

FREDERICK E. TERMAN

RADIOTECNICA  
ED  
ELETTRONICA

VOLUME II

TRADUZIONE

del Dott. MARIO SANTORO

EDIZIONI - C.E.L.I. - BOLOGNA

Via Gandino N. 1

---

*Proprietà letteraria ed artistica riservata*

---

Titolo originale  
**ELECTRONIC AND RADIO ENGINEERING**  
McGraw-Hill - New York

Stampato in Italia

---

Tip. P. Babina e Figlio - Bologna - XII - 1966

## INDICE GENERALE

Cap. XIV.	- Oscillatori a tubi elettronici . . . . .	pag.	1
	14-1. Circuiti oscillatori . . . . .	»	1
	14-2. Condizioni di funzionamento degli oscillatori con tubo elettronico . . . . .	»	3
	14-3. Progetto e messa a punto degli oscillatori di potenza . . . . .	»	6
	14-4. Frequenza e stabilità di frequenza degli oscillatori . . . . .	»	8
	14-5. Oscillatori ad accoppiamento elettronico . . . . .	»	12
	14-6. Oscillatori per VHF . . . . .	»	13
	14-7. Oscillatori con accordo a resistenza-capacità (Oscillatori R-C) . . . . .	»	18
	14-8. Oscillatori a resistenza negativa . . . . .	»	21
	14-9. Oscillazioni parassite . . . . .	»	22
	14-10. Quarzi piezoelettrici . . . . .	»	26
	14-11. Frequenza di risonanza nei quarzi . . . . .	»	32
	14-12. Circuiti oscillatori a quarzo . . . . .	»	39
	Problemi ed esercizi . . . . .	»	44
Cap. XV.	- Modulazione d'ampiezza . . . . .	pag.	49
	15-1. Onde modulate in ampiezza . . . . .	»	49
	15-2. Amplificatori in Classe C con modulazione sull'anodo . . . . .	»	53
	15-3. Amplificatori in Classe C con modulazione sulla griglia . . . . .	»	60
	15-4. Aspetti vari della modulazione . . . . .	»	65
	15-5. Soppressione dell'onda portante; banda laterale unica e sistemi a banda laterale residua . . . . .	»	72
	Problemi ed esercizi . . . . .	»	79

## VI INDICE

Cap. XVI. - Rivelatori e mescolatori . . . . .	pag. 83
16-1. Rivelazione di onde modulate in ampiezza . . . . .	» 83
16-2. Rivelatori a diodo . . . . .	» 83
16-3. Rivelatori a diodo . . . . .	» 86
16-4. Distorsione di ampiezza, di frequenza e di fase nei rivelatori a diodo . . . . .	» 94
16-5. Rivelatori anodici . . . . .	» 97
16-6. I rivelatori termoionici impiegati con voltmetri elettronici . . . . .	» 100
16-7. L'uso dei vettori rotanti per determinare le proprietà d'inviluppo e le variazioni di fase delle onde modulate . . . . .	» 106
16-8. Comportamento dei rivelatori, quando il segnale applicato consiste di due onde modulate in ampiezza . . . . .	» 107
16-9. Rivelatori a superreazione . . . . .	» 110
16-10. Traslazione di frequenza . . . . .	» 113
16-11. Tubi mescolatori e convertitori per traslazione di frequenza . . . . .	» 116
16-12. Analisi del funzionamento del tubo mescolatore. Transconduttanza di conversione . . . . .	» 119
16-13. Rumore nei tubi mescolatori . . . . .	» 125
16-14. Mescolatori con diodo a cristallo . . . . .	» 127
Problemi ed esercizi . . . . .	» 133
Cap. XVII. - Modulazione di frequenza . . . . .	pag. 139
17-1. Onde modulate in frequenza . . . . .	» 139
17-2. Modulazione di fase . . . . .	» 147
17-3. Relazione fra onde modulate in frequenza o di fase e onde modulate in ampiezza . . . . .	» 151
17-4. Risposta di circuiti alle onde modulate in frequenza . . . . .	» 152
17-5. Generazione di onde modulate in frequenza (e di fase) . . . . .	» 158

17-6.	Rivelazione delle onde modulate in frequenza e di fase . . . . .	pag. 165
17-7.	Il rivelatore a rapporto . . . . .	» 171
	Problemi ed esercizi . . . . .	» 176

Cap. XVIII.	<b>Forme d'onda non lineari, tecniche degli impulsi</b> . . . . .	pag. 182
18-1.	Forme d'onda non lineari . . . . .	» 182
18-2.	Limitazione (clipping) . . . . .	» 182
18-3.	Integrazione e differenziazione delle forme d'onda . . . . .	» 186
18-4.	Il multivibratore . . . . .	» 192
18-5.	Il circuito bistabile o « flip-flop » di Eccles-Jordan . . . . .	» 204
18-6.	L'oscillatore bloccato . . . . .	» 205
18-7.	Generazione di onde quadre . . . . .	» 211
18-8.	Generatori di impulsi . . . . .	» 211
18-9.	Linee e circuiti di formazione di im- pulsi, applicati alla generazione di impulsi . . . . .	» 217
18-10.	Circuiti di livellamento (clamping). Ripristino della componente continua . . . . .	» 222
18-11.	Generatori a dente di sega . . . . .	» 227
18-12.	Linearizzazione nei generatori di on- de a dente di sega . . . . .	» 232
18-13.	Produzione di onde di corrente a dente di sega nei circuiti a resisten- za-induttanza . . . . .	» 238
18-14.	Circuiti a tempo di ritardo . . . . .	» 239
18-15.	Requisiti dei circuiti necessari per le forme d'onda non lineari. Trasfor- matori per impulsi . . . . .	» 241
18-16.	Tipi vari di circuiti speciali . . . . .	» 244
	Problemi ed esercizi . . . . .	» 251

Cap. XIX.	<b>Tubi per microonde</b> . . . . .	pag. 256
19-1.	Tubi per microonde . . . . .	» 253
19-2.	Amplificatori con Klystron a molte cavità . . . . .	» 256

## VIII I N D I C E

19-3.	L'oscillatore a Klystron reflex . . . . .	pag. 260
19-4.	Il tubo ad onda progressiva . . . . .	» 270
19-5.	Oscillatori ad onda di ritorno . . . . .	» 277
19-6.	Oscillatori magnetron . . . . .	» 285
19-7.	Controllo automatico di frequenza negli oscillatori a microonde . . . . .	» 295
	Problemi ed esercizi . . . . .	» 299
Cap. XX.	- Alimentazione dei tubi elettronici . . . . .	pag. 303
20-1.	Ronzio a c.a. derivante dall'alimenta- zione per il riscaldamento del catodo . . . . .	» 303
20-2.	Rettificatori per l'alimentazione ano- dica . . . . .	» 305
20-3.	Circuiti rettificatori . . . . .	» 309
20-4.	Comportamento dei rettificatori se- guiti da filtri di livellamento ad in- gresso induttivo . . . . .	» 315
20-5.	Comportamento di un rettificatore seguito da un filtro ad ingresso capa- citivo . . . . .	» 324
20-6.	Filtri . . . . .	» 329
20-7.	Esempio di calcolo di un sistema rettificatore - filtro . . . . .	» 335
20-8.	Alimentatori a tensione stabilizzata . . . . .	» 336
20-9.	Alimentazione anodica di tubi a raggi catodici ad alta tensione . . . . .	» 339
20-10.	Alimentazione anodica ottenuta da fonti a bassa tensione continua . . . . .	» 341
	Problemi ed esercizi . . . . .	» 343
Cap. XXI.	- Transistori ed analoghi dispositivi a semi- conduttore . . . . .	pag. 348
21-1.	Semiconduttori . . . . .	» 348
21-2.	Conduttività dei semiconduttori puri (Conduttività intrinseca) . . . . .	» 349
21-3.	Semiconduttori impuri . . . . .	» 354

21-4.	Meccanismo della circolazione di corrente. Orientamento e diffusione . . . . .	pag. 358
21-5.	Conduttività degli isolatori, metalli e semiconduttori in termini di bande di energia . . . . .	» 364
21-6	Il diodo a giunzione . . . . .	» 368
21-7.	Altre considerazioni sull'orientamento dei portatori e sulla loro diffusione nelle giunzioni <i>p-n</i> polarizzate . . . . .	» 376
21-8.	Proprietà della giunzione <i>p-n</i> . . . . .	» 383
21-9.	Il transistor a triodo a giunzione . . . . .	» 385
21-10.	Descrizione delle azioni che avvengono in un transistor a triodo a giunzione . . . . .	» 391
21-11.	Equazioni a segnali piccoli e circuiti equivalenti dei transistori . . . . .	» 396
21-12.	Effetti dell'alta frequenza nei transistori a giunzione . . . . .	» 403
21-13.	Connessione ad emettitore comune e a collettore comune nei transistori . . . . .	» 409
21-14.	Misure delle caratteristiche dei transistori . . . . .	» 414
21-15.	Transistori a giunzione particolarmente adatti alle frequenze alte . . . . .	» 417
21-16.	Diodi a contatto puntiforme . . . . .	» 420
21-17.	Transistore a contatti puntiformi . . . . .	» 422
21-18.	Applicazioni dei transistori . . . . .	» 425
21-19.	Rumore nei transistori . . . . .	» 434
	Problemi ed esercizi . . . . .	» 437

Cap. XXII. - **Propagazione delle onde radio** . . . . . pag. 444

22-1.	Fattori relativi alla propagazione delle onde radio . . . . .	» 444
22-2.	L'onda di terra . . . . .	» 445
22-3.	Riflessione delle onde radio da parte della superficie terrestre . . . . .	» 451

22-4.	Propagazione dell'onda spaziale . . .	pag. 453
22-5.	Considerazioni varie sulla propaga- zione per onda spaziale. Effetto delle imperfezioni della terra e delle irre- golarità della superficie terrestre sul- l'intensità di campo nella zona di in- terferenza . . . . .	» 458
22-6.	Effetti atmosferici sulla propagazione per onde spaziali . . . . .	» 465
22-7.	La ionosfera e i suoi effetti sulle onde radio . . . . .	» 475
22-8.	Come la ionosfera agisce sulla propa- gazione delle onde radio . . . . .	» 479
22-9.	Rifrazione e riflessione di onde da parte della ionosfera . . . . .	» 484
22-10.	Percorsi dei raggi. Zona di silenzio. Massima Frequenza Utilizzabile . . .	» 488
22-11.	Misure di incidenza verticale della ionosfera. Velocità di gruppo e ritardo di gruppo . . . . .	» 492
22-12.	Relazione fra trasmissione con inci- denza obliqua e trasmissione con inci- denza verticale . . . . .	» 495
22-13.	Intensità di segnale per onda ionosfe- rica . . . . .	» 501
22-14.	Aspetti vari della propagazione iono- sferica. Affievolimenti . . . . .	» 504
22-15.	Caratteristiche di propagazione delle onde radio di differenti frequenze, in relazione ai problemi pratici delle radiocomunicazioni . . . . .	» 508
22-16.	Relazione fra l'attività solare e la propagazione delle onde radio . . .	» 516
22-17.	Disturbi . . . . .	» 517
22-18.	Teorema di reciprocità di Rayleigh- Carson . . . . .	» 520
	Problemi ed esercizi . . . . .	» 521

Cap. XXIII. - Antenne . . . . .	pag. 529
23-1. Radiazione da una antenna a dipolo . . . . .	» 529
23-2. Caratteristiche dei radiatori a filo, distanti dal suolo . . . . .	» 531
23-3. Guadagno di direttività delle antenne . . . . .	» 538
23-4. Sistemi di antenna . . . . .	» 539
23-5. Effetto della terra sul diagramma di direttività di antenne non collegate a terra. Antenne immagini . . . . .	» 554
23-6. Antenne collegate a terra . . . . .	» 560
23-7. Sistemi di sistemi . . . . .	» 561
23-8. Resistenza di radiazione e potenza irradiata . . . . .	» 565
23-9. Impedenza e impedenza mutua delle antenne. Resistenze di antenna e rendimento . . . . .	» 568
23-10. Relazioni di tensione e di corrente nei sistemi costituiti da antenne accoppiate . . . . .	» 572
23-11. Calcolo del guadagno di direttività . . . . .	» 573
23-12. Adattamento di impedenza e sistemi di messa in fase . . . . .	» 578
23-13. Trasformatore da bilanciato a non bilanciato . . . . .	» 580
23-14. Vari sistemi di antenna . . . . .	» 582
23-15. Sistemi di antenna impieganti riflettori parabolici . . . . .	» 592
23-16. Antenne a tromba . . . . .	» 598
23-17. Antenne a lente . . . . .	» 601
23-18. Antenne a fenditura . . . . .	» 603
23-19. Considerazioni sulla larghezza di banda delle antenne trasmettenti . . . . .	» 607
23-20. Antenne trasmettenti adottate in pratica . . . . .	» 610
23-21. Comportamento delle antenne nella ricezione dei segnali radio . . . . .	» 612
Problemi ed esercizi . . . . .	» 619

## XII I N D I C E

Cap. XXIV. - <b>Radiotrasmittitori, radioricevitori e sistemi di comunicazione . . . . .</b>	pag. 627
24-1. Trasmittitori a modulazione d'ampiezza . . . . .	» 627
24-2. Trasmittitori a modulazione di frequenza . . . . .	» 632
24-3. Trasmittitori radiotelegrafici - Manipolazione in ampiezza (Si-No) . . . . .	» 637
24-4. Radioricevitori - Considerazioni generali . . . . .	» 639
24-5. Radioricevitori per applicazioni speciali . . . . .	» 643
24-6. Considerazioni varie sui radioricevitori . . . . .	» 647
24-7. Sistemi a banda laterale unica . . . . .	» 660
24-8. Sistemi a « diversity » per ridurre al minimo le conseguenze dell'affievolimento dei segnali . . . . .	» 661
24-9. Disturbo di ricezione . . . . .	» 663
24-10. Riduzione del rumore e delle interferenze nei sistemi a modulazione di frequenza . . . . .	» 666
24-11. Come si possono ridurre i disturbi nei sistemi a modulazione d'ampiezza . . . . .	» 671
24-12. Sistemi di comunicazione ad impulsi . . . . .	» 673
24-13. Modulazione a codice d'impulsi . . . . .	» 679
Problemi ed esercizi . . . . .	» 683
Cap. XXV. - <b>Televisione . . . . .</b>	pag. 689
25-1. Elementi di un sistema televisivo . . . . .	» 689
25-2. Tubi di ripresa televisiva - L'immagine orthicon . . . . .	» 695
25-3. Il vidicon . . . . .	» 699
25-4. Analizzatore indiretto a punto mobile (Flyng spot scanner) . . . . .	» 702
25-5. Banda di frequenza e risoluzione . . . . .	» 703
25-6. Trasmittitori televisivi . . . . .	» 704
25-7. Ricevitori televisivi . . . . .	» 709

<b>25-8.</b> Circuiti di deflessione del ricevitore e loro sincronizzazione . . . . .	pag. 714
<b>25-9.</b> Distorsione di luminosità e gamma . . . . .	» 720
<b>25-10.</b> Televisione a colori. Concetti fondamentali dei sistemi a tre colori . . . . .	» 721
<b>25-11.</b> Il trasmettitore televisivo a colori . . . . .	» 724
<b>25-12.</b> Ricezione di segnali a colori con ricevitori a bianco e nero . . . . .	» 726
<b>25-13.</b> Cinescopio a tre colori . . . . .	» 727
<b>25-14.</b> Ricevitori per televisione a colori . . . . .	» 732
<b>25-15.</b> Antenne riceventi . . . . .	» 736
<b>25-16.</b> Fenomeni di ricezione multipla . . . . .	» 736
Problemi ed esercizi . . . . .	» 738

<b>Cap. XXVI. - Radar e apparecchiature radio utili alla navigazione . . . . .</b>	<b>pag. 742</b>
<b>26-1.</b> Radar . . . . .	» 742
<b>26-2.</b> Sistemi di trasmissione radar . . . . .	» 749
<b>26-3.</b> Antenne per radar. Tipi di diagrammi di radiazione e considerazioni relative . . . . .	» 752
<b>26-4.</b> Il duplexer . . . . .	» 757
<b>26-5.</b> Ricevitori radar . . . . .	» 760
<b>26-6.</b> Indicatori per ricevitori radar . . . . .	» 763
<b>26-7.</b> Radar a puntamento automatico . . . . .	» 766
<b>26-8.</b> Indicatori per bersagli mobili e soppressione degli echi fissi . . . . .	» 767
<b>26-9.</b> Radar ad onde continue e a modulazione di frequenza . . . . .	» 772
<b>26-10.</b> Radar a risposta . . . . .	» 774
<b>26-11.</b> Loran . . . . .	» 776
<b>26-12.</b> Radioforo . . . . .	» 777
<b>26-13.</b> Sistemi d'atterraggio . . . . .	» 782
<b>26-14.</b> Radiogoniometri . . . . .	» 787
Problemi ed esercizi . . . . .	» 795



## CAPITOLO XIV.

### OSCILLATORI A TUBI ELETTRONICI

#### 14-1. - Circuiti oscillatori.

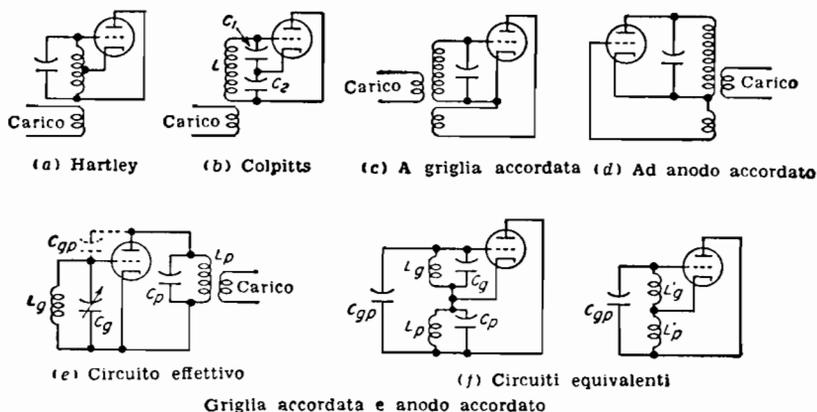
Siccome la potenza richiesta all'entrata di un tubo amplificatore è minore della potenza disponibile all'uscita dell'amplificatore, è possibile fare in modo che un amplificatore si autoecciti, diventando così un oscillatore.

L'oscillatore tipico è costituito da un amplificatore accordato disposto in modo da fornire fra la griglia e il catodo del tubo una tensione di eccitazione che sia spostata di fase di circa  $180^\circ$  rispetto alla tensione alternata sviluppata fra anodo e catodo. Questa relazione di fase annulla l'inversione di fase che si ha nel funzionamento del tubo come amplificatore e rende così possibile ottenere per la tensione di eccitazione la polarità occorrente per avere un'uscita amplificata.

Nella Fig. 14-1 sono riportati gli schemi elettrici dei circuiti oscillatori più comunemente usati. Nei circuiti Hartley e Colpitts la necessaria relazione di fase viene ottenuta collegando la griglia e l'anodo del tubo alle estremità opposte del circuito accordato (o circuito volano); nei circuiti con griglia accordata e in quelli con anodo accordato, l'induttanza mutua deve avere la polarità opportuna.

Nei circuiti con griglia accordata e anodo accordato (T.P.T.G., cioè Tuned Plate — Tuned Grid), l'oscillazione avviene solo quando il circuito accordato di griglia  $L_g C_g$  e il circuito accordato anodico  $L_p C_p$  sono regolabili entrambi in modo da presentare reattanza induttiva alla frequenza da generare. Questo tipo di oscillatore può essere schematizzato alla maniera indicata in Fig. 14-1f ed è equivalente al circuito Hartley nel quale la capacità di accordo sia fornita dalla capacità griglia-anodo del tubo.

Nei circuiti oscillatori di Fig. 14-1 il rapporto fra la tensione di eccitazione griglia-catodo e la tensione anodo-catodo sviluppata dalla uscita amplificata dipende dalle proporzioni del circuito. Nel circuito Hartley questo rapporto dipende dal punto dell'induttanza del circuito volano, nel quale è effettuata la presa catodica e il rapporto è



**Figura 14.1.** - Schemi di principio di normali circuiti oscillatori. Per semplicità, non sono stati rappresentati i modi come fornire la tensione di alimentazione anodica e di polarizzazione di griglia.

tanto più basso, quanto più la presa di catodo è vicina all'estremità di griglia della bobina.

Nei circuiti con griglia accordata o con anodo accordato, il rapporto dipende dall'induttanza mutua fra le due bobine accoppiate.

Nel circuito con griglia accordata e anodo accordato, il rapporto fra tensione di eccitazione e tensione di uscita corrisponde al rapporto  $L_g'/L_p'$  delle induttanze equivalenti di Fig. 14-1f. Queste induttanze, a loro volta, dipendono dal disaccordo dei circuiti risonanti di griglia e anodico rispetto alla frequenza di risonanza. Pertanto se il circuito di griglia è considerevolmente più disaccordato rispetto alla frequenza da generare di quanto lo sia il circuito accordato anodico, il rapporto  $L_g'/L_p'$  risulta basso.

La tensione continua anodica può essere applicata nei circuiti oscillatori di Fig. 14-1 tanto con il sistema di alimentazione in serie come con il sistema di alimentazione in parallelo, esattamente come avviene per gli amplificatori in classe C e, genericamente, per qualunque altro impiego del tubo.

Nella Fig. 14-2 è rappresentato un circuito oscillatore Hartley con alimentazione in parallelo; uno schema analogo può essere applicato al circuito Colpitts e agli altri circuiti oscillatori.

In generale, i circuiti di alimentazione in parallelo comprendono:

1) una impedenza a radiofrequenza la quale consenta alla corrente continua di raggiungere l'anodo del tubo, mentre la tensione a

radiofrequenza viene isolata rispetto alla sorgente di alimentazione continua;

2) un condensatore di fuga per le correnti a radiofrequenza, il quale impedisca alla corrente continua di raggiungere altri punti del circuito, diversi dall'anodo.

Negli oscillatori funzionanti come amplificatori in Classe C la polarizzazione viene praticamente sempre ottenuta mediante un sistema a resistenza di fuga di griglia-condensatore, come quello illustrato in Fig. 14-2. Il funzionamento avviene in maniera analoga a quello degli amplificatori in Classe C con polarizzazione per corrente di griglia e presenta il vantaggio di consentire l'autoregolazione dell'oscillatore sulle condizioni corrispondenti ad un buon rendimento, quando varia qualche parametro del circuito, come ad esempio l'impedenza di carico, la tensione di alimentazione anodica, la frequenza di oscillazione o le caratteristiche del tubo.

Gli oscillatori nei quali il tubo funziona come amplificatore in classe A impiegano normalmente la polarizzazione fissa. A tale scopo si può usare o una sorgente di tensione separata oppure un sistema di autopolarizzazione catodica, con condensatore di fuga fra catodo e massa.

#### 14-2. - Condizioni di funzionamento degli oscillatori con tubo elettronico.

*Avviamento delle oscillazioni.* — Le oscillazioni possono avviarsi spontaneamente, quando al tubo oscillatore vengono inserite le tensioni di alimentazione, purchè l'amplificazione del sistema sia tale

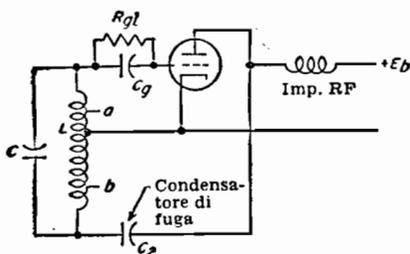


Figura 14-2. - Circuito Hartley con alimentazione in parallelo e con polarizzazione per corrente di griglia.

che una piccola tensione  $e$ , applicata alla griglia determini, mediante l'amplificazione, una tensione  $e'$  maggiore della tensione  $e$ . In questo caso, la tensione  $e'$  esistente dopo l'amplificazione provocherà una tensione ancora più grande  $e''$  applicata alla griglia, e così via, con il risultato di un progressivo aumento dell'ampiezza della tensione di oscillazione presente nel sistema.

La tensione iniziale  $e$  occorrente per dar luogo all'avviamento del processo di innesco dell'oscillazione di solito è costituita dalla tensione di rumore, sempre presente nei circuiti associati con il tubo. Siccome la tensione di rumore contiene energia a tutte le frequenze, in essa è sempre presente un componente ad una frequenza corrispondente a quella di funzionamento dell'oscillatore.

*Ampiezza delle oscillazioni - Limitazione dell'ampiezza.* — Dopo che le oscillazioni hanno avuto inizio, esse aumentano rapidamente di ampiezza fino a che questa ampiezza diventa sufficientemente grande da introdurre effetti di non linearità, che riducono l'amplificazione del sistema. A questo punto si stabilisce una situazione di equilibrio su un'ampiezza per la quale l'amplificazione, valutata fra griglia e anodo con successivo ritorno alla griglia, risulta esattamente uguale ad uno. Se non esistesse questo effetto di *limitazione* o di non linearità — come spesso viene chiamato — l'ampiezza dell'oscillazione aumenterebbe continuamente fino a raggiungere un valore infinito.

L'effetto di non linearità che determina l'ampiezza di equilibrio di un oscillatore può avvenire in vari modi. Così, quando si impiega la polarizzazione per corrente di griglia, la polarizzazione di griglia aumenta al crescere dell'ampiezza. Ciò riduce l'amplificazione causando una diminuzione tanto della transconduttanza del tubo, quanto dell'angolo di circolazione della corrente anodica.

Ancora, se il tubo oscillatore funziona come amplificatore in classe A, circola corrente di griglia quando l'ampiezza risulta tanto grande, da rendere la tensione di eccitazione applicata alla griglia più alta della tensione di polarizzazione. Nelle Figg. 14-12 e 14-29 sono illustrati altri modi di limitazione.

*Oscillatori in classe A e in classe C.* — Il tubo oscillatore può esser fatto funzionare come amplificatore in classe A o in classe C. Il funzionamento in classe C di solito viene preferito, poichè con esso, a parità di tubo, si ottiene il maggior rendimento anodico e la massima potenza di uscita. Il funzionamento in classe A viene usato soltanto quando si debbono ottenere particolari requisiti, per esempio

negli oscillatori di laboratorio, dove è essenziale un'alta purezza di oscillazioni. Nei sistemi in classe A l'azione limitatrice deve essere introdotta in maniera tale da non danneggiare la linearità, che è una caratteristica del funzionamento in classe A.

Un metodo per ottenere ciò verrà trattato fra poco, in relazione alla Fig. 14-12.

*Funzionamento intermittente di oscillatori impieganti la polarizzazione per corrente di griglia.* — Quando la tensione di polarizzazione viene ottenuta per corrente di griglia, spesso si riscontra che le oscillazioni che si generano si interrompono periodicamente. Queste interruzioni avvengono ad un ritmo udibile, ossia ad una frequenza bassa.

Il funzionamento intermittente è una conseguenza del fatto che in un circuito oscillatore funzionante come amplificatore in classe C, le oscillazioni di solito si spengono spontaneamente quando la polarizzazione ha un particolare valore, indipendente dall'ampiezza delle oscillazioni. Ciò avviene per il fatto che un qualsiasi effetto che produca una piccola riduzione di ampiezza fa diminuire l'amplificazione del tubo, ciò che porta ad una ulteriore riduzione di ampiezza che provoca a sua volta una riduzione ancora maggiore dell'amplificazione e così via. Nel caso di polarizzazione per corrente di griglia, la costante di tempo  $R_{gt}C_c$  della combinazione resistenza di fuga-condensatore determina la velocità con la quale la tensione di polarizzazione sviluppata ai capi della resistenza di fuga di griglia si autoregola sulle variazioni di ampiezza delle oscillazioni. Quando il tempo occorrente per questa autoregolazione è eccessivo in confronto al tempo col quale le oscillazioni si smorzano nel circuito dell'oscillatore (grande costante di tempo), la situazione equivale ad una polarizzazione fissa, per cui vi è tendenza alla instabilità.

Quando la costante di tempo  $R_{gt}C_c$  è tanto grande da provocare un funzionamento intermittente, la successione degli eventi risulta la seguente: dapprima l'oscillazione aumenta di ampiezza fino alla condizione di equilibrio. Qualsiasi piccola irregolarità tendente a ridurre l'ampiezza dell'oscillazione causerà la cessazione dell'oscillazione. Dopo che l'oscillazione è cessata, il condensatore di griglia gradualmente si scarica attraverso la resistenza di fuga di griglia, riducendo la polarizzazione fino a che il tubo riprende ad amplificare. Le oscillazioni riprendono allora ad aumentare fino al valore di equilibrio e così via.

La tendenza verso le oscillazioni intermittenti è proporzionale al rapporto  $\tau_1/\tau_2$ , in cui  $\tau_1 = R_{gl}C_c$  è la costante di tempo della combinazione resistenza di fuga-condensatore e  $\tau_2 = Q_L/\pi f_o$  è la costante di tempo che governa il ritmo con il quale l'oscillazione nel circuito risonante cessa. In quest'ultima espressione,  $Q_L$  rappresenta il  $Q$  con carico del circuito volano dell'oscillatore, e  $f_o$  è la frequenza di risonanza. Come si vede, è più facile che si verifichi l'inconveniente dell'oscillazione intermittente alle frequenze più alte.

Quando in un particolare oscillatore si riscontrano oscillazioni intermittenti, i rimedi attuabili sono:

- 1) diminuzione della costante di tempo della combinazione resistenza di fuga-condensatore, sia riducendo la resistenza di fuga di griglia sia riducendo il condensatore di griglia, sia riducendo entrambi;
- 2) regolazione dei circuiti dell'oscillatore in modo da aumentare il  $Q$  con carico e quindi da diminuire il ritmo con cui l'oscillazione cessa nel circuito volano;
- 3) riduzione del rapporto tra la tensione griglia-catodo e la tensione anodo-catodo, in modo che ad una determinata variazione di ampiezza di oscillazione corrisponda una minore variazione della tensione griglia-catodo.

*Modulazione di rumore negli oscillatori.* — Le oscillazioni generate da un tubo elettronico presentano sempre delle piccole irregolarità sporadiche, che possono essere considerate come una combinazione di modulazione di ampiezza e di frequenza. La maggior parte di questa energia di rumore è contenuta in bande laterali, assai vicine all'onda portante e la cui ampiezza diminuisce rapidamente al crescere della distanza rispetto alla frequenza dell'onda portante.

In generale, l'energia nelle bande laterali di rumore è maggiore quanto più alta è la frequenza e quanto più basso è il carico del sistema oscillatore <sup>1)</sup>. Le bande laterali di rumore sono particolarmente nocive negli oscillatori di bassa potenza a microonde, nei quali sono impiegati i magnetron e i klystron.

### **14.3. - Progetto e messa a punto degli oscillatori di potenza.**

Gli oscillatori nei quali l'obiettivo sia di produrre una apprezzabile potenza di uscita sono regolati in modo che il tubo funzioni

---

<sup>1)</sup> La teoria che conduce a questi risultati è svolta da W. A. Edson, « Vacuum-tube Oscillators, » pp. 374-383, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1953.

come amplificatore in classe C. Le relazioni di tensione e di corrente che possono esistere nel tubo sono esattamente corrispondenti a quelle degli amplificatori in classe C. Le relazioni di potenza sono anch'esse identiche, eccettuato che la potenza di uscita dell'oscillatore è minore di quella dell'amplificatore in classe C, a causa della potenza impiegata per l'eccitazione di griglia.

Pertanto, la procedura di progetto e l'analisi di un oscillatore di potenza sono uguali a quelle di un amplificatore in Classe C, eccetto che per qualche variante. Esse verranno chiarite con il seguente esempio :

**Esempio:** Si voglia progettare un oscillatore che debba funzionare sotto le stesse condizioni dell'amplificatore in classe C della Sezione 13-2 e che impieghi un circuito Hartley come quello di Fig. 14-2 con un circuito volano anodico che, con carico, abbia un  $Q$  di 50. La tensione alternata totale ai capi del circuito volano risulterà la somma delle tensioni alternate di eccitazione e anodica, ossia  $212 + 850 = 1062$  V di picco. La presa per il filamento sarà posta in modo che il rapporto fra le tensioni di griglia e anodica sia di  $212/850$ .

La reattanza induttiva del circuito volano  $\omega L$  occorrente, viene dedotta in base all'equazione (13-12) e risulta

$$(1062)^2 / (2 \times 114 \times 50) = 99\Omega$$

per una potenza sul circuito volano di 114 W. Da ciò possono essere calcolate l'induttanza e la capacità occorrenti per il circuito volano, per qualsiasi frequenza.

La potenza di uscita (trascurando le perdite del circuito volano) corrisponde all'uscita dell'amplificatore in Classe C meno la potenza di eccitazione, ossia

$$114 - 6 = 108 \text{ W}$$

Le perdite anodiche, la resistenza di fuga di griglia, le correnti continue di griglia e anodica ecc., sono le stesse che per il corrispondente amplificatore in Classe C. La capacità del condensatore di griglia deve essere sufficientemente grande, così da costituire un effettivo cortocircuito per la resistenza di fuga di griglia, alla frequenza di lavoro, ma non deve essere eccessivamente grande al punto da provocare oscillazioni intermittenti.

Se le connessioni di griglia e anodica non sono effettuate all'estremità della bobina, la tensione ai capi del circuito volano deve essere aumentata e sarà richiesta una più alta induttanza del circuito volano per ottenere le necessarie condizioni con lo stesso valore di  $Q$  con carico (vedi Problema 14-9).

Quando un oscillatore è stato progettato esattamente secondo l'esempio su riportato, esso richiederà soltanto una piccola messa a punto per ottenere il comportamento desiderato. Però, quasi sempre in pratica, eccetto quando la potenza è molto alta, viene eseguito il progetto sulla carta solo per quanto concerne l'induttanza e la capacità del circuito volano, la potenza di uscita prevedibile, la polarizzazione di griglia, la corrente continua anodica, ecc. Le altre incognite, come ad esempio l'accoppiamento con il carico, la resistenza di fuga di griglia e il punto al quale il catodo deve essere collegato sul circuito volano nei circuiti Hartley e Colpitts, verranno determinate per tentativi.

Queste messe a punto verranno condotte iniziando con un accoppiamento lasco o quasi nullo fra il carico e il circuito accordato. Dopo aver ottenuto le oscillazioni, si aumenterà l'accoppiamento del carico fino ad ottenere una potenza di uscita prossima al valore stabilito, prendendo nota della potenza di alimentazione anodica, del rendimento, della polarizzazione di griglia, ecc. Le messe a punto verranno eseguite agendo sulla resistenza di fuga di griglia, sulla tensione di eccitazione, sull'accoppiamento del carico, ecc. fino ad ottenere le condizioni migliori.

I principi connessi con la messa a punto degli amplificatori in Classe C sono stati trattati nella Sezione 13-3 e sono applicabili alla messa a punto degli oscillatori di potenza. La sola differenza è che in questi ultimi la tensione di eccitazione di griglia è determinata dall'accoppiamento fra le parti griglia-catodo e anodo-catodo del circuito, tenendo presente che in un amplificatore in Classe C funzionante con buon rendimento il picco di tensione fra anodo e catodo è sempre solo di poco minore della tensione continua di alimentazione anodica. Pertanto nel circuito Hartley di Fig. 14-2 si varierà la tensione di eccitazione modificando il punto, sul circuito volano, a cui viene collegato il catodo. Nel circuito Colpitts di Fig. 14-1*b*, per avere un aumento della tensione di eccitazione, si diminuirà  $C_1$  aumentando contemporaneamente  $C_2$  e  $L$  in modo da ripristinare la frequenza originaria.

#### **14.4. - Frequenza e stabilità di frequenza degli oscillatori.**

La frequenza di funzionamento di un oscillatore è quella per la quale la tensione griglia-catodo assume la fase esattamente occorrente a generare la tensione anodo-catodo presente nell'oscillatore, e

che a sua volta produce la tensione griglia-catodo. Questa frequenza è prossima alla frequenza di risonanza del circuito accordato, ma spesso differisce leggermente da quest'ultima. Questa differenza di frequenza avviene quando, in qualche parte del sistema, si verifica uno spostamento di fase indesiderato, per esempio quando la corrente anodica circola attraverso una parte e non attraverso tutto il circuito risonante.

Al fine di ottenere la necessaria relazione di fase fra le tensioni di griglia e anodica, occorre che l'oscillatore funzioni su una frequenza leggermente diversa dalla frequenza di risonanza, in modo che il circuito volano possa introdurre uno spostamento di fase di compensazione.

*Fattori che agiscono sulla stabilità di frequenza.* — In molti casi è essenziale che la frequenza generata sia quanto più possibile costante, tanto su brevi intervalli di tempo (stabilità a breve termine) come su lunghi intervalli di tempo (stabilità a lungo termine).

Il primo requisito per la stabilità di frequenza è che la frequenza di risonanza del circuito volano risulti indipendente dalle variazioni della temperatura. Le capacità del tubo costituiscono una particolare difficoltà a questo riguardo, dato che esse fanno parte del sistema risonante e tendono a variare man mano che il tubo si riscalda. Per questa ragione, la stabilità di frequenza di solito migliora facendo in modo che le capacità del tubo costituiscano solo una piccola parte della capacità totale del circuito volano (vedi Problema 14-10).

La stabilità di frequenza di un oscillatore rispetto alle variazioni di resistenza del circuito volano e alle variazioni delle tensioni di alimentazione dei tubi viene migliorata impiegando un circuito volano avente un  $Q$  effettivo il più alto possibile. La ragione di ciò è che la deviazione di frequenza occorrente per sviluppare una determinata correzione di fase è inversamente proporzionale al  $Q$  con carico del sistema risonante. Di conseguenza, gli oscillatori di solito vengono progettati in modo da funzionare con un circuito volano avente un valore di  $Q$  molto più alto del  $Q$  con carico adottabile negli amplificatori in Classe C (1).

---

1) Spesso si rileva che, per avere una buona stabilità di frequenza, occorre che il circuito volano dell'oscillatore abbia un'alta capacità (ossia un basso rapporto  $L/C$ ). La ragione di ciò è spiegata nella Sezione 13-2, dato che un'alta capacità di accordo corrisponde ad un alto valore di  $Q_L$ .

Le variazioni di frequenza risultanti dalle variazioni della tensione di alimentazione anodica di solito sono dovute ai fattori che provocano una differenza della frequenza di oscillazione rispetto alla frequenza di risonanza del circuito volano. Di conseguenza, la dipendenza della frequenza dalla tensione di alimentazione anodica verrà grandemente ridotta inserendo una adeguata reattanza in serie con il collegamento di griglia o con quello di anodo, la quale introduca uno spostamento di fase di compensazione equivalente a quello introdotto dal funzionamento fuori risonanza dell'oscillatore (1). Tale reattanza può essere fornita o da un condensatore di griglia o da un condensatore di blocco anodico, di adeguato valore.

Quando si accoppia direttamente un'impedenza di carico al circuito risonante di un oscillatore, qualsiasi variazione della componente reattiva dell'impedenza riflessa altererà la frequenza di risonanza del circuito volano, dando luogo ad una corrispondente variazione della frequenza generata. Pertanto, quando sia importante la stabilità di frequenza, si usa isolare il carico dall'oscillatore, ricavando la potenza sul carico tramite un amplificatore, eccitato dall'oscillatore. Questo sistema viene brevemente indicato col nome MOPA (master-oscillator-power-amplifier). L'oscillatore ad accoppiamento elettronico descritto nella Sezione 14-5 è una variante a questo concetto.

*Oscillatori con circuiti risonanti multipli.* — Consideriamo un oscillatore che abbia due frequenze di risonanza, nel quale l'accoppiamento fra anodo e griglia sia sufficiente a tenere innescata l'oscillazione su ciascuna delle due frequenze. Se le due frequenze di risonanza sono sufficientemente distanti, si può avere contemporaneamente oscillazione su entrambe le frequenze, per cui la frequenza di oscillazione più alta viene modulata dalla frequenza di oscillazione più bassa. Le oscillazioni parassite di alta frequenza in un amplificatore in Classe C (vedi Sezione 14-9) sono un esempio di questa situazione.

Quando le due frequenze di oscillazione sono piuttosto vicine fra loro e quando l'oscillatore ha quasi la stessa tendenza ad oscillare per i due modi, generalmente avviene che quella delle due frequenze che si avvia per prima sopprime l'oscillazione sull'altra frequenza. Però, in caso di momentanea sospensione delle oscillazioni

---

1) Vedasi F. B. Llewellyn, Constant Frequency Oscillators, *Proc. IRE*, vol. 19, p. 2063, December, 1931.

oppure per effetto di un transitorio, può avvenire che la frequenza di oscillazioni salti bruscamente sull'altra frequenza. In qualche caso tuttavia può aversi un'oscillazione simultanea su entrambe le frequenze. Il comportamento nei vari casi pratici dipende dal tipo di caratteristica di non linearità presentata dal sistema oscillatorio.

Un caso particolare di risonanza multipla avviene quando si ha accoppiamento fra il circuito volano e un carico risonante, che sia accordato sulla stessa frequenza di risonanza dell'oscillatore. Se l'accoppiamento fra il circuito volano e questo secondario è sufficientemente stretto, si creano due possibili frequenze di risonanza, in conseguenza dei due picchi della curva di accoppiamento, trattati nella Sezione 3-5. In questo caso l'oscillazione avviene sulla frequenza che prevale, come si è detto sopra. Invece, quando l'accoppiamento è sufficientemente lasco, per cui il sistema presenta un unico picco, il solo effetto del secondario accoppiato consiste nell'assorbire potenza dal sistema, riducendo il  $Q$  con carico. Questo risultato è ciò che si desidera quando il secondario accoppiato è il circuito di carico. Però, quando il secondario accoppiato è un circuito parassita, l'energia da esso assorbita viene sottratta al carico utile. In seguito a ciò può riscontrarsi una sensibile riduzione dell'uscita utile e in qualche caso si può avere il disinnescamento delle oscillazioni.

*Sincronizzazione di oscillatori a tubo elettronico.* — Gli oscillatori a tubo elettronico hanno insita la tendenza a sincronizzarsi con qualsiasi altra oscillazione avente frequenza quasi uguale e che sia contemporaneamente presente nel sistema. Il caso di due oscillatori lascamente accoppiati fra loro e che generino frequenze non molto diverse è uno di quelli che si possono riscontrare. Se le due frequenze differiscono inizialmente di una piccolissima percentuale, esse si spostano entrambe dai loro valori normali, in modo da ridurre la differenza. Man mano che diminuisce la differenza fra le due frequenze normali di oscillazione, aumenta il trascinamento fra l'una e l'altra frequenza fino a che, alla fine, gli oscillatori entrano in sincronismo anche se, isolatamente, essi funzionerebbero su frequenze differenti.

L'entità con cui la frequenza di un oscillatore si può spostare dal suo valore normale per effetto dell'accoppiamento con una frequenza leggermente diversa, aumenta col crescere dell'accoppiamento, mentre diminuisce contemporaneamente la stabilità di frequenza dell'oscillatore.

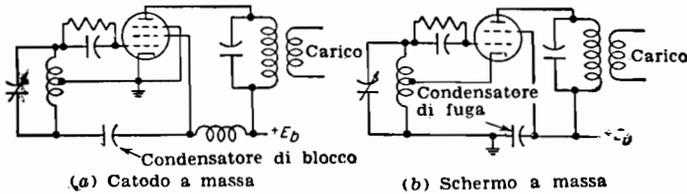


Figura 14-3. - Circuiti oscillatori ad accoppiamento elettronico.

È stato riscontrato che si ha tendenza degli oscillatori a sincronizzarsi anche in seguito all'effetto di terzo ordine, nei sistemi nei quali si abbia modulazione incrociata (vedi Sezione 10-3) <sup>(1)</sup>.

#### 14-5. - Oscillatori ad accoppiamento elettronico <sup>(2)</sup>.

L'oscillatore ad accoppiamento elettronico è un dispositivo che impiega un solo tubo ma nel quale si realizza l'isolamento fra l'uscita e il circuito oscillatorio, allo stesso modo con cui tale isolamento esiste negli oscillatori seguiti da amplificatori di potenza.

Nella Fig. 14-3 sono illustrati alcuni esempi di oscillatori ad accoppiamento elettronico. Nel circuito (a) il catodo, la griglia controllo e la griglia schermo costituiscono un triodo oscillatore Hartley nel quale lo schermo agisce come anodo. Gli elettroni che sono intercettati dallo schermo rappresentano la corrente anodica dell'oscillatore che genera le oscillazioni. I rimanenti elettroni, che costituiscono la maggior parte della corrente spaziale, passano attraverso lo schermo e vanno all'anodo, nel quale essi producono la potenza di uscita, circolando attraverso l'impedenza di carico collegata in serie con l'anodo. Questa corrente anodica è controllata dalla parte oscillatrice del tubo; pertanto nel funzionamento in Classe C della sezione oscillatrice si ha un impulso di corrente anodica per ogni ciclo.

L'impedenza di carico non ha alcun effetto sulla frequenza poiché la corrente anodica di un pentodo o di un tubo a fascio è indipendente dalla tensione anodica (e quindi dall'impedenza di carico del

<sup>1)</sup> Balth. van der Pol, The Non linear Theory of Electric Oscillations, *Proc. IRE*, vol. 22, p. 1051, September, 1934.

<sup>2)</sup> J. B. Dow. A Recent Development in Vacuum-tube Oscillators Circuits, *Proc. IRE*, vol. 19, p. 2095, December, 1931.