

Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, В.В. Куценко, А.П. Кулик

Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПОСАДОЧНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОСАДКОЙ САМОЛЕТА

В работе предложены возможные принципы построения радиолокационного посадочного комплекса, обеспечивающего гарантированное управление посадкой самолета на аэродром в сложных погодных условиях и алгоритмы работы отдельных его устройств.

Ключевые слова: посадочный радиолокатор (ПРЛ), расчетная точка посадки (РТП), диспетчерский радиолокатор (ДРЛ), взлетно-посадочная полоса (ВПП), радиолокационная информация (РЛИ), селекция движущихся целей (СДЦ), когерентный накопитель (КН), ответный сигнал (ОС), радиолокационный посадочный комплекс (РЛПК).

Введение

Постановка проблемы. Обеспечение гарантированной посадки самолета на аэродром в условиях плохой видимости ВПП является актуальной проблемой. Инструментальные и радиолокационные системы посадки не позволяют решать эту задачу. Поэтому, как правило, запланированные полеты не выполняются до тех пор, пока не обеспечивается определенный метеоминимум на аэродроме посадки для соответствующего класса самолета и его экипажа. В частности ПРЛ, как средство обеспечения управления посадкой самолета, обычно применяется лишь до высоты 120 м принятия решения экипажем на самостоятельную посадку (удаление от РТП – 2,6 км), что не удовлетворяет нормам ИКАО (метеоминимума захода на посадку самолетов аэродромов I категории).

Анализ последних исследований и публикаций. В работе [1] обосновываются возможные принципы решения задачи СДЦ путем реализации оптимальной доплеровской фильтрации отраженных импульсов. В статье [2] обосновываются требования к точности измерения координат самолета локатором на этапе посадки и предлагаются пути их решения. Принципы построения канала СДЦ в форме когерентного накопителя с адаптивной настройкой параметров зондирующего сигнала ПРЛ предложены в статье [3].

Формулирование целей статьи. Целью статьи является разработка (на уровне структурной схемы) возможных принципов построения каналов цифровой обработки информации РЛПК для автоматизированного управления посадкой самолета в условиях плохой видимости ВПП, а так же алгоритмов работы его отдельных устройств.

Основной материал

Для реализации в ПРЛ режима работы “ПАСС+СДЦ+АКТ” [3] необходимо сохранить два

приемных канала (первичный и вторичный) и один передающий канал. При этом зондирующий сигнал будет представлять пару импульсов с расстоянием между ними: $\tau_{к1} = 5,4$ мкс, $\tau_{к2} = 3$ мкс. Такой сигнал будет служить запросным сигналом (ЗС) для самолетного ответчика (СО-69, А-511, СО-72М) и отражаться от корпуса самолета. Ответчик на ЗС в режиме РСР будет формировать ответный сигнал (ОС) из двух или трех импульсов, и излучать его на частоте в диапазоне 40 см [4]. В этом случае вторичный канал (ВК) ПРЛ представляет собой приемный тракт с дешифратором ОС (ДШОС), а в каналах обработки отраженных импульсов приемника первичного канала (ПК) нужно предусмотреть наличие дешифратора ЗС (ДШЗС) для совмещения отраженной пары импульсов. В приемнике ПК предлагается сохранить амплитудный и фазовый каналы обработки. Выходные сигналы амплитудного канала после АЦП u_a и квадратурные сигналы u_c и u_s фазового канала обрабатываются самостоятельными цифровыми каналами (ЦК) обработки. Выходные импульсы приемника ВК после АЦП u_{oc} обрабатываются отдельным ЦК. Предлагаемый принцип построения ЦК обработки и отображения РЛИ двух приемных каналов отражает структурная схема (рис. 1).

В сложных погодных условиях важная роль в обнаружении и наблюдении импульсов (меток) самолета принадлежит вторичному каналу из-за отсутствия мешающего воздействия пассивных помех и большей чем у ПК дальности действия. На рис. 1 ЦК обработки сигналов приемника ВК представлен дешифратором ДШОС и обнаружителем “k/n-4”. Для “подавления” ОС боковых лепестков дешифратор должен содержать канал клапанирования [5], включающий в ближней зоне (до 5 км) дешифратор лишь при наличии импульсов ПК. Такие импульсы u_c амплитудного или фазового каналов после определенной обработки подаются на ДШОС и служат

разрешающим сигналом для работы дешифратора. Простой код ОС (два, три импульса) обуславливает возможность случайного срабатывания ДШОС от шумовых выбросов. Очистку выходных импульсов $u_{ц}$ от прошедших шумовых выбросов выполняет обнаружитель “k/n-4”, который осуществляет критерийную обработку входных импульсов. После дешифратора ДШОС и обнаружителя “k/n-4” импульсы $u_{ц}$ поступают на измеритель координат цели вторичного канала ИКЦ_{ВК} и подаются через сумматор $\Sigma-2$ в канал автосопровождения (КАС) для ввода в автосопровождения очередного самолета, осуществляющего посадку.

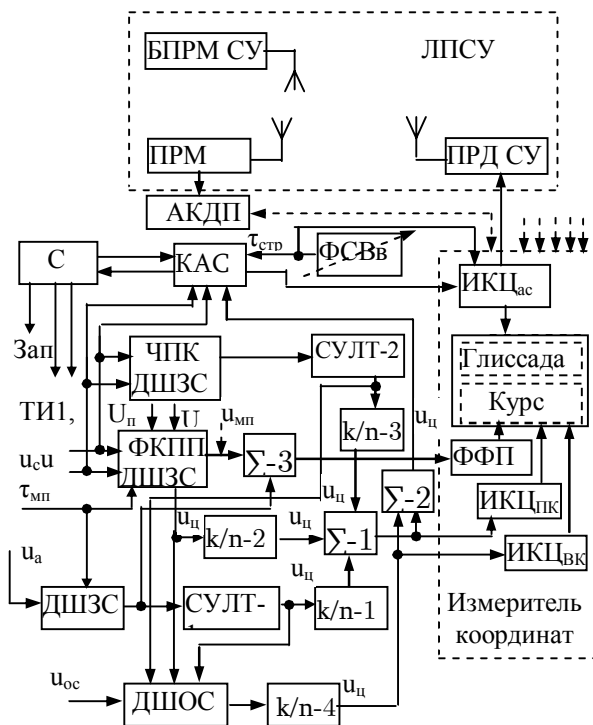


Рис. 1. Структурная схема каналов обработки, отображения и трансляции информации РЛПК

Амплитудный канал обработки представлен дешифратором запросного сигнала (ДШЗС), стабилизатором СУЛТ-1 и обнаружителем “k/n-1”. В соответствии с предлагаемым режимом работы “ПАСС+СДЦ+АКТ” в ближней зоне действия локатора с интенсивными отражениями от местных предметов (МП) сигналы амплитудного канала не обрабатываются путем записывания ДШЗС стробом МП $\tau_{мп}$. За пределами строба $\tau_{мп}$ ДШЗС осуществляет совмещение отраженной пары импульсов, в результате чего происходит существенная очистка сигнала от шумов. Стабилизатор [6] СУЛТ-1 представляет адаптивный к шумам пороговый ограничитель, а аналогичный с ВК обнаружитель “k/n-1” осуществляет критерийную обработку входных импульсов. Выходные импульсы обнаружителя через

$\Sigma-1$ подаются на измеритель координат ИКЦ_{ПК} первичного канала, а также через $\Sigma-2$ в канал КАС.

Обработку РЛИ фазового канала приемника предлагается осуществлять тремя каналами: через периодной компенсации (КЧПК), формирования фона пассивных помех (КФФПП) и автосопровождения (КАС). КАС осуществляет обработку РЛИ одного самолета, выделенной стробом автосопровождения, путем адаптивной доплеровской фильтрации квадратурных сигналов u_c, u_s . Ввод в автосопровождение РЛИ одного самолета осуществляется формирователем строба ввода (ФСВв). КЧПК на схеме включает квадратурный череспериодный компенсатор ЧПК с дешифратором ДШЗС на выходе, стабилизатор СУЛТ-2 и обнаружитель “k/n-3”. КФФПП включает формирователь карты пассивных помех (ФКПП) с дешифратором ДШЗС на выходе, сумматор $\Sigma-3$ и обнаружитель “k/n-2”.

Принципы построения канала обработки КАС предложены в работе [1]. Для оптимизации его работы предлагается дискретное изменение периода $T_{пj}$ по мере изменения скорости самолета и “выхода” за пределы определенного диапазона скоростей ΔV_j ($j = 1, 2, \dots, 5$). Однако работа КАС с фиксированными периодами $T_{пj}$ для каждого диапазона ΔV_j обуславливает возможность проявления в канале КЧПК слепых скоростей $V_{слj}$.

$$V_{слj}(n) = n\lambda/2T_{пj}, \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

Для выбранных [1] значений периодов $T_{пj} = 0,31; 0,229; 0,297; 0,378; 0,203$ мс и $\lambda = 0,032$ м [1] значения первых слепых скоростей $V_{слj}$ (1) принимают значения $V_{слj} \approx 51,6; 69,9; 53,9; 42,3; 78,8$ м/с. При этом число слепых скоростей n на отрезке ΔV_n возможного изменения скоростей от 140 до 45 м/с соответственно для $T_{пj}$ может быть: $n = 2, 2, 2, 3, 1$. Исходя из возможных пропаданий по каким-либо причинам меток самолетов амплитудного и вторичного каналов РЛ, следует целесообразность “подавления слепых скоростей” в КЧПК путем вобуляции циклов периодов повторения по принципу: $N_n T_{п2k}, N_n T_{п1j}$, (N_n – число накапливаемых импульсов в накопителе КАС) и т.д. При выборе значений $N_n T_{п1j}$ и $T_{п2k}$ необходимо исходить из выполнения условий минимального накопления пассивных помех (ПП) в доплеровских фильтрах КН [1,3]:

$$(0,125 + 0,5i)\lambda \leq V_r T_{пi} \leq (0,375 + 0,5i)\lambda, \quad (2)$$

где C – скорость света; V_r – радиальная составляющая скорости; $T_{пi}$ – соответствующий период $T_{п1j}$ или $T_{п2k}$; $i = 0, 1, 2, 3, \dots$;

$$T_n \geq \frac{2D_{\max}}{C}, \quad (3)$$

где D_{\max} – максимальная дальность действия РЛС.

Из условий (2) и (3) видно, что каждому выбранному значению T_{n1j} или T_{n2k} соответствует определенный диапазон скоростей ΔV_{1j} или ΔV_{2k} . Поэтому изменение значений двух периодов T_{n1j} и T_{n2k} в циклах по N_n периодов нужно осуществлять дискретно по мере изменения скорости самолета и “выхода” за пределы соответствующего диапазона ΔV_{1j} или ΔV_{2k} . Для этого КАС измеряет скорость самолета $V_c \approx V_r$ и по результатам измерений V_c выдает команду синхронизатору на дискретное изменение T_{n1j} или T_{n2k} .

Для расчета значений периодов воспользуемся методикой [3]. При расчете и выборе значений T_{n1j} и T_{n2k} и соответствующих им диапазонов скоростей ΔV_{1j} и ΔV_{2k} нужно обеспечить, чтобы чувствительность канала КЧПК к радиальной скорости на слепых скоростях для одного из периодов не существенно ухудшалась. В соответствии с выражением амплитудно-скоростной характеристики (АСХ) $K_1(V_r)$ канала однократного ЧПК можно принять следующее условие для чувствительности канала ЧПК на слепых скоростях для T_{n1j} или T_{n2k} :

$$K_1(T_{n1j}, T_{n2k}) = 2 \left| \sin \left(\frac{j\pi T_{n1j}}{T_{n2k}} \right) \right| \geq 0,6, \quad (4)$$

где $T_{n1} = T_{n1j}$, $T_{n2} = T_{n2k}$ для слепых скоростей на T_{n2k} и $T_{n1} = T_{n2k}$ и $T_{n2} = T_{n1j}$ для слепых скоростей на T_{n1j} ; n – число соответствующих слепых скоростей на отрезке ΔV_n (140÷45 м/с); $i = 1, 2, \dots$.

Для возможности дополнительного изменения значений периодов в интересах выполнения условия (4) предлагается выбор начальных значений V_{n1j} , V_{n2k} второго и последующих диапазонов $\Delta V_{1j} = V_{n1j} - V_{k1j}$, $\Delta V_{2j} = V_{n2j} - V_{k2j}$ выбирать по принципу:

$$V_{n1j} \geq V_{k1(j-1)} + 2\sigma_v, \quad V_{n1k} \geq V_{k1(k-1)} + 2\sigma_v, \quad (5)$$

где $V_{k1(j-1)}$, $V_{k1(k-1)}$ – конечные значения скоростей последующих диапазонов $\Delta V_{1(j-1)}$, $\Delta V_{2(k-1)}$; σ_v – точность измерения скорости каналом КАС.

Для расчета первых периодов T_{n11} , T_{n21} и соответствующих им диапазонов скоростей ΔV_{11} , ΔV_{21} за начальные значения скоростей V_{n11} , V_{n21} принимаем начальное значение отрезка ΔV_n : $V_{n11} = V_{n21} = 140$ м/с. Тогда по условию (2) находим значения периодов $T_{n21} \neq T_{n11}$ и конечных скоростей V_{k11} , V_{k21} . Последующие значения диапазонов ΔV_{1j} , ΔV_{2k} , периодов T_{n1j} , T_{n2k} и а также контрольных скоростей находятся так:

$$V_{д1j} = \frac{V_{k1j} + V_{н1(j+1)}}{2}, \quad V_{д2j} = \frac{V_{k2j} + V_{н2(j+1)}}{2}. \quad (6)$$

Для дискретного изменения периодов в циклах

вобуляции находим из условий (2), (3) и проверяем по условию (4) с учетом предполагаемой точности $\sigma_v = 3$ м/с. В случае невыполнения условия (4), увеличиваем значение соответствующей начальной скорости в соответствии с (5) и находим новые значения T_{n1j} или T_{n2k} и ΔV_{1j} или ΔV_{2k} . В результате выполнения охарактеризованных расчетов были получены следующие значения первых T_{n1j} и вторых T_{n2k} периодов и соответствующих им параметров:

$$T_{n11}=0,31 \text{ мс}; \Delta V_{11}=(140\div114) \text{ м/с}; V_{сн11}\approx 51; 102 \text{ м/с};$$

$$T_{n21}=0,2 \text{ мс}; \Delta V_{21}=(140\div100) \text{ м/с}; V_{сн21}=80 \text{ м/с};$$

$$T_{n12}=0,23 \text{ мс}; \Delta V_{12}=(124\div89) \text{ м/с}; V_{сн12}\approx 71 \text{ м/с};$$

$$T_{n22}=0,26 \text{ мс}; \Delta V_{22}=(106\div76) \text{ м/с};$$

$$V_{сн22}\approx 60,6; 121 \text{ м/с};$$

$$T_{n13}=0,29 \text{ мс}; \Delta V_{13}=(95\div68) \text{ м/с};$$

$$V_{сн13}\approx 54,4; 108,8 \text{ м/с};$$

$$T_{n23}=0,33 \text{ мс}; \Delta V_{23}=(84\div60) \text{ м/с}; V_{сн22}\approx 48; 96 \text{ м/с};$$

$$T_{n14}=0,38 \text{ мс}; \Delta V_{14}=(74\div53) \text{ м/с}; V_{сн14}\approx 42,3; 84,6; 127 \text{ м/с};$$

$$T_{n24}=0,42 \text{ мс}; \Delta V_{24}=(66\div47) \text{ м/с}; V_{сн24}\approx 37,7; 75,5; 113,2 \text{ м/с};$$

$$T_{n15}=0,474 \text{ мс}; \Delta V_{15}=(59\div42) \text{ м/с}; V_{сн15}\approx 33,7; 67,5; 101,3; 135 \text{ м/с};$$

$$T_{n25}=0,528 \text{ мс}; \Delta V_{25}=(53\div38) \text{ м/с}; V_{сн25}\approx 30,3; 60,6; 90,9; 121,2 \text{ м/с};$$

На рис. 2 иллюстрируются расположение отрезка ΔV_n , диапазонов ΔV_{1j} и ΔV_{2k} относительно оси скоростей и контрольных скоростей $V_{д1j} = 119, 92, 71, 56$ м/с и $V_{д2k} = 103, 81, 63, 50$ м/с (вертикальные пунктирные линии) для дискретного изменения значений циклов пары периодов.

Из иллюстраций виден принцип дискретного изменения синхронизатором (С) значений пары периодов повторения $N_n T_{n1j}$, $N_n T_{n2k}$ в интересах оптимальной работы накопителя и недопущения проявления слепых скоростей в КЧПК.

Синхронизатор до ввода в автосопровождение каналом КАС очередного самолета формирует последовательности импульсов запуска “Зап” в режиме обычной вобуляции периода T_{n1} , T_{n2} и две последовательности тактовых импульсов “ТИ1,2”. Можно предложить следующие значения периодов $T_{n1} = T_{n11} = 0,314$ мс и $T_{n2} = T_{n25} = 0,528$ мс с целью сохранения достаточной чувствительности канала КЧПК к радиальным скоростям самолетов на отрезке от 140 до 45 м/с. С началом обработки РЛИ каналом КАС синхронизатор по командам канала переходит в режим дискретного изменения периодов в циклах $N_n T_{n1j}$, $N_n T_{n2k}$. Вернемся к дальнейшей характеристики структурной схемы (рис. 1).

Синхронизатор до ввода в автосопровождение каналом КАС очередного самолета формирует последовательности импульсов запуска “Зап” в режи-

ме обычной вобуляции периода T_{n1} , T_{n2} и две последовательности тактовых импульсов “ТИ1,2”. Можно предложить следующие значения периодов $T_{n1} = T_{n11} = 0,314$ мс и $T_{n2} = T_{n25} = 0,528$ мс с целью сохранения достаточной чувствительности канала КЧПК к радиальным скоростям самолетов на отрезке от 140 до 45 м/с. С началом обработки РЛИ каналом КАС синхронизатор по командам канала переходит в режим дискретного изменения периодов в циклах $N_n T_{n1j}$, $N_n T_{n2k}$. Вернемся к дальнейшей характеристике структурной схемы (рис. 1).

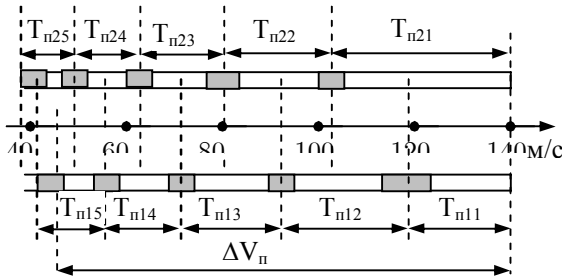


Рис. 2. Иллюстрация дискретного изменения периодов повторения в режиме вобуляции

После обработки квадратурных сигналов u_s и u_c компенсатором ЧПК (с дешифратором ДШЗС на выходе) его выходные импульсы проходят адаптивный к шумам порог ограничения СУЛТ-2 [6] и обнаружитель “k/n-3”. Выходные импульсы СУЛТ-2 подаются на схему клапанирования ДШОС, а импульсы “k/n-3” суммируются с импульсами целей амплитудного канала в “Σ-1” и подаются на измеритель координат ИКЦ_{ПК}.

Наличие канала КФФПП (ФКПП, ДШЗС, Σ-3, “k/n-2”) обусловлено целесообразностью отображения и выделение цветовым фоном на мониторе фона МП и отражений от метеоблаков, а также обнаружения и выделения на этом фоне импульсов самолетов. Для выделения на фоне МП и метеобразований импульсов самолетов в состав ФКПП целесообразно включить квадратурный сумматор импульсов фазового канала и стробируемый компенсатор местных предметов (КМП) с двумя порогами ограничения U_{n1} , U_{n2} . Квадратурный сумматор работает по принципу:

$$u_{\Sigma} = \left(\left(\sum_{i=1}^{N_H} u_s(i) \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{N_H} u_c(i) \right)^2 \right)^{0,5}. \quad (8)$$

КМП предлагается строить по принципу экспоненциального сглаживания [6] импульсов u_{Σ} за несколько (6-8) периодов $T_{обн}$ обновления, но с использованием на выходе двух пороговых ограничителей и имеющий два выхода: импульсов цели u_c и карты местных предметов $u_{мп}$. При этом первый ограничитель включается в стробе местных предметов $\tau_{мп}$ и использует порог ограничения U_{n1} , незначи-

тельно (в 1,2 – 1,5 раза) превышающий средний уровень накопленных отражений, а второй – порог U_{n2} , существенно (в 2 – 3 раза) превышающий средний уровень этих накоплений и включается вне строба $\tau_{мп}$. На первый выход пропускается накопленные импульсы, превысившие соответствующий порог, а на второй – результаты сглаживания импульсов u_{Σ} за несколько периодов $T_{обн}$, то есть импульсы карты МП. На первом выходе КМП (ФКПП) в ДШЗС осуществляется совмещение импульсов каждой отраженной пары и совмещенные импульсы подаются на схему клапанирования в ДШОС, а также подвергаются критерийной обработке обнаружителем “k/n-2” и через сумматор Σ-1 поступают на измеритель ИКЦ_{ПК} и на сумматор Σ-2. Со второго выхода КМП импульсы $u_{мп}$ через сумматор Σ-3 подаются на формирователь фона пассивных помех (ФФПП), обеспечивающий в секторах глиссады и курса индикацию каждого импульса без какой либо дополнительной обработки. Предлагается сохранить традиционный режим использования ПРЛ для анализа погодных условий путем отображения на индикаторе отраженных импульсов амплитудного канала. Такой режим на схеме отражается подачей на ФФПП через Σ-3 импульсов амплитудного канала с выхода ДШЗС вместо импульсов $u_{мп}$. При этом ДШЗС работает без стробирования стробом $\tau_{мп}$.

Поскольку на Σ-1 подаются импульсы трех каналов обработки ПК после критерийной обработки, то данный сумматор может представлять сумматор цифровых кодов этих импульсов. Такая сумма подается на измеритель координат целей первичного канала (ИКЦ_{ПК}). Аналогичную задачу решает сумматор Σ-2 в отношении импульсов ПК и ВК. С его выхода импульсы подаются в КАС.

Измеритель координат (рис. 1) в своем составе имеет измерители ПК и ВК ИКЦ_{ПК}, ИКЦ_{ВК}, а также канала автосопровождения ИКЦ_{ас}. Включение в его состав автономных измерителей координат целей для каждого канала обработки, а также формирователя ФФПП позволит на мониторе отображать РЛИ каждого канала “своим” цветом с целью ослабления мешающего влияния помеховых сигналов, прошедших по какому либо каналу, выбирать РЛИ трех каналов для отображения и повысить надежность локатора в целом. Уточним алгоритм работы обнаружителей и измерителей координат.

Обнаружители решают задачу критерийной обработки “k/n” входной последовательности импульсов. При этом начало пачки импульсов на выходе фиксируется при наличии k из n импульсов, а конец пачки – при наличии m нулей подряд. Для выбора значений k, n и m нужно знать возможные размеры пачек импульсов на входе обнаружителей. Число импульсов пачек на входе обнаружителя по курсу $n_{пр}$ и по углу места $n_{не}$ можно описать выражениями:

$$n_{п\beta} = \frac{k_{п}\beta_{л}\Delta t_{р\beta}}{\Delta\beta_{р}T_{о}}; \quad n_{п\epsilon} = \frac{k_{п}\epsilon_{л}\Delta t_{р\epsilon}}{\Delta\epsilon_{р}T_{о}}, \quad (9)$$

где $\beta_{л}, \epsilon_{л}$ – ширина лучей антенн курса и глиссанды в плоскостях сканирования; $k_{п}$ – пороговый коэффициент, учитывающий зависимость связи угла наблюдения с шириной луча от значения относительно адаптивного порога ограничения $u_{ап}$ соответствующего стабилизатора СУЛТ; $\Delta\beta_{р}, \Delta\epsilon_{р}$ – рабочие сектора антенн курса и глиссанды; $\Delta t_{р\beta}, \Delta t_{р\epsilon}$ – время прохождения (облучения) антеннами рабочих секторов; $T_{о}$ – значение периода следования входных импульсов.

Как показано в работе [7] значение $k_{п}$ при изменении порога $u_{ап}$ от 0,8 до 0,1 для первичного канала локатора изменяется от 0,44 до 1,24, а для вторичного кагала – от 0,66 до 1,48. Для ПРЛ системы РСР-6М2 имеем: $\Delta\beta_{р}=35^{\circ}, \Delta\epsilon_{р}=9^{\circ}, \Delta t_{р\beta}=0,54 \text{ с}, \Delta t_{р\epsilon}=0,33 \text{ с}, \beta_{л}=\epsilon_{л}=0,75^{\circ}$. Для этих параметров и с учетом пределов изменения $k_{п}$ на дальностях от D_{max} (30 и 20 км) до дальности ввода самолета в автосопровождение (≤ 10 км) для среднего значения периодов повторения в циклах $T_{о} = (T_{п1j}+T_{п2k})/2$ можно получить по формулам (9) следующие пределы изменения числа импульсов пачки на входе обнаружителя по курсу $n_{п\beta}$ и по углу места $n_{п\epsilon}$ для вторичного канала $n_{п\beta}=(36-46), n_{п\epsilon}=(87-106)$ и для первичного канала $n_{п\beta}=(24-36), n_{п\epsilon}=(58-84)$.

При выборе логик (k, n, m) критерийной обработки обнаружителей “к/п” нужно учитывать особенности работы предшествующих элементов канала. К таким особенностям относятся возможность пропадания половины импульсов пачки в канале ЧПК из-за проявления слепой скорости в циклах $N_{п}T_{п1j}$ или $N_{п}T_{п2k}$ и уменьшение в $N_{п}$ раз количества импульсов пачки в КАС. При измерении угловых координат по принципу расчета координаты середины пачки необходимо исключить ошибку, обусловленную смещением пачки по углу в сторону перемещения антенны. С учетом того, что антенны ПРЛ сканируют последовательно в обе стороны названную ошибку можно исключить по принципу усреднения результатов двух последовательных измерений.

Алгоритм работы измерителя угловых координат ИКЦ_{ас} в общем аналогичен алгоритмам ИКЦ_{ПК} и ИКЦ_{ВК}. Однако на данный измеритель возлагаются и другие задачи. Уточним эти задачи и другие особенности алгоритма работы измерителя. Во-первых, в КАС на входе обнаружителя формируется прореженная пачка в $N_{п}$ раз: $T_{о} = N_{п}T_{пср}$. Во-вторых оптимизация работы накопителя в составе КАС позволяет считать, что значения порогового коэффициента $k_{п}$ существенно больше, чем у первичного канала. Можно принять: $k_{п} = (1,5 \div 1,9)$. Тогда для $N_{п} = 8$ и средних значений периодов в циклах на дальностях

(≤ 10 км) $T_{пср} = 0,39 \div 0,45$ мс в соответствии с выражениями (9) для входа обнаружителя получим следующие размеры пачек: $n_{п\beta} = (5-7), n_{п\epsilon} = (11-15)$. При этом можно в ИКЦ_{ас} сохранить названный принцип измерения угловых координат самолета.

Представляет практический интерес анализ точности измерителя ИКЦ_{ас} и возможности ее повышения путем оптимизации алгоритма работы измерителя.

При управлении с КДП посадкой самолета для исправления экипажем ошибок пилотирования на борт передается координатная информация в форме линейных отклонений самолета от заданной линии посадки (ЗЛП) по курсу $d_{о}$ и углу места $h_{о}$, а также удаление $D_{о}$ самолета до РТП. Поэтому на ИКЦ_{ас} возлагается задача пересчета координат, рассчитанных относительно ПРЛ $\beta_{с}, \epsilon_{с}, D_{с}$ в координаты $d_{о}, h_{о}$ и $D_{о}$ (рис. 3).

В силу малости углов $\beta_{с}, \epsilon_{с}$ линейные отклонения $d_{о}, h_{о}$ можно рассчитывать по следующим приближенным формулам:

$$d_{о} \approx D_{с} \beta_{с}^p - d_{прл}; \quad h_{о} \approx D_{с} (\epsilon_{с}^p - \epsilon_{п}^p) + l_{прл} \epsilon_{п}^p + h_{а}, \quad (10)$$

где $\beta_{с}^p, \epsilon_{с}^p, \epsilon_{п}^p$ – значения углов в радианах.

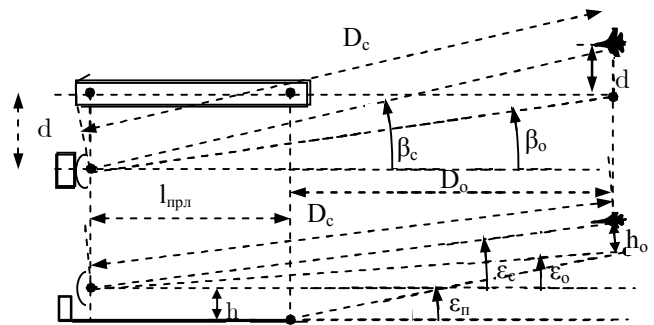


Рис. 3. К расчету линейных отклонений от ЗЛП

При этом для пересчета удаления $D_{с}$ самолета от ПРЛ в удаление $D_{о}$ от РТП можно предложить следующее выражение:

$$D_{о} = (D_{с} \cos \beta_{с} \cos \epsilon_{с} - l_{прл}) / \cos \epsilon_{п}. \quad (11)$$

Если при посадке используется стандартный угол планирования $\epsilon_{п} = 2^{\circ}40'$ то в выражениях (11) можно принять $\cos \epsilon_{п} = 1$.

В соответствии со структурной схемой предполагается, что измеренные координаты самолетов всеми измерителями отображаются на индикаторе и передаются по линии трансляции на автоматизированный командно диспетчерский пункт (АКДП). При этом координаты $d_{о}, h_{о}$ и $D_{о}$ отображаются возле координатной метки в форме формуляра.

Высокая точность измерения координат ПРЛ является недостаточным условием для обеспечения безопасности посадки самолета на аэродром в условиях плохой видимости ВПП. В этих условиях высокоточную координатную информацию необходи-

мо передавати на борт і отображати на спеціальному командно-пілотажному моніторі (КПМ) для точного виправлення екіпажем помилок пілотування. Тому в склад РЛПК повинна входити лінія передачі сигналів управління (ЛПСУ) на борт і відповідне бортове обладнання. Для контролю на АКДП передаваної інформації на борт цілеспрямовано передбачити передачу і відображення цієї інформації на АКДП. На структурній схемі ЛПСУ представлена в складі передатчика лінії ПРД ЛПСУ і двох приймачів: бортового – БПРМ ЛПСУ і АКДП – ПРМ ЛПСУ. ПРД ЛПСУ координати d_0 , h_0 і D_0 перетворює в відповідні кодограми, які в формі ВЧ сигналів випромінюються в простір. На КДП приймач ПРМ ЛПСУ перетворює кодограми в координати d_0 , h_0 і D_0 і передає на індикатор ПРЛ для відображення в формі формулярів. В склад БПРМ ЛПСУ крім приймача кодограм повинен входити КПМ, на якому і відображається в наглядному вигляді координати d_0 , h_0 і D_0 .

Висновки

Представлений принцип побудови каналів цифрової обробки інформації РЛПК для автоматизованого управління посадкою літака в умовах поганої видимості ВПП представляє практичний інтерес і може зацікавити розробників радіолокаційної техніки. Реалізація на КПМ імітатора просторового положення літака відносно ВПП за принципом тренажера дозволить екіпажу впевнено керувати посадкою літака в умовах відсутності видимості ВПП.

Список літератури

1. Рисаков М.Д. Посадковий радіолокатор з адаптивним налаштуванням когерентного накопичувача / М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, С.А. Макаров // Системи озброєння і військова техніка: науковий журнал. – Х.: ХУПС; 2010. – № 2 (22). – С. 143-148.
2. Рысаков Н.Д. Требования к точности измерения координат посадочным радиолокатором для обеспечения посадки самолетов в условиях плохой видимости ВПП / Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, А.П. Кулик // Системи озброєння і військова техніка: науковий журнал. – Х.: ХУПС; 2011. – № 2 (26). – С. 143-148.
3. Тітов І.В. Принципи адаптивного налаштування параметрів зондуючого сигналу посадкового радіолокатора для когерентного накопичування / І.В. Тітов // Системи озброєння і військова техніка: науковий журнал. – Х.: ХУПС; 2011. – № 1 (25). – С. 156-159.
4. Рысаков Н.Д. Военная техника авиационной радиолокации. Выпуск 2: Посадочный радиолокатор и устройства отображения РСР-6М2 / Н.Д. Рысаков. – Х.: ХВВАУРЭ, 1990. – 139 с.
5. Рысаков Н.Д. Военная техника авиационной радиолокации. Выпуск 4: РСР-10МН и ВИСР-75Т / Н.Д. Рысаков. – Х.: ХИЛ ВВС Украины, 1996. – 123 с.
6. Озброєння та військова техніка РТВ. Побудова РЛС 19Жб: навчальний посібник. Частина 2 / Д.А. Гриб, В.П. Голованов, В.Й. Климченко та інші.. – Х.: ХУПС, 2008. – 300 с.
7. Влияние разности частот облучения цели соседними лепестками ПДН на азимутальные интервалы наблюдения обзорной РЛС / Н.Д. Рысаков, И.В. Титов, С.А. Макаров, В.Г. Карев // Системи управління, навігації та зв'язку: науково-періодичне видання ЦНДІ навігації і управління. – К., 2009. – Вип. 4 (12). – С. 51-55.

Поступила в редакцію 8.10.2011

Рецензент: д-р техн. наук проф. Г.В. Ермаков, Академія внутрішніх військ МВС України, Харків.

ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ РАДІОЛОКАЦІЙНОГО ПОСАДКОВОГО КОМПЛЕКСУ ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОГО КЕРУВАННЯ ПОСАДКОЮ ЛІТАКА

М.Д. Рисаков, І.В. Тітов, В.В. Куценко, О.П. Кулик

У роботі запропоновані можливі принципи побудови радіолокаційного посадкового комплексу, що забезпечує гарантоване керування посадкою літака на аеродром у складних погодних умовах й алгоритми роботи окремих його пристроїв.

Ключові слова: посадковий радіолокатор, розрахункова точка посадки, диспетчерський радіолокатор, злітно-посадочна смуга, радіолокаційна інформація, селекція рухомих цілей, когерентний накопичувач, відповідний сигнал, радіолокаційний посадковий комплекс.

FEATURES OF CONSTRUCTION OF THE RADAR-TRACKING LANDING COMPLEX FOR AUTOMATED MANAGEMENT BY PLANE PLANTING

N.D. Risakov, V.V. Kucenko, I.V. Titov, A.P. Kulik

In work possible principles of construction of the radar-tracking landing complex providing guaranteed management by planting of the plane on airdrome in difficult weather conditions and algorithms of work of its separate devices are offered.

Keywords: a landing radar, a settlement point of planting, a dispatching radar, a runway, the radar-tracking information, selection of moving targets, the coherent store, a reciprocal signal, a radar-tracking landing complex.