

RICEVITORI DIGITALI DI RADIOMONITORING

IL Radiomonitoring

Introduzione

Lo spettro radioelettrico è come noto, una riserva limitata e sempre più intensivamente sfruttata. Tale riserva può essere utilizzata per quante volte si vuole da chiunque ma il suo valore può corrompersi a causa di “contaminazioni” che ne inibiscono il corretto utilizzo da parte dei licenziatari di servizi radio e delle relative frequenze.

La gestione ottimale di tali risorse è necessaria affinché vi sia un beneficio per tutti i legittimi utilizzatori dello spettro radioelettrico. Sono necessarie precise istruzioni sia tecniche che operazionali per limitarne l'uso. Un coordinamento internazionale e nazionale assicura che non vi siano interferenze. Tale coordinamento comprende anche il monitoraggio nazionale ed internazionale dello spettro radioelettrico

Lo scopo e gli obiettivi nazionali ed internazionali del radio-monitoring sono ben definiti nel capitolo 1 del Radio regolamento emesso dall'organismo internazionale ITU-R (in app.A viene data una succinta descrizione dell'organizzazione e degli scopi dell'ITU: International Telecommunication union). Ogni paese aderente all'ITU mantiene ed esercisce un certo numero di stazioni fisse mobili per gli scopi del radiomonitoring che sono la sorveglianza dello spettro radioelettrico e la misura di alcuni parametri riguardanti le emissioni radioelettriche. In particolare si attua il sistematico monitoraggio e misura delle caratteristiche delle più varie stazioni radioelettriche (es. frequenza, intensità di campo e.m. emesso, larghezza di banda modulazione , etc.

Vengono inoltre rilevate le interferenze ai servizi radio . A tal riguardo le operazioni compiute presso una stazione di monitoraggio sono:

determinazione della causa dell'interferenza

identificazione dell'emissione interferente e sua localizzazione per mezzo di radiogoniometraggio effettuato con la collaborazione di altre stazioni fisse o mobili

proposte dei passi successivi per l'eliminazione dell'interferenza

Fra gli altri compiti vi sono:

Identificazione dei trasmettitori e della loro classe di emissione per mezzo dell'analisi del segnale e l'utilizzo di radiogoniometri

Rilievo e stop di stazioni radio operanti senza licenza

Partecipazione al sistema di monitoraggio internazionale (in accordo all'art.20 RR) e alle attività dell'ITU-R

Misure e registrazioni nel contesto degli studi sulla propagazione e.m.

Il ricevitore presente in una stazione di radiomonitoring, deve soddisfare diverse esigenze come:

- L'analisi dei più svariati tipi di segnali nella più ampia gamma possibile di frequenze

- La misura di alcuni parametri relativi alle emissioni radio, La sorveglianza dello spettro radioelettrico.

Le stazioni di monitoring possono essere fisse : con personale o remotizzate, mobili : installate su automezzi o anche su aeromobili. Alle stazioni fisse sono affidati in particolari compiti di:

studio dell'occupazione di banda a lungo termine (v.bib.artico E&T). Specificatamente si determina la percentuale di uso di bande di frequenza e canali radio. Si specificano i requisiti per l'uso di nuove frequenze e radio collegamenti

le misure per migliorare gli attuali link

partecipazione al sistema internazionale di monitoring (In Italia partecipa a tale sistema la stazione di radiomonitoring del CNCR)

Misure di propagazione sul lungo termine per progetti di studio sulla propagazione e.m.

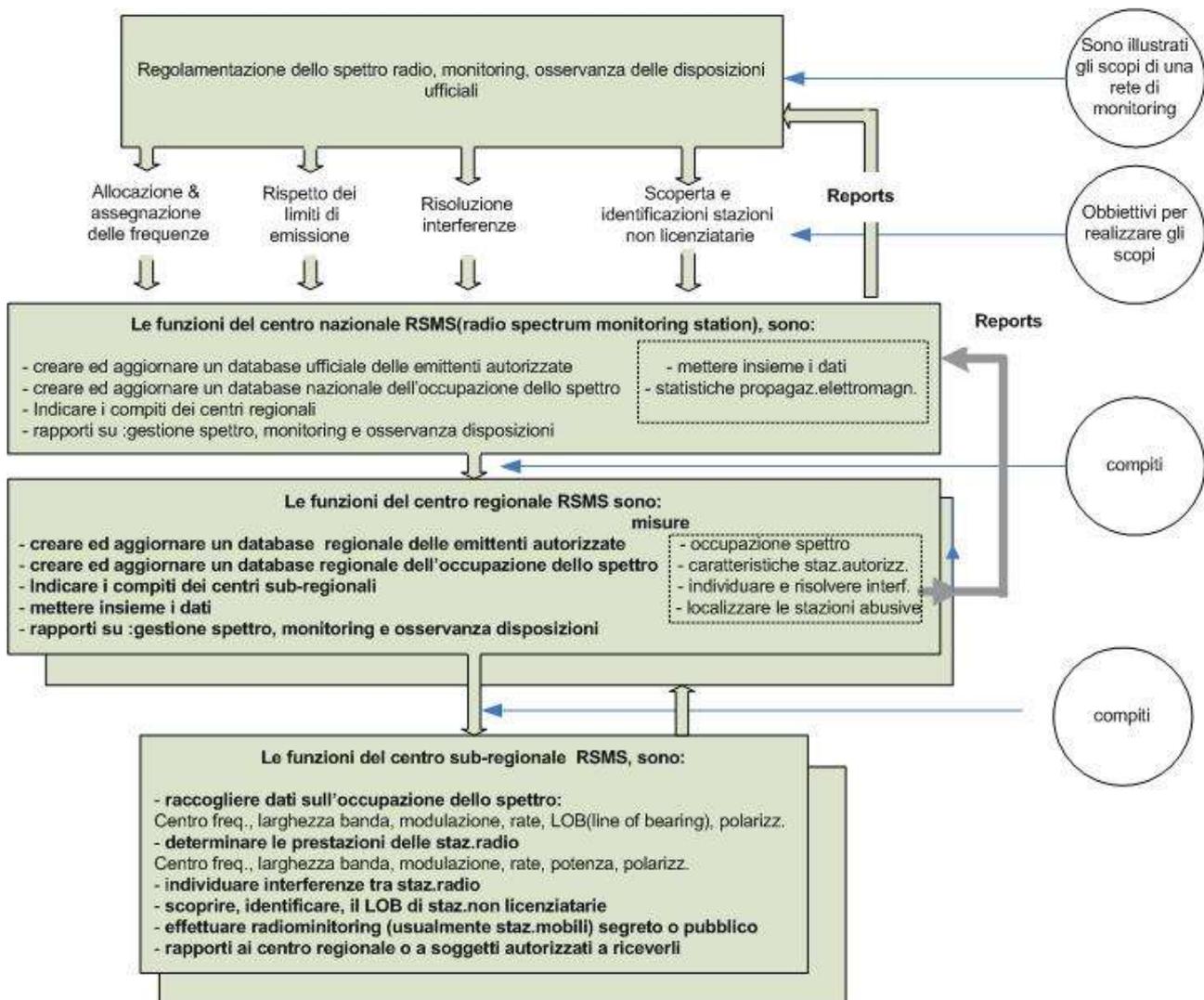
La principale funzione della stazione mobile è quella di effettuare tutte quelle operazioni di monitoraggio che non possono essere svolte agevolmente da una stazione fissa di monitoraggio.. Specialmente per tutte quelle stazioni trasmettente che operano nelle gamme VHF/UHF dove la potenza dei trasmettitori, l'alta direttività delle antenne e le particolari caratteristiche di propagazione (non oltre l'orizzonte), rendono efficaci misure dalla stazione fissa. In particolare da un mezzo mobile si possono effettuare operazioni di monitoraggio dedicate alle misura di copertura per servizi boadcaster ma anche per reti radio mobili come quelle di telefonia cellulare: intensità di campo, occupazione di banda etc.. monitorino mentre il veicolo non è in movimento (semi-mobile application)

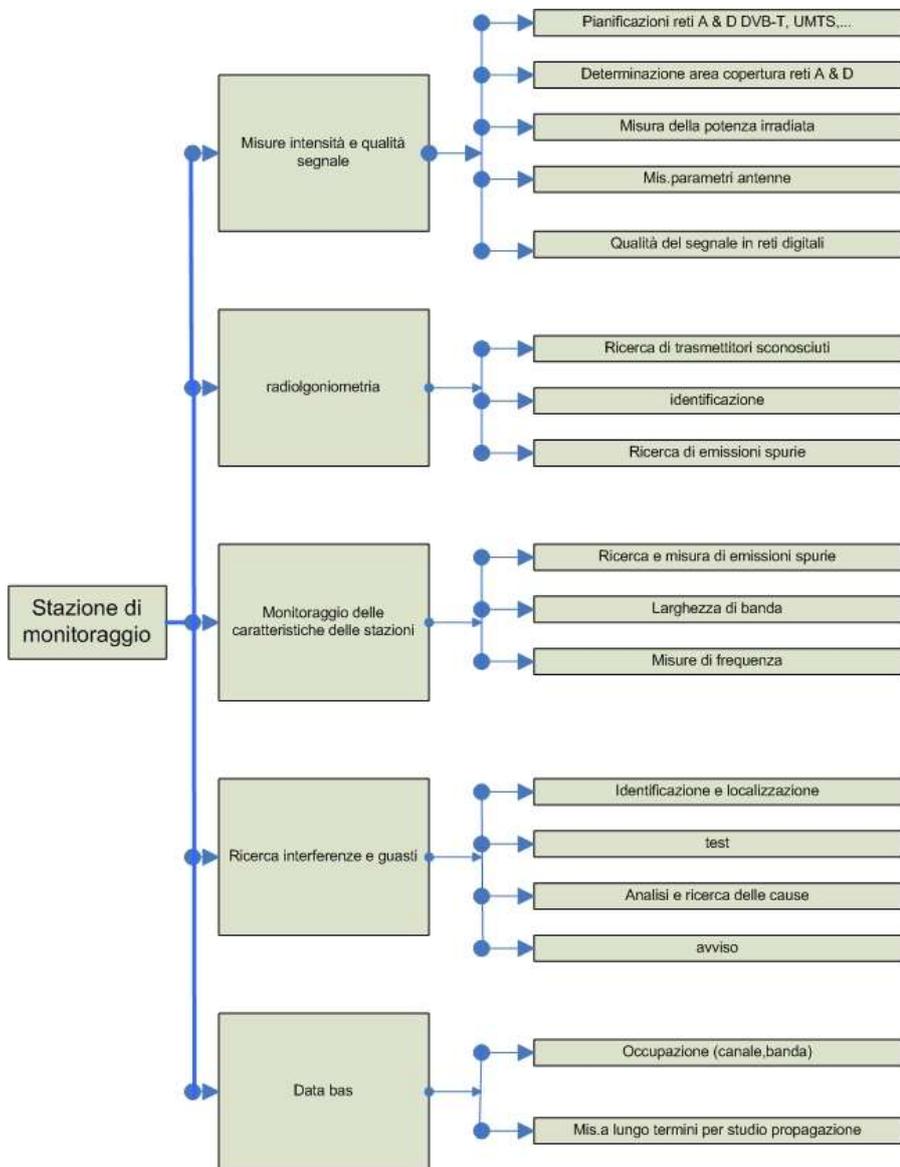
Misure in movimento di intensità di campo con indicazione dei valori su mappa elettronica georeferenziata, misure di BER (bit error rate) e CIR (channel impulse response). BER e CIR sono essenziali in relazione alla qualità del servizio. Esse sono primaria responsabilità dell'operatore di rete e non competono direttamente alle agenzie nazionali che svolgono il compito di radiomonitoring. L'avvento però di più gestori di identici servizi (es. in Italia vi sono licenziatari tre operatori di telefonia mobile), richiedono che alcune misure di qualità di copertura vengano effettuate da un operatore al di sopra delle parti.,

Le stazioni mobili inoltre sono le uniche in grado di risolvere interferenze fra servizi radio manifestatesi in aree circoscritte

Reti nazionali di monitoraggio

Per quanto detto risulta la necessità che ogni singolo paese possieda una rete di stazioni di monitoraggio (fisse e mobili) dello spettro radioelettrico. Uno schema dei compiti e delle funzionalità di un tale tipo di reti è offerto dall' handbook for radiomonitoring e si riporta di seguito





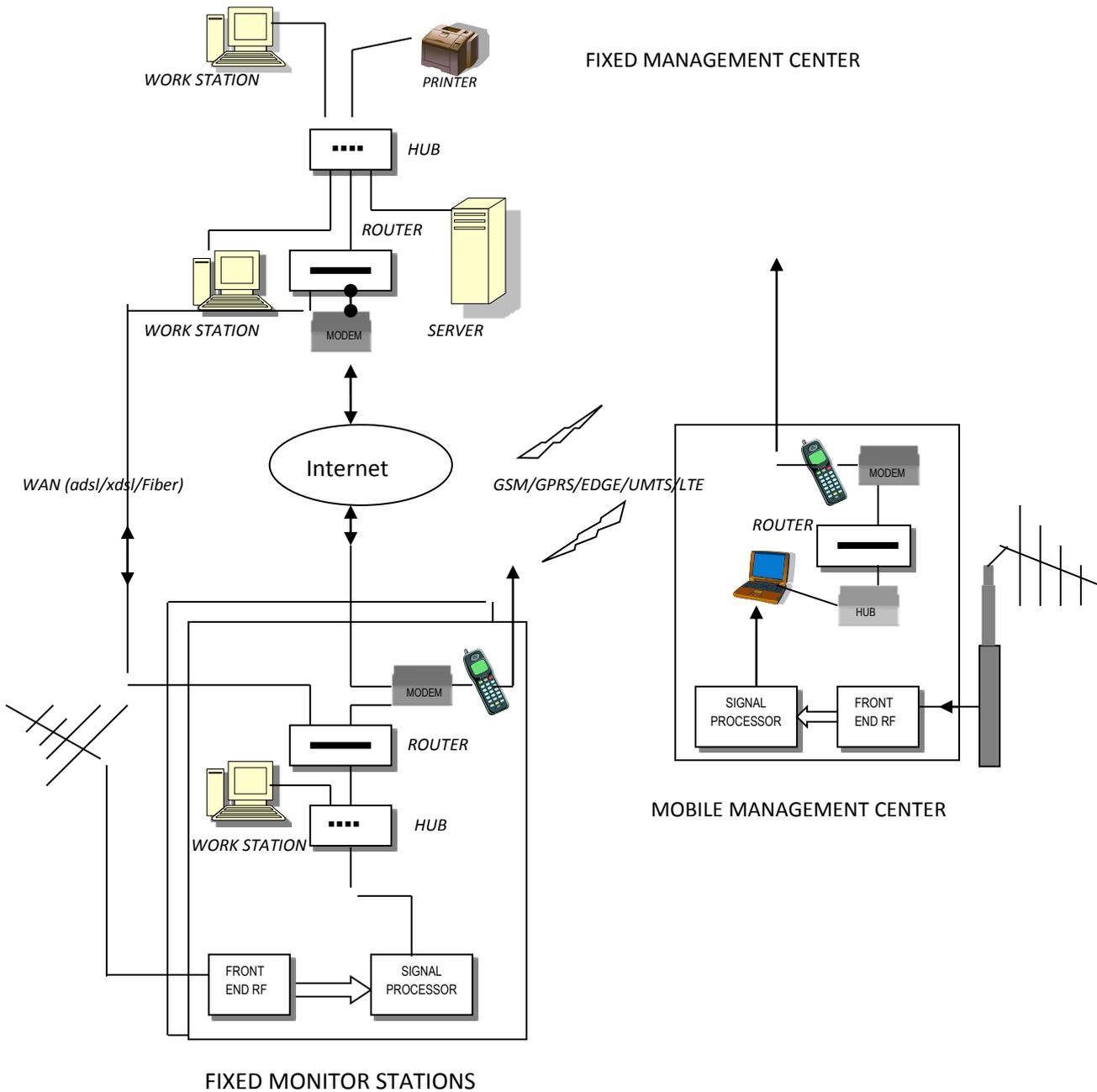
Tali caratteristiche non possono essere soddisfatte da un singolo ricevitore, per cui una stazione di radiomonitoring sarà attrezzata con più ricevitori.

Spectrum monitoring network containing mobile station

Viene illustrato lo schema funzinale di una rete di radiomonitoring di cui fanno parte anche dei mezzi mobili

Specific techniques of a remote radiomonitoring system , necessary for the expansion of the activity of control and monitoring of the RF spectrum in the range of frequencies VHF-UHF: 30 MHz ÷ 3GHz





The architecture will have to be flexible, and versatile and will have to communicate the information furnished by the monitor receiver using standard "de facto" :TCP/IP.

In the detail, the architecture of every remote station measure is constitutes from a network subsystem: Router-Hub-modem, work station, a signal processor and antenna system omni and

directive for the monitoring and bearing of the signals. The typology of network will have to be of the type LAN TCP/IP (Ethernet 100 Base-T). The high speed of data transmission of this interface will not only allow the control of all the functions of the devices, but make also possible the digital transmission of the audio signal (e.i. demod. FM e AM). It also owes the transmission of television images to be possible with such a resolution to make to distinguish the mark

Every management center can be configurated with one or more workstation. Each workstation can access one or more servers, local or remote. Software has to manage the connection with the remote station and to allow all the in demand measures. It will have to result you easy to use, by adoption of graphic interfaces . All the results of the measures will have to be conforming to the ITU-R Rec.

General characteristics of the system

The system is constituted from

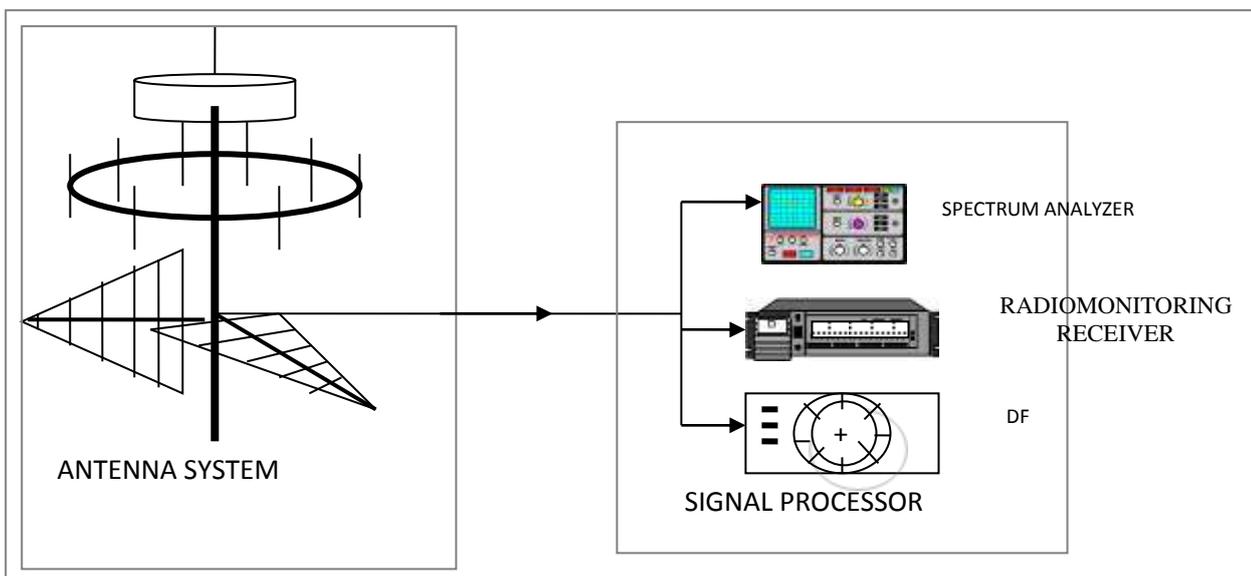
- n. 2 management center: one fixed and one mobile, both endowed with ability of command, of analysis and elaboration of the data;
- n. 1 fixed monitoring stations ;

The interconnection among remote stations and mobile management station must be assured by one terminal constituted , preferably, by notebook, endowed with devices for the connection and management software .

In the continue the functional characteristics request to fixed monitoring station. It is composed (fig.2) of a antenna system ,a Signal Processor that developes different functionalities that for convenience are reported how 3 types of instrumentation hardware.

They are distinguished therefore, the functionalities are defined how: Spectrum analyser , radiomonitoring receiver and direction finder.

From the project point of view, the system can be realized by three separate devices as schematized in fig.2, from devices that gather two or more functionalities, from systems composed from more coherent receivers ,down-converter and DSP. Besides the functionality DF can also be realized also by a complex of rotating directive antenna.



TYPICAL RECCOMANDATED SPECIFICATIONS FUNCTIONALITY RADIOMONITORING RECEIVER

1	Frequency Range	20 MHz ÷ 3 GHz
2	Tuning resolution	≤ 10 Hz
3	Tuning Error (Stability in the field of temperature 0 C° ÷ 50 C°)	≤ 1x10 ⁻⁷
4	Preselection	set of suboctave bands filters or tracking filter
5	Dynamic range	≥ 90 dB
6	2nd order intercept	> +20 dBm
7	3rd order intercept (TOI)	> + 15 dBm *
8	image rejection	≥ 80 dB
9	IF rejection	> 80 dB
10	SSB Phase noise	≤ -100 dBc/Hz a 10 Khz offset
11	Noise Figure	< 13 dB
12	System sensitivity	<p>Must be furnishes the sensibility of the system expressed dBμ V or μV for at least 10 frequencies equi - space in the frequency range 30 MHz - 3GHz, that produce a S/N to the receiver output of 10 dB. It will also owe to be furnished for every value of sensibility, the correspondent value of intensity of field strenght (dB μV/m or μV/m) specifying the used antenna and the cable loss. For the values showed to specify the bandwidth if with o whitout a possible RF pre-amplifier . In every case, the values indicated will have to be congruent with the following expression:</p> $S = NF - 174_{[dBm]} + 10LogB_{[Hz]} + \frac{S_o}{N_o}$ <p>Where is pointed out: NF noise figure of the receiver in dB, B bandwidth and So/No signal / noise ratio to output receiver set equal to 10 dB</p>
13	IF Digital filters	number ≥15. Must be points out also the shape factor of the filters
14	Input	50 Ω N female
15	VSWR	< 3
16	Detection modes	CW, AM, SSB,LSB, USB, FM
17	Units of Level display	PEAK, AVG ed RMS
18	memory scanning	At least 500 with possibility of scanning; Parameters set: frequency, demodulation, Filter IF, etc.
19	frequency scanning	Possibility of start / stop / step /dwell and hold time
20	other capability	<ul style="list-style-type: none"> • COR / sensibility squelch adjustable • Digital AFC
21	AF output	<ul style="list-style-type: none"> • Low distorsion Digital
22	Uscite IF output	10,7 MHz o 21,4 MHz
23	Monitor display	Span min. 200 KHz
24	Interface	LAN(Ethernet 10 Base/T)
25	supply voltage	220/240 Volt c.a.
26	Certificate	CE mark

* Procedures of test for the measure of POI of the 3° order IP3.

IP3 is calculated for mean the expression:

$$IP3 = \frac{1}{2}R + PIN$$

Pin = level of every of the two input signals; R = difference in dB among the level of the products of the 3° order and the level of the output signal.

In to point out the level in dBm of IP3 must be points out the spacing in frequency of the two input signals of test that will have to be such to be made to fall the two signals test inside the bands of the preselector and the first filter IF of the front-end of the receiver. Such spacing doesn't have however, to be superior to the 2,2 MHz.

The level of the two input signals can vary from -20 dBm to -10 dBm and it must be specified. Every Frequency of test will have to be an exact multiple of 100 KHz.

You must point out the values least, maximum and typical (average of the values) of the IP3 determined with the test

TYPICAL RECOMMENDED SPECIFICATIONS FUNCTIONALITY 'SPECTRUM ANALYZER'		
1	Measurement of Frequency	compliance with how indicate by the recommendation ITU-R REC SM.377
2	Measurement of Field strength	compliance with how indicate by the recommendation ITU-R REC SM.378
3	spectrum occupancy measurements	compliance with how indicate by the recommendation ITU-R REC SM.182
4	Measurement of occupied bandwidth	compliance with how indicate by the recommendations ITU-R REC SM.328, ITU-R SM.443 e ITU-R Handbook Spectrum monitoring 2002 cap.4.5
5	Measurement of modulation	compliance with how indicate by the recommendation ITU-R REC SM.328 and as it regards the statistical processing of FM broadcast deviation measurements, refer to the recommendation REC SM.1268. It are specified if there is an output signal I/Q and if are possible signal digital measures: GSM, UMTS,GPRS,EDGE, DVB-T,DAB.
6	Channel and adjacent-channel power measurement	Integrated bandwidth method. Software integrated relationship for the absolute channel power: $L_{ch} = 10 \cdot \log \left(\frac{B_{CH}}{B_{N,IF}} \cdot \frac{1}{n_2 - n_1} \cdot \sum_{n_1}^{n_2} 10^{\frac{P_i}{10}} \right);$ where L_{ch} = channel power level, in dBm B_{ch} = channel bandwidth in Hz $B_{N,IF}$ = noise bandwidth of IF filter, in Hz n_1, n_2 = indexes of measured values to be summed up P_i = power of a measured value represented by pixel i, in dBm

TYPICAL RECOMMENDED SPECIFICATIONS FUNCTIONALITY 'DIRECTION FINDER'		
1	Frequency Range	20 MHz ÷ 3 GHz
2	Vertical polarization	
3	DF method	Correlative interferometer or Beam-Forming- Watson-Watt or Doppler
4	DF display	through polar diagram with histogram indication selectable. The indication of the bearing must have associated to the level of confidence
5	Sensitivity	minimum level of field strength for which the specific (accuracy) are maintained; time of mediation 5 sec., fluctuation of the bearing = 5° RMS, bandwidth in VHF/UHF 1 kHz, for the whole range of frequency ≤ 10 μV/m
	Accuracy	2 ° RMS (30 MHz – 3000 MHz);
	Response time	≤ 10 ms

Software

The software package has to result of easy use, modular and with possibility of developments. The interface graphic consumer has to be intuitive and ergonomic. It has to be at least possible:

- the operational management of the remote system in the formalities:
 - direct, for the management directly of the devices through virtual panels of control;
- interactive, for the panoramic visualization of the spectrum, for the analysis and the identification of electromagnetic emission, to get resulted by the rotation of the antenna, where present, to analyze intermodulation and measures of RF coverage;
- automatic, for the execution of measures automatic second preset missions planned by the operator : range of frequency, type of measure, time beginning and end, day of the week in which to effect the measures. The results must be appraise in progress of execution or at the end of the measure.
- the memorization of the results of the measurements;
- the identification of the broadcast stations through RDS;
- the digital recording of signals audio.

All the results of the measurements : frequency, field strenght, modulation, bandwidth occupation , will have to be conforming to the ITU-R Rec. and they owe, also, to easily be documentable by specific reports. The programs will have to work in environment Windows 2000/XP. The software for the recording of the digital audio will have to allow, also, the management of a database, the reproduction and the distribution.

RICEVITORI PER IL CONTROLLO DELLE EMISSIONI RADIOELETRICHE

Una classificazione dei ricevitori utilizzati per il controllo delle emissioni radioelettriche può essere la seguente:

Ricevitori di Radiomonitoring

Sotto questa denominazione possono essere classificati quei ricevitori che consentono nel loro range operativo la demodulazione di segnali di varia natura (AM,FM, SSB, impulsivi), a tal fine sono dotati di un'ampia gamma di filtri IF, in genere sono dotati di un display per la visualizzazione dello spettro RF che utilizza lo stesso segnale IF del ricevitore per consentire all'operatore di avere una visione dell'attività RF. Sono anche dotati in genere, di un misuratore di intensità di segnale. Hanno una buona velocità di sintonia a passi anche piccoli.

- Ricevitori Test -

Tali ricevitori possono essere utilizzati per il radiomonitoring ma sono orientati più che altro al rilevamento di alcuni parametri delle emissioni.

Sono dotati di una sorgente interna per l'auto taratura e di un riferimento in frequenza ad altissima stabilità consentono di rilevare con precisione il valore di campo del segnale in antenna, demodularlo con le opportune caratteristiche fissate dalla normative (rivelatore di picco, quasi-picco, rms).

A volte è anche possibile variare le costanti di tempo dei circuiti rivelatori. Altre misure che possono essere previste sono la profondità di modulazione e la deviazione in frequenza, l'occupazione di banda ed altre ancora.

Può accadere che i ricevitori test siano integrati in sistemi di misura automatizzati gestiti da un calcolatore, in tal caso è possibile trovare implementate molte altre funzioni come:

- Informazioni statistiche sull'occupazione dello spettro radioelettrico.
- Registrazione e memorizzazione automatica delle emissioni su determinate frequenze o bande di frequenza.
- Possibilità di creare database per la pianificazione delle frequenze etc..

Ricevitori di sorveglianza

Sono ricevitori studiati per rilevare tutte le variazioni dello scenario elettromagnetico sotto controllo.

Il loro scopo principale è quello di intercettare qualsiasi emissione anche di brevissima durata.

La loro caratteristica quindi è quella di avere un'alta HIP (High interception probability), ciò è ottenibile mediante un'altissima velocità di sintonia.

Electronic warfare EW

L'informazione e quindi l'efficace utilizzo dello spettro radioelettrico dalle onde lunghe alle microonde è essenziale nel campo militare. La conduzione delle operazioni è strettamente legata nella catena di comando e controllo di una moderna forza armata. La dipendenza dei processi di comando dalle emissioni radio li rende vulnerabili poiché le comunicazioni radio possono essere intercettate, analizzate ed utilizzate per sviluppare disturbi a tali comunicazioni ovvero contro-misure elettroniche. Da ciò discende la necessità di proteggere lo spettro radioelettrico utilizzato dai sistemi di informazione, comando e controllo dalle interferenze prodotte da potenziali avversari. E' anche importante anche ottenere informazioni attraverso la sorveglianza dello spettro radio utilizzato dalla contro parte. A tale scopo si utilizzano dei ricevitori di sorveglianza che consentono ad esempio, di controllare fino a 1000 canali in un secondo. In genere queste routine sono altamente automatizzate ed i dati sono inviati direttamente ad un computer per le successive elaborazioni. Quello che sommariamente si è descritto sono gli scopi della guerra elettronica (EW electronic warfare).

Sistemi EW

I sistemi EW sono usati per proteggere le risorse militari dalle minacce del nemico. I sistemi di EW si possono distinguere nelle seguenti categorie:

Misure elettroniche di supporto (ESM electronic support measure) che hanno lo scopo di raccogliere informazioni sull'ambiente elettronico presente

Contromisure elettroniche (ECM electronic countermeasures) che disturbano (jam) i sistemi nemici

Contro-contro misure elettroniche (ECCM electronic counter-countermeasures) che proteggono i dispositivi elettronici dalle ECM.

Fra i sistemi EW si possono distinguere 5 categorie. Due di queste , soprattutto la prima , presentano caratteristiche interessanti per lo scopo del radio monitoring e sono:

1) I ricevitori per l'intercettazione delle comunicazioni del nemico: Sono sistemi che lavorano in genere in range al di sotto dei 2 GHz sebbene siano anche richieste frequenze più alte per l'intercettazione dei segnali satellitari. Questi ricevitori sono progettati per ricevere segnali di comunicazione.

2) Ricevitori per l'intercettazione di segnali radar. Progettati per rilevare i segnali di radar nemici. Range operativo 2 GHz – 18 GHz. Il limite superiore può comunque spingersi fino a 100 GHz. Questi ricevitori sono progettati per ricevere segnali pulsati.

Le altre 3 categorie EW sono:

3) Sistemi utilizzati per rilevare segnali (acustici) di sonar nemici ed il rumore provocato da battelli in movimento. Questi sistemi rilevano segnali acustici di solito al di sotto dei 30 KHz.

4) Ricevitori all'infrarosso . Utilizzati per rilevare il calore emesso dai missili : Questi sistemi operano vicino lontano infrarosso (lunghezza d'onda da 3 a 15 μm).

5) Ricevitori intercettori di segnali laser utilizzati per guidare sistemi d'arma (missili d'attacco).

Altre attività di EW sono

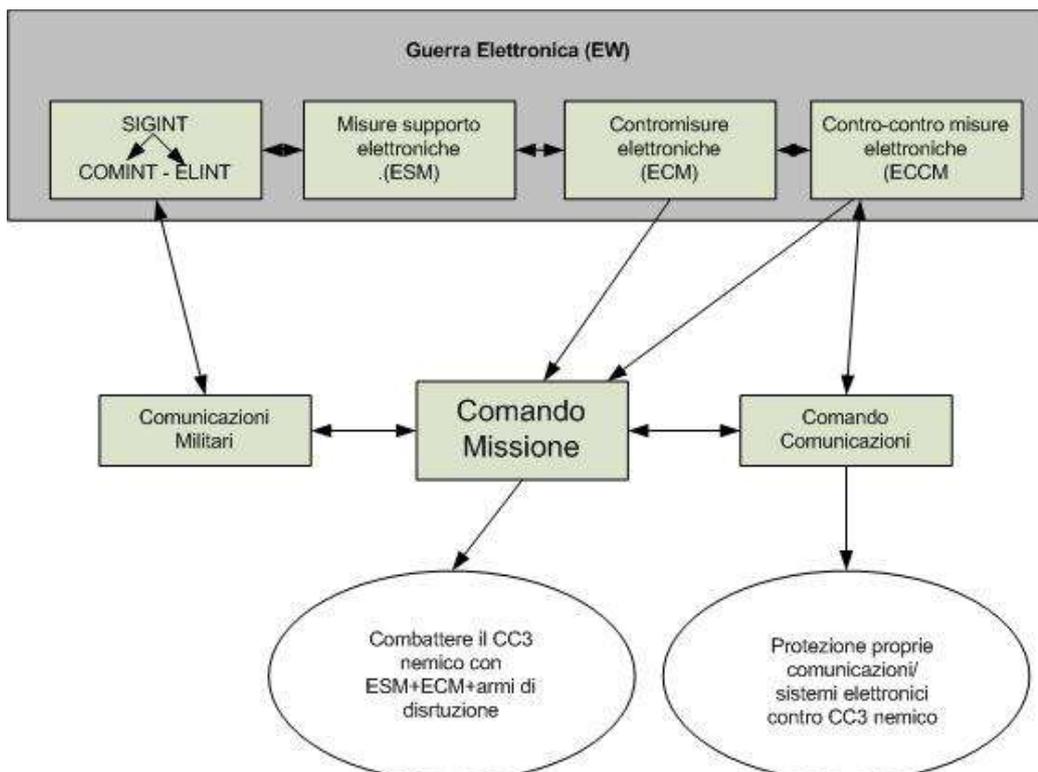
COMINT (communications intelligence) ricognizione delle emissioni radio elettriche con un contenuto di comunicazione.

ELINT (electronic intelligence) Ricognizione di emissioni elettromagnetiche senza contenuto di comunicazione (es. ricevitori di impulsi radar)

I due tipi di attività appena descritti combinati insieme prendono il nome di SIGINT (signal intelligence).

Il grafico successivo schematizza le varie attività di guerra elettronica e le loro relazioni

Il ricevitore di intercettazione spesso opera con un processore di segnale. Utilizzato per processare l'informazione intercettata dai ricevitori per scoprire ed identificare la minaccia nemica. Un ricevitore dedicato all'intercettazione di segnali radar, nella sezione dedicata all'intercettazione di tali segnali converte loro in parole che descrivono l'impulso digitale (PDWs digital pulse descriptor words).



Si noti nello schema di figura, come ESM e SIGINT si completino fra loro. Le informazioni SIGINT vengono utilizzate da ESM per indicare come ESM deve essere condotto nelle situazioni di conflitto. ESM può così ad esempio, determinare le minacce ai velivoli derivanti dai sistemi d'arma della difesa aerea dell'avversario. Dare l'allarme alle unità di combattimento in relazione all'artiglieria controllata dai radar ed al lancio di missili. Allarme per la flotta in relazione alla sorveglianza dei mari, alla guida dei missili e all'artiglieria imbarcata controllata dai radar. A causa della veloce reazione dei moderni sistemi d'arma, ESM deve essere convertita nel minor tempo possibile in una risposta tattica di tipo ECM. Un altro dei compiti importanti dell'ESM è quello di ricavare informazioni utili ad impedire o ostacolare le operazioni del nemico. Queste informazioni sono ottenute da un'osservazione selettiva del traffico radio sensibile nel complesso delle reti di comando e controllo del nemico. A tal fine il contributo dei ricevitori radio di sorveglianza (SIGINT) è determinante.. Attualmente i sistemi moderni di comando e controllo sono fortemente dipendenti dagli aiuti elettronici. Combattere questi con i mezzi della guerra elettronica costituisce una valida alternativa alla distruzione fisica di tali centri CC3 (counter command control e communications). Il vantaggio evidente della EW è quello che non porta alla eliminazione fisica di cose e persone. La crescente importanza dei centri CC3 dipende dal fatto che il comando dei sistemi d'arma è sempre più dipendente da complessi sub-sistemi elettronici. Con il supporto dei ricevitori di sorveglianza e dei radiogoniometri a rapida acquisizione è possibile effettuare un'appropriata analisi : classificare e identificare la "firma" di ogni obiettivo, anche in tempo di pace, e immagazzinare in un data base le sue caratteristiche.

In fig è illustrato lo schema di principio di un ricevitore ECM utilizzato per produrre disturbo nelle radio comunicazioni (jamming)

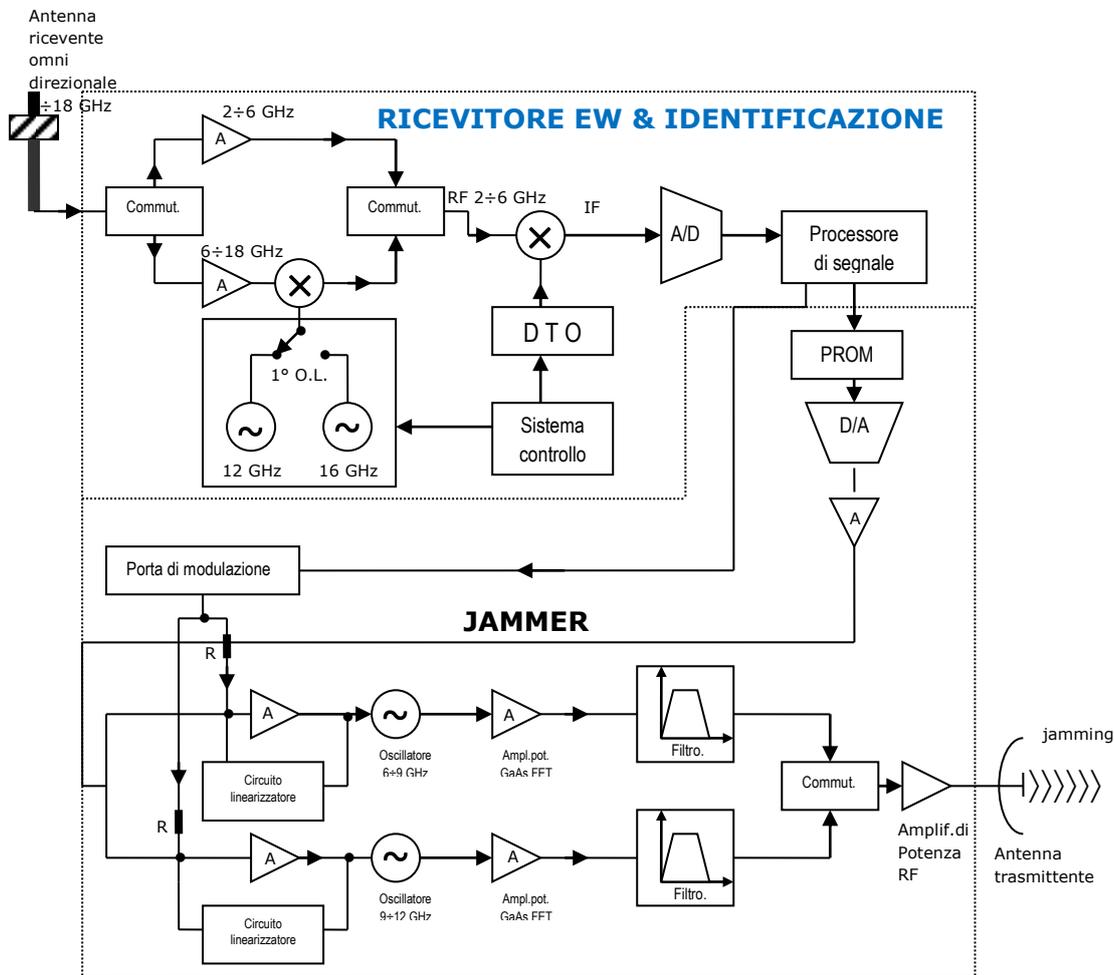


Fig Sistema ECM che utilizza un DTO (digitally tuned oscillator) come oscillatore locale in un ricevitore passivo e come pilota in un jammer attivo

In fig è illustrato un sistema ECM. In cui vengono utilizzati dei DTO digitally tuned oscillators sia nel ricevitore passivo che come generatori del segnale di disturbo jamming. Il DTO utilizza un circuito di correzione della linearità basato su di una memoria programmabile EPROM che gli consente un'eccellente accuratezza in frequenza. In più un amplificatore buffer (FET GaAs) segue l'oscillatore consentendo un livello di segnale in uscita di 20 dBm. Il sistema è utilizzato usando una doppia conversione in frequenza. Un segnale in ingresso variabile fra 2 GHz e 18 GHz viene convertito in basso (down-converter) in una banda comune: 2 – 6 GHz e quindi il DTO è usato per sintonizzarsi all'interno di questa banda. Usando una tecnica di calibrazione digitale si possono virtualmente eliminare sia le non linearità nella sintonia della frequenza che la deriva con la temperatura aumentando quindi l'accuratezza in frequenza dell'oscillatore. Inoltre l'alta velocità di sintonia dell'oscillatore nel ricevitore consente di ottenere un alta probabilità di intercetto POI (probability of intercept). La velocità di modulazione dell'oscillatore locale in applicazioni jammer può essere anche di 100 MHz. Gli scopi del ricevitore e del jammer attivo sono diversi ma il tipo di oscillatori richiesti per le due applicazioni hanno caratteristiche simili.

In fig è riportato lo schema a blocchi del DTO utilizzato nel ricevitore passivo. Mentre in tabella le principali caratteristiche.

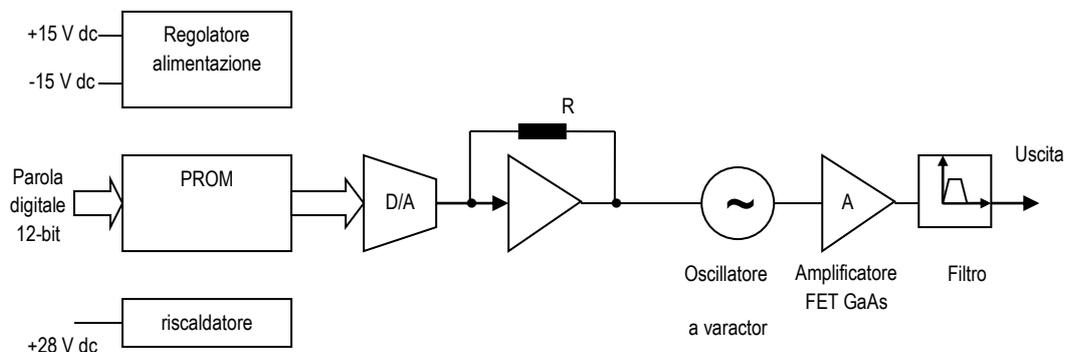


Fig DTO utilizzato nel sistema ricevente passivo come oscillatore locale

Caratteristiche RF del DTO del ricevitore passivo	
Range frequenza	2.6 – 5.2 GHz
Pot.in uscita	12 dBm
Variatione della pot.in uscita	5 dB
Deriva in frequenza dovuta alla T°	0.25 MHz/°C
Soppressione delle armoniche (nf0) in uscita	-15 dB
Soppressione Spurie in banda	-70 dB
Fattore di pushing max ¹	1,5 MHz/V
Figura di pulling ² (3:1 VSWR) max	1 MHz
Caratteristiche di sintonia	
Risoluzione di sintonia	12 bit
Range di sintonia digitale ³	Da 0 a 4095
Non linearità ⁴ max	± 18 MHz
Post tuning drift ⁵ (2.5µs a 50µs) max	1.8 MHz
Post tuning drift 100 ms 2 minuti	1.0 MHz
Post tuning drift 30µs a 100ms	1.0 MHz
LSB ⁶ max	0.9 MHz
Alimentazione e segnali di ingresso	
Tensione di regolaggio dell'oscillatore	+15 V e -15 V (400 mA)
Tensione di riscaldamento ⁷	28 V
Ulteriori caratteristiche di sintonia dei DTO utilizzati nel jammer	
Larghezza di banda di modulazione(deviazione 400 MHz) ⁸	8 MHz (minimo)

¹ Frequency pushing: il cambiamento nella frequenza operativa prodotto dal cambio della tensione di regolazione del VCO (entro i limiti specificati della tensione di regolazione prevista per quel VCO)

² Frequency pulling: l'escursione totale in frequenza che si può osservare quando il carico per uno specificato rapporto d'onde VSWR varia nell'arco di 360°

³ Digital tuning range: specifica il max intervallo per sintonizzare il VCO fra la sua minima e la sua max frequenza operativa

⁴ Tuning non-linearity: indica la max deviazione da una retta nel grafico tensione di sintonia - frequenza ed include anche la deriva dovuta alla temperatura

⁵ PTD (post tuning drift): è definito come la variazione in frequenza all'uscita dell'oscillatore come funzione del tempo dopo un cambiamento nella parola digitale di comando

⁶ LSB: last significant bit: Il cambiamento totale nella frequenza del DTO per la variazione del bit meno significativo della parola di comando in qualsiasi punto dell'intervallo di sintonia

⁷ Heater voltage: il riscaldatore si autoregola è isolato rispetto all'alimentazione del VCO e dalla terra del segnale. E' utilizzato per mantenere costante la temperatura a cui opera il dispositivo per mantenerne le caratteristiche ed evitare derive in frequenza con il variare della temperatura

⁸ La modulazione con larghezza di banda a 3 dB è definita considerando il VCO modulato da una sorgente sinusoidale con impedenza 50Ω, la frequenza di modulazione alla quale la deviazione in frequenza decresce di 0,707 rispetto al suo valore più basso

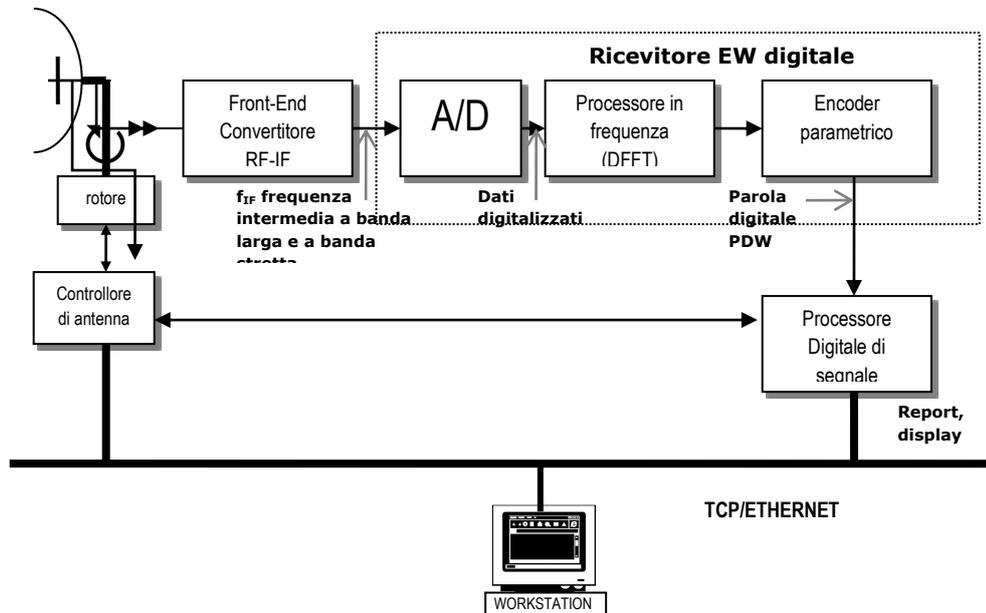
SIGINT

Nel paragrafo precedente si è vista una tipica applicazione di un ricevitore in un sistema di jammer in cui viene rilevato ad es. l'intercettazione di un segnale radar RWR (radar warning receiver) come quello di guida di un missile SAM (surface-to-air-missile) in volo. Viene attivato un disturbo elettronico (jammer). In questo caso il ricevitore RWR fa parte di un sistema ECM (electronic counter measure).

Il "signal intelligence" ELINT è un'altra importante area di applicazione dei ricevitori per EW.. Diversamente dei ricevitori di tipo RWR non è richiesta ai ricevitori per Elint una risposta in tempo reale ma è richiesto a tale tipo di ricevitori di avere una risposta calibrata e misure di valore assoluto riguardanti le emissioni RF intercettate.

In figura è illustrato lo schema di un ricevitore intercettore di tipo digitale. L'uscita dal convertitore A/D è digitale. Questi dati digitalizzati sono nel dominio del tempo e devono essere convertiti nel dominio della frequenza (ad es. per mezzo di una DFFT discrete fast fourier trasform). Questa uscita comunque non soddisfa gli scopi di un ricevitore EW per cui l'andamento spettrale del segnale deve essere convertito nelle frequenze di portante del segnale in ingresso. Questo processo è messo in evidenza nello schema a blocchi di figura dal dall'encoder parametrico che converte l'informazione in frequenza nella desiderata PDW. Successivamente il Signal processor procede a ricavare tutti i parametri dei segnali impulsivi intercettati e i relativi rapporti. Il sistema può essere inserito in una LAN ed da una configurazione client-server.

⁹ La potenza in uscita dal DTO è affetta da variazioni nella sensibilità in funzione della tensione di comando e quindi della frequenza del segnale in uscita dall'oscillatore. La modulation sensitivity si misura in MHz/V. Dato un segnale modulante in ingresso del DTO con ampiezza costante se la porta di modulazione è connessa direttamente al varactor (v.fig...) la deviazione del segnale modulato e quindi la sua densità di potenza, varierà direttamente con la variazione nella sensibilità di modulazione dello stesso oscillatore. Come si incrementa l'uscita in frequenza dell'oscillatore la sensibilità di modulazione decresce. Questo effetto è indesiderato nei trasmettitori e quindi nello schema di figura è utilizzato un circuito di linearizzazione tra l'oscillatore ed il circuito di modulazione. Questo riduce le variazioni nella sensibilità di modulazione su tutta la banda rendendo la densità di potenza e la deviazione più costanti al variare della frequenza sintonizzata.



Un ricevitore EW deve dover ricavare il massimo d'informazioni da un impulso trasmesso da un radar. :

- La sua ampiezza PA (pulse amplitude)
- La larghezza dell'impulso nel tempo (PW pulse width)
- Tempo di arrivo (TOA time of arrival)
- Frequenza di portante
- Angolo di arrivo (AOA angle of arrival)

In pochi casi anche la polarizzazione del segnale ricevuto. In EW è da notare, che viene designato come un segnale CW (continuous wave) un segnale la cui durata è superiore ad un determinato valore (es. 10 o 100 μ s)

La misura del tempo di arrivo è calcolata rispetto ad un riferimento temporale interno del ricevitore e tale informazione è utilizzata per generare il PRF (pulse repetition frequency) del radar.

Una durata tipica di un impulso è di circa 100 ns quindi per processare tale segnale si ha bisogno di un filtro passa-banda di almeno 10 MHz (1/100 ns).

Tutti i parametri indicati sono compresi nel formato della PDW ma ogni parametro può avere assegnato un numero diverso di bit.

Nella tab. è indicato il formato della parola PDW di un ricevitore che può solamente rilevare l'esistenza di una modulazione BPSK (biphase shift keying)

Tipico formato PDW			
Parametri	Range	n. di bits	
Frequenza	Fino a 32 GHz	15	(con la risoluzione 1 MHz si ha $2^{15} = 32768$)
Ampiezza impulso	Fino a 128 dB	7	(risoluzione 1 dB, $2^7 = 128$)
Larghezza impulso	Fino a 204 μ s	12	(risoluzione 0,05 μ s $204/0,05=4080$; $2^{12} = 4096$)
TOA	Fino a 50 sec	30	(risoluzione 0,05 μ s $50[\text{sec}]/0,05[\mu\text{sec}] = 10^9$; $2^{30} \approx 10^9$)
AOA	360°	9	(risoluzione 1°) $2^9=512$
Flag BPSK		1	(presente/non presente)
Chirp flag		1	(presente non presente)*
n.bits tot.		75	

* per chirp modulation si intende una modulazione in frequenza del singolo impulso. In genere si assume una variazione lineare fra la frequenza di portante misurata ad inizio impulso f_i e la frequenza f_f misurata alla sua fine. Il "chirp rate" R_c viene calcolato come:

$$R_c = (f_f - f_i)/PW$$

Il ricevitore di cui in tabella si da il formato della PDW non può rilevare il "chirp rate" R_c ma solo la presenza/assenza di una chirp modulation dell'impulso del radar

In genere i dati disponibili sono la frequenza del segnale il suo offset rispetto alla frequenza sintonizzata ed il livello dell'emissione.

I due blocchi encoder parametrico e processore digitale di segnale possono a volte essere denominati IF digitizer unit. Le modalità di acquisizione possono essere:

snapshot : in questa modalità l'unità acquista un numero fisso di PDW (ad es. ad un max di 20.000 PDW) oppure in un intervallo prefissato di tempo. In tal modo l'unità può mandare la stringa di PDW ad un computer o al processore digitale di segnale per un rapporto sui dati acquisiti o per una loro elaborazione statistica.

Il processore del segnale utilizza un algoritmo per separare impulsi provenienti da radar diversi

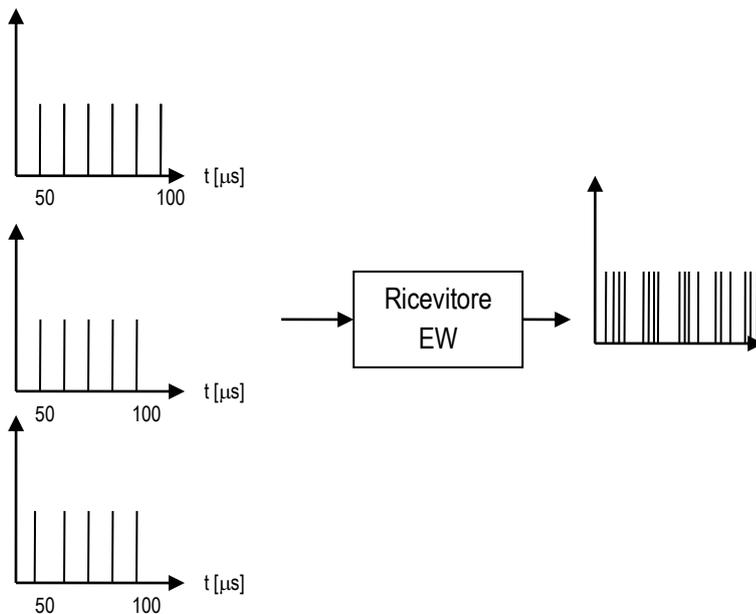


Fig in ingresso i segnali impulsivi di 3 radar. In uscita non è possibile determinare la sequenza di impulsi per singolo radar.

Come si può notare in figura, bisogna adottare un algoritmo di deinterleaving per identificare gli impulsi di ogni singolo radar. Per ottenere la singola sequenza si comparano la frequenza centrale di ogni singolo impulso il TOA e la differenza Δ TOA e l'AOA, se disponibile, degli impulsi ricevuti.

Generazione PRI Una volta identificati gli impulsi di un singolo radar l'informazione di TOA viene utilizzata per generare il PRI che è l'intervallo temporale fra un impulso ed il successivo. Il PRI può essere costante mentre altri radar hanno degli intervalli variabili secondo una certa legge "staggered" mentre altri ancora hanno un intervallo fra impulsi di tipo randomico.

Identificazione del radar. Dalla caratteristica RF dell'impulso, dal PRI e dal PW si può identificare il tipo di radar. Se è un radar nemico si può determinare la tecnica di disturbo (jammer) per contrastarlo

Tracking Il numero di impulsi che il processore di segnali può processare è di solito inferiore al numero di impulsi che il ricevitore EW può intercettare. Se un processore può analizzare ad es. 100 Kimpulsi/s il ricevitore può intercettare 1 Mimpulsi/s mandando in saturazione il processore. Poiché una volta identificata una sequenza non è più necessaria processarla per il deinterleaving, il circuito di tracking inibisce l'invio al processore impulsi già riconosciuti come unica sequenza di un radar.

Revisiting

Una volta identificata la sequenza viene attivato un disturbo. Nello stesso tempo il treno di impulsi continua ad essere tracciato senza raggiungere il processore per il deinterleaving. Quindi non si sa se il segnale è ancora in trasmissione o è intercettato dal ricevitore. Per sapere se il segnale contro il quale è

stato attivato il jammer è ancora in aria. Il tracciatore viene temporaneamente bloccato per passare l'informazione al processore. Questo processo viene chiamato "revisiting". Se il segnale viene intercettato i parametri misurati dell'impulso verranno inviati al processore di segnale e il tracciatore può riniziare a tracciare il segnale: Se il segnale non è più presente, le azioni del jammer e del tracciatore possono essere bloccate.

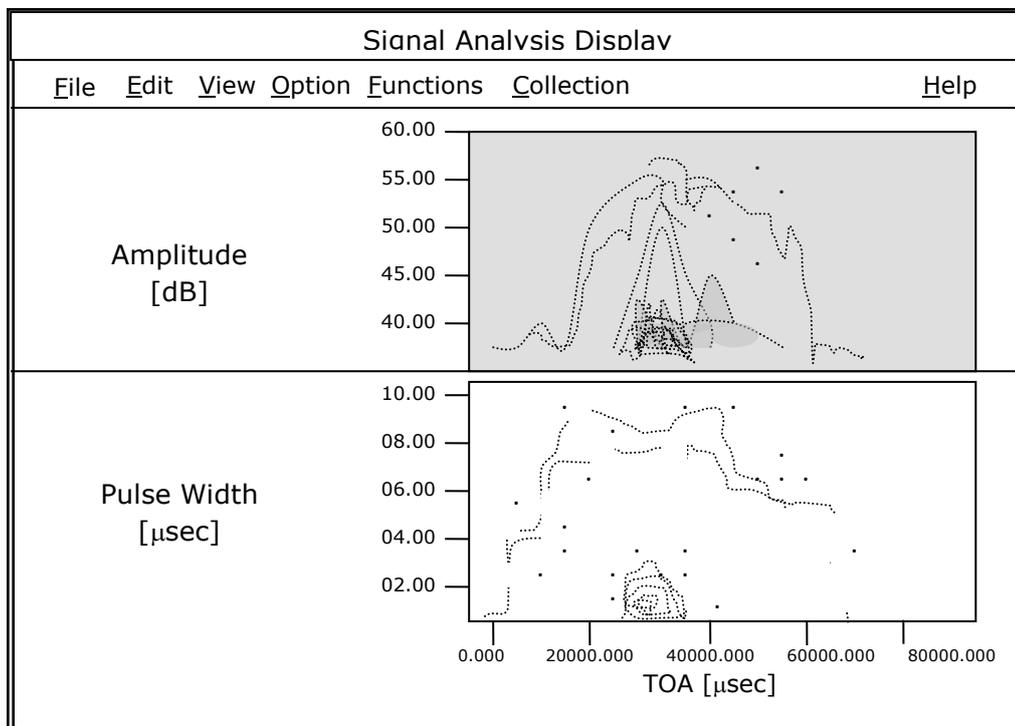


Fig E' illustrato il diagramma di diffusione di 40.000 impulsi con i parametri selezionabili dall'operatore. I parametri selezionabili sono : numero di impulsi, tempo di arrivo (TOA), durata dell'impulso, frequenza , ampiezza ed angolo di arrivo

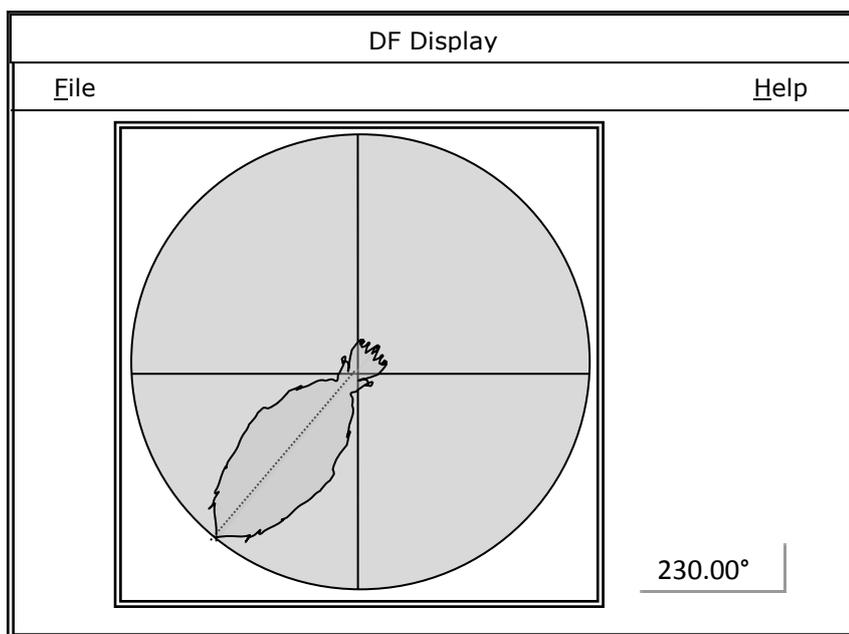


Fig Il display DF nella sua forma polare, fornisce l'ampiezza del segnale e la direzione di provenienza (AOA)

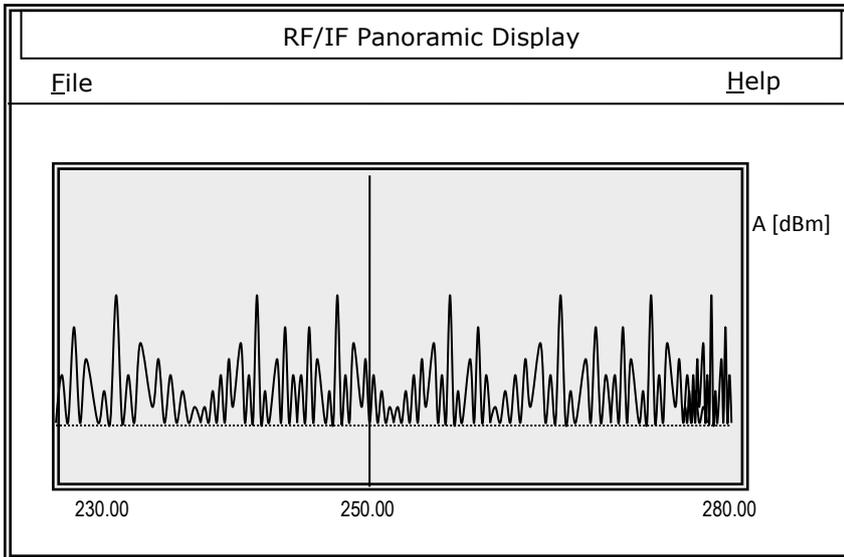


Fig In questa configurazione vengono mostrati i dati in tempo reale. I dati per i segnali intercettati possono essere annotati, processati e memorizzati

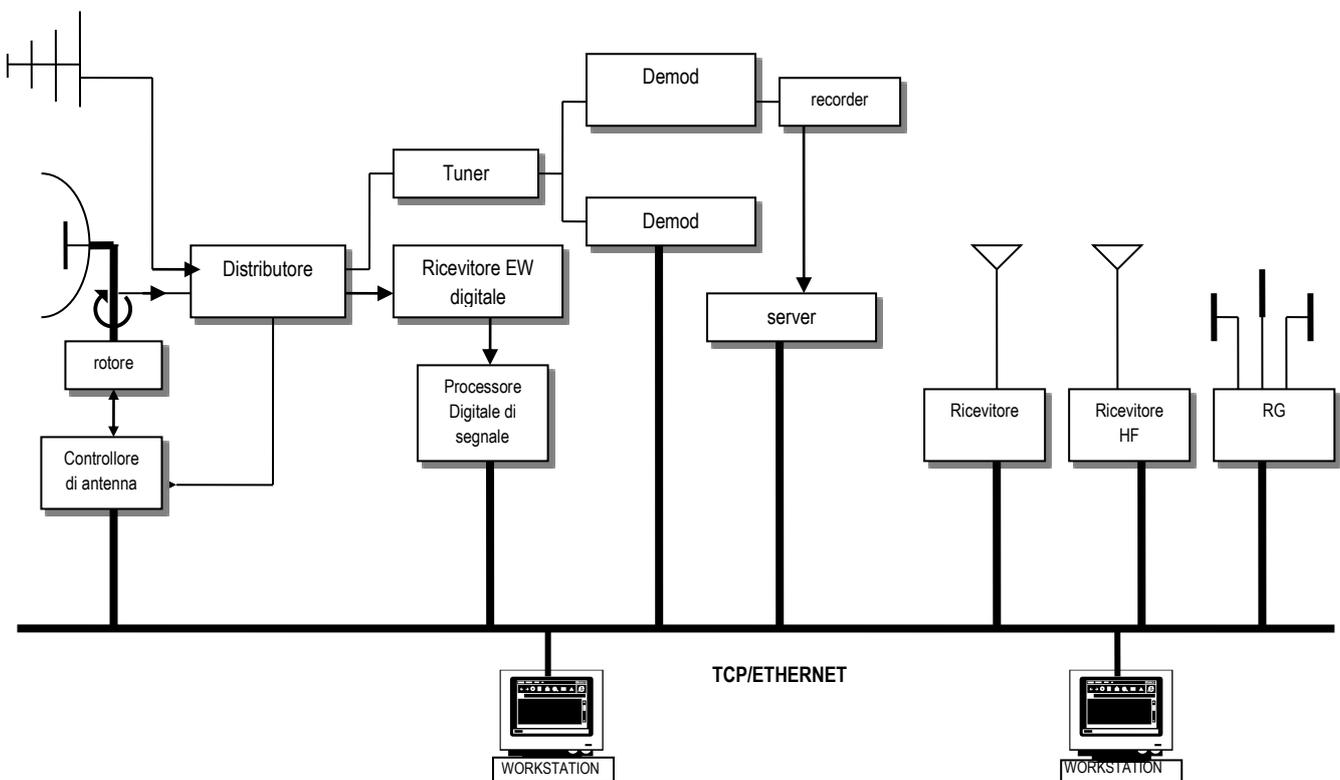


Fig. In fig era illustrata un sistema elint. In questo schema è illustrata l'estensione sigint del sistema precedente. Sono aggiunti un radiogoniometro il monitoraggio e la raccolta di segnali comint multiplessati FSK e TDM segnali AM/FM voce segnali digitali , morse,... oltre alla ricerca di segnali impulsivi elint

Un'altra suddivisione dei ricevitori per il controllo delle emissioni radio, può essere quella del range di frequenza.

Analizzatore di spettro¹⁰

¹⁰ Il paragrafo sull' A.di S. è tratto da bib.....

Nel campo del monitoraggio dei segnali L'A.di S. è sempre stato molto utilizzato a fianco del classico ricevitore per radiomonitoring allo scopo di misurare le caratteristiche radioelettriche di un segnale: ampiezza, frequenza, occupazione di banda,...

La versatilità dello strumento anche nell'uso sul campo ha spinto i costruttori a prevedere anche funzioni proprie di un ricevitore come le demodolazioni di segnali radio AM e FM di segnali televisivi ed anche di segnali in modulazione di frequenza a larga banda come quelli dei ponti di collegamento televisivi, mediante l'aggiunta di un demodulatore all'uscita a larga banda a frequenza intermedia. Ma anche ad irrobustirne la resistenza alle interferenze mediante l'inserimento di filtri preselettori e la sensibilità mediante preamplificatori RF in ingresso.

L'affermarsi delle modulazioni digitali sia nella telefonia : GSM, UMTS , nel broadcasting : DAB e DVB. Nei collegamenti punto a punto e punto multi punto , ha rinverdito la fama di versatilità dell'A.diS. che di fronte alla complessità dei segnali trattati permette di ricavare da essi molti parametri radioelettrici ed anche di individuare anche se non in tutti i casi e non facilmente le cause di malfunzionamenti dei trasmettitori o di eventuali interferenze che affliggono il segnale rilevato.

Operatività dell'apparato

Viene descritta mediante uno schema a blocchi la funzionalità di un A.di S. con funzionamento supereterodina utilizzabile per il radiomonitoring

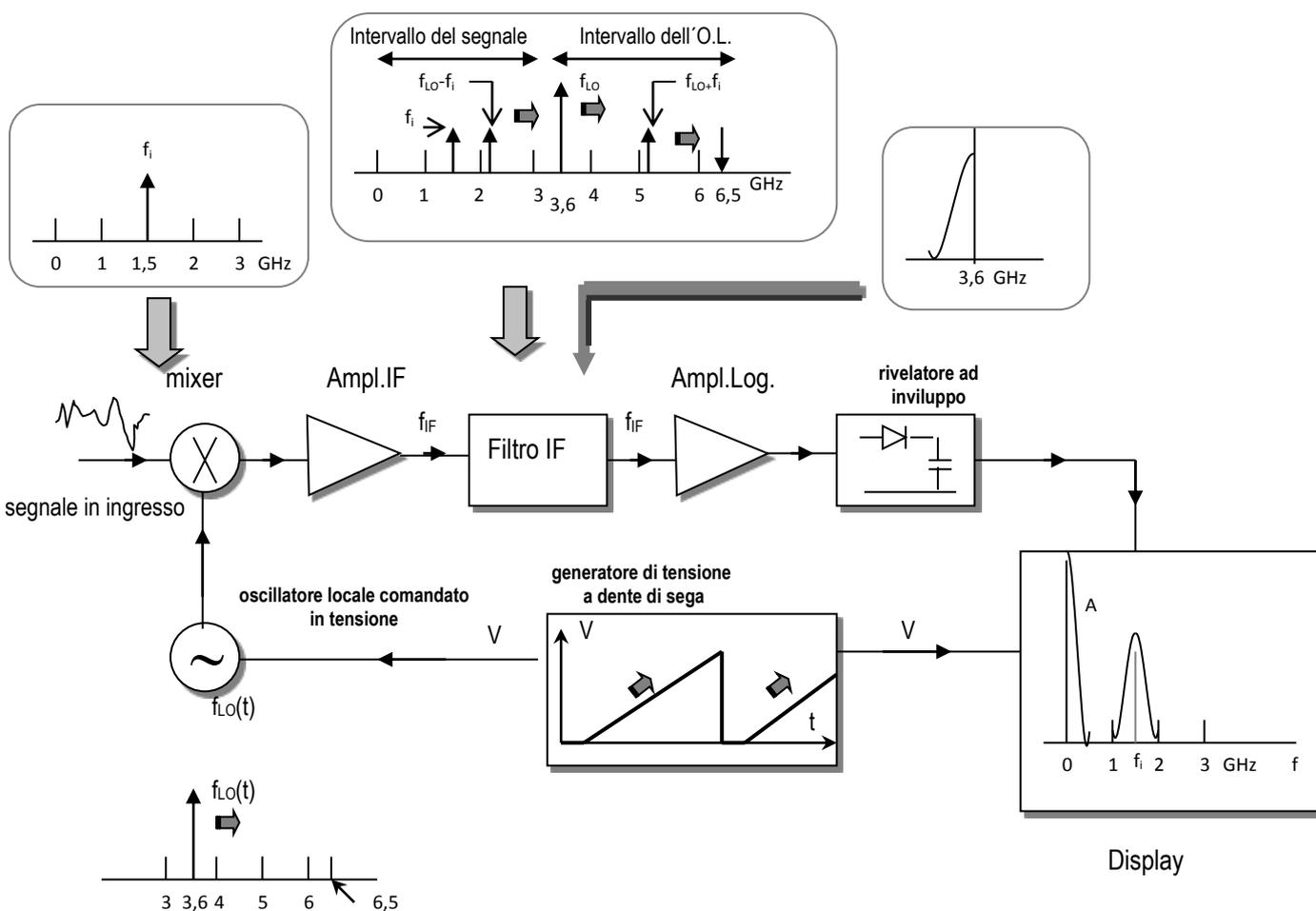


Fig. È illustrato uno schema a blocchi funzionale di un A.di S supereterodina. operante nel range 0 (9 KHz)÷ 3GHz esempio numerico di A.di S.

In figura le frecce indicano lo sweep (scansione) dell'analizzatore. Si parte con l'OL a ,6 GHz. All'uscita del mixer si hanno 4 segnali $f_{OL} = 3,6$ GHz, $f_i = 1,5$ GHz, $f_{OL} + f_i = 5,1$ GHz, $f_{OL} - f_i = 2,1$ GHz. Poiché il filtro IF è centrato sul valore di 3,6 GHz passerà solo il segnale dell'O.L. che apparirà sul display alla frequenza 0 GHz.

Nel tempo la f_{OL} va aumentando perché cresce la tensione del generatore a dente di sega e quindi i 4 prodotti presenti all'uscita del mixer crescono in frequenza – come indicato dalle frecce orizzontali - ma l'unico prodotto che passa attraverso il filtro IF è quello che ad un dato istante dello "sweeping" assume valore in frequenza pari a 3,6 GHz. Quindi quando il prodotto $f_{OL} - f_i$ assume il valore in frequenza pari a 3,6 GHz si ha la visualizzazione di tale segnale su di una opportuna scala orizzontale pari a $f = 1,5$ GHz frequenza del segnale in ingresso f_i .

Operatività dell'apparato

Operazioni da pannello frontale

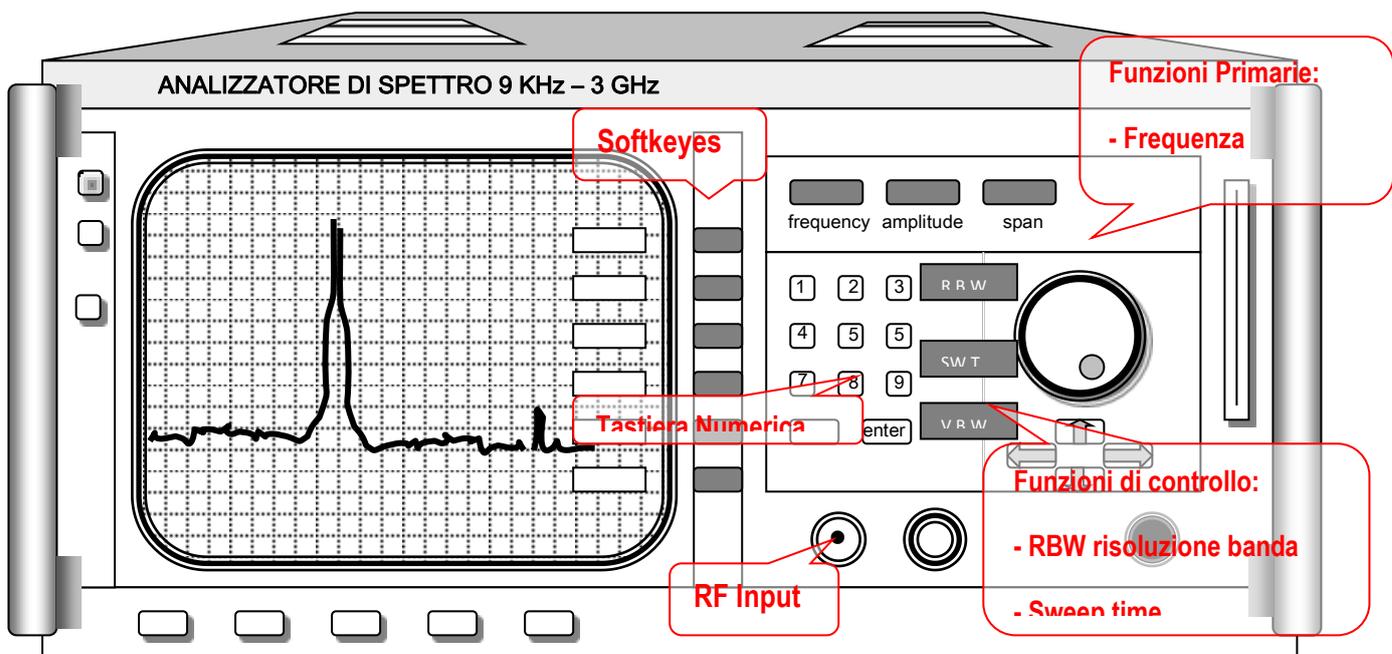
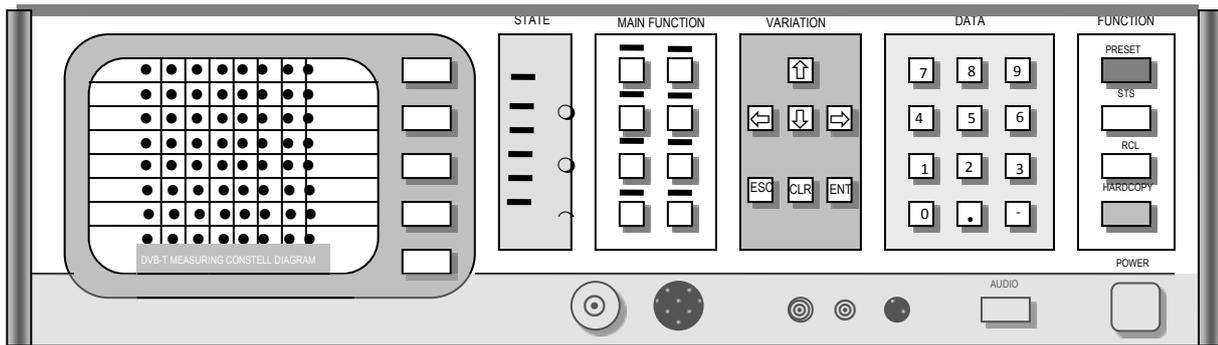


Fig: pannello frontale di un A.di S. operante secondo le funzionalità illustrate nella figura precedente, nella gamma di frequenza 9 KHz ÷ 3 GHz

Signal analyzer

Ricevitori specializzati



Suddivisione in gamme di Frequenza

In effetti, non si riesce a coprire tutta la gamma di frequenze con un singolo ricevitore per cui la tradizionale suddivisione è:

- **Ricevitore HF (10 KHz - 30 MHz)**

- **Ricevitore VHF/UHF (20 MHz - 1000 MHz)**

In commercio si trovano ricevitori di questo tipo con limite superiore 1200, 1300, 1400 o 2000 MHz)

- **Ricevitore microonde (1 GHz- 18 GHz)**

Alcuni ricevitori in commercio sono dotati di estensione tramite down-converter, fino ad un limite superiore di 40 GHz

APPENDICE A

Gli standard internazionali hanno lo scopo di definire le caratteristiche di prodotti che mantengano validità per un lungo periodo di tempo compatibili ed interoperabili. Questo è quello che realmente il mercato domanda non soluzioni proprietarie a breve termine ma soluzioni solide a lungo termine.

Il processo di definizione di uno standard internazionale per comunicazioni analogiche o digitali è lungo e difficoltoso e viene svolto tramite il lavoro di cooperazioni di due organismi internazionali che sono lo IEC (international electrotechnical commission) e l'unione internazionale delle telecomunicazioni ITU che è un organismo delle Nazioni Unite.

ITU

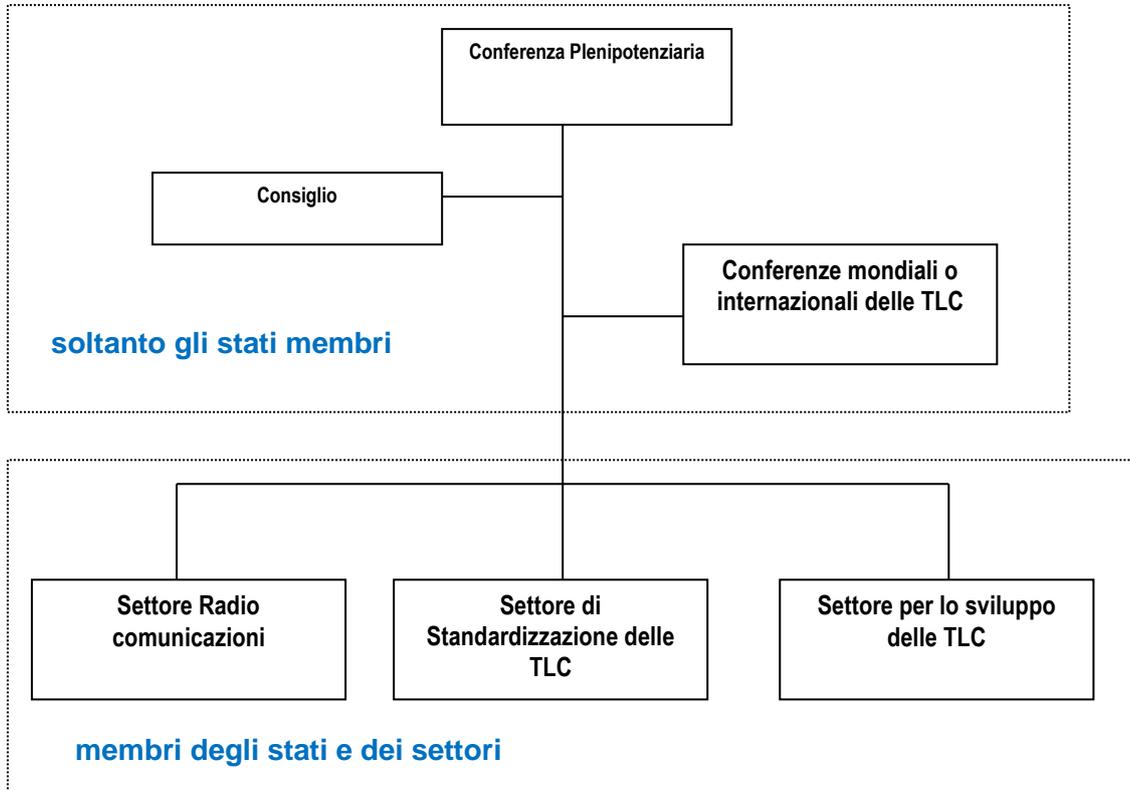
Nel 1947 L'ITU diviene una emanazione delle Nazioni Unite stabilendo la sua sede a Ginevra (Svizzera). Ma la sua origine risale al 1865 quando era conosciuta con la sigla di International telegraph Union con sede a Parigi. Ai giorni nostri gli obiettivi dell'ITU sono quelli di coordinare e sviluppare la regolamentazione e la standardizzazione delle telecomunicazioni fra governi e settori privati nel mondo.

Le organizzazioni di standardizzazione nazionali e industriali lavorano con l'ITU per stabilire standard globali che assicurino compatibilità ed interoperabilità per tutto il mondo dei prodotti e regola le trasmissioni a radio frequenza. L'ITU attraverso studi

e raccomandazioni si relazione in qualsiasi campo delle telecomunicazioni come: comunicazioni a radio-frequenza sistemi di comunicazione basati sul telefono, reti di computer, e multimedia.

Struttura dell' ITU

L'unione internazionale delle TLC è un 'agenzia intergovernativa. Essa si compone di rappresentanti dei vari stati che a questa organizzazione aderiscono. In aggiunta alle rappresentanze governative dei vari stati, sono presenti dei partner chiamati membri di settore, costituiti da compagnie, ditte, operatori TV, operatori pubblici e privati organizzazioni nazionali ed internazionali le quali hanno uno specifico interesse nel lavoro di standardizzazione internazionale delle TLC. Al febbraio del 96 L' ITU si componeva di 185 stati membri 363 membri di settore.



ITU è regolata dalla conferenza plenipotenziaria sotto la quale vi è un Consiglio che coordina le conferenze mondiali o internazionali sulle TLC e individua gli indirizzi per i regolamenti da adottare a livello mondiale. Il Segretariato generale dell'ITU è responsabile del servizio verso i membri e dell'assistenza al Consiglio nel coordinamento della conferenza. L'obiettivo dell'ITU è di operare in tre settori primari:

Radio comunicazioni, che comprende:

Conferenze mondiali e regionali sulle radiocomunicazioni

Assemblee sulle radiocomunicazioni

ufficio per la radio regolamentazione

settore per la standardizzazione nelle TLC (includere le conferenze di standardizzazione delle TLC a livello mondiale)

Settore di sviluppo delle TLC (includere le conferenze per lo sviluppo delle TLC a livello mondiale)

Il settore radio comunicazioni nasce dall'International consultive radio committee (CCIR). Il suo scopo generale è quello di regolare l'uso dello spettro radioelettrico per tutti i servizi. Le aree di interesse concernono:

Utilizzazione e monitoraggio dello spettro

Condivisione fra servizi e compatibilità

Servizi radio scientifici

Propagazione delle onde radio

Servizio fisso via satellite

servizi mobili

radio e TV broadcasting

Il settore di standardizzazione delle TLC è formato inoltre dal CCITT International consultative telegraph and telephone committee (CCITT). Le responsabilità del settore di standardizzazione coinvolgono lo studio e la standardizzazione l'interconnessione dei sistemi radio nelle reti TLC pubbliche in modo da assicurarne l'interoperabilità in tutto il mondo.

Per indirizzare questo particolare campo di studi, è stato creato un gruppo composto di esperti provenienti sia dai settori pubblici che privati. I membri dei gruppi di studio sono membri settore e sono incluse le ditte ed i comitati di standardizzazione nazionali. Le aree di interesse sono:

Servizi di TLC e le operazioni in rete

principi di tariffazione e pagamento dei servizi TLC

manutenzione

comunicazione dati

terminali per servizi telematici

commutazione, segnalazione e linguaggio uomo-macchina

prestazioni delle trasmissioni, sistemi ed equipaggiamento ISDN.

Gli standard stabiliti dall'ITU sono raccomandazioni che possono essere adottate su base volontaria ed opzionale dalle singole nazioni.

Gli standard raccomandati dal settore di standardizzazione internazionale sono designati dal prefisso ITU-T.

Il settore di sviluppo delle TLC è indirizzato nello sviluppo delle capacità di delle TLC con particolare attenzione allo sviluppo delle TLC nei paesi in corso di sviluppo. Questo settore riceve sovvenzionamenti direttamente dalle nazioni unite. Le raccomandazioni del settore sviluppo TLC sono indicate con il prefisso ITU-D.

Gli standard ITU sono organizzati per "serie". Una serie è individuata da una sigla. Ad es. ITU-T H.320 è uno standard raccomandato dal settore standardizzazione contrassegnato dalla lettera "H". Di seguito si riportano le serie per ITU-R e ITU-T. Il numero tra parentesi è il numero di raccomandazioni sviluppato all'interno di quella particolare serie.

Raccomandazioni serie ITU-R

BO Broadcating satellite service (20)

BR Sound and television recording (29)

BS Broadcasting service (sound) (46)

BT Broadcasting service (television) (63)

F fixed service (123)

IS Inter-service sharing and compatibility (10)

M Mobile, radiodetermination, amateur and related satellite services (124)

P radiowave propagation (67)

RA radioastronomy (6)

S Fixed satellite service (57)

SA Space applicationsvand metereology (45)

SF Frequency sharing between the fixed satelliteservice and the fixed service (16)

SM Spectrum management (41)

SNG satellite news gathering (7)

TF Time signals and frequency standards emissions (21)

V Vocabulary and related subjects (12)

Raccomandazioni serie ITU-T

A Organization of the work of the ITU-T (8)

B means of expression (definitions, symbols, classification) (13)

C general telecommunication statistics (4)

D General tariff principles (133)

E Overall network operation, telephone service, service operation and human factors (244)

F Telecommunication services other than telephone (136)

G transmission system and media, digital system sand networks (4)

H line transmission of non-telephone signals (45)

I Integrated services digital networks (ISDN) (183)

J transmission of sound program and television signals (65)

K protection against interference (33)

L construction, installation and protection of cable and other elements of outside plant (19)

M Maintenance: transmission system, telephone circuits, telegraphy, facsimile, etc... (172)

N Maintenance: international sound program and television

O Specifications of measuring equipment (35)

P Telephone transmission quality, telephone installations, local line networks (74)

Q Switching and signaling (4)

R Telegraph services terminal equipment (33)

S telegraph services terminal equipment (33)

T Terminal characteristics and higher layer protocols for telematic systems (155)

U telegraph switching (51)

V data communication over telephone network (72)

X Data networks and open system communication (7)

Z Programing languages (35)

Gli standard possono avere spesso un'appendice (es. Annex D) L'annesso è quindi una semplice appendice che fornisce ulteriori vdettagli e spiegazioni sullo standard.

<http://www.itu.int/aboutitu/>

Ricevitori digitali

Parlare di ricevitori digitali può ingenerare qualche confusione poichè bisogna distinguere fra segnali di tipo analogico e digitali e manipolazione digitale dei segnali.

un tempo il mondo delle comunicazione era totalmente analogico come il mondo naturale anch'esso essenzialmente di natura analogica.

Ma cosa significa mondo analogico? Esso è affollato da grandezze e stimoli che pur variando fra valori finiti possono assumere nell'ambito di questo intervallo infiniti valori. Si pensi al suono quello percepibile in natura può variare da un minimo di pochi decibel: lo sbattere delle ali di una farfalla ai 130-140 dB di un jet di linea al decollo. Come si può notare l'intervallo di valori che l'ampiezza del suono può assumere è finito (al massimo 140 dB), ma nell'ambito di tale intervallo i suoni che si possono percepire possono assumere infiniti valori.

Si ha quindi nel mondo delle radio comunicazioni un'onda modulata in ampiezza (AM) in cui l'onda modulata può assumere in ampiezza valore zero fino al doppio dell'ampiezza dell'onda non modulata (indice di modulazione $m=1$), variando con continuità. Lo stesso si può dire per un segnale modulato in frequenza (FM) dove l'ampiezza dell'onda modulata è costante ma la grandezza analogica è la frequenza che può variare con continuità in un ben preciso intervallo (es. ± 75 KHz per FM broadcasting).

In tempi più recenti si sono sviluppate le modulazioni digitali in cui la portante è modulata da un flusso di bit composto da gruppi di 0 e 1, ed essa portante, contrariamente che nel segnale analogico, può assumere un numero finito di stati e non variare con continuità. Ad esempio nella modulazione 4-PSK la portante può assumere 4 distinti valori di fase ad ampiezza costante (es. $\varphi = \pi/4, 3/4\pi, -\pi/4, -3/4\pi$). In un altro tipo di modulazione digitale come la 64QAM la portante può assumere 64 stati detti "costellazione".

Fino adesso i ricevitori digitali non sono indispensabili perchè in linea teorica un ricevitore analogico potrebbe essere utilizzato anche per segnali modulati digitalmente.

Un ricevitore digitale è quello che a prescindere dalla modulazione del segnale in ingresso (analogica o digitale), è un ricevitore tutte o una parte delle funzioni di processo normalmente effettuate da circuiti analogici sono realizzati mediante circuiti di tipo digitale.

Fra le funzioni analogiche ottenute tramite circuiti digitali vi sono. il filtraggio, la traslazione in frequenza, il controllo automatico di guadagno (AGC), generazione dell'andamento spettrale, demodulazione e radiogoniometria.

In aggiunta a ciò vi sono e altre ne saranno sviluppate come il filtraggio variabile in frequenza, cancellazione delle interferenze mediante algoritmi adattativi, miglioramento del segnale demodulato con eliminazione di una percentuale del rumore, demodulazione programmabile.

Ma perchè, bisogna utilizzare un ricevitore digitale se si è detto che il vecchio e collaudato ricevitore analogico può svolgere quasi tutte le funzioni necessarie.

In sintesi si può dire che un ricevitore digitale risulta rispetto alla sua contro parte analogica: più efficiente; più compatto; più leggero, meno costoso, più affidabile, richiede una minore manutenzione e dalla fine è anche di più facile utilizzo.

Le qualità precedenti come l'efficienza, l'accuratezza e l'affidabilità sono dovute al fatto che i circuiti digitali non soffrono come i circuiti analogici di un'alterazione delle caratteristiche dei componenti (capacità, induttanze, resistenze..) con l'invecchiamento e con le condizioni di temperatura, umidità, pressione e variazioni nella tensione di alimentazione. Inoltre la possibilità di conservare anche per lungo tempo i campioni del segnale ricevuto, consente di ripetere i processi di elaborazione sullo stesso set di campioni al fine di ottenere un processo di rilevazione e demodulazione il più accurato possibile. Inoltre la possibilità di disporre di circuiti integrati VLSI con funzioni DSP, consente di implementare tecniche di demodulazione e decodifica ottime che si avvicinano ai limiti teorici.

Schema di un ricevitore digitale di radiomonitoring

Nello schema seguente è illustrato lo schema a blocchi di un ricevitore digitale per radiomonitoring da 20 MHz a 3 GHz.

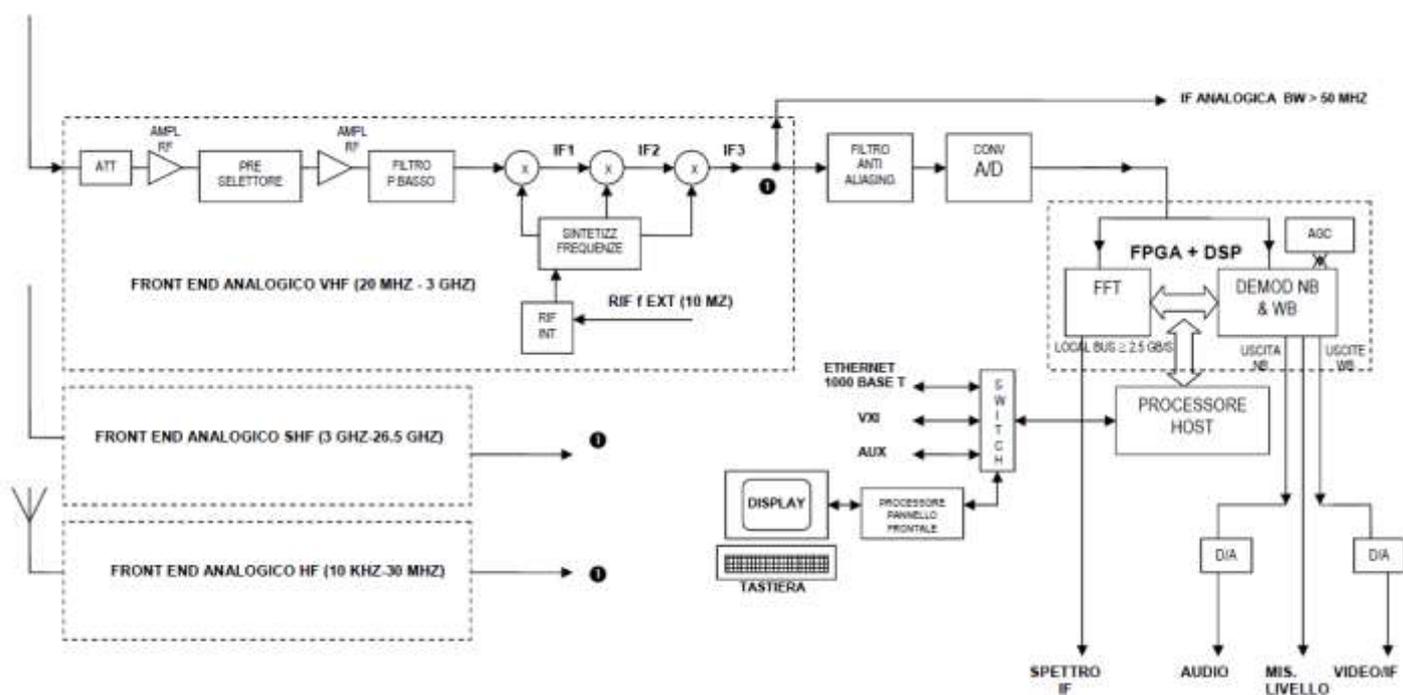


Fig schema ricevitore digitale per radiomonitoring

Si possono distinguere nello schema alcuni blocchi principali:

- **Front – End analogico VHF**

Si compone da un ingresso di antenna o di un sistema di antenne seguito da un attenuatore e da un amplificatore RF che permettono un rango dinamico del segnale in ingresso elevato, un preselettore composto da filtri passa banda e passa basso ma anche da filtri selettivi con tracking di frequenza. Un buon stadio preselettore può evitare la maggior parte di spurie interne al ricevitore. Seguono 3 stadi di mixer con tre frequenze intermedie

- **Convertitore Analogico-Digitale**

In esso avviene la conversione del segnale a frequenza intermedia da analogico in digitale. Il convertitore deve avere una frequenza di campionamento maggiore del doppio della banda base del segnale (teorema di Nyquist) e un numero di bit di risoluzione il più alto possibile (per es 14 b/s), per avere il massimo range dinamico libero da spurie. Il convertitore è preceduto da un filtro anti aliasing

- DSP

In questo blocco il segnale digitalizzato viene elaborato in una prima fase attraverso una FFT per la visualizzazione spettrale e l'esecuzione della demodulazione e delle misure. Il processore esterno elabora il segnale d'ingresso per la gestione video e per l'invio in remoto (in rete). Sostanzialmente per ottenere ciò, riduce la velocità del flusso dati del bus interno

- Altre uscite

- Vi sono uscite video/audio analogiche, un'uscita IF con prelievo del segnale a monte del convertitore A/D e un'uscita I/Q (non mostrata)

- Opzioni

Possono essere presenti ulteriori front-end per l'estensione della banda monitorata. In alto: front-end a microonde fino a 26.5 GHz. In basso: in banda MF e HF, 10 KHz-30 MHz.

Ricevitori Digitali – le Basi -

I ricevitori digitali hanno rivoluzionato il settore delle comunicazioni subito dopo i primi dispositivi al silicio monolitici e sono stati introdotti all'inizio degli anni 1990.

In questo paragrafo si illustreranno essenzialmente le funzionalità dei blocchi CA/D + DSP della schema a blocchi precedente che prendono il nome di ricevitore digitale. I Ricevitori digitali accettano campioni digitalizzati a frequenza intermedia (IF) o a radio frequenza(RF) in genere derivati da una antenna radio. Essi utilizzano tecniche di elaborazione del segnale digitale per convertire la banda del segnale in banda base (dove la frequenza più bassa è $f=0$). e quindi rimuovere tutti gli altri segnali mediante un filtro passa-basso. I tre elementi essenziali del ricevitore digitale mostrati nella Figura 1 sono l'oscillatore locale, il mixer e il filtro – tali termini sono opportunamente derivato dalle loro controparti presenti nella circuiteria analogica di una radio supereterodina tradizionale. L'oscillatore locale è costituito da un accumulatore di fase (un sommatore ed un registro) e da una tabella "look up" che permette di generare segnali digitali in quadratura, seno e coseno. La frequenza di clock dell'accumulatore è sincronizzata con quella di campionamento del convertitore A/D , in modo che il rate dei campioni in uscita dell'oscillatore locale corrisponda alla frequenza di campionamento del convertitore A / D. Il controllo della frequenza dell'oscillatore si ottiene programmando l'incremento di fase per ogni impulso di clock.

Il mixer complesso è costituito da due moltiplicatori digitali che accettano campioni digitali dal convertitore A / D e dall'oscillatore locale. Viene così prodotta una rappresentazione complessa del segnale di ingresso, che è stato traslato mescolando, il segnale di ingresso con il segnale dell'oscillatore locale la cui frequenza viene programmata. Sintonizzando opportunamente la frequenza dell'oscillatore locale, qualsiasi banda di frequenza di interesse può essere centrato a zero Hz. Il filtro passa-basso FIR complesso accetta campioni I e Q provenienti dal mixer. Con opportune scelte dei i valori dei coefficienti e del numero di tap (il termine Tap , in un filtro discreto FIR o IIR, indica il blocco di ritardo elementare che fornisce gli ingressi ritardati per le operazioni di moltiplicazione. Si può parlare di un filtro del 5° ordine / 6-tap, per esempio.), si possono implementare una vasta gamma di funzioni di trasferimento, ciascuno con specifiche di piattezza in banda passante, fattore di forma e di attenuazione fuori banda al fine di sopprimere segnali indesiderati fuori della banda di interesse.

All'uscita del filtro, è presente uno stadio di decimazione che preleva un solo campione ogni N campioni coerentemente con la larghezza di banda del filtro passa basso. Questo produce una uscita del segnale complesso in banda base adatta per successive operazioni di elaborazione del segnale come la demodulazione, decodifica o memorizzazione. Con adeguato riordino e cambio segno delle componenti di uscita I e Q, è anche disponibile una rappresentazione del segnale reale. Una definizione utile del fattore di decimazione è il rapporto tra la frequenza di campionamento di ingresso e la larghezza di banda in uscita.

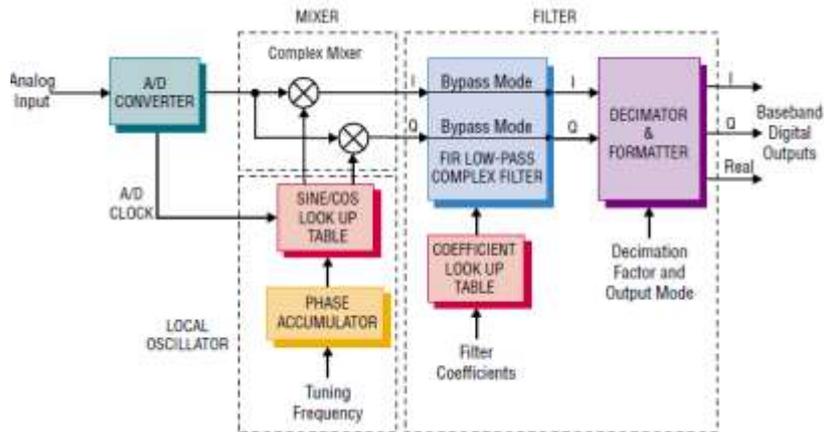


Fig Diagramma a blocchi di base di un ricevitore digitale

Tecnologia FPGA per ricevitori digitali a larga banda

La tecnologia impiegata per processare il segnale digitalizzato è principalmente la FPGA (Field Programmable Gate Array). Si tratta di un circuito integrato le cui funzionalità sono programmabili via linguaggi di descrizione dell'hardware (VHDL, Verilog, ecc.). Tali dispositivi consentono la realizzazione di funzioni logiche anche molto complesse, e sono caratterizzati da un'elevata scalabilità. Si può contare su qualche milione di porte logiche per singolo dispositivo FPGA

Poche tecnologie si sono evolute più rapidamente negli ultimi anni, come gli FPGA (Matrici di porte programmabili). In questo mercato altamente competitivo, ogni nuova generazione di dispositivi offre maggiore velocità, maggiore densità, risorse di memoria più grandi, e interfacce più flessibili. Appaiono anche nuove risorse, come ad esempio i blocchi moltiplicatori hardware dedicati e processori core completi. In particolare, i moltiplicatori hardware hanno offerto agli FPGA un ingresso strategico nelle applicazioni DSP come la software radio, dove sono sempre più competitivi con gli ASIC e i DSP programmabili. Inizialmente in competitive per alcune architetture specializzate per ricevitori digitali, le ultime FPGA mostrano prestazioni superiore ai circuiti ASIC nel soddisfare le esigenze del trattamento dati nei nuovi standard di comunicazione a banda larga. Tuttavia, mettere in grado questi dispositivi, a gestire frequenze di campionamento più elevate, richiede un'attenta allocazione e distribuzione delle risorse dell'FPGA.

In generale, ricevitori digitali basati su FPGA offrono una flessibilità senza precedenti in caratteristiche del filtro, gamma dinamica, frequenza di campionamento, e le caratteristiche di frequenza di commutazione. Essi sostengono le richieste di nuovi standard di comunicazione a banda larga, come quelli emergenti ora, o possono essere imminente in futuro.

Ricevitori digitali –tipi-

I ricevitori digitali sono divisi in due classi denominate in modo appropriato per la relativa gamma di larghezze di banda del segnale in uscita: banda larga e banda stretta. Ricevitori digitali con intervalli minimi di decimazione di 32 o più alti, in generale rientrano nella categoria a banda stretta, e sono estremamente appropriati per l'estrazione di segnali vocali con larghezze di banda di diversi kilohertz da segnali di ingresso digitalizzati con larghezze di banda di diverse decine di megahertz. In queste applicazioni i fattori di decimazione possono essere di 10.000 o valori superiori.

A causa della complessità del filtro FIR passa-basso che è proporzionale al fattore di decimazione (e inversamente proporzionale alla larghezza di banda), implementazioni ASIC di ricevitori a banda stretta solito hanno un primo stadio composto da un filtro CIC con elevati fattori di decimazione che non richiede moltiplicatori hardware. Dal momento che il filtro CIC produce una risposta in frequenza con una accentuata pendenza in banda passante, la sua uscita è inviata in ingresso ad un filtro CFIR (filtro FIR di compensazione), che restituisce una risposta globale a banda passante piatta. Infine, è presente un filtro PFIR(filtro FIR programmabile) che viene utilizzato per ottenere la risposta in frequenza desiderata finale. La domanda del mercato per le applicazioni a banda stretta come le stazioni di base wireless, ha invogliato ad offrire chip per ricevitori in ASIC.

Tuttavia, con la migrazione a nuovi schemi di modulazione wireless a larga banda-CDMA, ricevitori a banda stretta sono in calo come richiesta di mercato. Larghezze di banda richieste di 5, 10 e anche 20 MHz sono la norma per le tecnologie con applicazioni mainstream. Purtroppo, a causa del front-end CIC, la maggior parte dei ricevitori a banda stretta ASIC impongono una decimazione complessivo minimo di 32 con un ingresso di frequenza di campionamento di 100 MHz, questo produce una larghezza di banda di uscita utilizzabile di soli 2,5 MHz

Ricevitori a Larga Banda

Per conseguire fattori decimazione inferiori, i ricevitori a banda larga si basano sulla realizzazione di un filtro FIR classico, proprio come lo schema a blocchi di figura 1 Tuttavia, i ricevitori a larga banda richiedono sostanzialmente più hardware rispetto alle loro controparti a banda stretta.

Questo avviene perché non possono contare su filtri CIC per la decimazione nelle prime fasi in cui i tassi di campionamento sono più alti. La risposta del filtro desiderato può essere raggiunto solo con l'aggiunta di un numero sufficienti di tap per i campioni di ingresso non decimati, e ciascun tap del filtro FIR richiede un moltiplicatore e un'operazione di somma.

Poiché i moltiplicatori hardware consumano una porzione significativa di silicio, essi devono essere distribuiti con giudizio. Per comprendere meglio questi problemi, ci aiuterà guardare il Graychip GC1012B come esempio di un popolare ricevitore a banda larga ASIC. Accetta un campionamento A/D fino a 100 MHz e dispone di fattori decimazione programmabili di 2, 4, 8, 16, 32, e 64. Una caratteristica del filtro fissa con una banda passante piatta per oltre l'80% della larghezza di banda di Nyquist e una attenuazione stop-band di 75 dB, il filtro FIR richiede 40 tap per un fattore di decimazione di due.

Dal momento che il filtro è complesso, questo progetto , utilizzando un approccio del tipo “forza bruta”, richiederebbe 80 moltiplicatori hardware che operano in parallelo. Anche dopo aver incorpora alcuni

soluzioni architetturali che ne migliorano l'efficienza, il numero dei moltiplicatori è ancora consistente. Al contrario, un ricevitore a banda stretta con un filtro di decimazione CIC ha un grande vantaggio che trae dall'utilizzo del time-sharing dei moltiplicatori FIR per ridurre il loro numero di almeno un fattore di otto.

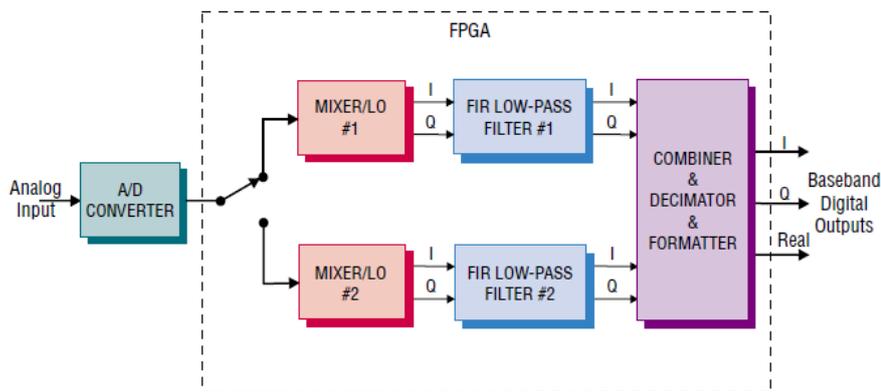


Figure 2. Implementazione di un ricevitore a larga banda basato su tecnologia FPGA

Implementazione con FPGA

Dal momento che i ricevitori digitali a banda larga utilizzano in modo intensivo i moltiplicatori, la nuova generazione di dispositivi FPGA caratterizzati da decine di moltiplicatori hardware dedicati è una piattaforma attraente. Un obiettivo di progetto per un generico ricevitore a larga banda, accetta i dati di un nuovo convertitore monolitico 12-bit A / D operante a frequenze di campionamento fino a 200 MHz. Le prestazioni di gamma dinamica per oltre l'80% della larghezza di banda di Nyquist dovrebbero variare fra i 75 dB e i 100 dB. In termini di flessibilità vi è la possibilità in tecnologia FPGA, di poter caricare coefficienti di un filtro FIR personalizzato per rispondere alle accresciute esigenze in frequenza dei nuovi ricevitori a banda larga.

Un tipico array FPGA è costituito di un generoso blocco memoria, da numerose porte di sistema e da almeno una array di 18 x 18 moltiplicatori hardware. Le funzionalità includono (v.fig 1), un sintetizzatore digitale a sintesi diretta (DDS) per l'oscillatore locale e i filtri FIR configurabili. Il mixer è formato due dei moltiplicatori hardware. Il clock in ingresso è a 200 MHz

L'uscita del convertitore A / D viene demultiplato in due flussi per accodarlo a questa frequenza, come mostrato nella Figura 2 Ogni DDS deve fornire campioni di seno e coseno in uscita a 100 MHz ed avanzare dallo stesso passo di fase ad ogni ciclo di clock. Tuttavia, la fase di uscita di un DDS deve essere variata della metà dello step di fase previsto a causa della sequenza alternata dei campioni provenienti dal convertitore A / D. Per fare questo, è richiesto uno stadio sommatore aggiuntivo prima della tabella di look-up seno / coseno per un motore DDS. Il risultato netto è che, insieme, i due motori DDS generano campioni alternati di un oscillatore locale ideale DDS a 200 MHz. Questa disposizione preserva la continuità in frequenza nella commutazione di fase per le sequenze complesse FSK o per una variazione continua di frequenza (sequenze di sweep). Il filtro FIR è inoltre diviso in due filtri FIR complessi, una per ciascuna uscita del mixer. Ogni sezione filtro riceve la metà dei coefficienti e calcola i tab assegnati al flusso alternato di campioni che riceve

Le due uscite del filtro vengono aggiunti in uno stadio di uscita che li combina per produrre l'uscita finale complessa. La reiezione out-of-band 100 dB del filtro, richiede 56 tap per una decimazione 1:2 . Se tutti

questi ritardi sono stati implementati con moltiplicatori dedicati, 112 moltiplicatori sarebbero necessari per gestire i segnali complessi. Fortunatamente, due strategie riescono a diminuire questo numero. Traendo vantaggio dalla simmetria dei coefficienti del filtro, due campioni di ingresso possono essere aggiunti prima del moltiplicatore, riducendone il numero di un fattore due. Inoltre, poiché il rate di uscita è la metà del rate di ingresso e poiché il moltiplicatore funziona alla frequenza di clock di ingresso, un moltiplicatore può essere condiviso per calcolare due tab. Ciò riduce ulteriormente il numero complessivo dei moltiplicatori hardware dedicati a 28

Per gestire gli altri fattori di decimazione di 4, 8, 16, 32 e 64 con le prestazioni di un filtro equivalente, il numero di tab circa raddoppia ad ogni passo. Poiché il tasso di uscita viene ridotta anche dalla decimazione, il tempo supplementare tra i campioni di uscita consente ai moltiplicatori di lavorare a condivisione di tempo per calcolare questi tab supplementari. In questo modo, i 28 moltiplicatori hardware possono gestire tutti i fattori di decimazione coinvolte nella progettazione di un ricevitore a banda larga. Un approccio convenzionale per implementare della linea di ritardo per i FIR è utilizzare i registri all'interno delle logic slice ¹¹. Per la modalità decimate-by-64, il numero di tab è 1792, che si traduce in un utilizzo estremamente inefficiente delle slices. Per cui, la linea di ritardo è costruita dal blocco RAM più motori di indirizzamento adatti. Come i campioni di ingresso entrano nella RAM, sono memorizzati in un blocco circolare dove il campione più recente sostituisce il campione più antico

La dimensione del blocco circolare viene regolata dal numero di tab per ogni fattore di decimazione. Dal momento che questa RAM è a due porte, un motore di uscita-di indirizzamento può efficacemente scegliere le coppie di campioni necessari per sfruttare i coefficienti del filtro simmetrici. Dal momento che tutta la matematica viene eseguita con i motori a virgola fissa, grande cura deve essere presa per la scala, arrotondamento e la definizione di lunghezze di parola. Sebbene sia stato progettato per funzionare con un convertitore A/D a 12 bit, sono previsti i campioni di ingresso a 16 bit per supportare altre fonti che possono trarre il massimo vantaggio della gamma dinamica del ricevitore. I moltiplicatori mixer accettano anche campioni di seno / coseno 18-bit del DDS e le uscite sono arrotondati a 17 bit utilizzando un algoritmo bias-free. Quando due di questi campioni 17-bit dalla RAM di ritardo, vengono sommati, il risultato a 18 bit corrisponde all'ingresso del tap moltiplicatore. Gli accumulatori del filtro sono a 42 bit di larghezza per evitare un overflow intermedio anche se la somma finale dei prodotti richiede molto meno bit.

Ricevitore Digitale Multibanda a 16 canali

Il ricevitore digitale Pentek mod. 7131, è un modulo a 16 canali di un ricevitore digitale multibanda. Tale modulo può essere collegato direttamente ad una "baseboard". Il modulo include due convertitori A/D a 14-bit A /D e una FPGA (Virtex-II) dedicata alla elaborazione del segnale. Il modulo accetta due ingressi RF analogici con un livello di fondo scala di +4 dBm su 50 ohm sul pannello frontale mediante dei connettori

11

Una logic cell consiste di una lookup table, un flip flop, e di una connessione ad una cella adiacente. La lookup table usa delle logiche combinatorie per implementare una espressione a 4 ingressi (and, or, nand, addizione, etc.)

Una logic slice consiste di 2 celle logiche. Xilinx conta circa 2.25 celle logiche per slice perchè possono fare di più di alter architetture per i configurable logic block (CLB).

Un configurable logic block (CLB) consiste di 4 slices. Questa architettura ha i suoi benefici come quella di incrementare le performance dell'intero sistema nelle esecuzioni delle operazioni logiche.

La Xilinx FPGA include alter component come 44 banchi di memoria fornisce 2 KB di memoria o per operazioni di moltiplicazione.

Il numero di Gate è il numero che rappresenta la combinazione dei banchi di memoria, celle, moltiplicatori, etc.

E' importante notare che l'efficienza di un Gate della FPGA non è equivalente a quella di un gate in un circuito ASIC. Per es. 1 M gate FPGA corrispondono grosso modo, a 100K gate ASIC

connettori SMA. Ciascuno dei due ingressi opera ad una velocità massima di campionamento di 80 MHz o, facoltativamente, fino a 105 MHz. Il clock di campionamento può essere agganciato ad un oscillatore a cristallo interno, o da un clock di campionamento esterno.

Schema a blocchi del ricevitore multibanda

Lo schema a blocchi successivo illustra il ricevitore digitale multibanda su singolo chip. La frequenza di campionamento di ingresso massima è 100 MHz. Ogni dispositivo include quattro canali ricevitore indipendente accordabili in grado di accordarsi frequenza centrale da DC a $F_s / 2$ dove f_s è la frequenza di clock di campionamento. Ogni blocco accetta due ingressi a 14 bit in parallelo dai due convertitori A/D. Un crossbar switch all'interno di ogni chip consente di connettere a tutti i 16 canali del ricevitore sulla scheda di selezionare uno dei due ingressi A / D per una commutazione flessibile.

Sincronizzazione

Il clock del pannello frontale e il bus di sincronizzazione permettono al chip set 7131 di agire come master, portando il clock di campionamento all'esterno tramite un cavo da connettere al pannello frontale fuori su un cavo del front panel usando una segnalazione differenziale LVDS. Ulteriori linee di sincronizzazione sul bus consentono la sincronizzazione della fase dell'oscillatore locale, la commutazione di frequenza, la fase del filtro di decimazione, e la raccolta di dati su più chip set. Possono essere guidati fino a sette moduli slave dal master del bus LVDS, per supportare le funzioni di campionamento e sincronizzazione su tutte le schede collegate

FPGA

Le 16 uscite del ricevitore vengono inviate a un chip FPGA (Xilinx Virtex-II XC2V1000 FPGA) configurato in fabbrica per eseguire varie modalità di raccolta dei dati, la loro formattazione e la selezione del canale. Le uscite A/D sono inoltre collegati direttamente alla FPGA in modo che i dati a banda larga possono essere consegnati direttamente alla "base-board" by passando i ricevitori digitali. Una modalità digitale di decimazione permette di scrivere nella memoria FPGA un singolo campione ogni N campioni. Dove N è un numero intero pari compreso tra 2 e 4096.

Larghezza di Banda in Uscita

Con un clock di campionamento di 100 MHz, la larghezza di banda di uscita utilizzabile di ognuno dei 16 canali del ricevitore è di 2,5 MHz. Tuttavia, dal momento che il modello 7131 offre uscite digitali parallele nella FPGA, gli utenti possono usufruire della modalità di combinazione dei canali per unire due o quattro canali ricevitore in un unico canale, con una larghezza di banda risultante di 5 o 10 MHz, rispettivamente. Questo supporta molti dei nuovi standard wireless a banda larga. Poiché entrambi i convertitori A/D si possono collegare direttamente alla FPGA, possono essere ospitati segnali con larghezze di banda ancora più ampie.

Interfaccia PCI

L'uscita della FPGA output è connessa ad una interfaccia PCI a 64 bit con 66 MHz con una velocità di trasmissione dati di picco pari a 528 MB/sec ..Un comando di interrupt della PCI può essere generato da un overload del convertitore A/D, da una perdita di clock e da alter condizioni di funzionamento.

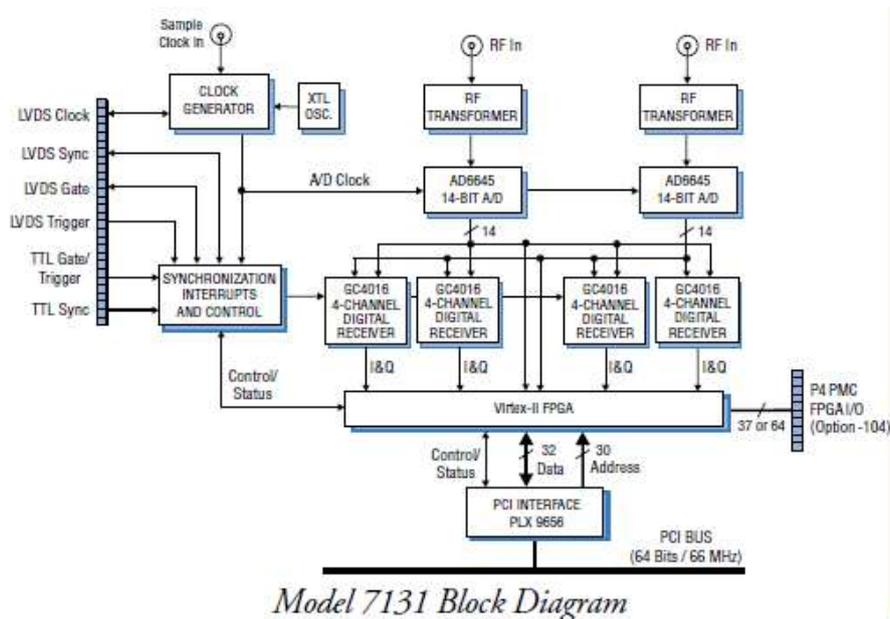


Fig diagramma a blocchi del ricevitore digitale Pentek mod. 7131

Analisi Blocchi Ricevitore Digitale

Dagli esempi di ricevitori digitali precedentemente visti, si può notare come la fondamentale differenza con i ricevitori analogici è quella di processare il segnale campionato e convertito dal blocco del convertitore A/D (Analogico/Digitale). Mentre la parte del front-end, che verrà esaminata in dettaglio successivamente, non presenta sostanziali differenze con il corrispettivo analogico del tradizionale ricevitore di radiomonitoring.

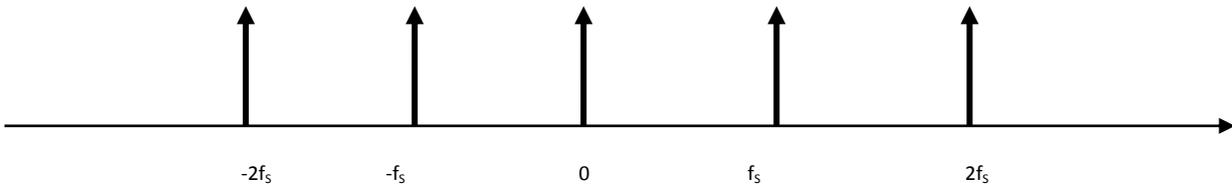
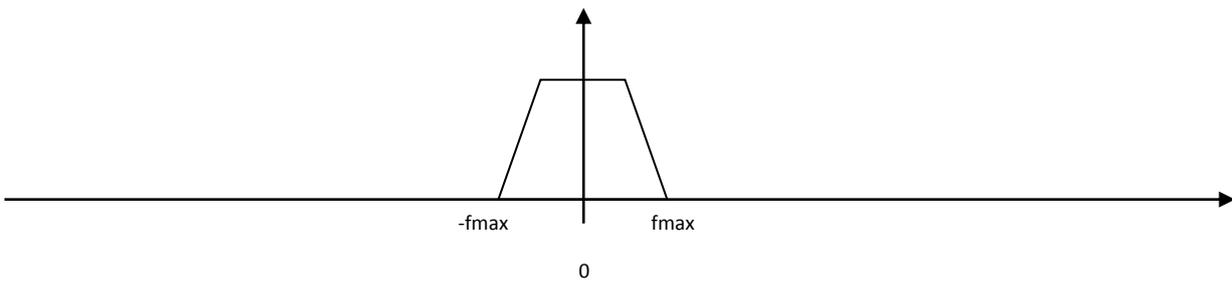
Elemento importantissimo risulta quindi essere il convertitore A/D le cui caratteristiche definiscono in modo importante le prestazioni del ricevitore digitale.

Per questo motivo si esamineranno nei prossimi le funzioni e le caratteristiche del convertitore A/D iniziando dal campionamento del segnale analogico.

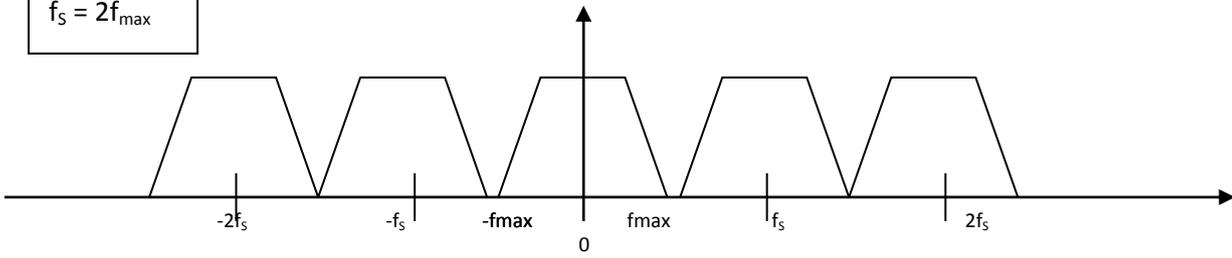
Teoria del Campionamento di un segnale RF

Il più importante processo di un ricevitore digitale è il campionamento del segnale analogico in ingresso (che può essere RF o a frequenza intermedia IF). Tale processo viene svolto nel convertitore analogico digitale (A/D).

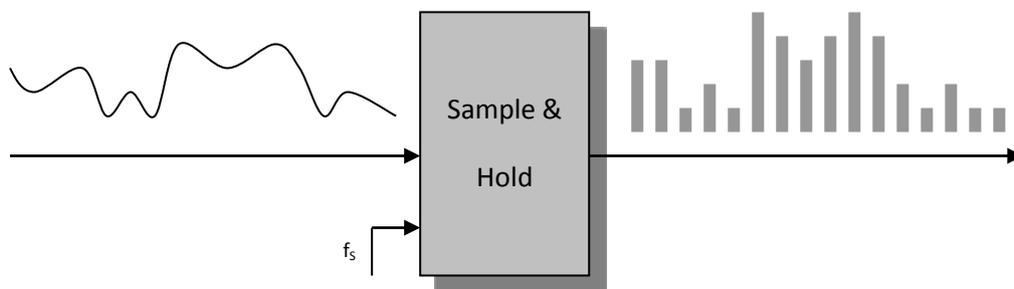
Il segnale analogico viene campionato ovvero ad istanti ben precisi se ne memorizza il valore. Il contenuto del segnale campionato è fortemente dipendente dalla relazione tra la velocità di campionamento e i valori minimo e massimo delle frequenze contenute nella forma d'onda campionata.



$f_s = 2f_{\max}$



$f_s < 2f_{\max}$



La maggior parte delle tecniche di campionamento utilizzano una spaziatura uniforme fra i campioni: campionamento al doppio della frequenza massima, sovra campionamento (oversampling), campionamento a quadratura, campionamento passa-banda (noto anche come sotto-campionamento o conversione in basso diretta).

Esistono anche tecniche di campionamento con spaziatura non uniforme ma sono scarsamente usate. Quando un segnale analogico continuo nel tempo viene campionato uniformemente lo spettro originale del segnale $F(f)$ (v.fig.1a) viene ripetuto a multipli interi della frequenza f_s di campionamento. Questo è un effetto inerente al campionamento e non può essere evitato. Per renderlo più chiaro in fig.2 sono schematizzati l'ingresso e l'uscita del circuito di campionamento-trattenuta (sampling & hold) che è una parte del circuito A/D poichè all'uscita di quest'ultimo non si ha l'onda campionata ma una sequenza di cifre binarie che rappresentano l'ampiezza di ogni campione. Come si può notare l'ingresso del circuito S&H è un'onda continua mentre l'uscita, per effetto del campionamento, è un'onda che ha un caratteristico andamento scalinato quindi con fronti ripidi. Si sa che una forma di questo tipo (a scalino) ha un andamento spettrale che si estende teoricamente all'infinito in frequenza. Lo spettro del segnale campionato possiede questa caratteristica insieme a quella della periodicità, ovvero il suo andamento è l'infinita replica dello spettro dell'onda continua all'ingresso. Quindi il segnale campionato possiede anche tutte le frequenze del segnale in ingresso e quindi possiede tutta l'informazione in esso contenuta.

Campionamento al doppio della massima frequenza

Come si può notare la massima frequenza contenuta nel segnale analogico è indicata con f_{max} , il teorema del campionamento richiede che il segnale deve essere campionato ad una frequenza almeno il doppio della frequenza massima del segnale $f_s \geq 2f_{max}$.

Ciò perchè se si campionerebbe ad una frequenza inferiore a $f_s = 2f_{max}$ (frequenza di Nyquist), si perderebbero nel segnale campionato le informazioni del segnale originale. Questo si può vedere in fig.1c in cui è tracciato lo spettro del segnale campionato con una $f_s < 2f_{max}$. Si verifica una sovrapposizione degli spettri (overlap) questo fenomeno viene spesso chiamato aliasing.

Frequenze fuori-banda

Purtroppo nel mondo reale ossia all'ingresso di un ricevitore radio i segnali presenti hanno sempre componenti in frequenza che si estendono oltre qualsiasi frequenza massima stabilita per cui risulta

necessario porre un filtro che limiti la banda del segnale all'ingresso del convertitore A/D per evitare intollerabili distorsioni.

Quando si digitalizza un segnale a radio frequenza (RF) o a frequenza intermedia (IF) a $2f_{max}$, segnali non desiderati a frequenze maggiori di f_{max} di sufficiente ampiezza possono creare fenomeni di aliasing e distorsioni del segnale utile. Questo fenomeno è illustrato in fig.3

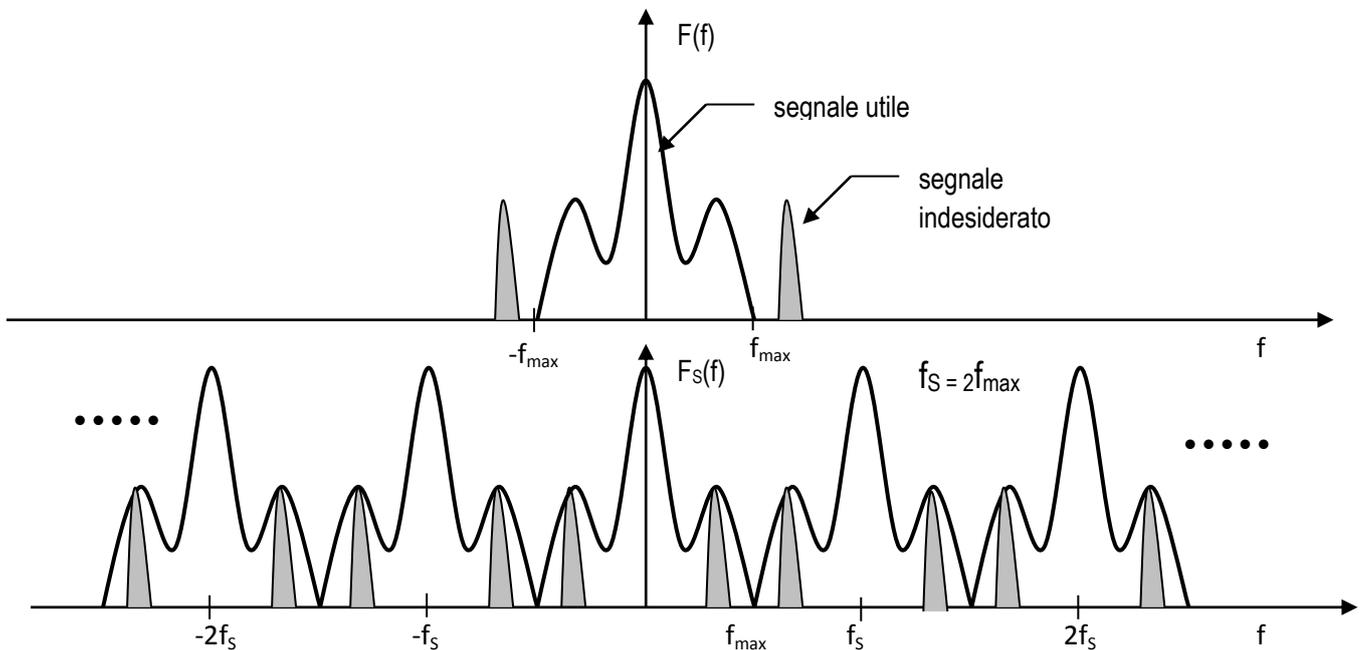


Fig 3 In alto lo spettro del segnale analogico con le componenti utili (in chiaro) e quelle non desiderate (in grigio). In basso lo spettro del segnale campionato con $f_s = 2 f_{max}$.

Come si nota il segnale non desiderato provoca il fenomeno di sovrapposizione delle frequenze nello spettro del segnale campionato.

Appaiono qui due limiti del ricevitore digitale che ne influenzano fortemente le caratteristiche e che dipendono soprattutto dal circuito di conversione A/D

- Per evitare l'aliasing, non potendo costruire un filtro passa-basso con un taglio verticale, ovvero che elimini tutte le componenti in frequenza indesiderate, la soluzione è sovra-campionare ovvero utilizzare una frequenza di campionamento $f_s >$ di f_{max} . Ma di quanto maggiore.
- Il convertitore A/D ha un suo range di funzionamento se al suo ingresso si presentano segnali al di sopra di una certa soglia il dispositivo intermodula ovvero si presenteranno in uscita delle frequenze non presenti in ingresso a causa della non linearità del dispositivo. Questo tipo di distorsione ha effetti particolarmente devastanti sul segnale ottenibile, per cui bisogna porre molta cura affinché in ingresso al convertitore, non siano mai presenti segnali che eccedano il limite superiore del suo intervallo dinamico
- Una terza fonte di distorsione del convertitore A/D è il rumore di quantizzazione di cui si parlerà in seguito più in dettaglio

Un rimedio necessario alla prima forma di distorsione, dovuta alla presenza di frequenze non desiderate nel segnale analogico da campionare, è data dall'inserzione di un filtro pass-basso a monte del convertitore A/D questo filtro prende il nome di filtro "Antialiasing"(FA).

Tale filtro è abbastanza critico perché dovrebbe possedere una caratteristica ideale come quella di fig.4 (in nero) in realtà quella che si può ottenere è una caratteristica mediante filtri di alto ordine illustrata in grigio in fig.4. Bisogna però stare attenti nell'usare filtri di ordine superiore quindi con andamento di attenuazione fuori banda piuttosto ripido, perché tale caratteristica, tende ad avere una risposta in fase non lineare. Questo può creare distorsione per il segnale in ingresso al ricevitore poiché differenti frequenze presenti all'interno del segnale, possono venir ritardate di differenti intervalli di tempo.

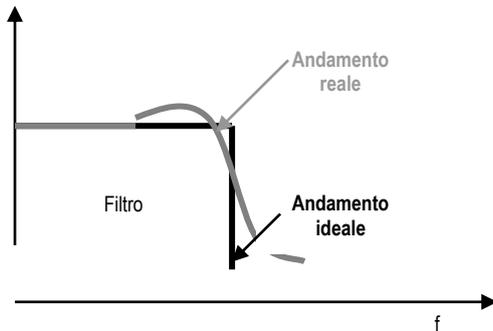


Fig 4
Andamento della curva
caratteristica filtro antialiasing (FA)

Campionando ad una frequenza $f_s > f_{max}$ porta ad una minore distorsione dovuta al fatto che il filtro FA non ha la caratteristica ideale ed inoltre, tale filtro, può essere realizzato più semplicemente richiedendosi una caratteristica passa-banda; stop-banda meno spinta. Naturalmente ciò porta come conseguenza, di dover adottare un convertitore A/D più veloce.

Si riporta un semplice esempio numerico.

Si supponga che le specifiche di distorsione impongano un'attenuazione delle frequenze fuori banda di almeno 60 dB.

Si supponga di dover campionare un segnale con $f_{max}=10$ MHz e di adottare un filtro con BW=10 MHz ed attenuazione a -3 dB a 10 MHz e -60 dB a 20 MHz (v.fig.5). Per assicurare che le componenti di frequenza che potrebbero creare fenomeni di aliasing siano attenuate di 60 dB sarà necessario campionare a $f_s = 40$ MHz.

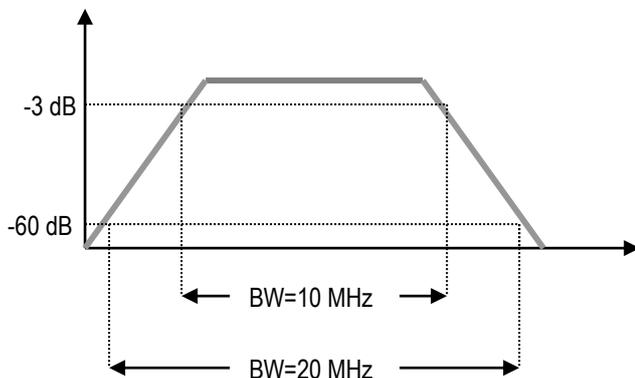


Fig 5
Andamento della funzione di
trasferimento del filtro anti-
aliasing

Campionamento in quadratura

Un modo per ridurre la velocità di conversione è quello di dividere il segnale da digitalizzare in due segnali moltiplicando il segnale per una sinusoida di opportuna frequenza in modo che sia convertito direttamente in banda base (ciò significa nella rappresentazione adottata che lo spettro del segnale convertito è centrato sulla frequenza $f=0$).

Il secondo segnale è ottenuto convertendo in basso il segnale utile mediante moltiplicazione per una sinusoida sfasata di 90° rispetto alla prima. I due segnali ottenuti si chiamano rispettivamente in "fase" o in "quadratura". Lo spettro di ciascuno di questi segnali occupa una banda che è la metà di quella del segnale originale e quindi possono essere campionati ad una velocità che è la metà di quella occorrente per il segnale originale. Per cui il campionamento in quadratura riduce la velocità di campionamento di un fattore due ma richiede due convertitori A/D.

Campionamento di un segnale passa-banda

Nel caso si abbia a che fare con segnali passa-banda cioè caratterizzati da uno spettro con una f_{\max} e una $f_{\min} \neq 0$, la frequenza di campionamento per evitare l'aliasing, non necessariamente deve essere $>f_{\max}$.

La frequenza di campionamento può essere scelta inferiore alla frequenza di Nyquist ($f_s=2f_{\max}$), e pari a $f_s \geq 2(f_{\max}-f_{\min}) = 2B$ (dove con B si è indicata la larghezza di banda del segnale da campionare).

Per assicurare che non si abbiano sovrapposizioni spettrali quando la frequenza di campionamento è scelta tra $2B$ e $2f_{\max}$, la frequenza di campionamento f_s deve soddisfare le seguenti condizioni:

$$\frac{2f_{MAX}}{m} \leq f_s \leq \frac{2f_{min}}{(m-1)} \quad [1]$$

Per cercare di spiegare un po' meglio le relazioni precedentemente scritte si consideri lo spettro di un segnale passa-banda come quello illustrato in fig.6

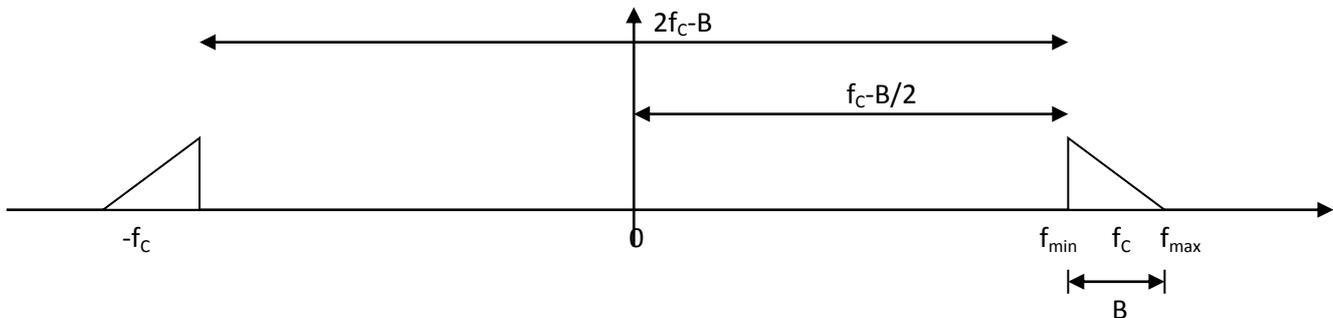
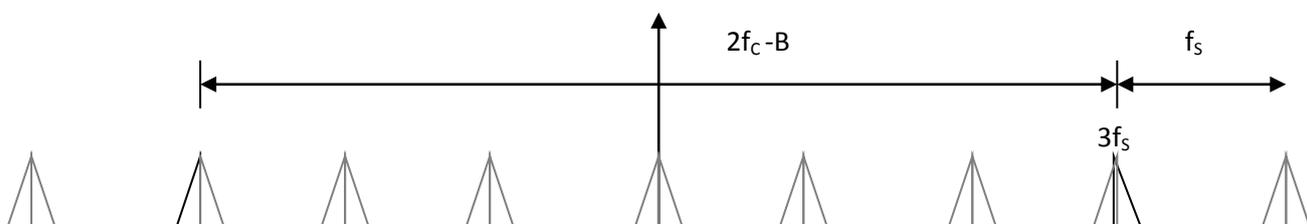


Fig.6 E' illustrato lo spettro di un segnale passa-banda con larghezza di banda pari a B e frequenza centrale indicata con f_c . A frequenza $-f_c$ è indicato lo spettro immagine

Come si può notare, per non avere sovrapposizioni di frequenze nello spettro del segnale campionato si potrebbe campionare alla frequenza di Nyquist $f_s \geq 2f_{\max}$. però, così facendo, la frequenza di campionamento f_s risulterebbe ingiustificatamente alta. Infatti si può pensare di campionare a frequenze più basse di $2f_{\max}$, avendo l'accortezza però, che gli spettri replica del segnale campionato cadano internamente all'intervallo $2f_c-B$ ed anche all'esterno senza però sovrapporsi agli spettri centrati a f_c e $-f_c$.

Quindi la frequenza di campionamento f_s deve essere scelta che rispetti il vincolo che un numero intero m di repliche dello spettro cadano nell'intervallo $2f_c-B$ indicato in fig.6



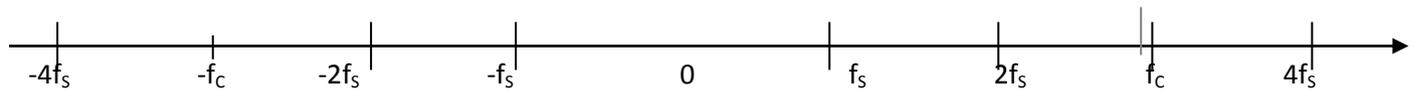


Fig.7 Segnale campionato a frequenza $f_s = (2f_c - B)/6$

Si può quindi scrivere, con riferimento alla fig.7, dove è illustrato lo spettro del segnale campionato:

$$mf_s = 2f_c - B \quad \text{da cui} \quad f_s = (2f_c - B)/m \quad [2]$$

Adottare per la frequenza di campionamento l'eguaglianza [2], si ottiene una situazione come quella di fig.7 ($m=6$). Osservando la fig.7 si devono fare due osservazioni:

- L'operazione di campionamento crea un segnale il cui spettro è la replica del segnale originale ripetuta a multipli di f_s . Ma come si può notare dalla figura, lo spettro 2replicato è in realtà composto dallo spettro originale e dalla sua immagine speculare per una larghezza di banda pari a $2B$ (v.esercizio n...)
- Nel caso in figura avendo adottato l'eguaglianza [2], la replica dello spettro a $3f_s$ e $-3f_s$ cadono proprio sullo spettro originale e quindi non vi è aliasing.
- La frequenza di campionamento deve comunque rispettare la disuguaglianza $f_s \geq 2B$, perché se così non fosse la prima replica a frequenza f_s si sovrapporrebbe parzialmente alle frequenze centrate a $f_s=0$.

però si può scegliere una frequenza inferiore a [2], poiché diminuire f_s si ripercuote su un avvicinamento delle "repliche" spettrali del segnale campionato, come illustrato in fig.8.

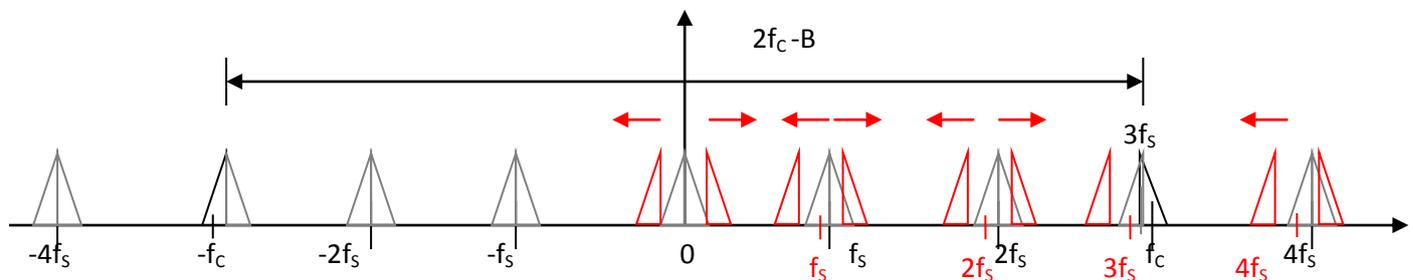


Fig.8 Sono indicate in grigio le repliche spettrali del segnale campionato a frequenza $f_s = (2f_c - B)/6$. In rosso le repliche spettrali del segnale campionato ad $f_s < (2f_c - B)/6$

Nella suddetta figura è indicata in rosso la frequenza di campionamento f_s inferiore a quella adottata in base all'eguaglianza [2] in nero. Come si può notare diminuendo la frequenza di campionamento si ha un effetto di avvicinamento delle "repliche" dello spettro originale.

Così dall'equazione [2] si può giungere, per un m intero arbitrario, alla condizione di non sovrapposizione data dalla:

$$f_s \leq \frac{2f_c - B}{m}$$

Un'altra condizione cui deve soddisfare la f_s per evitare la sovrapposizione degli spettri Se invece si vuole adottare è quella che la replica $(m+1)f_s$ (nell'esempio di fig.7 corrisponde a $4f_s$) deve cadere nell'intervallo

$2f_c+B$ per evitare che si sovrapponga anche parzialmente allo spettro originale centrato ad f_c . Deve quindi essere verificata la seguente disuguaglianza:

$$f_s \geq \frac{2f_c + B}{m + 1}$$

Ricapitolando le condizioni a cui deve soddisfare la frequenza di campionamento f_s di un segnale passa-banda sono:

$$\frac{2f_c - B}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + B}{m + 1} \quad [3] \quad \text{e la} \quad f_s \geq 2B \quad [4]$$

L'espressione [3] è uguale all'espressione [1] (v.esercizion...)

L'espressione [3] può essere posta sotto forma di grafico per vari valori di m in modo da poter ottenere il minimo valore della frequenza di campionamento f_s in funzione del rapporto R definito:

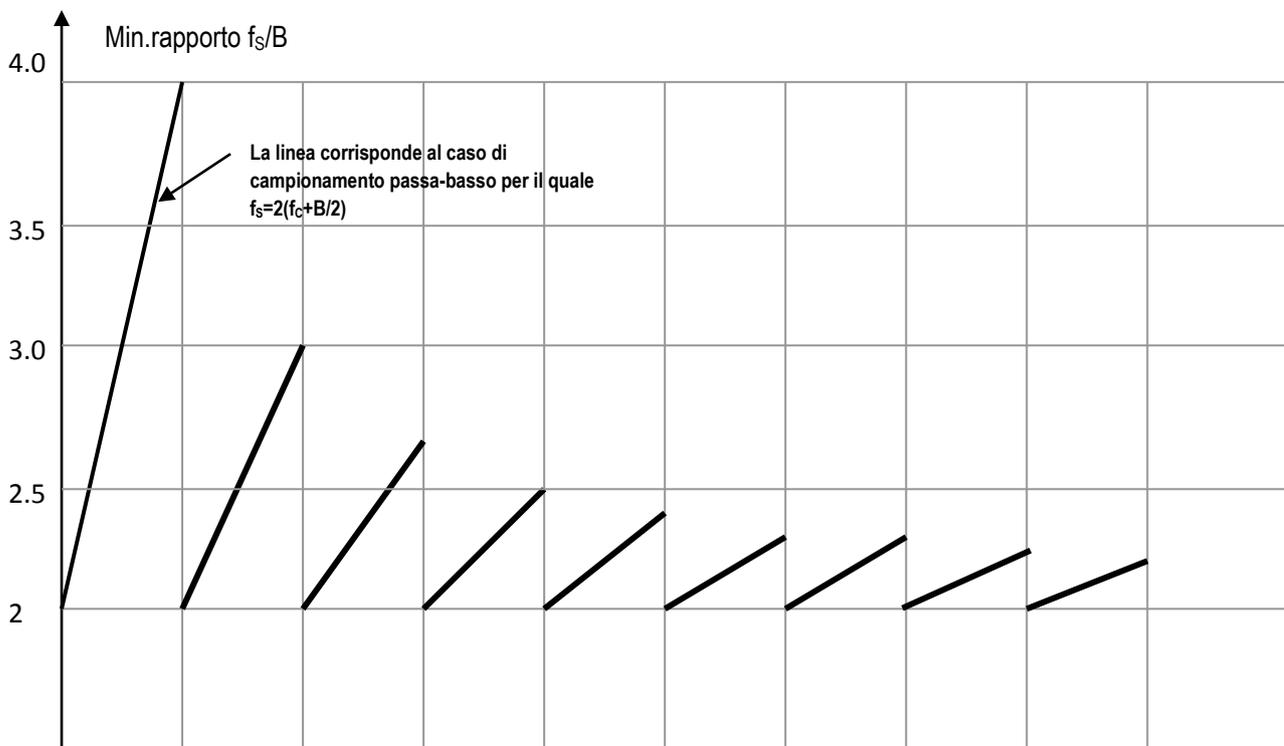
$R = (\text{Componenti più alte in frequenza del segnale})/(\text{larghezza di banda});$

$$R = \frac{f_c + \frac{B}{2}}{B}$$

Si normalizza, rispetto la larghezza di banda B del segnale, la minima frequenza di campionamento dall'espressione [3] questo significa considerare il segno di eguaglianza e riscrivere la parte destra della disequazione :

$$\frac{f_s}{B} = \frac{2R}{m + 1}$$

parametrizzando rispetto ad m si ottiene il grafico di fig.9



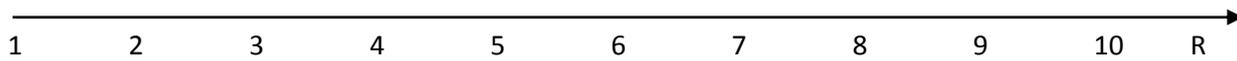


Fig.9 Grafico ottenuto dall'espressione [3] della minima frequenza di campionamento normalizzata f_s/B

Da notare che le rette del grafico di fig.9 partono da $f_s/B=2$ perché comunque la frequenza di campionamento deve rispettare la [4].

Il diagramma di fig.9 presenta la principale limitazione di non dare alcuna indicazione di altri valori di frequenze di campionamento oltre la minima che possono o non possono essere utilizzati in base alle restrizioni imposte dalla [3]. A tal fine il grafico di fig.10, costruito sempre sulla base della [3], fornisce delle aree di frequenze utilizzabili e delle aree di frequenze il cui utilizzo è vietato.

Frequenza di campionamento f_s/B

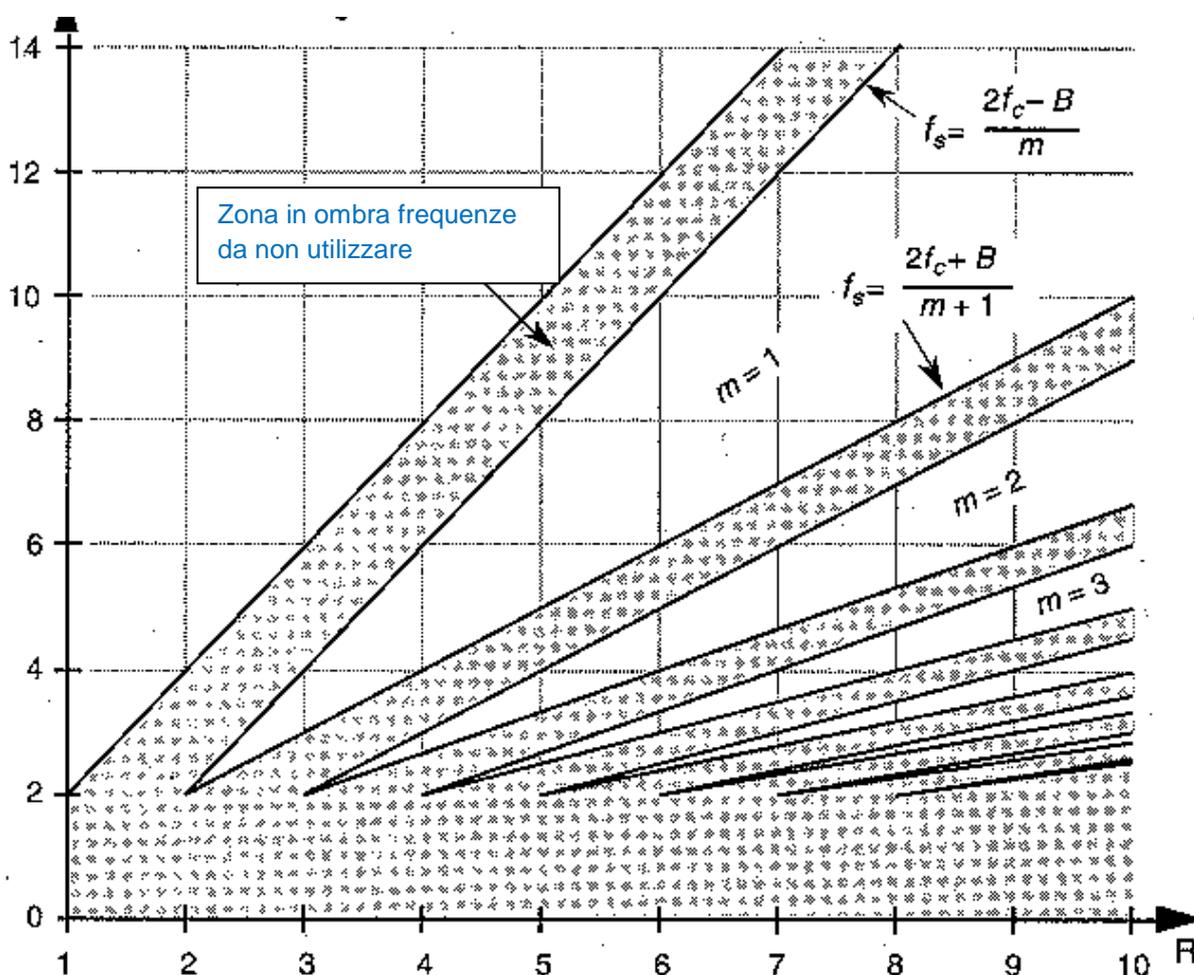


Fig.10 Dalla disequazione [3] si è ottenuto il grafico di figura dove sono evidenziate le zone contenenti le frequenze di campionamento accettabili (f_s/B) e quelle frequenze che non è possibile utilizzare.

E' da evitare di porre la frequenza di campionamento f_s ai bordi di confine fra aree bianca e aree scure, poiché bisogna tener conto del fatto che il filtro passa-banda non ha caratteristiche ideali, sono presenti delle instabilità della frequenza di clock (per il campionamento), ed anche delle imperfezioni nei convertitori A/D .

Conviene quindi considerare, invece che la banda B del segnale la banda B' come in fig.11

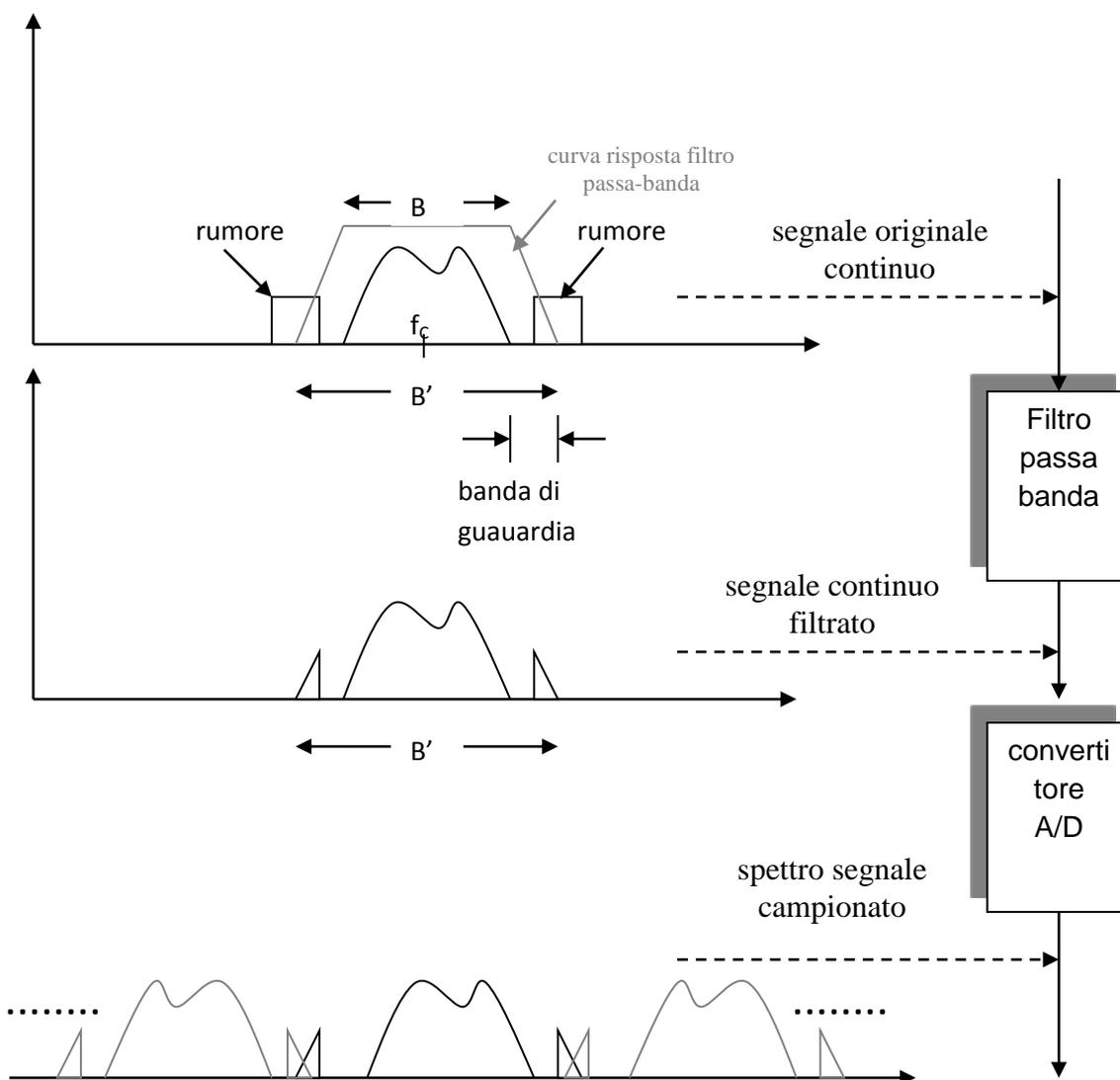


Fig.11 Campionamento di un segnale di tipo passa-banda con aliasing dovuto al rumore che cade all'interno del filtro. la sovrapposizione può essere evitata se si considera la banda del segnale B' somma dell'effettiva banda del segnale B più una banda di guardia

Un modo per non scegliere un punto troppo vicino alla linea di confine, è quello di , per un fissato R , scegliere la velocità di campionamento al centro dell'area permessa (bianca) a forma di cuneo. In questo modo, si effettua una specie di media fra valori massimo e minimo di velocità di campionamento dati ai due valori della [3]

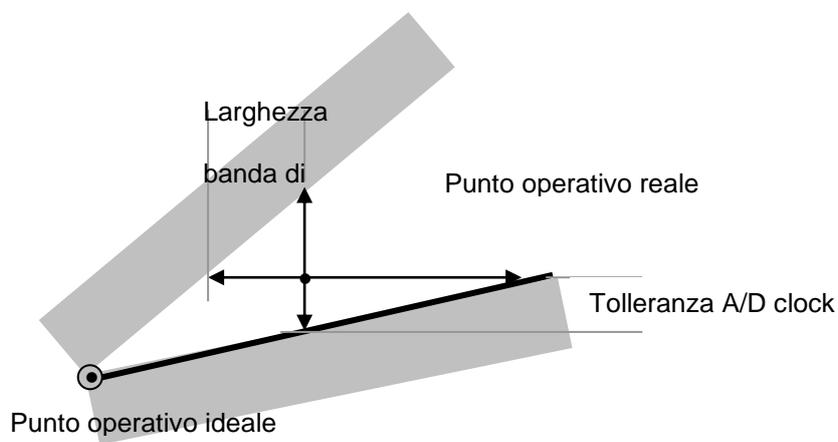


Fig.12 Punto di funzionamento reale che tiene conto delle imprecisione dei componenti del circuito

Per un fissato valore di m la frequenza di campionamento viene ottenuta come:

$$f_s = \frac{1}{2} \left[\frac{2f_c - B}{m} + \frac{2f_c + B}{m+1} \right]$$

un altro modo per determinare una frequenza di campionamento che non cada ai confini della zona vietata di fig.10, è dato dalla formula seguente:

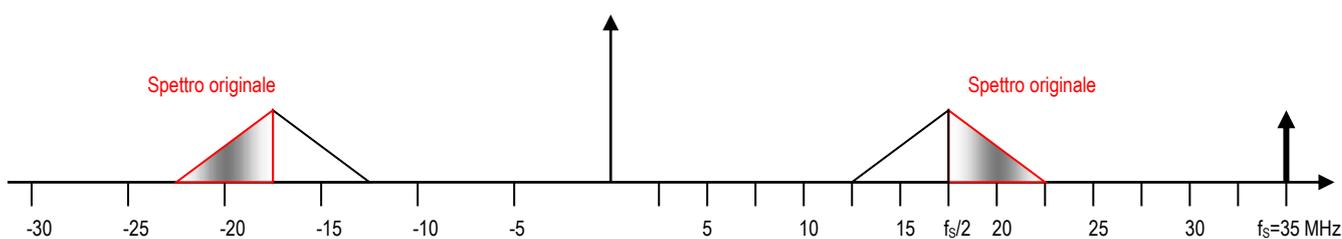
$$f_s = \frac{4f_c}{m_d}$$

dove m_d è un intero dispari che deve soddisfare il criterio di Nyquist $f_s > 2B$

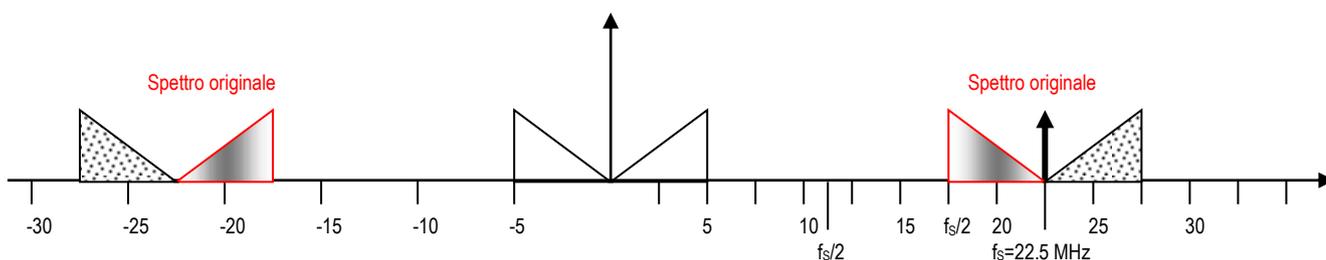
Inversione di banda nei segnali passa-banda campionati

La tecnica del campionamento di segnali passa-banda vista nei paragrafi precedenti, consente di ottenere una replica in banda base del segnale campionato che può essere facilmente estratta mediante una operazione di filtraggio passa-basso.

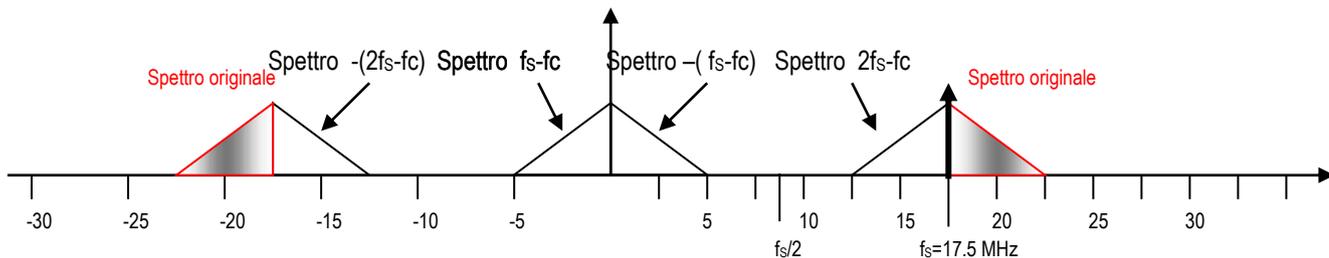
Si può notare però, che a seconda della frequenza di campionamento scelta, tale inversione può avvenire o no.



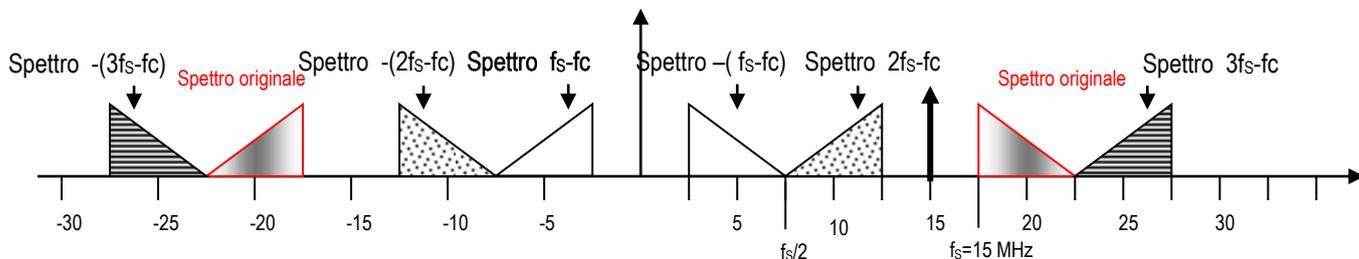
Nell'andamento spettrale superiore si è scelta una frequenza di campionamento $f_s = 35$ MHz ($f_s = 2f_c - B$) per $m=1$) le caratteristiche del segnale passa-banda sono $f_c = 20$ MHz $B = 5$ MHz. Oltre a lo spettro originale è riportato lo spettro replica centrato a $f_s - f_c$ e $-f_s + f_c$.



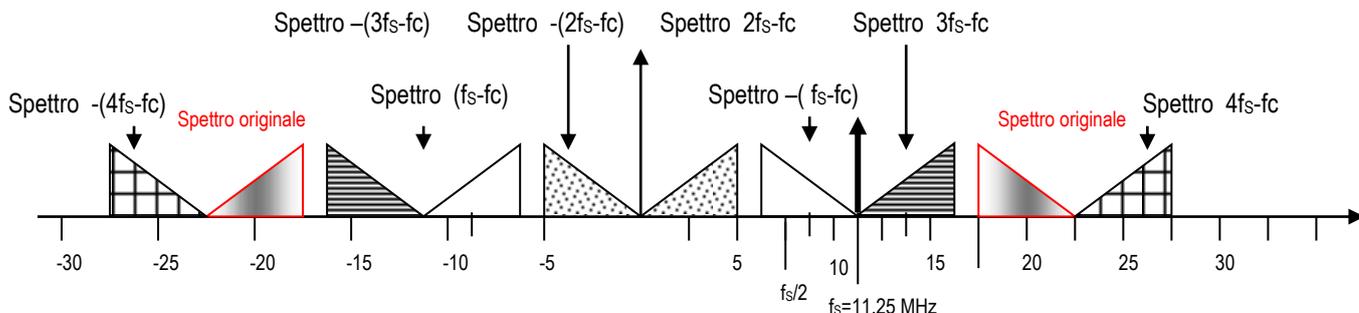
Andamento spettrale con $f_s=(2f_c+B)/(m+1)=22.5$ MHz, con $m=1$. lo spettro in banda base, facilmente filtrabile, è ottenuto come replica centrata a f_s-f_c mentre l'altra replica indicata è centrata a $2f_s-f_c$. Si noti che lo spettro in banda base risulta ruotato rispetto allo spettro originale



Andamento spettrale con frequenza di campionamento $f_s=17.5$ MHz ($(2f_c-B)/m$ con $m=2$), $f_s/2=8.75$ MHz. In questo caso la replica in banda base che si ottiene non risulta invertita rispetto allo spettro del segnale originale



Andamento spettrale con $f_s=15$ Mhz ($(2f_c+B)/(m+1)$ con $m=2$) anche in questo caso, m pari, la replica a frequenza più bassa (2.5-7.5 MHz) non risulta invertita



Andamento spettrale con $f_s=11.25$ MHz ($(2f_c+B)/(m+1)$ con $m=3$) in questo caso, con m dispari, la replica in bandabase subisce inversione rispetto allo spettro originale.

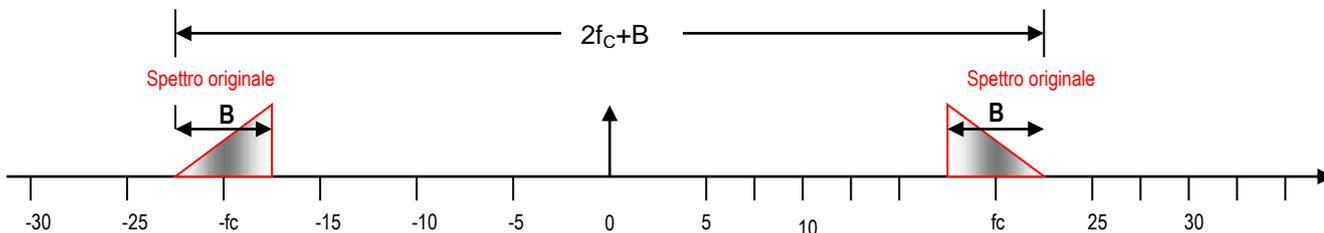
Se i segnali sono simmetrici rispetto alla frequenza centrale l'inversione di banda è ininfluyente.. In altri casi l'inversione di banda deve essere evitata come nel caso in cui il ricevitore debba demodulare un segnale di tipo SSB (single sideband).

Poiché si ha interesse ad avere la più bassa frequenza di campionamento possibile, che soddisfi però la $f_s \geq 2B$, si può notare negli esempi grafici riportati nelle figure precedenti, come per un valore di m pari non si abbia inversione per la replica spettrale in banda base. Conviene quindi scegliere la frequenza di campionamento dalla:

$$f_s = (2f_c - B) / m_{(pari)} \quad (\text{es. } m=2,4,6,..)$$

Nell'esempio di figura un valore ottimale di m è m=2 con una f_S=17.5 MHz, in questo caso la replica traslata a f=0 Hz non presenta inversione.

Se non interessa l'inversione dello spettro ma si vuole determinare la minima frequenza di campionamento, basta dividere l'intervallo compreso fra gli andamenti spettrali del segnale originale per 2B, come risulta chiaro dalla figura successiva



Poiché le repliche non devono sovrapporsi (overlapping), dovranno esserci non più di R repliche all'interno dell'intervallo dove:

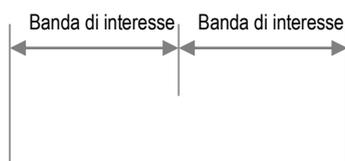
$$R = \frac{2f_c + B}{2B} = \frac{f_c + \frac{B}{2}}{B}$$

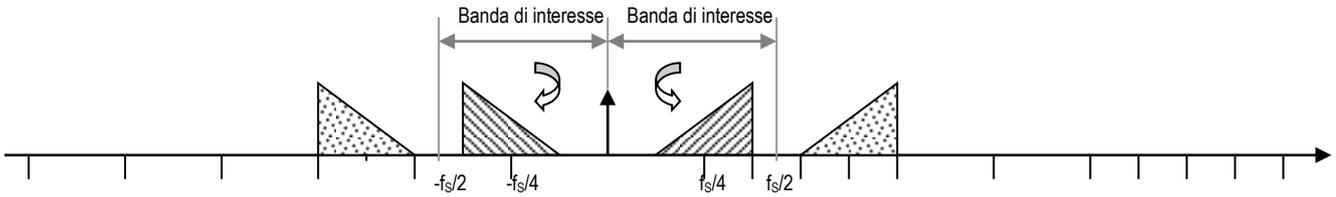
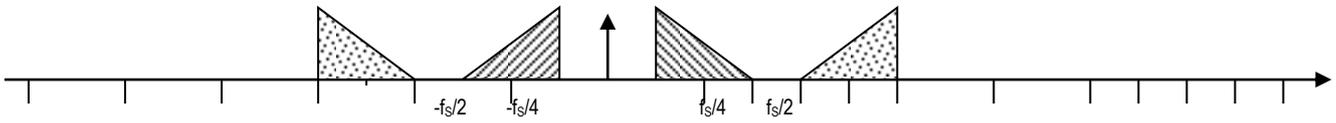
Determinato tale rapporto dalle caratteristiche del segnale (per l'es. visto f_c=20 MHz e B=5MHz si ottiene R=22.5/5 = 4.5) si fissano i valori interi di R immediatamente inferiore ovvero 4, per cui resta fissata la minima frequenza di campionamento dalla:

$$f_{S \min} = \frac{2f_c + B}{R_{INT}} \quad \text{nel nostro esempio } f_{S \min} = 11.25 \text{ MHz}$$

quest'ultima espressione scritta può essere usata per calcolare un unico valore ed evitare di calcolare più frequenze di campionamento al variare di m.

Nel nostro esempio però si è notato come la frequenza più conveniente f_S=11.25 MHz, provochi l'inversione dello spettro del segnale originale. Però lo spettro ottenuto (invertito) può essere facilmente ricondotto all'orientamento originale moltiplicando il segnale campionato per una sequenza alternata nel segno di 1 (1, -1, 1, -1,....= -1ⁿ). Si può così utilizzare la frequenza più bassa di campionamento compatibile. Vi è da notare che operare la moltiplicazione dei campioni di segnali per la sequenza di 1 che si alternano nel segno, equivale a moltiplicare per la funzione coseno a frequenza f_S/2. Nel dominio della frequenza tale operazione corrisponde a far slittare la banda di interesse, centrata a f_S/4 da zero a +f_S/2 Hz e la parte di banda centrata a -f_S/4 di f_S/2 (v.fig.)

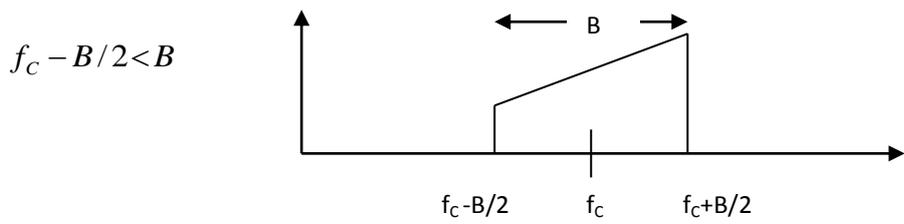




Inversione spettrale mediante moltiplicazione per $(-1)^n$. In alto lo spettro originale, in basso il nuovo spettro ottenuto mediante la moltiplicazione per la sequenza $(-1)^n$

Si riassumo le caratteristiche di un segnale passa-banda e delle possibili frequenze di campionamento

Un segnale si può definire passa banda quando è verificata la:



Un intervallo possibile per la frequenza di campionamento f_s è dato dalla seguente di equazione dove m può essere un intero positivo qualsiasi e comunque $f_s \geq 2B$:

$$\frac{2f_c - B}{m} \geq f_s \geq \frac{2f_c + B}{m+1}$$

La frequenza di campionamento posizionata al centro della zona di compatibilità è data dalla: seguente espressione con m intero positivo e con $f_s \geq 2B$

$$f_s = \frac{1}{2} \left[\frac{2f_c - B}{m} + \frac{2f_c + B}{m+1} \right]$$

La frequenza di campionamento centrata nella zona di valori possibili può essere data anche dalla seguente espressione dove m_d è un qualsiasi numero positivo dispari ed inoltre $f_s \geq 2B$

$$f_s = \frac{4f_c}{m_d}$$

se si sceglie m dispari si ha l'inversione spettrale ($m=3,7,11,..$)

Il valore ottimale della frequenza di campionamento possibile che eviti l'inversione spettrale è dato dalla seguente espressione, dove m_p è un qualsiasi intero positivo pari ed inoltre $f_s \geq 2B$:

$$f_s = \frac{2f_c - B}{m_p}$$

Il minimo valore di frequenza di campionamento compatibile con l'aliasing è dato dalla seguente espressione dove: $R_{INT} \leq \frac{f_c + B/2}{B} < R_{INT+1}$

$$f_{s \min} = \frac{2f_c + B}{R_{INT}}$$

Convertitore Analogico Digitale

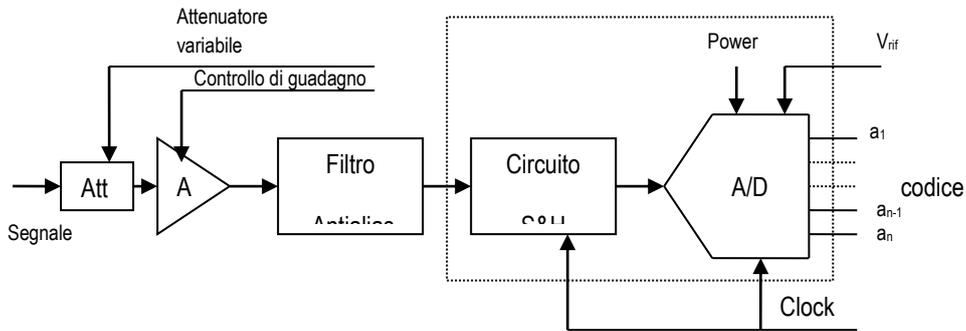
Nei seguenti paragrafi si da un'ampia illustrazione delle caratteristiche di un convertitore analogico digitale e le sue specifiche più interessanti

Digitalizzazione dei dati

In un moderno ricevitore digitale si possono distinguere tre principali blocchi. Il front-end che opera sul segnale analogico in maniera lineare : amplificazione , attenuazione processo di trasposizione in frequenza o frequenza intermedia o banda base. Il secondo blocco è caratterizzato dai circuiti di campionamento o di digitalizzazione consistente nel convertire una forma d'onda continua nel tempo in una sequenza numerica discreta. Il terzo blocco è costituito dal DSP (digital signal process) che consiste nel processare la sequenza numerica rappresentante il segnale : filtraggio , demodulazione, riduzione del rumore, FFT ecc.

Il processo di digitalizzazione viene effettuato in tempo reale usando un convertitore analogico – digitale: ADC che costituisce una parte molto importante del sistema e che verrà analizzato in questo capitolo principalmente dal punto di vista delle caratteristiche di funzionamento.

Codifica e quantizzazione dei segnali



Il convertitore AD è una parte piuttosto critica di ogni ricevitore digitale. L'ADC trasforma un segnale analogico in un segnale digitale. Nel caso di figura il segnale analogico è il segnale ricevuto o centrato rispetto all'ultima frequenza intermedia o in banda base. Usualmente il segnale analogico passa attraverso dei circuiti di condizionamento (in fig attenuatori e amplificatori variabili) come attenuatori, amplificatori e filtri.

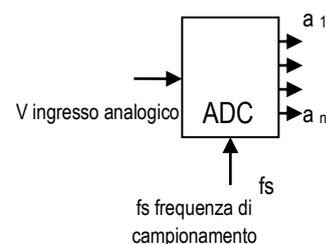
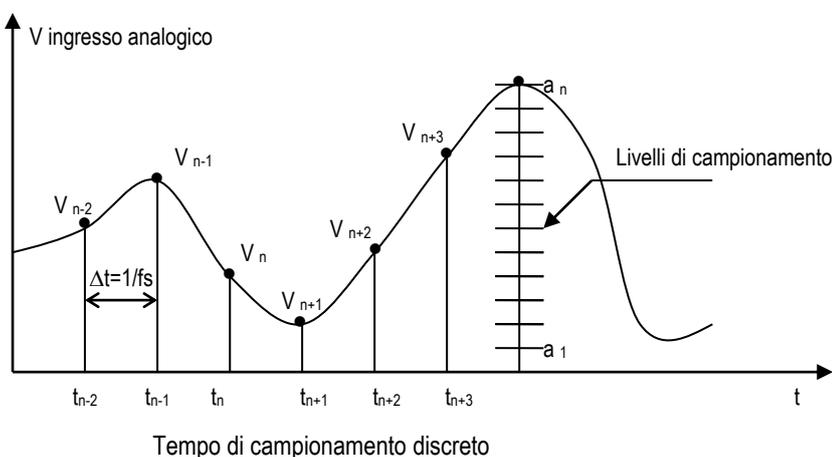
Nel processo di conversione A-D sono coinvolti i concetti di campionamento e di risoluzione finita in ampiezza dovuta alla quantizzazione (discrete time sampling and finite amplitude resolution due to quantization). Infatti l'ingresso di un ADC consiste in un segnale (una tensione) che varia teoricamente fra infiniti valori., mentre il segnale in uscita consistente in una parola di codice : $a^1, a^2, ..a^{n-1}, a_n$ (a_i può assumere valori 0 o 1) a cui corrisponde un ben definito stato o livello.

Come illustrato in figura, il segnale analogico viene campionato a intervalli discreti di tempo t_i . Un circuito S&H può essere presente per campionare e trattenere il segnale finché non avviene il processo di conversione analogico-numero digitale o codice.

Un unico gruppo di livelli digitali o numeri o codici o cifre digitali è assegnato ad ogni livello analogico che viene quindi quantizzato (v.fig.in basso). Un codice digitale per un tipico ADC a 12 bit, è dato da:

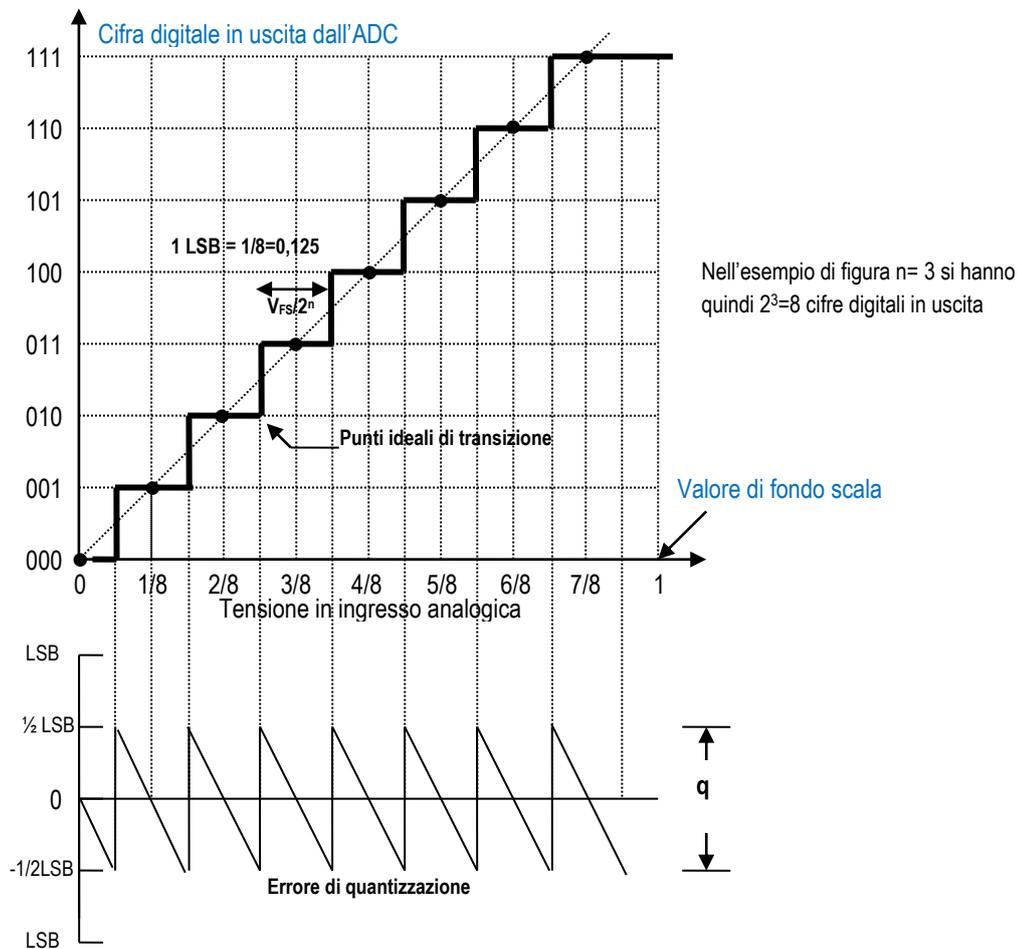
$$a_{12}a_{11}a_{10}a_9a_8a_7a_6a_5a_4a_3a_2a_1a_0 = 0100110001011$$

E' composto da 12 bit e lo "0" all'estrema sinistra è chiamato il bit più significativo MSB (most significant bit) mentre quello all'estrema destra (nel nostro caso pari a "1") il bit meno significativo LSB (least significant bit).



Funzione di trasferimento di un ADC

La funzione di trasferimento non è altro che il grafico (plot) della tensione V in ingresso analogica versus la cifra digitale o codice in uscita dal convertitore. Il grafico non è continuo ma ha un andamento a scalino. In ordinata i codici in numero di 2^n dove n indica la risoluzione in bit dell'ADC.



Per motivi di chiarezza, l'ampiezza di LSB nel grafico di q è il doppio di quella indicata nel grafico della funzione di trasferimento

La linea tratteggiata indica la funzione di trasferimento ideale. Nel caso di figura si ha la seguente corrispondenza fra segnale d'ingresso e segnale in uscita.

L'espressione della funzione di trasferimento è:

$$V = V_{FS} \left(\sum_{i=1}^n a_i 2^{-i} \right) + q$$

Dove q è l'errore di quantizzazione, illustrato nella parte in basso di fig... La tensione di riferimento all'ingresso del convertitore è regolata in modo tale per un particolare codice di uscita in modo che il valore assoluto dell'errore $|q|$ sia meno di $1/2\text{LSB}$ come illustrato in figura. In cui:

$$V = V_{FS} \cdot (\underset{\substack{\uparrow \\ \text{MSB}}}{a_1} / 2 + \underset{\substack{\uparrow \\ \text{LSB}}}{a_2} / 4 + a_3 / 8)$$

La dimensione dell'LSB è definita come una frazione della tensione di fondo scala VFS

$LSB = \frac{V_{FS}}{2^n}$ per un convertitore unipolare cioè con funzione di trasferimento che ha soli valori positivi per il segnale analogico in ingresso.

$LSB = \frac{V_{FS}}{2^{n-1}}$ per convertitori bipolari ovvero dove la funzione di trasferimento ha valori simmetricamente positivi e negativi della funzione analogica in ingresso.

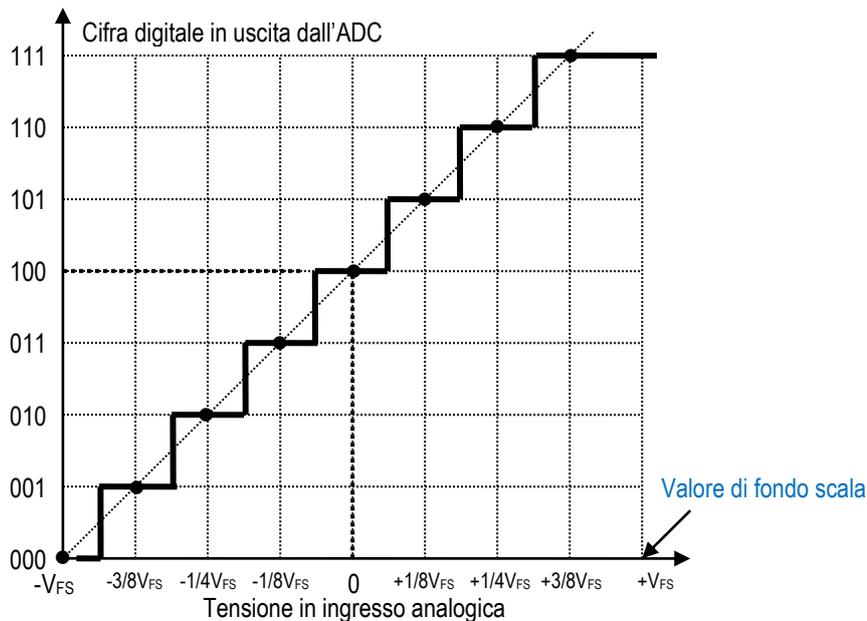
Il valore max è $\frac{7}{8}$ di V_{FS} ovvero $V_{FS} - LSB$ (LSB nel caso di figura è pari a $\frac{1}{8}=0,125$. E' usanza definire l'ingresso analogico corrispondente ad una data cifra binaria da un centro codice che è la metà tra due regioni adiacenti di transizione (nel diagramma è indicata da un punto nero) Questo richiede che la prima regione di transizione si abbia a $\frac{1}{2} LSB$. La tensione di fondo scala analogica V_{FS} è definita da $\frac{7}{8}$ del fondo scala ($V_{FS}-1LSB$).

In tabella si riporta quanto detto

Numero su base 10	Scala(normalizzata rispetto V_{FS})	15 V FS	Codice binario	Codice Gray
7	$V_{FS}-1LSB$ $\frac{7}{8}$	13,125	111	100
6	$\frac{6}{8}$	11,25	110	101
5	$\frac{5}{8}$	9,375	101	111
4	$\frac{4}{8}$	7,500	100	110
3	$\frac{3}{8}$	5,625	011	010
2	$\frac{2}{8}$	3,750	010	011
1	$1LSB$ $\frac{1}{8}$	1,875	001	001
0	0	0,000	000	000

La quinta colonna della tabella precedente reca l'uscita digitale in codice Gray che presenta dei vantaggi nel suo impiego nei convertitori AD. Nel codice Gray la transizione da una parola di codice alla successiva provoca la variazione di un solo bit alla volta. Diversamente nel codice binario ad esempio tutte le cifre binarie cambiano nella transizione da 0111 a 1000. Alcuni ADC fanno uso al loro interno di un codice di Gray che viene convertito per l'uso esterno, in un codice binario.

Si può rappresentare l'ingresso analogico come grandezze positive e negative, con parole di codice accompagnate dal segno. La funzione di trasferimento per un codice binario bipolare per un ADC a 3 bit, è illustrata in fig.. Lo zero dell'ingresso analogico è fissato al centro della parola di codice 100. Il livello più alto negativo è generalmente definito dal codice 001 ($-V_{FS} + 1 LSB$) e il livello positivo più alto dalla parola di codice 111 ($+V_{FS} -1LSB$).

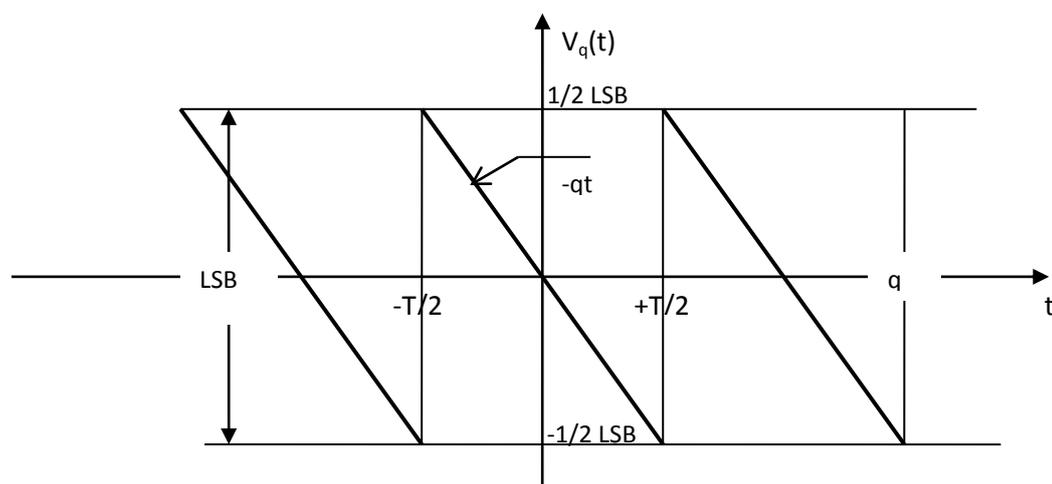


Numero su base 10	Scala(normalizzata rispetto V_{FS})	$\pm 7,5 \text{ V FS}$	Codice binario	Codice Gray
+3	$V_{FS}-1\text{LSB } 3/8$	5,625	111	100
+2	+1/4	3,750	110	101
+1	+1/8	1,875	101	111
0	0	0,000	100	110
-1	-1/8	5,625	011	010
-2	-1/4	3,750	010	011
-3	$-V_{FS}+1\text{LSB } -3/8$	1,875	001	001
0	0	0,000	000	000

La parola di codice 000 è disponibile per essere utilizzata ma poiché rende l'uscita non simmetrica rispetto lo zero complica i calcoli matematici.

Errore di quantizzazione

Ricaviamo un'espressione per l'errore di quantizzazione illustrato in fig...



Nel grafico è riportata nel tempo l'andamento della tensione di errore $v_q(t)$. essa ha l'andamento a dente di sega ed assume valore zero quando la funzione di trasferimento dell'ADC attraversa il punto ideale di transizione. Il periodo T in figura indica il tempo di transizione da un livello a quello adiacente. Si può scrivere che:

$$v_q(t) = -qt/T \text{ per } -T/2 < t < T/2$$

Si determina il valore quadratico medio (RMS) della tensione di errore v_q

$$v_q^2 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \left(\frac{qt}{T}\right)^2 dt = \frac{q^2}{T^3} \frac{t^3}{3} \Big|_{-T/2}^{T/2} = \frac{q^2}{3T^3} \left[\frac{T^3}{8} + \frac{T^3}{8} \right] \quad \text{da cui:} \quad v_q^2 = q^2/12 \text{ e } v_{q\text{RMS}} = q/\sqrt{12}$$

Si può calcolare il rapporto segnale rumore teorico assumendo come input analogico V , una sinusoide il cui valore max è a fondo scala del convertitore:

$$V = q \cdot 2^{n-1} \cdot \sin \omega t \text{ da cui } V_{\text{RMS}} = \frac{q2^{n-1}}{\sqrt{2}} \text{ (si ricorda che } q = \text{LSB)}$$

Il rapporto S/N in dB fra i valori quadratici medi di segnale e rumore di quantizzazione è:

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \left[\frac{\frac{q2^{n-1}}{\sqrt{2}}}{\frac{q}{\sqrt{12}}} \right] = 20 \log_{10} 2^n + 20 \log_{10} \frac{1}{2} \sqrt{\frac{12}{2}} = 6,02n + 1,76 \text{ dB}$$

Il valore teorico calcolato per il rapporto SNR è valido su tutta la banda di Nyquist da DC a $f_s/2$

In molte applicazioni il segnale di interesse può occupare una banda B più piccola. Se viene utilizzato un filtro digitale per eliminare le componenti di rumore che cadono al di fuori di B , bisogna utilizzare un fattore di correzione nel calcolo del rapporto SNR.

$$\text{SNR} = 6,02n + 1,76 + 10 \log_{10} \frac{f_s}{2 \cdot B} \text{ calcolato sulla banda } B$$

L'ultimo termine prende il nome di **guadagno di processo**

Un buon metodo per un accettabile SNR in un ADC è moltiplicare la risoluzione per 6. Per es. un buon SRN per un ADC a 8 bit potrebbe essere 48 dB e per un ADC a 12 bit 72 dB. Poiché è molto difficoltoso far scendere il rumore di tipo $1/f$ negli amplificatori usati nei circuiti interni negli ADC ad alta risoluzione (≥ 12 bit), il metodo precedente non è buono per tali ADC ad alta risoluzione. Inoltre per tali ADC l'SRN a volte dipende anche dalla frequenza del segnale in ingresso. Per una data frequenza di campionamento f_s , il valore teorico rms del rumore di quantizzazione nella banda del segnale d'ingresso che va da DC a $f_s/2$ è dato da q/\sqrt{n} . dove q è il peso del LSB e n è il numero di bit.. Quando il rapporto fra la frequenza del segnale in ingresso e la frequenza di campionamento f_s diminuisce, il rumore di quantizzazione si distribuisce su di una banda più stretta, risultando in un incremento nel rumore sulla banda del segnale in ingresso. In fig7 è tracciato l'SNR in funzione della frequenza in ingresso per un ADC a 12 bit con campionamento a 1,0 MSps. Vi è una veramente molto piccola degradazione dell'SNR man mano che la frequenza d'ingresso aumenta

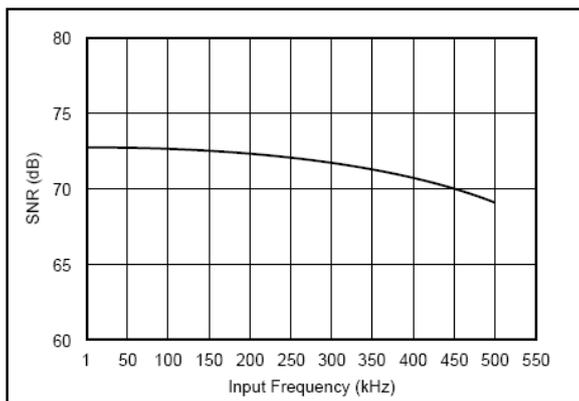


Figure 7. SNR vs Input Frequency for ADS602.

Pe ADC più veloci o con maggiore risoluzione, si ha un maggior degrado nell'SNR all'aumentare della frequenza d'ingresso. Questo è dovuto primariamente alla difficoltà nel ridurre il rumore a larga banda nel sample-and-hold tanto quanto al problema di ridurre il rumore interno di tipo $1/f$.

Selezione di un ADC

L'elenco di caratteristiche di cui bisogna tener conto nella scelta di un convertitore A/D, possono dividersi in principali e secondarie : intendendosi per secondarie quelle che consentono un maggior grado di flessibilità nella scelta.

Caratteristiche principali:

- Accuratezza richiesta al sistema
- quanti bit di risoluzione sono richiesti
- la natura del segnale analogico da digitalizzare
- la velocità di conversione
- le condizioni ambientali
- se è richiesto un circuiti di track-and-hold

Caratteristiche secondarie

- se il sistema ha più canali
- il riferimento è interno o esterno
- quali sono le caratteristiche dell'amplificatore drive in ingresso
- quale tipo di formato digitale è richiesto in uscita
- quali sono le condizioni di sincronizzazione

Consideriamo le caratteristiche di un ADC. Esse si possono dividere in caratteristiche statiche (DC) e caratteristiche dinamiche. Fra le prime si hanno:

Non linearità differenziale e integrale: DNL e INL

Errore di guadagno (gain error)

Errore di offset

Specifiche dinamiche (DC)

SNR rapporto segnale rumore

Distorsione armonica totale

Distorsione di intermodulazione

Larghezza di banda in ingresso

Accuratezza:

Si può definire un'accuratezza statica dell'ADC che dipende essenzialmente dal numero di n di bit di quantizzazione e un'accuratezza dinamica se ad esempio il segnale in ingresso varia di una quantità maggiore di 1/2LSB nel tempo di conversione necessario per stabilizzare il livello in uscita non si avrà l'accuratezza richiesta in uscita dovuta al fatto che il ADC non può accuratamente convertire segnali ad alta frequenza.

L'accuratezza statica del sistema nel suo complesso deve essere considerata: Il convertitore A/D è solo un elemento di tutto il sistema ricevitore. Per es. se l'accuratezza richiesta al ricevitore è dello 0,0012% corrispondente a 12 bit, il convertitore A/D ha bisogno in generale di una maggiore accuratezza circa 0,006% (13 bits) che consentono al front-end analogico un margine di errore di un LSB (least significant bit). Una buona regola nello scegliere i componenti analogici per un sistema che prevede la digitalizzazione del segnale è per ogni componente, da 5 a 10 volte più accurata del valore di accuratezza complessivo. La risoluzione non deve essere confusa con l'accuratezza. Questi due termini sono diversi. La risoluzione si riferisce al numero di stati (2^n) che il segnale analogico può assumere, dove n è il numero di bit di risoluzione.

La risoluzione può essere espressa in molti modi: il peso del bit meno significativo (LSB) L'accuratezza indica quanto vicino il convertitore sia ai limiti teorici., parti per milioni ppm per fondo scala FS, millivolt. La dimensione dell'LSB è illustrata nella tabella seguente per varie risoluzioni

Risoluzione e n (bit)	2^n	$V_{FS} = 10 \text{ V}$ (in mV)	Ppm di V_{FS}	% di V_{FS}	dB di V_{FS}
8	256	39,1	3906	0,39	-48
10	1024	9,77	977	0,098	-60
12	4096	2,44	244	0,024	-72
14	16384	0,610	61	0,0061	-84
16	65536	0,153	15	0,0015	-96

Fig quantizzazione: la dimensione del bit meno significativo(LSB)

L'accuratezza sarà esaminata nel dominio del tempo , dove le specifiche sono statiche (DC). Le 4 specifiche chiave dell'accuratezza sono:

DNL differential nonlinearity

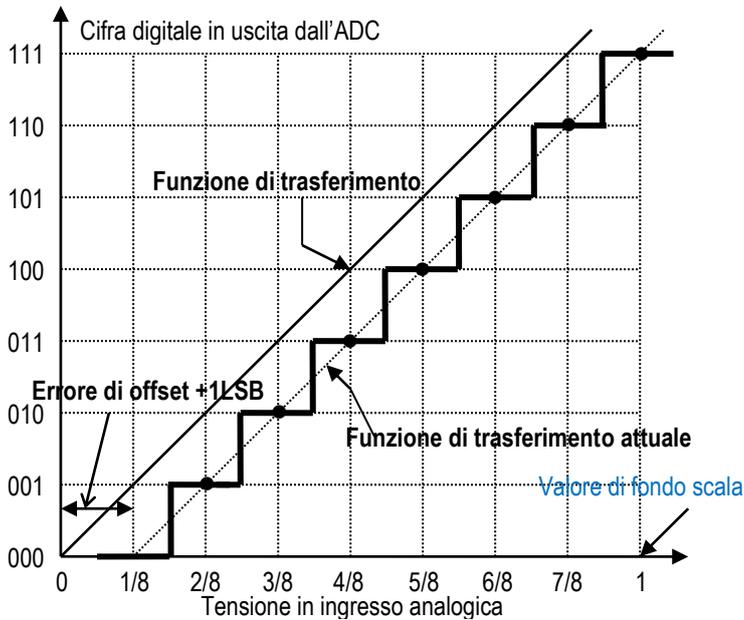
INL integral nonlinearity

OFFSET ERROR

GAIN ERROR

ERRORE di OFFSET

La funzione di trasferimento di un A/D con 3 bit di risoluzione e un errore di offset di +1LSB è illustrato in fig.

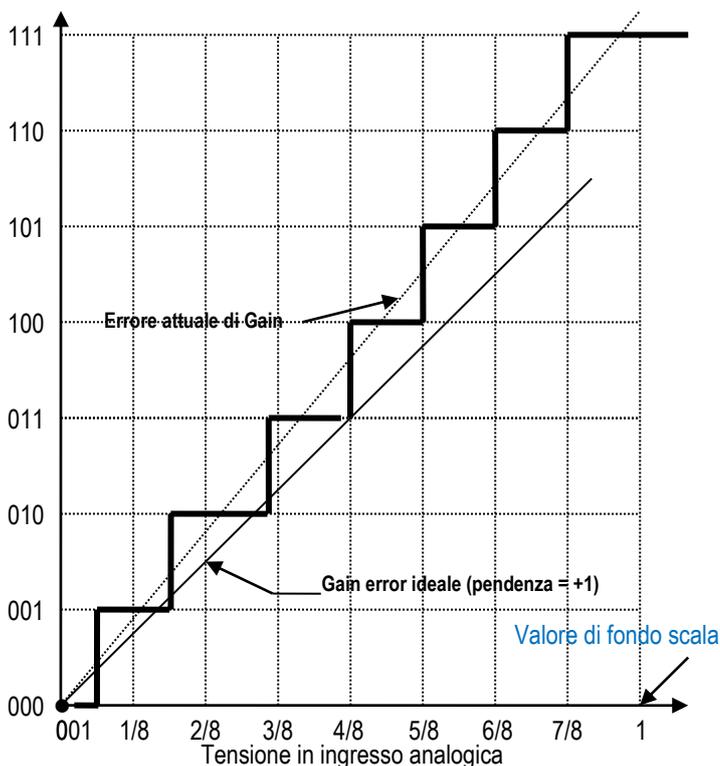


L'E. di O. è la quantità per cui la prima transizione (da 000 a 001) devia dalla posizione ideale ad un ingresso equivalente a 0,5 LSB.

Un'altra via di considerare l'OE è quella di esaminare la distanza tra l'intersezione dei due assi sul grafico e dove la linea retta tracciata attraverso l'attuale funzione di trasferimento intercetta l'asse x. L'OE causa che l'intera funzione di trasferimento trasli (shift) lungo l'asse Y (output code è la variabile dipendente). L'OE è comunemente espresso come LSBs, volt o percentuale del full-scale range (%FSR).

GAIN ERROR

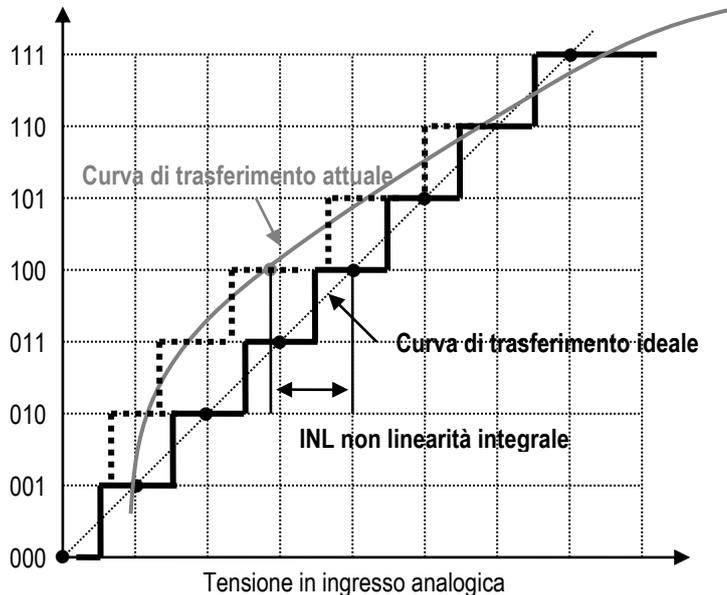
Fig 3 illustra l'ADC a 3 bit con un errore di guadagno.

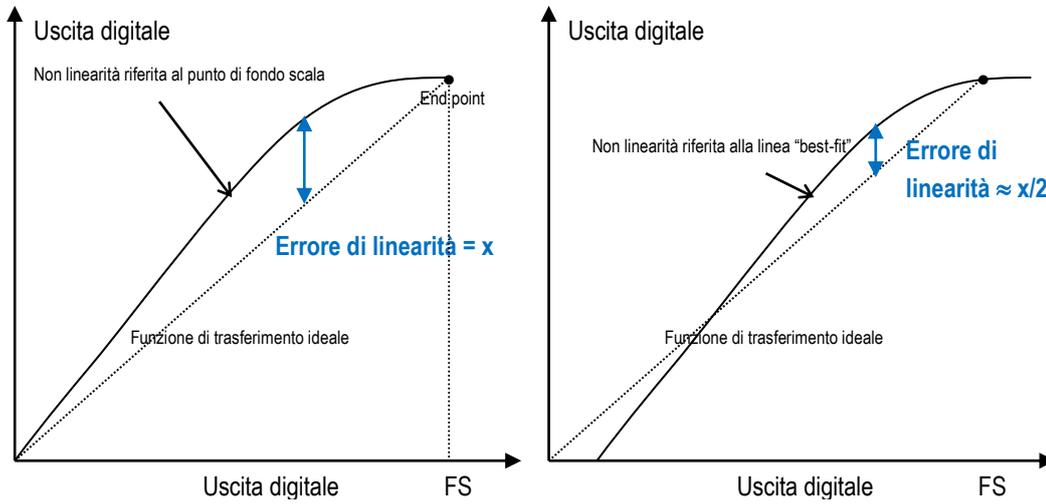


Il GE può essere descritto, schematizzando la funzione di trasferimento come l'eq. di una retta $C = GA$ dove C è la parola di codice sull'asse delle ordinate e A è l'ampiezza del segnale analogico. Come una deviazione dalla linea retta nel punto di intersezione con il fondo scala (full-scale) per cui quanto G differisce dal valore $+1$ (pendenza della retta ideale).. GE è usualmente espresso come percentuale del valore di fondo scala (full scale range %FSR), ma può anche essere specificato in volt o LSBs sempre riferiti al valore di fondo scala. Il GE dipende dall'errore nella tensione di riferimento del convertitore poiché il valore di riferimento determina il valore di fondo scala del convertitore. Per un convertitore bipolare l'eq. della retta di trasferimento è del tipo $C = K + GA$ con $K = \text{cost} \neq 0$. Questi errori possono essere usualmente corretti regolando l'amplificazione.

INTEGRAL NONLINEARITY

La non linearità integrale INL è utilizzata per descrivere la forma complessiva della funzione di trasferimento del ADC. Questo errore viene indicato a volte, come linearità statica o linearità assoluta. È definita come la max deviazione dell'attuale funzione di trasferimento dell'ADC da una linea retta ed è generalmente espressa come percentuale del valore di fondo scala può anche essere data in LSBs). La fig. mostra un esempio di di INL. Le due figure successive mostrano la definizione dell'errore di linearità con il metodo dell'end point e del best fit. Il 1° metodo determina il massimo valore di cui si discosta la curva di trasferimento dalla linea retta ideale viene tracciata una linea tra l'offset del ADC e i punti di intersezione del guadagno, la funzione di trasferimento è tracciata insieme a questa linea. La max deviazione dalla linea rappresenta il caso peggiore di INL. Il 2° metodo detto del best-fit, le transizioni sono usate nel calcolo dei minimi quadrati, viene tracciata la linea best-fit e viene anche tracciata la funzione di trasferimento.

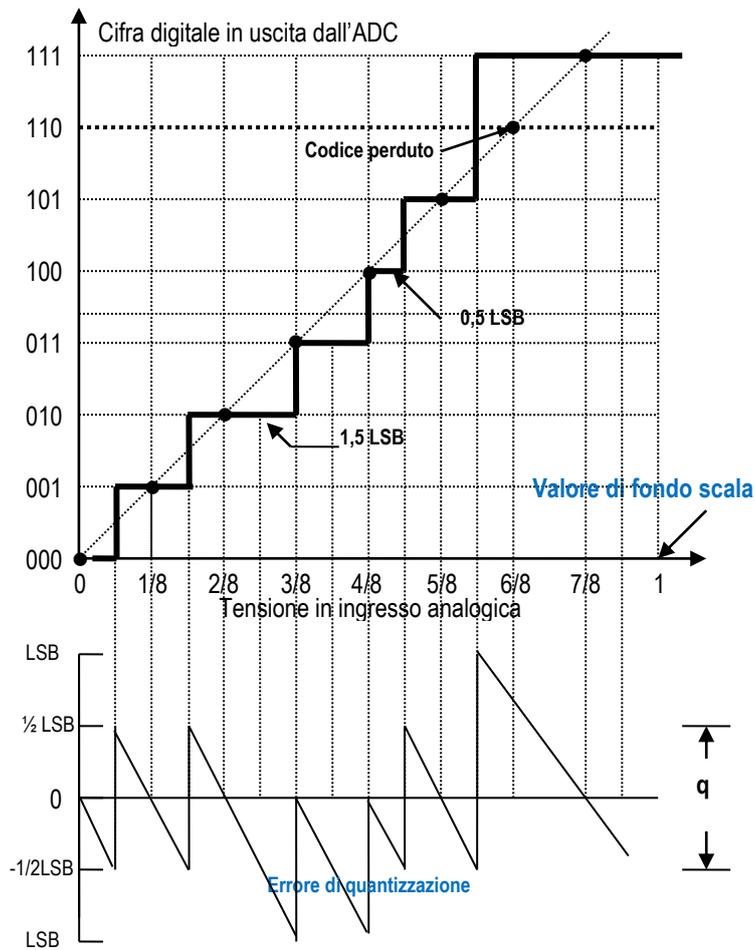




Come nel caso della linearità nel punto finale, la max deviazione dalla linea best-fit descrive l'INL del ADC. La INL può anche essere trovata sommando e integrando gli errori DNL che si hanno con la stessa polarità. Una rigorosa definizione dell'INL è la misura della max deviazione degli attuali punti di transizione nella funzione di trasferimento di un ADC dalla linea retta scelta (ideal , best-fit o end point). In generale l'errore di linearità integrale misurato con il metodo best-fit è soltanto il 50% del valore misurato con il metodo end-point.

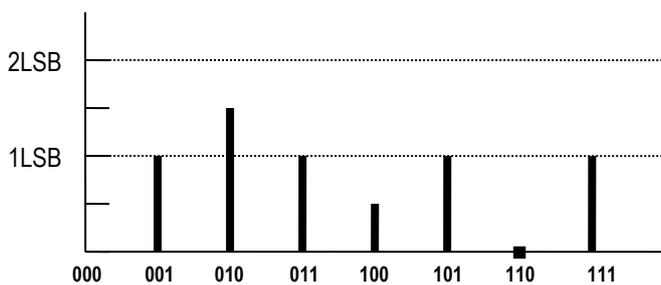
DIFFERENTIAL NONLINEARITY

DNL è usata per descrivere la deviazione dalle tensioni di transizione nella funzione di trasferimento ideale del convertitore. La fig.4 illustra un es. di errore DNL.

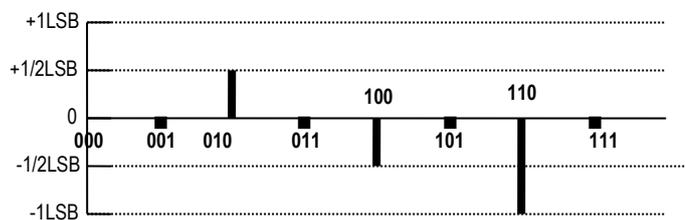


Da notare Che la non linearità differenziale DNL può essere espressa come la max deviazione del gradino in uscita dal valore ideale pari a LSB. Il generico DNL è dato da:

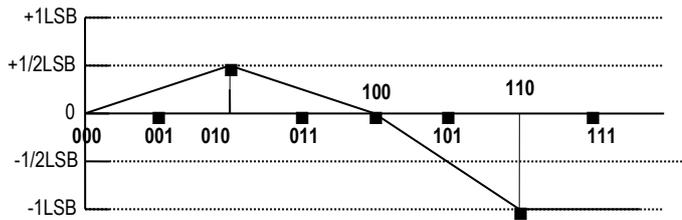
$$DNL_k = V_k - V_{k-1} - LSB \text{ (nell'es. di fig } V_3 - V_2 - LSB = 0,5)$$



Dimensioni dei gradini. Ampiezza della tensione analogica (in volt) per ogni valore digitale in uscita



DNL non Linearità differenziale



INL non linearità integrale

La non linearità integrale INL può essere espressa come:

$$INL_j = \sum_{k=1}^j DNL_k = \sum_{k=1}^j (V_k - V_{k-1}) - LSB_j$$

dove LSB_j è il valore ideale di LSB per lo step generico j-simo (nell'es. di figura da $j=6$, INL è pari a -1LSB)

Ogni transizione di codice deve avvenire ad un intervallo uguale a un LSB. Per es. con il ADC a 3 bit, se la prima transizione avviene ad $1/8$ del valore di fondo scala ($0,125 V_{FS}$), la seconda transizione dovrà avvenire idealmente a $0,250 V_{FS}$. La deviazione dalla transizione ideale costituisce l'errore differenziale di linearità per quel dato codice. La specifica del DNL per il ADC descrive il caso peggiore fra tutte le possibili transizioni del convertitore. Il cambio di un LSB nel segnale analogico fa transitare da una cifra digitale alla successiva. L'errore di linearità differenziale è definito come la max deviazione rispetto al valore di 1 LSB per l'intera funzione di trasferimento dalla dimensione ideale di 1 LSB. Quando il cambiamento nel segnale analogico corrispondente alla transazione digitale di 1 LSB è più o meno di 1 LSB, si dice che vi è un errore DNL.

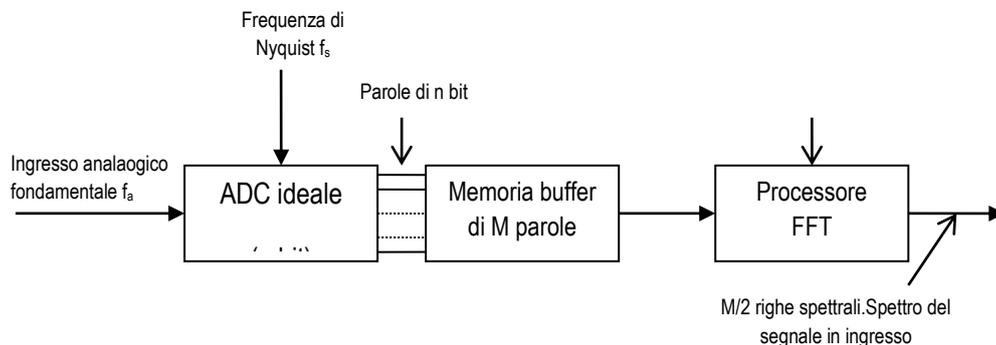
Quando l'LSB è riferito alla risoluzione del convertitore, un errore DNL di -1LSB implica che una parola di codice venga perduta. La maggior parte dei convertitori hanno una specifica "no missing codes" in relazione ad alcuni livelli di accuratezza, tipicamente equivalenti alla risoluzione del ADC. In alcuni casi non viene specificato alcun codice perduto a meno della risoluzione del dato convertitore. Per es. molti convertitori a 16 bit sono garantiti per non avere nessun missing code a 15 bit. Un convertitore a 16 bit che non ha nessun missing code dovrebbe avere 65.535 codici possibili in uscita. Se il DNL è specificato come "no missing codes" a 16 bits, tutti i possibili codici in uscita devono esistere. Notare che la specifica "no missing codes" non dà all'utilizzatore, alcuna informazione sulla larghezza del codice; semplicemente che alcune porzioni di ogni codice in uscita saranno presenti. Se un convertitore a 16 bit ha una specifica di -1LSB, l'uscita è soltanto garantita avere 15 bit di informazione per ogni stato in uscita. Errori positivi indicano dei codici lunghi e non hanno nessun limite reale nei loro valori di risoluzione.

Un semplice test per il DNL è regolare la tensione in ingresso fino a quando non si rileva una transizione. Quindi, misurare la tensione in ingresso richiesta per forzare la transizione. La tensione in ingresso necessaria per forzare la successiva transizione

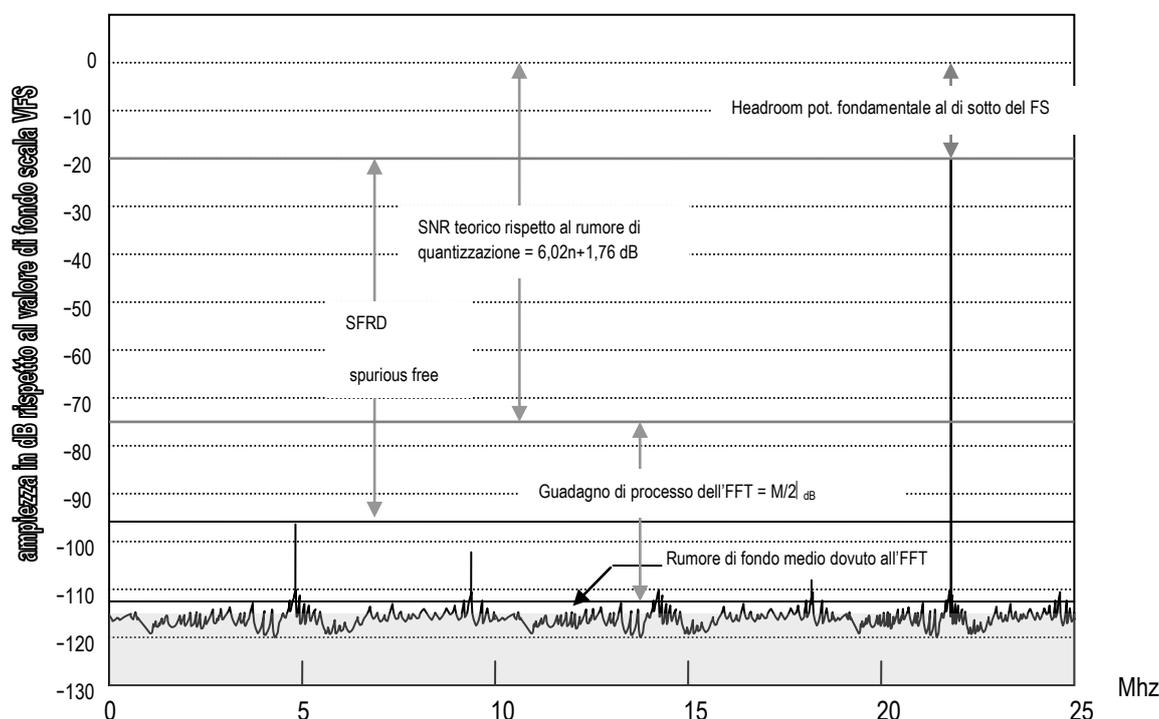
Può quindi essere misurata con la differenza tra le due transizioni -1LSB definita come l'errore DNL per la transizione.. Attenzione bisogna porre nel test per il DNL alla presenza di rumore nell'ADC. Poiché il rumore ha usualmente, una distribuzione statistica di tipo gaussiano mediando i valori si otterranno i risultati reali del DNL.

SPECIFICHE DINAMICHE

Le specifiche dinamiche sono espresse nel dominio della frequenza spesso usando la trasformata rapida di Fourier (FFT) per derivare tali specifiche. Nel capitolo precedente si è già determinata un'importante caratteristica dinamica rappresentata dal rapporto segnale rumore SNR. Per facilmente verificare dove queste specifiche si trovano riferite ad una FFT bisogna riferirsi alla fig6.



Blocco di misura per l'analisi delle prestazioni dinamiche di un ADC



Uscita dal processore FFT con indicazione delle specifiche dinamiche di un ADC

Per ottenere la FFT di figura si consideri un ADC a 12 bit con frequenza di campionamento $f_s=51,2$ MHz. La frequenza di ingresso è una sinusoide a 23,5 MHz. In figura si può notare la fondamentale posizionata a 23,5 MHz che è la frequenza dell'ingresso analogico. Notare che la potenza è al di sotto del fondo scala. Questo è conosciuto come headroom, che è usato per evitare il clipping del segnale in ingresso nel caso di offset dell' ADC o dal generatore del segnale d'ingresso. Headroom in molti test FFT è tipicamente pari a 0,5 dB. Per scopi illustrativi nell'illustrazione l'headroom è stato espanso in fig Si noti poi, l'SFRD "spurious-free dynamic range". Definito come la distanza in dB fra l'ampiezza della fondamentale e il picco del livello di spurie.

Viene anche indicato in figura la media del rumore di fondo "average noise floor" è derivato sia dal rumore medio dell'ADC sia dalla stessa FFT.

Il rumore di come è noto viene espresso dalla:

$$6,02n + 1,76$$

Dove n= risoluzione dell A/D

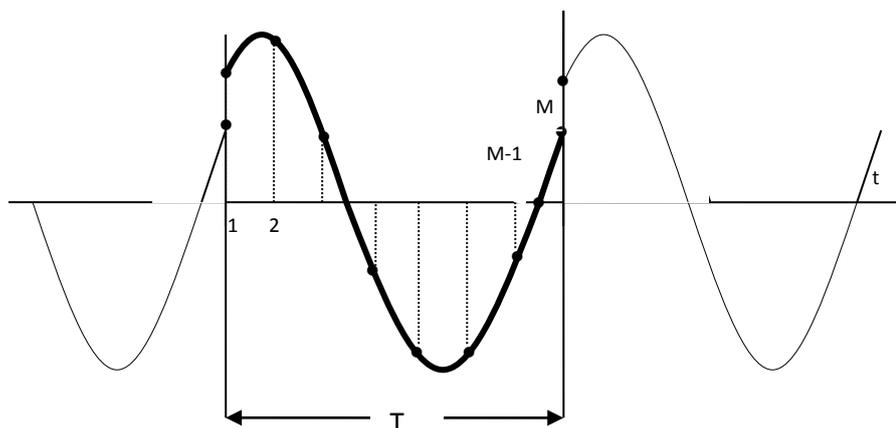
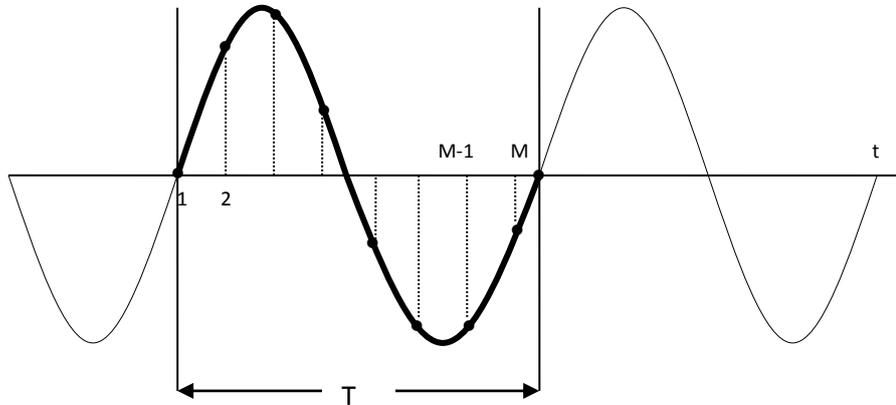
Le prestazioni in termine di rumore del ADC stesso (D) sono espresse come rapporto segnale-rumore o SNR. Il segnale è la potenza efficace rms, della fondamentale del segnale in ingresso e il rumore è la somma dei valori efficaci rms di tutte le armoniche non fondamentali nella banda di Nyquist escluse le componenti in continua DC.

Si consideri adesso che il processo FFT venga eseguito su blocchi di M punti con $M=4096=2^{12}$ quello che si otterrà è l'andamento spettrale del segnale da 0 Hz a $f_s/2$ come in fig. con risoluzione fra le linee spettrali (bin) pari a f_s/M (in pratica è come se il segnale attraversasse un banco di filtri ciascuno con ampiezza di banda pari al rapporto fra la frequenza di campionamento e il numero di punti della FFT. Si ha quindi che il rumore di fondo si riduce del rapporto $(f_s/2)/(f_s/M)$ e quindi il processo di FFT fa abbassare il rumore di fondo di $10\log_{10}(M/2)$ dB al di sotto del rumore di quantizzazione. Tale valore prende il nome di guadagno di processo dell'FFT

Fare esercizio pag.2.42

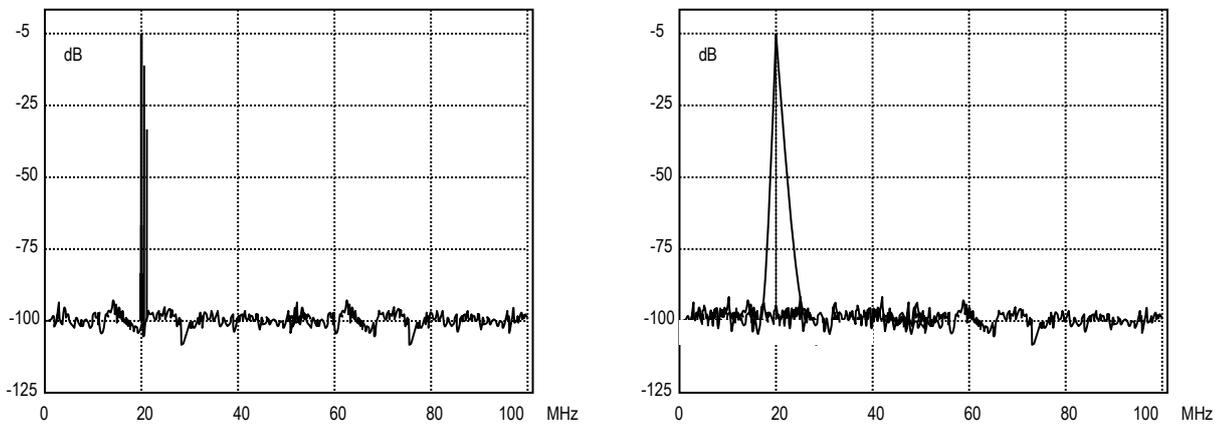
Campionamento coerente

Nell'esaminare il rumore di fondo dell'ADC con il metodo della FFT, bisogna tener presente che il processo assume che la forma d'onda sia continua cioè periodica con periodo pari al tempo di rilevamento T degli M campioni.



In figura 1 è indicata una sinusoide di frequenza f_F il cui periodo coincide o è un esatto multiplo del tempo T di campionamento per la FFT. In fig 2 il periodo T non è pari esattamente o multiplo della sinusoide a frequenza f_F .

La trasformata da nel primo caso uno spettro corretto corrispondente ad una linea a frequenza f_F , nel secondo caso si ha il fenomeno di dispersione spettrale per cui la sinusoide nel dominio del tempo non è rappresentata da una riga ma dà uno spettro disperso in frequenza.



Come in figura b. Il primo e l'ultimo campione sono discontinui l'uno rispetto all'altro come in fig. Il campionamento coerente consiste nel campionare per periodi pari o multipli del periodo della sinusoide:

Si deve verificare quindi:

$N/M =$ numero intero dei periodi dove vengono rilevati i campioni (il periodo di rilevamento è pari a NT) / numero totale dei campioni

$N/M = f_F/f_s$ poiché $1/NT = f_s/M$ l'inverso del periodo di campionamento è pari all'intervallo fra una riga spettrale e la successiva.

$$1/T = Nf_s/M \text{ da cui } f_F/f_s = N/M$$

Per determinare la frequenza f_F appropriata si sceglie un primo valore ad es. $f_F=1\text{MHz}$, sapendo il n. di campioni della FFT, es. $M=1024$ punti, si può determinare N numero intero di periodi della sinusoide campionata:

$$N = Mf_F/f_s = 1024 \times 1 \text{ MHz} / 20 \text{ MHz} = 51,2 \text{ (la frequenza di campionamento è } f_s=20\text{MHz)}$$

Si sceglie il valore dispari intero per N più vicino al valore calcolato che è $N=51$ e si ricalcola $f_F = N \times f_s / M = 51 \times 20 / 1024 = 0,99609375 \text{ MHz}$.

Il processo di aggiustare la frequenza del segnale di prova ad un numero intero di periodi che cadono all'interno della finestra di campionamento selezionando la particolare frequenza della fondamentale in ingresso. Si può anche facilmente ricalcolare la f_s di campionamento. Il campionamento coerente elimina l'effetto skirting come illustrato in figura..

Distorsione armonica

Le armoniche del segnale d'ingresso possono essere distinte dagli altri prodotti di distorsione per dove sono collocate nello spettro del segnale. Le armoniche ripiegate della fondamentale a frequenza f_F , si

trovano a valori di frequenza pari a $|\pm Kf_s \pm n f_F|$. N indica l'ordine dell'armonica e $K=0,1,2,3,\dots$. In fig. per $f_F=7\text{MHz}$ e $f_s=20\text{ MHz}$ sono indicate le prime 9 armoniche. La seconda e terza armonica sono quelle generalmente specificate dal costruttore perché sono in genere le più ampie anche se alcuni data sheet specificano il valore della worst armonica.

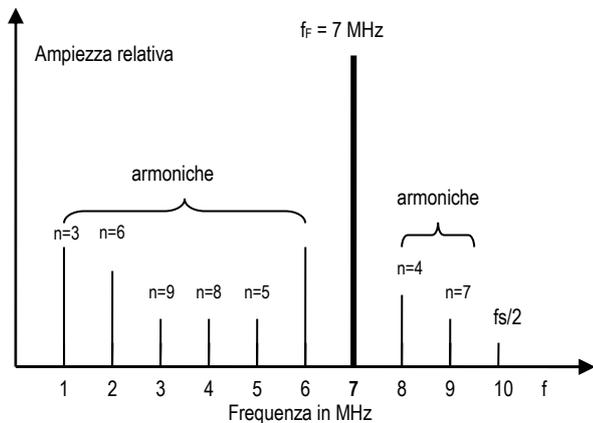
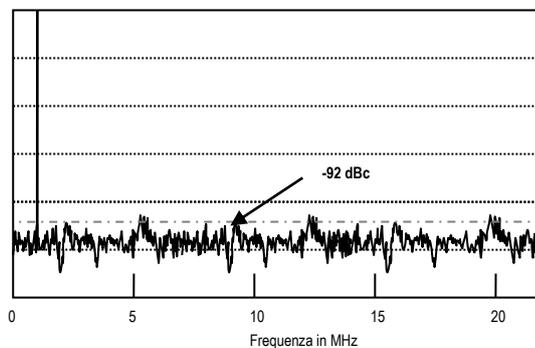
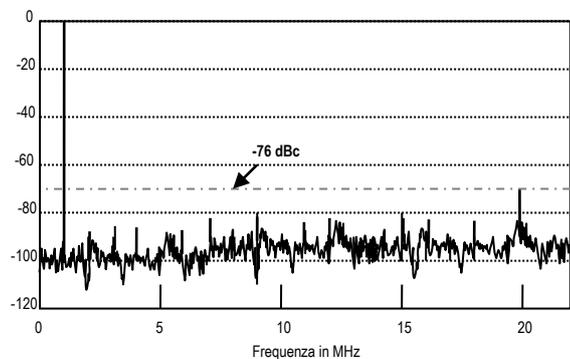


Fig
 Posizione dei prodotti di distorsione per un segnale con $f_F=7\text{ MHz}$ e $f_s=20\text{ MHz}$

$n=3 f=-f_s+3f_F$
 $n=6 f=2f_s-6f_F$
 $n=9 f=-3f_s+9f_F$

Vi è da notare che il segnale a frequenza intermedia o in banda base che viene quantizzato ha una sua banda di frequenze a cui è sommato inevitabilmente una certa quota di rumore, per cui l'andamento dell'ampiezza del rumore tende ad essere random. Se si procede però ad una analisi spettrale come si fa solitamente nei ricevitori di radio monitoring ad es. effettuando un processo di FFT con una pura sinusoide, nell'ADC risulta una correlazione fra il rumore di quantizzazione ed il segnale. Questa correlazione dipende dal rapporto fra la frequenza di campionamento f_s e la frequenza del segnale d'ingresso f_F .



Osservando la figura a sinistra si ha campionata una sinusoide con frequenza $f_F=1,5\text{ MHz}$ ad una frequenza di campionamento $f_s=48\text{ MHz}$ che è un esatto multiplo della fondamentale $f_s=32x f_F$. Il processo di FFT come in questo caso la peggiore armonica sia a circa -76dB dalla fondamentale. Il diagramma a destra mostra l'effetto di un leggero spostamento del rapporto fra le due frequenze pari adesso a $f_s/f_F=4096/127=32,25$. Si può notare l'andamento randomico del rumore dove SFDR (spurious free dynamic range) è ora circa -92 dBc. In entrambi i casi il valore rms di tutte le componenti di rumore è approssimativamente pari a $q/\sqrt{2}$ ma nel primo caso, il rumore è concentrato nelle armoniche della fondamentale

La distorsione armonica viene specificata in dBc con un segnale in ingresso 0,5-1dB sotto il valore di FS (come detto). La distorsione armonica totale THD, è il rapporto fra il valore della fondamentale (rms) e il valore medio della radice quadrata della somma dei quadrati in genere delle prime 5 armoniche.

La distorsione armonica totale + il rumore (THD+N) è il rapporto fra il valore della fondamentale (rms) e il valore medio della radice quadrata della somma dei quadrati delle armoniche più tutte le componenti di rumore esclusa la continua.. La larghezza di banda per cui viene misurato il rumore deve essere specificata. Per un processo FFT la larghezza di banda va dalla continua a $f_s/2$ (in tal caso TH+N coincide con la misura del SINAD)

SINAD Rapporto segnale su rumore più distorsione

$SINAD = S/(N+D)$ è il rapporto fra l'ampiezza del segnale (rms) diviso il valore medio della radice della somma dei quadrati (root-sum-square rss) di tutte le componenti spettrali incluse le armoniche o prodotti di intermodulazione escluso la componente dc. SINAD da un'efficace indicazione sulla performance dinamica di un ADC come funzione della frequenza d'ingresso poiché include tutte le componenti che contribuiscono al rumore (incluso il rumore termico) e la distorsione.

L'andamento del SINAD mostra come le prestazioni di un ADC degradano con la frequenza a causa della distorsione dovuta alle alte frequenze.

$$SINAD = S_{rms}/N_{rms} \text{ (Volt/Volt)}$$

SNR

La relazione che lega il SINAD al rapporto SNR e alla distorsione armonica totale THD è la seguente

$$SINAD = S/(N+D) \quad SNR = S/N \quad THD = S/D \quad 1/SINAD = N + (S/THD) / S = N/S + 1/THD = 1/SNR + 1/THD \text{ in logaritmi -}$$

$$\log_{10} SINAD = \log_{10}(SNR^{-1} + THD^{-1})$$

Sostituendo a SNR e THD rispettivamente le loro quantità in dB : $SNR_{dB} = 20\log_{10}SNR$ e $THD_{dB} = 20\log_{10}THD$ dall'espressione precedente si ottiene:

$$\log_{10} SINAD = -\log_{10}(10^{-SNR_{dB}/20} + 10^{-THD_{dB}/20}) \text{ da cui}$$

$$SINAD_{dB} = -20\log_{10}(10^{-SNR_{dB}/20} + 10^{-THD_{dB}/20})$$

ENOB

Numero effettivo di bit

Il sinad è spesso convertito nell'effective number of bits (ENOB). Se si utilizza l'espressione del rapporto SNR teorico $SNR = 6,02n + 1,76$ si sostituisce SNR con il SINAD e si risolve l'espressione rispetto al numero n di bit del convertitore si ottiene:

$$ENOB = (SINAD - 1,76dB) / 6,02$$

Un'altra specifica dinamica è il rapporto tra il segnale e la distorsione armonica totale (somma dei quadrati root-sum-square della potenza nelle armoniche della fondamentale), con distorsione (SINAD) che include la potenza delle armoniche nel calcolo dell'SNR e gli effettivi bit (ENOB), una espressione alternativa per l'SNR. Un'utile approssimazione dell'ENOB è data dalla:

$$ENOB = (SNR - 1,76dB) / 6,02$$

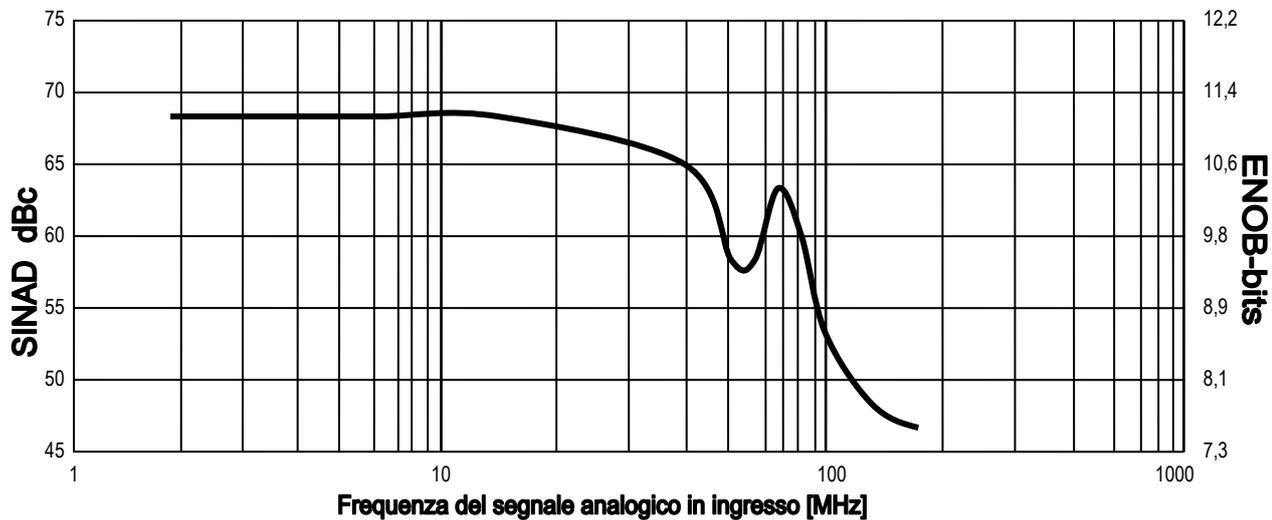
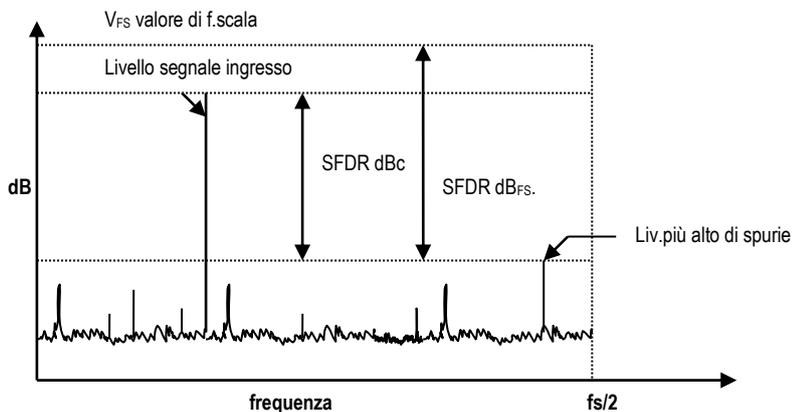


Fig SINAD e ENOB per un ADC 12 bit 65 Msps in funzione della frequenza

L'andamento del SINAD illustrato in figura fa vedere come le performance del convertitore degradano a causa della distorsione ad alta frequenza. In genere viene tracciato l'andamento per frequenze ben al di sopra della frequenza di Nyquist in modo che possano essere valutate le prestazioni del ADC nelle applicazioni di sotto-campionamento. La relazione fra SINAD ed ENOB (effective number of bits) è data dall'espressione precedentemente scritta.

SFDR Intervallo dinamico libero da spurie (spurious free dynamic range)

La più importante specifica per un ADC utilizzato in un ricevitore di radiomonitoring digitale. E' definito come il rapporto del valore efficace (rms) dell'ampiezza del segnale sul valore (rms) dello valore più alto delle spurie presenti nella banda di utilizzo dell'ADC che se non specificato si considera pari a $0 - f_s/2$ (b.di Nyquist)



Nei capitoli precedenti (v..) si è parlato ampiamente del concetto di punti di intercetto del 2° e 3° ordine (IP2 e IP3). Si è visto come per una data frequenza conoscendo il valore del punto di intercetto del terzo ord. IP3 si può calcolare il livello dei prodotti di intermodulazione IMD del terzo ordine. In funzione del livello del segnale di uscita.

Per un ADC i prodotti di intermodulazione non sono correlati con il livello del segnale d'ingresso. Si ricorda che i prodotti IMD di 2° e 3° ord non variano rispettivamente con il livello d'ingresso 1dB/2dB e 1dB/3dB. Infatti, appena il segnale d'ingresso eccede il limite previsto dall'ADC come FS si ha un brusco aumento dei prodotti di intermodulazione (v.fig.) a causa del taglio nel segnale di uscita. In sostanza, per valori del segnale molto al di sotto del FS il livello dei prodotti di intermodulazione rimane sostanzialmente costante e indipendente dal livello del segnale d'ingresso

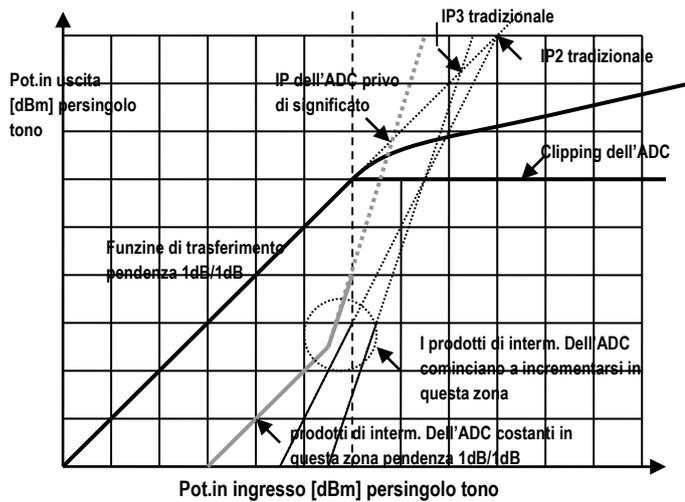


Fig Il punto di intercetto per un ADC è privo di significato. . Da notare che la funzione di trasferimento tiene conto di un'uscita analogica equivalente all'uscita digitale dell'ADC

Fattore di rumore F e figura di rumore NF

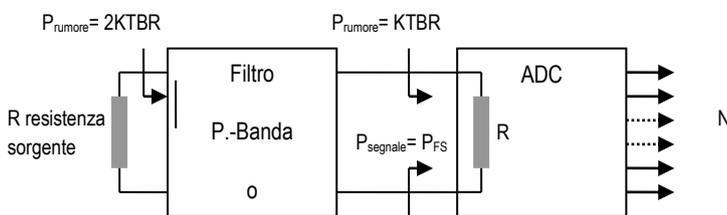
La figura di rumore o fattore di rumore è un parametro familiare per un ricevitore. E' possibile definire F e NF anche per un ADC.

F è definito come il rapporto del rumore in ingresso all'ADC rispetto al rumore prodotto dalla resistenza R sorgente. Poiché le resistenze sono accordate in luogo della potenza di rumore si può utilizzare il quadrato della tensione di rumore:

$$F = V_{IN}^2 / V_R^2$$

V_{IN} tensione di rumore in ingresso ; V_R tensione di rumore dovuta alla resistenza d'ingresso

e $NF = 10 \log_{10} F$



Il rumore prodotto da R è limitato in banda dal filtro in ingresso $B=f_s/2$

La definizione è esatta se il filtro ha un andamento ideale: brick-wall. Se l'andamento laterale è reale la banda di rumore è funzione dal numero di poli del filtro.

Numero di poli	$B_{rumore}/Banda\ filtro\ a\ -3\ dB$
----------------	---------------------------------------

1	1,57
2	1,11
3	1,05
4	1,03
5	1,02

Si può notare come per filtri con 3 o più poli la banda di rumore è praticamente equivalente alla banda del filtro calcolata a -3 dB.

Il rapporto segnale/rumore SNR di un ADC è dato da:

$$SNR = 20 \log_{10} V_{FS(rms)} / V_{rumore(rms)}$$

E quindi :

$$V_{rumore(rms)} = V_{FS(rms)} 10^{-SNR/20}$$

Si ha quindi che:

$$F = \frac{V_{rum(rms)}^2}{kTRB}$$

Da cui si ottiene:

$$NF = P_{FS} + 174 - SNR_{[dB]} - B_{[dB]}$$

P_{FS} è calcolato in dBm , $B=10 \log B_{[Hz]}$, $T=300^{\circ}K$; $k=1,38 \times 10^{-23} J/^{\circ}K$

Se si esegue un processo di oversampling e quindi $B < f_s/2$ bisogna tener conto di un fattore di correzione nel calcolo della figura di rumore NF

$$NF = P_{FS} + 174 - SNR_{[dB]} - B_{[dB]} - f_s/2 B_{[dB]}$$

Riassumendo:

NF decresce aumentando la resistenza della sorgente di rumore questo poiché è vero che aumenta il rumore prodotto dalla resistenza R ma poiché il rumore dell'ADC è molto più grande che il rumore della sorgente R il rumore totale rimane pressochè costante ma si ha un aumento della tensione di segnale in ingresso

NF decresce incrementando la larghezza di banda d'ingresso dell'ADC se non vi è nessun filtraggio in ingresso. In pratica il filtraggio in ingresso è usato per limitare la banda di rumore e ridurre il rumore complessivo

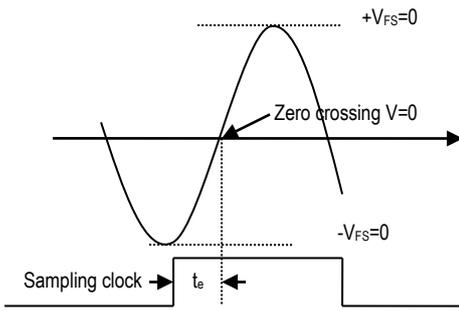
ADC ha un alto NF se comparato agli altri blocchi che compongono il ricevitore per cui è utile, per abbassare la figura di rumore complessiva, di far precedere l'ADC da uno stadio amplificatore a basso rumore.

Tempo di apertura

Si definisce tempo di apertura o apertura t_a , il tempo di disconnessione della capacità nello stadio buffer (sample and hold) del ADC.

Il tempo di ritardo di apertura può essere misurato applicando un segnale sinusoidale all'ADC e regolando il tempo di clock in modo che l'uscita dell'ADC sia a metà scala (corrispondente al passaggio per lo zero della sinusoide).

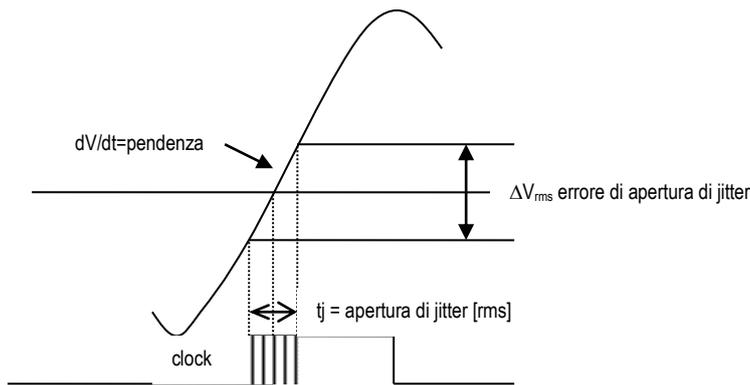
Il ritardo tra l'inizio del tempo di clock e lo zero della sinusoide è il tempo di ritardo di apertura considerato che quest'ultimo equivale ad introdurre un piccolo ritardo t_e nel clock che comanda l'apertura.



Se t_e tempo di ritardo di apertura- varia da campione a campione si ha il jitter di apertura che si misura in psec

In figura è indicato per un segnale d'ingresso che è in una sinusoide è massimo nel punto di massima pendenza – passaggio per lo zero- L'ampiezza dell'errore in uscita associato è collegato alla pendenza del segnale campionato

Gli effetti del jitter di fase del clock esterno di campionamento (o del segnale d'ingresso) produce esattamente lo stesso tipo di errore.



Effetti dell'apertura di jitter e del jitter del clock di campionamento

Con riferimento alla figura

La pendenza della sinusoide $v(t) = V_{FS} \sin \omega t$

È:

$$dv/dt|_{rms} = (\omega V_{FS})/\sqrt{2} \text{ da cui con rif. alla fig.: } \Delta v_{rms} = (\omega V_{FS})t_j/\sqrt{2}$$

Il rapporto S/N dovuto all'errore di jitter è dato dal rapporto del valore rms di fondo scala della sinusoide in ingresso sul valore rms dell'errore di apertura di jitter:

$$S/N = \left[\frac{V_{FS} / \sqrt{2}}{\omega V_{FS} t_j \sqrt{2}} \right] \text{ da cui } SNR = 20 \log_{10} \left[\frac{1}{\omega t_j} \right]$$

Questa equazione per l'SNR è valida per infinita risoluzione per l'ADC per cui il jitter è l'unico fattore che determina l'SNR. L'errore di fase può quindi avere come causa il circuito sample-and-hold, tuttavia il jitter totale sarà formato da diverse componenti di cui spesso il jitter dell'SHA (sample-and-hold) è la meno influente

La seguente equazione tiene conto dei vari termini di errore: clock, jitter di apertura, DNL, rumore di ingresso effettivo ed il numero N di bit di risoluzione. Il valore medio dell'errore ε (valore medio del DNL), è computato dai dati di un istogramma

$$\text{SNR} = -20 \log_{10} \left[(\omega \cdot t_j)^2 + \frac{2}{3} \left(\frac{1 + \varepsilon}{2^N} \right)^2 + \left(\frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{rumore[rms]}}}{2^N} \right)^2 \right]^{1/2}$$

ω = pulsazione della sinusoide in ingresso con ampiezza pari al fondo scala

$t_{j[\text{rms}]}$ = jitter rms combinazione di quello interno dell'ADC e quello esterno del clock

ε = valore medio del DNL dell'ADC (tip.0,41 LSB)

N= numero di bit di risoluzione dell'ADC

$V_{\text{rumore[rms]}}$ = il rumore d'ingresso effettivo dell'ADC (tip.0,9 LSB)

Se $t_j = 0$ $\varepsilon = 0$ e $V_{\text{rumore[rms]}} = 0$ l'equazione su scritta si riduce alla familiare $\text{SNR} = 6,02N + 1,76$ dB.

In ADC che hanno integrato l'SHA l'apertura di jitter può essere specificato in altro modo ma questo non costituisce un problema se SNR o l'ENOB sono chiaramente specificati.

Tuttavia l'uso di un circuito campionatore esterno ad alte prestazioni può migliorare l'ENOB alle alte frequenze.

Risposta ai transitori di un ADC

E' definita anche come settling time è il tempo richiesto per riportarsi alla sua accuratezza (usualmente 1 LSB) dopo l'applicazione di un gradino in ingresso di ampiezza pari al fondo scala.

Molti ADC hanno un settling time minore di $1/f_{\text{smax}}$

Selezione di un ADC

L'elenco di caratteristiche di cui bisogna tener conto nella scelta di un convertitore A/D, possono dividersi in **principali e secondarie** : intendendosi per secondarie quelle che consentono un maggior grado di flessibilità nella scelta.

Caratteristiche principali:

- Accuratezza richiesta al sistema
- quanti bit di risoluzione sono richiesti
- la natura del segnale analogico da digitalizzare
- la velocità di conversione
- le condizioni ambientali
- se è richiesto un circuito di track-and-hold

Caratteristiche secondarie

- se il sistema ha più canali
- il riferimento è interno o esterno
- quali sono le caratteristiche dell'amplificatore drive in ingresso
- quale tipo di formato digitale è richiesto in uscita
- quali sono le condizioni di sincronizzazione

Accuratezza

L'accuratezza del sistema deve essere considerata nel suo complesso:

Il convertitore A/D è solo un elemento di tutto il sistema ricevitore. Per es. se l'accuratezza richiesta al ricevitore è dello 0,0012% corrispondente a 12 bit, il convertitore A/D ha bisogno in generale di una maggiore accuratezza circa 0,006% (13 bits) che consentono al front-end analogico un margine di errore di 1 LSB (least significant bit).

Una buona regola nello scegliere i componenti analogici per un sistema che prevede la digitalizzazione del segnale è per ogni componente, da 5 a 10 volte più accurata del valore di accuratezza complessivo.

La risoluzione non deve essere confusa con l'accuratezza. Questi due termini sono diversi. La risoluzione si riferisce al numero di stati (2^n) che il segnale analogico può assumere, dove n è il numero di bit di risoluzione.

L'accuratezza indica quanto vicino il convertitore sia ai limiti teorici. L'accuratezza sarà esaminata nel dominio del tempo, dove le specifiche sono statiche (DC). Le 4 specifiche chiave dell'accuratezza sono:

- DNL differential nonlinearity
- INL integral nonlinearity
- OFFSET ERROR
- GAIN ERROR

La funzione di trasferimento ideale di un convertitore A/D con risoluzione di 3 bit, è illustrata in fig.

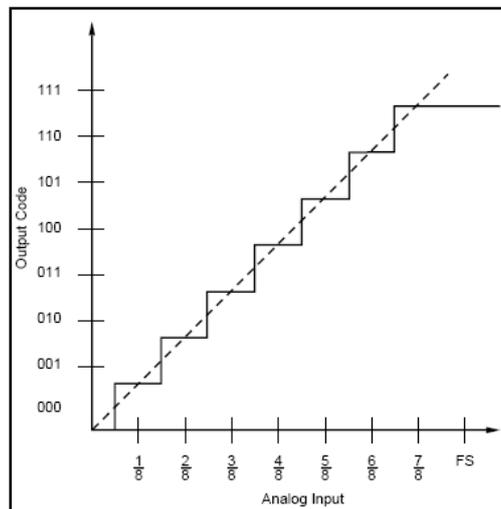


FIGURE 1. Ideal 3-Bit A/D Converter Transfer Function.

Errore di Offset

La funzione di trasferimento di un A/D con 3 bit di risoluzione e un errore di offset di +1LSB è illustrato in fig.

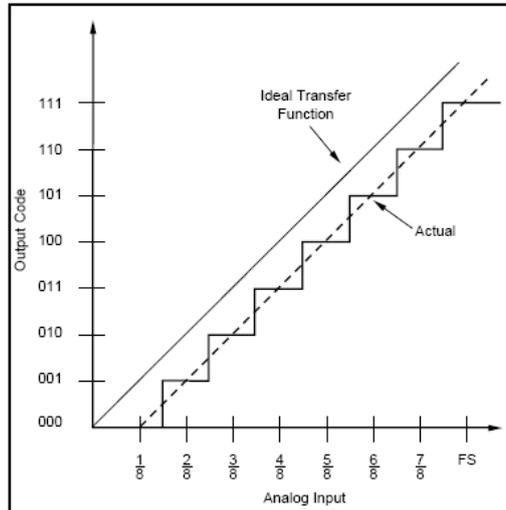


FIGURE 2. Offset Error of +1 LSB.

Il codice di output è illustrato sull'asse Y, è l'ampiezza del segnale analogico sull'asse X.

L'EdiO è la quantità per cui la prima transizione (da 000 a 001) devia dalla posizione ideale ad un ingresso equivalente a 0,5 LSB.

Un'altra via di considerare l'OE è quella di esaminare la distanza tra l'intersezione dei due assi sul grafico e dove la linea retta tracciata attraverso l'attuale funzione di trasferimento, intercetta l'asse X.

L'OE causa che l'intera funzione di trasferimento trasli (shift), lungo l'asse Y (output code è la variabile dipendente). L'OE è comunemente espresso come LSBs, volt o percentuale del full-scale range (%FSR).

Gain Error

La fig 3 illustra l'ADC a 3 bit con un errore di guadagno.

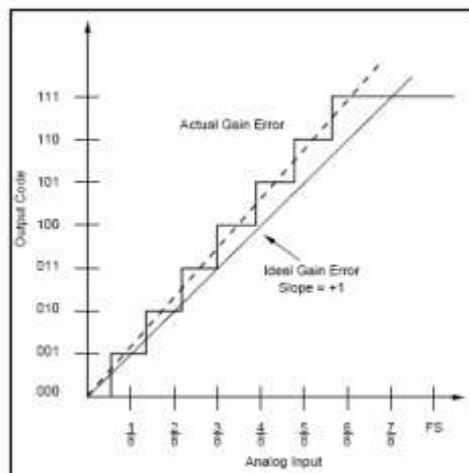


FIGURE 3. Positive Gain Error.

Il GE può essere descritto come una deviazione dalla linea retta nel punto di intersezione con il fondo scala (full-scale). Può anche essere espresso come la deviazione dalla pendenza ideale di +1 della retta del guadagno.

GE è usualmente espresso come percentuale del valore di fondo scala (full scale range %FSR), ma può anche essere specificato in volt o LSBs. Il GE dipende dall'errore nella tensione di riferimento del convertitore poiché il valore di riferimento determina il valore di fondo scala del convertitore.

Differential Non Linearity

DNL è usata per descrivere la deviazione dalle tensioni di transizione nella funzione di trasferimento ideale del convertitore. La fig.4 illustra un es. di errore DNL.

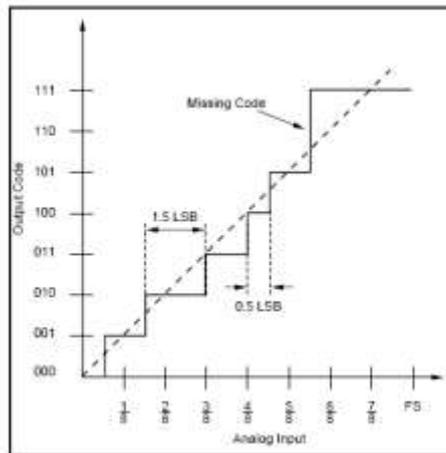


FIGURE 4. Differential Nonlinearity.

Ogni transizione di codice deve avvenire ad un intervallo uguale a un LSB. Per es. con il ADC a 3 bit, se la prima transizione avviene ad $1/8$ del valore di fondo scala ($0,125$ FSR), la seconda transizione dovrà avvenire idealmente a $0,250$ FSR. La deviazione dalla transizione ideale costituisce l'errore differenziale di linearità per quel dato codice. La specifica del DNL per il ADC descrive il caso peggiore fra tutte le possibili transizioni del convertitore.

Quando l'LSB è riferito alla risoluzione del convertitore, un errore DNL di -1 LSB implica che una parola di codice venga perduta. La maggior parte dei convertitori hanno una specifica "no missing codes" in relazione ad alcuni livelli di accuratezza, tipicamente equivalenti alla risoluzione del ADC. In alcuni casi non viene specificato alcun codice perduto a meno della risoluzione del dato convertitore.

Per es. molti convertitori a 16 bit sono garantiti per non avere nessun missing code a 15 bit. Un convertitore a 16 bit che non ha nessun missing code dovrebbe avere 65.535 codici possibili in uscita. Se il DNL è specificato come "no missing codes" a 16 bits, tutti i possibili codici in uscita devono esistere.

Notare che la specifica "no missing codes" non dà all'utilizzatore, alcuna informazione sulla larghezza del codice; semplicemente che alcune porzioni di ogni codice in uscita saranno presenti. Se un convertitore a 16 bit ha una specifica di -1 LSB, l'uscita è soltanto garantita avere 15 bit di informazione per ogni stato in uscita. Errori positivi indicano dei codici lunghi e non hanno nessun limite reale nei loro valori, di risoluzione.

Un semplice test per il DNL è regolare la tensione in ingresso fino a quando non si rileva una transizione. Quindi, misurare la tensione in ingresso richiesta per forzare la transizione. La tensione in ingresso necessaria per forzare la successiva transizione

Può quindi essere misurata con la differenza tra le due transizioni -1 LSB definita come l'errore DNL per la transizione. Bisogna porre attenzione nei test per il DNL alla presenza di rumore nell'ADC. Poiché il rumore ha usualmente, una distribuzione statistica di tipo gaussiano mediando i valori si otterranno i risultati reali del DNL.

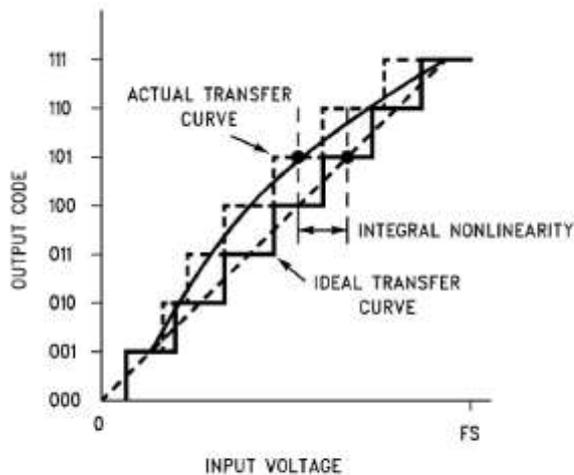
Integral Nonlinearity

La non linearità integrale INL è utilizzata per descrivere la forma complessiva della funzione di trasferimento del ADC. Questo errore viene indicato a volte, come linearità statica o linearità assoluta.

La fig.5 mostra un esempio di INL ai punti finali.

La fig 5b è un esempio di INL riferita alla linea best-fit. Per la linearità al punto finale, viene tracciata una linea tra l'offset del ADC e i punti di intersezione del guadagno, la funzione di trasferimento è tracciata insieme a questa linea.

La max deviazione dalla linea rappresenta il caso peggiore di INL. Nel caso dell'esempio del best-fit, le transizioni sono usate nel calcolo dei minimi quadrati, viene tracciata la linea best-fit e viene anche tracciata la funzione di trasferimento.



TL/H/11193-6

FIGURE 6. Integral Nonlinearity Measures such Features as "Bowing" in an ADC Transfer Curve

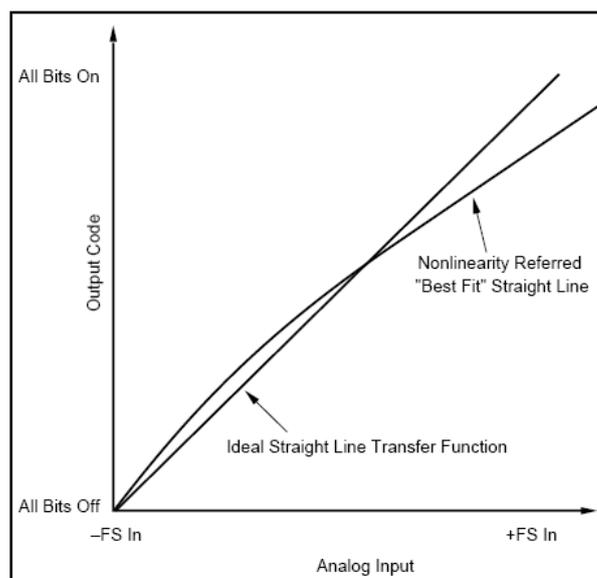


FIGURE 5b. Integral Nonlinearity Referred to Best-Fit Straight Line.

Come nel caso della linearità nel punto finale, la max deviazione dalla linea "best-fit" descrive l'INL del ADC.

La INL può anche essere trovata sommando e integrando gli errori DNL che si hanno con la stessa polarità. Una rigorosa definizione dell'INL è la misura della max deviazione degli attuali punti di transizione nella funzione di trasferimento di un ADC dalla linea retta scelta (ideal , best-fit o end point).

Specifiche Dinamiche

Le specifiche dinamiche sono espresse nel dominio della frequenza spesso usando la trasformata rapida di fourier (FFT) per derivare tali specifiche. Per facilmente verificare dove queste specifiche si trovano riferite ad una FFT bisogna riferirsi alla fig6.

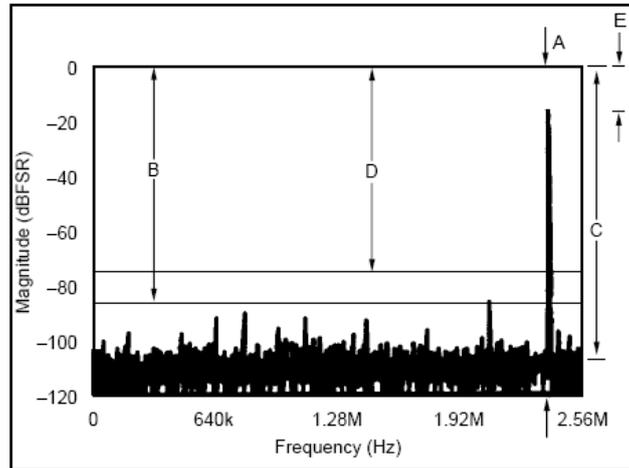


FIGURE 6. Dynamic Specifications.

Questa particolare FFT è derivata da un convertitore a 14 bit campionamento a 5,12 MHz. La frequenza di ingresso per questo test è una sinusoide a 2,35 MHz.

La fondamentale del segnale d'ingresso (A) è posizionata a 2,35 MHz che è la frequenza dell'ingresso analogico. Notare la potenza è al di sotto del fondo scala. Il suo valore è indicato Questo è conosciuto come "headroom" (E), ed è usato per evitare il clipping del segnale in ingresso nel caso di offset del ADC o del generatore del segnale d'ingresso.

Headroom in molti test FFT è tipicamente pari a 0,5 dB. Per scopi illustrativi nell'illustrazione (fig 6), l'headroom è stato espanso.

SFRD spurious-free dynamic range

E' definito come la distanza in dB fra l'ampiezza della fondamentale e il picco del livello di spurie (B) nello spettro in frequenza in uscita, non necessariamente limitato dalle armoniche della fondamentale.

La media del rumore di fondo "average noise floor" (C) è derivato sia dal rumore medio dell'ADC sia dalla stessa FFT. Il rumore di fondo ideale dovuto alla FFT è espresso dalla:

$$6,02n + 1,76 + 10\log(m/2)$$

Dove n= risoluzione dell A/D , m = punti della FFT

Le prestazioni in termine di rumore del ADC stesso (D), sono espresse come rapporto segnale-rumore o SNR. Il segnale è la potenza efficace rms, della fondamentale del segnale in ingresso e il rumore è la somma dei valori efficaci rms di tutte le armoniche non fondamentali nella banda di Nyquist escluse le componenti in continua DC. Teoreticamente

$$SNR = 6,02n + 1,76$$

dove n indica la risoluzione.

Un buon metodo per un accettabile SNR in un ADC è moltiplicare la risoluzione per 6. Per es. un buon SRN per un ADC a 8 bit potrebbe essere 48 dB e per un ADC a 12 bit 72 dB.

Poiché è molto difficoltoso far scendere il rumore di tipo 1/f negli amplificatori usati nei circuiti interni negli ADC ad alta risoluzione (>= 12 bit), il metodo precedente, non è buono per tali ADC ad alta risoluzione.

Inoltre, per tali ADC, l'SRN a volte, dipende anche dalla frequenza del segnale in ingresso.

Per una data frequenza di campionamento f_s , il valore teorico rms del rumore di quantizzazione nella banda del segnale d'ingresso che va da DC a $f_s/2$ è dato da q/\sqrt{n} . dove q è il peso del LSB e n è il numero di bit.

Quando il rapporto fra la frequenza del segnale in ingresso e la frequenza di campionamento f_s diminuisce, il rumore di quantizzazione si distribuisce su di una banda più stretta, risultando in un incremento nel rumore nella banda del segnale in ingresso.

In fig7 è tracciato l'SNR in funzione della frequenza in ingresso per un ADC a 12 bit con campionamento a 1,0 MSpS. Vi è una veramente molto piccola degradazione dell'SNR man mano che la frequenza d'ingresso aumenta

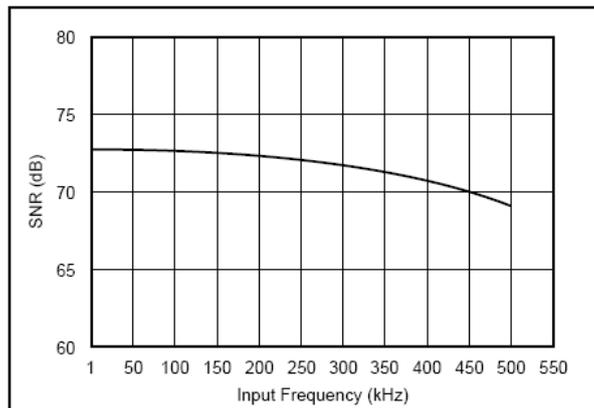


Figure 7. SNR vs Input Frequency for ADS602.

Pe ADC più veloci o con maggiore risoluzione, si ha un maggior degrado nell'SNR all'aumentare della frequenza d'ingresso. Questo è dovuto primariamente alla difficoltà nel ridurre il rumore a larga banda nel blocco sample-and-hold tanto quanto al problema di ridurre il rumore interno con andamento inversamente proporzionale alla frequenza (di tipo $1/f$).

Un'altra specifica dinamica è il rapporto tra il segnale e la distorsione armonica totale (somma dei quadrati root-sum-square della potenza nelle armoniche della fondamentale), con distorsione (SINAD) che include la potenza delle armoniche nel calcolo dell'SNR e gli effettivi bit (ENOB), una espressione alternativa per l'SNR. Un'utile approssimazione dell'ENOB è data dalla espressione:

$$ENOB = (SNR - 1,76dB) / 6,02$$

Accuratezza e risoluzione del Sistema

L'accuratezza di un ADC viene definita come: l'accuratezza complessiva richiesta all'intero sistema di digitalizzazione. Prima di tutto, è importante definire la differenza fra risoluzione e accuratezza.

La **risoluzione** indica soltanto che accuratezza teorica si può avere; essa non implica l'accuratezza ad un dato livello. Un ADC a n bit è capace di convertire un infinito intervallo di valori assunti dall'ingresso analogico in un finito intervallo di valori pari a $2^n - 1$ detti digital step, dove n è la risoluzione del convertitore. La tab.I illustra la relazione tra il numero di bit ed i valori di LSB per alcuni intervalli comuni in ingresso del convertitore

BITS	CODES	LSB VALUE		
		20V RANGE	5V RANGE	2V RANGE
8	256	78.1mV	19.5mV	7.81mV
10	1024	19.5mV	4.88mV	1.95mV
12	4096	4.88mV	1.22mV	488µV
14	16384	1.22mV	305µV	122µV
16	65536	305µV	76.3µV	30.5µV
18	262144	76.3µV	19.1µV	7.63µV
20	1048576	19.1µV	4.78µV	1.91µV

TABLE I. LSB Values vs Resolution and Input Range.

L'accuratezza è usata per descrivere quanto vicino il convertitore è alla risoluzione teorica. L'accuratezza di un convertitore è limitata dal rumore teorico di quantizzazione, da non linearità nella funzione di trasferimento e da fonti di rumore addizionali dovute a i circuiti interni del convertitore. Ad es. per determinare l'accuratezza del sistema nel dominio del tempo assumiamo come obiettivo di misurare una temperatura, con un intervallo di 1000°C, con un'accuratezza di 0,25°C.

La richiesta risoluzione del sistema è pari a 1000/0,25 o 4000 parole di codice. Selezionando un ADC a 12 bit si ha una risoluzione di 4096 codici. L'accuratezza, assumendo come errore DNL ½ dell'LSB, sarà di 0,244°C.

Sfortunatamente l'ADC non è l'unico elemento ad inficiare l'accuratezza del sistema di digitalizzazione. Spesso nel front-end che manipola il segnale analogico vi sono ampl.operazionali, di misura, multiplexer e preamplificatori. Il margine totale di errore può essere trovato computando gli errori root-sum-square dei componenti che condizionano il segnale. Come es. assumiamo i seguenti errori (tab.II) per il sistema a 12 bit di cui sopra

ERROR SOURCE	TYPICAL PART	TYPICAL ERROR
Instrumentation Amp	INA114	0.003%
Multiplexer	MPC508	0.0025%
Drive Amp	OPA602	0.01%
A/D Converter	ADS7806	0.01%

TABLE II. Typical Errors in a 12-Bit Data Acquisition System.

Come approssimazione del primo ordine l'errore totale per questo sistema dovrebbe essere 0,0147%. Per un intervallo in ingresso di +-10V, questo implica un errore di 2,93 mV.

Considerando FSR (20V) e la necessità di avere 4000 incrementi (1000°C/0,25°C), il sistema deve avere un'accuratezza di 5mV (20/4000).

Questo sistema di acquisizione dati è adeguato per l'applicazione richiesta. Nel caso di accuratezza nel dominio della frequenza, vi saranno delle caratteristiche preesistenti per mantenere la purezza spettrale che aiuterà l'utilizzatore nel selezionare l'appropriato ADC.

Velocità di Conversione

La velocità di conversione indica quanto velocemente opera il convertitore. Per un ADC la velocità è espressa in campioni per sec (es. un clock di conversione di 100 KHz ha un sample rate di 100kSPS).

Il tempo di conversione può anche essere espresso in termini di frequenza o in unità di tempo. Un convertitore di 100 KHz ha un tempo di conversione di 10 µs.

Due elementi principali da considerare quando si seleziona una velocità di campionamento sono la larghezza di banda del segnale in ingresso ed la richiesta velocità di aggiornamento dei dati. La regola di Nyquist stabilisce che la frequenza di campionamento deve essere almeno il doppio della larghezza di banda del segnale in ingresso. Questo non significa che la frequenza fondamentale del segnale d'ingresso deve essere limitata a metà del sample rate; esso si riferisce soltanto alla banda del segnale campionato.

La capacità di processare segnali in ingresso la cui fondamentale abbia frequenza più grande della frequenza di Nyquist prende il nome di tecnica di “undersampling”.

Un ADC che lavori vicino alla velocità di Nyquist presenta alcuni inconvenienti. Sebbene il convertitore sia in grado di digitalizzare segnali con larghezza di banda dalla DC a $\frac{1}{2}$ della velocità di campionamento, devono essere considerati 2 problemi:

- La larghezza di banda del meccanismo di campionamento del segnale analogico in ingresso può essere inadeguata a processare il segnale senza introdurre distorsione.
- Il secondo problema è l'aliasing. Molti segnali in ingresso contengono armoniche della fondamentale che verranno digitalizzate dal convertitore. In più può esservi interazione tra le alte frequenze delle armoniche in ingresso e i segnali di clock interni al convertitore, che causano che armoniche non volute, vengano digitalizzate.. Usualmente è necessario filtrare fuori le armoniche in ingresso usando un filtro p-basso o passa-banda

Far passare un segnale con frequenza vicina a quella di Nyquist mentre si devono eliminare le armoniche al di sopra di detta frequenza , richiede un tipo di filtro c.d. “brick wall” che è troppo costoso per la sua complessità costruttiva. E' preferibile selezionare un ADC il cui sample rate è parecchio più grande della larghezza di banda del segnale analogico in ingresso per evitare filtri di alto ordine molto costosi.

Segnale Analogico in Ingresso

Quali sono le caratteristiche del segnale analogico in ingresso:

- è un segnale AC o DC
- può contenere delle discontinuità
- l'impedenza caratteristica della sorgente del segnale
- se è affetto da rumore
- la sua ampiezza

Se il segnale varia lentamente può essere considerato continuo . ad es.un input a 100 kHz con un convertitor a 10MSPS può essere considerato quasi un segnale in continua. Segnali variabili lentamente in genere non richiedono un circuito sample-hold in ingresso.

Per segnali AC bisogna considerare le performance nel dominio della frequenza dell' ADC. In molte applicazioni AC la scala assoluta degli errori può non essere importante. Questo fa risparmiare sul costo del chip.

Se il segnale contiene discontinuità la scelta di architetture per l'ADC si limita al single-shot t (come SAR, subranging, flash), poiché gli ADC che sono continui (delta-sigma, integrating, VFC, dual slope) tendono ad integrare le discontinuità del segnale dando falsi output.

Quale è l' impedenza caratteristica della sorgente di segnale.

Molti ADC richiedono una impedenza dinamica di sorgente bassa. Bisogna adattare l'impedenza d'ingresso dell'ADC con quella della sorgente per evitare le distorsioni dovute da problemi di riflessione.

Se il segnale di ingresso è affetto da rumore , è meglio adottare un ADC di tipo integrale che integrando il segnale , riduce il rumore. L'ampiezza del segnale d'ingresso deve adattarsi al range d'ingresso per il segnale analogico dell'ADC. Per es. per un ADC a 12 bit con un range d'ingresso di 20V il valore di un LSB è 4,88 mV. E' poco efficace usare solo una piccola parte dell'intervallo per es. se il segnale d'ingresso è di soli 2V. Una migliore soluzione sarà selezionare un convertitore con un più ottimale intervallo per il segnale in ingresso maggiormente ottimizzato. O inserire un blocco con un guadagno >0 all'ingresso del ADC.

Condizioni ambientali

Le caratteristiche ambientali trovano riscontro nei seguenti parametri:

offset drift: spesso specificato come la deriva drift dell'errore rispetto allo zero bipolare nel caso di convertitori con un intervallo per il segnale in ingresso bipolare. Per sistemi dinamici , se il sistema ha un

vasto raggio di variazione di temperatura l'ADC deve avere specifiche dinamiche come SFDR e SNR garantite per il range operativo di temperature.

PARAMETER	ADS7803BP	ADS7804PB
Temperature Range	-40°C to +85°C	-40°C to +85°C
Gain Error	0.25 LSB	10 LSB
Gain Drift	0.2ppm Typical	5ppm Typical
Offset Error	0.25 LSB	2 LSB
Offset Drift	0.2ppm Typical	2ppm Typical
DNL Error	0.5 LSB	0.45 LSB

TABLE III. Comparison of Errors Over Temperature Between Autocalibrating and Non-Calibrating Devices. For ADS7803BP, errors shown are after a calibration cycle.

Una possibile soluzione per ottenere delle buone performance in un ampio campo di T° è quella di selezionare un ADC con un'architettura di autocalibrating. Questi ADC contengono dei circuiti interni di calibrazione che consentono solo molto piccoli errori di offset e di linearità. Comunque non tutti i convertitori auto-calibranti garantiscono la prestazione su tutto l'intervallo di temperatura senza dei cicli di calibrazione addizionali. Inoltre, quando si usano questi tipi di convertitori l'utilizzatore deve aspettare che il ciclo di calibrazione sia compiuto. La tab.III compara due ADC uno con auto-calibrazione e l'altro senza. Nel selezionare un ADC bisogna anche precisare se il range di temperatura è specificato come temperatura ambiente Ta o del contenitore Tc. Molti ADC a CMOS a basso consumo (low-power) sono testati a temperatura ambiente, mentre gli ADC veloci bipolari sono specificati per la temperatura del "case". Per questi ADC è molto utile usare delle superfici di raffreddamento

Meccanismo di campionamento

I circuiti track and hold sono utilizzati per migliorare le prestazioni dell'ADC, dove il segnale in ingresso varia troppo rapidamente per il convertitore per poter mantenere una buona linearità. I circuiti "track and hold" sono spesso indicati come: "sample and hold". I 2 circuiti sono identici quando il comando di hold è accoppiato direttamente. Il termine "sample and hold" è usato quando il comando di hold è accoppiato in AC. Per tutti gli usi pratici i due termini sono intercambiabili. Per la discussione sugli ADC la funzione può essere pensata come un meccanismo di campionamento posto all'ingresso dell'ADC.

Il circuito track and hold è usato per ridurre il tempo di apertura del sistema di campionamento (meccanismo di campionamento in combinazione con il ADC). I convertitori usualmente sono costruiti in modo tale che richiedono un tempo di trattenimento durante un ciclo di conversione. Un'architettura che impiega un processo iterativo di conversione che include successive approssimazioni (SAR) e sub-ranging. Convertitori parallelo come i "flash converter" possono anche beneficiare del meccanismo di campionamento perché il tempo di ritardo di ogni comparatore non è identico. La tolleranza di un'architettura iterativa ai cambiamenti del livello del segnale in ingresso è molto limitata. Per es. un ADC 12 bit 1MSPS ha una velocità di Nyquist teorica di 500 KHz. Però senza circuito di track and hold un'accuratezza di ½ LSB limita la frequenza d'ingresso a 38,9 KHz!

MODEL	SFDR			SINAD		
	1kHz	10kHz	45kHz	1kHz	10kHz	45kHz
ADC774/SHC5320	92	82	77	73	72	70.5
ADS774	91	80	73	72	71	68
ADC1674	94	89	88	71	71	71
ADS7804	94	93	93	73	73	73

TABLE IV. Examples of Sampling Distortion and SNR vs Input Frequency.

Stadio preselettore

La funzione dello stadio preselettore sono:

- ridurre il responso del ricevitore alla frequenza immagine. Il segnale a frequenza immagine si trova a $2f_{IF}$ (due volte la frequenza intermedia sopra o sotto la frequenza f_R del segnale sintonizzato).
- Il preselettore riduce la re-irradiazione del segnale prodotto dall'oscillatore locale. Si tenga presente che f_{OL} (frequenza dell'oscillatore locale) è distante dalla frequenza del segnale sintonizzato f_r di f_{IF} cioè della sola frequenza intermedia.
- Riduce la risposta del ricevitore alla frequenza intermedia ed alle sue sub-armoniche ed inoltre fornisce una buona reiezione ai responsi spuri.
- Questi responsi sono causati dal processo di missaggio fra segnale e oscillatore locale.

Preselettore per down-converter

Il preselettore è necessario quando si opera in down-conversion e quindi la frequenza intermedia è più bassa della frequenza sintonizzata. L'uso del preselettore risulta necessario perché la frequenza dell'oscillatore locale f_{LO} risulta usualmente in banda e così pure risultano in banda le frequenze immagine. Poiché la frequenza intermedia f_{IF} deve cadere fuori dalla banda di ricezione la reiezione della frequenza intermedia non costituisce un problema. Risulta invece, un problema serio le sub-armoniche del segnale sintonizzato che mescolandosi con la fondamentale dell'oscillatore locale.

In figura si considera un ricevitore che opera nel range $30 \div 200$ MHz. Si sceglie come frequenza intermedia una frequenza fuori banda che è la molto usata $f_{IF} = 21.4$ MHz

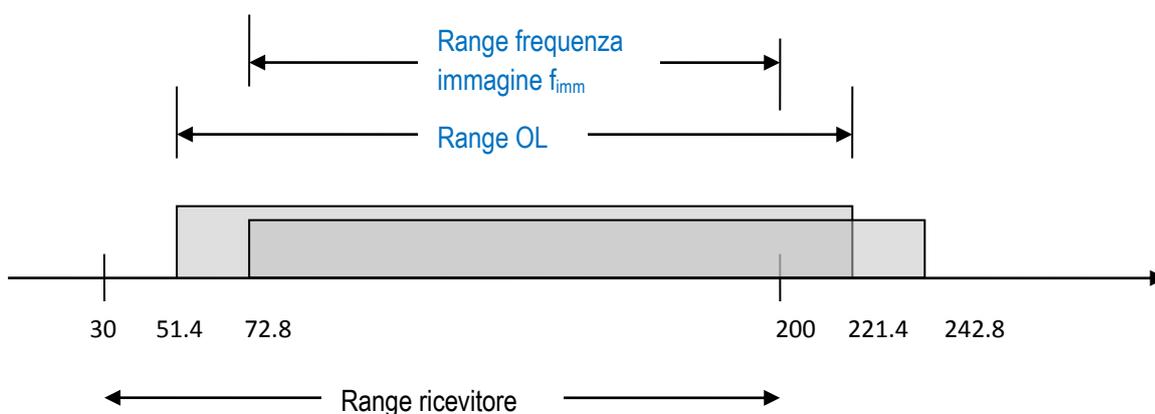
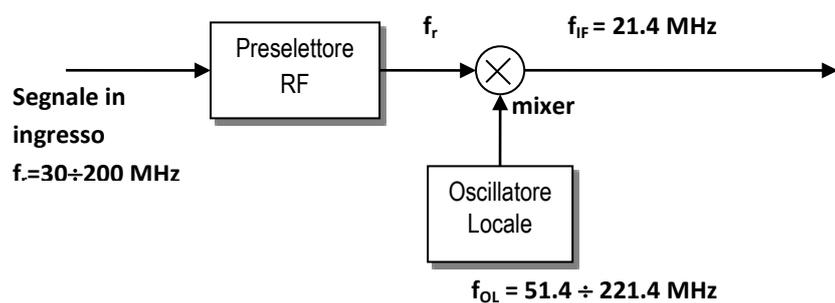


Fig in alto schema dei conversione down-converter. In basso si può notare come la frequenza dell'oscillatore locale f_{LO} cada ampiamente nell'intervallo operativo del ricevitore e così pure le frequenze immagini f_{imm} .

Con riferimento alla figura:

$$f_{LO} = f_r + f_{IF}$$

da cui:

$$f_{LO} = (30 + 21.4) \div (200 + 21.4) = 51.4 \div 221.4 \text{ MHz}$$

La frequenza dell'oscillatore locale cade ampiamente nel range di frequenza del ricevitore quindi può essere ri-irradiato dall'antenna causando interferenze ad altri ricevitori ed in alcuni casi può consentire di radiogoniometrare la posizione del ricevitore.

Le frequenze immagini sono, in questo caso, due volte la frequenza intermedia f_{IF} al di sopra della frequenza del ricevitore f_r :

$$f_{imm} = f_r + 2f_{IF}$$

o

$$f_{imm} = f_{LO} + f_{IF}$$

$$f_{imm} = (51.4 + 21.4) \div (221.4 + 21.4) \text{ MHz} = 72.8 \div 242.8$$

Le sub-armoniche di ordine più basso della f_r , mescolate con la f_{LO} possono causare dei prodotti spuri che devono essere attenuati dal preselettore. Questo deve avvenire anche quando delle sub-armoniche della f_{IF} cadono nella banda del preselettore. I casi più gravi si hanno con metà della frequenza intermedia $1/2f_{IF}$ e con la frequenza intermedia stessa f_{IF} .

L'elenco delle frequenze che debbono essere necessariamente attenuate dal preselettore sono le seguenti:

$$f_{IF}/n; f_r/n; f_{LO}; f_{imm}$$

Si vede quindi, come la f_{IF} determini la larghezza del filtro di preselezione.

Considerando soltanto la f_{IF} , il preselettore deve lavorare in funzione della frequenza. Basse frequenze intermedie f_{IF} , vengono efficacemente filtrate per mezzo della sintonia. Frequenze più alte possono essere filtrate sia da filtri passa banda a frequenza fissa che da filtri sintonizzabili, eccetto alle frequenze più alte, dove la migliore scelta è quella di filtri a frequenza fissa.

Economicamente la scelta più conveniente è quella di utilizzare preselettori sintonizzabili. Che seguono la sintonia del ricevitore. La sintonia di preselezione è limitata in un intervallo minore di $3 \div 1$, quindi in genere, sono necessari più preselettori sintonizzabili.

Il numero delle bande dei preselettori sarebbe:

$$f_{r \text{ min}} \cdot K^n = f_{r \text{ max}} \quad (\text{con } n \text{ si è indicato il numero di filtri e } K \text{ è l'intervallo di sintonia dei singoli filtri sintonizzabili})$$

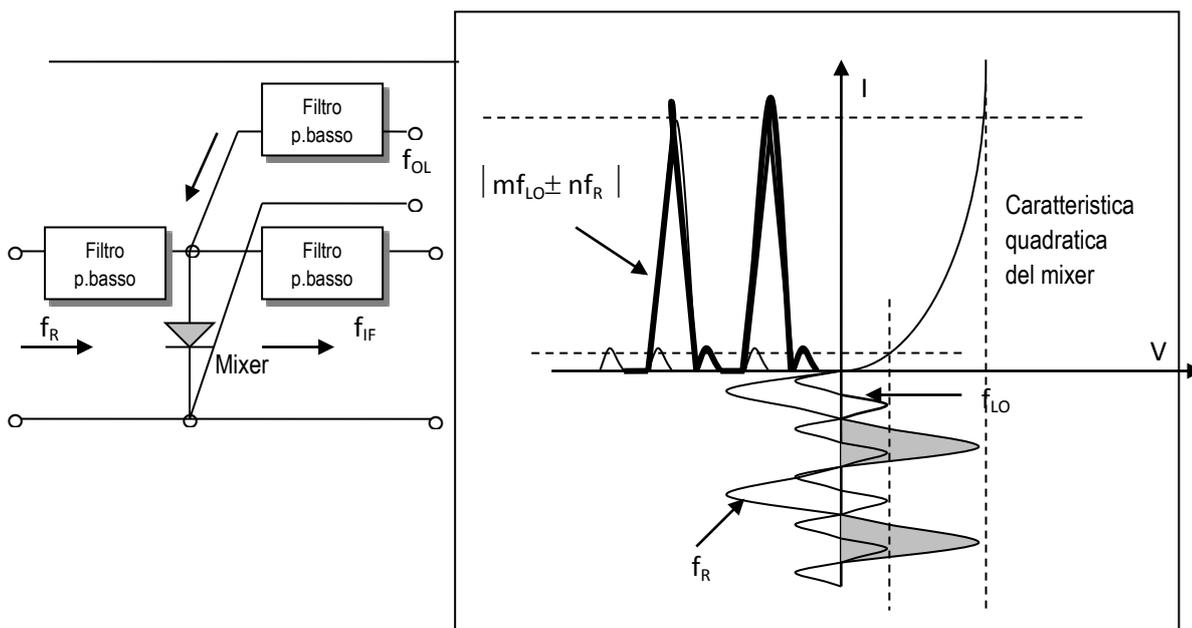
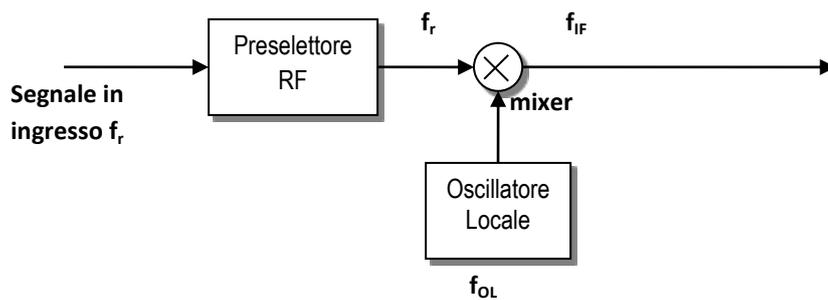
da cui per l'esempio che si sta considerando:

$$30 \cdot K^n = 200$$

da cui $K = \sqrt[n]{6.666}$ dove si desidera un numero K di preselettori < 3 si ottiene $n=2$ e $K = 2.58$.

Sono quindi richiesti da due a tre filtri preselettori sintonizzabili e commutabili. Un tempo tali filtri erano realizzati usando capacità o induttanze sintonizzabili meccanicamente. Nei ricevitori più moderni vengono utilizzati varactor (capacità sintonizzabili mediante una tensione applicata) o sintonie elettroniche digitali.

Non linearità del Mixer



In fig sulla destra è illustrato lo schema di un mixer costituito da un semplice diodo con funzione di trasferimento (figura sulla destra) di tipo quadratico $I = AV^2$. Se le forme d'onda che incidono sul diodo

sono costituite di due segnali provenienti rispettivamente dall'ingresso del ricevitore a frequenza f_R e dall'oscillatore locale a frequenza f_{LO} , a causa della non linearità del diodo il segnale in uscita è comunque una forma d'onda diversa dalla somma delle due forme d'onda in ingresso.

La tensione V all'ingresso del diodo è somma delle due forme d'onda provenienti rispettivamente dall'oscillatore locale e dal segnale sintonizzato:

$$V = A \cos \omega_R t + B \cos \omega_{LO} t \quad (\omega_R = 2\pi f_R ; \omega_{LO} = 2\pi f_{LO}) \quad (1)$$

La corrente di uscita è pari a:

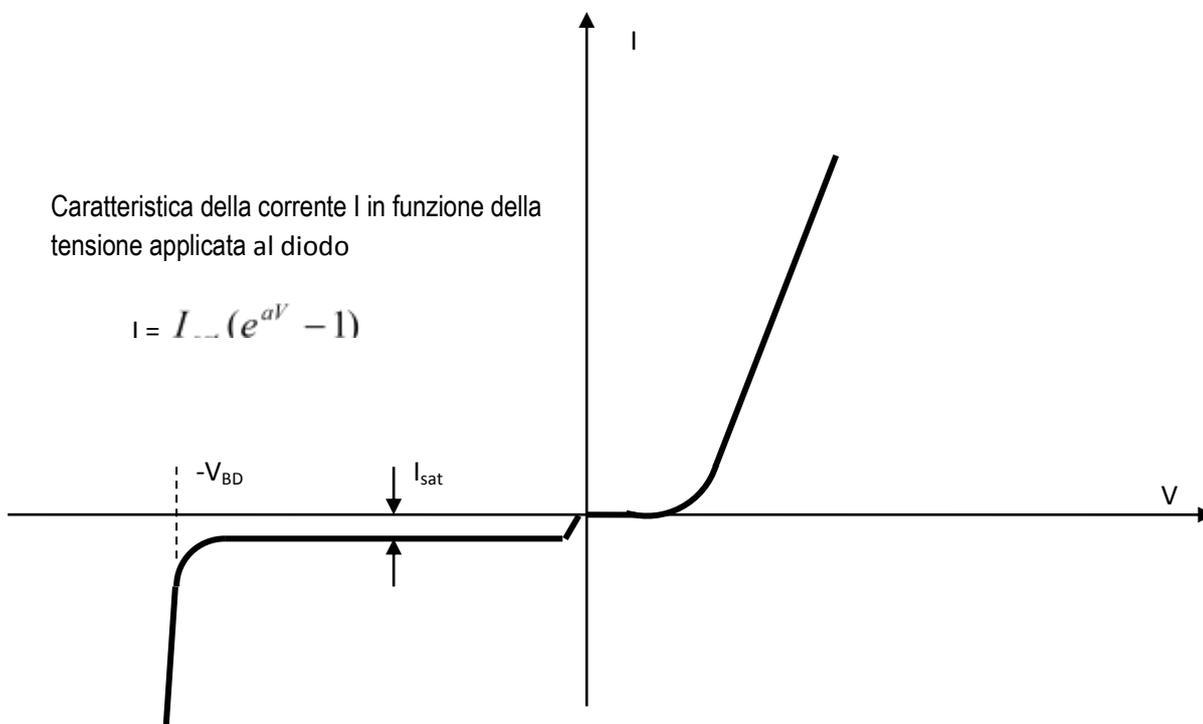
$$I = a + b(A \cos \omega_R t + B \cos \omega_{LO} t) + c(A \cos \omega_R t + B \cos \omega_{LO} t)^2$$

Sviluppando quest'ultima espressione si ottiene:

$$I = a + c/2(A^2 + B^2) + bA \cos \omega_R t + bB \cos \omega_{LO} t + (cA^2)/2 \cos 2\omega_R t + (cB^2)/2 \cos 2\omega_{LO} t + cAB \cos(\omega_{LO} - \omega_R)t + cAB \cos(\omega_{LO} + \omega_R)t$$

Si osserva che nella corrente I di uscita oltre a componenti con frequenze pari a quelle di ingresso (f_R e f_{LO}), e le loro seconde armoniche, sono presenti due componenti a frequenza $f = f_{LO} - f_R$ e $f = f_R + f_{LO}$. Si può attraverso il filtro passa basso inserito in uscita selezionare fra tutte queste frequenze solamente la componente differenza in frequenza $f = f_{LO} - f_R = f_{IF}$.

I mixer reali hanno una funzione di trasferimento $I = f(V)$ che si può discostare dalla caratteristica quadrata e che può essere espressa con una serie di potenze della forma



In figura la caratteristica di un diodo. Per tensioni di polarizzazione inversa la corrente ha l'andamento di figura. Si noti una soglia di tensione per tensioni positive, tale tensione di soglia (0.2-0.7 V). per tensioni di

polarizzazione indiretta scorre una piccola corrente inversa di saturazione I_{sat} . Se la tensione inversa supera il valore indicato con $-V_{BD}$ (tensione di breakdown) la corrente aumenta rapidamente per fenomeni di rottura della giunzione.

L'espressione scritta per la corrente I , può essere sviluppata in serie:

$$I = I_{sat} \left[aV + \frac{(aV)^2}{2!} + \frac{(aV)^3}{3!} + \dots + \frac{(aV)^n}{n!} + \dots \right] \quad (2)$$

Se si considerano n termini dello sviluppo in serie di (2) e si sostituisce in quest'ultima a V l'espressione indicata in (1), si può dimostrare che la corrente I di uscita dal mixer contiene componenti aventi frequenze: $f_R, f_{LO}, nf_{OL}, mf_R, f_{OL} \pm f_R, f_{LO} \pm 2f_R, f_{LO} \pm 3f_R, f_{LO} \pm 4f_R, 2f_{LO} \pm f_R, 3f_{LO} \pm f_R, 4f_{LO} \pm f_R$, ed altre della forma generale $nf_{LO} \pm mf_R$.

Il termine $f_{LO} \pm f_R$ da origine all'uscita ovvero il segnale a frequenza f_{IF} .

Le componenti aventi frequenza diversa da f_{IF} sono chiamati prodotti spuri del mixer. Essi hanno un ordine dato dalla somma degli indici $m+n$.

Alcuni prodotti del mixer possono risultare così vicini alle frequenze desiderata da essere di difficile eliminazione mediante il filtraggio.

Quando i prodotti spuri hanno frequenze che cadono entro la banda utile di uscita ovvero la banda del filtro a frequenza intermedia è impossibile ottenere la loro eliminazione con il filtraggio in quanto tali prodotti sono indistinguibili dalle frequenze del segnale.

mf_R	Prodotti intermod. Singolo tono [-dB rispetto uscita mixer a f_{IF}]								
$7f_R$	79>99 >99	69 79>99	80>99> 99	74 78>99	83>99 >99	63 78>99	78>99 >99	60 81>99	71 99>99
$7f_R$	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>90 >90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90
$6f_R$	90>99 >99	86>99 >99	91>99> 99	91>99 97	90>99 >99	84>99 >99	93>99 >99	84>99 >99	88>99 98
$6f_R$	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>90 >90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90	>90>9 0>90
$5f_R$	72 93>99	70 73 96	71 87>99	52 75 95	77 88>99	46 66>99	75 85>99	45 64 90	73 82>99
$5f_R$	>90>9 0>90	>80>9 0>90	>90>90 >90	>71>9 0>90	>90>9 0>90	>68>9 0>90	>90>9 0>90	>65>9 0>90	>88>9 0>90
$4f_R$	80 96 88	79 80 91	82 96>99	77 80 92	82 95 90	76 82 95	77 98 87	72 78 94	77 90 87
$4f_R$	>86>9 0>90	>90>9 0>90	>86>90 >90	>88>9 0>90	>88>9 0>90	>85>9 0>90	>86>9 0>90	>85>9 0>90	>90>9 0>90
$3f_R$	51 63 81	49 58 73	53 65 85	51 60 69	55 65 85	48 55 68	54 64 85	53 54 64	58 66 87
$3f_R$	67 87>90	64 77>90	69 87>90	50 78>90	>77>9 0>90	47 75>90	74 85>90	44 77 89	74 88>90
$2f_R$	69 68 64	72 67 71	79 76 62	67 67 70	75 80 63	66 66 70	7782 61	68 66 62	75 83 64
$2f_R$	73 86 73	73 75 83	74 84 75	70 75 79	71 86 80	64 74 80	69 87 77	64 74 82	69 84 79
f_R	25 25 24	0 0 0	39 39 35	13 11 11	45 50 42	22 16 19	54 59 50	37 19 39	59 59 49
f_R	24 23 24	0 0 0	35 39 34	13 11 11	40 46 42	24 14 18	45 62 49	28 19 37	49 53 49
0		39 39 29	45 42 20	52 46 32	63 58 24	45 37 29	60 65 27	71 49 30	64 75 29
0		26 27	35 31 10	39 36	50 47	41 36	53 51	49 37	

		18		23	14	19	17	21	
Armoni che $f_R \uparrow$									
Armoni che $nf_{LO} \rightarrow$	0	f_{LO}	$2f_{LO}$	$3f_{LO}$	$4f_{LO}$	$5f_{LO}$	$6f_{LO}$	$7f_{LO}$	$8f_{LO}$

La tabella illustra di quanto vengono soppressi i prodotti di intermodulazione come funzione della potenza del segnale prodotto dall'oscillatore locale. E' indicato il livello di ciascun prodotto IM per un singolo tono in ingresso a frequenza f_R . I livelli sono in dB e si riferiscono al livello del segnale di uscita del mixer a frequenza intermedia f_{IF} . In ogni cella della tabella è indicata una delle combinazioni delle frequenze f_{LO} e f_R . In particolare ogni cella contiene due righe ed ognuna contiene tre valori di oppressione dei prodotti di intermodulazione. Per ogni riga il primo valore si riferisce ad un mixer di classe 1 con un segnale di 7 dBm in uscita dall'oscillatore locale. Il secondo valore è di un mixer con uscita LO di +17 dBm. Il terzo valore è per un mixer classe 3 con valore di livello dell'OL di +27 dBm. La riga superiore in ogni cella si riferisce ad un segnale di ingresso a frequenza f_R con ampiezza di 0 dBm, mentre la seconda riga ad un livello del segnale in ingresso di +10 dBm.

Preselezione per up-converter

Nella conversione eterodina up-converter la frequenza intermedia f_{IF} si sceglie maggiore della massima frequenza del segnale in ingresso f_{Rmax} .

La conversione up-converter ha il vantaggio di richiedere uno stadio preselettore più semplice. Poiché se la frequenza intermedia f_{IF} risulta maggiore della frequenza sintonizzata f_R ma minore della frequenza dell'oscillatore locale f_{LO} . Ciò consente di far cadere la frequenza immagine. $F_{imm} = f_R + 2f_{IF}$ e la frequenza intermedia f_{IF} sufficientemente distanti dal range di frequenza sintonizzabile ($f_{Rmin}-f_{Rmax}$) riducendo la necessità di filtri sintonizzabili.

Tipicamente come si può riscontrare dalla tabella riportata nel paragrafo precedente i prodotti IM con interi $m=1$ e $n=2$ sono pari a

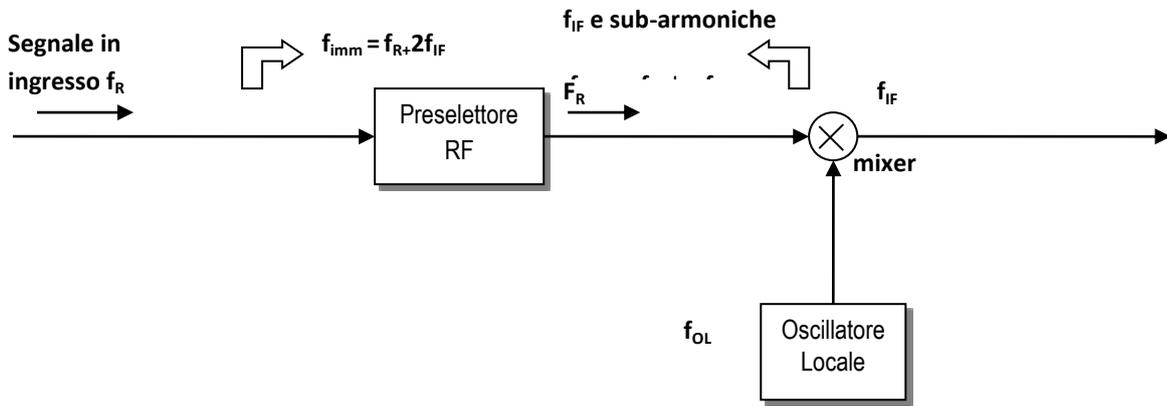
$2f_R$ [0 dBm]	72	67	71
$2f_R$ [+10 dBm]	73	85	83
	f_{LO} [+7 dBm]	f_{LO} [+17 dBm]	f_{LO} [+27 dBm]

I livelli sono in dB e si riferiscono al livello del segnale di uscita del mixer a frequenza intermedia f_{IF} il mixer è di tipo a doppio bilanciamento che verrà illustrato nel seguito. Si noti come all'aumentare del livello del segnale prodotto dall'oscillatore locale, diminuiscano i prodotti IM.

In genere i prodotti IM con $m=1$ e $n=2$ variano fra -67 ÷ -83 dB .

Per $m=1$ e $n=3$ i prodotti IM variano fra -49 ÷ -83 dB rispetto al livello del segnale a frequenza intermedia.

In entrambi i casi



Tutte le frequenze indicate in fig. in parte prodotte dal mixer (prodotti IM a frequenze $nf_{LO} \pm mf_R$) e segnale a frequenza intermedia f_{IF} e sue sub-armoniche, nonché segnali provenienti dall'antenna a frequenza immagine f_{imm} , devono essere sufficientemente attenuati dal preselettore.

Ne caso di up-converter la f_{IF} essendo alta viene agevolmente attenuata da un preselettore fisso con una larghezza di banda BW con rapporto $\frac{1}{2}$ fra la frequenza inferiore e la frequenza superiore del preselettore. Un filtro passa banda di tipo Chebyshev utilizzato come preselettore con un ripple di 0.1 dB con n (numeri di filtri) = 4 è sufficiente che abbia un rapporto di banda $BW=1.5$ per attenuare sufficientemente anche i prodotti f_{IM} verso l'antenna.

Si consideri come esempio un sistema con intervallo di sintonia 30 MHz – 500 MHz.

Il numero dei preselettori a sintonia fissa viene calcolato dalla espressione:

$$[f_{min}] \cdot K^n = f_{max}$$

ponendo $K \approx 1.5$ (K range passa banda del singolo preselettore)

si ottiene:

$K = \sqrt[n]{\frac{f_{max}}{f_{min}}}$ da cui $n = \frac{\log f_{max} - \log f_{min}}{\log K}$ ponendo in quest'ultima espressione il valore $K=1.5$ si ottiene per $n = 6.92$ quindi un numero di preselettori pari a 7. Essendo il numero di preselettori richiesto elevato si ripete il calcolo allargando la banda dei preselettori al valore $K=2$. In questo modo si ottiene per $n= 3.97$ quindi il numero di preselettori scende a 4. le bande dei 4 preselettori sono definite come segue:

Banda	MHz
1	$30 \div 2 \times 30 = 30 \div 60$
2	$60 \div 2 \times 60 = 60 \div 120$
3	$120 \div 2 \times 120 = 120 \div 240$
4	$240 \div 500$

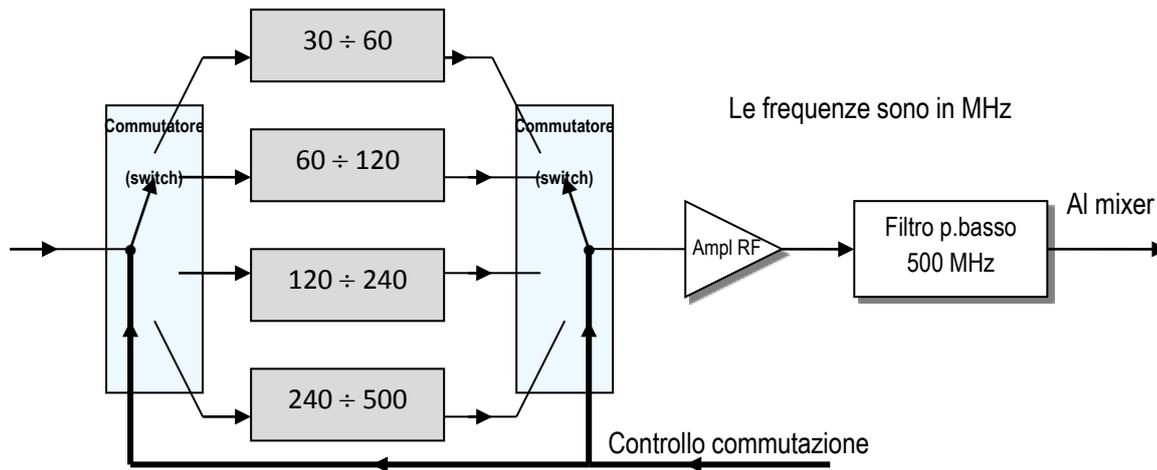


Fig Configurazione del front end (preselettore) di un ricevitore up-converter

La soppressione della radiazione dell'oscillatore locale è definita principalmente dall'attenuazione del preselettore. Così come per la prima IF che essendo notevolmente più alta della massima frequenza dell'intervallo operativo viene attenuata dal preselettore.

La reiezione della frequenza intermedia f_{IF} è usualmente determinata dalla banda più alta dei filtri che compongono il preselettore (v.fig.). L'attenuazione del filtro da prendere in considerazione è quella del filtro fuori banda per $f=f_{IF}$. Può accadere che per ottenere la sufficiente attenuazione sia necessari dotare il filtro di più stadi.

Comunque la reiezione di f_{IF} nel ricevitore up-converter non costituisce un problema critico a causa dell'alta frequenza intermedia.

Le frequenze spurie prodotte dal mixer devono essere esaminate banda per banda dei filtri che compongono il preselettore. In generale essendo sia la frequenza dell'OL f_{OL} e la frequenza intermedia f_{IF} ambedue alte i prodotti di intermodulazione sono anch'essi alti in frequenza per cui a loro attenuazione viene fissata dall'attenuazione del filtro passa banda a frequenza più alta.

Molti preselettori offrono un'attenuazione di soltanto 50-60 dB tra le bande dei filtri a causa dell'imperfezione dei commutatori che quindi limitano l'attenuazione dei filtri a questo valore.

In generale è necessario aggiungere un filtro passa basso addizionale (v.fig.), per assicurare le richieste prestazioni.

Conversione a frequenza intermedia f_{IF}

Il processo di conversione che avviene nel mixer consiste nella traslazione della frequenza del segnale in ingresso f_{RF} in una frequenza cosiddetta intermedia f_{IF} in genere di valore inferiore alla f_{RF} mescolando il segnale di ingresso con quello proveniente da un oscillatore locale a frequenza f_{OL} .

$$f_{IF} = | f_{RF} \pm f_{OL} |$$

Il valore assoluto sta ad indicare che fisicamente la frequenza intermedia che si ottiene deve essere sempre positiva.

Con un oscillatore locale sintonizzabile con continuità un ampio raggio di frequenze in ingresso può essere convertito alla stessa frequenza intermedia. Si noti inoltre che per ogni singola frequenza f_{OL} dell'oscillatore

locale si ottiene la conversione alla stessa frequenza intermedia f_{IF} di due segnali eventualmente presente in ingresso (da qui il segno \pm dell'espressione sopra scritta) un o a frequenza f_{RF} ed uno a frequenza $f_{RF} + 2f_{IF}$ come si può osservare in figura. E' chiaro che se il segnale in ingresso non desiderato a frequenza $f_{RF}+2f_{IF}$ non viene sufficientemente attenuato esso verrà amplificato e demodolato al pari del segnale desiderato e quindi interferirà distruttivamente sulla ricezione del segnale a frequenza f_{RF} . Il segnale a frequenza $f_{RF}+2f_{IF}$ viene indicato come segnale immagine e la frequenza $f_{im}=f_{RF}+2f_{IF}$ frequenza immagine

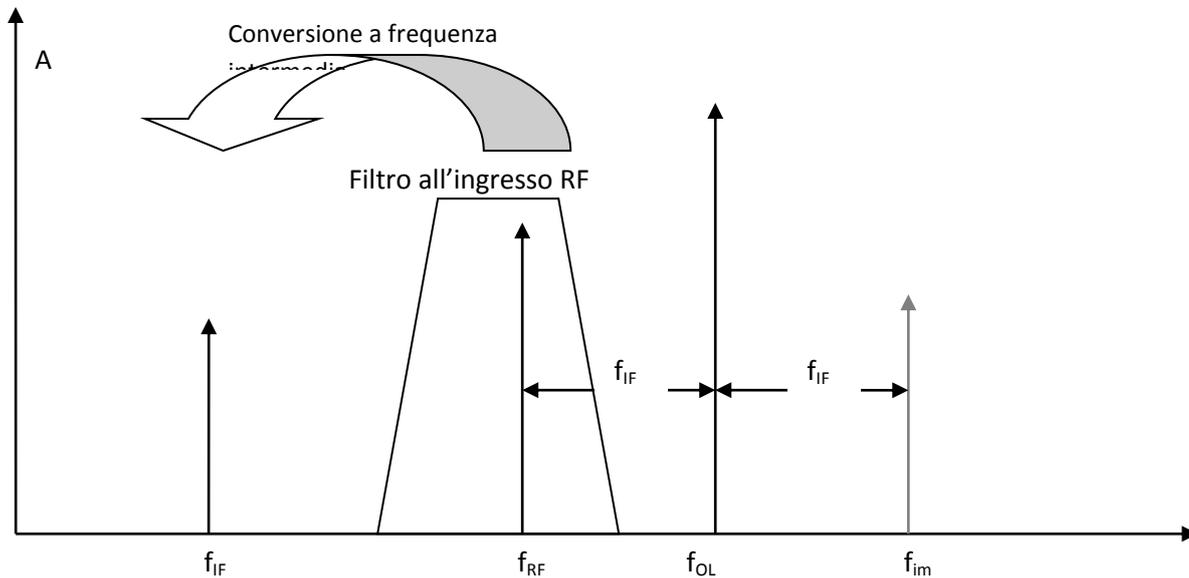


Fig. Esempio di conversione a frequenza intermedia rappresentato sull'asse delle frequenze. Da notare che, nel caso illustrato, il filtro del preselettore attenua sufficientemente il segnale a frequenza immagine che quindi non viene convertito a frequenza intermedia.

Nella figura sono illustrati gli intervalli in frequenza del segnale in ingresso al ricevitore e quello delle frequenze immagini. Il ricevitore presenta, in questo caso, una frequenza intermedia f_{IF} troppo bassa.

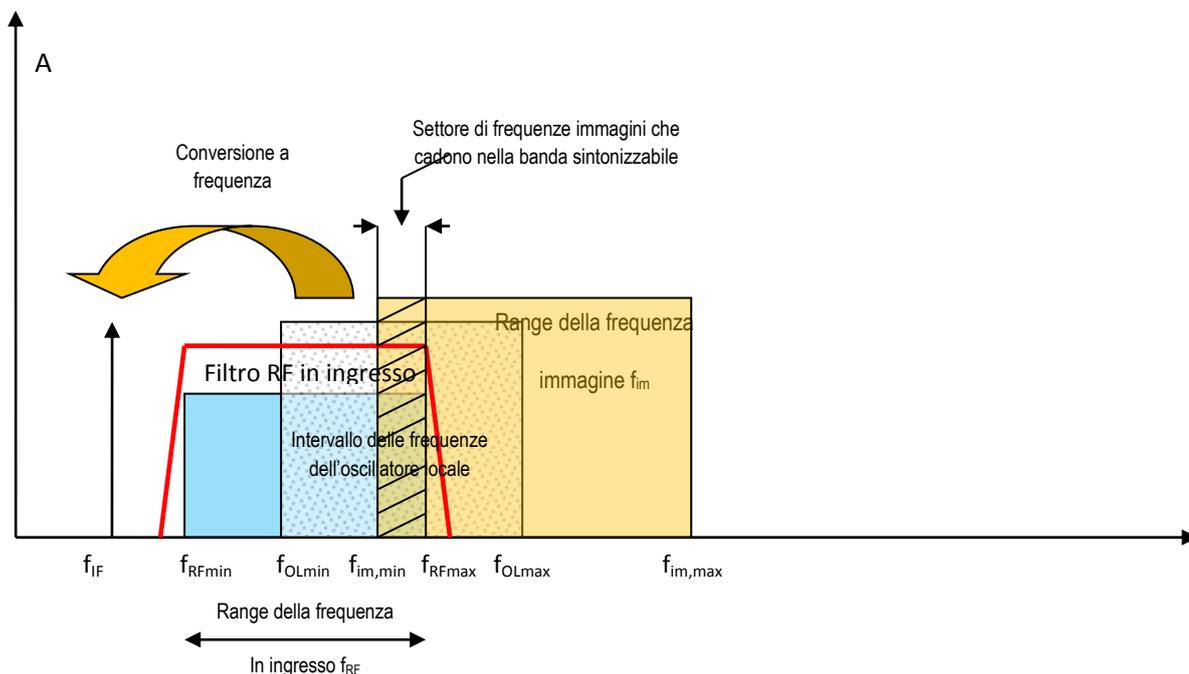


Fig. Sono illustrati gli intervalli di frequenza delle frequenze di ingresso e delle frequenze immagini nonché l'intervallo di sovrapposizione in cui verranno traslate alla frequenza intermedia f_{IF} due frequenze eventualmente presenti all'ingresso del ricevitore

Se il range delle frequenze in ingresso al ricevitore è più grande di $2f_{IF}$, i due intervalli si sovrappongono parzialmente per cui è necessario inserire un filtro passa banda sintonizzabile in ingresso per sopprimere la frequenza immagine (image frequency rejection) senza attenuare il segnale RF utile.

Per i moderni ricevitori di radiomonitoring con range tipici di 9KHz-3 GHz o 20 MHz-3 GHz risulta estremamente difficoltoso realizzare un filtro passa banda variabile con una così ampia banda di sintonizzazione (parecchie decadi), considerando anche che la sintonia di questo filtro ridurrebbe notevolmente la velocità di spazzolata in frequenza del ricevitore. Per tal motivi risulta più facile implementare una prima frequenza intermedia di valore alto. In questa configurazione il range delle frequenze immagini cade a frequenze superiori a quelle relative all'intervallo delle frequenze di ingresso senza che i due intervalli si sovrappongano (v. fig.)

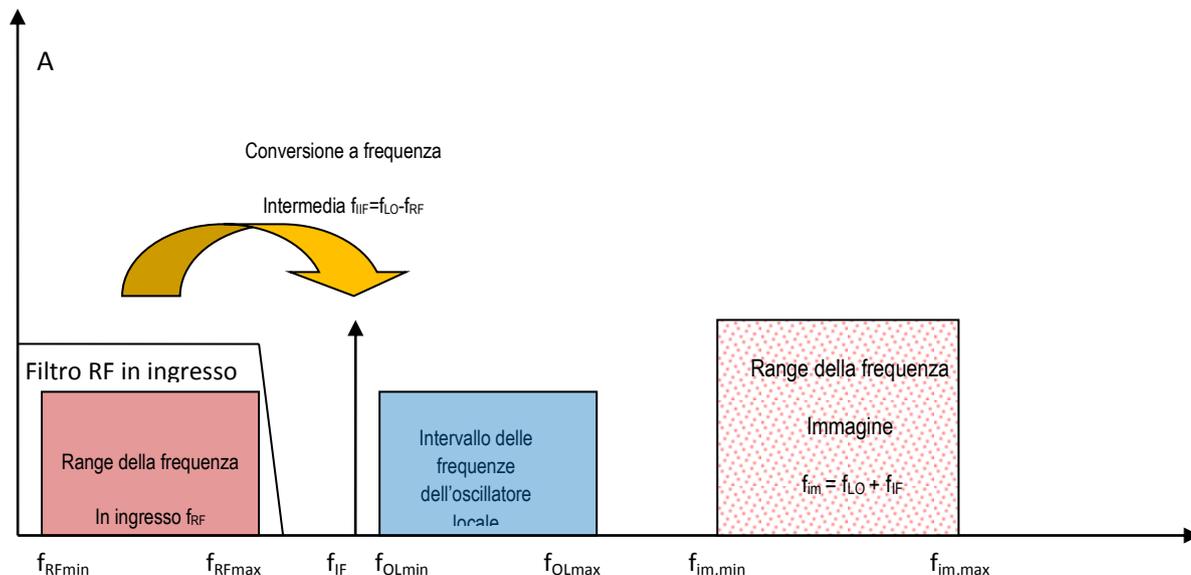


Fig in questo caso si è scelta una frequenza immagine $f_{IF} >$ della massima frequenza sintonizzabile f_{RFmax} . In tal modo le frequenze immagini f_{im} cade al di fuori del filtro RF in ingresso e quindi sono attenuate in ingresso.

La frequenza dell'oscillatore locale f_{LO} varia con la sintonia del segnale in ingresso f_{RF} in modo tale che

$$f_{LO} = |f_{IF} \pm f_{RF}|$$

Il segno + o - dipende dalla scelta che si fa se il mixer effettua una somma o una differenza. Nell'eterodina con conversione in basso DC (down converter $f_{IF} < f_{RF}$), è impiegato sempre il modo differenza, con l'oscillatore locale sintonizzabile in un range di frequenza che può essere superiore o inferiore a f_{RF} . Nella conversione in alto UC (up converter $f_{IF} > f_{RF}$) possono essere utilizzati sia la somma che la differenza di frequenza.

E' molto importante che le armoniche di basso ordine dell'oscillatore locale non siano uguali alla prima frequenza intermedia. Se uguali si avranno dei battimenti che si traducono in fischi udibili in demodulazione e l'AGC (automatic gain control) agirebbe come se vi fosse un forte segnale all'ingresso desensibilizzando il ricevitore.

Controllo automatico di guadagno

I valori di segnale presenti all'ingresso del ricevitore, hanno un'ampia gamma dinamica (Stazioni deboli, lontane; emittenti prossime o comunque potenti, affievolimenti, ecc..).

Il grado di amplificazione deve quindi poter variare in modo da essere massimo per i segnali deboli e ridursi con l'aumentare dell'intensità di campo ricevuto.

Ciò è ottenuto facendo variare opportunamente il valore di tensione continua di polarizzazione dei circuiti amplificatori mediante il controllo del punto di riposo dei transistor amplificatori, e quindi la posizione di funzionamento si può fare crescere o diminuire il valore di amplificazione (guadagno) del componente.

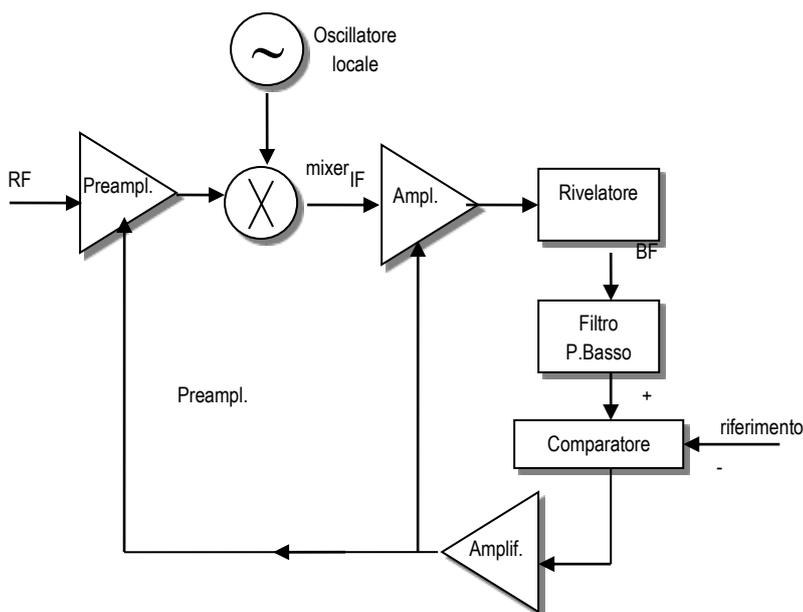
Si sa che all'uscita del demodulatore (FM o AM), si dispone di una tensione a bassa frequenza che contiene il segnale modulante.

Se mediante un filtro si elimina la variazione di ampiezza relativa alla modulazione, si ottiene la componente continua e poiché questa ultima è proporzionale all'intensità del segnale RF in antenna, si ha a disposizione una tensione variabile in ampiezza con il segnale in arrivo.

E' questa la tensione che si utilizza per far variare il guadagno degli stadi amplificatori.

In pratica il guadagno del ricevitore è controllato dall'intensità di segnale presente all'uscita del ricevitore (stadio rivelatore). L'uscita del rivelatore è comparata con una tensione di riferimento. Qualsiasi differenza fra le due tensioni viene amplificata ed inviata, come segnale di controllo, agli stadi precedenti al fine di far variare il guadagno degli stadi amplificatori a radio frequenza e quelli a frequenza intermedia.

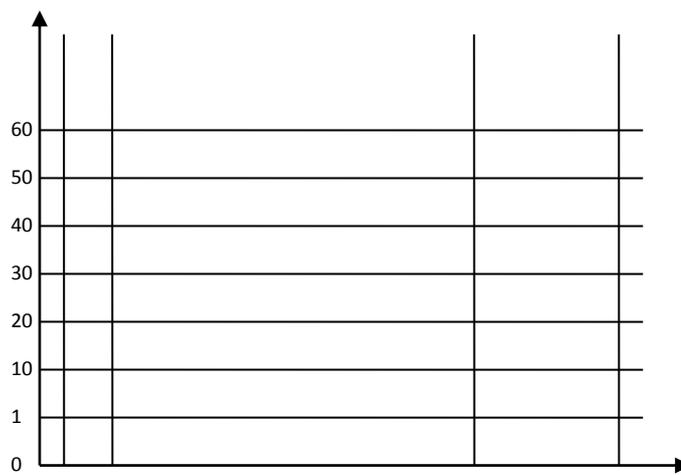
Il range di controllo dell'AGC



andamenti tipici di Δ_{AGC} sono quelli illustrati in fig.

Il punto in cui cessa la relazione lineare tra ingresso e uscita cessa è indicato come il valore di soglia dell'azione dell'AGC S_{min} . Il punto in cui il livello di uscita inizia a decrescere, dentro un range specificato, è considerato il punto più alto del circuito di controllo AGC S_{max} . La differenza fra questi due livelli in ingresso costituisce il range di funzionamento dell'AGC Δ_{AGC} :

$$S_{max} - S_{min} = \Delta_{AGC}$$



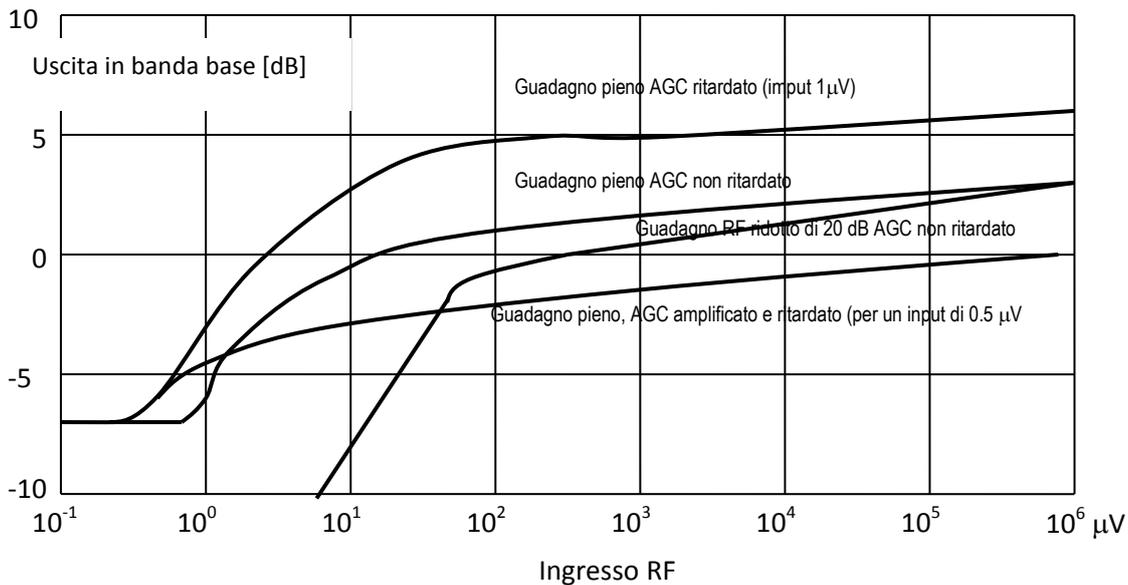


Fig. Tipiche curve che mostrano l'andamento del circuito di AGC. Si può distinguere una regione relativa a segnali in ingresso di basso livello. Salendo in ampiezza vi è una regione in cui l'uscita cresce pressoché linearmente con l'ingresso RF. Da un certo punto in poi l'uscita comincia a crescere molto poco rispetto all'aumentare del livello in ingresso. Per livelli abbastanza alti in ingresso, l'uscita non cresce più a causa del sopravvenire di fenomeni di saturazione in alcuni degli amplificatori.

L'AGC agisce sulla tensione di alimentazione degli IC o dei transistor amplificatori. Questo causa uno spostamento del punto di riposo che fa diminuire la dinamica dell'amplificatore ovvero del range centrato sul punto di riposo di tensioni amplificate senza distorsioni dall'amplificatore. Questa diminuzione del range dinamico avviene soprattutto in presenza di segnali forti la cui tensione di AGC sposta il punto di riposo verso la zona di saturazione del dispositivo.

Per ovviare a tale inconveniente può essere utilizzato uno schema come quello di figura, dove la tensione di AGC agisce sul valore di attenuazione di un attenuatore posto a monte dello stadio amplificatore che lavora a guadagno fisso.

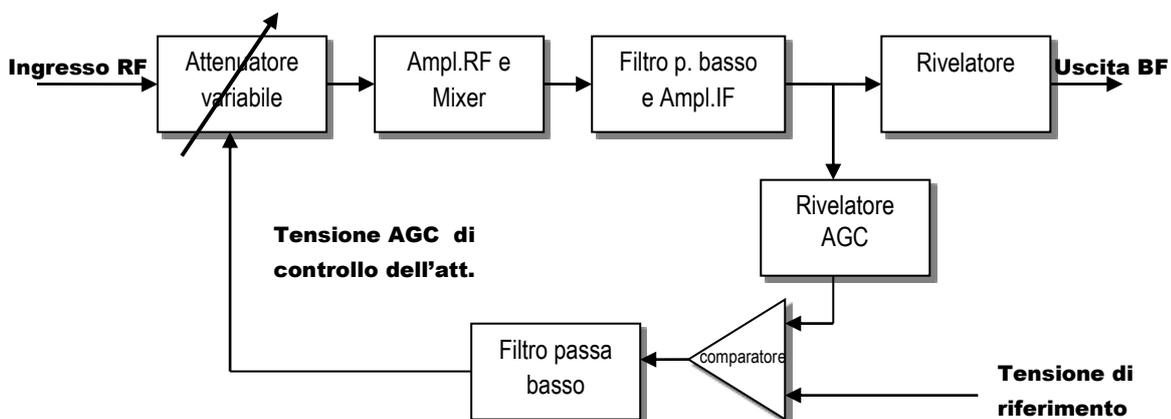


Fig. Schema di principio di un controllo automatico di guadagno AGC che utilizza l'attenuazione di un attenuatore variabile controllato in tensione

L'attenuatore nel circuito di figura è posto a monte degli amplificatori per prevenire qualsiasi fenomeno di saturazione di quest'ultimi dovuti ad un segnale troppo elevato presente all'ingresso.. Il rivelatore AGC produce alla sua uscita una tensione il cui livello proporzionale all'intensità del segnale RF in ingresso. Questo segnale viene inviato ad uno degli ingressi di un amplificatore differenziale in continua (DC amplifier). Il secondo ingresso è costituito da una tensione di riferimento. Il filtro passa-basso ha una costante di tempo abbastanza alta tale da prevenire instabilità nel loop di reazione e la cancellazione dell'eventuale modulazione a bassa frequenza del segnale . La tensione di AGC non deve seguire la modulazione del segnale. La tensione filtrata è la tensione di controllo (AGC) la cui ampiezza è legata all'intensità del segnale. Essa viene applicata all'attenuatore per controllare l'ammontare della sua attenuazione in modo che si ottenga un'attenuazione proporzionale all'intensità del segnale RF presente in ingresso. Il risultato è che la tensione in ingresso allo stadio amplificatore è pressappoco costante .

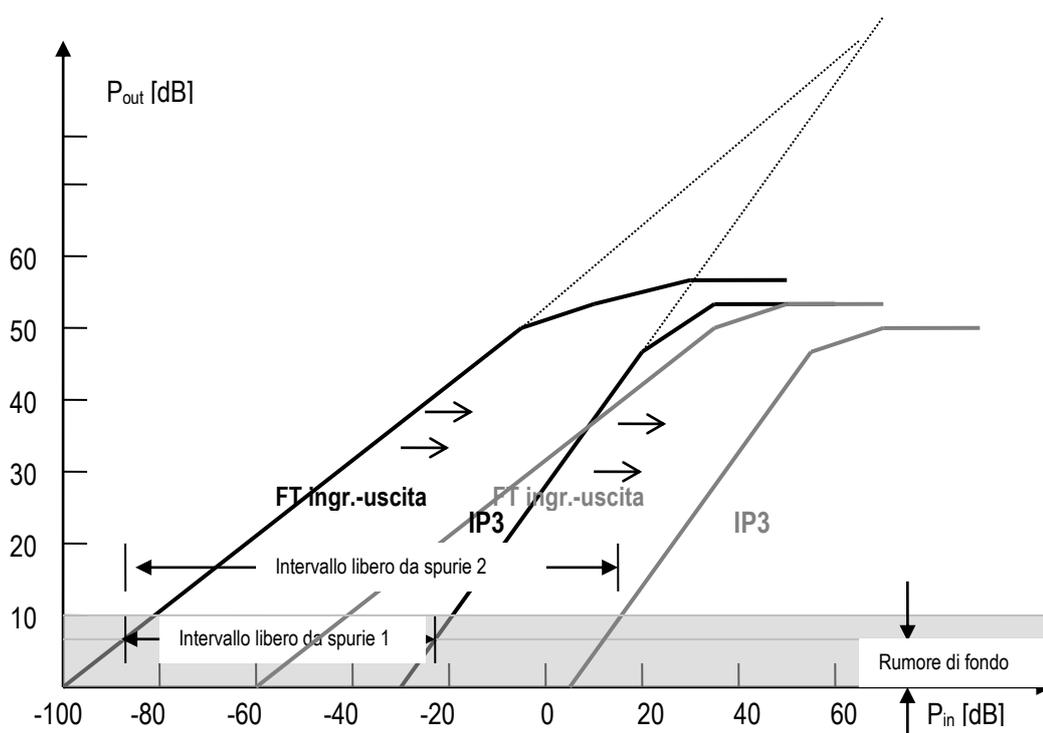


Fig in nero la funzione di trasferimento ingresso uscita del ricevitore. In grigio la stessa funzione quando si inserisce un valore massimo di attenuazione di AGC di 40 dB. Il range dinamico libero da spurie può essere esteso in tal modo . abbassando il guadagno e conseguentemente incrementando il punto di intercetto del 3°ordine

Aggiungere un attenuatore all'ingresso dell'amplificatore peggiora la figura di rumore ma aiuta a ridurre gli effetti di segnali forti presenti in ingresso al ricevitore anche al di fuori della banda sintonizzata. Un attenuatore in uscita all'amplificatore previene il sovraccarico degli stadi successivi ma ne riduce l'IP3 il punto di intercetto del III ordine.. teoricamente la cosa ottimale sarebbe diminuire il guadagno dell'amplificatore ed innalzare il punto di intercetto e tutto questo minimizzando gli effetti sulla figura di rumore. Con l'AGC si sacrificano le prestazioni del sistema in presenza di piccoli segnali per attivare una maggiore capacità di trattare segnali forti. Progettando accuratamente gli stadi di amplificazione e la controreazione di AGC è possibile sia ridurre il guadagno e ottenere un incremento nel valore del punto di intercetto. Sfortunatamente l'introduzione di perdite dovute agli attenuatori degrada il rumore interno . La figura illustra il principio dell'AGC. Le curve di trasferimento e del prodotto di intermodulazione del III ordine (ID3) sono slittate a destra dall'AGC a causa della diminuzione del guadagno dell'amplificatore. Si ha in tal modo un'estensione del range dinamico libero da spurie questo naturalmente in figura è illustrato nel caso in cui il guadagno ed il livello del punto di intercetto siano egualmente manipolati dall'AGC. In figura è anche indicato che l'AGC comporta un aumento del rumore interno al ricevitore che agisce negativamente diminuendo la sensibilità ai segnali deboli. A causa dell'abbassamento del guadagno sale il livello di rumore interno, vi deve essere un sufficiente margine per il rapporto S/N per i segnali desiderati per consentire questo degrado. Il compromesso si ottiene ottenendo un maggior vantaggio dall'aumento del punto di intercetto e una conseguente maggiore capacità di trattare segnali forti rispetto al degrado dovuto al deterioramento del rapporto S/N causato dall'innalzamento del rumore interno.

Gli schemi di AGC visti presentano un grande inconveniente quello di degradare la figura di rumore del ricevitore. Infatti per segnali di basso livello, l'introduzione di un attenuatore fa aumentare la figura di rumore poiché il segnale in ingresso all'amplificatore è tenuto ad un livello costante (v.fig.). Il livello di rumore prodotto all'interno dell'amplificatore è anch'esso costante. Da ciò il rapporto S/N all'uscita dell'amplificatore è anch'esso costante qualunque sia l'intensità del segnale in ingresso. Questo è inaccettabile se si vuole ottenere una buona qualità del segnale in ingresso. Si perde quella che è la funzione dell'amplificatore RF che è proprio quella di amplificare i segnali per ottenere un buon rapporto S/N .

Distribuendo l'attenuazione all'interno dello stadio amplificatore in due o più blocchi, la figura di rumore complessiva, che con la configurazione illustrata nella figura precedente, aumenta direttamente di 1 dB per un aumento di 1 dBm del segnale in ingresso può essere isolata dal guadagno e mantenuta all'incirca costante.

Il rapporto S/N in uscita può crescere all'aumentare della potenza del segnale presente in ingresso. La fig. successiva illustra come ottenere in linea di principio lo scopo prefissato.

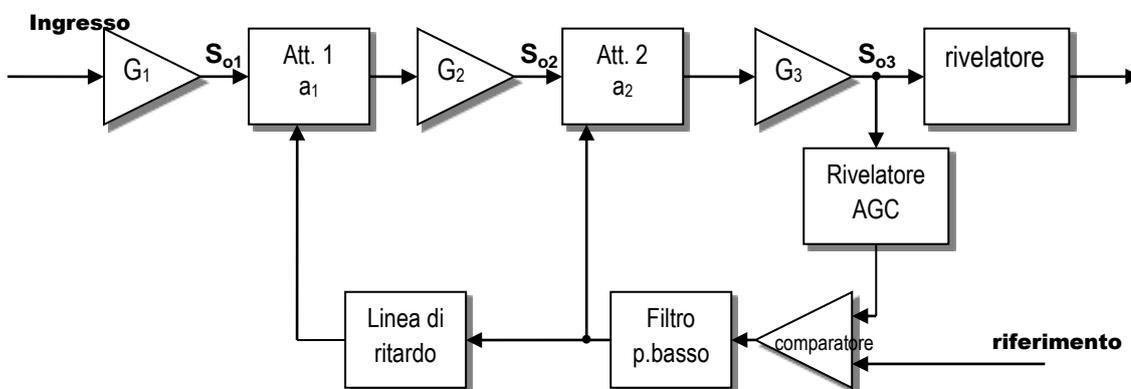


Fig. Distribuzione fra due attenuatori della tensione di controllo di guadagno AGC

Il Guadagno G_1 del primo amplificatore non è controllato e non vi è un attenuatore al suo ingresso. Poiché la figura di rumore complessiva F_{tot} del ricevitore dipende principalmente dalla figura di rumore F_1 del primo stadio amplificatore le attenuazioni previste per gli altri stadi: G_2 e G_3 , agiscono aumentando sulla F_{tot} ma non 1dB/1dBm. Bisogna comunque fare in modo che il segnale in ingresso al primo amplificatore non sia tale da portare in distorsione tale stadio. Inoltre G_1 deve essere tale che il segnale massimo in uscita da G_1 non raggiunga il punto di compressione di G_2 . La stessa cosa deve valere per il segnale massimo in uscita da G_2 che deve essere inferiore al punto di compressione di G_3 .

$$S_{imax} + G_1 = S_{o1} \leq S_{o1[-1dB]}$$

$$S_{o1} + a_1 + G_2 = S_{o2} \leq S_{o2[-1dB]}$$

$$S_{o2} + a_2 + G_3 = S_{o3} \leq S_{o3[-1dB]}$$

Ed, in generale:

$$S_{oN} + a_n + G_{N+1} = S_{oN} \leq S_{oN+1[-1dB]}$$

Dove:

S_{imax} La massima potenza in ingresso al primo stadio [dBm]

G_1, G_2 e G_3 Guadagni rispettivamente, del I, II e III amplificatore [dB]

S_{o1}, S_{o2}, S_{o3} Potenze in uscita rispettivamente dal I, II e III stadio [dBm]

$S_{o1[-1dB]}, S_{o2[-1dB]}, S_{o3[-1dB]}$ punti di compressione a -1 dB rispettivamente del I, II e III stadio

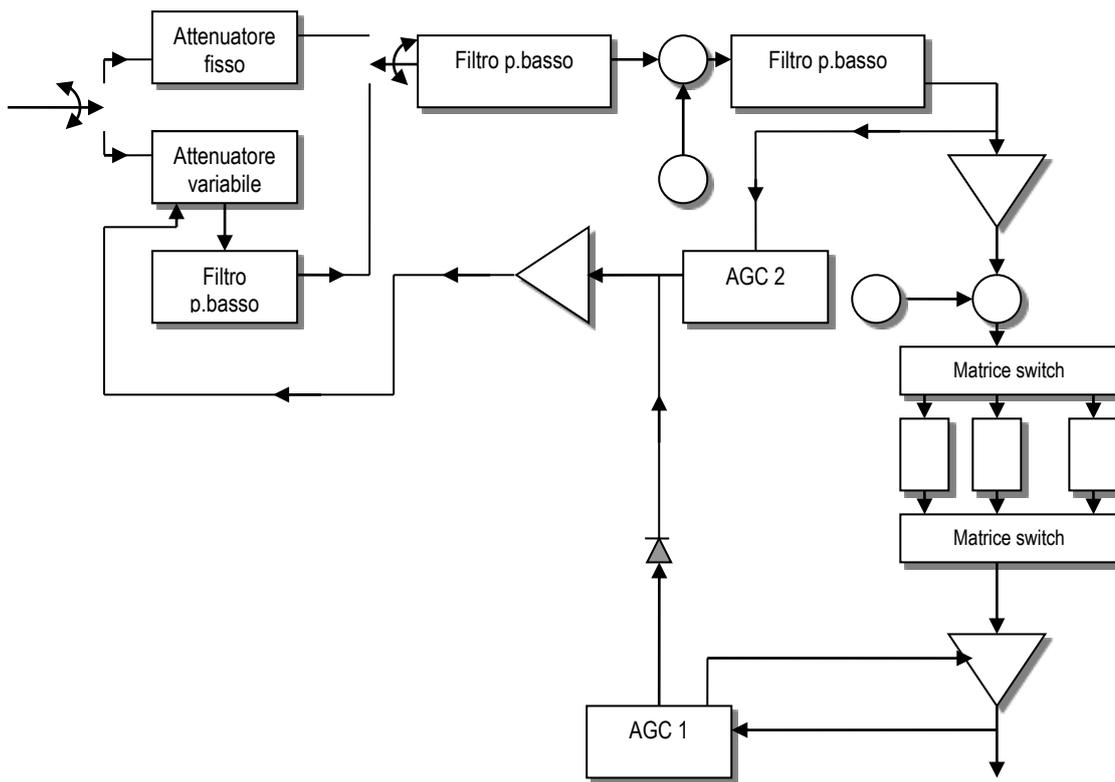
a_1 e a_2 le massime attenuazioni degli attenuatori n.1 e n.2

Il risultato di tale configurazione è quello di avere il più basso rumore in uscita o il massimo di riduzione all'aumentare del segnale in ingresso. Il controllo di guadagno viene applicato per primo all'attenuatore più vicino all'uscita questo per evitare l'incremento della figura di rumore complessiva e quindi una riduzione della sensibilità e se gli stadi a monte cominciano a distorcere il controllo AGC viene progressivamente introdotto. La sequenza di attenuazione è in successione nell'esempio di figura: a_2, a_1 in generale: $a_n, \dots, a_3, a_2, a_1$.

Si ottiene tale successione mediante una linea di ritardo che ritarda la tensione di controllo man mano che si comanda gli attenuatori più vicini all'ingresso. Generalmente sono sufficienti due o tre sezioni di attenuazione. Questa procedura mantiene la più bassa figura di rumore complessiva con l'incremento della potenza del segnale e previene la distorsione di ciascun stadio.

In figura è illustrato lo schema di un ricevitore LF/MF/HF che nella sezione MF/HF (300 KHz ÷ 3 MHz) presenta un controllo di guadagno AGC a doppio anello. Il doppio anello è dovuto al fatto che se vi sono in ingresso presenti due forti segnali a pochi chiloherz di differenza dal segnale desiderato, il primo filtro IF può non essere in grado di attenuarli perché troppo vicini al segnale sintonizzato. Come conseguenza tali segnali indesiderati, possono causare distorsione nel primo stadio IF e nel front-end RF. E il loro IM3 (prodotto di intermodulazione del III ordine può cadere alla frequenza del segnale sintonizzato. Comunque, poiché i canali adiacenti e le loro armoniche vengono attenuati dagli stadi molto più selettivi della seconda IF, non potranno essere rilevati se l'AGC è controllato solamente dal segnale in uscita dal secondo stadio IF. Tale segnale deve essere rilevato nel primo stadio a frequenza intermedia e ridotto prima che arrivi all'ingresso di qualsiasi dispositivo attivo del ricevitore inserendo un attenuatore controllato in tensione,

ad esempio tramite diodi PIN, come quello dell'AGC loop 1 del ricevitore schematizzato in figura dove è illustrato un esempio di doppio loop adottato per l'AGC di un ricevitore HF.



La fig.58AB illustra schematicamente quanto detto per un rivelatore AM, si noti come il filtro passa-basso formato da R2 e C2 elimini l'inviluppo di modulazione, rendendo alla sua uscita una tensione continua.

La fig.59Ab mostra uno stadio amplificatore ad emettitore comune, la tensione di AGC è avviata sulla base. Un cambiamento di questa tensione cambierà il punto di lavoro del transistor: ciò porterà ad un cambiamento della corrente continua di emettitore.

Il partitore formato da R1 e R4 determina la tensione alla base in assenza di segnale, poichè il transistor è del tipo PNP questa tensione è negativa.

La tensione AGC deve essere allora positiva perchè allorchè aumenterà per effetto di un aumento del segnale in arrivo, il maggiore potenziale positivo dell'AGC andrà alla base diminuendo la polarizzazione e, di fatto, l'amplificazione.

AGC ritardato

L'intervento dell'AGC è solitamente ritardato , intendendosi con questo termine, che esso interviene solo dopo che la tensione raggiunge un certo valore.

Senza alcuno intervento al riguardo, si avrebbe che tutti i segnali in arrivo produrrebbero una tensione di correzione AGC, anche quelli più deboli.

Di conseguenza il ricevitore non potrà essere usato alla sua sensibilità massima che sarà limitata dal continuo intervento dell'AGC.

Si fa in modo quindi, che l'AGC intervenga solo quando il segnale in arrivo supera un certo valore di soglia.

Ciò si ottiene adottando un diodo raddrizzatore esclusivamente per ricavare la tensione di AGC.

Questo diodo verrà polarizzato con una certa tensione inversa, per cui inizierà a condurre e quindi a demodulare solo quando il segnale a frequenza intermedia supera un certo valore di soglia fissato dalla tensione di polarizzazione inversa del diodo.

Per certi ricevitori sia necessario disporre di una tensione di controllo più ampia di quella che il raddrizzamento della tensione di segnale può dare.

Si adotta allora uno stadio amplificatore per la tensione di AGC.

L'uscita del ricevitore, adottandosi l'AGC amplificato, rimane costante anche per ampie variazioni dell'intensità del segnale in arrivo: anche le variazioni dei segnali deboli risultano meglio controllate.

Il filtraggio della tensione AGC è necessario per un insieme di motivi.

Una prima ragione è quella di evitare che tensioni a frequenza intermedia non filtrate si ritrovino all'ingresso del transistor amplificatore creando instabilità, ovvero oscillazioni parassite.

I valori di resistenza e capacità del filtro devono essere scelti con accortezza.

Infatti la costante di tempo deve essere adeguatamente bassa in modo che la tensione di AGC risponda con sufficiente velocità alle variazioni di livello del segnale per contrastare gli affievolimenti (fading).

D'altro canto, la costante di tempo deve essere anche sufficientemente alta rispetto alla più bassa frequenza audio che si vuole riprodurre.

In molti ricevitori esiste un comando che permette la scelta fra diverse costanti di tempo, in modo che l'operatore possa scegliere la costante di tempo più efficace per annullare il particolare tipo di affievolimento manifestantesi.

Punto di Intercetto

Come misura delle prestazioni del ricevitore rispetto ai prodotti di intermodulazione, si può introdurre il concetto di PUNTO DI INTERCETTO (intercept point).

Si fa riferimento alla capacità del ricevitore di rilevare correttamente un segnale RF modulato presente nel canale sintonizzato, quando sono anche presenti due toni interferenti. Questi toni sono separati in frequenza dal segnale in ingresso che si vuole rilevare in modo tale che a causa della non linearità di alcuni elementi come amplificatori e mixer si ottiene in questi ultimi una miscelazione dei due toni interferenti con un prodotto in uscita che cade nella banda sintonizzata.

La protezione che il ricevitore offre contro le interferenze dovute a responsi spuri è misurata dall'abilità del ricevitore di discriminare tra il segnale in ingresso alla frequenza desiderata e segnali non desiderati a qualsiasi altra frequenza che producono una risposta in uscita dal ricevitore.

I punti di intercetto del 2° e 3° ordine rappresentano il parametro più importante riferibile alla linearità del circuito che compongono il ricevitore radio. Consentono di predire il comportamento all'intermodulazione del ricevitore che descrivono la suscettibilità del sistema ricevente alle interferenze causate da utilizzatori dello spettro adiacenti al canale utile. .

Il vantaggio del metodo del punto di intercetto è che si ottiene un singolo numero, usualmente in dBm, che risulta essere indipendente dal livello dei segnali in ingresso.

Il concetto di punto di intercetto del 2° e 3° ordine è illustrato dalla fig.1.9.

La curva illustra la tipica relazione ingresso-uscita di un dispositivo (amplificatore, ricevitore, etc..).

Una curva rappresenta l'andamento fra il segnale in ingresso ed il corrispondente risposta in uscita dal dispositivo.

La curva che illustra la relazione appena descritta è la retta con pendenza 1dB/1dB nella zona di linearità. Tale retta esprime il fatto che ad ogni aumento di 1 dB del livello del segnale d'ingresso il livello di uscita cresce corrispondentemente, di 1 dB (fin quando il comportamento del dispositivo è di tipo lineare).

La seconda curva rappresenta l'andamento del livello dei prodotti di intermodulazione del 3° ordine che hanno quando all'ingresso sono applicati due toni di uguale ampiezza.

E' da notare che la retta dei prodotti del 3° ordine ha UNA PENDENZA DI 1dB/3dB.

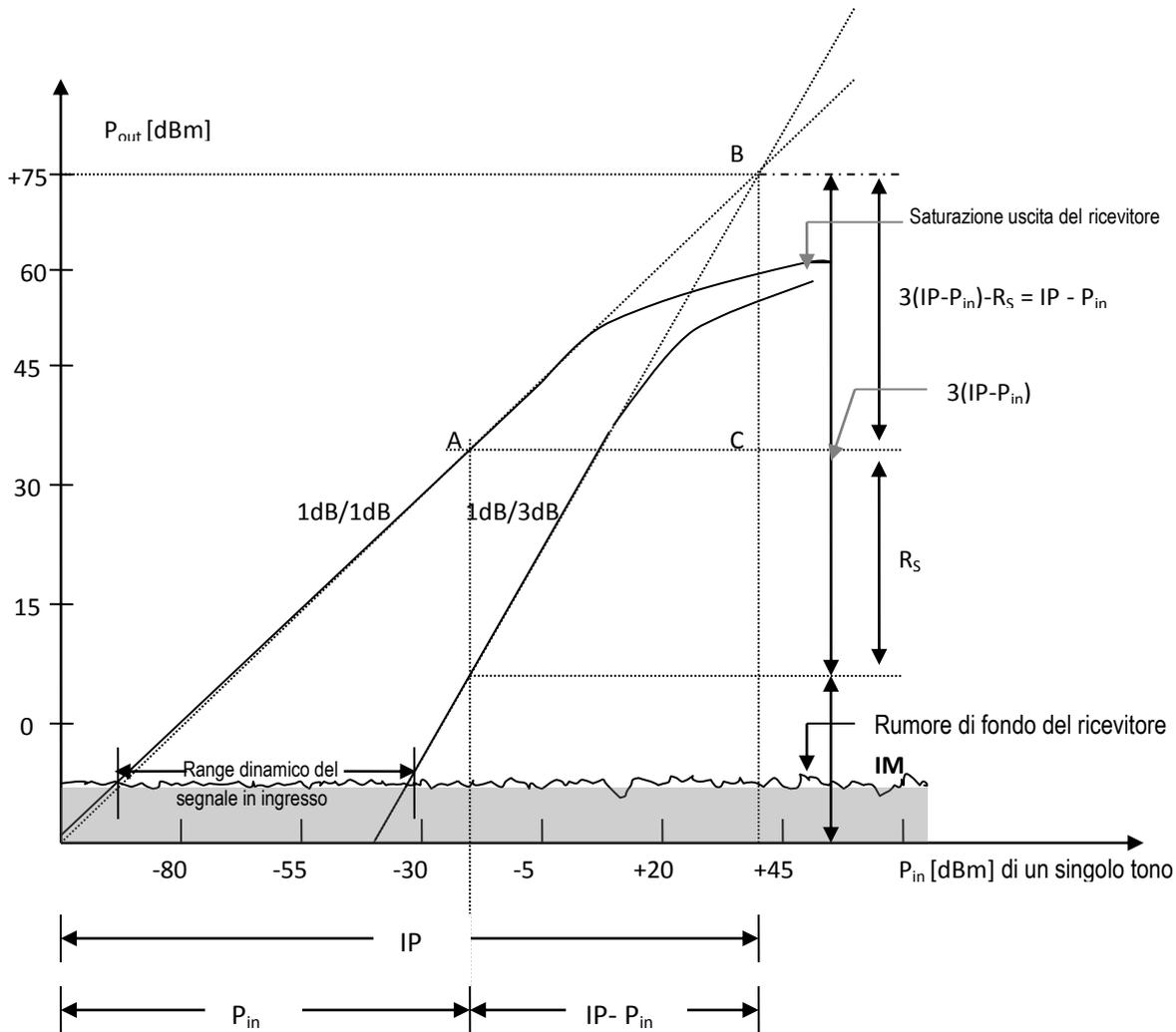


Fig.1.9 Andamento della funzione ingresso/uscita P_{in}/P_{out} , retta con pendenza 1dB/1dB. Andamento dell'ampiezza dei prodotti di intermodulazione del 3° ordine in uscita (retta con pendenza 1dB/3dB). Le rette, da un certo livello del segnale in ingresso in poi, si incurvano raggiungendo un valore costante in uscita all'aumentare di P_{in} per fenomeni di saturazione del dispositivo

Questo significa che all'aumento di 1 dB dei 2 toni in ingresso corrisponde un aumento di 3 dB dei prodotti di intermodulazione del 3° ordine.

Le due curve, all'aumentare del livello dei segnali in ingresso, divergono dalla linearità fino a quasi non aversi più aumenti del segnale in uscita all'aumentare del segnale in ingresso. Questo è dovuto a fenomeni di saturazione dei dispositivi elettronici.

Si può pensare comunque di prolungare idealmente le due rette fino ad un punto dove esse si incontrano.

Il punto di incontro delle due rette **STABILISCE IL PUNTO DI INTERCETTO**.

La potenza in ingresso corrispondente al punto di intercetto ,è il PUNTO DI INTERCETTO DEL 3° ORDINE per due toni in ingresso , specificato nelle caratteristiche del ricevitore.

E' evidente che il punto di intercetto non può essere determinato con prove pratiche, Poiché, è un valore ideale ottenuto con una linearizzazione teorica della caratteristica ingresso-uscita del ricevitore.

In pratica viene computato attraverso l'espressione:

$$IP = \frac{1}{2}R_s + P_{in} \quad (1)$$

Questa espressione è facilmente ottenibile da un'ispezione di fig.1.9

I simboli utilizzati hanno il seguente significato:

- IP Livello del segnale in ingresso P_{in} relativo al punto d'intercetto del 3° ordine
- R_s Differenza in dB fra il livello dei prodotti del 3° ordine ed il livello del segnale in uscita
- P_{in} Livello del segnale in ingresso

In pratica viene utilizzata questa formula per determinare il punto di intercetto IP.

La (1) si ottiene considerando il triangolo ABC di figura AC=BC ma AC=IP- P_{in} e

BC=3(IP- P_{in})- R_s da cui l'eguaglianza:

$$3(IP-P_{in})-R_s = IP-P_{in} \quad \text{da questa si può ricavare } R_s = 2(IP-P_{in}) \quad \text{da cui la (1)}$$

- **Misura del punto di intercetto del 3° ordine** -

Con riferimento allo schema di misura illustrato in fig.1.10, si applicano al ricevitore due toni di uguale ampiezza (P_{in}), ma di livello tale che il sistema lavori in zona di linearità.

Con un analizzatore di spettro in uscita si misurano i livelli del segnale utile in uscita e dei prodotti di intermodulazione del 3° ordine, la differenza da R_s , potendosi così calcolare IP mediante l'espressione (1).

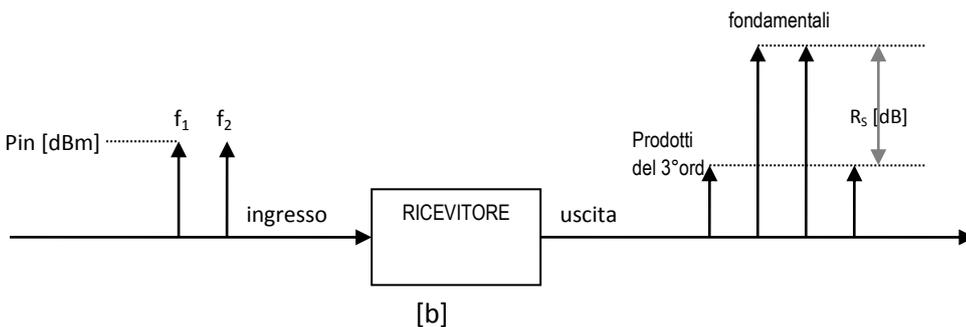
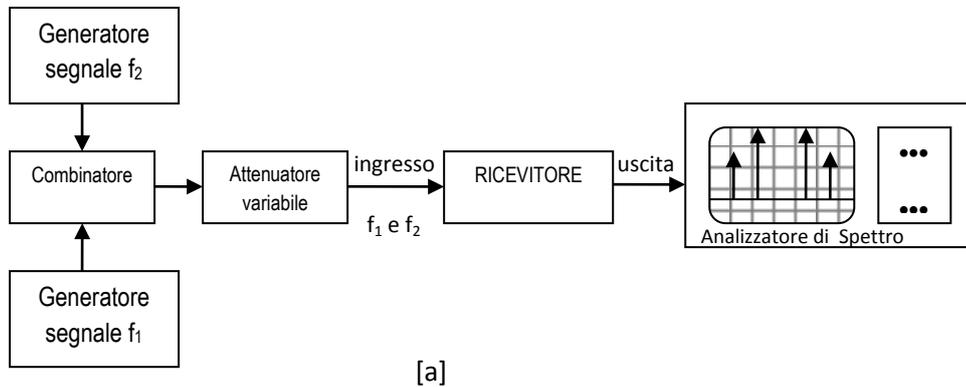


Fig.1.10 Schema di misura per il calcolo del punto di intercetto del 3° ordine per un ricevitore

Un'altra importante relazione che può ricavarsi dalla fig.1.9. è la seguente:

$$IM = 3P_{in} - 2IP \quad (2)$$

dove:

- IM Livello in dBm dei prodotti del 3° ordine per un determinato livello P_{in} dei segnali in ingresso
- IP Livello del punto di intercetto del 3° ordine
- P_{in} livello in dBm del segnale in ingresso

L'espressione (2) si ottiene considerando la retta con pendenza 1dB/1dB ed eguagliando l'ascissa con l'ordinata:

$$IP = IM + 3(IP - P_{in})$$

Come si può notare dall'espressione (2), più alto è il valore del punto di intercetto, tanto meno IL RICEVITORE E' SUSCETTIBILE AI RESPONSI SPURI dovuti alla presenza di due forti segnali al suo ingresso. Sfortunatamente l'esigenza di avere un punto di intercetto il più alto possibile, è inconciliabile con la contemporanea esigenza di avere una bassa figura di rumore.

E' obbligatorio ricercare un compromesso fra figura di rumore e punto di intercetto, nel progetto di un ricevitore.

In generale un ricevitore concepito per avere un alto valore di punto di intercetto, impiega degli stadi amplificatori RF ed IF e mixers doppiamente bilanciati, aventi un alto punto di compressione ad 1 dB. Questi stadi amplificatori di potenza hanno però un'alta figura di rumore e consumano più potenza di stadi a bassa potenza (punto di compressione più basso). Così i mixer utilizzati ad alta linearità, richiedono alti livelli di segnale per l'oscillatore locale, ciò provoca alte radiazioni da parte dello stesso oscillatore locale e consistenti livelli di emissioni spurie interne al dispositivo e naturalmente un maggior consumo di energia.

- PUNTO DI INTERCETTO DEL 2° ORDINE -

Analoghe considerazioni a quelle svolte nel paragrafo precedente possono essere svolte per la definizione e la determinazione del punto di intercetto del 2° ordine IP2.

In fig.1.11 è disegnata la solita caratteristica ingresso-uscita di un dispositivo quasi lineare.

Le curve tracciate sono 3:

- caratteristica ingresso uscita per il segnale utile (retta con pendenza 1 dB/1dB)
- caratteristica andamento dei prodotti di intermodulazione del 3°ordine (retta con pendenza 1dB/3dB)
- caratteristica dell'andamento dei prodotti del 2° ordine (pendenza 1dB/2dB)

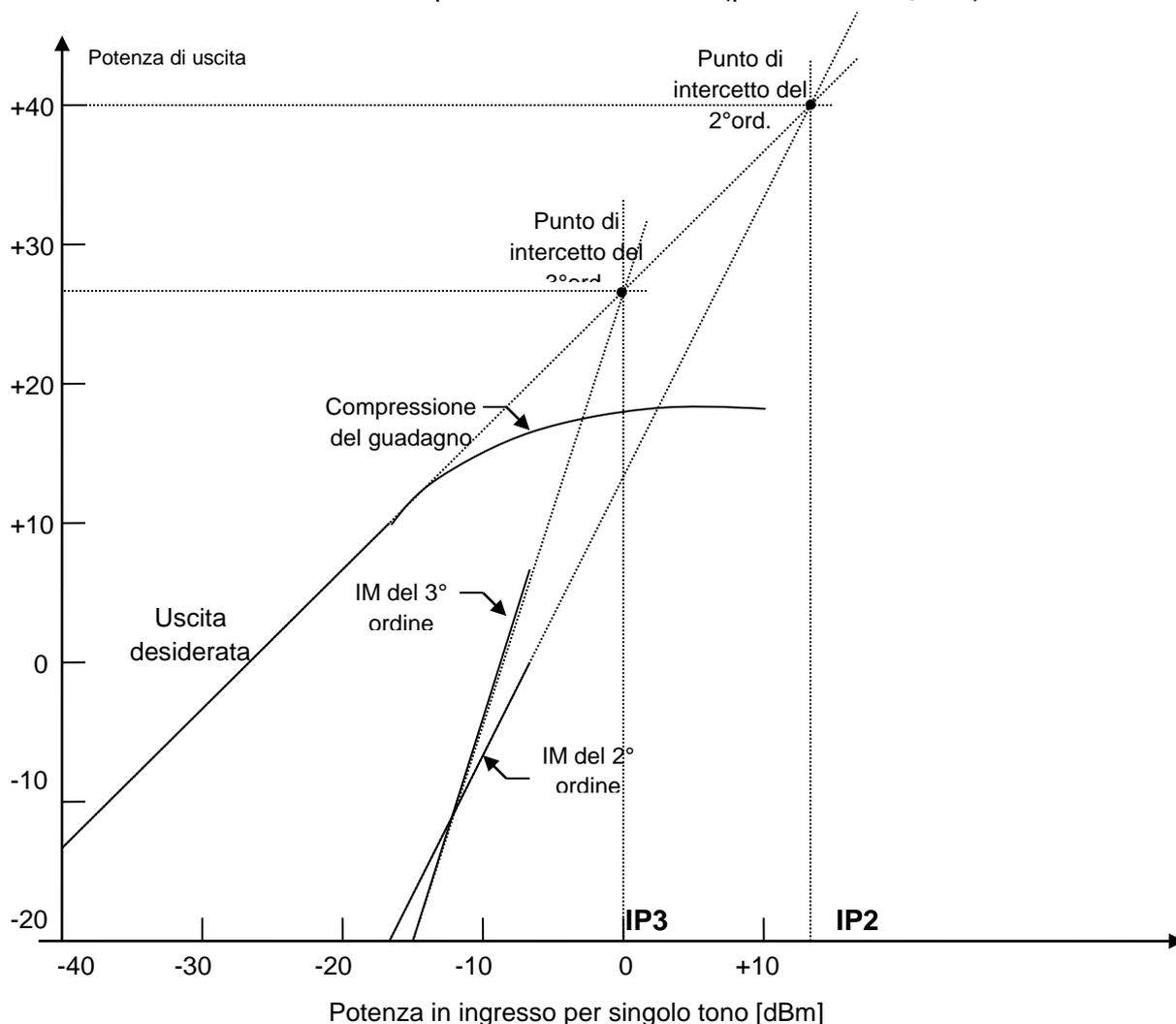


Fig.1.11 Caratteristica ingresso/uscita, prodotti del 2° ordine e del 3° ordine, in funzione de livello del segnale in ingresso.

Analogamente al punto di intercetto del 3° IP3, si definisce un punto di intercetto del 2° ordine IP2 come il punto d'intersezione dell'ideale prolungamento della retta caratteristica ingresso-uscita e la retta dei prodotti del 2°ordine.

Il punto di intercetto del 2° ordine è molto più alto del valore del punto di intercetto del 3° ordine, Poiché, per quanto si è detto, i ricevitori sono più sensibili alle distorsioni del terzo ordine.

Tuttavia questo non è vero a bassi livelli di segnale come si può notare in fig.1.11. Molte analisi trascurano il punto di intercetto del secondo ordine. Questa semplificazione risulta valida in sistemi che possiedono filtri a banda molto stretta posti a valle degli stadi che producono i prodotti di intermodulazione. Trascurare i prodotti di intermod. Del 2° ord. In sistemi a larga banda è comunque un errore, perché può accadere, in tali sistemi, che i prodotti del 2° ord. Superino in ampiezza quelli del 3° ord. Questo è evidente in fig. 1.11 per potenze di ingresso inferiori ai -15 dBm.

Particolare attenzione deve essere posta nelle definizioni: 'punto di intercetto in ingresso' e 'punto di intercetto in uscita'. Molti costruttori forniscono il generico dato di 'punto di intercetto'. Generalmente per i mixer è definito un punto di intercetto in ingresso mentre per gli amplificatore si definisce un valore di punto di intercetto in uscita. Si specificherà nel seguito in quale punto del sistema (in o out), è definito il punto di intercetto.

- **Rappresentazione grafica dei punti di intercetto**

Le espressioni matematiche del precedente paragrafo, mettono in relazione i livelli di ingresso Pin i livelli IP3 e IP2 rispettivamente dei punti di intercetto del 3° e 2° ordine con il livello di spurie prodotte all'interno del ricevitore IM2 e IM3. Tali relazioni possono essere rappresentate anche attraverso nomogrammi come quello di figura.

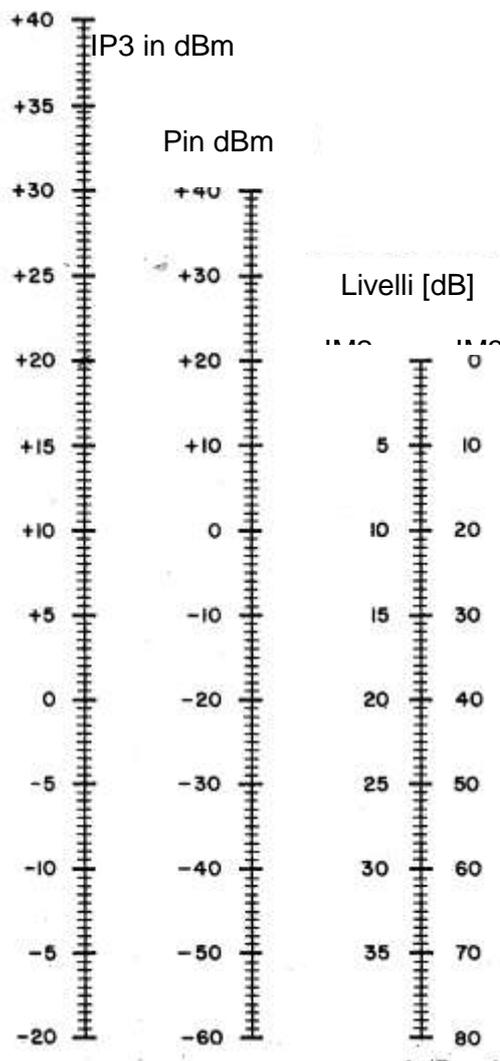


Fig. 1.12

Nomogramma che lega i responsi spuri (IM2 e IM3) di un ricevitore al segnale in ingresso (si considerano due toni di uguale potenza: P_{in}) ed al valore di punto di intercetto del 3° ord. IP3.

In figura i livelli di spurie sono relativi (dB sotto) rispetto al livello del segnale di ingresso P_{in} (dBm)

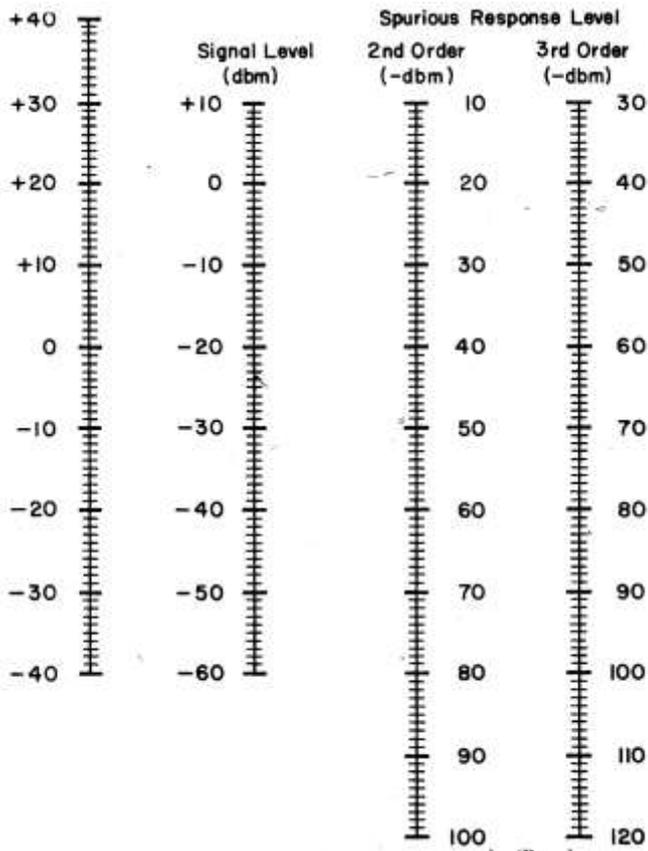


Fig. 1.13

Nomogramma che lega i responsi spuri (IM2 e IM3) di un ricevitore al segnale in ingresso (si considerano due toni di uguale potenza: P_{in}) ed al valore di punto di intercetto del 3° ord. IP3.

In figura rispetto alla fig.1.12, livelli di spurie sono indicati in valore assoluto (-dBm).

L'espressione da cui si ricava il nomogramma è quella nota:

$$IP3 = (3P_{in} - IM)/2$$

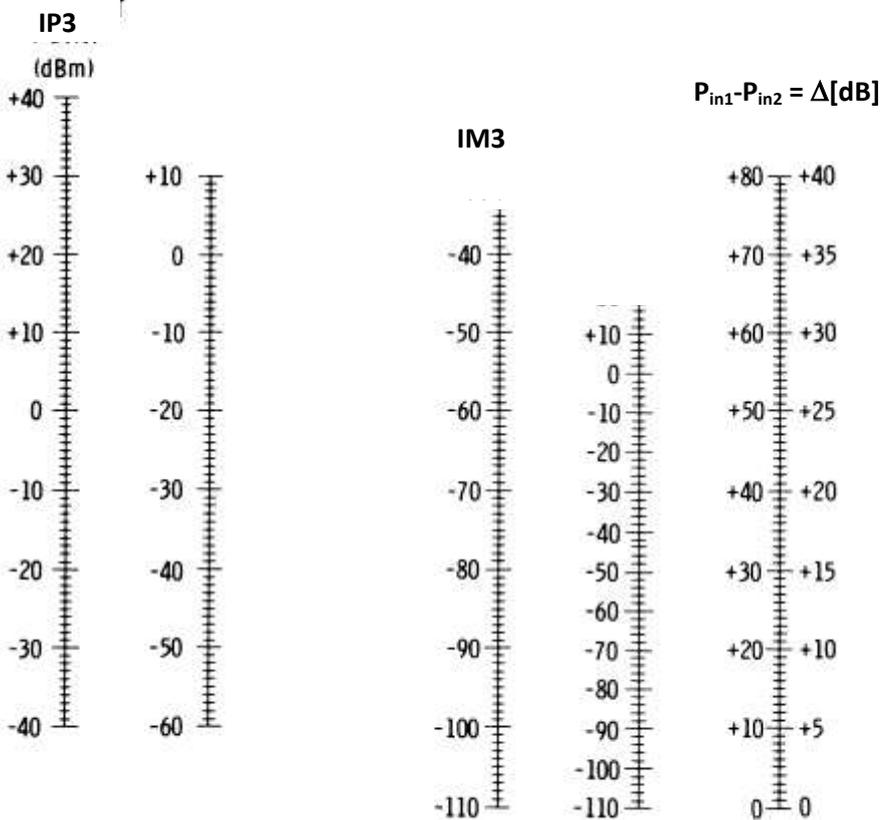
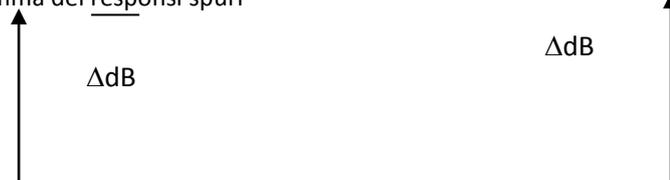


Fig.1.14a Nomogramma dei responsi spuri



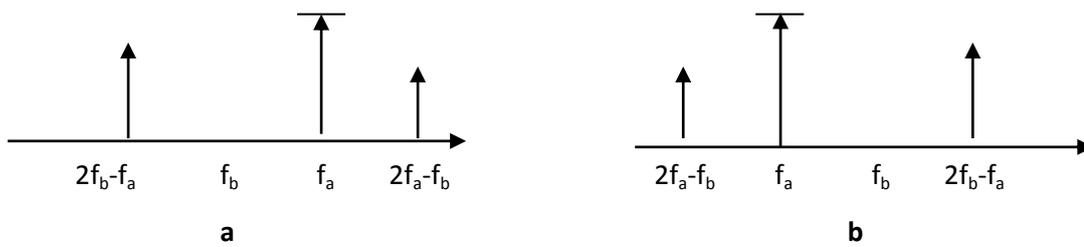


Fig. 1.15 a e b frequenze in ingresso (f_a e f_b) e prodotti di intermodulazione IM_3

Nel terzo nomogramma si prende in considerazione il fatto che i due segnali presenti all'ingresso del ricevitore abbiano potenza diversa. Per determinare i prodotti di intermodulazione a frequenze : $2f_a-f_b$ e $2f_b-f_a$, si procede nel seguente modo:

- Si traccia un segmento dal punto di intercetto IP3 fino al valore di potenza di ingresso P_{in} più bassa (colonne 1 e 2 di figura).
- Si estende la linea fino alla terza colonna di figura determinando il prodotto di intermodulazione IM_3 che si avrebbe se tutti e due i segnali di ingresso avessero il minore fra i due valori di P_{in} .
- Si traccia una retta dall' IM_3 determinato fino all'ultima colonna sul punto corrispondente al valore di $\Delta = P_{in1}-P_{in2}$ (si è considerato in questo caso $P_{in1} > P_{in2}$) Il valore differenza nell'ultima colonna si prende nella scala a sinistra se il segnale a livello più basso in ingresso ha la frequenza più alta (es. di fig. 1.15a) Se invece il segnale a livello più basso ha anche una frequenza inferiore (es. fig. 1.15b) il valore differenza Δ viene preso alla destra dell'ultima colonna del nomogramma.
- Nella colonna IM_3 , la retta tracciata intercetta un valore che indica il livello di spuria in dBm , dovuto al segnale in ingresso con livello più alto.
- Si traccia la retta dal precedente valore determinato nella colonna 3 (IM_3 per $P_{in1}=P_{in2}$) con il valore differenza Δ , stavolta preso nella scala di sinistra dell'ultima colonna.
- Quest'ultima retta intercederà sulla retta IM_3 per $P_{in1} \neq P_{in2}$, il valore della spuria prodotto dal segnale in ingresso con valore maggiore

- Prodotti di intermodulazione

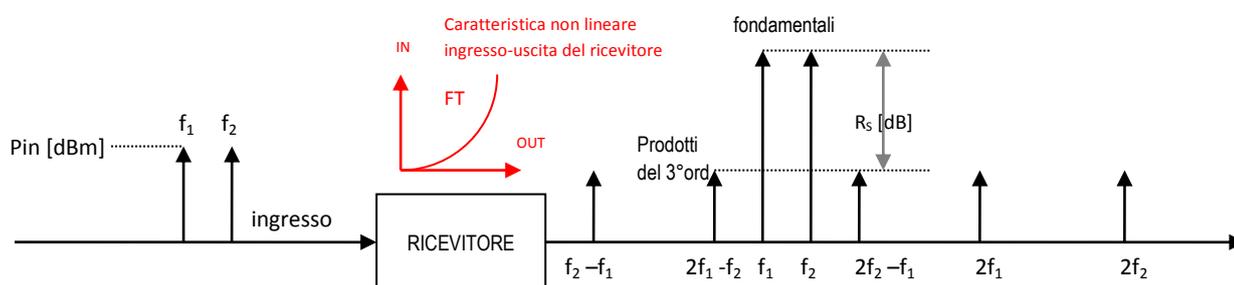


Fig 1.16 alcuni dei prodotti di intermodulazione presenti all'uscita del ricevitore la cui funzione di trasferimento non è lineare

Con riferimento alla fig. 1.16 il ricevitore effettua dei processi non lineari sul segnale di ingresso come la miscelazione di due frequenze nel mixer e l'amplificazione non lineare in alcuni stadi. La sua funzione di trasferimento è del tipo:

$$FT = K_1(V_1+V_2) + K_2(V_1+V_2)^2 + K_3(V_1+V_2)^3 + \dots + K_n(V_1+V_2)^n$$

Dove si sono indicate con V_1 e V_2 I due segnali a frequenza rispettivamente f_1 e f_2 presenti in ingresso

$$V_1 = A_1 \cos f_1 t \quad \text{e} \quad V_2 = A_2 \cos f_2 t^{12}$$

L'uscita comprende tutti i possibili prodotti. I più significativi sono:

$$K_1[A_1 \cos f_1 t + A_2 \cos f_2 t]$$

Che rappresentano i due segnali in ingresso

I termini del secondo ordine a frequenze $2f_1, 2f_2, f_2-f_1, f_1+f_2$

$$0.5A_1^2 K_2 \cos(2f_1 t)$$

$$0.5A_2^2 K_2 \cos(2f_2 t)$$

$$A_1 A_2 K_2 \cos[(f_2 - f_1)t]$$

$$A_1 A_2 K_2 \cos[(f_1 + f_2)t]$$

Ed I termini del terzo ordine a frequenze $2f_1 \pm f_2$ e $2f_2 \pm f_1$

$$0.75 K_3 A_1 A_2^2 \cos[(2f_1 \pm f_2)t]$$

$$0.75 K_3 A_1 A_2^2 \cos[(2f_2 \pm f_1)t]$$

I prodotti di intermodulazione è inevitabile che si producano negli stadi di ingresso a RF o nel mixer in questo ultimo caso si indicano come prodotti spuri del mixer.

Fra i segnali spuri che si possono formare all'ingresso del ricevitore vi sono quelli che si ottengono come combinazione fra la frequenza dell'oscillatore locale f_0 e le frequenze in ingresso al ricevitore f_{in} . I segnali in ingresso al front-end del ricevitore mescolandosi con la frequenza f_0 dell'oscillatore locale possono dare origine a causa della non linearità dei dispositivi in ingresso a prodotti di intermodulazione a frequenze combinazioni lineari del tipo :

$$mf_0 - nf_{in} \quad (\#)$$

queste frequenze possono cadere all'interno della banda del filtro a frequenza intermedia f_{IF} , selezionato.

Si ha quindi che se viene a verificarsi la seguente eguaglianza:

¹² In realtà invece della frequenza f nell'espressione bisogna inserire la pulsazione $\omega = 2\pi f$ e considerare anche lo sfasamento relativo ϕ di V_1 rispetto a V_2 : $V_2 = A_2 \cos(\omega_2 t + \phi)$. Senza ledere la generalità si può porre $\phi=0$

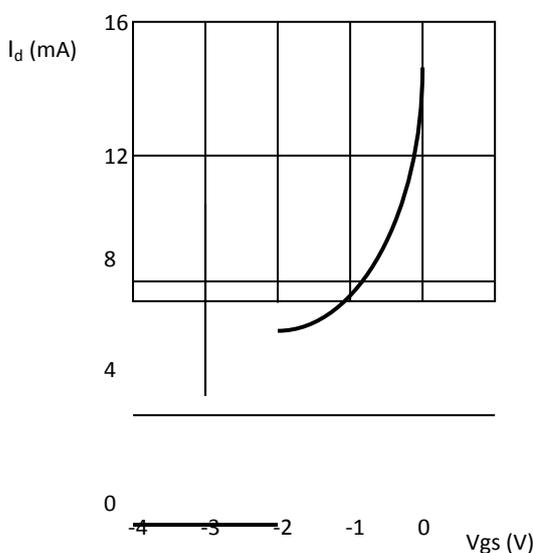
$$f_{IF} = mf_0 - nf_{in}$$

il generico segnale a frequenza f_{in} che non è quello sintonizzato che cade all'interno del filtro preselettore, può essere demodulato

I responsi spuri di tale tipo si hanno soprattutto con ricevitori di scarsa qualità. Le cause possono essere:

- un numero insufficiente di filtri preselettori con una conseguente eccessiva banda passante
- mixer con caratteristica non perfettamente quadratica quindi con componenti della corrente di uscita con componenti della tensione di ingresso non trascurabili con potenze superiori a due

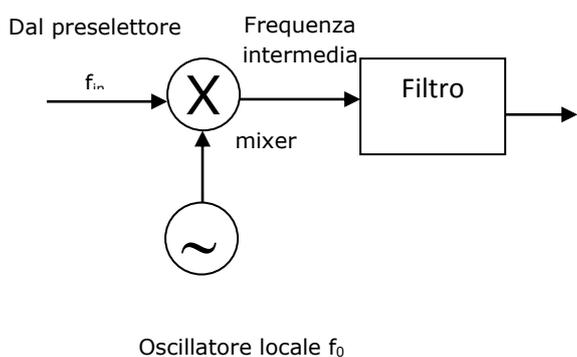
$$I_u = a_0 + a_1V_{in} + a_2V_{in}^2 + a_3V_{in}^3 + a_4V_{in}^4 + a_5V_{in}^5 + \dots$$



Caratteristica non lineare di un mixer attivo a mosfet in cui la corrente di uscita I_{DS} è proporzionale al quadrato della tensione di ingresso V_{GS} secondo la seguente relazione:

$$I_{DS} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2 \text{ con } I_{DSS} \text{ valore della corrente di drain per}$$

$V_{GS}=0$ e V_p la tensione di interdizione o di soglia o di pinch-off per la quale $I_{DS}=0$



- Una schermatura insufficiente che consente al segnale proveniente dall'oscillatore locale di passare negli stadi IF ed anche AF e facendo operare gli amplificatori IF o AF in regime di non linearità.
- In figura sono riportati le armoniche della frequenza in ingresso (nf_{in} per $n=1, 2, 3$) e i termini $mf=($ con $m=1, 2, 3, 4, 5$). Il responso spurio e la ricezione del segnale si ha all'intersezione delle linee sia per l'effettiva frequenza in ricezione data da $f_{in}=f_0 \pm f_{IF}$ ma anche per le frequenze di ingresso che soddisfano l'espressione (#)

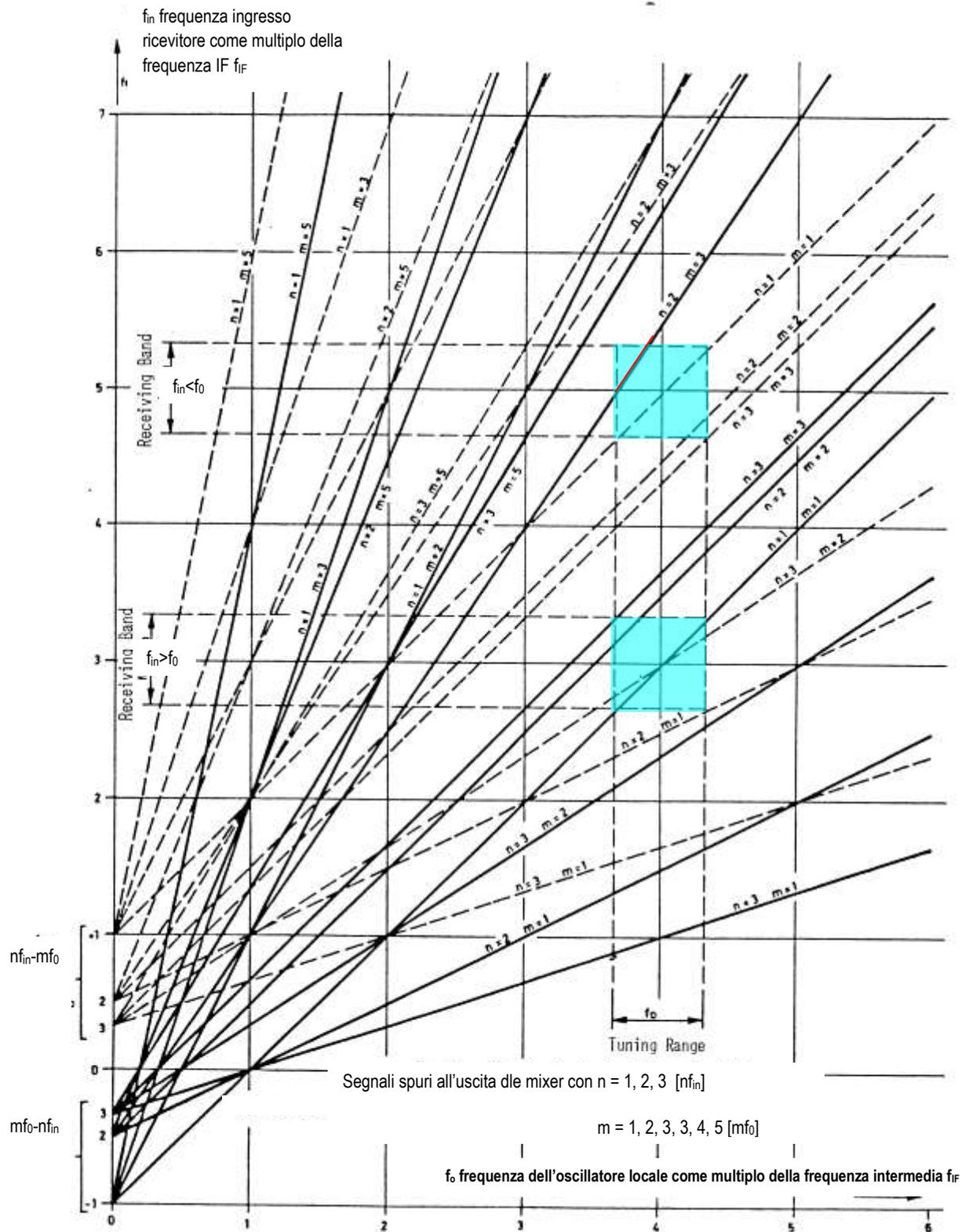


Fig. Nella figura è tracciato il range di sintonia del ricevitore, sull'asse delle ascisse come variazione della frequenza dell'O.L. f_0 . In ordinata è tracciato il corrispondente intervallo di variazione della frequenza d'ingresso fin sintonizzata. In questo caso sono tracciati due range di variazione rispettivamente per il caso in cui $f_{in} < f_0$ e $f_{in} > f_0$. Si determina così, all'incrocio delle rette che definiscono gli intervalli di variazioni, un rettangolo che contiene (rette a tratto intero e tratteggiate) i valori dei prodotti di intermodulazione. I valori spuri riscontrabili si riferiscono ai coefficienti $n=1,2,3$ e $m=1,2,3,4,5$)

Prodotti spuri dovuti a più segnali presenti all'ingresso del ricevitore

Si è visto che a causa delle non linearità presenti negli stadi d'ingresso del ricevitore, si possono avere all'interno del medesimo, segnali non presenti al suo ingresso:

- se è presente un solo segnale in ingresso si possono avere armoniche pari e dispari del segnale medesimo. Nf_{in} (con $n=1,2,3,4,5,\dots$)
- Se sono presenti due segnali in ingresso f_{in1} e f_{in2} si hanno dei prodotti di intermodulazione del tipo $m f_{in1} \pm n f_{in2}$ particolarmente critici quelli del 3° ordine (es. $2f_{in1}-f_{in2}$), ricadenti all'interno della banda BW_{IF} del primo filtro a frequenza intermedia (v. punto di intercetto del 3° ordine)
- Gli stessi prodotti di intermodulazione possono aversi per combinazione con le armoniche della frequenza f_0 dell'O.L. : $m f_0 \pm n f_{in}$ quando questi prodotti cadono all'interno della banda del primo filtro a frequenza intermedia
- Prodotti spuri di intermodulazione dovuti a più segnali presenti all'ingresso del ricevitore
Di quest'ultimi si intende parlare in questo paragrafo.

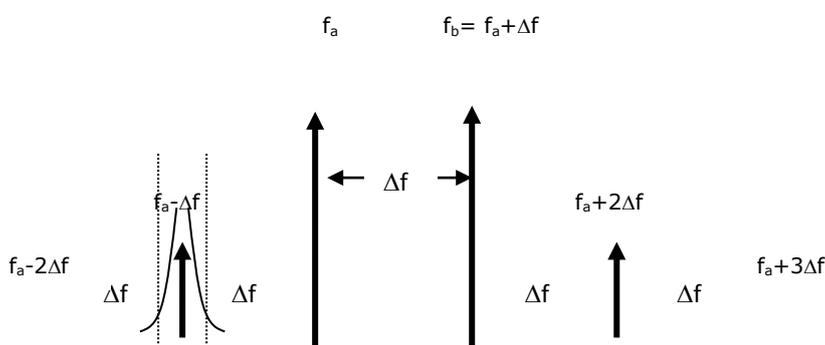
Similmente ai responsi spuri più frequenze presente in ingresso, non sufficientemente attenuate dallo stadio preselettore o ricadenti all'interno della banda passante di esso, possono produrre a causa della non linearità dei dispositivi in ingresso del ricevitore (preamplificatore e mixer) dei segnali a frequenza combinazione di quelle presenti in ingresso. Questi segnali spuri prodotti all'interno del ricevitore possono ricadere nella banda sintonizzata e quindi possono essere scambiati per segnali interferenti presenti in aria quando, in realtà, sono solo prodotti di intermodulazione dovuti alle non linearità degli stadi RF del ricevitore.

Si consideri un esempio di intermodulazione del tipo descritto considerando due frequenze f_a e f_b distanziate di Δf .

Nella successiva tabella sono indicati i prodotti di intermodulazione delle due frequenze

n=0		n=1		n=2		n=3	
		$f_b=f_a+\Delta f$		$2f_b=2f_a+2\Delta f$		$3f_b=3f_a+3\Delta f$	
		+ (somma)	-(sottraz.)	+ (somma)	-(sottraz.)	+ (somma)	-(sottraz.)
m=1	f_a	$2f_a+\Delta f$	Δf	$3f_a+2\Delta f$	$f_a+2\Delta f$	$4f_a+3\Delta f$	$2f_a+3\Delta f$
m=2	$2f_a$	$3f_a+\Delta f$	$f_a-\Delta f$	$4f_a+2\Delta f$	$2\Delta f$	$5f_a+3\Delta f$	$f_a+3\Delta f$
m=3	$3f_a$	$4f_a+\Delta f$	$2f_a-\Delta f$	$5f_a+2\Delta f$	$f_a-2\Delta f$	$6f_a+3\Delta f$	$3\Delta f$

Tab. Sono indicati i prodotti spuri (per $n=1,2,3$ e $m=1,2,3$) di intermodulazione che si possono avere all'interno del ricevitore quando al suo ingresso sono presenti due segnali rispettivamente a frequenze f_a e $f_b=f_a+\Delta f$



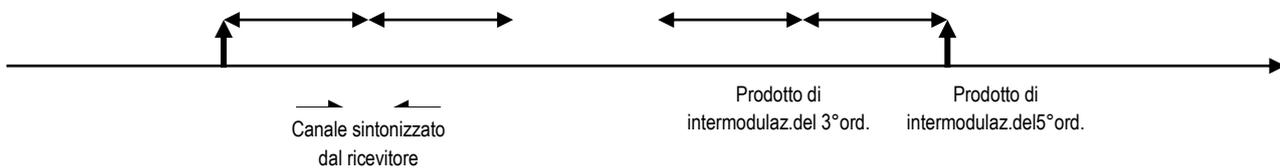


Fig. sono indicati i prodotti di intermodulazione evidenziati nella tabella precedente. Si può notare come nel canale sintonizzato cada il prodotto di intermodulazione del 3° ord. $f_b - 2f_a$.

Se si considera un sistema con 1000 canali con una spaziatura di 25 KHz. Si avranno prodotti di intermodulazione per ogni coppia di segnali presenti all'ingresso del ricevitore. Tali coppie di segnali possono essere distanti fra loro $N \cdot \Delta F$ e $2 N \cdot \Delta F$ rispettivamente, dove $\Delta F = 25$ KHz. Poiché il ricevitore risulta sintonizzato in uno dei 1000 canali, la possibilità di interferenza dovuta ai prodotti di intermodulazione risulta molto probabile.

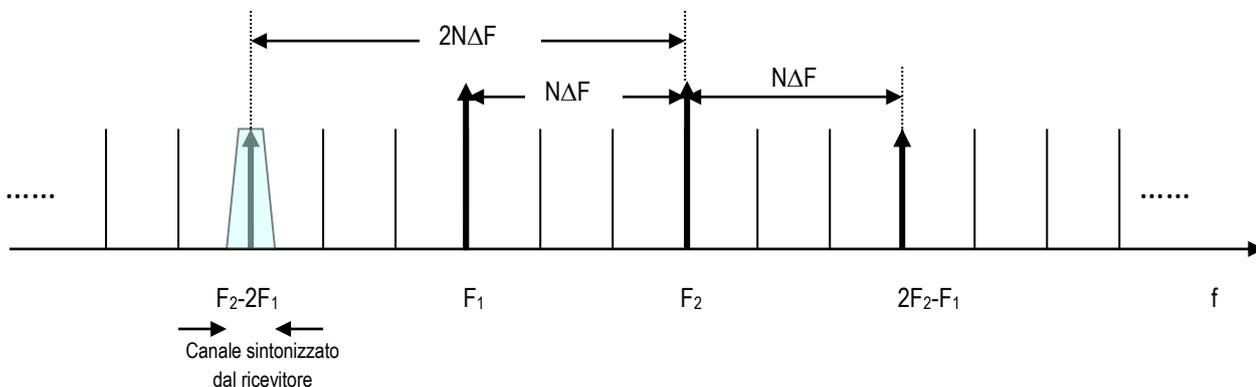


Fig. prodotti di intermodulazione del 3° ordine per due frequenze F_1 e F_2 distanti N passi di canalizzazione ΔF . (in figura si è posto $N=3$). Si può notare che un ricevitore sintonizzato sulla frequenza $F_2 - 2F_1$ riceverà un segnale interferente dovuto dalla combinazione delle due frequenze presenti in aria F_1 e F_2 che, non sufficientemente attenuate dallo stadio preselettore producono all'uscita dell'elemento non lineare: preamplificatore RF o primo mixer un segnale a frequenza pari a quella sintonizzata

Procedure di misura dei segnali spuri

I segnali spuri che si generano all'interno del ricevitore del tipo visto nei paragrafi precedenti devono avere un livello massimo strettamente correlato alla sensibilità del ricevitore medesimo. Ovvero al livello minimo di potenza di segnale demodulabile dal ricevitore. Generalmente il segnale minimo discernibile è indicato in termini di rumore interno del ricevitore, ad es. il minimo segnale rilevabile è 10 dB superiore al livello di rumore. Ma il livello di rumore presente al ricevitore è funzione anche della larghezza di banda del filtro in ricezione e della frequenza f_0 sintonizzata.

Livello di rumore al ricevitore

In genere il livello di rumore è indicato come la potenza equivalente in ingresso al ricevitore causato dal rumore del ricevitore e per una data larghezza di banda. Questo livello a volte, è chiamata :sensibilità tangenziale (tangential sensitivity) o livello del minimo segnale discernibile (MDS).

Il livello di rumore prodotto dai circuiti del ricevitore è dato dalla nota formula

$$N = -174 + F + B$$

N livello di rumore in dBm

-174 la minima teorica potenza di rumore in dBm per 1 Hz di larghezza di banda ed a temperatura ambiente (273 °K)

F figura di rumore del ricevitore in dB

B larghezza di banda del ricevitore in Hz. In base all'espressione scritta in fig. è illustrata la relazione tra il livello di rumore (data dall'espressione precedente) in funzione della larghezza di banda B del ricevitore. In fig. è anche indicato un livello di spurie accettabile posto 10 dB al di sopra della soglia di rumore

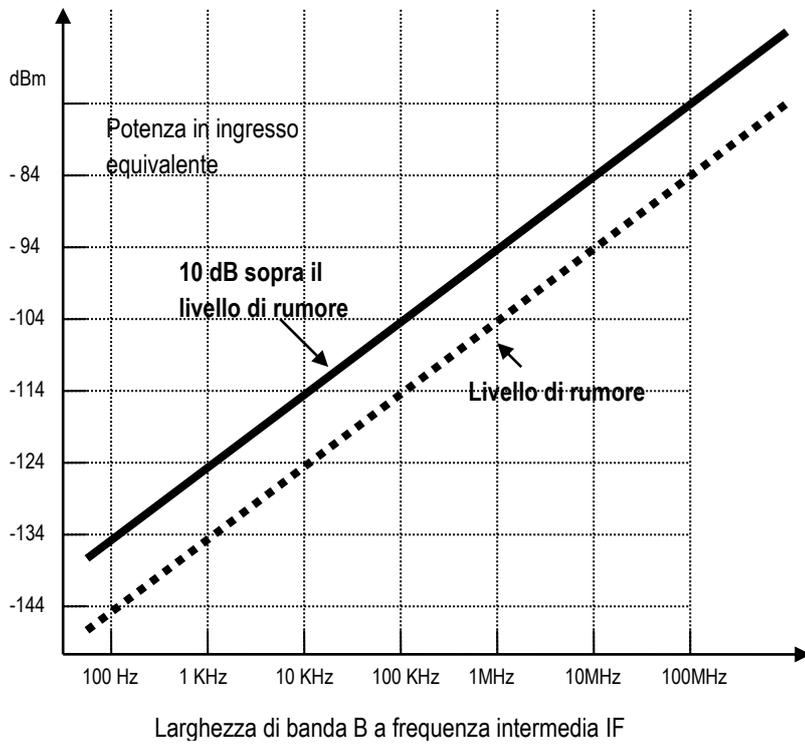
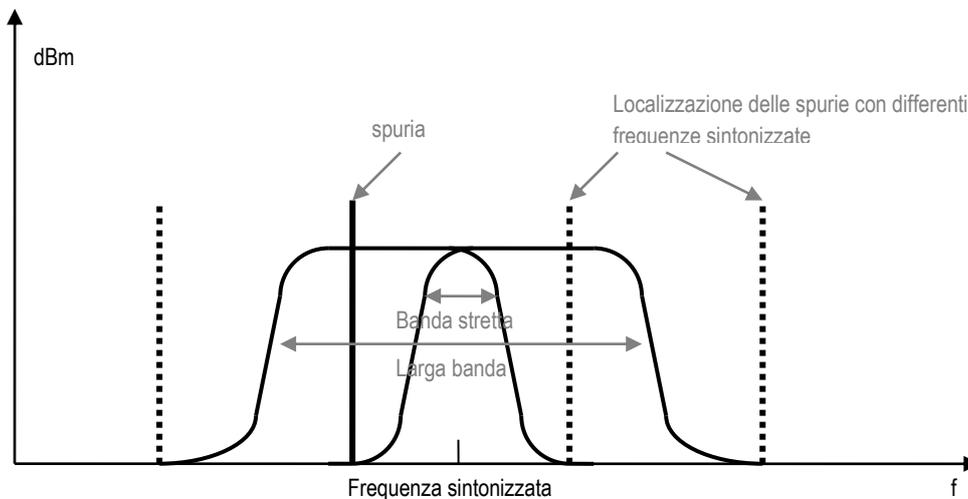


Fig.

Alcune spurie possono apparire con larghezze di banda IF estese che invece non appaiono se si utilizza un filtro IF stretto. Questo fenomeno si verifica in ricevitori con più oscillatori locali soprattutto in ricevitori che utilizzano oscillatori a sintesi di frequenza.

Si verifica che la spuria si sposta in frequenza al variare della sintonizzazione così se essa non cade esattamente sulla frequenza sintonizzata può apparire solo se si è selezionato un filtro a banda larga.

Nella figura successiva è ben illustrato quanto detto. A causa di ciò bisognerebbe specificare il livello di spurie per ogni larghezza di banda selezionata.



Il livello massimo accettabile per le spurie prodotte internamente al ricevitore, come visto (v.fig...) dipende dal livello di rumore al ricevitore. Come visto nel paragrafo del rumore. Tale livello da:

- range di frequenza sintonizzato
- Figura di rumore del ricevitore
- Larghezza di banda IF selezionata

Per quanto riguarda la prima voce vi è da notare che per frequenze al di sotto dei 15-20 MHz risulta preponderante la componente di rumore naturale ed il cosiddetto man-made noise o rumore industriale.

La figura di rumore (fattore di rumore se espresso in dB) tende a crescere per frequenze superiori ad 1GHz con una pendenza con un incremento inferiore ai 10 dB ed un valore tipico di 5 dB.

Un possibile andamento del livello di rumore e conseguentemente del livello massimo di spurie, al variare della frequenza sintonizzata è indicato in fig.

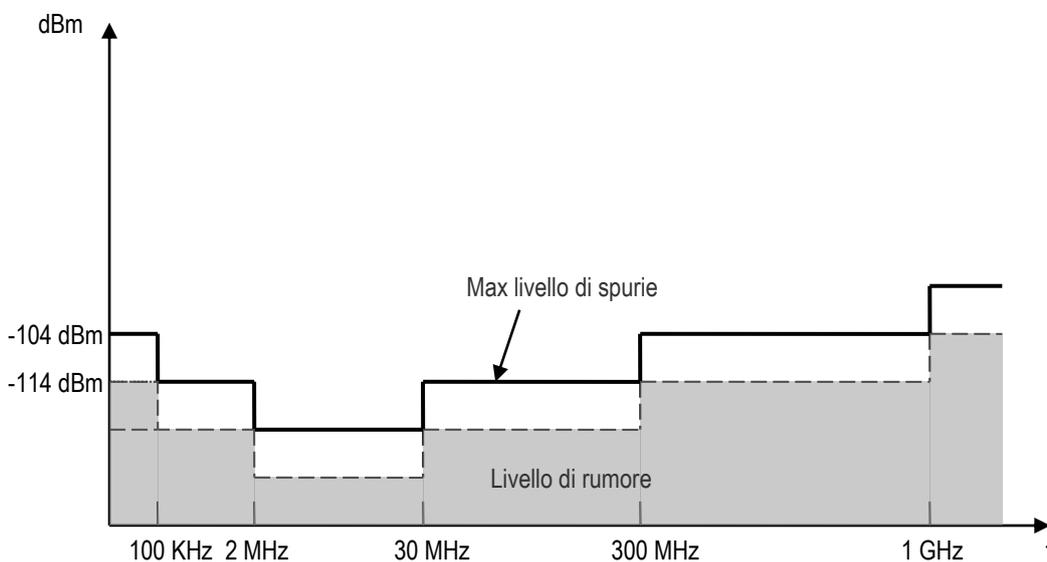


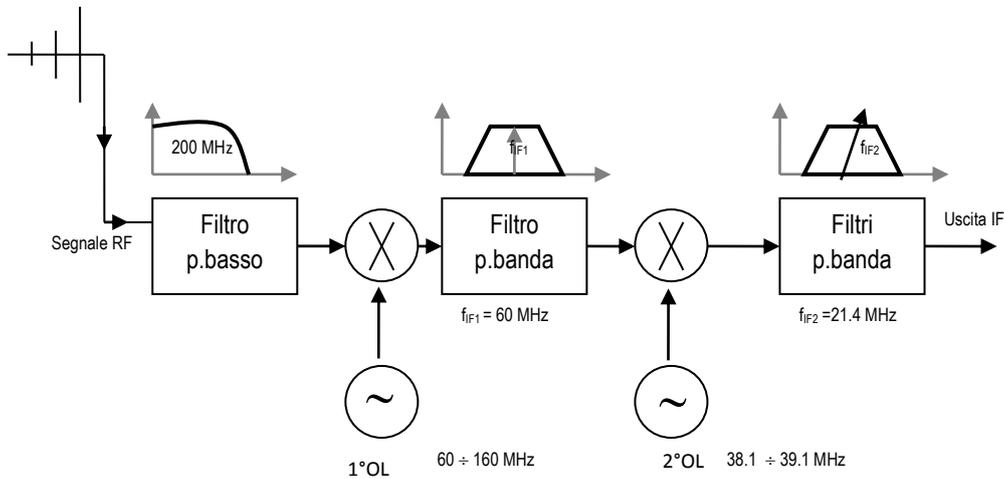
Fig Specifiche del massimo livello di spurie ammissibile per un ricevitore di monitoring a larga banda. Alle frequenze più basse il livello massimo accettabile di spurie cresce a causa del rumore ambientale. Alle frequenze più alte si incrementa il livello delle spurie perché aumenta la minima larghezza di banda utilizzata. Ad es. una banda di 1 KHz non è più usata al di sopra dei 30 MHz, mentre una larghezza di banda di 10 KHz per frequenze superiori ai 300 MHz e fra 900 MHz e frequenze superiori ad 1 GHz la larghezza di banda non è inferiore a 200 KHz.

Indicare un livello massimo di spurie unico per tutta la banda di funzionamento del ricevitore può risultare penalizzante nell'indicare le effettive prestazioni del ricevitore. Questo perché le spurie di livello più alto si manifestano in genere a ben determinate frequenze. Per cui è corretto dare delle definizioni del genere:

- Nessuna spuria eccede il livello (es. -100 dBm), eccetto le spurie a $f = 10, 20$ e 30 MHz
- Non più di 10 spurie eccedono il livello di -100 dBm o non più di 20 spurie eccedono il livello indicato (-100 dBm) per un massimo di 10 dB
- Per i ricevitori che operano in una vasta banda può essere efficace la seguente definizione: Non più di 5 spurie in qualsiasi banda ampia il 20% della frequenza sintonizzata f_0 eccede la specifica di un massimo di 10 dB. Supponendo $f_0 = 100$ MHz in una banda di 20 MHz centrata su f_0 sono presenti soltanto 5 spurie il cui livello cade fra -101 dBm e -90 dBm.

Misura del livello di spurie

Nella figura è illustrato il primo stadio di un ricevitore a larga banda a sintesi di frequenza. Per verificare il livello delle spurie prodotte all'interno del ricevitore un test esaustivo dovrebbe procedere alla misura per tutte le frequenze sintonizzabili con tutte le larghezze di banda IF disponibili.



Per il ricevitore di figura che può sintonizzarsi a passi di 10 Hz nella banda 1 KHz ÷ 200 MHz con la possibilità di utilizzare 10 filtri con larghezze di banda che vanno da 1 KHz a 5 MHz una prova esaustiva, considerando che si possono testare 100 frequenze al secondo, richiederebbe quasi un mese (v.esercizio).

Per abbreviare i tempi di misura si può misurare la figura di rumore

Un metodo che consente di abbreviare i tempi consiste nel misurare la figura di rumore NF del ricevitore perché può essere effettuato a passi di frequenza sintonizzata ma utilizzando una sola larghezza di banda IF perché la figura di rumore in molti ricevitori è solo leggermente affetta dalla larghezza di banda del filtro utilizzato a frequenza intermedia.

Una spuria pari come livello al rumore di fondo causa un degrado dell'NF del ricevitore di 3 dB. Una spuria 10 dB più elevata del rumore di fondo degrada NF di 10.4 dB. L'equazione di degrado della figura di rumore è la seguente:

$$\Delta NF = 10 \text{Log} \left(1 + 10^{\frac{P_s}{10}} \right)$$

ΔNF degrado della figura di rumore in dB

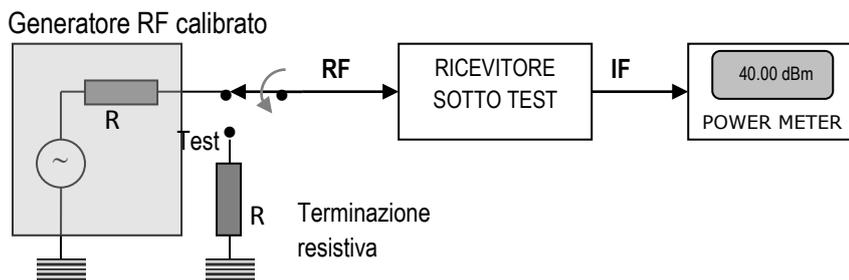
P_s potenza della spuria rispetto al rumore di fondo, espressa in dB

Lo schema di misura del fattore di rumore NF è illustrato nel paragrafo riguardante il rumore

Metodo di misura con il circuito COR (carried –operated relay)

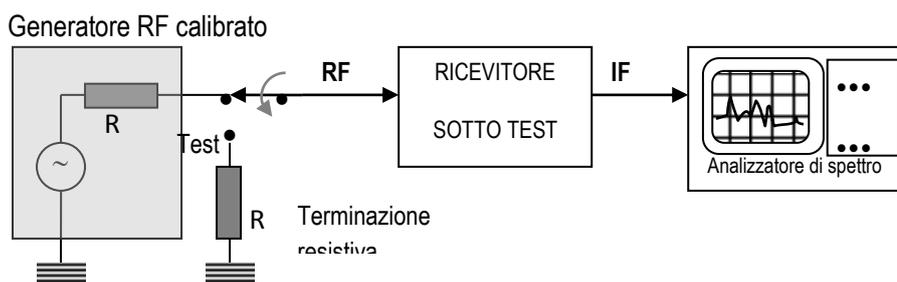
E test quasi esaustivo con analizzatore di Spettro

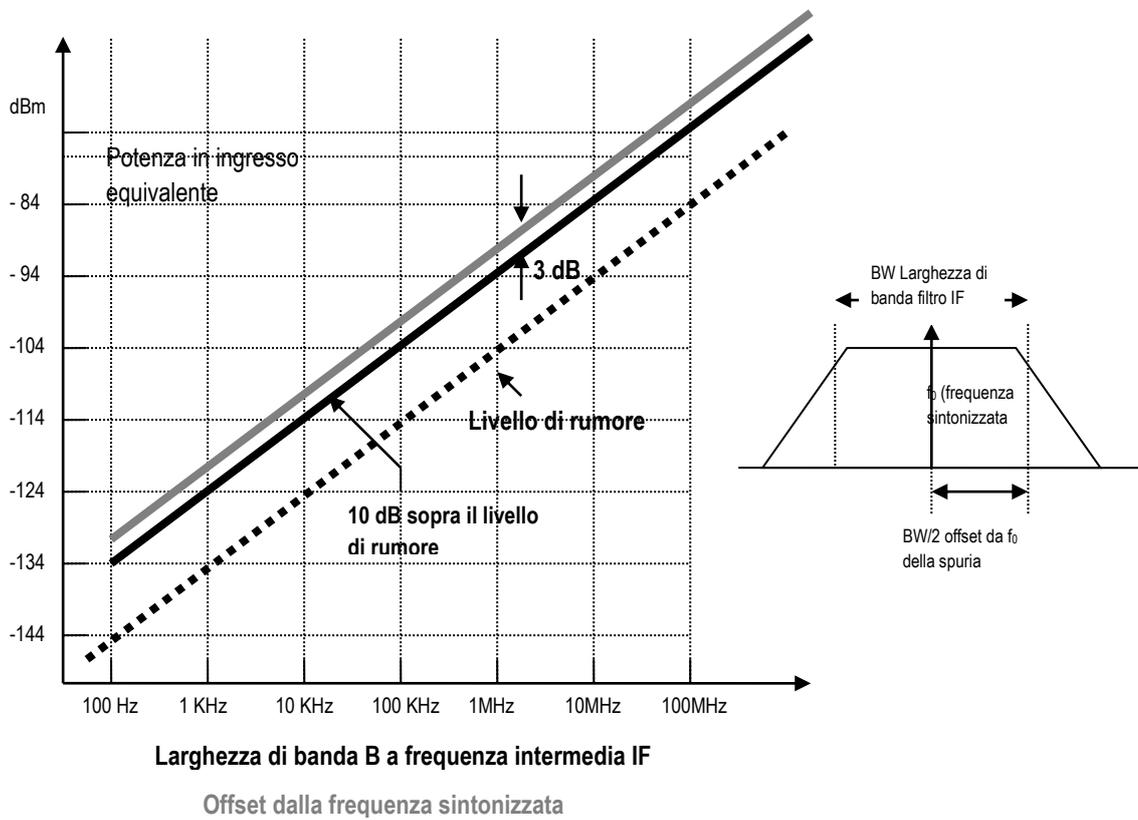
Nel primo metodo,(v.figura), Un segnale test con un'ampiezza pari al massimo valore di spuria è utilizzata, con una data larghezza di banda, per settare il ricevitore ad una determinata uscita. L'ingresso del ricevitore viene quindi, collocato ad un carico pari alla sua impedenza nominale in ingresso. Il ricevitore viene quindi sintonizzato nel suo range di frequenza. Se l'uscita, per una data frequenza, supera il valore calibrato, la scansione viene fermata ed annotato il valore della spuria. Si noti che il valore in ingresso di riferimento deve essere settato per ogni larghezza di banda per compensare la variazione nel rumore di fondo. Questo metodo è più rapido di quello della misura del fattore di rumore poiché molti ricevitori consentono la sintonizzazione in frequenza in modo automatico e possiedono un circuito :carrier operated relay (COR) che consente di regolare una soglia in uscita.



Usando il COR è possibile sintonizzare 100 e più frequenze per secondo con la banda più larga. Per ottenere però una certa precisione nella misura, bisogna che per ogni frequenza sintonizzata, si blocchi la sintonia per un tempo pari circa a cinque volte l'inverso della larghezza di banda del filtro selezionato. Per es per $BW= 1 \text{ KHz}$ è richiesto un periodo di almeno 5 ms per ogni frequenza sintonizzata.

Un metodo alternativo che richiede un tempo minore è quello che utilizza un A.di S. come in figura, per cui si utilizza il filtro IF più largo e si spazzola la banda IF con un analizzatore di spettro alla ricerca delle spurie





Punto di intercetto complessivo di un ricevitore

Ci si propone di determinare una semplice espressione che consenta di determinare i punti di intercetto del 2° e 3° ordine per un ricevitore composto dai blocchi di figura.

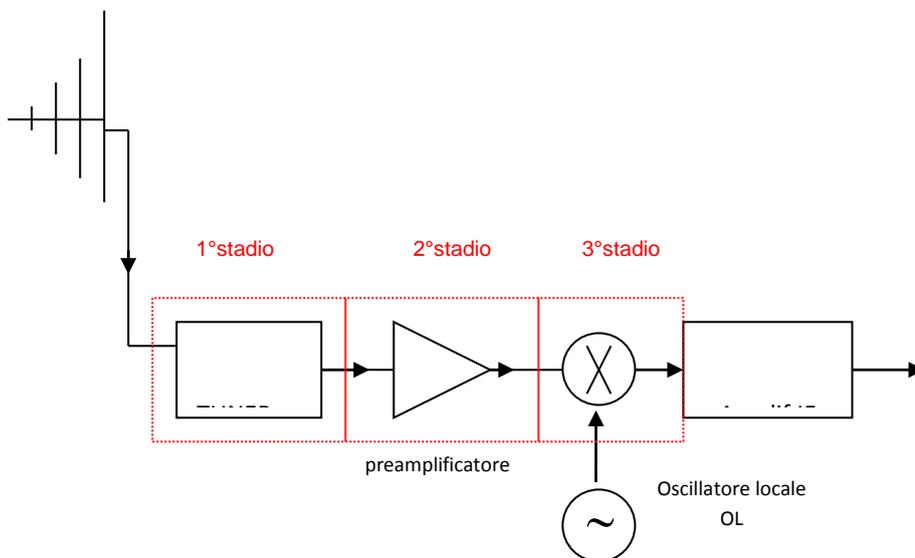


Fig esempio di ricevitore e degli stadi in cascata presi in considerazione per il calcolo dei punti di intercetto complessivi.

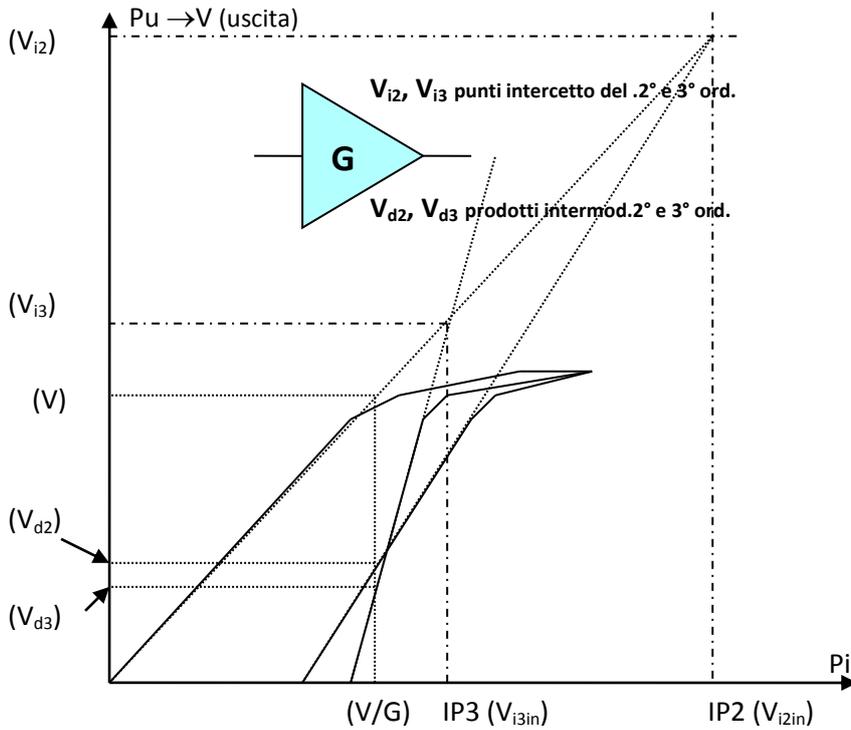


Fig si riporta la figura dell'andamento dei valori in uscita del segnale (P_i potenza in ingresso a cui corrisponde una potenza di uscita del segnale P_u) e dei prodotti di intermodulazione presenti in uscita V_{d2} e V_{d3} dovuti all'interferenza di due segnali presenti in ingresso che si considerano di uguale ampiezza). Il diagramma è in potenza [dbm] tra parentesi i corrispondenti valori in tensione

Il prodotto di intermodulazione del 2° ordine è proporzionale al quadrato del segnale interferente in uscita V

$$V_{d2} = cV^2$$

c fattore di proporzionalità.

Esiste un valore teorico di V per il quale il prodotto di intermodulazione V_{d2} raggiunge la stessa ampiezza del segnale V in uscita dall'amplificatore schematizzato in figura. Per questo valore la (1) diviene:

$$V_{i2} = cV_{i2}^2 \quad (2)$$

Avendo indicato con V_{i2} la tensione in uscita corrispondente al valore in tensione del punto di intercetto del 2° ordine. In pratica qualsiasi amplificatore sarebbe in sovraccarico anche per tensioni molto più basse di pilotaggio.

Dalla (2) si può ricavare il valore della costante c e riscrivere la (1):

$$V_{d2} = V^2/V_{i2} \quad (1b)$$

Tutti i prodotti di intermodulazione delle equazioni (1) e (2) originate in un amplificatore o in un generico dispositivo attivo, sono misurati all'uscita dall'amplificatore (come si può notare in figura per V e V_{d2}).

E' possibile però riferire il livello del segnale interferente all'ingresso del dispositivo, riducendolo, ovviamente del guadagno in tensione G_V che è indicato in figura genericamente con G .

Sostituendo quindi a $V_{d2} : V_{d2}/G$ e a $V : V/G$ l'equazione (2) diviene:

$$V_{d2}/G = (V/G)^2/V_{i2in} \quad (3)$$

Si è aggiunto il suffisso in al valore in tensione del punto di intercetto del 2° ordine perché tale valore è da intendersi all'ingresso del ricevitore. La (3) viene risolta per V_{i2in}

$$V_{i2in} = \frac{1}{G} \cdot \frac{V^2}{V_{d2}} = \frac{1}{G} \cdot V_{i2out} \quad (G \text{ è da intendersi}$$

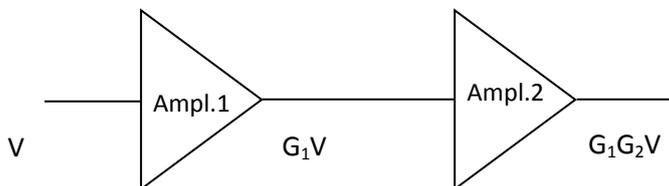
il guadagno in tensione G_V)

G_1	Guadagno tensione 1° ampl.
V_{i21}	Intercetto 2° ord. Amplificatore 1
V_{i31}	Intercetto 3° ord. Amplificatore 1
V_{d21}	Prodotto intermod. 2° ord. ampl. 1
V_{d31}	Prodotto intermod. 3° ord. ampl. 1

Riferire il punto di intercetto all'ingresso dell'amplificatore non ha un significato fisico (si rammenta che i prodotti di intermodulazione si generano all'interno del dispositivo non lineare), però è utile al progettista che può conoscere, ad esempio, con quale segnale di antenna un amplificatore comincia a generare prodotti di intermodulazione.

Si consideri ora il caso di due amplificatori in cascata come in figura

G_2	Guadagno tensione 2° ampl.
V_{i22}	Intercetto 2° ord. Amplificatore 2
V_{i32}	Intercetto 3° ord. Amplificatore 2
V_{d22}	Prodotto intermod. 2° ord. ampl. 2
V_{d32}	Prodotto intermod. 3° ord. ampl. 2



La figura illustra due amplificatori in cascata. V_{d21} è il prodotto di intermod. Del 2° ordine generato dall'amplificatore 1 . Esso è applicato all'ingresso dell'amplif.2, il complessivo dei prodotti di intermodulazione del 2° ordine presenti all'uscita del secondo amplificatore è:

$$G_2 V_{d21} + V_{d22}$$

L'effetto è lo stesso di un segnale presente all'ingresso dell'amplificatore 1 pari a:

$$\frac{G_2 V_{d21} + V_{d22}}{G_1 G_2} = \frac{V_{d21}}{G_1} + \frac{V_{d22}}{G_1 G_2} \quad (4)$$

se si definisce il fattore di intermodulazione del secondo ordine d_2 come il rapporto della tensione V presente in ingresso ed il prodotto di intermodulazione:

$$d_2 = V/V_{d2} \text{ che può anche essere scritto ricordando la (1b): } d_2 = V_{i2}/V \quad (5)$$

si avrà che il fattore di intermodulazione totale d_{2tot} sarà pari al rapporto fra il segnale in ingresso V ed il prodotto di intermodulazione complessivo equivalente in ingresso dato dalla (4):

$$d_{2tot} = \frac{V}{\frac{V_{d21}}{G_1} + \frac{V_{d22}}{G_1 G_2}} \quad (6)$$

ricavando V_{i2} dalla (5) e sostituendo a d_{2tot} l'espressione (6) si ottiene per il prodotto di intermodulazione complessivo V_{itot} la seguente espressione:

$$V_{itot} = d_{2tot} V = \frac{V^2}{\frac{V_{d21}}{G_1} + \frac{V_{d22}}{G_1 G_2}} = \frac{1}{\frac{V_{d21} G_1}{(G_1 V)^2} + \frac{V_{d22} G_1 G_2}{(G_1 G_2 V)^2}} = \frac{1}{\frac{G_1}{V_{i21}} + \frac{G_1 G_2}{V_{i22}}}$$

Che può essere scritta più chiaramente:

$$\frac{1}{V_{i2tot}} = \frac{G_1}{V_{i21}} + \frac{G_1 G_2}{V_{i22}} \quad (7)$$

Si ha quindi il valore in tensione del punto di intercetto del 2° ordine complessivo in funzione dei punti di intercetto del 2° ordine dei singoli amplificatori e dei valori di amplificazione in tensione dei due dispositivi. V_{i21} e V_{i22} sono i punti di intercetto del 2° ord. Degli amplificatori 1 e 2 riferiti in ogni caso, all'uscita. V_{i12}/G_1 e $V_{i22}/(G_1 G_2)$ sono i punti di intercetto degli amplificatori 1 e 2 riferiti all'ingresso della configurazione completa.

In modo analogo si può calcolare il punto di intercetto complessivo di più amplificatori posti in cascata ottenendo l'espressione generale:

$$\frac{1}{V_{i2tot}} = \frac{G_1}{V_{i21}} + \frac{G_1 G_2}{V_{i22}} + \frac{G_1 G_2 G_3}{V_{i23}} + \dots + \frac{G_1 G_2 G_3 \dots G_N}{V_{i2n}} \quad (8)$$

Punto di intercetto del 3° ordine

La procedura è simile a quella seguita per il punto di intercetto del 2° ordine.

Il prodotto di intermodulazione del 3° ordine è proporzionale al cubo del segnale interferente in uscita V

$$V_{d3} = c_3 V^3$$

c_3 fattore di proporzionalità.

Esiste un valore teorico di V per il quale il prodotto di intermodulazione V_{d3} raggiunge la stessa ampiezza del segnale V in uscita dall'amplificatore schematizzato in figura.... Per questo valore la si ha:

$$V_{i3} = c_3 V_{i3}^2 \quad (2)$$

Avendo indicato con V_{i3} la tensione in uscita corrispondente al valore in tensione del punto di intercetto del 3° ordine..

Dalla (2) si può ricavare il valore della costante c e riscrivere la (1):

$$V_{d3} = V^3 / V_{i3}^2 \quad (1b)$$

Tutti i prodotti di intermodulazione delle equazioni (1) e (2) originate in un amplificatore o in un generico dispositivo attivo, sono misurati all'uscita dall'amplificatore (come si può notare in figura per V e V_{d2}). Il valore del punto di intercetto del 3° V_{i3} , può essere riferito **all'ingresso dell'amplificatore** dividendo il valore in (1b) per il guadagno G dell'amplificatore:

$$V_{i3}^3 \text{ in} = \frac{\left(\frac{V}{G}\right)^3}{\frac{V_{d3}}{G}} \text{ da cui } V_{i3in} = \sqrt{\frac{\left(\frac{V}{G}\right)^3}{\frac{V_{d3}}{G}}} = \frac{1}{G} \cdot V_{i3}$$

Il fattore di intermodulazione totale d_{3tot} è dato da un'espressione analoga alla (6)

$$d_{3tot} = \frac{V}{\frac{V_{d31}}{G_1} + \frac{V_{d32}}{G_1 G_2}} \quad (7)$$

(V tensione segnale in ingresso; V_{d31} prodotto di intermodulazione all'uscita di A_1 (diviso per G_1 viene riportato all'ingresso); V_{d32} prodotto intermod.all'uscita di A_2 che diviso per $G_1 G_2$ viene riportato all'ingresso)

Si vuole determinare il punto di intercetto del 3° ord. Totale V_{i3tot} per il sistema composto da 2 amplif. in cascata. Bisogna riferire i punti di intercetto V_{i31} e V_{i32} rispettivamente presenti alle uscite di A_1 e A_2 al piano d'ingresso per far ciò basta dividerli per l'opportuna amplificazione:

$$V_{i31in} = V_{i31}/G_1 \text{ e } V_{i32in} = V_{i32}/G_1G_2 \quad (8)$$

Dalla 1b si vede che il punto di intercetto totale V_{i3tot} è dato dalla:

$$V_{i3tot}^2 = V^2 d_{3tot} \quad (8)$$

sostituendo la (7) nella (8) si ottiene:

$$V_{i3tot}^2 \frac{V^3}{\frac{V_{d31}}{G_1} + \frac{V_{d32}}{G_1G_2}} \quad \text{ricordando che per definizione che il fattore di intermodulazione } d_3 \text{ è il rapporto fra la}$$

tensione di segnale e la tensione del prodotto di intermodulazione $d_3 = V/V_{d3}$, e utilizzando ancora una volta la relazione 1b, si ottiene la:

$$V_{d31} = V^3/V_{i31}^2 \quad \text{e} \quad V_{d32} = V^3/V_{i32}^2 \quad (8b)$$

Ponendo al posto di V_{i31} e V_{i32} i valori al piano d'ingresso dati dalle (8) si ottiene:

$$V_{d31} = V^3 \cdot (V_{i31}/G_1)^2 \quad \text{e} \quad V_{d32} = V^3 \cdot (V_{i31}/G_1G_2)^2 \quad (9)$$

Avendo indicato con V la tensione presente al piano d'ingresso per cui anche il livello dei prodotti di intermodulazione totale V_{dtot} è da intendersi riferito al piano d'ingresso.

In generale il prodotto di intermod. del 3° ord. All'uscita del generico amplificatore j (v.(8b)), della catena è dato dalla:

$$V_{d3j} = V^3/V_{i3j}^2 \quad (10)$$

Bisogna però riferire tale valore ad un piano comune posto all'ingresso della catena amplificatrice:

$$V_{d3j} = (VG_j)^3/V_{i3j}^2 \quad (11)$$

La (10) può essere scritta per indicare il prodotto di intermod. del 3° complessivo

$$V_{d3tot} = V^3/V_{i3tot}^2 \quad (12)$$

Si ricordi che per definizione di fattore di distorsione d :

$$d_{tot} = V/V_{dtot} \quad \text{e che } d_{3tot} = V/V_{d3tot} \quad \text{da cui utilizzando la (12), } d_{3tot} = (V_{i3tot}/V)^2 \quad (13)$$

dalla (13) : $d_{3tot}V = V_{i3tot}^2$ (14) utilizzando la (7) la (14) si può scrivere:

$$V_{i3tot}^2 = \frac{V^3}{\frac{V_{d31}}{G_1} + \frac{V_{d32}}{G_1G_2}} \quad \text{utilizzando la (11), si ottiene } V_{i3tot}^2 = \frac{V^3}{\frac{V^3G_1^3}{V_{i31}G_1} + \frac{V^3(G_1G_2)^3}{V_{i32}G_1G_2}}$$

Da cui:

$$\frac{1}{V_{i3tot}} = \sqrt{\left(\frac{G_1}{V_{i31}}\right)^2 + \left(\frac{G_1 G_2}{V_{i32}}\right)^2} \quad (15)$$

Nomogramma per il calcolo di IP2 e IP3

Sono tracciati due nomogrammi utili per il calcolo rispettivamente, del punto di intercetto del 2° ord. e quello del 3° ord. Complessivi per un sistema formato da due amplificatori. Per spiegarne l'utilizzo bisogna modificare leggermente le espressioni (7) e (15) che per comodità si riportano

$$\frac{1}{V_{i2tot}} = \frac{G_1}{V_{i21}} + \frac{G_1 G_2}{V_{i22}} \quad (16) \quad \text{e} \quad \frac{1}{V_{i3tot}} = \sqrt{\left(\frac{G_1}{V_{i31}}\right)^2 + \left(\frac{G_1 G_2}{V_{i32}}\right)^2} \quad (17)$$

$$\frac{1}{V_{i2}} = \frac{1}{V_a} + \frac{1}{V_b} \quad \text{con } V_a \leq V_b \quad (16.1) \quad \text{e} \quad \frac{1}{V_{i3}^2} = \frac{1}{V_a^2} + \frac{1}{V_b^2} \quad \text{con } V_a \leq V_b \quad (17.1)$$

E' irrilevante se V_a è causata dal primo o dal secondo amplificatore. V_a in ogni caso è il valore più piccolo fra i due, si può scrivere da notare che nelle espressioni scritte, si è semplificato il termine v_{itot} con v_i :

$$\frac{V_{i2}}{V_a} = \frac{1}{1 + \frac{V_a}{V_b}} \quad (16.2) \quad \left(\frac{V_{i3}}{V_a}\right)^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{V_a}{V_b}\right)^2} \quad (17.2)$$

In tal modo il denominatore alla destra delle (16.2) e (17.2) sono < 2 . Le espressioni scritte mettono in relazione due rapporti in tensione (in db i rapporti rappresentano delle differenze). I nomogrammi relativi non fanno altro che tracciare tale relazione fra i due rapporti. Per utilizzare i nomogrammi bisogna però trasformare in dBm.

Utilizzo del nomogramma per il calcolo del punto di intercetto del 2° ord. IP_2 :

- Si calcola $I_a = V_a$ dove I_a e $I_b = V_b$ sono i due IP_2 calcolati rispettivamente agli ingressi dei due amplificatori ed espressi in dBm
- Si calcola $I_b - I_a$ da utilizzarsi nella scala inferiore del nomogramma
- Dal nomogramma si determina $\Delta I = I_a - I_{tot}$ da cui si può determinare il punto di intercetto del 2° ord. Complessivo: $I_{tot} = I_a - \Delta I$ (I_a è il punto di intercetto di minor valore fra i due amplificatori)

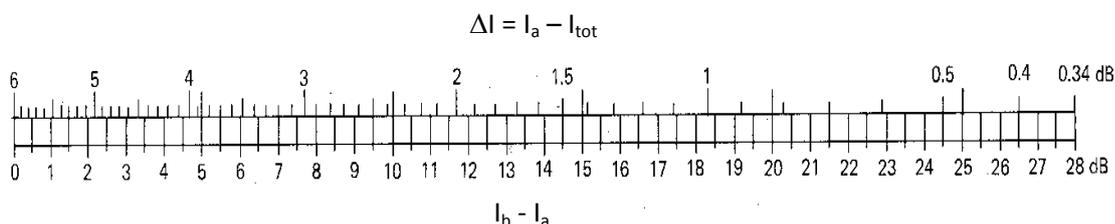


Fig. Nomogramma per il calcolo del punto di intercetto del 2° ordine $IP_2 : I_{2tot} = I_a - \Delta I$

Per il calcolo del punto di intercetto del 3° ord. Le operazioni sono le medesime

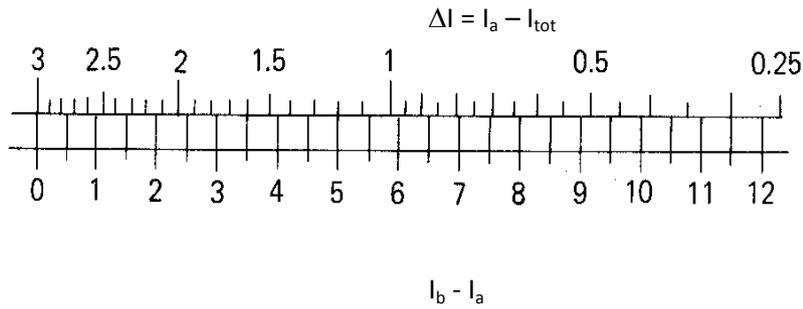


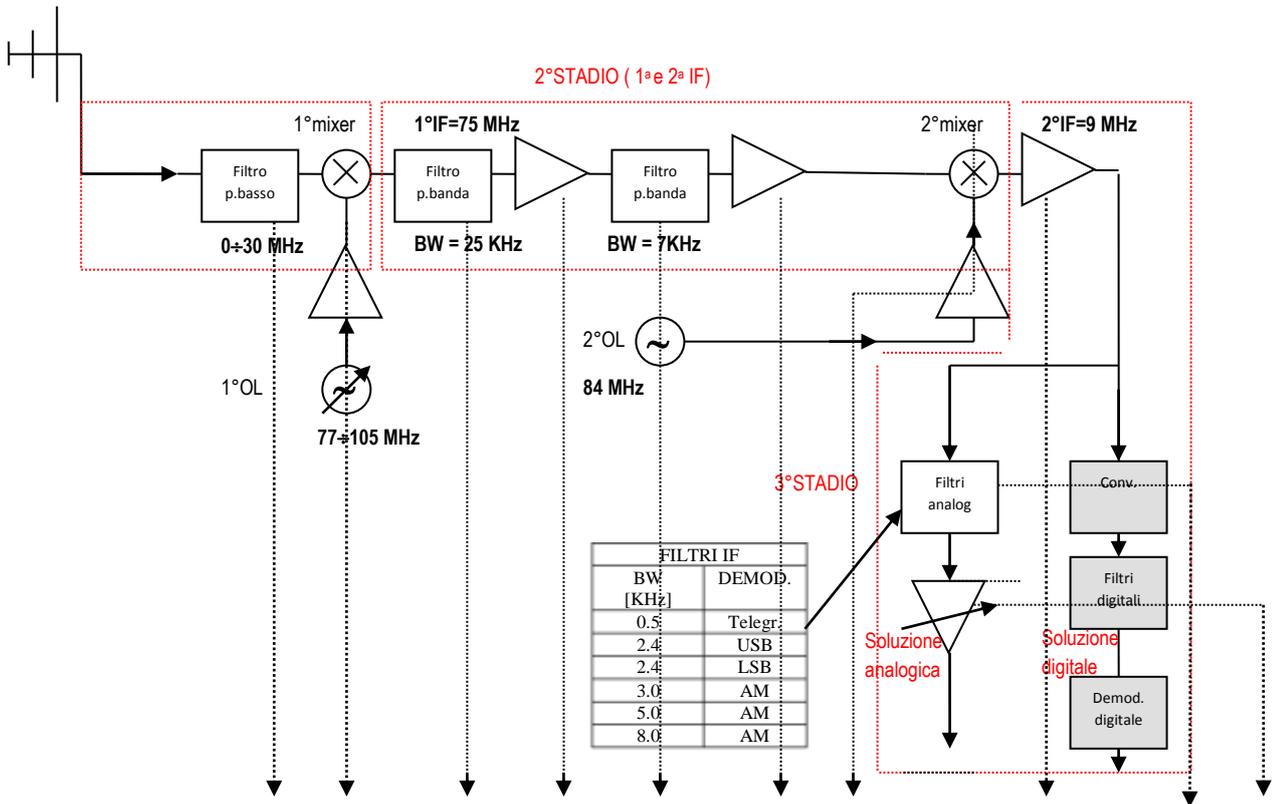
Fig. Nomogramma per il calcolo del punto di intercetto del 3° ordine $IP_3 : I_{3tot} = I_a - \Delta I$

Esempio

Un ricevitore ideale dovrebbe avere un punti di intercetto (IP_2 e IP_3) i più alti possibili (da 30 a 50 dBm), un NF (noise factor) il più vicino alla zero ed nessun responso spurio in eccesso rispetto al livello di rumore termico. Non si possono ottimizzare tutti questi parametri per cui il progetto di un ricevitore deve necessariamente costituire un compromesso fra questi valori.

Per dimensionare correttamente gli stadi di un ricevitore è utile tracciare il cosiddetto :” Diagramma dei livelli”. Il diagramma dei livelli identifica ogni stadio del ricevitore dall’antenna all’uscita in banda base. Va indicata l’impedenza ad ogni stadio , la potenza (usualmente in dBm a volte in tensione: μV o mV), il guadagno G e il fattore di rumore NF di ciascun stadio amplificatore. Vengono anche indicati i valori di IP_2 e IP_3 per gli stadi amplificatori e per i mixer. Ricerca di ottenere il miglior NF a tal fine è richiesto uno stadio con adeguato guadagno a monte del primo mixer, poiché il mixer tende ad avere un poco soddisfacente fattore di rumore NF. Un mixer con bassi prodotti di intermodulazione deve avere un certo grado di perdite. Si ottengono però bassi livelli per i prodotti di intermodulazione quando i livelli all’ingresso dell’ultimo stadio IF, sono i più bassi possibili. Questo implica un minimo guadagno prima dello stadio amplificatore finale a frequenza intermedia. In molti sistemi è necessario accettare una minore sensibilità per evitare alti livelli di spurie. In alcuni casi l’uscita dai filtri preselettori costituisce l’ingresso del primo mixer evitando un’amplificazione RF che potrebbe essere causa di intermodulazione nello stadio di missaggio. Questo implica però che senza amplificazione RF, le perdite nei filtri e nei mixer posti a monte del primo stadio IF devono essere minimizzate. Una delle sfide più difficili è quella di progettare un ricevitore ad alta sensibilità ed alti punti di intercetto del 2° e 3° ordine.

In figura è illustrato un diagramma dei livelli per un ricevitore in banda HF. Viene indicato il circuito d’ingresso (pre-amplificatore e filtro passa-basso), il primo ed il secondo mixer, l’amplificatore IF, ed il blocco di elaborazione digitale del segnale (convertitore A/D, filtro, demodulatori e funzioni correlate. Per ogni stadio sono indicati : i valori di guadagno, NF, IP_2 e IP_3



Guadagno potenza	dB	-0.5	-6	-1	10	-3.5	12	-6	8	-4	>90
Fig.rumore	dB	0.5	6	1	2	3.5	3	6	5	4	4
Fig.rumore cumulativa	dB	10.81	10.31	4.31	3.31	8.18	4.68	12.02	6.02	8	4
IP ₂	dBm	-	80	-	*	-	*	*	-	*	out
IP ₂ cumulativo	dBm	86.5	86	-	-	-	-	-	-	-	* in
IP ₃	dBm	-	32	-	30	-	30	27	30	-	*out
7 KHz IP3 in banda	dBm	13.9	13.4	7.4	6.4	16.6	13.1	26.8	22	-	*in
25 KHz IP3 in banda	dBm	27.2	26.7	21	20	-	*	*	*	-	*in
IP3 fuori banda	dBm	38.5	38	-	*	-	*	*	*	-	*in

Diagramma dei livelli per un ricevitore HF (2 – 30 MHz) a doppia conversione.

Con [*] sono indicati i valori irrilevanti a causa del primo filtro IF (con banda di 25 KHz). In grigio i valori calcolati

Con riferimento alla figura il diagramma dei livelli viene utilizzato per il calcolo il fattore di rumore NF complessivo ed anche i due punti di intercetto IP2 e IP3 complessivi.

Si indichi con F_{tot} il fattore di rumore complessivo

Si è visto che:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \frac{F_5 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4} + \frac{F_6 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5} + \frac{F_7 - 1}{G_1 G_2 G_3 G_4 G_5 G_6}$$

Applicata l'espressione precedente al circuito ed ai valori indicati in figura, si ottiene:

F_1 può essere considerata somma dell figure di rumore dei primi 3 elementi che compongono il primo stadio filtro passa-basso + mixer + filtro passa-banda (BW=25 KHz), come è noto nel caso di elementi passivi vale la:

$F = L = 1/G$ il fattore di rumore per circuiti passivi corrisponde alla perdita L che è l'inverso del guadagno (in db $L = -G$ come può vedersi dal diagramma dei livelli)

Si ha $F_1[\text{dB}] = F_{\text{filtro p.basso}} + F_{1^{\circ}\text{mixer}} + F_{\text{filtro p.banda}} = 0.5 + 6 + 1 = 7.5 \text{ dB} \rightarrow 5.623$ unità lineari

poiché $F_2 = 2 \text{ dB} \rightarrow 1.585$ u.l. (figura di rumore del 1° ampl.)

$G_1 = 1/L_1$ mentre G_1 è somma dei tre guadagni $-0.5-6-1=-7.5 \text{ dB} \rightarrow 0.178$ u.l. da cui Il termine

$(F_2-1)/G_1$ è pari a $0.585/0.178$

$F_3 = 3,5 \text{ dB} \rightarrow 2,239$ (figura di rumore del filtro p.banda con BW 7 KHz)

$G_2 = 10 \text{ dB} \rightarrow 10$ u.l.

Il termine $F_3-1/G_1G_2 = 1,239/1.778$

$F_4 = 3 \text{ dB} \rightarrow 1.995$ u.l. (figura di rumore del 2° ampl.)

$G_3 = -3.5 \text{ dB} \rightarrow 0.447$ (guadagno del 2° ampl.) da cui

$G_1G_2G_3 = 0.178 \times 10 \times 0.447 = 0.794$

Il termine:

$F_4-1/G_1G_2G_3 = 0.995/0.794$

F5 = - 6 dB → 3.981 u.l. (figura di rumore del 2° mixer)

G4 = 12 dB (guadagno del 2° ampl.) → 15.849

G1G2G3G4 = 0.794x15.849 = 12.585

F5-1/G1G2G3G4 = 2.981/12.585

F6 = 5 dB → 3.162 (figura di rumore del 3° ampl.)

G5 = -6 dB → 0.251 (guadagno del 2° mixer)

F6-1/G1G2G3G4G5 = 2.162/3.159

F7 = 4 dB → 2,512 (figura di rumore del secondo filtro IF)

G6 = 8 dB → 6.31 (guadagno del 3° ampl.)

F7-1/G1G2G3G4G5 = 1.512/19.94

F7 = 4 → 2.512 (figura di rumore del parte finale di amplificazione IF)

G6 = -4 dB → 0.398 (guadagno del 2° filtro IF)

F7-1/G1G2G3G4G5G6 = 1.512/7.936

$$F_{tot} = 5.623 + \frac{0.585}{0.178} + \frac{1.239}{1.778} + \frac{0.995}{0.794} + \frac{2.981}{12.587} + \frac{2.162}{3.162} + \frac{1.512}{19.949} + \frac{1.512}{7.942} = 5.623 + 3.286 + 0.697 + 1.253 + 0.237 + 0.684 + 0.076 + 0.190 = 12.05 \rightarrow 10.81 \text{ dB}$$

Per il calcolo della figura di rumore cumulativa (3° riga del diagramma dei livelli), si parte dall'ultimo elemento che considerando il caso analogico, risulta costituito dall'ultimo amplificatore IF. E' ovvio che se si considera solo questo elemento la NF cumulativa coincide con la NF dell'amplificatore pari a NF=4 dB. Procedendo nello schema verso sinistra, vi è il blocco del secondo filtro IF. Essendo quest'ultimo un elemento passivo la sua NF = 4 dB si somma alla NF dell'amplificatore per dare la NFcum = 4+4= 8 dB.

Andando verso sinistra il blocco successivo è un elemento noto si applica quindi la:

NFcum, = F1 + F2-1/G1 (F1 NF dell'amplif. F1= 5 dB → 3.162 ul ; F2 NF cumulative degli elementi che stanno a destra F2 = 8 dB → 6.309 ul; G1 guadagno dell'ampl. G1=8 dB →6.309 ul applicando l'espressione scritta si ottiene NFcum = 4.003 ul → 6.02 dB

Segue il secondo mixer la cui NF = 6 dB si somma alla precedente NF cumulativa per ottenere sul piano di riferimento del 2° mixer una NF cumulativa NFcum = 6+6.02= 12.02 dB

Segue a sinistra un amplificatore per cui per il calcolo della NFcum al piano di riferimento posto all'ingresso di tale amplif. Si applica la

$NF_{cum} = F_1 + F_2 - 1/G_1$ ($F_1 = 3 \text{ dB} \rightarrow 1.995_{ul}$ "NF dell'amplif.; $F_2=12.02 \rightarrow 15,922$; $G_1=12 \text{ dB} \rightarrow 15,85$)

$NF_{cum} = 2,936 \rightarrow 4.68$. al piano di riferimento dell'amplif. che precede il 2° mixer

Al filtro con $BW=7 \text{ KHz}$ $NF_{cum} = 3.5+4.68 = 8.18 \text{ dB}$

All'ingresso dell'amplif. che precede il filtro a 7 KHz

$NF_{cum} = F_1 + F_2 - 1/G_1$ $F_1 = 1.585$; $F_2=6.576$; $G_1 = 10$ da cui $NF_{cum} = 2.143 \rightarrow 3.31 \text{ dB}$

Da questo punto in poi si arriva facilmente alla figura di rumore complessiva perché a monte dell'amplif. Vi sono 3 blocchi passivi per cui si può sommarne l'attenuazione per ottenere la NF complessiva:

$NF_{compless} = 1 + 6 + 0.5 + 3.31 = 10.81 \text{ dB}$

Calcolo dei prodotti del 2° ordine

I prodotti di intermodulazione possono essere creati nei due mixer e nei quattro stadi attivi (amplificatori). Ma in realtà i prodotti di intermodulazione possono essere creati solo nel primo mixer poiché il filtro che segue con la sua larghezza di banda di 25 KHz non permette una sufficiente separazione in frequenza. Il valore $IP2 = 80 \text{ dBm}$ è in uscita del mixer, viene convertito all'ingresso del mixer $IP2 = 86 \text{ dBm}$, rispetto al piano di riferimento all'ingresso del filtro passa-basso $IP2 = 86.5 \text{ dBm}$.

Calcolo dei prodotti del 3° ordine

L'espressione da utilizzarsi per il calcolo dell' $IP3$ complessivo è la (15) che si riporta

$\frac{1}{V_{i3tot}} = \sqrt{\left(\frac{G_1}{V_{i31}}\right)^2 + \left(\frac{G_1 G_2}{V_{i32}}\right)^2}$ essa viene modificata tenendo conto che i valori V_2 sono proporzionali alla

potenza in giuoco insistendo sulla stessa resistenza (in genere 50Ω) $P_i = V_i^2/R$

per cui l'espressione precedente può essere riscritta:

$\frac{1}{P_{i3tot}} = \frac{G_1}{P_{i31}} + \frac{G_1 G_2}{P_{i32}}$ (20) dove con P_i si sono indicati i valori in potenza (mW dei punti di intercetto del 3°

ord. E con G_i guadagni non in tensione ma in potenza).

Si considerino per primo i prodotti di intermodulazione che non superano il primo filtro IF ($BW=25 \text{ KHz}$). In questo caso l'unico elemento causa di prodotti di intermodulazione che è il 1° mixer. Il valore $IP3 = 32 \text{ dBm}$ alla uscita può facilmente essere riportato all'ingresso della catena circuitale sommando le attenuazioni del mixer e del filtro passa-banda:

$$IP_{3\text{fuori banda}} = 32 + 6 + 0.5 = 38.5 \text{ dBm (7079.5 mW)}$$

Si considerino ora i prodotti di intermodulazione che ricadono all'interno della banda del primo filtro IF (BW=25 KHz) ma non del secondo (BW=7 KHz).

In questo caso vi sono due sorgenti di intermodulazione: il 1° mixer ed il primo amplificatore. Si applica la (20)

$$\frac{1}{P_{i3tot}} = \frac{0.2239}{1584.9} + \frac{1.778}{1000} = 0.00191 \text{ da cui il punto di intercetto del 3° ord. Nella banda di 25 KHz è } IP_{3\text{in banda}}$$

$$25 \text{ KHz} = 521.03 \text{ mW} \rightarrow 27,17 \text{ dBm}$$

Nell'espressione si è considerato $G_1 = -6.5 \text{ dBm} \rightarrow 0.2239$ ul ; poiché il prodotto G1G2 è utilizzato per riportare il valore di IP3 all'uscita del 2° ampl. All'ingresso del sistema, in logaritmi bisogna sommare tutte le amplificazioni ed attenuazioni presenti a monte dell'uscita del 2° amplif. = $10_{[\text{amplif.2°amplif.}]} + (-1)_{[\text{att.filtro BW=25 KHz}]} + (-6)_{[\text{att.1°mixer}]} + (-0.5)_{[\text{att.filtro p.basso}]} = -2.5 \text{ dB} \rightarrow 1.778$

Per segnali all'interno della banda di 7 KHz, bisogna considerare il 2° amplificatore, il 2° mixer ed anche il primo amplificatore alla seconda frequenza intermedia deve essere incluso. Dopodichè vi è la selettività finale. I filtri passa-banda e la demodulazione sono così stretti che segnali parassiti ricadenti all'interno della loro banda darebbero fastidio direttamente al segnale utile, quindi i loro prodotti di intermodulazione non hanno importanza in quanto tali.

Calcolo dell'IP3 nella banda di 7 KHz

Si applica sempre l'espressione (20) ampliata a tutti gli stadi di interesse:

A, B, C, D e E sono i guadagni conteggiati per riportare tutti i valori di IP3 al piano comune di origine all'ingresso del ricevitore:

$\frac{1}{P_{i3tot}} = \frac{A}{P_{i31}} + \frac{B}{P_{i32}} + \frac{C}{P_{i33}} + \frac{D}{P_{i34}} + \frac{E}{P_{i35}}$					
A =	-6.5 dB → 0.2239	IP ₃ 1° mixer riport.in ingr.	P _{i31} =	32 dBm → 1584,9 mW	(IP3 1° mixer)
B =	2.5 dB → 1.778	IP ₃ del 1° ampl. Riport.in ingr.	P _{i32} =	30 dBm → 1000 mW	(IP3 1° ampl. 1° IF)
C =	12 - 3.5 + 10 -1 -6 -0.5 = 11 dB → 12.589	IP ₃ del 2° ampl. Riport.in ingr.	P _{i33} =	30 dBm → 1000 mW	(IP3 2° ampl. 1° IF)
D =	11 -6 = 5 dB → 3.162	IP ₃ del 2° mixer riport.in ingr.	P _{i34} =	27 dBm → 501.2 mW	(IP3 2° mixer)
E =	8 + 5 = 13 dB → 19.952	IP ₃ del 1° ampl. Alla 2ª IF riport. ingr.	P _{i35} =	30 dBm → 1000 mW	(IP3 1° ampl. 2° IF)

Si ottiene:

$$\frac{1}{P_{i3tot}} = \frac{0.2239}{1584.9} + \frac{1.778}{1000} + \frac{12.589}{1000} + \frac{3.162}{501.2} + \frac{19.952}{1000} = 0.04077 \rightarrow P_{i3tot} = 24.528 \text{ mW } oIP_{3tot} = 13.90 \text{ dBm}$$

Per utilizzare il nomogramma bisogna convertire ognuno dei cinque contributi indicati nell'espressione precedente nel contributo equivalente riportato sul piano d'ingresso.

Elemento del ricevitore che produce prodotti di intermod.	Valore di IP3 all'uscita del blocco [dBm]	Calcolo (+ delle attenuazioni e - guadagni) di IP3 all'ingresso	Valore di IP3 riportato sul piano d'ingresso [dBm]
---	---	---	--

1° Mixer	32	$32 + 6 + 0.5$	38.5
1° amplif. 1ª IF	30	$30 - 10 + 1 + 6 + 0.5$	27.5
2° amplif. 1ª IF	30	$30 - 12 + 3.5 - 10 + 1 + 6 + 0.5$	19.0
2° mixer	27	$27 + 6 - 12 + 3.5 - 10 + 1 + 6 + 0.5$	22.0
1° amplif. 2ª IF	30	$30 - 8 + 6 - 12 + 3.5 - 10 + 1 + 6 + 0.5$	17.0

Per applicare il nomogramma si considerino i valori di IP3 in ingresso riportati nell'ultima colonna della precedente tabella a coppie

	$I_b - I_a$	$\Delta I = I_a - I_{tot}$	$I_{tot} = I_a - \Delta I$
1ª coppia di IP3			
38.5	$38.5 - 27.5 = 11$	0.33	27.17
27.5			
2ª coppia di IP3			
27.2	$27.2 - 19.0 = 8.2$	0.62	18.4
19.0			
3ª coppia di IP3			
22.0	$22.0 - 18.4 = 3.6$	1.6	16.8
18.4			
4ª coppia di IP3			
17.0	$17.0 - 16.8 = 0.2$	2.9	13.9 (IP3_{tot})
16.8			

Determinazione dell'espressione del punto di intercetto IP3_{tot} in termini di potenza

Le espressioni fin qui determinate e utilizzate si riferiscono ai valori di tensione dei punti di intercetto: V_{i3} e V_{i2} punti di intercetto del 3° e 2° ordine espressi in μV .

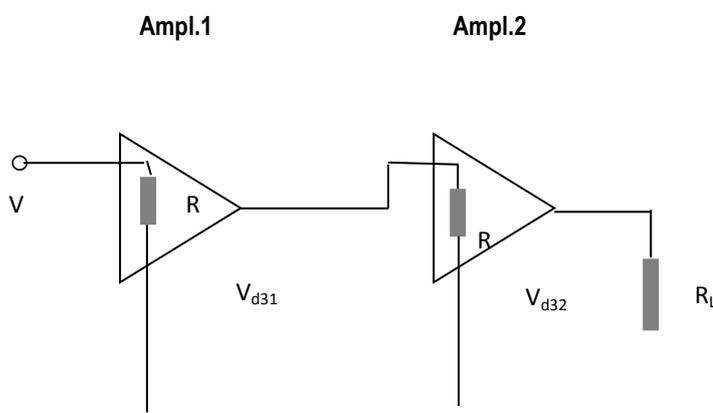
I prodotti di intermodulazione : V_{d3} e V_{d2} causati rispettivamente da distorsione del 3° e del 2° ordine espressi in μV .

Espressi in potenza:

IP₃ e IP₂ punti di intercetto del 3° e 2° ordine espressi in dBm

IM₃ e IM₂ prodotti di intermodulazione del 3° e 2° ordine espressi in dBm

Si può passare dagli uni agli altri facendo le seguenti considerazioni.





In figura è indicato l'esempio già visto di due amplificatori in cascata. Si è indicato con R la resistenza d'ingresso dei due amplificatori e con R_L la resistenza di carico in uscita al 2° amplificatore.

In figura con V_{d31} e V_{d32} si sono indicati i prodotti di intermodulazione del 3° ordine rispettivamente presenti all'uscita dell'amplificatore 1 (e quindi sulla resistenza R di ingresso del 2° amplificatore) e il prodotto di intermodulazione prodotto dall'amplif. 2.

Si sa che in potenza vale la seguente relazione:

$$IM = 3P_{in} - 2IP_3$$

IM Livello in dBm dei prodotti del 3° ordine per un determinato livello P_{in} dei segnali in ingresso

- IP_3 Livello del punto di intercetto del 3° ordine

- P_{in} livello in dBm del segnale in ingresso

Che in unità lineari può essere scritta

$$im = p_{in}^3 / ip_3^2 \text{ le potenze sono in mW. (*)}$$

La corrispondente tensione, all'ingresso della resistenza R dello stadio successivo, ricordando che in caso di carico adattato la relazione fra potenza P e la tensione V ai capi di una resistenza R è $P=V^2/R \rightarrow V = (PR)^{1/2}$ utilizzando questa relazione nella (*) si ottiene:

$$v_{d3} = (p_{in}^3 R)^{1/2} / ip_3 \text{ (+)}$$

La tensione di distorsione totale presente all'uscita del secondo stadio è somma delle tensioni di distorsione prodotte da ogni singolo stadio.

Le tensioni devono essere sommate con attenzione. Se le tensioni sono in relazione di fase, devono essere sommate algebricamente. Invece se sono tra loro incorrelate loro si sommeranno in maniera analogo alla somma delle tensioni di rumore termico, ovvero come radice quadrata della somma dei quadrati delle varie componenti. Generalmente, nel caso di amplificatori in cascata, vi è una ben definita relazione di fase tra i segnali. Il caso peggiore è quando le tensioni dei prodotti di intermodulazione provenienti dai due stadi si sommano perfettamente in fase. In questo caso si avrà il massimo di distorsione. Vi possono essere dei casi altresì, in cui le relazioni di fase siano tali da cancellare quasi completamente le distorsioni. Fisicamente che ciò accada è molto improbabile e quindi non se ne può tenere conto in fase di progetto. Si mantiene quindi un approccio conservativo scegliendo il caso peggiore dove si ha la somma algebrica dei valori di distorsione in tensione. Si ha quindi sommando le tensioni che la tensione totale di distorsione V_{dtot} è data da:

$v_{dtot} = \left(\frac{1}{ip_{31}} + \frac{1}{ip_{32}} \right) (p_{in}^3 R)^{1/2}$ la corrispondente potenza di distorsione im_{tot} è pari a :

$$im_{tot} = \frac{v_{dtot}^2}{R} = p_{in}^3 \left(\frac{1}{ip_{31}} + \frac{1}{ip_{32}} \right)^2 \quad (**)$$

per la definizione di punto di intercetto si ha che il valore del punto di intercetto totale ip_{3tot} utilizzando la (*), è pari a

$$ip_{3tot} = (p_{in}^3 / im_{tot})^{1/2} \text{ utilizzando la (**) e sostituendo } p_{in}^3, \text{ si ottiene:}$$

$$\frac{1}{ip_{3tot}} = \frac{1}{ip_{31}} + \frac{1}{ip_{32}}$$

considerando che tutti i livelli devono essere riportati all'ingresso il livello del punto di intercetto del 3° ordine all'uscita del 1° amplificatore ip_{31} riportato all'ingresso è pari a ip_{31}/G_1 dove si è indicato con G_1 il guadagno in potenza del 1° amplificatore. Analogamente ip_{32} riportato in ingresso è pari a ip_{32}/G_1G_2 (con G_2 guadagno in potenza del secondo amplificatore). Si ottiene quindi la relazione sul piano di ingresso come riferimento per il punto di intercetto del 3° ordine di una catena amplificatrice composta da due amplificatori:

$$\frac{1}{ip_{3tot}} = \frac{G_1}{ip_{31}} + \frac{G_1G_2}{ip_{32}} \quad (\text{i valori di potenza sono espressi in mW})$$

In generale per n stadi l'espressione diviene:

$$\frac{1}{ip_{3tot}} = \frac{G_1}{ip_{31}} + \frac{G_1G_2}{ip_{32}} + \frac{G_1G_2G_3}{ip_{33}} + \dots + \frac{G_1G_2 \dots G_N}{ip_{3n}}$$

Formula modificata per il calcolo dell'IP3

Si consideri lo schema di figura che rappresenta un ricevitore a supereterodina a doppia conversione

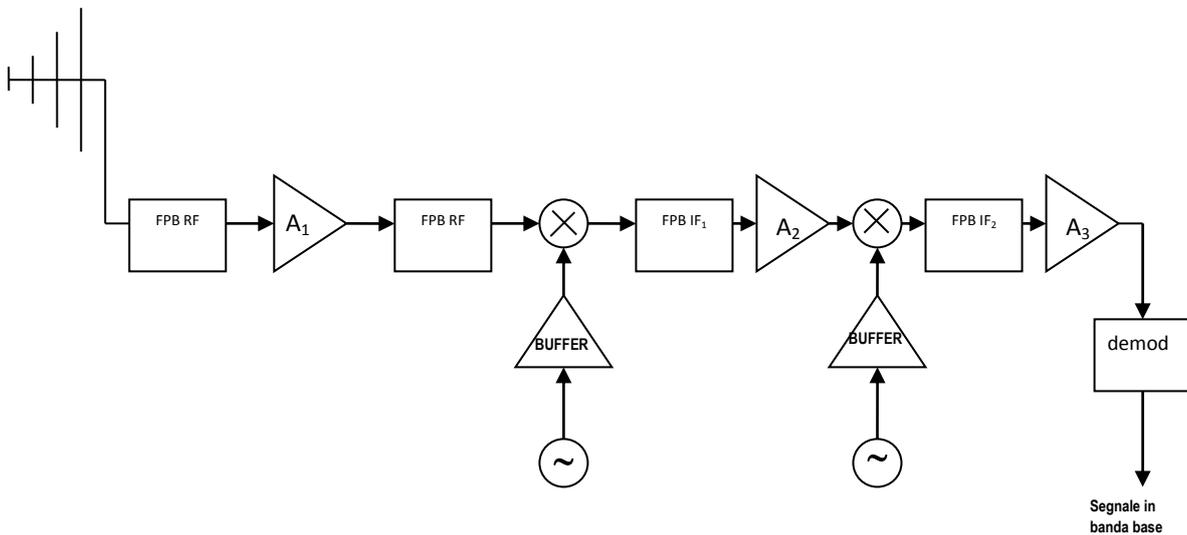


Fig. Ricevitore supereterodina convenzionale a doppia conversione (2 frequenze intermedie)

A1 Amplificatore RF, A2 amplif. alla 1° frequenza intermedia IF1, A3 amplif. alla seconda frequenza intermedia IF2.

Nello schema di figura si sa come nel primo amplificatore RF a basso rumore (LNA), nel 1° mixer, nell'amplificatore IF, nel 2° mixer e nell'amplif. IF2, sono generati i prodotti di intermodulazione del 3° ordine IM3 dovuti a due segnali presenti al di fuori del canale sintonizzato.

Tutti i prodotti di intermodulazione IM3 generati si ritrovano all'ingresso del demodulatore. Questi prodotti di intermodulazione sono equivalenti ad un prodotto in banda riportato sul piano di riferimento all'ingresso del ricevitore che per evitare confusioni può essere indicato con IIM3. Questo prodotto di intermodulazione agisce come una interferenza in banda e i suoi effetti possono essere ridotti minimizzando i prodotti di intermodulazione del 3° ordine IM a partire dall'amplificatore IF1, il 2° mixer e l'amplif. IF2. Questo è ottenuto introducendo una quota di selettività S mediante un filtro IF che attenua le interferenze fuori banda passante del filtro. Questo filtro è posto dopo il 1° mixer (filtro passa banda n.3). La totale reiezione del filtro suddetto per i prodotti fuori banda è dato dalla sua attenuazione fuori banda: S e la perdita di inserzione: IL .

La selettività del filtro IF n.3 riduce la distorsione introdotta dai prodotti del 3° ord. E di conseguenza, la dinamica richiesta.

In figura lo schema del ricevitore a doppia conversione della figura precedente è diviso in 3 blocchi

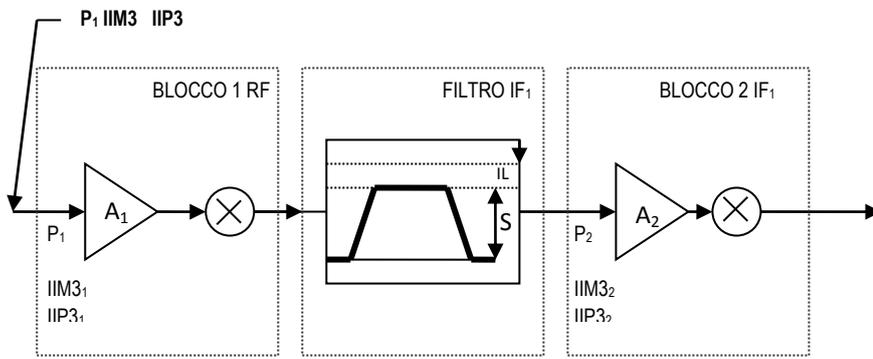


Fig Schema a blocchi per ricavare l'equazione dell'IP3 modificata che incorpora gli effetti della selettività: S ai due toni interferenti che cadono al di fuori del canale. La potenza è espressa in dBm e il guadagno in dB

Il blocco n.1 ha un punto di intercetto del 3°ord. Equivalente IIP₃₁. Il blocco n.2 ha un punto di intercetto del 3°ord. IIP₃₂. Ciascuno dei segnali interferenti fuori banda hanno potenza uguale posta pari a P₁. Con P₂ si è indicato il livello in potenza dei due toni fuori canale traslati a frequenza intermedia IF₁ all'ingresso del blocco n.2. Si è indicato con IIM₃ il prodotto di intermodulazione totale dovuto ai due toni riferito all'ingresso del ricevitore. IIM₃₁ è il prodotto di intermodulazione generato nel primo blocco riferito al suo ingresso. IIM₃₂ è il valore totale di distorsione generata nel blocco n.2 riferito al suo ingresso.

Il valore del punto di intermodulazione totale IIM₃ all'ingresso del blocco n.1 come somma (supposti in fase) del valore di intermodulazione prodotto dal blocco n1 IM₃₁ più quello del blocco n.2 IM₃₂ diviso diviso il guadagno in tensione dello stadio precedente stadio. Si assume un'impedenza pari a 1 Ω. Si può quindi scrivere:

$$\sqrt{iim_3} = \sqrt{iim_{31}} + \sqrt{\frac{iim_{32}}{\frac{g_1}{il}}} \quad [\text{Volt o } \mu\text{V}] (+)$$

nell'eq. Precedente la radice quadrata converte IM₃ [W o mW] espresso in potenza nei corrispondenti valori di tensione. Inoltre g₁ e il sono rispettivamente i valori in unità lineari del guadagno G₁[dB] e della perdita d'inserzione del filtro IL[dB].

Riprendiamo ancora una volta l'espressione:

$$IM = 3P_{in} - 2IP_3 \text{ che può essere riscritta nel nostro caso } IIP_3 = P_1 + \frac{1}{2}(P_1 - IIM_3) \quad [\text{dBm}]$$

L'eq. Scritta definisce l'ingresso IP₃ per l'intero ricevitore. L'eq. Può essere riscritta in unità lineari di potenza invece che in unità logaritmiche:

$$\frac{p_1}{iip_3} = \sqrt{\frac{iim_3}{p_1}} \quad [\text{mW o W}] (++)$$

Similmente a quanto già scritto si possono definire i punti di intercetto all'ingresso dei blocchi 1 e 2 IIP₃₁ e IIP₃₂, rispettivamente:

$$IIP_{31} = P_1 + \frac{1}{2}(P_1 - IIM_{31}) \quad [\text{dBm}]$$

$$IIP_{32} = P_2 + \frac{1}{2}(P_2 - IIM_{32}) \quad [\text{dBm}]$$

Tenendo conto che $P_{1[\text{dBm}]} = P_1$ e $P_{2[\text{dBm}]} = P_1 + (G_1 - IL - S)$ si ottiene dalle eq. Scritte:

$$IIP_{31} = P_1 + \frac{1}{2}(P_1 - IIM_{31}) \quad [\text{dBm}]$$

$$IIP_{32} = (P_1 + G_1 - IL - S) + \frac{1}{2}(P_1 + G_1 - IL - S - IIM_{32}) \quad [\text{dBm}]$$

Che in unità lineari di potenza possono essere riscritte:

$$\frac{P_1}{IIP_{31}} = \sqrt{\frac{IIM_{31}}{P_1}}$$

$$\frac{P_1(g_1/il)}{IIP_{32} \cdot S^{3/2}} = \sqrt{\frac{IIM_{32}}{(g_1/il)P_1}} \quad (+++)$$

tornando all'eq.(+) e dividendo per $(P_1)^{1/2}$ si ottiene

$$\sqrt{\frac{IIM_3}{P_1}} = \sqrt{\frac{IIM_{31}}{P_1}} + \sqrt{\frac{IIM_{32}}{\frac{g_1}{il} \cdot P_1}}$$

applicando a quest'ultima le eq. (++) e (+++) e dividendo per P_1 , si ottiene:

$$\frac{1}{IIP_3} = \frac{1}{IIP_{31}} + \frac{(g_1/il)}{IIP_{32} \cdot S^{3/2}} \quad (++++)$$

Come si può vedere dall'equazione scritta scegliendo un filtro IF altamente selettivo ($s \gg 1$), si può minimizzare l'effetto del punto di intercetto IP_3 del blocco IF (che riportato all'ingresso è IIP_{32}), su punto intercetto di tutto il ricevitore IIP_3 che viene così, definito principalmente dal blocco RF e quindi dal suo punto di intercetto IIP_{31} . E' importante notare che nell'analisi di un sistema in cascata, il punto di intercetto equivalente in ingresso IIP_{32} viene rimpiazzato dal valore equivalente che incorpora gli effetti dell'introduzione della selettività in testa al blocco IF. Questo punto di intercetto equivalente IIP_{32} può essere scritto:

$$IIP_{32}^* = IIP_{32} + 3/2 \cdot S \quad [\text{dBm}]$$

Un'eq. Generalizzata per n stadi si può ricavare dall'eq. (++++). Ogni stadio k ha un guadagno lineare g_k e un punto di intercetto in ingresso iip_{3k} in Watt e una selettività s_k ai due toni in ingresso con frequenze fuori canale che però introducono in banda un prodotto di intermodulazione im_3 :

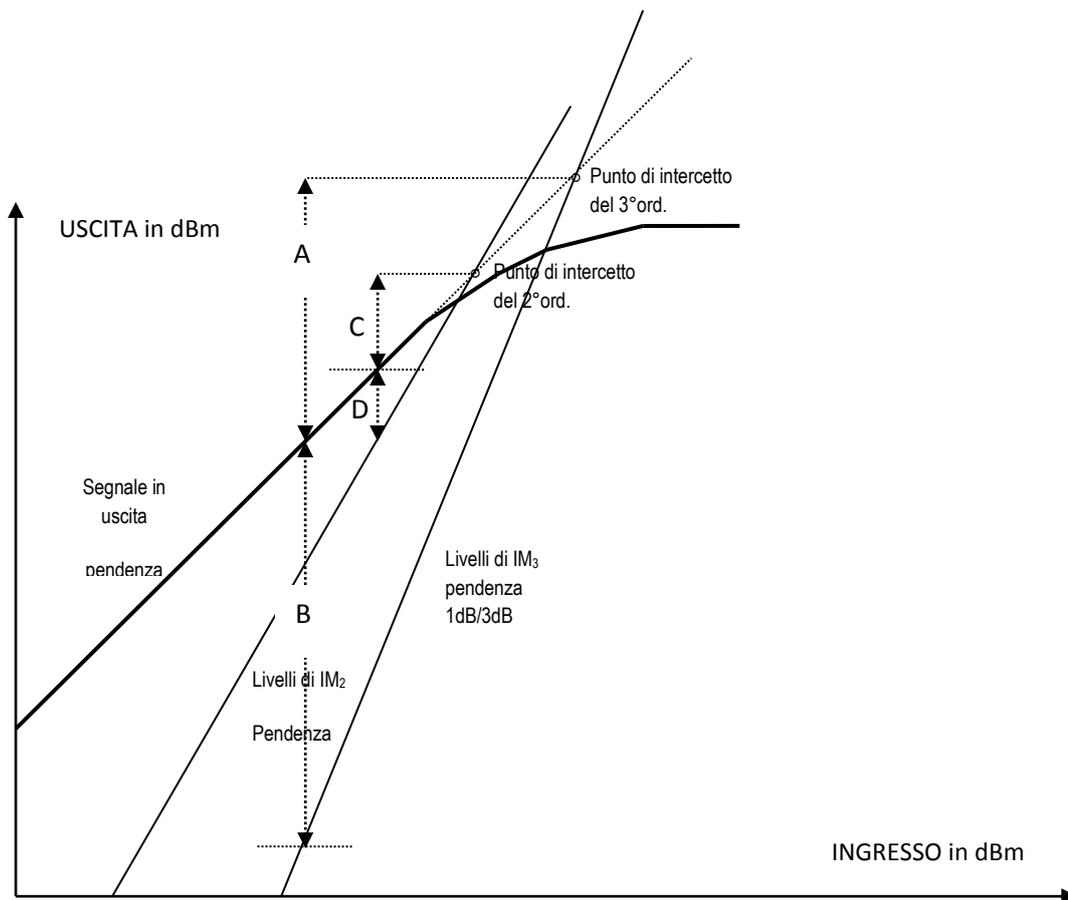
$$\frac{1}{iip_3} = \frac{1}{iip_{31}} + \frac{g_1}{iip_{32} \cdot s_1^{3/2}} + \frac{g_1 g_2}{iip_{33} \cdot (s_1 \cdot s_2)^{3/2}} + \dots + \frac{g_1 g_2 \cdot \dots \cdot g_{n-1}}{iip_{3n} \cdot (s_1 s_2 \cdot \dots \cdot s_{n-1})^{3/2}}$$

Questa eq. Si semplifica nella classica espressione per un sistema in cascata ponendo $s_k=1$ a cui corrisponde una selettività $S_k = 0$ dB

Distorsione del terzo ordine composita

Il punto di intercetto del secondo o terzo ordine esaminato fino adesso dovrebbe chiamarsi più correttamente punto di intercetto a due toni poiché sono usati due toni (frequenze) come sorgenti di segnale. I due toni all'ingresso generano negli elementi non lineari del ricevitore: amplificatori, mixer e diodi attenuatori a causa della caratteristica di trasferimento non lineare di tali dispositivi. I due toni a

frequenza: f_1 e f_2 , generano dei prodotti di distorsione del terzo ordine IM_3 [dBm] a frequenze : $3f_1, 3f_2, 2f_1+f_2, 2f_1-f_2, 2f_2+f_1, 2f_2-f_1$. Questo metodo di misura della distorsione è stato sviluppato per misure su amplificatori e quindi anche su ricevitori essenzialmente a banda stretta. Si è visto che in questo caso gli unici prodotti di intermodulazione IM_3 che cadono nella banda stretta del ricevitore, sono quelli a frequenze $2f_1-f_2$ e $2f_2-f_1$. Il metodo illustrato, di misura consiste di inserire due toni di uguale ampiezza spaziatosi rispetto alla portante su cui è sintonizzato il ricevitore di un eguale intervallo di piccole dimensioni. I prodotti di distorsione vengono misurati (nell'es. fatto all'uscita della 2^a IF), e comparati con il livello di uno dei segnali in ingresso.

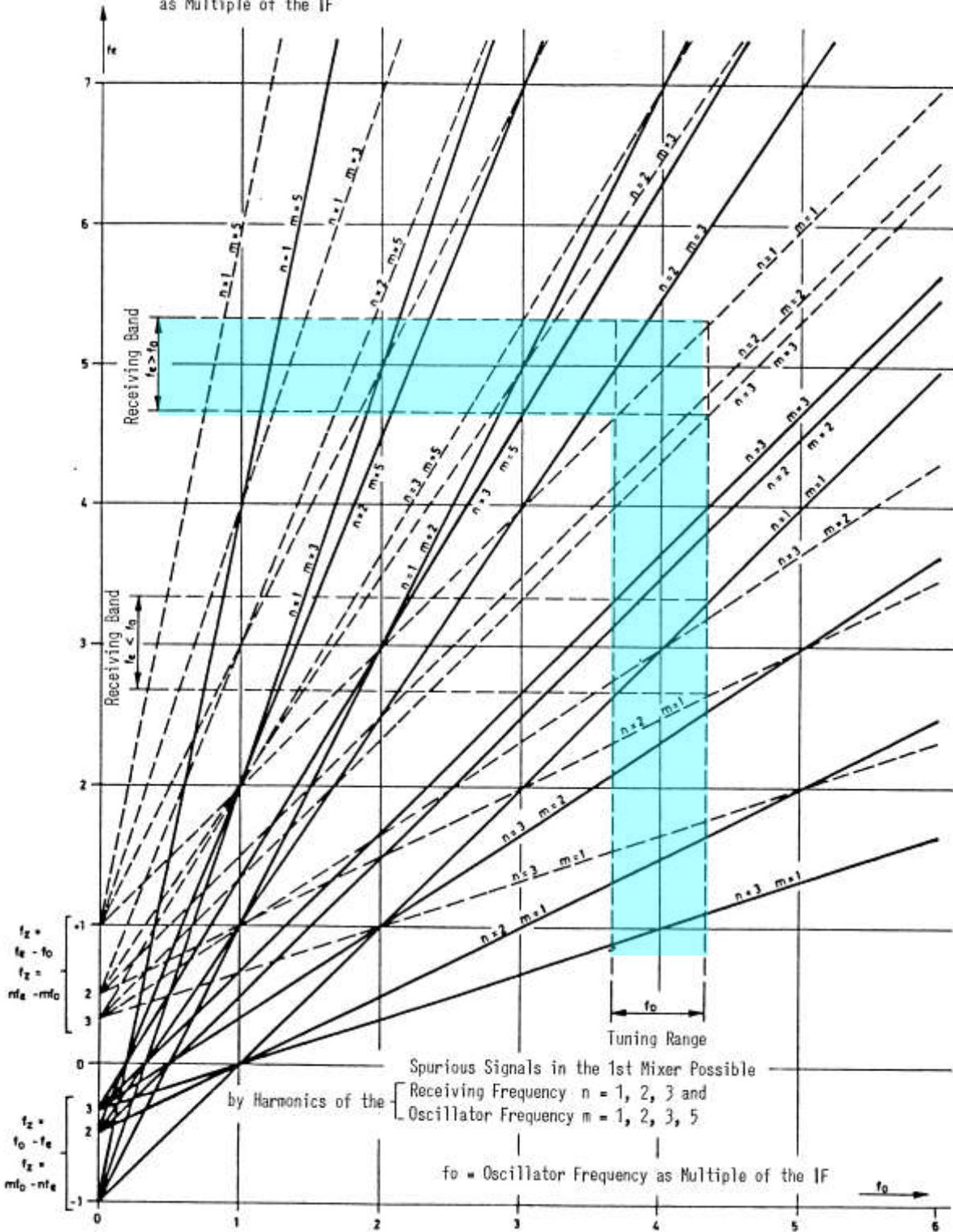


Nel grafico si può notare come valga la relazione $A+B=3A$, poiché il triangolo rettangolo che ha come ipotenusa la retta dei valori di IM_3 un cateto $A+B$ è 3 volte l'altro cateto uguale ad A , per cui: $B=2A$. Si è indicato con A quanto il livello di segnale sia al di sotto di IP_3 e con B quanto il prodotto IM_3 sia al disotto del livello del segnale in uscita.

Analogamente se si considera il triangolo con ipotenusa la retta dei livelli di IM_2 si ottiene la relazione fra i cateti : $C+D=2C$ da cui $D=C$

Si ha quindi che se il livello di segnale è posto 20 dB al di sotto del punto di intercetto del 3° ord. IP_3 il prodotto di distorsione del 3° ord. IM_3 si trova 40 dB sotto il segnale. In modo simile se il livello di segnale è 20 dB al di sotto IP_2 , si avrà che IM_2 è 20 dB al di sotto del livello del segnale.

f_e = Receiving Frequency
as Multiple of the IF



Signal Processing

Nel prossimo schema viene esaminato in dettaglio il blocco Signal Processing di un ricevitore digitale a larga banda per radiomonitoring.

Il ricevitore ha una estensione di banda che va da 20 MHz a 3.6 GHz nella sua configurazione di base. L'estensione di frequenza verso il basso e verso lato può essere ottenuta con l'aggiunta di due moduli opzionali rispettivamente per la banda HF – modulo che estende in basso il range di frequenze da 9 KHz a 32 MHz (bande: HF, MF, LF e VLF) mediante un ricevitore a conversione diretta in cui il segnale RF viene inviato direttamente al convertitore A/D . Il modulo opzionale che estende in alto il range di frequenza del ricevitore lavora nell'intervallo che va da 3,6 GHz a 26,5 GHz. Inoltre , mediante un Down Converter a microonde esterno , posto a valle del preselettore, il range di frequenza può essere esteso fino a 40 GHz.

Larghezza di banda processata in real time

Il ricevitore grazie ad un processo di trasformata rapida di Fourier (FFT), è in grado di processare in tempo reale, ovvero senza la necessità di scansionare una banda con larghezza di 80 MHz. Potendosi così visualizzare contemporaneamente le componenti spettrali presenti in questo intervallo rendendo possibile rivelare segnali con rapide variazioni in frequenza. In più, come si può notare nella sezione dedicata alla FFT in tempo reale, il processo di trasformata offre una eccellente risoluzione in frequenza con una alta sensibilità.

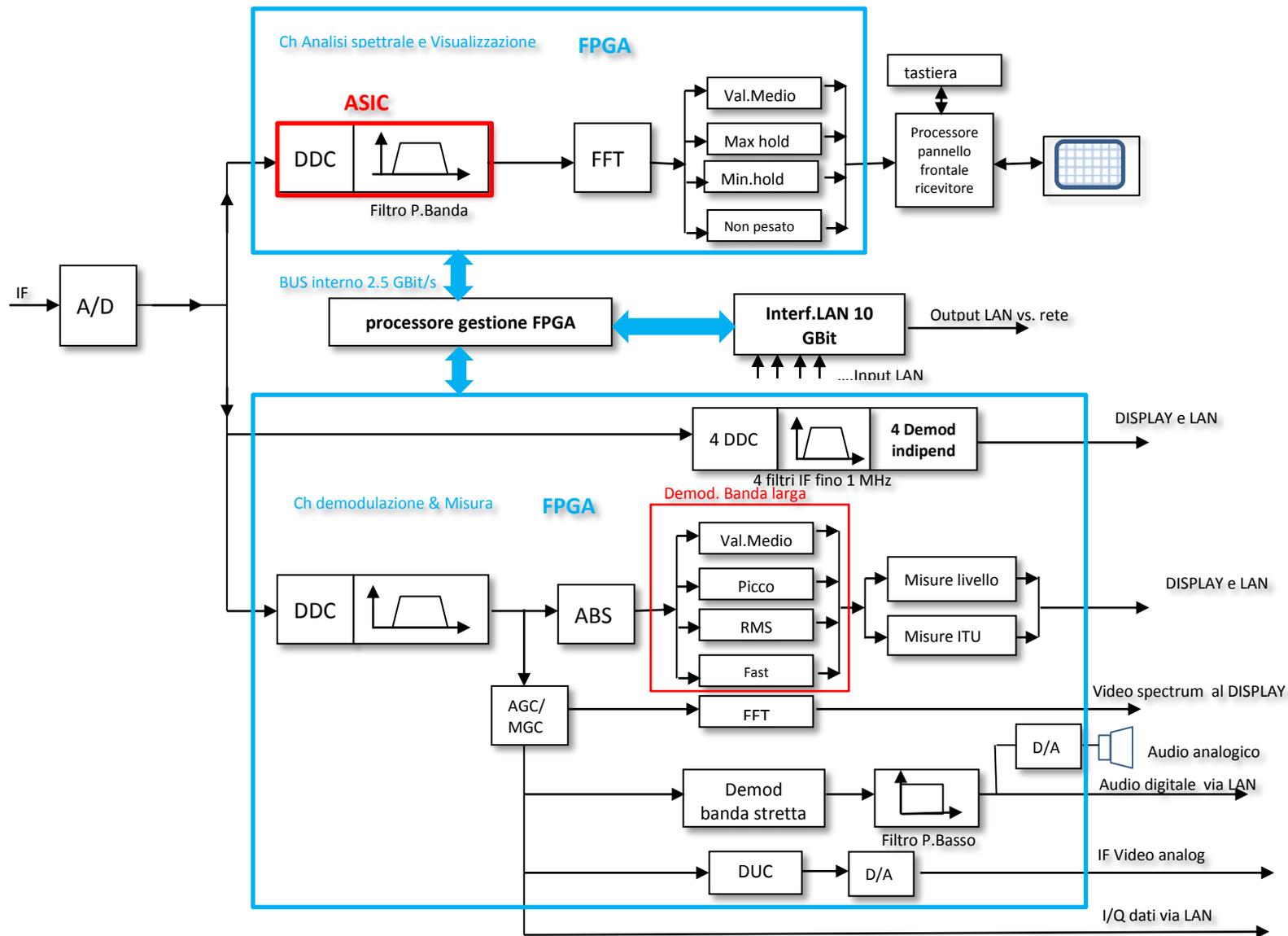


Fig Schema a blocchi della parte digitale – signal processing – e uscite del ricevitore digitale a larga banda per radiomonitoring

Lo spettro in real-time può anche essere ridotto a passi da 80 MHz fino ad un valore minimo di 1 KHz.

Due canali paralleli di DSP

Con riferimento alla fig. si può notare il segnale digitalizzato segue due percorsi il primo (in alto) per l'analisi spettrale e il secondo percorso di demodulazione e di misura di livello del segnale.

Vantaggi del processo in parallelo:

- 1) Permette di usare due larghezze di banda distinte simultaneamente . Una banda larga per avere una visione dello spettro. Una larghezza di banda stretta per la demodulazione e le misure di livello di uno specifico segnale (La demodulazione funziona solo se il segnale è all'interno della banda processata in real time)
- 2) Il livello dei segnali ricevuti può essere misurato usando un demodulatore a larga banda "reale" invece di calcolarlo dallo spettro FFT. Per cui i risultati non sono corrotti dalla finestrazione della trasformata FFT (vedi il paragrafo "windowing" del capitolo dedicato alla FFT in tempo reale). Non è quindi, necessario un post processo del valore del livello del segnale (ad es. usando delle tabelle di correzione).
- 3) Il processo di rivelazione è estremamente veloce, per cui, possono essere accuratamente misurati segnali molto veloci ed anche i livelli di segnali con impulsi di breve durata (meno di qualche centinaio di nanosec)
- 4) La demodulazione e le misure di livelli dei segnali all'interno della larghezza di banda real time del ramo demodulazione & misura, possono essere eseguite simultaneamente mentre sono visualizzati nello spettro in real time
- 5) I segnali audio possono essere demodulati senza che il contenuto audio sia disturbato non essendo necessario commutare tra i processi spettrale e audio

Come si può notare dallo schema, è disponibile un ramo con un flusso dati in formato I/Q, da utilizzarsi per una demodulazione in banda base I/Q necessaria per una analisi del segnale successiva con un software di analisi

La larghezza di banda in real time, della demodulazione a banda larga è pari a 20 MHz (mentre ricordiamo la larghezza di banda massima del ramo di Analisi spettrale è pari a 80 MHz). Essa è sufficiente per demodulare segnali digitali come: DVB-T (circa 8 MHz di BW) e LTE (che ha larghezze di banda di 5 MHz, 10 MHz fino a 20 MHz

Si può notare anche un demodulatore a banda stretta per segnali con modulazione analogica come AM, FM, PM, SSB che consente l'ascolto del segnale demodulato tramite altoparlante o cuffia.

4 + 1 DDC & Demodulatori

Sempre dallo schema del ricevitore, si possono notare nel ramo del processo demodulazione

& misura, 4 demodulatori ,in aggiunta al ramo di demodulazione, principale ottenuti da 4 DDC (digital down converter), funzionanti in parallelo all'interno della larghezza di banda real time estesa fino a 80 MHz. La demodulazione per ciascuno dei 4 demodulatori, avviene, dunque, all'interno della banda FFT di 80 MHz e può essere per segnali: AM, FM, I/Q, PULSE, LSB, USB e CW. La larghezza massima della banda di demodulazione per il demodulatore di base, come detto è di 20 MHz, mentre per ciascun dei 4 demodulatori aggiuntivi tale banda può arrivare ad 1 MHz(9 kHz per SSB e CW). Considerato che è disponibile un set di 25 bande IF variabili da 100 Hz a 1 MHz con funzioni di AGC e Squelch . Inoltre ogni DDC fornisce la banda base complessa I/Q, il livello del segnale associato e il segnale audio demodulato (v. fig).



Fig

Ognuna indica la posizione corrente in frequenza, e la larghezza di banda dei 4 DDC. La configurazione di ciascuno dei quali, può essere letta in alto

I 5 canali di demodulazione possono essere posizionati dovunque all'interno della banda in real time selezionata (da 1KHz a 80 MHz), e parametrizzati separatamente. I parametri che possono essere regolati separatamente per ciascun demodulatore, sono:

- Centro frequenza
- Larghezza di banda
- Modo di Demodulazione
- Valore di Squelch

L'informazione demodulata di tutti i 5 canali è processata come flussi di dati (data stream), separati tramite l'interfaccia LAN (es. dati audio con estensione *.wav o il data stream I/Q in banda base), per poter essere analizzati. Ad esempio il flusso dati dei 5 segnali in parallelo può essere analizzato per verificare la presenza o assenza di interferenze.

Interfaccia LAN

Lo strumento è dotato di una interfaccia LAN (tip. 10 Gbit Ethernet), da utilizzarsi per processare e analizzare i dati in uscita anche con software esterni e per il controllo del ricevitore di monitoring da una workstation remota. Attraverso a tale interfaccia si ha accesso a tutte le funzioni del ricevitore.

Data Streaming I/Q

Dallo schema si nota un ramo di trasmissione del flusso dati I/Q. Per mezzo della interfaccia 10 Gbit LAN viene trasmesso il flusso di dati digitali I/Q con una larghezza di banda che può arrivare ad 80 MHz di estensione. Tale flusso può essere memorizzato in una memoria interna o su una

memoria esterna per poter essere richiamato in un tempo successivo ed essere analizzato in real time dal ricevitore

128 canali in parallelo

Nell’ambito dei dati trasmissibili in formato I/Q, all’interno della banda real time, possono essere trasmessi fino a 128 canali (arbitrariamente scelti), con larghezza massima di banda di 30 KHz ciascuno o in alternativa 32 canali con larghezza massima di banda di 300 KHz. Ognuno dei canali viene trasmesso simultaneamente tramite l’interfaccia LAN (10 Gbit), rendendosi così disponibili un grande numero di segnali nella forma I/Q in banda base. Tali dati possono essere processati da sistemi esterni

Canale Analisi spettrale e Visualizzazione

Diamo un’occhiata più in dettaglio al ramo del ricevitore indicato come “Canale di analisi spettrale e visualizzazione. In esso viene svolta il rilevamento dello spettro radioelettrico tramite . Nella figura successiva è riportato più in dettaglio sia di processo che di visualizzazione

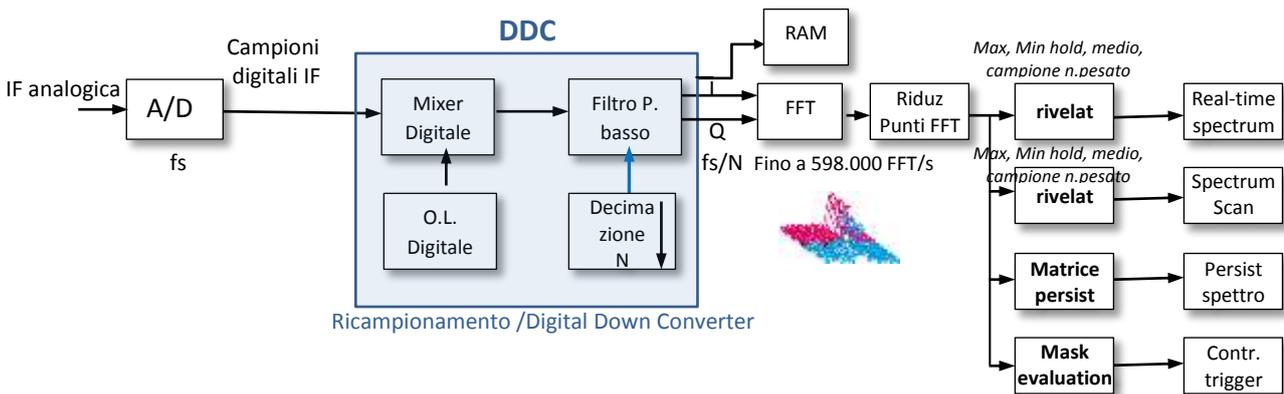


Fig schema blocchi della parte del ricevitore di analisi e visualizzazione digitale in tempo reale del segnale

All’ingresso del convertitore (che lavora a frequenza di campionamento f_s), è presente il segnale a frequenza intermedia esso viene mixer convertito in un flusso di campioni digitali .

Il convertitore A/D lavora ad una frequenza di campionamento f_s costante – es. $f_s = 1 \text{ GHz}$ – Il flusso dati dal convertitore va ad un ricampionatore (resampling) e al digital down converter DDC, che converte il segnale nella sua banda base digitale uguale in ampiezza all’intervallo (span) di frequenza selezionato per la visualizzazione con una frequenza di campionamento f_s/N coerente con il teorema di Nyquist per cui il rapporto tra la velocità di campionamento e lo span in frequenza selezionato deve essere > 1 . Nel nostro caso si pone $(f_c/N)/\Delta f_{span} = 1,2$

Per cui per un $\Delta f_{span} = 80 \text{ MHz}$ si ha che la frequenza di campionamento è pari a $100 M_{\text{complexSample/s}}$

Il termine campioni complessi significa che la velocità di campionamento complessa corrisponde ad una velocità di campionamento di $50 \text{ MS}_I/\text{s}$ e $50 \text{ MS}_Q/\text{s}$ rispettivamente, per il campionamento della parte in fase e in quadratura del vettore segnale.

Con un convertitore A/D a 16 bit come nel nostro caso una frequenza di campionamento di $100 \text{ MS}/\text{s}$ corrisponde ad una frequenza di campionamento di $1.6 \text{ Gb}/\text{s}$.

Per larghezze di banda Δf_{span} minori la velocità di campionamento viene ridotta automaticamente facendo variare il divisore intero N del circuito decimatore. La velocità di campionamento determina il numero di campioni disponibili per l'analisi.

Dopo il ri-campionamento il flusso dati viene trasformato nel dominio della frequenza per mezzo di una FFT. I moderni ricevitori o anche A di S hanno un numero di bin (bin o data point sono i punti variabile – ad es. da 16,384 bin possono scalare a 1024 bin con un numero di elaborazioni che può sfiorare un numero di elaborazioni pari a $600 \text{ K}_{\text{FFT}}/\text{s}$

In parallelo al processo FFT i dati ri-campionati in banda base sono scritti nel formato I/Q in una memoria per essere utilizzati in un post processo non real-time come ad es., un'operazione di zoom su i dati catturati.

I dati possono anche essere inviati ad un dispositivo di memoria massiva esterno tramite la LAN 10 GB – per poi essere analizzati off-line.

L'applicazione in tempo reale funziona in due modalità: Alta Risoluzione e Multi Dominio. In modalità ad alta risoluzione, l'intero spazio della FPGA è dedicato al calcolo FFT. Nella modalità Multi Dominio, una parte dell'FPGA è programmata per le visualizzazioni nel dominio del tempo. Pertanto, la larghezza di banda massima in modalità Multi Dominio è limitata (per es. a 100 MHz), e la risoluzione di frequenza per un dato intervallo è limitata rispetto alla modalità Alta risoluzione. Il punto critico dietro l'analisi in tempo reale è quello di eseguire l'acquisizione dei dati e l'elaborazione dei dati in parallelo. Per ottenere ciò, si utilizzano circuiti digitali ad alte prestazioni. Come si vede dagli schemi si utilizzano circuiti FPGA (**Field Programmable Gate Array**), circuito integrato le cui funzionalità sono programmabili via linguaggi di descrizione dell'hardware (VHDL, Verilog, ecc.). Tali dispositivi consentono la realizzazione di funzioni logiche anche molto complesse essi possono contenere fino a milioni di porte logiche), per il processo di misura in real time eccetto per il processo di down converter (DDC) per cui vengono utilizzati DSP cablati ASIC (**application specific integrated circuit**) che consente essendo progettato specificatamente per la risoluzione di un problema, di raggiungere delle prestazioni in termini di velocità di processo e consumo elettrico difficilmente ottenibili con l'uso di soluzioni più generiche come le FPGA.

Il ricevitore a larga banda digitale è dotato di una catena di potenti ASIC e FPGA in combinazione con un grande memoria per i dati acquisiti. Questa combinazione consente allo strumento di elaborare i dati in più fasi in un'architettura di tipo pipeline. L'ultimo stadio della pipeline è la CPU – indicata nello schema del ricevitore di digitale come “ processore gestione FPGA”), che legge i dati pre-elaborati, applica le necessarie informazioni di ridimensionamento e visualizza i risultati sullo schermo.

Tutte le modalità di visualizzazione in tempo reale disponibili e il trigger della maschera di frequenza vengono eseguiti parallelamente. Ciò significa che tutto è disponibile in tempo reale e i risultati possono essere visualizzati in più diagrammi alla volta e il trigger della maschera di frequenza può essere utilizzato oltre a catturare eventi rari.

DDC Digital Down Converter

Nello schema a blocchi del ramo visualizzazioni, è illustrato un po' più in dettaglio la funzione di Down converter. Un DDC convenzionale ha tre sezioni principali:

- Un mixer digitale
- Un oscillatore locale digitale
- Un filtro FIR passa basso

Il mixer digitale e l'oscillatore locale traslano i campioni a frequenza IF digitali in banda base. Il filtro passa basso FIR limita la larghezza di banda del segnale e agisce come decimatore. Il convertitore digitale include molti moltiplicatori hardware, sommatore e registri a scorrimento.

All'uscita del mixer, i segnali a banda larga all'uscita del convertitore A/D (segnali digitali in forma complessa I/Q), sono traslati in continua (in banda base) con uno spostamento di frequenza uguale alla frequenza dell'oscillatore locale. Questo processo è simile al mixer del ricevitore analogico eccetto che lì, la miscelazione si effettua con una frequenza in uscita pari alla frequenza intermedia IF. Nel caso di mixer digitale, la rappresentazione complessa del segnale consente di traslarlo direttamente in continua. Sintonizzando sul suo intervallo l'oscillatore locale, qualsiasi porzione del segnale di ingresso RF può essere miscelata e traslata in continua semplicemente sintonizzando l'oscillatore locale.

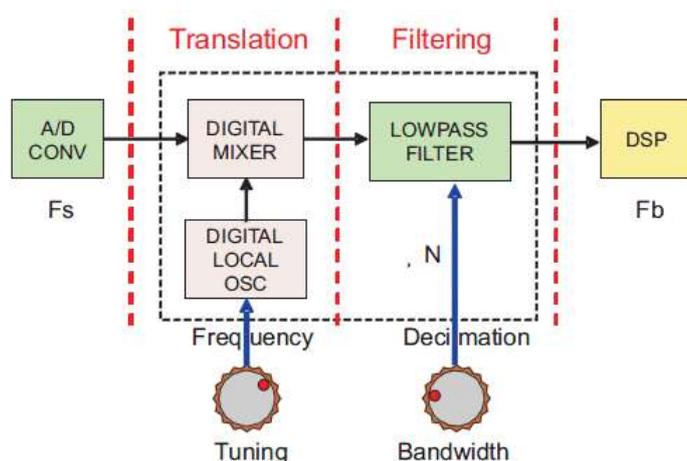
L'accuratezza e la stabilità della frequenza sono determinate interamente dal clock A / D quindi è intrinsecamente sincrono con la frequenza di campionamento. Non c'è invecchiamento, deriva o calibrazione poiché è implementata interamente con la logica digitale. Poiché l'uscita del filtro FIR è limitata dalla banda del filtro medesimo, il teorema di Nyquist consente di abbassare la frequenza di campionamento. Se si mantiene solo uno su ogni N campioni, si abbassa la frequenza di campionamento f_s di un fattore N.

Questo processo è chiamato decimazione e significa mantenere. Sul segnale decimato la frequenza di campionamento f_s/N , è mantenuta più alta del doppio della larghezza di banda del filtro in modo che nessuna informazione venga persa.

Il chiaro vantaggio è che i segnali decimati possono essere elaborati più facilmente, si abbassa la velocità di trasmissione e memorizzato in meno memoria.

Il DDC esegue due operazioni di elaborazione del segnale:

1. Traslazione della frequenza con la sintonizzazione controllata dall'oscillatore locale.
2. Filtro passa basso con larghezza di banda controllata dal rapporto di decimazione.



Lo schema superiore mostra l'elaborazione in due passaggi eseguita dal convertitore digitale. La traslazione di frequenza da IF alla banda base eseguita dall'oscillatore locale e dal mixer. La "manopola di sintonia" rappresenta la programmabilità della frequenza dell'oscillatore locale per selezionare la frequenza necessaria alla conversione in basso del segnale da f_{IF} a f_{BB} .

La larghezza di banda del segnale in banda base viene impostata mediante la scelta del fattore di decimazione N e del filtro passa-basso FIR:

- Frequenza di campionamento in banda base $f_{BB} = f_s / N$
- Larghezza di banda della banda base = $0,8 \times f_{BB}$

La caratteristica tipica di una banda passante pari all'80% della frequenza di campionamento si riferisce anche alla percentuale di campioni complessi : I+Q

La "manopola della larghezza di banda" rappresenta la programmabilità del fattore di decimazione N per selezionare la desiderata larghezza di banda del segnale in banda base.

Visualizzazione dello Spettro

Il ricevitore digitale permette una grande flessibilità di rappresentazione dei dati di misura del segnale raccolti. Principalmente i tipi di visualizzazione sono 3, che sono indicati come: Real Time Spectrum (indicato anche con IF spectrum):

1) Real Time Spectrum; 2) RF Spectrum Span; 3) Video Panorama

Con riferimento allo schema del ricevitore, vi è da notare che le rappresentazioni 1) e 2) sono processate con i dati digitali del canale spettrale e visualizzazione (con i valori delle misure, ovviamente ottenute dal canale demodulazione & misura). Mentre la visualizzazione 3) è elaborata dal canale demod&Misura. Inoltre tutte le rappresentazioni spettrali son accompagnate da la corrispondente rappresentazione del tipo "waterfall display"

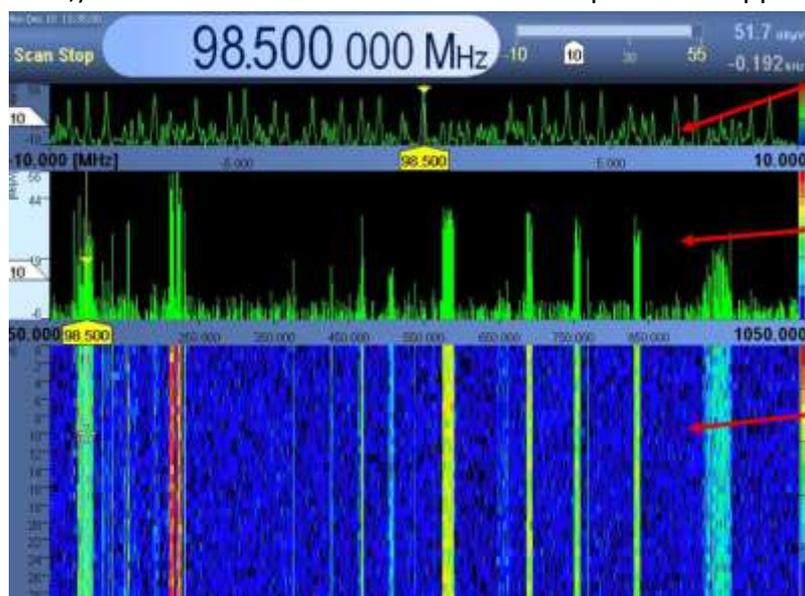
Viene effettuata la visualizzazione dei campioni in frequenza della FFT. Il tempo reale riguarda la banda processata dalla FFT che ha un massimo di ampiezza di 80 MHz.

RF Spectrum scan

Tale funzione consente una scansione spettrale estremamente veloce attraverso l'intera gamma di frequenze per cercare segnali al di fuori della larghezza di banda in tempo reale. I risultati spettrali possono essere combinati con il diagramma "waterfall". Questo è particolarmente utile durante la ricerca di impulsi o segnali agili di frequenza. I segnali non possono essere demodulati durante una scansione in corso. La scansione panoramica è ideale per determinare l'intervallo frequenza di interesse da una posizione di partenza sconosciuta, ad esempio in base all'interferenza rilevata. Successivamente, si può passare alla modalità "realtime" per approfondire la misura e l'analisi. Si può raggiungere una velocità di scansione di 70 GHz/s

IF Panorama

L'elaborazione in tempo reale dello spàter di frequenza è essenziale per rilevare segnali impulsati o agili in frequenza. L'elaborazione FFT del segnale consente a tutte le informazioni spettrali di essere visualizzate contemporaneamente. Lo spettro in tempo reale viene calcolato senza scansionare e offre la visualizzazione in tempo reale di una banda di larghezza variabile da 100 Hz a 80 MHz. Il tempo di calcolo è trascurabile grazie all'implementazione di circuiti FPGA. L'elaborazione in tempo reale FFT (2048 punti o bin con un range selezionabile fra 100 Hz e 80 MHz,) offre una eccellente risoluzione in frequenza accoppiata ad un' alta sensibilità.



IF Panorama

RF Spectrum Scan

Waterfall Display

In figura in una singola visualizzazione abbiamo: l'RF Spectrum Scan, l' IF Panorama e il diagramma "waterfall"

Video Panorama

Modo di visualizzare le sottoportanti e la velocità di trasmissione .In tale modo si ha la l'andamento dello spettro del segnale demodulato conseguendo così, una chiara visualizzazione delle sottoportanti, ad es. Tono pilota 19 kHz in FM. L'andamento è quello dello spettro al quadrato per stimare ad es. Il baud rate di un segnale modulato digitalmente



. In fig esempio di video panorama con la visualizzazione di un segnale demodulato (FM a 98.5 MHz), Si possono così facilmente distinguere: lo spettro del segnale audio, la portante pilota, e la portante RDS oltre al waterfall display

Persistenza dello Spettro

Nelle visualizzazioni in tempo reale dello spettro vi è il cosiddetto spettro di persistenza. Viene anche definito istogramma spettrale spettro policromo . La persistenza aiuta a vedere anche eventi molto brevi che l'occhio umano non potrebbe acquisire altrimenti. L'informazione dell'istogramma consente il confronto dei segnali sulla stessa frequenza ma con modulazione diversa.

Quindi i codici colore dello spettro di persistenza segnalano le statistiche (probabilità di comparsa per ciascun livello visualizzato - coppia di frequenze). Allo stesso tempo, utilizza l'effetto dissolvenza per far sì che gli eventi rimangano più a lungo sul display di quanto effettivamente durino.

Il colore di ciascun punto nello spettro di persistenza contiene l'informazione di probabilità.

Una tipica applicazione per lo spettro di persistenza è l'analisi dei segnali che variano nel tempo. Da una idea di un segnale, prima che possa essere analizzato in dettaglio. Gli hopping di frequenza veloce possono essere chiaramente distinti dall'andamento del waterfall display di ampiezza con lo spettro di persistenza. La figura mostra due spettri di persistenza, uno con un DUT agile in frequenza nella banda ISM a 2,4 GHz e un secondo nella banda a 5 GHz. Nel momento in cui questo screenshot è stato preso, il segnale era situato sul lato destro dello spettro. Tuttavia, la persistenza rende chiaro che lo stesso o un altro segnale si trovava prima nella parte centrale dello spettro.

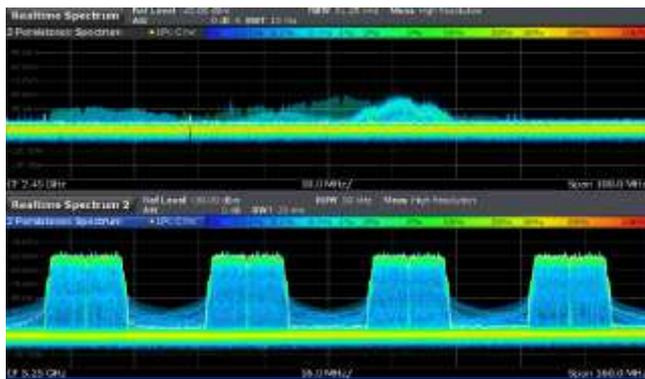


Fig Viene visualizzata una modulazione "frequency Hopping) nelle bande 2.4 GHz ISM e 5 GHz. La visualizzazione mostra un segnale più a lungo della sua durata

Frequency Mask Trigger FMT

Un modo per analizzare eventi rari in un dato intervallo di frequenza è quello di acquisire dati in tempo reale per un tempo molto lungo. Questo metodo richiede grandi quantità di memoria veloce. Di conseguenza, la post-elaborazione della maggior parte dei dati memorizzati per trovare l'evento potrebbe richiedere molto tempo.

Un altro modo è attivare l'evento nello spettro di frequenze e acquisire esattamente i dati di interesse. Questo metodo riduce drasticamente la dimensione della memoria necessaria e inoltre consente di individuare l'evento di interesse nei dati acquisiti.

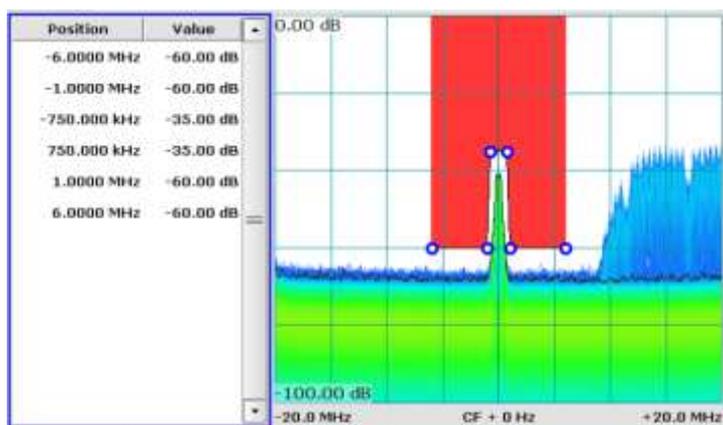
Ciò può essere risolto con la funzione Frequency Mask Trigger (FMT). Graficamente, la FMT è una maschera nel dominio della frequenza, che viene controllata con ogni FFT calcolata. Ciò significa un limite di controllo di 585.938 volte al secondo (es. di numero di FFT/s).

L'avvio dell'acquisizione dei dati o la sua interruzione può avvenire in 2 modi:

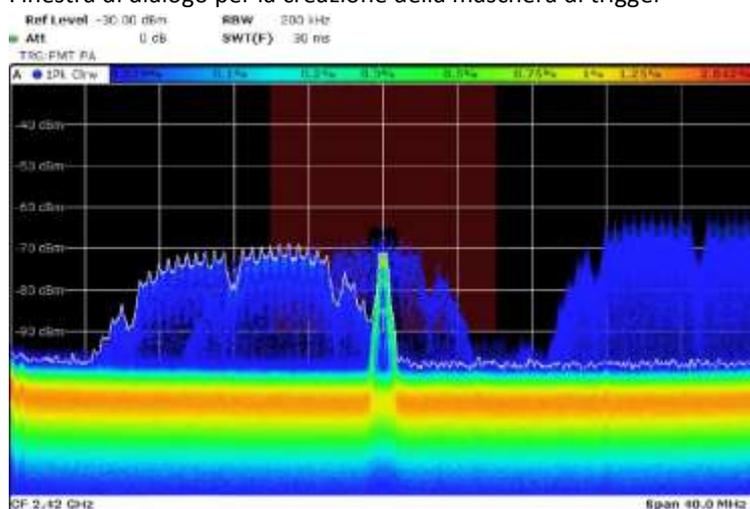
- il segnale entra nell'area della maschera
- il segnale lascia l'area della maschera

Entrambi i criteri si applicano a una linea limite inferiore configurabile e ad una linea limite superiore. Inoltre, i criteri possono essere applicati anche a entrambe le linee (inferiore e superiore) contemporaneamente.

L'FMT può essere selezionato come sorgente di trigger per tutti i display in funzionamento in tempo reale. Poiché viene valutato in parallelo alle modalità di visualizzazione selezionate, non vi è alcuna influenza sulle capacità in tempo reale del ricevitore.



Finestra di dialogo per la creazione della maschera di trigger



Applicazione ad un caso reale della funzione di trigger FMT che mostra il cambiamento di frequenza di un segnale WLAN

Descrizione di un Ricevitore digitale

Nel seguito, verrà illustrato un esempio di ricevitore digitale a larga banda per radiomonitoring operante in un range di frequenz: 9 KHz – 6 GHz (Rohde & Schwarz ESB 200)

Front-end

Il segnale in ingresso perviene a due connettori. Uno per i segnali HF da 9 KHz a 32 KHz . l'altro è un commutatore per segnali HF/VHF/UHF da 9 kHz a 6 GHz. UN sistema di switch suddivide i segnali di ingresso, in funzione della frequenza, su 3 linee separate di processo di segnale.

I segnali fra 9 kHz e 32 MHz sono inviati direttamente ad un convertitore A/D prima del quale si trova un banco di filtri preselettori in HF che consiste in un filtro passa-banda sintonizzabile e da un filtro passa-basso con frequenza superiore di 32 MHz. I segnali da 20 MHz a 650 MHz o da 650 MHz a 6 GHz sono inviati, alle sezioni IF a due e a tre stadi attraverso un preselettore VHF/UHF ed un pre-amplificatore (a guadagno variabile). **Il preselettore ed il modo a bassa distorsione proteggono efficacemente le sezioni IF da fenomeni di overloading.**

Le 2 sezioni IF processano i segnali da 20 MHz a 6 GHz per la successiva conversione A/D.

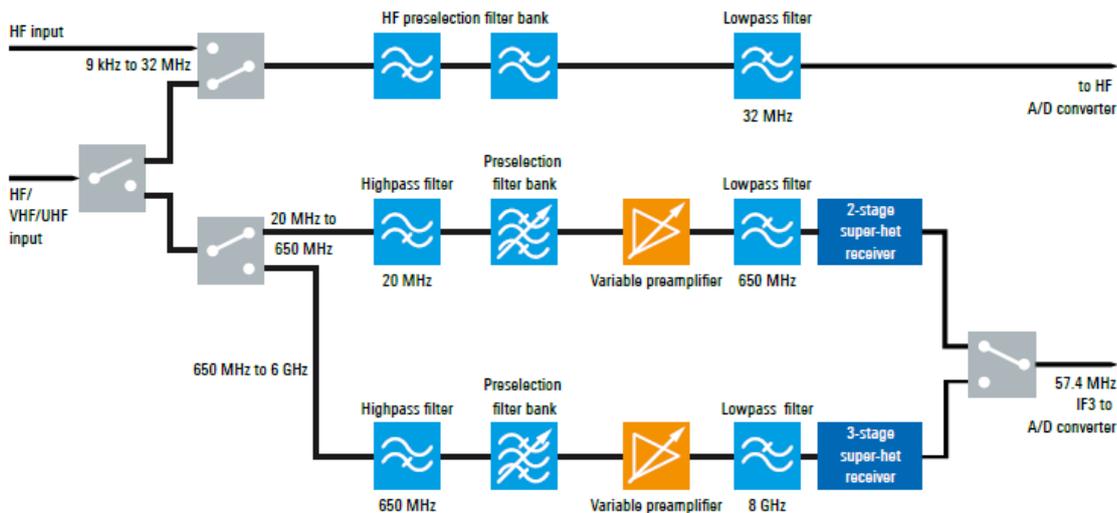


Diagramma a blocchi del frontend

Processo del segnale digitale

Dopo la conversione A/D (con un convertitore a 16 bit), il segnale viene suddiviso in:

Un primo percorso dove lo spettro IF viene calcolato per mezzo downconverter digitale (DDC), un filtro digitale e un blocco FFT. La larghezza di banda del filtro passa-banda può essere selezionata tra 1 kHz e 20 MHz. Lo spettro IF viene inviato in uscita ad una interfaccia LAN o al display. Viene però, prima post-processato per mezzo di funzioni, selezionabili dall'operatore, di Media (AVG), valore min (MinHold) o max (MaxHold).

Il secondo percorso include anche lui un DDC e dei filtri digitali. Il segnale su questo secondo ramo, viene processato per la demodulazione e per la misura di livello. Per processare differenti segnali con un rapporto ottimale S/N, il ricevitore ha dei filtri IF con bande di demodulazione che vanno da 100 Hz a 5 MHz., **che possono essere selezionati indipendentemente dalla larghezza di banda dello spettro IF** (IF spectrum).

Prima della misura di livello, ne viene determinato il valore assoluto (blocco ABS). Tale valore viene "pesato" usando le funzioni : media (AVG), Picco (peak), RMS (valore efficace) o fast (campione). Il livello misurato viene ,quindi, inviato in uscita sul display o ad una interfaccia LAN.

Per demodulare i segnali con modulazione analogica, i dati complessi (dati I/Q) in banda base, vanno a degli stadi di demodulazione : AM, FM,USB,LSB,ISB, Pulse o CW posti dopo il filtro passa-banda e sono soggetti ad un controllo automatico di guadagno (AGC) o ad un controllo manuale di guadagno (MGC). Dopo lo stadio AGC/MGC i dati I/Q dei segnali digitali modulati, vengono inviati in uscita per un ulteriore processo.

I risultati ottenuti sono disponibili come dati digitali e possono essere inviati ad una interfaccia LAN come richiesto da particolari scopi. I dati audio digitali possono essere riconvertiti in segnali analogici per disporre di una uscita verso una cuffia o degli altoparlanti. I dati I/Q sono riconvertiti in segnali analogici da un convertitore D/A a 16 bit, diventando, quindi, disponibili come segnali IF analogici o dati video analogici.

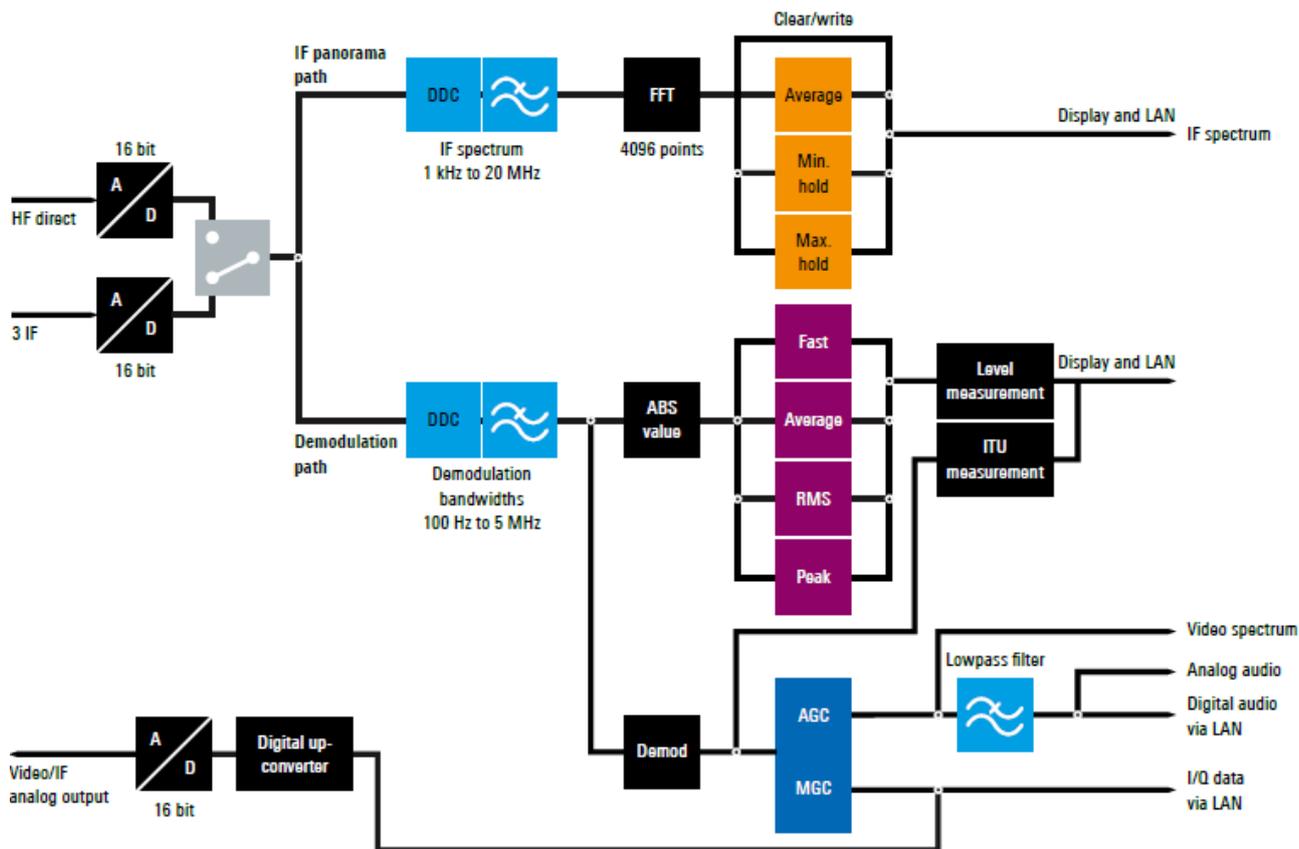


Diagramma a blocchi del processo del segnale digitale (digital signal processing)

Alta sensibilità del ricevitore, alta risoluzione del segnale

Fra le prestazioni del ricevitore vi è una larghezza di banda IF fino a 20 MHz. Questo consente di catturare segnali impulsivi di durata molto breve poiché il ricevitore visualizza l'intera larghezza di banda di 20 MHz, intorno ad una frequenza centrale fissata, **in un singolo spettro senza che sia richiesta qualsiasi tipo di scansione**.

Usando l'AUTOsetting si ottiene con la più larga IF BW di 20 MHz, la più ampia visualizzazione dello spettro; Con la banda IF più stretta di 1 kHz, si ottiene la massima risoluzione e la massima sensibilità.

Lo spettro IF viene calcolato usando la FFT (Fast Fourier transform). L'uso della FFT a frequenza intermedia ha il suo maggior vantaggio nel fatto che la sensibilità del ricevitore e la sua risoluzione sono chiaramente superiori a quelle di un convenzionale ricevitore analogico alla stessa larghezza di visualizzazione spettrale.

Spettro IF

Il calcolo della FFT avviene in un certo numero di passi.

Per una banda IF di 20 MHz ($BW_{IF} = 20 \text{ MHz}$), la frequenza di campionamento f_s , a causa della pendenza del filtro IF, deve essere molto più grande della banda BW_{IF} selezionata (per il teorema di Nyquist basterebbe che $f_s/2 = BW_{IF}$ ma questo a patto di avere un filtro IF di forma rettangolare).

Quindi $f_s/BW_{IF} > 1 = \text{cost}$ dipende dall'andamento dei fianchi del filtro. Il valore della costante dalla banda del filtro IF selezionata

Per una larghezza di banda IF $BW_{IF}=20$ MHz la costante ha valore di 1.28. Perciù per visualizzare uno spettro IF di 20 MHz di larghezza è richiesto una frequenza di campionamento di $f_s=25.6$ MHz. La lunghezza della FFT è $N=4096$ punti. Per calcolarli la banda di campionamento di 25.6 MHz, viene divisa in 4096 righe di frequenza equidistanti che vengono indicati come bins (v.fig).

La larghezza di banda BW_{bin} delle righe di frequenza è ottenuta come segue:

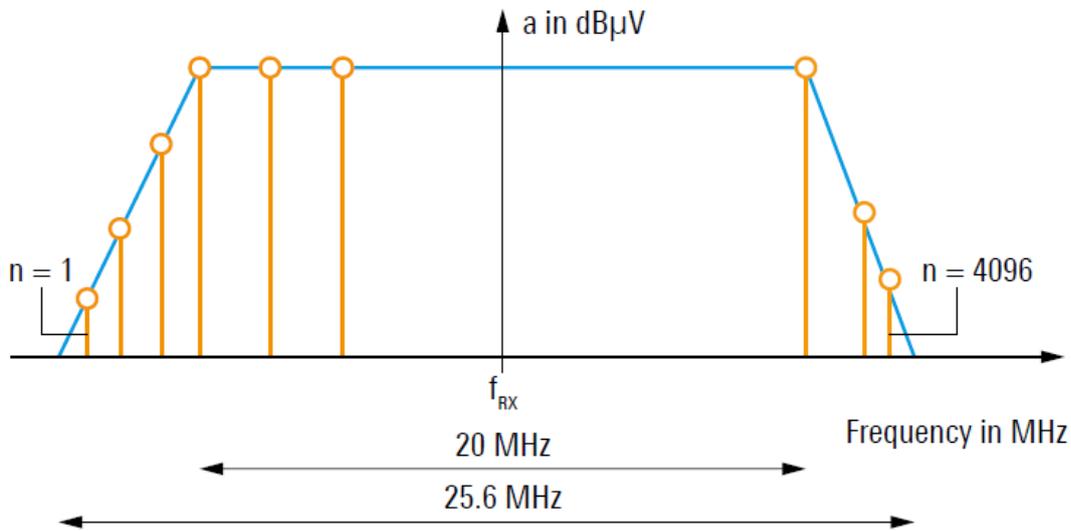
$BW_{bin} = f_s/4096 = 25.6/4096 = 6.25$ KHz ($f_s=1/T$ da cui $T=1/f_s= 1/25.6 \times 10^6 =$ circa 40 nsec intervallo di misura)

Questo significa che nell'esempio fatto, solo la banda di 6.25 KHz per ogni bin, deve essere presa in considerazione come banda di rumore nel calcolo del livello di rumore visualizzato DNL (displayed noise level):

$$DNL = -174 + NF + 10 \times \log(BW_{bin})$$

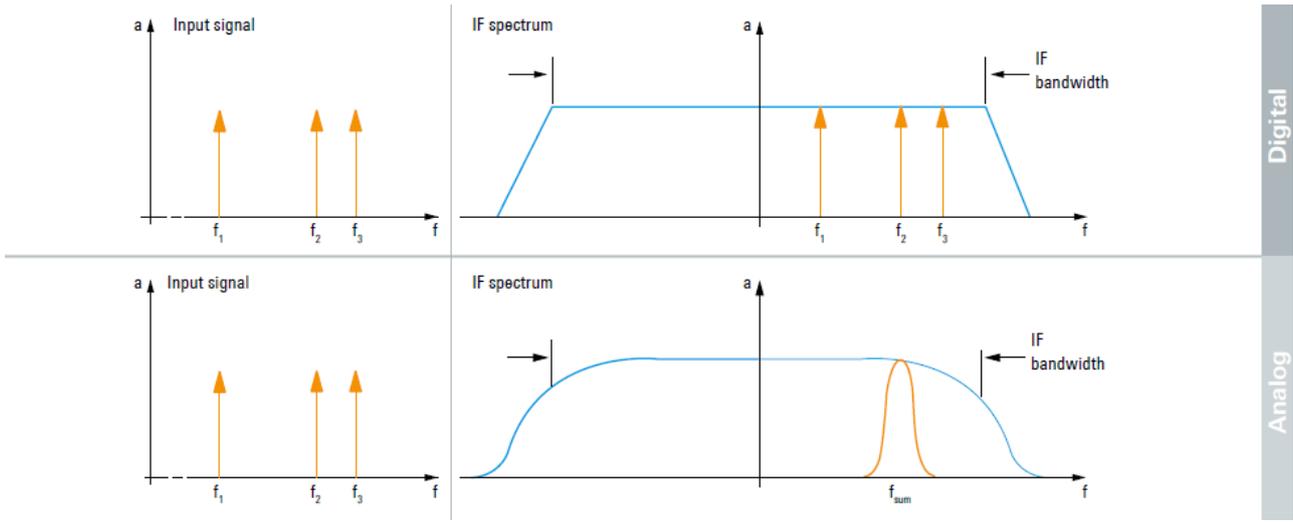
-174 è espresso in dBm è la Potenza di rumore $N= 10 \log KT^\circ$; BW è in Hz, NF (la figura di rumore complessiva del ricevitore espressa in dB

L'es. mostra come l'uso della FFT faccia in modo che la risoluzione di banda RBW, da considerare nel calcolo del DNL, è molto più piccola (BW_{bin}), da quella da considerare per un range visualizzato (senza scansione) di 20 MHz



Processo di segnale per lo spettro IF

Un altro vantaggio dell'alta risoluzione spettrale usata nella FFT, è che segnali vicini in frequenza (es. f_1, f_2 e f_3 nella fig sottostante), possono essere catturati e rappresentati nello spettro IF come segnali distinti.



Risoluzione del segnale nello spettro IF per un ricevitore analogico e uno digitale

Se in un ricevitore analogico, viene selezionata una risoluzione di banda uguale alla larghezza di banda IF ($RBW=BW_{IF}$), verrà visualizzato un segnale somma f_{sum} invece dei 3 distinti segnali f_1, f_2 e f_3 essendo il filtro IF troppo largo per poter discernere i 3 segnali che cadono tutti all'interno della banda del filtro IF.



fig , in alto, lo spettro IF con evidenza (in blu), la larghezza di banda di demodulazione. In basso il panorama scan ovvero l'andamento spettrale in tutta la banda scansionata.

La risoluzione della FFT (nell'esempio illustrato di 6.25 KHz), può essere selezionata manualmente . Questo offre il vantaggio che la risoluzione della FFT può essere scelta in modo tale da accordarsi

con la spaziatura in frequenza dei canali del servizio radio che si sta analizzando. Questo assicura che il ricevitore sarà sempre sintonizzato sulla frequenza centrale del canale in questione. **La spaziatura di canale di tutti i servizi radio conosciuti può essere usata come risoluzione della FFT, potendo il numero di punti della FFT variare tra 16 e 4096 punti.**

La potenza di elaborazione del DSP è così alta che sono disponibili fino a 4 volte il numero di punti di FFT realmente necessari. Dipendendo il numero di punti necessari, dalla larghezza di banda real-time selezionata.

Se si seleziona la lunghezza appropriata della FFT, si possono effettivamente rilevare e distinguere anche canali molto vicini in frequenza fra loro.

Utilizzando il massimo numero di punti disponibili, la FFT può essere espansa fino a 4 volte.

La potenza di calcolo disponibile può essere anche usata per calcolare la FFT con una sovrapposizione, parziale, delle finestre di calcolo.

Questo fa in modo che anche impulsi di breve durata risultino chiaramente distinguibili nella visualizzazione waterfall dello spettro.

Capacità real-time di calcolo

Il virtual scan speed che viene spesso specificato (v.tab sottostante), è un indicatore delle capacità di calcolo real-time del ricevitore.

La tabella indica una velocità di scansione (scan speed), nel range di scansione che, come detto), è più piccolo della larghezza di banda real-time del ricevitore (nell'es. precedente che per una banda FFT di 20 MHz la effettiva banda di scansione era di 25,6 MHz a causa della pendenza del filtro IF).

La scansione all'interno del range (in tab 80 MHz), può essere considerata real time poiché il tempo di sintonia del sintetizzatore può essere ignorato all'interno della banda realtime del ricevitore poiché nell'elaborazione della FFT la frequenza RF centrale è fissa. **La velocità della scansione in realtime è determinata solamente dalla potenza computazionale del ricevitore.**

Internal computing power of the R&S®ESMD		
Frequency resolution in kHz	80 MHz realtime bandwidth	
	Spectra per second	Time resolution in μ s
25	25000	40
50	50000	20
100	100000	10
500	500000	2
2000	2000000	0.5

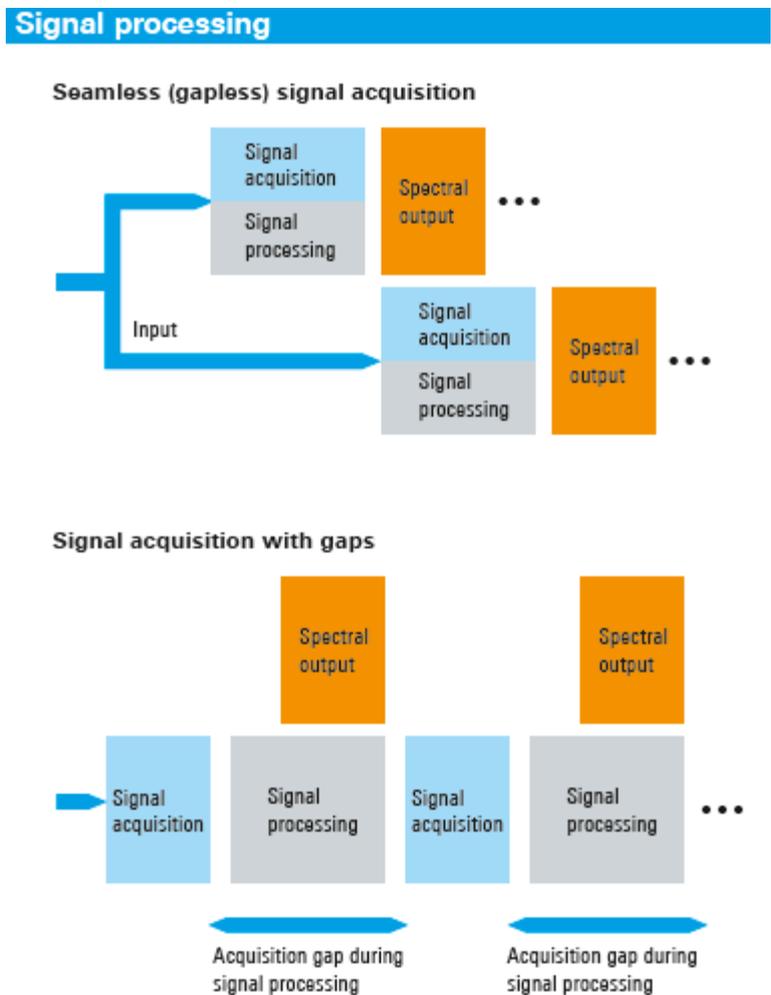
La larghezza di banda BW_{bin} delle righe di frequenza (che è la risoluzione in frequenza della FFT) è legata al periodo della finestra temporale T di acquisizione del segnale, dalla $BW_{bin} = 1/T$ (ad es.

prima riga della tabella, se si considera una $BW_{bin} = 25 \text{ kHz}$ si ottiene un tempo di acquisizione $T = 10^{-3} / 25 = 40 \text{ microsec}$)

Quando si tratta di valutare la capacità in tempo reale di un ricevitore rispetto alla elaborazione del segnale, l'acquisizione dati sembrerebbe essere il criterio fondamentale.

Alcuni ricevitori "in tempo reale" sono in grado di catturare uno spettro in tempo reale per una determinata periodo di tempo, non offrendo, però, risorse di elaborazione sufficienti per continuare l'acquisizione dati senza interruzioni. Es. , **i dati devono essere memorizzati e l'acquisizione del segnale viene interrotta per permettere il processo e la visualizzazione dei dati memorizzati.**

I ricevitori di radiomonitoring R&S offrono un'alta velocità di processo dei dati tale da permettere la cattura e il processo dei segnali, senza soluzione di continuità, in realtime (nessuna memorizzazione è richiesta)



In alto acquisizione del segnale-processo e visualizzazione dello spettro senza gap (intervalli temporali persi dal punto di vista dell'acquisizione del segnale)

In basso si ha un gap nell'acquisizione del segnale, nel periodo di tempo di processo del segnale

Esempio di calcolo della FFT

Si considerino i seguenti valori allo scopo del calcolo:

FFT 2048 punti per frame

BWIF 10 MHz, segue che la frequenza di campionamento è $f_s = 12,8$ MHz (coeff pendenza filtro=1,28)

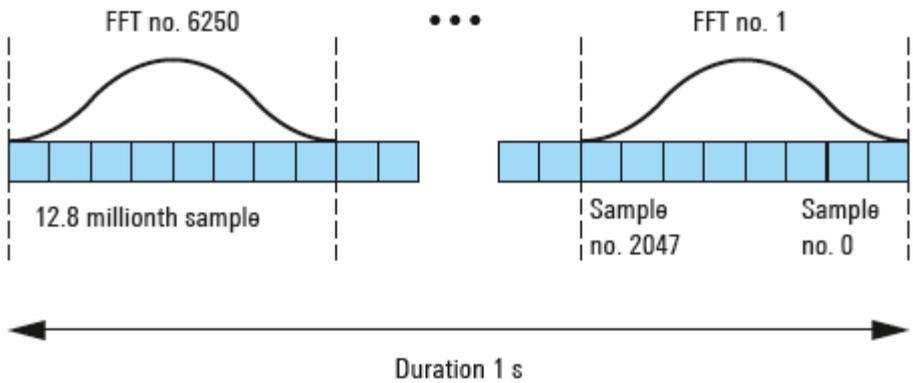
La risoluzione dell'FFT è pari a $BW_{bin} = f_s/2048 = 6,25$ kHz

Il tempo di frame della FFT vale quindi: $T = 1/BW_{bin} = 160$ micro sec

Conseguentemente sono richieste per processare nel tempo di 1 sec il segnale in ingresso , 6250 FFT

(poiché $1 s/160 \times 10^{-6} = 6250$)

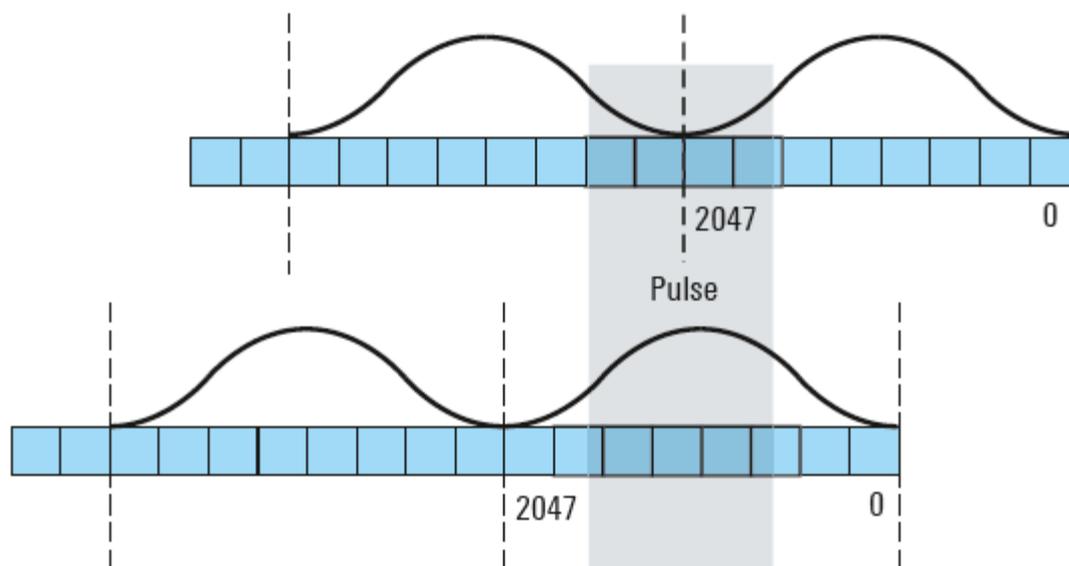
Number of samples and FFTs per second for a 10 MHz IF bandwidth



Il filtro (o finestra), di Blackman indicata nella figura superiore, è necessaria per attenuare in ampiezza i campioni di segnali agli estremi dell'intervallo temporale della FFT e ciò per evitare la creazione di componenti spettrali inesistenti nel segnale processato quando si hanno livelli di segnali differenti nel primo e nell'ultimo campione. Questo implica, però una sostanziale attenuazione dei segnali più brevi della finestra temporale della FFT e che cadono ai confini fra due frame.

Per catturare un segnale con il 100% di affidabilità e con una corretta misura del suo livello, sarebbe richiesta una minima durata del segnale corrispondente a 2 frame di FFT (es. 320 microsec nel nostro caso). Se l'obbiettivo è solamente quello di rilevare il segnale e non fare una misura corretta del suo livello, possono essere catturati e processati impulsi di durata minore, qualche centinaio di nanosec. Questo tipo di processo viene indicato come seamless o gapless (senza soluzione di continuità) , sebbene alcuni impulsi possono non essere rilevati se sono molto corti o cadono in una posizione sfavorevole rispetto al frame della FFT (si veda il processo della parte superiore della figura sottostante)

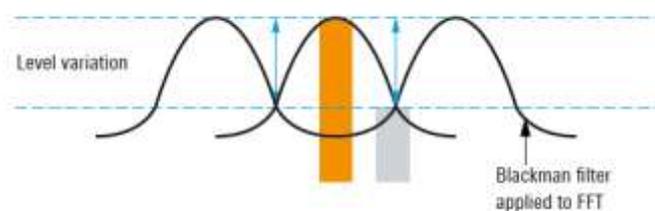
Overlapping FFT (example: 50%)



Per questo molti ricevitori R&S offrono una sovrapposizione (overlapping) dei frame successivi di FFT. 2 frame FFT temporalmente consecutivi vengono avvicinati fra loro in modo da sovrapporsi parzialmente e sono calcolati in parallelo dal flusso dei dati. Un campione che cade nel minimo della curva del filtro di Blackman di una FFT, si verrà, quindi, a trovare sul massimo dell'altra FFT (v. figura precedente).

Per una larghezza di banda realtime di 10 MHz, usata nell'esempio, è richiesta una durata minima del segnale di 240 microsec per assicurare il 100% di affidabilità per l'acquisizione e la corretta misura di livello del segnale. Per impulsi più brevi, il livello può non essere visualizzato correttamente, ma soltanto segnali veramente deboli possono non essere rilevati.

Level variation despite 50% overlapping FFT



Variazione del livello misurato nel caso di impulsi più brevi della durata di frame e nonostante la sovrapposizione del 50% dei frame

E' evidente che l'uso del DSP in un ricevitore di radiomonitoring offre grandi vantaggi:

Estrema alta sensibilità (dovuta ad una risoluzione molto elevata) combinata con una visualizzazione vasta dello spettro e un alta velocità di scansione che incrementa

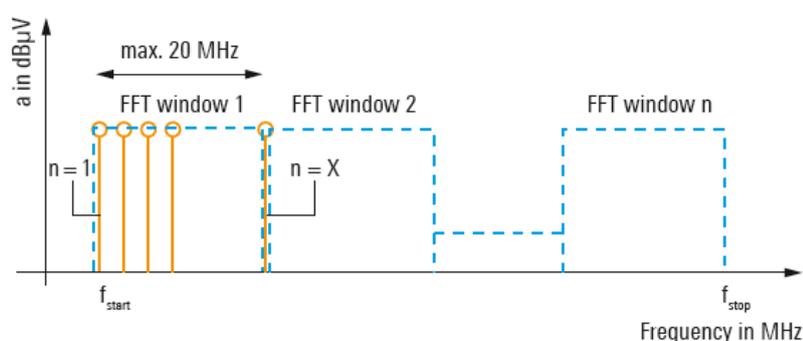
significativamente la probabilità di intercettazione dei segnali rispetto ai ricevitori analogici o agli analizzatori di spettro.

Scansione veloce dello spettro

Nel modo panorama scan lo spettro è visualizzato in un range di frequenza più ampio della banda realtime del ricevitore.

Supponiamo di avere un ricevitore con una banda in realtime di 20 MHz. Si descriverà il modo panorama scan. Durante la scansione, finestre di 20 MHz vengono unite in successione in modo tale da coprire il prefissato range di scansione (v. figura sotto)

Signal processing in panorama scan mode

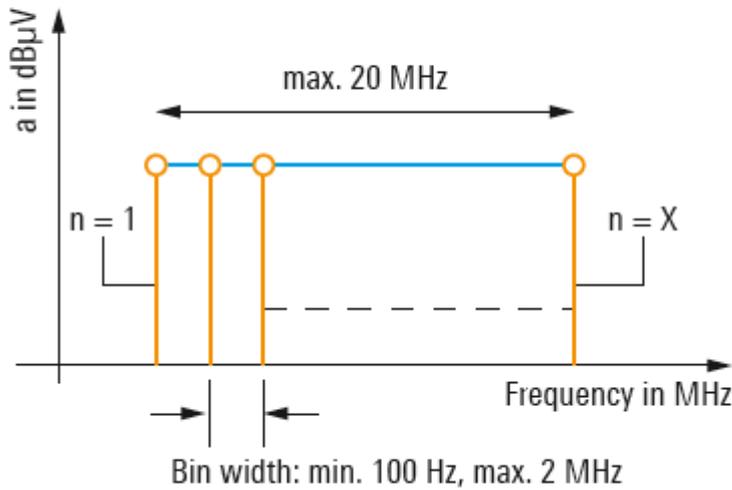


Basic sequence of steps in fast panorama scan mode

Come si fa per lo spettro IF, viene usata una FFT per processare la finestra con una risoluzione fine. La larghezza della finestra di frequenza e la lunghezza della FFT (numero di punti) sono variabili e selezionabili dal ricevitore in modo automatico.

L'operatore può selezionare la risoluzione fra 100 Hz a 2 MHz. La risoluzione corrisponde alla distanza in frequenza fra bin successivi. Basandosi sulla risoluzione BW_{bin} e le frequenze di start e stop (che definiscono l'intervallo di span), selezionate dall'operatore, il ricevitore determina automaticamente la lunghezza della FFT e la larghezza della finestra di frequenza per ogni passo di scansione. Il ricevitore seleziona questi parametri interni in modo da attivare la velocità di scansione ottima per ogni banda di risoluzione

Resolution in panorama scan mode

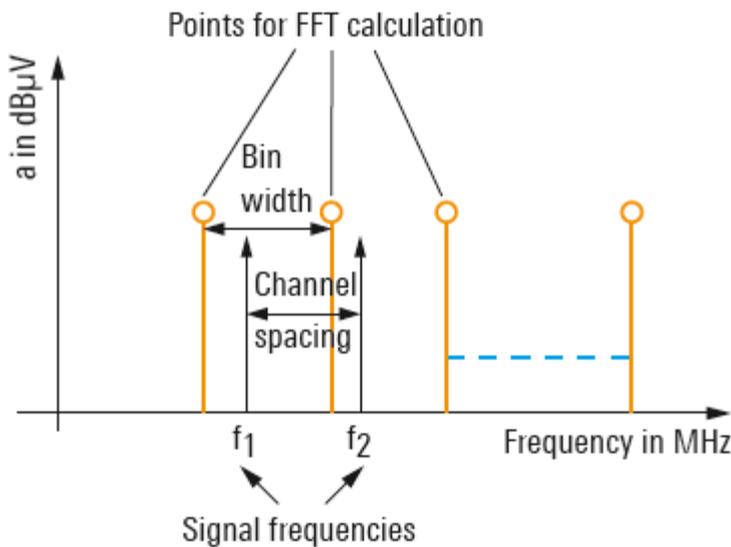


Selecting the panorama scan resolution by varying the bin width

Selezione della risoluzione del panorama scan variando la larghezza fra i bin

La larghezza di banda più alta , 2 MHz, è quella con cui si ottiene la massima velocità di scansione. Mentre la larghezza di banda di risoluzione più stretta, 100Hz, fa ottenere la massima sensibilità. La risoluzione di banda BW_{bin} si è usata per calcolare il DLN (display noise level) per lo spettro IF e può essere usato per calcolare il DNL per il panorama scan. In più l'operatore può selezionare la risoluzione di banda BW_{bin} , per ottenere la risoluzione in frequenza desiderata (v. fig in basso)

Bin width and channel spacing



Selecting a 12.5 kHz bin width to capture a radio service using 12.5 kHz channel spacing

La larghezza di banda IF ha una diretta influenza sul la velocità del panorama scan ottenibile. Raddoppiando la banda IF (es. usando 20 MHz al posto di 10 MHz nell'esempio fatto), si raddoppia

la velocità di scansione. Se la larghezza di banda IF si incrementa da 20 MHz a 80 MHz la velocità di scansione può aumentare di un fattore 4.

L'uso del DSP nel ricevitore di radiomonitoring offre dei vantaggi notevoli:

un'estrema alta sensibilità (dovuta alla alta risoluzione), combinata con una vasta scansione spettrale con una grande velocità che incrementa sensibilmente la probabilità di intercettazione comparati ad un ricevitore analogico.