

# **Тема 5**

## **Радіоелектронний захист ЗРЛ.**

**Заняття №2 Методи захисту від активних перешкод.**

# **Питання заняття**

- 1. Метод силової боротьби.**
- 2. Методи розширення динамічного діапазону.**
- 3. Методи захисту від АП на основі частотної, амплітудної і часової селекції.**
- 4. Методи захисту від АП на основі просторової і поляризаційної селекції.**

# Метод силової боротьби

Метод "силової" боротьби з перешкодою спрямований на підвищення відношення  $P_c/P_n$  на виході РПрП за рахунок збільшення енергії зондувального сигналу.

$$E_i = P_i \tau_i M_i G$$

$M_i$  - кількість імпульсів в пачці.

А також підвищення її концентрації в просторі за рахунок збільшення  $G$  - коефіцієнту підсилення антени.

Підвищення енергетичного потенціалу РЛС на 3-4 порядку (в умовах дії АП по головному пелюстку ДН) можливо тільки збільшення всіх параметрів ( $P_i, \tau_i, M_i, G$ ).

**В оглядових РЛС перспективним з точки зору підвищення їх захищеності від активної шумової перешкоди (АШП) є перехід до адаптивного огляду, при якому розподілення випромінюваної енергії відбувається, виходячи з повітряної і перешкодової обстановки. Такий вид огляду може бути здійснений тільки при електронному керуванні променем антени за допомогою ЕОМ та ФАР.**

**Підвищення енергетичного потенціалу за рахунок збільшення  $M_i$  буде в тому випадку, коли при обробці відбувається накопичення імпульсів в пачці, яке може бути: *когерентним* або *некогерентним*.**

**При когерентному накопиченні імпульси пачки складаються в фазі, в результаті чого амплітуда сигналу зростає в  $M_i$  разів (при однаковій амплітуді всіх імпульсів пачки)**

$$U_{свих} = M_i U_{свх} \text{ а потужність } P_{свих} = M_i^2 P_{свх}$$

**Шумові викиди при цьому складаються з випадковими амплітудами та фазами, тому потужність перешкоди на виході когерентного накопичувача зростає в  $M_i$  разів**

**а відношення  $P_{свих} / P_{пвих} = M_i^2 P_{свх} / M_i P_{пвх} = M_i P_{свх} / P_{пвх}$  в  $M_i$  разів**

**Отже, когерентне накопичення є оптимальною операцією обробки пачки імпульсів, при цьому коефіцієнт втрат в реальному тракті обробки:**

$$L \approx 1 \quad N_0 = P_n / \Delta f \text{ (Вт/МГц)}$$

**Некогерентне накопичення проводиться після амплітудного детектування, коли інформація про початкову фазу сигналів і шумових викидів зруйнована.**

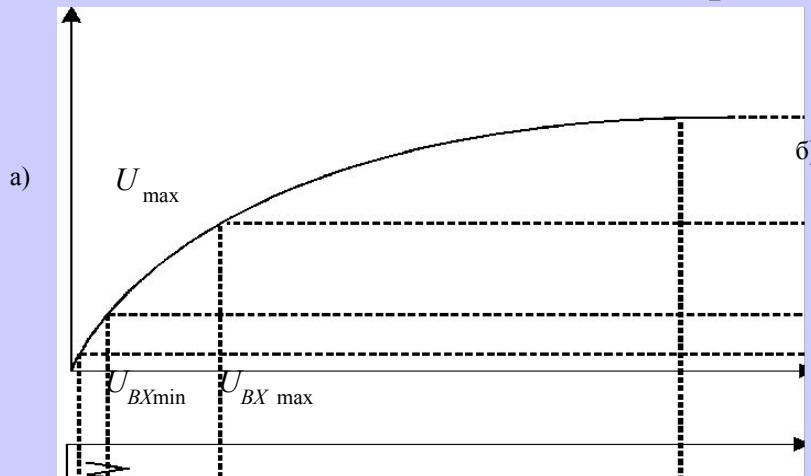
*При некогерентному накопичуванні* мають місце втрати в відношенні  $P_c/P_n$ . При невеликому  $M_i \leq 10$ , ці втрати невеликі, а з збільшенням  $M_i$  втрати зростають і складають  $L \approx \sqrt{M_i}$ , то відношення  $P_c/P_n$  зростає тільки в  $\sqrt{M_i}$  раз.

$$\frac{P_{c\text{вих}}}{P_{n\text{вих}}} \approx \sqrt{M_i} \frac{P_{c\text{вх}}}{P_{n\text{вх}}}$$

# Методи забезпечення широкого динамічного діапазону приймального тракту

При роботі з перешкодами нерідко спостерігалися випадки, коли відношення подвоєної енергії прийнятого сигналу до спектральної густини перешкоди більше одиниці, а ціль на фоні такої перешкоди не виявлялась

$$2E_{np} / (N_0 + N_n) L > 1$$



Б

А

t

в)

А

t

Б

**Якщо рівень зовнішньої перешкоди на вході такий, що забезпечується робота на лінійному проміжку АХ приймально-індикаторного тракту і сигнал перевищує рівень перешкоди, то сигнал буде виявлений на фоні перешкоди, якщо ж рівень перешкоди такий, що робоча точка виходить за межі лінійного проміжку, то корисний сигнал виявлений не буде, навіть тоді, коли на вході приймача мало місце перевищення сигналу над перешкодою.**

**Динамічний діапазон приймально-індикаторних трактів РЛС, якщо не приймаються заходи до його розширення, складає  $8\div 14\text{дБ}$ , причому для деяких елементів він має наступні значення: ПВЧ -  $60\div 70\text{дБ}$ ; ППЧ -  $20\div 30\text{дБ}$ ; відеопідсилювач, ІКО -  $8\div 14\text{дБ}$ , отже, найменший динамічний діапазон мають вихідні елементи тракту.**



*Розширення динамічного діапазону приймальних пристроїв досягається наступними методами:*

- застосування приймачів з логарифмічними амплітудними характеристиками (ЛАХ);**
- застосування в приймачах схем ШАРП;**
- застосування обмеження в широкополосному тракті приймача (до оптимального фільтру) схема ШОВ (широкополосний підсилювач – обмежувач – вузькополосний підсилювач).**

## *Схема приймачів з ЛАХ.*

Для отримання ЛАХ приймача паралельно коливальним контурам каскадів ППЧ включають нелінійні резистори, опори яких залежать від амплітуди коливань в контурі. Із зростанням амплітуди опір резистора, а відповідно і еквівалентний опір контуру зменшується, що призводить до зменшення коефіцієнта підсилення каскаду.

Отже, при відповідному підборі характеристик нелінійних резисторів в каскадах ППЧ можна отримати ЛАХ приймача, що забезпечує розширення динамічного діапазону приймача до 60 дБ.

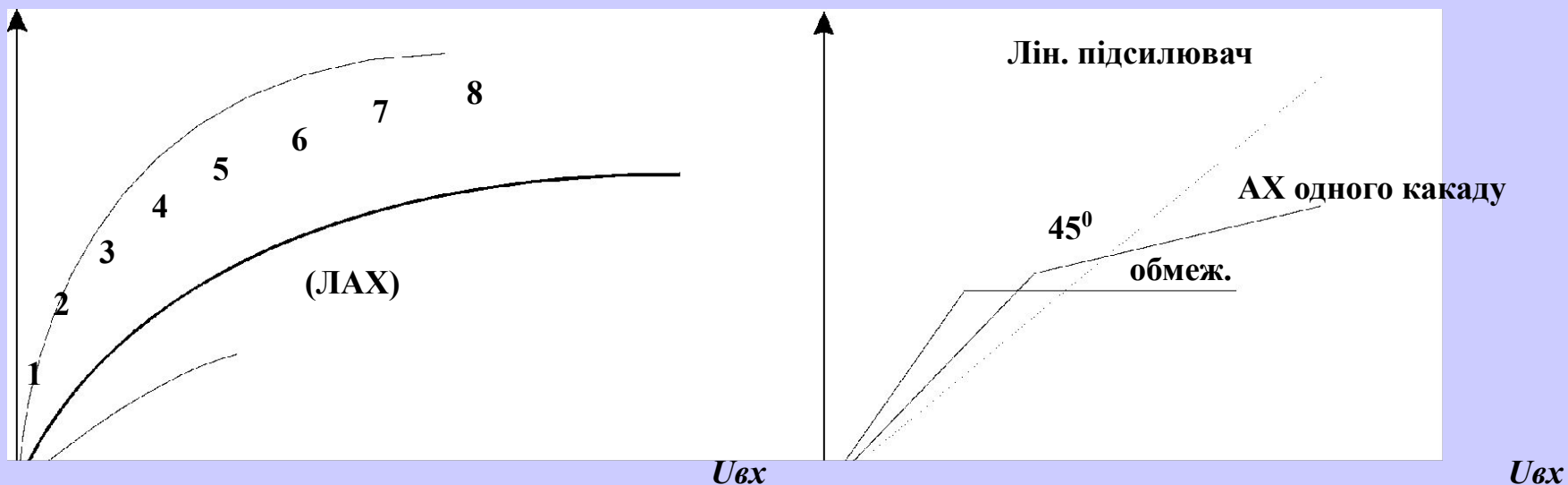
$$K_{\text{підсилЛАХ}} = dU_{\text{вих}} / dU_{\text{вх}} = K_0 U_{\text{вх}0} / U_{\text{вх}}$$

$K_0$  - коефіцієнт підсилення в лінійному режимі;

$U_{\text{вх}0}$  - вхідна напруга, що відповідає переходу від лінійної ділянки АХ до логарифмічної.

*U<sub>вих</sub>*

*U<sub>вих</sub>*



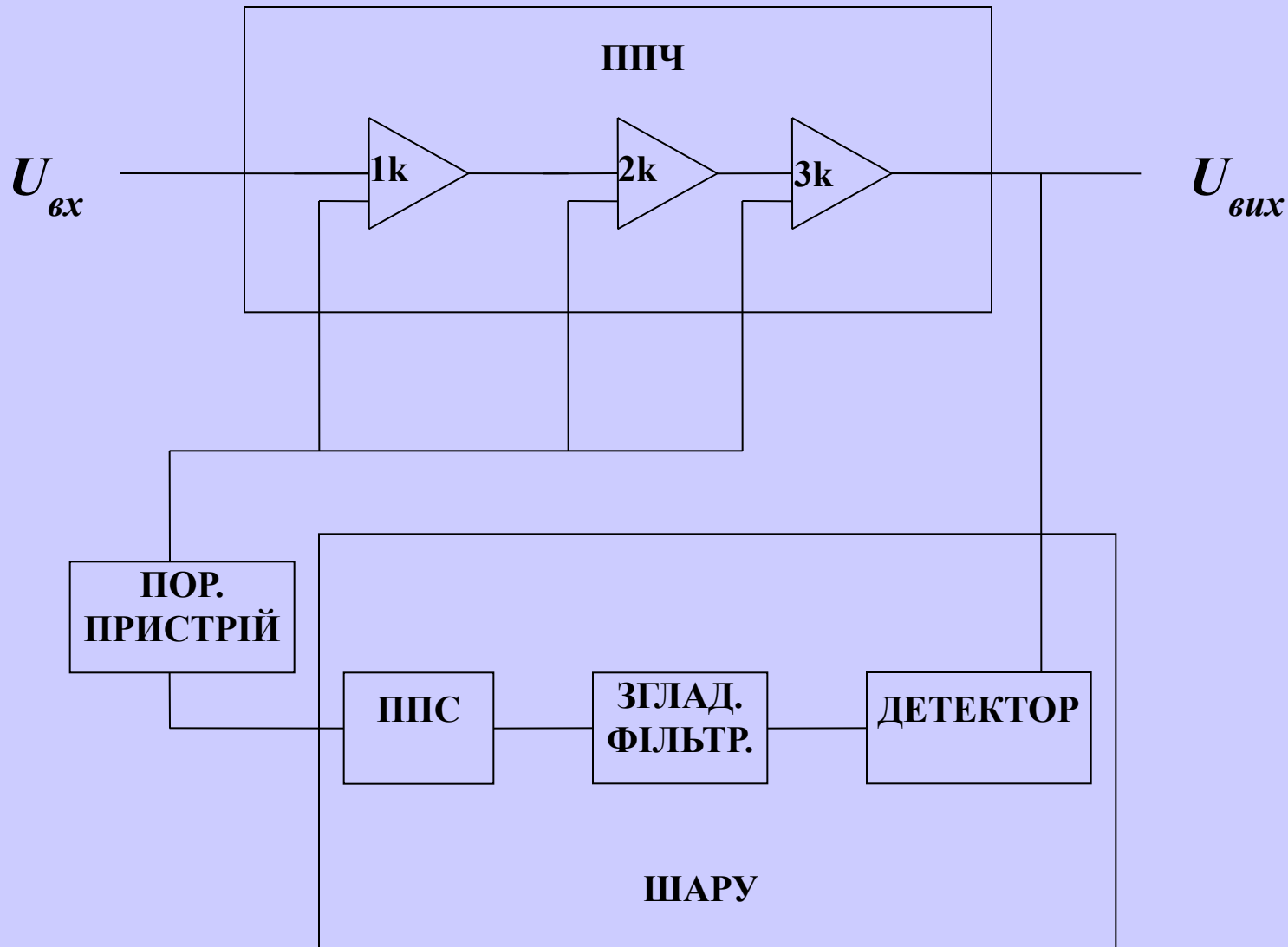
## ЛАХ приймача

*Недоліками підсилювачів з ЛАХ є:*

- залежність часу затримки сигналу від його амплітуди на вході підсилювача;
- залежність смуги пропускання від рівня вхідних сигналів;
- розширення спектру флуктуацій сигналів ПП.

## *Схеми ШАРП.*

Ефективним методом розширення динамічного діапазону є також введення автоматичного регулювання середнього рівня шуму на виході ППЧ приймача (ШАРП). Схеми ШАРП уявляють собою статичну систему автоматичного регулювання  $K_n$  ППЧ. Продетектований (детектором ШАРП) вихідний шум ППЧ згладжується вузькосмуговим фільтром, завдяки чому вихідна напруга фільтра пропорційна середньому рівню шуму. Ця напруга підсилюється ППС і подається на перші 2÷3 каскади ППЧ для регулювання їх  $K_n$ . Чим більше рівень перешкоди на вході ППЧ, тим більша регулююча напруга і тим менший  $K_n$  каскаду.



**схема ШАРПІ**

Щоб реагувати на зміну рівня перешкод, що виникають перш за все внаслідок ведення огляду простору, схема ШАРП повинна мати достатню швидкодію, що забезпечується вибором постійної часу згладжувального фільтру  $\tau_{\phi} = 10 \div 20 \tau_i$ , але в той же час  $\tau_{\phi}$  не повинна бути малою, щоб ШАРП не спрацьовувала і не погіршувала відношення  $P_c/P_n$ .

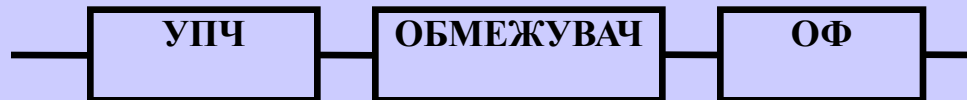
Отже, застосування ШАРП і ППЧ з ЛАХ не призводить до покращення відношення сигнал/перешкода, а стабілізує шумову перешкоду на виході ППЧ на рівні, значно меншому рівня обмеження в наступних елементах приймально-індикаторного тракту і допомагає цим виявленню корисного сигналу в випадку, коли  $2E_{np}/(N_0 + N_n)L > 1$

## *Схема ШОВ.*

Необхідно відмітити, що обмеження в приймачі призведе до повної втрати корисного сигналу тільки в тому випадку, коли воно виникає в тракці оптимальної фільтрації, або в наступних за ним трактах (відеопідсилювач, індикатор) тому що після оптимального фільтру єдиною відміною сигналу від перешкоди є амплітудні відмінності і через обмеження вони можуть бути втрачені. Якщо ж обмеження має місце до оптимального фільтру (в ПВЧ, ППЧ), то повної втрати сигналу не відбудеться, так як зберігаються фазові відмінності (відмінності в тонкій структурі сигналу і перешкоди), використовуючи які оптимальний фільтр (ОФ), що стоїть після обмежувача може виділити сигнал з перешкоди. Прикладом реалізації такого методу розширення динамічного діапазону (шляхом стискання динамічного діапазону перешкоди) є схеми ШОВ в РЛС з довгими простими імпульсами та обмежувачем перед ОФ в РЛС зі складно модульованим сигналом .



**Схема ШОВ в РЛС з довгими простими імпульсами**



**Схема з обмежувачем перед ОФ в РЛС зі складно модульованим сигналом**



**В першому випадку вузькосмуговий фільтр квазиоптимальний для простого сигналу  $\Delta f_{узк} = 1/\tau_i$ .  $\Delta f_{шунч} = 50 \div 100 f_{узк}$ .**

**Широкосмугові перешкоди (нестационарні активні перешкоди (НАП)) мають маленьку тривалість. Як наслідок, НАП впливають протягом короткого часу і їх амплітуда на виході вузькосмугового фільтру буде малою, а за час дії корисного сигналу його амплітуда на виході вузькосмугового фільтру досягне великого значення, в результаті чого корисний сигнал виділяється з шумової перешкоди, хоча на виході обмежувача амплітуда перешкоди і корисного сигналу була однаковою через жорстке обмеження.**

**В другому випадку в ОФ корисні сигнали стискаються і їх амплітуда зростає, стиснення викидів перешкод не відбувається. В результаті на виході ОФ сигнал також буде виділений на фоні перешкоди.**

# Методи захисту від АП на основі частотної, амплітудної і часової селекції

*Під селекцією розуміють виділення сигналу із перешкод за відомими параметрами:*

- тривалості;
- періоду слідування;
- амплітуди імпульсів;
- напрямку прийому імпульсів;
- частоти і фази несучої частоти.

## *Частотна селекція.*

**Частотна селекція** основана на використанні вибіркових якостей ППЧ і імпульсів. В простішому випадку частотна селекція здійснюється перестроюванням частоти і дозволяє забезпечити захист від активних шумових прицільних перешкод, але стає неефективною при впливі загороджувальної і ковзної АШП в широкому діапазоні частот і має обмеження щодо швидкодії через необхідність перестроювання ні тільки приймача, але також передавального пристрою і елементів хвилеводно-коаксіального тракту (ХКТ).

## *Схеми амплітудної селекції.*

Амплітудна селекція - основана на різниці в швидкості зміни амплітуди корисних сигналів і імпульсної перешкоди, тобто використовуються амплітудні відмінності.

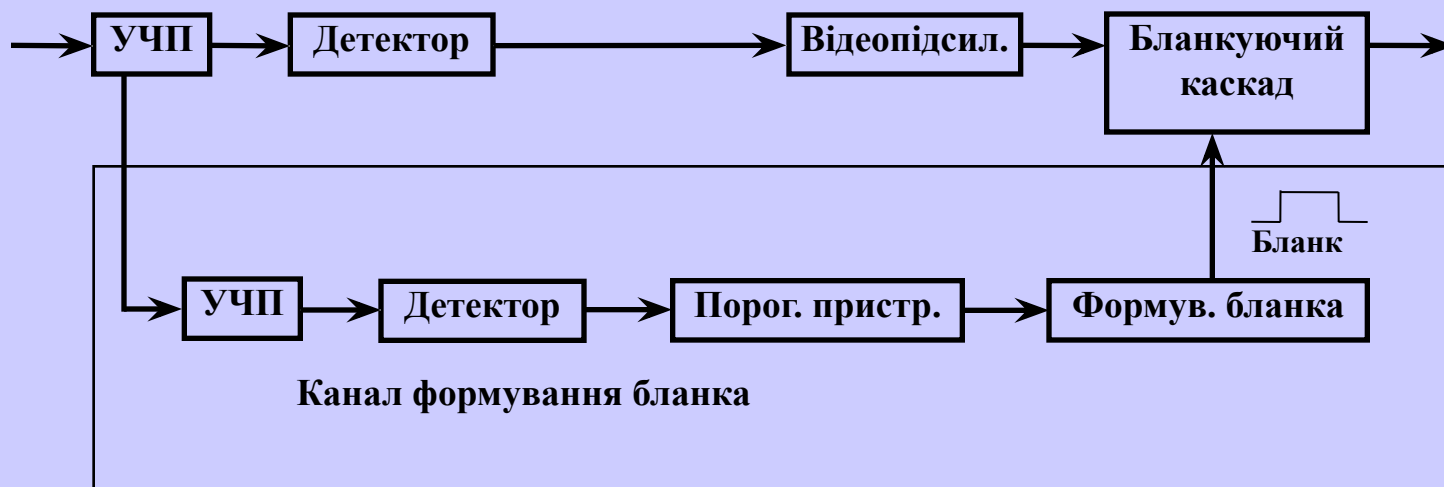
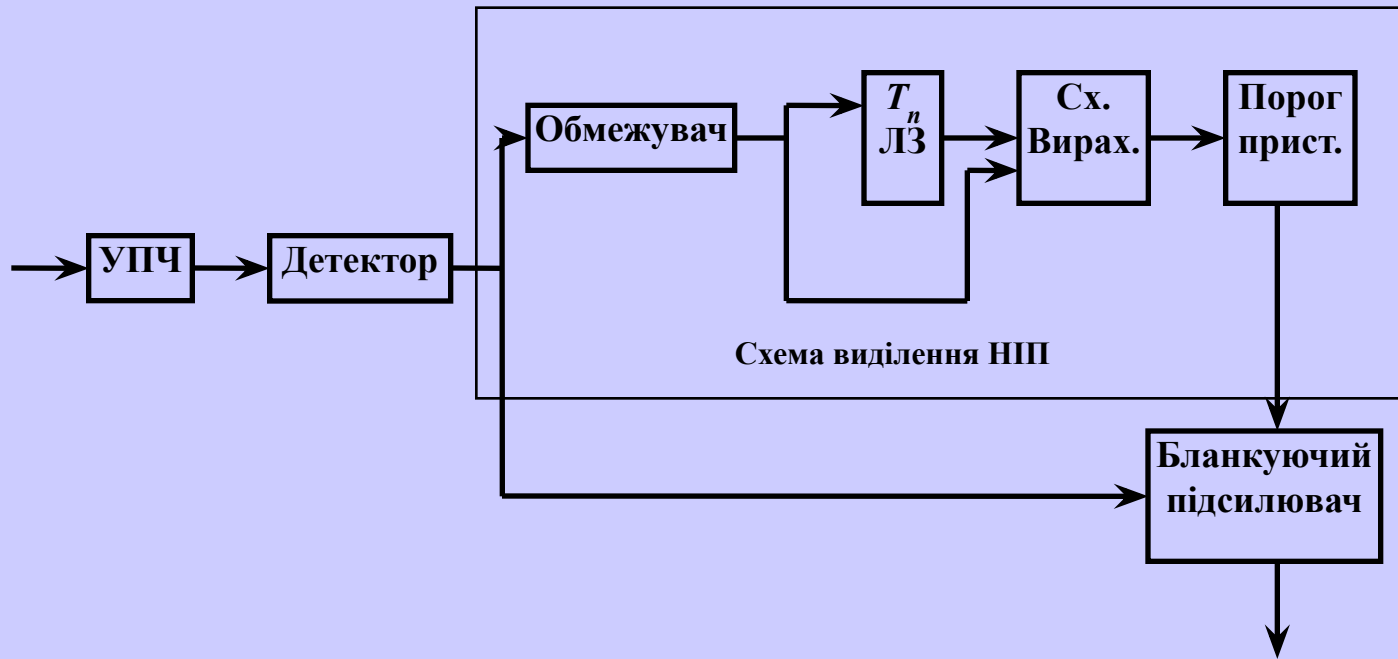


Схема пристрою амплітудної селекції забезпечує самобланкування імпульсних перешкод, амплітуда яких перевищує поріг в каналі формування бланку. Недоліком є можливість самобланкування корисних сигналів великої амплітуди і проходження перешкод малої амплітуди

## *Селекція за часом.*

В схемах селекції за часом, які використовують відмінності в періодичності (регулярності приходу) і в тривалості імпульсу, придуюються НІП, НАП.



Відеосигнали з виходу детектора приймача подаються на бланкувальний підсилювач, а також на схему виділення НІП. Корисні сигнали, що мають  $T_n = t_{зад\ лз}$  і однакову амплітуду (забезпечується обмежувачем), компенсуються в схемі віднімання, внаслідок цього пороговий пристрій не виробляє  $U_{пор}$  і бланкувальний підсилювач працює просто в режимі підсилення корисних сигналів.

При наявності НІП, що мають  $T_{ніп} \neq T_n$  ці перешкоди виділяються схемою виділення НІП і використовуються для закривання бланкувального підсилювача на час впливу перешкоди.

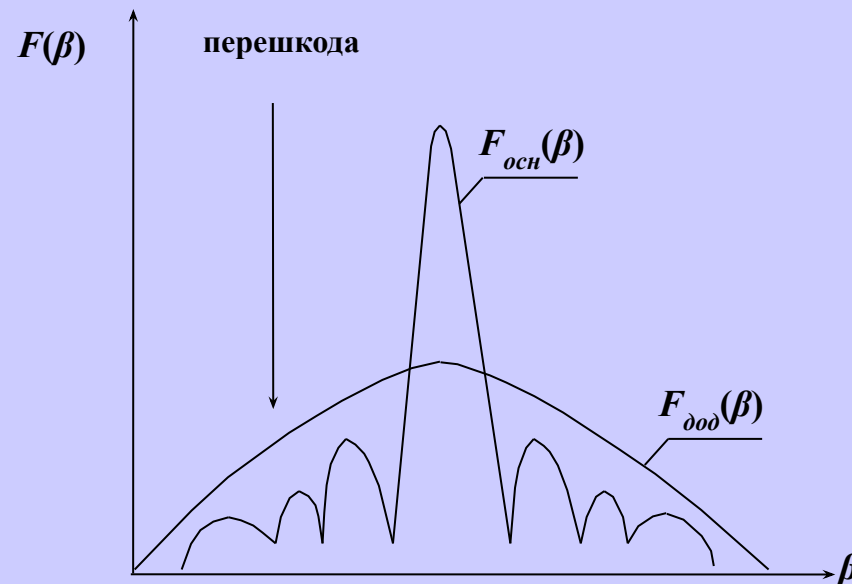
*Схема неефективна у випадках:*

- малих відмінностей  $T_{ніп}$  від  $T_n$ , т.я. імпульс бланка буде коротше імпульсу перешкоди і вона не буде скомпенсована;
- при використанні СРЦ з ЧПК, т. я. при цьому НІП розмножується і стає частково синхронною.

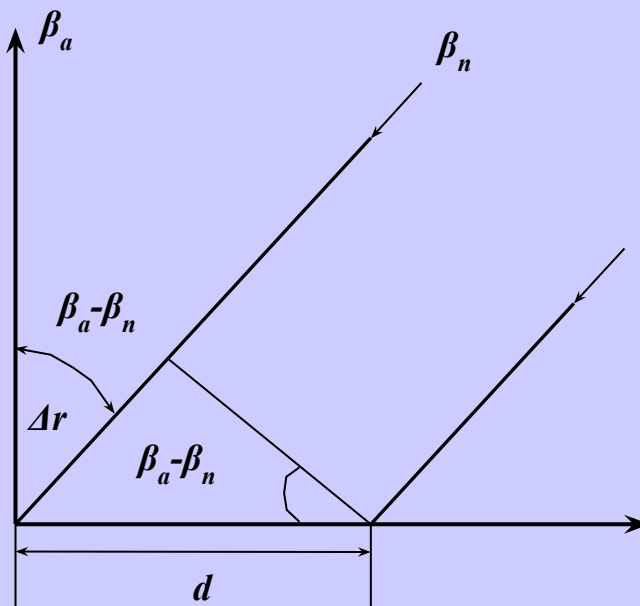
# Методи захисту від АП на основі просторової і поляризаційної селекції

## *Метод просторової селекції.*

Для захисту РЛС від активних шумових перешкод використовуються методи просторової селекції. Перешкоду, що приймається боковими пелюстками діаграми направленості основної антени РЛС, приглушують за допомогою допоміжного каналу прийому, працюючого на допоміжну антену. Діаграми направленості основної і допоміжної антени показані на рис.



Коливання перешкоди, що прийняті основною антеною по боковим пелюсткам і допоміжною антеною, корельовані, але відрізняються один від одного інтенсивністю і мають зсув за фазою  $\Delta\phi$ , зумовлений різницею ходу  $\Delta r$



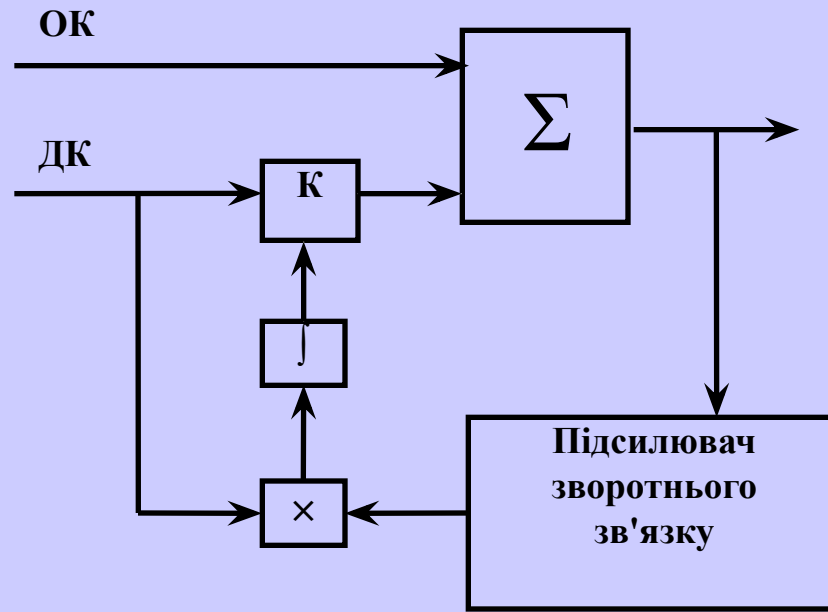
$$\Delta\phi = 2\pi d \sin(\beta_a - \beta_n) / \lambda$$

де  $d$  - відстань між фазовими центрами основної і допоміжної антени;

$\beta$  - напрямок максимуму основної антени;

$\beta_n$  - азимут перешкодостворювача.





**Структурна схема АКП**

$$|K| = \rho_0 \sigma_{n0} / \sigma_{nd} \quad \psi = -\Delta\phi + \pi$$

де  $\sigma_{n0}$ ,  $\sigma_{nd}$  - відповідно середні квадратичні значення перешкоди в основному і допоміжному каналі;

$\rho_0$  - коефіцієнт взаємної кореляції перешкод в основному і допоміжному каналах.

В результаті кореляції складових перешкод в основному і допоміжному каналах, на входах суматора вони стають рівними за величиною і протифазними

**Внаслідок інерційності ланцюга кореляційного зворотнього зв'язку автокомпенсатор настраюється на придушення тільки тривалої в часі перешкоди і не реагує на короткочасні корисні сигнали. Корисний сигнал, що приймається по головній пелюстці діаграми в той час, коли перешкода впливає на бокову пелюстку діаграми направленості основної антени, має в основному і допоміжному каналах відмінне від перешкод співвідношення амплітуд і фаз. Тому придушення сигналу не відбувається. Отже, автокомпенсатор формує провал в діаграмі направленості основної антени тільки в напрямку на перешкодостворювач.**

**Автокомпенсатор забезпечує придушення перешкоди на  $10\div 25\text{дБ}$  і тим самим підвищує коефіцієнт стиснення зони виявлення в  $1,7\div 4$  рази.**

**При одночасній дії в зоні виявлення РЛС декількох перешкодостворювачів з різних напрямків необхідно мати багатоканальний автокомпенсатор, число допоміжних каналів якого повинно бути не менше числа перешкодостворювачів, діючих одночасно в межах сектора бокових пелюсток.**

**Багатоканальні автокомпенсатори складні, час настройки їх великий. Використання ФАР з керованими підсилювачами на виході кожного елементу решітки дозволяє автоматично формувати діаграми направленості з числом провалів, що дорівнює числу перешкодостворювачів. Для захисту від активних шумових перешкод використовують також недосконалість перешкод.**

**Під досконалою перешкодою розуміють перешкоду з рівномірним розподілом потужності за спектром в широкому діапазоні частот, з хаотичною поляризацією і часовою структурою типу внутрішнього шуму приймача. Відступ від якої з цих умов є недосконалістю перешкоди, які можна використати для захисту від неї РЛС.**

## *Метод поляризаційної селекції.*

**Для приглушення шумових перешкод може бути ефективно використана їх поляризаційна недосконалість. В наш час застосовують перешкоди з закономірною еліптичною (круговою) або нахиленою під  $45^\circ$  до горизонту лінійною поляризацією. Такі перешкоди впливають на РЛС з любою поляризацією зондувального сигналу.**

**Недосконалість перешкод з вказаними видами поляризації полягає в тому, що горизонтальна і вертикальна складові їх вектора поляризації корельовано між собою, тобто зв'язані жорстко за амплітудою і фазою, відповідно, можуть бути взаємно скомпенсовані, якщо в РЛС передбачити їх роздільне приймання.**

**В фокусі дзеркала антени встановлюється додатковий опромінювач для прийому вертикально поляризованої складової перешкоди. Комплексний коефіцієнт передачі  $K$  в допоміжному каналі за допомогою ланцюга кореляційного зворотного зв'язку, встановлюється таким, що кореляційні компоненти перешкоди в основному і допоміжному каналах виявляються на входах суматора рівними за величиною, протифазними і взаємно компенсуються. Корисний сигнал в такій схемі не компенсується, оскільки або він в основному зберігає поляризацію зондувального сигналу і допоміжною антеною не приймається, або, якщо при відбиванні від цілі сигнал деполаризується, то співвідношення амплітуд і фаз його горизонтально і вертикально поляризованих компонент виявляється не таким як у перешкоді.**

**Автокомпенсатор, використовуючи поляризаційні відмінності корисного сигналу і перешкоди, дозволяє приглушити перешкоду, що впливає не тільки по боковим, але і по головній пелюстці діаграми направленості антени, а відповідно виявляти сам перешкодостворювач.**