

В. К. Слока

**Вопросы обработки
радиолокационных сигналов**

**Москва
«Книга по Требованию»**

УДК 53
ББК 22.3
В11

В. К. Слока
В11 Вопросы обработки радиолокационных сигналов / В. К. Слока – М.: Книга по Требованию, 2013. – 254 с.

ISBN 978-5-458-46960-9

В данной книге изложены основные методы технической реализации устройств системы первичной обработки сигналов и рассмотрены основные факторы, влияющие на отклонение характеристик реальных устройств от потенциальных.

ISBN 978-5-458-46960-9

© Издание на русском языке, оформление
«YOYO Media», 2013

© Издание на русском языке, оцифровка,
«Книга по Требованию», 2013

Эта книга является репринтом оригинала, который мы создали специально для Вас, используя запатентованные технологии производства репринтных книг и печати по требованию.

Сначала мы отсканировали каждую страницу оригинала этой редкой книги на профессиональном оборудовании. Затем с помощью специально разработанных программ мы произвели очистку изображения от пятен, клякс, перегибов и попытались отбелить и выровнять каждую страницу книги. К сожалению, некоторые страницы нельзя вернуть в изначальное состояние, и если их было трудно читать в оригинале, то даже при цифровой реставрации их невозможно улучшить.

Разумеется, автоматизированная программная обработка репринтных книг – не самое лучшее решение для восстановления текста в его первоизданном виде, однако, наша цель – вернуть читателю точную копию книги, которой может быть несколько веков.

Поэтому мы предупреждаем о возможных погрешностях восстановленного репринтного издания. В издании могут отсутствовать одна или несколько страниц текста, могут встретиться невыводимые пятна и кляксы, надписи на полях или подчеркивания в тексте, нечитаемые фрагменты текста или загибы страниц. Покупать или не покупать подобные издания – решать Вам, мы же делаем все возможное, чтобы редкие и ценные книги, еще недавно утраченные и несправедливо забытые, вновь стали доступными для всех читателей.



Серия Книжный Ренессанс

www.samizday.ru/reprint

— пропускная способность системы (темп обработки сигналов и выдачи информации);

— помехозащищенность системы.

Основными конструктивно-эксплуатационными показателями системы могут являться:

— надежность системы;

— производственная и эксплуатационная сложность;

— вес и габариты.

В соответствии с основными задачами, выполняемыми системой обработки сигналов, удобно выделить два режима ее работы: режим обнаружения и режим измерения. В зависимости от тактико-технического назначения РЛС эти режимы могут быть совмещены во времени или осуществляться раздельно [56].

Осуществление последовательного во времени процесса обнаружения и измерения позволяет, как правило, значительно упростить структуру системы измерения.

Рассмотрим это обстоятельство подробнее, для чего введем понятие элемента разрешения системы по данному параметру, под которым будем понимать минимальный дискрет расстройки d_i этого параметра у двух сигналов одинаковой интенсивности, при котором они будут с заданной статистической надежностью обнаруживаться системой раздельно. Величина элемента разрешения, как будет показано ниже, характеризуется областью высокой корреляции сигнала по этому параметру и определяет в некотором масштабе точность измерения этого параметра.

Если система производит разрешение сигналов по ряду параметров, например, по времени запаздывания τ , сдвигу частоты Ω , фазе сигнала φ , элементы разрешения по которым определяются соответственно как d_τ , d_Ω , d_φ и имеются некоторые априорные области возможных изменений этих параметров Δ_τ , Δ_Ω , Δ_φ , то общее количество элементов разрешения системы составит

$$M_d = \frac{\Delta_\Sigma}{d_\Sigma}, \quad (1.1)$$

где $\Delta_\Sigma = \varphi(\Delta_\tau, \Delta_\Omega, \Delta_\varphi)$ — обобщенная область возможных изменений параметров, являющаяся функцией априорных областей отдельных параметров;

$d_{\Sigma} = \varphi(d_i, d_{\Sigma}, d_{\varphi})$ — обобщенный элемент разрешения, являющийся функцией элементов разрешения отдельных параметров.

Чем выше требования по точности и разрешающей способности системы по какому-либо из параметров сигнала, тем меньше должен быть элемент разрешения d_i по нему. Уменьшение величины элементов разрешения приводит к уменьшению значения d_{Σ} и соответствующему росту общего количества элементов разрешения M_d .

Когда область возможных значений измеряемых параметров сигнала Δ_{Σ} велика, то требования высокой точности измерения и разрешения приводят к необходимости резкого увеличения общего количества элементов разрешения системы обработки, что существенно усложняет систему. Для устранения этого противоречия величины Δ_{Σ} и d_{Σ} в процессе работы системы обработки меняются так, чтобы общее количество элементов разрешения M_d оставалось всегда относительно небольшим. Это может обеспечиваться тем, что вначале, когда область априорных значений параметров сигнала велика, используется режим работы РЛС, при котором сигналы и системы их обработки имеют низкое разрешение и грубую точность измерения, т. е. большое значение величины d_{Σ} . В этом режиме производится обнаружение сигналов и грубое измерение их параметров.

По мере того как происходит обнаружение сигналов, система переходит в режим, при котором производится уточнение параметров обнаруженных сигналов. В этом режиме уже используются сигналы и системы обработки с более высокими характеристиками точности измерения и разрешения. Однако, так как в этом случае используются данные режима обнаружения, априорная область Δ_i по каждому из параметров значительно сокращается и, несмотря на значительное уменьшение величины d_i , общее количество элементов разрешения M_d не превосходит приемлемых значений.

Применение последовательных методов обработки сигнала требует дополнительных временных затрат, вследствие чего системы, реализующие такие методы, обладают сравнительно невысокой пропускной способностью и могут использоваться для малоцелевых РЛС. В случае, когда требуется производить обработку одно-

временно по очень большому количеству сигналов, а времени на их обработку мало, приходится использовать параллельный метод работы системы, при котором режимы обнаружения и измерения совмещены. Однако при этом точность и разрешающая способность системы в значительной степени ограничиваются ее сложностью и стоимостью.

1.2. Радиолокационные сигналы

Источником радиолокационной информации о характеристиках цели является модуляция параметров зондирующих сигналов, которая возникает при их распространении и переотражении от цели.

Радиолокационный зондирующий сигнал обычно представляет собой узкополосное гармоническое колебание, модулированное по амплитуде и фазе. Аналитически зондирующий сигнал может быть выражен зависимостью

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \sqrt{2P}v(t) = \sqrt{2P}A_0(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_3] = \\ &= A(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_3], \end{aligned} \quad (1.2)$$

где P — средняя мощность сигнала;

$v(t)$ — нормированное значение сигнала;

$A_0(t)$ — закон амплитудной модуляции;

$A(t)$ — амплитуда сигнала (огibaющая);

ω_0 — круговая, несущая частота зондирующего сигнала;

$\varphi(t)$ — закон фазовой модуляции;

φ_3 — начальная фаза зондирующего сигнала.

Функции $v(t)$ и $A_0(t)$ нормируются таким образом, чтобы

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} v^2(t) dt &= \frac{1}{2} T_{эф}, \\ \int_{-\infty}^{\infty} A_0^2(t) dt &= T_{эф}, \end{aligned} \quad (1.3)$$

где $T_{эф}$ называется эффективной длительностью сигнала.

Энергия зондирующего сигнала выражается зависимостью

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} u_z^2(t) dt = PT_{\text{эф}}. \quad (1.4)$$

При распространении и переотражении радиолокационного сигнала от цели происходит его запаздывание во времени, а также изменение его интенсивности и начальной фазы.

С учетом этих изменений напряжение отраженного от цели радиосигнала на входе приемного канала может быть выражено как

$$u_{\text{от}}(t) = \varepsilon_0 \varepsilon(t) \sqrt{2PA_0} [t - \tau_z(t)] \cos \{ \omega_0 [t - \tau_z(t)] + \varphi [t - \tau_z(t)] + \varphi_{\text{от}}(t) \}, \quad (1.5)$$

где ε_0 — коэффициент ослабления сигнала, учитывающий изменение его интенсивности при распространении и отражении для среднего значения эффективной площади рассеяния цели;

$\varepsilon(t)$ — коэффициент, учитывающий случайную флуктуацию интенсивности отраженного сигнала;

$\varphi_{\text{от}}(t)$ — случайная начальная фаза отраженного сигнала, включающая начальную фазу зондирующего сигнала и ее изменения в процессе распространения и переотражения сигнала;

$\tau_z(t)$ — время запаздывания параметров отраженного сигнала для данного момента времени.

Время запаздывания определяется зависимостью

$$\tau_z(t) = \frac{2R(t)}{c}, \quad (1.6)$$

где $R(t)$ — расстояние от РЛС до цели в данный момент времени;

c — скорость распространения электромагнитных волн.

Закон флуктуации интенсивности отраженного сигнала и изменения его результирующей начальной фазы, как правило, априори не известны, поэтому эти параметры отраженного сигнала являются случайными.

Случайное изменение начальной фазы сигнала ограничивает интервал времени, в течение которого возмож-

на его когерентная обработка. Этот интервал обычно называется интервалом когерентности сигнала. Он определяется отрезком времени, на котором случайное изменение фазовых характеристик отраженного сигнала еще не вносит значительных изменений в его параметры.

Для определения изменения параметров сигнала при его запаздывании разложим функцию $\tau_3(t)$ на промежутке наблюдения по степеням $(t-t_0)$, где t_0 — некоторый фиксированный момент времени, тогда

$$\tau_3(t) = \tau_3 + (t-t_0)\tau'_3 + \frac{1}{2}(t-t_0)^2\tau''_3 + \frac{1}{6}(t-t_0)^3\tau'''_3 + \dots, \quad (1.7)$$

где

$$\tau_3 = \frac{2R(t_0)}{c}; \quad \tau'_3 = \frac{2R'(t_0)}{c}.$$

Значения $R'(t_0)$ и $R''(t_0)$ определяют радиальную скорость движения и ускорение цели соответственно в момент времени t_0 .

Наличие сложной временной зависимости в функции запаздывания $\tau_3(t)$ отраженного сигнала приводит к трансформации его структуры. В зависимости от приближения или удаления цели от РЛС отраженный сигнал соответственно сжимается или растягивается по времени. Это приводит в общем случае к изменению его несущей частоты ω_0 (эффект Допплера), а также искажениям его амплитудной и фазовой модуляции.

Допплеровский сдвиг частоты определяется как

$$\Omega_d = \omega_0 \frac{2R'(t_0)}{c} = \omega_0 \tau'_3. \quad (1.8)$$

Учет искажений амплитудной и фазовой модуляции сигнала требуется не всегда.

Искажениями амплитудной модуляции сигнала можно пренебречь, если изменение задержки сигнала τ'_3 за время его обработки $T_{об}$ много меньше элемента разрешения по этому параметру d_τ , т. е.

$$\tau'_3 \ll \frac{d_\tau}{T_{об}} \cong \frac{1}{T_{об}\Delta W}, \quad (1.9)$$

где ΔW — среднее квадратическое значение спектра сигнала.

Условие (1.9) во многих случаях выполняется, так как даже при радиальных скоростях цели, приближающихся к первой космической $(R'(t_0) \sim 8 \cdot 10^3 \frac{м}{сек})$, изменение задержки таково, что соблюдается неравенство

$$T_{об} \Delta W < 10^4. \quad (1.10)$$

Искажениями фазовой модуляции сигнала, которые при постоянном радиальном ускорении характеризуются линейной частотной модуляцией в отраженном сигнале, можно пренебречь, если изменения частоты сигнала за время его когерентной обработки $T_{ког}$ не превышают элемента разрешения по частоте d_{Ω} . Это условие удовлетворяется, когда

$$R''(t_0) \ll \frac{\pi c}{T_{ког}^2 \omega_0}. \quad (1.11)$$

Как следует из соотношения (1.11), необходимость учета искажений фазовой модуляции сигнала в радиолокации возникает при времени когерентной обработки сигнала, превышающем 0,01 сек.

Так как в режиме обнаружения и измерения время обработки сигнала обычно ограничено, неравенства (1.9) и (1.11) удовлетворяются. Поэтому отраженный сигнал в простейшем случае для момента времени $t_0 = \tau_3$ может быть представлен функцией времени и четырех параметров τ_3 , Ω_d , $\epsilon(t)$, $\varphi_0(t)$, т. е.

$$u_{от}(t) = \epsilon_0 \epsilon(t) \sqrt{2PA_0} (t - \tau_3) \cos [(\omega_0 - \Omega_d)t + \varphi(t - \tau_3) + \varphi_0(t)], \quad (1.12)$$

где

$$\varphi_0(t) = \varphi_{от}(t) - (\omega_0 - \Omega_d) \tau_3.$$

Если время наблюдения сигнала достаточно велико, то наличием частотной модуляции в сигнале пренебрегать нельзя, и отраженный сигнал выражается зависимостью

$$u_{от}(t) = \epsilon_0 \epsilon(t) \sqrt{2PA_0} (t - \tau_3) \cos \left[(\omega_0 - \Omega_d)t - \frac{1}{2} \Omega'_d t^2 + \frac{\Omega'_d}{\omega_0} \tau_3 t + \varphi(t - \tau_3) + \varphi_1(t) \right], \quad (1.13)$$

где

$$\varphi_1(t) = \varphi_{от}(t) - (\omega_0 - \Omega_d) \tau_3 - \frac{1}{2} \Omega'_d \tau_3^2.$$

Значение Ω'_d характеризует скорость изменения доплеровской частоты сигнала и определяет радиальное ускорение цели:

$$\Omega'_d = \frac{2\omega_0 R''(t_0)}{c}. \quad (1.14)$$

Для режима сверхразрешения, когда интервал когерентной обработки сигнала и ширина его спектра значительно увеличены и неравенство (1.10) не выполняется, приходится учитывать наличие других дополнительных параметров в отраженном сигнале, определяемых членами ряда (1.7) с более высокими степенями.

Описание радиолокационных сигналов и выполнение их различных преобразований удобно производить с помощью комплексных функций [16, 81, 89].

Комплексный сигнал $U(t)$, отображающий реальный сигнал, определяется как

$$U(t) = u(t) + j\hat{u}(t). \quad (1.15)$$

При этом $\hat{u}(t)$ связано с сигналом $u(t)$ преобразованием Гильберта, т. е.

$$\hat{u}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{u(z)}{t-z} dz. \quad (1.16)$$

Реальный сигнал $u(t)$ отождествляется в этом случае с действительной частью комплексного сигнала зависимостью

$$u(t) = \operatorname{Re} U(t) = \frac{1}{2} [U(t) + U^*(t)]. \quad (1.17)$$

(Здесь и далее знак * обозначает комплексно-сопряженную величину.)

Комплексный, нормированный по энергии, узкополосный сигнал может быть записан в следующем виде:

$$V(t) = S(t) \exp [j(\omega_0 t + \varphi)], \quad (1.18)$$

где $S(t)$ — комплексная огибающая или функция модуляции, соответствующая

$$S(t) = A_0(t) \exp [j\varphi(t)]$$

и нормированная так, что

$$\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt = T_{\text{эф}}. \quad (1.19)$$

Энергия сигнала, отображаемого комплексной функцией, может быть определена выражением

$$E = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |U(t)|^2 dt. \quad (1.20)$$

Спектр функции модуляции $S(t)$ выражается зависимостью

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) \exp(-j\omega t) dt. \quad (1.21)$$

Если начало отсчета по осям частот и времени выбрать таким образом, чтобы

$$\frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega} = 0 \quad (1.22)$$

и

$$\frac{\int_{-\infty}^{\infty} t |S(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt} = 0, \quad (1.23)$$

то дисперсия энергетического спектра сигнала согласно работе [89] может быть определена как

$$\Delta W^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |S(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |S'(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt}, \quad (1.24)$$

а дисперсия временной протяженности ΔT сигнала — в виде

$$\Delta T^2 = \frac{(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} t^2 |S(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt} = \frac{(2\pi)^2 \int_{-\infty}^{\infty} |S'(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(\omega)|^2 d\omega}. \quad (1.25)$$

Величины ΔW^2 и ΔT^2 характеризуют соответственно разбросанность спектральных составляющих сигнала по частоте и его огибающей по времени. Параметр ΔT будем называть среднеквадратическим значением временной протяженности сигнала.

Характеристика фазовой структуры сигнала определяется так называемой эффективной фазовой постоянной ρ , которая выражается зависимостью

$$\rho = \frac{2\pi \int_{-\infty}^{\infty} t \varphi'(t) |S(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |S(t)|^2 dt}. \quad (1.26)$$

Рассмотренные характеристики сигнала (1.24), (1.25), (1.26) связаны между собой следующим неравенством [89]:

$$\Delta W^2 \Delta T^2 - \rho^2 \geq \pi^2. \quad (1.27)$$

1.3. Радиолокационные помехи

Радиолокационные сигналы, как правило, всегда сопровождаются помехами. Вид и характер помех, действующих на радиолокационные системы, может быть различным. По своему происхождению они разделяются на естественные и искусственные, а по своему характеру — на активные и пассивные. Виды активных и пассивных помех, а также характеристики многих из них в значительной степени рассмотрены в литературе [4, 7, 70, 78, 89].

Активные и пассивные помехи разделяются на аддитивные и мультипликативные. Аддитивная помеха действует независимо от сигнала. Она складывается с сиг-

налом, и результирующее колебание в этом случае может быть представлено в виде

$$X(t) = U(t) + N(t), \quad (1.28)$$

где $X(t)$ — комплексное результирующее колебание;

$U(t)$ — полезный сигнал;

$N(t)$ — аддитивная помеха.

Мультипликативная помеха проявляется в виде искажения (модуляции) сигнала. Ее действие может быть обнаружено только при наличии сигнала. Такая помеха описывается дополнительным множителем в составе результирующего колебания, например амплитудного:

$$X(t) = \epsilon_n(t) U(t), \quad (1.29)$$

где $\epsilon_n(t)$ — функция времени, вызывающая паразитную амплитудную модуляцию сигнала.

Вследствие своего случайного характера помехи аналитически описываются случайными функциями времени, которые характеризуются плотностью распределения вероятности или числовыми характеристиками в виде моментов распределения. Обычно рассматриваются стационарные или квазистационарные случайные процессы, для которых статистические характеристики не меняются во времени.

По законам распределения помехи условно можно разделить на два вида — гауссовы и негауссовы помехи.

К гауссовым относятся помехи, которые можно описать случайными процессами с многомерным нормальным законом распределения плотности вероятности. К ним относятся большинство реальных помех, таких, например, как внутренние шумы приемных устройств, космические и ионосферные шумы, различные шумовые искусственные помехи, пассивные помехи.

Важной чертой нормальных процессов является то обстоятельство, что они полностью определяются своим смешанным моментом второго порядка (функцией корреляции) $B(\tau)$ или спектральной плотностью $N(f)$, что значительно упрощает математические выкладки. Спектральная плотность мощности помехи (энергетическая спектральная плотность) связана с функцией корреляции помехи преобразованием Фурье [78]:

$$B(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} N(f) \exp(j2\pi f\tau) df, \quad (1.30)$$