеграфия

Рассмотренный выше случай передачи одного двоичного сигнала с помощью фазовой манипуляции несущего колебания получил название однократной ФТ в отличие от многократной или многопозиционной ФТ, при которой на одной несущей передается либо несколько двоичных сигналов, либо одно сообщение при коде с основанием $k > 2$ (точнее $k \geq 3$).

Принцип многократной ФТ заключается в том, что каждой комбинации посылок по отдельным каналам присваивается определенное значение фазового угла несущего колебания (при неизменной его частоте и амплитуде). При двоичных сигналах в каждом канале общее число комбинаций при числе каналов N составит, очевидно, 2^N , следовательно, для N -кратной ФТ необходимо использовать 2^N различных фазовых сдвигов несущего колебания.

При равной величине фазовый угол между соседними значениями в этом случае составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{2^N}. \quad (26)$$

Таблица 2

Зависимость фазового сдвига от кратности ФТ

N	1	2	3	4	5
$\Delta\varphi$	180°	90°	45°	$22,5^\circ$	$11,2^\circ$

При работе так называемым многопозиционным или многокачественным кодом ($k \geq 3$) и равной величине фазового угла между соседними значениями необходимое число фаз будет равно k , а минимальный фазовый угол манипуляции составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{k}. \quad (27)$$

Следовательно, при троичном коде ($k = 3$) $\Delta\varphi = 120^\circ$. Векторные диаграммы для различных значений N и k представлены на рис. 7.

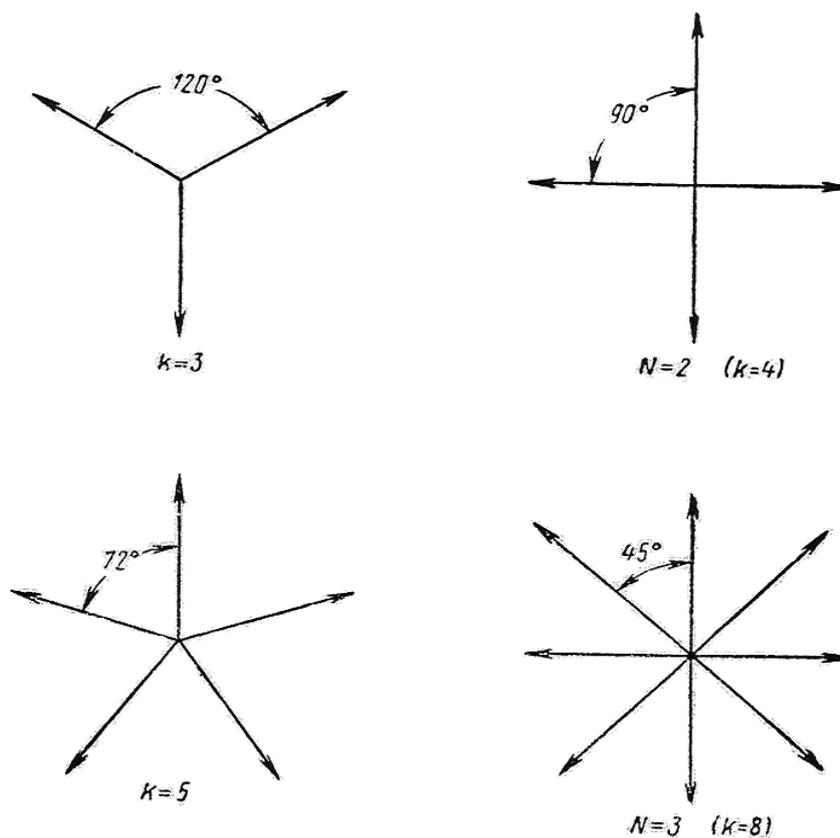


Рис. 7. Векторные диаграммы значений фазовых углов манипуляции при многократной ФТ

Для приема многократной ФТ используется не одно опорное напряжение, как при однократной, а несколько – по числу используемых значений фаз сигнала.

На рис. 8 изображена общая блок-схема детектора для приема многократной ФТ, содержащая число фазовых детекторов, равное N (или k), и решающее устройство. Последнее сравнивает напряжения с выходом фазовых детекторов и по наибольшему напряжению определяет передаваемый знак.

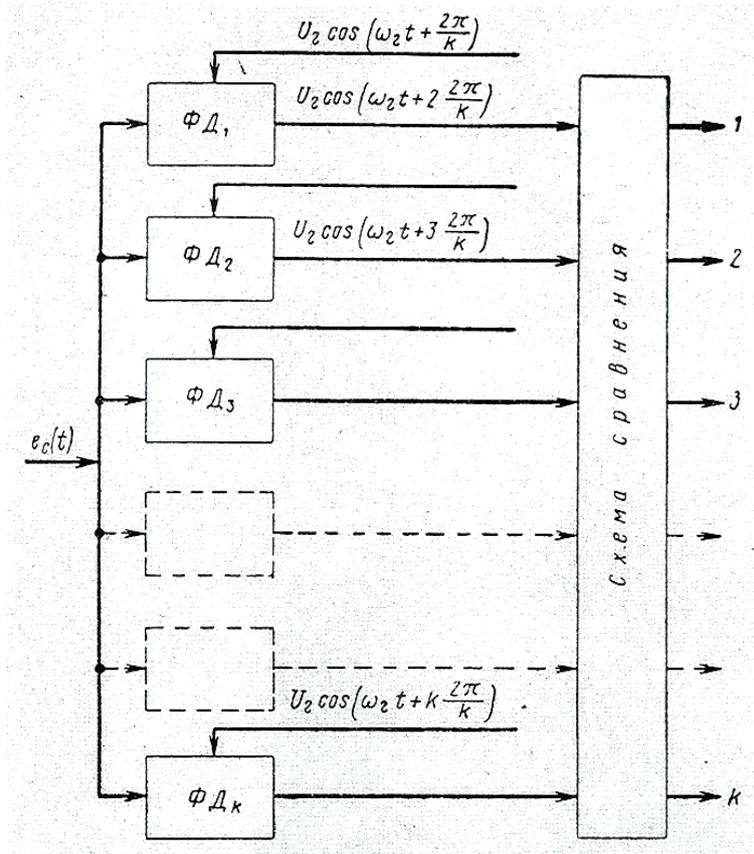


Рис. 8. Блок-схема детекторного устройства для многократной ФТ

Следуя В.И. Сифорову, оценим снижение помехоустойчивости ФТ при увеличении кратности передачи. На векторной диаграмме рис. 9 показаны два соседних вектора при N -кратной ФТ, OM_1 и OM_2 , отстоящих на угол $\Delta\psi$, и вектор помехи M_1M_3 , поворачивающий вектор сигнала на угол $\frac{\Delta\psi}{2}$. Для того чтобы помехи не исказили передаваемый знак, необходимо увеличить амплитуду сигнала настолько, чтобы результирующий вектор OM_3 отличался от вектора сигнала OM_1 на угол, меньший $\frac{\Delta\psi}{2}$.

Из рис. 9 следует, что наименьшая амплитуда помехи, при которой наступает искажение передаваемого знака, равна

$$U_n = U_c \sin \frac{\Delta\psi}{2}, \quad (28)$$

где U_n и U_c – амплитуды помехи и сигнала соответственно.

Так как

$$\Delta\psi = \frac{2\pi}{2^N},$$

то

$$\frac{U_c}{U_n} = \frac{1}{\sin \frac{\pi}{2^N}}. \quad (29)$$

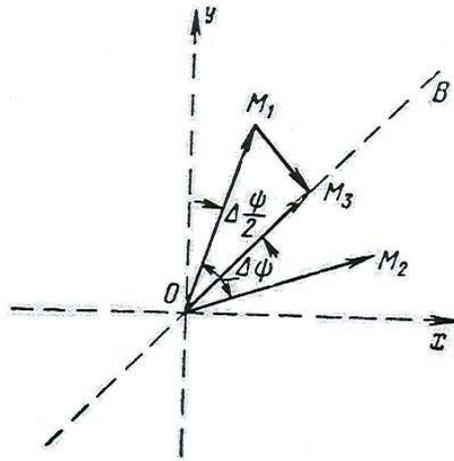


Рис. 9. Векторная диаграмма, поясняющая взаимодействие сигнала и помехи при многократной ФТ

Результаты расчета по формуле (29) приведены в табл. 3.

Таблица 3

N	1	2	3	4	5
U_c / U_n	1	1,41	2,61	5,15	10,1
$(U_c / U_n)^2$	1	2	6,8	26,5	102

Нижняя строка таблицы указывает, насколько надо увеличить мощность передатчика с увеличением N , чтобы получить равный эффект от действия помех. Из таблицы следует, что с увеличением N наблюдается сначала медленное, а затем резкое снижение помехоустойчивости многократной ФТ. В связи с этим практический интерес представляют многократные системы с N не более 3 – 4.

В.И. Сифоров приходит к выводу, что только при $N = 2$, т.е. при двукратной ФТ, не происходит расширения спектра по отношению к однократной: при $N > 2$, даже при синхронности передаваемых посылок по всем каналам, имеет место резкое расширение спектра частот с увеличением кратности ФТ (при неизменной скорости работы в каждом канале).

Этот вывод вступает в явное противоречие с известным положением теории переходных процессов: время установления фазы колебания в контуре не зависит от величины скачка фазы.

Аналогичный результат получен для частного случая Н.Н. Ольшанским и Р.Г. Айсиным, которые показали, что прием трехкратной ФТ ($N = 3$) не требует расширения полосы пропускания приемника по сравнению с однократной ФТ.

При передаче сигналов троичного кода ($k = 3$) минимальный фазовый угол между векторами составит

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{k} = \frac{360^\circ}{3} = 120^\circ.$$

Необходимое увеличение мощности для получения той же помехоустойчивости при переходе от $k = 2$ и $k = 3$ можно оценить по формуле (29)

$$\left(\frac{U_c}{U_n}\right)^2 = \left(\frac{1}{\sin\frac{\pi}{3}}\right)^2 = 1,33, \quad (30)$$

т.е. составляет величину порядка 30%.

Рассмотрим случай $N = 2$ ($k = 4$), соответствующий передаче двух двоичных сообщений (или одного сообщения четвертичным кодом). Этот способ передачи получил название двукратной ФТ или сокращенно ДФТ. В этом случае четырем комбинациям передаваемых сигналов в канале связи ставятся в соответствие четыре значения фазы. Один из возможных вариантов приведен в табл. 4.

Таблица 4

Передача сообщения четвертичным кодом

I канал	+	-	-	+
II канал	+	+	-	-
φ	0°	90°	180°	270°

Осуществить такую передачу можно, например, расщепляя несущее колебание на два колебания, сдвинутые на 90° , манипулируя каждое колебание, как при однократной ФТ, на 180° , и затем суммируя эти колебания (Рис. 10,а). Векторная диаграмма, поясняющая работу этой схемы, приведена на рис. 10,б.

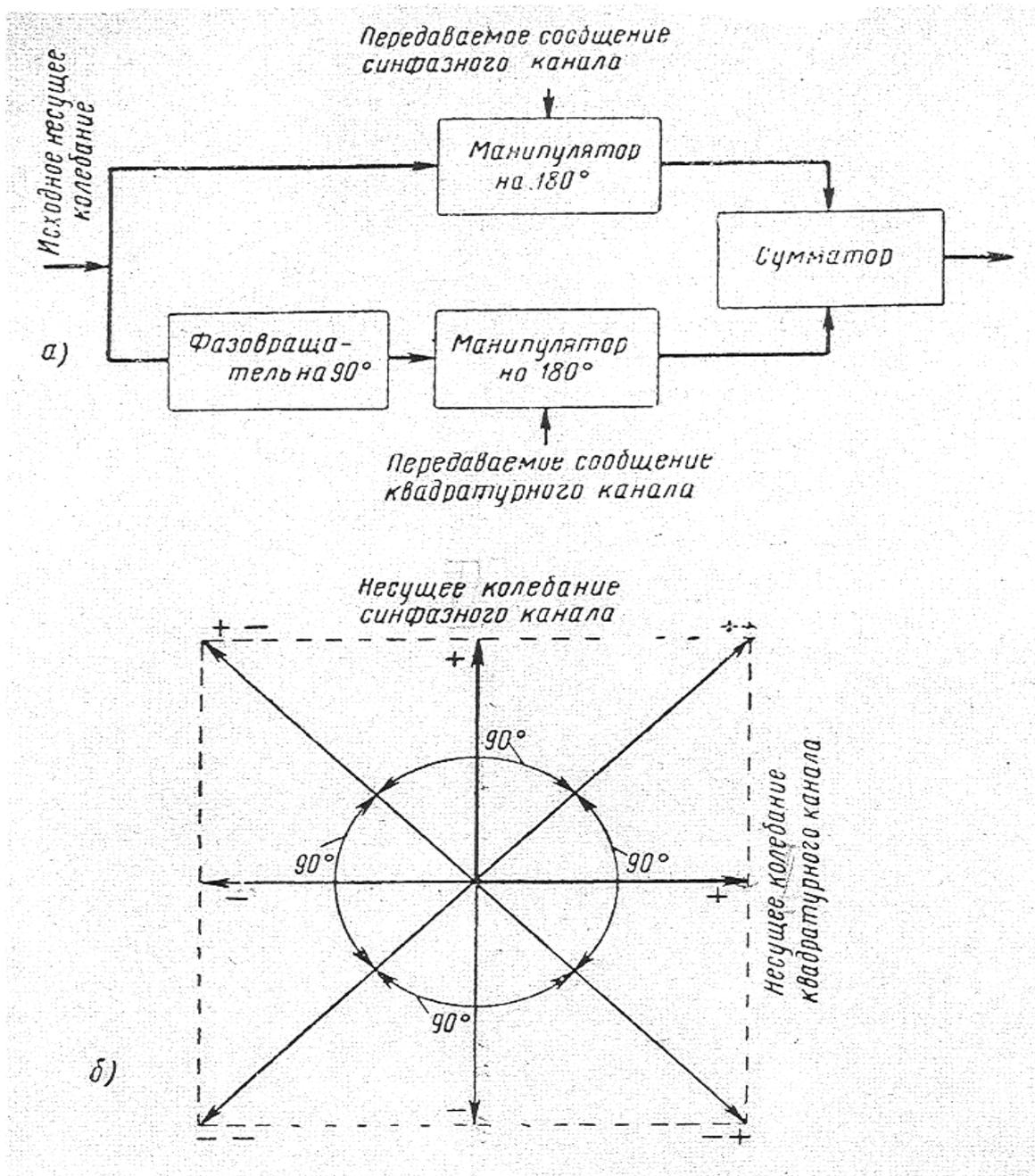


Рис. 10. Манипуляция фазы сигнала при двукратной ФТ:
 а) блок-схема манипулятора; б) векторная диаграмма работы

Для разделения каналов на приеме используются два фазовых детектора, питаемых опорными напряжениями с фазовым сдвигом на 90° (Рис. 11). Для определенности канал, в котором опорное напряжение имеет сдвиг на 90° , будем называть квадратурным, а канал, где нет сдвига, - синфазным. Опорные напряжения должны быть определенным образом сфазированы с проходящим сигналом.

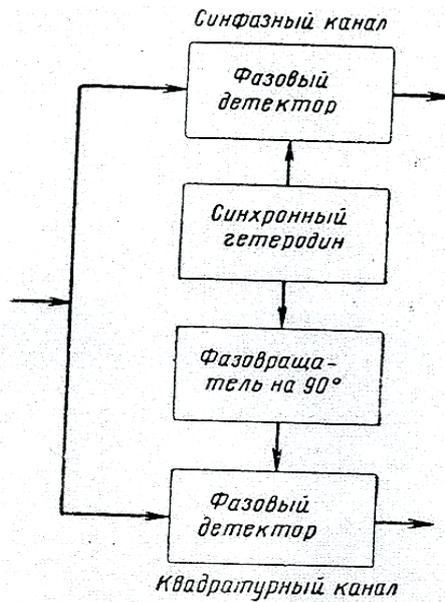


Рис. 11. Детекторное устройство для приема сигналов двукратной ФТ

На рис. 12 представлены векторные диаграммы, поясняющие работу схемы (Рис. 11) при четырех возможных комбинациях знаков по обоим каналам.

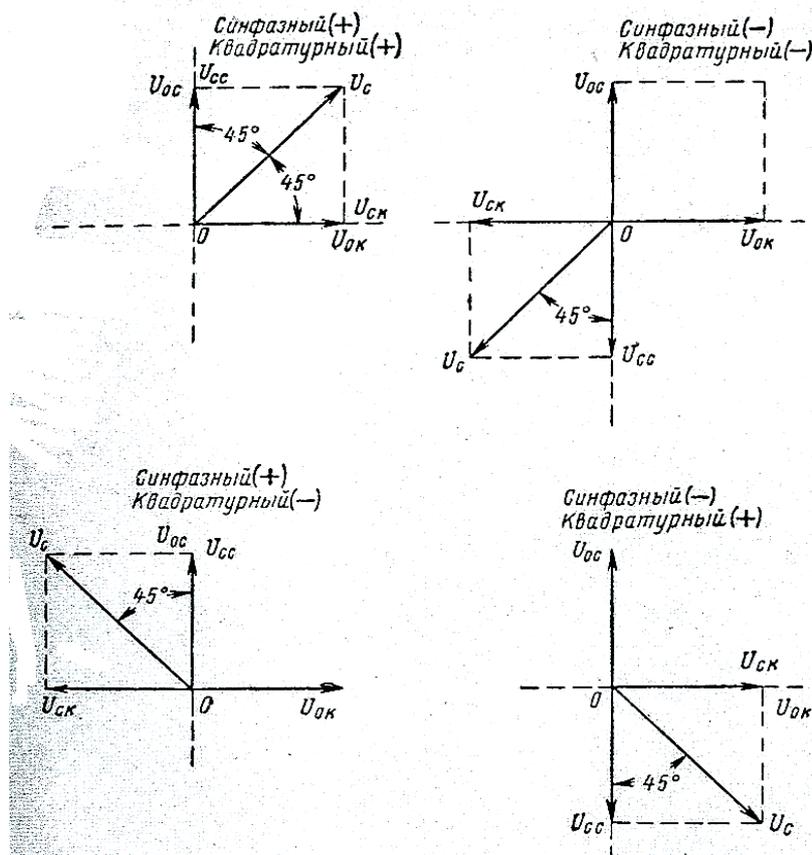


Рис. 12. Векторные диаграммы, поясняющие работу схемы рис. 11:

U_c – вектор сигнала; U_{oc} , $U_{ок}$ – векторы опорного напряжения синфазного и квадратурного каналов соответственно; U_{cc} , U_{ck} – проекции сигнала на векторы опорного напряжения

Из этих диаграмм следует, что при двукратной ФТ угол сдвига между синхронным напряжением и выходным сигналом в каждом канале может принимать не 0 и 180°, как в однократной ФТ, а ± 45 и ± 135°. Это дает уменьшение напряжения на выходе фазовых детекторов соответственно в $\cos 45^\circ = \frac{\sqrt{2}}{2}$ или уменьшение мощности выходных сигналов в два раза, так как $\left(\frac{\sqrt{2}}{2}\right)^2 = \frac{1}{2}$. Следовательно, увеличение числа каналов в два раза при двукратной ФТ получено, естественно, за счет уменьшения помехоустойчивости каждого из каналов.

В общем случае, когда манипуляция в каждом из каналов ведется независимо с частотами манипуляции

$$\Omega_1 = \frac{1}{2\tau_1} \text{ и } \Omega_2 = \frac{1}{2\tau_2}$$

(где τ_1 и τ_2 – длительности элементарных посылок), занимаемая полоса частот будет, очевидно, определяться каналом с более высокой частотой манипуляции и будет аналогична случаю однократной ФТ.

При $\Omega_1 = \Omega_2$ ($\tau_1 = \tau_2 = \tau_0$) и синхронной работе телеграфных аппаратов по обоим каналам составляющие спектра будут складываться в квадратуре, т.е. занимаемая полоса частот останется та же (Рис. 13). При несинхронной работе аппаратов l -я составляющая спектра запишется в синфазном канале как

$$e_c = U_c [\sin(\omega_0 + l\Omega)t - \sin(\omega_0 - l\Omega)t], \quad (31)$$

в квадратурном канале как

$$e_k = U_k \left\{ \sin[(\omega_0 + l\Omega)(t + t_0) + 90^\circ] - \sin[(\omega_0 - l\Omega)(t + t_0) + 90^\circ] \right\}, \quad (32)$$

где t_0 – сдвиг в работе телеграфных аппаратов.

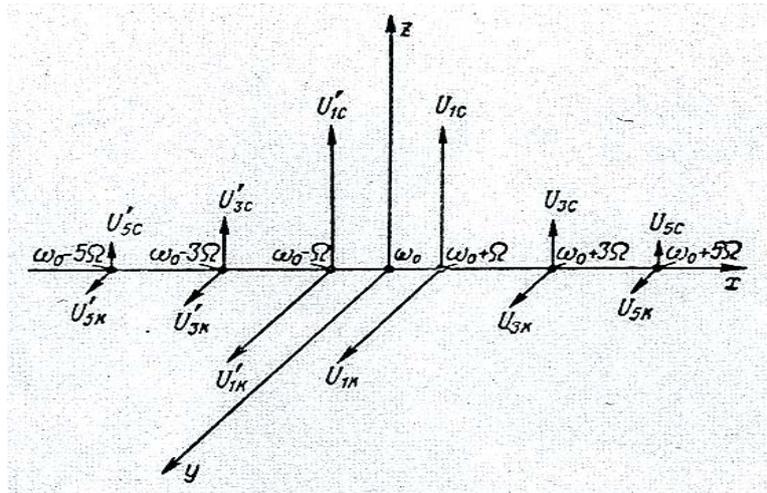


Рис. 13. Спектр ДФТ при синхронной передаче телеграфных точек по обоим каналам

Относительный поворот фазы составит для верхних частот спектра

$$\omega_0 t_0 + l\Omega t_0$$

и для нижних

$$\omega_0 t_0 - l\Omega t_0.$$

Относительное смещение этих составляющих будет

$$\psi = (\omega_0 t_0 + l\Omega t_0) - (\omega_0 t_0 - l\Omega t_0) = 2\pi l \frac{t_0}{\tau_0}, \quad (33)$$

при $\frac{t_0}{\tau_0} = \frac{1}{2}$

$$\psi = \pi l. \quad (34)$$

В этом случае спектр двукратной фазовой телеграфии достигает предельной несимметрии: одна из боковых полос может совсем исчезнуть, а составляющие второй удваиваются по амплитуде. В общем случае степень несимметрии спектра сигналов ДФТ будет зависеть от величины временного сдвига t_0 , но занимаемая полоса частот будет не шире, чем при однократной ФТ.

Некоторым аналогом ДФТ является система ДЧТ, где для передачи двух двоичных сообщений с помощью ЧТ используются четыре значения несущей частоты. При этом ДЧТ требует четырехкратного увеличения полосы частот по сравнению с двукратной ФТ (в рассмотренном выше случае узкополосных каналов ДФТ и ДЧТ).

Обратимся к случаю $N = 3$ ($k = 8$), при этом

$$2^N = 8 \text{ и } \Delta\varphi = \frac{2\pi}{8} = 45^\circ,$$

т.е. имеется возможность передавать на одной несущей частоте три двоичных канала или осуществлять передачу восьмеричным кодом без расширения полосы частот. В каналах связи с низким уровнем помех (например, проводные линии связи) такой метод уплотнения начинает находить применение.

В заключение отметим, что многократная ФОР позволяет осуществить гибкий канал связи, в котором путем изменения числа каналов N можно легко регулировать скорость передачи в соответствии с уровнем и характером помех в канале.

1.3. Схемы для создания опорного напряжения и детектирования фазо-манипулированных сигналов

С момента изобретения фазовой телеграфии начались и продолжают до настоящего времени поиски принципов и схем построения фазочувствительных детекторных устройств, необходимых для приема сигналов ФТ. Основным элементом таких устройств является схема создания синхронного или опорного напряжения с помощью принимаемого сигнала. Так как рассмотреть все предложенные за истекшие тридцать лет схемы не представляется возможным, то мы остановимся лишь на наиболее интересных.

Весьма остроумная и простая схема для создания синхронного напряжения была предложена изобретателем фазовой телеграфии А.А. Пистолькорсом в 1933 г. Эта схема, приведенная на рис. 14, известна в литературе под названием схемы А.А. Пистолькорса.

Удвоение частоты сигнала, манипулированного по фазе на 180° , приводит в этой схеме к устранению манипуляции. Последнее позволяет включить после умножителя узкополосный фильтр для ослабления помех с полосой более узкой, чем в основном канале. Далее путем деления частоты на два получаем исходное колебание без манипуляции фазы и очищенное от помех.

Из рис. 14 следует, что часть помех, поступающих на вход схемы, попадает в тракт синхронного напряжения и тем самым не позволяет полностью реализовать преимущества ФТ. Ниже будет показано, что практически при выполнении условия

$$\frac{\Delta f}{\Delta F} \geq 8 \div 10, \quad (35)$$

где Δf – полоса фильтра на входе фазового детектора,

ΔF – полоса фильтра после удвоителя.

Можно пренебречь действием помех в тракте синхронного напряжения. Однако при выполнении условия (35) значительно повышаются

требования к стабильности частоты сигнала, и в ряде случаев налагаются ограничения на допустимую скорость флюктуации фазы сигнала в среде распространения.

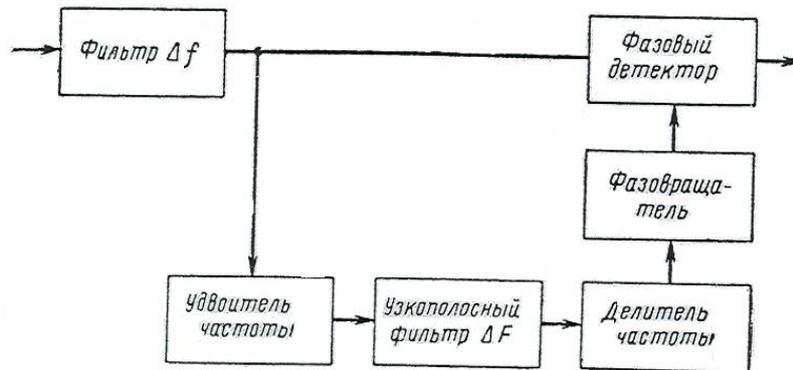


Рис. 14. Схема А.А. Пистолькорса для детектирования сигналов фазовой телеграфии

Отклонение частоты сигнала Δf_c должно быть заметно меньше ΔF , чтобы избежать значительного сдвига по фазе синхронного напряжения из-за смещения по фазовой характеристике узкополосного фильтра.

Так, при использовании после умножителя частоты одиночного контура с полосой пропускания ΔF , если допустить сдвиг по фазе, вызванный смещением по фазовой характеристике контура из-за нестабильности частоты, не более $\pm 25^\circ$, то допустимые отклонения частоты сигнала должны удовлетворять условию

$$\Delta f_c \leq \frac{\Delta F}{4}. \quad (36)$$

В ряде случаев при низкой стабильности несущей частоты или значительных отклонениях частоты из-за эффекта Доплера выполнить условие (35) не представляется возможным. В этом случае пассивный узкополосный фильтр в схеме рис. 14 может быть заменен активным следящим фильтром.

Блок-схема такого устройства представлена на рис. 15. Из схемы видно, что благодаря постоянному сдвигу фазы входного и местного напряжений на 90° регулирующее напряжение на выходе фазового дискриминатора будет пропорционально разности фаз этих напряжений. Подстройка гетеродина осуществляется с точностью до фазы. При расхождении частот входного f_c и местного f_c напряжений (в определенных пределах) схема также осуществляет подстройку с точностью до фазы. Последнее объясняется тем, что в этом случае регулирующее напряжение принимает вид искаженной синусоиды с частотой $|f_c - f_c| = \Delta f_i$. Это напряжение модулирует по частоте гетеродина, и в его спектре появляются

частоты $f_2 + \Delta f_1$ и $f_2 - \Delta f_1$, одна из которых совпадает с f_c , что образует регулирующее напряжение, подстраивающее f_2 до f_c .

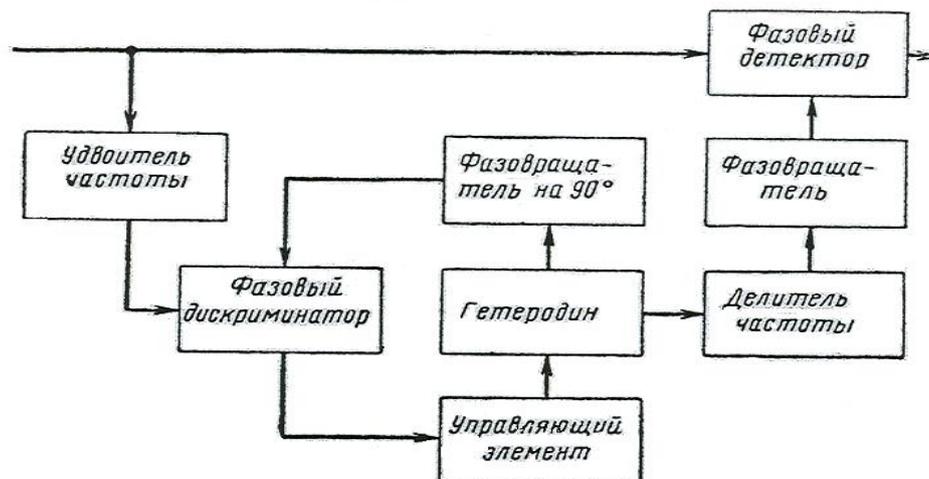


Рис. 15. Схема А.А. Пистолькорса с активным фильтром, следящим за частотой сигнала

Как степень фильтрации помех, так и быстродействие схемы автоподстройки определяется в основном постоянной времени в цепи регулирующего напряжения, т.е. постоянной времени или эквивалентной полосой пропускания фильтра фазового дискриминатора. С увеличением этой постоянной увеличивается фильтрация помех в цепи формирования опорного напряжения, но одновременно увеличивается время вхождения местного гетеродина в синхронизм с входным сигналом. В ряде случаев желательно получить хорошую фильтрацию помех при малом времени вхождения в синхронизм. Противоречивость этих требований не позволяет удовлетворять их одновременно. Это является недостатком схемы рис. 15.

Дальнейшим усовершенствованием схемы А.А. Пистолькорса является введение в нее активного фильтра в виде так называемого квадрикоррелятора. Эта схема содержит два кольца фазовой автоподстройки и позволяет в значительной степени разрешить указанное противоречие (Рис. 16).

Первая цепь регулирования состоит из фазового дискриминатора I , управляющего элемента (например, реактивной лампы), гетеродина и усилителя II с управляемым коэффициентом усиления. В этой цепи осуществляется подстройка напряжения гетеродина по сигналу удвоителя частоты (между этими напряжениями также имеется постоянный сдвиг на 90°).

Вторая цепь регулирования включает: фазовый дискриминатор II , фазовращатель на 90° , усилители I и II с управляемыми коэффициентами усиления.

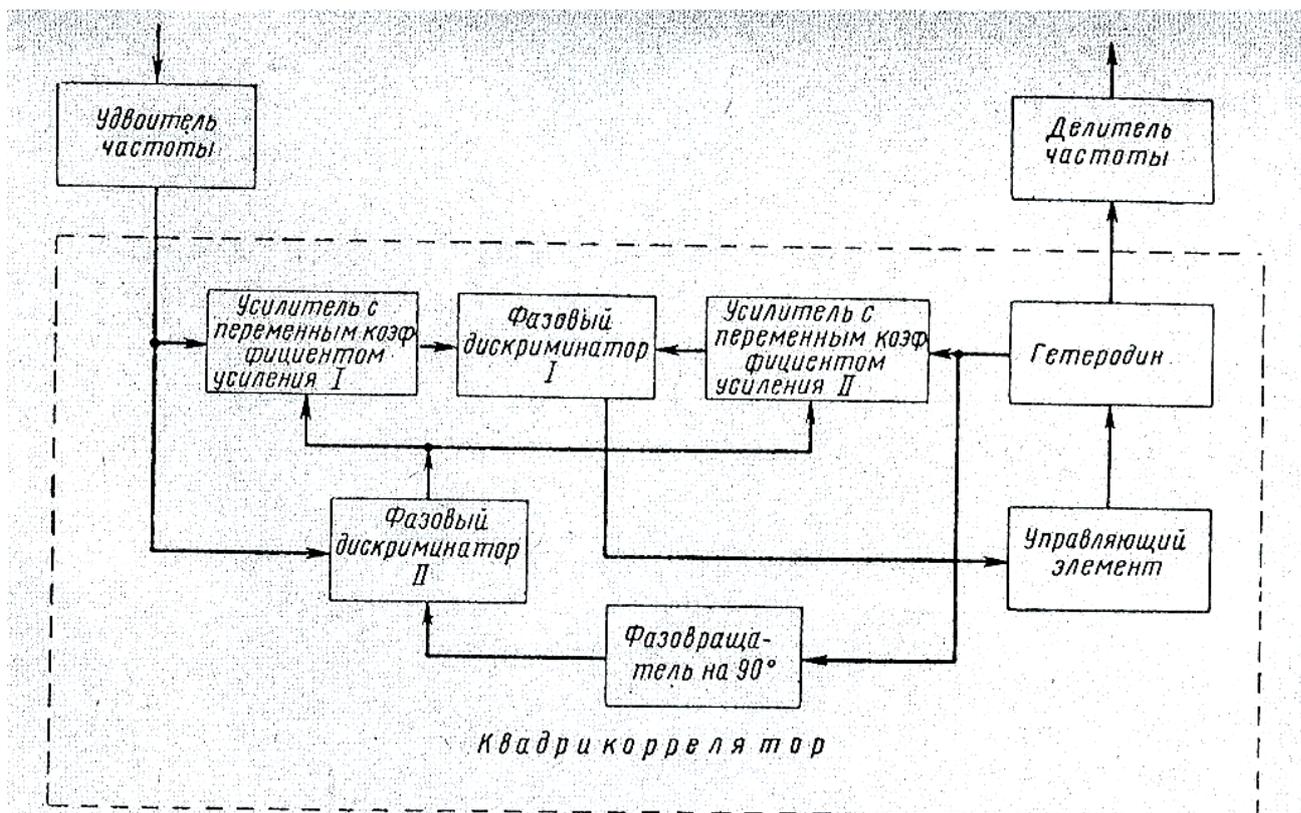


Рис. 16. Схема А.А. Пистолькорса с активным фильтром, имеющим автоматически регулируемую полосу пропускания

Если колебания гетеродина и сигнала с выхода удвоителя синфазны (со сдвигом на 90°), то напряжения на входах фазового дискриминатора II сдвинуты на 180° и, следовательно, выходное напряжение максимально и отрицательно. Это напряжение создает смещение на усилителях I и II, снижая коэффициент усиления.

При выпадении квадрикорелятора из синхронизма напряжение на выходе фазового дискриминатора II резко падает, уменьшается смещение и коэффициенты усиления усилителей I и II возрастают, напряжение на входе фазового дискриминатора I увеличивается. Это эквивалентно уменьшению постоянной времени первой цепи регулирования, т.е. ускорению процесса вхождения в синхронизм первой (основной) цепи регулирования.

Уже первые попытки осуществить прием ФТ сигналов с помощью схемы А.А. Пистолькорса, сделанные В.И. Сифоровым, дали отрицательный результат, но привели к открытию нового явления, присущего схемам этого типа. Это явление, известное под названием «обратная работа», заключается в том, что фаза опорного напряжения, получаемого путем умножения и деления частоты ФТ сигнала, не однозначна, а может принимать одно из двух значений, сдвинутых на 180° . Кроме того, под действием помех может иметь место скачкообразный

переход фазы из одного состояния в другое, что приводит к изменению полярностей посылок на выходе фазового детектора на обратные, т.е. к «обратной работе».

Рассмотрим эту особенность схемы А.А. Пистолькорса (Рис. 14) и ее модификаций (Рис. 15, 16) более подробно.

Устранение манипуляции входного сигнала в схеме рис. 14 следует из элементарного преобразования. Если

$$e_c = U_c \cos\left(\omega_c t + \varphi_x \pm \frac{\pi}{2}\right),$$

то после умножения получаем

$$e^*_c = U_c \cos\left(\omega_c t + \varphi_c \pm \frac{\pi}{2}\right) = U_c \cos(2\omega_c t + 2\varphi_c \pm \pi) = U_c \cos 2(\omega_c t + \varphi_c). \quad (37)$$

При делении частоты колебания (37) на два, казалось бы, мы должны получить исходное колебание с фиксированной фазой, в котором устранена манипуляция фазы

$$e^{**}_c = U_c \cos \frac{2(\omega_c t + \varphi_c)}{2} = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c). \quad (38)$$

Однако сигнал, получаемый после деления его частоты на два, может иметь одно из двух значений фазы, отличающихся на 180° .

Эта двужначность вытекает из самого процесса деления. Так, если мы проделаем деление, аналогичное формуле (38), но предварительно добавив к аргументу угол 2π , что не изменяет исходного сигнала, то после деления получим синхронное колебание, сдвинутое по фазе по отношению к аргументу выражения (38) на угол 180° :

$$e^{**}_c = U_c \cos \frac{2(\omega_c t + \varphi_c + 2\pi)}{2} = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c + \pi). \quad (39)$$

На рис. 17 дано графическое пояснение явления двужначности фазы. В зависимости от того, с какого периода начнется деление частоты, на выходе делителя можно получить колебания с разными фазами, сдвинутыми на 180° (Рис. 17, б и в).

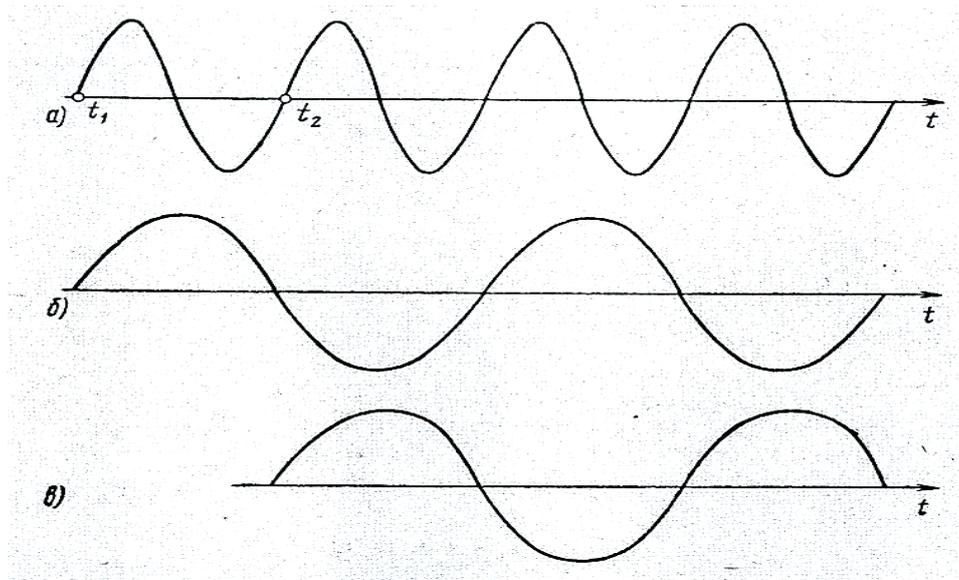


Рис. 17. Диаграмма, поясняющая двузначность фазы сигнала при делении частоты на два:

- а) исходное колебание частоты $2\omega_c$; б) колебание частоты ω_c на выходе делителя при делении с момента t_1 ; в) колебание частоты ω_c на выходе делителя при делении с момента t_2

Для деления частоты используется обычно автогенератор, работающий приблизительно на частоте ω_c , синхронизируемый колебаниями с частотой $2\omega_c$. Из теории синхронизации также следует, что в этом случае наблюдаются (при делении на два) два устойчивых состояния равновесия, в которых фазы выходного колебания сдвинуты на 180° .

Двузначность фазы сигнала на выходе делителя частоты приводит, как уже отмечалось, к «обратной работе» (изменение полярностей посылок на выходе фазового детектора на обратные) и как следствие – к необходимости регулировки схемы фазового детектирования в начале сеанса связи, после перерывов в связи и при возникновении «обратной работы» (для установления правильной полярности выходных посылок). Среднее число скачков фазы синхронного напряжения на выходе делителя растет с увеличением полосы пропускания фильтра ΔF и уровня помех на входе схемы. Из-за «обратной работы» на основе схемы А.А. Пистолькорса не могла быть решена проблема приема сигналов ФТ.

Вначале предполагали, что источником явления «обратной работы» в схеме А.А. Пистолькорса является делитель частоты, и его исключение исправит положение. В связи с этим В.И. Сифоровым была предложена схема создания синхронного напряжения без делителя частоты. Блок-схема этого устройства приведена на рис. 18.

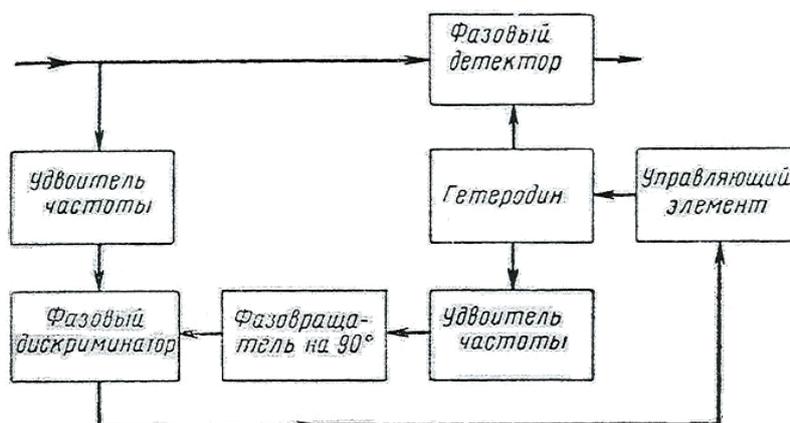


Рис. 18. Схема В.И. Сифорова для детектирования сигналов фазовой телеграфии

Принцип ее работы также основан на автоматической подстройке частоты местного гетеродина с точностью до фазы по входному сигналу. При этом для исключения делителя сравнение частот в фазовом дискриминаторе производится на удвоенной частоте. Однако легко показать, что отсутствие делителя не исправляет положения, так как при изменении фазы местного гетеродина на 180° фаза напряжения на выходе удвоителя его частоты не изменится и возникает устойчивый режим «обратной работы».

Из сравнения рис. 18 и 15 следует, что они однотипны, но отсутствие делителя в схеме В.И. Сифорова делает ее практически более удобной.

В 1956 году Д. Костас предложил схему создания синхронного напряжения для синхронного приема амплитудно-модулированных сигналов, которая может быть использована для приема ФТ. Из блок-схемы этого устройства (Рис. 19) следует, что она работает на принципе автоподстройки и является модификацией рассмотренной выше схемы В.И. Сифорова, в которой для автоподстройки гетеродина используется сигнал с выхода двух фазовых детекторов после их перемножения. Совершенно очевидно, что схема Д. Костаса также имеет склонность к обратной работе и требует начальной регулировки, как и все предыдущие схемы.

Рассмотрим коротко работу схемы. Если на вход поступает сигнал

$$U = A(t)\sin[\omega_c t + \varphi(t)],$$

то его можно представить как сумму синфазной и квадратурной компонент

$$U = A(t)\cos\varphi(t)\sin\omega_c t + A(t)\sin\varphi(t)\cos\omega_c t. \quad (40)$$

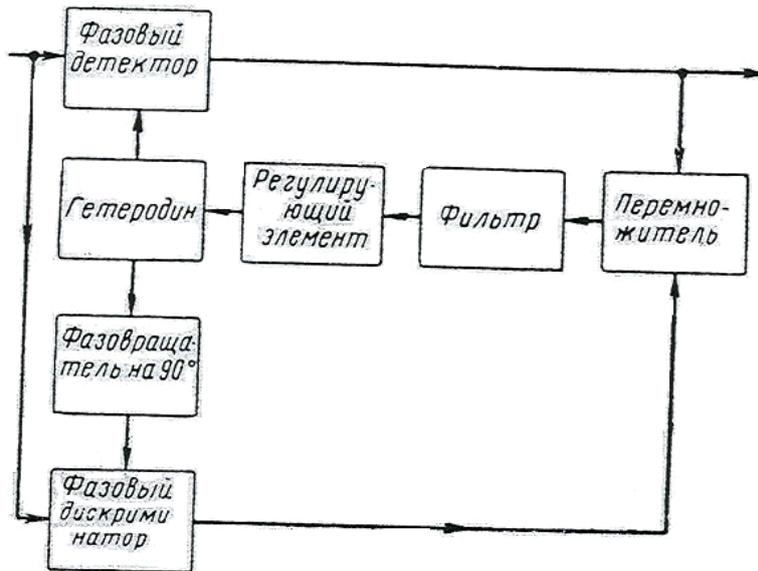


Рис. 19. Схема Д. Костаса для детектирования сигналов фазовой манипуляции

Напряжение на выходе фазового детектора будет равно

$$U_1 = \overline{U_r \sin \omega_0 t [A(t) \cos \varphi(t) \sin \omega_c t + A(t) \sin \varphi(t) \cos \omega_0 t]} = U_r A(t) \cos \varphi(t), \quad (41)$$

где $U_r \sin \omega_0 t$ – напряжение гетеродина.

Напряжение на выходе фазового дискриминатора составит

$$U_2 = \overline{U_r \sin \omega_0 t [A(t) \cos \varphi(t) \sin \omega_c t + A(t) \sin \varphi(t) \cos \omega_0 t]} = U_r A(t) \sin \varphi(t). \quad (42)$$

Напряжение на выходе перемножителя запишется как

$$U(t) = U_1 U_2 = U_r^2 A(t)^2 \cos \varphi(t) \sin \varphi(t) = \frac{1}{2} U_r^2 A(t)^2 \sin 2\varphi(t) = k \sin 2\varphi(t). \quad (43)$$

Если $\varphi(t) = 0$, т.е. расстройки нет, то напряжение на выходе перемножителя $U(t) = 0$. Если же фаза принимаемого сигнала получает приращение, например положительное, то напряжение на выходе перемножителя

$$U(t) = k \sin 2\varphi(t) > 0, \quad (44)$$

т.е. оно будет положительно, и, воздействуя на сетку реактивной лампы, будет вызывать такое изменение частоты местного генератора, чтобы свести $\Delta\varphi(t)$ к нулю. Если же фаза сигнала получает отрицательное приращение, то напряжение на выходе перемножителя будет отрицательно:

$$U(t) = k \sin 2\varphi(t) = -k \sin|2\varphi(t)| < 0. \quad (45)$$

Знак управляющего напряжения изменился на обратный, и частота местного генератора будет изменяться в противоположную сторону. При телеграфной работе наиболее низкой частотой на выходе перемножителя является удвоенная частота манипуляции.

Фильтр, стоящий на выходе перемножителя, не только должен создавать сглаженное управляющее напряжение, следящее за фазой сигнала, но и фильтровать помехи, которые неизбежно попадают на входы перемножителя. Эти требования, как уже отмечалось, противоречивы, и решение сводится к выбору правильного компромисса.

Рассматривая выше схемы создания опорного напряжения из принимаемого сигнала, мы имели в виду случай однократной ФТ. Это рассмотрение приводит к выводу, что *сам сигнал ФТ несет в себе неопределенность фазы*. Так, при однократной ФТ, даже имея в точке приема опорное напряжение, точно совпадающее по частоте с сигналом, мы можем принять либо исходную, либо инверсную (обратную) ей последовательность в зависимости от того, как сфазировать входной и опорный сигналы. *Если в сигнал не вносить на передаче каких-либо дополнительных признаков (т.е. не вводить избыточность), то объективно установить, какая из этих последовательностей исходная, невозможно*. Далее, когда опорное напряжение формируется из принимаемого сигнала, то в дополнение к сказанному появляется новый фактор – помехи.

Под действием помех фаза сигнала на входе схемы может кратковременно принимать любой угол в пределах $0 - 2\pi$. Вследствие этого фаза опорного напряжения, формируемого из сигнала, может принимать либо фазу посылок, соответствующих передаче плюса, либо фазу посылок, соответствующих передаче минуса. Этот переход под действием помех носит скачкообразный характер и приводит к «обратной работе». Без внесения избыточности в сигнал принципиально невозможно установить на приеме – идет нормальная или обратная работа – и создать схему, автоматически устраняющую обратную работу. Эту двузначность фазы при однократной ФТ будем называть неопределенностью второго порядка.

При приеме многофазной ФТ неопределенность фазы соответственно возрастет до величины, равной числу используемых фаз. Так, при двукратной ФТ ($N = 2$) появляется неопределенность четвертого порядка, а при трехкратной ФТ ($N = 3$) появляется неопределенность восьмого порядка.

Непригодность для практики всех предложенных схем создания синхронного напряжения привела к рекомендациям, сводившимся к отказу от использования синхронного напряжения при приеме сигналов ФТ.

Выводы

Фазовая телеграфия (ФТ) при манипуляции фазы на 180° является оптимальным способом передачи бинарных сигналов, обеспечивающим потенциальную (предельную) помехоустойчивость.

Полоса частот канала связи ФТ в два раза уже канала частотной телеграфии (ФТ) в наиболее интересном для практики случае узкополосной связи.

Каналы связи с фазовой манипуляцией позволяют осуществлять фазовое уплотнение канала (двукратная ФТ, трехкратная ФТ и т.д.) без расширения полосы частот, занимаемой каналом.

Показано, что увеличение числа градаций фазы, используемых для передачи сообщений, не приводит к расширению спектра сигнала ФТ.

Основная трудность использования сигналов ФТ в каналах связи состояла в проблеме создания фазочувствительного детекторного устройства, для которого необходимо опорное напряжение – синхронное и синфазное с принимаемым сигналом (с точностью до угла манипуляции фазы).

Поиски путей практической реализации каналов связи с фазовой манипуляцией велись в двух основных направлениях.

Первое направление – поиски схем создания опорного напряжения в месте приема из самого принимаемого фазо-манипулированного сигнала. Несмотря на большое число предложенных схем, все они имеют существенный недостаток – склонность к обратной работе, – препятствующий их практическому использованию. Этот недостаток носит принципиальный характер, связан с неопределенностью фазы в самом сигнале и не может быть устранен путем совершенствования схем при классическом фазо-манипулированном сигнале.

Второе направление – внесение тех или иных изменений в классический ФТ сигнал для преодоления трудностей в создании опорного напряжения в месте приема. Сюда относятся: введение в спектр ФТ сигнала специальных пилот-сигналов, из которых на приеме формируется опорное напряжение, применение вспомогательных посылок, которые синхронизируют местный гетеродин, уменьшение угла манипуляции для приема на частный детектор и т.д. Однако все методы значительно снижают преимущества ФТ, усложняют аппаратуру и находят применение только для решения отдельных частных задач.

Таким образом, рассмотренные методы не решают проблему фазовой телеграфии – проблему практической реализации преимуществ ФТ в каналах связи.

Содержание лабораторной работы

1. Исследование типовых сигналов однократной фазовой телеграфии.
2. Исследование типовых сигналов многократной фазовой телеграфии.

Порядок выполнения работы

1. *Исследование типовых сигналов однократной фазовой телеграфии*
 1. В качестве исследуемого выберите сигнал «Однократная фазовая телеграфия». Задайте произвольную последовательность, состоящую из 10 нулей и единиц. Получите осциллограммы АТ- и ФТ-сигналов, соответствующие введенной последовательности.
 2. Сравните спектры АТ- и ФТ-сигналов при углах манипуляции $2\theta = 180, 120, 90$ и 45° .
 3. Исследуйте зависимость амплитуды гармоник ЧТ-сигнала от индекса модуляции m , задавая m в диапазоне $1 \div 20$ с шагом 2. Сравните полученные результаты с полосой частот, занимаемой АТ-сигналом.
2. *Исследование типовых сигналов многократной фазовой телеграфии*
 1. Получите зависимость величины фазового сдвига от числа каналов N при использовании двоичных сигналов. Число каналов N изменяйте в диапазоне $2 \div 10$ с шагом 1.
 2. Определите помехоустойчивость многократной ФТ при увеличении числа каналов N , изменяя N в диапазоне $1 \div 8$ с шагом 1, значение $k=2$.
 3. Повторите исследования п. 2 при $k=3, 4, 5$.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение фазовой телеграфии.
2. Каким требованиям должен удовлетворять приемник ФТ-сигналов?
3. Покажите схему простейшего фазового детектора и объясните принципы его работы.
4. Какие функции выполняет фазовращатель в фазо-селективном детекторе?
5. Покажите процесс преобразования ФТ-сигнала в АТ-сигнал.
6. Запишите формулу двухполярного манипулированного сигнала.
7. Запишите выражение, определяющее спектр ФТ-сигнала.

8. Покажите связь между углом поворота несущего колебания и числом используемых фаз.
9. Выразите частоту ЧТ-сигнала через величины средней частоты, девиации и выражение, описывающее двухполярный манипулированный сигнал.
10. Запишите выражение для полной фазы ЧТ-сигнала.
11. Получите выражение для спектра ЧТ-сигнала.
12. Как изменится допустимая длительность связи при увеличении стабильности?
13. В чем состоит принцип многократной ФТ?
14. Как определяется минимальный фазовый угол при использовании многопозиционных кодов?
15. Запишите формулу для наименьшей амплитуды помехи, при которой наступает искажение передаваемого знака.
16. Во сколько раз необходимо увеличить мощность передатчика при увеличении числа каналов с 1 до 5?
17. Изобразите блок-схему манипулятора для двукратной ФТ и объясните ее работу.
18. Изобразите схему детектора сигналов фазовой телеграфии и объясните ее работу.
19. Для чего в схеме детектора ФТ-сигналов используется активный фильтр?
20. В чем заключается явление «обратной работы» детектора ФТ-сигналов?

Литература

1. Ярмоленко В.И., Приоров А.Л. Сигналы в радиотехнических и телекоммуникационных системах: учебное пособие. – Ярославль: ЯрГУ, 2006. 100 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Перевод с англ. / Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Советское радио, 1971.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. / Под ред. И.Г. Абрамовича. – М.: Наука, 1970.
4. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / С.И. Баскаков. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2003.

Лабораторная работа № 3

ИЗУЧЕНИЕ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ ТЕЛЕГРАФИИ

Цель работы: изучение основных принципов однократной и многократной относительной фазовой телеграфии.

Теория

1.1. Принципы относительной фазовой телеграфии

Относительная фазовая телеграфия (ОФТ) является частным случаем передачи дискретных сигналов по методу сравнения параметров, когда для передачи информации используется фаза несущего колебания элементарной посылки. В отличие от классической фазовой телеграфии (ФТ) при ОФТ манипуляция фазы каждой данной посылки производится относительно фазы предшествующей посылки.

Установим основные закономерности, которые существуют при передаче и приеме сигналов ОФТ.

Последовательность посылок, поступающих на вход канала связи для передачи, имеет вид

$$E_c = \sum_{i=1}^n a_i(t - t_i), \quad (1)$$

где $a_i(t-t_i) = a_i$ – i -я элементарная посылка;

$$t_i = t_0 + (i - 1) \tau_0;$$

t_0 – момент начала сеанса связи;

τ_0 – длительность элементарной посылки;

n – общее число посылок, передаваемых за сеанс связи.

При этом в зависимости от алфавита источника сообщения a_i может принимать в общем случае одно из значений A_1, A_2, \dots, A_k , где k – число позиций или качеств кода в сигнале E_c , т.е. $a_i \in \{A_1, A_2, \dots, A_k\}$.

В линии связи входной последовательности посылок a_i должна быть поставлена, очевидно, в соответствие некоторая последовательность посылок b_i . С учетом одной дополнительной посылки b_0 в начале сеанса связи сигнал в линии связи определится как

$$e_c = \sum_{i=0}^n b_i(t - t_i), \quad (2)$$

где

$$b_i \in \{B_1, B_2, \dots, B_k\}.$$

В случае ОФТ, когда посылки отличаются только фазовыми углами, при постоянной амплитуде и частоте выражение (2) примет вид

$$e_c = \sum_{i=0}^n b_i(t - t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t - t_i) + \varphi_c + \varphi_i], \quad (3)$$

где U_c , ω_c , φ_c – амплитуда, частота и фаза несущего колебания;
 φ_i – фаза i -й посылки.

В рассматриваемом случае применения k -позиционного кода к сигналам ОФТ разность фаз любых двух соседних посылок также должна иметь возможность принимать одно из k различных значений:

$$(\varphi_i - \varphi_{i-1}) \in \{\Delta\varphi_1, \Delta\varphi_2, \dots, \Delta\varphi_i, \Delta\varphi_k\}. \quad (4)$$

Далее мы будем рассматривать только наиболее распространенный на практике случай

$$\Delta\varphi_i = i \frac{2\pi}{k}, \quad (5)$$

где $i \in \{0, 1, 2, \dots, (k-1)\}$.

Формула (4) аналогична формуле для ФТ с той лишь разницей, что отсчет углов $\Delta\varphi_k$ ведется не от фазы фиксированного опорного сигнала, а от фазы предшествующей посылки.

Из формулы (4) следует, что в начале сеанса связи манипулятор фазы может находиться в одном из k состояний. Это значит, что начальный угол φ_n будет определяться не только начальной фазой несущего колебания φ_c , но и начальным положением манипулятора

$$\varphi_n = \varphi_c + l \frac{2\pi}{k}, \quad (6)$$

где $l \in \{0, 1, 2, \dots, (k-1)\}$.

Если имеется принудительный возврат манипулятора в определенное фиксированное положение в начале сеанса связи, то эта неопределенность фазы на передаче снимается ($l = const$).

Рассмотрим вначале наиболее простой случай – передачу двоичных сигналов, тогда

(a_1) предшествует передача вспомогательной посылки b_0 (с фазовым углом φ_n), необходимой для приема a_1 .

В таблице приведены значения φ_i для ФТ также при манипуляции фазы на 180° . Сопоставление φ_i и $\varphi_i - \varphi_{i-1}$ для ОФТ и ФТ показывает различие правил манипуляции при ОФТ и ФТ.

Из таблицы 1 и рис. 1, a и b , иллюстрирующего случай манипуляции, приведенный в табл. 1, следует, что если две и более отрицательных посылок следуют друг за другом, то после каждой из них необходимо менять фазу на 180° . Следовательно, в манипуляторе фазы должно быть дополнительное устройство, которое определяет границы отдельных элементарных отрицательных посылок и вырабатывает управляющее напряжение, поворачивающее фазу несущего колебания на границах посылок на 180° .

Таблица 1

Правило манипуляции

a_i		a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8
		0	1	1	0	1	1	1	0
φ_i ОФТ	φ_n	φ_n	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi + \pi =$ $= \varphi_n$	φ_n	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi + \pi =$ $= \varphi_n$	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi$
$\varphi_i - \varphi_{i-1}$ ОФТ		0	π	$-\pi$	0	π	$-\pi$	π	0
φ_i ФТ		φ_n	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi$	φ_n	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi$	φ_n
$\varphi_i - \varphi_{i-1}$ ФТ			π	0	π	π	0	0	π

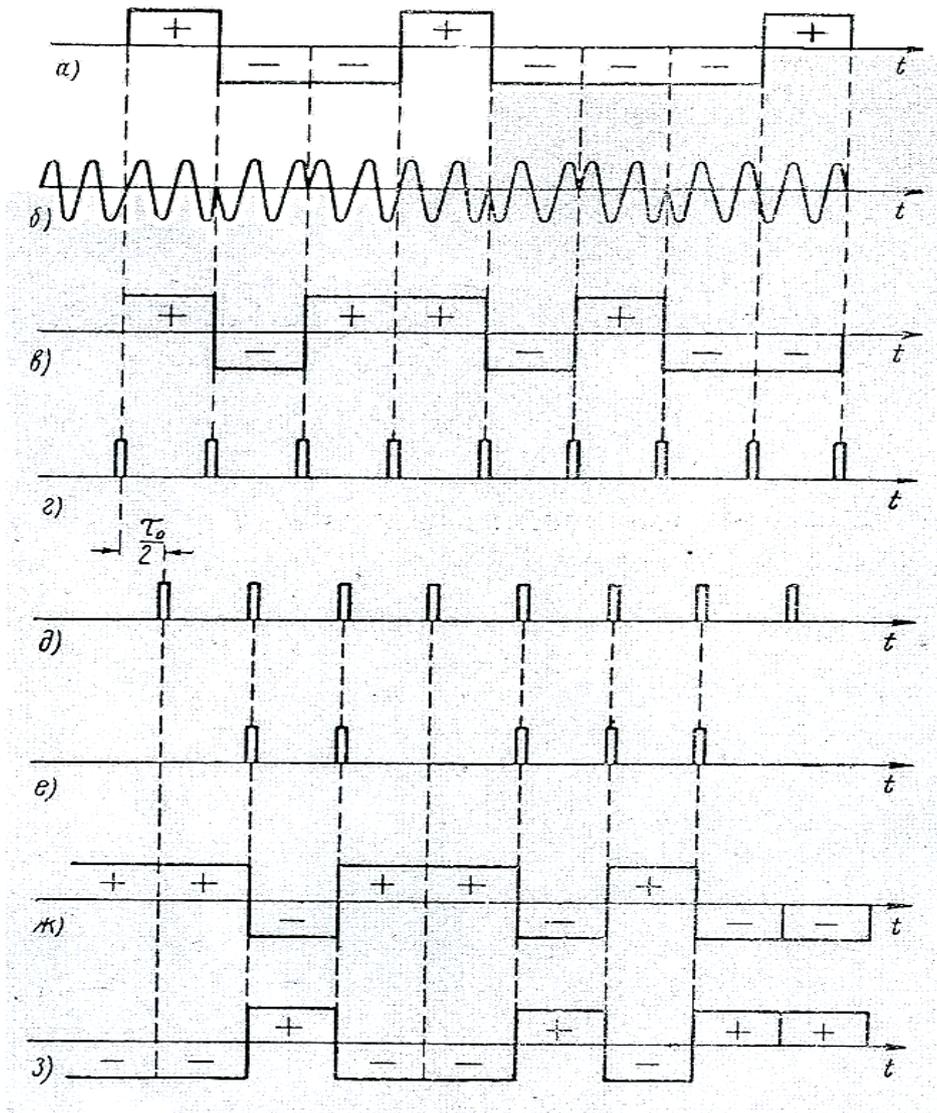


Рис. 1. Диаграмма, иллюстрирующая принцип манипуляции фазы при ОФТ:

*а, б) без перекодирования входного сигнала;
в – з) процесс перекодирования входного сигнала*

Практически удобнее произвести перекодирование входных сигналов на передаче (до их поступления на манипулятор фазы), с тем чтобы манипулятор изменял фазу несущего колебания только при изменении полярности посылок, как при ФТ. Такое перекодирование принципиально можно произвести по схеме рис. 2, а, выполняющей по существу на передаче операцию, обратную операции сравнения данной и предыдущей посылок на примере (см. рис. 3).

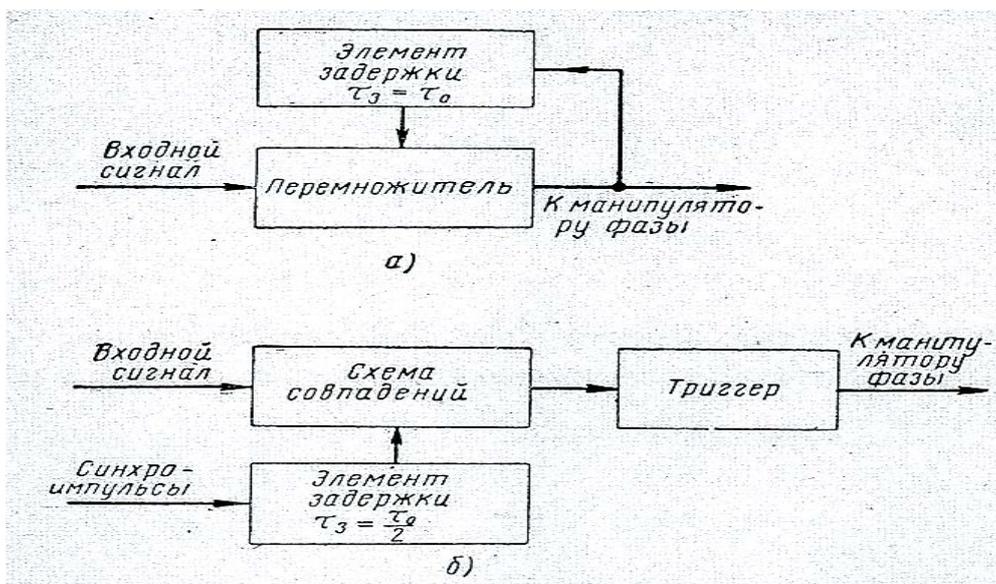


Рис. 2. Схемы перекодирования входного сигнала:
 а) без синхроимпульсов; б) с использованием синхроимпульсов

В схеме рис. 2, а время задержки элемента памяти τ_z должно быть точно равно длительности элементарной посылки. На рис. 1, в показаны посылки, перекодированные с помощью схемы рис. 2, а. Из сопоставления рис. 1, б и в следует, что в перекодированном сигнале моменты изменения полярности посылок совпадают с моментами изменения фазы сигнала ОФТ. Это значит, что применение перекодирования входного сигнала упрощает процесс манипуляции фазы.

Более просто такое перекодирование передаваемого сигнала можно произвести, если на передаче имеются так называемые тактовые или синхроимпульсы (периодическая последовательность импульсов, совпадающих с границами элементарных посылок, показанная на рис. 1, з). В этом случае схема на приеме примет вид, показанный на рис. 2, б.

Работает она следующим образом. Схема совпадений пропускает на выход только те синхроимпульсы, которые совпадают с посылками отрицательной полярности. Для нормальной работы схемы совпадений синхроимпульсы необходимо сдвинуть от границ посылок на некоторую часть элементарной посылки (на рис. 1, д этот сдвиг равен $\tau_{0/2}$). Импульсы с выхода схемы совпадений управляют триггером, формирующим перекодированный сигнал. Так как триггер имеет два равноправных устойчивых состояния, то в зависимости от предыстории (начального положения триггера) схема может формировать перекодированный сигнал в позитиве или в негативе к исходному (Рис. 1, ж и з). Так как прием сигналов ОФТ основан на сравнении посылок, то изменение полярностей всех посылок на обратные не вызывает искажения передаваемой информации.

Преимущество схемы рис. 2, б состоит в том, что элемент задержки в ней может быть простейшим (например, кipp-реле), в то время как схема рис. 2, а требует применения высокостабильного элемента задержки (фантастрон, линия задержки из элементов LC и т.д.).

В соответствии со схемами рис. 2 процесс перекодирования исходных посылок a_i в новые посылки (обозначим их a'_i) сводится к операции суммирования по модулю два каждой данной входной посылки a_i с предыдущей выходной посылкой a'_{i-1} , которая задержана на время $\tau_3 = \tau_0$.

Для перекодирования первой несущей информацию посылки a_1 в a'_1 ей, очевидно, должна предшествовать одна вспомогательная посылка a_0 во входном сигнале. В этом случае выражение (1) примет вид

$$E_c = \sum_{i=0}^n a_i(t - t_i).$$

Следовательно, выражение для a'_i определится из следующей последовательности

$$\left. \begin{aligned} a'_1 &= a_0 \oplus a_1, \\ a'_2 &= a'_1 \oplus a_2, \\ a'_3 &= a'_2 \oplus a_3 = a_0 \oplus a_1 \oplus a_2 \oplus a_3, \\ &\dots\dots\dots \\ a'_i &= a'_{i-1} \oplus a_i = a_0 \oplus a_1 \oplus a_2 \oplus \dots \oplus a_{i-1} \oplus a_i = \sum_{\substack{0 \\ \text{mod } 2}}^i a_i. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Как известно, суммирование по модулю два, обозначаемое как $x \oplus y$ или $\sum_{\substack{1 \\ \text{mod } 2}}^i x_i$, сводится к операции

y	x	
	1	0
1	0	1
0	1	0

a_i	a_{i-1}	
	-1	1
-1	1	-1
1	-1	1

Обычно входные сигналы a_i поступают в виде двухполярных посылок

$$a_i \in \{1, -1\}. \quad (13)$$

В этом случае, полагая $a_i = 1 = (-1)$ и $a_i = 0 = (1)$, приходим к адекватности двух операций – суммирования по модулю два и обычного умножения.

С учетом сказанного выражение (12) может быть записано как

$$a'_i = \prod_0^i a_i. \quad (14)$$

Табл. 2 иллюстрирует это преобразование на примере последовательности a_i , взятых из табл. 1

Таблица 2.

Преобразование последовательности a_i

a_i	a_0	a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6	a_7	a_8
	0	0	1	1	0	1	1	1	0
a'_i		0	1	0	0	1	0	1	1
φ_i	φ_n	φ_n	$\varphi_n + \pi$	φ_n	φ_n	$\varphi_n + \pi$	φ_n	$\varphi_n + \pi$	$\varphi_n + \pi$
$\varphi_i - \varphi_{i-1}$		0	π	$-\pi$	0	π	$-\pi$	π	0

Таким образом, если применить перекодирование в цепи посылок постоянного тока согласно (12) или (14) по одной из схем рис. 2, то функция непосредственно манипулятора фазы при ОФТ будет аналогична функции при ФТ: *изменять фазу несущего колебания на 180° при каждом изменении полярности поступающих на него манипулирующих посылок.*

Аналитическое выражение (11) сигнала ОФТ с учетом перекодирования входного сигнала в соответствии с (14) примет вид

$$\begin{aligned}
 e_c &= \sum_{i=0}^n b_i(t-t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos \left[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + l\pi + \pi \sum_1^i a'_i \right] = \\
 &= \sum_{i=0}^n U_c \cos \left[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + l\pi + \pi \sum_1^i \sum_{\substack{0 \\ \text{mod } 2}}^i a_i \right].
 \end{aligned} \quad (15)$$

При

$$a_i \in \{1, -1\}$$

получаем

$$e_c = \sum_{i=0}^n U_c \cos \left[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + l\pi + \pi \sum_1^i \prod_0^i a_i \right]. \quad (16)$$

Перейдем к вопросам приема сигналов ОФТ.

Вначале рассмотрим метод приема сигналов ОФТ, когда производится непосредственное сравнение фаз посылок на несущих или промежуточных частотах. Этот метод приема сигналов ОФТ получил в литературе название «сравнение фаз». Прием по способу сравнения фаз сводится к совмещению во времени i -й и $(i-1)$ -й недетектированных посылок при помощи элемента памяти и последующему сравнению фаз этих посылок в фазовом детекторе. Блок-схема устройства, выполняющего эти операции, приведена на рис. 3, где $\tau_3 = \tau_0$. В качестве элемента памяти здесь можно использовать устройства, хранящие фазу несущего колебания воздействующей посылки – искусственную длинную линию, блок с магнитной записью, колебательный контур и т.д.

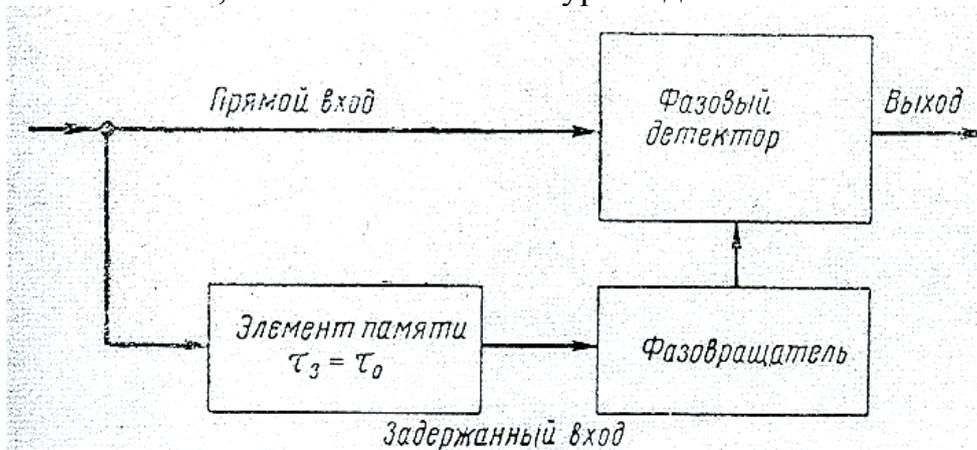


Рис. 3. Блок-схема детектора сигналов ОФТ по способу сравнения фаз

Если по прямому входу на фазовый детектор поступает i -я посылка

$$b_i(t - t_i) = U_c \cos[\omega_c(t - t_i)] + \varphi_c + l\pi + \varphi_i, \quad (17)$$

то по задержанному входу фазового детектора поступает $(i-1)$ -я посылка, задержанная на τ_3 :

$$b_{i-1}(t - t_{i-1} - \tau_3) = U_c \cos[\omega_c(t - t_{i-1} - \tau_3) + \varphi_c + l\pi + \varphi_{i-1}]$$

В фазовом детекторе осуществляется операция, сводящаяся к перемножению i -й и $(i-1)$ -й посылок и усреднению (фильтрации) произведения

$$e_{\text{ФД}} = \overline{kb_i(t - t_i)b_{i-1}(t - t_{i-1} - \tau_3)} = \overline{kU_0 \cos[\omega_0(t - t_i) + l\pi + \varphi_i]} \times \overline{U_0 \cos[\omega_0(t - t_{i-1} - \tau_3) + l\pi + \varphi_{i-1}]}, \quad (18)$$

где k – постоянный коэффициент.

При

$$\tau_3 = \tau_0 \text{ и } \tau_0 = k_1 t_0,$$

где $t_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$ - период несущего колебания.

$$k_1 - \text{целое число,}$$

получаем

$$e_{\phi_d} = k \frac{U_0^2}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i-1}) + \frac{U_0^2}{2} k \cos[2\omega_0(t - t_i) + \varphi_i + \varphi_{i-1}]. \quad (19)$$

Если при приеме по способу сравнения фаз длительность посылки τ_0 не кратна периоду несущего колебания, т.е.

$$\tau_0 \neq k_1 t_0, \quad (20)$$

то соотношение фаз i -й и $(i-1)$ -й посылок не примет точно значений 0 и 180° , а будет отличаться от этих значений на фиксированный угол

$$\varphi_{i(i-1)} = 2\pi\{\tau_0 f_0 - [\tau_0 t_0]\}, \quad (21)$$

где $[\tau_0 f_0]$ – целое число периодов, содержащихся в посылке.

Для устранения этого сдвига служит фазовращатель в схеме рис. 3, устанавливаемый в соответствии с выражением (21). Этим же фазовращателем устраняется различие фазовых характеристик по прямому и задержанному входам фазового детектора.

Фильтрация на выходе перемножающего элемента фазового детектора исключает второй член в выражении (19), и окончательно находим

$$E_{\phi_d} = k \frac{U_0^2}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i-1}). \quad (22)$$

Если

$$(\varphi_i - \varphi_{i-1}) = 0^\circ,$$

то

$$E_{\phi_d} = +k \frac{U_0^2}{2} = +C,$$

а при

$$(\varphi_i - \varphi_{i-1}) = 180^\circ$$

$$E_{\phi_d} = -k \frac{U_0^2}{2} = -C,$$

что соответствует исходным сигналам, если использовать принятое условие соответствия посылок двоичным знакам

$$+ C \leftarrow \rightarrow 0,$$

$$- C \leftarrow \rightarrow 1.$$

Таким образом, производя последовательное перемножение и усреднение посылок b_i и b_{i-1} , получаем на выходе фазового детектора исходный сигнал

$$\sum_{i=0}^n \overline{b_i(t-t_i)b_{i-1}(t-t_{i-1}-\tau_3)} = \sum_{i=1}^n a_i = E_c. \quad (23)$$

Этот же результат можно получить иным путем, доказав, что операции преобразования на передаче и на приеме при методе «сравнения фаз» являются обратными. Схема, выполняющая эти операции, представлена на рис. 4.

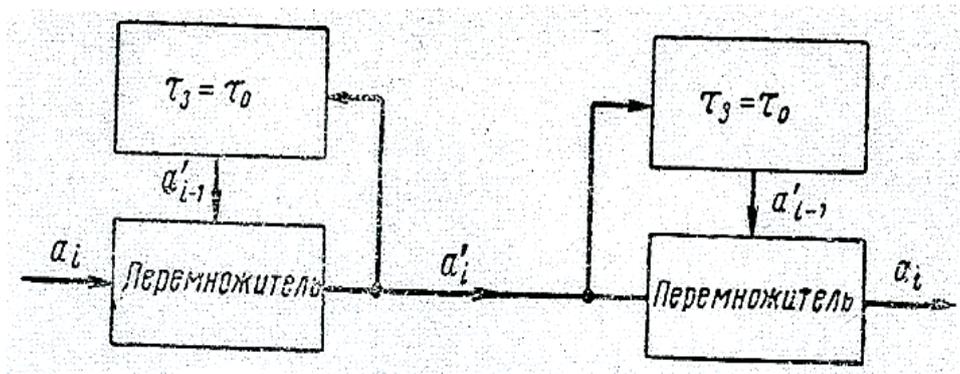


Рис. 4. Схема взаимобратных преобразований сигнала ОФТ на передаче и на приеме

Как было показано выше [формула (14)], левая часть схемы рис. 4 выполняет операции:

$$a'_i = \prod_0^i a_i, \quad a'_{i-1} = \prod_0^{i-1} a_{i-1},$$

следовательно, правая часть этой схемы вычисляет

$$a'_i \times a'_{i-1} = \left(\prod_0^i a_i \right) \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right) = \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right)^2 a_i = a_i, \quad (24)$$

так как

$$a_i \in \{-1, 1\}. \quad (25)$$

Следовательно, схема рис. 4 производит преобразование типа

$$a_i \rightarrow a'_i \rightarrow a'_i a'_{i-1} \rightarrow a_i \quad (26)$$

или, выражая a'_l через a_i , получаем

$$a'_i \rightarrow \prod_0^i a_i \rightarrow \left(\prod_0^i a_i \right) \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right) \rightarrow a_i. \quad (27)$$

Из выражений (23) и (27) непосредственно следует принципиальное исключение при ОФТ явления «обратной работы», имевшее место при ФТ.

В самом деле, при приеме символа a_i , которому соответствует в линии связи символ b_i , опорным напряжением служит символ b_{i-1} , который хранится на приеме в элементе памяти до прихода b_i , а так как фазы несущих колебаний b_i и b_{i-1} однозначно определены на передаче передаваемым символом a_i

$$\begin{aligned} \varphi_i - \varphi_{i-1} &= 180^\circ \text{ при } a_i = +1, \\ \varphi_i - \varphi_{i-1} &= 0^\circ \text{ при } a_i = -1, \end{aligned}$$

то этим принципиально исключается явление «обратной работы».

Неопределенность фазы на передаче, связанная с начальной фазой

$$\varphi_n = \varphi_c + l\pi,$$

где

$$l \in \{0, 1\},$$

не нарушает этой однозначности, так как случайное значение начальной фазы ($l=1$ или $l=0$) остается неизменным для всех посылок данного цикла передачи от b_1 до b_n .

Наиболее важным свойством сигналов ОФТ, отличающим этот способ от известных, является инвариантность (независимость) заключенной в них информации, определяемой соотношением фаз посылок b_i и b_{i-1} , от фазовых сдвигов, вносимых линией связи и аппаратурой канала связи, постоянных или медленно меняющихся на отрезке, равном $2\tau_0$. Покажем это.

Пусть в канал связи внесен фазовый сдвиг на величину φ_k (например, при преобразовании частоты в приемнике), тогда по формуле (18) получаем:

$$\begin{aligned} e_{\text{ФД}} &= kb_1(t-t_i)b_{i-1}(t-t_{i-1}-\tau_3) = kU_0 \cos[\omega_0(t-t_i) + l\pi + \varphi_i + \varphi_k] \times \\ &\times U_0 \cos[\omega_0(t-t_{i-1}) + l\pi + \varphi_{i-1} + \varphi_k] = k \frac{U_0^2}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i-1}) + \frac{kU_0^2}{2} \cos[2\omega_0(t-t_i) - \\ &- \omega_0\tau_3 + \varphi_i + \varphi_{i-1} + 2\varphi_k]. \end{aligned}$$

После фильтрации на выходе перемножителя, исключаяющей колебания с частотой $2\omega_0$, получаем выражение, совпадающее с формулой (22), полученное для случая отсутствия фазовых сдвигов в канале

$$E_{\text{ФД}} = k \frac{U_0^2}{2} \cos(\varphi_i - \varphi_{i-1}).$$

Эта способность позволяет, в частности, производить как на передаче, так и на приеме гетеродинирование сигналов ОФТ без искажения передаваемой информации.

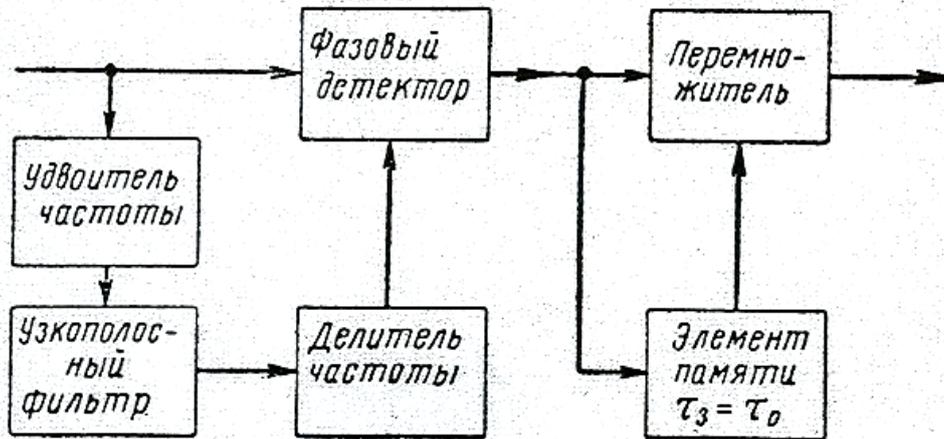


Рис. 5. Блок-схема детектора сигналов ОФТ по способу *сравнения полярностей* при формировании опорного напряжения по схеме А.А. Пистолькорса

Принципиально имеется и другая возможность приема сигналов ОФТ по методу сравнения: сначала произвести тем или иным способом детектирование посылок, а затем осуществить сравнение i -й и $(i-1)$ -й посылок в тракте после детектора. При этом важно при детектировании посылок не вводить сравнение принимаемого случайного сигнала с фиксированными в приемнике величинами (амплитудным порогом, средней частотой дискриминатора, фазой опорного напряжения), чтобы не потерять основного свойства передачи по методу сравнения. В случае ОФТ это легко осуществить, формируя с помощью одной из схем опорное напряжение, необходимое для детектирования, из принимаемого сигнала. При этом фаза опорного напряжения «следит» за фазой принимаемого сигнала, т.е. повторяет ее флюктуации, и принцип относительного приема сигналов не нарушается. Такой метод приема сигналов ОФТ получил в литературе название «*сравнение полярностей*».

При приеме сигналов ОФТ по способу сравнения полярностей используется одна из известных фазо-чувствительных схем (А.А.Пистолькорса, Д.В. Агеева и др.), на выходе которой включается устройство, осуществляющее сравнение i -й и $(i-1)$ -й детектированных посылок. Здесь элемент памяти может быть более простым, так как запоминаются только полярности детектированных посылок, и выполнен на основе одной из спусковых схем (кипп-реле, фантастрон и др).

Один из вариантов детекторного устройства для приема сигналов ОФТ по способу сравнения полярностей приведен на рис. 5. Здесь фазо-

чувствительным элементом служит схема А.А. Пистолькорса, в которой цепь удвоитель частоты – узкополосный фильтр – делитель частоты формирует синхронное напряжение из принимаемого сигнала, устраняя манипуляцию фазы и фильтруя помехи.

Так, при действии на вход схемы рис. 5 сигнала ОФТ

$$e_c = \sum_{i=0}^n b_i(t-t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + l\pi + \varphi_i]$$

после удвоителя получим

$$e_{\text{УДВ}} = \sum_{i=0}^n U_c \cos[2\omega_c(t-t_i) + 2\varphi_c + 2l\pi + 2\varphi_i]. \quad (28)$$

С учетом (16) получаем

$$e_{\text{УДВ}} = \sum_{i=0}^n U_c \cos\left[2\omega_c(t-t_i) + 2\varphi_c + 2l\pi + 2\pi \sum_1^i \prod_0^i a_i\right], \quad (29)$$

но так как

$$\sum_1^i \prod_0^i a_i \in \{1, 0\}$$

или

$$\sum_1^i \prod_0^i a_i \in \{1, -1\}$$

и

$$l \in \{1, 0\},$$

то

$$e_{\text{УДВ}} = \sum_{i=0}^n U_c \cos[2\omega_c(t-t_i) + 2\varphi_c], \quad (30)$$

т.е. манипуляция фазы в сигнале ОФТ устранена.

Операция деления частоты на два носит неопределенность фазы второго порядка. Сигнал на выходе делителя частоты примет вид

$$e_{\text{ДЕЛ}} = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + l_1\pi], \quad (31)$$

где

$$l_1 \in \{0, 1\}.$$

Элементарная посылка $c_i(t-t_i)$ на выходе ФД запишется так

$$c_i(t-t_i) = \overline{b_i(t-t_i)e_{\text{ДЕЛ}}}. \quad (32)$$

Найдем посылку $c'_i(t - t_i)$ на выходе перемножительного элемента ФД:

$$\begin{aligned} e'_i(t - t_i) &= kU_c \cos[\omega_c(t - t_i) + \varphi_c + l\pi + \varphi_i] U_c \cos[\omega_0(t - t_i) + \varphi_c + l_1\pi] = \\ &= k \frac{U_c^2}{2} \cos(\varphi_i + l\pi - l_1\pi) + k \frac{U_c^2}{2} \cos[2\omega_c(t - t_i) + \varphi_c + l\pi + \varphi_i - \varphi_c - l_1\pi]. \end{aligned} \quad (33)$$

После усреднения

$$e_i(t - t_i) = k \frac{U_c^2}{2} \cos[\varphi_i + l\pi - l_1\pi] = k \frac{U_c^2}{2} \cos[\varphi_i + \pi(l - l_1)], \quad (34)$$

так как

$$l \in \{1, 0\} \text{ и } l_1 \in \{0, 1\},$$

то

$$(l - l_1) \in \{1, -1, 0\}.$$

В нашем случае, с учетом множителя перед скобкой $(l - l_1)$, находим

$$c_i(t - t_i) = c_i = k \frac{U_c^2}{2} \cos[\varphi_i + l\pi], \quad (35)$$

где член

$$l \in \{1, 0\}$$

обуславливает неопределенность фазы опорного напряжения.

Операция сравнения полярностей на выходе фазового детектора схемы рис. 5 запишется как

$$c_i \times c_{i-1} = \left(\frac{kU_c^2}{2} \right)^2 \cos[\varphi_i + l\pi] \cos[\varphi_{i-1} + l\pi]. \quad (36)$$

Так как

$$\varphi_i = \pi \prod_0^i a_i, \quad \varphi_{i-1} = \pi \prod_0^{i-1} a_{i-1},$$

то

$$c_i \times c_{i-1} = A \cos \left[\pi \prod_0^i a_i + l\pi \right] \cos \left[\pi \prod_0^{i-1} a_{i-1} + l\pi \right],$$

где A – постоянный коэффициент.

Далее,

$$\cos \left[\pi \prod_0^i a_i + l\pi \right] = \left(\cos \pi \prod_0^i a_i \right) \cos l\pi, \quad (37)$$

так как

$$l \in \{1, 0\}$$

и

$$\sin l\pi = 0.$$

Аналогично

$$\cos \left[\pi \prod_0^{i-1} a_{i-1} + l\pi \right] = \left(\cos \pi \prod_0^{i-1} a_{i-1} \right) \cos l\pi, \quad (38)$$

отсюда

$$c_i \times c_{i-1} = A \cos^2 l\pi \left(\cos \pi \prod_0^i a_i \right) \left(\cos \pi \prod_0^{i-1} a_{i-1} \right). \quad (39)$$

При принятом выше условии соответствия для двухполярных сигналов

$$a_i = 0 \leftarrow \rightarrow (+A)$$

$$a_i = 1 \leftarrow \rightarrow (-A)$$

находим

$$\left. \begin{aligned} \cos \pi \prod_0^i a_i &= \prod_1^i a_i, \\ \cos \pi \prod_0^{i-1} a_{i-1} &= \prod_1^{i-1} a_{i-1}, \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

откуда

$$c_i \times c_{i-1} = A \left(\prod_0^i a_i \right) \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right), \quad (41)$$

так как

$$\cos^2 l\pi = 1.$$

Наконец,

$$c_i \times c_{i-1} = A \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right) a_i \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right) = A \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1} \right)^2 a_i = A \left(\prod_0^{i-1} a_{i-1}^2 \right) a_i = A a_i. \quad (42)$$

Нормируя произведение, получаем

$$\frac{c_i \times c_{i-1}}{A} = a_i. \quad (43)$$

что и требовалось доказать.

Таким образом, при передаче сигналов ОФТ и приеме их по способу сравнения полярностей имеет место преобразование

$$a_i \rightarrow a_1^i \rightarrow b_i \rightarrow c_i \rightarrow a_i. \quad (44)$$

При этом в зависимости от фазы опорного напряжения (обозначение $\overline{a_i}$ означает инверсию, если $a_i = 1$, то $\overline{a_i} = 0$ при $a_i = 0$, то $\overline{a_i} = 1$)

$$c_i \in \{a_i^l, \overline{a_i^l}\}.$$

В формуле (39) имеется член

$$\cos l\pi \cos l\pi = \cos^2 l\pi = 1. \quad (45)$$

Это равенство справедливо, пока на интервале i -й и $(i-1)$ -й посылок $l = \text{const}$ (независимо от значения l). Но ведь $l \in \{0, 1\}$, следовательно, если произойдет изменение значения l в процессе передачи символов, то равенство (42) нарушится на некоторый отрезок времени. Это может произойти при скачке фазы напряжения в цепи образования опорного напряжения из-за действия помех, перерыва в связи, нарушения режима работы схем или флюктуации сигнала в линии связи. Следствием явится ошибочное воспроизведение принимаемого символа, т.е.

$$c_i \times c_{i-1} \neq a_i. \quad (46)$$

Характерно, что возникающие при этом ошибки носят *локальный характер* и охватывают только один или два символа, непосредственно следующие за скачком. Это принципиально отличает ОФТ от ФТ, где скачок фазы опорного напряжения вызывает *изменение полярностей всех посылок до следующего скачка фазы*.

Число поражаемых посылок (из-за скачка фазы) зависит от того, в какой момент произошел скачок по отношению к границам элементарной посылки. Если скачок произошел точно на границе двух посылок (b_{i-1}) и (b_i), то будет искажена только (b_i)-я посылка. Если скачок произошел в средней части посылки (b_{i-1}), то могут быть ошибочно приняты (b_{i-1})-я и (b_i)-я посылки.

Рис. 6 иллюстрирует процесс приема сигналов ОФТ по методу сравнения полярностей (см. схему рис. 5). На рис. 6, *а* и *б* показаны передаваемое сообщение в виде произвольно взятой комбинации и соответствующий ей сигнал ОФТ на входе фазового детектора (поступающий из линии связи). На рис. 6, *в* показано синхронное напряжение, получаемое путем удвоения и деления частоты входного сигнала, в котором под действием помех или других факторов происходят скачки фазы на 180° в моменты t_1 и t_2 . На рис. 6, *г* и *д* даны посылки на выходе фазового детектора и те же посылки на выходе элемента памяти, повторяемые со сдвигом на одну элементарную посылку. Принятое сообщение, получаемое путем перемножения посылок, изображенных на рис. 6 *г* и *д*, показано на рис. 6, *е*. Скачок фазы в момент t_1 происходит

вблизи начала второй элементарной посылки. Если выходное регистрирующее устройство работает методом проб в средней части посылок или осуществляет интегральный прием, то, как следует из рис. 6, е, этот скачок вызовет искажение только одной (второй) посылки. Скачок фазы в момент t_2 происходит в наиболее опасной средней части посылки и, как следует из 3.6, е, может вызвать искажение двух посылок (шестой и седьмой) при их регистрации.

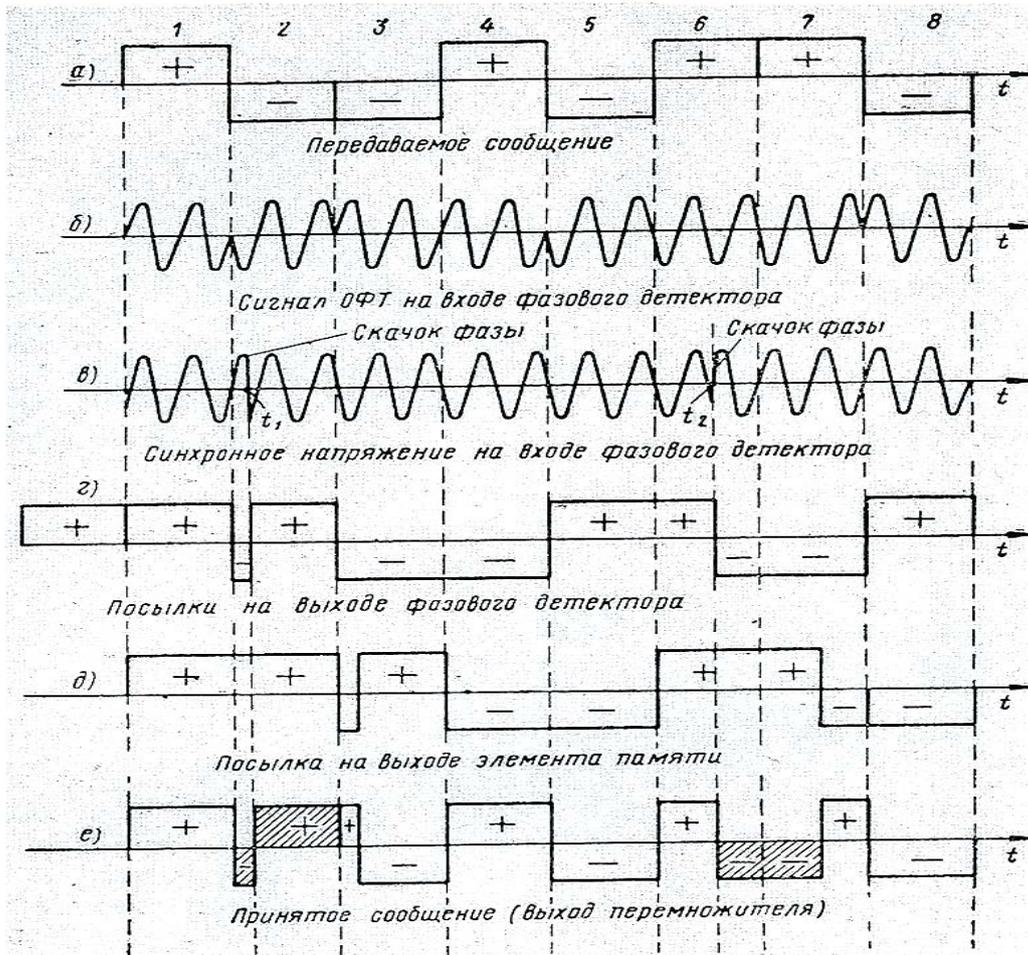


Рис. 6. Диаграмма, иллюстрирующая процесс приема сигналов ОФТ по способу сравнения полярностей

Вероятность скачков фазы опорного напряжения ρ под действием помех зависит от полосы пропускания ΔF в тракте опорного напряжения. При $\Delta F \rightarrow 0$, очевидно, $\rho \rightarrow 0$. При ОФТ доля или удельный вес ошибок на выходе ФД за счет скачков фазы опорного напряжения уменьшается с уменьшением соотношения $\Delta f/\Delta F$ (Δf – полоса пропускания на входе ФД).

Если можно выполнить условие

$$\frac{\Delta f}{\Delta F} \geq 8 \div 10, \quad (47)$$

то практически можно пренебречь ошибками за счет скачков фазы опорного напряжения и наличием помех в тракте опорного напряжения.

Как уже отмечалось, при приеме по способу сравнения полярностей и наличии ошибок в сравниваемых последовательностях посылок имеет место так называемое «размножение ошибок». Рассмотрим это явление, следуя Н.П. Боброву.

При значительном превышении шума над сигналом

$$P_{c_i} \rightarrow 0,5 \quad \text{и} \quad q_{c_i} \rightarrow 0,5,$$

тогда

$$P_{a_i} \approx 2(0,5 \cdot 0,5) = 0,5, \quad (48)$$

т.е.

$$\frac{P_{a_i}}{P_{c_i}} \approx 1. \quad (49)$$

Из (46) и (49) следует, что при любом отношении сигнал/шум коэффициент трансформации числа ошибок лежит в пределах

$$1 \leq \frac{P_{a_i}}{P_{c_i}} \leq 2. \quad (50)$$

Таким образом, применение метода сравнения полярностей посылок при приеме сигналов ОФТ может давать увеличение числа ошибок до двух раз. Это не дает заметного снижения помехоустойчивости по сравнению со случаем классической ФТ.

В ряде случаев требуется знать не только общее количество ошибок на выходе канала ОФТ, но и их распределение. Такие сведения необходимы, например, при выборе типа корректирующего кода и при оценке его эффективности.

Исследование этого процесса показано в следующем.

При приеме по способу сравнения полярностей вероятность возникновения на выходе перемножителя двойной ошибки определится как

$$P_{2a_i} = P_{c_i} (1 - P_{c_i})^2 \quad (51)$$

и одиночной ошибки

$$P_{1a_i} = P_{c_i}^2 (1 - P_{c_i}), \quad (52)$$

где P_{c_i} - вероятность ошибки на входе перемножителя.

При $P_{c_i} \ll 1$ из выражений (51) и (52) получаем

$$\frac{P_{1a_i}}{P_{2a_i}} \approx P_{c_i} \ll 1. \quad (53)$$

Это значит, что изолированные ошибки встречаются очень редко. Подавляющая часть ошибок происходит парами. Чем лучше качество канала, тем меньшая доля ошибок приходится на изолированные. Можно показать, что вероятность тройных ошибок в этих условиях ничтожна мала, ее величина порядка $P_{c_i}^3$.

Распространено мнение, что при приеме методом сравнения фаз, поскольку тут также каждая посылка используется дважды при детектировании, ошибки в подавляющем большинстве случаев возникают парами.

Исследование характера законов распределения ошибок для случая незамирающего сигнала и при медленных замираниях по закону Рэлея показало, что в этом случае тенденция к спариванию ошибок выражена значительно слабее. Из расчетов следует, что при хорошем качестве канала изолированные ошибки на выходе фазового детектора составляют от $\frac{1}{3}$ до $\frac{2}{3}$ от общего числа ошибок.

Таким образом, тенденция к спариванию ошибок в каналах ОФТ делает неэффективным применение кодов, исправляющих только одиночные ошибки в кодовых комбинациях. Здесь целесообразно применять коды, исправляющие как одиночные, так и двойные смежные ошибки. Примером такого кода является код Абрамсона. Можно также применить цепной (рекуррентный) код с шагом, равным двум или большим. Кроме того, при приеме по методу сравнения полярностей, по-видимому, имеется возможность производить коррекцию одиночных ошибок до поступления посылок на вход перемножителя (Рис. 7), если будет найден способ коррекции ошибок, нечувствительный к инверсии, т.е. к изменению полярностей всех посылок на обратные. В этом случае можно было бы применять любой код, корректирующий одиночные ошибки. Его эффективность была бы та же, что и в обычном канале.

В рассмотренной выше схеме приема по методу сравнения полярностей (см. рис. 5) восстановление исходного сигнала осуществляется путем задержки $(i - 1)$ -й посылки на $\tau_3 = \tau_0$ и перемножения ее с i -й посылкой. В случае наличия на приемном конце синхрои импульсов, т.е. импульсов, интервал между которыми равен длительности элементарной посылки τ_0 , можно предложить более простую

схему, в которой отсутствует перемножитель, а запоминание посылок осуществляет обычная триггерная схема (Рис. 8).

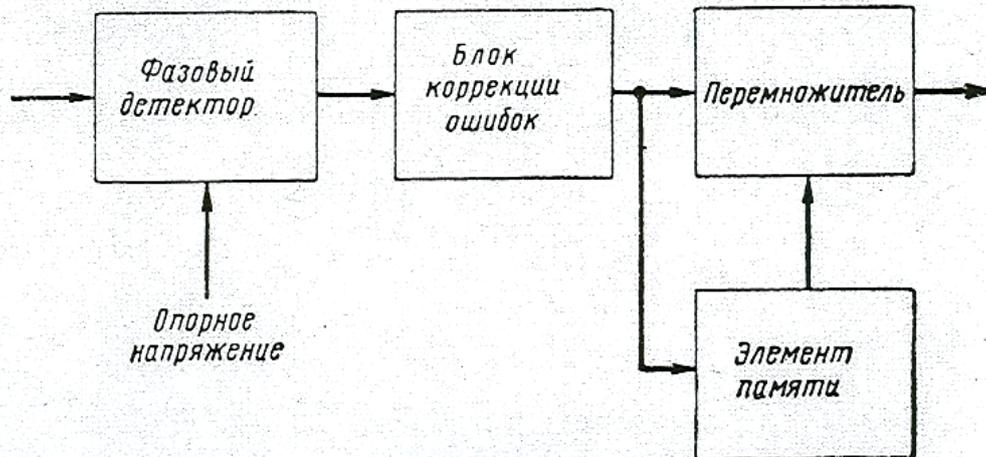


Рис. 7. Блок-схема детектора сигналов ОФТ с включением блока коррекции ошибок до перемножителя посылок

Процесс прохождения сигнала в этом случае иллюстрируется диаграммой на рис. 9.

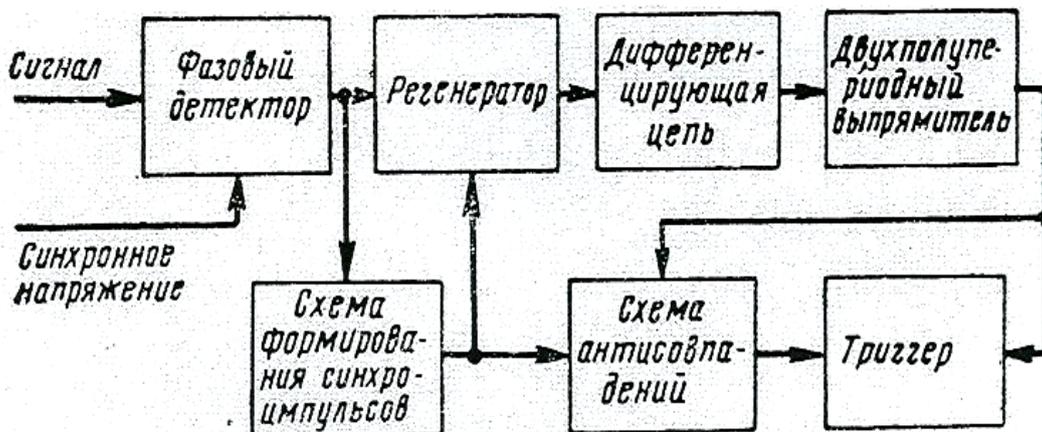


Рис. 8. Блок-схема детектора сигналов ОФТ по способу сравнения полярностей с использованием синхроимпульсов

Как следует из рис. 9, в и д, принятый искаженный сигнал регенерируется с помощью синхроимпульсов, что повышает помехоустойчивость приема. Из рис. 9, ж, з, и следует, что логическая операция, производимая схемой, сводится к формированию одной (только одной!) отрицательной посылки при каждом изменении фазы несущего колебания на входе фазового детектора на 180° . Благодаря регенерации сигнала обеспечивается точное совпадение во времени синхроимпульсов и импульсов, получаемых путем дифференцирования посылок, в схеме совпадения.

Методы создания на приеме синхроимпульсов в каналах ОФТ и ЧТ весьма сходны, и мы на них здесь специально не останавливаемся.

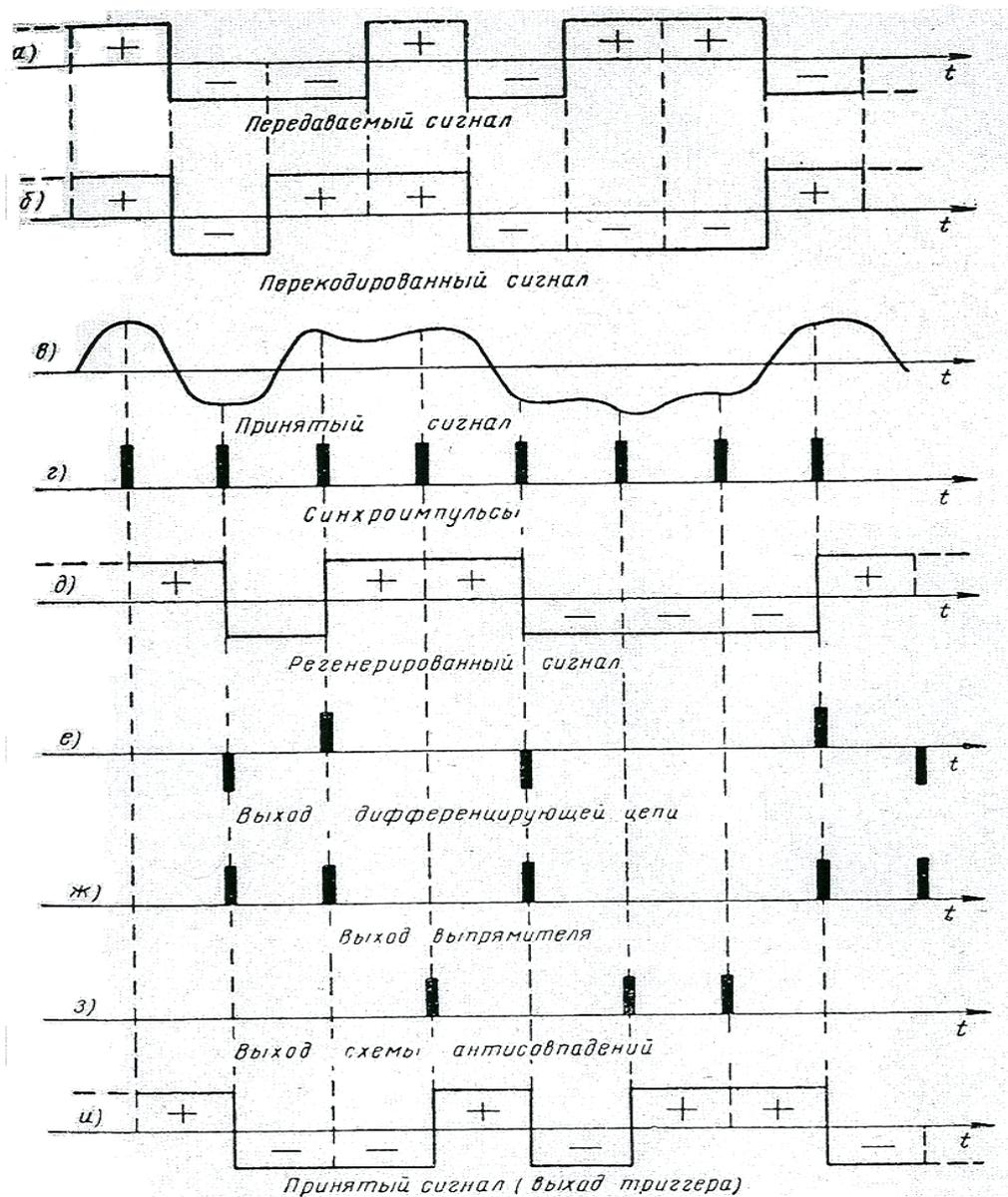


Рис. 9. Диаграмма, иллюстрирующая процесс приема сигналов ОФТ по способу сравнения полярностей с использованием синхроимпульсов

В заключение этого параграфа оценим, какая необходима стабильность несущей частоты сигнала, длительности посылки и времени задержки при приеме сигналов ОФТ методом сравнения фаз.

Если указанные величины имеют некоторую нестабильность:

$$\omega_0 + \Delta\omega_0,$$

$$\tau_0 + \Delta\tau_0,$$

$$\tau_3 + \Delta\tau_3,$$

то напряжение на выходе перемножительного элемента схемы рис. 3 запишется как

$$b_i \times b_{i-1} = A \cos[(\omega_0 + \Delta\omega_0)(t - t_i) + \varphi_i] \times \cos\{(\omega_0 + \Delta\omega_0)[t - t_{i-1} - (\tau_0 - \Delta\tau)] + \varphi_{i-1}\},$$

где $\Delta\tau = (\tau_0 + \Delta\tau_3) - (\tau_3 + \Delta\tau_3) = \Delta\tau_0 - \Delta\tau_3$,

A – постоянный коэффициент,

$$\tau_0 = \tau_3.$$

Так как скорость изменения величин ω_0 , τ_0 и τ_3 мала на отрезке τ_0 при обычных скоростях работы, то величины $\Delta\omega_0$, $\Delta\tau_0$ и $\Delta\tau_3$ можно считать постоянными на интервале усреднения за длительность посылки τ_0 .

Усредняя произведение $b_i \times b_{i-1}$ и пренебрегая величинами второго порядка малости, получаем

$$a_i = B \cos(\varphi_i - \varphi_{i-1}) \cos(\omega_0 \Delta\tau + \tau_0 \Delta\omega_0),$$

где B – постоянный коэффициент.

Из полученной формулы для ОФТ легко определить допустимую нестабильность указанных параметров, при которой напряжение на выходе перемножителя уменьшится на $1/a$.

Полагая относительные нестабильности равными

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\tau_0}{\tau_0} = \frac{\Delta\tau_3}{\tau_3},$$

получаем

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\arccos\left(1 - \frac{1}{a}\right)}{3\omega_0\tau_0}. \quad (54)$$

Эта формула соответствует наиболее неблагоприятному случаю, когда $\Delta\tau_0\Delta\tau_3 < 0$, а $\tau_0\Delta\omega_0 > 0$.

Подсчитаем допустимую нестабильность для случая

$$\tau_0 = 5 \cdot 10^{-3} \text{ сек}, \quad f_0 = 10^6 \text{ гц}, \quad a = 3, \quad (55)$$

подставляя данные (55) в (54), получим

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{\arccos\left(1 - \frac{1}{3}\right)}{3 \cdot 2\pi \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} \approx 10^{-6},$$

что практически вполне реализуемо.

При приеме по методу «сравнения полярностей» допустимая нестабильность несущей частоты определяется схемой формирования опорного напряжения из принимаемого сигнала.

Так, если в схеме А.А. Пистолькорса и Д.В. Агеева применять пассивный узкополосный фильтр, то требования к стабильности частоты возрастают, так как несущая частота должна не только находиться в полосе узкополосного фильтра, но и незначительно смещаться по фазовой характеристике этого контура (чтобы не вносить больших искажений фазы опорного напряжения). Однако если строить схемы формирования

опорного напряжения на принципе автоподстройки (схемы В.И. Сифорова, Д. Костаса) или заменить в схемах А.А.Пистолькорса и Д.В. Агеева пассивный фильтр активным со слежением за несущей частотой, то допустима меньшая стабильность несущей частоты. В частности, для КВ диапазона можно получить устойчивую работу при

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} \leq 10^{-4} - 10^{-5}.$$

При больших нестабильностях частоты наилучшие результаты дают схемы с автоподстройкой при различных постоянных времени в режиме поиска и слежения.

1.2. Многократная относительная фазовая телеграфия

В общем случае многократная ОФТ аналогично многократной ФТ позволяет передавать на одной несущей частоте либо одно дискретное сообщение с основанием кода $k > 2$, либо одновременно передавать N двоичных сообщений.

В первом случае разность фаз посылок должна принимать k различных значений

$$(\varphi_i - \varphi_{i-1}) \in \{\Delta\varphi_0, \Delta\varphi_1, \dots, \Delta\varphi_i, \dots, \Delta\varphi_{k-1}\}, \quad (56)$$

а во втором случае 2^N различных значений

$$(\varphi_i - \varphi_{i-1}) \in \{\Delta\varphi_0, \Delta\varphi_1, \dots, \Delta\varphi_i, \dots, \Delta\varphi_{2^N-1}\}. \quad (57)$$

Обычно значения разности фаз соседних посылок $\Delta\varphi_i$ выбирают кратными минимальному углу манипуляции (отличному от нуля), т.е. в первом случае

$$\Delta\varphi_i = i \frac{2\pi}{k}, \quad (58)$$

где

$$i \in \{0, 1, 2, \dots, (k-1)\},$$

а во втором

$$\Delta\varphi_i = i \frac{2\pi}{2^N}, \quad (59)$$

где

$$i \in \{0, 1, 2, \dots, (2^N - 1)\}.$$

Тогда минимальный угол манипуляции получаем при $i = 1$:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_1 &= \frac{2\pi}{k} \\ \Delta\varphi_1 &= \frac{2\pi}{2^N} \end{aligned} \right\} \quad (60)$$

Следует заметить, что оба случая не имеют принципиальных различий, так как второй является частным случаем первого, если k придавать только определенные четные значения

$$k = 2^N.$$

Поэтому далее, если нет специальной оговорки, мы будем иметь в виду первый более общий случай.

Для осуществления манипуляции фазы в соответствии с формулами (56) и (60) манипулятор фазы на передаче должен иметь k различных состояний. Если не принято специальных мер, то в начальный момент манипулятор может находиться в одном из k состояний. С учетом сказанного сигнал на выходе манипулятора фазы запишется как

$$\begin{aligned} e_c &= \sum_{i=0}^n b_i(t-t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + k_1\Delta\varphi_1 + \varphi_i] = \\ &= \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t-t_i) + k_1\Delta\varphi_1 + k_2\Delta\varphi_1], \end{aligned} \quad (61)$$

где

$$k_1 \in \{0, 1, 2, \dots, (k-1)\},$$

$$k_2 \in \{0, 1, 2, \dots, (k-1)\},$$

k_1 и k_2 – независимые случайные величины (k_1 остается неизменным на протяжении всего сеанса связи).

При основании кода $k = 2$ из формулы (61) получаем сигнал однократной ОФТ, рассмотренный выше.

Случай $k > 2$ получил название многократной или многопозиционной ОФТ. Так, при $k = 3$ имеет место троичный сигнал ОФТ, при $k = 4$ – четверичный и т.д. При переводе соответственно на число двоичных каналов получаем:

при $k = 2$ – однократную ОФТ,

при $k = 4$ – двукратную ОФТ,

при $k = 8$ – трехкратную ОФТ и т.д.

В качестве примера многократной ОФТ рассмотрим более подробно случай двукратного уплотнения.

В отличие от однократной ОФТ случай двукратной относительной фазовой телеграфии для краткости будем обозначать ДОФТ.

Как уже отмечалось, передача двух двоичных сигналов эквивалентна передаче одного четверичного сигнала. Последний удобно представить так называемым пространственным кодом как сумму четырех бинарных

сигналов, из которых в течение каждой элементарной посылки только один равен 1, а все остальные равны 0.

Например, для четверичного сигнала A , набираемого из элементов 0, 1, 2, 3, возможно такое представление с помощью двоичных сигналов a_1, a_2, a_3, a_4 :

A	0	1	2	3	4	5	6
a_1	1	0	0	1	1	0	0
a_2	0	1	0	0	0	0	1
a_3	0	0	0	0	0	1	0
a_4	0	0	1	0	0	0	0

Возможно несколько вариантов преобразования двух двоичных сигналов в четверичный и выбора значений разностей фаз в выражении (57).

Таблица 3

Преобразование двух двоичных сигналов в четверичный

a_1	a_2	Вариант первый		Вариант второй	
		A	$\Delta\varphi_i$	A	$\Delta\varphi_i$
0	0	0	0 (0°)	0	$\frac{\pi}{4}$ (45°)
0	1	1	$\frac{\pi}{2}$ (90°)	1	$\frac{3\pi}{4}$ (135°)
1	0	2	π (180°)	3	$\frac{5\pi}{4}$ (225°)
1	1	3	$\frac{3\pi}{2}$ (270°)	2	$\frac{7\pi}{4}$ (315°)

Более подробно вопросы преобразования двоичных сигналов в многопозиционные освещены в работе Н.П. Боброва.

Сигнал на выходе манипулятора можно, очевидно, записать в этом случае как

$$e_c = \sum_{i=0}^n b_i(t-t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \varphi_i],$$

где

$$k_1 \in \{0, 1, 2, 3\}.$$

Коэффициент k_1 связан с начальным положением манипулятора фазы.

Так как

$$\Delta\varphi_i = k_2 \frac{\pi}{2},$$

где

$$k_2 \in \{0, 1, 2, 3\},$$

для первого варианта табл. 3, то

$$e_c = \sum_{i=0}^n b_i(t-t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + k_2 \frac{\pi}{2}],$$

при этом k_1 и k_2 – независимые случайные величины.

Один из вариантов построения схемы, осуществляющей как преобразование двух двоичных сигналов в четверичный, так и манипуляцию фазы несущего колебания f_0 этим сигналом, показан на рис. 10. Как следует из схемы, входные сигналы вначале преобразуются в относительный код путем суммирования по mod 2 соседних посылок, затем преобразуются в четверичный, представляемый четырьмя двоичными сигналами. Эти двоичные сигналы управляют четырьмя манипуляторами фазы.

Прием сигналов двукратной ОФТ также можно вести по схеме сравнения фаз и сравнения полярностей.

Рассмотрим первый из них.

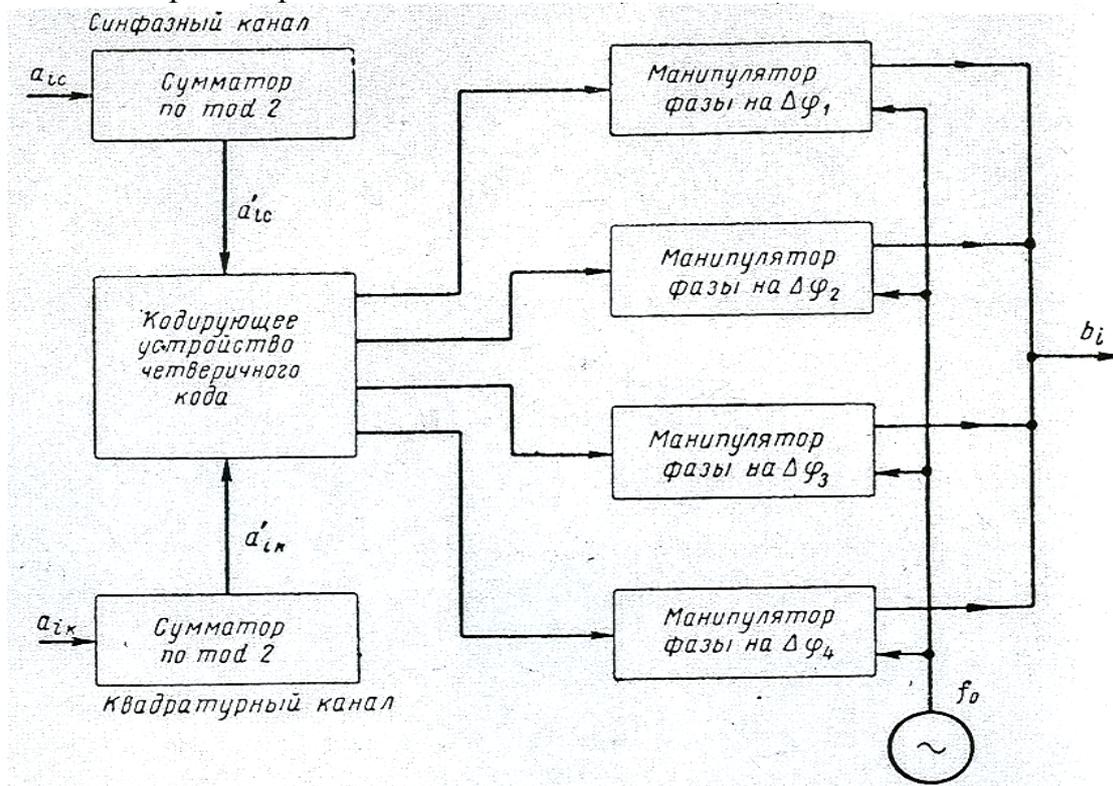


Рис. 10. Блок-схема манипулятора фазы для формирования сигналов двукратной ОФТ

Отличие схемы приема двукратной ОФТ от однократной состоит в том, что для приема i -й посылки из задержанной $(i-1)$ -й посылки надо образовать не одно, а два опорных напряжения, сдвинутых на 90° , которые должны быть определенным образом сфазированы с проходящими посылками.

На рис. 11 представлена блок-схема детектирующего устройства двукратной ОФТ. Наличие фазовращателей обеспечивает расположение вектора i -й посылки и двух векторов опорных напряжений ($U_{ос}$ и $U_{ок}$), образованных из $(i - 1)$ -й посылки в соответствии с рис. 12.

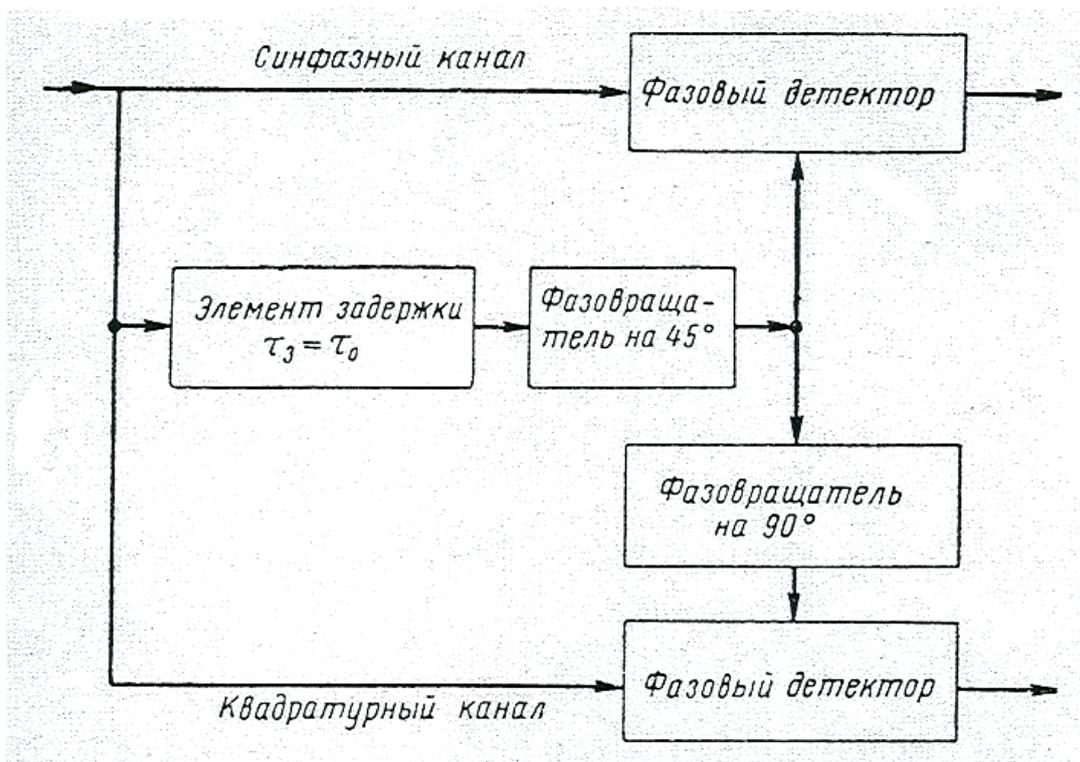


Рис. 11. Блок-схема детектора сигналов двукратной ОФТ при приеме по способу сравнения фаз

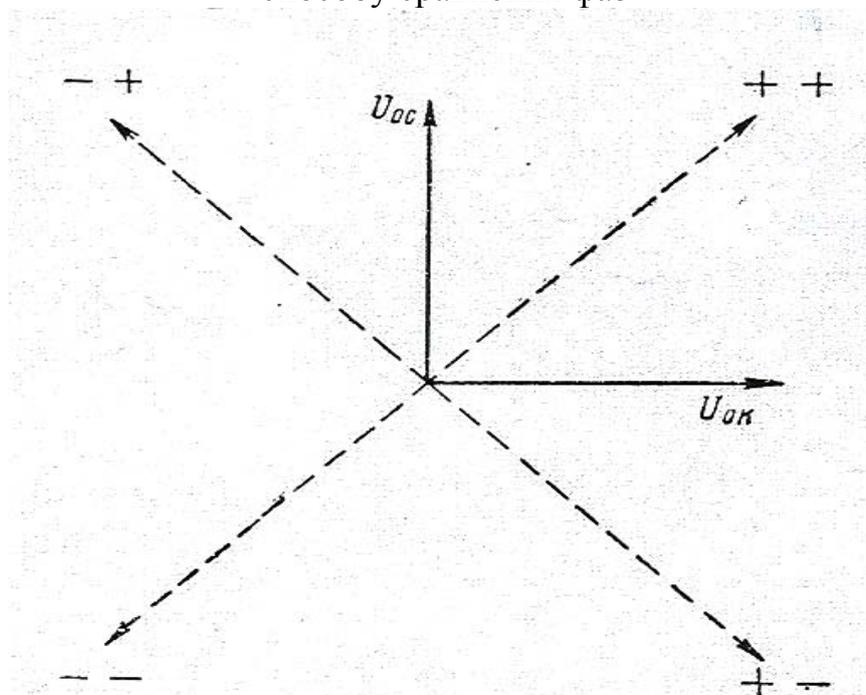


Рис. 12. Диаграмма взаимного расположения векторов опорных и принимаемых сигналов при двукратной ОФТ

В качестве элемента памяти, как при однократной ОФТ, должны быть использованы устройства, хранящие фазу несущего колебания: линия задержки, устройство магнитной записи, колебательный контур и т.д.

Наличие двух опорных напряжений, формируемых из посылки, находящихся в квадратуре и смещенных на углы $\pm 45^\circ$ и $\pm 135^\circ$ от возможных фаз i -й посылки (Рис. 12), обеспечивает полное разделение сигналов синфазного и квадратурного каналов и принципиально устраняет явление обратной работы.

В самом деле, если

$$\left. \begin{aligned} b_i(t-t_i) &= U_c \cos \left[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_i \right], \\ b_{i-1}(t-t_{i-1}) &= U_c \cos \left[\omega_c(t-t_{i-1}) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_{i-1} \right], \end{aligned} \right\} \quad (62)$$

то опорное напряжение запишется как

$$\left. \begin{aligned} e_{oc} &= U_c \cos \left[\omega_c(t-t_{i-1} - \tau_3) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_{i-1} - 45^\circ \right], \\ e_{ok} &= U_c \cos \left[\omega_c(t-t_{i-1} - \tau_3) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_{i-1} + 45^\circ \right]. \end{aligned} \right\} \quad (63)$$

На выходе синхронного канала имеем

$$\begin{aligned} c_i(t-t_i) &= b_i(t-t_i)e_{oc} = U_c \cos \left[\omega_c(t-t_i) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_i \right] \times \\ &\times U_c \cos \left[\omega_c(t-t_{i-1} - \tau_3) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + \Delta\varphi_{i-1} - 45^\circ \right] = \frac{U_c^2}{2} \cos[\Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{i-1} + 45^\circ], \end{aligned} \quad (64)$$

аналогично для выхода квадратурного канала

$$c'_i(t-t_i) = \frac{U_c^2}{2} \cos[\Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{i-1} - 45^\circ]. \quad (65)$$

Нетрудно видеть, что c_i и c'_i соответствуют исходными сигналам a_i и a'_i . Это иллюстрирует табл. 4.

Таблица 4

Значения c_i и c'_i соответствуют исходными сигналам a_i и a'_i

a_i	a'_i	$\Delta\varphi_i - \Delta\varphi_{i-1}$	Ac_i	Ac'_i
0	0	0°	$+\frac{\sqrt{2}}{2}$	$+\frac{\sqrt{2}}{2}$
1	1	180°	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$
1	0	270°	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$+\frac{\sqrt{2}}{2}$
0	1	90°	$+\frac{\sqrt{2}}{2}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$

Прием сигналов ОФТ по схеме рис. 11 обязательно требует запоминания фазы $(i - 1)$ -й посылки для сравнения с фазой i -й посылки, усложняет аппаратуру и требует высокой стабильности несущей частоты.

Рассмотрим второй метод приема двукратной ОФТ – *сравнение полярностей*.

Для реализации этого метода приема, как излагалось ранее, необходимо создать опорное напряжение.

Для конкретности воспользуемся идеей А.А. Пистолькорса для создания опорного напряжения, заключающейся в умножении и в последующем делении частоты принимаемого сигнала для устранения манипуляции.

Как уже отмечалось, сигнал двукратной ОФТ можно записать в виде

$$e_c = \sum_{i=0}^n b_i(t - t_i) = \sum_{i=0}^n U_c \cos[\omega_c(t - t_i) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + k_2 \frac{\pi}{2}], \quad (66)$$

где

$$k_1 \in \{0, 1, 2, 3\}, k_2 \in \{0, 1, 2, 3\},$$

при этом:

k_1 определяется исходным положением манипулятора фазы на передаче;

k_2 определяется передаваемой комбинацией посылок по синфазному и квадратурному каналам.

Из (66) следует, что для устранения манипуляции надо учетверить частоту и фазу сигнала:

$$e_c = \sum_{i=0}^n U_c \cos 4 \left[\omega_c(t - t_i) + \varphi_c + k_1 \frac{\pi}{2} + k_2 \frac{\pi}{2} \right] = U_c \cos[4\omega_c(t - t_i) + 4\varphi_c]. \quad (67)$$

Для получения опорного сигнала необходимо произвести обратное преобразование – деление частоты на четыре.

Процесс деления на 2 вносит неопределенность второго порядка. Аналогично при делении на 4 вносится неопределенность четвертого порядка, т.е. фаза сигнала на выходе делителя частоты может принимать по случайному закону одно из четырех различных значений:

$$e''_c = U_c \cos \left[\omega_c(t - t_i) + \varphi_c + l \frac{\pi}{4} \right], \quad (68)$$

где

$$l \in \{0, 1, 2, 3\}$$

Схема А.А. Пистолькорса для приема двукратной ОФТ представлена на рис. 13.

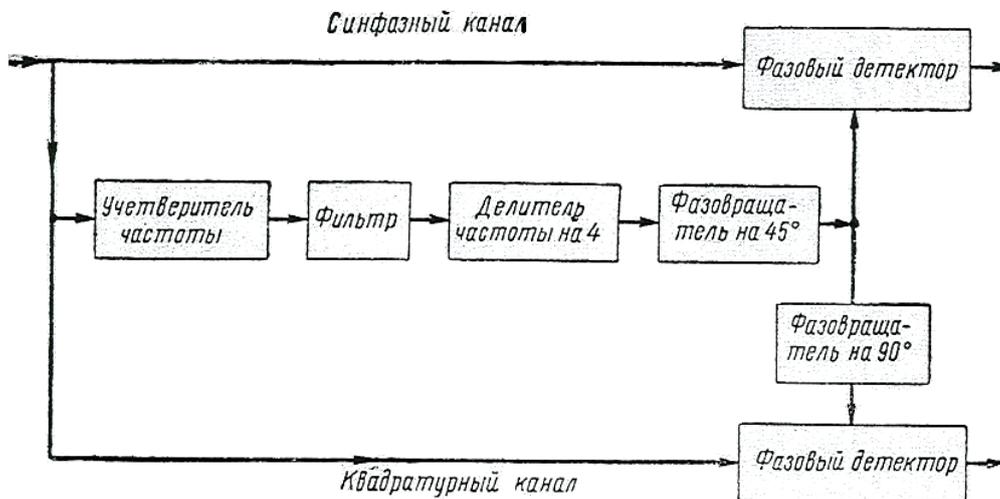


Рис. 13. Блок-схема детектора сигналов двукратной ОФТ при использовании схемы А.А. Пистолькорса

Неопределенность четвертого порядка в опорном напряжении может привести не только к обратной работе на выходе синхронного и квадратурного канала, но и к переходу символов из одного канала в другой и их инверсии. Это принципиально не позволяет применить в каждом из каналов метод устранения неопределенности символов, аналогичный однократной ОФТ, так как

$$c_i \times c_{i-1} \neq a_i,$$

$$c'_i \times c'_{i-1} \neq a'_i.$$

Нетрудно показать, что на выходе синфазного и квадратурного канала могут возникнуть следующие четыре комбинации передаваемых сигналов:

$$\begin{Bmatrix} c_i \\ c'_i \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} \overline{c'_i} \\ c_i \end{Bmatrix}, \begin{Bmatrix} \overline{c_i} \\ c'_i \end{Bmatrix} \text{ и } \begin{Bmatrix} c'_i \\ \overline{c_i} \end{Bmatrix}.$$

Однако наличие определенной цикличности в перестановке символов и их инверсии при скачках фазы позволяет устранить эту неопределенность, применяя более сложные устройства.

Можно показать, что логическая схема, производящая восстановление исходных сигналов a_i и a'_i и устраняющая ошибки, возникающие из-за скачков фазы опорного напряжения, должна так же, как и при однократной ОФТ, располагать сведениями об i -й и $(i-1)$ -й посылках по синфазному и квадратурному каналам. В связи с этим схема приема принимает вид, приведенный на рис. 14, где схема устранения неопределенности совершает логическую операцию устранения ошибок.

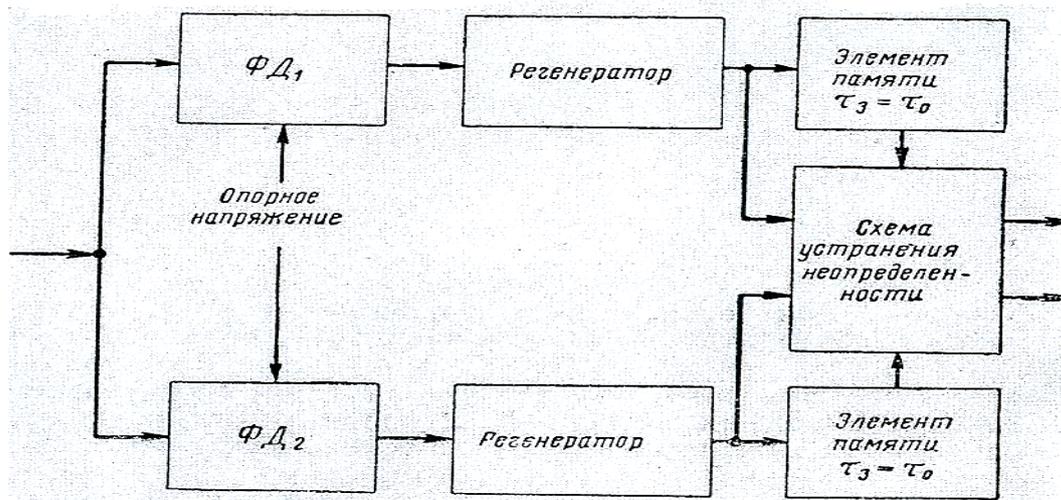


Рис. 14. Блок-схема детектора сигналов двукратной ОФТ при приеме по способу сравнения полярностей

На основе анализа циклических перестановок символов при скачках фазы показано, что структура схемы устранения неопределенности должна состоять из логических элементов И, НЕ, ИЛИ.

Аналогично однократной ОФТ здесь тоже происходит размножение ошибок при появлении ошибочно принятых символов на входе схемы устранения неопределенности.

Анализ показывает, что коэффициент трансформации ошибок (по каждому из каналов) лежит в тех же пределах, что и при однократной ОФТ, т.е. между единицей и двумя.

Некоторой разновидностью рассмотренного метода приема многократной ОФТ является метод, предложенный Л.М. Раховичем, подробно описанный в работе А.М. Заездного, Ю.Б. Окунева и Л.М. Раховича, также не требующий непосредственного запоминания фазы несущего колебания $(i-1)$ -й посылки.

Содержание лабораторной работы

1. Исследование однократной относительной фазовой телеграфии.
2. Исследование многократной относительной фазовой телеграфии.

Порядок выполнения работы

1. Исследование однократной относительной фазовой телеграфии

1. Задайте следующие параметры моделирования:

- тип сигнала – «Однократная ОФТ»;
- начальная фаза – произвольная;
- изменение фазы – 180° .

Изучите осциллограмму ОФТ-сигнала при наличии во входной битовой последовательности:

- чередующихся 0 и 1;
- нескольких следующих подряд 0;
- нескольких следующих подряд 1.

2. Повторите исследования п. 1 при фиксированной начальной фазе.

2. Исследование многократной относительной фазовой телеграфии

1. Определите положение вектора результирующего сигнала двукратной ОФТ при различном задании входных битовых последовательностей a_1 и a_2 . Рассмотрение проведите при задании начальной фазы, равной 0° и 45° .
2. Используя сравнение битовых последовательностей на входе передатчика и выходе приемника, определите значение задержки τ_0 в приемнике ОФТ-сигналов, при которой прием является верным. Значение τ_0 выбирается из диапазона $10 \div 150$ мкс с шагом 10 мкс.
3. Повторите исследования п. 1 и п. 2 для трехкратной ОФТ.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит отличие ОФТ от ФТ?
2. Приведите выражение, описывающее изменение фазы при использовании k-позиционного кода.
3. Какое условие необходимо выполнить, чтобы осуществить передачу сигналов ОФТ?
4. Насколько изменится фаза, если две или более отрицательные посылки следуют друг за другом?
5. Чему должно быть равно время задержки в схеме перекодирования входного сигнала без синхроимпульсов?
6. Чему должно быть равно время задержки в схеме перекодирования входного сигнала с синхроимпульсами?
7. Когда возможно использование схемы перекодирования входных сигналов с использованием синхроимпульсов?
8. Объясните принцип работы схемы перекодирования входных сигналов.
9. Объясните принцип работы метода сравнения фаз для приема сигналов ОФТ.
10. Что произойдет с сигналом, если длительность посылки τ_0 не кратна периоду несущего колебания?
11. Для чего необходим фазовращатель в схеме детектора сигналов ОФТ по способу сравнения фаз?
12. Перечислите свойства сигналов ОФТ.
13. Что позволяет производить гетеродинирование сигналов ОФТ без искажения передаваемой информации?
14. Изобразите схему детектора сигналов ОФТ по способу сравнения полярностей и объясните принципы ее работы.
15. Какой порядок неопределенности фазы вносит операция деления частоты на два?
16. Какой порядок неопределенности фазы вносит операция деления частоты на четыре?
17. В чем состоит отличие во влиянии скачка фазы опорного напряжения для сигналов ОФТ и ФТ?
18. От чего зависит вероятность скачков фазы опорного напряжения?
19. В чем заключается явление «размножения ошибок»?
20. Укажите пределы коэффициента трансформации числа ошибок при различном отношении сигнал/шум.

Литература

1. Ярмоленко В.И., Приоров А.Л. Сигналы в радиотехнических и телекоммуникационных системах: учебное пособие. – Ярославль: ЯрГУ, 2006. 100 с.
2. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Перевод с англ. / Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Советское радио, 1971.
3. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров: Пер. с англ. / Под ред. И.Г. Абрамовича. – М.: Наука, 1970.
4. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / С.И. Баскаков. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2003.

Использованная литература

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: Пер. с англ. / Под ред. В.С. Кельзона. М.: Советское радио, 1971.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров : Пер. с англ. / Под ред. И.Г. Абрамовича. М.: Наука, 1970.
3. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника» / С.И. Баскаков. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2003. 462 с.
4. Пистолькорс А.А. Многократная телеграфия изменением фазы. – ИЭСТ. 1935. № 3.
5. Агеев Д.В. Основы теории линейной селекции // Труды МИС. 1935. № 10.
6. Момот Е.Г. Фазовая селекция в радиосвязи // ИЭСТ. 1941. № 2.
7. Сифоров В.И. Об уплотнении эфира и проволоки при фазовой телеграфной передаче // Научно-технический сборник Ленинградского электротехнического института. 1936. Вып. 15.
8. Евтянов С.И. Переходные процессы в приемо-усилительных схемах. М.: Связьиздат, 1948.
9. Петрович Н.Т. Способ телеграфной проводной и радиосвязи фазоманипулируемыми колебаниями. Авторское свидетельство № 105692, приоритет от 22.02.1954 г.
10. Бобров Н.П. О помехозащищенности однократной системы передачи двоичных сигналов с ФРМ // Электросвязь. 1959. № 3.
11. Финк М.Л., Георгиев В.К. О распределении ошибок при приеме бинарных сигналов относительной фазовой телеграфии // Электросвязь. 1963. № 7.
12. Бобров Н.П. Передача дискретных сигналов с помощью фазоразностной манипуляции // Электросвязь. 1960. № 6.
13. Пелехатый М.И. Устранение «неопределенности фазы» в приемнике двухкратной фазовой телеграфии // Электросвязь. 1963. № 8.
14. Рахович Л.М. Метод определения разности фаз в системе с относительной фазовой манипуляцией // Труды учебных институтов связи. 1962. Вып. 12.
15. Заездный А.М., Окунев Ю.Б., Рахович Л.М. Теоретические основы приема сигналов с фазоразностной манипуляцией: Учебное пособие. Л.: ЛЭИС, 1964.

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	3
Лабораторная работа № 1 Исследование модулированных сигналов	4
Лабораторная работа № 2 Исследование сигналов фазовой телеграфии	33
Лабораторная работа № 3 Изучение относительной фазовой телеграфии	71
Использованная литература	106

Учебное издание

Тараканов Алексей Николаевич
Приоров Андрей Леонидович

**СИГНАЛЫ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ И
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ**

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Редактор, корректор А.А. Аладьева
Компьютерная верстка Ю.А. Лукашевич

Подписано в печать 09.10.07. Формат 60x84/16. Бумага тип.
Усл. печ. л. 6,51. Уч.-изд. л. 5,76
Тираж 100 экз. Заказ

Оригинал-макет подготовлен
в редакционно-издательском отделе ЯрГУ.
Ярославский государственный университет
150000, Ярославль, ул. Советская, 14.

Отпечатано
ООО «Ремдер» ЛРИД № 06151 от 26.10.2001 г.
Ярославль, пр-. Октября, 94, оф. 37. Тел. (4852) 73-35-03.