

Capitolo 7

Modulatori di ampiezza e di fase

7.1 Introduzione

Un segnale sinusoidale è determinato dalla sua ampiezza, dalla frequenza nominale e dalla sua fase istantanea, come specificato nella (2.16).

Per modulazione di un segnale sinusoidale, che verrà detto portante (carrier), si intende un processo che varia l'ampiezza o la fase della sinusoide in relazione con un segnale che si vuole trasmettere. Se:

- il segnale agisce solo sull'ampiezza della portante, si parlerà di modulazione di ampiezza;
- il segnale agisce in maniera tale da provocare variazioni della fase ad esso proporzionali, si parlerà di modulazione di fase;
- il segnale agisce sulla derivata della fase istantanea [v. Eq. (2.17)] provocandone proporzionalmente delle variazioni, si parlerà di modulazione di frequenza.

Tutte le modulazioni influiscono sul contenuto spettrale del segnale, allargando la riga che idealmente rappresenta la portante non modulata.

Lo spettro del segnale a destra e a sinistra della frequenza nominale di portante prende il nome, rispettivamente, di banda laterale superiore (USB = Upper Side Band) e banda laterale inferiore (LSB = Lower Side Band).

Le bande laterali sono immagini l'una dell'altra intorno alla frequenza portante e contengono la stessa informazione.

In questo capitolo si esamineranno alcuni schemi di modulatori per trasmissioni AM, SSB/SC e FM, che sono i tipi di modulazione più largamente usati, considerando nota la parte teorica dei processi di mo-demodulazione^(*), della quale si richiameranno, se

^(*) Si intende con questo lo studio di questi processi anche in presenza di rumore e di tono interferente.

necessario, solo i concetti di uso immediato. Un modulatore è quindi un blocco con due ingressi, quello della portante e quello del segnale, e con un'uscita, quella della portante modulata.

La BW di uscita è funzione della BW del segnale da trasmettere e del tipo di modulazione adottato: il valore risultante determina l'occupazione del canale del quale la portante è titolare.

Per modulazione AM, detto f_{max} il massimo valore della frequenza modulante, si ha un'occupazione di $2 f_{max}^{(*)}$ che, nelle trasmissioni broadcasting, è limitata a 10 kHz.

Per modulazione FM l'occupazione è data dalla formula approssimata di Carson:

$$BW = 2 \Delta f_{max} + 2 f_{max} = 2 f_{max} (\beta + 1) \quad (7.1)$$

dove Δf_{max} è il massimo scostamento di frequenza della portante e β è l'indice di modulazione. Nelle trasmissioni broadcasting $\Delta f_{max} = 75$ kHz, $f_{max} = 15$ kHz e si ottiene $BW = 180$ kHz.

7.2 Modulatori AM

Un segnale sinusoidale a frequenza ω_s che modula in ampiezza una portante sinusoidale a frequenza ω_p produce un segnale risultante del tipo:

$$v(t) = \hat{V}_p (1 + m_a \cos \omega_s t) \cos \omega_p t = \hat{V}_p \cos \omega_p t + \frac{m_a \hat{V}_p}{2} \cos [(\omega_p + \omega_s) t] + \frac{m_a \hat{V}_p}{2} \cos [(\omega_p - \omega_s) t] \quad (7.2)$$

dove m_a è detto indice di modulazione (di ampiezza) ed è sempre $0 < m_a < 1$.

Dalla (7.2) si vede che:

- ogni componente del segnale modulante produce una componente della USB e una della LSB;
- la modulazione deve fornire potenza;
- detta P_p la potenza della portante, per una modulazione del 100% ($m_a = 1$) ogni banda laterale richiede $0.25 P_p$ e il segnale complessivo ha potenza pari a $1.5 P_p$;

(*) La minima frequenza di portante è quindi $2 f_{max}$: questo è un risvolto del Teorema del Campionamento. Frequenze di portante minori di $2 f_{max}$ danno luogo ad aliasing.

- la potenza di picco massima, pari a $4 P_p$, è detta P_{PEP} (PEP = Peak Envelope Power).

Tutto ciò è rappresentato dalla Fig. 7.1, nella quale è mostrato lo spettro e l'andamento temporale della portante e della portante modulata con $m_a = 0.25$.

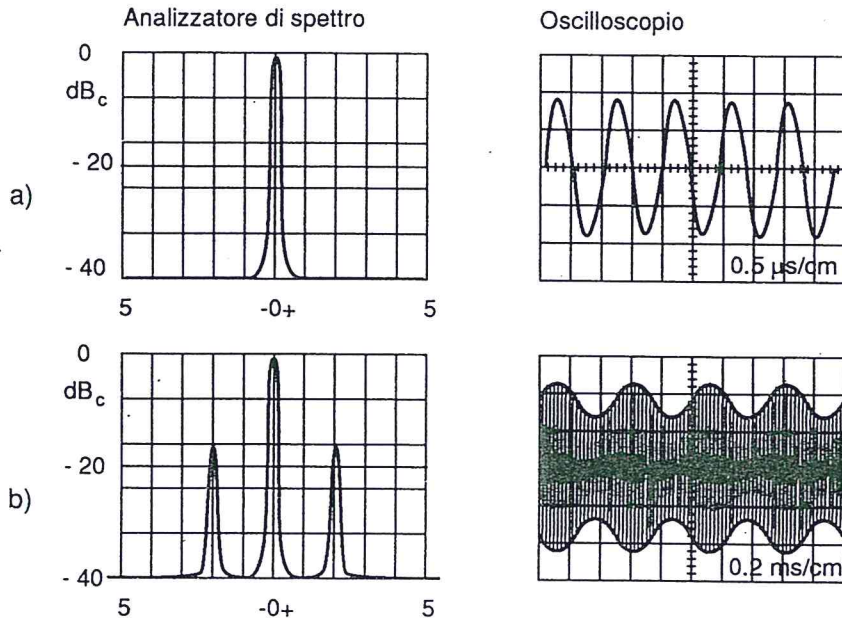


Fig. 7.1

Nella Fig. 7.2 è mostrata una rappresentazione della stessa situazione che usa i fasori: preso come riferimento il fasore della portante, si vede che il fasore risultante è sempre con esso in fase, come deve essere per la (7.1).

Nel par. 6.4, a commento della Fig. 6.21, si è detto che, se un FET (un BJT) lavora per un certo angolo $2\gamma_s$ in zona di triodo (saturazione), l'ampiezza della fondamentale di uscita è funzione della tensione di alimentazione.

Si determina cioè quanto rappresentato qualitativamente in Fig. 7.3, per una fissata ampiezza del segnale in ingresso.

Per tensioni di alimentazione molto basse, la maggior parte del segnale di uscita si ottiene per passaggio del segnale di pilotaggio attraverso (Feed Through) la capacità (non lineare) tra base o gate e collettore o drain e ciò determina uno sfasamento di 90° tra ingresso e uscita.

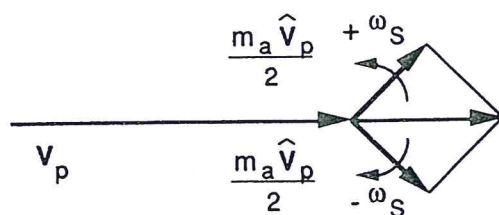


Fig. 7.2

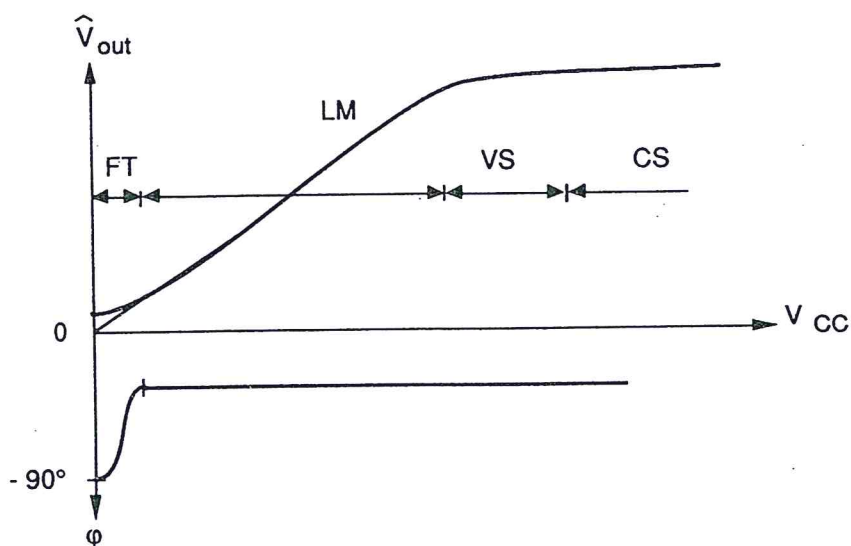


Fig. 7.3

Segue poi un ampio tratto di valori per il quale l'uscita risulta proporzionale a V_{CC} , permettendo così l'operazione di modulazione (Linear Modulation). Per valori più grandi di V_{CC} , $2y_s$ tende a svanire e, con una certa gradualità (Variable Source), lo stadio torna a comportarsi come un generatore di corrente (Current Source).

Quanto sopra suggerisce lo schema di modulatore rappresentato in Fig. 7.4, nel quale si è supposto di utilizzare un finale ad audio frequenza (AF) che lavori in Classe B per ragioni di rendimento.

Infatti esso deve fornire la potenza delle bande laterali; si ha cioè che la RF assorbe dall'alimentatore una potenza pari a:

$$P_{AI\ RF} = \frac{P_p}{\eta_{RF}} \quad (7.3)$$

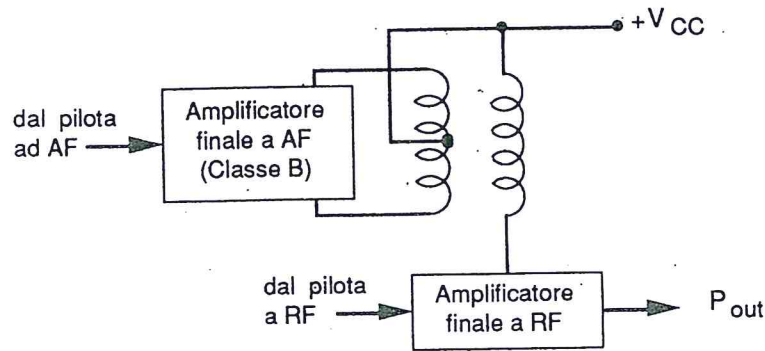


Fig. 7.4

mentre, detta P_{SB} la potenza delle bande laterali, il modulatore deve fornire una potenza:

$$P_{out, MOD} = \frac{P_{SB}}{\eta_{RF}} \quad (7.4)$$

e quindi assorbe dall'alimentazione una potenza pari a:

$$P_{Al, MOD} = \frac{P_{SB}}{\eta_{RF} \eta_{AF}} \quad (7.5)$$

Il rendimento complessivo dello stadio modulato è quindi:

$$\eta = \frac{P_{out}}{\frac{P_p}{\eta_{RF}} + \frac{P_{SB}}{\eta_{RF} \eta_{AF}}} \quad (7.6)$$

Supponendo una modulante sinusoidale con $m_a = 100\%$, si ottiene $\eta = 0.72$ se ambedue gli stadi hanno il rendimento ideale di un Classe B (0.785).

A proposito dell'amplificatore a AF ci si può limitare a richiamare quanto detto al Cap. 4 del Vol. 1, pensando di utilizzare uno stadio a simmetria complementare che alimenti il carico attraverso un trasformatore.

In realtà, per una trasmissione AM, non è necessaria la BW assicurata da un simile finale, più adatto ad una riproduzione Hi-Fi. Spesso si usa lo stadio in Classe B schematicamente riportato in Fig. 7.5 che evita l'uso di complementari utilizzando trasformatori a presa centrale. I due transistor lavorano alternativamente sulle due semionde e la tensione viene trasformata nel rapporto n/m .

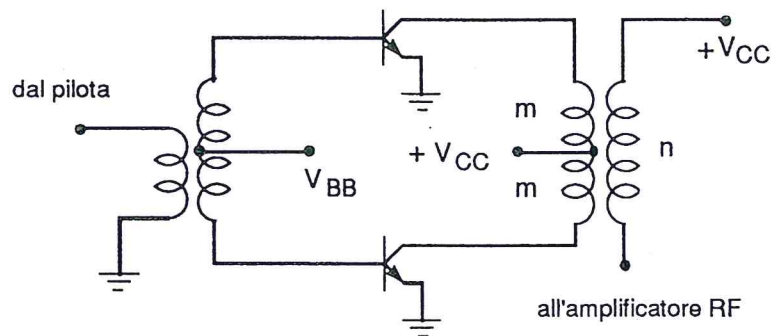


Fig. 7.5

Detto R_L il valore del carico presentato dall'amplificatore a RF si ha:

$$P_{SB} \leq \frac{V_{CC}^2}{2 R'_L} = \frac{V_{CC}^2}{2 (m/n)^2 R_L}$$

$$\overline{|I_A|} \leq \frac{2}{\pi} \frac{V_{CC}}{(m/n)^2 R_L}$$

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 0.785$$

$$P_{D1\max} = P_{D2\max} = \frac{V_{CC}^2}{\pi^2 (m/n)^2 R_L} \Big|_{\hat{V}_{CE} = \frac{2 V_{CC}}{\pi}}$$

e si ritrovano quindi risultati già noti per un Classe B (v. par. 4.4, Vol. 1). Per evitare forti distorsioni di cross-over si dovrà fornire una tensione positiva alle basi, tenendo però presente che la corrente da queste richiesta è funzione dell'ampiezza del segnale: la V_{BB} dovrà quindi presentare una impedenza di uscita conseguentemente bassa, tanto da non far dipendere le condizioni di polarizzazione dal segnale applicato. L'uso di un certo tasso di reazione negativa varrà a limitare le residue distorsioni (v. par. 3.5, Vol. 1).

Il modulatore testé esaminato agisce sullo stadio finale del trasmettitore e viene quindi detto modulatore di alto livello. Si può pensare di modulare il segnale RF appena generato dall'oscillatore, possibilmente ad una frequenza più bassa di quella di trasmissione,

quindi traslare il tutto intorno a f_p e amplificare fino alla potenza desiderata in antenna^(*).

Un modulatore di basso livello è riportato in Fig. 7.6.

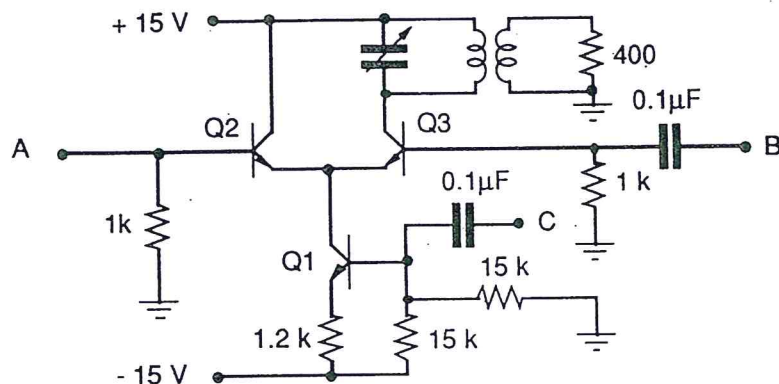


Fig. 7.6

Il circuito risonante sul collettore di Q3 è accordato alla frequenza della portante che entra da B, mentre il segnale AF entra da C. L'entrata A può essere utilizzata per controllare l'amplificazione dello stadio tramite il g_m di Q3.

Dopo quanto detto a proposito delle celle differenziali usate come moltiplicatore (v. par. 5.6), non si commenterà ulteriormente il suo funzionamento.

Per terminare notiamo esplicitamente che:

- si può fare la scelta di modulare sul finale, polarizzandolo e pilotandolo in maniera che l'uscita sia proporzionale alla tensione di alimentazione;
- oppure si può far lavorare il finale come generatore di corrente, dopo aver modulato a basso livello.

In ambedue i casi è possibile utilizzare per stadio finale un Classe C e sfruttare la sue doti di stadio ad alto rendimento.

(*) In questo caso l'amplificatore dovrà avere quelle caratteristiche di linearità che permettano di rispettare i rapporti tra le diverse componenti del segnale.

7.3 Modulatori SSB/SC

Poiché tutta l'informazione è contenuta in una delle due bande della modulazione AM è naturale pensare alla trasmissione di una sola banda laterale.

Questo formato di modulazione è detto a banda laterale unica e portante soppressa (SSB/SC = Single Side Band/Suppressed Carrier).

I vantaggi di una tale scelta sono:

- occupazione di canale pari a metà del formato AM;
- tutta la potenza trasmessa è devoluta all'informazione con un aumento su questa di 9 dB rispetto ad una trasmissione AM di pari potenza complessiva;

mentre gli svantaggi sono:

- una maggiore complessità del trasmettitore;
- una molto maggiore complessità del ricevitore;
- una peggiore fedeltà nella ricostruzione del messaggio.

I primi due svantaggi significano ovviamente anche un maggiore costo. E' per questa ragione (e per la questione della fedeltà), che le trasmissioni broadcasting usano il formato AM: si rinuncia ai vantaggi della trasmissione SSB/SC soprattutto per semplificare milioni di ricevitori.

Il formato SSB/SC è quindi esclusivamente usato per comunicazioni foniche di tipo radio-mobile civile e militare, telefonia multiplexata e simili.

Al formato è assegnata un'occupazione di canale da 300 Hz a 3 kHz sopra (USB) o sotto (LSB) la portante soppressa ed una distanza di almeno 5 kHz tra le portanti.

Le trasmissioni amatoriali (Cityzen Band = CB) avvengono in questo formato di modulazione. La banda di frequenze ad esse riservata prevede 40 canali distanti 10 kHz l'uno dall'altro, a partire da 26.965 MHz per arrivare a 27.405 MHz e la qualità del segnale emesso è riassunta nella Tab. 7.1.

Per generare un segnale SSB/SC si può seguire il metodo del filtraggio di una SB oppure quello della sua cancellazione.

Il primo metodo è di immediata concezione: in Fig. 7.7 è mostrato lo schema di un modulatore che usa uno dei DBM riportati nella Tab. 6.3 e uno dei filtri a cristallo riportati nella Tab. 6.6. Il JFET che lavora a gate comune presenta 50 Ω di ingresso e il

source torna a massa attraverso il trasformatore di uscita del DBM. Il suo drain è accordato a 9 MHz.

Tab. 7.1

Attenuazione della portante	Almeno 40 dB sotto la P _{PEP}
Attenuazione della SB non trasmessa	Almeno 40 dB sotto la P _{PEP}
Prodotti di IMD del 3° ordine	Almeno 30 dB sotto la P _{PEP}
Prodotti di IMD di ordine superiore	Almeno 35 dB sotto la P _{PEP}
Stabilità a lungo termine della portante	Meglio di 100 Hz di drift per ora
Stabilità a breve termine della portante	Indice di modulazione $< 5 \cdot 10^{-3}$ su una BW di 2 kHz intorno a f_p

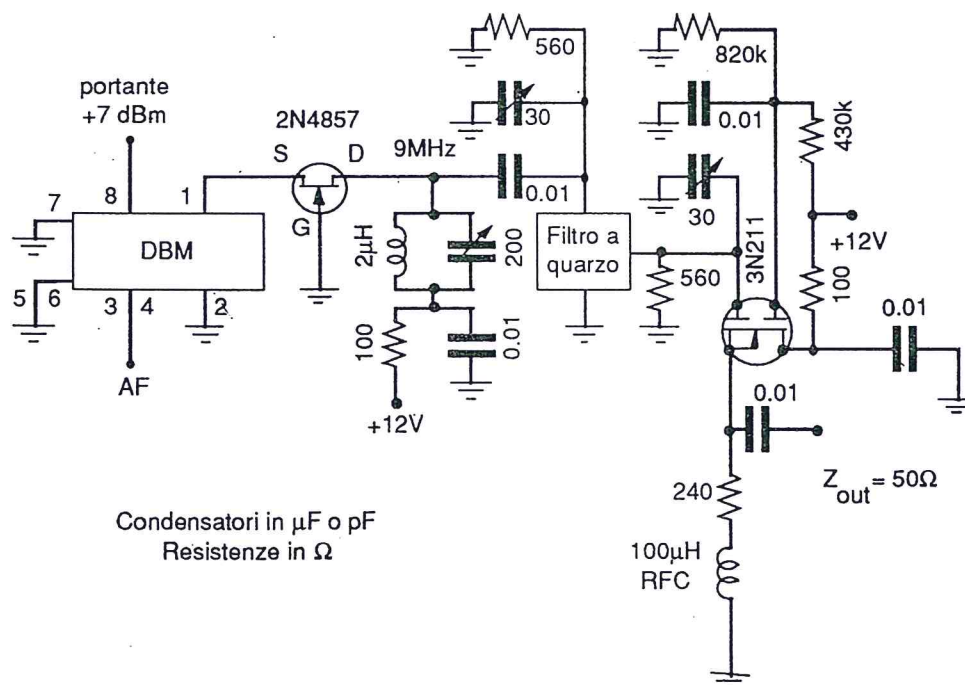


Fig. 7.7

Per cancellare una SB si può, invece, usare lo schema a blocchi di Fig. 7.8. All'uscita del DBM superiore avremo le due bande laterali; all'uscita del DBM inferiore avremo ancora le due bande laterali, ma una di esse sarà cambiata di segno e quindi si cancellerà nella rete sommatrice.

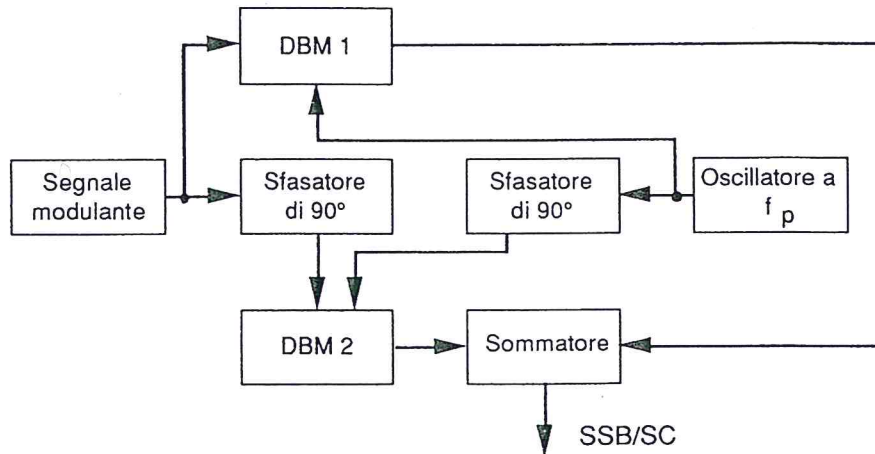


Fig. 7.8

La difficoltà del metodo sta nel dover garantire il bilanciamento tra i due rami per ottenere l'attenuazione richiesta (v. Tab. 7.1) della SB soppressa e nella necessità di un amplificatore di potenza lineare in antenna.

Ancora una volta si fa uso di sfasatori di 90° : i due di Fig. 7.8 hanno però tra loro ben diverse esigenze di funzionamento.

Quello che sfasa la portante deve lavorare a una o a un numero limitato di frequenze fisse, e per esso vale quanto detto al par. 5.8.

Uno schema più raffinato di sfasatore per FBW piccole è mostrato in Fig. 7.9. La rete a π è dimensionata in maniera tale che, alla frequenza di lavoro, si annulli la parte reale della sua funzione di trasferimento, al contrario di quanto si fece nell'Esempio 2.3.

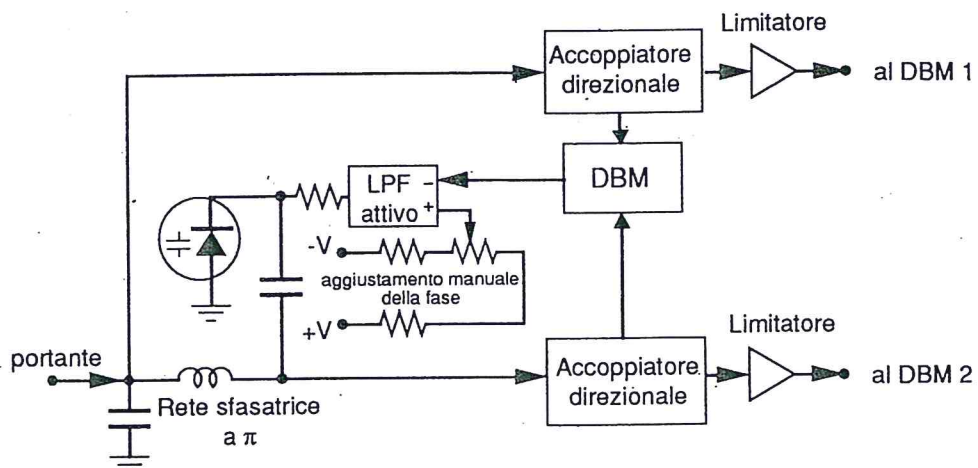


Fig. 7.9

Il DBM renderà alla sua uscita una frequenza $2 f_p$ ed un segnale a frequenza nulla, selezionato dal LPF attivo (v. par. 3.4, Vol. 1), proporzionale al coseno dello sfasamento tra i due rami della portante. Si genera così un segnale di errore che va a comandare il varicap e mantiene la rete accordata nel modo giusto.

Più critica è la rete sfasatrice di bassa frequenza che deve eseguire il suo compito su una FBW molto grande.

La Fig. 7.10 mostra una possibile soluzione utilizzando una rete(*) del tipo di quella montata dall'oscillatore di Wien (v. par. 2.3).

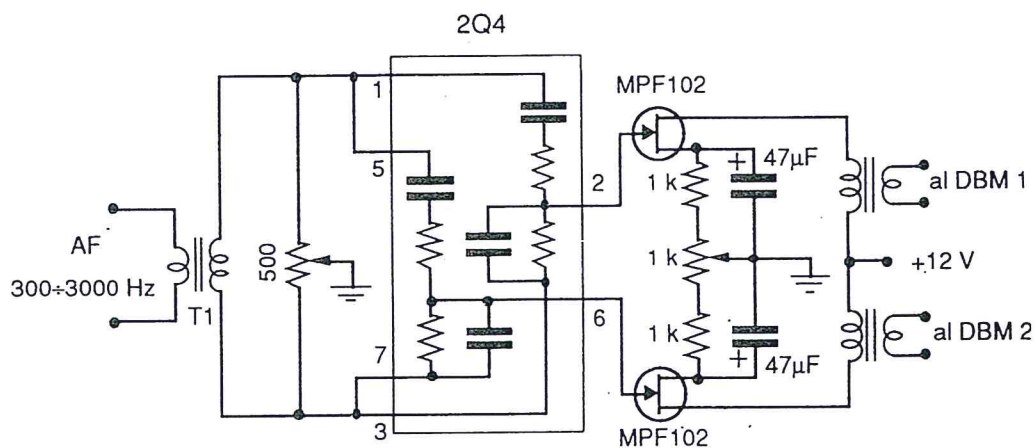


Fig. 7.10

Ricordando la (2.7) si ha che la frequenza per la quale lo sfasamento tra ingresso e uscita, provocato da uno dei due rami, è di $+45^\circ$ si ricava dalla seguente relazione:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{3 C_1 R_1 \omega}{1 - \omega^2 R_1^2 C_1^2} = 1$$

quindi:

$$\omega_{\pi/4} = \frac{-3 + \sqrt{13}}{2 R_1 C_1}$$

La derivata di $\operatorname{tg} \varphi$ è pari a:

(*) Si tratta del componente 350/2Q4 prodotto da Barker & Williamson, che ha una perdita di inserzione di 30 dB ed un'accuratezza di $\pm 1.5^\circ$ nella banda 300-3000 Hz.

$$\left(\frac{d \operatorname{tg} \varphi}{d \omega}\right)_{\varphi = \pi/4} = 3.97 R_1 C_1$$

Similmente si ricava la frequenza per la quale l'altro ramo sfasa di -45° , cioè:

$$\omega_{-\pi/4} = \frac{3 + \sqrt{13}}{2 R_2 C_2}$$

$$\left(\frac{d \operatorname{tg} \varphi}{d \omega}\right)_{\varphi = -\pi/4} = 0.364 R_2 C_2$$

Imponendo che $\omega_{\pi/4}$ e $\omega_{-\pi/4}$ capitino ad una frequenza al centro della banda utile, per esempio a 1000 Hz, si ha:

$$\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2} = \frac{-3 + \sqrt{13}}{3 + \sqrt{13}} = 0.0917$$

Quindi le due derivate hanno valori molto simili; ciò fa intuire la possibilità di garantire lo sfasamento richiesto in tutta la banda utile. Nella Tab. 7.2 viene riportata l'attenuazione in dB della banda soppressa in funzione dell'errore di fase di uno dei due sfasatori e supponendo un comportamento ideale dell'altro.

Tab. 7.2

Errore di fase (gradi)	Soppressione (dB)
0.125	59.25
0.250	53.24
0.5	47.16
1.0	41.11
2.0	35.01
3.0	31.42
4.0	28.85
5.0	26.85
10.0	20.50
15.0	16.69
20.0	13.93
30.0	9.98
45.0	6.00

Si vede che, per rispettare i dati di Tab. 7.1, si deve garantire un errore massimo di $\pm 1^\circ$, il che non è semplice su tutta la banda.

Fortunatamente, la voce ha uno spettro che presenta mediamente una bassa densità di potenza tra 700 e 1400 Hz. Si può quindi accettare un errore maggiore, per esempio $\pm 2^\circ$, posizionando questo al centro dell'intervallo vuoto.

7.4 Modulatori di frequenza

Una portante modulata in fase da un segnale sinusoidale ha la forma:

$$v(t) = \hat{V}_p \cos(\omega_p t + \beta \sin \omega_s t) \quad (7.7)$$

dove β rappresenta evidentemente il massimo scarto di fase e viene detto indice di modulazione.

Per $\beta \leq 0.5$ vale l'approssimazione:

$$v(t) \cong \hat{V}_p (\cos \omega_p t - \beta \sin \omega_s t \sin \omega_p t) \quad (7.8)$$

Lo spettro della (7.7) può essere messo in relazione con le funzioni di Bessel del primo tipo di argomento β e per questo si rimanda ai testi di bibliografia. Da questo calcolo si ricava la formula di Carson (7.1) che fornisce la banda occupata dal segnale FM.

Se il modulatore produce scostamenti di fase istantanei proporzionali al segnale modulante, allora questo, per generare un segnale FM, deve prima essere integrato secondo quanto espresso dalla (2.17).

Si può quindi concludere che:

- ogni componente del segnale modulante produce una USB ed una LSB, ciascuna formata di (in principio) infinite righe;
- in principio, poiché l'ampiezza della portante non viene variata [v. Eq. (7.7)], il modulatore non deve fornire potenza. Ciò non è realistico: ogni modulazione di frequenza produce anche una modulazione di ampiezza che dovrà essere eliminata con un limitatore (v. par. 5.3);
- se si vuole usufruire dei vantaggi forniti dalla modulazione FM rispetto alla AM, si deve occupare una banda più ampia e ciò porta a utilizzare portanti a

frequenza più alta (tipicamente tra 80 e 110 MHz per trasmissioni broadcasting).

Una rappresentazione del segnale FM analoga a quella della Fig. 7.2 relativa al segnale AM, deve mostrare che il fasore risultante mantiene un'ampiezza costante nel tempo, ma ha fase istantanea variabile: il risultante di tutte le componenti armoniche sommate deve cioè avere il vertice sempre su una circonferenza.

Dalla teoria della modulazione è noto che, a parità di altre condizioni, il confronto sul rapporto segnale-disturbo tra trasmissioni in FM e in AM è valutabile in $3\beta^2$. Del resto, per la regola di Carson, il β stabilisce l'occupazione di banda del segnale modulato. Quindi, caratteristica peculiare delle trasmissioni FM è migliorare il rapporto segnale-disturbo, a misura che si occupa una maggiore BW, ciò che non è per le trasmissioni AM.

Il valore di β che rende nullo il miglioramento è $\beta = 1/\sqrt{3} \cong 0.6$: al di sotto di questo valore si parla di FM a banda stretta, al di sopra di FM a banda larga.

Questo comportamento non deve sorprendere: la potenza del segnale trasmesso è infatti distribuita su una BW data dalla (7.1). Al momento della ricostruzione dei messaggi tutta questa potenza viene utilizzata (nel demodulatore), riportandola nella BW del messaggio stesso, che vale f_{max} , mentre solo la potenza di rumore contenuta in $(f_p \pm f_{max})$ viene fatta passare nel filtro finale di banda base.

Si determina cioè quello che si dice un "guadagno di processo" (v. par. 10.3.c.1), che è proporzionale al rapporto tra larghezza di banda del canale di trasmissione e occupazione di banda del messaggio in banda base, cioè, per la (7.1), risulta proporzionale a β . Si può dimostrare che, in presenza di rumore bianco, la demodulazione di un segnale FM produce un miglioramento tra il rapporto S/N in ingresso e in uscita del demodulatore pari a $3\beta^2/2$.

Un segnale modulato in frequenza può ottenersi utilizzando un qualunque VCO e basandosi su relazioni tipo la (5.42) la quale, pur approssimata nei limiti in cui sono approssimati i modelli utilizzati, permette di calcolare con buona precisione i parametri di sistema. In questo caso la modulazione agisce direttamente sulla frequenza e il segnale modulante non deve essere preventivamente integrato.

Un secondo sistema passa per la modulazione di fase. In questo caso, come già detto, il segnale modulante deve prima essere fatto passare per uno stadio integratore (v. par. 5.7, Vol. 1), in modo da stabilire la corretta relazione tra tensione modulante e spostamento di frequenza.

Uno schema che può servire come modulatore di fase è mostrato in Fig. 7.11.

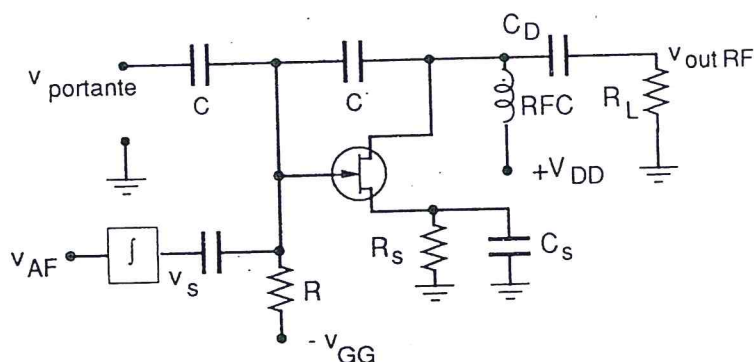


Fig. 7.11

La sua funzione di trasferimento per piccoli segnali, in assenza di segnale modulante, vale:

$$\frac{v_{out}}{v_p} = \frac{R_L - \frac{g_m R_L}{j \omega_p C}}{R_L + \frac{2 + g_m R_L}{j \omega_p C}} \cong \frac{1 + j \frac{g_m}{\omega_p C}}{1 - j \frac{g_m}{\omega_p C}} \quad (7.9)$$

supponendo che $g_m R_L \gg 2$. Ne consegue che tra uscita e ingresso si ha uno sfasamento di:

$$\varphi = 2 \operatorname{arctg} \frac{g_m}{\omega_p C}$$

Se ora si dà segnale dall'ingresso AF, questo cambierà (lentamente rispetto alla frequenza di portante) la polarizzazione del JFET e quindi la sua g_m . Dalla (6.6) si ha, supponendo di polarizzare il JFET a $-|V_P|/2$:

$$g_m = \frac{I_{DSS}}{|V_P|} \left(1 + \frac{2 v_s}{|V_P|} \right)$$

Supponiamo di voler ottenere uno sfasamento di 0.5 rad tra la condizione di $v_s = 0$ e $v_s = \hat{V}_s$, ossia:

$$2 \operatorname{arctg} \frac{g_m(v_S = \hat{V}_S)}{\omega_p C} - 2 \operatorname{arctg} \frac{g_m(v_S = 0)}{\omega_p C} = 0.5$$

Avremo quindi, poiché per questi valori di angolo vale l'approssimazione $\operatorname{tg} \varphi \cong \varphi$:

$$\hat{V}_S = 0.125 \omega_p C \cdot \frac{|V_P|^2}{I_{DSS}} \quad (7.10)$$

Per dimensionare il sistema si può procedere come segue. A parità di ampiezza delle componenti modulanti, per il passaggio attraverso l'integratore esse provocheranno variazioni di fase decrescenti con la frequenza. La variazione di fase massima sarà quindi provocata dalla componente modulante a frequenza minima.

Fissato quindi φ_{\max} dal funzionamento dello schema adottato ($\varphi_{\max} = 0.5$ nel nostro caso) e la minima frequenza modulante (per esempio $f_{S_{\min}} = 20$ Hz), si ha il valore del massimo scarto di frequenza Δf_{mod} ottenuto all'uscita del modulatore e cioè:

$$\Delta f_{\text{mod}} = 0.5 \cdot 20 = 10 \text{ Hz} \quad (7.11)$$

Se la massima variazione di frequenza ammessa in trasmissione è $\Delta f_{\max} = 75$ kHz, si ottiene il fattore n di moltiplicazione da utilizzare per coprire la BW desiderata:

$$n = \frac{\Delta f_{\max}}{\Delta f_{\text{mod}}} = 7500 \quad (7.12)$$

Supponendo di scegliere una $f_p = 200$ kHz (portante provvisoria da modulare) che può essere generata molto semplicemente e con ottima stabilità da un oscillatore a quarzo, una diretta moltiplicazione porterebbe ad una frequenza di trasmissione di 1.5 GHz. Se si vuole rimanere all'interno della banda di frequenza riservata alle trasmissioni broadcasting FM, per esempio si vuole utilizzare una frequenza di trasmissione di 100 MHz, si può procedere secondo lo schema di Fig. 7.12. Per semplificare la costruzione dei moltiplicatori è bene limitarsi alla seconda o terza armonica. Ci si può quindi avvicinare a 7500 con $(3^3 \cdot 2^8) = 6912$, con il che dalla (7.12) si ha:

$$\Delta f_{\text{mod}} = 11 \text{ Hz}$$

$$\varphi_{\max} = 0.55$$

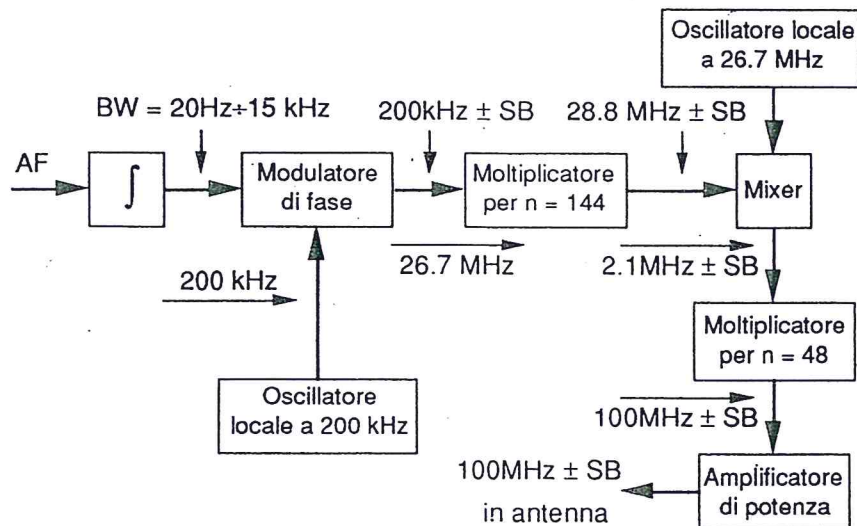


Fig. 7.12

che ancora è all'interno delle approssimazioni adottate. Dalla (7.10) otteniamo:

$$\hat{V}_S = 0.138 \cdot 2\pi \cdot 200 \cdot 10^3 C \frac{|V_P|^2}{I_{DSS}}$$

Supponendo, per fare un esempio, che il JFET usato abbia $V_P = -4 \text{ V}$ e $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$, si ottiene:

$$\hat{V}_S = 0.28 \cdot 10^9 C$$

Poiché \hat{V}_S può valere al massimo 2 V, abbiamo:

$$C \leq 7.1 \cdot 10^{-9} = 7.1 \text{ nF}$$

Si noti che:

- la BW dell'integratore dovrà essere 20 Hz + 15 kHz (v. par. 5.7, Vol. 1);
- l'operazione di mixing trasla le frequenze rigidamente, ossia ne lascia immutata la differenza, al contrario dell'operazione di moltiplicazione che la moltiplica per il fattore;
- i due oscillatori locali saranno in qualche modo asserviti allo stesso sub-standard per garantire la stabilità della frequenza di trasmissione;

- data la presenza di grossi fattori di moltiplicazione, si devono ben verificare i requisiti in ordine al rumore di fase;
- piccoli aggiustamenti della frequenza di trasmissione si ottengono trascinando il quarzo dell'oscillatore primario.

Un altro tipo di modulatore è quello proposto (1936) da E.H. Armstrong, basato sulla diretta realizzazione della (7.8), come si può rilevare dallo schema di Fig. 7.13.

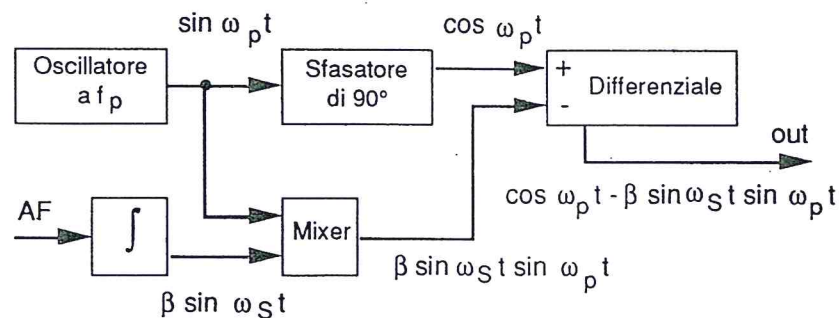


Fig. 7.13

La condizione $\beta \ll 1$ non è restrittiva, stante quanto detto a commento della Fig. 7.12.

7.5 Considerazioni generali sui trasmettitori

Ripromettendoci di tornare sui problemi di progetto di amplificatori di potenza a RF nel Cap. 9 ad essi dedicato, vogliamo, a chiusura di un capitolo che tratta le operazioni di confezionamento di un messaggio trasmissibile, svolgere alcune considerazioni riguardanti le scelte da operare nel progetto degli apparati.

Caratteristiche fondamentali di un trasmettitore sono:

- frequenza di lavoro, ossia frequenza della portante;
- formato di modulazione;
- potenza di uscita;

e ne rappresentano anche le più importanti specifiche di progetto.

Queste sono strettamente tra di loro correlate e, ovviamente, fortemente condizionate dall'applicazione: un trasmettitore FM broadcasting lavorerà intorno ai 100 MHz e, date le caratteristiche di propagazione del campo a queste frequenze, dovrà emettere una potenza capace di coprire l'area di utenza, determinata sostanzialmente dalla regione in vista dell'antenna e quindi dell'ordine delle centinaia di Watt.

Oppure, un trasmettitore AM per aerei da turismo lavorerà tra i 118 e i 136 MHz e avrà una potenza di qualche decina di Watt.

Tutte queste grandezze sono, come si intuisce, frutto di scelte che devono avvenire all'interno dei limiti fissati dagli accordi internazionali per le trasmissioni civili, dalle legislazioni nazionali e dai regolamenti militari.

Il progetto dell'apparato trasmittente usufruirà, a monte, di tutto il sistema di raccolta ed elaborazione del messaggio (argomento che è stato l'oggetto dello studio eseguito nel Vol. 1) e, a valle, del progetto dell'antenna trasmittente che rappresenta tutto un capitolo a sé, nel quale non entriamo.

Secondo quanto si è più volte detto, un corretto accoppiamento dell'apparato (interfaccia), sia in ingresso che in uscita, è condizione necessaria per il suo corretto funzionamento.

A questi livelli di potenze e di frequenze in gioco risulta naturale porsi il problema della scelta fra tubi a vuoto (triodi, tetrodi e pentodi) e componenti allo stato solido e, all'interno di questi ultimi, tra BJT e FET.

Diciamo subito che, per potenze al di sotto delle centinaia di Watt (alcuni pongono un limite, per quanto convenzionale, sui 300 W), l'uso di transistor offre un buon numero di corposi vantaggi:

- anche corredato del suo heat-sink, a parità di potenza maneggiata, un transistor è meno ingombrante di un tubo e richiede una zona di rispetto più piccola, non avendo parti ad alta temperatura, come il filamento;
- l'alimentatore dell'apparato deve fornire un minor numero di tensioni mancando, per esempio, quelle necessarie al filamento e all'eventuale griglia acceleratrice, e le tensioni sono di un ordine di grandezza più basse;
- la vita del componente è, se correttamente usato, virtualmente infinita, mentre il filamento di un tubo si deteriora (circa 4000 ore) per sublimazione e contaminazione e il suo zoccolo di sostegno può subire processi di cottura;
- i transistor sono facilmente montabili su circuiti stampati o ibridi e, dati i livelli di impedenza messi in

gioco, permettono l'uso delle tracce come elementi circuitali (tratti di linea con la giusta impedenza caratteristica). Tutto ciò semplifica le costruzioni e ne abbassa i costi.

Al di sopra dei limiti di potenza già commentati l'uso dei tubi è praticamente esclusivo, anche se sono state proposte e accettate soluzioni che prevedono più transistor in parallelo. Inoltre, si pensi che un trasmettitore da 1 kW che usasse transistor alimentati a 50 V potrebbe assorbire qualcosa come 40 A, valore di corrente che pone non poche difficoltà di regolazione e di distribuzione.

Il confronto tra BJT e FET è più difficile e le conclusioni rischiano continuamente di essere smentite dai progressi dell'una o dell'altra produzione. Per applicazioni a livello di segnale il FET, specialmente nella versione JFET, gode di una qualche preferenza per la maggiore linearità che produce meno IMD e cross-modulazione (si tornerà su questo al par. 8.1).

Per le applicazioni di potenza i FET sono esclusivamente nella versione MOS e si tratta di componenti ad arricchimento, quindi con una soglia di qualche volt sopra (n-channel) o sotto (p-channel) lo zero. Un FET di potenza tipicamente richiede, a parità di prestazioni di base, una superficie di Si pari ad una volta e mezzo o due volte quella necessaria per un BJT: ciò è dovuto ad un intrinseco minor valore di $V_{CE_{sat}}$ rispetto alla tensione residua $V_{DS_{ON}}$ di un FET in zona triodo. Questo porta ad avere sul mercato BJT che, a parità di potenza, costano meno della metà dei FET.

Pur con questo vantaggio acquisito dai BJT, alcune caratteristiche positive possono, a volte, orientare la scelta verso l'uso di un MOSFET.

Il comportamento del circuito di ingresso di un BJT è sostanzialmente determinato dalla presenza di una giunzione p-n, quindi dipende fortemente dalla situazione di polarizzazione, dall'ampiezza del segnale e dalla frequenza.

Tutti questi effetti sono fortemente attenuati in un MOSFET, nel quale gioca un ruolo fondamentale la capacità geometrica della struttura MOS.

Nella Fig. 7.14 è riportato sulla carta di Smith l'andamento dell'impedenza di ingresso per due transistor, a parità di potenza.

I valori inaspettatamente bassi della parte reale dell'impedenza di un MOSFET sono dovuti alla presenza di una resistenza, necessaria per garantire la stabilità dello stadio (v. parr. 4.6 e 4.7). Ciò non è così necessario quando il FET viene usato nella configurazione a drain comune, che ha un guadagno di tensione non superiore a 1.

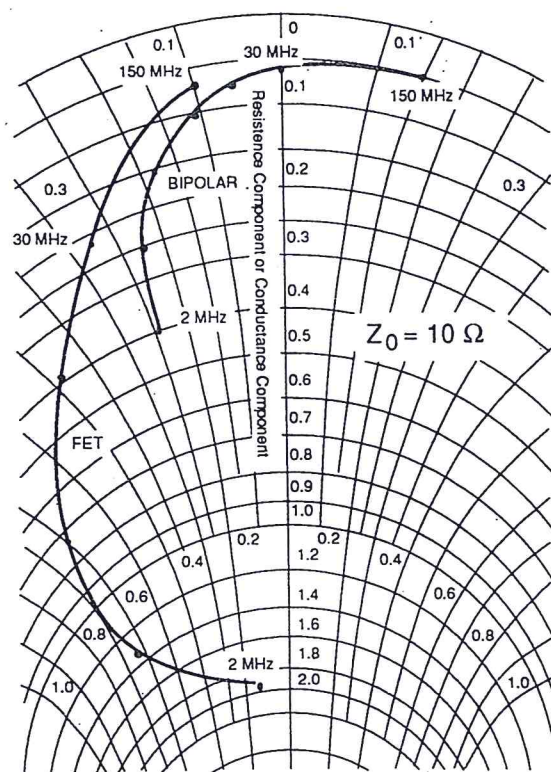


Fig. 7.14

Ne trae vantaggio il pilota che può lavorare con situazione di carico migliore per quanto riguarda la sua dinamica e la produzione di distorsioni (v. parr. 2.10 e 2.11, Vol. 1).

Sono stati progettati finali a larga banda (2÷50 MHz) per potenze fino a 300 W che usavano due MOSFET complementari in configurazione push-pull e nessuna rete di equalizzazione.

Un grosso vantaggio a favore dei FET è la possibilità di progettare il componente in maniera che presenti una variazione positiva della tensione di soglia con la temperatura.

Poiché la conduzione è legata a portatori di maggioranza, anche la resistenza del canale aumenta con la temperatura. Ambedue questi fenomeni tendono ad una stabilizzazione del punto di lavoro e impediscono il thermal runaway.

Nella Fig. 7.15 sono riportate le variazioni della corrente di polarizzazione con la temperatura per un BJT con $\bar{I}_C = 100 \text{ mA}$ (linea a) e $\bar{I}_C = 10 \text{ A}$ (linea c) e per un MOSFET con gli stessi valori di \bar{I}_D (linee b e d, rispettivamente).

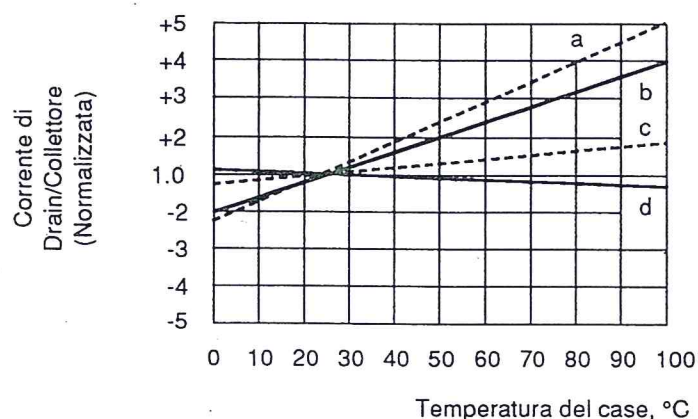


Fig. 7.15

Dal punto di vista della generazione di rumore in trasmissione, si può dire, per non entrare in un argomento come al solito delicato, che, per l'assenza di corrente in ingresso, il MOSFET non produce rumore shot; sono stati misurati fattori di rumore nel rapporto di circa 3 a 1 tra stadi utilizzando BJT e MOSFET per lo stesso apparato.

I MOSFET trovano una più diretta applicazione in stadi ad alto rendimento lavoranti in Classe D, E, F e S, dei quali non si parlerà in queste note.

Nella Tab. 7.3 è riportato in forma condensata un confronto tra le prestazioni dei due tipi di componenti che completa quanto già detto.

Tab. 7.3

Tipo	BJT	MOSFET
Polarizzazione	Non necessaria in Classe C. Richiede corrente.	Sempre necessaria. Non richiede corrente.
Z_{in}	Fortemente variabile con f. Passa da capacitiva a induttiva.	Meno variabile e sempre capacitiva.
Debolezze strutturali	Dipende dai livelli di corrente. Può andare in thermal-runaway.	Perforazione dell'ossido di gate.
Linearità	Mediocre	Buona
Costo	C	2C
Parametri elettrici	V_{CEsat} adeguatamente bassa.	Più facile costruire componenti per alte tensioni.

Capitolo 8

Demodulatori

8.1 Introduzione

Dopo quanto detto finora, non c'è bisogno di soffermarsi molto su considerazioni generali e di introduzione al problema della demodulazione.

Conviene invece spendere qualche parola su problemi specifici, risolti i quali il demodulatore può lavorare più vicino al suo funzionamento ottimale.

Un segnale in formato AM può essere disturbato dalla presenza di un altro segnale AM che entra nell'amplificatore RF, se questo presenta marcate non linearità, o il mixer seguente non è ben curato nei confronti dei prodotti di cross-modulazione.

Si supponga, infatti, che la risposta della non linearità possa essere espressa sotto la forma:

$$v_{out}(t) = a_1 v_{in}(t) + a_2 v_{in}^2(t) + a_3 v_{in}^3(t) \quad (8.1)$$

e che si presentino all'ingresso due segnali AM, cosicché:

$$v_{in}(t) = \hat{V}_{p1}(1 + m_1 \cos \omega_{m1}t) \cos \omega_{p1}t + \hat{V}_{p2}(1 + m_2 \cos \omega_{m2}t) \cos \omega_{p2}t \quad (8.2)$$

Il termine del terzo ordine nella (8.1) fornisce, tra l'altro, una componente a frequenza ω_{p1} che vale:

$$\begin{aligned} & \frac{3}{2} a_3 \hat{V}_{p1}(1 + m_1 \cos \omega_{m1}t) \hat{V}_{p2}^2(1 + m_2 \cos \omega_{m2}t)^2 \cos \omega_{p1}t = \\ & = \frac{3}{2} a_3 \hat{V}_{p1} \hat{V}_{p2}^2 (1 + m_1 \cos \omega_{m1}t) \cdot \\ & \cdot (1 + m_2^2 \cos^2 \omega_{m2}t + 2m_2 \cos \omega_{m2}t) \cos \omega_{p1}t \equiv \end{aligned}$$

$$\cong \frac{3}{2} a_3 \hat{V}_{p1} \hat{V}_{p2}^2 (1 + m_1 \cos \omega_{m1} t) \cdot (1 + 2m_2 \cos \omega_{m2} t) \cos \omega_{p1} t$$

Il complesso dei termini modulati a frequenza portante ω_{p1} , trascurando i termini in $m_1 m_2$, si riduce a:

$$\left[\left(a_1 \hat{V}_{p1} + \frac{3}{2} a_3 \hat{V}_{p1} \hat{V}_{p2}^2 \right) (1 + m_1 \cos \omega_{m1} t) + \right. \\ \left. + 3 a_3 \hat{V}_{p1} \hat{V}_{p2}^2 (1 + m_1 \cos \omega_{m1} t) m_2 \cos \omega_{m2} t \right] \cos \omega_{p1} t$$

Quando $m_1 = 0$, ossia quando la stazione trasmette la sola portante, il termine di interferenza produce quindi lo stesso effetto della modulazione, da parte del segnale a ω_{m2} , di una portante a ω_{p1} . Se $a_3 \ll a_1$, l'indice di modulazione è pari a (cm sta per cross-modulazione):

$$m_{cm} = \frac{3 a_3 \hat{V}_{p1} \hat{V}_{p2}^2 m_2}{a_1 \hat{V}_{p1}} = \frac{3 a_3 \hat{V}_{p2}^2 m_2}{a_1} \quad (8.3)$$

Il processo è tanto più efficiente quanto più si è in presenza di una forte stazione disturbante e di una marcata non-linearità prima del filtro IF. L'effetto è quello di "sentire" la stazione disturbante soprattutto nelle pause di trasmissione di quella sulla quale si è sintonizzati.

L'eliminazione di questo disturbo è quindi demandata:

- ad una maggiore selettività del filtro a RF;
- all'assenza di distorsioni del terzo ordine. E' questa la ragione per la quale si preferisce usare FET nella parte di ricevitore che precede l'amplificatore IF.

Sul versante dei demodulatori di frequenza c'è da rilevare che questi sub-sistemi, che dovrebbero fornire in uscita un segnale proporzionale alla frequenza di ingresso, sono in realtà sensibili anche alla modulazione dell'ampiezza della portante.

Per questa ragione il segnale passa, prima del demodulatore, per un limitatore di ampiezza (v. par. 5.3). Il limitatore è sostanzialmente un amplificatore che viene portato ai limiti della dinamica eseguendo quindi il compito schematicamente mostrato in Fig. 8.1.

L'amplificazione complessiva della catena, fino al limitatore compreso, viene progettata in modo che la limitazione avvenga a

partire da segnali di ingresso dell'ordine del decimo di μV , ciò che rappresenta la sensibilità richiesta a un buon ricevitore per usi civili.

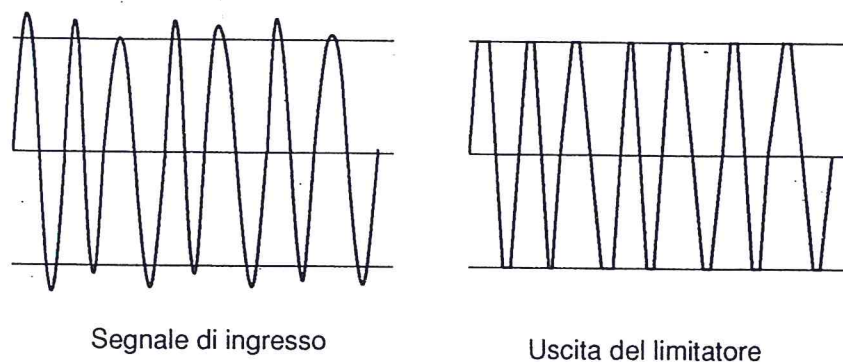


Fig. 8.1

Tanto per fissare alcuni ordini di grandezza, il limitatore presentato in Fig. 8.2, che usa un integrato RCA, raggiunge i suoi limiti di dinamica per un ingresso di $\pm 100\text{ mV}$. Supponendo di voler garantire una buona ricezione con un segnale di $0.2\ \mu\text{V}$, il limitatore deve essere preceduto da un'amplificazione complessiva di $5 \cdot 10^5$.

Questa, composta con l'amplificazione del limitatore, porta al valore di qualche unità in 10^6 , che è quello corrente di un ricevitore FM.

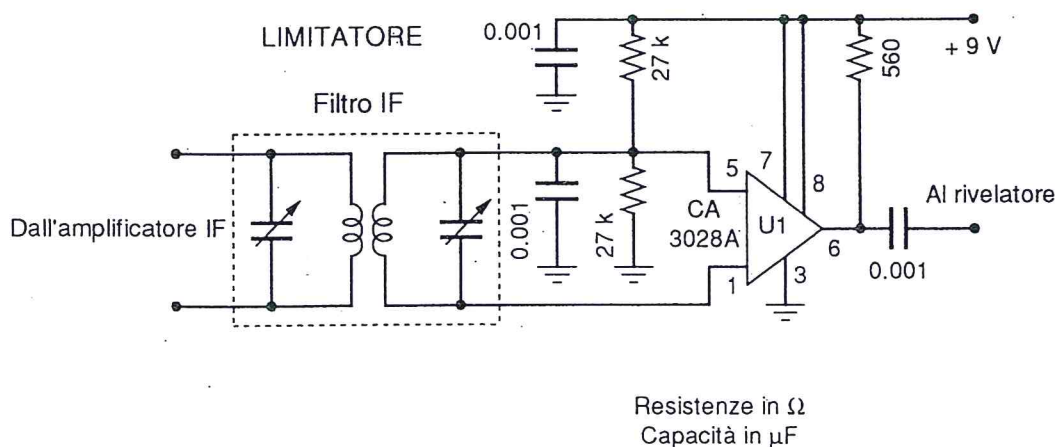


Fig. 8.2

Come è stato detto al par. 5.3.b, la presenza del limitatore aumenta la differenza di ampiezza tra due toni se uno, quello desiderato, è abbastanza più grande dell'altro. Ciò asseconda il fenomeno detto di "quieting" o di cattura, proprio dei ricevitori FM.

Si ricordi infatti che la modulazione di frequenza è proporzionale alla variazione della fase. Un tono interferente a frequenza ω_{int} , diversa da ω_{IF} , produrrà una modulazione di fase secondo quanto mostrato in Fig. 8.3; per le ampiezze rappresentate, la massima variazione di fase è determinata dal luogo dei punti del vertice del vettore V_{int} , ossia dal cerchio.

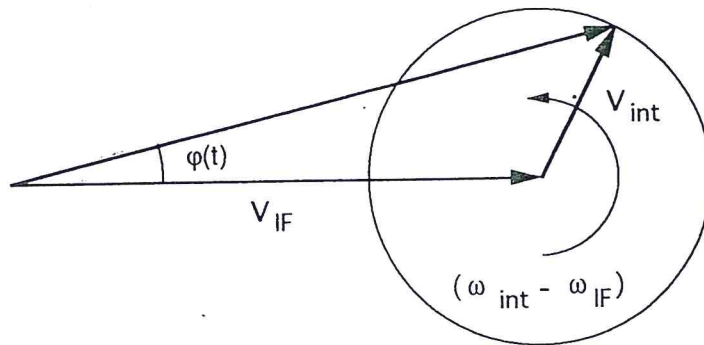


Fig. 8.3

Al diminuire del modulo di V_{IF} , sia la variazione spuria della fase che la sua derivata aumenteranno, provocando un peggiore rapporto segnale-disturbo dopo la rivelazione.

Il discorso è lo stesso se ad interferire è rumore casuale, conto tenuto delle differenze di trattazione matematica, della quale si è fatto qualche cenno al par. 5.3.a.

Tutto quanto precede porta a concludere che, al di sotto di un certo valore del rapporto S/N in ingresso al rivelatore, diventa molto frequente che il rumore (o il tono interferente) faccia percorrere ampi angoli alla portante da demodulare e si producano dei tassi di disturbo che rendono inintelligibile la comunicazione.

Quanto detto nel par. 7.4 a proposito del guadagno di processo, poiché aveva come premessa una situazione di alto S/N, non è più valido quando questo si abbassa oltre un certo limite. Ciò porta a due conclusioni:

- il ricevitore FM ha una soglia(*) del rapporto S/N all'ingresso del rivelatore, al di sotto della quale la comunicazione peggiora di qualità: convenzionalmente, si assume come valore della soglia il rapporto S/N che abbassa di 1 dB il guadagno di processo $3\beta^2/2$;
- in presenza di un tono interferente più basso di quello voluto, il ricevitore, anche grazie alla presenza del limitatore, "cattura" quello più forte, risultando relativamente insensibile all'altro;
- il ricevitore, specie se dotato di AGC, risulterà rumoroso se non gli arriva nessuna portante, ma appena questa ha una potenza sufficientemente maggiore di quella del rumore, quest'ultimo sarà praticamente cancellato (fenomeno del quieting). Ciò avviene anche nel caso di ricevitore AM, ma con un risultato complessivamente peggiore data l'assenza, in questo caso, di guadagno di processo.

Per le trasmissioni broadcasting, per le quali $\beta = 5$, la soglia è intorno ad un rapporto S/N di circa 20 dB all'ingresso del rivelatore.

8.2 Demodulatori di segnali in formato AM

Si tratta di recuperare dal segnale a disposizione, che ha una forma del tipo (7.2), il messaggio da esso trasportato, che è proporzionale a:

$$v_S(t) = \hat{V}_p m_a \cos \omega_S t \quad (8.4)$$

Una prima possibilità è quella di far battere in un mixer il segnale ricevuto e traslato a IF con un segnale sinusoidale a frequenza IF medesima, ricostruita in loco con un PLL a banda molto stretta che lavora sulla riga della portante, presente interamente.

(*) Dalla Fig. 8.3 si intuisce chiaramente che $\phi(t)$ può raggiungere il valore di $\pm 2\pi$ appena V_{int} (o l'ampiezza del rumore) diventa pari a V_{IF} . Non sorprendono quindi le conclusioni sulla soglia: un rapporto S/N che tenda ad avere valori prossimi o addirittura inferiori a 1 impedisce di ottenere il guadagno di processo. Anche per un rivelatore di segnale in formato AM del tipo ad involuppo (v. par. 8.2) si può calcolare una soglia di circa 5 dB.

Da questa operazione, seguita da un filtraggio passa basso che elimina la $2 f_{IF}$, si ottiene un segnale proporzionale alla (8.4), più un termine in continua moltiplicati per il coseno dello sfasamento tra il ramo di amplificazione IF e il ricostruttore di frequenza f_{IF} .

Si può tentare di utilizzare uno sfasatore per aggiustare il coseno intorno ad uno, ma lo sfasamento dipende dalle modalità di propagazione del segnale, ed è quindi una variabile praticamente stocastica, inseguire la quale porta ad una maggiore complicazione del ricevitore. Una tale procedura di demodulazione è detta omodina.

Di gran lunga più semplice è il demodulatore (rivelatore) ad involuppo, lo schema base del quale è mostrato in Fig. 8.4.

Il primo tipo (Fig. 8.4.a) lavora evidentemente come rivelatore di cresta, cioè v_{out} tenderà a riprodurre l'involuppo positivo del segnale AM tanto più accuratamente quanto più la f_{IF} è maggiore della massima frequenza modulante ω_m^{\max} (v. anche la nota a pag. 206).

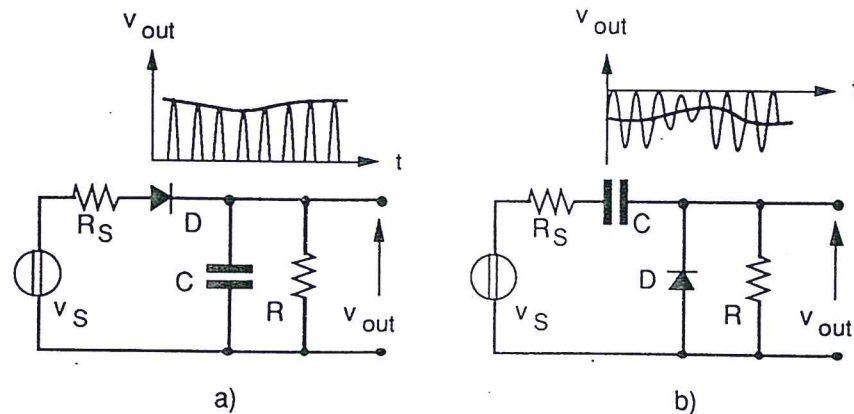


Fig. 8.4

Infatti la massima derivata del segnale modulante vale $\omega_m^{\max} m_a \hat{V}_{IF}$, quindi lo scarto Δv tra un campione e il successivo, supponendo che il rivelatore sia in grado di seguire perfettamente l'involuppo di v_{out} , vale:

$$\Delta v = \omega_m^{\max} m_a \hat{V}_{IF} \frac{1}{f_{IF}}$$

Se la massima frequenza di canale è 5kHz e $f_{IF} = 455 \text{ kHz}$ si ha, nel peggiore dei casi e con \hat{V}_{IF} dell'ordine del Volt:

$$\Delta v = \frac{2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 1}{4.55 \cdot 10^5} = 69 \text{ mV}$$

Assumendo questo valore come errore di quantizzazione, la potenza di rumore corrispondente (v. par. 7.3, Vol. 4) vale:

$$N_q = \frac{(69)^2 \cdot 10^{-6}}{12} = 397 \text{ } \mu\text{W}$$

e quindi, assumendo ancora un valore di circa 1 V per il segnale:

$$\frac{S}{N} = 2.5 \cdot 10^3 = 34 \text{ dB}$$

Date tutte le ipotesi peggiorative adottate (tra le quali quella di aver considerato tutto il rumore di quantizzazione concentrato nella banda IF) si tratta di un risultato accettabile. Il rivelatore sarà comunque seguito da un LPF per eliminare il rumore fuori banda.

Il secondo tipo lavora come inseritore di livello di continua (v. par. 2.7, Vol. 1) e deve, anch'esso, essere seguito da un filtro passa basso che elimini sia il rumore di quantizzazione fuori banda che la componente a f_{IF} .

La resistenza di ingresso dei demodulatori si può desumere dal seguente ragionamento approssimato. Per il primo tipo, la potenza che la f_{IF} deve fornire, detta R_{in} la resistenza cercata, vale, mediamente:

$$P_{in} = \frac{\hat{V}_{IF}^2}{2 R_{in}} \quad (8.5)$$

mentre quella consumata dal rivelatore, supponendo il diodo ideale, vale:

$$P_R = \frac{\hat{V}_{IF}^2}{R}$$

e quindi:

$$R_{in} \cong \frac{R}{2} \quad (8.6)$$

Per il secondo tipo, vale ancora la (8.5), ma la potenza dissipata su R vale:

$$P_R = \frac{\hat{V}_{IF}^2}{R} + \frac{\hat{V}_{IF}^2}{2R}$$

e quindi:

$$R_{in} \cong \frac{R}{3} \quad (8.7)$$

Dall'analisi del funzionamento di ambedue i rivelatori deriva immediatamente che le prestazioni (ricostruzione, linearità, etc.) sono fortemente influenzate dal diodo e dalle sue non linearità.

Vale, a questo proposito, quanto detto in merito alla migliore scelta del modelli di un diodo a seconda delle sue condizioni di lavoro nel par. 1.11 del Vol. 1, al quale si rimanda.

In questa applicazione, il discorso si riassume concludendo che il rivelatore funzionerà tanto meglio quanto più il segnale ad esso applicato sarà abbastanza grande da poter far trascurare le non linearità, tipicamente quella rappresentata dal ginocchio V_γ .

Dovrà quindi essere:

$$\hat{V}_{IF} (1 - m_a) > V_\gamma \quad (8.8)$$

perché si possa considerare valido uno dei modelli linearizzati del diodo, e valide, anche se non rigorosamente, le relazioni (8.6) e (8.7) ricavate per l'appunto in questa ipotesi.

La (8.8) fissa non soltanto un vincolo all'amplificazione minima prima del rivelatore, analogamente a quanto detto a commento della Fig. 8.2, ma anche un limite superiore all'indice di modulazione, cioè ad un parametro del trasmettitore. Raramente m_a supera il valore di 0.5.

La costante tempo RC dei due rivelatori deve soddisfare ad una condizione bilatera: se infatti fosse scelta troppo piccola, l'errore di quantizzazione sarebbe aumentato, peggiorando il rapporto segnale/disturbo della rivelazione(*), mentre grandi valori di RC propiziano la situazione delineata nelle Figg. 8.5.a e 8.5.b, nelle quali v_{out} si distacca da quello che permette una corretta ricostruzione.

(*) Ciò vale anche per il caso di Fig. 8.4.b, come si può concludere ripercorrendo l'analisi dell'inseritore di livello di continua eseguita nel già citato paragrafo del Vol. 1. Tutto quanto si va dicendo vale nell'ipotesi, piuttosto ovvia, che $R_f \ll R_r$.

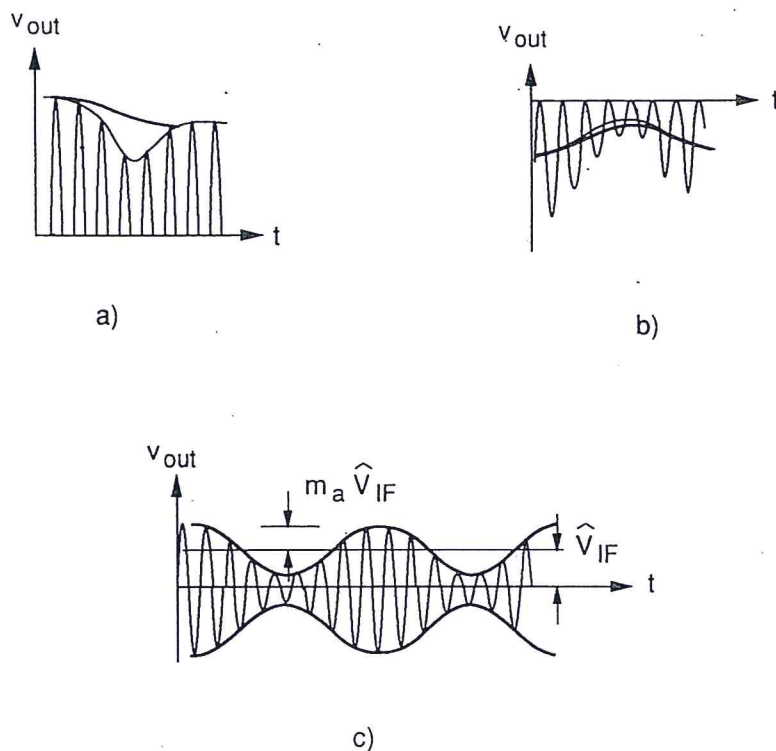


Fig. 8.5

Il limite inferiore di RC è sicuramente:

$$\omega_{IF} RC > 1$$

mentre per il limite superiore si può percorrere il seguente ragionamento approssimato.

Quando il diodo è interdetto, la legge di scarica del condensatore attraverso la resistenza R è evidentemente esponenziale. Detta $V_C(t)$ la tensione del condensatore, la sua derivata vale:

$$\dot{V}_C(t) = V_C(t_0) e^{-\frac{t-t_0}{RC}} \left(-\frac{1}{RC} \right)$$

la quale è minima quando $V_C(t_0)$ è minimo (v. Fig. 8.5.c) e vale $\hat{V}_{IF} (1 - m_a)$. La derivata massima dell'involuppo vale, come già detto, $\omega_m^{\max} m_a \hat{V}_{IF}$.

L'involuppo o il valore medio si distaccano dal segnale rivelato quando il condensatore si scarica meno rapidamente di quanto vari il segnale che esso dovrebbe seguire.

Non è detto, però, che la minima rapidità di scarica del condensatore coincida con la massima rapidità di variazione del segnale modulante, ma è una posizione cautelativa quella che confronta direttamente i due valori. Si ha, cioè, che dovrà essere:

$$\widehat{V}_{IF} \frac{(1 - m_a)}{RC} \geq \omega_m^{\max} m_a \widehat{V}_{IF}$$

e quindi:

$$RC \leq \frac{1}{\omega_m^{\max}} \frac{1 - m_a}{m_a}$$

La condizione bilatera, in definitiva, è(*):

$$\frac{1}{\omega_{IF}} < RC \leq \frac{1}{\omega_m^{\max}} \frac{1 - m_a}{m_a} \quad (8.9)$$

Le relazioni poste sono valide se il rivelatore non è caricato, se cioè la resistenza R' di ingresso dello stadio successivo è molto maggiore di R . Se ciò non avviene, si può verificare una distorsione nella rivelazione.

L'accoppiamento, infatti, dovrà avvenire con un condensatore C_C che presenti impedenza trascurabile fino alla più bassa frequenza modulante, ma che comunque blocchi la componente continua, pari a \widehat{V}_{IF} , presente in v_{out} .

La corrente I_D che scorre nel diodo è quindi la composizione di una continua e di una alternata che vedono impedenze diverse, cioè:

$$I_D = \frac{\widehat{V}_{IF}}{R} + \frac{m_a \widehat{V}_{IF}}{R // R' // \frac{1}{j \omega_m C}} \cos(\omega_m t + \varphi)$$

Si capisce che I_D non può assumere valori negativi, per la presenza del diodo, e quindi dovrà essere:

(*) Un calcolo meno frettoloso fornirebbe, per il fattore contenente l'indice di modulazione nella (8.9), il valore:

$$\sqrt{\frac{1}{m_a^2} - 1}$$

La (8.9) è quindi, come detto, cautelativa. A volte si trova in letteratura la (8.9) senza il fattore del quale stiamo parlando: ciò è il risultato di considerare $m_a \cong 0.5$.

$$\left| \frac{m_a}{R // R' // \frac{1}{j \omega_m C}} \right| < \frac{1}{R}$$

che, per $R' \gg R$ non pone alcuna altra condizione. Scelto quindi il valore di RC mediante la (8.9), si provvederà ad accoppiare il rivelatore con lo stadio a bassa frequenza con resistenza di ingresso alta rispetto a R .

In Fig. 8.6 sono riportate tre realizzazioni di rivelatori AM, delle quali le prime due a inviluppo di cresta tipo Fig. 8.4.a e la terza a inviluppo di cresta a doppia semionda, per diminuire il rumore di quantizzazione.

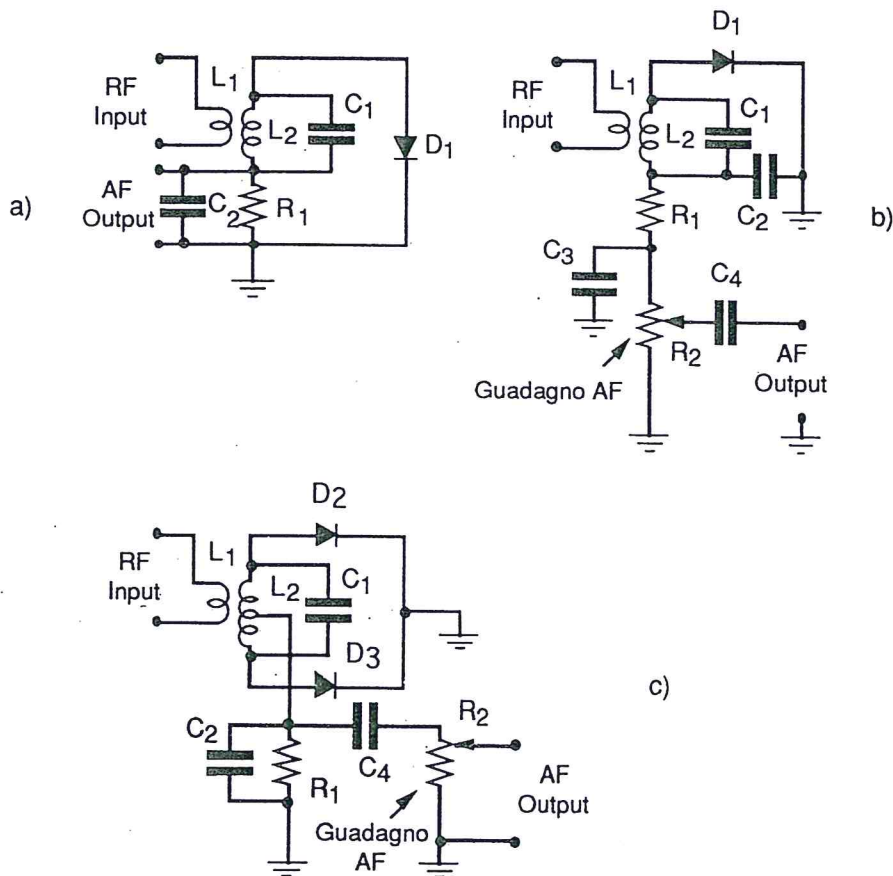


Fig. 8.6

Per quanto detto:

- a) la costante tempo $R_1 C_2$ nelle Figg. 8.6.a e c va scelta rispettando la (8.9): valori tipici sono 250 k Ω e 250 pF;

- b) nel caso di Fig. 8.6.b, se $C_2 = C_3 = C$ e $R_1 < R_2$ sarà la costante tempo $R_2 C$ a dover rispettare la (8.9): valori tipici sono $R_1 = 50 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 250 \text{ k}\Omega$ e $C_1 = C_2 = 100 \text{ pF}$.

Nella Fig. 8.7 è riportato uno schema che usa il diodo gate-source di un JFET in maniera da agganciare a zero il segnale a frequenza IF (v. Fig. 8.4.b).

Il gruppo LC sul drain filtra la residua f_{IF} . Lo stadio rivelatore permette quindi una amplificazione che viene controllata, in una qualche misura, dal sistema di autopolarizzazione.

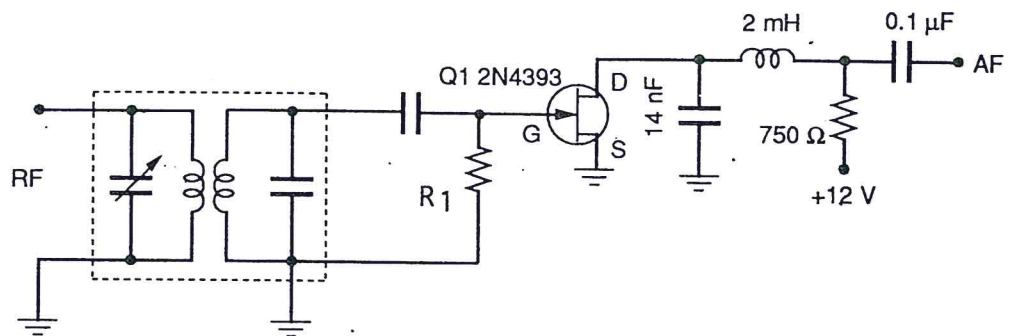


Fig. 8.7

8.3 Demodulatori di segnali in formato SSB

Segnali in formato SSB/SC non possono essere rivelati come in Fig. 8.3: si rifletta infatti che un tono sinusoidale (ω_m) che moduli in formato SSB/SC una portante a ω_p risulta in un segnale di ampiezza costante a frequenza ($\omega_p + \omega_m$), se si considera la USB.

L'unico modo per rivelare un segnale in formato SSB/SC consiste nel ricostruire nel ricevitore la portante e procedere ad una rivelazione omodina.

Naturalmente non sarà possibile ricostruire perfettamente la portante, né in frequenza né in fase; sorge quindi la necessità di valutare gli effetti degli scarti nei valori di ricostruzione.

All'uscita del filtro passa basso che segue il mixer per eliminare la frequenza somma, si ha un segnale che varia proporzionalmente a:

$$m_a \widehat{V}_{IF} \cos [(\omega_{IF} - \omega_{BF} + \omega_m) t - \theta] \quad (8.10)$$

dove ω_{BF} è la frequenza di battimento (BF = Beat Frequency) generata localmente, e θ è lo sfasamento.

Se $\omega_{BF} = \omega_{IF}$, si ricostruisce il segnale modulante a meno di uno sfasamento che interessa tutte le sue componenti.

Le trasmissioni in fonia non risentono di questa distorsione in quanto l'orecchio umano è largamente insensibile alle relazioni di fase tra le varie componenti di un suono.

Più critica è la situazione se $\omega_{IF} \neq \omega_{BF}$, poiché, in questo caso, tutte le frequenze componenti il segnale modulante vengono spostate della stessa quantità e si distorcono le relazioni tra le armoniche.

La differenza Δf fra le due frequenze non dovrebbe superare qualche hertz, per garantire la fedeltà della riproduzione sonora.

Se $\Delta f \geq 20$ Hz è difficile riconoscere la voce del parlatore. Il messaggio diventa inintelligibile per $\Delta f > 200$ Hz.

Questi numeri pongono specifiche severe ai quarzi che generano le frequenze.

Per applicazioni di tipo radioamatoriale o aeronautico, supponendo di utilizzare il canale a 144 MHz e di accettare un $\Delta f = 30$ Hz, si deve garantire una stabilità ed una ripetibilità degli oscillatori dell'ordine di 0.2 ppm. Poiché un quarzo commerciale di taglio AT ha una variazione di decine di ppm tra 0 e 70 °C, si deve procedere alla compensazione delle variazioni.

Tale compensazione deve essere eseguita con ridotti consumi di energia, stante il frequente carattere di portatilità dell'applicazione in esame.

Non entreremo in questo argomento, rimandando a quanto citato in bibliografia e nell'Appendice A; ci basta sottolineare che sono queste difficoltà a consigliare la trasmissione in formato AM quando è importante garantire la massima semplicità al ricevitore.

Una via alternativa è quella di trasmettere anche una (piccola) parte della portante, che non viene quindi completamente soppressa in trasmissione. Ad essa si può agganciare sia il PLL che ricostruisce la frequenza ω_{BF} , sia l'anello di AGC che altrimenti non potrebbe funzionare; nelle pause della trasmissione, infatti, il trasmettitore sarebbe completamente inattivo.

Lo schema a blocchi, tutti noti nella loro struttura e nel progetto, è mostrato in Fig. 8.8.

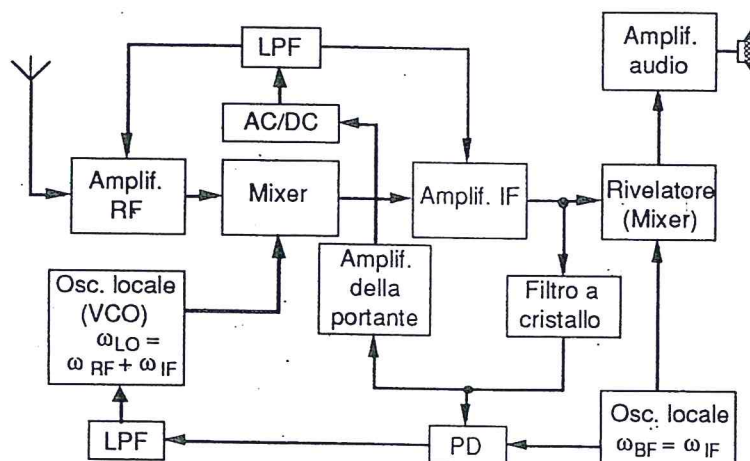


Fig. 8.8

Dopo l'amplificatore IF un filtro a cristallo (v. par. 6.5) provvede a selezionare il residuo di portante trasmessa (e traslata a IF). Questa rappresenta, da una parte, il riferimento del PLL che provvede ad agganciare ω_{BF} e ω_{IF} , e, dall'altra, il riferimento per l'anello di AGC che lavora sul suo valore di picco ottenuto per raddrizzamento (blocco AC/DC).

8.4 Demodulatori di segnali in formato FM

La caratteristica statica di un demodulatore di segnali in formato FM deve essere del tipo mostrato in Fig. 8.9; deve cioè convertire le variazioni di frequenza della portante (traslata a IF) in variazioni di ampiezza di un segnale, per esempio, di tensione.

La conversione frequenza-ampiezza deve avvenire con caratteristiche di linearità almeno pari a quelle che hanno caratterizzato il processo di modulazione.

8.4.a Il discriminatore di frequenza

Il funzionamento del discriminatore di frequenza è basato sulle proprietà del circuito anti-risonante che sono state trattate nel par. 1.1. Riassumendole per comodità, possiamo dire che:

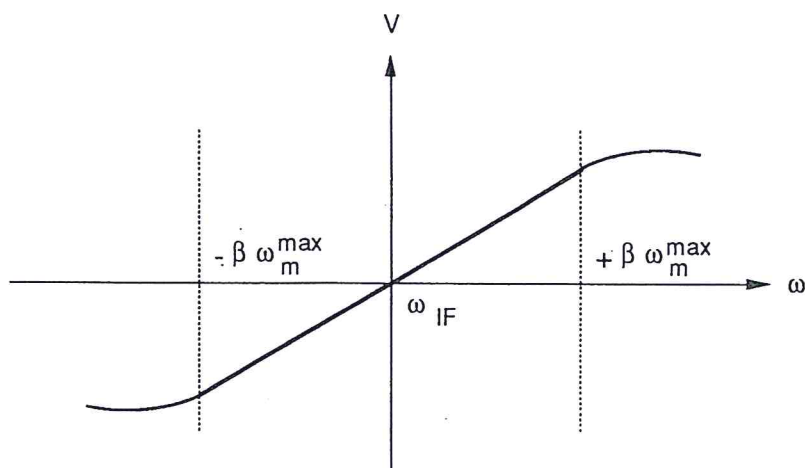


Fig. 8.9

- in un intervallo di frequenze $BW = f_0/Q$ intorno a f_0 , l'ampiezza della tensione ai capi varia di $1/\sqrt{2}$;
- nello stesso intervallo di frequenze la rapidità di variazione della fase vale (v. par. 1.3):

$$\left(\frac{d\varphi}{d\omega}\right)_{\omega_0} = \frac{2Q}{\omega_0} \quad (8.11)$$

Supponendo $\omega_{IF} = 10.7 \text{ MHz}$, si dovrà avere $Q \cong 60$ al massimo per un'occupazione di banda di 180 kHz. Ne consegue che la (8.11) vale $1.8 \cdot 10^{-6} \text{ rad/Hz}$ e che, per una variazione Δf di 75 kHz, si ha uno sfasamento di 0.135 rad.

Lo schema di un discriminatore (Foster-Seeley) è riportato in Fig. 8.10.a e le tensioni V_1 e V_2 agli anodi dei diodi (che funzionano da rivelatori di involuppo) sono riportate in Fig. 8.10.b, dove si è inteso con gli esponenti P e S rispettivamente il primario e il secondario del trasformatore accordato a ω_{IF} .

Se sono rispettati i requisiti di simmetria che sono evidenti posto il risultato che si vuole ottenere, per $\omega = \omega_{IF}$ le ampiezze dei segnali V_1 e V_2 agli anodi sono uguali e danno quindi un risultante nullo, poiché il rivelatore di involuppo non risente della fase della portante.

Se però ci si scosta da ω_{IF} , si provoca uno sfasamento φ secondo la (8.11) che dà luogo ad un segnale risultante diverso da zero e, ovviamente, dipendente da φ e quindi da $(\omega - \omega_{IF})$.

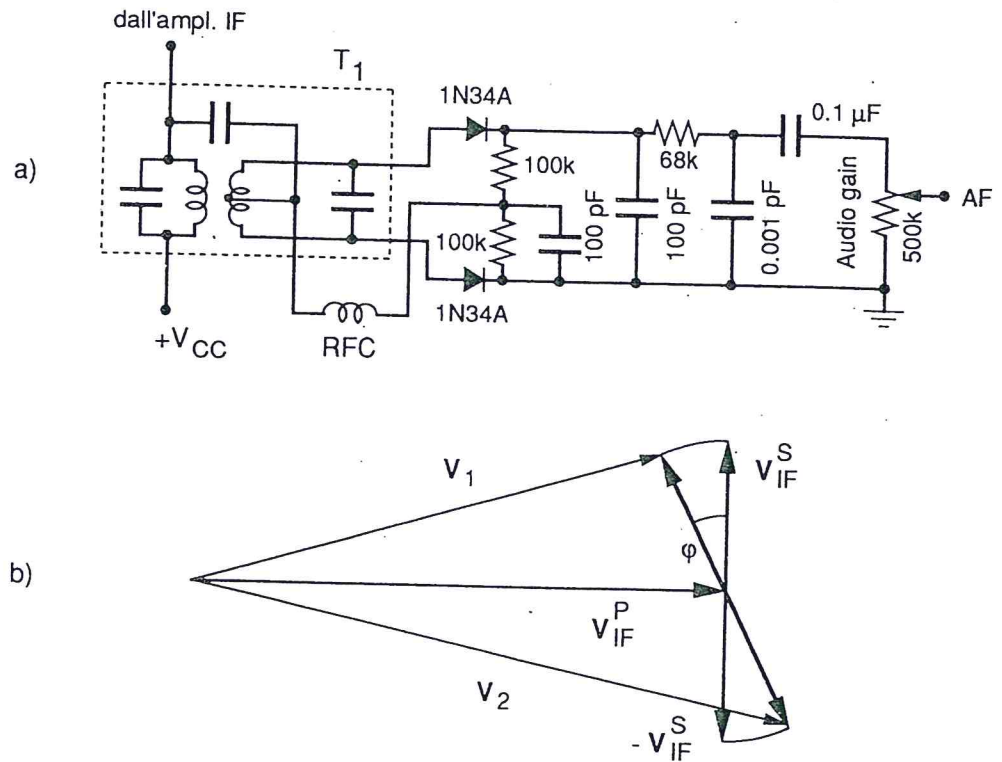


Fig. 8.10

La dipendenza non è lineare e ricavarla non è immediato; malgrado ciò, le distorsioni che ne derivano sono tollerabili in quanto:

- il seno di 0.135 rad vale 0.13459, ciò che permette tutte le approssimazioni del tipo $\sin \varphi \cong \varphi$;
- la struttura simmetrica del discriminatore cancella tutte le distorsioni del secondo ordine.

Il discriminatore di Foster-Seeley è sensibile alle variazioni di ampiezza (tranne alla frequenza ω_{IF}) del segnale in ingresso: quindi esso deve essere preceduto da un limitatore.

Allo scopo di attenuare questa non richiesta sensibilità, sono state proposte varie versioni del discriminatore, tra le quali il rivelatore a rapporto (ratio detector). Per il loro funzionamento si rimanda ai testi citati in bibliografia.

8.4.b // PLL

Nelle conclusioni del par. 5.2 si arrivò alla Eq. (5.7) che dimostra la possibilità di usare il PLL come demodulatore di segnali in formato FM.

Con ciò si ottengono alcuni vantaggi, tra i quali:

- il PLL può essere utilizzato, come non è difficile immaginare, anche per sintonizzare il ricevitore;
- non c'è necessità di trasformatori con simmetrie critiche;
- quasi tutto il sub-sistema può essere integrato comprendendo anche il limitatore di ingresso: allo NE565 basta 1 mV di ingresso per agganciare la stazione e demodulare;
- il PLL abbassa la soglia di rivelazione di circa 3 dB rispetto al discriminatore.

Non si ritiene di aggiungere altro sull'argomento, rimandando, come di consueto, alla bibliografia.

8.5 Considerazioni generali sui ricevitori

Corrispondentemente a quanto fatto al par. 7.5 per i trasmettitori, si considereranno caratteristiche fondamentali dei ricevitori:

- il campo di frequenze sulle quali ci si può sintonizzare;
- il formato di modulazione rivelabile;
- la sensibilità e la dinamica di ingresso.

Per esempio, un ricevitore commerciale per radiodiffusione ha una sezione a onde medie (MW) che lavora in AM ed una in VHF che lavora in FM. La sua sensibilità si aggira sui intorno al μV .

Per aggiungere qualche considerazione, a chiarimento del significato delle caratteristiche fondamentali, si può dire che la capacità di sintonia deve essere accompagnata da un'adeguata selettività:

Come più volte detto, si intende con ciò la capacità dell'apparato di separare il segnale voluto da altri (disturbi, v. par. 1.3, Vol. 1) non voluti. Tale capacità va riferita ad ogni parte del ricevitore; un'alta selettività dell'amplificatore IF ottenuta con filtri ad alto Q sarà impotente se lo stadio a RF provocherà, per

colpa di sue nonlinearità, il fenomeno di trasferimento della modulazione di ampiezza sulla portante selezionata, discusso nel par. 8.1. La selettività del ricevitore dipenderà quindi:

- a) dalla selettività dello stadio a RF che provvederà ad eliminare la frequenza immagine e quanto più segnale fuori banda, in modo da eliminare sovraccarichi di dinamica e risposte spurie;
- b) dalla selettività dello stadio a IF, che eliminerà i canali adiacenti a quello voluto, che hanno potuto attraversare lo stadio a RF e il mixer;
- c) dalla BW dello stadio in AF che provvederà a far passare solo la banda occupata dal messaggio ed eliminerà quindi il rumore a larga banda;
- d) dalla purezza spettrale (assenza di rumore di fase) dell'oscillatore locale.

Da quanto detto si comprende come selettività, sensibilità e dinamica siano concetti interdipendenti. La dinamica di ingresso non ha quindi a che vedere con l'azione dell'AGC: essa è definita (v. par. 4.10) come il rapporto (generalmente espresso in dB) tra il massimo segnale in ingresso che provoca ancora distorsioni tollerabili dall'applicazione e il minimo segnale ancora discernibile (ossia l'MDS discusso al par. 6.4 del Vol. 1) che determina la sensibilità del ricevitore.

Una povera dinamica di ingresso può provocare cross-modulazione (par. 8.1) e addirittura accecamento del ricevitore a causa di un forte segnale nella BW dell'amplificatore RF. Si producono ricevitori con dinamiche dell'ordine di 100 dB.

Infine, qualche commento, anche se ridondante, sulla sensibilità; essa è evidentemente legata all'MDS che non è, in alcun modo, funzione della sola amplificazione assicurata dall'apparato.

Gioca, infatti, un ruolo preminente il suo fattore di rumore e, come si è già avuto varie volte modo di dire, l'amplificazione dello stadio a RF e del mixer.

Sarà quindi difficile portare lo stadio RF ad avere amplificazioni maggiori di 10+20 dB, contemporaneamente assicurando NF adeguate alle esigenze di sensibilità: il risultato è che la maggior parte dell'amplificazione del ricevitore è fornita dallo stadio a IF, che la selettività dello stadio a RF influisce sul rumore alla sua uscita e quindi si rafforza ancora la interdipendenza già menzionata tra le diverse caratteristiche dell'apparato.

Un ultimo cenno va fatto per una qualità non elencata prima, ma che assume importanza specialmente nelle moderne

trasmissioni Hi-Fi e stereo: la fedeltà di riproduzione. Va da sé che essa è legata alla linearità del funzionamento dei vari stadi ma, come si è già avuto modo di dire, dipende anche dal valore della BW complessiva e dalla forma della funzione di trasferimento dei filtri, sia in ampiezza che in fase.

Stabilite e commentate come precede le caratteristiche salienti di un ricevitore, è interessante confrontare, nei tre casi trattati di formato AM, SSB/SC e FM, il tipo di segnale che c'è da attendersi nell'apparato sottoposto a misura (Fig. 8.11). L'ingresso è fornito da un generatore di laboratorio e si procede alla visualizzazione su oscilloscopio della situazione in punti di prova (TP = Test Point) dislocati lungo la catena di elaborazione.

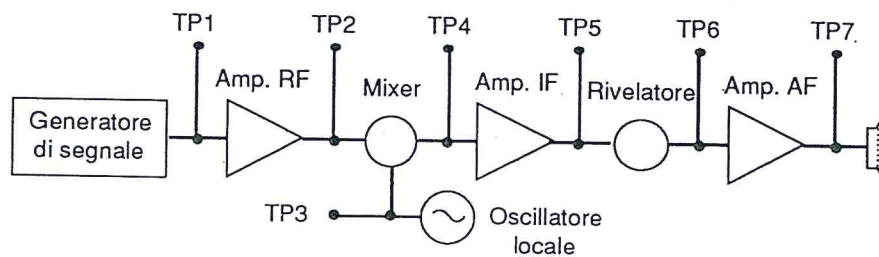


Fig. 8.11

Se si suppone che il segnale modulante sia una sinusoide a frequenza $\omega_m \cong 3 \text{ kHz}$, le varie uscite tipiche sono mostrate in Fig. 8.12. Le scale dei tempi sono scelte in modo da sottolineare che la trasmissione AM avviene intorno a 1 MHz, quella SSB/SC intorno a 27 MHz e quella FM intorno a 100 MHz. Le scale delle ampiezze tengono conto della probabile amplificazione RF, considerata circa 20 dB, e della perdita di inserzione nel primo mixer e sul rivelatore SSB/SC, nel quale va pensato inglobato l'oscillatore locale a IF. La riga TP4A dà l'uscita TP4 se si stacca l'oscillatore locale dal mixer. Nel caso FM, nel rivelatore deve pensarsi inglobato il limitatore. Si comprende che, al di là dei guasti imputabili alla affidabilità dei singoli componenti:

- 1) Una bassa sensibilità può essere causata da:
 - a) bassa amplificazione a RF;
 - b) bassa amplificazione a IF;
 - c) spostamento della frequenza f_{OL} ;
 - d) spostamento della frequenza centrale dei filtri dei vari stadi a f_{IF} che devono invece permanere tutti allineati sullo stesso valore.

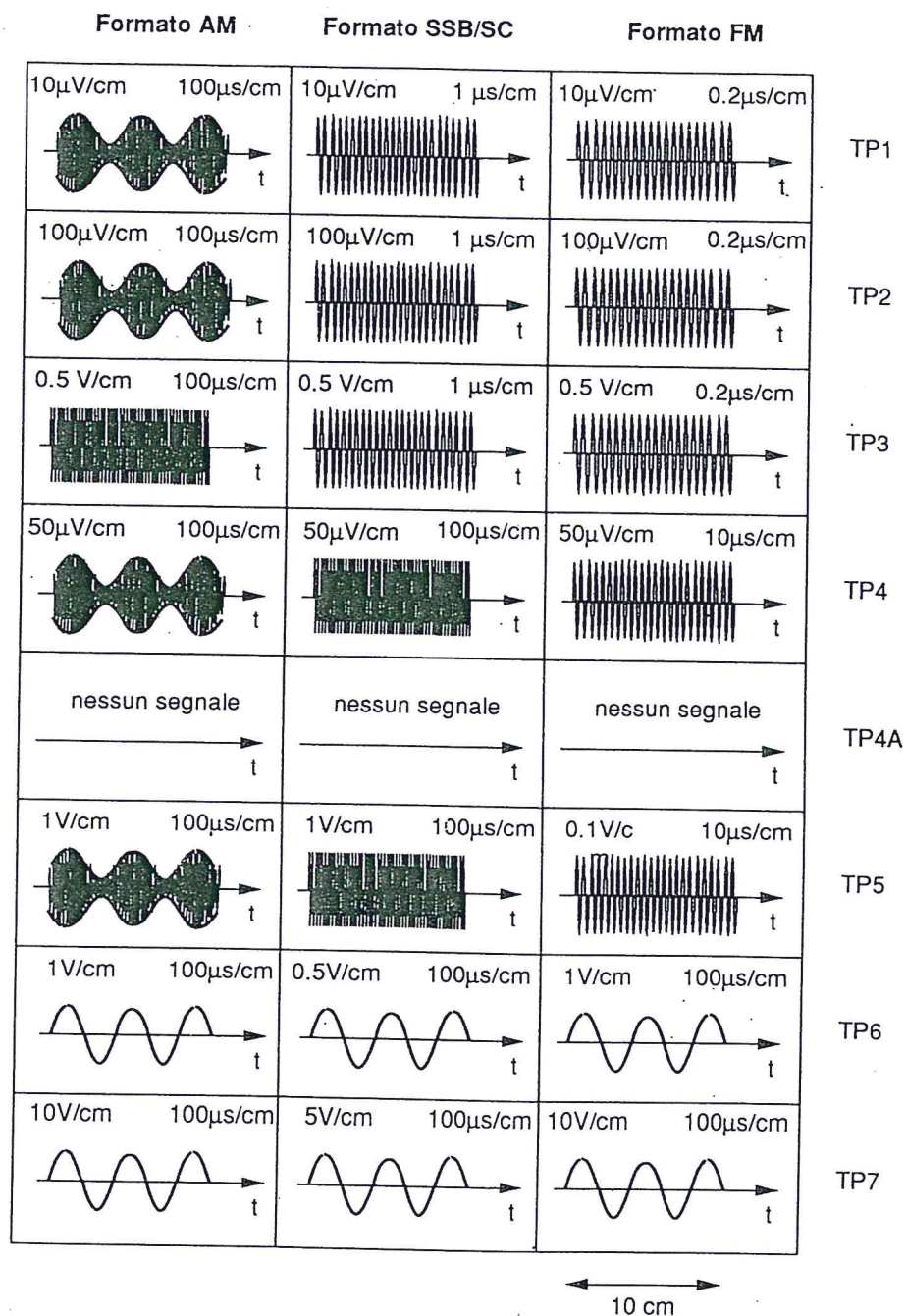


Fig. 8.12

- 2) Una scadente stabilità nelle prestazioni del ricevitore dipende dalla stabilità in frequenza degli oscillatori locali.
- 3) Distorsioni possono essere causate genericamente da non linearità, come è ovvio, ma si deve anche verificare:
 - a) il corretto collegamento di tutte le parti tra loro;
 - b) il corretto funzionamento dell'anello AGC e il permanere della sua costante di tempo sul valore di progetto.

Per finire, non sarà mai abbastanza ricordata la necessità di controllare che tutte le alimentazioni siano all'interno dei loro valori di progetto, risultino correttamente distribuite e permangano regolate al variare delle richieste di corrente fino ai massimi di progetto.