ESAME di
ELETTRONICA
e MISURE ELETTRONICHE

PARTE DI MISURE ELETTRONICHE

LEZ.

26 ÷ 40

PARVIS

(parte 1 Misure Elettroniche)

Prof. Paolo Parvis

Elettronica e Misure Elettroniche

Parte 1 di Misure Elettroniche, Incertezza e Misure (Lezioni 26 - 40)

Lezione n. 26: Le ragioni della misura Polito
- Motivazioni del corso
- Contenuto del corso
- Prerequisiti
- Come prepararsi per l'esame
- Fondamenti della misurazione
- Cosa vuol dire misurare
- Il concetto di riferibilità
- Comunicazione della misura
- Riepilogo del contenuto della lezione

Lezione n. 27: Progettazione ed esecuzione di una misura Polito
- Scopo di una misurazione
- Definizione del misurando
- Definizione della procedura di misura
- Stima dell'incertezza attesa
- Esecuzione di una misurazione
- Classificazione dei metodi di misurazione
- Esempio di riepilogo

Lezione n. 28: Organizzazione internazionale della metrologia Polito
- Il concetto di riferibilità delle misure
- La Convenzione del Metro
- Mutual Recognition Arrangement (MRA)
- Sistemi Nazionali di Taratura
- Multi Lateral Agreement in ambito europeo
- Il Sistema Nazionale di Taratura

Lezione n. 29: Incertezza di misura. Il modello deterministico Polito
- Le ragioni dell'incertezza di una misura
- Modalità di espressione dell'incertezza
- Il modello deterministico
- Esempio di stima dell'incertezza in una misura diretta
- Propagazione dell'incertezza nelle misurazioni indirette
- Casi notevoli di propagazione dell'incertezza
- Esempio di propagazione dell'incertezza in una misura indiretta

Lezione n. 30: Incertezza di misura. Il modello probabilistico I Polito
- Motivazioni per un nuovo modello di stima dell'incertezza
- Interpretazione della misura come variabile aleatoria
- Valutazione dell'incertezza di categoria A
- Valutazione dell'incertezza di categoria B
- I concetti di fattore di copertura e intervallo di fiducia

Lezione n. 31: Incertezza di misura. Il modello probabilistico II Polito
- Propagazione dell'incertezza secondo il modello probabilistico
- Propagazione dell'incertezza in una misura diretta
- Propagazione dell'incertezza in una misura indiretta
- I modelli semplificati per la propagazione dell'incertezza
- Primo esempio di propagazione dell'incertezza
- Stima analitica della covarianza di due variabili aleatorie
- Le misure "parlano"
- Secondo esempio di propagazione dell'incertezza
- Stima dell'intervallo di fiducia

Lezione n. 32: Caratteristiche metrologiche della strumentazione di misura Polito
- Relazione uscita/ingresso di un dispositivo di misurazione
- Condizioni di validità della relazione di taratura di uno strumento
- Esempio di funzione di taratura di un voltmetro digitale
- Prescrizioni d'uso di un dispositivo di misurazione
- Il processo di taratura dei dispositivi di misurazione: taratura, controllo di taratura e messa in punto
- Controllo di taratura di uno strumento
- Il parametro TUR (Test Uncertainty Ratio)
- Messa in punto di uno strumento
- Esempio di controllo di taratura di un multimetro digitale

Lezione n. 33: L'oscilloscopio analogico I
- Cos'è un oscilloscopio
- Impiego di un oscilloscopio in modalità "base tempi"
- Il problema della sincronizzazione
- Comandi di base di un oscilloscopio
- Esempio di misura di ampiezza di un segnale
- Comandi di sincronizzazione
- Impiego di un oscilloscopio in modalità XY

Lezione n. 34: L'oscilloscopio analogico II
- Oscilloscopi analogici a più tracce
- Modalità alternate
- Modalità chopped
- Doppia base tempi
- Esempi di misure impiegando la doppia base tempi

Lezione n. 35: L'oscilloscopio analogico III
- Modalità di connessione ad un oscilloscopio
- Circuito equivalente dello stadio di ingresso di un oscilloscopio
- Effetto di carico dell'oscilloscopio in corrente continua
- Effetto di carico dell'oscilloscopio in corrente alternata
- Sonde compensate per oscilloscopi
- Effetti della banda passante dell'oscilloscopio
- Modalità di accoppiamento dei segnali di ingresso
- Modalità di accoppiamento del segnale di trigger

Lezione n. 36: L'oscilloscopio digitale
- E' meglio analogico o digitale?
- Schema di principio di uno strumento digitale
- Campionamento del segnale di ingresso
- Ricostruzione del segnale campionato
- Aliasing percettivo
- Il fenomeno dell'aliasing
- Campionamento in tempo equivalente
- Confronto delle prestazioni tra oscilloscopi analogici e digitali
- Modalità di trigger dell'oscilloscopio digitale

Lezione n. 37: Voltmetri per grandezze alternative
- Cosa misurano i voltmetri? Definizioni e convenzioni
- Voltmetri a valore medio raddrizzato
- Voltmetri a valore di picco
- Sonda di picco
- Voltmetri a vero valore efficace

Lezione n. 38: Multimetri analogici
- Principio di funzionamento di un multimetro analogico (tester)
- Espressione dell'incertezza strumentale in un tester
- Esempio di misura di tensione con uno strumento analogico
- Incertezza di lettura negli strumenti analogici a indice
- L'effetto sistematico dovuto al carico strumentale
- Esempio di misura di resistenza con metodo volt-amperometrico
- Principali categorie di strumenti analogici a indice

Lezione n. 39: Multimetri digitali
- Nomenclatura
- Struttura di un multimetro digitale
- Modalità di accoppiamento dei segnali di ingresso
- Convertitori analogico/digitali impiegati nei multimetri
- Impiego del connettore di guardia dei multimetri

Lezione n. 40: Metodi di confronto
- Perché conviene ricorrere ai metodi di confronto
- Misurazione di resistenza con metodo di confronto
- Esempio numerico di misurazione di resistenza
- Definizione di resistenza a quattro morsetti
- Il problema del fuori zero
- Il ponte di Wheatstone

LEZIONE 26

Le ragioni della misura

Prof. Marco Parvis
42’31’’

- Motivazioni del corso
- Prerequisiti
- Fondamenti della misurazione
- Il concetto di riferibilità
- Riepilogo del contenuto della lezione
- Contenuto del corso
- Come prepararsi per l’esame
- Cosa vuol dire misurare
- Comunicazione della misura

LE RAGIONI DELLA MISURA

→ Motivazioni e contenuto del corso
→ Fondamenti della misurazione

MOTIVAZIONI DEL CORSO

Sono sintetizzabili in 4 parole: capire, progettare, eseguire e comunicare una misura.

→ Imparare a capire e a progettare una misura.
→ Imparare a eseguire comunicare una misura.

Misurare significa trasferire una informazione.

Il corso si basa sui fondamenti della misurazione e sugli strumenti di misura elettronici di base (di base perchè in realtà sono moltissimi). Non è analizzato come sono fatti dentro gli strumenti.

I FONDAMENTI DELLA MISURAZIONE

La domanda che ci poniamo inizialmente è “perchè si misura ?”. Rispondendo a questa domanda si può riuscire a capire e, andando avanti, riuscire a progettare una misura.

Si misura “per il denaro, per la legge, per il progresso”, parafrasando un cantautore.

Misurare per il denaro vuol dire per dare valore ai prodotti scambiati. In passato la misura era un volume di prodotto.

Per la legge perchè serve per assicurare il rispetto della legge.

Per il progresso perchè nella ricerca e nello sviluppo, per dare un senso agli esperimenti.

Inoltre nella vita di tutti i giorni misuriamo per mille ragione, le più svariate.

CONFRONTO TRA MISURE

Una misura si confronta sempre con altre misure dello stesso parametro o con limiti imposti da norme e regolamenti.

La misura si fa sempre per uno scopo e per confrontarle con un'altra misura. A questo punto entra in gioco il problema della INCERTEZZA, cioè nessuna misura può essere perfetta per cui è indispensabile comunicare a chi riceve il risultato quanto ci si fida della misura, ovvero quale è l'incertezza della misura.

Poichè le misure sono un confronto, la confrontabilità si ottine con una convenzione accettata da tutti. La prima convenzione fu quella del metro con un trattato stipultao a Parigi nel 1875 che definisce le unità di misura da adottare per le varie grandezze e definisce i campioni primari che materializzano queste unità.

Ogni campione primario (massa, 1 kg; lunghezza, 1 m; tempo, 1 s; ecc. dell'Istituto Metrologico Primario, IMP) ha associata la propria incertezza, un campione perfetto non esiste.

Una volta stabilita la convenzione di avere un oggetto uguale per tutti ai fini di una misurazione, ad es. il metro che ha lo stesso significato ovunque, allora possiamo cominciare a misurare.

MISURARE E' confrontare il misurando con una grandezza della stessa specie generata da un campione locale (un metro, un righello).

Nella misura di una massa con bilancia a piatti riusciamo a definire l'uguaglianza tra due oggetti (in questo caso in termini di massa).

A tale scopo si fanno confronti, con metodi vari, tra cui per opposizione (colore diverso), sostituzione, con metodi di zero.

Il concetto alla base del confronto sta nel fatto che nel confronto, l'uscita della misura non indica una uguaglianza, ma una non differenza. Cioè la misura di m vale c con una certa incertezza.

Se, inoltre, l'oggetto da misurare è difficile, ad es. per la temperatura, si converte il misurando in qualcosa di più facilmente confrontabile. E questo si fa con uno strumento detto trasduttore.

TRASDUTTORE

Trasforma la grandezza da misurare in un'altra grandezza, ad es. trasforma la temperatura in una tensione. Il risalire alla grandezza originale sarà fatto con una certa incertezza, quella che si porta appresso il trasduttore.

LO STRUMENTO DI MISURA

E' un dispositivo che contiene il campione locale, il rivelatore, il trasduttore. Inoltre contiene un sistema di regolazione automatico che cambia il campione locale fino alla sussistenza della uguaglianza (non differenza) e contiene un indicatore per leggere il risultato.

Lo schema a blocchi indica la procedura di misurazione, la lettura deve essere in formato adatto all'utilizzatore finale.

La domanda che si pone ora è: chi ci dà il valore del campione locale? Tale valore ce lo dà una misura fatta usando un altro campione, già misurato. In questa scala gerarchica si risale a formare una catena, detta catena di riferibilità.

CATENA DI RIFERIBILITÀ

Carena ininterrotta di confronti, fino ai campioni primari. E' fondamentale per il funzionamento degli strumenti di misura.

Si veda lo schema a blocchi relativo a tale catena, e si noti come l'incertezza cresce.

Con queste prime considerazioni abbiamo cominciato ad affrontare come capire una misura. Vediamo come imparare a comunicare una misura. Più avanti come progettare e come eseguire una misura.

COME SI COMUNICA UNA MISURA

L'intento è quello di "diffondere" la misura, nelle informazioni utili: il valore, l'unità di misura e l'incertezza. Inoltre deve essere comunicato lo stato del sistema in misura, ovvero le condizioni alle quali la misura è stata fatta.

La comunicazione della misura deve contenere tutte le informazioni.

INFORMAZIONI AUSILIARE

Le informazioni ausiliarie sono tante, ad esempio:

. I valori delle grandezze di influenza degli strumenti

. Le correzioni effettuate

. Le cause di incertezza considerate

"Chi prende la misura si prende la sua responsabilità".

RIEPILOGO

Per effettuare correttamente una misurazione è necessario:

1. Scegliere strumenti e campioni in grado di fornire misure riferibili, cioè che sono stati sottoposti a quel processo di confronti ininterrotti fino ai campioni primari, ovvero, in altre parole, che sono stati tarati; strumenti che sono adatti al misurando.

2. Operare in condizioni note per le grandezze sia di stato del sistema di misura perchè le devo comunicare e non posso esimermi dal conoscerle, sia di influenza della strumentazione, perchè magari non le comunico, ma le devo conoscere perchè devo sapere come stavano gli strumenti al momento dell'utilizzo.

3. Usare correttamente gli strumenti (rispettare le prescrizioni, individuare e correggere eventuali effetti sistematici ...).

4. Stimare l'incertezza, perchè essa deve essere comunicata (per stimare l'incertezza si devono individuare le cause di incertezza, capire quanto contano e calcolarne l'effetto globale).

5. Comunicare correttamente la misura ottenuta: il valore, l'unità di misura, l'incertezza e l'informazione relativa allo stato del sistema. Eventualmente, se richiesto, anche le informazioni ausiliarie.

(Prossima lezione: le linee guida per progettare ed eseguire correttamente una misurazione)

LEZIONE 27

Progettazione ed esecuzione misura

Prof. Marco Parvis
43’06’’

- Scopo di una misurazione
- Definizione della procedura di misura
- Esecuzione di una misurazione
- Esempio di riepilogo
- Definizione del misurando
- Stima dell’incertezza attesa
- Classificazione dei metodi di misurazione

Motivazioni

→ Imparare a capire e a progettare una misura.

→ Imparare a eseguire comunicare una misura.

PROGETTARE

Una misura si può fare bene se si capisce perchè si sta facendo questa misurazione

PROGETTAZIONE IN QUATTRO PASSI

1. Stabilire lo scopo della misurazione.

2. Definire correttamente il misurando.

3. Decidere come fare la misurazione.

4. Stimare l’incertezza attesa.

1. Stabilire lo scopo è fondamentale per fissare l’incertezza richiesta o “voluta”.

2. Definire il misurando è importante perchè il misurando deve avere una incertezza intrinseca minore di quella voluta. Si definisce quindi se il misurando è adatto a quello che si vuole ottenere.

L’incertezza non è mai nulla.

L’incertezza intrinseca è legata alla definizione del misurando e alla definizione dello stato del sistema misurato (l’esempio è quella della misura di un tavolo, allo spigolo in alto, a 20°C, con certo contenuto di umidità).

3. Decidere come misurare è definire la procedura di misurazione, scegliere le apparecchiature che serviranno per fare la misura e definire il modello per elaborare i dati.

Definire la procedura vuol dire scegliere lo schema di misura (come “effettuare” la misura). Vuol dire acnhe scegliere come controllare e/o misurare le grandezze di stato, importante perchè esse influiscono pesantemente sull’incertezza intrinseca del misurando.

Il passo successivo è scegliere le apparecchiature, con gli strumenti che sono dispositivi di interazione (sensori, cavi, leve, ...).

Dopo aver scelto le apparecchiature occorre individuare le grandezze di influenza, che devono essere misurate e/o controllate.

Passo successivo quello del come elaborare, che consiste nel come e quante letture fare (la modalità può essere quella di fare letture singole o letture ripetute); e come tener conto delle interazioni tra sistema in misura e apparecchiature.

Le apparecchiature interagiscono sempre con il sistema misurato e provocano delle incertezze, quindi l’ultimo passo è proprio quello di stimare l’incertezza.

4. Stimare l’incertezza attesa

L’incertezza deriva da:

. Specifiche di strumenti.

. Grandezze di influenza.

. Modello di elaborazione.

. Incertezza intrinseca.

Una volta stimata l’incertezza dobbiamo stimare se l’incertezza attesa è minore di quella richiesta. In caso affermativo possiamo andare avanti, altrimenti dobbiamo tornare indietro e cambiare qualcosa. Quello che possiamo cambiare è:

. Cambiare metodo o strumenti.

. Controllare meglio le grandezze di influenza.

. Raffinare la definizione del misurando o controllare meglio le grandezze di stato che agiscono sul misurando.

Questo deve essere fatto finchè l’incertezza attesa è minore di quella richiesta.

Se riusciamo in questo possiamo realizzare la misurazione, quindi eseguire la misurazione.

L'esecuzione avviene in tre passi:

1. Realizzare lo schema di misurazione.
2. Eseguire la lettura o le letture.
3. Elaborare i dati disponibili, secondo il modello dei dati scelto.

In dettaglio:

1. Realizzare lo schema di misurazione

Significa valutare l'effetto dell'accoppiamento tra i dispositivi di misurazione e il sistema misurato, tale effetto può essere definito carico strumentale.

2. Eseguire le letture

Significa leggere gli strumenti una o più volte e misurare le grandezze di stato e di influenza che serve per la definizione dell'incertezza intrinseca e per una stima corretta dell'incertezza dovuta agli strumenti.

3. Elaborare i dati disponibili

Significa calcolare la misura, il che implica applicare il modello di elaborazione. Alla fine di questo siamo in grado di stimare l'incertezza ottenuta, che deve essere più piccola dell'incertezza voluta. Diversamente non siamo in grado di raggiungere lo scopo prefissato.

A questo punto confrontiamo l'incertezza ottenuta con quella che ci aspettavamo e se l'incertezza ottenuta è minore di quella richiesta allora possiamo proseguire, altrimenti si torna indietro per modificare qualcosa, qualcuno dei parametri scelti cambiando le apparecchiature oppure cambiare metodo di misura oppure controllare meglio le grandezze di stato e di influenza.

Si noti che non ha senso prefiggersi una incertezza finale molto più piccola di quella richiesta perchè questo è inevitabilmente connesso ad un aumento di costi.

Quindi, a questo punto, possiamo comunicare la misura, ovvero fornire tutte le informazioni necessarie a chi riceve la misura perchè possa sfruttare correttamente l'informazione, che consiste nelle informazioni di base (il valore, l'unità di misura, l'incertezza), le informazioni ausiliare che sono fondamentali (lo stato del sistema misurato al momento della misurazione).

UN PO' DI TERMINOLOGIA

Le definizioni sono relative al corso ed in altri contesti la terminologia può avere un significato non identico.

Misura diretta o metodi "diretti"

Misura assegnata a partire dall'indicazione di uno strumento. La relativa incertezza è quella dello strumento. Ad es. una tensione misurata con un voltmetro.

Misure indirette o metodi "indiretti"

Misura assegnata come risultato di un calcolo. Ad es. il volume di un cubo.

Si usano per grandezze "scomode" da misurare direttamente, ad es. la densità di un corpo.

La maggior parte delle grandezze si misurano con metodi indiretti.

Le misure indirette si ottengono tramite un modello che lega il misurando Y alle grandezze Xi, misurata direttamente.

$Y = f(X1, X2, ..., Xn)$

Il problema nasce se il modello è sbagliato.

Metodi di misura a lettura ripetuta

Si eseguono più letture di ciascuno strumento in condizioni nominalmente uguali. Si assegna la misura in seguito ad una analisi staistica delle letture eseguite.

Si usa l'analisi statistica per due scopi fondamentali:

stimare l'incidenza del rumore sull'incertezza e ridurre l'incertezza dovuta al rumore.

Dall'esempio riepilogativo ("condizionare una camera da letto", vd.) si può osservare quanto segue.

Il misurando è quello che voglio misurare, ad es. la temperatura dell'aria.

L'incertezza intrinseca deve essere minore di quella voluta.

Prossima lezione: l'organizzazione internazionale della metrologia.

LEZIONE 28

Organizzazione internazionale della metrologia

Prof. Marco Parvis
43’06’’

- Il concetto di riferibilità delle misure
- La Convenzione del Metro
- Mutual Recognition Arrangement (MRA)
- Sistemi Nazionali di Taratura
- Multi Lateral Agreement in ambito europeo
  Il Sistema Nazionale di Taratura

→ Riferibilità delle misure

→ La convenzione del Metro

→ I Sistemi Nazionali di Taratura

RIFERIBILITÀ DELLE MISURE

Da una slide della lezione 1:”... chi mi assicura che il mio metro sia uguale al metro del mio vicino?”

La risposta è “... un riferimento allo stesso metro”.

Quindi aver scelto un campione, di lunghezza in questo caso, a cui fare riferimenti.

Si ricorda la catena di riferibilità che parte dal campione primario, passa dai campioni di lavoro in laboratori di taratura che usano i loro campioni per tarare i campioni locali.

Il problema è che ogni stato ha la propria catena di riferibilità, quindi essa non è unica in tutto il mondo. Cioè ogni stato ha uno o più istituti metrologici primari e propri laboratori di taratura. La catena di riferibilità è assicurata all’interno dello stato stesso. Quindi, come si “confrontano” catene di riferibilità diverse? Chi ci garantisce l’equivalenza tra i campioni degli Istituti Metrologici Primari (IMP) dei diversi stati? In pratica, gerarchicamente, “sopra” gli IMP non c’è nessuno.

Chi garantisce l’equivalenza tra le tarature fatte in diversi stati? Perchè dovrei fidarmi di un laboratorio straniero?

La soluzione sta in accordi internazionali, che devono ragionare almeno su tre livelli, di cui il primo è già stato introdotto, la Convenzione del Metro, poi Accordi multilaterali e Accordi tra sistemi di accreditamento.

Convenzione del Metro

Convenzione che consente di dire che la lunghezza si misura in metri, la massa in chilogrammi.

Accordi multilaterali

Tra istituti metrologici primari per ottenere che i campioni dicano le stesse cose.

Accordi tra sistemi di accreditamento

Il livello più basso, quello dell'utente.

LA CONVENZIONE DEL METRO

Si tratta del trattato diplomatico stipulato a Parigi nel 1875. Al trattato aderiscono oggi 51 stati membri e 17 stati associati.

La convenzione del metro ha una sua struttura basata su tre livelli:

CGPM → CIPM → BIPM

CGPM è la conferenza generale dei pesi e delle misure, con tutti gli stati della CdM (convenzione del metro) ogni 4 anni a Parigi. Essa è un organo politico e si occupa di favorire lo sviluppo del SI e di approvare risoluzioni scientifiche internazionali. Inoltre si occupa di indirizzare il lavoro del BIPM (che è una sorta di istituto metrologico sovranazionale) nei successivi 4 anni.

CIPM è il comitato internazionale dei pesi e delle misure che è l'organo tecnico della CPGM ed è a riunione annuale.

Il CIPM si occupa di discutere i rapporti dei 10 comitati consultivi, di tenere sotto controllo le spese del BIPM.

Ci sono poi i comitati consultivi (CC) che si occupano dello scambio di informazioni fra CIPM e BIPM.

BIPM è l'ufficio internazionale dei pesi e delle misure, ovvero è il laboratorio metrologico internazionale finanziato dagli stati membri, che in qualche modo coordina il lavoro degli istituti metrologici primari.

Il BIPM si occupa di realizzare e disseminare le unità di misura del SI, facendo in modo che i diversi laboratori "parlino la stessa lingua".

Si occupa quindi di organizzare confronti internazionali tra gli IMP (gli Istituti Metrologici Primari). Gli IMP usano i Key Comparison, confronti chiave, per scambiare le informazioni correttamente.

MUTUAL RECOGNITION ARRANGEMENT (MRA)

Si scende di un ulteriore livello visto che allo stato attuale non c'è ancora, legalmente, non strumentalmente, nessuna ragione di riconoscere certificati rilasciati dal laboratorio primario di un altro stato.

Il certificato italiano è riconosciuto in Italia, in cui non è detto che sia riconosciuto un cer-

tificato francese. Una soluzione sarebbe quella di marcare ogni oggetto portato in Italia, cosa che però ostacola la circolazione delle merci.

La soluzione è quella di accordarsi e l'MRA è l'accordo firmato nel 1999 tra i rappresentanti di 38 IMP. Alla data della videolezione aderiscono circa 64 enti (su circa 75), tra IMP ed altri enti di accreditamento legato a questo accordo di mutuo riconoscimento.

L'accordo di mutuo riconoscimento (MRA) stabilisce 2 cose:

1. l'equivalenza ttra i campioni che realizzano le unità del SI presso i vari IMP.
2. l'equivalenza tra i certificati di taratura rilasciati dai vari IMP.

Questo significa che il laboratorio di taratura possa stabilire di far tarare il proprio campione metrologico dall'IMP del proprio paese oppure da quello di un altro paese che abbia aderito all'MRA. Una sorta di libera circolazione dei certificati oltre che di libera circolazione delle merci.

La stipulazione di questo accordo, quindi gli obiettivi del MRA, sono stati ottenuti grazie ai confronti di misura tra IMP (Key Comparison), il che non basta, perchè occorre che le certificazioni siano basate su misurazioni dell'IMO che siano corrette.

Quindi l'MRA è stato possibile anche perchè sono stati valutati i sistemi di qualità dei vari IMP. Gli IMP si sono scambiati i metodi e le procedure di taratura ed hanno trovato un accordo sull'equivalente di queste procedure. Hanno trovato una modalità per "fidarsi" tra di loro, tenendo conto che gerarchicamente non c'è nessuno sopra.

Scendendo di un livello dagli IMP e passando ai laboratori di taratura, quelli a cui ci si rivolge, occorre stabilire l'equivalenza tra di essi, poiché manca un modo per garantire ben due cose:

1. l'affidabilità dei laboratori, cioè la correttezza dell'operato dei laboratori.
2. l'equivalenza tra laboratori, quindi tra i certificati che i diversi laboratori rilasciano.

Facendo questo potrò avere la libera circolazione delle merci, quello dei certificati rilasciati dagli istitui primari e quello dei certificati di taratura rilasciati dai diversi laboratori di taratura.

Questo si realizza con i cosiddetti Sistemi Nazionali di Taratura.

I SISTEMI NAZIONALI DI TARATURA

Essi sono stati allestiti da ogni paese e stabiliscono e garantiscono l'affidabilità dei laboratori di taratura.

La struttura "Sistema di Accreditamento", di livello superiore al laboratorio di taratura ed inferiore all'IMP, analizza, guarda e studia i laboratori e sulla base di una serie di proprie procedure stabilisce l'affidabilità o meno dei laboratori.

Quindi importante è il significato del termine accreditamento:

ACCREDITAMENTO

E' una certificazione di un laboratorio per cui ogni SdA (Sistema di Accreditamento) verifica la capacità dei laboratori di taratura e li accredita per ciò che sanno fare.

Questo significa che ogni laboratorio di taratura è accreditato per cose specifiche, ad esempio per tarature di tensioni continue, ma non di tensione alternate.

Quindi un laboratorio accreditato per una certa grandezza rilascia certificati a "riferibilità garantita" per quella grandezza.

L'accreditamento non viene dato una tantum, ma periodicamente viene fatta una ispezione al fine di verificare il corretto funzionamento del laboratorio.

Quindi è grazie al sistema di accreditamento che possiamo dire che il laboratorio è affidabile, nell'ambito territoriale del paese in cui opera. Quello che manca è un meccanismo per estendere la valenza dell'accreditamento a livello internazionale. Per realizzare questo occorre un accordo, l'European cooperation for Accreditation (EA).

EUROPEAN COOPERATION FOR ACCREDITATION (EA)

L'EA (Accreditamento Europeo) è una struttura che riunisce i sistemi di accreditamento europei operanti in diversi settori, quali la taratura, prova, certificazione di sistemi, ...

Nel nostro caso l'interesse cade in particolare sulla taratura.

I sistemi di accreditamento aderenti ad EA hanno stabilito un accordo multilaterale, l'MLA.

MULTI LATERAL AGREEMENT (MLA)

Con questo accordo si stabilisce la valenza dei certificati a livello internazionale e questo viene ottenuto tra i sistemi di accreditamento (DAR per la Germania, COFRAC per la Francia, ENAC per la Spagna, SIT, SINAL, SINCERT per l'Italia, ecc.) dei diversi paesi. Quindi a seguito dell'MLA il certificato emesso da uno qualunque dei laboratori di taratura di questi paesi aderenti all'accordo hanno valenza anche negli altri paesi.

L'MLA quindi stabilisce l'equivalenza tra:

1. i sistemi di accreditamento aderenti ad EA.
2. i certificati rilasciati dai laboratori accreditati.

Quindi posso far tarare i miei strumenti da un qualunque laboratorio che aderisce all'accordo.

L'MLA funziona secondo un meccanismo a due livelli e gli obiettivi dell'MLA sono ottenuti grazie alle seguenti metodologie.

Valutazione di un aspirante membro EA da parte degli altri membri EA. Se l'aspirante membro è valutato positivamente entra nel sistema EA ed allora a questo punto il nuo-

vo membro deve armonizzare le regole di accreditamento per renderle compatibili con quelle degli altri paesi. Questo si traduce nel richiedere le stesse competenze e la stessa qualità all'interno di tutti i laboratori di tutti i paesi.

Questo meccanismo in Italia funzione per mezzo del Sistema Nazionale di Taratura italiano (SNT).

IL SISTEMA DI TARATURA ITALIANO (SNT)

Istituito con la legge 273 del 1991 e costituito da:

. Istituiti Metrologici Primari (istituti di accreditamento)

. Centri di Taratura SIT, Sistema Italiano di Taratura

Nella relativa slide, la catena di riferibilità nel caso Italia.

Storicamente esistevano tre istituti metrologici primari per tre diverse grandezze.

L'IMGC (Istituto Metrologico Gustavo Tonnetti, sede a Torino) con riferimento a grandezze meccaniche e termiche, salvo le grandezze elettriche, gestite dall'IEN (Istituto Elettrotecnico Nazionale Galileo Ferraris, sede a Torino); inoltre, in seguito è stato istituito l'INMRI (Istituto Nazionale Metrologico per le Radiazioni Ionizzanti).

Ognuno di questi laboratori ha generato una struttura di accreditamento (SIT IMGC per il primo, SIT IEN e SIT INMRI per gli altri due). Si hanno circa 200 centri di taratura SIT al momento della video lezione, questi sono gestiti da una segreteria centrale.

Ultimamente l'IMGC e l'IEN sono confluiti in un unico ente, l'I.N.RI.M.

RIASSUMENDO

L'organizzazione internazionale della metrologia si fonda su accordi.

Gli accordi sono a vari livelli.

Il livello padre è la convenzione del metro (1875), un accordo per definire i campioni i campioni primari dell'SI.

Al di sotto di questo c'è l'accordo tra i laboratori metrologici primari (MRA, Mutual Recognition Arrangement). Questo accordo consente di ritenere validi tra i vari paesi i certificati rilasciati dagli istituti metrologici primari.

Poi ci sono le strutture di accreditamento, con il Multi Lateral Agreement, che consente di scambiare i certificati rilasciati dai laboratori che sono stati accreditati dalle strutture che hanno aderito all'MLA.

Per quanto riguarda l'organizzazione metrologica in Italia abbiamo due istituiti metrologici primari: l'INRIM e l'INMRI. Al si sotto di questi istituti metrologici primari esistono le strutture di accreditamento SIT ed al di sotto di queste abbiamo i laboratori, ovvero i

centri SIT, che tarano gli strumenti ed emettono certificati “di cui ci si può fidare”.

Prossima lezione: il trattamento delle incertezze (secondo il modello deterministico e secondo quello probabilistico).

LEZIONE 29

Incertezza di misura. Il modello deterministico

Prof. Marco Parvis
42’39’’

- Le ragioni dell’incertezza di una misura
- Modalità di espressione dell’incertezza
- Il modello deterministico
- Esempio di stima dell’incertezza in una misura diretta
- Propagazione dell’incertezza nelle misurazioni indirette
- Casi notevoli di propagazione dell’incertezza
- Esempio di propagazione dell’incertezza in una misura indiretta

Modello di interpretazione e propagazione delle incertezze.

→ Le misure sono incerte

→ Tre modi di comunicare l’incertezza

→ Il modello deterministico

LE MISURE SONO INCERTE

La misura perfetta non esiste, le misure sono incerte perchè strumenti e campioni sono caratterizzati da una propria incertezza. Ci sono poi molte altre fonti di incertezza che in alcuni casi possono essere trascurabili, ma in altri casi no. Citandone altre quattro abbiamo 1. l’interazione tra strumenti e sistema in misura che altera lo stato del sistema. 2. Le misure delle grandezze di influenza (quelle che agiscono sugli strumenti che stiamo adoperando) e di stato sono incerte. 3. Il misurando non è definito in modo esauriente (incertezza intrinseca). 4. Per le misure indirette, il modello impiegato nelle misurazioni non descrive bene la realtà.

COME SI ESPRIME L’INCERTEZZA

Con una fascia di valori attorno al valore misurato.

Ci sono due modi di interpretare e stimare l’incertezza: un modello deterministico, per cui abbiamo la certezza che il misurando sta nella fascia di valori. Poi un modello probabilistico, che si porta dietro l’idea che ci sia una probabilità che il misurando stia nella fascia definita.

I due modelli presentano delle differenze di fondo sostanziali.

Dunque, per il modello deterministico il misurando è compreso nella fascia di valore. Tutti gli elementi della fascia di valore sono ugualmente validi per rappresentare il misurando. Quindi abbiamo in questo caso una certezza implicita di dove non possa collocarsi il mi-

surando.

Per il modello probabilistico c'è una data probabilità che il misurando sia all'interno della fascia di valore che è stata data. Esiste quindi una distribuzione di probabilità e gli elementi della fascia di valore appartengono a tale distribuzione di probabilità.

I due modi di interpretare l'incertezza sono profodamente diversi: nel modello probabilistico c'è la probabilità che il misurando non rientri nella fascia di valori, pur piccola che sia.

TRE MODI DI COMUNICARE L'INCERTEZZA

1. Incertezza assoluta, nella stessa unità di misura del misurando.

   $m = 10V \qquad \delta_m = 1V$

   (grandezza m, il misurando ed incertezza δ_m; il delta (δ) è minuscolo per indicare incertezza assoluta)

2. Incertezza relativa, adimensionata e relativa al misurando; essa è il rapporto tra l'incertezza assoluta ed il misurando.

   $\varepsilon_m = \delta_m / m$

   $m = 10V \qquad \varepsilon_m = 0.1$ oppure $\varepsilon_m = 10\%$

3. Incertezza ridotta, adimensionata, relativa ad un valore di riferimento.

   $\varepsilon_m = \delta_m / m_r$

   $m = 10V \qquad \varepsilon_m = 0.1$ oppure $\varepsilon_m = 10\%$

   L'incertezza ridotta è utile per confrontare la qualità di oggetti simili con diversi campi di impiego.

IL MODELLO DETERMINISTICO

Il modello deterministico per l'analisi della propagazione dell'incertezza e per l'interpretazione dell'incertezza.

Nella situazione di incertezza assoluta abbiamo un misurando (m_0) ed un valore di incertezza assoluta (δ_m) per cui il misurando è compreso nell'intervallo da $m_0 - \delta_m$ a $m_0 + \delta_m$.

Cioè m_0 è nell'intervallo ($m_0 - \delta_m \div m_0 + \delta_m$).

La misura viene comunicata nei seguenti modi:

$m = (m_0 \pm \delta_m)\ U$

$m = m_0\ U \pm \delta_m\ U$

$m = m_0\ U \pm \varepsilon_m$

STIMA DELL'INCERTEZZA NEL MODELLO DETERMINISTICO

Si possono avere misure dirette (ottenute da strumenti) oppure misure indirette (ottenute da calcolo). La stima dell'incertezza, ovvero il calcolo dell'incertezza viene fatto in modo differente.

Misure dirette, ottenute da uno strumento: si sommano i vari contributi, ovvero

- incertezza strumentale
- incertezza di lettura
- incertezza intrinseca
- ...

Misure indirette, il misurando Y è espresso in forma esplicita rispetto alle grandezze X_i misurate direttamente, ovvero:

$$Y = f(x_1, x_3, ..., x_N)$$

Ogni misura (diretta) con la propria incertezza, ovvero:

$$X_1 = X_{10} \pm \delta_{x1}$$
$$X_2 = X_{20} \pm \delta_{x2}$$
$$...$$
$$X_N = X_{N0} \pm \delta_{xN}$$

Stima del misurando Y_0

$$Y_0 = f(X_{10}, X_{20}, ..., X_{N0})$$

La stima dell'incertezza δ_Y è facile se i contributi di incertezza dovuti alle δ_x sono "piccoli".

Con lo sviluppo di f in serie di Taylor, nell'intorno del punto $(X_{10}, X_{20}, ..., X_{N0})$ abbiamo:

$$\boxed{y = y_{(x_{10},...,x_{N0})} + \sum_{i=1}^{N} \left.\frac{\partial f}{\partial x_i}\right|_{(x_{10},...,x_{N0})} \cdot \delta x_i + ...}$$

Cioè con lo sviluppo in serie di Taylor, fermato al primo ordine, approssiamo la funzione su cui stiamo lavorando.

Per la legge di propagazione dell'incertezza Le incertezze δ_X sono variazioni (scostamenti) attorno al punto $(X_{10}, \dots , X_{N0})$ che producono una variazione attorno a Y_0.
Poiché vogliamo essere certi che una combinazione di queste grandezze ci dia una

fascia che non verrà mai superata allora cerchiamo il caso pessimo, usando variazioni positive e modulo delle derivate; le derivate sono dette coefficienti di sensibilità (rispetto a quella specifica grandezza).

$$\delta_Y = \sum_{i=1}^{N} \left| \frac{\partial f}{\partial X_i} \right|_{(x_{10},\dots,x_{N0})} \delta x_i$$

Coefficienti di sensibilità

Grazie a questa tecnica possiamo calcolare l'incertezza della misura indiretta fermo restando che:

1. I contributi di incertezza devono essere piccoli, rispetto ai contributi che sono stati trascurati nello sviluppo in serie, ovvero le derivate di ordine superiore.
2. Le X_i devono essere indipendenti (questo è un punto molto delicato e critico).

PROPAGAZIONE DELL'INCERTEZZA: CASI NOTEVOLI

Somma e differenza

$$Y = a \cdot x_1 \pm b \cdot x_2$$

$$\left| \frac{\partial f}{\partial x_1} \right| = a \qquad \left| \frac{\partial f}{\partial x_2} \right| = b$$

$$\delta_Y = a \cdot \delta_{x_1} + b \cdot \delta_{x_2}$$

La formula sopra vale sempre, ma in certi casi possiamo usare formule semplificate. Questi cosi sono somme e differenze, prodotti, rapporti e potenze di grandezze.

Nel caso somma e differenza, x_1 e x_2 sono due grandezze misurate direttamente. Si noti come l'incertezza assoluta δ_Y sia sempre la somma dei coefficienti moltiplicativi delle grandezze. Notare anche che l'incertezza relativa varia in funzione del tipo di operazione (somma o differenza).

Prodotto

$$Y = X_1 \cdot X_2$$

$$\left| \frac{\partial f}{\partial X_1} \right| = X_2 \qquad \left| \frac{\partial f}{\partial X_2} \right| = X_1$$

$$\delta_Y = X_2 \delta_{X_1} + X_1 \delta_{X_2}$$

$$\delta_Y = X_2 X_1 \frac{\delta_{X_1}}{X_1} + X_1 X_2 \frac{\delta_{X_2}}{X_2}$$

$$\frac{\delta_Y}{Y} = \frac{\delta_{X_1}}{X_1} + \frac{\delta_{X_2}}{X_2} \Rightarrow \varepsilon_Y = \varepsilon_{X_1} + \varepsilon_{X_2}$$

Nel caso del prodotto, si arriva a far apparire le incertezze relative. Questo vale nell'ipotesi che X_1 e X_2 siano positive, altrimenti occorre mettere i moduli.

Rapporti, potenze

$$Y = \frac{a \cdot X_1 \cdot X_2}{b \cdot X_3} \qquad \varepsilon_Y = \varepsilon_{X_1} + \varepsilon_{X_2} + \varepsilon_{X_3}$$

$$Y = X^N \qquad \varepsilon_Y = N \cdot \varepsilon_X$$

$$Y = \sqrt[N]{X} = X^{\frac{1}{N}} \qquad \varepsilon_Y = \frac{\varepsilon_X}{N}$$

Dal caso precedente si ricavano anche le incertezze relative a rapporti, potenze e radici.

Dagli esempi proposti si ricava una nozione fondamentale: nelle formule per calcolare l'incertezza devono apparire solo grandezze misurate direttamente.

Inoltre, per evitare errori di valutazione casi notevoli, si può sempre ricorrere alla formula generale, che vale sempre.

LEZIONE 30

Incertezza di misura. Il modello probabilistico I

Prof. Marco Parvis

41’08’’

- Motivazioni per un nuovo modello di stima dell’incertezza
- Interpretazione della misura come variabile aleatoria
- Valutazione dell’incertezza di categoria A
- Valutazione dell’incertezza di categoria B
- I concetti di fattore di copertura e intervallo di fiducia

Argomenti:

→ Perché un nuovo modello?

→ La variabile aleatoria ‘‘misura’’

→ Le incertezze di categoria A e B (Classificazione delle incertezze)

PERCHÉ UN NUOVO MODELLO?

• Per stimare l’incertezza di misura in modo più realistico.

• Modello deterministico basato su ipotesi eccessivamente pessimistiche (che non è ragionevole).

• Per trattare la misura come una variabile aleatoria a cui associare una funzione densità di probabilità.

• Per assegnare la misura come un intervallo che comprende il misurando con una probabilità assegnata.

Riferimento normativo, europeo:

ENV13005, “Guide to the expression of uncertainty in measurement”.

LA VARIABILE ALEATORIA MISURA

• Si ipotizza che il misurando sia modellizzabile come una variabile aleatoria (v.a.).

• Ogni misura è una realizzazione del processo casuale.

• La media delle realizzazioni è una stima corretta della media della popolazione.

• La media delle misure è una stima corretta del misurando.

• Si ipotizza che tutti gli effetti sistematici siano trascurabili (o corretti).

• La varianza delle misure consente di stimare correttamente la varianza del misurando.

Quindi ora seguono delle formule di aiuto ai concetti sopra esposti.

Stima del valore atteso della popolazione

Valore atteso, o speranza matematica, o media, della popolazione.

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i$$

Stimatore media empirica

Stima della varianza della popolazione

La dispersione delle misure è stimata dalla varianza della popolazione.

$$s^2(x) = \frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^{N} (x_i - \bar{x})^2$$

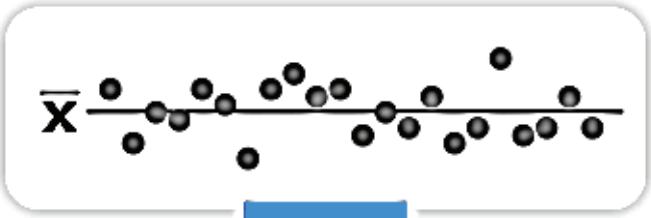
Stimatore varianza empirica corretta

Scarto tipo sperimentale s(x)

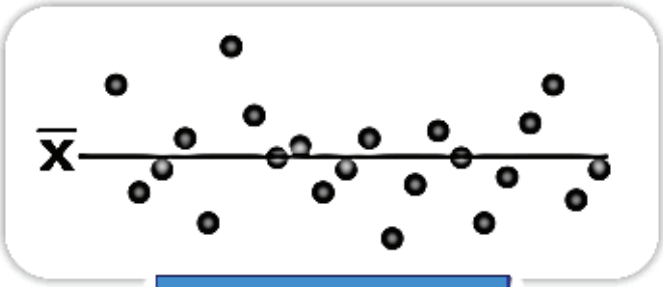
Radice quadrata (positiva) della varianza empirica

Grado di dispersione delle osservazioni intorno alla media

Lo scarto tipo sperimentale s(x) è la radice quadrata (positiva) della varianza empirica ed è un indicatore del grado di dispersione delle osservazioni intorno alla media, come evidenziato dalle due immagini sotto. In esse i punti sono le misure, la linea orizzontale è la media, x segnata.



$s_1(x)$



$s_2(x) > s_1(x)$

Ottenuto lo scarto tipo possiamo cominciare a fare considerazioni del tipo “la probabilità che una misura sia lontana dalla media più di...” oppure “la probabilità che il misurando sia vicino alla nostra realizzazione più di...”, che è il nostro obiettivo.

Secondo la logica vista finora (si fa delle misure, se ne fa la media, si vede lo scarto tipo sperimentale, ovvero il grado di dispersione delle misure intorno alla media), questa

visione permette di stimare i contributi di natura aleatoria. Cioè questa visione permette di stimare quei contributi che possono far si che una misura rispetto ad un'altra sia un pochino diversa, come ad esempio il rumore che fa cambiare le singole misure, oppure l'instabilità delle grandezze di influenza e di stato, oppure l'instabilità del misurando.

Questa logica, ovvero questa visione, non ci consente di vedere tutte le altre cose che non agiscono direttamente sulle misure successive. Cioè non permette di stimare tutti i contributi. Mancano ad esempio l'incertezza strumentale, infatti dalle misure non abbiamo modo di capire se lo strumento ha o meno una incertezza intrinseca. Inoltre non siamo in grado di vedere le variazioni "lente" del misurando, cioè che avviene in un intervallo di tempo lungo rispetto a quello di misura, grandezze di influenza e di stato ecc.

Quindi in definitiva ci sono due grosse cause di incertezza che possono essere raggruppate in due modi diversi: tutti quei contributi di incertezza che possono essere valutati facendo misure ripetute e tutti gli altri contributi che devono essere valutati a partire da informazioni fornite da terze parti (se lo strumento non è accurato, il costruttore deve fornire tale informazione).

Ecco la ragione per la quale sono state introdotte due categorie di valutazione dell'incertezza:

• Incertezze valutabili con un approccio statistico di tipo frequentistico, che prendono il nome di incertezze per cui esiste una "Valutazione di categoria A" oppure dette impropriamente le incertezze di tipo A.

• Incertezze valutate a partire da informazioni fornite da terze parti. Tali incertezze prendono il nome di "Valutazione di categoria B" oppure dette impropriamente le incertezze di tipo B.

Queste due incertezze dovranno poi in qualche modo essere messe insieme.

VALUTAZIONE DELL'INCERTEZZA DI CATEGORIA A

Data una grandezza x in misura, siamo in grado di fare N misure in condizioni nominalmente uguali, x_1, x_2, ..., x_N. Quindi il misurando non cambia mentre facciamo queste misure.

Si stimano media (x segnato) e scarto tipo della "popolazione" delle misure (s(x)).

$$\boxed{\overline{x} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^{N} x_i} \quad \boxed{s(x) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \cdot \sum_{i=1}^{N} (x_i - \overline{x})^2}}$$

Con queste due informazioni abbiamo una conoscenza di come è fatta la popolazione delle misure.

Però nel caso della stima del misurando con una singola lettura avrò un valore $x_0 = x$; cioè effettuo una sola misurazione di valore x. A questo punto l'incertezza tipo è quella che ho calcolato: $u_A(x_0) = s(x)$. Si noti l'uso della variabile u come scarto tipo, per convenzione.

Per fare le misure e stimare il misurando posso effettuare letture ripetute per cui il valore

x_0 sarà la media delle letture effettuate, x segnato, mentre l'incertezza tipo $u_A(x_0)$ sarà data dallo scarto tipo della media, ovvero:

$$x_0 = \bar{x}$$

$$u_A(x_0) = s(\bar{x}) = \frac{s(x)}{\sqrt{N}}$$

Abbiamo una conseguenza di questo, ed è la relazione sottostante:

$$u_A(x_{L\text{-}RIPETUTE}) = \frac{u_A(x_{L\text{-}SINGOLA})}{\sqrt{N}}$$

Questa relazione dice che l'incertezza può essere ridotta a piacere aumentando N, ma questo non è possibile, poiché cresce il tempo delle misurazioni e l'ipotesi di fare le misurazioni sempre nelle stesse condizioni nominali può non essere vera. Inoltre, facendo tante misure e supponendo che ci sia rumore sotto, l'effetto della correlazione NON può essere trascurato, cioè il legame tra le misure non potrà più essere trascurabile per cui non sarà più possibile far scendere l'incertezza. Inoltre c'è un'altra causa di impossibilità di riduzione dell'incertezza data dai contributi di tipo B, che non sono modificabili dal fare tante misure in quanto "figli" di un'altra categoria di incertezze.

Si possono fare tante misure quanto bastano per avere tante componenti di tipo A ad una quantità trascurabile di componenti di tipo B, se è possibile farlo.

VALUTAZIONE DI CATEGORIA B

• Informazioni a priori; non esistono regole di validità generale.

I modi di dare incertezze di tipo B sono sostanzialmente due + due casi notevoli.

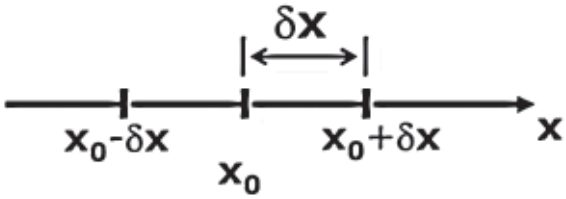
I primi due sono di seguito riportati.

Caso 1. È fornita direttamente l'incertezza tipo $u_B(x)$. Situazione ottimale, esente da valutazioni soggettive. Cioè l'incertezza come scarto tipo sarebbe l'informazione ideale.

Caso 2. È fornita la semi-ampiezza δx della fascia di valore che comprende il misurando.

È il "vecchio" modello deterministico. Ma devo convertire la semi-ampiezza in modo adatto al modello probabilistico.

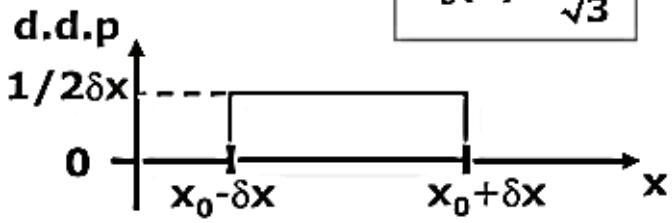
Si deve, a tale scopo, ipotizzare una distribuzione di probabilità.



Si tenga conto che il valore della distribuzione di probabilità ha valore 1, cioè l'integrale sul dominio di tale distribuzione vale 1 e questo porta a calcolare facilmente d.d.p uniforme e trapezoidale come nelle figure successive.

D.d.p uniforme

$$u_B(x) = \frac{\delta x}{\sqrt{3}}$$

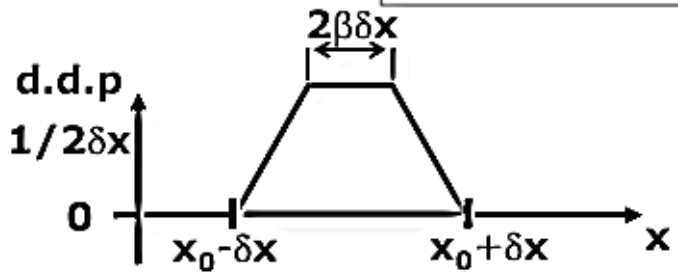


Avendo una distribuzione di probabilità uniforme lo scarto tipo associato a questa d.d.p. si può facilmente calcolare.

Si può usare una distribuzione trapezoidale sapendo a priori come si distribuiscono i valori.

D.d.p trapezoidale

$$u_B(x) = \delta x \cdot \sqrt{\frac{1+\beta^2}{6}}$$



Dunque il modello probabilistico viene usato per assegnare la misura come un intervallo che comprende il misurando con una probabilità assegnata.

Quello che occorre fare ora è passare dallo scarto tipo, che sappiamo calcolare, alla probabilità, che vogliamo calcolare. In altre parole, come si passa da u(x) ad una probabilità? Per fare questo occorre sapere come è fatta la distribuzione di probabilità, quindi il legame è la distribuzione di probabilità, che in genere non conosciamo.

Se, ad esempio, sapessimo che la distribuzione di probabilità è di tipo gaussiano (o normale) avremo una conoscenza della probabilità su intervalli di ampiezza diversa:

± u(x) => 68.3%

± 2u(x) => 95.4%

± 3u(x) => 99.7%

Quindi all'interno di una volta lo scarto tipo cadono il 68.3% delle misurazioni, all'interno di due volte lo scarto tipo cadono il 95.4% delle misurazioni e tre volte lo scarto tipo cadono il 99.7% delle misurazioni.

Rimane difficile propagare la distribuzione con distribuzioni di probabilità che non siano la gaussiana, o la gaussiana troncata perchè la gaussiana non è mai il caso reale.

Come soluzione di trovare la probabilità si introduce un coefficiente, ovvero un fattore moltiplicativo k_p, detto fattore di copertura per cui k_p u(x) fa ottenere la cosiddetta incertezza estesa U(x), che è la semiampiezza dell'intervallo di fiducia, ed è qualcosa di più

grande fornito al posto dello scarto tipo (usando un termine non corretto nel contesto, la deviazione standard).

Questo per avere un qualcosa di vagamente confrontabile con quello che si otteneva con il modello deterministico di propagazione dell'incertezza.

Avevamo detto di non saper passare dallo scarto tipo alla probabilità, ma nella combinazione di d.d.p. quello che si ottiene è un qualcosa che assomiglia alla gaussiana e quindi all'interno di due volte lo scarto tipo si può ipotizzare ci sia una certa percentuale di tutte le misure e che dentro tre volte lo scarto tipo ce ne siano quasi tutte. Questo corrisponde a quanto detto parlando dell'intervallo secondo il modello deterministico.

Molti dei certificati e molte delle misure vengono fornite in questo modo per riportarsi alla situazione deterministica.

In generale possiamo dire che non è possibile risalire dall'intervallo di fiducia al livello di fiducia p, cioè la probabilità che il misurando sia compreso in questo intervallo.

Non siamo in grado di dare questo numero (p) direttamente, cioè la probabilità della misura.

Però, avendo introdotto l'incertezza estesa ed il fattore di copertura possiamo enunciare gli altri due casi di dare l'incertezza di tipo B.

Caso 3. Sono forniti l'incertezza estesa U(x) ed il fattore di copertura k_p, questo è un caso pulito, che non coinvolge scelte nostre. Quindi la stima di $u_B(x)$ è $u_B(x) = U(x)/k_p$, in cui $u_B(x)$ è l'incertezza come scarto tipo. È una situazione ottimale, situazione tipica dei certificati di taratura rilasciati da IMP (Istituti Metrologici Primari) e centri SIT (Servizio Italiano di Taratura). Questa situazione non dipende da valutazioni soggettive.

Caso 4. Sono forniti l'incertezza estesa U(x) ed il livello di fiducia p. In questo caso per stimare lo scarto tipo $u_B(x)$ è necessario ipotizzare una distribuzione di probabilità e k_p funzione della d.d.p. ipotizzata. Per la stima di $u_B(x)$: $p \rightarrow k_p \rightarrow u_B(x) = U(x) / k_p$. Si noti che $u_B(x)$ dipende da valutazioni soggettive, perchè dobbiamo ipotizzare una distribuzione di probabilità.

Il dover combinare una incertezza con altre incertezze implica il dover avere lo scarto tipo.

Nella prossima lezione vedremo come si combinano (*sommare*) le incertezze stimate con i metodi di categoria A (incertezze di tipo frequentista) e B (incertezze ottenute a priori). Quindi in generale vedremo le tecniche per la propagazione dell'incertezza nel modello probabilistico.

LEZIONE 31

Incertezza di misura. Il modello probabilistico II

Prof. Marco Parvis

43'06''

- Propagazione dell'incertezza secondo il modello probabilistico
- Propagazione dell'incertezza in una misura diretta
- Propagazione dell'incertezza in una misura indiretta
- I modelli semplificati per la propagazione dell'incertezza
- Primo esempio di propagazione dell'incertezza
- Stima analitica della covarianza di due variabili aleatorie
- Le misure "parlano"
- Secondo esempio di propagazione dell'incertezza
- Stima dell'intervallo di fiducia

Argomenti:

→ Propagazione dell'incertezza

→ I modelli semplificati (vista la difficoltà del calcolo della propagazione dell'incertezza)

→ Le misure parlano

PROPAGAZIONE DELL'INCERTEZZA

Come si ottiene la propagazione dell'incertezza usando il metodo probabilistico? La risposta è contenuta nel come si combinano le varianze o gli scarti quadratici medi di grandezze ottenute come somma di due variabili casuali.

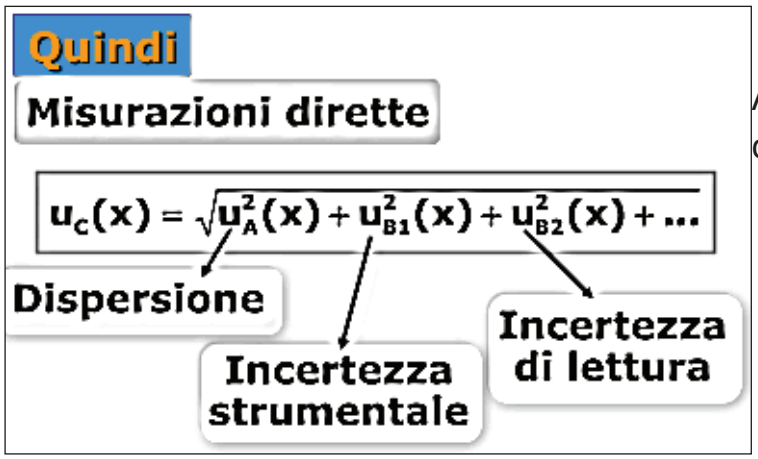
• Se la coppia di variabili sono statisticamente indipendenti la varianza della somma è la somma delle varianze.

Quindi la somma delle varianze permette di combinare le incertezze stimate con i due metodi, A e B.

$$u_c(x) = \sqrt{u_A^2(x) + u_B^2(x)}$$

E' immediato quindi il calcolo dell'incertezza combinata, sia nel caso delle misurazioni dirette (somma di varianze) che di quelle indirette.

Incertezza tipo combinata u_c



A lato l'incertezza tipo combinata u_c nel caso di misure dirette.

Misurazioni indirette

$$Y = f(X_1, \ldots, X_N)$$

Tecnica analoga al caso deterministico

Stima del misurando

$$y_0 = f(X_{10}, \ldots, X_{N0})$$

Sviluppo in serie di Taylor

$$y = y_{(x_{10}, \ldots, x_{n0})} + \sum_{i=1}^{N} \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{(x_{10}, \ldots, x_{n0})} \cdot \delta x_i$$

$$\Delta y = \sum_{i=1}^{N} \left. \frac{\partial f}{\partial x_i} \right|_{(x_{10}, \ldots, x_{n0})} \cdot \Delta x_i$$

È una somma di variabili casuali

Se tutte le x_i sono statisticamente indipendenti

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \cdot u^2(x_i)$$

Modello deterministico

$$\delta_Y = \sum_{i=1}^{N} \left| \frac{\partial f}{\partial X_i} \right|_{(x_{10}, \ldots, x_{n0})} \delta_{x_i}$$

In generale

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^{N} \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 \cdot u^2(x_i) + \sum_{j=1}^{N-1} \sum_{k=j+1}^{N} \frac{\partial f}{\partial x_j} \frac{\partial f}{\partial x_k} u(x_j, x_k)$$

Covarianza delle v.a. x_j ed x_k

A lato l'incertezza tipo combinata u_C nel caso di misure indirette, in cui Y, grandezza misurata indirettamente è ottenuta come funzione di grandezze misurate direttamente, che nel modo di vedere attuale devono essere considerate variabili casuali.

A questo l'operazione di stima del misurando y_0, misurato indirettamente, facendo lo sviluppo in serie di Taylor.

Calcoliamo la Δy, come scostamento.

Se tutte le x_i sono statisticamente indipendenti allora applichiamo la formula e la varianza della grandezza misurata indirettamente è la somma pesata delle varianze ciascuna moltiplicata della derivata al quadrato.

Confrontando questo risultato con il modello deterministico vediamo che la forma è molto simile.

Nel modello probabilistico abbiamo le varianze, in quello deterministico gli scarti. Poi abbiamo il quadrato delle derivate nel modello probabilistico e il modulo delle derivate in quello deterministico; il modulo perché cercavamo il caso pessimo.

Si dimostra che il risultato finale nel modello probabilistico, dopo aver effettuate la radice quadrata, sarà più piccolo di quello ottenuto con il modello deterministico.

Questo è giustificato dal fatto che non tutte le variazioni si sommano, come viene imposto dal modello deterministico, alla ricerca del caso peggiore.

A lato il caso generale, dove viene aggiunta la covarianza, che è dimensionalmente un quadrato della grandezza.

La covarianza può assumere valori ne-

In generale

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^{N}\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot u^2(x_i) + \sum_{j=1}^{N-1}\sum_{k=j+1}^{N}\frac{\partial f}{\partial x_j}\frac{\partial f}{\partial x_k}u(x_j,x_k)$$

Può assumere valori negativi

Covarianza

$$u(x_j,x_k) = \rho(x_j,x_k)\cdot u(X_j)\cdot u(X_k)$$

Coefficiente di correlazione (parametro adimensionale)

$$-1 \le \rho(x_j,x_k) \le +1$$

gativi.

Il coefficiente di correlazione compare nella formula della covarianza come un coefficiente che moltiplica gli scarti quadratici medi delle due grandezze.

Questo coefficiente di correlazione può variare da -1 a +1 e quindi comporta che una variazione di una grandezza può essere non legata alle variazioni delle altre, quindi il coefficiente vale 0 e le grandezze sono statisticamente indipendenti.

Se il coefficiente di correlazione vale 1 allora la variazione di una grandezza ci consente di osservare la stessa variazione nell'altra e quindi esiste una correlazione tra le due grandezze.

La stima dell'incertezza con il metodo probabilistico richiede la stima del coefficiente di correlazione tra le coppie di variabili aleatorie in misura. Ma per stimare il coefficiente di correlazione occorre avere conoscenze pregresse sui fenomeni fisici e sugli strumenti coinvolti. Questo porta alla conclusione logica che il modello probabilistico è adatto agli esperti date eventuali complicanze che possono portare a sottostimare l'incertezza. Quello che viene in aiuto sono i modelli semplificati.

I MODELLI SEMPLIFICATI

Essi sono usati per la propagazione dell'incertezza.

Se x_j e x_k sono state ottenute in tempi diversi e con strumenti diversi allora c'è assenza di correlazione tra x_j e x_k. In questo caso posso usare la formula semplificata in cui non compaiono le correlazioni date dalle derivate incrociate.

Esempio

x_j misurata direttamente

x_k rilevata da un certificato di taratura

$$\rho(x_j,x_k) = 0 \qquad u_c^2(y) = \sum_{i=1}^{N}\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot u^2(x_i)$$

$$u(x_j,x_k) = 0 \qquad u_c(y) = \sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot u^2(x_i)}$$

Nell'esempio a lato abbiamo due misure, una diretta, una rilevata da un certificato di taratura.

Possiamo ipotizzare dunque $\rho(x_j, x_k) = 0$ e quindi la covarianza $u(x_j, x_k) = 0$ e quindi applicare la formula per calcolare $u_c(y)$.

Questo avendo ipotizzato nessuna correlazione fra le misure, a cui deve essere prestata molta attenzione perchè se la

misurazione delle polveri in una città viene fatta di Domenica, la correlazione esiste in quanto è data dal fatto che la concentrazione sarà minore rispetto agli altri giorni.

Se x_j e x_k sono state ottenute con lo stesso strumento (nella stessa portata) e nelle stesse condizioni

Elevata correlazione tra x_j e x_k

$$\rho(x_j, x_k) = 1$$

$$u(x_j, x_k) = u(x_j)u(x_k)$$

$$u_c^2(y) = \sum_{i=1}^{N}\left(\frac{\partial f}{\partial x_i}\right)^2 \cdot u^2(x_i) + 2\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{N-1}\sum_{k=j+1}^{N}\frac{\partial f}{\partial x_j}\frac{\partial f}{\partial x_k}u(x_j)u(x_k)$$

$$u_c^2(y) = \left(\sum_{i=1}^{N}\frac{\partial f}{\partial x_i}\cdot u(x_i)\right)^2$$

Nel caso peggiore

$$u_c(y) = \sum_{i=1}^{N}\left|\frac{\partial f}{\partial x_i}\right| \cdot u(x_i)$$

Caso opposto al precedente esempio, se x_j e x_k sono state ottenute con lo stesso strumento (nella stessa portata) e nelle stesse condizioni allora probabilmente c'è elevata correlazione tra x_j e x_k.

Elevata correlazione può far sì che possiamo ipotizzare $\rho(x_j, x_k) = 1$ e quindi la covarianza $u(x_j, x_k) = u(x_j)u(x_i)$, cioè la covarianza è il prodotto dei due scarti quadratici medi.

Nella formula applicata, il secondo termine è in forma semplificata, che rende semplificata tutta la formula.

Infatti la formula, nel caso di due grandezze, è evidentemente un quadrato, per cui essa può essere riscritta come nella figura sotto.

Questo vale solo nel caso in cui $\rho(x_j, x_k) = 1$.

Si noti che poiché il quadrato è calcolato esternamente, la sommatoria può dare anche valore 0, caso migliore; nel caso peggiore, tutte le derivate positive, ritroviamo un risultato formalmente identico al risultato nel caso della propagazione deterministica.

Quindi se $\rho(x_j, x_k) = 1$ non c'è nessun vantaggio ad usare il metodo probabilistico, perchè non c'è nessuna compensazione.

Due esempi a titolo esplicativo.

Nell'esempio 1 dell'area di una piastra rettangolare (dalla slide 24) viene usata la formula semplificata per calcolare lo scarto quadratico medio della superficie e calcolare l'incertezza. L'incertezza calcolata è 1.4%, avendo usato il modello deterministico sarebbe stata del 2%. Questo perchè le due grandezze (B, base e H, altezza) non sono correlate.

Nell'esempio 2 (dalla slide 27) si considerano le due grandezze correlate, cioè B e H sono totalmente dipendenti perchè la misura con lo stesso metro è affetta dalla stessa

incertezza di scala. Il risultato ottenuto del 2% è esattamente quello che sarebbe stato ottenuto se avessimo usato il metodo deterministico di propagazione dell'incertezza.

E' "pericoloso" considerare nullo o 1 il coefficiente di correlazione in quanto può portare a risultati incoerenti. Infatti nel voler calcolare un fattore di forma della piastra in esempio facciamo il rapporto dei lati e volendo calcolare l'incertezza dobbiamo considerare B e H non completamente dipendenti. Il risultato che si ottiene è 0, che è un risultato impossibile, quindi il coefficiente di correlazione non è 1, ma ci sarà sempre un pò di disturbo. Il risultato sarà forse minore del 2% o del 1.4% perchè esisterà la compensazione, ma non potrà essere nullo.

In sostanza il modello probabilistico "riduce" l'incertezza in presenza di molti contributi simili, se le grandezze sono statisticamente indipendenti.

Viceversa, se le grandezze non sono statisticamente indipendenti, l'incertezza nel caso peggiore sarà simile a quello ottenuto con il metodo deterministico della propagazione delle incertezze, fino a valori molto piccoli se per caso il coefficiente di correlazione e le derivate combinano in modo tale per cui si ha una compensazione tra le grandezze.

Stima analitica della correlazione tra v.a.

Possibile nel caso di grandezze ottenute con metodi a letture ripetute

$$x_{j1}, \cdots, x_{jN} \Rightarrow \bar{x}_j, s(x_j), s(\bar{x}_j)$$

$$x_{k1}, \cdots, x_{kN} \Rightarrow \bar{x}_k, s(x_k), s(\bar{x}_k)$$

La stima della covarianza è difficile, ma si può fare nei sistemi a letture ripetute, con applicazione di una formula.

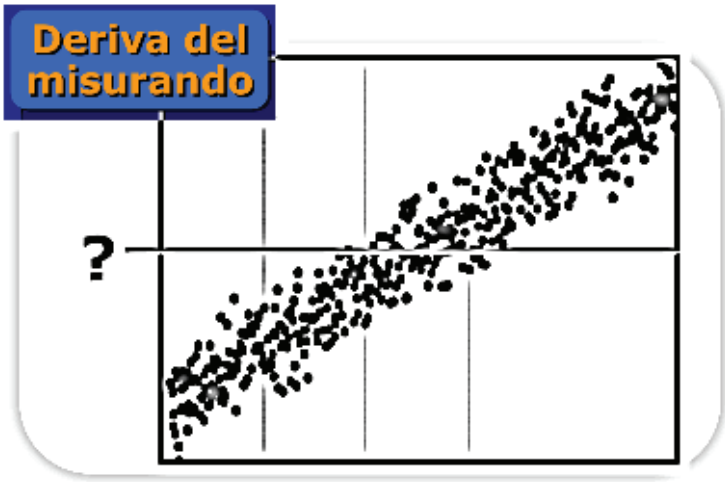
Stima della covarianza delle medie empiriche

$$s(\bar{x}_j, \bar{x}_k) = \frac{1}{N \cdot (N-1)} \cdot \sum_{i=1}^{N} (x_{ji} - \bar{x}_j) \cdot (x_{ki} - \bar{x}_k)$$

LE MISURE PARLANO

Gli stimatori empirici impiegati, media, varianza, covarianza, sono significativi ai fini delle misure? La risposta è difficile.

Domandiamoci se N letture ripetute x_{j1}, ..., x_{jN} sono statisticamente indipendenti: non è facile stabilirlo. Di seguito alcuni esempi in cui c'è la mancanza di possibilità di decisioni e possibilità di risultati sbagliati.

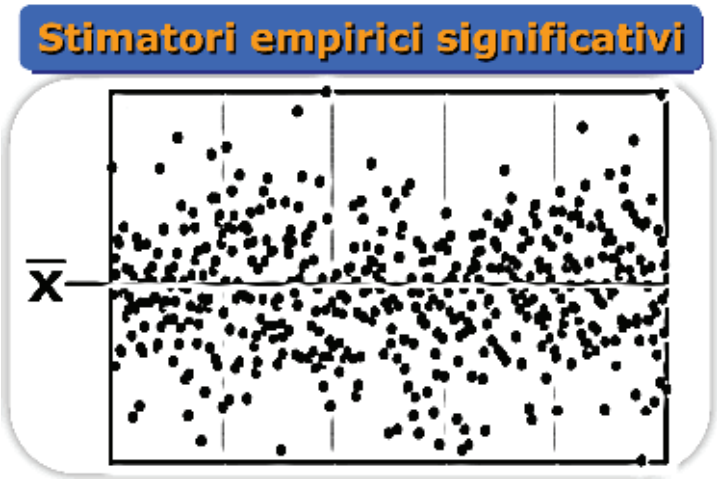


Nella deriva del misurando c'è una grandezza che sta cambiando, di cui andrebbe tenere conto.

Nella fluttuazione di una grandezza di influenza abbiamo misurazioni di tipo parabolico.

Nella tera immagine di esempio, sembra di essere nel giusto, ma chi dice che esso rappresenti l'intervallo centrale dell'esempio precedente.

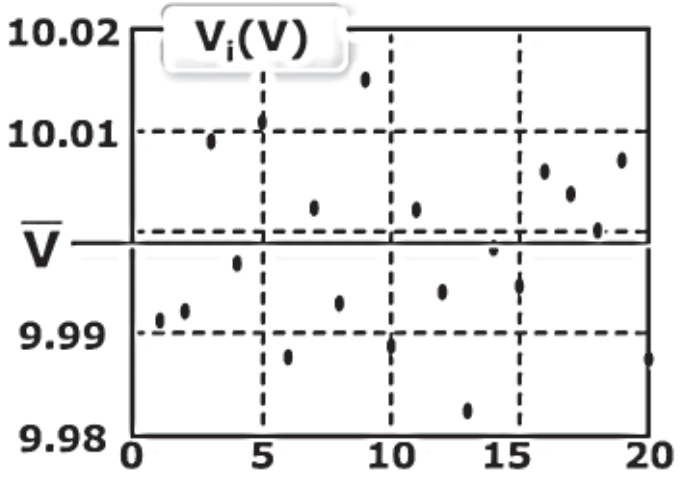
Tutto questo per dimostrare che il modello probabilistico va usato con notevole attenzione.



Esempio

Tensione misurata con metodo a letture ripetute

Media di 20 letture



Nell'esempio (dalla slide 38) viene ipotizzata la situazione di essere in una situazione corretta, dove non ci sono derive od altro e quindi possiamo pensare di procedere ipotizzando l'assenza di correlazioni tra le diverse grandezze. Questo vuol dire che il modello che siamo in grado di utilizzare per descrivere il processo casuale è un modello in cui abbiamo una grandezza che andiamo a cercare (V segnato) e n_i che è un rumore casuale.

Si calcola la media (V segnato) e poi l'incertezza tipo secondo il metodo A, cioè lo scarto quadratico medio ($u_A(V) = s(n)$).

Poichè usiamo la media applichiamo la formula per calcolare u_A(V_segnato), cioè l'incertezza tipo della media delle tensioni.

Modello rappresentativo del processo casuale osservato

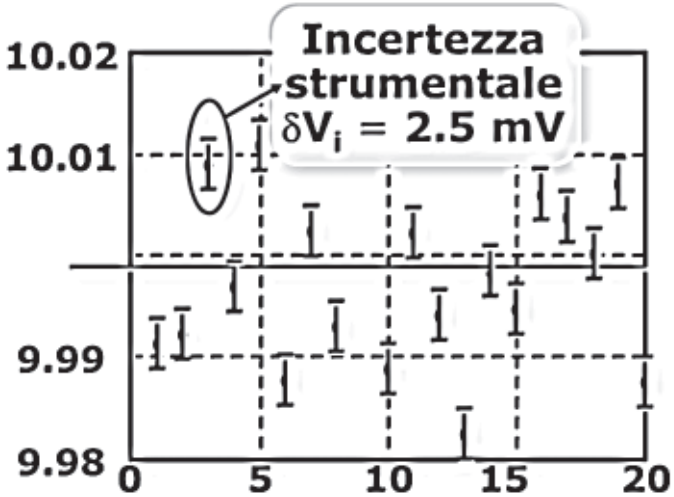
$$V_i = \overline{V} + n_i$$

Rumore casuale

$$\overline{V} = 9.9992 \text{ V}$$

$$u_A(V) = s(n) = 9 \text{ mV}$$

$$u_A(\overline{V}) = \frac{u_A(V)}{\sqrt{20}} \approx 2 \text{ mV}$$



Ci rimane da calcolare la componente di tipo B perchè ciascuna lettura è caratterizzata da una propria incertezza. Il costruttore fornisce l'incertezza strumentale δV_i come un certo valore (2.5 mV) e quindi ciascuna misura può essere ±2.5 mV.

Calcoliamo dunque lo scarto tipo equivalente sulle incertezze di tipo B ($u_B(Vi)$) ipotizzando una distribuzione rettango-

$$u_B(V_i) = \frac{\delta V_i}{\sqrt{3}} \approx 1.44 \ \ mV$$

lare (radice di tre). Questo servirà per calcolare l'incertezza u_B della media.

$$u_B(\overline{V}) = ?$$

$$\overline{V} = \frac{1}{20} \cdot \sum_{i=1}^{20} V_i$$

Assimilabile ad un metodo di misurazione indiretto

Poichè la media è assimilabile ad un metodo di misurazione indiretta si calcola facilmente.

Se si considera $n_i \approx 0$

$$\rho(V_i, V_j) \approx +1 \Rightarrow u(V_i, V_j) = u(V_i) \cdot u(V_j)$$

$$u_B(\overline{V}) = \sum_{i=1}^{20} \frac{\partial \overline{V}}{\partial V_i} \cdot u_B(V_i)$$

Viene considerato trascurabile il rumore interno dello strumento.

Si ipotizza una correlazione di valore 1 per aver fatto le misure con lo stesso strumento e questo implica che la covarianza è pari al prodotto delle grandezze per cui possiamo usare la formula semplificata.

$$u_B(\overline{V}) = \frac{1}{20} \cdot 20 \cdot u_B(V_i) = u_B(V_i)$$

L'operazione di media non riduce un effetto sistematico

Alla fine possiamo mettere insieme i risultati per ottenere lo scarto tipo combinato, sommando quadraticamente le varianze.

In conclusione

$$u_A(\overline{V}) = 2 \text{ mV}; \ u_B(\overline{V}) = 1.44 \text{ mV}$$

$$u(\overline{V}) = \sqrt{u_A^2(\overline{V}) + u_B^2(\overline{V})} \approx 2.5 \ \ mV$$

Lo scarto quadratico medio ottenuto, l'incertezza tipo, possiamo farla diventare un intervallo di confidenza in virtù del teorema del limite centrale, per cui la combinazione (ad esempio la somma) di d.d.p. tende ad una d.d.p. di tipo gaussiano.

Non sempre questo ha validità, quando le grandezze che mettiamo insieme non sono tantissime, per cui o non si fa niente o si cambia tecnica, usando la propagazione delle distribuzioni per via numerica (che non funziona in presenza di "if" sulle grandezze) o tecniche basate sulle variabili fuzzy.

LEZIONE 32

Caratteristiche metrologiche e taratura della strumentazione di misura

Prof. Marco Parvis

29’50’’

- Relazione uscita/ingresso di un dispositivo di misurazione
- Condizioni di validità della relazione di taratura di uno strumento
- Esempio di funzione di taratura di un voltmetro digitale
- Prescrizioni d’uso di un dispositivo di misurazione
- Il processo di taratura dei dispositivi di misurazione: taratura, controllo di taratura e messa in punto
- Controllo di taratura di uno strumento
- Il parametro TUR (Test Uncertainty Ratio)
- Messa in punto di uno strumento
- Esempio di controllo di taratura di un multimetro digitale

Argomenti:

→ Relazione uscita/ingresso

→ Taratura

RELAZIONE USCITA/INGRESSO

Lo strumento di misura prende in ingresso il misurando (incognito) e rende una lettura.

Lo strumento risente delle grandezze di influenza.

C’è una relazione che collega il valore dell’uscita ad un insieme dei valori del misurando.

Si deve fornire la relazione misurando/lettura valida in campi predefiniti delle grandezze di influenza.

Ci serve passare dalla lettura alla misura: la curva di taratura lega la lettura alla misura, ma in questa manca l’incertezza. Dunque si passa al diagramma di taratura che contiene l’incertezza strumentale.

La curva di taratura fornisce parametri importanti; campo di misura, portata e pendenza della curva di taratura. Quest’ultima è importante ed è auspicabile sia una retta.

Se la curva di taratura è nominalmente lineare si forniscono la costante di taratura K e la linearità, o meglio la deviazione dalla linearità.

La relazione uscita/ingresso vista in forma grafica diventa utile in forma analitica ed essa è la funzione di taratura. Si può trovare la funzione di taratura in forma di tabella, ovvero in forma tabulare.

Il diagramma di taratura, che ci consente di conoscere la funzione di taratura e quindi di passare dalla lettura alla misura e di calcolare l’incertezza e di assegnare l’incertezza delle misure, è valido per un certo campo delle grandezze di influenza perchè esse agi-

scono sullo strumento e ne fanno variare la funzione di taratura.

Le condizioni di validità del diagramma di taratura vengono espresse mediante campi per le grandezze di influenza.

Un primo campo di impiego per le grandezze di influenza può essere un intervallo di temperatura, a cui è associata una incertezza strumentale. Se tale campo varia, varia anche la incertezza.

Esiste poi un campo di sicurezza per le grandezze di influenza, che è un campo ampio, a cui lo strumento può essere sottoposto ma all'interno del quale non è possibile assegnare le misure perchè il costruttore non si assume di prendersi la responsabilità di dare una incertezza per lo strumento.

Quando lo strumento funziona nei vari campi di impiego esso funziona correttamente.

Oltre il campo di sicurezza per le grandezze di influenza si entra in una zona di possibile danneggiamento.

TARATURA

Attenzione a non confondere i termini Taratura, Controllo di taratura e Messa in punto.

Taratura è l'insieme delle operazioni svolte (solitamente) dal costruttore per assegnare la funzione di taratura ad uno strumento.

Controllo di taratura è l'insieme delle operazioni che permettono di controllare se la funzione di taratura di uno strumento è ancora valida.

Messa in punto è l'insieme delle operazioni che permettono di far sì che lo strumento segua la funzione di taratura "nominale".

Il controllo di taratura richiede:

- Di applicare misurandi noti M_i all'ingresso dello strumento sottoposto a controllo.
- Verificare che ciascuna lettura L_i sia compresa nella propria fascia di tolleranza δL_i

L'esito del controllo di taratura può essere positivo, cioè tutte le letture sono comprese nelle fasce di tolleranza, quindi lo strumento è conforme alle proprie specifiche.

L'esito può essere negativo, per cui almeno una lettura non è compresa nella fascia di tolleranza, quindi lo strumento non è conforme.

I misurandi applicati all'ingresso dello strumento devono essere noti a meno della loro incertezza.

Ci possono essere anche dei falsi negativi o dei falsi positivi.

Falso negativo: strumento conforme non supera il controllo.

Falso positivo: strumento non conforme supera il controllo.

La probabilità degli eventi ~ falso negativo ~ e ~ falso positivo ~ è legata all'incertezza dei "campioni" impiegati.

Il TUR - Test Uncertainty Ratio

Rapporto tra le incertezze di strumento e campioni

$TUR_i = \delta L_i / \delta M_i$

Con TUR = 4 la probabilità (in particolari condizioni statistiche) dell'evento "falso positivo" si riduce allo 0.15%

Controllo di taratura

Il rispetto della "regola del TUR" impone spesso di ricorrere ad un laboratorio esterno dotato di adeguati campioni.

Messa in punto

Deve essere eseguita in caso di controllo di taratura concluso con esito negativo.

Può essere (prudenzialmente) eseguita anche in caso di controllo di taratura positivo.

Dopo la messa in punto si deve eseguire un controllo di taratura (finale), perchè sono state cambiate le caratteristiche dello strumento.

La messa in punto richiede di:

Applicare misurandi noti all'ingresso dello strumento e agire sugli organi di regolazione per ottenere letture pari ai misurandi applicati.

Esempi di organi di regolazione

"Vecchi" strumenti: viti che agiscono su molle, oppure componenti regolabili (resistori, riferimenti di tensione, ...).

Strumenti "recenti" digitali: costanti di taratura (su memorie non volatili) modificate mediante procedure software di messa in punto.

Esempio di Controllo di Taratura di un Multimetro

Il cliente deve stabilire le funzioni di taratura da sottoporre a controllo; impiegare in modo opportuno i risultati di taratura.

Il fornitore deve eseguire il controllo di taratura (TUR!); emettere il certificato di taratura.

Certificato di Taratura

Il certificato di taratura contiene informazioni sulla (verifica di) taratura; NON contiene giudizi sullo strumento; riporta configurazione e stato dello strumento in taratura; riferisce campioni che “iniziano” la catena di riferibilità.

CARATTERISTICHE METROLOGICHE DEGLI STRUMENTI DI MISURA

http://www.misurando.org/forum/T-caratteristiche-metrologiche-degli-strumenti-di-misura#sthash.sdkXYcRx.dpuf

Questo argomento in sostanza riguarda due aspetti che risultano essere fondamentali per la strumentazione di misura e cioè:

• La caratterizzazione di uno strumento
• Il problema della taratura.

Per il primo intendo come si caratterizza una strumento ovvero ciò che forse è più noto come caratteristica uscita/ingresso. Il secondo cioè appunto il problema della taratura, è fondamentale perché quando parliamo di misura questa è tale se è riferita a dei campioni e quindi il procedimento di taratura è quel processo che ci consente di affermare che lo strumento tarato è in grado di dare misure riferibili.
Concentriamoci allora sul primo punto ovvero esplodiamo il concetto di caratterizzazione di uno strumento.

Caratteristiche metrologiche degli strumenti relazione uscita/ingresso

Immaginiamo di poter schematizzare lo strumento di misura come una scatola (black box) ovviamente dentro la scatola saranno presenti tutti gli oggetti necessari affinché lo strumento possa produrre una lettura (Allegato1); ciò che non conosciamo è il misurando ovvero appunto la grandezza che vogliamo misurare, nello schema è la nostra incognita; ciò che otteniamo dallo strumento è la lettura che nello schema allegato è la parte nota.
Quello che ci serve, in queste condizioni, è un qualcosa che ci permetta di passare da ciò che leggiamo a ciò che stiamo misurando, cioè in altre parole ci serve una relazione che colleghi il numero letto sullo strumento (uscita) al nostro misurando (ingresso). Trovare questo legame non è affatto semplice, visto che lo strumento è un qualcosa che risente di molte variabili, note come grandezze di influenza, tali che appunto influenzano, cioè condizionano il funzionamento dello strumento e dunque condizionano il legame uscita/ingresso. Ciò che vorremmo è che questa relazione sia una funzione che associa un valore del misurando ad un valore della misura (lettura), ma in realtà non è così, piuttosto collega una lettura (valore in uscita) ad un insieme di valori del misurando (grandezza in ingresso) e tutto ciò lo strumento lo riesce a fare solo per certi campi delle grandezze di influenza. Quindi ciò che il costruttore dello strumento ci fornisce con la vendita dello stesso è una relazione Misurando/Lettura che ha validità solo in campi predefiniti delle grandezze di influenza, cioè ad esempio per un certo intervallo prestabilito di temperatura, umidità, pressione etc., per un certo range di unità (per esempio 10mV-100mV) e sotto opportune condizioni specificate (schermatura di strumento e DUT= dispositivo sotto test, o altro).
In altre parole, in prima analisi ciò di cui necessitiamo è quella che è nota come Curva di Taratura che ci consente di relazionare la lettura, uscita del nostro strumento, con il misurando, ingresso del nostro strumento, tale che, per ciascun valore letto, vorremmo ci desse il corri-

spondente valore del misurando. (Vedi Allegato2 Curva di taratura)
Ma guardando la curva di taratura in l'allegato, ci rendiamo conto subito che manca un parametro fondamentale, l'incertezza!
È necessario, quindi, dare ulteriori informazioni a partire sia dalla curva di taratura che dalla funzione, ovvero è necessario per lo meno fornire, nell'intorno della prima caratteristica (linea blu), una coppia di curve (in giallo) che ci permettono di associare ad un valore di lettura L0 una fascia di valori nelle misure 2δM, dove δM rappresenta un parametro che è noto come incertezza strumentale (vedi VIM).
Tutto ciò ci permette di passare dalla curva di taratura (informazione incompleta) al diagramma di taratura (Allegato 3 Diagramma di taratura).
Facciamo una parentesi e torniamo un' attimo alla curva di taratura e con riferimento all' Allegato 4 (Parametri caratteristici di uno strumento), questa ci permette di definire alcuni parametri importanti che ci consentono di qualificare lo strumento di misura quali:

1. Il Campo di misura: che rappresenta l'estensione di grandezze che lo strumento può accettare in ingresso (del misurando).
2. La Portata: che rappresenta l'estremo superiore in valore assoluto di misura.
3. La Pendenza della curva di taratura: che è definita come rapporto tra unità di misura e unità di lettura.

La pendenza assume un importanza notevole, perché? Sia i costruttori che gli utenti dello strumento desiderano avere una pendenza costante, cioè una curva di taratura che degenera in una retta, questo perché la retta può essere per sua natura caratterizzata mediante un parametro, quello che è noto come costante di taratura K e da un secondo parametro, la deviazione dalla linearità δnl, che ci fa capire quanto la caratteristica dello strumento approssima bene la retta. In queste condizioni possiamo dire che lo strumento è tanto più lineare quanto la non linearità è piccola.(Vedi Allegato Esempio di non linearità)
Ciò detto, la curva di taratura diventerà una retta e la misura si ottiene moltiplicando la lettura L per la costante di taratura K (M=L*K). La non linearità indicata in figura con δnl, ci fa capire quanto il nostro strumento è accurato.
Vorrei precisare che la relazione uscita/ingresso nella realtà è utilizzata di rado, poiché dal punto di vista pratico è scomodo passare da un grafico alla misura di volta in volta; molto più comodo è l'utilizzo di una funzione analitica, cioè utilizzare l'espressione matematica della relazione uscita/ingresso, nota come funzione di taratura, che ci permette di risalire matematicamente, dato un valore di lettura, al valore del misurando.
A volte capita di trovare la relazione uscita/ingresso sotto forma di tabella, nota come tabella di taratura, ma ormai è desueto negli odierni strumenti.

Tornando al diagramma di taratura, questo ha validità per un certo intervallo di grandezze di influenza, poiché come detto in precedenza, queste sono in grado di far variare la funzione di taratura e di conseguenza varia il diagramma e l'incertezza. Le condizioni di validità del diagramma di taratura sono espresse grazie a campi di variazione per le grandezze di influenza,

parliamo di campi perché ad essi è associata una certa incertezza strumentale che nel diagramma corrisponde ad una certa larghezza della fascia. Tanto per intenderci se il costruttore specifica un certo valore di incertezza strumentale per un determinato range di temperature, se io utilizzatore, uso lo strumento al di là del range di temperature fornite, ciò che accade è che io non conosco più l'incertezza strumentale, ma ancora peggio posso rompere lo strumento. È chiaro tra l'altro che posso utilizzare lo strumento al di fuori del range delle grandezze di influenza indicato dal costruttore, nessuno me lo vieta, ma al di fuori del range non è possibile assegnare le misure perché il costruttore non si assume la responsabilità di dare una incertezza per lo strumento.

Ricapitolando quanto appena detto:
Andando al di fuori degli intervalli delle grandezze di influenza specificate dal costruttore ho due inconvenienti:
Il primo è relativo al fatto che non avendo l'incertezza del costruttore non so che misura assegnare alla lettura.
Il secondo è che rischio di danneggiare lo strumento e quindi anche se rientro nei campi ammessi dal costruttore lo strumento è incapace di dare le misure corrette.

Il problema della taratura

In questa sezione parliamo del secondo punto menzionato all' inizio, cioè appunto il problema della taratura. Possiamo innanzi tutto dire che esistono tre espressioni diverse che indicano diverse operazioni ma nella pratica spesso sono confuse e cioè:

1. Taratura
2. Controllo di taratura
3. Messa a punto

Taratura che cos' è?

Con questo termine si intende l'insieme di operazioni, solitamente svolte dal costruttore dello strumento, per assegnare la funzione di taratura allo strumento prodotto. In altre parole è necessario saper dire, per un certo campo di grandezze di influenza, quel'è l'intervallo di misura che corrisponde ad un certo valore di lettura.
Ovviamente ciò non è per niente semplice perché è necessario avere conoscenze pregresse, come ad esempio come è fatto lo strumento, come interagiscono le grandezze di influenza su di esso, cosa succede quando lo strumento invecchia. Queste informazioni le conosce solo il costruttore e dunque è lui che può fornire una taratura adeguata e lo fa una volta sola, cioè quando produce lo strumento, lo caratterizza e poi lo mette in vendita.
Ciò che sovente sentiamo chiamare taratura e che normalmente si fa è in verità un controllo di taratura, cioè l'insieme delle operazioni che permettono di controllare se la funzione di taratura di uno strumento è ancora valida, che si traduce in un controllo oggettivo dello strumento per

vedere se quest'ultimo sta ancora facendo quello per cui era stato progettato.
Se scopriamo che lo strumento non "fa" ciò per cui era stato progettato come ci comportiamo?
Qui entra in gioco la messa a punto, cioè l'insieme delle operazioni agite sullo strumento che ci permettono di far si che questo segua la funzione di taratura nominale.

Il controllo di taratura che cos'è?

Sostanzialmente il controllo di taratura è ciò che l'utente richiede quando è scaduto l'intervallo di taratura per sapere se lo strumento sta ancora funzionando correttamente.
Questa operazione consiste nel applicare misurandi noti (M_i) all'ingresso dello strumento sottoposto al controllo e di verificare che ogni lettura sia compresa nella propria fascia di tolleranza δL_i.

Esiti del controllo di taratura

Il controllo di taratura è caratterizzato da due possibili esiti:

• Positivo: si ha esito positivo quando tutte le letture sono comprese nelle fasce di tolleranza. In questo caso si dichiara che lo strumento risulta essere conforme alle proprie specifiche.
• Negativo: si ha esito negativo quando almeno una lettura (ne basta una sola) non è compresa nella fascia di tolleranza; quindi se accade che una lettura risulta essere fuori dalla fascia di tolleranza lo strumento non è conforme alle proprie specifiche.

Quando abbiamo parlato del controllo di taratura abbiamo detto che applichiamo all'ingresso dello strumento misurandi noti, ovviamente questo non è noto alla perfezione, nel senso che di certo non ha un incertezza nulla e questo ha un effetto che può inficiare il controllo di taratura, nel senso che è possibile che lo strumento risponda bene ma proprio a causa dell'incertezza del misurando non ce ne accorgiamo.
Approfondiamo meglio la questione che riguarda i risultati del controllo di taratura, in particolare cosa si intende se non sono corretti.

Si possono verificare due situazioni, la prima che comunemente viene chiamata Falso negativo, cioè uno strumento che era conforme alle proprie specifiche, non supera il controllo di taratura a causa del nostro misurando posto in ingresso, questo perché lo strumento, trovandosi magari al bordo della fascia dell'incertezza del misurando in ingresso, da in uscita un valore che risulta essere non conforme, questo dunque comporta una falsa lettura e un controllo negativo. Va da se che può avvenire l'esatto contrario e cioè uno strumento che si trova al bordo del campo di incertezza, supera il controllo di taratura pur non essendo conforme perché nella realtà era fuori dal campo di incertezza quest'ultimo è il caso di falso positivo.
Le situazioni appena descritte sono molto importanti perché hanno un costo diverso.
Il falso negativo ha un costo inferiore al falso positivo e come situazione è meno drammatica, questo perché abbiamo creduto, in fase di controllo, che lo strumento non fosse conforme e

invece lo era, ciò che posso fare è la messa a punto in modo da renderlo conforme. Per quanto riguarda il falso positivo, ovviamente questo non solo è più pericoloso ma anche più costoso, perché in fase di controllo ho avuto dei risultati corretti quando invece non lo sono e questo comporta l'uso improprio dello strumento stesso che continua ad essere adoperato dando vita a ad operazioni sbagliate.
Quindi falso positivo e falso negativo presentano una probabilità legata all' incertezza dei campioni che vengono impiegati nella fase di controllo.
Ma se uso campioni più precisi, la probabilità di finire sul bordo dell'intervallo accettabile è molto piccola.

Lo strumento che ci permette di identificare questi eventi è il TUR (test uncertaintry ratio) cioè il rapporto tra le incertezza dello strumento e del campione.

$tur_i=\delta L_i/\delta M_i$

Per capire il significato di questo parametro diamogli il valore 4, quindi $TUR_i=4$, questo significa che il campione possiede una incertezza 4 volte più piccola dell'incertezza dello strumento che è quella che sto verificando. Va da se che se ho TUR più alti la probabilità che si verifichi il falso positivo si abbassa.
Non dimentichiamoci che il TUR ha un costo, infatti potremmo pensare di lavorare con TUR=10 è ma il costo?
Tra l'altro anche i campioni precisi hanno un costo e più lo sono più costano. Quando facciamo il controllo di taratura adoperiamo campioni che non sono troppo costosi, precisi ma ragionevolmente costosi.

Il controllo di taratura è una operazione che, tra virgolette, posso anche farmi in casa, se ad esempio ho a disposizione uno strumento campione che è più accurato di quello che devo controllare e comunque riferibile, posso farmi il controllo, ma lo strumento campione deve garantirmi un TUR=4 per fare le cose bene e non sempre questa situazione è possibile. Ecco che quindi devo inviare il mio strumento ad un ente terzo, ovverosia ad un centro LAT.

Messa a punto che cos'è?

Come si fa la messa a punto?
Da un punto di vista concettuale quello che bisogna fare è simile al controllo di taratura, cioè si applicano all'ingresso dello strumento i misurandi noti e in base a ciò che restituisce lo strumento in uscita si agisce sui parametri di aggiustaggio (adjustement) affinché lo strumento indichi le letture pari ai misurandi applicati.
Gli strumenti di regolazione possono avere due aspetti diversi, in quelli "antichi" questi erano costituiti da viti che agivano su molle, in altri sono presenti componenti regolabili come resistori, tensioni o correnti di riferimento.
Nei strumenti digitali moderni, si agisce sulle costanti di taratura che di solito sono memorizzati

su memorie non volatili riscrivibili, e queste sono modificabili grazie a procedure software di messa a punto.
In pratica si applicano in modo automatico calibratori, che sotto controllo di un calcolatore sono in grado di applicare misurandi noti.
L'uscita dello strumento è letta tramite calcolatore, questa viene confrontata con il riferimento e viene alterata la costante interna di taratura attraverso l'elaborazione software di un programma ad hoc.
Quando faccio la messa a punto?
La messa a punto deve essere eseguita in caso di controllo di taratura che si è concluso con esito negativo.
È possibile farla anche in via preventiva in caso di controllo di taratura positivo, così mi riporto al centro della fascia cioè il più vicino possibile alla funzione nominale dello strumento. In ogni caso, effettuando la taratura cambio le caratteristiche dello strumento, quindi dovrò rifare il controllo di taratura.

Ricapitolando, quando in maniera semplificata si dice "mando lo strumento a tarare" nella realtà delle azioni che si effettuano sullo strumento faccio cose distinte:

• Un controllo di taratura che deve essere fatto perché bisogna sapere in che stato è lo strumento, se questo controllo iniziale di taratura non è conforme allora bisogna avvertire il cliente che stava già utilizzando uno strumento non conforme e quindi le misure eseguite non erano corrette.
• La messa a punto, sia che lo strumento era conforme e decido di farla comunque oppure ero obbligato a farlo. Con questa operazione cambio lo strumento e di conseguenza devo rifare il controllo di taratura finale.

Da quest'ultima azione viene fuori quello che è il certificato che viene restituito al cliente insieme allo strumento ed è quello che vale da quel momento in avanti.

LEZIONE 37

Voltmetri per grandezze alternate

Prof. Marco Parvis

43’05’’

- Cosa misurano i voltmetri? Definizioni e convenzioni
- Voltmetri a valore medio raddrizzato
- Voltmetri a valore di picco
- Sonda di picco
- Voltmetri a vero valore efficace

Argomenti:

→ Cosa misurano i voltmetri

→ Voltmetri a valor medio raddrizzato (o convenzionali)

→ Voltmetri a valore efficace

→ Voltmetri a valore di picco

COSA MISURANO I VOLTMETRI

Di una grandezza siamo spesso interessati ad alcuni suoi parametri, come la frequenza, lo spettro, quanto è grande questa grandezza, cioè qualcosa legato alla sua grandezza.

Quindi una grandezza tempovariante spesso si caratterizza con “parametri” sintetici. Per capire questo occorre fare un passo indietro.

Inizialmente l’elettricità è stata usata per trasferire energia con alimentazione in corrente continua. Molte “formule” della CC valgono in AC se si usano i valori efficaci.

Il parametro in ampiezza più importante (da questo punto di vista) è quindi il valore efficace.

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)dt}$$

La misura del valore efficace non è semplice in quanto il valore efficace si ottiene con una operazione non lineare, mentre di solito si opera con circuiti lineari.

Se il segnale da misurare ha una forma nota, il valore efficace si può ottenere anche misurando altre grandezze.

Storicamente i segnali erano (solo) sinusoidali quindi si è cominciato a realizzare voltmetri “tarati” in valore efficace cioè voltmetri “truccati” per indicare il valore efficace se il segnale misurato è sinusoidale.

Voltmetri AC

Si impiegano tre tipi fondamentali di voltmetri per AC:

- A (vero) valore efficace (TRMS, True Root Mean Square)
- A valor medio (raddrizzato) (AVG)
- A valore di picco

Tutti tarati in valore efficace

Per un segnale sinusoidale $V_{eff} = \frac{V_P}{\sqrt{2}}$

Un voltmetro di picco può indicare il valore efficace se si moltiplica l'uscita per 0.707.

Per un segnale sinusoidale $V_m = \frac{1}{T}\int_0^T |V_P \sin(\omega t)| dt = \frac{2V_P}{\pi}$, è il valor dio raddrizzato)

$$V_{eff} = \frac{V_P}{\sqrt{2}} \Rightarrow V_{eff} = \frac{\pi V_m}{2\sqrt{2}} \approx 1.11\ V_m$$

Un voltmetro a valor medio (raddrizzato) può indicare il valore efficace se si moltiplica l'uscita per 1.11.

Si noti che le moltiplicazioni sono fatte dal costruttore alterando la scala.

Segue un esempio in cui in un voltmetro a valore efficace (pari a 7.07V) tutto funziona se si usa un segnale sinusoidale, ma poi subentra un errore nel cambiare il tipo di segnale da sinusoidale ad onda quadra (valore efficace 10V, ma in due casi viene visualizzata una informazione sbagliata: 11.1V e 7.07 a causa del moltiplicatore).

Esempio

Tensione sinusoidale 10V picco (valore efficace 7.07V)

V_{eff} = 7.07V
V_m = 6.366V → x1.11 → 7.07V
V_p = 10V → x0.707 → 7.07V

Ma...

Onda quadra 10V picco (valore efficace 10V)

V_{eff} = 10V
V_m = 10V → x1.11 → 11.1V
V_p = 10V → x0.707 → 7.07V

Questo perchè ogni strumento misura correttamente quello per cui è progettato.

Si può risalire all'informazione corretta "detarando" l'indicazione.

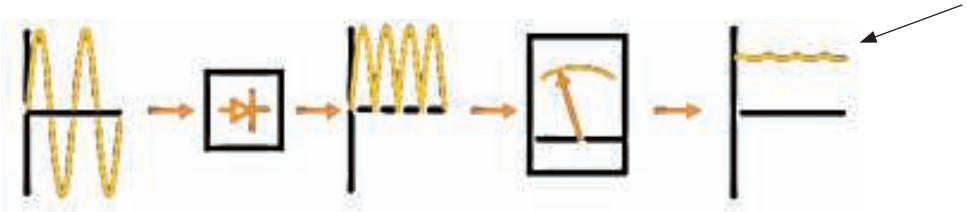
“Detaratura”

Dall’indicazione del voltmetro a valor medio si può ricavare il valor medio (corretto) dividendo per 1.11.

Dall’indicazione del voltmetro di picco si può ricavare il valore di picco (corretto) dividendo per 0.707.

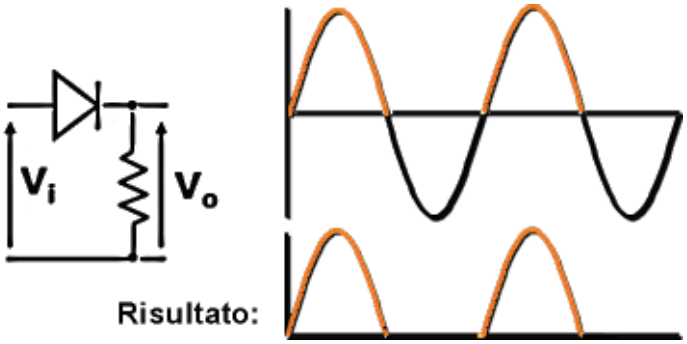
VOLTMETRI A VALOR MEDIO RADDRIZZATO

Sono costituiti da un raddrizzatore + un voltmetro in continua (a valor medio).

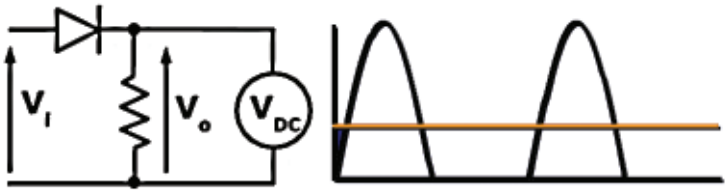


Ce ne sono due versioni: a singola e a doppia semionda.

Voltmetro a valor medio raddrizzato, a singola semionda



e ponendo il voltmetro in corrente continua che serve per misurare abbiamo il risultato finale:



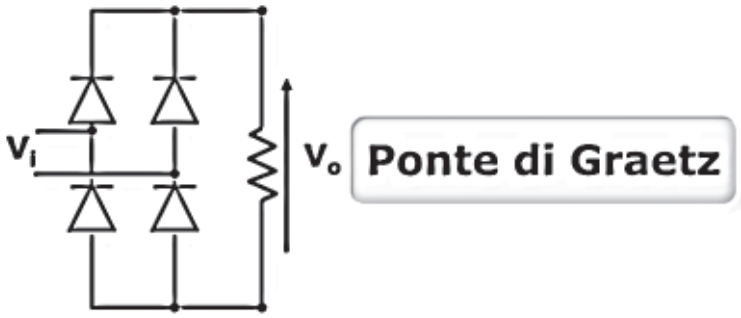
$$V_{ss} = \frac{1}{T}\int_0^{T/2} v_p(t)dt = \frac{V_p}{\pi}$$

$$V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{\pi V_{ss}}{\sqrt{2}} \approx 2.22\ V_{ss}$$

V_{ss} indica il valor medio della singola semionda; V_p il valore di picco, V_{eff} il valore efficace.

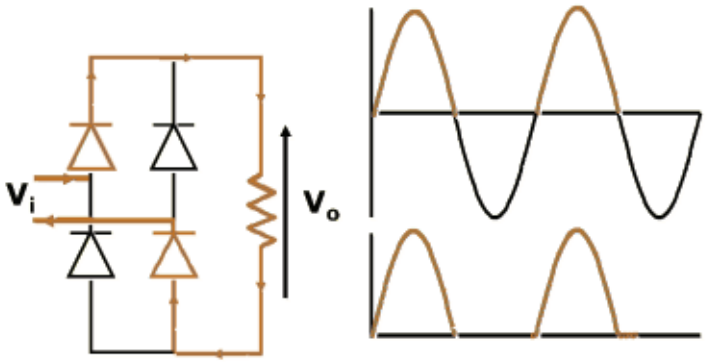
Voltmetro a valor medio raddrizzato, a doppia semionda

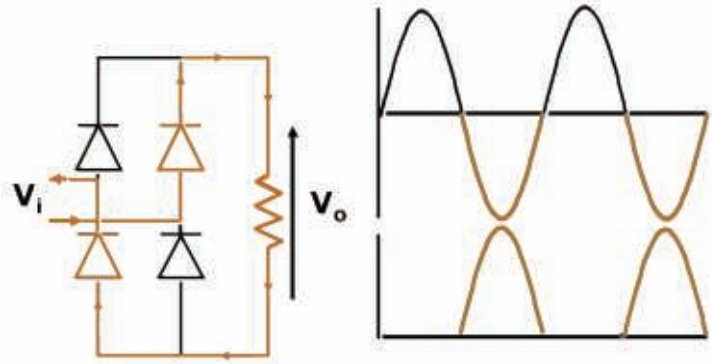
Si usa il ponte di Graetz, con 4 diodi, per avere tutte le semionde.



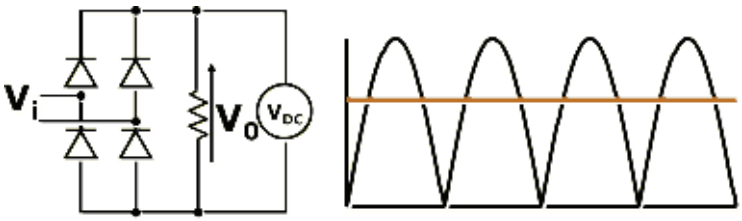
Di seguito il funzionamento, con evidenziato il percorso della corrente a fronte di un input che è un segnale sinusoidale.

Si noti che il verso della corrente nel circuito è sempre la stessa.





Quindi quello che succede è riportato di sotto, la linea arancione rappresenta il valor medio del segnale di ingresso.



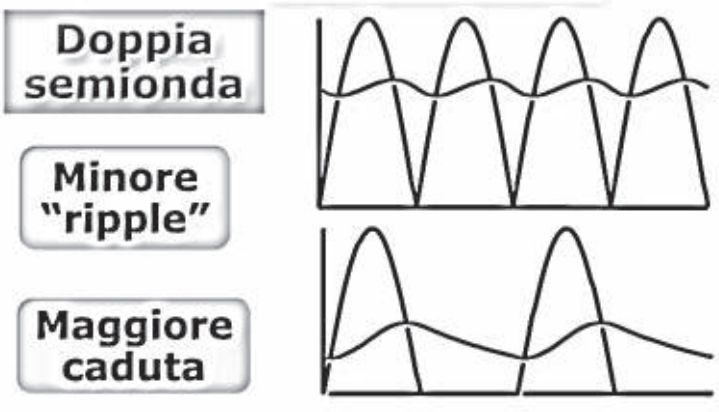
$$V_{ds} = \frac{1}{T}\int_0^T |v_P(t)dt| = \frac{2V_p}{\pi}$$

V_{ds} è il valor medio della doppia semionda.

$$V_{eff} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{\pi V_{ds}}{\sqrt{2}} \approx 1.11\ V_{ds}$$

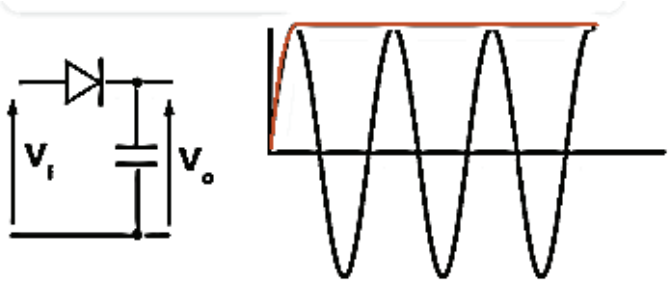
Quale dei due scegliere dipende dall'obiettivo: a singola semionda è usato negli strumenti analogici (tester), nei quali si nota sulla stampigliatura che la caduta determina una scala non lineare.

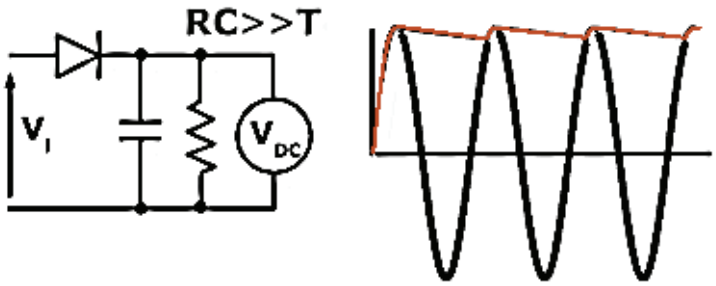
A doppia semionda si ha una ondulazione più piccola (ha un “ripple” minore) ed una maggiore caduta.



Voltmetri a valore di picco o sonde di picco

Uno dei due modi di fare una sonda di picco è quello di fare un voltmetro di cresta.





Nel voltmetro di cresta quello che succede è che il condensatore si carica al valore di picco e poi non si scarica più (idealmente); in questo modo si possono solo fare misurazioni a crescere, il che è paradossale. In realtà si mette un resistore (di grande resistenza) in parallelo, il resistore deve essere grande per avere la condizione RC >> T.

Questo fa si che durante l’intervallo di tempo in cui il diodo non conduce il resistore fa scaricare un pò il condensatore. Poi il condensatore si ricarica: quello che succede è di avere un piccolo ripple intorno al valore di picco del segnale.

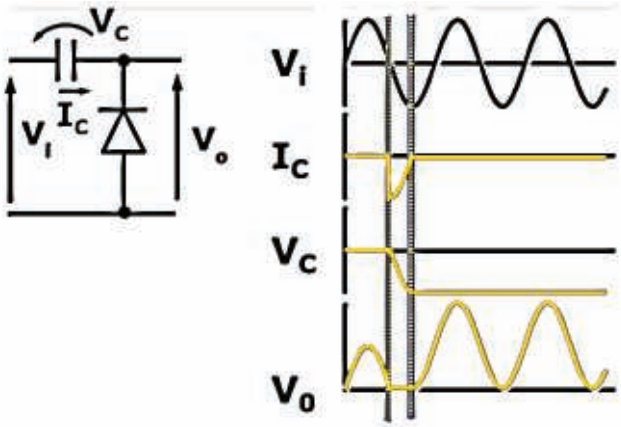
Misurando con un voltmetro in corrente continua avremo una indicazione lievemente più bassa di quella che avremmo dovuto avere.

Questo tipo di circuito non viene usato per due ragioni:

1. Se il segnale ha una componente continua il valore di picco raddrizza indipendentemente al valore più alto che c’è, in pratica non rimuove la componente continua (che si somma alla sinusoidale) per cui il valore che otterremmo nel calcolare la V efficace sarebbe sbagliato.

2. Il circuito richiede una continuità galvanica, perchè altrimenti il condensatore si scarica e non segna più nulla.

Per risolvere questi problemi si utilizza un altro tipo di circuito, detto fissatore a zero.



Fissatore a zero

Circuito molto semplice in cui si scambiano il condensatore e il diodo.

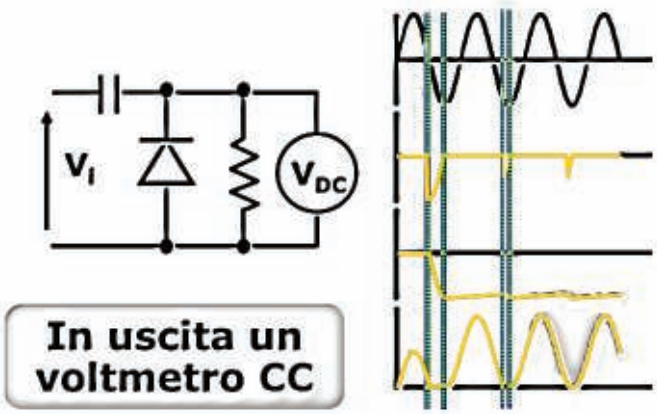
Questo circuito è quello che viene di norma utilizzato anche per una serie di vantaggi che vedremo.

Nella figura a lato le forme d'onda.

All'istante iniziale dovrebbe circolare una corrente in senso orario, che non può circolare, quindi non può caricarsi il condensatore e quindi la tensione in ingresso e quella in uscita sono uguali. Poi arriva un momento in cui la tensione diventa negativa in cui potrebbe circolare una corrente in senso antiorario, il condensatore si carica ed il diodo conduce. Arrivati al minimo della tensione di ingresso la tensione comincia a crescere e la derivata del condensatore dovrebbe cambiare di segno e la corrente scorrere in senso orario, ma non può. Non potendo passare corrente il condensatore rimane carico al valore che aveva prima.

La tensione di uscita diventa la tensione di ingresso spostata in alto in maniera che il suo punto più basso è a zero, da qui il nome fissatore a zero.

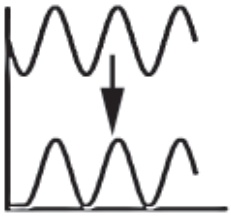
Quindi l'uscita di questo circuito è il segnale in ingresso traslato del valor medio, con il punto più basso a zero.



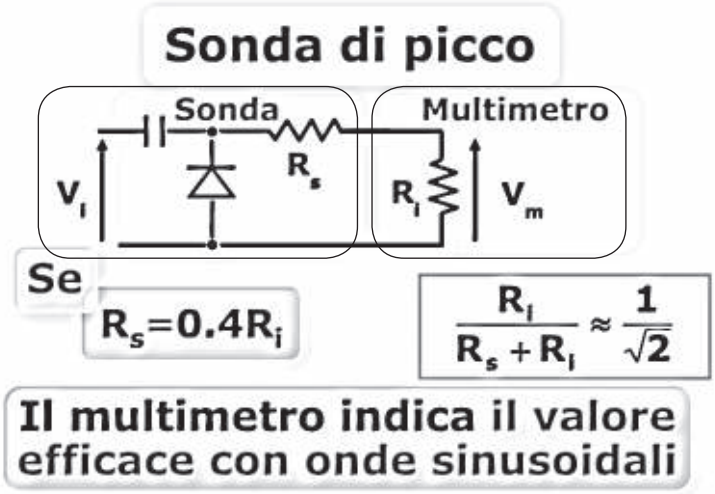
Anche in questo caso si deve mettere in evidenza un resistore di scarica.

Inoltre in figura a lato un voltmetro in corrente continua in uscita.

Questo circuito ha il vantaggio di non richiedere continuità galvanica, inoltre rimuove la componente continua, come figura sotto.



Il segnale lo possiamo dunque misurare e, dividendo per la radice di due otteniamo il valore efficace. Questo circuito può essere realizzato come "sonda"; inoltre si presta molto bene a funzionare a frequenze molto elevate.



In figura a lato lo schema di realizzazione come sonda.

La sonda è concepita per essere collegata ad un multimetro.

Notare come ponendo R_s (resistenza serie) pari a a 0.4 volte R_i (resistenza di ingresso) otteniamo un partitore che vale circa 1/sqr(2), quindi ho un sistema che misura automaticamente il valore efficace con onde sinusoidali.

I multimetri elettronici tipicamente hanno una resistenza di ingresso di 10 MOhm

quindi la sonda di picco cui mettere la resistenza serie da 4 MOhm circa.

Voltmetri a vero valore efficace

Eseguono

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T [V(t)]^2 dt}$$

Utili per segnali distorti o misure di rumore

Sono utili per segnali distorti o segnali non periodici (rumore). Possono essere di tre categorie: elettrotermici, digitali, analogici.

Elettrotermici

Misurano l'effetto termico (V^2/R) del segnale

In genere per confronto con un segnale continuo

Molto accurati, ma lenti

Delicati e costosi

Digitali

Campionano il segnale con un convertitore analogico/digitale

Realizzano la funzione come sommatoria

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{\Delta T}{T}\sum_{k=1}^{\frac{T}{\Delta T}} [v(k\Delta T)]^2}$$

Per avere risultati accurati sono necessari

campionamento sincrono e/o

elevate frequenze di campionamento =>

Buona accuratezza

Analogici

Impiegano circuiti non lineari per eseguire analogicamente

- il prodotto v(t)·v(t)
- la media
- la radice quadrata

Disponibili in forma integrata

(calcoli logaritmici, i prodotti e i rapporti diventano somme e differenze)

Media accuratezza

Non costosi

Confronto di accuratezza

Termici	0.003%
Campionamento	0.01%
Analogici	0.05%
DC	0.0003%

Riassumendo

I diversi voltmetri danno la stessa indicazione solo se il segnale è sinusoidale

Si può -sempre- "detarare" la lettura per ottenere la grandezza che il voltmetro effettivamente misura

Se si conosce la forma d'onda si può risalire al valore efficace del segnale in misura

Se si conosce la forma d'onda del segnale si può prevedere cosa segnerà ogni voltmetro (ricordando di applicare i fattori di taratura)

Se il segnale da misurare ha componente continua non nulla, l'indicazione dei voltmetri dipende dal loro "accoppiamento" che -deve- essere tenuto presente

Lezioni 41÷50

ANGRISANI

(parte 2 Misure elettroniche)

Lezione n. 41: Misure nel dominio della frequenza: aspetti generali
Introduzione al corso
Andare oltre il tempo
Richiami alla teoria di Fourier
Significato ed uso del decibel

Lezione n. 42: Analisi spettrale analogica - I parte
Analizzatore di spettro a banco di filtri
Analizzatore di spettro sequenziale con filtro a sintonia variabile
Analizzatore di spettro sequenziale a super-eterodina

Lezione n. 43: Analisi spettrale analogica - II parte
Scelte operative
Architettura di base
Risoluzione in frequenza
Tempo di spazzolata
Sezione video

Lezione n. 44: Analisi spettrale analogica - III parte
Modalità zero-span
Architettura multistadio
Display digitale
DANL e sensibilità

Lezione n. 45: Analisi spettrale numerica (aspetti teorici)
Elaborazione numerica dei segnali di misura
Discrete Fourier Transform (DFT)
Fast Fourier Transform (FFT)
Misurazioni con la FFT

Lezione n. 46: Analisi spettrale numerica (aspetti di misura)
Problemi di misura con la FFT: aliasing
Problemi di misura con la FFT: dispersione spettrale
Funzioni finestra: uso e importanza
Funzioni finestra: caratteristiche
Funzioni finestra: ricadute positive sulle misure

Lezione n. 47: Analisi spettrale numerica (misurazioni con finestre e strumentazione di misura)
Misurazioni con finestre: segnali a banda stretta
Misurazioni con finestre: segnali a banda larga
Migliorare la risoluzione in frequenza
Analizzatori basati su FFT

Lezione n. 48: Sistemi automatici di misura
Architettura generale di un sistema automatico di misura
Classificazione della strumentazione di misura
Principali standard di interconnessione
Ambienti di sviluppo e tecnologie software

Lezione n. 49: Misurazioni sulle reti, contesto di misura
Importanza delle misurazioni sulle reti di comunicazione e calcolatori
Il contesto operativo
Strategie procedurali
Classificazione degli strumenti di misura

Lezione n. 50: Misurazioni sulle reti, strumenti e metodi
Strumenti e metodi per misurazioni a livello fisico
Strumenti e metodi per misurazioni ai livelli superiori
Architettura e misurazioni di un analizzatore di protocollo
Analizzatore di protocollo in una LAN

LEZIONE 41

Misure nel dominio della frequenza: aspetti generali

Prof. Leopoldo Angrisani
37'37"

- Introduzione al corso
- Andare oltre il tempo (il dominio della freq. è una evoluzione)
- Richiami alla teoria di Fourier
- Significato ed uso del decibel

Il dominio della frequenza è una alternativa ed un complemento al dominio del tempo

ANDARE OLTRE IL TEMPO

Ogni segnale reale può essere ottenuto sommando componenti sinusoidali.

Ogni segnale reale può essere visto come somma di segnali elementari, ciascuno di essi ha una forma ben definita, cioè ricalca la forma sinusoidale. Ogni segnale differisce dall'altro per alcune particolari proprietà che vengono associate alla forma elementare.

Ad una componente sinusoidale è associato un modello matematico. Tale componente, $c(t)$ è dunque

$$c(t) = A \cos(\underbrace{2\pi f}_{\omega,\ \text{pulsazione}} \cdot t + \varphi)$$

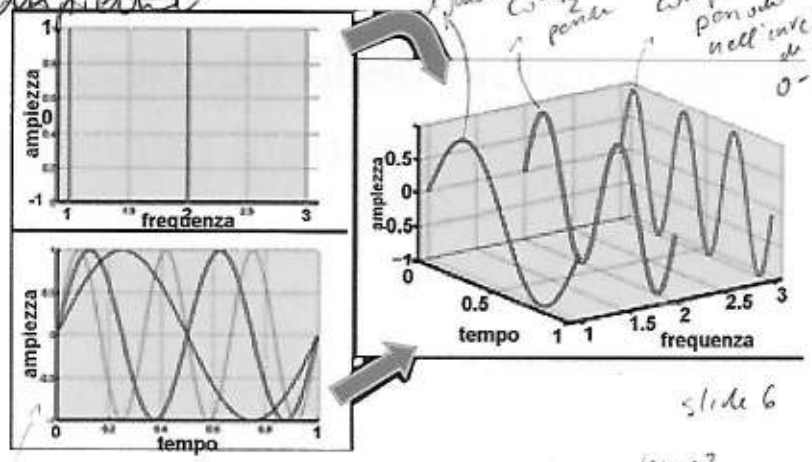
con

A: ampiezza

f: frequenza della componente sinusoidale

φ: costante di fase (angolo iniziale della componente sinusoidale)

Rappresentazione tridimensionale: tempo, frequenza, ampiezza.



slide 6

3 parti di forme d'onda sinusoidale, nello stesso intervallo di tempo
quella in blu un periodo, quella in rosso 2 e quella arancio 3

Se le tre forme d'onda vengono sommate per dar vita ad un segnale composito, da questo sarebbe difficile risalire a esse. Dallo schema tridimensionale si nota una collocazione spaziale su piani di frequenza diversi e la proiezione del grafico tridimensionale è rappresentata nel grafico ad assi frequenza - ampiezza in cui le tre componenti sinusoidali sono rappresentate da tre linee verticali.

Tempo: problema

Frequenza: soluzione

slide 7

freq

Quindi il grafico frequenza - ampiezza informa sul numero di componenti sinusoidali che fanno parte del segnale, a che frequenza sono collocate e che ampiezza riportano, ma non è riportata la costante di fase, di cui vedremo dopo. Allora possiamo dire che analizzare un segnale nel dominio della frequenza significa fondamentalmente avere una rappresentazione frequenza - ampiezza. Questo è detto anche spettro di ampiezza, da distinguere dallo spettro di fase che tiene conto delle costanti di fase individuate nel modello matematico visto in precedenza. Nella seconda immagine (slide 7) il segnale visto da un oscilloscopio nel dominio del tempo, in cui non si capiscono le componenti sinusoidali. Andando nel dominio della frequenza sì. Quando fare una analisi spettrale è verificare su un

diagramma frequenza-ampiezza la composizione del segnale. Dalla figura si notano tre componenti sinusoidali, di frequenza e ampiezza diverse.
Passare dal dominio del tempo a quello della frequenza significa fare una analisi spettrale.

I campi di applicazione dell'analisi nel dominio della frequenza sono principalmente: telecomunicazioni, telematica; elettronica analogica e di potenza; elettromagnetismo; sistemi e macchine elettriche; bioingegneria.

Alcuni esempi di misurazione nel dominio della frequenza sono la modulazione (per conoscere il contenuto di un segnale modulato, in ampiezza in figura: la riga centrale è la portante e le due bande laterali conservano il contenuto informativo della modulante. Capire bene l'ampiezza della portante rispetto a quella della modulante, ovvero capirne il rapporto e la distanza in frequenza tra la portante e la modulante è importante per determinare la qualità dello schema di modulazione adottato); il rumore, detto anche segnale con contenuto spettrale vario ovvero a larga banda (per conoscere a fenomeni o il componente da cui il segnale è prelevato); la distorsione (in cui abbiamo una componente della fondamentale, ed altre componenti che nascono soprattutto per effetto di non linearità, dette armoniche, la prima, la seconda ecc)

Richiami alla TEORIA di FOURIER
Fondamento dell'analisi spettrale

Serie di Fourier per un segnale periodico tempo-continuo, quando cioè il segnale esso si ripete a se stesso ad intervalli regolari ed il periodo è l'intervallo più piccolo per cui vale questa proprietà.
Per questo tipo di segnale vale l'espansione in serie di funzioni sinusoidali

$$\underbrace{s(t)}_{\text{segnale periodico tempo-continuo}} = c_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2\,|c_n| \cos(2\pi \cdot n \cdot f_0\, t + \arg c_0)$$

Le varie componenti sinusoidali sono caratterizzate dall'avere frequenze in relazione tra loro: f_0 è detta frequenza fondamentale e le altre sono multipli interi.
La costante c_0 tiene conto di una eventuale componente continua del segnale; c_n sono costanti che caratterizzano l'ampiezza delle componenti sinusoidali che costituiscono il segnale

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \text{periodo}$$

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_{t_1}^{t_1+T_0} s(t) \cdot e^{-j 2\pi n \cdot f_0 t}\, dt \quad \text{con } n = 0, 1, \dots, +\infty$$

c_n spettro di $s(t)$ quindi l'insieme dei c_n è detto spettro del segnale

modulo $= |c_n|$; fase $= \arg(c_n)$

Quando $n=0$ si ottiene la componente continua

Trasformata di Fourier per un segnale aperiodico tempo-continuo, si definiscono una fase di analisi e una fase di sintesi

Analisi (detto spettro del segnale s)

$$S(f) = F(s(t)) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) \cdot e^{-j 2\pi f t} \, dt$$

in funzione di f

Sintesi

$$s(f) = F^{-1}(S(f)) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \cdot e^{j 2\pi f t} \, df$$

$S(f)$ spettro di $s(t)$

L'integrale di sintesi può essere visto come una sommatoria quando il segnale è una sommatoria di tante componenti sinusoidali che stanno all'interno dell'esponenziale complesso ma la differenza rispetto alla serie di Fourier è che le componenti sinusoidali non hanno quella precisa relazione nella loro frequenza di partire dalla frequenza fondamentale e considerarne i multipli ma le componenti sinusoidali sono caratterizzate da ogni valore di frequenza quindi deve essere considerato un asse continuo delle frequenze. Per questa ragione, nel caso di segnali aperiodici tempo-continuo, lo spettro a loro associato è detto anche spettro continuo, in quanto è definito per tutti i valori di frequenza.

Come esempio di spettro si vedano un'onda sinusoidale e una onda quadra per i segnali periodici (a e b) e un transitorio e un impulso ideale per i segnali aperiodici (c e d).
Si noti che un transitorio è un segnale di breve durata rispetto al tempo di osservazione e che l'impulso è un segnale definito in un intervallo di tempo infinitesimo e si dice che esso ha massima composizione spettrale con uno spettro sostanzialmente costante che copre tutto l'asse delle frequenze.

SIGNIFICATO e USO del DECIBEL

Il decibel è il rapporto tra due valori di potenza

$$A_{(dB)} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

↓ adimensionale

log è in base 10
P_2 è espressa relativamente a P_1
lo scambio tra P_2 e P_1 invertirà il valore di A

Se le potenze risultano da una coppia di tensioni applicate a due resistenze, $R_1 \neq R_2$.

$$A_{(dB)} = 10 \log \frac{V_2^2 / R_2}{V_1^2 / R_1}$$

poiché $P_2 = \frac{V_2^2}{R_2}$ e $P_1 = \frac{V_1^2}{R_1}$

Sviluppando l'espressione, abbiamo

$$A_{(dB)} = 10 \log \left(\frac{V_2}{V_1}\right)^2 + 10 \log \frac{R_1}{R_2} =$$

$$= 20 \log \frac{V_2}{V_1} + 10 \log \frac{R_1}{R_2}$$

Quindi, se $R_2 = R_1 \Rightarrow A_{(dB)} = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$

Questo permette di esprimere il rapporto tra potenze in decibel mediante il rapporto tra le tensioni a cui esse sono associate, se le due resistenze sono uguali.

Ricordiamo le regole sui logaritmi, per lavorare con i decibel

Inversione : $A_{(dB)} = 10 \log(\alpha) \Rightarrow -A_{(dB)} = 10 \log(1/\alpha)$

Addizione : $10 \log(\alpha_1) + 10 \log(\alpha_2) = 10 \log(\alpha_1 \cdot \alpha_2)$

Sottrazione : $10 \log(\alpha_1) - 10 \log(\alpha_2) = 10 \log(\alpha_1 / \alpha_2)$

VALORI ASSOLUTI IN DECIBEL: dBm

1 mW è la p. di rif.

Scegliendo 1 mW come valore di riferimento di potenza, una delle due

$$P_{(dBm)} = 10 \log (P / 0.001)$$

non dipende dal valore di R.

Se voglio fare riferimento non alla potenza, ma al valore di tensione da cui essa deriva, cioè il valore efficace di tensione, allora la tensione di riferimento che produce 1 mW di potenza è

$$V_{rms(REF)} = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{0.001 \cdot R}$$

Quindi, ad es., per $R = 50\,\Omega$ $P_{(dBm)} = 20 \log (V_{rms} / 0.2236)$ e per $R = 75\,\Omega$ $P_{(dBm)} = 20 \log (V_{rms} / 0.2739)$

VALORI ASSOLUTI IN DECIBEL: dBV => il volt, efficace, come riferimento.

Scegliendo 1 Vrms come valore di tensione di riferimento

di rif.to

$$V_{(dBV)} = 20 \log (V_{rms} / 1) = 20 \log V_{rms}$$

non dipende dal valore di R.

CONVERSIONE dBm / dBV (conversione utile in analisi spettrale)

$$P_{(dBm)} = V_{(dBV)} + 10 \log [1 / (0.001 \cdot R)]$$

per $R = 50\ \Omega$ $\quad P_{(dBm)} = V_{(dBV)} + 13.01$

valors típics

per $R = 75\ \Omega$ $\quad P_{(dBm)} = V_{(dBV)} + 11.25$

41.8

LEZIONE 42

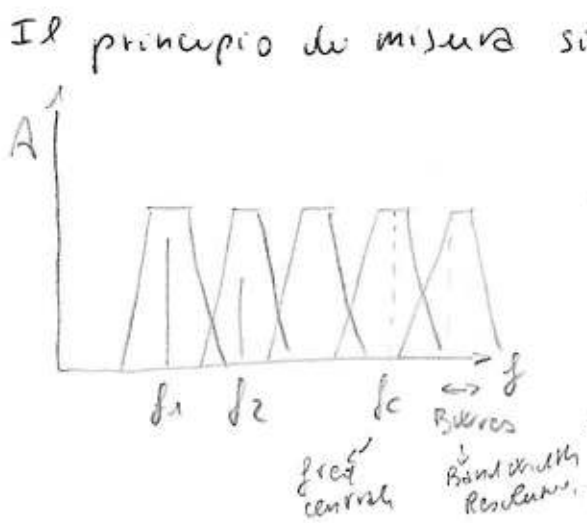
Analisi spettrale analogica - I parte

Prof. Leopoldo Angrisani
39'59"

- Analizzatore di spettro a banco di filtri => n. filtri
- Analizzatore di spettro sequenziale con filtro a sintonia variabile (o a esplorazione di frequenza)
- Analizzatore di spettro sequenziale a super-eterodina

ANALIZZATORE di SPETTRO a BANCO di FILTRI

Il principio di misura si fonda sull'uso di una serie di filtri che operano in parallelo.



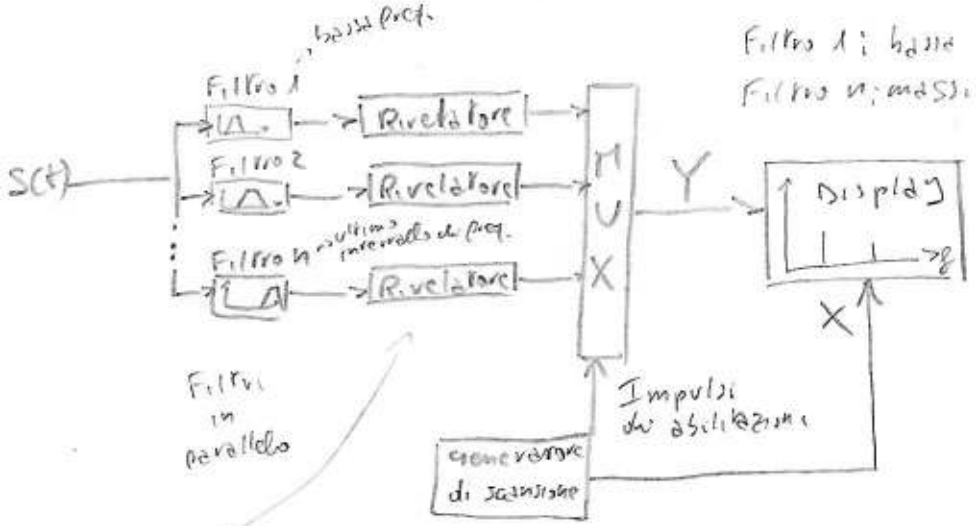
Le risposte in frequenza di tali filtri sono /\\, di cui ne vediamo una serie. Ogni filtro ha la competenza di interessarsi di uno specifico intervallo di frequenze, lungo l'asse relativo.

Ogni filtro ci fa conoscere il contenuto spettrale del segnale in esame all'interno della banda di sua competenza. Conoscere il contenuto spettrale significa conoscere se c'è o meno contenuto spettrale in quella banda e significa quantificare in maniera sintetica la potenza associata o l'ampiezza associata a questo contenuto spettrale.
Due informazioni importanti, rappresentate anche in figura:
f_c, la frequenza centrale di un determinato filtro (il 4°, in figura), BWres, la Band Width resolution, ovvero la banda di risoluzione.
Si osservano anche due righe spettrali, in corrispondenza della frequenza f_1 e della frequenza f_2.
Quando stiamo supponendo che il segnale in analisi sia composto da due componenti spettrali, che vanno ad interessare il primo filtro ed il secondo filtro.
Le scelte progettuali per realizzare un analizzatore di spettro a

banco di filtri sono:

- Filtri passabanda fissi, caratterizzati da una certa banda, sulla quale essi operano.
- Minima sovrapposizione tra le risposte di due filtri adiacenti.
- Rilevatori per misurare l'ampiezza dell'uscita "sinusoidale" dei filtri.

L'ARCHITETTURA DI BASE



Filtro 1: bassa frequenza, crescente fino al Filtro n: massima frequenza

Filtri in parallelo

MUX = multiplexer raccoglie le informazione dai rivelatori e in uscita (Y) dà una informazione dei rivelatori, pilotando [illegible]

Il valore di frequenza viene stabilito dal generatore di scansione che darà una serie di impulsi, ai quali il display visualizza l'informazione relativa a quel filtro, associato al un rivelatore.

Ogni rivelatore riceve in ingresso il segnale dal filtro e in uscita rende o l'ampiezza o la potenza da associare a quel segnale; l'informazione da usare dovrebbe essere visualizzata.

Sulla parte in fondo, quella del grafico, c'è il blocco funzionale del display, cioè tutta la circuitera che consente di visualizzare l'informazione estratta dal segnale. Quello che ci interessa è l'informazione sotto forma di righe spettrali ovvero un certo valore di ampiezza ~~[illegible]~~ o di potenza associato ~~ad un valore~~ ad una riga spettrale.

La riga spettrale tiene conto del contenuto spettrale del segnale di ingresso associato ad un ben determinato filtro.

Sul display abbiamo quindi righe spettrali.

RISOLUZIONE IN FREQUENZA

I vari filtri vanno ad occupare un certo intervallo di frequenza. Tale intervallo idealmente lo si vorrebbe nullo, perché in questo modo, con un filtro, si riuscirebbe a vedere una unica componente spettrale se esiste o meno e chiaramente a fornire anche la rispettiva ampiezza o potenza. Ma, avendo una banda più estesa devo avere all'uscita una informazione che tiene conto di varie componenti spettrali che ricadono all'interno della banda del filtro e quindi posso parlare di potere risolutivo dello strumento ovvero della capacità dello strumento di separare delle componenti spettrali vicine tra loro. Se queste componenti hanno una distanza in frequenza inferiore a quella della banda coperta dal filtro, allora il filtro non riuscirà a separarle. Mentre, se la distanza fra le componenti è superiore all'intervallo di frequenza che viene coperto da un filtro queste saranno separate perché una viene presa in considerazione da un filtro e l'altra viene presa in considerazione da un filtro successivo.

La definizione di risoluzione in frequenza è che la risoluzione in frequenza è la minima separazione in frequenza tra due componenti spettrali, aventi la stessa ampiezza, per poter essere distinte.

La risoluzione in frequenza è fortemente dipendente dal valore di RBW (Resolution Bandwidth), cioè la banda di ogni filtro.

I vantaggi di questo strumento sono: 1. la semplicità, nel caso di pochi filtri; 2. ridotto tempo di misura, poiché i filtri operano in parallelo; 3. l'analisi è fatta in tempo reale

h. è adatto ad ogni tipo di segnale.
Abbiamo un unico grosso svantaggio, quello di una complessità crescente con la richiesta di migliore risoluzione in frequenza, cioè avere dei filtri con una banda più piccola.
Ad esempio, in un intervallo di frequenza 0 - 100 kHz, con una risoluzione (Δf) di 100 Hz, il numero di filtri che occorrono (n) è 100 kHz / 100 Hz = 1000 filtri.

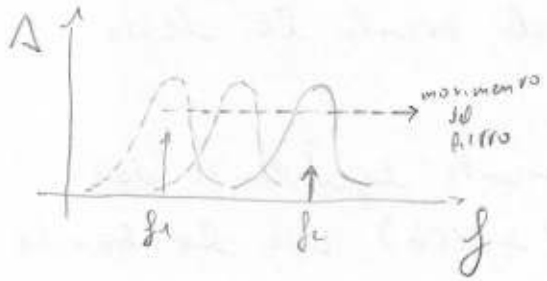
fine 1h25

2ª soluzione

ANALIZZATORE di SPETTRO SEQUENZIALE
con filtro a sintonia variabile

L'analizzatore di spettro è detto sequenziale perché non opera in modo parallelo ma in modo sequenziale, cioè scandisce sequenzialmente l'asse delle frequenze e non viene usato nessun filtro in parallelo.
Questa è la soluzione più diffusa per gli strumenti presenti sul mercato, di due tipi, quello con filtro a sintonia variabile e quello a supereterodina, che vedremo avanti.

Il principio di misura si basa su un solo filtro che si sposta lungo l'asse delle frequenze.

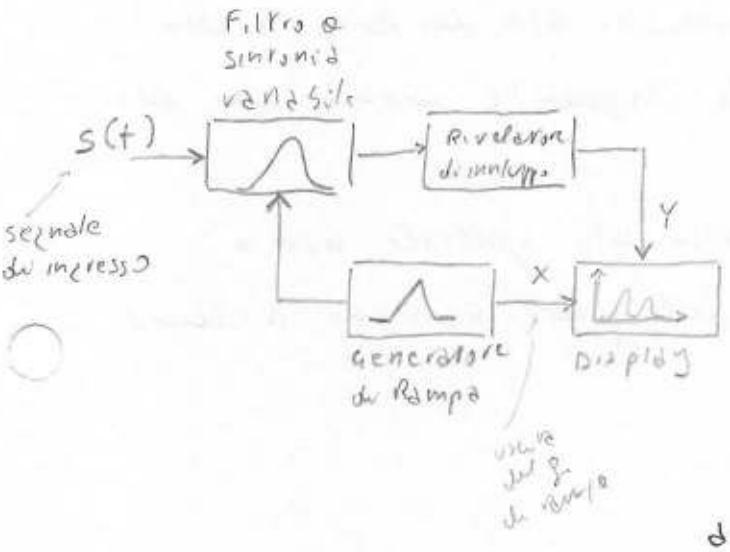


Quando il filtro è in movimento.
In figura un segnale il cui contenuto spettrale può essere rappresentato da due componenti, una a frequenza f_1 e l'altra a frequenza f_2.
La componente f_1 viene usata dal filtro quando esso è nella prima posizione nel grafico. La componente f_2 quando il filtro

è nella terza posizione.

Le principali scelte progettuali che occorre fare per tale soluzione sono: 1. un unico filtro passabanda con frequenza centrale regolabile, passabanda perché il filtro deve coprire un certo intervallo di frequenze e con frequenza centrale regolabile, ovvero deve essere capace di spostarsi lungo l'asse delle frequenze; 2. lo spostamento deve garantire una copertura completa dell'intervallo di frequenze di interesse; 3. anche in questo caso c'è bisogno di un rivelatore per misurare l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro, cioè non si misura l'ampiezza o la potenza del contenuto spettrale nella banda del filtro come è avvenuto nel caso precedente.

L'ARCHITETTURA di BASE



Il segnale di ingresso entra nel filtro a sintonia variabile, la cui frequenza centrale è variabile (di conseguenza è variabile la sua sintonia) in quanto ci sono filtri che fanno variare la frequenza del segnale di uscita in relazione ad un valore di tensione che ricevono in ingresso: il filtro a sintonia variabile riceve un altro segnale dal generatore di rampa.

Il generatore di rampa è un generatore capace di generare un segnale di tensione che cresce linearmente nel tempo, questo perché vogliamo che la frequenza centrale nel filtro cambi nel tempo; il filtro si sposta da una posizione di frequenza bassa ad una posizione di frequenza alta.

Razionevolmente tale spostamento deve avvenire a velocità costante quindi la frequenza centrale del filtro deve evolvere linearmente nel tempo quindi c'è bisogno di un segnale di tensione che cresce linearmente.
L'uscita del filtro a sintonia variabile è in ingresso al rivelatore di inviluppo la cui uscita va ad alimentare l'asse verticale del display in cui si deve rappresentare il contenuto spettrale del segnale. In particolare devo rappresentare l'uscita del filtro che si sta muovendo da una frequenza più bassa ad una più alta. Quindi lo stesso segnale che fa variare la frequenza del filtro può essere usato per dare indicazioni al display su quale parte dell'asse orizzontale deve rappresentare l'informazione che in quel momento gli è ~~[illegible]~~ arrivata.
Stiamo in sostanza usando l'associazione asse dei tempi e asse delle frequenze creando l'asse delle frequenze usando un movimento lungo l'asse dei tempi.
Nel display la forma del contenuto spettrale non è rappresentata a righe ma sembrano delle piccole gaussiane, a causa del rivelatore di inviluppo. [slide 18]

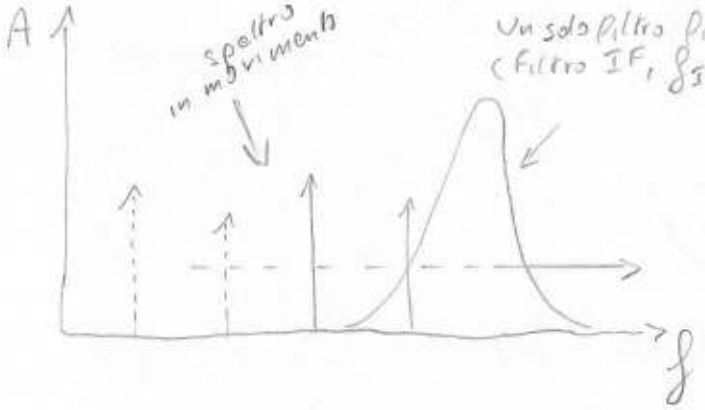
slide 13_1

ANALIZZATORE DI SPETTRO SEQUENZIALE A SUPERETERODINA

27:00

(ETERODINA è un generatore di oscillazioni ad alta frequenza che consente una variazione regolabile di intensità e di periodo; usato in un ricevitore. SUPER è aggiunto perché storicamente i primi apparecchi garantivano copertura in frequenza oltre la banda audio)

L'analizzatore è basato sulla tecnica ad eterodina che fa riferimento al seguente principio di misura, tenendo conto che



l'uso del termine sugli ha una causa storica in quanto i primi esemplari di analizzatori di spettro di questo tipo furono realizzati verso la fine degli anni '60, inizio '70 e garantivano la copertura di parte dell'asse delle frequenze che andavano oltre la banda audio.

Il principio di misura si basa su un solo filtro che è fisso e quindi si riesce a garantire le sue caratteristiche costanti nel tempo, ya che la banda rimane costante nel tempo.

Sarà dunque il segnale a muoversi e quindi il principio prevede uno spettro in movimento.

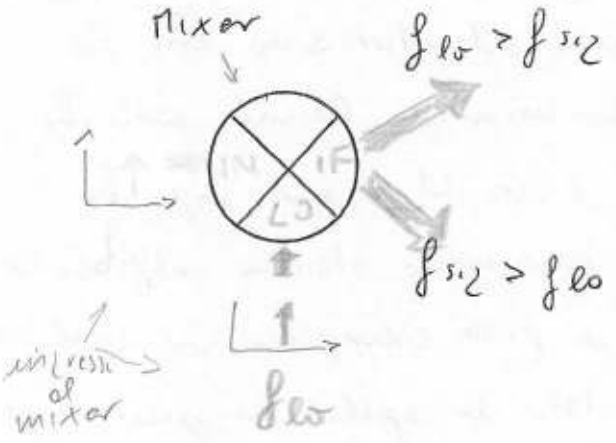
La frequenza centrale del filtro è detta frequenza intermedia, IF cioè intermediate frequency, o f_{IF}.

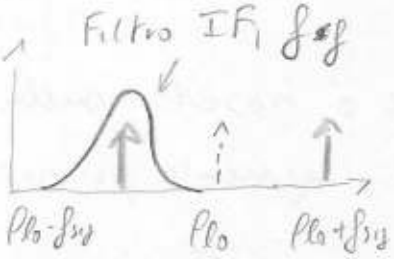
Le principali scelte progettuali sono: 1. un unico filtro passabanda con frequenza centrale costante; 2. un miscelatore per implementare la tecnica supereterodina; 3. un rivelatore per misurare l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro

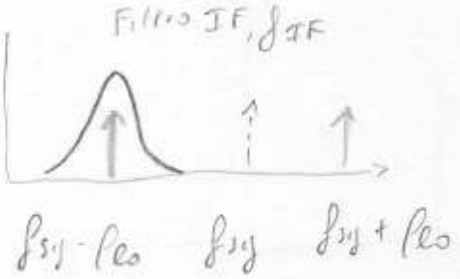
TECNICA SUPERETERODINA (caso ideale)

Abbiamo un miscelatore (Mixer) che presenta due ingressi,

indicati con IN e LO
IN sta per Input e LO sta per Local Oscillator



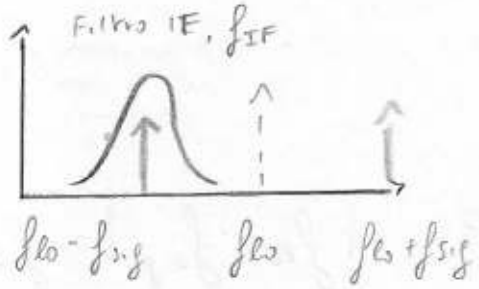




f_{sig} = frequenza del segnale
f_{lo} = freq. oscillatore locale

Consideriamo che al miscelatore arrivino due segnali di ingresso, quello che va all'ingresso IN è caratterizzato dall'avere una sola componente spettrale, con frequenza f_{sig}, la frequenza del segnale; anche il secondo ingresso, LO, riceve un segnale puramente sinusoidale con una unica componente spettrale, la cui frequenza viene identificata con f_{lo}.
Il miscelatore presenta una unica uscita (IF) ma ci possono essere due condizioni, una che $f_{sig} > f_{lo}$ l'altra che $f_{lo} > f_{sig}$.
Dobbiamo ora tener conto di come opera il miscelatore: esso sostanzialmente fa una operazione di moltiplicazione, come indicato dalla croce all'interno del cerchio e la moltiplicazione è quella dei due ingressi.
La moltiplicazione, in termini densiti, è nota come battimento; moltiplicare due segnali sinusoidali dà come risultato in uscita due componenti sinusoidali, una caratterizzata da una frequenza somma delle due frequenze e l'altra

caratterizzata da una frequenza differenza tra le due frequenze.
Se si conoscono le caratteristiche del secondo segnale e, nel caso specifico, facendo riferimento all'ingresso LO, local oscillator, allora si può tranquillamente dire che l'uscita che avremo, con componente a frequenza somma e con componente a frequenza differenza, sostanzialmente portano in sé, in termini di ampiezza frequenze che sono proporzionali a quelle che caratterizzano il segnale di ingresso noto, quello del local oscillator.
La conseguenza è quella di aver spostato delle informazioni in ampiezza che stanno alla frequenza del segnale f_{sig} a una nuova frequenza che starà o alla frequenza differenza, se considero quella, o alla frequenza somma, se considero la f somma.
Quindi, grazie alla operazione di eterodina si riesce a spostare lo spettro del segnale: l'informazione di interesse si trovava alla frequenza f_{sig} e successivamente si troverà ad una altra frequenza e questo ci dà la possibilità di mantenere il filtro fisso facendo spostare l'informazione spettrale nel filtro.
Nel caso in cui $f_{LO} > f_{sig}$ abbiamo in uscita due componenti, una a frequenza differenza, $f_{LO} - f_{sig}$, e una a frequenza somma, $f_{LO} + f_{sig}$.



Entrambe hanno replica della stessa informazione, dunque quale delle due consideriamo? Per una serie di ragioni tecnologiche si considera la componente con frequenza differenza perché è localizzata alla frequenza più bassa e

quindi realizzare un filtro con una frequenza centrale più bassa e una banda più stretta è più semplice da realizzare lo stesso filtro con una frequenza centrale più alta e con la stessa banda stretta.

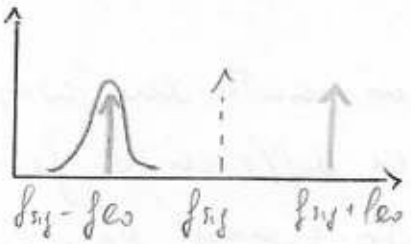
La frequenza differenza è nota in letteratura come frequenza intermedia, da cui l'uso del termine IF.

Quindi volendo usare la frequenza differenza come freq. che porta l'informazione si deve avere il filtro fisso a quella frequenza per cui, se si sposta l'informazione alla frequenza intermedia, il filtro fisso deve ~~essere~~ stare centrato a frequenza intermedia, come indicato in figura.

Infatti, grazie alla presenza del filtro si riesce a recuperare l'informazione che originariamente stava alla frequenza f_{sig} e ora sta alla frequenza $f_{LO} - f_{sig}$.

L'altra informazione, che sta alla frequenza somma, $f_{LO} + f_{sig}$, viene automaticamente scartata dal filtro, perché il filtro considera solo quello che entra nella sua banda e non quello che ne sta al di fuori.

Nel caso in cui $f_{sig} > f_{LO}$ possiamo fare esattamente le stesse considerazioni; quale dei due casi scegliere sarà oggetto della prossima lezione.



il modulo perché non so quale caso scegliere

EQUAZIONE di SINTONIZZAZIONE $|f_{LO} - f_{sig}| = f_{IF}$

VOGLIO CONSIDERARE SEMPRE E COMUNQUE LA FREQUENZA DIFFERENZA PER CUI SI DEVE FARE IN MODO CHE SIA PARI ALLA FREQ. INTERMEDIA SCELTA, QUELLA SULLA QUALE È CENTRATO IL FILTRO. QUINDI, SE HO UNA FREQ. DEL SEGNALE CHE VOGLIO ANALIZZARE CON UN FILTRO FISSATO AD A CERTA FREQ., LA FREQ. INTERMEDIA, ALLORA LA FREQ. DELL'OSCILLATORE LOCALE DEVE SODDISFARE L'EQUAZIONE DI SINTONIZZAZIONE E FACENDO QUESTO PER OGNUNA DELLE FREQUENZE CONTENUTE NEL SEGNALE HO RISOLTO IL PROBLEMA E OTTENGO UNA ANALISI SPETTRALE DEL SEGNALE. VD SLIDE 27, ambiguità

42.10

La tecnica di supereterodina porta ad una ambiguità, nel caso in cui nel segnale di ingresso ci siano due (o più) componenti spettrali: nell'esempio ce ne sono due, f_{sig1} e f_{sig2}, con $f_{sig2} > f_{sig}$ (per questa ragione f_{sig2} è detta frequenza immagine di f_{sig1}).

Si suppone che entrambe le frequenze soddisfino l'equazione di sintonizzazione. Questo significa che data una certa frequenza dell'oscillatore locale si sta portando a frequenza intermedia sia la prima che la seconda componente.

Questa è una condizione da evitare, cioè non deve accadere che due o più componenti del segnale f_{sig} arrivino a frequenza intermedia, per la ragione che dal filtro deve uscire una unica componente spettrale.

Quindi possiamo dire che, almeno nel caso ideale di questa tecnica, quando ci troviamo di fronte alla miscelazione di due segnali, in particolare quello che viene dall'oscillatore, segnale noto, che mi fa spostare l'altro, si deve avere l'accortezza di verificare che non ci siano frequenze immagini nel segnale di ingresso e quindi non ci devono essere frequenze spostate a frequenze intermedie con lo stesso valore di frequenza generato dall'oscillatore locale.

Nella prossima lezione vedremo che questo sarà un problema di banda immagine e vedremo le opportune scelte progettuali.

42.12

LEZIONE 43

Analisi spettrale analogica - II parte

Prof. Leopoldo Angrisani
40'09''

- Analizzatore di spettro a super-eterodina
  - Scelte operative
  - Architettura di base
  - Risoluzione in frequenza
  - Tempo di spazzolata
  - Sezione video

ANALIZZATORE DI SPETTRO A SUPERETERODINA

SCELTE OPERATIVE (*soprattutto sull'asse frequenze*)

Tecnica supereterodina

Mixer: caso reale

Frequenze in uscita = $\left| m \cdot f_{lo} \pm n \cdot f_{sig} \right|$

m ed *n* interi, incluso lo zero ➡ f_{sig} , f_{lo} presenti in uscita

⬇

Per misurazioni attendibili : **il segnale di ingresso non deve contenere f_{IF} !**

Mixer nel caso reale: esso rilascia in uscita una serie di componenti sinusoidali che non sono somme o differenze come nel caso ideale, ma sono caratterizzate dalla seguente relazione.

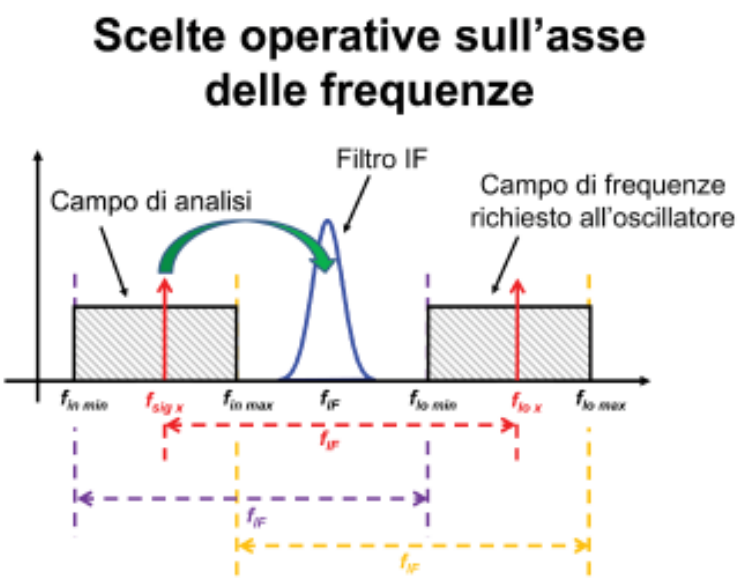
Frequenze in uscita del mixer, caso reale: $| m \cdot f_{lo} \pm n \cdot f_{sig} |$

con m e n interi, zero compreso => f_{sig}, di maggiore interesse e f_{lo} sono presenti in uscita.

Quindi in uscita al mixer si ottengono tante componenti sinusoidali ciascuna delle quali soddisfa la relazione $| m \cdot f_{lo} \pm n \cdot f_{sig} |$.

Fra esse ci saranno anche delle repliche del segnale di ingresso e dell'oscillatore locale, dovute ad un comportamento non lineare del mixer, nella speranza che tali componenti abbiano una potenza più bassa delle due componenti principali, quella somma e quella differenza (che sono le due sole componenti del caso ideale, visto nella lezione precedente). Da questo dipende la qualità del mixer.

Per misurazioni attendibili il segnale di ingresso non deve contenere la frequenza intermedia f_{IF} perchè altrimenti nel filtro avremo due componenti, con un risultato non affidabile.



Dalla figura a lato notiamo come sono distribuiti i vari campi di frequenza che interessano lo strumento sull'asse delle frequenze e questo può essere una soluzione ai problemi citati, ovvero che nel range di analisi non deve essere contemplato la frequenza intermedia f_{IF}.

Inoltre non ci devono essere frequenze immagine nel segnale di ingresso.

In particolare abbiamo il campo di analisi dello strumento posto a sinistra, il filtro a frequenza intermedia che serve ad analizzare il segnale ed è questo filtro che fornisce risultati, collocato nella parte centrale, ed infine il campo di frequenze richiesto dall'oscillatore, ovvero il range su cui può lavorare l'oscillatore locale.

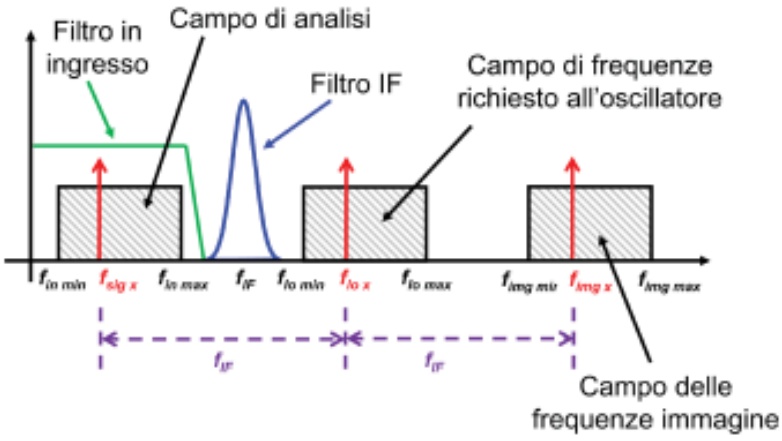
Il funzionamento di tutto questo parte dalla componente spettrale del segnale di ingresso f_{sig}, e in corrispondenza occorre trovare un segnale sinusoidale proveniente dall'oscillatore locale f_{lo} in modo che sia soddisfatta l'equazione di sintonizzazione (tuning), ovvero che $f_{lo} - f_{sig} = f_{IF}$. Questo affinché la componente di f_{sig} arrivi al centro del filtro.

L'analisi deve essere fatta su tutto il range riportato, quindi per ciascuna frequenza nel campo di analisi si deve riscontrare una corrispondenza nel campo di frequenze richiesto all'oscillatore. Queste frequenze richieste stanno anch'esse in un range e devono essere tali da soddisfare l'equazione di sintonizzazione.

Questo significa che se fisso grazie all'oscillatore locale un certo valore di frequenza troverò in corrispondenza, nel campo di analisi, un valore di frequenza che soddisfa l'equazione di sintonizzazione, solo per quel valore di frequenza. Quindi nel momento in cui ho scelto per l'oscillatore locale una certa sua frequenza di uscita sono certo che andrò ad analizzare, se esiste, una sola componente spettrale del segnale di ingresso, localizzata a quella frequenza, che soddisfa l'equazione di sintonizzazione, per quella frequenza dell'oscillatore locale.

Per questa ragione la differenza fra $f_{lo\ min}$ e $f_{in\ min}$ è pari alla frequenza intermedia, così come lo è la differenza fra $f_{lo\ max}$ e $f_{in\ max}$.

I valori corrispondenti tra l'oscillatore locale ed il segnale di ingresso soddisfano l'equazione di sintonizzazione.



Nella figura a lato una situazione che realizza il caso precedente: in verde abbiamo un filtro di ingresso che fa in modo che il campo di analisi sia ristretto effettivamente a quella parte che è di nostro interesse: cioè il campo di analisi non deve includere la frequenza intermedia del filtro a cui sto lavorando e deve escludere la banda immagine, per la

cui comprensione sarà esplicativa l'esempio stesso.

Il filtro evidenzia dunque il campo di analisi; poi abbiamo a lato il filtro; poi il range in cui può variare la frequenza di uscita dell'oscillatore locale; agli estremi vediamo che è collocata la banda immagine.

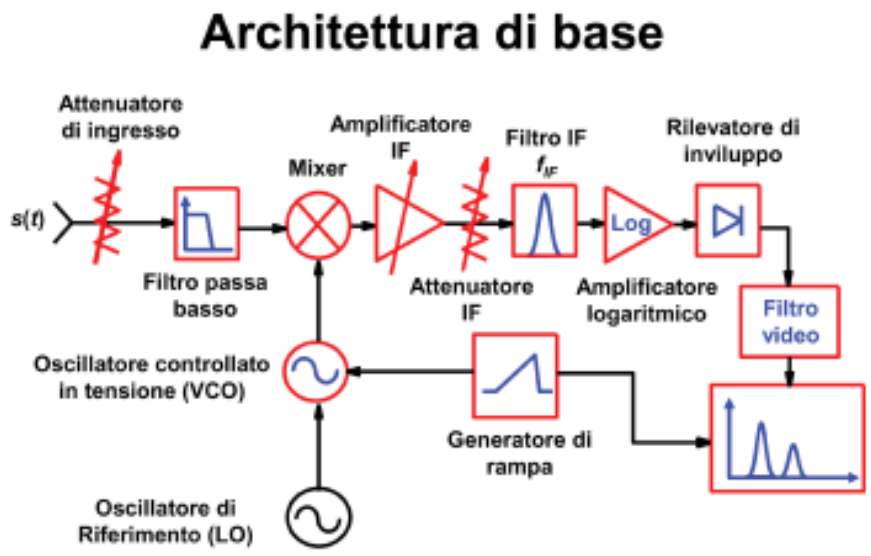
Se nella banda immagine scelgo una frequenza e considero il corrispondente valore nel campo di analisi ($f_{img\ x}$ e $f_{sig\ x}$) allora la separazione spettrale tra questi due valori di frequenze è pari esattamente a 2 volte f_{IF}. E se considero la frequenza $f_{lo\ x}$ nell'oscillatore locale tale che essa porta alla frequenza intermedia la frequenza $f_{sig\ x,}$ cioè le due frequenze soddisfano l'equazione di sintonizzazione, allora è vero anche che le frequenze $f_{lo\ x}$ e $f_{img\ x}$ soddisfano l'equazione di sintonizzazione.

Se quanto considerato si ripete per ciascuna frequenza che appartiene al campo di analisi allora corrispondentemente troverò un campo di frequenze immagine, come schematizzato dal blocchetto in figura.

Il filtro di ingresso risolve tutti i problemi ed è una soluzione ottimale per l'asse delle frequenze.

E' a tale soluzione che fa riferimento l'architettura di base del dispositivo.

ARCHITETTURA DI BASE



In figura i blocchi principali dell'architettura dell'analizzatore di spettro a supereterodina:

. s(t) è il segnale di ingresso;

. l'attenuatore di ingresso (attenuatore a radio frequenza) serve a regolare l'ampiezza, o la potenza, del segnale in modo da renderlo idoneo ai successivi blocchi ed in particolare al blocco di miscelazione;

. filtro passa basso, garantisce i due requisiti fondamentali: la frequenza intermedia non deve stare nel campo di analisi dello strumento e la banda delle frequenze immagine deve essere scartata;

. miscelatore, che riceve in ingresso il segnale in uscita dal filtro passa basso e il segnale da un oscillatore, controllato in tensione. Questo vuol dire che la sua frequenza può variare in relazione ad un segnale di tensione che l'oscillatore stesso può ricevere da un secondo ingresso. In questo caso il secondo ingresso riceve l'uscita di un generatore di rampa, ripetendo lo schema del filtro a sintonia variabile.

. oscillatore di riferimento, fa in modo che l'oscillatore controllato in tensione riceva la frequenza di riferimento a cui agganciarsi ed in base alla quale può produrre in uscita la frequenza che varia nel tempo. Variare nel tempo la frequenza in uscita dell'oscillatore locale significa fare in modo che l'equazione di sintonizzazione (*tuning*) sia soddisfatta per frequenze nel campo di analisi dello stru-

mento via via diverse al variare del tempo.

Cioè si può fare in modo che in un certo istante di tempo in uscita all'oscillatore controllato in tensione ci sia una certa frequenza in modo tale che l'equazione di sintonizzazione sia soddisfatta solo per una certa frequenza dell'ingresso e poi fare in modo che all'istante successivo variando la frequenza dell'oscillatore locale sia diversa la frequenza del segnale di ingresso che soddisfa l'equazione di sintonizzazione. In questo secondo tempo è la seconda frequenza ad essere portata al centro del filtro a frequenza intermedia e non la prima. Di conseguenza, leggendo l'uscita del filtro, abbiamo istante per istante l'informazione relativa a componenti spettrali via via diverse del segnale.

In particolare si parte da frequenze più basse verso frequenze più alte per cui il filtro a frequenza intermedia conterrà all'inizio informazioni sul livello più basso di frequenza, alla fine dell'intervallo di misura conterrà informazioni relative al valore più alto di frequenza. E questa è una scelta progettuale, infatti la rampa è crescente nel tempo, per cui il segnale di tensione cresce linearmente nel tempo e di conseguenza la frequenza dell'oscillatore locale cresce linearmente nel tempo. Questo fa in modo che l'equazione di sintonizzazione sia soddisfatta per frequenze via via crescenti nel campo di analisi di ingresso al crescere del tempo.

L'uscita del mixer entra in blocchi di amplificazione e di attenuazione, atte a regolarne l'ampiezza e la potenza affinché essa sia adeguata per i blocchi successivi e poi entra nel filtro a frequenza intermedia.

Come abbiamo detto viene selezionata in uscita al mixer la componente differenza.

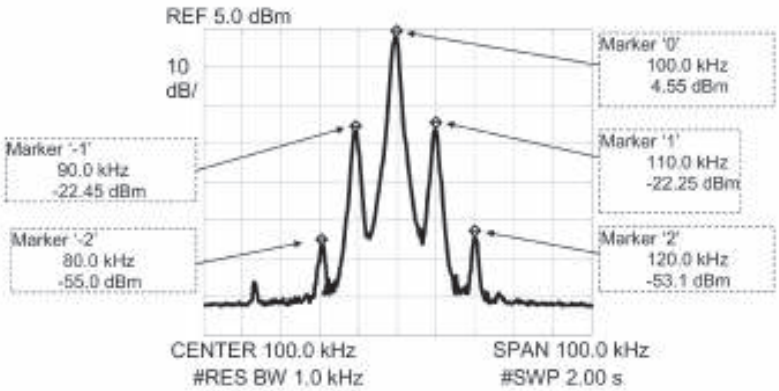
Occorre inoltre precisare che la collocazione della banda del campo di applicazione è a frequenza più bassa di quella dell'oscillatore locale. Quindi c'è la propensione ad avere frequenze dell'oscillatore locali maggiori di quelle del segnale di ingresso e questo risponde ad una domanda nella lezione precedente, che ci permette di togliere il valore assoluto alla equazione di sintonizzazione, che diventa $f_{lo} - f_{sig} = f_{IF}$ (equazione di sintonizzazione applicata a questo caso specifico).

. amplificatore logaritmico, tratta l'uscita del filtro a frequenza intermedia. Abbiamo dunque i risultati in scala logaritmica e quindi i risultati sono riferiti in decibel.

. rivelatore di inviluppo, con la stessa funzione nel filtro a sintonia variabile, quindi sul display ho una informazione come quella ottenuta nel filtro a sintonia variabile, cioè una forma a campana che ricalca la risposta in frequenza del filtro a frequenza intermedia.

. filtro video, ha delle funzioni particolari che vedremo.

Esempio di risultato di misura



Abbiamo in figura a lato un esempio di risultato di misura. In esso si notano 5 componenti spettrali principali, quella centrale e due laterali per parte; a sinistra c'è anche una componente spuria.

Il risultato è su una griglia con 10 divisioni orizzontali e 8 verticali, come è di norma. La riga orizzontale in alto è associata ad un livello di riferimento, conosciuto come reference level, di valore

5.0 dBm.

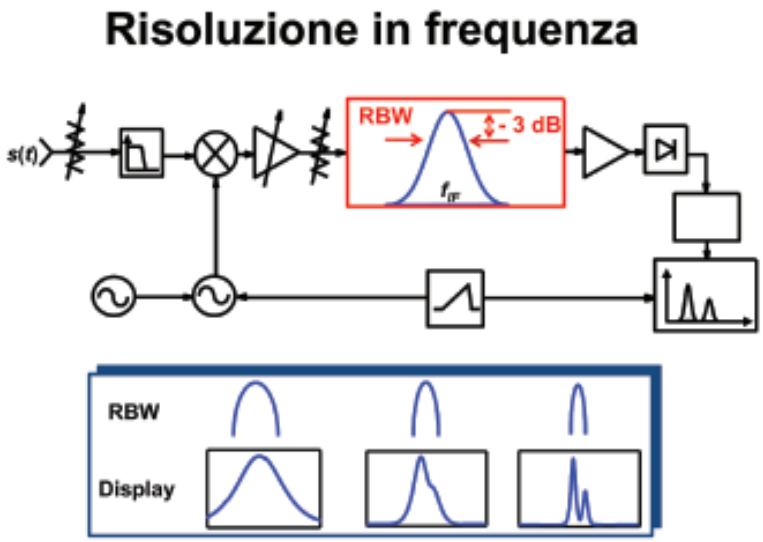
L'asse verticale è, giustamente, su scala logaritmica e 10 dB indica che ogni divisione è 10 dB, ovvero rappresenta una attenuazione di 10 decibel. Quindi componenti che distano di una sola divisione in ampiezza hanno una attenuazione (differenza) di 10 dB. Facendo un calcolo si determina su scala lineare quale è il loro rapporto. Si noti l'uso sullo strumento dei marker, con i quali si localizzano sul vertice delle componenti valori di frequenza e l'ampiezza della componente selezionata.

Ad esempio il marker 2 riporta 120 kHz di frequenza ed una potenza di -53.1 dBm.

Poi sotto abbiamo l'indicazione della frequenza centrale (CENTER) ed una ulteriore indicazione dello SPAN. Lo SPAN è l'intervallo di analisi dell'esempio in esame: in questo caso stiamo analizzando 100 kHz di segnale.

Vedremo a breve il significato dei parametri RES BW (resolution band with) e SWP (sweep time).

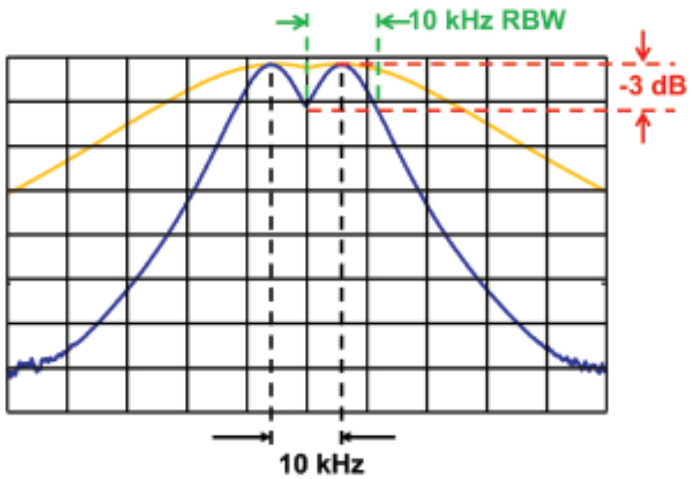
RISOLUZIONE IN FREQUENZA



La risoluzione in frequenza è la minima separazione tra due componenti di uguale ampiezza per poter essere distinte.

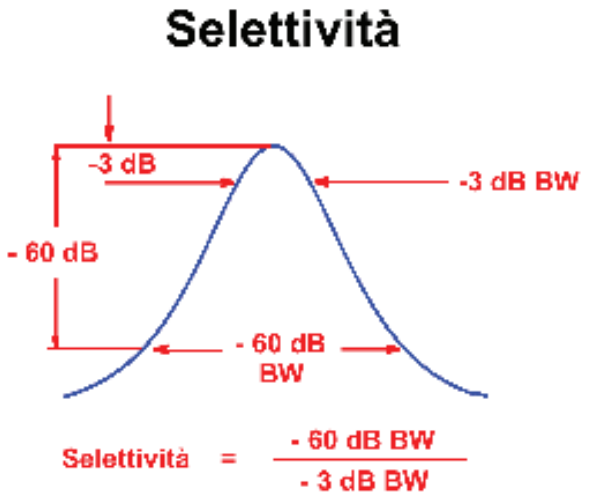
La risoluzione in frequenza dipende in modo determinante dalla banda a -3dB del filtro a frequenza intermedia, RBW, resolution band width.

Si noti come varia il display in funzione di diversi valori di resolution band with, da una banda di risoluzione un pò più grande ad una più piccola: si hanno visualizzazioni diverse, evidente quando abbiamo una doppia componente. Nel caso in esame si vede come con una RBW larga non si riesca a separare le due componenti. Abbiamo un accenno con il secondo valore della RBW e la separazione con una RBW più piccola.



Nella figura a lato un ulteriore esempio, con due componenti che distano 10 kHz. Con una RBW non adeguata non si distinguono (linea gialla).

Con una RBW di 10 kHz, pari alla separazione, riusciamo a distinguere le componenti, cioè riesco ad ottenere un minimo di separazione che, nel caso specifico, è circa -3 dB.

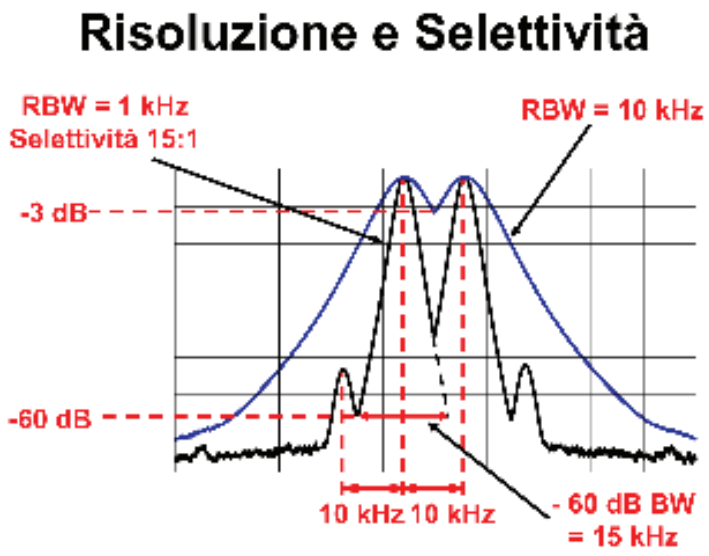


La risoluzione in frequenza si lega al fatto che le componenti siano della stessa ampiezza. Però se le componenti non sono della stessa ampiezza allora interviene un altro parametro che è la selettività.

La selettività è data dal rapporto tra la banda a -60 dB con la banda a -3 dB del filtro.

Quindi ci possono essere filtri con la stessa banda a -3 dB ma hanno la stessa banda a -60 dB e quindi possono avere diverse selettività.

La parete celeste è detta spesso mantello del filtro: ci sono filtri con un mantello contenuto, indice di alta selettività, ed altri con una selettività più scarna aventi mantelli più slabbrati.



Questo incide molto sul riconoscere componenti spettrali vicine, come da figura a lato in cui ci sono due componenti principali separate da 10 kHz , di stessa ampiezza con altre due componenti laterali con ampiezza molto più bassa, separate sempre da 10 kHz rispetto alle relative componenti principali.

Utilizzando un filtro a frequenza intermedia (in blu) con una resolution band width pari a 10 kHz si distinguono solo le due componenti principali.

Si ha un ottimo risultato utilizzando un filtro (in nero) con una RBW di 1 kHz.

TEMPO DI SPAZZOLATA

Tempo di spazzolata
(*Sweep Time, ST*)

- Tempo di scansione del campo di frequenze di interesse (*span*)
- Durata della rampa prodotta dal generatore

✓ v_{sw}, velocità di spazzolata $V_{sw} = \frac{span}{ST}$

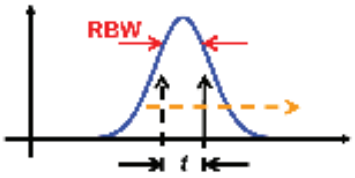
Il tempo di spazzolata è definito come in figura a lato.

E' il tempo necessario all'oscillatore locale per darci tutti i valori di frequenza che vanno da un valore minimo ad un valore massimo. Questa variazione avviene linearmente nel tempo, per cui si può parlare di velocità di spazzolata, velocità costante.

Essa è ottenuta come il rapporto tra

✓ τ, tempo di risposta del filtro IF $\tau = \frac{k}{RBW}$

✓ t, tempo di permanenza di una componente nella banda del filtro IF



$$t = \frac{RBW}{V_{sw}}$$

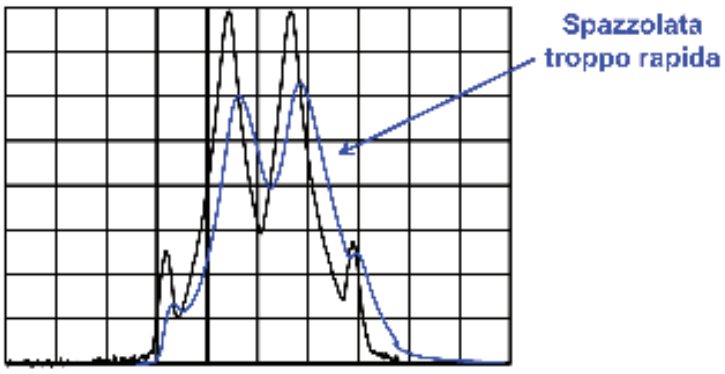
- Per misurazioni affidabili

$$\frac{RBW}{V_{sw}} = \frac{RBW}{span/ST} > \frac{k}{RBW}$$

$$ST > \frac{k \cdot span}{RBW^2}$$

ST inversamente proporzionale al quadrato di RBW !

- Se la relazione non è soddisfatta….



il campo di frequenze da analizzare (SPAN) con il tempo che voglio impiegare (ST, sweep time).

Esiste una ben precisa relazione che bisogna rispettare nel tempo di spazzolata una volta fissata la resolution band with a cui si vuole lavorare e lo SPAN, cioè se τ (tau) è il tempo di risposta del filtro, ovvero il tempo in cui il filtro fornisce una risposta che si considera affidabile, il tempo è inversamente proporzionale alla banda del filtro, quindi ci aspettiamo una relazione del tipo τ = k/RBW, cui k è una costante caratteristica del filtro.

E' nota pure l'informazione che la componente permane all'interno del filtro per un certo tempo, perchè questa componente viene spostata grazie all'azione della tecnica a supereterodina, per cui ad un certo tempo la componente incontrerà il filtro e lo attraverserà. Tale tempo è facilmente calcolabile come $t = RBW/V_{sw}$, in cui V_{sw} è la velocità con cui viaggia la componente ovvero la velocità di spazzolata.

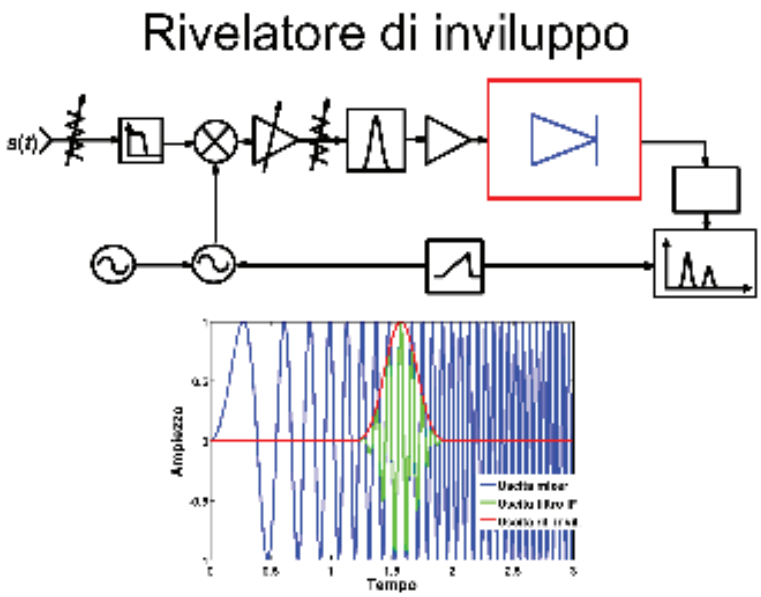
Se vogliamo dal filtro una valutazione, cioè una misurazione affidabile occorre che il tempo t, di permanenza nel filtro sia maggiore al tempo di risposta, tau. Questo per dare tempo al filtro di dare una risposta affidabile.

Si ottiene che il tempo di spazzolata, ovvero lo sweep time, è inversamente proporzionale al quadrato di RBW. Questo è molto importante: se si ha intenzione di ridurre di un ordine di grandezza la resolution band with si deve aumentare il tempo di spazzolata di due ordini di grandezza per cui, se si impiegava un millisecondo per fare una certa spazzolata con una certa resolution band with, diminuendo questa devo aumentare di 100 volte il tempo, passando a cento millisecondi. Questo è un aggravio sui tempi delle misure e sulle prestazioni dello strumento.

Se tale relazione non è soddisfatta si rischia di avere una misurazione non affidabile, riportata spesso sugli strumenti come "uncalibrated".

Nella figura la traccia in nero è quella quando è verificata la relazione. Quella in azzurro quando la spazzolata è troppo rapida.

SEZIONE VIDEO



Abbiamo anche in questa tecnica un rivelatore di inviluppo, che gioca un ruolo importante.

Nel filtro a sintonia variabile avevamo visto che era il filtro a muoversi e la componente spettrale a stare ferma per cui avevamo che l'uscita del filtro veniva raccolto dal rivelatore di inviluppo che dava il segnale in uscita e l'inviluppo descriveva esattamente la risposta in frequenza del filtro.

In questo caso le cose sono diverse: il filtro è fermo e la componente si muove. La componente si muove grazie al fatto che c'è una frequenza dell'oscillatore locale che parte da un valore minimo e arriva ad un valore massimo; di conseguenza ci si aspetta che data l'equazione di sintonizzazione (f_{lo} - f_{sig} = fIF) la frequenza che viene vista al variare del tempo, data una certa frequenza del segnale, dia origine ad un segnale la cui frequenza aumenti nel tempo. Questo segnale è noto in letteratura come spazzolata in frequenza, o CIRP, riportato nel colore azzurro in figura.

Questo riportato in azzurro rappresenta il segnale che è in uscita al filtro ed è quello che porta l'informazione della componente spettrale che deve essere isolata dal filtro e analizzata.

La parte che si vede in verde, che è l'uscita del filtro IF è la parte che interessa il segnale di ingresso quando esso entra nella banda del filtro, parlando dell'asse delle frequenze.

In pratica possiamo dire che per ciascuna componente dell'ingresso si ottiene qualitativamente e come forma d'onda lo stesso CIRP, quello che cambia è la frequenza di partenza e quella di arrivo del CIRP. Questo perchè per segnali con componenti caratterizzate da frequenze basse in ingresso ottengo CIRP che partono già da frequenze un pò elevate e avanzano verso frequenze finali molto elevate.

Per frequenze di ingresso che sono più elevate il CIRP partirà da una frequenza più bassa e si fermerà ad una frequenza più bassa dell'ultima frequenza avuta nel CIRP precedente.

Questo significa che se il filtro è centrato ad una certa frequenza questo CIRP incontrerà la banda del filtro in tempi diversi e di conseguenza si ottengono informazioni relative alle componenti di ingresso in tempi diversi e quindi che posso gestire in tempi diversi.

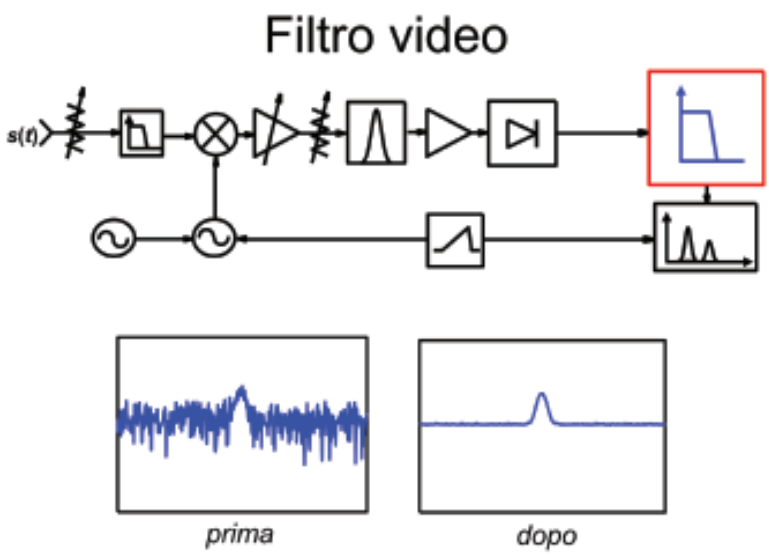
La traccia rossa, in figura, è l'azione del rivelatore di inviluppo che riceve in ingresso il segnale (in verde) e di questo segnale ne traccia l'inviluppo. Così come nel filtro a sintonia variabile, anche in questo caso l'inviluppo ripercorrerà pari pari la risposta in frequenza del filtro con la seguente differenza: il segnale in uscita nel filtro a sintonia variabile la frequenza del segnale era la stessa perchè

la componente era fissa e si spostava il filtro, in questo caso la frequenza non è fissa perchè il segnale si muove mentre il filtro è fisso quindi la frequenza cresce linearmente nel tempo man mano che la componente avanza nel filtro e l'inviluppo ripercorre la risposta in frequenza del filtro. Ecco perchè sul display le indicazioni sono del tipo a campana.

Poi, anche in questo caso, si effettua l'associazione tra asse dei tempi e asse delle frequenze grazie al fatto che lo stesso segnale generato dal generatore di rampa viene inviato anche al display.

Man mano che il segnale del generatore di rampa aumenta anche la frequenza dell'oscillatore locale aumenta e quindi le informazioni che il filtro ci darà avranno valore crescente per frequenze che stanno nel campo di analisi e allora visto che il segnale è usato per l'asse orizzontale del display, in tale asse vicino all'origine avremo riportato componenti spettrali della parte bassa del campo di frequenza, mentre lontano dall'origine avremo riportato componenti spettrali della parte alta del campo di frequenza.

IL FILTRO VIDEO



Il filtro video fa parte della sezione video e la sua importanza è evidente dall'esempio a lato riportato.

Tale filtro è collocato a valle del rivelatore di inviluppo e a monte del display, quindi fa una azione intermedia tra il rivelatore di inviluppo ed il display.

In figura è evidenziata la funzionalità del filtro, che è un filtro passa-basso, che si va ad unire all'altro filtro passa-basso in ingresso, mentre il filtro centrale è un passa-banda. Quindi in tale architettura sono previsti due filtri passa-basso ed un filtro passa-banda.

In *prima* e *dopo* si vede l'effetto del filtro: abbiamo una componente spettrale (al centro) abbastanza visibile con una serie di oscillazioni decise sull'informazione visualizzata, queste oscillazioni a causa di rumore dal segnale in ingresso, oppure più plausibilmente rumore generato dallo strumento stesso, oppure ci possono essere contributi non lineari di alcuni blocchi che stanno all'interno dell'analizzatore prima della sezione video.

Il filtro pulisce il rumore; il filtro ha effetto quando la banda del filtro ha una resolution band with più piccola di quella con cui stiamo lavorando.

La componente che stiamo analizzando arriva dal filtro a frequenza intermedia grazie al rivelatore di inviluppo.

Il filtro lascia passare un contenuto pari alla sua resolution band with per cui volendo intervenire su quel segnale visualizzato la banda del filtro video deve essere più piccola della banda del filtro a frequenza intermedia. Così facendo otteniamo il risultato come illustrato. Viceversa l'azione del filtro

video risulta irrilevante, come se non fosse stato incluso in quello schema.

L’azione del filtro non è a costo zero ma incide sul tempo di spazzolata che aumenta in virtù del tempo di risposta del filtro video.

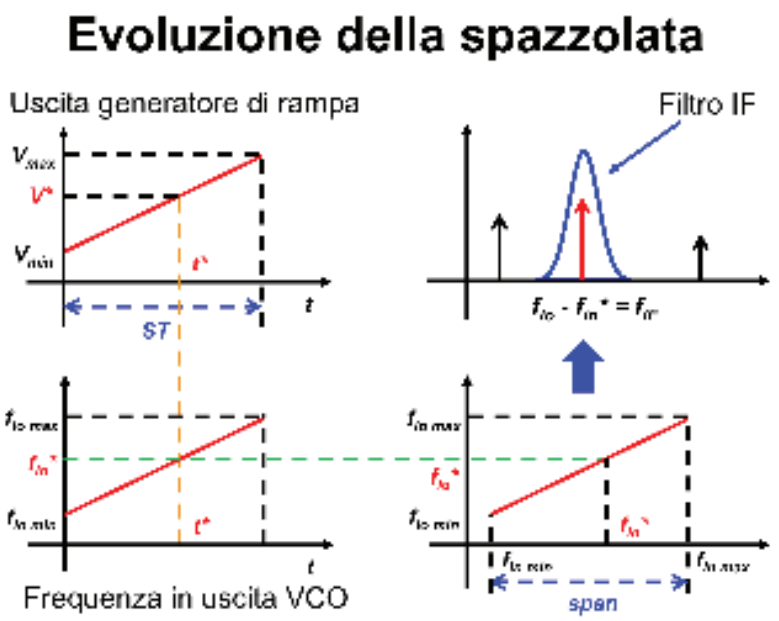
LEZIONE 44

Analisi spettrale analogica - III parte

Prof. Leopoldo Angrisani
40’21’’

- Analizzatore di spettro a super-eterodina
  - Modalità zero-span
  - Architettura multistadio
  - Display digitale
  - DANL e sensibilità

MODALITA’ ZERO-SPAN



La descrizione di questa modalità avviene in modo più semplice riferendoci all’immagine a lato, che va letta in senso antiorario a partire dalla sinistra in alto, nella quale osserviamo l’uscita del generatore di rampa in funzione del tempo, quindi è un valore di tensione da un valore minimo ad un valore massimo. L’analizzatore a supereterodina ha bisogno di un segnale di tensione per pilotare da un lato l’oscillatore locale in modo che l’oscillatore locale fornisca in uscita una frequenza che va da un valore minimo ad un valore massimo e dall’altro lato lo stesso segnale di tensione serve al display per cui la visualizzazione possa procedere da sinistra verso destra.

L’evoluzione del segnale di tensione dal valore minimo al valore massimo avviene in un tempo ST, tempo di spazzolata. L’attenzione è focalizzata al tempo t*, al quale supponiamo che l’uscita del generatore di rampa sia una tensione di valore V*. Se ora ci riferiamo all’oscillatore locale, o VCO (Voltage Controller Oscillator), esso quando si trova all’ingresso questo segnale di tensione darà in uscita un certo valore di frequenza f_{lo*}, come da figura relativa (Frequenza in uscita VCO). Quindi quando il generatore di rampa tira fuori la tensione V*, l’oscillatore locale fornisce in uscita la frequenza f_{lo*}.

La frequenza in uscita all’oscillatore locale va in ingresso al mixer, al quale arriva anche il segnale di ingresso f_{sig}. A questo punto entra in gioco l’equazione di sintonizzazione, con la figura in basso a destra che rappresenta i valori del range di ingresso ($f_{in\ min}$ e $f_{in\ max}$) in funzione dei valori che l’oscillatore locale fornisce, che vanno da un valore minimo ($f_{lo\ min}$) ad un valore massimo ($f_{lo\ max}$). Tale figura descrive quale è l’intervallo di frequenza di ingresso che è associato all’intervallo di frequenza in uscita all’oscillatore locale durante

il tempo di spazzolata. L'associazione è realizzata tramite l'equazione di sintonizzazione.

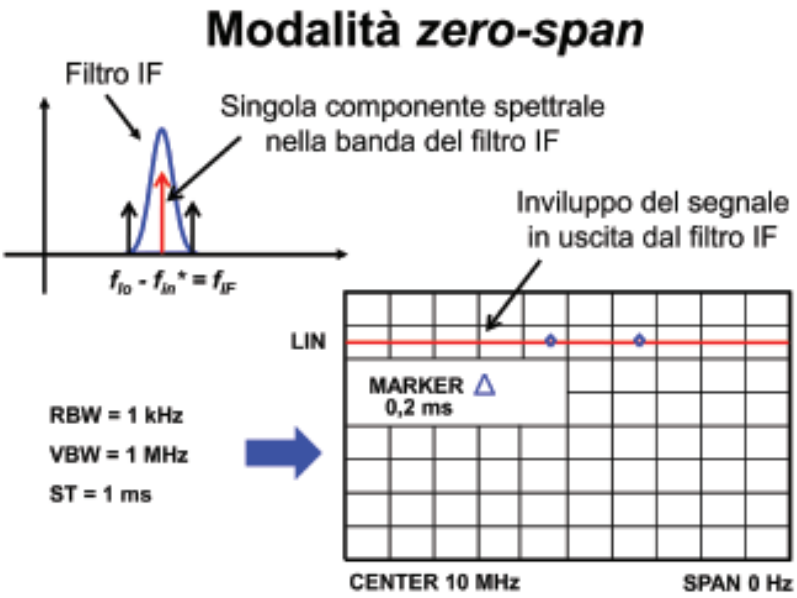
Quindi f_{in*} è la frequenza del range di ingresso corrispondente alla frequenza di uscita f_{lo*} dell'oscillatore locale, l'equazione di sintonizzazione è verificata, f_{in*} è univoca, data f_{lo*}.

Tale equazione è scritta nella figura in alto a destra, che esplica il fatto che la frequenza f_{in*} viene portata a frequenza intermedia grazie all'azione dell'oscillatore locale. Nella figura è rappresentata l'esistenza di una componente spettrale dell'ingresso la cui frequanza è proprio pari a f_{in*} e di conseguenza si ritroverà nell'istante t* al centro del filtro a frequenza intermedia. In nero ci sono due componenti spettrali che non soddisfano l'equazione di sintonizzazione per cui in quel momento t* non possono trovarsi al centro del filtro. quindi possiamo ribadire che ad ogni istante di tempo è associato un unico valore di frequenza f_{in*}, all'interno dello SPAN prescelto, che soddisfa l'equazione di sintonizzazione. Abbiamo dunque una associazione diretta tra un certo intervallo di tempo, lo sweep time, un certo intervallo di frequenze, le frequenze in uscita all'oscillatore locale, e un altro intervallo di frequenze che è lo SPAN prescelto su cui occorre fare l'analisi. Ad ogni istante di tempo esiste un unico valore del range dello SPAN prescelto che soddisfa l'equazione di sintonizzazione e questo valore è associato ad un ben valore preciso di frequenza che in quell'istante di tempo l'oscillatore locale sta generando.

…e se fermassimo la spazzolata?

Cioè cosa succederebbe se il generatore di rampa non desse più in uscita verso il generatore controllato in tensione un segnale che varia nel tempo da un valore minimo ad un valore massimo, ma invece verso il generatore si mantiene un livello costante, mentre verso la visualizzazione continua ad arrivare un segnale di tensione che evolve linearmente nel tempo. A questa domanda rispondiamo con la modalità zero-span.

MODALITÀ ZERO-SPAN



RBW (Resolution Band Width)
VBW (Video Band Width)
ST (Sweep Time, tempo di spazzolata)

Frequenza costante in uscita dal VCO, cioè il VCO genera una frequenza costante.

In questo caso l'equazione di sintonizzazione è soddisfatta sempre dallo stesso valore f_{in*}, cioè la frequenza dello span prescelto.

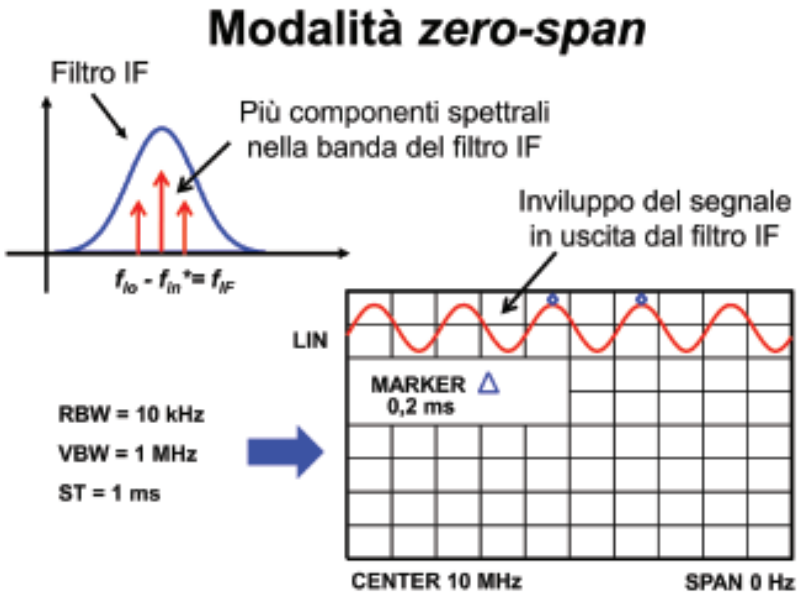
Questo vuol dire che non facendo evolvere la spazzolata dal lato del mixer in pratica l'equazione di sintonizzazione è sempre soddisfatta per lo stesso valore di frequenza.

Quindi sul display, in funzione del

tempo, quello che si osserva è l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro IF. Lo strumento visualizza dunque un qualcosa che si sviluppa nel tempo, non il segnale di ingresso ma il suo inviluppo.

Nell'esempio si suppone che l'equazione di sintonizzazione sia soddisfatta per un certo valore di f_{in*} e che il contributo del segnale sia costituito da tre componenti (due in nero ed una rossa centrale) tale che quando stiamo lavorando in zero-span l'equazione di sintonizzazione è soddisfatta per f_{in*}. Ne consegue che la situazione illustrata nello schema in alto a sinistra è costante fino a che è attivo lo zero-span. Per cui quello che viene fuori dal filtro a frequenza intermedia è una uscita sinusoidale che ha le caratteristiche in ampiezza pari a quelle della componente che in quel momento è presente all'interno di esso.

Quello che visualizziamo è l'inviluppo del segnale e non l'uscita del filtro a frequenza intermedia perchè dovrebbe essere un segnale sinusoidale; l'inviluppo di un segnale sinusoidale ad ampiezza costante è un valore costante, quindi l'analizzatore rappresenta una traccia costante.



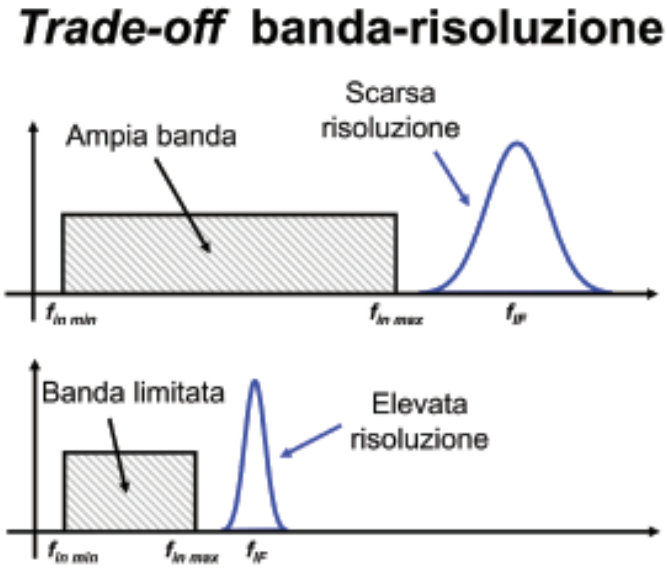
In questo nuovo esempio, in zero-span, tutte e tre le componenti sono rosse perchè sono tutte ospitate nella banda del filtro a frequenza intermedia, data la sua resolution band width, che è più ampia, pari a 10 kHz.

Quello che si osserva sul display, cioè l'inviluppo, è l'andamento del segnale modulante. Questo suggerisce l'utilizzo in zero-span dell'analizzatore spettrale come demodulatore di segnali AM, sotto alcune ipotesi, tra cui quella che tutte le componenti spettrali del segnale devono stare nella banda del filtro a frequenza intermedia.

In modalità zero-span, dato un segnale di ingresso passabanda (ovvero con un contenuto spettrale limitato in un intervallo di frequenze) con frequenza centrale f_c e banda B, se

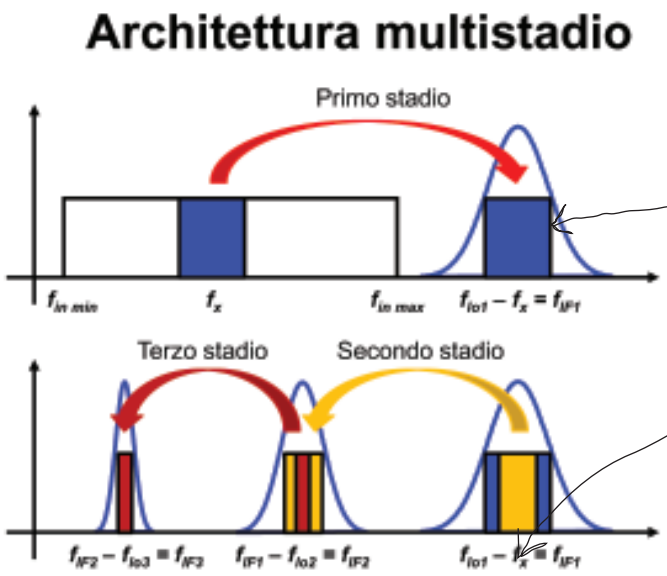
$$f_{lo} - f_c = f_{IF} \text{ e } RBW > B$$

è possibile visualizzare il suo inviluppo in funzione del tempo allora si parla di oscilloscopio in banda base.



Per l'architettura multistadio bisogna parlare di un compromesso banda-risoluzione (trade-off). Ponendoci la domanda se l'architettura è rigorosamente fissa o può subire variazioni migliorative, arriviamo ad avere un primo compromesso: se ho bisogno di una ampia banda devo avere una scarsa risoluzione. Se ho bisogno di una elevata risoluzione devo avere una banda limitata.

Questo dilemma viene risolto con l'architettura multistadio.

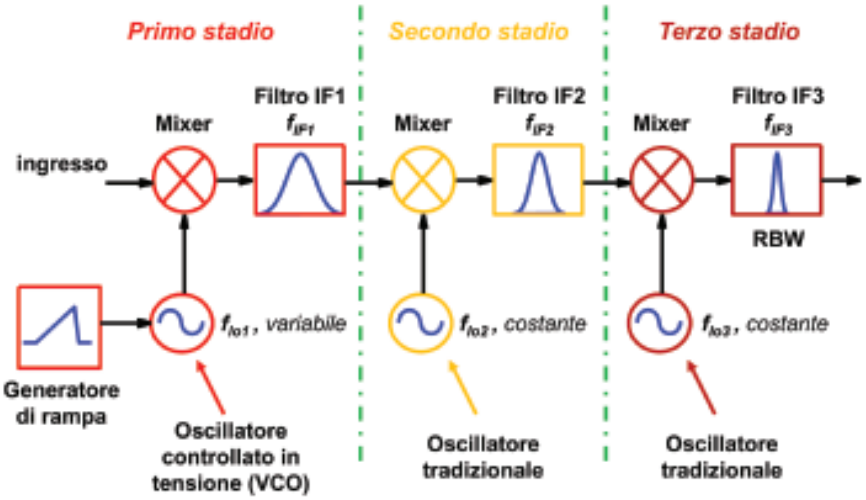


L'ARCHITETTURA MULTISTADIO è composta da più stadi, il primo dei quali spazzola in frequenza e porta la frequenza centrale f_x al centro del filtro, insieme a tutto un intervallo di frequenze poiché la banda è ampia.

Nel filtro non ci possiamo accontentare di questa banda ma possiamo portare una portare una porzione di tale banda al centro di un nuovo filtro, quello centrale, con una banda più piccola e quindi migliora la risoluzione. Questo processo può essere iterato: se non mi accontento della banda del secondo filtro allora posso pensare ad un nuovo processo che mi porta solo una porzione di questa nuova banda al centro del terzo filtro (a sinistra) che ha una banda molto più stretta e tale da migiorare la risoluzione. Idealmente si può continuare all'infinito, ma aggiungere stadi significa aggiungere rumore per cui si arriva ad avere al massimo tre o quattro stadi. Lo schema successivo rappresenta gli stadi ed è molto semplice. Esso ricalca l'operazione del mixer, dove c'è la prima fase con il primo stadio identico a quello dello schema originario dell'analizzatore di spettro.

Nel primo stadio c'è un mixer, un oscillatore controllato in tensione (VCO), un generatore di rampa che tira fuori un segnale di tensione. L'uscita va nel filtro a frequenza intermedia.

Il secondo stadio riceve il segnale dal primo stadio e fa una ulteriore miscelazione, questa miscelazione ha un significato ben preciso: deve portare una parte del contenuto che si trova a frequenza f_{IF1} al centro del secondo filtro che si trova alla frequanza intermedia f_{IF2}



$$\begin{cases} f_{lo1} - f_x = f_{IF1} & \text{up-conversion, 1° stadio} \\ f_{IF1} - f_{lo2} = f_{IF2} & \text{down-conversion, 2° stadio} \\ f_{IF2} - f_{lo3} = f_{IF3} & \text{down-conversion, 3° stadio} \end{cases}$$

Equazione del multistadio

$$(f_{lo1} - f_{lo2} - f_{lo3}) - f_x = f_{IF3}$$

L'ultimo stadio determina la RBW !

che è più bassa della prima, per cui si stringe la banda e si ottiene un contributo spettrale più ridotto come larghezza.

Si può utilizzare un ulteriore terzo stadio che riceve il segnale dal terzo stadio, fa una ulteriore miscelazione, sposta questo contenuto all'interno di un terzo filtro che ha una banda ancora più stretta, quindi potrà contenere una parte di banda e tale parte di contenuto esce dal terzo filtro e porta l'informazione agli stadi successivi, tra cui c'è l'amplificatore logaritmico, il rivelatore di inviluppo fino ad arrivare alla visualizzazione.

Si noti che solo l'oscillatore del primo stadio è controllato in tensione perchè ad esso è demandata la spazzolata; gli altri due hanno frequenza fissa perchè hanno il compito di traslare un contenuto spettrale da una certa frequenza ad un'altra frequenza.

Vediamo poi quello che accade, in termini analitici, con le equazioni di sintonizzazione.

La prima è quella classica ed è detta up-conversion perchè lo spostamento dell'intervallo di frequenza che ci serve è verso l'alto. Le altre due sono dette down-conversion perchè sono conversioni verso il basso in quanto spostano il contenuto spettrale dal centro del primo filtro al centro del secondo filtro di cui una parte di questo viene portata al centro del terzo che si trova ancora più in basso in frequenza.

Facendo una somma membro a memro delle tre equazioni di sintonizzazione si ottiene la cosiddetta equazione del multistadio (vd. figura sopra) dove tra parentesi è riportato un termine che è considerato un unico valore di frequenza, dato dalla frequenza del primo oscillatore meno le frequenze degli altri due. In tale termine solo la prima frequenza varia in funzione del tempo, le altre due no. Al secondo membro è riportata la frequenza intermedia del terzo stadio ed è quindi il terzo stadio che determina la risoluzione finale dell'architettura.

DISPLAY ANALOGICO (accenni)

La visualizzazione su un display analogico è garantita dai “fosfori”, caratterizzati da:

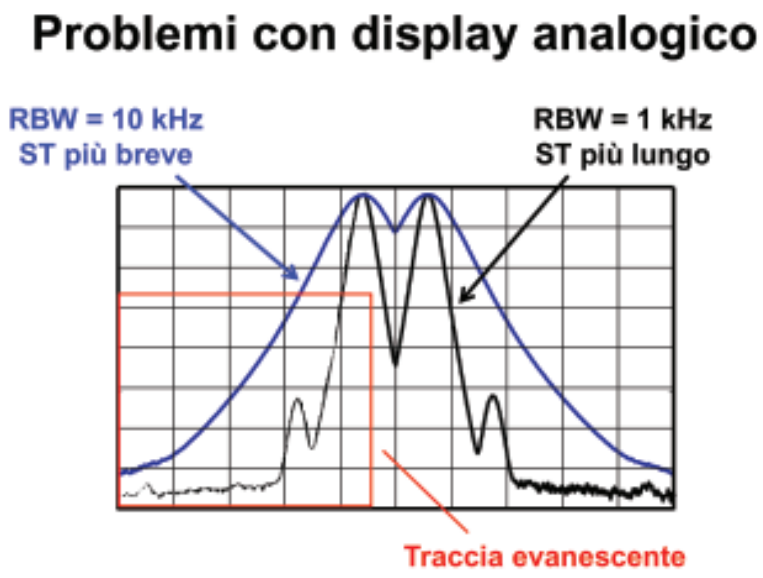
• Fosforescenza, capacità di emettere energia luminosa se colpiti da un fascio di elettroni.

• Persistenza, capacità di rilasciare energia luminosa anche dopo la scomparsa dello stimolo.

Quindi i fosfori, quando sono colpiti da uno stimolo, in genere un fascio di elettroni emettono energia luminosa, ma questa energia luminosa continua ad essere emessa anche quando lo stimolo cessa. Questo è importante in quanto l’utente vedrà la forma d’onda anche quando lo stimolo è cessato

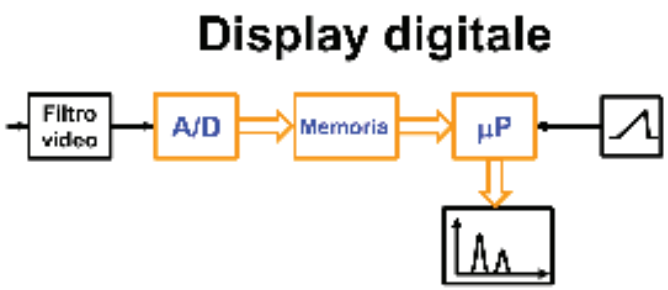
Problema: Data la relazione: $ST > k \cdot span / RBW^2$

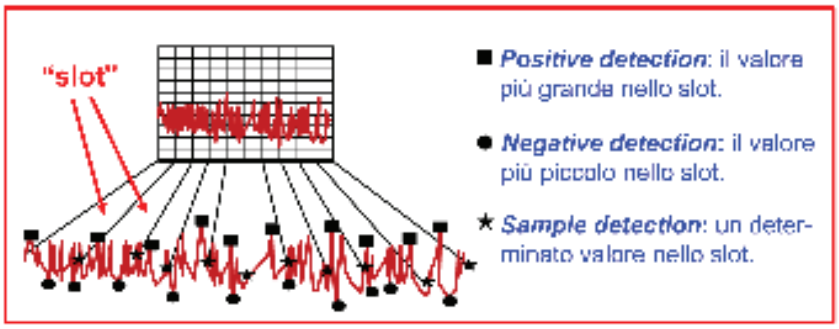
Per avere migliore risoluzione => Tempo di spazzolata (ST) maggiore => Possibili problemi di visualizzazione per la limitata persistenza dei fosfori.



Cioè la traccia di sinistra è evanescente prima che si concluda la spazzolata, come nella figura a lato.

Per ovviare a questo problema si ricorre ad un display digitale in cui la traccia non è più trattata in maniera analogica, ma è trattata in maniera numera per cui è prevista una fase di acquisizione della traccia, quindi di campionamento e di quantizzazione e una gestione dei campioni acquisiti.





DISPLAY DIGITALE

A/D è il campionatore per avere i dati in forma numerica, che vengono ospitati nella parte di memoria e poi elaborato da un microprocessore.

Il microprocessore deve gestire il display ricevendo anche l’informazione dal generatore di rampa.

I campioni vengono acquisiti durante tutto lo sweep time ed il numero di tali campioni è variabile con lo sweep time, mantenendo costante la frequenza di campionamento.

In queste condizioni si preferisce avere una griglia di visualizzazione fissa in modo da ospitare un numero fisso di campioni e costruire la traccia a partire sempre da quel numero fisso e gestire la variabilità dei campioni acquisiti con degli algoritmi, riportati in figura, con l'indicazione della importanza dello slot.

Lo slot è l'intervallo temporale associato all'unico campione che va ad occupare una precisa griglia sullo schermo. Può capitare che in quella griglia vengano acquisiti più campioni del segnale per cui deve essere gestita questa pluralità per scegliere il segnale di interesse. Ci possono essere diversi modi:

• Positive Detection. Il valore più grande nello slot.

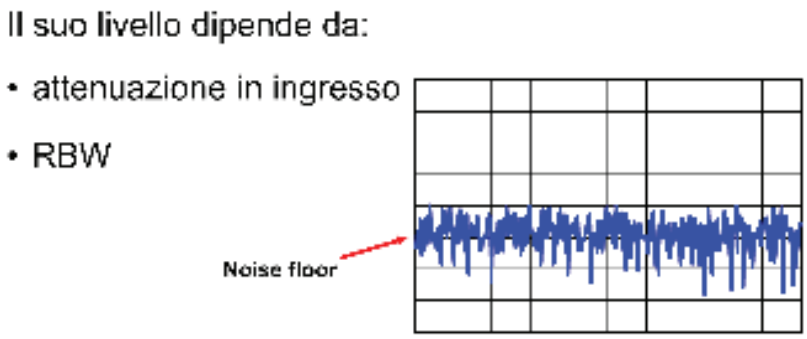
• Negative Detection. Il valore più piccolo nello slot.

• Sample Detection. Un determinato valore nello slot (ad es. il primo, o quello centrale, o l'ultimo).

A questo punto abbiamo delle regole per poter gestire la molteplicità di campioni acquisiti in un certo sweep time e grazie a queste regole si riesce ad associare ad ogni slot temporale in cui è suddivisa la griglia un preciso campione che sarà utilizzato per la rappresentazione della traccia.

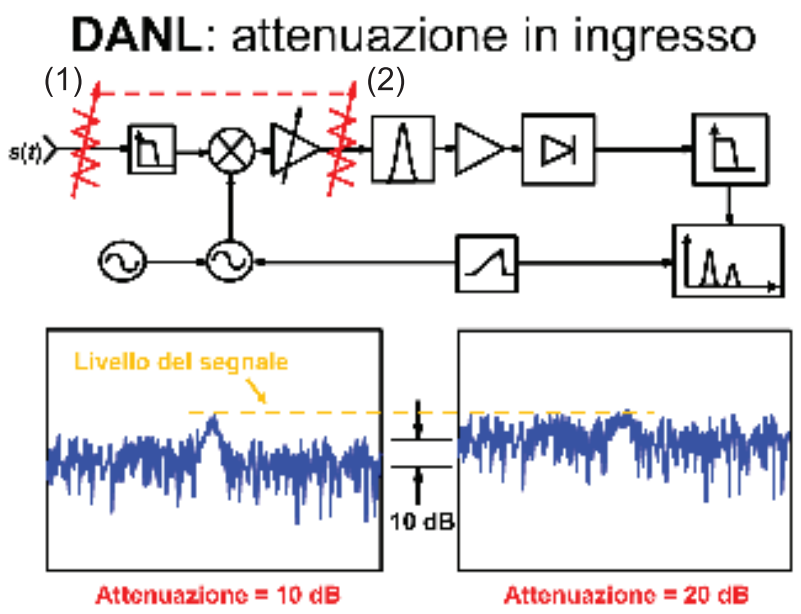
Aspetti di DANL e SENSIBILITÀ

Per DANL si intende il Displayed Average Noise Level, ovvero livello di rumore medio visualizzato. Infatti anche in assenza di segnale in ingresso, l'analizzatore di spettro visualizza un piedistallo di rumore (DANL o "noise floor").



All'interno dello strumento si genera rumore che si ripercuote sul video. Il contributo più significativi del rumore è quello dagli stadi di ingresso, ad esempio quello di supereterodina.

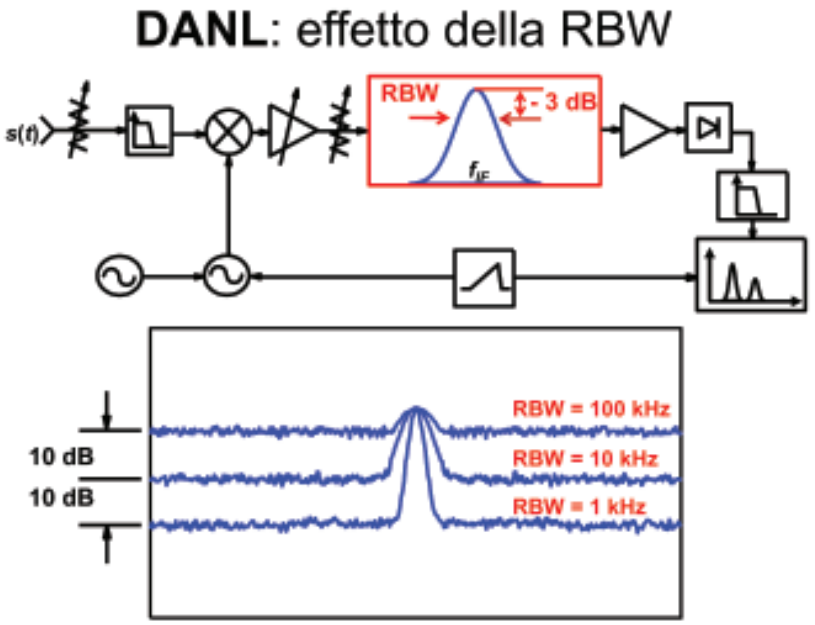
Il suo livello dipende sia dall'attenuazione in ingresso, sia dalla RBW, resolution band width.



La dipendenza del rumore dall'attenuazione in ingresso, in figura a lato.

Abbiamo l'attenuatore chiamato anche a radiofrequenza a sinistra (1) e quello a frequenza intermedia a destra (2), detto così perchè si trova nella sezione a frequenza intermedia. La linea tratteggiata rossa indica che i due attenuatori sono accoppiati tra di loro questo perchè dal momento che si effettua l'operazione di attenuazione del segnale di ingresso affinché il mixer lavori nelle migliori condizioni viene fatto in modo che ci sia un guadagno a frequenza intermedia grazie ad un componente che consente di erogare non solo attenuazione ma anche amplificazione. La traccia viene in questo modo amplificata tanto quanto è stata attenuata per cui il suo livello a video non subisce alterazioni.

In figura si notino le due attenuazioni, una a 10 dB e una a 20, la componente centrale è invariata, ma si è sollevato il rumore perchè ha subito l'amplificazione a frequenza intermedia e non l'attenuazione dell'ingresso.



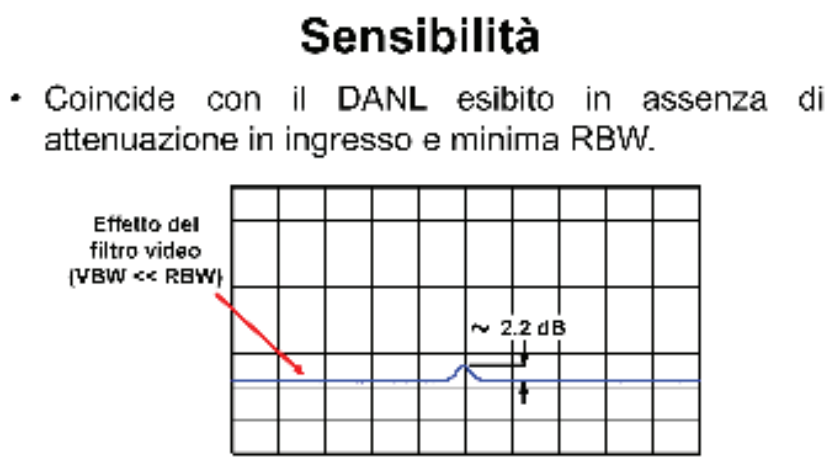
La dipendenza del rumore dalla resolution band width è visualizzata nell'immagine a lato.

Essa si spiega per la banda del filtro a frequenza intermedia, il rumore è a larga banda, quindi il filtro tirerà fuori una potenza di rumore proporzionale alla sua banda, in particolare alla sua banda equivalente di rumore.

La potenza in uscita aumenta dunque proporzionalmente con l'aumentare della banda di frequenza del filtro. Si noti che lo stesso noise floor è sempre presente ed è invariato, però risulta più alto in funzione dell'aumento della resolution band with.

Aumentare di una grandezza la RBW significa aumentare di 10 dB il livello del rumore del

noise floor sul video. Si ricorda che sull'arte verticale stiamo in scala logaritmica.



SENSIBILITÀ

E' la più piccola ampiezza che può assumere una componente spettrale, in ingresso, per poter essere distinta rispetto al noise floor.

La sensibilità coincide con il DANL esibito in assenza di attenuazione in ingresso e minima RBW.

Infatti se voglio lavorare al minimo livello in ingresso occorre lavorare nelle condizioni che garantiscono il minimo noise floor: quella di avere la minima attenuazione a radiofrequenza e di avere la minima RBW disponibile sull'analizzatore di spettro. Sotto queste condizioni ho il minimo noise floor, che è pari al DANL.

Quindi per avere l'emersione della componente rispetto al noise floor occorre che la band width del video sia molto maggiore di quella del filtro a frequenza intermedia. La quantificazione è di circa 2 dB, come riportato in figura, sufficiente per tenere distinta la componente.

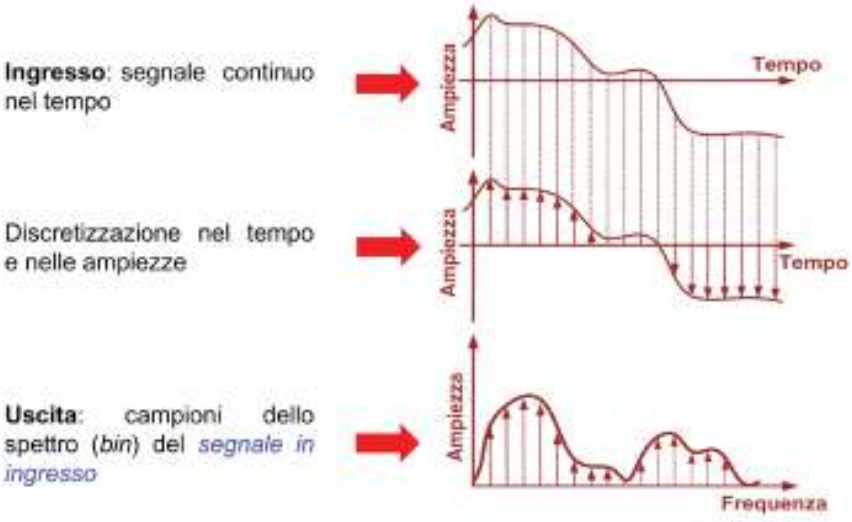
LEZIONE 45

Analisi spettrale numerica (aspetti teorici)

Prof. Leopoldo Angrisani
38’33’’

- Elaborazione numerica dei segnali di misura
- Discrete Fourier Transform (DFT)
- Fast Fourier Transform (FFT)
- Misurazioni con la FFT

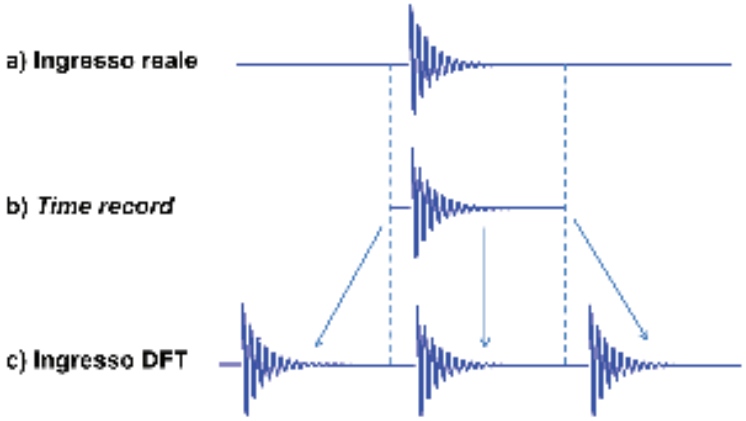
Come lavora la DFT ?



Un segnale continuo nel tempo viene opportunamente campionato. Si vede il treno di impulsi campionatore che preleva solo alcuni campioni del segnale che quindi diventa discreto nel tempo. Poi il segnale subisce la discretizzazione nel tempo e nelle ampiezze ed a questo punto viene applicata la DFT che dà una uscita: i campioni dello spettro del segnale in ingresso.

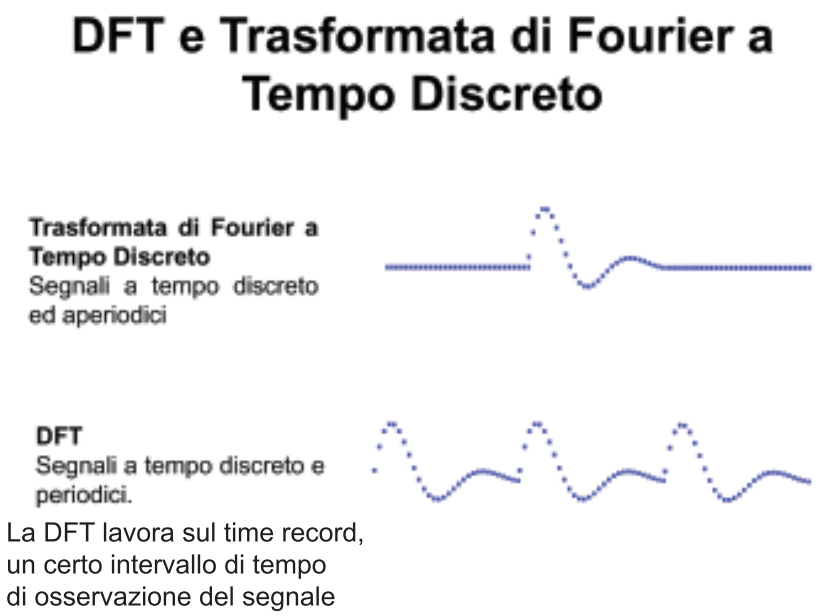
Principale assunzione della DFT

- Il segnale di cui la DFT fornisce i *bin* deriva dalla replica del *time record* lungo tutto l'asse temporale.



A lato la principale assunzione della DFT; il bin è la riga spettrale o il campione dello spettro che viene fornito dalla DFT. La DFT fornisce N valori complessi, detti campioni del del segnale o bin. Si noti che non si fa riferimento al segnale in ingresso (che in figura è un transitorio) ma si fa riferimento alla replica del time record lungo tutto l'asse temporale.

Il segnale su cui la DFT pensa di operare è il segnale al punto c., che è una versione replicata della porzione acquisita. Quindi quello che si ottiene è lo spettro del segnale del punto c. Questo è legato ai campioni dello spettro del segnale originario.



La DFT e la Trasformata di Fourier a Tempo Discreto sono due trasformate diverse.

La Trasformata di Fourier a Tempo Discreto lavora su segnali a tempo discreto ed aperiodici ovvero su segnali di cui si conosce l'evoluzione lungo tutto l'asse temporale.

La DFT invece lavora su segnali a tempo discreto e periodici: i segnali sono resi periodici per il fatto di lavorare su un certo intervallo di tempo che è quello di osservazione del segnale, il time record. Il segnale viene elaborato ed il risultato rappresenta lo spettro di quel segnale che è ottenuto replicando il time record lungo tutto l'asse temporale.

LA FAST FOURIER TRANSFORM - FFT

È un algoritmo per la valutazione veloce della DFT, denominato anche "algoritmo a farfalla". La FFT è in sostanza un algoritmo che implementa la DFT in maniera veloce. È caratterizzata da un carico computazionale estremamente ridotto ($N \cdot \log N$) se confrontato con quello derivante dall'applicazione diretta della relazione fondamentale (N^2). Quindi si ottengono tempi di elaborazione ridotti.

L'algoritmo della FFT ha un vincolo: N deve essere una potenza di due.

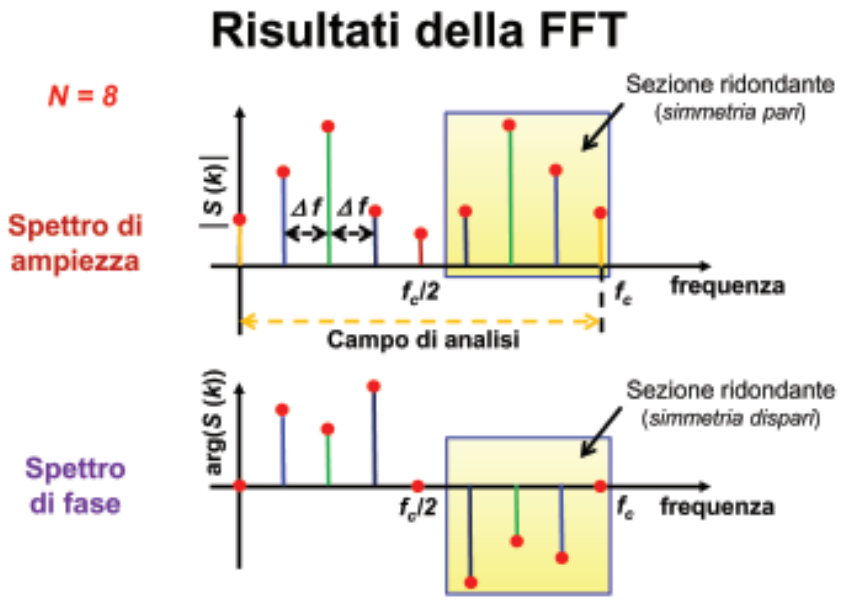
RISULTATI DELLA FFT

Dati N campioni reali in ingresso alla FFT, essa rende in uscita N valori complessi (N parti reali e N parti complesse, in 2N valori in uscita non saranno indipendenti, ma saranno relazionati tra loro, questo per dire che dati N valori in ingresso non ci saranno 2N valori in uscita dati come N parti reali e N parti immaginarie).

I risultati (cioè i bin) sono generalmente espressi con un numero d'ordine, k da 0 ad N-1, e presentati in forma polare (ampiezza e fase, perchè sono valori complessi).

Spettro di ampiezza: modulo di S (k), $|S(k)|$

Spettro di fase: fase di S (k), arg(S (k))



In figura a lato la presentazione dei risultati della FFT.

N = 8 campioni.

Gli 8 campioni in uscita si distribuiscono uniformemente sull'asse delle frequenze da un valore 0 ad un valore finale f_c, frequenza di campionamento. Si noti che abbiamo una *simmetria pari* intorno alla frequenza $f_c/2$. Cioè i bin a sinistra di $f_c/2$ hanno un corrispettivo uguale alla destra di $f_c/2$. Quindi metà della sezione diventa ridondante, il che giustifica il fatto che tutte le informazioni in uscita non possono essere tutte indipendenti. La ridondanza non si esprime su tutto, ma solo in una parte: in figura si noti come il valore corrispondente a 0 e a $f_c/2$ non abbia corrispondenze nella metà a destra. Sullo spettro di fase le considerazioni sono identiche ad eccezione del fatto che abbiamo una *simmetria dispari*.

Dunque, alla luce di quanto visto ed esposto, possiamo affermare che il campo di frequenze analizzate si estende dalla continua (0Hz) fino alla metà della frequenza di campionamento ($f_c/2$).

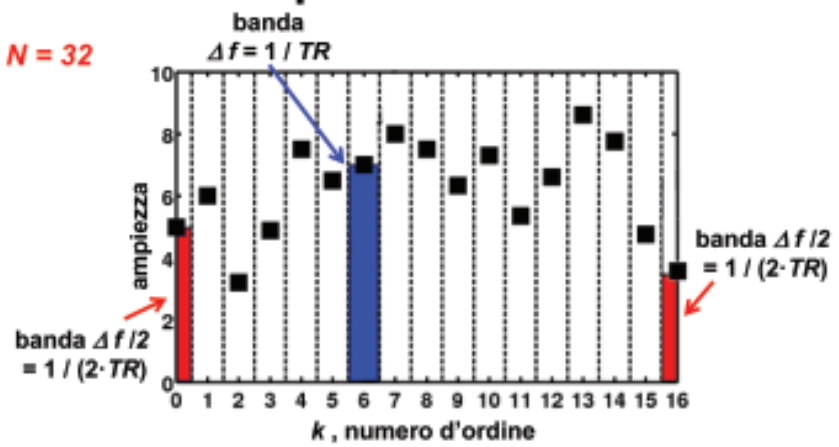
Per la proprietà di hermitianità, se N è la lunghezza del time record, la FFT fornisce (N/2) + 1 righe spettrali:

la proprietà di hermitianità si ha quando il segnale di ingresso è reale. Tale proprietà esplica che la Trasformata di Fourier è uguale al complesso coniugato della sua ribaltata in frequenza:

$$s(t) \in R \rightarrow X(f) = X^*(-f)$$

Le righe spettrali sono equidistanziate di $\Delta f = (1/TR) = (f_c/N)$, dove TR è la durata del time record; Δf è detta risoluzione in frequenza nominale.

Altra interpretazione della FFT



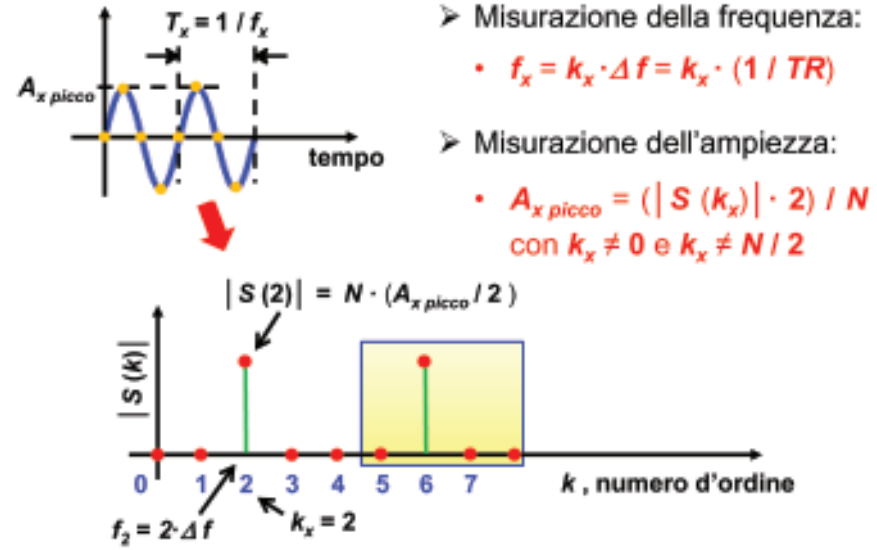
Banco di filtri di larghezza uniforme $\Delta f = 1 / TR$, ad eccezione del primo e ultimo bin, cui è associata solo metà della banda.

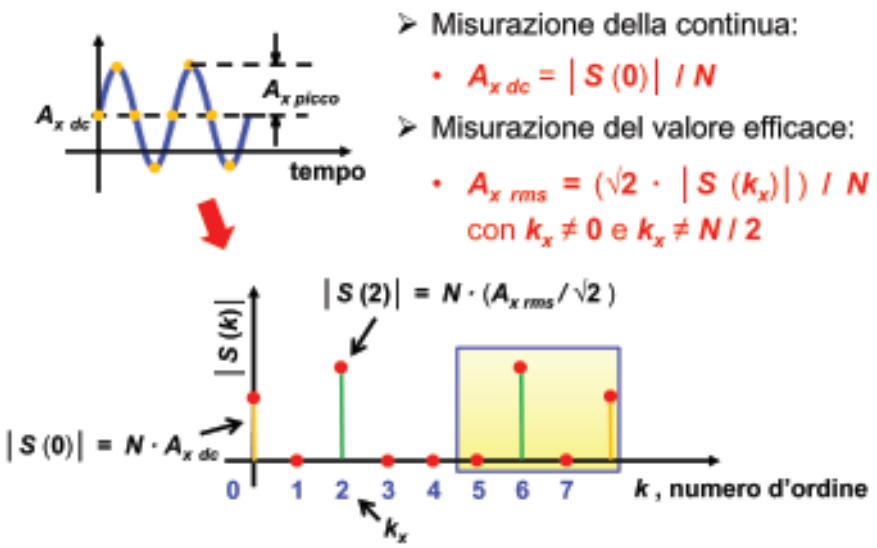
Vi è anche un'altra interpretazione della FFT: banco di filtri di larghezza uniforme Δf = 1/TR, ad eccezione del primo e ultimo bin, cui è associata solo metà della banda.

Nella figura a lato abbiamo N = 32 campioni (sempre potenza di 2), pari a 17 bin (da 0 a N/2).

Si noti che la larghezza di banda è pari a Δf = 1/TR (Δf è la risoluzione in frequenza nominale), ad eccezione del primo e ultimo bin, a cui è associato metà di questa banda.

Misurazioni con la FFT

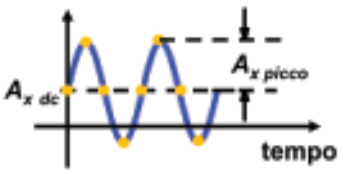




MISURAZIONI CON LA FFT

Di seguito esempi applicativi di come utilizzare i risultati della FFT.

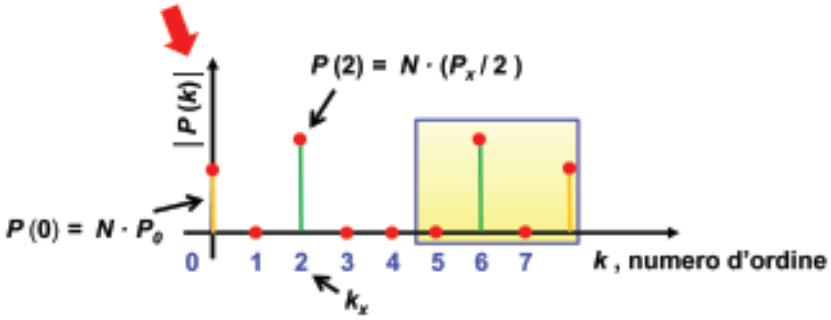
Misurazioni con la FFT



Spettro di potenza

$P(k) = (S(k) \cdot S^*(k)) / N$

- Misurazione della potenza:
  - $P_x = (2 \cdot P(k_x)) / N$
    con $k_x \neq 0$ e $k_x \neq N/2$
  - $P_0 = P(0) / N$



Ricapitolando…

- Misurazione della frequenza:
  - $f_x = k_x \cdot \Delta f = k_x \cdot (1 / TR)$
- Misurazione dell'ampiezza:
  - $A_{x\ picco} = (|S(k_x)| \cdot 2) / N$
    con $k_x \neq 0$ e $k_x \neq N/2$
- Misurazione della componente continua:
  - $A_{x\ dc} = |S(0)| / N$
- Misurazione del valore efficace:
  - $A_{x\ rms} = (\sqrt{2} \cdot |S(k_x)|) / N$
    con $k_x \neq 0$ e $k_x \neq N/2$
- Misurazione della potenza:
  - $P_x = (2 \cdot P(k_x)) / N$
    con $k_x \neq 0$ e $k_x \neq N/2$
- Misurazione della potenza associata alla componente continua:
  - $P_0 = P(0) / N$

LEZIONE 46

Analisi spettrale numerica (aspetti di misura)

Prof. Leopoldo Angrisani
39'58"

- Problemi di misura con la FFT: aliasing
- Problemi di misura con la FFT: dispersione spettrale (spectral leakage)
- Funzioni finestra: uso e importanza
- Funzioni finestra: caratteristiche
- Funzioni finestra: ricadute positive sulle misure

PROBLEMI DI MISURA CON LA FFT

L'aliasing vd. appunti in calce o cartacei

ANALISI SPETTRALE NUMERICA (Aspetti di Misura)

Con tale tipo di analisi spettrale affiamo **due problemi** per quanto riguarda la misura con la FFT:

1) **Aliasing** e 2) **Spectral Leakage** (dispersione spettrale).

1) L'**aliasing** avviene quando non è soddisfatto il teorema di campionamento, per il quale la frequenza di campionamento f_c deve avere valore

$f_c \geq f_N = 2 f_{max}$, dove f_N è la frequenza di Nyquist e f_{max} è la freq. massima del segnale

Si ha il fenomeno dell'aliasing quando un segnale è campionato e quantizzato, ovvero è digitalizzato, con una frequenza di campionamento per la quale i campioni acquisiti non ci consentono di ricostruire il segnale di partenza.

Dal teorema del campionamento si ricava che la frequenza di campionamento deve avere un valore almeno pari al doppio della frequenza massima del segnale che è detta frequenza di Nyquist.

Quindi se $f_{max} > \frac{1}{2} f_c$ il teorema del campionamento non è soddisfatto e si ha il fenomeno dell'aliasing.

Nell'esempio la frequenza del segnale supera abbondantemente il limite di Nyquist => il T. del camp. non è soddisfatto il segnale effettua 15 cicli nell'intervallo di osservazione temporale.

In figura ci sono 20 punti in 15 cicli e tali punti possono essere riferiti ad un segnale diverso (in blu)

che è diverso a quello in ingresso.

Passando al dominio della frequenza, poiché il segnale originale fa 15 cicli nel tempo di osservazione, allora è il bin 15 il bin di riferimento del segnale originale, che però cade nella zona ridondante.

Proprio per la ridondanza abbiamo nella prima metà il bin 1 uguale al bin 15, ma questa del bin 1 è una frequenza alias che esiste a causa della ridondanza e in parte erroneamente a pensare che il segnale sia costituito da una componente sinusoidale che effettua un unico ciclo nell'intervallo di osservazione.

Dunque con l'aliasing troviamo la ridondanza in banda base (dal bin 0 al bin $f_c/2$) piuttosto che nella zona ridondante (dal bin $f_c/2+1$ a f_c), nella quale troviamo invece il bin della frequenza del segnale originale.

Le frequenze di alias sono calcolabili come:

$$f_{alias} = |f_{in} - m \cdot f_c| < f_c/2 \quad \text{con } m \text{ intero positivo.}$$

condizione di presenza di frequenze alias

Se tale disuguaglianza non è verificata, allora non ci sono frequenze alias.

Soluzione: usare un filtro antialiasing prima del campionamento, che seleziona una porzione di frequenze, e deve considerare il contenuto spettrale che va da 0 a $f_c/2$

2) La dispersione spettrale (spectral leakage) è il secondo tipo di problema che si presenta nell'analisi spettrale numerica con misure effettuate con la FFT.

Tale problema si presenta quando il time record non contiene un numero intero di periodi e questo perché l'ipotesi della FFT è quella di avere un segnale periodico ottenuto replicando l'acquisizione del time record lungo l'asse temporale.

Quando il time record contiene un numero intero di periodi si dice che il campionamento è coerente => segnale periodico nel time record

(NELL'ESEMPIO IN FIGURA SI VEDE UNA FREQUENZA DI CAMPIONAMENTO A CIRCA 2000 HZ E SI VEDE UN PIEDISTALLO DI RUMORE DOVUTO ALLA QUANTIZZAZIONE. ESISTE UN RAPPORTO INTERO TRA LE FREQUENZE DI CAMPIONAMENTO E QUELLE DEL SEGNALE. FREQUENZA ASSOCIATA AD UN CERTO BIN, OVVERO CIOÈ MOLTIPLICATO PER LA RISOLUZIONE IN FREQUENZA NOMINALE, IL RECIPROCO DEL TIME RECORD, OVVERO Δf, DÀ ESATTAMENTE LA FREQUENZA DEL SEGNALE)

Quando il time record contiene un numero non intero di periodi allora si dice che il campionamento non è coerente => segnale non periodico nel time record e l'ipotesi della FFT è diversa dal segnale originario per cui si incorre nel fenomeno della dispersione spettrale (spectral leakage).
Questo è quanto succede nella maggior parte dei casi reali.

Quindi nell'ipotesi di campionamento coerente, con il time record che contiene un numero intero di periodi => la freq. del segnale coincide con un multiplo intero della risoluzione Δf la FFT fornisce lo spettro atteso.
La FFT campiona lo spettro nei punti di null della funzione sinc => funzione risultante dalla convoluzione in dominio della frequenza ad eccezione del lobo principale dove viene campionato al centro. La FFT restituisce tanti valori

zero eccetto uno, il bin corrispondente al lobo principale.
Essendo in condizioni di campionamento coerente la frequenza del segnale coincide con un multiplo intero della risoluzione Δf

Viceversa, nel caso di campionamento non coerente, la funzione sinc viene campionata in punti diversi da precedenti. Non si ottengono dei campioni in punti di null ma ne ottengo altri. Addirittura si perde (probabilmente) il campione nel punto centrale per cui ci dovremo "accontentare" di un bin diverso che ha ampiezza diversa e posizione in frequenza diversa (cioè sono valori diversi da valori attesi) il che comporta un certo errore in ampiezza e un certo errore in frequenza. Tale bin sarà quello di ampiezza maggiore nel lobo principale.
C'è anche da mettere in evidenza la presenza di altri bin con ampiezza diversa da zero, motivo per il quale nasce la dispersione spettrale.

La soluzione all'errore di ampiezza e di frequenza dovuto alla scelta di un bin di riferimento in condizioni di campionamento non coerente e quindi di fenomeno di dispersione spettrale è quello di introdurre le

funzioni finestra.

22:51

Le funzioni finestra aiutano a superare i problemi visti ora

In pratica l'acquisizione parte nel time record, in condizioni di campionatura non coerente, quindi il TR ha un numero non intero di periodi, viene moltiplicata per una nuova funzione, detta funzione finestra, che è una funzione a carattere

numerico.
Il risultato ottenuto è quello di ridurre, anche notevolmente, la dispersione spettrale.
Ad esempio un segnale con evidente dispersione spettrale, del quale non vengono fuori armoniche esistenti; se ad esso viene applicato l'uso della finestra, lo spettro che si ottiene evidenzia il tono principale e mostra anche le armoniche.
Sono dunque messe in evidenza componenti spettrali che prima non si vedevano, grazie all'abbassamento della dispersione spettrale.

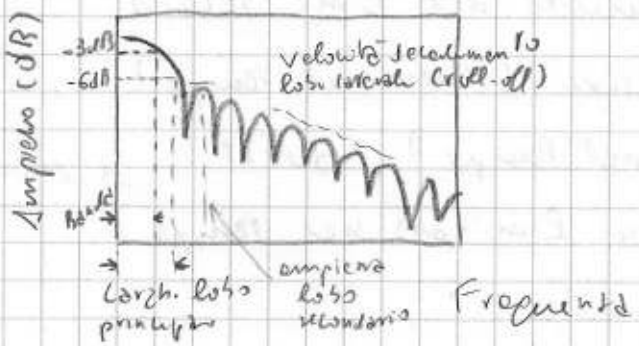
Non è sempre necessaria la finestra, ad esempio nel caso di segnali autofinestrantisi, ovvero non è opportuno usare la finestratura per segnali la cui evoluzione temporale è completamente contenuta nel time record.
Questi segnali sono segnali impulsivi (brevi nel tempo), oscillazioni smorzate (si esauriscono nel tempo), burst sinusoidali (hanno una evoluzione limitata nel tempo nulla altrove) e rumore.

Le principali funzioni finestra sono:
Hanning, Blackman, Flat-Top; convenzionalmente è detta finestra rettangolare, o uniforme, la finestra che ha sempre valore ~~zero~~ unitario (e non apporta nessuna modifica al segnale campionato) nell'intervallo di osservazione.

Per ogni finestra è interessante rilevare il lobo principale, quello centrale e diversi lobi secondari.
Dall'osservazione dei tipi di finestra si nota che il lobo

principale ha larghezza diversa, nella flat top è molto ampio; i lobi secondari sono pronunciati nella finestra rettangolare mentre sono più bassi nelle altre.
Inoltre altro parametro da osservare è la velocità di decadimento dei lobi laterali, cioè quanto decrescono in ampiezza (sempre nel dominio della frequenza).

Nelle funzioni finestra si identificano la banda e la larghezza del lobo principale e quello dei lobi secondari.
La banda della finestra è individuata da una banda a -3 dB, cioè il punto che si trova a -3 dB dal centro del lobo principale; la larghezza del lobo principale è identificata dal punto che si trova a -6 dB dal centro del lobo principale



Ci sono delle regole di scelta della finestra in relazione alla tipologia di segnale, la finestra Hanning è quella più utilizzata, anche nel caso di segnale del quale non abbiamo nessuna informazione.

Le funzioni finestra hanno delle ricadute positive sulle misure ottenute con FFT.
In caso di campionamento coerente si ottengono i valori attesi di ampiezza e frequenza qualunque sia la finestra usata, in quanto il bin di riferimento, quello ad ampiezza maggiore è lo stesso in tutti i casi.
In caso di campionamento non coerente, in cui la finestra serve, l'errore in ampiezza viene mitigato con finestre del lobo principale più ampio, mentre l'errore in frequenza è invariato.
la blackman è la migliore perché bin

46.8 Un uso appropriato delle finestre risolve toni vicini con ampiezze differenti.

LEZIONE 47

Analisi spettrale numerica (misurazioni con finestre e strumentazione di misura)

Prof. Leopoldo Angrisani
41'30"

- Misurazioni con finestre: segnali a banda stretta
- Misurazioni con finestre: segnali a banda larga
- Migliorare la risoluzione in frequenza
- Analizzatori basati su FFT

LEZIONE 48

Sistemi automatici di misura

Prof. Leopoldo Angrisani
41'06''

• Architettura generale di un sistema automatico di misura
• Classificazione della strumentazione di misura
• Principali standard di interconnessione
• Ambienti di sviluppo e tecnologie software

Argomenti
→ Architettura generale di un sistema automatico di misura (SAM)
→ Classificazione della strumentazione di misura
→ Principali standard di interconnessione
→ Ambienti di sviluppo e tecnologie software

ARCHITETTURA GENERALE DI UN SISTEMA AUTOMATICO DI MISURA (SAM)

Motivazioni

La rapida evoluzione tecnologica impone lo sviluppo di strumentazione di misura con capacità sempre più spinte, in termini principalmente di:
• procedure di misura;
• tempi di misura;
• quantità di informazione prodotta;
• trasmissione dei dati di misura verso unità remote.

L'uso manuale della strumentazione (esecuzione manuale delle misurazioni) è sempre meno opportuno, in termini di efficacia, affidabilità ed economicità. È giustificata, quindi, la richiesta di sistemi in grado di sostituirsi all'operatore per svolgere, in maniera automatica, compiti di misura complessi e/o ripetitivi.

Definizione

Si parla di sistema automatico di misura quando la presenza di una unità di supervisione
e controllo consente di sollevare l'operatore da una o più delle attività di misurazione a lui
normalmente demandate.

I sistemi automatici di misura trovano impiego in svariati settori applicativi, dell'industria e della ricerca scientifica.

Elementi costitutivi di un SAM

Un SAM è costituito da:

• strumenti di misura (oscilloscopi, analizzatori di spettro, multimetri);
• strumenti di stimolo (generatori di segnale e di funzione)
• strumenti di supporto (matrici di commutazione, alimentatori),
• unità di supervisione e controllo.

Tutti questi strumenti sono opportunamente connessi tra loro.

Il Sistema Automatico di Misura opera in modo completamente automatico grazie a un programma software in esecuzione sull'unità di supervisione e controllo

Il Sistema Automatico di Misura può comprendere anche dispositivi di acquisizione dati (DAQ), nonché sistemi modulari per il condizionamento dei segnali provenienti dai sensori e/o diretti agli attuatori di campo.

Il Sistema Automatico di Misura, in ambito industriale è noto anche come ATE (Automatic Test Equipment).

CLASSIFICAZIONE DELLA STRUMENTAZIONE DI MISURA

La strumentazione di misura può essere di due tipi, stand-alone o da sistema.

Stand alone
• strumenti da banco (benchtop)
• strumenti portatili

Da sistema
• strumenti su scheda (on-a-card)

Strumentazione stand alone

Pregi: Autonomia, Operatività manuale e automatica, Semplicità di installazione

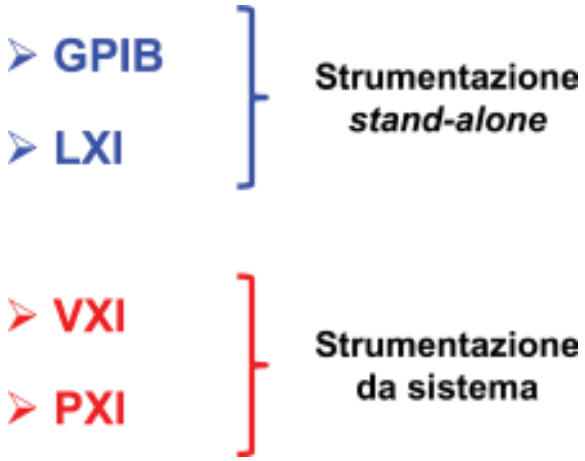
Limiti: Ingombro elevato, Ridotta velocità di trasferimento dati, Costi

Strumentazione da sistema

Pregi: Modularità, Ingombro ridotto, Elevata velocità di trasferimento dati

Limiti: Assenza di pannello frontale, Necessità di cestello ospitante, Necessità di software di supporto

PRINCIPALI STANDARD DI INTERCONNESSIONE



Standard GPIB (Generale Purpose Interface Bus)

• Proposto dalla Hewlett & Packard negli anni '60, standardizzato poi dalla IEEE come IEEE 488.

• Caratteristiche principali:

. bus parallelo a 8 bit, con 5 linee di gestione dell'interfaccia e 3 linee per il sincronismo;

. topologia lineare (daisy - chain) o a stella (star);

. massimo 15 dispositivi attivi, contemporaneamente interfacciati sullo stesso bus (cavo GPIB) di lunghezza massima pari a 20 m;

. fino a 8 MB/s di velocità di trasferimento dati.

Bus GPIB con topologia lineare

Bus GPIB con topologia a stella

Standard LXI (LAN eXtensions for Instrumentation)

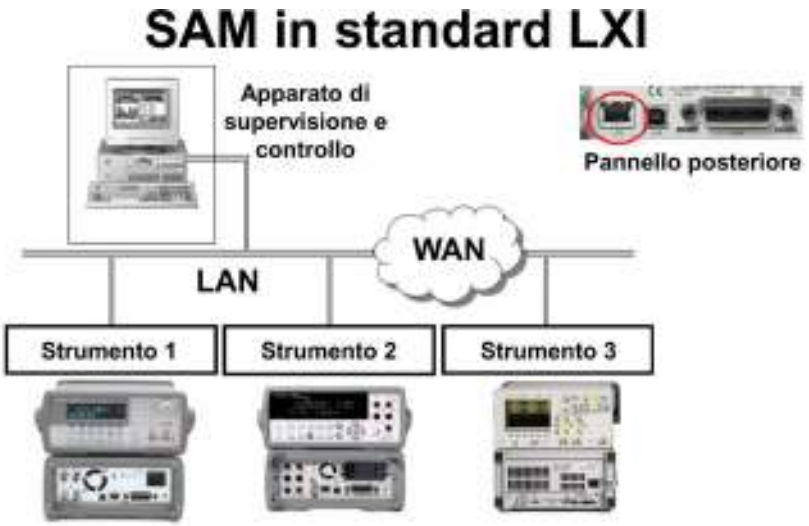
• Promosso dal LXI Consortium, introduce un protocollo di comunicazione tra strumenti di misura e unità di supervisione e controllo dotati di interfaccia conforme allo standard Ethernet.

• Caratteristiche principali:

. elevata velocità di trasferimento dati;

. prestazioni metrologiche confrontabili con quelle garantite dallo standard GPIB;

. affidabilità della sincronizzazione (conformità allo standard IEEE 1588 Precision Timing Protocol).



Standard VXI (VMEbus eXtensions for Instrumentation)

• Introdotto verso la fine degli anni ’80 da un consorzio di case costruttrici di strumentazione di misura, standardizzato poi dalla IEEE come IEEE 1155.

• Trova applicazione nel settore avionico e militare.

• Caratteristiche principali:

. è basato sullo standard VME (VERSABUS Module Eurocard);

. fino a 160 MB/s di velocità di trasferimento dati;

. formato dei dati a 8, 16 e 32 bit.

Standard PXI (PCI eXtensions for Instrumentation)

• Introdotto verso la fine degli anni ’90 da un insieme (alliance) di case costruttrici di strumentazione di misura.

• Nasce per applicazioni in ambito industriale.

• Caratteristiche principali:

. è basato sullo standard CompactPCI (PCI, Peripheral Component Interconnect);

. fino a 264 MB/s di velocità di trasferimento dati;

. formato dei dati a 8, 16, 32 e 64 bit.

AMBIENTI DI SVILUPPO E TECNOLOGIE SOFTWARE

Software di misura e controllo

• Ogni SAM prevede un software di misura e controllo, in esecuzione sull’unità di supervisione e controllo.

• Sviluppato spesso ad hoc per la specifica applicazione, ha il compito di:

. implementare la procedura di misura;

. raccogliere i dati di misura;

. elaborare i dati di misura al fine di estrarre le informazioni di interesse;

. coordinare le operazioni di attuazione, se richiesto;

. presentare e archiviare i risultati.

• Prevede un’interfaccia grafica (GUI) che garantisce l’interazione tra utente e SAM.

• Notevole diffusione di ambienti di sviluppo ad alto livello:

. LabVIEW;

. LabWINDOWS CVI;

. VEE;

. Matlab.

Ambienti di sviluppo ad alto livello

• Pregi
  . Programmazione semplice e veloce
  . Grande flessibilità nell'interazione con la strumentazione
  . Semplicità nella realizzazione della GUI

• Limiti
  . Difficile implementazione di algoritmi complessi
  . Elaborazione lenta per grandi moli di dati

Il LabVIEW

• Il LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) è l'ambiente di sviluppo integrato proposto dalla National Instruments.

• Usa icone invece di righe di testo.

• Il software realizzato in LabVIEW è detto Virtual Instrument (VI) o strumento virtuale.

• Ciascun VI usa funzioni che elaborano i dati provenienti dall'interfaccia utente o da altre sorgenti, visualizzano risultati, memorizzano informazioni su file.

Componenti di un VI

Ogni VI consta di tre componenti principali:

• il pannello frontale:
  . rappresenta la GUI;
  . riporta i valori delle variabili di ingresso e uscita, anche in forma tabellare o mediante diagrammi;

• lo schema a blocchi:
  . contiene l'algoritmo vero e proprio;

• il riquadro icona/connettori:
  . rappresenta il software in forma grafica (icona), con i suoi ingressi e le sue uscite (connettori).

Pannello frontale di un VI

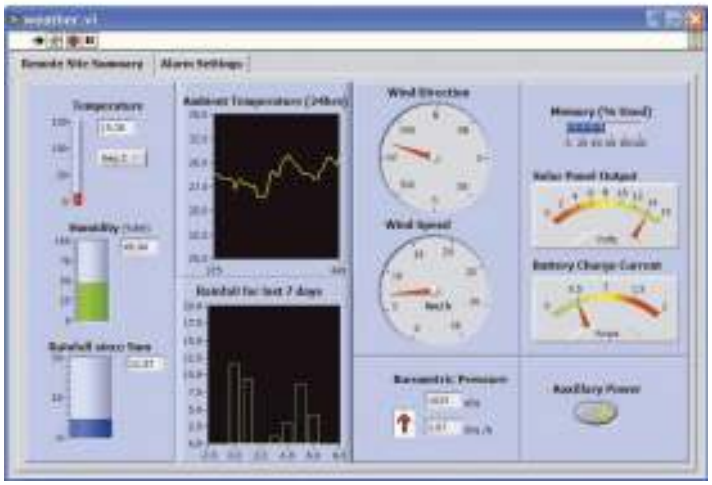
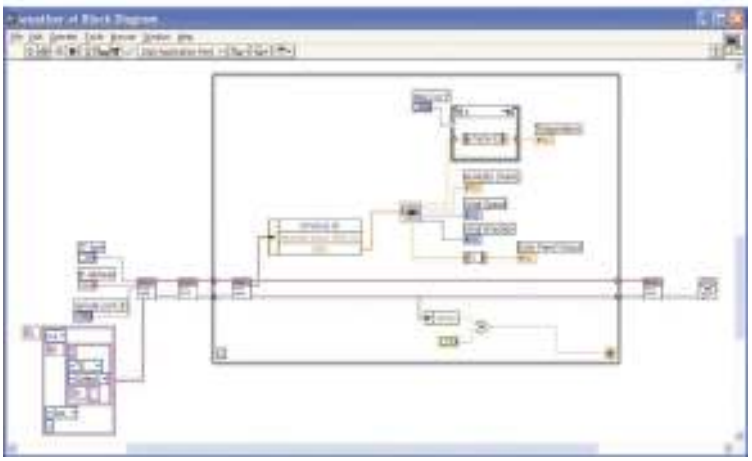


Diagramma a blocchi di un VI



LEZIONE 49

Misurazioni sulle reti, contesto di misura

Prof. Leopoldo Angrisani
40'33"

- Importanza delle misurazioni sulle reti di comunicazione e calcolatori
- Il contesto operativo
- Strategie procedurali
- Classificazione degli strumenti di misura

Data l'importanza che le reti di comunicazione hanno assunto, di tipo strategico, assimilabile ad un servizio offerto, è altrettanto importante effettuare misurazioni sulle reti a fini diagnostici e di prevenzione errori affinché tale servizio non sia interrotto o lo sia il meno possibile, oppure che ne venga mantenuta la qualità.

I benefici di una attenta ed appropriata attività di misura sulle reti si riflettono principalmente su aspetti:

- costi di downtime ridotti, in quanto il downtime, ovvero l'intervallo di tempo durante il quale la rete rimane ferma, qualunque ne sia il motivo, si riduce. Strumenti distribuiti sulla rete possono essere in grado di stabilire cosa succede e dare informazioni in modo tempestivo in occasione di un evento di downtime.
- costi di inefficienza ridotti
- propensione al progresso tecnologico

IL CONTESTO OPERATIVO analizza lo scenario in cui ci muoviamo

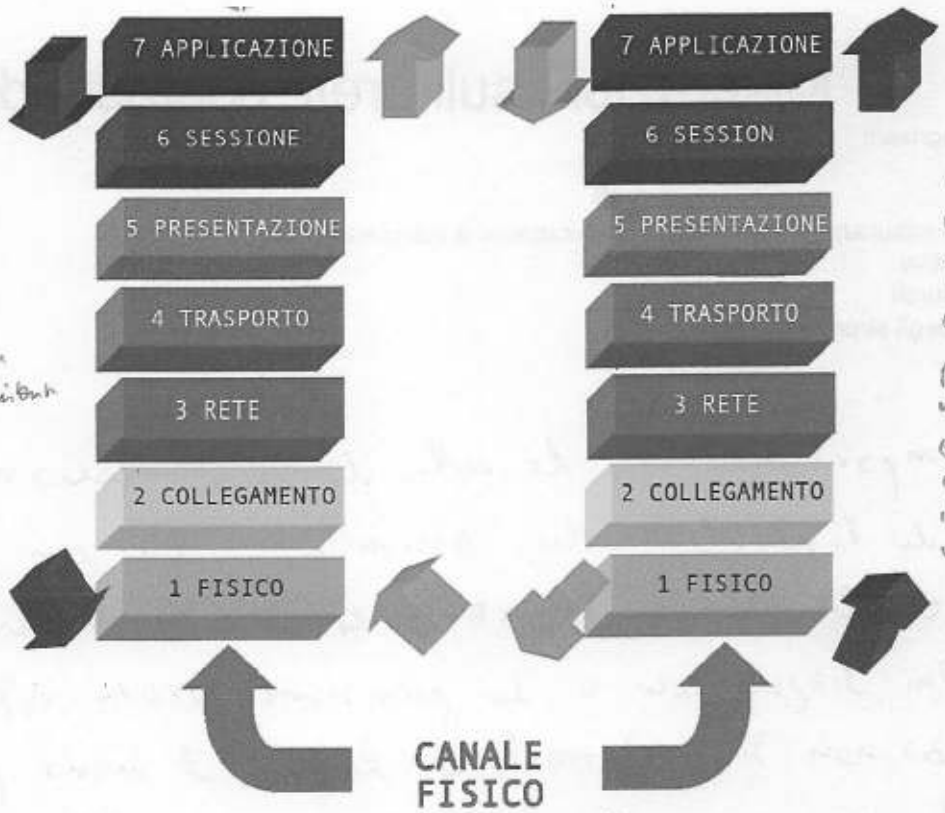
L'attenzione è focalizzata sulla pila protocollare ISO/OSI

PILA ISO/OSI

Livelli vicini all'aspetto applicazione

Livelli dell'aspetto rete, che permettono anche collegamento fra nodi distanti geograficamente

Livelli che consentono il collegamento fisico fra i nodi della rete



Ogni livello è implementato in accordo a un certo protocollo.

Ogni protocollo prevede una interfaccia verso il livello superiore e verso il livello inferiore con le informazioni che vengono formattate opportunamente

(mezzo cablato, con segnali elettrici che viaggiano, segnali ottici; wireless, quindi comunicazione a radiofrequenze)

L'aspetto importante di cui tenere conto è che ci muoviamo in una struttura a livelli e questo influenza pesantemente l'attività di misura che deve essere condotta su una rete.

L'obiettivo dell'attività di misura (o attività di test) deve innanzitutto verificare che tutti i livelli e le relative interfacce siano correttamente implementati; inoltre deve accertare che tutte le interazioni fra i livelli ~~siano~~ intervengano in accordo agli specifici protocolli cui si riferiscono

DETTAGLIO DELL'ATTIVITÀ DI TEST, vista dal gestore della rete

La qualità del servizio di rete, deve essere sempre garantita all'utente

Per il gestore della rete l'attività di test consiste in:

- Verifica della funzionalità
- Valutazione delle prestazioni

- manutenzione
- diagnostica attività di misura da fare per individuare un guasto ed attivare le procedure di riparazione e ripristino della rete in funzionalità e prestazione

Poiché la struttura è a livelli, anche l'attività di test è effettuata a livelli. Infatti, grazie alla struttura a livelli, l'attività di test può essere scissa in funzioni più facilmente gestibili, in accordo ad un single-layer approach.

Quello che si può fare, ma è sconsigliato, è una analisi top-down, partire cioè dal livello 7 e fare una attività di misura per verificare prestazioni e funzionalità di questo livello e scendere di livello in livello.
Questa scelta non è consigliata per il fatto di una sostanziale difficoltà nella gestione di malfunzionamenti ai livelli più bassi: è difficile accorgersi degli effetti di un malfunzionamento a livello fisico sui livelli superiori.
L'esperienza suggerisce una analisi di tipo bottom-up, partire dal livello fisico nell'attività di test e misura e salire.

STRATEGIE PROCEDURALI

13:12

Possiamo intervenire in due modi:

- misurazioni attive, che sono basate sull'iniezione in rete di traffico di test dalle caratteristiche note. Questo si rende necessario quando c'è bisogno di stimolare la rete per vedere come essa risponde. È importante che il traffico di test sia trattato alla stessa stregua di quello ordinario all'interno

della rete

Pur essendo una attività invasiva, non si deve discostare troppo dal funzionamento reale della rete per mantenere un livello di significatività.

- Misurazioni passive. Sono non intrusive e sono rivolte essenzialmente alle attività e applicazioni di monitoraggio. Quello che si fa è limitarsi a leggere tutto quello che passa per la rete

Un altro aspetto delle strategie procedurali è la sincronizzazione, necessaria quando si ha una serie di strumenti di misura distribuiti sulla rete e si ha necessità di avere misurazioni contemporanee. Si vuole cioè che i vari strumenti operino in maniera sincrona.
Quindi possiamo dire che un sistema di misura distribuito impone la sincronizzazione degli strumenti che lo costituiscono.
Ad esempio in una WAN è possibile dotare ogni strumento di misura di un modulo GPS, che effettua la sincronizzazione facendo effettuare operazioni ad un certo evento temporale.
In una LAN è possibile l'adozione del Precision Timing Protocol, noto come standard IEEE 1588.
Sono poi possibili misurazioni che coinvolgono tutti i livelli e sono dette misurazioni cross-layer, con un approccio di tipo parallelo su tutti i livelli e in modo contemporaneo.
Per misure ai livelli inferiori (1. Fisico e 2. Collegamento) possono essere fatte sulla potenza o sul rapporto segnale-interferenza.

Misure a livello superiore possono essere il PLR (Packet Loss Ratio), il One Way Delay e il Round Trip Delay, questi ultimi due sono indicatori di come sta funzionando il livello trasporto.
Ad es. una possibile interferenza nel canale wireless darà un certo livello di numero di pacchetti persi e questo è stato possibile rilevarlo con una analisi di tipo cross-layer mentre con altri metodi sarebbe stato difficile

CLASSIFICAZIONE DEGLI STRUMENTI DI MISURA

Classificazione per modalità di impiego
- Strategici
- Tattici

Gli strumenti strategici sono installati in maniera permanente per monitorare, valutare e registrare i parametri vitali della rete.
Gli strumenti tattici sono sistemi mobili, installati quando si presenta un problema o per una verifica della rete, e rimossi alla fine di tali fasi. Sono cioè usati all'occorrenza.

Classificazione per livello protocollare ISO/OSI
- Livello fisico
- Livello superiori

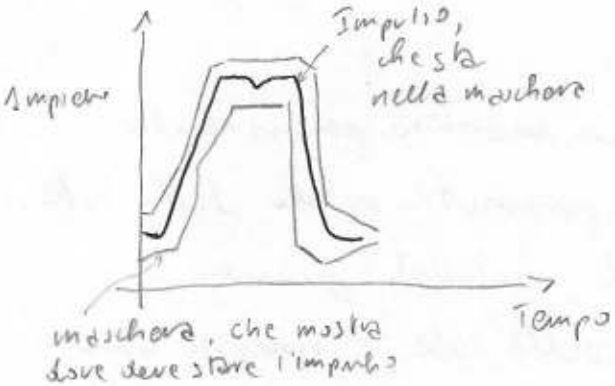
A livello fisico gli strumenti possono essere oscilloscopi, TDR (Time Domain Reflectometer), OTDR (Optical TDR), BER Tester, Analizzatori di spettro.

ai livelli superiori abbiamo gli analizzatori di protocollo, che lavorano sul livello 2, ma soprattutto sul 3, al livello applicativo.

USO DELL'OSCILLOSCOPIO PER MISURAZIONI DELLE RETI

- Verifica dell'impulso a maschera
- Diagramma ad occhio

La verifica dell'impulso a maschera consiste nel vedere che i segnali in banda base che trasportano l'informazione binaria (se non sono in banda traslata, cioè non utilizzano modulazioni particolari) stiano in un certo valore, che viene rappresentato da una maschera. L'informazione numerica viene codificata a livello elettrico con un variazione di tensione che si traduce in una serie di impulsi: i bit, con valore 0,1, così hanno alto, possono essere trasmessi con una variazione di livello.



Quindi essendo in presenza di uno stream binario possiamo aspettarci di essere in presenza di uno stream di impulsi che non hanno una forma come nel caso ideale, cioè squadrata (⎍⎍⎍).

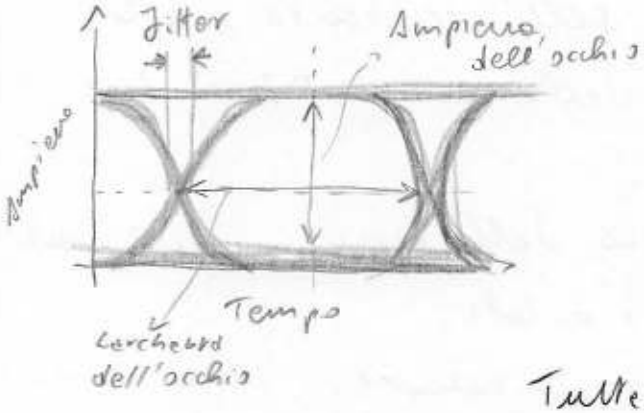
Quello che deve succedere è che il ricevitore, nel ricevere una certa forma d'onda di tipo impulsivo, deve riconoscere al meglio possibile l'informazione trasportata.

Quindi se il trasmettitore trasmettesse impulsi ideali (cosa che non fa per ovvie ragioni) il ricevitore avrebbe vita facile nel riconoscere l'informazione trasportata.

Quello che succede realmente è fare in modo che il trasmettitore emetta impulsi il più regolari possibile in modo che il ricevitore li possa interpretare correttamente e nel modo migliore.

L'impulso in maschera verifica quale è l'impulso generato, ad es. da un trasmettitore, e verifica che tale impulso stia all'interno di una certa maschera, limitata da due sperate. Questo viene fatto con particolari oscilloscopi; con oscilloscopi perché siamo nel dominio del tempo, essi centrano il segnale ed hanno in visualizzazione, oltre al segnale impulsivo, anche la maschera.

DIAGRAMMA AD OCCHIO



Consiste nell'osservare ripetutamente il segnale da parte dell'oscilloscopio per intervalli di tempo orientativamente pari a due volte il tempo di simbolo, dove per simboli si intendono gli impulsi.

Tutte le osservazioni vengono visualizzate per cui si ha una sovrapposizione delle stesse; come risultato si ha uno scenario osservabile in figura, in cui sono riportati parametri di interesse.

Tale risultato può essere stato ottenuto per segnali del tipo

Alla fine si vede in modo netto e preciso la figura dell'occhio, ovvero ○.

Ci possono essere maschere che verificano l'adeguatezza delle ampiezza e della larghezza dell'occhio per la trasmissione in esame. È di particolare interesse anche la grandezza di nome Jitter.

È indice di problemi in ricezione.

Il jitter dà evidenza dell'istante di occorrenza dei vari simboli.

→ è l'istante di tempo in cui si ha la commutazione da un simbolo all'altro.

Idealmente la frequenza con cui arriva l'informazione binaria è costante e quindi tali simboli dovrebbero occorrere sempre nello stesso istante di tempo. Questo non accade e si notano una serie di oscillazioni dipendenti da una serie di ragioni tipo il clock che governa la comunicazione non è a frequenza rigorosamente costante oppure il fatto che gli apparati di rete non siano ideali.

Il jitter mostra lo scostamento dell'occorrenza ideale da quella reale e livello temporale della commutazione da un simbolo all'altro.

Esso indica l'estensione picco-picco delle variazioni dell'istante di variazione di simbolo che si sono notate.

È un indice della prestazione della comunicazione.

LEZIONE 50

Misurazioni sulle reti, strumenti e metodi

Prof. Leopoldo Angrisani
41'36''

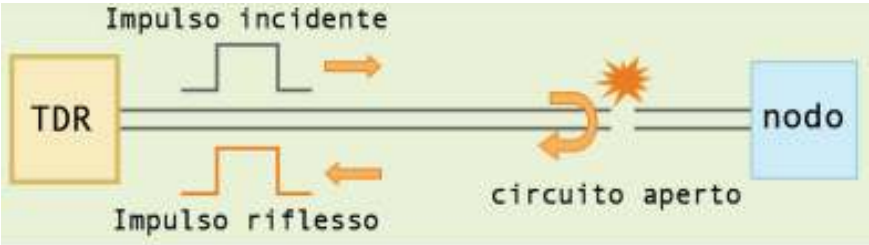
- Strumenti e metodi per misurazioni a livello fisico
- Strumenti e metodi per misurazioni ai livelli superiori
- Architettura e misurazioni di un analizzatore di protocollo
- Analizzatore di protocollo in una LAN

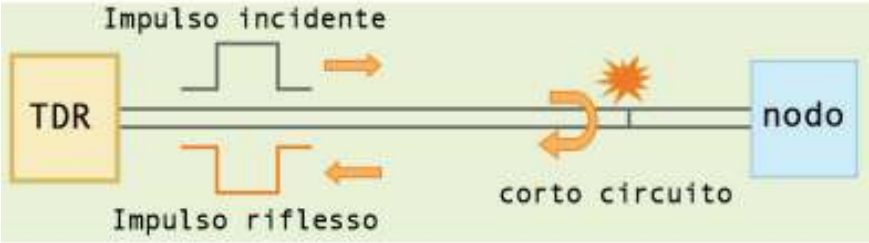
STRUMENTI E METODI PER MISURAZIONI A LIVELLO FISICO

Tali strumenti sono:

- Oscilloscopio, di tipo dedicato, vd. lezione precedente
- TDR (Time Domain Reflectometer)
- OTDR (Optical Time Domain Reflectometer)
- BER tester, misuratore di BER
- Analizzatore di spettro, già visto in lezioni precedenti

In dettaglio, di seguito, il TDR, l'OTDR ed il BER tester.





TDR

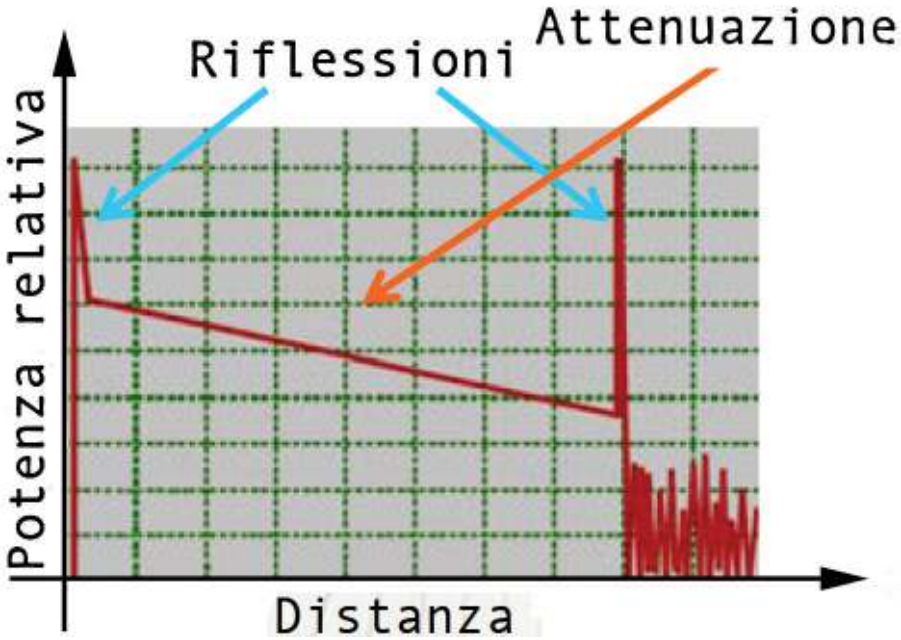
Time Domain Reflectometer: verifica le caratteristiche trasmissive e identifica la presenza di fault nei collegamenti in cavo (in rame o coassiale).

Il TDR ci permette di vedere se il collegamento ha la funzionalità e le prestazioni consoni. Mette in luce la presenza di eventuali imperfezioni lungo il collegamento, imperfezioni che possono causare perdita di potenza che viaggia sul cavo stesso e quindi con problemi conseguenti in ricezione. Il principio di misura consiste nell'emettere un impulso incidente di tensione lungo la linea. Tale impulso, in assenza di imperfezione prosegue il suo cammino e si esaurisce nel nodo. Se il cavo è interrotto (figura sopra, condizione di circuito aperto), la potenza o l'energia vengono riflesse indietro; si viene a creare un impulso riflesso che si somma

all'influsso incidente. Quindi misurando l'intervallo di tempo tra l'impulso incidente e quello riflesso si ha una indicazione della localizzazione della imperfezione sul cavo. Si osservi che il tempo di andata è pari a quello di ritorno, in questa condizione di imperfezione.

Invece, se siamo in presenza di un corto circuito, si verifica ugualmente un impulso riflesso con una polarità diversa al caso precedente. Nel TDR si ha sovrapposizione del flusso incidente con quello riflesso che, in questo caso di corto circuito sul cavo, comporta una assenza di segnale, essendo la potenza di ritorno pari ma di segno opposto a quella del flusso incidente. Anche in questo caso una misurazione del tempo porta al punto in cui è presente il corto circuito.

Può anche essere analizzata la forma del segnale in ingresso al TDR per ricavare informazioni sulla tipologia dell'imperfezione, che può essere oltre ad un circuito aperto od ad un corto circuito, anche una variazione di impedenza sul cavo.



OTDR

Optical TDR: valuta il profilo di attenuazione e identifica la presenza di fault nei collegamenti in fibra.

Quando una sequenza di impulsi luminosi vengono fatti viaggiare in fibra ottica parte della potenza associata a tali impulsi ritorna indietro per il fenomeno di diffusione a meno che non ci siano imperfezioni. In tal caso una parte torna indietro anche per riflessione.

Dunque in assenza di imperfezione la potenza che torna indietro sarà sempre minore all'aumentare del tempo perchè tiene conto dei fenomeni di attenuazione che ci sono lungo la fibra per cui misurando la potenza che arriva nel tempo si può effettuare un profilo di attenuazione. Gli impulsi di riflessione che si notano in figura sono dovuti alla presenza di imperfezioni lungo la fibra; è possibile risalire al punto in cui si trova una eventuale imperfezione.

BER TESTER

Il BER per definizione è Bit Error Rate, ovvero il numero di bit errati nell'unità di tempo, stante un flusso trasmissivo costante nel tempo:

BER = # bit errati / 1 s (bit/s)

Abbiamo anche un'altra grandezza, da distinguere dal BER, che è la probabilità di errore sul bit, Pe:

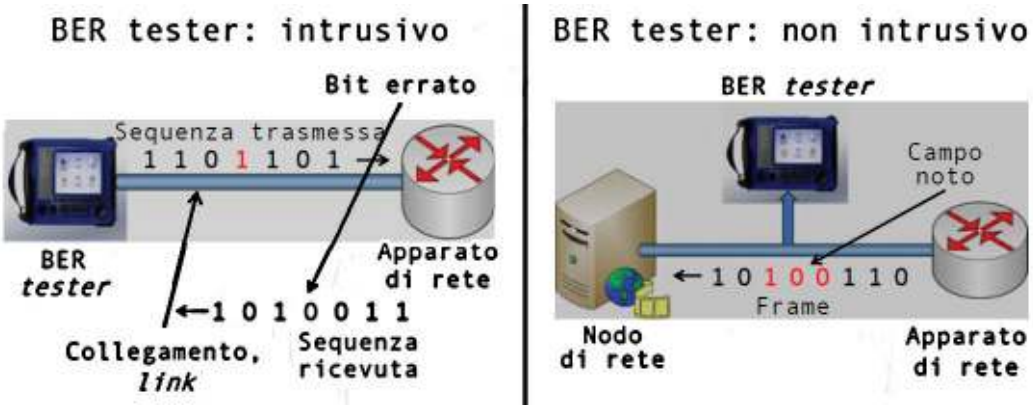
Pe = BER / Velocità di trasmissione

Notare che sia BER che la velocità di trasmissione hanno dimensione bit / s, quindi il Pe è adimensionale. Questa grandezza lavora in termini relativi e dà una informazione migliore, infatti si pensi alla differenza che c'è tra un bit errato su 10 in un secondo rispetto a 1 bit errato su un milione in un secondo.

Lo stimatore del BER è una stima probabilistica ed è il Bit Error Ratio, ovvero il rapporto tra numero di bit errati e numero di bit trasmessi in un determinato intervallo di tempo, ovvero:

BER = # bit errati / # bit trasmessi

Questo è lo stimatore che si utilizza nelle misurazioni.



Il BER tester può essere intrusivo oppure non intrusivo.

Nel caso intrusivo il BER tester trasmette una sequenza nota di bit e l'apparato di rete la ritrasmette, una volta interpretata (questa è detta configurazione di loopback).

Nel caso non intrusivo il BER tester non genera sequenze ma è in ascolto sul collegamento ed ascolta il flusso binario (organizzato in frame). Il BER tester non conosce le sequenza di bit, ma nelle frame esistono dei campi noti il cui contenuto in bit è noto a priori in accordo allo standard di riferimento. Quindi il BER tester va a sondare il contenuto dei campi noti, per ogni frame che è una struttura dati, e va a confrontare l'informazione contenuta con quella attesa dallo standard e da questo confronto va a stimare il BER. Questo tipo di approccio è più lento del precedente, quello intrusivo.

Per entrambi i metodi vale il fatto che più è grande l'intervallo di osservazione e migliore sarà la stima.

STRUMENTI E METODI PER MISURAZIONI AI LIVELLI SUPERIORI

Tali strumenti sono soltanto gli analizzatori di protocollo, che possono essere di due tipi:

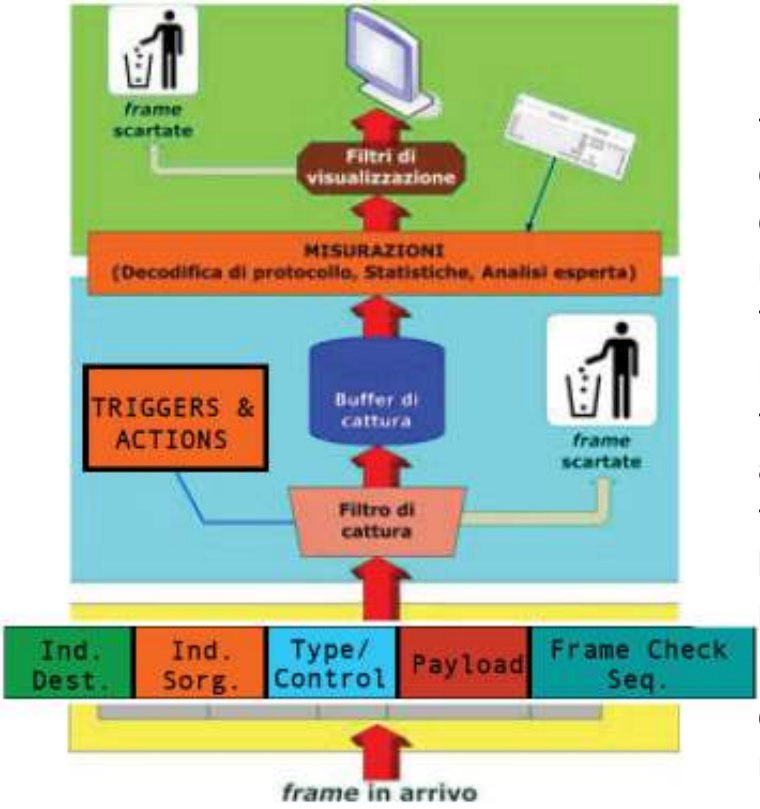
Software-based (un pc con scheda rete e un software dedicato)

- PC + scheda di rete
- Costi contenuti
- Analisi post-processing

Hardware-based (un sistema dedicato, basato su circuiteria si firmware dedicato, molto veloce)

- Architettura dedicata
- Costi elevati
- Analisi real-time

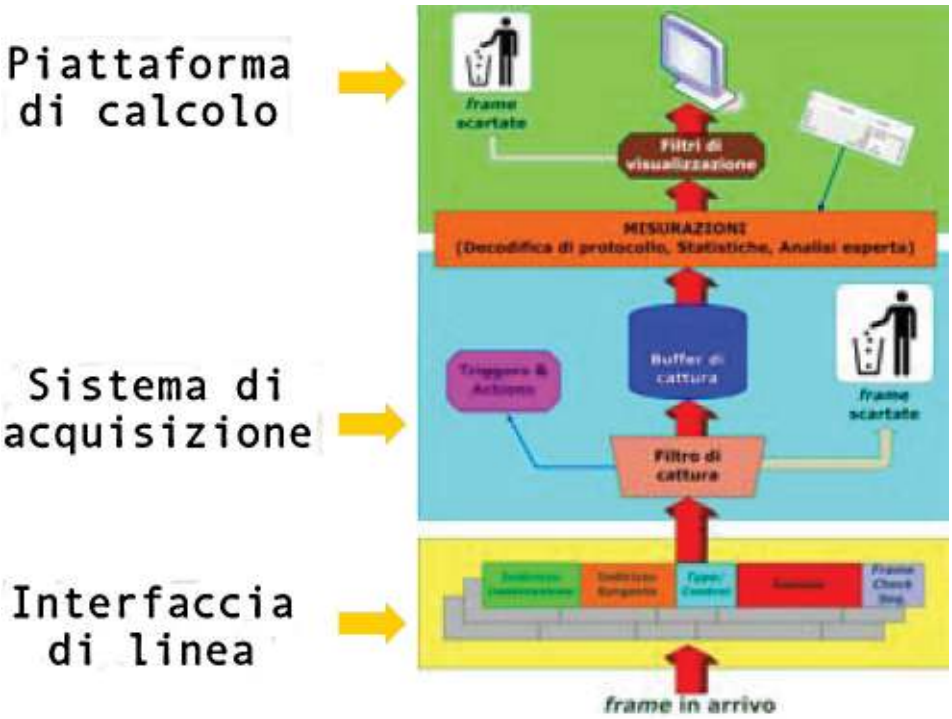
ARCHITETTURA E MISURAZIONI DI UN ANALIZZATORE DI PROTOCOLLO



Nell'architettura si possono distinguere tre grandi strati: in basso in giallo c'è la cosiddetta interfaccia di linea, sopra in celeste il cosiddetto strato di acquisizione ed in alto in verde la cosiddetta piattaforma di calcolo.

La lettura si svolge dal basso verso l'alto con le frame in arrivo che vengono analizzate e dalla quali vengono estratte tutte le informazioni protocollari che la frame trasporta di tutti i livelli della pila protocollare.

La frame una volta letta passa nel filtro di cattura nel quale alcuni frame passano (ad es. quelli che hanno solo il protocollo TCP, piuttosto che HTTP ecc.), altri vengono scartati e questo in base a scelte operative dell'utente. Le frame selezionate vanno nel buffer di cattura. Durante la cattura ci può essere un certo campo o un certo evento importante per l'utente ed allora al filtro di cattura è agganciato il blocco Triggers & Action. Questo blocco si attiva all'occorrenza.



Una volta memorizzate le frame subiranno delle elaborazioni nella sezione Misurazioni, in particolare la decodifica del protocollo, alcune statistiche, una analisi esperta; a misurazioni effettuate esse vengono visualizzate, dopo essere passate per dei filtri di visualizzazioni che scartano qualcosa, ma non in modo definitivo.

Le misurazioni dell'analizzatore di protocollo sono molte, le più importanti:

- Decodifica
- Statistiche di protocollo
- Analisi esperta
- Misurazione del flusso di traffico

In dettaglio:

Decodifica di protocollo: per ciascuna frame sono estratte le informazioni relative ai vari protocolli e segnalate le non-conformità.

Statistiche di protocollo: riducono la mole di dati acquisiti in poche informazioni sintetiche significative.

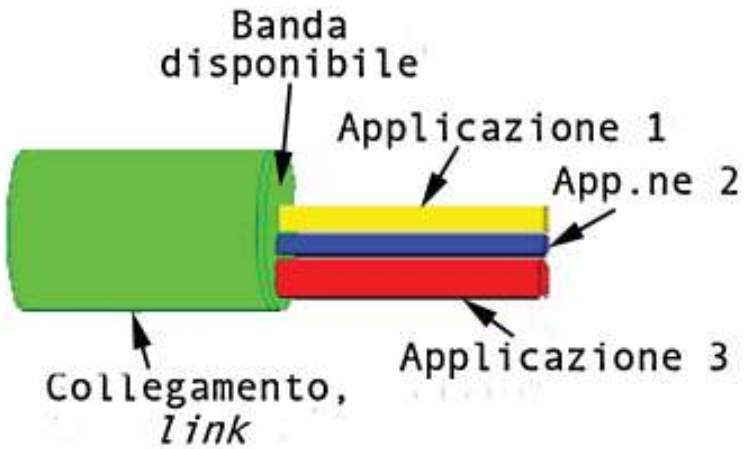
Analisi esperta: trasforma i dati acquisiti in informazioni a valenza diagnostica.

Essa classifica gli eventi in:

- normal
- warning (preallarme)
- alert (può accadere qualcosa sulla rete che riduca le prestazioni)

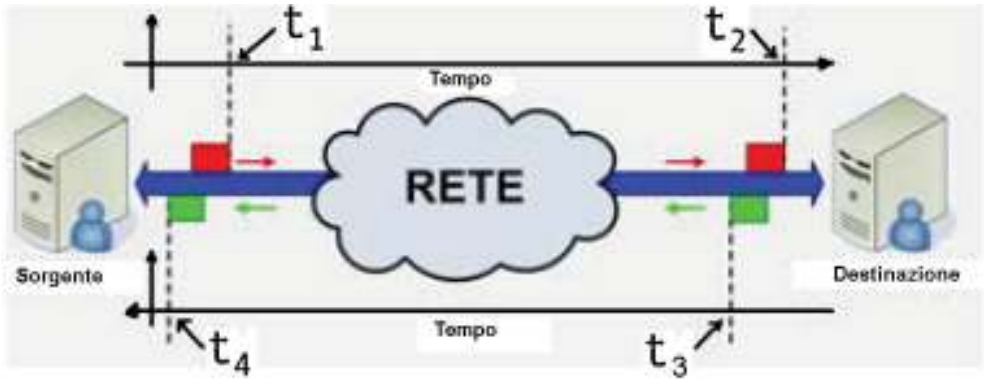
Misurazione di flusso di traffico: valuta metriche di livello rete/trasporto, abbiamo:

- banda disponibile
- one-way delay (OWD)
- round-trip delay (RTD)



La banda disponibile è definita come la differenza tra la capacità del link e il valor medio del traffico sul link.

E' importante come informazione per la gestione stessa della rete.



$$OWD = t_2 - t_1$$

$$RTD = t_4 - t_1$$

One Way Delay: tempo trascorso tra spedizione da una sorgente di un pacchetto ed arrivo dello stesso, è il ritardo di sola andata di un pacchetto.

Round Trip Delay: tempo trascorso tra spedizione di un pacchetto e feedback dello stesso come acknowledge.

ANALIZZATORE DI PROTOCOLLO IN UNA LAN

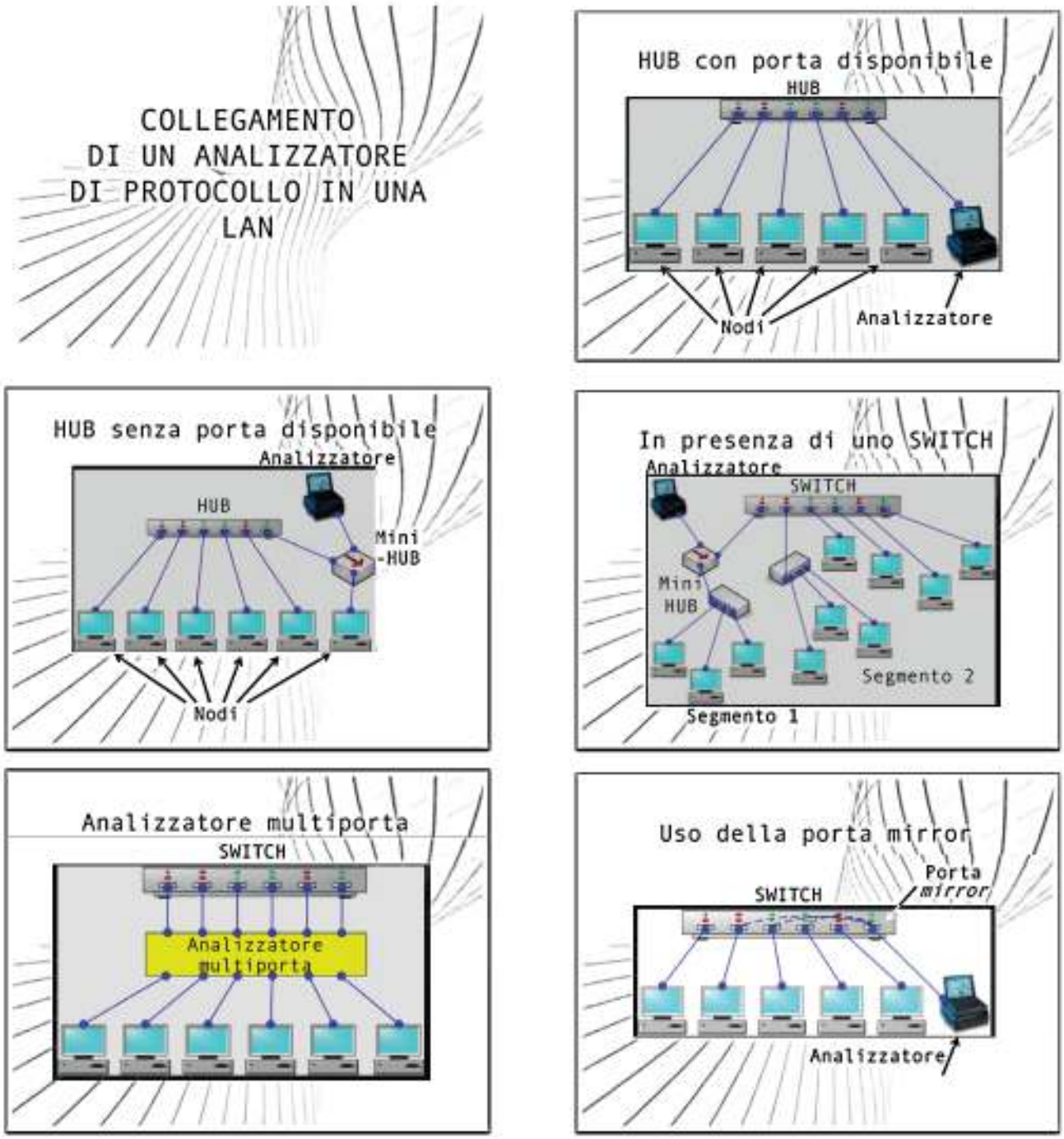
Caso HUB con porta disponibile: l'HUB è un dispositivo di livello fisico che estende il dominio fisico su cui opera la rete. Se l'HUB ha una porta disponibile l'analizzatore di protocollo si collega a tale porta. In questo caso l'analizzatore di protocollo vedrà tutto il traffico presente a livello fisico gestito dall'HUB.

Caso HUB senza porta disponibile: in questo caso si collega un mini HUB con almeno tre porte in modo che una porta vada in collegamento ad una porta dell'HUB inizilale, un'altra all'analizzatore di protocollo e un'altra ad un terminale (quello che era collegato all'ultima porta disponibile dell'HUB iniziale)

Caso presenza di un SWITCH: lo SWITCH è un dispositivo di livello 2 ed opera una segmentazione della rete, cioè divide la rete che sovrintende in tanti segmenti. Questo evita un forte flusso di informazioni sul livello fisico. Infatti il livello fisico è condiviso dai nodi che fanno parte dello stesso segmento. L'analizzatore viene collegato ad un segmento tramite mini hub; nell'esempio in figura l'analizzatore leggerà tutto il traffico del segmento 1, tutto il traffico che arriva alla porta dello SWITCH tramite le altre porte, e tutto il traffico che dalla porta arriva alltre altre, cioè il traffico che dal segmento 1 va verso gli altri. Quindi quello che dagli altri segmenti va verso il segmento 1. Non vede ad es. tutto quello che sta sul segmento 2 o sugli altri segmenti.

Analizzatore multiporta (costoso): per analizzare più segmenti. L'analizzatore deve essere posto in configurazione passante.

Uso della porta MIRROR: per analizzare più segmenti, come nel caso dell'analizzatore multiporta, ma soluzione meno costosa. Questo avviene grazie alla presenza nello SWITCH di una porta mirror nella quale viene fatto confluire tutto il traffico che arriva alle altre porte. A tale porta mirror può essere collegato l'analizzatore di protocollo. Poiché la porta mirror ha la stessa portata delle altre ci potrà essere del traffico perso.



Analizzatori di Spettro Analogici – Lezione 42

Caratteristiche

Gli analizzatore di spettro analogici si distinguono in

- a banco di filtri
- sequenziale con filtro a sintonia variabile (o a esplorazione di frequenza)
- sequenziale a supereterodina

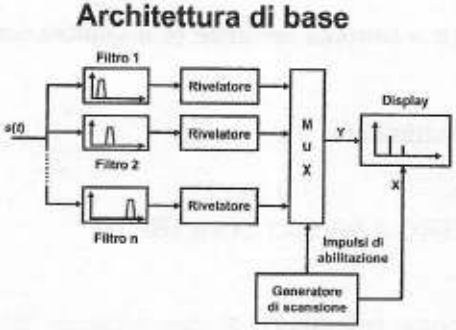
ANALIZZATORE DI SPETTRO A BANCO DI FILTRI

Il principio di misura si fonda sull'utilizzo di una serie di filtri che operano in parallelo ed ogni filtro ha la competenza di interessarsi di uno specifico intervallo di frequenze, lungo l'asse delle frequenze.
Ogni filtro ci fa conoscere il contenuto spettrale del segnale in esame all'interno della banda di sua competenza e quindi questo significa quantificare in maniera sintetica la potenza o l'ampiezza associate a questo contenuto spettrale.
Sono due i parametri fondamentali: la frequenza centrale f_c del filtro e la banda di risoluzione del filtro (Resolution Bandwith, RBW).
Le scelte progettuale che portano alla realizzazione di un tale dispositivo sono:

- Filtri passabanda fissi, caratterizzati da una certa banda, sulla quale essi operano.
- Minima sovrapposizione tra le risposte di due filtri adiacenti.
- Rilevatori per misurare l'ampiezza dell'uscita "sinusoidale" dei

filtri.

L'Architettura di Base



Abbiamo un certo numero di filtri in parallelo, all'uscita di ognuno dei quali c'è un rivelatore. Il parallelo dei filtri copre un certo intervallo di frequenze. Ogni rilevatore riceve in ingresso il segnale dal filtro e in uscita rende o la potenza o l'ampiezza da associare a quel segnale; l'informazione di uscita deve essere visualizzata. A questo scopo tutte le uscite dei rilevatori entrano in un dispositivo detto multiplexer che raccoglie le informazioni dai rilevatori e in uscita dà una informazione che sarà visualizzata sull'asse Y del display, a fronte di un ulteriore segnale da un generatore di scansione che fornisce impulsi di abilitazione, gli stessi impulsi che nel display saranno rappresentativi dell'asse X, overo delle frequenze e, per analogia, del tempo.

Risoluzione in Frequenza

Essa è la minima separazione in frequenza tra due componenti spettrali, aventi la stessa ampiezza, per poter essere distinte. Essa è fortemente dipendente dalla resolution bandwith, ovvero dalla

risoluzione, di ogni filtro.

La risoluzione in frequenza è importante al fine di riuscire a separare le componenti spettrali.

I vantaggi di questo tipo di dispositivi sono la semplicità se ci sono pochi filtri; il ridotto tempo di misura, in quanto i filtri operano in parallelo; l'analisi è fatta in tempo reale; sono adatti a qualunque tipo di segnale.

L'unico svantaggio deriva dal crescere della complessità alla richiesta di una migliore risoluzione in frequenza e quindi avere filtri con una banda più piccola.

ANALIZZATORE DI SPETTRO SEQUENZIALE CON FILTRO A SINTONIA VARIABILE

E' un dispositivo detto sequenziale perché non opera in modo parallelo ma in modo sequenziale, cioè scandisce sequenzialmente l'asse delle frequenze e non viene usato nessun filtro in parallelo, infatti il principio di misura si basa su un solo filtro che si sposta lungo l'asse delle frequenze. Il filtro è a frequenza centrale regolabile.

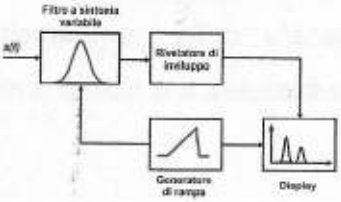
Le principali scelte progettuali sono dunque:

- un unico filtro passabanda con frequenza centrale regolabile, passabanda perché esso deve coprire un certo intervallo di frequenze e con frequenza centrale regolabile, ovvero deve essere capace di spostarsi lungo l'asse delle frequenze.
- Lo spostamento deve garantire una copertura completa dell'intervallo di frequenze

- occorre un rilevatore di inviluppo del segnale in uscita dal filtro

Architettura di Base

Architettura di base



Il segnale di ingresso entra nel filtro a sintonia variabile, la cui frequenza centrale è variabile e di conseguenza lo è la sua sintonia. Questo accade in quanto ci sono filtri che fanno variare la frequenza del segnale in uscita in relazione ad un valore di tensione che ricevono in ingresso: il filtro a sintonia variabile riceve un altro segnale dal generatore di rampa, che è un generatore capace di generare un segnale di tensione che cresce linearmente nel tempo, questo serve perché vogliamo che la frequenza centrale del filtro cambi nel tempo; il filtro si sposta da una posizione di frequenza bassa ad una di frequenza alta.

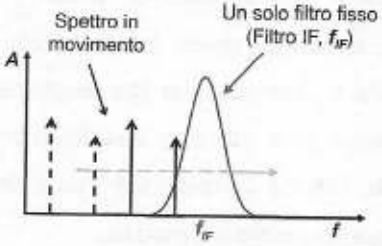
L'uscita del filtro a sintonia variabile è in ingresso al rilevatore di inviluppo la cui uscita va ad alimentare l'asse verticale del display, in cui la forma del contenuto spettrale non è rappresentato da una riga, ma sembra una piccola gaussiana, a causa del rilevatore di inviluppo. Infatti l'uscita del rilevatore di inviluppo riflette l'andamento della risposta in frequenza del filtro.

I vantaggi di questa tecnica sono quelli di avere un unico filtro e la semplicità architetturale. Gli svantaggi è che questa tecnica funziona solo su segnali stazionari (il segnale non può variare nel

tempo) e c'è un certa difficoltà a mantenere costante la risoluzione in frequenza.

ANALIZZATORE di SPETTRO Sequenziale a SUPERETERODINA

Principio di misura



Il principio di misura si basa su un solo filtro fisso, per cui la banda rimane costante nel tempo. Sarà il segnale a muoversi e quindi il principio prevede uno spettro in movimento.

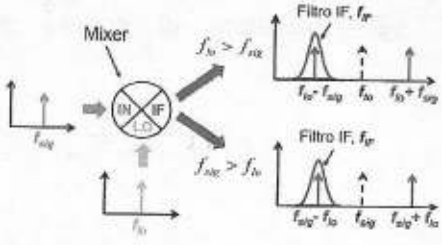
La frequenza centrale del filtro è detta frequenza intermedia, IF o f_{IF}.

Le principali scelte progettuali sono:

- un unico filtro passabanda con frequenza centrale costante.
- Un miscelatore per implementare la tecnica supereterodina.
- Un rilevatore per misurare l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro.

Tecnica Supereterodina (caso ideale)

Tecnica supereterodina
(caso ideale)



Il miscelatore (mixer) presenta due ingressi, indicati con IN (input) e LO (Local Oscillator). Il miscelatore esegue sostanzialmente una moltiplicazione fra i due ingressi, quindi in uscita

avremo due componenti sinusoidali, una caratterizzata dalla frequenza somma ed una caratterizzata dalla frequenza differenza. Poiché il segnale dal Local Oscillator è noto allora queste due componenti portano in sé, in termini di ampiezza, frequenze che sono proporzionali a quelle che caratterizzano il segnale noto di ingresso al mixer, ovvero quello dell'oscillatore locale. La conseguenza è quella di aver spostato delle informazioni in ampiezza che stanno alla frequenza f_{sig} del segnale (da analizzare) di ingresso ad una nuova frequenza che starà o alla frequenza differenza o alla frequenza somma. C'è da considerare quale delle due, e in pratica è conveniente la componente differenza.

Quindi, grazie alla tecnica supereterodina si riesce a spostare lo spettro del segnale: l'informazione di interesse si trovava alla frequenza f_{sig} e successivamente si troverà ad un'altra frequenza e questo ci dà la possibilità di mantenere il filtro fisso facendo spostare l'informazione spettrale nel filtro.

La frequenza differenza è nota come frequenza intermedia, IF. Il filtro fisso deve stare centrato su quella frequenza e scarterà la frequenza somma.

Equazione di sintonizzazione

... vd. Domanda 5 e 17, sull'analizzatore di spettro a supereterodina.

□

Analizzatori di Spettro a Supereterodina – Lezioni 42, 43, 44

E' un analizzatore di spettro sequenziale basato sulla tecnica eterodina, formata da un oscillatore locale, un mixer ed un filtro a frequenza intermedia. Il principio di misura si basa su un solo filtro che è fisso e quindi si riesce a garantire le sue caratteristiche costanti nel tempo. Sarà dunque il segnale a muoversi e quindi il principio prevede uno spettro in movimento. La frequenza centrale del filtro è detta frequenza intermedia, IF o f_{IF}.

Le principali scelte progettuali sono:

- Un unico filtro passabanda con frequenza centrale costante.
- Un miscelatore per implementare la tecnica eterodina.
- Un rivelatore per misurare l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro.

TECNICA SUPERETERODINA (caso ideale)

Abbiamo un miscelatore (mixer), con due ingressi indicati con IN e LO, dove IN sta per input e LO sta per Local Oscillator. L'ingresso IN riceve il segnale a una sola componente spettrale, con frequenza f_{sig}. L'ingresso LO riceve un segnale puramente sinusoidale con una unica componente spettrale la cui frequenza viene indicata con f_{lo}.

Il mixer esegue una moltiplicazione fra i due segnali, quindi in uscita avremo avrà una componente somma ed una componente differenza dei due segnali di ingresso; verrà fatto in modo di operare sulla componente differenza, cioè su $f_{lo} - f_{sig}$, che è nota come frequenza intermedia. Quindi grazie all'operazione di eterodina si riesce a spostare lo spettro del segnale: l'informazione di interesse

si trovava alla frequenza f_{sig} e successivamente si troverà ad un'altra frequenza; questo ci da la possibilità di mantenere il filtro fisso facendo spostare l'informazione spettrale nel filtro.

EQUAZIONE DI SINTONIZZAZIONE $|f_{lo} - f_{sig}| = f_{IF}$

La frequenza differenza deve essere uguale alla frequanza intermedia che è quella alla quale è centrato il filtro.

La frequenza dell'oscillatore locale deve soddisfare l'equazione di sintonizzazione e, facendo questo per ognuna delle frequenze contenute nel segnale, viene risolto il problema e ottengo una analisi spettrale del segnale.

Si deve evitare progettualmente la condizione di ambiguità, cioè non deve accadere che due o più componenti del segnale f_{sig}, che sono dette frequenze immagini, arrivino a frequenza intermedia, per la ragione che dal filtro deve uscire una unica componente spettrale.

Quindi non ci devono essere frequenze immagini nel segnale di ingresso per cui non ci devono essere frequenze spostate a frequenza intermedie con lo stesso valore di frequenza generato dall'oscillatore locale. Questo sarà un problema di banda immagine risolvibile con opportune scelte progettuali.

SCELTE OPERATIVE

Nel caso reale in uscita al mixer abbiamo frequenze pari a $|m \cdot f_{lo} \pm n \cdot f_{sig}|$ con m e n interi, incluso lo zero; quindi f_{sig} e f_{lo} sono presenti in uscita. Quindi in uscita dal mixer abbiamo tante

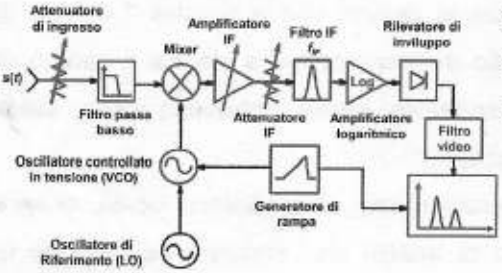
componenti sinusoidali ciascuna delle quali soddisfa la relazione sopra, in cui f_{sig} ha maggior interesse, perché sconosciuta.
Per misurazioni attendibili il segnale di ingresso non deve contenere la frequenza intermedia f_{IF} perché altrimenti nel filtro avremo due componenti, con un risultato non affidabile.
Sull'asse delle frequenze la situazione ideale è quella di avere il filtro a frequenza intermedia al centro, con a sinistra il campo di analisi in un certo intervallo di frequenza e a destra il campo di frequenze richiesto dall'oscillatore locale, intervallo della stessa dimensione di quello di analisi.
Fissato un valore di frequenza grazie all'oscillatore locale, ci sarà una frequenza nel campo di analisi che soddisfa l'equazione di sintonizzazione. Questo significa che si andrà ad analizzare, se esiste, una sola componente spettrale del segnale di ingresso che soddisfa l'equazione di sintonizzazione per una frequenza dell'oscillatore locale. I valori da fissare sono quelli dell'intervallo del campo di frequenze richiesto dall'oscillatore e questo si realizza con un oscillatore controllato in tensione che riceve due segnali: uno da un generatore di rampa, l'altro dall'oscillatore locale. L'uscita dell'oscillatore controllato in tensione entra nell'ingresso f_{lo} del mixer.
Nella realizzazione al campo di analisi si applica un filtro passa basso in ingresso che fa in modo che il campo di analisi sia ristretto effettivamente alla parte di interesse: cioè il campo di analisi non deve contenere la frequenza intermedia del filtro a cui stiamo lavorando e deve escludere la banda immagine, cosa che fa in quanto la banda immagine si trova a valori di frequenze che sono il

doppio della frequenza intermedia.

Questo significa che il filtro di ingresso risolve tutti i problemi ed è una soluzione ottimale per l'asse delle frequenze.

ARCHITETTURA DI BASE

Architettura di base



Nella figura a lato i blocchi principali dell'architettura dell'analizzatore di spettro a supereterodina:

- s(t) è il segnale di ingresso;
- attenuatore di ingresso che rende idoneo il segnale ai blocchi successivi, in particolare alla miscelazione.
- Filtro passa basso che garantisce che la frequenza intermedia non sta nel campo di analisi e la banda delle frequenze immagine viene scartata.
- Miscelatore che riceve in ingresso il segnale dal filtro passa basso ed il segnale da un oscillatore controllato in tensione (VCO) che riceve a sua volta un segnale dall'oscillatore locale e da un generatore di rampa, questo per far variare nel tempo la frequenza. Il generatore di rampa sincronizza l'asse x del blocco di visualizzazione
- Oscillatore di riferimento che fa in modo che l'oscillatore controllato in tensione riceva la frequenza di riferimento a cui

agganciarsi ed in base alla quale può produrre in uscita la frequenza che varia nel tempo facendo in modo che l'equazione di sintonizzazione sia soddisfatta per le frequenze nel campo di analisi dello strumento via via diverse nel tempo.

- Blocchi di amplificazione e di attenuazione ricevono in ingresso l'uscita del mixer per adeguare il segnale ai blocchi successivi, di cui il primo è il filtro a frequenza intermedia.
- Filtro IF, la cui uscita va ad un amplificatore logaritmico il che comporta risultati in decibel.
- Rivelatore di inviluppo che rende una forma a campana che ricalca la risposta in frequenza del filtro a frequenza intermedia.
- Filtro video con particolari funzioni che vedremo.

In un esempio di misurazione si possono ricavare informazioni tramite lo strumento dei marker, che visualizzano la frequenza e l'ampiezza del vertice della componente selezionata; si può ricavare la frequenza centrale (CENTER) e l'intervallo di analisi (SPAN) misurato in KHz.

RISOLUZIONE IN FREQUENZA

E' la minima separazione tra due componenti di uguale ampiezza per poter essere distinte. Essa dipende in modo determinante dalla banda a -3dB del filtro a frequenza intermedia, RBW, resolution bandwidth. Se la resolution bandwith è troppo ampia non riusciremo a vedere la presenza di più componenti.

SELETTIVITA'

Parametro che interviene quando le componenti non hanno la stessa ampiezza. Essa è data dal rapporto tra la banda a -60dB con la banda a -3dB del filtro. La selettività incide sul riconoscere componenti spettrali vicine.

TEMPO DI SPAZZOLATA (*Sweep Time, SP*)

E' il tempo di scansione del campo di frequenze di interesse, ovvero è il tempo necessario all'oscillatore locale per darci tutti i valori di frequenza che vanno da un valore minimo ad un valore massimo. Questa variazione avviene linearmente nel tempo, per cui si può parlare di velocità di spazzata, che è una velocità costante, data dal rapporto tra il campo di frequenze da analizzare (SPAN) con il tempo che si vuole impiegare (ST, sweep time).

Per misurazioni affidabili occorre che il tempo di permanenza nel filtro sia maggiore al tempo di risposta.

Le grandezze in gioco sono la resolution bandwith(RBT), lo SPAN ed una costante k che dipende dal filtro.

Tempo di spazzolata

- Per misurazioni affidabili

$$\frac{RBW}{v_{sw}} = \frac{RBW}{span/ST} > \frac{k}{RBW}$$

$$ST > \frac{k \cdot span}{RBW^2}$$

ST inversamente proporzionale al quadrato di RBW!

Se si ha intenzione di ridurre di un ordine di grandezza la RBW si deve aumentare di due ordini di grandezza il tempo di spazzolata, ST. Questo è un aggravio sui tempi delle misure e sulle prestazioni dello

strumento.

Se la relazione sopra non è soddisfatta si rischia di avere una misurazione non affidabile, riportata spesso sugli strumenti come "uncalibrated".

SEZIONE VIDEO

...

IL FILTRO VIDEO

Serve a pulire il rumore.

MODALITA' ZERO SPAN

Risolve il problema a cosa succederebbe se il generatore di rampa non desse più in uscita verso il generatore controllato in tensione un segnale che varia nel tempo da un valore minimo ad un valore massimo, ma verso il generatore si mantiene un livello costante, mentre verso la visualizzazione continua ad arrivare un segnale di tensione che evolve linearmente nel tempo.

In modalità zero span l'oscillatore controllato in tensione genera una frequenza costante. In questo caso l'equazione di sintonizzazione è soddisfatta sempre dalla frequenza di span prescelta e sul display si osserva l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro IF e non il segnale di ingresso. L'inviluppo di un segnale sinusoidale ad ampiezza costante è un valore costante, quindi l'analizzatore visualizza una traccia costante se nella banda del filtro IF c'è una sola componente spettrale. Se nella banda del filtro IF ci sono più componenti

spettrali allora in modalità zero span l'inviluppo del segnale in uscita dal filtro IF è l'andamento del segnale modulante, il che porta, sotto alcune ipotesi, all'utilizzo dell'analizzatore spettrale come demodulatore di segnali AM.

ARCHITETTURA MULTISTADIO

E' composta da più stadi che riducono via via la banda portandone una parte all'interno del filtro a frequenza intermedia.

DISPLAY ANALOGICO

E' fornito dai fosfori è dalla proprietà della persistenza luminosa.

DANL e SENSIBILITA'

Per DANL si intende il Displayed Average Noise Level, ovvero il livello di rumore medio visualizzato. Infatti in assenza di segnale di ingresso, l'analizzatore di spettro visualizza un piedistallo di rumore (DANL o "noise floor"). Il suo livello dipende dall'attenuazione in ingresso e dalla resolution bandwidth.

La sensibilità è la più piccola ampiezza che può assumere una componente spettrale in ingresso per poter essere distinta rispetto al noise floor. La sensibilità coincide con il DANL esibito in assenza di attenuazione in ingresso e minima RBW (resolution bandwidth).

Per avere l'emersione della componente rispetto al noise floor occorre che la resolution bandwidth del video sia molto maggiore di quella del filtro a frequenza intermedia. La quantificazione è di circa 2 dB, sufficiente per tener distinta la componente. □

Descrivere il campionamento dei segnali negli analizzatori di spettro numerici e le problematiche che esso comporta.
Lezioni 45, 46, 47.

Elaborare numericamente dei segnali di misura significa campionare prima di tutto un segnale (passo 1), ovvero prelevare i valori del segnale in determinati istanti di tempo; questo è compito di dispositivi Sample&Hold, dispositivi campionatori. Secondo passo quello quantizzazione del segnale che consiste nell'associare al valore del campione un particolare numero. Tale compito è svolto dai convertitori analogico/digitale (A/D) che hanno un intervallo di valori su cui operano e suddividono questo intervallo in tanti piccoli intervalli uniformi, ciascuno dei quali ha una ampiezza detta passo di quantizzazione. Quantizzare significa associare un valore continuo nel tempo ad un valore discreto in termini di quale sia il piccolo intervallo in cui rientra il valore continuo a cui stiamo facendo riferimento.
Passo successivo, il terzo, è quello di elaborazione con applicazione di determinati algoritmi sui campioni in forma numerica ed è generalmente svolto dai DSP, Digital Signal Processor. Nel caso specifico dell'analisi spettrale numerica significa elaborare i campioni al fine di ottenere informazioni relative al contenuto spettrale del segnale quindi nel dominio della frequenza e non del tempo.
Quarto passo è quello di estrazione delle informazioni (target dell'elaborazione), dalla rappresentazione del contenuto del segnale; questo viene fatto da appropriate procedure di misura. Nel caso dell'analisi spettrale siamo interessati all'ampiezza, alla frequenza ed alla fase (informazioni delle componenti spettrali). L'analisi spettrale numerica, a differenza di quella analogica, dà anche informazioni sulla fase.
L'elaborazione del segnale lavora su una finestra limitata nel tempo del segnale, elaborare significa dunque anche operare con una sequenza di campioni di durata limitata (Time Record).
Per ottenere i campioni dello spettro del segnale in ingresso si applicano trasformate numeriche, la DFT (Discrete Fourier Transform) oppure la FFT (Fast Fourier Transform) che ha un carico computazionale ridotto.

DFT
La DFT viene applicata al segnale di ingresso continuo nel tempo che ha subito la discretizzazione nel tempo e nelle ampiezze, la DFT in uscita rende

i campioni dello spettro (detti bin) del segnale in ingresso. Quindi abbiamo un ingresso rappresentato da un segnale continuo nel tempo che subisce una discretizzazione nel tempo e nelle ampiezze ed in uscita i campioni dello spettro (bin) del segnale.
La DFT non lavora su tutto il segnale, ma il segnale di cui la DFT fornisce i bin deriva dalla replica del time record lungo tutto l'asse temporale. Per la DFT il segnale su tutto l'asse temporale è dunque la replica di quello contenuto nel time record.

FFT

La FFT è un algoritmo per la valutazione veloce della DFT, essa deve avere un numero di campioni N che sia una potenza di due. Il risultato della FFT sono N valori complessi, N parti reali e N parti immaginarie; i risultati (bin) sono generalmente espressi con un numero di ordine che va da 0 ad N - 1 e presentati in forma polare (ampiezza e fase).
Vi è, per lo spettro di ampiezza, una simmetria pari, intorno alla metà della frequenza di campionamento, quindi metà della sezione di uscita diventa ridondante. Per simmetria pari si intende una replica esatta della prima metà della sezione.
Vi è, per lo spettro di fase, una simmetria dispari, cioè la sezione ridondante che si trova oltre fc/2 è ribaltata rispetto all'asse x.
Dunque, alla luce di quanto visto ed esposto, possiamo affermare che il campo di frequenze analizzate si estende dalla continua (0Hz) fino alla metà della frequenza di campionamento (fc/2).
Per una proprietà, detta hermitiana valida per un segnale di ingresso reale, se N è la lunghezza del Time Record, la FFT fornisce N/2 + 1 righe spettrali. Tale proprietà afferma che la Trasformata di Fourier è uguale al complesso coniugato della sua ribaltata in frequenza.
Altre proprietà sono che le righe spettrale sono equidistanziate di un valore Δf, con $\Delta f = 1/TR = fc/N$, dove TR è la durata del time record, fc è la frequenza di campionamento, N è il numero di campioni; Δf è detta risoluzione in frequenza nominale.

ALTRA INTERPRETAZIONE DELLA FFT

Vi è un'altra interpretazione della FFT, come banco di filtri di larghezza uniforme $\Delta f = 1/TR$, ad eccezione del primo e dell'ultimo bin, cui è associata solo la metà della banda.

Con la FFT si possono effettuare misurazioni: della frequenza, dell'ampiezza, della componente continua, del valore efficace, della potenza, della potenza associata alla componente continua.

PROBLEMI DI MISURA CON LA FFT

Secondo opportune condizioni si hanno due problemi di misura con la FFT: l'aliasing e la dispersione spettrale (o spectral leakage).

L'ALIASING

L'aliasing avviene quando non è soddisfatto il teorema del campionamento, per cui ad una frequenza di campionamento troppo bassa i campioni acquisiti non ci consentono di ricostruire il segnale di partenza. La soluzione a questo problema è quello di soddisfare il teorema del campionamento per il quale la frequenza di campionamento fc deve avere un valore maggiore od uguale al doppio della frequenza massima del segnale, detta f_N, frequenza di Nyquist.

$fc \geq f_N = 2 \cdot f_{MAX}$ (Teorema del campionamento)

Il fenomeno dell'aliasing nell'analisi spettrale porta ad avere una frequenza alias nella sezione non ridondante, mentre il bin di riferimento del segnale originale si trova nella sezione ridondante.

Dunque con l'aliasing troviamo la ridondanza in banda base (dal bin 0 al bin fc/2) piuttosto che nella sezione ridondante (dal bin fc/2 + 1 a fc), nella quale troviamo invece il bin della frequenza del segnale originale. Le frequenze alias sono calcolabili come segue:

$f_{alias} = | f_{in} - m \cdot fc | < fc/2$ con m intero positivo

Quindi la condizione di alias è $f_{alias} < fc/2$, se tale disuguaglianza non è verificata, allora non ci sono frequenza alias.

La soluzione è quella di usare un filtro antialiasing prima del campionamento, che selezioni una porzione di frequenze, e deve considerare il contenuto spettrale che va da 0 a fc/2.

LA DISPERSIONE SPETTRALE o SPECTRAL LEAKAGE

E' il secondo tipo di problema che si presenta nell'analisi spettrale numerica con misure effettuate con la FFT.

Tale problema si presenta quando il time record non contiene un numero intero di periodi e questo perchè l'ipotesi della FFT è quella di avere un segnale periodico ottenuto replicando l'acquisizione del time record lungo l'asse temporale.

Quando il time record contiene un numero intero di periodi si dice che il campionamento è coerente.
Quanto il time record non contiene un numero intero di periodi allora si dice che il campionamento non è coerente (=> segnale non periodico nel time record) e l'ipotesi della FFT è diversa dal segnale originario, per cui si incorre, appunto, nel fenomeno della dispersione spettrale o spectral leakage. Questo è quanto succede nella maggior parte dei casi reali.
Quindi nell'ipotesi di campionamento coerente, con il time record che contiene un numero intero di periodi (=> la frequenza del segnale coincide con un multiplo intero della risoluzione Δf), la FFT fornisce lo spettro atteso.
La FFT campiona lo spettro nei punti di nullo della funzione sinc (funzione risultante della convoluzione in dominio della frequenza) ad eccezione del lobo principale dove viene campionato al centro. La FFT restituisce tanti valori zero eccetto uno, che è il bin corrispondente al lobo principale.
Viceversa, nel caso di campionamento non coerente, la funzione sinc viene campionata in punti diversi dai precedenti. Non si ottengono dei campioni in punto di nullo, ma ne vengono ottenuti altri. Addirittura si perde (probabilmente) il campione nel punto centrale per cui ci dovremo accontentare di un bin diverso che ha ampiezza diversa e posizione in frequenza diversa, cioè sono valori diversi ai valori attesi, il che comporta un certo errore in ampiezza ed in frequenza. Tale bin sarà quello di ampiezza maggiore nel lobo principale. C'è anche da mettere in evidenza la presenza di altri bin con ampiezza diversa da zero, motivo per il quale nasce la dispersione spettrale.
La soluzione all'errore di ampiezza e di frequenza dovuto alla scelta di un bin di riferimento in condizioni di campionamento non coerente e quindi di fenomeno di dispersione spettrale è quello di introdurre le funzioni finestra.

FUNZIONI FINESTRA

Il time record, che non ha un numero intero di periodi del segnale, viene moltiplicato per una nuova funzione, detta funzione finestra, che è una funzione a carattere numerico. Il risultato è quello di ridurre, anche in modo considerevole, la dispersione spettrale.
Non è sempre necessaria la finestra, ad esempio nel caso di segnali autofinestranti, ovvero non è opportuno usare la finestratura per segnali la cui evoluzione temporale è completamente contenuta nel time record. Questi segnali sono segnali impulsivi (brevi nel tempo), oscillazioni smorzate (si esauriscono nel tempo), burst sinusoidali (hanno una evoluzione limitata nel

tempo e nulla altrove) e rumore.
Le principali funzioni finestra sono: Hanning, Blackman, Flat-Top; convenzionalmente è detta finestra rettangolare, o uniforme, la finestra che ha sempre valore unitario (e non apporta nessuna modifica al segnale campionato) nell'intervallo di osservazione.
Per ogni finestra è interessante rilevare il lobo principale che è quello centrale e diversi lobi secondari. Dall'osservazione dei vari tipi di finestra si nota che essi cambiano. Inoltre altro parametro di interesse è la velocità di decadimento dei loti laterali, ovvero quanto decrescono in ampiezza (sempre nel dominio della frequenza).
Nelle funzioni finestra si identificano la banda e la larghezza del lobo principale e quella dei lobi secondari.
La banda della finestra è individuata da una banda a -3dB, cioè il punto che si trova a -3dB dal centro del lobo principale; la larghezza del lobo principale è identificata dal punto che che si trova a -6dB dal centro del lobo principale.
Ci sono delle regole di scelta della finestra in relazione alla tipologia del segnale, la finestra Hanning è quella più utilizzata, anche nel caso di segnale del quale non abbiamo nessuna informazione.
Le funzioni finestra hanno delle ricadute positive sulle misure ottenute con la FFT.
In caso di campionamento coerente si ottengono i valori attesi di ampiezza e frequenza qualunque sia la finestra usata, in quanto il bin di riferimento, quello di ampiezza maggiore è lo stsso in tutti i casi.
In caso di campionamento non coerente, in cui la finestra serve, l'errore in ampiezza viene mitigato con finestre dal lobo principale più ampio (la Blackman è la migliore, con pochi bin), mentre l'errore in frequenza è invariato.
Un uso appropriato delle finestre, inoltre, risolve toni vicini con ampiezze differenti.
Le misurazioni con finestra in genere migliorano la stima, ad esempio della frequenza e della potenza, per segnali a banda stretta. Mentre in banda larga si hanno migliorie con rumore.
Ci sono analizzatori basati su FFT.

□

LEZIONE 48

Sistemi automatici di misura

Prof. Leopoldo Angrisani
41'06"

- Architettura generale di un sistema automatico di misura
- Classificazione della strumentazione di misura
- Principali standard di interconnessione
- Ambienti di sviluppo e tecnologie software

Argomenti

→ Architettura generale di un sistema automatico di misura (SAM)
→ Classificazione della strumentazione di misura
→ Principali standard di interconnessione
→ Ambienti di sviluppo e tecnologie software

ARCHITETTURA GENERALE DI UN SISTEMA AUTOMATICO DI MISURA (SAM)

Motivazioni

La rapida evoluzione tecnologica impone lo sviluppo di strumentazione di misura con capacità sempre più spinte, in termini principalmente di:

- procedure di misura;
- tempi di misura;
- quantità di informazione prodotta;
- trasmissione dei dati di misura verso unità remote.

L'uso manuale della strumentazione (esecuzione manuale delle misurazioni) è sempre meno opportuno, in termini di efficacia, affidabilità ed economicità. È giustificata, quindi, la richiesta di sistemi in grado di sostituirsi all'operatore per svolgere, in maniera automatica, compiti di misura complessi e/o ripetitivi.

Definizione

Si parla di sistema automatico di misura quando la presenza di una unità di supervisione e controllo consente di sollevare l'operatore da una o più delle attività di misurazione a lui normalmente demandate.

I sistemi automatici di misura trovano impiego in svariati settori applicativi, dell'industria e della ricerca scientifica.

Elementi costitutivi di un SAM

Un SAM è costituito da:

- strumenti di misura (oscilloscopi, analizzatori di spettro, multimetri);
- strumenti di stimolo (generatori di segnale e di funzione)

• strumenti di supporto (matrici di commutazione, alimentatori),
• unità di supervisione e controllo.

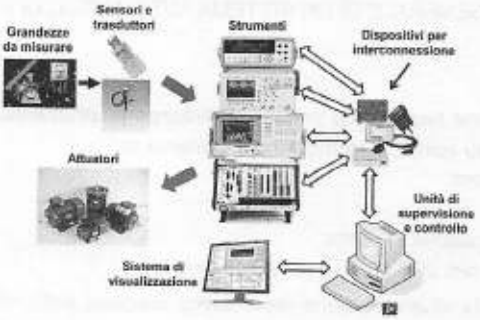
Tutti questi strumenti sono opportunamente connessi tra loro.

Il Sistema Automatico di Misura opera in modo completamente automatico grazie a un programma software in esecuzione sull'unità di supervisione e controllo

Il Sistema Automatico di Misura può comprendere anche dispositivi di acquisizione dati (DAQ), nonché sistemi modulari per il condizionamento dei segnali provenienti dai sensori e/o diretti agli attuatori di campo.

Il Sistema Automatico di Misura, in ambito industriale è noto anche come ATE (Automatic Test Equipment).

Architettura di un SAM



CLASSIFICAZIONE DELLA STRUMENTAZIONE DI MISURA

La strumentazione di misura può essere di due tipi, stand-alone o da sistema.

Stand alone

• strumenti da banco (benchtop)
• strumenti portatili

Da sistema

• strumenti su scheda (on-a-card)

Strumentazione stand alone

Pregi: Autonomia, Operatività manuale e automatica, Semplicità di installazione

Limiti: Ingombro elevato, Ridotta velocità di trasferimento dati, Costi

Strumentazione da sistema

Pregi: Modularità, Ingombro ridotto, Elevata velocità di trasferimento dati

Limiti: Assenza di pannello frontale, Necessità di cestello ospitante, Necessità di software di supporto

PRINCIPALI STANDARD DI INTERCONNESSIONE

- **GPIB**
- **LXI**

} **Strumentazione *stand-alone***

- **VXI**
- **PXI**

} **Strumentazione da sistema**

Standard GPIB (Generale Purpose Interface Bus)

• Proposto dalla Hewlett & Packard negli anni '60, standardizzato poi dalla IEEE come IEEE 488.

• Caratteristiche principali:

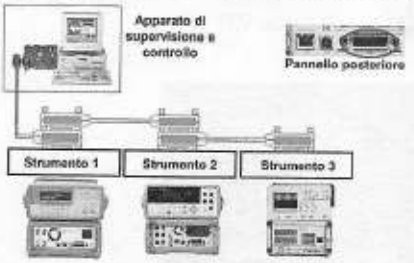
. bus parallelo a 8 bit, con 5 linee di gestione dell'interfaccia e 3 linee per il sincronismo;

. topologia lineare (daisy - chain) o a stella (star);

. massimo 15 dispositivi attivi, contemporaneamente interfacciati sullo stesso bus (cavo GPIB) di lunghezza massima pari a 20 m;

. fino a 8 MB/s di velocità di trasferimento dati.

Bus GPIB con topologia lineare



Bus GPIB con topologia a stella

Standard LXI (LAN eXtensions for Instrumentation)

• Promosso dal LXI Consortium, introduce un protocollo di comunicazione tra strumenti di misura e unità di supervisione e controllo dotati di interfaccia conforme allo standard Ethernet.

• Caratteristiche principali:

. elevata velocità di trasferimento dati;

. prestazioni metrologiche confrontabili con quelle garantite dallo standard GPIB;

. affidabilità della sincronizzazione (conformità allo standard IEEE 1588 Precision Timing Protocol).

SAM in standard LXI

Standard VXI (VMEbus eXtensions for Instrumentation)

• Introdotto verso la fine degli anni '80 da un consorzio di case costruttrici di strumentazione di misura, standardizzato poi dalla IEEE come IEEE 1155.

• Trova applicazione nel settore avionico e militare.

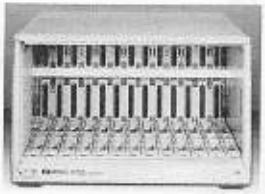
• Caratteristiche principali:

. è basato sullo standard VME (VERSABUS Module Eurocard);

. fino a 160 MB/s di velocità di trasferimento dati;

. formato dei dati a 8, 16 e 32 bit.

SAM in standard VXI



Cestello VXI

SAM VXI

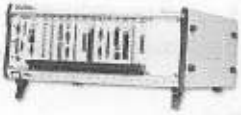
Standard PXI (PCI eXtensions for Instrumentation)

- Introdotto verso la fine degli anni '90 da un insieme (alliance) di case costruttrici di strumentazione di misura.
- Nasce per applicazioni in ambito industriale.
- Caratteristiche principali:
  . è basato sullo standard CompactPCI (PCI, Peripheral Component Interconnect);
  . fino a 264 MB/s di velocità di trasferimento dati;
  . formato dei dati a 8, 16, 32 e 64 bit.

SAM in standard PXI

Cestello PXI

Con *controller* esterno



Con *controller embedded*

AMBIENTI DI SVILUPPO E TECNOLOGIE SOFTWARE

Software di misura e controllo

- Ogni SAM prevede un software di misura e controllo, in esecuzione sull'unità di supervisione e controllo.
- Sviluppato spesso ad hoc per la specifica applicazione, ha il compito di:
  . implementare la procedura di misura;
  . raccogliere i dati di misura;
  . elaborare i dati di misura al fine di estrarre le informazioni di interesse;
  . coordinare le operazioni di attuazione, se richiesto;
  . presentare e archiviare i risultati.
- Prevede un'interfaccia grafica (GUI) che garantisce l'interazione tra utente e SAM.
- Notevole diffusione di ambienti di sviluppo ad alto livello:
  . LabVIEW;
  . LabWINDOWS CVI;
  . VEE;
  . Matlab.

Ambienti di sviluppo ad alto livello

- Pregi
  - . Programmazione semplice e veloce
  - . Grande flessibilità nell'interazione con la strumentazione
  - . Semplicità nella realizzazione della GUI
- Limiti
  - . Difficile implementazione di algoritmi complessi
  - . Elaborazione lenta per grandi moli di dati

Il LabVIEW

- Il LabVIEW (Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench) è l'ambiente di sviluppo integrato proposto dalla National Instruments.
- Usa icone invece di righe di testo.
- Il software realizzato in LabVIEW è detto Virtual Instrument (VI) o strumento virtuale.
- Ciascun VI usa funzioni che elaborano i dati provenienti dall'interfaccia utente o da altre sorgenti, visualizzano risultati, memorizzano informazioni su file.

Componenti di un VI

Ogni VI consta di tre componenti principali:

- il pannello frontale:
  - . rappresenta la GUI;
  - . riporta i valori delle variabili di ingresso e uscita, anche in forma tabellare o mediante diagrammi;
- lo schema a blocchi:
  - . contiene l'algoritmo vero e proprio;
- il riquadro icona/connettori:
  - . rappresenta il software in forma grafica (icona), con i suoi ingressi e le sue uscite (connettori).

Pannello frontale di un VI

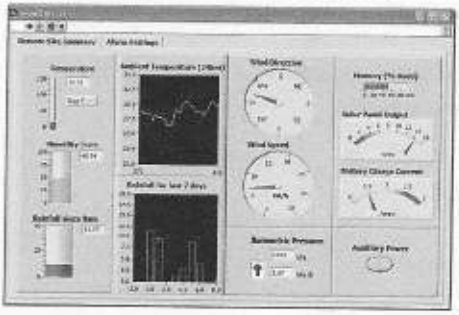
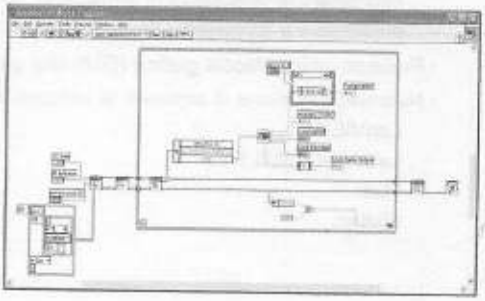


Diagramma a blocchi di un VI



Sistemi di Misurazione sulle Reti – Lezioni 49 e 50

Caratteristiche.

Le misurazioni sulle reti ~~è~~ sono molto importanti dal momento che le reti di comunicazione hanno assunto una grande importanza in moltissimi settori; la rete di comunicazione è assimilabile ad un servizio del quale occorre che la qualità sia mantenuta e sia possibile ridurre al minimo i periodi di malfunzionamento, nonché sia possibile avere metodologie di previsione e localizzazione precisa di guasti.

I benefici di una attenta ed appropriata attività di misura sulle reti si riflettono principalmente sui seguenti:

- costi di inefficienza ridotti
- propensione al progresso tecnologico

L'attenzione è inizialmente focalizzata sulla pila protocollare ISO/OSI, in cui ogni livello è implementato in accordo ad un certo protocollo. Ogni protocollo prevede una interfaccia verso il livello superiore e verso il livello inferiore, con informazioni che viaggiano formattate opportunamente.

L'obiettivo dell'attività di misura (o attività di test) deve innanzitutto verificare che tutti i livelli e le relative interfacce siano correttamente implementati; inoltre deve accertare che tutte le interazioni tra i livelli intervengano in accordo agli specifici protocolli cui si riferiscono.

Dal punto di vista del gestore della rete l'attività di test consiste in:

- verifica delle funzionalità (cioè, funziona tutto?)
- valutazione delle prestazioni (cioè, come funziona?)
- manutenzione (cioè si ripara)
- diagnostica (attività di misura da fare per individuare un guasto ed attivare le procedure di riparazione e ripristino della rete in funzionalità e prestazione). (cioè si ripara)

L'analisi viene fatta in maniera bottom-up, dai livelli più bassi, quello fisico e di collegamento fino al livello più alto, il livello applicazione.

STRATEGIE PROCEDURALI

Le misurazioni possono essere fatte in due modi: attivo o passivo.

- Misurazioni attive. Sono basate sull'iniezione in rete di traffico di test dalle caratteristiche note. Questo si rende necessario quando c'è bisogno di stimolare la rete per vedere come essa risponde. È importante che il traffico di test sia trattato come quello ordinario all'interno della rete. Pur essendo una attività invasiva non ci si deve discostare troppo dal funzionamento reale della rete per mantenere un livello di significatività.
- Misurazioni passive. Sono non intrusive e sono rivolte essenzialmente alle attività e applicazioni di monitoraggio. Quello che si fa è limitarsi a leggere tutto quello che passa per la rete.

Altro aspetto importante delle strategie procedurali è la

sincronizzazione, necessaria quando si ha una serie di strumenti di misura distribuiti sulla rete e si ha necessità di avere misurazioni contemporanee. Si vuole cioè che i vari strumenti operino in maniera sincrona. Per questo, su una WAN può ad esempio essere possibile dotare ogni strumento di un dispositivo GPS, oppure in una LAN è possibile adottare il Precision Timing Protocol, noto come standard IEEE 1588.

Sono poi possibili misurazioni che coinvolgono tutti i livelli, dette misurazioni cross-layer, che hanno un approccio di tipo parallelo su tutti i livelli ed in modo contemporaneo.

Misure ai livelli inferiori (1. fisico e 2. collegamento) possono essere fatte sulla potenza o sul rapporto segnale-interferenza.

Misure ai livelli superiori possono essere il PLR (Packet Loss Ratio), il One Way Delay e il Round Trip Delay; questi ultimi due sono indicatori di come sta funzionando il livello trasporto.

CLASSIFICAZIONE DEGLI STRUMENTI DI MISURA

Classificazione per modalità di impiego

- strategici. Strumenti installati permanentemente per monitorare, valutare e registrare i parametri vitali della rete.
- Tattici. Strumenti mobili, installati quando si presenta un problema o per una verifica della rete, e rimossi alla fine di tali fasi. Sono dunque usati all'occorrenza.

Classificazione per livello protocollare ISO/OSI

- livello fisico. A questo livello gli strumenti possono essere oscilloscopi, TDR (Time Domain Reflectometer), OTDR (Optical TDR), BER Tester, Analizzatori di spettro.
- livelli superiori. Ai livelli superiori si hanno gli analizzatori di protocollo, che lavorano dal livello 2, ma soprattutto dal livello 3 al livello applicazione.

L'USO DELL'OSCILLOSCOPIO per MISURAZIONI delle RETI

Si tratta di oscilloscopi progettati appositamente per tale tipo di lavoro, che consiste in due procedure:

- verifica dell'impulso a maschera
- diagramma ad occhio

La verifica dell'impulso a maschera consiste nel vedere che i segnali in banda base che trasportano l'informazione binaria (e non sono in banda traslata, cioè non usano modulazioni particolari) stiano in un certo valore, che viene reso evidente da una maschera sullo strumento stesso. Dato il tipo di informazione, numerica, siamo in presenza di uno stream di impulsi e la forma d'onda trasmessa deve essere riconosciuta al meglio dal ricevitore. La maschera visualizza se la forma d'onda trasmessa è riconoscibile o meno a seconda che stia tutta nella maschera o meno.

Il diagramma ad occhio consiste nell'osservare ripetutamente il segnale da parte dell'oscilloscopio per intervalli di tempo orientativamente pari a due volte il tempo di simbolo, dove per

simboli si intendono gli impulsi.

I parametri di interesse sono l'ampiezza e la larghezza dell'occhio ed una ulteriore grandezza di nome jitter che dà evidenza dell'istante di occorrenza dei vari simboli. Più è largo e più è evidente che il segnale non è a frequenza costante ed esso occorre non nello stesso istante. Le ragioni di questo possono essere che il clock che governa la comunicazione non è a frequenza costante oppure che per il fatto che gli apparati di rete non sono ideali.

Il jitter mostra, in sostanza, lo scostamento dall'occorrenza ideale da quella reale a livello temporale della commutazione tra un simbolo ed un altro. Esso indica l'estensione picco-picco delle variazioni dell'istante di variazione di simbolo che vi sono notate. E' indice delle prestazioni della comunicazione.

□

Analizzatori di Protocollo di Rete – Lezione 50

Principio di funzionamento, caratteristiche.

Gli analizzatori di protocollo di rete sono strumenti di misura sulle reti che lavorano dal livello 2, ma soprattutto dal livello 3 fino al livello 7, applicazione.

Gli analizzatori di protocollo possono essere di due tipi:

- Software-based. Formati da un pc con scheda di rete ed un software, hanno costi contenuti e permettono analisi solo di tipo post-processing.
- Hardware-based. Sono formati da un sistema dedicato, basato su circuiteria con firmware dedicato, molto veloce, hanno costi elevati e permettono analisi real-time.

ARCHITETTURA e MISURAZIONI

di un ANALIZZATORE di PROTOCOLLO

Nell'architettura possiamo distinguere tre grandi strati: dal livello più basso, quello che riceve in ingresso un frame, abbiamo l'interfaccia di linea, poi il sistema di acquisizione e infine la piattaforma di calcolo.

Dalla frame in arrivo, all'interfaccia di linea, vengono estratte tutte le informazioni protocollari che la frame trasporta a tutti i livelli della pila protocollare.

La frame passa poi dal filtro di cattura, nel quale alcune frame passano, altre no (perdute per sempre); a questo livello è possibile

attivare delle azioni basate su eventi determinati dalla tipologia di certe frame, settabili dall'utente.

A questo punto la frame passa nel buffer di cattura e da questo alle misurazioni, in cui avviene la decodifica del protocollo, alcune statistiche, una analisi esperta e la misurazione del flusso di traffico.

- Decodifica di protocollo. Per ciascuna frame sono estratte le informazioni relative ai vari protocolli e segnalate le non conformità.
- Statistiche di protocollo. Riducono la mole di dati acquisiti in poche informazioni sintetiche significative.
- Analisi esperta. Trasforma i dati acquisiti in informazioni a valenza diagnostica. Essa classifica gli eventi in normal, warning, ovvero di preallarme, alert, ovvero può accadere qualcosa sulla rete che riduce le prestazioni.
- Misurazione del flusso di traffico. Valuta metriche di livello rete/trasporto in banda disponibile, one way delay (OWD) round-trip delay (RTD). La banda disponibile è la differenza tra la capacità del link e il valor medio del traffico sul link. E' una informazione importante per la gestione della rete. OWD, one way delay, e RTD, round-trip delay, sono due tempi, il primo calcolato come quello trascorso tra la spedizione di un pacchetto da una sorgente ed il suo arrivo; il secondo come il tempo trascorso tra la spedizione di un pacchetto ed il feedback dello stesso come ackowledge.

ANALIZZATORE di PROTOCOLLO in una LAN

Abbiamo cinque casistiche, due con HUB, che è un dispositivo a livello fisico che estende il dominio fisico su cui opera la rete, due con SWITCH, che è un dispositivo a livello 2 ed opera una segmentazione della rete dividendola in segmenti, il che evita un forte flusso di informazioni sul livello fisico:

- HUB con porta disponibile. L'analizzatore si collega alla porta libera e vedrà tutto il traffico presente a livello fisico gestito dall'HUB.
- HUB con porta non disponibile. L'analizzatore si collega ad un mini HUB; questo mini HUB è collegato all'HUB e a un nodo.
- SWITCH. L'analizzatore viene collegato ad un segmento tramite un mini HUB e vedrà tutto il traffico di un segmento, quello in ingresso e quello in uscita
- analizzatore multiporta. Soluzione costosa per analizzare più segmenti, con analizzatore disposto in modalità passante.
- porta MIRROR di un SWITCH. Per analizzare più segmenti, sfruttando la porta mirror del SWITCH, alla quale viene fatto confluire tutto il traffico che arriva alle altre porte. Alla porta mirror dovrà essere collegato l'analizzatore di protocollo. Poiché la porta mirror ha la stessa portata delle altre, ci potrà essere del traffico perso.

□

Per fare gli mp3:

- Adobe Audition 2.0
- Separazione del segnale vocale
- Effetto > Ampiezza > Amplifica 10 dB
- Normalizza a 75% (pari a -2.499 dB)