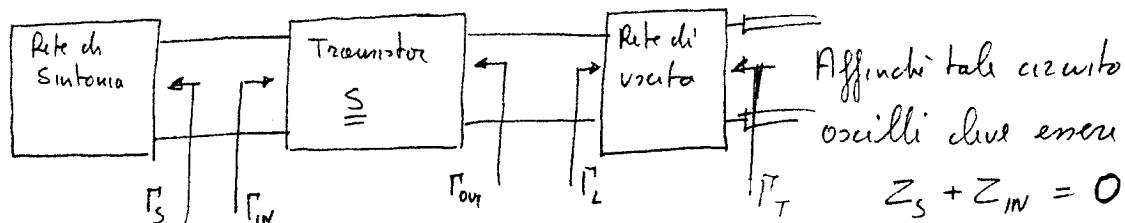


OSCILLATORI A TRANSISTOR

Consideriamo lo schema base di un amplificatore a transistor



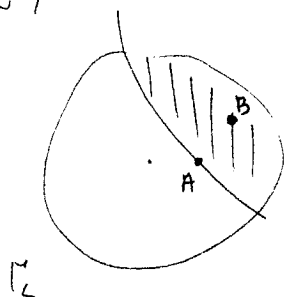
dove Z_S, Z_{IN} corrispondono a Γ_S, Γ_{IN} . Ma allora

$$\Gamma_S \cdot \Gamma_{IN} = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \cdot \frac{Z_{IN} - Z_0}{Z_{IN} + Z_0} = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \cdot \frac{-Z_S - Z_0}{-Z_S + Z_0} = 1$$

e si può dimostrare che in tali condizioni $\Gamma_{OUT} \cdot \Gamma_L = 1$ (in caso quindi oscillazioni sia alla rete di ingresso che a quella di uscita).

Poichè Γ_L e Γ_S sono in

modulo minori di 1, il transistor deve necessariamente essere instabile alla frequenza di oscillazione. Consideriamo nel piano Γ_L il cerchio di stabilità.



Se prendiamo come rete di sintonia una rete priva di perdite ($|\Gamma_S| = 1$) allora un punto sul cerchio limite di stabilità ~~si~~ dovrebbe essere sufficiente per avere oscillazioni, di ampiezza infinita. Tuttavia al crescere del segnale di ingresso il guadagno $|S_{21}|^2$ del

transistor si riduce e il cerchio limite si contrae, bloccando quindi le oscillazioni. Occorre pertanto un punto ben all'interno della zona di stabilità, come B, per innescare oscillazioni stabili. In genere si richiede che $|\Gamma_{IN}| \geq 1.2$ ~~o~~, se si vogliono includere le perdite della rete di sintonia (o un eventuale prebooster di potenza anche all'ingresso) $|\Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S| \geq 1.2$. In tal modo al crescere della ampiezza dell'oscillazione il cerchio limite si riduce fino a B, ~~lavorando~~ dove si ferma per un fenomeno di equilibrio dinamico.

Una volta scelta la rete di uscita, e quindi Γ_{in} a piccoli segnali, occorre dimensionare la rete di sintonia, in modo che le oscillazioni intervengano alla frequenza richiesta. Si deve cioè porre $\angle \Gamma_s + \angle \Gamma_{in} = 2\pi$ alla ω_{rio} .

La condizione di risonanza fornisce allora $Z_s(\omega) + Z_{in}(\omega, I) = 0$ dove I è la corrente delle oscillazioni. Affinché la frequenza non cambi rispetto a quella fissata dalla condizione a piccoli segnali ~~combiniamo una variazione~~ calcoliamo il differenziale della relazione precedente

$$\left(\frac{\partial Z_s}{\partial \omega} + \frac{\partial Z_{in}}{\partial \omega} \right) \delta \omega + \frac{\partial Z_{in}}{\partial I} \delta I = 0$$

~~Se~~ Se $\frac{\partial X_s}{\partial \omega} \gg 1$ allora la variazione $\delta \omega$ è piccola e la frequenza può (almeno con buona approssimazione) essere calcolata usando Γ_{in} a piccoli segnali.

Allo stesso modo dopo raggiunta la condizione di equilibrio, una variazione di corrente (o, ad esempio, del carico) provoca una variazione $\delta \omega + i\alpha$ della frequenza complessa di oscillazione. Dello stesso differenziale calcolando il differenziale si ha $\frac{\partial Z_s}{\partial \omega} (\delta \omega + i\alpha) + \delta Z_{in} = 0$

ovvero $\delta \omega + i\alpha = - \frac{\delta Z_{in}}{\frac{\partial Z_{in}}{\partial \omega}}$

Poiché $\frac{\partial X_s}{\partial \omega}$ è proporzionale alla energia immagazzinata nella rete di sintonia (teorema di Foster) è buona norma utilizzare un ~~co~~ un risonatore con un Q (la *quality*) elevato. In tal caso la frequenza di oscillazione è essenzialmente quella di risonanza, a cui $\angle \Gamma_{in} = \angle \Gamma_s = -1$ (risonanza serie). $\Gamma_s = 1$ (risonanza parallelo). Conviene pertanto scegliere Γ_{in} approssimativamente reale e con la fase opportuna. ~~ovvero scegliere~~ ~~anche~~ ~~è~~ ~~ovviamente~~ ~~utile~~ ^{anche} che il minimo di $|\Gamma_{in}|$ si abbia alla frequenza di risonanza, il che favorisce la partenza delle oscillazioni.

Una prima possibile scelta per la rete di sintonia è una linea a microstrip di lunghezza opportuna (a cui si può aggiungere qualche multiplo di $\lambda/2$ per aumentare la variabilità con la frequenza).

Per migliorare la stabilità si può usare anche un risonatore dielettrico accoppiato con la linea stessa.

Per quanto riguarda la polarizzazione, questa può essere ottenuta con le linee di adattamento, a patto di isolare RF e continua.

Consideriamo ad esempio il circuito oscillatore di figura, per ora privo di polarizzazione. Una prima cosa che si nota è che lo stub di uscita deve essere aperto

e non può assolutamente essere connesso in corto circuito (altrimenti $V_{DS} = 0$ e il transistor si blocca).

Analogamente per quello di sintonia.

Per polarizzare il transistor occorre connettere il gate a massa

tramite una resistenza. Poiché

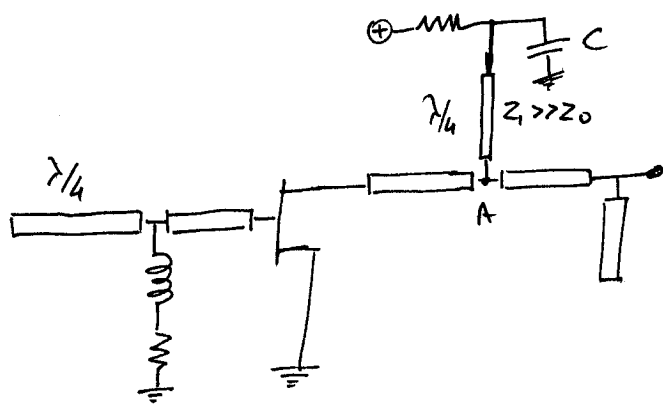
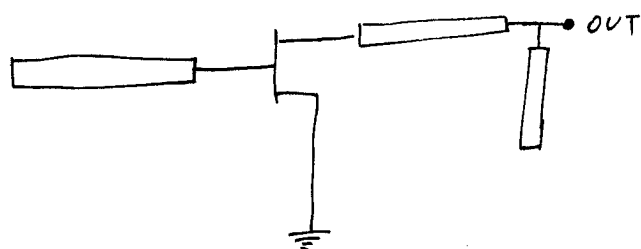
il segnale a radiofrequenza non deve

passare per tale resistenza bisogna connettere in serie un'induttanza.

Inoltre è consigliabile connetterlo a $\lambda/4$ dalla terminazione aperta, in modo che quel punto sia per la RF, a massa.

Analogamente la tensione di drain va connessa a un punto a bassa impedenza (da determinarsi, ad esempio, sulla carta di Smith). Una tipica struttura di alimentazione è quella del

circuito completo. Il condensatore C evita che la RF entri nella batteria e la linea a $\lambda/4$ ad alta impedenza fa sì che la RF veda, alla connessione A, una impedenza molto elevata.



Quando il fattore di stabilità del transistor sia prossimo ad 1, è consigliabile abbassarlo per ~~evitare~~ aumentare la regione di instabilità. Una tecnica adoperabile è quella di inserire uno stub sul source, ovviamente connesso a massa ~~per~~ per problemi di polarizzazione. In tal modo, se la lunghezza è opportunamente scelta, è possibile ridurre anche notevolmente il valore di K.