

**Appunti dal Corso di
Sistemi di telecomunicazione A.A. 2008/09
Prof. Mario Fossi**

4 - RICEVITORI SUPERETERODINA

Come abbiamo visto all'inizio del Corso, l'ultima parte dello schema a blocchi di un sistema di telecomunicazione è costituita dal **ricevitore**.

Per introdurre l'argomento, definiamo preliminarmente le tre funzioni principali che un ricevitore, qualunque sia la sua tipologia, deve essere in grado di svolgere:

- **Selezione del canale** all'interno del quale è trasmessa l'informazione che si vuole ricevere. Il canale radio è infatti condiviso tra molti utenti, e all'interno di ogni banda abbiamo un multiplex a divisione di frequenza (FDM), a seconda del tipo di servizio. Ad esempio, un ricevitore radiofonico che opera nella banda tra 526,5 *kHz* e 1606,5 *kHz* ha al suo ingresso un segnale FDM di tale estensione di frequenze e deve poter selezionare al suo interno il particolare “canale” audio di interesse (operazione detta di **sintonia**). La maggior parte dei ricevitori è del tipo a sintonia variabile, ma ci sono anche ricevitori a sintonia fissa. Specie nei sistemi di telecomunicazione digitali, può avvenire che all'interno dello stesso canale su cui il ricevitore è sintonizzato ci sia a sua volta un segnale multiplo, ad es. a divisione di tempo, oppure di frequenza, oppure di codice. Ad esempio, in un canale del sistema di telefonia mobile cellulare GSM ci sono 8 comunicazioni telefoniche multiplate a divisione di tempo, mentre in un canale del sistema UMTS i segnali sono multiplexati a divisione di codice.
- **Demodulazione** del segnale selezionato, in quanto una volta selezionato il canale di interesse, dobbiamo demodulare il relativo segnale (ed eventualmente decodificarlo e demultiploarlo nel caso di trasmissioni numeriche), per riportarlo in banda base.
- **Amplificazione** del segnale demodulato, che come vedremo è stato pesantemente attenuato dal canale radio, per portarlo al livello di potenza utile per essere fruito dall'utente.

L'ordine logico con cui queste tre operazioni sono state elencate non corrisponde necessariamente, per motivi tecnici, a quello effettivamente seguito da un ricevitore.

A livello di implementazione, ancora oggi la struttura di radioricevitore prevalentemente usata è quella detta “**supereterodina**”, per i motivi che illustreremo.

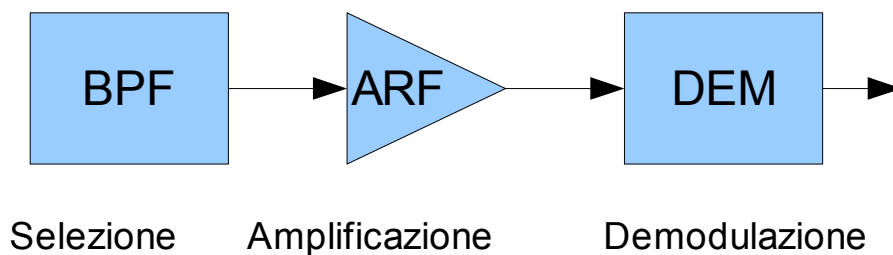
Il principio su cui esso si basa è stato proposto dall'americano Edwin Armstrong all'epoca della I Guerra Mondiale. L'occasione del suo sviluppo non è stata in relazione ad applicazioni di comunicazioni radio, ma per risolvere un problema di telerilevamento: Armstrong pensò di utilizzare l'emissione di radiazione e. m. causata dai sistemi di accensione (impulsi elettrici) dei motori a scoppio degli aerei militari dell'epoca (rumore “*man made*”), allo scopo di individuare la loro presenza con un certo preavviso rispetto ai sistemi di rilevamento acustici o visivi allora in uso.

Essendo però tale tipo di radiazione significativa a frequenze radio in corrispondenza delle

quali i dispositivi di amplificazione dei segnali dell'epoca (i primi tubi a vuoto) erano scarsamente efficienti, Armstrong pensò di abbassare la frequenza del debole segnale ricevuto, mediante un processo di conversione di frequenza, in modo da portarlo nella zona di frequenze in cui il segnale poteva essere efficacemente amplificato prima di essere quindi demodulato.

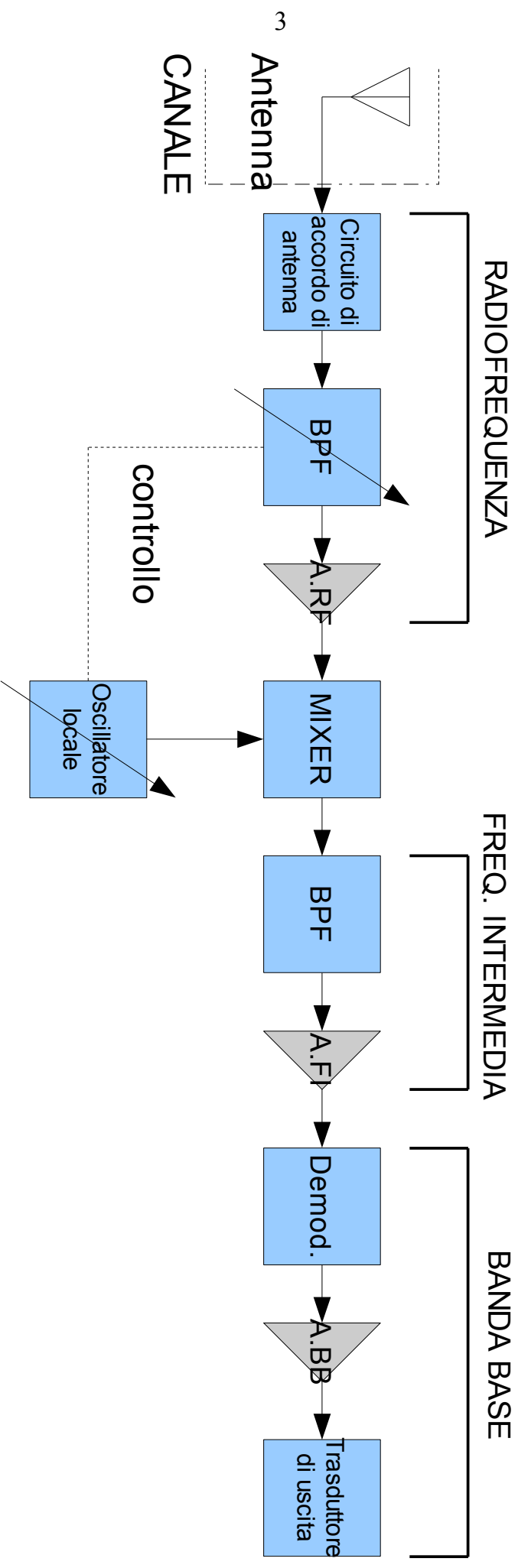
Con la tecnica detta **eterodina**, i segnali telegrafici dell'epoca, del tipo a onda continua con due possibili durate (punto e linea dell'alfabeto Morse), venivano convertiti ad una frequenza dell'ordine di qualche *kHz*, in modo da poter essere direttamente uditi dopo la loro conversione in corrispondenti segnali acustici. Questo tipo di ricevitore è detto **eterodina**. Il ricevitore di Armstrong convertiva invece il segnale ad una frequenza più alta rispetto a quella utilizzata dai ricevitori eterodina, dell'ordine dei 50 *kHz*, e fu chiamato perciò **supereterodina**.

In realtà fin verso gli anni '30 i radioricevitori per segnali audio usati nelle telecomunicazioni erano del tipo ad **amplificatore selettivo**, nel senso che la **selezione** del canale di interesse all'interno del multiplex veniva fatta con dei filtri passa-banda ad accordo variabile, direttamente a radiofrequenza, assieme ad un processo di **amplificazione** del segnale, quindi si procedeva alla **demodulazione**:



Quando però le bande di guardia necessarie tra un segnale e quello adiacente del multiplex di ingresso, a causa di un uso più intensivo dello spettro radio, cominciarono a restringersi ed inoltre le frequenze radio utilizzate cominciarono a salire per la disponibilità di amplificatori efficienti a tali frequenze, questo tipo di ricevitore mostrò i suoi limiti specie in termini di scarsa selettività (intesa come capacità di isolare il segnale di interesse rispetto a quelli adiacenti nel multiplex), e da quel momento si pensò di ricorrere all'utilizzo del ricevitore supereterodina. Questo perché con tale struttura di ricevitore era possibile e vantaggioso spostare dalla radiofrequenza alla cosiddetta **frequenza intermedia** (rispetto alla bassa frequenza o banda base) l'operazione di selezione del canale. Il vantaggio di tale operazione risulta evidente se si tiene conto del fatto che, essendo **fisso** il valore della frequenza intermedia a cui viene convertito il segnale da selezionare, il filtro che opera la selezione risulta pure esso di tipo fisso in termini di risposta in frequenza, per cui può essere di struttura complessa quanto serve, in relazione al grado di selettività richiesta, diversamente da quanto avviene per il filtro a radiofrequenza, che dovendo essere ad accordo variabile deve essere di struttura semplice e quindi scarsamente selettivo. Inoltre lavorando a frequenza più bassa, tale filtro presenta minori effetti dovuti alle perdite, sia in termini di minore attenuazione introdotta che di maggiore selettività. Ecco quindi che la struttura supereterodina, disponendo appunto di una sezione a frequenza intermedia, risulta vantaggiosa per aumentare la selettività del ricevitore.

Iniziamo a esaminare lo schema a blocchi di principio del ricevitore **supereterodina** nella sua implementazione analogica (vedi pagina seguente), analizzandolo blocco per blocco.



N. B.: l'implementazione pratica con vengono effettuate le due operazioni di amplificazione e filtraggio, sia nella sezione a RF che in quella a IF, può essere diversa e più complessa di quanto qui schematicamente indicato.

A parte l'antenna che, come già detto, consideriamo parte del canale radio, abbiamo:

- **Circuito di accordo di antenna:** serve ad accordare (in termini di impedenza) l'antenna, in modo da creare con essa un filtro passa-banda centrato sul multiplex di interesse; è un filtro fisso in termini di banda selezionata.
- **Filtro preselettore o di reiezione di immagine:** è un filtro passabanda, preferibilmente ad accordo variabile, centrato di volta in volta sulla frequenza di centro banda f_0 del canale da selezionare. Si chiama preselettore perché esso compie una prima anche se blanda selezione del canale di interesse all'interno del multiplex, ma non è in grado di attenuare sufficientemente i segnali del multiplex presenti nei canali adiacenti: come già detto, lavorando a frequenza di centro banda variabile, deve essere di struttura semplice e quindi risulta scarsamente selettivo, tanto meno quanto più elevata è la radiofrequenza a cui esso lavora. Si chiama anche filtro di reiezione della frequenza immagine, per i motivi che vedremo successivamente.
- **Amplificatore a RF:** come prima funzione, ovviamente amplifica il segnale a radiofrequenza; inoltre, in assenza di esso, il primo blocco (quello più importante per mantenere un buon rapporto segnale/rumore, come abbiamo visto) sarebbe il mixer, dispositivo rumoroso e spesso di tipo passivo. Per cui senza l'amplificatore a RF si avrebbe un ricevitore piuttosto rumoroso (vedi la formula di Friis per le cifre di rumore). Infine esso ha anche la funzione di impedire che il segnale generato dall'oscillatore locale, che per effetto delle imperfezioni del mixer si ritrova in parte all'uscita della sezione RF, percorrendola in senso inverso si ritrovi in ingresso all'antenna ricevente e da questa venga irradiato nell'ambiente circostante, generando interferenze nei ricevitori vicini. Comunque, nei ricevitori poco costosi questo amplificatore viene omissso, come vedremo meglio nel seguito.

Con questo blocco termina la cosiddetta **sezione a radiofrequenza (RF)** e inizia la **sezione a frequenza intermedia (IF *Intermediate Frequency*)**, che come già detto lavora ad una frequenza fissa f_i , scelta in base ai criteri che illustreremo, alla quale viene traslato il generico segnale a radiofrequenza da selezionare. Essa è costituita dei seguenti blocchi:

- **Mixer:** da un punto di vista ideale, la funzione del mixer è di fornire in uscita un segnale proporzionale al prodotto del segnale uscente dalla sezione RF per il segnale sinusoidale creato internamente al ricevitore da un Oscillatore Locale.
- **Oscillatore Locale:** è un oscillatore sinusoidale a frequenza variabile, in quanto la frequenza intermedia è fissa ma la radiofrequenza f_0 risulta variabile all'interno del multiplex d'ingresso, a seconda del particolare canale desiderato; pertanto, per convertire alla frequenza della sezione IF un segnale alle diverse radiofrequenze di canale, l'oscillatore dovrà fornire al mixer una frequenza variabile f_l tale che:

$$|f_l - f_0| = f_i$$
- **Filtro a Frequenza Intermedia:** è questo filtro che effettua la vera e propria **selezione** del canale d'interesse. Dato che dal mixer esce il segnale a frequenza intermedia, è un filtro a frequenza fissa.
- **Amplificatore a FI:** amplifica ulteriormente il segnale, stavolta a FI.

Infine c'è la **sezione in banda base (BB)**:

- **Demodulatore**: demodula il segnale portandolo in banda base e recuperando quindi il segnale modulante, che costituisce l'informazione utile. A seconda del tipo di modulazione impiegata, potrà essere un demodulatore di inviluppo, di frequenza, di inviluppo complesso, ecc.
- **Amplificatore in BB**: amplifica ancora il segnale e lo applica al trasduttore.
- **Trasduttore d'uscita**: trasforma il segnale elettrico in un segnale fruibile dall'utente (ad esempio in suono per un ricevitore audio).

Descriviamo ora con qualche maggiore dettaglio il funzionamento del ricevitore supereterodina. Come si è già detto, l'operazione di selezione del canale realizzata a frequenza intermedia è vantaggiosa in quanto può utilizzare filtri di complessità adeguata al valore di selettività richiesta. Inoltre, operare la selezione del canale a frequenza fissa permette anche di poter scegliere tra più tipologie di filtri, diversamente da quanto avviene se si devono utilizzare filtri a frequenza variabile.

Risulta però necessario riportare ogni possibile radiofrequenza del multiplex di ingresso alla FI. A tale scopo, consideriamo la seguente rappresentazione analitica del multiplex in uscita dalla sezione RF:

$$s_1(t) = \underbrace{A_0(t) \cos[2\pi f_0 t + \overbrace{\varphi_0(t)}^{\text{fase}}]}_{\text{segnale utile}} + \underbrace{\sum_k A_k(t) \cos[2\pi f_k t + \varphi_k(t)]}_{\text{sommatoria degli altri segnali}}$$

$$\text{con } k \in [-M, -(M-1), \dots, -1, 1, \dots, N-1, N]$$

dove il numero di canali all'interno del multiplex risulta $N+M+1$. Abbiamo evidenziato il segnale del multiplex che ci interessa (alla frequenza f_0), rispetto ai segnali adiacenti in frequenza, sia precedenti ($k \in [-M, \dots, -1]$), che seguenti ($k \in [1, \dots, N]$). La sommatoria rappresenta infatti l'insieme dei segnali presenti nei canali adiacenti a quello d'interesse. Il filtro preselettore deve avere risposta in ampiezza costante e risposta in fase lineare con la frequenza all'interno della banda del segnale utile, al fine di non introdurre distorsione. Deve invece attenuare per quanto gli è possibile i canali adiacenti, anche per non sovraccaricare gli stadi successivi, introducendo dannose distorsioni non lineari.

Vediamo adesso come avviene la conversione di frequenza, mediante il circuito detto **convertitore di frequenza**, composto dal mixer e dall'oscillatore locale. Come accennato, il mixer è un sistema tre-porte, due di ingresso: ingresso del segnale utile a radiofrequenza **R** (*Radio frequency*), ingresso **L** (*Local oscillator*), e una di uscita: uscita **I** (*Intermediate Frequency*). In linea di principio, esso dà luogo in uscita alla moltiplicazione tra i segnali ai due ingressi:

$s_3(t) = k_M s_1(t) s_2(t)$ dove $s_2(t) = 2V_l \cos(2\pi f_l t)$ rappresenta il segnale sinusoidale prodotto dall'oscillatore interno al ricevitore, detto per questo Oscillatore Locale. La frequenza dell'oscillatore può essere scelta in due modi:

$$f_l = f_0 + f_i > f_0 \text{ ("High")}, \text{ oppure } f_l = f_0 - f_i < f_0 \text{ ("Low").}$$

Sia infatti che si scelga la frequenza *High* sia che si scelga la *Low*, il segnale in uscita dal mixer risulterà traslato alla FI. Di solito si sceglie la frequenza *High* per maggiore

semplicità di implementazione degli oscillatori locali. Analizziamo il segnale sulla porta di uscita del mixer. Si possono evidenziare **due** contributi, il primo dei quali è dato dall'insieme dei termini a frequenza differenza tra quelle in ingresso:

$$s_3'(t) = \underbrace{G_c A_0(t) \cos[2\pi f_i t + (-1)^{\alpha_0} \varphi_0(t)]}_{\text{segnale utile convertito}} + \underbrace{G_c \sum_k A_k(t) \cos[|f_l - f_k| t + (-1)^{\alpha_k} \varphi_k(t)]}_{\text{segnali su canali adiacenti convertiti a } (f_l - f_k)}$$

Vi è poi un secondo contributo, dato dai termini a frequenza somma:

$$s_3''(t) = G_c \left\{ A_0(t) \cos[2\pi (f_l + f_0) t + \varphi_0(t)] + \sum_k A_k(t) \cos[(f_l + f_k) t + \varphi_k(t)] \right\}$$

Il filtro di selezione deve essere in grado di isolare il segnale voluto, cioè quello a frequenza f_i evidenziato nella formula.

Il termine G_c è detto **guadagno di conversione** del mixer, ed è definito come:

$G_c \stackrel{\text{def}}{=} k_M V_l$, dove V_l è la semi ampiezza del segnale in uscita dall'oscillatore locale. Il valore di α_0 risulta:

- ✓ $\alpha_0 = 0$ se $f_l < f_0$ (scelta *Low*) ;
- ✓ $\alpha_0 = 1$ se $f_l > f_0$ (scelta *High*) .

Allo stesso modo gli α_k assumono i valori:

- ✓ $\alpha_k = 0 \quad \forall f_l < f_k$;
- ✓ $\alpha_k = 1 \quad \forall f_l > f_k$.

Questo perché nel processo di conversione si può avere oppure non avere il fenomeno dell'**inversione della fase**: se $\alpha_0 = 0$, allora il segnale a FI ha la stessa fase del segnale a RF, se invece $\alpha_0 = 1$ si ha l'inversione di fase, e questo avviene quando si è compiuta una scelta *High* della frequenza dell'oscillatore locale f_l . In questo caso l'involuppo complesso del segnale convertito è quindi il complesso coniugato di quello del segnale di ingresso. Comunque, nel caso di scelta *High* sappiamo a priori che avviene l'inversione di fase e il segnale originario è quindi facilmente recuperabile.

L'inversione di fase comporta anche il fenomeno dell'**inversione di banda**; in tal senso si parla anche di **conversione ad inversione di banda**: la banda laterale superiore diventa dopo la conversione la banda laterale inferiore, e viceversa. Se abbiamo compiuto una scelta *Low* questo fenomeno è assente.

I termini del segnale a frequenza somma in uscita dal convertitore non ci interessano, ma sono facilmente eliminabili dal filtro a FI in quanto lontani da essa.

Se risulta verificata da parte del ricevitore una condizione che specificheremo successivamente, allora in uscita dal filtro di selezione abbiamo il solo segnale desiderato:

$$s_{03}(t) = G_c A_0(t) \cos[2\pi f_i t + (-1)^{\alpha_0} \varphi_0(t)] .$$

Perché questa sia effettivamente la forma del segnale in uscita, il filtro deve rispettare le condizioni di non distorsione lineare, ovvero risposta in ampiezza costante nella banda del segnale utile e fase con andamento lineare; inoltre, affinché il segnale in uscita non contenga contributi dei segnali contenuti nei canali adiacenti a quello di interesse, la **banda di transizione** del filtro deve essere contenuta nella necessaria banda di guardia tra canali adiacenti del multiplex.

L'amplificazione complessiva del ricevitore come si vede è suddivisa su sezioni a frequenza di lavoro diversa, permettendo così di evitare il crearsi di disturbi derivanti da possibili auto-oscillazioni.

Riassumendo, tra i **vantaggi** del ricevitore supereterodina abbiamo:

- buona selettività;
- buon isolamento rispetto alle auto-oscillazioni.

Il principale **svantaggio** del ricevitore supereterodina è invece dato dal problema della

“frequenza immagine” f_{im} , così detta perché è la frequenza “speculare” di f_0 rispetto alla frequenza dell'oscillatore locale. Il problema è originato dal fatto che il mixer converte alla FI **sia** il segnale utile a frequenza f_0 **sia** il segnale che si trova alla frequenza immagine f_{im} . È dunque necessario attenuare convenientemente la risposta del ricevitore a tale frequenza; questa operazione è detta **reiezione della frequenza immagine**.

Ricordiamo la forma del segnale a frequenza differenza che esce dal mixer:

$$s_3'(t) = G_c \left\{ A_0(t) \cos[2\pi f_i t + (-1)^{\alpha_0} \varphi_0(t)] + \sum_k A_k(t) \cos[|f_l - f_k|t + (-1)^{\alpha_k} \varphi_k(t)] \right\}$$

Supponiamo che esista una certa f_k tale che $|f_l - f_k| = f_i$. Avviene in questo caso che il segnale non desiderato di involuppo $A_k(t)$ e fase $\varphi_k(t)$ si sovrappone al segnale utile. La frequenza f_k non desiderata risulta essere $f_0 + 2 \cdot f_i$ o $f_0 - 2 \cdot f_i$ a seconda della scelta *High* o *Low* della frequenza dell'oscillatore locale. Definiamo dunque $f_{im} \stackrel{\text{def}}{=} f_0 \pm 2 \cdot f_i$.

Bisogna dunque prevedere una tecnica di elaborazione del segnale in ingresso che attenui a livelli accettabili il segnale a cavallo della frequenza immagine.

Si definisce **fattore di reiezione del ricevitore** il rapporto, misurato a IF, tra la potenza media del segnale utile e la potenza media del segnale a cavallo della frequenza immagine, a parità di potenza media dei due in ingresso al ricevitore. A titolo di esempio, per i ricevitori radiofonici è richiesto (dall'ITU-R) un fattore di reiezione di immagine minimo di 30 dB per la radio AM e di 50 dB per la radio FM. In applicazioni più professionali, ad es. nei ponti radio, si possono richiedere anche fattori di reiezione dell'ordine di 100 dB.

Il compito di attenuare il segnale a frequenza immagine è demandato in prima istanza al filtro preselettore, che per tale scopo è bene si tratti di un filtro passa-banda ad accordo variabile, con risposta massima di volta in volta alla frequenza f_0 di interesse. Per tale funzione, come già accennato il filtro preselettore è detto anche filtro di reiezione della frequenza immagine.

Possiamo definire il **fattore di reiezione del filtro preselettore**:

$$\rho_{im} \stackrel{\text{def}}{=} 20 \log_{10} \left[\frac{|H_{RF}(f_0)|}{|H_{RF}(f_{im})|} \right] = 20 \log_{10} \left[\frac{|H_{RF}(f_0)|}{|H_{RF}(f_0 \pm 2f_i)|} \right], \text{ dove abbiamo indicato con } |H_{RF}(f)| \text{ la}$$

risposta in ampiezza del filtro a RF.

Dato che il filtro preselettore per i motivi prima detti non è molto selettivo, il fattore di reiezione di immagine del filtro stesso (e quindi del ricevitore) è tanto più elevato quanto più si allontana la frequenza immagine dalla f_0 . Questo significa però aumentare il valore della FI, con il rischio di perdere i vantaggi della conversione supereterodina: la sezione FI potrebbe non lavorare più a frequenza sufficientemente bassa, dando luogo ad un ricevitore poco selettivo. Bisogna quindi scegliere, **se possibile**, un valore di f_i che garantisca contemporaneamente sufficiente selettività e sufficiente reiezione della frequenza immagine. In molte applicazioni ciò risulta possibile. Ad es. riferendoci alla radiodiffusione, l'ITU-R indica dei **valori standard** per le frequenze intermedie dei ricevitori AM ed FM, che soddisfano ad ambedue le condizioni prima indicate:

$$f_i \in [450; 470] \text{ kHz (AM)} ; \quad f_i = 10,7 \text{ MHz (FM)} .$$

Al crescere della radiofrequenza, cresce il valore della FI, come si può vedere anche

dall'esempio. Questo per ovviare alle caratteristiche sempre meno selettive del filtro preselettore al crescere della frequenza. Vediamo da questo punto di vista qual è la migliore condizione operativa dei filtri preselettori dei due tipi di ricevitore:

1) ricevitore AM

Consideriamo $f_i = 450 \text{ kHz} = 0,45 \text{ MHz}$. La distanza tra frequenza immagine e massima frequenza del multiplex, normalizzata su quest'ultima è:

$$\frac{f_{im} - f_{0 \max}}{f_{0 \max}} = \frac{2 \cdot f_i}{f_{0 \max}} \simeq \frac{0,9}{1,6} \simeq 0,6.$$

2) ricevitore FM

La distanza è $\frac{f_{im} - f_{0 \max}}{f_{0 \max}} = \frac{2 \cdot f_i}{f_{0 \max}} \simeq \frac{21}{108} \simeq 0,2$.

Dunque se facciamo un confronto a parità di banda relativa del filtro $b \stackrel{\text{def}}{=} B/f_0$, il filtro preselettore del ricevitore AM lavora in condizioni più favorevoli di quello FM.

Per contro, nel servizio di radiodiffusione in AM la frequenza immagine può ricadere all'interno del multiplex:

$[f_{im}]_{\min} = f_{0 \min} + 2f_i = 526,5 + 900 = 1426,5 \text{ kHz}$. Dato che il multiplex della AM arriva a $1606,5 \text{ kHz}$, si vede che le frequenze immagini più basse ricadono nella banda in cui ci possono essere segnali utili, e che quindi alcuni canali della AM possono avere interferenza da frequenza immagine causata dallo stesso multiplex. Nel caso FM, invece, si ha:

$[f_{im}]_{\min} = 87,5 + 21,4 = 108,9 \text{ MHz}$. Il multiplex della FM termina a 108 MHz , dunque nessun canale della FM corre il rischio di subire interferenza da frequenza immagine causata da segnali dello stesso multiplex.

Tornando al problema generale della frequenza immagine, non è detto che esista sempre una f_i tale da garantire contemporaneamente valori accettabili di selettività e di reiezione di immagine. In questo caso per ottenere la reiezione adeguata è necessario ricorrere a strutture di ricevitore più complesse.

In particolare esistono due possibili soluzioni:

- usare un **mixer a reiezione di immagine**, oppure:
- usare un **ricevitore a doppia conversione**.

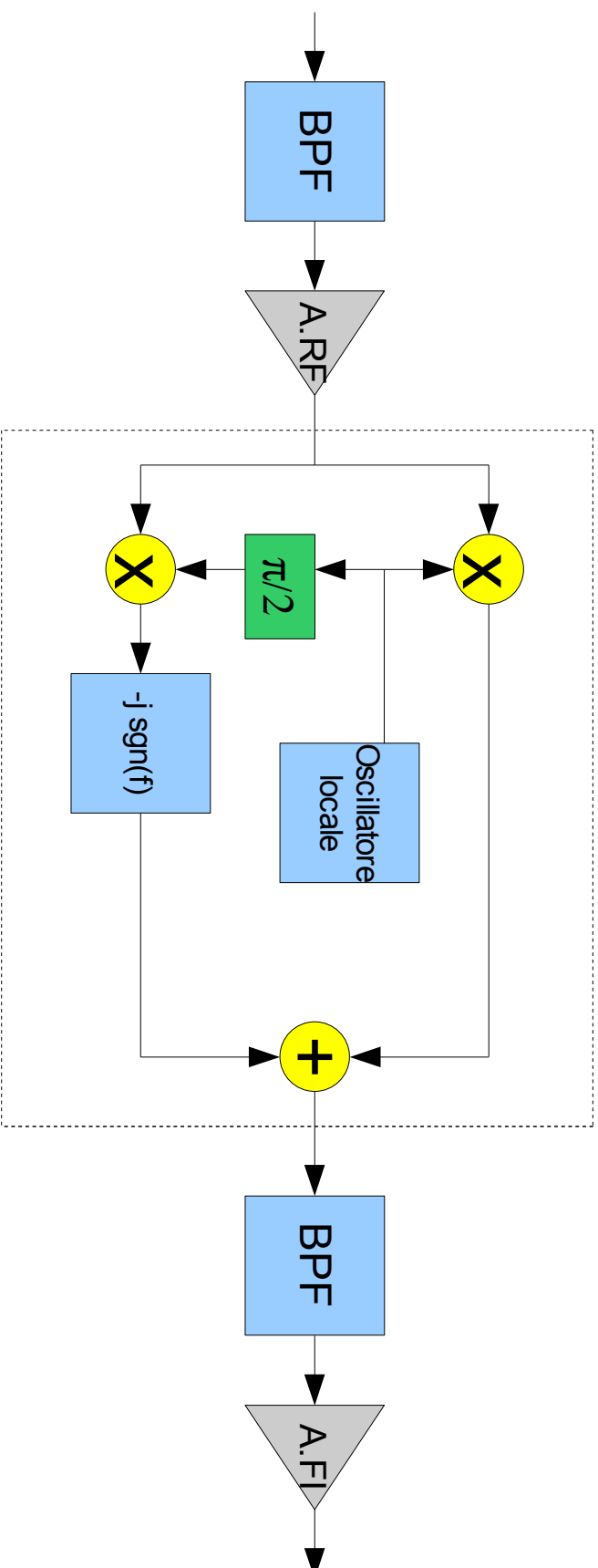
Mixer a reiezione di immagine

È un tipo di mixer in grado di eliminare completamente, in via teorica, la risposta al canale immagine, in pratica di attenuarlo significativamente. Un tipo di mixer a reiezione di immagine è quello basato sul **circuito di Hartley**, il cui schema a blocchi di principio è riportato nella pagina seguente. Da notare la presenza di un filtro di Hilbert, il quale, non essendo causale, non è fisicamente realizzabile, ma solo approssimabile.

Analizziamo il circuito di Hartley in regime di funzionamento sinusoidale. In uscita dalla sezione RF si abbia quindi: $s_1(t) = V_1 \cos(2\pi f t)$.

Il segnale prodotto dall'oscillatore locale è come al solito del tipo: $s_2(t) = 2V_l \cos(2\pi f_l t)$.

In uscita dallo sfasatore, in ingresso al mixer inferiore dello schema si avrà il segnale dell'oscillatore sfasato di 90° : $s_4(t) = -2V_l \sin(2\pi f_l t)$.



Il segnale in uscita dal mixer superiore è $s_3(t) = 2G_c V_1 \cos(2\pi f t) \cos(2\pi f_l t)$; quello in uscita dal mixer inferiore è invece $s_5(t) = -2G_c V_1 \cos(2\pi f t) \sin(2\pi f_l t)$, dove $G_c \stackrel{\text{def}}{=} k_M V_l$.

Considereremo solo i segnali a frequenza differenza, in quanto operiamo una conversione in discesa. Abbiamo quindi, in uscita dal mixer superiore dello schema:

$$s_3'(t) = G_c V_1 \cos[2\pi(f_l - f)t] \quad \forall f \leq f_l ; \quad s_3'(t) = G_c V_1 \cos[2\pi(f - f_l)t] \quad \forall f > f_l$$

In modo duale, il segnale differenza in uscita dal mixer inferiore sarà:

$$s_5'(t) = -G_c V_1 \sin[2\pi(f_l - f)t] \quad \forall f \leq f_l ; \quad s_5'(t) = G_c V_1 \sin[2\pi(f - f_l)t] \quad \forall f > f_l .$$

Infine, in uscita dal filtro di Hilbert, quest'ultimo segnale viene trasformato nel seguente:

$$s_6'(t) = G_c V_1 \cos[2\pi(f_l - f)t] \quad \forall f \leq f_l ; \quad s_6'(t) = -G_c V_1 \cos[2\pi(f - f_l)t] \quad \forall f > f_l .$$

In uscita dal circuito sommatore avremo la somma dei due segnali $s_3'(t)$ e $s_6'(t)$:

$$s_7'(t) = s_3'(t) + s_6'(t) = 2G_c V_1 u(f_l - f) \cos[2\pi(f_l - f)t] , \quad u(x) \text{ funzione gradino unitario} .$$

Possiamo infatti esprimere l'uscita in modo compatto utilizzando la funzione gradino. Il circuito si comporta quindi come un normale mixer, ma con in ingresso un filtro passa-basso ideale con frequenza di taglio pari a f_l ; questo circuito elimina quindi la frequenza immagine nel caso $f_{im} = f_0 + 2f_l$. Se al posto del sommatore poniamo un sottrattore, abbiamo un mixer con in ingresso un filtro passa-alto ideale, sempre con frequenza di taglio f_l , che è in grado quindi di eliminare la frequenza immagine nel caso $f_{im} = f_0 - 2f_l$.

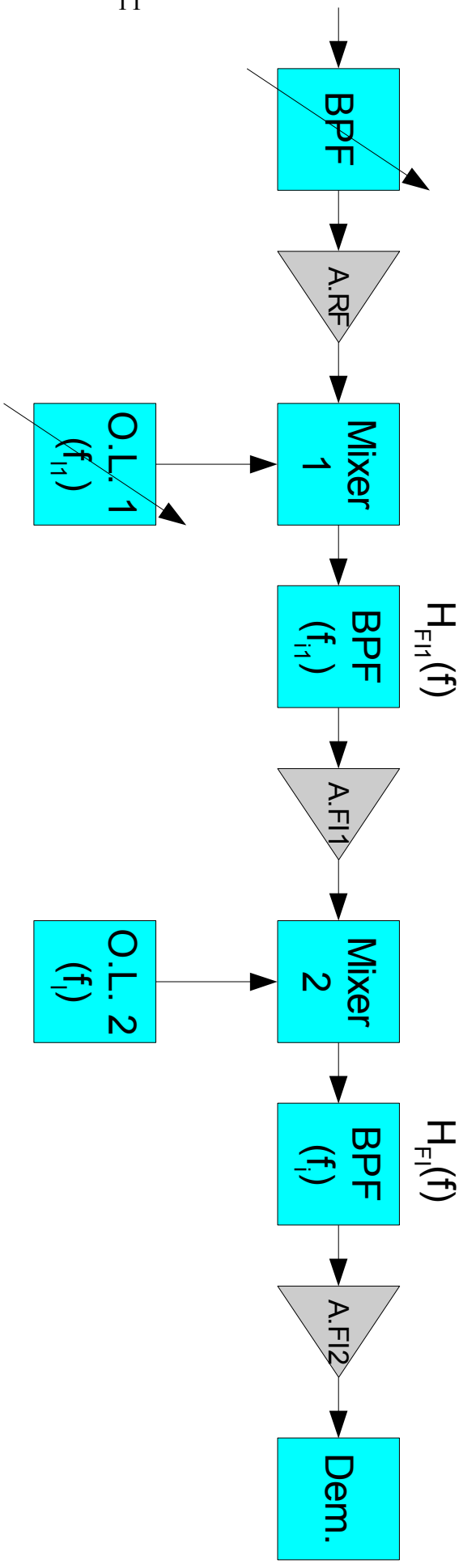
Non è però possibile ottenere un taglio completo delle frequenze indesiderate, e quindi non si può raggiungere il comportamento ideale, a causa del fatto che i due mixer non possono essere perfettamente identici, come invece ipotizzato nei conti fatti. Inoltre, come già detto, il filtro di Hilbert è solo approssimabile. Anche i pesi del sommatore possono variare con l'ampiezza del segnale di ingresso. Conseguentemente, i fattori di reiezione di immagine di questi filtri non sono infiniti come nel caso ideale, ma si aggirano intorno ai 30~40 dB. Sommando questo contributo di reiezione a quello offerto dal preselettore, il fattore di reiezione complessivo del ricevitore aumenta comunque considerevolmente.

Un limite all'impiego di questa tecnica può derivare dal fatto che questo tipo di mixer è un dispositivo piuttosto rumoroso e con perdite elevate; quindi inserire nella catena di ricezione un mixer a reiezione di immagine può avere effetti negativi sulla cifra di rumore del ricevitore.

Ricevitore a doppia conversione

Costituisce un'alternativa all'impiego del mixer a reiezione di immagine. Invece di operare una sola conversione di frequenza, questo tipo di ricevitore ne compie due, come si può vedere dallo schema a blocchi nella pagina seguente. Le due frequenze intermedie sono indicate come f_{il} e f_i . Le frequenze di oscillazione dei due oscillatori locali sono invece f_{il} e f_l . Ma mentre il primo oscillatore deve essere a frequenza variabile, il secondo oscillatore è a frequenza fissa in quanto la frequenza al suo ingresso è fissa (f_{il}). In particolare possiamo scegliere in questo caso indifferentemente: $f_i = f_{il} + f_l > f_{il}$ oppure $f_i = f_{il} - f_l < f_{il}$.

Con questa configurazione abbiamo **2 gradi di libertà**, così che è possibile scegliere la f_{il} sufficientemente alta in modo che il filtro preselettore attenui convenientemente la frequenza immagine, mentre la seconda frequenza intermedia convenientemente piccola in modo da consentire l'utilizzo di un filtro adeguatamente selettivo. Con la scelta della f_{il} si



determina quindi la reiezione di immagine, mentre con quella della f_i la selettività.

Nasce il problema però che con questa configurazione ci sono ben **3 frequenze immagini**, in particolare: $f_{im} = f_0 + 2f_{il}$ (scelta *High*); $f_{im1} = f_0 - 2f_i$; $f_{im2} = f_0 + 2f_{il} + 2f_i$.

Le ulteriori due frequenze immagini derivano dalla seconda operazione di conversione. Infatti l'insieme costituito dal secondo mixer e dalla seconda sezione a IF costituisce un ricevitore a singola conversione, che ha quindi una risposta anche a frequenza $f'_{im1} = f_{il} \pm 2f_i$. In questa posizione vengono convertiti i 2 segnali a RF sopra indicati, come risulta risolvendo l'equazione $|f_{il} - f| = f'_{im1}$. Tuttavia, si ha il vantaggio che la seconda frequenza immagine f_{im1} (che dista dalla frequenza utile quanto l'unica frequenza immagine del ricevitore a singola conversione) può essere reiettata a livello di sezione a prima frequenza intermedia, dove i filtri sono più selettivi rispetto a quelli a radiofrequenza. Inoltre, essendo **a questo livello fissa** la posizione della f'_{im1} , si può utilizzare un filtro aggiuntivo elimina-banda (filtro *notch*) centrato sulla f'_{im1} . La terza immagine f_{im2} infine è facilmente reiettabile già da parte del filtro preselettore. In conclusione è quindi più agevole eliminare le tre frequenze immagini del ricevitore a doppia conversione, che eliminarne una sola nella conversione semplice, dato che in questo caso la reiezione può essere fatta solo a radiofrequenza.

Per progettare un ricevitore a doppia conversione è possibile partire dall'uscita, scegliendo una f_i piccola in modo che, in relazione al filtro che si intende utilizzare, si abbia la giusta selettività; quindi scegliamo una f_{il} tale che il filtro a f_{il} dia la necessaria reiezione di immagine. Deve essere:

$$\rho_{im2} \stackrel{\text{def}}{=} 20 \log_{10} \left[\frac{|H_{FI}(f_{il})|}{|H_{FI}(f_{il} \pm 2f_i)|} \right] \geq \bar{\rho}_{im2}, \text{ posto come valore limite del fattore di reiezione.}$$

Infine, a radiofrequenza, deve risultare:

$$\rho_{im1} \stackrel{\text{def}}{=} 20 \log_{10} \left[\frac{|H_{RF}(f_{0\max})|}{|H_{RF}(f_{0\max} \pm 2f_{il})|} \right] \geq \bar{\rho}_{im1} \text{ imposto come limite dal progetto.}$$

Se a RF la condizione scritta non è rispettata, bisogna aumentare la f_{il} e verificare che ciò sia compatibile con le specifiche sulla seconda immagine. Se non lo è, o si aumenta se possibile la f_i oppure si abbina la tecnica precedente, utilizzando un mixer a reiezione di immagine quale secondo mixer. Infatti, per via della sua rumorosità, il mixer a reiezione d'immagine è opportuno che sia posto quanto più a valle possibile nella catena ricevente. Una soluzione alternativa ad esso consiste nell'aumentare il numero di conversioni, passando da due a tre.

La tripla conversione garantisce comunque ottime caratteristiche di selettività al ricevitore, anche indipendentemente dal problema della reiezione di immagine.

Cenno sul ricevitore omodina

Nella progettazione elettronica, il *trend* attuale, specie nelle applicazioni di largo consumo, è quello di integrare il maggior numero possibile di funzioni in un singolo microcircuito. Ci sono anche applicazioni in cui le dimensioni fisiche degli apparati devono essere le più contenute possibili, come ad es. nei ricevitori dei terminali mobili della telefonia cellulare.

Particolarmente in questo tipo di applicazioni, la struttura supereterodina risulta troppo complessa (almeno 3 sezioni: RF, IF, BB) **nonché** di difficile integrazione rispetto ad alcuni componenti (es. il filtro a IF), per cui recentemente si è valutata l'opportunità di ricorrere in

questi casi a strutture più semplici e di più agevole integrazione.

Rientra tra queste il ricevitore detto “**omodina**” in quanto, diversamente dai ricevitori di tipo eterodina, converte direttamente dalla radiofrequenza alla banda base il multiplex d'ingresso, rimandando a questa sezione finale l'operazione di selezione del canale, operata mediante un filtro passa-basso.

Allo scopo di avere una struttura poco rumorosa, si fa precedere all'operazione di demodulazione quella di amplificazione a radiofrequenza.

Questa struttura di ricevitore, detta pure a “**conversione diretta**”, ha anche il vantaggio rispetto al supereterodina di non presentare il problema della frequenza immagine, in quanto può considerarsi un ricevitore supereterodina **con** frequenza intermedia nulla (di qui anche il nome di ricevitore “**zero IF**”).

Un ulteriore vantaggio è quello di poter più agevolmente implementare un'**elaborazione digitale** dei segnali, mediante una conversione A/D operata a valle del processo di demodulazione.

L'elaborazione digitale consente tra l'altro una notevole versatilità di impiego del ricevitore, nonché di realizzare ricevitori riconfigurabili via software (“*Software Radio*”).

Tuttavia, come sempre avviene, questa struttura manifesta alcune criticità non presenti nella struttura supereterodina.

Tra queste citiamo il problema della nascita di una componente spuria di segnale in continua (*DC offset*) in uscita dal mixer del demodulatore coerente, causata da due fattori: a motivo delle dispersioni tra le porte del mixer (passaggio diretto di segnale da una porta all'altra), crescenti al crescere della frequenza di lavoro, e della irradiazione diretta del segnale dell'OL, avviene che una frazione del segnale prodotto dall'OL si ritrova in ingresso al mixer, dando luogo in uscita ad un segnale non desiderato a frequenza nulla (fenomeno di “*self mixing*”). Questo concorre sia a modificare il contenuto informativo utile che a sovraccaricare gli stadi di amplificazione in banda base, introducendo dannose distorsioni non lineari.

Sempre a causa della frequenza dell'OL, che in questo ricevitore coincide con quella f_0 del segnale utile, questo tipo di struttura è più soggetta alla irradiazione del segnale dell'OL tramite l'antenna nello spazio circostante, creando interferenze nei ricevitori vicini.

Sensibilità di un ricevitore

Si definisce **sensibilità** di un ricevitore quel valore del segnale in ingresso che garantisce preassegnate “prestazioni” in uscita. Il valore della sensibilità può essere espresso utilizzando tre diverse grandezze:

- Potenza media P_i del segnale in ingresso, espressa ad es. in **dBm**, cioè
$$10 \log_{10} \left(\frac{(P_i)_{mW}}{1 \text{ mW}} \right) ;$$
- Tensione efficace V_i del segnale in ingresso, espressa ad es. in **dBμV**, cioè
$$20 \log_{10} \left(\frac{(V_i)_{\mu V}}{1 \mu V} \right) .$$
 Dalla tensione efficace si può risalire alla potenza media

conoscendo l'impedenza d'ingresso del ricevitore, che è standardizzata (es. $R_0 = 50; 75; 300 \Omega$), La potenza del segnale può essere infatti espressa in funzione della

tensione efficace: $P_i = \frac{V_i^2}{R_0}$;

- **Campo elettrico (valore efficace)** sull'antenna ricevente, espresso ad es. in **$dB\mu V/m$** . Questo parametro è univocamente legato ai precedenti, una volta note le caratteristiche dell'antenna ricevente.

Vediamo ora a che tipo di prestazione è possibile fare riferimento, per definire la sensibilità. Ci sono due modalità per esprimere il tipo di prestazione: la prima è fissare un determinato valore di **rapporto segnale/rumore** in uscita, con riferimento al solo rumore che si genera all'interno del ricevitore. Si parla in questo caso di **sensibilità limitata dal rumore**; il parametro che indica la sensibilità è detto **minimo segnale rivelabile (MDS, *Minimum Detectable Signal*)**. Vediamo qualche valore numerico: l'ITU-R, nella Raccomandazione BS-703, indica dei valori minimi di sensibilità che un ricevitore radiofonico deve garantire; questi valori variano a seconda della banda in cui è fornito il servizio, secondo quanto indicato nella Tabella:

Banda	MDS	SNR da garantire in uscita
LF (5)	66 $dB\mu V/m$	26 dB
MF (6)	60 $dB\mu V/m$	
HF (7)	40 $dB\mu V/m$	
VHF (8)	30 $dB\mu V/m$	40 dB

I valori di MDS (espressi in termini di campo elettrico efficace) sono quelli che devono garantire il corrispondente rapporto segnale/rumore in uscita. Ai fini della misura, il segnale di prova applicato in ingresso per misurare la sensibilità nelle bande LF, MF e HF è un segnale AM con portante, modulato con un tono alla frequenza di 1 kHz e con indice di modulazione $m=0,3$. Nel caso di servizio in banda VHF, invece, si utilizza come segnale di prova un segnale FM sempre modulato con un tono a 1 kHz , con massima deviazione in frequenza pari a $\Delta f = \pm 75 kHz$. Come detto i valori in Tabella sono i valori di sensibilità minima. A tale proposito si osservi che più grande è il valore numerico della sensibilità e meno sensibile risulta il ricevitore. Si nota dalla Tabella che il valore di sensibilità minima richiesta ad un ricevitore varia con la frequenza, ed in particolare decresce al crescere della frequenza. Questo andamento è dovuto al fatto che ogni ricevitore lavora con segnali provenienti da un determinato canale radio e quindi incontrerà, oltre al rumore interno, anche il rumore esterno relativo a quel canale radio; nelle bande LF, MF ed HF, come visto a suo tempo, il rumore esterno diminuisce al crescere della frequenza. Quindi un ricevitore che lavori in banda LF avrà a che fare con un rumore d'antenna maggiore rispetto ad uno che lavori in banda HF. Di conseguenza nelle bande basse di frequenza non è conveniente progettare ricevitori molto sensibili, in quanto il rumore esterno è preponderante. Ha senso invece, al crescere della frequenza, progettare ricevitori più sensibili, perché in questo caso, nel computo del rumore complessivo, diventa significativo anche il rumore interno del ricevitore, che è opportuno quindi sia sufficientemente contenuto.

Spesso, per risparmiare, per i motivi appena detti nei ricevitori che lavorano nelle bande LF ed MF si elimina l'amplificatore a RF, dato che è proprio questo che contribuisce ad aumentare il valore della sensibilità. Se invece si lavora in bande più alte in frequenza, l'amplificatore a RF è importante ai fini di contenere il rumore complessivo e proprio per questo compare sempre e in taluni casi (banda SHF) deve essere un LNA.

Anche le soglie di SNR fissate dall'ITU-R in 26 dB e 40 dB sono dettate dal livello del

rumore esterno: i valori nelle bande più basse sono bassi, perché il contributo di rumore esterno è alto e quindi per poter garantire un rapporto segnale/rumore elevato sarebbe necessario trasmettere con potenze eccessivamente elevate.

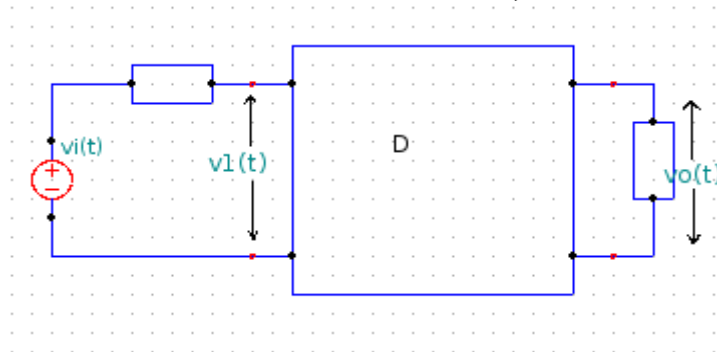
Un secondo modo di definire la sensibilità è quello di prendere come riferimento la **potenza in uscita**. Si parla in questo caso di sensibilità limitata dal guadagno, in quanto per garantire una certa potenza in uscita il ricevitore deve avere un guadagno adeguato. Prefissata una certa potenza media in uscita, si definisce sensibilità del ricevitore il valore del segnale in ingresso che garantisce tale potenza. Anche questo parametro è importante: può infatti essere inutile garantire un sufficiente rapporto segnale/rumore, se poi la potenza di segnale in uscita dal ricevitore è insufficiente per essere fruita dall'utente.

Dinamica di un ricevitore

È definita come l'intervallo di valori del segnale in ingresso all'interno del quale il ricevitore funziona "correttamente". Per quantificare la dinamica, si può prendere come limite inferiore il valore più grande tra la sensibilità limitata dal rumore e la sensibilità limitata dal guadagno. Il limite superiore può essere dato dal valore di potenza di ingresso che porta i dispositivi attivi (Amplificatori, Mixer) del ricevitore a lavorare in regione non-lineare, introducendo per l'appunto distorsioni non-lineari superiori ad una determinata soglia.

Si ricordi infatti che i valori dei parametri (Z o altri) di un quadripolo attivo variano oltre che con la frequenza anche con l'ampiezza dei segnali che li attraversano e superati certi limiti il quadripolo non funziona correttamente a motivo della distorsione non-lineare introdotta.

Si caratterizzano le distorsioni non-lineari di un quadripolo mediante lo sviluppo in serie di Mac Laurin del segnale in uscita. Considerando un quadripolo come in figura e supponendo di avere un ingresso sinusoidale $v_i(t) = V_M \cos(2\pi f_0 t)$, si avrà in uscita:



$$v_o(t) = g[v_i(t)] = \sum_j k_j v_i^j(t) = k_1 v_i(t) + k_2 v_i^2(t) + \dots$$

$$\text{con } k_j = \left[\frac{1}{j!} \cdot \frac{d^j g(x)}{dx^j} \right]_{x=0}$$

Ponendo $v_1(t) \stackrel{\text{def}}{=} k_1 v_i(t) = k_1 V_M \cos(2\pi f_0 t)$, questo rappresenta il termine utile desiderato in uscita. Il secondo termine può essere scritto come:

$$v_2(t) \stackrel{\text{def}}{=} k_2 v_i^2(t) = k_2 \frac{V_M^2}{2} + k_2 \frac{V_M^2}{2} \cos(2\pi 2 f_0 t) \quad .$$

In esso è presente una componente continua ed un termine a frequenza doppia, cioè è presente una distorsione di tipo armonico. Se l'ampiezza del segnale è piccola, i termini di distorsione di seconda armonica (e di ordine superiore, se si considerano anche i termini successivi dello sviluppo in serie) sono trascurabili rispetto al segnale utile e il quadripolo può essere considerato lineare.

Quindi, per non avere elevata distorsione bisogna limitare la potenza in ingresso, e il limite superiore a tale potenza è dato da un prefissato valore massimo (es. 1%) del rapporto tra la potenza complessiva delle armoniche indesiderate e la potenza di segnale utile in uscita.

Controllo automatico del guadagno (AGC – *Automatic Gain Control*)

Quasi tutti i ricevitori implementano al loro interno un sistema di controllo automatico del guadagno, sia della sezione a RF che di quella a IF. Questa funzione ha due scopi:

1) **estendere la dinamica** del ricevitore e 2) **mantenere (circa) costante la potenza** in uscita, al variare (entro certi limiti) di quella in ingresso.

La seconda funzione è importante in molti tipi di servizio, in quanto consente di limitare alcuni effetti indesiderati quali, ad esempio:

- 1) nei ricevitori radiofonici, i vari segnali del multiplex di ingresso presentano di solito livelli molto diversificati di potenza (in relazione alla potenza dei rispettivi trasmettitori, alla distanza del ricevitore da essi e alle differenti condizioni di propagazione delle relative onde radio), per cui la sintonizzazione su stazioni diverse dà luogo facilmente a potenze in uscita dal ricevitore molto diverse, costituendo questo un effetto fastidioso per l'utente, quando passa da un canale all'altro;
- 2) in ricevitori per applicazioni radiomobili (es. telefoni cellulari) le condizioni di propagazione notevolmente mutevoli da un punto all'altro del tragitto del terminale mobile, danno luogo a livelli di segnale in ingresso al ricevitore continuamente variabili nel tempo (fenomeno detto “*fading*”) e quindi anche a livelli continuamente fastidiosamente variabili di potenza di uscita.

Allo scopo di limitare tali indesiderati effetti, il ricevitore viene dotato di un sistema più o meno sofisticato di controllo automatico del guadagno.

Una possibile implementazione consiste nel prelevare in uscita dalla sezione a IF un segnale proporzionale all'ampiezza della portante ricevuta nei ricevitori AM, oppure all'ampiezza del segnale complessivo nei ricevitori FM; questo segnale comanda i guadagni degli amplificatori a IF e a RF, nel senso di ridurre l'amplificazione al crescere dell'ampiezza del segnale in ingresso e viceversa (reazione negativa). Ciò consente, entro certi limiti, di mantenere costante il livello di uscita del ricevitore e anche di ridurre i fenomeni di saturazione dello stesso, che riducono la sua dinamica.

I sistemi di AGC basati sulla variazione dei guadagni degli amplificatori soffrono della sfavorevole circostanza di variare il punto di lavoro dei dispositivi attivi degli stessi e quindi di variarne anche le caratteristiche di dinamica e di adattamento di impedenza, a seconda dell'ampiezza dei segnali di ingresso. Questa sfavorevole circostanza può essere evitata utilizzando la tecnica di AGC ad **attenuazione variabile**: con tale tecnica si mantengono fissi i valori di guadagno degli amplificatori al variare dell'ampiezza dei segnali in ingresso al ricevitore, ma si limitano le escursioni dei segnali al loro ingresso variando l'attenuazione

introdotta da un attenuatore variabile (di tipo elettronico) che precede ciascun amplificatore. A motivo della presenza dell'AGC, la caratteristica ingresso – uscita di un ricevitore **non è lineare**, come anche **non** risulta costante il rumore in uscita al variare del livello del segnale in ingresso, ma le potenze di segnale utile P_c e di rumore P_n presentano l'andamento qualitativamente indicato in figura nella pagina seguente. Infatti, per effetto dell'AGC al decrescere della potenza in ingresso P_{in} la potenza in uscita P_c rimane circa costante, almeno fino a che non si è raggiunto il guadagno massimo offerto dal ricevitore, dopo di che tende a decrescere. Per alte potenze l'uscita è invece circa costante.

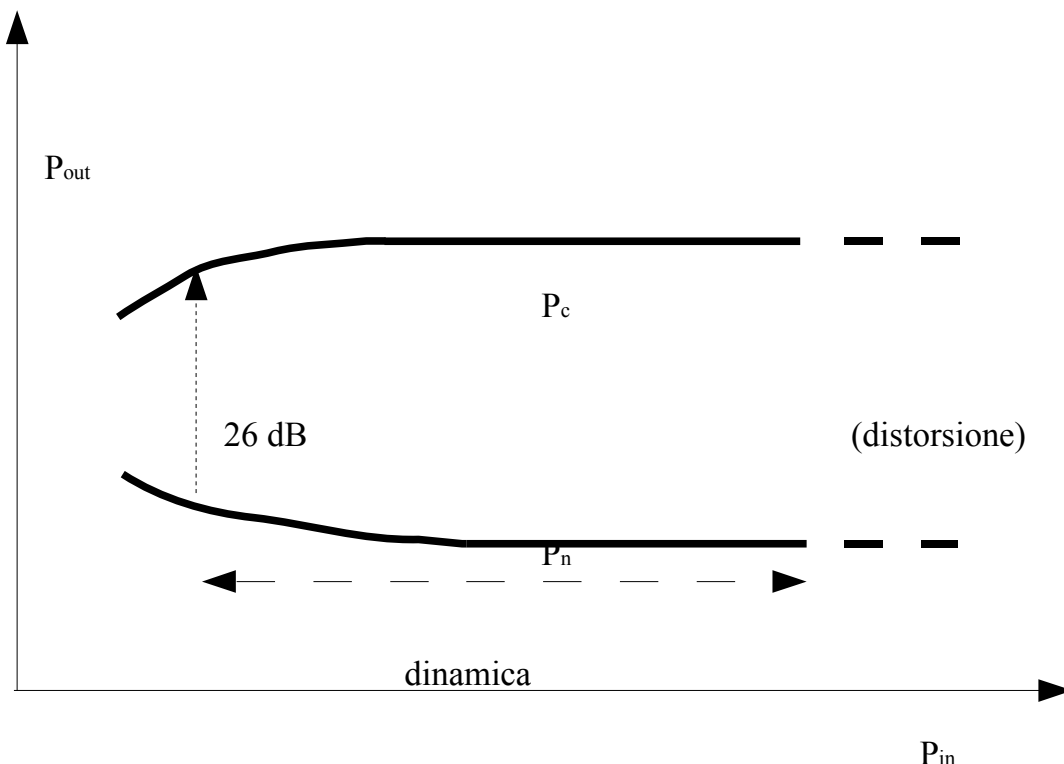
Vediamo la potenza media di rumore P_n : senza AGC la potenza media di rumore è invariante, mentre con l'AGC per potenze in ingresso basse la potenza di rumore aumenta, rimane invece costante e bassa per potenze in ingresso elevate. Analizziamo infatti l'espressione della densità spettrale di potenza media di rumore in uscita dalla sezione a IF del ricevitore, dovuta al solo rumore interno ad esso:

$$S_{nd}(f) = \underbrace{k T_{es_{RF}}(f) G_{d_{RF}}(f) G_{d_{MIX}}(f) G_{d_{FI}}(f)}_{\text{sezione RF}} + \underbrace{k T_{es_{MIX}}(f) G_{d_{MIX}}(f) G_{d_{FI}}(f)}_{\text{mixer}} + \underbrace{k T_{es_{FI}}(f) G_{d_{FI}}(f)}_{\text{sezione FI}} .$$

Si nota che lo spettro di potenza di rumore aumenta al crescere di $G_{d_{RF}}$ e $G_{d_{FI}}$, e questi ultimi aumentano (per via dell'AGC) in presenza di bassa potenza di segnale in ingresso.

Si osservi anche che al diminuire del guadagno, aumenta il rapporto segnale-rumore, contrariamente a quanto indicherebbe la formula di Friis. Ciò è dovuto al fatto che, essendo la connessione in cascata dei blocchi del ricevitore controreazionata, si mantiene circa costante la potenza utile in uscita al diminuire del guadagno, mentre diminuisce quella del rumore.

Sempre con riferimento alla figura, viene indicata anche la dinamica del ricevitore: l'estremo inferiore è determinato, ad es., dal valore minimo di 26 dB di rapporto segnale-rumore, mentre l'estremo superiore è dettato dal superamento di una determinata distorsione.



Confronto tra Radio AM e FM

Come indicato dal Piano Nazionale di ripartizione delle Frequenze, le bande assegnate ai servizi di radiofonia in AM ed FM sono rispettivamente:

- radio AM: 526,5~1606,5 kHz;
- radio FM: 87,5~108 MHz.

Come già accennato, il rapporto segnale/rumore che è possibile ragionevolmente garantire nella banda della AM è più basso rispetto a quello ottenibile nella banda della FM, dato che come abbiamo visto intorno a 1 MHz si ha un forte contributo di rumore esterno rispetto a quello presente intorno a 100 MHz. Inoltre osserviamo che la banda RF a disposizione della AM è di circa 1 MHz, mentre quella assegnata alla FM è di circa 20 MHz, permettendo quest'ultima di utilizzare tecniche di modulazione più vantaggiose nei confronti del rumore (la FM, appunto). Infine, l'ampiezza della banda base di un segnale AM è molto minore rispetto a quella di un segnale FM:

- segnale AM: 100~4500 Hz;
- segnale FM: 40~15000 Hz.

Si osserva che la banda base del segnale FM è molto vicina all'intero spettro udibile (stimato in 20~20000 Hz). La banda base dei due tipi di segnale è diversa perché in AM, avendo poca banda RF a disposizione, sorge la necessità di comprimere quanto più possibile i canali in frequenza, ottenendo appunto con tale banda base canali (modulati) da 9 kHz. Nella FM lo spettro a disposizione come detto è notevolmente più ampio e di conseguenza consente canali più ampi in frequenza. In particolare, nella radio FM si ha una deviazione massima in frequenza pari a $\Delta f = 75 \text{ kHz}$. Dalla formula di Carson otteniamo una stima della banda del segnale FM: $B = 2(f_m + \Delta f) = 2(15 + 75) \text{ kHz} = 180 \text{ kHz} \approx 200 \text{ kHz}$.

Purtroppo però, come già accennato, la banda FM delle VHF risulta essere la porzione di spettro radio in cui vi è la maggiore irradiazione di potenza, a causa della forte richiesta di trasmissioni in tale banda (radio locali), e anche per questo la banda di canale dai 200 kHz ideali è scesa a 100 kHz effettivi, con la conseguenza di parziale sovrapposizione tra i segnali di canali adiacenti.

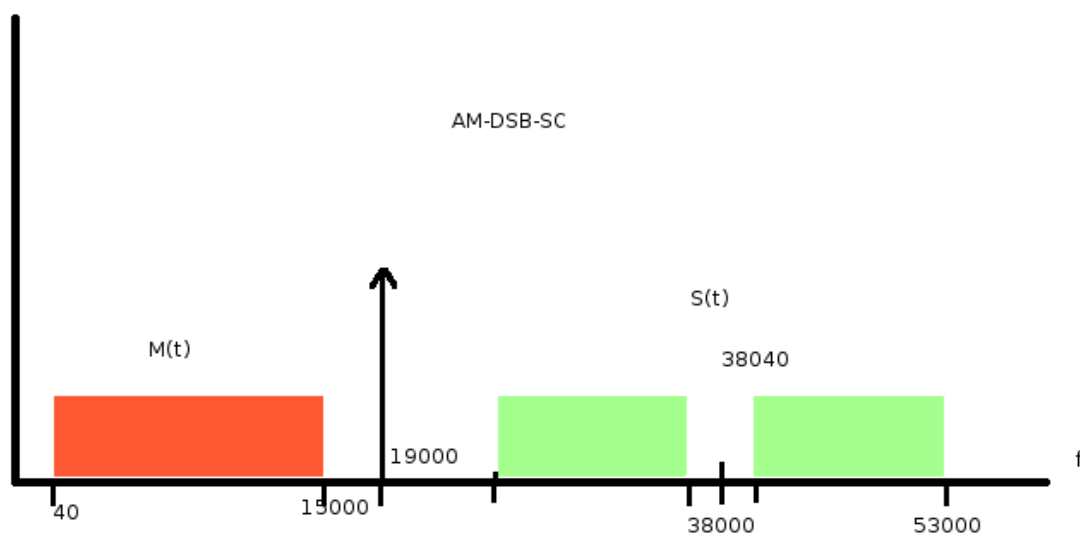
La radio FM è superiore all'AM anche perché consente la trasmissione del suono in stereofonia, mentre in AM il suono è sempre monofonico. Vediamo la struttura del segnale audio stereo, come indicato nella Raccomandazione BS-450 dell'ITU-R. Sono proposte due modalità, anche se in pratica solo quella detta a **tono pilota** è utilizzata. In ogni caso bisogna garantire la compatibilità con i ricevitori monofonici. A tale scopo il sistema a tono pilota prevede un segnale modulante opportunamente multiplato a divisione di frequenza. Si hanno, in partenza, due segnali in banda base:

- $A(t)$ corrispondente al canale sinistro e
- $B(t)$ corrispondente al canale destro.

Per le suddette ragioni di compatibilità con il sistema monofonico, questi segnali non sono multiplati direttamente in questa forma, ma si creano due segnali:

- $M(t) = \frac{A(t) + B(t)}{2} \rightarrow \text{segnale mono} \quad ;$
- $S(t) = \frac{A(t) - B(t)}{2} \rightarrow \text{segnale differenza} \quad .$

Il segnale $M(t)$ occupa la banda base, mentre si trasla in frequenza il segnale $S(t)$ intorno a una portante a 38 kHz operando una modulazione AM-DSB-SC. La portante a 38 kHz è quindi soppressa, ma viene inserita una portante a 19 kHz , il cosiddetto “tono pilota”. I segnali descritti sono rappresentati in figura, e costituiscono il segnale complessivo che va a modulare la portante radio. Essendo la deviazione massima ancora pari a 75 kHz , la larghezza di banda del segnale modulato aumenta sensibilmente rispetto al caso di trasmissione monofonica, con conseguente incremento dell'interferenza sui canali adiacenti. Parallelamente, diminuisce l'indice di modulazione ($\Delta f/\text{banda base}$) e quindi anche l'incremento di rapporto segnale/rumore in uscita al demodulatore rispetto a quello in ingresso.



In ricezione, un ricevitore di tipo monofonico, avendo una banda base limitata a 15 kHz , è in grado di recuperare esclusivamente il segnale monofonico $M(t)$ scartando tutto il resto. Il ricevitore stereo invece utilizza l'intero segnale: mediante un filtro passa-banda recupera da esso il tono pilota a 19 kHz ed effettua la demodulazione coerente del segnale $S(t)$ modulato, dopo aver ricostruito la portante a 38 kHz raddoppiando la frequenza del tono pilota. Si osservi che la trasmissione diretta della portante a 38 kHz avrebbe comportato la necessità per il ricevitore di un filtro passa-banda molto selettivo (distanza relativa delle bande laterali: $40/38000$), rispetto a quello necessario per recuperare il tono pilota a 19 kHz (distanza relativa: $4000/19000$).

Dai due segnali $M(t)$ e $S(t)$ si ricreano il canale destro e sinistro: $A(t) = M(t) + S(t)$ e $B(t) = M(t) - S(t)$.

Un'altra interessante possibilità offerta dalla radio FM è rappresentata dalla funzione **RDS** (*Radio Data System*): si tratta di una tecnica di trasmissione dati, compatibile con l'ordinaria trasmissione audio monofonica o stereofonica, prevista per dotare il ricevitore FM di diverse utili funzioni aggiuntive, quali ad esempio:

- Indicazione sul *display* alfanumerico del ricevitore del nome del canale radio su cui è sintonizzato. Questa possibilità è offerta dal codice **PS** (*Programme Service name*), che consente la trasmissione di un nome formato da non più di 8 caratteri alfanumerici;

- Risintonizzazione automatica nel caso di ricevitore in movimento (autoradio). Questa possibilità è offerta dal codice **AF** (*Alternative Frequencies list*): trattasi della trasmissione di una lista delle frequenze utilizzate, in una certa area geografica, dai trasmettitori che irradiano lo stesso canale radio: utilizzando questa lista, il ricevitore può misurare il livello di campo e.m. con cui riceve il segnale di ogni trasmettitore, allo scopo di sintonizzarsi di volta in volta su quello che presenta il segnale migliore.
- Ricerca automatica dei canali radio che trasmettono in quel momento lo stesso tipo di informazione, come ad es. “ultime notizie”, “sport”, “musica pop”, “musica classica”. Questa possibilità è consentita dal codice **PTY** (*Programme TYpe*) , che associa ad ogni programma trasmesso un numero, che corrisponde appunto al tipo di programma.
- Trasmissione di informazioni sul traffico automobilistico . Questa possibilità è consentita dalla funzione **TMC** (*Traffic Messsage Channel*): trattasi di un canale di trasmissione previsto per fornire questo tipo di informazione all'utente.

Tutte queste possibilità ed altre che non stiamo ad illustrare, sono consentite dalla trasmissione in parallelo con l'informazione audio monofonica o stereofonica, di un flusso numerico binario su di una portante a 57 kHz (terza armonica del tono pilota se la trasmissione è stereo) modulata in ampiezza a doppia banda laterale e con soppressione della portante (AM-DSB-SC) da una coppia di segnali bipolari antipodali, che occupano una banda base di $2,4\text{ kHz}$. Questo segnale AM si aggiunge agli altri prima definiti relativi all'informazione audio e complessivamente essi costituiscono il segnale multiplo che modula in frequenza la portante radio. Le specifiche indicano in 2 kHz la deviazione massima di frequenza del segnale RDS. Il *bit rate* previsto è pari ad $1/48$ della frequenza portante, ovvero $1187,5\text{ bit/s}$. La trama della trasmissione (detta “gruppo”) è costituita da 4 blocchi di 26 bit ciascuno, 16 utili e 10 per il codice ciclico per la correzione degli errori, per complessivi 104 bit. Esistono 16 possibili tipi di gruppo.

In ricezione il ricevitore FM dotato della funzione RDS isola il segnale RDS in banda base mediante un filtro passabanda a 57 kHz e lo invia alla catena ricevente specifica.

Per ulteriori dettagli di questo sistema si rimanda ad es. alla Raccomandazione BS-643.