

2.9. Радиосигналы и навигационные сообщения в СНС

Навигационные параметры СНС определяются через соответствующие параметры радиосигнала (радионавигационные параметры). Основными навигационными параметрами являются дальность и радиальная скорость, определяемые, соответственно, через задержку сигнала τ и доплеровское смещение частоты f_d . От точности измерения параметров радиосигнала зависит, удовлетворяет ли СНС главному требованию – высокой точности измерения навигационных параметров.

Минимальные среднеквадратические ошибки σ_τ и σ_f оценки параметров радиосигнала при приеме сигнала на фоне некоррелированного гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 и раздельном измерении описываются равенствами [16 – 18]:

$$\sigma_\tau = 1/(q\beta); \quad \sigma_f = 1/(q\alpha), \quad (2.19)$$

где $q^2 = E/N_0$ – отношение сигнал/шум;

$$\alpha = \left[\frac{1}{E} \int_0^T (2\pi f)^2 S^2(t) dt \right]^{1/2} \quad \text{– эффективная длительность сигнала;}$$

$$\beta = \left[\frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} (2\pi f)^2 |G(f)|^2 df \right]^{1/2} \quad \text{– эффективная ширина спектра сигнала;}$$

$$E = \int_0^T S^2(t) dt \quad \text{– энергия сигнала } S(t) \text{ за время наблюдения } T;$$

$$G(f) = \int_0^T S(t) e^{-i2\pi f t} dt \quad \text{– спектральная плотность сигнала.}$$

Анализируя (2.19), мы можем видеть противоречие, которое состоит в следующем. Для повышения точности измерения задержки τ необходимо расширять спектр сигнала (что означает сокращение его длительности), а для повышения точности измерения доплеровского сдвига частоты f_d следует увеличивать длительность.

Противоречие разрешимо при условии совместной оценки τ и f_d . Известно [17, 18], что минимальное значение произведения

$$\sigma_\tau \sigma_f = 1/(q^2 \alpha \beta) \quad (2.20)$$

достигается при выполнении условия

$$\int_0^T 2\pi t S(t, \tau) \frac{dS(t, \tau)}{dt} dt = 0. \quad (2.21)$$

Произведение $\alpha\beta = B$, входящее в выражение (2.20), называется *базой сигнала*. Увеличивая базу сигнала, можно добиться повышения точности совместных оценок задержки сигнала и доплеровского смещения частоты. При выполнении условия (2.21) справедливо соотношение неопределенности $\alpha\beta \geq 1/2$, которое показывает, что

Общие принципы функционирования спутниковых СНС

сигнал не может иметь одновременно произвольно малую длительность и произвольно малую ширину спектра. Следовательно, большая база сигнала является обязательным условием функционирования СНС.

Следующее важное условие – наличие многостанционного доступа. При определении навигационных параметров потребитель, как правило, принимает сигналы от различных спутников, в том числе и одновременно. Поэтому потребитель должен располагать принципиальной возможностью одновременного доступа к сигналам от различных спутников. В разных СНС проблема многостанционного доступа решается по-разному: путем временного, частотного или кодового разделения сигналов. В GPS NAVSTAR используется кодовое разделение сигналов, а в ГЛОНАСС – частотное. При точной синхронизации и ортогональности сигналов все три метода разделения эквивалентны. Выбор в пользу определенного метода определяется лишь системным подходом и техническими требованиями при разработке СНС.

Важным аспектом построения СНС является выбор наилучшей формы сигнала. Потенциально высокая точность измерений параметров сигнала достижима при использовании оптимального приемника. В случае приема сигнала на фоне некоррелированного гауссовского шума оптимальный приемник представляет собой согласованный фильтр или коррелятор. *Коррелятором называют устройство, вычисляющее значение корреляционной функции между принимаемым и опорным сигналами.*

Пусть имеем входной сигнал общего вида

$$S(t) = h(t) \cos(\omega_0 t + \varphi(t)), \quad (2.22)$$

где $h(t)$, $\varphi(t)$ – амплитудная и фазовая модуляция, ω_0 – несущая частота сигнала.

Корреляция сигналов описывается функцией

$$\rho(\nu) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} S(t)S(t-\nu)dt = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} G(f)G^*(f)e^{i2\pi f\nu} df, \quad (2.23)$$

где * обозначает комплексно сопряженную величину.

Корреляционные функции принято выражать через комплексную амплитуду сигнала. Комплексная амплитуда сигнала (2.22)

$$U_S(t) = h(t) \exp(i\varphi(t)). \quad (2.24)$$

Тогда корреляционная функция сигнала (2.22) может быть представлена в виде

$$\rho(v) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_S(t) U_S^*(t-v) dt, \quad (2.25)$$

где v – произвольный временной сдвиг.

Функцию (2.23) часто называют *автокорреляционной функцией*, в отличие от *взаимной корреляционной функции*, которая определяется аналогичным соотношением, но в качестве второй подынтегральной функции берется функция $S'(t-v)$ другого сигнала:

$$\rho'(v) = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) S'(t-v) dt. \quad (2.26)$$

Если под v подразумевать задержку сигнала τ и ввести доплеровский сдвиг частоты f_d , то корреляционная функция может быть записана [17] в виде

$$\rho(\tau, f_d) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} U_S(t) U_S^*(t-\tau) e^{-i2\pi f_d t} dt. \quad (2.27)$$

Функцию (2.27) называют *функцией неопределенности* и широко используют при выборе формы сигнала. Функция неопределенности обладает следующими свойствами:

Наибольшее значение функции достигается при $\tau = 0$, $f_d = 0$, тогда

$$\rho(0,0) = 1. \quad (2.28)$$

Объем *тела неопределенности* $\rho^2(\tau, f_d)$ не зависит от вида сигнала и всегда равен 2π :

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \rho^2(\tau, f_d) d\tau df_d = 2\pi. \quad (2.29)$$

Это свойство называется *принципом неопределенности*, согласно которому никакие виды модуляции не меняют объем тела неопределенности. При разных видах модуляции функция неопределенности может менять свою форму, но равенства (2.28) и (2.29)

должны оставаться в силе. Следовательно, если сжать функцию неопределенности (2.27) по оси τ , она расширится по оси f_d и наоборот.

На практике, при приеме сигнала с применением автокорреляции на фоне некоррелированного гауссовского шума, происходит пошаговый перебор значений τ и/или f_d с вычислением в автокорреляторе значения функции (2.27). Обнаружение пика функции при некоторых значениях τ и f_d свидетельствует о максимально достоверном соответствии этих параметров истинным значениям. В соответствии с принципом неопределенности, повышение точности (заострение пика функции) при измерении τ приводит к снижению точности измерения f_d , и наоборот, увеличение точности измерения доплеровского сдвига приводит к снижению точности измерения задержки сигнала.

Если требуется получить узкий пик функции в начале координат, то весь остальной объем функции неопределенности должен быть распределен на плоскости координат (τ, f_d) в тонком слое или в виде серии пиков. Применительно к измерению параметров сигнала, наличие таких пиков означает возникновение неоднозначности оценки задержки сигнала и доплеровского сдвига частоты.

Понятие потенциальной точности оценки относится исключительно к главному пику функции неопределенности. При выборе формы рабочего сигнала СНС необходимо добиваться, по возможности, отсутствия неоднозначности при оценке параметров при сохранении высокой разрешающей способности.

2.9.1. Шумоподобные сигналы

Из выражения (2.20) следует, что для достижения высокой точности измерения параметров навигационного сигнала в СНС целесообразно использовать сигналы с большой базой $B \gg 1$. Такие сигналы принято называть *шумоподобными (ШПС)* или *сложными* (в отличие от простых с $B = 1$).

В СНС шумоподобные сигналы получают путем дополнительной модуляции радиосигнала. Принято различать следующие разновидности ШПС:

- частотно-модулированные;
- многочастотные;
- фазоманипулированные;
- дискретные частотные, или частотно-манипулированные;
- дискретные составные частотные.

В современных СНС применяются фазоманипулированные сигналы. Для получения фазоманипулированного ШПС исходный импульс длительностью τ_S разбивается на N элементов с длительностью $\tau_N = \tau_S/N$. При этом база сигнала вычисляется, как $B = \tau_S / \tau_N = N$. Эквивалентная ширина спектра полученного ШПС в B раз больше, чем у исходного сигнала:

$$\frac{\Delta f_N}{\Delta f_S} = \frac{1/\tau_N}{1/\tau_S} = \frac{\tau_S}{\tau_N} = B. \quad (2.30)$$

Фазоманипулированный сигнал стандартной точности в СНС ГЛОНАСС имеет параметры $\tau_S = 20$ мс, $\tau_N \approx 2$ мкс, $B = 10^4$. Сигнал стандартной точности GPS имеет параметры: $\tau_S = 20$ мс, $\tau_N \approx 1$ мкс, $B = 2 \cdot 10^4$.

Системы с ШПС имеют высокую помехоустойчивость, так как из (2.20) следует, что помехоустойчивость определяется значением базы сигнала. В практическом приложении это означает, что шумоподобные сигналы имеют спектр, ширина которого намного превышает ширину спектра большинства встречающихся помех естественного и искусственного происхождения. Благодаря тому, что шумоподобные сигналы имеют низкую спектральную плотность, в B раз меньшую, чем у узкополосного сигнала (энергия ШПС распределена по широкой полосе частот), им присуща повышенная скрытность и защищенность от постановки преднамеренной помехи. Во многих случаях ШПС с заранее не известными параметрами незаметен стороннему наблюдателю на фоне естественных шумов эфира.

Системам с ШПС присуща высокая разрешающая способность, объясняемая наличием узких пиков корреляционной функции по осям τ и f_d . Ширина пиков обратно пропорциональна эквивалентной ширине спектра и длительности элемента сигнала.

2.9.2. Фазоманипулированные сигналы

Фазоманипулированный сигнал представляет собой последовательность радиоимпульсов, начальные фазы которых имеют дискретные значения, чередующиеся по определенному закону. Как правило, фазоманипулированный сигнал состоит из N импульсов со значениями начальных фаз 0 и π . Комплексная огибающая (2.24) такого сигнала представляет собой последовательность положительных и отрицательных прямоугольных импульсов. Между сигналами

Общие принципы функционирования спутниковых НС

лом и его комплексной огибающей существует однозначная связь, поэтому комплексные огибающие часто называют фазоманипулированными сигналами.

Пусть $u_0(t)$ – прямоугольный импульс с единичной амплитудой и длительностью τ_N , U_S – амплитуда сигнала, тогда для комплексной огибающей запишем:

$$U(t) = \sum_{k=1}^N a_k U_S u_0[t - (k-1)\tau_N], \quad (2.31)$$

где $a_k = \pm 1$.

Последовательность символов $A = (a_1 a_2 \dots a_N)$ называют *кодовой последовательностью*. Поскольку кодовая последовательность представляет собой чередование двух значений, для формирования кодовой последовательности целесообразно использовать принятые в цифровой технике символы 0 и 1. Обозначим такую последовательность, как $A_\alpha = (\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_N)$. Начальные фазы фазоманипулированного сигнала и значения символов a_k и α_k связаны следующим соответствием:

| | | |
|------------------------------|---|-------|
| Начальная фаза сигнала | 0 | π |
| a_k | 1 | -1 |
| α_k | 0 | 1 |

Спектр фазоманипулированного сигнала определяется спектрами прямоугольного импульса $u_0(t)$ и кодовой последовательности A . Искомый спектр можно представить в виде

$$G(\omega) = U_S G_0(\omega) H(\omega), \quad (2.32)$$

где

$$H(\omega) = \sum_{k=1}^N a_k \exp(-i(k-1)\tau_N) \quad \text{– спектр кодовой последовательности } A;$$

сти A ;

$$G_0(\omega) = \tau_N \frac{\sin(\omega\tau_N/2)}{\omega\tau_N/2} \exp(-i\omega\tau_N/2) \quad \text{– спектр прямоугольного}$$

импульса.

Выражение (2.32) имеет большое практическое значение, так как позволяет сначала отдельно найти спектры $G_0(\omega)$ и $H(\omega)$, а затем, путем перемножения – спектр фазоманипулированного сигнала.

Спектр описывает свойства сигнала в частотной области. Свойства сигнала во временной области определяются корреляционной функцией

$$\rho(\tau) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^N U_S a_k u_0(t - (k-1)\tau_N) \sum_{m=1}^N U_S a_m u_0(t - (m-1)\tau_N) dt =$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N a_k a_m \rho_0(\tau - (m-k)\tau_N) \quad (2.33)$$

где корреляционная функция видеоимпульса

$$\rho_0(\tau) = \frac{1}{\tau_N} \int_{-\infty}^{\infty} u_0(t - (k-1)\tau_N) u_0(t - (m-1)\tau_N + \tau) dt. \quad (2.34)$$

В случае прямоугольного видеоимпульса

$$\rho_0(\tau) = \frac{1}{\tau_N} \int_0^{\tau_N} u_0(t) u_0(t + \tau) dt = \begin{cases} (1 - |\tau|/\tau_N) & |\tau| \leq \tau_N \\ 0 & |\tau| > \tau_N \end{cases}. \quad (2.35)$$

При условии (2.35) в соотношении (2.33) должно выполняться неравенство

$$\tau - (m-k)\tau_N \leq \tau_N. \quad (2.36)$$

Поскольку модулирующие элементы τ_N кодовой последовательности A представляют собой прямоугольные импульсы, то вычислять следует не всю корреляционную функцию (2.34), а ее значения при временных сдвигах на целое число дискретных значений τ_N . Введем дискретный параметр $\mu = 1, 2 \dots$ и будем рассматривать значения корреляционной функции в моменты времени $\tau = \mu\tau_N$. Неравенство (2.36) примет вид $\mu - (m-k) \leq 1$, которому удовлетворяют два целочисленных значения $\mu = m-k$ и $\mu = m-k+1$. При первом значении μ получаем $\rho_0 = 1$, а при втором $\rho_0 = 0$, и корреляционная функция фазоманипулированного сигнала принимает вид

$$\rho(\mu) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N-\mu} a_k a_{k+\mu}. \quad (2.37)$$

Следовательно, корреляционная функция фазоманипулирован-

ного сигнала в точках $\tau = \mu\tau_N$ определяется корреляционными свойствами кодовой последовательности A . Вышесказанные рассуждения относятся к случаю, когда принимается один импульс фазоманипулированного сигнала, поэтому в подобных случаях принято говорить об *апериодическом режиме* работы. Если сигнал излучается периодически, с периодом, равным длительности первичного немодулированного сигнала $\tau_S = N\tau_N$, такой режим называют *периодическим*. Практически это означает, что высокочастотное колебание $U_S \cos(\omega_0 t)$ излучается непрерывно, а его модуляция осуществляется периодической кодовой последовательностью с длиной периода N и длительностью одиночного видеоимпульса τ_N .

Корреляционная функция фазоманипулированного сигнала для периодического режима имеет вид

$$\rho(\mu) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N a_k a_{k+\mu} \quad (2.38)$$

и отличается от (2.37) лишь числом слагаемых в сумме. Таким образом, в любом случае корреляционная функция фазоманипулированного сигнала определяется корреляционными свойствами кодовой последовательности. При проектировании СНС стоит задача выбора кодовой последовательности с нужными корреляционными свойствами.

2.9.3. M-последовательности

Для формирования кодовых последовательностей в СНС ГЛОНАСС и GPS NAVSTAR применяются n -разрядные сдвиговые регистры, представляющие собой n последовательно соединенных бистабильных ячеек памяти, состояние каждой из которых передается на следующий элемент под влиянием тактовых импульсов. Чтобы после n импульсов регистр не "опустел", в схему вводят элемент обратной связи, выполняющий над содержимым ячеек определенную логическую операцию. Результат этой операции поступает на первый разряд регистра. Условная схема такого регистра приведена на рис. 2.11, где $b_{i,j}$ – состояние i -го разряда на j -том такте работы, $f(b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{n,j})$ – логическая функция в цепи обратной связи.

Формирование кодовой последовательности начинается с некоторой стартовой последовательности (b_1, b_2, \dots, b_{n-1}), которую записывают в регистр по команде инициализации. Эту операцию часто называют *загрузкой регистра* или *инициализацией*. Затем, с каждым тактом, происходит сдвиг значений и логические операции над ними.

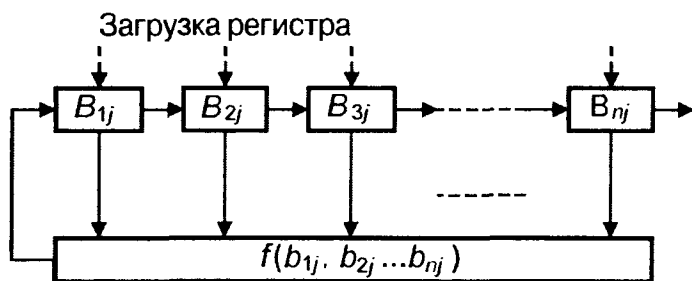


Рис. 2.11. Схема n -разрядного сдвигового регистра

Наиболее распространены и изучены регистры с *линейной обратной связью*, в которых функция $f(b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{n,j})$ представляет собой сложение по модулю 2 всех или некоторых выходов регистров. Суммирование по модулю 2 принято обозначать символом \oplus , а умножение по модулю 2 – \otimes . Для регистра с линейной обратной связью формирующая функция имеет вид

$$f(b_{1,j}, b_{2,j}, \dots, b_{n,j}) = (c_1 \otimes b_{1,j}) \oplus (c_2 \otimes b_{2,j}) \oplus \dots \oplus (c_n \otimes b_{n,j}), \quad (2.39)$$

где $c_1 \dots c_n$ – коэффициенты, имеющие значения 0 или 1.

Получаемую на выходе регистра последовательность принято называть *рекуррентной линейной циклической кодовой последовательностью*. Эта последовательность всегда периодична, ее период $L \leq 2^n$. В случае линейной схемы наибольший период $L_{\max} = 2^n - 1$. Последовательность, имеющую такой период, называют *последовательностью максимальной длины*, или *M-последовательностью*.

В принципе, кодовая последовательность может быть извлечена с выхода любой ячейки регистра, но так как в каждом такте над содержимым ячеек регистра выполняется логическая операция, то эти выходы не равнозначны на периоде продолжительностью в n тактов. Если последовательность снимается не с выхода последней ячейки, то за n тактов с момента загрузки регистра не будет получена "чистая" M-последовательность, характерная для данного регистра. Тем не менее, в некоторых случаях, в частности для достижения определенного вида автокорреляционной функции, оперируют сдвинутыми последовательностями, полученными с промежуточных ячеек.

M-последовательности обладают *свойством уравновешенности*, которое состоит в том, что в периоде последовательности L_{\max} число нулей и единиц отличается на единицу: число единиц равно 2^{n-1} , а число нулей $2^{n-1} - 1$.

Другим важным свойством является *свойство корреляции*. Если

Общие принципы функционирования спутниковых НС

М-последовательность почленно сравнивать с любым ее циклическим сдвигом на длительности периода, то число совпадений всегда меньше числа несовпадений на единицу: число несовпадений равно 2^{n-1} , а число совпадений $2^{n-1} - 1$.

Наконец, сумма по модулю 2 двух М-последовательностей, сдвинутых относительно друг друга, также является М-последовательностью.

Работа сдвигового регистра с линейной обратной связью может быть описана математически при помощи *порождающего полинома*, который называют также *характеристическим многочленом*:

$$V(x) = c_n x^n + c_{n-1} x^{n-1} + \dots + c_1 x + 1. \quad (2.40)$$

Данный многочлен должен быть неприводимым (т.е. не представимым в виде произведения многочленов меньших степеней), и должен быть первообразным относительно двучлена $x^L + 1$, т.е. многочлен (2-40) должен делить $x^L + 1$ без остатка. Из теории многочленов известно, что если характеристический многочлен является первообразным, то он является и неприводимым. Поиск неприводимых многочленов имеет большое значение для ряда прикладных задач в области радиотехники, в том числе радионавигации и помехоустойчивой связи. При разработке радиотехнических систем используют готовые таблицы неприводимых многочленов.

Рассмотрим корреляционные характеристики М-последовательностей. В приемнике навигационного сигнала происходит сравнение (вычисление корреляции) принимаемой последовательности с аналогичной опорной последовательностью, поэтому речь идет об автокорреляции.

Периодическая автокорреляционная функция М-последовательности имеет боковые лепестки, равные $-1/L$ и общий вид, показанный на рис. 2.12.

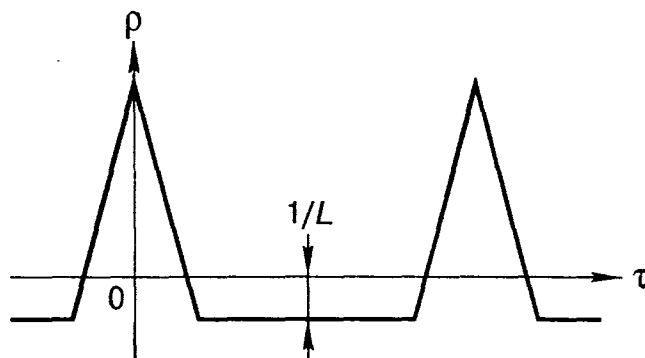


Рис. 2.12. Периодическая автокорреляционная функция

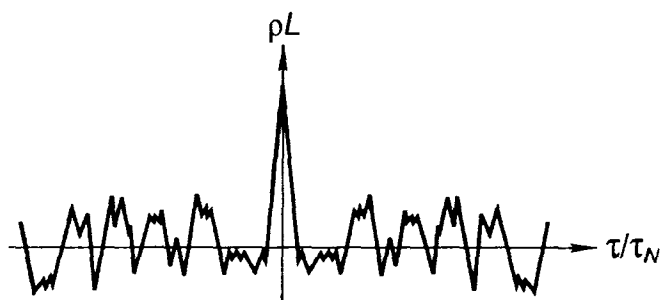


Рис. 2.13. Аперриодическая автокорреляционная функция

Типичный вид *аперриодической корреляционной функции* M -последовательности приведен на рис. 2.13. Боковые пики аперриодической корреляционной функции значительно больше, чем у периодической, и по максимальному значению близки к $1/\sqrt{L}$. Статистические характеристики аперриодической корреляционной функции близки к характеристикам случайных последовательностей, поэтому M -последовательности называют также *псевдослучайными последовательностями* (ПСП).

2.9.4. Навигационные сообщения

Каждый штатно функционирующий навигационный спутник передает навигационное сообщение, содержащее *оперативную и неоперативную навигационную информацию*. Эта информация предназначена как для проведения текущих навигационных определений, так и для планирования будущих сеансов приема.

Оперативная информация относится к тому спутнику, с борта которого эта информация передается, и содержит следующие данные:

- координаты и параметры орбиты спутника в фиксированный момент времени (эфемериды);

- сдвиг шкалы времени спутника относительно системной шкалы;

- относительный сдвиг несущей частоты излучаемого сигнала от номинального значения;

- код метки времени, необходимый для синхронизации аппаратуры потребителя.

Неоперативная информация относится к СНС в целом и содержит альманах системы:

- данные о функциональном состоянии всех спутников (альманах состояния);

- сдвиг шкалы времени каждого спутника относительно системной шкалы (альманах фаз);

Общие принципы функционирования спутниковых НС

параметры орбит всех спутников системы (альманах орбит); поправку к шкале времени относительно UTC.

Навигационное сообщение передается в цифровом (двоичном) виде. Аналоговые параметры подвергаются предварительной оцифровке путем квантования по уровню. Каждому значению уровня ставится в соответствие определенная двоичная комбинация. Причем не обязательно последовательным значениям уровня аналогового параметра соответствуют последовательные двоичные значения. Систему соответствия между значениями параметра и двоичными комбинациями называют *кодом*, а кодовую последовательность, полностью описывающую параметр, называют *словом*.

Навигационное сообщение представляет собой непрерывный поток цифровой информации. Кратко рассмотрим структуру навигационных сообщений СНС ГЛОНАСС и GPS.

Навигационное сообщение СНС ГЛОНАСС передается со скоростью 50 бод. Поток информации состоит из циклически повторяющихся сообщений (*суперкадров*) длительностью 2,5 мин. Объем сообщения – 7500 бит. В суперкадре передается полный объем неоперативной информации. Каждый суперкадр состоит из 5 *кадров*; каждый кадр состоит из 15 *строк* и включает в себя часть альманаха системы и полный объем оперативной информации для конкретного спутника. Строки, в свою очередь, разбиты на *слова*, каждое из которых занимает фиксированное место в строке и несет информацию о конкретном параметре. Строка содержит 100 бит информации.

Навигационное сообщение GPS также передается со скоростью 50 бод и имеет аналогичную структуру информационного потока. Параметры потока следующие: длительность суперкадра 12,5 мин, объем сообщения 37500 бит. Суперкадр делится на 5 кадров по 5 строк каждый.

Коды, применяемые для кодирования информации, могут быть *простыми (неизбыточными)* или *помехоустойчивыми (избыточными)*. В простых кодах для кодирования информации используются все возможные кодовые комбинации (или для передачи – все доступные разряды слова), поэтому ошибка при приеме лишь одного символа приводит к ошибке приема всего слова. Это приводит к существенному снижению помехоустойчивости системы в целом.

У помехоустойчивых кодов используются не все доступные кодовые комбинации. Оставшиеся комбинации (при передаче – дополнительные разряды) могут быть использованы для обнаружения и исправления ошибок. На практике наиболее часто применяют

двоичные равномерные корректирующие коды. В СНС используется блочная разновидность этих кодов, когда информация передается в виде независимых блоков одинаковой длины. Как правило, блоки являются *разделимыми*, т.е. состоят из двух частей – информационной и проверочной, во всех блоках занимающих одни и те же позиции. Разделимые коды принято обозначать как (L_b, k) , где L_b – общее число разрядов в блоке, k – число информационных разрядов.

Большинство разделимых кодов является *линейными* (систематическими), когда проверочная группа символов образуется линейными комбинациями информационных символов. Наиболее изучены циклические систематические коды, формирование которых мы рассмотрели в подпараграфе.2.9.3. В СНС ГЛОНАСС применяются *циклические коды Хэмминга*, исторически появившиеся раньше многих других, и исправляющие одиночные ошибки в кодовом слове. Коды Хэмминга характеризуются параметрами $L_b = 2^n - 1$; $k = 2^n - 1 - n$.

Корректирующим кодам присуща *избыточность*, вычисляемая, как $w = (L_b - k) / L_b$. Число позиций, в которых кодовые комбинации имеют *разные* символы, называют расстоянием между двумя кодовыми комбинациями. Это расстояние может быть различным. Минимальное расстояние d_{\min} между кодовыми позициями называют *кодовым расстоянием* (расстоянием Хэмминга). Количество ошибок a , поддающихся обнаружению и исправлению, зависит от кодового расстояния. Если код используется только для обнаружения ошибок, то необходимо и достаточно соблюдать соотношение $d_{\min} \geq a + 1$. Исправление ошибок требует наличия $d_{\min} \geq 2a + 1$.

2.9.5. Модуляция сигнала навигационным сообщением

После того, как навигационное сообщение сформировано, оно должно быть передано навигационным спутником при помощи модуляции одного из параметров радиосигнала. Как известно, модулировать радиосигнал можно по амплитуде, частоте и фазе. При выборе типа модуляции принципиальное значение имеет потенциальная помехоустойчивость.

Известно [17, 18], что наибольшей помехоустойчивостью обладают сигналы, взаимная корреляционная функция (2.26) которых равна -1 . Вероятность ошибочного приема таких сигналов на фоне белого шума

$$p_e = 1 - \Phi\left(\sqrt{2E/N_0}\right), \quad (2.41)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – интеграл вероятности; $N_0/2$ – односторонняя спектральная плотность аддитивного шума.

В качестве противоположного сигнала широко применяются *фазоманипулированные сигналы* с изменением фазы на π . Для интервала времени $[0, \tau_s]$, где τ_s – длительность информационного символа, радиосигнал можно описать, как

$$S(t) = U_S \cos(\omega_0 t + \vartheta\pi + \varphi_0) = \theta U_S \cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$
$$\vartheta = \{0, 1\}; \quad \theta = \{1, -1\},$$
(2.42)

где $\theta = \{1, -1\}$ – информационный символ.

После умножения принятого сигнала (2.42) на опорный сигнал

$$S_b(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_b),$$

где φ_b – начальная фаза, происходит выделение постоянной составляющей $u_d = \theta U_S \cos(\varphi_b - \varphi_0)$. Отсюда $\theta = u_d / \theta U_S \cos(\varphi_b - \varphi_0)$. Если фаза опорного сигнала неизменна на всем протяжении сеанса приема, то будет выделена однозначная последовательность информационных символов θ . Но, если по какой-либо причине произойдет скачок фазы опорного сигнала на $\pm\pi$, то знак выделяемых символов θ изменится на обратный. Иными словами, потеря синхронизма фазы приводит к совершенно недопустимому явлению, так как последовательность информационных символов будет приниматься инверсно до следующего скачка.

От описанного недостатка свободен метод *относительной фазовой модуляции* (ОФМ). Суть метода состоит в том, что знак фазы каждого информационного символа определяется не относительно начальной для данного сеанса приема фазы, а относительно фазы предыдущего символа. Так как при фазовой манипуляции фаза информационных посылок может принимать значения 0 или π , то и разность фаз между соседними посылками также может равняться либо 0, либо π :

$$\Delta\varphi = |\varphi_i - \varphi_{i-1}| = \begin{cases} 0, & \text{если } \varphi_i = \varphi_{i-1} \\ \pi, & \text{если } \varphi_i = \varphi_{i-1} + \pi \end{cases},$$
(2.43)

где φ_i – фаза i -той посылки, φ_{i-1} – фаза предыдущей посылки.

Если перескок фазы произойдет точно на границе двух посылок, то неправильно будет принят лишь один символ; в случае переско-

ка фазы во время $(i-1)$ -той посылки возможен неправильный прием двух соседних символов. С точки зрения помехозащищенности такой режим работы более предпочтителен. Как мы уже упоминали, одиночные ошибки достоверно обнаруживаются и исправляются при помощи корректирующих кодов. При приеме цифровой информации один информационный символ соответствует одному биту (разряду) информационного слова.

2.9.6. Синхронизация приемной части СНС

Для выделения в приемнике последовательности двоичных символов навигационного сообщения необходимо точно определить границы символов, т.е. добиться наличия *тактовой синхронизации*. Но излучаемый спутником сигнал не содержит составляющую тактовой частоты, и информацию о тактовой частоте приходится выделять непосредственно из сигнала, в моменты смены знака модулирующих посылок. В эти моменты принимаемые символы меняют свой знак от 0 к 1 или наоборот. При наличии периодического чередования 0 и 1 можно достаточно быстро достичь тактовой синхронизации. Но в реальных информационных последовательностях символы 0 и 1 имеют неравномерное распределение и может возникнуть ситуация, когда смена символов не происходит длительное время. В таком случае возрастает время синхронизации.

Передача синхроимпульсов в СНС в явном виде невозможна в силу рассмотренных выше специфических требований к сигналам, но можно использовать дополнительный синхрокод, складывая его по модулю 2 с навигационными данными. В ГЛОНАСС применяется бидвоичный код с частотой 100 бод. При этом обеспечивается равномерное чередование переходов между 0 и 1, в том числе при передаче информационных последовательностей с одинаковыми символами.

Кроме тактовой синхронизации (синхронизация на физическом уровне) в приемнике необходимо определять границы кодовых слов или комбинаций слов. В качестве комбинации слов в ГЛОНАСС подразумеваются строки информационного сообщения, а соответствующая синхронизация *называется цикловой синхронизацией*. Для осуществления цикловой синхронизации применяется *код метки времени*.

Все составляющие навигационного сигнала жестко связаны между собой во времени (*когерентны*), так как формируются на осно-

Общие принципы функционирования спутниковых НС

ве одного бортового синтезатора частоты. Сказанное справедливо как для GPS NAVSTAR, так и для ГЛОНАСС.