

1 RADIOLOKACE

Radiolokací rozumíme *zjišťování objektů v prostoru a určování jejich polohy a parametrů pohybu pomocí elektromagnetických vln*. Zařízení určená pro plnění zmíněných úkolů nazýváme **radiolokátory (RLS)**, zkráceně lokátory.

1.1 Úloha radiolokace a rozdělení radiolokátorů

Obecný radiolokátor zjišťuje objekty (cíle - *targets*) v prostoru a měří jejich plochu a parametry jejich pohybu.

Radiolokátory dělíme podle způsobu plnění uvedených funkcí na:

- aktivní RLS
- aktivní RLS s aktivními odpovídači (sekundární RLS)
- poloaktivní RLS
- pasivní RLS

Aktivní radiolokátory se vyznačují vysílačem RLS ozařujícím cíl elektromagnetickou energií a přijímačem odraženého signálu od cíle. Parametry cíle se pak určují koncovým zařízením RLS, tzv. **indikátorem**.

Sekundární radiolokátory pracují s **aktivními odpovídači** umístěnými **na cíli**. RLS vyšle dotazovací signál, odpovídač na tento signál reaguje vysláním odpovědi. Kromě určení polohy je podle typu odpovědi možné rozpoznat o jaký cíl jde, přičemž odpovědní paket je doplněn řadou dalších důležitých informací, např. výškou letu a pod.

Poloaktivní radiolokátory se od aktivních liší tím, že **ozáření cíle** a jeho zjišťování se uskutečňuje **z různých míst**. Tohoto způsobu se s výhodou používá u řízení raket, kdy přijímač a koncové zařízení je na raketě. Vysílač ozařující cíl je pak mimo raketu, např. na Zemi nebo letadle, odkud byla raketa odpálena.

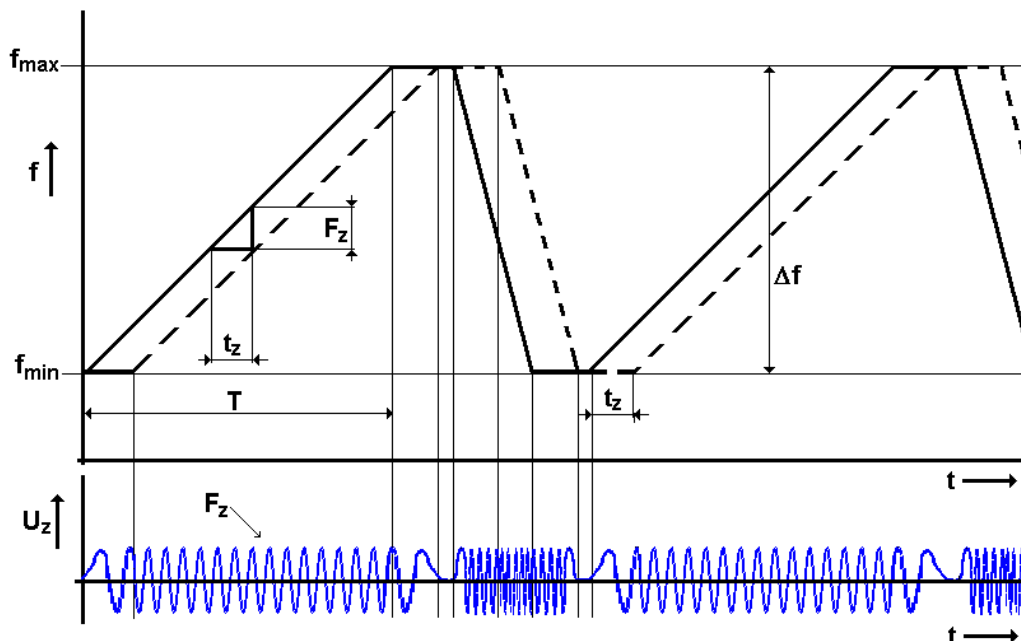
Pasivní radiolokátory jsou založeny na **příjmu elektromagnetické energie vyzařované cílem**. Pasivní RLS umožňují navádění na cíl pomocí tepelné energie, kterou cíl vyvíjí, pomocí rádiových signálů, které emitují vysílače cíle. Pasivní RLS obsahuje pouze přijímací anténu, přijímač a koncové zařízení. Hlavní použití těchto systémů je ve vojenství (infračervené zaměřovače, pasivní RLS typu TAMARA, varovné letecké RLS indikující ozařování letadla) a v zabezpečovacích systémech (infrapasivní čidla).

1.2 Historie radiolokace

Aktivní radiolokace je nejdůležitějším způsobem užití radiolokačního principu v praxi. První měření vzdálenosti pomocí rádiových vln uskutečnili v roce 1924 fyzikové Appleton a Barnett při měření výšky ionosféry pomocí **systému s kmitočtovou modulací**. K tomuto účelu ozařovali ionosféru FM vlnou s modulačním signálem s pilovitým průběhem (viz. obr. 1.1). Kmitočet vysílané vlny je znázorněn plnou čarou, kmitočet přijímané vlny odražené od ionosféry je zobrazen čárkovaně. Ve spodní části obrázku je napětí na výstupu fázového diskriminátoru, jehož vstupem jsou vysílaný a přijímaný signál aparatury. Signál odražený od ionosféry ve výšce H přicházející na vstup přijímače má stejný časový průběh jako signál vysílaný, avšak s časovým zpožděním daným vztahem:

$$t_z = \frac{2H}{c}, \quad (1.1)$$

kde $c = 2,9977 \cdot 10^8$ m/s je rychlost šíření elektromagnetického vlnění v atmosféře.



Obr.1.1. Princip měření výšky ionosféry FM signálem.

Po dobu T lineárního nárůstu vysílaného kmitočtu f se přijímaný signál liší od vysílaného o hodnotu F_z (mimo počáteční interval t_z), kterou určíme z podobnosti trojúhelníků:

$$\frac{F_z}{t_z} = \frac{\Delta f}{T} \Rightarrow F_z = \frac{\Delta f}{T} t_z = \frac{2\Delta f}{cT} H \quad (1.2)$$

Výška ionosféry je lineárně závislá na změřeném kmitočtu F_z :

$$H = \frac{F_z}{2\Delta f} cT. \quad (1.3)$$

Na tomto principu pracují všechny moderní FM radiolokátory a letadlové radiovýškoměry pro přesné měření malých výšek.

V roce 1925 použil Breit a Ture k měření výšky ionosféry **impulsovou metodu**. Tento způsob zjišťování vzdálenosti je založen na přesném měření doby, která uplyne mezi vysláním radiového impulsu k ionosféře a návratem odražené energie k vysílači. Ze změřeného časového zpoždění t_z můžeme pro známou hodnotu c určit výšku ionosféry:

$$H = \frac{1}{2} ct_z. \quad (1.4)$$

Popsanou metodu využívají všechny moderní impulsní RLS.

V roce 1928 byl sestaven první praktický radiolokační systém. Byl jím radiovýškoměr pracující s kmitočtovou modulací. Všechny zatím zmíněné metody využívali odrazu elektromagnetické energie od velkých objektů (ionosféry, zemského povrchu a pod.), které

excitovali silné odrazy. Vzhledem k malé citlivosti používaných přijímačů nebylo až do roku 1930 známo, že i malé cíle (například osamocené letadlo) mohou být zdrojem měřitelných odrazů. Mezi roky 1931 až 1933 byly v Anglii a USA publikovány údaje o odrazu rádiových vln od letadel. Zjistilo se, že takové cíle jsou zdrojem slabých, ale technicky detekovatelných odrazů. Od této doby se stala konstrukce radiolokátoru problémem technologickým.

Nejrychleji probíhal vývoj radiolokace v Anglii, která se cítila nejvíc ohrožena německým letectvem a použití radiolokátorů pro jeho zjišťování se stalo prvořadou nutností obrany. Již na jaře 1938 byl vybudována soustava výstražných radiolokátorů CH pro obranu Londýna a ústí Temže. RLS typu CH pracovaly s vlnovou délkou 15 m, výkonem vysílače v impulsu 150 kW, délkou impulsu 12 μ s a opakovacím kmitočtem 25 Hz. Impulsní výkon byl později zvýšen na 1 MW a dosah systému pokrýval pásmo do 200 km. Další vývoj směřoval ke snižování vlnové délky, např. radiolokátory CHL s $\lambda = 1,5$ m. V roce 1939 byl sestrojen první letecký lokátor typ AI, pracující rovněž s $\lambda = 1,5$ m. Na počátku druhé světové války byl v Anglii vyvinut první magnetron. Pro radiolokaci ho však nejdříve použili Američané. Aplikace magnetronu ve vysílačích radiolokačních systémů pozvedl úroveň americké radiolokace v období války na světovou špičku.

Od roku 1940 byly výzkumné práce amerických a anglických vědců sjednoceny. Američané se zaměřili na vývoj centimetrového radiolokátoru pro stíhací letouny a centimetrového RLS pro řízení protiletadlové palby. Tyto snahy vyústili v konstrukci lokátoru, který se osvědčil zejména při vyhledávání a ničení německých ponorek a u nočních stíhacích letadel.

Němečtí odborníci sestrojili na začátku 2. světové války výstražný radiolokátor Freya, pracující s $\lambda = 2,4$ m a s dosahem 120 km a lokátor pro řízení protiletadlové palby Würzburg s $\lambda = 50$ cm a dosahem 30 km. V roce 1942 sestrojili palubní RLS Fug s $\lambda = 2$ m a dosahem až 6 km. Při přechodu ke kratším vlnovým délkám však narazili na technické problémy a přijali závěr, že cm vlny nejsou pro konstrukci RLS vhodné. To však byl osudový omyl, který byl způsoben neschopností sestrojit vhodné magnetrony a klystrony, jež jsou pro zajištění většího dosahu centimetrových radiolokátorů bezpodmínečně nutné.

Současně s rozvojem radiolokace se objevila i řada prostředků pro rušení jejich činnosti. Během 2. světové války se používali ke zmatení nepřítele staniolové proužky a objevily se i rádiové prostředky pro rušení.

Růst rychlosti letadel, zvyšování jejich dostupů a používání raketové techniky si vyžádaly nutnost konstrukce lokátorů s dosahem převyšujícím stovky km. Započalo se s budováním rozsáhlých radiolokačních systémů spolehlivého zjišťování cíle a jeho sledování spolu s automatizovaným řízením činnosti protivzdušné ochrany státních území. Byly vyvinuty systémy pro navádění různých typů stíhel, pozemní vojsko uvedlo do praxe speciální lokátory pro zjišťování pohybu tanků, vozidel, ale i jednotlivých osob. Strategické řízení stíhaly typu "křížující rakety" používají lokátory umožňující let v malé výšce nad terénem a zbraňují eventuálním kolizím s terénními překážkami.

Radiolokace a radiolokátory se používají i v civilním sektoru. Přehledové lokátory sledují pohyb dopravních letadel na trati i v blízkosti letišť, palubní přehledové lokátory slouží pro potřeby navigace a zjišťování oblastí se zhoršenými povětrnostními vlivy. Sekundární lokátory umožňují řízení letecké dopravy i při její vysoké hustotě, přistávací lokátory zajišťují start a přistávání letadel za ztížených meteorologických podmínek a v noci. Radiolokátory jsou využívány při mapování nepřístupných oblastí, v geologickém průzkumu, při kosmickém výzkumu planet a jiných těles. Významným pomocníkem jsou meteorologické radary, zobrazující stav a hustotu srážkové oblačnosti. Aplikace antikolizních RLS v dopravních systémech snižují riziko nehodovosti na silnicích. V neposlední řadě slouží radiolokace mužům zákona při měření rychlosti vozidel nma pozemních komunikacích při prevenci kázně řidičů i s finančním přínosem do státní pokladny.

1.3 Takticko - technické parametry radiolokátoru

Parametry radiolokátoru se obvykle dělí na parametry **taktické**, kam řadíme parametry určující použití a celkové schopnosti lokátoru identifikovat cíl a jeho prostorové parametry, a **technické**, které charakterizují vlastnosti jednotlivých dílčích částí radiolokátoru.

Taktické parametry:

- oblast přehledování, tj. meze použitelnosti lokátoru co do dálky, azimutu a polohového úhlu
- doba přehledu, tj. doba trvání jednoho úplného snímacího cyklu
- počet a druh určovaných souřadnic a přesnost jejich určení
- rozlišovací schopnost, tj. schopnost lokátoru odlišit od sebe dva velmi blízké cíle. Přičemž je definována rozlišovací schopnost v dálce, která se určuje pro případ, kdy jsou sousední cíle v jednom směru a rozlišovací schopnost v úhlu, kdy je RLS schopen vzájemně rozlišit dva sousední cíle, které jsou ve stejné vzdálenosti, avšak leží ve dvou různých blízkých směrech
- odolnost proti rušení

Technické parametry:

- pracovní kmitočet
- druh použité modulace
- výkon vysílače
- citlivost přijímače
- vyzařovací diagram anténního systému
- počet a druh výstupních zařízení
- schopnost potlačení odezev od pevných cílů

Ke zhodnocení většiny taktických vlastností (dosah, přesnost, rozlišovací schopnost) se aplikují **statistické metody**, neboť hledáme pravděpodobnost dosažení určitých hodnot daných vlastností. Např. dosahem lokátoru rozumíme délku, která odpovídá tzv. 50 % zjištění cíle, tj. signál odražený od cílů v této dálce se zjistí průměrně v padesáti měřeních ze sta. Radiolokátor je obecně **měřící zařízení**, pro které platí obecné vlastnosti měřící systémy charakterizující včetně chyb měření.

Chyby měření se rozdělují na **chyby systematické** (opakující se soustavně při každém měření, např. konstantní zpoždění signálu v přijímači, vliv povrchu Země na úhel směru odraženého signálu a pod.), a **chyby nahodilé**, ke kterým patří chyba operátora při měření, chyby vzniklé nepřesným cejchováním atd.

Nechť A_i jsou naměřené hodnoty jisté veličiny z celé řady měření a A_{sk} je její skutečná hodnota. Aritmetický střed všech měření je dán vztahem:

$$A^* = \frac{\sum_{i=1}^n A_i}{n}, \quad (1.5)$$

kde n je dostatečný počet všech měření. Systematická chyba je rovna:

$$\varepsilon_{syst} = A^* - A_{sk} = \frac{\sum_{i=1}^n (A_i - A_{sk})}{n} = \frac{\sum_{i=1}^n \varepsilon_i}{n}, \quad (1.6)$$

kde $\varepsilon_i = A_i - A_{sk}$ je celková chyba i-tého měření.

Nahodilé chyby, které jsou součástí celkové chyby, se zjistí z náhodných odchylek ε naměřených hodnot A_i od hodnot A^* , tj. $\varepsilon = A_i - A^*$. Nahodilé chyby pak vyjadřuje střední kvadratická odchylka ε_s definovaná známým vztahem:

$$\varepsilon_s = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (A_i - A^*)^2} = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \varepsilon_i^2}, \quad (1.7)$$

kde ε_s^2 je rozptyl nahodilé odchylky ε . Ve všech případech, kdy chyba měření vzniká působením mnoha navzájem nezávislých vlivů, lze rozložení nahodilých chyb vyjádřit pomocí Gaussova zákona tzv. normálního rozložení chyb (limitní věta):

$$f_{(\varepsilon)} = \frac{1}{\varepsilon_s \sqrt{2\pi}} \cdot e^{\frac{-1}{2} \left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_s} \right)^2}, \quad (1.8)$$

kde $\varepsilon = A_i - A^*$ je náhodná odchylka nebo nahodilá chyba,
 ε_s je střední kvadratická odchylka a
 $f_{(\varepsilon)}$ je hustota pravděpodobnosti, daná vztahem:

$$p(A_1 \div A_2) = \int_{A_1 - A^*}^{A_2 - A^*} f(\varepsilon) \cdot d\varepsilon, \quad (1.9)$$

kde součin $f(\varepsilon) \cdot d\varepsilon$ je pravděpodobnost stavu, kdy ε je v intervalu $\langle \varepsilon, \Delta\varepsilon \rangle$, a výraz $p(A_1 \div A_2)$ je pravděpodobnost toho, že A má hodnotu ležící mezi A_1 a A_2 . Pravděpodobnost toho, že při normálním rozložení chyb nahodilá odchylka nepřevyšuje $\pm\varepsilon$ je dána vztahem:

$$p(\pm \varepsilon_k) = \int_0^{\varepsilon_k} \frac{2}{\varepsilon_s \sqrt{2\pi}} e^{\frac{-1}{2} \left(\frac{\varepsilon}{\varepsilon_s} \right)^2} \cdot d\varepsilon, \quad (1.10)$$

Při zavedení poměrné hodnoty $\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_s}$ získáme zjednodušený vztah:

$$p(\pm \varepsilon_{rk}) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\varepsilon_{rk}} e^{\frac{-\varepsilon_r^2}{2}} \cdot d\varepsilon_r. \quad (1.11)$$

Získaný integrál se nazývá integrálem pravděpodobnosti a má obecný tvar:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} \cdot dt, \quad (1.12)$$

kde $t = \varepsilon_r / \sqrt{2}$ a lze jej vyčíslit pomocí tabulek. Pro $t = 0,5$ je argument Φ roven 0,447 a po vynásobení konstantou $\sqrt{2}$ získáme hodnotu 0,675, která určuje poměr pravděpodobnou nebo střední chybu ku střední kvadratické odchylce, tj. $\varepsilon_{pr} = 0,674\varepsilon_s$.

Střední chyba udává tedy odchylku, v jejichž mezích je rozložena polovina (50 %) měření.

všech měření. Druhá polovina všech měření vykazuje odchylky převyšující ε_{pr} . Mimo uvedené 50 % metody výskytu naměřené veličiny se někdy používá tzv. maximální chyba, která čtyřikrát převyšuje chybu střední, tj. $\varepsilon_{max} = \pm 4\varepsilon_{pr}$. Maximální chybě odpovídá pravděpodobnost rovná hodnotě 0,993, což znamená, že výsledkem 0,7 % všech měření bude odchylka převyšující maximální chybu.

Radiolokátory pro měření souřadnic cíle (dálka, azimut, polohový úhel) pracují obvykle v takových podmínkách, že hodnoty souřadnic se nepřetržitě mění, což je ekvivalentní s modulováním náhodných chyb na vstupní signál. Kdyby na vstupním signálu nebyly modulovány náhodné signály, mělo by smysl pokoušet se získat na výstupu sledovacího systému signál, jenž by byl ideálním obrazem signálu vstupního. Poněvadž tomu tak není, snažíme se na výstupu dosáhnout optimální řešení při protichůdných požadavcích, jako jsou získání věrného obrazu vstupního signálu a odstranění poruch. Kritériem jakosti sledovacích systémů je obvykle minimální velikost střední kvadratické chyby v době sledování. Tato chyba je definována výrazem:

$$\varepsilon_s(T) = \sqrt{\varepsilon^2(T)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon^2(t) \cdot dt}, \quad (1.13)$$

kde $\varepsilon(t)$ je rozdíl mezi vstupním a výstupním signálem (tzv. chyba reprodukce) a T je doba sledování. Při přijetí tohoto kritéria se dosahuje toho, že i značné krátkodobé odchylky měřené veličiny od její střední hodnoty se jeví málo pravděpodobné a proto nemají podstatný vliv na jakost systému.

Ke zjištění střední chyby dané souřadnice je třeba uskutečnit dostatečně velký počet měření (více než několik desítek) za různých podmínek činnosti stanice (např. při různých typech cílů, v různých výškách a rychlostech cíle aj.). Naměřené hodnoty se pak srovnávají s výsledky měření pomocí etalonu (zařízení s daleko vyšší třídou přesnosti). Nejmenší chyby mívají střelecké radiolokátory v pásmu cm vln, u nichž bývá chyba měření délky asi 15 m a chyba měření úhlu asi 3,6 min. Lokátory pracující na metrových vlnách mají chybu v dálce asi 25 až 50 m a chybu v úhlech 30 až 60 min. Nejnižší požadavky na přesnost se kladou na přehledové lokátory, u kterých může být chyba v dálce až několik km a chyba v azimutu 2 až 5°.

1.4 Charakteristiky radiolokačních cílů

Při odrazu od cíle a při zpětném návratu k přijímači RLS prochází radiolokační signál řadou změn závislých na vlastnostech samotného odrážejícího objektu (cíle) a na prostředí, jímž se signál šíří. Je podstatné, abychom rozlišovali **užitečný signál, získaný odrazem od cíle, který zjišťujeme** a jehož parametry pohybu měříme, od **signálů rušivých, způsobených odrazy od objektů maskující cíl**. Takovými objekty mohou být např. povrch Země, mraky, déšť, nebo prostředky umělého pasivního (staniolové dipólové odražeče), případně aktivního (radiolokačního rušiče) rušení.

Výkon odraženého signálu závisí v první řadě na vzdálenosti cíle a na vlastnostech cíle. Amplituda i fáze odraženého signálu závisí i na tzv. rakursu cíle, tj. úhlovém natočení cíle vůči radiusvektoru RLS - cíl. Tato závislost se vyjadřuje pomocí polárního diagramu sekundárního vyzařování. Pro cíle jednoduchých tvarů, nebo pro tzv. umělé cíle může být diagram sekundárního vyzařování určen výpočtem, pro většinu cílů skutečných se však diagram sekundárního vyzařování určuje experimentálně.

V důsledku pohybu cíle vůči radiolokátoru a v důsledku změn podmínek šíření

se **odražený signál** chová jako **náhodná funkce času** a je možné jej **popisovat pouze statisticky**. Protože je velmi obtížné najít statistické charakteristiky cíle vycházející z reálných vlastností objektu a jeho pohybu, je nutno používat zjednodušené modely, nejlépe ve tvaru souhrnu velkého množství nezávislé a náhodně rozložených odrazujících elementů, které jsou v pohybu jak vzájemně, tak i vzhledem k RLS. Použití takového modelu je umožněno tím, že cíl má obvykle rozměry značně překračující vlnovou délku RLS. Pro tyto účely je možné použít aproximace geometrické optiky a signál odražený od takového cíle pak považujeme za součet signálu od jednotlivých bodů rozmístěných na povrchu cíle. **Odrasové vlastnosti cílů** se popisují pomocí statistických veličin, mezi něž patří:

- **střední hodnota odraženého signálu**, která závisí na odrazových vlastnostech cíle
- **tvar spektrálních funkcí amplitudy a fáze**, které jsou závislé na parametrech pohybu cíle v prostoru
- **dopplerovský posuv kmitočtu**, jenž závisí na relativní rychlosti cíle vzhledem k RLS

Radiolokační cíle dělíme na **elementární a složené**. **Elementární cíl** je objekt **jednoduchého tvaru** zhotovený z **jednoduchého materiálu**. Patří sem např. pravoúhlý kovový list, dipólový úhlový odrazeč apod. **Složený cíl** je pak **shlukem elementárních cílů** konstrukčně spojených v jeden celek, nebo volně rozptýlených v prostoru a volně se vůči sobě pohybujících. Složené cíle dělíme na:

- **Složené cíle prvního typu** s geometrickými i úhlovými rozměry obvykle **mnohem menšími než** jsou odpovídající **rozlišovací schopnosti RLS v úhlu**. Proto bývají označovány jako **bodové**, např. o letadlo ve velké vzdálenosti od RLS. Bod však nemůže odrážet konečnou velikost výkonu, proto se zavádí pojem **efektivní odrazná plocha**. Tato veličina má tvar plochy a je mírou výkonu odraženého od cíle směrem k RLS.
- **Složené cíle druhého typu** s rozměry **značně převyšující příslušné rozlišovací schopnosti RLS** se nazývají **rozptýlené**. Mohou být takové, že emitují odraz všemi elementy svého objemu a pak je nazýváme **objemové** (mrak, déšť), nebo jsou zdrojem odrazu pouze svým povrchem a pak je nazýváme **plošné** (vodní hladina, zemský povrch atd.).

Sekundární vyzařování dělíme na:

- **odraz**, který nastává jsou-li rozměry cíle velké a odrazná plocha je "hladká", (platí Snellovy zákony)
- **rozptyl**, jenž vzniká jsou-li rozměry cíle velké a povrch cíle je "drsny"
- **rezonanční zařízení**, které nastává jsou-li rozměry cíle srovnatelné s vlnovou délkou RLS a orientované rovnoběžně s vektorem elektrického pole záření
- **difrakci**, jež nastává jsou-li rozměry cíle malé ve srovnání s vlnovou délkou RLS, energie přímé vlny se kolem cíle ohýbá (obtékání cíle)

1.4.1 Odrazová schopnost cílů

Odrazová schopnost cíle závisí na řadě faktorů: na materiálu, tvaru, vztahu rozměrů k délce použité vlny, rakursu cíle, polarizaci vlny atd. Přesný vliv všech těchto a řady dalších faktorů je prakticky nemožné zjistit a proto se odrazná schopnost hodnotí pomocí **efektivní odrazné plochy**. Jde o **fiktivní plochu S** , kterou pokládáme za **isotropní a nepohltivou** a která po **umístění do místa cíle vyvolá v místě antény RLS stejnou intenzitu pole** jakou vyvolá **skutečný cíl**. Efektivní odrazná plocha cíle S je mírou výkonu odraženého cílem ve směru k RLS. Výkon signálu odražený cílem je dán rovnicí:

$$P_c = S_c \Pi_1, \quad (1.14)$$

kde Π_1 je hustota energie generovaná vysílačem RLS v místě cíle a S_c má rozměr plochy a je kvantitativním měřítkem odrazových vlastností cíle. Nazývá se **celková efektivní odrazná plocha cíle**. Jelikož většina cílů se vyznačuje směrovými vlastnostmi nebude celkový výkon vyzařovaný cílem rozložen rovnoměrně do všech směrů. Hustota energie sekundárního vyzařování v místě přijímací antény RLS je definována rovnicí:

$$\Pi_2 = \frac{P_c}{4\pi R^2} D = \frac{S_c \Pi_1}{4\pi R^2} D, \quad (1.15)$$

kde R je **vzdálenost cíle** a RLS, D je **činitel směrovosti cíle**, charakterizující směrové účinky cíle ve směru k RLS. V případě, že polarizace sekundárního vyzařování se shoduje s polarizací RLS je výkon odraženého signálu na vstupu přijímače roven:

$$P_2 = \Pi_2 A_2 \eta_2, \quad (1.16)$$

kde A_2 je **účinná plocha** přijímací antény a η_2 zahrnuje **účinnost antény a ztráty napáječe** mezi anténou a přijímačem RLS. Jestliže se polarizace neshodují, bude výkon odraženého signálu na vstupu přijímače menší:

$$P_2 = \xi \Pi_2 A_2 \eta_2, \quad (1.17)$$

kde ξ je bezrozměrný **činitel** zahrnující změnu **polarizace** elektromagnetické vlny rovný poměru části hustoty energie sekundárního záření, která může být přijata anténou RLS, k celkové hustotě Π_2 . Jestliže se polarizace při odrazu nemění je $\xi = 1$. Obecně tedy platí, že výkon na vstupu přijímače radiolokátoru je definován rovnicí:

$$P_2 = \xi S_c D \frac{\Pi_1 A_2 \eta_2}{4\pi R^2}. \quad (1.18)$$

Po zavedení výrazu $S_e = \xi D S_c$ (kde S_e je **mírou** složky **sekundárního vyzařování** cíle, která může být přijata anténou RLS) dostaneme tvar:

$$P_2 = S_e \frac{\Pi_1 A_2 \eta_2}{4\pi R^2}. \quad (1.19)$$

Pokud neuvažujeme ztráty v atmosféře je hustota energie v okolí cíle rovna:

$$\Pi_1 = \frac{P_1 G_1 \eta_1}{4\pi R^2}, \quad (1.20)$$

kde P_1 je **výkonem vysílače** RLS, G_1 je **zisk vysílací antény** RLS a η_1 je **účinnost antény a ztráty napáječe vysílací části** RLS. Výkon na vstupu přijímače RLS za předpokladu, že neuvažujeme ztráty v atmosféře ani případný vliv zemského povrchu v závislosti na jednotlivých prvcích radiolokačního systému shrnuje rovnice:

$$P_2 = S_e \frac{P_1 G_1 A_2}{(4\pi)^2 R^4} \cdot \eta_1 \cdot \eta_2. \quad (1.21)$$

1.4.1.1 Efektivní odrazná plocha elementárních cílů

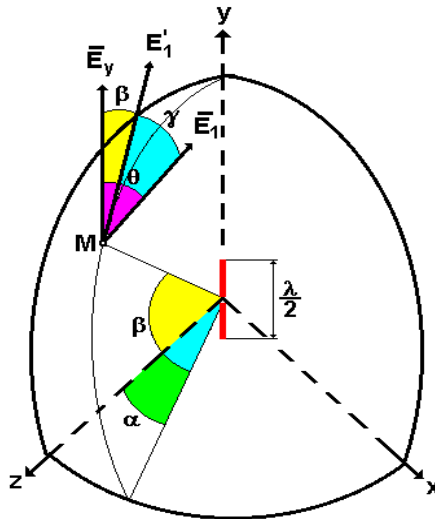
V praxi se vyskytují cíle umělé k maskování pravých cílů nebo naopak cíle skutečné, u nichž chceme dosáhnout snadnou detekovatelnost. Proto je důležité u těchto cílů dosáhnout co největší efektivní plochu. V případě potřeby je možno pro tyto cíle najít výpočetní vztahy v příručkách věnujících se radiolokační technice. Nejčastěji se setkáváme s tzv. koutovými odražeči, nebo s půlvlnnými dipóly. Půlvlnné dipóly se ve formě staniolových pásků, nebo pokovených skelných vláken používají nejčastěji k vytvoření klamných cílů. Situace je znázorněna na obr. 1.2.

Efektivní odrazná plocha dipólu se stanoví pro obecnou orientaci dipólu v prostoru, nebo pro případ, kdy dipól generuje největší odraz a pro nejčastější případ z praxe, kdy se dipólové ovladače používají pro rušení. Při obecné orientaci dipólu je efektivní odrazná plocha dipólu je dána vztahem:

$$S_e = 0,86\lambda^2 \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \beta\right)}{\cos \beta} \right]^4 \cos^4 \gamma \cong 0,86\lambda^2 \cos^4 \beta \cos^4 \gamma, \quad (1.22)$$

kde γ je úhel mezi meridiánní rovinou dipólu a složkou E , v meridiánní rovině, β je úhel mezi osou dipólu a složkou E_1 v meridiánní rovině a λ je vlnová délka záření. Protože $\cos \gamma \cos \beta = \cos \Theta$, kde Θ je úhel mezi vektorem $\vec{E}_1$ a osou dipólu a rovnici (1.22) lze zjednodušit:

$$S_e \cong 0,86\lambda^2 \cos^4 \Theta \quad (1.23)$$



Obr. 1.2. Orientace dipólu vzhledem k natočení vektoru intenzity $\vec{E}$ primárního pole.

Při orientaci dipólu rovnoběžné s vektorem $\vec{E}_1$ platí vztah:

$$S_e = 120\pi \frac{1,64 \frac{\lambda^2}{\pi^2}}{R_v} = 0,86\lambda^2, \quad (1.24)$$

kde $R_v = 73,3 \Omega$ je vyzařovací odpor dipólu.

Nejčastějším případem je obecná orientace množství dipólů jejichž orientace se v prostoru náhodně mění. Pro jeden dipól za předpokladu, že jeho libovolná orientace je stejně pravděpodobná platí, že střední hodnota efektivní plochy je dána rovnicí:

$$\bar{S} \cong 0,11\lambda^2 \quad (1.25)$$

S touto hodnotou efektivní odrazné plochy je třeba počítat, je-li dipól částí oblaku odražečů rozptýlených v prostoru.

Efektivní odrazná plocha koutového odražeče, jenž patří mezi tzv. umělé cíle, dosahuje velkých hodnot málo závislých nebo i nezávislých na úhlu dopadu záření. Koutový odražeč se skládá ze tří navzájem kolmých protínajících se kovových stěn čtvercového nebo trojúhelníkového tvaru. Jakmile na takový útvar dopadá paprsek, po trojím odrazu se vrací zpět do směru, ze kterého byl vyzářen. Koutový odražeč má největší koutovou odraznou plochu ve směru symetrie koutu. Jeden koutový odražeč je účinný pouze pro směry ozáření v jednom oktantu koule. Proto se případě potřeby vytvářejí seskupení čtyř, resp. osmi takových odražečů, účinné v celé polokouli, resp. ve všech možných směrech. Maximální odrazná plocha pro **trojúhelníkový koutový odražeč** je definována rovnicí:

$$S_{e\max} = \frac{4}{3}\pi \frac{a^4}{\lambda^2} \quad (1.26)$$

a pro **čtvercový koutový odražeč**:

$$S_{e\max} = 12\pi \frac{a^4}{\lambda^2}, \quad (1.27)$$

kde a je délka hrany odražeče.

Efektivní odrazná plocha čtvercového koutového odražeče je 9 krát větší, než pro trojúhelníkový koutový odražeč o stejné délce hrany. Konstrukci koutového odražeče (zejména vzájemné kolmosti stěn) musí být věnována maximální pečlivost. Už malé odchýlení stěny od kolmice působí velký pokles efektivní odrazné plochy a to tím větší, čím větší je poměr a/λ .

Koule je umělý cíl, který spolehlivě imituje nesměrový odražeč a požívá se všude tam, kde je třeba měřením zjistit účinnou odraznou plochu skutečných cílů. Její efektivní odrazná plocha závisí v podstatě na poměru poloměru koule r k vlnové délce λ . Pro vodivé (kovové) koule pro poměr $r/\lambda < 0,13$ platí vztah:

$$S_e = 9 \left(2\pi \frac{r}{\lambda} \right)^4 \pi \cdot r^2. \quad (1.28)$$

Pro větší poměry r/λ má efektivní odrazná plocha oscilační charakter a pro velmi velké poměry se stává efektivní odrazná plocha na zmíněném poměru nezávislou a je rovna přibližně ploše hlavního kruhu koule, tj. pro $r/\lambda > 1$ je:

$$S_e = \pi \cdot r^2. \quad (1.29)$$

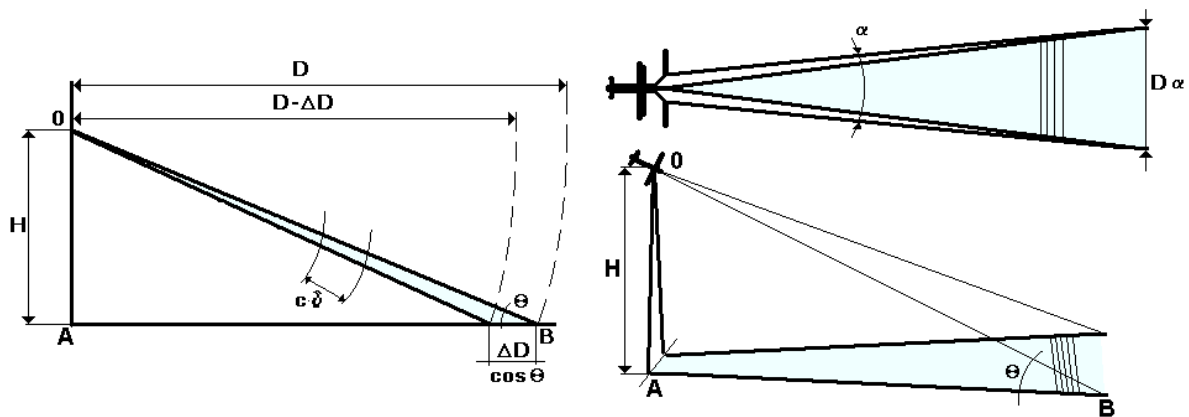
Z hlediska dosažení malé odrazné plochy musí být cíl (utajovaný) konstruován tak, aby

nevytvářel tvary výše popsané. Dále je třeba odstranit velké rovné plochy kolmé k pravděpodobným směrům ozařování. Navíc je třeba povrch cíle opatřit pohltivým materiálem, který zeslabí intenzitu přímé vlny i intenzitu vlny odražené. Takovým způsobem jsou konstruována letadla typu Stealth.

1.4.1.2 Efektivní odrazná plocha složených cílů druhého typu

Vlivem chaotického pohybu jednotlivých bodových cílů vůči RLS i vůči sobě navzájem, kolísáním jejich počtu a nestabilitou kmitočtu RLS jsou vyvolávány amplitudové a fázové fluktuace odraženého signálu. Opět se S_e pro tyto případy určují pokusně.

Při činnosti **leteckých radiolokátorů**, které svým vyzařovacím svazkem ozařují zemský povrch nebo vodní hladinu je vlastním cílem právě tento zemský povrch nebo vodní hladina. Na stínítku indikátoru pak získáme obraz ozařovaného povrchu. Situace je znázorněna na obrázku 1.3. RLS umístěná v bodě O ozařuje část povrchu sektoru OAB . D je maximální šikmá dálka a Θ je polohový úhel odpovídající této maximální šikmé dálce. Úhel α je úhlem rozevření sondovacího paprsku v horizontální rovině. Předpokládejme dál, že zkoumáme impulsní RLS. I v případě, že je ozařovací paprsek RLS nepohyblivý, nebude celý povrch v určeném sektoru "ozářen" současně. Nejprve k RLS na letounu přicházejí odražené signály s nejkratší dráhou patří části zemského povrchu (přímo pod RLS, podle obrázku pro tento případ urazí vlna dráhu $2H$). Následně jsou postupně ozařovány části povrchu vzdálenější a v každém daném okamžiku je ozářena zcela konkrétní část tohoto povrchu. Předpokládejme, že se prostorem šíří sférická vlna s tloušťkou "kulové vrstvy" $c\delta$, kde c je rychlost šíření elmag. vln a δ je délka impulsu RLS.



Obr. 1.3. Situace při ozařování zemského povrchu.

Uvážíme-li časové zpoždění odražených signálů od vzdálených částí povrchu zjistíme, že lineární rozměr horizontální dálky odrážejícího povrchu je $\frac{c\delta}{2\cos\Theta}$. Lineární rozměr povrchu v horizontální rovině v mezích úhlu rozevření α je přibližně $D\alpha$. Geometrická velikost povrchu, která odráží energii v současných okamžicích je tedy rovna výrazu:

$$S = \frac{\delta \cdot \alpha \cdot c \cdot D}{2\cos\Theta} . \quad (1.30)$$

Při zjišťování efektivní odrazné plochy je třeba uvážit vlastnosti odrazného povrchu. Nalezenou hodnotu geometrické plochy rozptýlu vynásobíme výrazem $K \cdot \sin\Theta$, kde K je koeficient odrazu a Θ je úhel mezi paprskem a vodorovnou rovinou. Pro efektivní odraznou

plochu získáme rovnicí:

$$S = K \cdot \sin \Theta \cdot \frac{\delta \cdot \alpha \cdot c \cdot D}{2 \cos \Theta}, \quad (1.31)$$

pro malé úhly Θ platí $\tan(\Theta) \cong \Theta$ a vztah (1.31) lze zjednodušit:

$$S = K \Theta \cdot \frac{\delta \cdot \alpha \cdot c \cdot D}{2}. \quad (1.32)$$

Z obrázku 1.3 je zřejmé, že pro malé úhly Θ platí $\Theta \cong H/D$ a výraz opět zjednodušíme:

$$S = K \cdot \frac{\delta \cdot \alpha \cdot c \cdot H}{2} \quad (1.33)$$

Je patrná *závislost* získané *efektivní plochy zemského povrchu na délce impulsu RLS*. Musíme však pamatovat na to, že získaný vztah je integrální, zhodnocující celkovou energii zachycenou přijímačem. Nezapomínáme se závislostí rozlišení zobrazení jednotlivých detailů zemského povrchu na délce impulsu. Čím bude délka impulsu kratší, tím větší bude rozlišení jednotlivých drobných objektů na zemském povrchu. Stejně závěry platí i pro ozařování vodní hladiny.

1.4.1.3 Efektivní odrazná plocha objemových cílů

Mezi objemové cíle patří různá hmotná prostředí v ovzduší, např. mraky, déšť, mlha apod. ***Déšť, mlha a mraky*** způsobují jednak ***pohlcování přímé vlny i vlny od objektů odražené*** a kapky atmosférických objektů způsobují ***sekundární vyzařování*** a skutečný cíl maskují. Odraz od objemových cílů je často na indikátoru RLS mnohem intenzivnější než odraz od zjišťovaného cíle. ***Efektivní odrazná plocha kulové kapky vodní páry S_k*** je empiricky definována vztahem pro průměr $d \gg \lambda$ a permitivitu $\epsilon_r \gg 1$:

$$S_k \cong \pi^5 \frac{d^6}{\lambda^4}. \quad (1.34)$$

Efektivní odrazná plocha velmi rychle roste se zvětšováním se průměru kapky a se zmenšováním délky vlny. ***Celková efektivní odrazná plocha ozářené části atmosférického objektu*** se v praxi určuje pomocí vztahu:

$$\bar{S} = 0,9 \delta \cdot R^2 \cdot \Theta_\alpha \cdot \Theta_\beta \cdot N \cdot S_l \cdot K \cdot 10^8, \quad (1.35)$$

kde δ je délka impulsu v μs , R je vzdálenost k objektu v km, Θ_α a Θ_β jsou šířky vyzařovaného svazku v příslušných rovinách ve stupních, N je počet dešťových kapek v objemu 1 cm^3 , S_l je efektivní odrazná plocha jedné kapky a K je část průřezu vyzařovacího diagramu, která je v dešťovém pásmu. Vzorec je možné použít i pro výpočet efektivní odrazné plochy mraku staniolových pásků, za S_l však dosadíme příslušnou hodnotu pro jeden elementární odražeč. Hodnoty odrazné plochy pro kroupy a sníh téže intenzity jsou menší než od deště. Odrazy od deště jsou velmi dobře patrné zejména u mikrovlnných RLS.

Tab. 1.1. Efektivní odrazná plocha vybraných druhů cílů

Druh cíle	Efektivní odrazná plocha v m ²
Stíhací letoun	5-15
Střední bombardér	40-70
Těžký bombardér	100-150
Věž ponorky	5
Ponorka na hladině	40-140
Malá loď do 200 t	50-250
Středně velká loď do 3000 t	3000-10000
Těžká loď do 20000 t	> 20000
Mína, granát	1
Dipólové odražeče s hustotou 1000 ks/m ³	50 na 1 m ³

Této vlastnosti se využívá při konstrukci meteorologických RLS. Pro zlepšení pozorovatelnosti cíle maskovaného deštěm se využívá rozdílných polarizačních vlastností deště a hledaného cíle. RLS vysílá kruhově polarizovanou vlnu. Sekundární pole generované kapkou má opět kruhovou polarizaci, avšak s opačným smyslem. Hledaný cíl (letadlo) generuje sekundární pole s obecně eliptickou polarizací. Na přijímací straně RLS představuje opačný smysl kruhově polarizované vlny odražené od dešťového mraku přídavný útlum až 25 dB, signál s obecnou eliptickou polarizací (odraz od hledaného cíle) je přijímací anténou s kruhovou polarizací zeslaben o 6 až 8 dB.

1.5 Dosah radiolokátoru

Pro *zjednodušenou definici dosahu RLS* budeme předpokládat následující *idealizující podmínky*:

- mezi RLS a cílem nejsou žádné objekty
- elmag. energie se do prostoru cíle dostává po jediné trajektorii (bez odrazů od povrchu Země)
- prostředí mezi RLS a cílem je homogenní

1.5.1 Dosah pasivního RLS

Vysílač RLS vysílá výkon P_v (viz. obr. 1.4). V prostoru cíle vzniká hustota energie:

$$\Pi_1 = \frac{P_v D_v}{4\pi \cdot r^2}, \quad (1.36)$$

kde D_v je zisk vysílací antény RLS a r je vzdálenost k cíli.

Cíl má efektivní odraznou plochu S_e . Při ozáření elmag. energií RLS je cíl zdrojem sekundárního záření o velikosti výkonu:

$$P_2 = \Pi_1 \cdot S_e. \quad (1.37)$$

Hustota energie v oblasti přijímací antény RLS je rovna:

$$\Pi_2 = \frac{S_e \Pi_1}{4\pi \cdot r^2} D = \frac{P_2}{4\pi \cdot r^2} D, \quad (1.38)$$

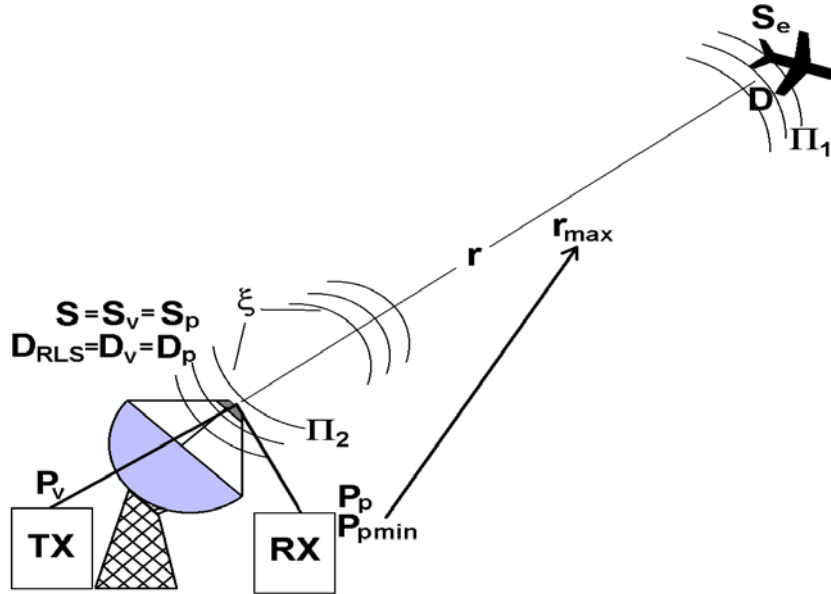
kde D je činitel směrovosti cíle. Necht' má přijímací anténa RLS efektivní plochu S_p danou vztahem:

$$S_p = \frac{P_p}{\Pi_2}, \quad (1.39)$$

kde P_p je výkon přijímaný přijímačem. Pro soufázové antény (paraboloidy, rozsáhlé antény z velkého počtu zářičů a trychtýřové antény), je S_p rovno prakticky ploše antény násobené účinností antény (obvykle 0,5 až 0,8 – pro jednoduchost uvažujme 1). Po dosazení za Π_2 a úpravě dostaneme vztah:

$$P_p = P_v \frac{D_v S_e S_p}{(4\pi \cdot r^2)^2} D. \quad (1.40)$$

Výkon P_p na vstupu přijímače RLS získáme pouze v případě, že se polarizace sekundárního záření shoduje s polarizací, na kterou je navržena přijímací anténa RLS. Pokud se polarizace neshodují bude výkon na vstupu přijímače menší, vyjádřený pomocí činitele $\xi \leq 1$ (viz. kapitola 1.4.1.3).



Obr. 1.4. Veličiny a parametry pasivního radiolokačního systému.

Veličiny D_v a S_p jsou funkcemi úhlů určujících vzájemnou orientaci antény a cíle. Pokud S_p a D_v odpovídají optimálním hodnotám a $P_p = P_{p\min}$ (citlivost přijímače RLS) maximální dosah RLS bude:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_v D_v S_e S_p D}{(4\pi)^2 P_{p\min}}}. \quad (1.41)$$

Odvozený vztah (1.41) je v odborné literatuře označován termínem **radiolokační rovnice**. Dosadíme-li do radiolokační rovnice:

$$D_v = S_v \frac{4\pi}{\lambda^2}, \quad (1.42)$$

získáme tvar radiolokační rovnice s definicí vlivu vlnové délky na **dosah aktivního RLS**:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_v S_v S_e S_p D}{4\pi \lambda^2 P_{p\min}}}. \quad (1.43)$$

Používá-li RLS stejnou anténu pro příjem i vysílání je $S_v = S_p = S$ a radiolokační rovnice nabyde tvaru:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_v S^2 S_e D}{4\pi \lambda^2 P_{p\min}}}. \quad (1.44)$$

Pokud místo efektivních ploch ústí antén použijeme jejich zisky D_v a D_p dostaneme:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_v}{P_{p\min}} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \cdot D D_v D_p S_e}. \quad (1.45)$$

a pro společnou anténu pro vysílání a příjem pak:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_v}{P_{p\min}} \cdot \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \cdot D D_{RLS}^2 S_e}. \quad (1.46)$$

Obecné cíle mají malé směrové vlastnosti a prakticky lze uvažovat $D = 1$.

? **Příklad 1.1:**

RLS pracuje na vlnové délce 10 cm s výkonem v impulsu $P_v = 250 \text{ kW}$. Prahová citlivost přijímače je $P_{p\min} = 10^{-12} \text{ W}$. RLS má společnou anténu - parabolu o průměru 1,8 m, což odpovídá efektivní ploše ústí S 2,5 m. Dosah RLS pro stíhací letoun s $S_e = 10 \text{ m}^2$ je:

$$r_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_v S^2 S_e}{4\pi \lambda^2 P_{p\min}}} = \sqrt[4]{\frac{250 \cdot 10^3 \cdot 2,5^2 \cdot 10}{4\pi \cdot 0,1^2 \cdot 10^{-12}}} = 105611 \text{ m} \cong 106 \text{ km}$$

Zvýšení dosahu RLS pro stíhací letouny na dvojnásobek zajistíme zvětšením výstupního výkonu šestnáctkrát, nebo zvětšením efektivní plochy ústí paraboly čtyřnásobně (tj. průměru dvojnásobně na 3,6m), nebo čtyřnásobným zmenšením pracovní vlnové délky RLS. Růst kmitočtu však přináší větší citlivost na stav počasí (útlum deštěm), vyžaduje preciznější parabolu (prakticky rms odchylka zrcadla od ideálního parabolického tvaru do $\lambda/16$) a lze kalkulovat i s vyššími náklady na polovodičovou techniku a další součásti RLS.

1.5.2 Dosah RLS s aktivním odpovídačem

Soustava s aktivním odpovídačem je označována termínem *sekundární radiolokátor*. Vysílač pozemní části sekundárního RLS vyšle dotazovací impuls, na který odpovídají všechny palubní odpovídače v oblasti aktivního dosahu pozemního vysílače. Každý z nich do své kódované odpovědi může vložit mimo svého identifikačního znaku i řadu dalších provozně důležitých údajů (výšku letu, venkovní teplotu apod.), které pak usnadňují činnost leteckým dispečerům. Přijímač pozemní části systému získává odraženou energii od efektivní plochy cíle a současně signál vysílaný vysílačem odpovídače, který může být o mnoho řádů větší. Uvažujme sekundární RLS se společnou anténou pro vysílač a přijímač. Palubní odpovídač má z provozních důvodů společnou anténu všesměrovou. Obě části systému pracují na stejné frekvenci (avšak není podmínkou). Výkon sekundárního záření pasivního cíle o efektivní ploše S_e je:

$$P_2 = S_e \Pi_1 = \frac{P_v D_v}{4\pi \cdot r^2} S_e = \frac{P_v S_v S_e}{\lambda^2 \cdot r^2} . \quad (1.47)$$

? Příklad 1.2:

Vypočítejte výkon sekundárního záření cíle pro stíhací letoun v příkladu 1.1:

$$P_2 = \frac{P_v S_v S_e}{\lambda^2 \cdot r^2} = \frac{250 \cdot 10^3 \cdot 2,5 \cdot 10}{0,1^2 \cdot (106 \cdot 10^3)^2} = 0,055625W \cong 56mW$$

Výkon sekundárního záření je velmi malý. Pokud bude vysílač odpovídače odevzdávat výkon o několik řádů vyšší, bude vyšší i dosah soustavy a příjem bude spolehlivější.

Pro první pracovní cyklus soustavy, kdy přijímač odpovídače ve vzdálenosti r přijímá dotazovací signál získáme rovnici:

$$\frac{P_{pO}}{P_{vR}} = \frac{D_O D_R \lambda_R^2}{(4\pi r)^2} , \quad (1.48)$$

kde P_{pO} je výkon signálu na vstupu přijímače odpovídače, D_O je zisk jeho antény, D_R je zisk antény vysílače pozemní části. Pro druhý cyklus práce systému, kdy pozemní část systému přijímá signál odpovídače analogicky platí:

$$\frac{P_{pR}}{P_{vO}} = \frac{D_O D_R \lambda_O^2}{(4\pi r)^2} \quad (1.49)$$

a pro $D_O = 1$ (všesměrová anténa) dostaneme výraz:

$$\frac{P_{pR}}{P_{vO}} = \frac{D_R \lambda_O^2}{(4\pi r)^2} = \frac{S_R \lambda_O^2}{4\pi r^2 \cdot \lambda_R^2} . \quad (1.50)$$

Pro stejný kmitočet vysílače RLS i odpovídače $\lambda_O = \lambda_R$ rovnice (1.50) přechází na tvar:

$$\frac{P_{pR}}{P_{vO}} = \frac{S_R}{4\pi r^2} \quad (1.51)$$

a odtud lze separovat ***dosah RLS s aktivním odpovídačem***:

$$r = \sqrt{\frac{P_{vO}}{P_{pR}} \cdot \frac{S_R}{4\pi}} \quad (1.52)$$

? **Příklad 1.3:**

Vypočítejte dosah radiolokátoru s odpovídačem sekundárního pro stíhací letoun v příkladu 1.1 s výstupním výkonem odpovídače 10W ($D_O = 1$):

$$r = \sqrt{\frac{P_{vO}}{P_{pR}} \cdot \frac{S_R}{4\pi}} = \sqrt{\frac{10}{10^{-12}} \cdot \frac{2,5}{4\pi}} = 1410832m = 1411km,$$

což je přibližně o řád více, než-li byl dosah stejného RLS při pasivním cíli.

Dosud jsme pro nejmenší velikost přijímaného signálu uvažovali výkon P_{pmin} . O jeho velikosti rozhodují **šumové vlastnosti přijímače a antény** spolu s užitečným výkonem přijímaného signálu. Pro pasivní radiolokaci platí z teorie přijímačové techniky, že celkový šumový výkon lineární části přijímače, je za podmínek výkonového přizpůsobení antény na přijímač roven součtu šumového výkonu antény a šumového výkonu přijímače přepočteného na jeho vstup (neuvažujeme útlum napaječe):

$$P_{npcelk} = P_{na} + P_{np} = nkT_0 B_n + (F-1)kT_0 B_n = (n+F-1)kT_0 B_n, \quad (1.53)$$

kde $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ W} \cdot \text{Hz}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$ je Boltzmannova konstanta, $T_0 = 290 \text{ K}$ je standardní teplota, B_n je šumová šířka pásma, F je šumové číslo přijímače a $n = T_A/T_0$ je relativní jasová teplota antény. Hodnota n závisí v kmitočtové oblasti nad 1 GHz především na elevačním úhlu směřování antény, resp. elevaci hlavního laloku vyzařovací charakteristiky. Většina antén RLS vykazuje malý elevační (náměrový) úhel, kdy se hodnota n blíží 1 a vztah (1.53) lze zjednodušit na tvar:

$$P_{npcelk} = (F-1)kT_0 B_n \quad (1.54)$$

a výkonový odstup signálu a šumu na vstupu přijímače je dán výrazem:

$$\frac{S}{N} = \frac{P_p}{P_{npcelk}} = \frac{P_p D_v S_e S_p}{4\pi r^2 (F-1)kT_0 B_n}. \quad (1.55)$$

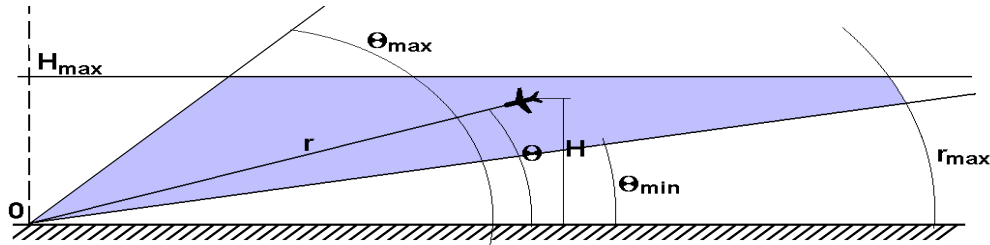
Požadovaná velikost minimálního poměru S/N je určena způsobem zpracování signálu v přijímači, vlastnostmi indikátoru, použitím korelačních a průměrovacích metod apod.

1.6 Vyzařovací charakteristiky antén RLS

Pro účelné hospodaření s výkonem vysílače RLS je třeba, abychom **vhodným tvarem vyzařovacího diagramu antény** ozařovali pouze prostor, v němž jsou očekávané cíle. Ideální tvar ozáření prostoru, resp. vyzařovací anténní charakteristiky, přehledového radiolokátoru v polohovém úhlu (ve vertikální rovině) nastiňuje obrázek 1.5.

Anténní systém RLS se otáčí vhodnou rychlostí okolo vertikální osy. V **azimutu** je **vyzařovací diagram velmi úzký**. Při impulsním režimu je vysílána do daného azimutálního směru elektromagnetická impulsní vlna. **Rychlost otáčení anténního systému** je volena tak, aby RLS zachytil odrazy v daném azimutálním směru i od objektů ve **vzdálenosti blízké se dosahu RLS**. Ve **vertikálním řezu** je prostor **výskytu cílů omezen**:

- maximální předpokládanou výškou letu cílů (H_{max})
- maximálním dosahem RLS (r_{max})
- nejmenší velikostí polohového úhlu (Θ_{min}), jenž je dán pozemními překážkami
- největší velikostí polohového úhlu (Θ_{max}) (přehledové RLS nemusí sledovat cíle nad sebou).



Obr. 1.5. Ideální tvar ozářeného prostoru anténou přehledového radiolokátoru (vertikální řez).

Optimálním řešením je soustředit energii vysílače tak, aby pro cíl, který se bude pohybovat ve výšce H byl přijímán odražený výkon sekundárního vyzařování cíle stejný bez ohledu na šikmou dálku. Pro šikmou dálku cíle podle obr. 1.5 platí:

$$r = \frac{H}{\sin \Theta} . \quad (1.56)$$

Má-li RLS společnou anténu pro vysílání i příjem platí $D_v = D_p = D_{RLS}$. Pak ze vztahu (1.40) získáme rovnici:

$$\frac{P_p}{P_v} = \frac{D_{RLS}^2 \lambda^2 S_e}{(4\pi)^3 \cdot r^4} = \frac{D_{RLS}^2 \lambda^2 S_e}{(4\pi)^3} \cdot \frac{\sin^4 \Theta}{H^4} . \quad (1.57)$$

Pro dané podmínky jsou P_v , λ , S_e i H konstantní. Aby bylo konstantní i P_p musí platit rovnost:

$$D_{RLS}^2 \cdot \sin^4 \Theta = konst , \quad (1.58)$$

kterou lze upravit na tvar:

$$D_{RLS} = konst \cdot \operatorname{cosec}^2 \Theta . \quad (1.59)$$

Pro $\Theta = \Theta_0$ je maximální zisk antény:

$$D_{\max} = D_0 = \text{konst} \cdot \cos ec^2 \Theta_0 \Rightarrow \text{konst} = \frac{D_0}{\cos ec^2 \Theta_0} \quad (1.60)$$

a vyzařovací charakteristiku antény RLS ve vertikální rovině lze vyjádřit:

$$D_{RLS} = D_0 \frac{\cos ec^2 \Theta}{\cos ec^2 \Theta_0}. \quad (1.61)$$

U antény typu **oříznutý paraboloid** je změna zisku v azimutu dána vztahem:

$$D_0(\beta) = D_{0\max} \frac{\sin \frac{\pi \cdot d \cdot \beta}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot d \cdot \beta}{\lambda}}, \quad (1.62)$$

kde d je průměr paraboloidu antény a β je úhel vyzařovacího diagramu antény v horizontální rovině vztahený k ose paraboloidu. Závislost zisku antény na azimutu i polohovém úhlu získáme sloučením rovnic (1.61) a (1.62):

$$D(\Theta, \beta) = D_{0\max} \frac{\cos ec^2 \Theta}{\cos ec^2 \Theta_0} \cdot \frac{\sin \frac{\pi \cdot d \cdot \beta}{\lambda}}{\frac{\pi \cdot d \cdot \beta}{\lambda}}. \quad (1.63)$$

Obecná definice zisku D je dána integrálním tvarem:

$$\int_F \frac{1}{4\pi} \cdot D \cdot d\Omega = 1, \quad (1.64)$$

kde F je libovolná uzavřená plocha a $d\Omega$ je element prostorového úhlu. Pro námi uvažovaný případ platí:

$$\frac{1}{4\pi} \int_{\beta=0}^{2\pi} \int_{\Theta=0}^{\pi/2} D \cdot d\Theta \cdot d\beta = 1. \quad (1.65)$$

Po dosazení za D a provedení výpočtu získáme zisk antény RLS ve směru maxima záření:

$$D_{0\max} = \frac{4\pi \cdot d}{\lambda} \cdot \text{tg} \Theta_0 \cos ec^2 \Theta_0 \cong 4\pi \cdot \frac{dr_{\max}}{\lambda H}. \quad (1.66)$$

Dosazením (1.66) do radiolokační rovnice dostaneme:

$$\frac{P_{p \min}}{P_v} = \frac{\left(4\pi \cdot \frac{dr_{\max}}{\lambda H}\right)^2 \cdot \lambda^2 \cdot S_e \cdot \left(\frac{H}{r_{\max}}\right)^4}{(4\pi)^3 \cdot H^4} = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{d^2 \cdot S_e}{H^2 \cdot r_{\max}^2} \quad (1.67)$$

Z odvozených vztahů je patrné, že dosah RLS velmi silně závisí na velikosti zúžení svazku v azimutu a na předpokládané výšce letu cíle. Optimalizací tvaru anténní vyzařovací charakteristiky pak šikmá dálka nevystupuje ve čtvrté, ale pouze ve druhé mocnině. Použití vhodného tvaru vyzařovací charakteristiky je pro praxi mimořádně důležité. Ve srovnání s anténou, která má v azimutu stejnou šířku, ale ve vertikální rovině nemá kosekantový tvar, zjistíme, že zisk antény s kosekantovou charakteristikou je o několik řádů větší.

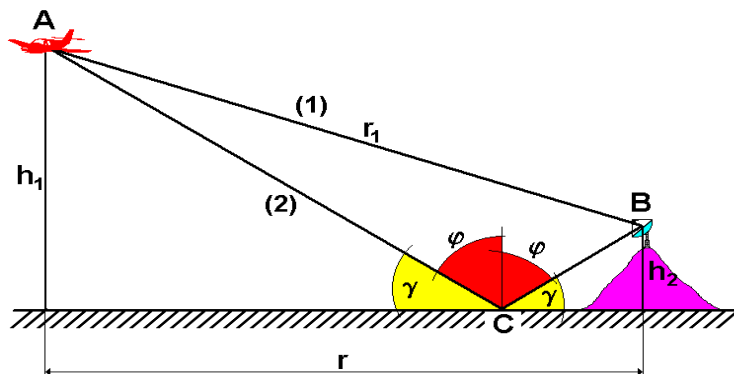
1.7 Vliv šíření elektromagnetických vln na RLS

Při praktickém návrhu RLS je nutno uvažovat následující **vlivy šíření elektromagnetických vln**:

- vlastností šíření nad rovinným rozhraním dvou prostředí (zemský povrch - vzduch, nebo vodní hladina - vzduch)
- vliv zakřivení zemského povrchu a refrakce vln v atmosféře
- důsledky anomálie šíření - superrefrakce
- útlum způsobený atmosférou

1.7.1 Šíření elektromagnetických vln nad rovinným rozhraním

Při **šíření vysokofrekvenčního rádiového signálu nad rovinným rozhraním** dochází k jevu **vícecestného šíření odrazem od tohoto rozhraní** (viz. obr. 1.6). V místě radiolokátoru *B* se sčítá energie přímé vlny s vlnou odrazenou od rozhraní a nastává **interference**. Při **horizontální polarizaci** vysílaného záření dochází **při odrazu ke změně fáze**, při **vertikální polarizaci změna fáze nenastává**. Pro **velmi vysoké kmítočky** používané v radiolokaci lze pro **geometrii odrazu** použít **zákonů optiky**. Vliv **interference** se projevuje **rozštěpením vyzařovacího diagramu v polohovém úhlu** do samostatných laloků. Důsledkem rozštěpení vyzařovacího diagramu antény RLS je nedostatečné pokrytí prostoru (směry s minimy) kolem RLS. Tento efekt velmi ztěžuje zaměření nízkoletících cílů. Vyzařování směrem k rozhraní prostředí, tedy u přehledových RLS vzhledem k zemskému povrchu, nebo vodní hladině musí být co nejvíc potlačeno. Účinnou metodou je umístění antény na vyvýšené místo, popřípadě na stožár.



Obr. 1.6. Šíření nad rovinným rozhraním dvou prostředí.

1.7.2 Zakřivení zemského povrchu a refrakce

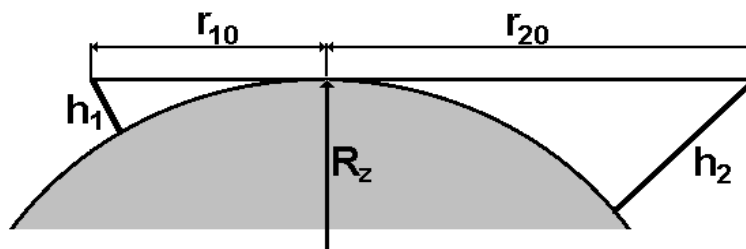
Při použití *velmi krátkých vln a mikrovln* je nutná **přímá viditelnost** mezi RLS a cílem. Dosah přímé viditelnosti je podle obr. 1.7 dán vztahem:

$$r = r_{10} + r_{20} = \sqrt{(R_z + h_1)^2 - R_z^2} + \sqrt{(R_z + h_2)^2 - R_z^2} \cong \sqrt{2R_z} \cdot (\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}). \quad (1.68)$$

Pro $R_z = 6378 \text{ km}$ dostaneme:

$$r[\text{km}] = 3,57 \cdot (\sqrt{h_1[\text{m}]} + \sqrt{h_2[\text{m}]}) \quad (1.69)$$

Při zaměřování objektů ve vzdálenostech blízkých dosahu přímé viditelnosti roste nebezpečí odrazů od zemského povrchu (viz. kapitola 1.7.1).



Obr. 1.7. Vliv zakřivení Země na šíření elmag. vln.

Vlivem **změn tlaku, teploty a vlhkosti vzduchu s výškou** se mění velikost **dielektrické konstanty troposféry**. S přibývajícím výškou se zvyšuje rychlost šíření elmag. vln, čímž dochází k zakřivení trajektorie šíření směrem k zemskému povrchu. Tento jev se označuje termínem **refrakce** a prakticky zvyšuje dosah RLS asi o 18 % proti předchozím výpočtům:

$$r[\text{km}] = 4,2 \cdot (\sqrt{h_1[\text{m}]} + \sqrt{h_2[\text{m}]}) \quad (1.70)$$

? **Příklad 1.4:**

Přehledový impulsní RLS s $\lambda = 3 \text{ cm}$ je umístěn na oceánské lodi se společnou anténou pro příjem i vysílání se ziskem 36 dB ve výšce 55 m nad hladinou. Prahová citlivost přijímače je 1 pW. Úkolem RLS je zjišťovat objekty s efektivní odraznou plochou nad 50 m² (uvažujeme směrovost $D = 1$) do vzdálenosti přímé viditelnosti antény RLS. Navrhněte minimální impulsní výkon RLS bez uvažování troposférické refrakce.

Přímá viditelnost antény RLS s $h_1 = 55 \text{ m}$ ($h_2 = 0 \text{ m}$ – nízké cíle):

$$r[\text{km}] = 3,57 \cdot (\sqrt{h_1[\text{m}]} + \sqrt{h_2[\text{m}]}) = 3,57 \cdot \sqrt{55} = 26,476 \text{ km}.$$

Položíme $r_{\max} = r$, ve větší vzdálenosti budou již cíle za obzorem, a vyjádříme potřebný výkon impulsu z radiolokační rovnice:

$$P_{\text{vmin}} = \frac{(4\pi)^3 \cdot r_{\max}^4 \cdot P_{\text{pmin}}}{\lambda^2 \cdot D_{\text{RLS}}^2 \cdot D \cdot S_e},$$

$$\text{kde } D_{RLS}[-] = 10^{\frac{D_{RLS} [dB]}{10}} = 10^{\frac{36}{10}} = 10^{3.6} = 3981$$

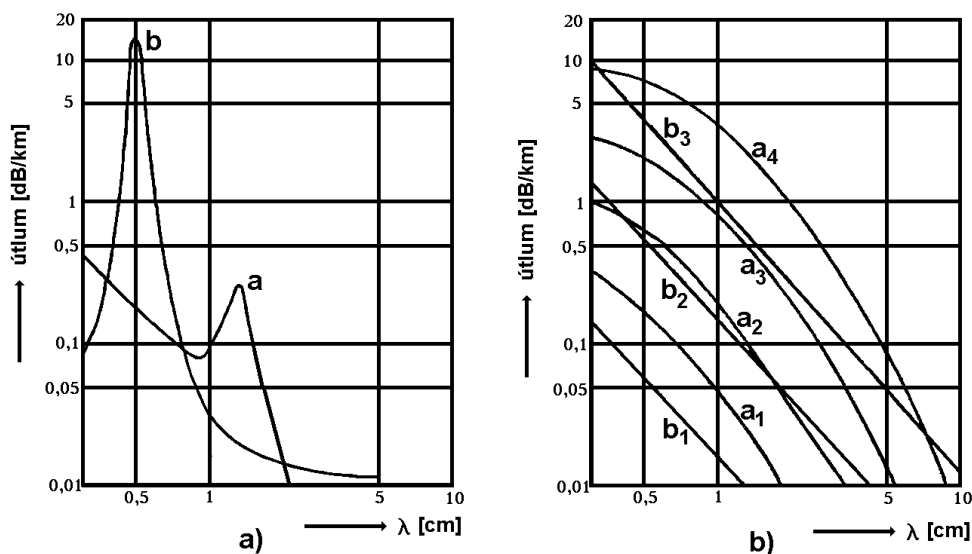
$$a) P_{\text{vmin}} = \frac{(4\pi)^3 \cdot 26476^4 \cdot 10^{-12}}{0,03^2 \cdot 3981^2 \cdot 1 \cdot 50} = 1367W \cong 1,4kW.$$

1.7.3 Superrefrakce

Jev superrefrakce je podmíněn vznikem tzv. "*troposférického vlnovodu*" s velmi malým útlumem šířící se energie. Poprvé byl pozorován u pobřežního RLS s $\lambda = 1,5 m$. Projevuje se *mnohonásobným zvětšením dosahu* proti dosahu stanovenému podle radiolokační rovnice (1.46) nebo (1.52). Čím je vlnová délka RLS kratší, tím je pravděpodobnost výskytu superrefrakce větší.

1.7.4 Útlum v atmosféře

Atmosféra, ve níž se šíření elmag. vln uskutečňuje, *není bezeztrátová*. Pouze v případě RLS s $\lambda \geq 0,2 m$ je útlum zanedbatelný. Čím je použita vyšší frekvence RLS, tím se atmosférický útlum více projevuje. Útlum je způsobován *pohlcováním energie záření kyslíkovými molekulami a vodními parami*, nebo pohlcováním a rozptylem energie vodními kapkami (mlha, mraky, krupobití, déšť). Závislost útlumu na kmitočtu záření se obvykle zjišťuje měřením za skutečných meteorologických podmínek a udává se ve formě grafů (obr. 1.8). Na obrázku 1.8a) je vynesena útlum pohlcováním záření vlivem přítomnosti kyslíku v atmosféře (křivka *a*) při normálním atmosférickém tlaku a závislost útlumu způsobeného přítomností vodních par v atmosféře (křivka *b*) pro relativní vlhkost vzduchu 66 % při teplotě $+18^\circ C$. Ostré maximum křivky *a* pro vlnovou délku **0,5 cm** je způsobena *rezonančním pohlcováním energie molekulami kyslíku*. Poměrně ostré maximum útlumu pro vlnovou délku **1,3 cm** u křivky *b* je způsobeno *rezonančním pohlcováním energie molekulami vody*. Útlum způsobený vodní párou je přibližně přímo úměrný absolutní vlhkosti.



Obr. 1.8. Závislost útlumu atmosféry na vlnové délce a různých atmosférických podmínkách.

Na obrázku 1.8b) je graf útlumu atmosféry s dešťovými srážkami (křivky *a*) pro různou hustotu srážek (1 - *drobný déšť* 0,25 mm/h; 2 - *slabý déšť* 1mm/h; 3 - *střední déšť* 4 mm/h;

4 - silný déšť 16 mm/h). Křivky b naznačují útlum v mlze a mracích s různou koncentrací vody v atmosféře (1 - viditelnost asi 600 m, koncentrace vody 0,032 g/m³; 2 - viditelnost asi 130 m, koncentrace vody 0,32 g/m³; 3 - viditelnost asi 30 m, koncentrace vody 2,3 g/m³). Pro vlnové délky 3 cm a delší, se vliv deště zřetelně zmenšuje a RLS je schopen rozlišit jak déšť, tak i cíle, které jsou za ním.

Označíme-li **činitel pohlcení v atmosféře** symbolem α (dB/km) v jednom směru, pak pro cestu energie k cíli a zpět platí, že se výkon P_0 po průchodu dráhou $2 \cdot r$ zmenší na hodnotu $P = P_0 \cdot e^{-0,46\alpha r}$. Dosah RLS r_{0max} (bez uvažování pohlcování) se pak sníží na r_{max} , přičemž platí:

$$\frac{r_{0max}}{r_{max}} = e^{0,115 \cdot \alpha \cdot r_{max}} \quad (1.71)$$

? Příklad 1.5:

Vypočtete jaký je dosah 3 cm RLS za ideálních povětrnostních podmínek, při dešti 0,25 mm/h a 1 mm/h, je-li dosah tohoto radiolokátoru $r_{4000max} = 39$ km při středním dešti 4 mm/h na celém obsluhovaném území.

Nejprve vyjádříme maximální dosah RLS za ideálních podmínek, přičemž z grafu na obrázku odečteme $\alpha_{4000} = 0,3$ dB/km. Ze vztahu (1.71) platí:

$$r_{0max} = r_{4000max} \cdot e^{0,115 \cdot \alpha_{4000} \cdot r_{4000max}} = 39 \cdot e^{0,115 \cdot 0,3 \cdot 39} = 150 \text{ km}$$

Pro intenzitu srážek 1 mm/h určíme r_{1max} řešením transcendentní rovnice:

$$r_{1000max} \cdot e^{0,115 \cdot \alpha_{1000} \cdot r_{1000max}} - r_{0max} = 0,$$

kteřou získáme úpravou vztahu (1.71). Pro koeficient útlumu volíme z grafu hodnotu 0,06. První i druhá derivace funkce získané z levé strany rovnice bude vždy kladná a nabízí se použít numerickou Newtonovu metodu tečen. Pro počáteční hodnotu zvolíme r_{0max} , neboť zcela jistě bude hledané maximum dosahu pro déšť 1 mm/h menší. Pro Newtonovu metodu platí iterační vztah:

$$x(n+1) = x(n) - \frac{f(x(n))}{f'(x(n))},$$

kde $f(r_{1000max}(n))$ je výše zmíněná levá strana rovnice. Derivací této funkce získáme výraz:

$$(1 + 0,115 \cdot \alpha_{1000} \cdot r_{1000max}) \cdot e^{0,115 \cdot \alpha_{1000} \cdot r_{1000max}}.$$

Výsledky jednotlivých kroků přehledně zapisujeme do tabulky:

n	$r_{1000max}(n)$	$f(r_{1000max}(n))$	$f'(r_{1000max}(n))$	$-f(r_{1000max}(n))/f'(r_{1000max}(n))$
0	150	272	5,73	-47,5
1	102,5	57,9	3,46	-16,7
2	85,8	5,10	2,88	-1,8
3	84,0	0	-	-

Stejným způsobem pokračujeme ve stanovení maximálního dosahu RLS pro intenzitu srážek 0,25 mm/h ($\alpha_{250} = 0,01$). V numerickém výpočtu se změní pouze hodnota koeficientu útlumu. Pro počáteční hodnotu 150 km získáme iterační tabulku ve tvaru:

n	$r_{250\max}(n)$	$f(r_{250\max}(n))$	$f'(r_{250\max}(n))$	$-f(r_{250\max}(n))/f'(r_{250\max}(n))$
0	150	28,2	1,39	-20,2
1	129,8	0,7	1,33	-0,5
2	129,3	0	-	-

Transcendentní rovnice přináší do výpočtu jisté komplikace, avšak při použití Newtonovy metody je konvergence ke hledanému výsledku velmi rychlá. Z uvedeného příkladu je patrný značný vliv povětrnostních podmínek na dosah RLS, zejména při použití velmi vysokých frekvencí. Při návrhu parametrů RLS je třeba vždy zvažovat místní podmínky s ohledem na pravděpodobnost zjištění cíle s danou efektivní odraznou plochou ve stanovené vzdálenosti.

1.8 Metody snímání prostoru

Moderní RLS jsou vybaveny systémy pro prohledávání určitého prostoru a pro současné určování a vyhodnocování několika souřadnic cíle (šikmé dálky, úhlových souřadnic, případně výšky cíle). Pro tyto účely je třeba vytvořit speciální anténní charakteristiky a uzpůsobit anténní systém tak, aby mohl vykonávat i značně složité pohyby. Snímání prostoru dělíme na dvě skupiny:

- snímání **jednoduché**
- snímání **složené**

Při jednoduchém snímání vykonává anténa jednoduchý pohyb kolem jedné osy (např. u přehledového snímání se kosekantová charakteristika otáčí o 360° okolo vertikální osy, případně sektoruje jen část azimutálního prostoru). Výstupem RLS tohoto typu je jedna, maximálně dvě souřadnice (obvykle šikmá dálka a azimut, respektive výšku).

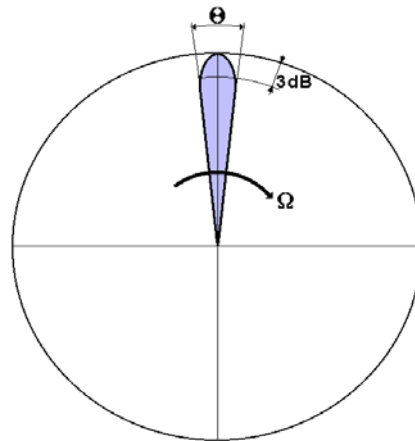
Při složeném snímání vykonává anténa pohyb kolem dvou nebo i tří os a výstupem může být více polohových údajů cíle.

1.8.1 Jednoduché snímání prostoru

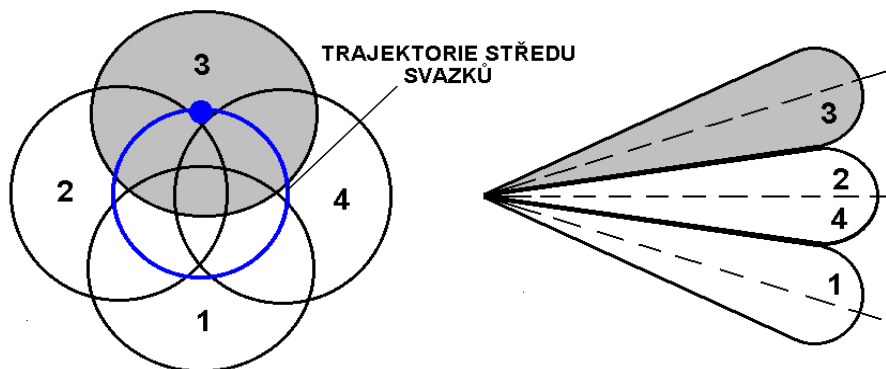
Nejběžnějším typem jednoduchého snímání je snímání **přehledové**. Anténa při přehledovém snímání vytváří kosekantovou vyzářovací charakteristiku, která se otáčí nepřetržitě v horizontální rovině či v daném směru sektoruje (viz. obr. 1.9). U přehledového snímání se jedná o typ s mechanickým snímáním, které je charakterizováno pohybem svazku pomocí mechanického pohybu antény RLS. Elektrického snímání je charakterizováno nehybným anténním systémem a svazkem se pohybujícím se vlivem elektrického ovládání (např. vhodným fázováním signálů do jednotlivých dílčích zářičů antény). Počet otáček antény přehledového RLS se pohybuje v rozmezí 4 až 30 ot/min. Při **sektorovém** snímání může obsluha RLS nastavit úhel sektoru i směr (azimut) kolem kterého se má sektorovat. Nejběžnější velikost úhlu sektorování je u přehledových RLS 75° . Sejmutí daného sektoru probíhá samozřejmě po kratší dobu než je jedno otočení antény o 360° .

Mezi jednoduché snímání se zařazuje i snímání **kuželové**, které je navíc zařazeno mezi

systemy s elektrickým snímáním. Při kuželovém snímání je hlavní paraboloid antény v klidu, v pohybu je pouze její primární zářič. Při tomto způsobu snímání odpadá nutnost rychlého pohybu hmotných částí RLS. Kuželové snímání není určeno pro zjišťování cílů. Jeho využití je v oblasti přesného sledování cíle v úhlech. Je používáno především u RLS určených pro řízení protiletadlové střelby, nebo u střeleckých RLS přepadových stíhačů. Úhel vychýlení svazku proti ose symetrie je volen tak, aby se svazky protínaly v místě asi poloviční energie proti maximu v ose svazku (viz. obr. 1.10). Elektrickými obvody vyhodnocování úhlových souřadnic a systémem ovládání antény je cíl sledován tak, že je udržován v ose kuželového svazku vytvářeného rotací anténní charakteristiky. Změna polohy cíle vůči této ideální poloze vede k amplitudové modulaci odezvy, která způsobí natočení antény tak, aby byl cíl opět v ose svazku. Proces sledování v úhlech probíhá automaticky, rychlost rotace charakteristiky bývá $\geq 1200 \text{ ot/min}$.



Obr. 1.9. Směrová rotující charakteristika antény přehledového RLS v horizontální rovině.



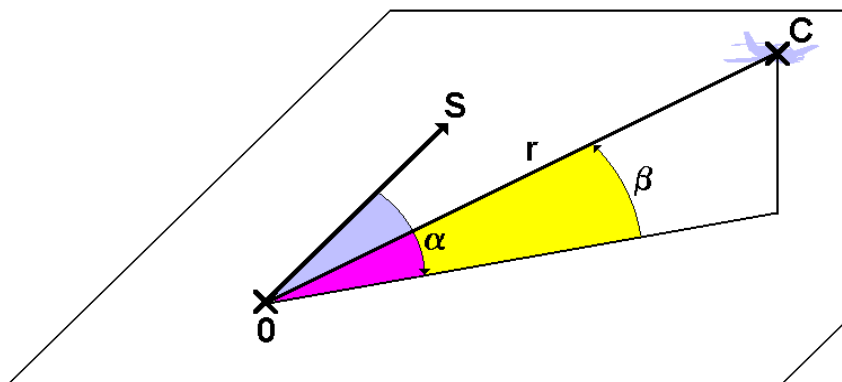
Obr. 1.10. Kuželové snímání.

1.8.2 Složené snímání prostoru

Způsoby snímání, při kterých anténní systém i svazek elmag. energie vykonává složité pohyby, jsou označovány složeným snímáním prostoru. Řadíme k nim snímání **spirálové**, **šroubovicové**, **pilovité**. Někdy může způsob snímání kombinovat několik zmíněných typů dohromady.

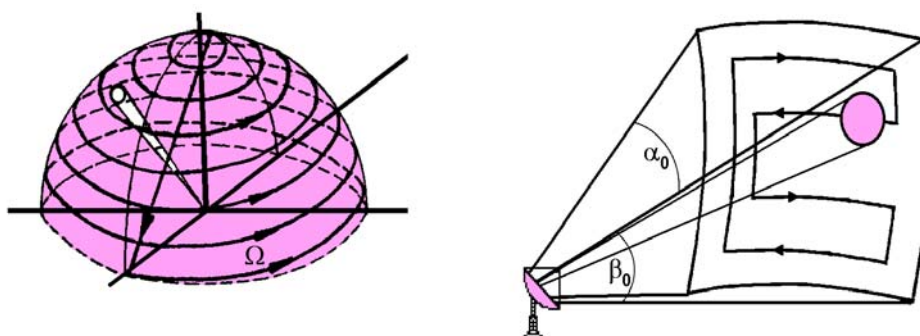
Na obr. 1.11 je vyobrazena soustava souřadnic vyjadřující polohu cíle C v trojrozměrném prostoru. Aby vyhledávací svazek elmag. energie dopadl do místa, kde se nachází cíl, je bezpodmínečně nutné, aby se přemisťoval v prostoru tak dlouho, dokud nebude zaměřený jak v azimutu, tak i v polohovém úhlu podél přímky OC . Hlavním úkolem

snímání je, aby **zaměření cíle C** proběhlo **v nejkratším čase**. Úhel α mezi referenčním směrem S (severní směr místního zeměpisného poledníku) a projekcí spojnice OC na horizontální rovinu se nazývá **azimut cíle**. Úhel β mezi směrem na cíl a horizontální rovinou se nazývá **polohový úhel (elevation) cíle**, vzdálenost r radiolokátoru v bodě O a cíle C se nazývá **šikmá délka cíle**.



Obr. 1.11. Určení souřadnic cíle C v prostoru.

Šroubovicové snímání vzniká kruhovým pohybem antény RLS v azimutu a pomalým natáčením antény v polohovém úhlu. Při takovém pohybu opisuje paprsek v prostoru šroubovici. Tento druh snímání se používá při vyhledávání cílů pozemními střeleckými RLS a může být využit i nočních stíhacích letadel. Zatímco u pozemních RLS se prohledává elevační úhel od 0° do 90° , u nočních stíhaček je třeba zkoumat prostor s kladným i záporným elevačním úhlem. Bude-li počáteční zaměření antény vodorovné (při umístění na letadle) a bude vykonávat rotační pohyb s pomalou změnou úhlu vychýlení od počáteční polohy, bude anténní charakteristika vykonávat spirálový pohyb. Tento způsob snímání prostoru je velmi výhodný pro střelecké RLS přepadových stíhaček. Slouží k vyhledávání cíle nacházejícího se před stíhačkou a po jeho vyhledání anténa přechází na snímání kuželové.



Obr. 1.12. Šroubovicové (spirálové) a pilovité (řádkové) snímání prostoru.

Při spirálovém snímání se svazek přemísťuje z klidového polohy do maximálního vychýlení a zpět v úhlu asi do 60° . Celý skenovaný sektor musí být prohledán během asi 1 s.

Pilovitý způsob snímání prostoru je rovněž používán u přepadových stíhaček. Ve všech zmíněných případech je bezpodmínečně třeba, aby v prohledávaném prostoru nevznikla neozářená místa a dále aby propátrání celého zkoumaného prostoru probíhalo tak rychle, aby ani ten nejrychleji se pohybující cíl nemohl skenovaným prostorem proniknout, aniž by byl zjištěn. Pro propátrání šikmé délky r_{max} je zapotřebí doba:

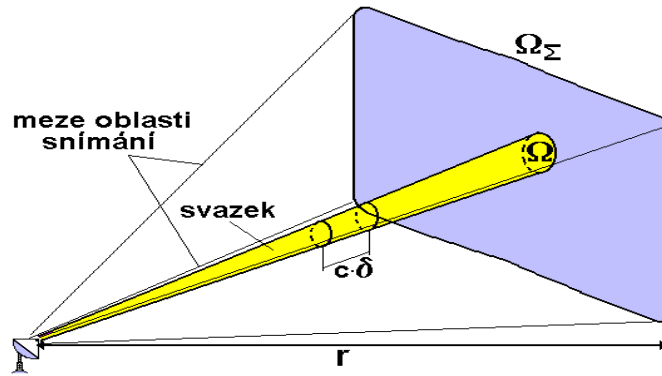
$$t_r = 2 \cdot \frac{r_{\max}}{c} \quad (1.72)$$

Za tuto dobu získáme informace o všech cílech umístěných ve směru svazku ve vzdálenosti od 0 do $r_{\max}$. Pro délku impulsu δ je největší rozlišitelný počet jednotlivých cílů pro zmíněný případ nepohyblivého svazku za jednu opakovací periodu (doba nutná k propátrání největší šikmé dálky $r_{\max}$ rovné t_r):

$$n_1 = \frac{t_r}{\delta} = \frac{T_{op}}{\delta} = \frac{2r_{\max}}{c\delta} \quad (1.73)$$

Tento vztah je platný, pokud RLS pracuje se šířkou pásma $B \geq 1/\delta$. Pokud by byla použita menší šířka pásma, docházelo by k nepřipustnému zkreslení tvaru přenášených impulsů a tím ke snížení rozlišovací schopnosti RLS v dálce. Abychom získali na indikátoru RLS stabilní obraz cíle nacházejícího se ve vzdálenosti r , nestačí přijmout pouze jediný odražený impuls. Je-li anténní svazek úzký a rychle se přemísťuje, může dojít za dobu mezi vysláním impulsu a návratem odpovědi od nejvzdálenějšího cíle k takovému přemístění svazku, že už nemíří na cíl. Tím se jednak sníží úroveň přijímaného odpovídajícího signálu a další vysílaný impuls už na zmíněný cíl vůbec nedopadne. Proto je třeba dobu nutnou k propátrání šikmé dálky r zvětšit N_i -krát, přičemž $N_i = 5 \div 25$ se používá u systémů s rychlým snímáním a $N_i = 100 \div 200$ u RLS přehledových. Po zavedení víceimpulsového snímání v příslušném směru platí:

$$t_N = N_i t_r = N_i \frac{2r_{\max}}{c} \quad (1.74)$$



Obr. 1.13. Situace při pátrání v prostorovém úhlu Ω_Σ svazkem s prostorovým úhlem Ω .

Počet elementů prostorového úhlu Ω_Σ , které je třeba postupně propátrat svazkem s prostorovým úhlem Ω (viz. obr. 1.13) je:

$$N_\Omega = \frac{\Omega_\Sigma}{\Omega} \quad (1.75)$$

Pro propátrání každého elementu potřebujeme dobu t_N . K propátrání celého prostoru s prostorovým úhlem Ω_Σ potřebujeme čas:

$$t_S = N_\Omega \cdot t_N = \frac{\Omega_\Sigma}{\Omega} \cdot \frac{2N_i r_{\max}}{c} \quad (1.76)$$

? Příklad 1.6:

RLS se svazkem o prostorovém úhlu $\Omega = 1^\circ$ musí propátrávat sektor zabírající v azimutu úhel 40° a v polohovém úhlu 20° . Maximální dosah RLS $r = 500$ km, $N_i = 100$. Určete čas nutný k propátrání daného prostoru.

Prostorový úhel, který musí být propátrán je $\Omega_\Sigma = 20.40 = 800^\circ$. Pro potřebný čas k propátrání Ω_Σ platí:

$$t_s = \frac{\Omega_\Sigma}{\Omega} \cdot \frac{2N_i r_{\max}}{c} = \frac{800}{1} \cdot \frac{2 \cdot 100 \cdot 500}{300 \cdot 10^3} = 267 \text{ s} \cong 4,5 \text{ min.}$$

Za tuto dobu letadlo letící rychlostí 800 km/hod urazí cca 60 km. Z uvedeného vyplývá, že návrh RLS pro rychle pohyblivé cíle je z hlediska času propátrání daného prostoru velmi kritický.

1.9 Metody zpracování a zobrazování radiolokační informace

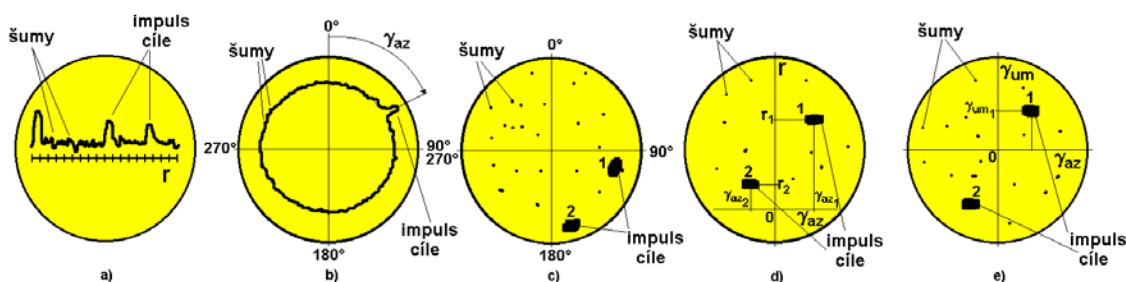
Výstupní signály radiolokačního přijímače jsou v mnoha případech přetvářeny podle potřeb a požadavků dalšího využití v nich obsažených informací o cílech, které jsou radiolokátorem sledovány. Tyto operace se uskutečňují ve **výstupních zařízeních**, které zaujmají v cestě předávání informace místo mezi výstupem přijímače a vyhodnocovatelem informací. Pokud informace vyhodnocuje člověk, pak jsou elektrické signály převáděny na signály akustické nebo světelné pomocí transformace detekovaných signálů v tzv. indikátorových zařízeních, krátce **indikátorech**. Pokud je RLS spřažena s počítačem jsou výstupní signály nesoucí informaci o souřadnicích cíle digitalizovány, aby mohli být dále počítačem zpracovány. Pokud je informace o souřadnicích cíle určena pro řízení automatických sledovacích systémů, může se jí ponechat původní analogový charakter nebo se využívá číslicového zpracování s následným zpětným převodem do analogové podoby.

Často bývají výstupní zařízení částí systémů zabezpečující optimalizaci **výběru signálu ze šumu**. U přehledových RLS mají přijímané signály tvar posloupnosti nekoherentních impulsů. Optimální zpracování takového signálu se nejlépe realizuje pomocí filtru navrženého podle tvaru amplitudového spektra osamoceného impulsu, pomocí integrátoru detekovaného signálu a komparačního obvodu, který rozhoduje o tom zda se jedná o signál cíle či šum. Operace integrace a výběru signálu z šumu lze snadno uskutečnit pomocí přehledové obrazovky s dlouhým dosvihem.

1.9.1 Zobrazení radiolokační informace v indikátorech

Indikátory obecně podle účelu jejich využití dělíme na **indikační** (signálové) a **měřicí**. **Indikační indikátory** jsou určeny pouze pro indikaci signálu na výstupu přijímače, tj. pro získání informace zda získáváme signál či ne. V některých případech i tento indikátor dovoluje podle změny velikosti přijímaného signálu usuzovat na charakter změny vzdálenosti mezi RLS a cílem apod. Vlastní indikátor je buď s vizuální (světelnou), nebo akustickou indikací. Ve funkci vizuálního indikátoru se používají např. indikátory vyladění, jako akustické pak reproduktor nebo sluchátka, přičemž síla zvuku, resp. výška jeho kmitočtu, přibližně charakterizují vzdálenost od cíle. Vzhledem k principu činnosti jsou tyto indikátory použitelné pro indikaci jednoho cíle.

Měřicí indikátory existují v podobě ručkových přístrojů, nebo jsou obrazkové, nebo číselné. Některé z nich opět umožňují indikaci pouze jediného cíle a proto se používají nejčastěji při poloautomatickém nebo automatickém sledování některé souřadnice cíle. Obrazkové indikátory dovolují zobrazovat informaci o mnoha cílech, mají buď zobrazování **výchylkové** (amplitudové), nebo **jasové**. Výchylkové zobrazení (viz. obr. 1.14a) a 1.14b)) má řadu výhodných vlastností - dovoluje usuzovat na formu cíle, charakter fluktuací odrazu atd. Jeho nevýhodou je, že poskytuje informaci pouze o jediném parametru cíle (např. o šikmé dálce r). Při jasovém zobrazení (viz. obr. 1.14c) až 1.14e)) je možné docílit současnou indikaci dvou souřadnic (např. u přehledových RLS šikmé dálky a azimutu).



Obr. 1.14. Některá obrazková zobrazení cílů.

1.9.2 Zpracování radiolokačního signálu před zobrazením

Úkol odhalit jakýkoliv cíl je úkolem **vybrat odražený signál od cíle ze směsice nejrůznějšího rušení a šumů**. Ve vysokofrekvenčním rádiovém spektru jsou těmito rušeními tepelné šumy, kosmické šumy, průmyslová rušení, vlastní šumy přijímače, fázové šumy vysílače, ale i záměrné rušení (při vojenském nasazení). S těmito vlastnostmi a jejich důsledky vř. radiových pásem jsme se v dostatečné míře seznámili v předmětech „Signály, procesy a systémy“ a „Vysokofrekvenční elektronice“.

Cílem **předzpracování radiolokačního signálu** je vždy dosažení **maximálního poměru S/N** . Je nutné si uvědomit, že radiolokační signál je vždy **signálem úzkopásmovým** a prvním prostředkem omezujícím výkon nežádoucího šumu v užitečném signálu je účinný **pásmový filtr**. Při reálných podmínkách radiolokace (např. při přehledování) získáme od jednoho cíle ne jeden, ale celou skupinu koherentních vř. impulsů o délkách τ s opakovací periodou T_{op} . Spektrum takového signálu se odlišuje od spektra osamoceného impulsu a to tím více, čím je větší počet impulsů skupiny. Proto i optimální filtr musí mít v tomto případě speciální tvar kmitočtové charakteristiky. Podmínky optimálního filtru splňuje tvar **hřebenový** (*Comb Cascade Filter*). Hřebenový filtr můžeme vytvořit kaskádním zapojením úzkopásmových filtrů s charakteristikou odpovídající tvaru impulsů.

Zjistitelnost radiolokačních signálů se charakterizuje hodnotou pravděpodobnosti **"chybového poplachu"** a **"nezjištění cíle"**. Čím jsou tyto pravděpodobnosti menší, tím je zjistitelnost cíle větší. To je možné dosáhnout jedině zvyšováním poměru S/N . Proto byl zaveden pojem **prahový radiolokační signál**, což je minimální výkon signálu při vstupu přijímače, při kterém je dosaženo zvolené hodnoty pravděpodobnosti správného zjištění cíle a chybného poplachu.

Na základě teoretických rozborů bylo zjištěno, že kromě jiného **prahový výkon** závisí na počtu impulsů ve skupině a to tak, že při počtu impulsů $n < 10$ bude P_{pr} úměrný $1/n$ a při $n > 100$ bude P_{pr} úměrný $1/\sqrt{n}$. Pokud jde o počet impulsů ve skupině, ten je určen režimem práce RLS a vlastnostmi integračního zařízení. U RLS pracujícího v režimu sledování v dálce nebo v úhlu, kdy integrátor není nasycen platí:

$$n = F_{op} \cdot T_{poz}, \quad (1.77)$$

kde T_{poz} je doba pozorování. Při přehledování, kdy integrační doba nepřekročí dobu jednoho "obzoru" je

$$n \cong F_{op} \frac{\varphi_{sv}}{\Omega_{obz}}, \quad (1.78)$$

kde φ_{sv} je 3dB šířka anténního diagramu a Ω_{obz} je úhlová rychlost obzorování.

1.9.3 Podetekční integrace radiolokačních signálů

Tento proces může být uskutečněn pomocí indikátorů s dlouho-dosvitovými obrazovkami, pomocí speciálních paměťových elektronek-potenciáloskopů, magnetických bubnových pamětí, ultrazvukových zpožďovacích linek, integračních obvodů a v neposlední řadě metodami číslicového zpracování signálů.

Při výchylovém zobrazení se užívají obrazovky s krátkým dosvitem ($< 0,1$ s) a synchronní integraci cíle vytváří sám operátor vlivem své zrakové paměti. Doba pamatování signálu závisí na stupni vycvičenosti operátora.

Při jasovém zobrazování se používají obrazovky s dlouhým dosvitem, synchronní integrace je dána buzením luminoforu opakujícím se signálem v těch místech stínítka obrazovky, kde se nachází obraz cíle. Synchronní integrování se v tomto případě projevuje jako hromadění světelné energie na stínítku obrazovky, nikoliv jako prosté sčítání signálu. O tom, co je odezva od cíle a co je šum rozhoduje opět operátor, který plní funkci prahového zařízení (komparátoru).

U integrátorů s magnetickou bubnovou pamětí se integrace signálu uskutečňuje mnohanásobným opakováním zápisu do feromagnetické vrstvy. Buben se otáčí s kmitočtem rovným opakovací frekvenci RLS a zapisovací a čtecí hlavy se pomalu přemisťují podél osy bubnu s rychlostí odpovídající rychlosti přemisťování paprsku antény v prostoru. Po ukončení integračního cyklu se zápis přečte čtecí hlavou a vede se na rozhodovací obvod. U uvedených integračních metod podetekční integrace se synchronnost integrace signálu zabezpečuje přesností časové základny RLS. Proto v těchto případech přicházejí impulsy cíle v rozmezí celé skupiny na jediné místo integračního prostředí. Tím odpadá nutnost speciálního strobování signálů dálky.

Všechny popsané integrační metody se vyznačují **stavem nasycení**, kdy při růstu počtu integrovaných impulsů se přírůstek sumárního signálu postupně snižuje. Tento nedostatek zmíněných integračních systémů lze odstranit, jestliže se zapamatování signálů a jejich integrace uskutečňuje samostatnými obvody.

Metody číslicového zpracování signálů v RLS vycházejí z obecných principů akumulace signálů probíraných v předmětu „Číslicové zpracování signálů“.

1.10 Metody zjišťování pohyblivých cílů

Největším problémem klasických úloh radiolokace je působení tzv. **rušivého pozadí**, které se projevuje silnými odrazy (blízké pozemní objekty, kopce, mraky, déšť apod.). Toto rušivé pozadí často maskuje skutečný cíl. Proto je snahou najít metody potlačující tyto rušivé cíle. Právě hledané cíle jsou často charakterizovány svými typickými vlastnostmi (u přehledového letištního RLS předpokládáme cíle letících objektů s efektivní odraznou

plochou desítek m² a s rychlostí stovek km/h). **Metody indikace pohyblivých cílů IPC** zajišťují v ideálním případě na obrazovce RLS zobrazení pouze cílů, které mají v každém okamžiku vůči RLS nenulovou radiální rychlost, nebo lépe jejich radiální rychlost spadá do jistého intervalu možných rychlostí.

1.10.1 Impulsová metoda s koherentními kmity

Základem všech metod IPC je tzv. **impulsová metoda s koherentními kmity**. Její princip spočívá v měření změny fáze při odrazu elmag. energie od pohyblivého cíle vlivem Dopplerova posuvu. Tato fázová změna se vyhodnocuje srovnáváním s referenčním (koherentním) signálem, který je fázově zavěšený na vysílaném signálu. Vysílač vysílá nepřetržitě signál s kmitočtem $\omega_v = 2\pi f_v$. Jeho fáze se bude v čase měnit podle vztahu $\varphi_v = \omega_v t$. Pro fázi přijímaného signálu odraženého od cíle, vzdáleného od RLS o r platí:

$$\varphi_p = \omega_v \cdot \left(t - \frac{2r}{c} \right). \quad (1.79)$$

Bude-li mít cíl vzhledem k RLS nenulovou radiální rychlost (bude se měnit jeho r) dostaneme pro úhlovou rychlost přijímaného signálu:

$$\omega_p = \frac{d\varphi_p}{dt} = \omega_v \cdot \left(1 - \frac{2}{c} \cdot \frac{dr}{dt} \right) = \omega_v \cdot \left(1 - \frac{2v_r}{c} \right), \quad (1.80)$$

kde $v_r = \frac{dr}{dt}$ je radiální rychlost cíle vůči RLS nebo pro kmitočet:

$$f_p = f_v \cdot \left(1 - \frac{2v_r}{c} \right). \quad (1.81)$$

Získaný výraz je pouze přibližný. Z teorie relativity plyne, že pro cíl s radiální složkou rychlosti v_r bude přijímán kmitočet:

$$f_c = f_v \sqrt{\frac{1 - \frac{v_r}{c}}{1 + \frac{v_r}{c}}}. \quad (1.82)$$

Protože pro reálnou rychlost cíle platí $v_r/c \ll 1$, lze zanedbat členy $(v_r/c)^2$ a menší, a po úpravách obdržíme rovnici:

$$f_c \cong f_v \cdot \sqrt{1 - 2 \frac{v_r}{c}} \cong f_v \cdot \left(1 - \frac{v_r}{c} \right). \quad (1.83)$$

Vlastní Dopplerův kmitočet RLS vznikající pohybem cíle je rozdílem vysílané a přijímané frekvence (oproti výpočtu kmitočtu u cíle je nutno při výpočtu kmitočtu u přijímače RLS uvažovat v_r dvojnásobně):

$$F_{\delta} = f_p - f_v = f_v \cdot \left(1 - \frac{2v_r}{c}\right) - f_v = f_v \cdot \frac{2v_r}{c}. \quad (1.84)$$

? **Příklad 1.7:**

Určete Dopplerův kmitočet RLS s $\lambda = 3 \text{ cm}$ vznikající snímáním letadla přibližujícího se k RLS rychlostí $v_r = 450 \text{ km/h}$.

$$v_r \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right] = \frac{v_r \left[\frac{\text{km}}{\text{h}} \right]}{3,6} = \frac{450}{3,6} = 125 \frac{\text{m}}{\text{s}},$$

$$f_v = \frac{300 \cdot 10^6}{\lambda} = \frac{300 \cdot 10^6}{0,03} = 10 \cdot 10^9 \text{ Hz} = 10 \text{ GHz},$$

$$F_{\delta} = f_v \cdot \frac{2v_r}{c} = 10 \cdot 10^9 \cdot \frac{2 \cdot 125}{300 \cdot 10^6} = 8333 \text{ Hz}.$$

Pro přibližující se cíl je Dopplerův kmitočet kladný, v_r je také kladné, a přijímaná frekvence odrazu bude asi o 8,3 kHz vyšší. Při vzdalování objektu cíle od RLS je v_r záporná a přijímaná frekvence odrazu bude vždy nižší než frekvence vysílače.

1.10.1.1 Impulsové RLS s koherentními kmity

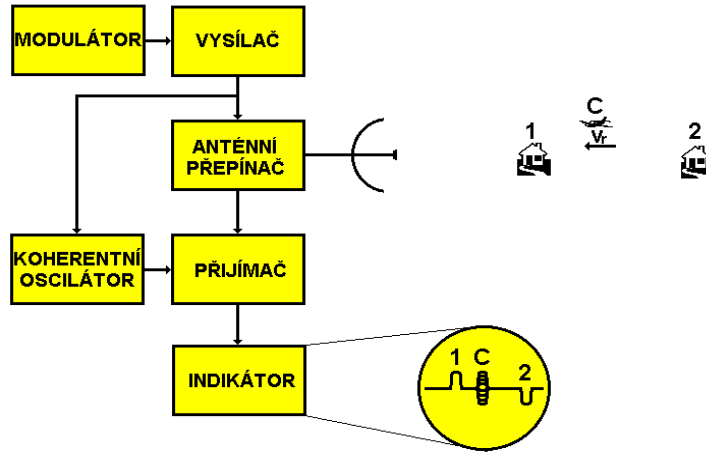
Bude-li vysílaný signál RLS modulován impulsově a při tom bude do přijímače dodáván koherentní vf. signál, nezískáme sice nepřetržitý záznamový signál, ale impulsy, jejichž amplituda se bude měnit podle časového průběhu Dopplerova kmitočtu. Při koherentní detekci bude amplituda získaného impulsu v čase t rovna $y_1 = y_0 \cdot \cos(2\pi F_{\delta} t)$ a po uplynutí jedné opakovací periody $y_2 = y_0 \cdot \cos[2\pi F_{\delta}(t + T_0)]$. Změna amplitudy ozvěnového signálu bude modulována Dopplerovým kmitočtem a bude rovná výrazu:

$$\Delta y = y_1 - y_2 = 2y \cdot \sin(\pi F_{\delta} T_0) \cdot \sin\left[2\pi F_{\delta} \left(t + \frac{T_0}{2}\right)\right]. \quad (1.85)$$

Bude-li v_r taková, že za dobu T_0 urazí cíl vzdálenost rovnou celému počtu půlvln, tzn. pro odražený signál se bude dráha lišit o jednu vlnovou délku nebo o jejich celistvý násobek, bude fázový poměr mezi odraženým signálem a koherentním signálem konstantní od jednoho vysílání impulsu k druhému. Tento jev je označován termínem **slepá rychlost cíle**. U přehledových RLS je tento stav málo pravděpodobný, musí se však uvažovat u radiolokátorů přistávacích, u kterých se tomuto jevu bráníme pravidelnou změnou vysílacího kmitočtu f_v nebo pravidelnou změnou T_0 , přepínanou impuls od impulsu. Pohybující se cíl na výchylkové zobrazovací jednotce vytvoří charakteristický "šrafovaný" impuls. Signály nepohyblivých cílů budou přicházet v opakovacím intervalu vždy za stejný čas a jejich fáze vzhledem k fázi koherentního signálu bude vždy stejná (jejich ozvěnové impulsy nebudou šrafované) (viz. obr. 1.15).

U přehledových a přistávacích RLS se pevné cíle, respektive jejich odrazy potlačují. Blokované schéma systému potlačujícího pevné cíle je nastíněno na obrázku 1.16. Za přijímač

je zařazen odečítací obvod, na jehož jeden vstup se přivede signál z přijímače rovnou, na druhý se přivede tentýž signál zpožděný o dobu T_0 . Na indikátoru se pak přivádí pouze signál rozdílový. Protože odezvy od pevných cílů jsou pro impulsy s konstantní periodou T_0 konstantní a odečtou se, na indikátoru tudíž nejsou zobrazeny. Pohyblivé cíle, jejichž amplituda se impuls od impulsu T_0 mění se zobrazí.

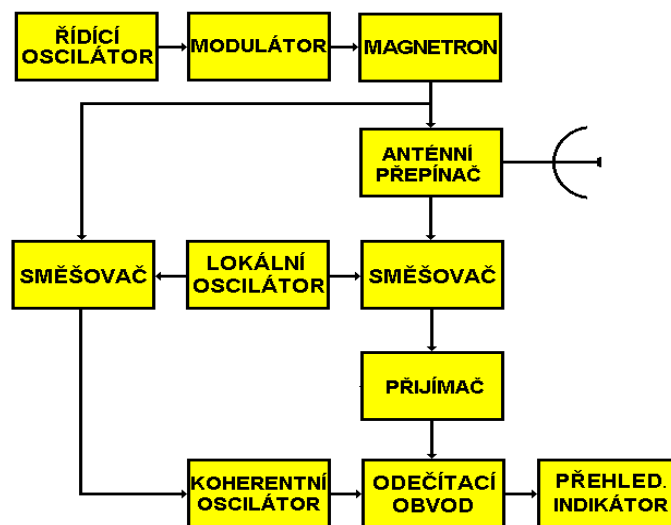


Obr. 1.15. Blokové zapojení a zobrazení pohyblivých a nepohyblivých cílů.

V praktických zapojeních RLS se záněže transformují na mf. kmitočty. Blokové schéma RLS s potlačením pevných cílů a generováním záněžového signálu na mf. úrovni prezentuje obr. 1.17. První směšovač snižuje kmitočty vysílače, druhý směšovač snižuje kmitočty odražených signálů. Až na kmitočtovou transpozici je princip stejný jako na obr. 1.16.



Obr. 1.16. Blokové zapojení pro potlačení pevných cílů.



Obr. 1.17. Blokové zapojení RLS s potlačováním pevných cílů.

Pro zpoždovací linky se dříve používaly trubice naplněné rtutí, na jejichž koncích byly křemenné krystaly transformující elektrický signál na mechanický a naopak. Rtuť tvořila

prostředí pro šíření akustické objemové vlny. Dosahovaná hodnota zpoždění byla cca $7 \mu\text{s}$ na 1cm délky trubice. V současnosti se pro tyto účely používají zpožďovací linky s povrchovou akustickou vlnou SAW.

1.11 Metody měření dálky cíle

Měření šikmé dálky cíle lze řešit použitím **metod impulsových**, které jsou velmi přesné s Δr až 10 m a vhodné pro současné sledování velkého prostoru a mnoha cílů. Nejsou však vhodné pro měření blízkých cílů, časová zpoždění mezi vyslanými a přijatými impulsy jsou příliš malá a je technicky velmi obtížná realizace rychlého přepínání antény k vysílači a přijímači. Pro blízké cíle s vysokou přesností určení dálky se využívá **metod s kontinuálním vyzařováním**.

1.11.1 Metody impulsové

Základ radiolokačních impulsových metod měření dálky spočívá v přesném určení časového intervalu mezi vysláním impulsu a návratem odražené odpovědi od cíle. Protože elektromagnetická energie vykoná dvojnásobnou dráhu RLS - cíl - RLS platí:

$$r = \frac{1}{2} c \Delta t, \quad (1.86)$$

kde c je rychlost šíření elektromagnetické energie daným prostředím a Δt je časový interval. Je-li c přesně známé (pro danou polohu RLS se přesná hodnota c určuje měřením) bude přesnost všech metod měření r dána přesností určení časového intervalu Δt . Pro $c = 300000\text{ km/s}$, tj. $c = 300\text{ m}/\mu\text{s}$, odpovídá ze vztahu (1.86) jedné setině μs vzdálenost $r = 1,5\text{ m}$. **Požadavky na časovou přesnost a stabilitu zařízení RLS jsou velmi přísné.**

Rychlost šíření je mimo jiné závislá i na výšce cíle. Pro RLS s $\lambda = 10\text{ cm}$ bylo pokusně zjištěno, že při výšce letadla $3,3\text{ km}$ bylo $c = 299713\text{ km/s}$, při výšce $6,5\text{ km}$ bylo $c = 299733\text{ km/s}$ a při výšce $9,8\text{ km}$ bylo $c = 299750\text{ km/s}$.

? Příklad 1.8:

Určete šikmou dálku letadla pro časový interval odezvy $\Delta t = 2 \cdot 10^{-3}\text{ s}$ a při předpokládaných výškách letadla $3,3\text{ km}$, $6,5\text{ km}$ a $9,8\text{ km}$. Zjistěte chybu určení dálky, nelze-li určit přesnou výšku letadla, předpokládáme jen, že se nachází ve výšce mezi $3,3$ až $9,8\text{ km}$. Dosazením časového intervalu odezvy a hodnoty c pro různé výšky objektů vypočteme příslušné šikmé dálky, výsledky zaneseme do tabulky:

H	c	r
$3,3\text{ km}$	299713 km/s	$299,713\text{ km}$
$6,5\text{ km}$	299733 km/s	$299,733\text{ km}$
$9,8\text{ km}$	299750 km/s	$299,750\text{ km}$

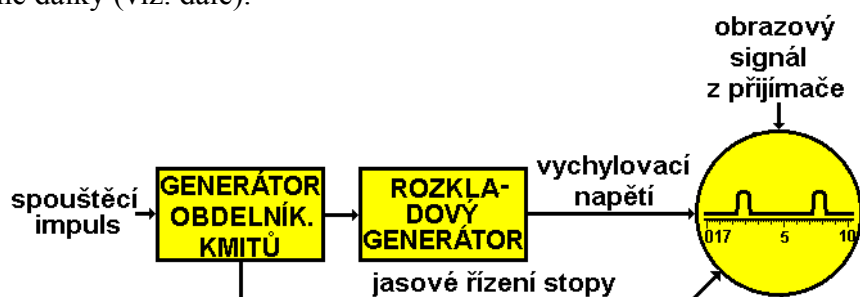
Pro cíle ve výšce mezi $3,3\text{ km}$ až $9,8\text{ km}$ vzniká chyba určení dálky $\Delta r = r_{\max} - r_{\min} = 37\text{ m}$.

Proces měření času Δt probíhá v bloku indikátoru. Používají se dvě metody synchronizace. **Synchronizace indikátoru vysílačem RLS**, u které se synchronizační impuls odvozuje z impulsu vysílaného vysílačem RLS. Nestabilita opakovacího kmitočtu vysílače

RLS nemá vliv na přesnost určování dálky. Aby bylo dosaženo maximální přesnosti určování dálky je třeba správně navrhnout obvody časových rozkladů. Druhou metodou je **synchronizace RLS zvláštním generátorem**. Vysílač i obvody časových rozkladů jsou spouštěny termostatovaným krystalovým oscilátorem. Všechny moderní RLS tuto metodu nyní používají.

1.11.1.1 Jednoduchá metoda

Na obr. 1.18 je znázorněna jednoduchá metoda měření dálky. Po odvysílání impulsu je započato generování pilového signálu, určitá úroveň na lineárním nárůstu napětí pily odpovídá příslušnému časovému zpoždění. Pokud nás zajímá určitá oblast vzdáleností posuneme generování spouštěcího impulsu před tuto oblast pomocí komparačního napětí a komparátoru, jehož druhým vstupem je právě pilový signál. Tento princip je základem metody jemné dálky (viz. dále).

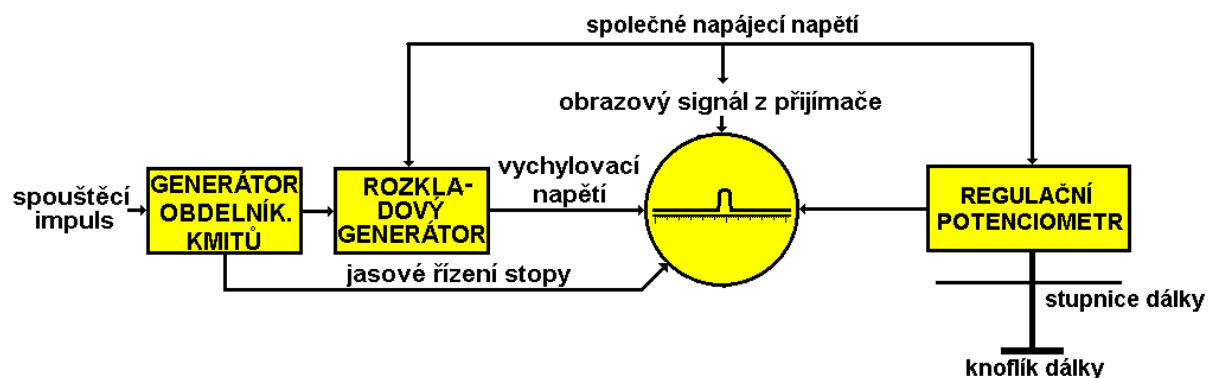


Obr. 1.18. Jednoduchý princip měření dálky u impulsových RLS.

Na průběh pilovitého kmitu jsou kladeny velmi přísné požadavky. Nelineární průběh pily způsobuje přídavnou chybu odečítání dálky. Stejně se uplatňuje i kolísání napájecího napětí, proto byly vyvinuty praktické metody, které uvedené chyby potlačují.

1.11.1.2 Metoda s potenciometrem

Vliv kolísání napájecího napětí lze potlačit můstkovým zapojením. Na obrazovce se zobrazuje pouze část měřené vzdálenosti, čímž roste přesnost odečítání dálky. Situace je znázorněna na obr. 1.19.



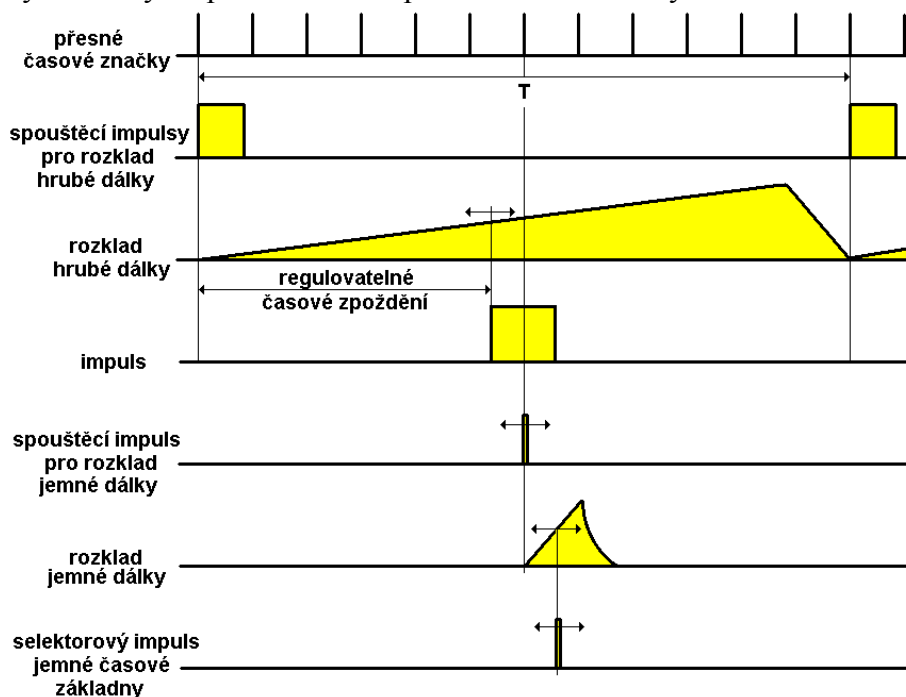
Obr. 1.19. Metoda s potenciometrem.

Operátor nastaví impuls cíle na obrazovce proti značce pomocí potenciometru dálky, jímž se řídí kompenzační napětí na druhé destičce vychylovací soustavy obrazovky. Tím je možné ozvěnový impuls posouvat vlevo nebo vpravo a prozkoumávat celou měřenou oblast vzdáleností r . Pokud platí rovnost $U_r = U_p$, je zobrazený paprsek ve středu stínítka

obrazovky. Při použití této metody se neuplatní chyby způsobené nestabilitou napájecího napětí na potenciometru a vychylovacího napětí obrazovky.

1.11.1.3 Metoda s jemnou dálkou

Metoda s jemnou dálkou se též označuje termínem *elektronická lupa*. Systém je vybaven nejméně dvěma obrazovkami, z nichž jedna *indikátor hrubé dálky* zobrazuje celou měřenou hodnotu dosahu RLS a druhá *indikátor jemné dálky* pouze část měřeného rozsahu. Na jedné stupnici se odečítá dálka v hodnotách celých km, na druhé např. desítky m. Časový úsek jemné dálky je na stupnici hrubé dálky zvýrazněn přisvětlením. Přesnost odečítání hrubé dálky musí odpovídat zvolenému úseku jemné dálky. Na obr. 1.20 jsou znázorněny časové průběhy, které princip objasňují. Základní značky přesného času jsou na horním řádku znázorněny periodickým sledem impulsů. Dělením opakovacího kmitočtu těchto časových značek se získají impulsy řídící opakovací kmitočet vysílače RLS s opakovací periodou T . Současně se těmito impulsy řídí časový průběh stupnice hrubé dálky. Pro přesnější odečítání je nutno vytvořit rychlou časovou základnu odpovídající časovému intervalu řádově stejně velkému, jako je interval mezi sousedními časovými značkami. Okamžik spuštění rychlé časové základny musí být synchronizován s přesnými časovými signály. Pro selektorový impuls ke spuštění rychlé časové základny je použit některý z impulsů přesných časových značek. Značka se volí dlouhým selektorovým impulsem, rovným periodě značek, vytvářeným synchronně s hrubou časovou základnou s nastavitelným časovým zpožděním vůči počátku této základny.

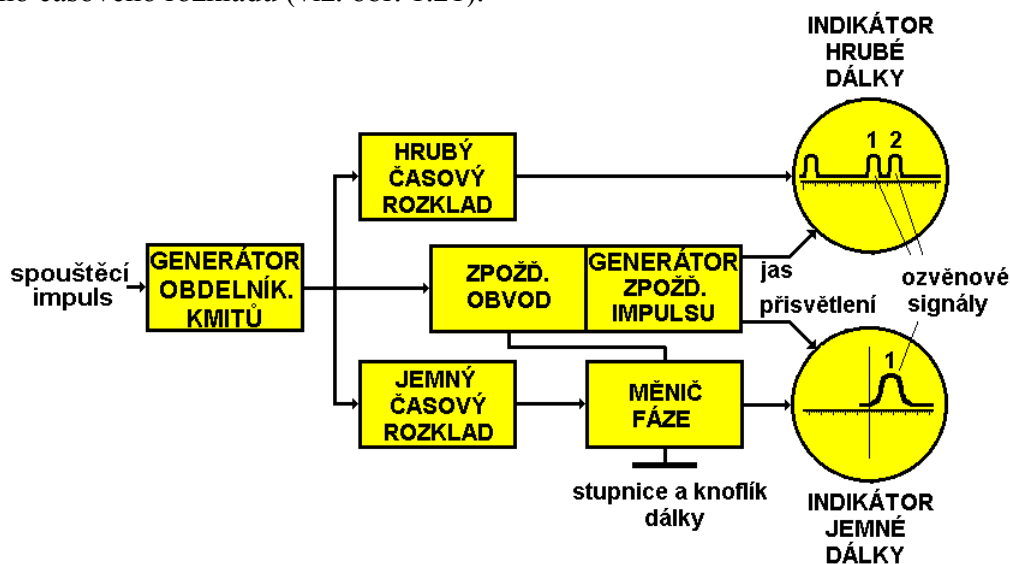


Obr. 1.20. Časové průběhy metody jemné dálky.

1.11.1.4 Metoda s harmonickou časovou základnou a měničem fáze

Na obrázku 1.21 je uvedeno blokové schéma indikátoru přesného dálkoměru s harmonickou časovou základnou. Generátor obdelníkového impulsu vyrábí synchronně s vysíláním impulsu vysílače dlouhý obdelníkový impuls, kterým se spouštějí časové základny. Na hrubém indikátoru dálky může operátor pozorovat ozvěnové impulsy v celé dálce prošetřovaného sektoru. Do přesného indikátoru se přivádí harmonické vychylovací

napětí, vytvářené obvodem přesné časové základny. Zátěží koncového zesilovače tohoto stupně je indukčnost, na které se po dobu trvání impulsu vytvářejí periodické harmonické kmity představující napětí přesné časové základny. V klidovém stavu je elektronový paprsek obrazovky potlačen a odblokuje se selektorovým impulsem pouze na dobu jednoho pracovního cyklu rovnou polovině periody kmitů časové základny. Tento impuls otevírající obrazovku přesné dálky je vytvářen speciálním generátorem, spouštěným ze zpožďovacího obvodu po uplynutí určité doby (doby zpoždění) po spuštění časových rozkladů. Současně s přivedením tohoto impulsu, který odblokuje elektronový svazek jemného indikátoru, se tentýž impuls přivádí na mřížku obrazovky hrubého indikátoru a na stínítku se zvýší jas úseku dálky zobrazovaný na stínítku indikátoru jemné dálky. Operátor posouvá ovládáním zpožďovacího členu zjasněnou část ozvěnového signálu vybranou na časové základně hrubé dálky. Přesné měření dálky uskuteční operátor tak, že posouvá nástupní čelo do bodu krytí se značkou vytvořenou ve středu obrazovky jemné dálky. Nastavení se uskutečňuje regulováním fáze vychylovacího napětí jemného časového rozkladu pomocí měniče fáze. Při sledování cíle se nepřetržitě posouvá selektorový impuls a současně mění fáze napětí jemného časového rozkladu (viz. obr. 1.21).



Obr. 1.21. Blokové schéma indikátoru s harmonickou č.z. a měničem fáze.

V praxi se můžeme setkat se třemi typy *měníčů fáze*:

- goniometrickými (indukčními)
- potenciometrickými
- kapacitními

Na vstup měniče se přivádějí vždy dvě napětí o stejné amplitudě se vzájemným fázovým posuvem o 90° . Na výstupu měniče fáze je napětí, jehož fáze je určena úhlem natočení osy příslušného prvku. Důležitá je linearita průběhu fáze v závislosti na úhlu natočení osy nastavitelného členu, stabilita fáze a co nejširší propustné kmitočtové pásmo. Opakovací frekvence RLS synchronizovaných jediným termostatovaným krystalovým oscilátorem s dosahem r_{max} je definována:

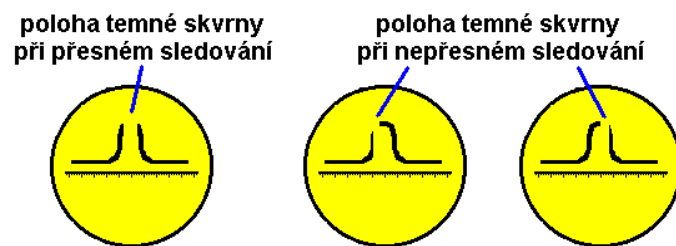
$$f_{op} = \frac{1}{T_{op}} = \frac{c}{2r_{max}} \quad (1.87)$$

O spuštění vysílače se stará krystalový oscilátor, jehož kmitočet je volen tak, aby

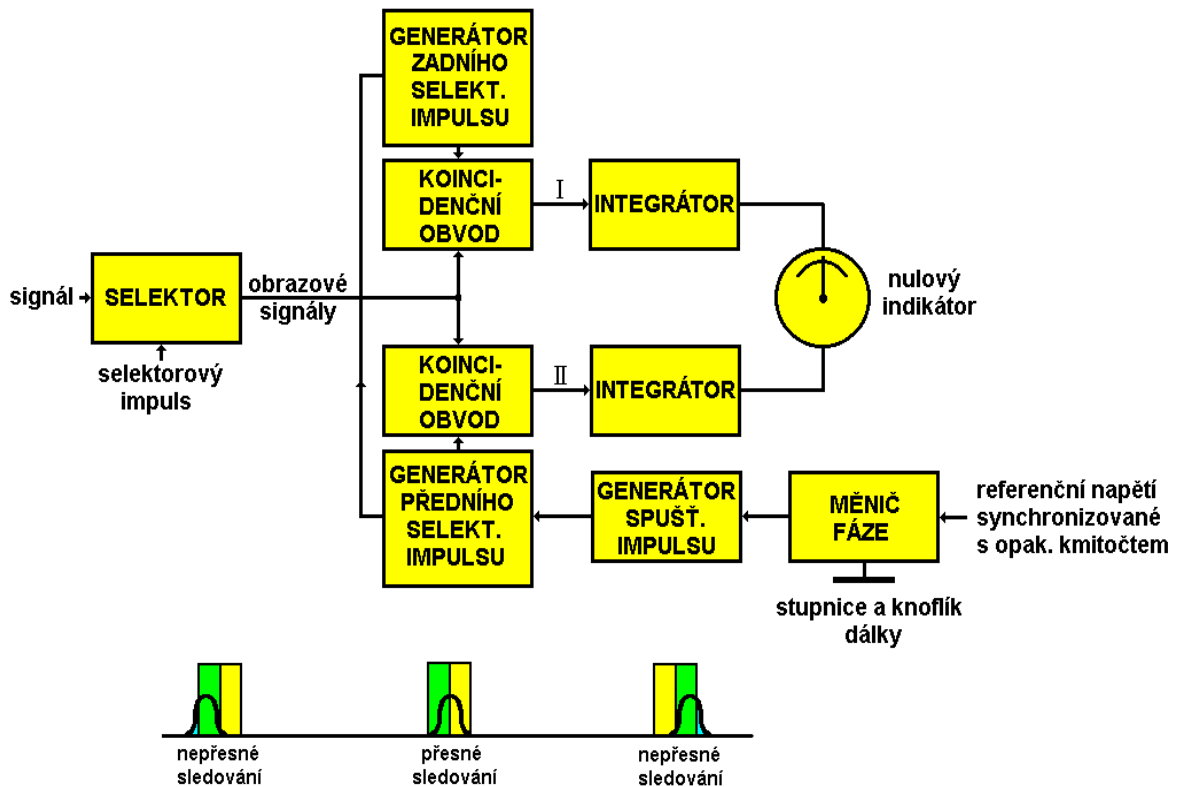
odpovídal kmitočtu jemné dálky a po kmitočtovém dělení i frekvenci hrubé dálky a opakovací frekvenci vysílače. Aby se při spouštění neprojevovala nestabilita, používá se metoda koincidence.

Operátor může nepřesným nastavením mechanické značky na ozvěnový signál způsobit velké chyby. Odstranění této nevýhody lze řešit srovnávacími metodami:

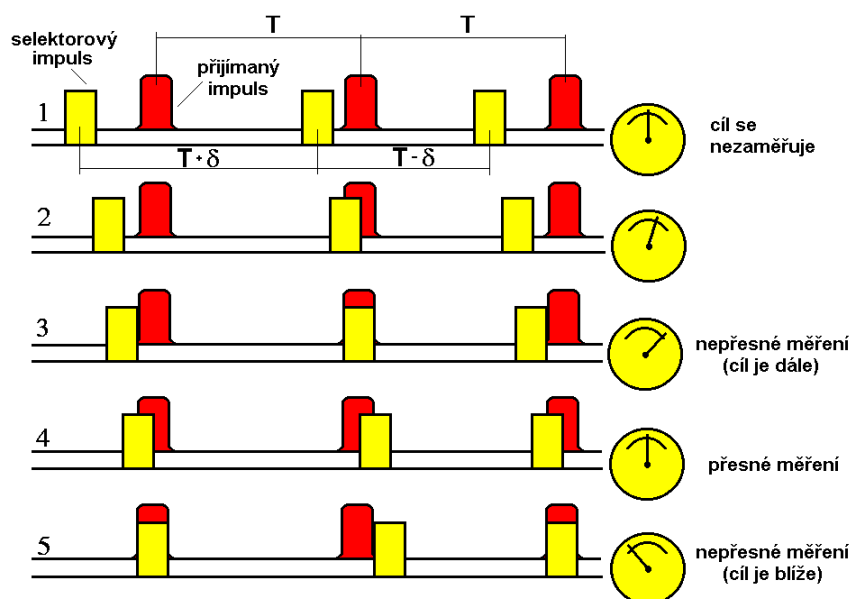
- **metodou temné skvrny**, kdy místo mechanické značky se nastavovacím prvkem dálky posouvá úzký zatemňovací impuls (viz. obr. 1.22)
- **metodou dělené ozvěny**, u níž závisí přesnost odečtu na identičnosti obou cest signálu I a II (viz. obr. 1.23)
- **metodou kývajícího se selektorového impulsu**, která odstraňuje nutnost identičnosti obou cest signálu předchozí metody tím, že využívá pouze jednu cestu, která je střídavě otevírána jedním nebo druhým selektorovým impulsem. Na výstupu je zařazen obvod pro určování energie první a druhé poloviny impulsu (viz. obr. 1.24).



Obr. 1.22. Metoda temné skvrny.



Obr. 1.23. Metoda dělené ozvěny.



Obr. 1.24. Princip metody kývajícího se selektorového impulsu.

1.11.2 Metoda s kontinuálním vyzařováním

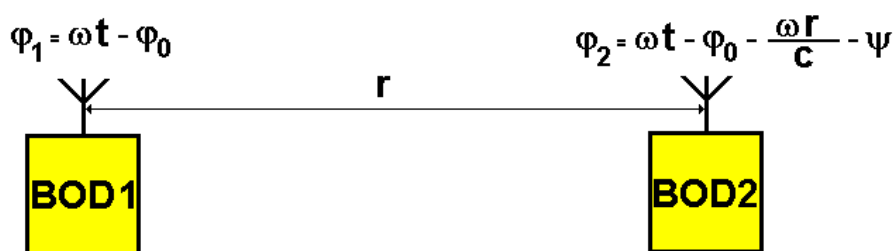
Nechť je zdroj harmonického signálu umístěný v bodě 1 (obrázek 1.25) a fáze signálu je rovna:

$$\varphi = \omega \cdot t - \varphi_0, \quad (1.88)$$

kde φ_0 je počáteční fáze. V bodě 2, vzdáleném od bodu 1 o r , je umístěn přijímač, který bude mít na svém výstupu fázi:

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \frac{\omega \cdot r}{c} - \psi = \omega \cdot t - \varphi_0 - \frac{\omega \cdot r}{c} - \psi, \quad (1.89)$$

kde ψ je fázové zpoždění přijímače a $\omega r/c$ fázové zpoždění šířením elmag. energie z bodu 1 do bodu 2.



Obr. 1.25. Určování vzdálenosti při nepřetržitém vyzařování energie.

Rozdíl fází φ_1 a φ_2 je určen vztahem:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\omega \cdot r}{c} + \psi \quad (1.90)$$

Vzdálenost r lze určit metodou změny kmitočtu nebo polohy.

1.11.2.1 Metoda změny kmitočtu

Změníme-li kmitočet zdroje 1 o $\Delta\omega$, je nový rozdíl fází určen výrazem:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{(\omega + \Delta\omega) \cdot r}{c} + \psi. \quad (1.91)$$

Následkem změny kmitočtu o $\Delta\omega$ se rozdíl fází změní o $\delta(\Delta\varphi)$ a vzdálenost lze určit:

$$\delta(\Delta\varphi) = \frac{\Delta\omega \cdot r}{c} \Rightarrow r = \frac{c \cdot \delta(\Delta\varphi)}{\Delta\omega}. \quad (1.92)$$

1.11.2.2 Metoda změny polohy

Pokud je kmitočet konstantní a změní se vzdálenost z hodnoty r na $r + \Delta r$, získáme rozdíl fází:

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\omega \cdot (r + \Delta r)}{c} + \psi, \quad (1.93)$$

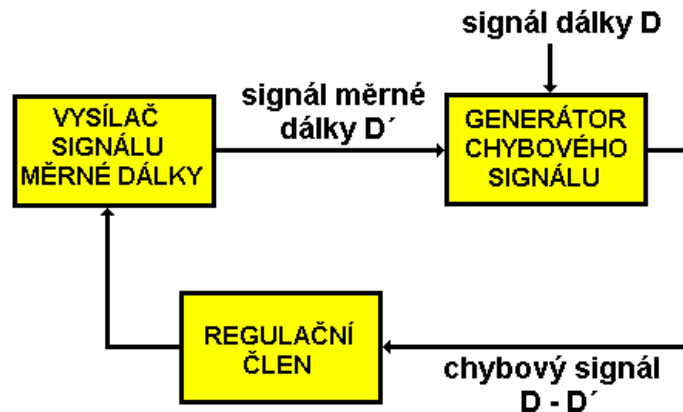
který se liší od dřívějšího fázového rozdílu o $\delta(\Delta\varphi)$ a odtud:

$$\Delta r = \frac{c \cdot \delta(\Delta\varphi)}{\omega}. \quad (1.94)$$

Metoda určování vzdálenosti pomocí kmitočtové modulace bude podrobněji rozebrána v kapitole 2.2.3.

1.11.3 Automatické sledování cíle v dálce

U pohyblivých cílů vznikají značné chyby při zpoždění reakce operátora na pohyb cíle. Proto byly vyvinuty systémy pracující automaticky bez obsluhy. Základní zapojení systému automatického sledování cíle v dálce je nastíněn na obrázku 1.26. V generátoru chybového signálu se srovnává skutečná dálka s délkou měrnou, generovanou vysílačem, a vyhodnocuje se jejich rozdíl.



Obr. 1.26. Blokové schéma systému automatického sledování v dálce.

Chybový signál se vede na regulátor vysílače, který změni odpovídajícím způsobem měrnou dálku. Praktická zapojení automatických dálkoměrů jsou složitější a obvykle využívají již dříve popisované srovnávací metody.

1.12 Metody určování úhlových souřadnic cíle

Měření úhlových souřadnic cíle je založeno na přímočarosti šíření elektromagnetických vln a na směrových vlastnostech antén. **V reálných podmínkách není trajektorie šíření dokonalou úsečkou** a je zakřivená působením nehomogenit prostředí, ve kterém se vlna šíří. Největší vliv má **změna vlastností troposféry s výškou**. Tím se mění zakřivení ve vertikální rovině. V rozsahu polohového úhlu od 5° do 50° při změnách vlhkosti vzduchu od 0 do 100% mohou dosáhnout chyby v určení polohového úhlu 7 až 8° . Chyby při určování azimutu jsou rovněž vyvolávány nehomogenitou troposféry. Chyby v azimutu však zpravidla nepřekračují hodnotu jednotek minut.

Reálný **radiolokační cíl není bodový**, ale je tvořen větším množstvím bodových cílů. Proto jím odrážené **sekundární záření je nesférické** a jeho výkonná hustota se prudce mění v závislosti od směru šíření. Když taková vlna působí na přijímací anténu, rozložení amplitud a fází v prostoru antény může být značně odlišné od stavu, kdy se přijímá rovinná vlna (nebo vlna kulová). Tak je vlastně deformována směrová charakteristika antény a vznikají chyby při určování úhlových souřadnic. Tento jev je označován termínem **úhlový šum**. Okamžité hodnoty úhlových odchylek jsou velké a mohou několikanásobně překročit velikost úhlu, pod kterým RLS cíl "vidí".

Metody používané pro zjišťování úhlových souřadnic se obvykle označují podle toho, který parametr přijatého signálu je použit pro vyhodnocování. Rozlišujeme **metody amplitudové, metody fázové a metody amplitudově - fázové**. Někdy se také tyto metody nazývají podle způsobu formování a zpracování signálů.

Libovolné úhломěrné zařízení se skládá ze dvou částí - z přijímací antény a z části zobrazení úhlové informace (vyhodnocovacího zařízení). Na výstupu první části systému se vytváří napětí, které charakterizuje úhlové souřadnice v podobě vhodné pro jejich vyhodnocování operátorem. Obvykle se pro tyto účely používají obrazovky nebo ručkové a číslicové indikátory (u systémů automatického sledování cílů v úhlu - ASU).

1.12.1 Metoda zaměřování maxima signálu

Tato metoda patří k amplitudovým metodám zjišťování úhlových souřadnic cíle. Při této metodě se úhlové souřadnice cíle určují pomocí nasměrování antény podle maximální amplitudy přijímaného signálu na výstupu přijímače. V tomto okamžiku je na cíl zaměřena směrová charakteristika antény svým maximem. Výhodou je **jednoduchost** realizace a **velký odstup S/N** , nevýhodou je **malá přesnost** vyplývající z malé křivosti vrcholu směrového diagramu antény.

1.12.2 Metoda kuželového snímání

V kapitole 1.8.2 bylo uvedeno, že při kuželovém snímání směrová charakteristika antény rotuje s úhlovou rychlostí Ω' kolem osy $0'-0$ odchýlené od osy maxima směrové charakteristiky o úhel β_0 . Je-li cíl C umístěn pod úhlem γ vzhledem k ose $0'-0$, budou přijímané signály amplitudově modulovány tak, že přijímané napětí $U_s(t, \Omega')$ bude amplitudově kolísat s frekvencí Ω' . Pokud bude úhel γ malý (obvykle je $\gamma \ll \Theta_{0,5}$ antény

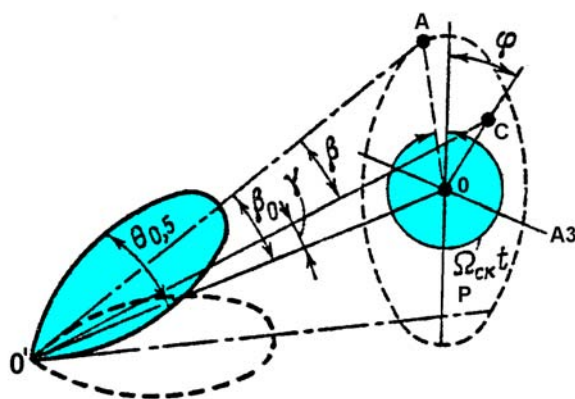
charakteristiky použité antény), bude výstupní napětí rovno :

$$U_s(t) = U_m \cdot [1 + m \cdot \cos(\Omega t - \varphi)] \quad (1.95)$$

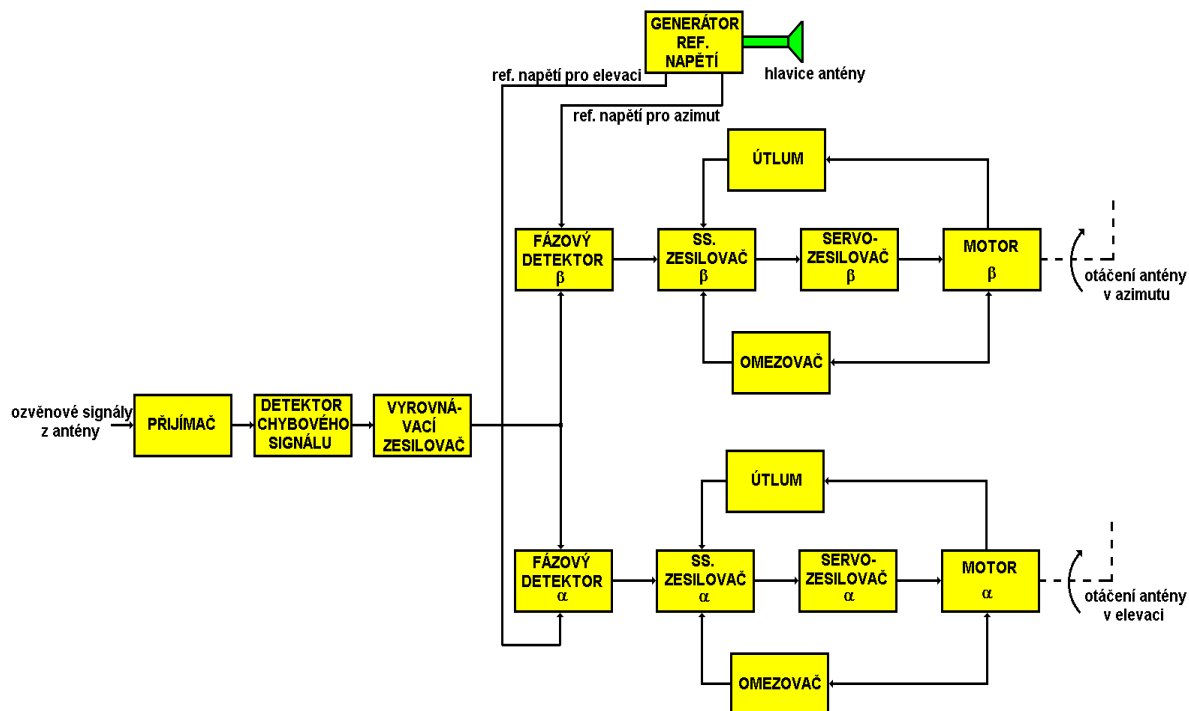
kde U_m je střední hodnota amplitudy signálu cíle, m je modulační index amplitudové modulace ($m = k_m \gamma$) a k_m je konstanta charakterizující vlastnosti antény:

$$k_m = \left| \frac{dF(\beta)}{d\beta} \right| \cdot \frac{1}{F(\beta_0)}, \quad (1.96)$$

kde $F(\beta)$ je směrová charakteristika antény. Situaci objasňuje obrázek 1.27.



Obr. 1.27. Kuželové snímání

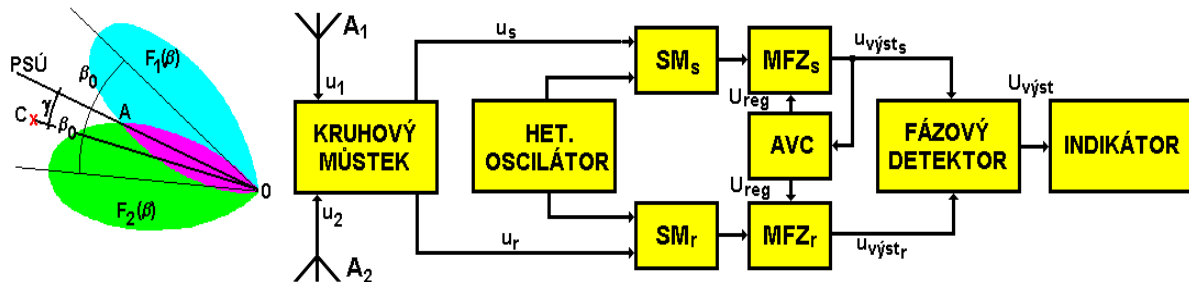


Obr. 1.28. Blokové zapojení systému automatického sledování cíle v úhlech.

Bude-li cíl přesně v ose paraboloidu (tedy na spojnici $0'-0$), pak pro všechny polohy svazku dostáváme stejně velký ozvěnový signál. Přemístí-li se cíl v polohovém úhlu α směrem nahoru, budou mít odražené impulsy větší amplitudu při horní poloze svazku, než při poloze spodní poloze svazku. Podobně se projeví přemístění cíle v azimutu. Rozdíl úrovní signálu v protilehlých polohách svazku definuje **chybový signál polohy nebo azimutu**. Chybový signál natáčí anténu RLS tak, aby byl nulový. Amplituda chybového signálu odpovídá úhlu odchylky průvodiče $0'-cíl$ od osy $0'-0$, fáze odpovídá smyslu odchylky. Praktické řešení systému automatického sledování cíle v úhlu představuje obrázek 1.28. Útlumové a omezovací členy v řídicích smyčkách omezují skokové změny směřování antény.

1.12.3 Metoda srovnávání amplitud

Měření úhlových souřadnic metodou současného srovnávání amplitud je založeno na srovnávání amplitud signálu přijímaných současně několika nezávislými anténami. Při použití impulsních signálů je možné získat informaci o úhlové poloze cíle během trvání jednoho impulsu a tyto systémy se nazývají **monoimpulsní**. Obrázek 1.29 představuje blokové schéma systému dovolující měření úhlové polohy cíle v jedné rovině. Používají se dvě identické antény A_1 a A_2 . Jejich vyzařovací charakteristiky jsou vzájemně otočeny o úhel $2\beta_0$ (viz. obr. 1.29).



Obr. 1.29. Blokové zapojení systému se současným srovnáváním amplitud a jeho směrová charakteristika.

Princip těchto systémů je základem antikolizních RLS, jimiž se budeme zabývat v kapitole 1.13. Přímka $0-A$ představuje projekci roviny stejné úrovně signálu $PSÚ$. Pokud se cíl C nachází v této přímce pak je amplituda signálů $u_1(t)$ a $u_2(t)$, které jsou přijímány anténami, stejná. Při posunu cíle o úhel γ budou výstupní signály rovny:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_s F_1(\beta_0 + \gamma) \cos(\omega_0 t + \psi) \\ u_2(t) &= U_s F_2(\beta_0 - \gamma) \cos(\omega_0 t + \psi) \end{aligned} \quad (1.97)$$

kde U_s je amplituda signálu, odpovídající stavu, kdy je anténní diagram natočen svým maximem na cíl. Počáteční fáze ψ signálů můžeme pokládat za stejné, protože v praxi jsou jednotlivé antény umístěny blízko sebe a rozdíl drah od cíle k jedné i druhé anténě je zanedbatelný. Ve vysokofrekvenční části přijímače se uskutečňuje sčítání a odečítání signálů (tj. součtové rozdílové zpracování signálů). Pro tyto účely se používají součtové rozdílové vlnovodné můstky. Na obr. 1.29 je použit kruhový můstek. Na výstupu u_s jsou oba signály z antén sečteny, na výstupu u_r pak vzájemně odečteny. Zanedbáme-li útlumy ve vlnovodné trase, získáme součtový a rozdílový signál ve tvaru:

$$\begin{aligned} u_S(t) &= U_s [F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)] \cos(\omega_0 t + \psi) \\ u_R(t) &= U_s [F_1(\beta_0 + \gamma) - F_2(\beta_0 - \gamma)] \cos(\omega_0 t + \psi). \end{aligned} \quad (1.98)$$

Oba vzniklé signály jsou kmitočtově transponovány a zesíleny v mezifrekvenčních zesilovačích. Na výstupu mf. zesilovačů dostaneme napětí:

$$\begin{aligned} u_{Svyst}(t) &= U_s K_{SM} K_{MFZ} [F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)] \cos(\omega_{MF} t + \psi_S) \\ u_{Rvyst}(t) &= U_s K_{SM} K_{MFZ} [F_1(\beta_0 + \gamma) - F_2(\beta_0 - \gamma)] \cos(\omega_{MF} t + \psi_R). \end{aligned} \quad (1.99)$$

K_{SM} a K_{MFZ} jsou činitele přenosu směšovačů a mf. zesilovačů, které musí být stejné pro oba kanály, ψ_S a ψ_R jsou fázové posuvy v součtovém a rozdílovém kanále a ω_{MF} je mezifrekvenční kmitočet. Použití systému automatického řízení zesílení AVC, řízeného napětím součtového kanálu, dovoluje potlačit závislost výstupních napětí na amplitudě U_s přijímaných signálů. Předpokládejme, že $K_{MFZ} = K_0 - kU_{reg}$, kde U_{reg} je napětí regulující zesílení, K_0 je zesílení MFZ při $U_{reg} = 0$ a k je činitel úměrnosti, který je parametrem systému AVC. Regulační napětí je:

$$U_{reg} = K_{AVC} U_s K_{SM} K_{MFZ} [F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)], \quad (1.100)$$

kde K_{AVC} je přenos detektoru a zesilovače AVC. Odtud:

$$K_{MFZ} = \frac{K_0}{1 + kK_{AVC} U_s K_{SM} [F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)]}. \quad (1.101)$$

Jestliže budou amplitudy signálů na vstupu dostatečně velké a

$$kK_{AVC} U_s K_{SM} [F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)] \gg 1, \quad (1.102)$$

pak platí:

$$K_{MFZ} \approx \frac{K_0}{kK_{AVC} U_s K_{SM} [F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)]}. \quad (1.103)$$

Po regulaci zesílení bude:

$$u_{Svyst}(t) = \frac{K_0}{k \cdot K_{AVC}} \cos(\omega_{MF} t + \psi_S) \quad (1.104)$$

a

$$u_{Rvyst} = \frac{K_0}{k \cdot K_{AVC}} \cdot \frac{F_1(\beta_0 + \gamma) - F_2(\beta_0 - \gamma)}{F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)} \cdot \cos(\omega_{MF} t + \psi_R) \quad (1.105)$$

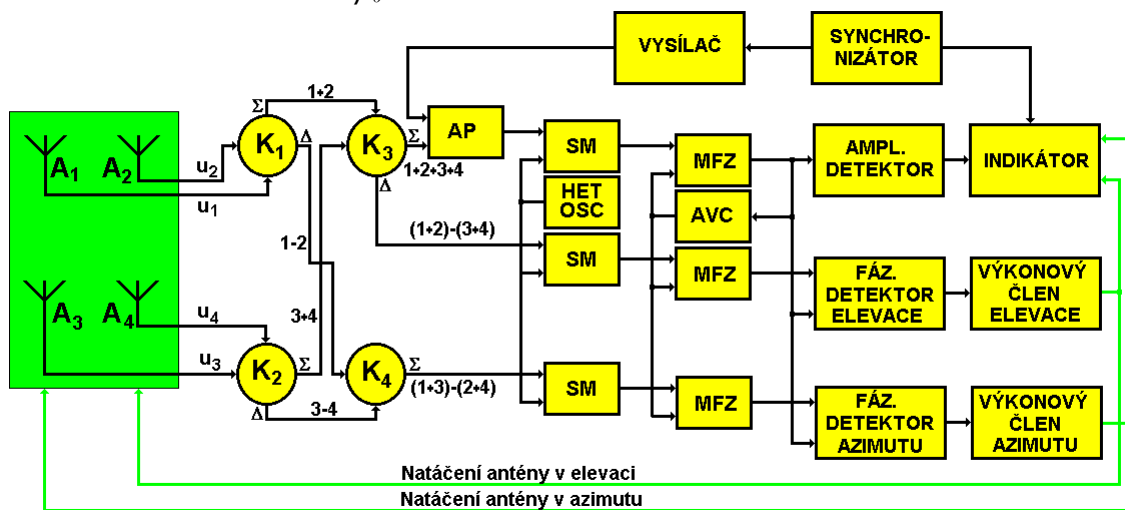
a amplitudy signálů na výstupu kanálů tudíž nezávisí na amplitudě přijímaných signálů. Výstupní napětí součtového a rozdílového kanálu se vedou na fázový detektor, kde se realizuje jejich násobení a výpočet střední hodnoty za dobu mnohem delší, než je perioda mezifrekvenčního kmitočtu. Výstupní napětí fázového detektoru je definováno vztahem:

$$U_{\text{výst}}(\gamma) = K_{FD} \left(\frac{K_0}{k \cdot K_{AVC}} \right)^2 \cdot \frac{F_1(\beta_0 + \gamma) - F_2(\beta_0 - \gamma)}{F_1(\beta_0 + \gamma) + F_2(\beta_0 - \gamma)} \cdot (\psi_S - \psi_R). \quad (1.106)$$

Uvedený vztah (1.106) představuje zaměřovací charakteristiku systému. Je patrné, že výstupní napětí $U_{\text{výst}}(\gamma)$ bude nulové v případě, když se cíl nachází ve směru, pro který platí $\gamma = 0$. Změna činitelů přenosu nebo fázových zdvihů v kanálech způsobuje pouze změnu strmosti zaměřovací charakteristiky ($dU_{\text{výst}}/d\gamma$), ale nemění směr nulového příjmu. Při $\gamma_S - \gamma_R < (20^\circ \text{ až } 25^\circ)$ je dokonce možné změnu strmosti zaměřovací charakteristiky zanedbat. Pro určení úhlové souřadnice je možné buď měřit $U_{\text{výst}}(\gamma)$, nebo natáčet anténu takovým způsobem, aby $U_{\text{výst}}(\gamma)$ kleslo na nulu a pak z polohy antény určit úhlovou souřadnici cíle. Pokud je použit aktivní radiolokační systém vybavený takovým anténním systémem a stejná anténa se používá nejen pro příjem, ale i pro vysílání, je třeba do posledního vztahu místo $F(\beta)$ psát $F^2(\beta)$, čímž se směrová charakteristika vyjadřující intenzitu pole změní na charakteristiku vyjadřující výkon.

1.12.3.1 Automatické sledování směru

Měřicí systém se součtově - rozdílovým anténním zařízením se velmi často používá pro automatické sledování polohy cíle v úhlových souřadnicích. Na obr. 1.30 je blokové schéma systému obsahující základní bloky impulsní radiolokační stanice, která dovoluje vyhledat cíl a tento cíl pak automaticky sledovat v úhlech. Anténní systém obsahuje čtyři antény A_1, A_2, A_3, A_4 , jejichž směrové charakteristiky jsou vzájemně pootočený ve vertikální i horizontální rovině o úhel $2\beta_0$.



Obr. 1.30. Systém pro automatické vyhledávání a sledování cíle v úhlech.

Přijaté signály $u_1(t), \dots, u_4(t)$ se vedou do vlnovodných kruhových můstků K_1, K_2, K_3, K_4 , pomocí kterých se vytváří součtový signál $u_1(t) + u_2(t) + u_3(t) + u_4(t)$, rozdílový signál $u_1(t) - u_2(t) + u_3(t) - u_4(t)$, který nese informaci o poloze cíle v horizontální rovině (azimut) a rozdílový signál $u_1(t) + u_2(t) - u_3(t) - u_4(t)$, který nese informace o poloze cíle ve vertikální rovině (polohový úhel). V přijímači jsou tři samostatné kanály. Kanál, do kterého se vede součet všech přijatých signálů, slouží pro vyhledávání cíle. Obsahuje směšovač, MF zesilovač, amplitudový detektor a indikátor. Signál tohoto kanálu se používá také k normování amplitud signálů ve všech kanálech pomocí AVC. Druhý kanál je určen pro automatické řízení polohy

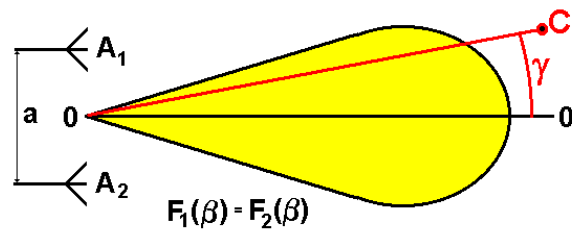
antény ve vertikální rovině, při sledování cíle. Tento kanál obsahuje mimo směšovače a mf. zesilovače i fázový detektor. Ve fázovém detektoru se srovnávají součtový a odpovídající rozdílový signál. Na výstupu fázového detektoru získáme napětí U_{PU} , které se vede do výkonného členu řídicího natáčení radiolokační antény v polohovém úhlu. Třetí kanál je analogický k druhému kanálu, pouze s tím rozdílem, že se vytváří napětí U_{AZ} , které slouží k natáčení antény v azimutu.

Impulsní vysílač je k anténnímu systému připojen pomocí anténního přepínače (diplexeru) AP, který je spojen s kruhovým můstkem K_3 . Impulsní výkon vysílače se rozděluje na čtyři části se stejnou hodnotou výkonu i se stejnou fází a vysílají se čtyřmi anténami anténního systému. Anténní systém vytvoří jednu směrovou charakteristiku, jejíž maximum je totožné se směrem $PSÚ$ přijímacích charakteristik.

Dynamická struktura systému se součtově-rozdílovým zpracováním signálu je principiálně totožná se systémem s kuželovým způsobem snímání. Jednou z výhod popisovaného způsobu zpracování signálu je její velká odolnost vůči amplitudovému šumu cíle.

1.12.4 Metoda srovnávání fází

Uvažujme systém sledující v jedné rovině jednu úhlovou souřadnici cíle, např. azimut. Systém používá dvě antény, jejichž vzájemná vzdálenost a je mnohonásobně větší než použitá vlnová délka λ a současně je zanedbatelná ve srovnání se vzdáleností od cíle. Optické osy obou antén jsou paralelní, proto vytvářejí jednu identickou anténní charakteristiku zobrazenou na obrázku 1.31.



Obr. 1.31. Anténní charakteristika pro současné srovnávání signálů.

Uvažujme, že cíl vysílá nemodulovanou nosnou vlnu. Pro přijaté signály oběma anténami platí:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= U_s F(\gamma) \cos \omega t, \\ u_2(t) &= U_s F(\gamma) \cos(\omega t + \psi), \end{aligned} \quad (1.107)$$

kde fáze $\psi = 2\pi a \sin \gamma / \lambda$ je dána rozdílem drah cíle a středu ústí jednotlivých antén a je nositelem informace. Schéma systému je totožné se schématem systému pro současné srovnávání amplitud, pouze v rozdílovém kanálu je umístěn fázovací člen posouvající fázi o $\pi/2$. Součtová a rozdílová napětí jsou:

$$\begin{aligned} u_s(t) &= U_s F(\gamma) [\cos \omega t + \cos(\omega t + \psi)], \\ u_r(t) &= U_s F(\gamma) [\cos \omega t - \cos(\omega t + \psi)] \end{aligned} \quad (1.108)$$

Po směšování a zesílení v mezifrekvenčních zesilovačích a po přídavném fázovém detektoru dostaneme výrazy:

$$u_{Svyst}(t) = U_S K_{sm} K_{mf} F(\gamma) [\cos(\omega_{mf} t + \psi_S) + \cos(\omega_{mf} t + \psi + \psi_S)],$$

$$u_{Rvyst}(t) = U_S K_{sm} K_{mf} F(\gamma) \left[\cos\left(\omega_{mf} t + \psi_R + \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(\omega_{mf} t + \psi + \psi_R + \frac{\pi}{2}\right) \right], \quad (1.109)$$

kde ψ_S a ψ_R jsou fázové posuvy v součtovém a rozdílovém kanále. Na výstupu fázového detektoru získáme napětí:

$$U_{vyst} = KU_S^2 F^2(\gamma) \cos(\psi_S - \psi_R) \sin \psi, \quad (1.110)$$

kde $K = (K_{sm} \cdot K_{mf})^2 \cdot K_{FD}$. Vztah (1.110) charakterizuje zaměřovací charakteristiku systému. Při $\gamma = 0$ je rozdíl fází $\psi = 0$ a výstupní napětí $U_{vyst} = 0$. Fázové posuvy ψ_S a ψ_R a jejich změny způsobují pouze změny přenosu systému, na vlastní zaměřovací charakteristiku však nemají vliv. Závislost U_{vyst} na velikosti U_S se potlačuje buď systémem AVC, nebo omezovači amplitudy v obou kanálech.

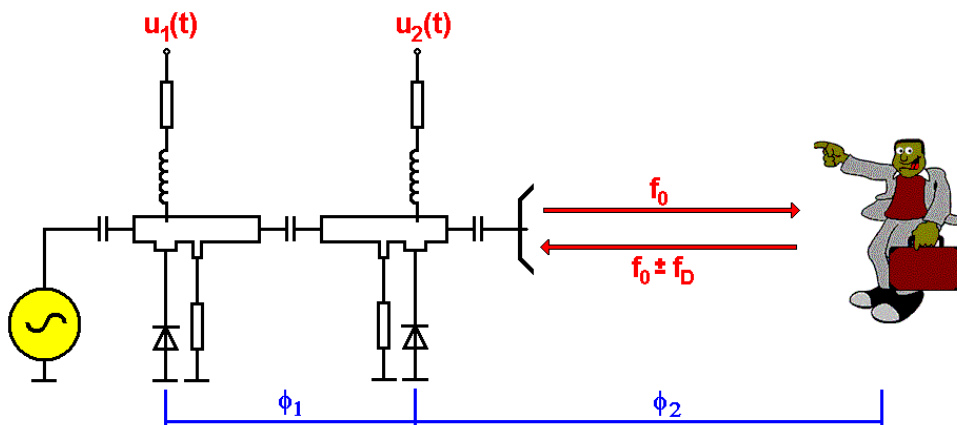
1.13 Vybrané aplikace radiolokačních systémů

V předchozích kapitolách jsme se věnovali obecným principům radiolokačních systémů. V následujících odstavcích si povšimneme některých moderních koncepcí klasických RLS určených pro speciální účely. Do této kategorie bezpochyby patří radarové senzory pohybu pro bezpečnostní systémy, pozemní RLS pro odhalování pozemních cílů, zahorizontální RLS a antikolizní RLS pro zabezpečení letů v malých výškách s terénními překážkami.

1.13.1 Radarové senzory pohybu

Mikrovlnné radarové senzory pohybu pracují na principu **dopplerovského radiolokátoru**, a jsou určeny pro detekci pohybu ve střežených prostorech. Této aplikaci musí být přizpůsobena konstrukce senzoru. V porovnání se známějšími detektory s infrapasivním čidlem (*IR passive detector*) jsou citlivější a umožňují konstrukci systému s více čidly, který je schopen určit polohu pohybujícího se objektu. Základním nedostatkem IR systémů je pouze reakce na změnu teploty ve střeženém prostoru a lze je při troše důvtipu oklamat. Radarové senzory pohybu jsou však finančně nákladnější (cena za jedno čidlo přesahuje 1000 Kč) i přes svoji značnou jednoduchost. V oscilátoru, používají se standardně kmitočty 2,45 GHz, 9,35 GHz, 10,525 GHz nebo 24,125 GHz, je použita levná Gunnova dioda a anténa je řešena jednoduchou „patch“ anténou. Senzor nepřetržitě vysílá elmag. vlnu do hlídaného prostoru, EIRP dosahuje hodnot jednotek dBm. Odražený signál od objektů v měřeném prostoru je zachycen anténou senzoru a na směšovací Schottkyho diodě je směšován s referenčním signálem oscilátoru. Při pohybu objektu v prostoru je vlivem Dopplerova jevu rozdílový kmitočet směšování nenulový a záznejový signál je dále zpracován vyhodnocovacím obvodem, který určí zda-li je prostor narušen či ne.

Jednoduchou úpravou konstrukce lze zajistit způsob určení pohybu objektu od nebo k senzoru. Na obrázku 1.32 je naznačeno uspořádání senzoru se dvěma směšovači, jejichž mechanická vzdálenost odpovídá fázovému posuvu ϕ_1 pro pracovní frekvenci čidla.



Obr. 1.32. Uspořádání radarového senzoru pohybu se dvěma směšovači.

Pokud bude detekovaný objekt ve vzdálenosti odpovídající změně fáze o ϕ_2 od detektoru, resp. obvodu směšovače 2, získáme napětí:

$$u_1(t) = A_1(t) \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos\left(\omega t \pm \frac{2v}{c} \omega t + 2\phi_1 + 2\phi_2\right) \text{ a}$$

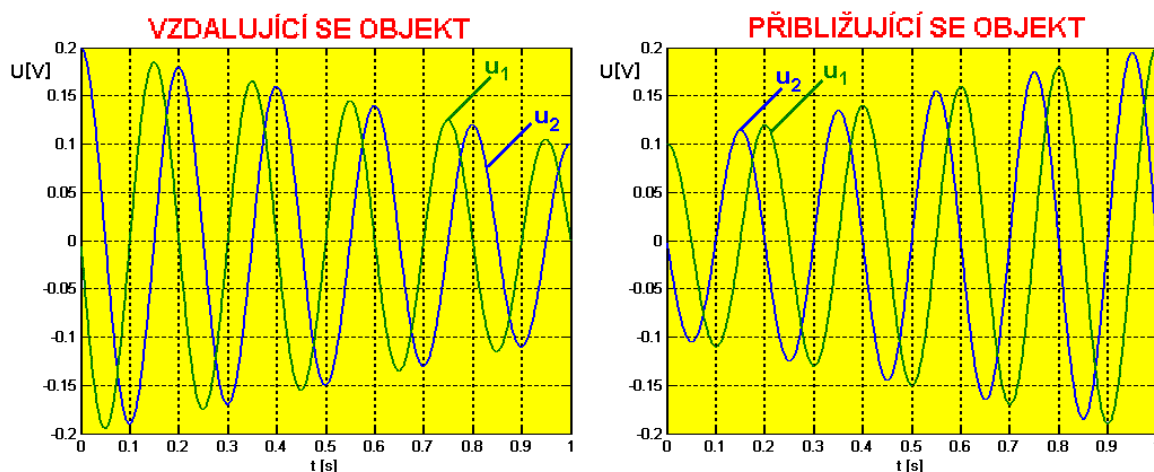
$$u_2(t) = A_2(t) \cdot \cos(\omega t + \phi_1) \cdot \cos\left(\omega t \pm \frac{2v}{c} \omega t + \phi_1 + 2\phi_2\right), \quad (1.111)$$

kde v je radiální rychlost objektu a ω je úhlová pracovní frekvence. Úpravou rovnice (1.111) a filtrací vf. složek obdržíme:

$$u_1(t) = \frac{A_1(t)}{2} \cdot \cos\left(\mp \frac{2v}{c} \omega t - 2\phi_2\right) \text{ a}$$

$$u_2(t) = \frac{A_2(t)}{2} \cdot \cos\left(\mp \frac{2v}{c} \omega t - 2\phi_1 - 2\phi_2\right). \quad (1.112)$$

Vztah obou záznějových napětí a pohybu objektu k senzoru a od něj vysvětluje obrázek 1.33. ϕ_1 se obvykle volí $\pi/2$.



Obr. 1.33. Vzájemný vztah záznějových napětí radarového senzoru pohybu se dvěma směšovači.

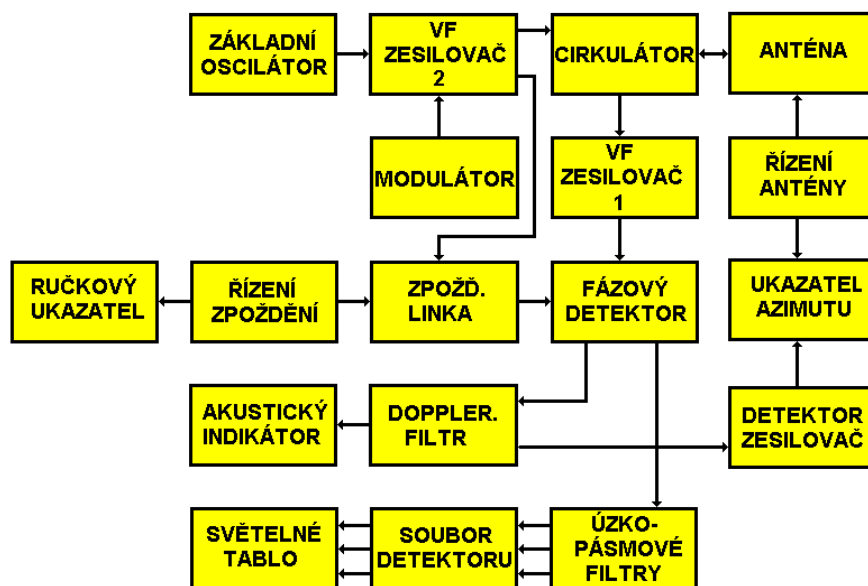
1.13.2 RLS pro odhalování pozemních cílů

RLS tohoto typu jsou určeny pro odhalování pohybu osob nebo vozidel v rozsáhlejší střeženém prostoru. RLS pro odhalování pozemních cílů bývají nasazovány i v těžko dostupném terénu a jejich konstrukce musí být co nejlehčí s malou energetickou spotřebou, aby pro jejich přemístění stačili jeden až dva lidé. Základním úkolem těchto RLS je především:

- odhalit a určit polohu a rychlost pohybu jednotlivých osob, skupin lidí, aut a jiných dopravních prostředků,
- najít polohu minometných baterií protivníka podle analýzy trajektorií letících min,
- odhalit nízkoletící letecké prostředky (letadla, vrtulníky, ultralehká letadla atd).

Většina uvedených RLS tohoto typu pracuje jako koherentní a pátrací signály mohou být nepřetržité i impulsní. Určování pohyblivých objektů na pozadí nepohyblivých je uskutečňováno pomocí dopplerovské selekce signálů. Pro potlačování odrazů od pevných cílů se často používá i selekce signálů pomocí polarizačních filtrů. Tak např. při odrazech energie od stromů je lineárně polarizovaná vlna potočena o 90° vzhledem k polarizaci vlny vysílače. V pracovní poloze jsou tyto RLS umístěny na stativu a mohou být nejen na zemi, ale také na automobilu, tanku atd. Blokové schéma RLS pro odhalování pozemních cílů prezentuje obrázek 1.34.

Zapojení využívá nepřerušovaný vyhledávací signál fázově modulovaný pseudonáhodným signálem o napětí U_{mod} . Základní vysoce stabilní generátor produkuje signál o kmitočtu ω_0 . Ve vf. zesilovači 1 je použita elektronka s postupnou vlnou. Pomocí ní se uskutečňuje fázová modulace zesilovaného UHF signálu. Napětí u_{vys} z vysílače je prostřednictvím feritového anténního cirkulátoru (který zabezpečuje potlačení pronikání přímého signálu do přijímače o 50 - 60 dB) přiváděno do společné antény.



Obr. 1.34. Blokové zapojení RLS pro odhalování pozemních cílů.

Úzká směrová charakteristika antény je automaticky nebo ručně směřována v azimutu v rozmezí zadaného sektoru střežení. Přijaté odražené signály cílů přicházejí přes feritový cirkulátor a vf. zesilovač 2 do fázového detektoru, ve kterém jsou fázově srovnávány s referenčním napětím u_{ref} . Referenční napětí je reprezentováno kopií napětí u_{vys} , která je

posunuta v čase o τ obvodem zpožďovací linky. Pátrací signál:

$$u_{\text{vys}}(t) = U_{\text{vys}} \cdot \cos[\omega_0 t + \psi_{\text{mod}}(t) + \psi_0] \quad (1.113)$$

má argument (fázi) složen z determinované části ($\omega_0 t + \psi_0$) a z části náhodné $\psi_{\text{mod}}(t)$. Tomuto signálu odpovídá kopie nazývaná referenční ve tvaru:

$$u_{\text{ref}}(t) = U_{\text{ref}} \cdot \cos[\omega_0(t - \tau) + \psi_{\text{mod}}(t - \tau) + \psi_0]. \quad (1.114)$$

Přijatý signál je dán vztahem:

$$u_{\text{pr}}(t) = U_{\text{pr}} \cdot \cos[(\omega_0 t + \Omega_D)(t - t_r) + \psi_{\text{mod}}(t - t_r) + \psi_{0r}]. \quad (1.115)$$

Ω_D představuje dopplerovský kmitočtový zdvih, t_r dobu zpoždění ozvěnového signálu, ψ_{0r} pak klidové zpoždění. Obě napětí $u_{\text{ref}}(t)$ a $u_{\text{pr}}(t)$ se vedou do fázového detektoru a na jeho výstupu se objeví napětí měnící se náhodným způsobem. Korelační funkce výstupního napětí U_{FD} dosahuje maxima při $\tau = t_r$. Díky dopplerovskému kmitočtovému posuvu odraženého signálu se bude zmíněné maximum měnit s kmitočtem Ω_D . Šířka impulsu korelační funkce, určená dobou korelace modulačního procesu $U_{\text{mod}}(t)$, charakterizuje rozlišovací schopnost RLS v dálce. Za fázovým detektorem je zapojen širokopásmový dopplerovský filtr, který propouští kmitočty od Ω_{min} do Ω_{max} . Oblast nižších kmitočtů, než je Ω_{min} představuje odrazy od nepohyblivých předmětů a potlačuje se. Na výstup širokopásmového filtru je připojen akustický indikátor. Spolu s filtrem patří k obvodům indikace pohyblivých objektů.

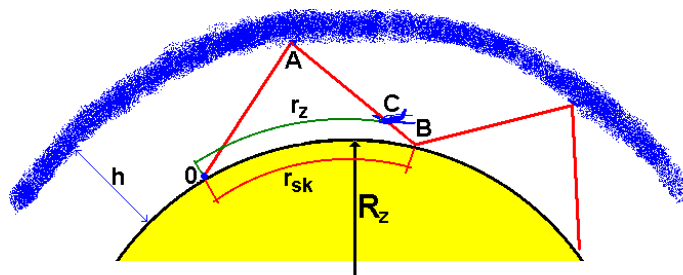
Zpoždění referenčního signálu τ je možné nastavovat plynule nebo skokově pomocí mechanismu řízení zpoždění. Tento mechanismus současně nastavuje ručkový indikátor dálky. Jakmile se objeví signál cíle v indikačním kanále (akustický signál), je zaznamenán a ručkový indikátor ukáže jeho vzdálenost od RLS která odpovídá hodnotě $\tau = t_r$. Mimo vzdálenosti cíle ukazuje RLS i azimut cíle, zobrazený na jednoduchém obrazkovém indikátoru. Pro zpřesnění vyhodnocení rychlosti pohybu cíle je použit soubor úzkopásmových dopplerovských filtrů. Ty jsou připojeny rovněž na výstup fázového detektoru. Za každým filtrem je zapojen detektor a výstupní napětí kanálu je uvedeno na příslušnou buňku světelného tabla. Popsaným způsobem RLS dovoluje určit šikmou dálku a azimut cíle a také jeho radiální rychlost vzhledem k RLS. Základní parametry popisovaného RLS jsou:

- dosah určení jednotlivé osoby je 0,5 až 1,5 km, automobilu pak 1 až 5 km,
- vysílaný výkon jednotky W ,
- hmotnost RLS 5 - 10 kg,
- sektor pátrání v azimutu 60° až 150° ,
- chyba dálky leží v hodnotách několika desítek m ,
- chyba azimutu nepřekračuje 1° ,
- rozsah měřené radiální rychlosti cíle je v rozmezí 2 až 100 km/h,
- pracovní vlnová délka leží v rozmezí 2 až 4 cm.

1.13.3 Zahorizontální RLS

Mezi tyto RLS patří radiolokátory, jejichž signály využívají odrazů od ionosféry Země a jejichž dosah je mnohem větší, než určuje geometrická viditelnost. Slouží k odhalování startu balistických raket, křížujících raket apod. V zahraniční literatuře se označují zkratkou OTHR (*Over-the-Horizon Radar*). Vyhledávací signál vysílače RLS se vysílá pod malým

úhlem směrem k horizontu a odráží se od některé ionosférické vrstvy zpět k zemskému povrchu. Základní význam pro tyto RLS má vrstva F . Vrstva F_1 je ve dne výšce 160 až 250 km a vrstva F_2 ve výšce 250 až 450 km. Některé RLS s dalekým dosahem využívají vrstvu E , která leží ve výšce 100 až 130 km. Od ionosféry odražená vlna se vrací zpět k zemskému povrchu, od něj se znovu odráží k ionosféře atd. Tento proces je znázorněn na obr. 1.35.



Obr. 1.35. Dráha vysílaného paprsku u zahorizontálního RLS.

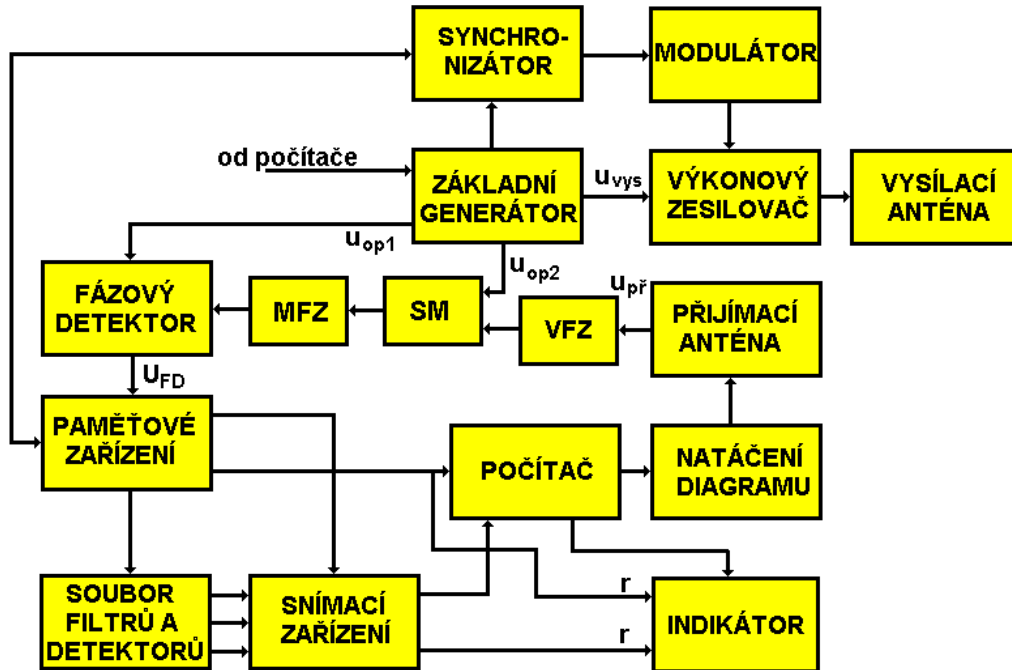
Vzdálenost na zemském povrchu od bodu 0, odkud se signál vysílá, do bodu B jeho návratu k zemskému povrchu po jediném odrazu od ionosféry se nazývá délkou skoku r_{sk} . Podle polohového úhlu, pod kterým se signál vysílá a výšky h odrážející vrstvy se r_{sk} mění zhruba v rozmezí od 1500 do 3500 km. Je však možné využít i vícenásobného skoku a tím dosah prodloužit. Pokud se vyzářená vlna na své cestě střetne s jakýmkoliv cílem, např. balistickou raketou nebo letadlem, vznikne odraz, který se šíří po stejné dráze ale opačným směrem. Měření doby zpoždění t_r odraženého signálu dovoluje určit vzdálenost cíle r_c po lomené trajektorii elmag. vlny. Pokud je výška cíle nad zemským povrchem mnohem menší, než je výška odrazné vrstvy ionosféry, pak ze znalosti h a r_c je možné určit vzdálenost RLS - cíle r_z na zemském povrchu pomocí grafů či tabulek.

Pokud se použije anténa se směrovou charakteristikou je možné určit i azimut cíle. Důležitou vlastností zahorizontálních RLS je existence velkého množství rušivých signálů pocházejících od odrazů energie od vodních povrchů, hydrometeoritů, kosmických částic atd. Toto rušení tvoří pozadí, ve kterém musí být zjištěn užitečný signál. Pro zvýšení odolnosti proti rušení a poruchám se používá koherentní způsob práce a systém časové filtrace. Druhou zvláštností RLS tohoto typu je nejednoznačnost měřené délky a úhlových souřadnic cíle. To je způsobeno možností současného odrazu vysílané energie od různých vrstev ionosféry a fluktuací parametrů ionosféry. Aby bylo možné odstranit vzniklou nejednoznačnost údajů, RLS nepřetržitě kontroluje vlastnosti šíření radiových vln. To se uskutečňuje speciální aparaturou pro vyšetřování vlastností ionosféry nebo samotným RLS. Při autonomní činnosti RLS se užívá zobrazení poznatelných orientačních bodů (např. jezer, řek, měst, a pod.) v místě cíle k upřesnění parametrů.

Aby byla zabezpečena optimální funkce popisovaného RLS při různých podmínkách šíření, používá se změny vlnové délky vysílaného signálu a současně i polohového úhlu směrové antény. Blokový diagram zahorizontálního RLS je na obrázku 1.36.

Základní stabilní generátor poskytuje řadu potřebných stabilních kmitočtů v hranicích požadovaného kmitočtového rozsahu. Výběr potřebné frekvence se uskutečňuje pomocí povelů ústředního počítače. Signál o kmitočtu u_{vys} se výkonově zesiluje a impulsně moduluje v modulátoru vysílače. Modulátor vytváří přibližně pravoúhlé impulsy. Opakovací kmitočet musí být velmi nízký $F_{op} < c/(2r_{max})$, aby byly dálkové údaje jednoznačné. Výkonový zesilovač je připojen k vysílací anténě. U zahorizontálních RLS se obvykle používají oddělené antény pro vysílání a pro příjem. Vysílací anténa vytváří široký svazek elmag. energie v azimutu, který dovoluje ozářit cíle v celém zadaném azimutálním sektoru. Naklánění uvedené směrové charakteristiky v polohovém úhlu se uskutečňuje mechanickým

natáčením antény. Přijímací anténa má v azimutu úzký směrový diagram, což zabezpečuje vysokou azimutální rozlišovací schopnost. Je použito elektromechanické nebo elektronické sektorování směrové charakteristiky v azimutu. To zabezpečuje zařízení pro řízení pohybu směrové charakteristiky řízené počítačem RLS. Dosažení požadovaných parametrů anténního systému pro práci v rozsahu KV kmitočtů se používá anténních polí s mnoha sfázovanými samostatnými (logaritmicko-periodickými) anténami, která dosahují obřích rozměrů (i několik *km*). V anténářském žargonu se hovoří o anténních farmách.



Obr. 1.36. Blokové schéma zahorizontálního RLS.

Signál přijatý přijímacím anténním systémem $u_{př}$ se zesiluje ve vf. zesilovači VFZ, kmitočtově se transponuje a je podroben řadě procedur prvotního a druhotného zpracování. Z mezifrekvenčního zesilovače se přijaté signály vedou do fázového detektoru, kde jsou fázově porovnávány s referenčním signálem u_{op2} , z řídicího generátoru. Na výstupu fázového detektoru získáme videoimpulsy U_{FD} s amplitudovou modulací. Kmitočty amplitudové modulace F_{mod} závisejí na dopplerovském kmitočtu signálu a mohou se měnit v rozmezí od 0 do $0,5F_{op}$. Tyto impulsy jsou zapisovány na stínítko paměťové elektronky, nebo na bubnovou magnetickou paměť.

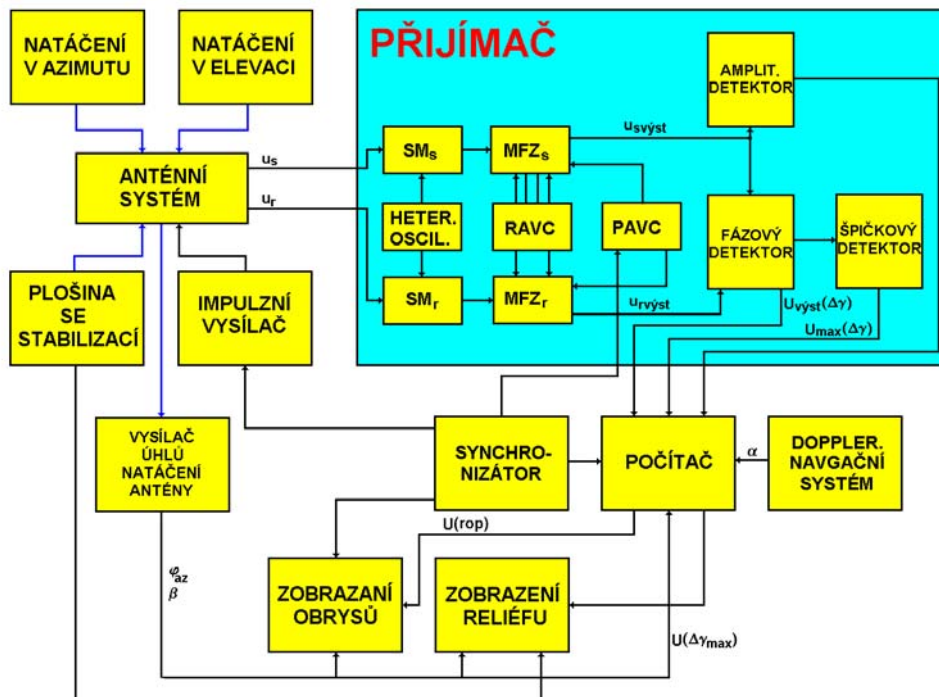
Základní parametry typického zahorizontálního RLS:

- dosah při jednom skoku 1000 až 4000 *km*,
- úhel sektoru v azimutu 60 až 120°,
- rozlišovací schopnost v dálce 15 až 20 *km*,
- rozlišovací schopnost v azimutu 1°,
- rozlišovací schopnost v kmitočtu zlomky *Hz*
- výkon vysílače leží v oblasti stovek *kW*,
- délka vysílaných impulsů desítky až stovky *ms*,
- opakovací frekvence vysílače desítky *Hz*,
- pracovní kmitočet jednotky až desítky *MHz*.

1.13.4 Antikolizní RLS

Tato zařízení jsou určena pro zabezpečení řízení letadel při malých výškách letu pomocí obletu nebo přeletu pozemních překážek. Přeletem přitom rozumíme manévry letadla ve vertikální rovině, obletem pak manévrování v horizontální rovině. Radiolokátory určené pro toto použití se dělí na dvě skupiny. Jsou to **přehledové systémy** - uskutečňující dostatečně rychlé přehledování terénu před letadlem a **systémy sledovací**.

Přehledový systém zabezpečuje dostatečně rychlý přehled o zemském povrchu před letadlem. Přijímá odrazy od bodů povrchu Země v rozsahu maximálního dosahu r_{max} a v azimutálním úhlu přehledu Φ_{AZ} . Pro každý bod je zaměřen jeho azimut, polohový úhel a jeho vzdálenost. Obvykle se používají nekoherentní impulsní radiolokátory. Vzdálenost se určuje klasickým radiolokačním principem. Azimut se zajišťuje pomocí určení polohy úzkého anténního diagramu (v horizontální rovině) při ozáření daného bodu povrchu. Polohový úhel se zjišťuje pomocí amplitudového součtově - rozdílového systému zpracování přijímaných signálů. Systém indikace radiolokátoru zobrazuje pro pilota polohu pozemních překážek vzhledem k poloze letadla a umožňuje tak bezpečné manévrování. Blokové zapojení RLS tohoto typu je znázorněno na obrázku 1.37.



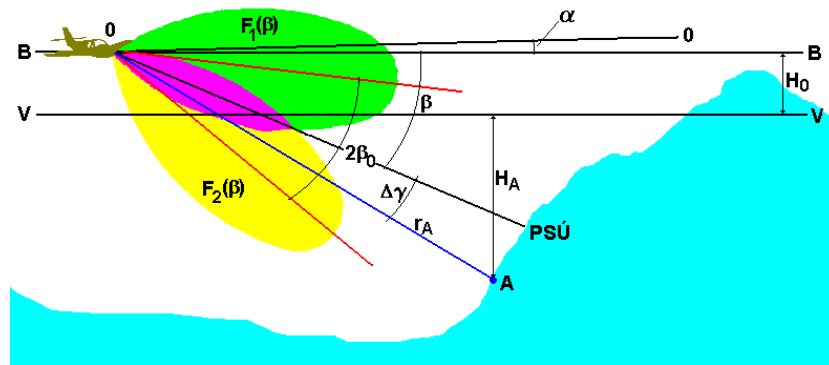
Obr. 1.37. Blokové zapojení protikolizního RLS.

Anténní systém je složen ze dvou antén, tvořících jeden konstrukční celek. Vyzařovací osy obou antén jsou ve vertikální rovině odkloněny jedna od druhé. Situaci znázorňuje obrázek 1.38. Směrová charakteristika obou antén ve vertikální rovině $F_I(\Theta)$ a $F_I(\Theta)$ je zřejmá ze zmíněného obrázku. Přímka 0-0 odpovídá pohybu letadla, B-B je přímka horizontálního letu letadla, α je úhel útoku, β je úhel mezi osou letadla a přímkou procházející bodem stejné úrovně signálu a směrem na bod A na zemském povrchu, r_A je vzdálenost od bodu A, $\Delta\gamma$ je úhel mezi vyzařovacími osami antén. Anténní zařízení je stabilizováno vůči příčným i podélným náklonům letadla a směrová charakteristika antén nemění svou polohu vůči Zemi i při manévrování letadla. Pomocí mechanismu sektorování v azimutu antény současně vykonávají rychlé sektorování v horizontální rovině. Změny vyzařování anténní soustavy ve vertikální rovině může uskutečnit ručně pilot (např.

při změně výšky letu) pomocí mechanismu natáčení v polohovém úhlu. Anténní přijímané signály $u_1(t)$ a $u_2(t)$ jsou v anténní trase přeměněny na součtové $u_S(t)$ a rozdílové $u_R(t)$ napětí, která se vedou do přijímače. V přijímači je fázový detektor. Jeho výstupní napětí $U_{výst}(\Delta\gamma)$ charakterizuje úhel $\Delta\gamma$ mezi směrem stejného signálu od obou antén a směrem na bod zemského povrchu, od kterého je v daném okamžiku přijímán signál. Signály odražené od různých částí zemského povrchu jsou charakterizovány velkými rozdíly amplitud. Pro normování amplitud signálů před jejich přivedením do fázového detektoru se aplikuje pomalá a rychlá automatická regulace zesílení. Pomalá AVC mění zesílení obou mezifrekvenčních zesilovačů pomocí programu, který zabezpečuje monotónní růst zesílení obou zesilovačů počínaje okamžikem t_0 , ve kterém je vyslán výkonový impuls vysílače radiolokátoru. Naznačený způsob potlačuje závislost amplitudy signálu v závislosti na vzdálenosti od zobrazovaného bodu. Obvod rychlého AVC systému zpracovává signál součtového kanálu a reguluje zesílení všech zesilovacích stupňů obou kanálů. Při uvažování činnosti obou systémů AVC je výstupní napětí fázového detektoru pouze funkcí úhlu $\Delta\gamma$.

Předpokládáme, že záporné napětí pochází od těch bodů povrchu, které leží pod úrovní dané přímkou stejné úrovně signálů (PSÚ). Napětí z výstupu fázového detektoru je přivedeno na špičkový detektor jehož pomocí je fixována největší kladná úroveň napětí $U_{výst}(\Delta\gamma)$ během jedné opakovací periody antikolizního radiolokátoru. Výstupní napětí špičkového detektoru $U_{max}(\Delta\gamma)$ charakterizuje největší kladnou úroveň úhlu $\Delta\gamma$ bodů zemského povrchu, ozařovaných při dané azimutální poloze antén. Součástí přijímače je amplitudový detektor, jehož výstupní napětí $U(r)$ slouží k určení vzdálenosti od odrážejících bodů povrchu Země. Napětí $U_{výst}(\Delta\gamma)$, $U_{max}(\Delta\gamma)$ a $U(r)$ se vedou do počítače, jehož jednou z funkcí je výpočet hodnot $\Delta\gamma$, $\Delta\gamma_{max}$ a r od ozařovaných bodů zemského povrchu v reálném čase. Počítač také dovoluje určit výšku H_A úrovně B-B nad každým bodem zemského povrchu a srovnat ji se dříve nastavenou výškou H_0 bezpečného letu. Pro bod A z obrázku 1.38 platí:

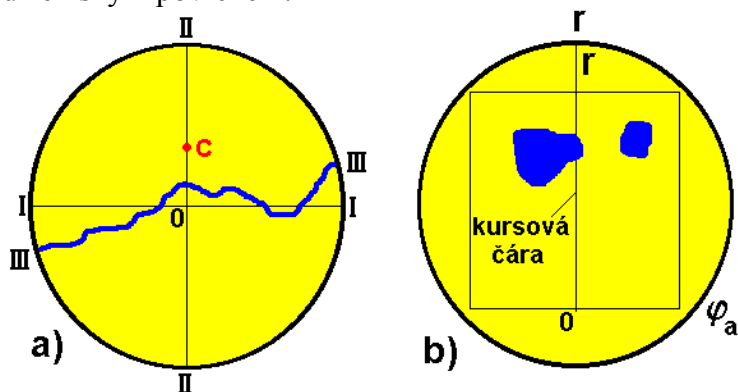
$$H_0 - H_A = r_A \cdot \sin(\beta - \alpha + \Delta\gamma). \quad (1.116)$$



Obr. 1.38. Princip činnosti antikolizního RLS.

Úhel útoku α je zaváděn z akcelerometru letadla. Při $H_0 - H_A \leq 0$ je možné let uskutečnit bez jakýchkoliv překážek. Ty body zemského povrchu, pro které je $H_0 - H_A > 0$, představují pro letadlo nebezpečí. Na obr. 1.38 je úroveň V-V posunutá proti úrovni B-B o H_0 protíná zemský povrch a existuje nebezpečí kolize. Při splnění nerovnosti $H_0 - H_A > 0$ získáme z počítače napětí $U(r_{op})$, které vytvoří obraz na stínítku obrazovky indikátoru. Doba zpoždění těchto impulsů vzhledem k impulsům vysílaným vysílačem RLS charakterizuje vzdálenost r_{op} od nebezpečné oblasti. Signály špičkového detektoru se využívají v počítači pro generování napětí $U_{max}(\Delta\gamma)$, které odpovídá maximální hodnotě převýšení pozemských objektů v daném azimutálním směru v hranicích r_{max} .

U antikolizních RLS se používají obrazovkové indikátory typu "vzdálenost - azimut" s obrysovým zobrazováním částí zemského povrchu, nad kterými není zaručena bezpečnost letu a reliéfní indikátory dovolují vidět nejvyšší bod zemského reliéfu ve všech úhlech azimutu použitého sektorování anténního systému radiolokátoru. U indikátoru "dálka - azimut" se spouští časová základna dálky impulsu synchronizátoru. Posun časové základny v azimutu se uskutečňuje pomocí vysílače azimutální polohy antény. Jasové vyjádření nebezpečných oblastí (prosvětlení příslušného místa na obrazovce) bez vyjádření výšky nebezpečné oblasti je vytvářeno impulsem napětí $U(r_{op})$. Let bude bezpečný v tom případě, když bude kurz letu probíhat mimo rozsvícené oblasti. Je to vidět z obrázku 1.39b), kde je znázorněna situace, kdy není bezpečnost letu zaručena. Na indikátoru reliéfu, viz. obr. 1.39a), je čára $I-I$ stabilizovaná vzhledem k podélným náklonům a představuje linii horizontu, čára $II-II$, stabilizovaná vzhledem ke kurzu letadla, představuje kurzovou čáru a čára $III-III$ charakterizuje průběh reliéfu terénu před letadlem. Čára $III-III$ se vytváří pomocí elektronového paprsku, jenž vytváří na stínítku obrazovky svítící bod. Posuv tohoto bodu ve vertikálním směru je způsobován napětím $U_{max}(\Delta\gamma)$ a posuv v horizontálním směru je způsobován vysílačem azimutální polohy anténního systému. Pro zaručení bezpečného letu se nesmí překřížení čar na indikátoru (bod O) poklesnout pod čáru reliéfu terénu. Na obrázku je znázorněna situace, při které není bezpečnost letu zaručena. Aby nedošlo ke kolizi s terénem, je třeba upravit výšku letu nebo kurz letu. Bod C na stínítku obrazovky zobrazuje polohu letadla nad zemským povrchem.



Obr. 1.39. Způsob zobrazení terénního profilu indikátory antikolizního RLS

Sledovací antikolizní radiolokátory se od předchozích odlišují tím, že s jejich pomocí se uskutečňuje automatické měření dálky pouze od toho bodu zemského povrchu, na který je orientovaná čára stejné úrovně signálu anténní soustavy $PSÚ$, nebo směr odpovídající stejné fázi signálů obou antén PSF . Postupné přemísťování $PSÚ$ a PSF ve vertikální rovině dovoluje velmi přesné zobrazení profilu zemského povrchu v daném azimutálním směru. Postupné přehledování v azimutu pak nabízí podrobnou informaci o profilu zemského povrchu před letadlem. V přijímači sledovacího antikolizního systému se nejčastěji využívá fázová součtově - rozdílová metoda zpracování přijímaných signálů. Její blokové zapojení z obrázku 1.37 se liší pouze použitím fázového posuvu v součtovém i rozdílovém kanále. Fázová soustava je charakterizována jednoduchostí zařízení zabezpečující přemísťování PSF v prostoru. Je třeba měnit fázový zdvih ψ signálu pomocí obvodu fázového posuvu a to bez změny směrové charakteristiky. Při změně fázového zdvihu o 2π se směr se stejnou fází v prostoru přemístí o úhel $\gamma = \lambda/a$ rad, kde a je vzdálenost mezi zářiči antén fázového systému zaměrování. Např. při $\lambda = 3$ cm a pro $a = 30$ cm je $\gamma = 6^\circ$, což zabezpečuje možnost odhalení části zemského povrchu v rozmezí vzdáleností 1 - 10 km od letadla, které letí ve výšce 100 m.

Antikolizní radiolokátory pracují nejčastěji v pásmu 2 cm. Jejich dosah je cca 10 km,

rychlost přehledování v azimutu je 100° až 200° za s. Jako vysílací elektronka se používá magnetron, impulsní výkon je 150 až 200 kW. Délka impulsu bývá $0,5 \mu s$ a opakovací frekvence je 2 až 3 kHz. Při použití těchto antikolizních systémů je minimální výška letu 75 -100 m nad terénem.

V poslední době se antikolizní systémy uplatňují také v pozemní dopravě. Jejich standardizovaná pracovní frekvence je 76 GHz a obvykle jsou úzce svázané s elektronickou jednotkou řízení vozidla.

2 RADIONAVIGACE

Slovo navigace je odvozeno z latinských slov "**navis**" - loď a "**agere**" - řídit, hýbat se. V původním významu tedy navigace znamenala řízení pohybu lodí. Po vzniku letectví a hlavně letectva dopravního vzniká letecká navigace, jejímž úkolem je určování polohy letadel nad zemským povrchem, vedení letadel po předem stanovených tratích s danou přesností a zajištění jejich bezpečného přistání v daném místě a čase. V současné době se výsledků získaných v letectví a námořnictvu používá pro navigaci vozidel, jednotlivců či skupin lidí ve známém i neznámém terénu atp. Rádiová navigace - zkráceně radionavigace, je speciální odvětví obecné navigace, které pro plnění úkolů používá vhodné rádiové prostředky.

2.1 Základy navigace

Pro použití navigačních a radionavigačních prostředků je nutno nejprve definovat geodetické pojmy a souřadné soustavy, umožňující přesnou specifikaci polohy uživatele navigačních prostředků.

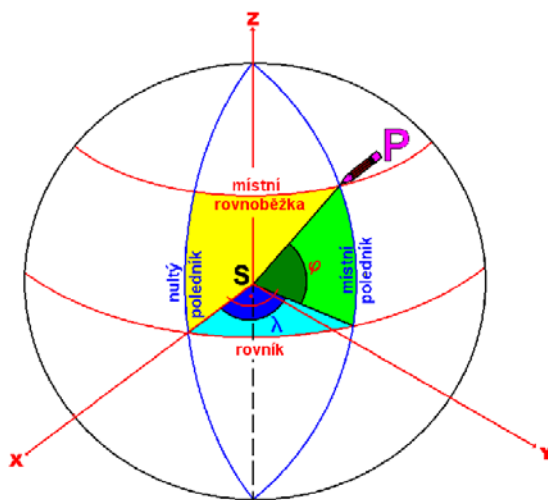
2.1.1 Základní pojmy

- **ZEMĚKOULE** – těleso planety Země s nedokonalého kulového tvaru, tzv. **geoidu**. Vzhledem k tomu že je na pólech je zploštělá, je nejvhodnějším matematickým modelem elipsoid. Tyto nepravidelnosti nemají pro běžnou leteckou navigaci praktický vliv, pro jiné aplikace navigace (dopravní navigační systémy) je však nutno definovat přesný model tvaru Země. Osa rotace je dlouhá 12713,7 km, rovníkový průměr je 12756,49 km. Pro méně přesné navigační účely je Země pokládána za kouli o poloměru 6371 km.
- **ZEMSKÁ OSA** - (osa rotace) osa, kolem které se zeměkoule otáčí. Místa, kde zemská osa prochází povrchem Země se nazývají póly.
- **POLEDNÍKOVÁ KRUŽNICE** - myšlená kružnice na povrchu Země, kterou dostaneme jako průsečnici roviny proložené středem Země oběma póly a povrchem Země.
- **POLEDNÍK** - polovina poledníkové kružnice. Kterýkoliv poledník je nejkratší spojnici pólů na povrchu Země. Určuje vždy směr zeměpisného severu nebo jihu.
- **ROVNÍK** - průsečík roviny kolmé k zemské ose, procházející středem Země, s povrchem Země. Pomocí něho se určuje východ nebo západ.

Rovník a nultý poledník jsou základem pro určování zeměpisných souřadnic, které jednoznačně určují polohu jakéhokoliv bodu na zemském povrchu. Rovník rozděluje Zemi na severní a jižní polokouli, nultý poledník (prochází observatoří v Greenwichi) rozděluje

Zemi na východní a západní polokouli.

- **ROVNOBĚŽKY** - vzniknou protnutím povrchu Země rovinou rovnoběžnou s rovinou rovníku. Délka rovnoběžek se od rovníku k pólům zkracuje. Nejdelší z nich je rovník.
- **VERTIKÁLA** - spojnice libovolného bodu na nebo nad povrchem Země se středem zeměkoule.
- **VERTIKÁLNÍ ROVINA** - rovina proložená vertikálou.
- **HORIZONTÁLNÍ ROVINA** - rovina kolmá k vertikále. Na povrchu Země vytváří rovnoběžky.
- **HLAVNÍ KRUŽNICE** - je průsečnice libovolné roviny procházející středem Země s povrchem Země.
- **ORTHODROMA** - nejkratší spojnice dvou bodů nacházejících se na zemském povrchu.
- **LOXODROMA** - spojnice dvou bodů na zemském povrchu, která svírá stejný úhel s mezilehlými poledníky.
- **ZEMĚPISNÁ DÉLKA λ** - úhel, měřený v rovině rovníku ve středu Země, mezi stopami rovin nultého poledníku a místního poledníku. Měří se ve stupních, minutách a vteřinách od 0° do 180° . Je **východní** (V,E) nebo **západní** (Z,W), podle toho leží-li popisovaný bod východně nebo západně od nultého poledníku. Anglický termín je **LONGITUDE**.
- **ZEMĚPISNÁ ŠÍŘKA φ** - úhel, měřený v rovině místního poledníku od roviny rovníku k zemskému poloměru, procházejícímu místní rovnoběžkou. Měří se od 0° do 90° na sever a jih od rovníku a je **severní** (S,N) nebo **jižní** (J,S), podle toho je-li místní rovnoběžka na sever nebo na jih od rovníku. Anglický termín je **LATITUDE**.
- **DÉLKOVÉ JEDNOTKY** - kilometry (km), námořní míle (n.m.) $1 \text{ n.m.} = 1852 \text{ m}$, míle (m.) $1 \text{ m.} = 1609 \text{ m}$.



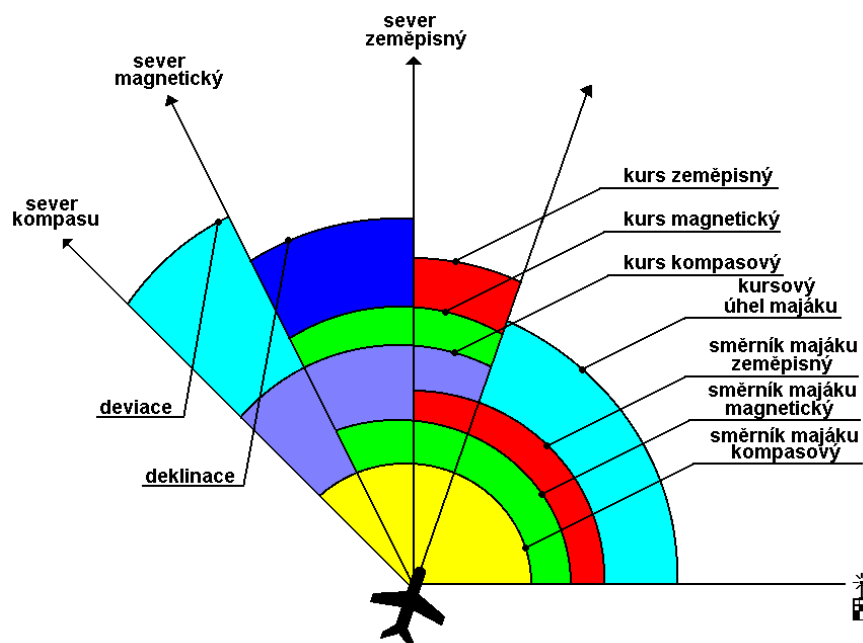
Obr. 2.1. Určování zeměpisných souřadnic.

- **SMĚR NA ZEMĚKOULI** - vyjadřuje se ve stupních od 000° do 360° v pravotočivé soustavě. Za základní směr se považuje směr severní. Je určen buď zeměpisným, magnetickým nebo kompasovým poledníkem. Udáváme pak směr **zeměpisný** - z, **směr magnetický** - m a **směr kompasový** - k.
- **DEKLINACE** - úhlový rozdíl mezi severní částí zeměpisného a magnetického poledníku. Východní (+D), nebo západní (-D) podle toho, je-li magnetka kompasu v daném místě vytočena na východ nebo na západ od zeměpisného severu.

- **DEVIACE** - úhlový rozdíl mezi severní částí magnetického a kompasového poledníku. Je východní (+ d) nebo západní (- d), podle toho odchyluje-li se magnetka kompasu na východ nebo na západ od magnetického severu.

Při udávání směru se musí uvažovat jak deviace, tak i deklinace (viz. obr. 2.2).

- **KURZ** - úhel sevřený místním poledníkem a prodlouženou podélnou osou letounu. Měří se ve stupních od 000° do 360° ve směru pohybu hodinových ručiček (pravotočivá soustava). Podle toho ke kterému poledníku je úhel vztažen rozlišujeme kurz zeměpisný, magnetický nebo kompasový.
- **TRAŤ** - je čára na mapě spojující místo startu s místem cíle.
- **TRAŤOVÝ ÚHEL** - úhel sevřený trať a zeměpisným severem. Měří se ve stupních od 000° do 360° v pravotočivé soustavě.
- **MAPA** - rovinný obraz zemského povrchu sestrojený matematicky nebo geometricky. Protože je zobrazována zakřivená plocha do roviny vykazuje mapa zkreslení. Podle toho které vlastnosti zemského povrchu mapa zachovává nezkreslené mluvíme o mapách plochojevných, úhlojevných, délkojevných a tvarojevných.



Obr. 2.2. Navigace podle kompasu, vliv deklinace a deviace.

2.1.2 Zeměpisné souřadné soustavy

Přesný popis tvaru Země pro navigační účely určuje geoid, elipsoid v daném referenčním systému. Při popisu geodetických přesných zeměpisných souřadnic vycházíme z definice referenčního elipsoidu a definujeme:

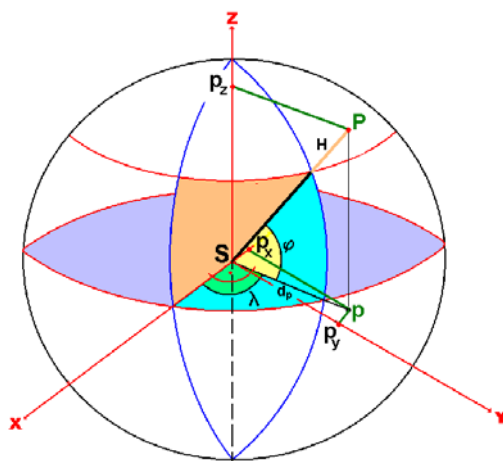
- **ZEMĚPISNOU (GEODETICKOU) ŠÍŘKU φ** – úhel svírající rovina rovníku s normálou k ploše elipsoidu (kladná na severní polovině zemského elipsoidu)
- **ZEMĚPISNOU (GEODETICKOU) DÉLKU λ** – úhel svírající rovina místního poledníku s rovinou základního poledníku (kladná východním směrem)
- **ELIPSOIDICKOU VÝŠKU H** – vzdálenost od elipsoidu, měřená po normále (kladná vně elipsoidu)

Mezi pravoúhlými a zeměpisnými (geodetickými) souřadnicemi platí vztahy (viz. obr. 2.3):

$$\begin{aligned} p_x &= (\rho + H) \cos \varphi \cos \lambda \\ p_y &= (\rho + H) \cos \varphi \sin \lambda \\ p_z &= [(1 - e^2) \rho + H] \sin \varphi \end{aligned} \quad (2.1)$$

kde e je excentricita a ρ je příčný poloměr křivosti elipsoidu:

$$e = \sqrt{1 - \frac{b^2}{a^2}} \quad \text{a} \quad \rho = \frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi}}. \quad (2.2)$$



Obr. 2.3. Vztah mezi geodetickými a pravoúhlými souřadnicemi.

Bude-li bod p kolmým průmětem bodu P do roviny zeměpisného rovníku pak jeho vzdálenost od počátku d_p bude dána:

$$d_p = \sqrt{p_x^2 + p_y^2} \quad (2.3)$$

a pro zeměpisnou délku platí vztahy:

$$\cos \lambda = \frac{p_x}{d_p} \quad \text{a} \quad \sin \lambda = \frac{p_y}{d_p}, \quad (2.4)$$

z nichž můžeme jednoznačně určit geodetickou délku v celém jejím intervalu:

$$\lambda = 2 \arctg \left(\frac{p_y}{p_x + d_p} \right). \quad (2.5)$$

Eliminací délky ze vztahů (2.1) získáme pro šířku a výšku soustavu dvou transcendentních rovnic:

$$d_p = \left(\frac{a}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi}} + H \right) \cos \varphi \quad \text{a} \quad p_z = \left(\frac{a(1 - e^2)}{\sqrt{1 - e^2 \sin^2 \varphi}} + H \right) \sin \varphi, \quad (2.6)$$

jejichž řešení je komplikované a nabízí se několik způsobů výpočtu. Jedna z možností je zavést substituci $t = \operatorname{tg}(\phi)$, přičemž získáme rovnici:

$$t = \frac{p_z}{d_p - \frac{ae^2}{\sqrt{1+(1-e^2) \cdot t^2}}}, \quad (2.7)$$

kterou řešíme analyticky nebo numericky. Analytické řešení spočívá v úpravě rovnice na mnohočlen čtvrtého stupně:

$$t^4 d_p^2 (1 - e^2) - 2t^3 d_p p_z (1 - e^2) + t^2 [d_p^2 - a^2 e^4 + p_z^2 (1 - e^2)] - 2t d_p p_z + p_z^2 = 0 \quad (2.8)$$

a aplikací vzorců pro kořeny bikvadratické rovnice získáme řešení:

$$t = \frac{p_z + e^2 \frac{a^2}{b} \sin^3 \theta}{d_p - e^2 a \cos^3 \theta}, \text{ kde } \theta = \operatorname{arctg} \frac{ap_z}{bd_p}. \quad (2.9)$$

Zeměpisou šířku pak určíme ze vztahu:

$$\phi = \operatorname{arctg}(t) \quad (2.10)$$

a elipsoidickou výšku z rovnice:

$$H = \sqrt{1+t^2} \left(d_p - \frac{a}{\sqrt{1+(1-e^2) \cdot t^2}} \right). \quad (2.11)$$

Jednotlivé geodetické souřadné systémy se liší typem použitého referenčního elipsoidu (viz. tabulka 2.1), který je definován velkou poloosou a a zploštěním f , které je dáno výrazem:

$$f = \frac{a-b}{a}. \quad (2.12)$$

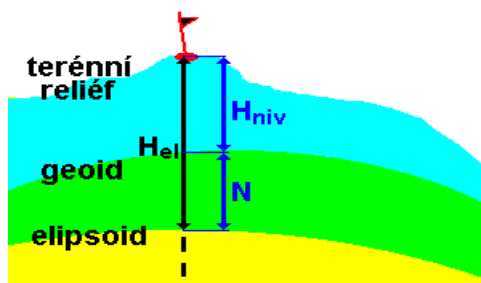
Tab. 2.1. Parametry vybraných referenčních elipsoidů

Elipsoid	a [m]	$1/f$
WGS-84	6378137,0	298,257223563
Besselův	6377397,15508	299,152812853
Krasovského	6378245,0	298,3
Hayfordův	6378388,0	297,0

V České republice se můžeme setkat s vojenským souřadnicovým systémem **S-42**, který používá elipsoid Krasovského a **systémem jednotné trigonometrické sítě katastrální (S-JTSK)** využívajícím Besselův elipsoid. Většina mapových děl se u nás vyskytuje buď v systému **S-42** nebo **S-JTSK**. V poslední době se u nás v souvislosti s rozvojem GPS techniky prosazuje systém **WGS-84**, který bývá u přijímačů GPS primárním. Metody

přepočtu mezi jednotlivými souřadnými systémy jsou řešeny výpočtem polohy v daném systému v pravoúhlých souřadnicích dle vztahu (2.1), transformací pravoúhlých souřadnic vstupního systému do pravoúhlých souřadnic cílového systému a zpětným výpočtem geodetických souřadnic podle postupu dle rovnic (2.1) - (2.12). Transformační vztahy pravoúhlých souřadnic mezi jednotlivými souřadnicemi jsou dostupné v příslušné literatuře. Transformace pravoúhlých souřadnic obecně spočívá v posunutí počátku souřadné soustavy, v pootočení podle jednotlivých os podle definovaného úhlu a změně měřítka.

Geodetické souřadnice získané přepočtem z pravoúhlých souřadnic jsou vztaženy k ploše příslušného **referenčního elipsoidu**. Vlivem nerovnoměrného rozložení hmoty Země lze pozorovat nepravidelné změny výšky odpovídající hladině moře a elipsoid je nutno nahradit geoidem, který tento vliv odstraňuje. Záměna elipsoidu za přesnější definici tvaru Země nemá vliv na geodetickou šířku a délku a projevuje se pouze ve změně výšky hladiny moře (geoid) vůči elipsoidické výšce (viz. obrázek 2.4). **Výška geoidu** N může být definována interpolačním vztahem, který je funkcí geodetické výšky a šířky, nebo pomocí tabulek. Prakticky může být výška geoidu N v rozsahu asi -100 až $+80$ m. Pro Brno je výška geoidu přibližně 44 m.



Obr. 2.4. Vztah mezi nadmořskou výškou, výškou geoidu a elipsoidu.

2.1.3 Navigační metody

Podle použitých přístrojů, pomůcek a metod výpočtů rozdělujeme navigaci na:

- **srovnávací**, spočívající ve stálém srovnávání terénu s mapou. Je to nejjednodušší a základní navigační metoda.
- **podle kompasu**, spočívající ve využití kompasu jako základního přístroje určujícího jednoznačně sever. Při použití této metody je třeba věnovat pozornost deviaci a deklinaci.
- **výpočtem**, je metoda využívaná v letectví a při níž navigátor řeší tzv. **navigační trojúhelník rychlostí**. Při určování obecného trojúhelníku musíme znát šest prvků (tři vektory):
 1. **vzdušnou rychlost**, což je rychlost, kterou se pohybuje letadlo vzhledem k okolnímu prostředí, tj. vzhledem k okolním vzdušným masám. Označuje se symbolem VR nebo PVR . Jedná se o opravenou přístrojovou rychlost s korekcí vlivů způsobených výškou, teplotou a tlakem.
 2. **traťovou rychlost**, což je rychlost vertikálního průmětu letadla na zemském povrchu. Značí se symbolem W nebo TR . K jejímu určení potřebujeme mimo jiné znát rychlost a směr větru.
 3. **směr větru**, je úhel, který svírá severní směr místního poledníku s bodem na obzoru odkud fouká vítr. Udává se ve stupních od 000° (severní vítr) až po 360° (opět vítr od severu). Označuje se symbolem δ .
 4. **rychlost větru** (někdy se mluví o síle větru) což je rychlost pohybu vzduchové hmoty vůči zemskému povrchu. Udává se v (km/h) nebo (m/s) . Dříve

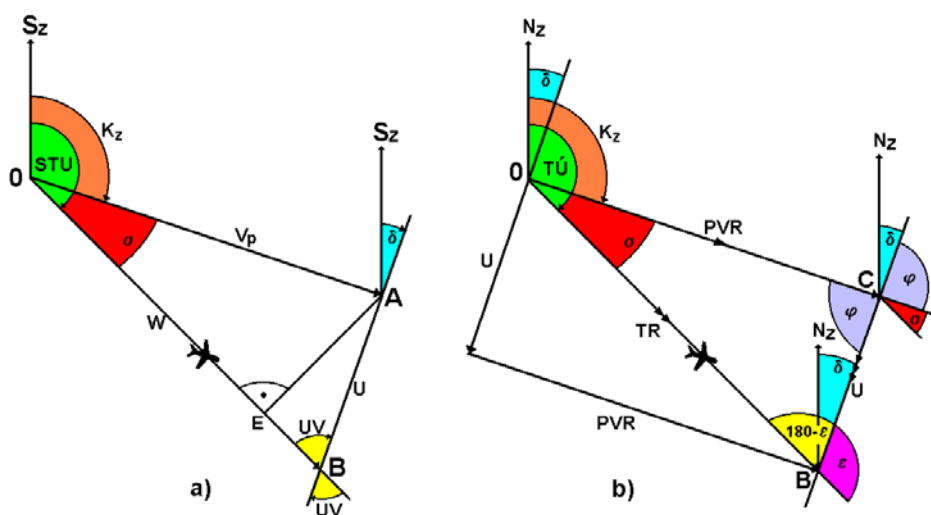
i pomoci tzv. Beaufortovy stupnice. Označuje se U .

5. **výšku letu**, je veličina, která může nabývat několika významů. Může být absolutní (vztažnou úrovní je mořská hladina), relativní (vztažnou úrovní může být absolutní výška některého bodu na zemském povrchu, např. výchozí nebo cílová přistávací plocha), nebo barometrická (vztažnou úrovní je barometrický tlak určité hodnoty, např. na cílové přistávací ploše). Měří se buď pomocí barometrického výškoměru, nebo některým z výškoměrů radioelektronických. Udává se obvykle v (m). Označuje se symbolem h .
6. **snos**, je úhel sevřený mezi prodlouženou podélnou osou letadla a vektorem traťové rychlosti. Při pohybu letadla za reálných meteorologických podmínek je letadlo snášeno z plánované trati. Traťový úhel $T\dot{U}$ určující skutečnou trať letadla se skládá z kurzu K (zeměpisného, magnetického nebo kompasového) a snosu. Snos může být pravý ($P, +$) nebo levý ($L, -$). Při pravém snosu je letadlo snášeno vpravo od plánované trati, při levém vlevo. Označuje se symbolem US nebo σ .

- **rádiovými prostředky**, což jsou navigační metody využívající široké spektrum radioelektronických zařízení a systémů.
- **astronomickou**, což je navigační metoda využívající znalosti polohy nebeských objektů v daném čase pro určování polohy vlastní.
- **družicovou**, což je navigační metoda využívající soustavu speciálních navigačních družic a s ní související systém vyhodnocování polohy.

2.1.4 Navigační trojúhelník rychlostí

Na obr. 2.5. je znázorněn pohyb letadla v reálné situaci za podmínek, že jeho pohyb probíhá ve vzdušném prostředí. Pohyb vzduchových mas se nazývá vítr. Směr pohybu letadla za bezvětří by byl v prodloužené podélné ose letadla, tedy ve směru PVR . Podle obrázku by letadlo doletělo z bodu O do místa B za čas daný vzdušnou rychlostí.



Obr. 2.5. Navigační trojúhelník rychlostí a sestavený plán letu.

Při působení větru s daným směrem δ a o dané rychlosti U se letadlo za zjištěný čas přemístí z bodu O do bodu A . Z obrázku je patrné, že traťová rychlost TR (nebo W) je dána vektorovým součtem PVR a U . Za bezvětří tedy stačí zachovávat kurz letu a vzdušnou rychlost PVR . Při existenci větru o daném směru a dané rychlosti je třeba natočit letadlo o jistý úhel proti větru. Navigační trojúhelník je sestaven ze tří vektorů:

- **vektoru pravé vzdušné rychlosti** PVR nebo jen VR , jehož směr je totožný s kurzem letadla a jehož velikost je dána údajem palubního rychloměru
- **vektoru větru**, jehož směr je dán úhlem mezi severním směrem místního poledníku a směrem od místa na obzoru odkud fouká vítr a značí se δ a velikost U je udávána v km/h nebo m/s
- **vektoru traťové rychlosti** TR (nebo W) daného úhlem $T\dot{U}$ a jehož velikostí je traťová rychlost.

V letecké praxi označuje navigátor kurz letadla jednou, trať letadla dvěma a vektor větru třemi šipkami. Celý trojúhelník rychlostí je na obr. 2.5b. Nejdůležitějším úkolem navigátora je sestavit plán letu tak, aby při známém vektoru větru letadlo doletělo ne do bodu A ale do bodu B na obrázku 2.5. Obvyklé zadání tohoto úkolu je, že některé prvky navigátor zná, jiné musí určit.

? **Příklad 2.1:**

Určete kurz letadla a traťovou rychlost, je-li vzdušná rychlost $PVR = 720 km/h$, traťový úhel $T\dot{U} = 080^\circ$ a vektor a rychlost větru $\delta = 020^\circ$, $U = 120 km/h$. Letadlo poletí po trase y bodu O do bodu B podle obrázku 42.

Obrázek 42 ilustruje grafické řešení úlohy. Náskres sestavuje navigátor před nebo během letu:

1. Z bodu O (místa startu nebo místa okamžité polohy letadla) vyneseme trať letu (v našem příkladu traťový úhel $T\dot{U} = 080^\circ$)
2. Z bodu O vyneseme vektor větru ($\delta = 020^\circ$ a $U = 120 km/h$), a získáme bod A .
3. Do bodu A zapíchneme kružítka rozevřená na velikost $VR = 720 km/h$, takto nastavenou kružnicí protne trať letu (přímku s úhlem 080°) a získáme bod B .
4. Trojúhelník OAB doplníme na rovnoběžník tím, že v bodě O vedeme rovnoběžku s přímkou AB a obdržíme bod C .
5. Z obrázku určíme K_z a velikost traťové rychlosti TR . Pro náš případ je $K_z = 072^\circ$, úhel předstihu $\sigma = 8^\circ$ a $TR = 655 km/h$.

Ke zmíněným výpočtům se používají různé navigační pomůcky nebo palubní počítač. Všechny výpočty časů v různých výškách se provádějí podle traťové rychlosti, vypočítané na základě meteorologických údajů. Postup výpočtů je následující. Pomocí navigačního počítačidla se vypočítá traťová rychlost pro každý úsek tratě. Ze zjištěné traťové rychlosti a vzdálenosti se určí doba letu nad jednotlivými úseky tratě a jejich součtem je celková doba letu. K této době se připočtou čas pro start, sraz a doba letu k výchozímu bodu tratě, a od konečného bodu tratě k letišti, dále čas po který se letadlo zdrží nad letištem a čas pro přistání. Tyto výpočty musí při letu navigátor průběžně kontrolovat a opravovat podle skutečných meteorologických situací na trati.

2.2 Radionavigační zařízení a systémy

Radionavigační zařízení a systémy můžeme dělit podle nejrůznějších kritérií. Jedním z nich může být způsob použití, druhým princip činnosti, jiným použitý druh modulace atd. Způsobu rozdělení podle použité modulace se v tomto skriptu přidržíme i my. Podle modulace dělíme radionavigační přístroje na:

- přístroje s **amplitudovou modulací**,
- přístroje s **kmitočtovou modulací**,
- přístroje s **fázovou modulací**,
- přístroje s **impulsovou modulací**.

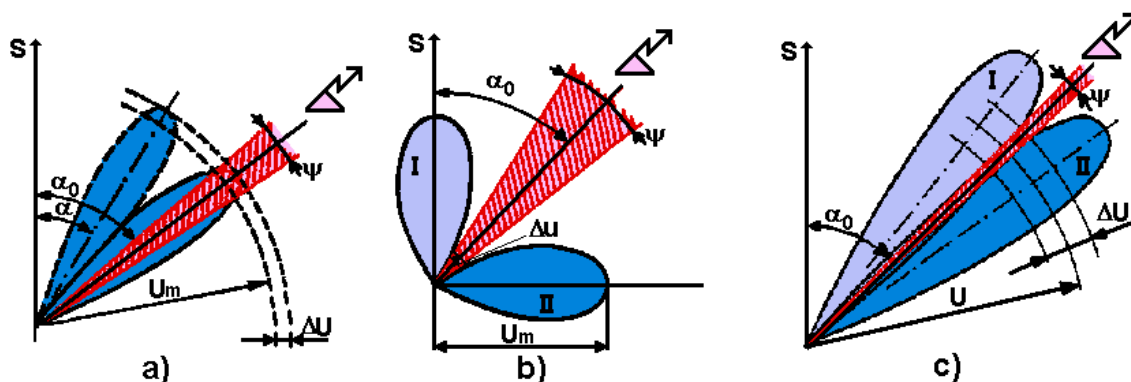
2.2.1 Radionavigační systémy s amplitudovou modulací

Do této skupiny patří prostředky u kterých se pro určení dané navigační souřadnice užívá závislost amplitudy vysokofrekvenčního signálu na měřené nebo zjišťované veličině. Většinou se v těchto případech využívá závislosti amplitudy přijímaného signálu na směru, ve kterém se nachází zdroj signálu (vysílač, maják). Existují dva základní systémy. Jeden z nich využívá směrové vyzařování elektromagnetické energie a nese název **amplitudový radiomaják**, druhý naopak využívá směrový příjem a nazývá se **rádiový zaměřovač**. V obou případech může být indikace zaměření akustická, nebo zraková. Zaměření při tom může probíhat automaticky, nebo může být uskutečněno ručně. Navíc podle umístění mluvíme o zařízeních pozemních nebo palubních.

2.2.1.1 Závislost úhlové souřadnice na amplitudě signálu

Úhlovou souřadnici zjišťujeme:

- podle maxima nosné signálu, respektive podle maxima hloubky modulace - **zaměření na maximum** (obr. 2.6a),
- podle minima nosné signálu, respektive podle minima hloubky modulace - **zaměření na minimum** (obr. 2.6b),
- vzájemným srovnáváním úrovní signálu zjišťovaných pro dvě natočení antény - **srovnávací metoda** (obr. 2.6c).



Obr. 2.6. Metody zaměřování podle amplitudy.

Na obrázcích veličina α značí úhel zaměření, ψ je pak úhel necitlivosti. Při zaměřování na maximum je výhodou, že zaměření dosahuje při největším odstupu S/N . Nevýhodou je velký úhel necitlivosti daný malou křivostí vrcholu směrového diagramu antény. Při zaměřování na minimum je výhodou možnost stanovení smyslu odchýlení antény od správného zaměření, nevýhodou pak je, že zaměření je dosahováno při nulové úrovni signálu, zatímco šum není potlačen. Při zaměření srovnáváním je výhodou snadné zjištění smyslu odchylky od správného zaměření, nevýhodou je nutnost periodického "kývání" směrové charakteristiky antény. V současné době se v praxi používá zaměřování na minimum.

Chyby zaměření:

Pomineme-li vliv úhlu na necitlivost mají na přesnost zaměření vliv **podmínky šíření elmag. energie**. Za reálných podmínek šíření v troposféře nastává výrazná změna polohového úhlu. Ve většině praktických případů nám tato skutečnost příliš nevadí, protože polohový úhel se při těchto případech zaměřování neužívá. Azimutální úhel bývá většinou ovlivňován šířením nad ostře ohraničenými změnami prostředí. Protože poprvé byl tento úkaz sledován u mořského pobřeží používá se termín **lom na pobřeží** nebo **pobřežní lom**. Pro tyto podmínky se chyba zaměření projevuje zejména u letadel v malých výškách. Nad stejným územím, ale při letu ve velké výšce se tato chyba nemusí projevit. Další chyby zaměření jsou způsobovány deformací pole v blízkosti antény blízkými rozměrnými objekty (zejména vodivými). Tento jev definuje termín **radiodeviace**. Radiodeviace je periodickou funkcí úhlu zaměření α_0 (KUR) a její vliv je někdy možné potlačit kompenzací (více bude uvedeno u radiokompasů). Další chyby souvisí s polarizací vysílaného a přijímaného signálu. Zaměřovač pro svou práci potřebuje vertikálně polarizovanou vlnu. Horizontálně polarizované složky zvětšují úhel necitlivosti ψ . V souvislosti s natáčením polarizační roviny se někdy mluví o tzv. **nočním efektu**. Má-li zaměřovací anténa rozměrné horizontální části může takto vzniknout chyba, která během několika minut může změnit KUR až o $\pm 90^\circ$. Polarizační chyby se neprojevují na VKV nebo při použití přízemní vlny.

2.2.1.2 Směrové antény AM navigačních systémů

Směrové antény jsou velmi důležitou částí amplitudových radionavigačních zařízení. S jejich pomocí se uskutečňuje základní funkční závislost mezi amplitudou vyzařovaných nebo přijímaných signálů a úhlovými navigačními souřadnicemi, což umožňuje provádět navigační měření amplitudovými metodami. Pro splnění takového úkolu musí mít směrové antény zcela jasně definované směrové charakteristiky, jejichž tvar musí zůstat během měření přísně stálý. Změny stavu okolního prostředí (vlhkost, teplota, tlak apod.) a změna zemského povrchu nesmí deformovat směrovou charakteristiku. Tvar směrové charakteristiky by neměl být rovněž ovlivňován vlivem různých místních objektů. Antény radionavigačních zařízení pracují obvykle v širokém kmitočtovém pásmu a často i při měnící se polarizaci rádiových vln. Změny pracovního kmitočtu a změny polarizace při tom nesmí způsobovat změnu tvaru směrové charakteristiky. Totéž platí o vlivu uvedených faktorů na polohu směrových charakteristik v prostoru, protože změna polohy charakteristiky stejně jako změna jejího tvaru má přímý vliv na přesnost určení úhlových navigačních souřadnic.

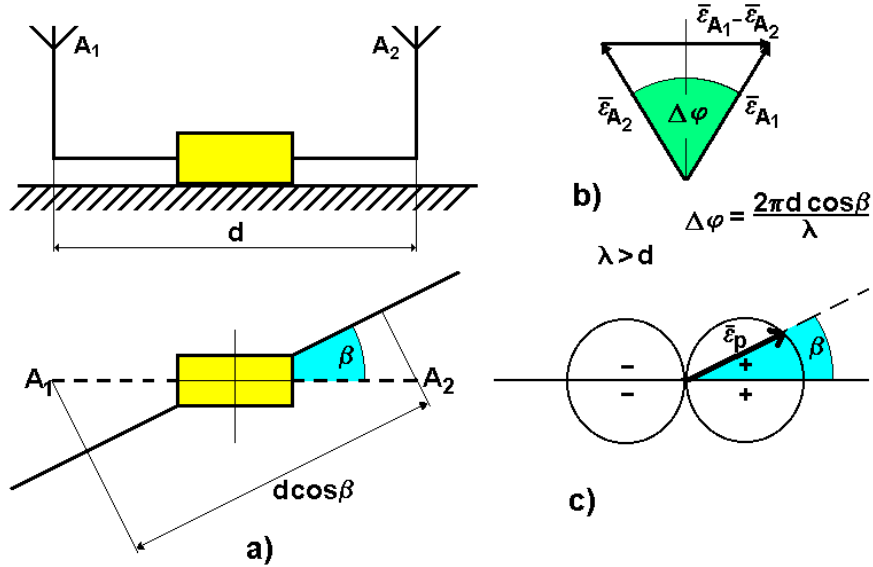
Pro rozsah dlouhých, středních a krátkých vln se nejčastěji setkáme s rámovými anténami (nebo s dvojicí navzájem kolmo orientovaných rámových antén) konstruovaných tak, aby byly otočené kolem svislé osy rámu. Někdy se používá čtveřice svislých anténních stožárů (tzv. Adcockova soustava). Na VKV se pak používají nejčastěji antény typu parabolického válce, nebo Yagiho antény. Princip činnosti rámové antény si ukážeme na dvojici svislých tyčových antén otočně upevněných kolem společného středu. Situace je znázorněna na obr. 2.7. Uvažujme, že obě tyčové antény jsou od sebe vzdáleny o d . Přijímá se vertikálně polarizovaná vlna. Přijímač je konstruován tak, že reaguje na rozdíl napětí indukovaných v obou anténách. Zdroj vysokofrekvenčního signálu je daleko, proto budou napětí indukovaná do obou tyčí stejná.

Budou však buzeny s časovým zpožděním Δt , což je způsobeno dopadem vln na dvojici tyčových antén pod úhlem β . Podle obrázku 2.7 pak platí:

$$\Delta t = \frac{d \cdot \cos \beta}{c} \quad \text{a} \quad \Delta \varphi = 2\pi \cdot \frac{d \cdot \cos \beta}{\lambda} \quad . \quad (2.13)$$

Budou však buzeny s časovým zpožděním Δt , což je způsobeno dopadem vln na dvojici tyčových antén pod úhlem β . Podle obrázku 2.7 pak platí:

$$\Delta t = \frac{d \cdot \cos \beta}{c} \quad \text{a} \quad \Delta \varphi = 2\pi \cdot \frac{d \cdot \cos \beta}{\lambda} \quad (2.13)$$



Obr. 2.7. Princip určování úhlových souřadnic dvojicí svislých antén.

Z fázorového zobrazení je zřejmé, že přijímač zpracovává rozdílovou složku:

$$E_p = |E_{A1} - E_{A2}| = 2Eh_e \sin\left(\frac{\cos \beta}{\lambda} \cdot \pi \cdot d\right), \quad (2.14)$$

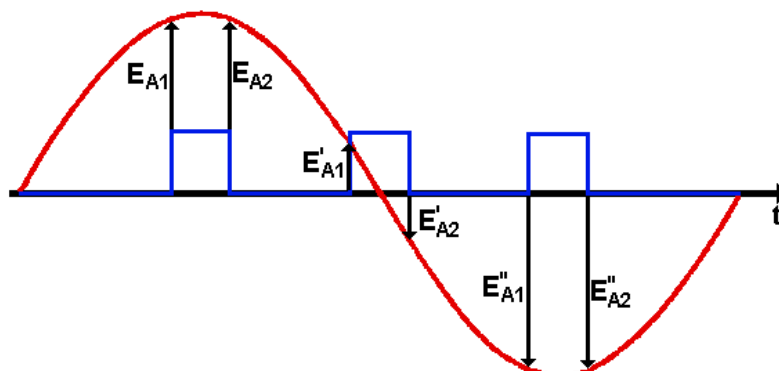
kde E_{A1} a E_{A2} jsou indukovaná napětí v obou tyčových anténách, h_e je tzv. efektivní výška antény a E je intenzita elektromagnetického pole v místě příjmu. Zaměření se provádí na minimum měřeného napětí E_p na vstupu přijímače. Pro $d/\lambda \ll 1$ bude mít směrový diagram v polárních souřadnicích tvar zobrazený na obr. 46c, daný matematickým vztahem:

$$E_p \cong 2Eh_e \frac{\cos \beta \cdot \pi \cdot d}{\lambda} = E_{p_{\max}} \cdot \cos \beta. \quad (2.15)$$

Uvážíme-li, že obě svislé antény jsou vertikálními částmi obdélníkového rámu (při vertikální polarizaci vlny se na horizontálních částech rámu žádné napětí neindukuje), je vidět, že rámová anténa shodných rozměrů se bude chovat stejně. Fázové vztahy výsledného napětí, indukovaného do rámové antény a intenzity pole v místě příjmu jsou zobrazeny na obr. 2.8. Protože přijímač zpracovává rozdílový signál bude vstupní napětí pro maximum intenzity pole nulové, naopak při průchodu intenzity pole nulou bude vstupní napětí přijímače maximální. Je tedy zřejmé, že indukované rozdílové napětí rámové antény je proti intenzitě pole v místě příjmu fázově posunuto o 90° . Tato skutečnost hraje důležitou roli při konstrukci anténního systému se směrovou charakteristikou s jediným minimem.

Nevýhodou předchozí konstrukce rámu je nutnost jeho mechanického otáčení při zaměrování. To vadí zejména při použití rámců velkých rozměrů. Proto byly konstruovány tzv. **goniometrické anténní soustavy** tvořené dvojicí rámců mechanicky proti sobě natočených o 90° . Tyto rámy napájejí dvojicí vzájemně kolmých cívek. Uvnitř cívek se pak vytváří pole,

kteřé je prakticky totožné s polem, které obklopuje oba rámy soustavy. Uvnitř pole cívek je pak umístěna otočně snímací cívka, připojená ke vstupu přijímače. Natáčení této snímací cívky je pak ekvivalentní k natáčení celé rámové antény.



Obr. 2.8. Zobrazení fázových vztahů mezi intenzitou pole a indukovaným napětím v rámu.

Vzhledem k existenci polarizačních chyb je výhodné, když použitá zaměřovací anténní soustava nebude mít žádné horizontální části. Adcock řešil konstrukci zaměřovací soustavy složením čtyř svislých anténních stožárů bez horizontálních částí (všechny napáječe jsou stejně dlouhé, pečlivě stíněné a samotné stožáry jsou důkladně kapacitně vyvážené). Takový systém je pak nazýván Adcockova anténa. Naindukované napětí jednotlivých stožárů se pak přivádí do čtyřcívkového goniometru, uvnitř kterého je opět umístěna točná cívka snímací, připojená na vstup přijímače. Zaměřování takovou anténní soustavou se uskutečňuje pouhým otáčením snímací cívky. Zaměřuje se opět na minimum vstupního napětí.

2.2.1.3 Zaměřovače

Pojmem zaměřovač se rozumí speciální přijímač vybavený směrovou anténní soustavou, pomocí něhož je možné stanovit rádiový směrník zaměřovaného vysílače. Podle umístění rozeznáváme zaměřovače pozemní a palubní. Palubní zaměřovače se v současné době konstruují jako tzv. **radiokompasy**. Vzhledem k tomu, že ve většině praktických případů zaměřování nejde o zjištění směru, ale současně i o zjištění smyslu, odkud vš energie přichází, je nutno používat anténní systémy s jediným minimem vyzařovací charakteristiky. Typickým diagramem směrové charakteristiky s jedním minimem je kardioida. Kardioidní charakteristiku je možné vytvořit vhodnou kombinací všesměrové a směrové charakteristiky. Uvažujme vysílač, který napájí všesměrovou anténu (označíme ji indexem 1) a směrovou anténu - rám (označíme ji indexem 2) a hledejme směrové vlastnosti této kombinace za různých pracovních podmínek. Předpokládejme, že všesměrová anténa vytvoří ve vzdáleném místě příjmu intenzitu pole o amplitudě:

$$E_1(\Theta) = E_{1m} = \text{konst} \quad (2.16)$$

a směrová anténa:

$$E_2(\Theta) = E_{2m} F(\Theta), \quad (2.17)$$

kde $F(\Theta)$ je její směrová charakteristika. Fázový rozdíl vzniklých polí E_1 a E_2 v bodě příjmu označujeme symbolem φ . Uvažujme, že tento fázový rozdíl zůstane při změně směru (tj. při změnách Θ konstantní, tudíž platí $\varphi(\Theta) = \text{konst}$. Vektor intenzity výsledného

(součtového) pole $\bar{E}$ bude roven:

$$\bar{E} = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 \quad (2.18)$$

a jeho modul pak výrazu:

$$E = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos \varphi} . \quad (2.19)$$

Dosadíme-li do uvedeného vztahu hodnoty E_1 a E_2 a obě strany normujeme hodnotou E_{1m} získáme vztah:

$$\frac{E}{E_{1m}} = \sqrt{1 + \left(\frac{E_{2m}}{E_{1m}}\right)^2 \cdot F^2(\Theta) + 2\left(\frac{E_{2m}}{E_{1m}}\right) \cdot F(\Theta) \cdot \cos \varphi} . \quad (2.20)$$

Označíme-li poměry $\frac{E_{2m}}{E_{1m}} = A$ a $\frac{E}{E_{1m}} = F_k$, pak lze rovnici (2.20) přepsat do tvaru:

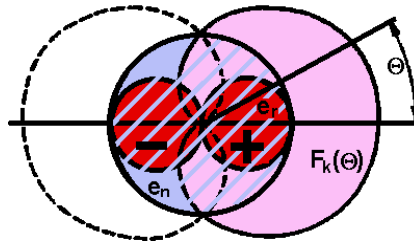
$$F_k(A, \Theta, \varphi) = \sqrt{1 + A^2 \cdot F^2(\Theta) + 2AF(\Theta) \cdot \cos \varphi} . \quad (2.21)$$

Tento výraz charakterizuje směrové vlastnosti kombinované anténní soustavy. V našem případě je směrovou anténou rámová anténa a její směrová charakteristika má tvar $F(\Theta) = \cos \Theta$. Po dosazení do předchozího vztahu dostaneme upravenou charakteristiku anténní soustavy:

$$F_k(A, \Theta, \varphi) = \sqrt{1 + A^2 \cdot \cos^2 \Theta + 2A \cdot \cos \Theta \cdot \cos \varphi} . \quad (2.22)$$

Směrové vlastnosti směrové anténní soustavy budou určeny amplitudovými a fázovými poměry v bodě skládání polí. Může nastat několik případů, z nichž nejzajímavější je stav, kdy $\varphi = 0^\circ$ (nebo 180°) a $A = 1$. Pro tyto podmínky bude mít směrová charakteristika tvar kardioidy (viz. obr. 2.9), jejíž matematický tvar je dán rovnicí:

$$F_k(\Theta) = 1 + \cos \Theta . \quad (2.23)$$



Obr. 2.9. Směrová charakteristika kombinované antény při $\varphi = 0$ a $A = 1$.

Z obrázku 2.9 je zřejmé, že pro $\Theta = 180^\circ$ má charakteristika minimum rovné 0 a pro ostatní úhly narůstá až dosáhne své maximum pro $\Theta = 0^\circ$. Pro hodnoty $A \neq 1$ bude mít směrová charakteristika buď minimum nerovnájící se nule, nebo dokonce dvě minima směrově odchýlená od osy původní kardioidy, pro ostatní případy, tj. pro $\varphi \neq 0$ budou směrové

charakteristiky podle velikosti A mít tvar přibližně podobný charakteristice rámu, jen v místě minima příjmu bude nenulová hodnota součtového napětí. Pro nás je zajímavý pouze případ $\varphi = 0^\circ$, nebo $\varphi = 180^\circ$ a $A = 1$, kdy bude směrovou charakteristikou přesná kardioida, která bude podle velikosti φ natočena ve směru osy $\Theta = 0^\circ$ v jednom, nebo opačném smyslu.

Některé zaměřovače nepracují s minimem nosné vlny. Zaměřovaný vysílač se hledá podle minima hloubky modulace. Ve vlastním zaměřovači se vlastní signál před přivedením na vstup přijímače amplitudově moduluje tak, aby hloubka modulace byla funkcí směru na zaměřovaný vysílač. Na tomto principu pracují radiokompasy.

2.2.1.4 Radiokompas

Předpokládejme, že směrová charakteristika anténní soustavy radiokompasu je tvořena dříve zmíněnou kombinací všesměrové a rámové antény a jsou splněny podmínky, že výsledná charakteristika má tvar kardioidy. Uvažujme původní tvar směrové charakteristiky kombinované antény podle vztahu (136), přičemž zaměňme v tomto vztahu Θ za $\vartheta = 90^\circ - \Theta$ a předpokládejme, že opět platí $\varphi = 0$. Okamžitá hodnota napětí na vstupu přijímače bude:

$$u_1(t) = U_m F_k(\vartheta) \cos(\omega t) = U_m (1 + A \sin \vartheta) \cos(\omega t). \quad (2.24)$$

Bude-li $\varphi = 180^\circ$ dostaneme vztah:

$$u_2(t) = U_m (1 - A \sin \vartheta) \cos(\omega t). \quad (2.25)$$

Měníme-li periodicky fázi φ o 180° , bude se amplituda vstupního napětí přijímače měnit skokem mezi hodnotami:

$$U_1 = U_m (1 + A \sin \vartheta), \quad (2.26)$$

$$U_2 = U_m (1 - A \sin \vartheta). \quad (2.27)$$

V důsledku periodické změny fáze φ se současně periodicky mění amplituda vstupního napětí a generujeme amplitudově modulovanou nosnou. Změna fáze φ se může měnit buď u směrové nebo u všesměrové antény. V praxi se převážně používá přepínání fáze antény směrové. Sčítání signálů obou antén kombinace musí probíhat ve fázi, tj. vzniklé vzájemné fázové posuvy obou napětí musí být pečlivě vykompenzovány. Pro ilustraci jsou na obr. 2.10. uvedeny průběhy napětí ve vstupní části zaměřovače pro tři charakteristické případy:

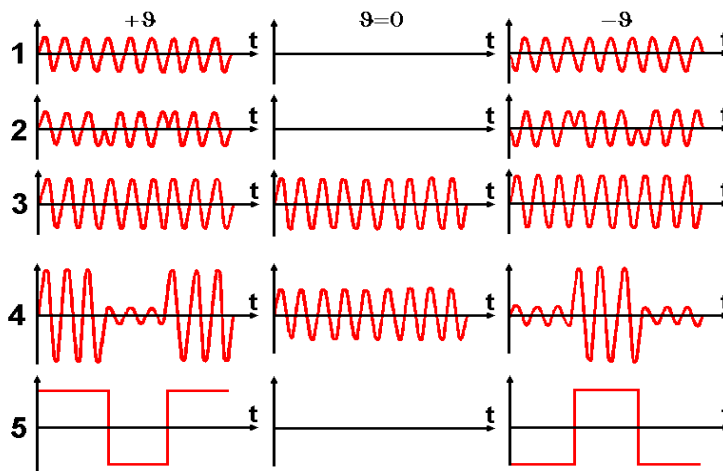
1. sloupec průběhů: *Směr na vysílač je shodný s kolmicí k ploše rámu ($\vartheta = 0$).*
2. sloupec průběhů: *Vysílač je odchýlen od kolmice o úhel $+\vartheta$.*
3. sloupec průběhů: *Vysílač je odchýlen od kolmice o úhel $-\vartheta$.*

První řádek obrázku 2.10 představuje průběhy napětí směrové antény na vstupu přepínače fáze, druhý napětí na výstupu přepínače fáze přiváděné do sčítacího obvodu, třetí napětí nesměrové antény a čtvrtý skutečné napětí na vstupu přijímače. Vstupní napětí, získané skládáním obou dílčích napětí, představuje amplitudově modulované kmity s obalovou křivkou pravoúhlého tvaru. Perioda modulační křivky, zobrazené v pátém řádku diagramu, je rovna periodě přepínání T a amplituda této obalové křivky je funkcí směru na vysílač. Nachází-li se směrová anténa v poloze, tj. $\vartheta = 0$, je amplituda obalové křivky rovna 0 . Při změně stranové odchylky od nulového zaměření o úhel $\pm\vartheta$ se fáze obalové křivky mění

o 180° a s rostoucí úhlovou odchylkou roste její amplituda. Hloubka modulace přijímaného signálu vysílače se charakterizuje činitelem m , který je určen výrazem:

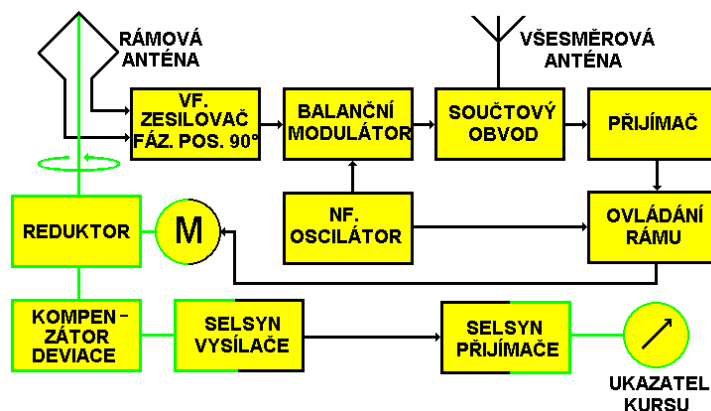
$$m = \frac{\frac{1}{2}(U_1 - U_2)}{\frac{1}{2}(U_1 + U_2)}. \quad (2.28)$$

Po dosazení za U_1 a U_2 bude $m = A \sin \vartheta$. Při $\vartheta = 0$ je $m = 0$ a signály přicházející na vstup přijímače od zaměřovaného vysílače mají podobu, ve které je vysílač vysílal. To dovoluje současně se zaměřováním přijímat vlastní modulační signál vysílače. Bude-li vysílačem některý specializovaný všesměrový maják, pak přijímaným signálem bude jeho identifikační znak. Při přepínání fáze napětí nesměrové antény by byl příjem modulační informace doprovázen silným zkreslením.



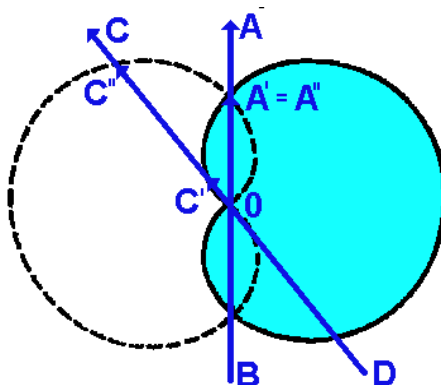
Obr. 2.10. Časové průběhy napětí ve vstupní části zaměřovače typu radiokompasu.

Na obrázku 2.11 je uvedeno zjednodušené schéma radiokompasu. Na jeho výstupu je servosystém natácející rámovou anténu tak, aby její nastavení odpovídalo minimu hloubky pomocné modulace. Natáčení rámové antény je snímáno selsynem vysílačem a údaj je dodáván do selsynů přijímačů v indikátorech KUR. Fázový posuv signálu rámové antény přibližně 90° je nutný ze zmíněné potřeby fázově souhlasného sčítání obou napětí (od rámu i všesměrové antény). Z obrázku 2.12 je patrné, že u radiokompasu vzniká pomocný nízkofrekvenční signál vždy, odchýlí-li se úhel ϑ od nuly (úhel ϑ od 90°).



Obr. 2.11. Zjednodušené schéma radiokompasu

Radiokompas v principu srovnává na vstupu přijímače napětí pro dvě polohy kardioidy (vzájemně otočené o 180°). Pokud $\vartheta = 0$, jsou obě tato napětí stejná a ukazatel *KUR* nemění svůj údaj. Jakmile se ϑ odchýlí od 0, budou obě zmíněná napětí co do velikosti i fáze různá a servosystém natočí rám nejkratším možným směrem do takové polohy, aby byl opět úhel ϑ roven 0. Protože rámová anténa je spojena dálkovým přenosem (selsyny) s ukazatelem *KUR*, změní se nastavení na správnou hodnotu. Podle obrázku 2.12 bude zaměření radiokompasu správné (do tohoto stavu se radiokompas nastaví automaticky), bude-li vysílač ve směru *A*. Bude-li vysílač ve směru *C*, pak pro jednu periodu přepínacího napětí dostaneme napětí úměrné úsečce 0-*C''* a pro druhou pak úsečce 0-*C'*. Vzhledem k jejich rozdílným velikostem dostane servosystém signál jehož působením se rámová anténa natočí tak, aby byl zaměřovaný vysílač orientován do směru *A*. Rám je pro tento případ natočen k uvedenému vysílači svým minimem.



Obr. 2.12. Situace pro různé polohy zaměřovaného vysílače.

Vzhledem k tomu, že se v blízkosti letadla deformují silokřivky vř. pole a zaměření by bylo nepřesné (uplatňuje se tzv. radiodeviace), je nutné radiokompas doplnit zařízením pro kompenzaci radiodeviace, tzv. kompenzátozem radiodeviace. Kompenzace radiodeviace je jednou z periodických údržbářských prací, které mají vyloučit nepřesnost radiokompasu. Podobně jako u kompasu magnetického je i u radiokompasu zbytková chyba radiodeviace tabelizována a navigátor ji má k dispozici. Vzhledem k důležitosti zjišťování *KUR* se u většiny větších letadel používají dokonce dva radiokompasy. Jejich indikátory jsou sloučeny do dvouručkového ukazatele. To zaručuje jednoduchost operace zjišťování polohy, nebo operaci přistávacího manévru, při kterém musí být měřeny kursy *KUR* od dvou majáků.

2.2.1.5 Radiomajáky

Radiomajákem může být libovolný zdroj vysokofrekvenčního signálu pracující ve vzpomínaných kmitočtových rozsazích, jehož poloha je přesně známá a pilot nebo navigátor ji mají zaznamenánu na mapě. Pokud radiomaják vytváří pole, jehož amplituda kmitů, nebo hloubka amplitudové modulace závisí na směru, označujeme ho termínem **amplitudový radiomaják**. Amplitudovým radiomajákem mohou být všechny rozhlasové vysílače pracující na DV, SV a KV rozsazích. Amplitudové majáky patří k nejstarším, avšak stále používaným, navigačním úhlovým zařízením. Pro navigaci pomocí radiomajáku je třeba mít na palubě letounu radiokompas. Radiomajáky udávající jednu nebo několik polohových čar se nazývají **kurzové radiomajáky**. Pokud pomocí údajů radiomajáku můžeme určit libovolný úhel v rozmezí azimutu 0 až 360° nazýváme takové **majáky všesměrovými**. Majákem VOR tohoto typu se budeme zabývat v kapitole 2.3.1 podrobněji.

2.2.2 Radionavigační systémy s fázovou modulací

Fázovou modulaci používají zařízení zejména pro měření vzdálenosti. Měření je založeno na přímočarosti elmag. energie a na konečné rychlosti tohoto šíření. Urazí-li čelo vlny s úhlovým kmitočtem ω vzdálenost r rychlostí c , změní se fáze vlny o hodnotu:

$$\varphi = \frac{\omega}{c} r = \frac{2\pi}{\lambda} r = konst. \cdot r \quad (2.29)$$

Je-li vzdálenost $r = \lambda$ bude fázová změna přesně 360° . Metoda měření vzdálenosti pomocí měření fáze je tedy jednoznačná pouze pro $r \leq \lambda$. Přesnost určování fáze je asi 1° . Dosažitelná přesnost měření vzdálenosti je tedy $\Delta r = 0,003\lambda$, což při kmitočtu okolo 100 MHz zajišťuje přesnost určení délky asi 1 cm . To je přesnost velmi vysoká. Metoda měření můžeme být založena buď na měření fázové změny nosné, nebo fázové změny pomocných signálů (např. mezifrekvenčního kmitočtu), určitým způsobem vázaných na nosnou. Při měření úhlových souřadnic není možné využívat bezprostřední závislost fáze signálu na úhlové souřadnici. Závislost musíme vytvořit uměle, např. rychlou rotací směrové charakteristiky antény, při níž vzniká amplitudová modulace nosné se závislostí fáze modulační obálky na úhlu. Další možností je rotace nesměrové antény po kruhové dráze o určitém poloměru, čímž vzniká fázová modulace nosné se závislostí fáze modulačního signálu na úhlu.

U navigačních zařízení s fázovou modulací se opět projevují nepřesnosti a chyby. Při šíření rádiových vln konstantní rychlostí je fáze vlnění přímo úměrná vzdálenosti, kterou vlnění urazilo. Mimo této změny fáze vzniká při šíření i doplňková fázová změna. Její příčinou je zejména odchylka fázové rychlosti šíření elmag. energie v reálných podmínkách ve srovnání s fázovou rychlostí šíření v ideálním volném prostoru a odchylka trajektorie šíření. Obě tyto příčiny jsou mimo jiné způsobeny vlivem elektrických vlastností zemského povrchu, nad nímž k šíření dochází a na vlastnostech ionizovaných vrstev atmosféry. Vliv na fázovou rychlost šíření má hlavně blízké okolí vysílací antény a tvar rozhraní různorodých prostředí. Při šíření ve volném prostoru je fázová rychlost rovná rychlosti světla. Při šíření povrchové vlny nad reálným povrchem musíme uvažovat vliv modulu a argumentu funkce, která vyjadřuje zeslabování intenzity pole. Bylo zjištěno, že při záření nad reálným povrchem je fázová rychlost závislá na derivaci argumentu zmíněné funkce podle vzdálenosti, přičemž fázové posunutí způsobené prostředím se blíží pevné hodnotě (180° pro ideálně vodivý povrch a 90° pro ideálně nevodivý povrch). Této hodnoty fázové posunutí se dosáhne ve vzdálenosti několika desítek nebo stovek vlnových délek od vysílací antény. Na základě měření bylo zjištěno, že fázová rychlost je v blízkosti vysílací antény menší, než rychlost světla a k této rychlosti se blíží tím víc, čím větší je vzdálenost vlny od antény. Ve velkých vzdálenostech nad souší i nad mořem je fázová rychlost prakticky rovná rychlosti světla. Pro praktické účely není důležitá okamžitá fázová rychlost šíření, ale střední rychlost, kterou rozumíme poměr vlnou uražené vzdálenosti a času nutného pro zdolání této vzdálenosti. Pro velké vzdálenosti od vysílací antény se blíží rychlosti světla, avšak značně pomaleji než fázová rychlost okamžitá. Tyto skutečnosti je nutné uvažovat, pokud má navigační zařízení pracovat v menší vzdálenosti od vysílače. Protože však většina navigačních zařízení tohoto typu nepoužívá měření fáze, ale rozdílu fází, nepříznivé efekty se často kompenzují. Pouze používají-li tyto systémy různé vlnové délky nebo trasy šíření probíhají nad různými prostředím, musí se s fázovým posuvem počítat. Je však nutno poznamenat, že se zvětšující se výškou letu se povrch Země uplatňuje méně. Při výškách kolem $\lambda/2$ je možné pokládat ekvifázové křivky za kružnice jejich střed je v místě vysílací

antény. Je zřejmé, že v řadě praktických případů se kromě povrchové vlny uplatní i vlna prostorová (odrážející se od ionosféry), kdy dochází ke značným fázovým chybám. Z hlediska vlivu prostorových vln je třeba rozlišovat tři oblasti:

- blízkou (u níž je prostorová vlna zanedbatelná proti vlně povrchové)
- střední (u níž je vliv prostorové i povrchové vlny srovnatelný)
- vzdálenou (u níž je zanedbatelný vliv povrchové vlny).

V blízké oblasti je fázová chyba způsobená prostorovou vlnou malá. Ve střední oblasti jsou fázové chyby tak velké, že znemožňují činnost zařízení. I ve vzdálené oblasti budou chyby značné. Proto je třeba vybrat vhodnou pracovní délku vlny, aby blízká oblast (oblast přízemního šíření) byla co největší. Této podmínce odpovídají dlouhé vlny. U rozdílových soustav se chyby způsobené prostorovým šířením vzájemně odečítají a celková fázová chyba klesá. Použijí-li se velmi dlouhé vlny, elmag. energie se šíří jako ve vlnovodu, omezená shora ionizovanou vrstvou a zdola zemským povrchem. V těchto případech je nutné pro stanovení fáze přijímané energie uvažovat interferenci vln, které se do místa příjmu dostanou po různém množství odrazů. Výsledky zkoumání jsou pro praktické využití zpracovány ve formě grafů. Často se pro daný navigační systém uskutečňuje rozsáhlé měření, které zaručuje dobré výsledky alespoň pro důležité směry.

Ve fázových navigačních systémech se využívají harmonické kmity, jejichž fáze je zadanou funkcí navigačních souřadnic x a času t . Závislost fáze na proměnných x a t můžeme vyjádřit ve formě součtu:

$$\varphi(x, t) = \varphi(x) + \varphi(t). \quad (2.30)$$

Samotný harmonický signál pak můžeme vyjádřit vztahem:

$$c(t) = E_m \sin \varphi(x, t) = E_m \sin[\varphi(x) + \varphi(t)] \quad (2.31)$$

Uvážíme-li dvě střídavá napětí s úhlovými kmitočty ω_1 a ω_2 a budeme-li předpokládat, že $\varphi(t) = \omega t$, jejich fáze budou:

$$\varphi_1(x, t) = \varphi_1(x) + \omega_1 t \quad \text{a} \quad \varphi_2(x, t) = \varphi_2(x) + \omega_2 t. \quad (2.32)$$

Fázový rozdíl těchto dvou napětí bude:

$$\varphi_{12}(x, t) = \varphi_1(x) - \varphi_2(x) + (\omega_1 - \omega_2)t. \quad (2.33)$$

Abychom tuto závislost získali pouze závislost $\varphi_{12}(x)$ je třeba zbavit se závislosti na čase t . Použijeme-li napětí stejných kmitočtů $\omega_1 = \omega_2 = \omega$ získáme:

$$\varphi_{12}(x) = \varphi_1(x) - \varphi_2(x). \quad (2.34)$$

Závislost fázového rozdílu na čase je možné odstranit volbou kmitočtů v poměru:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{m}{n} = p, \quad (2.35)$$

kde p je poměr celých čísel m a n . Vynásobením φ_2 součinitelem p a použitím rozdílu

dostaneme:

$$\varphi_{12}(x) = \varphi_1(x) - p\varphi_2(x) . \quad (2.36)$$

Je vidět, že i pro tento případ je φ_{12} jednoznačnou funkcí navigační souřadnice x . Pro vlastní měření je nutné aby $\varphi_1(x)$ a $\varphi_2(x)$ byly různými funkcemi x . Jinak by totiž bylo $\varphi_{12}(x)$ konstantní. Nejvýhodnější bude stav, když jedna z veličin nebude na x vůbec závislá:

$$\varphi_2(x) = \varphi_2(0) = \varphi_0 . \quad (2.37)$$

Pak bude platit:

$$\varphi_{12}(x) = \varphi_1(x) - \varphi_0 . \quad (2.38)$$

Napětí, jehož fáze na x závisí označme **pracovní** a napětí, jehož fáze je konstantní označme **referenční**. Za stejným účelem se někdy volí $\varphi_1(x) = -\varphi_2(x)$ a platí:

$$\varphi_{12}(x) = 2\varphi(x) . \quad (2.39)$$

Pro poslední případ jsou obě napětí rovnocenná.

Vlastní **měření fázového rozdílu** se v radionavigačních zařízeních uskutečňuje přímým nebo umělým způsobem. Při přímém měření fázového rozdílu se používají různé druhy fázoměrů, při umělém zejména kompenzační metody. Přímé metody měření jsou jednodušší, ale méně přesné. Proto se u přesných navigačních systémů používají kompenzační metody, kde se fázový rozdíl měří pomocí jeho změny na známou, dobře měřitelnou veličinu.

2.2.2.1 Metody měření fázového rozdílu signálů

S nejznámější metodou měření fázového rozdílu dvou signálů se stejným kmitočtem jste se již setkali předmětu „Elektronická měření“. Jedno napětí jste přiváděli na horizontální a druhé na vertikální vychylovací systém **osciloskopické obrazovky**. Na stínítku obrazovky se objevil obecně eliptický obrazec a z jeho význačných rozměrových parametrů jste byli schopni určit hledaný fázový rozdíl vstupních napětí. Více se již touto metodou zabývat nebudeme, jen je vhodné upozornit na možnost **kruhové časové základny** s kmitočtem vstupních napětí, jejichž fázový rozdíl chceme určit. Celému oběhu ČZ odpovídá úhel 360° . Zkoumaná napětí přeměníme na krátké impulsy odpovídající časově např. průchodu nulou v kladném smyslu a obě tato napětí přivedeme na centrální elektrodu obrazovky. Úhlová vzdálenost obou zobrazených impulsů ve stupních je hledanou hodnotou fázového rozdílu $\varphi_{12}(x)$.

Jinou metodou je **použití fázového detektoru a ručkového měřidla**. Zapojení jednoduchého fázového detektoru vhodného pro tyto účely je uvedeno na obrázku 2.13. Uvažujme, že na vstupy fázového detektoru přivedeme napětí u_1 a u_2 s fázovým rozdílem φ . Platí:

$$u_1(t) = U_1 \sin \omega t \quad \text{a} \quad u_2(t) = U_2 \sin(\omega t + \varphi) . \quad (2.40)$$

Napětí u_1 je k oběma větvím detektoru přiváděno ve fázi, napětí u_2 v protifázi. Podle fázorového znázornění z obrázku 52 jsou ke každé větvi detektoru přivedena napětí:

$$U_I = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2 \cos \varphi} \quad \text{a} \quad U_{II} = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 - 2U_1U_2 \cos \varphi}. \quad (2.41)$$

Budou-li amplitudy vstupních napětí stejné $U_I = U_2 = U_m$, získáme rovnice:

$$U_I = 1,41U_m\sqrt{1 + \cos \varphi} \quad \text{a} \quad U_{II} = 1,41U_m\sqrt{1 - \cos \varphi}. \quad (2.42)$$

Na každé zátěži RC bude stejnoměrné napětí U_I a U_{II} a na svorkách ručkového měřidla bude jejich rozdíl:

$$U = 1,41U_m(\sqrt{1 + \cos \varphi} - \sqrt{1 - \cos \varphi}). \quad (2.43)$$

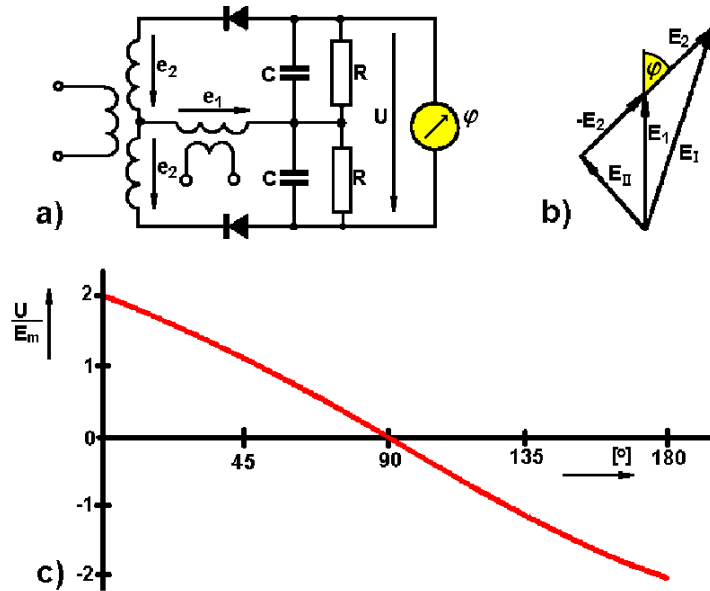
Stejnomořné napětí zobrazované ručkovým přístrojem je tedy funkcí U a φ . Pro správnou funkci fázového detektoru je třeba potlačit vliv U na výchylku ručky. Za tohoto předpokladu bude výstupní napětí měřené ručkovým měřidlem pouze funkcí fázového rozdílu obou vstupních napětí. V rozmezí fázových rozdílů mezi 0° a 180° je závislost téměř lineární, což dovoluje konstruovat fázoměr se zhruba lineární stupnicí pro měření fázových rozdílů v uvedeném rozsahu (viz obr. 2.13c).

Je-li $U_I \gg U_2$, platí:

$$U_I \cong U_1 + U_2 \cdot \cos \varphi \quad \text{a} \quad U_{II} \cong U_1 - U_2 \cdot \cos \varphi. \quad (2.44)$$

Odtud je:

$$U_1^* = 2U_{2m} \cdot \cos \varphi \quad (2.45)$$



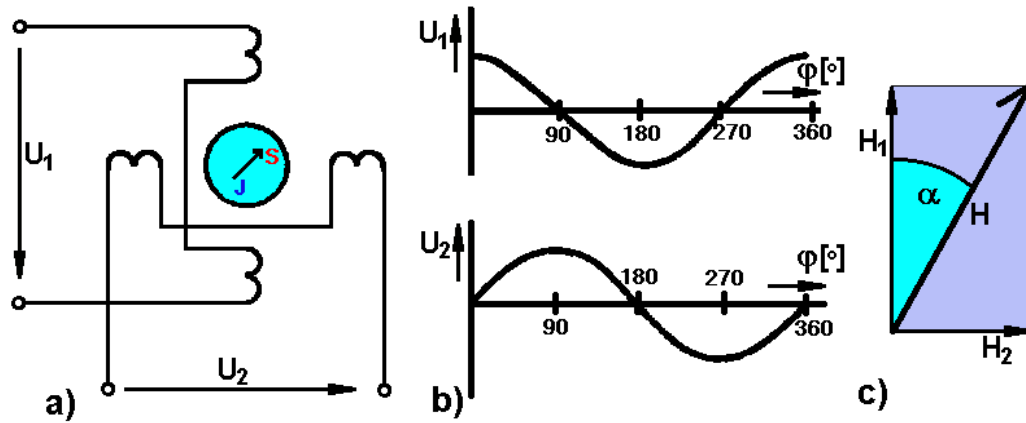
Obr. 2.13. Fázový detektor: a) zapojení, b) fázorový diagram, c) závislost výst. napětí na φ .

a změníme-li fázi jednoho ze vstupních napětí o 90° (např. napětí u_I), získáme napětí:

$$U_2^* = 2U_{2m} \cdot \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{2}\right) = 2U_{2m} \cdot \sin \varphi \quad (2.46)$$

Rovnice pro napětí U_1^* a U_2^* nastiňují princip fázoměru pro měření fázových rozdílů 0° až 360° . Schéma fázoměru je na obrázku 2.14.

Fázoměr je tvořen dvojicí navzájem kolmých pevných cívek a otočného ocelového disku, příčně zmagnetovaného. Cívky jsou napájeny napětím U_1 a U_2 od dvou fázových detektorů předchozího typu a vytvářejí stejnosměrná magnetická pole o intenzitách H_1 a H_2 . Zmagnetovaný ocelový disk se natáčí do směru výsledné intenzity magnetického pole H .



Obr. 2.14. Fázoměr: a) zapojení, b) napětíové průběhy, c) fázorový diagram intenzit magnetického pole.

Protože platí:

$$H_1 = k_1 U_1^* = H_{1m} \cdot \cos \varphi \quad \text{a} \quad H_2 = k_2 U_2^* = H_{2m} \cdot \cos \varphi, \quad (2.47)$$

získáme výraz:

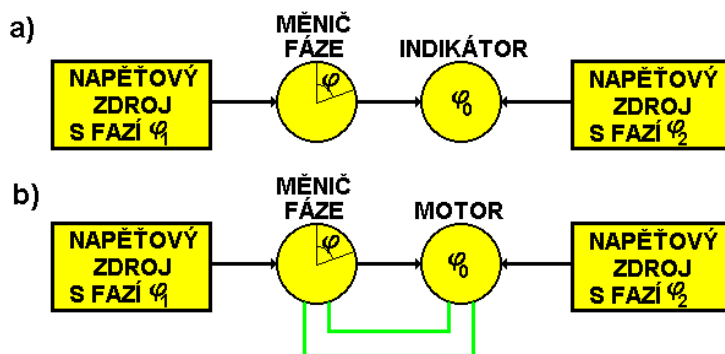
$$\frac{H_2}{H_1} = \tan \alpha = \frac{H_{2m}}{H_{1m}} \cdot \tan \varphi, \quad (2.48)$$

kde $\tan \alpha = a \tan \varphi$, přičemž $a = H_{2m}/H_{1m}$. Bude-li koeficient $a = 1$, pak $\alpha = \varphi$. Takto sestavený fázoměr může pracovat na nízkých i vysokých kmitočtech. Aby bylo měření přesné musíme se postarat o dostatečnou stabilitu amplitud obou vstupních napětí, protože jakákoliv jejich změna by znamenala chybu v odečítání údaje o fázovém rozdílu. Dodržet tuto podmínku je v mnoha praktických případech obtížné a proto se hledaly jiné metody měření fázového rozdílu, z nichž si popíšeme princip metody kompenzační.

Měření fázového rozdílu **kompenzační metodou** je možné uskutečnit přímo užitím střídavých napětí nebo s předchozí přeměnou střídavých napětí na napětí stejnoměrná. Vhodné zapojení je na obrázku 2.15.

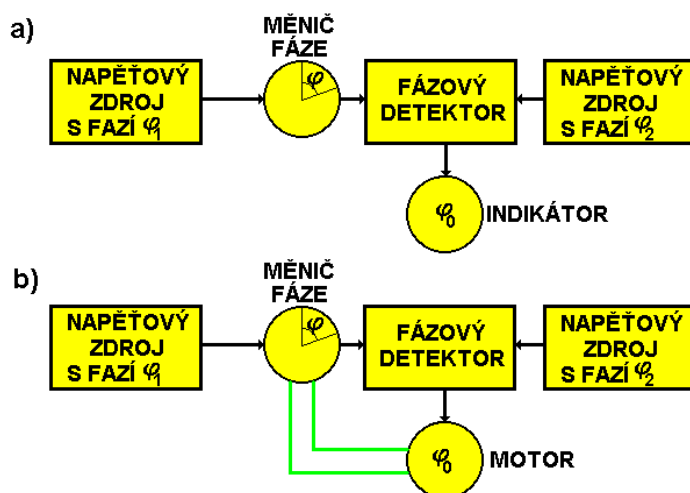
Indikátor dovoluje přesnou indikaci určité hodnoty fázového rozdílu, který označíme symbolem φ_0 . Na tento indikátor jsou přiváděna dvě napětí s fázemi φ_1 a φ_2 . Napětí s fází φ_2 se k indikátoru vede přímo, napětí s fází φ_1 přes cejchovaný měnič fáze, což je zařízení dovolující plynule měnit fázi přiváděného napětí. Změnou nastavení měniče fáze na hodnotu fázového posuvu φ nastavíme fázový rozdíl přiváděných napětí na hodnotu φ_0 , tj.:

$$(\varphi_1 - \varphi) - \varphi_2 = \varphi_0 \quad \text{a} \quad \varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = \varphi_0 + \varphi. \quad (2.49)$$



Obr. 2.15. Zapojení pro kompenzaci měření fázového rozdílu.

Ve funkci indikátoru se většinou používají obrazovky, pomocí kterých je možné s vysokou přesností určit fázový rozdíl 0° nebo 180° . Dolní zapojení z obrázku 52 dovoluje automatické měření. Místo indikátoru použitý motorek natáčí měnič fáze tak dlouho, až je $\varphi_0 = 0$. Pak je chybové napětí nulové a motorek se zastaví. Systém dovoluje automatické a nepřetržité sledování fázového rozdílu φ_{12} . Tato zapojení jsou však vhodná pouze pro signály s nízkými kmitočty. Pro signály s vysokými kmitočty je potřeba tato napětí nejprve převést na napětí stejnoměrná. Vhodné zapojení je na obrázku 2.16. Chybové napětí vedené na indikátor, respektive k motoru je nulové, pokud bude fázový rozdíl $\varphi_0 = 90^\circ$. Při tomto fázovém rozdílu totiž prochází výsledné napětí u fázového detektoru nulou. Výhodou metody s přeměnou střídavých na stejnoměrná napětí je její univerzálnost pro nízké i vysoké frekvence. Dosažitelná přesnost těchto zařízení je asi $0,5$ až 1° . Pro měřiče fáze se obvykle používají selsyny, nebo resolvery (pro nižší kmitočty), případně pro vysoké kmitočty kapacitní fázové měniče. Pro jednodušší zařízení je možno použít měniče potenciometrické.



Obr. 2.16. Kompenzační měření fázového rozdílu s přeměnou střídavých napětí na stejnosměrná.

2.2.2.2 Fázové dálkoměry

Většina dálkoměrných soustav pracuje s **aktivní retranslací**. Například na letadle je umístěna řídicí souprava vysílače s přijímačem, na známém místě zemského povrchu pracuje retranslátor. Vyhodnocuje se rozdíl fází přímé (vysílané) vlny přijaté retranslátozem. Pro rozlišení přímé a přijaté vlny pracuje řídicí stanice (dotazovač) a retranslátor s různými

kmitočty nosné.

Označme je symboly ω_1 a ω_2 . Poměr $\omega_1/\omega_2 = m/n = p$ musí být, jak víme, rovný nízkému celému číslu. Řídící stanice vysílá harmonický signál:

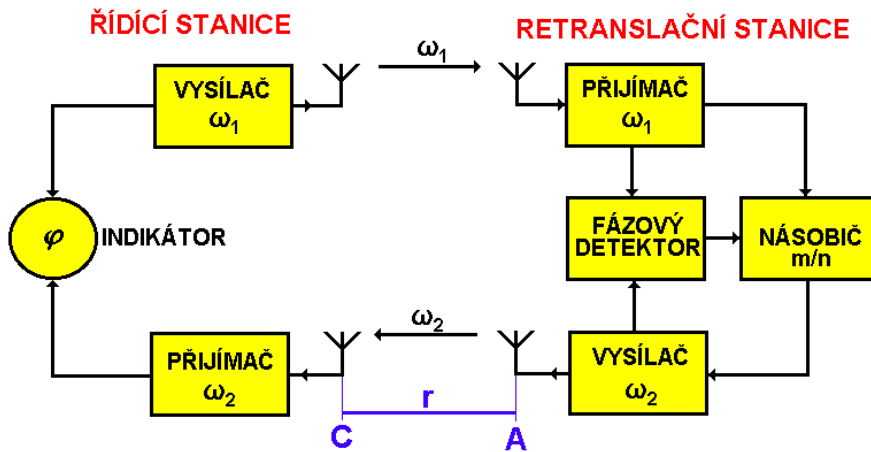
$$e_v = E_1 \cdot \sin \omega_1 t = E_1 \cdot \sin \varphi_1. \quad (2.50)$$

Ve vzdálenosti r od řídící stanice (v bodě A z obr. 2.17) bude fáze tohoto signálu změněna na hodnotu:

$$e_1 = E_1 \cdot \sin \left(\omega_1 t - \omega_1 \frac{r}{c} - \beta_1 \right), \quad (2.51)$$

kde $\omega_1 r/c$ je fázový posuv vzniklý šířením na vzdálenost r a β_1 je dodatečný fázový posuv daný vlastnostmi prostředí. Přijímač retranslátoru tento signál zpracuje a přidá k fázovému zpoždění další posuv γ_1 a celkový fázový úhel na výstupu přijímače retranslátoru je:

$$\varphi_1^* = \omega_1 t - \omega_1 \frac{r}{c} - \beta_1 - \gamma_1. \quad (2.52)$$



Obr. 2.17. Blokové schéma fázového dálkoměru s retranslací.

Vysílač retranslátoru vysílá harmonický signál s počáteční fází α_2 podle vztahu:

$$e_r = E_2 \cdot \sin(\omega_2 t - \alpha_2) = E_2 \cdot \sin \varphi_2, \quad (2.53)$$

přičemž mezi vysílaným signálem a signálem přijímaným na řídící stanici je zachován určitý fázový posuv:

$$\delta = p\varphi_2 - \varphi_1^* = p(\omega_2 t - \alpha_2) - \left(\omega_1 t - \omega_1 \frac{r}{c} - \beta_1 - \gamma_1 \right) = \omega_1 \frac{r}{c} + \beta_1 + \gamma_1 - p\alpha_2. \quad (2.54)$$

Z rovnice (2.54) lze odvodit:

$$p\alpha_2 = \omega_1 \frac{r}{c} + \beta_1 + \gamma_1 - \delta. \quad (2.55)$$

Signál vysílaný retranslátorem je v bodě C zachycen přijímačem řídicí stanice, přičemž se fáze tohoto signálu změnila o $\omega_2 r/c$ a β_2 a průchodem přes přijímač ještě o fázový posuv γ_2 . Úplný fázový úhel pak vyjadřuje rovnice:

$$\varphi_2^* = \omega_2 t - \alpha_2 - \omega_2 \frac{r}{c} - \beta_2 - \gamma_2. \quad (2.56)$$

Fázoměr řídicí stanice vyhodnocuje fázový rozdíl přímého signálu a signálu přijatého $\psi = \varphi_1 - \varphi_2^*$. Po dosazení získáme výraz:

$$\psi = 2\omega_1 \frac{r}{c} + \beta_1 + p\beta_2 + \gamma_1 + p\gamma_2 - \delta, \quad (2.57)$$

$\gamma_1 + p\gamma_2 - \delta = \varphi_0$ a $\beta_1 + p\beta_2 = \beta$ jsou konstanty a rovnici (2.57) můžeme zredukovat na tvar:

$$\psi = 2\omega_1 \frac{r}{c} + \beta + \varphi_0. \quad (2.58)$$

Fázový dálkoměr měří vzdálenost (rozdíl fází) jednoznačně pouze v rozmezí jednoho fázového cyklu a veličina ψ v sobě může zahrnovat neznámý počet celých fázových cyklů. Proto je nutné soustavu dálkoměru doplnit počítadlem celých fázových cyklů s automatickým přičítáním či odečítáním podle toho, zda se k retranslátoru letadlo blíží či se od něj vzdaluje. Aniž bychom se pouštěli do zbytečných podrobností uvedme, že pomocí dálkoměrných soustav s fázovou modulací je možné vytvořit systém tzv. kruhové a hyperbolické navigace (dále viz kapitola 2.3.2.2).

2.2.3 Radionavigační systémy s frekvenční modulací

FM radionavigační systémy jsou založeny na využití závislosti kmitočtu vysokofrekvenčního signálu na navigační souřadnici. Hledanou závislost je možno vytvořit tak, že funkcí navigační souřadnice může být:

- nosný kmitočet signálu
- kmitočet modulačního harmonického signálu
- opakovací kmitočet impulsů
- záznejový kmitočet dvou kmitočtově modulovaných signálů
- Dopplerův kmitočet

U některých metod jsou vznikající fyzikální procesy velmi složité, nevzniká jeden kmitočet, ale celé spektrum kmitočtů a navigační souřadnice je funkcí spektra kmitočtů daných signálů. Pomocí kmitočtově modulovaných soustav mohou být měřeny vzdálenosti, rozdíly vzdáleností i úhly. Pro jednotlivá měření jsou vhodné pouze určité metody realizace požadovaných závislostí. Pro **dálkoměry** jsou např. vhodné první tři metody. Pátá metoda je vhodná jen pro zjišťování **radiální rychlosti letadla vůči zemskému povrchu**, což se s výhodou využívá u soustav pro měření **traťové rychlosti** a **úhlu snosu**. V současnosti jsou z kmitočtově modulovaných systémů používány zejména **radiovýškoměry malých výšek** a **dopplerovské snosoměry**.

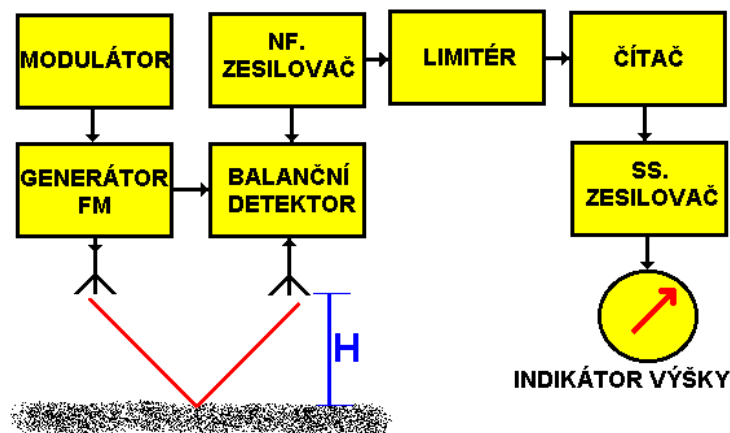
2.2.3.1 FM radiovýškoměry malých výšek

Nejjednodušší radiovýškoměr pracující na principu měření kmitočtu je na obrázku 2.18. U tohoto systému je *měřená výška funkcí kmitočtu záznějů přímé a odražené vlny*. Kmitočtově modulovaný vysílač vysílá pomocí směrové antény svazek elektromagnetického záření směrem k zemskému povrchu. Odražený signál je přijat přijímací anténou a ve vyváženém směřovači (balanční detektor) je směřován s přímým signálem vysílače. Využívá se principu homodynu, superheterodynu s nulovým mezifrekvenčním kmitočtem. Výsledkem zpracování signálu je záznějový kmitočtu, ze kterého je možné získat napětí, jenž je jednoznačně dáno měřenou výškou.

Uvažujme, že modulační signál má trojúhelníkový průběh. Po odrazu od zemského povrchu si signál zachová uvedený tvar, bude však časově posunut o čas:

$$\tau = \frac{2H}{c}, \quad (2.59)$$

kde H je měřená výška. Záznějový kmitočet, rozdíl mezi odraženým a přímým signálem, je ve velké části modulační periody konstantní. Tato frekvence je měřena čítačem ocejchovaným přímo v jednotkách výšky. Budeme-li vycházet z lineárního průběhu modulačního kmitočtu, pak podle obr. 2.18 T_m je perioda modulačního signálu, $\Delta f_m/2$ je amplituda modulačního signálu, celkový modulační zdvih je roven $\Delta f_m = f_{\max} - f_{\min}$, f_0 je kmitočet nosné bez modulace, H je měřená výška, $2H/c$ je časové zpoždění odraženého signálu, f_s je kmitočet přijímaného signálu a f_v je kmitočet vysílače.



Obr. 2.18. Blokové schéma radiovýškoměru malých výšek.

Z obrázku je patrné, že záznějový signál, rovný $f_z = f_v - f_s$ má dvakrát menší periodu a prochází dvakrát nulou během periody T_m modulačního signálu. Vzhledem k tomu, že rychlost změny kmitočtu v lineární části signálu f_v je:

$$\frac{df_v}{dt} = \frac{\Delta f_m}{\frac{T_m}{2}}, \quad (2.60)$$

a záznějový kmitočet během časového intervalu, kdy je stálý, je roven výrazu:

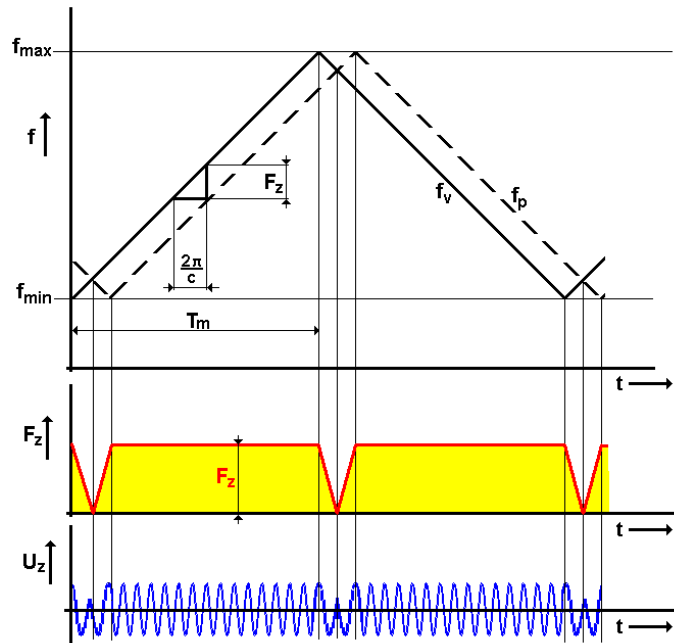
$$f_z = \frac{df_v}{dt} \cdot \frac{2H}{c} = \frac{4\Delta f_m H}{T_m c} \quad (2.61)$$

a pro výšku lze odvodit:

$$H = \frac{f_z c T_m}{4\Delta f_m} = \frac{f_z c}{4\Delta f_m F_m}, \quad (2.62)$$

kde $F_m = 1/T_m$. Vztah pro výšku H je pouze přibližný neboť předpokládá maximální hodnotu záznějového kmitočtu, aniž se počítá s jeho změnou v blízkosti okamžiků, kdy záznějová frekvence klesá k nule. Uvedený vztah platí jen při $\tau \ll T_m$. Počet vzestupných, resp. sestupných průchodů φ_z nulou během periody modulae je vstupem pro měřicí čítač. Jejich počet je za čas T_m :

$$N_{zT_m} = \frac{4\Delta f_m H}{c} \quad (2.63)$$



Obr. 2.19. Časové průběhy při zjednodušeném výkladu činnosti radiovýškoměru.

Pokud se počet měřených průchodů nezmění o víc než o ± 1 , údaj čítače se nezmění. Za dobu T_m dostaneme:

$$\Delta f_m \frac{4(H + \Delta H)}{c} = N_z \pm 1 \text{ nebo} \quad (2.64)$$

$$\Delta f_m \frac{4H}{c} = N_z. \quad (2.65)$$

Ze vztahů (2.64) a (2.65) je chyba měření definována výrazem:

$$\Delta H = \pm \frac{c}{4\Delta f_m}. \quad (2.66)$$

? Příklad 2.2:

Určete chybu určení výšky pro FM radiovýškoměr s $\Delta f_m = 40 \text{ MHz}$.

Dosažením kmitočtového zdvihu do rovnice (2.66) získáme:

$$\Delta H = \pm \frac{c}{4\Delta f_m} = \pm \frac{300 \cdot 10^6}{4 \cdot 40 \cdot 10^6} = \pm 2 \text{ m}$$

Nevýhodou uvedeného principu je nespojitost měření výšky. Ukazatel zobrazuje výšku po přírůstcích ΔH a dochází k diskretizaci hodnoty měřené výšky.

2.2.3.2 FM radiovýškoměry s potlačenou diskretností

Nejednodušší cestou k potlačení diskretnosti údaje výškoměru je úprava frekvence vysílače před jejím přivedením do balančního detektoru **kmitočtovým měničem**. Přímý signál (referenční) je upraven tak, aby jeho střední kmitočet f_0 byl změněn na $f_0 + F_p$, avšak aby absolutní hodnota kmitočtového zdvihu zůstala nezměněna. Tuto kmitočtovou změnu uskutečňuje speciální vlnovodný frekvenční měnič. Pokud bude $F_p \ll F_m$ (modulační kmitočet), diskretnost změn frekvence prakticky zmizí. Při kmitočtové modulaci vysílače harmonickým signálem o kmitočtu F_m má vztah pro vysílaný signál tvar:

$$u_1 = U_1 \sin \left(\omega_0 t + \frac{\Delta \omega_0}{\Omega_m} \sin \Omega_m t \right). \quad (2.67)$$

Tento signál je vysílán k zemskému povrchu a na referenční signál je upraven posuvem nosné frekvence o F_p :

$$u_{1p} = U_1 \sin \left(\omega_0 t + \Omega_p t + \frac{\Delta \omega_0}{\Omega_m} \sin \Omega_m t \right). \quad (2.68)$$

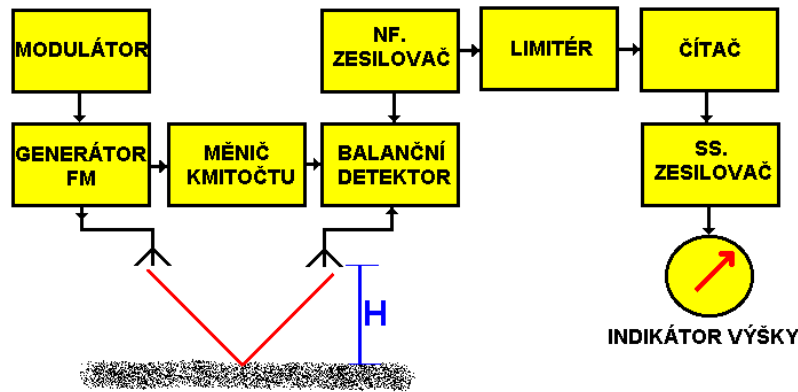
Upravený signál je veden na jeden vstup balančního detektoru. Odražený signál od zemského povrchu, jenž je přiveden na druhý vstup balančního detektoru, můžeme popsat vztahem:

$$u_2 = U_2 \sin \left[\omega_0 (t - t_H) + \frac{\Delta \omega_0}{\Omega_m} \sin \Omega_m (t - t_H) \right], \quad (2.69)$$

kde t_H je zpoždění vysílaného signálu závislé na zjišťované výšce. V balančním detektoru dojde ke složení obou signálů, čímž získáme napětí:

$$U(t) = U_1 + U_2 \cos \left[\omega_0 t_H + \Omega_p t + 2 \frac{\Delta \omega_0}{\Omega_m} \sin \frac{\Omega_m t_H}{2} \cos \Omega_m \left(t - \frac{t_H}{2} \right) \right]. \quad (2.70)$$

Vzorec představuje vektorový součet obou vstupních napětí.



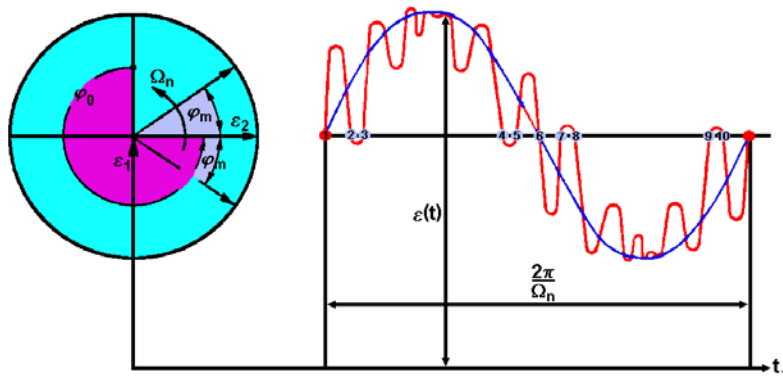
Obr. 2.20. Blokové schéma výškoměru s potlačenou diskretností.

Na výstupu balančního detektoru dostaneme proměnnou složku signálu ve tvaru:

$$U_0(t_1) = U_2 \cos(\varphi_0 + \Omega_p t + \varphi_m \cos \Omega_m t_1), \quad (2.71)$$

kde $\varphi_0 = \omega_0 t_H$, $\varphi_m = (2\Delta\omega_0/\Omega_m) \cdot \sin \Omega_m t_H/2$ a $t_1 = t - t_H/2$. Protože se t a t_1 od sebe liší jen nepatrně, budeme v dalším postupu místo t_1 uvažovat přímo t . Blokové schéma popisovaného výškoměru je na obrázku 2.20.

Časový průběh změn amplitudy výsledného signálu může být znázorněn pomocí fázorového diagramu a časového průběhu výsledného na výstupu balančního detektoru. Od konce fázoru U_1 je vynesena U_2 tak, aby počáteční úhel byl φ_0 . Fázor U_2 se bude otáčet kolem konce fázoru U_1 s úhlovou rychlostí Ω_p a současně se bude kývat kolem střední polohy o úhel Ω_m s maximem úhlové odchylky rovným hodnotě φ_m . Časový průběh výsledného signálu má velmi složitý tvar a spolu s fázorovým diagramem je znázorněn na obrázku 2.21.



Obr. 2.21. Časový průběh amplitudy výstupního signálu balančního detektoru.

V dalších blocích výškoměru se výsledné napětí z obr. 2.21 přemění na impulsy, jejichž počet se počítá za časovou jednotku. Čítač může mít stupnici cejchovanou ve výškových jednotkách, např. v m. Impulsy jsou generovány vždy v těch okamžicích, kdy časový průběh z obr. 2.21 prochází osou 0-0. Body 1, 3, 5 atd. odpovídají okamžikům generování impulsů (nástupní hrany), body 2, 4, 6 atd. odpovídají okamžikům jejich ukončení (sestupné hrany). Aby byla hodnota napětí $U_0(t)$ nulová je bezpodmínečně třeba, aby platila rovnice:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Omega_p t + \varphi_m \cos \Omega_m t = \pm(2k-1)\frac{\pi}{2}, \quad (2.72)$$

kde k je celé číslo. Uvedený vztah může být řešen graficky nebo analyticky. Oba způsoby jsou poměrně náročné a uvedu je závěrečné výsledky rozboru. Označíme-li poměr $\Delta\omega_0/\omega_0 = \xi$, pak platí:

$$\Delta H = \frac{\lambda_0}{2\xi} \cdot \frac{\Omega_p}{\Omega_m} = \frac{\lambda_0}{8k\xi} = \frac{\Delta H_1}{k}, \quad (2.73)$$

kde

$$k = \frac{\Omega_m}{4\Omega_p} = \frac{F_m}{4F_p}. \quad (2.74)$$

Z uvedených vztahů je patrné, že se u tohoto typu výškoměru velikost diskretních skoků napětí snižuje k -krát ve srovnání s napěťovými skoky klasického výškoměru. Tím se samozřejmě snižuje stejným činitelem i chyba výšky.

? **Příklad 2.3:**

Určete chybu určení výšky pro FM radiovýškoměr z příkladu 9 při potlačení diskretnosti odečtu výšky s poměrem $F_m/F_p = 100$. Chyba určení výšky pro příklad 9 byla ± 2 m. Při poměru $F_m/F_p = 100$ je $k = 100/4 = 25$ a chyba určení výšky u systému s potlačením diskretnosti bude $\pm 2/25$ m = ± 8 cm. Pro takovou hodnotu diskretních skoků ukazatele výšky můžeme pokládat údaj za prakticky spojitý. Výhodné vlastnosti takových výškoměrů jsou však vykoupěny tím, že počet čítaných impulsů se uskutečňuje za periodu F_p , která je mnohem delší než-li perioda F_m . Např. při $F_m = 124$ Hz je $F_p = 1,24$ Hz a pro ustálené měření musíme počkat několik period signálu o kmitočtu F_p . Aby zpoždění odečtu výšky nepřekročilo únosnou hodnotu je třeba volit F_p alespoň 100 Hz. To ovšem vede na volbu F_m do řádu 10 kHz, a proto je třeba zvětšit kmitočet nosné do oblasti 3 - 10 GHz.

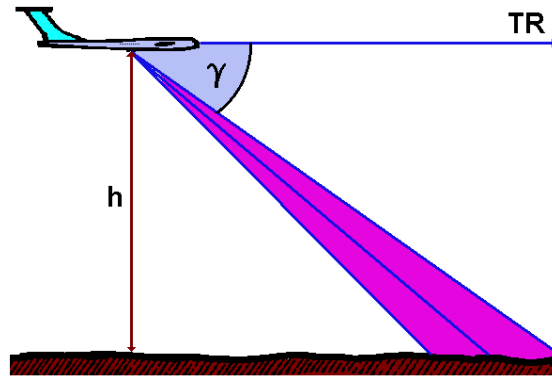
2.2.3.3 Navigační systémy na principu Dopplerova jevu

Systémy tohoto druhu jsou určeny pro **měření traťové rychlosti** a **úhlu snosu** a patří mezi nezávislé navigační systémy větších nákladních, civilních i vojenských letadel. Nezávislost spočívá v tom, že pro určování obou zmíněných parametrů stačí pouze palubní přístroje bez jakékoli spoluúčasti pozemních zařízení. Dopplerův systém pracuje na centimetrových vlnách.

Pro měření traťové rychlosti palubní systém **vyzařuje k zemskému povrchu svazek elmag. energie ve směru letu odkloněný od přímého směru o úhel γ k zemi** (viz. obrázek 2.22). V kapitole 1.10 jsme se věnovali vzniku Dopplerova jevu při potlačování odezev od nepohyblivých cílů u aktivního radiolokátoru. S využitím výsledků z této kapitoly a při pohledu na obrázek 2.22 můžeme odvodit Dopplerovu frekvenci, jež vzniká pohybem letadla s traťovou rychlostí TR vůči zemskému povrchu:

$$f_d = \frac{2TR}{\lambda} \cos \gamma. \quad (2.75)$$

Vztah jednoznačně určuje lineární závislost mezi traťovou rychlostí a Dopplerovým kmitočtem, neboť γ i λ jsou konstantami.



Obr. 2.22. Měření traťové rychlosti

Okamžitá hodnota středního Dopplerova kmitočtu se integruje během každé sekundy a měří kmitočtovým diskriminátorem. Měří se tudíž střední traťová rychlost letadla v intervalech jedné sekundy. Popsaný systém umožňuje měřit rychlost pouze ve směru podélné osy letounu.

Pro měření složek rychlosti podélné, příčné a vertikální a úhlu snosu je třeba uspořádání vyzařovacích svazků antén podle obrázku 2.23. Pro měření úhlu snosu se využívají svazky 1 a 2 umístěné symetricky vzhledem k rovině souměrnosti letadla. K měření vertikální rychlosti se využívají svazky antén 1 a 3 umístěné v jedné svislé rovině. Takto rozmístěné svazky vyzařované energie se nazývají **Janusovou úpravou**. Podle obr. 2.22 a obr. 2.23 při Janusově způsobu rozmístění svazků budou Dopplerovy kmitočty v jednotlivých svazcích následující:

$$\begin{aligned} f_{d1} &= \frac{2}{\lambda} (TR_p \cos \gamma_p + TR_b \cos \gamma_b + TR_v \cos \gamma_v) \\ f_{d2} &= \frac{2}{\lambda} (TR_p \cos \gamma_p - TR_b \cos \gamma_b + TR_v \cos \gamma_v) \\ f_{d3} &= \frac{2}{\lambda} (-TR_p \cos \gamma_p + TR_b \cos \gamma_b + TR_v \cos \gamma_v), \end{aligned} \quad (2.76)$$

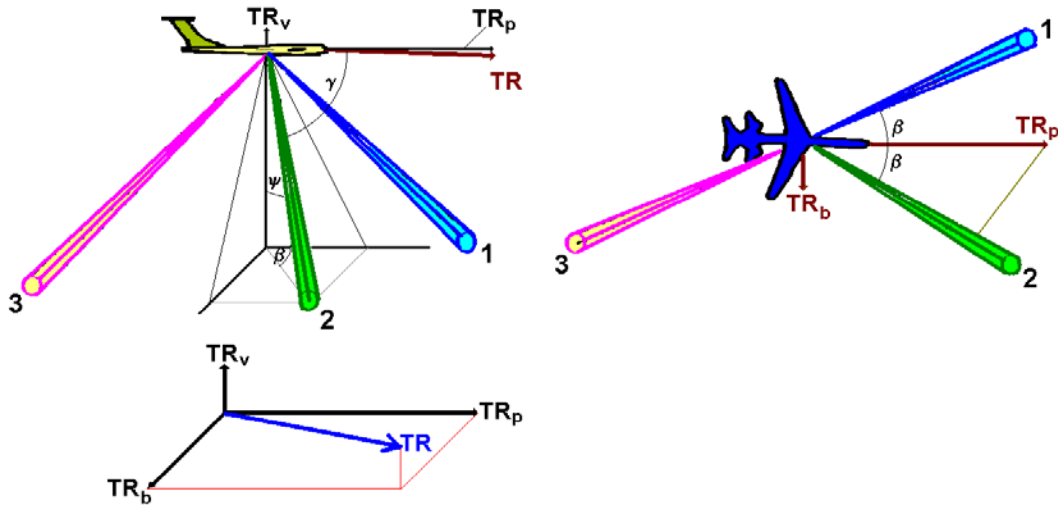
kde TR_p , TR_b a TR_v jsou složky traťové rychlosti podélné, boční a vertikální, f_{d1} , f_{d2} a f_{d3} jsou Dopplerovy frekvence v jednotlivých svazcích, γ_p , γ_b a γ_v jsou úhly mezi dopřednou TR_p , boční TR_b a vertikální složkou traťové rychlosti TR_v a osou jednotlivých svazků a $\cos \gamma_p$, $\cos \gamma_b$ a $\cos \gamma_v$ jsou směrové kosíny rovné:

$$\begin{aligned} \cos \gamma_p &= \cos \alpha \cdot \cos \beta \\ \cos \gamma_b &= \cos \alpha \cdot \sin \beta \\ \cos \gamma_v &= \sin \alpha, \end{aligned} \quad (2.77)$$

kde α je **depresní úhel svazků s rovinou antény**, vyjádřený pro všechny tři svazky z rovnice:

$$\alpha = 90^\circ - \psi, \quad (2.78)$$

β je **úhel mezi podélnou osou letadla a projekcí jednotlivých svazků na zemský povrch**. Vztah mezi jednotlivými úhly vyjadřuje vztah $\cos \gamma = \sin \psi \cdot \cos \beta$.



Obr. 2.23. Měření složek traťové rychlosti

Odečtením rovnic pro f_{d1} a f_{d3} získáme **dopřednou složku traťové rychlosti** TR_p z rovnice:

$$TR_p = \frac{(f_{d1} - f_{d3})\lambda}{4 \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta} \quad (2.79)$$

Odečtením rovnic pro f_{d1} a f_{d2} získáme **boční složku traťové rychlosti** TR_b z rovnice:

$$TR_b = \frac{(f_{d1} - f_{d2})\lambda}{4 \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta} \quad (2.80)$$

A nakonec sečtením rovnic pro f_{d2} a f_{d3} získáme **vertikální složku traťové rychlosti** TR_v z rovnice:

$$TR_v = \frac{(f_{d2} + f_{d3})\lambda}{4 \cdot \sin \alpha} \quad (2.81)$$

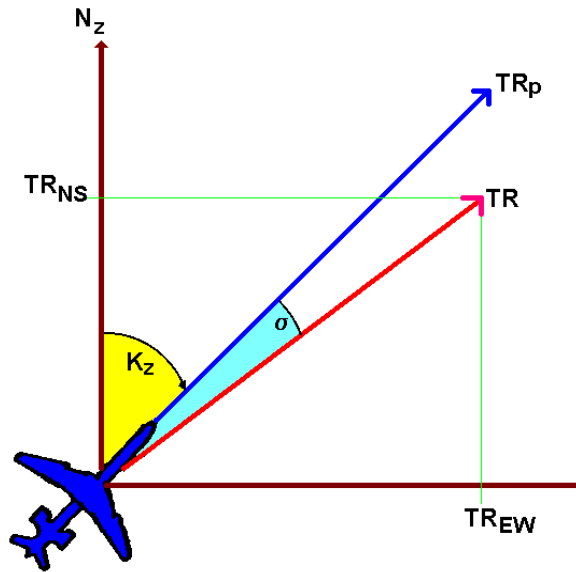
V palubním počítači se tyto složky zpracovávají na **výslednou traťovou rychlost**:

$$TR = \sqrt{TR_p^2 + TR_b^2 + TR_v^2} \quad (2.82)$$

a **úhel snosu**:

$$\tan \sigma = \frac{TR_b}{TR_v} = \frac{f_{d1} - f_{d2}}{f_{d1} - f_{d3}} \quad (2.83)$$

Dopplerův navigační systém poskytuje pouze informace o traťové rychlosti a úhlu snosu. Aby bylo možné pomocí něj provádět kompletní navigaci, tj. obdržet souřadnice polohy letadla, musíme tento systém doplnit o palubní počítač a o údaje z palubního kurzového systému. Dráha letu se počítá v různých souřadnicových soustavách. Obvyklá je pravoúhlá soustava souřadnic, kde osy jsou rovnoběžné se směry *N-S* a *E-W*. Při jejím využití se dráha letu rozkládá na integrály vektorů rychlosti ve směru těchto os podle obrázku 2.24.



Obr. 2.24. Výpočet polohy letadla.

Aby bylo možné tyto složky určit je nutné do počítače zavést údaje o kurzu letadla. Podle obrázku 2.24 dostaneme:

$$TR_{NS} = TR \cos(K_z + \sigma) \quad \text{a} \quad TR_{EW} = TR \sin(K_z + \sigma), \quad (2.84)$$

kde K_z je zeměpisný kurz získaný z palubního kompasu, σ je úhel snosu určený Dopplerovským palubním systémem a TR je traťová rychlost určená rovněž palubním Dopplerovským systémem. Palubní počítač vyhodnocuje zeměpisné souřadnice momentální polohy letadla ze složek drah letu do poledníku a rovnoběžky:

$$\lambda = \lambda_0 + \Delta\lambda \quad \text{a} \quad \varphi = \varphi_0 + \Delta\varphi, \quad (2.85)$$

kde

$$\Delta\lambda = \int_0^t \frac{TR \sin(K_z + \sigma)}{R \cos \varphi} dt \quad \text{a} \quad \Delta\varphi = \int_0^t \frac{TR \cos(K_z + \sigma)}{R} dt, \quad (2.86)$$

φ_0 a λ_0 jsou souřadnice počátečního bodu tratě. Ze souřadnic pak navigační palubní počítač odvozuje uraženou dráhu a jiné potřebné navigační informace.

Při použití tohoto navigačního systému se projevují některé chyby dané chybami samotného dopplerovského systému, chybou palubního kursového systému a chybami palubního počítače. Vliv mají rovněž konstrukce anténních systémů, povaha terénu pod letadlem, vliv tvaru Země a výška letu. Např. vliv tvaru Země se potlačuje tak, že se při cejchování volí délková míra odpovídající délce oblouku poledníku o hodnotě jedné úhlové minuty ve středu jeho křivosti. Výška letu způsobuje chybu tím že systém měří vzdálenost prolétnutou letadlem a nikoliv vzdálenost, kterou projdou svazky elmag. energie při jejich pohybu po zemském povrchu. Typická velikost chyb systému při výšce použití do 15 000 m a rozsahu traťových rychlostí mezi 220 až 1300 km/h a do velikosti snosu $\pm 30^\circ$ je u traťové rychlosti $2 \text{ km/h} \pm 0,4 \% TR$ a u snosu $18'$.

2.2.4 Radionavigační systémy s impulsovou modulací

Systémy s impulsovou modulací se nejčastěji využívají pro **měření vzdálenosti**. Mohou pracovat s **pasivním odrazem** např. od zemského povrchu (typickým použitím je radiovýškoměr velkých výšek), nebo s **aktivní retranslací** (pak se jedná o typické dálkoměrné letecké systémy). Systémy s aktivními odpovídači mohou pracovat buď jako standardní měřiče vzdálenosti letadla od retranslátoru, nebo v soustavách s několika retranslátoru, tzv. **soustavách kruhové** nebo **hyperbolické navigace**.

Obecně je možno konstatovat, že impulsní radionavigační systémy patří k nejpřesnějším. Chyba měření dálky je řádově metr. Obrovskou jejich výhodou proti ostatním systémům je jednoznačnost získané navigační souřadnice, nevýhodou je nutnost radiové aktivity letadla. V kapitole 1.7 jsme se seznámili s rychlostí šíření elmag. vln v přirozeném prostředí, s vlivem atmosféry a výšky objektu nad zemským povrchem. **Ve vakuu byla rychlost šíření elmag. vln stanovena na $c = 299792,5 \pm 3 \text{ km/h}$. Relativní přesnost měření je 10^{-5}** , proto ani přesnost impulsních systémů nemůže být větší. Např. dálkoměr s dosahem 500 km nemůže mít chybu dálky menší než 5 m .

2.2.4.1 Impulsní výškoměry

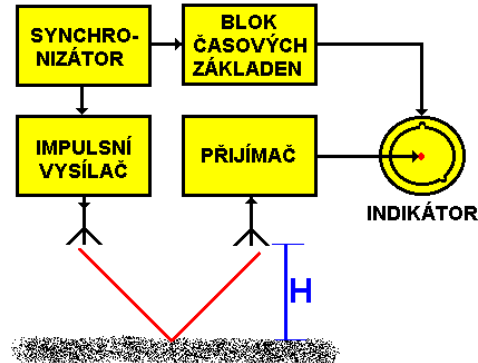
Impulsní výškoměr je jednoduchý **málovýkonový radiolokátor** jehož **odrazovou plochou je zemský povrch**. Je vhodný pro **měření středních a velkých výšek**. Pro měření malých výšek vhodný není, neboť časové zpoždění odraženého signálu je příliš malé a vzniká problém se šířkou impulsu a s rychlostí přepínání „vysílání – příjem“. Jejich oblastí použití jsou velká dopravní letadla a ve vojenství letadla bombardovací. Zjednodušené zapojení je na obrázku 2.25. Synchronizátor dodává do vysílače výškoměru i do indikátoru potřebné synchronizační impulsy a tím časově synchronizuje jejich činnost. Vysílač vysílá směrem k zemskému povrchu radioimpulsy o délce cca $0,5 \mu\text{s}$. Opakovací kmitočet je určen synchronizátorem. Impulsy odražené od zemského povrchu jsou přijaty přijímací anténou, zpracovány přijímačem na videoimpulsy a přivedeny na centrální elektrodu speciální obrazovky. Pro tuto obrazovku je vytvořena kruhová časová základna, na níž se odečítají výšky. Délka časové základny se rovná opakovací periodě vysílaných radioimpulsů. Pro odečítání výšky slouží mechanická stupnice vynesena kolem obvodu stínítka obrazovky. Začátek časové stupnice je vyznačen radiální vychylkou paprsku, způsobenou proniknutím signálu vysílače do přijímače. Tento impuls se nastaví přesně proti nulové značce na mechanické stupnici výšky. Odražený impuls způsobí další radiální vychýlení paprsku a protože mezi vysláním vysílacího impulsu a příjmem odraženého signálu uplynula určitá doba, urazí svítící bod na časové základně určitou část své kruhové dráhy.

Uvažujme, že největší měřená výška je 15 km . Perioda časové základny pak musí být $T = 2 \cdot H_{\max}/c = 100 \mu\text{s}$ a opakovací kmitočet výškoměru je $F_{op} = 1/T = 10 \text{ kHz}$.

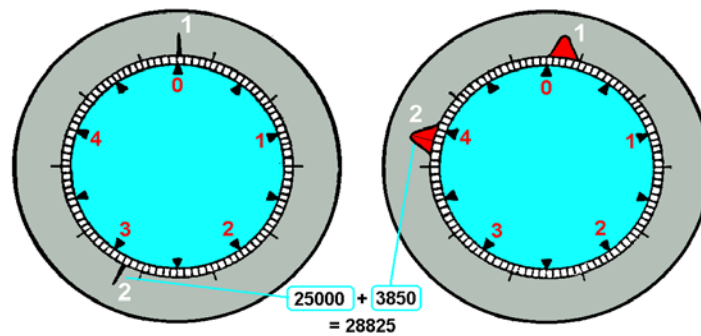
Přesnost odečtu výšky je dána přesností časové stupnice a jejím dělením. Bude-li např. průměr kruhové časové základny $d = 60 \text{ mm}$, bude obvod kruhu $L = 189 \text{ mm}$ a dostaneme $H/L = 15000/189 = 80 \text{ m/mm}$. Při přesnosti odečítání bude asi 1 až $1,5 \text{ mm}$ bude chyba odečtu výšky asi 80 až 120 m .

Dosažení větší přesnosti odečtu výšky se opět řeší dvěma kruhovými časovými základnami. Na hrubé časové základně se odečte výška pouze hrubě (tedy s velkou chybou). Pro upřesnění odečtu má výškoměr i jednu rychlejší časovou základnu, která je např. $10\times$ rychlejší než časová základna hrubé výšky. To znamená, že na této rychlejší časové základně můžeme odečítat výšku pouze v rozmezí 0 až 1500 m . Přesnost odečítání je pak $H/L = 1500/189 = 8 \text{ m/mm}$, což odpovídá chybě 8 až 12 m . Vlastní měření pak probíhá tak,

že při výškoměru přepnutém na 15000 m se odečte ve kterém násobku 1500 m se nachází ozvěnový impuls a po přepnutí na rozsah 1500 m se odečte přesná výška v tomto násobku. Výsledná výška je pak součtem obou odečtených hodnot. Situace je znázorněna na obr. 2.26. Tímto způsobem je možné změřit velkou výšku s přesností, kterou poskytuje jemná stupnice.



Obr. 2.25. Blokové zapojení základního impulsního výškoměru.



Obr. 2.26. Způsob určování výšky letu u popisovaného výškoměru. (Výšky jsou uvedeny ve stopách).

2.2.4.2 Impulsní dálkoměry

Princip činnosti impulsních dálkoměrů spočívá v **určování vzdálenosti letadel od pevného bodu na zemském povrchu, v němž je umístěn odpovídáče (retranslátor - maják)**. Aby se u impulsních systémů pro měření dálky potlačil vliv poruch způsobených vlastním vysílačem přímo, nebo po odrazu signálu od zemského povrchu, případně od sousedních letadel, používá se pro vysílání a pro retranslaci dvou různých kmitočtů. Dotaz se vysílá ve formě kódové skupiny impulsů, aby odpovídal maják, od něhož chceme měřit vzdálenost. Někdy je však dotaz nekódovaný a pak odpovídají všechny majáky, pracující na daném kmitočtu. Správný z nich se pak vybírá pomocí tzv. selektorového impulsu dálky. Standardním dálkoměrný systém používaným v současné době na většině velkých dopravních letišť na celém světě je systém **DME**, který bude probrán v kapitole.

2.3 Systémy letecké navigace

Kapitola pojednává o navigačních systémech současného letectví, které principiálně vycházejí z obecných popisů navigačních systémů, které jsme probírali v předchozích částech. Radionavigační systémy mohou být osamocené, nebo mohou vytvářet rozsáhlé sítě pokrývající prakticky povrch celé země. Navíc v současné době se používají i pro navigaci

a automatické řízení kosmických stanic. V předchozí části textu jsme rozdělily navigační zařízení a systémy podle druhu modulace. V další části budeme popisovat jednotlivá zařízení a soustavy podle použití a lze je rozdělit na:

- soustavy pro navigaci pro malé a střední vzdálenosti (do asi 200 km)
- soustavy pro dálkovou navigaci
- soustavy pro konečné přiblížení (přistávací systémy)
- sdružené soustavy pro radionavigaci a řízení letového provozu
- komplexní soustavy pro dispečerské služby

Z celého rozsáhlého komplexu systémů se budeme věnovat jen několika z nich. Popíšeme si systémy zabývající se tzv. traťovou navigací (všesměrové majáky VOR), systémy dálkové navigace DME, navigační systémy pro kruhovou a hyperbolickou navigaci, systémy pro zabezpečení tzv. konečného přiblížení (přistávací systémy) a v samostatné kapitole bude vyhrazen prostor moderním družicovým soustavám, využitelným nejen v letecké navigaci.

2.3.1 Radionavigační systém blízké navigace VOR

VOR (*Very High Frequency Omnidirectional Range*) je navigační systém složený ze sítě všesměrových majáků, pomocí kterých je uživateli udáván kurs vzhledem ke zvolenému majáku. Jde o standardní navigační systém ICAO (*International Civil Aircraft Organization*) umožňující poměrně přesné řízení letadel na mezinárodních tratích s hustým provozem i za špatných meteorologických podmínek. Mezi hlavní přednosti navigačního systému VOR patří použití VKV pásem a z toho vyplývající zanedbatelné atmosférické a průmyslové rušení, prakticky přímočaré šíření, malé rozměry požadovaných anténních soustav a malé rozměry palubní části systému. Měření je jednoznačné v celém rozmezí polohových čar, nazývaných radiály, přesnost měření je stejná v celém dosahu pokrytí. Za nevýhodu lze pokládat **krytí pouze v optickém dosahu**, nutnost **doplnění o dálkoměrný systém DME** a náchylnost systému na **nepřesnosti způsobeném vlivem odrazu vln od terénních překážek**, zvláště jsou-li v blízkosti anténní soustavy majáku. Tento nedostatek potlačují tzv. **dopplerovské systémy VOR**. Pokud je na palubě letadla umístěn palubní počítač umožňuje systém VOR **automatizaci vedení letadla po trati**. Systém je založen na **vyhodnocování fázového posuvu mezi referenčním a měrným signálem velmi nízkého kmítočtu** a může pracovat v několika režimech.

Jednoduchý VOR - udává údaj o odchylce od předem zadaného kursu, nastaveného na indikátoru, při současně nastaveném údaji zda letadlo letí "k" či "od" nalaďeného majáku.

VOR s indikací RMI (s radiomagnetickým indikátorem) - udává vše co jednoduchý VOR, navíc však udává úhel, který svírá osa letadla se směrem na maják VOR, tedy kursový úhel radiomajáku, údaj podobný měřeným veličinám radiokompasem, ale s mnohem větší přesností.

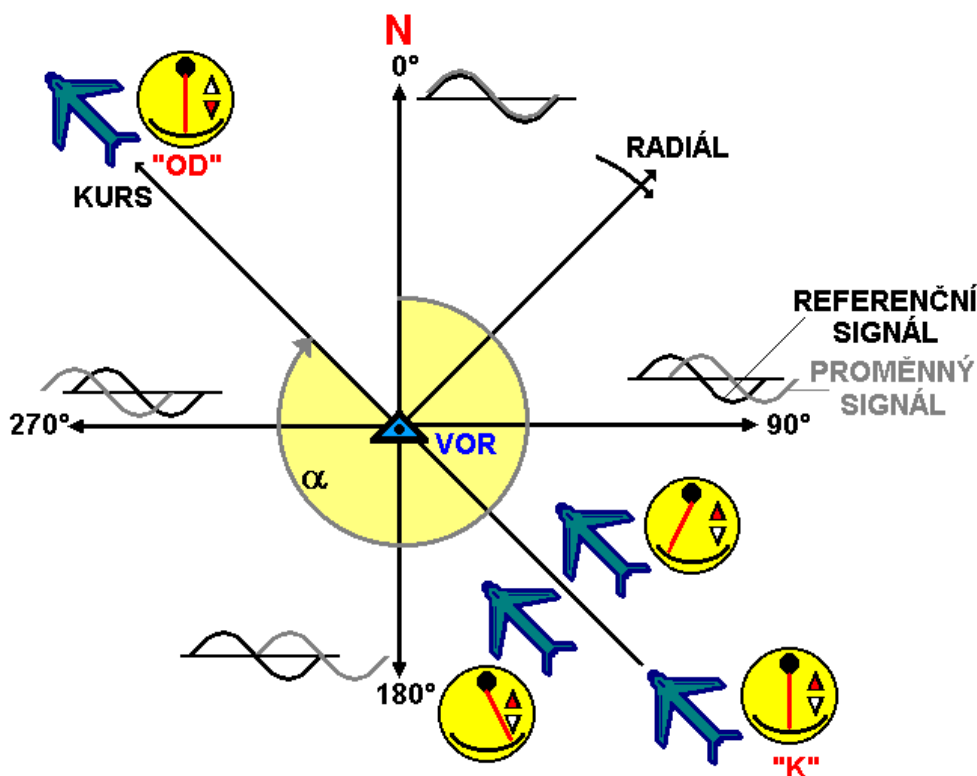
Pro VOR jsou povoleny podle doporučení ICAO kmítočty od 108,00 do 112,00 MHz a to všechny a sudé stovkové hodnoty (např. 108,20; 108,40...).

Přesnost údajů, tj. chyba údajů zvoleného radiálu je $\pm 1^\circ$ ve vzdálenosti větší než 4λ od majáku v elevačním úhlu do 40°. U dopplerovského způsobu vytváření signálů je pak přesnost radiálů $\pm 0,2^\circ$. Schopnost letadla udržet trvale kurs je asi 1°. Přesnost určování jednotlivých radiál je pro praxi zcela dostatečná.

Systém VOR musí být tvořen tak, aby palubní indikátor plynule ukazoval magnetické kursy kolem majáku v pravotočivé soustavě. Kursy se měří v geometrických stupních. Situace je znázorněna na obr. 2.27. Nosná vlna vysílaná majákem VOR nese dva oddělené nízkofrekvenční signály o kmítočtu 30 Hz. Jeden z nich je nezávislý na kursu, je označován signálem referenčním nebo signálem severu, druhý má proměnnou fázi vzhledem k signálu

referenčnímu s rozdílem fází odpovídající změně kursu k majáku od 0° do 360° . V poledníkové rovině od majáku na sever se liší o tolik stupňů fázového posuvu, kolik je úhlová odchylka daného kursu k majáku od směru severního.

Např. ve směru 090° (tedy na východ), se proměnná fáze liší od referenční o 90° . Elektrické fázový posuv ve stupních je shodný se úhlem od severu ve stupních. Změřením fázového posuvu mezi signálem referenčním a signálem s proměnnou fází se získá zaměření vzhledem k majáku a to v kterémkoliv místě dosahu vysílače. Geometrická místa stejné velikosti fázového rozdílu se nazývají **radiály**. Kurs letadla vzhledem k majáku překrývá dva radiály. Z obrázku 2.27 je patrné, že při letu k majáku je kurs letadla o 180° menší než při letu od majáku (avšak magnetický kurs letadla je stále stejný). Pokud poletí letadlo přesně po daném radiálu směrem k majáku bude příslušná ručka indikátoru ukazovat střední polohu, tedy bude ukazovat na nulu stupnice. Při odchýlení se letadla z tohoto nastaveného kursu vpravo nebo vlevo se ukazatel indikátoru vychyluje z nulové polohy vlevo nebo vpravo a indikuje pilotovi, na kterou stranu vzhledem k letadlu je nastavený radiál, po kterém původně letěl. Ukazuje-li tedy ručka vpravo musí letadlo zatočit doprava aby se dostalo na správný radiál. Takové **indikaci** se říká **povelová**. Na indikátoru jsou ještě dva trojúhelníky, z nichž jeden je vždy překrytý přepínatelným praporkem. Jedná se o nastavení indikace "k" nebo "od". Horní trojúhelník vyplněný černě značí nastavení "k majáku". Při přeletu majáku se indikátor přepne do postavení "od" a kurs se měří od majáku k letadlu a tedy smysl měření se přeletem letadla nezměnil. I když se nyní letadlo pohybuje po radiálu o 180° větším než před přeletem majáku ukazatel indikátoru odchylky od nastaveného radiálu trvale ukazuje na nulu.



Obr. 2.27. Princip vytváření navigačních informací VOR.

Majáky VOR pracují s horizontálně polarizovanou vlnou a vysílají na jedné nosné vlně dva navigační signály a signál pro identifikaci daného majáku. Aby bylo možné jednotlivé signály od sebe odlišit musí se na nosnou vlnu namodulovat speciální metodou. Pro vytvoření referenčního signálu se nejprve signálem 30 Hz kmitočtově moduluje pomocná

nosná 9960 Hz se zdvihem $\pm 480\text{ Hz}$ a tímto signálem je pak amplitudově modulována hlavní nosná. Signál proměnné fáze je přímo amplitudově namodulován na hlavní nosnou. Signál identifikační je tvořen dvěma až třemi písmeny Morseovy abecedy s tónem 1020 Hz . Místo vysílání identifikačního znaku je možné posádce letadla vysílat zprávy hovorovou řečí.



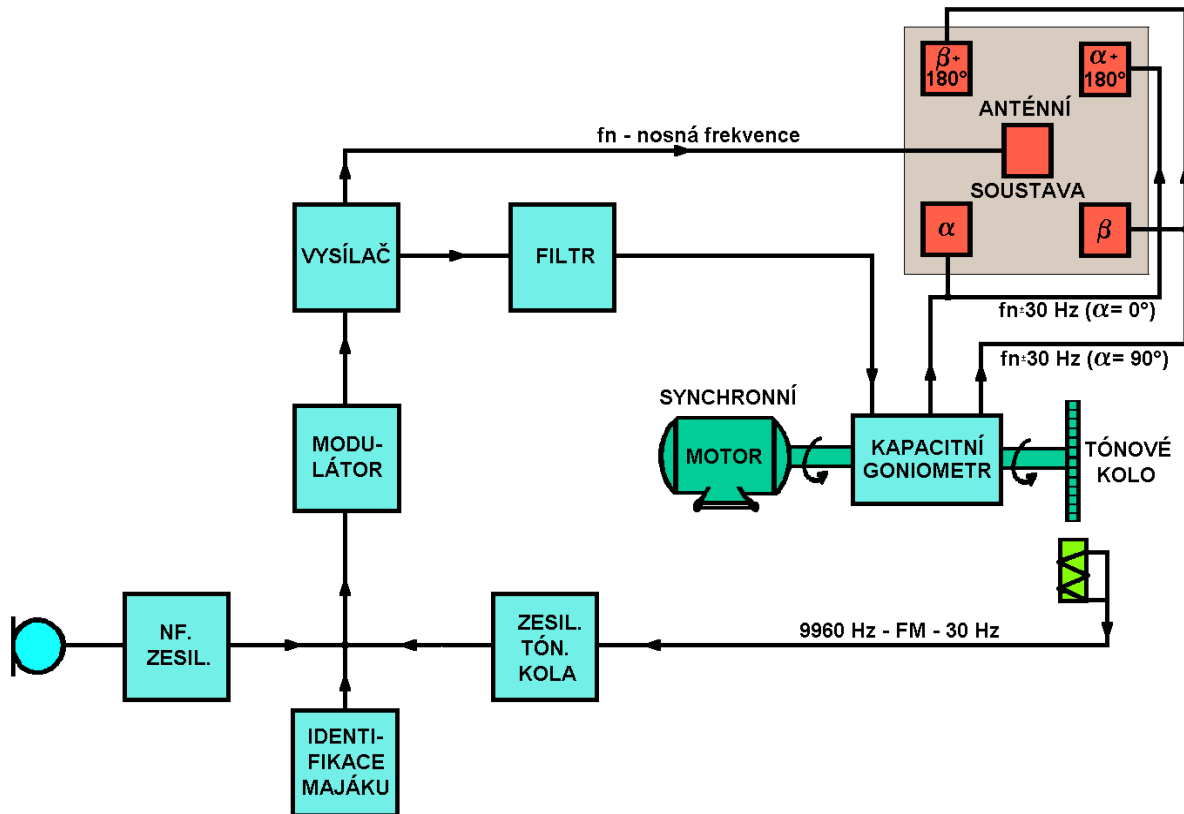
Obr. 2.28. Fotografie vysílače DVOR

Anténní soustava majáku VOR může mít různé provedení. Nejčastěji se skládá z pěti zářičů umístěných ve vrcholech a středu čtverce. Jedná se o upravené skládané dipóly. Střední z nich vyzařuje horizontálně polarizovanou vlnu s kmitočtově namodulovaným referenčním signálem. Protilehlé páry dalších dipólů jsou napájeny signálem vzájemně fázově posunutým o 180° , takže vzniká osmičkový vyzařovací diagram. Tato charakteristika se otáčí pomocí kapacitně vyváženého goniometru rychlostí 1800 ot/min , což odpovídá kmitočtu 30 Hz . Výhodou tohoto provedení je, že anténní soustava je pevná, neotáčí se. Goniometr působí jako vyvážený modulátor, potlačuje nosnou a energii postranních pásem dodává do dvou párů dipólů. Tím vzniká otáčející se diagram v pravotočivé soustavě. Modernější je tzv. Dopplerův VOR, označovaný zkratkou **DVOR**, je méně citlivý na vliv okolního prostředí a jeho údaje jsou asi o řád přesnější, než u předchozího zařízení. U DVORu jsou přehozeny oba navigační signály. Referenční signál je přímo namodulován na nosnou a signál proměnné fáze se vytváří tak, že se do kruhově rozmístěných zářičů (bývá jich až 50) kolem střední antény (viz. obr. 2.28), postupně elektronickým přepínačem připojuje signál nosné, modulované amplitudově signálem 9960 Hz . Přepínání se uskutečňuje rychlostí při níž vzniká dopplerovským efektem kmitočtový zdvih $\pm 480\text{ Hz}$. Rychlost přepínání odpovídá 30 oběhům po kruhové dráze za sekundu, což představuje modulační kmitočet 30 Hz . Přijímač na palubě letadla při tom zůstává stejný. Blokové schéma majáku VOR je na obr. 2.29.

Palubní přijímač je znázorněn na blokovém schématu na obrázku 2.30. Signál je do přijímače dodáván anténou pro horizontálně polarizovaný signál. Tato anténa je obvykle sdružena se zkráceným čtvrtvlnným vertikálním dipólem určeným pro příjem identifikačního signálu, tj. pro příjem komunikačních signálů. Vysokofrekvenční, mezifrekvenční a detekční část přijímače je klasický superhetereodyn. Klasická je i nf. část, tzv. **konvertor**, určený pro zpracování detekovaného signálu proměnné i referenční fáze. Dále zpracovává pomocné signály o měření kursu "k" a "od" majáku a další pomocné signály pro tzv. varovné praporky. Jeho důležitou částí je tzv. volič kursu, kterým je nutno vždy předem nastavit kurs letu. Konvertor se skládá z těchto základních částí:

- indikátoru pro indikaci údajů zpracovaných konvertorem

- voliče kursu ovládajícího kruhovou stupnici s dělením po 360°
- indikátoru "vpravo", "vlevo", ručkového přístroje se svislou ručičkou
- indikátoru "k", "od", ručkového přístroje s praporkem na ručce
- varovného praporku, udávajícího okamžitý stav měřícího systému

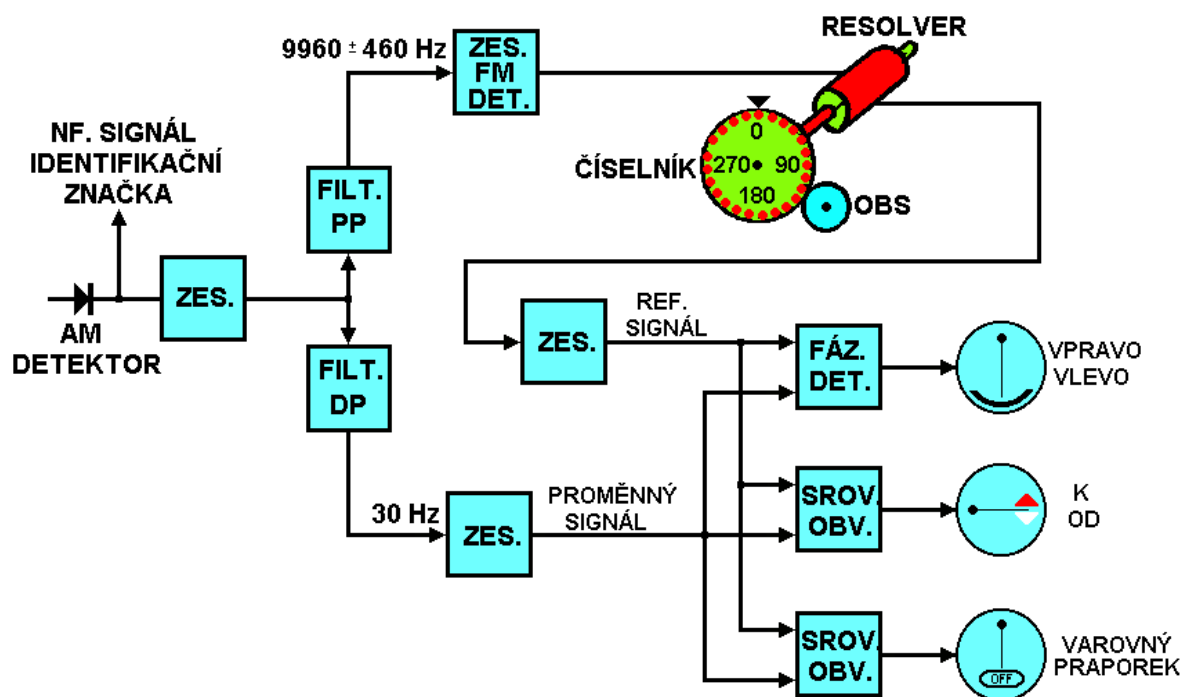


Obr. 2.29. Blokové schéma majáku VOR

Vlastní **konvertor** je buď **jednoduchý**, obsahující pouze zmíněné části, nebo v provedení s **indikací RMI**. Konvertor s indikací RMI spolupracuje s mateřským magnetickým kompasem, dostává tedy informaci o magnetickém kursu letadla. Pomocí servosmyčky tento indikátor udává všechny údaje jednoduchého konvertoru a navíc i kursový úhel radiomajáku, tedy úhel který svírá podélná osa letadla se směrem na maják. Při použití konvertoru s indikací RMI získává pilot-navigátor navigační informace aniž při tom musí letět ve směru radiál. Blokové schéma konvertoru jednoduchého VORu je na obrázku 2.30. Oddělovací zesilovač upraví úroveň signálu na hodnotu vhodnou pro další zpracování. Referenční signál je po filtraci veden na FM demodulační obvod a demodulovaný signál 30 Hz na tzv. **resolver**. Resolver je umístěn v indikátoru a slouží pro volič kursu. Jeho rotor je mechanicky spřažen s kursovou stupnicí, která se ovládá knoflíkem pro volbu kursu.

Resolver představuje **velmi přesný selsyn s otočným rotorem**. Rozkládá sinusové vstupní napětí (rotor) na výstupní (stator) sinusovou a kosinusovou složku, tedy na složky vzájemně fázově posunuté o 90° . Fáze výsledného vektoru obou uvedených složek je určena polohou rotoru oproti statoru resolveru a otáčením rotoru resolveru výsledný vektor napětí zaujímá všechny úhly v rozmezí 0° až 360° . Otáčením rotoru proti statoru se získává plynulá změna fáze taková, že mechanické pootočení rotoru proti statoru o určitý úhel odpovídá přesně stejnému úhlu elektrickému, tj. fázovému posuvu. Použití resolveru zjednodušuje

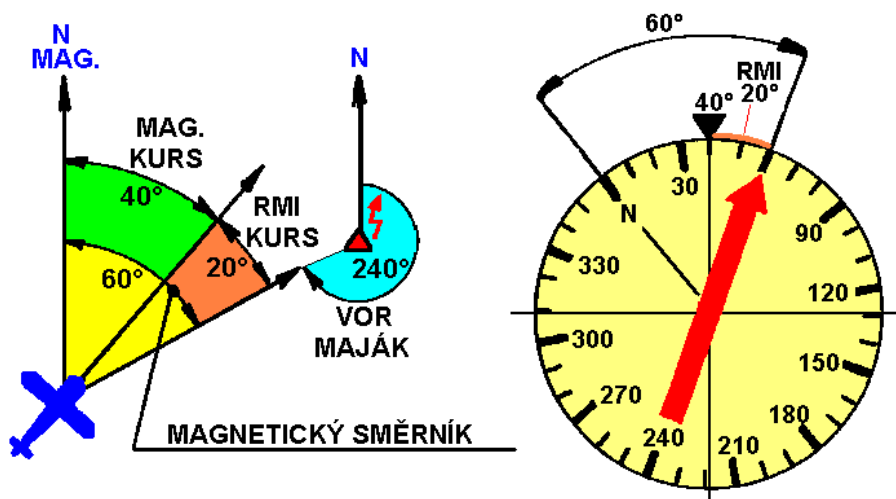
měření vzájemného fázového posuvu referenčního signálu a signálu proměnné fáze. Resolverem posuneme otáčením rotoru fázi referenčního signálu na hodnotu úhlu, který odpovídá úhlu určeného letového radiálu a posunutý signál srovnáváme ve fázovém detektoru se signálem proměnné fáze.



Obr. 2.30. Blokové schéma konvertoru přijímače VOR.

VOR s indikací RMI má konvertor se složitou servosmyčkou, kam se přivádí i údaje o magnetickém kursu z mateřského kompasu. Systém navíc udává plnou informaci o úhlu, který svírá podélná osa letadla se směrem na maják, tj. kursový úhel majáku. Indikátor takového přijímače musí dovolovat indikaci všech zmíněných údajů. Obvykle je kombinovaný s ukazatelem magnetického kompasu s kompasovou růžicí. Vše objasňuje obrázek 2.31, kde je zobrazen situační navigační návrh a pohled na indikátor RMI pro zakreslenou situaci. Pokud letadlo letí přesně na maják po zvoleném radiálu, kursový úhel majáku je nulový (kurs RMI je 0°) a ručka ukazuje přesně na trojúhelníkovou značku. Jakmile však letadlo vybočí z daného radiálu, ručka indikace RMI se plynule vychyluje mimo trojúhelník a mezi ní a trojúhelníkem je možno číst kursový úhel majáku. Mezi trojúhelníkem a značkou severu je možno odečítat magnetický kurs letadla a mezi ručkou indikátoru a značkou severu pak i úhel sevřený mezi spojnicí letadlo - maják a severním směrem místního poledníku. Indikátor "vlevo - vpravo" je v tomto případě vychýlený na doraz na tu stranu, na níž se proti letadlu nachází maják VOR. Indikátor "k" - "od" pak indikuje přelet nad majákem v okamžiku přeletu paty kolmice vedené z místa majáku na směr magnetického kursu letadla.

Podle doporučení ICAO je vhodné kombinovat majáky VOR s dálkoměrným zařízením DME (*Distance Measurement Equipment*). Toto zařízení měří s velkou přesností vzdálenost letadlo - maják DME a jsou-li maják VOR a DME blízko sebe oba údaje dovolí stanovit i okamžitou polohu letadla.



Obr. 2.31. Situační navigační náčrt a pohled na indikátor RMI.

2.3.2 Systémy dálkové navigace

Mezi systémy dálkové navigace řadíme dálkoměrný systém **DME** a **systémy kruhové a hyperbolické navigace**. Přestože tato zařízení jsou v nezměněné podobě využívány již delší dobu, pro jejich výhodné vlastnosti a dostatečnou hustotu pokrytí se využívají i dnes a jsou zařazeny mezi standardní vybavení větších letadel podle doporučení ICAO i pro navigaci námořní.

2.3.2.1 Dálkoměrný systém DME

Dálkoměrný systém DME je **mezinárodní standardní soustavou měření vzdálenosti mezi letadlem a pozemním retranslátorem - majákem**. Jedná se o impulsní systém pracující v pásmu decimetrových vln. Pozemní majáky jsou obvykle rozmístovány spolu se všesměrovými majáky VOR a tvoří typickou soustavu pro traťovou navigaci. Tyto systémy slouží jednak pro civilní letectvo, s malými úpravami je však používá i letectvo vojenské (TAKAN).

Z původního dálkoměrného systému, pracujícího na kmitočtu 200 MHz , vyvinutého během druhé světové války, byl v roce 1959 standardizován systém DME pro kmitočet $960 - 1214\text{ MHz}$. Už v roce 1968 bylo na Zemi rozmístěno asi 4000 majáků, letadlových systémů bylo v tomto roce asi 2000.

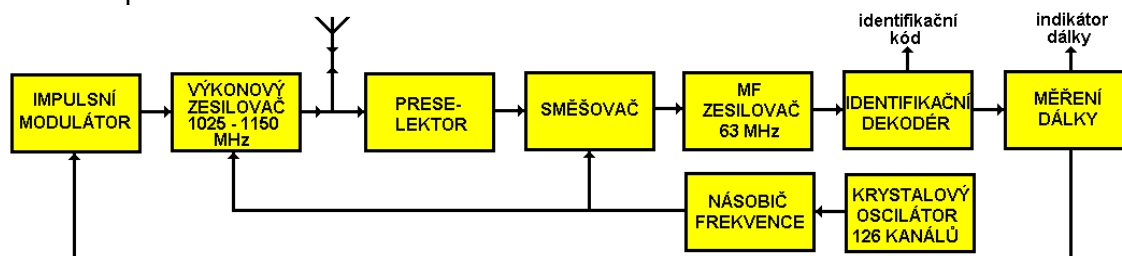
Palubní dotazovač vysílá impulsy na jednom ze 126 kmitočtových kanálů s krokem 1 MHz . Dotazovací impuls má tvar párového impulsu. Impulsy páru jsou od sebe vzdáleny o $12\text{ }\mu\text{s}$. Délka každého z těchto impulsů je $3,5\text{ }\mu\text{s}$. Opakovací kmitočet dotazovacích impulsů je proměnný a může se měnit od 5 do 150 párových impulsů/s. Impulsní výkon dotazovacích impulsů je $50\text{ W} - 2\text{ kW}$. Použití párových impulsů dovoluje snížit vliv poruch způsobených kromě jiného i ostatními dotazovacími letadly.

Pozemní maják přijímá dotaz a po určité době zpoždění (konstantní zpoždění $50\text{ }\mu\text{s}$) uskuteční jejich retranslaci k dotazovači. Retranslace je uskutečněna na kmitočtu, který je o 63 MHz posunut níže či výše, než je kmitočet dotazu. Impulsní výkon retranslátoru je $1 - 20\text{ kW}$. Palubní dotazovač automaticky určuje dobu zpoždění mezi okamžiky vysílání dotazu a příjmem odpovědi. Po vykompenzování konstantního zpoždění majáku $50\text{ }\mu\text{s}$ se výsledek zobrazí na stupnici indikačního přístroje, cejkované v n.m. nebo v km. Každý odpovídač je navržen tak, aby byl schopen současně odpovídat 50 - 100 dotazovačům.

Opakovací frekvence jednotlivých dotazovačů je záměrně poněkud nestabilní a přijímač dotazovače je konstruován tak, aby reagoval pouze na ty odpovídající impulsy, jejichž opakovací frekvence a fáze přesně korespondují s analogickými impulsy dotazovacími. V dosahu přímé viditelnosti letadel v libovolné geografické oblasti je možné umístit až 126 majáků, z nichž každý je schopen současně odpovídat až 100 palubním dotazovačům.

Palubní přijímač systému DME pracuje vždy na kmitočtu, který se od kmitočtu dotazovacího signálu vlastního vysílače palubní části liší o hodnotu 63 MHz . To dovoluje pro obě části použít společný krystalem stabilizovaný generátor, neboť mf. kmitočet přijímače je 63 MHz . Zjednodušené blokové schéma palubní části je na obrázku 2.32.

Společný krystalový oscilátor pracuje na kmitočtu v okolí 45 MHz . Je konstruován ve formě kmitočtová ústředny v nekoherentním zapojení buď se 126 samostatnými krystalovými oscilátory, nebo v zapojení se směřováním (dva oscilátory z nichž jeden obsahuje 10 a druhý 13 krystalů). Generovaný kmitočet se násobí 24 a tento kmitočet s výkonovou úrovní kolem 1 mW se vede ke směšovači přijímače pro signál heterodynu. Výstupní signál násobiče kmitočtu se vede i do výkonového zesilovače, který pracuje v režimu impulsního zesilovače.



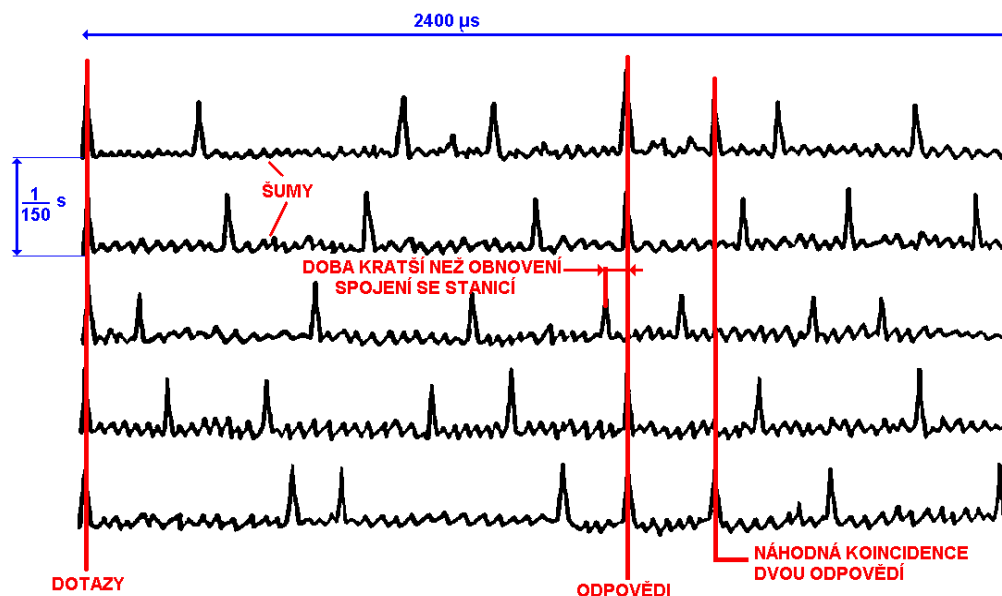
Obr. 2.32. Blokové zapojení palubní části dálkoměru DME.

Pro jednodušší systémy (s dosahem omezeným na asi 160 km) je výkon vysílače v impulsu 50 W , u systému pro dálkovou navigaci (s dosahem kolem 480 km) je impulsní výkon vysílače okolo 2 kW . Pro vysílač i přijímač palubní části systému se používá jediná anténa. Aby nedocházelo k přetížení přijímače a ke zničení krystalového směšovače je v přijímači použit preselektor naladěný na kmitočet odlišující se od kmitočtu dotazu o zmiňovaných 63 MHz . Přijímaný signál je zesilován v mf. zesilovači s obvodem AVC. Vzájemné srovnávání dotazu a odpovědi probíhá v bloku měření dálky. Do tohoto bloku se současně přivádějí i všechny impulsy, vysílané ostatními pozemními majáky (kolem 3000 imp/s), proto musí uvedený blok rozpoznat signály, které jsou odpovědí na vlastní dotazovací signál a potlačit všechny ostatní signály (proces vyhledávání). Dále musí blok měření dálky upravit užitečnou odpověď do podoby vhodné pro indikaci (proces sledování).

Na obrázku 2.33 je znázorněno pět průběhů výstupního signálu palubního přijímače, je-li časová základna spuštěna dotazovacím impulsem palubního dotazovače. Je-li maximální zadaná vzdálenost 370 km , je délka časové základny $2400\text{ }\mu\text{s}$. Protože pozemní odpovídač vysílá přibližně 3000 párových impulsů každou sekundu, na každé časové základně se objeví přibližně 7 impulsů. Tyto impulsy budou na časové základně rozmístěny náhodně s výjimkou těch impulsů, jenž jsou odpovědí na dotaz palubního dotazovače. Při opakovací frekvenci 30 dotazů/s se i nejrychlejší letadlo v čase mezi dvěma dotazovacími impulsy nemůže přemístit o vzdálenost odpovídající délce dotazovaného impulsu. Odpovědi určené pro příslušné letadlo se na časové základně zobrazují téměř na stejném místě, zatím co odpovědi na dotazy jiných dotazovačů (od jiných letadel) se budou rozmísťovat na časové základně náhodně. Svislými čarami vymezený úsek na obrázku 2.33 zobrazuje polohu správných odpovídacích impulsů. Na třetí ČZ není správný odpovídací impuls, neboť maják v příslušném čase odpovídal na dotaz jiného dotazovače a obvody nastavení počátečních podmínek nedovolily odeslání odpovědi. Doba ustalování je nastavena zhruba na $400\text{ }\mu\text{s}$.

Správné odpovědi mohou chybět i v důsledku jiných příčin. Všechna používaná zapojení palubní části systému DME však mají tu vlastnost, že v oblasti daného časového intervalu je správných odpovídacích impulsů mnohem víc, než nesprávných.

Základní úlohou všech bloků měření vzdálenosti systému DME je určení časového intervalu, v jehož rozmezí se nacházejí odpovědi správného odpovídače na náš dotaz. Funkce vyhledávání daného zpoždění kumulací správných odpovědí, která se obvykle uskutečňuje na nejvyšším opakovacím kmitočtu impulsů (150 párových impulsů za sekundu), se podle typu používané aparatury může pohybovat od 1 do 20 sekund. Jakmile je správný odpovídací signál vyhledán a zachycen, aparatura automaticky přechází na režim sledování. Sledování může probíhat při značně menším opakovacím kmitočtu, obvykle od 5 do 25 impulsů za sekundu. S opakovacím kmitočtem dotazovacích impulsů se synchronně generuje strobovací impuls délky $20\ \mu\text{s}$. Ten se pomalu přemísťuje v čase od nuly do veličiny odpovídající maximu dosahu (480 km). Tento strobovací impuls strobuje přijímané odpovídací impulsy, takže k integračnímu obvodu se přivádějí pouze ty z nich, které časově odpovídají aktuálnímu zpoždění strobovacího impulsu. Po dobu vyhledávání je opakovací kmitočet dotazovacích impulsů 150 párových impulsů za sekundu. Strobovací impuls tedy otevírá přijímač 150 krát za sekundu, pokaždé na dobu $20\ \mu\text{s}$, tedy celkem na $3000\ \mu\text{s}$ neboli na $1/333$ celkové doby. Jestliže retranslátor vyšle za sekundu 3000 náhodně časově rozmístěných odpovídacích impulsů, přes strobovací úsek projde asi 9 impulsů. Pokud bude strobovací signál posouván rychlostí např. $16\ \text{km/s}$, pak přes tento strobovací úsek projde každou sekundu přibližně 30 správných odpovídacích impulsů. Poměr správných a chybných přijatých odpovídacích impulsů (9:20) zabezpečí automatický přechod z režimu vyhledávání na režim sledování.



Obr. 2.33. Sled pěti časových průběhů po vyslání dotazu.

Pro náš případ (rychlost přemísťování strobovacího úseku $16\ \text{km/s}$) je zapotřebí doba $30\ \text{s}$ v níž nastane zachycení v časovém intervalu $3600\ \mu\text{s}$, který odpovídá největšímu dosahu $480\ \text{km}$. Modernější systémy pro zachycení potřebují podstatně kratší časový úsek až $1\ \text{s}$. V režimu sledování tentýž strobovací signál o délce $20\ \mu\text{s}$ sleduje správný odpovídací signál přicházející do integrátoru. Pokud se odpovídací impuls nachází v počáteční části strobovacího impulsu, způsobí to časové urychlení strobovacího impulsu, pokud je odpověď umístěna na konci strobovacího impulsu provede se jeho časové zpoždění. Protože za opakovací periodu dotazu dochází pouze k malým změnám měřené vzdálenosti, je možné

opakovací periodu pro režim sledování značně zmenšit a používá se hustota asi 20 imp/s . U nových systémů je opakovací perioda dotazu snížena až na 2 imp/s .

Vlastní zapojení generátoru strobovacího impulsu a ovládání jeho zpoždění obsahuje paměťové zařízení, které zablokuje při ztrátě odpovídajícího impulsu systém pro přechod na režim vyhledávání. Po dobu asi 10 s zapojení systému udržuje polohu strobovacího impulsu v poloze, při které došlo ke ztrátě odpovědi (statický režim pamatování), nebo strobovací impuls přemísťuje v čase se stejnou rychlostí jako v předchozím režimu sledování (režim pamatování rychlosti). Poloha strobovacího impulsu je určována jednoduchým analogovým zapojením, jehož výstupní signál je přiváděn k voltmetru jehož stupnice je cejchována v km. Přesnost takového vyhodnocování je asi 3% celého rozsahu stupnice, přičemž se často používají stupnice dvě, od 0 do 20 km a od 0 do 160 km . U modernějších zapojení se strobovací impuls nastavuje pomocí obvodu obsahujícího část pro jemné a část pro hrubé nastavování hodnoty zpoždění. Zapojení pak pracuje s chybou nepřevyšující 160 m bez ohledu na velikost měřené vzdálenosti. Také se používají zapojení s použitím číslicové metody vyhodnocování, u nichž chyba dálky nepřekračuje 16 m . Jednoduchá palubní stanice má hmotnost asi $4,5 \text{ kg}$, přesnější typy do 14 kg .

Pozemní retranslační stanice pracuje obvykle na jednom kanálu a lze ji vybavit velmi citlivým přijímačem i výkonovým zesilovačem odpovídacích impulsů. Typické současné pozemní stanice DME mají impulsní výkon vysílače 3 kW a používají anténní systém se ziskem 9 dB . Jednodušší pozemní stanice jsou řešeny podobně jako stanice palubní. Používá se přijímač s mf. kmitočtem 63 MHz . Při rozvahách o počtu současně obsluhovaných palubních stanic se počítá s tím, že 95% palubních stanic pracuje v režimu sledování (s opakovacím kmitočtem dotazovacích impulsů nepřevyšujících 25 dotazů/s a 5% palubních stanic v režimu vyhledávání s opakovacím kmitočtem dotazovacích impulsů nepřevyšujícím 150 dotazů/s). Při současné obsluze 100 palubních dotazovačů to znamená, že stanice bude každou sekundu přijímat kolem 3000 párových impulsů. Činitel plnění je u pozemní stanice značně vyšší, než u stanic palubních. Vyšší je rovněž i požadovaný střední výkon. Řada pozemních stanic pracuje s konstantní hodnotou činitele plnění. V důsledku čehož zesílení přijímače roste na takovou hodnotu, pokud na výstupu přijímače nebude vznikat každou sekundu 3000 impulsů. Při nepřítomnosti dotazovacích impulsů budou uvedené impulsy vytvářeny šumy přijímače. Pokud bude dotazy posílat méně než 100 palubních dotazovačů, impulsy na výstupu přijímače budou vytvářeny jednak vlivem dotazů a současně i vlivem šumu přijímače. Pokud budou na pozemní stanici přicházet dotazy od více než 100 palubních dotazovačů, impulsy na výstupu přijímače vznikají pouze v důsledku příjmu dotazovacích impulsů 100 nejbližších palubních dotazovačů. Při překročení hraniční hodnoty 3000 impulsů se zesílení přijímače automaticky zmenší. Práce s **konstantním činitelem plnění** má následující výhody:

- citlivost přijímače retranslátoru je automaticky udržována na maximální úrovni
- činitel plnění vysílače je udržován v bezpečných mezích
- při dotazech většího množství palubních dotazovačů budou obsluhovány ty z nich, které jsou nejbližší retranslátoru

Pro zjednodušení a pro zvýšení bezpečnosti práce retranslátoru maják nepřijímá v okamžiku vysílání odpovědi. Pro zmenšení možnosti spuštění retranslátoru odraženými signály silných dotazovacích impulsů je žádoucí po příjmu každého skutečného dotazu zmenšit na krátkou dobu zesílení přijímače. Při tom však mohou být ztraceny i některé skutečné dotazy. Ztráty obvykle nepřekročí 20% . Každý z palubních dotazovačů na každých svých 25 vyslaných dotazů dostane průměrně 20 odpovídajících impulsů. Zpoždění mezi okamžiky vysílání a příjmem signálů je nominálně $50 \mu\text{s}$. Po dosažení maximální přesnosti je třeba tuto hodnotu udržet konstantní. Proto byla při rekonstrukci zařízení realizována

opatření, aby zpoždění nereagovalo na změny velikosti přijímaného signálu dotazu. Typická aparatura má nestabilitu zpoždění asi $\pm 0,5 \mu s$, což odpovídá chybě vzdálenosti asi $\pm 65 m$ u pozemních stanic DME, používaných v systémech pro přístrojové přistávání. Na základě potřeb nesmí být celková přesnost systému horší než $0,8 km$, nebo 3% skutečné vzdálenosti (v závislosti na tom, která z uvedených hodnot je omezující). Pomocí vnějšího manipulátoru, který je používán spolu s majákem VOR, pozemní stanice vysílá identifikační signál v trvání $3 s$ během každých $37 s$. Během vysílání tohoto signálu jsou odpovídací signály, časově náhodně rozložené, nahrazeny rovnoměrně rozloženými párovými impulsy, vysílanými s kmitočtem $1350 Hz$. Při příjmu těchto impulsů palubní stanicí, vlivem části naladěné na kmitočet $1350 Hz$ je získán kódový signál složený ze tří znaků Morseovy abecedy. Po dobu příjmu identifikačního znaku přechází palubní stanice na paměťový režim.

ZÁKLADNÍ PARAMETRY SYSTÉMU:

- dosah $370 km$
- přesnost určení vzdálenosti $\pm(300+0,05\%D) m$
- kmitočet dotazovačů $1025 - 1150 MHz$
- kmitočet odpovídačů $962 - 1213 MHz$
- počet použitelných kanálů 252
- kmitočtová vzdálenost mezi jednotlivými kanály $1 MHz$
- výkon vysílače $1,25 kW$
- citlivost přijímače $-116 dBW$
- selektivita vůči sousedním kanálům $60 dB$
- doba vyhledávání $< 3 s$
- doba vyhodnocení vzdálenosti $< 3 s$
- doba práce v režimu pamatování $< 5 s$

2.3.2.2 Systémy kruhové a hyperbolické navigace

Systémy kruhové a hyperbolické navigace jsou založeny na **měření vzdálenosti** letadel a lodí **od jednoho, či více majáků současně**. Toto měření se uskutečňuje pomocí vyhodnocení doby šíření dotazovacího signálu od palubního dotazovače k majáku a zpět, nebo vyhodnocováním fázového posuvu mezi referenčním signálem vysílaným majákem.

Geometrickým místem konstantní vzdálenosti od daného bodu je kružnice. Bude-li letadlo vybaveno dálkoměrným zařízením a poletí-li po dráze dané konstantní vzdáleností od naladěného majáku, bude tento maják obléhat po kruhové dráze. Doplníme-li daný dálkoměrný systém dalším majákem, může palubní dálkoměr určit okamžitou vzdálenost i od tohoto druhého majáku a tím vlastně i druhou kružnici na které se v dané chvíli letadlo nachází. Poloha letadla je tedy v průsečíku obou zmíněných kružnic. Taková navigační soustava se nazývá **kruhovou navigační soustavou** a bývala používána pro navigaci a vojenské účely během konce druhé světové války. Přesnost dané soustavy je kromě jiného dána i velikostí úhlu, pod kterým se zaměřené kružnice daných vzdáleností protínají. Čím je tento úhel bližší 90° , tím je určení polohy letadla přesnější. Pro ulehčení se dodávaly mapy daných oblastí se zakreslenými kruhovými čarami určitých vzdáleností od obou vhodně rozmístěných majáků. Vhodné rozmístění majáků, jejich vzájemná vzdálenost a umístění v daných bodech zemského povrchu jsou předpokladem úspěšného použití tohoto systému. Dosah i prostor jednoznačného určení polohy jsou u této soustavy omezené. Proto se od systémů s kruhovou navigací přešlo k **systémům hyperbolické navigace**. Ve dvou přesně známých místech na zemském povrchu jsou umístěny dvě vysílací stanice - majáky. Jedna z nich je řídicí, druhá je řízená. Předpokládejme pro jednoduchost že obě zmíněné stanice

vysílají navigační signál vždy ve stejném okamžiku. Necht' na palubě letadla je umístěno přijímací zařízení schopné vyhodnocovat časový interval $\Delta\tau$ mezi příchodem signálu od řídicí a od řízené vysílací stanice. **Křivka konstantního rozdílu vzdálenosti letadla od obou majáků je hyperbola** a v jednotlivých bodech příslušné hyperboly naměříme vždy konstantní $\Delta\tau$. Vytvořená soustava hyperbol určená jednotlivými hodnotami zpoždění $\Delta\tau$ zajišťuje hrubou navigaci nejen letadel ale i lodí. Mezi nejznámější systémy hyperbolických soustav patří systém OMEGA a dále LORAN a DECCA NAVIGÁTOR.

Systém OMEGA je americký **globální hyperbolický navigační systém** se základnami 5000 až 6000 NM. Sestává se z osmi vysílačů s výkonem 10 kW pracujících na velmi dlouhých vlnách a pro určení rozdílů vzdáleností je používá měření fázových posuvů. Přestože systém pracuje na velmi nízkých kmitočtech získáme soubor hyperbol s nulovým fázovým posuvem, které pak tvoří jednotlivé pásy (fázové zpoždění $0 - 360^\circ$, $360 - 720^\circ$, atd.). Hyperboly s nulovým fázovým posuvem (resp. 0° , 360° , 720° atd.) tvoří hranice mezi jednotlivými pásy. Vysílače jsou vhodně rozmístěny po zemském povrchu a jsou označeny písmeny *A, B, C, D, E, F, G, H*. Základní frekvence systému $f_0 = 10,2 \text{ kHz}$. Jednotlivé majáky vysílají radioimpulsy kterými se od sebe separují o délce trvání od 0,9 do 1,2 s včetně pořadí, v němž vysílají. Jedna sekvence trvá 10 s a kryje se s celými desítkami sekund světového času. Pro identifikaci pásu vysílá každá stanice ještě další kmitočty. Zatímco stanice *A* vysílá po dobu 0,9 s frekvenci 10,2 kHz, vysílá stanice *D* kmitočet 11,05 kHz, stanice *G* kmitočet 11,33 kHz a stanice *H* 13,6 kHz (ostatní stanice mezitím mlčí). Stanice se v tomto vysílání podle časového rozvrhu střídají. Při tom ještě zbývá prostor pro další frekvence pro speciální účely. Přijímač vyhodnotí na rozdílovém kmitočtu $13,6 - 10,2 = 3,4 \text{ kHz}$ příslušné fázové posuvy a vzniklé polohové čáry jsou identické s každou třetí polohovou čarou kmitočtu 10,2 kHz. Tak vznikl pás široký 24 NM pro hrubou navigaci. Rozdílový kmitočet $11,33 - 10,2 = 1,13 \text{ kHz}$ dává pásy široké 72 NM a rozdílový kmitočet $11,05 - 10,2 = 0,85 \text{ kHz}$ pásy široké 288 NM. Tyto pásy pro hrubou navigaci dovolují dosáhnout jednoznačnost údajů při jemné navigaci. Přijímač má pro každou základnu dva indikátory z nichž jeden zobrazuje polohovou čáru (jemná navigace) a druhý pás (hrubá navigace). Přesnost soustavy je $\pm 1 \text{ NM}$ v noci (pro 95 % pravděpodobnost). Vyhodnocování se uskutečňuje tak, že každý pás (lane) je rozdělen na 100 dílků (odpovídající fázovému posuvu $3,6^\circ$ a nazývají se centilane - cel). Obecná polohová čára je pak vyjádřena ve tvaru: číslo pásu, číslo cel.

Systém LORAN je **hyperbolický navigační systém** s velkým dosahem pro navigaci lodí a letadel (*Long Range Navigation*). Dosah v noci je asi 4000 km, ve dne je o něco menší. Systém vyvinul v roce 1940 Loomis. Princip, který byl v průběhu času postupně měněn (rozeznáváme Loran A, Loran B, a Loran C) spočívá v synchronním vysílání vf. impulsů ze dvou stabilních stanic o známé poloze. Jedna z nich je označena Master - M, druhá Slave - S. Tyto stanice v konstantních intervalech ($20 \div 300$ krát za s) vysílají zmíněné impulsy. Loran A používá nosné v pásmu $1750 \div 1950 \text{ kHz}$, zdokonalený Loran C pak nosné v pásmu $90 \div 110 \text{ kHz}$. Systém využívá přímé (přízemní) vlny. Vysílače vysílají impulsy dlouhé $50 \mu\text{s}$ s výkonem 100 kW. Poloha přijímače se vždy určuje vzhledem ke dvěma základnám jako průsečík dvou hyperbol, z nichž jedna náleží jedné a druhá druhé základně. Jednotlivé základny jsou tvořeny samostatnými stanicemi S, stanice M je společná pro obě základny. Proto musí stanice M pracovat na dvou frekvencích. Pro každou základnu jsou vypočteny hyperboly a jsou vyneseny do navigačních map. Jedna soustava hyperbol je "červená", druhá pak "zelená". Loran A měl dosah ve dne asi $1100 \div 2800 \text{ km}$. Přesnost soustavy je $0,5 \div 1\%$ vzdálenosti od středu základny. Loran C má dosah do 1500 km ve dne. Chyba v určení polohy letadla nebo lodi je při užití povrchové vlny cca 500 m.

Systém DECCA NAVIGATOR je *dlouhovlnný hyperbolický navigační systém* umožňující leteckou a lodní navigaci do vzdálenosti asi 500 km pro jednu síť. Síť je realizována velké množství (v roce 1982 jich bylo v provozu 50). Každá síť je tvořena jednou stanicí Master (M) a obvykle třemi stanicemi Slave (S). Ty jsou hvězdovitě rozmístěny kolem M ve vzdálenosti asi 200 km. Jsou označeny barvami jako červená S_c , zelená S_z , a fialová S_f . Aby přijímač byl schopen rozlišit signály od jednotlivých pozemních stanic vysílá každá z nich signály na jiném kmitočtu. Tyto kmitočty jsou celistvými násobky základní frekvence f_0 . V přijímači se pak tyto frekvence upravují násobením tak, že je umožněno měřit fázové posuvy mezi signálem M a postupně se signály S_c , S_z a S_f . Jednotlivé sítě (*chains*) jsou označeny čísly a velkými písmeny, tak např. dánská síť (*chain 7B*). Vlastní vyhodnocování fázového posuvu se uskutečňuje na srovnávací frekvenci která je vždy pro M a příslušnou S stejná. Fázové rozdíly se změří a porovnávají s hyperbolami stejné barvy na navigační mapě. Protože je však vzdálenost mezi stanicí M a příslušnou S větší, než je $\lambda/2$ příslušející dané srovnávací frekvenci, opakují se stejné fázové údaje několikrát. Posune-li se například loď po základně hyperbolického svazku o $\lambda/2$ např. ke stanici M , změní se fázový posuv o 360° . Oblast ohraničenou dvěma sousedními hyperbolami (majícími mezi sebou fázovou vzdálenost 360° , tedy geometrickou vzdálenost $\lambda/2$) se nazývá opět pásem (*decca lane*). Počet těchto pásů závisí na konkrétní vzdálenosti stanic M a příslušné S a roste s klesající délkou vlny srovnávacího kmitočtu. Změřený fázový úhel určuje polohovou hyperbolu uvnitř pásu (tzv. jemná lokace), neurčuje ale konkrétní pás (tzv. *lane identifikation - LI*). Mnohoznačnost se potlačuje pomocí tzv. hrubé lokace. *LI* se určuje srovnáváním fáze na základním kmitočtu sítě f_0 , který se v přijímači odvodí z tzv. multipulsu (*MP*), který je v délce 2,5 s vysílán každých 20 s každou stanicí sítě v daném pořadí. Každá stanice tak vysílá svůj údaj po dobu 0,5 s. Tím se pomocí čtvrtého fázoměru rozpozná uvnitř tzv. zón, které obsahují 24 červených, 18 zelených a 30 fialových pásů. Zóny se označují písmeny a pásy číslicemi a to ve směru od stanice M . Každé skupině 10 zón je přiřazeno písmeno od A po J a pokud je na základně zón víc jak 10, označování se opakuje (tedy II zóna bude zase A). Aby nedocházelo k chybám při čtení údajů fázoměru jsou jednotlivé pásy označovány barevně a navíc i číslování je posunuté. Tak číslování červených pásů je od 0 do 23 (pásů je 24), zelených od 30 do 47 (tj. 18) a fialových od 50 do 79 (tj. 30). Na navigační mapě se vyhledávají pásy příslušných barev (odpovídající dané síti) a v průsečíku polohových hyperbol je poloha přijímače. V podstatě by stačilo zaměření od dvou stanic S , třetí stanice dovoluje určit skutečnou polohu s větší přesností, ale zejména s větší bezpečností, např. při špatných příjmových podmínkách. Přesnost systému Decca Navigator je $\pm 50 \text{ m}$ (95 % pravděpodobnost) do vzdálenosti 100 NM od stanice M , při příznivých podmínkách.

2.3.3 Přistávací navigační systémy

Jednou z nejnebezpečnějších letových fází je tzv. **konečné přiblížení**, tj. příprava na přistání a vlastní **přistávací manévry**. Při vzniku letectva bylo možné, vzhledem k nedostatečnému přístrojovému vybavení letadel, létat jen za příznivého počasí a ve dne. Postupně s rozvojem letectví i jeho přístrojového vybavení, i s dokonalejším výcvikem pilotů, se ukázala možnost létat i v noci. Za druhé světové války vznikla potřeba létat i za nepříznivého počasí. Zatím co vlastní let bylo možné uskutečnit pomocí vhodných přístrojů i za velmi nepříznivé meteorologické situace, limitující skutečností byla možnost uskutečnění přistávacího manévru. Proto bylo věnováno mnoho úsilí pro rozřešení bezpečného přistávání za nepříznivých meteorologických podmínek a v noci a toto úsilí stále pokračuje. Cílem je vyvinout takovou navigační soustavu, která by manévry konečného přiblížení a i vlastní přistávací manévry uskutečnila automaticky bez jakékoliv nutnosti zásahu pilota.

Pro potřebu klasifikace vlastní meteorologické situace bylo nutno stanovit tzv. **meteorologická minima**. Podle nich jsou pak stanoveny stupně vycvičenosti personálu. Meteorologická minima jsou rozdělena na kategorie:

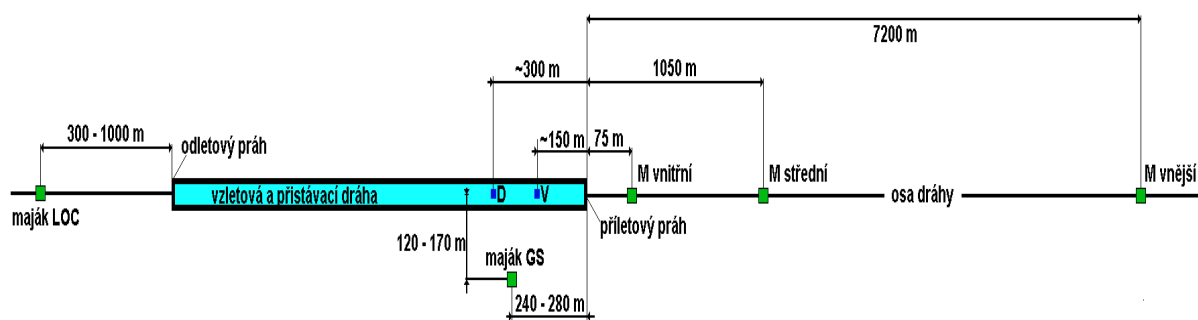
- I. kategorie** - dohlednost horizontálně 800 m, dohlednost vertikálně 60 m.
- II. kategorie** - dohlednost horizontálně 400 m, dohlednost vertikálně 30 m.
- III. kategorie** - dohlednost horizontálně i vertikálně 0 m.

Protože však letadlo po přistání musí pojíždět a odjet na stojánku je třeba horizontální dohlednost alespoň 50 m (**kategorie IIIB**). Těmto podmínkám musí být přizpůsobeny vlastnosti přistávacích systémů na letištích, na letadlech i stupeň výcviku letového personálu. Přístrojové systémy musí zaručit bezpečné svedení letadla do dané výšky a dané vzdálenosti od prahu přistávací dráhy podle příslušné kategorie. Z tohoto bodu tzv. *bodu rozhodnutí* musí konečnou fázi přistání uskutečnit pilot. Kritický okamžik přistávacího manévru je přechod z přistávání pomocí přístrojů na konečné vizuální přistání. Na základě rozsáhlých praktických měření bylo zjištěno, že při průměrné reakci letadla 3 s má pilot (při průměrné reakční době 1,7 až 6,2 s podle stupně výcviku) na rozhodnutí čas 7,1 až 2,65 s, přičemž např. pro vyrovnání stranové odchylky do 40 m potřebuje letadlo a pilot až 15 s a pro opravu výškové chyby stejné velikosti zhruba tutéž dobu. Při druhé kategorii meteorologického minima má tedy pilot pouze možnost rozhodnout o dosednutí letadla nebo opakování přistávacího manévru. I v tomto jednoduchém rozhodnutí je problém ve skutečnosti, že i při použití plného plynu se moderní proudové letadlo prosedne až o 15 až 20 m, než začne opět stoupat. Přistávací manévry může být uskutečněn následujícími způsoby:

- použití jednoduchého systému přistání (používají jej malá pomalá letadla, nebo v případech nouzové situace).
- použití přistávacích majáků (přistání pomocí systému ILS).
- použití přistávacích radiolokátorů (pokud je jimi letiště vybaveno).

2.3.3.1 Systém ILS

V současné době musejí být všechna mezinárodní dopravní letiště vybavena systémem ILS (*Instrument Landing System*), tj. systémem pro přístrojové přistávání. Tento systém dovoluje přistávání velkých dopravních letadel i při II. stupni meteorologického minima při dohlednosti do 400 m a při výšce spodní hladiny mraků nad 30 m.



Obr. 2.34. Rozmístění jednotlivých zařízení přistávacího systému.

K vybavení systému patří kompletní pozemní i palubní vybavení pro jednoduchou verzi přistávání a mimo to na zemi dvojice majáků a na palubě letadla odpovídající přijímače a vyhodnocovací zařízení. Uvedený systém je doplněn přehledovým oblastním radiolokátorem a dispečerské stanoviště má k dispozici údaje sekundárního radiolokátoru

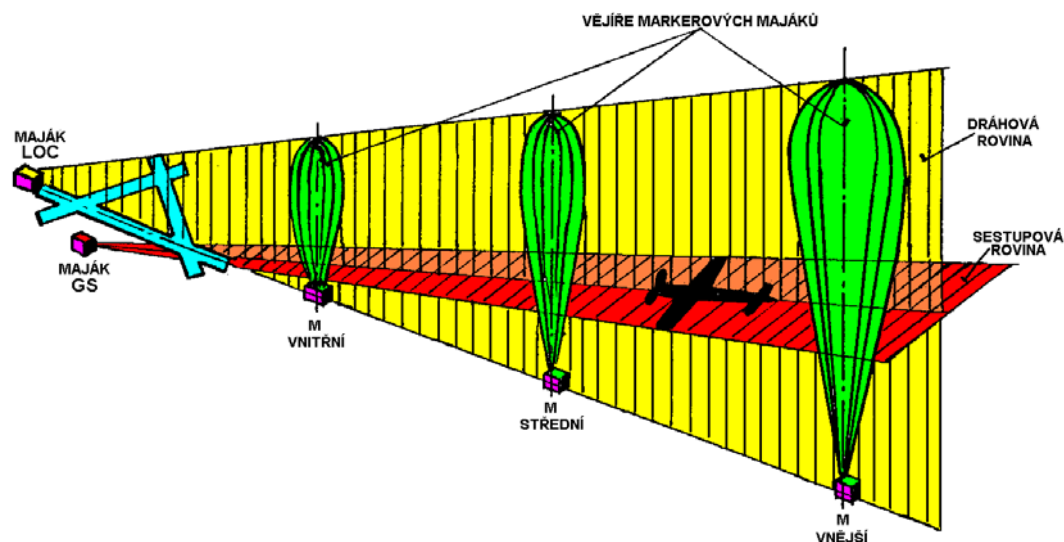
pokrývajícího danou oblast. Přehledový radiolokátor sleduje a řídí vzdušnou situaci v okolí letiště a pomocí jeho údajů si dispečer organizuje letadla do sestupového pořadí. Jeho dosah je 200 až 250 km. Dispečerské stanoviště může být vybaveno výpočetní technikou, pomocí které je usnadněno zpracování informací o přibližujících se a vzdalujících se letadel, určuje se pomocí ní pořadí na přistání a pohyb letadel kolem letiště a na něm. Výpočetní technika velkých letišť současně hlídá kolizní situace a hlásí dispečerům dobu do eventuelní hrozící srážky, aby dispečer mohl včas zasáhnout. Z hlediska přístrojového přistávání jsou hlavními částmi systému kursový a skluzový radiomaják a jejich palubní protějšky, tj. kursový a skluzový přijímač. K systému patří tři majákové markery.

ILS - LOC (ILS - LOCaliser) je kursový (dráhový) maják, který vytváří signál vhodný pro vedení pilota po svislé rovině procházející prodlouženou osou přistávací dráhy. Je umístěn 300 až 1000 m za přistávací dráhou na její ose. Pracuje s amplitudovou modulací nosné ve kmitočtovém pásmu 108 až 112 MHz. Dosah kursového majáku je okolo 45 km. Systém má vlastní kontrolní jednotku, jež automaticky hlídá parametry majáku. V současné době existují tři kategorie majáků LOC dovolujících přesnost navedení na osu dráhy v:

I. kategorii: $\pm 10,5\text{ m}$

II. kategorii: $\pm 7,5\text{ m}$

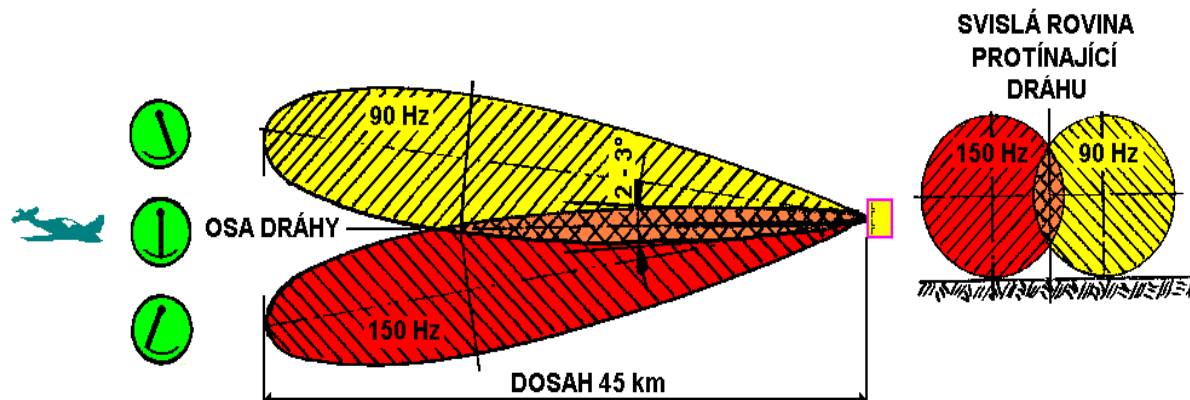
III. kategorii: $\pm 3,0\text{ m}$



Obr. 2.35. Vytvoření sestupové a dráhové roviny systémem ILS a svazky markerů.

Přijímač ILS - LOC je spolu s indikátorem společný i pro systém VOR. Má však dva nf. zesilovače pro modulační kmitočty 90 Hz a 150 Hz opatřené filtry a jsou určeny pro vyhodnocování odchylek kursu. Maják vysílá dva směrové svazky elektromagnetické energie tak, aby vytyčovaly svislou rovinu, ve které je umístěna podélná osa přistávací dráhy. Osa tvoří geometrické místo bodů stejné amplitudy zmíněných dvou nízkofrekvenčních modulačních signálů 90 a 150 Hz. Oba tyto modulační signály se vysílají na společném nosném kmitočtu. Při přiletu letadla mimo osu dráhy je vždy amplituda jedné z modulačních složek větší, což je indikováno ručkovým indikátorem (svislou ručkou indikátoru VOR). Indikace je povelová, pilot musí manévrovat letadlem tak, aby stabilizoval vychýlenou ručku do střední (nulové) hodnoty. Ukazatel se odchyluje vždy na tu stranu, na které je osa svazku, tj. správná kursová rovina. Pokud letí letadlo ve správném kursu přesně ve směru prodloužené osy přistávací dráhy, ukazuje indikátor odchylky kursu na nulovou střední hodnotu. Situace je znázorněna na obrázku 2.36. Kursový přijímač ILS - LOC je dále vybaven soustavou kontroly správné činnosti, tzv. varovnými praporky. Pokud je systém v pořádku je bílé okénko

překryto praporkem a není vidět. Pokud dojde k poruše a systém není funkční, varovný systém není napájen, jeho ručka klesne na nulovou výchylku a bílé odkryté okénko pilotovi indikuje poruchu.



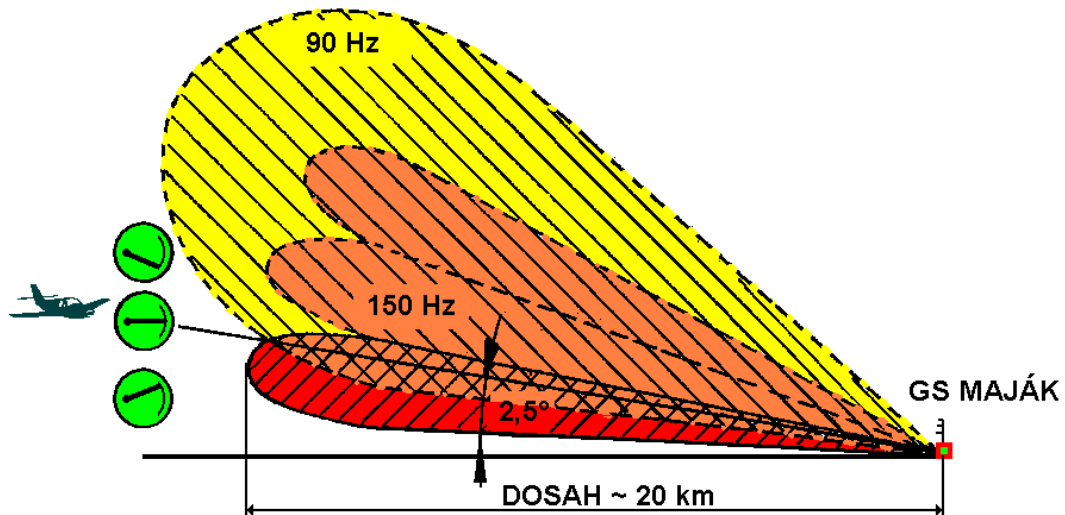
Obr. 2.36. Vyzařovací diagram kursového majáku ILS - LOC.

Přibližovací sestupový radiomaják ILS - GS slouží pro vytvoření nakloněné skluzové roviny, proložené vztažným bodem přistávací dráhy (místem asi 150 až 300 m za prahem dráhy). Vlastní maják je umístěn asi 120 až 170 m vedle přistávací dráhy a asi 240 až 280 m od jejího prahu. Skluzová rovina je vytvořena dvěma směrovými charakteristikami, do nichž je vyzařován vysokofrekvenční signál amplitudově modulovaný dvěma modulačními kmitočty 90 Hz a 150 Hz. Do horní charakteristiky se vysílá modulace 90 Hz, do dolní pak 150 Hz. Skluzová rovina je definována jako geometrické místo stejných modulačních amplitud obou nf. signálů. Podobně jako u ILS - LOC i u ILS - GS se neporovnávají modulační amplitudy, ale hloubky modulace obou signálů. Skluzová rovina má obvykle sklon 2,5°. Dosah skluzového majáku je asi 20 km. Pracovní kmitočet nosné je 339,3 až 335 MHz. Pokud letadlo letí po správné skluzové rovině, ručkový indikátor (vodorovný ukazatel na indikátoru VOR) ukazuje přesně na nulu. Při rychlejším nebo pomalejším klesání se ručka vychýlí z vodorovné polohy ukazující na tu stranu, kde je správná skluzová rovina. Indikace je tedy opět povelová a pilot letadlem sleduje výchylky ručky. Přesnost dosaženého navedení je u:

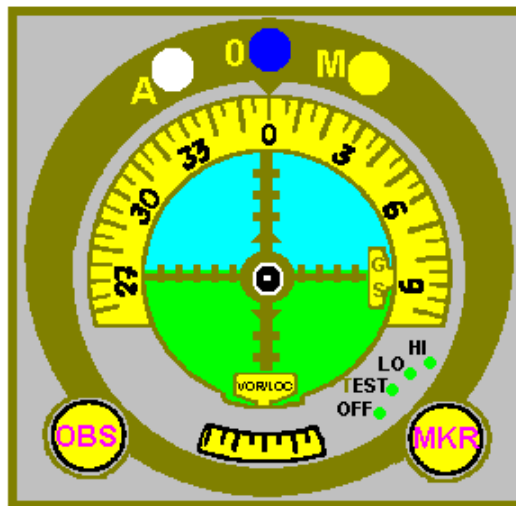
I. kategorie	15 m vertikálně
II. a III. kategorie	15 m (+ 3 m, -0 m).

Vyzařovací diagram majáku ILS - GS je na obrázku 2.37. Také přijímač ILS - GS je opatřen kontrolním systémem varovného praporku.

Při použití systému je třeba nalétnout podle pokynů dispečera do kursového paprsku tak, aby indikátor kursu systému ILS - LOC, ARK i gyroskopického kompasu současně ukazovaly nulu. Pak letadlo letí v prodloužené podélné ose přistávací dráhy. Pak let pokračuje až se letadlo dostane do zóny skluzového majáku ILS - GS. Další let se uskutečňuje podle údajů indikátoru obou majáků. Systém svede letadlo do výšky asi 30 až 40 m, další práci s přistáváním přebírá pilot podle vizuální situace na cílovém letišti. Vzhledem k tomu, že kursový maják vysílá identifikační signál, jeho přijímací zařízení ho vyfiltruje a identifikační kód slyší pilot ve sluchátkách, čímž je informován o správném naladění majáku. Maximální kapacita systému je asi 30 letadel za hodinu, výhodou je navíc skutečnost, že dispečer má přehled o situaci v dalekém okolí letiště a že si může organizovat letadla do pořadí podle potřeby a momentální situace.



Obr. 2.37. Vyzařovací diagram sestupového majáku ILS-GS.



Obr. 2.38. Kombinovaný indikátor pro systém VOR a ILS.

Markerový systém se skládá ze tří majáků rozmístěných podle obrázku 2.35, s plochou vyzařovací charakteristikou směřující kolmo vzhůru. Majáky pracují na kmitočtu 75 MHz . Nosná je modulována amplitudově, přičemž modulační kmitočet nejvzdálenějšího majáku je 400 Hz , vnitřního majáku 1300 Hz a nejbližšího majáku 3000 Hz . Na palubě letadla je umístěn přijímač typu superheterodyn s mezifrekvencí $10,7\text{ MHz}$ a anténa pro kmitočet 75 MHz . Za detektorem má přijímač tři filtry naladěné na uvedené modulační kmitočty markerů a z jejich výstupu se vede modulační signál do sluchátek pilota a na signalizační žárovky umístěné většinou na indikátoru VOR/ILS (viz. obrázek 2.38). Také markerový systém má kontrolní obvod sestávající z generátoru 75 mHz a tří nízkofrekvenčních generátorů vyrábějících nf. signály o kmitočtech 400 , 1300 a 3000 Hz . Pomocí nich je pak možné funkčnost přijímače prověřit.

Radiolokační přistávací systém obsahuje dva radiolokátory, z nichž jeden vytváří kontrolu kursu na přistání a druhý kontrolu správné skluzové roviny. Obě zmíněné roviny má dispečer vyneseny na dvou velkých obrazovkách. Pomocí nich pak, dohodnutým postupem, prostřednictvím radiostanice fónicky navádí pilota na přistání. Zatím co po technické stránce

je systém velmi dokonalý, jeho slabou stránkou je právě přenos informací pilotovi. Byly sice zkoušeny metody přenosu informace ve formě elektrických signálů a odchylky od správného kursu a skluzové roviny byly vyhodnocovány pomocí zkřížených ukazatelů, systém se však neosvědčil a na většině mezinárodních letišť, kde byl ještě poměrně nedávno instalovaný je v současné době demontován. Radiolokační přistávací systém byl vhodný při II. kategorii meteorologického minima, jeho kapacita byla asi 15 až 20 letadel za hodinu. Výhodou byl značný dosah až 100 km.

V poslední době se velmi intenzivně pracuje na mikrovlnných systémech ILS. Tyto systémy by měly dosáhnout přesnosti III. kategorie. Netrpí totiž deformacemi skluzové roviny vlivem okolního terénu. Pracovní kmitočet leží v rozsahu 1,5 až 5 GHz. Při tom je nosná vlna využita pro přenos všech informací současně, včetně údajů o vzdálenosti od bodu dotyku s přistávací dráhou. Vysílání probíhá impulsně tak, že vždy se vysílá energie do jednoho ze čtyř směrových diagramů, z nichž dva a dva vytvářejí příslušné kusové a skluzové roviny.

2.3.3.2 Systém MLS

Uvedený systém se stal základem pro vývoj úplně nového mikrovlnného přistávacího systému, který měl technicky umožnit přistávací manévr i za těch nejobtížnějších meteorologických podmínek. Systém ILS má totiž některé nedostatky, které nelze odstranit. Patří sem především skutečnost, že umožňuje přiblížení pouze po jediné trase a také, že sklon skluzové roviny je fixní a to asi 3°. To vyhovuje především letadlům padesátých až sedmdesátých let minulého století, pro současná letadla je však třeba zabezpečit přiblížení z různých směrů a klesání pod různými úhly. Velkou nevýhodou stávajících systémů ILS je práce na metrových vlnách, což způsobuje silnou závislost směrových charakteristik antén na vlastnostech terénu v blízkém okolí vysílačů a dále malý počet kmitočtových kanálů, které jsou v uvedeném pásmu kmitočtů k dispozici. ICAO proto vytvořilo studijní skupinu, která stanovila základní požadavky na moderní přistávací systém odstraňující zmíněné nevýhody systému ILS. Novinkou byl požadavek práce v mikrovlnném pásmu, což dovoluje používat malorozměrné anténní soustavy a vysílat přesně definované směrové charakteristiky, které nejsou ovlivňovány vlastnostmi terénu a případnými překážkami v předpolí letišť. Zmíněná studijní skupina záměrně nestanovila použitý princip systému. Výběrové řízení následně posoudilo předložené principy, stanovilo účastníky užšího výběru a doporučilo jim vzájemnou spolupráci na vývoji a dodání prototypu navrženého systému. Závěr řízení spočíval v rozsáhlých zkouškách, jejichž výsledky byly předloženy všem členským státům ICAO ke schválení. Není divu, že tato procedura trvala velmi dlouho a teprve počátkem osmdesátých let se staly závazné parametry tohoto nového systému součástí „Přílohy 10 ICAO“. Tento mikrovlnný přistávací systém dostal název **MLS (Microwave Landing System)**. V současné době je instalován na velkých mezinárodních letištích v USA i v Evropě a na palubách nových letadel největších leteckých společností. Překážkou pro jeho větší rozšíření je vysoká cena pozemní i palubní části systému a dále skutečnost, že se velice rychle do letectva rozšiřuje družicový navigační systém GPS, který v provedení DGPS umožňuje v současnosti přiblížení a přistávací manévr s vyhovující přesností pro I kategorii přistávacího systému. Nevýhovující vlastnosti pro II. a III. kategorii zatím vykazuje přesnost jeho výškové souřadnice. Na řešení tohoto problému je zaměřeno úsilí výzkumných týmů mnoha států a je velká naděje jeho úspěšného vyřešení v krátké době, přičemž hlavním kritériem jsou podstatně nižší náklady, než u systému MLS. Proto ICAO stále prodlužuje ochranu využívání dnes už zastaralého systému ILS.

MLS pracuje v pásmu 5,031 GHz až 5,091 GHz a má 200 použitelných kanálů s roztečí 300 kHz. Základem je vytvoření listových směrových anténních charakteristik a jejich "kývání" s přesně dodržovanou konstantní rychlostí. Poloha letadla vzhledem k přistávací

dráze je vyhodnocována na palubě letadla měřením doby mezi impulsy přijatými během přechodu směrového svazku přes letadlo a při jeho přechodu tam a zpět. Směrová souřadnice (azimut) je snímána v sektoru asi $\pm 40^\circ$ až 60° vzhledem k podélné ose přistávací dráhy. Pohybuje-li se letadlo v prodloužené ose přistávací dráhy je doba mezi přijatými impulsy konstantní a její velikost T je daná rychlostí sektorování a velikostí úhlu snímaného sektoru. Bude-li letadlo z pilotova pohledu napravo od správného směru bude doba mezi přijatými impulsy delší než T , bude-li letadlo nalevo od správné kursové roviny bude doba mezi impulsy kratší než T .

Systém MLS se skládá z:

- kursového majáku, který je umístěn 400 až 600 m za koncem dráhy. Ten poskytuje letadlům azimutální vedení při konečném přiblížení a při přistávacím manévru. Kursový maják je doplněn upraveným měřičem vzdálenosti DME
- sestupového majáku který je umístěn 200 až 300 m za prahem a 120 až 150 m bokem přistávací dráhy, který poskytuje vedení letadla po zvoleném úhlu klesání.
- majáku pro podrovnání, který měří elevační úhel letadla před jeho dotykem s přistávací dráhou. Je umístěn 700 až 1000 m za prahem a 120 až 150 m bokem přistávací dráhy. Tento maják poskytuje pilotovi přesné výškové vedení v konečné fázi přistávání (tj. při tzv. podrovnávání letadla).
- kursového majáku pro nezdařené přiblížení, který poskytuje pilotovi azimutální vedení při přerušeném přistávacím manévru a při průletu nad přistávací dráhou. Je umístěn 400 až 600 m před prahem dráhy.
- vysílače doplňkových informací, který poskytuje pilotovi údaje pro identifikaci letištních zařízení a informace o jejich momentálním stavu.

Signály z jednotlivých částí systému MLS jsou vysílány ve formě časového multiplexu se stanoveným datovým formátem. Do datového toku jsou příslušné údaje řazeny s četností danou jejich významem. Délka úplného signálu je 10 s. V této době je signál kursu přiblížení 13 Hz, signál elevace 39 Hz, signál azimutu má rovněž 39 Hz, kurs pro nezdařené přiblížení (pro zabezpečení průletu) 6,5 Hz. Mezi jednotlivými částmi zprávy jsou mezery, v nichž se vysílají doplňková data. Letadlem přijaté signály jsou zpracovány mikrovlnným přijímačem a získaná data jsou vedena do počítače systému, který dovoluje zvolit trasu přiblížení a využít přijaté informace k ovládání letadla.

2.4 Družicová navigace

Satelitní navigační systémy náleží do kategorie globálních systémů, jenž umožňují určení polohy prakticky libovolného místa na Zemi v jednotném společném souřadném systému. Družice tvoří soustavu majáků (*kosmický segment*) s vhodnou konstelací pro optimální pokrytí Země s minimální chybou určení polohových souřadnic navigačním zařízením v *uživatelském segmentu*. Dalším prvkem družicového navigačního systému je *řídící segment* obsahující soustavu řídících stanic, stanic komunikujících se satelity, stanic měřících a obslužný personál.

Počátky družicové navigace se datují do období šedesátých let minulého století, kdy byly prováděny první pokusy využití satelitů při úlohách navigace. Strategický význam kosmického prostoru přiměl k vývoji těchto systémů zejména složky armád. Nejvíce se o použití systému družic jako majáků navigačního systému zasloužily americké vzdušné síly a námořnictvo, které položily základní kámen v současnosti nejznámějšího systému **GPS-NAVSTAR**.

Budoucnost globálních družicových navigačních systémů **GNSS** (*Global Navigation Satellite Systems*) se v posledních letech přesouvá do Evropy, kde probíhá příprava nového systému **GALILEO**, který se v kombinaci s **GPS** a **GLONASS** stane vysoce spolehlivým přesným systémem splňující nejprísnejší aplikační kritéria, která představují např. systémy navigace v letecké dopravě.

2.4.1 Principy družicové navigace

Při určování polohy zpracování signálů družic lze praktikovat následující metody:

- metoda úhломěrná
- metoda dopplerovská
- metoda interferometrická
- metoda založená na měření fáze nosné
- metoda dálkoměrná

2.4.1.1 Úhломěrné systémy družicové navigaci

Z místa, jehož polohu určujeme, zaměřujeme družici a zjišťujeme její **elevační úhel**. **Geometrickým místem bodů s konstantním elevačním úhlem k satelitu je kužel s vrcholem v místě družice**. Provedeme-li měření ke stejné (v jiném čase) nebo jiné družici, určíme jiný kužel. Průsečnice obou kuželů s povrchem Země, resp. s výškovou hladinou, v níž se poloha měřeného bodu nachází, se protínají v měřeném bodě. Ze znalosti aktuální polohy družic (tj. vrcholů kuželu) a příslušných elevačních (polohových) úhlů určíme průsečík kuželů definující polohu měřeného bodu. Metoda patří k nejstarším satelitním navigacím. Vyžaduje zaměřovat družice směrovými anténami, je málo přesná a obtížně se realizuje.

2.4.1.2 Dopplerovská metoda družicové navigace

Družice pohybující se po negeostacionární oběžné dráze vysílá signál se stabilním kmitočtem f_v . Signál přenáší časové značky vysílané v okamžicích $t_i, t_{i+1}, t_{i+2}, \dots$ s konstantním časovým intervalem $\Delta T = t_{i+1} - t_i$. Frekvence signálu přijímaného uživatelem v místě měření polohy je v důsledku **Dopplerova jevu** rovna hodnotě f_p lišící od f_v . Přijímaný signál je spolu se signálem oscilátoru s kmitočtem f_o , veden do směšovače. Výstupní signál za směšovačem má rozdílový kmitočet $f_o - f_p$. Jeho periody počítá čítač, který je spouštěn a blokován po sobě jdoucími přijatými časovými značkami. Pokud by se vzdálenost družice - uživatel neměnila, bude počet načítaných period roven výrazu:

$$N_i = \Delta T(f_o - f_p). \quad (2.87)$$

Vzdálenost družice - uživatel se však mezi dvěma časovými značkami změní z hodnoty d_i na hodnotu d_{i+1} . Časová značka je uživatelem přijata v okamžiku $t_i + \Delta_i$, kde $\Delta_i = d_i/c$ je doba nutná ke zdolání vzdálenosti d_i družice - uživatel signálem s rychlostí šíření c . Čítač měřící periody signálu s rozdílovým kmitočtem ve své podstatě měří změnu fáze signálu mezi dvěma přijatými časovými značkami:

$$N_i = \int_{t_i + \Delta_i}^{t_{i+1} + \Delta_{i+1}} (f_o - f_p) dt = \Delta T f_o + (d_{i+1} - d_i) \frac{f_o}{c} - \Delta T f_v. \quad (2.88)$$

Počet period signálu vysílaného mezi dvěma sousedními časovými značkami je stejný s počtem period signálu přijímaného mezi sousedními značkami, neboť dopplerovský efekt se samozřejmě projeví i v oblasti časové:

$$f_v(t_{i+1} - t_i) = f_p[(t_{i+1} + \Delta_{i+1}) - (t_i + \Delta_i)] = f_v \Delta T. \quad (2.89)$$

Označíme-li $F = f_o - f_p$, souřadnice družice v okamžiku t_i uspořádanou trojicí (x_i, y_i, z_i) , resp. v okamžiku t_{i+1} trojicí $(x_{i+1}, y_{i+1}, z_{i+1})$ a souřadnice uživatele (x, y, z) , dostaneme:

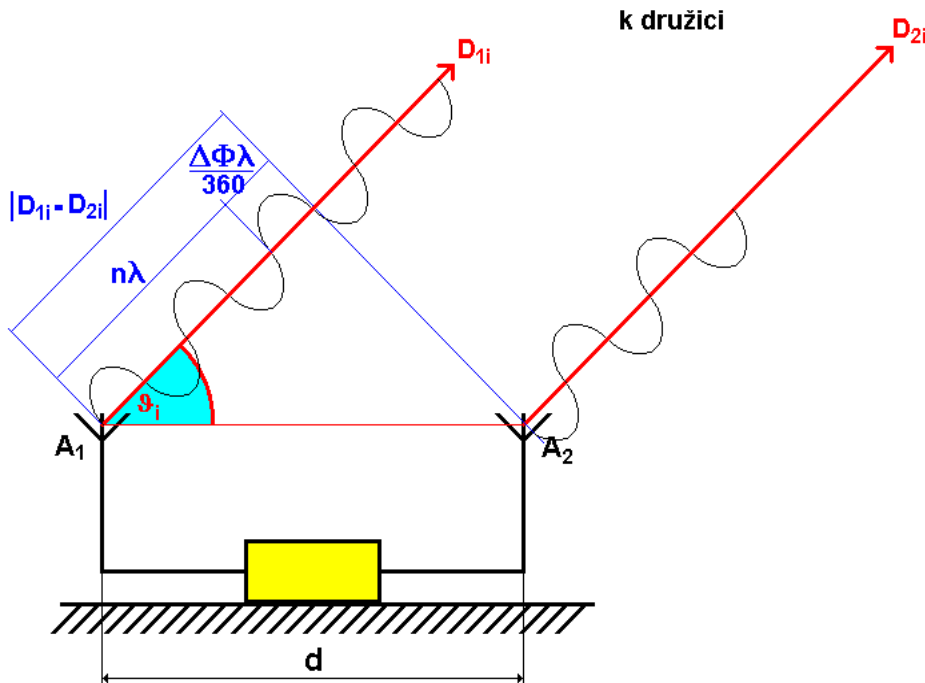
$$N_i = \Delta TF + \frac{f_o}{c} \left(\sqrt{(x_{i+1} - x)^2 + (y_{i+1} - y)^2 + (z_{i+1} - z)^2} - \sqrt{(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2} \right). \quad (2.90)$$

Provedeme-li nejméně tři měření N_i, N_{i+1}, N_{i+2} a známe-li souřadnice družice v okamžicích t_i, t_{i+1}, t_{i+2} můžeme řešit soustavu tří rovnic o třech neznámých, kterými jsou souřadnice uživatele v místě zjišťování polohy (x, y, z) . Poloha družice se určí z aktuálních parametrů její drahy, které však musí satelit vysílat, aby chyba určení jeho polohy v časových okamžicích t_i, t_{i+1}, t_{i+2} byla co nejmenší.

2.4.1.3 Interferometrická metoda

Systémy toho typu se často označují termínem *diferenciální*. Pozemský přijímač má dvě antény umístěné na společné základně a vzdálené od sebe d . První anténou měříme zdánlivou vzdálenost D_{1i} k i - té družici a současně druhou anténou zdánlivou vzdálenost D_{2i} ke stejné družici i . Potom lze určit úhel ϑ_i , který svírá základna se spojnicí střed základny – družice (viz. obrázek) a který pro měřicí antény umístěné ve stejné výšce představuje úhel elevační:

$$\vartheta_i = \arccos \frac{D_{2i} - D_{1i}}{d}. \quad (2.91)$$



Obr. 2.39. Interferometrická metoda měření polohy pomocí družic.

Pomocí dvou (známe-li geodetickou výšku), resp. tří takto stanovených úhlů a znalosti polohy družic lze určit polohu uživatele. Princip výpočtu odpovídá úhломěrným metodám. Výhodou metody je měření jen zdánlivých vzdáleností družice, což odstraňuje nutnost dokonalé synchronizace s palubními hodinami satelitu.

2.4.1.4 Interferometrické měření nosné

Přijímač měří rozdíly fází nosné vlny signálů přijímaných od jedné družice dvěma anténami umístěnými na základně dlouhé d . Metoda je stejná s předchozí, avšak měříme jinou veličinu - fázi. Celý počet n period nosné musíme určujeme jinou metodou, kterou měření inicializujeme. Úhel, který svírá základna se směrem k družici je dán vztahem:

$$\vartheta_i = \arccos \left[\frac{\lambda}{d} \left(n + \frac{\Delta\Phi}{2\pi} \right) \right]. \quad (2.92)$$

Měření je mnohem přesnější, než v předchozím případě, protože na krátkých vlnových délkách odpovídá malé změně vzdálenosti velká změna fáze nosné, kterou lze pak přesně změřit.

2.4.1.5 Dálkoměrná metoda

Dálkoměrná metoda je *nejčastěji využívaným způsobem* měření polohy pomocí družic. Je základem systému GPS i GLONASS i budoucího systému GALILEO. Známe-li souřadnice družic (x_i, y_i, z_i) a jsme-li schopni zjistit vzdálenost uživatele od jednotlivých družic d_i (viz. obrázek 2.40), můžeme polohu uživatele (x_u, y_u, z_u) určit řešením soustavy tří rovnic pro tři neznámé (*výpočet průsečíku tří kulových ploch* se středy x_i, y_i, z_i a poloměry d_i):

$$\sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} = d_i. \quad (2.93)$$

Souřadnice jednotlivých družic jsou zakódovány ve vysílaném signálu jednotlivých družic, tzv. navigační zprávě. Vzdálenost od družice se zjišťuje pomocí měření doby τ_{di} definující zpoždění na trase satelit - navigační přijímač:

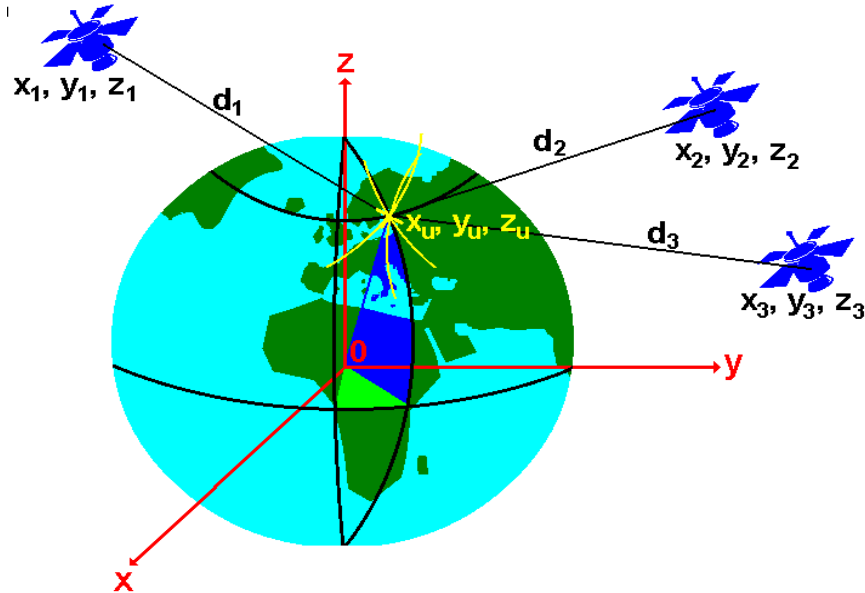
$$d_i = \tau_{di} \cdot c, \quad (2.94)$$

kde c je rychlost šíření elektromagnetické vlny ve vakuu. Dobu τ_{di} však můžeme určit pouze při dokonalé synchronizaci časové základny družice a navigačního přijímače, což nelze dostupnými prostředky zajistit. V okamžiku měření časová základna uživatele vůči satelitu vykazuje jistý neznámý posuv Δt , který můžeme přepočítat na vzdálenost $b = c\Delta t$. K neznámým souřadnicím přibývá další neznámá b a pro výpočet polohy ve třírozměrném prostoru je nutno zpracovat signál alespoň ze čtyř majákových družic:

$$\sqrt{(x_i - x_u)^2 + (y_i - y_u)^2 + (z_i - z_u)^2} = d_i = (\tau_{mi} + \Delta t) \cdot c = D_i + b. \quad (2.95)$$

Je však nutno zajistit *vzájemnou synchronizaci jednotlivých satelitů* podle společné *časové základny systému*, tak aby b bylo konstantní hodnotou pro všechny satelity systému.

Při měření generuje navigační přijímač kopii signálu družice, kterou časově synchronizuje s přijímaným signálem, čímž získává zpoždění τ_{mi} vztažené vůči časové základně přijímače (viz. obr. 2.41). Pro měření signálů ze čtyř družic získáme čtveřici zpoždění τ_{mi} (pro $i = 1, 2, 3, 4$), jimž odpovídají pseudovzdálenosti D_i . Dosazením do soustavy čtyř rovnic (2.95) vypočteme hledané souřadnice uživatele.

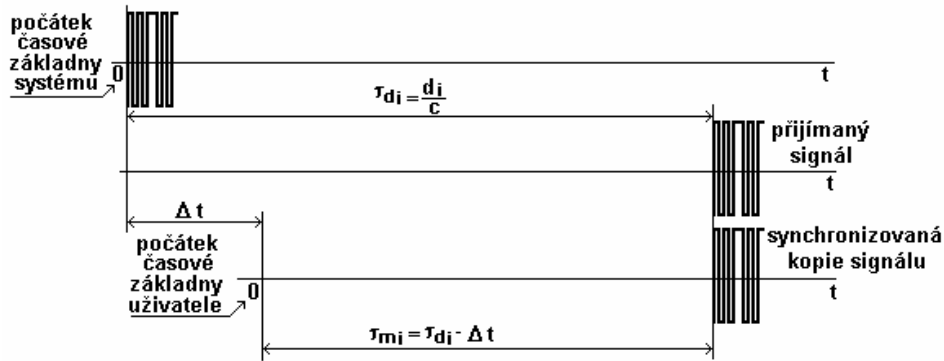


Obr. 2.40. Princip satelitní dálkoměrné metody určování polohy.

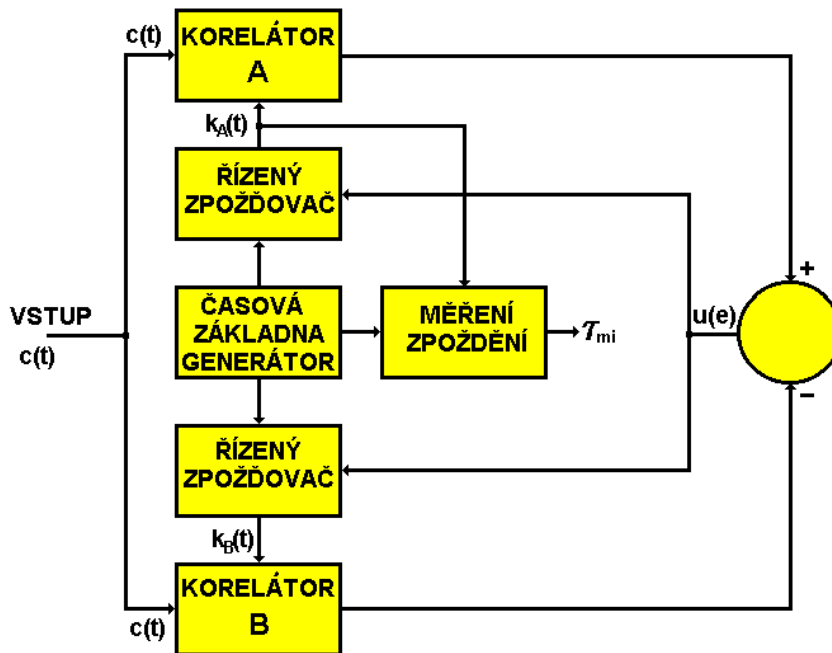
Na obrázku 2.41 je naznačen způsob generování kopie družicového signálu. Pokud bude průběh generovaných signálů satelitů znám (kódy družic), lze pomocí výběru příslušné kopie pro danou družici a její korelace se vstupním signálem získat zdánlivé zpoždění a informaci, kterou z družic přijímáme. Kódy jednotlivých satelitů mohou být vhodně vybranými pseudonáhodnými posloupnostmi, které jsou pomocí zvolené číslicové modulace (např. BPSK) namodulovány na nosnou frekvenci. Při nízkých hodnotách vzájemných korelací jednotlivých kódů může být použita stejná nosná frekvence pro všechny družice systému, který pak pracuje se signálem s rozprostřeným spektrem s přístupem CDMA. Základní složku s podstatně menší bitovou rychlostí pak může tvořit datová posloupnost navigační zprávy.

K tomu, aby kopie signálu byla synchronní se signálem přijímaným, je třeba řídit generátor kopií signálů napětím $u(e)$, jehož velikost a znaménko odpovídá velikosti a smyslu potřebného posunu e . Napětí $u(e)$ se získává obvodem, jehož hlavním prvkem je korelátor. **Korelátor** vytváří součet (integrál) součinů hodnot přijímaného signálu s hodnotami kopie signálu vysílaného družicí. Tato kopie se generuje v přijímači. Součet (integrál) součinů se nazývá korelační funkce $R(e)$. Hodnota korelační funkce závisí na vzájemném posunu e obou signálů a je největší, je-li jejich vzájemný posun nulový. Se vzrůstajícím posunem hodnota korelační funkce klesá. Použijeme-li dva korelátory, z nichž do jednoho bude přicházet kopie vhodně zpožděná a na vstupu druhého bude kopie předbíhat, a budeme-li odečítat výstupní napětí obou korelátorů, získáme **diskriminátor zpoždění** s požadovanou závislostí výstupního signálu $u(e)$ odpovídající velikosti a smyslu časového posunu (e).

V diskriminátoru zpoždění je na společný vstup dvou korelátorů veden signál $c(t)$ vysílaný družicí a zpožděný o dobu τ_{di} , odpovídající vzdálenosti družice a přijímače. Na druhé vstupy korelátorů je přiváděn signál $k(t)$ z časové základny generující kopii vysílaného signálu.



Obr. 2.41. Měření vzdálenosti satelit - navigační přijímač.



Obr. 2.42. Diskriminátor zpoždění.

Kopie je však zpožděna o neznámou hodnotu Δt_i proti signálu generovanému v družicovém systému. Časová základna dodává tři výstupní napětí:

- signál ve větvi O nemá zavedené žádné zpoždění,
- signál ve větvi A je zpožděný o $\Delta/2$,
- signál ve větvi B předbíhá o $\Delta/2$,

kde Δ je délka bitu pseudonáhodného signálu. Signály ve větvích A a B lze v blocích říditelného zpoždění zpoždit to čas úměrný napětí $u(e)$, které získáváme z korelátorů. Diskriminátor zpoždění se může nacházet v těchto stavech:

- **ustáleném stavu**, kdy je $k_A(t)$ zpožděno vůči $c(t)$ o $\Delta/2$ a $k_B(t)$ předbíhá $c(t)$ o $\Delta/2$. Napětí na výstupu korelátorů odpovídají těmto posunům, jsou stejná a výstupní napětí $u(e)$ odečítacího členu je nulové. K dosažení tohoto stavu je nutné zavést zpoždění τ_{mi} takové, že posunuté $c(t)$ o $\Delta/2$ odpovídá $k_A(t)$, tj. $t - \tau_{di} - \Delta/2 = t - \Delta t - \Delta/2 - \tau_{mi}$. Pak $\tau_{mi} = \tau_{di} - \Delta t$ a získáváme zdánlivou vzdálenost mezi i-tou družicí a uživatelem.
- **předbíhajícím stavu**, kdy na výstupu korelátoru A je vyšší a na výstupu korelátoru B nižší napětí. Rozdílové napětí $u(e) < 0$ způsobí nárůst zpoždění τ_{mi} .

- **zpožděném stavu** kdy na výstupu korelátoru A je nižší a na výstupu korelátoru B vyšší napětí. Rozdílové napětí $u(e) > 0$ způsobí pokles zpoždění τ_{mi} .

Principiálně diskriminátor zpoždění sleduje časové zpoždění odpovídající zdánlivé vzdálenosti. Aby diskriminátor zpoždění byl citlivý a pracoval bez problémů, je zřejmě žádoucí, aby korelační funkce signálu měla jedno ostré maximum. Aby bylo možné signály $c(t)$ přenášet rádiovou cestou, je třeba je namodulovat na nosnou vlnu (viz výše), tj. vytvořit *dálkoměrný signál*, který lze obvykle popsat vztahem:

$$c(t)D(t)\sin(2\pi f_c t), \quad (2.96)$$

kde f_c je kmitočet nosné vlny. Pro BPSK modulaci platí:

$$c(t) \in \{-1; +1\} \text{ a } D(t) \in \{-1; +1\}, \quad (2.97)$$

kde $c(t)$ je pseudonáhodný *dálkoměrný kód* a $D(t)$ je tzv. *navigační zpráva* nesoucí informace sloužící k určení polohy družice.

Jak již bylo naznačeno, dálkoměrné signály jednotlivých družic je třeba od sebe oddělit. Používá se:

- **kmitočtového multiplexu FDMA**, kdy každá družice používá jiný kmitočet f nosné vlny
- **kódového multiplexu CDMA**, kdy všechny družice sice vysílají na nosné vlně se stejným kmitočtem, ale roztírací kód $c(t)$ je pro každou družici jiný.

Pokud signál generovaný v přijímači neodpovídá signálu družice, jejíž vzdálenost je třeba měřit, je výstupní napětí korelátoru (tj. vzájemná korelační funkce dvou různých kódů $c(t)$) malé a přijímač se na signál družice nezasynchronizuje. Postupným generováním kopií signálů družic zajistíme měření vzdáleností k satelitům, potřebných pro výpočet polohy uživatele. Autokorelační funkce dálkoměrných kódů má jedno ostré maximum a mimo něj má malou hodnotu a vzájemné korelační funkce dvou různých kódů mají velmi malou hodnotu. Pseudonáhodné kódy jsou periodické (s periodou P bitů) a generují se podle daných algoritmů. Publikování nebo utajení algoritmu generování kódu může umožnit, ztížit nebo i znemožnit přístup uživatele do navigačního systému. Kódy s dlouhou periodou P obecně znesnadňují neoprávněný přístup do systému a současně poskytují větší přesnost měření.

2.4.2 Družicové navigační systémy

V této kapitole se stručně seznámíme s jednotlivými družicovými navigačními systémy. Nejznámějším a nejrozšířenějším z nich GPS-NAVSTAR, grandiózním projektem je pak GALILEO. Oběma bude věnována samostatná kapitola.

2.4.2.1 Transit

Transit byl *dopplerovským navigačním systémem* určený prvotně pro vojenské námořnictvo USA. Byl uveden do činnosti v roce 1964. Pro civilní použití byl uvolněn v roce 1967 a byl využíván především pro námořní aplikace. Kosmický segment tvořilo šest družic s polárními kruhovými oběžnými drahami ve výšce asi 1000 km s oběžnou dobou 107 min . Družice pracovali na kmitočtu $149,988 \text{ MHz}$ a $399,968 \text{ MHz}$ s výkonem asi 2 W a třístavovou fázovou modulací (-60° , 0° , $+60^\circ$). Nevýhodou byla časová nedostupnost signálu daná malým

počtem družic a jejich konstelací. Transit však byl jedním z mála systémů, které byly uvedeny do plného operačního nasazení.

2.4.2.2 Tsikada

Podobný systém jako americký Transit budovala od počátku sedmdesátých let 20. století sovětská armáda. Používal taktéž VHF pásma a **dopplerovské měřicí metody**. Tento systém, který nebyl nikdy oficiálně přiznán, je označován jako **Parus**. Civilní systém **Tsikada** pracoval na shodné bázi a byl zástěrkou pro Parus. Tsikada byla aplikována zejména v oblasti obchodního námořnictví. Systém pracuje do dnes a za celou dobu jeho existence bylo na orbitu vyneseno přes 130 satelitů Tsikada/Parus.

2.4.2.3 Glonass

Ruský systém GLONASS (*Globalnaja navigacionnaja sputnikovaja sistema*) je obdobný systému GPS a využívá **pasivní dálkoměrnou metodu**. Kosmický segment obsahuje **24 družic na kruhových drahách s výškou 19100 km** (oběžná doba *11 h 15 min*) **ve třech rovinách s inklinací 64,8°**. Zásadní rozdíl mezi systémem GPS a GLONASS je v odlišném přístupu k signálům družic. GPS využívá CDMA přístupu, v systému GLONASS je každé družici přidělen jiný pracovní kmitočet v rozsahu *1602,5625 až 1615,5 MHz* a taktéž v rozsahu *1246,4735 až 1257,364 MHz* a pracují tedy s kmitočtovým dělením **FDMA**. V současné době je provoz GLONASSu připravován k plnému spuštění. Tento trend již trvá několik let, neboť operátor nemá dostatečné finanční prostředky pro krytí provozu a doplnění kosmického segmentu na plný počet družic. Na jaře 2003 bylo na oběžné dráze 7 aktivních družic GLONASS a 4 ve fázi přípravy operability.

Přestože systém **GLONASS není plně v provozu**, často se využívá v kombinaci s GPS. Výhodou je především použité kmitočtové pásmo, které je blízké frekvencím používaným u GPS. Konstrukce **kombinovaného GPS/GLONASS přijímače** prakticky obsahuje jen různé měřicí přijímače. Anténa, vstupní díl a navigační počítač jsou pro oba systémy společné.

Základní nevýhodou GLONASSu je **nedostatečné rozmístění čtyř monitorovacích stanic**, které leží jen na území bývalého SSSR (St. Peterburg, Ternopil, Jenisejsk a Komsomolsk). Řídící stanice je umístěna v Golitsině nedaleko Moskvy. Pokud dojde k poruše družice mimo dosah monitorovacích stanic, může být tato událost v nejnepríznivější situaci zjištěna až po 16 hodinách. Časové zpoždění zjištění závady je označováno termínem **integrita**. Právě integrita systému je rozhodujícím faktorem v řadě aplikací, kdy chyba výpočtu polohy může znamenat velkou finanční ztrátu nebo i lidské životy.

2.4.2.4 Geostar

Geostar měl být soukromý placený **aktivní dálkoměrný družicový systém**, v roce 1991 však soukromá americká společnost zkrachovala. Vypuštěny byly jen tři testovací geostacionární družice (ze šesti). Důsledkem použití geostacionárních družic je nepokrytí polárních oblastí a velká chyba v rovníkových oblastech.

2.4.2.5 Locstar

Locstar představoval snahu západoevropských zemí o nezávislost na původně ryze vojenském GPS. Vycházel z Geostaru s plnou kompatibilitou. Projekt nebyl nikdy spuštěn a společnost Locstar zanikla v roce 1991.

2.4.2.6 Granas

Granas byl německý projekt, jenž nebyl nikdy realizován, proběhly jen dílčí experimenty. Měl využívat pomocných pozemských majáků pro sekundární radiolokaci k určení vlastní polohy družice, řešení ostatních částí systému je podobné GPS.

2.4.2.7 Navsat

Navsat byl projektem Evropské kosmické agentury ESA. Navsat měl disponovat šesti geostacionárními a dvanácti satelity s vysokou eliptickou dráhou typu Molnya. Pro využitím se předpokládal princip dálkoměrných a dopplerovských měření s TDMA dělením.

2.4.2.8 Starfix

Starfix pracoval v letech 1986 – 1994 a byl určen pro pobřežní pásmo Severní Ameriky. Obsahoval 11 referenčních stanic při pobřeží a 4 geostacionární družice s dálkoměrným signálem v pásmu 6 GHz. Provozovatel reklamoval velmi vysokou přesnost určení polohy (až 0,3 m na 70° severní šířky).

2.4.2.9 Omnitrac

Omnitrac (od 1988) je určen pro mobilní komunikaci a rádiové určování polohy na americkém kontinentu. Pracuje v pásmu 1214 GHz a využívají jej především dopravci pro sledování polohy kamiónů a komunikaci s řidiči. Využívá geostacionárních družic, přesnost asi 300 m při 2 satelitech. V roce 1995 pracovalo s tímto systémem asi 50000 terminálů.

2.4.2.10 Euteltrac

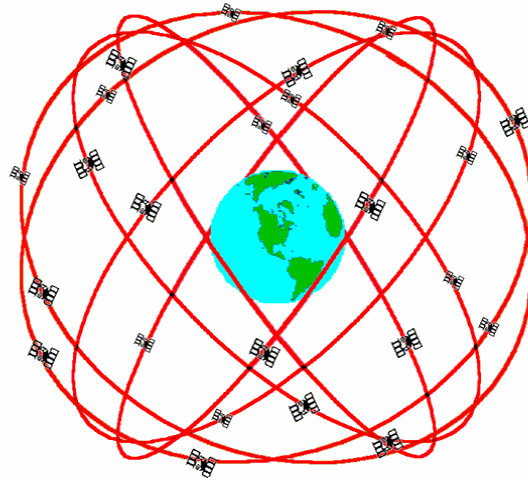
Euteltrac (od 1991) je evropským dvojníkem Omnitracu využívající družic Eutelsatu. Vzhledem k pozdějšímu nasazení vůči Omnitracu a zpřístupnění GPS pro civilní aplikace v roce 1991 využívalo systému Euteltrac podstatně méně terminálů (asi 5000).

2.4.3 GPS –NAVSTAR

GPS-NAVSTAR (*Global Positioning System – Navigation System Using Time and Range*) je prvotně vojenským systémem, který však po uvolnění a po vypnutí záměrného znepečnění našel široké uplatnění v civilních aplikacích. Masová produkce GPS přijímačů snížila cenu natolik, že jsou dostupné i pro běžného občana – turistu, cyklistu i motoristu. Současně s rozmachem GPS techniky se také objevuje množství aplikačního software a geobází (elektronických mapových děl). Z hlediska elektroinženýra je chápání principu a technického řešení systému GPS známkou jeho fundovanosti. Proto bude v následujících kapitolách proveden úvod do problematiky GPS. Zvědavější čtenář najde v současné době bezpočet odborných i praktických děl nejen v knihách a časopisech, ale také na internetových stránkách.

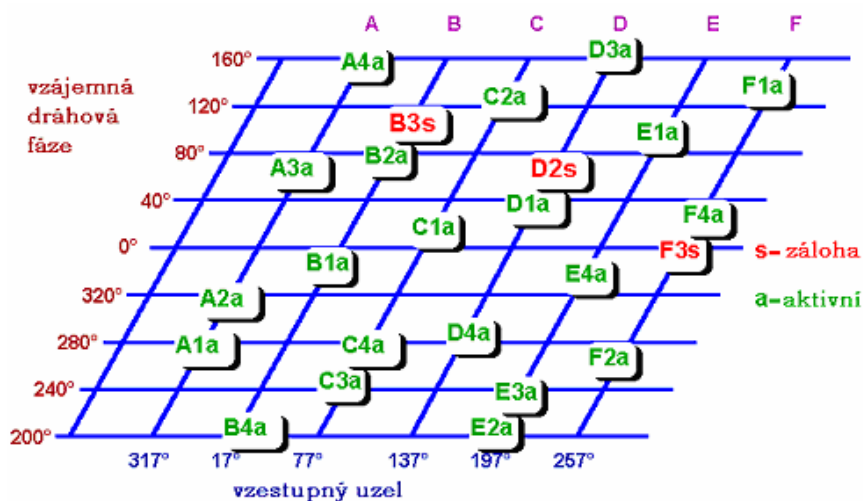
2.4.3.1 Parametry systému GPS

Kosmický segment systému GPS-NAVSTAR tvoří 21 aktivních a 3 záložní družice na šesti kruhových oběžných drahách ve výšce 20200 km s inklinací 55° (obr. 2.43). Oběžná doba je přibližně 11 h 58 min. Přestože rozmístění GPS satelitů na jednotlivých drahách (4 družice na každé dráze) není rovnoměrné (viz. obr. 2.44), je zajištěno optimální pokrytí zemského povrchu.



Obr. 2.43. Umístění družic GPS na šesti oběžných drahách.

Řídící segment zahrnuje hlavní kontrolní stanici (*Master Control Station - MCS*) na letecké základně Falcon v Colorado Springs a pět monitorovacích stanic rozmístěných ve Falconu, na Havaji, v Pacifiku, Atlantiku a Indickém oceáně (viz. obrázek 2.45). Monitorovací stanice pasivně sledují polohu jednotlivých družic a přijímají jejich data. Tyto informace jsou předávány MCS, kde jsou vypočteny parametry drah (kepleriány) a hodin satelitů. Aktuální data jsou následně předána družicím a jsou součástí jejich navigační zprávy pro uživatelský segment.



Obr. 2.44. Umístění družic GPS na oběžných drahách.



Obr. 2.45. Rozmístění pozemních stanic řídicího segmentu GPS.

2.4.3.2 Historie a současný stav systému

Vlastníkem systému je vláda USA a prvotně byl určen pro potřeby americké armády. Vznik je datován k 17.4.1973, kdy memorandum ministerstva obrany Spojených států došlo ke sloučení pokusných programů Timation a 621B do programu GPS-NAVSTAR. Plného operačního stavu bylo dosaženo 3.3.1994. V této době byl systém GPS považován již za nejperspektivnější navigační systém a vzbudil nebývalý zájem, zejména vzhledem k úspěšnému nasazení ve válce v Perském zálivu. Systém GPS je v současné době téměř nezranitelný. Družice nových generací IIR a IIF jsou odolné proti elektromagnetickému impulsu při jaderném kosmickém výbuchu a mohou pracovat nejméně 180 dní v autonomním režimu. Objekty řídicího segmentu mají zajištěn nejvyšší stupeň ochrany. Vzhledem k výborným vlastnostem a spolehlivosti systému začal GPS prostupovat i do civilního sektoru, přičemž koordinaci vojenských a civilních zájmů řeší na nejvyšší úrovni ministerstvo obrany a dopravy USA. V květnu 2001 bylo na pokyn prezidenta USA Billa Clintna vypnut režim záměrného znepřesňování SA (viz. dále).

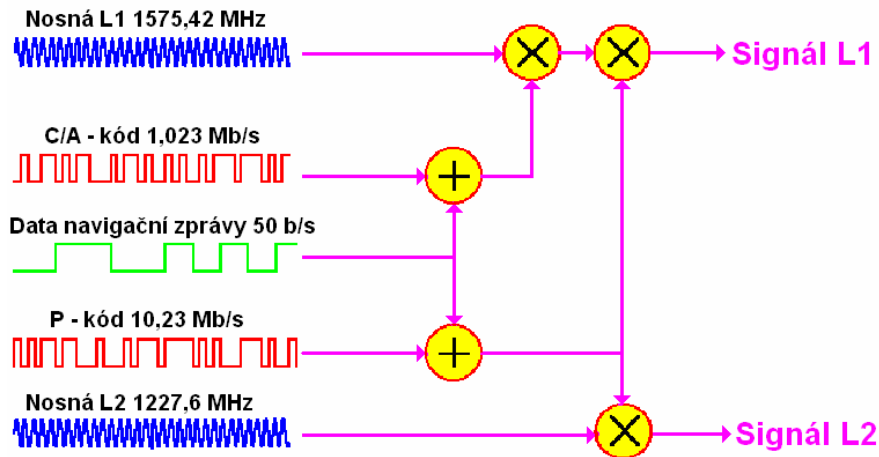
2.4.3.3 Signál GPS a jeho zpracování

Všechny družice GPS vysílají současně na dvou kmitočtech $f_1 = 1575,42 \text{ MHz}$ a $f_2 = 1227,6 \text{ MHz}$ v kódovém multiplexu *CDMA*. Signál vysílaný družicí lze popsat vztahem:

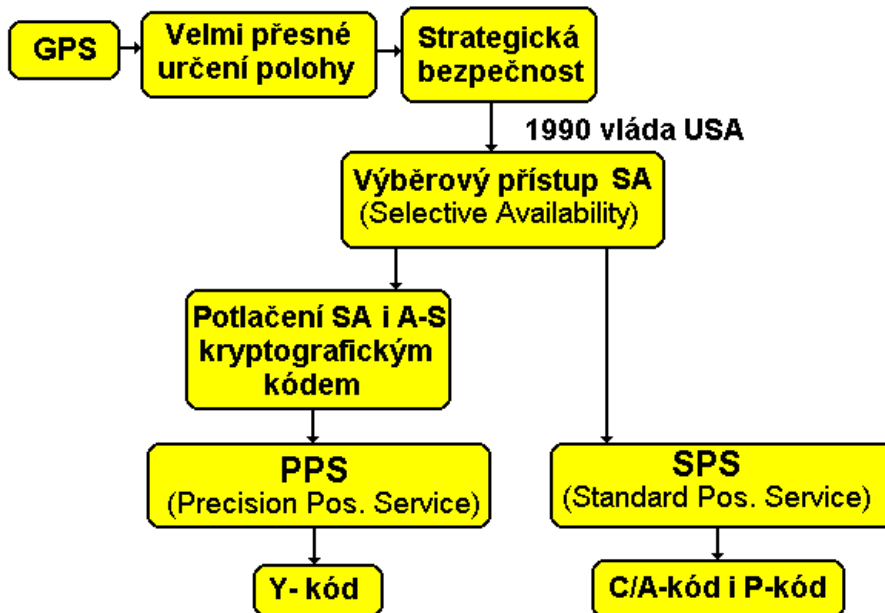
$$s(t) = A_C C(t) D(t) \sin(2\pi f_1 t) + A_{P1} P(t) D(t) \cos(2\pi f_1 t) + A_{P2} P(t) D(t) \cos(2\pi f_2 t), \quad (2.98)$$

kde $C(t)$ a $P(t)$ jsou *rozprostírací pseudonáhodné kódy* sloužící současně k měření pseudovzdálenosti družic a $D(t)$ jsou *data navigační zprávy*. Kódy i data nabývají hodnot $+1$ a -1 , jde tedy o modulaci s binárním fázovým klíčováním *BPSK*.

Kód $C(t)$ je tzv. *Goldův kód* s periodou obsahující **1023 bitů** a bitovou rychlostí **1,023 Mb/s**. Je určen pro *neautorizovaný přístup* s hrubým měřením *C/A* (*Coarse Acquisition*) a je volně dostupný a využitelný v civilním sektoru. Kód $P(t)$ označuje kód *přesný P* (*Precision*) s bitovou rychlostí **10,23 Mb/s** (jemnější odečet času pro měření pseudovzdálenosti).



Obr. 2.46. Generace GPS signálu.

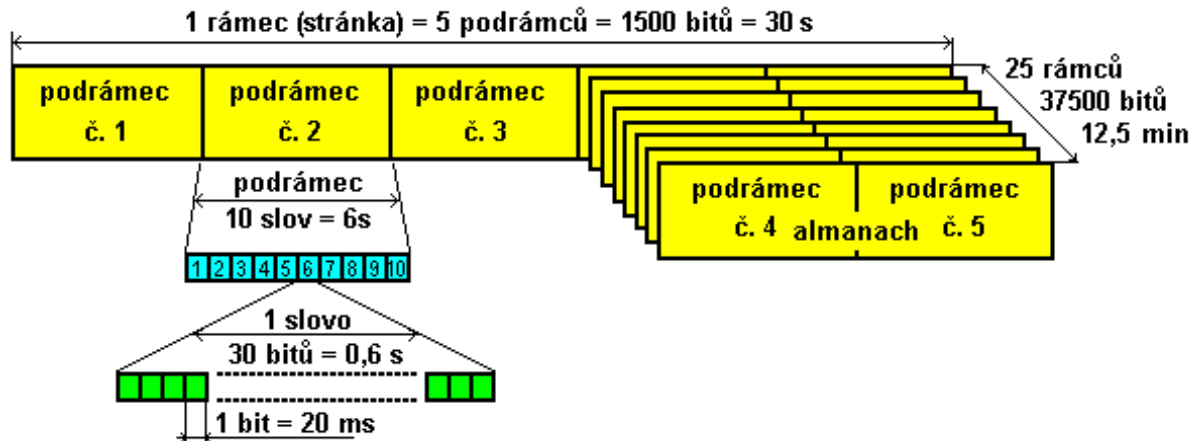


Obr. 2.47. Způsob kryptografie GPS signálu.

Perioda obsahuje přibližně 235 *biliónů bitů*, což odpovídá periodě asi 266 *dnů*. Využívá se však pouze sedmidenní část. Kód $P(t)$ je určen pouze pro *autorizované uživatele* s kryptografickým klíčem, oproti kódu $C(t)$ je vysílán na obou nosných kmitočtech, čímž lze omezit vliv ionosferické refrakce. Na počátku 90. let byl algoritmus kódu P uvolněn a publikován. Po uvedení systému do operačního režimu byl ze strategických důvodů 31.1.1994 zakódován na tzv. Y kód, který je součástí režimu A-S (Anti-Spoofing), jehož zavedením nepřítel nemůže imitovat družici a působit tak na určování polohy podle svých taktických záměrů.

Struktura navigační zprávy je patrná z obrázku 2.48. Bitová rychlost dat $D(t)$ je 50 b/s. První podrámec obsahuje časové údaje, informace o stavu družice a deklarované chyby, druhý a třetí podrámec obsahuje kepleriánské elementy družice pro výpočet její aktuální polohy. Poslední dva podrámece jsou věnovány tzv. almanachu t.j. mimo informací o ostatních družicích systému také ionosferický model zpoždění apod. Aktuální informace

o parametrech přijímané družice získáváme každých 30 sekund, kompletní přehled o systému pak po příjmu 25 rámců, tj. za 12,5 minuty.



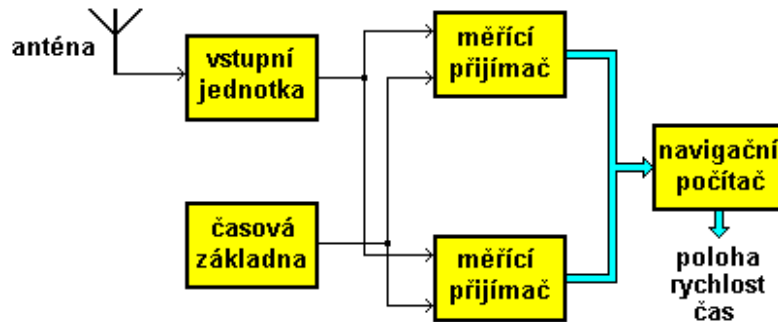
Obr. 2.48. Model navigační zprávy GPS.

2.4.3.4 GPS přijímače

Navigační přijímač pro GPS se skládá z antény se širokým vyzařovacím diagramem, vstupní jednotky řešící transformaci vln. signálu na úroveň mezifrekvence, přesné a stabilní časové základny, měřících přijímačů a navigačního počítače (obr. 2.49).

Antény pro GPS přijímače lze obecně rozdělit na antény s pevnou směrovou charakteristikou **FRPA** (Fixed Radiation Pattern Antenna) a s řízenou směrovou charakteristikou **CRPA** (Controlled Radiation Pattern Antenna). FRPA se řeší jako šroubovicové kuželové, šroubovicové válcové a patch antény. CRPA se používají v prostředí s rušením u vojenských obranných systému proti radioelektronickému boji. Směrová charakteristika se řídí pomocí fázování jednotlivých prvků antény tak, aby se vytvořila minima ve vyzařovací charakteristice směrem ke zdrojům rušení. Potlačení může dosáhnout až 40 dB.

Měřící přijímač provádí pomocí korelátoru (diskriminátoru zpoždění) synchronizaci a detekci rozprostíracího BPSK signálu a určuje dobu τ_{mi} (obr. 2.49) a následnou detekci navigační zprávy $D(t)$. Počet měřících přijímačů definuje počet kanálů navigačního zařízení. **Jednakanálový** (někdy i dvoukanálový – jeden pracuje při příjmu signálu z družice, druhý pak skenuje další družice použitelné pro detekci) přijímač pracuje v **sekvenčním** režimu, přijme zprávu od jedné družice, v dalším časovém úseku od druhé, v dalším od třetí atd. **Multikanálový** navigační přijímač pak současně zpracovává signály z několika družic a dosahuje větší přesnosti i rychlosti měření. Počet kanálů bývá od 4 do 12 (maximální počet dostupných družic pro měřenou polohu). Posledním typem je **multiplexní** přijímač, který během jednoho bitu navigační zprávy postupně přepíná pseudonáhodné posloupnosti a měří tak více družic současně. Zařízení je pak levné, avšak vyžaduje větší S/N přijímaného signálu. **Navigační počítač** zpracovává navigační zprávy od jednotlivých družic definovaným algoritmem a počítá polohu, případně čas a rychlost. Většina přijímačů je doplněna komunikačním prostředím pro spolupráci s počítačem (palmtop) nebo příjem korekcí při diferenčním měření. Nejrozšířenějším komunikačním protokolem je NMEA0183, který akceptují běžně dostupné geobázové digitalizované mapy.



Obr. 2.49. Blokové uspořádání navigačního přijímače GPS.

Z hlediska aplikací lze GPS přijímače dělit na ruční, pro vozidla, letecké, geodetické, referenční stanice a OEM moduly pro speciální aplikace.

2.4.3.5 Vlastnosti GPS

Přesnost a rychlost určení polohy je rozhodující otázkou využití navigačního systému v dané praktické aplikaci. Pro C/A přístup se přesnost určení polohy jednorázovým měřením pohybuje okolo 100 m u precizního přístupu lze dosáhnout chyby okolo 20 až 30 m . Přesnost závisí především na aktuální konstelaci družic a stavu přenosového rádiového kanálu a dané pravděpodobnosti určení chybné polohy (mimo rozsah předpokládaných výsledků). Kvalitnější navigační přijímače dokáží přesnost odhadnout a vybrat pro měření viditelné družice s nejmenší chybou určení polohy. Další možností jak zvětšit přesnost na úkor rychlosti měření je akumulace řady naměřených výsledků. Významným příspěvkem pro minimalizaci chyby je užití diferenční GPS.

Některé zdroje chyb měření již byly naznačeny v předchozí kapitole. Při podrobnějším pohledu lze zjistit, že **celková efektivní hodnota chyby** je rovna součinu směrodatné odchylky chyby měření vzdálenosti a hodnoty DOP (Dilution of Precision):

$$E_{rms} = \sigma_d \cdot DOP. \quad (2.99)$$

Zhoršení činitele přesnosti DOP závisí pouze na konstelaci měřených družic a lze jej rozdělit na složku horizontální HDOP a vertikální VDOP. Celkový radiální činitel zhoršení přesnosti PDOP je pak roven:

$$PDOP = \sqrt{HDOP^2 + VDOP^2}. \quad (2.100)$$

Jak už bylo naznačeno v kapitole 2.4.1.5, měřená poloha se v ideálním případě nachází v průsečíku kulových ploch. Při reálném měření zatíženém chybou σ_d se pak hledaná poloha nachází v prostoru průsečíku mezikoulí. Velikost tohoto prostoru pak odpovídá přesnosti měření. Je tedy velmi důležité vybrat takové družice pro měření, aby mezikoulím vytvořený prostor byl nejmenší. Ideální konstelace by se měla sestávat z jednoho satelitu v zenitu a tří od sebe azimutálně vzdálených satelitů na horizontu. Lze předpokládat, že v městech s výškovými budovami budou činitelé DOP výrazně větší než na rovinatém venkově. V podhůří vysokých hor může zase vzniknout situace, kdy velká část horizontu je zastíněna, což má dopad na HDOP atp.

Směrodatná odchylka měření vzdálenosti je záležitost čistě systémová a podíl jednotlivých částí systému na ní osvětluje tabulka 2.2. Zkratka **UERE** (*User Equivalent*

Range Error) definuje tzv. ekvivalentní chybu vzdálenosti. Z tabulky je patrný důsledek použití precizního kódu. V první řadě se výrazného zlepšení dosáhne při eliminaci ionosférické refrakce, k čemuž napomáhá i vysílání na dvou kmitočtech. Druhým faktorem je použití desetinásobné přenosové rychlosti oproti C/A kódu, čímž se zjemní rozlišení měření zdánlivého zpoždění.

Tabulka 2.2. Podíl jednotlivých subsystémů GPS na celkové ekvivalentní chybě vzdálenosti

segment	zdroj chyby	dílčí UERE (1σ) [m]	
		pro kód C/A	pro kód P
kosmický	stabilita frekvenčního normálu družice	3	3
	predikce perturbací družice	1	1
	ostatní	0,5	0,5
řídící	chyba modelu predikce kepleriánů	4,2	4,2
	ostatní	0,9	0,9
uživatelský	ionosférická refrakce	5-10	2,3
	troposférická refrakce	2	2
	rozlišovací schopnost přijímače a šum	7,5	1,5
	mnohacestné šíření	1,2	1,2
	ostatní	0,5	0,5
celková UERE (1σ) [m]		10,8-13,9	6,6

2.4.3.6 Aplikace GPS

V současné době již GPS pronikl do značného množství lidských oborů: doprava a integrované dopravní systémy, geodézie, zemědělství, ekologie, bezpečnostní systémy, stabilizace družic apod. Velkou skupinou jsou dopravní systémy, která lze rozdělit na dvě skupiny, systémy **ADS** (*Automatic Dependent Surveillance*) a **CIS** (*Cooperative Independent System*). Systém ADS používá GPS přijímač spřažený s komunikačním systémem, který předává do monitorovacího centra aktuální polohu měřeného objektu. CIS pracují podobně jako DME, monitorovací centrum se na polohu měřeného objektu dotazuje. V dnešní době jsou tyto systémy velmi rozšířené, používají se v nákladní kamiónové dopravě, v železniční, lodní i letecké dopravě, v logistických službách (monitoring pohybu kontejnerů) a v systémech zabezpečení vozidel před krádeží.

GPS přijímače s aplikací diferenčních metod jsou stále častěji využívány v geodézii. Referenční přijímač se obvykle umístí na geodetický bod (nivelizační značku), druhý přijímač umístěný v blízkosti referenčního a s použitím průměrovací technik je pak schopen určit polohu s přesností několika *cm*, při dlouhodobém měření i *mm*. Při takové přesnosti již vznikají problémy určit elektrický střed antény. Zajímavé projekty na bázi GPS pronikly také do zemědělství. Sklizecí kombajn je vybaven snímači, přijímačem GPS a počítačem vyhodnocujícím výnos sklizně v závislosti na poloze. V době přípravy půdy lze vhodně distribuovat hnojiva, což přináší úsporu ekonomickou i menší dopad na životního prostředí. Způsoby zemědělského hospodaření na bázi GPS se obecně označují termínem **precision farming** a můžeme se s nimi setkat i v ČR.

Mnoho systémů patří do tzv. skupiny **rozšířených GPS** (Augmented GPS). Některé z nich již byly zmíněny v předchozích odstavcích a lze k nim zařadit i diferenční GPS. Jedním z typických rozšířených GPS je i CIS, který výrazně zkracuje první získání polohy po zapnutí tzv. studený start, neboť CIS centrum vyžaduje jen změřené zdánlivé vzdálenosti,

navigační zprávu již má přijatu od jiných účastníků systému. Mimo uvedené existuje mnoho dalších aplikací, které použití GPS zefektivňuje.

2.4.3.7 Diferenční GPS

Podstatného zlepšení přesnosti GPS lze dosáhnout **opravou naměřených vzdáleností**. Do bodu se známými přesnými souřadnicemi umístíme speciální přijímač GPS (referenční stanici) a porovnáme skutečnou a naměřenou polohu. Z porovnání získáváme opravy měřených zdánlivých vzdáleností. Tyto opravy přenášíme k navigačním přijímačům uživatelů vhodnou komunikační linkou. Přijímače uživatelů opravují naměřené údaje a určují polohu. Takováto metoda se nazývá **diferenční GPS** (dále **DGPS**). Formát oprav a doporučení pro jejich přenos byly navrženy v dokumentu **RTCM** (*Radio Technical Commission for Maritime Services*). Různé prameny uvádějí různou přesnost, která se použitím DGPS dosáhne. Oficiální materiál STANAG 4294 uvádí, že s pravděpodobností 95 % lze pro PPS uživatele dosáhnout pomocí DGPS horizontální chyby 5 m, vertikální 8 m. Uživatelé SPS dosáhnou horizontální chyby 20 m a vertikální chyby 32 m. Otázkou je vliv SA na diferenční GPS. Z principu je zřejmé, že DGPS kompenzuje SA. To byl také důvod ukončení SA v roce 2001.

Nevýhodou DGPS je omezené krytí. Informace o něm jsou různé. Nejčastěji se uvádí, že opravy účinně zvyšují přesnost v okruhu do 400 km od referenční stanice. Přesnost DGPS závisí rovněž na době, která uplynula od získání korekcí. Lze říci, že korekce jsou použitelné asi do 15 s od jejich získání. Poznamenejme ještě, že pokud není nutné provádět měření polohy v reálném čase (např. v geodézii), není ani nezbytně nutné opravy přenášet, ale hodnoty naměřené referenční stanicí a uživatelským přijímačem se vhodně uloží a později (off line) zpracují.

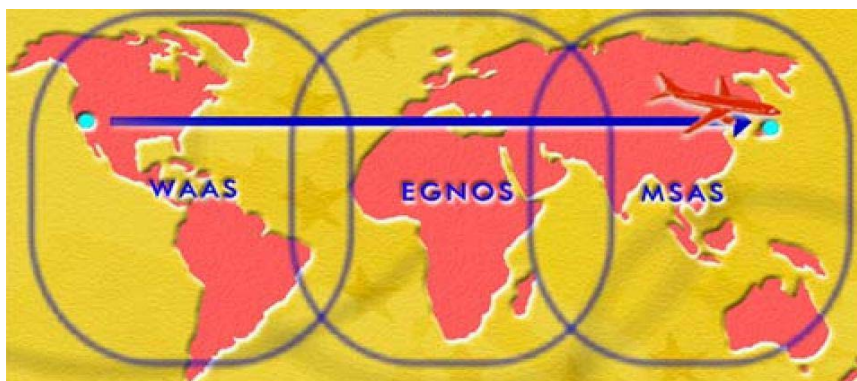
V době před vypnutím SA byla budována řada diferenčních systémů. Jedním z nejznámějších systémů je britský SkyFix, založený na komerční bázi. V systému bylo provozováno více než 50 referenčních stanic po celém světě. K distribuci korekcí se využívají geostacionární družice INMARSAT. Velmi často se také k přenosu GPS korekcí využíval systém RDS v pásmu VKV-FM. I v České republice byl takový systém provozován s diferenční stanicí sestavenou na sesterské ČVUT v Praze. Mimo RDS a družic se k přenosu korekcí používali i KV nebo DV vysílače. Speciálním diferenčním majákem je tzv. pseudolit, pozemní stanice simulující GPS družici, přičemž navigační zpráva obsahuje kýžené korekce. Výhodou je vysílání na kmitočtu GPS L₁. Pro pseudolity bylo v RTCM definováno dalších 51 pseudonáhodných Goldových posloupností.

Diferenční princip měření je také využit u systému EGNOS, který je popsán v následující kapitole.

2.4.4 EGNOS

V kapitole 2.4.2.3 jsme v souvislosti s rozložením monitorovacích stanic GLONASSu hovořili o špatné integritě systému. Ani systém GPS nedosahuje požadovaných parametrů pro aplikaci výhradního navigačního systému v civilním letectví. Některé oblasti nad Tichým oceánem a Antarktidou nejsou monitorovány. Mimo **integrity** je také významným faktorem **dostupnost signálu a přesnost určení polohy**. Prvním krokem k dosažení náročných požadavků je **velkoplošný diferenční systém WADGPS** (*Wide Area Differential GPS*) vytvořený sítí referenčních stanic **WRS** (*Wide Area Reference Station*) a hlavní stanice **WMS** (*Wide Area Master Station*), pomocí nichž jsme schopni definovat model ionosferické a troposferické refrakce a chybu kepleriánských elementů družic GPS. Prvním z těchto systémů je severoamerický **WAAS** (*Wide Area Augmentation System*).

Podobný systém je v současné době v počáteční fázi provozu v Evropě. Nese označení **EGNOS** (projekt pak GNSS-I) a jeho hlavním přínosem je rozšíření systému GPS o WADGPS. Řídící segment obsahuje 4 řídicí stanice **MCC** (*Master Control Centre*) v Madridě, Gatwicku (UK), Langenu (GER) a Ciampinu (ITA), několi desítek stanic monitorovacích **RIMS** (*Ranging & Integrity Monitoring Station*) a několik stanic **NLES** (*Navigation Land Earth Station*) předávajících informace geostacionárním družicím INMARSAT, které vysílají diferenční korekce. Pozemní část řídicího segmentu je propojena datovou sítí **EWAN**. Systém je určen nejen pro práci s družicemi GPS, ale i GLONASS. Pokud má být zajištěna interoperabilita systému, musí být zajištěn snadný přechod na ostatní systémy WADGPS, americký WAAS a japonský MSAS, například během letu (viz. obr. 2.50).



Obr. 2.50. Interoperabilita mezi světovými WADGPS.

2.4.5 GALILEO

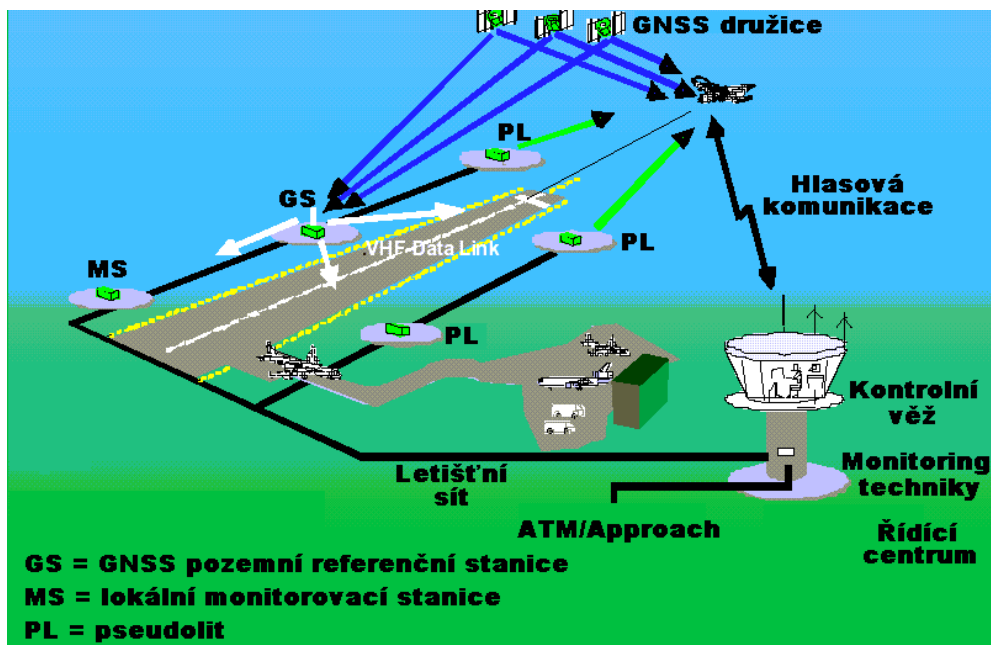
Ke splnění nejprísnejších požadavků aplikace systému EGNOS v civilním letectví jako výhradní navigační prostředek pro celou fázi letu chybí jen malý krůček. **GPS-NAVSTAR** i **GLONASS** jsou stále systémy s *vojenským* strategickým významem a nelze tudíž zajistit jejich nepřetržité uvolnění pro civilní sektor. EGNOS, nebo-li GNSS-I, je mezičlánkem k systému novému označovanému jako GNSS-II, resp. GALILEO.

GALILEO je další systém navigační družic, tentokrát však ryze civilních, financovaný **EU** a řešený pod vedením odborníků z **EUROCONTROLu** a **ESA**. Kosmický segment je podobný GPS a bude se sestávat ze 30 družic (27 operačních a 3 záložních) na kruhových drahách s výškou okolo 24000 km. Každý satelitní maják bude pracovat s několika módy pro příslušnou poskytovanou službu, tj. s několika signály v pásmu L. Pro některé druhy služeb bude ve spolupráci s lokálními referenčními stanicemi dosaženo přesnosti určení polohy na několik desítek centimetrů s vysokou dostupností a integritou. Tyto parametry předurčují aplikaci systému při přesném přiblížení na přistání pro nejnepříznivější kategorii meteorologického minima. Letecká civilní doprava byla hlavním podnětem k budování tohoto systému, který umožní zvýšit kapacitu letišť, zmenšit přistávací intervaly a rozšířit počet letových hladin při zajištění bezpečnosti. Počítá se také s rozsáhlým nasazením v dopravních systémech apod. V současné době se testují první družice a probíhá výstavba infrastruktury a velká očekávání výrazně přibližují dobu plné operační schopnosti někdy kolem roku 2010.

Ná závěr si ještě představíme budoucí letištní systémy pracující s GNSS jako výhradním navigačním prostředkem pro všechny fáze letu (viz. obr. 2.51). V okolí letiště bude rozmístěno několik pseudolitů, referenční stanice a stanice lokálního monitoringu. Všechny systémy včetně řídicího centra jsou spojeny interní datovou sítí. Další „meziletištní“ síť ATM/Approach pak umožňuje komunikaci například s mezinárodním střediskem řízení

letového provozu (pro ČR Vídeň). Letištní zařízení slouží k zabezpečení přistávání a odletu letadel a pojiždění letadel a ostatní techniky po letištní ploše.

GALILEO i EGNOS by si zasloužily jistě více pozornosti, jedná se však o systémy, které jsou intenzívně vyvíjeny a budovány a ukáže až čas jak bude celé dílo technicky vypadat a zda naplní či předčí očekávání, které do nich vkládají členové Evropské Unie.



Obr. 2.51. Budoucí letištní navigační systémy na bázi GNSS.

LITERATURA

- [1] Hanousek K. *Radiolokace a radionavigace*. Skriptum FEI VUT v Brně. Vydavatelství VUT v Brně 2001.
- [2] Skolnik M. I. *Introduction to Radar System*. McGraw-Hill 1980.
- [3] Sajbel A. G. *Osnovy radiolokaci*. Sovetskoe radio 1961.
- [4] Skolnik M.I. *Radar Handbook*. McGraw-Hill 1970.
- [5] Kolawole M. O. *Radar Systems, Peak Detection and Tracking*. Newnes 2002.
- [6] Brookner E. *Aspect of Modern Radar*. Artech House 1988.
- [7] Bolgler P. L. *Radar Principles with Application to Tracking Systems*. John Wiley Publisher 1990.
- [8] Skolnik M. I. *Radar Applications*. IEEE Press 1987.
- [9] Wehner D. R. *High-resolution Radar*. Artech House 1995.
- [10] Curie N. C., Brown C. E. *Principles and Application of Milimeter-Wave Radar*. Artech House 1987.
- [11] Blake L. V. *Radar Range-Performance Analysis*. Artech House 1986.
- [12] Van Trees H. L. *Optimum Array Processing*. Wiley 2002.
- [13] Šebesta V. *Základy letecké navigace*. Naše vojsko 1951.
- [14] Morchin W. *Radar Engineer's Source*. Artech House 1993.
- [15] Gjessing D. T. *Target Adaptive Matched Illumination Radar*. Electormagnetic Wave Series. Peter Peregrinus 1986.
- [15] Bogomolov A. F. *Základy radiolokace*. SNTL 1957.
- [16] Hrdina Z., Pánek P., Vejražka F. *Rádiové určování polohy*. Skriptum FEL ČVUT Praha. Vydavatelství ČVUT Praha 1995.
- [17] Steiner I., Černý J. *GPS od A do Z*. Vydavatelství eNav, s.r.o., Praha 2002.
- [18] Mervart L. *Globální polohový systém*. Skriptum FSTA ČVUT Praha. Vydavatelství ČVUT Praha 1994.
- [19] *Seminar on Global Navigation Satellite System*. Prague 2000.
- [20] Kaplan E. D. *Understanding Gps: Principles and Applications*. Artech House 1996.
- [21] Hein G. W. at all. *Status of Galileo Frequency and Signal Design*. European Commision - Galileo Signal Task Force 2002.
- [22] *The Galilei Project. GALILEO Design Consolidation*. European Commision 2003.

OBSAH

1	RADIOLOKACE	3
1.1	Úloha radiolokace a rozdělení radiolokátorů	3
1.2	Historie radiolokace	3
1.3	Takticko - technické parametry radiolokátoru	6
1.4	Charakteristiky radiolokačních cílů	8
1.4.1	Odrazová schopnost cílů	9
1.4.1.1	Efektivní odrazná plocha elementárních cílů	11
1.4.1.2	Efektivní odrazná plocha složených cílů druhého typu	13
1.4.1.3	Efektivní odrazná plocha objemových cílů	14
1.5	Dosah radiolokátoru	15
1.5.1	Dosah pasivního RLS	15
1.5.2	Dosah RLS s aktivním odpovídačem	18
1.6	Vyzařovací charakteristiky antén RLS	20
1.7	Vliv šíření elektromagnetických vln na RLS	22
1.7.1	Šíření elektromagnetických vln nad rovinným rozhraním	22
1.7.2	Zakřivení zemského povrchu a refrakce	23
1.7.3	Superrefrakce	24
1.7.4	Útlum v atmosféře	24
1.8	Metody snímání prostoru	26
1.8.1	Jednoduché snímání prostoru	26
1.8.2	Složené snímání prostoru	27
1.9	Metody zpracování a zobrazování radiolokační informace	30
1.9.1	Zobrazení radiolokační informace v indikátorech	30
1.9.2	Zpracování radiolokačního signálu před zobrazením	31
1.9.3	Podetekční integrace radiolokačních signálů	32
1.10	Metody zjišťování pohyblivých cílů	32
1.10.1	Impulsová metoda s koherentními kmity	33
1.10.1.1	Impulsové RLS s koherentními kmity	34
1.11	Metody měření dálky cíle	36
1.11.1	Metody impulsové	36
1.11.1.1	Jednoduchá metoda	37
1.11.1.2	Metoda s potenciometrem	37
1.11.1.3	Metoda s jemnou dálkou	38
1.11.1.4	Metoda s harmonickou časovou základnou a měničem fáze	38
1.11.2	Metoda s kontinuálním vyzařováním	41
1.11.2.1	Metoda změny kmitočtu	42
1.11.2.2	Metoda změny polohy	42
1.11.3	Automatické sledování cíle v dálce	42
1.12	Metody určování úhlových souřadnic cíle	43
1.12.1	Metoda zaměřování maxima signálu	43
1.12.2	Metoda kuželového snímání	43
1.12.3	Metoda srovnávání amplitud	45
1.12.3.1	Automatické sledování směru	47
1.12.4	Metoda srovnávání fází	48
1.13	Vybrané aplikace radiolokačních systémů	49
1.13.1	Radarové senzory pohybu	49
1.13.2	RLS pro odhalování pozemních cílů	51
1.13.3	Zahorizontální RLS	52
1.13.4	Antikolizní RLS	55

2	RADIONAVIGACE	58
2.1	Základy navigace.....	58
2.1.1	Základní pojmy	58
2.1.2	Zeměpisné souřadné soustavy	60
2.1.3	Navigační metody	63
2.1.4	Navigační trojúhelník rychlostí.....	64
2.2	Radionavigační zařízení a systémy	65
2.2.1	Radionavigační systémy s amplitudovou modulací	66
2.2.1.1	Závislost úhlové souřadnice na amplitudě signálu.....	66
2.2.1.2	Směrové antény AM navigačních systémů	67
2.2.1.3	Zaměřovače	69
2.2.1.4	Radiokompas	71
2.2.1.5	Radiomajáky.....	73
2.2.2	Radionavigační systémy s fázovou modulací	74
2.2.2.1	Metody měření fázového rozdílu signálů.....	76
2.2.2.2	Fázové dálkoměry	79
2.2.3	Radionavigační systémy s frekvenční modulací	81
2.2.3.1	FM radiovýškoměry malých výšek.....	82
2.2.3.2	FM radivýškoměry s potlačenou diskretností	84
2.2.3.3	Navigační systémy na principu Dopplerova jevu	86
2.2.4	Radionavigační systémy s impulsovou modulací	90
2.2.4.1	Impulsní výškoměry	90
2.2.4.2	Impulsní dálkoměry.....	91
2.3	Systémy letecké navigace.....	91
2.3.1	Radionavigační systém blízké navigace VOR	92
2.3.2	Systémy dálkové navigace	97
2.3.2.1	Dálkoměrný systém DME.....	97
2.3.2.2	Systémy kruhové a hyperbolické navigace	101
2.3.3	Přistávací navigační systémy	103
2.3.3.1	Systém ILS	104
2.3.3.2	Systém MLS	108
2.4	Družicová navigace	109
2.4.1	Principy družicové navigace	110
2.4.1.1	Úhloměrné systémy družicové navigaci	110
2.4.1.2	Dopplerovská metoda družicové navigace.....	110
2.4.1.3	Interferometrická metoda	111
2.4.1.4	Interferometrické měření nosné	112
2.4.1.5	Dálkoměrná metoda	112
2.4.2	Družicové navigační systémy.....	115
2.4.2.1	Transit.....	115
2.4.2.2	Tsikada	116
2.4.2.3	Glonass	116
2.4.2.4	Geostar	116
2.4.2.5	Locstar	116
2.4.2.6	Granass.....	117
2.4.2.7	Navsat.....	117
2.4.2.8	Starfix	117
2.4.2.9	Omnitracs	117
2.4.2.10	Euteltracs.....	117
2.4.3	GPS –NAVSTAR.....	117

2.4.3.1	Parametry systému GPS	118
2.4.3.2	Historie a současný stav systému	119
2.4.3.3	Signál GPS a jeho zpracování	119
2.4.3.4	GPS přijímače	121
2.4.3.5	Vlastnosti GPS	122
2.4.3.6	Aplikace GPS	123
2.4.3.7	Diferenční GPS	124
2.4.4	EGNOS.....	124
2.4.5	GALILEO.....	125

REJSTŘÍK

621B	119	efektivní odrazná plocha 9	integrita	116, 124
ADS	123	EGNOS	interference	22
aktivní odpovídač	3	ekvivalentní chyba	IPC	33
almanach	120	vzdálenosti	Janusova úprava	87
anténa Adcockova	67, 69	elektronická lupa	kepleriánský element	120
anténa rámová	68, 73	element prostorového	kmitočet Dopplerův	33, 87
anténa směrová	67	úhlu	kód dálkoměrný	115
anténní soustava		elipsoid	kód Goldův	119
goniometrická	68	elipsoid referenční	kompas	63
automatické sledování		ESA	konvertor	94
cíle v dálce	42	EUROCONTROL	korelátor	113
automatické sledování		Euteltracs	kružnice hlavní	59
cíle v úhlech	45	EWAN	kružnice poledníková	58
automatické sledování		excentricita	kurz	60, 65
směru	47	fázoměr	Locstar	116
C/A	119	fázový detektor	LORAN	102
CDMA	115	FDMA	loxodroma	59
cíl elementární	9	filtr hřebenový	MCC	125
cíl radiolokační	9	filtr pásmový	MCS	118
cíl složený	9	FRPA	měníč kmitočtový	84
cirkulátor	51	GALILEO	měření fázového rozdílu	
CIS	123	geoid		76
CRPA	121	Geostar	měření vzdálenosti	74
činitel pohlcení v		GLONASS	metoda astronomická	64
atmosféře	25	GNSS	metoda dálkoměrná	112
dálka skoku	53	GNSS-I	metoda dělené ozvěny	40
dálkoměr fázový	79	GNSS-II	metoda dopplerovská	110
dálkoměr impulsní	91	GPS	metoda družicová	64
DECCA NAVIGATOR		GPS diferenční	metoda impulsová	4, 36
.....	103	GPS rozšířený	metoda impulsová s	
deklinace	59	Granat	koherentními kmitův	33
délka zeměpisná	60	charakteristika	metoda interferometrická	
deviace	60	zaměřovací		111
DGPS	124	chyba zaměření	metoda jednoduchá	37
dielektrická konstanta		chybový poplach	metoda jemné dálky	37
troposféry	23	chyby nahodilé	metoda kompenzační	78
difrakce	9	chyby systematické	metoda kuželového	
diskriminátor zpoždění		ILS	snímání	43
.....	113	ILS - GS	metoda kývajícího se	
DME	97	ILS - LOC	selektorového impulsu	
doplňková fázová změna		indikátor hrubé dálky		40
.....	74	indikátor indikační	metoda měření fázového	
dosah přímé viditelnosti		indikátor jasový	rozdílu signálů	76
.....	23	indikátor jemné dálky	metoda měření	
dostupnost	124	indikátor měřící	vzdálenosti pomocí	
dotazovač	79	indikátor výchylkový	fáze	74
DVOR	94	infrapasivní čidlo	metoda navigační	63
efekt noční	67	INMARSAT	metoda s fázovým	
		integrace podetekční	detektorem	76

metoda s harm. čas. základnou a měničem fáze38	poloměr křivosti elipsoidu61	resolver 95
metoda s jemnou dálkou38	přesnost124	retranslace aktivní..... 79
metoda s kontinuálním vyzařováním41	přijímač měřicí121	retranslátor 79
metoda s potenciometrem37	přijímač multikanálový121	rezonanční pohlcování . 24
metoda s rádiovými prostředky64	přijímač multiplexní... 121	rezonanční zařízení 9
metoda srovnávací63	přijímač navigační..... 121	RIMS 125
metoda srovnávání amplitud.....45, 66	přijímač palubní 94	RMI..... 92, 96
metoda srovnávání fází.48	přijímač sekvenční 121	rovník..... 58
metoda temné skvrny ...40	pseudonáhodný kód ... 119	rovnoběžka..... 59
metoda úhломěrná110	radarový senzor pohybu49	rozptyl..... 9
metoda výpočtová63	radiála.....93	RTCM..... 124
metoda zaměřování maxima signálu43	radiodeviace67	rychlost šíření elmag. vlny 90
metoda změny kmity.....42	radiokompas71	rychlost šíření fázová... 74
metoda změny polohy ..42	radiolokační rovnice..... 17	rychlost traťová..... 63
MLS.....108	radiolokátor aktivní3	rychlost vzdušná 63
model zpoždění ionosférický120	radiolokátor antikolizní45, 55	S-42..... 62
MSAS125	radiolokátor dopplerovský49	segment kosmický 109
navigační trojúhelník rychlostí.....63	radiolokátor impulsový s koherentními kmity ..34	segment řídicí 109
Navsat.....117	radiolokátor pasivní3	segment uživatelský... 109
nezjištění cíle.....31	radiolokátor poloaktivní.3	signál dálkoměrný..... 115
NLES125	radiolokátor pro odhalování pozemních cílů.....51	S-JTSK..... 62
NMEA0183121	radiolokátor přístávací 107	slepá rychlost cíle 34
oblast blízká.....75	radiolokátor sekundární 3, 18	snímání jednoduché 26
oblast střední75	radiolokátor zahorizontální..... 52	snímání kuželové ... 26, 43
oblast vzdálená75	radiomaják.....66, 73	snímání pilovité 28
odraz.....9	radiomaják amplitudový73	snímání přehledové..... 26
OMEGA102	radiomaják kursový..... 73, 105	snímání sektorové 26
Omnitracs117	radiomaják sestupový. 106	snímání složené..... 27
orthodroma59	radiomaják všesměrový73	snímání šroubovicové .. 28
osa zemská.....58	radiovýškoměr FM pro malé výšky82	snos 64
OTHR52	radiovýškoměr FM s potlačenou diskretností84	souřadnice pravoúhlé ... 60
parabolický válec.....67	radiovýškoměr velkých výšek90	souřadnice zeměpisné .. 60
paraboloid oříznutý21	RDS..... 124	souřadný systém geodetický..... 62
parametry taktické6	refrakce23	Starfix 117
parametry technické6		statistické metody 6
Parus.....116		stav nasycení..... 32
pobřežní lom.....67		superrefrakce 24
počítač navigační.....121		systém antikolizní přehledový 55
poledník.....58		systém antikolizní sledovací 57
		systém dálkové navigace 97
		systém dopplerovský .. 86, 92
		systém družicový 109
		systém hyperbolické navigace 101

systém kruhové navigace101 systém letecké navigace91 systém markerový107 systém monoimpulsní...45 systém na principu Dopplerova jevu86 systém přistávací103 systém referenční60 systém s amplitudovou modulací66 systém s fázovou modulací74 systém s frekvenční modulací81 systém s impulsovou modulací90 šířka zeměpisná60 šum úhlový43 TAKAN97	Timation 119 Transit 115 trať60 traťová rychlost 86, 88 troposférický vlnovod ..24 Tsikada 116 UERE 122 úhel depresní87 úhel snosu88 úhel traťový60 útlum atmosférický24 vektor pravé vzdušné rychlosti.....65 vektor traťové rychlosti65 vektor větru65 vertikála.....59 VOR92 VPR.....65 VR65 výkon prahový31 výška elipsoidická60	výška geoidu 63 výškoměr impulsní 90 WAAS 124 WADGPS 124 WGS-84 62 WMS..... 124 WRS..... 124 zakřivení zemského povrchu 23 zaměření na maximum. 66 zaměření na minimum . 66 zaměřovač 66, 69 zařízení výstupní 30 zeměpisná délka 59 zeměpisná šířka 59 zhoršení činitele přesnosti 122 zploštění elipsoidu 62 zpráva navigační 115, 120
---	--	---