

Антипов В.Н.

**Радиолокационные станции с
цифровым синтезированием
апертуры антенны**

**Москва
«Книга по Требованию»**

УДК 62-63
ББК 30.6
А72

Антипов В.Н.
А72 Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны
/ Антипов В.Н. – М.: Книга по Требованию, 2013. – 304 с.

ISBN 978-5-458-26361-0

Излагаются вопросы обработки сигналов бортовых РЛС с синтезированной апертурой антенны как при прямолинейной, так и при криволинейной траекториях полета носителя РЛС. Даются структурные и логические схемы основных систем РЛС, рассматриваются вопросы селекции движущихся объектов, моделирования работы РЛС и ЦВМ и имитации траекторных сигналов.

ISBN 978-5-458-26361-0

© 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 первозданном 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

Реализация цифровых алгоритмов обработки сигналов не предъявляет каких-либо специфических требований к основным характеристикам приемопередатчика и антенной системы РСА (таких, как стабильность частоты генераторов, мощность передатчика, погрешность стабилизации и точность ориентации антенны в пространстве, чувствительность и полоса пропускания приемника и т. д.) по сравнению с аналоговыми способами обработки сигналов. В цифровых РСА, так же как и в РСА с оптической обработкой, могут использоваться все новейшие достижения как в области СВЧ техники, так и в области формирования и обработки зондирующих радиосигналов сложной формы.

Отмеченные выше преимущества ЦРСА, часть из которых носит принципиальный характер, предопределили большой интерес, проявляемый как у нас в стране, так и за рубежом к таким РЛС землеобзора. Об этом, в частности, свидетельствует все возрастающее количество публикаций в отечественной и зарубежной литературе, посвященных разработке научных основ построения ЦРСА и принципов практической их реализации. К сожалению, публикации эти носят разрозненный характер и не дают достаточно полного представления о теории и практике ЦРСА как одного из наиболее перспективных средств землеобзора.

Предлагаемая читателям книга, по мнению авторов, позволит в известной степени ликвидировать этот пробел. В ней делается первая попытка систематизации и обобщения данных, полученных авторами [6, 33, 35] и другими специалистами, и их изложения с единых методических позиций. Часть приводимых в книге результатов публикуется впервые.

Книгу написали: Е. Ф. Толстов (гл. 1, 2), А. В. Шаповалов (§ 3.1 — 3.3; 7.2 — 7.3), В. Н. Антипов (§ 3.4 — 3.6), Н. А. Сазонов (гл. 4), Н. А. Сазонов и Е. Ф. Толстов (гл. 5 совместно), М. П. Титов (§ 6.1 — 6.4), В. Т. Горяинов (§ 6.5), А. Н. Кулин и А. Г. Охонский (§ 7.4, 7.5), А. В. Шаповалов и А. Г. Охонский (§ 7.1 совместно), В. В. Мансуров (§ 7.6).

Отзывы, пожелания и замечания по содержанию книги направлять в адрес издательства «Радио и связь».

ПРИНЯТЫЕ СОКРАЩЕНИЯ

АЛУ	— арифметико-логическое устройство	БС	— быстрая свертка
АСК	— антенная система координат	ВИС	— временной интервал синтезирования
АЦП	— аналого-цифровой преобразователь	ГА	— гармонический анализ
АЧС	— амплитудно-частотный спектр	ДИСС	— доплеровский измеритель скорости и угла сноса
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика	ДН	— диаграмма направленности
БО	— боковой обзор	ДОЛ	— доплеровское облучение луча
БПФ	— быстрое преобразование Фурье	ДПФ	— дискретное преобразование Фурье

ЗУ	— запоминающее устройство	РЛ	— радиолокационный
ИК	— инфракрасный	РЛИ	— радиолокационное изображение
ИНС	— инерциальная навигационная система	РМВ	— реальный масштаб времени
ИСЗ	— искусственный спутник Земли	СВС	— система воздушной скорости
ИПД	— измеритель параметров движения	СДН	— диаграмма направленности синтезируемой антенны
ИС	— интервал синтеза	СДЦ	— селекция движущейся цели
ИХ	— импульсная характеристика	СИ	— синхроимпульсы
КС	— канал связи	СКВ	— система курс — вертикаль
КУ	— комплексный множитель	СКО	— среднеквадратическое отклонение
ЛА	— летательный аппарат	СО	— секторный обзор
ЛЗП	— линия заданного пути	ССК	— связанная система координат
ЛП	— линия пути	ТН	— траекторные неустойчивости
ЛФП	— линия фактического пути	ТП	— тактовая последовательность
ЛЧМ	— линейно-частотная модуляция	УВОФ	— устройство вычисления опорной функции
НЗСК	— нормальная земная система координат	УВСУС	— устройство вычисления радиальной скорости, ускорения и сдвига строка
НМЛ	— накопитель на магнитной ленте	УОП	— удельная отражающая поверхность
НПМ	— непрерывная полоса местности	ФАР	— фазированная антенная решетка
НСК	— нормальная система координат	ФЦА	— фазовый центр антенны
ОЗУ	— оперативное запоминающее устройство	ФЧС	— фазочастотный спектр
ОКМ	— отдельный кадр местности	ФЧХ	— фазочастотная характеристика
ОПП	— однопроцессорный программный процессор	ФД	— фазовый детектор
ПБО	— передне-боковой обзор	ФКМ	— фазокодированный
ПЗУ	— постоянное запоминающее устройство	ЦВ	— центр вращения
ПК	— частичный кадр	ЦМ	— центр масс
ПНК	— пилотажно-навигационный комплекс	ЦСИ	— цифровая система индикации информации
ПП	— программный процессор	ЦСО	— цифровая система обработки
ППС	— программируемый процессор сигналов	ЧС	— частичные суммы
ПС	— прямая свертка	ЭОП	— эффективная отражающая поверхность
ПФ	— предварительный фильтр		
РА	— реальная антенна		
РИ	— радиолокационная информация		

СИМВОЛЫ ОПЕРАЦИИ

$\mathcal{F}\{\cdot\}$	— преобразование Фурье	$\text{int}\{\cdot\}$	— целая часть
$\mathcal{F}^{-1}\{\cdot\}$	— обратное преобразование Фурье	$\text{dig}\{\cdot\}$	— преобразование в цифровой сигнал
$\text{Re}\{\cdot\}$	— реальная часть	$\Phi\{\cdot\}$	— дискретное преобразование Фурье
$\text{Im}\{\cdot\}$	— мнимая часть	$\Phi^{-1}\{\cdot\}$	— обратное дискретное преобразование Фурье
$\text{Hi}\{\cdot\}$	— преобразование Гильберта		

$\mathcal{S}[p], \xi[p]$	— дискретные сигналы
$\hat{\mathcal{S}}\{p\}, \hat{\xi}\{p\}$	— цифровые сигналы
$\langle \cdot \rangle$	— усреднение по множеству
$M\{\cdot\}$	— математическое ожидание
$(\cdot)^*$	— комплексно-сопряженная величина

$\text{sign}(\cdot)$	— операция определения знака
$ \cdot $	— модуль величины
$\text{erf}(\cdot)$	— функция ошибок
$\Gamma(\cdot)$	— гамма-функция
$I(\cdot)$	— функция Бесселя
$K(\cdot)$	— полный эллиптический интеграл
$\lim_{K \rightarrow \infty}(\cdot)$	— предел в среднеквадратическом смысле

Глава 1

ПРИНЦИПЫ ЦИФРОВОГО СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

1.1. ОСНОВНЫЕ ЗАКОНОМЕРНОСТИ СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

Радиолокационная станция с синтезированной апертурой антенны (РСА) является в настоящее время единственным бортовым техническим средством, позволяющим получать изображение местности с расположенными на ней объектами, близкое по качеству к аэрофотоснимкам на больших дальностях независимо от времени суток и погодных условий [1,2]. При введении цифровой обработки сигналов и цифрового управления (РЛС с цифровым синтезированием апертуры антенны — ЦРСА) к этим достоинствам добавляется оперативность, т. е. возможность получения изображения на борту летательного аппарата (ЛА) в реальном масштабе времени, а также широкие возможности по обработке сигналов и управлению РСА. Гибкость цифровых систем обработки и управления позволяет заметно расширить возможности РСА сочетанием с традиционным боковым новым видом обзора, ввести оперативное изменение дальности и угла наблюдения зоны обзора, а также разрешающей способности РСА. Кроме того, при цифровой обработке сигналов и цифровом управлении проще решаются задачи компенсации искажений сигналов, селекции движущихся целей и появляется возможность синтеза апертуры антенны при криволинейном движении ЛА [4—6].

Общий принцип работы РСА [1,2] не зависит от вида реализуемого обзора земной (морской) поверхности. Наиболее простым и достаточно глубоко изученным является боковой обзор (БО), при котором ось диаграммы направленности реальной антенны (ДНА) располагается перпендикулярно линии движения ЛА — носителя РСА (точнее, к линии перемещения фазового центра антенны). Поэтому методически целесообразно начать рассмотрение принципов работы РСА именно с БО. Для выявления основных закономерностей формирования синтезированной апертуры антенны будем полагать, что ЛА перемещается равномерно и прямолинейно на неизменной высоте над земной поверхностью, которую ради простоты считаем плоской. В последующем не учитывается рефракция при распространении радиоволн и искажения радиосигналов в тропосфере, а также другие факторы, малосу-

ществленные для рассмотрения основных закономерностей синтеза аперттуры антенны.

Для облучения земной поверхности реальная антенна РСА ориентируется в пространстве так, чтобы ось ДНА была расположена под некоторым углом к горизонтальной плоскости и, как указывалось ранее, перпендикулярно прямолинейной траектории полета (рис. 1.1). Проекцию траектории полета ЛА на земную поверхность называют линией пути (ЛП). При БО на некотором расстоянии от ЛП располагается полоса земной поверхности, представляющая собой зону радиолокационного обзора, границы которой параллельны ЛП. Взаимное положение ЛА и зоны обзора в нормальной земной системе координат (НЗСК) $O_0X_gY_gZ_g$, ось X_g которой совпадает с линией пути ЛА, а плоскость $O_0X_gY_g$ — с земной поверхностью, показано на рис. 1.1. Здесь γ_0 — угол между осью ДНА и нормалью к земной поверхности.

Для упрощения и наглядности рассмотрения вопроса о формировании отраженного сигнала и получении радиолокационного изображения (РЛИ) по азимутальной координате (вдоль ЛП) первоначально будем полагать, что излучаемый передатчиком РСА сигнал представляет собой немодулированное и непрерывное во времени гармоническое колебание радиочастотного диапазона. В соответствии с этим поступающий на вход передающей антенны зондирующий сигнал РСА с амплитудой U_0 , строго стабильной угловой частотой $\omega_0 = \text{const}$ и постоянной для данного колебания начальной фазой φ_0 описывается функцией времени

$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad U_0 = \text{const}. \quad (1.1)$$

Земная (морская) поверхность с расположенными на ней искусственными сооружениями представляет собой сложный радиолокационный объект. Наиболее простой результат анализа отра-

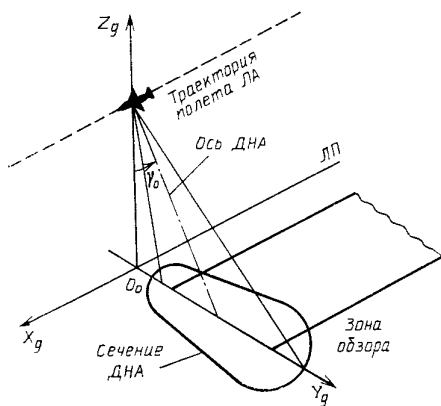


Рис. 1.1. Система координат при боковом обзоре

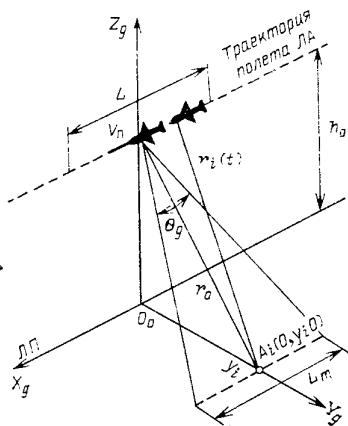


Рис. 1.2. Схема бокового обзора

женного от такого объекта радиосигнала получается при его представлении в виде непрерывного или дискретного набора элементарных отражателей различной интенсивности — радиолокационных точечных целей, расположенных илидвигающихся на земной поверхности случайным образом. При этом излученный антенной РСА зондирующий радиосигнал отражается каждой из точечных целей и с некоторой задержкой, равной времени распространения радиосигнала от антенны РСА до цели и обратно, принимается антенной РСА и поступает на вход радиоприемника. При условии линейности всего тракта распространения радиосигнала и тракта его обработки справедлив принцип суперпозиции радиосигналов, отражаемых каждой точечной целью в отдельности независимо от других. Это позволяет сравнительно просто перейти от реакции РСА на одиночную точечную цель к радиолокационному изображению сложного объекта.

Рассмотрим процесс формирования и обработки сигнала, отраженного точечной целью, расположенной в точке $A_i(0, y_i, 0)$ земной поверхности. На рис. 1.2 показано взаимное положение ЛА и цели для рассматриваемого случая. Отраженный такой целью радиосигнал, поступающий по мере движения ЛА на вход радиоприемника РСА, имеет вид

$$u_i(t) = U_i G(t) \cos[\omega_0(t - \tau_i) + \varphi_0 + \varphi_i]. \quad (1.2)$$

Здесь U_i — максимальное значение отраженного одиночной точечной целью радиосигнала; $G(t)$ — нормированная функция, характеризующая модуляцию зондирующего и отраженного от цели сигналов при их передаче и приеме диаграммой направленности реальной антенны; φ_i — изменение фазы радиосигнала при отражении от цели (фаза переотражения); τ_i — задержка радиосигнала.

Задержка радиосигнала связана с изменением расстояния между ЛА и целью (рис. 1.2) соотношением

$$\tau_i = 2r_i(t)/c, \quad (1.3)$$

где $r_i(t)$ — текущее расстояние между ЛА и целью; c — скорость распространения радиоволн. Изменение текущего расстояния во времени

$$r_i(t) = \sqrt{x^2(t) + y_i^2 + h_0^2}. \quad (1.4)$$

Здесь $x(t) = V_{\pi}t$ — текущая координата ЛА по оси X_g ; V_{π} — путевая скорость ЛА; h_0 — высота полета. Учитывая (1.3), отраженный точечной целью радиосигнал

$$u_i(t) = U_i G(t) \cos[\omega_0 t - \psi_r(t) + \varphi_0 + \varphi_i], \quad (1.5)$$

где закон изменения фазы отраженного точечной целью сигнала

$$\psi_r(t) = 2r_i(t)\omega_0/c = 4\pi r_i(t)/\lambda. \quad (1.6)$$

Здесь $\lambda = 2\pi c/\omega_0$ — длина волны РСА. Следует отметить, что вы-

ражения (1.5), (1.6) справедливы для любой траектории движения ЛА.

Анализ выражений (1.5), (1.6) показывает, что отраженный одиночный точечной целью радиосигнал промодулирован по амплитуде ДНА и по фазе в соответствии с изменением текущего расстояния между ЛА и целью. Максимальная длина L_m отрезка пути ЛА, на котором принимается отраженный сигнал, ограничивается лишь шириной ДНА (рис. 1.2). Если максимальную длину ограничить шириной ДНА на уровне 3 дБ, то

$$L_m \approx 2r_0 \operatorname{tg}(\theta_g/2),$$

где $r_0 = r_i(0) = \sqrt{y_i^2 + h_0^2}$ — расстояние между ЛА и целью при $t=0$; θ_g — ширина ДНА на уровне 3 дБ по азимуту.

Картографирование земной поверхности, для которого в основном предназначена РСА, чаще всего проводится в сантиметровом диапазоне волн. Поэтому далее, если не будет дополнительных оговорок, речь пойдет об РСА указанного диапазона волн, хотя основные закономерности цифрового синтеза антенны справедливы для любой длины волны.

В сантиметровом диапазоне волн введенная в рассмотрение максимальная длина

$$L_m \approx r_0 \theta_g,$$

поскольку ширина ДНА сантиметровых РСА обычно составляет единицы градусов. Следует отметить, что даже в сантиметровом диапазоне волн, где длина пути L_m довольно мала, из-за дестабилизирующих факторов не удастся осуществить обработку на всей длине L_m . Реальный временной интервал синтеза антенны (ИС) апертуры антенны редко превышает 1 с [1,2]. Поэтому длина ИС L , т. е. длина отрезка пути, на котором реально обрабатывается отраженный сигнал, удовлетворяет двум условиям:

$$L < L_m, \quad L \ll r_0. \quad (1.7)$$

Условия (1.7), с одной стороны, приводят к тому, что изменение нормированной функции $G(t)$ на ИС невелико и вследствие этого в пределах L при упрощениях ее можно считать постоянной: $G(t) \approx 1$. С другой, разложив $r_i(t)$ в ряд Маклорена, имеем

$$\begin{aligned} r_i(t) = r_0 + \left. \frac{dr_i}{dt} \right|_{t=0} t + \left. \frac{d^2 r_i}{dt^2} \right|_{t=0} \frac{t^2}{2} + \\ + \Delta_{\text{ост}}(t) = r_0 + V_r(t)|_{t=0} t + a_r(t)|_{t=0} \frac{t^2}{2} + \Delta_{\text{ост}}(t), \end{aligned} \quad (1.8)$$

где $V_r(t) = dr_i/dt$ и $a_r(t) = d^2 r_i/dt^2$ — соответственно радиальные скорости и ускорение движения ЛА относительно цели в точке $A_i(0, y_i, 0)$; $\Delta_{\text{ост}}(t)$ — ошибка усечения ряда (1.8).

Учитывая (1.7), можно получить более простую (квадратичную) зависимость текущего расстояния от времени:

$$r_i(t) \approx r_0 + V_{\text{н}}^2 t^2 / (2r_0). \quad (1.9)$$

Выражение (1.9) справедливо во всех случаях, когда ошибки усечения ряда $\Delta_{\text{ост}}(t)$ удовлетворяют условию [7]

$$\Delta_{\text{ост}}(t) \leq \left| \frac{d^3 r_i}{dt^3} \right|_{\max} \frac{T^3}{48} \ll \lambda, \quad (1.10)$$

где $T = L/V_p$ — время синтезирования апертуры антенны. В данном случае отраженный радиосигнал

$$u_i(t) = U_i \cos[\omega_0 t - 2\pi V_p^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_p], \quad (1.11)$$

где $\psi_p = \varphi_0 + \varphi_i - \frac{4\pi r_0}{\lambda}$ — неизвестная начальная фаза отраженного радиосигнала. Вид излучаемого (а) и отраженного от одиночной точечной цели (б) радиосигналов иллюстрируется рис. 1.3.

Как известно [8,9], при цифровой обработке спектру узкополосных сигналов, каковым является отраженный радиосигнал (1.11), целесообразно сдвигать в область видеочастот. Это позволяет уменьшить максимальную частоту обрабатываемого сигнала, и, следовательно, снизить требования по быстродействию к системе обработки. Одновременно необходимо преобразовать действительный сигнал вида (1.11) в комплексный. Такое преобразование способствует устранению дополнительных шумов при обработке и позволяет избавиться от негативного влияния неизвестной начальной фазы отраженного сигнала.

Дополнительные шумы, о которых идет речь, вызываются наложением частотных составляющих спектра действительного радиосигнала при его сдвиге в область видеочастот [10, 11]. Указанное обстоятельство обусловлено тем, что, как известно [10, 11], действительный сигнал всегда обладает двусторонним спектром (на положительных и отрицательных частотах). Так, отраженный радиосигнал (1.11) может обладать амплитудно-частотным спектром (АЧС), показанным на рис. 1.4 штриховой линией. При сдвиге в область нулевой частоты обе части спектра сближаются и накладываются друг на друга. В результате обработки такого сигнала кроме полезной составляющей появляется шумовая, которая обусловлена наложением составляющих спектра. Чтобы избежать этого, на основе действительного сигнала формируется комп-

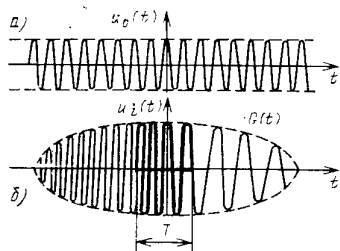


Рис. 1.3. Радиосигнал, отраженный от точечной цели

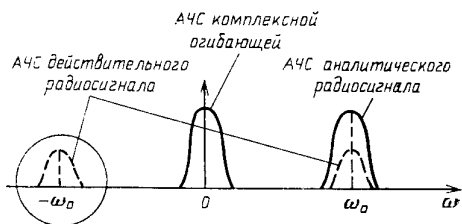


Рис. 1.4. Амплитудно-частотные спектры действительного и комплексного аналитического сигналов

лексный с односторонним спектром. Такой сигнал называют аналитическим. И только после образования аналитического сигнала сдвигается его спектр в область видеочастот. Связь АЧС действительного и комплексного аналитического сигналов показана на рис. 1.4.

В общем случае комплексный аналитический сигнал $\hat{s}(t)$ из действительного $u(t)$ формируется следующим образом: действительной составляющей комплексного сигнала становится действительный сигнал, а коэффициентом при мнимой части — преобразование Гильберта того же самого действительного сигнала

$$\hat{s}(t) = u(t) + j \operatorname{Hi}\{u(t)\}, \quad j = \sqrt{-1},$$

где $\operatorname{Hi}\{\cdot\}$ — символ преобразования Гильберта над функцией, помещенной в фигурные скобки. В случае узкополосных радиосигналов образование аналитического сигнала и сдвиг его спектра в область видеочастот могут быть осуществлены одновременно и реализуются сравнительно просто [10].

Один из вариантов преобразования отраженного радиосигнала $u_i(t)$ в комплексную огибающую состоит в том, что сигнал $u_i(t)$ подается на два фазовых детектора (рис. 1.5), опорные напряжения которых $u'_{оп}(t)$ и $u''_{оп}(t)$ сдвинуты по фазе на $\pi/2$ друг относительно друга, а в остальном с точностью до амплитуды являются копиями излучаемого сигнала (1.1). В простейшей конструкции фазовых детекторов процесс преобразования включает умножение входных сигналов и низкочастотную фильтрацию результирующего сигнала. На выходе умножителей образуются сигналы

$$\begin{aligned} u_i(t)u'_{оп}(t) &= U_i U_{оп} [\cos(-2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_i) + \\ &\quad + \cos(2\omega_0 t - 2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_p - \varphi_0)] / 2, \\ u_i(t)u''_{оп}(t) &= U_i U_{оп} [\sin(-2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_i) + \\ &\quad + \sin(2\omega_0 t - 2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_p - \varphi_0)] / 2, \end{aligned}$$

где $u'_{оп}(t) = U_{оп} \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$, $u''_{оп}(t) = U_{оп} \sin(\omega_0 t - \varphi_0)$, $U_{оп}$ — амплитуда опорных колебаний; $\psi_i = -4\pi r_0 / \lambda + \varphi_i$ — постоянная для данной цели неизвестная случайная начальная фаза комплексного сигнала.

Не теряя общности рассуждений, можно положить, что $U_{оп} = 2$, при этом на выходе фильтров нижних частот (ФНЧ на рис. 1.5) формируются сигналы

$$\begin{aligned} u_{ic}(t) &= U_i \cos[-2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_i], \\ u_{is}(t) &= U_i \sin[-2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_i], \end{aligned} \quad (1.12)$$

которые можно рассматривать как действительную и мнимую составляющие комплексной огибающей отраженного сигнала

$$\begin{aligned} \hat{s}_i(t) &= u_{ic}(t) + j u_{is}(t) = U_i \exp\{-j[2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) - \psi_i]\} = \\ &= U_i \exp\{-j[\psi_r(t) - \varphi_i]\}. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Составляющие сигнала часто называют синфазной и квадратурной, а сам сигнал (1.13) — траекторным сигналом одиночной точечной цели [1, 2].

Как следует из (1.13), сигнал $\hat{s}_i(t)$ промодулирован по фазе

$$\Phi_i(t) = -2\pi V_{п}^2 t^2 / (\lambda r_0) + \psi_i = 2\pi a_r(0) t^2 / \lambda + \psi_i \quad (1.14)$$

и, следовательно, по частоте

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi_i}{dt} = -2V_{п}^2 t / (\lambda r_0) = -2V_r(t) / \lambda, \quad (1.15)$$

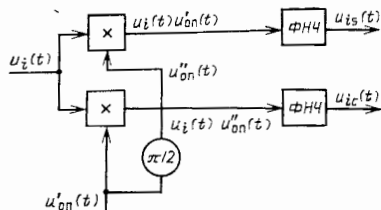


Рис. 1.5. Схема преобразования действительного сигнала в комплексный

где $V_r(t) = V_{\text{п}} x(t) / r_0$ — радиальная скорость ЛА относительно цели; $x(t) = V_{\text{п}} t$. Выражения (1.14) и (1.15), выявляющие параболическое изменение фазы и линейное изменение частоты, подчеркивают доплеровскую природу фазовой и частотной модуляции траекторного сигнала.

Описание траекторного сигнала одиночной точечной цели для случая произвольного движения ЛА может быть получено из (1.5):

$$\begin{aligned} \dot{s}_i(t) &= U_i G(t) \exp \{ -j[\psi_r(t) - \\ &- \varphi_i] \} = U_i G(t) \times \\ &\times \exp \{ -j[4\pi r_i(t)/\lambda - \varphi_i] \}, \quad (1.16) \end{aligned}$$

причем (1.13) является частным случаем (1.16) для прямолинейного движения ЛА и бокового обзора при условии, что $G(t) \approx 1$.

Следует отметить, что от любой временной зависимости в полученных соотношениях (1.1) — (1.15) можно перейти к функциональным зависимостям от пространственной координаты ЛА $x = V_{\text{п}} t$. При этом форма сигналов и вид зависимостей сохраняются, изменяются лишь масштабы по осям абсцисс. На рис. 1.6 для примера показано взаимное положение ЛА и цели, а также проиллюстрированы зависимости расстояния, фазы и частоты от временной и пространственной координат. Здесь же приведен вид действительной и мнимой составляющих отраженного от одиночной точечной цели комплексного сигнала (1.13) для случая, когда ψ_i кратна 2π , что совпадает со случаем, когда $\psi_i = 0$.

Формирование отраженного сигнала, его преобразование и усиление сопровождается появлением шумов. Принято считать [1—7], что в простейшем случае эти шумы близки к аддитивному гауссовскому белому шуму с нулевым математическим ожиданием. Следовательно, принятый сигнал, который должен быть под-

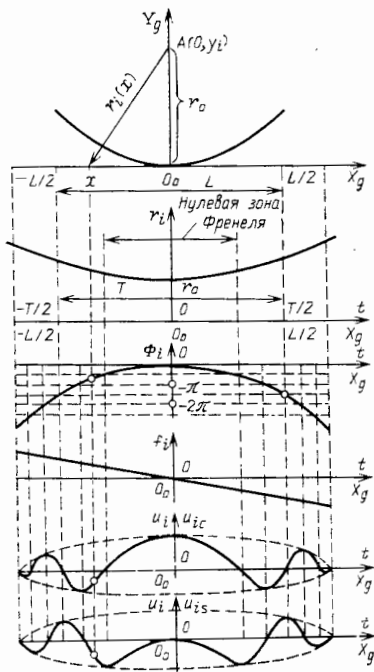


Рис. 1.6. Изменение параметров траекторного сигнала точечной цели