

Nicola del Ciotto

IL PONTE DI WIEN

Riporto uno studio teorico-applicativo sul ponte di Wien, iniziato e sviluppato a seguito delle difficoltà e dei problemi incontrati nella costruzione di un generatore B.F. e descritto poi come lezione in ambito scolastico verso gli inizi degli anni '90. Il tutto è stato oggi rielaborato ma molte parti matematiche qui esposte sono le trascrizioni integrali degli appunti forniti agli alunni.

----*----

Verrà analizzato il **Ponte di Wien** nei suoi due aspetti più importanti:

L'aspetto teorico

L'aspetto applicativo.

ASPETTO TEORICO

Generalità

Questo tipo di ponte è stato studiato da **Max Wien** nel 1891 e fa parte dei tre ponti fondamentali in alternata per la misura delle reattanze capacitivite. Gli altri due sono il ponte di **De Sauty** e il ponte di **Shering**. Il ponte di Wien rimase sostanzialmente senza applicazioni significative. Infatti, contrariamente agli altri due ponti, risultava di difficile manovra poiché il suo equilibrio risentiva fortemente della frequenza del segnale d'ingresso e delle sue variazioni, anche minime. Fu William Hewlett (cofondatore dell'HP insieme a David Packard) che riuscì genialmente a trasformare il difetto in qualità, facendolo funzionare in campi lontani e totalmente differenti da quello per cui era stato realizzato. Nella sua tesi di laurea alla Stanford University descrisse un oscillatore di bassa frequenza basato sull'utilizzo del ponte di Wien come elemento sintonizzabile per la produzione di onde sinusoidali. Da questo studio nacque il famoso HP 200A, capostipite di tutti i generatori B.F. basati su reti di risonanza RC a ponte. L'HP poi produsse tanti altri generatori basati sul ponte di Wien, tutti migliorativi del capostipite.

Studio del Ponte di Wien

Esaminiamo il ponte di Wien nella sua forma completa. Esso presenta due bracci resistivi formati dalle due resistenze R_1 e R_2 , un braccio d'impedenza R_3 e C_3 e un braccio di ammettenza R_4 e C_4 , come si vede dalla Fig.01.

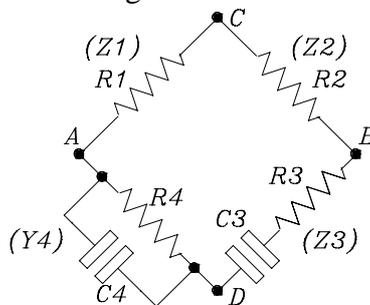


Fig.01

L'equazione fondamentale per l'equilibrio di qualsiasi ponte è:

$$Z_1 \cdot Z_3 = Z_2 \cdot Z_4$$

che deriva dalla proporzione:

$$Z_1 : Z_4 = Z_2 : Z_3$$

necessaria per il suo azzeramento diagonale \overline{AB} quando è alimentato nei punti CD .

Per l'equilibrio del nostro ponte (Fig.01), poiché il ramo 4 è costituito da un parallelo di cui è più facile esprimere la sua ammettenza, scriviamo:

$$Z_1 \cdot Z_3 = Z_2 \cdot \frac{1}{Y_4} \quad (1)$$

Dalla (1), ad esempio, si può ricavare la Z_2 :

$$Z_2 = Z_1 \cdot Z_3 \cdot Y_4 \quad (1a)$$

Sostituiamo nella formula (1a) gli effettivi valori delle Z e Y riportati nella Fig.01 ed otteniamo:

$$R_2 = R_1 \cdot \left(R_3 + \frac{1}{j\omega C_3} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_4} + j\omega C_4 \right)$$

Sviluppando l'espressione e separando le parti reali dalle immaginarie, **abbiamo le due equazioni:**

$$R_2 = R_1 \cdot \frac{R_3}{R_4} + R_1 \cdot \frac{C_4}{C_3} \quad (2)$$

$$0 = \frac{R_1}{j\omega C_3 R_4} + j\omega R_1 R_3 C_4 \quad (3)$$

Dalla prima di esse si ricava:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} + \frac{C_4}{C_3} \quad (3a)$$

Se poniamo la condizione, quasi sempre adottata, che si verifichi: $R_3 = R_4 = R$; $C_3 = C_4 = C$, otteniamo il rapporto tra la R_1 e la R_2 :

$$\frac{R_2}{R_1} = 1 + 1 = 2$$

da cui:

$$R_2 = 2 \cdot R_1 \quad (4)$$

Questa relazione è **fondamentale** ai fini dell'equilibrio del ponte: **la R_2 deve essere il doppio di R_1** . Moltiplicando l'equazione (3) per j , separando e semplificando, si ottiene:

$$\frac{1}{\omega C_3 R_4} = \omega C_4 R_3$$

da questa espressione si ricava:

$$\omega^2 R_3 C_3 R_4 C_4 = 1$$

Se manteniamo ancora la condizione dell'eguaglianza dei resistori e dei condensatori ($R_3 = R_4 = R, C_3 = C_4 = C$), otteniamo l'**importante relazione progettuale**:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \quad (5)$$

che determina la **frequenza sulla quale il ponte va in equilibrio**.

-----*-----

SULL' OSCILLATORE A PONTE DI WIEN

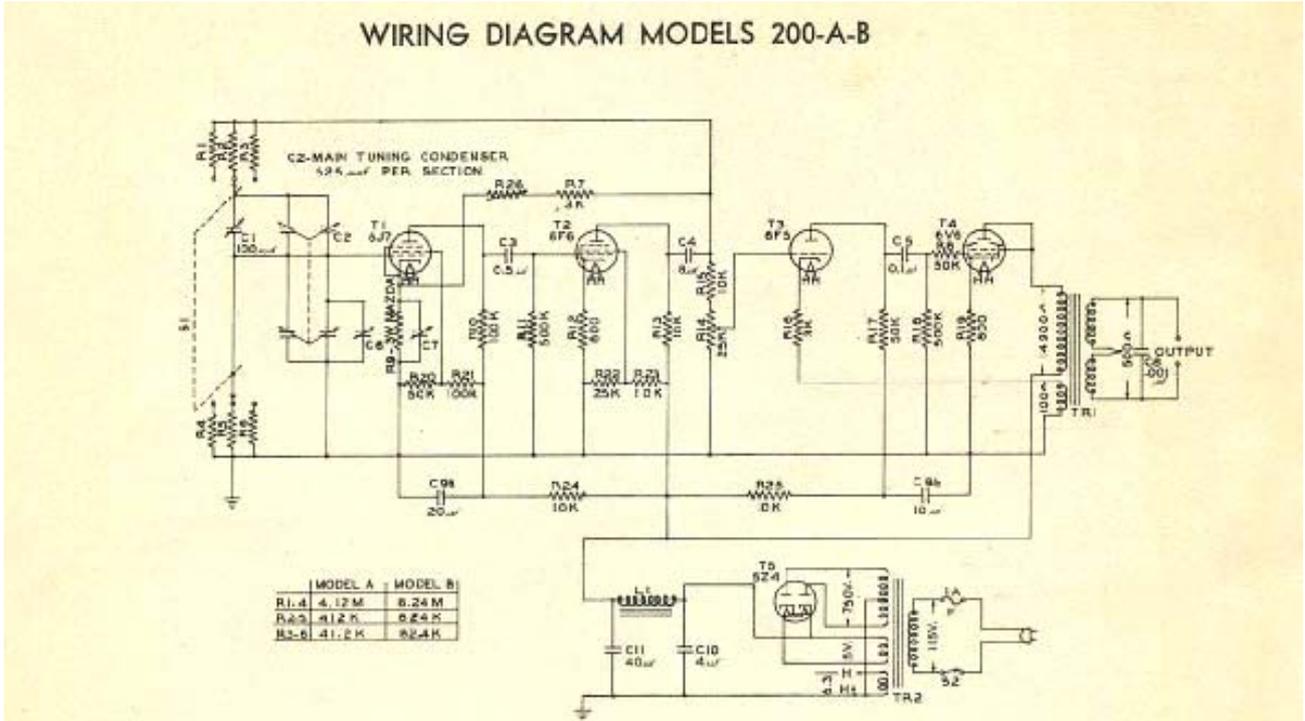
Quando vi è la necessità di generare frequenze basse, gli oscillatori LC diventano di difficile realizzazione a causa dell'elevato valore di L e del basso coefficiente di bontà Q che si ottiene. Per

queste basse frequenze sono più adatti gli oscillatori "RC". *Essi possono essere di vario tipo: a sfasamento, a doppio T, a T shuntato, a ponte di Wien.*

Il più comune ed il più usato tra questi per le sue buone qualità, per la sua versatilità, semplicità e facilità di progettazione è l'oscillatore che si basa sul principio del ponte di Wien. *Parleremo, perciò, abbondantemente di questo particolare oscillatore.*

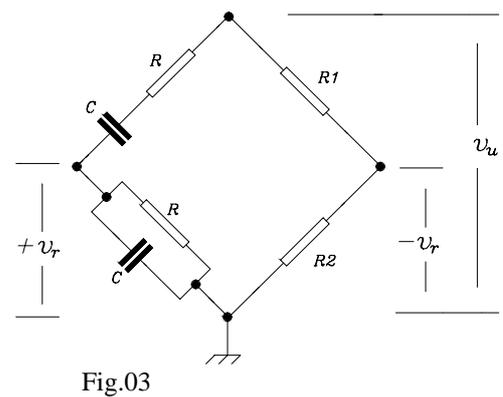
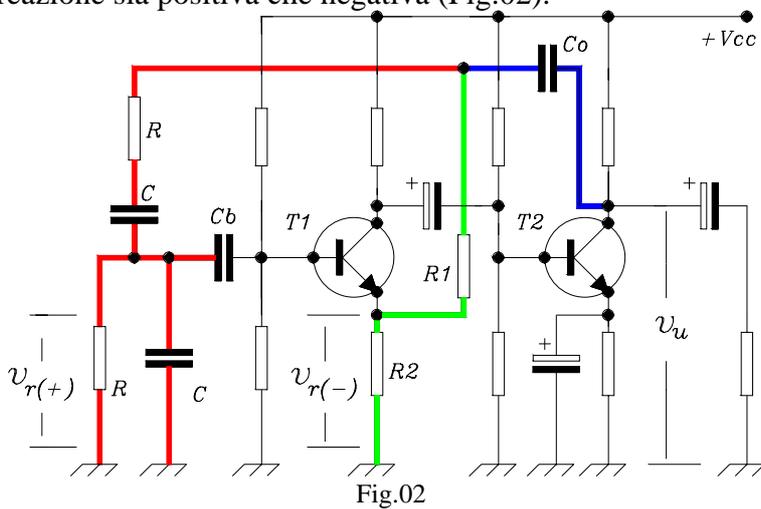
Oscillatore a ponte di Wien

L'oscillatore può essere realizzato con componenti integrati o componenti discreti che possono essere a loro volta o tubi o transistor.



L'immagine qui sopra riporta lo schema del famoso modello a tubi elettronici HP200A (35Hz-35000Hz) di cui si è già parlato, insieme alla sua variante HP200B (20Hz-20000Hz).

Noi analizzeremo il nostro ponte in un circuito simile i cui componenti discreti però sono transistor. Esso è costituito da un **amplificatore a due stadi** per ottenere uno sfasamento di segnale uguale a zero tra ingresso e uscita (si ricordi che uno stadio amplificatore sfasa di 180° il segnale amplificato e due stadi sono necessari per riportare all'ingresso un segnale di 360° cioè in fase) ed è fornito di reazione sia positiva che negativa (Fig.02).



Le reti di retrocessione di segnale nel circuito sono disegnate in grassetto colorato. Il ramo di retrocessione generale è colorato in blu. Si evidenziano il ramo verde di reazione negativa (formato da R1, R2) e il ramo rosso di reazione positiva (formato dai gruppi CR serie e CR parallelo). **Questi due rami, disegnati in altro modo (Fig.03) fanno scoprire la presenza di un ponte di Wien.**

La reazione negativa $v_{r(-)}$, sull'emettitore di T1 (è da ricordare che un segnale sull'emettitore si ripercuote sulla base con segno opposto), è **indipendente dalla frequenza** perché il circuito che la produce (R1 e R2) è puramente reale. La reazione positiva $v_{r(+)}$ sulla base di T1 è, invece, **dipendente dalla frequenza** per la presenza delle impedenze complesse formate dalla serie e dal parallelo di R e di C. Il ponte va all'equilibrio quando $v_{r(-)}$ è uguale a $v_{r(+)}$ e ciò si verifica ad una sola frequenza. Questa particolare frequenza è la frequenza generata. I condensatori C_b e C_0 sono necessari per disaccoppiare il circuito attivo di retroazione dalle tensioni continue di polarizzazione e devono avere una reattanza trascurabile nel campo delle frequenze utilizzate. La risoluzione matematica del circuito di Fig.03 porta a queste **tre semplici formule di progettazione:**

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}; \tag{6}$$

$$2R_2 = R_1; \tag{7}$$

$$A \geq 3; \tag{8}$$

La (7) ci fornisce la condizione statica per cui il ponte va in equilibrio. Dalla (8) si deduce che **l'amplificazione** minima del sistema, necessaria per produrre un segnale alla frequenza determinata dalla (6), deve essere **maggiore di tre** (condizione, praticamente, sempre verificata).

Studio approfondito dell'oscillatore a ponte di Wien

Dall'Elettrotecnica Generale sappiamo che, per l'equilibrio del ponte, deve verificarsi (Fig.03):

$$\bar{Z}_1 : \bar{Z}_2 = \bar{Z}_s : \bar{Z}_p$$

la quale, indicando con \bar{Z}_s l'impedenza serie e con \bar{Z}_p l'impedenza parallelo, porta alla:

$$\bar{Z}_s \cdot \bar{Z}_2 = \bar{Z}_p \cdot \bar{Z}_1 \tag{9}$$

Riscriviamo la (9) in base alla Fig.03, tenendo conto delle parti reali e delle parti immaginarie:

$$\left(R - j \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \cdot R_2 = \frac{-j \frac{R}{\omega \cdot C}}{R - j \frac{1}{\omega \cdot C}} \cdot R_1.$$

Con alcuni passaggi:

$$R \cdot R_2 - j \frac{R_2}{\omega \cdot C} = \frac{-j \frac{R_1 \cdot R}{\omega \cdot C}}{R - j \frac{1}{\omega \cdot C}}; \quad \left(R - j \frac{1}{\omega \cdot C} \right) \cdot \left(R \cdot R_2 - j \frac{R_2}{\omega \cdot C} \right) = -j \frac{R \cdot R_1}{\omega \cdot C};$$

$$\left(R^2 \cdot R_2 - \frac{R_2}{\omega^2 \cdot C^2} \right) - j 2 \cdot \frac{R \cdot R_2}{\omega \cdot C} = -j \frac{R \cdot R_1}{\omega \cdot C};$$

e dalla separazione delle parti reali dalle parti immaginarie, otteniamo:

$$R^2 \cdot R_2 - \frac{R_2}{\omega^2 \cdot C^2} = 0 \tag{10}$$

che fornisce l'espressione fondamentale: $\omega^2 \cdot C^2 \cdot R^2 = 1$, **da cui deriva la (6);**

ed ancora:

$$\frac{2 \cdot R \cdot R_2}{\omega \cdot C} = \frac{R \cdot R_1}{\omega \cdot C} \tag{10a}$$

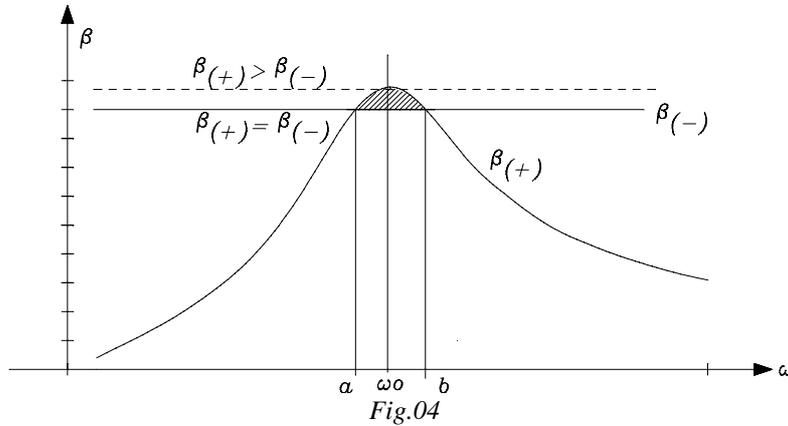
da cui deriva la (7): $2 \cdot R_2 = R_1$.

Tenendo conto della (7), possiamo calcolare il coefficiente di controreazione $\beta_{(-)}$:

$$\beta_{(-)} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{R_2}{2R_2 + R_2} = \frac{1}{3} \quad (11)$$

che è costante con la frequenza.

Poiché deve essere rispettata la condizione di oscillazione (condizione di Barkhausen) $\beta \cdot A = 1$, si ottiene la (8).



Se indichiamo ora con $\beta_{(+)}$ la quantità di reazione positiva (variabile con ω), in ogni caso deve verificarsi che $\beta_{(+)}$ sia maggiore di $\beta_{(-)}$ per ottenere l'innesco delle oscillazioni.

Osserviamo, ora, attentamente la Fig.04 e vediamo come $\beta_{(-)}$ abbia un andamento costante con ω mentre $\beta_{(+)}$ segua l'andamento di una curva di risonanza. Notiamo che nel piccolo tratto (a-b) la reazione risultante è positiva ($V_{r(+)} > V_{r(-)}$), per cui in quella zona si avranno sicuramente le oscillazioni. In ω_0 la reazione totale è massima, ma tutti i valori di frequenza ω dentro il tratto (a-b) possono essere validi per il segnale prodotto, producendo così scarti ed instabilità.

Se riduciamo il tratto (a-b) la stabilità della frequenza emessa aumenta, anzi se la curva $\beta_{(+)}$ toccasse in un solo punto la $\beta_{(-)}$ avremmo in effetti una sola condizione di oscillazione, con la produzione di una sola f_0 totalmente stabile. In questo caso, però, basta una leggera variazione di parametri per porre $\beta_{(+)} < \beta_{(-)}$ ed avere l'interruzione del segnale generato.

Perciò un piccolo tratto (a-b) è necessario per un funzionamento sicuro. E' necessario, perciò, una qualche forma di automatismo che mantenga il tratto (a-b) **piccolo ma costante** al variare delle condizioni di funzionamento.

Per ottenere quanto detto, in pratica, la R_2 (nel braccio inferiore del ponte) è costituita da una resistenza a coefficiente di temperatura positivo (una PTC ma a volte è sufficiente una piccola lampadina) in modo da rendere, a freddo, $\beta_{(+)} > \beta_{(-)}$ per far innescare facilmente l'oscillazione. Poi, a caldo, l'aumento della resistenza interna della lampada con la temperatura fa in modo che $\beta_{(-)}$ cresca fino a stabilizzare automaticamente il sistema, sia per quanto riguarda la tensione d'uscita V_u sia per quanto riguarda la frequenza generata f_0 . Si ottiene lo stesso risultato se si usa una NTC in sostituzione della resistenza R_1 (nel braccio superiore del ponte). Infatti la NTC, che è un componente a coefficiente di temperatura negativo, si comporta in modo opposto alla PTC, producendo gli stessi risultati.

Se R e C non sono uguali tra loro, si può dimostrare che la frequenza generata f_0 segue la relazione:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{R_a \cdot R_b \cdot C_a \cdot C_b}} \quad (12)$$

La (12) verrà dimostrata in seguito.

Inoltre, per avere un innesco certo, è bene che la relazione (7) sia modificata nella:

$$R_2 \leq \frac{R_1}{2} \quad (13)$$

in modo da avere, inizialmente, una maggiore amplificazione disponibile.

Il ramo reattivo

Approfondiamo ancor più l'argomento, cambiando il punto di vista del problema.

Il ramo reattivo del Ponte di Wien può essere assimilato ad un partitore di tensione come in Fig. 05, con la posizione comunemente accettata: $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$.

Lo sviluppo analitico che andremo a fare è teso a determinare il valore della tensione d'uscita V_2 e della fase φ in funzione della frequenza $\omega = 2\pi f$, mantenendo la tensione d'ingresso V_1 costante.

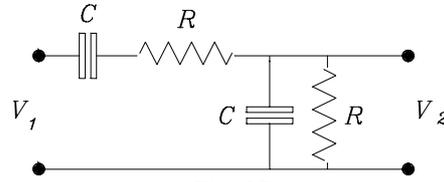


Fig. 05

Impostate le impedenze Z_1 e Z_2 secondo i comuni metodi:

$$Z_1 = R + \frac{1}{s \cdot C}; \quad Z_2 = \frac{R \cdot \frac{1}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}}$$

(sviluppiamo le espressioni secondo la variabile complessa s , solo per comodità di scrittura), si arriva con qualche passaggio alla espressione finale del rapporto tra le tensioni d'ingresso e d'uscita:

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{\frac{R \cdot \frac{1}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}}}{R + \frac{1}{s \cdot C} + \frac{R \cdot \frac{1}{s \cdot C}}{R + \frac{1}{s \cdot C}}} = \frac{1}{\frac{s \cdot C}{R} \left(R + \frac{1}{s \cdot C} \right)^2 + 1} = \frac{1}{s \cdot CR + \frac{1}{s \cdot CR} + 3}$$

Ritorniamo, ora, nel campo della variabile immaginaria: $s \rightarrow j\omega$ e riscriviamo di conseguenza:

$$\frac{V_2(\omega)}{V_1(\omega)} = \frac{1}{3 + j\omega CR + \frac{1}{j\omega CR}}$$

Per evitare troppi passaggi e semplificare il calcolo del modulo esprimiamo il rapporto inverso delle tensioni.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{j\omega CR} + 3 = 3 - j \frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{\omega CR}$$

e troviamo quindi facilmente il suo modulo:

$$\left| \frac{V_1}{V_2} \right| = \sqrt{9 + \left(\frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{\omega CR} \right)^2}$$

Ricordandoci ora che il modulo che ci interessa è l'inverso dell'espressione trovata qui sopra, abbiamo:

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{1 - \omega^2 C^2 R^2}{\omega CR} \right)^2}}$$

Questa espressione è fondamentale per determinare l'andamento della tensione d'uscita ai capi del partitore in funzione della frequenza. Si vede subito che l'espressione avrà il massimo valore quando $\omega_0 CR = 1$, e che sarà uguale a $1/3$.

Se poniamo per semplicità la condizione: $CR=1$, possiamo scrivere le seguenti espressioni semplificate e normalizzate per il modulo e per la fase::

$$\left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{1 - \omega^2}{\omega} \right)^2}}; \quad \varphi = \arctg \left(\frac{1}{3} \cdot \frac{1 - \omega^2}{\omega} \right)$$

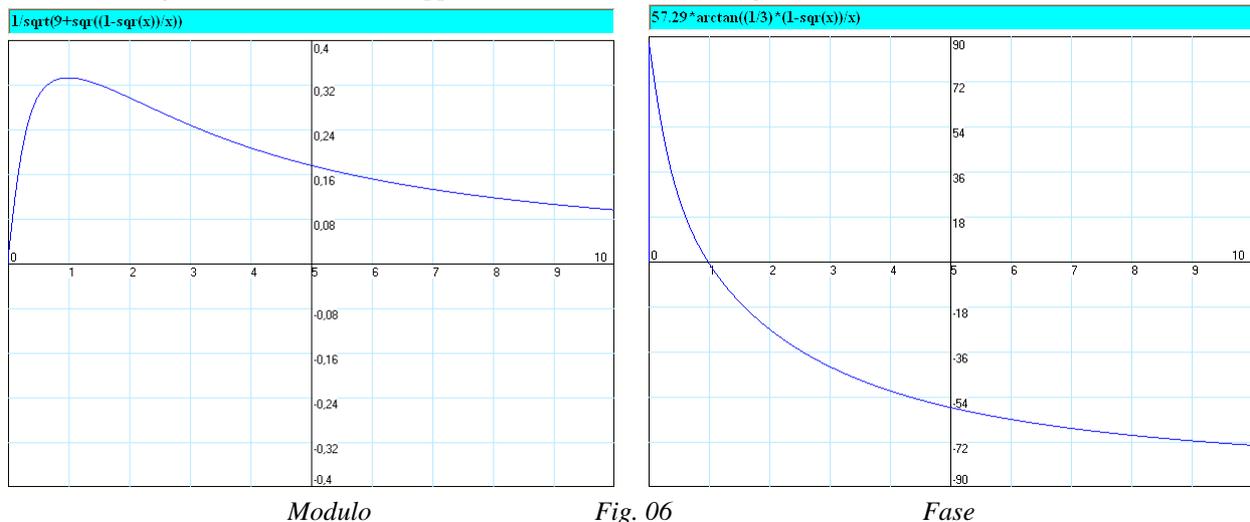
Queste due espressioni, impostate, in un nostro programma di funzioni, per il modulo nel modo seguente:

$$Y = 1 / \text{sqrt}(9 + \text{sqr}((1 - \text{sqr}(x)) / x)),$$

e per la fase nel modo seguente (il valore 57.29 è necessario per trasformare i radianti in gradi):

$$Y = 57.29 * \arctan((1/3) * (1 - \text{sqr}(x)) / x)$$

forniscono l'andamento della tensione V_2 e della fase φ in funzione della frequenza all'uscita del partitore. Ciò è descritto nei diagrammi sottostanti, sviluppati in coordinate lineari (Fig.06):



Modulo

Fig. 06

Fase

Si vede come il massimo della curva di V_2 assuma il valore $0,33 = 1/3$ alla frequenza normalizzata di $\omega = 1$ mentre la fase risulti uguale a zero. E' dimostrato così che all'equilibrio le tensioni $1/3V_1$ sul lato resistivo e V_2 sul lato reattivo devono essere anche in fase per far in modo che la loro differenza possa essere zero.

Fin qui la parte teorica. Vediamo, adesso, quali sono i problemi che insorgono nell'applicazione.

ASPETTO APPLICATIVO

Per le sue ottime qualità questo tipo di oscillatore è molto adoperato nella strumentazione.

Nella realizzazione pratica, solitamente le C dei due gruppi RC vengono commutate a scatti per creare le varie gamme di funzionamento, mentre le R sono realizzate mediante resistori variabili per modificare la frequenza nell'interno della gamma selezionata. Nulla toglie però che si possa fare anche il contrario: cioè, che siano variabili le componenti C mentre le R vengano commutate a scatti per formare le varie gamme.

Pratica realizzativa e problemi connessi

Passiamo ora al lato pratico e consideriamo alcune difficoltà di progettazione.

Possiamo sperimentare come sia **facile** costruire e far funzionare discretamente un oscillatore a ponte di Wien su una sola frequenza, e come sia invece **molto difficile** farlo funzionare **bene** su una gamma continua più o meno ampia di frequenze.

Nella pratica di laboratorio abbiamo notato spesso come in un oscillatore a ponte di Wien a banda larga si verifichino normalmente abbassamenti di segnale nell'interno della gamma di funzionamento prescelta o ci siano assenze di oscillazione in ampi tratti di essa, con conseguente

manca di segnale all'uscita, o addirittura si verifichino autooscillazioni a rilassamento, più spesso sulle frequenze alte, verso la fine corsa del potenziometro doppio.

Potremmo arguire che la difficoltà di realizzare un buon funzionamento sull'intera gamma sia dovuta, oltre che alla banda passante del circuito amplificatore, in larga parte alla non linearità del potenziometro doppio adoperato. Se usiamo un comune potenziometro commerciale, che può raggiungere una tolleranza di linearità addirittura fino al $\pm 30\%$, è impensabile che si possa avere un funzionamento corretto dell'oscillatore.

Facciamo a questo proposito qualche calcolo.

Innanzitutto non possiamo più pensare che si verifichino sull'intera gamma le eguaglianze: $R_1 = R_2 = R$; $C_1 = C_2 = C$ come, con molta semplicità, abbiamo supposto all'inizio, ma dobbiamo ora tener conto del caso generale in cui $R_1 \neq R_2$; $C_1 \neq C_2$.

Le Z_1 e Z_2 , in questo caso, saranno così espresse:

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1}; \quad Z_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{s \cdot C_2}}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}}$$

Il rapporto tra la tensione d'uscita V_2 e la tensione all'ingresso V_1 del partitore adesso sarà:

$$A(s) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{\frac{R_2 \cdot \frac{1}{s \cdot C_2}}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}}}{R_1 + \frac{1}{s \cdot C_1} + \frac{R_2 \cdot \frac{1}{s \cdot C_2}}{R_2 + \frac{1}{s \cdot C_2}}}$$

Con alcuni passaggi arriviamo all'espressione:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{s \cdot C_1 R_2}{s^2 \cdot C_1 C_2 R_1 R_2 + s(C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2) + 1} = \frac{1}{s \cdot C_2 R_1 + \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2}{C_1 R_2} + \frac{1}{s \cdot C_1 R_2}}$$

Ponendo di nuovo $s = j\omega$, vediamo che il rapporto tra le tensioni $\frac{V_2}{V_1}$ assume il valore reale quando:

$$j \cdot \left(\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} \right) = 0$$

per cui **la frequenza di oscillazione ora risulta:**

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (14)$$

Al valore di ω_0 **il rapporto tra le tensioni che in teoria è uguale ad un terzo ora diventa:**

$$A(j\omega) = \frac{V_2}{V_1} = \frac{C_1 R_2}{C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_1 R_2} \neq \frac{1}{3} \quad (15)$$

Quindi, mentre il potenziometro viene ruotato dall'inizio alla fine, a causa della tolleranza dei valori nei comuni potenziometri doppi, il rapporto espresso dalla (15) varia ad ogni scostamento di R dal suo valore nominale, con la conseguenza che il ramo di controreazione, regolato a $1/3$, a

volte non è in grado di fornire le condizioni di oscillazione. E' perciò necessario utilizzare potenziometri professionali con elevata linearità, che tra l'altro, sono di alto costo e di difficile reperimento. Il funzionamento è decisamente migliore se commutiamo le gamme sulla parte resistiva e utilizziamo all'interno della gamma un **condensatore variabile doppio**, perché ha una migliore tolleranza nella variazione di capacità e produce meno rumore. E' però necessaria una notevole accuratezza nel determinare la massa del sistema, poiché l'asse e la carcassa del condensatore variabile, che nell'uso solito sono punti di massa, in questo caso sono punto di unione delle due capacità. Un'errata valutazione di questo problema può provocare altrimenti un rumore di fondo tale da rovinare decisamente il segnale generato. **Quindi l'asse del condensatore variabile deve essere decisamente bene isolato.** Inoltre la variazione non molto elevata del valore capacitivo tra il minimo e il massimo costringe a frammentare il campo di frequenze generate in un numero maggiore di gamme rispetto al sistema con resistori variabili.

Sviluppiamo ora un calcolo limite che riguarda la parte resistiva R del filtro.

Immaginiamo di essere riusciti a trovare due condensatori C praticamente uguali ma sfortunatamente abbiamo a disposizione un potenziometro doppio talmente cattivo da raggiungere la tolleranza del 30% sulla sua linearità.

Potremmo, in questo caso, pensare di avere una resistenza $R_1 = R$ e l'altra resistenza che varia rispetto ad essa del 30% in più o in meno mentre ruotiamo il potenziometro doppio da un estremo all'altro. Perciò dobbiamo modificare la (15) e scrivere:

$$\frac{C(R \pm 0.3R)}{CR + C(R \pm 0.3R) + C(R \pm 0.3R)} = \frac{1 \pm 0.3}{3 \pm 2 \cdot 0.3} = \begin{cases} 0,29 \\ 0,36 \end{cases}$$

Cerchiamo di graficare la funzione. Sull'elaboratore, con il nostro solito programma "funzioni", scriviamo: $(1+x)/(3+2*x)$ con gli estremi posti a -0.3 e +0.3, ed otteniamo l'andamento del rapporto V_2/V_1 che varia tra 0,29 e 0,36.

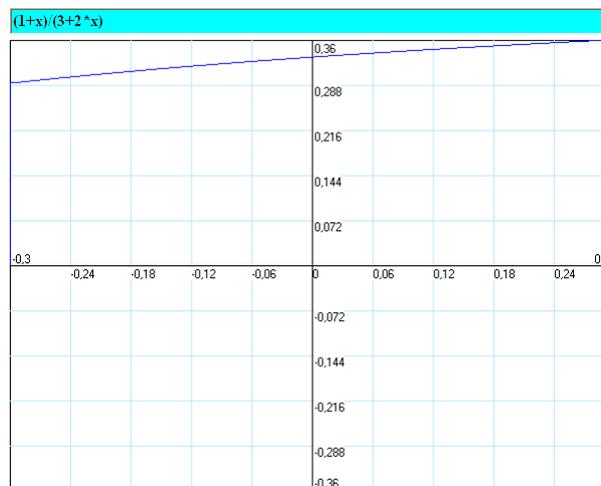


Fig.07

Quindi, solo se la tolleranza tra le resistenze è zero abbiamo il valore 0,33 e siamo nelle condizioni teoricamente calcolate per ottenere l'oscillazione con il minimo di distorsione. E' naturale che uno studio simile può farsi anche sulle tolleranze delle capacità.

Perciò possiamo affermare che l'unione dannosa dei due fenomeni resistivi e capacitivi porta ad una laboriosa progettazione di un generatore di B.F.

Quindi $\beta_{(-)}$ non può essere mantenuto costante ma deve essere adeguato automaticamente al valore necessario all'oscillazione momento per momento. Ciò significa che almeno parte del suo circuito attuativo dovrà essere formato con elementi di controllo non lineari.

L'utilizzazione di una resistenza NTC

La riduzione o l'eliminazione totale del difetto di funzionamento ora descritto può essere ottenuta scegliendo con oculatezza **l'elemento non lineare** da mettere al posto di R nel ramo resistivo del ponte di Wien, cioè nel ramo che produce la reazione negativa.

Questo elemento può essere realizzato mediante un componente resistivo non lineare che può avere una variazione positiva o negativa del suo valore all'aumentare della temperatura.

Nel primo caso abbiamo a disposizione i termistori PTC (Positive Temperature Coefficient) ma anche le comuni lampade ad incandescenza. Essi vengono posizionati nel ramo resistivo inferiore del ponte. Nel secondo caso abbiamo i termistori NTC (Negative Temperature Coefficient) che, invece, vengono posizionati nel ramo resistivo superiore. Se, come quasi sempre accade nella circuiteria allo stato solido, viene scelto un termistore NTC, esso deve essere polarizzato in modo tale che la corrente che scorre al suo interno lo porti a lavorare sul tratto a pendenza negativa della curva, come si nota sul suo diagramma logaritmico I-V di Fig.08. In questo modo un eventuale aumento di segnale provoca un aumento di corrente nel partitore resistivo che a sua volta fa ridurre la tensione ai capi dell'NTC. Conseguentemente aumenta la tensione sulla resistenza verso massa (che è la resistenza d'uscita del partitore). Ciò fa aumentare la controreazione e diminuire il segnale, come si voleva. Una eventuale diminuzione di segnale produce ovviamente l'effetto opposto.

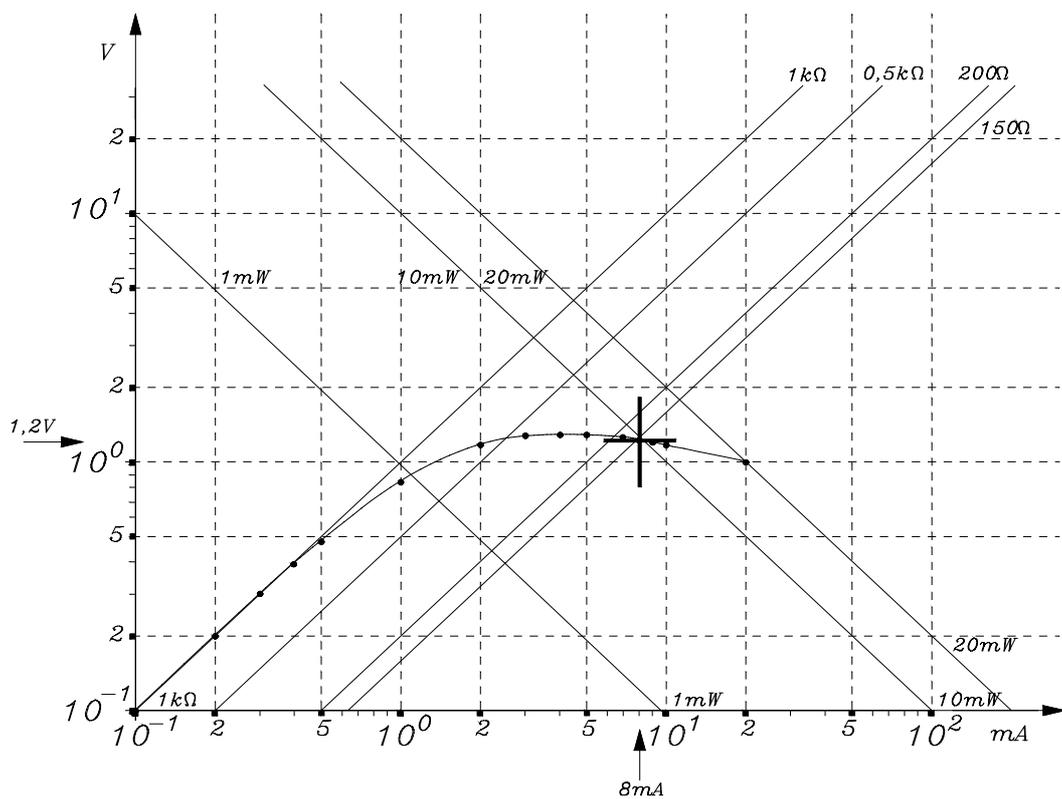


Fig.08

Il buon funzionamento di un oscillatore a ponte di Wien è quindi fortemente dipendente dalla oculata taratura della corrente che scorre nell'NTC, che deve essere sufficientemente elevata per il motivo detto sopra ma non troppo però da mettere a repentaglio la stessa NTC, per effetto termico. Inoltre, per una buona rapidità di risposta al transitorio, *il termistore deve avere piccola inerzia termica* perciò deve essere di piccolissime dimensioni e magari incapsulato in contenitore sotto vuoto in modo tale che il suo valore non sia dipendente dalla temperatura ambiente. In un termistore di questo tipo, che non sopporta dissipazioni al di sopra di 20mW, la corrente di polarizzazione può essere intorno a 5 ÷ 10mA. Nella Fig.08, su un termistore del valore nominale di 1KΩ, si è scelto un punto di lavoro nella zona a pendenza negativa con un assorbimento di 8mA di

corrente. Questa corrente provoca una caduta di tensione pari a circa 1,2V. Dal diagramma si evince che il valore resistivo del termistore è sceso da 1KΩ a circa 150Ω e la potenza dissipata su di esso è ora di circa 10mW.

Un ragionamento simile può farsi quando si utilizza un elemento PTC: un filamento di una lampadina, quando è attraversato da corrente, accresce la sua resistenza. Perciò un aumento di segnale di ritorno fa aumentare la corrente e quindi anche la tensione ai capi della lampadina la quale produce un aumento di controreazione, e così via.

Nella Fig.09 è mostrata una pagina selezionata dal manuale delle caratteristiche delle N.T.C. della Philips¹. Sono riportati i diagrammi logaritmici che riguardano proprio i termistori adatti ad essere utilizzati, come componenti non lineari, nel circuito di controreazione dei generatori a ponte di Wien.

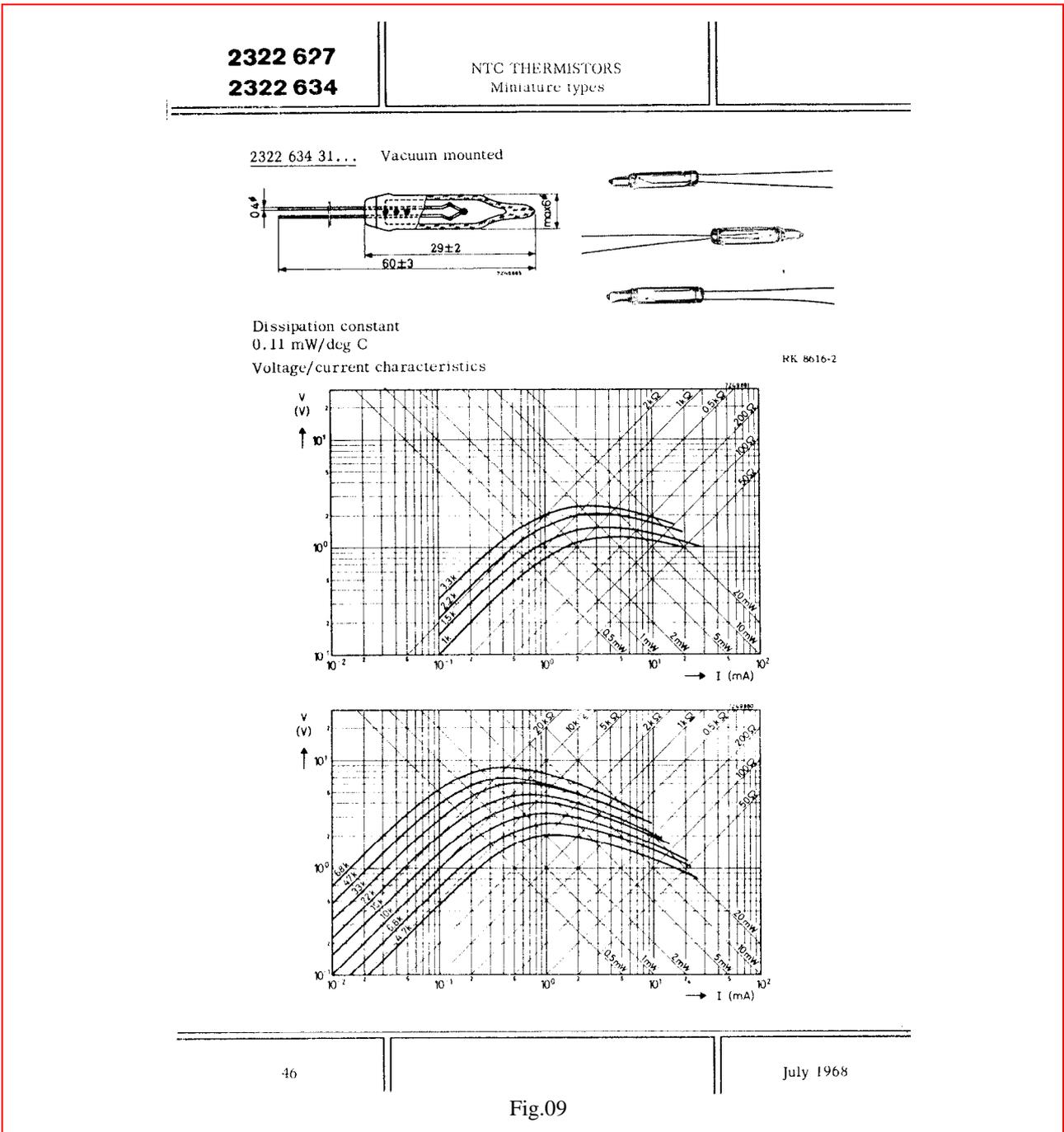


Fig.09

¹ PHILIPS-Elcoma - CP5b- NTC – Resistori a coefficiente di temperatura negativo – Giugno 1971

Abbiamo così concluso sufficientemente la discussione della parte teorica del ponte di Wien ed abbiamo sviluppato anche una buona rassegna di problemi connessi alla sua reale applicazione con le relative accettabili soluzioni.

----*----

In una seconda parte presenteremo le fasi di costruzione di un buon generatore B.F., dove sono stati avvertiti e risolti tutti i problemi qui riportati e descritti.

In un successivo articolo, se tutto andrà per il meglio, proporremo l'utilizzo del Ponte di Wien in un altro campo molto importante per lo studio e l'analisi dei segnali sinusoidali, quando attraversano sistemi non perfettamente lineari. Lo vedremo infatti come elemento filtrante in un circuito sperimentale di distorsionometro per B.F.

Ma questo lavoro è ancora molto lontano dalla fase di costruzione definitiva.

Aprile 2013

Ing. Nicola del Ciotto