

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ ДВУХЧАСТОТНОЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПОСАДКИ САМОЛЕТОВ*

Н.И. Войтович, Б.В. Жданов, А.В. Зотов

Получены точные и приближенные (на основе разложения функции в ряд Маклорена) соотношения для вычисления разности глубин модуляции (РГМ) сигналов, излучаемых двухчастотным радиомаяком инструментальной системы посадки самолетов. Проведено сравнение результатов вычисления РГМ по приближенной и по точной формулам. При этом рассмотрен общий случай, когда сигнал «несущая плюс боковые частоты» и сигнал «боковые частоты» сдвинуты между собой по фазе. Представлены закономерности в поведении РГМ в зоне действия курсового радиомаяка. Статья представляет интерес для разработчиков радиомаячных систем посадки, для специалистов, выполняющих ввод в эксплуатацию курсовых и глиссидных радиомаяков, для специалистов радиотехнических служб аэропортов, для преподавателей и студентов вузов соответствующих специальностей.

Ключевые слова: моделирование, курсовой радиомаяк, глиссидный радиомаяк, разность глубин модуляции, эффект захвата.

Введение

Основным средством обеспечения инструментального захода самолетов гражданской авиации на посадку и посадки являются радиомаячные системы (РМС) посадки метрового диапазона длин волн формата ILS (Instrument Landing System). Проблема посадки самолетов в условиях ограниченной видимости взлетно-посадочной полосы (ВПП) возникла уже вскоре после первого полета братьев Райт в 1903 г. С изобретением в 1905 г. А.С. Поповым радио появились технические предложения по использованию электромагнитных волн для решения проблемы задания в пространстве радиотехнической траектории захода самолета на посадку. Таким образом, радиотехнические системы посадки (СП) имеют почти вековую историю развития. История развития СП в США описана в [1]. Основные вехи развития СП в нашей стране освещены в [2]. Радиомаячная СП включает в себя (рис. 1) курсовой радиомаяк (КРМ), глиссидный радиомаяк (ГРМ), бортовую аппаратуру (БА) (на рис. 1 не показана).

КРМ установлен на продолжении оси взлетно-посадочной полосы (ВПП), на стороне, противоположной стороне захода самолета на посадку. Антенна КРМ излучает в окружающее пространство электромагнитные волны в диапазоне частот 108–112 МГц, модулированные по амплитуде сигналами тональных частот $f_1 = 90$ Гц, $f_2 = 150$ Гц. В идеальном случае поверхность, на которой разность глубин модуляции (РГМ) сигналами f_1 и f_2 равна нулю, представляет собой вертикальную плоскость, проходящую через ось ВПП (плоскость курса).

ГРМ установлен на расстоянии примерно 300 м от торца ВПП со стороны захода самолета на посадку и смещен от оси на некоторое расстояние. Антенна ГРМ излучает в окружающее пространство электромагнитные волны в диапазоне частот 328–332 МГц, модулированные сигналами с частотами f_1 и f_2 . Поверхность, на которой разность глубин модуляции сигналами f_1 и f_2

* Работа выполнялась при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках комплексного проекта «Создание высокотехнологического производства антенн и аппаратных модулей для двухчастотного радиомаячного комплекса системы посадки метрового диапазона формата ILS III категории ИКАО для аэродромов гражданской авиации, включая аэродромы с высоким уровнем снежного покрова и сложным рельефом местности» по договору № 02.G25.31.0046 между Министерством образования и науки Российской Федерации и Открытым акционерным обществом «Челябинский радиозавод «Полёт» в кооперации с головным исполнителем НИОКТР – Федеральным государственным бюджетным образовательным учреждением высшего профессионального образования «Южно-Уральский государственный университет» (национальный исследовательский университет).

равна нулю, представляет собой конус, вершина которого находится в основании антенн, ось конуса вертикальна, а образующая наклонена на заданный угол относительно поверхности Земли (поверхность глиссады). Пересечение указанных поверхностей задает в пространстве радиотехническую траекторию для захода самолета на посадку, называемую глиссадой. Бортовая аппаратура индицирует отклонения самолета от глиссады, ее показания используются для принятия решения пилотом или автопилотом о корректировке траектории полета самолета.

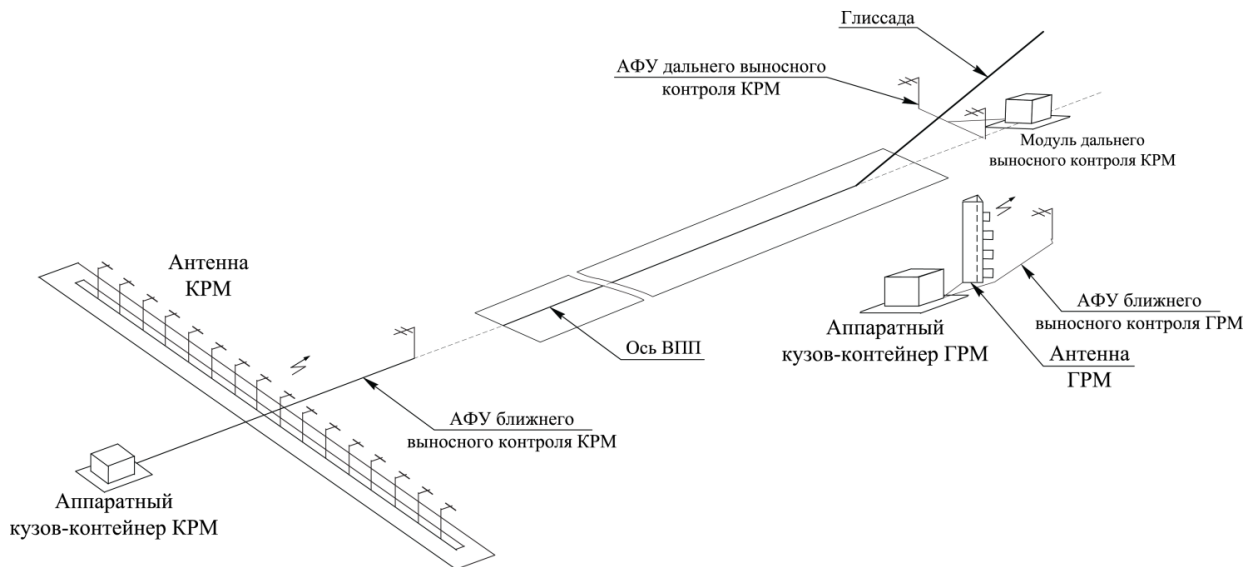


Рис. 1. Схема размещения радиомаячной системы посадки

В процессе эксплуатации первых радиомаячных систем СП была обнаружена связь между точностными характеристиками СП и расположением и размерами местных предметов на аэродроме, таких как здание аэровокзала, ангары, стоянки самолетов и др., а также формой рельефа местности в зоне захода самолетов на посадку. Причиной искривлений глиссады являлась интерференция в области глиссады электромагнитных волн, отраженных от складок местности и от местных предметов, с электромагнитными волнами, формирующими глиссаду. Следует отметить, что проблема влияния волн, отраженных от окружающей местности, существует для всех радиотехнических угломерных навигационных систем. Однако эта проблема для СП является критической. Это обусловлено высокими требованиями к точности ILS, которые на порядок превышают таковые к аэродромным навигационным и радиолокационным системам.

Естественным стремлением разработчиков РМС было сужение диаграмм направленности антенны КРМ в горизонтальной плоскости, при которой местные предметы не облучались бы сигналами КРМ [2]. Применительно к ГРМ предлагались антенные решетки с низким уровнем облучения складок местности. Однако, при этом существенно сужается зона действия СП. Пилоту трудно попасть в узкую зону. Международной организацией гражданской авиации установлены минимальные угловые размеры зоны действия системы ILS [3]: $\pm 35^\circ$ в азимутальной плоскости для КРМ и примерно от 1 до $5,5^\circ$ в угломестной плоскости для ГРМ.

Проблема обеспечения, с одной стороны, высокой точности задания траектории полета путем сужения ДН антенн и, с другой стороны, широких зон действия КРМ и ГРМ была решена в радиомаяках с двухчастотным режимом работы. При этом используется так называемый эффект захвата (capture effect). Технические предложения по построению двухчастотных радиомаяков были опубликованы в ряде работ, в частности в [4, 5]. Двухчастотный режим ILS предполагает формирование двух высокочастотных сигналов: основного – сигнала узкого канала (УК) и дополнительного – сигнала широкого канала (ШК). Задачей УК является формирование узких угловых зон: зоны курса в пределах $\pm 2^\circ$ относительно оси ВПП и зоны глиссады в пределах $\pm 0,5^\circ$ относительно угла глиссады. В этих зонах задается линейная зависимость между величиной информационного параметра (РГМ) и угловым отклонением самолета от заданной траектории. Широкий канал обеспечивает пилота информацией во всей остальной зоне действия, «указывая» на

правление «правильного» движения к траектории снижения. При этом несущая частота сигнала ШК смещена относительно частоты сигнала УК на 5–15 кГц.

Путем формирования ДН специальной формы добиваются существенного превышения уровня сигналов УК по сравнению с уровнем сигналов ШК в пределах узкой зоны в окрестности глиссады ($\pm 2^\circ$ в азимутальной плоскости и $\pm 0,5^\circ$ в угломерной плоскости) и существенного превышения уровня сигналов ШК по сравнению с уровнем сигналов УК в пределах зоны наведения.

Двухчастотные радиомаяки используются за рубежом и в нашей стране давно. Однако детального анализа формирования их зоны действия в литературе не приведено. В зарубежных работах имеются ссылки на ведомственные отчеты, недоступные специалистам в нашей стране. Настоящей работой устраняется указанный пробел. Целью работы является вывод приближенных соотношений для вычисления РГМ, которые могли бы быть использованы разработчиками радиомаяков для оценок и интерпретации зависимости РГМ от соотношения сигналов в узком и широком каналах, для приближенной оценки величины искривлений линии курса и глиссады, которые оказались бы полезными непосредственно на аэродроме специалистам, выполняющим ввод радиомаяков в эксплуатацию, преподавателям и студентам при изучении принципа работы двухчастотного радиомаяка.

Постановка задачи

Пусть КРМ и ГРМ расположены на плоской горизонтальной поверхности (см. рис. 1). Для определенности будем далее анализировать работу КРМ. Введем в рассмотрение сферическую систему координат с осью Oz , перпендикулярной к поверхности Земли. Начало координат находится на продолжении оси ВПП, в точке, являющейся проекцией центра антенны КРМ на упомянутую плоскость. Азимутальный угол φ отсчитывается от оси ВПП.

Антенно-фидерный тракт КРМ совместно с передающим устройством формируют в пространстве ниже следующие сигналы.

Сигнал «несущая частота плюс боковые частоты» (НБЧ) узкого канала (НБЧ УК) $U_{\text{НБЧ}}^{\text{УК}}(\varphi, t)$:

$$U_{\text{НБЧ}}^{\text{УК}}(\varphi, t) = x(\varphi, t) \cos(\omega^{\text{УК}} t + \psi^{\text{УК}}), \quad (1)$$

где

$$x(\varphi, t) = F_{\text{НБЧ}}^{\text{УК}}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)]; \quad (2)$$

φ – азимутальный угол; t – время; $F_{\text{НБЧ}}^{\text{УК}}(\varphi)$ – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу НБЧ узкого канала; $\omega^{\text{УК}}$ – угловая частота несущей сигнала узкого канала; $\psi^{\text{УК}}$ – начальная фаза несущей частоты сигнала узкого канала; m – глубина модуляции сигнала УК (ШК) на входе антенны; $\Omega_1 = 2\pi f_1$; $\Omega_2 = 2\pi f_2$.

Сигнал «боковые частоты» (БЧ) узкого канала (БЧ УК) $U_{\text{БЧ}}^{\text{УК}}(\varphi, t)$:

$$U_{\text{БЧ}}^{\text{УК}}(\varphi, t) = y(\varphi, t) \cos(\omega^{\text{УК}} t - \psi^{\text{УК}}), \quad (3)$$

где

$$y(\varphi, t) = a^{\text{УК}} F_{\text{БЧ}}^{\text{УК}}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)], \quad (4)$$

$F_{\text{БЧ}}^{\text{УК}}(\varphi)$ – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу БЧ узкого канала; $a^{\text{УК}}$ – коэффициент, равный отношению амплитуд напряжений сигналов с угловыми частотами Ω_1 и Ω_2 модуляции в каналах БЧ и НБЧ узкого канала на входе антенны (величиной коэффициента $a^{\text{УК}}$ регулируют крутизну зоны УК).

Сигнал «несущая частота плюс боковые частоты» широкого канала (НБЧ ШК) $U_{\text{НБЧ}}^{\text{ШК}}(\varphi, t)$:

$$U_{\text{НБЧ}}^{\text{ШК}}(\varphi, t) = v(\varphi, t) \cos(\omega^{\text{ШК}} t + \psi^{\text{ШК}}), \quad (5)$$

где

$$v(\varphi, t) = b F_{\text{НБЧ}}^{\text{ШК}}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)]; \quad (6)$$

b – коэффициент, равный соотношению амплитуды сигнала НБЧ ШК к амплитуде сигнала НБЧ УК на входе антенны; $F_{\text{нбч}}^{\text{шк}}(\varphi)$ – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу НБЧ широкого канала.

Сигнал «боковые частоты» широкого канала (БЧ ШК) $U_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi, t)$:

$$U_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi, t) = w(\varphi, t) \cos(\omega^{\text{шк}} - \psi^{\text{шк}}), \quad (7)$$

где

$$w(\varphi, t) = a^{\text{шк}} b F_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)]; \quad (8)$$

$a^{\text{шк}}$ – коэффициент, равный отношению амплитуд напряжений сигналов с угловыми частотами Ω_1 и Ω_2 в каналах БЧ и НБЧ широкого канала на входе антенны (величиной коэффициента $a^{\text{шк}}$ регулируют уровень РГМ в широкой зоне); $F_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi)$ – диаграмма направленности антенны КРМ в азимутальной плоскости по сигналу БЧ широкого канала.

Как следует из (1) и (3), разность фаз сигналов НБЧ и БЧ узкого канала равна $2\psi^{\text{ук}}$. Из (5) и (7) следует, что разность фаз сигналов НБЧ и БЧ широкого канала $2\psi^{\text{шк}}$. Принятый в (1), (3), (5), (7) учет разности фаз сигналов НБЧ и БЧ не нарушает общности анализа, однако, упрощает в дальнейшем преобразования.

Принятый на борту самолета суммарный сигнал проходит через входные цепи приемника, смеситель, усилитель промежуточной частоты и поступает на вход линейного детектора. Согласно [5], на выходе линейного детектора, включающего в себя низкочастотный фильтр, будем наблюдать сигнал, описываемый модулем огибающей суммарного сигнала, в [6] называемый физической огибающей. Медленно меняющаяся огибающая не искажается НЧ-фильтром. Далее сигнал поступает на вход полосно-пропускающих фильтров, которые выделяют составляющие с частотами f_1 и f_2 . Амплитуды напряжений выделенных колебаний нормируются относительно постоянной составляющей суммарного сигнала. Выделенные нормированные составляющие сигнала проходят через выпрямители, на выходе которых формируется разностное напряжение, поступающее на микроамперметр, который показывает величину тока, пропорциональную РГМ. Коэффициент пропорциональности между величиной тока и РГМ одинаков для всех бортовых приемников ILS. Поэтому при летных проверках параметров КРМ и ГРМ значения РГМ измеряют в микроамперах, не переводя их в проценты.

Нашей задачей является нахождение зависимости РГМ(φ) при различных соотношениях амплитуд сигналов широкого и узкого каналов b , при разных значениях разности фаз между сигналами НБЧ и БЧ в упомянутых каналах ($2\psi^{\text{ук}}$ в узком канале, $2\psi^{\text{шк}}$ в широком канале).

Метод решения

Принятый на борту самолета суммарный сигнал $U^{\Sigma}(\varphi, t)$ на входе приемника является узкополосным сигналом. Сигнал $U^{\Sigma}(\varphi, t)$ подвергается линейному детектированию. Для нахождения сигнала на выходе линейного детектора воспользуемся методикой, используемой для описания детектирования квазигармонических колебаний [5]. Для точного нахождения амплитуд колебаний Ω_1 и Ω_2 , выделяемых низкочастотными фильтрами, и постоянной составляющей используем разложение модуля огибающей суммарного сигнала в ряд Фурье. Глубину модуляции колебаниями с частотой Ω_1 (Ω_2) найдем как частное от деления амплитуд колебаний Ω_1 (Ω_2) к постоянной составляющей.

Для приближенного нахождения амплитуд колебаний Ω_1 и Ω_2 , воспользуемся разложением модуля огибающей суммарного сигнала в ряд Маклорена.

Решение задачи

Выберем в качестве опорной угловой частоты сигнала, получаемого в результате суммирования сигнала узкого и сигнала широкого каналов $U^\Sigma(\varphi, t)$, частоту ω_0 :

$$\omega_0 = \frac{\omega^{\text{шк}} + \omega^{\text{ук}}}{2}. \quad (9)$$

Введем обозначение ω_p частоты, равной половине разности частот несущих частот широкого $\omega^{\text{шк}}$ и узкого $\omega^{\text{ук}}$ каналов:

$$\omega_p = \frac{\omega^{\text{шк}} - \omega^{\text{ук}}}{2}. \quad (10)$$

Тогда сигнал $U^\Sigma(\varphi, t)$ на входе приемника может быть представлен в следующем виде:

$$\begin{aligned} U^\Sigma(\varphi, t) &= U_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi, t) + U_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi, t) + U_{\text{нбч}}^{\text{шк}}(\varphi, t) + U_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi, t) = \\ &= F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \cos((\omega_0 - \omega_p)t + \psi^{\text{ук}}) + \\ &+ a F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \cos((\omega_0 - \omega_p)t - \psi^{\text{ук}}) + \\ &+ b F_{\text{нбч}}^{\text{шк}}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \cos((\omega_0 + \omega_p)t + \psi^{\text{шк}}) + \\ &+ ba F_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \cos((\omega_0 + \omega_p)t - \psi^{\text{шк}}). \end{aligned} \quad (11)$$

Преобразуем выражение $U^\Sigma(\varphi, t)$ в (11) к виду

$$U^\Sigma(\varphi, t) = A(\varphi, t) \cos(\omega_0 t) - B(\varphi, t) \sin(\omega_0 t). \quad (12)$$

Как известно, узкополосные сигналы представляют собой квазигармонические колебания. Функцию $A(\varphi, t)$ принято называть синфазной амплитудой узкополосного сигнала $U^\Sigma(\varphi, t)$ при заданной опорной частоте ω_0 , а функцию $B(\varphi, t)$ – его квадратурной амплитудой.

Модуль огибающей узкополосного сигнала выражается через синфазную и квадратурную амплитуды сигнала $U^\Sigma(\varphi, t)$ на входе приемника:

$$U(\varphi, t) = \sqrt{A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t)}. \quad (13)$$

Выделим в суммарном сигнале синфазную и квадратурную амплитуды сигнала. Запишем $U^\Sigma(\varphi, t)$ с учетом ранее введенных обозначений (2), (4), (6), (8):

$$\begin{aligned} U^\Sigma(\varphi, t) &= x(\varphi, t) \cos((\omega_0 - \omega_p)t + \psi^{\text{ук}}) + y(\varphi, t) \cos((\omega_0 - \omega_p)t - \psi^{\text{ук}}) + \\ &+ v(\varphi, t) \cos((\omega_0 + \omega_p)t + \psi^{\text{шк}}) + w(\varphi, t) \cos((\omega_0 + \omega_p)t - \psi^{\text{шк}}). \end{aligned} \quad (14)$$

Выполнив в (14) тригонометрические преобразования, получим:

$$\begin{aligned} A(\varphi, t) &= x(\varphi, t) \cos(\psi^{\text{ук}} - \omega_p t) + y(\varphi, t) \cos(-\psi^{\text{ук}} - \omega_p t) + \\ &+ v(\varphi, t) \cos(\psi^{\text{шк}} + \omega_p t) + w(\varphi, t) \cos(-\psi^{\text{шк}} + \omega_p t); \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} B(\varphi, t) &= x(\varphi, t) \sin(\psi^{\text{ук}} - \omega_p t) + y(\varphi, t) \sin(-\psi^{\text{ук}} - \omega_p t) + \\ &+ v(\varphi, t) \sin(\psi^{\text{шк}} + \omega_p t) + w(\varphi, t) \sin(-\psi^{\text{шк}} + \omega_p t). \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t) &= x^2(\varphi, t) + y^2(\varphi, t) + v^2(\varphi, t) + w^2(\varphi, t) + 2x(\varphi, t)y(\varphi, t) \cos 2\psi^{\text{ук}} + \\ &+ 2x(\varphi, t)v(\varphi, t) \cos(\psi^{\text{ук}} - \psi^{\text{шк}} - 2\omega_p t) + 2x(\varphi, t)w(\varphi, t) \cos(\psi^{\text{ук}} + \psi^{\text{шк}} - 2\omega_p t) + \\ &+ 2y(\varphi, t)v(\varphi, t) \cos(-\psi^{\text{ук}} - \psi^{\text{шк}} - 2\omega_p t) + 2y(\varphi, t)w(\varphi, t) \cos(-\psi^{\text{ук}} + \psi^{\text{шк}} - 2\omega_p t) + \\ &+ 2v(\varphi, t)w(\varphi, t) \cos 2\psi^{\text{шк}}. \end{aligned} \quad (17)$$

Точные значения РГМ(φ)

Для точного вычисления разности глубин модуляции суммарного сигнала $\text{РГМ}^\Sigma(\varphi)$ воспользуемся разложением функции $U(\varphi, t)$ в ряд Фурье. Функция $U(\varphi, t)$ является периодической функцией с периодом T :

$$T = \frac{1}{30}c.$$

Обозначим частоту, равную 30 Гц, буквой с нижним индексом 0: f_0 , а соответствующую угловую частоту: Ω_0 , ($\Omega_0 = 2\pi f_0$). Тогда угловые частоты Ω_1 и Ω_2 представляются как 3-я и 5-я гармоники модуля огибающей суммарного сигнала ($\Omega_1 = 3\Omega_0$, $\Omega_2 = 5\Omega_0$). Функция $U(\varphi, t)$ (13) является четной функцией переменной величины t , следовательно, в разложении будут отличными от нуля только косинусоидальные составляющие сигнала.

Амплитуда $M_1(\varphi)$ колебания с частотой 90 Гц равна:

$$M_1(\varphi) = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U(\varphi, t) \cos(\Omega_1 t) dt = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} U(\varphi, t) \cos(3\Omega_0 t) dt. \quad (18)$$

Сделаем в подынтегральном выражении в (18) замену переменной $\Omega_0 t = \eta$, $dt = \frac{d\eta}{\Omega_0}$. В результате верхний предел интеграла в (18) при интегрировании по переменной η (при $t = \frac{T}{2}$) равен $\Omega_0 \frac{T}{2} = \pi$. Нижний предел равен $-\pi$.

$$M_1(\varphi) = \frac{2}{T\Omega_0} \int_{-\pi}^{\pi} U(\varphi, \eta) \cos 3\eta d\eta = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U(\varphi, \eta) \cos 3\eta d\eta. \quad (19)$$

Аналогично получим, что амплитуда $M_2(\varphi)$ колебания с частотой 150 Гц и постоянная составляющая $M_0(\varphi)$ равны соответственно:

$$M_2(\varphi) = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U(\varphi, \eta) \cos 5\eta d\eta, \quad M_0(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U(\varphi, \eta) d\eta. \quad (20)$$

Глубина модуляции огибающей сигналом 90 Гц [150 Гц] представляет собой частное от деления амплитуды $M_1(\varphi)$ [$M_2(\varphi)$] на постоянную составляющую $M_0(\varphi)$:

$$m_1(\varphi) = \frac{M_1(\varphi)}{M_0(\varphi)}; \quad m_2(\varphi) = \frac{M_2(\varphi)}{M_0(\varphi)}; \quad \text{РГМ}^\Sigma(\varphi) = m_1(\varphi) - m_2(\varphi). \quad (21)$$

Формулы (19)–(21) будут далее использоваться для вычислений точных значений функции $\text{РГМ}^\Sigma(\varphi)$. Однако получаемые при этом результаты не удобны для выявления физических закономерностей в формировании $\text{РГМ}^\Sigma(\varphi)$ при совместной работе УК и ШК. С целью получения более наглядных соотношений ниже найдем приближенные соотношения, более удобные для этих целей.

Приближенные значения РГМ(φ)

Далее для целей физической интерпретации работы двухчастотного радиомаяка выведем приближенную формулу для вычисления $\text{РГМ}(\varphi)$. Выполним следующие преобразования. Возведем в квадрат функции $A(\varphi, t)$ и $B(\varphi, t)$, найдем сумму $A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t)$. Корень квадратный из суммы (13) описывает модуль огибающей сигнала на входе НЧ-фильтра [5]:

$$\begin{aligned}
 A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t) = & x(\varphi, t)^2 + y(\varphi, t)^2 + v(\varphi, t)^2 + w(\varphi, t)^2 + 2x(\varphi, t)y(\varphi, t)\cos 2\psi^{yk} + \\
 & + 2x(\varphi, t)v(\varphi, t)\cos(\psi^{yk} - \psi^{шк} - 2\omega_p t) + 2x(\varphi, t)w(\varphi, t)\cos(\psi^{yk} + \psi^{шк} - 2\omega_p t) + \\
 & + 2y(\varphi, t)v(\varphi, t)\cos(-\psi^{yk} - \psi^{шк} - 2\omega_p t) + 2y(\varphi, t)w(\varphi, t)\cos(-\psi^{yk} + \psi^{шк} - 2\omega_p t) + \\
 & + 2v(\varphi, t)w(\varphi, t)\cos 2\psi^{шк}.
 \end{aligned} \tag{22}$$

Сигнал на выходе НЧ-фильтра не будет содержать колебаний с разностной частотой $2\omega_p t$.

Обозначим амплитуду сигнала на выходе фильтра:

$$U_{нч}(\varphi, t) = \sqrt{A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t)} \Big|_{нч}.$$

На выходе НЧ-фильтра получим

$$\begin{aligned}
 A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t) \Big|_{нч} = & x(\varphi, t)^2 + y(\varphi, t)^2 + v(\varphi, t)^2 + w(\varphi, t)^2 + \\
 & + 2x(\varphi, t)y(\varphi, t)\cos 2\psi^{yk} + 2v(\varphi, t)w(\varphi, t)\cos 2\psi^{шк}.
 \end{aligned} \tag{23}$$

Или, учитывая ранее введенные обозначения (2), (4), (6), (8):

$$\begin{aligned}
 A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t) \Big|_{нч} = & \left\{ F_{нбч}^{yk}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \right\}^2 + \\
 & + \left\{ a_{yk} F_{бч}^{yk}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \right\}^2 + \\
 & + \left\{ b \dot{F}_{нбч}^{шк}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \right\}^2 + \\
 & + \left\{ ba_{шк} \dot{F}_{бч}^{шк}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \right\}^2 + \\
 & + 2 \left\{ F_{нбч}^{yk}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \right\} \cdot a_{yk} F_{бч}^{yk}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \cos 2\psi^{yk} + \\
 & + 2b \dot{F}_{нбч}^{шк}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] \cdot ba_{шк} \dot{F}_{бч}^{шк}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \cos 2\psi^{шк} = \\
 = & \left\{ \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) \right]^2 + \left[b \dot{F}_{нбч}^{шк}(\varphi) \right]^2 \right\} [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)]^2 + \\
 & + \left\{ \left[a_{yk} F_{бч}^{yk}(\varphi) \right]^2 + \left[ba_{шк} \dot{F}_{бч}^{шк}(\varphi) \right]^2 \right\} [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)]^2 + \\
 & + 2 \left\{ \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) \cdot a_{yk} F_{бч}^{yk}(\varphi) \right] \cos 2\psi^{yk} + \left[b \dot{F}_{нбч}^{шк}(\varphi) \cdot ba_{шк} \dot{F}_{бч}^{шк}(\varphi) \right] \cos 2\psi^{шк} \right\} \times \\
 & \times [1 + m \cos \Omega_1 t + m \cos \Omega_2 t] [m \cos \Omega_1 t - m \cos \Omega_2 t].
 \end{aligned} \tag{24}$$

В полученном выражении (24) сгруппируем слагаемые. Независящую от времени величину обозначим $c^2(\varphi)$. Множители перед функциями $\cos(\Omega_1 t)$ и $\cos(\Omega_2 t)$ обозначим $d(\varphi)$ и $f(\varphi)$, соответственно. Сумму слагаемых, содержащих комбинационные частоты $2\Omega_1$, $2\Omega_2$, $\Omega_1 - \Omega_2$, $\Omega_1 + \Omega_2$ обозначим $g(\varphi)$.

$$c^2(\varphi) = (1 + m^2) \left\{ \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) \right]^2 + b^2 \left[F_{нбч}^{шк}(\varphi) \right]^2 \right\} + m^2 a^2 \left\{ \left[F_{бч}^{yk}(\varphi) \right]^2 + b^2 \left[F_{бч}^{шк}(\varphi) \right]^2 \right\}; \tag{25}$$

$$\begin{aligned}
 d(\varphi) = & 2m \left\{ \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) \right]^2 + b^2 \left[F_{нбч}^{шк}(\varphi) \right]^2 + \right. \\
 & \left. + a \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) F_{бч}^{yk}(\varphi) \cos 2\psi^{yk} + b^2 F_{нбч}^{шк}(\varphi) F_{бч}^{шк}(\varphi) \cos 2\psi^{шк} \right] \right\};
 \end{aligned} \tag{26}$$

$$\begin{aligned}
 f(\varphi) = & 2m \left\{ \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) \right]^2 + b^2 \left[F_{нбч}^{шк}(\varphi) \right]^2 - \right. \\
 & \left. - a \left[F_{нбч}^{yk}(\varphi) F_{бч}^{yk}(\varphi) \cos 2\psi^{yk} + b^2 F_{нбч}^{шк}(\varphi) F_{бч}^{шк}(\varphi) \cos 2\psi^{шк} \right] \right\}.
 \end{aligned} \tag{27}$$

Полагая в (13) величину $c^2(\varphi)$ большой по сравнению с $d(\varphi)$, $f(\varphi)$ и $g(\varphi, t)$, вынесем ее из-под корня квадратного и затем для вычисления корня квадратного воспользуемся разложением функции $(1+x)^{\frac{1}{2}}$ в ряд Маклорена [7]:

$$(1+x)^{\frac{1}{2}} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1 \cdot 1}{2 \cdot 4}x^2 + \frac{1 \cdot 1 \cdot 3}{2 \cdot 4 \cdot 6}x^3 - \frac{1 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 8}x^4 + \dots \quad (28)$$

Ограничиваясь первым членом разложения функции $U_{\text{нч}}(\varphi, t)$, получим

$$U_{\text{нч}}(\varphi, t) = \sqrt{A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t)} \approx c \left(1 + \frac{d(\varphi) \cos(\Omega_1 t)}{2c^2(\varphi)} + \frac{f(\varphi) \cos(\Omega_2 t)}{2c^2(\varphi)} + \frac{g(\varphi, t)}{2c^2(\varphi)} \right). \quad (29)$$

Следовательно, величина РГМ $^{\Sigma}(\varphi)$ приближенно равна:

$$\text{РГМ}^{\Sigma}(\varphi) \approx \frac{d(\varphi) - f(\varphi)}{2c^2}; \quad (30)$$

$$\text{РГМ}^{\Sigma}(\varphi) \approx \frac{2am \left[F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cos 2\psi^{\text{ук}} + b^2 F_{\text{нбч}}^{\text{шк}}(\varphi) F_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi) \cos 2\psi^{\text{шк}} \right]}{(1+m^2) \left(\left[F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \right]^2 + b^2 \left[F_{\text{нбч}}^{\text{шк}}(\varphi) \right]^2 \right) + m^2 a^2 \left(\left[F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi) \right]^2 + b^2 \left[F_{\text{бч}}^{\text{шк}}(\varphi) \right]^2 \right)}. \quad (31)$$

Анализ результатов

Частные случаи

Рассмотрим первый частный случай. Пусть радиомаяк работает в одночастотном режиме ($b=0$), причем сигналы НБЧ и БЧ, как это требуется по принципу работы радиомаяка, синфазны ($\psi^{\text{ук}}=0$). Тогда

$$U_{\text{нч}}^2(\varphi, t) = A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t) = x^2(\varphi, t) + y^2(\varphi, t) + 2x(\varphi, t)y(\varphi, t), \quad (32)$$

то есть огибающая $U_{\text{нч}}(\varphi, t)$ суммарного сигнала равна:

$$U_{\text{нч}}(\varphi, t) = \sqrt{A^2(\varphi, t) + B^2(\varphi, t)} \Big|_{\text{нч}} = |x(\varphi, t) + y(\varphi, t)|. \quad (33)$$

Следовательно,

$$\begin{aligned} U_{\text{нч}}(\varphi, t) &= \left| F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cdot [1 + m \cos(\Omega_1 t) + m \cos(\Omega_2 t)] + a F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \right| = \\ &= \left| F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cdot \left[1 + m \left(1 + a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos(\Omega_1 t) + m \left(1 - a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos(\Omega_2 t) \right] \right|. \end{aligned} \quad (34)$$

Пусть в некотором секторе углов $\varphi_1 < \varphi < \varphi_2$ функция $F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) > 0$, $F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi) < F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)$. Тогда, учитывая, что $0 < a < 1$, $m=0,4$, получим, что в (34) первый и второй множители являются положительными величинами. Следовательно,

$$U_{\text{нч}}(\varphi, t) = F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \left[1 + m \left(1 + a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos \Omega_1 t + m \left(1 - a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos \Omega_2 t \right]; \quad (35)$$

$$\text{РГМ}^{\text{ук}}(\varphi) = 2ma \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)}, \text{ при } \varphi_1 < \varphi < \varphi_2. \quad (36)$$

Пусть при некотором значении $\varphi = \varphi_3$ имеем $F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi_3) = 0$. Тогда

$$\begin{aligned} U_{\text{нч}}(\varphi, t) &= \left| a F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi_3) \cdot [m \cos(\Omega_1 t) - m \cos(\Omega_2 t)] \right| = \\ &= a \left| F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi_3) \right| m \cos(\Omega_1 t) - a \left| F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi_3) \right| m \cos(\Omega_2 t). \end{aligned} \quad (37)$$

Следовательно,

$$\text{РГМ}^{\text{ук}}(\varphi_3) = 0. \quad (38)$$

Пусть теперь в некотором секторе углов $\varphi_4 < \varphi < \varphi_5$, $a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} > 1$.

Однако, пусть при любом значении переменной t выражение под знаком модуля в (34) имеет положительное значение. Тогда знак модуля в (34) может быть опущен. При этом запишем выражение $U_{\text{нч}}(\varphi, t)$ в таком виде, чтобы множитель, стоящий перед функцией $\cos(\Omega_2 t)$ был бы положительной величиной:

$$U_{\text{нч}}(\varphi, t) = F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \left[1 + m \left(1 + a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos(\Omega_1 t) - m \left(a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} - 1 \right) \cos(\Omega_2 t) \right]. \quad (39)$$

В (39) величина $m \left(a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} - 1 \right)$ представляет собой коэффициент модуляции (по определению коэффициент модуляции – величина положительная). Стоящий перед этой величиной знак минус означает, что фаза сигнала с частотой Ω_2 отличается от фазы аналогичного сигнала в сигнале НБЧ на 180° . Фаза сигнала при определении глубины модуляции не принимается во внимание. Тогда из (39) следует

$$\text{РГМ}^{\text{ук}}(\varphi) = 2m, \text{ при } \varphi_4 < \varphi < \varphi_5. \quad (40)$$

Пусть далее в некотором секторе углов $\varphi_6 < \varphi < \varphi_7$ $a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} < -1$, однако, при любом значении переменной t выражение под знаком модуля имеет положительное значение. Тогда поступим аналогично предыдущему случаю. Запишем выражение $U_{\text{нч}}(\varphi, t)$ в таком виде, чтобы множитель, стоящий перед функцией $\cos \Omega_1 t$ в круглых скобках был бы положительной величиной:

$$U_{\text{нч}}(\varphi, t) = F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) \left[1 - m \left(-1 - a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos(\Omega_1 t) + m \left(1 - a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right) \cos(\Omega_2 t) \right]. \quad (41)$$

В (41) положительная величина $m \left(-1 - a \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \right)$ представляет собой коэффициент модуляции, а стоящий перед этой величиной знак минус означает, что фаза сигнала с частотой Ω_1 отличается от фазы аналогичного сигнала в сигнале НБЧ на 180° . Тогда из (39) следует:

$$\text{РГМ}^{\text{ук}}(\varphi) = -2m, \text{ при } \varphi_6 < \varphi < \varphi_7. \quad (42)$$

В тех случаях, когда выражение под знаком модуля является знакопеременным, вычисление функции $\text{РГМ}(\varphi)$ следует выполнять по формулам (19)–(21) разложения функции $U_{\text{нч}}(\varphi, t)$ в ряд Фурье. Случай, когда функция под знаком модуля в пределах периода меняет знак, соответствует ситуации с перемодуляцией сигнала. Как следует из численных экспериментов, приведенных ниже, в этих случаях, $-2m < \text{РГМ}(\varphi) < 2m$. Таким образом, величина $2m$ является наибольшим значением функции $\text{РГМ}(\varphi)$, а величина $-2m$ является наименьшим значением этой функции.

Рассмотрим второй частный случай. Пусть радиомаяк по-прежнему работает в одночастотном режиме ($b = 0$). Однако, теперь сигналы НБЧ и БЧ сдвинуты относительно друг друга по фазе ($\psi^{\text{ук}} \neq 0$). Такой режим работы наблюдается в процессе настройки радиомаяка на аэродроме. Тогда из (31) следует

$$\text{РГМ}^{\text{ук}}(\varphi) \approx \frac{2am F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi) F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi) \cos 2\psi^{\text{ук}}}{(1 + m^2) [F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)]^2 + m^2 a^2 [F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)]^2}. \quad (43)$$

Учитывая то, что $a \leq 1$, $m^2 \ll 1$, из (36) получим

$$\text{РГМ}^{\text{ук}}(\varphi) \approx 2am \frac{F_{\text{бч}}^{\text{ук}}(\varphi)}{F_{\text{нбч}}^{\text{ук}}(\varphi)} \cos 2\psi^{\text{ук}}. \quad (44)$$

Это соотношение обычно используется в практической работе при настройке КРМ и ГРМ на аэродроме, а также для приближенной оценки искривлений линии курса и глиссады. На рис. 2

приведены нормированные относительно величины $2am \frac{F_{бч}^{ук}(\varphi)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi)}$ зависимости РГМ от величины

$2\psi^{ук}$ при различных значениях a , найденные по точным формулам (19)–(21). Как видно из графиков на рис. 2, найденные по точным формулам значения РГМ всегда меньше значений РГМ, полученных по приближенной формуле. На рис. 3 приведена зависимость нормированной ошибки вычисления РГМ по приближенной формуле от величины $2\psi^{ук}$. Как видно из графиков, абсолютное значение ошибки растет с ростом величины $2\psi^{ук}$. Однако, при обычно выставляемых при настройке КРМ значениях a , ошибка не превышает 5 %, что на практике допустимо.

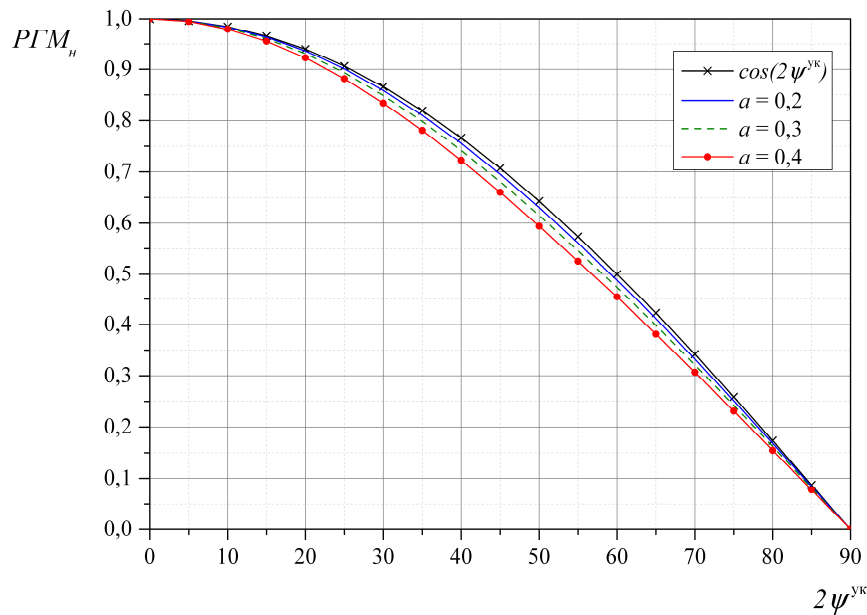


Рис. 2. Зависимость нормированной величины РГМ_н от разности фаз $2\psi^{ук}$ сигналов БЧ и НБЧ

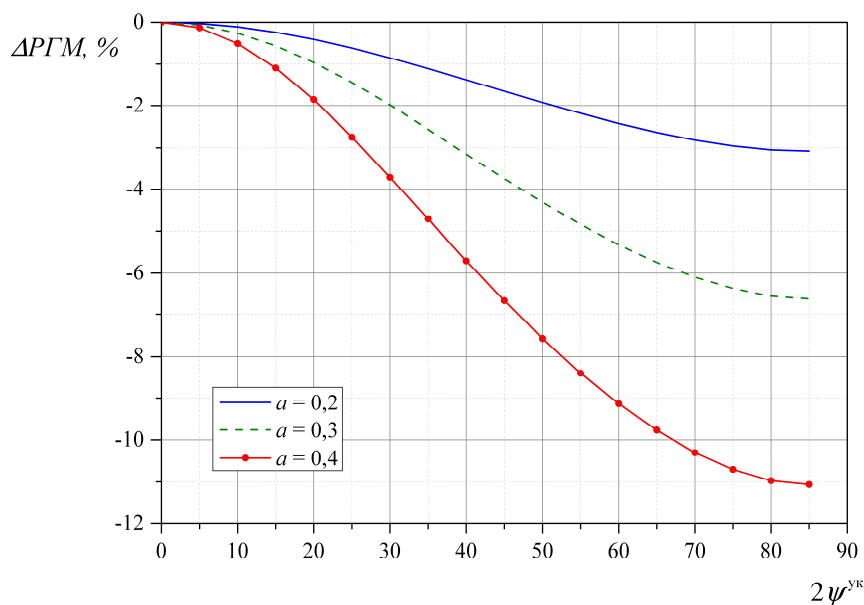


Рис. 3. Зависимость относительной ошибки вычисления РГМ по приближенной формуле от разности фаз $2\psi^{ук}$

Рассмотрим третий частный случай. Радиомаяк работает в двухчастотном режиме ($b \neq 0$). Пусть $\psi^{ук} = \psi^{шк} = 0$, $0 < b < 1$, $bF_{нбч}^{шк}(\varphi) \leq F_{нбч}^{ук}(\varphi)$, $bF_{бч}^{шк}(\varphi) \leq F_{бч}^{ук}(\varphi)$.

Тогда, влияние второго слагаемого в числителе формулы (31) оказывается менее значимым, чем первого (дополнительное ослабление в b раз). Таким образом, мы наблюдаем явление подавления двух слабых сигналов $F_{нбч}^{шк}(\varphi)$, $F_{бч}^{шк}(\varphi)$ двумя сильными сигналами $F_{нбч}^{ук}(\varphi)$, $F_{бч}^{ук}(\varphi)$.

Обратимся снова к соотношению (31). Преобразуем его следующим образом. В числителе первое слагаемое умножим и разделим на $F_{нбч}^{ук}(\varphi)$, второе слагаемое умножим и разделим на $F_{нбч}^{шк}(\varphi)$, затем выполним в числителе замену:

$$2am \frac{F_{бч}^{ук}(\varphi)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi)} \cos 2\psi^{ук} = \text{РГМ}^{ук}(\varphi); \quad (45)$$

$$2am \frac{U_{бч}^{шк}(\varphi)}{U_{нбч}^{шк}(\varphi)} \cos 2\psi^{шк} = \text{РГМ}^{шк}(\varphi). \quad (46)$$

В результате получим

$$\text{РГМ}^{\Sigma}(\varphi) = \frac{\text{РГМ}^{ук}(\varphi) [F_{нбч}^{ук}(\varphi)]^2 + b^2 [F_{нбч}^{шк}(\varphi)]^2 \text{РГМ}^{шк}(\varphi)}{[F_{нбч}^{ук}(\varphi)]^2 + b^2 [F_{нбч}^{шк}(\varphi)]^2}. \quad (47)$$

Запишем соотношение (47) в более компактном виде, с этой целью числитель и знаменатель разделим на величину $[F_{нбч}^{ук}(\varphi)]^2$, кроме того, введем обозначение: $\alpha(\varphi) = b \frac{F_{нбч}^{шк}(\varphi)}{F_{нбч}^{ук}(\varphi)}$. Тогда соотношение (23) примет вид

$$\text{РГМ}^{\Sigma}(\varphi) = \frac{\text{РГМ}^{ук}(\varphi) + [\alpha(\varphi)]^2 \text{РГМ}^{шк}(\varphi)}{1 + [\alpha(\varphi)]^2}. \quad (48)$$

Как видно из (48), если отношение $\alpha(\varphi)$ амплитуды сигнала НБЧ ШК к амплитуде сигнала НБЧ УК в некотором направлении или в некотором секторе азимутальных углов меньше 1, то вклад $\text{РГМ}^{шк}(\varphi)$ в величину РГМ^{Σ} суммарного сигнала уменьшается в $\alpha(\varphi)$ раз. Напротив, если в некотором направлении или в некотором секторе азимутальных углов $\alpha(\varphi)$ больше 1, то вклад $\text{РГМ}^{шк}(\varphi)$ увеличивается в $\alpha(\varphi)$. При $\alpha(\varphi) = 1$ вклады $\text{РГМ}^{ук}(\varphi)$ и $\text{РГМ}^{шк}(\varphi)$ в $\text{РГМ}^{\Sigma}(\varphi)$ не имеют весовых коэффициентов.

Общий случай

На рис. 4–6 приведены ДН антенны КРМ и зависимости $\text{РГМ}^{ук}(\varphi)$, $\text{РГМ}^{шк}(\varphi)$, $\text{РГМ}^{\Sigma}(\varphi)$ в общем случае, когда на значение параметров двухчастотного радиомаяка не вводятся ограничения. В качестве антенны рассматривается неэквидистантная антенная решетка (АР) полуволновых вибраторов с общим рефлектором с широко используемым в КРМ амплитудно-фазовым распределением. Причем влияние рефлектора на формирование ДН не учитывается, т. е. вычисляется множитель антенной решетки, умноженный на ДН вибратора в свободном пространстве. При вычислениях ДН предполагалось, что амплитуды токов в вибраторах для каждого из четырех сигналов нормированы относительно величины, равной корню квадратному из суммы квадратов амплитуд токов. Принято, что $\psi^{ук} = \psi^{шк} = 0$.

На рис. 4 приведены ДН антенны для сигналов НБЧ УК, БЧ УК и $\text{РГМ}^{ук}(\varphi)$. ДН НБЧ УК имеет колокообразный вид с максимумом в направлении оси ВПП ($\varphi = 0^\circ$), с низким уровнем бокового излучения в секторе углов $\varphi < -7^\circ$ и в секторе $7^\circ < \varphi$. ДН БЧ УК имеет «разностный» вид с большим уровнем излучения в указанных выше секторах, однако, не превышающим уровень -23 дБ. Величина $\text{РГМ}^{ук}(\varphi)$ монотонно растет в пределах от -5 до $+5^\circ$. За пределами ука-

занного сектора углов функция $РГМ^{УК}(\varphi)$ имеет осциллирующий характер с включением узких секторов углов, в которых она имеет постоянное значение, равное либо $-2m$, либо $+2m$. При указанных ДН уровень излучения в направлении местных предметов, расположенных в секторах $\varphi < -7^\circ$ и $7^\circ < \varphi$ значительно ослаблен, что гарантирует малое влияние этих местных предметов на поведение линии курса. Однако, в секторе углов $(-35^\circ, +35^\circ)$ существует множество ложных курсов.

На рис. 5 приведены ДН антенны для сигналов НБЧ ШК, БЧ ШК и $РГМ^{ШК}(\varphi)$. ДН НБЧ ШК имеет вид пьедестала с углублением в секторе углов $-10^\circ < \varphi < 10^\circ$. ДН БЧ ШК имеет «разностный» вид с большим уровнем излучения вне указанных секторов. Величина $РГМ^{ШК}$ монотонно растет в пределах от -8 до $+8$. За пределами указанного сектора углов функция $РГМ^{ШК}(\varphi)$ имеет почти постоянное значение. В этих секторах отсутствуют ложные курсы.

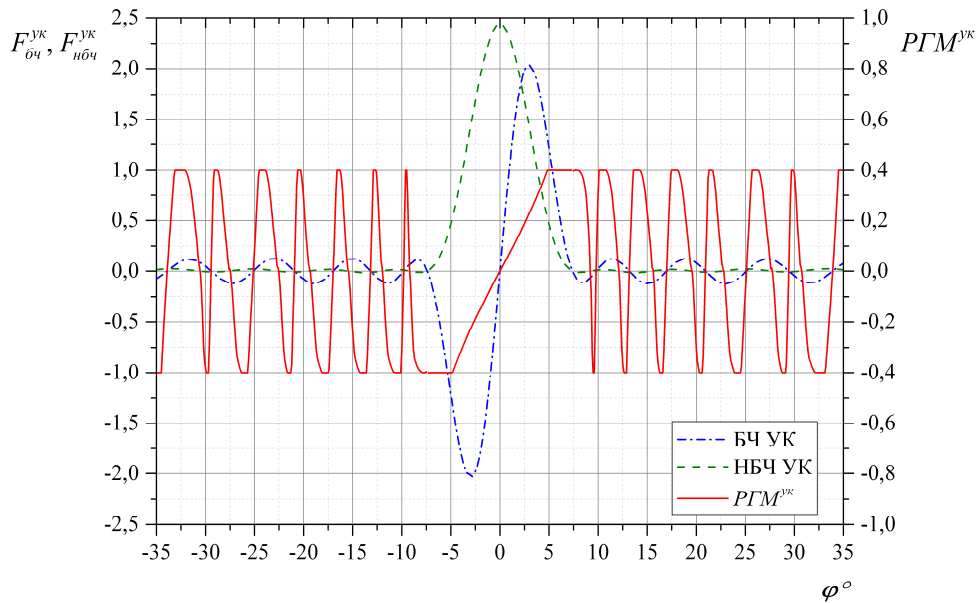


Рис. 4. ДН антенны для сигналов БЧ УК, НБЧ УК и $РГМ^{УК}(\varphi)$;
 $m = 0,2; a^{УК} = 0,4$

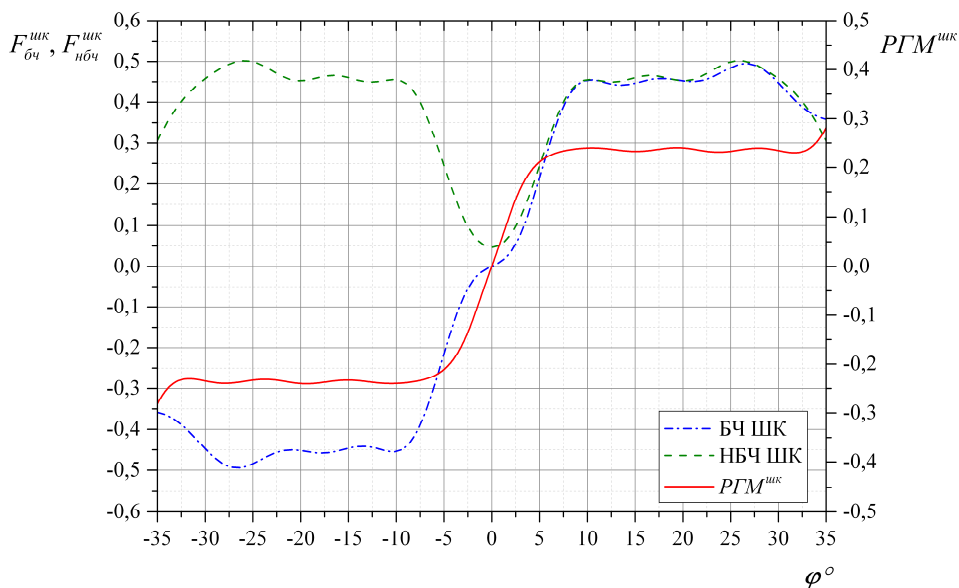


Рис. 5. ДН антенны для сигналов БЧ ШК, НБЧ ШК и $РГМ^{ШК}(\varphi)$;
 $m = 0,2; a^{ШК} = 0,6$

На рис. 6 приведены зависимости $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$ при различных значениях коэффициента $a^{ШК}$ ($b = 0,7$). Как видно из рассмотрения графиков на рис. 6, в секторе углов $-5^{\circ} < \varphi < 5^{\circ}$ наблюдается плавный, монотонный рост $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$. В этом секторе осуществляется работа с узким каналом. За пределами указанного сектора углов функция $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$ имеет почти постоянное значение. Уровень постоянного значения определяется значением коэффициента $a^{ШК}$. В этом секторе осуществляется работа с широким каналом.

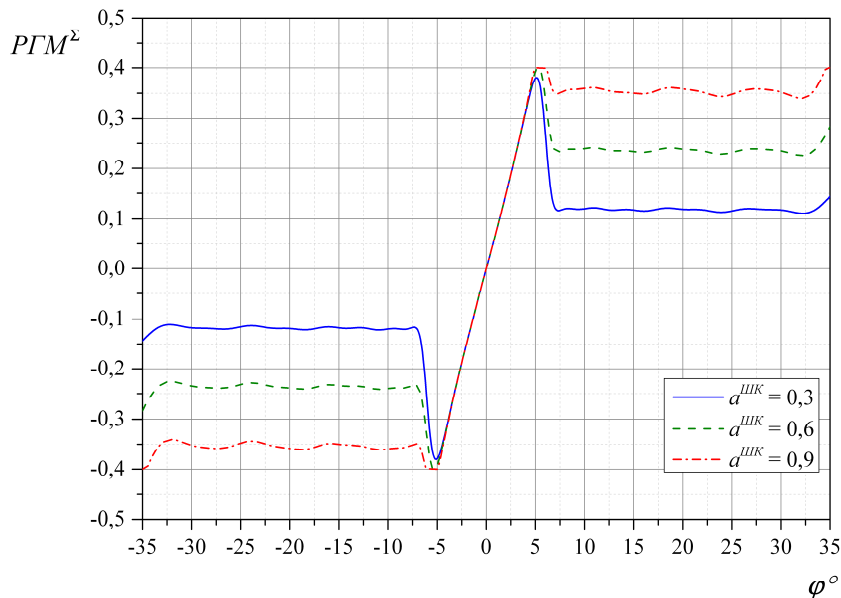


Рис. 6. Зависимость $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$; $m = 0,2$; $a^{УК} = 0,4$; $b = 0,7$

Выводы

1. Найдены соотношения в виде квадратур для точного вычисления $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$ в зоне действия двухчастотного радиомаяка (КРМ или ГРМ) при любых соотношениях между комплексными амплитудами напряженностей полей сигналов узкого и широкого каналов, излучаемых антеннами с заданными диаграммами направленности.

2. Получены соотношения для приближенного вычисления $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$ сигналов на выходе линейного детектора. Полученные соотношения обобщают известные соотношения для случая линейного детектирования гармонического сигнала в присутствии помехи на случай, когда на вход линейного детектора одновременно поступает «сильный» сигнал, модулированный по амплитуде двумя низкочастотными тонами, и «слабый» сигнал с точно такой же модуляцией. Показано, что «слабый» сигнал оказывается ослабленным в число раз, равное соотношению амплитуд «сильного» и «слабого» сигналов (b раз).

3. Проведено сравнение результатов вычисления $РГМ^{УК}(\varphi)$ по точной и приближенной формулам для одночастотного радиомаяка. Показано хорошее совпадение результатов в случае, когда отношение амплитуды сигнала БЧ к амплитуде сигнала НБЧ меньше единицы.

4. Найдены соотношения для приближенного вычисления $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$ двухчастотного радиомаяка по известным $РГМ^{УК}(\varphi)$ узкого канала и $РГМ^{ШК}(\varphi)$ широкого канала и известному соотношению амплитуд НБЧ широкого и НБЧ узкого каналов.

5. Численными экспериментами показано, что в зоне действия радиомаяка величина $РГМ^{\Sigma}(\varphi)$ может изменяться в пределах от $-2m$ до $+2m$, где m – глубина модуляции сигнала НБЧ сигналами с угловыми частотами Ω_1 и Ω_2 .

6. Показано, что в зоне действия КРМ сигналы узкого и широкого каналов меняются ролями в отношении «слабый», «сильный». В узкой угловой рабочей зоне в окрестности направления

вдоль оси ВПП сильным сигналом является сигнал узкого канала, слабым – сигнал широкого канала. За пределами узкой угловой зоны сильным сигналом является сигнал широкого канала, слабым – сигнал узкого канала. В переходной зоне сигналы узкого и широкого каналов равноценны, при этом обеспечивается плавный ход функции $\text{PГМ}^\Sigma(\varphi)$ при переходе из одной зоны в другую.

7. Показано, что при работе двухчастотного КРМ в секторе углов $-5^\circ < \varphi < 5^\circ$ наблюдается плавный, монотонный рост $\text{PГМ}^\Sigma(\varphi)$. За пределами указанного сектора углов функция $\text{PГМ}^\Sigma(\varphi)$ имеет почти постоянное значение. Уровень постоянного значения определяется значением коэффициента $a^{\text{шк}}$, равного отношению амплитуд напряжений сигналов с частотами Ω_1 и Ω_2 в каналах БЧ и НБЧ широкого канала на входе антенны.

Литература

1. Watts, C.B., Jr. *Instrument Landing Scrapbook* / C.B., Jr. Watts. – Trafford Publishing, 2005. – 392 p.
2. НИИ-33 / ВНИИРА. *История становления и развития Всесоюзного НИИ радиоаппаратуры*. – СПб., 2007. – 291 с.
3. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации. *Авиационная электросвязь. Том 1. Радионавигационные средства*. ИКАО, Монреаль (Канада), 2006. – 606 с.
4. US patent № 3,409,890. *Landing System for Aircraft* / R.W. Redlich.
5. US patent №3,711,857. *Capture effect system* / William C. Cummings.
6. Баскаков, С.И. *Радиотехнические цепи и сигналы* / С.И. Баскаков. – М.: Высш. шк., 2005. – 464 с.
7. Градштейн, И.С. *Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений* / И.С. Градштейн, И.М. Рыжик. – М.: Физматгиз, 1963. – 1100 с.

Войтович Николай Иванович, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой конструирования и производства радиоаппаратуры, Южно-Уральский государственный университет (г. Челябинск); voytovichni@mail.ru.

Жданов Борис Викторович, доцент кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры, Южно-Уральский государственный университет (г. Челябинск); boris.z@inbox.ru.

Зотов Андрей Васильевич, аспирант кафедры конструирования и производства радиоаппаратуры, Южно-Уральский государственный университет (г. Челябинск); tnt1000@mail.ru.

Bulletin of the South Ural State University
Series “Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics”
2013, vol. 13, no. 4, pp. 55–69

SIMULATION OF THE TWO-FREQUENCY AIRCRAFT LANDING SYSTEM

N.I. Voytovich, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation, voytovichni@mail.ru,

B.V. Zhdanov, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation, boris.z@inbox.ru,

A.V. Zotov, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation, tnt1000@mail.ru

The strict and approximate relationship that bases on the binomial series expansion are received in the article for calculating the difference of the modulation (DDM) depth of the signals that emitted by the two-frequency instrument landing system (ILS). A comparison is given of the results that are computed by the approximate and the exact formulas

for the DDM. It takes into account that the signals “suppressed carrier sideband only” and “Carrier plus sideband” are out of phase. The behavior of the DDM in the localizer area is presented. The article is interesting for the developers of the ILS and for the specialist in start-up of the localizer and the glide-path transmitter and for the professional radioservices specialists of airport and for the related disciplines university teachers and students.

Keywords: simulation, localizer, glide-path localizer, difference in depth modulation, capture effect.

References

1. Watts C.B., Jr. Instrument Landing Scrapbook, *Trafford Publishing*, 2005. 392 p.
2. *NII-33/ VNIIRA Istoriya stanovleniya i razvitiya Vsesoyuznogo NII radioapparatury* [The History of the Formation and Development of the All-Union Scientific Research Institute of Radioequipment [NII-33 / VNIIRA], SPb., 2007. 291 p.
3. Annex 10 to the Convention on International Civil Aviation, vol. 1. Radio Navigation Aids, *ICAO, Monreal (Canada)*, 2006. 606 p.
4. Redlich R.W. Landing System for Aircraft. Patent US, no. 3,409,890.
5. Cummings William C. Capture Effect System. Patent US, no. 3,711,857.
6. Baskakov, S. I. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio Circuits and Signals]. Moscow, Vysshaya shkola, 2005. 464 p.
7. Gradshteyn I., Ryzhik I.M. *Tablitsy integralov, symm, ryadov* [Table of Integrals, Sums, Series and Products], Academic Press, 1963. 1200 p.

Поступила в редакцию 2 сентября 2013 г.