

Appendice T-Tecniche elettromagnetiche per l'acquisizione dell'informazione

T1- Generalità

Le onde elettromagnetiche possono essere di grande utilità non soltanto per trasmettere informazione da un corrispondente ad un altro, ma anche per acquisire una informazione che non è ancora disponibile. Quando l'informazione viene trasmessa, di essa esiste una descrizione più o meno completa che mette in grado il corrispondente che riceve di controllare la qualità della comunicazione che si è realizzata (banda, dinamica, possibili forme d'onda e poi tasso d'errore, rapporto segnale rumore, ecc). Se lo scopo è l'acquisizione della informazione deve essere comunque individuato a priori quale parametro o caratteristica si vuole misurare (la misura è acquisizione di informazione) e attraverso quale modalità la fenomenologia delle onde elettromagnetiche può fornire il risultato voluto. Con riferimento alle modalità si può effettuare una prima classificazione dei sistemi di acquisizione in relazione alle caratteristiche del sistema emettitore- ricevitore. Un sistema tecnologico può essere formato da:

- 1- Solo ricezione.
- 2- Trasmissione e ricezione senza cooperazione
- 3- Trasmissione e ricezione con cooperazione.

Nel caso 1 si sfruttano le proprietà di emissione delle onde elettromagnetiche che ogni corpo possiede in relazione alla propria temperatura. E' il caso della radiometria. Nel caso 2 l'assenza di cooperazione significa che l'interazione tra trasmettitore e ricevitore è prodotta da una proprietà naturale dell'ambiente osservato, senza nessuna intromissione artificiale. Il radiosistema più noto è il radar nella sua versione primaria. Nel caso 3 invece la determinazione del parametro da osservare viene favorita da una procedura, nota, di emissione di segnali concordati. E' il caso ad esempio del radar detto secondario, del DME e di radioassistenze come l'ILS (Instrument Landing System) che basano il loro funzionamento su una serie di protocolli noti a chi deve acquisire l'informazione.

T2- La radiometria

Se si dispone di un ricevitore selettivo si può, al limite, immaginare di ricevere un segnale di tipo sinusoidale in relazione alla frequenza che si è deciso di osservare, del tipo

$$[T1] \quad s(t) = A \cos(2\pi ft) \quad ,$$

Quando nelle vicinanze sia presente un oggetto in grado di emettere alla frequenza f . Al variare della frequenza selezionata si possono esplorare le caratteristiche di radiazione dell'oggetto presente legandole, attraverso le proprietà del processo di emissione, alle caratteristiche dell'oggetto stesso. Ciò accade ad esempio nella radioastronomia dove l'osservazione a frequenze visibili viene sostituita con quella a frequenze radio: così facendo si possono determinare i materiali presenti in una stella a partire dalle righe di emissione.

Normalmente il ricevitore dispone di una antenna direttiva, spesso di grande guadagno. In relazione alla direzione di puntamento può essere dunque identificata la provenienza dell'emissione in termini da angolo. La risoluzione angolare è appunto la proprietà, dipendente dal sistema di antenna, di distinguere tra le emissioni di due oggetti angularmente vicini.

T3- Trasmissione e ricezione ad onda continua

Se un segnale di tipo [T1] viene volutamente emesso da un trasmettitore e la propagazione elettromagnetica non avviene in spazio libero, in presenza di una superficie riflettente o diffusiva, si ha la produzione di radiazione in altre direzioni. Se tra queste c'è quella di provenienza del segnale emesso, un ricevitore posto accanto al trasmettitore può ricevere un segnale del tipo:

$$[T2] \quad g(t) = B \cos(2\pi f t - \phi(t)) \quad ,$$

dove B è usualmente molto inferiore ad A a causa della attenuazione di propagazione e della ridotta efficienza del fenomeno riflessivo, mentre $\phi(t)$ è il ritardo di fase dell'onda ricevuta rispetto a quella emessa, in generale non costante. In effetti se l'oggetto riflettente è posto ad una distanza $r(t)$ dalla coppia trasmettitore-ricevitore l'onda ricevuta avrà un ritardo temporale

$$[T3] \quad \tau(t) = 2r(t)/c \quad ,$$

dove c è la velocità della luce nel mezzo. In conclusione si avrà:

$$[T4] \quad \phi(t) = 2\pi f \tau(t) = 2\pi f 2r(t)/c = 2\pi 2r(t)/\lambda \quad .$$

dove λ è la lunghezza d'onda corrispondente alla frequenza f. Si può ragionevolmente ammettere che nel tempo di osservazione il moto dell'oggetto sia pressoché rettilineo uniforme sicché si possa ritenere valida con buona approssimazione la espansione:

$$[T5] \quad r(t) = r_0 + (dr/dt)_0 t \quad ,$$

avendo assunto che l'osservazione inizi all'istante $t=0$, con i pedici 0 ad indicare i valori all'inizio dell'osservazione. Si ha infine approssimativamente:

$$[T6] \quad \phi(t) = \phi_0 + 2\pi f 2vt/c \quad ,$$

dove in

$$[T7] \quad \phi_0 = 2\pi f 2r_0/c \quad ,$$

è contenuta l'informazione sulla distanza dell'oggetto all'inizio dell'osservazione e in v è contenuta l'informazione della velocità di movimento dell'oggetto nella direzione che lo congiunge con l'emettitore-ricevitore. Si noti che la sinusoide ricevuta appare oscillare ad una frequenza che differisce da quella emessa della quantità:

$$[T8] \quad f_d = -2fv/c \quad ,$$

che è detta **frequenza doppler**. La frequenza aumenta se l'oggetto si avvicina e diminuisce se si allontana.

T3- Ambiguità

Esaminando per ora le situazioni in cui il movimento sia di modesta entità una operazione che consente di recuperare ϕ_0 è la moltiplicazione con il segnale locale $s(t)$ seguita da una integrazione per una durata T_R che sia pari o multiplo di quello T della sinusoide. Si ha infatti in tal caso:

$$[T9] \quad \int A \cos(2\pi f t) B \cos(2\pi f t - \phi(t)) dt = AB T_R \cos\phi(t) \quad .$$

Se $\phi(t)$ si può considerare costante, ovvero ϕ_0 , si può in tal modo giungere alla determinazione di r_0 .

Osservando però che $\phi_0 = 2\pi f 2r_0/c$ si evince immediatamente che la distanza può essere determinata senza ambiguità soltanto se lo sfasamento aggiuntivo è contenuto all'interno di 2π . Ciò avviene fino a che non si raggiunge il valore r_A :

$$[T10] \quad r_A = \lambda/2$$

E' evidente che questa limitazione non consente la determinazione di ostacoli lontani e dunque in questa forma il radiosistema può funzionare soltanto per la valutazione di piccole distanze o per valutare piccole variazioni di distanza, come può accadere in applicazioni industriali. Per superare questo problema si noti innanzitutto che in luogo della valutazione di ϕ_0 si può effettuare quella del ritardo temporale $t_0 = 2r_0/c$ che ad esso corrisponde. Si può allora pensare di non emettere la sinusoide continua ma solo per un tempo pari a nT , multiplo intero del periodo, cui poi si farà seguire un periodo di silenzio fino al tempo T_R , dopo il quale si ripete periodicamente la trasmissione. Continuando a mantenere in ingresso al moltiplicatore l'onda continua $s(t)$, si ha ora come uscita dall'integratore che adesso arriverà fino al tempo T_R una rampa che si attesta al suo valore massimo dopo un tempo ritardato di t_0 dal momento in cui raggiunge il massimo lo stesso integratore alimentato direttamente dal segnale in uscita. Ora la periodicità di tutta la procedura è pari a T_R e soltanto quando il ritardo è superiore a questo valore si ha ambiguità. In luogo della [T10] vale allora adesso la:

$$[T11] \quad r_A = T_R / 2$$

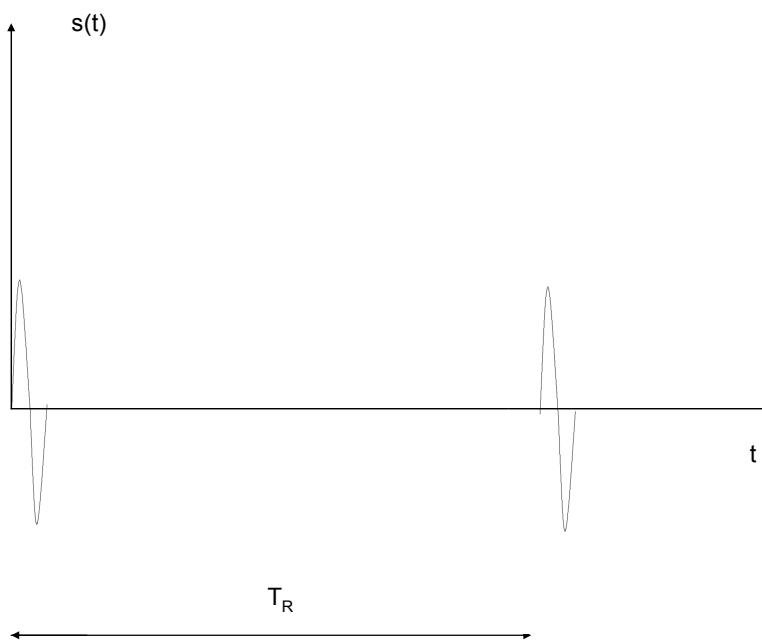


Fig. T1 Forma d'onda adatta per un radar primario

con il grosso vantaggio di poter progettare indipendentemente la periodicità per migliorare la distanza osservabile e la frequenza da utilizzare per la trasmissione. Si è giunti così ad uno schema in cui la sinusoide è di fatto modulata da una onda quadra il cui periodo di ripetizione T_R determina la massima distanza osservabile: è questo lo schema di base del **radar primario** così come esso venne a determinarsi al suo primo apparire. In effetti al posto dell'ideale integratore venne

introdotta un filtro passa basso in grado di far transitare le frequenze fondamentali dell'onda quadra modulante. Anche il riconoscitore del massimo venne sostituito da un rivelatore a soglia, di cui si parlerà in seguito, adatto a controllare le prestazioni in presenza di rumore.

T4- Ricezione a filtro adattato (o a correlazione)

Si può pensare di realizzare la misura del ritardo di propagazione nelle condizioni che rendono massima l'uscita dell'integratore, variando la fase di una sinusoide generata localmente fino a farla coincidere con quella ricevuta. In tale caso la determinazione del valore massimo può effettuarsi quando il coseno vale 1 e dunque l'uscita vale il suo massimo valore. Per fare ciò è necessario disporre di uno sfasatore variabile che consenta di sincronizzare la sinusoide generata localmente con quella che perviene dalla riflessione. Questo risultato può ottenersi in vari modi, in particolare attraverso circuiti **di aggancio di fase**. Una volta che questa sincronizzazione è avvenuta la determinazione del ritardo può avvenire variando ulteriormente la temporizzazione dell'onda quadra generata localmente in modo da massimizzare il risultato anche tenendo conto della modulazione ad onda quadra.

La misura di tempo può ora avvenire valutando direttamente il valore di ritardo introdotto quando si ottiene il massimo dell'uscita. Questo schema realizza di fatto una **correlazione temporale** tra il segnale in arrivo e la replica generata localmente che giunge al suo valore massimo quando i due segnali sono sincroni. Si ottiene in tal modo una elaborazione che corrisponde a ciò che, con altra terminologia, è detto il filtro adattato alla forma d'onda. Le proprietà di questo schema sono tali da assicurare che, in presenza di rumore, la determinazione del massimo avvenga nelle migliori condizioni per quanto attiene al rapporto segnale rumore.

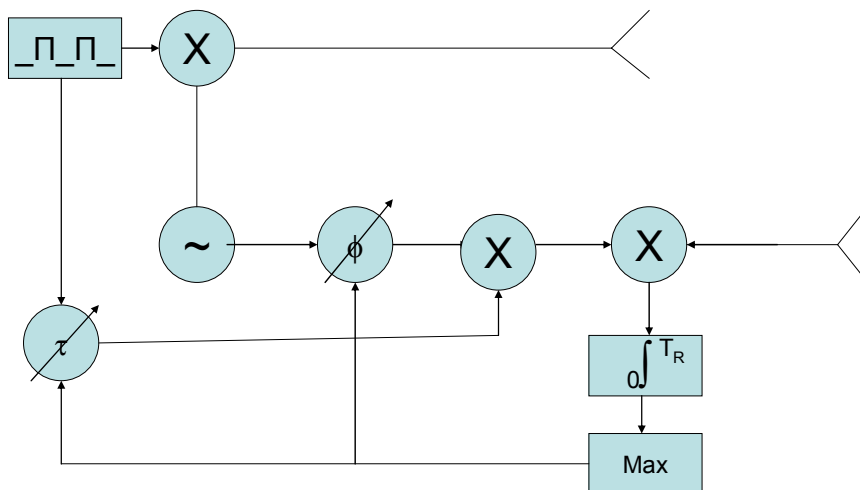


Fig. T2 Determinazione del ritardo di propagazione con linea di ritardo e ricerca del massimo.

Quello che è mostrato in fig T2 è lo schema di principio ottimale per un radar primario che voglia rivelare assieme la presenza di un ostacolo e la distanza alla quale l'ostacolo si trova.

T4- L'equazione del radar

Siamo ora in grado di svolgere alcune considerazioni quantitative sulla portata, ovvero la massima distanza alla quale può realizzare una corretta rivelazione di un ostacolo un radiosistema come il radar primario. Supponendo che la potenza a disposizione sia P_t e che l'antenna emettitrice abbia guadagno G_t , sulla base di una Effective Radiated Power ERP $P_t G_t$, si ha una densità di potenza S_σ a distanza r che vale:

$$[T12] \quad S_\sigma = P_t G_t / 4\pi r^2$$

L'ostacolo può essere caratterizzato in base alle sue proprietà riflettenti nella direzione di provenienza dell'onda eccitante, attraverso la cosiddetta **sezione radar** :

$$[T13] \quad \sigma = ERP_\sigma / S_\sigma$$

che per un ostacolo passivo rappresenta assieme l'effetto che per una antenna che riceve e poi trasmette è l'area efficace e il guadagno. La potenza ricevuta P_R viene allora a determinarsi come:

$$[T14] \quad P_R = S_\sigma \sigma A_e / 4\pi r^2 = P_t G_t \sigma A_e / (4\pi r^2)^2$$

dove A_e è l'area efficace dell'antenna ricevente che di solito è la stessa che trasmette. Si noti immediatamente come a causa del doppio tragitto l'attenuazione cresce con la quarta potenza della distanza.

Utilizzando i legami tra guadagno ed area efficace la [T14] può essere posta in funzione del solo guadagno o della sola area efficace. E' quest'ultima relazione che risulta più utile perché nei radar si usano normalmente antenne a superficie per cui l'area efficace è determinata dall'area di bocca ridotta in relazione al rendimento complessivo d'antenna e dunque può considerarsi con buona approssimazione costante al variare della frequenza. Si ha allora per la massima distanza r_M detta portata del radar la:

$$[T15] \quad r_M = [A_e^2 P_t \sigma / 4\pi \lambda^2 P_m]^{1/4}$$

dove P_m rappresenta la minima potenza che si è valutato necessaria per la corretta ricezione.

La formula precedente consente di comprendere come, a parità di dimensioni d'antenna, è conveniente andare a frequenze elevate almeno fino a quando ciò non comporta troppe limitazioni per P_t e P_m . Di fatto antenne con grandi guadagni sono necessarie anche per individuare la direzione d'arrivo dell'onda che si riceve: ciò viene normalmente fatto facendo ruotare un'antenna a superficie parabolica. Per ottenere radar efficaci si è dovuto comunque attendere l'invenzione del magnetron, il potente tubo generatore a microonde.

T5- Il radar classico e i suoi problemi

In effetti lo schema a blocchi dei primi radar (RADio Determination And Ranging) erano da un lato più semplificati e dall'altro più completi. Lo schema di principio è rappresentato nella fig.T3, dove

si è aggiunto l'elemento detto Duplexer che consente di utilizzare per trasmissione e ricezione la stessa antenna.

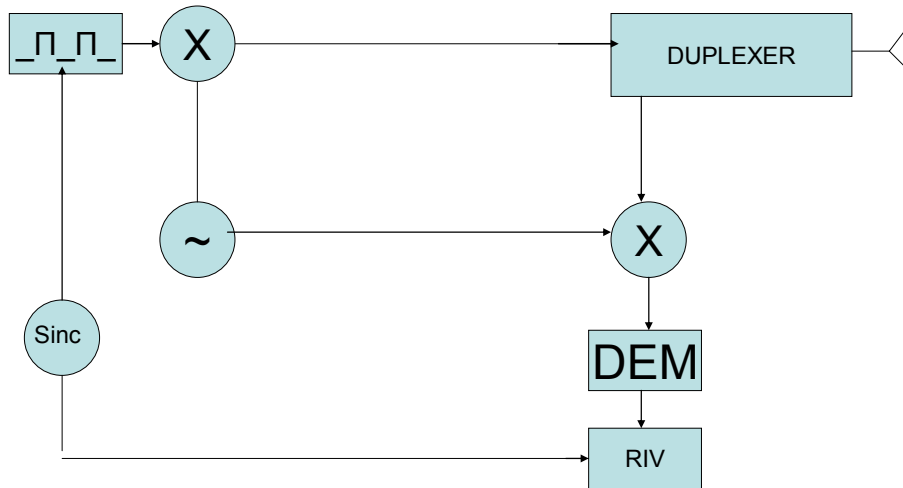


Fig. T3 Schema a blocchi del RADAR classico.

Si noti come, per motivi di semplicità costruttiva non sono presenti circuiti di aggancio e dunque la ricerca del ritardo di propagazione è fatta tramite un contatore che dà l'avvio all'impulso quadrato in modulazione e determina dopo quanto tempo si può ritenere che sia avvenuta la rivelazione dell'arrivo del segnale riflesso.

Il dispositivo indicato come duplexer agisce, nella versione classica del radar ad impulsi, come un circuito interruttore a due vie che, comandato dal sincronizzatore, attiva il passaggio verso l'antenna nel momento dell'emissione e successivamente, nel periodo di ascolto della risposta, attiva la via dall'antenna verso la parte ricevente. In questo modo si può ottenere un isolamento sufficiente della via di ricezione che nella pratica ha preamplificatori adatti a trattare segnali deboli e subirebbe malfunzionamenti se le forti potenze di picco presenti all'atto dell'impulso non venissero adeguatamente bloccate. Nei radar ad onda continua, successiva variante del radar impulsivo, dove le potenze di picco sono inferiori, si possono trovare circuiti come i circolatori..

Nei primi tempi la demodulazione avveniva in modo incoerente attraverso un demodulatore ad involuppo che non richiedeva nemmeno la conversione in banda base tramite oscillatore locale. Successivamente la ricezione è stata realizzata con lo schema supereterodina avvantaggiandosi della presenza della frequenza intermedia fissa per realizzare un controllo di guadagno efficace.

In ogni caso all'ingresso del rivelatore si ha un impulso rettangolare, se l'ostacolo è presente, dal quale occorre determinare la stima dell'istante di arrivo attraverso l'individuazione dell'istante in cui raggiunge il massimo. Nella realtà è presente anche rumore di cui è rappresentato il piedistallo, come valore efficace. La rivelazione della presenza dell'ostacolo è basata sul fatto che, in presenza di segnale utile, dopo l'integrazione la rampa salga sufficientemente da superare con chiarezza il piedistallo di rumore che è presente anche in assenza del segnale.

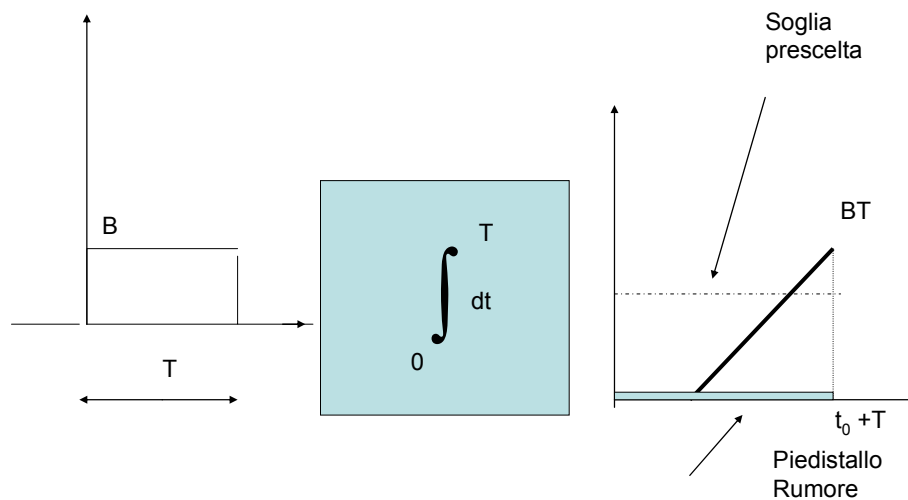


Fig. T4 Schema di rivelatore

E' dunque necessario fissare una soglia, sulla base del cui attraversamento si determina sia l'avvenuta rivelazione dell'ostacolo, sia il ritardo di propagazione. E' chiaro che se la soglia è alta è arduo per il rumore far scattare il circuito di rivelazione, ma in presenza di rumore in sottrazione al segnale, una soglia alta potrebbe impedire di accertare la presenza dell'ostacolo. Il contrario per soglie basse. E' dunque possibile commettere due tipi di errore: **la mancata rivelazione e il falso allarme**, il cui valore è però ben diverso e non c'è in questo caso la simmetria che è presente nelle telecomunicazioni riguardo allo scambio a causa del rumore tra 1 e 0 o viceversa. Sulla base delle reali caratteristiche del sistema di rivelazione è possibile valutare la probabilità di commettere il primo o il secondo errore. Dal compromesso tra i due, che tiene conto del diverso valore degli errori che si possono commettere, è determinato l'opportuno valore di soglia.

Dalla valutazione dell'istante di attraversamento si può giungere, conoscendo la forma d'onda modulante, alla stima del ritardo di propagazione e dunque alla valutazione della distanza o **range**. La presenza del rumore è anche per questa operazione una causa di imprecisione. La stessa figura è in grado di mostrare come, a parità di valore finale, ovvero di energia dell'impulso, la rapidità della rampa diminuisce l'errore in presenza di una incertezza di attraversamento dovuta al rumore. Conviene dunque avere rampe ripide, ovvero impulsi stretti a parità di ampiezza. Anche da queste considerazioni appare la necessità di usare frequenze elevate per potere raggiungere valori di banda del segnale modulante elevati senza che le bande percentuali risultino impraticabili.

T6- Il problema della precisione nella misura del ritardo

Più in generale se si conosce che il parametro che si deve stimare, x , è conoscibile attraverso la misura di una grandezza y a cui x è legato dalla:

$$[T16] \quad y = f(x) \quad , \quad .$$

Nell'intorno di un valore x_0 da stima le variazioni infinitesime sono date da:

$$[T17] \quad dy = f'(x_0) dx \quad .$$

Confondendo in prima approssimazione le variazioni piccole con i differenziali si ha:

$$[T18] \quad \Delta x = \Delta y / f'(x_0).$$

Dunque se nella fase di misura di y si commette un errore, la sua influenza sulla imprecisione di valutazione della variabile x è tanto più marcata quanto più è piccola la derivata della funzione che li lega nell'intorno del valore da determinare.

Con riferimento dunque allo schema di fig.T2 si può ritenere che l'osservabile sia la funzione di autocorrelazione temporale $C(\tau)$ data da:

$$[T19] \quad C(\tau) = \int s(t) s(t-\tau) dt,$$

dove l'integrazione è teoricamente estesa indefinitamente, ma può essere ristretta all'intervallo in cui i due segnali sono diversi da zero. Si può allora sostituire la funzione impulsiva con una qualunque funzione, anche diversa da zero in tutto T_R , purchè il massimo di correlazione che si ha al sincronismo per $\tau = 0$ si trovi in una posizione per la quale la derivata è elevata ovvero le variazioni locali di $C(\tau)$ per $t = 0$ sono forti.

La variante più immediata che si può immaginare è quella di ricoprire tutto l'intervallo T_R con impulsi di uguale ampiezza, ma di segno opposto e di durata T facendo in modo che T sia un sottomultiplo di T_R . In termini di segnale a radiofrequenza ciò significa avere la sinusoide della portante con la fase alternata tra il valore 0 e π .

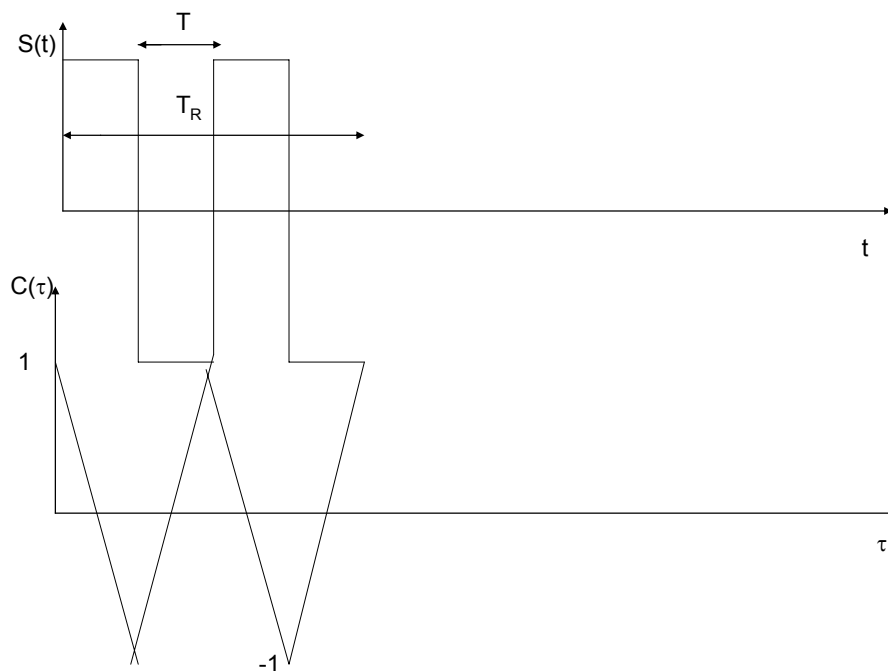


Fig. T5 Segnale ad onda quadra e sua funzione di autocorrelazione

Si evidenzia esaminando la figura che in questo caso la precisione nella determinazione del corretto sincronismo e dunque del ritardo dipende dalla durata T della singola onda quadra. Tale elemento è spesso identificato col nome inglese di chip. Altresì si può rilevare come essendo in tal caso la periodicità complessiva $2T$ e non T_R , si ha una ridotta soluzione al problema della ambiguità. Le forme d'onda utilizzate nella pratica si presentano in realtà con una successione di valori positivi e negativi la cui periodicità è appunto T_R . Queste sequenze, a volte dette sequenze di training, vengono scelte da un lato in modo da avere una funzione di autocorrelazione che non soltanto abbia

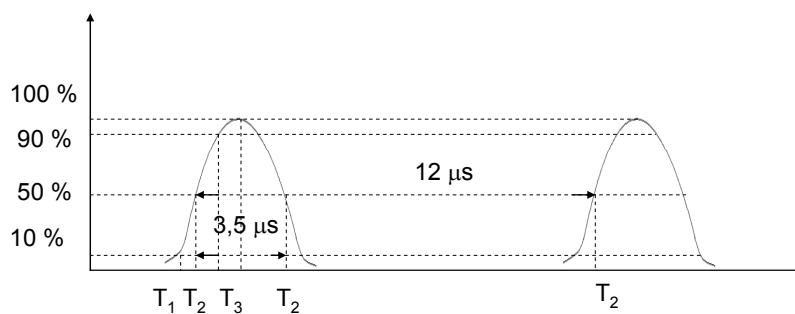
periodicità T_R ma anche non presenti picchi secondari che possano indurre in errore. Inoltre le sequenze devono avere anche proprietà di discernibilità se in aria ne è presente più di una di una stessa famiglia. Questo aspetto viene misurato attraverso la funzione di cross correlazione temporale tra due sequenze qualunque della famiglia. Si entra così nel più vasto settore della teoria dei codici, all'interno del quale vengono studiate le proprietà specifiche delle varie famiglie di codici utilizzabili.

In conclusione accenniamo al fatto che nel sistema Global Positioning System, il ben noto GPS, i satelliti emettono sequenze di telemetria che appartengono alla famiglia dei codici di Gold.

T7- Un sistema di valutazione della distanza con cooperazione: il DME (Distance Measuring Equipment)

Nel radar primario il segnale utile è frutto di una riflessione direttamente collegata alle proprietà elettromagnetiche dell'ostacolo che si vuole rivelare. Un'ulteriore versione del radar è detta Radar Secondario dove esiste un apparato ausiliario che riceve il segnale emesso e risponde (è detto per questo **trasponditore** o **transponder**) con un altro segnale che viene rivelato dall'apparato di partenza (detto **interrogatore**). In tal caso nella risposta possono essere contenute informazioni aggiuntive, per cui si ha un vero e proprio sistema di comunicazione che si presta anche alla rivelazione, legata alla presenza della risposta, e alla misura di distanza, legata al ritardo con cui si riceve. Una prima forma di sistema che opera sulla base di un principio di tal genere è il cosiddetto **DME (Distance Measuring Equipment)** che consente ad un aereo in rotta di valutare la sua distanza da un punto fisso dove è allocata l'apparecchiatura ausiliaria.

Il sistema DME opera nella banda che va da 960 a 1215 MHz ed ad ogni installazione è assegnata una coppia di canali per le due vie separate da 63 MHz. Il segnale di base che viene usato in modulazione per ambo le vie è costituito da una coppia di impulsi di forma approssimativamente gaussiana separati da un intervallo prefissato.



Durata al 50 % 3,5 μ s
 Tra il 10 % e il 90 % 2,5 μ s
 Tra i due impulsi 12 μ s

Fig. T6- Rappresentazione della coppia di impulsi usati in trasmissione nel modo X

La coppia di impulsi è stata studiata per avere una modalità semplice di rivelazione. Infatti per non incorrere in errori dovuti alla ampiezza degli impulsi, il sistema di identificazione dell'istante di arrivo prevede di ritardare ed amplificare opportunamente il primo impulso e rivelare l'istante di incrocio con il secondo. La tecnica detta Delay Amplify and Compare mette anche in grado di non rivelare coppie di impulsi con spaziatura differente, come quelle del cosiddetto modo Y introdotto successivamente.

Tecnica Delay Amplify Compare

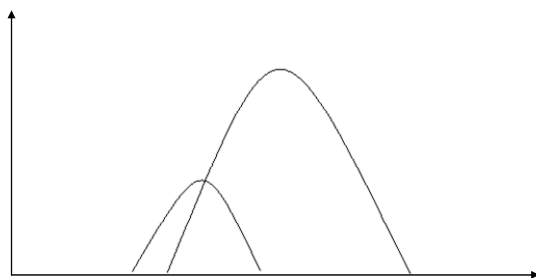


Fig. T-7 Istante d'arrivo determinato come incrocio tra i due impulsi.

Si noti come l'istante di incrocio cade laddove c'è la crescita rapida dell'impulso ritardato e amplificato, e dove è più piatto il secondo. Ciò consente di ridurre l'errore che inevitabilmente sarà presente per le imprecisioni elettroniche.

Il punto di riferimento fisso è normalmente interrogato da molti velivoli contemporaneamente e dunque è necessario che ognuno possa distinguere la propria risposta da tutte le altre. Si tratta di un classico problema di accesso multiplo ad una risorsa comune che qui viene risolto con un protocollo a divisione di tempo di tipo random. Ogni interrogatore manda le coppie di impulsi secondo una logica casuale: in una prima fase detta di ricerca ne emette circa 130-150 al secondo. Poiché l'interrogatore conosce gli istanti di invio può progressivamente introdurre una finestra di ascolto via via più ritardata fino ad individuare le risposte che sono corrispondenti alle proprie interrogazioni. Quando l'aggancio è effettuato si passa alla fase di inseguimento nel corso della quale basta emettere 20-30 coppie di impulsi al secondo. Tenendo conto statisticamente dei velivoli in fase di ricerca e di quelli in inseguimento, che possono essere stimati in circa il 95% del totale, un trasponditore è in grado di servire più di cento aeromobili in contemporanea.

T8- Il principio della determinazione dell'angolo o radiogoniometria

Si consideri la fig. T-8 dove sono rappresentate due antenne filiformi elementari ortogonali al piano del foglio. Se questo sistema di antenne è investito da un'onda piana uniforme come quella

rappresentata con il piano tratteggiato, proveniente da una direzione sul piano della figura che forma l'angolo θ con l'allineamento delle due antenne, si può notare come l'antenna in B riceverà con un anticipo rispetto al riferimento O pari al ritardo di quella in A. Detto ϕ lo sfasamento rispetto al riferimento si ha:

$$[T20] \quad \phi = 2\pi d \cos\theta / \lambda,$$

dove λ è la lunghezza d'onda e d lo spostamento della singola antenna rispetto all'origine.

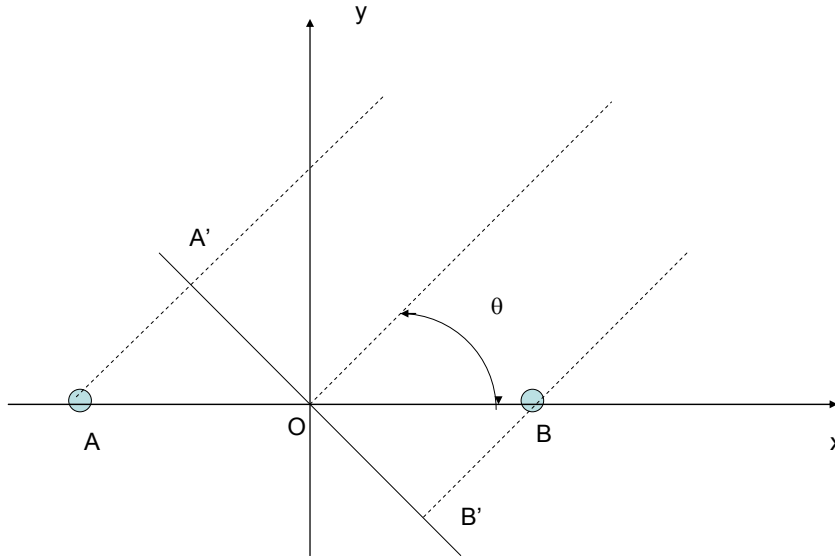


Fig. T8- Coppia di antenne filiformi in direzione z investite da un'onda piana uniforme

E' dunque chiaro che un confronto dei due segnali ricevuti dalle due antenne consente di mettere in evidenza l'angolo θ di provenienza dell'onda piana.

Le condizioni teoriche sopra indicate sono soddisfatte con ottima approssimazione se il trasmettitore si trova nella zona di campo lontano rispetto al sistema di antenne, ad una distanza r molto maggiore della lunghezza d'onda e della dimensione d .

T9- Il radiogoniometro classico

Nel radiogoniometro classico le due correnti provenienti dalle antenne in A e B vengono sottratte in modo che si abbia a disposizione la corrente I:

$$[T21] \quad I = HEe^{i\phi} - HEe^{-j\phi} = 2j H E \sin\phi,$$

dove E rappresenta il campo elettrico in O, che si può supporre uguale, a meno dello sfasamento, a quello in A e B date le dimensioni dell'antenna composta e H è una costante di proporzionalità. Si

può notare come la misura del modulo del fasore I consenta la valutazione di ϕ e indirettamente di θ .

Data la [T20], è possibile che si verifichi una ambiguità tra la misura di ϕ e la corrispondente valutazione di θ . In particolare si noti che si ha corrente nulla ogni volta che:

$$[T22] \quad 2\pi d \cos\theta / \lambda = n\pi \quad \text{con } n \text{ intero positivo o negativo.}$$

Poiché $\cos\theta$ è certamente minore di 1 in modulo la [T22] non si verifica se:

$$[T23] \quad d < \lambda/2$$

Con questa condizione di non ambiguità verificata si può pensare di determinare θ andando alla ricerca del nullo della corrente che significa nullo di ϕ e dunque θ pari a $\pi/2$ ovvero la congiungente delle antenne ortogonale alla direzione di arrivo dell'onda. La primitiva versione del radiogoniometro era dunque formata da due antenne collegate al circuito di rivelazione su due estremi opposti, con i collegamenti opportunamente schermati e la possibilità di ruotare attorno all'asse.

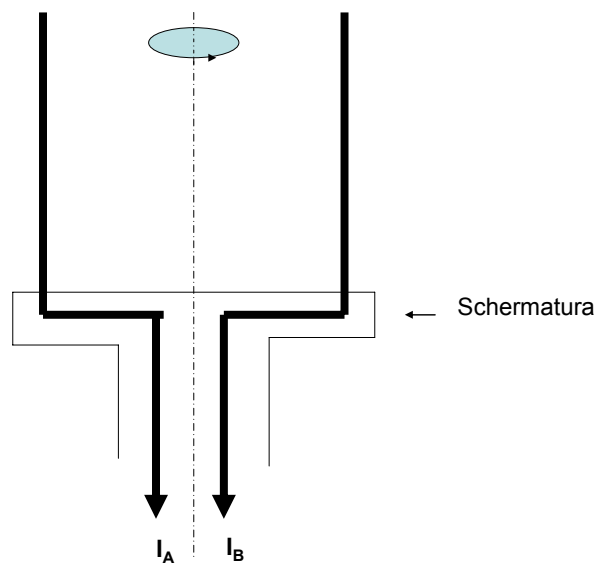


Fig. T9- Schema costruttivo di un radiogoniometro elementare.

Nella pratica il funzionamento del radiogoniometro è corretto nella misura in cui l'onda proviene effettivamente da una direzione del piano xy e dunque l'elevazione è praticamente nulla e non provoca varianti rispetto a questo modello teorico.

Spesso si può anche ammettere che valga la $d \ll \lambda$ e che quindi $\sin\phi$ possa confondersi con ϕ . In tal caso la corrente ricevuta è semplicemente:

$$[T24] \quad I = jKE \cos\theta$$

con K costante. Il comportamento della corrente ricevuta in funzione dell'angolo d'arrivo è dunque di tipo cosinusoidale. Il diagramma di radiazione corrispondente è di tipo ad 8 con una metà

positiva ed una negativa. Se dunque si inserisce nel centro del sistema un dipolo in grado di generare corrente del tipo :

$$[T25] \quad I_c = jKE \quad ,$$

ovvero a $\pi/2$ rispetto a quello di riferimento, si ha nel complesso un andamento della corrente complessiva in funzione dell'angolo θ che descrive una cardioide, come rappresentato nella fig. T10.

$$[T11] \quad I_T = jKE (1 + \cos\theta) .$$

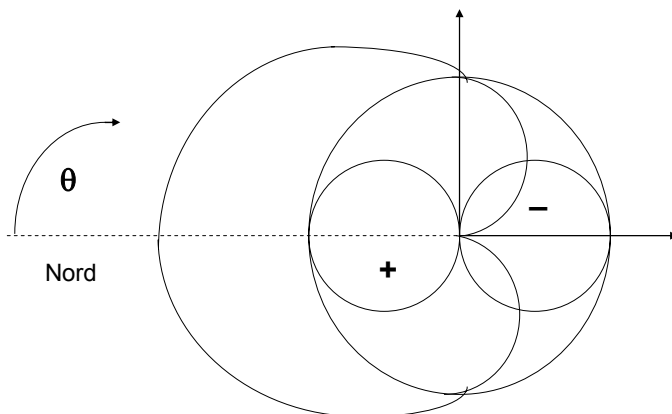


Fig. T10- Composizione dei diagrammi per ottenere una cardioide

E' chiaro adesso che la rotazione dell'intero sistema può portare ad identificare la direzione in cui si ha lo zero della cardioide che come si vede è molto netto e dunque può essere determinato con grande precisione. Ora lo zero si ha nella direzione di allineamento dei dipoli; facendo ruotare il sistema si identifica la direzione di provenienza del segnale rispetto al Nord magnetico.

E' chiaro che alimentando opportunamente le antenne e facendo ruotare il sistema si può generare nel piano xy un diagramma a cardioide rotante che può permettere ad un ricevitore di determinare la propria angolazione rispetto al Nord, se una temporizzazione gli consente di sapere quando lo zero della cardioide passa per il Nord e quanto è il periodo di rotazione.

Naturalmente quanto qui esposto è semplicemente la base per comprendere il funzionamento; nella pratica, grazie all'avanzamento della tecnologia da quando sono stati introdotti questi dispositivi sono state introdotte numerose varianti migliorative sia per il funzionamento in ricezione, sia per quello in emissione.

T9- Il principio di funzionamento del sistema ILS (Instrument Landing System)

Il sistema **ILS (Instrument Landing System)**, utilizzato nel traffico aereo commerciale, è il tipico sistema cosiddetto *air derived*, ovvero in grado di acquisire direttamente l'informazione a bordo del velivolo. La sua funzione è quella di consentire all'aereo in fase di atterraggio di mantenere il corretto allineamento con il centro pista e il corretto angolo di discesa anche quando il pilota non dispone di buona visibilità. La sua utilità è immediatamente desumibile dal semplice fatto che i moderni velivoli hanno velocità di atterraggio dell'ordine di 100 m/s e quindi già con visibilità orizzontale dell'ordine di 500 m si avrebbero pochi secondi per una eventuale correzione di rotta in atterraggio, tempo poco compatibile con l'inerzia dei grandi aerei moderni. In effetti gli ILS sono classificati, in base alle prestazioni che assicurano, in tre categorie cui corrispondono delle quote minime al di là delle quali la pista deve essere visibile da parte del pilota.

I categoria	60 m
II categoria	15 m
III categoria	zero.

Ogni apparato ILS consta di tre parti: la prima detta **Localizzatore** (della pista) o **LOC** fornisce l'indicazione dell'asse della pista; la seconda detta **Guida di Planata (Glide Path o GP)** indica l'angolo corretto di discesa anche in relazione alle caratteristiche dell'aeroporto. Vi sono poi i cosiddetti **Marker**, di cui non ci occuperemo, che indicano il passaggio lungo il sentiero di discesa sulla verticale in corrispondenza di punti stabiliti. Al di là della diversa precisione il principio su cui è basato sia il LOC che la GP è il medesimo: si crea nello spazio una opportuna combinazione di diagrammi d'antenna che consentono al velivolo di individuare l'informazione angolare voluta. Le frequenze sono invece diverse: tra 108 e 110 MHz per il LOC e tra 328,6 e 335,4 per la GP. L'informazione è contenuta in due modulazioni a 90 e 150 Hz che vengono rivelate dal ricevitore di bordo in modo da poter disporre della **Differenza di Modulazione** o **DDM**. L'angolo corretto si ha per DDM nulla mentre la prevalenza di una modulazione sull'altra indica che l'aereo è a destra (sotto) o a sinistra (sopra) rispetto alla rotta voluta.

In ambedue i casi la distribuzione corretta del segnale nello spazio si ottiene attraverso l'opportuna alimentazione di una schiera di antenne a dipolo, ma mentre per il LOC tutte le antenne della schiera sono effettivamente presenti, per la GP si usano sia dipoli reali sia i dipoli immagine prodotti dalla riflessione del terreno. Per tale motivo la GP utilizza la polarizzazione orizzontale per cui la riflessione dal terreno più facilmente si avvicina a quella prodotta da un piano metallico ideale. I dipoli del LOC sono invece disposti verticalmente a fine pista.

Nel caso del LOC il principio di funzionamento può essere compreso a partire da una terna di dipoli, uno posto nell'origine O e gli altri simmetricamente nei punti A e B a distanza d dall'origine secondo la fig. T11.

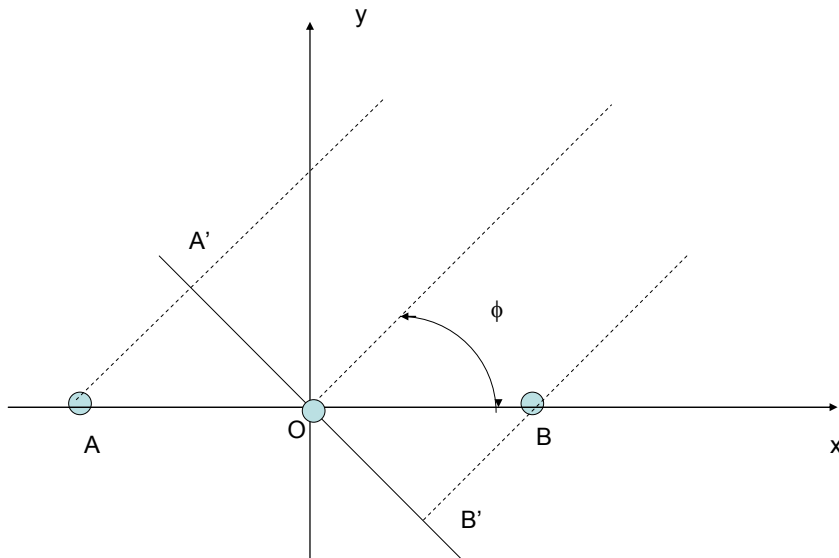


Fig. T11 Schema di principio della antenne del Localizzatore

Se per le antenne laterali si usano rispettivamente le seguenti correnti di alimentazione:

$$[T12] \quad I_A = mI/2 (\cos Rt - \cos Qt) \sin \omega t$$

$$I_B = -mI/2 (\cos Rt - \cos Qt) \sin \omega t \quad ,$$

avendo indicato con R e Q le due frequenze di modulazione 90 e 150 Hz, e per quella centrale:

$$[T13] \quad I_O = I_0 [1 + m/2 (\cos Rt + \cos Qt)] \cos \omega t \quad ,$$

si può riprodurre in emissione per le modulazioni ciò che nel caso del radiogoniometro si aveva in ricezione. A grande distanza e con l'ipotesi che $d < \lambda/2$ si può dimostrare che il campo generato ha questa espressione:

$$[T14] \quad E = E_0 [1 + (m + M \sin \phi) \cos Rt + (m - M \sin \phi) \cos Qt] \cos \omega t \quad ,$$

dove in E_0 ed in M sono conglobate tutte le costanti di proporzionalità inessenziali.

Dall'esame della [T14] si nota intanto che la DDM è zero per $\phi = 0$. Si ha così l'indicazione voluta di centro pista. Per ϕ positivo prevale la modulazione R e per ϕ negativo quella Q.

In effetti le antenne oggi usate per il LOC sono più complesse di questo semplice schema, anche perché, come mostrato nella fig. T12 si devono rispettare delle specifiche stringenti perché l'apparato possa essere considerato a norma. Tuttavia la tecnica di progetto non differisce sostanzialmente da quella classica delle schiere d'antenna e dunque non vi si insisterà ulteriormente.

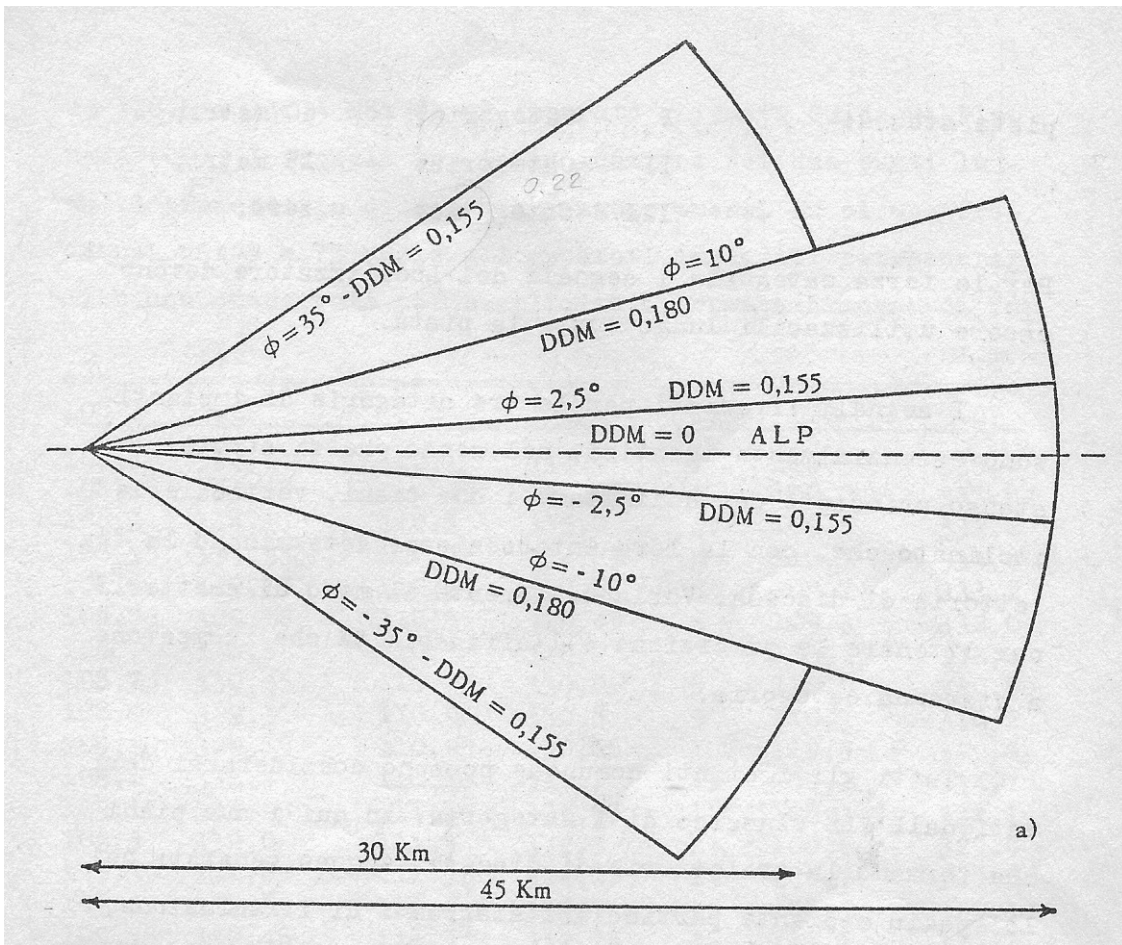


Fig. T12 Specifiche della DDM per il Localizzatore

Come si nota nella figura vi sono tre settori angolari. All'interno del primo, tra $2,5^\circ$ positivi e negativi, detto **settore di rotta**, la DDM deve fornire un segnale il più possibile proporzionale allo scostamento dall'asse; nel secondo settore, tra $+ e - 10^\circ$ deve crescere ancora proporzionalmente fino ai valori di 0,180 come indicato. Nella restante parte, fino ai 35° gradi deve mantenersi sempre sopra a 0,155. In quest'ultimo più ampio settore angolare detto di "**clearence**", o di portata, l'informazione fornita è solo di "volo a destra o a sinistra". Inoltre al segnale del localizzatore viene anche aggiunto l'identificativo dell'impianto, in codice Morse su una sottoportante. Si noti in conclusione nella figura anche la distanza fino alla quale devono essere intelleggibile i segnali dei settori dianzi descritti.

Per la guida di planata è indicata l'analogia specifica della DDM nella fig.T13.

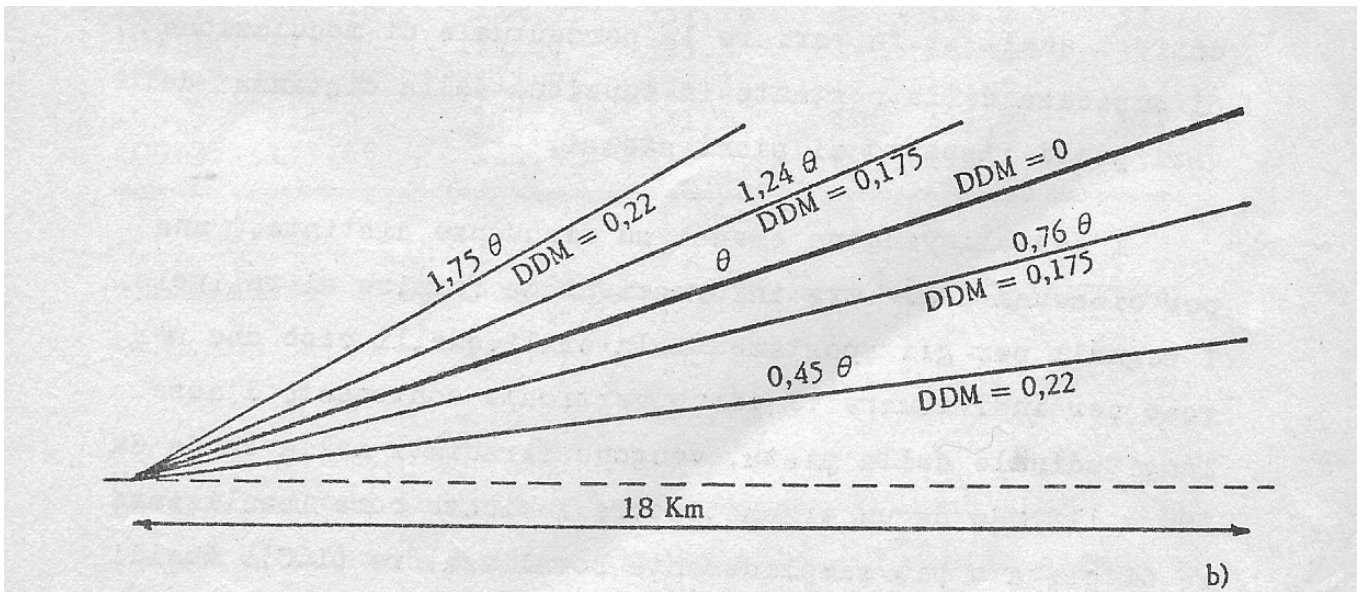
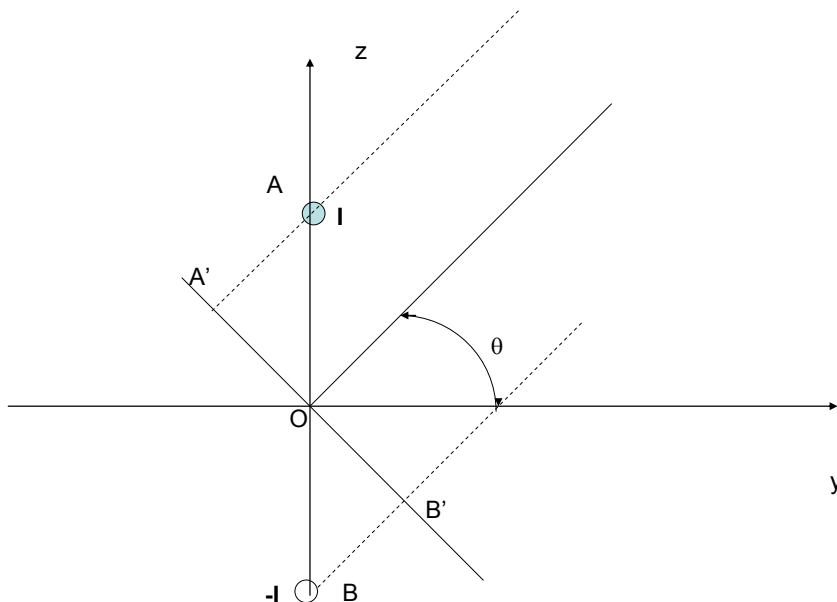


Fig. T13 Specifiche della DDM per la Guida di Planata

Per $DDM = 0$ l'elevazione θ assume il valore corretto di discesa θ_0 , mentre il settore di linearità è in questo caso tra $0,76$ e $1,24$ il valore θ_0 e la zona di clearance va da $1,75$ a $0,45$ θ_0 . Normalmente l'angolo corretto di discesa per aerei ordinari sta tra $2,5^\circ$ e $3,5^\circ$.

Nel caso della GP però la formazione del fascio di irradiazione è più complessa perché si deve ricorrere anche all'antenna immagine per creare il giusto diagramma. La fig.T14 mostra come si può procedere utilizzando il teorema delle immagini.



Principio di formazione dei lobi della guida di planata

Fig. T14 Principio di formazione dei lobi della Guida di Planata

Se il terreno è conduttore ideale il dipolo reale posto in A ed alimentato con la corrente I ha come corrispondente il dipolo posto in B alimentato dalla corrente $-I$. A grande distanza il campo E irradiato nella direzione θ assume questa espressione:

$$[T15] \quad E = HI e^{j\phi} - HI e^{-j\phi} \quad ,$$

dove l'angolo ϕ rappresenta lo sfasamento che si ha nel percorrere il tratto AA' o BB'. Si ha dunque:

$$[T16] \quad E = 2jH I \sin \phi$$

$$\phi = 2\pi d/\lambda \sin \theta.$$

Nel piano verticale yz dove giace l'angolo di elevazione θ si ha dunque una struttura lobata con il primo nullo per $\theta = 0$ e il secondo nullo, molto più interessante laddove:

$$[T17] \quad \pi = 2\pi d/\lambda \sin \theta_N \quad .$$

Si può dunque, tramite l'antenna reale e quella immagine, costruire una struttura a più lobi in elevazione, controllando la posizione dei nulli attraverso l'altezza d del dipolo reale.

Possiamo ora comprendere come si può realizzare la struttura di DDM richiesta per la GP, ad esempio attraverso la realizzazione dello schema detto Null Reference. Supponendo di avere l'elevazione di discesa corretta a $\theta_0 = 3^\circ$ si possono costruire due coppie di antenne, ciascuna costituita da una reale e la sua immagine, alimentate da due segnali indipendenti. La prima coppia ha il nullo a 6° in modo da potere avere il massimo a 3° . Con il posizionamento ad una altezza:

$$[T18] \quad d = d_1 \approx 5\lambda \quad ,$$

si ottiene il risultato voluto con ottima approssimazione dati i piccoli angoli in gioco. Posizionando un secondo dipolo per :

$$[T19] \quad d = d_2 \approx 10\lambda \quad ,$$

si ha il primo nullo a θ_0 e il secondo a circa 6° dove sta il primo della prima coppia. Si noti che però grazie alle [T16] [T17], il campo elettrico ha sfasamento di 180° nel percorrere il secondo lobo simmetrico rispetto al primo, a parità di scostamento da θ_0 . Pertanto i segnali delle due coppie di antenne si sommano sul lobo più basso e si sottraggono su quello più alto. Premesso ciò ecco i due segnali che costituiscono la versione Null Reference.

$$[T20] \quad I_1 = 2K_1 [1 + m/2 (\cos Rt + \cos Qt)] \cos \omega t$$

$$I_2 = K_2 m I (\cos Rt - \cos Qt) \cos \omega t$$

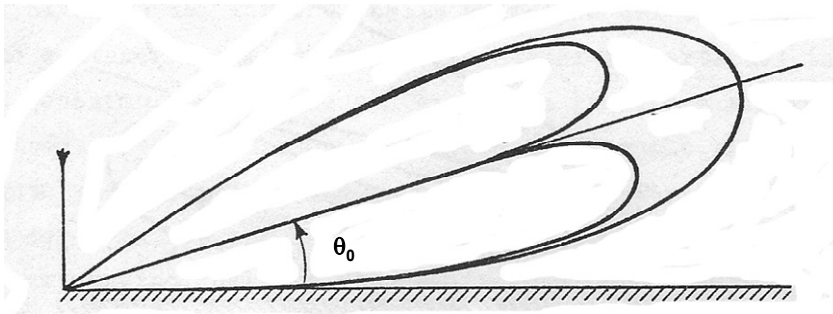


Fig. T15 Struttura a lobi prodotta dai due sistemi di antenna

E' evidente dalla espressione dei due segnali che dove si somma predomina la modulazione R e dove si sottrae la Q. teoricamente la elevazione di equisegnale è sullo zero della struttura bilobata. In caso di necessità si può operare con il segnale della seconda coppia di antenne per riaggiustare eventuali imprecisioni.