

# PATENTOVÝ SPIS

(11) Číslo dokumentu:

## 300 902

(19)  
ČESKÁ  
REPUBLIKA



ÚŘAD  
PRŮMYSLOVÉHO  
VLASTNICTVÍ

(21) Číslo přihlášky: **2008-322**  
(22) Přihlášeno: **23.05.2008**  
(40) Zveřejněno: **09.09.2009**  
(Věstník č. 36/2009)  
(47) Uděleno: **29.07.2009**  
(24) Oznámení o udělení ve Věstníku: **09.09.2009**  
(Věstník č. 36/2009)

(13) Druh dokumentu: **B6**

(51) Int. Cl.:

*G01S 7/03* (2006.01)  
*G01S 13/524* (2006.01)  
*G01S 13/38* (2006.01)  
*G01S 13/79* (2006.01)  
*G01S 13/88* (2006.01)

(56) Relevantní dokumenty:

US 5999119 A; US 4788547 A; US 7151478 B; US 7002511 B; US 5376939 A; GB 1082406 A.

(73) Majitel patentu:

České vysoké učení technické v Praze Fakulta  
elektrotechnická, Praha, CZ

(72) Původce:

Hudec Přemysl Ing. CSc., Praha 5, CZ

(74) Zástupce:

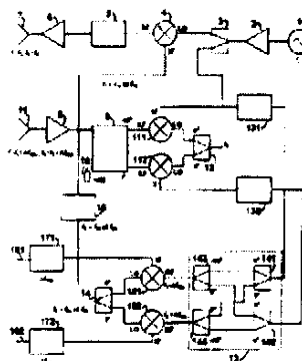
ČVUT v Praze - Rektorát-Patentové středisko, Ing. Hana  
Dušková, patentový zástupce, Na Kočově 180,  
Chotutice, 28301

(54) Název vynálezu:

**Širokopásmový radarový senzor pro detekci a  
měření protipancéřových střel**

(57) Anotace:

Problémem radarové detekce protipancéřových střel je silná frekvenční závislost jejich efektivní odrazné plochy způsobující, že na některých frekvencích jsou střely téměř "neviditelné". Navržený radarový senzor řeší tuto problematiku použitím techniky "frequency hopping", kdy se v určitém pásmu rychle skokově mění výstupní měřicí frekvence. V senzoru je použit skokový generátor frekvencí, který pracuje v pásmu například 100 až 300 MHz. Tyto frekvence se v upkonvertoru modulují na nosnou frekvenci (například 11 GHz) s tím, že se pro měření používá horní i dolní postranní pásmo. V radarovém přijímači se následně oddělí dopplerovské frekvence odpovídající hornímu a dolnímu postrannímu pásmu. To je realizováno v obvodu skládajícím se z děliče s fázovým posuvem 90° mezi výstupy, z dvojice směšovačů napájených na LO vstupech signálem s frekvencí přes dělič s fázovým posuvem 0° a ze sčítacího obvodu, který sčítá signály z výstupu směšovačů s fázovým posuvem 0° resp. -90°. Po filtraci se signály z výstupu sčítacího obvodu konvertují k frekvenční 0 pomocí dvojice směšovačů buzených do LO vstupů signálem s frekvencí, a to přes dělič s fázovým posuvem 0°. Signály odpovídající dopplerovským frekvencím horního a dolního postranního pásma jsou k dispozici na výstupech výstupních směšovačů se zapojenými filtry typu dolní propust. Senzor měří letící střelu v efektivním pásmu frekvencí, například v pásmu 600 MHz, což zaručuje, že střela bude větší část času, který je k dispozici, dobře detekovatelná a měřitelná.



CZ 300902 B6

## Širokopásmový radarový senzor pro detekci a měření protipancéřových střel

### Oblast techniky

5

Předkládané řešení se týká širokopásmového radarového senzoru pro detekci a měření pancéřových střel, který je špatně zaměřitelný a tedy senzor není možné jednoduše najít a popřípadě zneškodnit.

10

### Dosavadní stav techniky

Vojenská vozidla nejrůznějších typů patří mezi nejvíce ohrožené vojenské cíle, a to i vozidla velmi dobře opancěrovaná. Důvodem je existence velkého počtu specializovaných střel, které jsou schopné prorazit i velmi silné pancíře. Příkladem mohou být tzv. kinetické podkaliberní střely nebo kumulativní střely. Kinetické střely jsou tvořeny relativně tenkým šípem s vysokou hmotností a jsou vystřelovány velmi vysokou rychlostí až 1700 m/s z tankových nebo dělových hlavních. Takové střely jsou schopné prorazit pancíř takové tloušťky, která se přibližně shoduje s délkou střely. Kinetický šíp dlouhý 50 cm je schopný prorazit pancíř silný až 50 cm, kinetický šíp dlouhý 1 m je schopný prorazit pancíř silný až 1 m. Ze strategického hlediska jsou možná ještě nebezpečnější tzv. kumulativní střely. Ty mají hlavici s náloží a měděným kalíškem, hlavice je přitom poháněna malým raketovým motorem. Při dopadu na cíl je aktivována nálož, která tlačí kalíšek a vytvoří z něj cca 10 mm silný paprsek stlačené mědi pohybující se rychlostí až 10 000 m/s. Takový paprsek je schopný prorazit pancíř až 30 cm silný. Hlavní nebezpečí kumulativních střel je v tom, že jsou výrobně velmi levné, byly jich vyrobeny desítky miliónů kusů, mohou být odpáleny z jednoduchého ručního odpalovače a jsou jimi vybaveny oficiální i neoficiální armády a teroristické skupiny i v těch nejchudších zemích třetího světa. Tyto kumulativní střely představují obrovské nebezpečí nejen pro jakékoliv vozidlo, ale třeba i pro vrtulník, a to téměř kdekoli na světě.

30

Při takových schopnostech a rozšíření protipancéřových střel není možné ani efektivně zvyšovat bezpečnost vojenských vozidel zvyšováním tloušťky pancířů. Vozidla s extrémně silnými pancíři by byla velmi drahá, velmi těžká, měla by špatnou průchodnost a byla by špatně ovladatelná. I tak by byla stále relativně snadno zranitelná. Pozornost je proto spíše zaměřována na tzv. aktivní ochranu. Principem aktivní ochrany je detekce letící protipancéřové střely a aktivace určité formy protistřely, která je schopná střelu ohrožující bojové vozidlo zneškodnit nebo alespoň snížit její účinky. Obranné prostředky tohoto typu jsou zatím spíše ve stádiu vývoje, nicméně některé z nich dosahují pozoruhodné výsledky a jsou určitě velmi perspektivní.

35

Základem většiny prostředků aktivní ochrany je senzor nebo skupina senzorů, které jsou schopné detekovat letící ohrožující střelu a vyslat informace nebo i spouštěcí impulsy pro aktivaci protistřely. Pro detekci mohou tyto senzory využívat optické paprsky nebo elektromagnetické vlny v mikrovlnné frekvenční oblasti. Výhodou optických systémů bude určitě možnost přesnější lokalizaci střely, výhodou mikrovlnných senzorů by mohla být větší odolnost detekce například proti prachu nebo vodním kapkám. Pro zabezpečení vysoké spolehlivosti detekce lze doporučit spolupráci obou typů senzorů.

45

Senzory využívající elektromagnetické vlny jsou obvykle založené na radarovém principu. Vysílač senzoru spolu s vysílací anténou vyšlou k monitorované střele mikrovlnný výkon jehož malá část se od střely odráží a vrací se zpět k přijímači. Z přijaté odražené vlny lze vyhodnotit některé důležité parametry střely. Základním parametrem radarového senzoru je jeho maximální dosah  $R_{max}$ . Ten je dán vztahem:

50

$$R_{\max} = \left[ \frac{P_v G_v G_p RCS \lambda^2}{(4\pi)^3 (S/N)_{\min} k T_s B_e} \right]^{1/4}$$

Význam jednotlivých proměnných v tomto vztahu je následující:

- 5  $P_v$  je vysílaný výkon  
 $G_v$  je maximální zisk vysílací antény  
 $G_p$  je maximální zisk přijímací antény  
 $RCS$  je efektivní odrazná plocha střely  
 $\lambda$  je vlnová délka vysílané elektromagnetické vlny  $\lambda = c / f$ , kde  
10  $c = 3 \cdot 10^8$  m/s je rychlost světla a  $f$  je vysílaná frekvence  
 $S/N_{\min}$  je minimální hodnota odstupů signál–šum, při které je senzor schopný informace o cíli spolehlivě zpracovat  
 $K$  je Boltzmanova konstanta  $k = 1,38 \cdot 10^{23}$  J/K  
 $T_s$  je ekvivalentní šumová teplota radarového systému  
15  $B_e$  je efektivní frekvenční šířka pásma přijímače

Ve vztahu pro  $R_{\max}$  se vyskytuje celá řada proměnných, nicméně většina z nich je do značné míry determinovaná.

- 20 Dosah senzoru lze zvýšit použitím vyššího výstupního výkonu  $P_v$ , nicméně generování vyšších výkonů je v mikrovlnné oblasti relativně drahé, vede to na rozměrné obvody chladiče a senzor s vysokým vysílaným výkonem je z vojenského hlediska možné snadno zaměřit a deaktivovat.

- 25 Hodnoty zisků  $G_v$  a  $G_p$  odpovídají požadovaným vyzařovacím anténním diagramům. Pokud je požadováno přehledové monitorování, je nutné použít antény se širokými vyzařovacími diagramy a tedy s nízkým ziskem.

Hodnoty efektivní odrazné plochy střely, dále jen RCS, jsou dány rozměry a tvarem monitorovaných střel a úhlem, pod kterým senzor tyto střely měří.

- 30 Standardní používaná minimální hodnota odstupů signál–šum  $S/N_{\min}$ , při které je senzor schopný informace o cíli spolehlivě zpracovat je 15 až 20 dB.

- 35 Hodnota ekvivalentní šumové teploty radarového systému  $T_s$  se skládá z šumové teploty přijímací antény  $T_A$  a z šumové teploty vlastního přijímače  $T_p$ . Vzhledem k tomu, že přijímací anténa je často zaměřena na zemský povrch, je nutné uvažovat teplotu  $T_A = 300$  K. Vstupní obvody radarových přijímačů bývají relativně komplikované, takže v praxi není jednoduché dosáhnout hodnot  $T_p$  nižších než cca 600 K. Výsledná hodnota  $T_s$  bývá kolem 900 K nebo i vyšší.

- 40 Šumová šířka pásma  $B_e$  je dominantně určena potřebným rozsahem dopplerovských frekvencí  $f_d = 2 f v_r / c$ , kde  $v_r$  je radiální složka rychlosti střely vůči senzoru.

- 45 Výše uvedený přehled ukazuje, že dosah senzoru je zásadním způsobem ovlivněn parametrem RCS. Ten popisuje schopnost cíle odrážet elektromagnetické vlny zpět k vysílači. Problémem detekce předmětných protipancéřových střel je skutečnost, že hodnoty RCS jsou velmi závislé na geometrii střel, na geometrii sledování střel, na pracovní frekvenci senzoru a že se u jednotlivých střel zásadním způsobem liší. Na obr. 1 jsou uvedeny frekvenční charakteristiky RCS vynesené v rozsahu 6 až 11,5 GHz vypočtené pro výše uvedené typy střel, tedy pro kinetický šíp délky 50 cm a kumulativní střelu RPG–7, a to pro případ kdy střela letí přímo na senzor. V zobrazeném

diagramu je „Missile A“ kumulativní střela RPG-7 a „Missile B“ je podkaliberní kinetická střela délky 50 cm. Uvedené frekvenční závislosti RCS vykazují výrazná maxima a minima, přičemž jejich polohy a hodnoty jsou pro jednotlivé střely rozdílné. Hodnoty RCS v maximech jsou i více než 100x vyšší než v minimech. Důsledkem je skutečnost, že na frekvencích odpovídajících minimům RCS je dosah senzoru výrazně kratší a některé střely mohou být na těchto frekvencích téměř „neviditelné“. Prakticky provedené testy potvrzují, že se dosah senzoru může pro některé střely na některých frekvencích snížit natolik, že nezbyvá dostatečný čas na aktivaci protistřely.

Stávající radarové senzory často používají pro detekci a měření jednoduchý signál s jednou pracovní frekvencí. Takové senzory jsou konstrukčně a výrobně velmi jednoduché a levné, nicméně při detekci protipancéřových střel je nutné počítat s výše uvedenými problémy. Problémy jsou takového charakteru, že tento typ senzorů je pro dané účely spíše nepoužitelný. Na vozidlo může zaútočit mnoho různých typů střel a nejistota, že detekce bude nespolehlivá, je v daných souvislostech velmi pravděpodobně nepřijatelná.

Je znám například patent US 5 999 119, jehož struktura, tak jako u předkládaného nového řešení, vychází ze známé struktury CW radaru, tedy radaru s jednou konstantní měřicí frekvencí a obálkou, s mezifrekvenčním zpracováním signálu. Toto řešení používá přídavnou fázovou 2-stavovou modulaci, přičemž vysílaný signál je modulován pseudonáhodnou posloupností. Přijatý signál odražený od cíle je v přijímači fázově demodulován a je zrekonstruována časově zpožděná pseudonáhodná posloupnost. Vzdálenost cíle se zde počítá ze zpoždění posloupnosti určeného v modelátorech, dopplerovský posuv a tedy i rychlost cíle se počítá z FFT analýzy. Základní nevýhodou tohoto řešení pro účely detekce a měření velmi rychlých protipancéřových střel jsou vysoké časové nároky na digitální zpracování signálů, zejména na nezbytné výpočty korelací.

Do téže oblasti techniky spadá i patent US 4 788 547. Jedná se o radarový senzor, který je určen pro navádění střel vzduch-vzduch a spolupracuje s bojovým letadlem. Tato struktura neobsahuje vysílač, jen velmi složitý přijímač. Pro detekci a měření velmi rychlých střel země-země není toto řešení použitelné.

### Podstata vynálezu

Navržený senzor řeší zejména výše popsané problémy s frekvenčně závislými hodnotami RCS a souvisejícími dosahy senzoru a spolehlivostí detekce. Jeho podstatou je, že sestává z oscilátoru spojeného přes zesilovač se vstupem prvního děliče, jehož jeden výstup je spojen se vstupem místního oscilátoru upkonvertoru, který má jeden výstup spojen přes pásmovou propust a výkonový zesilovač s vysílací anténou. Druhý výstup prvního děliče je spojen se vstupem druhého děliče, který má stejný fázový posuv obou výstupů. První výstup druhého děliče je spojen se vstupem místního oscilátoru prvního směšovače a jeho druhý výstup je spojen se vstupem místního oscilátoru druhého směšovače. Signálový vstup prvního a druhého směšovače jsou spojeny s výstupy vstupního děliče s fázovým posuvem  $90^\circ$  mezi výstupy. Tento vstupní dělič je svým vstupem připojen na výstup nízkošumového předzesilovače, na jehož vstup je zapojena přijímací anténa. Mezifrekvenční výstup prvního směšovače je propojen přes první filtr typu pásmová propust na jeden vstup sčítacího členu s fázovým posuvem  $-90^\circ$  respektive  $0^\circ$ . Na druhý vstup sčítacího členu je přes druhý filtr typu pásmová propust připojen mezifrekvenční výstup druhého směšovače. Jeden z výstupů sčítacího členu je spojen se signálovým vstupem třetího směšovače a druhý výstup sčítacího členu je spojen se signálovým vstupem čtvrtého směšovacího obvodu. Vstup místního oscilátoru třetího směšovače je spojen s jedním výstupem třetího děliče, který má stejný fázový posuv do obou výstupů, na jehož druhý výstup je připojen vstup čtvrtého směšovače. Vstup třetího děliče je propojen s prvním výstupem generátoru frekvenčních skoků, který má druhý výstup spojen s mezifrekvenčním vstupem upkonvertoru. Výstup třetího směšovače je spojen se vstupem prvního filtru typu dolní propust, který má výstup signálu odpovídající dopplerovské frekvenci dolního postranního pásma. Výstup čtvrtého směšovače je spojen se vstupem

druhého filtru typu dolní propust, který má výstup signálu odpovídající dopplerovské frekvenci horního postranního pásma.

5 V jednom možném provedení je druhý dělič realizován příčkovým článkem se čtyřmi úseky mikropáskového vedení s délkou  $\lambda/4$ , kde jedna z bran příčkového článku je zakončena bezodrazovou koncovkou.

10 Sčítací obvod může být s výhodou tvořen na vstupu spojeném s prvním filtrem prvním širokopásmovým dělicím obvodem majícím stejný fázový posuv do obou výstupů a na vstupu spojeném s druhým filtrem druhým širokopásmovým dělicím obvodem majícím také stejný fázový posuv do obou výstupů. Dále je sčítací obvod tvořen prvním širokopásmovým sčítacím obvodem majícím rozdíl fází přenosů mezi dvěma vstupy a výstupem rovným  $90^\circ$  a druhým širokopásmovým sčítacím obvodem majícím rovněž rozdíl fází přenosů mezi dvěma vstupy a výstupem rovným  $90^\circ$ . Výstupy prvního a druhého širokopásmového dělicího obvodu jsou výstupy sčítacího obvodu. Vstup prvního širokopásmového sčítacího obvodu s relativním fázovým posuvem  $-90^\circ$  je napojen na výstup prvního širokopásmového dělicího obvodu a vstup prvního širokopásmového sčítacího obvodu s relativním fázovým posuvem  $0^\circ$  je napojen na výstup druhého širokopásmového dělicího obvodu. Analogicky pak vstup druhého širokopásmového sčítacího obvodu s relativním fázovým posuvem  $-90^\circ$  je napojen na výstup druhého širokopásmového dělicího obvodu a vstup druhého širokopásmového sčítacího obvodu s relativním fázovým posuvem  $0^\circ$  je napojen na výstup prvního širokopásmového dělicího obvodu.

25 Základní ideou uvedeného řešení je použití techniky zvané „frequency hopping“ (FH), kdy vysílač ve skocích velmi rychle mění výstupní vysílanou frekvenci, a to v relativně širokém frekvenčním pásmu. V dané aplikaci je vhodné použít takový rozsah skoků, aby byla alespoň v určitém rozsahu pokryta periodicitou zvlnění frekvenčních charakteristik RCS. V rozsahu skoků bude potom vždy vedle minim alespoň 1 maximum RCS a při dostatečně rychlém přepínání frekvencí se nemůže stát, že by střela byla zcela „neviditelná“. Senzor bude vykazovat dosah odpovídající průměrné hodnotě RCS. Vzhledem k tomu, že maxima jsou obvykle široká a plochá a minima úzká a ostrá, bude průměrná hodnota RCS pro spolehlivou detekci vždy dostatečná. Použití 30 techniky „frequency hopping“ přináší pro danou aplikaci i další důležitou výhodu. Při vysílání 1 měřicí frekvence je možné zdroj vysílání celkem jednoduše zaměřit. Ve vojenských aplikacích to je docela zásadní problém, neboť lze takový senzorem vysílaný signál využít pro zaměření bojového vozidla a případně i pro navedení zneškodňující střely. Při použití metody „frequency hopping“ se vysílané frekvence velmi rychle skokově mění a zaměření zdroje vysílání je podstatně složitější. Metoda „frequency hopping“ patří mezi vojenské techniky utajeného vysílání a radiové komunikace.

40 Výhodou uvedeného řešení je, že senzor používá pro měření širokopásmový signál, a tedy měření je odolné proti minimům RCS. Měřicí širokopásmový signál je získán upkonverzí, přičemž jsou použita obě postranní pásma. Odpadá tak problém s výběrem jen jednoho postranního pásma, při kterém je nutné použít mikrovlnný filtr s dosti vysokými nároky na strmost frekvenční charakteristiky. Použití měřicího signálu se dvěma postranními pásmy však může vést na výstupu přijímače ke vzniku zánějů daných součtem dvou signálů  $\Delta f_{dpp}$  a  $\Delta f_{hpp}$  s málo odlišnými frekvencemi. 45 Při vzniku zánějů existují časové úseky, kdy se signály s frekvencemi  $\Delta f_{dpp}$  a  $\Delta f_{hpp}$  navzájem odečítají a na výstupu přijímače je pro další zpracování k dispozici jen velmi slabý signál. To by velmi pravděpodobně vedlo ke snížení spolehlivosti detekce a měření střel. Navržené zapojení odděluje signály dopplerovských frekvencí odpovídajících dolnímu postrannímu pásmu a hornímu postrannímu pásmu již ve vysokofrekvenčních obvodech senzoru. V nízkofrekvenčních 50 obvodech senzoru proto nemůže dojít ke vzniku zánějů. Další výhodou je, že senzor měří odrazy od měřené střely vždy současně na dvou různých frekvencích a sekvenčně na řadě různých frekvencí. Zpracováním výstupních signálů lze získat řadu informací o parametrech střely pro její bližší identifikaci. Signály typu „frequency hopping“ jsou z vojenského hlediska špatně zaměřitelné, senzor není možné jednoduše najít a popřípadě zneškodnit.

Vzhledem k patentu US 5 999 119 je výhodou, že navržené řešení vyžaduje při digitálním zpracování jen velmi jednoduché a výpočetně rychlé matematické operace. Je tedy schopné rychleji měřit předmětné střely. Kromě toho použití techniky „frequency hopping“ vede k podstatně širšímu měřicímu frekvenčnímu pásmu a tedy i k podstatně vyšší odolnosti měření vzhledem k frekvenčním závislostem RCS různých typů střel. Nezanedbatelnou výhodou je i vyšší ochrana před zaměřením radarového senzoru nepřítelem než tomu může být v případě použití zařízení dle US 5 999 119.

#### Přehled obrázků na výkresech

Řešení bude dále popsáno pomocí přiložených obrázků. Na obr. 1 je uvedena závislost efektivní odrazné plochy střely RCS na frekvenci a na obr. 2 je uvedeno blokové schéma příkladu provedení širokopásmového radarového senzoru pro detekci a měření protipancéřových střel.

#### Příklady provedení vynálezu

Jeden možný příklad provedení širokopásmového radarového senzoru pro detekci a měření protipancéřových střel podle předkládaného řešení je uveden schematicky na obr. 2.

Širokopásmový radarový senzor je tvořen oscilátorem 1, který je přes zesilovač 2 spojen se vstupem prvního děliče 3. Jeden výstup prvního děliče 3 je spojen se vstupem LO místního oscilátoru upkonvertoru 4, který má jeden výstup spojen přes pásmovou propust 5 a výkonový zesilovač 6 s vysílací anténou 7. Druhý výstup prvního děliče 3 je spojen se vstupem druhého děliče 12, který má stejný fázový posuv obou výstupů. První výstup druhého děliče 12 je spojen se vstupem LO místního oscilátoru prvního směšovače 111 a jeho druhý výstup je spojen se vstupem LO místního oscilátoru druhého směšovače 112. Signálový vstup RF prvního směšovače 111 a signálový vstup RF druhého směšovače 112 jsou spojeny s výstupy vstupního děliče 9 s fázovým posuvem  $90^\circ$  mezi výstupy. Vstupní dělič 9 je svým vstupem připojen na výstup nízkofrekvenčního předzesilovače 8, na jehož vstup je zapojena přijímací anténa 11. Mezifrekvenční výstup IF prvního směšovače 111 je propojen přes první filtr 131 typu pásmová propust na jeden vstup sčítacího členu 13 s fázovým posuvem  $-90^\circ$  respektive  $0^\circ$ , na jehož druhý vstup je přes druhý filtr 132 typu pásmová propust připojen mezifrekvenční výstup IF druhého směšovače 112. Jeden z výstupů sčítacího členu 13 je spojen se signálovým vstupem RF třetího směšovače 151 a druhý jeho je spojen se signálovým RF vstupem čtvrtého směšovacího obvodu 152. Vstup LO místního oscilátoru třetího směšovače 151 je spojen s jedním výstupem třetího děliče 14, který má stejný fázový posuv do obou výstupů, na jehož druhý výstup je připojen vstup LO čtvrtého směšovače 152 a jehož vstup je propojen s prvním výstupem generátoru 15 frekvenčních skoků. Generátor 15 frekvenčních skoků má druhý výstup spojen s vstupem IF upkonvertoru 4. Výstup třetího směšovače 151 je spojen se vstupem prvního filtru 171 typu dolní propust, na jehož výstupu 181 je signál odpovídající dopplerovské frekvenci dolního postranního pásma. Výstup čtvrtého směšovače 152 je spojen se vstupem druhého filtru 172 typu dolní propust, na jehož výstupu 182 je signál odpovídající dopplerovské frekvenci horního postranního pásma.

Vstupní dělič 9 je v uvedeném příkladě realizován příčkovým článkem se čtyřmi úseky mikro-pásmového vedení s délkou  $\lambda/4$ , kde jedna zbraň příčkového článku je zakončena bezodrazovou koncovkou 10 o hodnotě  $50 \Omega$ .

Sčítací člen 13 může být realizován různým způsobem. V uvedeném výhodném provedení je tvořen na vstupu spojeném s prvním filtrem 131 prvním širokopásmovým dělicím obvodem 141, který má stejný fázový posuv do obou výstupů. Na vstupu spojeném s druhým filtrem 132 je zařazen druhý širokopásmový dělicí obvod 142 rovněž se stejným fázovým posuvem do obou výstupů. Dále je sčítací člen 13 tvořen prvním širokopásmovým sčítacím obvodem 143 a druhým širokopásmovým sčítacím obvodem 144, které mají rozdíl fází přenosů mezi dvěma vstupy a výstupem rovným  $90^\circ$ . Výstupy prvního a druhého širokopásmového sčítacího obvodu 143

a 144 jsou výstupy sčítacího členu 13. Vstup prvního širokopásmového sčítacího obvodu 143 s relativním fázovým posuvem  $-90^\circ$  je napojen na výstup prvního širokopásmového dělicího obvodu 141 a jeho vstup s relativním fázovým posuvem  $0^\circ$  je napojen na výstup druhého širokopásmového dělicího obvodu 142. Vstup druhého širokopásmového sčítacího obvodu 144 s relativním fázovým posuvem  $-90^\circ$  je napojen na výstup druhého širokopásmového dělicího obvodu 142 a jeho s relativním fázovým posuvem  $0^\circ$  je napojen na výstup prvního širokopásmového dělicího obvodu 141.

Signál se střední frekvencí vysílaného frekvenčního pásma  $f_1$  je generován oscilátorem 1. Zesilovač 2 odděluje oscilátor 1 od navazujících obvodů a spolu s prvním děličem 3 zajišťuje výkonové úrovně potřebné pro vybudění vstupu LO místního oscilátoru upkonvertoru 4, prvního směšovače 111 a druhého směšovače 112 v obvodu IRM (Image Reject Mixer – směšovač oddělující dolní a horní postranní frekvenční pásmo). Generátor 15 frekvenčních skoků generuje sadu frekvencí  $f_2$ , které se skokově mění v rozsahu  $f_{2d}$  až  $f_{2h}$ . Vhodný rozsah těchto frekvencí je například  $f_{2d} = 100 \text{ MHz}$  a  $f_{2h} = 300 \text{ MHz}$ . Upkonvertor 4 směšuje střední frekvenci  $f_1$  s frekvencemi  $f_2$ , a výsledný signál na výstupu upkonvertoru 4 obsahuje dolní postranní pásmo  $f_1 - f_2$ , určitou zbytkovou úroveň střední frekvence  $f_1$  a horní postranní pásmo  $f_1 + f_2$ . Výstupní spektrum obsahuje dvě frekvenční pásma široká  $B_v = f_{2h} - f_{2d}$  vzdálená od sebe  $2f_{2d}$ , pro výše uvedené typické hodnoty se jedná o pásma  $B_v \approx 2 \times 200 \text{ MHz}$  vzdálená od sebe  $200 \text{ MHz}$ . To je dostatečný frekvenční rozsah pro to, aby měřicí signál pokryl vedle minim RCS alespoň jedno nebo i více maxim a byla zajištěna velmi dobrá „viditelnost“ jakéhokoliv typu střely.

Širokopásmový signál je filtrován pásmovou propustí 5, zesílen výkonovým zesilovačem 6 a vyslán vysílací anténou 7. Signál odražený od cíle je frekvenčně posunut vlivem Dopplerova jevu a obsahuje frekvence  $f_1 - f_2 + \Delta f_{dpp}$  a  $f_1 + f_2 + \Delta f_{hpp}$ , kde dopplerovský frekvenční posuv

$$\Delta f_{dpp} = -\frac{2(f_1 - f_2)v_r}{c}$$

odpovídá vysílanému dolnímu postrannímu pásmu  $f_1 - f_2$  a dopplerovský frekvenční posuv

$$\Delta f_{hpp} = -\frac{2(f_1 + f_2)v_r}{c}$$

odpovídá vysílanému hornímu postrannímu pásmu  $f_1 + f_2$ . Přitom  $v_r$  je radiální složka rychlosti cíle vzhledem k senzoru a  $c$  je rychlost světla ve volném prostředí.

Výše popsaný signál odražený od cíle je přijat přijímací anténou 11, zesílen nízkošumovým předzesilovačem 8 a je přiveden na vstup obvodu IRM. Úkolem tohoto obvodu je směšovat přijatý signál na frekvence  $f_2$  takovým způsobem, aby došlo k oddělení dolního postranního pásma  $f_2 - \Delta f_{dpp}$  a horního postranního pásma  $f_2 + \Delta f_{hpp}$ . Obvod IRM obsahuje vstupní dělič 9, který rozdělí vstupní signál do dvou větví s fázovým posuvem  $-90^\circ$  a  $0^\circ$ . Tento vstupní dělič 9 je v pásmu mikrovlnných frekvencí obvykle realizován příčkovým článkem se čtyřmi úseky mikropáskových vedení s délkou  $\lambda/4$  s tím, že jedna z bran příčkového článku je zakončena bezodrazovou koncovkou 10. Fázově posunuté signály jsou v prvním směšovači 111 a ve druhém směšovači 112 směšovány se střední frekvencí  $f_1$ . Signály pro buzení LO vstupů, což jsou vstupy místního oscilátoru prvního směšovače 111 a druhého směšovače 112, jsou získány z jednoho z výstupů prvního dělice 3, a to rozdělením druhým děličem 12, přičemž druhý dělič 12 má stejný fázový posuv do obou výstupů, tedy má fázový rozdíl  $0^\circ$  mezi výstupy. Produkty směšování jsou filtrovány prvním filtrem 131 typu pásmová propust a druhým filtrem 132 typu pásmová propust, které mají pracovní propustné pásmo o něco širší než  $f_{2d}$  až  $f_{2h}$ , a jsou přivedeny na sčítací člen 13 realizující součet s fázovým posuvem  $-90^\circ$  resp.  $0^\circ$ .

Realizace takového sčítacího členu 13 na frekvencích přibližně nad 1 GHz je relativně jednoduchá, doporučit lze stejnou strukturu příčkového členu, jako má vstupní dělič 9. Vzhledem k tomu, že délka jeho ramen je přibližně  $\lambda/4$ , byly by rozměry takového členu pro doporučené pásmo frekvencí  $f_{2d}$  až  $f_{2h}$ , například pro 100 až 300 MHz, kde je pásmo omezeno zatím dostupnými frekvencemi generátoru 15, který lze realizovat obvody DDS – Direct Digital Synthesis, příliš rozměrné, kdy délka příčky na běžném substrátu je cca 19 cm, a mohl by mít problémy s parametry na krajích frekvenčního pásma. Navržený obvod řeší tento problém kombinací běžně dostupných širokopásmových dělicích/sčítacích obvodů s fázovým posuvem  $0^\circ$  a  $90^\circ$ . První širokopásmový dělicí obvod 141 dělí signál z výstupu prvního filtru 131 s fázovým posuvem  $0^\circ$  do obou výstupů. Se stejným fázovým posuvem dělí druhý širokopásmový dělicí obvod 142 signál z výstupu druhého filtru 132. První širokopásmový sčítací obvod 143 sčítá signály z prvního širokopásmového dělicího obvodu 141 a z druhého širokopásmového dělicího obvodu 142, a to signál z výstupu prvního širokopásmového dělicího obvodu 141 s fázovým posuvem  $0^\circ$  a signál z výstupu druhého širokopásmového dělicího obvodu 142 s fázovým posuvem  $90^\circ$ . Druhý širokopásmový sčítací obvod 144 sčítá signál z výstupu prvního širokopásmového dělicího obvodu 141 s fázovým posuvem  $90^\circ$  a signál z výstupu druhého širokopásmového dělicího obvodu 142 s fázovým posuvem  $0^\circ$ . Takto lze realizovat sčítací člen 13 funkčně ekvivalentní příčkovému členu tvořícímu vstupní dělič 9 i na relativně nízkých frekvencích.

Funkcí celého obvodu IRM je to, že odseparuje signály dolního a horního postranního pásma vysílaných frekvencí. Na výstupu prvního širokopásmového sčítacího obvodu 143 jsou přítomny signály s frekvencí  $f_2 - \Delta f_{dpp}$  na výstupu druhého širokopásmového sčítacího obvodu 144 jsou přítomny signály s frekvencí  $f_2 + \Delta f_{hpp}$ . Tyto signály jsou ve třetím směšovači 151 a ve čtvrtém směšovači 152 směšovány vždy s aktuální frekvencí  $f_2$ . Signály s touto frekvencí jsou ke vstupům LO místních oscilátorů třetího směšovače 151 a čtvrtého směšovače 152 přivedeny z obvodu generátoru 15, a to přes třetí dělič 14. Signály na výstupech třetího směšovače 151 a čtvrtého směšovače 152 jsou filtrovány prvním a druhým filtrem 171 a 172 typu dolní propust. Na výstupu 181 prvního filtru 171 typu dolní propust je signál odpovídající dopplerovské frekvenci dolního postranního pásma  $\Delta f_{dpp}$ . Na výstupu 182 druhého filtru 172 typu dolní propust je signál odpovídající dopplerovské frekvenci horního postranního pásma  $\Delta f_{hpp}$ .

#### Průmyslová využitelnost

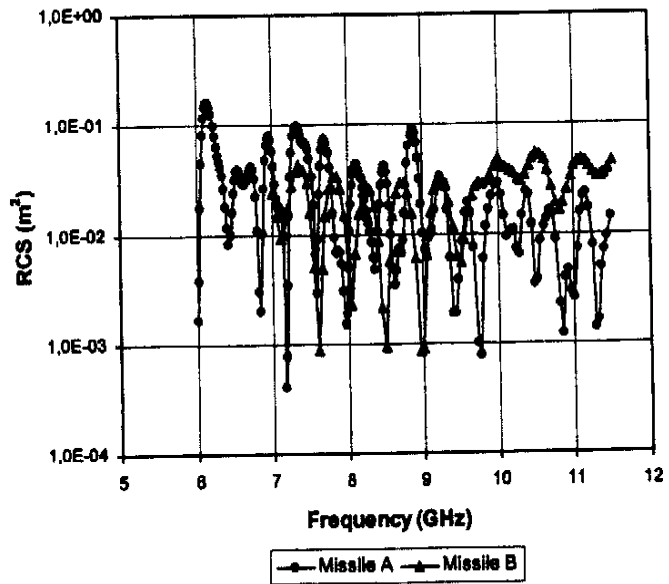
Širokopásmový radarový senzor lze použít v systémech aktivní ochrany bojových vozidel a objektů, a to pro detekci a měření ohrožujících protipancéřových střel. Signály z výstupů senzoru jsou po zpracování nízkofrekvenčními nebo digitálními obvody schopné aktivovat odpálení protistřely.

40

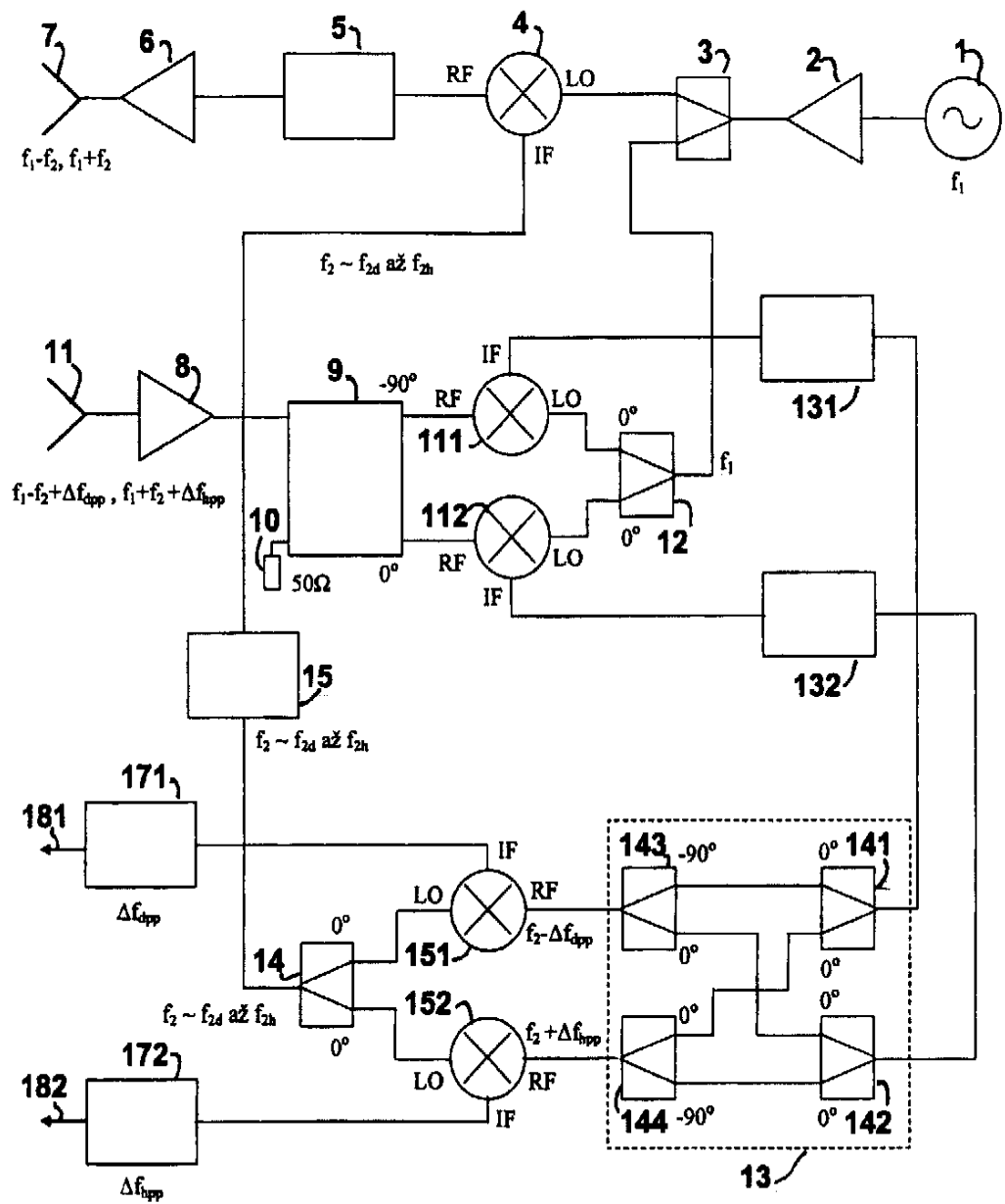


## PATENTOVÉ NÁROKY

- 5 1. Širokopásmový radarový senzor pro detekci a měření protipancéřových střel sestávající z oscilátoru (1) spojeného přes zesilovač (2) se vstupem prvního děliče (3), jehož jeden výstup je spojen se vstupem LO místního oscilátoru upkonvertoru (4), který má jeden výstup spojen přes pásmovou propust (5) a výkonový zesilovač (6) s vysílací anténou (7) a dále obsahující přijímací anténu (11) s nízkošumovým předzesilovačem (8), **vyznačující se tím**, že druhý
- 10 výstup prvního děliče (3) je spojen se vstupem druhého děliče (12) majícího stejný fázový posuv obou výstupů, kde první výstup druhého děliče (12) je spojen se vstupem LO místního oscilátoru prvního směšovače (111) a jeho druhý výstup je spojen se vstupem LO místního oscilátoru druhého směšovače (112), signálový vstup RF prvního směšovače (111) a signálový vstup RF druhého směšovače (112) jsou spojeny s výstupy vstupního děliče (9) s fázovým posuvem  $90^\circ$  mezi
- 15 výstupy, který je svým vstupem připojen na výstup nízkošumového předzesilovače (8), a kde mezifrekvenční výstup IF prvního směšovače (111) je propojen přes první filtr (131) typu pásmová propust na jeden vstup sčítacího členu (13) s fázovým posuvem  $-90^\circ$  respektive  $0^\circ$ , na jehož druhý vstup je přes druhý filtr (132) typu pásmová propust připojen mezifrekvenční výstup IF druhého směšovače (112), kde jeden z výstupů sčítacího členu (13) je spojen se signálovým vstupem RF třetího směšovače (151) a druhý výstup sčítacího členu (13) je spojen se signálovým RF vstupem čtvrtého směšovacího obvodu (152), přičemž vstup LO místního oscilátoru třetího směšovače (151) je spojen s jedním výstupem třetího děliče (14) majícím stejný fázový posuv do obou výstupů, na jehož druhý výstup je připojen vstup LO čtvrtého směšovače (152) a jehož vstup je propojen s prvním výstupem generátoru (15) frekvenčních skoků majícím druhý výstup spojen se vstupem IF upkonvertoru (4) a kde výstup třetího směšovače (151) je spojen se vstupem prvního filtru (171) typu dolní propust, který má výstup (181) odpovídající signálu dopplerovské frekvence dolního postranního pásma a výstup čtvrtého směšovače (152) je spojen se vstupem druhého filtru (172) typu dolní propust, který má výstup (182) odpovídající signálu dopplerovské frekvence horního postranního pásma.
- 20
- 25
- 30 2. Širokopásmový radarový senzor podle nároku 1, **vyznačující se tím**, že vstupní dělič (9) je realizován příčkovým článkem se čtyřmi úseky mikropáskového vedení s délkou  $\lambda/4$ , kde jedna z bran příčkového článku je zakončena bezodrazovou koncovkou (10).
- 35 3. Širokopásmový radarový senzor podle nároku 1 nebo 2, **vyznačující se tím**, že sčítací člen (13) je tvořen na vstupu spojeném s prvním filtrem (131) prvním širokopásmovým dělicím obvodem (141) majícím stejný fázový posuv do obou výstupů a na vstupu spojeném s druhým filtrem (132) druhým širokopásmovým dělicím obvodem (142) majícím také stejný fázový posuv do obou výstupů, a dále je tvořen prvním širokopásmovým sčítacím obvodem (143) majícím rozdíl fází přenosů mezi dvěma vstupy a výstupem rovným  $90^\circ$  a druhým širokopásmovým sčítacím obvodem (144) majícím rovněž rozdíl fází přenosů mezi dvěma vstupy a výstupem rovným  $90^\circ$ , kde výstupy prvního a druhého širokopásmového sčítacího obvodu (143) a (144) jsou výstupy sčítacího členu (13), přičemž vstup prvního širokopásmového sčítacího obvodu (143) s relativním fázovým posuvem  $-90^\circ$  je napojen na výstup prvního širokopásmového dělicího obvodu (141), vstup prvního širokopásmového sčítacího obvodu (143) s relativním fázovým posuvem  $0^\circ$  je napojen na výstup druhého širokopásmového dělicího obvodu (142), vstup druhého širokopásmového sčítacího obvodu (144) s relativním fázovým posuvem  $-90^\circ$  je napojen na výstup druhého širokopásmového dělicího obvodu (142) a vstup druhého širokopásmového sčítacího obvodu (144) s relativním fázovým posuvem  $0^\circ$  je napojen na výstup prvního širokopásmového dělicího obvodu (141).
- 40
- 45
- 50



**OBR.1**



OBR.2

Konec dokumentu