

Laboratori Nazionali di Frascati

LNF-68/28

G. Scerch e F. Tazzioli : SULLE FLUTTUAZIONI DI FREQUENZA
NEI TRASMETTITORI RADAR CON MODULATORE A LINEA.

Estratto da : Alta Frequenza 36, 318 (1968)

SULLE FLUTTUAZIONI DI FREQUENZA NEI TRASMETTITORI RADAR CON MODULATORE A LINEA

G. SCERCH (*) - F. TAZZIOLI (**)

Vengono analizzate le cause d'instabilità di frequenza di un trasmettitore per radar con modulatore a linea, considerando in particolare l'impiego di tali trasmettitori nei sistemi M.T.I. in cui è richiesta una notevole stabilità della frequenza tra impulsi immediatamente successivi. Vengono forniti criteri per aumentare la stabilità suddetta.

I. - INTRODUZIONE.

Nei sistemi radar del tipo M.T.I. (Moving Target Indication) si presenta la necessità di discriminare gli echi provenienti da bersagli mobili da quelli riflessi da bersagli fissi, anche quando quest'ultimi sono a livello più alto dei primi. Per differenziare gli echi viene utilizzato l'effetto Doppler, cioè ci si basa sul fatto che gli echi provenienti da bersagli mobili sono spostati in frequenza di $2v/\lambda$ rispetto al segnale trasmesso, essendo v la componente radiale rispetto all'antenna della velocità del bersaglio e λ la lunghezza d'onda trasmessa [1].

Uno schema semplificato di tale sistema è riportato in fig. 1. Il generatore del segnale a radio-frequenza tra-

Detti f_d la frequenza Doppler, $\beta = 2\pi/\lambda$ la costante di fase, d_0 la distanza antenna-bersaglio, il segnale eco ha la forma:

$$(2) \quad V_e = A_2 \sin [2\pi (f \pm f_d) t - 2\beta d_0]$$

La (2) ovviamente rappresenta la portante del segnale modulato ad impulsi.

Il segnale di riferimento e quello eco vengono inviati nel discriminatore di fase, da cui esce un segnale che, a meno di una costante di fase inessenziale, ha come involuppo la forma:

$$(3) \quad V_d = A \sin 2\pi f_d t$$

e risulta campionato ad intervalli pari al periodo di ripetizione degli impulsi.

In uscita dal discriminatore di fase si ha quindi una successione di impulsi modulati in ampiezza come indicato dalla (3). Tali impulsi hanno ampiezza costante nel caso di bersagli fissi ($f_d = 0$), variabile nel caso di bersagli mobili.

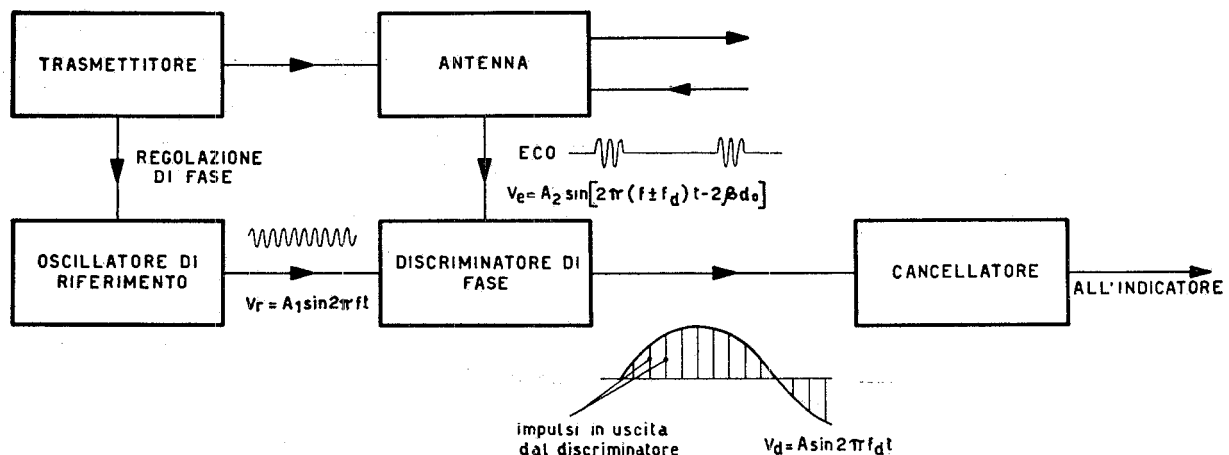


Fig. 1. — Schema di principio di un sistema radar M.T.I.

smesso è generalmente costituito da un magnetron modulato ad impulsi. Un oscillatore ad onda continua di riferimento, la cui frequenza coincide con quella del magnetron, viene regolato in fase con il tubo trasmittente ad ogni impulso trasmesso. Il segnale di riferimento abbia la forma:

$$(1) \quad V_r = A_1 \sin 2\pi f t.$$

(*) Dott. Ing. G. SCERCH - Reparto Trasmettitori Soc. Selenia Roma - Istituto di Fisica Università di Roma.

(**) Dott. Ing. F. TAZZIOLI - C.N.E.N. Frascati - Istituto di Fisica Università di Roma.

Per discriminare le uscite dal discriminatore di fase dovute a bersagli mobili da quelle dovute a bersagli fissi, gli impulsi che escono dal discriminatore vengono inviati in una unità chiamata cancellatore. In questa, per mezzo di una linea di ritardo, ciascun impulso che proviene dal discriminatore viene sottratto al successivo.

L'uscita dal cancellatore è quindi nulla nel caso di bersagli fissi e diversa da zero per bersagli mobili. Questa uscita, opportunamente manipolata, viene poi inviata ad un indicatore.

Con il sistema ora descritto non sarebbe però possibile discriminare i bersagli mobili la cui frequenza Doppler fosse un'armonica della frequenza di ripetizione, per-

chè in tal caso l'uscita del discriminatore di fase rimarrebbe costante per i vari impulsi successivi.

Si può tuttavia ottenere che nessuna frequenza Doppler, nel campo che interessa, dia luogo ad un'uscita nulla dal cancellatore, campionando la forma d'onda (3) ad intervalli di tempo disuguali. Si varia cioè secondo un programma prefissato l'intervallo temporale tra due impulsi successivi, pur mantenendo costante il valore medio della frequenza di ripetizione.

Da questa introduzione sommaria si può comprendere come ogni variazione della frequenza del segnale trasmesso, rispetto a quella del segnale di riferimento, dia luogo ad un'uscita non nulla dal cancellatore anche in presenza di bersagli fissi, limitando così le prestazioni del sistema.

Le variazioni di frequenza trasmessa sono dovute, oltre che all'instabilità propria del tubo a microonde, alle variazioni dell'ampiezza dell'impulso modulante applicato al tubo. Nel caso che tale tubo sia un magnetron, la frequenza di oscillazione dipende dalla corrente catodica di picco (frequency pushing) e quindi le variazioni di ampiezza dell'impulso modulante determinano fluttuazioni della frequenza da impulso ad impulso.

Ci occuperemo in dettaglio delle cause che possono determinare le variazioni suddette e della possibilità di ridurle. Si suppone che il trasmettitore sia costituito da un magnetron pilotato da un modulatore a linea in quanto tale soluzione è la più frequentemente adottata quando non si richieda flessibilità nella durata e nella ripetizione degli impulsi.

2. - CAUSE DI VARIAZIONE DELL'AMPIEZZA DELL'IMPULSO MODULANTE.

Il circuito semplificato di un modulatore a linea a carica risonante, alimentato da un generatore di tensione continua, è riportato in fig. 2 [2]. La capacità C rap-

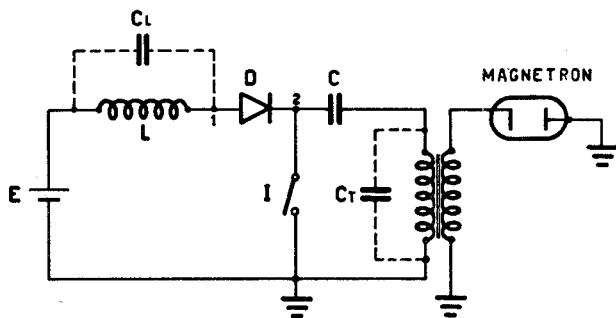


Fig. 2. — Schema di principio del modulatore a linea.

presenta schematicamente il comportamento della linea alle basse frequenze in gioco durante la carica: C_L è la capacità parassita associata all'induttanza di carica L , C_T è la capacità del trasformatore d'impulso. L'interruttore I in pratica è costituito da un tubo elettronico a gas (thyatron). Supponiamo che all'istante iniziale l'interruttore I sia aperto e la tensione nel punto 2 sia nulla. A partire da tale istante la capacità C si carica attraverso l'induttanza L ed il diodo D .

La tensione di carica della linea V_N e la corrente di carica I_C varieranno nel modo indicato in fig. 3.

Al tempo $T_C = \pi(LC)^{1/2}$ la linea si sarà caricata al doppio della tensione d'alimentazione E . Da questo istante in poi a causa del diodo D , la tensione della linea rimarrà costante mentre la tensione nel punto 1 tornerà brusca-

mente al valore E . Al tempo T_R , che è il periodo di ripetizione degli impulsi, l'interruttore viene chiuso, la linea si scarica attraverso il primario del trasformatore di impulso e dal secondario di quest'ultimo viene prelevato l'impulso che modula il magnetron. Si suppone che il tempo di scarica della linea sia trascurabile rispetto a T_R e che al termine di tale scarica la tensione sulla linea sia nulla. Il ciclo quindi si ripete identicamente per gli impulsi successivi.

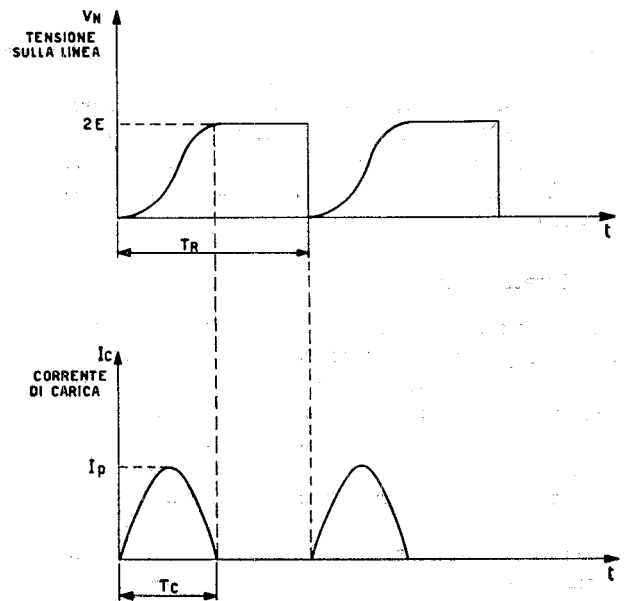


Fig. 3. — Forme d'onda della tensione e corrente di carica.

In seguito verranno prese in considerazione due possibili condizioni di funzionamento del circuito ora descritto. In una, la frequenza di ripetizione è fissa e l'intervallo T_R tra gli impulsi successivi è costante. Nell'altra, l'intervallo tra due o tre impulsi successivi viene variato secondo un certo programma pur rimanendo la frequenza di ripetizione media costante.

Le cause principali di variazione dell'ampiezza dell'impulso di tensione applicato al magnetron sono le seguenti:

- 1) ondulazione sulla tensione continua d'alimentazione;
- 2) oscillazione tra induttanza di carica e capacità parassita ad essa associata;
- 3) variazioni di tensione sul condensatore di filtro dell'alimentatore dovute alla scarica del condensatore stesso.

Tutti questi fattori determinano una variazione della tensione di carica della linea formatrice e quindi della tensione modulante applicata al magnetron.

Inoltre, pur non influenzando la carica della linea, sono causa di fluttuazione dell'impulso modulante i seguenti fattori:

- 4) oscillazioni tra induttanza magnetizzante e capacità del trasformatore d'impulso;
- 5) perdite verso massa della linea formatrice.

Occorre inoltre accennare che fluttuazioni dell'impulso modulante anche di notevole entità possono essere dovute ad interferenze tra campi elettrici impulsivi e quelli generati dall'alimentazione dei filamenti nel diodo di carica D . Però l'impiego, normale nella tecnica attuale, di raddrizzatori allo stato solido consente di trascurare tale causa di fluttuazione.

3. - FLUTTUAZIONI DOVUTE ALL'ONDULAZIONE SULLA TENSIONE DI ALIMENTAZIONE.

Ci proponiamo di trovare la differenza nella tensione di carica della linea tra due cariche successive supponendo che la tensione d'alimentazione abbia la forma:

$$(4) \quad E = E_1 + E_2 \sin(\omega_r t + \varphi)$$

dove $\omega_r = 2\pi m f$, f è la frequenza della rete, m è un coefficiente che dipende dallo schema di raddrizzamento. Si suppone, per studiare questo fenomeno indipendentemente dagli altri, che la corrente iniziale nell'induttanza sia nulla e si trascurano gli effetti delle capacità parassite.

Detta V_N la tensione sulla linea si può scrivere l'espressione trasformata:

$$(5) \quad V_N(p) = V_{N1}(p) + V_{N2}(p)$$

con

$$V_{N1}(p) = \frac{E_1}{p} \frac{\omega^2}{p^2 + \omega^2}; \quad \omega = (LC)^{-1/2} = \frac{\pi}{T_c}$$

$$V_{N2}(p) = E_2 \frac{\omega^2}{p^2 + \omega^2} \frac{p \sin \varphi + \omega_r \cos \varphi}{p^2 + \omega_r^2}$$

V_{N1} rappresenta il contributo della parte costante della tensione d'alimentazione, V_{N2} quello dell'ondulazione.

Antitrasformando si ottiene:

$$(6) \quad V_{N1}(t) = E_1(1 - \cos \omega t)$$

$$V_{N2}(t) = E_2 \left(\frac{a}{b^2 - 1} \right) \left[b \cos \varphi \sin \left(\frac{\omega_r t}{b} \right) + \sin \varphi \cos \left(\frac{\omega_r t}{b} \right) - \sin(\omega_r t + \varphi) \right]$$

dove

$$a = \frac{E_2}{E_1} \quad b = \frac{\omega_r}{\omega}$$

In base alla (6), con l'ausilio di un calcolatore numerico, sono stati calcolati per diversi valori del parametro b , i valori successivi delle tensioni di carica (per $t = T_c$)

dando alla fase iniziale φ un passo $\omega_r T_R = \pi \frac{b}{\delta}$, dove

$$\delta = \frac{T_c}{T_R}$$

Sono state successivamente ricavate le differenze tra i valori di due cariche successive su 15 cariche e dei valori ottenuti è stato calcolato il valore quadratico medio.

Le considerazioni che portano alla scelta di δ sono riportate in seguito, tuttavia le variazioni entro ampi limiti di δ non influiscono sull'andamento qualitativo del fenomeno. In fig. 4 è riportato un diagramma che si riferisce ai valori $\delta = 0,5$ e $\delta = 0,75$.

Sulle ordinate del diagramma figura il rapporto

$$\left\langle \left(\frac{\Delta V_N}{a V_N} \right)^2 \right\rangle$$

tra il valore quadratico medio della variazione relativa della tensione di carica della linea e l'ampiezza relativa dell'ondulazione a .

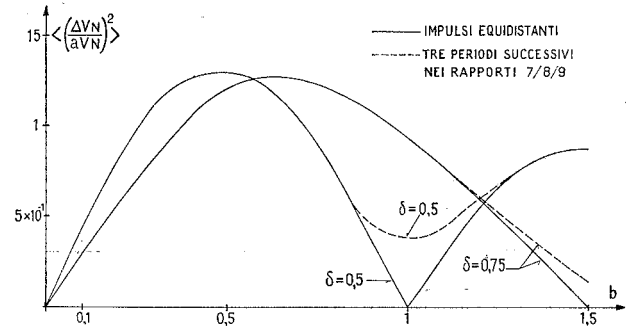


Fig. 4. — Rapporto fra il valore quadratico medio della variazione relativa della tensione di carica della linea $\langle (\Delta V_N / V_N)^2 \rangle$ e l'ampiezza relativa dell'ondulazione a , in funzione del parametro $b = \omega_r / \omega$, per due diversi valori di $\delta = T_c / T_R$.

Nella medesima figura è tratteggiata anche la curva relativa ad un caso d'impulsi non equidistanti (tre periodi successivi stanno nei rapporti 7/8/9).

4. - VARIAZIONE DELLA TENSIONE DI CARICA DELLA LINEA DOVUTA AL CONDENSATORE DI FILTRO.

Il condensatore di filtro dell'alimentatore tende a mantenere costante la tensione di uscita al variare del carico, fornendo lo spunto di corrente al modulatore durante la carica della linea. Supporremo che il condensatore di filtro C_f sia preceduto da un'induttanza di filtro sufficientemente grande rispetto al valore critico in modo da poter ritenere costante la corrente che proviene dall'alimentatore. La corrente che il condensatore di filtro cede alla linea durante il periodo di carica varia con legge sinusoidale, come è già stato visto in fig. 3.

Durante la carica della linea la tensione ai capi del condensatore di filtro varierà come indicato dalla (7).

$$(7) \quad V = \frac{I}{C_f} \left[I_m t - I_p \int_0^t \sin(\pi t / T_c) dt \right]$$

per $0 < t < T_c$

dove:

C_f = capacità di filtro;

I_m = corrente media erogata dall'alimentatore;

I_p = valore di picco della corrente di carica;

T_c = tempo di carica.

Detto T_R il periodo di ripetizione, si ha:

$$(8) \quad I_p = \frac{\pi}{2} C V_N / T_c \quad I_m = \frac{2}{\pi} I_p T_c / T_R$$

Sostituendo nella (7) si ottiene:

$$(9) \quad V = \frac{C}{C_f} V_N \left[\frac{t}{T_R} - \frac{1 - \cos(\pi t / T_c)}{2} \right]$$

Per $t = T_c$ si ha:

$$(10) \quad V_{T_c} = \frac{C}{C_f} \left(\frac{T_c}{T_R} - 1 \right) V_N$$

A partire da questo istante la tensione su C_f risale con legge lineare come indicato dalla (11).

$$(11) \quad \Delta V_N = \frac{C}{C_f} V_N \frac{t}{T_R} \quad \text{per } T_c < t < T_R.$$

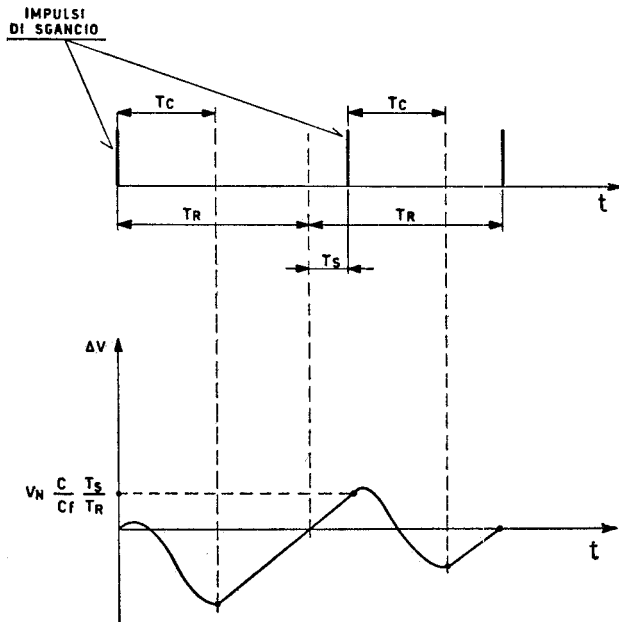


Fig. 5 a. — Legge di variazione della tensione sulla capacità di filtro.

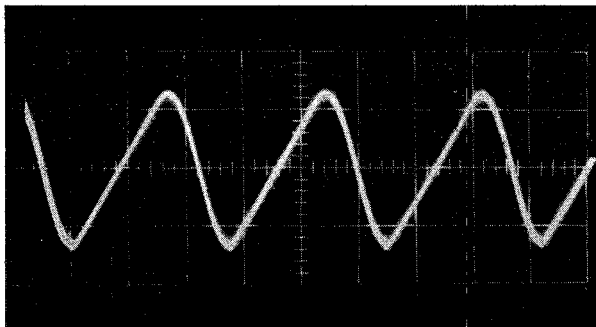


Fig. 5 b. — Variazione della tensione sulla capacità di filtro nel caso di impulsi equidistanti.

Supponiamo che un impulso ogni due sia ritardato nel tempo di una quantità T_s . In tal caso le tensioni su C_f avranno l'andamento riportato in fig. 5. Fra due cariche successive si avrà quindi una variazione relativa data dalla (12).

$$(12) \quad \left| \frac{\Delta V_N}{V_N} \right| = 2 \frac{C}{C_f} \cdot \frac{T_s}{T_R}.$$

Per impulsi equidistanti la variazione di tensione tra due impulsi successivi è ovviamente nulla. Consideriamo invece il funzionamento con impulsi non equidistanti.

Si dimostra facilmente che, anche nel caso che venga ritardato o anticipato un impulso ogni tre, il valore massimo della variazione di tensione è quello dato dalla (12).

Nelle figg. 5b, 5c, sono riportati gli andamenti della

tensione su C_f nel caso di impulsi equidistanti (foto 5 b) e nel caso che un impulso ogni 3 sia anticipato di una quantità costante T_s (foto 5c).

Si vede che se $T_s/T_R = 10^{-1}$ e si vuole $\Delta V_N/V_N = 10^{-3}$ occorre un rapporto $2C/C_f = 10^{-2}$ cioè una capacità di filtro molto grande rispetto a quella della linea. In molti casi tale valore di capacità è praticamente irrealizzabile ed è quindi necessario ricorrere a sistemi di regolazione elettronica della tensione dell'alimentatore.

Nella fig. 5d è riportato, nella stessa scala delle ampiezze delle fig. 5b e 5c, l'andamento della tensione sul condensatore di filtro all'uscita di un regolatore elettronico.

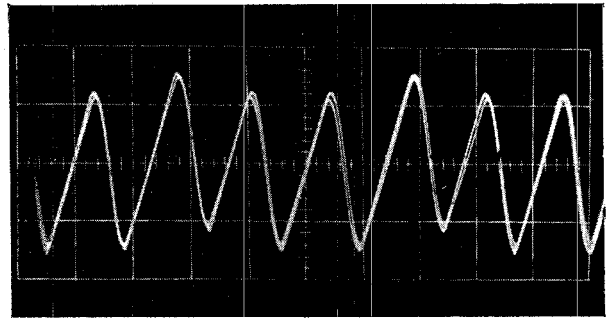


Fig. 5 c. — Variazione della tensione sulle capacità di filtro nel caso di impulsi non equidistanti.

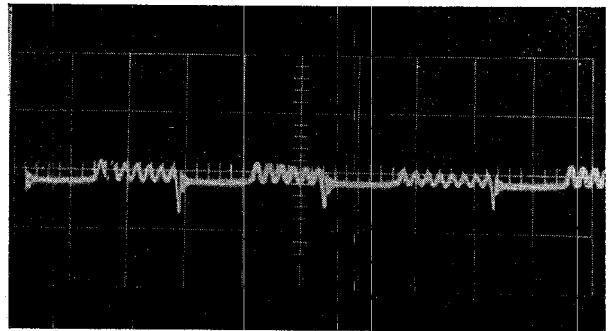


Fig. 5 d. — Variazione della tensione sulle capacità di filtro all'uscita di un regolatore elettronico.

5. - FLUTTUAZIONI DOVUTE AGLI ELEMENTI PARASSITI DELLA INDUTTANZA DI CARICA E DEL TRASFORMATORE ED ALLE PERDITE VERSO MASSA DELLA LINEA.

Con riferimento allo schema semplificato di modulatore dato in fig. 2, la tensione nel punto 1 varia durante la carica da 0 a $2E$ e tende a riportarsi, alla fine della carica stessa, al valore E .

A causa della capacità CL inevitabilmente legata all'induttanza, questo ritorno avviene attraverso una serie di oscillazioni di periodo $2\pi(LC_L)^{1/2}$. Unico fattore di smorzamento è la resistenza R di perdita associata all'induttanza L .

La tensione nel punto 1 e la corrente nell'induttanza hanno quindi l'andamento riportato nelle figg. 6a, 6b. All'atto della chiusura dell'interruttore l'induttanza è percorsa da una corrente residua I_0 , che supponiamo non vari sensibilmente durante il breve tempo di chiusura.

La tensione di carica della linea dipende dalla corrente iniziale I_0 . Nel caso d'impulsi equidistanti tale corrente ha sempre lo stesso valore e quindi non determina fluttuazioni. Nel caso d'impulsi non equidistanti invece essa può variare tra due valori estremi che supponiamo uguali e di segno contrario.

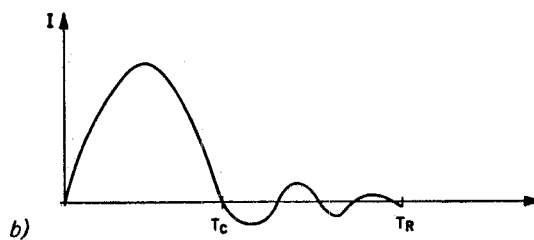
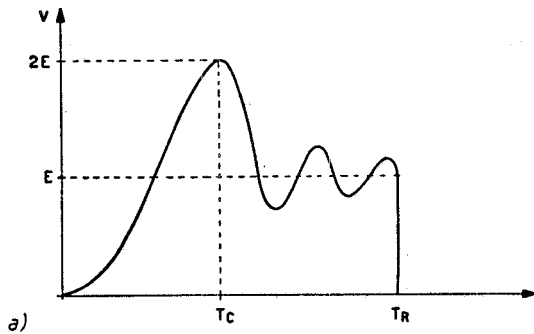


Fig. 6 a. — Forme d'onda della tensione a monte del diodo di carica.
Fig. 6 b. — Forme d'onda della corrente nell'induttanza di carica.

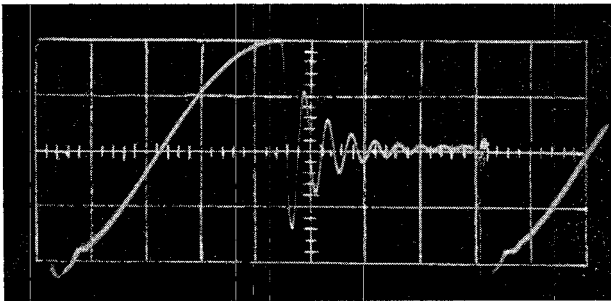


Fig. 6 c. — Forme d'onda della tensione a monte del diodo di carica.

La tensione di carica della linea può essere scritta nel seguente modo:

$$(13) \quad V_N(t) = E(1 - \cos \alpha) + \frac{I_0}{\omega C} \sin \alpha$$

dove $\alpha = \omega t$

La linea si carica al valore massimo della tensione, che si verifica per $\alpha \cong \pi$.

Annullando la derivata della tensione in tale punto si ha:

$$(14) \quad \frac{dV(\alpha)}{d\alpha} = E \sin \alpha + \frac{I_0}{\omega C} \cos \alpha \cong E(\pi - \alpha) - \frac{I_0}{\omega C} = 0$$

$$(15) \quad \alpha = \pi - \frac{I_0}{\omega C E}$$

Quindi la tensione di carica è:

$$(16) \quad V_N \cong 2E \pm \frac{I_0^2}{(\omega C)^2 E}$$

Si avrà quindi:

$$(17) \quad \frac{\Delta V_N}{V_N} = \frac{I_0^2}{(\omega C)^2 E^2} = \frac{4 I_0^2 L}{V_N^2 C}$$

Per determinare I_0 occorre calcolare la corrente nell'induttanza negli istanti che precedono la chiusura dell'interruttore.

Con semplici passaggi si trova:

$$(18) \quad I(t) = \frac{E}{\sqrt{\frac{L}{C_L}}} \left\{ \exp - \left[\frac{R}{2L} (t - T_c) \right] \right\} \sin \frac{(t - T_c)}{\sqrt{L C_L}}$$

I_0 è l'ampiezza di $I(t)$ al tempo T_R . Sostituendo tale valore nella (17) si ottiene:

$$(19) \quad \frac{\Delta V_N}{V_N} = \frac{C_L}{C} e^{-\frac{R}{L}(T_R - T_c)}$$

Mediante questa formula, previa una valutazione anche grossolana delle capacità parassite e della resistenza di perdita dell'induttanza, si può valutare l'entità della fluttuazione. Per diminuire quest'ultima si può ridurre L , cioè, il tempo di carica. Ciò ovviamente deve essere compatibile con i limiti imposti alle sollecitazioni dei componenti del circuito di carica che devono sopportare una corrente di picco maggiore. Se si può tollerare un aumento della potenza dissipata è conveniente porre in parallelo ad L una resistenza che aumenti il grado di smorzamento delle oscillazioni.

In fig. 6c è riportato l'andamento della tensione a monte del diodo di carica.

Altra causa di fluttuazione da considerare, e che agisce direttamente sull'impulso di tensione applicato al tubo a microonde, è quella dovuta alle oscillazioni tra induttanza magnetizzante e capacità del trasformatore d'impulsi.

La corrente di carica della linea, che si chiude attraverso il primario del trasformatore, determina ai capi di esso una tensione che al termine della carica raggiunge

il valore massimo $\frac{L_m}{L} E$, dove L_m è l'induttanza ma-

gnetizzante del trasformatore. Tale tensione non si annulla istantaneamente al termine della carica, ma decade esponenzialmente con oscillazioni di periodo $2\pi(L_m C_t)^{1/2}$. La costante di tempo di decremento è $2R_t C_t$, dove R_t è la resistenza di perdita del trasformatore.

All'atto della chiusura dell'interruttore la capacità C viene messa in parallelo a C_t , quindi la tensione residua su C_t viene diminuita nel rapporto $\frac{C_t}{C}$.

Tale tensione residua si sovrappone all'impulso formato dalla linea; potendo essa sommarsi o sottrarsi all'impulso di tensione, la massima fluttuazione dovuta a questo fenomeno tra due impulsi successivi è:

$$(20) \quad \left(\frac{\Delta V}{V} \right)_{max} = 2 \frac{L_m C_t}{L C} e^{-[(T_R - T_C)/2 R_t C_t]}$$

dove V è la tensione di picco applicata al magnetron e pari a circa $V_N/2$.

Resta infine da accennare alla diminuzione di tensione della linea nel tempo $T_R - T_C$ causata dalla resistenza di fuga verso massa.

Tale resistenza determina, con la capacità della linea, la costante di tempo di scarica e quindi il decremento di tensione al tempo T_R .

Per impulsi non equidistanti tale decremento è variabile e quindi è necessario imporre un limite minimo alla suddetta resistenza.

6. - CONCLUSIONI.

Da quanto è stato detto si può desumere che, fatta eccezione per alcuni casi particolari, come per es. quello di impulsi equidistanti con frequenza di ripetizione elevata rispetto alla frequenza dell'ondulazione, la stabilità dell'alimentatore in c.c. del modulatore deve essere dell'ordine di quella richiesta per l'ampiezza dell'impulso modulante. È da notare che, nel caso di impulsi non equidistanti, non è sufficiente una stabilizzazione dell'alimentatore a vuoto, ma occorre garantirne la stabilità anche durante la erogazione della corrente di carica. Bisogna inoltre curare lo smorzamento delle oscillazioni parassite sull'induttanza di carica e sul trasformatore. Qualora tutto ciò fosse troppo oneroso, si può ricorrere a circuiti di taglio della tensione di carica della linea, di cui un esempio schematico è indicato in fig. 7. Secondo tale schema, un campione della tensione di carica della

linea viene prelevato dal punto 1 mediante un partitore compensato.

Tale campione viene inviato in un circuito a soglia. L'impulso generato da quest'ultimo è inviato, dopo opportuna amplificazione, sulla griglia di un thyatron po-

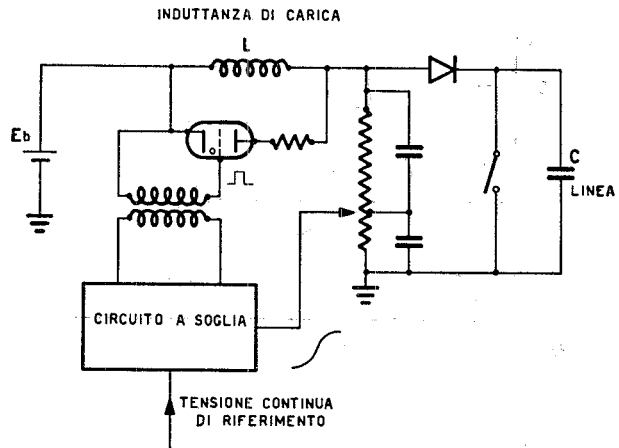


Fig. 7. — Circuito di taglio della tensione di carica.

sto in parallelo all'induttanza di carica. In tal modo la tensione di carica può essere tagliata al valore voluto e la stabilità di questo dipende dalla sensibilità del circuito di controllo.

Gli scriventi ringraziano il prof. Mario Puglisi per i consigli ricevuti.

Manoscritto pervenuto il 16 gennaio 1968.

BIBLIOGRAFIA

- [1] M. J. SKOLNIK: *Introduction to radar systems*. - McGraw-Hill, New York, 1962.
- [2] G. N. GLASCOE and J. V. LEBACQZ: *Pulse generators*. - McGraw Hill, New York, 1948.