

# Tecniche EM 4

TECNICHE EM : APPUNTI

È un corso sull'acquisizione dell'informazione.

Acquisizione con tecniche elettromagnetiche di informazione anche a distanza.

Il quale rischio è la storia e bisogna conoscerlo, altrimenti non è una risorsa.

Francisco Bacon, filosofo, dice che "la natura va conosciuta perché la si può comandare solo se la si abbraccia".

Bisogna conoscere le leggi della natura per comandarle, e il senso delle macchine, perché deve conoscere la fisica e poi sfruttarle per i fini voluti.

Molti dipendenti funzionano in NZOS (New Zone of Sight).

Tre grandi integrazioni: multimedialità (integr. testi-oltri-multimed.), mobilità (cavo-radio), telematice (integrazione con le e intelligenza artificiale).

Multimedialità: tramite Nyquist e Shannon è possibile comporre i segnali. Integrazioni perché prima le reti erano distinte e i terminali dove e come servizi e come funzionano.

Ogni applicazione aveva una rete propria tra loro erano incompatibili. Oggi c'è un'integrazione tra reti e servizi.

Gli operatori forniscono dei moduli di risposta, mentre i vecchi terminali non forniscono risposta, ma direttamente il servizio.

L'atollamento delle reti è molto cambiato. Capetere fa investimenti e gli atollamenti over the top fanno più soldi degli operatori di rete. Oggi sono gli organismi indipendenti e poi gli standard e non gli operatori.

Si sono però vincoli diretti e secche dell'epilossione, nel vero caso. Ad esempio in BER o ritardo.

le base di internet e le best-effort, e per fare modo che gli obiettivi siano raggiunti, bisogna avere sempre più risorse. Gli operatori iniziano a rientrare.

ACCESS MOBILITY: servono tecniche radio

PERSONAL MOBILITY: servono tecnologie di rete, tipo SIP.

TERMINAL MOBILITY: tecnologie radio e rete, che permette di comunicare con utenti/terminali in movimento.

Nelle terme integrazione c'è l'integrazione delle operazioni elementari: acquisizione, elaborazione e telecomunicazione.

A volte servono a compensare difetti, come gli occhiali; a volte per superare le limitazioni, come binocolo o occhiali a infrarossi. Il binocolo è un improvement, l'infrarosso l'enhancement, perché se fa qualcosa che prima non si poteva fare e non solo migliorarlo. Le macchine integrano tutte e le tre operazioni ogni facendo ciò che può fare il capo umano.

Anche l'uomo fa cose straordinarie, ad esempio la visione stereoscopica usando due immagini fatte.

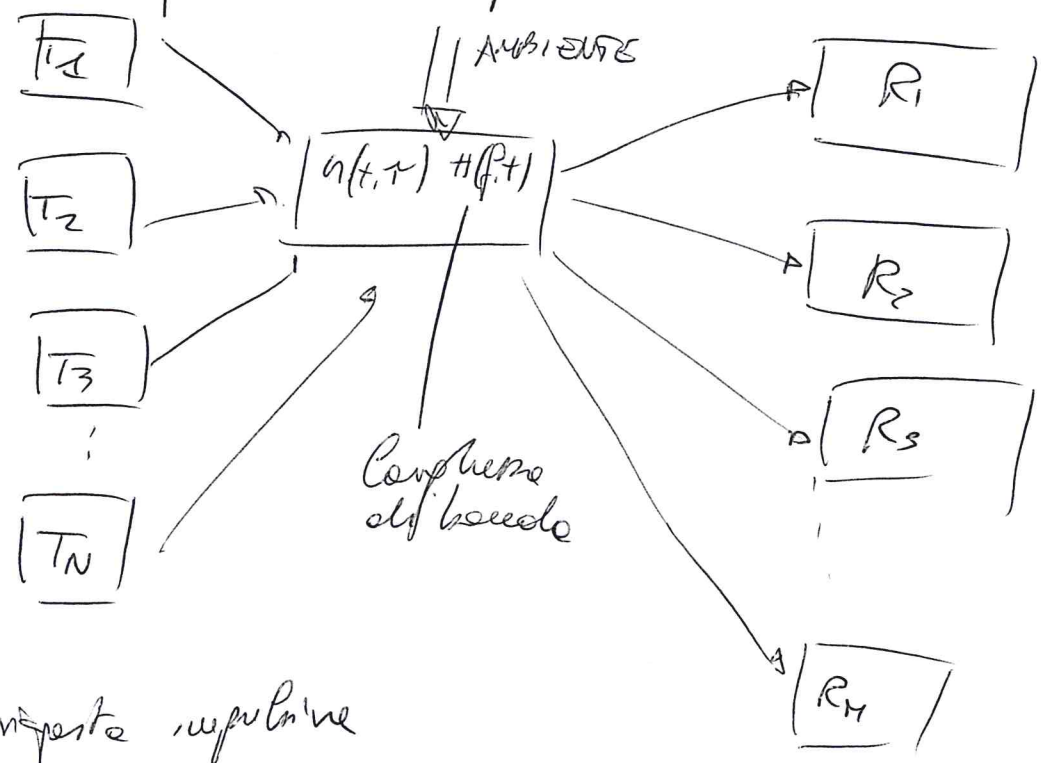
In realtà c'è una parte dimensionale, la memoria. Servire di una foto può essere fatto. Si deve chiedere alla memoria di restituire il dato così com'è, però non è un'operazione perché è solo di trattamento dei dati.

Nell'informatica, prima era solo su un'ora, poi su due, poi su tutte e tre, tipo sistemi di controllo traffico aereo, cioè acquisizione, elaborazione, telecomunicazione.

I sistemi possono essere totalmente passivi, cioè ricevere solo. Caso: sistemi di radiomonitoraggio, che ricevono frequenze già presenti nell'ambiente.

Altri sistemi sono in una seconda categoria, si trasmette e riceve, ma senza che il target cooperi in nessun modo, tipo radar passivo.

Iniziamo ora a discutere del canale radio. Può essere caratterizzato o da una risposta impulsiva o da una funzione di trasferimento. In genere il canale è tempo variante, sono quindi anche le caratteristiche possono variare più o meno rapidamente nel tempo.



$h(t, \tau)$  risposta impulsiva

$H(f, t)$  funzione di trasferimento, variabile nel tempo.

La variabilità del canale può anche fornire le velocità di un ostacolo.

La risposta in un certo punto è ritardata nel tempo di un tempo che dipende dal percorso e dalle velocità di propagazione.

Per la sorgente puntiforme  $S(\underline{r}-\underline{r}')$  eccitata da  $f(t)$

$$u(\underline{r}, t) = \frac{f(\underline{r}', t - R/c)}{4\pi R}$$

Si ha quindi un ritardo nel segnale pari a  $R/c$  e una attenuazione pari a  $\frac{1}{R}$ .

Per misurare la distanza può essere usato sia il ritardo che l'ampiezza.

A seconda delle circostanze può funzionare meglio una o l'altra.  $R$  è detto Range, mentre la sua variazione è detta Range Rate. Questo non è un vettore, quindi non è una velocità, perché è solo uno scalare perché non si conosce la direzione. Servono quindi tre componenti per avere tutto il vettore.

2.05.45

Ossendo l'attenuazione inversamente proporzionale alla distanza si può calibrare su una attenuazione di superficie.

Nell'altro caso serve un riferimento di tempo.

Il sistema resta lineare, perciò il segnale resta lo stesso ma ritardato e attenuato.

La corrispondente risposta impulsiva  $h(t)$  sarà una delta di Dirac con un'attenuazione, delta di Dirac traslata.

$$g(t) = \frac{1}{4\pi R} \cdot \delta(t - R/c) \quad h(t) = \frac{1}{4\pi R} \delta(t - \frac{R}{c})$$

Si può generalizzare nel caso di multipath. Prendi  $h(t) = \sum p_i \delta(t - T_i)$

Si ammette che si formi una sola via che si sparpia liberamente. Nel caso reale, a sua volta, attenuazione aggiuntiva a quella delle potenze mediate costanti. Si osservi quindi per comuni multipath per il fatto che siamo in un caso non libero, e scattering e diffrazione ecc.

Il multipath è un problema non solo una lista

$$h(t) = \sum_i p_i \delta(t - T_i) \quad T_i = R_i/c$$

I canali multipli possono causare delle distorsioni, ma se sfruttati bene portano diversi vantaggi.

Bisogna però saper distinguere il cammino diretto dagli altri.

Il solo diretto avrà solo l'effetto libero, gli altri avranno l'attenuazione aggiuntiva dovuta ai vari percorsi e perciò saranno un po' più attenuati.

Per un canale lineare e tempo variante, per calcolare l'uscita dato l'ingresso

$$y(t) = \int u(\tau) h(t-\tau) d\tau$$

$$y(t) = \int u(t-\tau) h(\tau) d\tau \quad (*)$$

che può essere diretta delle possibilità di esprimere l'ingresso come

$$u(t) = \int u(\tau) \delta(t-\tau) d\tau = \int u(t-\xi) \delta(\xi) d\xi$$

Nella seconda espressione (\*) si ha l'ingresso ritardato di un tempo simile alla risposta di un canale effetto dei canali multipli.

Dato un certo  $s(t)$ , questo non sarà mai una sinusoidale pura di amplitudine infinita, ma segnali di durata limitata e perciò energia finita.

Se ~~non~~ ci sono componenti multipli o effetti distortivi, la durata, pur restando finita non sarà più quella di partenza.

### RADAROMETRIA

Si riceve un echo radio, e inizialmente  $f_0$  una sinusoidale  $A \cos(2\pi f_0 t)$ .

Un risultato è più trovare il segnale, ad esempio per vedere se ci sono alcune frequenze occupate che i usuali dovrebbero esistere su quella banda. Con un sistema fortemente direttivo si può vedere la provenienza. Con più punti di ricezione si può pensare di individuare la posizione in un piano.

Nelle misure delle distanze con superette, ci sono scalloni: veloci, lente e una perdita differente rispetto a quella del vuoto. Bisogna mediare per le oscillazioni e perciò si perde accuratezza. Con antenne direttive si può fare meglio nel trovare la posizione con l'amplitude of arrival. Si può fare anche senza superette ma anche il tempo. L'approccio TOA, Time of arrival.

• Trasmissione e ricezione ed onda continua

Se trasmette  $s(t) = A \cos(2\pi f t)$

in un punto qualunque dello spazio atteso

$p(t) = B \cos(2\pi ft - \phi(t))$  con quindi uno sfasamento dovuto alla propagazione.

$B < A$  perché c'è attenuazione e  $\phi(t)$  è lo sfasamento in generale dipendente dal tempo.  $B$  ha all'interno diversi effetti.

Il tempo, con andata e ritorno zero e doppio

$$r(t) = \frac{2r(t)}{c} \quad r = \text{range funzione del tempo}$$

e ciò corrisponde

$$\phi(t) = 2\pi f r(t) = \frac{2\pi f 2r(t)}{c} = \frac{2\pi f 2r(t)}{c} = \frac{4\pi f r(t)}{c}$$

se misuriamo il tempo si può facilmente ottenere  $r(t)$ , anche se si può avere l'influenza di molti eventi.

Spesso la velocità della luce è molto elevata, si può approssimare e ottenere una relazione come se fosse in una situazione statica per poi aggiungere un effetto al primo ordine.

Perché nella propagazione luminosa, il moto deve essere uniforme e non accelerato in quelle dimensioni temporali.

In tal caso

$$r(t) = r_0 + \left. \frac{dr}{dt} \right|_0 t$$

velocità all'inizio

$\left. \frac{dr}{dt} \right|_0 = v$  range rate, questa non è un vettore, è solo la variazione del range nella direzione dell'orbita, cioè di una componente nella direzione dell'orbita.

Si può scrivere anche

$$\phi(t) = \phi_0 + 2\pi f \frac{2vt}{c} \quad - \frac{2vt}{c} = f \phi \quad \text{VELOCITÀ}$$

$f \phi$  ha le dimensioni di una frequenza.

In questa situazione si ha una frequenza differente, anche se la variazione è di poche decine di Hertz.

Essendo capaci di misurare  $\phi(t)$ , si può così avere la velocità.

Per effettuare la misura

$$\int_0^{T_r} A \cos(2\pi f t) B \cos(2\pi f t - \phi(t)) dt = AB T_r \cos \phi(t)$$

$A \cos(2\pi f t)$  è prodotto costante e perciò è già presente.

$T_r$  deve essere un multiplo del periodo.

Il  $\phi(t)$  è quello precedente.

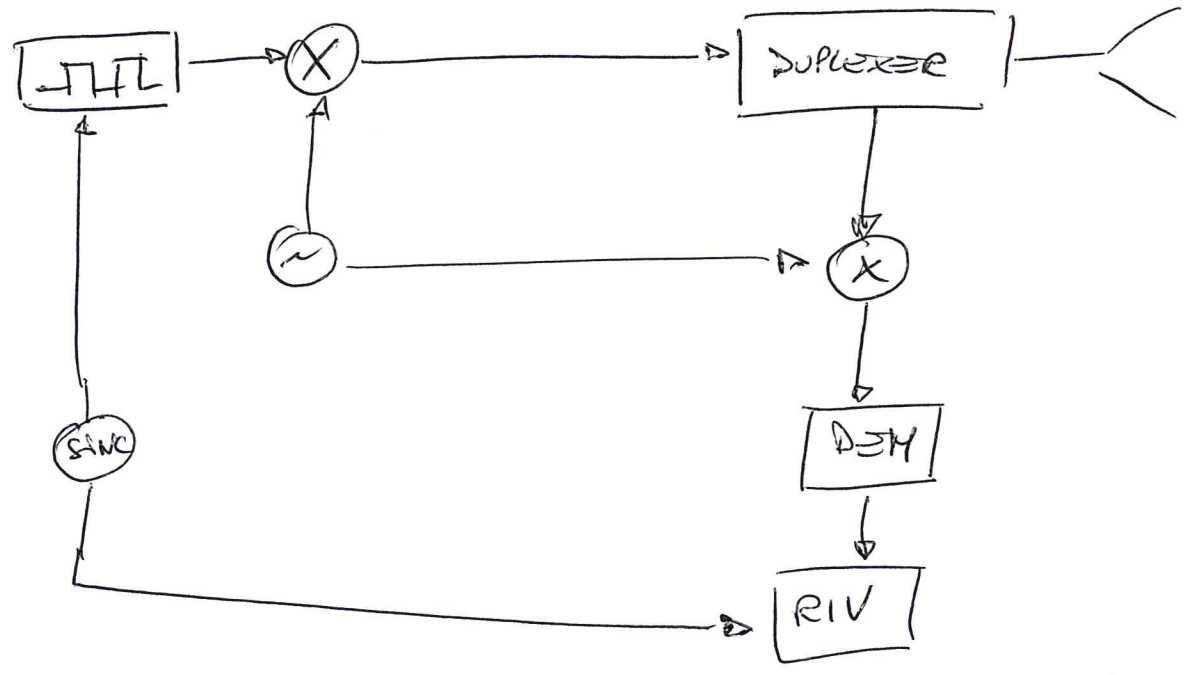
Sebbene il  $\phi$  è nel coseno, ogni  $2\pi$  si possono avere delle indeterminazioni, questo non è accettabile a meno che la distanza sia sicuramente  $< \frac{\lambda}{2}$ , ma non è vero se vogliamo un valore e grande distanza. Ad esempio per valutare la variazione di uno spreco può andare bene.

Si può allora fornire una modulazione ON-OFF in un certo slot temporale. Il principio è che il ritardo è misurato sull'onda modulata e perciò egualmente sulla modulante. In senso lato la velocità di gruppo è uguale a quella di fase e perciò è uguale a quella della luce.



Il principio delle misure del ritardo di gruppo resta valido, per la verità, quale possono essere i segnali più convenienti?

Il modo più comodo, in linea di principio



Il sistema deve comandare quando deve partire l'impulso. Misurando il ritardo si può vedere quanto tempo è passato tra un'impulso e l'altro.

L'ambiguità si toglie se l'eco dell'impulso non possa essere confuso con l'eco dell'altro impulso precedente.

Per il progettore il tempo in modo che gli impulsi vengano emessi quelli di quell'intervallo di tempo, mentre i precedenti risultano sotto la soglia di rumore.

### Duplexer

È molto conveniente per ricezione e trasmissione con lo stesso sistema. Si introduce un dispendio non lineare e non reciproco che quello in ingresso lo perde in uscita, quello in ingresso che fuori lo perde nella parte dell'output per il segnale esterno. È detto, ad esempio, circolatore.

Questo può avere alcuni problemi di effetto, solitamente, cioè non ottiene a sufficienza, considerato, e spesso in un'area il segnale molto forte.

A volte, invece del circolatore, è meglio usare un dispositivo differente. Questo è il duplexer, cioè costituito da switch due o accendino a seconda delle necessità, e in genere del circuito ad un MIX. Il duplexer è comunemente di sincronismo.

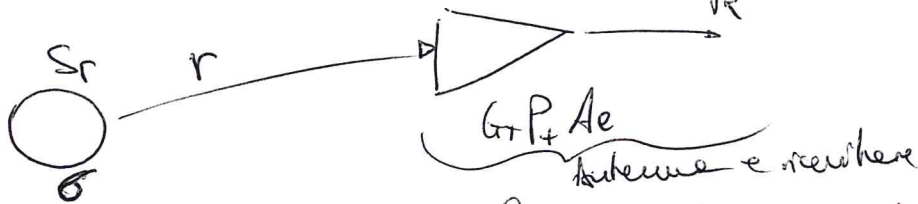
Per l'induzione del ritardo può essere fatta in diversi modi. La soluzione classica è: avere l'onda quadra e avere un'onda ad un filtro molto penetrante che può essere considerato un integratore. Si ottiene una rampa.

Il primo rivelatore è quello a soglia, superata una certa soglia viene rivelato ~~il segnale~~ <sup>il tempo</sup>. Bisogna però risolvere subito il valore di esempio sull'integrazione, allora si inserisce un'amplificatore che se sempre in retromarcia e il valore di esempio sull'onda integratore è costante. La soglia serve ad evitare falsi allarmi e, quando la rampa costante, introduce un ritardo prevedibile sullo scatto dell'output di ritardo.

Nelle realtà, oltre al segnale utile c'è del rumore. Senza rumore i problemi sono pochi. Quando c'è il segnale e il rumore, può provocare problemi: se sufficientemente forte potrebbe anche solo il rumore causare soprastima e causare falso-allarme. Oppure essere agitato e fare le manovre anomale.

### RAMA PRIMARIO: SATELLITE PASSIVO

Il target non vuole coprire. Questo però genera un'onda riflessa



Sul target si può calcolare la distanza di potenza

$$S_0 = P_T G_T / 4\pi r^2$$

Così la densità propaga in spazio libero, ma con direzione un'unica direzione con guadagno  $G_T$

Il target riceve rimettendo delle onde elettromagnetiche.

$\sigma$  = sezione radar

$$\sigma = \frac{ERP_0}{S_0} \quad [m^2]$$

Se il target è investito da una certa densità di potenza, la sua sezione  $\sigma$  nella direzione di eccitazione è una ERP che è la densità di potenza per la sezione (del target, radar con sezione).

Più  $\sigma$  è grande e più riceve nella direzione giusta.

Da questo parte una densità mediata, da collette sul trasmettitore/ricevitore e moltiplicate per l'area efficace  $A_e$

$$P_R = \frac{S_0 \sigma A_e}{4\pi r^2} = \frac{P_T G_T \sigma A_e}{(4\pi r^2)^2}$$

EQ. DEL  
RADAR

Usando poi

~~$$A_e = \frac{4\pi \lambda^2}{G}$$~~

~~$$G = \frac{4\pi \lambda^2}{A_e}$$~~

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff}$$

$$P_{min} = \frac{P_T \sigma A_{eff}^2}{\lambda^2 4\pi r_{max}^2}$$

$$\Rightarrow r_{max} = \left[ \frac{A_e^2 P_T \sigma}{4\pi \lambda^2 P_{min}} \right]^{\frac{1}{4}}$$

PORTATA MAX

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff} \quad r_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_T \sigma A_{eff}^2}{4\pi P_{min} \lambda^2}}$$

$P_{min}$  = potenza minima ricevibile, sensibilità.

Serve potenza con la potenza della distorsione.  
 la potenza ha  $\frac{1}{A^2}$  e il denominatore (dentro  $\frac{1}{4} \Rightarrow \frac{1}{2}$ ), perciò  
 conviene usare il picco.

Funzione di autocorrelazione (temporale)

$$C(\tau) = \int s(t)s(t-\tau) dt$$

Quando l'autocorrelazione è massima, abbiamo la copia  
 "perfetta" di quello in ingresso, o comunque la copia più simile  
 possibile. Il massimo avviene di nuovo il tempo che ha  
 impreso il segnale per tornare al identico.

Questo consente di trovare la distorsione con uno scheme alternativo  
 che si dimostra essere ottimale. Questo funziona a prescindere dal  
 segnale modulante, funziona per qualunque modulazione. A seconda  
 del tipo del segnale si potrà avere più o meno dettaglio e perciò  
 si impiegheranno un po' di parole.  
 È ideale.

Il prodotto scalare di segnali reali è anche spesso come

$$(x, y) \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)y(t) dt$$

Il filtro adattato

Alcune alternative per fare il prodotto scalare.  
 Tale filtro ha risposta impulsiva con  $h(t)$

$$h(t) \triangleq y(T-t)$$

l'uscita  $\bar{e}$

7

$$s(t) \triangleq u(t) \otimes h(t) = \int_0^T u(\tau) u(t-\tau) d\tau$$

$T$  perché l'ingresso  $\bar{e}$  è limitato tra 0 e  $T$ .

Quando  $t=T$

$$s(T) = \int_0^T u(\tau) u(T-\tau) d\tau = \int_0^T u(\tau) y(\tau) d\tau = (u, y)$$

Al giorno d'oggi il filtro adottato è fatto da DSP, mentre prima era fatto da Surface Acoustic Wave.

La funzione di trasferimento del filtro adottato è

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} y(T-t) e^{-j2\pi f t} dt = e^{-j2\pi f T} y^*(f) \quad \text{dove } Y(f) = \int y(t) e^{-j2\pi f t} dt$$

Se il filtro adottato ha in ingresso il segnale a cui è adottato, l'uscita è l'energia del segnale

$$y(t) \otimes h(t) = \int_0^T y(\tau) y(\tau) d\tau = (y, y) = E_y$$

Indipendentemente dalle forme d'onda, l'energia è la stessa per tutti i tipi di segnale, il risultato finale è sempre l'energia.

Il filtro adottato esce da un ettorizzatore. Immaginario di avere un segnale noto e di avere in ingresso di un quadrupolo lineare, questo segnale con appanto del rumore.

Il problema è

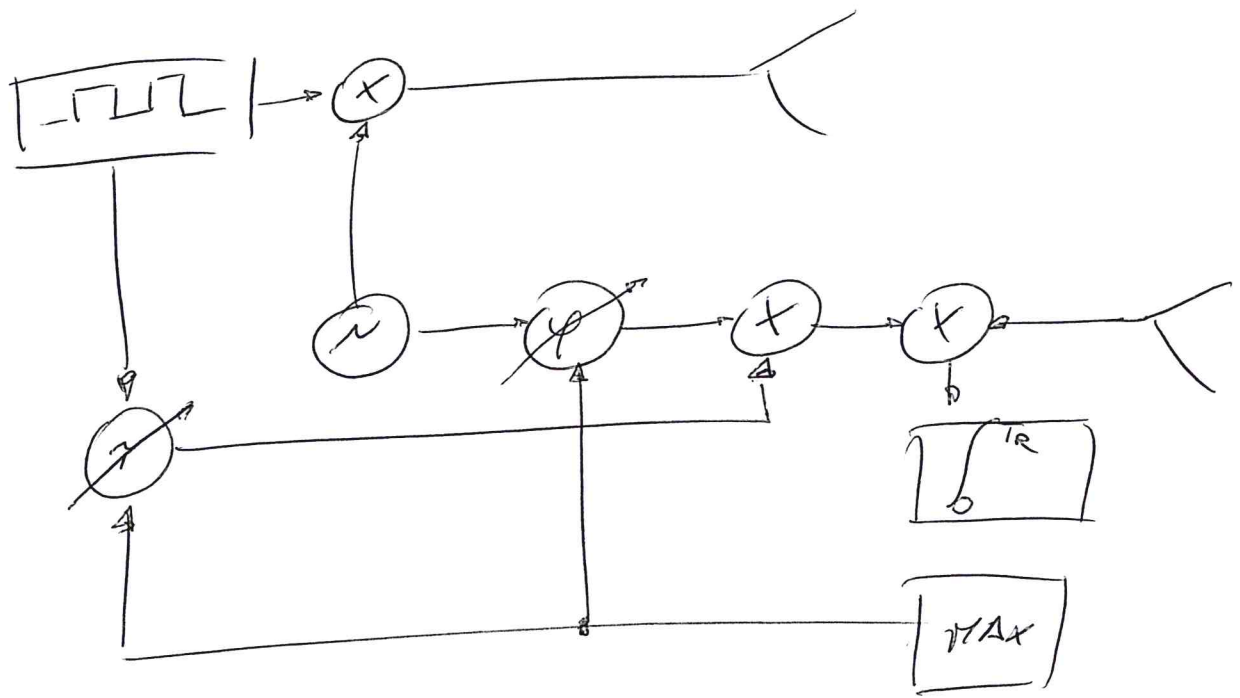
il rumore  $A \sim N(0, N)$ .  
 avendo la possibilità di costruire il quadrupolo al meglio,  
 quello il quadrupolo e la sua risposta in modo tale che  
 minimizzi il rapporto segnale rumore all'istante di  
 massima e cioè all'istante  $T$ .

La risposta al problema di ottimizzazione è il filtro  
 adattato, cioè un quadrupolo la cui risposta impulsiva sia  
 adattata al segnale da ricevere.

Qualunque operazione è quindi fatta nelle condizioni  
 ottimali con un rumore  $A \sim N(0, N)$ . Se lo confrontiamo  
 con una soglia, quello fatto è il meglio che possiamo fare  
 tale rumore ( $A \sim N(0, N)$ ). cioè l'effetto del rumore è il minimo  
 possibile.

Il rapporto  $\frac{S}{N}$  è lo stesso per tutti i segnali con la stessa  
 energia. Il valore vale  $\frac{E}{N_0} = \frac{S}{N}$

lo schema è ottimo e porta al minimo errore possibile



Il rumore si può dipendere ogni tipo di segnale, questo si è il modo  
 migliore

Questo diagramma a blocchi vale per ogni segnale ed estrae la massima potenza, il rapporto  $\frac{S}{N}$  è il massimo possibile e dipende solo dal rumore col segnale e non dalla forma d'onda, con rumore gaussiano bianco.

Quello che stiamo cercando di fare è la stima di un parametro elettrico. Si deve immaginare che esista il valore vero e che veniamo sapere questo valore. Il problema è che non possiamo conoscere direttamente questo parametro, perché questo è in realtà occupato in una situazione in cui è presente una qualche causa di interferenza.

Si può anche confrontare il parametro con la presenza del disturbo. Facendo la relazione, non si può dire di aver rivelato soltanto il parametro, ma c'è anche il disturbo.

La stima del parametro è il problema fondamentale della misura. La scelta della struttura deve essere fatta in base a tre proprietà: Non polarizzante, costante, efficiente.

Non polarizzante: si stima il parametro su una variabile elettrica; si chiede che il valore medio della variabile elettrica è il parametro che vogliamo stimare.

Costante: a seconda della struttura si farà una certa potenza ed avere la stessa. Se si prevedono molte misure o molto tempo, vogliamo che si possa ottenere il parametro. Lo stima tenendo in considerazione il parametro che stima se si fanno tante all'infinito le osservazioni. Cercando un intervallo di confidenza, questo tende a zero ed tende all'infinito della fatica.

Efficiente: la struttura che a partire da osservazioni ha varianza più bassa.

Immaginiamo che il processo sia stocastico degenere, e senza drift. Cioè il parametro del primo ordine e il parametro del secondo ordine non sono dipendenti dal tempo.

Per il valore medio sappiamo che è costante nel tempo.

La funzione di autocorrelazione istantanea (o anche la covarianza)

$$C(t, s) \triangleq E\{x(t)x(s)\} \Rightarrow C(t, s) \underset{\substack{\text{se} \\ WSS}}{\Rightarrow} C(t-s) = c_t$$

Cioè dipende solo dalla differenza

Il valore medio statistico può essere calcolato con le medie temporeali, se il processo è ergodico

$$\mu_T = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

Se è stazionario ed ergodico ~~allora~~ v.m. =  $\mu_T$  e costante. La stima con il valore medio è non polarizzata e al tendere di T all'infinito tende al parametro che stiamo.

Questo si fa facendo il valore medio di  $\mu_T \Rightarrow$  non polarizzata per la central limit theorem si giurisce la convergenza ~~delega~~ attraverso funzioni statistiche con decrescita di tipo costante.

Un processo stazionario può diventare ergodico, se tutti i momenti si possono ottenere prendendo come sample realizzazioni. Ergodico in senso lato se si possono trovare quelli del 1° e secondo ordine.

Se ergodico

$$C_T(\tau) \triangleq \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t-\tau) dt$$



$$\epsilon_{ki}^2 = \frac{\epsilon_{yi}^2}{f'(k_0)^2}$$

Questo poi si traduce in alcune scelte.

Fino ad ora abbiamo considerato la soluzione di un oscillatore, quindi il minimo di una funzione. In tal punto la derivata è nulla, quindi una soluzione minima, ma quel discorso vale per le funzioni continue. Se invece si prendono delle funzioni con discontinuità nette, quindi delle funzioni che possono essere delle onde quadre, calcolando l'autocorrelazione dell'onda quadra si ottiene un'onda triangolare. In questa, calcolando il minimo corrisponde e trova un punto angoloso, quindi con derivata che non è nulla. Abbiamo così funzioni con valori di derivata molto elevato. Più è alta la frequenza, più è alta la derivata, perciò più è preciso.

L'accuratezza della soluzione del tempo del ritardato, aumenta man mano che si aumenta le bande del segnale, cioè diminuendo il tempo di chip e perciò i pulsari sempre più stretti e derivata sempre più alte.

Si usano a frequenze elevate i radar perché per avere bande elevate servono frequenze elevate.

Anche un segnale con duty cycle piccolo ha occupazione di banda grande, per avere una derivata grande nella autocorrelazione.

La funzione (di autocorrelazione) e) autocorrelazione temporale e il nome dello schema e blocchi di rivelazione e calcolo del tempo d'arrivo TOA, AOE

$$R(\tau) = \int u(t) y(t+\tau) dt$$

Dove se  $y = u$  si ha autocorrelazione. Il minimo si ha per  $y = u$  e  $\tau = 0$

9  
Spesso l'incertezza non è direttamente, ma qualcosa di legato al parametro da misurare.

$$f = f(x)$$

Si ha un secondo problema. Ogni strumento produce un errore. L'errore nella misurazione, che si produce in senso positivo o negativo sulla misura, ha una dipendenza funzionale

Se si confonde con la prima approssimazione, l'errore  $\Delta x$  si può ottenere dall'errore  $\Delta y$  della grandezza misurata

$$\Delta x = \frac{\Delta y}{f'(x_0)}$$

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

Se puntiamo al fenotipo della seppia nel valore primario, si capisce che la perdita con cui si punta è determinante, se punta con una derivata molto piccola, l'errore si riduce.

Si può ragionare anche sulle differenze

$$y = f(x) \quad \Rightarrow \quad x = f^{-1}(y)$$


Con il numero

$$x' = f^{-1}(y') \quad \text{dove} \quad y' = f(x + \Delta x) = y + \Delta y'$$

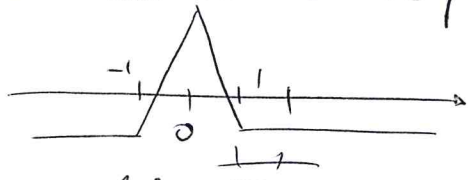
Limite quando  $x_0$  e  $x_0$

$$x_0 + \Delta x' = f^{-1}(y_0) + \frac{\Delta y'}{f'(x_0)}$$

Da ciò

Prende una sequenza del tipo 

Questa è una bella funzione: ha intanto il punto zero nel'origine (funzione autocorrel)



che esiste molto la relazione del  $T_c$  tempo.

Quando si ha  $\pi$  circa 4 tempo di chip, diventa negativa.

Si distingue bene la zona con ritardo sotto 1 tempo di chip e più di un tempo di chip. Sotto è positiva, più è negativa. Questo fa parte delle sequenze pseudo casuali ed è un codice a massima lunghezza.

A RF sarà una sinusoidale, il segnale, che parte con  $\pm \pi$ . Questa sequenza può essere usata al posto dell'audio quando è anche nel periodo off, quindi c'è sempre il segnale. De impulsivo ed avere un segnale continuo. Queste sequenze sono pensoliche e l'ambiguità è data dal periodo. Bisogna fare il periodo sufficientemente lungo, e secondo del tempo.

È una delle prime sequenze di telemetria, appartiene alle sequenze pseudo casuali, pseudo perché si ripetono ma per di meno lo sa spesso casuali. Le sequenze pseudo casuali hanno lo stesso numero di sequenze prime, seconde,...

Nelle casuali è una proprietà statistica, nelle pseudo-casuali è una proprietà che si può verificare numericamente, così controllabile.

Oscillano attorno al valore  $\frac{1}{2}$ , così sommabile il risultato sarà  $\pm \frac{1}{2}$  (nelle sequenze a 0 o 1)

Prendo un numero n positivo, le sequenze possibili saranno un numero di chip  $N = 2^n - 1$ . Sono tutte dispari; 3, 7, 15, ...

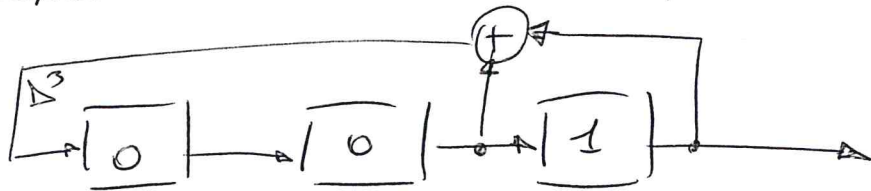
Ho una coppia di antenne ogni N chip e N è anche il periodo.

Se ottengo N sequenze diverse per correlazione, sono quindi codici ciclici. La correlazione è  $\frac{1}{N}$ , perché sono cicliche e anche su tutta la differenza è totale ma ce n'è una N dispari.

Anche usando due codici diversi si mette il primo sfalsando.

Si inserisce nel caso, delle antenne.

Sono codici che possono essere generati con schemi con registri, retrospetivi e scomposti tra i registri



Dopo un clock girano nei blocchi.  $\oplus$  è un ex-or o xor.  
Sono codici a memoria compressa, perché con 3 registri ottengo 7 codici.

Le sequenze dipendono anche da come sono connessi i registri, che costruisce una sequenza diversa.

Restano lynchman perché il numero periodo che  $T$  si ottiene con 3, in questo esempio. Hanno la proprietà del periodo lungo al massimo possibile. A volte ci sono dei motivi per usare anche altri codici. Si possono usare ad esempio anche i codici

di Gold, anche se non hanno la stessa proprietà, con tutte. Se ci sono più motori, bisogna fare in modo che un motore non prenda subito quello di un altro motore.

Bisogna allora attraversare l'uso delle risorse, cioè del canale radio

SLIDE 33: 2.36.48 (81%)

Immaginiamo il canale radio con una certa risposta in frequenza e funzione di trasferimento su una banda disponibile  $B$ .

Ogni ricevitore dovrebbe essere capace a determinare un segnale qualunque trasmesso in maniera ideale. Questo è un problema di eccesso multiplo al canale radio.

Le soluzioni sta nel creare i canali radio, al pluri, e sono le  $n$  uscite per fare pensare un segnale al trasmettitore al ricevitore.

Ci sono dei metodi che sono perfetti, cioè con risoluzione perfetta sono indipendenti, e altri non perfetti, in cui anche con risoluzione non ottima non si hanno canali perfettamente indipendenti.

I protocolli con mezzo condiviso e con canali condivisi, hanno, se non perfetti (ovvero canali condivisi), dei meccanismi per recuperare l'errore.

Quindi i canali radio sono le vie indipendenti per trasferire informazioni. Il canale radio è invece il totale del canale o mezzo trasmissivo.

Il primo meccanismo abilitato è quello dell'FDMA, cioè a divisione di frequenza.

In questo caso serve nessun sincronismo, la separazione è fatta in modo perfetto se i filtri sono ideali.

A seguire il TDMA, in cui il canale viene dedicato ad intervalli nel tempo. Il tempo è diviso in canali ottimi slot temporali, però non sono continui nel tempo. La divisione è fatta nel dominio del tempo. Questi possono creare dei problemi di sincronismo.

Del momento in cui si hanno dei sistemi aeree mobili, pensano infatti avere degli slot temporali. Questo è presente, ad esempio nel GSM, in cui si intercala o si interpone rispetto ad una situazione standard.

Per ora si resta nel dominio del tempo o frequenza. Si è poi pensato anche al mix del tempo e frequenza.

Quindi devono buoni risultati per contrastare i vari jammer, nei cosiddetti Frequency Hopping Radar.

Si tratterà di un primo esempio di spread-spectrum, da cui si svilupperà ulteriormente attraverso il CDMA, cioè usando invece i codici.

Il frequency hopping radar cerca di evitare la rottura delle comunicazioni da parte del jammer. Come però la frequenza utilizzata in modo da non essere facilmente replicabile, o meglio, egnomile.

Ad esempio, il jammer potrebbe creargli interferenze su una banda, allora si potrebbe farlo quando è usata la banda, oppure occuparli tutti, ma allora la potenza è divisa su tutte le bande e perciò meno pericolosa e con una frequenza della influenza negativa.

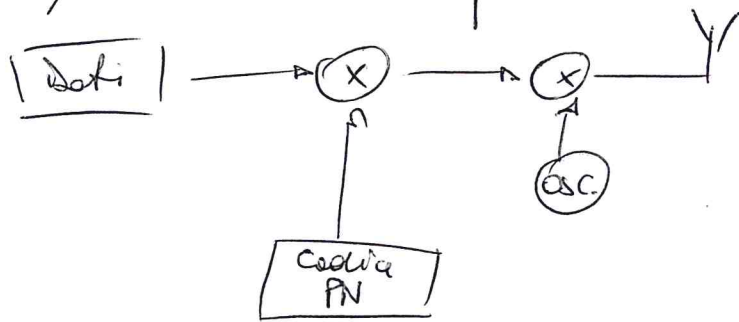
Se invece copiasse il codice, ha risolto il problema e può creare l'interferenza.

Il codice può essere appunto anche una relazione time-freq.

Se si considera il CDMA, si dimensiona il dato su un periodo di sequenza o suo multiple. Nel direct sequence si va a moltiplicare la sequenza del codice: con 1 resta inalterata, con -1 si inverte /1 e -1.

La correlazione si fa poi sul periodo del dato e fornisce valori positivi o negativi massimo.

Il periodo  $T_r$  delle sequenze ortogonali è  $N = 2^n$  chip e hanno correlazione nulla quando non sono sincronizzate: consente di avere il CDMA ortogonale. Si ha poteri di 1 e -1.



Si definisce distanza tra due funzioni

$$d(x, y) = \sqrt{\int |x(t) - y(t)|^2 dt}$$

Quando le due funzioni coincidono e sono sequenze in energia unita

$$\int |x(t)|^2 dt = \int x^2(t) dt = \mathbb{E}[x^2(t)] = E_{xx} \quad ?$$

Prese due funzioni ortogonali

$$(\Psi_k, \Psi_n) = \int \Psi_k(t) \Psi_n^*(t) dt = \begin{cases} 0, & k \neq n \\ 1, & k = n \end{cases}$$

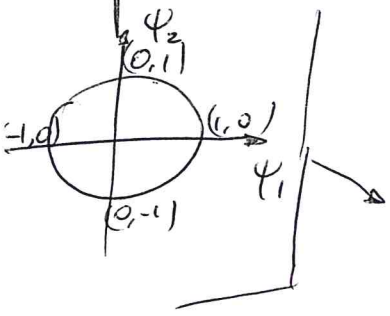
I codici ortogonali hanno correlazione nulla e conseguentemente quindi di errore. E' segnale utile annullando completamente l'effetto delle interferenze mutue, in presenza di sincronismo.

In assenza di sincronismo invece, i codici ortogonali non garantiscono buone proprietà di correlazione ed è meglio usare i codici quasi ortogonali (sequenze PN), che però lasciano sempre una certa interferenza residua.

Le sequenze PN sono le migliori per fare apparso temporale e sono ortogonalmente ortogonali.

Il segnale uscente del trasmettitore diventa comunque sempre dimenzione finita.

Esempio di segnale in 2 dimensioni



$$s_1 = a_{11}\psi_1 + a_{12}\psi_2$$

$$s_2 = a_{21}\psi_1 + a_{22}\psi_2$$

$$\text{Se } s_1 = a_1\psi_1 \text{ e } s_2 = a_2\psi_2 \text{ e } a_1 = \pm 1 \text{ o } a_2 = \pm 1$$

### RADIOMETRIA MICROONDE

È radiometria si occupa delle tecniche di misura dell'energia irradiata da una o più sorgenti in una qualunque regione dello spettro elettromagnetico.

Sorgenti distinguere tra sorgenti estese e sorgenti puntiformi.

Un'antenna detta come per la estensione: se una sorgente ha le sue dimensioni maggiori  $\Delta$ , può essere considerata puntiforme se viene osservata da una distanza  $r$  per la quale

$$r \gg \frac{2\Delta^2}{\lambda}$$

Se non è verificata si dice estesa.

I fenomeni di interferenza che un'antenna estesa provoca, se  $\gg \frac{2\Delta^2}{\lambda}$ , diventano trascurabili e che è puntiforme.

Altra distribuzione è tra sorgenti di superficie e non di superficie.

Si definisce di superficie quando emette in maniera proporzionale alla sua superficie, di volume se emette in maniera proporzionale al volume. Le sostanze radioattive sono di volume, il sole è una sorgente di superficie.

Ci occupiamo di sorgenti esterne alla superficie termiche. Le sorgenti termiche sono di superficie, mentre tutte le sorgenti di superficie sono termiche.

Si consideri un elemento infinitesimo  $dS$  di superficie sulla sfera, esso ha un vettore  $\hat{n}$  normale a  $dS$ . Si consideri per un vettore  $\underline{r}$  che forma un angolo  $\theta$  con  $\hat{n}$ . Il vettore  $\hat{n}$  si consideri per un caso di riflessione ideale ovvero un angolo di riflessione  $d\Omega$  attorno ad  $\underline{r}$ .

La potenza infinitesimale  $dP$  emessa da  $dS$  è proporzionale a  $d\Omega$  e alla superficie virtuale proiettata sul piano normale a  $\underline{r}$ , cioè  $\underline{r} \cdot \hat{n}$ .

$$dP = \cos\theta dS$$

$$\Rightarrow d^2P = L d\Omega dS \cos\theta$$

dove  $L$  è un coefficiente di proporzionalità  $L$  ed è detto radianza o brillantezza totale della superficie nel punto in esame ed è corrispondente alla densità spaziale dell'angolo  $\theta$ . La radianza o brillantezza totale è la potenza irradiata in una data direzione e per unità di angolo solido, dell'unità di superficie emittente proiettata sul piano normale alla direzione di emissione.

$$L = \frac{d^2P}{d\Omega dS \cos\theta}$$

La brillantezza specifica o brillantezza è la radianza per unità di lunghezza di banda.



$$B = \frac{dL}{d\nu} = \frac{d^3P}{d\nu d\nu d\nu \cos\theta}$$

Legge di Radiazione di Planck: Tutti i corpi sopra  $T_0$  vero  $^{\circ}K$  assorbono e rirradiano energia nella forma di onde elettromagnetiche. Un corpo nero assorbe tutta la radiazione che incide su di esso e tutta la lunghezza d'onda e la brillantezza  $B$  della radiazione che emette è prevista dalla legge di Radiazione di Planck.

Il corpo nero è un assorbente perfetto (non riflette radiazione) ed un radiatore perfetto.

La riflessione è dovuta all'onda che incide e viene riflessa e viene spesso frequente mantenere anche l'uniformità di fase). L'irradiazione è diversa, considerando un corpo qualunque, questo emette secondo una legge propria e viene con legge propria, simile a quella di Planck, ma un po' diversa da quella emessa.

Riemette però con ~~una~~ certe ~~di~~ caratteristiche e freq. diverse da quella emessa.

Nelle radiofrequenze,  $h\nu \ll kT$ , perciò nella legge si può sostituire il denominatore del secondo fattore con  $kT$  sul teorema di Taylor per  $x \sim 0$ , troncato al primo ordine. 17.24

$$e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1 = 1 + \frac{h\nu}{kT} - 1 = \frac{h\nu}{kT} \Rightarrow B = \frac{2h\nu^3}{c^2} \frac{kT}{h\nu} = \frac{2\nu^2 kT}{c^2}$$

$$\Rightarrow B = \frac{2kT}{\lambda^2}$$

Si ha che la brillantezza è una buona proporzionalità con la temperatura.

# Temperature di rumore - relazione Nyquist

Si consideri un'antenna con area efficace  $A_e$  ( $G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e$ ) il cui fascio intercetta una superficie illuminata a temperatura  $T$ . Nelle radio-frequenze, la superficie segue Rayleigh-Jeans e quindi  $P$  sarebbe vale:

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{2kT}{\lambda^2} A_e \Omega_A \Delta\nu = kT \Delta\nu$$

Perché non polarizzata aperture del fascio  $\Omega_A$

Se è unito

$$\frac{A_e \Omega_A}{\lambda^2} = \frac{G \Omega_A}{4\pi} = 1 \quad (\text{Esattamente in un fulmine})$$

Si come la potenza caratteristica di un resistore è proprio  $kT \Delta\nu$ , si può sostituire l'antenna con un resistore avente la temperatura della superficie che l'antenna vede e avere la stessa potenza ricevuta. Il resistore sarà di valore pari a quello di adattamento dell'antenna, perciò posto alla temperatura  $T$ .

Quindi può misurare temperature di oggetti distanti.

Temperature di rumore di un due parte.

Prendi un due parte qualsiasi con guadagno  $G$ , in ingresso ha un generatore e un resistore  $R_G$  a temperatura  $T_0$ .



Si indica con  $W_{GN} = GkT_0 \Delta\nu$  la potenza dovuta al rumore del generatore  $R_G$  (che si trova a  $T_0$ ).

$W_N$  è la potenza di rumore erogata dovuta al rumore generato al suo interno. Si può pensare generato, invece che dal due parte da un resistore al suo ingresso ad una temperatura  $T$ .  $W_N = GkT \Delta\nu$ . Si definisca per figure di rumore  $F$

$$F = \frac{W_{GN} + W_N}{W_{GN}} = 1 + \frac{T}{T_0} \quad T = (F-1) T_0$$

Un membro che misura la somma della potenza totale di rumore proveniente dall'antenna e dall'ricevitore stesso è detto ricevitore total power.

La potenza di rumore che si vuole misurare è prima amplificata da un amplificatore a RF. La banda è piuttosto larga. Si trasferisce poi attraverso un oscillatore locale, con ciò ottenendo in uscita un segnale a frequenza intermedia (IF) la cui potenza è direttamente proporzionale alla potenza a RF (ricevitore eterodina).

Il segnale IF (come quello RF) è ampiezzato ad un livello portante modulato in modo casuale.

Segue poi un rivelatore a legge quadratica, cioè la cui tensione in uscita è proporzionale alla potenza di rumore nell'ingresso e un integratore, o filtro PB, per migliorare il segnale.

Questo integratore è determinato sulla misura temperatura absolute.

Si progetta ora un sistema per vedere l'umidità umana nelle microonde.

Il ricevitore dovrà essere capace di misurare la temperatura di fondo (300 K) e quella della persona (37°C → 310 K) di fronte all'antenna di ricezione. È detto AT di sistema americano. La parte più critica è il front-end di ricezione, che deve essere a basso rumore, LNA. Sono costosi, ma usando LNB satellitari questi sono a basso rumore nel loro front end e costano poco.

LNB ha attenuazione o tratto di cavo corrugato e due diodi e tutte le catene ricevono e perdono a frequenza intermedia.

Semplifica nelle bande tra 11 e 12 GHz e lo converte tra 1 e 2 GHz. Il guadagno complessivo è 60 dB con perdita di 1 GHz.

Abbiamo così definito il range di ricezione.  
 Se montato su uno specchio parabolico, il potere risolitivo  
 dato dal primo minimo di diffrazione del paraboloide è  
 circa 3 gradi e le zone di Fraunhofer, una è  
 circa 30m. In una distanza inferiore non c'è il  
 campo lontano e non si può parlare di fuoco.

Per l'LN2 il costruttore fornisce una cifra di rumore uguale  
 a 0,5 dB  $\rightarrow F = 1.122$

Da tale valore, la temperatura di rumore  $T_R$  del receiver  
 vale

$$T_R = T_0(F-1) = 300(1.122-1) = 36.6 \text{ K} \quad T_0 = T_{amb} = 300 \text{ K}$$

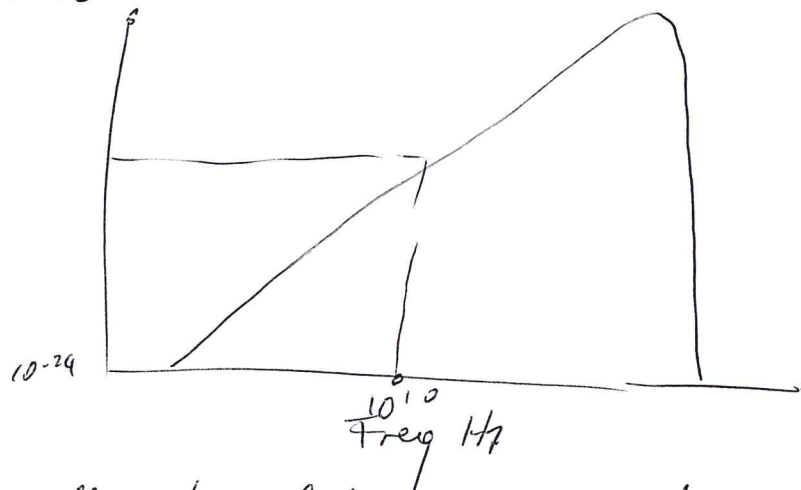
In mente di una persona davanti al paraboloide viene ricevuta  
 la radiazione emessa dalla parete.

La minima temperatura detectabile

$$\Delta T_{min} = \frac{T_R + T_{PARAB}}{\sqrt{\Delta\nu \cdot \tau}} = \frac{36.6 + 300}{\sqrt{0.9 \cdot 10^{-2}}} \approx 0.1 \text{ K}$$

$\tau$  è la costante di tempo dell'integratore, non può essere troppo  
 grande altrimenti distrugge le dinamiche.

Nella legge di radiazione di Planck c'è una valle prima parte,  
 comunque nel range previsto



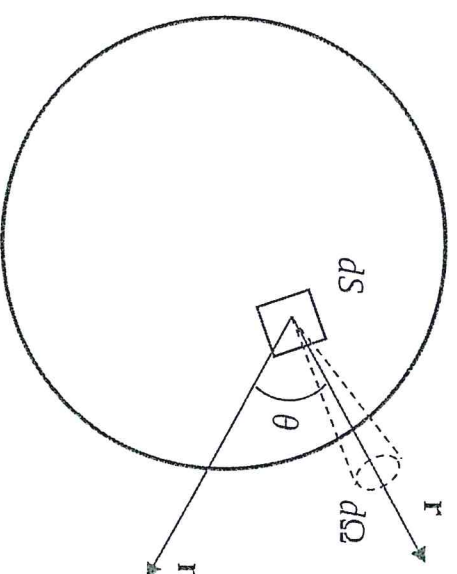
Se voglio guardare delle stelle lontane posso anche incrementare  
 il  $\tau$  ed avere una minima temperatura detectabile maggiore

# Classificazione delle sorgenti

La *Radiometria* ha per oggetto la misurazione dell'energia irradiata da una o più sorgenti in una qualunque regione dello spettro elettromagnetico.

Come per un'antenna, una sorgente, la cui dimensione maggiore è  $D$ , ad una determinata lunghezza d'onda  $\lambda$  della radiazione elettromagnetica che emette può essere considerata *puntiforme* se viene osservata da una distanza  $r$  per la quale risulta  $r \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ . Se tale condizione non è verificata, per quella lunghezza d'onda la sorgente si dice *estesa*.

Si consideri una sorgente estesa, di superficie (sorgente la cui emissione è proporzionale alla sua superficie). Sia  $dS$  un elemento infinitesimo della superficie emittente e si consideri la potenza irradiata all'interno dell'angolo solido  $d\Omega$  lungo una direzione  $r$  che formi un angolo  $\theta$  con il versore  $n$  normale a  $dS$ .



La sorgente di volume e prop. al suo volume. Se l'angolo radiante sono di volume anche, e solo di superficie. Le sorgenti termiche sono di superficie ma non tutte quelle di superficie sono termiche.

## Grandezze radiometriche

La potenza infinitesima  $dP$  emessa dall'elemento  $dS$  è proporzionale a  $d\Omega$  e alla superficie "visibile" ovvero proiettata sul piano normale a  $\mathbf{r}$ , uguale a  $\mathbf{r} \cdot \mathbf{n}$

$dS = \cos \theta dS$ :

$$d\dot{P} = L d\Omega dS \cos \theta$$

Il coefficiente di proporzionalità  $L$  è detto *radianza* o *brillanza totale* della superficie nel punto in esame ed in corrispondenza alla direzione specificata dall'angolo  $\theta$ . Quindi la *radianza* o *brillanza totale* è la potenza irradiata in una data direzione e per unità di angolo solido, dall'unità di superficie emittente proiettata sul piano normale alla direzione di emissione:

$$L = \frac{d^2 P}{d\Omega dS \cos \theta}$$

La *brillanza specifica* o più semplicemente *brillanza* è la radianza per unità di larghezza di banda:

$$B = \frac{dL}{dv} = \frac{d^3 P}{d\Omega dv dS \cos \theta}$$

# Legge di Radiazione di Planck

Tutti i corpi, a temperatura superiore allo zero assoluto, assorbono e reirradiano energia nella forma di onde elettromagnetiche. Un *corpo nero* assorbe tutta la radiazione che incide su di esso a tutte le lunghezze d'onda e la brillantezza  $B$  ( $W \cdot m^{-2} \cdot Hz^{-1} \cdot rad^{-2}$ ) della radiazione che emette è fornita dalla Legge di Radiazione di Planck:

$$B = \frac{2 h \nu^3}{c^2} \cdot \frac{1}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1}$$

dove:

$h = 6,63 \cdot 10^{-34} \text{ J} \cdot \text{s}$  = costante di Planck

$\nu$  = frequenza della radiazione (Hz)

$c = 3 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$  = velocità della luce

$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{°K}^{-1}$  = costante di Boltzmann

$T$  = temperatura del corpo nero (°K)

Un corpo nero è un assorbitore perfetto (non riflette radiazione) ed un radiatore perfetto.

Assorbe tutto, raddia  
perfetto.

Per emettere una  
certa energia  
in una certa banda,  
si vuole  
affrontare la sua brillantezza.

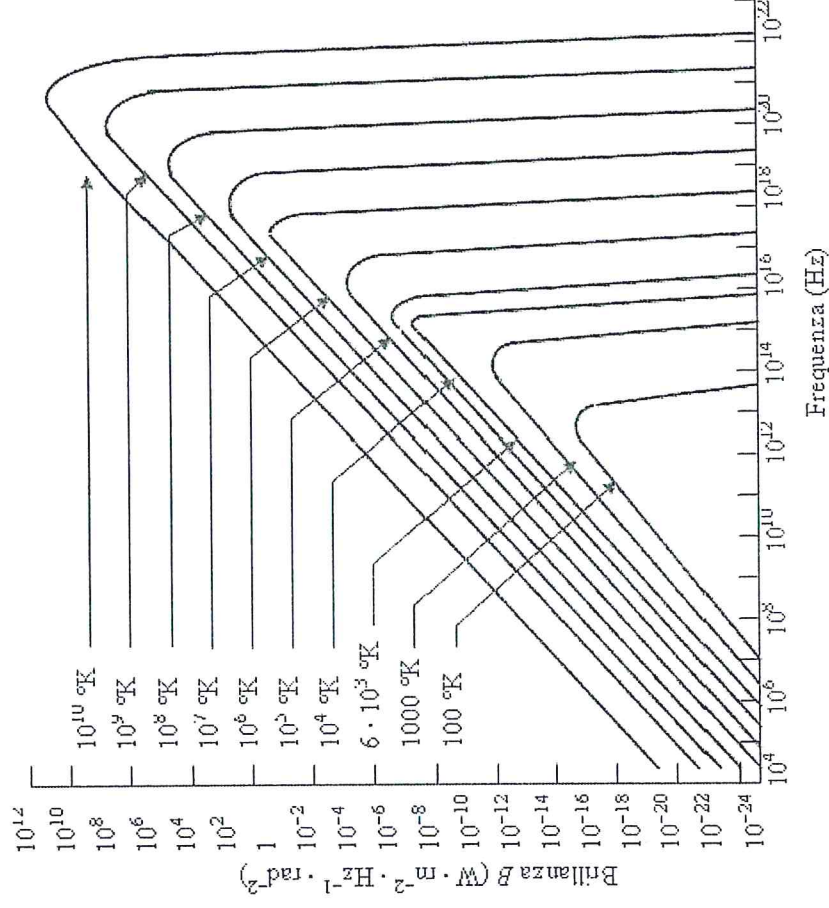
# Legge di Radiazione di Rayleigh-Jeans

Nel campo delle radiofrequenze risulta essere  $h\nu \ll kT$ , quindi il denominatore del secondo fattore della Legge di Radiazione di Planck può essere sostituito dallo sviluppo secondo Taylor nell'intorno di  $\nu = 0$  troncato al termine del primo ordine ed espresso come:

$$e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1 = 1 + \frac{h\nu}{kT} - 1 = \frac{h\nu}{kT}$$

segue:

$$B = \frac{2h\nu^3}{c^2} \cdot \frac{kT}{h\nu} = \frac{2\nu^2 kT}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2}$$





# Temperatura di rumore - relazione di Nyquist

Si consideri un'antenna avente area efficace  $A_e$  (e quindi guadagno  $G = (4\pi/\lambda^2) A_e$ )

il cui fascio (di apertura  $\Omega_A$ ) intercetta una superficie illimitata a temperatura  $T$ . Nel campo delle radiofrequenze la superficie emette secondo la Legge di Radiazione di

Rayleigh-Jeans e quindi la potenza di rumore  $P$  ricevuta dall'antenna vale :

$$P = \frac{1}{2} \cdot \frac{2kT}{\lambda^2} \cdot A_e \cdot \Omega_A \cdot \Delta\nu = kT\Delta\nu$$

essendo in questo caso  $A_e \Omega_A = \frac{G \Omega_A}{4\pi} = 1$

Il fattore  $1/2$  è giustificato dal fatto che l'antenna risente di una sola delle due polarizzazioni della radiazione che incide su di essa.

La potenza di rumore all'ingresso del ricevitore

non cambia se si sostituisce l'antenna con un

resistore di valore uguale alla sua resistenza  $R$  di

radiazione (per rispettare l'adattamento) posto alla

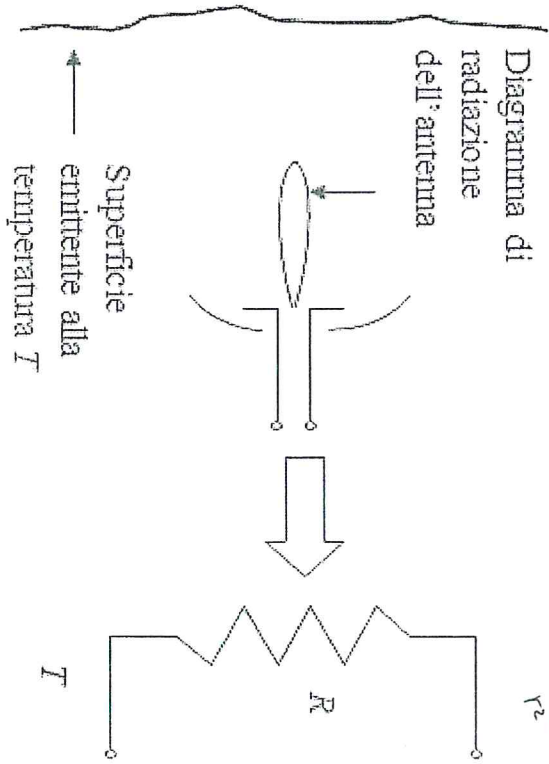
temperatura  $T$ . La potenza di rumore ricevuta è

direttamente proporzionale alla temperatura a

cui si trova la superficie ed alla larghezza di

banda  $\Delta\nu$  del ricevitore. Quindi l'antenna ed il

ricevitore ad essa collegato possono misurare temperature di regioni distanti.



*risponde tutto il fascio dell'antenna*

*Per guadagno*

*Per  $\Omega_A$ : Potenza*

*vedi la superficie  $S_{rad} = \frac{S_{rad}}{\lambda^2} = \frac{S_{rad}}{\lambda^2}$*

*La spanda vale*

*una superficie*

*sull'antenna vale*

*da  $A_{eff} = \lambda^2 \frac{S_{rad}}{4\pi r^2}$*

*con  $P_{rad} = \lambda^2 \frac{S_{rad}}{4\pi r^2}$*

*Watt.*

*In un certo*

*senza si invertano*

*angolo e superficie*

*al raddoppio.*

## Temperatura di rumore di un due-porte

Si consideri un due-porte lineare avente guadagno di potenza  $G$  e si indichi con:

- $W_{GN} = GkT_0 \Delta\nu$  la potenza di rumore erogata in uscita dal due-porte nella banda di frequenze  $\Delta\nu$  dovuta al rumore della resistenza  $R_G$  (che si trova alla temperatura di riferimento  $T_0$ ) del generatore posto al suo ingresso;

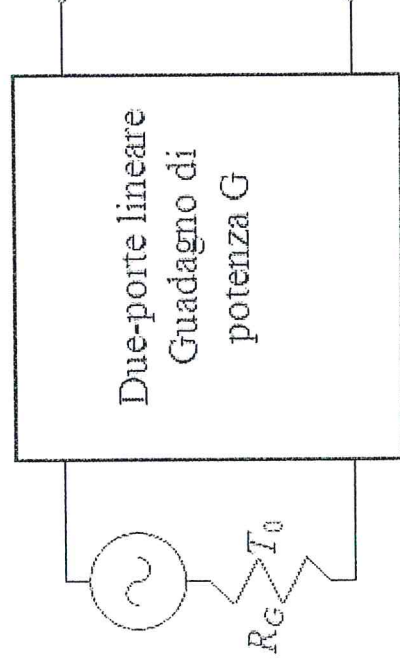
- $W_N$  la potenza di rumore erogata in uscita dal due-porte nella banda di frequenze  $\Delta\nu$  dovuta al rumore generato al suo interno (che supponiamo indipendente da  $\nu$ ); tale potenza può considerarsi generata, anziché dal due porte, da un resistore al suo ingresso posto ad una temperatura  $T$  tale che

$$W_N = GkT\Delta\nu, \text{ detta temperatura (puntuale) di rumore del due-porte.}$$

Si definisce *figura di rumore*  $F$  del due-porte:

$$F = \frac{W_{GN} + W_N}{W_{GN}} = 1 + \frac{T}{T_0} \quad \text{segue:}$$

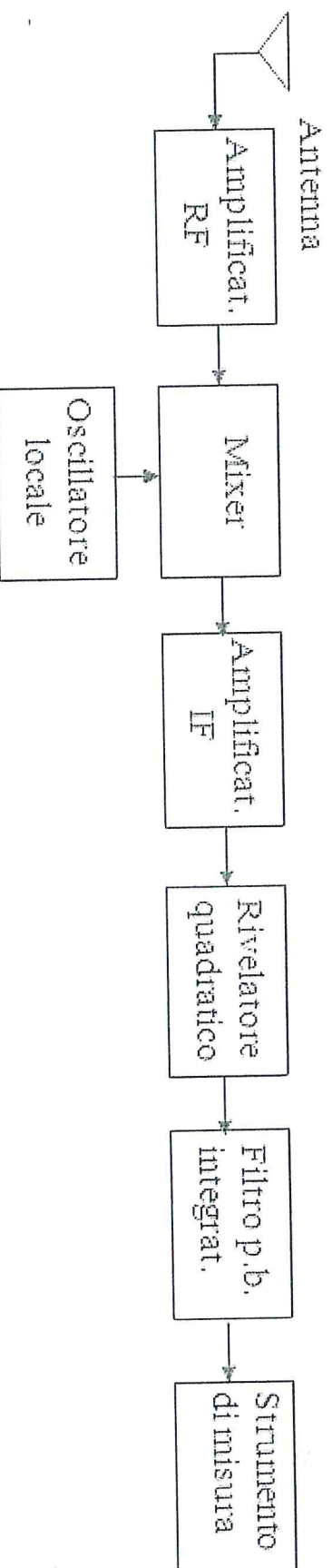
$$T = (F - 1) T_0$$



La figura di rumore viene frequentemente espressa in dB (*cifra di rumore*).

## Ricevitore "total power"

Ogni ricevitore che misura la somma della potenza totale di rumore proveniente dall'antenna e dal ricevitore stesso è detto ricevitore total power.



La potenza di rumore che si vuole misurare viene dapprima amplificata da un amplificatore a radiofrequenza. Lo stadio successivo è un mixer dove il segnale proveniente dall'amplificatore RF viene mescolato con quello generato da un oscillatore locale, in modo da ottenere in uscita un segnale a frequenza intermedia (IF) la cui potenza sia direttamente proporzionale alla potenza a radiofrequenza (ricevitore *eterodina*). Il segnale IF (come quello RF) è assimilabile ad una onda portante modulata in modo casuale. Segue quindi un rivelatore a legge quadratica (la sua tensione continua di uscita è proporzionale alla potenza di rumore al suo ingresso) ed un integratore che compie una media

## Progettazione di un radiometro a fini dimostrativi della emissione umana a microonde

dimostrativo e a basso costo

Si vuole realizzare un apparecchio dimostrativo dell'emissione umana, per la Legge di Radiazione di Planck, di campi elettromagnetici nella banda delle microonde. Il ricevitore dovrà allora essere in grado di misurare la differenza fra la temperatura della parete di fondo (che si suppone a temperatura ambiente  $\approx 300 \text{ }^\circ\text{K}$ ) e quella della persona ( $37 \text{ }^\circ\text{C} = 310 \text{ }^\circ\text{K}$ ) che si venisse a trovare davanti all'antenna di ricezione.

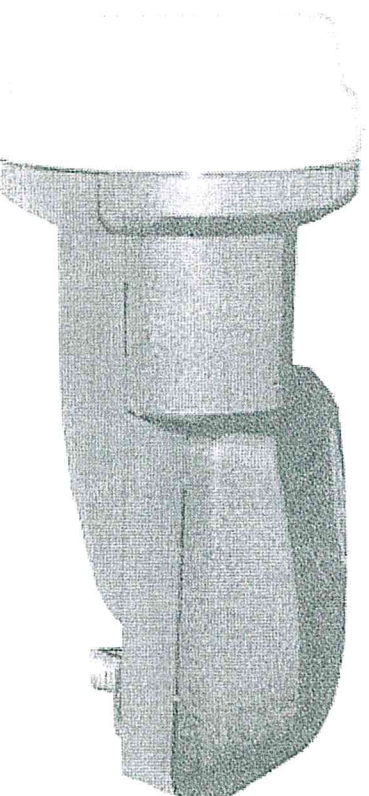
- Il blocco più critico di un apparecchio per radiometria a microonde è il ricevitore che, affinché il sistema sia molto sensibile e possa misurare differenze di campo elettromagnetico (ovvero di temperatura) piccole, deve essere a basso rumore.

- Si rendono quindi necessari, per la realizzazione del front-end del ricevitore, costosi amplificatori a basso rumore (LNA = Low Noise Amplifier).

- Da alcuni anni sono presenti sul mercato "consumer" componenti a basso costo dedicati alla ricezione della TV satellitare detti LNB = Low Noise Block che, come sezione di front-end, impiegano un amplificatore a basso rumore.

## Descrizione di un LNB

- È costituito da un illuminatore a tronco di cono corrugato, due dipoli ortogonali fra loro, un doppio amplificatore di front-end (per le due polarizzazioni lineari) a bassissimo rumore, un mixer attivo, un oscillatore locale molto stabile a risonatore dielettrico (DRO), un filtro di banda, un amplificatore di frequenza intermedia (IF) ed un dispositivo per la stabilizzazione della tensione di lavoro.
- Il blocco LNB amplifica il segnale in ingresso (che si trova in una parte della banda Ku, ovvero nella banda di frequenze compresa fra 11 GHz e 12 GHz) e per mezzo dell'oscillatore locale lo converte alla frequenza intermedia ( $1 \div 2$  GHz); il guadagno complessivo del blocco è circa 60 dB e la banda passante  $\Delta v$  è circa 1 GHz.



## Caratteristiche ed utilizzazione dell'apparecchio

Alla frequenza  $\nu = 12$  GHz corrisponde una lunghezza d'onda ( $c =$  velocità della luce nel vuoto):

$$\lambda = \frac{c}{\nu} = \frac{3 \cdot 10^8}{12 \cdot 10^9} = 25 \text{ mm}$$

Adottando la scelta progettuale di utilizzare come front-end di ricezione un LNB montato nel fuoco di uno specchio parabolico per la ricezione della TV satellitare avente diametro  $D = 60$  cm, l'apparecchio risultante avrà un potere risolutivo secondo il criterio di Rayleigh dato dal primo minimo di diffrazione (?)

del paraboloide:

$$\alpha = 1,22 \frac{\lambda}{D} = 1,22 \frac{25 \cdot 10^{-3}}{60 \cdot 10^{-2}} = 0,05 \text{ rad} \approx 3^\circ.$$

La zona di Fraunhofer inizia ad una distanza dal paraboloide superiore a:

$$r = \frac{2 \cdot D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 0,6^2}{0,025} \approx 30 \text{ m}.$$

## Caratteristiche ed utilizzazione dell'apparecchio

Il costruttore del blocco LNB fornisce una cifra di rumore uguale a 0,5 dB, corrispondente ad una figura di rumore :

$$F = 10^{0,5} = 1,122$$

quindi la temperatura di rumore  $T_R$  del ricevitore vale:

$$T_R = T_0 (F - 1) = 300 (1,122 - 1) = 36,6 \text{ } ^\circ\text{K} \quad (T_0 = \text{temperatura ambiente} \approx 300^\circ\text{K}).$$

In assenza di una persona davanti al paraboloide viene ricevuta la radiazione emessa dalla parete di fondo, che si suppone alla temperatura ambiente.

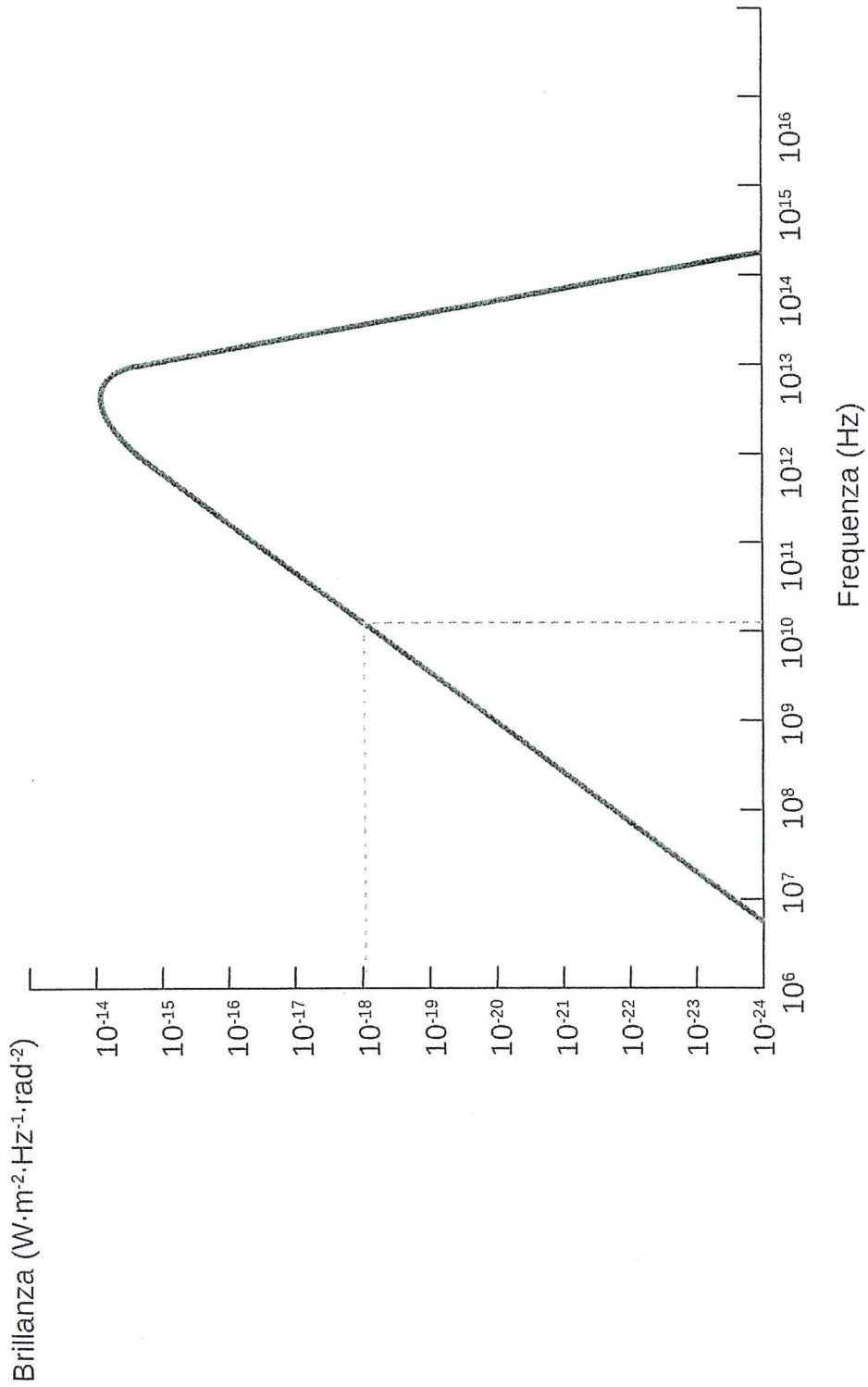
Quindi la minima temperatura detectabile dal ricevitore vale:

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_R + T_{\text{parete}}}{\sqrt{\Delta\nu \cdot \tau}} = \frac{36,6 + 300}{\sqrt{10^9 \cdot 10^{-2}}} \approx 0,1 \text{ } ^\circ\text{K} \quad (\tau = \text{costante di tempo dell'integratore}).$$

Il ricevitore è quindi in grado di avvertire la differenza fra la temperatura della parete di fondo e quella della persona che si venisse a trovare davanti al paraboloide ( $\Delta T$  di sistema osservativo).

# Pratico della Legge di Radiazione di Planck a $310^{\circ}\text{K}$

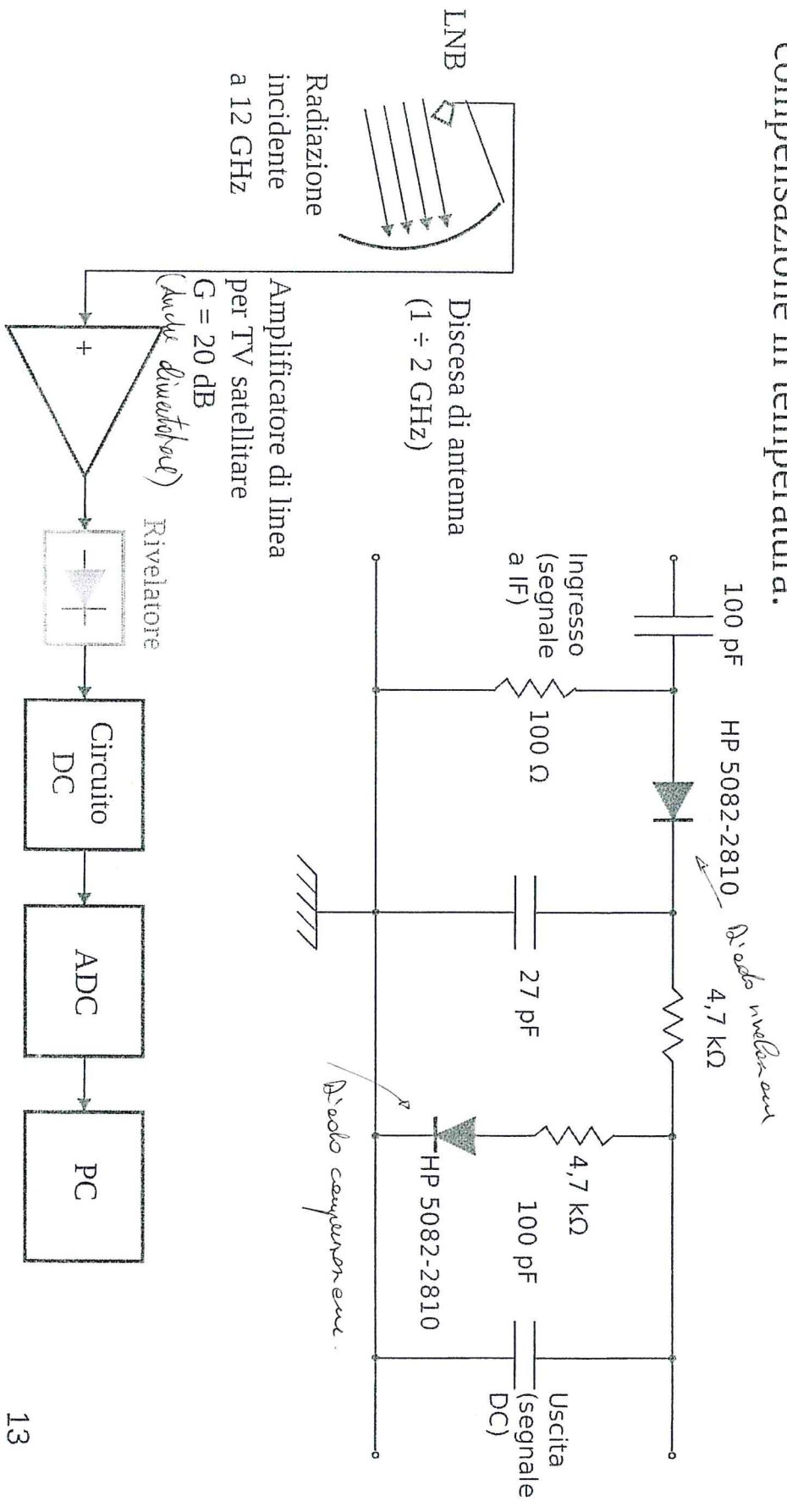
la linea rossa tratteggiata indica la zona di funzionamento dell'apparecchio





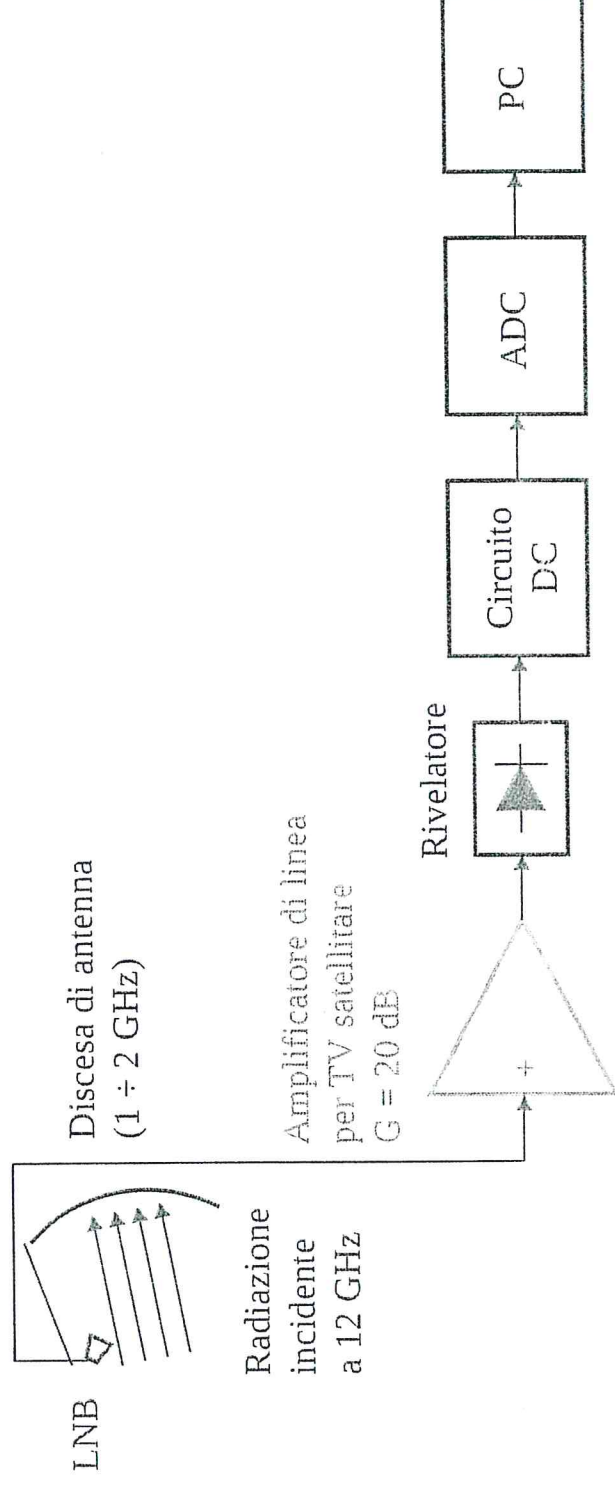
# Descrizione generale del sistema - sezione R.N.

La misura della potenza di rumore ricevuta dall'antenna avviene rivelando il segnale a radiofrequenza da essa proveniente per mezzo di un rivelatore a diodo. Quello utilizzato è concepito secondo uno schema che prevede la compensazione in temperatura.



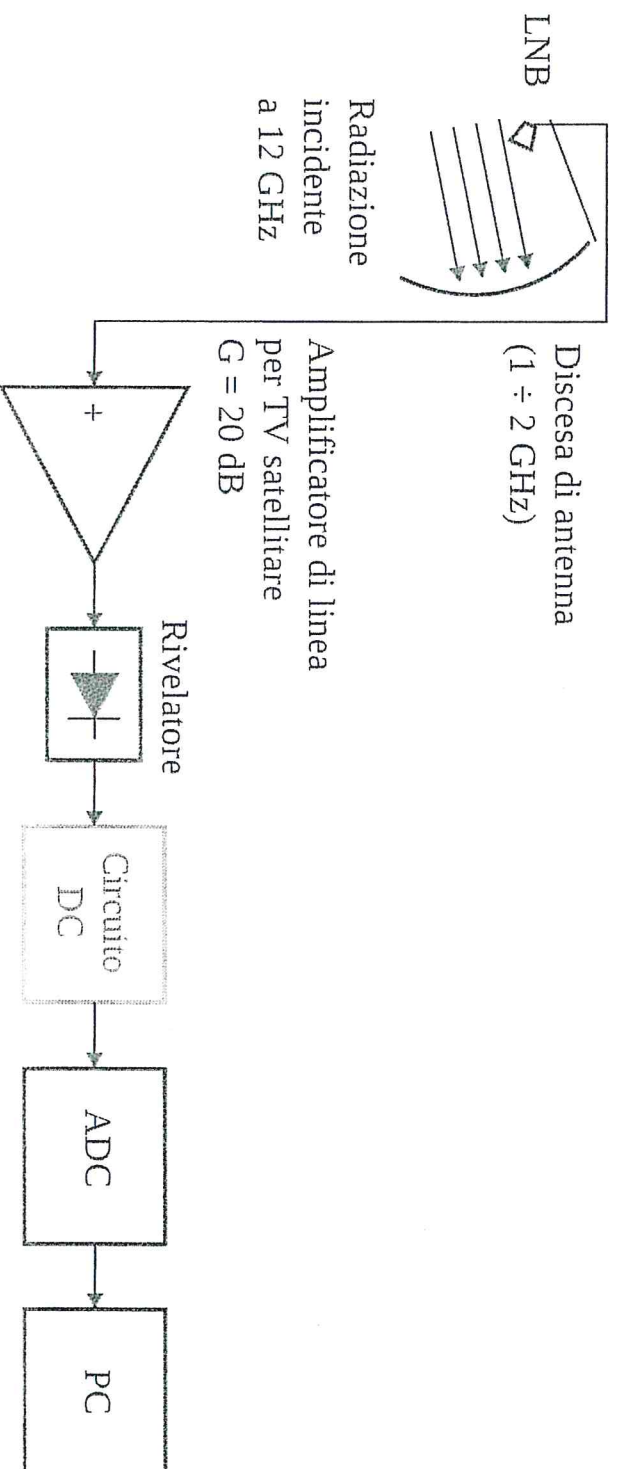
## Descrizione generale del sistema - sezione LNB

Poiché l'apparecchio deve fornire in uscita soltanto una indicazione qualitativa, il rivelatore può funzionare anche al di fuori della zona quadratica. Conviene quindi incrementare il guadagno della sezione a frequenza intermedia inserendo, fra LNB e rivelatore, un "amplificatore di linea", che amplifica di 20 dB il segnale proveniente dal blocco LNB e mantenere contenuto il guadagno della sezione DC. Questo amplificatore (componente anch'esso a basso costo) provvede inoltre all'alimentazione del blocco LNB attraverso la discesa di antenna.



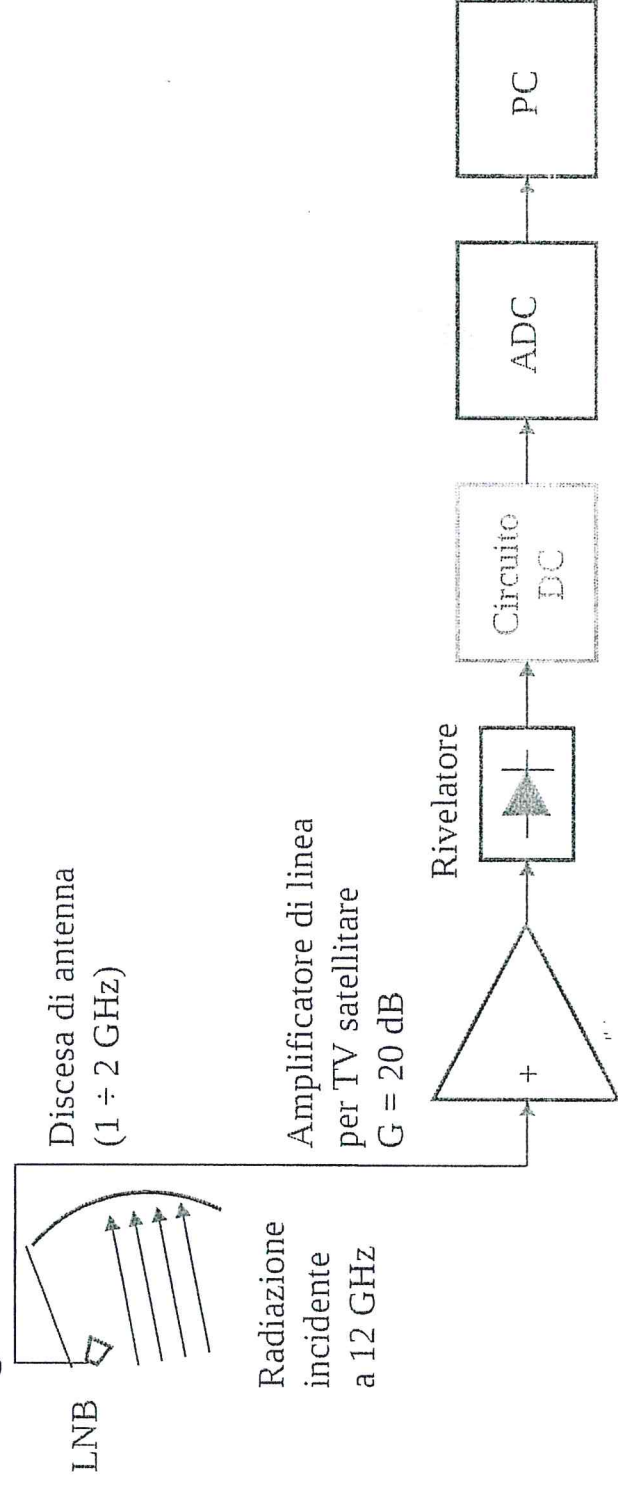
## Descrizione generale del sistema - sezione D.C.

L'uscita del rivelatore transita dapprima attraverso un circuito integratore che elimina le componenti rapidamente variabili del segnale rivelato: una costante di tempo lunga impedisce l'apprezzamento delle rapide variazioni della potenza di rumore ma al contempo migliora la minima temperatura rivelabile dal ricevitore; il valore di compromesso è stato determinato sperimentalmente in 0,01 s.

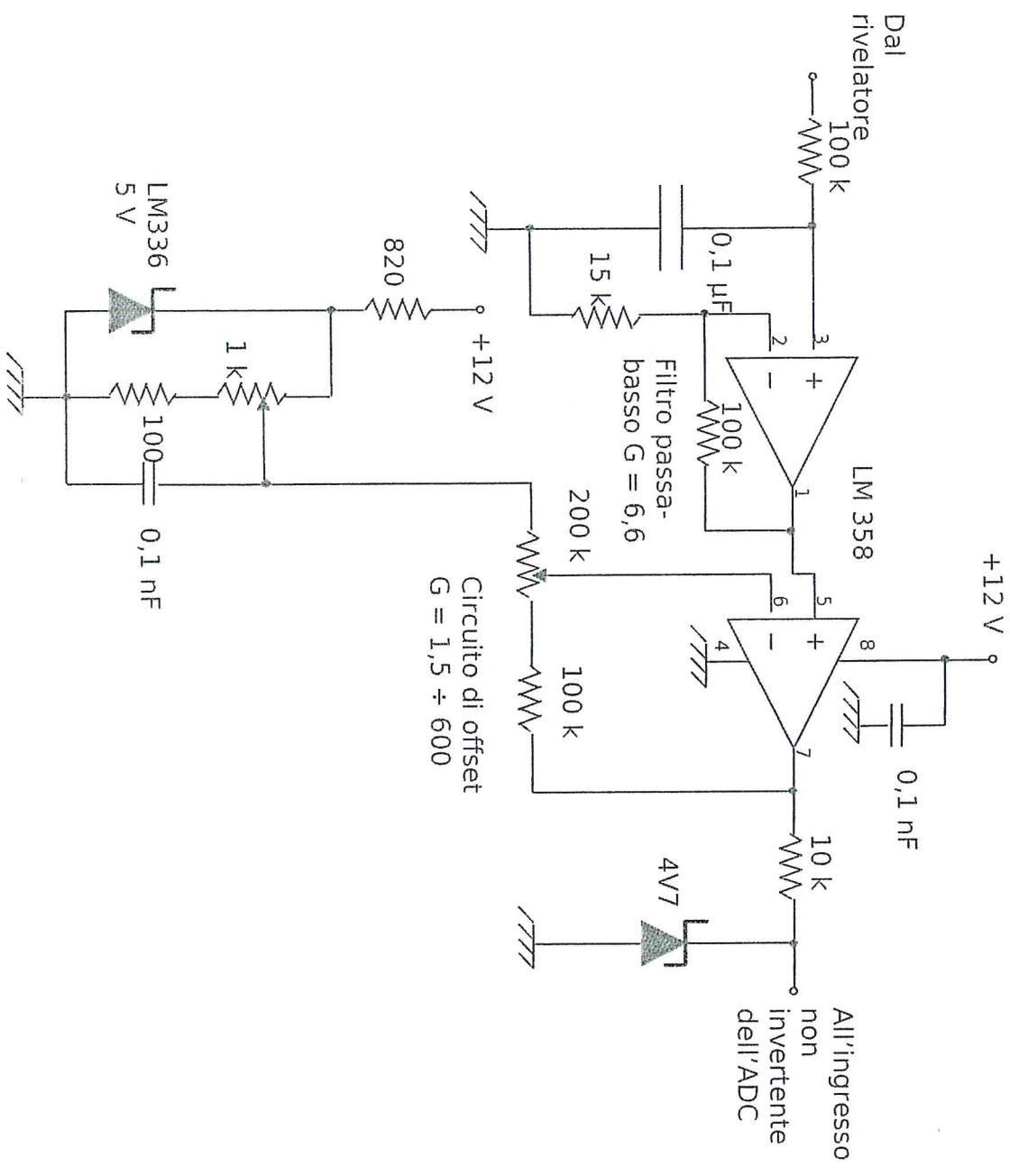


## Descrizione generale del sistema - sezione D.C.

Il traslatore di livello, posto a valle dell'integratore, è costituito da un circuito sommatore e permette di sottrarre (o sommare), attraverso una regolazione manuale, un livello di tensione continua al segnale rivelato: quando l'apparecchio sta ricevendo il solo fondo elettromagnetico, si può sottrarre al corrispondente livello di tensione in uscita dal rivelatore una uguale tensione, portando a zero l'indicazione dello strumento di misura, effettuando così una operazione di "off-set". In questo modo il radiometro misurerà la differenza fra l'emissione dell'oggetto verso cui è puntata l'antenna e la radiazione elettromagnetica del fondo.

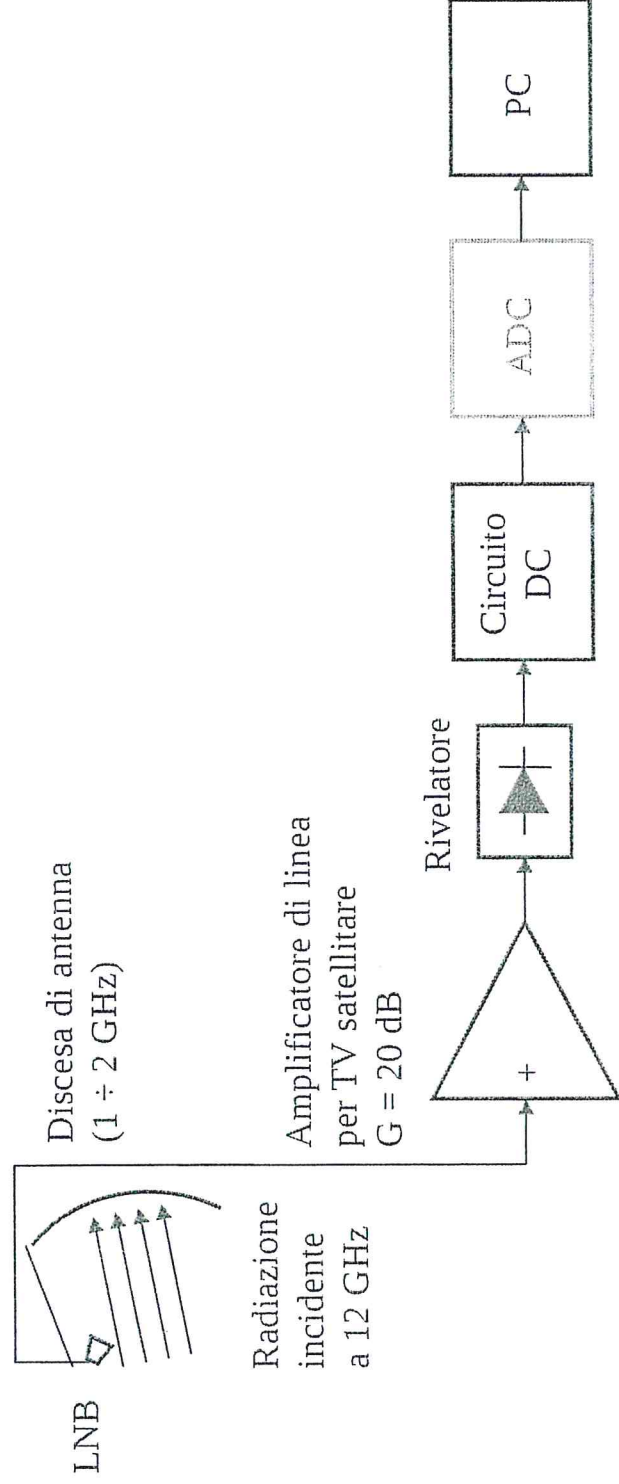


# Scheda di sezione D.C.



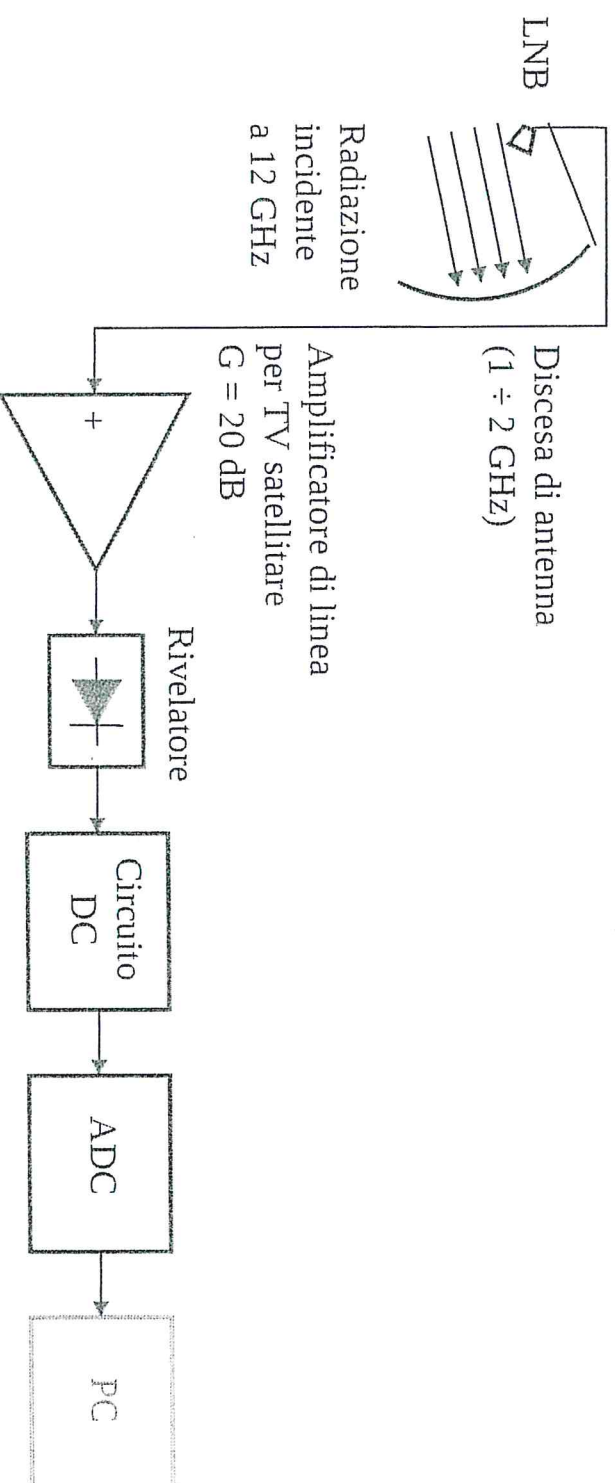
# Descrizione generale del sistema - sezione D.C.

Integratore e circuito di off-set effettuano anche una amplificazione del segnale D.C. prima di inviarlo al convertitore analogico-digitale.



# Visualizzazione

Il segnale digitalizzato viene visualizzato su PC per mezzo di apposito programma.



## Utilizzazione come radiotelescopio

Il ricevitore può anche essere utilizzato come radiotelescopio dimostrativo. In questo caso, considerando il Cielo Freddo ad una temperatura di circa 40 °K, risulta una minima temperatura detectabile:

$$\Delta T_{min} = \frac{T_R + T_{CieloFreddo}}{\sqrt{\Delta v \cdot \tau}} = \frac{36,6 + 40}{\sqrt{10^9 \cdot 10^{-2}}} \approx 0,02 \text{ °K}$$

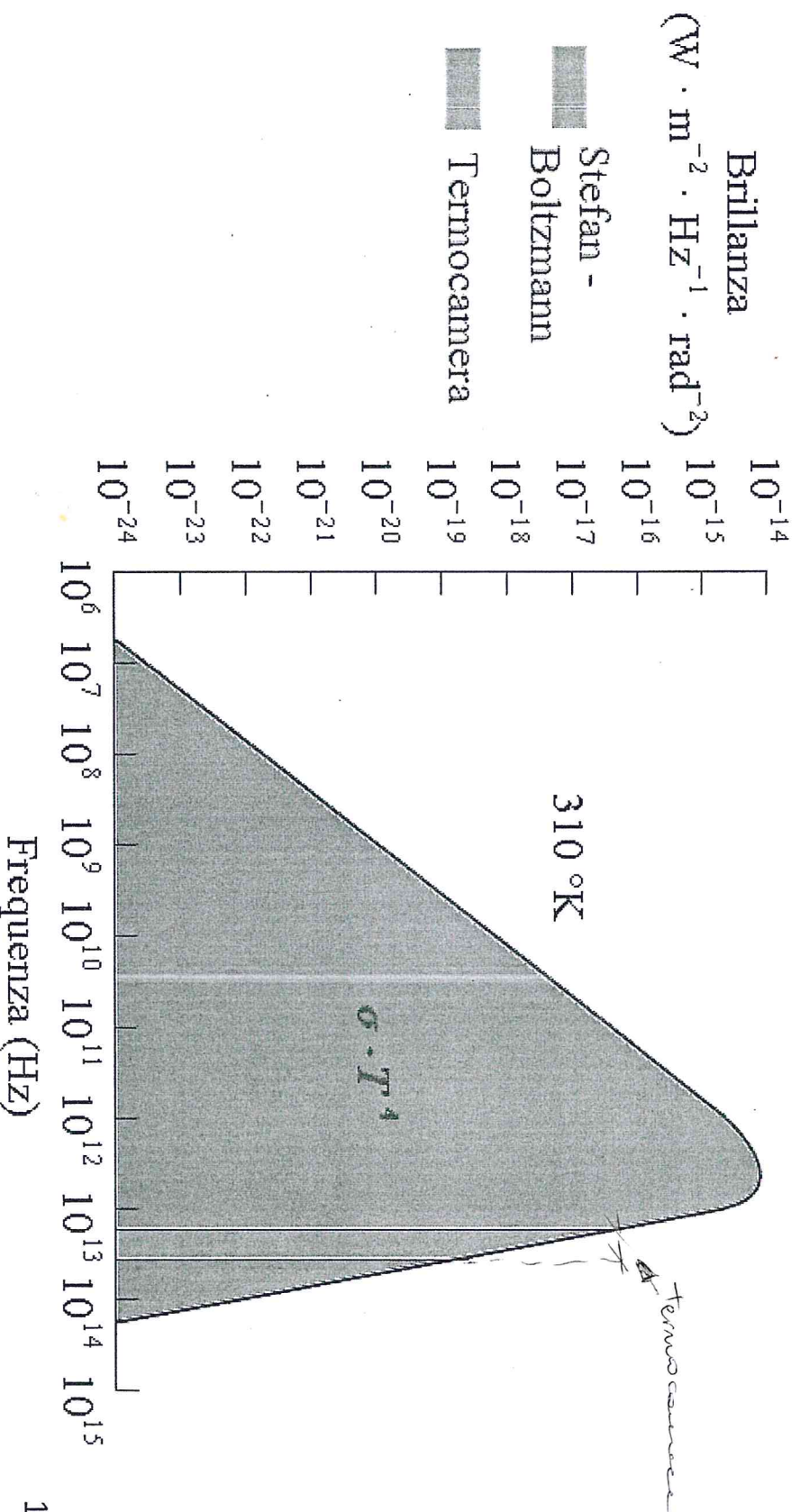
A causa delle ridotte dimensioni del paraboloide utilizzato, per mezzo di questo sistema sono osservabili soltanto le radiosorgenti celesti più grandi, ovvero Sole, Luna e Via Lattea, che comunque non vengono risolte. Inoltre, poiché il rivelatore, al variare della potenza della radiazione misurata, non funziona sempre nella zona quadratica, non è possibile la misurazione puntuale numerica delle temperature in gioco.

Paraboloide  $f_p$   $f_{ant}$  (1)



# Termografia a infrarossi

Nella radiometria a microonde si verifica che  $h\nu \ll kT$  e quindi è valida la Legge di Radiazione di Rayleigh-Jeans. Come conseguenza, la potenza  $P$ , ricevuta da un'antenna il cui fascio intercetta una superficie emittente che si trova alla temperatura  $T$ , è direttamente proporzionale a quest'ultima, secondo la relazione di Nyquist:  $P = kT\Delta\nu$  ( $\Delta\nu$  è la larghezza di banda del ricevitore).



# Legge di Stefan-Boltzmann

Alle frequenze della radiazione infrarossa, invece, la condizione  $h\nu \ll kT$  non è più verificata: occorrerà quindi utilizzare, in questa zona dello spettro elettromagnetico, un'altra legge.

Integrando l'espressione della Legge di Radiazione di Planck su tutte le frequenze, si ottiene la brillanza totale  $L$  per un radiatore di corpo nero:

$$L = \frac{2h}{c^2} \int_0^{\infty} \frac{v^3}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1} dv$$

Risolvendo l'integrale, si ottiene la Legge di Stefan-Boltzmann:

$$L = \sigma \cdot T^4$$

che corrisponde, nella figura precedente, all'area sottesa dalla curva della Legge di Radiazione di Planck alla temperatura  $T$  (area verde più area rossa).

$\sigma = 5,6697 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$  è la costante di Stefan-Boltzmann, che congloba  $c$ ,  $h$ ,  $k$  ed una costante che risulta dal calcolo dell'integrale.

## Emissività

Se il radiatore non è un corpo nero perfetto, occorre inserire nella espressione della Legge di Stefan-Boltzmann un parametro  $\epsilon$ , detto *emissività*, che è definito come l'energia irradiata (non riflessa) dal materiale considerato rispetto a quella irradiata da un corpo nero che si venga a trovare alla stessa temperatura:

$$\epsilon = \frac{W_{materiale}}{W_{corponero}}$$

Quindi  $\epsilon$  può variare fra 0 (corpo bianco) e 1 (corpo nero).

La forma più generale della Legge di Stefan-Boltzmann sarà allora:

$$L = \epsilon \cdot \sigma \cdot T^4$$

Si osserva che:

- la relazione fra temperatura della superficie emittente e radianza non è lineare;
- come indicato nella figura precedente, le apparecchiature che lavorano alle frequenze della radiazione infrarossa coprono soltanto una parte (zona rossa) dell'intero spettro di emissione di un radiatore termico, spettro considerato nella deduzione della Legge di Stefan-Boltzmann.

# Termocamera

Apparecchio che permette di visualizzare l'immagine, alle lunghezze d'onda dell'infrarosso, dell'oggetto o dell'ambiente verso cui è puntata e di misurarne le temperature. Può essere:

- a scansione, con un solo sensore;
- a matrice di sensori.

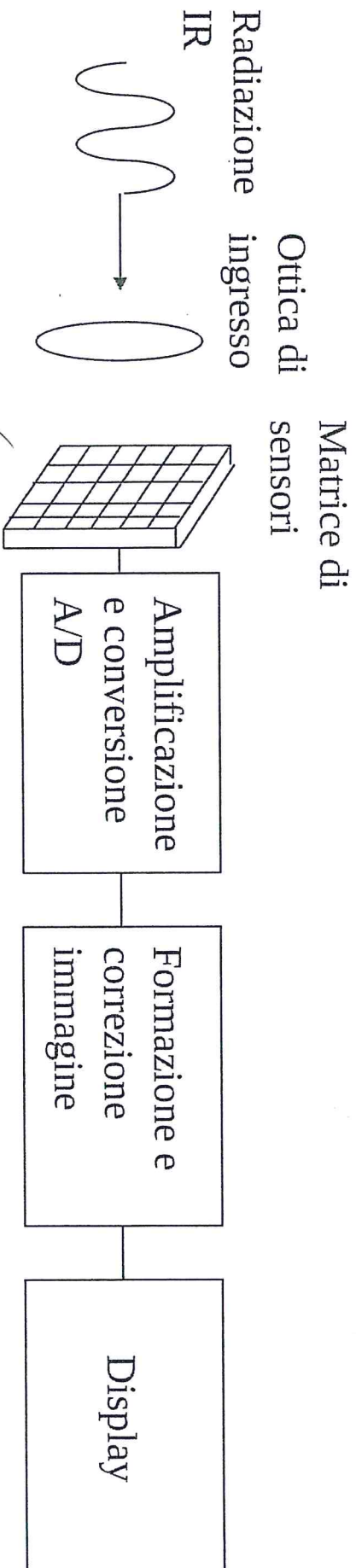
L'immagine ottenuta è detta *immagine termografica* o *termografia*. Può essere:

- in bianco e nero (alle parti più calde del corpo emittente sono associate zone più chiare sulla termografia);
  - a falsi colori (alla scala di temperatura è associata una scala di colori, per esempio le parti a temperatura più elevata sono rappresentate in giallo; si passa poi al rosso per zone a temperatura inferiori, fino al blu per le zone più fredde).
- ! In questo caso quindi i colori presenti nella termografia non corrispondono, come nel caso della fotografia, a differenti lunghezze d'onda della radiazione ricevuta ma a differenti intensità della stessa.

Le considerazioni precedenti hanno mostrato come la risposta del sensore alla temperatura che sta misurando non può essere lineare. Questa non linearità deve quindi essere compensata dall'elettronica della termocamera.

# Termocamera

I corpi sui quali viene puntata la termocamera hanno  $\epsilon < 1$ , ovvero, oltre ad emettere radiazione propria, riflettono radiazione proveniente dagli oggetti circostanti. L'apparecchio riceve quindi la somma della energia emessa e di quella riflessa. Affinché la termocamera fornisca in uscita le reali temperature dell'area su cui punta, occorre sottrarre all'energia ricevuta la parte dovuta alla riflessione. A questa operazione provvede la termocamera, impostando sulla stessa il valore di emissività (che, quindi, occorre conoscere) del corpo che si sta puntando.



*Spesso microbolometriche, con sensore di temperatura in poche parole. Misura la radiazione infrarossa misurando la temperatura attraverso la ventola risonante.*



Si fa a frequenze intermedie per voci mobili.

Uno è due ad una certa frequenza se amplifico troppo l'amplic  
a causa degli effetti parassiti diventa un oscillatore.  
due è due i filtri si fanno meglio a frequenze basse.  
tre si può distinguere una cosa i filtri ma con l'oscillatore  
piccolo. Possono anche essere fatte più conversioni.

La potenza viene rilevata con un rivelatore a diodo  
con compensazione della temperatura. Il secondo stadio  
prende e mantiene il segnale costante al variare della  
temperatura del circuito. L'uscita è comunque un valore  
qualitativo, quindi va bene anche se lavora nella zona  
non quadratica ma lineare ecc. Ci interviene di più, piuttosto che  
averlo quadratico, far lavorare la parte intermedia 57.05  
Perciò si userebbe l'amplificatore di linea da 20dB e  
due corrente di sbilanciamento l'LNB. C'è poi l'integratore,  
con un valore di compressione per T.  
C'è poi un traslatore di livello. Integratore e traslatore sempre  
indicati con il "circuito DC".

Il circuito regola l'offset dato dalla parete, si ha quindi  
un radiometro differenziale.

Viene poi inviato al PC per la visualizzazione.

Si può usare anche come radiotelescopio, in questo caso la  
parete di fondo, che circondando l'atmosfera è di circa 40°  
le minime temperature rilevabili così. Però il rivelatore ha segnali  
troppo deboli e la risoluzione, in questo caso, è troppo bassa.  
Il rivelatore, con le pareti piane, non sempre lavora in zone  
quadratiche.

Nell'esempio il paraboloide è di tipo offset, cioè il fuoco del paraboloide  
è fuori del piano d'antenna e verso un altro punto.  
Presente in un numero  
maggiore nelle parabole piano fuoco.

# TERMOGRAFIA A INFRAROSSI

Nelle termografie a microonde tutto ruota attorno al fatto che  $h\nu \ll kT$  e perciò è valida la legge di Radiazione di Rayleigh-Jeans. Di conseguenza, la potenza  $P$ , ricevuta da un'antenna che punta una superficie emittente ad una temperatura  $T$ , è direttamente proporzionale a quest'ultima, secondo la relazione di Nyquist:  $P = kT\Delta\nu$

Per le freq. inferiori, la condizione  $h\nu \ll kT$  non è più valida. Bisogna perciò usare un'altra legge.

Integrando l'espressione della legge di Radiazione di Planck su tutte le frequenze, si ha la brillantezza totale  $L$  per un radiatore di corpo nero.

$$L = \frac{2h}{c^2} \int_0^{\infty} \frac{\nu^3}{e^{\frac{h\nu}{kT}} - 1} d\nu$$

Integrando, si ottiene la legge di Stefan-Boltzmann

$$L = \sigma \cdot T^4$$

che corrisponde all'area sotto la curva delle leggi di Radiazione di Planck.  $\sigma$  è la costante di Boltzmann che comprende  $c, h, k$  e una costante ottenute dall'integrale. Non c'è più una dipendenza diretta, ma  $T^4$ , nella brillantezza totale.

Se il corpo non è poi nero perfetto, un po' trasparente, un po' riflettente, un po' assorbente e emette. Si dice allora l'emissività  $\epsilon$ .  $\epsilon$  è rapporto fra energia irradiata dal corpo considerato, rispetto a quella irradiata da un corpo nero alla stessa temperatura.  $\epsilon$  va da 1 (corpo nero) a 0 (corpo bianco), non esiste nulla, non riceve nulla e viene tutto riflesso.

$$\epsilon = \frac{W_{emessa}}{W_{corpo nero}}$$

Energia irradiata (non riflessa)



Le termografie a infrarossi prende solo una parte dello spettro, mentre quella a infrarossi solo una parte: di questo bisogna tenerne conto

Le termocamera e l'apparecchio che permette di visualizzare l'immagine, alle lunghezze d'onda dell'infrarosso, dell'oggetto o dell'ambiente verso cui e' puntato e di misurare le temperature.

Puo' essere:

- a scansione, con un solo sensore;
- a matrice di sensori.

L'immagine ottenuta e' detta "immagine termografica" o "termografia".

Puo' essere: in bianco e nero, alle T più alte bianco, o a colori; dove sono usati colori caldi per una sola emozione ~~colore~~ tra colori e temperature.

I colori presenti nella termografia non corrispondono a differenti lunghezze d'onda come nelle fotografie, sono invece collegati all'intensità delle radiazioni. Non e' semplice ed una radiazione monocromatica, ma della intensità di radiazione di tutto il range ricercato. Dove poi, attraverso la via elettronica, tenere conto della non linearità e del fatto che stiamo considerando un solo slot di tutto lo spettro del corpo caldo.

I corpi su cui si punta hanno  $\epsilon < 1$ , ovvero oltre ad emettere radiazione propria, riflettono le radiazioni provenienti dall'ambiente circostante. L'apparecchio riceve quindi la somma dell'emissione emessa e di quella riflessa. Bisogna quindi togliere quella dovuta alla riflessione, operazione effettuata dalla termocamera, interpretando il valore di emissività (de camera) del corpo a cui si punta.

Le matrici di sensori e' spesso fatta con un sensore microbolometrico che non e' altro che un resistor con uno specifico coefficiente di temperatura e la cui resistenza varia a seconda delle temperature. Misurando la resistenza si può valutare

l'interente dell'uscita che la investe.

Segue poi un amplificatore, un AD che poi viene collegato ad un formatore e convertore di immagine e per finire il display. Se non si conosce  $\epsilon$ , si può capire come si può sapere che riflette poco, in modo da essere simile ad un corpo nero (come anche scatch isolante nero).

### • Riscrittura della parte CIMA

L'accesso multiple a divisione di codice può essere schematizzato nel seguente modo.

Si sceglie un insieme di funzioni <sup>ortogonali?</sup> e si associano ai vari codici, che vengono poi usate per creare i vari segnali. In  $R$  si estraggono poi i coefficienti con il prodotto scalare e si fa la decodifica a minima distanza euclidea, se attiene.

La scelta è fatta anche rispetto alle classi di funzioni ortogonali da cui partire, caratterizzate in base alle caratteristiche del canale, che ne determinano anche l'alfabeto.

Nel CIMA si usano le sequenze di Walsh-Hadamard, che sono ortogonali ma non hanno buone proprietà di struttura perché la  $R(n)$  presenta più picchi.

Si usano anche le Pseudo-Noise cicliche di ordine lungo. Cicliche. Sono cicliche perché nota la prima e altre si ottengono shiftando una. Si ottengono attraverso registri retroazionati.

Queste hanno un solo picco, però mantengono una certa interferenza anche se ~~si~~ si ruotano. Queste può essere eliminate aumentando la lunghezza delle sequenze. Sono definiti <sup>esattamente</sup> ortogonali.

Altri tipo di codici, sono i codici di Gold, ottenuti combinando i codici a numero lungo. Presentano 3 picchi caratteristici, ma è comunque facilmente riconoscibile. La complessione è tanto più aperta, tanto più  $t$  è piccolo, perciò serve una buona deriva.

Tali codici sono usati nel GPS.

## GPS

La scelta delle frequenze dipende da diversi fattori, tra cui atmosferici, in termini di velocità di propagazione e influenza di fenomeni atmosferici e di bande di modulazione.

La scelta più vantaggiosa per il GPS è quella di trasmettere su due frequenze L1 e L2 nelle bande L tra 1000 e 2000 MHz. L1 (1575,42 MHz) è per il GPS civile, L2 (1227,60 MHz) è usata prevalentemente per scopi militari.

I due scopi hanno anche codici diversi, e occorre appunto dell'apriorismo. Al ricevimento l'informazione sarà recuperata tramite despreading. È necessario per garantire la sicurezza ed evitare tra il segnale ricevuto e il codice. Si fa in due step: acquisizione e tracking. (altro GPS su sholis?)

## AIR-TRAFFIC CONTROL

È il sistema di navigazione aereo regolamentato al fine di ottimizzare i flussi ed evitare le collisioni in aria.

ATC ha tre obiettivi fondamentali:

- Controllo del traffico aereo

- Gestione del flusso di traffico e dello spazio.

Essenzialmente la navigazione aerea è basata su obblighi di visibilità per evitare le collisioni. Successivamente si inseriscono sempre più i radar.

Ad ogni aereo è associato un "parallelepipedo di rispetto" all'interno del quale si trova l'aereo (al centro). Per evitare collisioni è necessario che i parallelepipedi non si sovrappongano.

Si stabilisce lo spazio aereo in percorsi predeterminati detti "vie" che facilitano il controllo del volo da parte attraverso la Radio Assistenza. Il tutto è gestito dalla ICAO, la International Civil Aviation Organization. L'incarico per fornire una via "Safe and Secure", cioè sicura per la persona (Safe) e sicura per il sistema (Secure). ~~detta via presenta difetti~~

L'ATC quindi previene le collisioni sulla scia, sulla via di incrocio e ottimizza il flusso del traffico.

Si ha quindi una fase di obbligo, la scelta dell'azione sulla base del traffico e del percorso, per finire con una fase di discesa una volta giunti a destinazione.

Le rotte si usano in vicinanza si usano delle grandezze quali il tempo (> 3 min), la distanza (3-5 miglia), altitudine (1000 ft).

Questi dati sono ottenuti sia da terra, attraverso sistemi di sorveglianza, oppure con dei sistemi dell'aeromobile. Ad esempio, l'altitudine può essere misurata sugli aerei attraverso il Altimetro Barometrico.

Le scarsezze del sistema (Secure) dell'ATC è ~~gestita~~ gestite mediante dei sistemi quali:

- Sistemi di sorveglianza, che monitorano la posizione degli aeromobili
- Sistemi di comunicazione, per lo scambio di dati e informazioni, fatti solitamente in VHF e che coprono distanze medie
- Sistemi di navigazione, per seguire la corretta traiettoria dal decollo fino alla destinazione

Ci sono 3 tipi di navigazione

- Attraverso sistemi autonomi presenti negli aeromobili
- Attraverso navigazione assistita da satellite: GPS, GALILEO
- Attraverso Radio Aiuti per la navigazione, VOR, DME, ILS

I dispositivi usati per la sorveglianza, quindi per la sicurezza, devono fornire posizione, altitudine, velocità, ecc.

I dispositivi per la sorveglianza utilizzati sono ~~due~~ quindi:

Radar primario e Radar secondario.

Il radar primario misura tali dati senza cooperazione da parte dell'aeromobile. Esistono anche sistemi per misurare i fenomeni atmosferici.

Il radar primario ha la pece di non distinguere il bersaglio, a meno di introdurre un sistema IFF, Identification of Friend or Foe, che risulta una sorta di radar secondario.

Il radar secondario rappresenta una evoluzione dell'IFF, adattato alla navigazione ~~in~~ ~~area~~, o meglio del traffico aereo.

È un radar di tipo cooperativo, perché prevede la presenza di un transponder a bordo dell'aereo. È cooperativo se l'obiettivo coopera con il sistema di identificazione e perciò c'è un'interazione fra i dispositivi, in questo caso radar e transponder.

Il radar (manovra e interpretazione) acquisisce le informazioni necessarie da parte del transponder e bordo dell'aereo per mezzo della retroscattering. L'interrogatore ha un'antenna fortemente direttiva, mentre il transponder emette una trasmissione, in modo da rispondere a brevi SSR (Secondary Surveillance Radar).

Il transponder deve avere dispositivi di controllo e memoria ed elaborazione, in modo tale da poter comprendere ed eseguire i

i comandi provenienti dall'interrogatore.

Solitamente il trasponder risponde solo se interrogato, cioè se viene una particolare stringa di interrogazione che lo identifica.

In base all'alimentazione ci sono 3 tipi di trasponder: pompi, senza batteria e con alimentazione dell'interrogatore tramite EM.

senza pompi, con batteria ma tutta l'energia è fornita ancora dall'interrogatore.

EM, con batteria e alimentazione autonoma.

Attraverso il trasponder il radar secondario è in grado di conoscere distanza, azimuth, quota.

Nel radar secondario, l'apparecchio di terra comunica periodicamente con il trasponder univoco interrogatorio codificato a 1030 MHz con una antenna direttiva e costituito da due impulsi RF detti P1 e P3, della durata di  $\mu$ sec. Dopo averli decodificati, se valide, il trasponder invia la risposta codificata a 1090 MHz, contenenti azimuth, quota, ecc.

Ci sono due principali limiti:

- Comandi multipli, che portano a errori per presenza di aerei in avvicinamento detti anche tracce fantasma
- Lobi secondari, che portano ad attivare trasponder di altri aerei e che può portare la rivelazione in posizioni errate.

Il problema sui lobi, può essere mitigato attraverso la tecnica SLS, ovvero Side Lobe Suppression.

Con questa tecnica è possibile interrogare, da parte del trasponder, se proviene dal lobo principale o dal secondario.

Il trasponder effettua il riconoscimento della provenienza dell'interrogazione confrontando i due impulsi P1 e P3 con un impulso apposito inviato a  $\mu$ sec dal P1. Riconosce la provenienza guardando la risposta: risponde se  $P2 \leq 2.8 \cdot P1 \cdot P3$

L'impulso  $P_2$  non partecipa alla determinazione del modo, che ne determina la funzione,  $3/4$ , identificazione e sorveglianza, e, giunta, dati delle distanze temporali tra  $P_1$  e  $P_3$ .

Si può usare la tecnica SCS con due diverse soluzioni:  
SCS con antenna omnidirezionale e SCS con antenna mono-  
polare.

Nel primo caso (con omnidirezionale), il  $P_2$  è emesso da un'antenna omnidirezionale, tale che in tutte le direzioni l'impulso ha uguale ampiezza (solo il lobo principale è superiore). È facile capire perché l'impulso sarà superiore in un solo caso, quello del lobo principale. Questo ha problemi con gli impulsi altri, dove risulta difficile controllare i diagrammi di radiazione delle due antenne.

Il SCS con antenna sommità e differenziale offre migliori prestazioni (tecnica monopolare), resta necessaria la omnidirezionale e una cura speciale  $\Sigma$  e uno  $\Delta$ .

Un'altra limitazione del modo secondario è definita garbling.

Se vengono interposti più aerei contemporaneamente, si può generare una sovrapposizione, soprattutto se relativamente vicini, oppure dello stesso aereo ma su percorsi diversi e come del multiplex.

Se questi si sovrappongono in maniera sincrona, i due segnali sono indistinguibili e non possono essere recuperati.

Se invece si sovrappongono in maniera asincrona, non uspetta i ritardi di tempo e non è considerata parte di codice e mediante algoritmi di correzione i segnali di partenza sono recuperabili.

Altro problema è quello indicato dall'acronimo "fruit", False Replies Unsynchronized in Time, cioè della ricezione da parte di un altro modo secondario delle risposte alle interrogazioni.

fatto.

Acumulate la probabilità di franting all'aumentare del tempo,  
di interazioni reciproci e del numero di interazioni.  
È influenzato dai dati secondari. Si combatte con  
filtri alle repliche ovunque sull'ISR e limitando la  
interazioni.

Analizziamo ora le risposte inviate dai trasponder ai ricevitori.  
Esse sono una serie di impulsi di durata  $0,45 \mu s$  e di periodo  
 $1,45 \mu s$ . Il numero e la posizione degli impulsi, dipende  
dal modo di interazione (A, C) e dal codice identificativo  
dell'aereo o delle quote.

Il modo A, nelle sue risposte contiene il codice id, ~~e~~  
il modo C, contiene le quote.

Si può trasmettere anche un impulso speciale SPI (special position  
identification)  $4,35 \mu sec$  dopo il 2° frame pulse.

La durata delle risposte per ogni modo è  $20,3 \mu sec$ , cioè 14 impulsi  
di cui 1 e 14 sono i frame pulses. ( $T_1$  e  $T_2$ )

L'SPI è attivato manualmente e ripetuto per un tempo compreso  
tra 15 e 30 secondi.

Il codice SSR è un numero di 4 cifre espresse nel sistema  
ottale (0, 7).

Il codice è espresso attraverso gli impulsi:

$A_1, B_1, D_1, C_1$  valgono 1 se presenti, 0 se no

$A_2, B_2, D_2, C_2$  valgono 2 ..

$A_4, B_4, D_4, C_4$  valgono 4

La prima cifra è la somma degli A, per B, C e D.

Il codice va da 0000 a 7777. Alcuni sono ~~per~~ costanti  
riservati a situazioni particolari.



Ad esempio +500 HiJack, 7600 radioactive, 2000 Nimmie istruzioni ATC... per quere, ecc..

Le informazioni di quota sono inviate da un altimetro skidato ed inviate ad un convertitore analogico-digitale (codificatore) che seleziona in centimetri le risposte in funzione delle quote con incrementi o decrementi di 100 piedi.  $\Rightarrow \pm 50$  piedi di ~~precisione~~ errore possibile. Sta nel range -100 - +126.750 piedi e servono solo 1278 differenti combinazioni di 4096 disponibili.

Sono sempre riferite alle premesse standard di 1013,25h.

Il controller vede le informazioni di quota direttamente dopo la decodifica dal livello di trasmissione (TL) in cui <sup>quella</sup> emette per riferirle alle premesse al livello del mare (QNH) della zona interessata al di sotto del TL.

Se l'ATC non compare l'altitudine in modo che ora i.e QNH locale ma il pilota lo ha corretto (volando le premesse di riferimento) quindi approssimo due quote differenti; perché quelle inviate dal transponder nel modo C è sempre riferite alle premesse standard, 1013,25h.

Per la parte ~~in modo~~ gli impulsi A e B, ~~sono degli a~~ ~~per~~ ~~che~~ ~~non~~ ~~superano~~ ~~per~~ ~~esempio~~ ~~di~~ ~~2~~

Per la trasmissione dei dati di quota, sono usati gli impulsi A e B, degli impulsi C<sub>1</sub> sempre presente uno, ma mai insieme C<sub>1</sub> e C<sub>4</sub>.

L'impulso D<sub>1</sub> non è mai usato.

La premessa di  $\pm 50$ ft è ok per scopi della local per il controller, ma troppo grossolana per aver il resto di solito e disare, che non è sempre dell'aria via più preciso.

Soltanto si effettuano interazioni intercollociate, cioè una volta alternativamente modo A e modo C, per sapere sempre entrambe.

## RADAR PRIMARIO E SECONDARIO

In un sistema di ATC radar, il primario e secondario sono funzionalmente insieme e indipendentemente usati per trovare la posizione dell'aereo. Le due informazioni sono integrate.  
La tecnica per misurare la distanza è la stessa

$$D_{PR} = c \cdot \frac{T_{PR}}{2}$$

PRIMARIO

$$D_{SR} = c \cdot \frac{T_{SR}}{2}$$

SECONDARIO

A causa del differente sistema di funzionamento,  $T_{PR} \neq T_{SR}$ .  
La soluzione è quella di anticipare il segnale dell'ISR attraverso il predoppler due domini eme adibito considerando:  
- la durata dell'interrogazione, il tempo di ritardo nell'elaborazione  
l'interrogazione e predoppler la risposta del transponder, la durata della  
risposta e il tempo del radar nell'elaborare la risposta.

Per nominare: SSR vs PSR

- + Potenza minore in trasmissione:  $P_{TX}$  vs  $P_{RX}$  perché  $SSR \propto \frac{1}{r^2}$ ,  $PSR \propto \frac{1}{r^4}$
- + Informazioni aggiuntive (identificativo, quota)
- + Nessun problema di clutter (echos non relativi), dato che la frequenza sono diverse 1030/1090 e le repliche a 1030 non degradano quelle a 1090.
- + 3D (distanza, azimut, quota).
- Clutter e fruiting
- Serve il transponder on board e questo deve essere efficiente.
- la risoluzione in distanza è peggio, come lo è la precisione in azimut e migliore come il radar MONOPULSE

VOR, ILS, DME

Definiamo ora i radio-auxili per la navigazione dell'aeromobile

-VOR-

Il VOR, VHF omnidirectional radio range, è un sistema di radiocomunicazione per aeromobili e cui sono assegnati i canali radio tra i 108.0 MHz e 117.95 MHz nella banda VHF. Si tratta di frequenze che consentirebbero di raggiungere distanze elevate, anche se 103.

Il segnale inviato contiene il nome della stazione in codice Morse, sia la posizione dell'aereo relativa alla stazione stessa in riferimento al Nord magnetico (polo Nord).

Inoltre può essere comunicato in radiotelegrafia (voce) con informazioni meteorologiche di vario tipo.

La localizzazione è effettuata attraverso il confronto tra un segnale di riferimento e un segnale variabile. Il segnale di riferimento ha la stessa fase in ogni direzione mentre il segnale variabile presenta un intervallo di fase in base all'angolo rispetto al Nord magnetico. Sono due perciò le fasi solo per chi si trova esattamente a Nord del VOR

sono quindi state delineate 360 possibili route radiali dal VOR definite attraverso l'angolo rispetto al suo Nord, definite con direzione in voce, outbound.

Lo stesso sistema del VOR è scatenato con una frequenza di 30 Hz, cioè le fasi del segnale e fase variabile, avviene alle distanze di minimo, anche 30 volte il segnale

I sistemi radio avevano antenne che ricevevano, quelli - un altro a scattare elettronica e sette parti in movimento,

il range è circa 200 Km.

# ILS

L'Instrument Landing System è un sistema di guida per l'atterraggio basato su due segnali, il localizer e il glideslope. Il localizer emette segnali radio che servono ad allinearsi alla pista, mentre il glide slope guida i piloti sulle cuneie pendenti, di circa 3 gradi.

Nelle CAT III si può ottenere anche con un'altitudine di 0m, cioè con atterraggio cieco. Nei sistemi più nuovi c'è anche un DME in modo da sapere continuamente la distanza della pista.

Il principio di funzionamento si basa su due segnali modulati a 90 e 150 Hz, la cui Difference of Depth of Modulation (DDM) fornisce l'informazione sulla sinistra e sopra o sotto al riferimento impostato per localizer e glide path. Il DDM è 0 quando è centrato sulla pista e con il cuneo glide path.

# DME

DME significa Distance Measuring Equipment e misura la distanza tra aeromobile e stazione DME di terra.

La distanza misurata è quella obliqua, detta "slant range", che attraverso l'altitudine è possibile interpolare ed avere la distanza.

Il funzionamento si basa su un trasmettitore sull'aereo che invia un flusso costante di impulsi a radiofrequenza secondo una sequenza venduta e di un trasmettitore a terra che riceve, amplifica e ritrasmette gli stessi impulsi dopo aver introdotto un ritardo  $t_0$ .

Dopo aver verificato che gli impulsi ricevuti corrispondono, il sistema calcola la distanza dal tempo  $\Delta t$  intercorso

$$d = c \left( \frac{\Delta t}{2} - t_0 \right)$$

Il sistema opera tra 960 e 1215 MHz e il numero nastro è di 2500 psec, pari ad un max di 370 km. Di solito il ME è accoppiato al VOR in modo da avere la coordinate polari  $\rho, \varphi, \theta$  che si ottiene attraverso l'alterna dell'area e la distanza indipendente ( $\rho$ ).

I ME moderni hanno un raggio di 50 m e sono in grado di fornire le distanze a 100 relaioli contemporaneamente. Oltre tale limite il tempo di tempo limita le richieste limitando il guadagno dell'antenna, <sup>nicamente</sup> evitando di rispondere alle richieste più deboli.

Il ME è un sistema con due circolari, con differenza il raggio.

A certe distanze temporali e intervallato con le risposte emette anche il nome in codice KORT.

## PARTI CARICHI

Remote sensing e telebraccio.

Il telebraccio è ~~la~~ la tecnica/arte che consente di avere informazioni su un oggetto senza entrare in contatto fisico con esso.

I sensori misurano le variazioni indotte dall'oggetto in un campo di forze, solitamente il campo EM.

L'informazione è poi trasportata dal campo EM, che dopo aver interagito con l'oggetto (emissione, riflessione, assorbimento, ecc.) si propaga verso il sensore.

Quindi senza entrare in contatto ma solo telebraccio.

I componenti fondamentali sono:

Oggetto, sorgente di radiazione, percorso di irradiazione, sensore e processamento dei dati.

Il sensore può essere scientifico, ad esempio atmosfera, commerciale come il meteo, ecc.

Ci sono quindi diverse attività:

Prima di tutto le sorgenti di radiazione, come il sole, un oggetto emesso che, avendo una temperatura, emette radiazione ad ogni frequenza, oppure un sensore (tecnologia attiva)

Nei sensori si può avere questo attivo, se riceve e trasmette ed è dotato di sorgente propria, cioè attraverso la proprietà di trasmissione, riflessione e diffrazione (da parte dell'oggetto)

Oppure passivo, se riceve ed è privo di sorgente propria (cioè misura la proprietà di emissione dell'oggetto o anche della trasmissione, riflessione e diffrazione nel caso ci sia un'altra sorgente, come il sole). Sono detti anche radiometri.

Le piattaforme possono essere terrestri, aerea o spaziali, con diverse caratteristiche di copertura.

Un sensore misura cioè solo ricevere le caratteristiche di una sorgente o di un oggetto tramite un'altra sorgente.

I sensori possono essere classificati in base a diverse caratteristiche. In base al principio di misura, cioè sensori passivi, che non hanno sorgente propria di radiazione, misurano cioè riflette/diffonde ecc, e sensori attivi che hanno una loro sorgente propria (RADAR, LIDAR).

In base alla tecnologia, come ottici, elettro-ottici, a microonde.

In base al campionamento spettrale, multispettrali, cioè misurano in 2-10 bande, o iperspettrali, da 10 a 100 bande spettrali.

In base al prodotto, prodotti imaging, che producono una mappa visuale scansionata. non misurano...

prefer, adè misurano il profilo verticale di una grande fessura.

Bisogna prima definire i requisiti del sistema da monitorare. Ci sono i requisiti spettrali, in modo da assicurare che non sia ambiguità nell'identificare l'oggetto, attraverso il numero di bande spettrali e la risoluzione spettrale (nel caso wide band). Requisiti di spazio, intervalli di risoluzione spettrale (con la minima distanza tra due oggetti indistinguibili) e la copertura.

Requisiti temporali, come ripetibilità. Requisiti radiometrici, come risoluzione radiometrica, cioè il minimo valore in potenza distinguibile, quindi l'abilità di distinguere il rumore delle variazioni di segnale utili.

L'informazione che si andrà a leggere sarà derivato dalla propagazione. Il campo sarà emesso, riflesso, diffuso, diffratto.

Nel remote sensing interessa di più la diffusione. La diffusione è dovuta alle superfici su cui cade l'onda che non sono omogenee e lisce, quindi sono ruvide e disomogenee (a loro volta materiali). A seconda della geometria che ci sono una certa diffusione. Qui non vale più l'ottica geometrica e raggi, ma serve un metodo diverso. Lo scattering si rappresenta attraverso un diagramma, equivalente ad un diagramma caratteristico dell'antenna. Ci si deve costruire il diagramma di scattering, che si spara una antenna in alcune direzioni, come se fosse l'equivalente di un'antenna direttiva. Le sue forme dipendono dalle caratteristiche dell'oggetto. L'informazione è il campo  $E(r)$ , caratterizzata da diverse frequenze e dovremmo sapere le frequenze più interessanti

la banda radio è una risorsa scarsa e deve essere usata in maniera efficiente.

Le bande vengono assegnate, pagate, ma poi è anche vero che vengono usate. Non si può prendere e poi non utilizzarle, anche se pagate. Si cerca poi di dare bande a chi le usa veramente, tipo dei militari.

Per il teleseminario la situazione è un po' diversa dalle transazioni di potenza. Si tratta del problema vero, perché si parte dal campo per conoscerlo, non di ottenere il campo.

Probl. diretto

variabili  $\rightarrow$  Modello matematico (Maxwell, relazioni trig.)  $\rightarrow$  EM - quantità numeriche

Televis.

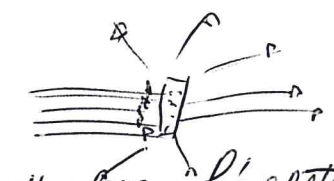
variabili  $\leftarrow$  field out  $\leftarrow$  EM - quantità energetiche

56.32

### Interazioni delle onde con l'atmosfera

I meccanismi di interazione con l'atmosfera sono differenti. Uno è l'assorbimento, dovuto a risonanza delle frequenze caratteristiche, ad esempio dovuta alle frequenze di vibrazione delle molecole costituenti il mezzo propagante, ad esempio, sulle particolari caratteristiche, dovuti a disposizioni interne attraverso i cui assi (tipo  $\text{CO}_2$  ed idrogeno o  $\text{H}_2\text{O}$ ). Le molecole hanno le caratteristiche bande (o spettri) di assorbimento.

Altro fenomeno è lo scattering (o diffusione).



Un oggetto è investito da un campo, una parte attraversa l'oggetto e viene trasmessa nella stessa direzione in cui è stato investito, un'altra parte è diffusa in tutte le direzioni.

Per caratterizzare il fenomeno dello scattering si costruisce un diagramma dello scattering.



colore della diffusione di potenza in base all'angolo di arrivo, quindi le direzioni principali di emissione.

Ci sono vari tipi di scattering:

Il primo è il Mie Scattering: le particelle hanno lo stesso ordine di grandezza della lunghezza d'onda. Ha un valore massimo nelle direzioni forward e un secondo massimo nelle direzioni opposte. Tipo dello scattering nelle nubi.

Il secondo è il Rayleigh Scattering: le particelle sono più piccole della lunghezza d'onda che investe l'oggetto. Le distrib. angolari del diagramma di diffusione è concentrata nella direzione della radiazione incidente. Esempio è il cielo blu all'alba e tramonto.

Il terzo tipo è il Raman Scattering, dovuto ad urti inelastici, in questo caso c'è un offset in frequenza tra incidente e rinvio dovuto alla vibrazione dell'oggetto.

Almeno uno come può essere l'interazione con l'atmosfera, vediamo ora come può essere l'interazione con una superficie e come il terreno, il mare o il cielo, come esecoli con una certa superficie.

Nel caso di superficie patta, dovremo la riflessione speculare. Abbiamo un angolo incidente e la potenza e quella riflessa ed un angolo  $\theta_r = \theta_i$ , dalla cosiddetta legge di Snell.

$$S(R_n) = S_0(r_1 + r_2) \cdot \Gamma$$

S e- la densità di potenza e  $\Gamma$  il coefficiente di riflessione che dipende dal materiale. Un metallo  $\approx 1$ , cemento minore, dato che in parte viene assorbito.

Ci sono poi anche i con in cui non c'è riflessione, come il mare sulle onde.

Noi vedremo il solo meccanismo di riflessione, quindi in una direzione unica, ma parte di potenza è sottratta e inviata in altre direzioni.

$$S(R_x) = S(r) \cdot \Gamma(\sigma_s)$$

secondo il modello di Kirchhoff, e  $\sigma_s$  è la curvatura della superficie, indice della rugosità. Parte della potenza è quindi sottratta da quella che separa la legge di Snell.

Secondo il modello di Kirchhoff

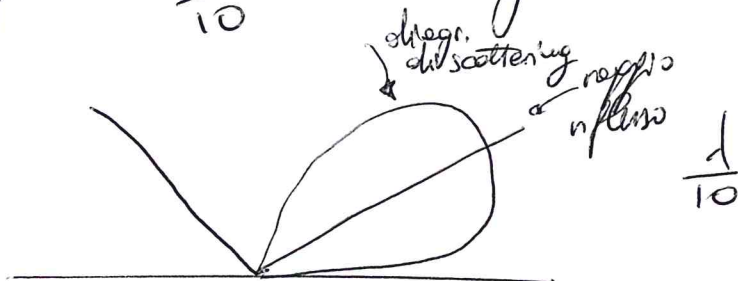
$$\Gamma \rightarrow \Gamma e^{-\frac{r(\sigma_s)^2}{2}}$$

ma non che la rugosità aumenta, dovremmo diminuire la riflettività.

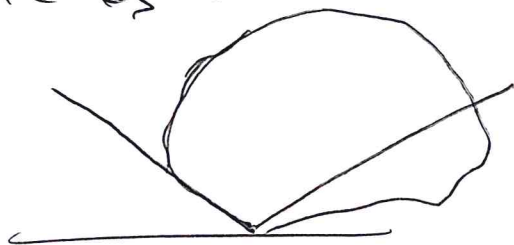
La formula vale solo se  $\sigma_s$  è  $\frac{1}{10} < \sigma_s < \frac{1}{4}$ .

Ci sono poi dei con limite, se  $\sigma_s = 0$ , non ho un diagramma di scattering, ma ho solo un diagramma di riflessione.

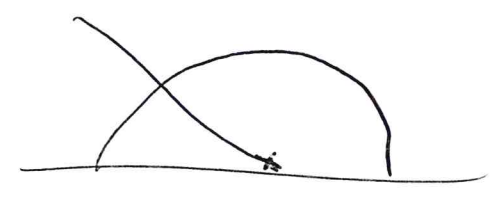
Quando è pari a  $\frac{1}{10}$ , il diagramma è del tipo



se è  $\frac{1}{4}$  il  $\sigma_s$  sarà circa qualcosa tipo



Se  $\sigma_s \gg \frac{\lambda}{4}$  è più corretto fare una ritrascrizione



Ci sono quindi i tre casi limite da considerare, crescenti al crescere di  $\sigma$  nella dimensione angolare del lobo. Nel caso  $\sigma_s = \frac{\lambda}{4}$ , si può dire che la riflessione diffusa diventa riflessione diffusa uniforme e in fu dei casi una serpente di diffrazione, dove l'angolo influenza non è più identificabile e l'oggetto diventa a sua volta la serpente. Si può considerare una specie di serpente primario. Quando un approccio statistico, il diagramma può essere assunto l'ombreggiato, cioè che riflette la relazione con uguale intensità per ogni angolo di riflessione, cioè costanza intensità in tutte le direzioni. (venire da una intervista nelle slides!)

PARAMETRI DI BASE DEL RETROE DIFFRAZIONE

La differenza rispetto alla teoria della riflessione o irradiazione retro come compatibilità, è che la distribuzione non è generalizzata considerabile puntiforme, ma presenta una superficie rilevante e che emettono delle onde diffuse. Si ha poi ~~anche~~ che potrebbe essere anche una serpente secondaria, la cui potenza emessa arriva principalmente da una serpente primario che lo ha investito, come solo o serpente schifoso. Sono quindi definire delle variabili, diverse da quelle per lo studio della tutta radio, specifiche per il retroe scattering. Avremo un'antenna una superficie, o meglio un elemento di superficie, e bisogna come come si modella

L'emissione nelle varie direzioni che parte dai vari vettori definiti da  $\theta$  e  $\varphi$ .

Uno dei parametri più importanti è la Radianza o anche detta irradianza totale  $\text{W m}^{-2} \text{Sr}^{-1}$ : quantità di radiazione emessa da una certa superficie (in flames, trasmissioni, ...) (per unità di superficie) e la relazione tra radianza e potenza è data da

$$P = \int L \cos\theta dA d\Omega$$

divisto  
potenza

dA come in stereoradianti (angolo solido) della sfera

$$L = \frac{d^2\phi}{dA d\Omega \cos\theta} \sim \frac{\phi}{2A \cos\theta} \quad \text{se irradianza uniforme...}$$

La radianza si può definire sia come potenza incidente e sia come potenza emessa.

Irradianza, definita solo in incidenza

$$E = \iint_{\theta, \varphi} L_{in} \cos\theta d\Omega$$

La quantità di radiazione incidente che cade in una certa unità di area.

Nel caso isotropico,  $L_{in}$  non dipende da  $\theta, \varphi$ ,  $\Rightarrow E = L \cdot \pi$

L'exitance è identificata con  $L_{out}$ , cioè in uscita e perciò in emissione. Sono misurati in  $\frac{\text{W}}{\text{m}^2}$

$$M = \iint_{\theta, \varphi} L_{out} \cos\theta d\Omega$$

La RADIANZA SPETTRALE rappresenta l'energia o la  
informazione totale, distribuita ad una singola frequenza.

$$L_f = \frac{dL}{df} \Rightarrow \Delta L = L_f \Delta f$$

$$L_\lambda = \frac{dL}{d\lambda} \Rightarrow \Delta L = L_\lambda \Delta \lambda \quad (L_f = \pm \frac{c}{f^2} L_\lambda)$$

È la variazione della radianza sulla variazione della frequenza.

Si intende sapere qual è la radianza di un certo oggetto  
in parte della radianza spettrale di un corpo nero. Tutti  
gli oggetti con una temperatura assoluta maggiore di 0K (-273°C)  
emettono delle radiazioni termiche, queste rappresentano la maggior parte  
delle radiazioni ricevute dai sistemi di remote sensing.

Per descrivere il fenomeno si fa riferimento alla radianza  
e tenendo in considerazione la sua variazione rispetto alla  
lunghezza d'onda.

Il corpo nero è un corpo che non riflette nulla, assorbe tutto  
ed emette una certa quantità di radiazioni.

Conoscendo l'emissività del corpo nero, si può determinare anche  
la temperatura. Calcolata da Planck, consente di calcolare  
le radiazioni totali.

$$L = \int_0^\infty L_\lambda d\lambda = \frac{2\pi^5 k^4}{15 c^2 h^3} T^4$$

dalla radianza spettrale (calcolata da Planck)

$$L_f = \frac{2hf^3}{c^2 (e^{\frac{hf}{kT}} - 1)} \quad \circ \quad L_\lambda = \frac{2hc^2}{\lambda^5 (e^{\frac{hc}{\lambda kT}} - 1)}$$

Nel caso in cui la radiazione sia isotropa, l'emittanza diventa

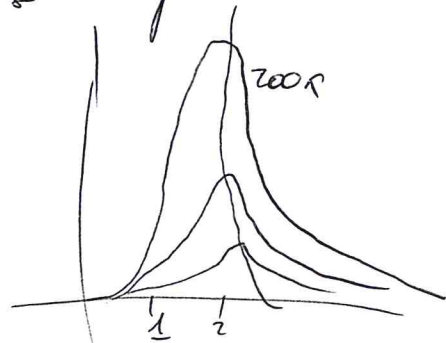
$$M = \pi L = \frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3} T^4 = \sigma T^4$$

quindi dipendente solo dalla temperatura.

dove  $\sigma = \frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3} = 5.67 \times 10^{-8} \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{K}^2}$

la radianza dipende dalla frequenza e dalla temperatura a cui si trova il corpo nero.

Ad una certa temperatura, i picchi si spostano ad una certa lunghezza d'onda



Se  $\lambda$  è abbastanza grande, si può semplificare l'espressione della radianza spettrale che diventa, l'approssimazione di Rayleigh-Jeans

$$L_f = \frac{2kTf^2}{c^2} = \frac{2kT}{\lambda^2} \quad (\text{see phys. exchange})$$

Valere se  $f \ll 6000 \text{ GHz}$  o  $\lambda \gg 50 \mu\text{m}$ , a  $T = 270 \text{ K}$ , cioè  $7^\circ \text{C}$ .

Alle RF, questa è una sempre valida per tutte le temperature.

In generale non serve conoscere le caratteristiche a tutte le frequenze, il sole approssima questa curva con  $T = 5800 \text{ K}$ , mentre a  $270 \text{ K}$ , tipico della terra, l'analisi è fatta sotto  $\lambda_{\text{max}} = 10.3 \mu\text{m}$ , cioè un'analisi specifica per quella frequenza.

Nel caso dei materiali reali, questi non si comportano esatt. come un corpo nero. Si inserisce perciò un parametro emissività  $\epsilon$ , in modo da avere la radianza di un corpo di non  $\epsilon$  nero a quella del corpo nero. emissività  $\epsilon$  ~~è~~ la radianza dell'oggetto a quella del corpo nero da  $\epsilon(\lambda)$ , perciò

$$L_{\lambda} = \epsilon(\lambda) L_{\lambda, p}$$

dove  $L_{\lambda, p}$  è la radianza del corpo nero.

La Legge di Kirchhoff? dice che un corpo che è un buon emettitore deve essere anche un buon assorbente (le due quantità devono essere uguali): se un corpo assorbe più di quanto emette non sarebbe in bilancio. Deve perciò finire in bilico.

Si suppone allora l'emissività  $\epsilon$  è data da  $\epsilon$ , ma anche la riflettività, duale, data da  $1 - \epsilon$ .

Si deduce da prima  $\epsilon \in [0, 1]$ , per non riproporre il corpo nero. La temperatura di bilancia di un corpo non nero è la temperatura che dovrebbe aver un corpo nero per avere la stessa radianza a quella temperatura.

$$T_b = \frac{hc}{\lambda k T \left( 1 + \frac{1}{\epsilon} \left( e^{\frac{hc}{\lambda k T}} - 1 \right) \right)}$$

con l'ipotesi di Rayleigh-Jeans

$$\frac{hc}{\lambda k T} \ll 1$$

$$L_{\lambda} \approx \frac{2ckT}{\lambda^4}$$

per cui si scrive come

$$T_b \approx \epsilon T$$

La formula  $L_f = \frac{2kT}{\lambda^2}$  è corretta se poi è integrata ancora in  $d\Omega$ , quindi appunto  $4\pi$ . Indicate come si deve poi essere integrata in  $\lambda$ , da  $\frac{c}{\nu}$  si deve convertire il  $d\lambda$  in  $d\nu$  ( $d\lambda = -\frac{c}{\nu^2} d\nu$ ).

IL RADIOMETRO misura la potenza emessa, considerando la potenza è equivalente a conoscere la temperatura.

Il radiometro è un sensore passivo che consente di misurare la radiazione emessa da un corpo grigio e in base alle curve traverse la caratteristiche del corpo, come la temperatura di brillatura.

Generalmente ad una certa frequenza, la potenza che il radiometro riceve viene

$$dP_p = \frac{dP}{d\Omega} = L_f dA \cos\theta d\Omega$$

Si può definire un flusso di potenza spettrale che è un flusso di potenza in una certa superficie

$$F_p = \frac{dP_p}{dA \cos\theta} = L_f d\Omega$$

la potenza  $P_p$  può essere calcolata come il prodotto di  $F_p$  e l'area efficace dell'antenna, se è nella direzione di massima

$$\Delta P_p = F_p \cdot A_e \quad \text{con perfetto matching di polarizzazione}$$

$$\Delta P_p = F_p \cdot \frac{A_e}{2} \quad \text{con polarizzazione random, random polarization matching.}$$



In un volume, la densità di potenza emessa da un'antenna è proporzionale alla temperatura dell'antenna.

Si misura la  $\Delta P_p = F_p A_{eff}$ .  $F_p$  bisogna conoscerlo perché bisogna conoscere lo schema spettrale e lo conosciamo con le formule precedenti. Si può però anche dire che la densità di potenza frequenziale dell'antenna secondo la formula di Nyquist è uguale a  $kT_A$ , dove  $T_A$  è la temperatura di rumore dell'antenna.

$$P_N = kT_A \Delta f$$

con nell'intervallo  $\Delta f$ .

Si può dire che  $P_N$  è proporzionale a  $T_A$ , cioè la temperatura dell'antenna, si conosce che  $U_f$  è proporzionale alla temperatura della sorgente,  $\Delta T_f$  è particolarmente proporzionale alla radianza tramite  $P$ , si può quindi dire che misurare la potenza in antenna equivale a misurare la temperatura di bollella della sorgente di emissione. Si può dimostrare che la temperatura d'antenna è proporzionale alla temperatura di bollella. Misurando quindi  $P_{uf}$ , conosciamo la temperatura d'antenna, avendo la temperatura d'antenna proporzionale alla temperatura di bollella si riesce a misurare anche la temperatura di bollella della sorgente di emissione.

C'è quindi un intercambiabilità tra la potenza e la temperatura infatti se vale Rayleigh-Jeans, lo schema spettrale

$$U_f \approx \frac{2kT_b}{\lambda^2}, \quad F_p = \frac{2kT_b}{\lambda^2} \Delta \Omega$$

poi nelle direzioni di massimo

$$\Delta P_f = \frac{2RT_b}{\lambda^2} \Delta l \frac{A_e}{2} = \frac{\kappa A_e}{\lambda^2} T_b \Delta \Omega$$

Perciò è direttamente proporzionale alla temperatura di Brillouin.

Se  $\Omega$  rappresenta di emissione è grande e  $T_b$  costante da includere tutto il lobo dell'antenna,  $T_A \sim T_b$

Il  $A_e$  di fuori della direzione di massima dell'antenna non contribuisce più l'area efficace ma l' $A_{eff}$  moltiplicata per coefficiente di diagramma di radiazione dell'antenna nel raddiamento, quindi l'area efficace diventa una funzione dell'angolo  $\theta, \varphi$ . 2.17.59

$$A_e(\theta, \varphi) = A_e \cdot i_r(\theta, \varphi)$$

Se si vuole per trovare tutte le potenze, bisogna integrare

$$P_f = \frac{\kappa A_e}{\lambda^2} \int_{4\pi} T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) d\Omega$$

$$\Omega_A = \frac{\lambda^2}{A_e}$$

→ eq. a  $\frac{4\pi}{\Omega_A}$ : vera formula (forse si potrebbe in spazio unit.  $i_r$  emette e non emette, tip

e  $\Omega_A$  è l'ampiezza del lobo principale dell'antenna

dato che  $P_f = P_{Nf} = \kappa T_A$

$$T_A = \frac{A_e}{\lambda^2} \int_{4\pi} T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) d\Omega$$

da cui

$$T_A = \frac{A_e}{\lambda^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi$$

$i_r \bar{e} = i_r$ , perché è il pattern gli antenari raddiamento ed è normale

Però una antenna con un'area efficace grande, avrà un piccolo fascio in termini di angolo solido (infatti è collegato al guadagno e direttività).

Se  $T_b$  è costante per tutte le direzioni dove  $i$  non è zero

$$T_a = \frac{\int_{4\pi} T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) d\Omega}{A_a} = \frac{T_b \int_{4\pi} i_r(\theta, \varphi) d\Omega}{A_a} = \frac{T_b A_e}{A_a} = T_b$$

In questo caso, la temperatura dell'antenna, ottenuto dalla potenza ricevuta, fornisce una stima della vera temperatura di brillantezza dell'oggetto.

Concludendo, se vale Rayleigh-Jeans si ha

$$L_f \approx \frac{2\kappa T_b}{\lambda^2} \quad F_f = \frac{2\kappa T_b}{\lambda^2} \Delta\Omega$$

quindi nella direzione di massimo

$$\Delta P_f = \frac{2\kappa T_b}{\lambda^2} \Delta\Omega \frac{\Delta e}{2} = \frac{\kappa A_e}{\lambda^2} \Delta\Omega T_b$$

mentre fuori della direzione di massimo <sup>estrem, "versore"</sup>

$$A_e(\theta, \varphi) = A_e \cdot i_r(\theta, \varphi)$$

e quindi

$$\Delta P_f = \frac{2\kappa T_b}{\lambda^2} \Delta\Omega \frac{\Delta e}{2} i_r(\theta, \varphi)$$

La densità di potenza totale vale

$$P_f = \frac{\kappa A_e}{\lambda^2} \int_{4\pi} T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) d\Omega \quad \text{e siccome}$$

$$P_F = P_{\text{avg}} = K T_A$$

$$T_A = \frac{A_e}{\lambda^2} \int_{4\pi} T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) d\Omega = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi T_b(\theta, \varphi) i_r(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi}{\Omega_A}$$

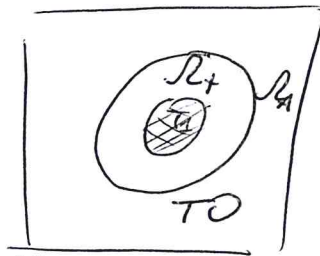
dove  $\Omega_A$  è l'ampiezza del lobo principale dell'antenna.

Il footprint o instantaneous Field of View (IFOV)  $\Delta \Sigma = R^2 \Delta \Omega$

Se  $T_b$  è costante per le direzioni in cui  $i_r$  è diverso da zero, si ha che la temperatura d'antenna che si ricava dalla potenza ricevuta consente una stima fedele della temperatura di brillantezza dell'oggetto.

Esempio: radiometro che vede un oggetto target con  $T_b = T_1$  e attorno ad esso un ambiente con  $T_b = T_0$ .

Si suppone che l'antenna risponda uniformemente in  $\Omega_A$  e che non risponda al di fuori.



$\Omega_A$  superiore lobo antenna, deve rispondere uniformemente. Non risponde al di fuori.

$\Omega_A$  può essere troppo grande rispetto all' $\Omega_t$  di dimensioni del corpo che si misura. In questo caso  $T_A \neq T_1$ , ma bisogna usare una specie di media pesata, perché prende anche  $T_0$ , cioè

$$T_A = \left(1 - \frac{\Omega_t}{\Omega_A}\right) T_0 + \frac{\Omega_t}{\Omega_A} T_1 \quad \Omega_A > \Omega_t \quad (\text{case più grande del lobo})$$

Altrimenti, se  $\Omega_A \leq \Omega_t$ ,  $T_A = T_1$ .

Il progetto ideale ha  $\Omega_A = \Omega_t$ , ma non è uguale per tutti gli oggetti  $\Omega_t$ .

Un gruppo di persone può emettere una certa quantità di  $30$  radiazioni  $\text{m}^2$ , dovuta alla temperatura. Quanto più esse, tanto più il raddiamento, tipo quello dell'inf. Tinti e mostrato nell'esercizio.

Altri parametri sono ad esempio, la sensibilità, molto importante e che dipende dalla minima potenza che si può rilevare e viene in termini di temperatura. Ci sono infatti delle soglie, al di sotto delle quali non si viene più a rilevare o misurare.

È possibile scrivere con le formule

$$\Delta T = C \frac{T_{\text{sys}}}{\sqrt{\Delta f}}$$

dove  $\Delta T$  è la temperatura minima rilevabile.

$C$  è una costante ( $\approx 5 \div 20$ ), e dipende da  $\Delta f$  e  $\Delta f$  sono scelti spesso in modo tale che  $\Delta T = 1^\circ\text{K}$ , anche se poi può essere appunto, che dipende e tempo di integrazione.

I raddiometri possono essere a scannone, se si vuole aumentare la regione di scansione. Deve infatti puntare sull'oggetto. Per aumentare la copertura si devono fare e scannone. Questo può essere di tipo meccanico o elettronico. I primi sono i più usati anche per quanto il momento meccanico. Quelli elettronici hanno delle antenne di estensione che vengono poi collegate in modo da essere allineate al fuoco. Questi oggi possono essere anche alogeni o plasma (antenna aperta). Le maggiori applicazioni, anche grazie alle coperture di lavoro sempre più elevate, come anche in meteorologia, sono diverse. Ad esempio emettitori acustografici, multifreq. perché dipendono

anche da solinità, polarizzazione ecc.  
Nel caso di aerosol della superficie terrestre non è molto efficace per le scorie definite, può vedere più bene e giusto.

Nel caso della scansione dell'atmosfera, si possono usare anche le bande di assorbimento, bisogna usare dei radiometri multifrequenza, come per CO, NO2 ecc sopra e 300GHz, per misurare le componenti dell'inquinamento atmosferico.

Oltre ai sensori passivi, usati prima, ci sono i sensori attivi. Molto usati per le misure ambientali  $\tau$  e LIDAR, Light Detection and Ranging.

È anche questo basato sul concetto dello scattering, in particolare il back-scatter. Stesso concetto del radar, ma è presente anche una sorgente. Ad esempio un laser che trasmette e un fotodiodo che riceve.

Tenono essere collocati, cioè allo stesso posto, o su posizioni diverse. Come se fosse un radar monostatico (tutto in una pos.) o bistatico (in due pos. diverse). Ci sono diverse versioni del LIDAR:

IL DIAL: (Differential Absorption Lidar) usa un laser modulato, in modo da misurare le variazioni del backscatter dell'atmosfera, in modo e come vengono misurate le variazioni delle molecole dell'atmosfera e permette vedere la composizione.

DOPPLER LIDAR: che misura le variazioni della frequenza doppler del segnale di backscattering.

RANGE FINDERS: metodo semplice, che sulla base della distanza temporale che serve degli impulsi di backscatter determinano la posizione dell'oggetto con una precisione persino millimetrica.

Altro esempio di sezione ottica è rappresentato dal RADAR. 3)  
 Si ha una sorgente trasmittente che emette un segnale  
 che incide su una superficie e viene poi diffusa e riflette  
 in varie direzioni.

Si definisce la sezione di scattering bistatica

$$\sigma_s \triangleq \frac{P_s^i}{S_i} = \frac{S_s(\theta_i, \varphi_i, r) \cdot 4\pi R_s^2}{S_i(\theta_i, \varphi_i, R_i)} \quad [\text{m}^2]$$

$P_s^i$  è quella numero delle sezione di scattering e la  
 $S_i$  è la potenza incidente diretta alla sorgente.

$R_s$  è la distanza tra il punto in cui è numero e il punto  
 in cui viene ricevuta.

Si può anche definire il fattore di scattering bistatico (o coefficiente)

$$\sigma_0(\theta_i, \varphi_i; \theta_s, \varphi_s) \triangleq \frac{\sigma_s(\theta_i, \varphi_i; \theta_s, \varphi_s)}{\Delta A}$$

è adimensionale e  $\Delta A$  è la superficie di scattering.

Si ha una serie di disprezzi di scattering.

Altri parametri importanti sono le Cross Absorption Section

$$\sigma_a \triangleq \frac{P_a}{S_i}$$

$P_a$  = potenza assorbita e  $S_i$  è il numero di potenza incidente.

Per RADAR MONOSTATICO sono collocati, nel caso bistatico  
 sono in diversi punti.

Importante sono poi le equazioni del nodo.

$$\epsilon_0 = \frac{P_s'}{S_i \Delta A} \Rightarrow P_s' = \epsilon_0 \Delta A \frac{G_r(\theta_i, \psi_i) P_t}{4\pi R_t^2}$$

La densità di potenza al ricevitore sarà

$$S_r = \frac{P_s'}{4\pi R_s^2} = \epsilon_0 \Delta A \frac{G_r(\theta_i, \psi_i) P_t}{(4\pi R_t R_s)^2}$$

Quindi la potenza ricevuta

$$P_r = S_r A_{\text{eff}}^{\text{ricev}} = S_r \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{G_r(\theta_r, \psi_r) G_t(\theta_i, \psi_i) P_t}{(R_t R_s)^2} \epsilon_0 \Delta A$$

Se il trasmettitore illumina una zona molto estesa, bisogna integrare

$$P_r = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} P_t \iint_A \frac{G_r(\theta_r, \psi_r) G_t(\theta_i, \psi_i) \epsilon_0(P)}{(R_t(P) R_s(P))^2} dA$$

Ma solitamente  $A$  è piccola e perciò nel nodo possiamo dire che

$$P_r = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{G^2 P_t}{R^4} \epsilon_0 \Delta A$$



Compito 13-12-2011

Si consideri un radiometro che si trova su una piattaforma satellitare e che dista  $r = 800 \text{ km}$  dalla superficie di un pianeta e il fascio d'antenna del radiometro punta nella direzione del meridiano, quindi verticale verso il pianeta, perpendicolare al pianeta. La frequenza di lavoro del radiometro è di  $20 \text{ GHz}$  e la parabola ha un  $A_{\text{eff}} = 1 \text{ m}^2$ .

Il radiometro punta verso il centro di un oggetto circolare che ha il diametro di  $10 \text{ km}$  e una temperatura di brillanza di  $300 \text{ K}$ , circondato da un mare con temperatura di brillanza pari a  $200 \text{ K}$ .

Se il radiometro punta verso un'area più estesa, con due temperature, erroneamente si commette un errore, dato dalla media. Si determini questo errore.

Nella soluzione il primo step è quello di calcolare la apertura in campo solido, cioè

$$\Omega_A = \frac{\lambda^2}{A_{\text{eff}}} = 2.25 \cdot 10^{-4}$$

$$\Omega_B = \frac{\Delta S}{r^2} = \frac{\pi R^2}{r^2} = 1.2 \cdot 10^{-5}$$

superficie  
 $r^2$  è differenza dell'angolo solido

Si può ora calcolare la  $T_A$

$$T_A = \left(1 - \frac{\Omega_B}{\Omega_A}\right) T_0 + \frac{\Omega_B}{\Omega_A} T_1 = 253.33 \text{ K} \Rightarrow \Delta T = 253.33 - 300 = \underline{\underline{-46.67}}$$

Vedi nelle dispense gli esercizi con le risposte multiple

• Sistemi di localizzazione, aspetti generali e metodi

L'obiettivo è quello di realizzare un sistema di radiolocalizzazione attraverso una rete cellulare o comunque con una rete che preveda un certo numero di stazioni fisse, in posizioni note che trasmetta un campo elettromagnetico che deve essere opportunamente misurato e successivamente elaborato per poter ottenere la posizione dell'utente mobile.

Su rete cellulari non sono come, ma richiedono delle modifiche HW e SW sulle rete e sui terminali.

In Italia c'è ancora il problema nell'implementare la localizzazione in 2G, ad esempio "2".

La riduzione dei costi pertanto gli operatori si preparano soluzioni basate sulle reti radiomobili:

Sono per soluzioni anche quelle che non basate sulle posizioni presente anche sul cellulare, tipo quelle ottenute con il GPS, ma richiede cooperazione del dispositivo mobile.

A seconda del servizio che fornire, le richieste di precisione possono essere molto diverse.

Negli USA la legislazione è molto stretta sulle domande di emergenza.

Il 911 vuole tutte le chiamate effettuate da cellulare e a fornire la posizione, solo al servizio 911, per problemi di sicurezza.

Questi servizi possono essere anche dei normali consumatori.

I requisiti fondamentali sono quelli della FCC, in cui si definisce l'errore di localizzazione, cioè la differenza tra la posizione stimata e la posizione reale.

$$e_p = |P - P_{reale}|$$

Nella specifica FCC (2001) è

$$\text{Prob} \{e_p < 125 \text{m}\} = 0.67$$

Si vuole punto per punto l'errore commesso, da una a seconda delle posizioni e delle caratteristiche della proporzione. Si fa quindi un'analisi statistica dell'errore.

In futuro le

$$\text{Prob} \{ e_p < 13 \mu\} = 0.67$$

quindi l'errore deve essere nella classe di metri. In un senso meno stringenti, poiché non c'è ancora l'obbligo di fornire per i servizi di sicurezza tipo 911.

Questi requisiti, per essere descritti, richiedono almeno una rappresentazione tridimensionale dell'ubicazione di proporzione, perché si devono usare dei modelli di proporzione per poter calcolare la posizione.

Tridimensionale significa che si vuole almeno fornire la latitudine e la longitudine, cioè almeno  $x$  e  $y$ . Sarebbe meglio avere anche la quota,  $z$ .

Altro aspetto è quello di garantire che sia verificata, almeno la si presale emette, la condizione LOS.

Il GPS infatti funziona bene all'esterno con la visibilità di un certo numero di satelliti, altrimenti potrebbe non funzionare.

Saranno poi dei punti di riferimento in posizioni note, come i satelliti per il GPS o le stazioni base (BS) per la rete cellulare. Questi punti di riferimento dovranno essere noti nella posizione e dovranno essere un certo numero minimo, 4 visibili.

Le tipologie di misure per il positioning sono diverse, fra cui di tempo, di potenza, della differenza di arrivo, delle caratteristiche dei canali multipli.

È importante definire un sistema di riferimento, come può essere il sistema UTM, cioè il sistema Universale Transverso di Mercatore, in questo caso la coordinate sono in metri e bisogna fare attenzione ai suoi fusi, per cui la proiezione cartica conforme di Lambert o il sistema dei meridiani e paralleli, cioè con latitudine e longitudine.

UTM fa la proiezione su un cilindro di cui l'asse è perpendicolare a quello di rotazione della terra.

La proiezione cartica conforme di Lambert fa la proiezione su un cono con un asse parallelo della terra.

Il sistema con meridiani e paralleli è il più spesso usato e scelto, che dipende anche dalla scelta del geoide.

Ci sono formule per convertire tra i sistemi.

Servono le formule anche per sapere dove sono le stazioni base, che sono date nelle differenti coordinate. Le UTM sono più comode perché sono già in metri, mentre l'altro sono formule più complesse. A seconda di dove siamo serve il fuso per fare

la conversione latlong  $\leftrightarrow$  UTM.

Serve per un sistema per visualizzare i layers dei vari siti, stazioni, punti, ecc per una visualizzazione su una mappa.

Il GIS è un sistema per visualizzare, manipolare, ecc tutti i tipi di dati spaziali o geografici.

In ambito europeo, l'ETSI, European Telecommunications Standards Institute, ha dato delle definizioni fondamentali per i servizi di localizzazione, e chi li fa in Europa, deve attenersi a queste raccomandazioni.

di loro prima definiti i servizi

LBS, location based services, sono dei servizi che sfruttano l'informazione di posizione dell'utente. Forniscono anche dei altri

LCS, location services, sono i metodi e tecnologie che consentono di ottenere la localizzazione. Sono composti dagli elementi di rete, le funzionalità degli elementi, le interfacce e i messaggi scambiati, le norme funzionali, ecc.

Il metodo o tecnica di localizzazione e l'algoritmo cui si basa la stima di posizione ed e tipicamente system-independent. Alcuni metodi pero' sono molto specifici.

Le tecnologie di localizzazione, definisce la relazione dell'algoritmo prescelto (la tecnica usata, la specifica interfaccia a RF, i tipi di dati, ecc) e dipende dal particolare sistema

Per tornare agli LBS, le applicazioni possono essere governative, come la gestione di emergenza (112, sorveglianza elettronica, ...), possono essere per gli operatori industriali, con il tracking basato sulla posizione, trasmissione radio di tipo network e RF, per gestire e controllare la flotta.

Altre applicazioni possono essere quelle commerciali, come le applicazioni consumer, che sono applicazioni sul traffico, navigazione, soccorso, servizi informatici ecc

o business, per gestire beni, flotte, dipendenti o servizi di emergenza per i branchi sul campo.

Queste sono le technical specifications ETSI TS 102 071. Secondo l'etsi, questo sistema deve essere realizzato con componenti modulari, di tipo standard e delle interfacce di comunicazione tra i moduli e gli apparati

che consente ad apparati diversi di operare tra di loro.  
La rete deve essere flessibile per poter ospitare  
evolutioni e si devono poter garantire dei livelli multipli  
di confidenzialità e sicurezza di accesso alle rete e  
le reti stesse devono poter essere in grado di implementare diversi  
metodi di localizzazione e deve essere possibile implementare  
un DoS per garantire un minimo di servizio.

I metodi di localizzazione possono essere classificati  
in base al metodo di misura dei location parameters.

Inanzitutto gli algoritmi di localizzazione richiedono la  
misura di una o più grandezze (location parameters), il cui  
valore sarà legato in qualche modo alla posizione del mobile; può  
indicare grandezze diverse o seconde dei metodi.

La prima classificazione è riguardo a chi assume la posizione:

- se effettuata dal mobile, si parla di self-positioning  
(o handset based)

- se invece è effettuata da 1 o più stazioni radio base  
fisse (FSs) si parla di remote-positioning (o network  
based).

Esistono anche soluzioni miste, cioè ibride che combinano  
le due precedenti: handset based/network assisted, se la rete aiuta  
il mobile o network based/handset assisted, in cui il mobile  
effettua la misura e lo invia alla rete per il calcolo della  
posizione.

Tutte le handset based richiedono modifiche hardware/software ai  
terminali (sia non o assisted). Non vanno bene per i  
servizi di emergenza, che devono essere garantiti per tutti  
i telefoni e quindi network based. Per funzionalità aggiuntive vanno bene

Si può poi avere anche una seconda classificazione <sup>35</sup> basata sul tipo di macrocategoria:

- Dead reckoning systems, si parte da una posizione nota iniziale e viene calcolato sempre velocità e direzione di spostamento con sensori, in tal modo si calcola la posizione successiva
- Proximity systems, si basano per due le posizioni su qual'è la stazione di riferimento (RS) più vicina ed usabile e tale informazione è sufficiente per stimare la posizione: per limitare l'errore devono essere molto fitte
- Radiolocation systems; si basano sulle misure di segnali radio tra la ITS e un certo numero di RS (terrestri o satellitari), da questi segnali elaborati, si stima la posizione del terminale mobile.

Ci concentriamo sui Radioloc Systems. Si può dire di misure perché si intende un sistema implementato, anche se in realtà quello che funziona è un calcolo, otto alla misura nel possibile sistema se implementato.

Sono quindi basati sulle misure dei segnali radio tra ITS e un certo numero di FS (stazioni fisse, RS), in particolare si misurano i location parameters prescelti, il location parameter fa tracciare una curva nel piano (Line of position) sulla quale può trovarsi il mobile rispetto alla FS considerata.

L'intersezione delle varie lines of positions consente di trovare la posizione del mobile (anche i limiti dovuti agli errori sulle misure).

I sistemi elaborati possono essere considerati Radioloc Systems; in cui si usano le stazioni base come FS (RS).

A seconda del ~~coefficiente~~ <sup>coefficiente</sup> parametro misurato, si distinguono 3 metodi principali di localizzazione:

- Signal strength methods (misura segnale  $\delta$ , potenza)
- Angle of Arrival (AoA) methods (si misura la direzione)
- Time Based Methods (ToA / TDoA), si misura un tempo di arrivo.

Tutti questi consentono di trovare la posizione.

Volendo dei metodi, si può fare ~~una~~ una lista di metodi anche più dettagliata

- Cell ID based, molto semplice e presente in tutti i cellulari
- Signal strength
- AOA (DOA / DF) (Angle of Arrival / Direction of Arrival / Direction of Finding)
- ToA (Time of Arrival)
- TDoA (Time difference of Arrival)
- Tecniche proprietarie (multipath analysis, ecc)
- Ibride, cioè combinazioni delle precedenti.

Un generico metodo può avere varie versioni:

- uplink, richiede delle stazioni in più rispetto alle stazioni radiobase costo spuntato; tecniche LMU che effettuano la misura per il collegamento (UE  $\rightarrow$  BS)
- downlink, è il mobile a fare la misura sui segnali di downlink (BS  $\rightarrow$  UE)



• Cell ID based

Basato sull'ID della cella sergente, si conosce qual'è l'area di copertura di quella cella. (Circle proximity system).

Può usare solo l'identificativo della cella, sempre disponibile e senza nessuna modulazione, cioè senza nessun metodo appiuntivo. Si può avere una versione enhanced, in cui si usano delle informazioni già presenti nella rete, come il Time Advance presente nel GSM, o il Round Trip Time nell'UMTS. Sono più disponibili senza modifiche hardware e perciò non si perde di vedere Uplink o Downlink, perché non viene fatto nulla di particolare di appiuntivo.

L'area di copertura dipende da quale è utilizzato. Solo cellID, e allora è la cella intera, SectorID (usando più celle), e allora il settore, CellID+TA, e allora una corona circolare nella cella, SectorID+TA, e allora un settore di corona circolare.

Il settore può essere ad esempio 120° se tre settori per coprire il piano, cioè con le antenne settoriali, come macrocella o small cells (non nano cella che sono omni). Con info più disponibili, anche se solo GSM, si può limitare la zona. Le cellule et scodolate.

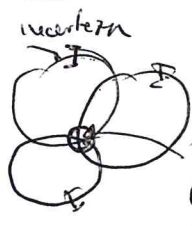
• Signal strength based

Use un modello matematico che descrive l'andamento dell'attenuazione con la distanza, cioè nota la potenza trasmessa e ricevuta, si calcola l'attenuazione (path loss).

Scelte la legge di attenuazione  $L(d)$  funzione della distanza opportuna, opportuna perché dipende dalle caratteristiche di propagazione (rete, LOS, ecc).

Le misure fornisce una distanza tra MS e BS: prende una circonferenza in cui il centro è la BS.

Orario  $\geq 3$  misure, si può triangolare e trovare la  
 posizione dell'utente.  
 Se è presente  $\text{stochastic}$  e/o  $\text{beam}$  ripetuto, quindi multipath,  
 il valore di potenza non dipende solo dalla distanza  
 e può essere variabile, creando un errore notevole di localizzazione.  
 Nel GSM con power control, è difficile conoscere la  
 potenza trasmessa.



regione incerta, intersezione delle incertezze  
 ellisse. Si crea di ovale bianco, sovrapposto  
 negro...

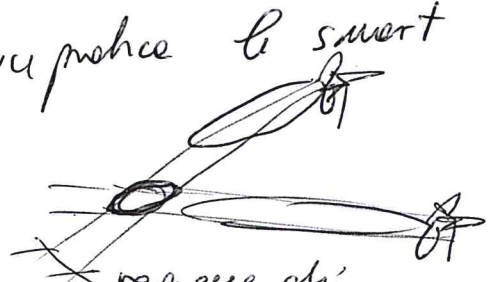
• AOA (1DOA/DF)

Richiede la presenza di smart antennas, quindi antenne adattative o proprie  
 il modo di soffrire del raggio.  
 La BS stima la direzione di arrivo del segnale incidente trasmesso  
 dalla MS (line of position sono rette).

Il modo per essere su una securiteta con origine BS, orientata  
 secondo la direzione stimata.

Per l'angolo di 2BS si può triangolare.

È una sola uplink solo network based, in pratica le smart  
 antennas sono solo sulle stazioni base.



regione di  
 incertezza dovuta  
 all'apertura dell'  
 fascio, da non può  
 tenerne in conto  
 per quanto di  
 copertura.

Incertezza dovuta all'  
 apertura  $\alpha - 3\text{dB}$   
 Più l'utente è lontano  
 e più si allarga la  
 regione di incertezza,  
 ellisse di incertezza.

Ultimani problemi possono esseri se non esiste un cammino LOS: si misura un segnale forte per proporzioni diverse, tipo dopo diffrazione sull'edificio. Quindi se quello più forte non è LOS, spaglicella fraudol (l'altro LOS più attenuato del diffratto).  
 Altro problema è multipath.

Questo può disturbare la corretta misurazione segnale, anche con condizioni LOS. Vicino alla BS, segnale molto, si suppone poco scattering. Vicino al RS, a parità di emittenti molti scattering points equivalenti molti raggi, che però arrivano tutti da un angolo non troppo grande. C'è errore, ma può essere ancora una localizzazione sensata.

Se sono vicini alla BS <sup>scatt. points</sup> le AOA sono poco affidabili; tipo small cells sui tetti: le AOA possono precisare il crescere delle distanze. Sono perciò poco utilizzate.

• TOA

Il metodo invece utilizzato si basa sul time of arrival. Base B distanza tra sorgente e destinazione delle stime del tempo di propagazione.

Attuale sui sistemi cellulari e satellitari.

Questo viene applicato ad una circonferenza e servono perciò ~~una~~ tre stazioni base, nota. Per il GPS servono 4 satelliti, a causa del tempo.

È un metodo buono, anche se effetto da errori, dovuti alla non conoscenza dell'istante di trasmissione.

Le soluzioni possono essere immesse con timestamp o stimando l'istante di trasmissione, oppure una stima indiretta attraverso un RTT, Round Trip Time.

Anche qui si ha l'ellisse di iperbole, come nel metodo Signal Strength

## • TDOA

È un metodo basato sulle stime della differenza del tempo di arrivo. Sempre basato sui ~~ant.~~ ritardi, ma in particolare sulla differenza di due tempi di ritardo.

Può essere in downlink se uso due BS e misuro ell' MS, o in uplink se misuro il segnale del mobile su 2 BS.

Al TDOA assoluto, calcolato tenendo conto degli eventuali offset delle BS, si associa un iperbolle, i cui fuochi sono nelle BS.

Se sono presenti 2 TDOAs si può calcolare la posizione dell' MS. Di fatto mi servono 3 BS, potendo avere 3 TDOAs. La regione di incertezza è un'ellisse.

Il problema è la presenza di un cammino LoS. Se c'è interferenza, questo è la distanza effettiva, se non c'è può essere superiore, portando ad un errore di allungamento fatto il cammino.

Il TDOA limita un po' gli errori: se il cammino è allungato rispetto ad entrambe le BS, la differenza resta più o meno la stessa. Quindi il TDOA compensa l'errore, in parte, dovuto alla NLOS. Solo del NLOS.

La presenza di cammini multipli non sono comunque compensati e la presenza dei diversi echi in maniera più semplice rispetto la somma a causa dell'interferenza.

## • Multipath Analysis

Altra possibilità è quella di usare un'analisi dei cammini multipli ricevuti dalla BS.

Sfrutta il principio per cui l'impulso digitale (fingerprints), rappresentate dal profilo dei cammini multipli ricevuti dalla BS, è unica e legata in maniera biunivoca alla posizione del mobile.

Si crea e si mantiene opportunamente un database di fingerprints, con le problematiche per il suo mantenimento.

Le posizioni e calcolata sulle base del confronto fra  
proprietà misurate e debite.

Il DB può essere ottenuto per simulazione con tutte le posizioni  
e le toni e caratteristiche. Questo serve come appoggio continuo  
con le variazioni delle condizioni di propagazione.

Non ha una precisione molto elevata. Serve un simulatore  
di propagazione molto capace di calcolo.

• TECNICHE IBRIDE

Si usano più tecniche allo stesso istante, simultaneamente,  
per avere prestazioni migliori. Possono essere usate per risolvere  
delle ambiguità di un particolare metodo.

Ad esempio

- TDOA / AOA : due case solo 2 BSs, usate in zone rurali
- AOA / Signal Strength : una sola un sito cellulare
- AOA / TDOA : una una sola stazione radiobase (o sito cellulare)  
grande disegno slide 29.

~~due~~

Il TDOA / AOA consente di ridurre l'area di incertezza usando  
il TDOA.

l'altro TDOA consente di avere una sola stazione base.

• Quali sono le problematiche con l'applicazione dei  
vari metodi? 2.11.12

Innanzitutto si tratta di una disconnessione in 2D, si è dovuto  
sempre la presenza di condizioni LOS, i punti di riferimento devono  
essere in posizioni note (satelliti GPS, BS per cellulare), ci deve essere  
visibilità radio per almeno un certo numero minimo di punti di  
riferimento (redundancy).

le imprecisioni e i moltiplicamenti sono dovuti a situazioni NLOS, canali multipli e alla violazione delle ipotesi dovute a Multiple Access Interference (MAI) effect e Geometric Distribution of Precision (G-DOP).  
Valutano ora i suoi effetti.

### • Effetto proporzionale NLOS

I più antichi sistemi di localizzazione determinano le posizioni del mobile dalle misurazioni di grandezze (location parameters) quali tempi di ritardo, potenza ricevuta, angolo di arrivo del segnale ricevuto, supponendo condizioni di linea di vista.  
È dovuto che la situazione NLOS introduce una <sup>alterazione in</sup> sovrastima nella distanza, detta NLOS BIAS, che determina errori medi dell'ordine di 500-700 metri.

In ambito microcellulare, si può mappare LOS con la servizio BS, cioè quella che presta il servizio voce/dati. È però difficile che siano in LOS anche le altre BS che intervengono nella localizzazione. Resta perciò il problema dell'NLOS bias, perché da 2 BS è difficile che ci sia LOS.

### • Effetto canali multipli

Le presenza di multipath determina fading rapido, canali con angoli di arrivo e ritardi differenti per i diversi canali.  
Questo complica le stime dei location parameters e quindi la precisione della localizzazione.

Questi errori si aggiungono a quelli per i NLOS.  
Infatti si può avere multipath anche in condizioni LOS.

### • Effetto dell'interferenza da access multiple (MAI effect)

Nel CDMA le misure fatte da una BS su un certo utente mobile possono essere disturbate da altre MS interferenti.

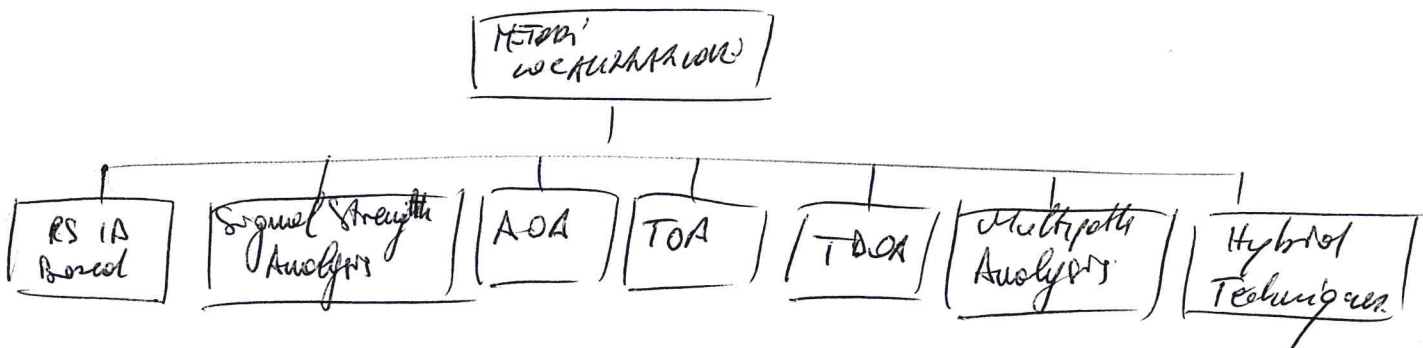
nonostante il powercontrol nessuno per il caso, determinando con una cattiva stima del parametro orientato e quindi un errore sulla valutazione della posizione.

Immaginiamo di avere MSO servito dalla BSO. La potenza trasmessa da MSO è controllata dai comandi di PC della serving BS. I procedimenti di localizzazione richiedono che anche BS diverse della BSO ascoltino MSO per misurare il location parameter e ottenere quindi la stima di posizione. Può succedere che la potenza di MSO sia troppo bassa per essere sentita dalle altre BS diverse da BSO, ovvero che la potenza interferente che essi ricevono dagli utenti che stanno servendo (e che quindi controllano la potenza in trasmissione) sia troppo elevata rispetto a quella ricevuta da MSO.

Questo problema è molto sentito quando MSO si trova molto vicino a BSO (perché trasmettono con potenza bassa) e viene chiamato nearability.

Di conseguenza, se il mobile effettua la misura dei location parameters, possono esserci problemi di nearability verso le BS remote che trasmettono una potenza non sufficientemente elevata e che controllano in più di una la potenza se sono solo un soft handover.

L'ETSI classifica i metodi di localizzazione, che sono solitamente system independent, con



Vediamo ora il metodo Signal Strength analysis, quali sono i location parameters.

Nel caso della misura della potenza di segnale, sappiamo che è funzione delle distanze, per cui essa compone un fast fading e un slow fading.

$$P_{rx}(r) = X_{fast}(r) + X_{slow}(r) + P(r)$$

Invece di una linea retta, si hanno oscillazioni lente e veloci. Bisogna trovare un modo di filtrare le oscillazioni.  $\bar{P}_{rx} = \frac{1}{2L} \int_{r_0-L}^{r_0+L} P_{rx}(r) dr$  nelle misure si fa una media delle misure su una certa lunghezza  $L$ . Si misura su un intervallo di punti e si vuole, sperando di filtrare almeno il fading rapido.

$L$  non può essere troppo grande perché la media non può essere calcolata di un solo punto; non può essere troppo piccola per evitare di misurare, filtrare il fading rapido, così non si riesce nulla più. Occorre quindi conoscere l'ambiente e scegliere il modello opportuno. Si fanno piccoli esperimenti su  $L$  e si ha quindi un errore nella stima misurata  $\bar{P}_{rx}$ . Serve perciò conoscere le leggi di propagazione per valutare la potenza e fare il filtraggio spaziale.

Nel caso AOA, l'angolo di arrivo è rilevato mediante un array di antenne (e schermo), montati su BS. Un array di antenne è costituito da un opportuno numero di antenne elementari disposte in maniera opportuna, con l'obiettivo di determinare un diagramma di radiazione molto direttivo, con un lobo principale molto stretto e diretto secondo una equata direzione. Bisogna creare con questi array, un lobo stretto, e concentrazione con il campo di misura stesso. Nel caso del TOA, per i sistemi GSM è sempre fatto avendo le

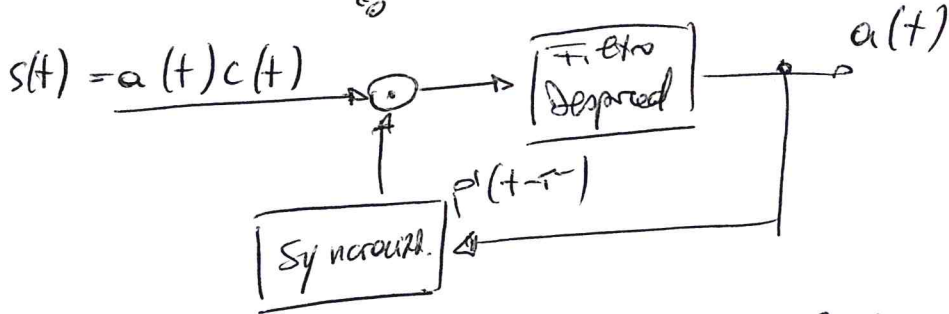


correlazione.

Le stime si suddividono in due parti:

- 1- Code acquisition, dove si minimizza la funzione di autocorrelazione  

$$\max_{\tau} \left\{ \int_0^{NT_c} c(t+\tau) \cdot c(t) dt \right\}$$



Si usano tipicamente filtri adattati o sliding correlators.

- 2- Code tracking, ottenuta la sincronizzazione dell'innesco viene mantenuto attraverso circuiti di tracking, o circuiti ad anello o adoppaccio di fase (PLL).

Anche per i non CDMA il tempo può essere ridotto mediante la minimizzazione dell'autocorrelazione. Servono forme a code locali, la funzione di cui si calcola l'autocorrelazione deve essere nota, come è noto il codice nei sistemi CDMA.

Nel TDMA, la maniera più semplice è di calcolare, due ritardi e poi farne la differenza.

Altra possibilità è di minimizzare la cross-correlazione degli segnali ricevuti, cioè calcolare

$$\min_{\tau} C_{12}(\tau) = \min_{\tau} \left( \frac{1}{T} \int_0^T r_1(t) r_2(t+\tau) dt \right)$$

dove  $r_i(t)$  rappresenta il segnale ricevuto dalle stazioni base i-esime

## LOCALIZZAZIONE (ALGORITMI)

Ci si limita al caso 2D per semplicità. con  $x_i, y_i$  sono indicate le coordinate delle stazioni BS i-esime e con  $x_m, y_m$  le coordinate del mobile MS.

Nota, il valore dei parametri di localizzazione, si tratta di calcolare  $x_m$  e  $y_m$ . Si possono considerare due approcci.

• Approccio geometrico / Deterministico (caso ideale), cioè che senza errori nella misura dei parametri di localizzazione, la posizione del mobile può essere determinata con precisione in maniera analitica per mezzo di semplici combinazioni geometriche

• Approccio Statistico, cioè supponendo di introdurre un errore con una certa statistica, si guarderà per come impatta sulle misure finali.

## AOA: Localizzazione

Vediamo le formule per le stime AOA

2.32.24

Detto  $\phi_i$  l'angolo di arrivo della RS i-esima del segnale ricevuto dal mobile, è un metodo (AOA) solo a più K.

$$\phi_i = \tan^{-1} \left( \frac{y_i - y_m}{x_i - x_m} \right)$$

La retta su cui passa il mobile ha equazione

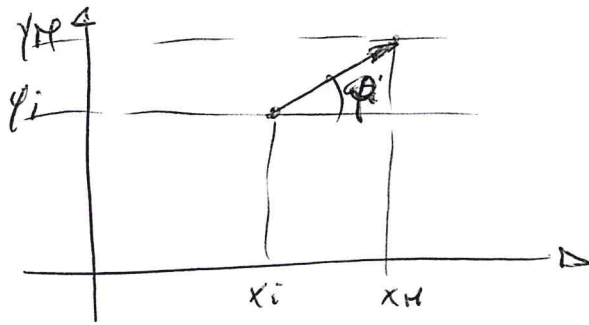
$$y_m = x_m \tan \phi_i + (y_i - x_i \tan \phi_i) \quad i=1,2$$

Risolviendo il sistema di equazioni

$$x_m = \frac{y_2 - y_1 - x_2 \tan \phi_2 + x_1 \tan \phi_1}{\tan \phi_1 - \tan \phi_2}$$

$$y_m = x_m \tan \phi_1 + (y_1 - x_1 \tan \phi_1)$$

Per capire le formule precedenti:



$$(x_H - x_i) \tan \phi_i = y_H - y_i$$

$$y_H = y_H - y_i + y_i = (x_H - x_i) \tan \phi_i + y_i$$

Per l'angolo è ovvio, il rapporto tra i due cateti.

• TOA: Localizzazione

Nota il ritardo di propagazione  $t_i$  rispetto a  $B_i$ , il mobile si può trovare sulla CER di equazione (circonfereute di raggio)

$$t_i \cdot c = \sqrt{(x_i - x_H)^2 + (y_i - y_H)^2} \quad i = 1, 2, 3$$

Risolvendo il sistema delle 3 equazioni si possono ottenere le coordinate del punto

$$x_H = \frac{(y_2 - y_1)C_3 - (y_2 - y_3)C_1}{2 \cdot [(x_2 - x_3)(y_2 - y_1) - (x_2 - x_1)(y_2 - y_3)]}$$

$$y_H = \frac{(x_2 - x_1)C_3 - (x_2 - x_3)C_1}{2 \cdot [(y_2 - y_3)(x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)(x_2 - x_3)]}$$

con  $C_1 = x_2^2 + y_2^2 - x_1^2 - y_1^2 + R_1^2 - R_2^2$

$$C_3 = x_2^2 + y_2^2 - x_3^2 - y_3^2 + R_3^2 - R_2^2$$

## • TDOA: localizzazione

Detti  $t_i$  e  $t_j$  i ritardi relativi a RS  $i$  e  $j$ , si usa come la differenza dei ritardi.

Questa differenza è detta  $p_{ij}$

$$p_{ij} = c \cdot (t_i - t_j) = \sqrt{(x_i - x_H)^2 + (y_i - y_H)^2} - \sqrt{(x_j - x_H)^2 + (y_j - y_H)^2}$$

questa rappresenta l'equazione di un'iperbole, con i fuochi in  $i$  e  $j$ .

Risolviendo il sistema delle due equazioni in 2 incognite, si ottiene  $(x_H, y_H)$ . In particolare

$$\left. \begin{array}{l} Ax_H^2 + Bx_H + C = 0 \\ y_H = mx_H + b \end{array} \right\} \Rightarrow (x_H, y_H)$$

Dove  $A, B, m, b$  sono in funzione dei ritardi misurati e delle posizioni delle SB.

## • LOCALIZZAZIONE: Approccio STATISTICO

In generale, le misure dei parametri di localizzazione sono affette da errori. Il metodo deterministico deve essere corretto da una stima.

Il vettore di valori misurati,  $\underline{r}_m$ , può essere scritto come

$$\underline{r}_m = \underline{c}(x_H, y_H) + \underline{v}_m$$

dove  $\underline{c}(x_H, y_H)$  rappresenta il vettore dei valori veri dei parametri di localizzazione mentre  $\underline{v}_m$  rappresenta l'errore di misura

Bisogna quindi stimare questo errore.

Il vettore dei veloci veri è

$$\underline{c}(x_M, y_M) = \begin{cases} \text{tempo nel caso ToA: } [t_1(x_M, y_M), \dots, t_n(x_M, y_M)] \\ \text{(range) perboli per TDoA: } [p_{z,1}(x_M, y_M), \dots, p_{n,1}(x_M, y_M)] \\ \text{o differenze dei temp.} \\ \text{coppie di osservatori per AoA: } [\phi_1(x_M, y_M), \dots, \phi_n(x_M, y_M)] \end{cases}$$

Così l'approccio statistico si stima il veloce vero ~~della~~ <sup>( $x_M, y_M$ )</sup> ~~misurato~~ dai ~~veloci~~ ~~misurati~~ parametri misurati  $r_M$ .

Si considerano quei veloci ( $\hat{x}_M, \hat{y}_M$ ) che minimizzano una funzione costo opportunamente scelta.

$$E(\hat{x}_M, \hat{y}_M) = [r_M - \underline{c}(\hat{x}_M, \hat{y}_M)] \cdot \underline{W} \cdot [r_M - \underline{c}(\hat{x}_M, \hat{y}_M)]^T$$

con  $\underline{W}$  una matrice opportuna.

È un problema non lineare e a suo agio si preferisce opportuni.  
Anche se la misura è precisissima ma non esiste il LOS, si ha comunque l'errore. Non sono stati analizzati gli errori di propagazione ma solo gli errori di misura.

Stesse molti sistemi sono time based, come ToA e TDoA, e importante caratterizzare ogni sistema in termini di capacità di risoluzione cioè la minima variazione temporale ~~misurabile~~ rilevabile o percepibile. Corrisponde alla precisione della misura e perciò determina il minimo errore imputato delle misure.

Ci sono 4 categorie di sistemi:

- Narrowband
- Wideband
- Ultra-wide Band
- Super-resolution

• Nei sistemi narrowband si stima il ritardo attraverso lo sfasamento del segnale inviato e quello ricevuto. La precisione dipende dalla precisione di misura sullo sfasamento.

• Nei sistemi wideband si usano segnali Direct Sequence Spread Spectrum (DS-SS) e si stima attraverso la correlazione tra il codice inviato e le repliche pervenute localmente. La risoluzione temporale è data approssimativamente dal tempo di chip  $T_c \approx \frac{1}{B}$

• I sistemi UWB sono basati sulla trasmissione di impulsi non modulati e molto brevi (con bande molto elevate, tipicamente  $> 500$  MHz). La sua risoluzione è data approssimativamente da  $\sim \frac{1}{B}$ , cioè la lunghezza dell'impulso. Sono a corto raggio, cioè per ambienti limitati o indoor.

• Sistemi Super-resolution, sondano il canale e fanno il post-processing delle informazioni ottenute, permettendo una risoluzione più spinta, nell'ordine dei nanosecondi.

Fino ad ora si è parlato della risoluzione dovuta alle caratteristiche del sistema ed al procedimento di misura, supponendo condizioni ideali di propagazione. In condizioni reali (multipath) la precisione si degrada, in misura che dipende dalla capacità di gestire i canali multiple del sistema.

### • ANGLE RESOLUTION

Anche i sistemi AOA possono essere caratterizzati in termini di capacità di risoluzione (spaziale, o angolare), ovvero la minima distanza angolare rilevabile o percepibile.

Comprende l'errore di misura e perciò determina il numero errore introdotto dal procedimento di misura. La ricerca delle direzioni di arrivo con accurate adozione porta una risoluzione sostanziale all'incremento del tubo

principale dell'utente.

Anche qui ci sono tecniche di supermodalità speciale e che permettono risoluzioni particolarmente elevate.

Nell'esempio a slide 51 si vedono due comandi, ma se questi sono sotto la risoluzione, questi non sono destrutturati. Ci sono tecniche, tipo music, che consentono di avere risoluzioni più elevate.

Bisogna essere in grado di fornire una stima della qualità e delle prestazioni del sistema di localizzazione.

Si deve valutare l'errore medio e la probabilità che l'errore si mantenga al di sotto di questo valore medio  $\epsilon \leq \epsilon_{max}$ .

Oltre a questo bisogna considerare anche altri aspetti indicatori dell'efficienza del sistema.

- Blocking Rate, la probabilità che una certa richiesta di positioning venga persa o che venga soddisfatta con una precisione inferiore alla soglia richiesta.
- Copertura, area di servizio entro la quale la localizzazione viene effettuata con soddisfacente precisione, che può essere diversa dall'area coperta con il servizio "usuale", tipo voce.
- Capacità, cioè quante richieste possono essere servite simultaneamente.
- Ritardo end-to-end, cioè il tempo di risposta alle richieste di localizzazione.

Bisogna valutare quali sono le problematiche nell'implementazione dei sistemi UTA. Innanzitutto le prestazioni sono valutate in base alla probabilità che l'errore di localizzazione sia inferiore ad un errore minimo. Ci sono altri parametri che danno indicazioni ulteriori sulle effettività del sistema che utilizziamo per implementare il sistema di radiobroadcast. Ad esempio in un sistema cellulare, ci sarà una certa probabilità di blocco, perché rete saturo, ecc (come visto prima).

Ci concentriamo ora sugli errori di localizzazione. I principali ostacoli sono dovuti ad:

- Errori dovuti a imprecisioni del sistema
- errori dovuti a commutazioni multiple } dipendono
- errori dovuti alla propagazione NLOS } dell'ambiente di propagazione
- errori dovuti alla mancanza della linearità, si risolve in
  - Geometric Dilution of Precision (GDOP)
  - Multiple Access Interference (MAI) effect (accanto con codice tipo GSM, ecc)

• IMPRESSIONI DEL SISTEMA

Ogni misura è sempre affetta da errore, dovuto alle limitazioni degli strumenti di misura e delle caratteristiche del sistema (tipo banda, banda stretta, UWB, ...)

Alcuni esempi possono essere:

- errori nella posizione delle BS, (user mobile, ecc)
- errori nelle misure dei parametri
  - misure temporali: la precisione dipende dalla risoluzione temp.
  - misure spaziali: la precisione dipende dalla risoluzione spaziale del sistema

Ciascuno degli errori si ripercuote sulla precisione dello strumento della posizione

Le misure differenziali possono contribuire ad eliminare in parte eventuali errori di tipo sistematico



## • CAMMINI MULTIPLI

L'interferenza fra i diversi cammini ~~multipli~~ <sup>multipli</sup> meriti definisce significative oscillazioni delle potenze ricevute e rende praticamente inaffidabili i metodi basati sulla stima di potenza.

Affligge anche gli algoritmi time/direction perché se il segnale è rotto una certa soglia non può essere effettuata la misura, cioè si riduce la localizability. Inoltre, con una molteplicità di cammini ricevuti, è complicato parlare di istante/direzione di arrivo, dato che la potenza è distribuita su di un intervallo temporale <sup>percepibile</sup> di segnale e poi al delay/arriving spread.

Ogni sistema di localizzazione è più o meno capace di multipath rejection, cioè di risolvere e gestire separatamente i cammini ricevuti.

In particolare nei time-based, i narrow band sono molto esperti al degrado del multipath, i wideband possono risolverli quando hanno intervalli di propagazione differenti per almeno un tempo  $\Delta t$ , avendo una specie di rake receiver.

Nei ultra WB o superresolution ~~sono~~ il problema è quasi completamente risolto. Resta comunque il fatto che essere capaci di distinguere i cammini si traduce in una stima corretta solo se è possibile ~~distendere~~ <sup>condizionare</sup> la condizione di presenza del cammino LOS.

## • PROPAGAZIONE NLOS

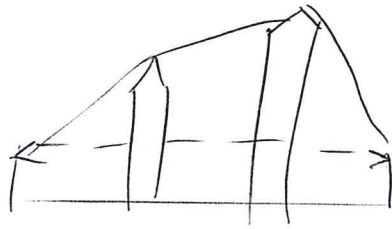
L'omogeneità di visibilità geometrica (diciamo LOS però, <sup>quindi se per obstruzione deve essere geometrica</sup>) fra i terminali introduce sempre un errore di stima della posizione.

I metodi direction based possono risultare estremamente inefficienti perché con NLOS potrebbero essere tutti contribuenti alla stima

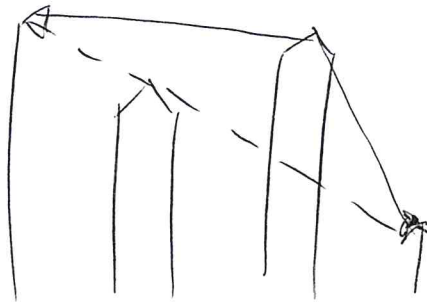
molto differente.

Nel caso invece transistor possono essere molto estremamente inefficienti, dato che in condizioni NLOS i collegamenti possono essere anche sensibilmente maggiori della distanza geometrica tra i terminali e la distanza tra i terminali è perciò sempre sovrastimata e si parla di NLOS bias. È un errore di tipo sistematico e che può essere parzialmente corretto con metodi differenziali (TDOA o algoritmi ad hoc).

Nell'esempio μ-cellulare, l'errore NLOS è significativo e sempre per localizzazione



Nella small cell/macro-cellulare



Il contributo ORT è prevalentemente più forte, cioè il contributo verticale è più forte di quello laterale.

Il ritardo è elevato senza limiti all'LOS.

Le small-cell/macro-cellulare sono più adatte a lavorare gli errori dovuti all'NLOS.

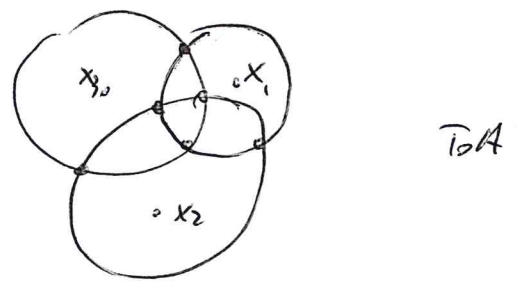
Insieme l'utente ha sempre a che fare con almeno 2 o 3 stazioni, è molto probabile che almeno una sia in LOS.

• Voleremo ora l'impetto degli errori sugli algoritmi di localizzazione

Gli errori di sistema con gli errori da communi multipli e gli errori NLOS determinano un inevitabile errore nella stima dei location parameters e perciò un errore nella stima di posizione.

È quindi necessario rivedere e riformulare l'algoritmo di localizzazione, poiché è possibile che le linee of position non passino più per il punto coincidente con la posizione del terminale da localizzare e inoltre che non si intersecano più in un solo punto. Sono necessari perciò metodi euristici e metodi analitici.

Riguardo ai metodi euristici, ad esempio per il TDoA, possono essere fuori a 6 punti distribuiti di interesse.



Un metodo euristico può essere quella di assumere il punto dove si intersecano le 3 rette passanti per le 3 coppie dei punti di interesse. Le coppie hanno gli stessi nodi, cioè sono gli incroci tra le stesse due circonferenze.

Per il caso TDoA il metodo euristico ha due linee of position, sono iperboli che passano per un punto a 12 punti di interesse. Un possibile metodo euristico sarebbe il seguire di più il punto selezionato un solo punto. Infatti se  $p_i > 0$  si trova più vicino a  $PS_i$ , altrimenti a  $RS_i$ . Questo riduce i possibili punti a 6. Si includono ora i due punti a distanze variabili e si assume la posizione del mobile nel punto medio tra di essi.

Metodi più sofisticati si basano su algoritmi ricorsivi (ricorsivi).  
Uno di questi è il Least Squares Method, che qui sarà solo  
accennato.

Le posizioni del terminale più esse stimate ricorrendo  
al metodo dei minimi quadrati, che risulta essere un metodo software.  
Dobbiamo trovare la posizione dell'utente in modo tale da  
la distanza dal punto stimato  $(\hat{x}, \hat{y})$  minimizzare la  
somma dei quadrati delle distanze.

Nell'esempio ToA, ci sono 3 antenne o 3 punti più vicini (p63,  
si calcolano le distanze dal punto  $(\hat{x}, \hat{y})$  e si minimizza,  
quindi ricorrendo (controlla tutte le posizioni delle stime più vicine...)

Un'altra possibilità per migliorare la stima richiede  
almeno un numero di line of positions  $> 3$ .

Un altro metodo è il Gradient Descent Method in  
cui l'effettiva posizione del mobile  $(x, y)$  risulta incognita.  
Si definisce per  $D_i = \text{dist}(x_i, y_i; x, y)$  cioè la distanza  
geometrica tra la posizione effettiva e la RS  $i$ -esima.  
La grandezza da stimare è la posizione del mobile  $(\hat{x}, \hat{y})$   
dalla quale è possibile definire la distanza stimata  
 $\hat{D}_i = \text{dist}(x_i, y_i; \hat{x}, \hat{y})$  tra la posizione stimata e la RS  $i$ -esima  
che è nota.

Così  $\hat{T}_i = \frac{\hat{D}_i}{c}$  è indicato il ritardo di propagazione tra  
la posizione stimata e la RS  $i$ -esima.

$t_i$  rappresenta il ritardo di propagazione misurato fra il mobile  
e la RS  $i$ -esima

La funzione errore risulta  $\underline{\epsilon} = \underline{t} - \underline{\hat{T}} = \begin{bmatrix} t_1 - \hat{T}_1 \\ t_2 - \hat{T}_2 \\ t_3 - \hat{T}_3 \end{bmatrix}$

e la funzione costo  $\Sigma = \alpha_1 \cdot (t_1 - \hat{T}_1)^2 + \alpha_2 \cdot (t_2 - \hat{T}_2)^2 + \alpha_3 \cdot (t_3 - \hat{T}_3)^2$

Spesso si pone  $x_1 = x_2 = x_3 = x$  e perciò

$$\Sigma = x^2 |\underline{E}|^2$$

I valori  $t_i = \frac{\Delta_i}{c}$  sono quelli misurati dai sensori e conosciuti dagli errori dovuti alle misurazioni per la distanza dell'elemento ed avere  $\frac{1}{t_i} = \frac{\Delta_i}{c}$

In condizioni ideali di proporzionalità e di misura, è immediato verificare che  $\Sigma = 0 \Rightarrow (\hat{x}, \hat{y}) = (x, y)$ , cioè l'annullarsi di  $\Sigma$  garantisce l'esattezza della stima e viceversa.

In condizioni ideali infatti  $t_i = \Delta_i / c$  e perciò

$$\Sigma = 0 \Rightarrow \frac{1}{t_i} = t_i \Rightarrow \Delta_i = \hat{\Delta}_i \quad i=1,2,3 \Rightarrow (\hat{x}, \hat{y}) = (x, y)$$

È perciò sufficiente cercare la posizione  $(\hat{x}, \hat{y})$  corrispondente a valori  $\frac{1}{t_i}$  che annullano la funzione  $\Sigma$  per avere la certezza che la posizione così stimata coincide con quella realmente occupata.

Nel caso reale presenti degli ostacoli, cioè in condizioni reali di proporzionalità e misure, accade che  $t_i \neq \hat{\Delta}_i / c$  (a causa delle imprecisione del sistema, dei communi multipli, delle condizioni NLOS, ecc)

Perciò  $(\hat{x}, \hat{y}) \neq (x, y) \Leftrightarrow \Sigma \neq 0$

Per non ottenere  $(x, y)$ , è riproducibile supporre che la miglior stima della posizione coincide con i valori  $(\hat{x}, \hat{y})$  che corrispondono al minimo della funzione di  $\Sigma$ .

Per calcolare il minimo di questa funzione  $\Sigma$  si possono usare degli algoritmi di ottimizzazione, come ad esempio il Gradient Descent Method, che è un metodo iterativo.

Si parte da una stima iniziale della posizione incognita, si calcola la funzione di costo, se è minore o uguale di un certo valore limite si prende questa stima oppure si ripete, calcolando un nuovo punto. Questo è fatto attraverso il gradiente

dove la nuova stima è la stima precedente a cui si somma il gradiente della funzione costo,  $\underline{r}_{new} = \underline{r}_c + \gamma \underline{\nabla} \underline{E}_c$

Nella mia ottica, l'algoritmo si interrompe non quando l'errore è sotto un certo valore, ma quando la stima precedente e quella nuova sono poco differenti, cioè se il gradiente dell'errore è piccolo, sotto una certa soglia. Quindi  $|\underline{\nabla} \underline{E}_c| \leq \epsilon$

La stima aggiornata è invece  $\underline{r}_{new} = \underline{r}_c + \delta \underline{\nabla} \underline{E}_c$  dove  $\delta$  è un parametro dello step corrente. Il  $\delta$  dovrebbe essere già nelle difformità dell'errore.

Si ripete poi il procedimento con il nuovo  $\underline{r}_{new}$ , che diventa il corrente.

Si può fare un esempio pratico. Nella slide 67 c'è un esempio con un ambiente di tipo Manhattan di forma circolare, con  $R = 500m$ . Si è quindi simulato in questo ambiente urbano.

L'altezza media degli edifici è  $15m$ , il lato medio degli edifici è  $10m$ , la lunghezza media delle strade è  $30m \Rightarrow$  il numero di edifici è  $6517$ . Si sono prese 12 stazioni per il numero di edifici esterne a  $6km$  dal centro urbano ed orientate altrove per  $25m$ . Si sono simulati poi  $3524$  percorsi.

Si è calcolata la devianza di probabilità dell'errore di stima delle posizioni. L'ambiente Manhattan è tutto ad angoli retti.

Per la TDoA la  $\langle e \rangle \sim 11m$  con  $\sigma_e \sim 39m$ , mentre per ToA  $\langle e \rangle \sim 15m$ ,  $\sigma_e \sim 50m$ . Denso e alto lo rende poco affidabile.

Si ~~è~~ usato il metodo mantenuto con diverse misure, perciò diversi percorsi, in modo da avere un errore statistico e non dipendente dalla particolare posizione.

In generale, a parità di scene edificate, l'errore di stima aumenta al crescere del numero di edifici e a parità di numero di edifici, l'errore di stima cresce al crescere dell'altezza media degli edifici. Le dimensioni sono medie, possono essere ottenute statisticamente.

Un' altra similitudine è poi stata fatta con la 97  
stesse si spostate all'interno dell'orbita, con errore medio  
di 15m e fuori con  $h_{max} = 25m$ .

In quelle orbite, con TOA, l'errore cresce enormemente con  
 $\sigma_{\sigma} = 50m$  e  $\sigma_e \approx 65km!$

La copertura macrocellulare aumenta enormemente  
la precisione della misura, riducendo l'errore di stima  
della posizione.

Nelle similitudine, l'errore esterno interno era circa quello degli  
edifici.

I metodi negli esempi sono riferiti alle stime di posizione  
ottenute con metodi euristici.

Con l'approccio statistico, i risultati sono leggermente migliori (10% ~)  
ma con costo computazionale di 2-3 ordini di grandezza e  
quindi tempo di calcolo maggiore.

## CAUSE DELLA RIDUZIONE DELLA HEARABILITY

• GDOP - Geometric Dilution of Precision (G.D.o.P)

La stima della posizione richiede che il mobile sia in visibilità  
di (almeno) un certo numero minimo di RSS. È un valore sempre  
 $\geq 1$  e quantifica la bontà della configurazione stellare  
fatta dalle radiobeacons.

In pratica, non solo il numero, ma anche l'effettiva disposizione  
delle RSS visibili ha un impatto significativo sulla  
precisione.

Il valore della GDOP compare come fattore moltiplicativo  
nel calcolo dell'errore di stima complessivo.

Detto con l'errore sulle posizioni imputabili agli errori  
sulla misura dei parametri osservati e  $\sigma_{TOT}$  l'errore complessivo  
finale, si ha

$$G_{TOT} = G_{DOP} \cdot G_{M} \quad \text{numero pari } \geq 1$$

Se le RSS sono distribuite in un volume molto ampio (cupolo solido elevato), si ha G<sub>DOP</sub> basso e quindi una situazione favorevole. Al contrario con un cupolo solido piccolo, il G<sub>DOP</sub> è elevato e perciò sfavorevole.

In particolare non è influenzato dal numero di RSS ma dalla loro disposizione all'interno di un certo cupolo solido.

Si usa separare verticali G<sub>DOP</sub> per le stime di altezza, e Horizontal G<sub>DOP</sub> per le stime latitudinarie e longitudinarie.

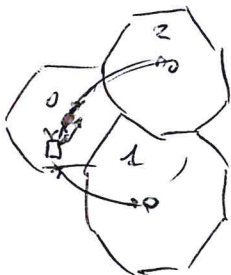
Alcuni esempi: per il GPS, valori tipici sono tra 3 e 4. Nell'esempio precedente, se gli RSS sono equidistanti risulta più favorevole, cioè sui vertici di un triangolo equilatero.

### • MAI - Multiple Access Interference

In un sistema cellulare (UMTS), la potenza trasmessa da ogni mobile è calibrata per essere adeguatamente ricevuta dalla serving BS. Allo stesso modo, la potenza trasmessa da una BS è calibrata per essere adeguatamente ricevuta dai mobili interni alla rispettiva cella. È particolarmente vero con il Power Control del CDMA, nonché nel GSM.

La localizzazione basata su rete cellulare prevede necessariamente che un mobile "orolti" anche diverse BS, o che una BS "orolti" dai mobili esterni alle celle di pertinenza.

In tal caso può succedere che i livelli di potenza siano inadeguati e i segnali troppo interferiti, determinando una impossibilità o una cattiva stima del parametro misurato e quindi un errore sulla valutazione della posizione.



Il collegamento con 2 e 1, più deboli, è fatto con potenza troppo bassa e si ha troppa Multiple Access Interference (MAI)



Per limitare l'effetto della MAE si possono sfruttare condizioni precurs. o usare tecnologie eliminate col uso per il MAE.

Un metodo è aumentare le aree di soft-handover. Questo aiuta, perché in tali aree il mobile si collega simultaneamente a più BSs. Questo significa mettere le antenne più vicine (le BSs) e può avere un costo.

Altri metodi, definiti negli standard ETSI, per limitare l'effetto del MAE nei sistemi ~~CDMA~~ CDMA, senza aumentare le aree.

In particolare un metodo è il Joint Forward DownLink (IPDL), dove i segnali trasmessi dalle BSs (a parte quelli per il pilot channel) sono intermetti per brevi intervalli di tempo, riducendo il livello di interferenza e consentendo ai mobili misure più accurate.

l'altro metodo, modifica dell' IPDL, è il Full Assigned IPDL, dove gli IDIC presenti nella trasmissione delle BSs vengono allineati e tutte le BSs hanno gli istanti sincronizzati, dove si invia solo i segnali di controllo pilot che servono per la localizzazione. Questo consente di avere un aumento della handoff e quindi della precisione, con una spesa più bassa della precedente.

Vediamo ora una primo esempio.

Un sistema di localizzazione terrestre basato su TOA è costituito da 3 stazioni fissa che, in un opport. sistema di riferimento, hanno coordinate  $S_1(0,0)$ ,  $S_2(3km, 0)$ ,  $S_3(0, 6km)$ .

Si supponga innanzitutto che il sistema operi in condizioni ideali e che i ritardi di propagazione relativi ad un terminale che deve essere localizzato siano rispettivamente  $t_{01} = 9.428 \mu sec$  e  $t_{02} = 7.453 \mu sec$  e  $t_{03} = 14.9 \mu sec$

Calcolare la potenza P del terminale.  
 Sulla base dei ritardi di propagazione ignoti, si trovano  
 i raggi delle 3 circonferenze concentriche attraverso l'algoritmo  
 TOA.

Per calcolare i tre raggi delle circonferenze

$$R_i = c \cdot t_i$$

$$R_{01} = 2828 \text{ m}$$

$$R_{02} = 2236 \text{ m}$$

$$R_{03} = 4470 \text{ m}$$

Si assume il sistema opera per ipotesi in condizioni ideali, le  
 3 CFR di raggi  $R_{01}$ ,  $R_{02}$ ,  $R_{03}$  puntano per il punto del terminale,  
 così per la via effettiva propria.

$$x_p = \frac{(y_2 - y_1)C_3 - (y_2 - y_3)C_1}{2[(x_2 - x_3)(y_2 - y_1) - (x_2 - x_1)(y_2 - y_3)]}$$

$$y_p = \frac{(x_2 - x_1)C_3 - (x_2 - x_3)C_1}{2[(y_2 - y_3)(x_2 - x_1) - (y_2 - y_1)(x_2 - x_3)]}$$

con

$$C_1 = x_2^2 + y_2^2 - x_1^2 - y_1^2 + R_1^2 - R_2^2 = 12000000 = 12 \text{ km}^2$$

$$C_3 = x_2^2 + y_2^2 - x_3^2 - y_3^2 + R_3^2 - R_2^2 = -12018800 = -12.019 \text{ km}^2$$

$$x_p = 12 \text{ km}$$

$$y_p = 135 \text{ km}$$

La domanda 2 è di stima dell'errore dovuto alla presenza di imprecisioni.

In questo caso si hanno le imprecisioni del sistema e non le incertezze temporali e le evoluzioni di propagazione non ideali.  $\pm$  ritardi di propagazione misurati  $\tau_i$ , con  $i=1,2,3$ , differiscono dai rispettivi valori ideali  $\tau_{0i}$  per un fattore  $K$ :

$$\tau_i = \tau_{0i} \cdot K, \text{ con } i=1,2,3.$$

Si assume  $K$  essere una variabile aleatoria avente densità di probabilità

$$f(K) = \lambda^2 \cdot K e^{-\lambda K}$$

con  $\lambda$  un parametro reale.

Sia  $\epsilon_i$  l'errore commesso sulla stima del raggio delle circonferenze  $i$ -esima e si supponga che l'errore complessivo  $\epsilon$  sulla forma possa essere scritto come

$$\epsilon = \frac{\sum_{i=1}^3 \epsilon_i}{3}$$

Si calcoli il valore minimo di  $\lambda$ , affinché l'errore medio complessivo nella localizzazione di un terminale da trovare in P sia inferiore a 50m. Si ricorda che, date due variabili aleatorie

1.09.00

$$X \text{ e } Y = aX + b \Rightarrow \langle Y \rangle = a \langle X \rangle + b$$

Le prime cose da fare è calcolare gli errori "migliori" e calcolare le medie. Qui invece si può esprimere come differenza tra i raggi "ideali" e raggi "reali"

$$R_i = K R_{0i} \quad \text{Però} \quad \epsilon_i = R_i - R_{0i} = (K-1) R_{0i}$$

l'energia complessiva

$$E = \frac{\sum_{i=1}^3 \epsilon_i}{3} = \frac{(\kappa-1)(R_01 + R_02 + R_03)}{3} = \frac{R_01 + R_02 + R_03}{3} \kappa - \frac{R_01 + R_02 + R_03}{3}$$

Dall'esercizio precedente

$$R = \frac{R_01 + R_02 + R_03}{3} = 3178.13$$

Ora ci si concentra sulla variabile elettronica  $\kappa$ , perché

$$E = R \cdot \kappa - R$$

Quindi la media

$$\langle E \rangle = R \cdot \langle \kappa \rangle - R$$

È sufficiente ora calcolare il valore medio di  $\kappa$ , tra 0 e  $\infty$

$$\langle \kappa \rangle = \int_0^{\infty} \kappa \cdot f(\kappa) d\kappa = \lambda^2 \int_0^{\infty} \kappa^2 e^{-\lambda \kappa} d\kappa = \lambda^2 \left[ \frac{\kappa^2 e^{-\lambda \kappa}}{-\lambda} \right]_0^{\infty} + \lambda \int_0^{\infty} \frac{e^{-\lambda \kappa}}{\lambda} \cdot 2\kappa d\kappa$$

dove si è usata l'integrazione per parti

$$\int u(v) v'(v) dv = u(v)v(v) - \int v(v) u'(v) dv$$

questo diventa applicando di nuovo l'integrazione per parti

$$= 0 + 2\lambda \int_0^{\infty} e^{-\lambda \kappa} \kappa d\kappa = 2\lambda \left( \left[ \frac{e^{-\lambda \kappa}}{-\lambda} \kappa \right]_0^{\infty} - \int_0^{\infty} \frac{e^{-\lambda \kappa}}{-\lambda} d\kappa \right)$$

$$= 2 \int_0^{\infty} e^{-\lambda \kappa} d\kappa = \left[ \frac{2 e^{-\lambda \kappa}}{-\lambda} \right]_0^{\infty} = 0 - \frac{2}{-\lambda} = \left[ \frac{2}{\lambda} \right]$$

Quindi l'energia media sarà

$$\langle E \rangle = R \cdot \frac{2}{\lambda} - R \leq 50$$

Abbiamo trovato  $\lambda$

$$\frac{\langle E \rangle + R}{2R} = \frac{1}{\lambda} \Rightarrow \lambda = \frac{2R}{\langle E \rangle + R}$$

$$\lambda = \frac{2R}{50 + R} = 1.969$$

### • TECNOLOGIE DI LOCALIZZAZIONE DA RETE TERRESTRE.

- Tecniche di radiolocalizzazione tramite reti cellulari  
Tecnologie di localizzazione (system dependent).

Ci sono diverse possibilità di implementare il metodo proposto:

- Soluzioni self-positioning o handset-based: le misure sono fatte dal terminale, su cui ricade quindi tutto il costo e che probabilmente fornisce più precisione.
- Soluzioni remote-positioning o network-based: le misure dei location parameters e stima di potenza sono effettuati nella rete, su cui ricade tutto il costo e che fornisce solitamente misure precise.
- Ci sono poi soluzioni ibride
  - Handset-based, network assisted, la rete aiuta il mobile attraverso segnali esterni; coordinate dei punti di riferimento,...
  - Network-based, handset-assisted, dove il mobile effettua le misure e le invia alla rete che provvede al calcolo della posizione.

Nel caso di time based methods e reti omnicore, le FDD sono omnicore, è necessario ricorrere a Location Measurement Unit (LMU)

74 pensare nota per il calcolo degli effetti di trasmissione.

Delle possibili soluzioni architetturali ci sono quelle che non richiedono modifiche ai terminali; sono di tipo network based, sono previste modifiche alla rete, la quale effettua sia la misura e sia il calcolo delle potenze.

Ci sono poi quelle che richiederebbero la modifica dei terminali. Ad esempio la tecnologia uplink TOA del GSM.

In questa categoria cascano le soluzioni Handset Based, dove il mobile presenta modifiche HW e SW di più carattere di genere in maniera indipendente dalla rete.

Un esempio di tecnologia standalone è il GPS, in cui il receiver GPS completo è integrato nel cellulare.

Ci sono poi soluzioni ibride, dove si prevede una forte interazione mobile-rete.

Penso anche Handset-Based, di tipo Network Assisted, dove il calcolo e la misura sono effettuate dal mobile con l'aiuto della rete di cui la coordina e gli effetti di trasmissione delle BS coinvolte.

Oppure penso anche Network-Based, Handset-Assisted, dove il mobile effettua la misura e poi la invia alla rete che provvede al calcolo delle potenze. Alcuni esempi penso sono la tecnologia E-OTD (GSM), la tecnologia IPDL (UMTS) e la tecnologia Assisted-GPS (GSM-UMTS).

Lo standard ETSI contempla diverse tecnologie o tipologie di metodi.

Partendo dal GSM, il metodo meno rigoroso si basa sul cell-ID e Time Advance, poi si ha l'uplink TOA, basato sul metodo TDMA, versione Uplink. In questo caso è presente una rete di LMO (Location Measurement Unit) che effettua la misura del TOA (che cui si ricorrono i TDMA) sui segnali trasmessi dal mobile ed anche la misura degli effetti di trasmissione delle BS.

ma i RTD (real time difference). Il rapporto LMU/GTI  
 cellulari e circa 1:1, però non molto esecuzionale.  
 C'è poi il metodo E-OTD, basato sul metodo TDOA, in versione derivata.  
 Il metodo effettua le misure degli OTD (Observed Time Difference, o anche con affettività)  
 su segnali broadcast trasmessi dalle BSs. Una rete di LMU  
 misura gli offset di trasmissione delle BSs. Una rete di LMU  
 misura gli offset di trasmissione delle BSs, come gli RTD.  
 Combinando le misure si ottengono: TDOA modulati, o i GTA  
 (Geometric Time Difference).

In questo caso il rapporto LMU: STr e Cellulari è ~ 1:315  
 Ci sono due versioni E-OTD: hyperbolic version, E-OTD circular (o  
 version).

Infine: GPS based, come lo Stand-Alone GPS, Assisted  
 GPS. Ci sono poi delle soluzioni in rete di diffrazione (ad esempio  
 basate sull'AoA).

Parlando invece del 3G LCS, cioè UITS, si distinguono dei  
 metodi simili ma indicati con terminologie diverse.  
 Cell ID + RTT; OTDOA basato sul metodo TDOA, in versione  
 derivata, dove il metodo effettua le misure degli OTDOA (Observed  
 Time Difference Of Arrival). Una rete di LMU misura gli offset  
 di trasmissione, cioè gli RTD e combinandoli si ottengono i  
 TDOA modulati.

C'è poi l'OTDOA-IPDL, che può essere standard IPDL o TA-IPDL.  
 Si ha poi OTDOA-RNBP (Reference Node-Bound Pathway) e  
 OTDOA-PE (Pathway Elements).  
 Ci sono sempre le GPS based, miste e non, e quelli in  
 rete di diffrazione.

Tornando al GSM o ai sistemi di terza generazione, a senso  
 metodi basati sul livello di segnale ricevuto dal mobile, con  
 basso costo, una stima non accurata consente di un numero  
 elevato di stazioni radiobase. I metodi basati su TDOA, che  
 richiedono una stima della differenza di distanza tra le BSs.

Per i metodi TOA, dove sono sufficienti due BS, ma l'ordine è casuale e costoso per le stazioni

Ci concentriamo sull'E-OTD, Enhanced-Observed Time Difference

Questo metodo si realizza attraverso i canali di controllo del GSM che sono SCH e il BCCH. Il SCH è il signaling channel burst, mentre il BCCH è il broadcast control channel, cioè il canale sempre trasmesso dalle stazioni radio base anche senza traffico.

Questa tecnologia è quella più vantaggiosa per il GSM. È fatta a misura. Il parametro di localizzazione è il ritardo di propagazione MS-BS e misurato dal mobile. Il tempo di arrivo è calcolato su multiple bursts SCH trasmessi sul canale BCCH.

Essendo il sistema omniscuro ci vengono adottate un certo numero di Location Measurement Unit (LMU) in posizione nota. Ogni LMU conosce una certa lista di BS da ascoltare al fine di valutare gli effetti di trasmissione. Esiste la versione peribolice (TOA) e una versione circolare

(TOA). 1.56.53

I parametri fondamentali sono:

- OTD, Observed Time Difference, cioè l'intervallo di tempo tra la ricezione dei segnali da due diverse BS
- RTD, Real Time Difference, effetto temporale tra le due stazioni radio base, cioè la differenza di sincronizzazione tra le due BS.
- GTD, Geometric Time Difference, che è la differenza di distanza tra le due BS divisa al coseno di propagazione  $\frac{(d_2 - d_1)}{c}$ , cioè

$$\underline{\underline{OTD = RTD + GTD}}$$

L'OTD può essere misurato dal mobile, il RTD è calcolato dalle LMU e deve essere noto al mobile, il quale calcola poi la GTD. Senza il RTD con LMU "anche senza omniscuro".



Queste misure possono essere fatte con TDoA o ToA.

Facciamo prima il caso con TDoA.

Del calcolo del GTD si individua un iperbole ( $d_2 - d_1 = cost$ ). Sono necessarie almeno due coppie di BS. L'informazione opportuna è attraverso il TA (time advance) delle BS servite.

Si possono avere diversi parametri:

- MOT, Observed Time at the MS  $\rightarrow$  MOT1, MOT2
- LOT, Observed Time at the LRU  $\rightarrow$  LOT1  $\rightarrow$  LOT2
- OTD, Observed Time Difference, differenza tra gli istanti di arrivo misurati

$$OTD_{12MS} = MOT1 - MOT2$$

$$OTD_{12LRU} = LOT1 - LOT2$$

La OTD non è la differenza dei tempi effettivi di ~~trasmissione~~ propagazione, poiché i tempi di trasmissione TX1 e TX2 delle 2 BS sono in generale diversi.

- RTD, Real Time Difference, differenza fra gli istanti di trasmissione delle due BS (offset di trasmissione)

$$RTD = tx_1 - tx_2$$

Se in TDoA, almeno una sincronizzata e in una e GPS, da mantenere sulle BS.

- GTD, Geometric Time Difference, differenza tra i tempi effettivi di propagazione, parametro con il quale si calcola poi la stima di posizione.

In generale si ha

$$GTD = OTD - RTD$$

ad esempio

$$GTD_{MS} = (T_1 - tx_1) - (T_2 - tx_2) = OTD_{12MS} - RTD$$

Il RTD non è un grado di calcolo, è mobile, ma deve calcolare l'RTD.

Tutti:

$$\bullet \text{RTD}_{MS} = \text{OTD}_{MS} - \text{RTD}$$

$$\bullet \text{RTD}_{LMO} = \text{OTD}_{LMO} - \text{RTD}$$

Staccando BS e LMOs si trovano le penne note,  $\text{RTD}_{LMO}$  è nota e consente di trovare la misura di ~~RTD~~ RTD, conoscendo  $\text{OTD}_{LMO}$ .

Abbiamo però RTD e quindi in più avere  $\text{RTD}_{MS}$

Le soluzioni sono due possibili:

• Network based, Handset Assisted - Il mobile invia gli OTD alla rete, che calcola i RTD e quindi le penne, sfruttando gli RTD calcolati dalle LMOs.

Handset based, Network Assisted - la rete calcola gli RTD e li invia al mobile, oppure alle coordinate delle BS, il mobile procede al calcolo delle penne.

### • CIRCULAR VERSION

In genere vengono pensati anche fatti con il metodo ToA. Non si misurano delle differenze di tempi, ma tempi assoluti.

Si ha il mobile Observed Time, minuto e nano, e la LMO Observed Time, di nuovo minuto e nano, si deve calcolare la distanza corrispondente al tempo di ritardo effettivo delle distanze tra mobile e stazione radio base, conoscendo la distanza geometrica reale <sup>DLB</sup> tra LMOs e BS, con coordinate base: Misura la differenza di sincronia e penso stante DLB (geometrical distance from MS to BS).

$$\text{DLB} / (x_{MS}, y_{MS}) - \text{DLB} = c \cdot (\text{MOT} - \text{LOT} - \epsilon)$$

Se come ci sono 3 incognite,  $t_{MS}$ ,  $t_{MS}$ , e sono necessarie misure da almeno 3 BTS.

E =  $t_{MS} - t_{LHU}$ , cioè a l'effetto temporale tra il clock interno della MS e quello esterno all'LHU.

L'unica differenza pratica tra le due versioni (hyperbolic e circular) è il legame tra gli errori di misura e la regione di incertezza, a causa delle diverse tecniche impiegate.

TA TOA TOA TOA TOA

Si basa su metodo TOA, versione eplink: la stima della posizione è effettuata in rete (network based), sfruttando le misure delle differenze degli istanti di arrivo del segnale noto trasmesso dalla MS e ricevuto da almeno 3 LHUs.

I TOA stampati dagli LHUs vengono inviati all'SMC che ne calcola la differenza a coppie, alla scopo di eliminare la dipendenza del clock ricevuto dalla MS.

Affinché le misure non siano sufficienti, è necessario che la rete di LHUs sia sincronizzata, attraverso GPS o orologi atomici.

### • GPS Based

Si basa sul sistema satellitare GPS-NAVSTAR.

È composto da una costellazione di 24 satelliti disposti su 6 orbite ad una altitudine di 20.200 km sulla superficie terrestre. Si vedrà in seguito.

Esiste Standard o Assisted.

### SISTEMI 3G

Si ripetono le stesse condizioni di rete fino ad ora per il caso. Nel caso UTRAN, invece di avere come riferimento il BCCH per inviare le informazioni che servono sui tempi di arrivo per la stima

della potenza, l'equivalente del BCH, nell'UTMS è il ~~CPICH~~ CPICH, cioè il common pilot channel.

Le misure effettuate dal mobile per mezzo di correlazioni sui canali pilot broadcast CPICH trasmessi dalle stazioni base e dunque presenti nel normale funzionamento di rete.

Nella versione FDD del sistema UMS, la BS non serve sincronizzate e perciò è necessaria la realizzazione di una rete di LRU per realizzare gli BTS. Nelle proposte sincronizzate con GPS, non serve avere LRU).

L'implementazione di questi algoritmi comporta un traffico notevole di segnalazione nelle celle di registrazione.

Le nuove entità di rete in generale relative dei metodi di localizzazione sono, oltre all'LRU, cioè il Mobile Positioning Center (MPC), che ha la funzione di controllo delle procedure di localizzazione. Ha anche la funzione di coordinare delle stazioni BS, degli LRU, ecc, tramite tutte le informazioni per ottenere la posizione.

L'MPC prende le info da LRU, per risolvere per SMS l'OTC al mobile, e anche lo usa e l'MPC calcola la posizione.

Il fattore limitante è la stima dell'OTD.

La stima dell'OTD richiede  $T_{sec}$  per ogni potenza, se in oltre che durante una chiamata. C'è per un esempio con dati Nokia (shk).

Per questo, l'architettura logica del sistema di localizzazione prevede dei metodi generali che non dipendono dal sistema e per la funzione della tecnologia di senso degli algoritmi ben definiti a livello di ETSI, 3GPP, ecc, e bisogna tener conto anche dell'architettura di rete, cioè sviluppare una rete che consenta di implementare i nuovi metodi di localizzazione, quindi un certo numero di LRU. Si possono risolvere questi sono i costi aggiuntivi per implementare le

LMU e per avere una stima decente della potenza.

Il costo di ogni LMU è sulla superficie di  $\epsilon$  e conviene metterle negli stessi siti. In funzione dell'ambiente e qualità si può avere il numero di stazioni. Questo è stato fatto con le E-OTD. Devono essere fatti in modo da coprire tutta l'area e di calcolare il numero tra ogni due celle. In input del simulatore si hanno le caratteristiche del sistema e si ottiene il rapporto di potenza del primo LMU, densità e distribuzione degli LMU nel territorio. Infine si ha una densità 1:2 con le C/I di 5dB.

In conclusione: servizi di radiomobili offrono grandi opportunità. Si possono implementare nel sistema cellulare con alcuni compromessi e costi aggiuntivi. Nel GSM si ha uplink e downlink, mentre nell'UTMS si può avere solo la versione downlink del TMA e TDMA. Ogni sistema richiede comunque software e HW aggiuntivi per calcolare gli offset di trasmissione. Rappresentare la densità degli LMU e migliorare è l'efficienza della stiva, anche se risultati affidabili possono essere ottenuti con 1:2, 1:3. Non con i metodi convenzionali simulazioni in base al territorio e caratteristiche.

## LOCALIZATION VIA ULTRA WIDEBAND RADIOS

Caratterizzato da raggiungere risoluzioni elevate. Un sistema è detto UWB, quando ha una banda assoluta (a-10dB) di almeno 500MHz o una banda relativa  $\geq 0.25$ .

UWB è una soluzione valida per reti a corto raggio e ad alte velocità.

La potenza in trasmissione è molto bassa. Questo per UWB sono molto immuni all'interferenza causata agli altri sistemi.

Si trasmettono impulsi brevissimi (100ps  $\approx$  1ns) e non nelle modulazioni di una portante RF  $\Rightarrow$  sono chiamate carrier free

o base band o uplink.  
→ avendo impulsi molto brevi, si ha una banda molto elevata, sono stati definiti dalla FCC dei limiti molto stringenti per questi dispositivi, attraverso determinate procedure di emissione.

Domanda quindi una certifica:

Spesso ai suoi limiti di potenza per mobile o outdoor. Quindi sono specificati su una banda di frequenza assegnata, spesso quante su bande larghe.

L'unica banda, in cui l'EIRP (P.G) è max - 41 dBm, e se per mobile e outdoor, da 3.1 a 10.6 GHz.

I limiti sono così stringenti per evitare le interferenze, infatti dove è usato il GPS, nella banda di freq. è di circa 70 dBm.

Nella parte di compatibilità infatti si è visto che il GPS è molto influenzato dalle interferenze dell'UWB. I produttori hanno perciò fatto dei sistemi che funzionano solamente nella banda 3.1 - 10.6 GHz. La potenza è molto bassa e anche il raggio è ridotto.

Se una forma d'onda particolare, in modo tale da avere impulsi in cui la banda è uguale se aspettata.

L'impulso a gradino è il più semplice. Nelle frequenze non si ha lo spettro netto nella banda intermedia, ma anche nelle altre frequenze.

Si è dovuto pensare ad altre forme d'onda, ad esempio il impulso Gaussiano o la sua derivata  $(s(t) = ke^{-\frac{t^2}{\tau}}$ ), oppure il Hanning Shaped pulse, in modo da ottenere l'andamento più simile a quello ricercato. Altri impulsi sono gli Hermite pulse e Modified Hermite pulse, attraverso le varie soluzioni di particolari equazioni differenziali.

Andamento l'ampiezza di portante non significa ovviamente assenza di modulazione, sempre necessaria per trasmettere l'informazione. Queste sono sostanzialmente due, PAM e PPM (sostanzialmente le più usate).

PAM, Pulse Amplitude Modulation, l'informazione è trasmessa variando l'ampiezza degli impulsi

PPM, Pulse Position Modulation, l'info è trasmessa variando la posizione sull'asse temporale degli impulsi trasmessi.

Spesso non si invia un solo impulso ma più impulsi uguali, cioè un treno di impulsi consecutivi.

Nell'ambito multiple si possono usare tutte le tecniche valide per i sistemi classici, FDMA, TDMA, CDMA e una modalità di accesso peculiare per i sistemi UWB, detta Time Hopping (TH) che è spesso associata alla PPM (TH-PPM).

Questo funziona suddividendo il tempo di bit  $T_b$  in frame e ogni tempo di frame diviso in chip. Ogni utente si vede assegnato un numero esclusivo di chip per ogni frame.

Dall'insieme dei chip assegnati, vengono portati gli impulsi in maniera diversa a seconda dell'informazione (bit) da trasmettere. L'assegnazione dei chip viene per mezzo di un spettro codice (noto a TX e RX). I terminali devono essere sincronizzati.

I vantaggi dell'UWB sono soprattutto l'alta bit rate, la presenza di immunità ai communi multipli, buona compatibilità e basso consumo. L'immunità ai communi multipli perché, con un duty cycle molto basso permette, a fase di ricezione, una netta separazione sensibile dei veri contributi al segnale complessivo.

Il duty cycle sono più come realismo cementando, il tempo medio di ripetizione del treno di impulsi o riducendo la durata del singolo impulso, quest'ultimo implicitamente presente nell'USB. I vari MPCs possono essere separati e costruiti separatamente in un NRE receive. Importante per un sistema di localizzazione la banda complessiva, e perciò non costi, dei diagnostici è dovuto alla sola presenza di un generatore di impulsi, circuiti di trigger e antenne. Tuttavia potrà servire un NRE receiver e la funzionalità per l'accesso multiple che possono complicare un po'. La potenza complessiva è sotto 100mW. Naturalmente per la sicurezza.

l'elastica capacità è dovuta alla larghezza di banda, dal teorema di Shannon

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{B \cdot N_0} \right)$$

con C capacità max, B banda > 500,  $N_0$  densità spettrale di rumore ( $\approx -114 \text{ dBm/MHz}$ ) e S potenza utile ricevuta.

$$S \approx \text{EIRP} - \text{loss} \approx -41.3 \text{ dBm} - 20 \log_{10} \left[ \frac{4\pi R}{\lambda} \right]$$

Aumentando la banda come molto la capacità

$$C \propto B \log_2 \frac{1}{B}$$

molto più che aumentando la potenza del segnale utile

$$C \propto \log_2 P$$

Le distanze per l'USB sono sui 10m.

La penetrazione delle onde è tanto migliore quanto la frequenza è più bassa. Per l'USB c'è una limitazione a 3.1 GHz per normativa e la banda larga fornisce una penetrazione buona solo rispetto a quella a banda stretta nello stesso range di frequenza.



I ritardi sono però a corto raggio, a cause della limitazione sulla 55 potenza antenna. HR-UMB ha un range massimo di 10m e bit rate max 500kbps, LR-UMB ha un range max di 90-100m e bit rate max di ~100kbps

Sono parecchi i difetti, essendo la banda molto ampia e scarsamente mappata dalla banda di coerenza del canale.

La sincronizzazione di ricezione è problematica a causa degli impulsi molto brevi (FH-PPM).

È molto difficile coesistere delle antenne o dei dispositivi a banda larga. Risulta inoltre difficile introdurre dispositivi in grado di operare in coesistenza con tutti le bande. La soluzione è introdurre dei dispositivi a banda stretta.

Per sommare le caratteristiche principali della retroscattering UWB, si ha l'aspetto di banda, la quale consente una risoluzione temporale estremamente alta  $\sim \frac{1}{B}$ , così l'interferenza è qualitativamente più alta anche dell'impulso.

Sono naturalmente "autocorrelati" rispetto ai canali multipli (probabilità  $\ll 1$ ). La capacità di penetrazione, anche se da intendere in modo relativo, è superiore rispetto alle bande strette (normale banda). La probabilità di avere un canale a livello di contributo diretto, anche senza LOS è più alta.

Resta il problema del corto raggio di azione.

Applicazioni numerose possono essere comunicazioni point-to-point, reti BAN, radar per evitare ostacoli, sensori anti collisioni, allarmi, sistemi di parcheggio ed altre applicazioni.

Questa ~~definita~~ tecnologia deve essere coesistente con tutte le tecnologie che permittano di coesistere con altri dispositivi.

Sono state effettuate misure in laboratorio per valutare le prestazioni con le reti già presenti, generando il segnale UWB.

Quelli più influenti sono i dispositivi GPS, infatti la FCC raccomanda  $< -73.3$  dB a 1,5 GHz al livello di ERP.

Per gli altri sistemi, il Wi-Fi intere un piccolo disagio, ma trascurabile.

Tutte reti cellulari sono stati studiati in maniera approfondita, ma non ne è nato un campo significativo. Si fanno solitamente sperimentalmente, più che teorici, anche, riferiti all'UWB come una caratteristica.

La tecnologia UWB può essere utilizzata per la localizzazione indoor, dove il GPS ha problemi di copertura e comunque una precisione insufficiente.

In indoor si sono: sistemi Wi-Fi, con metodo RSSI, la cui precisione è 3-5m, e UWB, con metodi TOA, TDOA, con precisione 15-30cm.

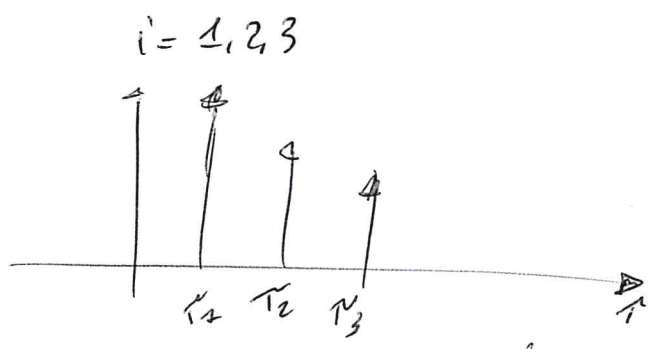
Anche nell'UWB è necessario che il segnale emesso sia ricevuto da almeno 3 antenne. Con 4 antenne si può trovare un rettangolo e poi trovare la posizione esatta del tag all'interno.

### ESERCIZIO

Si suppone che in un certo ambiente di propagazione ci siano tre canali principali. Questi hanno una certa distribuzione di ritardi e potenza relative.

$$\tau_i = (i-1) \tau_0$$

$$P_i = \frac{P_0}{i}$$



Calcolare il delay-spread. È il DS per il che ci sia un errore nella stima della circonferenza.

Bisogna prima calcolare il valore medio del ritardo

$$\tau_m = \frac{\sum_i \tau_i P_i}{\sum_i P_i} = \frac{\sum_i (i-1) \tau_0 \frac{P_0}{i}}{\sum_i \frac{P_0}{i}} = \frac{\tau_0}{P_0} \frac{P_0 \sum_i \frac{i-1}{i}}{1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3}}$$

$$= \tau_0 \frac{\sum_i 1 - \frac{1}{i}}{1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3}} = \frac{7}{11} \tau_0$$

Il delay spread si calcola facendo

$$DS = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^3 (\tau_i - \tau_m)^2 P_i}{\sum_{i=1}^3 P_i}} =$$

$$= \sqrt{\frac{\sum \left( (i-1)\tau_0 - \frac{7}{11}\tau_0 \right)^2 \frac{P_0}{i}}{\frac{11}{6}P_0}} = \sqrt{\frac{\tau_0^2 \left( \frac{49}{121} + \frac{16}{342} + \frac{225}{363} \right)}{\frac{11}{6}}}$$

$$= \tau_0 \sqrt{\frac{\frac{792}{726}}{\frac{11}{6}}} = \tau_0 \sqrt{\frac{72}{121}} = \frac{3\sqrt{2}}{11} \tau_0$$

Si deve ora calcolare  $\tau_0$  per avere un errore di  $\leq 30\mu\text{s}$ .  
Si considera un TxA, eliminato il delay spread come errore di localizzazione principale.

L'errore è dovuto ad una corona circolare -  
È dato dal DS  $\cdot c$  e deve essere diverso per due punti l'errore è sulla fascia, cioè ~~fit~~, quindi del tutto, da tutte le parti.

$$\text{Errore} = \frac{DS \cdot c}{2} \leq 30 \Rightarrow \tau_0 \leq \frac{60}{\frac{3\sqrt{2}}{11} \cdot 10^8} = \frac{660}{3\sqrt{2} \cdot 10^8}$$

$$= 0.259 \mu\text{s}$$

Un'altra modalità per fare comunicazioni è usando il Wi-Fi, dato dallo standard 802.11. Il wifi può consentire diverse modalità, punto-punto, punto-multipunto, basato su TCP-IP, con canale di 22MHz. Sono previsti in banda nei Access Point, dette ISM ~~ma~~ a 2.4GHz e 5GHz, possono funzionare su entrambe, con 2 antenne a 2.4 e due a 5.

2 perché possono avere funzioni VPMO.

Quindi alcuni hanno limitazioni sulla potenza massima trasmessa.

Si possono realizzare reti con diverse architetture, tra cui

Independent VSS, in cui si collegano ~~tra~~ due a due, e

Infrastructure VSS, in cui sono collegati alle stame base.

tenendo in bande non licenziate, bisogna garantire la

compatibilità elettromagnetica, e si è visto anche influenzati

dai forni a microonde. Quindi bisogna alla stessa frequenza

e perciò genera ostacolo essere all'occorrenza.

La rete Wi-Fi è una rete piuttosto economica da

realizzare, senza costi per la licenza della frequenza.

Il Wi-Fi deve essere limitato in EIRP a 100mW. Anche

se poi è seconda delle frequenze e indoor o outdoor

può cambiare. La legge europea che identifica gli short

range devices, è la raccomandazione 03, che a livello

europeo viene comunemente usata, perché vengono messi sul

mercato sempre nuove tipologie di oggetti e devono essere definiti

limiti a seconda delle frequenze.

Necessario del LOS e la precisione è sei metri.

L'impatto ambientale può essere fatto con numeri e misure,

anche se le misure e simulazioni sono fatte in campo lontano

e bisogna fare attenzione a non essere in campo vicino.

Il campo vicino si distingue in campo vicino reattivo e campo

vicino radiativo: in queste seconde regioni si è supportato

comunque valida la nozione del campo lontano. Nel campo reattivo

non bisogna fare misure. Questo, per un sistema wi-fi, è

10 dopo la 3d. Se l'antenna possiede molto, P.G. = 100 mW

con EIRP, bisogna fare attenzione. Quello che si ottiene è la

P<sub>max</sub>. 100 mW di EIRP @ 2,4, 200 mW EIRP @ 5,25 Indoor, 1 W EIRP

Outdoor 5.6 GHz

È costituito da diverse stazioni a terra in 5 diverse zone vicine all'equatore.

Alcune sono stazioni master, altre sono di ground o ionosfer. In sostanza quelle master è una solo a Colorado Spring, mentre le altre sono solo di controllo e/o uplead e comunicano con le master.

Vengono determinati i parametri di correzione del tempo, considerando gli effetti relativistici, gravitazionali, ionosferici e troposferici e calcolate le effemeridi, cioè le posizioni dei satelliti, o meglio la orbita, tenendo in considerazione anche le variazioni delle posizioni. Per ciò per conoscere l'orbita del sistema, il messaggio di navigazione o inviato ai satelliti in media 6 volte al giorno, mentre l'orbita delle effemeridi è ~~calcolata~~ opportunamente almeno ogni 6 giorni.

Quindi il Monitor Stations determinano due volte al giorno posizione, velocità e orbita dei satelliti e la comunicano alle Master Stations. Queste elabora tutti i dati e calcolano le correzioni delle effemeridi, cioè i dati orbitali. I dati di correzione sono inviati alle uplead stations e da qui si ricevono in modo da ~~calcolare~~ correggere le rotte. Una parte dei dati di correzione sono inviati agli utenti dei satelliti tramite il messaggio di navigazione per sottoporre correzione nella ricezione.

### User Equipment

Si tratta del ricevitore GPS. Questo presenta un'antenna omnidirezionale, un orologio al quarzo, meno preciso di quello di bordo, un ricevitore spread spectrum multiplex con unità locale di generazione dei codici del canale per la correzione. Presenta inoltre un'unità di elaborazione e memorizzazione dei dati e la parte elaborazione.

• Blocchi funzionali del ricevitore GPS.

Il ricevitore GPS sincronizza con la replica del codice C/A (quello usato dai civili) o P-code (uso militare) e regala il ricevitore. Dopo la sincronizzazione, attraverso il differenziale si ricava il TOR.

Dopo il decoding, dai segnali dati si ricava il TOT (Time of Transmission), la posizione dell'orbita ed altri parametri di correzione attraverso i quali è possibile valutare la pseudo distanza  $R_i$ .

Le coordinate di un punto  $P(x, y, z)$  nello spazio possono essere ricavate in base alla conoscenza della sua distanza dai tre punti noti  $P_1, P_2, P_3$  mediante un sistema di 3 equazioni in tre incognite.

In linea teorica, la distanza di  $P$  dagli altri tre punti, può essere calcolata attraverso il tempo intercorso tra la trasmissione e la ricezione del tempo per la velocità di propagazione  $c$

$$R_i = (\underbrace{TOT_i}_{T_{of\ Transm}} - \underbrace{TOR_i}_{T_{of\ Receiv}}) \cdot c$$

È necessario però che gli orologi siano perfettamente sincronizzati, tra ricevitore e trasmettitore.

Nella realtà, solo tre trasmettitori sono sincronizzati, mentre i ricevitori non lo sono. Questo presenta uno sfasamento  $b$ .

Quelli ottenuti sono perciò la pseudo-distanza, cioè (Pseudo-Range), che corrisponde in termini ricogniti legato allo sfasamento  $b$ .

$$PR_i = (TOT_i - TOR_i) \cdot c + b$$

Fissati i primi 3  
conoscendo  
il valore del b  
in eq. di  
pseud.

Questo termine  $b$  ricognito può essere eliminato applicando una questa equazione al ricevitore, cioè calcolando anche la distanza con un 4<sup>th</sup> punto  $P_4$ .

Nel ricevitore si fa poi la mediazione di fase del codice generato nel generatore e quello ricevuto. Quello ottenuto è la pseudo-distanza con precisione con cui può essere fatta e, secondo una regola pratica, di circa 4% del periodo tra due bit successivi.

Link budget per uno canale

I parametri del sistema GPS CIA code (ed' L1) (uno canale) sono:

Banda  $B = 2\text{MHz}$  (portante  $2\text{MHz}$ )

$D = 22.200\text{km}$

EIRP = 478.63 W (26.8 dBW)

Per fare il link budget, prendiamo una temperatura eq. di sistema T\_sist = 513K, tipica del rumore GPS, e aggiungiamo una attenuazione supplementare A\_s = 2 dB

SNR = -157.6 - (-138.5) = -19.1 dB

Dopo il despreading si ha un incremento di ~ 43 dB

SNR\_d = -19.1 + 43 = 24 dB

Per il corretto funzionamento serve un SNR\_d di 24 dB (21 dB per il link budget) (specifiche per potenza minima ricevuta e -158.5 per CIA).

Il segnale trasmesso dai satelliti GPS e' costituito.

Due portanti L1 (f1 = 1575.42 MHz) e L2 (f2 = 1227.6 MHz).

La modulazione e' BPSK a 50 bit/s, dato che il messaggio non contiene molti dati. In tal messaggio c'e' la posizione del satellite, il clock, i parametri e il T\_e/T.

Il codice (civile) e' CIA (Coarse Acquisition): solo L1, diverso in ogni satellite per consentire il riconoscimento, ha periodo 1023 chip e trasmette con frequenza 1.023 Mcchip/s, per cui il guadagno di spreading e' di N = 20460 (43 dB). (1023000/50)

Il codice (militare) e' P-code (Precision Code): sia L1 (in questa struttura rispetto a CIA) che L2. Ha periodo 6.187104 \* 10^12 chip, viene usato alle frequenze di 10.23 Mcchip/s, con un guadagno di processo di spreading N = 204600 (53 dB)

La banda occupata e' quindi 2.046 MHz per la CIA e 20.46 MHz per il P-code.

Secondo me e' invece 1.023 M e 10.23 M, forse quelle da questa considerazione che sotto e' BPSK. In realtà e' come modulazione.

Il segnale trasmesso

$$P(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{i1} g(t-iT)$$

$$CIA(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_{i2} g(t-iT)$$

$a_{i1}$  e  $a_{i2}$  sono i generici simboli appartenenti alle sequenze  $P \oplus \Delta$  e  $CIA \oplus \Delta$ .

$a_{i1}$  e  $a_{i2}$  sono  $+1$  o  $-1$ , mentre  $g(t)$  è una forma d'onda rettangolare di durata  $T$ .  
 $P(t)$  e  $CIA(t)$  sono per i canali per generare, modulando la portante  $L_1$  e  $L_2$  i tre segnali a radiofrequenza. La modulazione è BPSK

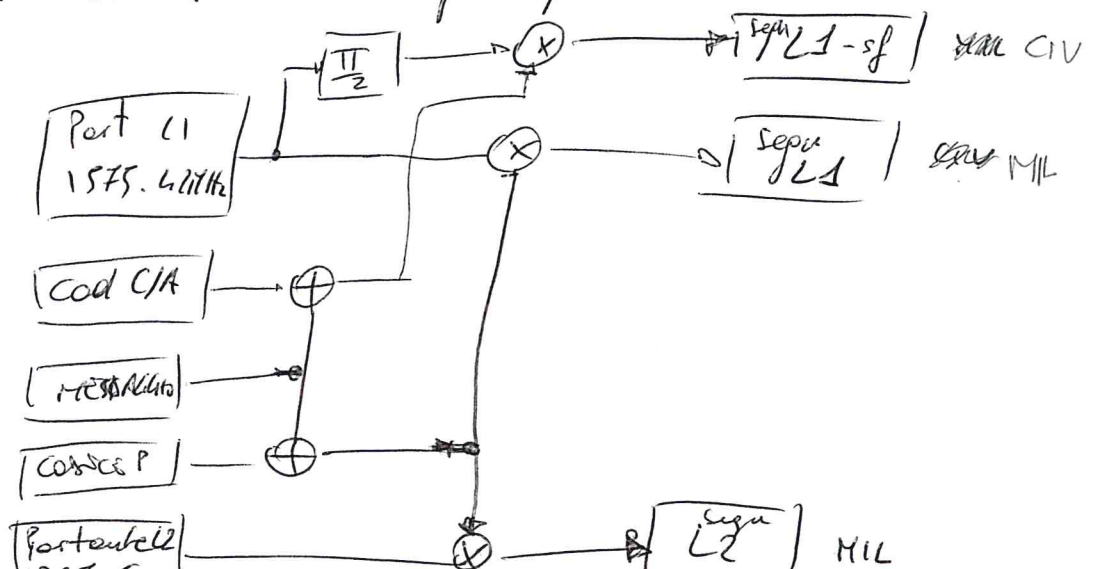
$$S_1(t) = V_{1\pm} P(t) \cos(2\pi L_1 t) + V_{1Q} CIA(t) \sin(2\pi L_1 t)$$

$$S_2(t) = V_2 P(t) \cos(2\pi L_2 t)$$

$V_{1\pm}$ ,  $V_{1Q}$  e  $V_2$  sono le ampiezze di picco delle tre componenti di segnale.

Questi cod.  $P$  e  $CIA$  hanno funzioni di autocorrelazione con un primo lobe alto e di convergenza molto veloce bene. L'uso dei codici consente a tutti i satelliti di condividere la stessa banda di frequenza perché ogni satellite ha il suo codice che consente di distinguere.

Il codice  $CIA$  è facilmente ottenibile dal numero; questo con una ricerca effettuata nell'intervallo di 1ms verso la sincronizzazione, la maggior frequenza di  $\tau$  consente più precisione ed è più resistente alle interferenze.





Ritorniamo più in pratica sul segnale trasmesso.

In trasmissione, in un generico satellite, ogni satellite genera 2 due segnali PN (con C/A e P) diverse per ogni satellite. Il satellite emette, il messaggio di navigazione. Si hanno perciò 2 segnali su due portanti.

Ogni satellite trasmette due segnali spread spectrum ( $L_1$  e  $L_2$ ), ovvero occupa gli bande per a 20.46 MHz ciascuno, ottenuti combinando opportunamente i segnali.

Ci sono due portanti sinusoidali alle frequenze

$$f_{L1} = 154 \cdot f_0 = 1575.42 \text{ MHz} \quad (\lambda_1 = 19.05 \text{ cm})$$

$$f_{L2} = 120 \cdot f_0 = 1227.60 \text{ MHz} \quad (\lambda_2 = 24.45 \text{ cm})$$

Ci sono poi due codici PN (Gold) diversi per ogni satellite

- codice Coars/Acquisition (C/A), con lunghezza 1023 chips e chip rate =  $f_0/10 = 1.023 \text{ Mchip/sec}$

- codice Precise (P o Y se affinato), con lunghezza  $6.1471 \cdot 10^{12}$  chips e chip rate =  $f_0 = 10.23 \text{ Mchip/sec}$

Il messaggio di navigazione è costituito da frame di 1500 bits, ovvero bit rate di 50 bit/sec e suddiviso in 5 sottosequenze:

1 - dati per la correzione dell'errore dovuto agli effetti degli orologi di bordo

2,3 - dati dell'effemeridi, cioè le funzioni matematiche che descrivono le orbite con dovuta precisione, consentendo al ricevitore di sapere quali satelliti sono visibili

4 - altri dati, ad esempio per la correzione ionosferica

5 - l'eliminazione, con una versione semplificata delle effemeridi

La ricezione dell'intero messaggio richiede un trattamento continuo di

di almeno 30 secondi.  
 Qui seguono GPS troviamo da ogni satellite ha queste forme. Il frame  
 completo sono 1500 bit (300 elms).  
 L'uso delle effemeridi è complicato.

STIMA DELLA POSIZIONE - TRICHO RANGAR

Il sistema utilizza il metodo Time of Arrival (TOA) applicato dal  
 terminale (cioè handset based).

Si misura il ritardo di propagazione  $\tau_p$  tra satellite e mobile.  
 Si conosce l'istante  $t_0$  di emissione del segnale da parte del  
 satellite ( $t_0 = t - \tau_p$ ), dove  $t$  è l'istante attuale di ricezione  
 misurato con il riferimento temporale del terminale.

Attraverso le effemeridi si calcolano le posizioni  $X_s(t_0), Y_s(t_0), Z_s(t_0)$  del  
 satellite

Si uguaglia la distanza misurata con la distanza cartesiana.  
 Si preferisce sapere ad ogni istante la posizione del satellite nello  
 spazio.

$$\sqrt{[X_s(t_0) - X_p]^2 + [Y_s(t_0) - Y_p]^2 + [Z_s(t_0) - Z_p]^2} = c \cdot \tau_p$$

dove

$$\tau_p = \int_{t_0}^t dt$$

$c \cdot \tau_p$  è detta pseudo-distanza o pseudo range (con offset errore).  
 Il segnale ricevuto è correlato con quello creato internamente per  
 determinare lo sfasamento temporale, cioè lo scostamento necessario per  
 avere perfetto overlapping.

In realtà la ricerca è effettuata contemporaneamente sulla finestra  
 dei code delays e su quella degli scostamenti di frequenza, su  
 una banda di 2.5 MHz generata dall'effetto Doppler.

Per eliminare l'effetto dell'errore nel ricevitore si necessita di un  $i^{\text{th}}$  satellite.

Inoltre l'effetto st è introdotto nel segnale ricevuto

$$\tau_p = \tau_{p, \text{meas}} + \delta t$$

$$\sqrt{[X_s(t_0) - X_p]^2 + [Y_s(t_0) - Y_p]^2 + [Z_s(t_0) - Z_p]^2} = c(\tau_{p, \text{meas}} + \delta t)$$

Al pari di ricevute e perciò servono 4 equazioni, quindi le coordinate di 4 satelliti.

Acquisito il tempo esatto, il sistema può proseguire per un po' anche solo con 3 satelliti, facendo uso del quarto.

Una soluzione di "emergenza" può essere ottenuta anche con 3 satelliti se la quota è nota e la  $v$  può essere ~~con~~ manualmente come valore noto, ma che è verosimile.

Oltre a basarsi sulle misure di pseudorange, il sistema GPS integra la stima con misure di fase. Questo è un altro metodo per il calcolo della pseudo distanza attraverso la fase.

La precisione è inversamente proporzionale alla dup rate, in prima approssimazione nell'ordine di  $T_c$

$$\bullet \text{ CIA: } T_c \sim \frac{1}{1.023 \text{ Mcps}} = 97.7 \text{ ns} \Rightarrow \sim 29 \text{ cm}$$

$$\bullet \text{ P: } T_c \sim \frac{1}{10.23 \text{ Mcps}} = 97.7 \text{ ns} \Rightarrow \sim 29 \text{ m}$$

In realtà il ricevitore GPS è in grado di fare una stima con una precisione che è l'1% del tempo di coerenza  $T_c$ ,

$$\Rightarrow \text{CIA} \sim 2.9 \text{ cm}, \quad \text{P} \sim 29 \text{ cm}$$

Questo perché fa la correlazione e distingue la potenza anche all'interno del dup.

Questi errori relativi sono molto attrici  $N=0$

## ERRORE SISTEMATICA

- Disponibilità del antenna: il DOP aumenta può essere emesso nel messaggio di navigazione nel valore delle effemeridi
- Offset orologi satelliti: gli orologi atomici di bordo hanno una stabilità di circa  $\pm$  su  $10^{12}$  su 24h  $\Rightarrow$  in un giorno  $1.6 \cdot 10^{-11}$  s  $\Rightarrow$  26 cm errore. l'errore minimo risoluto è di 13.8 m
- Ritardi da propagazione ionosferica e troposferica: il varco dell'indice di rifrazione atmosferico si ha la curvatura delle traiettorie dei raggi ottici e variazione della velocità, quindi una variazione della pseudo distanza.
- Comunicazioni multiple: quello più difficilmente eliminabile. Ci sono una serie di riflessioni e rifrazioni indotte dagli ostacoli che interferiscono sul cammino diretto verso il ricevitore e si scoppiano nei dintorni del ricevitore. Ci possono essere errori fino a 15m, anche riprovando, che si rimuovono.
- Rumore al ricevitore: nella buona atmosfera, con molto rumore scuro, ci sono perturbazioni tanto più intense quanto è più spesso lo strato che attraversa, cioè tanto minore è l'angolo. Il ricevitore GPS scarta automaticamente quelli sotto  $10^\circ$  sull'orizzonte. In questa categoria vanno anche quelli per questioni tecnologiche al ricevitore.
- Geometric Dilution of Precision (GDOP): come per tutte le misure attraverso la triangolazione, la precisione del posizionamento mediante GPS è limitata dalla geometria o disposizione nel campo visuale dei satelliti ricevitori del ricevitore. Il parametro GDOP indica in ogni istante la bontà della configurazione satellitare e costituisce un fattore molto rilevante del valore quadratico medio dei duplici errori

Le stime autoridondanti fatte in precedenza per il GPS nelle anche in questo caso. È un parametro del sistema e viene fornito. Anche qui si distingue Verticale e Horizontal. Nel GPS valgono solo tra 3 e 4.

EQUAZIONI RISOLVENTI CON ERRORI

= Misure di pseudorange

$$d_{p_i}^{s_i} = \sqrt{[X_{s_i}(t_0) - X_{p_i}]^2 + [Y_{s_i}(t_0) - Y_{p_i}]^2 + [Z_{s_i}(t_0) - Z_{p_i}]^2}$$

$$d_{p_i}^{s_i} = p_{p_i}^{s_i} - c \Delta T$$

$$p_{p_i}^{s_i} = d_{p_i}^{s_i} + c(dt - dT_{p_i})$$

dove

$p$  = pseudorange

$c$  = velocità della luce

$d$  = distanza spaziale

$dt$  = sincronizzazione tra tempo satellite e origine  $t_0$

$dT_{p_i}$  = sincronizzazione tra tempo ricevitore e origine  $t_0$

Cioè si tratta della differenza tra le due sincronizzazioni in termini di errore.

In particolare, considerando tutti gli errori si avrà

$$\overline{p}_{p_i}^{s_i} = d_{p_i}^{s_i} + c(dt^{s_i} - dT_{p_i}) + dp + d_{ion} + d_{tro} + dE$$

dove  $p$  è lo pseudo-range,  $d$  la distanza spaziale,  $dt^{s_i}$  è l'errore di sincronizzazione tra tempo satellite e  $t_0$ ,  $dT_{p_i}$  è l'errore di sincronizzazione tra tempo ricevitore e origine  $t_0$ ,  $dp$  è l'errore sull'altezza del satellite,  $d_{ion}$  l'errore per attraversamento della ionosfera,  $d_{tro}$  delle troposfera

de l'errore finito al rumore del segnale.

Nel caso di misura di fase

$$\Psi(t)_{P_i}^{S_i} = - \frac{f}{c} d_{P_i}^{S_i} - \int (dt^{S_i} - dt_{P_i}) - \frac{f}{c} (dp + da + dtro + dE) + N_{P_i}^{S_i}$$

$\Psi$  è la fase e  $N$  è l'ambiguità interna di fase (cioè il numero di cicli).

I metodi per eliminare o ridurre gli effetti degli errori presenti nell'equazione di osservazione consistono nella differenziazione, cioè nell'eliminare come osservabile la differenza tra due misure.

Con il primo differenziale si eliminano gli errori sistematici comuni alle diverse osservazioni, cioè quelli correlati spazialmente e quelli legati agli orologi. C'è però il ~~rischio~~ svantaggio che vengono perse anche informazioni sulle ambiguità e aumento anche il rumore di misura delle quantità osservate.

## GPS DIFFERENZIALE

Si tratta di eliminare gli errori di modo comune usando uno o più ricevitori di riferimento di cui è nota la posizione.

Il ricevitore di riferimento non deve essere troppo lontano.

Per questo modo si può arrivare alla precisione di qualche metro, o qualche centimetro con la ricezione delle portante.

La differenziazione può essere alla differenza prima, doppia o tripla.

Le caratteristiche di rispetto ambientale vanno fatte a potenze minime e nel caso peggiore. Se dopo questo, si genera il caso peggiore.

Nell'esempio accennato, si è visto a 3d il valore del campo elettrico con la massima potenza trasmessa. A 2.4 e 3d di distanza (37cm), il valore di campo elettrico è  $6.93 \frac{V}{m}$ . Con quella a 5GHz sono stati misurati 15.9 e  $16.34 \frac{V}{m}$  a 17cm o 15cm.

È stato studiato per il volume di rispetto, cioè ~~il~~ un parallelepipedo al di fuori del quale il livello di campo elettrico non supera mai la soglia stabilita (es. limite =  $6 \frac{V}{m}$ ) 1.01.08

Il volume di rispetto a 2.45 GHz è  $0.58 \cdot 0.41(m) \cdot 5.25$  e  $0.82 \cdot 0.58$  e  $5.60$  e  $1.83 \cdot 1.29$ .

Il nuovo testo unico per la normativa di Carotoni prevede anche le valutazioni del campo EM. Negli ambienti lavorativi servono per la misura. Nelle misure, può essere difficile fare la misura a 30/40cm, per la presenza. Le misure sono fatte con l'oscilloscopio di spettro in modalità channel power, soltanto in frequenza. Queste misure devono essere fatte rispettando la norma CEI.

Nelle misure al comune di Bologna, il campo medio dovuto all'escan point è di  $0.5 \frac{V}{m}$ . L'alterna influenza molto le valutazioni, 0.5 era a 3m. A 1.5m è  $< 0.3$ , quindi occorre inferire.

Ci sono strumenti di misura a banda larga, dove si potrebbero avere contributi anche di altre sorgenti:

Lo strumento fornisce i valori minimi e massimi, di poco superiori e le medie su 6 minuti.

Le misure possono farsi in 3 modalità: AP spento, AP idle, AP con download a velocità max. A 50cm, tutti i valori sono sotto  $1 \frac{V}{m}$ .

Le sonde collegate allo strumento, quindi le antenne, devono essere molto corte opportunamente e ciò da misurare, inteso nelle frequenze

Le unive possono essere fatte in modo che lo strumento  
channel power function, che può volutare in banda stretta  
selezionate.

Si conferma che le esperienze dovute al Wi-Fi è molto buona.

## TECNOLOGIE DI LOCALIZZAZIONE IN RETE SATELLITARE

GPS - GALILEO - GLONASS sono i più conosciuti.

### - Sistema GPS

Sistema sviluppato in USA negli anni 70, voluto dalla Difesa americana  
(Department of Defense). È un sistema che richiede notevoli  
fondi. Fornisce il servizio a livello globale, coprono oceani ecc.

Basato su stazioni fisse di riferimento dotate di 24 satelliti.  
Il numero dei satelliti è scelto in base alle necessità di accuratezza  
e per garantire la copertura del servizio a livello globale.

Il difetto o limitazione è data dalla gestione militare del sistema,  
quindi con limitazioni nella precisione e sul suo servizio.

Non è adatto anche per applicazioni ad esempio nei trasporti.

Il mantenere GPS ha un costo molto contenuto, il quale è  
completamente passivo (L1-GPS costa solo un po' il fixing, ma nel GPS  
non è strettamente necessario).

### PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

La localizzazione si basa su un certo numero di posizioni  
definite, i satelliti, che non sono fisse e si muovono su  
una certa orbita. È necessario conoscere le posizioni, in tutto  
inclusa nel messaggio. Per il calcolo della posizione si deve  
conoscere il tempo di propagazione. Le distanze sono  
messaggi e quindi i tempi. Si basa sul ToA o, al più,



TOA. Non è però sul TOA.

Il numero di satelliti in LOS, e solamente LOS, deve essere almeno 4 satelliti. Se non è LOS, non si può utilizzare il satellite. Con 4 si può stimare la posizione in 3D e anche il tempo locale.

C'è infatti il problema delle sincronizzazioni del device, al quale non è possibile fornire la precisione fatta attraverso gli orologi atomici come sui satelliti, ma arrivano in tempo differente e perciò le distanze saranno affette da errore, sono perciò pseudodistanze. La 4th misura serve a determinare l'errore dell'orologio. Questa differenza sui tempi crea delle curve, che creano un ellipsoide in cui si possono collocare le sincronizzazioni. Con il sistema satellitare, tale errore non è accettabile.

Il sistema misura i ritardi attraverso la ricezione di segnali pred-spectrum attraverso codici PN, detti di GOLD.

Il TOA è calcolato sulle basi dell'epoca della sequenza PN ricevute dai satelliti, insieme ad un riferimento temporale preciso. È il primo uso della tecnica Spread Spectrum, e fu uno delle invenzioni.

Il sistema deve essere sincronizzato, quindi i tempi tra i satelliti non devono essere differenti.

Viene suddiviso in 3 segmenti, come tutti i sistemi satellitari:

- Spatial segment, cioè l'insieme dei satelliti.
- Control segment, cioè le stazioni terrestri di controllo e manutenzione.
- User segment, cioè l'insieme dei ricevitori GPS e componenti operativi.

## SPATIAL SEGMENT

Composto da 24 satelliti (+2 di scorte) disposti su 6 orbite quon-arcobaci e inclinate di  $55^\circ$  sul piano equatoriale.

Queste sono poi ruotate di  $60^\circ$  l'una rispetto alla stessa successione attorno all'asse terrestre.

L'altitudine media è di 20200 km sulla superficie terrestre ( $R_E = 6370$  km)

Il periodo di rivoluzione è di 11 h 58', dato che una  $v_{\text{traff}}$  di

3900 m/sec equivalenti a 14000 km/h

I parametri orbitali sono fatti in modo che in ogni istante e ovunque ci siano almeno 4 satelliti visibili, fino ad un massimo di 12 satelliti.

Ogni singolo satellite è di dimensioni  $\sim 130 \text{ cm} \times 10 \text{ cm} \times 20 \text{ cm}$ , con un peso di  $\sim 800$  kg.

Trasmettono una potenza  $P_{\text{tr}}$  di 700 W, alimentata da pannelli solari.

Sono una rete sincrona attraverso lo stesso riferimento temporale fornito da 4 orologi atomici di bordo (2 cesi e 2 rubidio) con stabilità media pari a 1 parte su  $10^{12}$ , quindi un secondo equivale  $10^{12}$  secondi cioè 317 mila anni!

La frequenza fondamentale del clock di bordo è di 10,23 MHz.

Sono presenti inoltre motori di bordo per le correzioni di rotta, il cui carburante ha vita media di 7-8 anni.

Le antenne presenti sono a polarizzazione circolare destrorsa.

Il satellite ha la funzionalità fondamentale di ricevere le informazioni dagli osservatori attraverso opportuni segnali. Altre funzioni sono quelle di mantenere e memorizzare le informazioni trasmesse dal segmento di controllo, di mantenere un riferimento temporale stabile e sincrono con i 4 oscillatori di bordo ed eseguire le correzioni di rotta attraverso gli motori seguendo quanto indicato nel segmento di controllo.

## CONTROL SEGMENT

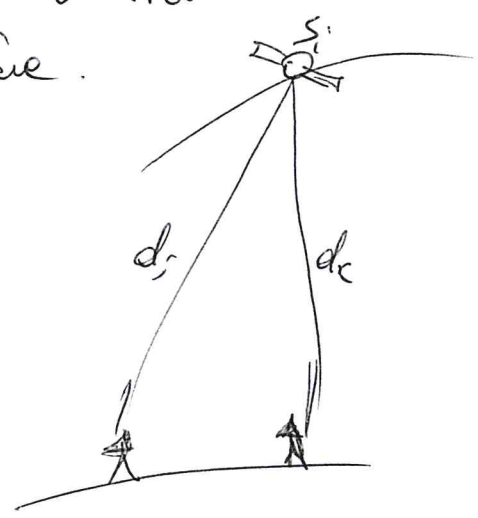
Verifica lo stato di funzionamento dei satelliti e ne esegue le

# Differenze prime

Si considerino i ricevitori  $i$  e  $k$  che ricevono lo stesso satellite  $i$  e si debba valutare la differenza tra i fase.

Sottraendo due equazioni di equazione delle differenze di fase si ottiene

$$\Delta' \Psi(t)_{P_i}^{S_i} = \Psi(t)_{P_i}^{S_i} - \Psi(t)_{P_k}^{S_i}$$



$$= - \int \left( dP_i^{S_i} - dP_k^{S_i} \right) - \int (dTRK - dTP_i) - \frac{f}{c} (\Delta' dp + \Delta' d\text{ion} + \Delta' d\text{trop} + \Delta' dE) + (N_{P_i}^{S_i} - N_{P_k}^{S_i})$$

Si elimina l'errore di sincronizzazione del satellite, comune alle due equazioni di misura di fase.

Si riducono gli errori correlati spazialmente per i due ricevitori, come l'incertezza di orbita e gli errori di rifrazione ionosferica e troposferica.

# Differenze Doppie

Sottraendo due equazioni ~~da~~ alle differenze prime di fase tra satelliti  $i$  e  $n$  ed una stessa epoca  $t$  si ottiene l'equazione delle differenze seconde.

Quindi si compensano gli errori degli orologi e si riducono ulteriormente gli errori sistemati restanti dipendenti dalla geometria di ricevitori e satelliti. Aumento però il rumore delle quantità misurate rispetto alle differenze prime

## Differenze triple

Sottraendo alternamente due equazioni alle differenze seconde rispetto a due differenti epoche  $t_1$  e  $t_2$ , si ottengono le cosiddette differenze terze che eliminano il bias degli orologi, l'ambiguità iniziale  $N$  e rende facile trovare l'identificazione dei cycles slip.

## SISTEMA GALILEO

Il funzionamento è a grandi linee analogo a quello del GPS, tutti trasmetteranno i propri messaggi di navigazione sulle stesse bande di frequenza e i canali sono selezionati con il CDMA. Ci sarà la rete di stazioni di terra per supportare e monitorare.

Sarà composto da due sezioni, Galileo Space Segment (GSS) e Galileo Ground Segment (GGS)

Lo Space Segment è composto da 30 satelliti MEO a 23616 km con inclinazione di 14 ore. 3 orbite inclinate di  $56^\circ$  rispetto al piano equatoriale e su ognuna ci saranno 10 satelliti formando un movimento ripetuto. Uno è di riserva.

La Ground Segment si divide in Ground Control System (GCS), con i compiti di supporto della missione di navigazione e controllo delle costellazioni, e l'EUS-DS che si occupa di determinare e diffondere i messaggi d'integrità nell'area di copertura Europea.

Il nucleo del GCS è il Galileo Control Center (GCC) che avrà funzione di:

- Elaborazione e trasferimento ai satelliti dei messaggi di navigazione
- elaborazione del riferimento temporale interno (Galileo System Time)
- gestione delle interfacce dati con tutti gli elementi interni ed esterni

Il sistema Galileo supporterà 10 segnali di navigazione  
con polarizzazione RTCP nelle bande E5, E6 e E2-L1-E1  
(o per semplificare L1) facenti parte della frequenza allocate al  
Radio Navigation Satellite Service (RNSS)

Sei dei 10 segnali, inclusi tre piloti (con codici di spreading  
non modulabili dei dati), saranno eccitabili a tutti sulle bande  
E5 e L1, per i servizi OS e Sol. Due cryptodi su E6 ed  
tipo CS gestiti dai promotori locali. I due moduli su E6 ed L1  
sono costituiti da codici e dati cryptodi eccitabili quindi  
in soli utenti autorizzati del Public Regulated Service.

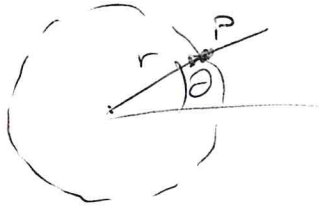
L'intervento dei servizi offerti da Galileo può essere suddiviso  
come segue in base ai livelli di prestazione e sicurezza assicurati

- Galileo Open Service (OS): servizio di base gratuito, pensato  
per applicazioni di interesse generale. Rispetto al precedente  
servizio civile del GPS consente precisione e disponibilità  
superiore.
- Safety of Life Service (Sol): rispetto all'OS assicura un servizio  
di integrità su scala globale. Può essere usato in quei settori  
del trasporto in cui l'assenza di informazioni in tempo reale sullo  
stato di funzionamento del sistema di navigazione può creare problemi  
in termini di sicurezza dell'utente.
- Commercial Service (CS) faciliterà lo sviluppo di applicazioni  
professionali e servizi aggiunti che richiedono prestazioni di  
navigazione migliori di quelle offerte dall'OS.
- Public Regulated Service (PRS): userà segnali cryptodi  
e resistenti alle interferenze. L'accesso verrà controllato  
dalle autorità civili e riservato alle autorità in materia  
di prestazione civili, fatta eccezione organizzata e riservata  
nazionale. È previsto l'uso da parte del futuro esercito unico  
europeo.

# ESERCIZIO

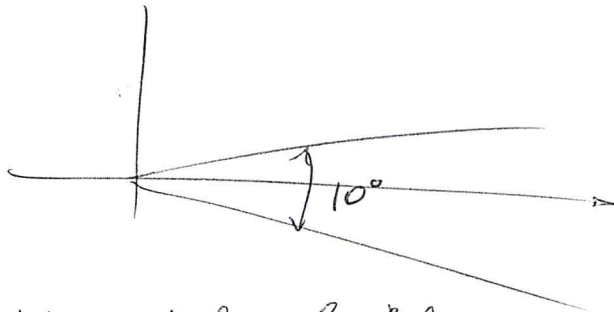
Sistema ibrido ToA e AoA. Con una sola stazione di riferimento fra se può stimare la posizione in maniera ideale.

$$r = ct$$



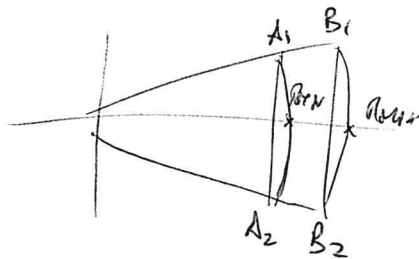
Con l'intersezione della semiretta e il cerchio ho una posizione fra se rispetto al riferimento

Per AoA si considera un'antenna con un lobo principale con apertura di  $10^\circ$



Per effetto dei cammini multipli, il delay spread è di 300ns.

Voglio calcolare l'area di copertura. Ho un trapezoido per semplicità.



$$y = m x$$

$$m_1 = \tan\left(\frac{10}{2} \cdot \pi\right) \Rightarrow y_1 = 0.087x \quad y_2 = -0.087x$$

$$R = 400m$$

$$R_{min} = \left(400 - \frac{DS}{2}c\right) = 355m$$

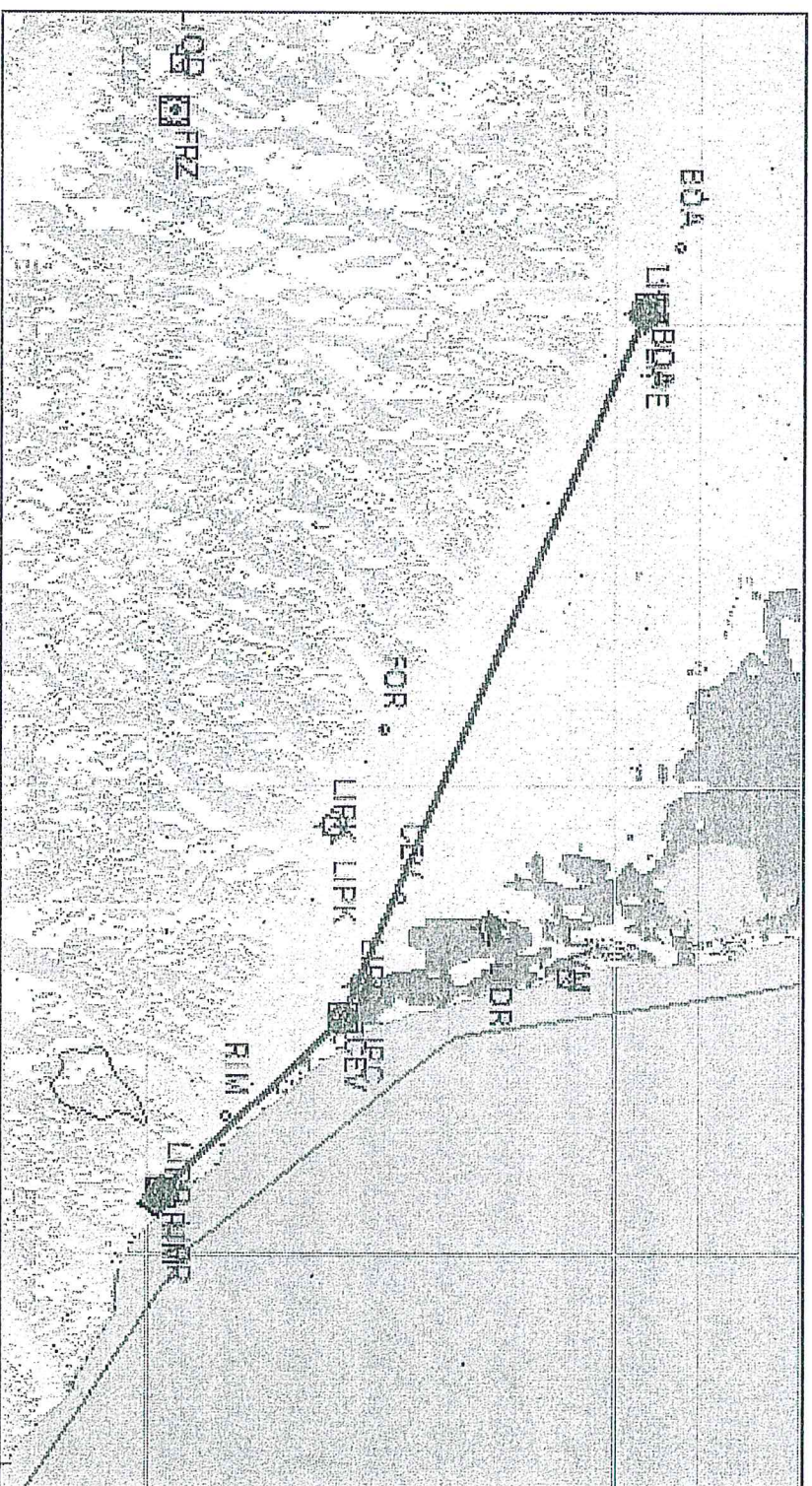
$$R_{max} = 400 + \frac{DS}{2}c = 445m$$

$$H = R_{max} - R_{min} = 89.66 \text{ m particolare } A_{1x} - B_{1x}$$

Per ottenere  $x$ : ~~400~~  $355^2 = x^2 + 0.087^2 x^2 \Rightarrow x_{min} = \sqrt{\frac{355^2}{1+0.087^2}} = 353.61$

## ESERCITAZIONE CON SIMULATORE DI VOLO

Attraverso un volo simulato con decollo dall'aeroporto di Rimini (LIPR) ed atterraggio all'aeroporto di Bologna (LIPE) su un aereo da addestramento Cessna C172SP Skyhawk, si mostra l'utilizzazione della strumentazione per la radionavigazione presente a bordo dell'aeromobile nelle fasi di navigazione, avvicinamento all'aeroporto ed atterraggio.



A.D.F. = Automatic Direction Finder - Ricercatore Automatico di Direzione

È un radiogoniometro costituito da un sistema di ricezione direttivo (diagramma di ricezione a cardioide) che, montato su un telaio girevole pilotato da un motore, viene automaticamente orientato verso una stazione trasmittente a terra di posizione nota (N.D.B. = Non Directional Beacon - Radiofaro Non Direzionale).

Lo strumento fornisce, rispetto all'asse longitudinale dell'aereo, la direzione dell'N.D.B. su cui è sintonizzato.

Gli N.D.B. possono operare ufficialmente nella banda di frequenze compresa fra 200 e 1750 kHz (normalmente fra 200 e 450 kHz). Le portate sono: N.D.B. di navigazione: circa 280 km <sup>↳ sotto AM general aviation</sup>  
N.D.B. di avvicinamento: fra 45 e 90 km  
Quelli presenti in Italia emettono potenze comprese fra 25 e 300 W.

L'A.D.F. non fornisce una rotta ma una direzione. A causa della velocità del vento un aereo che punta sempre verso un N.D.B. non percorre verso lo stesso una retta ma una traiettoria spiraleforme detta "curva del cane".



V.O.R. = VHF Omnidirectional Range - Radiofaro Omnidirezionale VHF

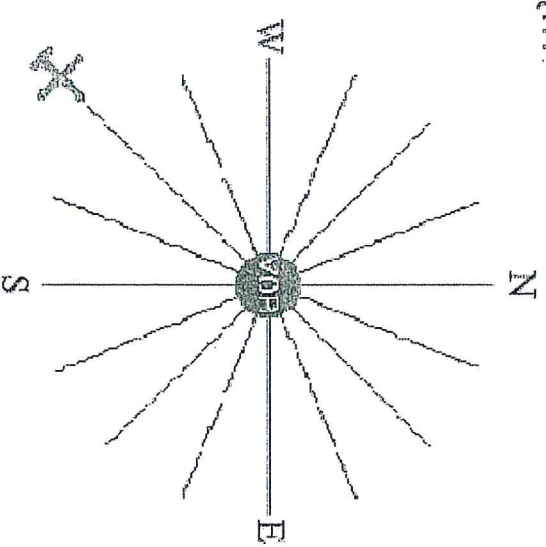
La stazione terrestre trasmette una portante a radiofrequenza nella banda di frequenze compresa fra 112 e 118 MHz modulata da due segnali sinusoidali:

- uno di riferimento avente la stessa fase in tutte le direzioni
- uno progressivamente sfasato in ritardo rispetto a quello di riferimento su tutto l'angolo giro nel verso Nord - Est - Sud - Ovest.

La corrispondenza tra gradi azimutali e gradi elettrici definisce 360 rotte standard o direttrici attorno alla stazione V.O.R. Il V.O.R. è quindi un sistema di radionavigazione a linee di posizione radiali.

Il ricevitore V.O.R. posto a bordo del velivolo, misurando la differenza di fase fra i due segnali, indica, indipendentemente dall'orientamento dell'aereo, lo scostamento della sua posizione dalla rotta stabilita e la direzione in avvicinamento o in allontanamento dalla stazione V.O.R. sintonizzata.

La portata di una stazione V.O.R. non supera generalmente i 200 km.



D.M.E. = Distance Measuring Equipment - Apparecchio per la Misura della

### Distanza

È costituito da un ricetrasmittitore “interrogatore” a bordo dell’aereo che emette con continuità una serie di impulsi di radiofrequenza a sequenza casuale e da un ricetrasmittitore “trasponder” a terra che riceve, amplifica e ritrasmette con la stessa sequenza (su una differente frequenza) gli impulsi, dopo avere introdotto un ritardo fisso  $t_0$ , insieme agli impulsi ricevuti da tutti gli altri aerei.

L’apparato di bordo riceve tutti gli impulsi emessi dal trasponder, riconosce la sequenza corrispondente alle proprie interrogazioni, misura il tempo  $\Delta t$  trascorso tra l’emissione di ogni impulso di interrogazione ed il corrispondente impulso di risposta e ricava da esso la distanza  $d$  fra velivolo e stazione D.M.E. utilizzando la relazione  $d = c(\Delta t/2 - t_0)$  ( $c$  = velocità di propagazione delle onde radio).

È quindi un sistema a linee di posizione circolari.

Il sistema opera nella banda di frequenze compresa fra 960 e 1215 MHz (dove trovano posto 126 canali distanziati di 1 MHz).

*Sostituendo il VOR, anteozi con un VORTC  
si sostituisce anche il  $\Delta t$*

D.M.E. = Distance Measuring Equipment - Apparecchio per la Misura della  
Distanza

Il massimo ritardo che un D.M.E. può misurare è stato convenzionalmente stabilito essere 2500  $\mu$ s, che corrisponde ad una distanza massima di 370 km circa (a condizione che il segnale sia ben ricevibile).

Il D.M.E. emette, intercalato alle risposte distanziometriche, il nominativo della stazione in codice Morse.

Le potenze emesse variano fra qualche centinaio di W a qualche centinaio di kW.

Le stazioni D.M.E. sono generalmente abbinate ad una stazione V.O.R. in modo da poter fornire al pilota le coordinate polari ( $\rho$ ,  $\theta$ ) del velivolo rispetto alla stazione V.O.R. – D.M.E.

Per questo motivo i canali del D.M.E. sono stati ufficialmente abbinati alle frequenze del V.O.R.

La precisione del D.M.E. è circa 50 m.

## I.L.S. = Instrumental Landing System – Sistema per l'Atterraggio Strumentale

Il sistema a terra fornisce al pilota, attraverso l'apparato di bordo:

- l'indicazione dello spostamento laterale del velivolo rispetto al piano verticale contenente l'asse longitudinale della pista, definito dal segnale irradiato da un trasmettitore detto Localizzatore di Pista nella banda compresa fra 108 MHz e 112 MHz; *Può essere pensato come un VOR come una unica linea, anche se il funzionamento è quello diverso (come in V.O.R. sull'ave della pista).*
- l'indicazione di spostamento verticale rispetto al piano inclinato, ortogonale al precedente e contenente la traiettoria di discesa stabilita per la pista, definito dal segnale irradiato da un trasmettitore detto Guida di Planata nella banda compresa fra 328,6 MHz e 335,4 MHz;

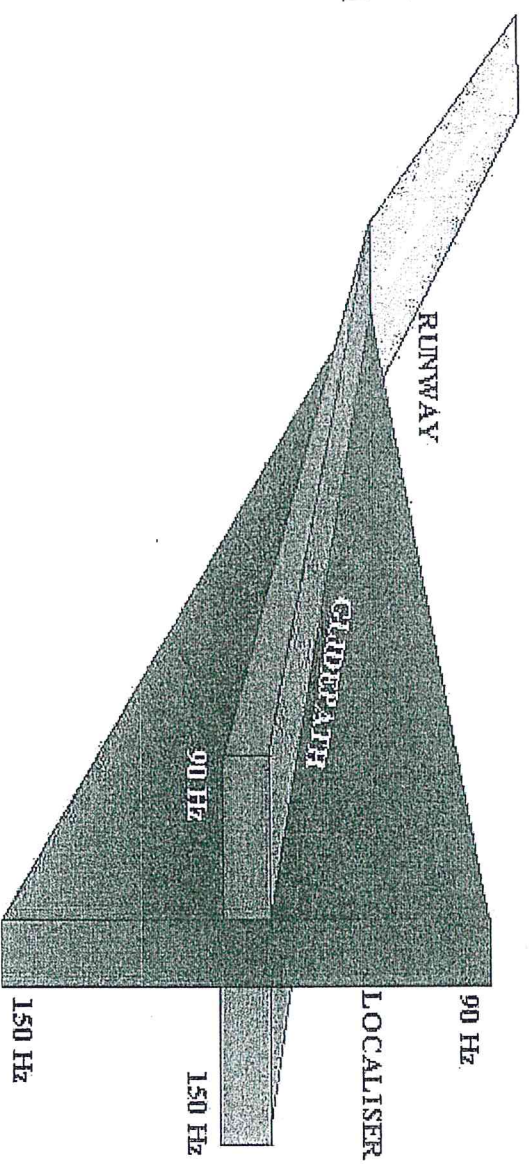
• l'indicazione del passaggio del velivolo su tre punti della traiettoria di discesa, posti a 7 km, 1 km e 75 m (opzionale, poco usato) dalla soglia della pista, attraverso segnali emessi in un'unica frequenza portante (75 MHz) da tre trasmettitori detti External Marker, Medium Marker e Inner Marker rispettivamente. Il primo modula la portante con un segnale sinusoidale a 400 Hz manipolato in codice Morse secondo linee ininterrotte, il secondo con un segnale sinusoidale a 1300 Hz manipolato con punti e linee alternati ed il terzo con un segnale sinusoidale a 3000 Hz manipolato secondo punti ininterrotti.

I.L.S. = Instrumental Landing System – Sistema per l’Atterraggio Strumentale

I due piani che formano la traiettoria di discesa vengono generati nello spazio mediante particolari diagrammi di irradiazione, entro i quali si fa variare l’indice di modulazione di ampiezza della portante (da parte di due segnali a 90 Hz e 150 Hz) in funzione della distanza del punto ove si trova il velivolo rispetto ai piani stessi. Le frequenze del Localizzatore e della Guida di Planata sono fra loro abbinate (40 canali distanziati di 50 kHz). L’I.C.A.O.

(International Civil Aviation Organisation) prevede che l’impianto I.L.S. debba fornire segnali sicuri fino a quando il velivolo, nella discesa verso la pista, non sia giunto alle seguenti quote:

- I.L.S. di I categoria: 60 m
- I.L.S. di II categoria: 15 m
- I.L.S. di III categoria: 0 m



G.P.S. = Global Positioning System - Sistema di Posizionamento Globale

La sezione in aria è costituita da satelliti distribuiti su orbite circolari in una configurazione che permette di vedere, da qualunque punto della superficie terrestre, un numero di satelliti compreso fra 5 e 8.

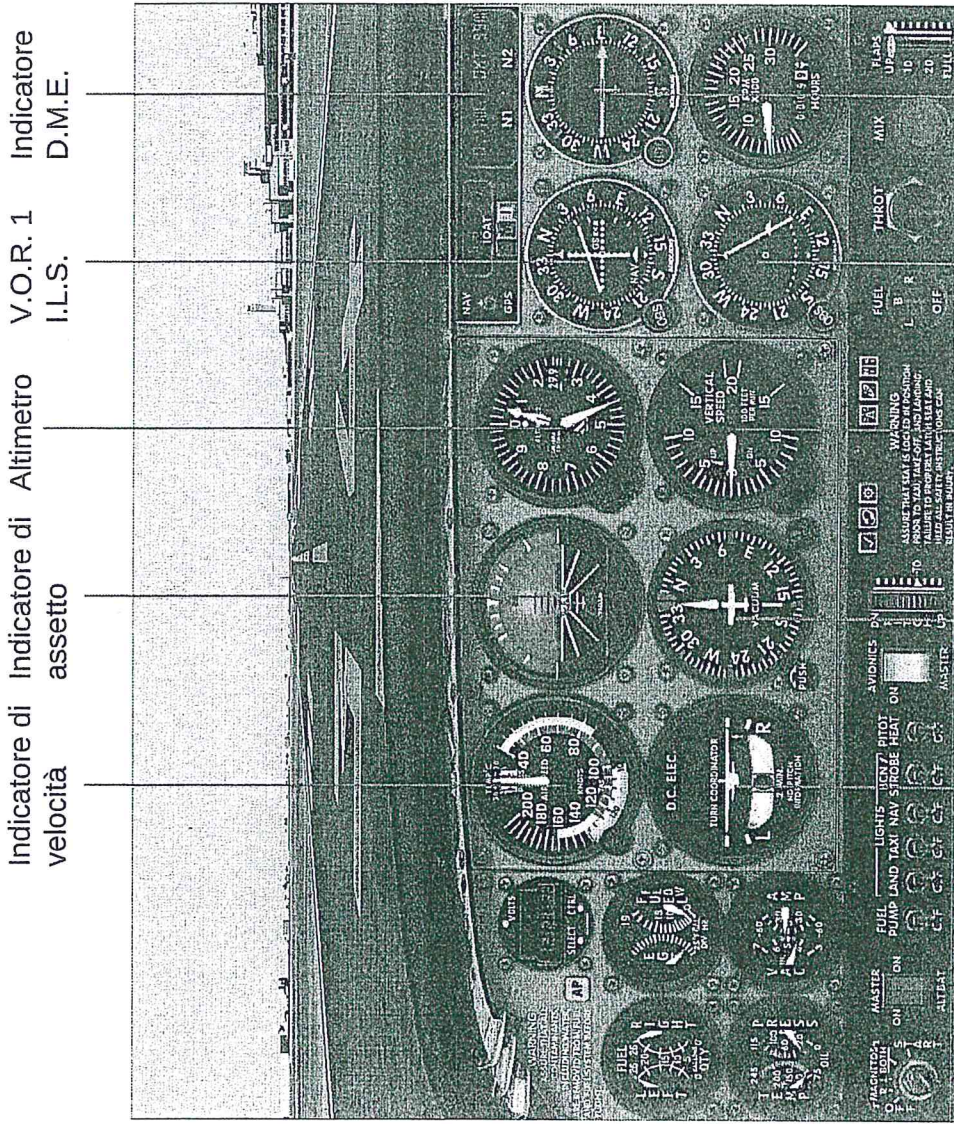
Il mezzo in navigazione è dotato di un ricevitore che calcola la propria posizione nello spazio conoscendo la propria distanza da almeno 3 satelliti; tali distanze vengono ricavate misurando il tempo impiegato dal segnale emesso da ogni satellite a raggiungere il mezzo e dalle effemeridi di ogni satellite, comunicate dagli stessi al mezzo in navigazione assieme alle informazioni necessarie per la sincronizzazione dell'orologio del ricevitore con quelli a bordo dei satelliti.

L'utilizzazione dei segnali provenienti da 4 satelliti anziché da 3 permette di cancellare le imprecisioni dovute all'orologio del ricevitore.

#### Radar secondario

Sistema costituito da una stazione radar a terra che interroga il transponder a bordo del velivolo, che trasmette a sua volta a terra identificativo, quota ed altre informazioni, poi visualizzate sullo schermo radar. Il controllore del traffico aereo comunica al pilota, in fase di decollo, il codice identificativo che deve impostare sul trasponder (squawk).

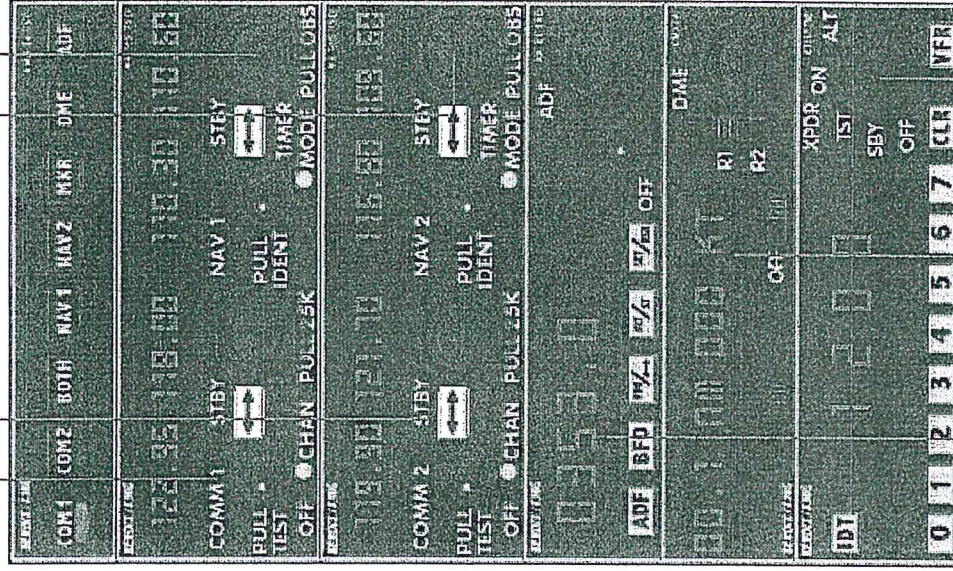
# Cruscotto e plancia radio di un Cessna C172SP Skyhawk



Indicatore di velocità  
 Indicatore di assetto  
 Altimetro  
 V.O.R. 1  
 I.L.S.  
 Indicatore D.M.E.

Inclinometro e virosbandometro prua (o girobussola)  
 V.O.R. 2  
 A.D.F.  
*Justace be  
 durezza  
 dell' (NAD)  
 A' ubriacato*

Ricetrasmittitore 1  
 Ricevitore 2  
 Sintonizzatore V.O.R 1 o I.L.S.  
 Sintonizzatore V.O.R 2



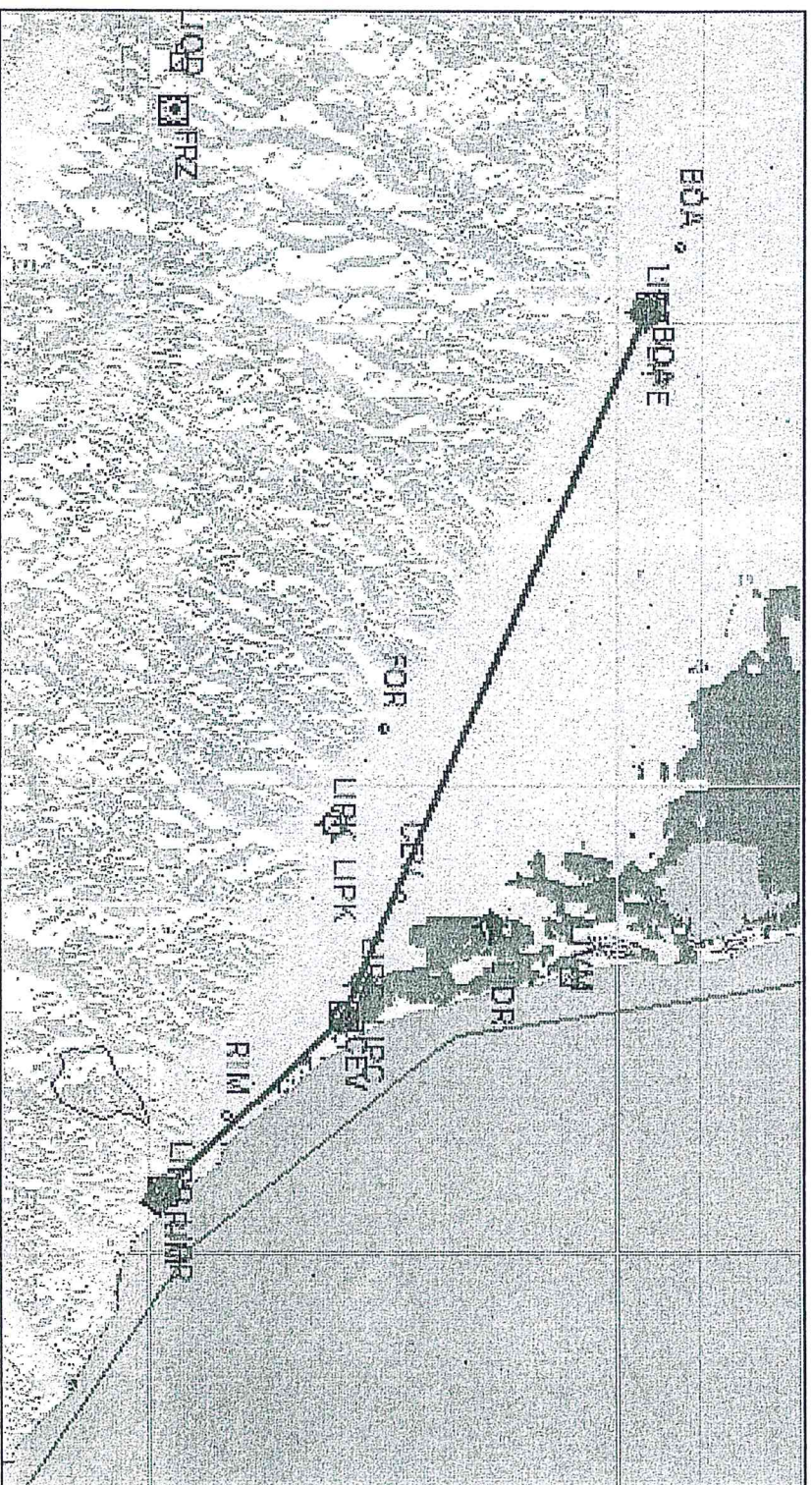
Sintonizzatore A.D.F.  
 Sintonizzatore Indicator e D.M.E.  
 Trasponder

Fra i punti di rotta Rimini (LIPR) e Cervia (LIPC) si percorre la radiale 313 del V.O.R. di Rimini: identificativo RIM frequenza 116,20 MHz

Fra i punti di rotta Cervia (LIPC) e Bologna (LIPE) si percorre la radiale 291 del V.O.R. di Bologna: identificativo BOA frequenza 112,20 MHz

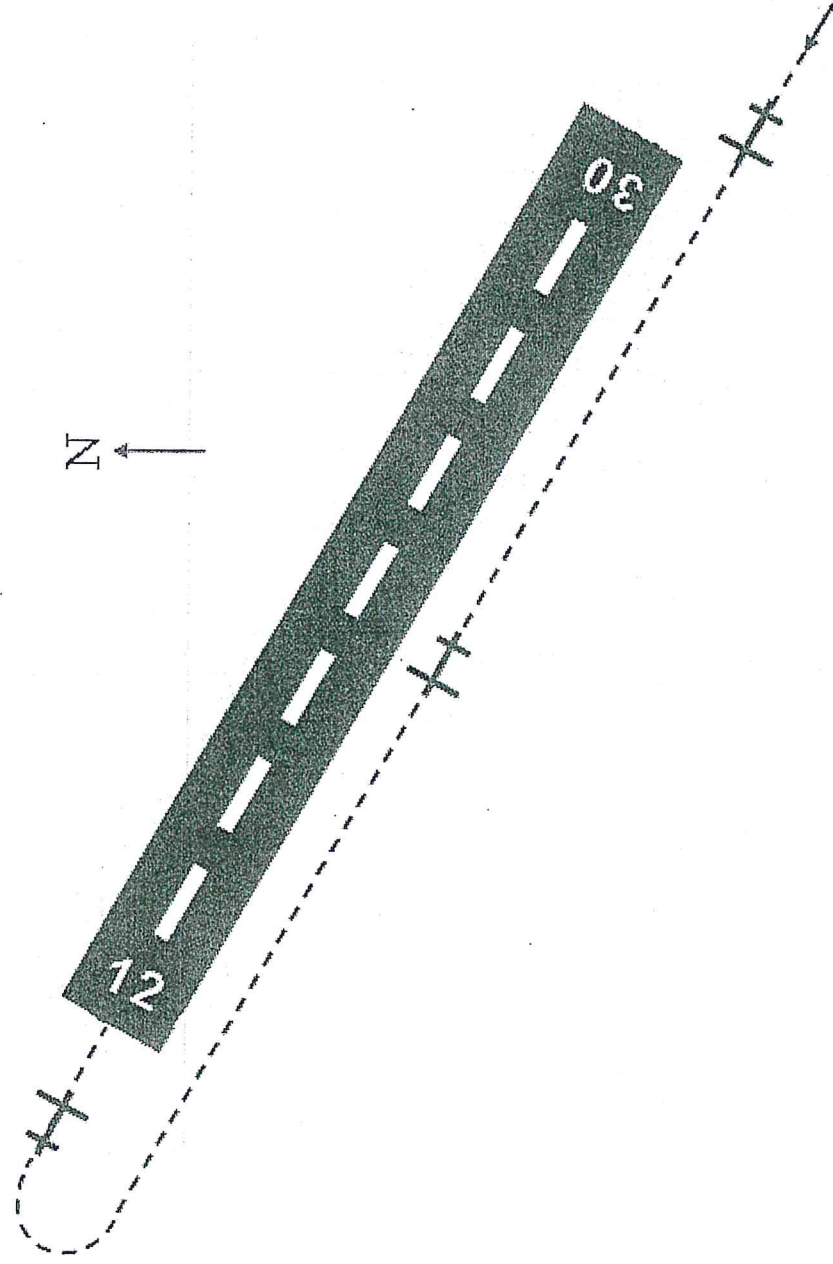
N.D.B. Rimini: 335 kHz, N.D.B. Cervia: 387 kHz, N.D.B. Bologna: 413 kHz

D.M.E. Cervia: 113,60 MHz I.L.S. Bologna (III categoria): 108,90 MHz





Poiché soltanto la pista 12 dell'aeroporto di Bologna è dotata di I.L.S. (di categoria 3), provenendo da Rimini occorrerà, volendo utilizzare tale ausilio, superare l'aeroporto percorrendo un braccio di sottovento, virare di  $90^\circ$  ed ancora di  $90^\circ$  e procedere all'avvicinamento alla pista 12 per poi atterrare.



Rimini

## Web radar

I voli in tempo reale nei cieli d'Europa:

<http://www.fightradar24.com>

I voli in tempo reale nei cieli della Svizzera:

<http://radar.zhaw.ch:80/radar.html>

I voli in tempo reale nei cieli degli U.S.A.:

<http://www.passir.com/airportmonitor-locations.htm>

ADS-B

Automatic Dependent Surveillance, una specie di radar secondario  
ma che emette continuamente posizione, quota, identificazione indipendentemente  
dalla richiesta. Gli aerei quindi trasmettono anche tra loro la  
posizione. È possibile ricevere i segnali anche attraverso  
un receiver ADS-B con un decoder modificato.



$$x_{MAX} = \sqrt{\frac{455^2}{1 + 0,08^2}} = 443,32 \text{ m}$$

$$H = x_{MAX} - x_{MIN} = 89,66 \text{ m}$$

$$f_1 = \pm 0,087 x_{MIN} = \pm 30,77$$

$$f_2 = \pm 0,087 x_{MAX} = \pm 38,97$$

$$b = 30,77 \cdot 2 = 61,54 \text{ m}$$

$$B = 77,14 \text{ m}$$

$$\Rightarrow A = \frac{(B+b)}{2} \cdot h = 6217 \text{ m}^2$$

Potere eme fatto considerando la curva circolare

$$A = \left( \frac{R_{MAX}^2}{2} - \frac{R_{MIN}^2}{2} \right) \theta_{rad} = 6283 \text{ m}^2$$

come si vede è molto simile, quindi tutto è più corretto.

## • EFFETTI DEI CAMPI EM SULLA SALUTE UMANA

A Politecnico di Milano, il consorzio Elettro2000 partecipato da UNIBO, Fond. Upo Borsari e Guglielmo Borsari, si occupa di 'effetti' EM sulla salute. Il consorzio Elettro2000 effettua anche monitoraggi su richiesta, anche attraverso centraline. Sono gli effetti delle radiazioni non-ionizzanti.

È importante caratterizzare, oltre ai campi ed RF, anche i campi a bassa frequenza, cioè gli effetti dovuti anche ad elettrodotti e colonne di trasmissione.

L'interazione di un campo elettromagnetico con un sistema biologico viene valutata in termini di esistenza, esposizione e assorbimento.

L'arricchimento è voluto attraverso la dialettica, cioè non si possono fare solo richiami sui campi ma bisogna guardare anche come viene prodotto. La dialettica ha lo scopo di risolvere questo campo e orientarlo nelle varie condizioni di esperienza e la distribuzione dell'esperienza esposta.

È importante distinguere questi effetti in effetti termici ed effetti non termici. L'effetto termico è un effetto sempre presente, nel senso che il campo EM che viene prodotto nei tessuti, cede ed emette parte dell'energia, trasformata poi in calore. Questo fa aumentare la temperatura della zona. Se l'organismo non riesce a stabilizzare la temperatura della zona, si ha l'ipertermia.

Gli effetti non termici Ci sono poi gli "effetti" non termici, ovvero tenuti a livello molecolare, che può portare alla rottura dei legami chimici. Tutti questi effetti non dipendono solo dall'intensità e della frequenza ma anche dalla topologia del segnale e come viene modulato. Gli effetti termici non sono particolarmente pericolosi mentre lo sono quelli non termici, perché possono creare dei problemi a livello molecolare o cellulare.

L'effetto termico si può verificare o a livello di tutto l'organismo oppure a livello di singoli organi. Il parametro di interesse per la dialettica è la durata di potenza assoluta e l'aumento può essere generalizzato o solo per certi organi.

Gli effetti non termici possono verificarsi in colture cellulari, le cellule, o le membrane, o le molecole. Gli effetti sono molto più densi, come dimostrano gli studi di cellule clonate, ecc...

Nel valutare gli effetti del campo EM bisogna tenere conto dei diversi tipi di campi; gli effetti dovuti ai campi magnetici statici, dovuti ai campi variabili a bassa frequenza, dovuti ai campi deboli a bassa frequenza e gli effetti dovuti ai campi ed altri

Frequenza.

67

Vedremo prevalentemente le misure per i campi ad alta frequenza. Le interazioni con l'organismo sono diverse a seconda del tipo, e quindi sono diverse anche i limiti. 25.03

Nei campi a bassa frequenza si distingue l'effetto dovuto al campo elettrico e l'effetto dovuto al campo magnetico.

Per i campi elettrici a bassa frequenza, i campi elettrici interagiscono con il corpo come con fatti, materiali contenenti particelle cariche. I campi elettrici agiscono sui materiali conduttori influenzando la distribuzione di cariche elettriche alla loro superficie. Essi provocano lo scorrere di una corrente elettrica attraverso il corpo verso terra.

I campi magnetici a bassa frequenza creano correnti di eddy nel corpo umano, all'interno. L'ombra di queste correnti dipende dall'intensità del campo magnetico esterno. Con una intensità sufficiente queste correnti possono influenzare i processi biologici del corpo umano.

In definitiva, i campi interni a BF creano comunque delle correnti in grado di influenzare delle cellule e i tessuti. Gli effetti dipendono dalla durata di esposizione nel corpo. Nel caso di campi molto forti si hanno disturbi del sistema nervoso centrale, disturbi della pressione sanguigna e attività cardiaca.

Per quanto riguarda gli effetti biologici dei campi deboli nell'intervallo a bassa frequenza sono pochi. È dimostrato che influisce a livello di permeabilità della membrana cellulare, del metabolismo della melatonina, ed esiste una certa correlazione tra campi a BF e l'occorrenza di leucemie infantili, anche se non è stato identificato il meccanismo di tipo ipotesizzato all'emergenza.

I campi magnetici ELF sono stati dimostrati 2B, cioè probabilmente cancerogeni. Per i campi elettrici ELF non è stato nessun motivo di dimostrazione.

• Campi ad alta frequenza. Oltre i 100 KHz i campi sono  
marcati dal tenore corporeo e lo riscaldamento per effetto  
termico. Tale riscaldamento può essere considerato su alcuni  
organi o tessuti o anche penetrato su tutto il corpo dipende  
dell'intensità, durata e frequenza delle radiazioni.

L'organismo tende a compensare gli effetti di surriscaldamento,  
tuttavia se l'aumento supera gli  $1-2$  gradi  $^{\circ}C$ , l'effetto è  
quello prodotto dalla febbre o dal forte colpo e porta ad una  
riduzione dell'attività mentale e ad una perturbazione della  
funzione corporea. Le cose più note del sangue sono più  
effetti, come l'occhio. Gli effetti sono più rilevanti sono  
la visione, il colpo di calore, vertigine e sterilità maschile temporanea.  
Per chi è esposto a campi molto intensi ci sono oculari  
speciali di protezione.

Le grandezze utili per valutare l'esposizione ai campi EM sono  
volte. Si è visto l'eterogeneità del corpo umano è molto variabile  
con la frequenza e perciò si sono definite grandezze diverse, ai  
fini di valutazione dell'esposizione, a funzione della frequenza.

Si è dimostrato che l'esposizione dell'organo da parte del corpo  
umano ha un minimo tra i 15 e i 75 KHz a seconda dell'età  
e dell'età del soggetto, che si comporta da antenna risante.  
In questa regione i limiti devono essere particolarmente restrittivi.  
Un altro aspetto importante da considerare è che si escludono,  
all'interno del corpo umano, della zona di massimo assorbimento (hot  
spot), che devono essere considerate nelle definizioni di limiti di  
esposizione.

Prima di definire la grandezza significativa ai fini della valutazione  
dell'esposizione occorre prima porre l'attenzione su due concetti:

• Il valore limite di esposizione (VLE): valore che non possono essere  
mai superati in nessuna condizione e sono definiti in termini  
di grandezze strumentali.



Per freq:

- 1-100 KHz - densità di corrente indotta (J)  $[mA/m^2]$
- 100 KHz - 10 GHz - Specific Absorption Rate (SAR)  $[W/kg]$
- 10 GHz - 300 GHz - Densità di potenza  $[W/m^2]$

Ci sono per i valori di Azione (VdA) che sono livelli di soglia per i valori e direttamente misurabili e dati in termini di grandezze meccaniche. Le VIE, comunque, sono difficili da misurare operativamente. Si possono fare ad esempio sui fantomi.

- Intensità di campo elettrico (E)  $[V/m]$
- Intensità di campo magnetico (H)  $[A/m]$
- Densità di potenza di onda piana (S)  $[W/m^2]$

In realtà sono spesso in campo lontano, e sufficientemente ovunque. Queste grandezze sono misurabili focalmente con lo strumento. Il rispetto dei VdA grandezza è rispetto dei VIE.

Il SAR, Specific Absorption Rate, esprime la potenza assorbita per unità di massa  $W/kg$  ed è definito come

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{2\rho}$$

dove E è l'ampiezza del campo elettrico,  $\sigma$  è la conduttività,  $\rho$  è la densità del corpo. Questo perché si tratta di una grandezza di segno e altri motivi, e la letteratura.

Il SAR non può essere misurato direttamente, ma ottenuto a partire dalle tre grandezze di cui sopra, tramite calcolo matematico o simulazioni numeriche.

I modelli motoristici sono molto complessi.

## • PROTEZIONE DEI LAVORATORI DAI CAMPI EM 48.25

Il testo di riferimento è il Decreto legislativo 9 aprile 2008, n° 81, pubblicato in Gazzetta Ufficiale n° 101 del 30 Aprile 2008 ed è in vigore dal 15 maggio 2008.

È il testo unico in materia di sicurezza sul lavoro. Questo testo disciplina la protezione delle salute e sicurezza sul lavoro le cui regole, fino ad oggi contenute in una lunga serie di disposizioni succedutesi nell'arco di 60 anni, sono state rivedute e raccolte in un'ottica di sintesi.

I campi EM entrano a far parte degli Agenti Fisici ovvero al rumore, vibrazioni e radiazioni ottiche ottimali.

Il capo IV del Titolo VIII contiene le disposizioni specifiche sulle prestazioni dei campi elettromagnetici di frequenza compresa tra 0 Hz (campi statici) e 300 GHz.

L'aspetto che ci interessa maggiormente è la valutazione del rischio.

Ogni azienda è responsabile se il datore di lavoro non ha provveduto ed effettuare la valutazione del rischio ai campi EM all'interno della propria azienda.

I controlli devono essere fatti dall'organo sanitario locale competente oppure dal corpo nazionale dei vigili del fuoco. Ci devono essere enti esterni, oltre al datore di lavoro, che controllano queste valutazioni.

È necessario cercare di capire, per la valutazione, la distribuzione delle sorgenti EM nel luogo. È necessario ottenere le informazioni sulle caratteristiche delle sorgenti e sulla loro disposizione.

Spesso, tali informazioni sono di difficile reperibilità.

Si effettua poi la relazione sulla valutazione dei possibili rischi in base alle sorgenti e se necessario indicare quali prestazioni possono essere adottate. Sono poi possibili misure, o misure

anche protette nel tempo, per evitare se la misura  
 adottate sono efficaci nella protezione del lavoratore.  
 All'interno dell'azienda devono essere sempre nominati i responsabili del  
 servizio protezione e prevenzione e il proprietario del lavoratore  
 per la sicurezza. È importante il ruolo del medico competente  
 nella valutazione del rischio: sulle base delle misure date dagli  
 inesperti valute se effettivamente il lavoratore è esposto al rischio

Il campo di applicazione della normativa comprende diverse  
 sorgenti e diverse finalità di danni dovute a fenomeni non  
 solo EM. Per gli EM si applica il capo IV.  
 Le competenze dei lavoratori delle professioni sanitarie e disciplinate  
 da un decreto differenziale ed esterno.

La valutazione del rischio può essere effettuata dal datore di lavoro  
 senza necessariamente l'ausilio delle misure, ma attraverso norme di  
 buona tecnica e di buona pratica. Può essere quindi solamente  
 una relazione in cui si indicano le aree soggette bene sono definite,  
 dove si trova il lavoratore e sulla base dei livelli di esposizione  
 a qualche modo presenti si ritiene che i lavoratori non hanno  
 soggetti a dei rischi dei campi EM ed altri fattori. Questo è  
 il metodo più utilizzato, senza specificare solo su misure, non con  
 relazioni piuttosto generali. Il datore può responsabilità può indicare  
 una valutazione più approfondita. La valutazione del rischio deve essere  
 fatta almeno ogni 4 anni.

Norme tecniche e buone prassi sono basate su tecniche usate  
 da enti internazionali o altre nazionali che indicano quali sono le  
 linee guida per il rispetto delle norme per la protezione del lavoratore  
 e le buone prassi con alcune esperienze o procedurali cercando  
 con la normativa vigente e con le norme di buona tecnica,  
 adottate volontariamente e finalizzate a promuovere la salute e sicurezza  
 sui luoghi di lavoro attraverso la valutazione del rischio e il miglioramento  
 delle condizioni di lavoro, elaborate dalla regione, istituto superiore  
 per la prev. e la sicurezza del lavoro (ISPESL), INAIL e organismi paritetici

Tali deficienze sono presenti nel testo unico, all'articolo II.

In nessun caso comunque i lavoratori non possono essere esposti a campi superiori alla normativa dei campi elettromagnetici capi II, III, IV, V.  
Nel caso di lavoratori particolarmente sensibili, come donne in gravidanza, ci saranno opportuni livelli adottati. Intole categorie ci sono anche da parte schiume metalliche, pesemeter, ecc.

Esiste la necessità di formazione e informazione dei lavoratori esperti e rischi derivanti da agenti fisici, sulla mobilità e alcuni derivati dell'esperienza. Esiste l'ASPP, responsabile del Servizio Previdenziario e Protezione, che organizza corsi di formazione e informazione dei lavoratori.

La formazione riguarda i rischi, lavoratori informati sui rischi di lavoro e il significato dei limiti di esposizione.

Esistono poi anche una mappa, in ordine sui livelli di rischio in base alla zona.

Sono effettuate anche visite mediche per valutare l'esperienza di un agente fisico con obbligo di accertamento dell'insufficienza o comunque gravi. Si effettua la cartella sanitaria di rischio del dipendente o lavoratore.

Nel 1 gennaio 2009 sono previste disposizioni sanzionatorie e di non prevede alle disposizioni, come la migliore valutazione del rischio.

Le indicazioni nel D. Lgs. 81/2008 sono unitesi alla protezione degli effetti certi che hanno una ricaduta in termini sanitari, ovvero gli effetti causanti che sono nocivi per la salute.

Non riguarda gli effetti a lungo termine, inclusi i possibili processi cancerogeni, per i quali non ci sono sufficienti prove.

Ci sono poi problemi anche da effetti da interferenza con attrezzature e dispositivi medici elettronici, effetti preclusivi su materiali ferromagnetici nei corpi interni, l'elenco di obiettivi e il rischio umano.

La normativa sulla protezione dei lavoratori definisce due livelli di valori di esposizione:

- Valori limite di esposizione: sono valori limite, derivati direttamente da effetti cronici attraverso correlazioni meliorche, attraverso la dose-risposta e il rispetto di questi limiti garantisce che sono protetti dagli effetti acuti a breve termine.
- Valori di Azione: forniscono dei parametri misurabili, espressi in termini di campo elettrico, campo magnetico e densità di potenza. Il rispetto di questi valori garantisce il rispetto dei valori di esposizione.

Questi valori sono riportati in una tabella. Si vede che per basse frequenze e fino a 10 MHz è specificata solamente la densità di corrente in  $\frac{mA}{m^2}$ . In alcuni casi è dipendente dalla frequenza in maniera proporzionale o inversamente proporzionale.

A sei interme tra 10 MHz e 10 GHz. Qui si deve rispettare un SAR medio di 0.4, un  $SAR$  localizzato su capo e tronco  $\leq 10$  e localizzato sugli arti di  $20 \frac{W}{kg}$ .

Alle frequenze più alte 10 GHz  $\rightarrow$  300 GHz, non sono  $\frac{W}{m^2}$ , cioè densità di potenza massima.

I valori di Azione, sono valori di riferimento riportati nelle linee guida dell'ICNIRP.

Questi criteri devono essere misurati e mediati in un certo intervallo temporale e spaziale. Dipendono dalla frequenza considerata.

Sono limiti, per  $E$  in  $V/m$ , per  $H$  in  $\frac{A}{m}$ .

Tra 2 GHz e 300 GHz si ha un limite di  $137 V/m$ , mentre tra 400 MHz e 2000 MHz si ha un limite di  $3 V/m$  per  $E$  in  $V/m$ .

Si hanno dei valori che possono essere direttamente misurati.  
Possiamo avere anche togli che misurano, il campo a cui, le variazioni  
sono esperte, facendo anche una sorta di media sulle giornate  
Censurate. 1.57.00

Nel testo unico viene indicata qual'è la metodologia da seguire da parte  
del dotto di lavoro per la valutazione del rischio dell'esposizione sui campi  
EM.

È diviso in:

- A-209 - Identificazione della esposizione e valutazione dei rischi
- A-210 - Risorse di prevenzione e protezione
- A-211 - Sorveglianza sanitaria

Riguardo l'identificazione dell'esposizione e valutazione dei rischi, il  
dotto di lavoro valuta, e quando necessario misura e calcola, i livelli  
dei campi EM ai quali sono esperte, lavoratrici. La valutazione e  
misurazione deve essere fatta in base a determinate norme, in  
generale sono le norme del CENELEC o CEI.

Se sono reperibili, valori di rumore, il dotto di lavoro valuta  
e se necessario calcola se, valori di esposizione limite sono superati.  
La valutazione dei rischi deve essere fatta almeno con codice di rischio 4  
anni, deve essere aggiornata ogni volta che accadono modifiche che possono  
rendere obsolete o nel caso da i dati sulla sorveglianza sanitaria lo  
richiedono necessariamente.

Il primo passo è quello di identificare la tipologia della  
sorgente e il tempo di esposizione del lavoratore.

Bisogna capire le caratteristiche tecniche della sorgente, come il  
livello, lo spettro di frequenza e la durata dell'esposizione.

Si devono valutare i valori limite e i valori di esposizione. Sono da tenere a mente  
gli effetti scient. finora usati sulle salute e sulle macchine dei lavoratori  
particolarmente a rischio e tutti gli altri in generale.

Importante per valutare anche gli effetti involontari. Essi consistono in

effetti veri, come l'interferenza con attrezzature e dispositivi di media elettronica, il rischio popolare di oggetti ferromagnetici nei campi magnetici statici, l'incendio di dispositivi elettro-esplosivi, gli inchiostri o esplosivi prodotti a causa di scintille deviate nei campi magnetici.

Bisogna per concludere l'esistenza di attrezzature di lavoro altrettanto progettate per ~~alto~~ volume, livelli di esposizione ai campi EM.

Bisogna anche valutare il rischio di esposizione multiple a diverse sorgenti che possono operare simultaneamente e anche l'esposizione a frequenze diverse simultaneamente.

Pensare una valutazione in caso di superamento dei livelli di esposizione o esposizione delle misure di prevenzione e protezione.

I luoghi dove lavoratori possono essere esposti a campi EM sopra i valori di azione devono essere indicati con apposite segnalazioni, queste aree devono essere identificate e l'accesso limitato dove possibile.

In particolare per prevenire superamenti si possono considerare altri metodi che implicano una minor esposizione ai campi elettromagnetici, da un lato attrezzature che emettono campi EM inferiori, considerando la funzionalità. Nelle misure tecniche per ridurre l'esposizione, come con schermature o dispositivi di neutralità.

Bisogna effettuare, se necessario, appropriati programmi di manutenzione delle attrezzature di lavoro, dei luoghi e delle postazioni di lavoro.

Si può effettuare una progettazione delle strutture dei luoghi e delle postazioni di lavoro.

Una priorità è quella di limitare la durata e l'intensità di esposizione o di utilizzare adeguati dispositivi di protezione individuali.

### SEGNALAZIONE

Devono essere indicati dai posti del datore di lavoro in particolare dove



Segnalazione pericolo: Radiazioni non ionizzanti.  
Indica le zone in cui possono essere generati effetti che  
provano nel corpo delle RF, MW e ultravioletto UV.



Segnalazione di pericolo: Campi magnetici forti  
Indica aree dove il campo magnetico è pari o superiore  
a 0.5 mT (5 Gauss). Non si può introdurre materiali  
ferromagnetici e l'accesso è consentito solo al personale  
autorizzato, o a persone a cui non sono state accertate  
controindicazioni.



Segnali pericolo: Tensione Elettrica



Segnalazione di investimento: Buono di lavoro e  
protetti di pecunia o di pretori con circuiti elettronici.  
È scampato accedere anche con parti metalliche o appunti  
o schegge presenti nel corpo

Terminano ora sulle autorizzazioni del rischio.

Questo nuovo foglio partendo da un approccio documentale che prevede la  
risegnalazione delle soggette presenti in azienda e la lettura  
della documentazione relativa al fine di verificare se il macchinario  
rientra in una lista di conformità a priori. Questo segue un  
schema ben noto.

- Riconferma soggette → Riferimento e standard prodotto: se  
rientra in una lista di conformità a priori la valutazione si ferma  
alla parte documentale, se non rientra → Controllare se sono rispettati  
i valori di rischio: se sono rispettati non servono ulteriori indagini, se non  
rispettati bisogna valutare se sono rispettati i valori limite.



ci sono delle istituzioni e istituzioni che sono già in "white list". Poi nella dichiarazione si esibisce tale marchio CE. Tali attrezzature hanno marchio CE secondo EN, come EN 50360 per i telefoni cellulari.

Il CENELEC ha poi individuato una lista di macchine per i quali, se superati i valori di azione, bisogna calcolare accuratamente o misurare i livelli di campo EM a cui sono esposti i lavoratori. Ad esempio le centrali e radiofonie elettroniche, termografi, macchine magnetiche, ... le operazioni indicate sono quelle che si hanno quando il lavoratore è esposto a sorgenti non direttamente legate alla funzione del lavoratore.

Esistono linee guida per la valutazione, nazionali e del CENELEC. L'esperienza operativa è estremamente difficile da valutare.

Norma UNI/EN 12198

Categorie

- 0: nessuna restrizione, protezione, informazione: i livelli di riferimento sono quelli sotto i livelli di riferimento per la popolazione 1999/519/CE
- 1: Possono essere macchine pericolose e limitate, bisogna informare sui pericoli e rischi e effetti indiretti: i livelli di riferimento per la popolazione è 1999/519/CE
- 2: Restrizioni speciali e misure di protezione obbligatorie, bisogna informare sui pericoli, rischi ed effetti indiretti, è necessario un addebiamento: i livelli di azione del D. Lgs. 81/2008

Nelle frequenze tra 0 e 3000 Hz, sono dovuti all'elaborazione elettronica.

Ci sono poi tutte le fasce di frequenza.

## MISURAZIONE DI CAMPI ELETTROMAGNETICI

Argomento complesso. Fenomeno emesso effettante sui valori di campo elettrico e campo magnetico. Deve essere scelto lo strumento in base alle esigenze. Le caratteristiche dello strumento è collegato al suo costo e difficoltà operative.

Ci sono due nomenclature normative per la misurazione dei campi elettrici e magnetici ad HF e LF. A LF la norma da seguire è la CEI 211-6, altrimenti la misura non è valida.

In bassa frequenza è necessario misurare entrambe le grandezze, perché non c'è una relazione semplice tra le grandezze nelle regioni di campo vicino reattivo, dove si effettuano le misure.

$E$  è espresso in  $V/m$ ,  $B$  è espresso in  $T$ .

Lo strumento misura le tre componenti e per si fa il modulo del vettore tridimensionale.

Lo strumento fornisce il valore sia del campo elettrico che magnetico.

Per la misura del campo magnetico statico, si usano le sonde per effetto Hall, dove la tensione sui due capi dipende dall'intensità del campo magnetico, data dalla separazione dei conduttori dovuta alla forza di Lorentz.

Le strumentazioni deve essere sempre tenute in un centro SIT ogni due anni.

Questo garantisce che lo strumento sia all'interno di un certo errore.

Attraverso l'utente si valuta l'errore massimo.

Per la misura dei campi ELF, la nomenclatura prevede due tempi effettante per 24 ore. Oltre al valore medio, si vanno anche i valori massimi.

Le misure devono essere effettuate a diverse altezze, per capire la reale altezza. O una sola sonda tripla e la lettura in parallelo oppure in due effettante 3

Se pensate a cercare di fare simulazioni, perché molto costose  
e lunghe. 73

Nei campi a RF la norma è la CEI 211-7.  
Ci sono pochi radio e anche sorgenti industriali o mediche.  
Queste norme 211-6 o 7 sono norme generali per la misura  
da confrontare con i limiti, che sono più alti per i lavoratori  
che per la popolazione.

La strumentazione può essere a banda larga o selettiva in  
frequenza (piccola banda stretta, più costosa e complicata da  
usare).

Le ARPA hanno fondi per acquistare i vari strumenti.  
La misura è fatta da essere: la norma CEI prevede che, se  
il valore misurato con lo strumento a banda larga, supera il  
75% del limite più basso applicabile, è necessario fare valibonari  
a banda stretta, più precisa.

Per la valutazione valgono gli stessi principi dell'EF.  
L'incertezza può essere corretta da un fattore, ad esempio dovuto alle risposte  
spine dello strumento.

Per la valutazione dei tempi di esposizione, sotto i 100 kHz,  
il rispetto dei limiti e dei valori di azione deve essere garantito  
sulla base istantanea e senza alcuna operazione di media temporale.  
Tra 100 kHz e 10 GHz la valutazione va effettuata considerando  
la potenza media per ogni intervallo di 6 minuti.

Sopra ai 10 GHz l'intervallo temporale depende della frequenza  
ed è pari a  $68/p^{1.05}$ .

Deve essere garantito il funzionamento alla massima emissione  
delle apparecchiature.

Ci sono volentieri più complani per i campi pultrati.  
Un esponente compatto è ad esempio quella dovuta ai rechet.

Ci sono i miscolatori industriali a radiofrequenze e microonde.  
Non costituiscono sorgenti significative, a patto che non abbia condutture  
particolari di umana.

I miscolatori a perle dielettriche generano livelli piuttosto elevati  
negli opposti di collegamento del rechet del cor e ripetuto.  
Nelle isolazioni ed isolamento, i valori di campo sono facilmente  
ripetuti.

Nella tecnologia nucleare, bisogna valutare anche il gradiente, perché  
il movimento potrebbe creare dei danni.  
Si possono fare misure o misurazioni di concentrazioni di onde  
misure di campo.

Lo scopo è di trovare delle safety zone che consentano il rispetto  
della norme e dei suoi limiti.

### • PROTEZIONE DELLA POPOLAZIONE

Si è volentieri livelli per i parametri, era in due volute, livelli  
per la popolazione.

I livelli complani di esposizione sono aumentati negli ultimi cento anni di  
molte ordini di grandezza.  
Le radiazioni si dividono in radiazioni ionizzanti e non ionizzanti,  
non facciamo riferimento alle non ionizzanti.  
La presenza dei campi EM è percepita come qualcosa di  
ventoloso, bisogna pensare una comunicazione corretta sugli  
effetti dei campi EM. Gli effetti evolutivi sono  
prevalentemente termici. Questi sono effetti e hanno  
temperatura, Fovea e campo termico, per ora non sono evolutivi  
danni a livello tumorale, anche se in alcuni tempi molto  
limitati.

Il problema dell'impatto  $\Rightarrow$   $\Rightarrow$  viene analizzato e studiato  
sui negli effetti biologico-sanitari dei tecnici anche da  
elettre 2000.

Esiste un limite medio sanitario, ma bisogna considerare  
di non si possono spegnere gli impianti.

Si sono definiti dei valori limite che però devono essere  
controllati continuamente, in modo che non vengano  
superati.

La normativa è definita dal CENELEC e soprattutto  
l'ICNIRP.

Le normative sono basate su effetti certi, cioè effetti che  
sono stati dimostrati e documentati.

Prevedono certi margini rispetto ai valori di soglia per effetti  
potenzialmente nocivi.

Sono stati definiti dei limiti primari o limiti di base, legati agli  
effetti nocivi certi ed espliciti per mezzo di grandezze dosimetriche  
(SAR, spec. f.c. absorption rate), interne al corpo umano.

Non possono essere misurati direttamente.

Sono poi stati definiti anche dei limiti derivati o limiti di  
riferimento, caratterizzati da E, H, S, esterne al corpo umano  
corrispondenti all'ambiente in cui avviene l'esposizione.

Sono dedotti direttamente partendo le condizioni  
più sfavorevoli di esposizione.

I limiti derivati sono fissati rispetto a quelli primari in modo da,  
se i valori di campo misurati in un ambiente non superano,  
prima, sicuramente non vengono superati i secondi.

Le normative italiane non contemplano le grandezze dosimetriche  
(limiti di base) ma solo quelle radioelettriche (livelli di riferimento).

La legge italiana prevede tre livelli per la gestione radioelettrica

- Livelli di esposizione: valori campo E, H considerati come valori di immersione, che non devono essere superati in nessuna condizione di esposizione.
- Livelli di attenzione: valori E, H considerati come valori di immersione che non devono essere superati negli ambienti abitativi, con permanenze prolungate, in maniera consistente
- Obiettivi di qualità: valori E, H, considerati come valori di emissione degli impianti e delle apparecchiature, da conseguire nel breve, medio e lungo periodo, anche attraverso tecnologie e metodi di intervento adeguati, al fine di realizzare gli obiettivi di tutela previsti, anche con riferimento alla protezione da possibili effetti a lungo termine.

Livelli di esposizione indicati dalla normativa europea: nei confronti dell'intervallo 0.4 - 2 GHz, dove il limite è calcolato in funzione della frequenza =  $1.375 \sqrt{f}$   $\mu\text{V/m}$ . Sopra a 2 GHz e fino

a 300 GHz è fissato a  $61 \text{ V/m}$ . Questi sono conformi alle raccomandazioni dell'ICNIRP. Qui sono stati studiati fatti sugli effetti biologici dei campi.

In Italia, limiti sono molto più bassi:  $20 \text{ V/m}$ , limite di esposizione, e  $6 \text{ V/m}$  come livello di attenzione, questo per tutte le frequenze.

L'Italia deve recepire le direttive europee e per trasferirle in decreti legislativi o leggi. Le regioni possono per la loro volta emettere regolamenti e leggi a cui ottemperare. In genere, riguardano situazioni legate a questioni urbanistiche o di pianificazione degli impianti nel contesto urbano. Quanto le regioni hanno proposto limiti diversi in alcune le corti costituzionali.

Possono in particolare stabilire la portata degli impianti, quindi normative e cartelle urbanistiche.

Le normative nazionali italiane, di interesse maggiormente la legge quadro del 22 febbraio 2001, n. 36 e il decreto 384, del 1998. Parte dei proventi della vendita delle licenze sono esse investito per il controllo ambientale dei campi elettromagnetici e in studiare gli effetti.

Importante è il "Codice delle comunicazioni elettroniche", cioè il decreto legislativo 1 agosto 2003, n. 259, che fissa le modalità anche di installazione delle reti di comunicazioni elettroniche.

Il decreto 8 luglio 2003 che fissa ulteriormente i limiti di esposizione, i valori di attenzione e degli obiettivi di qualità per la protezione della popolazione dall'esposizione a campi elettrici, magnetici e elettromagnetici generati a frequenze comprese tra 100 kHz e 300 GHz. Esiste anche la cartina per l'EU.

Con la legge 36, 2001, è stato viceversa distribuito anche di un contesto nazionale delle sorgenti fisse e mobili dei campi e.m. e delle zone territoriali interessate, al fine di indicare i livelli di campo presenti nell'ambiente.

Nel decreto 8 luglio 2003 vengono fissate anche le regole per il dimensionamento e come comportarsi per le sorgenti multiple. Si trovano inoltre anche le tecniche di valutazione e di dimensionamento dei limiti di esposizione. Sono quelle indicate nelle norme CEI 211-7 e/o specifiche emanate successivamente dal CEI.

Le aree, che sono la Regione Repubblicana per la Protezione dell'Ambiente, sono gli enti che operano sul territorio regionale e che devono fare la verifica in conformità alle normative CEI. 27.18

I limiti di attenzione e di esposizione sono indicati nell'Allegato B del decreto 8 luglio 2003.

Tra 3 e 3000 MHz il valore efficace di intensità di campo elettrico (V/m) limite è di 20 V/m, di campo magnetico è di 0,05 A/m e di densità di potenza all'incirca equivalente è  $\approx 1 \text{ W/m}^2$ .

Tra 3 e 300 GHz è invece 40 V/m, 0,1 A/m e  $4 \text{ W/m}^2$ .  
I valori di attenuazione sono invece sempre 6 V/m, 0,016 A/m e  $0,10 \text{ W/m}^2$ , questi sono anche gli obiettivi di qualità.

Tutti questi non hanno sotto nessuno studio biologico, sono erboristici, più centri dell'ICNIRP che non su effetti certi. Sperimenti riferimenti ai valori di attenuazione, perché si fanno nei punti più critici.

Sono limiti molto restrittivi rispetto alla normativa europea.

La normativa per le macchine è la CEI 211-7, che fornisce la metodologia delle strumentazioni e le modalità di misura.

A ELF è la CEI 211-6. La CEI 211-10 fornisce informazioni sulle modalità di installazione per rispettare i limiti CEI.

Per il compliance si intende un insieme di sistemi adeguati installati su treccia per il campo elettrico limitato. Quando è evoluto, mediante misura a banda larga un superamento, la normativa prevede la riduzione di conformità tramite la modifica dei contributi dei campi E e H generati dalle diverse sorgenti.

Nella CEI 211-7 c'è la procedura di riduzione di conformità richiesta di valutare i diversi contributi forniti singolarmente dai ogni sorgente mediante misure a banda stretta. Se si sono effettuate le misure anche in banda stretta. Se i risultati sono diversi si considerano validi quelli a banda stretta.

Le tipologie di misura possono essere suddivise in 2 tipi:

• Banda larga, misure in un range ampio il contributo di tutti i contributi



Banda stretta - "Anche selettiva in frequenza in modo da determinare ogni singolo canale o segnale.

Le misure a banda larga sono veloci e meno costose. I misuratori sono costituiti da un unita principale e una sonda che dipende dalla frequenza da misurare. Si usano campo elettrico o magnetico, da cui lo strumento PMM POS 3 si possono considerare valide solo in campo lontano. In alcuni casi e' fatto mettere in campo lontano perché e' piu' mola. Sono, tipo  $\alpha$ -fi. Le sonde dire eme isotropica per la banda larga, mentre per la banda stretta dire eme direzionali. Le misure dire eme fanno secondo le norme 211-7 e 211-10, su un intervallo di 6 minuti. Questo per dire eme confrontato con 1.6V/m o 20V/m. Questo modo e' fornito in automatico dallo strumento.

Oltre agli strumenti portatili; per le misure a banda larga si possono usare delle centraline da installare per misurare per tempi piu' lunghi. Ogni misura deve comunque essere mediata su 6 minuti.

Quindi ogni 6 minuti si ha una misura che viene memorizzata e poi letta. Questo fornisce una misura piu' precisa, perché gli impianti vanno in potenza durante la giornata. Alcune misurazioni a banda larga consistono di dividere in due la banda sotto una certa frequenza (30MHz circa) in modo da non avere influenza degli impianti televisivi.

Le misure a banda stretta e' necessaria se si supera il 75% del limite piu' basso. Cioe' se ho 6V/m, se supero il suo 75% devo fare una misura a banda stretta. Questo perché e' piu' precisa e meglio controllarsi sugli errori di una a banda larga.

Le Antenne a banda stretta e costose e fornisce le  
riferimenti sul campo canali. Richiedono tempo più lungo  
Lavorano più di individuare le sorgenti precise che  
fanno superiore, limiti. I requisiti della banda a banda  
stretta sono richiesti stelli norme CEI 211-10.

Le antenne possono essere selettive, non servono antenne  
ma due saglie opportunamente l'antenna.

È importante conoscere il fattore d'antenna per ottenere il  
campo elettrico della tensione ai capi.

L'ambiguità di spettro è più complicata da misurare e bisogna  
settare tutti i parametri per la misura per ogni intervallo di  
frequenza. Le norme CEI forniscono gli parametri suggeriti per l'ambiguità  
di spettro. Anche con l'ambiguità bisogna misurare sui 6 m/minch!

Le misure su sistemi di tipo dipolo sono detti a banda  
stretta in "decibel per Hz". Viene sostanzialmente integrato  
il "pattern" su tutta la banda delle frequenze.

Con l'ONTS si sono richiesti, ad esempio, il contributo dei singoli goni  
Se bisogna calcolare il campo dovuto a più sorgenti si  
sommano le potenze e poi si fa la radice quadrata per avere  
il campo.

Oltre alle norme sui 6 minuti, alcuni enti fanno e 3 diverse  
letture, 110, 150, 190 m 1.53.10

Vediamo ora come misurare i livelli di esposizione e relativi  
rispetto ai livelli di norme, perché attraverso misure a larga  
banda o selettive, attraverso dei modelli di calcolo.

In base alla norma CEI, attraverso le norme di calcolo che  
possiamo avere modelli semplificati di spazio libero o modelli

più compatti, bisogna sommare per ogni sorgente emittente il cosiddetto volume di rispetto.

Esso è una opportuna geometria tridimensionale che racchiude tutti i punti dello spazio nei quali la soglia stabilita ~~non~~ è superata. Ad esempio nello spazio in cui la permanenza è superiore a 4 ore, ed è la soglia di attenuazione di 6 V/m @ 300-3000 MHz (se il range è corretto) all'interno del volume di rispetto con i 6 V/m non si può rimanere per più di 4 ore al giorno.

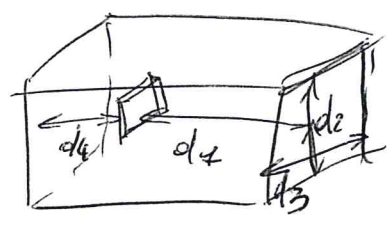
Il volume più semplice è il parallelepipedo:

$d_1$  - è la distanza in cui punta l'antenna (se l'antenna non ha tilt)

$d_4$  - è dovuto a quanto rischia dietro l'antenna.

$d_2$  - è l'altezza

$d_3$  - è la larghezza



Per calcolarli si usa la formula di spazio libero, dove il campo elettrico è dato da

Per  $d_3/d_2$   
l'ETRP è  $E_{IRP}$ , ma  
più  $\cdot 2$  per dx esx.

$$E = \sqrt{30 \cdot P_T \cdot G_T(\theta, \varphi)} \quad d$$
  
$$d = \frac{\sqrt{30 \cdot EIRP}}{E_{lim}}$$
  
$$d_{3/2} = \sqrt{2} \frac{\sqrt{30 \cdot EIRP}}{E_{lim}} \cdot \frac{800}{\sqrt{2}}$$

Si ha il valore efficace in V/m per il livello di esposizione. Si impone il limite di E ad esempio a 6 V/m e si ricava che, preso  $P_T$  la potenza massima trasmessa in W, la d deve essere in una certa dimensione.  $\bar{E}$

molto usate delle ARPA. Per il calcolo di  $D_{11}$ , si deve usare il  $G_{max}$  in linea.  $P_i = G(\theta_{max}, \phi_{max})$  e l'EIRP.

Per gli altri si devono calcolare con altri dati, solitamente l'apertura a  $-3dB$  del lobo.

Il volume di rispetto può essere calcolato più accuratamente con un cilindro o una coppia di cilindri. Calcolando questo volume di rispetto sovrasintetizzando l'effettivo volume in cui è superato il valore impostato come limite. Può essere fatto più preciso se si calcolano le curve isolivello di campo con un simulatore; quello ottenuto può essere approssimato con un parallelepipedo.

Tutte le indicazioni sono contenute nel 211-7.

I metodi sono i Ray-tracing, FDTD, ottica parabolica, ESTM.

Spero, per questioni di tempo, si usi il volume di rispetto perché è immediatamente facile calcolarlo.

Per fare le simulazioni, serve potenza, alterna, diagrammi di radiazione, punto, frequenza e potenza.

Per capire le caratteristiche l'elemento attraverso la cartografia attraverso il sistema GIS e condividerne vari parametri ecc.

Genera delle mappe delle distribuzioni di campo, sia omnidirezionali con delle "heat map" e quello attuale, sia a livello terreno.

Si possono fare anche veicoli, ad esempio sul movimento dell'antenna.

2.11.00

Nel volume di rispetto non deve esserci un edificio.

Il  $\alpha_{1-max}$  ha un limite non a 20, ma  $40 V_{1m}$  perché funziona a 3.5 GHz. Per è stato scelto anche  $6 V_{1m}$  e usualmente anche sotto a  $4 V_{1m}$  e  $3 V_{1m}$ .

Per la microcella è più accurato il ray-tracing, perché ci sono gli edifici. Le ARPA sovrasintetizzano e perciò spesso usano lo spazio libero.

# Scatterometria a Microonde

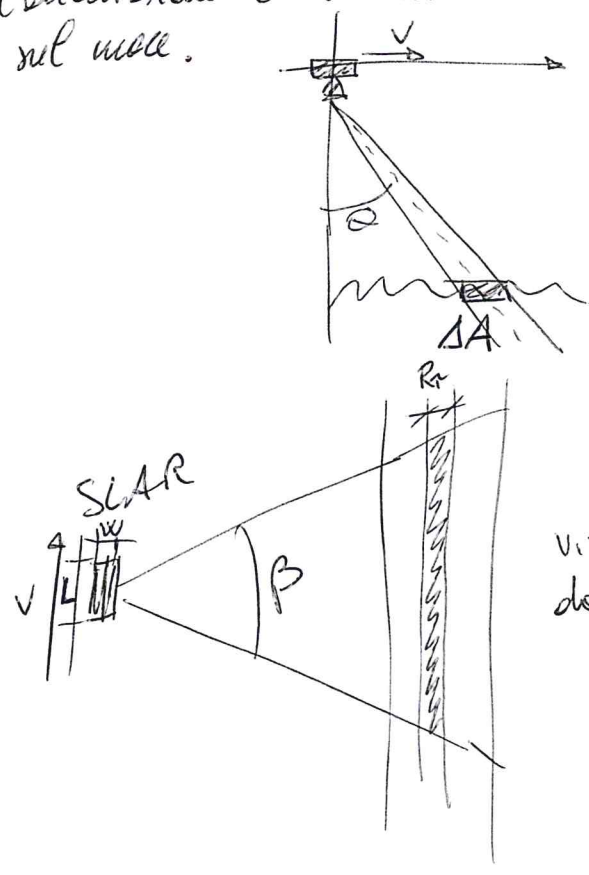
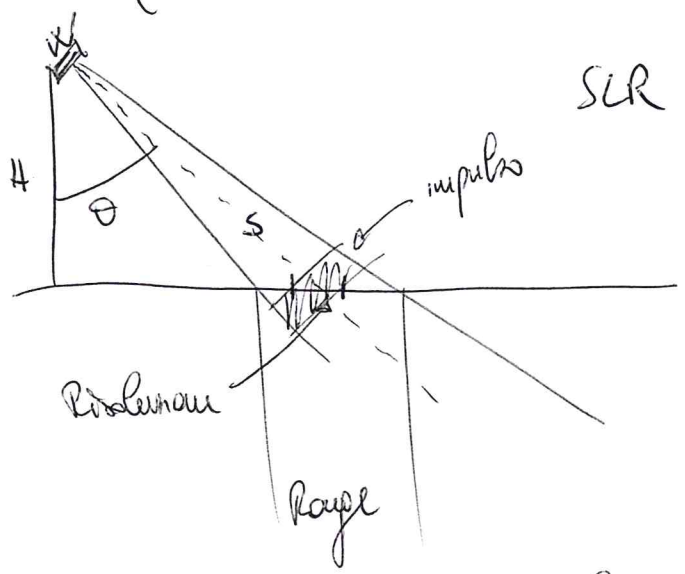
Mentre la piattaforma si muove, il fascio viene fatto ruotare a puntare sempre la stessa area (l'equivalente a guardare sempre la stessa cosa da un aereo).  
 In questo modo, sfruttando l'equazione del radar monostatica, si ottiene l'aumento di  $\cos$  in funzione di  $\theta$ , cioè l'angolo con la perpendicolare della piattaforma.

Un corpo senza irregolarità di superficie e volume mostrerà un andamento col semplice  $\cos^2$ , in teoria una  $S(\theta)$ .

Un corpo con una superficie perfettamente rugosa, avrà  $\cos^4(\theta) \propto \cos^2 \theta$ .  
 Si usa lo scatterometria per determinare l'orientazione e l'alterazione delle onde e risolvere all'incertezza del vento sul mare.

SLR (Side Looking Radar)

SLAR (Side Looking ~~Antenna~~ Antenna Radar)



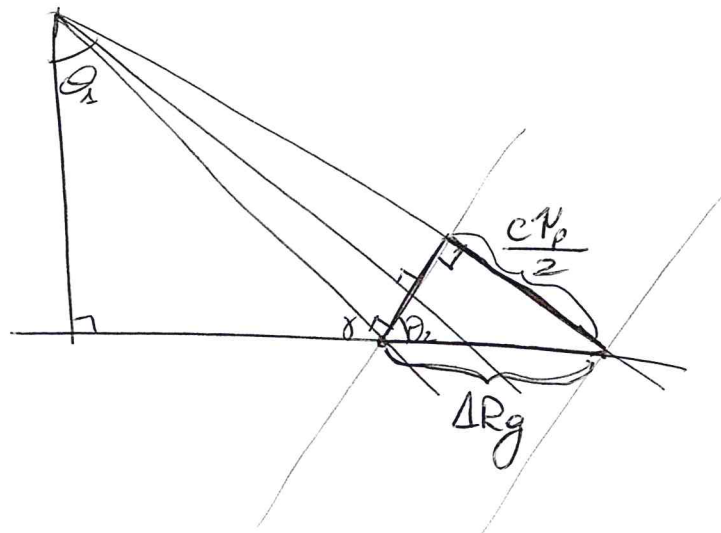
View from above

Se utilizzo un'antenna larga  $w$  e lunga  $L$ , con  $L$  il maggiore possibile, ad esempio usando delle schiere in modo da aumentare la direttività.

La risoluzione azimutale (cioè la direzione parallela alla direzione di spostamento della piattaforma) è determinata dall'angolo  $\beta$ .  $\beta \sim \frac{\lambda}{L}$

In particolare, dato che  $S = \frac{H}{\cos \theta}$ , la risoluzione orizzontale,  $R_A$ , vale  $R_A \approx S \beta = \frac{H \lambda}{L \cos \theta}$ , quindi dipende purtroppo anche dall'altitudine della piattaforma,  $H$ .

La risoluzione nelle direzioni range,  $R_R$ , è definita come la minima distanza a terra alla quale due oggetti puntiformi possono essere visti separati. Possono essere visti separati se le proiezioni sull'input dell'oggetto più distante occorrono all'esterno dopo la parte finale dell'input di quello più vicino.



$$\Delta R_g = \frac{c \tau_p}{2 \sin \theta}$$

Se una  $\theta_1$  perché, nel triangolo  $90 + \theta_1 + \delta = 180$   
 o per il triangolo piccolo è  $180 = \delta + 90 + \theta_2 \Rightarrow \theta_1 = \theta_2$

SAR (Synthetic Aperture Radar) Non preciso... verifica... freq doppler  
 Introduce una immaginazione nell'area dell'antenna sfruttando il movimento della piattaforma e facendo i vari veloni come se fossero di diversi elementi dell'antenna, ottenendo un'apertura "virtuale", cioè una schiera virtuale.

Cerca poi di risolvere il problema della risoluzione angolare (orizzontale) che dipende dall'altitudine. Nel senso del range è come il SAR.

Nel senso orizzontale, il segnale (compressa, fase, freq. doppler) viene registrato per un tempo  $T$ , in cui la piattaforma si muove di  $vT$ .  
 Non importa che l'obiettivo abbia un lato stretto nell'azimut, perché le varie componenti sono molto nello spostamento doppler. La risoluzione con questo metodo sono molto migliori di quanto si ottiene con piattaforme statiche.

Sistemi di Radio Comunicazione per Automatic Data Collection

Sono sistemi TCC che consentono di seguire informazioni di un oggetto attraverso comunicazioni wireless, tra un Transponder fisicamente associato all'oggetto e con la informazione ed una stazione ed un Interpretatore - Ricevitore programmabile.

Di questo tipo sono il telepass, l'RFID, il reader secondario...

È costituito da un trasmettitore, un transponder, un ricevitore radio e un'infrastruttura per gestire il tutto.

Possiamo anche essere visti come un'evoluzione del codice a barre, in alcuni casi.

Il transponder risponde solo se interrogato dall'interrogatore.

Le funzioni che deve svolgere un transponder sono: attivazione/risposta, ricezione demodulazione, modulazione, trasmissione.

Il transponder pensa essere passiv, però devono essere capaci di attivare anche una energia indotta, per poi rispondere e fare le operazioni.

Il transponder deve essere capace di ricezione, comando, quindi demodulazione e poi modulazione per rispondere, con sequenze informatiche.

Se passiv è preso dall'accoppiamento. Se attivo ha batteria che fornisce tutto. Semiativo se usa una batteria per attivare e demod, poi per modulazione e trasmettere via l'energia dell'onda EM.

RFID passiv, telepass semiativo, reader secondario attivo.

A seconda dei casi si tratta di costi:

Lo RFID possono essere classificate in diversi modi:

In base all'alimentazione del transponder

- passivi
- semi passivi
- attivi

In base al principio di funzionamento

- Inductive coupling
- EM backscatter modulation
- ...

In base alla frequenza operativa

- low frequency (LF)
- High frequency (HF)
- Ultra high frequency (UHF)
- Microwave ( $\mu W$ )

In base alla portata

- Close coupling
- Remote coupling
- Long Range

In base alla memoria

- 1 bit/n bits,
- read only/writable,
- ...

In base ad altre caratteristiche ...

Principio di funzionamento

Dato una sorgente di potenza  $P$  e riceve un campo EM di freq.  $f$ ,  
lo spazio viene diviso in regione di campo lontano :  $r \gg \lambda$ ,  
 $r \gg D$ ;  $r \gg 2D^2/\lambda$ , e regione di campo vicino (dei campi reattivi):  $r < \lambda$



Nel campo lontano si presenta e propaga come un'onda EM sferica, non uniforme, TEM localmente piana.

Nel campo vicino ha le caratteristiche di un campo statico, cioè generato dal valore istantaneo delle sorgenti (nel campo di forza).

Il campo EM non è un'onda! È sempre la somma di due contributi, di radiazione e di uno statico.

Il principio di funzionamento dei sistemi di accoppiamento a campo induttivo è sostanzialmente uguale a un trasformatore, infatti l'antenna è sostanzialmente una bobina.

Con frequenza bene, il campo è prevalentemente magnetico e, in un punto un'impedenza si ha il flusso del campo magnetico e perciò una tensione secondo Faraday.

Il campo magnetico, inducendo una tensione, induce anche una corrente ai morsetti del tag e così fornisce l'energia necessaria ad alimentare la memoria e le logiche annessa, cioè il core periferico.

Il tag, percorso da corrente, genera a sua volta un campo magnetico, che per induzione va ad alimentare la tensione ai morsetti del reader; tale tensione è letta dal reader e in tal modo avviene quindi l'interazione tra i dispositivi.

Il trasferimento delle informazioni avviene senza per mezzo della load modulation: la logica interna al tag produce una variazione del carico ai morsetti della spira tra due valori distinti  $Z_{11}$  e  $Z_{22}$ , tale variazione si ripercuote sulle correnti nella spira e perciò sul campo H, in definitiva sulle tensioni indotte ai morsetti del reader, che così viene i bit memorizzati nel tag.

A slide 13 c'è uno schema semplificato.

La modulazione può essere fatta come se fosse un trasformatore (vedi slide 14).

Non ci sono trasmissioni di onde, ma solo etronico il campo magnetico. Questo è quello che accade per i tag 13.56 MHz.

Nei sistemi a frequenza più alta, tipo 80 MHz, le reazioni di campo vanno si riduce molto, si riduce con frequenze.

Tale intensione dovrebbe essere a pochi cm.

Se siamo a qualche metro, il campo è proporzionale e l'intensione si pone sullo scampo di onde. Ho la forma di un campo vicino radio sulle frequenze di onde.

Il principio di funzionamento è abbastanza simile a quello del radio, cioè il trasmettitore genera un segnale di intensione trasente un'onda che arriva al tag, il quale ha una antenna che non è più un radiatore ma un'antenna vera e propria, il tag si modula e genera un segnale che va ed elimita l'antenna con una certa corrente.

Ci sarà un interruttore che varia l'impedenza tra due valori, ottenendo due correnti e perciò anche il segnale di radio. Il principio è di nuovo (nuovo) alla base modulazione. La lettura resta abbastanza a corto raggio, perché la banda a 80 MHz è una banda ISM libera su cui devono coesistere più applicazioni. Essendo libera non servono permessi o licenze ma ci possono essere delle interferenze più o meno significative. Per limitare le interferenze, si deve limitare la potenza di trasmissione per legge.

Nel caso di banda licenziata, non nel caso dei tag RFID, la interferenza non solo delle altre tue (o i numeri). Tipo 13.56 MHz la tua frequenza.

In VHF ho distanze più elevate, ma è più influenzato dai metalli, o comunque effetti che causano distorsione. Anche i liquidi conduttori, come acqua, possono causare problemi in VHF.

Infatti una sorgente genera un campo diverso se sono presenti disomogeneità. Per tenere conto ~~spesso~~ si può usare una situazione equivalente basata su delle correnti fittizie, dette correnti di polarizzazione che sostituiscono l'effetto delle disomogeneità.

$$J_{PM} = j\omega (\mu(P) - \mu_0) H(P)$$

$$J_{PE} = j\omega (\epsilon(P) - \epsilon_0) E(P)$$

Ho reso il campo soggetto ad materiali omogenei, in particolare il vuoto, ma in certi casi per condurre i calcoli ho tenuto conto di elementi, dovute a correnti di correnti virtuali.

Nella oggetti reali hanno una permeabilità  $\mu \sim \mu_0$ , cioè tutti hanno i ferromagnetici. Anche a 13.5 GHz, siccome il campo è perpendicolare alla superficie e quindi principalmente H, siccome  $\mu \sim \mu_0$ , le correnti virtuali ~~non hanno~~ non hanno influenza poco su H. C'è

$$J_{PE} \sim 0 \text{ perché } \epsilon(P) \sim 0$$

$$J_{PM} \sim 0 \text{ perché } \mu(P) \sim \mu_0$$

però la disomogeneità non hanno effetto, o comunque non è affatto. In VHF  $J_{PE} \neq 0$  e perciò può avere influenza sulla disomogeneità in maniera più o meno accentuata. Quindi introduce una distorsione a ricerca di dove è applicato il fog.

Le tecniche VHF tendono a diventare la più popolari, grazie alla possibilità di aumentare le distanze puntuali.

$$1) ERP \text{ è } 1.64 EIRP \text{ dove } EIRP = P_{\text{ant}}. \text{ In eu, per RPD è } \text{circa} \text{ di } ERP \text{ 21W.}$$

Lo standard HF è uno standard mondiale, mentre in VHF questo non è vero e in USA e UE ci sono standard diversi, con frequenze diverse. Anche in Giappone è diverso, ecc.

In versione dell'antenna c'è un power divider, per mandare un po' di potenza alla parte da sintonizzare e una parte al Beck-Scott-Local Modulator in una modulato.

Il rettificatore è fatto da molte capacità e crea un impedimento molto

cooperative, perciò l'antenna deve essere fortemente induttiva.  
 Anche questo porta a forme strane.

Riguardo al loop, è un risonatore piuttosto classico, l'unica novità è il circuito, che serve a non miscelare il segnale del drive out con quello che ritorna. Un circuito reale manda comunque un po' di segnale all'altra parte, ma comunque fortemente induttivo.

Il collegamento tra ricevente e trasmettente si fa in spazio libero.

Il tag in drive attivo: emette una certa potenza, al di sotto di una soglia non è attiva. Se usa la formula di Friis

$$P_{TagIn-1,2} = EIRP \cdot g_{TAG} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot \gamma_p \cdot \beta_{1,2}$$

$\gamma_p$  = edett. in polariz.

$\beta_{1,2}$  = coefficiente di adattamento al carico

$$\beta_{1,2} = \frac{4R_A R_{1,2}}{(R_A + R_{1,2})^2} \in [0, 1]$$

Per attivarlo  $P_{TagIn} \geq P_{TagMin} \in [-20 \div -10]$  dBm

La potenza del tag backscattera può essere espressa in spazio libero con una espressione

$$P_{Tagb-1,2} = EIRP \cdot g_{tag} \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \gamma_p \delta_{ps-1,2}$$

Valori elevati di  $\beta_{1,2}$  favoriscono l'attivazione del tag.

A valori elevati di  $\beta_{1,2}$  corrispondono bassi valori di  $\gamma_p$  e viceversa: è necessario un trade-off, cioè progettare il ~~circuito~~ di adattamento.

Al reader, interessa la bit error rate (BER).

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{|V_o| \cdot m}{2 \cdot \sigma \cdot \sqrt{B}} \right)$$

Voglio un segnale ampio e diverso tra due utenti, cioè  $N_0$  grande e  $m$  grande (cioè segnali diversi). Però si dimostra che esiste un (modulazione efficiente) corrispondono a relazioni di  $\beta_T$  (scosse limitazione della serietà del) e viceversa, quindi come rapporto del tag di eccedenza.

In definitiva: per velocità la massima distanza del tag di eccedenza; si deve volere il ber solito, si guarda la potenza ricevuta e si trova <sup>oltre</sup> la distanza, per quella in cui viene a diminuire. Cioè

- Attenuazioni del tag  $P_{TAG-1N} \geq P_{TAG-MIN}$
- corrette demodulazione del parte del recoder:  $BER \leq BER_{TH}$
- segnali devono sufficientemente inteso ( $P_{recoder-1N} > P_{recoder-MIN}$ )

Per il primo ~~parte~~ <sup>range</sup>  $r = r_1$ , tale che  $P_{TAG-1N} = P_{TAG-MIN}$  (activation range)

$$r_1 = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{EIRP \cdot \beta_T \cdot T \cdot \beta_T}{P_{TAG-MIN}}}$$

Per il secondo range tale che  $BER = BER_{threshold}$  (demodulation range)

$$BER_{TH} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{m}{2\sqrt{2} \cdot \sigma} \sqrt{\frac{2 \cdot EIRP \cdot \beta_{recoder}}{Re(Y_{RX})}} \cdot \beta_{TAG} \left( \frac{\lambda}{4\pi r_2} \right)^2 \cdot T \cdot \beta_T \right)$$

La distanza di lettura (read range)  $r_2 = \min(r_1, r_2)$  (unidimensione  $r_1, r_2$ )  
(cioè tag in range)

In un sistema reale ci sono effetti e disomogeneità, perciò fenomeni di accoppiamento tra equidistanti proporzioni alterato. Per cambiare l'impedenza di antenna, ad esempio, perciò  $\beta_T$  e quindi spara cosa e l'antenna si ottiene e peggio. Poi ci pensano come cose in mano che ne determinano un'attenuazione supplementare. I comandi multipli pensano determinare distanza ed efficienza supplementare del segnale.

In ambiente reale si possono avere modelli per capire la proporzionalità reale e che comprenda le discrepanze. Costano e devono essere progettati caso per caso. L'alternativa è di non fidarsi del teorico e fare misure. Possono anche essere fatti in contemporanea.

Il tag deve poter "suicidarsi" perché se perdi, quindi è vite potenzialmente infinite, potrebbe creare problemi per la privacy. 1.43

RADAR SECONDARIO - Secondary Surveillance Radar SSR  
È un sistema ottimo.

Il radar primario viene la distanza e l'angolo (+ la velocità) ma non l'identità.

Il primo sistema di identificazione fu l'IFF applicato agli aerei britannici, in cui rispondono con un certo codice.

Il SSR è un'evoluzione, più scopriamoli. Non è limitato a distanza e azimut, ma un'identità e anche l'altitudine permette dal transponder, avendo così una vera posizione 3D.

È cooperativo perché necessita del transponder a bordo che coopera, mentre nel primario non c'era nessuna cooperazione.

Quindi il transponder risponde con un segnale codificato e delle intersezioni codificate, unite con intervallo di tempo = PRI, pulse repetitive time. Il ricevitore calcola azimut e distanza in maniera quasi come radar primario, mentre le informazioni aggiuntive sono ottenute decodificando le risposte. L'intersezione e risposte codificate, sono una serie di impulsi in cui le presenze o meno identificano il segnale. Le sue posizioni consentite di avere diversi significati.

L'intersezione una dei impulsi (possono essere 3) a 1030 MHz e ne viene a 1090 MHz. A 1030 MHz sono un treno di oscillazioni sinusoidali, come a 1090, in aff. Sono due frequenze diverse perché consente di separarli e cercare di mitigare le interferenze, cercando di eliminare i commutatori multipli.

Sono viene pensò in modo da usare la stessa antenna per entrambe le frequenze. Questo per restare nelle bande dell'antenna, l'antenna del radar deve essere molto direttiva, con guadagno elevato. Questo per limitare l'errore sull'angolo puntato.

Il trasponder deve avere un diagramma non direttivo, per poter rispondere e ricevere da tutte le direzioni.

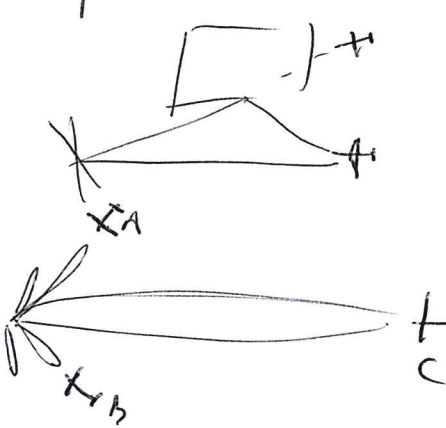
Le portate del radar, standardizzate, dove sono di ~37.0 km in raggio e 30 km di quota, con angolazione tra 0.5 e 45° dove in verticale. Azimuth 360°.

Si può avere sovrapposizione tra aree di copertura.

Quali possono essere i problemi.

Il primo sono i "cannucci" multipli. Questi possono produrre tracce incoerenti, che non corrispondono alle presenze di alcuni aerei.

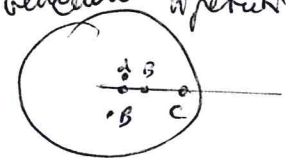
Il trasponder si può attivare anche se l'antenna radar punta e un altro aereo invece che all' bers.



Un altro problema è dovuto ai lobi secondari.

Aerei vicini e nei lobi secondari possono essere attivati nelle direzioni principali, venendo ripetuto.

Non sono problema perché ci sono gli aerei, però vengono ripetute.



Lo soluzione la vediamo dopo.

E' quello che' intergenerazioni sono fatte da due impulsi RF della durata di 0.4 μs. Le distanze tra i due determinano il range.

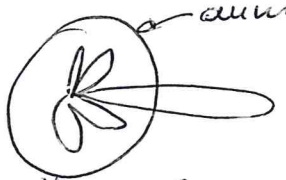
Range 37A, 8μs, identificazione e sovrapposizione Range C, 21μs, quota dell'aeromobile.

Torniamo al problema dei lobi secondari

Un modo è il  $SIS$ , si deve essere supprema, un altro un terzo impulso  $P_2$ , 2ms dopo al  $P_1$ .

Se il trasponder oltre i due impulsi  $P_1$  e  $P_2$  con un tempo  $\geq 2.8$  volte  $P_2$ , il trasponder risponde, altrimenti supprema non i libri ricordati e non risponde.

Questo può essere capito immaginando due  $P_1$  e  $P_2$  sono inviate dall'antenna direttiva e  $P_2$  da una omnidirezionale. Si supprema quindi due antenne.



Si capisce che ogni "spora" più forte dei libri, ma non del libro principale. Per l'interferenza esiste anche la distanza, infatti si prende il rapporto tra i segnali ricevuti.

Altra soluzione è il monopulse. Questi sono problemi autentici.

C'è poi il problema del garbling, dovuto al traffico.

Ad esempio due occhi vicini rispondono contemporaneamente. Un altro caso è quando l'atenuazione non è più uguale, quindi dell'occhio e causati da interferenze costruttive.

Questo può causare diverse problematiche. Il primo è la sovrapposizione di segnali, dove gli impulsi si mescolano e creano un aspetto perché una fibra ed emette molto più forte perché o da un occhio che dice qualcosa altro o due occhi visti come uno emette ghost code.

Oppure si ha la sovrapposizione orrenda, da una scartata e genera una wave into.

Questo succede con occhi abbastanza vicini, tipo quando si trovano nelle holding stack.

Per risolvere il problema si può ignorare la risposta non prevista, ma ancora i codici ricevuti quando non causano garble e tramite algoritmi di cancellazione mantenere quello buono, oppure creare di volute durante e supprema occorrenze degli impulsi a modo da distinguerli.



Nel caso dei cenni multipli, il discorso è simile, perché in genere hanno esigenze diverse, perché il rinvio ha percorso più tempo e l'attenuato.

Altro problema è il FRUIT, al suo due zodi che ottengono le sospensioni e la risposta viene ricevuta solo attraverso i nodi.

Il nodo 1 viene anche quelli attivati dal nodo 2. Se il 2 illumina prima dell'1, questo si parte come prima del tempo delle interazioni dell'1, minimizzando una distanza spaziale.

Tabella Replies, Unsynchronized In Time (FRUIT). Questo lo fa perennare prima o dopo della risposta effettiva.

È amplificato dal problema dei libri secondari.

Per correggerlo, un'unità si elimina i libri secondari, per il minimo le interazioni. Altre possibilità è eseguire di vari nodi una diversa PRT, cioè la distanza tra le interazioni. Se i diversi nodi hanno PRT diverse, la risposta relative alle interazioni del nodo 1 hanno il tempo  $PRT_1$  e al 2  $PRT_2$ . Se la viene anche da un altro nodo, quando più risposte può spingere le altre della sua risposta la sua PRT.

Il nodo primario è solitamente un prototipo, mentre il secondario un copy.

Le risposte sono di nuovo un codice: una serie di impulsi, da una durata fissa di 20,3  $\mu$ sec, al massimo ci sono 14 impulsi, dove il primo e il 14 sono sempre presenti, una certa informazione di inizio e fine. A seconda del modo si risponde con il codice o con la quota e il significato del codice dipende da questi impulsi tra il 42 e 13 ci sono e quelli. C'è anche un impulso speciale 81 tra meno 6,35  $\mu$ sec dopo il secondo frame pulse. Già in precedenza mostrato i dettagli. Sono in ottali e grafica accorpata e degli impulsi. Ci sono dei codici speciali per avere ecc

Il valore va da 0000 a 7777.

La quota viene inviata attraverso un alfanumerico dedicato e con incrementi e decrementi di 100ft. Si può andare da -1000 a +126.750 piedi.

Sono usate solo 1278 combinazioni sulle 4096 disponibili in totale.

La quota è sempre riferita all'atmosfera standard di 1013,25 hPa.

L'incertezza è di  $\pm 50$ ft.

Nell'occidente però le previsioni dove c'è una corrente, che però non viene inviato all'SSR. E le torre di controllo che vengono il dato.

Si usano ancora i 14 impulsi, ma in modo diverso, con una repete diversa.

L'incertezza della quota può causare problemi nel caso venga usata per calcolare la velocità di discesa, mentre non lo è per la vetta.

Nell'oceano però l'altimetro è più preciso.

Solamente le velocità sono intermedie, codice, quota, codice, quota, ecc.

Anche il valore secondario stima come il primario la distanza. Molto spesso i due sono uguali ed è opportuno che entrambi la stessa distanza anche se il secondario, essendo un elaborazione, genera un ritardo che si somma al tempo complessivo. Quindi bisogna oltrepassare la

trasmissione del secondario del ritardo neanche aggiunto. C'è quindi un pretrigger che anticipa la trasmissione del secondario.

La differenza tra PSR e SSR

PSR: potenza più alta, perché la potenza ricevuta è  $\propto \frac{1}{r^4}$  RW

SSR: potenza minore, perché la potenza ricevuta è  $\propto \frac{1}{r^2}$ , essendo ~~interruzione~~ in maniera autonoma. RW

SSR: Ha informazioni appropriate, quota e codice (quando funziona SS)

SSR: Non ha problemi di clutter, perché up e downlink hanno freq. diverse e le eventuali riflessioni del segnale di interferenza non sono un problema (lo sono però le risposte).



SSR: Appropie i problemi di parting e finitura  
 SSR: Serve e trasparente a bordo ed efficiente.  
 SSR: Ho appena risolto la distanza e in orient.

Per risolvere i problemi, si è poi approntato il modo S che serve a risolvere un po' di problemi.

Come si misura un angolo. Si possono prendere due estremi e vedere la differenza nella fase, anticipo o ritardo

$$\phi = \frac{2\pi d \cos \theta}{\lambda}$$

Con due prese di corrente si possono sommare. C'è una costante di proporzionalità rispetto al campo, con la costante di proporzionalità

$$I = H E e^{i\phi} - H E e^{-i\phi} = 2i H E \sin \phi$$

Comunque per la risonanza per coerenza. l'esempio da allora è nel caso.

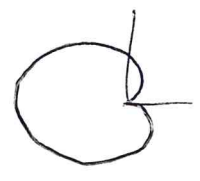
Si ha un minimo se  $\phi = \frac{\pi}{2}$ , che corrisponde a  $\theta = 0$ . Gli zeri sono quando è  $\frac{2\pi d \cos \theta}{\lambda} = 0$ . C'è un'ambiguità e si ottiene il diagramma a occhio



se d < lambda, sin phi phi, è ancora più facile vedere ancora meglio il diagramma sopra.

Si può ora prendere i due dipoli e cercare l'angolo. In realtà non cambia perché in questo modo ma si sfrutta il fatto che c'è uno zero, perciò si ha  $\theta = \frac{\pi}{2}$ , quindi perpendicolarmente. Questo zero è ben visibile

Introducendo un terzo dipolo, si ha il cardoide,



la  $I_{centrale} = i k E \Rightarrow I_T = i k E (1 + \cos \theta)$

Si può fare a gennaio di scartello con il dipolo al centro per ottenere il conduttore. Si alimentano i vari dipoli esterni; quello centrale sempre attivo, e si fanno p. vere elettronicamente.

Il badge IEE è fatto con l'esterno e vari di ottocenti. Gli usi sono da 200Hz a 450Hz, frequenze basse che consente di rappresentare i piani e quelli di un'operazione, e quelli di approccio un po' meno.

Il VOR fornisce l'informazione di angolo. Tramite l'informazione a conduttore rotante con la fase e seconda delle dimensioni regolate nel VOR, 45

Le frequenze del VOR sono più alte, serve una precisione più elevata per una proprietà direttiva. Il VOR viene alimentato progressivamente e la rotazione è elettronica.

ILS - Instrument Landing System.

Serve a facilitare la discesa dell'aeromobile, mantenendolo in certo angolo di discesa.

Alcuni strumenti di una sensibilità minima, solo III categoria ha sensibilità zero, oltre la quale, se non ne abbiamo, si fa un united approach e si ne all'approccio alternativo. Un angolo previsto è di 3 gradi.

Il Conduttore è in fondo alle piste e da lì la direzione è variabile, il piano di riferimento.

sono univ. nello spazio due segnali modulanti a 90 e 150Hz. In ogni punto la differenza di profondità di modulazione dei due.

DDM, Difference of Depth of Modulation. Se DDM è 0, l'aeromobile è nella posizione giusta, altrimenti si sa l'entità della deviazione. A e B sono le due estreme laterali, 0 è quella centrale.

Quelle centrali lavora sulla portante con un coseno, le altre due con un seno, sono sposte di  $\frac{\pi}{2}$ . Quello centrale ha una modulazione di ampiezza modulante, sul tipo  $1 + m$  il segnale modulante

$$E_0 = I_0 [1 + m (\cos(\omega t) + \cos(\omega t))] \cos \omega t$$

Dove  $R$  e  $Q$  sono due veloci di frequenza (90 e 150).  
Le altre due hanno una modulazione a portante soppressa.

$$I_A = \frac{I}{2} (\cos Rt - \cos Qt) \sin \omega t$$

$$I_B = \frac{I}{2} (\cos Rt + \cos Qt) \sin \omega t$$

La modulazione a portante soppressa risulta molto semplice da realizzare. 1.20

Si mantenga la portante per avere ricevitori molto semplici.

Questi segnali vanno in fase e il segnale viene ed emesso l'opposto

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

Se sono uguali, si ha  $\mu = 1$  e perciò  $DM = 0$ . Se invece una delle due modulazioni è di fase invertita, si hanno frequenze diverse.

$$\phi = \frac{\pi}{2} \Rightarrow DM = 0 \text{ per } \phi = 0$$

$$\text{Se } \phi > 0 \Rightarrow R > Q$$

$$\phi < 0 \Rightarrow Q > R$$

1.26

Si possono fare anche diversamente, l'importante è che le due modulazioni siano uguali nella misura. Adattarne in principio essere fatte da strutture rotanti.

Nel glide path si considera il terreno come ottuso conduttore e perciò lo si considera come sopra di fornire la seguente immagine, cioè è una schiera di cappe all'esterno. Dovendo lavorare con la z. fluss, una parte deve essere conduttore isolato.

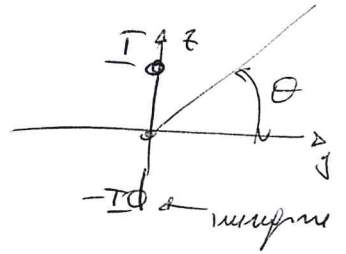
La differenza tra l'interferenza terreno ( $\frac{1}{r_0}$ ) e schiere per immagini è dovuta all'altitudine del traliccio. Per la schiera la distanza è calcolata per avere il comportamento di schiera.

Nella parte interna il segnale deve essere il più possibile proporzionale, in modo da qualificare la distanza del volo corretto. Nella parte interna deve essere lineare, nella parte non meno più esterna può essere anche non lineare.

Si può disegnare i nulli e zeri del diagramma

$$\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta$$

dove  $\epsilon = 2; H I \sin \phi$



Il primo zero è a  $\theta = 0$ , il secondo è a  $\pi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_0$   
 perciò  $\sin \theta_0 = \frac{\lambda}{2d}$

Incrementando  $d$ , si hanno valori ridotti di  $\theta_0$  e multiplicità nel settore di interesse.

Per  $\theta_{\text{eff}} = 3^\circ$ ,  $d = d_1 \sim 5\lambda$  fornisce il primo nullo a  $6^\circ$ , mentre  $d = d_2 \sim 10\lambda$  fornisce il primo nullo a  $\theta_{\text{eff}}$  e il secondo a  $6^\circ$ .  
 In quest'ultima coppia, c'è una variazione di  $\pi$  nelle fasi del campo elettrico.

L'elaborazione dei dipoli ~~potrebbe~~ può essere fatta con

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

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

Sotto predominanza l'abbondanza di  $R$ , sopra predominanza la sottoscala di  $Q$ . Anche in questo caso si possono fare soluzioni più complicate con più dipoli e signal processing, in modo da avere più linearità.

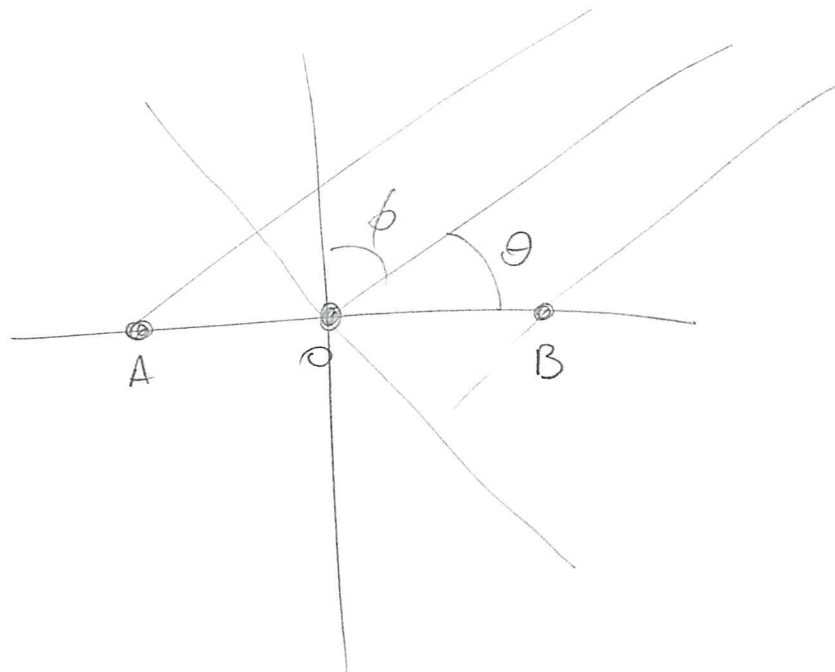
Il punto giusto del traliccio per l'US è nel punto di touch down, anche se una buona trazione è possibile. Questo può essere un modo del pilota per ridurre l'atterraggio.  
 Con il DME di precisione, l'auto pilota può fare la conversione finale.

**MICROAVIATION SYSTEM**

Nota con le possibilità di avere voli commerciali con decolli e atterraggi quasi verticali. Sembrano quasi le scelte di diversi gruppi di ricerca. Si è rilevato per poco utilizzato negli strumenti commerciali, anche per l'introduzione del GPS. Il GPS può essere usato con l'US e per può essere il solo US. Sfrutta la GPS

Il mercato era un buon, molto stretto che spandeva tutto il settore

Localizer



Le correnti saranno del tipo

$$I_A = \frac{I}{2} (\cos(Rt) - \cos(Qt)) \sin(\omega t)$$

$$I_B = -\frac{I}{2} (\cos(Rt) - \cos(Qt)) \sin(\omega t)$$

$$I_o = I [1 + m (\cos(Rt) + \cos(Qt))] \cos(\omega t)$$

dove  $R$  e  $Q$  sono le due frequenze 90 e 150 Hz

Il campo risultante sarà

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

dove

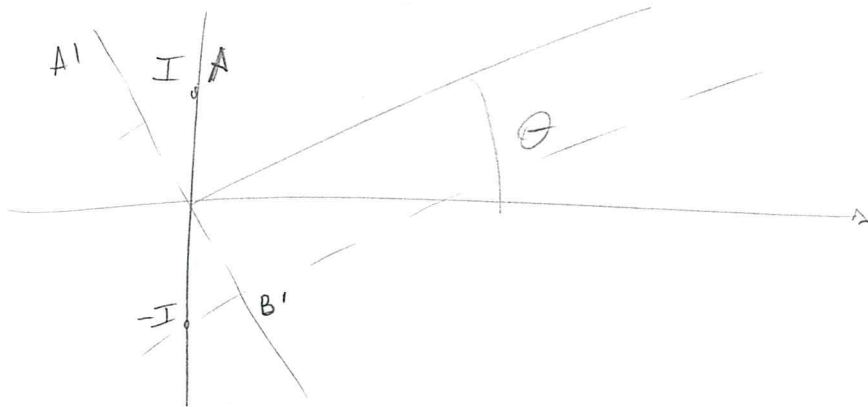
$$\phi = \frac{\pi}{2} - \theta$$

e per  $\phi = 0 \Rightarrow \sin \phi = 0$

Per  $\phi$  positivo  $R > Q$ ,  $\phi$  negativo  $Q > R$ .

Global path: null reference

Si cancellano il raddo con piano conduttore



$$E = 2iHI \sin \theta$$

$$\phi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta$$

Il primo zero è a  $\theta = 0$ , il secondo a  $\theta$  tale che  $\phi = \pi$

$$\frac{2\pi}{\lambda} d \sin \theta = \pi \quad \Rightarrow \quad \sin \theta = \frac{\lambda}{2d}$$

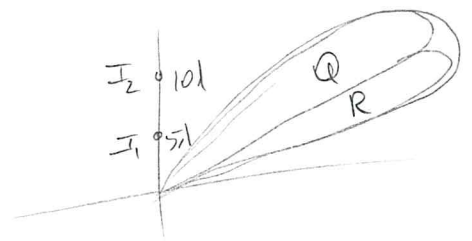
Si ha che, per avere il minimo del lobo a  $3^\circ$ ,  $d \approx 5\lambda$ , invece per avere il max a  $6^\circ$  e null a  $3^\circ$ ,  $d \approx 10\lambda$ .

Si hanno quindi le due antenne, una crea il lobo di riferimento e l'altra lo modula in modo da avere il null a  $3^\circ$ .

In particolare

$$I_1 = 2K_1 I \left[ 1 + \frac{m}{2} (\cos(Rt) + \cos(Qt)) \right] \cos(\omega t)$$

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



Sopra, dove è sottotetto predecemina Q, sotto, dove in senso, predecemina R.