

(чи зменшенням) сигналу одного МПЧЕ відбувається пропорційне зменшення (чи збільшення) сигналу другого, але їхня сума, що підтримується незмінною, не впливає на процес вимірювання і на отримання вихідного сигналу, який визначається як різниця сигналів від нижнього й верхнього МПЧЕ.

Одночасно підтримування незмінною суми сигналів обох МПЧЕ надає можливість усунути вплив навколишнього середовища на систему вимірювання зусилля, який спричинює появу додаткових похибок, і збільшити внаслідок лінеаризації сигналів МПЧЕ діапазон вимірювання, в якому коефіцієнт компенсації впливаючих факторів є максимальним. У розглянутому магнітопружному первинному вимірювальному перетворювачі (МПВП) компенсовано зміщення нуля характеристики перетворення, яке в разі викорис-

тання традиційних схем живлення МПВП становить 1,5% від діапазону вимірювання.

ЛІТЕРАТУРА

1. Дифференциальный способ измерения усилий / *Ришан А.И.* // Автоматизация виробничих процесів (Всеукраїнський науково-технічний журнал). – 2003. – № 1 (16). – С. 166–168.
2. Ультразвуковий пристрій контролю положення і об'єктів з використанням генератора на самозбудженні / *Ришан О.Й., Романчук С.В.* // Науково-технічна інформація. – 2011. – № 3. – С. 41–44.
3. Структурні способи забезпечення інваріантності первинно-вимірювального перетворювача: матеріали міжнарод. наук.-техн. конф. – К.: НУХТ, 2009. – С. 21–22.
4. Способы снижения методической погрешности нелинейности ультразвуковых интерференционных методов контроля уровня жидкости / *Ришан А.И., Христенко В.О.* // Научно-техническая информация. – 2011. – № 4. – С. 54–56.

УДК 621.396.933(045)

КУРСОВИЙ РАДІОЧАСТОТНИЙ КАНАЛ КОМПЛЕКСОВАНОЇ НАВІГАЦІЙНО-ПОСАДКОВОЇ АПАРАТУРИ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ



Я.В. Кондрашов, канд. техн. наук,
Д.М. Туренко

Постановка проблеми. На внутрішніх і міжнародних авіалініях перебуває в експлуатації велика кількість літаків, в які вбудована бортова навігаційно-посадкова апаратура (НПА), яка не завжди відповідає вимогам зі стійкості до збурень і електромагнітної сумісності.

На основі стандартного обладнання аналогічного призначення ILS-85, VOR-85 [2],

побудованого за міжнародними рекомендаціями ARINC-710, ARINC-711 апаратури, створюється НПА. При її побудові однією з найважливіших задач є розробка радіочастотних трактів, які відповідають міжнародним вимогам зі стійкості до збурень і електромагнітної сумісності.

Виділення не вирішених раніше частин загальної проблеми. Підвищити надійність

навігаційно-посадкової апаратури можна завдяки використанню елементів радіочастотних трактів НПА. Ці модулі мають відповідати визначеній точності, яка в стандартному обладнанні ILS-85, VOR-85 [2] не є достатньою.

Мета статті – розглянути шляхи підвищення точності елемента радіочастотних трактів НПА, а саме: модуля високочастотного курсового (МВЧК), який має забезпечувати відповідність навігаційно-посадкової апаратури міжнародним вимогам зі стійкості до збурень і електромагнітної сумісності.

Викладання основного матеріалу. МВЧК призначений для прийому, виокремлення зі збурень і надсилання сигналів наземних курсових радіомаяків системи посадки Instrumental Landing System (ILS) и СП-50, а також радіомаяків систем навігації Very High Frequency Omnidirectional Raund (VOR).

Необхідно розробити структурну схему МВЧК, який забезпечуватиме такі характеристики:

Діапазон частот, що приймаються	108,00 ... 117,95 МГц
Чутливість	не гірше 3 мкВ
Вхідний опір	$R_{ex} = 50 \text{ см}$
Нерівномірність амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) у межах частот робочої частоти $f_{роб} \pm 17 \text{ кГц}$	не більше 6 дБ
Відносна чутливість на каналах побічного прийому у діапазоні частот 10 кГц– 1215 МГц за межами смуги частот $f_{роб} \pm 40 \text{ кГц}$	не менше мінус 80 дБ, де $f_{роб}$ – робоча частота

МВЧК повинен забезпечити точні характеристики апаратури в режимі ILS і VOR під

впливом:

- збурень, що обумовлені перехресною модуляцією від побічних сигналів зі стандартною модуляцією з рівнями 5 мВ у діапазоні частот: від 105,7 до $(f_{роб} - 0,05)$ МГц і від $(f_{роб} + 0,05)$ МГц до 120,26 МГц і рівнями 10 мВ у діапазоні частот 10 кГц – 1215 МГц, вилучаючи діапазон 105,7 МГц – 120,26 МГц;
- інтермодуляційних збурень 2-го і 3-го порядків з рівнями 5 мВ у діапазоні частот 10 кГц – 1215 МГц, вилучаючи діапазон 107,95 – 118,00 МГц;
- збурень блокування з рівнями 50 мВ у діапазоні частот від 0,95 $f_{роб}$ до $(f_{роб} - 0,25)$ МГц і від $(f_{роб} + 0,25)$ МГц до 1,05 $f_{роб}$.

Структурна схема модуля ВЧ курсового. Аналіз вимог, які висувають до ВЧ частини курсового каналу, а також урахування практичного досвіду експлуатації апаратури аналогів, зокрема таких, як Курс МП-70 [3]; ILS-85, VOR-85 [2], дає змогу взяти за основу структурної схеми модуля ВЧ курсового схему супергетеродинного приймача з одним перетворювачем частоти. З урахуванням вимог за контролепридатністю побудована структурна схема модуля ВЧК (див. рисунок).

Ця схема порівняно з класичною схемою супергетеродинного приймача має додаткові пристрої, а саме: формувач контрольного сигналу; схема управління фільтрами. Формувач контрольного сигналу забезпечує перевірку працездатності курсового каналу апаратури в режимі «Тест» [2]. Він виробляє високочастотний амплітудно-модульований контрольний сигнал, який надходить на вхід модуля. Модуляція відбувається за допомогою спеціальних низькочастотних сигналів, які відповідають форматам радіомаяків VOR, ILS, СП-50, що дає можливість проконтролювати як працездатність, так і точнісні характеристики усього курсового каналу апаратури. Схема управління фільтрами здійснює перетворення цифрового коду управління, який надходить від процесора, у напругу постійного струму, яка надходить на варікани, якими перебудову-

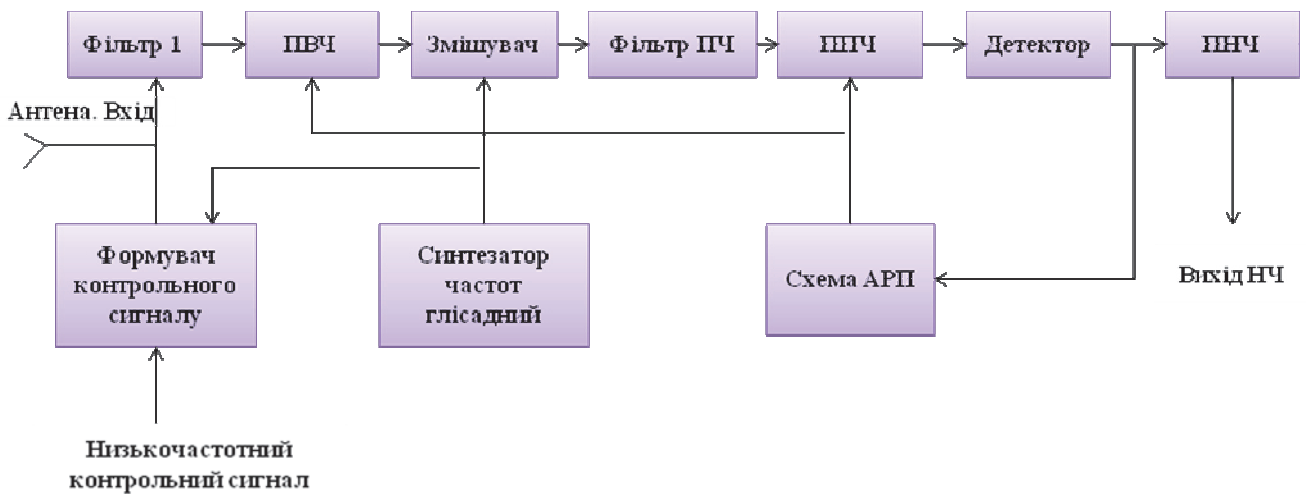


Схема електрична структурна модуля високочастотного курсового:

ПВЧ – посилювач високих частот; **фільтр ПЧ** – фільтр проміжних частот;

ПНЧ – посилювач проміжних частот; **схема АРП** – схема автоматичного регулювання посилення;

ПНЧ – посилювач низьких частот

вується фільтр 1 і фільтр 2. Як сигнал гетеродина використовується сигнал, який виробляє синтезатор частот курсовий.

Розрахунок необхідної чутливості приймального тракту. Напряга шумів на активному опорі високочастотного (ВЧ) приймального тракту визначається за формулою:

$$I_{ш} = \sqrt{4KTR\Delta f}, \quad (1)$$

де: K – постійна Больцмана, $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/к;

T – абсолютна температура ($T = 290^\circ \text{K}$);

R – активний опір;

Δf – ефективна шумова смуга приймального тракту.

Якщо Δf беремо в кілогерцах, тоді формула (1) набере такого вигляду:

$$I_{ш} = \frac{1}{253} \sqrt{R\Delta f}.$$

Мінімальний вхідний сигнал, який забезпечує на вході ідеального приймача без шумів відношення напруги сигналу $I_{с}/I_{ш} = 1$, буде дорівнювати:

$$E_a = \frac{\sqrt{\xi}}{253} \sqrt{\Delta f R_a}, \quad (2)$$

де R_a – опір узгодженого входу (Ом);

ξ – коефіцієнт, що характеризує залежність відношення потужностей сигналу і збурення $(P_c/P_{ш})_{\text{вих.}}$ на виході детектора від відношення $(P_c/P_{ш})_{\text{вх.}}$ на його вході.

Значення коефіцієнта ξ визначається видом модуляції і типом детектора. При прийомі амплітудно-частотних сигналів і використанні лінійного детектора

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{m^2} \cdot \frac{\Delta F_{НЧ}}{\Delta F_{РТ}}, \quad (3)$$

де m – коефіцієнт амплітудної модуляції;

$\Delta F_{НЧ}$ – ефективна шумова смуга низькочастотного тракту;

$\Delta F_{РТ}$ – ефективна (еф.) шумова смуга радіотракту.

Для приймача сигналів курсових маяків ILS, СП-50 і маяків VOR, виходячи з формату сигналів маяків VOR і СП-50, а також ураховуючи нестабільність несучої частоти наземних радіомаяків і частоти гетеродина приймача, ефективна шумова смуга радіотракту $\Delta F_{РТ} \approx 24 \text{ кГц}$.

Уважаючи детектор лінійним і отримуючи коефіцієнт амплітудної модуляції $m = 0,4$, можливо з (2) і (3) визначити ξ і E_a для кур-

сового каналу (κ), при $R_a = 50$ Ом та $\Delta F_{НЧ} = 12$ кГц:

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{0,4^2} \cdot \frac{12}{24} = 1,56,$$

$$E_{ак} = \frac{\sqrt{\xi_k}}{253} \sqrt{\Delta F_{зф.к} \cdot Ra} =$$

$$= \frac{1,56}{253} \sqrt{24 \cdot 50} = 0,17 \text{ (мкВ)}.$$

Отримані значення $E_{ак}$ для ідеального приймача без шумів характеризують граничну чутливість при смузі низькочастотного тракту, який узгоджений зі смугою радіочастотного тракту і дає змогу оцінити допустимі витрати в реальному прийомному тракті такі, як коефіцієнт шуму вхідного ВЧ підсилювача і допустимі втрати у преселекторі.

Для отримання чутливості реального курсового приймача не гірше 2...3 мкВ коефіцієнт шуму приймача не повинен перевищувати 13...16 дБ, що цілком можливо реалізувати на сучасній елементній базі.

Зробимо оцінку чутливості курсового приймача тракту за каналом телефонного (т) зв'язку і розпізнавання.

Нехай коефіцієнт амплітудної модуляції сигналом телефонного зв'язку і розпізнавання $m_T = 0,3$, а коефіцієнт шумів приймача

$$K_{шк} = 16 \text{ дБ}.$$

Оскільки сигнал телефонного зв'язку і розпізнавання займає полосу частот 300 – 2500 Гц, ефективна шумова полоса НЧ тракту $\Delta F_{НЧ}$ може бути зменшена до 2,4 кГц.

За формулою (3) визначаємо:

$$\xi = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{m^2} \cdot \frac{\Delta F_{НЧ}}{\Delta F_{РТ}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{0,3^2} \cdot \frac{2,4}{24} = 0,55.$$

З (2) знаходимо:

$$E_{а.т} = \frac{\sqrt{\xi_k}}{253} \sqrt{\Delta F_{РТ} \cdot Ra} =$$

$$= \frac{\sqrt{0,55}}{253} \sqrt{24 \cdot 50} = 0,1 \text{ (мкВ)}.$$

З урахуванням коефіцієнта шуму приймального тракту чутливість за каналом телефонного зв'язку і розпізнавання буде:

$$E'_{а.т} = E_{а.т} \cdot 6,3 = 6,63 \text{ (мкВ)}.$$

Отриманий результат підтверджує можливість реалізації необхідної чутливості приймального тракту з достатнім технологічним запасом.

Розрахунок вибіркості МВЧК. Розглянемо вибіркості характеристики ВЧ приймального тракту курсового каналу. Односигнальна вибіркості супергетеродинного тракту характеризує захищеність приймального пристрою від збурень, які діють на частотах побічних каналів приймача: дзеркального каналу прийому; каналу прийому за проміжною частотою; комбінаційних каналів прийому.

Односигнальна вибіркості визначається обраним значенням проміжної частоти і характеристиками вибіркової системи вхідного пристрою (преселектором).

Ослаблення збурення, яке діє на частоті побічного каналу прийому $f_{пк}$ в одноконтурному преселекторі, налаштованому на частоту f_0 можна визначити за формулою:

$$D_1 = \sqrt{1 + Q^2},$$

де $Q = \delta Q_z$ – узагальнена розбудова;

$$\delta = \frac{f_{пк}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{пк}} - \text{відносна розбудова};$$

Q_z – добротність резонансної системи.

Проміжну частоту (ПЧ) вибирають, ураховуючи, щоб її значення забезпечувало стійке підсилення в тракці проміжної частоти і значну відносну розбудову збурення за дзеркальним каналом

$$\delta_{ЗК} = \frac{f_0 - 2f_{ПЧ}}{f_0} - \frac{f_0}{f_0 - 2f_{ПЧ}}$$

Крім того, вибір значення проміжної частоти відбувається з міркувань мінімізації комбінаційних каналів прийому, які визначаються за формулою:

$$f_{комб} = \frac{\alpha}{m} f_c + \frac{\beta - n}{m} f_z,$$

де f_c – частота налаштування приймача;

f_z – частота гетеродина;

$\alpha, \beta, n, m = \pm(0,1,2,3 \dots)$ – числові коефіцієнти.

В апаратурі каналу ILS – 85 [2], аналозі, що розглядається КНПА [1], проміжна частота курсового каналу вибрана рівною 18,5 МГц. Для даного значення проміжної частоти визначимо зниження збурення (D) на частоті дзеркального каналу у разі налаштування приймача на частоту 112 МГц

$$\delta = \frac{112 - 2 \cdot 18,5}{112} - \frac{112}{112 - 2 \cdot 18,5} = -0,823,$$

$$D = \sqrt{1 + Q^2} = \sqrt{1 + (\delta Q_3)^2}.$$

Нехай значення $Q_3 = 80$, тоді:

$$D_1 = \sqrt{1 + (0,823 \cdot 80)^2} = 65,9 \text{ (36,4 дБ)}.$$

Отриманий результат не задовольняє потреби.

Здійснимо оцінювання зниження того ж збурення при двоконтурному преселекторі

$$D_2 = \frac{1}{A} \sqrt{(\delta Q_3)^4 + 2(\delta Q_3)^2(1 - \varphi^2)^2 + (1 + \varphi^2)^2},$$

де φ – параметр зв'язку між контурами

$$A = \begin{cases} 1 + \varphi^2 & \text{при } \varphi \leq 1 \\ 2\varphi & \text{при } \varphi \geq 1 \end{cases}$$

Нехай значення параметра зв'язку між контурами є рівними критичному ($\varphi = 1$), тоді отримаємо вираз:

$$D_2 = \frac{1}{A} \sqrt{(\delta Q_3)^4 + 4}.$$

Для даних умов двоконтурний преселектор забезпечує зменшення збурень за дзеркальним каналом на 67 дБ, проте необхідне зменшення – 80 дБ. Оскільки трьохконтурний вхідний ланцюг складний у налаштуванні й забезпеченні характеристик у діапазоні температур, а також вирізняється підвищеним згасанням, що відображається на чутливості приймального тракту, доцільним є поставити одноконтурний фільтр на виході каскаду посилювача ВЧ. Така структура менш критична до температурних змін і старіння елементів, більш зручна в налаштуванні і забезпечує необхідне зменшення збурень за дзеркального каналу прийому.

Виконання вимог за однодзеркальної вибіркової за каналом проміжної частоти для обраної структури виборчого ланцюга буде наперед забезпечуватися, оскільки відносна розбудова для збурення на частоті 18,5 МГц навіть у разі налаштування приймача на нижню робочу частоту 108 МГц буде значно більше, ніж у випадку збурення за дзеркального каналу.

$$\delta = \frac{18,5}{108} - \frac{108}{18,5} = -5,67.$$

Здійснимо оцінювання впливу перехресного збурення на роботу приймача.

Під впливом збурення поза смугою пробою преселектора її рівень послаблюється достатньо для того, щоб це не призводило до помітних викривлень корисного сигналу. Тому, оцінюючи вплив перехресного збурення на роботу приймача, будемо розглядати збурення, які входять до смуги пробою преселектора.

Відповідно до п. 2.1.2 розділу П.8.3.3 «Єдиних норм льотної придатності літаків (ЄНЛП-Л)» похибка центрування [2] не повинна перевищувати 0,00774 РГМ (параметр характеристики точності апаратури посадки) [3], коли до стандартного сигналу центрування ILS додається сигнал збурення з рівнем 5000 мкВ, промодульований частотою 150 Гц з коефіцієнтом модуляції 30%, а рівень корисного сигналу змінюється від 30 до 10000 мкВ.

У стандартному сигналі центрування ILS [1; 3] кожна зі складових з частотами 90 і 150 Гц має коефіцієнт амплітудної модуляції $m_{90} = m_{150} = 0,2$. Вважаючи, що перехресне збурення обумовлює тільки половину допустимої похибки центрування, можливо визначити допустимий коефіцієнт перехресних викривлень – $K_{пер}$. Під впливом перехресного збурення відбувається модуляція несучої корисного сигналу огинаючої модуляції сигналу збурення. Отже, це збурення внесе викривлення в коефіцієнт модуляції, яка становить 150 Гц сигналу центрування.

Виходячи з викладеного, можна скласти рівняння:

$$\sqrt{m_{150}^2 + m_{пер}^2 \cdot K_{пер}^2} - m_{90} = 3,87 \cdot 10^{-3},$$

$$\text{де } m_{150} = m_{90} = 0,2, m_{пер} = 0,3.$$

Розв'язуючи це рівняння відносно $K_{пер}$ отримаємо допустиме значення $K_{пер} = 1,2 \cdot 10^2$, яке є підставою для вибору активного елемента каскаду ПВЧ, оскільки це значення визначає допустиме відношення S''/S підсилювального елемента, де крутизна вольтамперної характеристики ПВЧ-S і друга похідна цієї крутизни - S'' .

Висновки

Здійснено дослідження характеристик ВЧ курсового тракту, що дало змогу створити відповідний радіочастотний канал комплексованої навігаційно-посадкової апаратури [2] для малих і середніх літальних апаратів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Кондрашов В.І., Федоренко В.Н. Исследование путей комплексирования унифицированных блоков и модулей бортовой навигационной и посадочной аппаратуры для различных авиационных потребителей / В.І. Кондрашов, В.Н. Федоренко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – №1 – 2.
2. Кондрашов В.І., Федоренко В.Н. Сравнительный анализ отечественных и зарубежных радиотехнических средств навигации и посадки летательных аппаратов / В.І. Кондрашов, В.Н. Федоренко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2002. – №1 – 2.
3. Хаймович Н.А., Иванов П.А., Устроєв Ю.С., Аксамит А.А., Панов Е.А. Бортовые радиоустройства посадки самолетов / [Н.А. Хаймович, П.А. Иванов, Ю.С. Устроєв, і ін.]. – М: Машиностроение, 1980.