

# Rádiólokátorok detekciós tulajdonságainak vizsgálata, adaptív eljárások alkalmazása optimális detekciós tulajdonságok elérésére

ETO 621.396.967

Ezen tanulmány impulzus üzemű távolfelderítő lokátorok detekciós tulajdonságaival foglalkozik.

A lokátor a felderíteni kívánt, általában pontszerűnek tekinthető céltárgyról származó reflexiók mellett még sok egyéb jelet is vesz, amelyek a lokátor környezetében előforduló passzív és aktív elemekről származnak. A detekciós tulajdonságok vizsgálata, illetve javítása szempontjából lényeges a vett jelek osztályozása.

A mozgócélok kis hatásos keresztmetszetű reflektáló felületek, de a róluk visszaverődött jel frekvenciája az  $f_d$  dopplerfrekvenciával eltér a kisugárzott jeltől, az amplitúdója pedig fluktuál és ez a fluktuáció valamilyen statisztikus törvénnyel jól leírható [1; 2; 3].

A vett jelek egy nagy csoportja a környező földfelületről vagy tengerfelületről, felhőkről, esőről esetleg madár vagy rovarrajokról származó reflexiók, amelyeket összefoglalóan „clutter”-nek szokás nevezni. A clutter jellemzői: zérus vagy igen alacsony dopplerfrekvencia, lassú fluktuáció és területileg elosztott kiterjedés. Ebbe a csoportba sorolható a repülőgépekről passzív zavarás céljából kidobott alumíniumfólia-csíkokból álló dipólfelhő is. A clutter reflexiók amplitúdója kb. 70 dB-es tartományt foglalhat át [1].

A vett jelek harmadik csoportját az aktív rádiózavarok alkotják. Ilyenek lehetnek pl. a szomszédos lokátorok által okozott interferencia (impulzus üzemű lokátor esetén aszinkron) zavar vagy a zavaradók sugárzása, amely valamilyen modulációt tartalmazhat; ez az úgynevezett „jamming”.

A detekciós tulajdonságokat befolyásoló utoljára említett, de nem utolsósorban figyelembe veendő tényező a vevő termikus zaja.

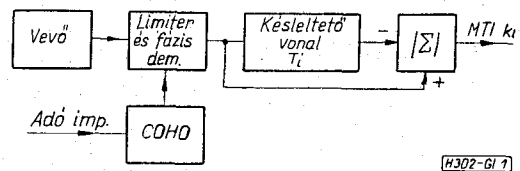
A fenti felsorolásból látható, hogy kedvezőtlen esetben igen bonyolult környezetből kell kiválasztani a hasznos céltárgyakat. A hasznos céljelek kiválasztására kidolgozott két legelterjedtebb módszer az MTI (Moving Target Indication) és az integrálás. Ezekon kívül a céltárgyak tulajdonságait kihasználó számos egyéb eljárás létezik.

## MTI eljárások

Az MTI eljárások a vett jelek fázisinformációja alapján szét tudják választani a viszonylag nagy dopplerfrekvenciával rendelkező mozgócélokot a kicsi,

illetve zérus dopplerfrekvenciával bíró clutterjelektől. Az MTI rendszer alapelve az 1. ábrán látható.

Az adóimpulzussal fáziskapcsolatban levő koherens oszcillátor (COHO) jeléhez viszonyítva a vett jelek fázisát, a fázisdemodulátor kimenetén megjelenő jelek amplitúdója és polaritása a fáziskülönbségtől, azaz a dopplerfrekvencia értékétől függ. A vett jeleket egy impulzus ismétlődési idővel ( $T_i$ ) késleltetve és kivonva a következő adásból származó reflexiókból csak ott lesz maradék a kivonás eredményeként, ahol a fáziskülönbség két adás között  $0 \pm 2k\pi$ -től jelentősen eltér, így a kis dopplerfrekvenciával bíró



1. ábra

clutter reflexiók kioltathatók. A dopplerfrekvencia értéke [4]:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}, \quad (1)$$

ahol  $v_r$  a céltárgy radiális sebessége,  
 $\lambda$  a lokátor adó hullámhossza.

Az (1) alapján belátható, hogy a lokátor MTI rendszerének kimenetén nem jelennek meg a  $v_r=0$  sebességű, azaz az álló vagy tangenciálisan repülő célok jelei.

Az MTI elvéből az is belátható, hogy minden olyan céljel kioltódik, amelynek két adás közötti fázisváltozása  $\pm 2k\pi$  ( $k=0, 1, 2, \dots$ ). Az ilyen fázisváltozáshoz tartozó céltárgysebességek az ún. vaksebességek ( $v_B$ ):

$$v_B = k \frac{f_i \cdot \lambda}{2}, \quad (2)$$

ahol  $f_i$  a lokátorimpulzus ismétlődési frekvenciája. Az 1. ábrán látható rendszer átviteli függvénye [5]:

$$A(f_d) = \left| \sin \pi \frac{f_d}{f_i} \right|. \quad (3)$$

A (3)-ból belátható, ha a lokátor  $T_i=1/f_i$  ismétlődési ideje nem állandó, hanem adásról adásra változik,

akkor az első vaksebesség értéke megnövelhető. Ez az ún. lépcsőzött adás. Alkalmos lépcsőzési arányt megválasztva viszonylag egyenletes átviteli karakterisztika valósítható meg jelentős  $v_B$  növelés mellett [4].

Az MTI-rendszerek hatásosságának jellemzésére jelenleg két fogalmat használnak: a javulási tényezőt ( $I$  – improvement factor [7]) és a zavar alatti láthatóságot ( $SCV$  – subclutter visibility).

A javulási tényező [4]:

$$I = 10 \log \frac{r_0}{r_i} \text{ [dB]}, \quad (4)$$

ahol  $r_0$  a kimeneti céltárgy – maradékjel teljesítmény viszony,

$r_i$  a céltárgy – clutter teljesítmény viszony a bevő bemenetén.

Az  $SCV$  azt fejezi ki, hogy a céltárgy nála hányszor erősebb reflexiót adó zavarok között detektálható még. A gyakorlatban az  $SCV$  a clutter láthatósági faktorról kisebb az  $I$ -nél, ez pedig letapogató lokátoroknál 6 dB-re tehető [4, 6].

Az elérhető javulást több tényező korlátozza. Ezek pl. a lokátor instabilitásai (COHO frekvencia, adófrekvencia, adófázistolás, impulzusszélesség stb.), a letapogatásból eredő moduláció, a céltárgyról visszaverődött impulzusok száma, a clutter fluktuációja, az impulzus ismétlődési idő lépcsőzetes változtatása, a fázismodulátor előtti limitálás. Digitális jelfeldolgozás, ezekhez járul még a kvantálási zaj krlatózó hatása, amely [4] alapján:

$$I = 20 \log (2^N - 1) \sqrt{0,75} \text{ [dB]}, \quad (5)$$

ahol  $N$  az  $A/D$  konverter bitjeinek száma.

Az MTI-rendszer tulajdonságai jelentősen megjavíthatók, ha az első kioltó hurok után egy másodikat is alkalmaznak. További hurkok alkalmazása további javulást eredményez, de az így elérhető eredmény nem áll arányban az áramkör megnövekedett bonyolultságával.

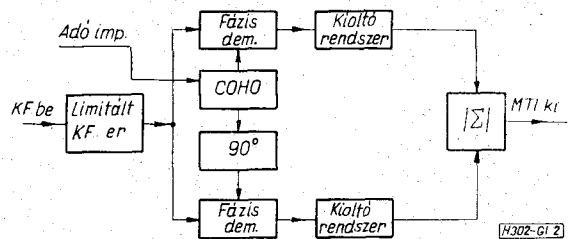
Kéthurkos MTI átvételi függvénye:

$$A(f_d) = \left| \sin \frac{f_d}{f_i} \right|^2, \quad (6)$$

(6)-ból következően a kéthurkos MTI vaksebesség zónái kiszélesednek, de éppen emiatt az alacsony doppler frekvenciájú clutterre nézve megnő  $I$  értéke és megjavul az antennaforgásból eredő járulékos moduláció elnyomása is.

Időtartományban megvizsgálva az MTI-rendszer kimenőjelét, konstans bemeneti amplitúdót feltételezve, az  $f_d$  frekvenciájú burkolóval rendelkező impulzussorozat lesz. Így lesznek ún. kedvezőtlen fázisú reflexiók, amelyek a kimeneten kicsik lesznek annak ellenére, hogy a céltárgy radiális sebessége optimális vagy ahhoz közeli. Ezt elkerülendő célszerű kvadratura-rendszert építeni (2. ábra).

Kvadratura-rendszerrel elérhető, hogy az egyik út kedvezőtlen fázisú állapotában a másik út éppen optimális fázisú legyen, így az egymás utáni jelek fluktuációja összegzés után  $1:1/\sqrt{2}$  arányú szemben az egyetlen út 0-tól 1-ig történő fluktuációjával.



2. ábra

Gyakorlati oldalról nézve az MTI-rendszerek problémáját, az áramköri elemek fejlődésének megfelelően az analóg rendszerek terjedtek el először. Ezeknek a rendszereknek kritikus pontja a késleltető-tároló elem volt, amely általában akusztikus művonal vagy elektrosztatikus tárolócső lehetett. Az előbbi alkalmazó rendszerekben a művonalak nagy csillapítása, erősen diszperz volta, valamint a lépcsőzés megvalósíthatóságának bonyolultsága jelentett korlátot. A tárolócsöves megoldásoknál azoknak nagy alapzaja és instabilitása, valamint rövid élettartama tette korlátozottá a rendszer használhatóságát. A nagy sebességű digitális jelfeldolgozás megjelenése mindezeket a hátrányokat kiküszöbölhetővé tette. Távolfelderítő lokátoroknál szokásos min. 1  $\mu$ sec adóimpulzus szélességet és a javulási tényezőre adott szokásos előírásokat figyelembe véve max. 2 MHz konverziós sebesség mellett 6–8 bit felbontóképességet kellett elérni. A fenti konverziós sebesség esetén 6 bites felbontóképesség közönséges integrált áramkörök felhasználásával gondos elhelyezés és szerelés mellett megvalósítható volt. Konverter típusként a szukcesszív approximációs konverterek bizonyultak a legcélszerűbbnek, mivel jó kompromisszumot jelentenek a konverziós sebesség és a realizációhoz szükséges áramköri elemszám között.

Egy megvalósított kéthurkos, kvadratura-rendszerben épült digitális MTI berendezés blokkismájája a 3. ábrán látható.

A 3. ábrán látható „Integrátor” blokk rendeltetése a cikk második felében visszatérünk.

A távolsági felbontóképesség romlását elkerülendő, a mintavételi frekvencia ( $f_{mv}$ ) legalább

$$f_{mv} = \frac{2}{\tau} \quad (7)$$

értékű, ahol  $\tau$  az adóimpulzus szélessége.

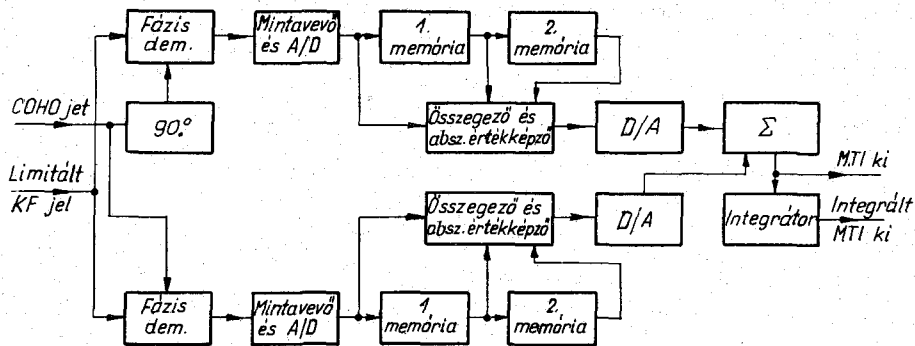
Az  $A/D$  konverter konverziós ideje ( $T_{konv}$ ):

$$T_{konv} \leq \frac{1}{f_{mv}} \quad (8)$$

legyen.

A kioltó hurokban alkalmazott digitális tárolóelem shift-regiszter vagy RAM lehet, ezeknek léptetése a mintavétel ütemében történik. A digitális tárolásból következik, hogy nemcsak amplitúdóban, hanem időben, azaz távolságban is kvantált lesz a jel, vagyis a távolságzónát ún. távolságcellákra bontjuk fel. Egy távolságcella méterben kifejezett hossza:

$$s_0 = 150 \frac{1}{f_{mv} \text{ MHz}} \text{ [m]}, \quad (9)$$



3. ábra

H302-G13

A kívánt távolsághozna hosszát  $s_0$  értékével elosztva megkapjuk a digitális tároló elemeinek szükséges számát. Megjegyezzük, hogy a gyakorlatban kb. 1000 távolságcella szükséges a teljes hatótávolság lefedéséhez.

Az MTI elvéből következik, hogy az aszinkron zavarokra nézve hatástalan.

Az aszinkron zavarok elnyomására, ill. a jel-zaj viszony javítására a különböző integráló eljárások alkalmasak.

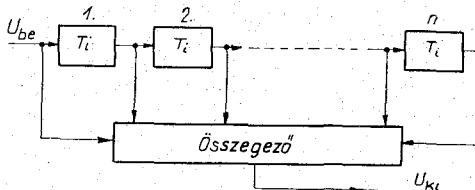
Az előbbieken feltételeztük, hogy a vett impulzussorozat nem fluktuál és az antenna iránykarakterisztikája ideális. A gyakorlatban azonban az iránykarakterisztika jó közelítéssel gaussi és a céltárgyokról visszaverődött jelsorozat impulzusról impulzusra vagy letapogatásról-letapogatásra fluktuál, így (12)-nél lényegesen kisebb az elérhető javulás.

További problémát jelent az egyhez közeli  $\beta$  érték esetén a stabilitás biztosítása.

A nyílt integrátorok elve az 5. ábrán látható.

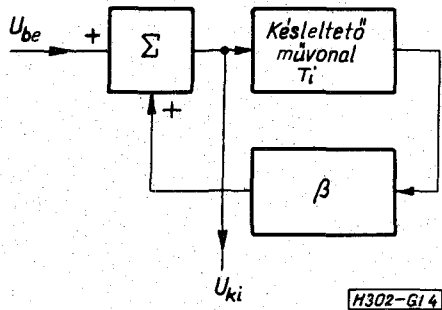
### Integrálási eljárások

Két alapvető módszer terjedt el: a zárt hurkú és a nyílt integrátor. A zárt hurkú integrátorok elve a 4. ábra alapján érthető meg.



H302-G15

5. ábra



H302-G14

4. ábra

Pozitív visszacsatolt rendszerben a kimenő jel:

$$U_{ki} = U_{be}(1 + \beta + \beta^2 + \dots + \beta^n) \cong U_{be} \frac{1}{1 - \beta}; \quad (10)$$

ha n elegendően nagy.

A termikus zaj szempontjából viszont csak a teljesítmények adódnak össze:

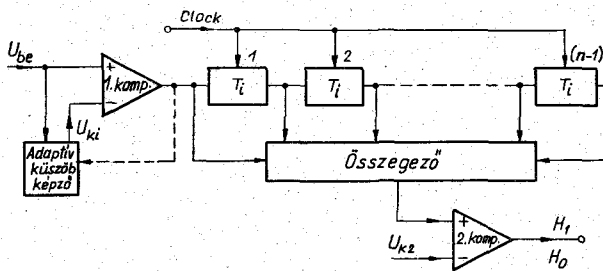
$$P_{zki} = P_{zbe}(1 + \beta^2 + \beta^4 + \dots + \beta^{2n}) \cong P_{zbe} \frac{1}{1 - \beta^2}; \quad (ii)$$

A kimeneti jel-zaj viszony:

$$\left. \frac{J}{Z} \right|_{ki} = \frac{P_{jki}}{P_{zki}} = \frac{U_{ki}^2}{P_{zki}} \cong \frac{1 + \beta}{1 - \beta} \frac{U_{be}^2}{P_{zbe}} \cong \frac{2}{1 - \beta} \left. \frac{J}{Z} \right|_{be}, \quad (12)$$

ha  $\beta \cong 1$ .

Az elvileg elérhető jel-zaj viszonyjavulás  $(n+1)$ -szeres. Ezen integrátorok nagy hátránya, hogy sok késleltető művonalat igényelnek, így alkalmazásuk csak a digitális tárolóelemek megjelenése után terjedt el. Megvalósításuk ma gazdaságos az elérhető eredményekhez viszonyítva. Éppen ezért a Mikrohullámú Tanszéken folyó kutatási munkák a digitális tárolóelemek hazai hozzáférhetőségének megvalósulásakor a fenti típusú integrátorok felé fordultak és ezeknek is egy speciális megoldása, az ún. „mozgó ablak” típusú bináris integrátor [9] kifejlesztése történt meg. Ez az integrátor kettős küszöbképzéssel rendelkezik, amelyek közül az első adaptív, így jó minőségű automatikus detektorként alkalmazható. A bináris integrátor blokkjele a 6. ábrán látható.



H302-G16

6. ábra

Az áramkör egy 1 bites  $A/D$  konverterrel, azaz egy komparátorral kezdődik, amelynek kimenetén megjelenő „1” ill. „0” szintek digitális késleltetővonalon végighaladnak.  $(n-1)$  darab késleltető művonalat használva  $n$  jel adódik össze. A 2. komparátor az ún. döntő áramkör, amely céldöntést ( $H_1$ ) hoz, ha az  $n$  jelben legalább  $K$  „1”-es van, és nincs céldöntést ( $H_0$ ) hoz, ha  $K$ -nál kevesebb „1”-es van. A fenti áramkörben a döntéshozatalhoz az egyesek számát feszültséggé alakítottuk, így egy analóg komparátorral hozható meg a döntés.

A bináris integrátor tulajdonságai a binomiális eloszlás alapján számíthatók [4; 7].

Ha a kimeneti jellemzők:

$P_d$  a detekciós, és  $P_{vl}$  a vaklárma valószínűség; a bemeneti (az első komparátor kimenetén) jellemzők pedig:

$p_1$  a detekciós és  $p_0$  a vaklárma valószínűség, akkor:

$$P_{vl} = \sum_{j=k}^n \binom{n}{j} p_0^j (1-p_0)^{n-j}$$

és

$$P_d = \sum_{j=k}^n \binom{n}{j} p_1^j (1-p_1)^{n-j}$$

Csak termikus zajt feltételezve  $P_{vl}$  csak  $U_{k1}$  és  $U_{k2}$  értékétől függ adott zajszint esetén,  $P_d$  a fenti két jellemzőn kívül a bemeneti jel-zaj viszonytól is. Nem fluktuáló céltárgyak esetén  $K$  optimális értéke  $1,5\sqrt{n}$ -nél van [10], fluktuáló céltárgyak esetén ennél alacsonyabbra kell választani [11].

Az első küszöb ( $U_{k1}$ ) értéke elvben rögzített lehetne. Gyakorlatban azonban a vevő termikus zajszintje pl. a vevő instabilitása miatt megváltozhat. Ilyen esetben  $U_{k1}$  utánállítása válna szükségessé, amelyet sokkal célszerűbb automatikusan elvégezni. Ennek érdekében a lokátor holtzónájában (a hatótávolságnak megfelelő időpont és a következő adóimpulzus közötti idő) mérjük a zaj effektív értékét és ebből képezzük  $U_{k1}$ -et (6. ábra folytonos vonal). A másik lehetséges eljárás, hogy a termikus zaj ergodikus voltát kihasználva digitális úton, időszemlélet alapján mérjük a vaklárma valószínűség értékét és ezt feszültséggé alakítva képezzük  $U_{k1}$ -et (6. ábra szaggatott vonal). Ezen utóbbi zárt hurkú küszöbképzéssel a zajszint olyan mértékű változása esetén, amikor rögzített  $U_{k1}$  mellett  $p_0$  értéke 0,5 és  $10^{-7}$  között változott, sikerült  $p_0$  értékét  $10^{-2}$  körül

$\pm 20\%$  pontossággal tartani. Mindkét említett eljárás hátránya, hogy csak a termikus zajra szabályoz és nagyon lassú a nagy integrálási idő miatt.

Sokkal hatásosabbak azok az adaptív küszöbképző eljárások, amelyek a kérdéses pont környezetéből vett minták értékéből képezik az első küszöböt [1]. Ezek annál hatásosabbak, minél több távolságcella tartalmát használják fel a küszöbképzéshez. További előnyük, hogy egyetlen adóperióduson belül is változtatják a küszöb értékét.

Visszatérve a 3. ábrán látható  $MTI$ -rendszerre, az ott látható „Integrátor”-blokk szintén a fentiekben ismertetett bináris integrátor. Ez egyrészt elnyomja az  $MTI$ -rendszeren átjutó aszinkron zavarokat, másrészt pedig kiegyenlíti az  $MTI$ -karakterisztika hullámosságát, amely a lépcsőzés következménye. Ezenkívül, mint automatikus detektor, tiszta, igen jól kiértékelhető képet ad az  $MTI$ -zónában is.

A fentiekben ismertetett  $MTI$  és integráló rendszer egy kapuzó rendszerrel az ún. „analóg kapu” egységgel összekapcsolva a lokátor teljes környezetében igen jó minőségű, cluttertól, passzív és aszinkron zavaroktól mentes, kontrasztos indikátorképet eredményez, amely nagymértékben megkönnyíti a kezelők munkáját, ill. teljesen előkészíti a lokátor információkat az extraktor számára.

Végezetül szeretnék köszönetet mondani dr. Bozsóki Istvánnak, akinek elméleti irányítása mellett és Darvas Péternek, akivel pedig a gyakorlatban realizáltuk a fent ismertetett rendszert.

#### I R O D A L O M

- [1] Nathanson: Radar Design Principles. McGraw Hill, 1969.
- [2] Marcum—Swerling: Studies of Target Detection by Pulsed Radar. IRE Trans. vol. IT-6. no. 2; April 1960.
- [3] Heidbreder—Mitchell: Detection Probabilities for Log-normally Distributed Signals. IEEE Trans. vol. AES-3; no. 1; Jan. 1967.
- [4] Skolnik: Radar Handbook. McGraw Hill, 1970.
- [5] Dr. Bozsóki István—Gödör Éva: Mikrohullámú berendezések. Egyetemi jegyzet. Tankönyvkiadó 1971.
- [6] Lawson—Uhlenbeck: Threshold Signals. MIT Radiation Laboratory Series, vol. 24. McGraw Hill, 1950.
- [7] Berkowitz: Modern Radar. John Wiley and Sons, 1965.
- [8] Urkowitz: Analysis and Synthesis of Delay Line Periodic Filters. IRE Trans. vol. CT-4; June 1957.
- [9] Dillard: A Moving Window Detector for Binary Integration. IEEE Trans. vol. IT-9, Jan. 1963.
- [10] Schwartz: A Coincidence Procedure for Signal Detection. IRE Trans. vol. IT-2; no. 4; Dec. 1956.
- [11] Worley: Optimum Thresholds for Binary Integration. IEEE Trans. vol. IT-14; no. 2., March. 1968.