

Capitolo 6

Traslazione di frequenza e amplificazione IF

6.1 Introduzione

La relativa ampiezza con la quale è stato trattato il PLL derivava da ragioni di opportunità e di impostazione. L'argomento, infatti, si prestava ad una vasta gamma di considerazioni:

- le molte applicazioni del PLL, alcune delle quali sono state elencate al par. 5.1, ne fanno un sub-sistema di uso vasto negli apparati di telecomunicazione di qualunque tipo;
- al PLL si applicano, e così si chiariscono, le considerazioni relative al rumore di fase sviluppate nel par. 2.7 e che diventano criteri di progetto (parr. 5.3, 5.4 e 5.7);
- il problema del PD ci ha indotto a descrivere il moltiplicatore analogico che trova impiego nelle operazioni di mescolamento (mixing), modulazione e demodulazione;
- infine, ritroveremo il problema dello sfasatore di 90° , ma su FBW grande, per la produzione di un segnale SSB.

Tutto quanto precede ci ha messo in condizioni di affrontare con maggiore scioltezza gli argomenti trattati in questo capitolo e in quelli che seguiranno.

Restano però da puntualizzare alcune considerazioni senza le quali quanto si andrà dicendo perderà molto del suo valore pratico.

Il campo di frequenze utilizzate nelle trasmissioni a FBW stretta è molto vasto e si suole dividere secondo quanto riportato in Tab. 6.1.

E' immediato rendersi conto che, dalle MF in poi, le parti parassite, non solo dei componenti attivi, ma anche di quelli passivi, giocano un ruolo assolutamente non trascurabile.

Quindi, lo schema che semplicemente indichi il valore di una resistenza, o di una capacità, o di un'induttanza, rischia di non essere in alcun modo realizzabile in mancanza di precise indicazioni sulla qualità dei componenti in esso nominalmente rappresentati.

Tab. 6.1

3÷30 kHz	VLF (Very Low Frequency)	Onde miriametriche
30÷300 kHz	LF (Low Frequency=Onde Lunghe)	Onde chilometriche
300÷3000 kHz	MF (Medium Frequency=Onde Medie)	Onde hectometriche
3÷30 MHz	HF (High Frequency=Onde Corte)	Onde decametriche
30÷300 MHz	VHF (Very High Frequency)	Onde metriche
300÷3000 MHz	UHF (Ultra High Frequency)	Onde decimetriche
3÷30 GHz	SHF (Super High Frequency)	Onde centimetriche
30÷300 GHz	EHF (Extremely High Frequency)	Onde millimetriche

Tali indicazioni assumono la veste di vere e proprie documentazioni di progetto, che di questo sono parte integrante e possono essere implicite solo se decisamente autoevidenti o, nella fattispecie, irrilevanti o, infine, se si tratta di un colloquio tra persone di lunga e profonda pratica di realizzazione di apparati nella banda di frequenza in questione.

Non è anzi azzardato affermare che proprio ad una tale dimestichezza si fa appello per mettere in opera tutti quegli accorgimenti e quelle cautele che si fa fatica a elencare, descrivere e giustificare in un libro o in un manuale.

Si pensi, ad esempio, al problema, all'apparenza banale, dei collegamenti equipotenziali o della linea di massa in un regime di frequenze all'interno del quale è molto problematico ritenere irrotazionale il campo elettrico.

Quanto detto per i componenti passivi vale, a fortiori, per quelli attivi. Già si è avuto modo di toccare un simile argomento nel Cap. 4, nel caso cioè di transistor utilizzati in regime di piccoli segnali. Si incontreranno, nel seguito, applicazioni che prevedono l'uso di segnali non piccoli come, per esempio, nel caso di un mescolamento, oppure in stadi di potenza.

Per trattare queste applicazioni si fa ricorso ai "parametri per grandi segnali" che vengono definiti in maniera operativa.

Si consideri lo schema di Fig. 6.1, nella quale il transistor sotto prova è polarizzato in Classe C^(*) e sia l'ingresso che l'uscita sono adattati per mezzo di reti adattatrici ad alto Q che risuonano alla frequenza fondamentale del generatore.

In assenza di dati sul transistor (che sono, per l'appunto, sotto misura) non si può che procedere agendo sui condensatori variabili, fino ad ottenere l'adattamento simultaneo. La semplicità di questa operazione è legata alla allineabilità dello stadio (v. par. 4.4) e ci

(*) Per questo argomento si rimanda al par. 6.4.

si può aiutare con un wattmetro on-line, uno strumento cioè che misura la potenza che lo attraversa nelle due direzioni.

Lo strumento va inserito in serie (come un amperometro) nel ramo sotto misura; nel nostro caso se ne inserirà uno nella sezione DD per misurare l'adattamento in ingresso, ed uno nella sezione AA per misurare l'adattamento in uscita.

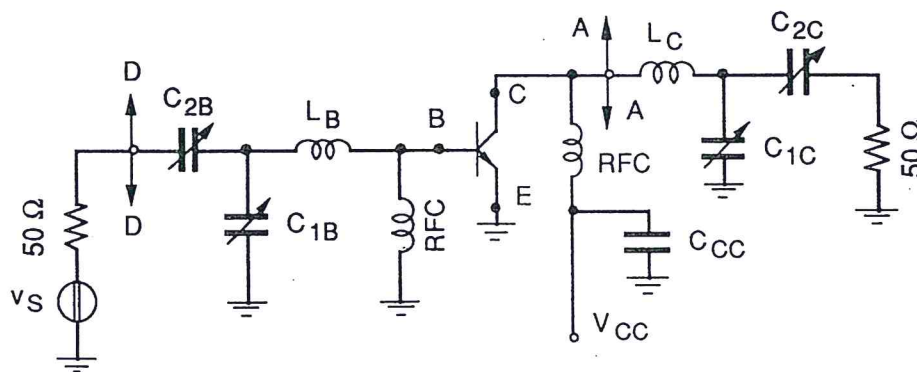


Fig. 6.1

Si opererà in maniera da annullare la potenza che attraversa il wattmetro da destra a sinistra nei due casi.

Poiché il transistor è volutamente utilizzato in maniera non lineare, non si considererà la potenza riflessa a frequenza delle armoniche superiori con provvedimenti nei quali non entriamo, ma che non è difficile immaginare.

Raggiunta la condizione di adattamento si rimuove il transistor e si misurano, alla frequenza della fondamentale, le impedenze viste verso le reti adattatrici dalle porte BE e CE.

I loro complessi coniugati rappresentano i parametri per grandi segnali del transistor sotto misura.

Essi vengono forniti dal costruttore del transistor per esempio sotto la forma riportata in Fig. 6.2.a, b e c nelle quali è fissato il valore della tensione di alimentazione e della potenza che si fornisce al carico; capacità e resistenze sono intese in parallelo.

Si noterà che manca la parte reale del parametro di uscita; esso è in realtà ricavabile dalla semplice relazione:

$$R_{out} = \frac{(V_{CC} - V_{CEsat})^2}{2 P_{out}} \quad (6.1)$$

che può essere giustificata come segue.

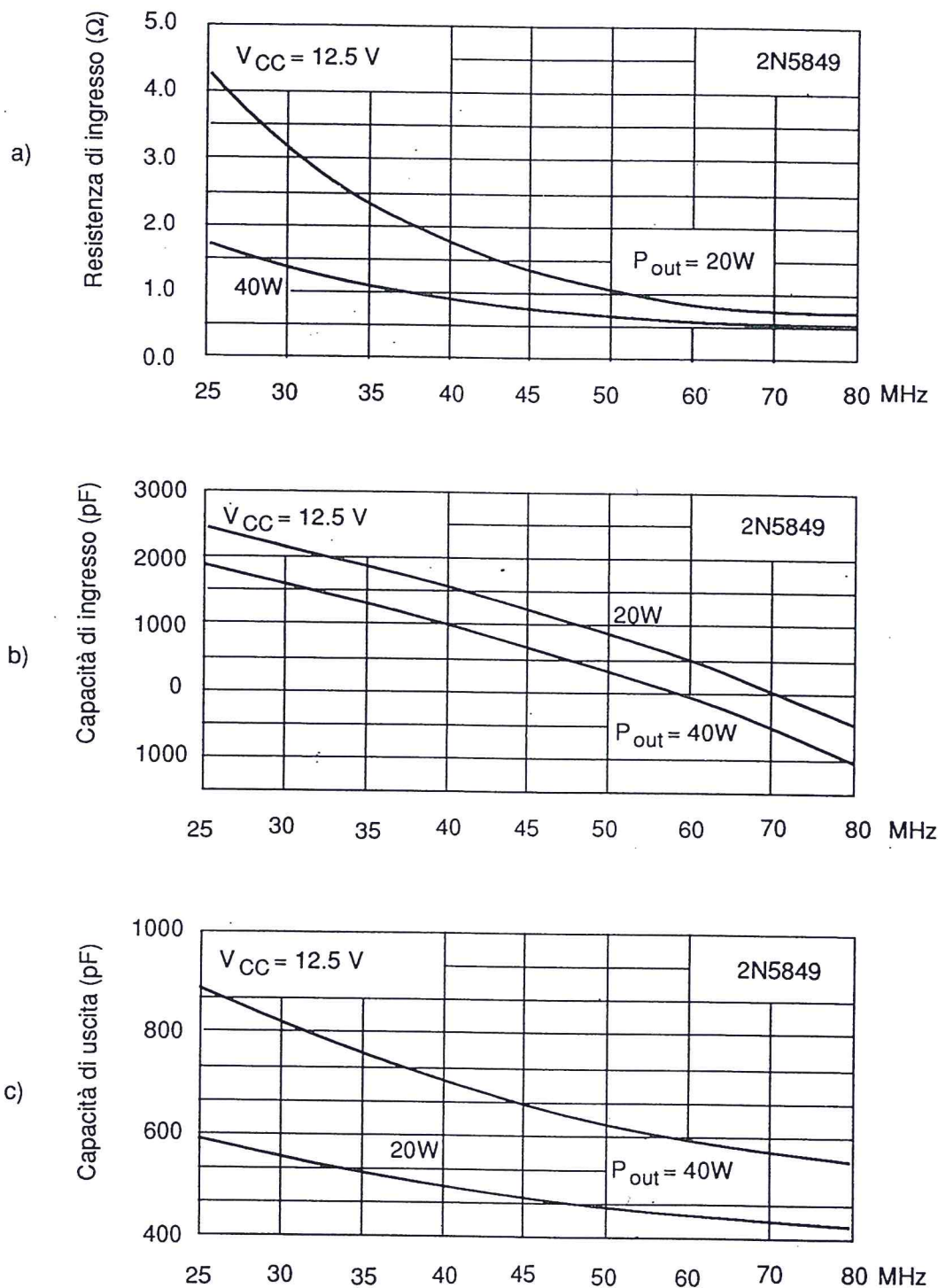


Fig. 6.2

Data la situazione di polarizzazione del transistor, il suo punto di lavoro statico A in assenza di segnale si trova sull'asse V_{CE} (Fig. 6.3) e la retta di carico è praticamente verticale per V_{CC} .

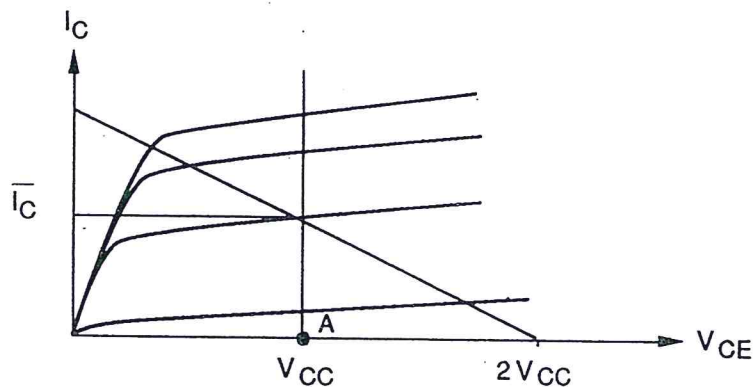


Fig. 6.3

Il segnale provoca uno spostamento del punto di lavoro fino a:

$$\bar{I}_C = \frac{1}{T} \int_0^T I_C(t) dt \quad (6.2)$$

ed una richiesta di potenza fornita dall'alimentatore pari a:

$$P_{AI} = V_{CC} \bar{I}_C \quad (6.3)$$

In queste condizioni di lavoro, la prima armonica potrà, al massimo, avere una potenza pari a:

$$P_{out} = \frac{(V_{CC} - V_{CEsat})^2}{2 R_L} \quad (6.4)$$

e, in mancanza di riflessioni alla frequenza fondamentale, sarà anche $Z_{out}^* = Z_L$, da cui la (6.1).

Il complesso della situazione, e il risultato della (6.1) in particolare, sono funzione della P_{out} e della V_{CC} adottata, stante il funzionamento marcatamente non lineare del componente.

A titolo di esempio si riportano nella Tab. 6.2 i valori dei parametri per piccoli e per grandi segnali del transistor 2N3948 a 300 MHz. La differenza nei due casi è evidente. La stessa misura dei parametri per grandi segnali permette di misurare anche il rendimento dello stadio. Si tratta, come si comprenderà, di una misura complessa e delicata, che richiede strumenti non comunemente a disposizione del progettista. È evidente, quindi, la superiorità dei laboratori che fanno della produzione di componenti la loro ragion d'essere.

Tab. 6.2

	Piccoli segnali $\bar{I}_C = 80 \text{ mA}$ $\bar{V}_{CE} = 15 \text{ V}$	Grandi Segnali $\bar{V}_{CE} = 13.6 \text{ V}$ $P_{out} = 1 \text{ W}$
R_{in}	9 Ω	38 Ω
C_{in}/L_{in}	0.012 μH	21 pF
R_{out}	199 Ω	92 Ω
C_{out}	4.6 pF	5 pF
G_{Tmax}	12.4 dB	8.2 dB

Per tutte queste ragioni la produzione si spinge fino a fornire moduli di elaborazione più complessi di un transistor che presentano caratteristiche ingresso-uscita più certe, riproducibili e maneggiabili. Raramente, quindi, e solo per impieghi speciali, il progettista di apparati lavorerà con componenti discreti. Più spesso il suo compito sarà quello di assemblare moduli (i semilavorati dei quali si fece cenno al par. 1.2, Vol. 1), tipo amplificatori lineari, di potenza, a larga banda per una molteplicità di canali, mixer, modulatori e demodulatori, PLL e quant'altro, forniti da una produzione che ha ormai allargato a dismisura il concetto di componente.

E' impossibile quindi, in un'opera come questa, presentare un panorama esauriente, anche se non completo, di ciò che si ha a disposizione sul mercato e, del resto, con quanto ormai si è detto, non è difficile autonomamente immaginare le soluzioni architetture ai vari problemi di elaborazione che si pongono nelle telecomunicazioni. D'altra parte, non ci si può ridurre a presentare questo o quel prodotto descrivendone le caratteristiche ingresso-uscita senza commentare l'architettura circuitale che le garantisce. Si seguirà perciò la strada di mettere, per quanto possibile, in luce i principi di funzionamento e le limitazioni dei vari blocchi di elaborazione, accennando, ove ciò serva a chiarimento, alle possibilità offerte, in materia, dalla produzione corrente.

Prima di chiudere questo paragrafo diamo un rapido cenno, del resto più che sufficiente agli scopi prefissati, del funzionamento del transistor MOS a doppio gate (DGMOSFET) rappresentato in

Fig. 6.4.a (simbolo per schema) e in Fig. 6.4.b (dettaglio della costituzione interna).

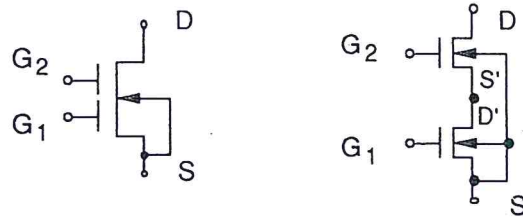


Fig. 6.4

Si tratta, evidentemente, di una disposizione di tipo cascode (v. par. 2.10, Vol. 1) per la quale vale un circuito equivalente per piccoli segnali desumibile immediatamente.

Il componente presenta due porte di ingresso debolmente interagenti fra di loro, cosa molto comoda in operazioni di mixing.

Per mantenere la validità del circuito equivalente il segnale più piccolo (generalmente il segnale RF da convertire) viene applicato a G_1 , mentre quello più grande (proveniente dall'oscillatore locale) è applicato a G_2 che, usufruendo della controreazione sul suo source stabilita dalla presenza del transistor inferiore, accetta una maggiore escursione del segnale.

I MOSFET utilizzati dal componente possono essere indifferentemente del tipo ad arricchimento o a svuotamento. In definitiva, una tipica transcaratteristica statica è mostrata in Fig. 6.5, nella quale la linea tratteggiata indica il luogo dei punti a massima g_m . Il componente trova vasto impiego anche in operazioni di AGC in quanto G_2 controlla la transconduttanza di G_1 .

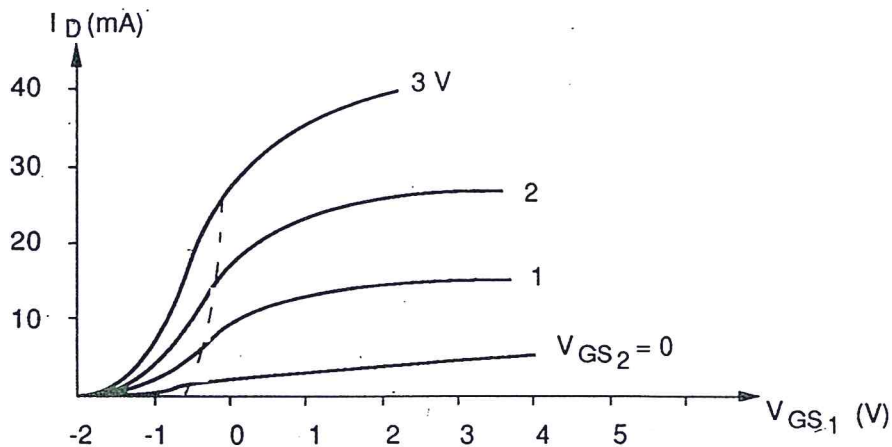


Fig. 6.5

6.2 Traslazione di frequenza per mescolamento

Nel par. 4.4, a proposito della Fig. 4.2, si descrisse a grandi linee la funzione del mescolatore (mixer): in questo paragrafo riprendiamo, per approfondirlo, l'argomento. Ogni elemento non lineare può fungere da mixer. Se si esprime il legame tra segnali di ingresso e di uscita con uno sviluppo in serie del tipo utilizzato al par. 2.10, Vol. 1, e si invia in ingresso la somma di due segnali:

$$v_S(t) = \hat{V}_1 \text{sen } \omega_1 t + \hat{V}_2 \text{sen}(\omega_2 t + \varphi) \quad (6.4)$$

in uscita avremo:

$$V_{\text{out}}(t) = \text{un termine a frequenza zero} + \\ \text{termini a frequenza } n\omega_1 \text{ per } n = 1, 2, \dots + \\ \text{termini a frequenza } m\omega_2 \text{ per } m = 1, 2, \dots + \\ \text{termini a frequenza } \omega_{n,m} = (n\omega_1 \pm m\omega_2) \text{ per } n, m \text{ interi } \neq 0 \quad (6.5)$$

Gli ultimi termini prendono il nome di prodotti di intermodulazione (IMD). Se ω_2 è un segnale in BB, allora per $n = m = 1$, $\omega_{n,m} = (\omega_1 \pm \omega_2)$ prendono il nome di banda laterale superiore (USB = Upper Side Band) e inferiore (LSB = Lower Side Band). Molto spesso sono questi i soli prodotti di intermodulazione ai quali siamo interessati. Tutti gli altri IMD sono da considerarsi segnali spuri e vanno ridotti, se necessario, mediante filtraggio al di sotto del livello accettabile nell'applicazione.

Alcune delle grandezze che descrivono il funzionamento di un mixer sono rappresentate graficamente in Fig. 6.6 dove si è considerata l'operazione di traslazione del segnale a IF, come commentato a proposito della Fig. 4.2.

Il guadagno (o la perdita) di conversione è il rapporto o la differenza in dB fra la potenza di uscita a IF (P_{IF}) e la potenza in ingresso a radio-frequenza (P_{RF}). Esso si mantiene costante fino a quando le non linearità del componente fanno variare i coefficienti dello sviluppo in serie della sua transcaratteristica traslando una maggiore frazione della potenza di ingresso a frequenze diverse da IF. Fissato un certo tasso C di compressione, per esempio $C = 1$ dB, il livello P_{CP} del segnale RF al quale si ha una perdita di C è detto punto di compressione a C dB.

Le caratteristiche di alcuni componenti commerciali (mixer doppiamente bilanciati, DBM, v. par. 6.2.d) sono riportate in Tab. 6.3.

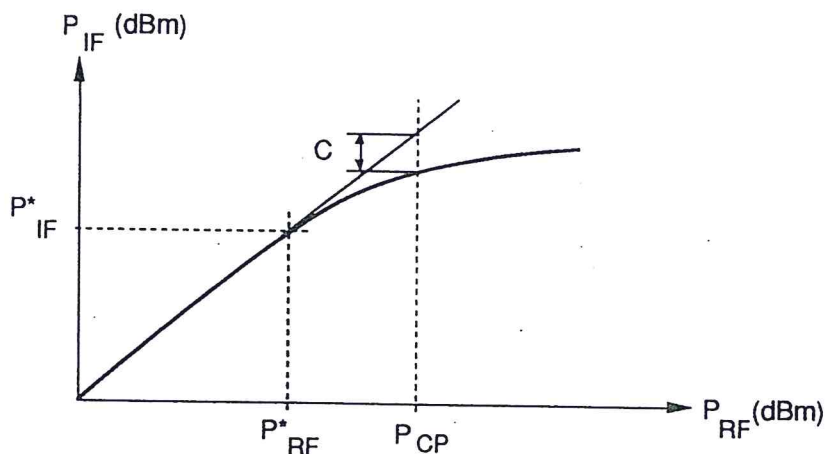


Fig. 6.6

Tab. 6.3

Costruttore Modello	WJC M6F	M/A Com MD-108	Anzac	MCL SRA-1	MCL SRA-1H	MCL RAY-1	MCL MA-1
Frequenza (MHz)							
LO	2+500	5+500		5+500	5+500	5+500	1+2500
RF	2+500	5+500		5+500	5+500	5+500	1+2500
IF	0+500	0+500		0+500	0+500	0+500	1+1000
Perdite di Conversione (dB)	9 (max)	7.5 (max)		6.5 (tip.)	6.5 (tip.)	7.5 (tip.)	8.0 (tip.)
Isolamento a $f_{max}/2$ (dB)							
LO ÷ RF	34+40 (min)	40 (min)		45 (tip.)	45 (tip.)	40 (tip.)	40 (tip.)
LO ÷ IF	25+35 (min)	35 (min)		40 (tip.)	40 (tip.)	40 (tip.)	40 (tip.)
P_{in} (tot.)	50 mW	400 mW		500 mW	500 mW	1 W	50 mW
P_{LO} ($P_{RF}=0$ dBm)	+7 dBm	+7 dBm		+7 dBm	+17 dBm	+23 dBm	+10 dBm
P_{CP} ($C=2$ dB)	Non specif.	Non specif.		+1 dBm	+10 dBm	+15 dBm	+7 dBm
Impedenza a tutte le porte	50 Ω	50 Ω		50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 Ω

Una caratterizzazione esauriente di un mixer prevede la conoscenza dei livelli di tutti i prodotti IMD che siano in qualche modo significativi. Essi vengono forniti per coefficienti n e m fino a 5÷10.

Per prodotti IMD significativi si intendono quelli la frequenza dei quali cade nelle immediate vicinanze della frequenza desiderata in uscita (per esempio la IF) e che, quindi, non vengono ulteriormente attenuati dall'azione di filtraggio dello stadio successivo. Per determinare i valori di n e m che interessano si può utilizzare la carta dei prodotti IMD, un esemplare della quale è riportato in Fig. 6.7(*).

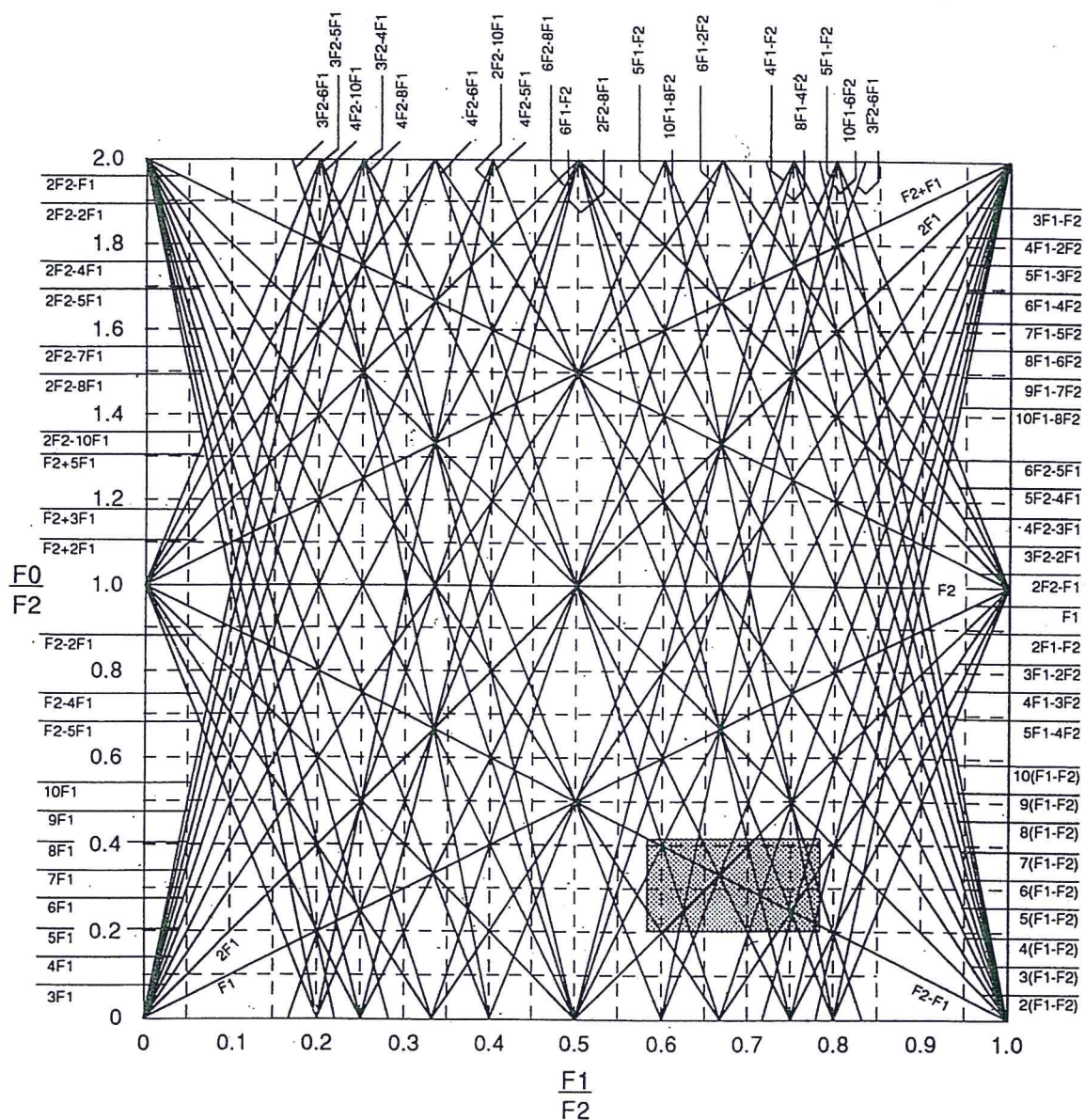


Fig. 6.7

(*) Nella Fig. 6.7 le frequenze sono state indicate con lettera maiuscola per maggior chiarezza grafica.

La struttura della carta è la seguente: f_1 e f_2 sono le frequenze di ingresso al mixer ($f_1 < f_2$) e f_0 è la frequenza di uscita, potendo essere $f_0 = f_2 \pm f_1$.

L'uso della carta è concettualmente molto semplice e un esempio varrà a chiarirlo.

Esempio 6.1 Si debba procedere al mixing di un segnale RF proveniente dalla banda 600÷1500 kHz (f_1), che è più o meno quella utilizzata dalle trasmissioni broadcasting in AM. La IF sia pari a 455 kHz, per cui l'oscillatore locale avrà f_{LO} (f_2) compresa tra 1055 e 1955 kHz.

Si determinino i prodotti IMD di potenziale disturbo.

Sarà $f_0 = f_2 - f_1 = 455$ kHz e:

$$\frac{f_0}{f_2} = \begin{cases} 0.43 \\ 0.23 \end{cases}$$

$$\frac{f_1}{f_2} = \begin{cases} 0.57 \\ 0.77 \end{cases}$$

I punti (0.57;0.43) e (0.77;0.23) si incontrano per costruzione sulla retta che rappresenta il luogo dei punti per il quale $(f_2 - f_1) = \text{cost}$.

Il rettangolo che ha per diagonale il corrispondente segmento di tale retta viene toccato dalle rette luogo dei punti che appartengono ai prodotti di intermodulazione che ci si può aspettare in uscita. Di questi si considerano solo quelli che si dislocano nella banda di ricezione: ad essi si riferisce la Tab. 6.4, prima colonna.

Nella seconda colonna sono riportate le attenuazioni rispetto al livello dell'uscita desiderata, quando entrano 0 dBm di RF e +17 dBm di LO in un DBM tipo WJC-M1D. Questa informazione deve essere fornita dal costruttore del mixer o ricavata da apposite misure.

Nella terza colonna è mostrato l'intervallo di frequenze occupato dal prodotto IMD, quando questo viene attenuato meno di 90 dB, e nella quarta la frequenza f_{RF} che produce una $f_{IF} = 455$ kHz e che è compresa tra 600 e 1500 kHz.

In altre parole, per ogni prodotto IMD di interesse, si deve risolvere il sistema:

$$\begin{cases} m f_2 - n f_1 = \pm 455 \\ f_2 - f_1 = 455 \end{cases}$$

accettando solo le soluzioni all'interno della banda di ricezione.

Tab. 6.4

Prodotto IMD	Attenuazione (dB)	f _{IMD} (kHz)	f _{RF} (kHz)
4 f ₂ - 5 f ₁	88	320+1220	1365
6 f ₂ - 8 f ₁	∞		
3 f ₂ - 4 f ₁	80	135+765	910
7 f ₁ - 5 f ₂	64	725+1075	
3 f ₁ - 2 f ₂	65	310+590	1365
6 f ₁ - 4 f ₂	>99		
4 f ₂ - 6 f ₁	>99		
2 f ₂ - 3 f ₁	65	310+590	1365
5 f ₁ - 3 f ₂	72	165+1635	910
10 f ₁ - 6 f ₂	∞		
3 f ₂ - 5 f ₁	72	165+1635	910
2 f ₁ - f ₂	67	145+1045	910
4 f ₁ - 2 f ₂	96		
3 f ₂ - 6 f ₁	>99		

L'analisi si conclude dicendo che ricevere una stazione che trasmetta a 910 kHz provoca quattro prodotti di IMD che si situano a f_{IF}. Questi, essendo coerenti, si sommano in tensione(*) e quindi

(*) Dati due segnali di ampiezza V₁ e V₂ e, detto dB₁ e dB₂ il loro valore in dB rispetto ad un riferimento V_R, se V₂ = k V₁ avremo:

$$20 \lg \frac{V_1 + V_2}{V_R} = dB_1 + 20 \lg(1 + k)$$

$$dB_2 - dB_1 = 20 \lg k$$

Nel caso di stazione a 910 kHz si ha quindi dalla seconda relazione:

$$-80 - (-72) = 20 \lg k \rightarrow k = 0.4$$

e dalla prima:

$$-72 + 20 \lg 1.4 = -69 \text{ dB}$$

Continuando nello stesso modo si ottiene:

$$-72 - (-69) = 20 \lg k \rightarrow k = 0.71$$

$$-60 + 20 \lg 1.71 = -64.3 \text{ dB}$$

producono un conseguente disturbo. Similmente, nella ricezione di una stazione a $f_{RF} = 1365$ kHz, si provocano tre prodotti di IMD a f_{IF} . Se il livello di questi prodotti IMD è giudicato non accettabile, si deve procedere ad una diversa scelta di IF. Nel nostro caso tutti i prodotti IMD sono attenuati di almeno 60 dB (cioè un fattore 10^3 in tensione e 10^6 in potenza), ciò che sembra una situazione non certo critica per l'applicazione di cui stiamo occupandoci.

Dopo quanto detto non resta che fornire le architetture di base dei mixer generalmente usati nelle applicazioni, tenendo presente, anche in questa sede, quanto si ebbe a dire in chiusura del par. 4.10.

6.2.a Mixer utilizzando BJT

Un modo per garantire un buon isolamento (da 20 a 30 dB) tra le due porte di ingresso è quello di usare un mixer bilanciato, lo schema del quale è mostrato in Fig. 6.8.

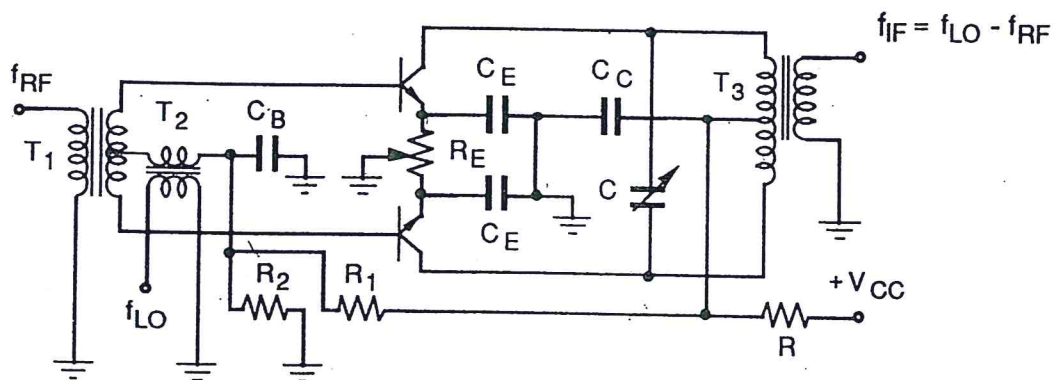


Fig. 6.8

In essa T_1 e T_2 sono trasformatori con nucleo ferromagnetico per alta frequenza (ferrite) che possono lavorare su tutta la banda di interesse per f_{RF} e f_{LO} .

e infine:

$$- 67 - (-64.3) = 20 \lg k \rightarrow k = 0.73$$

$$- 64.3 + 20 \lg 1.73 = -59.5 \text{ dB}$$

Il complesso delle quattro IMD prodotte per $f_{RF} = 910$ kHz è attenuato di circa 60 dB.

Il segnale a f_{LO} viene applicato in fase ai due transistor (che lavorano in Classe A); le correnti di collettore da esso generate attraversano in controfase il trasformatore T_3 che è accordato a f_{IF} e non provocano quindi segnali in uscita.

Stessa sorte seguono tutte le armoniche derivanti dalle potenze pari del segnale a f_{RF} e perciò tutti i prodotti di IMD che contengono armoniche pari di f_{RF} .

Poiché in uscita si ottiene anche f_{RF} , ma non f_{LO} , questo tipo di modulatore è detto bilanciato; al bilanciamento, come al solito, provvede una corretta scelta dei transistor, che devono essere il più possibile uguali, la simmetria di tutto lo schema e il potenziometro sugli emitter che compensa eventuali sbilanciamenti residui. Il resto dei componenti provvede alle polarizzazioni e alle operazioni di by-pass.

6.2.b Mixer utilizzanti JFET (o MOSFET)

Nella Fig. 6.9 si riporta, senza molti commenti (ormai superflui), lo schema di un mixer che usa un solo JFET.

Dato il modello del componente attivo, correntemente accettato [v. Eq. (1.63), Vol. 1], viene minimizzata la produzione di IMD ad armoniche superiori alla seconda.

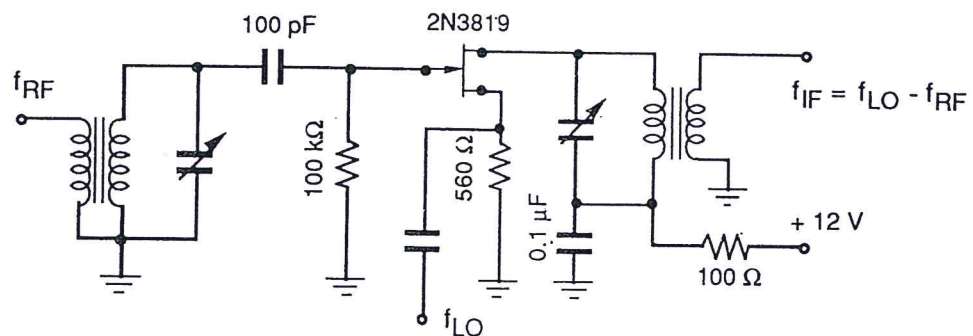


Fig. 6.9

A titolo di esempio, concettualmente valido anche per gli altri casi^(*), calcoliamo il guadagno di conversione. Si ha:

(*) Un calcolo simile può essere eseguito per lo schema di Fig. 6.8, partendo dallo sviluppo in serie di potenze di V_{BE}/V_T del modello del transistor [v. Eq. (2.69), Vol. 1] in zona attiva.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$g_m = \frac{d I_D}{d V_{GS}} = - \frac{2 I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) \quad (6.6)$$

e quindi, supponendo di polarizzare il gate a $\overline{V_{GS}} = \frac{V_P}{2}$:

$$\begin{aligned} I_D &= I_{DSS} \left(\frac{1}{2} - \frac{v_S - v_{LO}}{V_P}\right)^2 = \\ &= I_{DSS} \left(\frac{1}{4} + \frac{v_S^2 + v_{LO}^2}{V_P^2} - \frac{2 v_S v_{LO}}{V_P^2} - \frac{v_S - v_{LO}}{V_P}\right) \end{aligned} \quad (6.7)$$

Il termine misto è evidentemente l'unico che interessa e l'ampiezza della IF è pari a (il simbolo \propto sta per "proporzionale a"):

$$\widehat{V}_{IF} \propto \frac{I_{DSS} \widehat{V}_S \widehat{V}_{LO}}{V_P^2}$$

Il guadagno di conversione A_{VC} è pari a:

$$A_{VC} \propto \frac{I_{DSS} \widehat{V}_{LO}}{V_P^2} \quad (6.8)$$

Si lascia al lettore il calcolo dell'isolamento fra porta LO e porta RF. Anche un mixer bilanciato può essere costruito utilizzando FET.

6.2.c Mixer utilizzanti DGMOSFET

Solo per ragioni di completezza riportiamo gli schemi di due mixer (Fig. 6.10), dei quali il secondo in versione bilanciata, utilizzanti DGMOSFET e che non necessitano di ulteriori commenti.

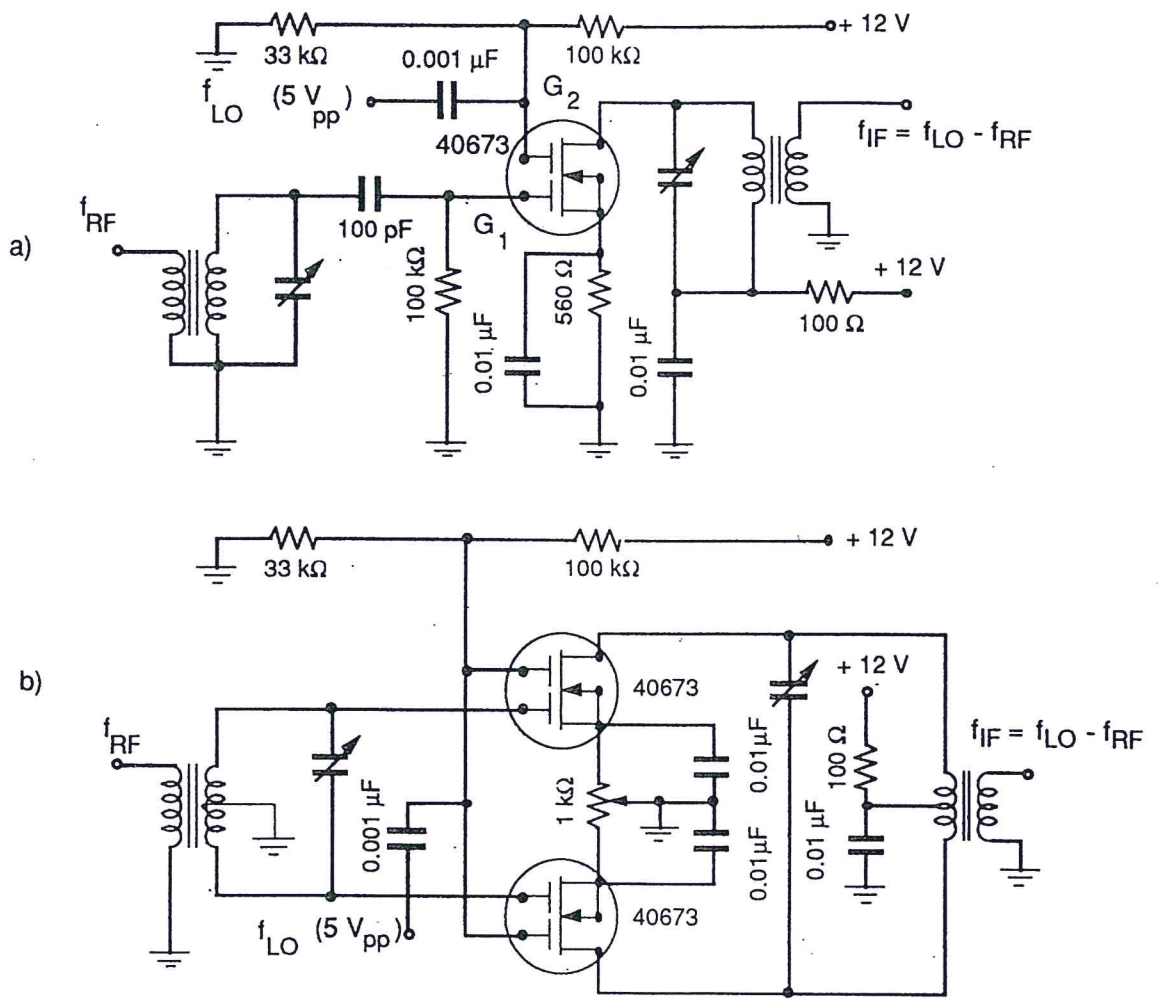


Fig. 6.10

6.2.d Mixer utilizzando diodi

Il mixer più comune, per la sua semplicità e la sua BW che può estendersi su tre decadi, è quello a diodi, mostrato nella Fig. 6.11.

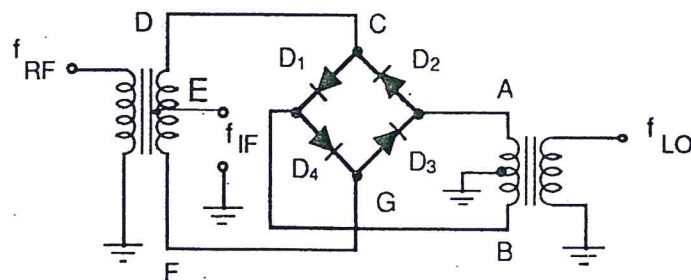


Fig. 6.11

Lo schema è detto "doppiamente bilanciato" (DBM) in quanto, per le simmetrie, nessuno dei due segnali di ingresso raggiunge l'uscita.

Il segnale LO è supposto di ampiezza tale da comandare lo stato ON o OFF dei diodi (alternativamente D_1 e D_2 oppure D_3 e D_4) nonostante la presenza del segnale a f_{RF} che è supposto più piccolo (v. Tab. 6.3).

Quando A è a potenziale maggiore di B sono in conduzione D_1 e D_2 e sono interdetti D_3 e D_4 . Tra A e B c'è una tensione dell'ordine di $2V_\gamma$ (V_γ tra A e massa e V_γ tra massa e B). Per simmetria, nel punto C il potenziale è nullo, quindi alla porta IF c'è una tensione a RF pari a $-V_{DE}$, con una polarità che dipende dalla fase del segnale a RF.

Per $V_B > V_A$ sono in conduzione i diodi D_3 e D_4 , il punto G è a zero e alla porta IF c'è una tensione V_{EF} con la sua istantanea polarità.

In definitiva il segnale alla porta IF si presenta come in Fig. 6.12, cioè come il prodotto tra una funzione segno (v. par.1.7, Vol.1) a frequenza f_{LO} , cioè:

$$\text{segno}[v_{LO}(t)] = \sum_1^{\infty} \frac{\text{sen } n \pi/2}{n \pi/2} \cos(n\omega_{LO}t) \quad (6.9)$$

e il segnale a RF.

Si comprende come il segnale di Fig. 6.12 contenga solo le armoniche a frequenza $n\omega_{LO} \pm \omega_{RF}$ con n dispari.

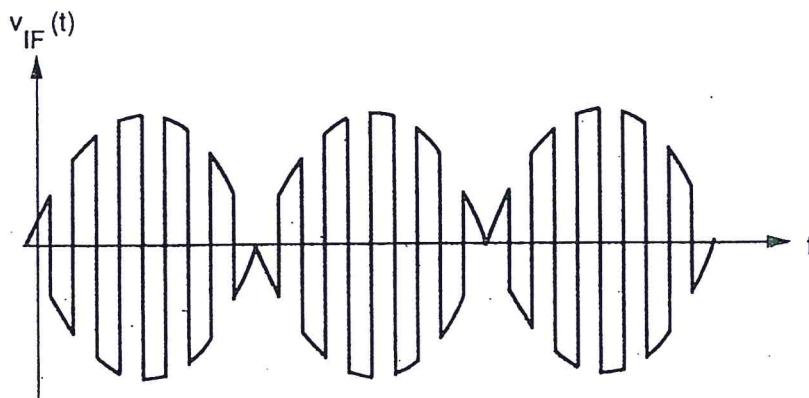


Fig. 6.12

Un'azione filtrante comunque realizzata varrà ad isolare il prodotto IMD desiderato, cioè quello di frequenza ($\omega_{LO} - \omega_{RF}$).

La Tab. 6.3 e l'Esempio 6.1 si riferiscono all'uso di modulatori di questo tipo. In questo caso si ha una perdita di conversione invece di un guadagno.

6.2.e Mixer utilizzando moltiplicatori

Con poche modifiche, riportate in Fig. 6.13, il semplice moltiplicatore di Fig. 5.13 può essere utilizzato come mescolatore bilanciato. Se i due transistor sono identici e la circuiteria esterna è ben costruita, il segnale a f_{LO} non arriva in uscita.

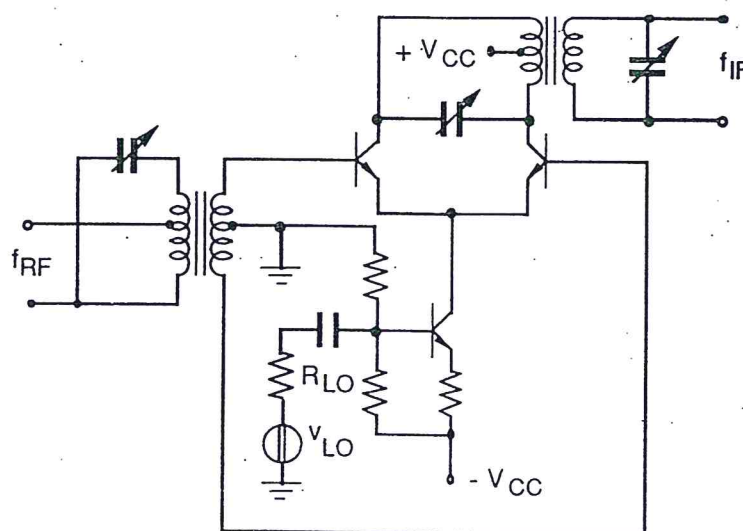


Fig. 6.13

Ovviamente, anche il moltiplicatore a quattro quadranti può fungere da mixer e in questo caso il mixer è doppiamente bilanciato.

Date le minori dinamiche in gioco, lo schema di Fig. 5.16 può essere alquanto semplificato.

In Fig. 6.14 è riportato lo schema di montaggio e quello elettrico interno di un moltiplicatore commerciale (MC1496G) disponibile in versione integrata.

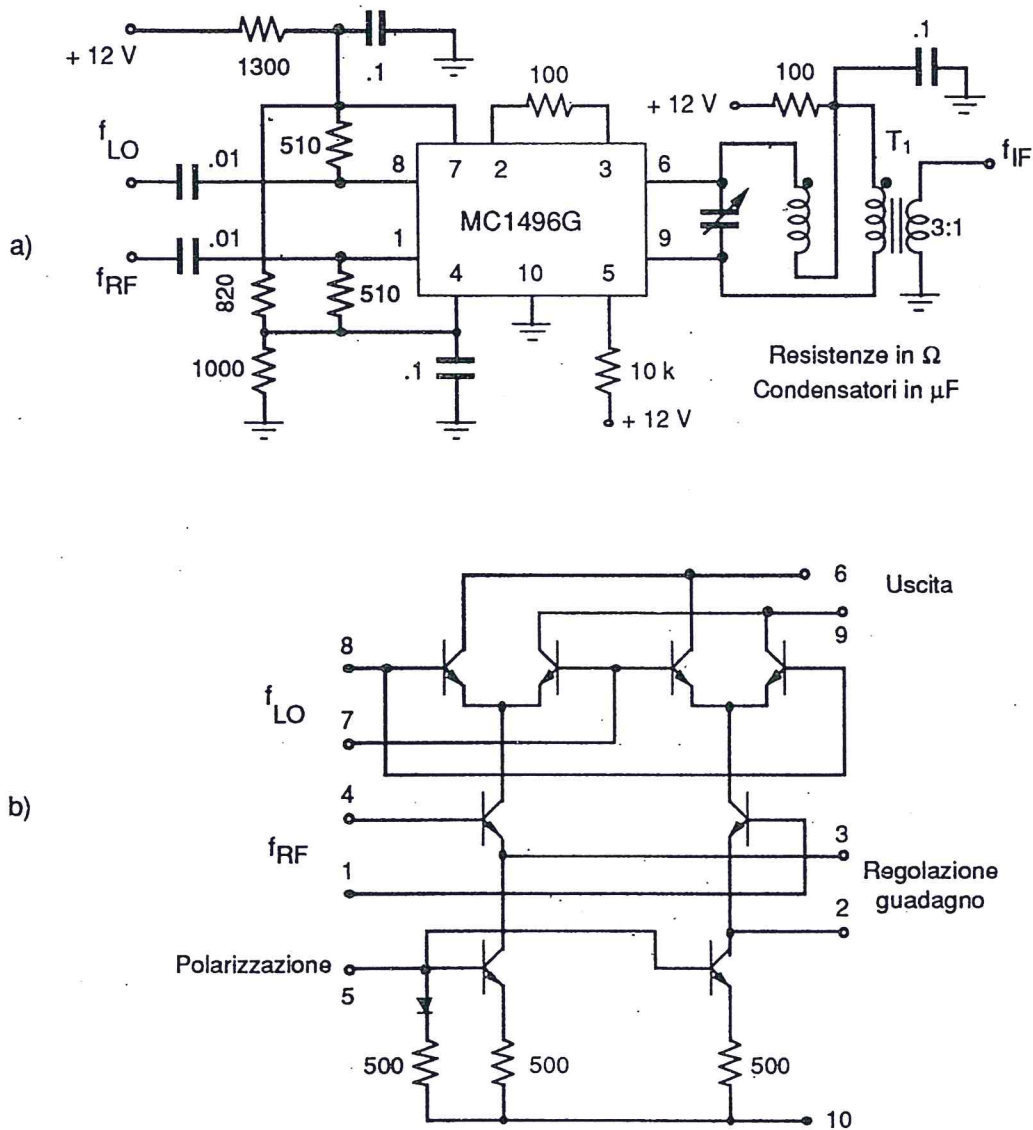


Fig. 6.14

6.3 Considerazioni generali sul progetto dei mixer

Un mixer ideale dovrebbe eseguire la sola operazione di moltiplicazione tra due sinusoidi in maniera da fornire in uscita unicamente la USB e la LSB.

E' evidente quindi che, da questo punto di vista, il moltiplicatore analogico è la soluzione migliore che si abbia a disposizione.

Purtroppo, la difficoltà di costruire moltiplicatori alle VHF e UHF (v. par. 5.6.a) e il valore di NF ottenibile ne limitano molto le possibilità di impiego.

I mixer che impiegano FET, grazie alla caratteristica quadratica di questi ultimi, producono meno IMD di quelli impieganti BJT e hanno una buona dinamica di ingresso.

Come si vede, a parte la presenza di tre porte invece di due, le considerazioni che guidano il progetto di un mixer non sono molto diverse da quelle che riguardano un amplificatore a RF.

Si possono quindi elencare, con qualche breve commento:

- il modello delle non linearità deve mantenersi indipendente dal livello di ingresso, per la dinamica prevista. A parte quanto già detto per i FET, il DBM a diodi sembra non facilmente superabile;
- guadagno di conversione viene fornito da mixer a FET e a BJT, anche in versione BM e DBM. I moltiplicatori, in genere, forniscono una perdita di conversione, anche se di pochi dB. Del DBM a diodi si è già detto;
- l'architettura deve garantire un buon isolamento tra le varie porte; ad ognuna di queste, quindi, si dovrebbe presentare una quanto più bassa possibile impedenza per le frequenze di lavoro delle altre due. Sfortunatamente, le esigenze di impedenza sono dettate anche da altre considerazioni: la porta RF dovrà rispondere anche ad un compromesso tra esigenze di guadagno e di valore di NF e la porta IF deve accordarsi sulle impedenze di ingresso dell'amplificatore IF;
- il fattore di rumore (NF) è definito come per un amplificatore per il quale la porta di uscita sia la IF e quella di ingresso la RF. Ciò corrisponde al fatto che la porta LO non introduce rumore apprezzabile. Tutte le considerazioni svolte per gli amplificatori (scelta dei componenti, delle polarizzazioni, etc.) sono quindi valide anche per i mixer;
- forse in virtù di come sono state realizzate le Figg. 4.1 e 4.2, si è parlato di mixer, senza neanche esplicitarlo, solo per le operazioni di ricezione. Una rapida riflessione porterà a concludere che operazioni di mixing sono all'ordine del giorno anche nell'apparato trasmittente: la modulazione di Fig. 4.1 è, in qualche modo, un'operazione di mixing.

E' conveniente, a volte, eseguire la modulazione di una portante a frequenza comoda per la realizzazione circuitale e quindi, con un vero e proprio mixing, portare il segnale intorno alla frequenza

portante (f_p) di trasmissione. L'operazione sarebbe quindi schematizzata come in Fig. 6.15.

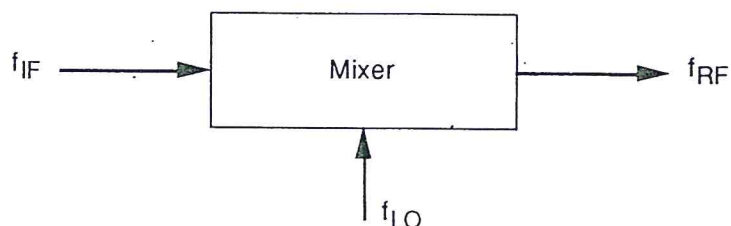


Fig. 6.15

A parte il cambio di nome a ingressi e uscita e, probabilmente, il livello di potenza dei segnali (e, conseguentemente, le questioni riguardanti i rapporti segnale-rumore), non c'è alcuna altra ragione per ritenere che un mixer di trasmissione sia diverso da uno di ricezione.

Una fondamentale differenza c'è, però, nei riguardi dei risultati ottenuti con l'operazione di mixing e riguarda il fatto che ogni imperfezione di un mixer di ricezione peggiora la qualità del risultato finale (ascolto di un canale radio, visione di un canale TV, BER in un canale dati, etc.) e pone quindi problemi a un utente.

Le imperfezioni di un mixer di trasmissione vengono, per l'appunto, trasmesse e diventano problemi di molti utenti in quanto gli IMD possono andare a disturbare canali adiacenti.

I regolamenti internazionali impongono che le spurie in trasmissione siano almeno 40 dB sotto il segnale voluto nelle HF, e 60 dB nelle VHF. Si giustifica, ancora una volta, l'impegno messo nella soluzione di problemi come la purezza spettrale di un oscillatore, la ricerca degli IMD in un mixer e simili argomenti.

Un commento finale va aggiunto per quanto riguarda la f_{IF} , oltre a quanto già detto al par. 6.2, in particolare per la questione della frequenza immagine (v. par. 4.1).

Questa dista $2 f_{IF}$ dalla f_{RF} e, quindi, più f_{IF} è alta, più è semplice realizzare il filtro che elimina la frequenza immagine.

Questa è la ragione per la quale, molto spesso, la conversione di frequenza avviene in due fasi: la prima porta ad un valore f_{IF1} tale che $2 \cdot f_{IF1}/f_{RF}$ sia una FBW tanto grande da non creare problemi alla realizzazione del filtro soppressore di immagine e, nello stesso tempo, permetta di costruire l'amplificatore IF con la stabilità propria degli amplificatori di bassa frequenza. Tipica è, nelle trasmissioni FM, la prima conversione sui 10.7 MHz.

La seconda conversione, che non soffre della presenza della frequenza immagine, avviene su una f_{IF2} per la quale si possa facilmente costruire un filtro di banda capace di eliminare i canali adiacenti a quello voluto.

6.4 Moltiplicatori di frequenza

Una particolare traslazione di frequenza è la moltiplicazione; dopo quanto si è detto finora, l'argomento non necessita di una ingombrante trattazione formale. Ci si limiterà a dare alcuni schemi corredandoli di commenti, ove necessario.

In Fig. 6.16 è rappresentata la soluzione più semplice per un duplicatore.

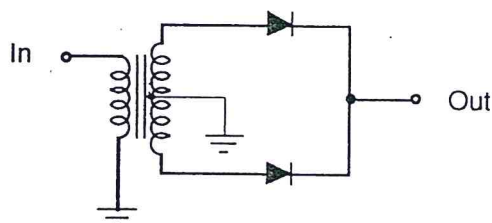


Fig. 6.16

Il guadagno di conversione si calcola immediatamente, essendo:

$$\hat{V}_{out}(2\omega) = \frac{2}{T/2} \int_0^{T/2} \hat{V}_{IN} \sin(\omega t) \cos(2\omega t) dt \quad (6.10)$$

e quindi:

$$A_{VC} = \frac{4}{3\pi} \quad (6.11)$$

con una perdita di circa 8 dB nella conversione.

Se il bilanciamento è ben curato, la fondamentale è anche 40 dB sotto la 2ω in uscita e così tutte le sue armoniche dispari.

Il filtro in uscita per selezionare la frequenza raddoppiata non presenta difficoltà.

Nelle Figg. 6.17 e 6.18 sono presentati due schemi di moltiplicatori con amplificazione, nei quali sono evidenti le differenze dovute al voler selezionare un'armonica pari o una dispari.

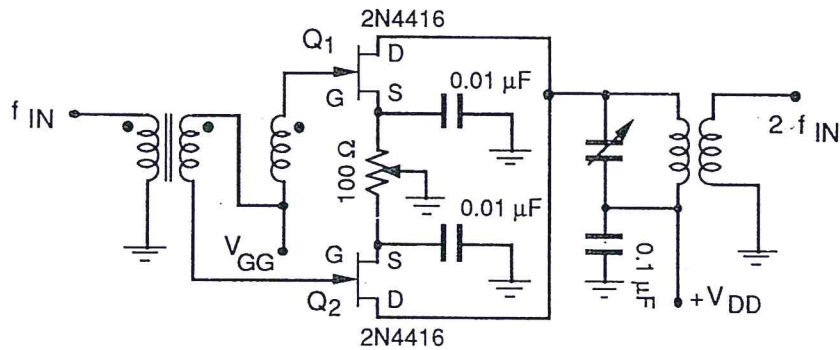


Fig. 6.17

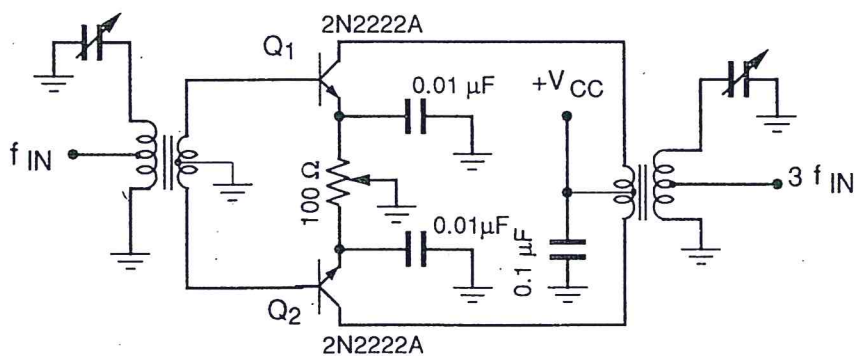


Fig. 6.18

I transistor sono polarizzati in Classe C ($V_{GG} < V_P$ in Fig. 6.17), cioè in maniera tale che la corrente nel terminale di uscita circoli per un tempo minore del semiperiodo o, equivalentemente, per un angolo minore di π . In questa situazione l'elemento attivo fornisce energia ad un circuito risonante ad alto Q per una frazione del periodo di risonanza $1/f_0$, ma in maniera con esso sincrona,

ricostituendo cioè l'energia dissipata dalle resistenze tra due successive forniture(*)).

Commenti:

- 1) Si intuisce che il rendimento dello stadio di Classe C (v. successivo commento 3), può risultare maggiore di quello dello stadio in Classe B, per il particolare meccanismo con il quale si ricostituisce l'energia dissipata nel circuito risonante. La classe C è infatti usata negli amplificatori di potenza a radio-frequenza ai quali è dedicato il successivo Cap. 9.
- 2) E' evidente il funzionamento volutamente non lineare imposto all'elemento attivo, ma è del pari evidente la relativa poca importanza della forma del segnale di corrente dal momento che di questo si utilizzerà una delle armoniche.
- 3) Le forme d'onda dei segnali di corrente che si ottengono lavorando in questa Classe sono comunque diverse a seconda che l'elemento saturi o no e che si tratti di un FET o di un BJT. Nel caso di FET non scorre corrente di gate e il sistema di polarizzazione è molto semplice: una tensione al di sotto di V_P o V_T , alla quale si somma il segnale. In queste condizioni le forme d'onda sono mostrate in Fig. 6.19 (per un JFET o un MOSFET a svuotamento), nel caso che il circuito di drain sia accordato sulla fondamentale f_0 del segnale di ingresso (v_{gs}).

Durante il tempo ($2\pi/\omega_0$ in Fig. 6.19.a) nel quale l'elemento è attivo, scorre un impulso di corrente nel drain (Fig. 6.19.b) che è parte di una sinusoide a frequenza f_0 .

La componente fondamentale di questa forma d'onda di corrente cade sul carico R'_L visto dal drain, producendo una tensione sinusoidale (v. Fig. 6.19.c) di valore massimo pari a:

$$\hat{V}_{out} = \hat{I}_D(\omega_0) \cdot R'_L$$

mentre le armoniche vengono attenuate (cortocircuitate) dal circuito accordato di drain. Da queste considerazioni, e dal fatto che:

(*) Il funzionamento è simile a quello di un motore a combustione interna, che riceve energia al momento dello scoppio e la distribuisce sul periodo utilizzando l'inerzia del volano.

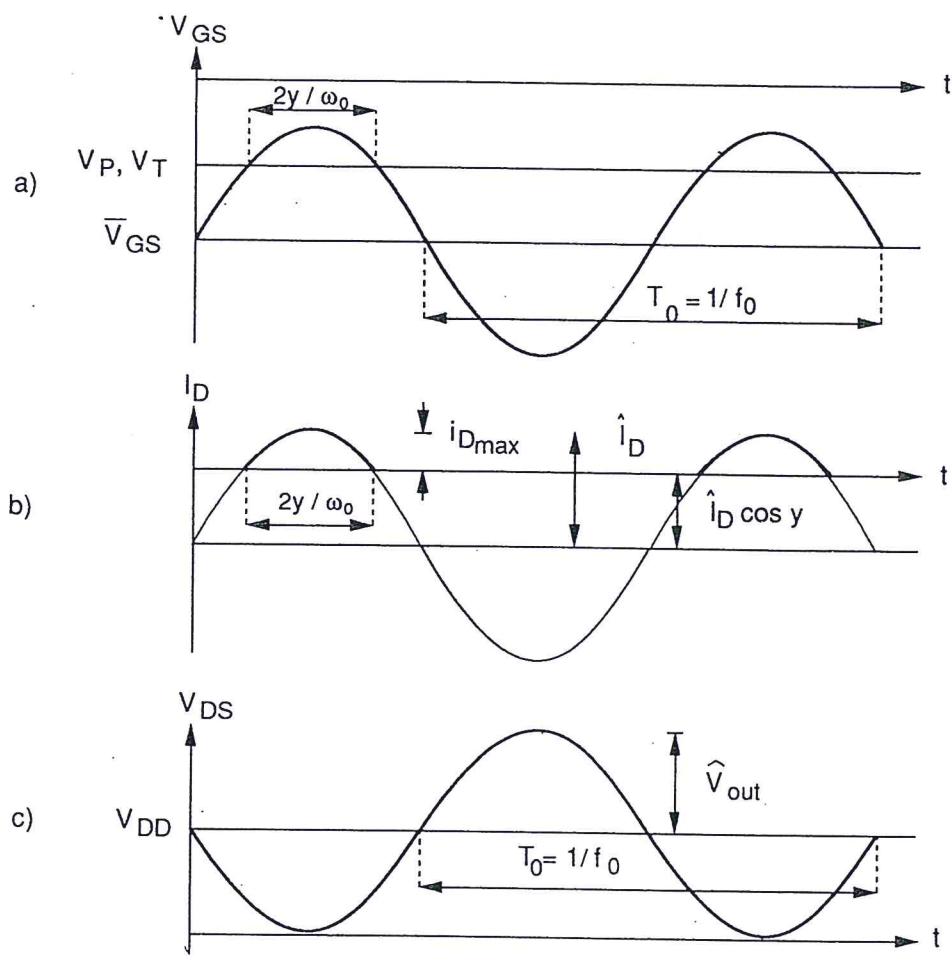


Fig. 6.19

$$P_{out} = \frac{\hat{V}_{out}^2}{2 R'_L} \quad (6.12)$$

$$P_{AI} = V_{DD} \frac{1}{T} \int_0^T I_D(t) dt = V_{DD} \bar{I}_D \quad (6.13)$$

$$\bar{I}_D = \frac{\hat{I}_D}{\pi} (\text{sen } y - y \cos y) \quad (6.14)$$

$$\hat{V}_{out} = \frac{\hat{I}_D R'_L}{2 \pi} (2y - \text{sen } 2y) \quad (6.15)$$

si comprende come il rendimento possa essere messo in relazione all'angolo di conduzione y , valendo, nel caso che $\widehat{V}_{out} = V_{DD}$ (*), cioè al massimo della dinamica di uscita:

$$\eta = \frac{2y - \text{sen } 2y}{4 (\text{sen } y - y \cos y)} \quad (6.16)$$

La (6.16) è graficata in funzione di y nella Fig. 6.20, nella quale si ritrovano i risultati già ottenuti per le Classi A e B (v. parr. 2.10 e 4.4, Vol. 1).

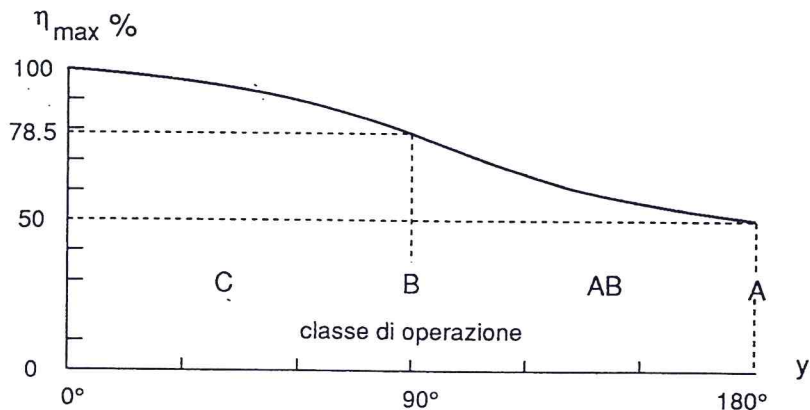


Fig. 6.20

Come si vede, l'efficienza cresce al diminuire dell'angolo di conduzione: la corrente scorre nel transistor solo intorno a quando la tensione ai suoi capi è minima.

Va da sé che, per mantenere una potenza di uscita costante al diminuire di y , si deve aumentare il valore del picco di corrente e ciò è limitato dalle possibilità del componente.

- 4) Diverso è il discorso se il FET è portato a lavorare per un certo tempo, in zona di triodo.

Per questo intervallo di tempo ($2y_s$ in Fig. 6.21) la resistenza di uscita del componente cambia (diminuisce) drasticamente, influenzando sul Q del circuito risonante, la forma d'onda della corrente si discosta da quella sinusoidale (Fig. 6.21) ed è determinata dalla tensione di uscita e dalla resistenza residua R_{on} del canale.

(*) Come si sa, questa è un'approssimazione poiché si dovrebbe tener conto di una qualche tensione residua V_{DS} , analoga a V_{CEsat} per un BJT.

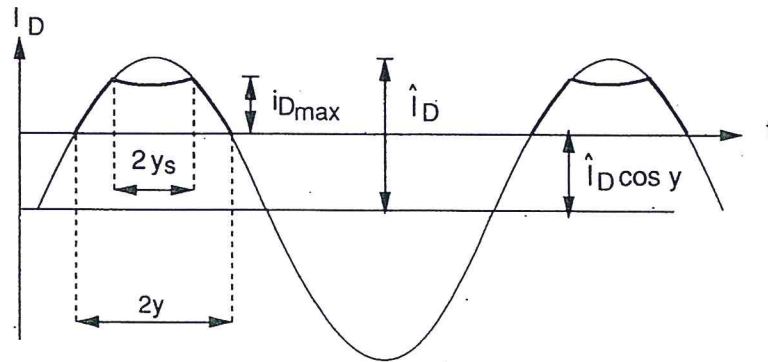


Fig. 6.21

I conti diventano complicati ad un livello tale che i vantaggi ottenuti da una loro esecuzione precisa non giustificano l'impegno profuso.

In grandi linee si può concludere che, mentre la potenza in uscita e il rendimento crescono al crescere del livello di pilotaggio finché il componente si comporta da sorgente di corrente, appena si entra nella zona di triodo ogni aumento del pilotaggio produce effetti molto piccoli sulle grandezze di interesse: la tensione di uscita aumenta, al massimo, di un qualche per cento e così fa la potenza.

Il massimo del rendimento si ha per un pilotaggio che porti il componente appena dentro la zona di triodo.

Si noti che, in queste condizioni, il livello di uscita è praticamente determinato dalla tensione di alimentazione e non più dal pilotaggio; ciò risulta utile per modulare, agendo appunto sulla tensione di alimentazione, l'ampiezza della sinusoide di tensione risultante in uscita.

Esempio 6.2 Un FET è pilotato in Classe C non saturata, con i seguenti parametri:

$$P_{out} = 25 \text{ W}$$

$$R_L = 50 \Omega$$

$$V_{DD} = 12 \text{ V}$$

Si determinino le condizioni di lavoro per avere un rendimento al massimo della dinamica di uscita dell'85%.

La resistenza R'_L vista dal drain dovrà essere, dalla (6.12):

$$R'_L = \frac{(12)^2}{2 \cdot 25} = 2.88 \Omega$$

che sarà ottenuta mediante adattamento della R_L con una delle reti viste al Cap. 3.

Dalla (6.16) si ottiene, con qualche tentativo, $y = 1.28 \text{ rad}$ (73.5°) e, dalla (6.15), si ottiene $\hat{I}_D = 13 \text{ A}$.

Dalla (6.14) si ha $\overline{I}_D = 2.45 \text{ A}$ e quindi, dalla (6.13), $P_{AI} = 29.4 \text{ W}$ che fornisce appunto $\eta = 0.85$ e $i_{D_{max}} = 9.3 \text{ A}$.

Aumentando il livello di pilotaggio si manda il FET in zona triodo fino a ottenere $y_s = 0.39 \text{ rad}$ (22.4°).

Usando relazioni non riportate in queste note, ma facilmente reperibili in qualsiasi manuale, si ottengono i seguenti nuovi valori:

$$y = 1.3 \text{ rad } (74.7^\circ)$$

$$P_{out} \cong 17.7 \text{ W}$$

$$P_{AI} \cong 29.6 \text{ W}$$

$$\overline{I}_D \cong 2.47 \text{ A}$$

$$\hat{V}_{out} \cong 10.1 \text{ V}$$

$$\eta \cong 60\%$$

supponendo che $i_{D_{max}}$ e il livello di polarizzazione siano rimasti invariati, il che fornisce $\hat{I}_D = 14.1 \text{ A}$.

Il peggioramento è evidente ed è da imputare ad un troppo grande y_s ottenuto con un aumento dell'angolo di circolazione.

Data la difficoltà di eseguire calcoli, che del resto danno risultati approssimati e molto sensibili ai valori delle funzioni trigonometriche, conviene progettare per $y_s = 0$ e quindi procedere ad aggiustamenti direttamente sullo stadio.

Quando al posto del FET si usi un BJT, la descrizione (e la comprensione) di ciò che avviene è compito molto ostico per le seguenti ragioni, tra le altre:

- il circuito di polarizzazione di base richiede corrente, ma in maniera asimmetrica tra le due direzioni, cosicché c'è una corrente \overline{I}_B che deve essere fornita dal sistema di polarizzazione senza che ciò cambi la tensione \overline{V}_{BE} di riposo;
- quando il transistor va in saturazione, esso presenta una resistenza residua molto minore di quella presentata da un canale di FET; ciò peggiora enormemente il Q del circuito

di collettore e non permette di considerare sinusoidale la tensione V_{CE} ;

- al variare della tensione V_{CB} la capacità C_{μ} varia fortemente e in maniera non lineare ed è impossibile farla risuonare con una induttanza di valore fisso.

Per le ragioni dette, oltre a non addentrarci nell'analisi, assumeremo senza ulteriori commenti la procedura di progetto che si basa sui dati del costruttore e che usa i parametri per grandi segnali discussi al par. 6.1.

Esempio 6.3 Usando le caratteristiche di Fig. 6.2, progettare un amplificatore per 20 W a 70 MHz. I parametri per grandi segnali risultano essere:

$$R_{in} = 0.75 \Omega$$

$$C_{in} \cong 0$$

$$C_{out} = 430 \text{ pF}$$

$$R_{out} \cong \frac{(12.5)^2}{2 \cdot 20} = 3.9 \Omega$$

Il costruttore del transistor informa che, in queste condizioni, il rendimento (quindi il valore di γ) consigliato è del 65%, per cui si ha che:

- la rete adattatrice di ingresso potrebbe essere un semplice trasformatore, se non c'è bisogno di selettività;
- la rete adattatrice di uscita deve produrre, a partire da R_L , che per esempio può essere 50Ω , una impedenza pari al complesso coniugato di:

$$Z_C = 3.9 \parallel \frac{1}{j2\pi \cdot 70 \cdot 10^6 \cdot 430 \cdot 10^{-12}} \Omega = (2.5 - j 1.9) \Omega$$

- la RFC montata sul collettore dovrà avere un'impedenza in modulo molto maggiore di $|Z_C|$, cioè per esempio:

$$\omega L = 25 |Z_C| = 77.5 \Omega$$

e quindi:

$$L = 0.18 \mu\text{H}$$

- avremo infine:

$$P_{AI} = \frac{20}{0.65} \cong 31 \text{ W}$$

$$\overline{I_D} = 2.48 \text{ A}$$

Con quanto detto, gli schemi delle Figg. 6.17 e 6.18 dovrebbero risultare chiari. Più in generale, l'ampiezza dell'armonica k-esima (per $k \neq 1$) è pari a:

$$\hat{I}_{D,k} = \frac{2 \hat{I}_D (\cos y \sin ky - k \sin y \cos ky)}{\pi k (k^2 - 1)} \quad (6.17)$$

per un FET in zona attiva, mentre per un BJT il calcolo è praticamente impossibile e la (6.17) può essere presa come ordine di grandezza.

Per concludere con le tecniche di moltiplicazione di frequenza, si rammenta la possibilità di far uso di un PLL nel quale un contatore modulo N sia interposto tra VCO e PD. Come si disse concludendo il par. 5.2, ciò forza il VCO ad oscillare a frequenza N volte quella di ingresso al PLL.

Un commento va infine rivolto alla questione del rumore di fase. Nelle considerazioni svolte a proposito della Fig. 6.21 si è detto che il livello di uscita del Classe C è determinato dalla tensione di alimentazione, cosa che viene sfruttata in operazioni di modulazione di ampiezza.

Lo stadio funziona quindi da limitatore, tanto meglio quanto più la sua tensione di alimentazione è ben regolata. Valgono le considerazioni fatte in proposito al par. 5.3.b.

Il calcolo del rumore di fase in uscita non presenta particolari difficoltà, ma non aggiunge nulla a quanto già discusso precedentemente; il moltiplicatore aumenterà il rumore di fase in ragione della sua NF e peggiorerà il rumore di fase in ingresso del fattore $20 \lg n$, se n è l'ordine di moltiplicazione. Per applicazioni molto critiche, quindi:

- il moltiplicatore delle Fig. 6.16 dovrà essere preceduto da un efficiente limitatore;
- i moltiplicatori di Figg. 6.17 e 6.18 dovranno essere pilotati un po' oltre il limite di saturazione e la loro alimentazione dovrà essere attentamente curata;
- nel caso si usi un PLL, si rimanda a quanto in proposito detto nel Cap. 5. Si noti che, in maniera reciproca a quanto accade in un moltiplicatore, il rumore di fase all'uscita di un divisore per n è $20 \lg (1/n)$ volte quello di ingresso.

6.5 L'amplificatore IF

Una volta eseguita la prima amplificazione a RF, che serve a fissare il grosso della NF (e quindi della sensibilità) del ricevitore, e la traslazione di frequenza che seleziona il canale da elaborare, l'amplificatore IF serve a portare il segnale al livello necessario al rivelatore, livello che è dell'ordine del Volt.

L'amplificatore IF, il progetto del quale è in tutto simile a quello di un amplificatore RF per piccoli segnali (v. Cap. 4), contribuisce quindi alla grossa parte dell'amplificazione complessiva e deve ancora essere curato nel valore del suo NF, specialmente se il mixer provoca una perdita e non un guadagno di conversione. Inoltre la risposta in frequenza dell'amplificatore IF deve essere il più possibile simile a quella di un filtro ideale, per trattare uniformemente le componenti in banda e attenuare fortemente quelle fuori banda.

Per quel che concerne le variazioni di fase introdotte dall'amplificatore IF, esse sono imputabili massimamente agli elementi filtranti e devono essere funzione il più possibile lineare con la frequenza per non inserire distorsioni nel segnale.

Ciò è più critico in trasmissioni FM, piuttosto che AM, data la maggiore FBW da quelle occupata e la diretta influenza delle distorsioni di fase sul funzionamento del rivelatore (v. par. 8.4).

Per quanto detto al par. 3.4.2 un trasformatore con primario e secondario accordati può servire allo scopo. Detta BW_i la BW di ciascun accoppiamento interstadio, se gli accoppiamenti sono n avremo che la BW totale dell'amplificatore IF è data dalla (4.44).

Con l'avvento dei circuiti integrati gli accoppiamenti induttivi rappresentano la parte maggiore dell'ingombro dello stadio IF. Per questa ragione sono stati sviluppati filtri interstadio che usano:

- composti ceramici (per esempio titanato di bario);
- quarzo;
- componenti a onde superficiali (SAW = Surface Acoustic Wave).

Questi filtri hanno, oltre a un ingombro comparabile con quello dei componenti al Si o al GaAs, delle prestazioni molto migliori di quelle assicurate dai trasformatori accordati. Queste vengono succintamente riportate in Tab. 6.5.

In Tab. 6.6 sono riportate le caratteristiche di filtri a quarzo commerciali (della Spectrum International), utilizzabili nelle diverse applicazioni. Questi componenti si presentano in contenitori a tre o quattro terminali del tutto analoghi a quelli di un transistor o di un integrato.

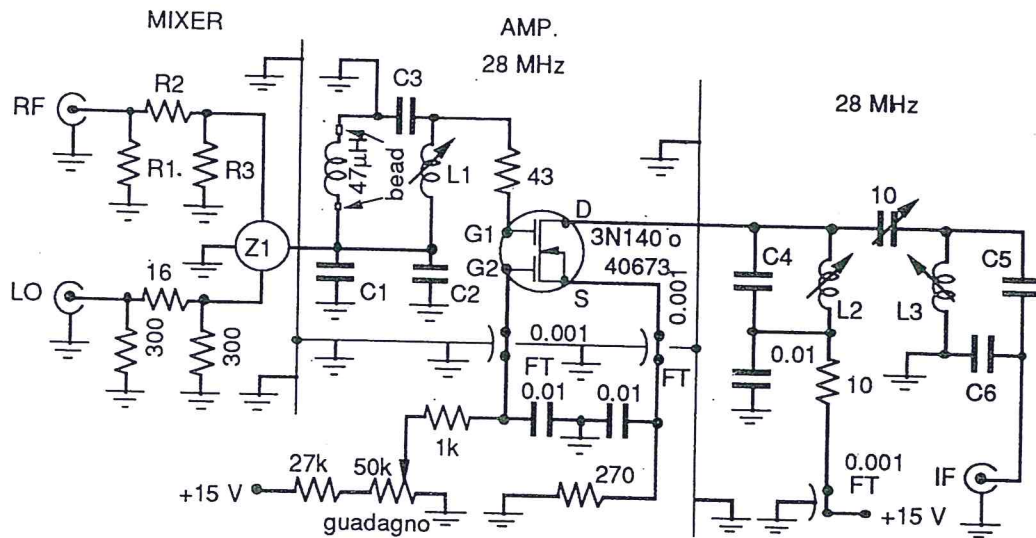
Tab. 6.5

	Filtri ceramici	Filtri a quarzo	Filtri a SAW
FBW (%)	1+20	0.1+1	0.3+5
Attenuazione in banda (dB)	1+10 dB	1+10 dB	20+30 dB
Attenuazione fuori banda (dB)	40 dB (min)	60 dB (min)	75 dB (min)
Ondulazione in banda (dB)	1+2 dB	1+2 dB	1+2 dB
Terminazioni	1+10 k Ω	0,1+1 k Ω	50 Ω

Tab. 6.6

Applicazione	Filtri a quarzo						
	Tras.SSB	Ric.SSB	CW/Dati	AM	AM	CW	FM
Tipo di Filtro	XF-9A	XF-9B	XF-9NB	XF-9C	XF-9D	XF-9M	XF-9E
N. di cristalli	5	8	8	8	8	4	8
BW a 6dB (kHz)	2.5	2.4	0.5	3.75	5.0	0.5	12
Ripple in banda (dB)	< 1	< 2	< 0.5	< 2	< 2	< 1	< 2
Perdita di Inserz. (dB)	< 3	< 3.5	< 6.5	< 3.5	< 3.5	< 5	< 3
Terminazioni (Ω)	500	500	500	500	500	500	1200
Capacità di ripple (pF)	30	30	30	30	30	30	30
Fattore di forma (dB)	6:50	6:60	6:60	6:60	6:60	6:60	6:60
	1.7	1.8	2.2	1.8	1.8	4.4	1.8
Attenuaz. (dB)	> 45	> 100	> 90	> 100	> 100	> 90	> 90

A questo punto non resta che riportare, a mo' di esempio, alcuni schemi di amplificatori IF. Il primo (Fig. 6.22) presenta una $NF = 2$ dB e l'elenco dei componenti (Tab. 6.7) corrisponde ad una frequenza di lavoro di 28 MHz. Si noterà che i circuiti risonanti in uscita sono accoppiati tramite un condensatore variabile da 10 pF, e non magneticamente. Non è difficile dimostrare che l'accoppiamento così realizzato è in tutto equivalente a quello magnetico, ma permette una più semplice selezione del fattore k (v. Fig. 3.9). Il controllo del guadagno è manuale e la BW è di 2 MHz.



Capacità in μF o pF
Resistenze in Ω

Fig. 6.22

Tab. 6.7

C1	300 pF JFD 301J
C2	non usato
C3	51 pF SM (Silver Mica)
C4	18 pF SM
C5	27 pF SM
C6	150 pF SM
L1	9 giri n°24 smaltato avvolto su supporto da 6mm diam.
L2	12 giri n°26 smaltato avvolto su supporto da 6mm diam. non si usa presa centrale
L3	come L2; distanza centro- centro con L2 pari a 2.5 cm
R1, R3	430 Ohm, 1/4 W
R2	11 Ohm, 1/4 W
Bead	possono sostituirsi con resistori a carbone (10 Ω , 1/4 W)

Nella Fig. 6.23 sono riportati due esempi tipici di stadi amplificatori IF che non necessitano di ulteriori commenti, se non un richiamo di attenzione per la maniera di inserire l'AGC nei due casi. Infine, in Fig. 6.24, è riportato un amplificatore IF basato su un circuito integrato che fornisce 40 dB massimi di guadagno fino a una $f_{IF} = 120$ MHz, con impedenza di ingresso di 1000Ω e di uscita di 4000Ω . La sintonia viene raggiunta variando la posizione di un nucleo di ferrite rispetto agli avvolgimenti del trasformatore oltre che il valore della capacità di accordo. L'AGC può praticamente azzerare l'amplificatore o portarlo al massimo della sua amplificazione. Il subsistema che fornisce la tensione di comando dell'AGC è mostrato in Fig. 6.25.

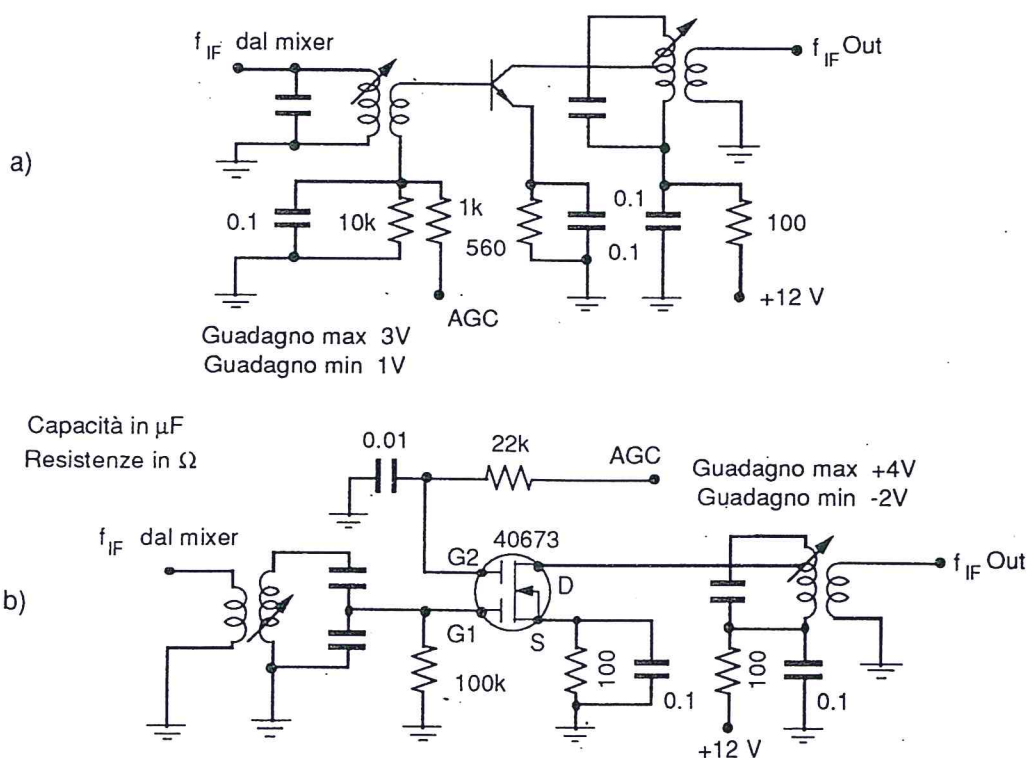


Fig. 6.23

Uno stadio amplificatore a larga banda, seguito da un rettificatore, genera una tensione variabile lentamente ($\tau \cong 1$ sec) con il livello raggiunto dal segnale dopo l'amplificazione IF.

Questa tensione è amplificata dall'integrato e le resistenze sono scelte in modo che, in assenza di segnale, l'AGC fornisca 9 V, ossia ponga l'amplificatore IF al massimo dell'amplificazione.

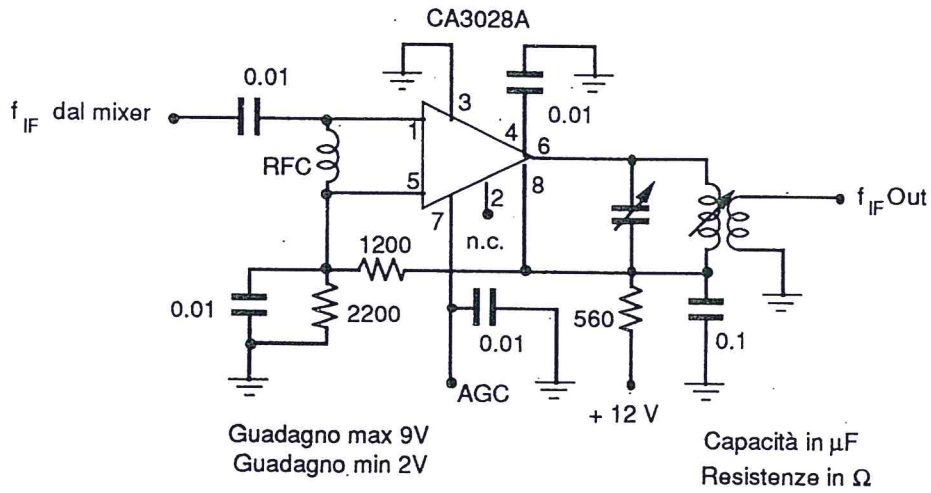


Fig. 6.24

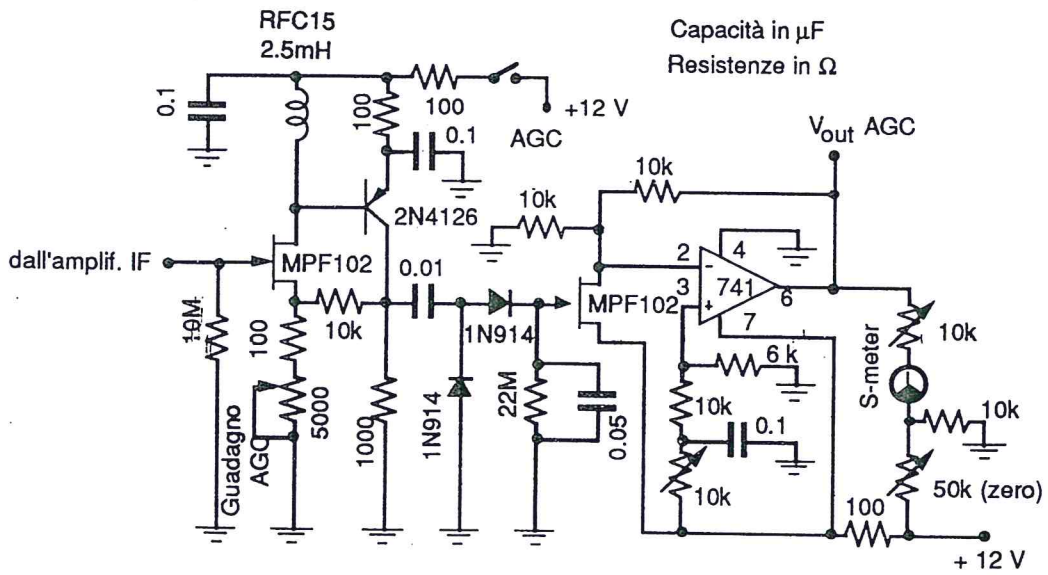


Fig. 6.25