

LNF - 66/12
8 Marzo 1966.

**N. Abbattista, M. Coli e V.L. Plantamura: COMPORTAMENTO
DINAMICO DEI CIRCUITI MONOSTABILI A DIODO TUNNEL. -**

(Nota interna: n. 311)

Nota Interna: n° 311
8 Marzo 1966

N. Abbattista^(o), M. Coli e V. L. Plantamura^(o): COMPORAMENTO DINAMICO DEI CIRCUITI MONOSTABILI A DIODO TUNNEL^(x). -

SOMMARIO. -

Si forniscono precisazioni quantitative sulle grandezze dinamiche d'interesse per i circuiti monostabili a diodo tunnel, parametrizzando rispetto ad un fattore caratteristico del circuito.

L'analisi, condotta in maniera generale, ma con uno sguardo particolare ai problemi dell'elettronica nucleare, si riferisce ai circuiti con guadagno di corrente e a quelli assolvanti soltanto una funzione logica ed è svolta comparativamente per i circuiti con polarizzazione lineare (p.l.) e per quelli con polarizzazione non lineare (p.n.l.).

Sono stati inoltre considerati i circuiti polarizzati con corrente molto prossima a quella di picco, nei riguardi della probabilità di scatti multipli che spontaneamente possono insorgere in questi.

ABSTRACT. -

The dynamic behaviour of tunnel diode monostable circuits is analysed as a function of a characteristic parameter of the circuit.

(o) - Istituto di Fisica dell'Università, Bari

(x) - Lavoro in parte svolto con fondi del C.N.R.

2.

The analysis, has been developed in a general way, and the results have been showed with particular regard to the problems of fast nuclear electronics.

It is referred to the circuits with current gain greater than one and to the circuits performing only a logic operation, and is comparative between the circuits with linear and non linear biasing.

The circuits with tunnel biasing very near to the peak have been regarded for multiple switching stability that is the most important limit for high sensitivity monostable circuits.

INTRODUZIONE. -

Il circuito monostabile a d. t. è il più frequentemente impiegato per la sua immediatezza e semplicità come circuito formatore⁽¹⁻⁵⁾ ed è il circuito fondamentale fra quelli capaci di esplicare funzioni logiche a frequenze di ripetizione maggiori di 100 MHz.

Le proprietà del circuito monostabile sono qualitativamente note da tempo⁽⁶⁾.

Nel presente lavoro, si è sentita l'esigenza di fornire delle precisazioni quantitative generali con uno sguardo particolare ai problemi inerenti all'elettronica rapida per la sperimentazione in fisica nucleare.

Si analizzano le grandezze dinamiche allo scopo di fornire dati sulle prestazioni del circuito. L'analisi parametrizzata è stata condotta con riferimento ai circuiti con guadagno di corrente^(x) ($G_I > 1$, ossia $j_o < 0,55$) ed ai circuiti assolvanti soltanto una funzione logica ($G_I < 1$, $j_o < 0,55$). In entrambi i casi le grandezze dinamiche considerate sono la durata, il tempo risolutivo e l'ampiezza del segnale di uscita in funzione di un parametro (k) caratteristico del circuito.

(x) - Con le grandezze definite in Tab.

$$G_I = \frac{f(V_{\max}) - J_v}{J_{in}} ; V_{\max}(K, j_{in})$$

ricavabile dal ciclo dinamico (v. fig. 6).

L'analisi è stata condotta in modo comparativo fra i circuiti con p.l. e p.n.l. ed è stata estesa anche ai circuiti polarizzati con corrente molto prossima a quella di picco, fornendo condizioni per la stabilità dei due casi di polarizzazione, relativamente alla probabilità di scatti multipli che costituisce la limitazione più importante per i circuiti con sensibilità elevata.

A) - Generalità. -

I circuiti presi in considerazione sono mostrati nella fig. 1a, b. In essa è mostrato anche il circuito equivalente in cui la caratteristica del d.t. è approssimata con due parabole⁽⁷⁾ il cui punto d'intersezione è posto a $1,5 V_p$. Per il circuito di fig. 1b la caratteristica del diodo di polarizzazione è approssimata con due esponenziali raccordantesi nel punto $V = 1,5 V_p$.

Le equazioni differenziali normalizzate alla I_p , V_p ed alla R_p sono:

a) - per la polarizzazione lineare (fig. 1a): equazione di equilibrio al nodo A ed alla maglia percorsa dalla corrente j_L :

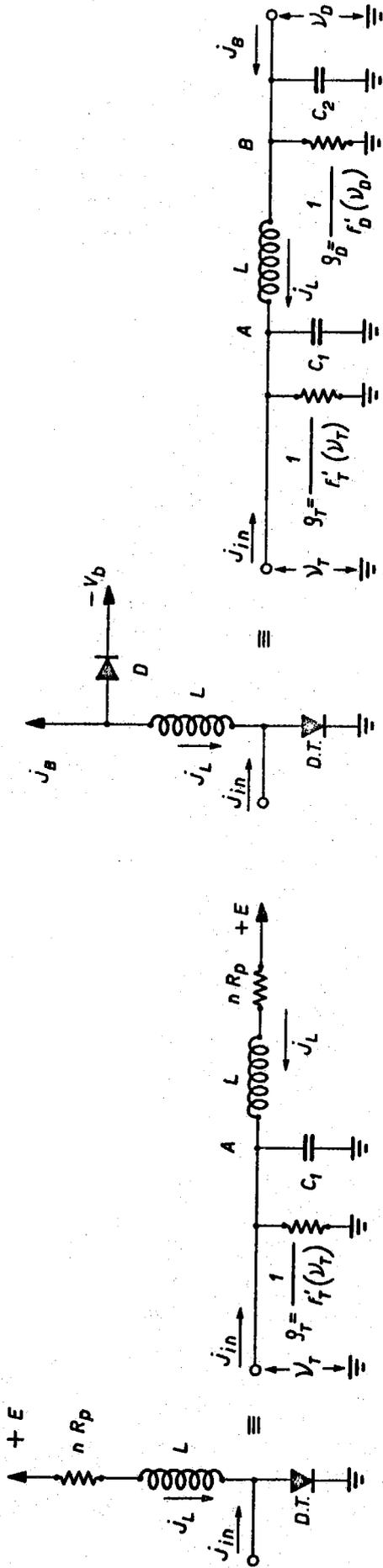
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d v_T}{dT} = j_{in} + j_o + j_L - f_T(v_T) \\ \frac{d j_L}{dT} = (E - n j_L - v_T) \frac{1}{K} \end{array} \right.$$

con

$$K = \frac{L}{R_p^2 C_1} ; \quad dT = \frac{dt}{R_p C_1}$$

b) - per la polarizzazione non lineare (fig. 1b): le equazioni di equilibrio ai nodi A, B e la relazione funzionale per la corrente nella induttanza:

$$\frac{d v_T}{dT} = j_{in} + j_o - f_T(v_T)$$



a)

b)

$$v = \frac{v}{V_p}$$

$$j = \frac{i}{I_p}$$

$g_T \equiv$ Resistenza dinamica del Diode Tunnel

$g_D \equiv$ Diode

$$f_T(v_T) \equiv \begin{cases} -v_T^2 + 2v_T & \text{per } v_T < 1.5 V_p \\ 0.1625 v_T^2 - 1.1375 v_T + 2.0906 & \text{per } v_T > 1.5 V_p \end{cases}$$

$$f_D(v_D) \equiv \begin{cases} e^{T_1 v_D} - 1 & \text{per } v_D < 1.5 V_p \\ e^{T_2 (v_D - 1.5)} - 0.95 & \text{per } v_D > 1.5 V_p \end{cases}$$

$$e \cdot \begin{cases} T_1 = \frac{1}{1.5} \log 1.05 \\ T_2 = \frac{1}{1.95} \log 1.95 \end{cases}$$

FIG. 1 - Schemi di monostabili a diodi tunnel e loro circuiti equivalenti. a) polarizzazione lineare; b) polarizzazione non lineare.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d v_o}{dt} = \left[j_B - j_L - f_D(v_D) \right] \frac{C_1}{C_2} \\ \frac{d j_L}{dT} = (v_T - v_D) \frac{1}{K} \end{array} \right.$$

I valori di k sono stati scelti fra 20 e 10^4 .

Valori inferiori a 20 portano nel caso di p.l. a forme di onda di uscita praticamente inutilizzabili; per i valori superiori a 10^4 , le grandezze dinamiche variano proporzionalmente al valore di K senza errore apprezzabile.

B) - Monostabili con $G_I > 1$. -

Un primo insieme di calcoli è stato eseguito con il d.t. polarizzato con $j_0 = 0.9$, polarizzazione massima permessa dalle tolleranze quando si voglia avere il massimo di G_I .

Si sono innanzitutto ricavate le forme d'onda d'uscita per un impulso d'ingresso di forma $j(t) = j_{in} [u(t) - u(t - \tau_R)]$ dove τ_R rappresenta la durata minima per il trigger del d.t.

Per chiarezza in fig. 2 riportiamo una tipica forma d'onda di tensione, ricavata per punti al calcolatore, e su di essa definiamo le grandezze dinamiche prese in esame:

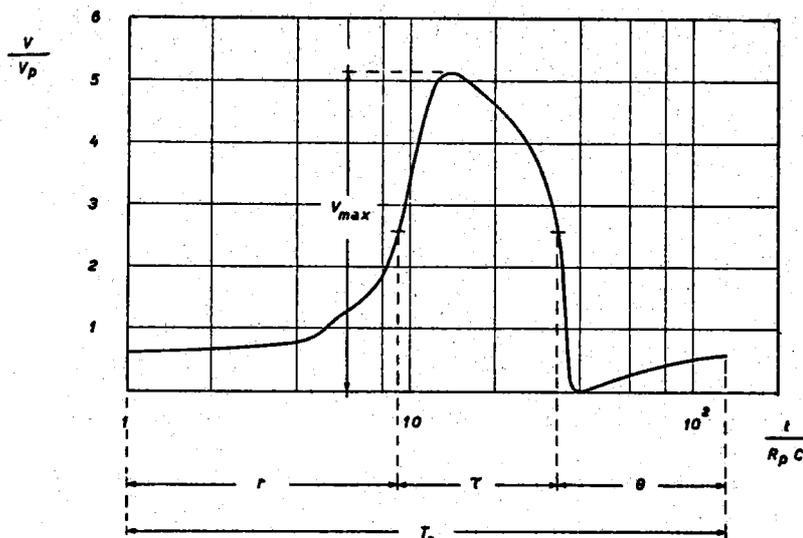


FIG. 2 - Forma d'onda tipica

6.

a) - T_0 = durata del ciclo dinamico completo (ν, j) dal punto di polarizzazione di coordinate (j_0, ν_0) al punto di ristabilimento di ascissa $\nu_0(1-0.01)$ sul piano ν, j .

b) - A_0 = ampiezza dell'impulso d'ingresso normalizzata ad I_p : [$A_0 = (j_{in})$] con overdrive del 10%.

c) - = durata dell'impulso di uscita misurata a mezza ampiezza.

d) - θ_0 = tempo morto misurato da metà ampiezza sul fronte di discesa al punto di ristabilimento.

e) - ciclo utile = rapporto fra la durata dell'impulso e la durata del ciclo totale

$$\left(\delta = \frac{\tau}{T_0} \frac{\tau}{\tau + \theta} = \frac{1}{1 + \theta/\tau} \right) .$$

B-1) - Tempo risolutivo in funzione di K. - Nella fig. 3 è riportato il tempo risolutivo (minimo ritardo fra due impulsi di ingresso di eguale ampiezza), per i due tipi di polarizzazione, in funzione di K.

Per considerazioni che faremo in seguito i valori pratici del K, per la polarizzazione lineare, devono essere superiori a 10^2 . Per tali valori il rapporto delle frequenze di operazione del circuito con p.n.l. e p.l. è di circa 1.8 con errore trascurabile.

B-2) - Durata del segnale in funzione di K. - Sempre in fig. 3 è riportata la durata del segnale di uscita in funzione di K.

A parità di K si nota che la durata del segnale per la p.n.l. è sempre maggiore di quella per la p.l., la durata ed il tempo risolutivo per la p.n.l. sono contenute entro le due curve corrispondenti per la p.l. Ciò è conseguenza del fatto che il ciclo utile per la p.n.l. è del 40% circa mentre è del 20% circa per la p.l.

A parità di durata si possono usare due K diversi per le due polarizzazioni ($K_{p.n.l.} < K_{p.l.}$). Di conseguenza diminuiscono i tempi risolutivi, con notevole ulteriore guadagno sul rapporto delle frequenze già citato, a favore della p.n.l.

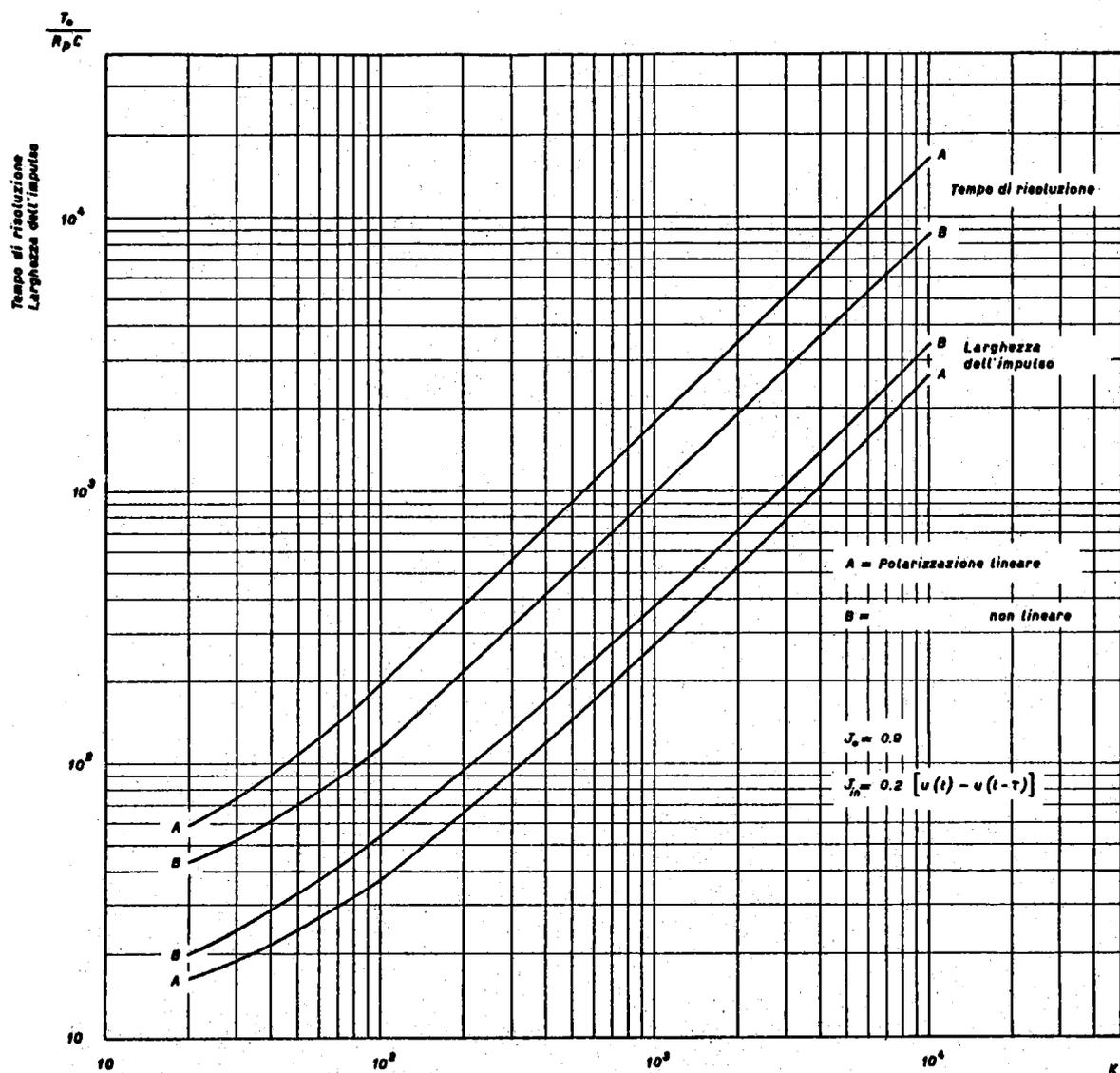


FIG. 3 - Tempo di risoluzione e larghezza dell'impulso in funzione di K .

B-3) - Tempo di risoluzione in funzione dell'ampiezza del secondo impulso. - In fig. 4 compaiono i grafici del tempo risolutivo, normalizzato alla durata del ciclo T_0 , per la polarizzazione considerata, in funzione della ampiezza del secondo impulso normalizzato ad A_0 che nel caso in esame vale 0.2.

Si noti che per la p.n.l. le ampiezze necessarie per ridurre il tempo risolutivo sono molto maggiori di quelle richieste per la p.l. Ciò è dovuto al fatto che l'aumento dell'ampiezza del secondo impulso riduce soltanto il tempo morto che nel caso della p.n.l. è già piccolo.

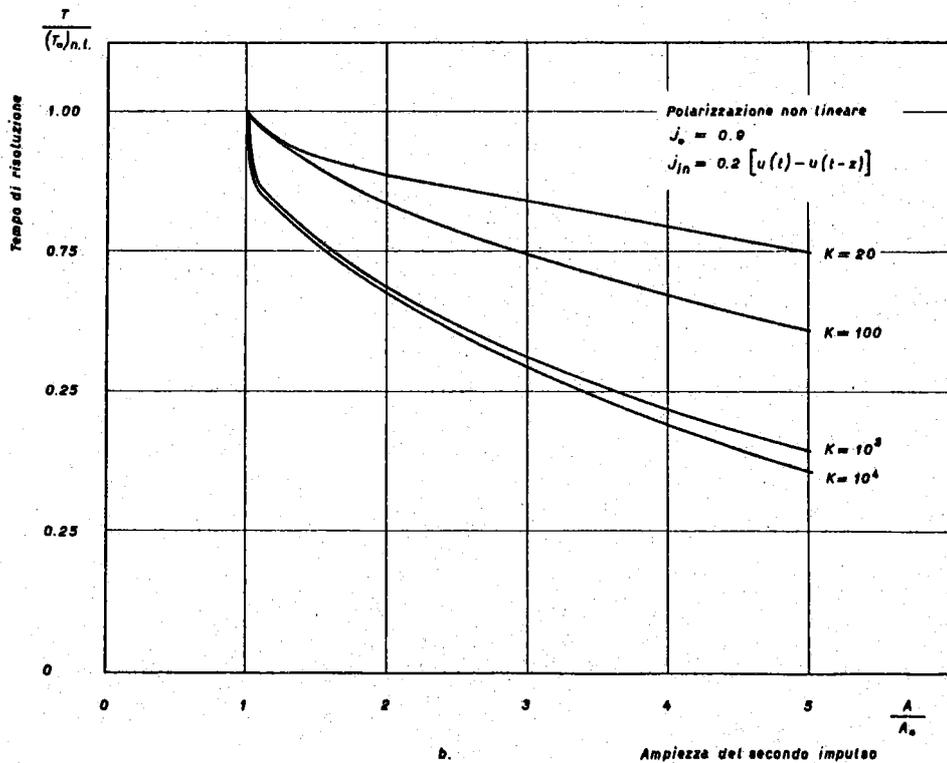
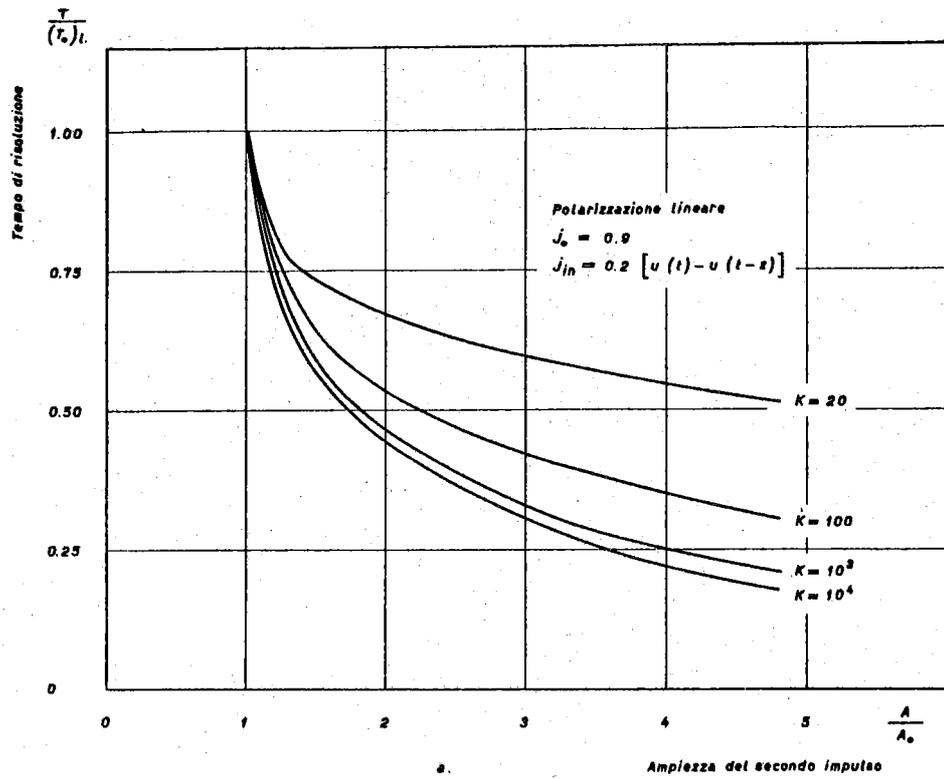


FIG. 4 - Tempo di risoluzione in funzione dell'ampiezza del secondo impulso.

In fig. 5 riportiamo la variazione del tempo morto θ , normalizzato al tempo θ_0 per le due polarizzazioni, in funzione del rapporto A/A_0 .

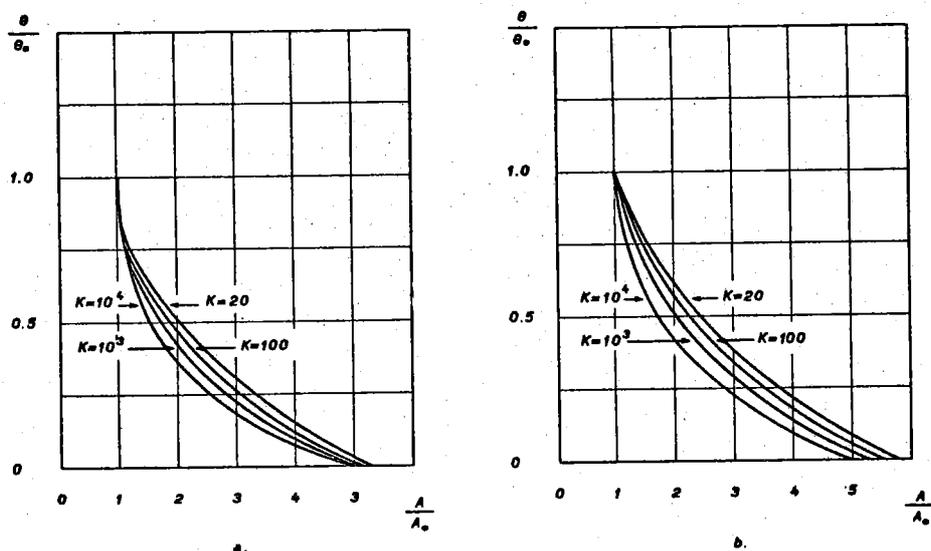


FIG. 5 - Tempo morto in funzione dell'ampiezza del secondo impulso. a) polarizzazione lineare; b) polarizzazione non lineare.

B-4) - Ampiezza massima dell'impulso di uscita in funzione di K. -

In fig. 6 riportiamo le ampiezze normalizzate alla tensione di picco V_p , in funzione di K.

Si può osservare che per valori di $K < 10^2$ il segnale di uscita per la p.l. diventa praticamente inutilizzabile; per $K = 20$ la tensione di uscita è circa la tensione di valle.

Per valori $K > 10^2$, si noti che a parità di ampiezza il valore di K per la p.n.l. è minore di quello per la p.l. (Anche sotto questo punto di vista si possono ottenere frequenze di operazione più alte per la p.n.l.).

Con ampiezze di uscita accettabili la p.n.l., permette di raggiungere frequenze di lavoro non raggiungibili con la p.l.

B-5) - Parametro caratteristico W in funzione dell'ampiezza del segnale di uscita. - Ci è sembrato significativo riportare in fig. 7 il prodotto W , ampiezza massima di uscita per $1/T_0$, in funzione della stessa ampiezza massima, in quanto, tale fattore può caratterizzare il circuito monostabile fornendoci un parametro di confronto fra i due tipi di polarizzazione.

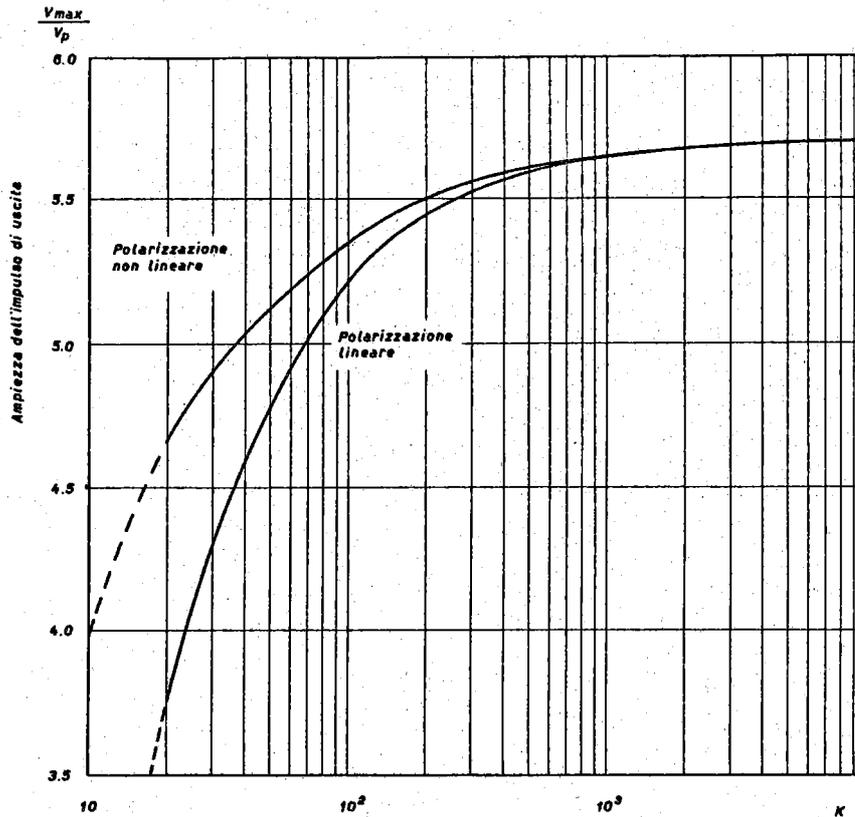


FIG. 6 - Ampiezza dell'impulso di uscita in funzione di K .

Esso può servire per la scelta del valore di $R_p C$ e di conseguenza del tipo di tunnel. Fissata quindi la frequenza massima di operazione desiderata esso fornisce il valore massimo ottenibile dell'ampiezza del segnale di uscita.

C) - Monostabili con $G < 1$. -

In questo caso sono state considerate le polarizzazioni $j_o = 0$ e $j_o = -1$.

In queste condizioni non esiste un punto di autosostentamento^(x) sulla parte a resistenza negativa della caratteristica, in quanto la j_L , è minore, in ogni punto, alla corrente richiesta dal d. t.

(x) - Punto di autosostentamento è definito dalle seguenti condizioni:

$$\frac{d(j_{in} + j_i)}{dv_T} \geq \frac{df_T(v_T)}{dv_T} \quad j_L > f_T(v_T)$$

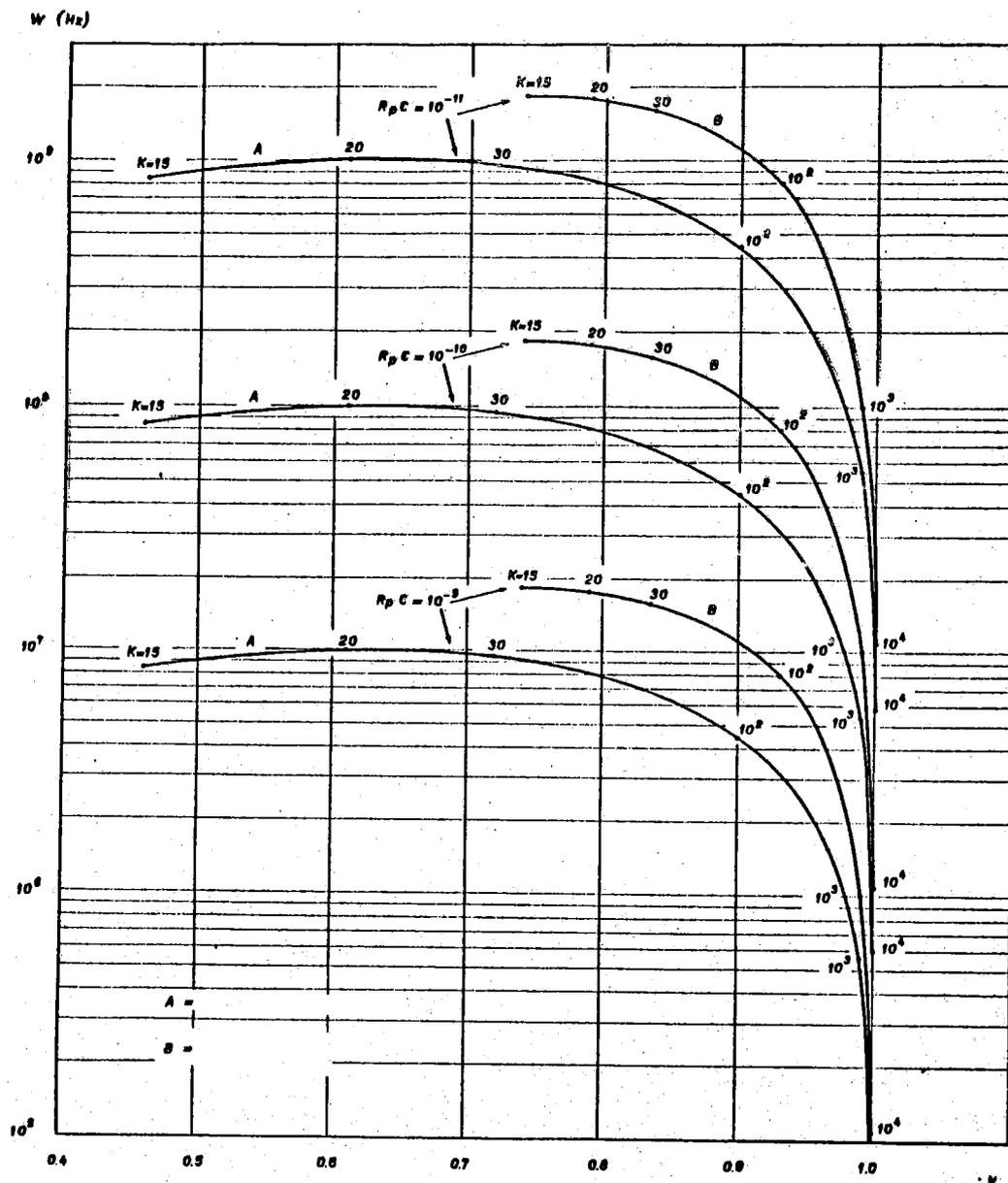


FIG. 7 - Fattore W in funzione di V.

Le forme d'onda di uscita sono state ricavate per un ingresso della forma $j(t) = j_{in} [\mu(t - \tau_2)]$ dove τ_2 rappresenta la durata del segnale d'ingresso mantenuto finchè la tensione del ciclo dinamico diventa massima.

Le grandezze dinamiche d'interesse compaiono nella tabella I per la p.l. e nella II per la p.n.l.

Come osservazione generale si può notare che quando la polarizzazione j_0 diminuisce il salto di tensione ai capi dell'induttanza aumenta. Tale situazione ha conseguenze importanti nel caso in

TABELLA I - Polarizzazione lineare

$j_0 = 0$					
K	Ampiezza massima (V_{max}/V_p)	Tempo di salita ($R_p C$)	Durata ($R_p C$)	Tempo morto ($R_p C$)	Tempo risolutivo ($R_p C$)
20	---	---	---	---	---
10^2	5.43	≈ 18	10.6	2.3	25
10^3	5.90	≈ 18	16.9	5.6	32
10^4	5.96	≈ 18	22.2	7.8	39.4
$j_0 = -1$					
20					
10^2	5.76	11.6	8.8	1.9	15.2
10^3	5.89	16.7	9	2.6	21.5
10^4	5.96	18.2	10.9	3	23.5

TABELLA II - Polarizzazione non lineare

$j_0 = 0$					
K	Ampiezza massima (V_{max}/V_p)	Tempo di salita ($R_p C$)	Durata ($R_p C$)	Tempo morto ($R_p C$)	Tempo risolutivo ($R_p C$)
20	5.0	≈ 17	7.8	2	22
10^2	5.62	≈ 17	11.4	2.5	25
10^3	5.9	≈ 17	18.8	6	34
10^4	5.96	≈ 17	24.4	8	41.6
$j_0 = -1$					
20	4.98	≈ 18	6.7	1.5	22
10^2	5.6	≈ 18	8.23	2.1	23.4
10^3	5.9	≈ 18	10.7	2.9	23.4
10^4	5.96	≈ 18	13.2	3	25.8

cui $j_0 < 0.55$ ossia, $G_I < 1$.

Infatti la durata dipende oltre che dal circuito (k), molto sensibilmente dal punto di polarizzazione, e nel caso di $G_I < 1$ la durata del segnale di uscita diviene molto breve.

Se il segnale d'ingresso ha invece una durata maggiore di quella prima definita, il circuito si comporta come quelli con $G_I > 1$ in quanto si può pensare che il segnale d'ingresso si somma alla corrente di alimentazione, realizzando una polarizzazione del tipo di quella dei circuiti con $G_I > 1$.

D) - Analisi della stabilità per polarizzazioni molto prossime alla corrente di picco I_p .

La soglia minima realizzabile in un circuito a scatto è determinata da due fattori:

- 1) - il rumore;
- 2) - le sovraelongazioni che si verificano durante il ristabilimento del circuito e che sono tanto più temibili quanto più bassa è la soglia.

Valutiamo l'incidenza di questi due fattori nel determinare la soglia minima nel caso di circuiti a scatto realizzati con d.t.

D-1) - E' noto che la corrente di rumore intrinseca al d.t. può esprimersi mediante⁽⁸⁾:

$$\overline{i_r}^2 = 4KTg_e \Delta f \quad \text{dove} \quad g_e = \frac{1}{r_s + \frac{g_d}{g_d^2 + (\omega C_c)^2}}$$

dove

r_s = resistenza serie parassita
 g_d = conduttanza equivalente al punto di polarizzazione
 C_d = capacità parassita del tunnel.

Nel caso di polarizzazione prossima al picco, $g_d \approx 0$, ed assumendo $r_s = 1\Omega$ si ottiene per i_r

$$i_r = 2 \sqrt{KT \Delta f}$$

Per una banda $\Delta f = 10^{10}$ con $T = 300^\circ\text{K}$, $i_r \approx 12 \mu\text{A}$. Trascurando l'effetto della conduttanza equivalente del generatore i_r , si vede che nel caso di $I_p = 10 \text{ mA}$ la polarizzazione massima permessa, considerando soltanto le limitazioni poste dal rumore, è dell'ordine di $1/1000 I_p$.

In pratica è molto comune il caso in cui si utilizza, per una discriminazione a bassissime soglie, un d.t. di $I_p \leq 1 \text{ mA}$. Si può perciò assumere come valore pratico di polarizzazione massima una corrente pari ad $0.99 I_p$.

D-2) - Stabilità del circuito con p.l. - Sulla base dell'esperienza acquisita con discriminatori realizzati in laboratorio⁽⁵⁾, assumiamo anche per questo caso il circuito equivalente linearizzato di fig. 8a) in cui:

- R_1 = resist. diff. del d.t. nel punto di polarizzazione = mR_p
- C_1 = capacità parassita (considerata costante e apri alla capacità del d.t. alla valle).

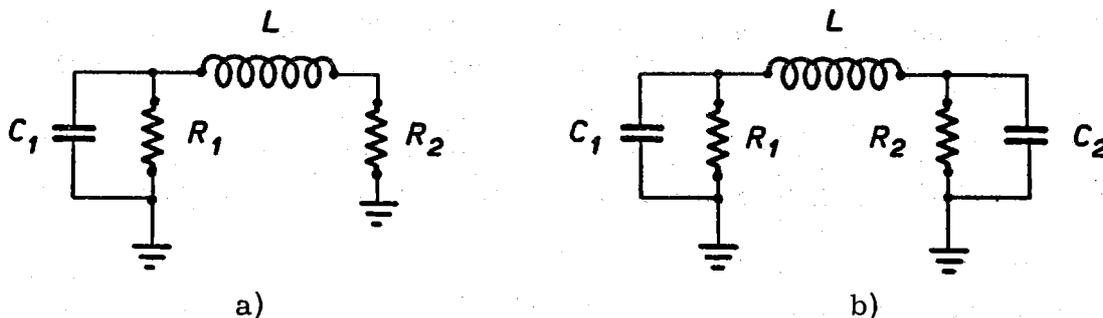


FIG. 8 - Circuiti equivalenti per polarizzazione vicino al picco:

- a) - polarizzazione lineare
- b) - polarizzazione non lineare

La caratteristica del circuito fornisce per lo smorzamento critico la relazione:

$$(R_1 R_L C + L)^2 - (4LR_1 C(R_1 + R_L)) > 0$$

da cui ricorrendo alle definizioni dei parametri noti:

$$(1) \quad \left| \frac{\sqrt{K}}{m} - \frac{n}{\sqrt{K}} \right| \geq 2$$

Utilizzando l'approssimazione parabolica per la caratteristica del d.t. si ottiene per m l'espressione

$$(2) \quad m = \frac{1}{2 \sqrt{1 - j_0}}$$

La relazione (1), riportata in forma grafica in fig. 9a per $n=2$, fornisce i limiti della banda proibita per i valori di K , in funzione delle varie polarizzazioni.

Per polarizzazioni $j_0 \leq 0.99$, che è un limite oltre il quale le instabilità possono insorgere per il rumore, si può dire che la condizione (1) non pone ulteriori limiti ai valori di K utilizzabili in pratica.

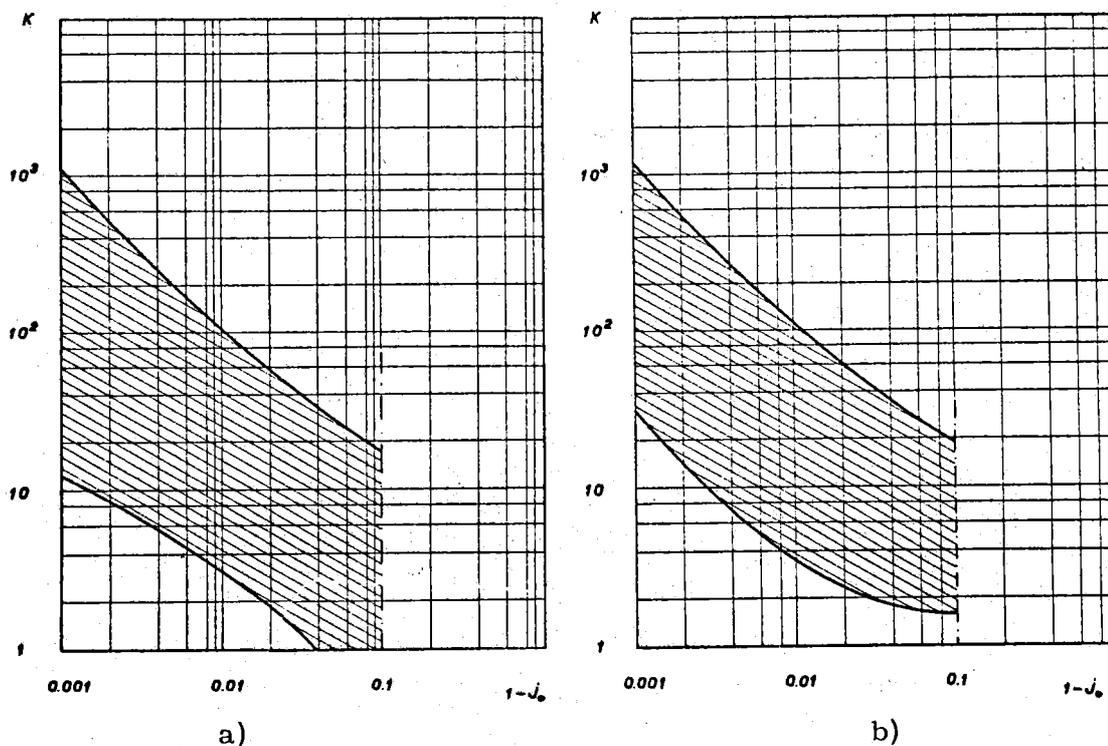


FIG. 9 - Valori proibiti di K : a) - polarizzazione lineare
b) - polarizzazione non lineare

D-3) - Stabilità del circuito con p. n. l. - Conservando la linearizzazione prima considerata e linearizzando ancora la resistenza del diodo di polarizzazione si giunge al circuito di fig. 8b.

Si noti che la costante di tempo $R_1 C_1$ è di vari ordini di grandezza inferiore alla costante di tempo $R_2 C_2$ e trascuriamo quindi

la capacità C_1 . Con analogo ragionamento svolto in (5), assumiamo l'induttanza come un disaccoppiamento ideale durante lo scatto indietro del tunnel. In questa ipotesi possiamo pensare che il diodo di polarizzazione dopo lo scatto del d.t. si trovi oltre il ginocchio e quindi assumiamo per R_2 un valore iniziale di circa $30 R_p$, come si ricava dall'approssimazione esponenziale della caratteristica del diodo, già fornita in fig. 1.

La condizione di smorzamento critico è esprimibile ancora nella forma

$$(3) \quad \left| \frac{\sqrt{K}}{n'} - \frac{m'}{\sqrt{K}} \right| \geq 2$$

dove:

$$n' = \frac{n}{\sqrt{c}} \quad ; \quad m' = \frac{m}{\sqrt{c}}$$

$$c = \frac{C_1}{C_2} \quad ; \quad K = \frac{L}{R_p^2 C_1}$$

Dalla (3) si trova che le radici K_1 , K_2 dell'equazione limite della disuguaglianza sono proporzionali ad $1/c$. Mentre i valori di m si possono calcolare in modo preciso della (2), problematica risulta la valutazione di n al variare della polarizzazione.

Poichè in pratica l'induttanza si discosta notevolmente da un elemento ideale di disaccoppiamento, abbiamo assunto per il valore di n una variazione, proporzionale a quella di m .

In fig. 9b abbiamo riportato graficamente la relazione (3) per valori del parametro $c = 1$.

Per i valori di $j_0 < 0.9$ le considerazioni fin qui svolte perdono di importanza perchè con tali polarizzazioni non è più necessario imporre al circuito uno smorzamento critico per assicurarne la stabilità.

I valori di K compresi nella zona proibita per $0.9 < j_0 < 0.99$, sono comunque cautelativi perchè potrebbero essere tollerabili anche piccole sovraelongazioni. Ciò non può dirsi, causa la presenza del rumore, per i valori di K per $j_0 > 0.99$.

BIBLIOGRAFIA. -

- (1) - R. H. Bergman and M. Cooperman, RCA Review, June (1962)
- (2) - A. Whetstone and S. Kounosu, Rev. Sci. Instr. 33, 423 (1962)
- (3) - A. Adin and B. Sabbah, Nuclear Instr. and Meth. 26, 355 (1964)
- (4) - M. Coli, Nuovo Cimento, 38, 1061 (1965)
- (5) - N. Abbattista e V. L. Plantamura, Alta Frequenza 34, (1965)
- (6) - Tunnel diodes, RCA Manual
- (7) - G. Infante and F. Pandarese, Nuclear Electronics III (Belgrado 1961) pag. 29
- (8) - W. F. Chow, Principles of tunnel diode circuits (J. Wiley and Sons, Inc. New York, 1964).