

CAPITOLO II.

Forma d'onda FMCW.***2.1 Radar ad onda continua (Continuous Wave).***

Secondo la definizione più comune un radar è un dispositivo in grado di rivelare la presenza di oggetti e di stabilirne la posizione nello spazio trasmettendo energia elettromagnetica e osservando l'eco di ritorno. Essi possono essere distinti fondamentalmente in due gruppi: radar a impulsi e radar a onda continua.

I radar a impulsi emettono degli impulsi di elevata potenza e breve durata, rimanendo in ascolto e, quindi, non trasmettendo, fino alla generazione dell'impulso successivo.

A differenza dei radar ad impulsi, quelli ad onda continua (CW) emettono radiazioni elettromagnetiche in maniera non discontinua nel tempo ad una certa frequenza f_0 .

Tra i vantaggi che questo tipo di radar presenta rispetto ad uno a impulsi c'è la sua apparente facilità realizzativa e una minima espansione di spettro in trasmissione. In secondo luogo riduce i problemi di radio interferenza e semplifica la costruzione dei componenti necessari alla sua realizzazione come filtri, amplificatori ecc. Inoltre le potenze di picco in gioco sono relativamente basse rispetto a quelle di un radar a impulsi, che per avere la stessa potenza media di un radar CW, devono generare impulsi a potenze molto elevate, rischiando di mandare in saturazione i componenti a stato solido, che con un radar CW possono avere livelli di saturazione di poco più alti della potenza media. Altro vantaggio che presenta questo tipo di radar è la possibilità, avendo a che fare con potenze di trasmissione basse, di poter lavorare a frequenze diverse, rendendo arduo il compito dei sistemi di intercettazione.

Un radar CW non modulato presenta, però, lo svantaggio che non può rilevare la distanza che separa il radar dall'oggetto perché non vi è alcun ritardo tra l'istante di emissione del segnale e il suo ritorno, come avviene, invece, per i radar a impulsi. Si può ovviare a questo limite facendo

ricorso a radar CW modulati in frequenza, che però presentano tutti gli inconvenienti di compromesso presenti nei radar a impulsi, come l'ambiguità in distanza e l'ambiguità Doppler. Tuttavia, un radar CW non modulato ha la possibilità di misurare, senza ambiguità, la variazione istantanea della velocità radiale del bersaglio rispetto al ricevitore, e quindi il suo avvicinamento o allontanamento. Questo avviene mediante misurazione diretta della variazione Doppler nel segnale di ritorno. Infatti, se il bersaglio e l'antenna radar sono in movimento relativo tra di loro, è possibile misurare la velocità radiale relativa dell'oggetto rispetto all'antenna, in quanto frequenza Doppler e velocità radiale relativa sono legate da una importante relazione.

Se supponiamo la presenza di un bersaglio stazionario a distanza R dal radar, l'onda e.m. si propagherà dall'antenna verso il bersaglio e, una volta riflessa da quest'ultimo, tornerà all'antenna percorrendo una distanza pari a $2R$. Il numero di lunghezze d'onda comprese in questo cammino sarà $N_\lambda = 2R/\lambda$, dove λ è la lunghezza dell'onda e.m. trasmessa, misurata con la stessa unità di lunghezza di R . Poiché ad ogni variazione di distanza pari a λ corrisponde una differenza di fase di 2π , ho che l'eco proveniente dal bersaglio subirà uno sfasamento rispetto al segnale trasmesso di $\varphi = 2R \cdot 2\pi/\lambda$.

Nel caso in cui vi sia un moto relativo (che presenti, ovviamente, una componente radiale) tra bersaglio e antenna radar, avremo che R e di conseguenza φ saranno funzioni che variano nel tempo. Poiché sappiamo che una variazione di fase rispetto al tempo equivale a una frequenza, allora, derivando la $\varphi(t)$ rispetto al tempo, si darà luogo ad una pulsazione ω_d pari a:

$$\omega_d = 2\pi \cdot f_d = \frac{d}{dt} \varphi(t) = \frac{d}{dt} \frac{4\pi R(t)}{\lambda} = \frac{4\pi}{\lambda} v_r,$$

essendo $v_r = dR(t)/dt$ la componente radiale della velocità relativa, e f_d la frequenza Doppler.

Si ricava, quindi, che la f_d è legata alla velocità v_r dalla seguente relazione:

$$f_d = \frac{2v_r}{\lambda}.$$

Il segno della f_d dipende, ovviamente, dal segno della v_r e in particolare sarà positivo se l'oggetto è in avvicinamento, negativo se invece si sta allontanando. Nel caso in cui il bersaglio sia fermo, oppure la componente radiale della velocità relativa sia nulla, lo spostamento Doppler del segnale ricevuto sarà di conseguenza nullo. In queste due ultime situazioni, come sopra accennato, l'eco ricevuta non sarà discriminabile rispetto al segnale trasmesso e quindi, eventuali bersagli fissi

rispetto al radar non potranno essere rivelati. La struttura di base di un radar CW può essere così raffigurata:

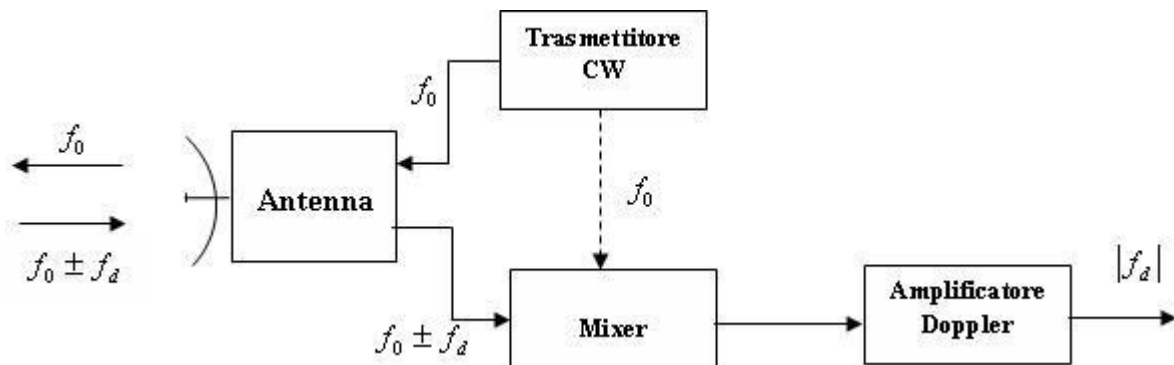


Figura 2.1. Schema di base di un radar CW.

Supponiamo che il segnale trasmesso sia

$$s_T(t) = A_T \cos(2\pi \cdot f_0 t)$$

E che ci sia un bersaglio che si muove con velocità radiale v_r , generando una frequenza Doppler f_d , allora il segnale all'ingresso del ricevitore sarà:

$$s_R(t) = A_R \cos(2\pi(f_0 \pm f_d)t + \varphi_0).$$

Quest'ultimo viene di solito convertito in banda base da un mixer a cui si pone in ingresso il segnale ricevuto e una copia attenuata del segnale trasmesso $s'_T(t) = A'_T \cos(2\pi \cdot f_0 t)$, che serve da segnale di riferimento. All'uscita del mixer si ha quindi un segnale a frequenza differenza $|f_d|$. È da notare che, poiché non si utilizza un demodulatore in fase e quadratura al posto del mixer, il segno della frequenza Doppler viene perso. L'amplificatore Doppler in cascata al mixer ha una risposta in frequenza che elimina la componente a frequenza nulla (fig. 2.2).

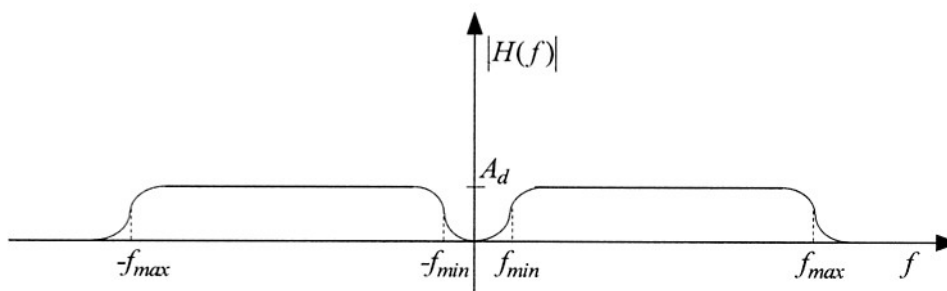


Figura 2.2. Spettro di ampiezza dell'amplificatore Doppler.

Questo avviene perchè il radar non è in grado di distinguere se la componente continua sia generata dalla porzione di segnale trasmesso che entra nel mixer, oppure dalla presenza di un bersaglio stazionario. Andiamo a tal proposito a considerare un esempio. Se i segnali in ingresso al mixer sono:

$$s'_T(t) = A'_T \cos(2\pi \cdot f_0 t),$$

$$s_R(t) = A_R \cos(2\pi(f_0 \pm f_d)t + \varphi_0),$$

allora si possono presentare due casi:

- Assenza di bersaglio ($A_R = 0$, $f_d = 0$);
- Bersaglio stazionario ($A_R \neq 0$, $f_d = 0$).

Nel primo caso si otterrà che la componente continua all'ingresso dell'amplificatore sarà $A_T'^2/2$.

Nel secondo caso invece sarà $(A_T'^2 + A_R)/2$.

Quindi in entrambi i casi il radar vede una componente continua ma non sa a quale segnale attribuirlo. La frequenza di taglio inferiore, f_{\min} , (fig. 2.2) è scelta in base alla frequenza Doppler minima discriminabile, mentre quella superiore, f_{\max} , è scelta in virtù della frequenza Doppler massima prevista, in funzione dei bersagli più veloci che voglio rivelare.

2.2 Problematiche ricorrenti nei radar CW.

2.2.1 Rumore flicker.

Ricevitori come quello riportato in figura 2.1 operano, come visto, una conversione diretta in banda base. Un siffatto tipo di ricevitore prende il nome di ricevitore omodina. A differenza dei ricevitori eterodina, essi presentano una notevole semplicità realizzativa, sia perché utilizzano come frequenza di riferimento in ingresso al mixer una copia attenuata del segnale trasmesso, evitando l'uso di oscillatori locali, sia perché, operando direttamente in banda base, non hanno bisogno di amplificatori a frequenza intermedia, componenti presenti entrambi nei ricevitori eterodina. Tuttavia questo tipo di ricevitori presenta un tipo di rumore detto flicker.

Il rumore flicker ha una potenza che varia secondo la legge $1/f^\alpha$, con $\alpha \cong 1$. Da questa relazione si vede che, operando una conversione diretta del segnale ricevuto in banda base, quindi lavorando a

frequenze basse, la potenza di rumore cresce in maniera inversamente proporzionale alla frequenza. Questo rumore può quindi essere dannoso poiché va a disturbare la rivelazione delle frequenze Doppler che occupano la parte bassa dello spettro, riducendo di conseguenza la sensibilità del radar. Proprio per evitare questo tipo di problemi, nonostante la relativa semplicità costruttiva del ricevitore omodina, si preferisce usare un ricevitore eterodina. Quest'ultimo effettua due conversioni successive, una prima a una frequenza intermedia e una successiva che riporta il segnale in banda base. In questo modo si rende il rumore flicker trascurabile rispetto ai normali rumori generati dai componenti elettrici del ricevitore. Uno schema a blocchi di un ricevitore eterodina è riportato in figura 2.3.

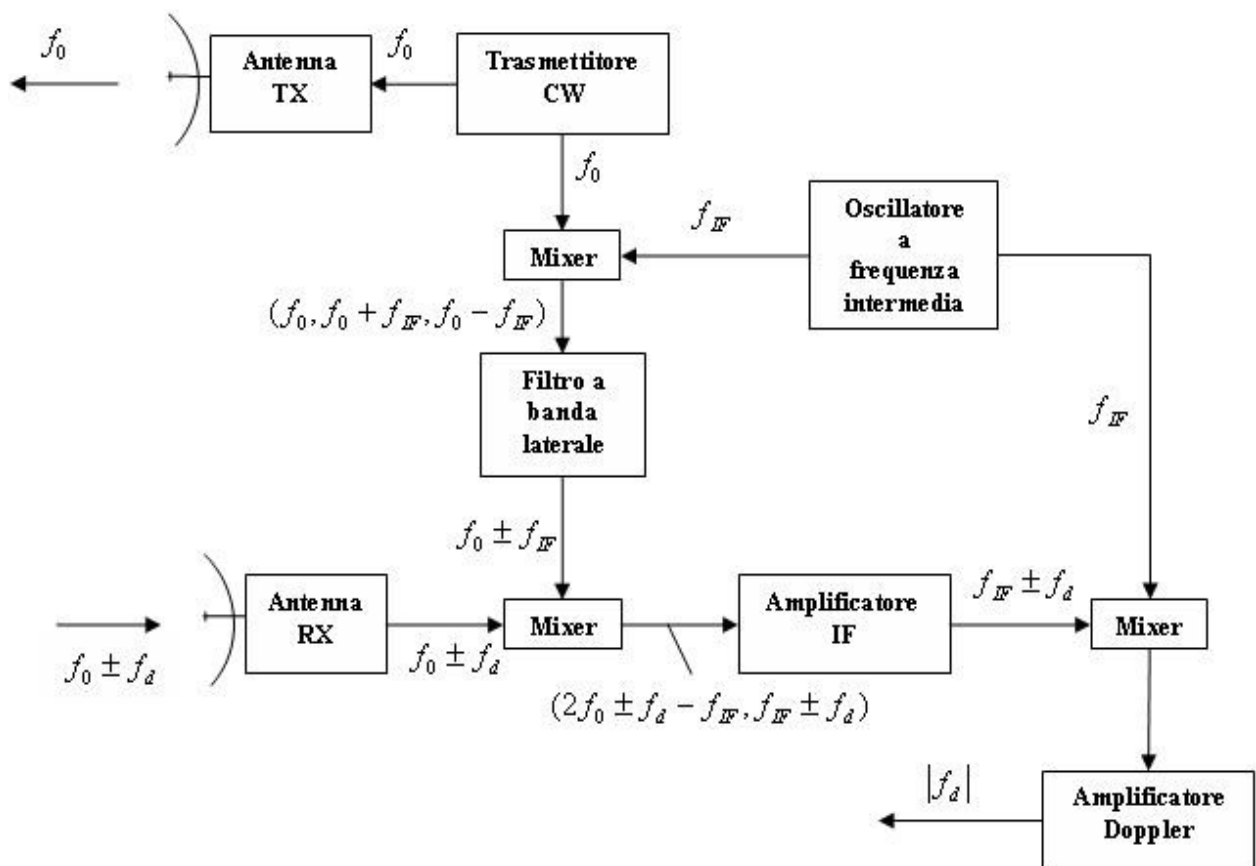


Figura 2.3. Schema a blocchi di un ricevitore eterodina.

Con riferimento alla figura 2.3, l'oscillazione a frequenza intermedia f_{IF} viene mandata in un mixer insieme all'oscillazione a frequenza f_0 . All'uscita del mixer avremo oscillazioni centrate su f_0 e $f_0 \pm f_{IF}$. Un filtro che mi selezioni le bande di mio interesse, ovvero la frequenza somma o quella differenza, è necessario quindi in cascata al mixer. Quindi in ingresso al mixer in cascata

all'antenna ricevente ci sarà il segnale ricevuto $f_0 \pm f_d$ e la frequenza proveniente dal filtro passa banda. L'amplificatore a frequenza intermedia, successivamente, opera un filtraggio e un'amplificazione del segnale a frequenza $f_{IF} \pm f_d$. Quest'ultimo entra, insieme alla frequenza proveniente dall'oscillatore a frequenza intermedia, nel terzo mixer, il quale darà in uscita la frequenza doppler generata dal bersaglio.

2.2.2 Isolamento tra trasmettitore e ricevitore.

A causa dello scarso isolamento tra trasmettitore e ricevitore, alla potenza della porzione attenuata del segnale trasmesso, che entra nel ricevitore, si possono aggiungere altre potenze "indesiderate", derivanti da diverse cause e che possono danneggiare il sistema ricevente portando i componenti più sensibili in saturazione. Una di queste è il "leakage" (letteralmente "perdita"). Si tratta di esuberi di potenza, che si possono avere nello "spillaggio" del segnale di riferimento da introdurre nel mixer. In caso di leakage, infatti, nel mixer entra una potenza di segnale di riferimento maggiore di quella necessaria, che nei casi più lievi può dare luogo a bersagli fittizi a distanza nulla mentre i lobi laterali (sempre della potenza del segnale) potrebbero mascherare altri bersagli reali. Nei casi più gravi potrebbe portare al danneggiamento fisico del mixer.

Tra le altre potenze indesiderate che entrano in gioco nel ricevitore vi sono le potenze di rumore legate alla generazione del segnale stesso. Tutti i klystron, i triodi, le sorgenti a stato solido ecc. generano rumore su bande che si possono estendere ben oltre qualsiasi frequenza doppler concepibile. Questo rumore influenza il segnale fondamentalmente agendo in due modi: generando una modulazione di ampiezza o una modulazione di fase e frequenza indesiderate. In genere la componente di rumore modulata in ampiezza è di molti decibel inferiore rispetto a quella modulata in frequenza. La prima è eliminabile facendo ricorso a limitatori, a mixer bilanciati e con altri accorgimenti. Il rumore FM invece è quello che maggiormente affligge i radar CW. Per quanto un filtraggio, atto all'eliminazione di questo rumore, sia accurato, è fuori di dubbio che una parte del segnale utile in ricezione venga perso. Per eliminare o, almeno, ridurre questo tipo di problemi si deve cercare di progettare oscillatori con una bassa componente di rumore.

Un altro fattore di disturbo lo si può incontrare nei radar CW monostatici. Utilizzando un'unica antenna per ricevere e per trasmettere, infatti, l'inevitabile disadattamento che l'antenna presenta con lo spazio libero, genera, per riflessione, delle onde che rientrano nella guida d'onda, andando a disturbare e modificare la frequenza e la fase del segnale ricevuto, impedendo nei casi più gravi la rivelazione del bersaglio stesso. La soluzione più banale di questo inconveniente è la separazione delle due antenne, che, se non sufficientemente distanti, potrebbero subire interferenze legate ai lobi

lateralmente dell'antenna in trasmissione. Per eliminare questi ultimi si potrebbe interporre tra le due antenne un rivestimento in materiale anecoico che assorba l'energia elettromagnetica proveniente dall'antenna in trasmissione, migliorandone l'isolamento. Se invece volessi mantenere la configurazione monostatica del mio sistema, allora un accorgimento per risolvere il problema delle onde di disturbo è quello di utilizzare un cancellatore adattativo di frequenza riflessa, che generi volontariamente una replica del segnale trasmesso di uguale ampiezza ma fase opposta in modo da causare una interferenza distruttiva che vada a eliminare le componenti indesiderate.

2.2.3 Recupero del segno della velocità radiale.

In molte applicazioni radar è importante riuscire a determinare il segno della frequenza Doppler in uscita dal ricevitore e, di conseguenza, il segno della velocità radiale relativa del bersaglio rispetto all'antenna. Come si è visto in precedenza usando l'ultimo mixer prima dell'amplificatore Doppler per riportare il segnale in banda base, si perde l'informazione associata al segno della f_d . Per risolvere questo problema e quindi avere informazioni circa la velocità relativa del bersaglio si utilizza un convertitore in banda base a doppio canale come quello mostrato in figura 2.4.

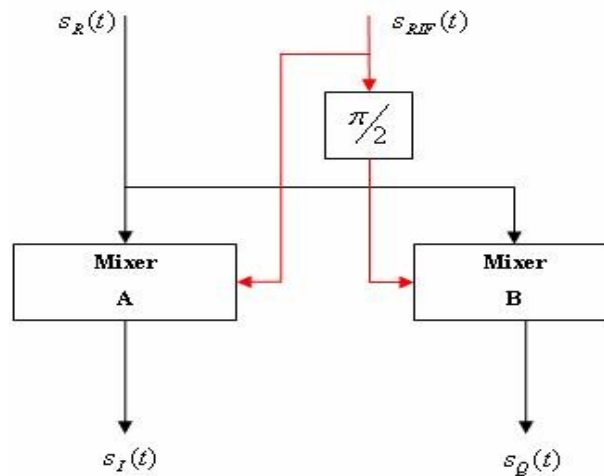


Figura 2.4. Convertitore a doppio canale.

Con riferimento alla figura 2.4 andiamo a vederne il funzionamento. I due segnali $s_R(t)$ e $s_{RIF}(t)$ in ingresso al convertitore sono rispettivamente il segnale ricevuto e il segnale di riferimento a frequenza intermedia:

$$s_R(t) = A \cos(2\pi(f_{IF} \pm f_d)t + \varphi_0),$$

$$s_{RIF}(t) = B \cos(2\pi \cdot f_{IF}t).$$

In ingresso al mixer A avremo quindi questi due segnali inalterati mentre in ingresso al mixer B avremo sempre $s_R(t)$, mentre il segnale di riferimento, $s_{RIF}(t)$, entrerà sfasato di $\pi/2$:

$$s_{RIF}'(t) = B \cos(2\pi \cdot f_{IF}t + \pi/2) = B \text{sen}(2\pi \cdot f_{IF}t).$$

In uscita dal mixer A avremo quindi una componente, detta in fase, $s_I(t)$ e dal mixer B una componente, detta in quadratura, $s_Q(t)$. Effettuando un filtraggio passa basso di queste due componenti otterremo in uscita dal sistema un fasore che darà le informazioni riguardanti il segno della frequenza Doppler e di conseguenza le informazioni sulla velocità radiale e quindi sull'allontanamento o avvicinamento del bersaglio.

In particolare avrò:

- $f_d > 0$ se la componente in quadratura è in anticipo rispetto al canale in fase;
- $f_d < 0$ se la componente in quadratura è in ritardo rispetto alla componente in fase.

2.3 Radar ad onda continua modulati in frequenza (FMCW).

Come il nome suggerisce, i radar ad onda continua modulati in frequenza (che per semplicità chiameremo FMCW) permettono di ottenere informazioni sulla distanza del bersaglio modulando in frequenza un'onda continua. L'utilizzo di questa tecnica in principio era limitato solo a un ristretto numero di applicazioni, come i radar altimetri e i radar di inseguimento. Da qualche anno invece l'interesse verso questo tipo di trasmissione radar si sta rinnovando fondamentalmente per tre motivi principali. In primo luogo il vantaggio maggiore dei radar FMCW è che questo tipo di modulazione è ampiamente compatibile con un'ampia varietà di componenti allo stato solido. In secondo luogo la misurazione delle frequenze necessaria ad ottenere le informazioni sulla distanza può essere effettuata in maniera digitale, usando processori basati su tecniche di Fast Fourier Transform (FFT). Un terzo motivo, che non è sicuramente da trascurare, per cui questi sistemi sono tornati di attualità è che i segnali da essi generati sono difficilmente individuati dai convenzionali sistemi di intercettazione.

Le modulazioni applicabili all'onda continua possono essere di diversa forma. In genere però le più usate sono quelle lineari e sinusoidali, che sono tra l'altro quelle più sfruttate in passato. Quelle lineari in particolare sono però le più versatili e si prestano all'utilizzo di processori FFT per ottenere le informazioni in distanza dei bersagli. Ed è proprio per questo motivo che il rinnovato interesse verso queste tecniche si è concentrato in maggior misura sulle modulazioni lineari.

2.3.1 Principio di funzionamento.

2.3.1.1 Caso di bersaglio stazionario.

In un radar FMCW la frequenza del segnale trasmesso è una funzione nota del tempo. Supponiamo per il momento che si tratti di una modulazione lineare e quindi di trasmettere un segnale continuo con una frequenza crescente linearmente al passare del tempo, come mostrato in figura 2.5.

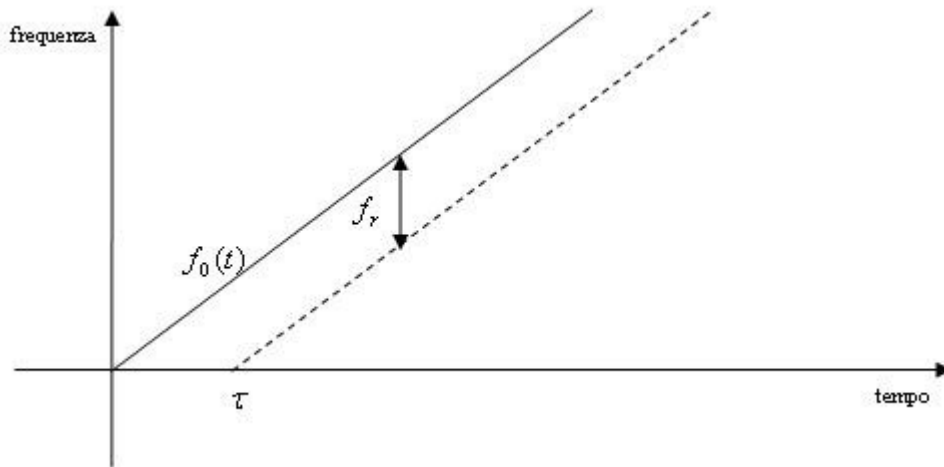


Figura 2.5. Modulazione lineare delle frequenze.

Con riferimento alla figura 2.5, la linea a tratto continuo rappresenta il segnale trasmesso, $f_0(t)$. Se nelle vicinanze del radar è presente un bersaglio stazionario a distanza R , esso una volta investito dall'onda e.m. retrodiffonderà una eco di ritorno, rappresentata dalla linea discontinua, che giungerà al ricevitore dopo un tempo $\tau = 2R/c$, dove c è la velocità della luce. Se il segnale ricevuto è una copia esatta di quello trasmesso, ponendo entrambi in ingresso ad un mixer da cui venga prelevato il segnale differenza, in uscita si ottiene un segnale a frequenza costante f_r , che in assenza di spostamento Doppler riesce a darci una misura della distanza del bersaglio tramite la relazione:

$$f_r = \frac{2R}{c} \cdot \frac{df_0(t)}{dt}.$$

Ovviamente per motivi pratici non si riesce a far variare la frequenza linearmente all'infinito. Per questo motivo in molti casi si predilige l'utilizzo di modulazioni triangolari. In figura 2.6 (a) sono rappresentati con tratto continuo l'andamento del segnale trasmesso e con tratto discontinuo l'andamento di quello ricevuto, entrambi in funzione del tempo. Nella figura 2.6 (b) è invece

rappresentato in modulo l'andamento della frequenza del segnale in banda base all'uscita di un mixer, che ha come ingressi l'eco e una copia del segnale trasmesso. Tale frequenza prende il nome di frequenza di battimento, $f_b(t)$. Quest'ultima risulta essere costante tranne che su un intervallo di tempo pari a τ . Se con $1/f_m$ indichiamo il periodo di ripetizione dell'onda triangolare e con ΔF l'ampiezza dell'onda, allora, tramite considerazioni geometriche elementari, avremo che il modulo della frequenza di battimento sui tratti costanti sarà:

$$f_r = \frac{4R \cdot f_m \cdot \Delta F}{c} \Rightarrow R = \frac{c}{4 \cdot f_m \cdot \Delta F} \cdot f_r$$

Quindi una misura della f_r mi consente di ricavare le informazioni sulla distanza del mio bersaglio stazionario. Ovviamente l'accuratezza della misura di R dipende da quanto accurata è la misurazione della f_r .

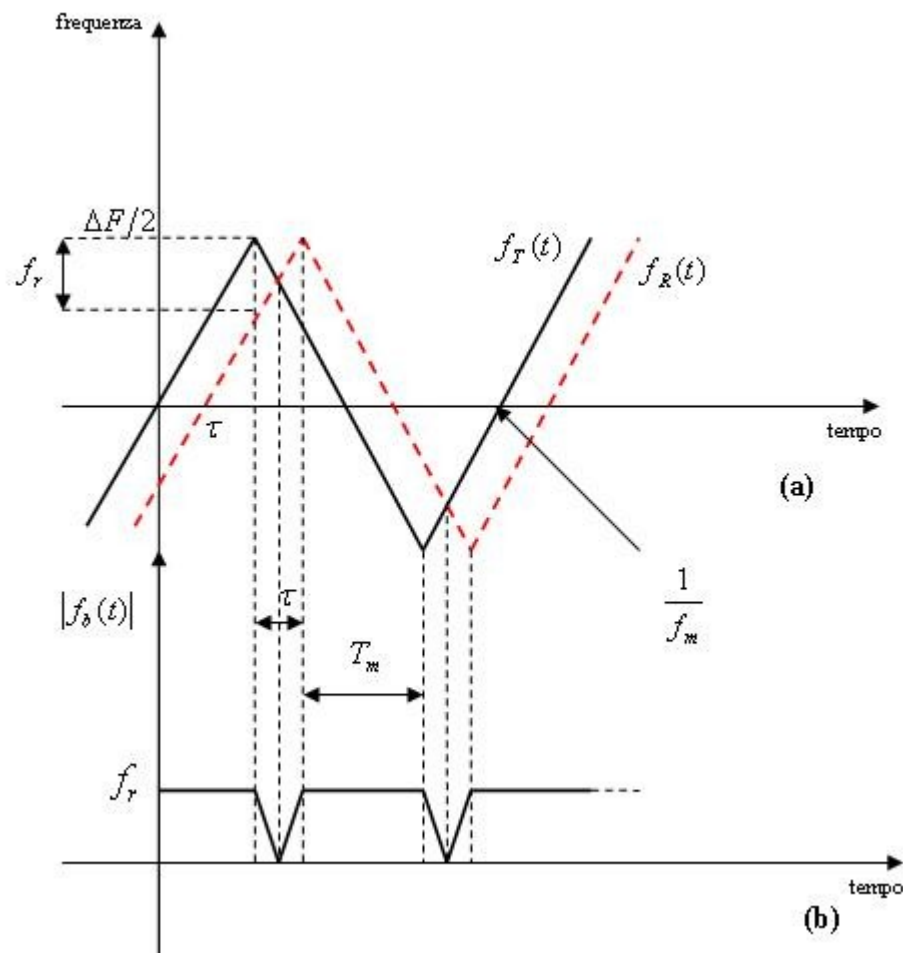


Figura 2.6. (a) Modulazione triangolare, (b) modulo della frequenza di battimento.

Dalla figura 2.6 si vede che il tempo T_m in cui la frequenza di battimento rimane costante e, quindi, in cui posso apprezzare la f_r , dipende da τ ed è:

$$T_m = \frac{1}{2 \cdot f_m} - \tau = \frac{1}{2 \cdot f_m} - \frac{2R}{c} = \frac{c - 4R \cdot f_m}{2 \cdot f_m \cdot c}.$$

La risoluzione con cui si riesce a misurare f_r è:

$$\Delta f_r = \frac{1}{T_m} = \frac{2 \cdot f_m \cdot c}{c - 4R \cdot f_m},$$

pari a una risoluzione in distanza di

$$\Delta R(R) = \frac{c}{4 \cdot f_m \cdot \Delta F} \cdot \Delta f_r,$$

da cui, sostituendo la relazione trovata precedentemente per Δf_r , si ha:

$$\Delta R(R) = \frac{c}{4 \cdot f_m \cdot \Delta F} \cdot \frac{2 \cdot f_m \cdot c}{c - 4R \cdot f_m} = \frac{c^2}{2\Delta F(c - 4R \cdot f_m)},$$

in cui si può notare come nel termine tra parentesi al denominatore si possa trascurare il valore $4R \cdot f_m$, piccolo rispetto a c , ottenendo un valore della risoluzione in distanza indipendente dalla distanza stessa:

$$\Delta R \cong \frac{c}{2\Delta F},$$

dove, ricordiamolo, il valore ΔF non è altro che la banda del segnale modulante, nonché la banda del segnale trasmesso. Dalla relazione precedente si evincono, quindi, due considerazioni. La prima è che la risoluzione in distanza migliora all'aumentare di ΔF , ovvero della banda del segnale trasmesso. La seconda è che se la distanza R del segnale è molto elevata, cosa che avviene nei radar OTH, allora il termine $4R \cdot f_m$, che in precedenza avevamo trascurato rispetto a c , inizia ad avere il suo peso, peggiorando quindi la risoluzione. Questo non è in realtà un grosso problema, infatti per distanze elevate si possono anche accettare risoluzioni peggiori.

2.3.1.2 Caso di bersaglio in movimento.

Consideriamo ora un bersaglio che si muove con una velocità relativa radiale, v_r , rispetto al radar. L'onda e.m. da quest'ultimo prodotta, una volta investito il bersaglio, ritornerà con una frequenza

maggiore o minore, a seconda che il bersaglio sia in avvicinamento o in allontanamento, rispettivamente, di quella trasmessa, di una quantità

$$f_d = \frac{2 \cdot f_0}{c} \cdot v_r.$$

Possiamo distinguere quattro casi fondamentali:

- 1) $f_d > 0, |f_d| < f_r$;
- 2) $f_d < 0, |f_d| < f_r$;
- 3) $f_d > 0, |f_d| > f_r$;
- 4) $f_d < 0, |f_d| > f_r$.

Dove f_r è la frequenza vista nel caso di bersaglio stazionario. La situazione presente al punto 1 è quella rappresentata nella figura 2.7, da dove possiamo notare come, in questo caso, la frequenza di battimento presenta due valori in cui rimane costante: f_a e f_b .

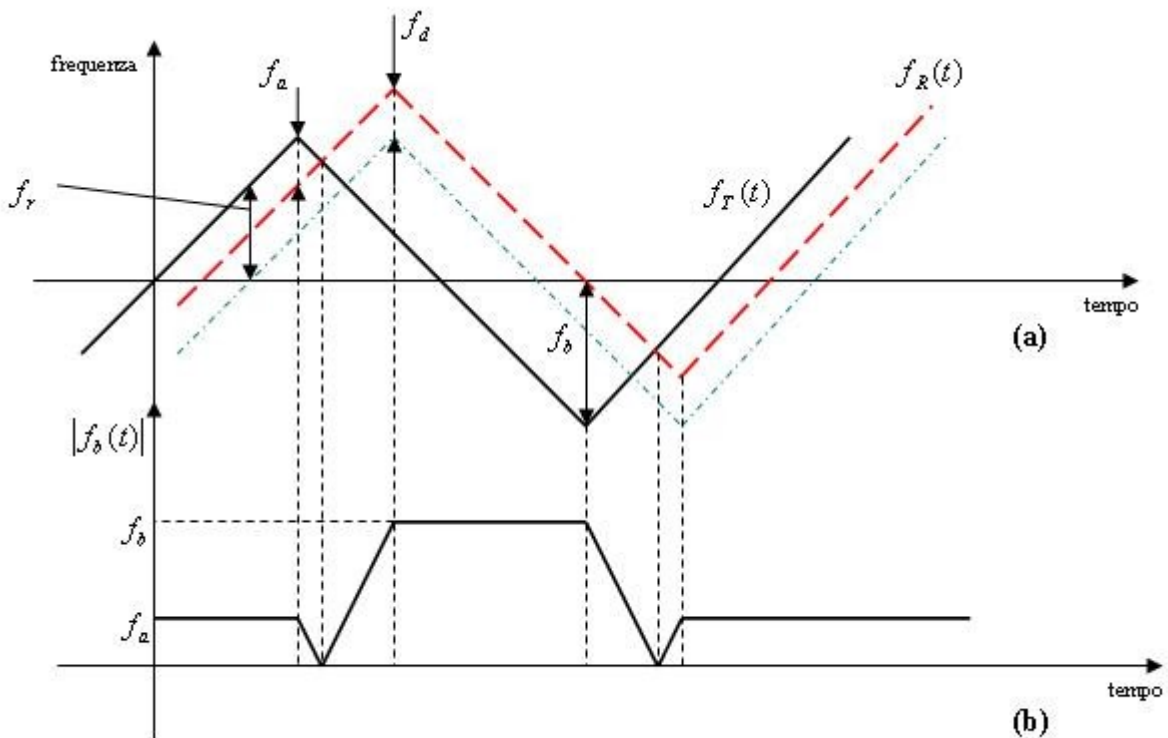


Figura 2.7. (a) Modulazione triangolare e (b) frequenza di battimento nel caso di bersaglio in movimento.

Si vede chiaramente che questi valori sono dati dalle relazioni:

$$f_a = f_r - f_d,$$

$$f_b = f_r + f_d.$$

Misurando f_a e f_b si ottiene tramite semplici calcoli:

$$f_r = \frac{f_a + f_b}{2},$$

$$f_d = \frac{f_b - f_a}{2}.$$

E, quindi, tramite le formule usate in precedenza nel caso stazionario e nel caso di radar CW non modulato, si possono ricavare la distanza e la velocità radiale del bersaglio sotto esame.

È facile verificare che nel caso relativo al punto 2 ($f_d < 0$, $|f_d| < f_r$) le due equazioni precedenti, per il calcolo di f_r e di f_d sono ancora valide.

Per quanto riguarda i punti 3 e 4, in cui $|f_d| > f_r$, le relazioni precedenti invece risultano invertite, ovvero:

$$f_r = \frac{f_b - f_a}{2},$$

$$f_d = \frac{f_a + f_b}{2}.$$

Nasce quindi il problema di quale sia la regola tra le due da utilizzare per il calcolo di f_r e di f_d , note f_a e f_b . A tal proposito si deve osservare che nella maggior parte dei casi pratici $|f_d| < f_r$, quindi la regola da applicare sarà quella valida per i punti 1 e 2.

Nel caso in cui ci sia la presenza contemporanea di più bersagli stazionari, in uscita dal mixer si avranno più frequenze f_r . Se il sistema è lineare ci sarà una componente frequenziale relativa ad ogni bersaglio, misurando la quale si può determinare la distanza del bersaglio stesso.

La misura delle frequenze può essere effettuata usando un banco di filtri a banda stretta, oppure un unico filtro regolabile.

Nel caso di più bersagli mobili oppure in caso di modulazioni non lineari il problema può diventare estremamente complicato.

2.3.2 Atri tipi di modulazione.

Abbiamo esaminato fin ora esclusivamente una modulazione FM di tipo triangolare, ma le modulazioni con cui si può modellare l'onda trasmessa sono molteplici e possono essere lineari e non. Le modulazioni lineari possono essere ottenute in diversi modi. Quello più comune e immediato è usare un Voltage Controlled Oscillator (VCO). Quest'ultimo, pilotato da una tensione che varia linearmente con il tempo, produce in uscita una caratteristica frequenza-tensione anch'essa lineare. È comunque difficile ottenere caratteristiche rigidamente lineari. Questo perché gli oscillatori sono molto sensibili alle variazioni di temperatura, anche se molto piccole (inferiori al grado centigrado), e uno scempenso di temperatura può generare spostamenti di frequenza. Inoltre questi componenti risentono anche del loro invecchiamento. Per poter ottenere delle caratteristiche lineari si preferisce lavorare con campioni digitali. Essi vengono generati in base alla forma d'onda da realizzare, immagazzinati in una memoria e successivamente, prelevati ciclicamente con una frequenza opportuna. La modulazione lineare più diffusa è quella *chirp*. Essa in un radar FMCW, venendo ripetuta con un duty cycle del 100% dà origine a una forma d'onda a dente di sega, sulla quale si possono applicare le stesse considerazioni viste in precedenza per l'onda triangolare (che peraltro può essere interpretata come due modulazioni chirp, up-chirp e down-chirp messe in sequenza). La differenza sostanziale tra la modulazione chirp e quella triangolare è che nel primo caso si possono avere errori di valutazione della frequenza Doppler, che può essere interpretata come errore di distanza dell'eco. Nonostante, però, questo possa essere vero per una singola spazzata radar, una sequenza di echi generati da successive spazzate riesce a fornire senza ambiguità le informazioni cinematiche del bersaglio.

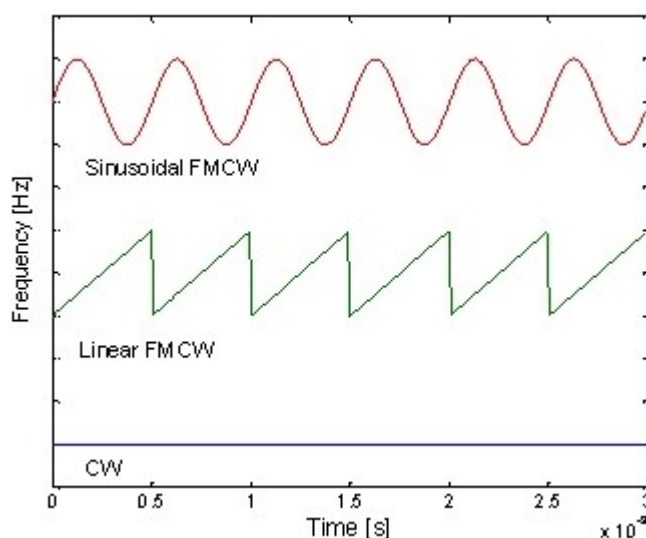


Figura 2.8. Modulazioni FM più comuni.

Nel caso in cui il radar venga impiegato per rivelare un solo bersaglio, non è necessario usare una modulazione lineare. Questo è un grosso vantaggio dal momento che una modulazione sinusoidale, ad esempio, è più facile da realizzare.

Supponiamo di utilizzare una modulazione sinusoidale per la mia forma d'onda. Come intuitivamente si può notare, in caso di presenza di un bersaglio stazionario la frequenza di battimento non sarà più costante ma sarà una funzione del tempo. Tuttavia si può dimostrare che in valor medio si ottiene una f_r che può essere adoperata per il calcolo della distanza come per le modulazioni lineari. Andiamo a vedere come.

Assumiamo che la frequenza del segnale trasmesso sia:

$$f_T(t) = f_0 + \frac{\Delta F}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f_m \cdot t),$$

dove ΔF rappresenta la banda del segnale.

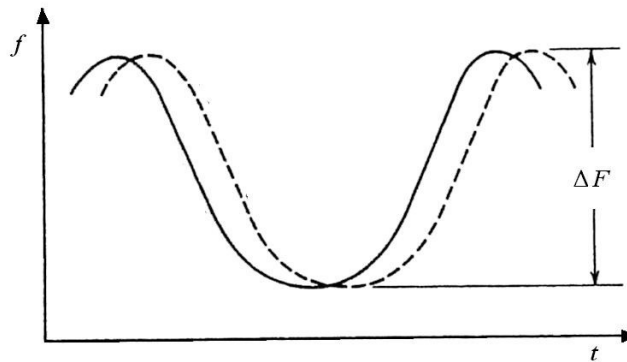


Figura 2.9. Esempio di modulazione sinusoidale. Con tratto continuo è rappresentato il segnale trasmesso, con tratto discontinuo il segnale ricevuto, prodotto da un bersaglio stazionario.

La frequenza del segnale ricevuto nel caso di presenza di bersaglio stazionario a distanza R , sarà ritardata nel tempo di $\tau = 2R/c$ secondi e può essere quindi scritta come:

$$f_R(t) = f_0 + \frac{\Delta F}{2} \cdot \cos(2\pi \cdot f_m \cdot (t - \tau)).$$

Il segnale ricevuto e quello trasmesso vengono al solito messi in ingresso ad un mixer alla cui uscita viene prelevato il segnale differenza:

$$f_R(t) - f_T(t) = \frac{\Delta F}{2} \cos(2\pi \cdot f_m \cdot t) [\cos(2\pi \cdot f_m \cdot \tau) - 1] + \frac{\Delta F}{2} \sin(2\pi \cdot f_m \cdot t) \cdot \sin(2\pi \cdot f_m \cdot \tau).$$

Dal momento che quasi sempre risulta $\tau \ll 1/f_m$, dove con $1/f_m$ al solito abbiamo indicato il periodo di ripetizione dell'onda, possiamo effettuare le seguenti approssimazioni:

$$\sin(2\pi \cdot f_m \cdot \tau) \cong 2\pi \cdot f_m \cdot \tau,$$

$$\cos(2\pi \cdot f_m \cdot \tau) \cong 1.$$

Da queste risulta che la frequenza di battimento in modulo è data da:

$$|f_b(t)| = |f_T(t) - f_R(t)| \cong \Delta F \cdot f_m \cdot \pi \cdot \tau \cdot |\sin(2\pi \cdot f_m \cdot t)|$$

e andando a calcolarne il valor medio si ottiene infine:

$$\langle |f_b(t)| \rangle = 2\Delta F \cdot f_m \cdot \tau = \frac{4R \cdot f_m \cdot \Delta F}{c}.$$

Sebbene in questo esempio si sia assunto un tipo di modulazione sinusoidale, si può dimostrare, in maniera analoga, che anche altri tipi di forma d'onda possono essere usati per la modulazione. La distanza R sarà, anche in questi casi, proporzionale al valor medio della frequenza di battimento calcolata su un ciclo di modulazione.

Nel caso in cui il bersaglio generi anche una frequenza Doppler, ovvero sia in movimento, il calcolo di quest'ultima si potrà sviluppare in maniera analoga a quella vista per la modulazione lineare.

2.3.3 Vantaggi nell'uso delle forme d'onda FMCW.

A differenza dei tubi a vuoto, i dispositivi a stato solido, a causa della loro dimensione fisica ridotta, sono incapaci di lavorare con picchi di potenza elevati, per cui presentano prestazioni migliori nel gestire forme d'onda continue. Proprio per questo motivo una forma d'onda FMCW, essendo appunto una forma d'onda continua, è più ampiamente compatibile con questi dispositivi di un radar a impulsi.

Per sistemi che lavorano a potenze basse, la FMCW permette senza dubbio la più semplice realizzazione del transceiver che ogni radar in grado di stimare la distanza possa avere.

Uno svantaggio che i trasmettitori allo stato solido possono avere è la loro bassa potenza di conversione corrente-frequenza, ma questo non rappresenta un problema per un sistema a bassa potenza, come i radar FMCW.

Un altro vantaggio dei radar FMCW è dovuta principalmente al prodotto tempo ampiezza di banda estremamente alto per questi sistemi, che rende questi sistemi resistenti all'intercettazione da parte delle Electronic Support Measure (ESM). Questo perché non è molto pratico adattare i ricevitori ESM alle variazioni continue di frequenza della spazzata radar.

Inoltre il fatto che la forma d'onda di un FMCW sia deterministica rappresenta un vantaggio nell'eliminazione delle interferenze, in quanto permette di effettuare predizioni abbastanza accurate sulla forma che il segnale in ingresso al ricevitore deve avere. Questo consente di eliminare con buona precisione i segnali di disturbo non correlati al segnale ricevuto. Poiché i radar FMCW sono così difficili da rilevare, a un potenziale jammer risulterà virtualmente impossibile misurare i parametri del segnale FMCW con sufficiente accuratezza da adattare la forma da lui generata a quella generata dal radar.

Su questo tipo di radar è anche possibile implementare, al pari di quanto avviene nei radar a impulsi, un Sensitivity Time Control (STC). Si tratta di una tecnica basilare in ogni radar impulsivo, che permette di discriminare i bersagli più lontani dal radar, dal clutter, controllando la dinamica in distanza del segnale di ritorno, al fine di contrastare il decadimento della potenza del segnale, decadimento proporzionale a R^4 , all'aumentare della distanza. Nei radar FMCW questa tecnica viene implementata nel dominio della frequenza, essendo la distanza del bersaglio misurata in funzione della frequenza stessa.

2.3.4 Il radar PILOT.

Per chiarire meglio quanto sopra esposto, andiamo ora a considerare, a titolo esemplificativo, un'applicazione pratica dei radar FMCW: il radar PILOT.

Il radar PILOT (Philips Indetectable Low Output Transceiver), sviluppato dai Philips Research Laboratories in collaborazione con Bofors e Signaal, è un radar di navigazione tattico che lavora in banda X, trasmettendo mediante un trasmettitore allo stato solido della potenza di 1 W, garantendo al radar una bassa probabilità di intercettazione. Le sue performance sono comparabili con quelle di un radar a impulsi convenzionale che trasmette con una potenza di 10-20 kW.

È stato progettato per essere usato durante operazioni militari navali dove è richiesta una accurata precisione per la navigazione anche in condizioni meteorologiche avverse, per portare a termine la missione della nave. L'utilizzo della FMCW è stato scelto per questo radar per essere tatticamente non rivelabile, nel senso che il PILOT non può essere rilevato da sistemi ESM ad una distanza che renda significativa tatticamente la sua scoperta. Questo è ottenuto grazie all'uso di una forma d'onda FMCW, che dà una spazzata in frequenza di circa 10 Mhz e un tempo di spazzata di 1ms. Si ha così un prodotto ampiezza di banda-tempo pari a 10000.

Il PILOT può rivelare un bersaglio, come ad esempio una piccola nave, che abbia una radar cross section di 100 m², in spazio libero ad una distanza di 17 km, mentre le ESM possono riuscire a rivelare la presenza del PILOT solo ad una distanza di 2.5 km, quindi molto dopo che il PILOT sia

riuscito a rivelare la struttura su cui sono installate le ESM. Per questo si dice che il PILOT è “tatticamente irrilevabile”.

La bassa potenza di trasmissione del PILOT è compensata da un banda in ricezione di 1 kHz, mentre i sistemi ESM devono essere sensibili a emissioni a qualsiasi frequenza e provenienti da tutte le direzioni. Tuttavia le ESM sono capaci di rivelare un tipico radar a impulsi di navigazione con una potenza di picco di 10 kW ad una distanza, in spazio libero, di 250 km.