

**NOTIONS
SUR LES
CIRCUITS D'IMPULSION**

PAR

F.-J.-M. FARLEY

Maître de Conférences de Physique
à l'Université de Auckland (Nouvelle-Zélande)

TRADUIT PAR

D. GUINIER

Licencié ès Sciences

DUNOD

PARIS

1959

Ce livre est la traduction de l'ouvrage
publié sous le titre

ELEMENTS OF PULSE CIRCUITS

par les éditions METHUEN & C^o, Ltd, Londres



NOTIONS
SUR LES
CIRCUITS D'IMPULSION

DANS LA MÊME COLLECTION

1. P. NASLIN. — *Principe des calculatrices numériques automatiques.*
2. J. MAURIN. — *Les piles atomiques à neutrons lents.*
3. R. DUMONT. — *L'ionosphère et l'optique géométrique des ondes courtes.*
4. P. AIGRAIN et F. ENGLERT. — *Les semiconducteurs.*
5. L. SAVIDAN. — *La chromatographie.*
6. E. CALVET et H. PRAT. — *Récents progrès en microcalorimétrie.*
7. K.-F. SMITH. — *Jets atomiques.*
8. J.-E. GERMAIN. — *Catalyse hétérogène.*
9. L. SPITZER. — *Physique des gaz complètement ionisés.*
10. J.-A. BASSHAM et M. CALVIN. — *Le cycle du carbone dans la photosynthèse.*
11. W. MATZ. — *Le principe de similitude en génie chimique.*
12. J. DELCROIX. — *Introduction à la théorie des gaz ionisés.*
13. F.-P. BOWDEN et D. TABOR. — *Friction et lubrification.*
14. V.-B. WIGGLESWORTH. — *Physiologie des insectes.*
15. F.-J.-M. FARLEY. — *Notions sur les circuits d'impulsion.*
16. Y. DOUCET. — *Technique et application de la cryométrie.*

Sous presse

- G. BLET. — *Les photopiles au sélénium.*
G.-E. COATES. — *Composés organo-métalliques.*
J.-N. DAVIDSON. — *La biochimie des acides nucléiques.*
A.-M. IAGLOM et I.-M. IAGLOM. — *Probabilité et information.*
L. MARIOT. — *Groupes finis de symétrie et recherche de solutions de l'équation de Schrödinger.*
S. VAJDA. — *Théorie des jeux et programmes linéaires.*
J.-P. LEHMAN. — *L'évolution des vertébrés inférieurs.*
R. LINTON. — *L'arrière fond culturel de la personnalité.*

En préparation

- P. AIGRAIN. — *Introduction à la statistique physique.*
E.-H. COOKE-YARBOROUGH. — *Introduction aux circuits à transistors.*
J. DOSSE. — *Initiation à la physique du transistor.*
R. FREYMAN et SOUTIF. — *La spectroscopie hertziennne.*
B.-V. GNEDENKO et A.-IA. HINCHIN. — *Introduction à la théorie des probabilités.*
C. LEYMONIE. — *Les traceurs radioactifs en métallurgie,*
G. OURISSON, A. RASSAT et C. SANDRIS. — *Stéréochimie.*
L. SAVIDAN. — *Les résines échangeuses d'ions.*
M^{lle} B. TCHOUBAR — *Les mécanismes réactionnels en chimie organique.*

AVANT-PROPOS

Ce livre s'adresse en premier lieu aux physiciens et ingénieurs de recherche qui désirent s'initier aux circuits d'impulsion. On a supposé que le lecteur était déjà familiarisé avec les tubes électroniques et les éléments des techniques de réception; d'autre part, les bases de la radioélectricité sont, ou supposées connues, ou rappelées très brièvement et les applications aux impulsions sont étudiées sans long préambule.

Bien que les mathématiques soient utilisées, à l'occasion, dans un but de concision et de précision, nous avons traité dans l'ensemble les problèmes sans calculs, en essayant surtout de faire comprendre directement les principes physiques en jeu. Nous espérons que ce livre rendra des services aux techniciens radioélectriciens en général et c'est pourquoi, s'il contient des références à des théories physiques non élémentaires, celles-ci ne sont jamais indispensables au raisonnement. En particulier, nous avons omis certains sujets parce qu'ils auraient été hors de portée pour de nombreux lecteurs (notamment l'emploi des lignes de transmission pour la mise en forme des signaux).

Dans un volume d'introduction comme celui-ci, il n'est pas possible de donner des références complètes à toutes les sources d'information. Je n'ai nullement essayé de citer les auteurs originaux des circuits décrits et les références ne sont là que pour le bénéfice du lecteur qui désire approfondir le sujet. Je voudrais, enfin, exprimer mes remerciements à tous ceux qui, soit oralement, soit par écrit, m'ont aidé dans mes recherches et ont ainsi contribué à la rédaction de ce livre. En particulier, je suis reconnaissant à mes collègues de Auckland, M. J.B. EARNSHAW et Dr H.A. WHALE, pour l'aide que j'ai reçue d'eux lorsque j'ai écrit cet ouvrage.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE I. — <i>Principes fondamentaux</i>	1
1.2 Signaux d'impulsion	1
1.2 Intégration	4
1.3 Dérivation	10
1.4 Le courant circule à travers un condensateur.....	14
1.5 Théorème de THÉVENIN.....	16
CHAPITRE II. — <i>Circuits fondamentaux à tubes électroniques</i>	19
2.1 Diodes en série.....	19
2.2 Diodes en parallèle.....	22
2.3 Amplification	28
2.4 Mise en forme d'un signal : transformation d'un signal en signal carré.....	30
2.5 Cathode asservie (cathode follower).....	31
2.6 Tubes jumelés couplés par la cathode	34
2.7 Source de courant constant	36
2.8 Montage en cascade (<i>figure 26</i>).....	38
2.9 Économie et simplicité des montages	41
CHAPITRE III. — <i>Générateurs d'impulsions carrées</i>	43
3.1 Multivibrateur	44
3.2 Multivibrateur à cathodes couplées (<i>figure 28</i>).....	47
3.3 Oscillateur de SCARROTT (<i>figure 29</i>).....	49
3.4 Oscillateur à blocage (<i>figure 30</i>).....	51
3.5 Détails des signaux produits par un multivibrateur..	55
CHAPITRE IV. — <i>Circuits de déclenchement (trigger)</i>	59
4.1 Analyse du phénomène de bascule des circuits à tubes électroniques.....	60
4.2 Echelle de deux (circuit de ECCLES-JORDAN).....	64
4.3 Bascule de SCHMITT (<i>figure 36</i>).....	67
4.4 Univibrateur. Relai de KIPP (<i>figure 38</i>).....	70
4.5 Bascule bootstrap (<i>figure 40</i>).....	73
4.6 Transitron	75

CHAPITRE V. — <i>Bases de temps</i>	78
5.1 Dispositif de base de temps comportant un thyatron (<i>figure 42</i>).....	78
5.2 Synchronisation	80
5.3 Base de temps de PUCKLE (<i>figure 45</i>).....	82
5.4 Base de temps bootstrap.....	84
5.5 Base de temps de MILLER (<i>figure 48</i>).....	86
5.6 Base de temps ayant une région mobile à balayage rapide (<i>figure 49</i>).....	91
5.7 Etalonnage des dispositifs de base de temps.....	93
CHAPITRE VI. — <i>Amplificateurs d'impulsions</i>	96
6.1 Spectre d'une impulsion carrée.....	97
6.2 Le produit gain-largeur de bande.....	101
6.3 Compensation par inductance	104
6.4 Contre-réaction.....	109
6.5 Limite supérieure de la vitesse de variation de la tension de sortie.....	110
6.6 Réponse en basse fréquence, blocage.....	111
6.7 Amplificateurs pratiques à contre-réaction.....	114
6.8 Montage à anode asservie.....	117
6.9 Cathode follower de White.....	119
6.10 Amplificateur bootstrap (<i>figure 63</i>).....	121
CHAPITRE VII. — <i>Applications</i>	124
7.1 Générateur d'impulsion étalon (<i>figure 64</i>)	124
7.2 Amplificateur discriminateur (<i>figure 65</i>).....	126
7.3 Base de temps pour radar et circuit marqueur (<i>figure 66</i>).....	129
7.4 Dispositif de base de temps de MILLER donnant un balayage permanent (<i>figure 67</i>).....	132
7.5 Base de temps à déclenchement très rapide.....	133
7.6 Dispositifs de base de temps pour télévision.....	136
7.7 Impulsions des détecteurs de particules.....	143
7.8 Circuits à coïncidence et à portes.....	146
7.9 Sélecteur d'amplitude.....	152
BIBLIOGRAPHIE	157
INDEX	159

CHAPITRE PREMIER

PRINCIPES FONDAMENTAUX

1.1. Signaux d'impulsion.

En télécommunication on a l'habitude de ne considérer que des signaux sinusoïdaux. Nous savons bien que le signal représentatif de la parole est loin d'être sinusoïdal, par suite de la présence simultanée de différentes fréquences. Néanmoins,

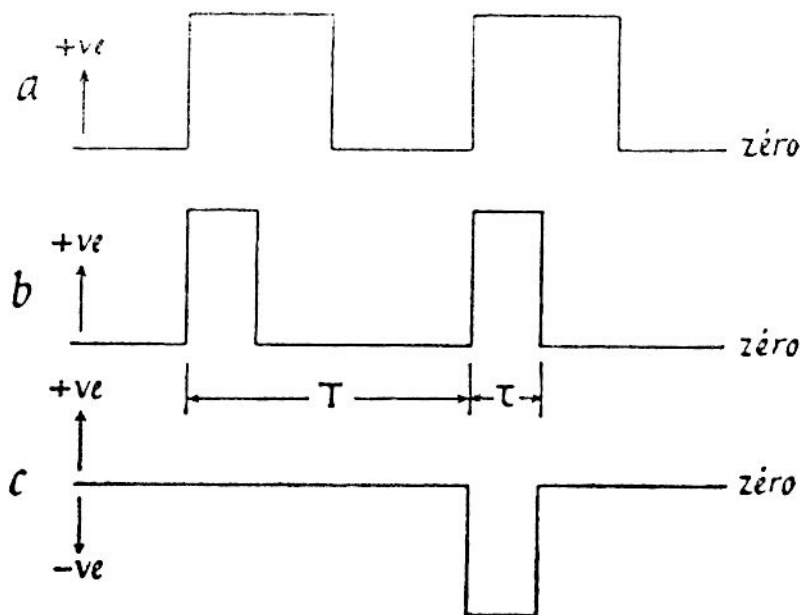


FIG. 1. — Signaux d'impulsions.

pour l'étude des propriétés d'un circuit, il est souvent suffisant de ne considérer que des ondes sinusoïdales; elles ont été choisies comme signaux de base dans l'analyse des circuits parce qu'elles ont la propriété de se propager à travers un réseau élec-

trique linéaire sans changer de forme. Nous verrons plus loin, quand on considérera d'autres signaux, qu'en général leur forme est modifiée par un réseau linéaire.

Dans les circuits d'impulsion, nous ne nous intéressons pas tant à la fréquence fondamentale d'une onde et à ses harmoniques s'il y en a, qu'à la forme exacte de l'onde et à ses variations d'un point à l'autre du circuit. Le signal fondamental est désormais le signal carré. Pour un signal carré idéal la tension passe, en un temps infiniment court, d'un niveau constant à un autre ; il en résulte une onde présentant un sommet et une base horizontaux et des flancs dont la pente est infinie. La *figure 1 a* montre un signal carré symétrique, alors que sur la *figure 1 b* nous voyons un signal asymétrique, la tension positive s'exerçant durant un intervalle de temps plus court. Ces signaux sont souvent définis comme des impulsions carrées (ou rectangulaires) de durée τ et d'amplitude V par rapport à un niveau de base.

Dans cet exemple, l'impulsion recommence régulièrement après un intervalle de temps T appelé période de répétition. Le rapport τ/T est le rapport de la durée du signal à la période ;

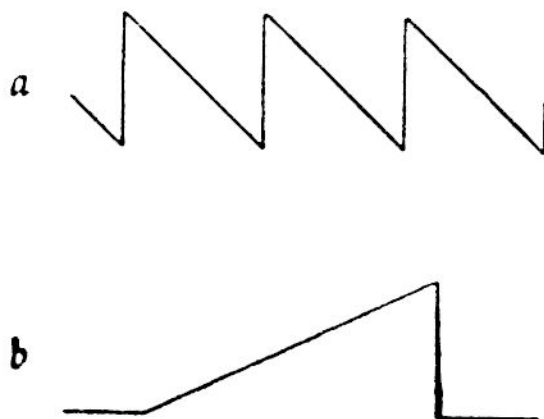


FIG. 2. — Signaux triangulaires ou en dent de scie.

ainsi, un signal carré symétrique aura un rapport de $1/2$. Dans beaucoup des cas, cependant, les impulsions ne sont pas régulières, mais ont lieu seules ou à intervalles irréguliers. Il est donc souvent commode d'étudier la réponse d'un circuit

à une impulsion carrée unique qui peut d'ailleurs être positive ou négative (*fig. 1 b* et *1 c*).

Un autre signal d'impulsion couramment utilisé est le signal triangulaire (*fig. 2 a*) ou en dent de scie, ou encore base de temps de l'oscillographe cathodique. Si un tel signal est appliqué aux plaques de déviations horizontales d'un oscillographe cathodique, le spot balaye alors l'écran à un rythme uniforme et revient à une vitesse infinie (dans le cas idéal) pour recommencer le mouvement. Ainsi on peut utiliser un oscillographe cathodique pour étudier la forme d'un second signal appliqué aux plaques de déviation verticale. Pour de telles applications il est important que le signal base de temps de l'oscillographe soit exactement linéaire; les méthodes de production et

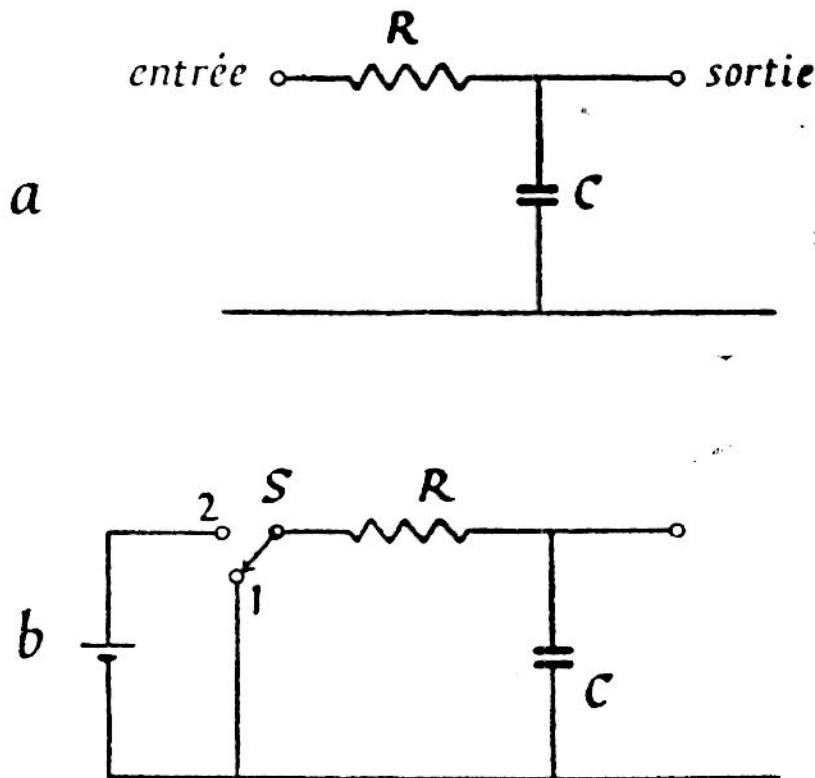


FIG. 3. — Circuit intégrateur.

d'utilisation de signaux en dent de scie linéaires seront étudiées au chapitre V. La *figure 2 b* montre un autre type de signal triangulaire souvent utilisé.

Les signaux carrés et triangulaires ont tous les deux un grand nombre d'harmoniques. Dans le cas idéal où les angles sont parfaitement nets, il peut exister des harmoniques de fréquence

infinie. En pratique, les angles sont un peu arrondis, mais il reste vrai que les appareils doivent fonctionner dans une bande de fréquence très large si le signal doit être transmis fidèlement. L'atténuation des hautes fréquences donne lieu à un arrondissement des angles ; celle des basses fréquences produit une distorsion du niveau de base et détruit la linéarité de la dent de scie. Réservant l'étude générale de ces effets au chapitre VI, nous considérons maintenant l'effet, sur la forme d'une impulsion, de deux combinaisons résistance-condensateur.

1.2. Intégration.

Supposons qu'on applique un signal carré positif de tension V au circuit de la *figure 3 a*. Pour déterminer la réponse nous pouvons supposer que l'impulsion a été produite par une batterie de force électromotrice V en manipulant l'interrupteur S comme le montre la *figure 3 b*. Initialement, l'interrupteur étant dans la position 1, la tension aux bornes du condensateur est nulle. Quand l'interrupteur est mis dans la position 2, un courant circule dans la résistance R , le condensateur C , et revient à la batterie. Il en résulte que C se charge lentement et la tension aux bornes augmente. L'équation différentielle donnant la tension aux bornes de C est

$$\frac{dv}{dt} = \frac{i}{C} = \frac{V - v}{RC} \quad (1)$$

d'où

$$\text{Log } (V - v) = -\frac{t}{RC} + \text{Cte.}$$

La condition $v = 0$ quand $t = 0$ donne la constante d'intégration qui est $\text{Log } V$; nous obtenons alors

$$v = V (1 - e^{-t/RC}) \quad (1). \quad (2)$$

(1) En développant l'exponentielle en série, on trouve pour $t \ll RC$, au début de l'impulsion, $v \simeq Vt/RC$.

La tension de sortie augmente donc linéairement d'abord, puis plus lentement, et atteint finalement un niveau constant égal à la tension appliquée. C'est la charge exponentielle du condensateur qui est représentée *figure 4 b*.

La tension de sortie est une fonction du temps qui est entièrement déterminée par RC , appelé *constante de temps* du circuit. Le produit d'une capacité par une résistance a la

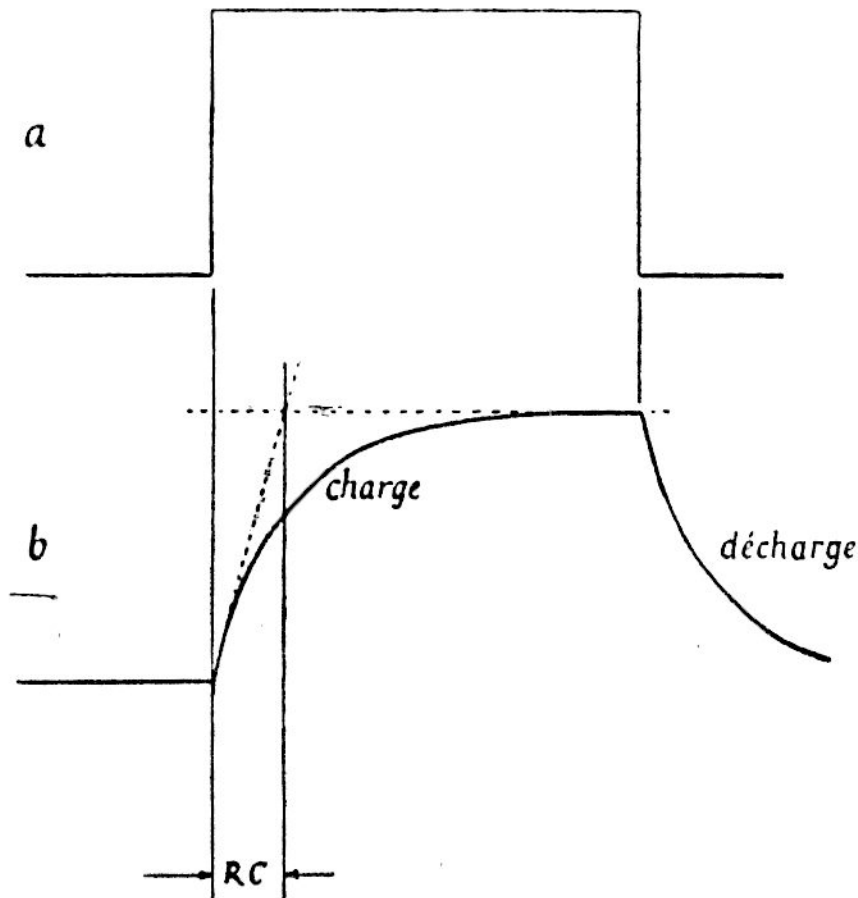


FIG. 4. — Intégration d'une impulsion carrée.

dimension d'un temps. Si la capacité est exprimée en farads, la résistance en ohms, le produit donne le temps en seconde. Il est utile de se souvenir que la tension aux bornes augmente d'abord comme V/RC , c'est-à-dire comme si elle devait atteindre la tension finale après un temps RC (voir équation (1)). Le rapport de la tension instantanée à la tension appliquée à différents instants, est donné dans le tableau 1.

Quand l'interrupteur S est remis en position 1 (correspondant à la fin de l'impulsion envoyée dans le circuit), le

TABLEAU I

Temps (unités RC)	Variation de tension lors de la charge (%)	Variation de tension lors de la décharge (%)
0	0	100
0,2	18,1	81,9
0,5	39,4	60,6
1	63,2	36,8
2	86,5	13,5
3	95,0	5,0
4	98,2	1,8
5	99,3	0,7
7	99,9	0,1

condensateur C se décharge dans la résistance R jusqu'à ce que la tension aux bornes soit de nouveau nulle. Si nous résolvons l'équation différentielle comme ci-dessus, nous trouvons

$$v = V e^{-t/RC} \quad (3)$$

Le signal est représenté par la courbe de la *figure 4 b*. Nous voyons que sa forme est semblable à celle du signal correspondant à la charge du condensateur au début de l'impulsion. Le tableau 1 est encore valable dans ce cas ⁽¹⁾.

Le résultat brut est que le signal carré idéal de la *figure 4 a* à l'entrée du circuit est devenu à la sortie un signal ayant la forme indiquée par la *figure 4 b*. Nous avons jusqu'ici supposé que la durée de l'impulsion est très supérieure à la constante de temps RC du circuit. Si ces temps sont comparables, la décharge commence avant que la tension aux bornes du

⁽¹⁾ Ceci est l'illustration d'une règle générale : dans un réseau linéaire, les fronts d'impulsion, qu'ils soient négatifs ou positifs, produisent des effets identiques mais inversés. La fin d'une impulsion positive peut être considérée comme le début isolé d'une impulsion négative. La symétrie entre sens positif et négatif disparaît cependant lorsque des lampes ou des éléments non linéaires sont introduits dans le circuit.

condensateur soit égale à la tension appliquée. La *figure 5* montre la forme des réponses du circuit à un signal d'entrée donné, pour différentes valeurs de la constante de temps RC .

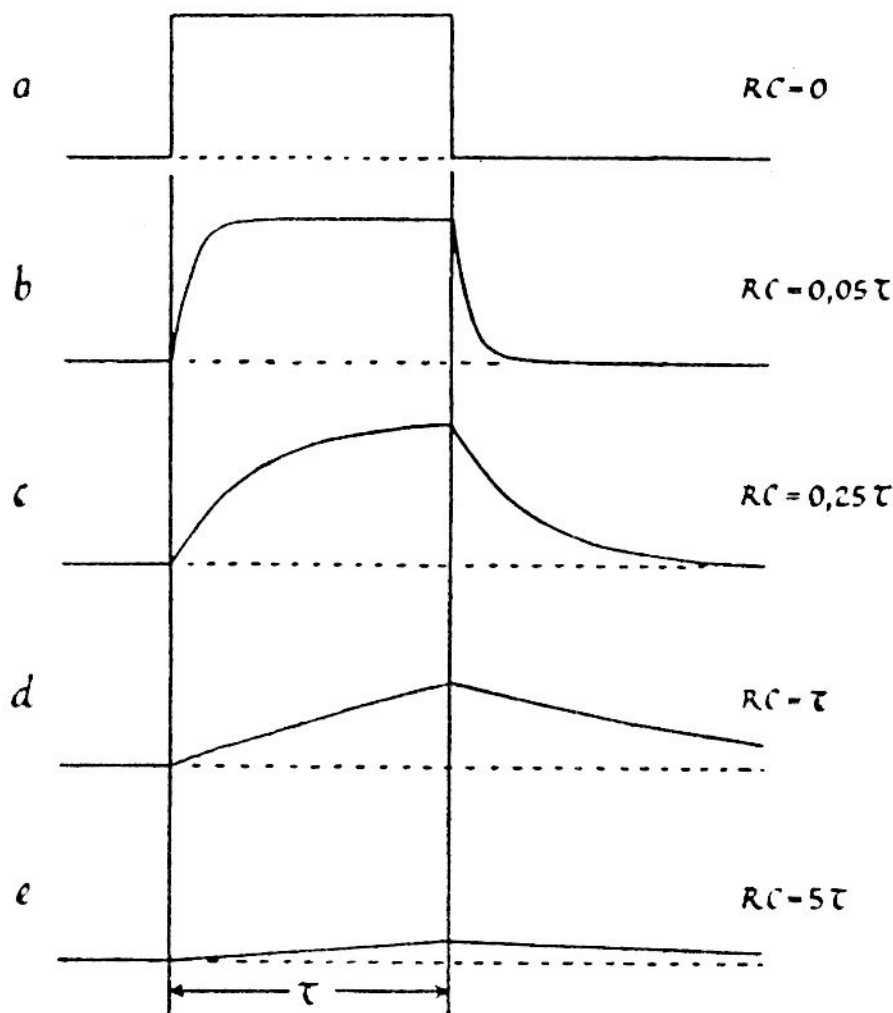


FIG. 5. — Intégration d'une impulsion carrée pour différentes constantes de temps.

On voit que la distorsion est négligeable si RC est très petite et qu'elle augmente progressivement avec RC .

Lorsque la constante de temps est très grande, la tension aux bornes du condensateur est proportionnelle à l'aire du signal d'entrée, c'est-à-dire à $V\tau$. En effet, l'équation (1) montre que

$$\frac{v}{t} = \frac{V}{RC} \quad \text{pour } v \ll V. \quad (4)$$

Donc $v = V\tau/RC$ à la fin du signal si $\tau \ll RC$.

Physiquement, ce résultat est dû au fait que le condensateur se charge proportionnellement à V pendant un temps τ . Plus généralement, étant donné à l'entrée un signal de forme quelconque, la tension maximale aux bornes du condensateur est proportionnelle à « l'aire du signal » $\left(\int_0^\tau V dt\right)$, toujours à condition que l'on ait $RC \gg \tau$, durée du signal.

A cause de cette propriété le circuit de la *figure 3 a* est appelé un circuit intégrateur. Le phénomène, dans son ensemble, tel qu'il est traduit dans la série de réponses représentées sur la *figure 5*, est appelé, par commodité, *intégration*. Il est important de comprendre que l'on se rapproche de l'intégration au sens mathématique du mot uniquement dans le cas extrême de la *figure 5 e*. Dans le cas plus souvent réalisé de la *figure 5 b*, il n'y a aucune relation avec l'intégration mathématique, mais on utilise encore ce mot pour des raisons de commodité.

Etudions maintenant l'effet d'un signal en dent de scie sur un circuit intégrateur. On suppose que le signal envoyé dans le circuit représenté sur la *figure 3 a* est de la forme $V = kt$. L'équation différentielle donnant la réponse v devient

$$\frac{dv}{dt} = \frac{kt - v}{RC} \quad (5)$$

ou, sous la forme habituelle,

$$\frac{dv}{dt} + \frac{1}{RC} v = \frac{k}{RC} t$$

multiplions les deux membres par t/RC :

$$\frac{d}{dt} (v e^{t/RC}) = \frac{k}{RC} t e^{t/RC}$$

d'où

$$v e^{t/RC} = k \int_0^t t d(e^{t/RC});$$

en intégrant par parties, il vient

$$v = kt - kRC(1 - e^{-t/RC}). \quad (6)$$

L'allure de cette fonction est donnée par la *figure 6*. Initialement, dv/dt est nul ; après une période de transition ayant une

durée de l'ordre de quelques RC , la tension de sortie (*figure 6 b*) augmente comme la tension à l'entrée (*figure 6 a*), mais présente avec elle une différence d'amplitude constante égale à kRC , c'est-à-dire une quantité égale à l'augmentation de tension du signal en dents de scie pendant le temps RC . Par conséquent, la tension de la réponse est en retard d'un temps égal à RC :

$$v = k(t - RC). \quad (7)$$

Physiquement, ceci a lieu parce qu'il faut un courant constant $C dv/dt$ pour charger le condensateur C à une vitesse constante et ce courant est créé par la chute de potentiel $R C dv/dt$ dans la résistance R .

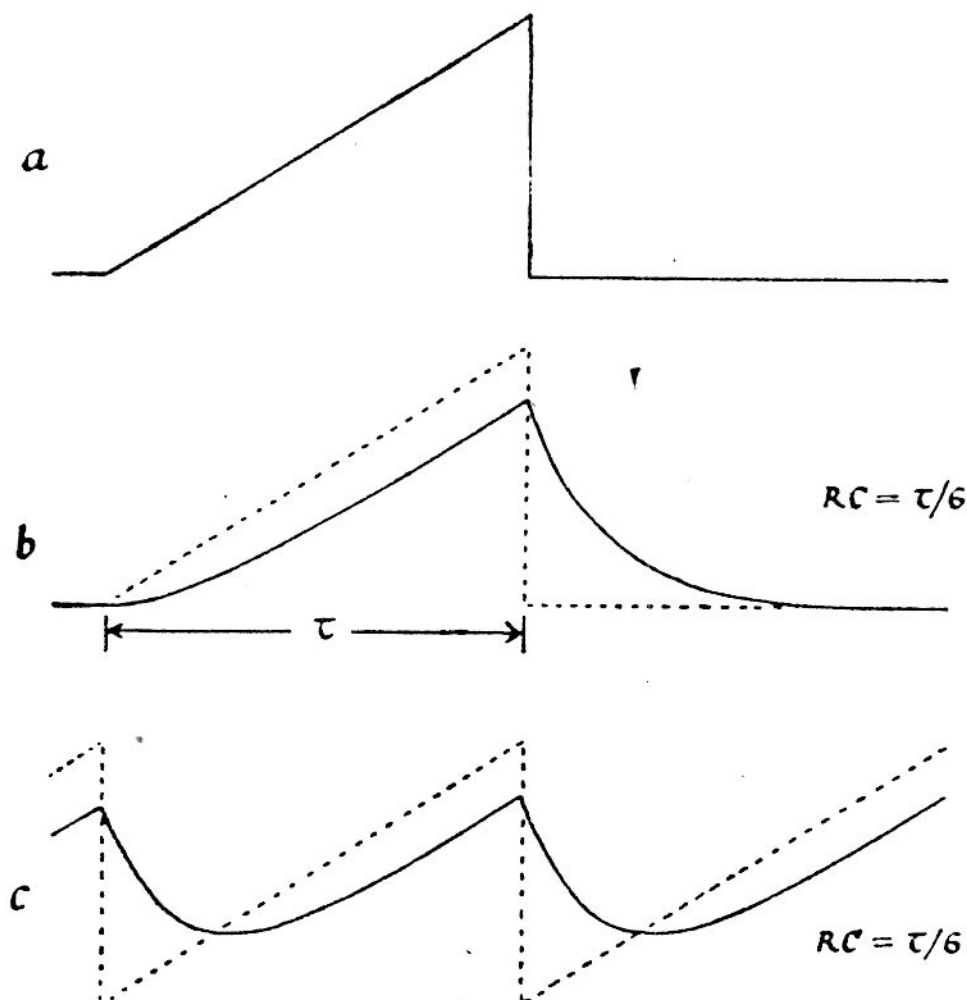


FIG. 6. — Intégration d'une dent de scie.

La *figure 6 a* nous montre un signal triangulaire ordinaire et la *figure 6 b* donne la réponse correspondante. A la fin du balayage, la tension appliquée redevient nulle, la tension à la

sortie du circuit décroît exponentiellement comme pour un signal carré. Dans le cas de dents de scie qui se succèdent, l'exponentielle décroissante doit se raccorder sans point anguleux à la courbe reproduisant, avec un décalage, la tension croissante de la dent suivante ; c'est ce qui est représenté sur la *figure 6 c*. Remarquons que dv/dt est nul à la sortie quand les tensions d'entrée et de sortie sont égales car il n'y a alors pas de courant traversant R . Dans tous les cas, le circuit intégrateur a pour effet de provoquer un défaut de linéarité au début de la base de temps pendant une période égale à plusieurs fois la constante de temps.

1.3. Dérivation.

Nous considérons maintenant le circuit de la *figure 7* qui diffère de celui de la *figure 3 a*, car le condensateur et la résistance ont été permutés. Au lieu de prendre la tension aux

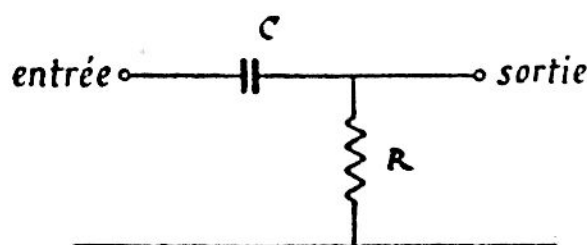


FIG. 7. — Circuit dérivateur.

bornes du condensateur, on s'intéresse désormais à la tension aux bornes de la résistance.

On peut procéder comme précédemment et résoudre l'équation différentielle donnant la tension de sortie, mais il est plus simple de remarquer que :

$$\begin{aligned} &(\text{tension aux bornes de } R) + (\text{tension aux bornes de } C) \\ &= \text{tension à l'entrée.} \end{aligned}$$

La tension aux bornes de C est déjà connue, grâce à l'étude du circuit intégrateur (voir équations (2) et (3)) ; on obtient pour un signal carré le résultat suivant :

$$(8) \quad \begin{cases} v = V e^{-t/RC} & \text{pour le début de l'impulsion ;} \\ v = -V e^{t/RC} & \text{pour la fin de l'impulsion.} \end{cases}$$

Les signaux d'entrée et de sortie correspondants sont représentés sur les *figures 8 a* et *8 b*.

Physiquement, on peut expliquer ces courbes en remarquant que la tension aux bornes d'un condensateur ne peut pas, en général, changer instantanément. Elle ne peut varier que si la charge change, et cela se fait, en général, progressivement

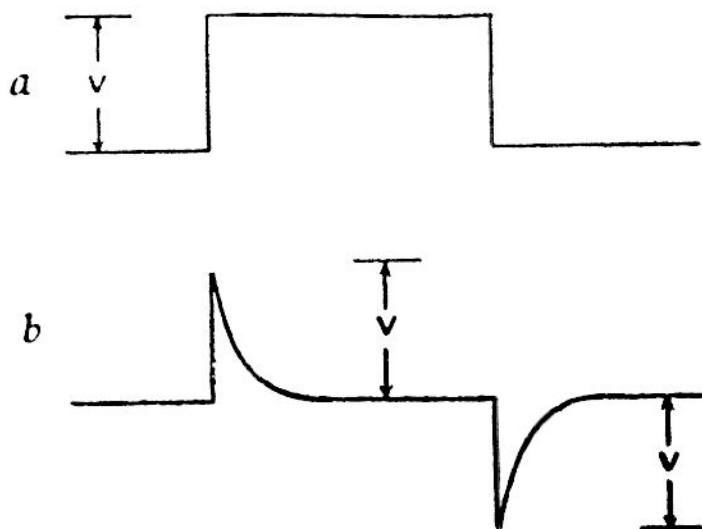


FIG. 8. — Dérivation d'une impulsion carrée.

lorsqu'un courant traverse le condensateur. Cela signifie que des variations rapides de tension sont transmises sans atténuation par un condensateur : pour les variations rapides, on peut considérer le condensateur comme un court-circuit. Cette propriété importante est très souvent utilisée dans l'étude des circuits impulsionnels.

Dans le cas présent, le front abrupt de l'impulsion est intégralement transmis par le condensateur et apparaît intact à la sortie. Cette tension à la sortie engendre un courant à travers la résistance R , qui doit également traverser C ; ainsi, le condensateur se charge et la tension de sortie redevient progressivement nulle. Le phénomène correspondant à la fin de l'impulsion-réponse au signal appliqué est le même. Comme dans le paragraphe précédent, l'échelle des temps est déterminée par la constante de temps RC et le tableau 1 est encore valable.

La réponse obtenue pour un signal donné et pour différentes valeurs de la constante de temps RC est donnée sur la figure 9. Ici l'impulsion n'est que légèrement modifiée si $RC \gg \tau$;

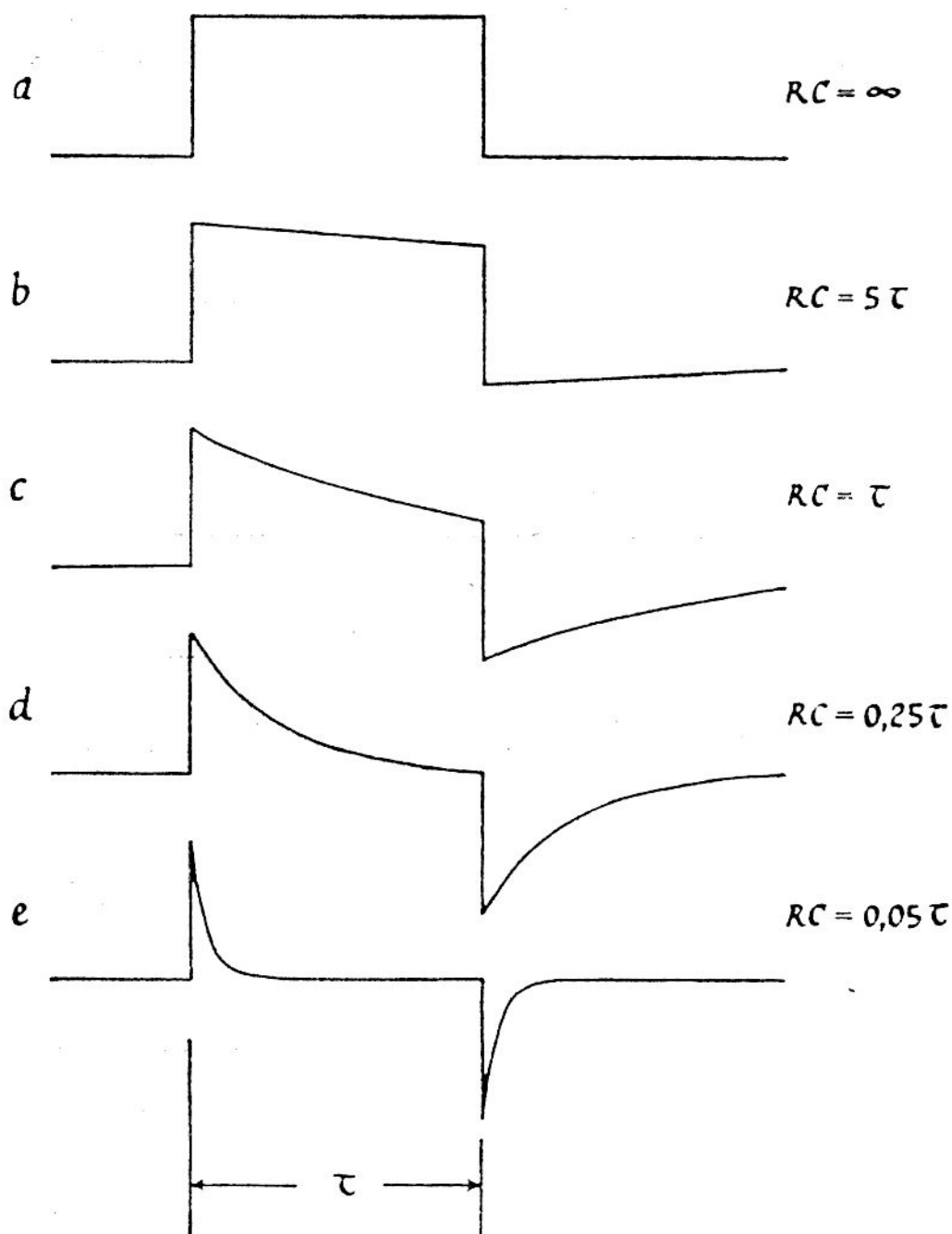


FIG. 9. — Dérivation d'une impulsion carrée pour différentes constantes de temps.

ce sont les constantes de temps courtes qui produisent la distorsion. Dans le cas extrême $RC \ll \tau$ la réponse se rapproche de la dérivée, par rapport au temps, du signal d'entrée. Pour

cette raison le phénomène est connu sous le nom de dérivation ou différentiation. Ici encore, on doit considérer le mot comme un terme technique s'appliquant à l'ensemble des distorsions ;

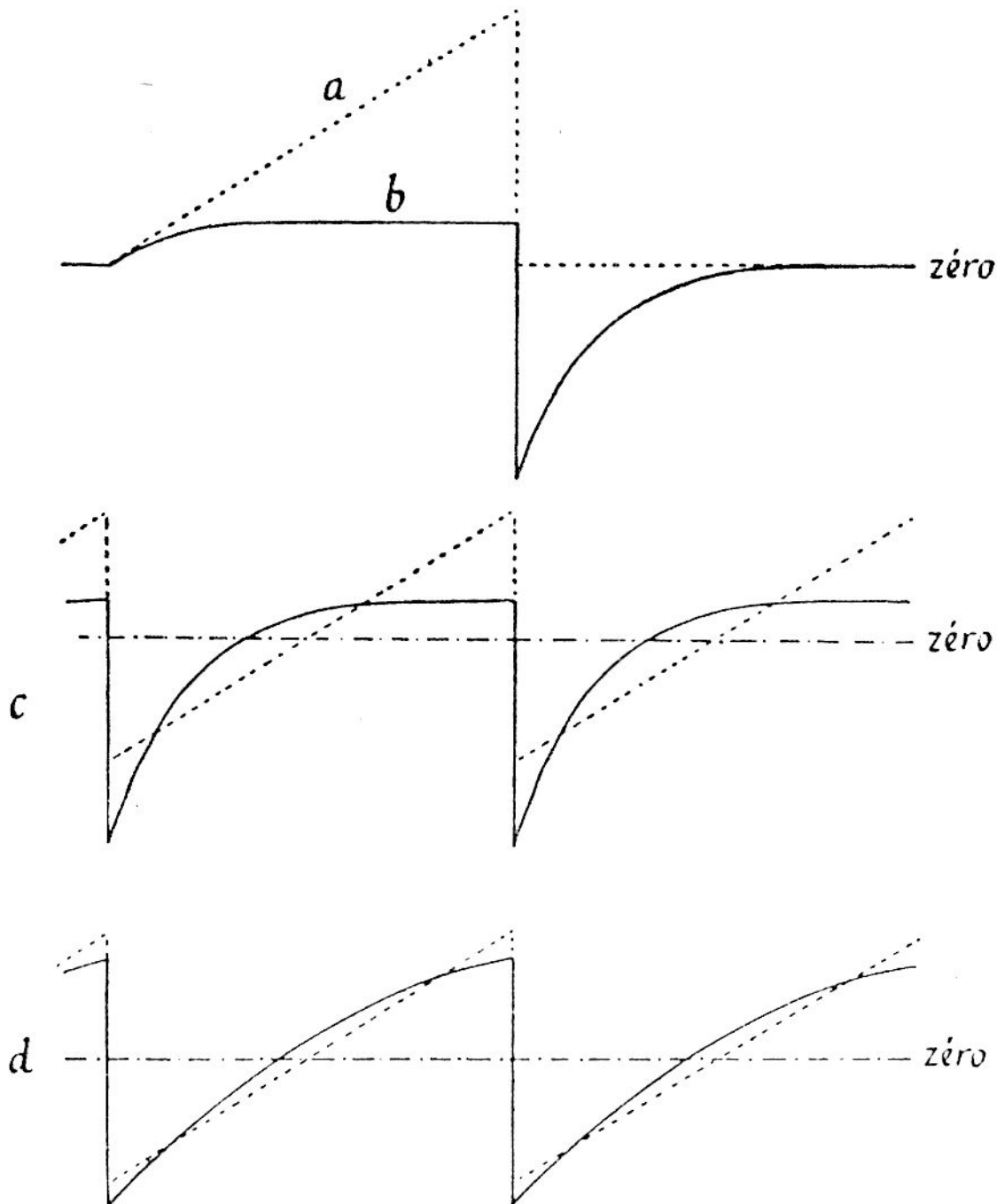


FIG. 10. — Dérivation d'une dent de scie.

le sens purement mathématique du terme ne doit pas être retenu.

Considérons maintenant la dérivation d'un signal triangulaire, $V = kt$. On peut obtenir la tension de sortie par sous-

traction comme dans le cas précédent ; en utilisant l'équation (6), il vient :

$$v = kRC (1 - e^{-t/RC}). \quad (9)$$

Les figures 10 a et 10 b montrent les signaux à l'entrée et à la sortie. La tension à la sortie augmente d'abord à la même vitesse que la tension à l'entrée, mais, après un intervalle d'une durée de l'ordre de la constante de temps, elle se stabilise à une valeur constante kRC . Physiquement, on peut dire que le condensateur se charge à une vitesse constante si un courant égal à $C \, dv/dt$ le traverse ; ce courant circulant également à travers la résistance y provoque une chute de tension $RC \, dv/dt$. A l'extrémité du triangle, la chute abrupte est transmise intégralement à la sortie, suivie d'une courbe en exponentielle caractéristique. Dans le cas de dents de scie se succédant, cette courbe exponentielle se raccorde continuellement à la courbe qui correspond à la période transitoire initiale du cycle suivant, comme le montre la figure 10 c. Les courbes représentant les signaux à l'entrée et à la sortie sont parallèles lorsque la tension à la sortie devient nulle.

Un cas courant est celui d'une légère dérivation comme le montre la figure 10 d. Dans ce cas, la base de temps n'est plus linéaire, à moins que la valeur constante de temps RC ne soit très supérieure à la période de répétition des dents de scie : ceci est important en pratique.

1.4. Le courant circule à travers un condensateur.

La figure 11 a symbolise un condensateur déchargé. Lorsque le condensateur est chargé, comme indiqué sur la figure 11 b, une charge positive s'accumule sur l'armature supérieure, les lignes de force dans le diélectrique la relie à la charge négative qui lui correspond sur l'armature inférieure. Cette charge négative est créée par la charge positive qui a quitté l'armature. Au total, la charge positive semble circuler à travers le condensateur, bien qu'il n'y ait pas de connexion directe entre les armatures. C'est cette charge, qui a traversé le condensateur, qui apparaît dans la relation fondamentale :

$$V = \frac{q}{C}.$$

Il faut aussi se rappeler que tous les courants circulent dans des circuits fermés. Tout courant partant du pôle positif d'un générateur doit finalement trouver un chemin de retour jusqu'au pôle négatif du même générateur ; autrement, il y aurait accumulation de charges en un point du circuit. Un cas

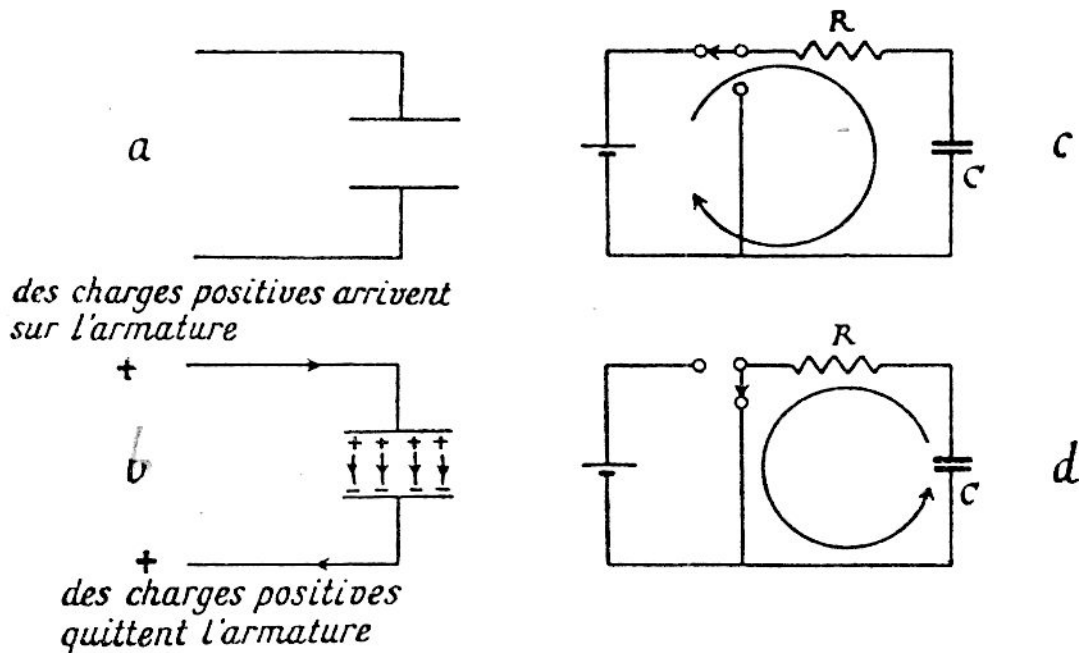


FIG. 11. — Circuit comprenant un condensateur.

très simple est illustré par les figures 11 c et 11 d. Ici le courant part de la batterie, circule dans la résistance R puis à travers le condensateur C et revient à la batterie. Si on ouvre l'interrupteur et que l'on relie résistance et condensateur, le courant sort du condensateur, passe dans la résistance R et revient au condensateur. Cela reste vrai même si un point du circuit est relié à la masse. Dans l'analyse des circuits impulsionnels, il sera souvent utile de suivre le cheminement du courant le long d'un circuit fermé. Il faut noter que, en ce qui concerne les signaux variables, le comportement d'un condensateur est indépendant des tensions constantes qui peuvent exister à ses bornes. Dans les circuits impulsionnels on s'intéresse à la façon dont la tension aux bornes du condensateur varie en réponse à un courant appliqué, le résultat est indépendant des conditions initiales. Il est donc inutile de chercher quelle est la charge totale du condensateur et de savoir si le condensateur

est en train de se charger (charge totale qui augmente) ou de se décharger (charge totale qui diminue). Nous convenons de dire qu'un condensateur se charge si un courant le traverse, quelle que soit la direction du courant, et de n'utiliser le mot décharge que pour indiquer que le courant initial a changé de sens.

1.5. Théorème de Thévenin.

Nous introduisons ce théorème ici car il permet de simplifier beaucoup les raisonnements à propos des circuits impulsionnels. L'idée directrice est que l'on peut remplacer, en ce qui concerne les circuits dérivés, un circuit agissant comme source de signaux par un générateur de signaux en série avec une impédance Z_0 . Ceci est illustré par la *figure 12*. La F.É.M.

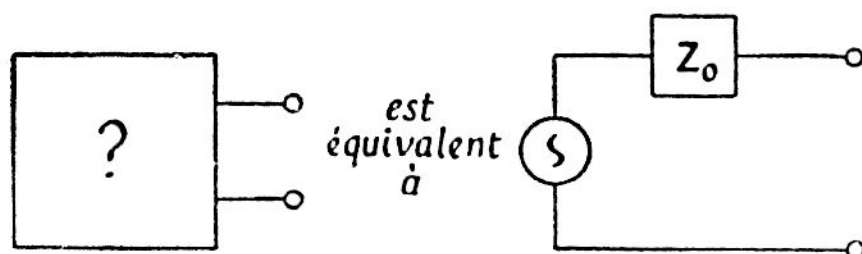


FIG. 12. — Théorème de Thévenin.

du générateur de signaux est égale à la tension observée entre les extrémités du circuit initial lorsqu'il est en circuit ouvert : elle peut être constante, alternative, ou génératrice d'impulsion. L'impédance Z_0 est l'impédance du circuit, prise aux bornes de sortie en l'absence de générateurs ; elle est souvent appelée l'impédance équivalente du circuit. Théoriquement le théorème ne s'applique qu'aux réseaux linéaires, mais, moyennant des précautions, il peut être appliqué avec fruit aux circuits comprenant des tubes électroniques, qui sont loin d'être linéaires. La démonstration de ce théorème est immédiate. On peut la trouver dans des ouvrages de radio, ou traitant de la théorie des réseaux.

La notion d'impédance équivalente est importante. Cette impédance est généralement une résistance pure et sa valeur

détermine le courant que le circuit peut débiter dans une charge. Elle régit non seulement la variation de la tension de sortie avec la charge, mais aussi, de façon plus significative, la vitesse à laquelle se chargent les capacités réparties à la sortie. Celles-ci se combinent à l'impédance équivalente pour donner un circuit intégrateur usuel, dont les effets ont été décrits au paragraphe 1.2. Pour évaluer l'importance de ces effets, on doit connaître la valeur de l'impédance équivalente ; le théorème de THÉVENIN donne une façon simple de la calculer, c'est simplement l'impédance du circuit aux bornes de la charge. On en trouvera des exemples dans la suite.

Comme illustration du théorème de THÉVENIN, considérons un simple potentiomètre chargé par une capacité, comme sur la *figure 13 a*. On applique un signal carré d'amplitude V

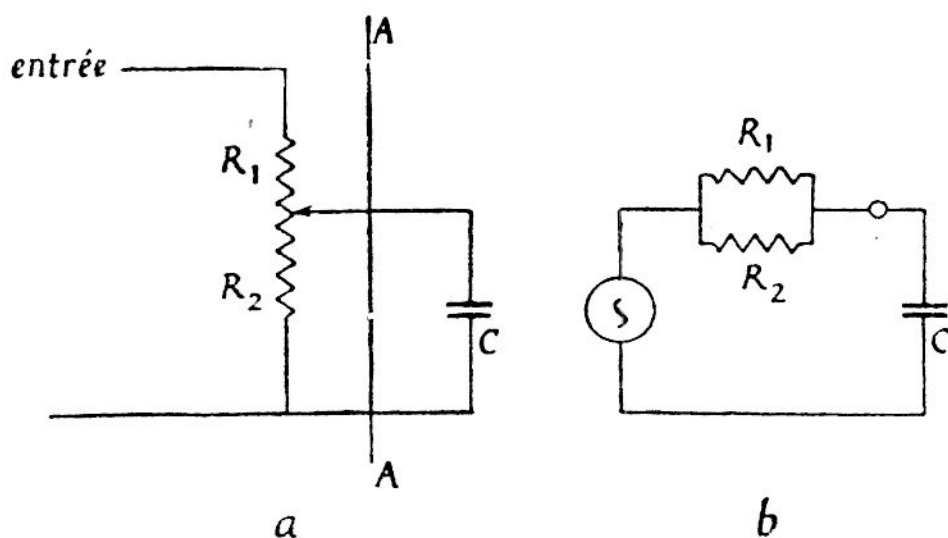


FIG. 13. — Intégration par un potentiomètre et une capacité.

à l'entrée. Pour calculer comment répond le circuit, on coupe le circuit suivant la droite AA et on remplace ce qui est à gauche par un générateur d'impulsions d'amplitude $\frac{R_2}{R_1 + R_2} V$, ayant comme impédance interne R_1 et R_2 en parallèle (*fig. 13 b*). Le circuit agit comme un intégrateur

avec une constante de temps $\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C$. Par conséquent, le signal ne subira aucune distorsion lorsque le curseur sera aux extrémités du potentiomètre, mais la distorsion apparaîtra dans les positions intermédiaires. La constante de temps est maximale pour $R_1 = R_2$: elle est alors égale à $1/4 RC$, R étant la résistance totale. Cet exemple montre qu'un potentiomètre n'est en général pas utilisable pour atténuer une impulsion. Les capacités réparties sur le circuit de sortie produisent presque toujours une distorsion.

Les capacités réparties entre éléments du circuit, et du circuit à la masse, sont des éléments parasites dont on tient un grand compte dans la réalisation des circuits d'impulsion. Leurs effets peuvent toujours être estimés en utilisant le théorème de THÉVENIN et la notion d'impédance équivalente. En remplaçant le circuit par un générateur en série avec cette impédance, on obtient un circuit intégrateur qui donne des effets étudiés ci-dessus. La présence de capacités réparties implique que des effets d'intégration sont inévitables, aussi, en pratique, les angles des signaux sont-ils quelque peu arrondis. Un des points essentiels dans les montages est de maintenir ces effets dans des limites raisonnables. Cela signifie que l'on doit diminuer l'impédance équivalente de chaque circuit en utilisant de faibles charges anodiques ou des montages spéciaux tels que les montages à cathode asservie (cathode follower), voir paragraphe 2.5.

CHAPITRE II

CIRCUITS FONDAMENTAUX A TUBES ÉLECTRONIQUES

Dans ce chapitre, nous passons en revue quelques effets fondamentaux obtenus en appliquant des impulsions carrées à des diodes, triodes et pentodes, et nous envisageons quelques montages couramment utilisés dans les circuits impulsionnels.

On peut utiliser une diode de deux façons différentes. Si elle est montée en série avec le générateur d'impulsions, elle ne transmet qu'une partie du signal appliqué. Mais si elle est montée en parallèle, elle tend à court-circuiter le signal pendant un certain temps et produit des distorsions que nous étudierons en détail plus loin.

2.1. Diodes en série.

Il suffit le plus souvent de considérer une diode comme un élément de circuit qui conduit le courant dans un sens et non dans l'autre. La résistance dans le sens direct est généralement de l'ordre de 100 à 1 000 ohms et peut souvent être négligée. La résistance dans le sens inverse, dans le cas d'une diode thermionique, peut être considérée comme infinie ; mais dans le cas d'un redresseur à cristal, il faut prendre quelques précautions pour faire une telle approximation. Dans le circuit de la *figure 14 a*, un générateur d'impulsions positives est monté en série avec une diode et une résistance de charge R , l'anode de la diode étant polarisée négativement. On donne *figure 15 a* un signal d'entrée caractéristique et *figure 15 b* le signal de sortie correspondant. Seule la partie de l'impulsion correspondant

à une tension plus élevée que la tension de polarisation est transmise, car la diode ne conduit pas le courant si son anode est à un potentiel négatif par rapport à la cathode. Lorsque la tension de polarisation est dépassée, alors les tensions à la sortie et à l'entrée sont égales pourvu que $R \gg 1\,000$ ohms.

La figure 14 b donne un montage similaire, mais ici, au lieu d'une polarisation négative de l'anode, on utilise une polarisation positive de la cathode obtenue au moyen des résis-

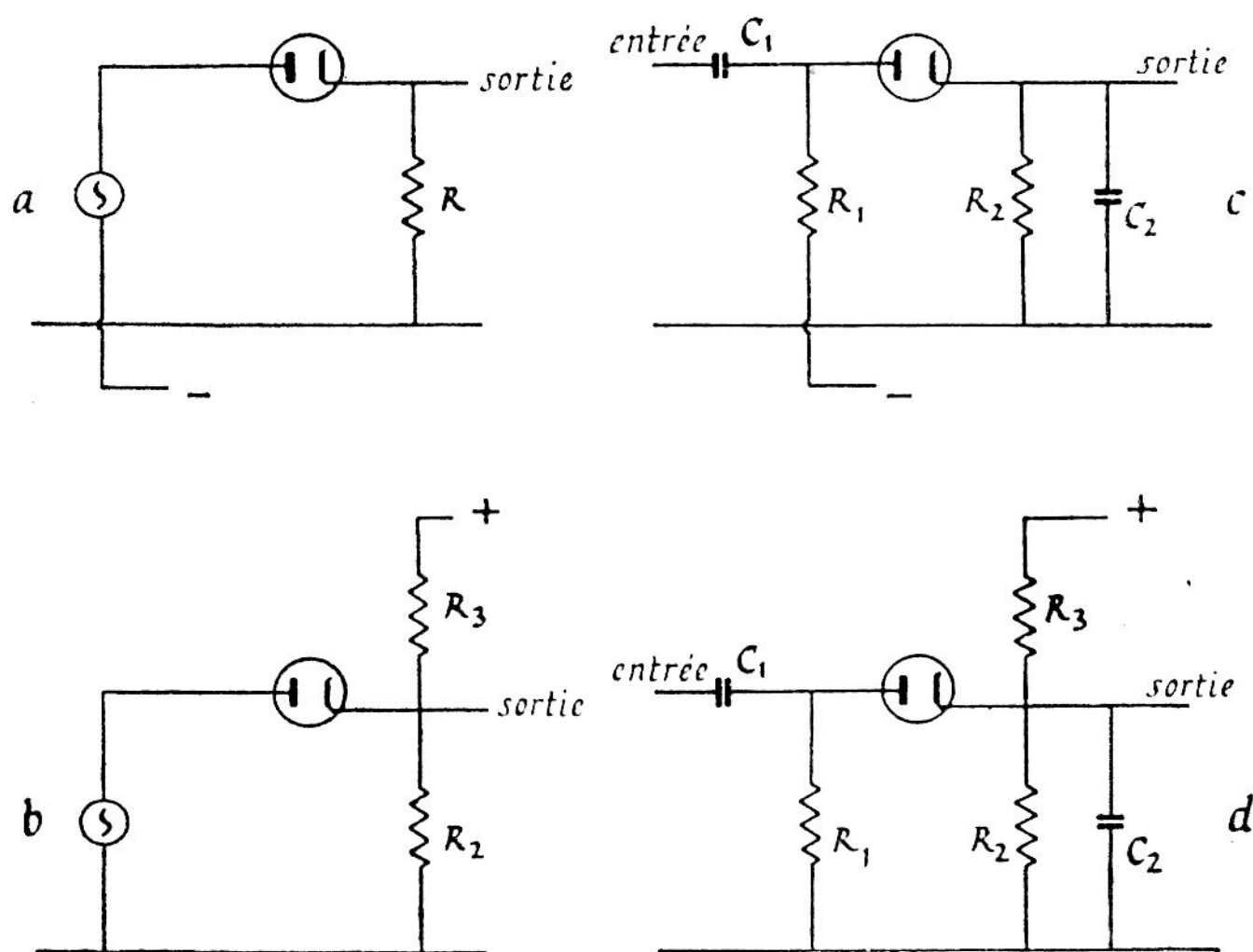


FIG. 14. — Circuits comprenant des diodes montées en série.

tances R_2 et R_3 . Le circuit donne lieu aux mêmes effets que le précédent.

Les figures 14 c et 14 d indiquent des montages semblables au précédent mais le signal est appliqué à l'anode par l'intermédiaire du circuit de couplage $R_1 C_1$. Si la constante de temps

est plus grande que la durée de l'impulsion, celle-ci arrivera sur l'anode sans subir de dérivation, mais la tension constante du niveau de base sera déterminée par la tension appliquée à l'extrémité de R_1 . Dans ce cas encore, la tension de sortie sera donnée par la *figure 15 b*. Si on ajoute une capacité entre les bornes de sortie (condensateur C_2 des *figures 14 c* et *14 d*), la réponse est celle représentée par la *figure 15 c*. Le front

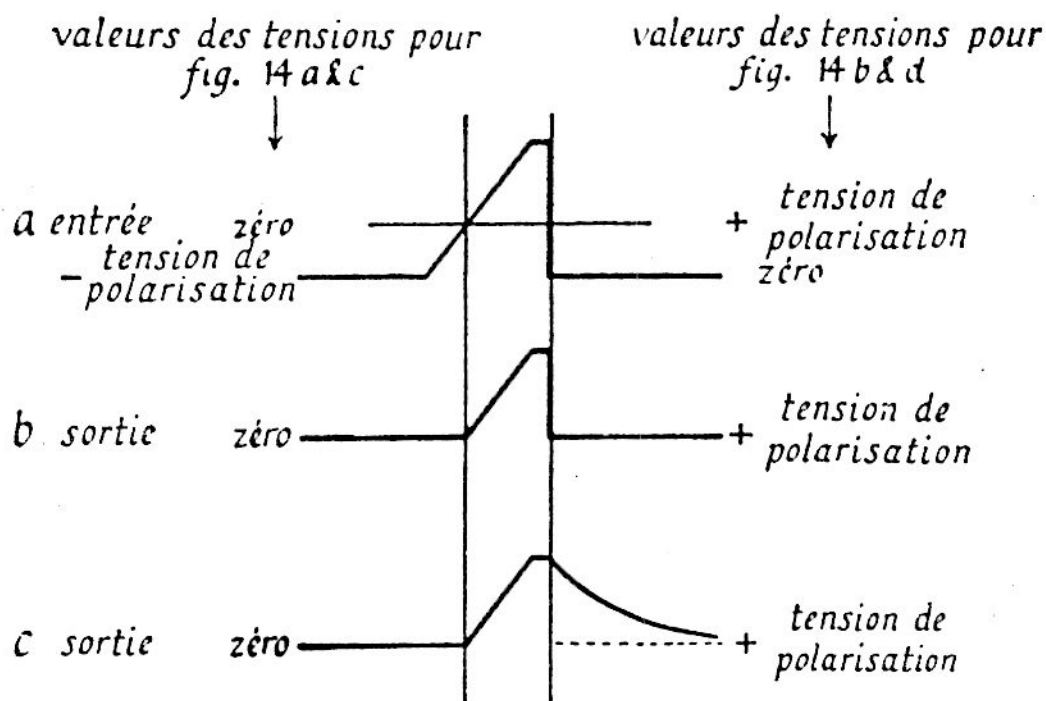


FIG. 15. — Forme des signaux donnés par des circuits comprenant des diodes montées en série.

positif de l'impulsion correspond à la charge du condensateur à travers la faible résistance de la diode dans le sens direct, la réponse suit donc de très près le signal, mais à la fin de l'impulsion, qui correspond à une chute abrupte du potentiel, le condensateur ne peut se décharger qu'à travers la résistance R_2 et on obtient une décharge exponentielle. Les capacités réparties donnent toujours plus ou moins lieu à un effet de ce genre que l'on peut délibérément accentuer en ajoutant un condensateur tel que C_2 pour que le circuit agisse comme un « *allongeur d'impulsion* ».

Dans des circuits tels que ceux des *figures 14 c* et *14 d*, il est souhaitable d'avoir $C_1 \gg C_2$ et $R_1 \ll R_2$. La tension constante

du niveau de base à l'entrée est alors très peu modifiée par le courant que débite la diode. Plus généralement, il faut en fait appliquer le signal sur la diode par l'intermédiaire d'un circuit à faible impédance de sortie.

On obtient les mêmes effets avec des impulsions négatives, si le sens de la diode et la tension de polarisation sont inversés. Ce circuit est un exemple de *discriminateur*, c'est-à-dire un circuit qui transmet uniquement la partie supérieure d'une impulsion. Comme les autres circuits discriminateurs (voir §§ 4.3, 7.9), ce circuit peut être utilisé : *a*) pour trier les signaux d'amplitude supérieure à celle d'un seuil déterminé, *b*) pour éliminer les petits signaux parasites et les fluctuations indésirables du niveau de base, et *c*) (en ajoutant un condensateur C_2) comme *allongeur d'impulsion*.

2.2. Diodes en parallèle.

On voit sur la *figure 16 a* un circuit de couplage RC (par exemple un couplage entre lampes) avec une diode montée en parallèle sur la résistance. C'est un circuit très utilisé, car la grille et la cathode d'une lampe amplificatrice peuvent agir comme une diode : les effets que l'on va décrire apparaissent donc si on envoie un signal sur la grille d'une lampe à travers un circuit de couplage RC .

Nous allons examiner ce qui se passe lorsqu'on applique un train d'impulsions positives à l'entrée, en supposant d'abord que la constante de temps RC est beaucoup plus grande que la période de répétition. L'effet est semblable à celui des détecteurs utilisés en T.S.F. En l'absence de la diode, la tension constante à la sortie s'établira d'elle-même à une valeur telle que la tension moyenne soit nulle, comme le montre la *figure 17 a*. Le niveau de base sera légèrement au-dessous du potentiel de la masse et les impulsions seront fortement positives. Mais quand la diode est présente, celle-ci, qui est très conductrice si l'anode est à un potentiel positif, permet au condensateur C de se charger. Cette charge s'écoule lentement dans la résistance R . L'armature du condensateur située du côté de la diode est portée à un potentiel négatif par rapport à l'autre armature, on arrive ainsi à un état per-

manent, les impulsions à partir du niveau de base négatif atteignent juste une tension nulle (fig. 17 b). La charge du condensateur est presque constante, la diode ayant une résistance assez faible, lorsqu'elle est conductrice pendant l'impulsion, pour régénérer la charge qui s'est écoulée dans l'intervalle entre deux impulsions. Quelle que soit la grandeur

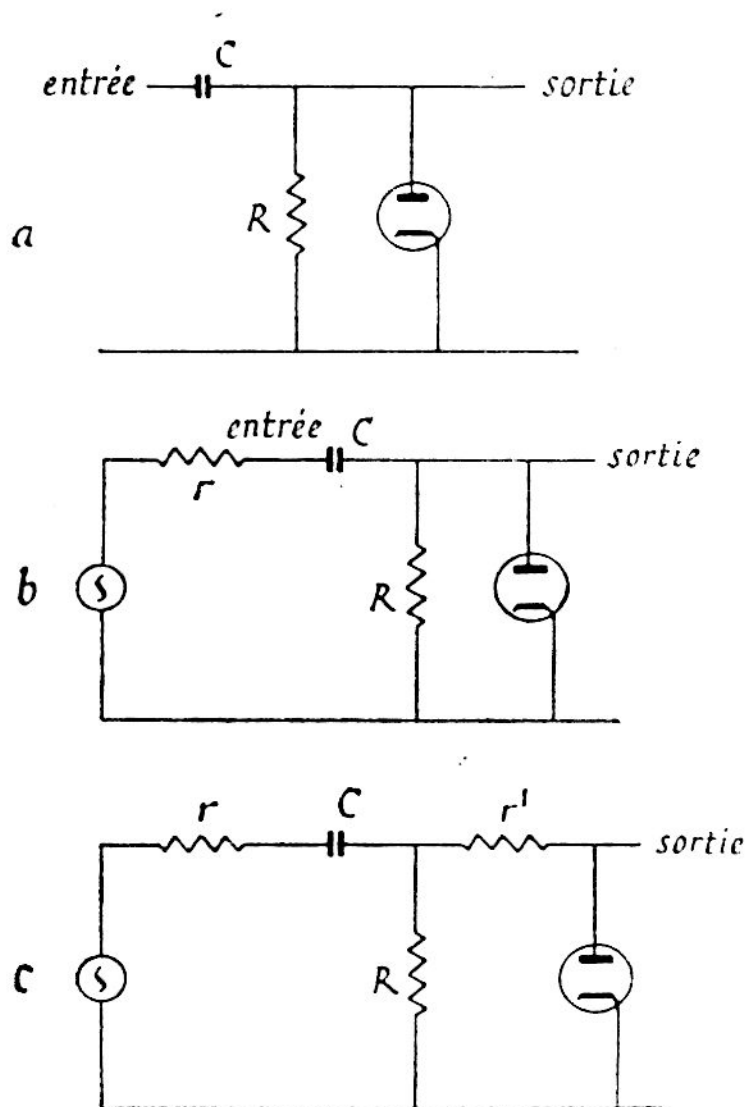


FIG. 16. — Montages avec des diodes montées en parallèle.

des impulsions ou le rapport de l'intervalle entre les impulsions à la durée des impulsions, le niveau de base est automatiquement réglé par la diode de façon que le sommet de l'impulsion atteigne juste le potentiel zéro. La diode a pour rôle ici de restituer une composante continue qui avait disparue au

moment de la transmission du signal par le circuit RC de couplage : elle fixe la tension durant l'impulsion à la valeur zéro (clamp).

Si la diode est montée dans le sens inverse, c'est le niveau de base qui est fixé à un potentiel nul, comme le montre la *figure 17 c* et l'impulsion est positive. Dans ce cas, on restaure le niveau de base qui reprend une valeur fixe. Le montage est souvent utilisé lorsqu'on a affaire à des impulsions pour

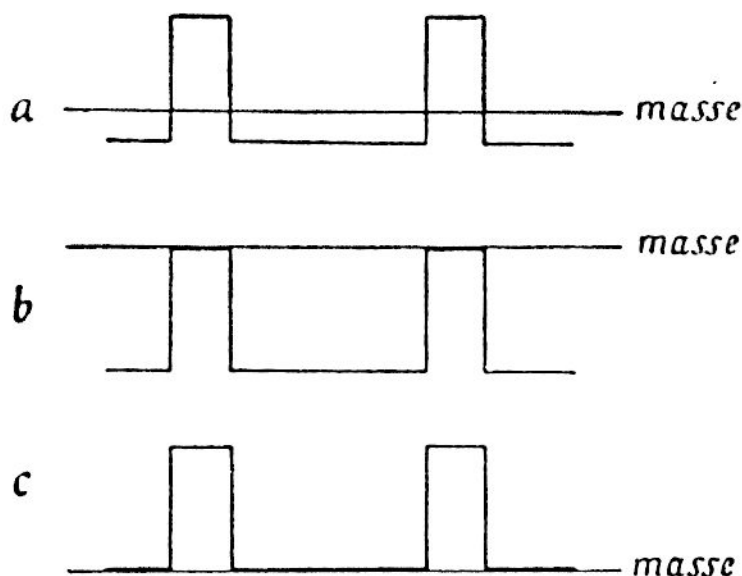


FIG. 17. — Restitution de la composante continue à l'aide de diodes en parallèle.

lesquelles le rapport de l'intervalle entre les impulsions à la durée des impulsions est variable. En l'absence de diode, le niveau de base serait abaissé comme le montre la *figure 17 a*, mais d'une quantité variable et cette variation pourrait gêner le fonctionnement des circuits ultérieurs. Au contraire, en introduisant une diode montée ainsi, on obtient des conditions de fonctionnement uniformes, indépendantes de la largeur des impulsions et de leur fréquence de répétition.

Examinons maintenant le cas où la constante de temps RC est plus petite que la période de répétition. Dans ce cas, on doit tenir compte de l'impédance interne r du générateur d'impulsion, comme l'indique la *figure 16 b*. Avec un circuit de couplage à faible constante de temps, il est impossible d'obtenir une tension de polarisation constante et la diode débite

fortement à chaque impulsion. Il existe donc une charge aux bornes du générateur, d'où la présence d'une distorsion du signal à l'entrée et à la sortie. Les figures 18 a, 18 b et 18 c montrent le signal à l'entrée et à la sortie pour différentes

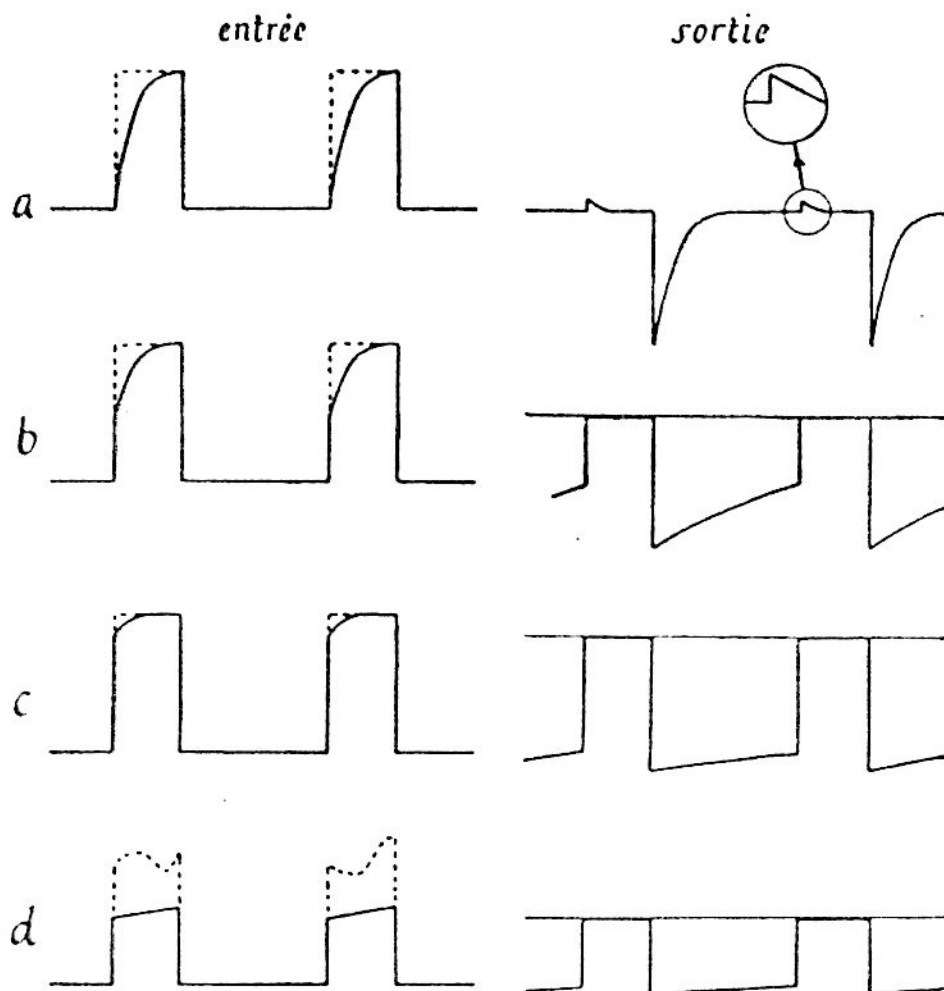


FIG. 18. — Formes des signaux donnés par un circuit comprenant des diodes montées en parallèle.

valeurs de RC et pour une valeur fixe de rC plus petite que la durée de l'impulsion. L'impulsion initiale (c'est-à-dire le signal lorsqu'il n'y a pas de charge) est figurée en pointillé.

Dans le cas de la figure 18 a, RC est faible, par conséquent le condensateur C est complètement déchargé au moment de l'impulsion. L'anode de la diode est donc rendue positive par l'impulsion mais très peu seulement car la diode débite à travers r (la résistance de la diode dans le sens direct d et r forment un potentiomètre). Parce que la tension aux bornes

de C ne peut pas changer instantanément, la petite marche verticale positive doit apparaître aussi à l'entrée. La tension d'entrée ne peut pas s'élever instantanément à la valeur maximale, elle augmente exponentiellement, le courant qui charge le condensateur C circule à travers r , C et la diode. La constante de temps de cette exponentielle de charge est $(r + d) C \simeq rC$ si $r > d$ résistance dans le sens direct de la diode. Pendant la durée de l'impulsion, la tension de sortie reste presque constante, bien qu'elle diminue légèrement lorsque le courant dans la diode tend à devenir nul.

A la fin de l'impulsion, la tension à l'entrée devient nulle, et la tension de sortie prend une valeur négative égale en valeur absolue à la chute de tension à l'entrée. Le courant de décharge du condensateur circule à travers r , C , R , entraînant un retour à zéro exponentiel de la tension de sortie, avec une constante de temps égale à $(R + r) C \simeq RC$. Parce que $R \gg r$, l'effet de ce courant sur le signal d'entrée est généralement négligeable.

Dans le cas de la *figure 18 b*, la constante de temps RC est plus grande et le condensateur n'est pas complètement déchargé lorsque l'impulsion suivante arrive. Il existe donc une importante marche verticale positive au moment où la tension de sortie augmente pour tendre à s'annuler et il lui correspond à l'entrée une marche verticale positive plus grande également. Mais quand la diode débite, la tension d'entrée croît de nouveau vers sa valeur maximale suivant une exponentielle. Dans le cas de la *figure 18 c*, la constante de temps RC est encore plus grande, mais il y a une légère perte de charge à travers R dans l'intervalle entre deux impulsions qui est compensée par le courant qui circule à travers r et la diode durant l'impulsion. Si RC augmente encore, la forme de la réponse se rapproche de celle indiquée sur la *figure 17 b*.

La *figure 18 d* montre des réponses caractéristiques lorsque rC est plus grande que la durée de l'impulsion. La charge du condensateur durant l'impulsion est alors plus lente, aussi l'impulsion d'entrée n'atteint jamais sa valeur maxima et l'impulsion à la sortie est réduite en conséquence. Lorsque r est grand, l'action de la diode pour transformer un signal en signal carré est particulièrement efficace. Le courant à travers la diode est faible et à peu près constant, si bien que le sommet

de l'impulsion-réponse est bien plat et indépendant de la forme exacte du signal (figuré en pointillés). Lorsqu'on désire accentuer cet effet, on ajoute parfois une résistance r' en série avec la diode, comme le montre la *figure 16 c*. L'analyse est la même que ci-dessus et les résultats presque les mêmes.

Il faut remarquer que dans la transformation en signal carré par une diode, la partie supérieure du signal n'est pas entièrement éliminée, mais est atténuée dans le rapport d/r' car la résistance r' et la résistance directe de la diode d forment un potentiomètre. Avec une amplification suffisante, la forme

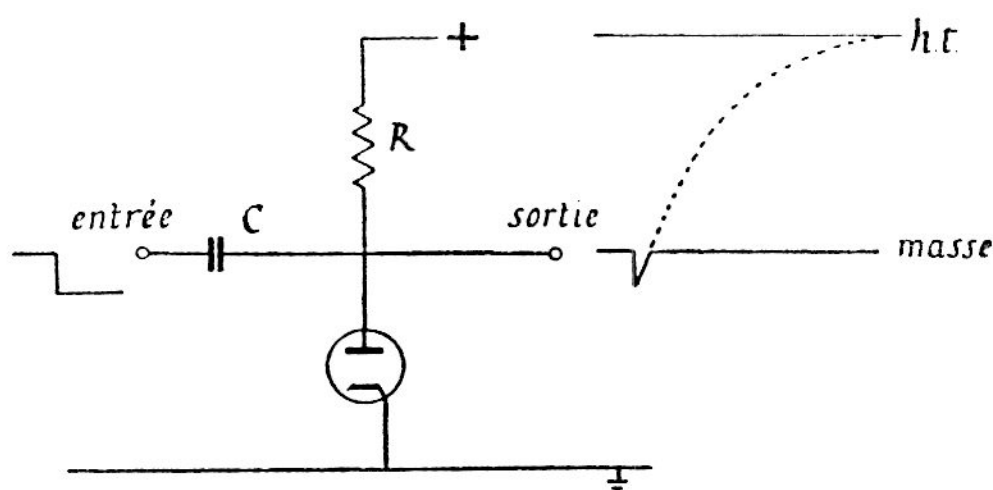


FIG. 19. — Mise en forme d'une impulsion avec une diode montée en parallèle.

initiale peut donc réapparaître. Aussi ce procédé n'est-il pas aussi efficace que celui où l'on utilise la tension de seuil de la lampe (voir § 2.4) qui permet d'effacer totalement la forme initiale du sommet de l'impulsion.

En résumé, la diode montée en parallèle est utilisée : *a)* pour restituer une composante continue, *b)* pour transformer un signal en signal carré. Les effets complexes décrits dans la *figure 18 b* apparaissent dans beaucoup de circuits.

Un usage plus spécial de la diode montée en parallèle pour la mise en forme des impulsions est indiqué sur la *figure 19*. La diode est normalement conductrice, le courant circulant à travers R et la diode vers la masse. La tension de sortie est maintenue à une valeur nulle, mais lorsqu'un signal négatif

en forme de marche est appliqué à l'entrée, la tension de sortie tombe en conséquence. À ce moment, la diode n'est plus conductrice et le courant circulant à travers la résistance R doit s'écouler à travers le condensateur C . Pendant que le condensateur se charge, la tension de sortie augmente exponentiellement, comme si elle allait atteindre la valeur de la H.T. (courbe en pointillé). La diode cependant débite à nouveau aussitôt que la tension à la sortie redevient nulle, ce qui empêche la tension de continuer à croître et on obtient une impulsion triangulaire (courbe en trait plein). Ce circuit est utile pour raccourcir un signal (cf. §§ 3.1 et 7.8) et peut être utilisé avec des signaux en forme de marche positive si on inverse le sens de la diode et de la tension d'alimentation.

2.3. Amplification.

Il est maintenant bon de résumer les propriétés des lampes amplificatrices et de décrire les effets et les montages particulièrement adaptés aux circuits impulsionnels.

Si une lampe est polarisée dans une région de sa caractéristique approximativement linéaire, de faibles variations de tension appliquées à la grille seront amplifiées plus ou moins fidèlement dans un rapport

$$\mu \frac{R}{R + \rho} \quad \text{pour une triode} \quad (10)$$

$$sR \quad \text{pour une tétrode ou une pentode} \quad (11)$$

μ , s et ρ étant le facteur d'amplification, la pente et la résistance interne du tube. R est la charge de l'anode. Ce sont là les expressions courantes du gain et elles s'appliquent très bien également dans le cas d'impulsions.

Dans les circuits d'impulsions, il est souhaitable d'utiliser de faibles charges dans le circuit de l'anode pour que les effets intégrateurs des capacités parasites soient faibles. Cela exige le choix de lampes à grande pente pour que le gain soit appréciable; on voit aussi que la formule valable pour la pentode est souvent suffisante pour les triodes car $R \ll \rho$. Pour créer

une impulsion de tension suffisante à travers la faible charge du circuit d'anode, on fait travailler les tubes avec des courants intenses mais toujours compatibles avec la puissance moyenne que la lampe peut dissiper.

Pour les amplificateurs avec contre-réaction, le facteur d'amplification est

$$A' = \frac{A}{1 + \chi A} \quad (12)$$

où A est le facteur d'amplification sans réaction et χ est la fraction de la tension de sortie renvoyée à l'entrée. Si le facteur de réaction χA est grand, $A' = 1/\chi$ est presque indépendant de A et donc indépendant des petites variations dans la caractéristique du tube, le chauffage, la tension, etc...

L'impédance de sortie de l'amplificateur à réaction est $Z_0/(1 + \chi A)$, où Z_0 est l'impédance de sortie en l'absence de réaction. L'impédance de sortie est donc réduite et ici encore le facteur de réaction $A\chi$ est la quantité caractéristique qui dans ce cas détermine la valeur de cette réduction.

En appliquant l'équation (12) au cas d'une pentode avec une charge R et une contre-réaction constituée par une résistance de cathode R_k non shuntée, on trouve $A = sR$

$$\chi = \frac{\alpha R_k}{R} \quad A' = \frac{sR}{1 + \alpha s R_k}$$

α est le rapport du courant de cathode au courant de plaque, généralement 1.2. Ici l'effet de la réaction introduite par le circuit de cathode est déterminé par le produit sR_k . Si $sR_k \gg 1$, $A' = R/\alpha R_k$ est indépendant de s .

La pente a donc été réduite à $1/\alpha R_k$. Ce montage est utilisé pour la stabilisation d'un amplificateur à un seul étage et, comme nous le verrons plus loin, pour produire un courant continu constant. Remarquons que l'impédance de sortie à l'anode n'est pas réduite dans ce cas, car il n'y a pas de réaction à partir de l'anode.

Il y a, en fait, une légère *augmentation* de l'impédance de sortie car l'impédance d'anode effective du tube est augmentée

(voir § 2.7) et l'impédance introduite par la lampe en parallèle avec l'impédance du circuit d'anode, qui est généralement négligeable, devient encore plus négligeable. Pour les triodes, cette impédance en parallèle peut n'être plus négligeable.

2.4. Mise en forme d'un signal : transformation d'un signal en signal carré.

Dans beaucoup de circuits impulsionnels, un signal de grande amplitude est envoyé sur la grille de la lampe, ce qui amène le point de fonctionnement bien en dehors de la région linéaire de la caractéristique. Un signal négatif de grande amplitude polarise la lampe au cut off et le courant d'anode devient nul. Si la grille devient plus négative encore, il n'y a pas de changement dans le courant d'anode, ainsi un signal quelconque, s'il est assez négatif, apparaîtra à l'anode comme une impulsion à sommet plat. La lampe a donc pour effet de transformer un signal en signal carré lorsque la grille est polarisée au delà du cut off.

De même avec un signal très positif, il y a débit de grille : la grille et la cathode agissent comme une diode, elles restituent la composante continue et donnent lieu à l'effet décrit au paragraphe 2.2. L'impulsion négative recueillie sur l'anode a un sommet plus ou moins plat. Mais cette mise en forme en utilisant le courant de grille n'est pas très efficace, à moins que la résistance en série avec la grille ne soit grande (r' du § 2.2). Si le signal de grille s'écarte légèrement de la forme carrée, ces défauts sont amplifiés et apparaissent sur la plaque comme de graves irrégularités (voir aussi § 3.5).

Dans beaucoup de circuits la lampe est brusquement amenée de la région où elle est bloquée à la région où apparaît le courant de grille. Dans ce cas, on peut considérer la lampe comme un simple interrupteur et parler d'elle comme étant ouverte ou fermée suivant la tension de grille. Dans ce cas, la notion d'amplification linéaire perd sa signification et nous nous référons aux caractéristiques uniquement pour savoir quelle tension il faut envoyer sur la grille pour bloquer ou pour rendre conductrice la lampe.

2.5. Cathode asservie (cathode follower).

Le montage est donné par la *figure 20 a*, le signal de sortie est pris à la cathode, aux bornes de la résistance de cathode non shuntée R . La totalité du signal de sortie sur la cathode se soustrait du signal d'entrée et le montage agit donc comme un amplificateur à réaction, avec $A = sR$ et $\chi = 1$.

L'équation (12) donne

$$A' = \frac{sR_k}{1 + sR_k}$$

montrant que le facteur d'amplification est plus petit que 1, mais approche de 1 lorsque $sR_k \gg 1$. L'impédance de sortie du circuit est $R_k/(1 + sR_k)$ et tend vers $1/s$ quand $sR_k \gg 1$. Pour une pentode ordinaire à grande pente, pour laquelle $s = 5 - 10$ mA/V, l'impédance de sortie est comprise entre 100 et 200 ohms.

L'impédance de sortie peut être trouvée d'une autre façon en utilisant le théorème de THÉVENIN. Supposons que le circuit est en équilibre, la grille étant à un potentiel fixe. Si on élève la tension de la cathode de v volts au delà de la valeur d'équilibre grâce à une batterie extérieure branchée à la sortie, la tension de grille est augmentée de v et le courant à travers la lampe est réduit de sv . Ce courant, cependant, circule encore à travers la résistance et doit être fourni par la batterie. La batterie doit aussi fournir le courant supplémentaire v/R_k qui circule dans R_k car la tension aux bornes de R_k a augmenté. Le courant total fourni par la batterie est $v(s + 1/R_k)$ et l'impédance apparente du circuit est donc

$$\frac{1}{s + \frac{1}{R_k}} = \frac{R_k}{1 + sR_k}.$$

C'est l'impédance de sortie du montage à cathode asservie.

Le circuit équivalent de ce montage est donné par la *figure 20 b*. Ici la force électromotrice du générateur est égale à la tension appliquée à la grille.

Le fait que le gain soit voisin de l'unité signifie que la tension de cathode suit la tension de grille, d'où le nom de cathode follower (to follow : suivre) ou cathode asservie. Physiquement, on peut faire le raisonnement suivant : si la cathode est en retard sur la grille lorsqu'on applique un signal positif en forme de marche, la lampe débite fortement et la cathode rattrape son retard. Inversement, si la tension de la cathode devient

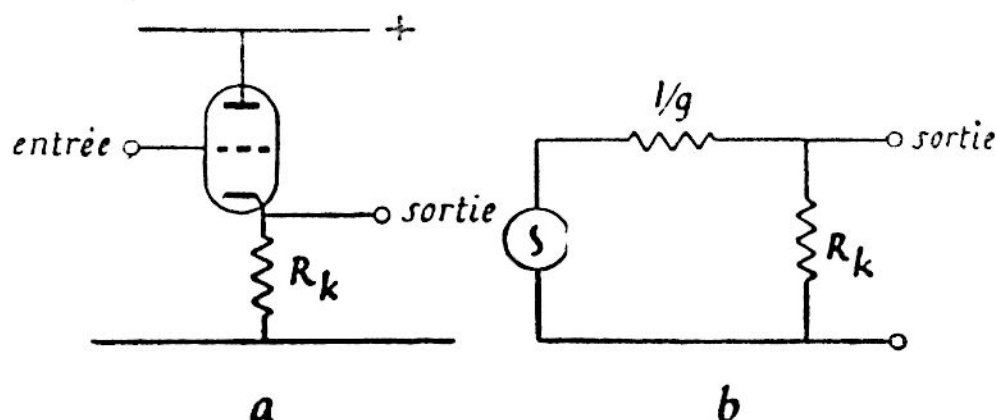


FIG. 20. — Montage à cathode asservie et circuit équivalent.

très positive, la lampe atteint le cut off et le potentiel de la cathode tombe. Dans les deux cas, la lampe agit de façon à rendre au potentiel de la cathode la valeur correcte. C'est cette dépendance du courant dans la lampe vis-à-vis de la tension de sortie qui donne au circuit sa faible impédance de sortie. Le circuit réagit par un courant intense qui a des effets correcteurs si la tension de sortie est incorrecte.

L'impédance d'entrée du montage à cathode asservie est plus grande que celle de la même lampe utilisée en amplificatrice. Une fraction $sR_k/(1 + sR_k)$ de la tension à l'entrée est recueillie à la sortie, donc la tension entre grille et cathode est égale à la fraction $1/(1 + sR_k)$ de la tension à l'entrée. Cela signifie que la quantité d'électricité nécessaire dans le circuit de grille pour charger la capacité grille-cathode est réduite dans le même rapport, donc l'effet de la capacité est réduit dans le rapport $1/(1 + sR_k)$. Les capacités grille-écran ou grille-plaque restent inchangées. Cette propriété du montage à cathode asservie est utile pour réaliser les amplificateurs à large bande.

Le rôle principal du montage à cathode asservie est d'être un transformateur d'impédance. Il peut recevoir un signal d'une source de grande impédance et le transmettre à une faible impédance branchée à la sortie (par exemple un câble coaxial ayant une impédance de l'ordre de 100 ohms). La faible impédance de sortie du montage est particulièrement utile quand une impulsion doit être envoyée à travers une forte capacité répartie. Mais cette propriété doit être utilisée avec précaution dans le cas d'impulsions de grande amplitude, du fait que la lampe est alors dans un domaine non linéaire. Si on applique un signal positif en forme de marche, la tension de la cathode suit avec retard si le circuit de la cathode comprend une capacité C mais le courant dans la lampe est alors intense et la capacité est rapidement chargée. Un front d'impulsion positif est donc transmis assez fidèlement. Une impulsion négative en forme de marche, par contre, bloquera souvent la lampe. Le condensateur se décharge ensuite à travers R_k assez lentement. Pour des fronts correspondant à une augmentation de tension, la constante de temps est C/s , pour des fronts corres-

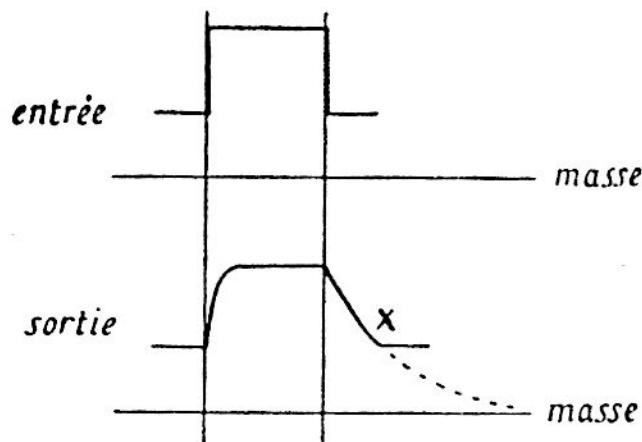


FIG. 21. — Signaux dans un montage à cathode asservie.

pondant à une grande chute de tension elle devient CR_k . Un exemple typique de signal et de la réponse obtenue aux bornes de sortie est donné par la *figure 21*. On remarquera la décroissance en lente exponentielle du signal de sortie qui se termine brusquement lorsque la lampe fonctionne à nouveau au point X .

2.6. Tubes jumelés couplés par la cathode.

Le montage est indiqué sur la *figure 22*. Les tensions v_1 et v_2 appliquées aux grilles sont proches du potentiel zéro, alors que la résistance de la cathode est portée à un potentiel fortement négatif (par exemple -300 volts). Par suite de la réaction du montage à cathode asservie, la tension de la cathode sera

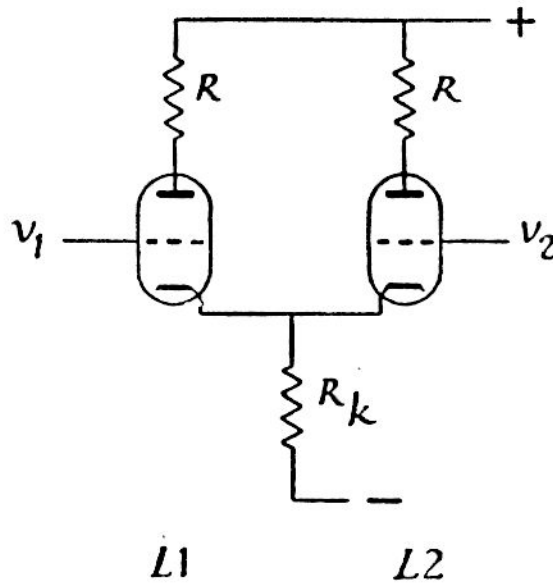


FIG. 22. — Tubes jumelés couplés par la cathode.

voisine des tensions de grille, c'est-à-dire de zéro. Le courant dans R_k est donc voisin de V/R_k et varie très peu quand v_1 et v_2 changent. Nous supposons donc le courant de cathode exactement constant et indépendant de v_1 et v_2 . Cette condition peut être réalisée avec autant de précision qu'on le désire : il suffit de prendre V assez grand et de choisir R_k de façon à obtenir le courant de la valeur désirée. Le courant dans R_k se divise entre les tubes L_1 et L_2 . Si $v_1 = v_2$ et si les tubes sont identiques, la moitié du courant circulera dans chaque tube. Supposons cela réalisé, appliquons alors un signal $+v$ à chaque grille, la tension de la cathode augmente de v mais le courant reste presque le même et se partage également entre les deux tubes. Un signal identique appliqué aux deux grilles n'a pas d'effet sur les tensions d'anodes.

Maintenant, appliquons un signal $+v$ à la grille de L_1 , de $-v$ à celle de L_2 . La tension de la cathode est inchangée, le

courant dans L_1 augmente de sv et celui dans L_2 diminue de sv , le courant total est inchangé. Les variations de la tension d'anode seront égales et opposées ; pour une pentode elles seront numériquement égales à $sR \times v$.

Dans le cas d'un signal $+v$ appliqué à la grille de L_1 , la grille de L_2 étant maintenue à un potentiel constant, on peut obtenir le résultat en deux temps. On applique d'abord $\frac{1}{2}v$ à chaque grille, ce qui augmente la tension de la cathode, mais n'a pas d'effet sur la tension anodique. On applique alors $+\frac{1}{2}v$ à la grille de L_1 et $-\frac{1}{2}v$ à celle de L_2 ; la tension d'anode varie de $-\frac{1}{2}sR \times v$ pour L_1 et $+\frac{1}{2}sR \times v$ pour L_2 . L'effet total est que la tension de la cathode augmente de $\frac{1}{2}v$ et des signaux de signes opposés et d'amplitude égale à $\frac{1}{2}sR \times v$ apparaissent sur chacune des anodes.

On peut résumer comme suit. Le circuit ne répond qu'à la différence de tension entre les deux grilles. Cette différence est amplifiée et apparaît sur les anodes comme un signal push-pull. La variation sur chacune des plaques est $\frac{1}{2}sR \times$ différence de tension entre les grilles. Donc le gain entre les deux anodes est le même que celui d'une lampe unique. Cela ne fait pas de différence, qu'on applique le signal à l'une des grilles seule ou que l'on applique un signal symétrique aux deux grilles.

Jusqu'ici, on a limité la discussion à de faibles variations de tension, les tubes fonctionnant dans le domaine linéaire. Supposons maintenant que la tension de grille de L_1 augmente au-delà de la valeur pour laquelle les deux tubes sont dans la région linéaire, la tension grille de L_2 reste fixe. L_1 progressivement dérive de plus en plus du courant disponible à la cathode et L_2 de moins en moins, jusqu'à ce que tout le courant circule dans L_1 et que L_2 soit bloqué. Désormais, il n'y a plus de variation des courants d'anode, mais le potentiel de la cathode augmente avec celui de la grille de L_1 . La figure 23 donne les signaux recueillis sur la cathode et sur l'anode lorsqu'on applique sur la grille de L_1 une tension augmentant linéairement. La règle est que la tension de la cathode suit celle de la grille la plus positive. Remarquons que lorsque le courant n'est pas partagé également, les pentes s_1 et s_2 des deux tubes sont différentes. Le gain sur chacune des plaques

est alors $\frac{1}{2} s_1 s_2 R / (s_1 + s_2)$. Cela signifie qu'on doit prendre la moyenne des inverses des pentes et le tube ayant la plus faible pente domine dans la formule donnant le gain.

La résistance cathodique doit être portée à une tension très négative. En pratique, le fonctionnement n'est que peu troublé

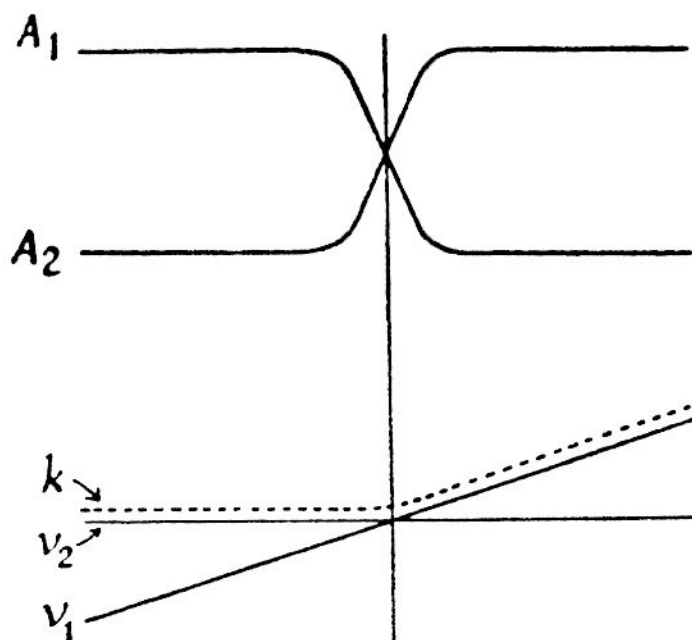


FIG. 23. — Signaux donnés par des tubes jumelés couplés par la cathode

si cette tension est diminuée pourvu que $sR_k \gg 1$. Quand il est nécessaire que le courant à la cathode reste constant et indépendant des tensions de grille, la résistance R_k peut être remplacée par une source de courant constant (§ 2.7). Au lieu d'utiliser une polarisation négative, la résistance cathodique peut être reliée à la masse et les grilles portées à un potentiel positif.

2.7. Source de courant constant.

On a souvent besoin de disposer en un point d'un circuit d'un courant indépendant de la tension en ce point. On en a déjà vu un exemple lorsqu'il fallait qu'un courant constant arrive aux cathodes des deux tubes jumelés du circuit décrit au paragraphe 2.6. Pour éviter d'utiliser de trop grandes

tensions, on peut remplacer la résistance de la cathode par une pentode dont l'écran est à une tension fixe et les grilles sont polarisées comme le montre la *figure 24*. Parce que le courant d'anode d'une pentode est presque indépendant de la tension d'anode dans de larges limites, ce montage donnera un courant constant en dépit des variations de tension. La tension de

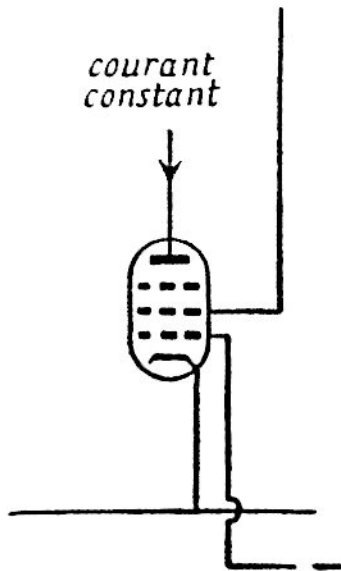


FIG. 24. — Montage comprenant une pentode donnant un courant constant.

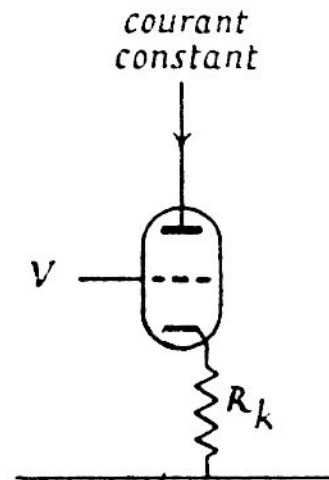


FIG. 25. — Montage comprenant une triode donnant un courant constant.

plaque doit cependant être maintenue au-dessus du coude des caractéristiques, qui se situe entre 50 et 100 volts. La résistance différentielle du montage (c'est la constante qui relie les faibles variations de tension aux faibles variations de courant de plaque) sera égale à la résistance interne ρ du tube. La valeur du courant constant dans ce circuit dépendra beaucoup de la caractéristique du tube et ne sera pas particulièrement stable.

Une autre méthode, qui s'applique aussi aux triodes, est d'élever la tension de grille jusqu'à V et d'utiliser une forte résistance R_k comme l'indique la *figure 25*. Une tension différant peu de V s'établit à la cathode, conséquence du montage en cathode asservie ; le courant d'anode sera donc de l'ordre de V/R_k et presque indépendant de la tension de plaque. On montre facilement que la résistance différentielle de l'anode

est μR_k si $sR_k \gg 1$. Par exemple, soit une triode avec $\mu = 30$ utilisée pour fournir un courant de 10 mA. Avec $V = 100$ volts et $R_k = 10 \Omega$ le courant désiré sera fourni avec une résistance différentielle de 300 k Ω . Une variation de 100 volts de la tension de plaque produira une variation de 3 % seulement pour le courant.

Il est visiblement avantageux dans ce second montage d'utiliser des tubes ayant un coefficient d'amplification μ très grand, comme c'est le cas pour les pentodes. Dans ce cas, le montage est identique à celui de la *figure 24*, en dehors de la présence de la résistance R_k et du fait qu'on applique une tension positive à la grille. De ces modifications résultent de meilleures performances. La résistance différentielle étant maintenant $(1 + sR_k) \rho$. Avec une modeste tension de 20 volts appliquée à la grille et une résistance $R_k = 2$ k Ω , on peut produire un courant de 10 mA avec une résistance différentielle comprise entre 5 et 10 M Ω . A une variation de tension de 100 volts à la plaque correspond une variation de 0,1 % de courant.

Un autre avantage dû à la présence de R_k est que le courant devient largement indépendant de la caractéristique du tube spécialement lorsque V est grand.

2.8. Montage en cascode (*figure 26*).

Dans ce montage les signaux sont appliqués à la grille du premier tube L_1 qui est sans particularité, sinon que la charge du circuit de plaque est remplacée par un tube L_2 ; la grille de L_2 est à potentiel fixe, soit 150 volts, on prend la sortie aux bornes d'une résistance dans le circuit d'anode. La tension de la cathode L_2 s'ajuste d'elle-même, par suite du montage en cathode asservie, de façon que le même courant traverse L_1 , L_2 et la résistance de charge R . La tension de la cathode est supérieure, de quelques volts, à celle de la grille de L_2 et cela permet d'avoir une tension d'anode assez forte pour L_1 .

La cathode de L_2 présente une impédance $1/s$ pour le tube L_1 (cf. § 2.5), donc le tube L_1 se comporte comme s'il avait une charge dans le circuit d'anode ayant cette valeur.

Si les deux tubes sont identiques, le gain de L_1 sera $s \times (1/s) = 1$, l'approximation de la pentode étant valable pour L_1 car la charge anodique est faible. Le signal arrive sur la cathode de L_2 inversé mais non amplifié. Puisque la

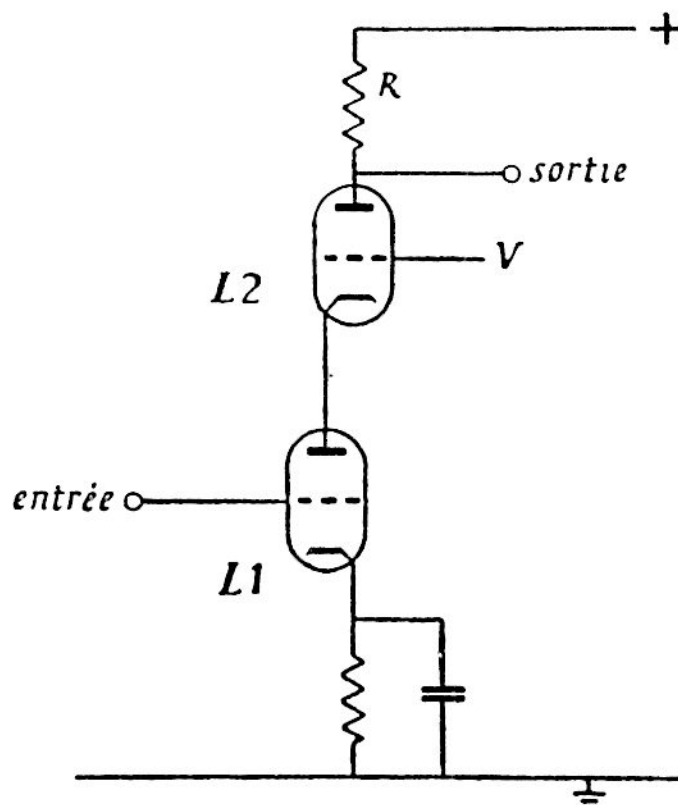


FIG. 26. — Montage en cascode.

grille de L_2 est maintenue à une tension constante, les variations de tension de la cathode donnent naissance à des variations de courant, qui ont comme résultat de donner un signal inversé et amplifié d'un facteur sR sur l'anode. Ici nous avons supposé que les variations de la tension à l'anode de L_2 n'ont pas d'influence sur le courant d'anode, or ce n'est pas le cas avec une triode ; nous allons montrer qu'il en est bien ainsi. En fait, avec deux triodes identiques de pente s , de facteur d'amplification μ et de résistance interne ρ , le circuit est équivalent à un seul tube de pente s , de coefficient d'amplification μ^2 et de résistance interne $\mu\rho$, valeurs qui sont caractéristiques d'une pentode.

La forte résistance interne peut être mise en évidence de la façon suivante. Supposons que la tension de la grille de L_1 soit maintenue constante, mais celle de la grille de L_2 soit augmentée de 1 volt. La tension d'anode de L_1 augmente par conséquent de 1 volt et le courant augmente de $1/\rho$. Maintenant, supposons que les tensions de grille de L_2 et L_1 soient maintenues constantes mais que la tension d'anode de L_2 augmente de 1 volt, l'influence d'une variation de la tension d'anode est $1/\mu$ fois moins importante que celle d'une variation de la tension de la grille, donc l'augmentation de courant dans L_1 est $1/\mu\rho$. La variation de courant dans L_2 doit être la même, il s'ensuit que la résistance interne effective est $\mu\rho$. En ce qui concerne la pente, l'approximation de la pentode étant valable pour L_1 , comme nous l'avons vu, la caractéristique dynamique aura comme pente s . Le même courant doit circuler dans les deux tubes, donc le coefficient d'amplification est $s \times \mu\rho = \mu^2$. Cela signifie qu'une double triode ⁽¹⁾ caractéristique avec $s = 5 \text{ mA/V}$, $\mu = 50$, $\rho = 10 \text{ k}\Omega$ peut être considérée comme agissant comme un seul tube de même pente, mais avec $\mu = 2\,500$ et $\rho = 500 \text{ k}\Omega$, valeurs caractéristiques d'une pentode. Cela entraîne qu'il est avantageux d'utiliser une charge importante dans le circuit d'anode et la formule du gain dans le cas d'une pentode : $\text{gain} = sR$, est valable.

Le montage réduit également la capacité grille-plaque de la triode (effet MILLER). Il n'y a maintenant aucune capacité reliant directement l'entrée et la sortie et parce que le gain sur l'anode de L_1 est égal à l'unité, la capacité grille-plaque de L_1 est multiplié seulement par le facteur 2. Il s'ensuit qu'en ce qui concerne l'impédance d'entrée le circuit est de nouveau équivalent à une pentode. Ce montage en cascode peut être utilisé avec succès dans les amplificateurs à large bande.

Une autre application du montage est l'utilisation comme source de courant constant. L'impédance à l'anode de L_2 est égale à μ fois l'impédance du circuit de cathode. Si L_1 est montée en source de courant constant (c'est-à-dire comme sur la *figure 25*), créant ainsi une forte impédance dans le circuit de cathode de L_2 , l'impédance à l'anode de L_2 sera

⁽¹⁾ ECC 81, 12 AT 7.

encore plus forte. Une impédance encore plus forte peut être obtenue en ajoutant un troisième tube et ainsi de suite. L'impédance différentielle est multipliée par μ pour chacun des tubes ajoutés et peut devenir ainsi très élevée ⁽¹⁾.

2.9. Économie et simplicité des montages.

Dans les circuits d'impulsion, il y a généralement plusieurs moyens pour obtenir le résultat désiré. Le choix est dicté par la stabilité dans les performances et des considérations d'économie. Pour obtenir des impulsions dans de faibles résistances de charge comme cela est nécessaire pour obtenir des impulsions à front abrupt (voir § 1.5), il faut souvent des courants assez intenses. Il est important cependant de réduire le courant moyen supporté par chaque tube pour rester dans les limites de dissipation de puissance et aussi pour économiser la puissance fournie par l'alimentation en H.T. Une économie de courant peut souvent être réalisée en s'arrangeant pour que, autant que possible, les tubes soient conducteurs plutôt que bloqués durant l'impulsion. Si le tube n'est traversé par un courant que durant l'impulsion, ce courant peut être intense, le courant moyen restant faible. Cela entraîne qu'on peut obtenir économiquement des impulsions à flancs très raides à l'anode d'un tube si elles sont négatives, à la cathode si elles sont positives. Un montage à cathode asservie sera utilisé, par exemple, pour envoyer une impulsion positive dans une faible impédance, alors qu'un montage à charge anodique (voir § 6.8) sera plus adapté pour les impulsions négatives. Pour assurer la stabilité il faut prendre des mesures pour diminuer les effets de petites variations dans les caractéristiques des lampes et les tensions de polarisation. Les performances devront dépendre autant que possible des valeurs des résistances et des condensateurs du montage. Dans les amplificateurs cela entraîne que le gain sera commandé par une contre-réaction. Pour les circuits de déclenchements,

⁽¹⁾ Pour une application aux alimentations stabilisées, voir P. FELLGETT, *J. Sci. Instrum.*, **31**, 217, 1954.

l'amplitude du signal sera grande par rapport à la tension de polarisation de la grille, le tube agit alors en première approximation comme un interrupteur, faisant passer l'intensité du courant d'une valeur déterminée à une autre. Dans les circuits impulsionnels on peut souvent utiliser indifféremment une triode ou une pentode, mais une pentode donne des résultats légèrement meilleurs à cause de la plus faible capacité grille-plaque. Pour la simplicité des figures on représentera des triodes dans les circuits, mais en sachant qu'il est avantageux de leur substituer une pentode, les connexions de l'écran et de la grille supprimeuses seront souvent omises sur les schémas ; on devra alors les relier respectivement à la H.T. et à la cathode.

CHAPITRE III

GÉNÉRATEURS D'IMPULSIONS CARRÉES

Le moyen le plus simple pour produire une impulsion carrée ou un signal en forme de marche est d'ouvrir puis de fermer un interrupteur. En fait, si l'interrupteur est un interrupteur à mercure, on peut produire des impulsions carrées presque parfaites s'établissant en moins de 10^{-9} seconde. Ce genre de générateurs est de plus en plus employé pour essayer les appareils utilisant des impulsions ayant un temps de montée très court. Mais la manœuvre mécanique d'un interrupteur limite très fortement la fréquence de répétition. Aussi on préfère utiliser des générateurs à tubes. Il y a des circuits qui donnent une seule impulsion-réponse à un signal initial, on les appelle circuits à déclenchement (trigger) (voir chap. IV). Il y a des circuits qui donnent un train d'impulsions régulièrement espacées, ce sont les générateurs astables d'impulsions carrées étudiés dans ce chapitre. Certains circuits produisent des signaux en dents de scie, isolés ou se répétant (voir chap. V). Ces circuits de base associés aux montages fondamentaux décrits aux chapitres I et II sont les éléments de tous les circuits impulsionnels et permettent d'obtenir une très grande variété d'effets.

Tous les générateurs d'impulsions comprennent un amplificateur avec une forte réaction positive de la sortie à l'entrée. D'habitude on utilise deux tubes de façon que la sortie et l'entrée soient en phase et que la réaction puisse être branchée directement. Le circuit est monté de façon à ce qu'il bascule brusquement d'un état stable à un autre, engendrant ainsi une

impulsion carrée. Cette action de déclenchement sera étudiée au paragraphe 4.1. Dans ce chapitre, on étudie les circuits qui oscillent spontanément engendrant une impulsion carrée à intervalles réguliers.

3.1. Multivibrateur.

Un multivibrateur est constitué de deux tubes reliés par un circuit de réaction comme on le voit sur la *figure 27*. On peut vérifier que la réaction est positive en examinant les effets d'un petit signal positif appliqué, par exemple, sur la grille de L_1 . En pratique, le circuit n'est pas dans un état stable si les deux lampes sont conductrices, mais il oscille entre deux états extrêmes temporairement stables : dans le premier, L_1 est conductrice et L_2 est bloquée ; dans le second, L_2 est conductrice et L_1 est bloquée. La transition entre les deux états est très rapide et donne naissance à des impulsions carrées dans les circuits d'anodes dues au fait que le courant qui circule dans les résistances de charge est alternativement coupé et rétabli. La durée de vie de chaque état avant que le circuit ne subisse une nouvelle transition est déterminée par les réseaux de couplage R_1C_1 et R_2C_2 , comme on va maintenant l'expliquer, les signaux plaques et les signaux grille ayant la forme indiquée sur les *figures 27 a, b, c, d*.

Partons du point *A* du diagramme, c'est le moment où L_2 commence à débiter, le processus est le suivant : L_2 est traversée par un courant et la tension d'anode tombe rapidement. Ce front d'impulsion négatif traverse le condensateur C_2 , atteint la grille de L_1 et le polarise au cut off. La tension plaque de L_1 augmente donc, amenant la grille de L_2 à une tension positive, ce qui permet à L_2 d'être conducteur comme on l'avait supposé. La tension de grille de L_2 ne dépasse pas zéro, car la grille et la cathode jouent le rôle d'une diode quand la grille débite (voir § 2.4). Finalement, L_2 fonctionne avec une tension de grille nulle (c'est un état stable car la résistance de fuite de grille est reliée à la cathode) et L_1 est bloquée par sa grille très négative. Cette situation n'est cependant pas permanente car un courant circule dans R_2 qui charge le condensateur C_2 , ce qui a pour effet de faire tendre la tension de grille vers zéro suivant une exponentielle de constante de

temps R_2C_2 . Finalement, au point B , la tension de grille atteint la tension de cut-off de L_1 (disons -5 volts), L_1 commence alors à être conducteur et le circuit bascule dans l'état opposé.

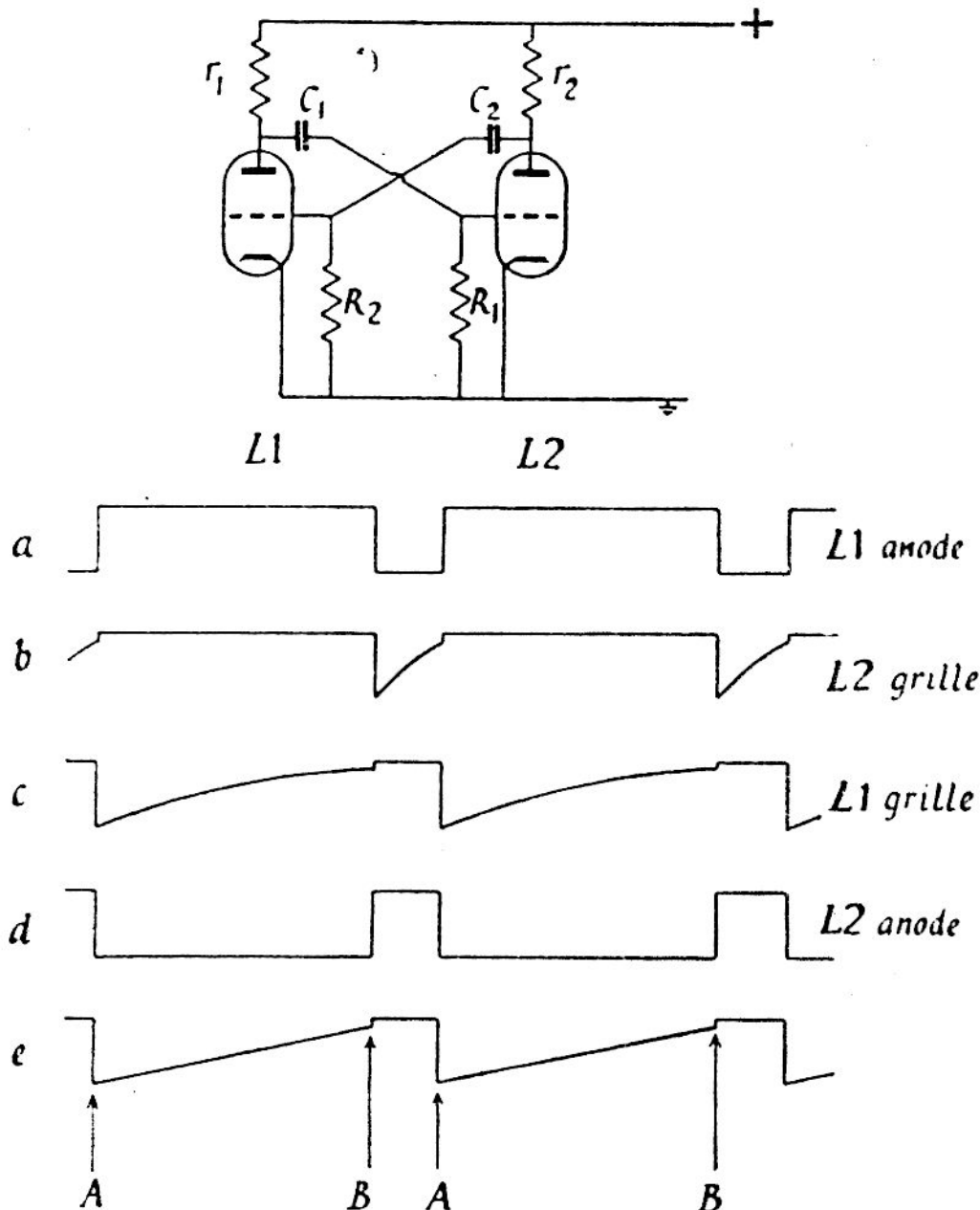


FIG. 27. — Multivibrateur.

La tension d'anode de L_1 tombe, la chute de tension est transmise à travers C_1 à L_2 et ainsi de suite. Il y a un effet cumulatif qui fait basculer le circuit dans un état où L_1 est conducteur et L_2 est bloqué par sa grille très négative.

Le processus se poursuit de la même façon, la tension de grille de L_2 tend à s'annuler avec la constante de temps R_1C_1 , jusqu'au moment où L_2 étant à nouveau conducteur on retrouve

la situation correspondant au point *A*. Pour le dessin des impulsions, on a supposé que R_1C_1 est plus petit que R_2C_2 . Ceci donne des signaux carrés asymétriques sur les anodes, comme on l'indique. Si les constantes de temps des circuits de couplage sont égales, on obtient un signal carré symétrique sur l'une ou l'autre des anodes.

Il y a une remarquable similitude entre les signaux de grille d'un multivibrateur et le signal de la *figure 18 a* donné par le circuit comprenant une diode de la *figure 16 b*. La grille et la cathode d'une triode se comportant comme une diode, dans les deux cas on envoie une impulsion carrée à travers un circuit de couplage RC sur l'anode d'une diode. La discussion du paragraphe 2.2 est donc applicable au signal de grille d'un multivibrateur.

On peut obtenir avec un multivibrateur des impulsions pour lesquelles le rapport de la période à la durée des impulsions est grand en prenant une des constantes de temps beaucoup plus grande que l'autre. Mais ce procédé a des limites. On doit se souvenir que la charge du condensateur C_2 qui s'écoule lentement pendant le grand « espace » entre les impulsions doit être restaurée durant l'impulsion pour que le cycle se répète. Le circuit où circule le courant qui charge le condensateur est constitué par la résistance de charge sur l'anode de L_2 et le courant de grille de L_1 . Cela entraîne que pour obtenir un rapport période-durée des impulsions élevé on doit choisir une résistance de fuite de grille R_2 beaucoup plus grande que la résistance de charge de L_2 . Pour augmenter la constante de temps R_2C_2 il vaut mieux augmenter R_2 que C_2 . Le multivibrateur a son meilleur rendement pour des signaux à peu près symétriques. Alors que l'on obtient facilement un rapport de la période à la durée de 10, les efforts faits pour atteindre un rapport 100 ou plus sont généralement voués à l'échec, à moins de prendre des précautions en faisant le montage. Pour obtenir un rapport élevé, l'oscillateur de SCARROTT (§ 3.3) est plus indiqué.

Souvent, les résistances de grille R_1 et R_2 sont reliées à la haute tension plutôt qu'à la masse. Bien que cela soit surprenant à première vue, on ne risque pas d'endommager les lampes car les courants de grille empêchent celles-ci de devenir posi-

tives. L'avantage est que le signal de grille est modifié lors de son incursion dans le domaine négatif. Au lieu de tendre exponentiellement vers 0 la tension grille tend vers la H.T. La montée initiale de la tension jusqu'à la tension de cut-off du tube est presque linéaire, et c'est cette portion de la courbe qui détermine la longueur de l'impulsion du multivibrateur. Le signal de grille correspondant est dessiné *figure 27 e*. A cause de cette croissance rapide, la courbe représentant le signal de grille coupe la droite représentant le potentiel de cut off de façon plus nette, d'où une meilleure détermination de la longueur de l'impulsion, qui est moins sous la dépendance de petites variations du potentiel de cut-off des tubes.

Pour synchroniser le multivibrateur avec un signal extérieur, on envoie le signal de référence sur une des anodes d'où il arrive à travers un circuit couplage *RC* sur la grille opposée. Ajouté au signal de grille habituel, il tend à faire basculer le multivibrateur en synchronisme avec le signal de référence. Les connexions directes à une grille par l'intermédiaire d'un condensateur ne sont jamais souhaitables car les éléments supplémentaires sont reliés à un point où l'impédance d'entrée est élevée et ils gênent habituellement le fonctionnement du circuit. Pour cette raison, les signaux de synchronisation ou de déclenchement sont toujours envoyés sur une anode ou sur une grille libre s'il y en a une (cf. § 3.2). Pour une discussion plus complète de la synchronisation, voir paragraphe 5.2.

En pratique, les signaux d'anode d'un multivibrateur ne sont pas parfaitement carrées, comme le montre la *figure 27*. Ces altérations sont fondamentales, mais la discussion est reportée au paragraphe 3.5.

3.2. Multivibrateur à cathodes couplées (*figure 28*).

Ici encore un amplificateur à deux tubes fonctionne avec une réaction positive, mais dans ce cas, les tubes sont montés comme deux tubes jumelés couplés par la cathode (voir § 2.6). Un signal positif sur la grille de L_2 donne une impulsion positive sur l'anode opposée et un seul circuit de couplage *RC* est utilisé pour la renvoyer sur la grille. Ce montage donne des

signaux carrés symétriques sur chaque anode (fig. 28 a), le signal de grille de L_2 étant le signal carré dérivé (fig. 28 b). Quand la tension de grille de L_2 saute à une valeur positive L_2

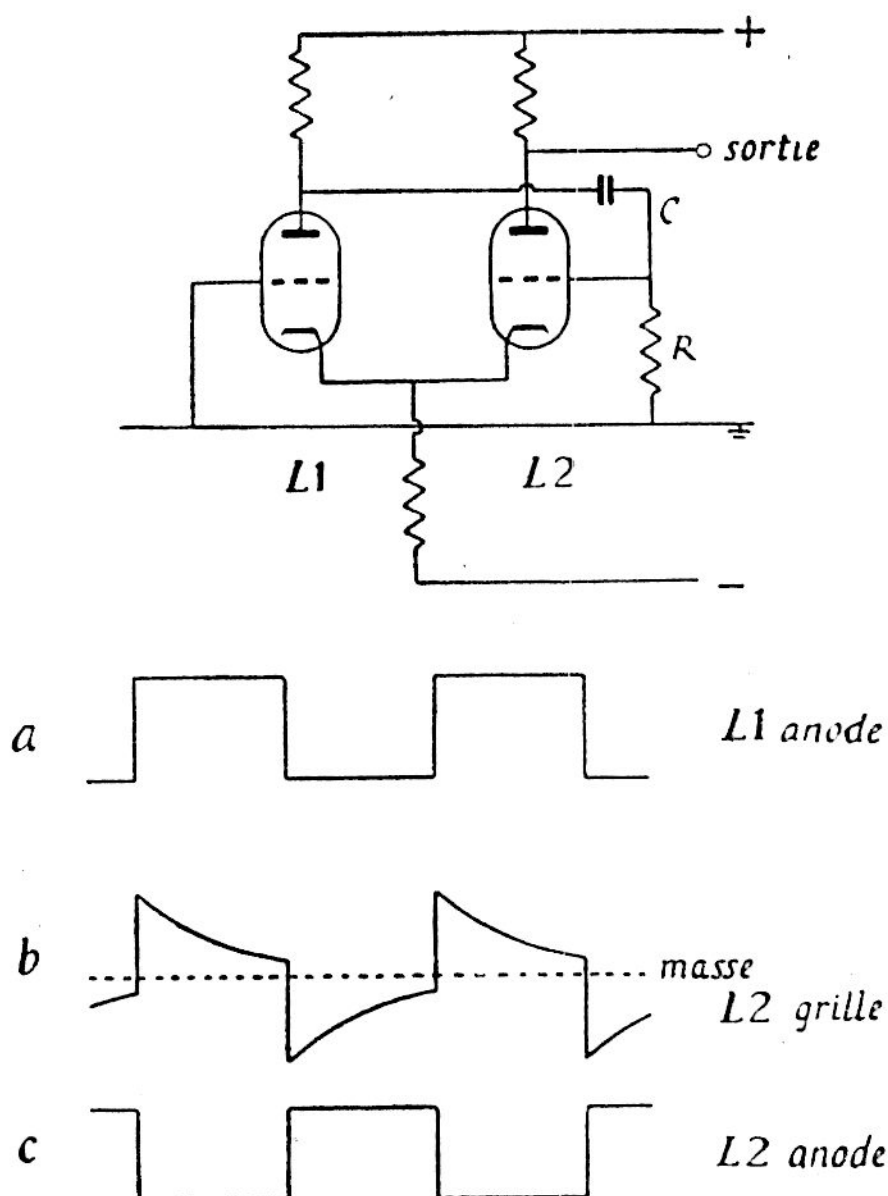


FIG. 28. — Multivibrateur à cathodes couplées.

est conducteur, ce qui élève la tension de la cathode commune et bloque L_1 . Cet état dure jusqu'à ce que la tension grille, dans son retour en exponentielle de constante de temps RC vers une tension nulle, soit suffisamment tombée pour que L_1 devienne conducteur. La tension grille de L_2 devient de plus

en plus négative par effet cumulatif jusqu'à ce que L_1 soit conducteur au maximum, L_2 reste bloquée tant que sa tension grille n'approche pas de nouveau de zéro et le cycle se répète. Il n'y a pas de courants de grille dans ce circuit, car la tension de la cathode peut suivre la tension de grille pendant son incursion dans la région positive ; le signal de grille n'est donc pas rendu carré par le courant de grille, comme dans le multivibrateur du paragraphe 3.1.

Un des avantages de ce circuit est qu'il y a une grille libre, sans signal appliqué (celle de L_1), et une anode libre (celle de L_2), qui ne jouent aucun rôle dans la génération des oscillations. Un signal carré sans distorsion peut être pris sur l'anode de L_2 sans troubler le fonctionnement de l'oscillateur et on peut envoyer des signaux de synchronisation sur la grille de L_1 (voir § 5.2). Si la grille de L_1 est polarisée de façon légèrement négative ou positive par rapport à celle de L_2 , le signal devient asymétrique et avec une trop grande différence de polarisation les oscillations s'arrêtent, le circuit restant dans un état stable avec un des tubes bloqué en permanence. Un signal initial approprié appliqué à la grille de L_1 , par exemple, fera fonctionner le circuit pour un seul cycle produisant un seul signal carré sur les anodes. L'oscillateur astable est devenu un circuit à déclenchement. On parlera de ces circuits au chapitre IV.

3.3. Oscillateur de Scarrott (*figure 29*).

Cette variante est particulièrement commode pour produire des impulsions avec un rapport de la période à la durée des impulsions élevé. Le montage est semblable à celui étudié au paragraphe précédent avec, en plus, un condensateur C_2 qui est l'élément de couplage des deux cathodes et une liaison au pôle négatif de la H.T. par deux résistances séparées R_2 et R_3 . La constante de temps R_1C_1 doit être choisie très grande pour être sûr que le fonctionnement du tube ou le blocage sont dus au circuit de cathode. Le processus est le suivant. Le signal carré engendré sur l'anode de L_1 atteint la grille de L_2 sans différenciation et bloque ou débloque L_2 . Supposons que L_2 vienne d'être débloqué : la tension de la cathode augmente et

grâce à la liaison par C_2 la cathode de L_1 devient positive, ce qui bloque L_1 , engendrant une impulsion positive sur l'anode de L_1 et sur la grille de L_2 comme on l'a supposé.

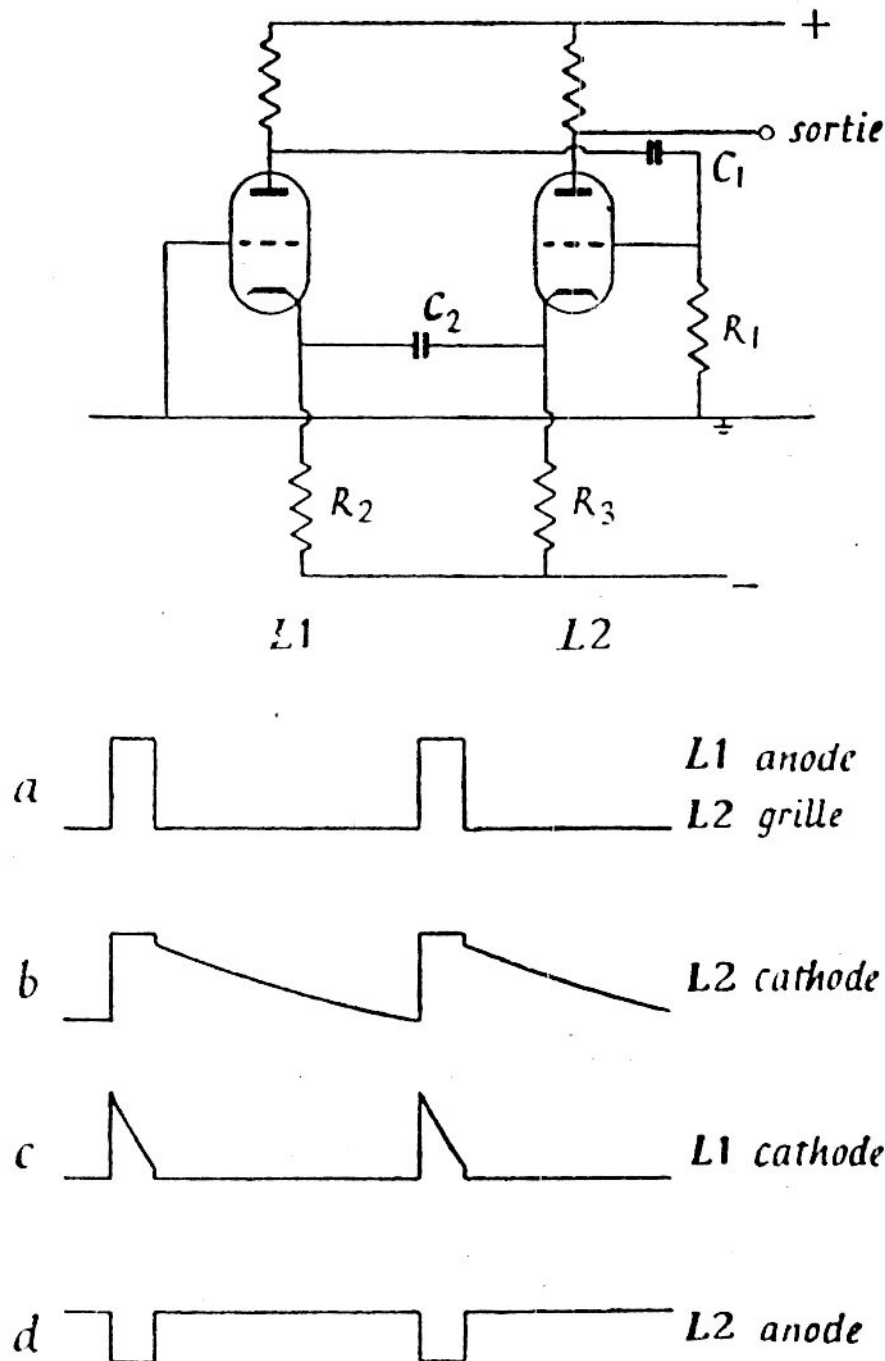


FIG. 29. — Oscillateur de SCARROTT.

La tension de l'armature droite de C_2 est fixe grâce au montage en cathode asservie de L_2 mais la tension de l'armature de gauche qui est devenue positive décroît exponentiellement

avec la constante de temps R_2C_2 vers la tension du pôle négatif de l'alimentation ; lorsqu'un courant circule dans le circuit R_2C_2 , la tension de la cathode de L_1 décroît donc, à un certain moment, L_1 devient conducteur, renversant l'état du circuit. Maintenant L_1 étant conducteur et L_2 bloqué, c'est le courant qui passe dans R_3 qui circule à travers le condensateur. Le sens du courant dans C_2 est renversé, l'armature de gauche a une tension fixée grâce au montage en cathode asservie de L_1 la tension de la cathode de L_2 décroît vers la tension du pôle négatif de l'alimentation avec une constante de temps R_3C_2 jusqu'à ce que L_2 conduise à nouveau et le cycle se répète. Les signaux de grille et de cathode sont représentés *figure 29 a, b et c*. Les deux phases du fonctionnement de l'oscillateur sont réglées par les constantes de temps R_2C_2 et R_3C_2 ; elles peuvent être très différentes car R_2 peut être de l'ordre de $10\text{ k}\Omega$ alors que R_3 est de l'ordre de $10\text{ M}\Omega$, ce qui donne pour les impulsions un rapport de la période à la durée de 1 000. Le succès de ce montage est dû à la faible impédance de sortie prise aux cathodes des deux tubes. Ce qui permet de choisir R_2 très faible sans que cela affecte le facteur d'amplification du circuit de réaction. Le condensateur C_2 qui se charge très lentement à travers R_3 se décharge rapidement à travers le circuit de faible impédance formé par le tube L_2 et la résistance R_2 .

Dans ce montage on dispose d'une grille pour les signaux de synchronisation et d'une anode d'où l'impulsion de sortie peut être obtenue commodément.

3.4. Oscillateur à blocage (*figure 30*).

Ce circuit ne comporte qu'un seul tube amplificateur et ce qui est nécessaire pour donner une réaction positive, un dispositif inverseur de phase, qui est obtenu à l'aide d'un couplage par transformateur de la plaque à la grille. Le montage est semblable à celui de l'oscillateur *RF* à couplage par transformateur, mais il n'y a pas de condensateur d'accord et ici les deux enroulements des transformateurs sont couplés de façon très serrée par des noyaux de fortes perméabilité (fer, ferrite, etc...). Au lieu d'une oscillation sinusoïdale stable,

le montage donne une seule impulsion, négative sur l'anode, positive sur la grille, et puis reste au repos, la grille étant négative.

Étudions le processus à partir du moment où le tube est conducteur pour la première fois. La tension d'anode diminue et grâce au transformateur la grille devient positive. Par effet

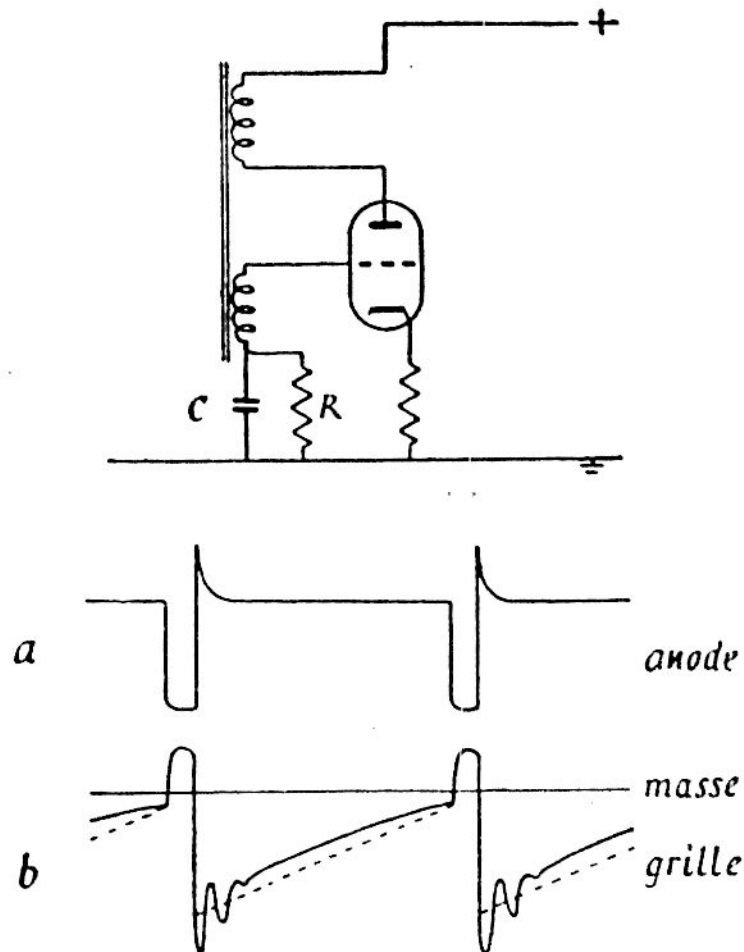


FIG. 30. — Oscillateur à blocage astable.

cumulatif la grille est alors portée à une tension fortement positive, le courant d'anode est intense et la tension d'anode tombe à une faible valeur, la grille débite alors fortement. Cette situation persiste pendant un temps assez court dépendant surtout des caractéristiques du transformateur et un peu de la capacité C . Il faut un courant de plaque croissant au primaire du transformateur pour maintenir la tension de grille à une valeur positive en dépit du courant de grille, mais ceci ne peut durer indéfiniment. Lorsque le courant d'anode cesse

d'augmenter, la situation se renverse. La lampe est maintenant bloquée, la tension d'anode augmente jusqu'à la valeur de la tension de polarisation ou plus haut, et la grille devient négative. Maintenant, parce que le condensateur C a été chargé par le courant de grille, la tension de celle-ci est plus négative qu'au début de l'impulsion, sa valeur absolue est souvent de l'ordre de 50 à 150 volts. Le tube reste donc bloqué pendant que la tension de la grille se rapproche exponentiellement de zéro avec une constante de temps RC , lorsqu'elle atteint le point de cut off le tube fonctionne à nouveau et le cycle se répète.

La durée de l'impulsion peut être de l'ordre de 0,1 microseconde avec un très petit transformateur ; elle est rarement plus longue que 10 microsecondes. L'intervalle entre les impulsions peut cependant facilement être de l'ordre de la seconde si la constante de temps RC est grande. L'oscillateur à blocage est donc bien adapté pour produire des impulsions avec un rapport de la période à la durée élevé. Comme dans le cas du multivibrateur, il est possible de brancher la résistance de fuite de grille R entre le condensateur C et la H.T. au lieu de la masse, cela rend le signal de grille plus linéaire comme l'indique la *figure 30 b* (figure pointillée). L'oscillateur à blocage est souvent utilisé de cette façon comme base de temps, le signal en dent de scie étant pris aux bornes du condensateur. Des impulsions carrées peuvent être obtenues : sur l'anode (impulsion négative), sur l'enroulement grille du transformateur (impulsion positive), aux bornes d'une petite résistance en série avec la cathode (impulsion positive) ou aux bornes d'un enroulement auxiliaire du transformateur. Quand le circuit est utilisé comme base de temps, ce signal de sortie peut servir dans un oscillographe cathodique pour éteindre le spot pendant la période de retour.

Comme générateur d'impulsions, l'oscillateur à blocage a une impédance de sortie très faible. Ceci est dû à l'absence de résistance dans le montage et au fait que le tube débite fortement durant l'impulsion. Il peut arriver, par exemple, qu'un petit tube traversé par un courant de 1 ampère durant l'impulsion engendre une impulsion d'amplitude de 100 volts dans une résistance de 100 ohms du circuit de la cathode. Cette faible impédance de sortie est une propriété

utile surtout lorsque l'impulsion doit être produite aux bornes d'une faible résistance ou d'une grande capacité parasite. Le principal inconvénient du montage est que la longueur de l'impulsion ne peut pas être modifiée facilement.

L'oscillateur à blocage peut être converti en un circuit à déclenchement en reliant la résistance R à un point ayant une tension négative de façon que la tension de grille n'augmente pas assez après une impulsion pour que le tube fonctionne à nouveau. Si on fait basculer le circuit on peut produire une impulsion unique ; pour cela, il suffit de porter la grille à un potentiel positif, par exemple à l'aide d'un signal dans un enroulement auxiliaire du transformateur ou d'envoyer un signal négatif à l'anode par l'intermédiaire d'un tube auxiliaire. Pour cette application il est possible de remplacer la résistance R et le condensateur C par une diode pour obtenir le système de blocage. Le montage est celui de la *figure 31*.

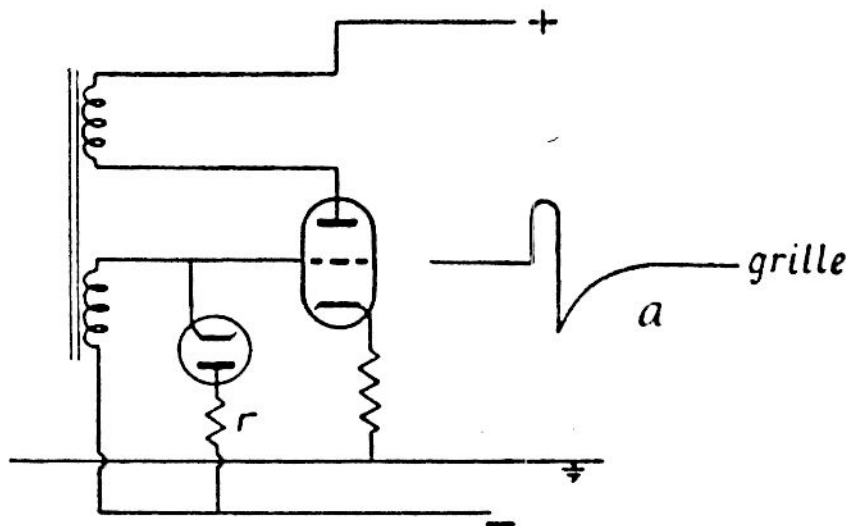


FIG. 31. — Oscillateur à blocage utilisé comme circuit de déclenchement.

Ici la diode est conductrice lorsque la grille devient négative après l'impulsion et, par son rôle d'amortisseur, elle empêche qu'il y ait d'autres cycles d'oscillations. La petite résistance r en série avec la diode est là pour augmenter la vitesse à laquelle le circuit revient à l'état initial après l'impulsion. La diode devient conductrice lorsque la tension aux bornes de l'enrou-

lement de grille devient nulle, c'est-à-dire lorsque le flux dans le noyau du transformateur est maximum. A ce moment, la diode court-circuite l'enroulement et le flux décroît vers zéro avec la constante de temps L/r' , r' étant la résistance totale de la bobine et de la diode. Cette constante de temps est réduite, ce qui accélère le retour à l'état initial, si r' est augmentée par l'addition d'une résistance r en série avec la diode. Naturellement r ne doit pas être trop grande, sinon la diode n'amortit plus suffisamment la grille et celle-ci redevient positive, ce qui donne une nouvelle impulsion. Dans le cas idéal $r + r'$, la résistance totale devrait être juste celle donnant l'amortissement critique. Lorsque le flux diminue dans le noyau du transformateur, une tension négative apparaît aux bornes de l'enroulement de la grille, ce qui explique la pointe négative qui apparaît sur le dessin du signal, comme le montre la *figure 31 a*. D'autres types de couplage entre circuits de plaque et de grille peuvent être utilisés dans l'oscillateur à blocage. Un montage usuel est dérivé du montage bien connu de l'oscillateur HARTLEY. Il y a une seule inductance à noyau de fer entre la grille et la masse, la cathode est reliée à une des spires intermédiaires de l'enroulement. Le condensateur de blocage habituel et la résistance de fuite sont dans le circuit de grille. Le lecteur aura l'occasion de voir d'autres montages ⁽¹⁾.

3.5. Détails des signaux produits par un multivibrateur.

Comme on l'a dit au paragraphe 3.1, les signaux engendrés sur l'anode d'un multivibrateur ne sont pas parfaitement carrés comme l'indiquaient les diagrammes simplifiés de la *figure 27* ; ils sont généralement semblables à ceux de la *figure 32*. Il y a une pointe négative au départ de la phase négative, et au début de la phase positive la tension n'augmente pas brusquement mais exponentiellement avec une constante de temps relativement longue. Ce phénomène déconcertant au premier abord peut être expliqué en considérant le débit de grille lorsque celle-ci

⁽¹⁾ Pour la théorie et la description d'autres montages, on consultera R. BENJAMIN, *J.I.E.E.*, part. III a, **93**, 1159 (1946).

est positive, ces effets sont en relation avec ceux obtenus par le montage en parallèle d'une diode que l'on a expliqués au paragraphe 2.2 et illustrés sur la *figure 18*.

Si on se place au moment représenté par le point A de la *figure 32 a*, le tube L_2 conduit et L_1 est bloqué, sa tension

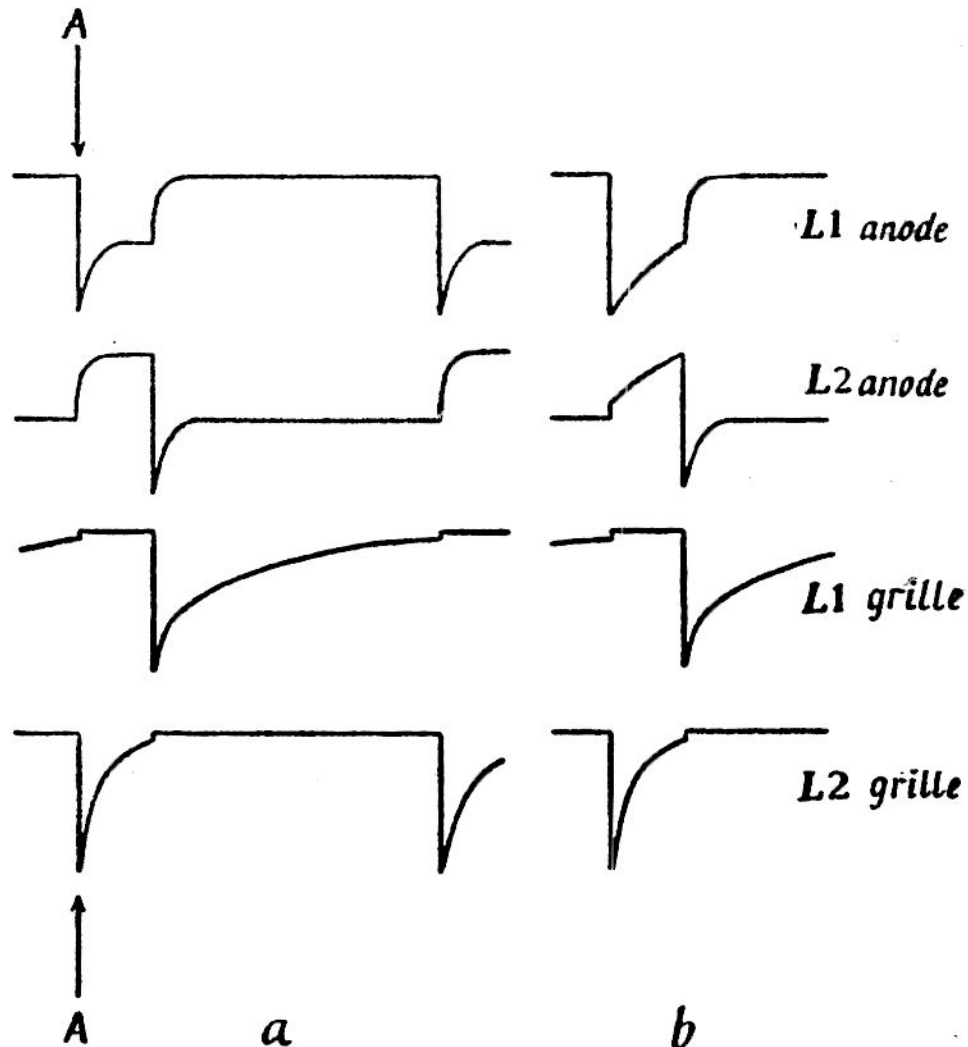


FIG. 32. — Signaux donnés par un multivibrateur.

$$a) r_2 C_2 = r_1 C_1 ;$$

$$b) r_2 C_2 > r_1 C_1.$$

d'anode ayant la valeur de la H.T. mais la tension grille atteint juste la valeur de cut-off et le multivibrateur bascule dans l'autre état stable. Ainsi L_2 est bloqué et sa tension plaque commence à tendre vers la valeur de la H.T., entraînant la tension de la grille L_1 . Mais après une augmentation de, disons

5 volts (la tension de cut off) la grille de L_1 débite et la grille est maintenue à une tension nulle. La tension de l'anode de L_2 peut continuer à augmenter tant que le condensateur se charge à travers la résistance de charge anodique r_2 (voir *fig. 27*). La tension d'anode de L_2 augmente donc lentement avec la constante de temps $r_2 C_2$. Retournons à la grille de L_1 ; il n'est pas tout à fait vrai qu'elle est maintenue absolument à une tension nulle. En fait, le circuit de la grille à la cathode n'est pas constitué par une résistance nulle, mais par une résistance de l'ordre de $1\,000\ \Omega$, donc la tension de grille devient légèrement positive lorsque la grille débite. Il y a, en fait, une petite pointe positive sur le signal de grille de L_1 correspondant à la croissance exponentielle de la tension anodique de L_2 . Comme la tension d'anode augmente et que le courant de charge de C_2 tombe progressivement à zéro, la tension grille reprend ensuite plus exactement la valeur de la tension de cathode. Cette petite excursion de la tension de grille est généralement invisible sur un oscilloscope, mais elle est amplifiée par le tube L_1 et apparaît sous forme d'une pointe négative dans le signal d'anode. Cette pointe négative du signal d'anode de L_1 est toujours complémentaire de la lente augmentation de tension anodique de L_2 . Les deux phénomènes sont déterminés par la constante de temps $r_2 C_2$. Un phénomène identique apparaît dans la seconde partie du cycle avec une constante de temps $r_1 C_1$. Sur la *figure 32 a* on a supposé $r_1 = r_2$ et $C_1 = C_2$ de façon que les deux pointes négatives et les deux fronts en exponentielle soient identiques. (La dissymétrie dans la durée des impulsions carrées est due à une différence des résistances de fuite des grilles $R_2 > R_1$.)

Dans le cas de la *figure 32 b*, on a supposé que la différence de durée des impulsions est obtenue en faisant $C_2 > C_1$. Dans ce cas, la première constante de temps de charge $r_2 C_2$ est plus longue, la tension anodique de L_2 augmente plus lentement et la pointe négative correspondante est allongée. Si on augmente encore C_2 , la tension anodique de L_2 n'atteindra jamais la valeur de la H.T. et la charge de C_2 ne sera pas complètement restaurée lorsque le circuit basculera dans l'état opposé. Une charge plus petite que la charge normale s'écoulant à travers R_2 , cela entraîne que la phase suivante se terminera tôt. Les efforts

pour augmenter le rapport de la période à la durée en augmentant C_2 , ce qui allonge la seconde phase des signaux représentés, échouent donc partiellement.

Des impulsions relativement carrées peuvent être obtenues avec un multivibrateur en mettant de fortes résistances en série avec chacune des grilles. Elles limitent le courant de grille et aussi la distorsion des signaux d'anode.

Un avantage du multivibrateur à cathodes couplées apparaît maintenant. Ce montage a une anode libre où l'on peut obtenir une impulsion carrée propre qui ne soit pas abîmée par le courant de grille ou par une participation au mécanisme qui engendre l'oscillation.

CHAPITRE IV

CIRCUITS DE DÉCLENCHEMENT (trigger)

Jusqu'ici nous avons considéré des générateurs d'impulsions astables bien que nous ayons vu qu'en modifiant les conditions de polarisation, les oscillations peuvent être bloquées, le circuit ne produisant alors qu'une seule impulsion en réponse à un signal initial. Les circuits polarisés de cette façon des paragraphes 3.2 et 3.4 sont des exemples de circuits de déclenchement.

Un circuit de déclenchement a au moins un état stable permanent. Il reste dans cet état jusqu'à ce qu'il soit déclenché par une impulsion initiale qui le fait basculer dans un nouvel état. Ce qui arrive alors dépend des détails du montage : le nouvel état peut être stable également jusqu'à ce qu'un nouveau signal arrive ou bien le système revient à l'état antérieur après un certain temps. Il peut aussi y avoir plus de deux états du système : dans certains circuits de comptage il peut y avoir jusqu'à cinq états stables qui se succèdent avant que l'état initial soit atteint de nouveau. La réponse d'un circuit de déclenchement est généralement une impulsion carrée ; elle peut être aussi une dent de scie ou être de forme compliquée.

Comme dans le cas d'un fusil ou d'un canon, le circuit de déclenchement idéal donne une réponse constante indépendante de la taille ou de la nature du signal initial appliqué au système déclencheur. Souvent cependant cet idéal ne peut être réalisé parfaitement et il reste une influence du signal initial sur la réponse. Un exemple bien connu de mécanisme de déclenchement électrique qui approche de très près cet

idéal est le thyatron. Le terme de circuit de déclenchement (trigger circuit) est cependant généralement appliqué aux circuits utilisant des tubes à vide poussé.

Avant d'analyser des circuits particuliers, il convient d'étudier l'effet de bascule ou de déclenchement lui-même plus en détail.

4.1. Analyse du phénomène de bascule des circuits à tubes électroniques.

Soit un amplificateur à couplage direct et muni d'une réaction positive. Soit A le gain, une fraction χ de la tension de

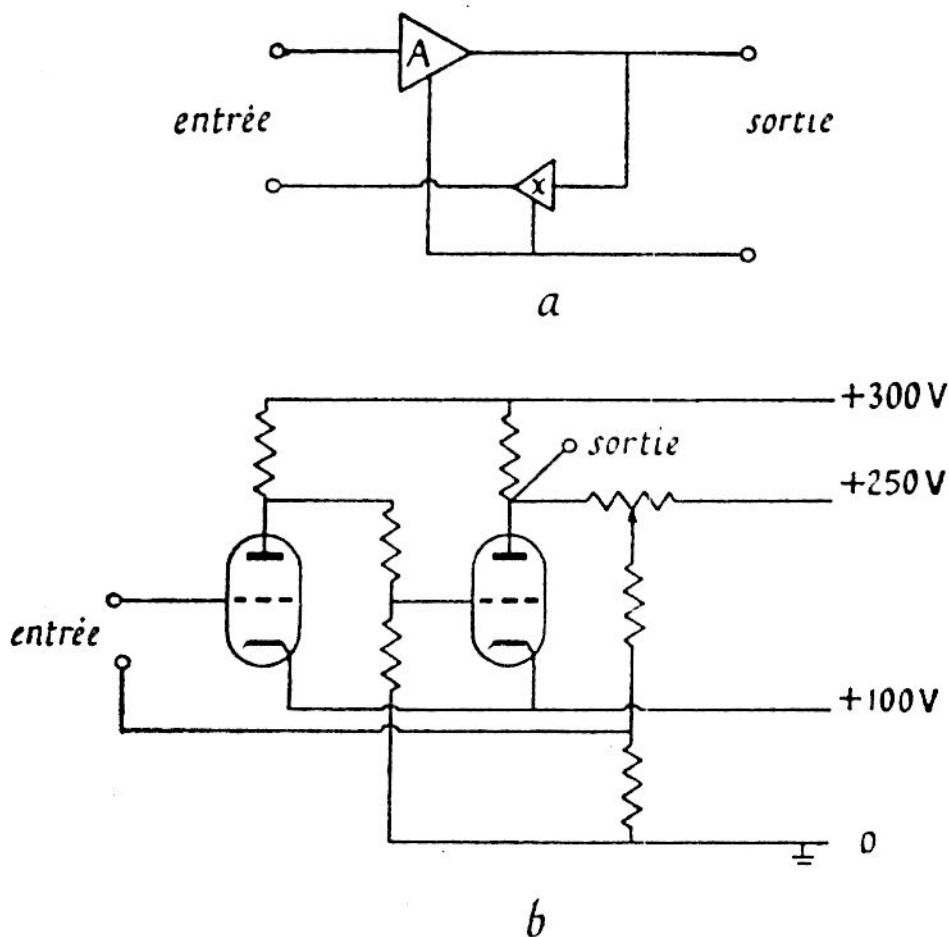


FIG. 33. — Circuits de réaction positive.

- a) Schéma de principe ;
- b) Montage pratique.

sortie étant renvoyée à l'entrée de façon à renforcer le signal d'entrée. On suppose qu'on peut faire varier χ sans que l'état électrique de l'amplificateur, lorsque la tension d'entrée est

nulle, soit modifié. La *figure 33* représente le schéma général d'un tel amplificateur et un circuit montrant une réalisation pratique. Examinons le fonctionnement d'un tel amplificateur et les effets de différentes réactions. Le facteur de réaction χA commande le fonctionnement.

La caractéristique d'un amplificateur sans réaction est donnée *figure 34*, courbe *a*. Il y a une région d'amplification à peu près linéaire pour une tension d'entrée voisine de zéro. Pour des tensions très positives l'amplificateur se sature, l'étage de sortie est bloqué et la tension de sortie atteint la valeur de la H.T. De même, si la tension est très négative, l'étage de sortie ayant un débit de grille, l'amplificateur se sature et la tension de sortie se fixe à un potentiel très négatif. Si la tension d'entrée est d'abord négative, puis augmente, il n'y a d'abord pas de changement à la sortie ; mais lorsque la tension d'entrée approche de zéro, la tension de sortie croît progressivement vers sa valeur maximale, où elle reste fixe.

Si on introduit une réaction, le gain de l'amplificateur augmente et la courbe de gain devient plus raide lorsque la tension de grille est voisine de zéro (*fig. 34*, courbe *b*). Cette tendance s'accroît jusqu'au moment où $\chi A = 1$, le gain de l'amplificateur devient alors infini. Ceci est la conséquence de la formule fondamentale des amplificateurs à réaction donnée au paragraphe 2.3, équation (12). Pour une réaction positive, le dénominateur est $(1 - \chi A)$ aussi lorsque $\chi A = 1$, A' est infini. Dans ce cas, la caractéristique est donnée *figure 34*, courbe *c*. Une variation infinitésimale de la tension d'entrée est suffisante pour faire passer la réponse d'un niveau de saturation à un autre. Physiquement, la variation de tension à la sortie produit elle-même un signal suffisant à l'entrée pour donner l'effet décrit : il n'y a pas besoin d'un vrai signal à l'entrée. Avec cette réaction il y a une transition brusque et réversible de la tension de sortie lorsque la tension grille devient nulle.

Qu'arrive-t-il si le facteur de réaction χA est plus grand que 1 ? En ce cas, la tension de sortie passe encore d'un état de saturation à un autre par une transition abrupte mais maintenant la variation de tension à la sortie est *plus que* suffisante pour produire cet effet. Cela signifie que la tension d'entrée

varie plus qu'il n'est nécessaire et fait sauter l'amplificateur *largement* dans la région de la saturation. Avant que l'effet puisse être inversé, il faut neutraliser cette tension en surplus à l'aide d'un signal d'entrée de signe opposé, ce qui fait que le montage n'est plus parfaitement réversible mais suit un cycle d'hystérésis, comme l'indique la *figure 34 d*.

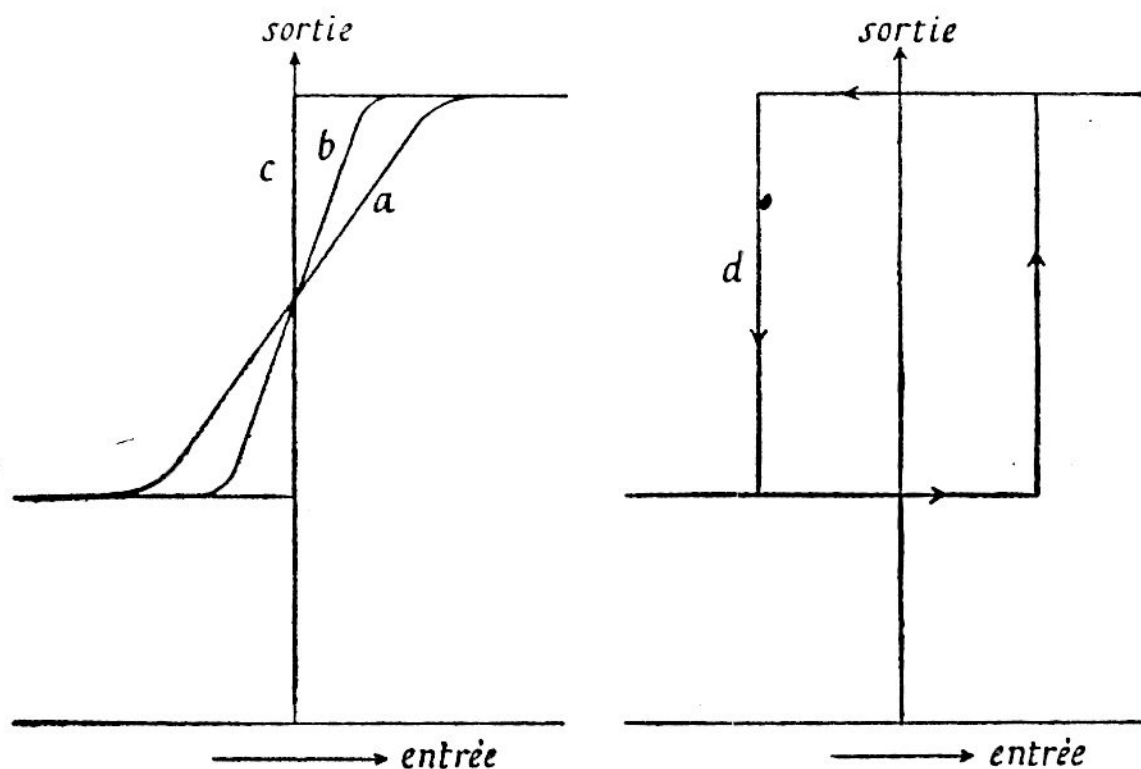


FIG. 34. — Réponse d'un amplificateur à réaction positive.

- a) pas de réaction, $\chi A = 0$;
- b) réaction faible, $\chi A < 1$;
- c) réaction critique, $\chi A = 1$;
- d) circuit de déclenchement, $\chi A > 1$.

Avec une réaction positive et un facteur de réaction plus grand que 1 l'amplificateur devient un circuit de déclenchement. La tension de sortie saute définitivement d'une limite à une autre en réponse à un signal, mais pour obtenir le phénomène

inverse il faut un signal qui diffère d'une quantité finie du précédent, cette quantité est appelée le jeu du circuit ; il est clair, d'après la discussion ci-dessus, que le jeu augmente quand le facteur de réaction augmente au-delà de 1. En fait, on peut espérer que le jeu sera exactement proportionnel à $(\chi A - 1)$, mais ceci n'est pas universellement vrai parce que les défauts de linéarité du circuit ont un effet.

Le jeu est inévitable dans les circuits de déclenchement pratiques. D'abord, il serait impossible de maintenir le facteur de réaction égal à 1. Ensuite, la présence du jeu rend le basculement net car une fois que le circuit a commencé à basculer, une petite variation des signaux d'entrée n'arrêtera pas le processus.

Dans la discussion ci-dessus nous avons supposé que le couplage direct est utilisé à la fois pour l'amplificateur et le circuit de réaction. Ceci a pour conséquence que le circuit de déclenchement a deux états stables permanents. Si cependant on utilise dans le circuit un couplage RC au lieu d'un couplage direct, les deux états ne seront plus stables de façon permanente. La charge et la décharge du condensateur est équivalente à un signal de déclenchement lentement variable. Une fois que la variation de tension est plus importante que le jeu, le circuit bascule dans un nouvel état. L'intervalle de temps nécessaire dépend à la fois du jeu et de la constante de temps RC du couplage.

On voit maintenant que les générateurs d'impulsions carrées astables déjà étudiés peuvent être regardés comme des circuits de déclenchement oscillant entre les deux limites imposées par le jeu du circuit. A tout moment, il y a une tension d'entrée qui dépend de la charge des condensateurs. La tension aux bornes des condensateurs varie lentement avec la charge et lorsqu'elle atteint une certaine valeur, le circuit change d'état. La tension d'entrée revient alors vers la seconde limite, les condensateurs se chargeant ou se déchargeant. Les oscillateurs astables sont vraiment des exemples de circuit de déclenchement, mais il est commode de garder le terme pour les circuits qui ont au moins un état stable de façon permanente, comme on l'a fait jusqu'ici.

4.2. Echelle de deux (circuit de Eccles Jordan) ⁽¹⁾.

Ce circuit de déclenchement est très semblable à celui de la *figure 33* utilisé pour illustrer l'étude du basculement. C'est en effet un multivibrateur à couplage direct (comparer à la *figure 27*). Le circuit a deux états stables et il bascule de l'un à l'autre lorsqu'on applique des impulsions négatives sur la résistance R_1 commune aux deux circuits d'anodes. Comme chaque impulsion provoque un changement d'état, la réponse prise sur l'une des anodes ne présente un front négatif correspondant à une chute de tension que pour une impulsion sur deux seulement, d'où le nom échelle de deux. Si on provoque le basculement d'un second circuit à l'aide des impulsions engendrées par le premier, seuls les fronts négatifs sont efficaces (voir ci-dessous), d'où une réponse finale présentant un front correspondant à une chute de tension une fois toutes les quatre impulsions et ainsi de suite. De cette façon les circuits échelles de puissance quelconque de deux peuvent être construits.

Le circuit est absolument symétrique. L'anode d'un tube est reliée à la grille opposée par un potentiomètre R_3R_4 dont une extrémité est portée à une tension négative fixe, habituellement -100 volts. Une fraction $R_4/(R_3 + R_4)$ (généralement $1/3$) des variations de tensions sur l'anode, est transmise à la grille opposée. Les résistances R_3 et R_4 sont choisies de façon que la grille soit largement négative lorsque le tube opposé est conducteur et qu'elle soit positive lorsque le tube opposé se bloque; en fait, à cause du courant de grille, elle ne peut pas être positive.

Les condensateurs C sont là pour compenser la capacité parasite entre la grille et la masse. Cette capacité venant après la forte impédance du potentiomètre R_3R_4 ralentirait les

⁽¹⁾ On utilise souvent le nom « Echelle de ECCLES JORDAN » pour la distinguer des échelles à thyatron, car ces auteurs ont été les premiers à suggérer la possibilité de construire des circuits de déclenchement à l'aide de tubes à vide, en 1919.

N. d. T. — Le multivibrateur a été inventé à la même époque (1917) en France, par ABRAHAM et BLOCH.

fronts d'impulsion croissant et décroissant transmis depuis l'anode. Le circuit se déclencherait lentement et les impulsions courtes envoyées à l'entrée seraient sans effet. Le condensa-

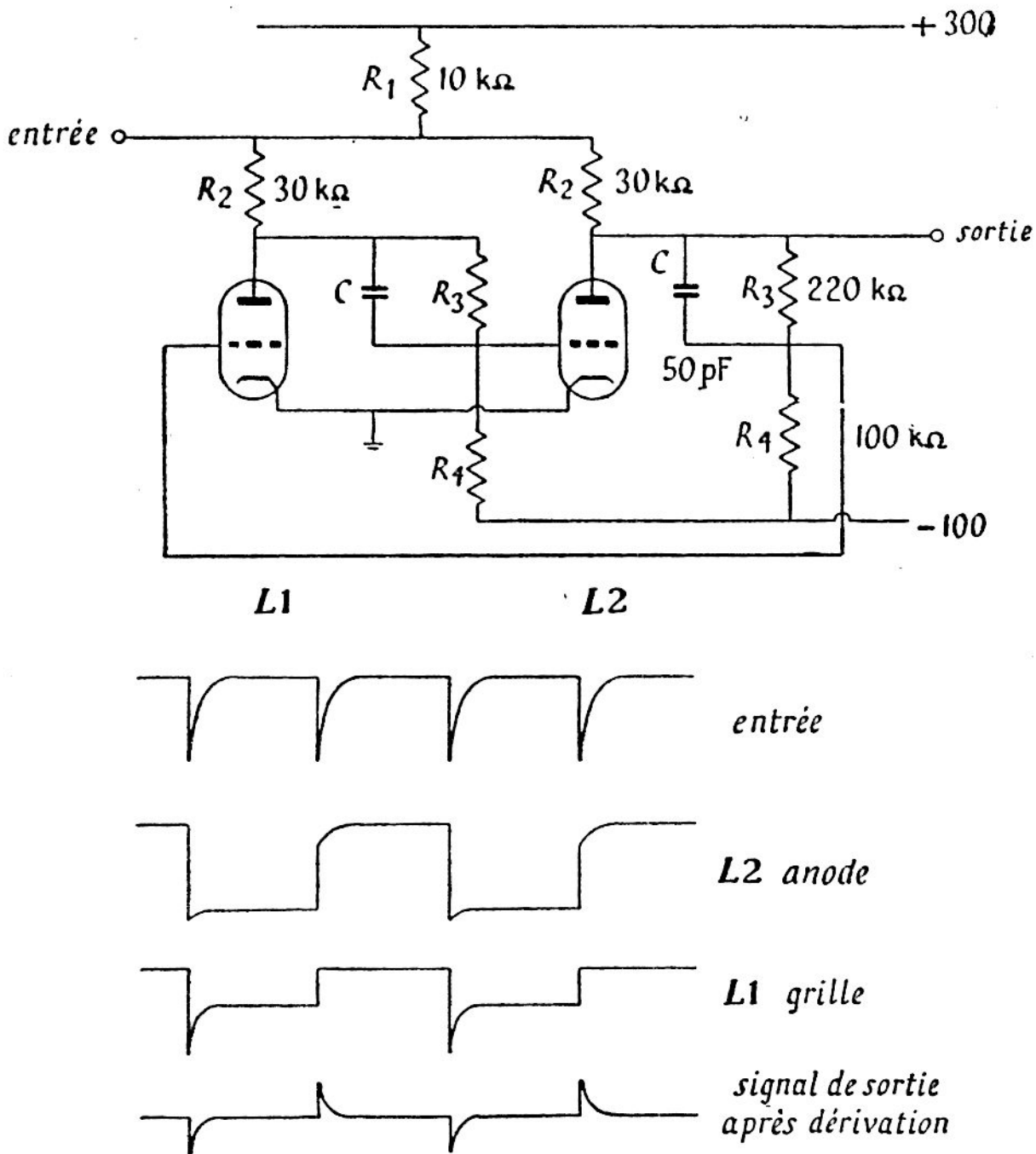


FIG. 35. — Echelle de deux.

teur C de capacité faible, mais plus grande que la capacité parasite, transmet les fronts raides directement à la grille.

Comme on l'a déjà dit, le circuit bascule sous l'effet des impulsions négatives appliquées à la résistance d'anode

commune R_1 . Ce signal est transmis par les résistances R_2 aux anodes et à travers les condensateurs C aux deux grilles. Le tube (disons L_1) qui est déjà bloqué, reste bloqué, mais le tube L_2 qui est conducteur avec sa grille au potentiel zéro, est bloqué par le signal. Sa tension de plaque augmente. Cette augmentation annihile l'effet du signal négatif et le tube opposé L_1 est débloquent. Un effet cumulatif complète la transition de la façon habituelle. Les signaux positifs ne déclenchent pas le mécanisme, à moins qu'ils ne soient très grands. Transmis à la grille du tube conducteur, ils sont atténués à cause de l'écrêtage dû au débit de grille (voir § 2.4) et dans tous les cas ils tendent à faire durer l'état présent du système. Transmis au tube bloqué, ils ne sont généralement pas assez forts pour dépasser la tension constante et négative de polarisation (de l'ordre de -40 volts) et le tube reste bloqué. Le montage est donc beaucoup plus sensible aux signaux négatifs qu'aux signaux positifs. Pour cette raison, quand le signal est un signal carré venant d'un Eccles Jordan précédant le circuit, celui-ci ne répond qu'aux fronts correspondant à une chute de tension.

Le condensateur C doit avoir une faible capacité si le circuit doit basculer sous l'action d'impulsions qui se succèdent rapidement. Le condensateur transmet les fronts abrupts à la grille sans que le potentiomètre R_3R_4 les atténue, par conséquent le signal sur la grille est trop important jusqu'au moment où la charge du condensateur est devenue telle qu'elle correspond aux conditions d'équilibre imposées par R_3 et R_4 . Lorsque la grille devient brusquement positive, le débit de grille charge le condensateur à nouveau et ralentit la croissance du potentiel sur l'anode opposée. Le circuit est donc difficile à faire basculer à nouveau après une impulsion, jusqu'à ce que les conditions d'équilibre soient établies et cela donne naissance à un *temps mort* qui est, en gros, égal à la constante de temps de C et R_3 et R_4 en parallèles. Cette constante de temps doit rester courte, mais R_3 et R_4 doivent être assez grandes pour éviter qu'elles ne dérivent trop de courant des circuits d'anodes et il y a une valeur minimum de C ; il faut donc choisir une valeur de compromis. Avec les valeurs caractéristiques indiquées *figure 35*, le temps mort est environ $4 \mu s$.

4.3. Bascule de Schmitt (figure 36).

Le montage de ECCLES JORDAN étudié ci-dessus est un multivibrateur à couplage direct. De même, le circuit de SCHMITT est une version à couplage direct du multivibrateur à cathode

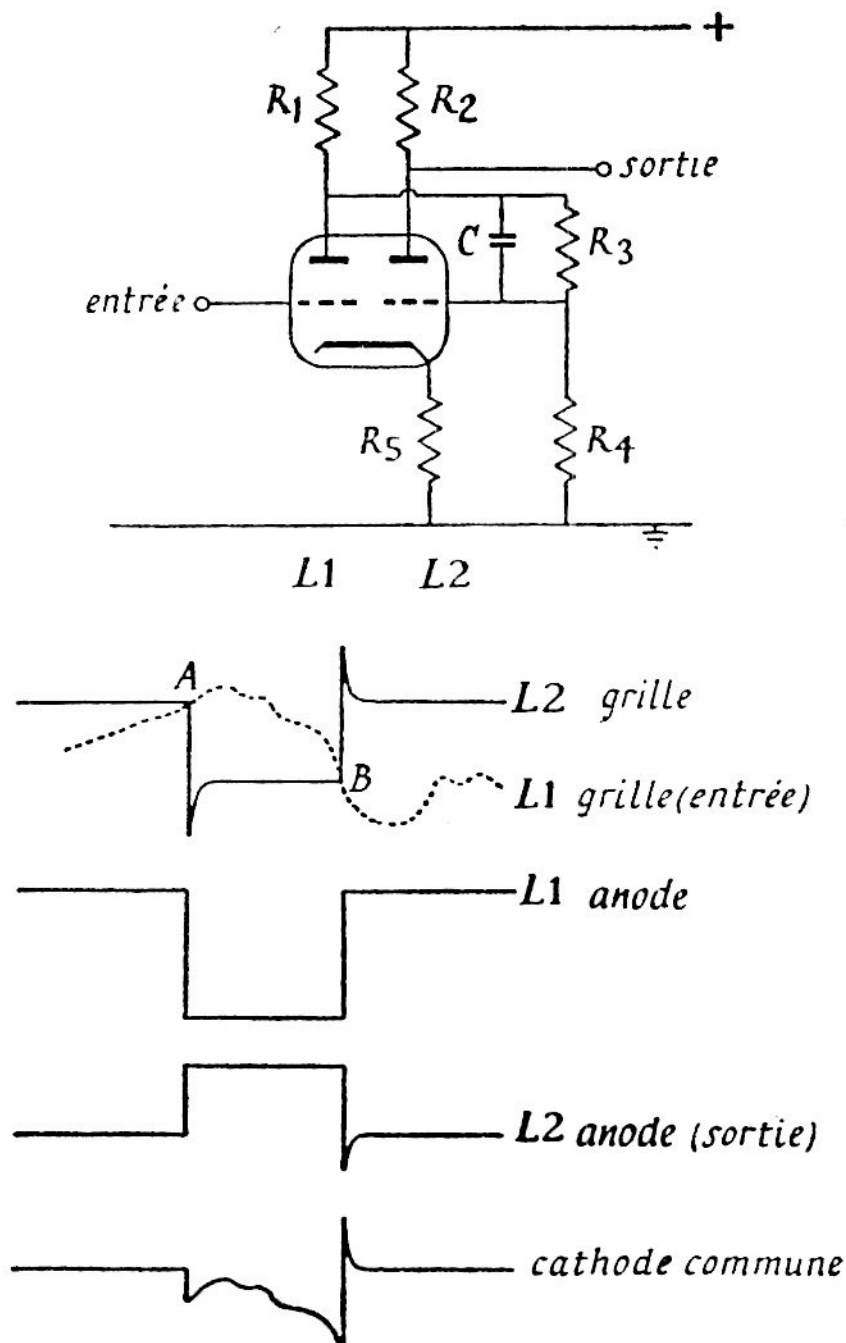


FIG. 36. — Bascule de SCHMITT.

commune (voir § 3.2). On peut aussi le regarder comme une variante du circuit de la figure 33 à l'aide duquel on a éclairci la notion de jeu (§ 4.1).

Le couplage de l'anode de L_1 à la grille de L_2 se fait au moyen du potentiomètre R_3, R_4 ; ici encore on ajoute un petit condensateur C pour que les fronts d'impulsion soient transmis sans que les capacités parasites les atténuent (cf. § 4.2). Le circuit a deux états stables, la transition de l'un à l'autre étant commandée par la tension appliquée à la grille de L_1 . Comme d'habitude, il y a du jeu dans le circuit, aussi le basculement qui rend L_1 conducteur a lieu pour une tension plus élevée que celle qui provoque le basculement entraînant le blocage. Ces deux potentiels critiques pour lesquels le circuit bascule dépendent du potentiel de la grille de L_2 dans les deux états. En première approximation, le circuit bascule lorsque les deux tensions de grille sont égales, car alors le courant de cathode se divise également entre les deux tubes. On obtient les signaux de la *figure 36*.

Initialement, avec L_1 bloqué, la tension de grille de L_2 a sa valeur maximale et le circuit bascule en A lorsque la tension d'entrée prend cette valeur, ce qui amène la tension grille de L_2 à sa valeur la plus basse; rien ne change jusqu'à ce que la tension d'entrée tombe bien au-dessous de sa valeur initiale et que l'on soit au point B . Alors le circuit revient à l'état initial. Le dépassement positif de la tension de grille de L_2 dû au condensateur C et l'impulsion positive à l'anode sont aussi figurés sur le diagramme.

D'après cette description simplifiée, le jeu du circuit est juste égal à la variation de potentiel de la grille de L_2 . D'habitude, le jeu est légèrement plus faible, car le circuit bascule un peu plus tôt qu'on ne l'a indiqué, lorsque L_1 commence juste à débiter et revient à l'état initial juste lorsque L_2 commence à être conducteur. Ces deux facteurs réduisent le jeu. Le jeu est également réduit si la tension de grille de L_2 prend des valeurs négatives. Dans ce cas, L_1 est bloqué aussitôt que la tension d'entrée devient très négative et le circuit revient à son état initial, ceci a lieu surtout si R_5 est faible, ce qui entraîne que les tensions grille sont d'abord seulement faiblement positives. On peut donc obtenir un jeu réduit en prenant une résistance R_5 faible.

Le circuit de SCHMITT est surtout utilisé comme *discriminateur*, c'est-à-dire pour ne donner une réponse que lorsque le

signal dépasse un certain seuil. Comparé au simple discriminateur à diode (§ 2.1) il a l'avantage d'être fondé sur un effet de tout ou rien et de donner une réponse d'amplitude uniforme, bien que, naturellement, sa longueur dépende de la longueur du signal. Il est aussi utile pour convertir des signaux sinusoïdaux ou autres en signaux carrés de même fréquence.

Une variante intéressante du circuit de SCHMITT, utilisable pour de courtes impulsions, est représentée *figure 37* ; au lieu

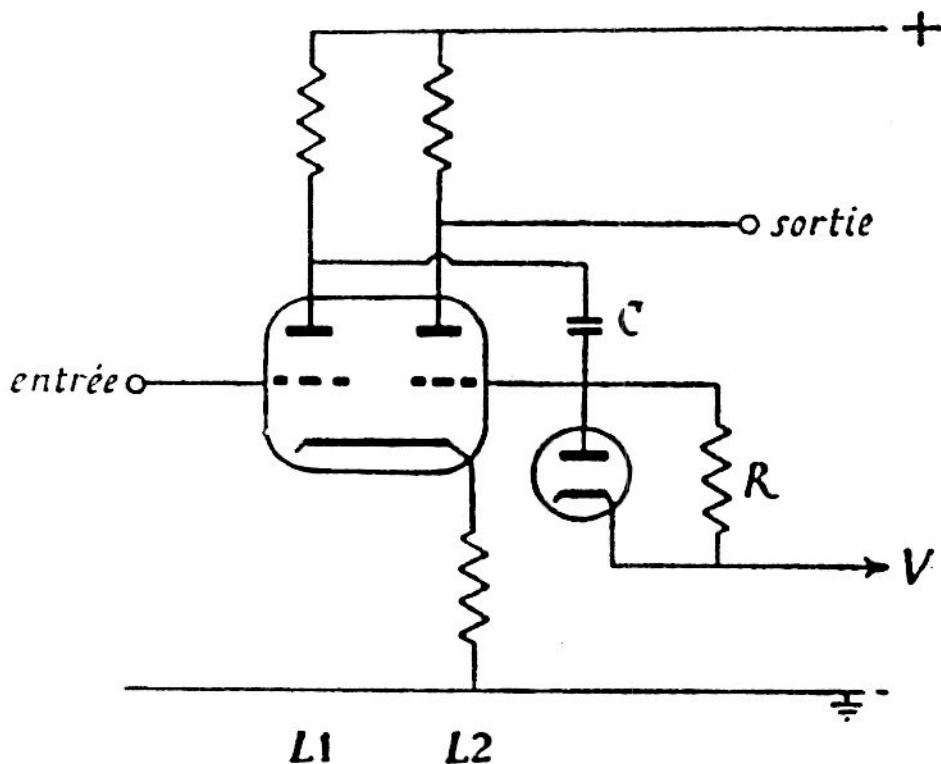


FIG. 37. — Bascule de SCHMITT avec circuit de couplage à longue constante de temps.

d'un potentiomètre entre anode et grille, on utilise un couplage par une cellule RC . Pour de courtes périodes, la tension aux bornes du condensateur restera constante et le couplage est équivalent au couplage direct utilisé dans le circuit habituel. Pour des impulsions courtes, le circuit fonctionne donc comme une bascule de SCHMITT ; mais pour des impulsions longues, le circuit reviendra à l'état initial spontanément avant la fin de l'impulsion, parce que le condensateur C reste chargé (voir § 4.4). En pratique, une légère perte de charge du condensateur durant l'impulsion est inévitable, mais la charge est rapidement

restaurée à travers la diode lorsque le circuit revient à l'état initial.

Ce principe, qui consiste à utiliser un couplage RC à longue constante de temps au lieu d'un couplage direct, a de nombreuses applications.

4.4. Univibrateur. Relai de Kipp (figure 38).

C'est une forme utile du multivibrateur à cathode couplée. Le circuit possède un état stable auquel il revient, s'il a été déclenché, après un temps déterminé par la constante de temps R_4C . Une seule impulsion carrée de longueur déterminée apparaît à l'anode L_2 .

A l'état de repos, L_2 est conducteur avec une tension nulle entre la grille et la cathode à cause de la résistance de grille R_4 . Le courant d'anode est limité par la résistance de charge R_2 et la chute de tension qu'elle entraîne. Le courant crée une chute de tension suffisante aux bornes de la petite résistance de cathode R_5 pour que L_1 reste bloqué, car la grille de L_1 est à la masse. Lorsque le circuit bascule sous l'action d'une impulsion positive appliquée sur la grille de L_1 ou d'une impulsion négative appliquée sur son anode, la grille de L_2 devient fortement négative, la tension de la cathode tombe et L_1 devient conducteur, débitant un courant réduit à travers la résistance de polarisation automatique R_5 . Le condensateur C est chargé de la façon habituelle par le courant qui circule dans R_4 et le circuit revient à l'état initial lorsque la tension de grille de L_2 est suffisante.

Dans ce circuit, la charge du condensateur C détermine la longueur de l'impulsion-réponse et il est important de se souvenir dans de tels cas que la charge doit être restaurée à la fin de l'impulsion avant que le circuit ne soit prêt à fonctionner à nouveau. Ici, la recharge du condensateur est rapide, car à la fin de l'impulsion la grille de L_2 devient positive, la tension de la cathode ne peut pas suivre, R_5 étant faible, la grille débite et la constante de temps pour la charge est R_1C , qui est normalement plus courte que R_4C qui commande la longueur de l'impulsion, le circuit est donc ramené dans son

état initial dans un temps court comparé à la durée de l'impulsion.

Un défaut de ce montage apparaît si une impulsion positive appliquée à la grille de L_1 est suivie d'un dépassement négatif de niveau de base (voir § 6.6). Une très légère excursion dans

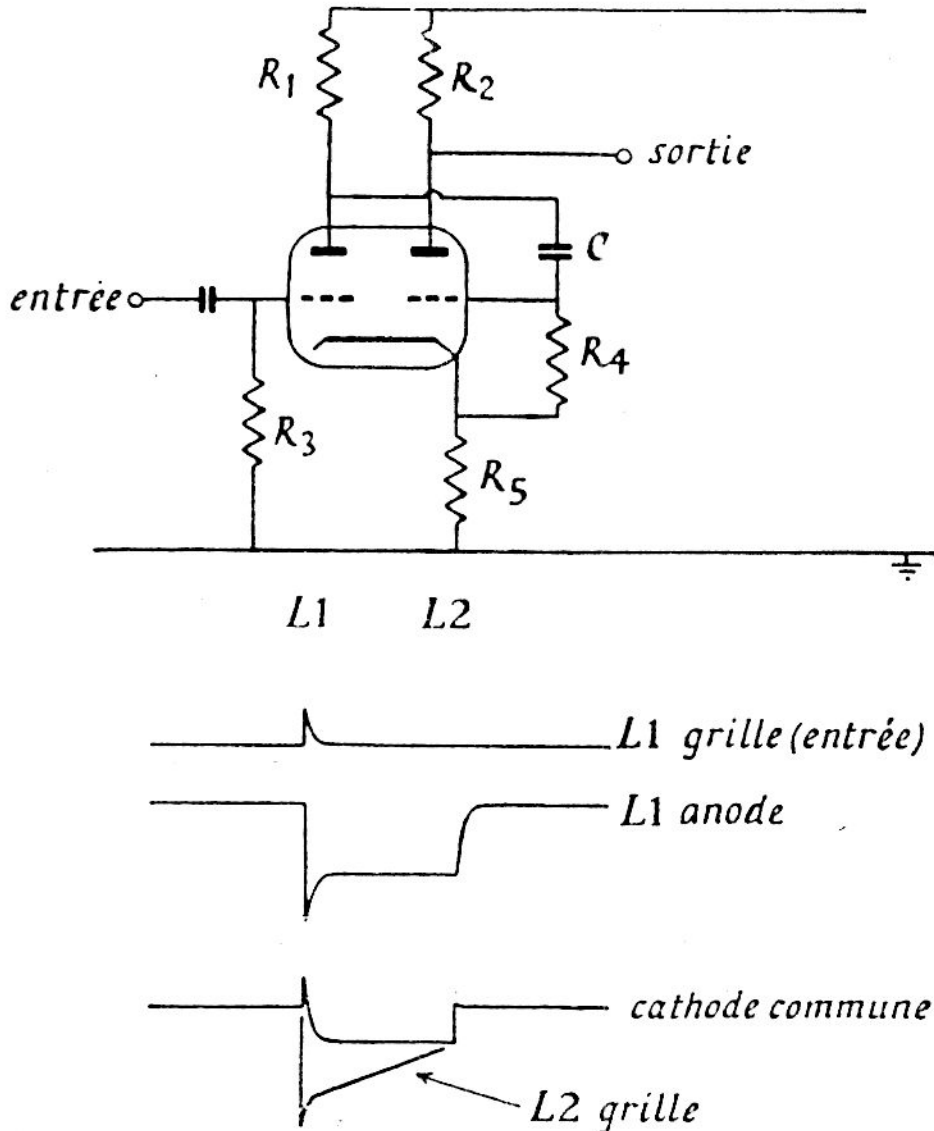


FIG. 38. — Univibrateur.

le domaine des tensions négatives est suffisante pour couper le courant qui vient d'être établi dans L_1 , ce qui fait que le circuit revient à l'état permanent prématurément, donnant une réponse écourtée. Ce comportement du circuit est semblable à celui d'une bascule de SCHMITT avec peu de jeu et l'analogie avec la figure 37 est apparente.

Ce défaut peut être évité en polarisant la grille positivement comme sur le montage de la *figure 39* et en augmentant la résistance de cathode en conséquence. Le jeu est maintenant plus grand et le courant de L_1 n'est que peu altéré par une excursion négative de la tension d'entrée. Un désavantage est que maintenant la grille de L_2 ne débitera plus lorsque le circuit reviendra à l'état initial ; à moins de tolérer un temps de recouvrement long, on doit ajouter une diode en parallèle sur R_4 ; ainsi, la constante de temps pour la charge du condensateur

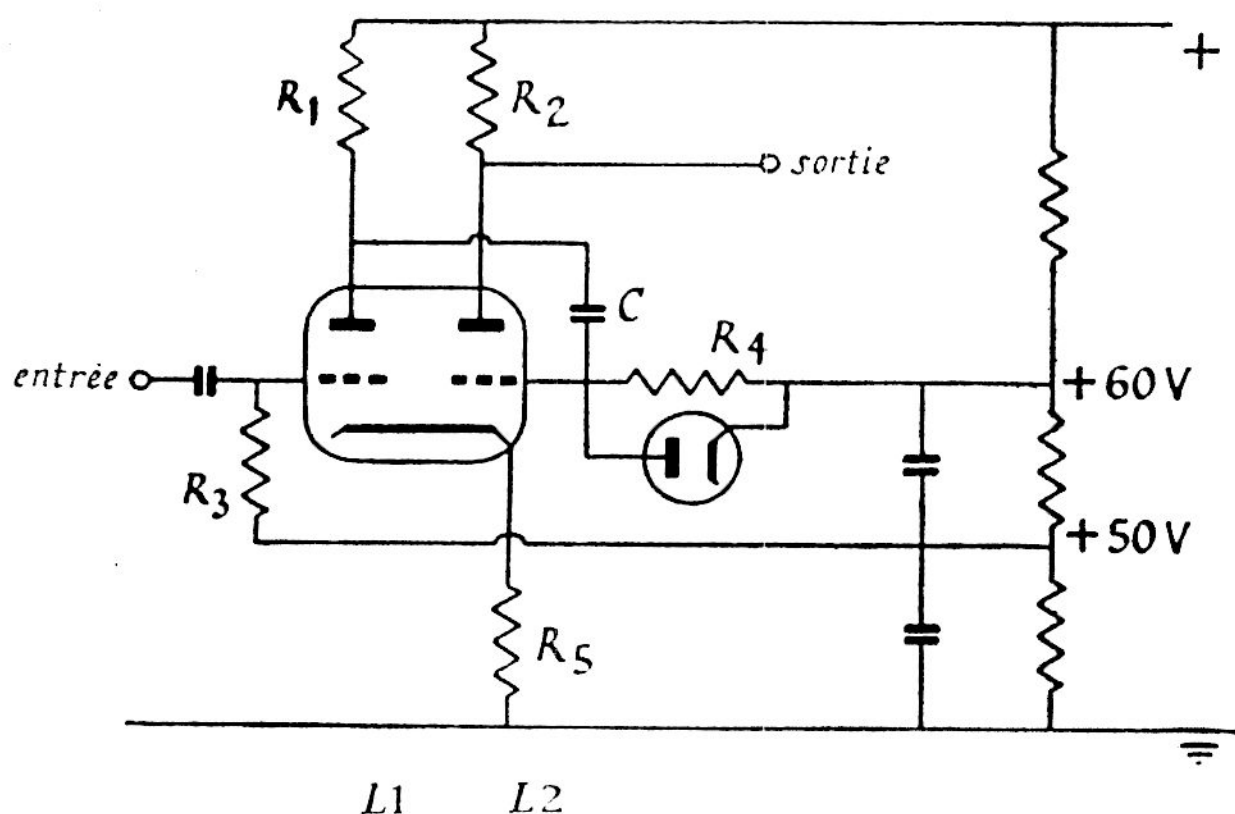


FIG. 39. — Univibrateur avec tensions de grille élevées pour éviter le retour à l'état de repos sous l'effet d'une impulsion négative à l'entrée.

reste R_1C . On doit préférer le circuit de la *figure 38* à cause de sa simplicité lorsqu'on peut l'utiliser ; de plus, il n'a pas tendance à revenir prématurément au repos si le signal provoquant le déclenchement est appliqué à l'anode de L_1 (impulsion négative) au lieu de la grille (impulsion positive).

Dans une autre variante du montage de la *figure 38*, la résistance de fuite R_4 peut être reliée ou à la H.T. ou au condensateur C . Parce que R_5 est faible, L_2 débite un courant de grille qui empêche le potentiel de grille d'augmenter. Le circuit est utilisé lorsqu'on désire des impulsions courtes et généralement il donne des impulsions réponses dont la durée est plus constante (cf. § 3.1 et *figure 73*).

4.5. Bascule bootstrap (*figure 40*).

Dans les montages décrits jusqu'ici, on dispose d'une impulsion de sortie positive, à l'anode du tube qui est bloqué, après le basculement provoqué par le signal de déclenchement.

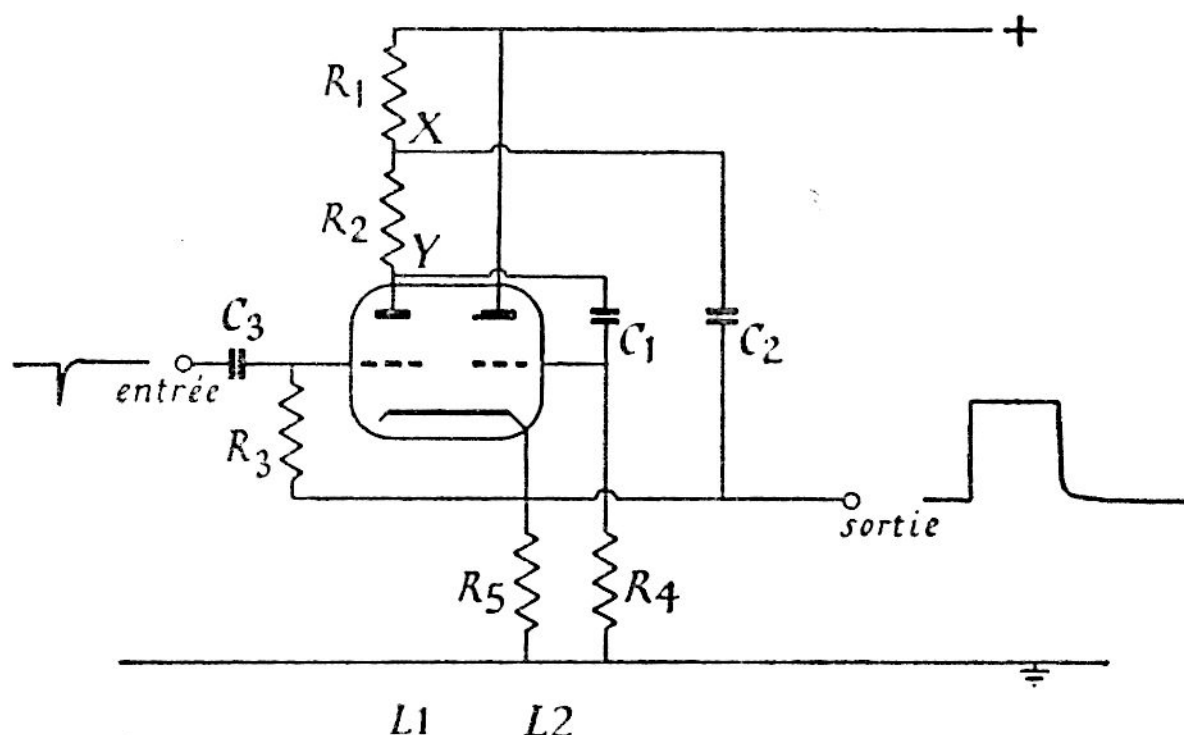


FIG. 40. — Bascule bootstrap.

Dans le cas présent, une impulsion positive est engendrée à la cathode du tube qui est conducteur : un courant intense peut donc circuler pendant la durée de l'impulsion, la résistance de charge peut être faible, de plus les capacités réparties à la sortie sont rapidement chargées à cause du montage en

cathode asservie. Ce montage est donc bien adapté pour produire des impulsions de forte amplitude à flancs raides.

Le montage est une autre variante du multivibrateur à cathode couplée. Au repos, L_1 débite un courant suffisant à travers la résistance cathodique R_5 pour que L_2 reste bloqué. Lorsqu'on applique une impulsion négative sur la grille de L_1 , la tension de l'anode augmente et débloquent L_2 qui débite fortement. La tension de la cathode commune augmente, ce qui bloque L_1 . Une impulsion positive apparaît à la sortie.

Un caractère particulier de ce montage est l'introduction d'une forte capacité C_2 et d'une résistance R_1 qui donnent lieu à l'effet suivant. L'impulsion-réponse est transmise à travers C_2 au point X , de là elle arrive en Y et enfin de nouveau sur la grille de L_2 . Ainsi, l'impulsion positive donne un signal positif sur la grille, qui à son tour donne une réponse encore plus positive et ainsi de suite. Il y a une réaction positive (bien que le coefficient de réaction soit inférieur à 1) et le résultat est que la réponse peut être beaucoup plus importante que la chute de tension initiale aux bornes de R_2 .

Pour analyser le fonctionnement plus précisément, il faut noter que le point X est relié à la cathode de L_2 par l'intermédiaire du condensateur C_2 , alors que le point Y est relié à la grille par C_1 , ce qui entraîne que toutes les variations de tension entre X et Y doivent apparaître entre la grille et la cathode de L_2 , quelles que soient les variations des tensions en ces points par rapport à la masse. Il en résulte que la chute de tension aux bornes de R_2 est renvoyée entre grille et cathode et amplifiée. Il n'y a pas de contre-réaction comme dans le montage en cathode asservie et la réponse amplifiée apparaît aux bornes de R_5 . Le montage bootstrap permet ainsi à L_2 de fonctionner en amplificatrice. Ce montage utile a beaucoup d'applications (voir §§ 5.4 et 6.10).

Dans un montage courant, la variation de tension aux bornes de R_2 est suffisante pour que la grille de L_2 débite et ce courant grille continue à circuler bien que la tension de la cathode s'élève. L_2 débite donc fortement et produit une impulsion de grande amplitude aux bornes de la relativement faible résistance de charge R_5 .

Le retour du circuit à l'état initial est commandé par la grille de L_1 . La tension de grille est d'abord maintenue à une valeur très faible lorsque le circuit a basculé à cause de l'influence de C_3 (que nous supposons relié à une source de signaux de faible impédance interne), mais augmente progressivement vers la nouvelle valeur de la tension de la cathode, lorsque le condensateur se charge à travers R_3 ; pour une certaine valeur de la tension de grille, L_1 est de nouveau conducteur et l'effet cumulatif est inversé. Durant l'impulsion, le courant circule à travers les condensateurs C_1 et C_2 . Ceux-ci devront être de forte capacité pour éviter des variations de tension à leurs bornes mais, inévitablement, il faudra un certain temps après l'impulsion avant que les charges soient réajustées et que les tensions reprennent leurs valeurs au repos.

4.6. Transitron (figure 41).

C'est un circuit de déclenchement à un tube qui utilise l'interaction entre les tensions de l'écran et de la grille sup-

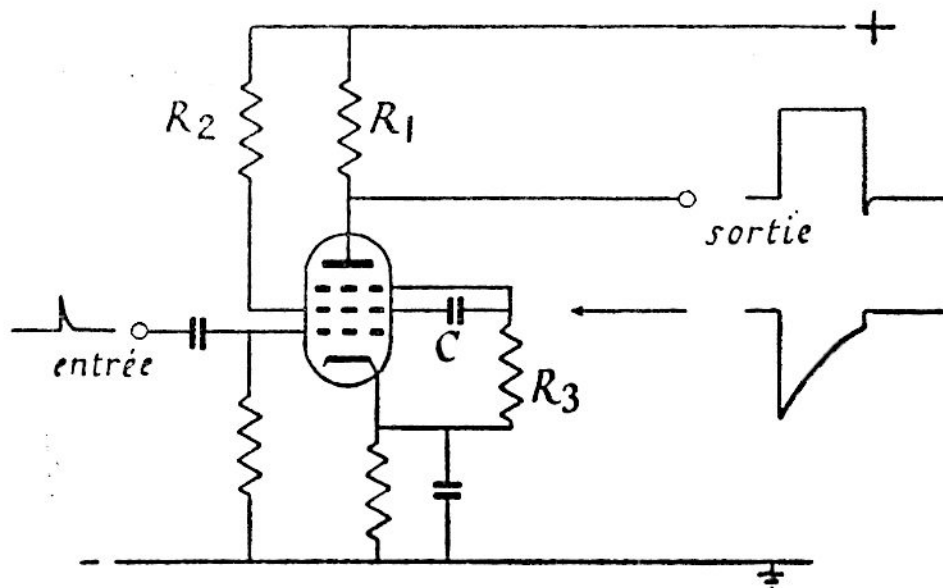


FIG. 41. — Transitron.

presseuse. Dans beaucoup de pentodes, si la grille supprimeuse est suffisamment négative, le courant électronique n'atteint pas l'anode et est capté par l'écran. Le courant d'écran circulant dans

la résistance de charge R_2 augmente, donc la tension d'écran diminue. Un signal négatif sur la grille supprimeuse rend la tension d'écran négative et dans des conditions de fonctionnement appropriées, le montage est amplificateur. Si le gain est supérieur à l'unité, on peut réaliser un circuit de déclenchement en reliant l'écran et la grille supprimeuse au moyen d'un condensateur C comme sur la *figure*.

Dans l'état initial, la grille supprimeuse est au potentiel de la cathode et la plus grande partie du courant va à l'anode. L'écran a sa tension la plus élevée. Le circuit peut alors basculer si on envoie une impulsion positive sur la grille de commande, ce qui augmente le courant total et provoque ainsi la chute de la tension d'écran. Ce front négatif est transmis à la grille supprimeuse à travers le condensateur C , et par effet cumulatif, les tensions de l'écran et de la grille supprimeuse diminuent, tout le courant est capté par l'écran et il apparaît une impulsion positive sur l'anode. Cette situation est cependant temporaire car la tension de la grille supprimeuse tend vers celle de la cathode, le condensateur C se chargeant à travers la résistance R_3 . Après un temps de l'ordre de R_3C , l'anode recommence à débiter et le circuit revient à l'état initial. Puis la tension d'écran augmente, la supprimeuse devient positive débitant un courant de « grille » et le circuit retourne à l'état initial lorsque la charge du condensateur C a été restaurée.

L'état initial est généralement stable parce que l'amplification entre supprimeuse et écran est faible lorsque la tension de la grille supprimeuse est proche de celle de la cathode. Etant donné la forme de la caractéristique de la grille supprimeuse, le facteur d'amplification devient supérieur à l'unité uniquement lorsque celle-ci est légèrement négative, ce qui a lieu lorsqu'on applique l'impulsion destinée à produire le basculement. L'économie apparente de montage transitron qui n'utilise qu'un tube au lieu de deux, est réduite du fait que ce tube est une pentode. L'existence d'une double triode implique qu'un seul tube est nécessaire pour les circuits à déclenchement plus classiques, qui ont l'avantage d'une plus grande souplesse. Un défaut du transitron est que les caractéristiques de la grille supprimeuse de la plupart des tubes ne sont

pas standardisées, aussi des variations considérables peuvent avoir lieu entre tubes du même type. On peut maintenant se procurer des tubes spéciaux avec des caractéristiques se rapportant à la grille supprimeuse qui permettent de rendre le montage tout à fait sûr ⁽¹⁾.

⁽¹⁾ Pour une discussion plus complète du montage transitron, voir : O.S. PUCKLE, *Time Bases*, Chapman et Hall, London, 1952. Ce livre a été traduit en français par M. COLLARD et est édité par Chiron (Paris).

CHAPITRE V

BASES DE TEMPS

Le rôle du circuit base de temps est de fournir une tension variant progressivement et si possible linéairement avec le temps. La variation de tension peut se répéter spontanément et périodiquement comme dans un circuit base de temps permanent ou être déclenchée comme dans un circuit base de temps à déclenchement. Un dispositif de base de temps déclenché est d'habitude une combinaison d'un montage base de temps et d'un circuit de déclenchement, tels que ceux que l'on a décrits, mais il n'est pas toujours facile de trouver la ligne de séparation des deux parties. Dans ce chapitre on étudiera les différentes méthodes pour réaliser une base de temps, des exemples de circuits plus complexes apparaîtront aux paragraphes 7.4 et 7.5.

Pour beaucoup d'applications il est souhaitable de disposer d'un signal base de temps linéaire, on verra comment on y arrive. Une fois obtenu un balayage linéaire, il faut éviter la distorsion par les circuits de couplage. En particulier, nous rappelons le résultat du paragraphe 1.3 qu'une légère différenciation par un circuit RC supprime la linéarité. Cet effet peut être atténué en utilisant un circuit à très longue constante de temps, ou évité grâce à un couplage direct de la base de temps à l'utilisation.

5.1. Dispositif de base de temps comportant un thyatron (figure 42).

C'est une base de temps astable. Un condensateur C se décharge lentement dans une résistance R_2 et se charge rapidement à travers le thyatron. La tension de sortie étant ini-

tialement voisine de la H.T. et le thyatron éteint, le condensateur se décharge à travers R_2 . Lorsque la tension de la cathode est tombée à une valeur assez faible, le thyatron s'allume et la tension de sortie retourne presque instantanément à la valeur de la H.T. Si R_2 est assez grande, le courant n'est pas assez intense pour que la décharge se maintienne, le

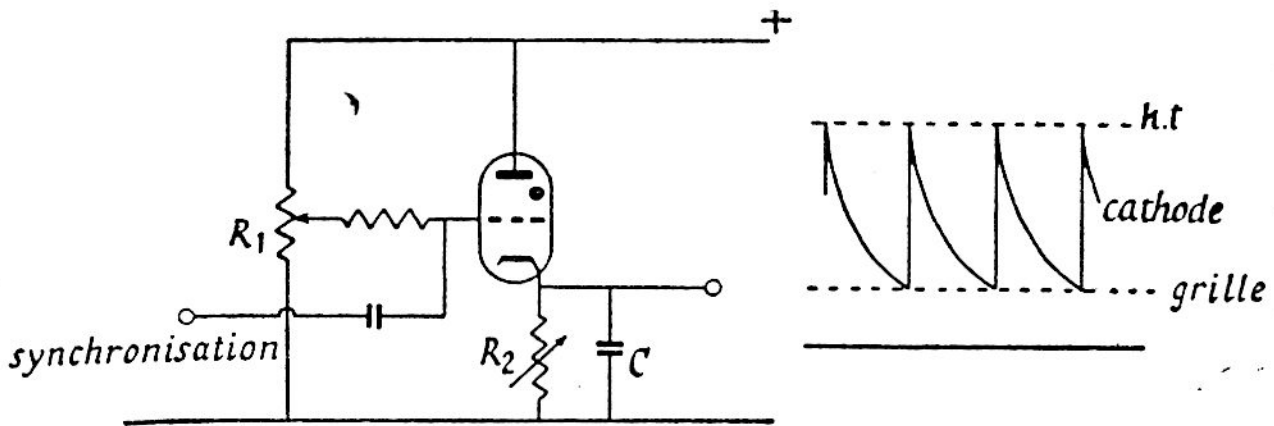


FIG. 42. — Base de temps comprenant un thyatron.

thyatron s'éteint et le cycle recommence. La tension d'allumage du thyatron est réglée par le potentiomètre R_1 qui commande le potentiel de grille. R_1 commande donc l'amplitude des dents de scie. Si on choisit une amplitude faible et qu'on n'utilise que le début de l'exponentielle, la base de temps est presque linéaire. Pour linéariser les bases de temps d'amplitude plus grande, on ne relie pas R_2 à la masse, mais à un potentiel fortement négatif qui est souvent disponible dans l'alimentation du tube cathodique. Dans ce cas, le condensateur C se décharge exponentiellement pour atteindre cette valeur du potentiel et le début de la courbe sera plus linéaire car il représente une plus faible fraction de la variation totale de tension.

Une autre méthode pour obtenir un dispositif de base de temps linéaire est d'utiliser à la place de la résistance R_2 une source de courant constant : si un courant constant circule dans le condensateur, la vitesse de décroissance de la tension aux bornes est constante. Les dispositifs étudiés paragraphes 2.7 et 2.8 sont utilisables. Avec une source de courant constituée par une pentode, on a le montage de la figure 43 où R_3

commande le courant de charge et donc la vitesse de balayage. On peut obtenir ainsi des balayages linéaires de plusieurs centaines de volts.

Les dispositifs à thyatron ont une fréquence limite à cause du temps de désionisation du tube. Le thyatron s'allumera trop tôt si la tension d'allumage est réappliquée trop vite après une décharge. Généralement, la fréquence maximale est 10 kHz. On doit utiliser des bases de temps avec des tubes à vide pour les fréquences supérieures.

5.2. Synchronisation.

On désire souvent synchroniser une base de temps, c'est-à-dire qu'elle ait la même période qu'un signal donné et donne sur l'oscilloscope une image fixe. Plus généralement, il peut

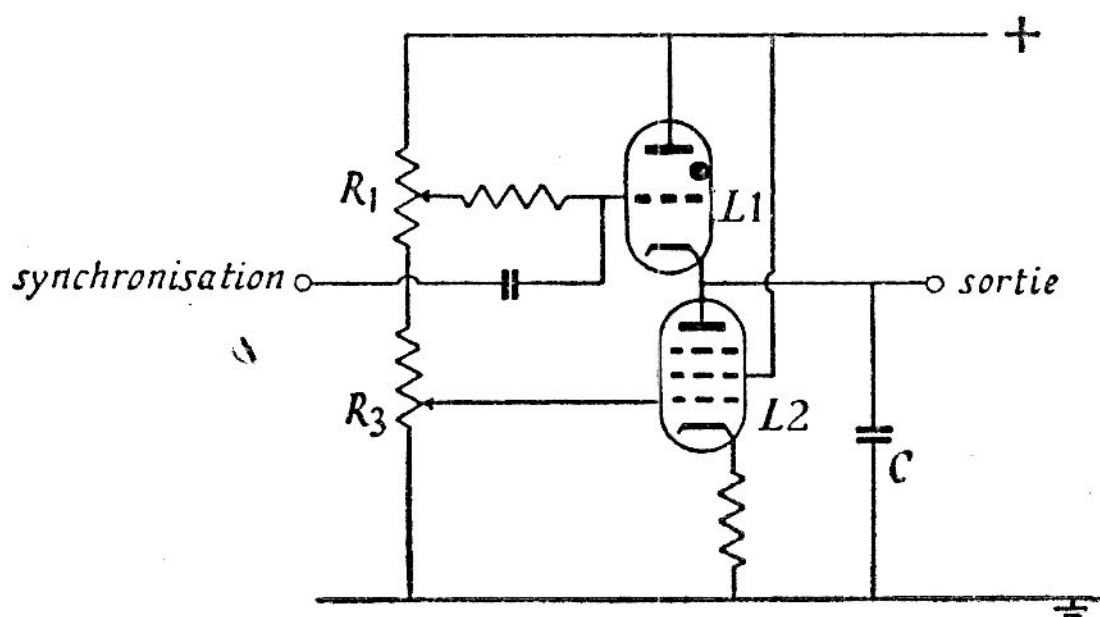


FIG. 43. — Base de temps à thyatron comprenant une source de courant constant.

être nécessaire de synchroniser un oscillateur d'un type quelconque (par exemple un générateur d'impulsions carrées) avec un signal donné de référence. Le procédé de synchronisation est toujours de même nature que celui étudié ici comme exemple dans le cas d'une base de temps avec un thyatron.

Le signal de référence est appliqué à l'oscillateur comme signal de synchronisation de façon à ce que l'oscillateur soit

obligé d'osciller en phase avec lui. Les deux signaux resteront en phase seulement si les deux fréquences sont identiques ou dans un rapport numérique simple. Il s'ensuit que si la fréquence propre de l'oscillateur est incorrecte, le signal de synchronisation doit la modifier. Dans le cas d'une base de temps permanente, cela peut se faire de deux façons : *a)* en modifiant l'amplitude du balayage, *b)* en modifiant la vitesse du balayage. Dans la plupart des circuits, c'est l'amplitude qui est modifiée par le signal de synchronisation, mais dans quelques récepteurs de télévision le synchronisme est obtenu en réglant la vitesse moyenne de balayage à l'aide d'un circuit relativement complexe.

Sur les bases de temps à thyatron des *figures 42 et 43*, le signal de synchronisation est appliqué par l'intermédiaire d'un condensateur sur la grille du tube. L'effet de ce signal

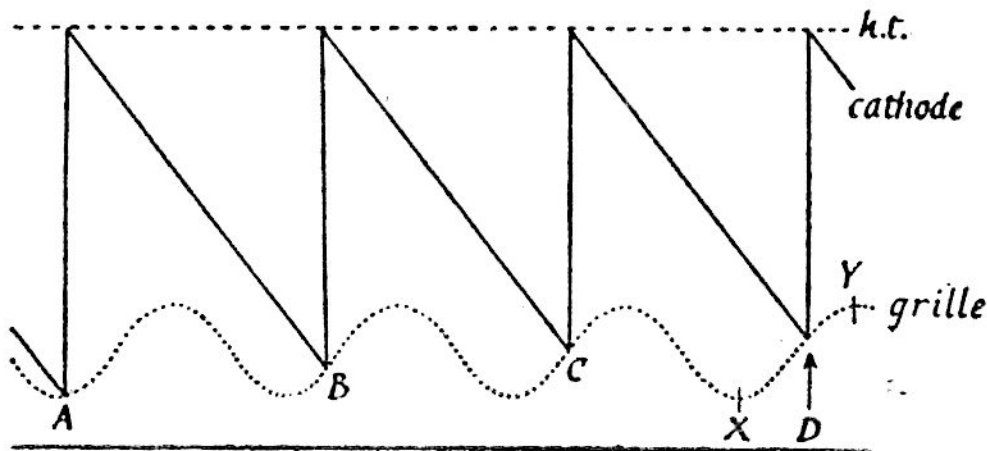


FIG. 44. — Synchronisation d'une base de temps à thyatron.

est illustré sur la *figure 44*, où nous supposons que le signal est sinusoïdal et que le thyatron s'allume lorsque les tensions de grille et de cathode sont égales. Soit *A* un point d'allumage initial et supposons que le balayage soit trop lent, les points d'allumage suivant *B* et *C* ne sont donc pas situés sur la courbe au même endroit que *A*. Le point d'allumage grimpe lentement le long de l'arc de sinusoïde, ce qui fait que l'amplitude du balayage est réduite et que la fréquence augmente. Si l'ajustement nécessaire de fréquences ne représente pas une variation trop importante, les deux fréquences coïncident

lorsque le point d'allumage est disons en C ; la base de temps a alors une fréquence égale à celle du signal de référence. L'équilibre ainsi atteint est stable, comme le montre l'étude ci-dessus. La base de temps corrigera elle-même les petites variations dans la fréquence de référence en faisant varier automatiquement le point C entre les limites X et Y . Si cependant le point d'allumage se situe sur la partie décroissante de l'arc, la position est instable et le point viendra rapidement se placer sur la partie croissante la plus voisine.

Il ressort de cette étude que le moment auquel le balayage se stabilise dépend des fréquences relatives de celui-ci et du signal. Si la fréquence propre du balayage est correcte, le thyatron s'allumera lorsque la tension du signal devient nulle. Mais si on fait varier une des fréquences, il y a une variation progressive de la différence de phase jusqu'à ce que l'une des limites X ou Y soit atteinte et que le balayage ne se stabilise plus. On peut observer ce fait sur la plupart des oscilloscopes : la courbe se déplace sur l'écran si on agit sur la fréquence de balayage jusqu'au moment où la variation est trop grande et où le synchronisme se perd.

5.3. Base de temps de Puckle (*figure 45*).

C'est une base de temps donnant un balayage permanent, mais le tube à vide d'un circuit de déclenchement remplace le thyatron de la *figure 42*. Le montage est inspiré de celui du multivibrateur (§ 3.1) mais on utilise un couplage direct entre une anode et la grille opposée. La réponse apparaît sur la cathode de L_2 , elle est le résultat de la décharge du condensateur C à travers la résistance R_3 .

Supposons qu'initialement cette tension de sortie soit voisine de la H.T. L_1 est conducteur, il existe une différence de potentiel de quelques centaines de volts aux bornes de R_1 , aussi la grille de L_2 est-elle négative par rapport à la cathode et L_2 est bloqué. Cet état persiste pendant que le condensateur se décharge avec la constante de temps R_3C jusqu'au moment où la tension de la cathode de L_2 est devenue égale à la tension de grille. L_2 commence alors à être conducteur et par effet cumulatif L_1 est bloqué, la tension de son anode atteint la

valeur de la H.T. et le condensateur C se charge à travers L_2 qui est maintenant conducteur. Lorsque la tension aux bornes de C approche de la H.T., le courant à travers L_2 diminue progressivement, la chute de tension aux bornes de R_2 devient insuffisante pour que L_1 reste bloqué. L_1 redevient conducteur et le circuit à déclenchement revient à l'état initial. On verra

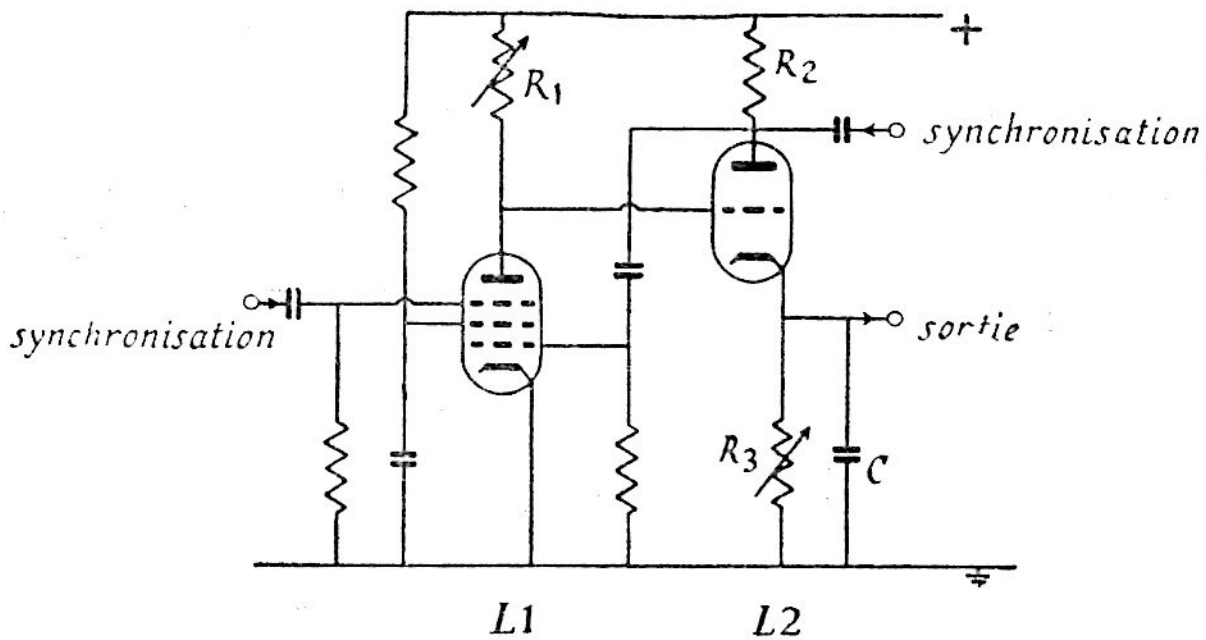


FIG. 45. — Base de temps de PUCKLE.

que la constante de temps du circuit de découplage RC entre L_2 et L_1 n'a pas d'effet sur le fonctionnement si elle est plus longue que le temps de retour, c'est-à-dire le temps pris par le condensateur pour se recharger à travers L_2 .

La tension de sortie pour laquelle le circuit bascule est commandée par le potentiel de grille de L_2 et peut être modifiée en agissant sur R_1 ou en modifiant le courant d'anode de L_1 . La résistance R_1 devient donc l'organe de commande de l'amplitude du balayage, et la base de temps peut être synchronisée avec un signal de référence utilisé pour régler le courant de L_1 . Ce signal peut être appliqué, soit sur l'anode de L_2 (il atteindra la grille de commande de L_1 à travers le circuit de couplage RC) ou mieux sur une des grilles supplémentaires de L_1 . Ainsi, dans L_1 , on peut utiliser à la fois la grille

de commande et la grille supprimeuse ; sur l'une on applique le signal de synchronisation, on relie l'autre à l'anode de L_2 .

Dans ce montage, le signal base de temps sera exponentiel. Pour avoir une base de temps linéaire, il faut remplacer R_3 par une source de courant constant comme au paragraphe 5.1 (voir *figure 43*). L'impulsion négative qui apparaît sur l'anode de L_2 pendant le retour peut être utilisée pour faire disparaître le faisceau électronique du tube cathodique pendant cette période et rendre le retour sur l'écran invisible.

5.4. Base de temps "bootstrap"

La *figure 46* indique un autre moyen d'obtenir une base de temps linéaire. Dans ce montage, le condensateur C_1 se charge lentement à travers la résistance R_1 , ce qui produit une dent de

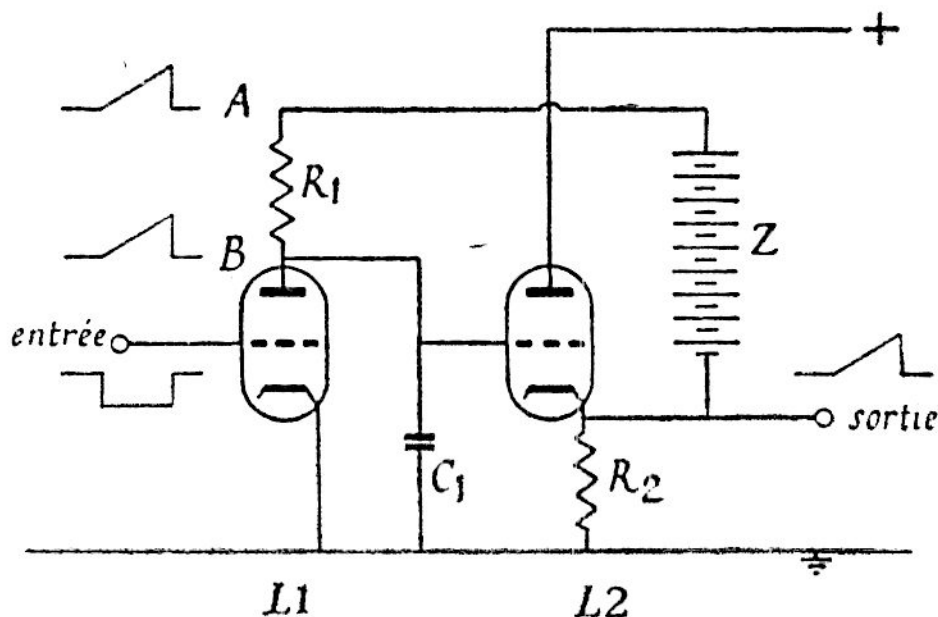


FIG. 46. — Schéma d'une base de temps "bootstrap."

scie positive, et enfin le condensateur se décharge à travers L_1 . Le fonctionnement est commandé par une impulsion carrée appliquée sur la grille de L_1 à l'aide d'un générateur d'impulsions carrées (il n'est pas figuré). Ce montage est commode pour produire un balayage déclenché. Nous supposons un état initial de repos, où L_1 est conducteur et où le potentiel de son anode (point B) est voisin de celui de la masse.

Lorsque L_1 est bloqué par une impulsion négative appliquée sur sa grille, le courant qui traverse R_1 est obligé de traverser le condensateur C_1 et le potentiel en B augmente lentement. Si la borne A de la résistance est reliée à la H.T., le condensateur se charge de façon exponentielle comme d'habitude. Pour obtenir une base de temps linéaire, il faut que le courant qui traverse R_1 soit constant, c'est-à-dire que la tension aux bornes de R_1 doit être constante, le signal qui apparaît

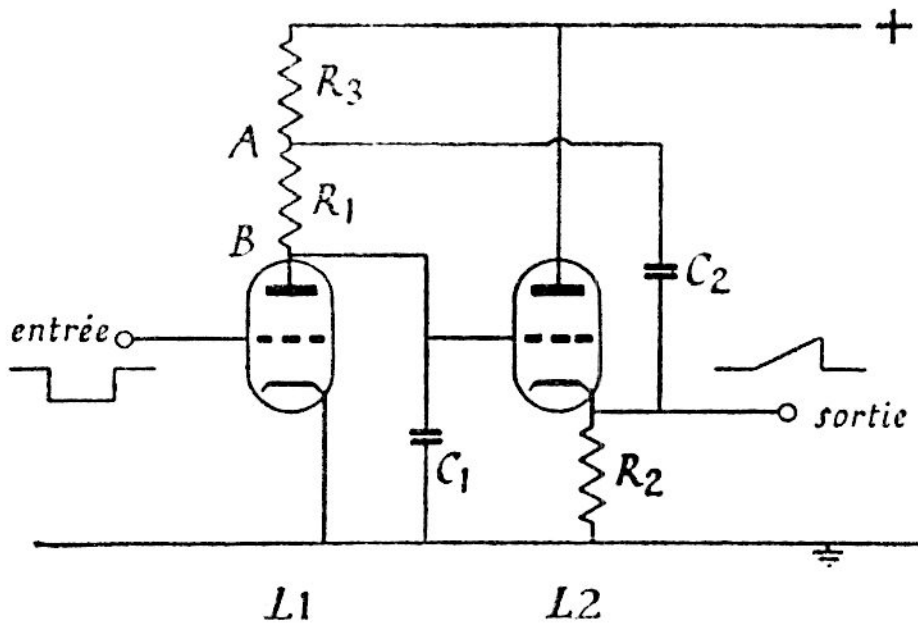


FIG. 47. — Montage pratique de base de temps avec circuit amplificateur à contre-réaction.

en A apparaît donc aussi en B . On peut y arriver en reliant A non pas à la H.T., mais indirectement à la cathode de L_2 comme sur la figure.

Le tube L_2 est à cathode asservie, le signal en dent de scie appliqué sur la grille apparaît aussi à la cathode. Parce que le point A est relié à la cathode par l'intermédiaire de la batterie Z , la différence de potentiel est constante entre A et la cathode et on obtient le résultat désiré. En réalité, la différence de potentiel aux bornes de R_1 n'est pas tout à fait constante car le gain du montage à cathode asservie n'est pas exactement 1. Avec un gain très peu inférieur à 1, la tension en A est un peu

plus faible, le courant dans R_1 diminue donc un peu et la base de temps n'est pas tout à fait linéaire.

Le trajet du courant de charge est le suivant. Partant du pôle positif de la H.T., le courant traverse L_2 , la batterie Z , la résistance R_1 , le condensateur C_1 et arrive au pôle négatif de la H.T.

En pratique, on remplace la batterie Z par un condensateur de forte capacité qui agit comme une force électromotrice constante pendant le balayage. Le circuit est celui de la *figure 47*. A l'état de repos, le courant circule à travers R_1 , R_3 , L_1 et arrive à la masse. Pendant le balayage, le courant à travers R_1 reste le même, mais celui qui traverse R_3 diminue la différence étant due au condensateur C_2 . La vitesse à laquelle se décharge le condensateur est donc contrôlée initialement par la constante de temps R_3C_2 (indépendamment de R_1). Cette constante de temps doit être assez grande pour qu'on puisse être sûr que la variation de tension aux bornes de C_2 sera faible pendant le balayage : autrement, la tension aux bornes de R_1 ne serait pas constante et le balayage ne serait pas linéaire.

5.5. Base de temps de Miller (*figure 48*).

C'est une base de temps linéaire de très grande qualité qui a beaucoup d'applications en électronique. La linéarité peut être excellente et de plus on utilise un seul tube pour commander la charge et la décharge du condensateur. On applique une impulsion carrée sur la grille supprimeuse, ce qui déclenche le mécanisme.

Supposons que la grille supprimeuse soit initialement négative, ce qui empêche qu'il y ait un courant anodique. L'anode est au potentiel de la H.T., la grille de commande est à un potentiel nul, il y a un courant de grille et tout le courant débité par le tube est capté par l'écran. Lorsqu'une impulsion positive amène la tension de la grille supprimeuse à une valeur nulle, il y a apparition d'un courant d'anode et la tension de l'anode tombe brusquement, mais peu, car cette chute de tension est transmise par C_1 à la grille de commande et le courant d'anode tend à s'annuler. L'équilibre est atteint

lorsque le tube est presque bloqué, c'est-à-dire débite un courant suffisant pour provoquer la chute de tension faible mais nécessaire à l'anode. Cette chute est donc presque égale à la tension de cut off du tube, c'est-à-dire 5 à 10 volts (point *A* du schéma donnant les formes des signaux).

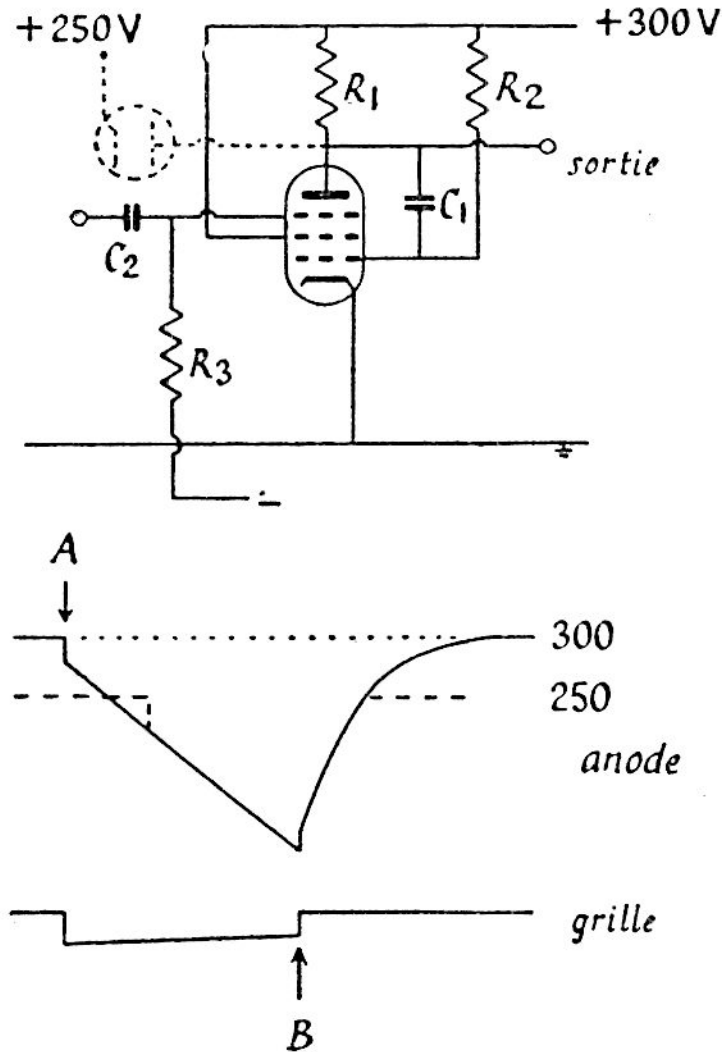


FIG. 48. — Base de temps de MILLER. En pointillé, la diode qui sert à limiter l'augmentation de la tension d'anode.

Cet état d'équilibre n'est cependant pas permanent, car le courant qui circule dans R_2 (qui, au début, allait à la masse comme courant de grille) doit maintenant traverser C_1 . La tension aux bornes de C_1 diminue donc progressivement, ce faisant la tension de grille augmente légèrement et la tension d'anode diminue. En fait, la variation de tension aux bornes de C_1 apparaît presque entièrement à l'anode plutôt que sur

la grille, car l'interaction entre grille et anode par l'intermédiaire de C_1 conduit à un état d'équilibre transitoire à chaque instant. Si la tension grille augmentait trop, la tension d'anode tomberait, portant la grille de nouveau à une tension négative correspondant à un équilibre. Le résultat est que si le facteur d'amplification du tube est A , une chute de la tension anodique V est accompagnée d'une légère augmentation V/A de la tension de grille et la variation de tension aux bornes du condensateur est $V \times (1 + A)/A$.

Le signal recueilli à l'anode est linéaire, car le condensateur est chargé par un courant presque constant, la tension aux bornes de R_2 à travers laquelle tout le courant circule étant presque constante. En fait, pour une amplitude de balayage V , la tension de grille varie de V/A , ce qui est une petite fraction de la tension d'alimentation totale V_0 qui est appliquée à R . La pente de la base de temps varie du début à la fin de V/AV_0 . Par exemple, avec un tube donnant un gain $A = 100$ et pour $V = \frac{1}{2} V_0$ la pente varie seulement de 0,5 %. La linéarité peut en principe être améliorée indéfiniment en augmentant l'amplification et en utilisant au besoin un amplificateur à plusieurs étages au lieu d'un seul tube.

La pente du balayage quasi linéaire à l'anode est déterminée par le condensateur C_1 , la résistance R_2 et la tension V_0 appliquée à R_2 . C'est une bonne approximation de prendre comme expression de la pente $V_0/R_2C_1 \times A/(1 + A)$, si V_0 est grande par rapport à la tension de cut off du tube. La pente est pratiquement indépendante de A , donc de R_1 , et des caractéristiques du tube si $A \gg 1$.

Il est intéressant de remarquer que la non linéarité de la caractéristique du tube n'a pas d'influence sur la forme de la réponse. Même pour un amplificateur non linéaire, le raisonnement donné ci-dessus démontre la linéarité de la base de temps. Ceci implique que le signal sur la grille doit être non linéaire de façon à compenser exactement l'absence de linéarité du tube.

Pour compléter la description du dispositif nous allons supposer que l'impulsion carrée positive appliquée sur la grille supprimeuse cesse lorsqu'on atteint le point B , cette grille devenant négative le courant d'anode s'annule et la tension

anodique augmente très rapidement, entraînant la tension de grille, jusqu'au moment où il y a un courant de grille qui circule. Alors la tension anodique ne peut plus augmenter qu'exponentiellement avec la constante de temps $R_1 C_1$, le condensateur C_1 se chargeant à travers la résistance de charge R_1 pour que la tension entre ses armatures reprenne sa valeur initiale. Le temps de retour de la base de temps de MILLER tend donc à être assez long. On peut le réduire grâce à une diode qui empêche la tension d'anode d'atteindre la valeur de la H.T. Ce montage est figuré en pointillé et le signal obtenu est également figuré en pointillé. Le temps de retour assez long implique que cette base de temps ne peut être utilisée que par intermittence, par exemple, comme dispositif de base de temps déclenchée (voir cependant § 7.4).

Il y a naturellement une limite pour l'amplitude du balayage linéaire que peut donner le dispositif de MILLER. Lorsque la tension anodique atteint le coude de la caractéristique de la pentode (entre 50 et 100 volts), le courant tend à s'écouler par l'écran plutôt que par l'anode. On atteint finalement un point où la tension anodique reste constante et la tension de grille est nulle. Si R_1 est faible, la région où la grille commence à débiter peut être atteinte avant que la tension anodique atteigne le coude de la caractéristique et le balayage linéaire cesse brusquement. Dans les deux cas, les tensions aux différents points du circuit resteront constantes jusqu'à ce que l'impulsion sur la grille d'arrêt cesse et que le retour à l'état initial se fasse.

Une propriété utile du circuit de MILLER est sa faible impédance de sortie. Nous avons déjà vu que la pente du signal en dent de scie est pratiquement indépendante de la charge d'anode R_1 pourvu que le facteur d'amplification A soit élevé. Cela entraîne que si on ajoute en parallèle sur R_1 une résistance de charge extérieure, il y aura une très petite variation des propriétés du circuit, donc l'impédance de sortie est faible. Pour faire un raisonnement quantitatif, remarquons que toutes les variations de tension à la sortie sont renvoyées sur la grille par l'intermédiaire du condensateur C_1 (indépendamment du fait que le condensateur se charge, engendrant le balayage). Le montage est celui d'un amplificateur où le signal de sortie est entièrement renvoyée à l'entrée par un circuit de contre-

réaction. Pour trouver l'impédance de sortie, on utilise le théorème de THÉVENIN (§ 1.5), c'est-à-dire qu'on calcule l'impédance présentée par le circuit à un générateur de tension relié à l'anode. Si on applique une tension de $+1$ volt sur l'anode, elle apparaît aussi à la grille, augmentant l'intensité du courant de s . Ce courant supplémentaire, ainsi que celui représentant la variation d'intensité du courant qui traverse R_1 , doit être fourni par la source de tension extérieure. L'impédance apparente est donc égale à $1/s$ en parallèle avec R_1 , c'est l'impédance de sortie, qui peut généralement être prise égale à $1/s$ avec une précision suffisante. On voit ainsi que l'impédance de sortie du dispositif de base de temps de MILLER est aussi faible que celle d'un montage à cathode asservie, souvent de l'ordre de quelques centaines d'ohms. Cela signifie que le circuit pourra produire, avec peu de distorsion, des signaux aux bornes de circuits comprenant de faibles résistances et de grandes capacités réparties.

Les capacités réparties à la sortie des dispositifs de base de temps sont généralement dues aux plaques de déviation et aux connexions d'un tube cathodique et peuvent être grandes. Dans les circuits précédents, le signal est produit par la charge d'un condensateur réservoir dont une plaque est reliée à la masse, l'effet des capacités parasites est seulement d'augmenter la taille du condensateur, ce qui affecte la vitesse du balayage mais pas la linéarité. D'un autre point de vue, cet effet des charges capacitatives est dû au fait que l'impédance de sortie du circuit est capacitive et non résistive.

Dans le dispositif de base de temps de MILLER, cependant, le condensateur réservoir n'est pas relié à la masse et l'impédance de sortie est résistive et égale à $1/s$ comme nous l'avons vu. Avec les capacités réparties, cette impédance constitue un circuit intégrateur, dont les effets sont ceux décrits au paragraphe 1.2. Il y a une période transitoire initiale pendant un temps égal à la constante de temps du circuit intégrateur RC et la réponse est différée d'un temps égal à RC . La faible impédance de sortie du circuit de MILLER maintient ces effets dans des limites raisonnables. Avec des valeurs caractéristiques telles que $R = 200$ et $C = 100$ pF, on a $RC = 0,02$ μ s, ce qui indique que ces effets sont généralement tout à fait négligeables.

L'intégration des signaux produit par le dispositif de MILLER est légèrement différente de celle étudiée au paragraphe 1.2 à cause de la petite marche verticale, d'amplitude disons v au début de la dent de scie. Ceci peut être utilisé en effet pour fournir le délai que demande le circuit intégrateur ; ainsi, si la constante de temps du circuit intégrateur est convenablement choisi $RC = R_2 C_1 (v/V_0)$ le balayage a lieu à la bonne vitesse dès le début et la période transitoire est éliminée. La valeur pratique de cette « astuce » de montage n'est cependant pas très grande.

En conclusion, on notera que le déclenchement et l'arrêt de la base de temps de MILLER peuvent se faire d'un grand nombre de façons, l'utilisation de la grille supprimeuse exposée ci-dessus en est une parmi d'autres. Le circuit peut aussi être utilisé pour faire l'intégration par rapport au temps d'un signal car la réponse à chaque instant est presque parfaitement l'intégrale par rapport au temps de la tension V_0 appliquée à la résistance R_2 . Ceci est vrai en particulier si on remplace la lampe unique par un amplificateur à plusieurs étages à couplage direct. Un circuit identique où l'on échangerait R_2 et C_1 peut être utilisé pour obtenir une dérivation au sens mathématique. Un circuit à déclenchement qui combine le principe du montage transitron (§ 4.6) et celui de la base de temps de MILLER a été appelé le *phantastron* et a donné naissance à toute une famille de circuits dérivés ⁽¹⁾. On les utilise surtout comme bases de temps déclenchées, ou pour produire des impulsions dont la durée variable est reliée linéairement et précisément à un dispositif préalable de commande de la tension (cf. § 7.4).

5.6. Base de temps ayant une région mobile à balayage rapide (figure 49).

Ce circuit a comme effet d'agrandir horizontalement une petite partie de la figure sur l'écran de l'oscilloscope cathodique en accélérant le balayage dans cette région. C'est comme si

⁽¹⁾ Voir : O.S. PUCKLE, *Time Bases* ; D. SAYER, Production de signaux rapides, dans *Waveforms*, M.I.T. Radiation Laboratories, séries n° 19. Traduction française : Chiron (Paris).

on avait mis sur la *figure* une lentille cylindrique grossissante. La région à balayage rapide peut être réglée de façon à donner une vue détaillée d'une région quelconque de la courbe à étudier. On y arrive au moyen de deux tubes jumelés couplés

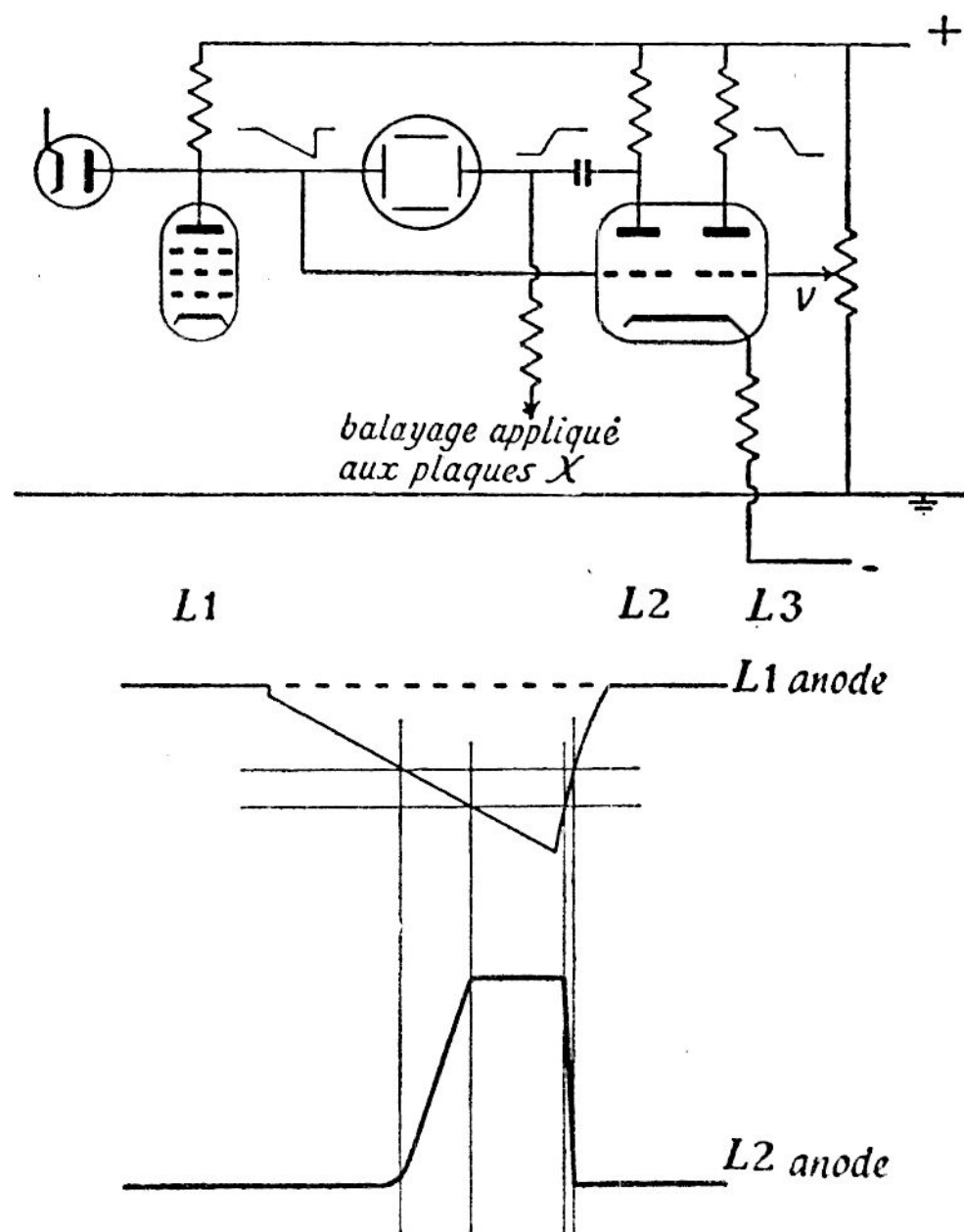


FIG. 49. — Base de temps avec une région à balayage rapide.

par la cathode L_2 et L_3 . L_1 est le tube d'un dispositif de base de temps de MILLER constituant la base de temps principale, il donne un balayage, correspondant à une décroissance de la tension, qui est appliquée directement sur la plaque X1 de l'oscillographe, ainsi que sur la grille de L_2 qui

est conducteur au début car la tension de grille de L_3 est plus négative. A partir d'un certain point, déterminé par la tension de polarisation v appliquée sur la grille de L_3 , le courant de L_2 se bloque. La tension anodique de L_2 est donc initialement constante et faible, elle augmente quand L_2 se bloque et se fixe à nouveau à une valeur constante, comme le montre le diagramme. La région où elle croît est une reproduction amplifiée d'une partie du signal qui sert de base de temps ; le nouveau signal, bien qu'il subisse une distorsion due à la courbure des caractéristiques de la lampe, est suffisamment linéaire sur la plus grande partie de la montée et est appliqué aux plaques $X2$ de déviation de l'oscillographe ; il ne se produit rien tant que la tension est constante mais lors de la montée rapide le spot est entraîné rapidement, d'où l'existence d'une région où il est accéléré. La situation de cette région peut être modifiée en agissant sur la tension de polarisation v et ainsi on peut faire un examen détaillé d'une partie quelconque de la courbe à étudier. Dans d'autres applications, le signal donné par les deux tubes jumelés peut être utilisé par des circuits secondaires et engendrer des impulsions de marquage, des signaux utilisés comme portes, des dispositifs séparés de base de temps identiques à celui qu'on vient de décrire, etc..., tous variables en agissant sur la tension de polarisation v . Un tel cas est étudié au paragraphe 7.3.

5.7. Etalonnage des dispositifs de base de temps.

Dans le cas d'une base de temps astable qui peut être synchronisée avec un signal extérieur, on fait aisément l'étalonnage dans le temps. On observe simplement un signal de fréquence connue sur l'oscillographe.

Pour une base de temps déclenchée, le problème est plus difficile. Généralement on ne peut pas utiliser, pour faire basculer le circuit, un signal de fréquence élevée car le circuit n'a pas le temps de revenir au repos après le balayage, dans l'intervalle entre deux signaux. La courbe obtenue sur l'écran est floue et instable. Pour obtenir une courbe nette, le signal étalon doit être divisé en groupes d'oscillations séparés par des périodes de repos. On y arrive en envoyant le signal périodique

sur la grille de commande d'un tube, la grille supprimeuse étant commandée par une porte (§ 7.8). Il n'y a pas de courant d'anode lorsque la grille supprimeuse est négative, il en résulte que le signal périodique est totalement modulé par le signal carré qui constitue la porte. La base de temps peut alors basculer sous l'action de la première oscillation d'un groupe et on obtient une bonne image des oscillations suivantes, la période de repos qui suit donne au circuit le temps de revenir à l'état initial, ainsi les courbes se superposent parfaitement.

Une autre méthode consiste à utiliser un circuit résonnant. C'est un circuit accordé qui commence à osciller à une fré-

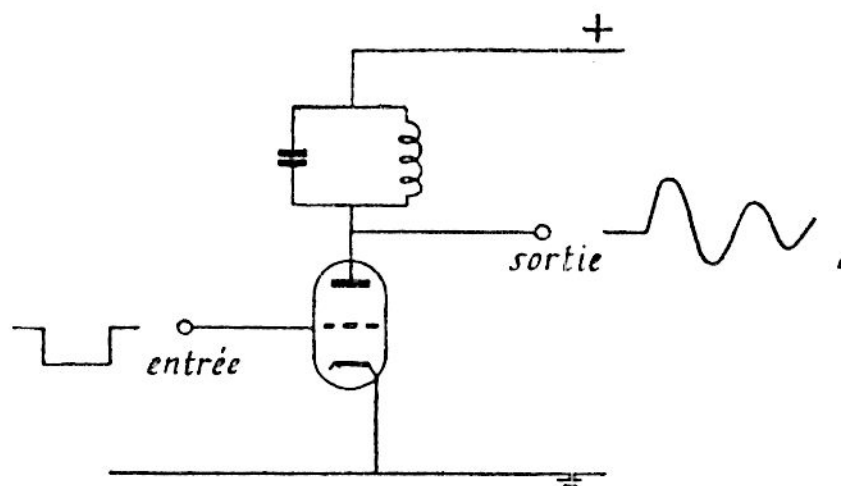


FIG. 50. — Circuit d'étalonnage en fréquence pour une base de temps.

quence connue au commencement du balayage. Dans le circuit de la *figure 50*, le courant constant i qui circule dans le circuit résonant relié à l'anode est brusquement interrompu si on applique une impulsion négative sur la grille. On obtient alors un train d'oscillations amorties ayant la fréquence propre du circuit, l'amplitude initiale étant $i\sqrt{L/C}$. Si le circuit est mis en oscillation par un signal carré en relation avec le signal de base de temps, la réponse sera en synchronisation parfaite et pourra être utilisée pour l'étalonnage. Le circuit résonnant est réglé à la fréquence désirée en l'accordant à la résonance à l'aide d'un oscillateur auxiliaire.

Théoriquement, la sortie du circuit résonnant est relié au tube cathodique par l'intermédiaire d'un montage à cathode asservie, de façon qu'il soit isolé des capacités parasites qui sont importantes et peuvent être variables. On peut empêcher l'amortissement à l'aide d'une inductance de couplage donnant une réaction positive, on obtient ainsi un grand nombre d'oscillations. (Il n'y a pas de danger que l'oscillation devienne permanente, car le circuit est amorti lorsque le tube redevient conducteur entre les balayages.) Mais ce sont des raffinements, le circuit de la *figure 50* est souvent satisfaisant et particulièrement pour un étalonnage grossier d'une base de temps rapide et déclenchée.

CHAPITRE VI

AMPLIFICATEURS D'IMPULSIONS

On a implicitement supposé dans les chapitres précédents que les impulsions étaient amplifiées. Tous les circuits à déclenchement, par exemple, comprennent un amplificateur et pour le bon fonctionnement du circuit il est essentiel que l'amplificateur réponde de façon satisfaisante au signal d'impulsion. Quelques éléments fondamentaux des amplificateurs d'impulsion ont été mentionnés au paragraphe 2.3 ; nous allons maintenant reprendre le sujet plus en détail.

Il y a deux façons distinctes mais complémentaires d'étudier les performances d'un amplificateur ou d'un système de transmission. La première consiste à chercher la forme des réponses en régime transitoire en utilisant directement les notions d'intégration et de dérivation analysées aux paragraphes 1.2 et 1.3. Cette méthode donne directement la forme de la réponse, mais devient inutilisable pour un amplificateur à plusieurs étages car le signal pour chaque étage n'est plus une simple impulsion carrée ou en dents de scie, mais a subi des distorsions de la part des précédents étages. Il est néanmoins fructueux d'examiner la réponse de chaque étage l'un après l'autre à une impulsion d'entrée idéale et hypothétique, car on peut déceler ainsi le point faible de la chaîne et arriver à une bonne estimation de la performance de l'ensemble.

Dans la seconde méthode, on décompose le signal par la méthode de FOURIER en composantes sinusoïdales. Le facteur d'amplification et le déphasage pour chaque composante ont mesurés pour l'amplificateur complet en utilisant un

générateur de signaux sinusoïdaux, ou calculés en utilisant les méthodes familières de l'analyse vectorielle, les réponses correspondant à chaque composante sont recombinaées pour donner la réponse au signal initial. La transformée de FOURIER, et son inverse, sont, en général, difficiles à calculer, mais pour les amplificateurs pratiques et des signaux carrés on a pu donner des règles générales reliant la réponse en fréquence de l'amplificateur à la forme du signal de sortie. La méthode peut être appliquée aussi facilement à un amplificateur d'un nombre quelconque d'étages, pourvu que les caractéristiques de l'amplificateur concernant la fréquence et la phase soient connues.

Ces deux façons d'aborder le problème de l'étude d'un amplificateur, l'une fondée sur l'étude de la réponse en régime transitoire et l'autre de la réponse en régime sinusoïdal, conduirait au même résultat si on traitait le problème exactement. En pratique, cependant, pour un amplificateur à plusieurs étages, aucune méthode ne peut être utilisée sans approximation, mais elles donnent toutes deux une bonne évaluation des performances. Il faut connaître les deux méthodes et utiliser celle qui donne le résultat le plus rapidement.

6.1. Spectre d'une impulsion carrée.

On étudiera d'abord l'amplification d'une impulsion carrée de durée T comme sur la *figure 51 a*. S'il n'y a qu'une seule impulsion, la transformation de FOURIER donne un spectre continu de fréquence (*fig. 51 b*). Il y a une composante continue ou de fréquence nulle, car le potentiel moyen du signal n'est pas nul. Lorsque la fréquence augmente, l'amplitude diminue progressivement, atteignant zéro pour la fréquence $1/T$. Au delà la contribution des composantes de hautes fréquences est plus faible, comme l'indique la *figure*.

Ce diagramme est identique à celui obtenu en optique physique pour la figure de diffraction de FRAUNHOFER d'une fente. En fait, on peut démontrer que la *figure* de diffraction d'une ouverture quelconque est toujours la transformée de FOURIER de sa fonction de transparence. Dans ce cas, la fonction de transparence d'une fente de largeur d serait celle donnée

par la *figure 51 a* et la figure de diffraction celle de la *figure 51 b* avec son premier zéro pour un angle λ/d . Cette correspondance entre transformation de FOURIER et la diffraction peut servir à établir un résultat dans un des domaines si on le connaît dans l'autre domaine.

Pour une impulsion de durée T se répétant régulièrement avec une fréquence f , on décompose en série de FOURIER. Le spectre qui ne comprend plus maintenant que les fréquences $f, 2f, 3f,$

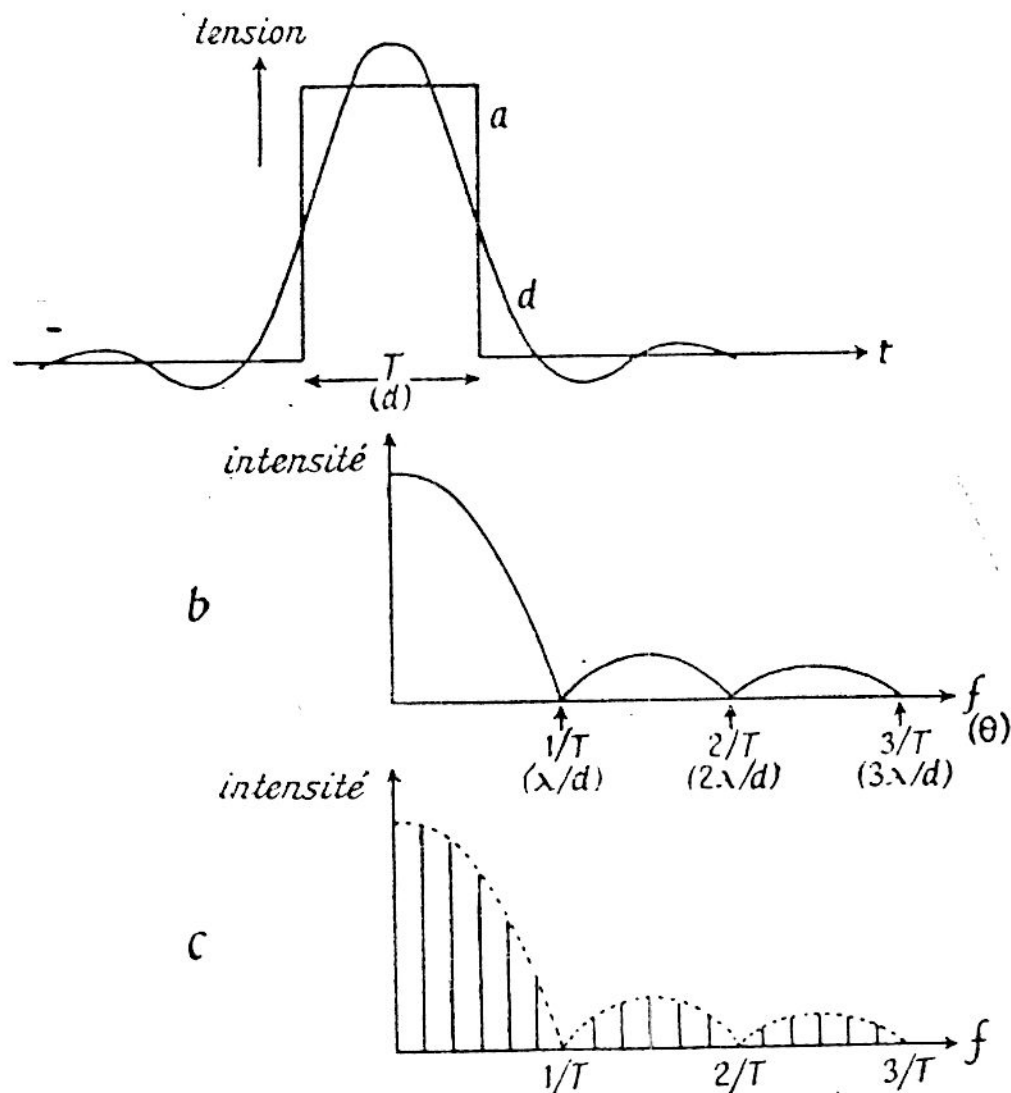


FIG. 51.

- a) Impulsion carrée.
- b) Spectre de a).
- c) Spectre d'impulsions régulièrement espacées.
- d) Réponse idéale si l'amplificateur transmet toutes les fréquences jusqu'à $1/T$ seulement et qu'il n'y a pas de déphasage.

etc..., se réduit à une série de lignes comme sur la *figure 51 c*. L'enveloppe de ces lignes est la courbe de la *figure 51 b* et correspond à la transformée d'une seule impulsion, la structure discontinue révèle la nature périodique du phénomène. Si le rapport durée-intervalle des impulsions est petit, la fréquence $1/T$ du premier zéro est beaucoup plus grande que f , les lignes sont serrées à la limite, on retrouve le spectre continu de la *figure 51 b*.

Théoriquement, le spectre entier s'étendant jusqu'à une fréquence infinie doit être transmis si on veut que l'impulsion soit reproduite exactement. Cependant, en pratique, on trouve que la reproduction est acceptable si seules les fréquences jusqu'au premier zéro, $1/T$, sont transmises. Si l'on exclut les fréquences supérieures à cette limite $1/T$, l'impulsion de sortie est donnée par la *figure 51 d*. L'impulsion est un peu allongée et les coudes brusques sont arrondis à cause de l'absence de composantes de haute fréquence. Mais c'est encore une impulsion qui ressemble suffisamment à l'original. Ainsi le critère pratique de reproductibilité d'une impulsion carrée de durée T sera la transmission par l'amplificateur des fréquences allant au moins jusqu'à $1/T$. Si la bande passante est plus étroite, l'impulsion de sortie sera encore plus arrondie, allongée et réduite en amplitude. Si, par contre, des fréquences supérieures passent, l'impulsion sera plus proche de la forme carrée, ses flancs plus raides et généralement elle sera plus proche de l'original. Le critère exact à adopter pour un problème particulier dépend de la fidélité avec laquelle on désire reproduire l'impulsion d'entrée. Si tout ce qu'on veut est avoir une impulsion à la sortie, il suffit que les fréquences jusqu'à $1/T$ passent. Mais si une impulsion à flancs raides et à sommet plat est nécessaire, la bande passante doit s'étendre à plusieurs fois la valeur $1/T$.

Il s'ensuit qu'un amplificateur avec une fréquence de coupure supérieure ou égale à f_2 reproduira convenablement les impulsions de durée $1/f_2$. Des impulsions plus longues seront reproduites plus fidèlement, avec des flancs raides et une forme bien carrée, tandis que des impulsions plus brèves seront sérieusement distordues et affaiblies en amplitude. C'est ce que montre la *figure 52*.

La raideur des flancs de l'impulsion à la sortie est indépendante de la durée de l'impulsion et est déterminée par la fréquence maximale f_2 que le système transmet. La raideur est convenablement évaluée au moyen du temps de montée t_m , qui est défini généralement par la durée nécessaire pour que l'amplitude passe de 10 % à 90 % de sa valeur finale. Pour relier le temps de montée à la fréquence supérieure de coupure f_2 (pour laquelle l'amplitude de la réponse est $1/\sqrt{2}$ fois celle au centre de la bande) on utilise la formule approchée

$$t_m = 1/3 f_2. \quad (13)$$

Cette relation est valable à 10 % près et s'applique à tous les types d'amplificateur. t_m est souvent appelé le *temps de montée de l'amplificateur*. En rapprochant cette notion de notre critère

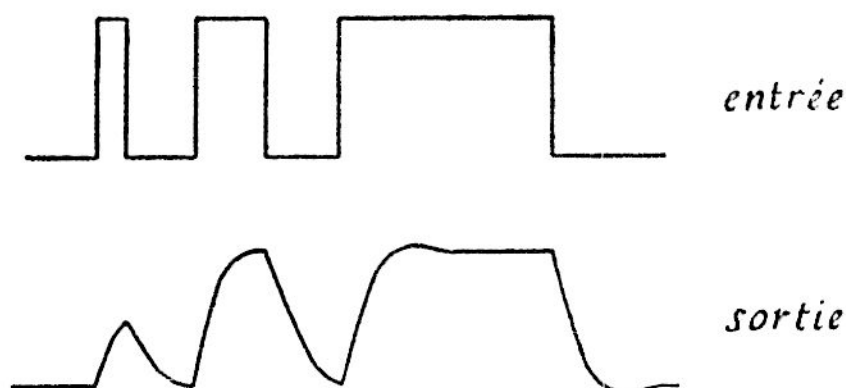


FIG. 52. — Réponse d'un amplificateur à des impulsions de durées différentes, montrant que les plus courtes sont les plus distordues.

$T = 1/f$ pour la durée minimale des impulsions que l'amplificateur peut reproduire, nous trouvons que, dans ce cas, le temps de montée est environ le tiers de la durée de l'impulsion originale, résultat qui est évidemment bien du bon ordre de grandeur. La fin de l'impulsion sera, naturellement, exactement de même forme (mais de sens inverse) pourvu que le système de transmission soit linéaire.

Nous voyons donc maintenant que pour reproduire une impulsion de durée donnée ou un front d'impulsion de pente

donnée, les fréquences jusqu'à une certaine valeur minimale f_2 doivent être transmises. La limite inférieure f_1 est voisine de zéro (voir § 6.6) et on a l'habitude d'appeler f_2 la *largeur de bande* du système. Pour la reproduction fidèle des impulsions et des fronts d'onde, la bande passante doit être large et c'est pourquoi nous avons besoin d'amplificateur à large bande et que nous devons prendre les mesures nécessaires pour accroître autant que possible la largeur de bande. Dans les paragraphes suivants, nous traiterons les montages amplificateurs à large bande.

6.2. Le produit gain-largeur de bande.

Parce qu'il faut que l'amplification ait lieu sur toute une bande de fréquences, l'amplificateur à couplage par résistance est la base de tout montage à large bande. C'est une simple extension de la technique des amplificateurs basses fréquences aux plus hautes fréquences. Pour une pentode avec une résistance R de charge anodique, de pente s , le gain G aux moyennes fréquences est sR . En haute fréquence, l'impédance de la charge anodique est réduite à cause des capacités réparties C qui la shuntent. Ceci entraîne un déphasage et une chute du gain en haute fréquence. L'amplitude de la réponse est réduite de $1/\sqrt{2}$ lorsque les impédances R et $jC\omega$ sont égales. On obtient ainsi la largeur de bande

$$B = f_2 = 1/2 \pi RC. \quad (14)$$

Le produit gain par largeur de bande est

$$GB = s/2 \pi C \quad (15)$$

il est indépendant de la valeur de la résistance de charge anodique R . Cette relation montre que le gain d'un étage d'un amplificateur est, toutes choses égales par ailleurs, inversement proportionnel à la largeur de bande. Par exemple, pour augmenter la largeur de bande, on doit réduire la valeur de R et le gain est inévitablement réduit. Les capacités réparties C sont constituées par la capacité entre l'anode et la masse, la capacité d'entrée de l'étage suivant ainsi que les capacités de câblage

et du socle du tube. Ces dernières sont importantes vis-à-vis des capacités du tube pris isolément, que donnent les fabricants, et ne doivent pas être négligées. La capacité répartie totale entre deux étages d'un amplificateur utilisant des pentodes à grande pente, montées en amplificatrice de tension, est généralement de l'ordre de 15 à 20 pF, mais elle augmente considérablement si on utilise des tubes de puissance à la sortie.

L'égalité (15) montre que le rapport s/C donne une évaluation de la qualité d'un tube particulier comme amplificateur à large bande. Parce que ce sont les seules qui soient connues avec certitude, seules les capacités d'entrée et de sortie du tube sont prises en considération. Dans cette expression, ce rapport sous cette forme s'appelle le facteur de mérite du tube. En gros, la pente d'un tube ne peut être augmentée qu'en augmentant la taille et le nombre des fils de la grille ou en réduisant l'espace grille cathode : ces changements ont tous comme effet d'augmenter la capacité grille-cathode et le facteur s/C n'a pas augmenté. C'est un problème difficile de construire un tube avec un meilleur facteur de mérite. On a fait des progrès lents mais constants depuis que l'on fabrique des pentodes à grandes pentes pour la télévision. Actuellement, pour un type caractéristique de tube très poussé ⁽¹⁾, $s = 7,4 \text{ mA/V}$, $C = 10,8 \text{ pF}$, d'où $s/C = 0,69 \text{ mA/V par pF}$; aussi GB est de l'ordre 100/MHz. Ceci implique un gain de 2 par étage, avec une largeur de bande de 50 MHz ; mais en tenant compte des capacités de câblage, ces résultats seraient de 1,5 à 2 fois moins bons. Il faut remarquer que la pente d'une lampe augmente avec le courant anodique. Dans un amplificateur à large bande, on fera donc fonctionner les lampes avec un courant anodique près du maximum, à l'inverse de ce que l'on fait pour les amplificateurs en basse fréquence.

A ce point de vue, le circuit en cascode du paragraphe 2.8 est important. Nous avons déjà vu que deux triodes reliées en cascode chacune de pente s et de facteur d'amplification μ sont équivalentes à une lampe de même pente et de facteur d'am-

(1) EF 80.

plification μ^2 qui peut dans beaucoup de cas remplacer une pentode. Pour des amplificateurs à large bande, cette substitution est un avantage, car les capacités d'entrée et de sortie de ce circuit peuvent être très basses, bien que la pente soit du même ordre que celle d'une pentode. Il en est bien ainsi, car on peut faire des doubles triodes avec des capacités beaucoup plus faibles que celles d'une pentode, bien que les pentes soient comparables et dans le montage en cascade l'effet MILLER entre anode et grille est presque éliminé. Une double triode caractéristique ⁽¹⁾, faite pour être utilisée dans les oscillateurs UHF, a une capacité grille-cathode de 2,2 pF, une capacité grille-plaque de 1,5 pF et une capacité cathode-plaque de 0,5 pF. À l'entrée du montage en cascade, la capacité grille-plaque est doublée par le petit effet MILLER (amplification 1), ainsi la capacité d'entrée est 5,2 pF, ce qui donne au total $C = 7,2$ pF, avec une pente de 7,2 mA/V ⁽²⁾, ce qui donne $s/C = 1$, qui est meilleur que celui de la pentode caractéristique prise comme exemple. L'avantage n'apparaît pas aussi grand lorsqu'on introduit les capacités de câblage, mais néanmoins le montage en cascade utilisant des doubles triodes au lieu de pentodes peut être recommandé pour tous les amplificateurs à large bande.

On envisage parfois la possibilité d'utiliser deux lampes en parallèles pour augmenter la valeur de s . On n'augmente pas ainsi le rapport s/C car les capacités sont aussi doublées et donc le gain par étage reste essentiellement le même qu'avant. Il vaut mieux employer le tube supplémentaire comme second étage en cascade si on désire un gain plus grand. Il peut être souhaitable d'avoir deux lampes en parallèle dans un étage de sortie si la capacité de charge qui est donnée est plus grande que les capacités entre électrodes du tube. Dans ce cas, avec deux tubes, la pente est doublée mais la valeur de C n'augmente que légèrement, il en résulte un plus grand gain pour l'étage et on peut disposer d'une plus grande tension de sortie.

⁽¹⁾ 12 AT 7 ; ECC 81.

⁽²⁾ Triode et pentode sont comparées pour le même courant d'anode.

Ce sont ces considérations qui doivent servir de guide pour la construction d'un amplificateur, elles permettent de calculer la bande passante et en utilisant l'équation (13) permettent d'estimer le temps de montée à la sortie. L'étude fondée sur l'analyse des phénomènes transitoires conduit aux mêmes résultats. Pour un étage couplé par une seule résistance R qui constitue la charge anodique et des capacités réparties C , la tension augmente exponentiellement avec la constante de temps RC . Le temps de montée t_m , temps que la tension met pour croître de 10 à 90 % de sa valeur, est donc de $2,2 RC$ (cf. § 1.2), ce qui coïncide assez bien avec la valeur $2,1 RC$ déduite des équations (13) et (14). Pour un amplificateur à plusieurs étages, le temps de montée total T_m est obtenu en faisant la somme des carrés des temps de montée de chaque étage

$$T_m^2 = \sum t_m^2. \quad (16)$$

Ces considérations relient le gain par étage et le temps de montée (ou la bande passante) de la même façon qu'auparavant.

Une application utile de l'équation (16) est de trouver le temps de montée t_m à la sortie d'un amplificateur, lorsque l'impulsion à l'entrée n'est pas parfaite comme on l'a supposé jusqu'ici, mais a elle-même le temps de montée t'_m . En appliquant la relation (16) on trouve immédiatement que le temps de montée à la sortie est $(t_r^2 + t_r'^2)^{1/2}$.

6.3. Compensation par inductance.

Jusqu'ici on a supposé que pour coupler les tubes on utilisait une simple résistance de charge. On peut améliorer le produit gain-bande passante si on ajoute des inductances dans le circuit de couplage, la plus simple de ces modifications étant indiquée *figure 53*. L'inductance L qu'on ajoute est choisie de façon que le circuit résonnant formé avec C ait une fréquence propre voisine de la fréquence de coupure supérieure. On accroît ainsi l'impédance du circuit et on maintient le gain constant sur une large bande de fréquences. Le circuit forme un circuit accordé amorti qui répond à une tension en forme de

marche unité, comme l'indique la *figure 53 a*. Sans inductance, la tension augmente exponentiellement : courbe 1. Si $L = R^2 C/4$ on est à l'amortissement critique et la tension tend plus vite vers sa valeur finale, car l'inductance tend à maintenir le courant lorsque le condensateur C se charge, courbe 2. Pour les valeurs

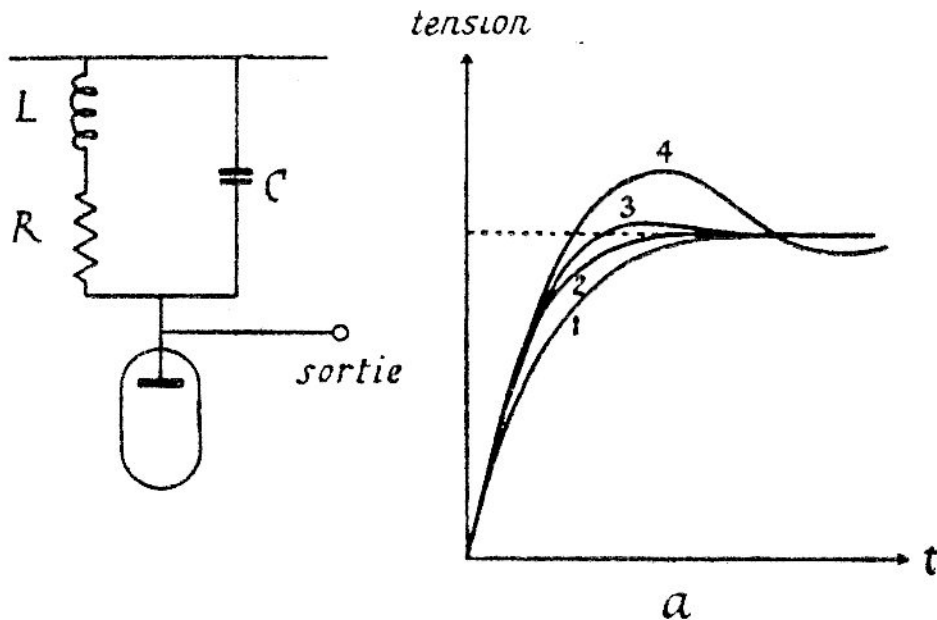


FIG. 53. — Compensation par inductance.

a) Réponse à un signal marche :

1. Pas de self.
2. Amortissement critique $L = R^2 C/4$.
3. $L = 0,414 R^2 C$.
4. $L = R^2 C$.

plus grandes de L , le circuit est trop peu amorti et il y a une tendance à l'oscillation. Cela cause d'abord un léger dépassement et pour des inductances encore plus grandes, on constatera un train d'oscillations amorties : courbes 3 et 4. La pente initiale est la même dans tous les cas car, au début, tout le courant passe dans le condensateur C .

La valeur $L = R^2 C/4$ s'appelle compensation critique et donne la valeur maximale de L pour qu'il n'y ait pas de dépassement. En pratique, on tolère un léger dépassement et les valeurs de L vont de $R^2 C/4$ à $R^2 C/2$. La valeur $0,414 R^2 C$ donne une réponse plate de la plus large bande passante (courbe 3). Des valeurs plus grandes donnent lieu à une bosse

à la fin de la courbe réponse, juste avant la chute du gain pour les hautes fréquences. Ceci donne un critère commode pour ajuster l'inductance de compensation, car s'il y a juste disparition de la bosse à la fin de la courbe de réponse de haute fréquence, il n'y aura qu'une très légère suroscillation et la compensation sera près de sa valeur optimum. Le type de compensation par une inductance s'appelle *compensation shunt*. Le produit gain-bande passante d'un étage amplificateur est amélioré par un facteur 1,41 pour la compensation critique ($L = R^2C/4$) et 1,72

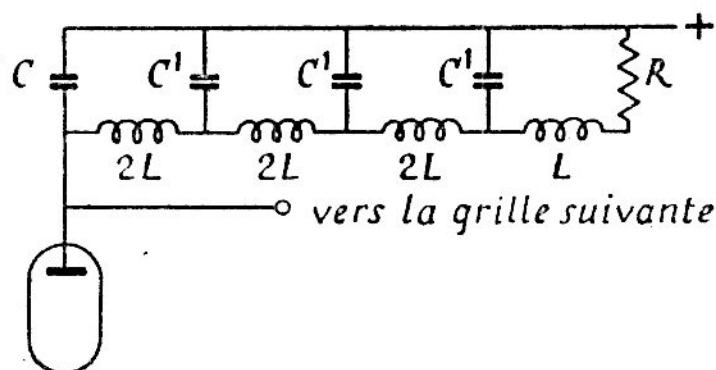


FIG. 54. — Compensation à l'aide d'un filtre passe-bas comme charge anodique.

lorsque $L = 0,414 R^2C$, la formule (13) donnant le temps de montée s'applique encore.

Une autre amélioration peut être apportée en mettant un plus grand nombre d'inductances dans le circuit. Le montage est donné par la *figure 54* où l'on utilise un filtre passe-bas comme impédance de charge à l'anode. On passe de la *figure 53* à la *figure 54* en ajoutant un certain nombre d'inductances $2L$ et de condensateurs C' , chacun ayant une capacité égale à la capacité répartie C . La *figure 53* peut alors être considérée comme un filtre rudimentaire constitué par un peu plus qu'une demi-cellule. Un filtre infini ou correctement terminé a une impédance d'entrée Z_0 constante en module, sinon en phase. $Z_0 = \sqrt{2L/C}$ pour toute la bande passante du filtre qui a comme limite supérieure $f_2 = 1/\pi \sqrt{2LC}$. Le gain sZ_0 d'un étage est donc constant sur toute la bande et $GB = s/\pi C$, ce qui donne une amélioration par un facteur 2 par rapport à

l'étage couplé par une simple résistance. Une bonne approximation peut être obtenue avec un filtre constitué par deux cellules ne comprenant qu'une seule inductance supplémentaire $2L$ et qu'un seul condensateur C' , mais cet essai, pour atteindre un facteur 2 dans l'amélioration du produit gain-bande passante, impose une complication supplémentaire qui n'en vaut

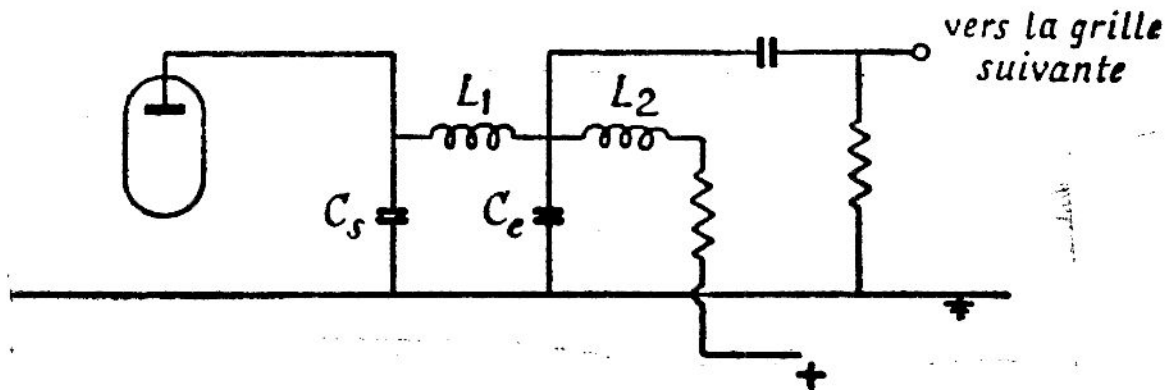


FIG. 55. — Compensation à l'aide d'une self qui sépare les capacités de grille et d'anode : compensation shunt-série.

pas toujours la peine, car une compensation par une simple inductance donne une amélioration de 1,72.

Une amélioration intéressante est obtenue en séparant la capacité de sortie C_s de l'étage de la capacité d'entrée du suivant C_e par une inductance, comme l'indique la figure 55. Dans ce cas, la capacité C' de la figure 54 est remplacée par C_e et la capacité parasite C (originellement égale à $C_s + C_e$) est donc réduite. Dans le cas simple de capacité d'entrée et de sortie égales, il en résulte une multiplication par 2 supplémentaire du produit gain-bande passante, car C est diminuée de moitié. En pratique, on n'obtient pas tout à fait un aussi bon résultat car la terminaison n'est pas parfaite et parce que la distorsion due au déphasage qui est créé par la première cellule du filtre augmente le temps de montée. Des capacités d'entrée et de sortie inégales peuvent être compensées par des valeurs appropriées de L_1 et L_2 . Le circuit de la figure 55 est connu sous le nom de *compensation shunt-série*. Si on ne met pas l'inductance L_2 , on a une *compensation série*.

Un nouveau développement de cette idée est donnée par la *figure 56* qui permet d'utiliser de nombreuses lampes en parallèle et est connu sous le nom d'*amplificateur distribué*. Le signal est appliqué à un filtre passe-bas fermé sur une terminaison, les grilles G_1, G_2 , etc..., sont reliées aux cellules successives, comme on l'a dessiné. Les anodes A_1, A_2 , etc..., sont reliées à un autre filtre passe-bas et la sortie

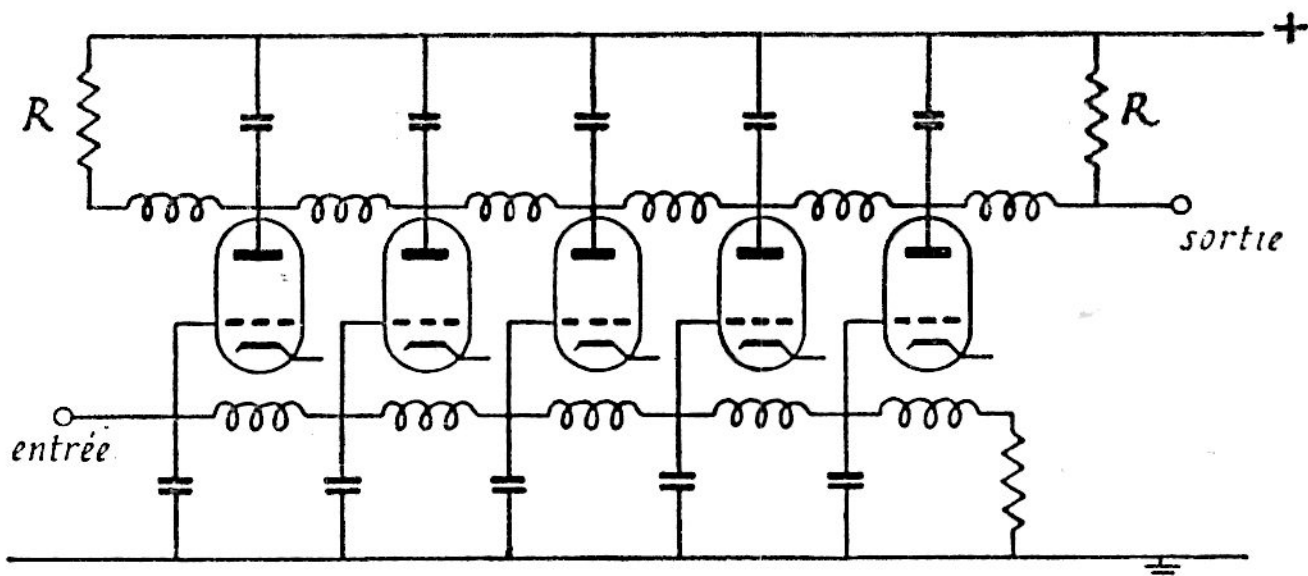


FIG. 56. — Amplificateur distribué.

est prise aux bornes d'une des résistances de terminaison R . Les éléments capacitifs des filtres sont constitués par les capacités de grille et d'anode. Les déphasages des filtres sont soigneusement adaptés de façon que les signaux qui traversent les différents tubes arrivent en phase à la sortie et s'ajoutent. De cette façon, la pente effective de la combinaison de n tubes est multipliée par le facteur $n/2$ (pas n car la moitié du courant est dissipé en pure perte dans l'autre résistance de terminaison), mais les capacités parasites ne s'ajoutent pas et la bande passante reste la même que pour un seul tube. (Si les capacités parasites des tubes n'existaient pas, il faudrait ajouter des condensateurs pour constituer le filtre, cf. *fig. 54*.) Le résultat est que le produit gain-bande passante est multiplié par $n/2$.

L'amplificateur distribué est utile lorsqu'on doit avoir une bande passante si large que le gain avec un étage normal serait

plus petit que l'unité. Un amplificateur distribué caractéristique utilisant six tubes par étage donne un gain par étage de 3 avec une bande passante de 200 MHz. Des temps de montée de l'ordre de 2 m μ s (millimicroseconde) peuvent être obtenus de cette façon ⁽¹⁾. Ce montage n'est pas utilisé pour des bandes passantes moyennes, sauf pour l'étage de sortie, car le gain des tubes se multiplie pour des montages en cascade mais s'ajoute simplement dans le cas d'un amplificateur distribué.

6.4. Contre-réaction.

On sait que (voir § 2.3) la contre-réaction tend à aplatir la courbe de réponse d'un amplificateur et ainsi donne une bande passante plus large. Mais on ne résout pas ainsi le problème de l'amplificateur ayant une large bande passante, car l'élargissement obtenu l'est aux dépens du gain. La contre-réaction ne peut pas augmenter le produit gain-bande passante d'un étage et les résultats obtenus sont équivalents en fait à une réduction appropriée de la résistance de charge.

Mais pour un étage de sortie, il est souvent impossible de réduire la résistance de charge, car celle-ci est déterminée par la tension désirée à la sortie et le courant que l'on peut demander aux tubes de débiter. En fait, alors que les premiers étages d'un amplificateur à large bande posent quelques problèmes la réalisation d'un étage de sortie devient impossible si l'on exige des intensités de courants et des valeurs des résistances incompatibles avec une bande passante large. C'est dans ce cas que la contre-réaction apporte une solution en augmentant la largeur de bande sans que la résistance de charge et donc la tension maximum disponible à la sortie soient modifiées.

Une contre-réaction est aussi utile dans les étages intermédiaires lorsque la stabilité et la linéarité de la réponse sont des facteurs importants car, avec un facteur de réaction suffisant, les caractéristiques d'un amplificateur à contre-réaction sont très largement indépendantes de la courbure et des variations des caractéristiques des lampes (voir § 2.3).

⁽¹⁾ Voir : I.A.D. LEWIS et F.H. WELLS, *Millimicrosecond Pulse Techniques*, Pergamon Press, London, 1954.

6.5. Limite supérieure de la vitesse de variation de la tension de sortie.

Jusqu'ici, nous avons considéré des amplificateurs travaillant dans la région linéaire des caractéristiques des lampes, mais, dans les circuits d'impulsions, il arrive souvent qu'ils soient amenés en dehors de cette région ou complètement bloqués. Pour l'étage de sortie d'un amplificateur, ces états imposent les limites entre lesquelles peuvent varier les vitesses auxquelles ont lieu les augmentations ou les chutes de tension. Il est utile de calculer et de garder présents à l'esprit ces valeurs maximales car on ne peut, en aucun cas, les dépasser et elles peuvent être des facteurs de limitation, spécialement lorsqu'on désire des impulsions de grandes amplitudes. Par exemple, si un montage en cathode asservie à la sortie peut débiter au maximum 10 mA dans un condensateur de charge de 100 pF, la vitesse maximum à laquelle varie la tension de sortie est $dV/dt = i/C = 100 \text{ V}/\mu\text{s}$; on voit qu'il n'y a aucun espoir d'obtenir, sans distorsion, une impulsion d'une durée de $1 \mu\text{s}$ et dont l'amplitude serait de 100 volts, bien que le temps de montée d'un amplificateur, calculé à partir de la largeur de bande, puisse être de $0,1 \mu\text{s}$, et qu'on puisse parvenir à en obtenir d'aussi bons pour des impulsions de plus petite amplitude.

Ces remarques sont particulièrement importantes dans le cas d'un amplificateur à contre-réaction, où l'approximation linéaire peut être très grossière dans le cas d'impulsions de grande amplitude. Un exemple élémentaire de ce fait a été donné au paragraphe 2.5, *figure 21*. Dans des montages à contre-réaction, cependant, les possibilités extrêmes de l'étage de sortie sont, en général, bien exploitées ; en effet, si la forme de la tension de sortie ne correspond pas à celle du signal d'entrée, conformément au circuit de contre-réaction, le signal d'erreur qui en résulte, ou bien bloque des tubes, ou les amène à saturation, et la tension de sortie est corrigée avec la plus grande vitesse possible. Il en résulte que les montages à contre-réaction amplifieront souvent une impulsion avec peu de distorsion, même si la vitesse de croissance à la sortie s'approche beaucoup de la valeur maximum théorique.

6.6. Réponse en basse fréquence, blocage.

On a vu au paragraphe 6.1 qu'une impulsion contient des harmoniques jusqu'à la fréquence zéro. Si les harmoniques de fréquence basse ne sont pas toutes transmises, il y a distorsion et un phénomène analogue à la différentiation (§ 1.3, fig. 9). Si la fréquence de coupure inférieure est due au couplage par résistance-capacité, l'effet est essentiellement celui

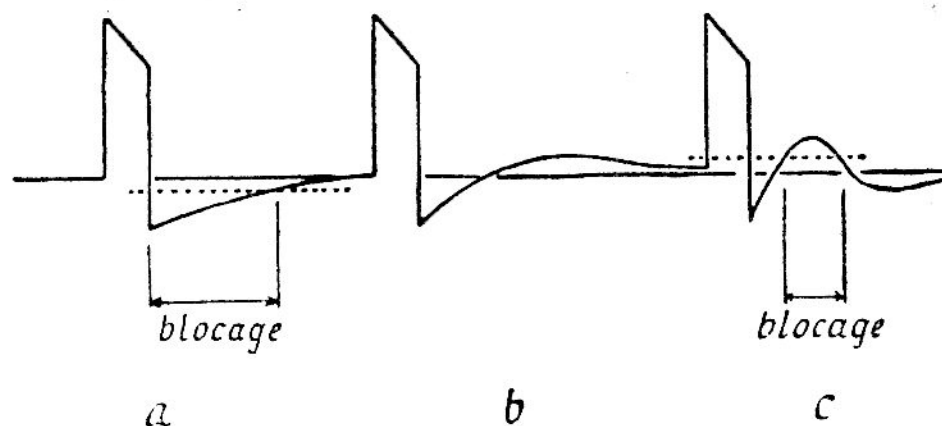


FIG. 57. — Blocage dû à la dérivation d'une impulsion de grande amplitude.

- a) Avec un circuit dérivateur ;
- b) Avec deux circuits dérivateurs.
- c) Avec trois circuits dérivateurs.

que l'on a appelé différentiation ; le sommet d'une impulsion carrée a une pente négative, à la fin de l'impulsion la tension de sortie devient négative et finalement revient lentement à sa valeur de repos (fig. 57 a). S'il y a un second couplage RC dans le montage, le signal est de nouveau dérivé, le dépassement négatif du niveau de base est suivi d'un déphasement positif avant d'atteindre le niveau de repos (fig. 57 b). Avec trois couplages RC , il y a un autre rebondissement, et ainsi de suite. Il y a, pour chaque circuit de couplage RC que l'on ajoute, un nouveau zéro de la courbe qui figure l'impulsion réponse. Bien qu'il arrive souvent que quelques-unes des oscillations soient d'amplitude négligeable, pour éviter ces rebondissements, il faut que les constantes de temps du circuit de couplage soient très longues par rapport à la durée de l'impulsion. Dans le cas d'une impulsion qui se répète, la fréquence de répétition est la plus

basse dans la décomposition en série de FOURIER. On peut éviter toute distorsion si cette fréquence est complètement transmise, donc pour que le niveau de base soit plat il faut que les constantes de temps soient beaucoup plus longues que la fréquence de répétition.

Ces distorsions du niveau de base sont particulièrement importantes dans les premiers étages de l'amplificateur si on applique des impulsions de grande amplitude provoquant une surcharge. Le dépassement négatif qui suit une impulsion de grande amplitude peut paraître petit, mais après amplification par les premiers étages, il peut suffire à bloquer les lampes suivantes, ce qui rend l'amplificateur temporairement sans effet. Ce phénomène, connu sous le nom de *blocage*, peut empêcher la réception des impulsions suivantes. Dans un cas extrême, la tension de sortie sautera brusquement entre les deux limites inférieure et supérieure de saturation (en pointillé sur la fig. 57) longtemps après la fin du signal initial ayant provoqué la surcharge.

Jusqu'ici nous avons considéré un blocage dû à une réponse inadéquate aux basses fréquences. Une autre cause courante de blocage des amplificateurs est le débit de grille. Si une impulsion positive assez forte rend une grille positive par rapport à une cathode, le courant de grille charge le condensateur de couplage. Après l'impulsion, la grille redevient négative et l'effet est le même que ci-dessus : même si cet étage n'est pas bloqué, le blocage peut avoir lieu plus loin dans l'amplificateur. On évite, dans les amplificateurs, le courant de grille chargeant le condensateur de couplage en utilisant deux tubes jumelés couplés par la cathode (pas de courant de grille) ou en utilisant un couplage direct des grilles qui deviennent positives (pas de condensateur). Cet inconvénient n'existe pas pour les étages auxquels sont appliquées des impulsions négatives.

Le blocage peut aussi être causé par des condensateurs de polarisation de l'écran et de la cathode insuffisants. Ceci peut être interprété comme un manque de fréquences basses de la réponse, nous pouvons aussi remarquer que la tension aux bornes du condensateur de couplage varie durant l'impulsion, ce qui provoquera un dépassement du niveau de base à la fin de l'impulsion.

Un condensateur de découplage dans le circuit d'anode a un effet opposé. Soit, par exemple, le montage de la *figure 58*, où le circuit de couplage RC est suivi d'une résistance de charge anodique R et supposons qu'on applique une impulsion négative sur la grille, ce qui réduit le courant de i . Un signal positif en forme de marche, d'amplitude Ri , apparaît à l'anode, suivi d'une croissance exponentielle de constante de temps RC lorsque le condensateur se charge et que le signal sur l'anode s'approche de son amplitude finale $2 Ri$. Si l'impulsion cesse après un temps court, l'impulsion réponse a la forme indiquée par la *figure 58 a*. Le sommet a une pente positive et après l'impulsion on n'atteint pas tout à fait à nouveau le niveau de base qui représente une tension nulle. Cet effet inverse de la dérivation est associé à une réponse qui favorise les basses fréquences, la charge d'anode tendant à être $2 R$ au lieu de R . On trouve donc qu'une courbe de gain qui tombe pour les basses fréquences entraîne des dépassements du niveau de base et, inversement, un gain trop fort aux basses fréquences, fait que l'on n'atteint plus le niveau de base.

Le circuit de la *figure 58 a* a une application pratique lorsqu'on désire transmettre une impulsion carrée à travers un condensateur de couplage de capacité trop petite. Cela arrive souvent dans le circuit qui permet d'agir sur la luminosité du spot d'un oscillographe cathodique, car l'impulsion servant à illuminer le faisceau cathodique est transmise à la grille du canon à électrons à travers un condensateur qui la protège de la haute tension et qui a une capacité moyenne pour économiser de la place et de l'argent. Le circuit de couplage est représenté par $R'C'$ sur la *figure 58* et nous supposons que seul il donnerait une légère dérivation de l'impulsion, ce qui entraînerait la présence d'un sommet de pente négative, en pointillé sur la *figure 58 b*. Avec le montage de la *figure 58 a*, cette dérivation est compensée par la pente positive de l'impulsion d'entrée et l'impulsion résultante est parfaitement carrée. La condition pour que la compensation ait lieu est que $R'C' = RC$, celle-ci n'a naturellement, pas lieu indéfiniment et une chute de tension au terme d'une impulsion de longue durée est inévitable.

On peut obtenir de meilleurs résultats en introduisant dans le circuit d'anode des résistances qui ne soient pas égales, la résistance de découplage R_d étant plus forte que la résistance de charge R . La condition pour obtenir une compensation est toujours la même et le circuit est compensé pour un temps de l'ordre de $R_d C$.

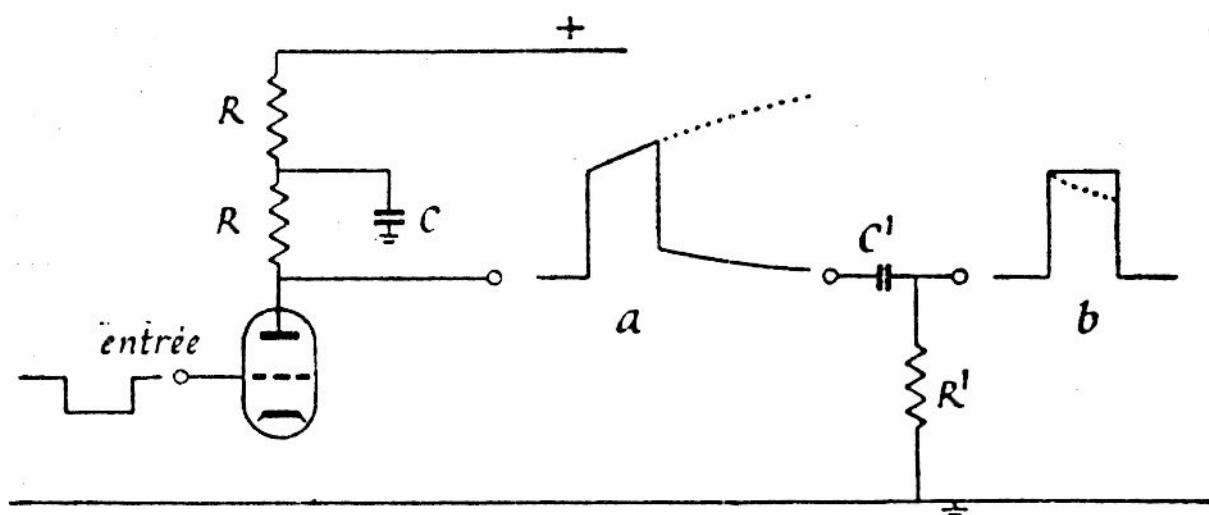


FIG. 58. — Effet d'un condensateur de découplage insuffisant.

a) Réponse.

b) Réponse après dérivation $R'C' = RC$.

6.7. Amplificateurs pratiques à contre réaction.

On a déjà dit au paragraphe 6.4 que la contre-réaction est surtout utilisée pour rendre le gain plus linéaire et plus stable plutôt que pour augmenter la bande passante. Nous allons donner deux montages à réaction utilisables pour les amplificateurs d'impulsions.

Il faut absolument qu'un nombre minimum d'étages amplificateurs soient inclus dans chaque circuit de réaction. Si on désire un plus grand gain, on ajoute d'autres étages avec des circuits de réaction séparés. La raison en est qu'un déphasage pouvant atteindre 90° par étage apparaît dans l'amplificateur aux hautes fréquences et que si un déphasage total de 180° apparaît à une fréquence pour laquelle le gain est encore assez grand, la contre-réaction devient aussitôt une réaction positive, l'amplificateur devient instable et il y a apparition

d'oscillations. En pratique, la réaction comprend un, deux ou trois étages ou plus, et avec un montage étudié on peut éviter les oscillations.

Un montage éprouvé est celui de la *figure 59*. Le signal positif appliqué en 1 est amplifié par les tubes L_1 et L_2 et arrive en 2 par l'intermédiaire du montage à cathode asservie

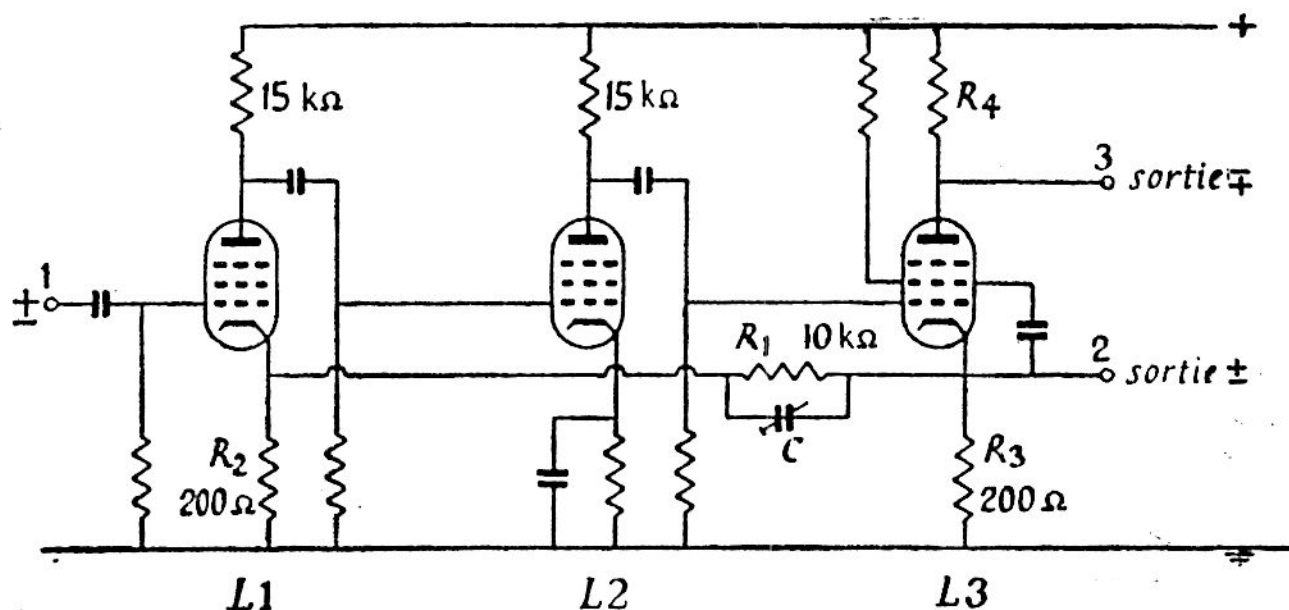


FIG. 59. — Amplificateur à réaction à trois étages : gain 50, facteur de réaction 20, lampes 6 AK 5 (EF 95).

comprenant L_3 . Le signal de sortie est aussi positif, donc se soustrait en partie du signal d'entrée lorsqu'il est envoyé sur la cathode de L_1 au moyen d'un potentiomètre $R_1 R_2$. Le taux de réaction χ (voir § 2.3) est presque R_2/R_1 et le gain $1/\chi$ est alors R_1/R_2 . Avec les valeurs données dans le montage, le gain de l'amplificateur est environ de 50, le facteur de réaction $\chi A = 20$. L'impédance de sortie est environ 10Ω , et la bande passante de 3 MHz. Le petit condensateur réglable C est là pour compenser les capacités parasites aux bornes de R_2 qui, sinon, réduiraient la réaction aux hautes fréquences. La capacité de C est généralement ajustée empiriquement pour avoir la meilleure réponse en régime transitoire. On peut obtenir une réponse inversée négative si le signal est positif, en 3 sur l'anode de L_3 . Le gain sera augmenté

dans le rapport R_4/R_3 (si on néglige le courant d'écran) et l'impédance de sortie sera égale à R_4 ; elle n'est pas modifiée, car il n'y a pas de réaction à partir de l'anode de L_3 . Il faut remarquer que le condensateur de polarisation de l'écran de L_3 est relié à la cathode et non à la masse, on applique ainsi l'impulsion de sortie sur l'écran, d'où une différence de

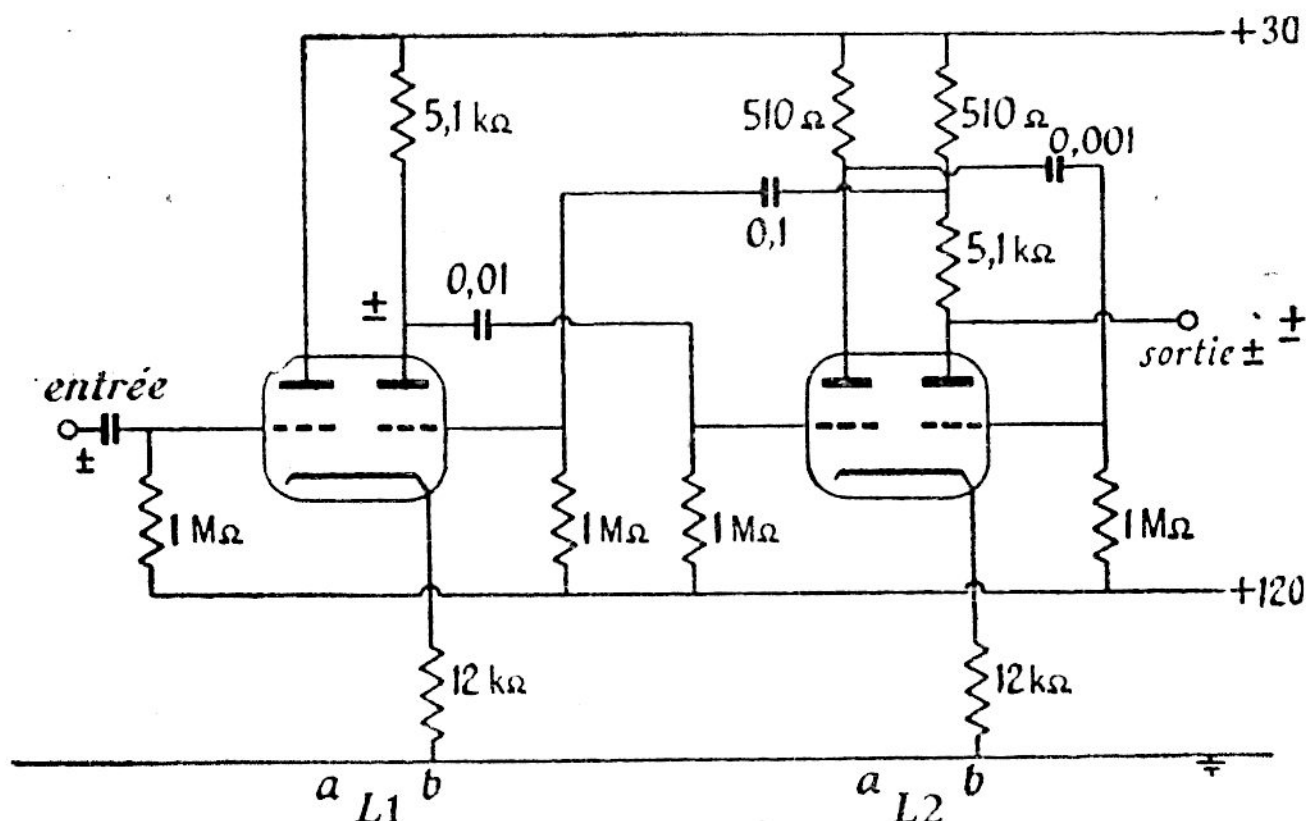


FIG. 60. — Amplificateur à réaction ne pouvant pas se bloquer : gain 11, facteur de réaction 10, lampes 6 J 6 (ECC 91).

potentiel écran-cathode constante durant l'impulsion; on obtient ainsi des signaux d'amplitude plus grande et la capacité d'entrée de la grille de L_3 est réduite (cf. § 2.5).

Un autre type utile d'amplificateur à réaction est donné figure 60 ⁽¹⁾; il utilise deux montages avec tubes jumelés couplés par la cathode (voir § 2.6). Dans chaque cas, on applique un signal sur la grille de gauche du doublet (tubes jumelés)

⁽¹⁾ R.L. CHASE et W.A. HIGINBOTHAM, *Rev. Sci. Inst.*, **23**, 34 (1952).

et la réponse amplifiée qui est obtenue sur l'anode opposée est en phase. Ainsi, un signal positif donne un signal de sortie positif sur l'anode de $L_2 b$. Une fraction égale à $1/11$ de celui-ci est renvoyée sur la grille de $L_1 b$, la réaction est négative car les signaux sur les grilles de L_1 sont tous les deux positifs et ont des effets opposés sur le courant d'anode de $L_1 b$: comme $\chi = 1/11$, le gain de l'amplificateur est 11. Une autre caractéristique du montage est que la faible réaction positive introduite en reliant l'anode de $L_2 a$ et la grille de $L_2 b$ n'est pas suffisante pour convertir la partie du montage comprenant L_2 en un circuit à déclenchement (cf. § 4.4), mais fait passer le gain du circuit de réaction total de 5 à 10. Avec les éléments indiqués, cet amplificateur a une bande passante de 5 MHz et peut donner des signaux négatifs ou positifs d'amplitude maximale 15 volts. L'impédance de sortie est 500 Ω . Un avantage des tubes jumelés couplés par la cathode est que les tubes ne peuvent pas avoir de débit de grille lorsqu'il y a effet de surcharge sous l'action de l'impulsion la plus forte qui puisse être transmise à l'entrée par un étage précédent, grâce à la forte résistance cathodique. En effet, la tension de la cathode peut suivre celle de la grille lorsque celle-ci devient positive. Cet amplificateur ne peut donc pas se bloquer.

6.8. Montage à anode asservie.

Il existe plusieurs montages spéciaux utiles pour amplifier les impulsions. On a déjà signalé (§ 2.8) la cathode asservie. Le montage décrit ici (*fig. 61*) est un montage à réaction avec en gros les mêmes caractères, mais le signal est inversé, ce montage a des rapports avec la base de temps de MILLER (§ 5.5).

Négligeons pour le moment les petits condensateurs C_1 et C_2 et plaçons-nous dans le cas général où les résistances R_1 et R_2 sont différentes. L'effet du tube est de maintenir le point B du schéma à un potentiel presque constant. Cela signifie que si la tension à l'entrée augmente, la tension à la sortie doit tomber en conséquence, le potentiomètre fait que pour une tension d'entrée $+v$ la tension à la sortie est $-v \times (R_2/R_1)$, ce qui est la condition pour la tension au point B reste constante.

Si, cependant, la tension de sortie n'a pas cette valeur, il apparaît un signal en B et après amplification par le tube il apparaît un fort signal correcteur à l'anode qui rétablit la valeur correcte de la tension de sortie.

En pratique, il n'est pas tout à fait vrai qu'il n'y ait pas de signal en B, en fait il y a un petit signal qui, lorsqu'il est

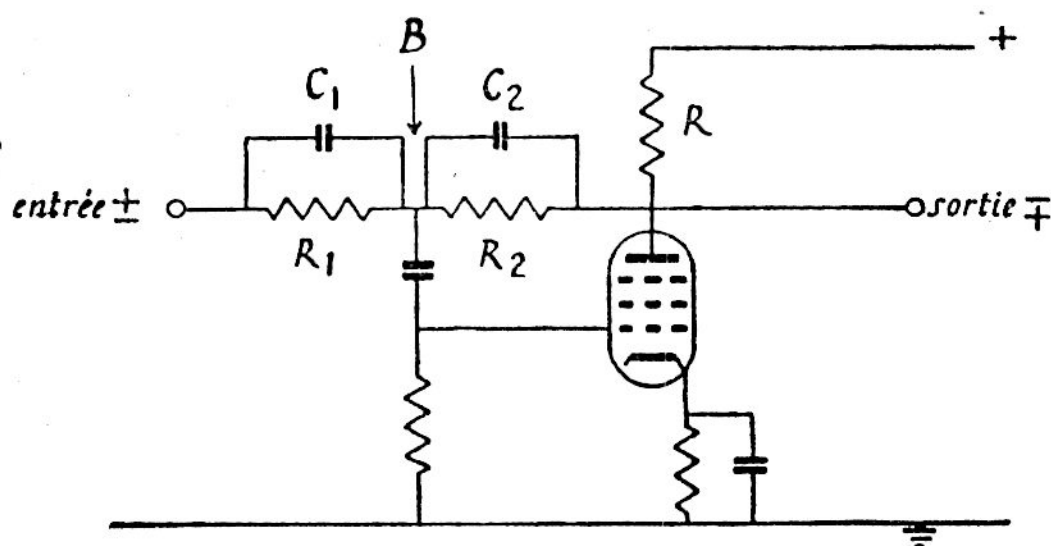


FIG. 61. — Amplificateur à charge anodique :
gain : R_2/R_1 ; $R_2C_2 = R_1C_1$.

amplifié par le tube donne le signal correct à la sortie. Mais si l'amplification du tube est forte, l'erreur ainsi introduite est négligeable.

On ajoute les condensateurs C_1 et C_2 pour diminuer les effets des capacités parasites entre la grille et la masse qui, sinon, réduiraient le gain du circuit de réaction aux hautes fréquences. Le rapport des impédances des condensateurs doivent correspondre à celui des résistances ($R_1C_1 = R_2C_2$) ainsi le rapport potentiométrique, donc le gain, est le même pour toutes les fréquences. Dans le cas le plus simple, $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$ et le montage est un inverseur de phase avec un gain égal à l'unité. On utilise souvent ce montage pour produire des signaux symétriques envoyés sur les plaques de déviation d'un oscillographe.

L'impédance de sortie du circuit est basse, comme le montre le théorème de THÉVENIN (§§ 1.5 et 2.5). Dans le cas de résistances égales, le gain est 1, l'impédance de sortie est égale

à $2/s$ et est donc le double de celle d'un montage à cathode asservie.

Un inconvénient du montage est que l'impédance d'entrée a tendance à être faible. Sachant que le point B est à un potentiel constant, nous voyons que l'impédance à l'entrée est donnée par R_1 et C_1 en parallèle. Le circuit qui précède est donc chargé par la capacité supplémentaire C_1 . Il faut aussi remarquer que la capacité C_2 charge la sortie du circuit comme si elle était branchée entre l'anode et la masse, mais cela n'a pas de conséquences graves sur la faible impédance de sortie (cela réduira tout de même la vitesse maximale de variation de tension à la sortie, § 6.5).

Comme il vaut mieux que le tube soit rendu conducteur que bloqué par le signal (voir § 2.9), il faut employer un montage à charge anodique lorsqu'on désire des impulsions négatives de grande amplitude, mais pour les impulsions positives le montage à cathode asservie ou l'amplificateur bootstrap (§ 6.10) sont mieux adaptés.

6.9. Cathode follower de White.

(figure 62).

Ce circuit de sortie est utilisable aussi bien pour donner des impulsions négatives que des impulsions positives. Ayant un gain égal à l'unité, il donne des signaux presque sans distorsion malgré des capacités réparties importantes. Un front d'impulsion positif rend le tube L_1 fortement conducteur, ce qui charge la capacité de charge ; si on applique un front négatif la capacité est déchargée par un fort courant dans L_2 .

Comme dans le montage simple à cathode asservie du paragraphe 2.5, la différence de potentiel entre la grille et la cathode de L_1 est constante. Si, par exemple, le potentiel de la cathode est trop négatif, L_1 ne débite plus, ce qui engendre un signal négatif à l'anode et L_2 , par conséquent, débite moins. Ces variations de courant dans les deux tubes tendent à donner à nouveau au potentiel de la cathode une valeur correcte. A l'état de repos sans signal appliqué, le potentiel de la cathode de L_1 s'ajuste de lui-même de façon que L_1 débite un courant égal à celui exigé pour la polarisation de L_2 .

Le montage peut être considéré comme un amplificateur à réaction à deux tubes, avec un facteur de réaction $x = 1$ (voir § 2.3). Pour trouver le gain A sans réaction, il faut couper le circuit de réaction. On peut le faire en supposant que la cathode de L_1 est à la masse et en donnant à L_2 une charge anodique $1/s$ égale à l'impédance d'entrée à la cathode de L_1

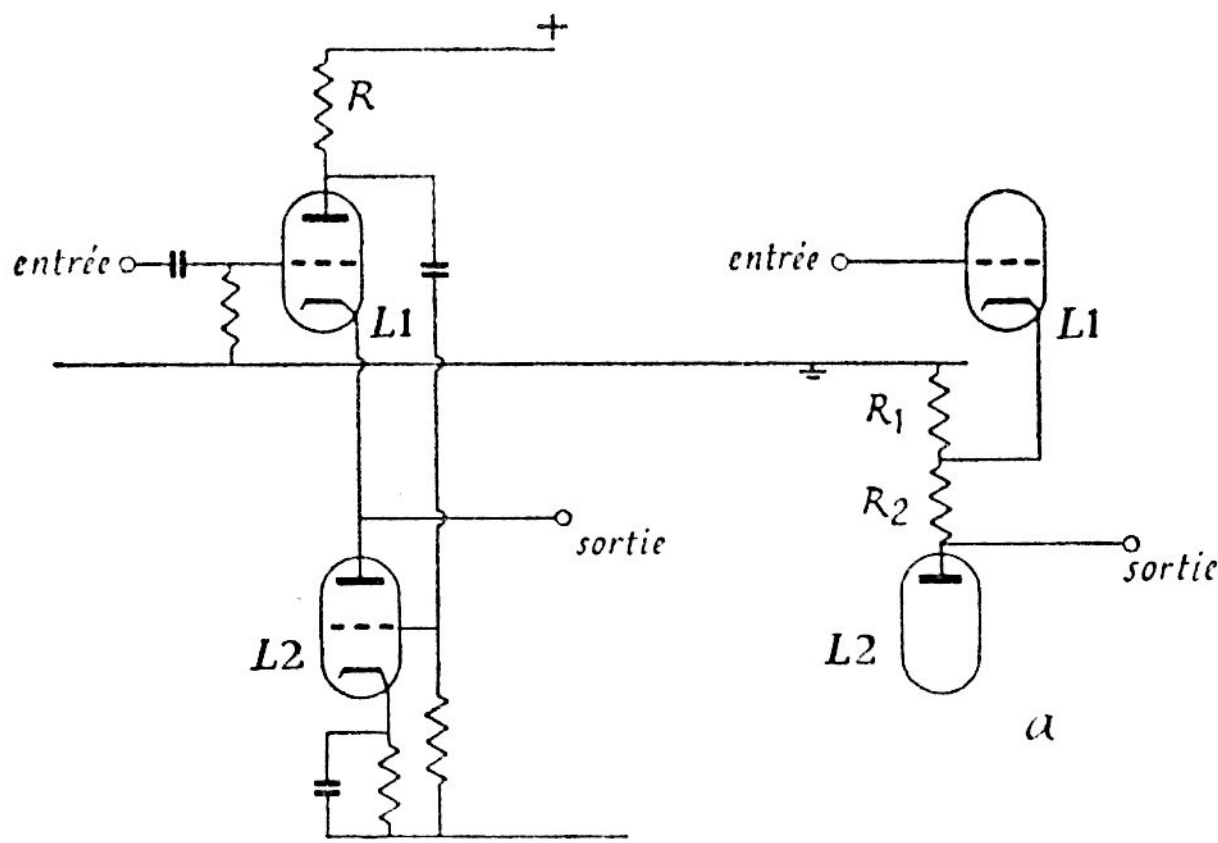


FIG. 62. — Amplificateur à charge cathodique passive.
a) Adapté comme amplificateur ; gain : $(R_1 + R_2)/R_1$.

que l'on a déconnectée. Dans l'approximation linéaire pour la pentode, le gain de L_1 est $s_1 R$ et le gain de L_2 , $s_2 \times (1/s_1)$, le facteur de réaction χA , avec $\chi = 1$ est donc $s_2 R$. On peut obtenir le même résultat en coupant en deux le circuit au niveau de la grille de L_2 et en considérant le circuit comme un amplificateur en cascode (§ 2.8). Il s'ensuit que le gain du système avec réaction est $A' = s_2 R / (1 + s_2 R)$, la formule est la même que pour le simple montage à cathode asservie. Mais dans ce cas, R peut être plus grande sans détériorer les fronts d'impulsions correspondant à une chute de tension, si bien qu'en fait on peut réaliser un gain plus proche de l'unité.

On peut trouver l'impédance de sortie à l'aide du théorème de THÉVENIN, en supposant qu'un signal positif de 1 volt est appliqué aux bornes de sortie par une source extérieure. La variation de courant dans L_1 est s_1 , et $s_1 R \times s_2$ dans L_2 ; donc le courant total fourni est $s_1 (1 + s_2 R)$, ce qui signifie que l'impédance de sortie est $1/s_1 (1 + s_2 R)$. Par exemple, avec $R = 2 \text{ k}\Omega$ et $s_2 = 5 \text{ mA/V}$, l'impédance de sortie est 11 fois plus petite que celle de L_1 utilisée dans un montage à cathode asservie. Le montage à charge cathodique passive donne donc une reproduction bien meilleure des fronts d'impulsions de faible amplitude.

Pour les fronts d'impulsion de grande amplitude, la pente du front de l'impulsion à la sortie sera souvent limitée par le courant maximum des lampes. Dans ce cas, il peut être avantageux d'abandonner ce circuit et d'utiliser L_1 et L_2 en parallèle, soit simplement avec cathode asservie pour les réponses positives, soit en montage avec anode asservie pour les réponses négatives. Si les fronts d'impulsions positifs et négatifs doivent être reproduits avec fidélité, alors le montage de White passif est meilleur.

Une modification utile, indiquée dans la *figure 62 a*, permet au montage à charge cathodique passive de servir d'amplificateur. Ici, seule une fraction $R_1/(R_1 + R_2)$ de la réponse est renvoyée sur la cathode de L_1 , d'où un gain $(R_1 + R_2)/R_1$ pour le montage. A cause des résistances ajoutées il y a une perte de la qualité de la transmission des fronts positifs de grande amplitude, mais pour amplifier les impulsions négatives ce circuit est intéressant.

6.10. Amplificateur "bootstrap" (*figure 63*).

Nous pouvons considérer ce circuit comme constitué d'un tube L_1 montée en amplificateur, avec une charge anodique R , suivie d'un tube à cathode asservie L_2 . Le signal produit à l'anode de L_1 est appliqué à la grille de L_2 et on prend la sortie sur la cathode de L_2 . Toutefois, L_2 travaille, non comme un tube à cathode asservie, mais comme amplificateur, car il n'y a pas de contre-réaction, le signal aux bornes de la résistance R

étant appliqué en totalité entre la grille et la cathode de L_2 (cf. § 4.5). Un petit signal positif à l'entrée a comme effet de produire un signal négatif amplifié sur la grille de L_2 : le courant à travers L_2 est ainsi considérablement réduit et la tension de sortie diminue jusqu'à ce que la tension anodique de L_1

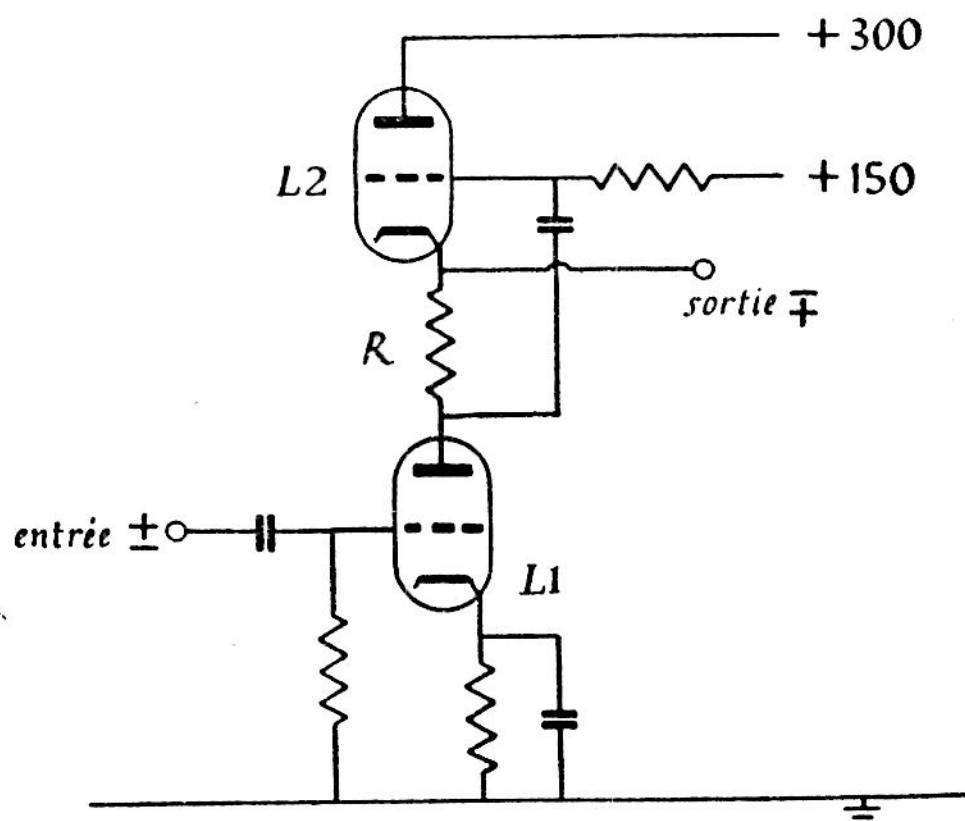


FIG. 63. — Amplificateur "bootstrap".

décroissant, le courant dans ce tube diminue pour s'ajuster avec le nouveau courant dans le tube L_2 . Une analyse détaillée montre que si les deux tubes sont identiques, le gain total varie de $\frac{1}{2} \mu$ quand $R = 0$ à environ μ quand R est beaucoup plus grand que $1/s$. Avec des tubes qui sont différents, c'est le μ de L_2 (dans le cas de la figure) qui détermine la limite supérieure du gain. L'impédance de sortie varie de $\frac{1}{2} R_0$ lorsque $R = 0$ à $1/s$ lorsque R est beaucoup plus grande que R_0 , R_0 étant la résistance d'anode des tubes. Il apparaît donc que si le gain est plus grand que celui d'un amplificateur suivi d'un étage monté en cathode asservie, par contre l'impédance de sortie est également plus forte, en général, ce qui est un inconvénient.

Cet inconvénient peut être éliminé si l'amplificateur est utilisé comme étage de sortie d'un amplificateur à contre-réaction. Le gain du circuit de réaction sert à réduire l'impédance de sortie (§ 2.3), d'autant plus que le gain de l'étage à contre-réaction est élevé. Ainsi, le principal avantage du circuit décrit ci-dessus est qu'il permet à L_2 de débiter un courant intense qui charge les capacités parasites à la sortie. Parce qu'il n'y a pas de contre-réaction, L_2 peut être amenée à débiter un fort courant par un très petit signal, produit aux bornes de la résistance R par le tube L_1 et la limite de la vitesse de croissance de la tension dans son excursion positive est vite atteinte. La tension de sortie s'approche donc rapidement de la valeur exigée par le circuit de contre-réaction principal.

En ajoutant une diode qui limite à une valeur maximale la tension positive, on peut rendre carré un signal de sortie : il vaut mieux la connecter à l'anode de L_1 qu'à la sortie, où il faudrait qu'elle supporte le courant intense débité par L_2 (cf. § 7.2). De cette façon, l'amplificateur à contre-réaction peut produire des impulsions carrées avec un temps de montée très court.

Pour conclure ce chapitre sur les amplificateurs d'impulsions, remarquons que les montages et les méthodes que nous avons passés en revue peuvent aussi bien s'appliquer à la réalisation des circuits à déclenchement et des générateurs d'impulsions. Par exemple, le temps de montée des impulsions engendrées par un oscillateur donnant des impulsions carrées sera déterminé par le temps de montée de l'amplificateur situé dans son circuit de réaction. De même, si un circuit à déclenchement doit basculer rapidement d'un état à un autre état, il doit avoir un circuit de réaction à gain élevé pour les hautes fréquences. Donc, pour avoir des impulsions à flancs raides et des basculements rapides, on doit utiliser des charges anodiques faibles, des lampes à grande pente qui fonctionnent avec des courants intenses. Mais si une réponse plus lente est acceptable, on peut se permettre d'utiliser des charges plus fortes et des courants moins intenses. C'est dans l'art de savoir allier le désir de bonnes performances et les considérations d'économie que se situe le savoir-faire d'un réalisateur.

CHAPITRE VII

APPLICATIONS

Dans ce dernier chapitre, nous allons essayer de relier les différents circuits qui ont été décrits en montrant comment ils peuvent être utilisés pour un problème particulier. Nous porterons notre attention plutôt sur la façon dont on combine les circuits, sur les transformations progressives du signal et la variété des effets obtenus que sur le problème à résoudre.

7.1. Générateur d'impulsions étalon (*figure 64*).

Le but est ici de construire un générateur d'impulsions dont on connaisse l'amplitude de façon assez précise pour qu'il puisse être utilisé pour étalonner un autre générateur ou des appareils de mesure.

Le tube L_1 est un générateur astable d'impulsions carrées qui donne ou des signaux carrés ou des impulsions positives étroites. Lorsque les interrupteurs sont dans la position 1, on retrouve le schéma d'un multivibrateur à cathodes couplées (§ 3.2) qui produit un signal carré symétrique, dont la fréquence est commandée par R_1 . Lorsque les interrupteurs sont en 2, on retrouve un oscillateur de SCARROTT (§ 3.3) qui donne, sur l'anode de droite, une impulsion positive de $100 \mu s$ dont la fréquence de répétition est commandée par R_2 . Avec les valeurs indiquées, les fréquences de répétition sont toutes les deux de l'ordre de 50 Hz et l'oscillateur, dans les deux cas, est calé sur cette fréquence principale en appliquant la tension de chauffage sur la grille de droite.

Pour engendrer une impulsion positive d'amplitude connue, on interrompt un courant constant connu circulant dans une résistance connue R_4 . Dans le montage, le pôle positif de l'alimentation en H.T. est à la masse, donc la différence de

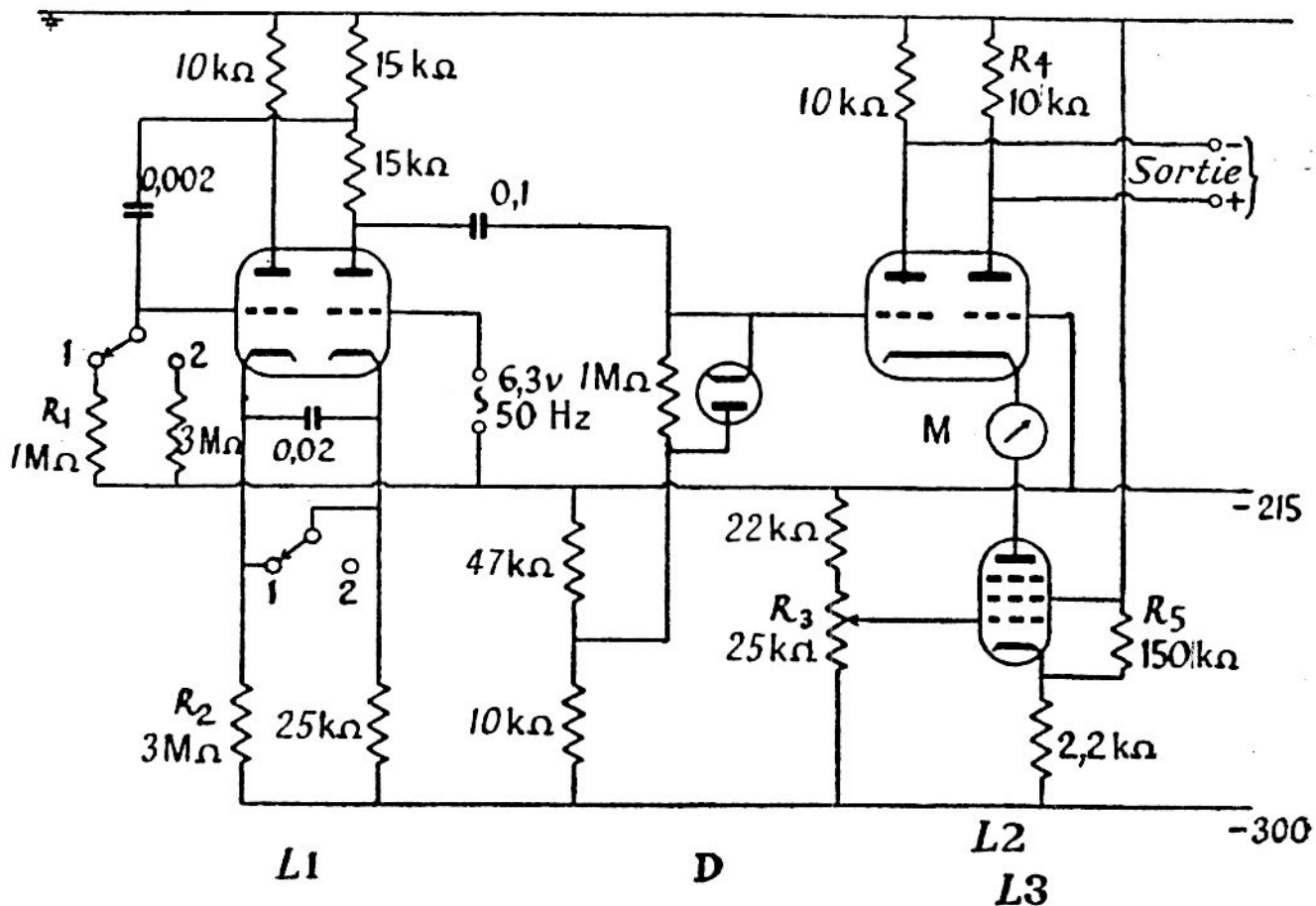


FIG. 64. — Générateur d'impulsions étalon.

Double triode type ECC 81 (12 AT 7).

Pentode EF 80 (6 AH 6).

Diode EB 91 (6 AL 5).

potentiel aux bornes de R_4 est en fait prise par rapport à la masse. On peut donc l'appliquer aux circuits suivants, sans craindre qu'elle soit modifiée par les éléments de couplage ou des variations de la tension d'alimentation qui apparaîtraient normalement entre l'anode et la masse. L_2 (§ 2.7) représente deux tubes jumelés ayant dans leurs circuit de cathode une source de courant constant L_3 . Le courant réglable grâce à R_3 et mesuré par le milliampèremètre M , circule normalement à travers la moitié droite de L_2 , R_4 et

arrive à la masse. Mais lorsqu'une impulsion positive du générateur L_1 est appliquée sur la grille de gauche de L_2 , le courant est dérivé de ce côté, $L_2 b$ est bloquée et une impulsion positive d'amplitude connue apparaît à la sortie. La source de courant constant L_3 permet d'être sûr que le courant à travers le milliampèremètre ne varie pas lors du passage de $L_2 b$ à $L_2 a$, le milliampèremètre indique donc correctement le courant maximum dans R_4 , même dans le cas d'un signal carré symétrique. Il s'ensuit aussi qu'une impulsion négative d'amplitude connue peut être obtenue en introduisant une résistance connue dans le circuit d'anode de $L_2 a$. La diode D est là pour restituer la composante continue et maintient des conditions de polarisation correctes pour le tube L_2 , même lorsqu'on applique un signal carré symétrique. On ajoute la résistance R_5 pour augmenter le potentiel de la cathode de L_3 de façon à pouvoir réduire à zéro le courant en agissant sur le potentiomètre R_3 ⁽¹⁾.

7.2. Amplificateur discriminateur (figure 65).

Cet amplificateur est fait pour ignorer des signaux positifs ayant une amplitude inférieure à un seuil déterminé, imposé par un potentiomètre R_1 et pour amplifier d'un facteur 5 la partie du signal qui dépasse le seuil. Par conséquent, la sortie donne une vue agrandie d'une certaine bande de signaux d'amplitude donnée. Le circuit d'entrée est constitué par deux tubes jumelés couplés par la cathode, L_1 et L_2 , des signaux négatifs amplifiés à l'anode de L_1 étant transmis par la diode D_1 à la grille de L_3 . Les tubes L_3 et L_4 forment un amplificateur bootstrap (§ 6.10) et il y a une contre-réaction formée par le potentiomètre $R_2 R_3$ qui renvoie une partie de l'impulsion

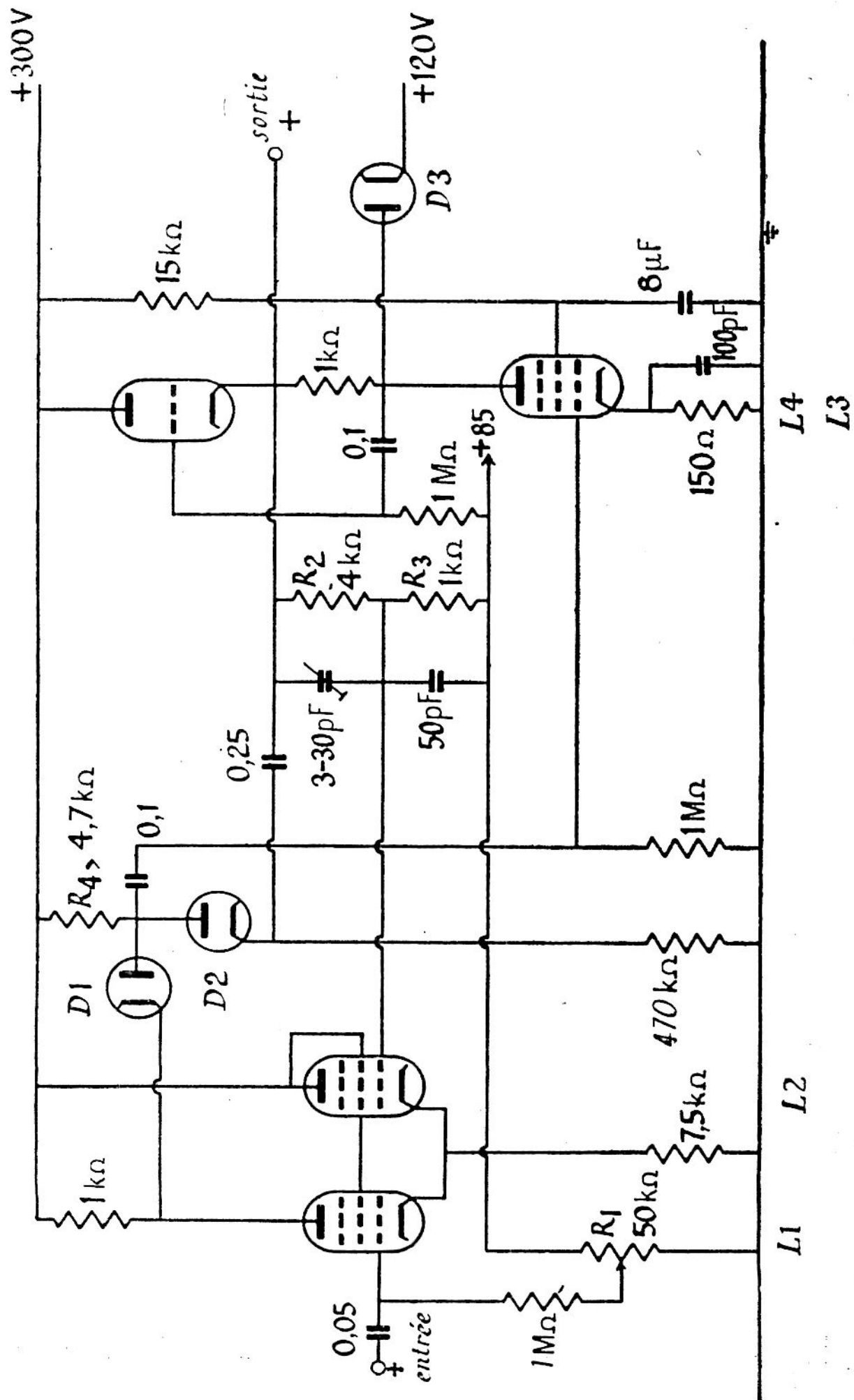
⁽¹⁾ Pour plus de détails, voir : F.W. HUTCHINSON et G.G. SCARROTT, *Phil. Mag.*, **42**, 792 (1951).

FIG. 65. — Amplificateur discriminateur. →

Pentode type EF 80 (6 AH 6).

Triode ECC 91.

Diode à cristaux CG 4 C (IN 63).



positive obtenue à la sortie, sur la grille de L_2 . Une atténuation de $1/5$ dans le circuit de réaction donne un gain total de 5 avec un facteur de réaction de l'ordre de 20.

Les diodes D_1 et D_2 sont des raffinements nécessaires pour l'amplification des impulsions très courtes. A l'état de repos, un courant de repos de 0,6 mA circule à travers D_2 vers la masse, donnant une tension de 3 volts aux bornes de la résistance R_4 de 4,7 k Ω , c'est-à-dire que l'on dispose d'une tension de polarisation de 3 volts sur la plaque de la diode D_1 . Ceci signifie que la tension d'anode de L_1 doit tomber de 3 volts avant qu'un signal soit transmis à L_3 . Dans le domaine de fonctionnement de l'amplificateur, les courants qui traversent L_1 et L_2 sont donc presque égaux et les tubes jumelés fonctionnent avec un gain maximum.

La diode D_2 est bloquée pendant le signal, sa cathode étant rendue positive par l'impulsion de sortie, sa plaque étant négative, mais son rôle est important pendant la queue de l'impulsion. Lorsque le signal d'entrée disparaît, la tension d'anode de L_2 augmente exponentiellement vers la valeur de la H.T. jusqu'au moment où D_2 débite. Parce que la tension de la cathode de D_2 a augmenté avec la tension de sortie, la tension de grille de L_3 est alors plus positive qu'auparavant et L_3 débite fortement jusqu'à ce que la tension de sortie revienne à sa valeur de repos. Il y a, par conséquent, un second circuit de contre-réaction qui agit pendant la queue de l'impulsion, comprenant seulement L_3 , L_4 et D_2 . Il permet au circuit de reprendre son état de repos avec un délai de quelques dixièmes de microseconde.

L'amplitude maximale de la tension de sortie est déterminée par la diode D_3 . L'amplificateur se sature pour des signaux qui dépassent le seuil d'environ 8 volts, mais il n'y a pas de courant de grille ou de blocage à cause de la présence des deux tubes jumelés dans le circuit d'entrée (voir § 6.7, p. 116). Par suite de la présence d'une petite charge d'anode et de l'étage de sortie à contre-réaction, le montage donne une amplification fidèle pour des impulsions jusqu'à 0,2 μ s ⁽¹⁾.

⁽¹⁾ Pour plus de détails, voir : F.J.M. FARLEY, *J. Sci. Instrum.*, **31**, 241 (1954).

7.3. Base de temps pour radar et circuit marqueur (figure 66).

En radar, un signal radioélectrique puissant est transmis par intervalles réguliers, par exemple de 3 millisecondes, et on étudie l'écho qui revient à l'appareil après un court intervalle. La figure 66 *a* donne la forme caractéristique d'un signal d'écho. Il y a un signal intense dû aux objets situés à proximité et suivant immédiatement l'émission, puis deux échos dus à des objets plus lointains. Les échos sont inscrits sur l'écran d'un oscillographe cathodique utilisant une base de temps qui est synchronisée avec le signal transmis (fig. 66 *b*). Pour quelques applications, il est souhaitable d'isoler un écho particulier qui sera spécialement étudié par les circuits qui suivent. On y arrive à l'aide d'une courte impulsion (fig. 66 *c*) qui coïncide avec l'écho qu'on désire isoler et en utilisant un circuit à portes (§ 7.8) pour transmettre des signaux seulement lorsque l'impulsion sélectrice est présente. La réponse finale est dessinée figure 66 *d*.

Dans le circuit caractéristique de la figure 66, $L_1 b$ et L_2 forment un multivibrateur astable qui est calé à la fréquence du transmetteur par une impulsion positive envoyée par l'intermédiaire de $L_1 a$. La grille écran de L_2 est utilisée dans le circuit du multivibrateur, ainsi on obtient une impulsion positive carrée et nette à l'anode de L_2 , elle ne subit pas de distorsion due au courant de grille du tube opposé (§ 3.5). Cette impulsion est appliquée par l'intermédiaire d'un circuit RC et d'une diode D_1 qui restitue la composante continue au tube L_3 qui fait partie d'un dispositif de base de temps de MILLER (§ 5.5). Le signal base de temps à pente négative pris à l'anode est appliqué aux plaques de déviation X de l'oscillographe et aux deux tubes jumelés comprenant le tube L_4 . Ce circuit est semblable à celui du § 5.6. Mais il est muni ici d'un couplage $R_1 C_1$ entre l'anode de $L_4 a$ et la grille de $L_4 b$, ce qui transforme le montage comprenant L_4 en un circuit à déclenchement. Le résultat est qu'il apparaît à l'anode de $L_4 b$ un signal négatif en forme de marche, dont la position par rapport au signal base de temps est variable grâce au potentiomètre P . Ce signal négatif fait basculer le circuit

basculer bootstrap (§ 4.5) comprenant L_6 , qui donne une courte impulsion sélectrice à la cathode. Cette impulsion est appliquée à la grille supprimeuse du tube L_7 qui constitue un circuit à porte (§ 7.8), le signal écho étant appliqué sur la grille. Parce qu'aucun courant d'anode ne circule en l'absence d'une impulsion sélectrice, seuls les signaux qui coïncident avec cette impulsion sont transmis. L'impulsion sélectrice est aussi appliquée sur la grille du canon à électrons d'un tube cathodique pour augmenter la luminosité du faisceau dans cette région et ainsi indiquer quel écho particulier a été choisi par le circuit de marquage. Lorsqu'on règle le potentiomètre P , le lieu d'éclairement intense se déplace le long de la base de temps et peut être amené en coïncidence avec un signal quelconque.

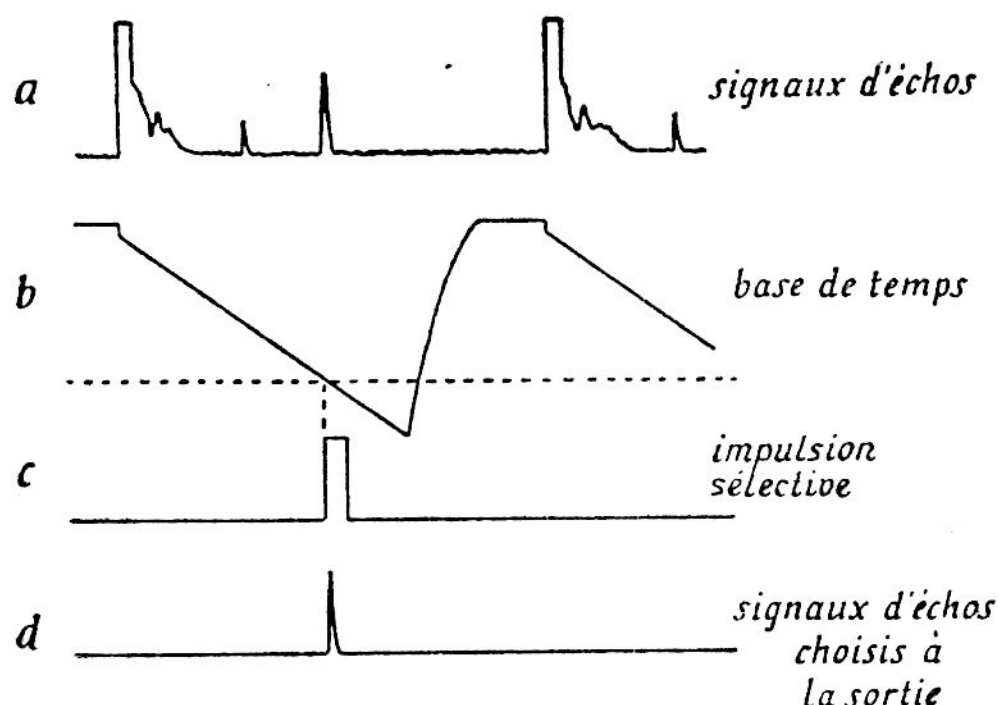
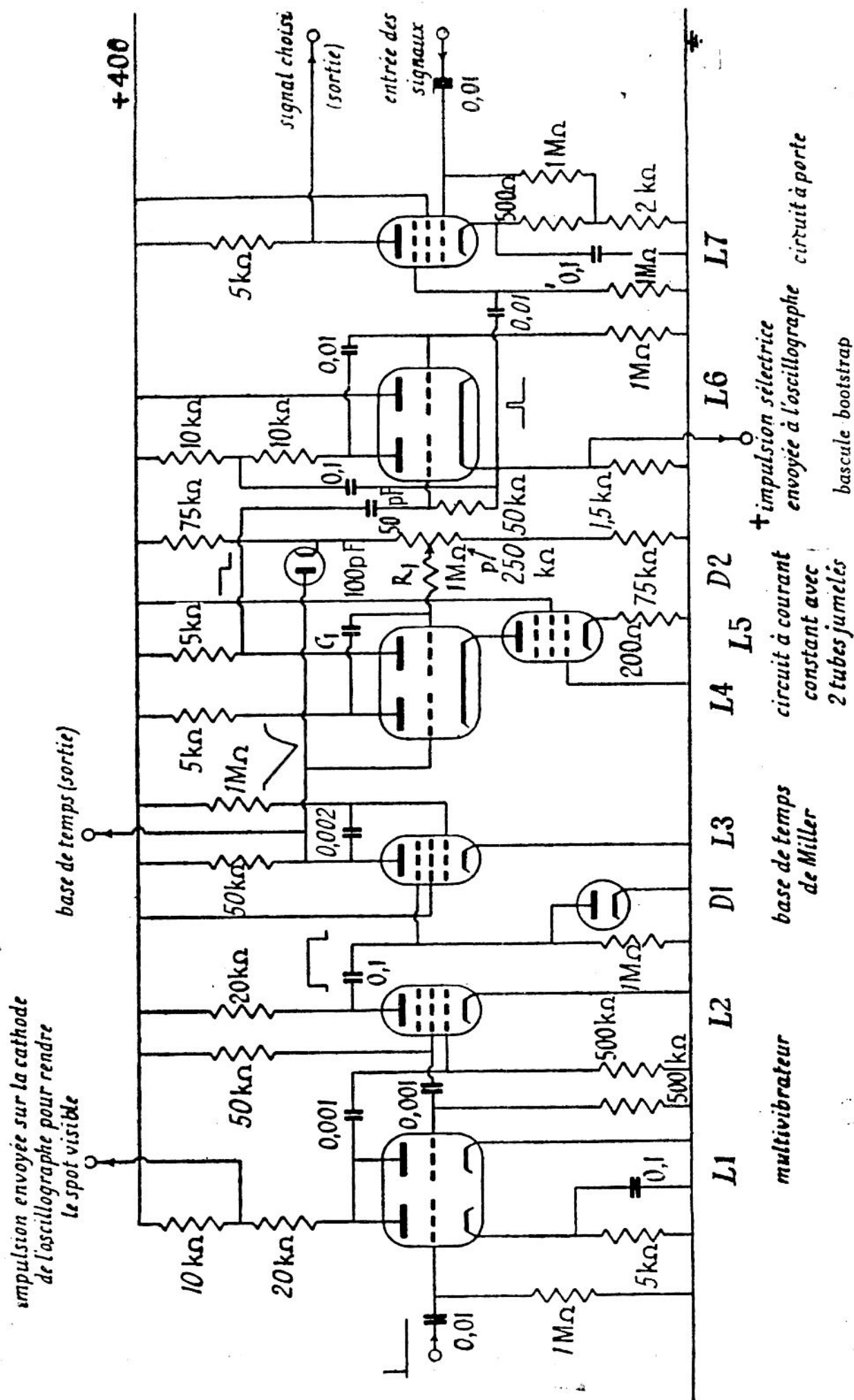


FIG. 66. — Base de temps de radar et circuit de marquage.

Double triode type ECC 81 (12 AT 7).

L_2 et L_5 : EF 80 (6 AH 6).

L_3 et L_7 : 6 F 33.



7.4. Dispositif de base de temps de Miller donnant un balayage permanent (figure 67).

Ce circuit fait partie de la famille des dispositifs de base de temps dérivés de celui fondamental de MILLER (§ 5.5). Au tube L_1 du dispositif de MILLER on ajoute le tube amplificateur L_2 dont la sortie est couplée à la grille supprimeuse de L_1 de façon que le circuit ait les propriétés d'un circuit à déclenchement.

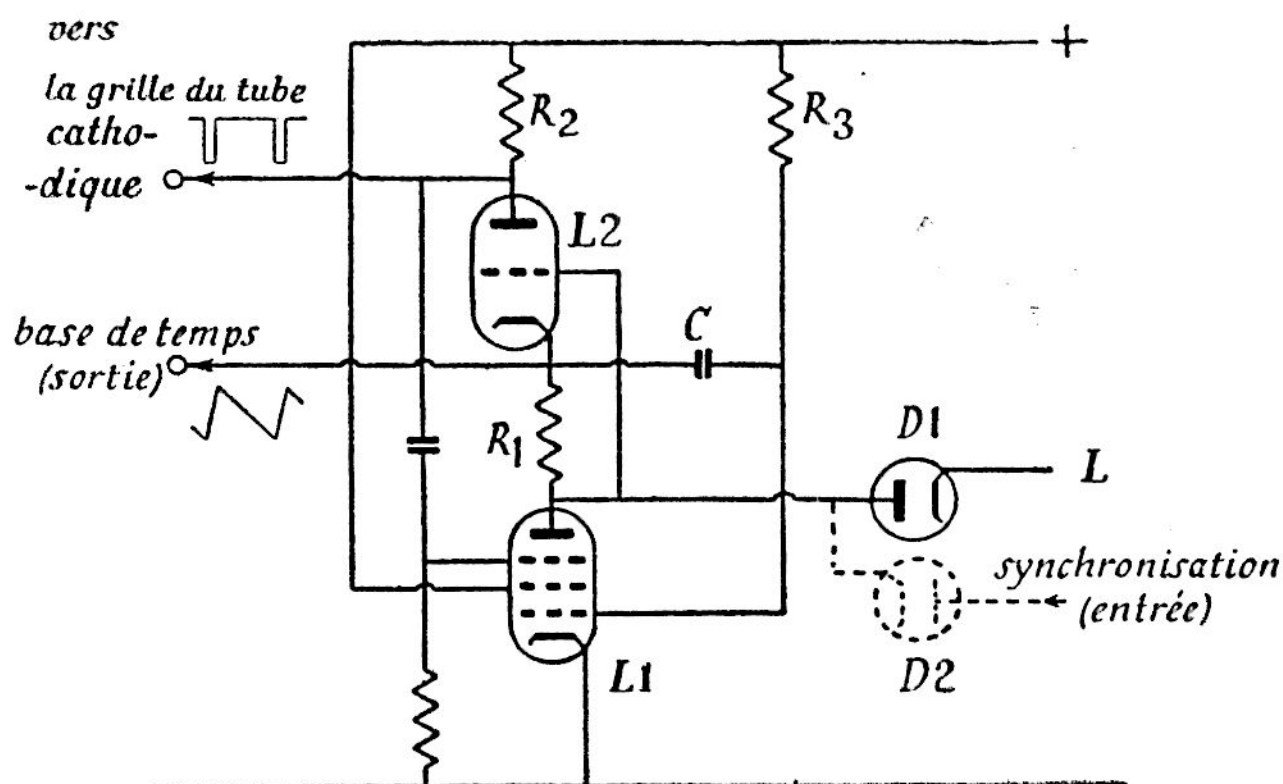


FIG. 67. — Base de temps de MILLER.

Triode ECC 91.

Pentode 6 F 33 (6 AS 6).

Supposons d'abord que la grille supprimeuse de L_1 est au potentiel de la cathode, ainsi le courant va à l'anode de L_1 et on obtient un signal en dent de scie comme dans une base de temps de MILLER ordinaire. Le courant traverse la résistance R_3 , traverse C déchargeant le condensateur, traverse R_1 et le tube L_1 , pour arriver à la masse. Il produit aux bornes de R_1 une chute de tension suffisante pour bloquer L_2 . Il faut remarquer aussi que le courant qui traverse R_1 et le tube est constant

tant que dure le balayage (il est égal au courant qui traverse R_3), donc la tension de grille de L_1 ne change pas du tout et la base de temps est parfaitement linéaire ⁽¹⁾. C'est une amélioration par rapport au dispositif simple du paragraphe 5.5. Mais, finalement, la tension d'anode tombe plus bas que le coude de la caractéristique du tube, et le courant d'anode ne peut pas être maintenu. La tension aux bornes de R_1 tombe, ce qui permet à L_2 de devenir conducteur et donne à l'anode de L_2 un signal négatif qui est transmis à la grille supprimeuse de L_1 , coupant ainsi le courant d'anode de L_1 , l'effet est cumulatif et le circuit passe dans un nouvel état où L_2 est conducteur et le courant anodique de L_1 est bloqué par la grille supprimeuse.

Le condensateur C est rechargé rapidement par le courant qui circule à travers L_2 et arrive à la masse sous forme de courant de grille de L_1 . La tension de l'anode de L_1 augmente donc jusqu'à ce que la diode D débite et qu'un courant circule dans R_1 , ce qui bloque à nouveau L_2 et le cycle recommence. La tension V appliquée à la cathode de la diode commande donc le potentiel auquel commence la dent de scie, c'est-à-dire l'amplitude du balayage.

Le circuit donne une base de temps très linéaire avec un temps de retour très court et est utile pour des oscillographes standards. Le circuit peut être mieux synchronisé en ajoutant une diode D (pointillé) qui commande le potentiel auquel commence le retour. Des signaux positifs appliqués à l'anode de D tendent à faire commencer le retour et synchronisent la base de temps de la façon usuelle.

7.5. Base de temps à déclenchement très rapide.

Une base de temps déclenchée est souvent utile pour observer des phénomènes transitoires qui n'ont lieu qu'une fois ou à intervalles irréguliers. La base de temps est déclenchée par le phénomène à observer et il faut absolument que le balayage

⁽¹⁾ Ce n'est pas tout à fait vrai, parce que lorsque la tension d'anode de L_1 tombe, la tension grille doit légèrement augmenter pour maintenir le courant constant.

soit déclenché avec un retard minimum, de façon que le signal provoquant le déclenchement soit visible en totalité sur l'écran. Le plus souvent, pour éviter que l'écran ne soit brûlé, le spot est éteint, par une tension négative appliquée à la grille du canon à électrons du tube cathodique, jusqu'à ce que la base de temps soit déclenchée. Un signal positif qui augmente la luminosité du spot est appliqué sur la grille du canon à électrons, au moment où le balayage débute. En pratique, le temps nécessaire pour allumer le spot est plus grand que celui nécessaire pour que le balayage commence, car le premier effet exige une certaine tension alors que pour le second il suffit que s'établisse une vitesse de variation de la tension déterminée. Pour avoir le retard minimum, il faut faire attention au temps de montée de l'impulsion nécessaire pour rendre le spot visible, et cela suggère d'utiliser un circuit amplificateur bootstrap.

Une façon simple d'avoir une base de temps linéaire et rapide est de charger une capacité, à la rigueur uniquement les capacités parasites du circuit d'anode d'une pentode. La pentode engendre une dent de scie à pente négative, parce qu'elle débite un courant constant (§ 2.7), la base de temps est presque linéaire.

Un montage utilisant cette idée est donné *figure 68*. Ici, le tube L_1 est normalement polarisé au delà du cut-off, mais est débloqué pour donner la base de temps en chargeant le condensateur C (et les capacités réparties) avec un courant constant. Le courant de charge traverse la petite résistance R_2 , aux bornes de laquelle apparaît une impulsion carrée suffisante pour agir sur L_3 . L_3 et L_4 forment un amplificateur bootstrap (§ 6.10) qui engendre une impulsion positive permettant d'illuminer le spot et de faire fonctionner L_1 . Ainsi, le circuit de réaction est complet et le montage a les propriétés d'un circuit à déclenchement. Le tube L_2 débite durant le temps de retour pour recharger le condensateur et joue un rôle identique à celui de L_2 dans le montage de la *figure 67* qu'on vient d'étudier.

A l'état de repos, L_1 ne débite pas et la cathode de L_2 est portée à une tension égale à la H.T. L_3 et L_4 sont conducteurs. Lorsque le circuit est déclenché par une impulsion

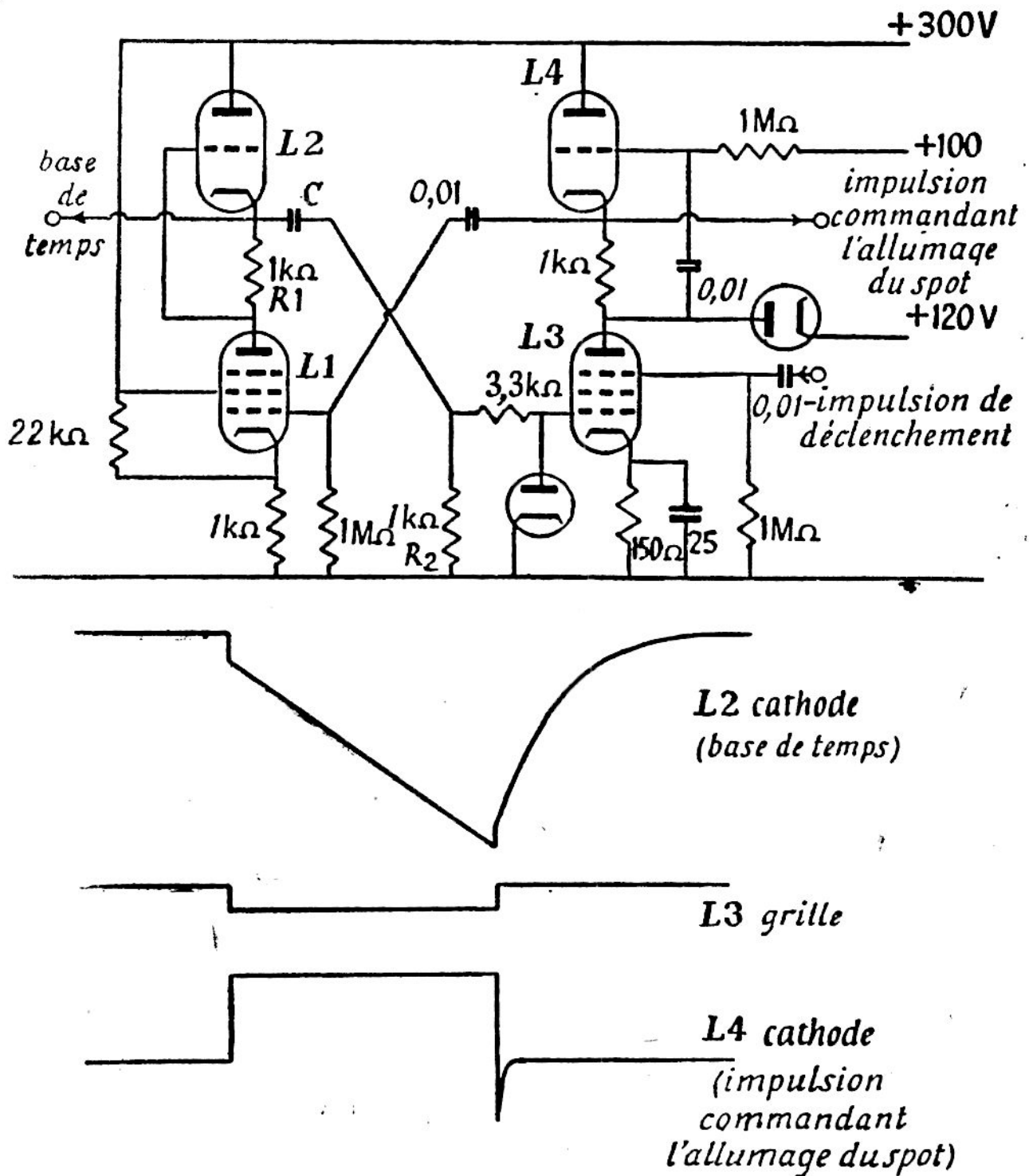


FIG. 68. — Base de temps à déclenchement rapide.

L_1 : EF 80 (6 AH 6).

L_2, L_4 : ECC 91 (6 J 6).

L_3 : 6 F 33 (6 AS 6).

Diodes à cristaux CG 4 C (1 N 63).

négligée appliquée sur la grille supprimeuse de L_3 , une impulsion positive de 20 volts apparaît à la cathode de L_4 et un courant de 15 mA circule dans L_1 . Ce courant produit une chute de tension suffisante aux bornes de R_1 pour maintenir L_2 bloqué, il traverse donc C et R_2 pour arriver à la masse, donnant aux bornes de R_2 une chute de tension qui maintient L_3 bloqué et ainsi complète l'effet du basculement.

La tension anodique de L_1 diminue, engendrant un balayage linéaire jusqu'au moment où, comme elle se rapproche de la valeur zéro, le courant décroît. La chute de tension aux bornes de R_2 diminue en même temps, finalement L_3 devient conducteur et le dispositif commence à revenir à l'état initial. A ce moment, L_2 est conducteur, rechargeant rapidement le condensateur C et portant la grille de L_3 à un potentiel positif jusqu'à ce que la diode débite. A la fin de ce temps de retour, on est revenu à l'état de repos.

On remarquera que dans ce montage le signal provoquant le basculement donne naissance directement à l'impulsion destinée à allumer le spot, qui est ainsi engendré avec un retard minimum. La base de temps est alors déclenchée et le basculement a lieu. En général, la luminosité suffisante et la vitesse de balayage peuvent s'établir en $0,1 \mu s$. La vitesse de balayage pour $C = 100 \text{ pF}$ et des capacités parasites de 100 pF avec un courant de charge de 15 mA, sera $dV/dt = i/C = 75 \text{ V}/\mu s$.

7.6. Dispositifs de base de temps pour télévision.

Dans un récepteur de télévision, le faisceau cathodique est dévié, non pas par un champ électrique comme dans un oscillographe, mais par un champ magnétique produit par des bobines disposées autour du col du tube. Le dispositif de base de temps doit donc donner des courants dont l'intensité augmente linéairement et non des tensions comme on l'a vu jusqu'ici. Naturellement, si l'impédance de la bobine est une résistance, les deux cas se confondent, car un balayage en tension linéaire donne naissance à un balayage en courant linéaire. C'est en pratique vrai pour le dispositif de base de temps donnant le balayage d'image où le signal a une fréquence de répétition de 50 Hz assez basse pour que l'inductance de la

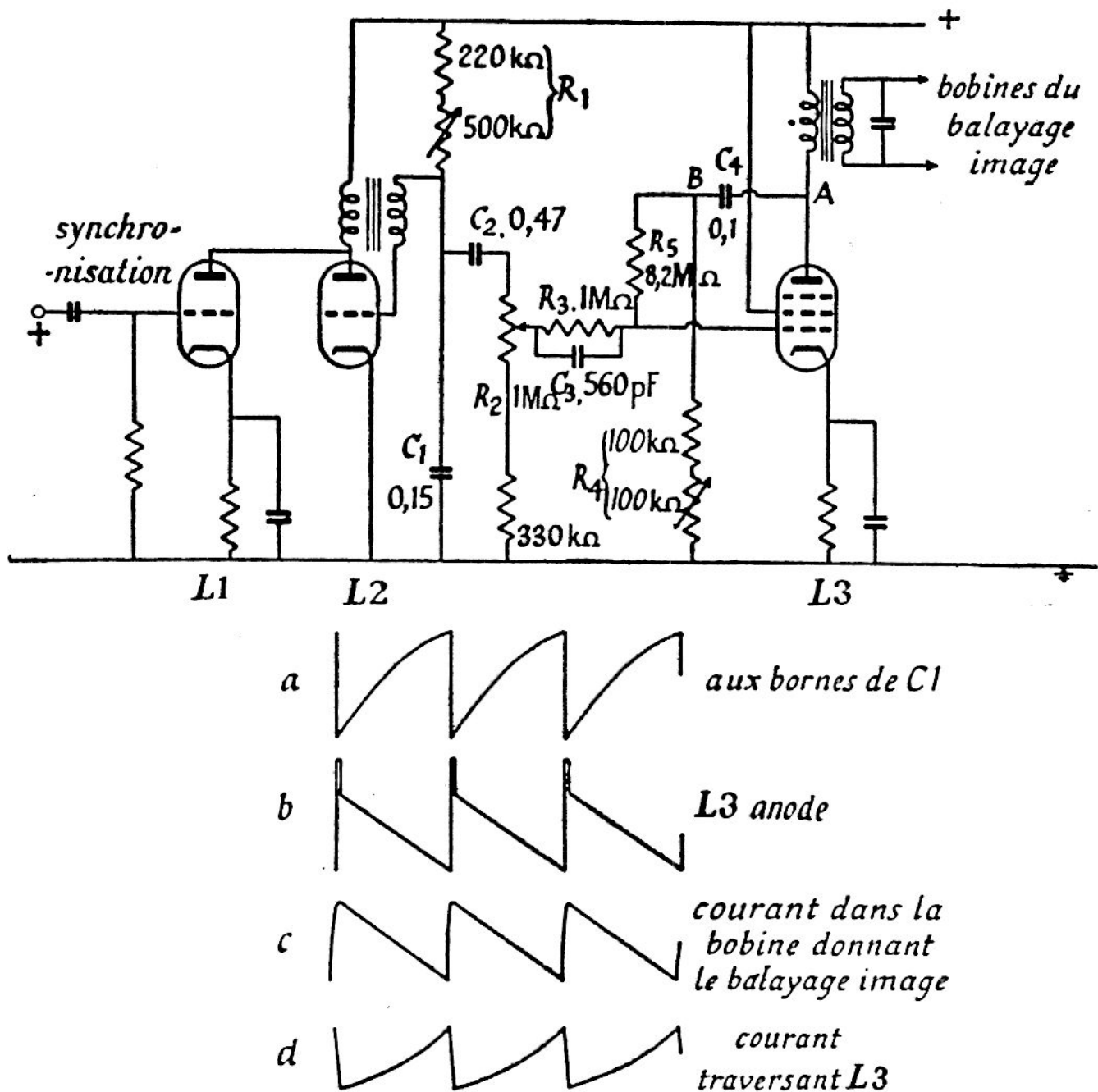


FIG. 69. — Base de temps donnant le balayage d'image en télévision.

Double triode ECC 81 (12 AT 7).

Pentode EF 80 (6 AH 6).

bobine soit négligeable ; par contre, pour la base de temps donnant le balayage de ligne, la fréquence de répétition étant de 16 kHz⁽¹⁾, les effets inductifs sont dominants. Même pour le balayage d'image, cependant, les effets inductifs devront être pris en considération si on utilise un transformateur pour coupler l'étage de sortie à la faible impédance des bobines de

⁽¹⁾ Cette valeur n'est pas celle de la définition utilisée en France.

déviations, comme on le fait généralement. On va maintenant étudier des circuits caractéristiques utilisés pour obtenir ces bases de temps.

La *figure 69* donne un dispositif caractéristique de base de temps pour le balayage image ⁽¹⁾. Des impulsions positives appliquées à l'amplificateur calé L_1 synchronisent l'oscillateur à blocage L_2 (§ 3.4), qui donne aux bornes du condensateur C_1 un signal en dent de scie permanent de période 20 millisecondes (*fig. 69 a*). A travers le circuit de couplage R_2C_2 de constante de temps longue (600 millisecondes), ce signal arrive avec peu de distorsion à l'étage de sortie L_3 , R_2 servant à régler l'amplitude. Le tube de sortie a un circuit de réaction qui est fait pour donner un courant à variation linéaire dans les bobines de déviation verticale (image). Il y a deux causes de non linéarité qu'on doit supprimer : d'abord le signal d'entrée lui-même peut ne pas être linéaire ; ensuite le transformateur de sortie des bobines de déviation verticale peut introduire des défauts dans la linéarité. Elles seront étudiées séparément, bien que le même montage soit suffisant pour corriger les deux défauts.

Le tube L_3 est monté en amplificateur à charge anodique (§ 6.8) qui inverse la phase du signal et l'amplifie dans le rapport R_5/R_3 . Le condensateur C_3 ne modifie pas l'essentiel du signal base de temps car la constante de temps R_3C_3 n'est que de 0,5 milliseconde et on le négligera pour le moment. Le couplage R_4C_4 est cependant important parce que la constante de temps de 10-20 millisecondes est comparable avec la période de la base de temps. La réaction introduite par le montage en amplificateur à charge anodique donne un signal au point B du schéma qui est théoriquement une réplique parfaite inversée du signal d'entrée. Le signal en A doit donc être tel que lorsqu'il a été dérivé par le circuit R_4C_4 il soit une réplique parfaite du signal d'entrée. En fait, si le circuit est correctement réglé, le signal en A est parfaitement linéaire, bien que le signal d'entrée et celui en B soient tous les deux exponentiels, nous allons voir pourquoi.

⁽¹⁾ Extrait de *Tubes récepteurs de télévision* (Bibliothèque technique Philips), éd. Dunod.

Supposons pour l'instant que la charge d'anode de L_3 soit purement résistive et voyons comment la forme du signal d'entrée doit être corrigée. Soit un balayage en A parfaitement linéaire $V = kt$. Alors le signal dérivé en B est donné par l'équation (9), paragraphe 1.3 :

$$V = kR_4C_4 [1 - \exp(-t/R_4C_4)].$$

Il doit être une copie du signal d'entrée, qui suit la loi

$$V = V' [1 - \exp(-t/RC)]$$

de charge du condensateur réservoir C_1 dans l'oscillateur à blocage. Il est clair que les deux signaux ont la même forme si $R_4C_4 = R_1C_1$, ainsi, dans ce cas, notre hypothèse que le balayage est linéaire en A sera remplie. Dans ces conditions, le tube engendre un balayage linéaire à l'anode avec une pente égale à R_5/R_3 fois la pente du signal initial. Il n'y a pas de signal sur la grille dans le cas idéal d'un gain infiniment élevé, car le signal d'entrée et sa copie en B se neutralisent exactement. Il est intéressant de noter que la compensation de la non-linéarité est parfaite tout le temps : même lorsque le signal d'entrée est constant et a sa valeur maximale, le signal de sortie continue à augmenter linéairement, car il faut maintenir une tension constante en B qui équilibre le signal d'entrée constant.

Dans le circuit donné R_4C_4 (10 à 20 ms) est plus petit que R_1C_1 (75 ms) ainsi la compensation est excessive et en apparence doit conduire à une absence de linéarité dans le sens opposé. Si ceci n'a pas lieu, c'est dû au gain relativement faible du circuit réel et à l'action du transformateur de sortie. Nous allons maintenant étudier cet effet en supposant que le signal d'entrée est presque parfaitement linéaire.

Le transformateur avec sa charge résistive est équivalent à une résistance mise en parallèle sur une inductance égale à celle du primaire lorsque le secondaire est en circuit ouvert. Le courant qui passe dans la résistance est amplifié dans le rapport du nombre de tours et transmis aux bobines de déviation. On doit donc encore avoir à l'anode du tube un signal linéaire en tension pour engendrer un balayage linéaire dans la résistance. Le courant dans le tube n'augmente pas

linéairement, il doit croître plus vite à la fin du balayage pour faire face à l'augmentation du courant dans l'inductance. En écrivant

$$\frac{di}{dt} \propto v \propto kt$$

on trouve que l'augmentation de ce courant suit la loi $i \propto t^2$. La tension grille du tube L_3 doit donc avoir une composante qui varie suivant une loi en t^2 . On l'obtient si la tension d'entrée augmente linéairement et la tension en B tombe exponentiellement suivant l'équation (9), comme on l'a indiqué plus haut. La différence entre ces deux signaux apparaît sur la grille et en développant en série l'exponentielle jusqu'aux termes en t^2 on vérifie immédiatement que la différence est proportionnelle à t^2/R_4C_4 , plus des termes de plus haut degré. Donc, si t n'est pas trop grand, le circuit donne juste le signal désiré à la grille, pour obtenir un balayage linéaire. L'amplitude du terme en t^2 est réglée en agissant sur R_4C_4 jusqu'à ce que le balayage soit linéaire.

Pour résumer, la différenciation partielle par R_4C_4 dans le circuit de réaction corrige parfaitement la non-linéarité de l'oscillateur à blocage et fournit également le terme en t^2 , de la loi de variation du courant, qui est nécessaire dans le primaire du transformateur de sortie en plus du balayage linéaire principal.

Il reste à expliquer le rôle du condensateur C_3 . Comme on l'a déjà dit, on peut le négliger durant le balayage. Le signal correspondant au bref temps de retour de l'oscillateur à blocage est complètement transmis à travers C_3 à la grille du tube de sortie L_3 , interrompant ainsi le courant dans les bobines de déviation verticale (image). L'inductance du circuit d'anode, due à ces bobines et au transformateur de sortie, donne en A , pendant le temps de retour, une tension positive élevée qui est transmise par le réseau de réaction et tend à rendre positive la grille de L_3 . Pour être sûr que la grille devienne largement négative, on ajoute le condensateur C_3 .

Nous allons maintenant construire un circuit pour obtenir le balayage de ligne dont la fréquence doit être de 16 kHz. Dans ce cas, il est commode de construire les bobines de déviation de façon que la résistance soit négligeable, pour

obtenir un balayage en courant linéaire ($di/dt = \text{constante}$), la tension $L (di/dt)$ appliquée aux bobines doit être constante. Si la résistance des bobines n'est pas négligeable alors la tension appliquée doit croître légèrement lorsque le courant augmente. Cela entraîne que pour réaliser un balayage linéaire on peut appliquer aux bobines, peut-être par l'intermédiaire d'un montage à cathode asservie, une impulsion carrée positive avec un sommet à pente positive (cf. *fig. 58 a*). Cette méthode est excellente pour une base de temps déclenchée, mais ne permet pas un retour rapide, essentiel en télévision. Durant le retour, il apparaît inévitablement dans la bobine une force électromotrice d'induction forte, ce que ne permet pas le montage à cathode asservie.

Un montage pratique fait pour fonctionner avec une alimentation de 180 volts seulement est donné *figure 70* ⁽¹⁾. Ce montage permet au courant de circuler dans deux directions dans les bobines (*fig. 70 c*) et permet aussi d'obtenir une source de haute tension supplémentaire pour l'étage de sortie au moyen de la diode L_2 qui rectifie le signal base de temps. Lorsque le circuit fonctionne, une tension constante de 200 volts apparaît entre les armatures du condensateur C_1 , portant la tension d'alimentation à 380 volts. On agit sur la grille de L_1 grâce à une impulsion carrée envoyée à l'entrée (*fig. 70 a*). Étudions ce qui se passe à la fin du balayage lorsqu'un courant i circule dans la bobine suivant la direction de la flèche, on est au point A sur le schéma représentant le signal. Le tube est alors brusquement bloqué, il en résulte que la bobine est isolée (on suppose les transformateurs parfaits), il apparaît la moitié d'un cycle d'oscillation dont la fréquence est la fréquence propre des bobines (A à C sur la *figure*) : le courant s'annule lorsque les capacités réparties se chargent, portant la bobine à un potentiel très négatif (point B), il apparaît alors un courant dans la direction opposée qui arrive à une valeur presque égale à i (point C). A ce moment, la diode D_2 débite, fixant la tension de la bobine à 200 volts et le balayage suivant commence. Parce que la tension de la bobine est fixée à une valeur constante et que les bobines sont des inductances pures, le balayage est

⁽¹⁾ Tubes de réception de télévision, *loc. cit.*

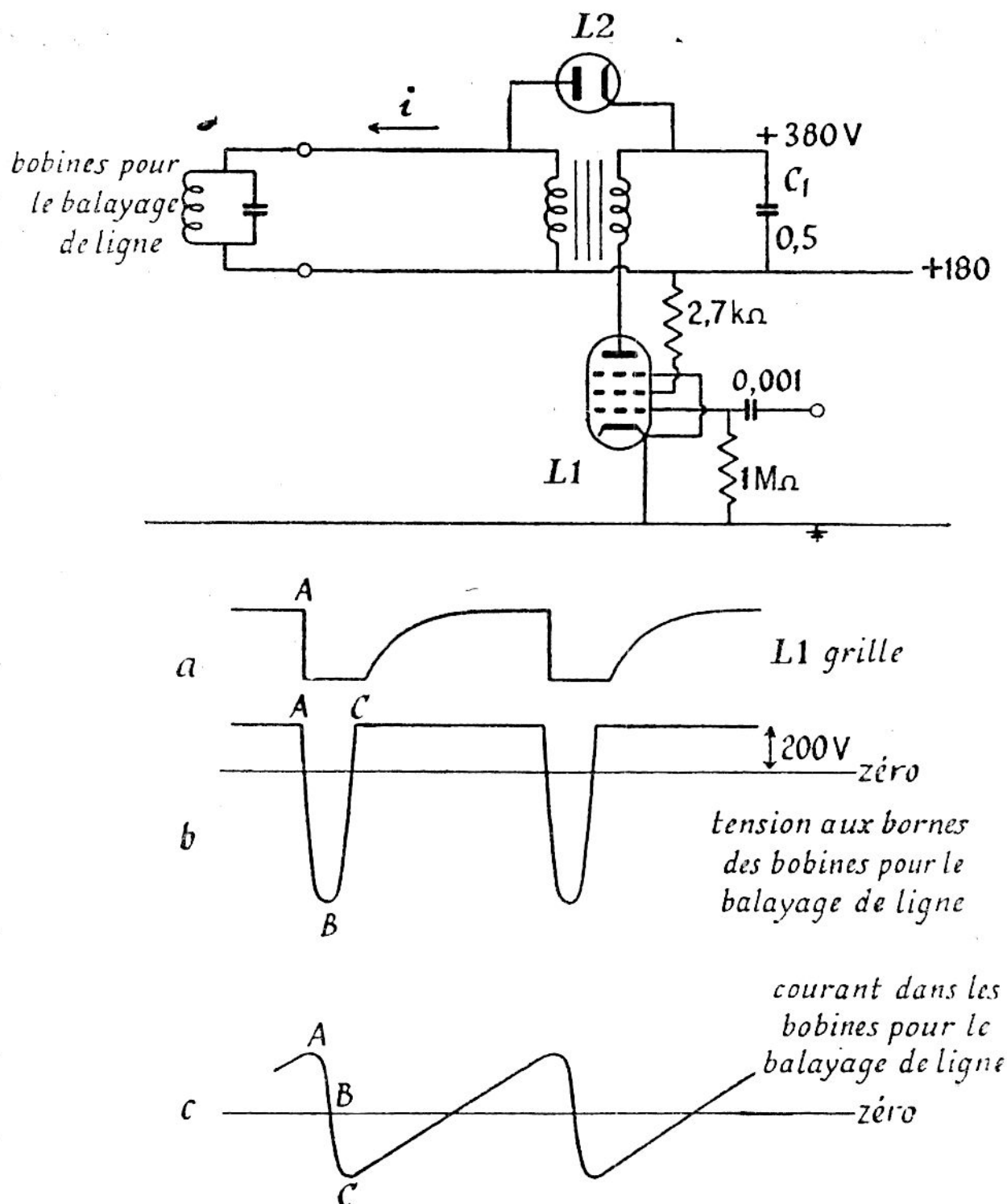


FIG. 70. — Balayage de ligne.

Pentode PL 81 (6 BQ 6).
Diode EB 91 (6 AL 5).

linéaire. Durant la première moitié du balayage, un courant qui diminue progressivement circule dans la bobine, la diode L_2 , le condensateur C_1 et retourne à la bobine, il dépend de l'énergie magnétique emmagasinée dans la bobine qui est peu à peu

transferrée dans le condensateur. Alors le tube L_1 ne joue aucun rôle. Lorsque le courant s'annule, le tube L_1 est conducteur, grâce au transformateur abaisseur de tension il maintient la différence de potentiel de 200 volts aux bornes de la bobine et il y a toujours un courant qui traverse la diode. A partir de ce moment jusqu'à la fin du balayage le courant i dans la bobine augmente progressivement, il a la direction de la flèche, il est dû à la force motrice électromotrice qui se manifeste au secondaire du transformateur. Le rapport dans lequel la tension est abaissée indique que le courant dans le primaire qui circule à travers C_1 et le tube est plus petit que i et la charge de C_1 au cours du cycle peut être maintenue.

Dans ce montage, la diode L_2 a trois rôles. D'abord, elle permet au courant de circuler dans les deux sens dans la bobine, ce qui permet d'utiliser l'énergie emmagasinée dans la bobine à la fin du balayage pour donner un courant dans le sens inverse au début du balayage suivant, sinon elle devrait être dissipée dans une résistance supplémentaire, ce qui serait en effet nécessaire pour empêcher qu'il y ait oscillation si le courant ne pouvait pas s'inverser pendant le temps de retour. Deuxièmement, elle permet de maintenir une tension constante aux bornes de la bobine durant le balayage, ce qui permet d'être sûr que la dent de scie sera linéaire quel que soit le signal d'entrée. Troisièmement, elle permet d'alimenter L_1 avec une tension plus forte, ce qui donne un meilleur rendement, car la fraction de la puissance totale qui est dissipée dans le tube est plus faible.

Pendant le temps de retour, la forte pointe de tension négative aux bornes de la bobine est transformée en une pointe de tension positive encore plus forte à l'anode du tube. En ajoutant une autre diode (non figurée), ce signal peut être rectifié et égalisé ; on peut alors l'utiliser pour alimenter en haute tension (de 4 à 10 kV) un tube cathodique.

7.7. Impulsions des détecteurs de particules.

Dans beaucoup de détecteurs de particules utilisés en physique nucléaire, le signal obtenu est dû à l'arrivée soudaine d'une charge électrique, q , sur une électrode collectrice. Si la

capacité parasite entre cette électrode et la masse est C , alors apparaît une variation de tension q/C (fig. 71 *a*). Le temps de montée de cette marche est le temps que met la charge q à arriver sur l'électrode ; si toute la charge arrivait en même temps, le temps de montée serait nul et l'impulsion infiniment raide ; en pratique, on a réalisé dans quelques appareils des temps de

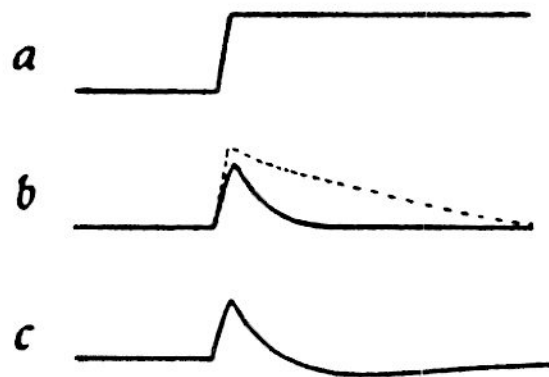


FIG. 71. — Dérivation de l'impulsion d'un détecteur de particules.

montée inférieurs à 10^{-8} s. Cette montée peut être exponentielle ou presque linéaire, comme le suggère la figure 71 *a*.

C'est le traitement que l'on fait subir à cette impulsion qui nous intéresse. Le but est généralement de compter le nombre d'impulsions produites et parfois de mesurer leur amplitude. Pour éviter le blocage du système à la suite d'une augmentation progressive de la tension d'entrée, il faut absolument dériver le signal de façon à convertir les marches en une série d'impulsions avec des queues exponentielles (constante de temps T_1), comme l'indique la figure 71 *b*. La dérivation devra être assez forte pour être sûr que les différentes impulsions ne se recouvrent pas appréciablement (cela dépend du taux de comptage moyen), mais si elle est trop poussée, l'amplitude de l'impulsion sera réduite à cause du temps de montée fini. Ceci est tolérable si le temps de montée est le même pour toutes les impulsions (Geiger et compteurs proportionnels), mais pas si le temps de montée est variable ou les impulsions déjà faibles (chambre d'ionisation).

Le signal de la figure 71 *b* peut maintenant être utilisé de la façon habituelle, c'est-à-dire amplifié, mesuré ou dessiné sur

l'écran d'un oscillographe. Il est important cependant d'éviter une dérivation postérieure par des circuits de couplage RC du système car cela donnerait des dépassements du niveau de base comme on l'a indiqué au paragraphe 6.6, qui interféreraient avec les mesures relatives aux impulsions suivantes. Cet effet est rendu très faible en donnant à toutes les constantes de temps une valeur supérieure à la durée de l'impulsion. Une dérivation importante par un circuit de constante de temps T_2 ($> T_1$) donnera un signal comme celui de la *figure 71 c*. Il y a un dépassement au niveau de base, en gros égal à une fraction T_1/T_2 de l'impulsion initiale, et il dure un temps de l'ordre de T_2 , la constante de temps la plus longue.

On croit parfois qu'en mettant la constante de temps la plus courte T_1 à la fin du montage, toute excursion longue au delà du niveau de base peut être éliminée. Il n'en est pas ainsi cependant, en fait, si dans l'exemple précédent on échange T_1 et T_2 , l'effet est le même. En effet, la première dérivation produira maintenant une queue en exponentielle qui décroît lentement avec une constante de temps T_2 (pointillé sur la *fig. 71 b*), une nouvelle dérivation de constante de temps plus courte T_1 donnera un dépassement négatif proportionnel à la pente négative du signal initial. La tension tendra vers zéro par valeurs négatives avec la constante de temps T_2 comme avant.

En pratique, la règle est que le signal du détecteur ne doit être dérivé qu'une fois. Toutes les autres constantes de temps doivent être beaucoup plus longue. Mais l'étage où est situé le circuit qui a la constante de temps décisive importe peu il peut être au début, au milieu ou à la fin du montage. Une habitude courante est de le mettre au milieu de l'amplificateur, assez tard pour éliminer le bruit des composantes de basse fréquence des étages précédents, mais assez tôt pour éviter le blocage des étages suivants à cause des impulsions superposées.

Remarquons finalement qu'une dérivation du signal de la *figure 71 a* a lieu dans le détecteur lui-même. Comme on l'a déjà expliqué, la marche est produite par l'arrivée d'une charge sur l'électrode collectrice de capacité C et nous avons supposé qu'il n'y a pas de fuite, donc que la charge reste indéfiniment

En fait, cependant, il y a inévitablement une résistance de fuite R et le signal du détecteur décroît avec la constante de temps RC ; il est donc différencié. Il y a maintenant deux possibilités. Dans la première, on fait R aussi grand que possible, soit $100\text{ M}\Omega$ et la dérivation est faite plus loin dans le montage. Dans la seconde, on s'arrange pour faire RC courte de façon qu'elle soit dominante. Il faut remarquer que la taille de l'impulsion au détecteur q/C est indépendante de R et reste constante lorsque R décroît jusqu'à ce que RC devienne plus courte que le temps de montée de l'impulsion.

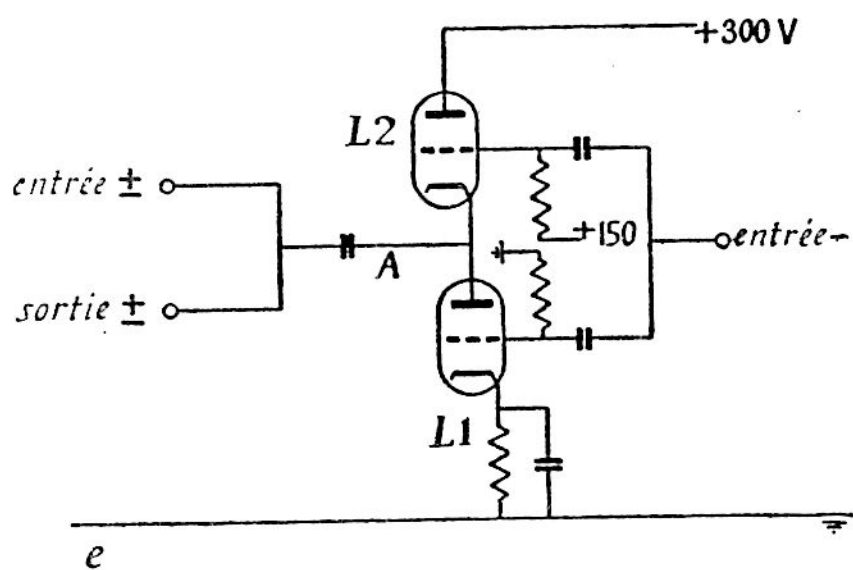
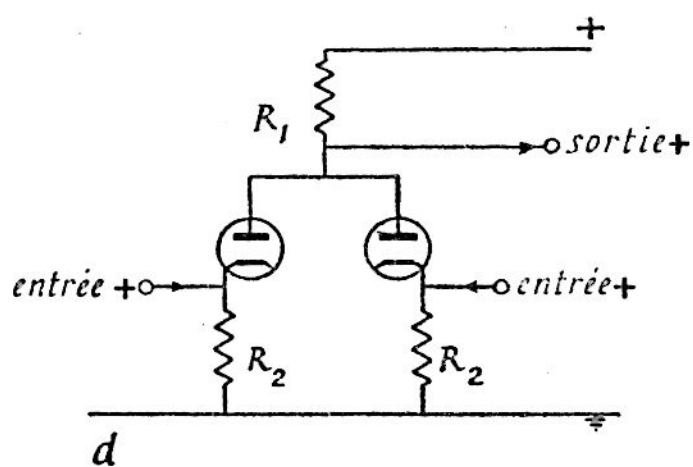
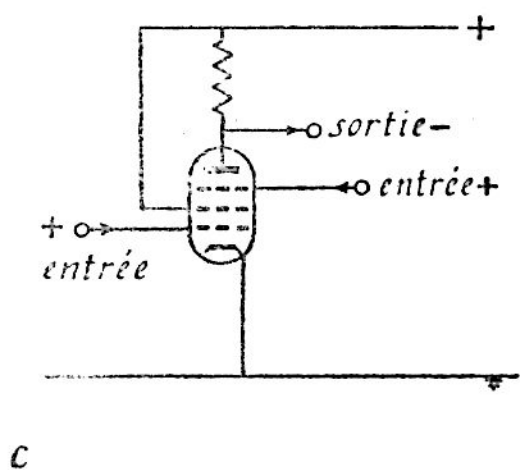
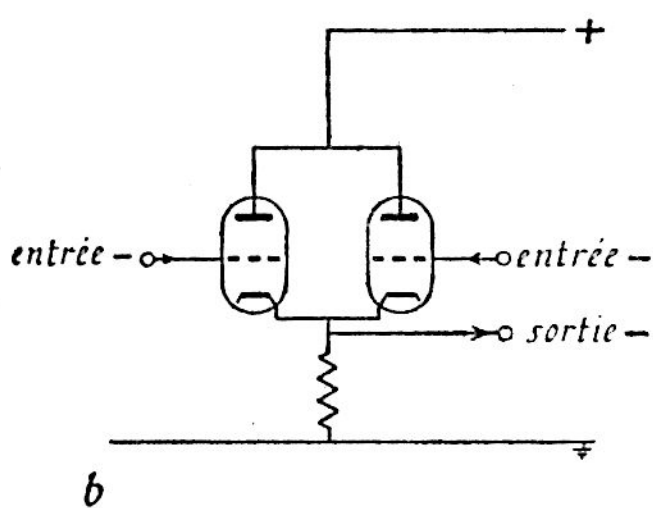
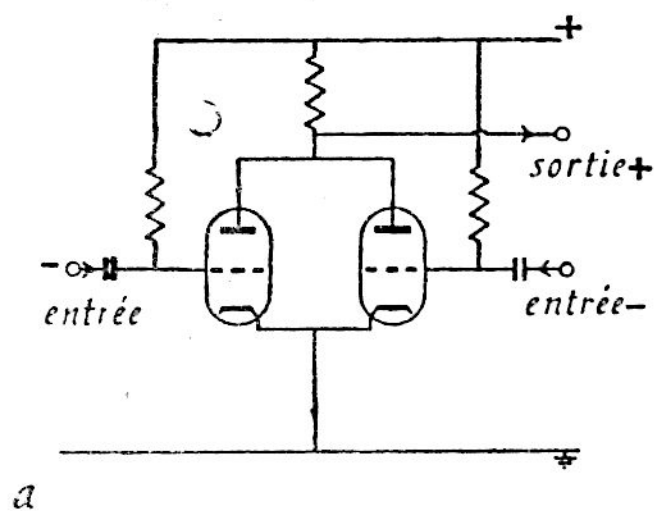
7.8. Circuits à coïncidence et à porte.

On exige souvent d'un circuit qu'il donne un signal de sortie lorsque deux, ou plusieurs signaux indépendants à l'entrée coïncident dans le temps. On y arrive au moyen des *circuits à coïncidence* : il n'est pas nécessaire ni même habituel que le signal de sortie ressemble aux signaux à l'entrée quant à la taille et à la forme. On a des exigences analogues, mais plus strictes, lorsqu'on construit des circuits à portes. Ceux-ci ont deux états, dans l'un (porte ouverte), des signaux sont fidèlement transmis à la sortie ; dans l'autre (porte fermée), il n'y a rien à la sortie. La transition d'un état à un autre est commandée par une impulsion carrée appliquée sur une entrée auxiliaire. Généralement, ce circuit peut être utilisé comme circuit à coïncidence, mais l'inverse n'est pas possible.

Quelques-uns de ces circuits à coïncidence sont donnés *figure 72*. Dans le circuit de ROSSI (*fig. 72 a*) les deux tubes sont normalement conducteurs et la tension de l'anode commune est faible. Si un tube est bloqué par un signal négatif à l'entrée, la tension d'anode augmente légèrement, mais si

FIG. 72. — Circuits à coïncidence et à portes.

- a) Circuit à coïncidence de ROSSI.
- b) Circuit à coïncidence à cathode asservie.
- c) Circuit à porte utilisant la grille supprimeuse.
- d) Circuit à porte utilisant deux diodes.
- e) Circuit à porte avec une double triode pour fixer le potentiel.



les deux tubes sont bloqués par des signaux d'entrée qui coïncident la tension d'anode atteint la valeur de la tension d'alimentation. L'impulsion de sortie pour une coïncidence est donc beaucoup plus forte que pour des impulsions qui ne coïncident pas et elle peut être distinguée par un simple circuit discriminateur. Le circuit fonctionne mieux avec des pentodes dont les charges anodiques ont été choisies de façon que la tension d'anode au repos soit en-dessous du coude de la caractéristique. D'autres tubes peuvent être ajoutés en parallèle pour d'autres signaux d'entrée si on doit enregistrer une coïncidence de plusieurs signaux, une forte impulsion ne pouvant être observée à la sortie que si toutes les lampes sont bloquées simultanément. La forme finale de l'impulsion peut être déterminée en agissant sur les circuits de grille si ceux-ci sont montées comme le montre la *figure* (cf. p. 27).

Dans le circuit à coïncidence à cathode asservie (*fig. 72 b*), les deux tubes sont normalement conducteurs et on applique des signaux négatifs sur les grilles. La tension de la cathode commune ne peut devenir négative que si les deux signaux sont appliqués en même temps.. Ici le rapport de l'amplitude des impulsions à la sortie pour des signaux d'entrée coïncidant et non coïncidant peut être grand et ici encore on peut étendre le montage en ajoutant d'autres lampes pour en faire un circuit multicanaux. Ce circuit constitue un circuit à porte suffisamment linéaire si l'impulsion qui ouvre la porte est appliquée à l'une des grilles et que sa faible influence sur l'impulsion de sortie puisse être tolérée.

Sur la *figure 72 c*, les signaux d'entrée sont appliqués sur la grille de commande et sur la grille supprimeuse d'une pentode. Les électrodes sont polarisées de façon que le courant d'anode ne circule pas à moins qu'un signal positif ne soit appliqué sur les deux. Un avantage de ce circuit est qu'il n'y a pas de signal du tout en l'absence de coïncidence, mais d'autre part, il ne peut pas être étendu immédiatement pour enregistrer les coïncidences de plus de deux circuits. On peut obtenir des tubes avec trois grilles de contrôle, mais ceci est une limite actuellement. Ce circuit donne un circuit à porte très satisfaisant si on ouvre la porte à l'aide de la grille supprimeuse. Si la grille est polarisée juste sous le cut off, on peut être sûr que

le signal d'ouverture de la porte lui-même ne donne aucun signal à la sortie, si on accepte que les petits signaux subissent des pertes.

Le circuit à coïncidence avec des diodes de la *figure 72 d* est économique au point de vue des lampes spécialement si on utilise des diodes à cristal, mais, d'un autre côté, l'impédance d'entrée est faible et un tube supplémentaire peut être nécessaire à la sortie de chacun des amplificateurs qui envoient une impulsion. Dans l'état de repos, le courant circule vers la masse à travers la grande résistance R_1 , les diodes et les deux petites résistances R_2 . Une impulsion positive appliquée sur la cathode d'une diode bloque le tube et double le courant dans l'autre : ceci donne une petite impulsion de sortie. Mais avec des signaux en coïncidence, le signal le plus petit est totalement transmis à la sortie. Soit i_1 le courant constant qui circule normalement dans chacune des résistances R_1 , et i_2 celui dû à un signal d'impulsion qui circule dans les mêmes résistances. Alors le rapport des amplitudes pour des signaux en coïncidence et non en coïncidence est i_2/i_1 , i_1 étant déterminé par le temps de montée qu'on désire à la sortie (voir ci-dessous). Cette relation détermine la valeur minimale de i_2 , et le courant que doivent fournir les sources de signaux. Le circuit peut être utilisé avec des signaux négatifs en inversant les diodes et les tensions de polarisation. Il donne un circuit à portes assez linéaire, mais comme dans le cas de la *figure 72 b*, une faible transmission à la sortie du signal commandant l'ouverture de la porte est inévitable.

La *figure 72 e* donne un montage qui est avant tout un circuit à portes. Le rôle des tubes est de fixer la branche A commune à l'entrée et à la sortie à un potentiel déterminé par la polarisation de L_2 , 150 volts dans ce cas. Lorsque les deux tubes débitent, l'impédance en A est $1/s$ et les signaux sont court-circuités s'ils sont émis par un générateur de forte impédance. Mais lorsque les deux tubes sont bloqués par une impulsion négative appliquée sur les grilles, le potentiel du point A n'est plus fixé et peut suivre les signaux sans difficultés. Ce montage a l'avantage qu'il n'y a pas de perturbation du signal due au signal ouvrant la porte.

Si on désire obtenir un potentiel plus fixe en A , L_1 peut être remplacée par une pentode, l'impulsion étant appliquée sur

la grille supprimeuse. On peut obtenir une réaction en prenant la tension aux bornes d'une résistance du circuit d'anode de L_2 et en l'envoyant sur la grille de L_1 comme dans le montage à cathode follower de White (§ 6.9). Ceci réduit considérablement l'impédance d'entrée en A et améliore donc la stabilité du potentiel.

Pour tous les circuits à coïncidence des signaux qui ne sont pas tout à fait simultanés seront enregistrés comme étant en coïncidence, mais quelques montages sont plus discriminatoires que d'autres. Le critère est le *temps de résolution* du circuit. L'intervalle entre les signaux doit être plus grand que le temps de résolution s'ils ne doivent pas être enregistrés comme étant en coïncidence.

Le temps de résolution est surtout déterminé par la longueur des impulsions envoyées dans les deux voies du circuit à coïncidence. Un autre facteur est le temps de montée du signal de sortie. Le principal effet du circuit à coïncidence est de donner une impulsion de plus grande amplitude pour des signaux qui coïncident que pour ceux qui ne coïncident pas. Mais si les impulsions sont beaucoup plus courtes que le temps de montée du circuit de sortie, les impulsions à la sortie ne peuvent jamais atteindre leur amplitude définitive. Le facteur qui permet de choisir entre les signaux qui coïncident et ceux qui ne coïncident pas n'existe plus, car toutes les impulsions ont une amplitude déterminée par le temps de montée et leur durée. La nature même du circuit à coïncidence impose donc une limite au temps de résolution qui peut être atteinte, en raccourcissant la durée des impulsions à l'entrée. De ce point de vue, le circuit de la *figure 72 b* est supérieur parce que le temps de montée de l'impulsion négative à la sortie est petit et que la réponse pour des signaux non coïncidents est de faible amplitude. Mais le circuit de la *figure 72 c* est meilleur ; ici, il n'y a pas de réponse du tout à moins qu'il n'y ait une coïncidence et les considérations de temps de montée n'interviennent pas, une réponse, quelle qu'elle soit, indique une coïncidence. Avec ce type de circuit, on peut obtenir des temps de résolution de 10^{-9} seconde.

La *figure 73* est une variante utile du circuit de Rossi, qui comprend une diode à cristal dans le circuit d'anode. La diode

est initialement conductrice et le reste pour des signaux qui ne coïncident pas : le signal de sortie qui apparaît aux bornes de la diode est donc très faible. Lors d'une coïncidence, cependant, le courant dans la diode s'annule et il apparaît aux bornes un signal important.

On peut ajouter au circuit donné autant de tubes qu'il est nécessaire pour obtenir un circuit à coïncidences multiples. A l'état de repos, la tension d'anode commune à tous les

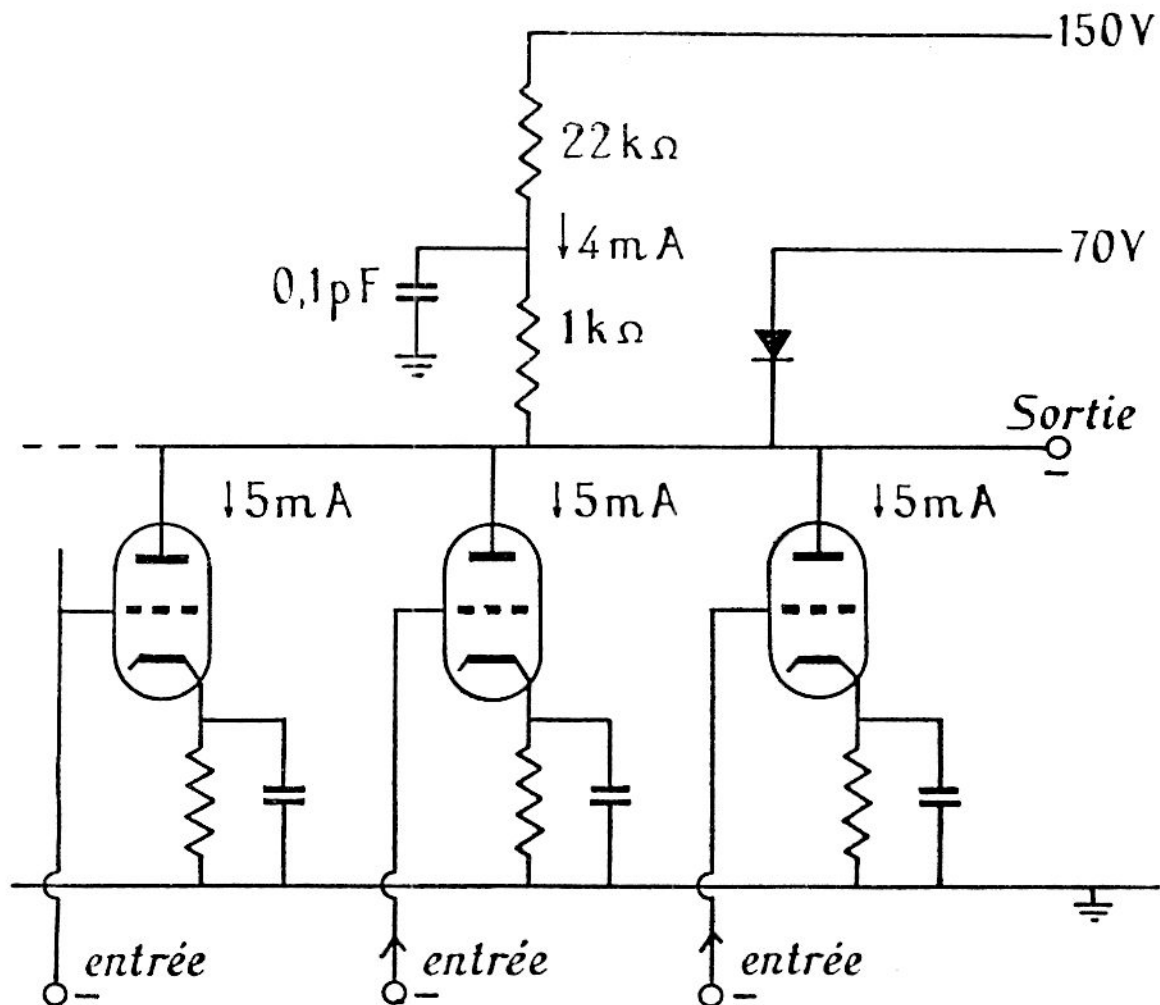


FIG. 73. — Circuit à coïncidence de GARWIN.

tubes est fixée à 70 volts par la diode, ce qui fait que le courant qui traverse les résistances de $22\text{ k}\Omega$ et $1\text{ k}\Omega$ est de 4 mA , le reste du courant d'anode que demandent les lampes est fourni par la tension de 70 volts à travers la diode. Si tous les tubes, sauf un, sont bloqués, seul le courant qui traverse la diode change, d'où une impulsion de faible amplitude à la sortie. Mais si tous les tubes sont bloqués, le courant qui

traverse la résistance de charge de 1 k Ω est également nul, d'où une impulsion de sortie d'une amplitude de 4 volts.

Ce circuit est particulièrement adapté pour les circuits à coïncidence multiple de grande résolution ⁽¹⁾.

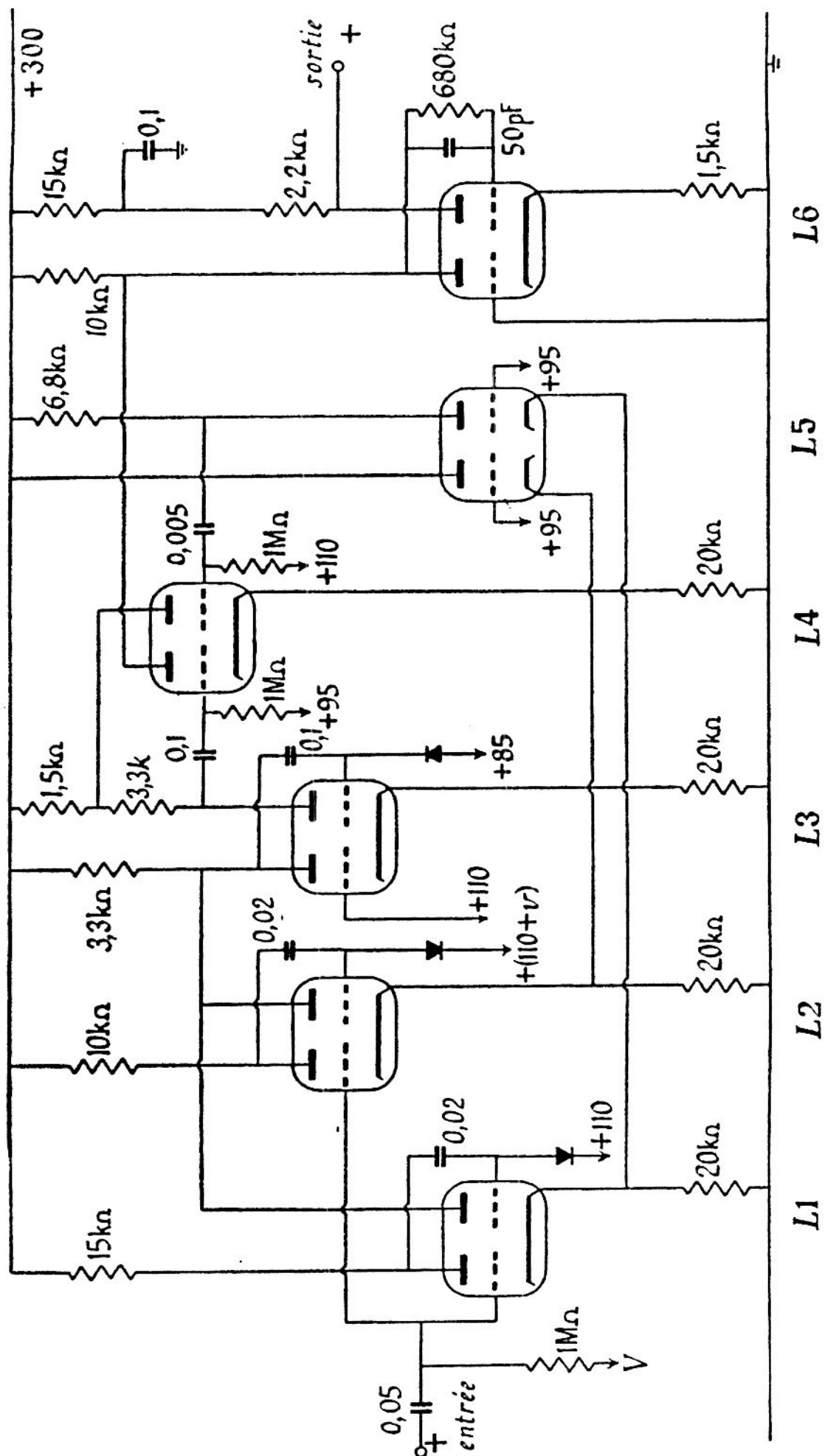
7.9. Sélecteur d'amplitude.

Des impulsions, qui ont une amplitude plus grande qu'une valeur seuil déterminée, peuvent être triées au moyen d'un simple discriminateur, par exemple, au moyen d'une diode montée en série (§ 2.1) ou d'une bascule de SCHMIDT (§ 4.3). Un sélecteur d'amplitude est plus compliqué, il a deux seuils de tension et ne répond qu'aux impulsions qui ont une amplitude située entre ces deux valeurs. Si l'intervalle entre les tensions seuils est petit, le montage ne transmet donc que des impulsions d'une certaine amplitude avec une faible marge de tolérance et peut servir pour choisir ces impulsions dans un ensemble d'impulsions mélangées. En pratique, un sélecteur d'amplitude comprend deux discriminateurs simples qui définiront les deux seuils et un dispositif qui donne une réponse constante si le signal à l'entrée dépasse le seuil inférieur, mais pas le seuil supérieur. Ce dispositif est déclenché par le premier discriminateur mais bloqué lorsque le discriminateur qui définit le seuil supérieur bascule. Inévitablement, le discriminateur qui définit le seuil inférieur agit le premier, mais la réponse peut être différée de façon que le blocage puisse avoir lieu si cela est nécessaire. On y arrive en produisant la réponse, non pas lorsque le discriminateur inférieur bascule, mais lorsqu'il revient à l'état initial : ceci a lieu pendant la queue de l'impulsion et si, à ce moment, le seuil supérieur n'a pas été franchi, il est clair qu'il ne pourra plus l'être.

Sur la *figure 74*, les tubes L_1 et L_2 font partie chacune d'une bascule de SCHMITT (§ 4.3) avec un circuit de couplage à longue

⁽¹⁾ R.L. GARWIN, *Rev. Sci. Instrum.*, **24**, 618 (1953).

FIG. 74. — Sélecteur d'amplitude. →
 L_1, L_2, L_3, L_4, L_6 : ECC 91 (6 J 6).
 L_5 : ECC 81 (12 AT 7).
 Diodes à cristaux : CG 4 C (IN 63).



constante de temps entre anode et grille (cf. *fig. 37*). (Il n'y a pas besoin d'une résistance en parallèle sur les diodes, car on utilise dans ce cas des diodes à cristal qui ont une résistance dans le sens inverse, de l'ordre 1 M Ω .) Avec les tensions de polarisation indiquées, les bascules de SCHMITT agissent comme des discriminateurs et définissent les deux seuils. L'intervalle entre les deux étant v , en agissant sur V qui varie entre 0 et 90 volts, on règle en même temps la distance des deux seuils.

Chacune des bascules de SCHMITT est reliée à une moitié de L_5 qui agit pour régler le jeu. L_5 est normalement bloqué et ne joue aucun rôle dans le basculement quand une impulsion positive est appliquée sur la grille de L_{1a} , par exemple. Pendant la queue de l'impulsion, L_{5b} débite et empêche la tension de la cathode commune de tomber de plus de 15 volts au-dessous de sa valeur initiale. Lorsque la tension d'entrée continue à diminuer, L_{1a} est bloqué et le circuit à déclenchement revient au repos. L_{1b} devient conducteur, amenant la tension de la cathode commune à sa valeur initiale et L_{5b} est de nouveau bloquée. Le jeu est commandé par la différence entre les tensions de polarisation appliquées à L_{1b} et L_{5b} et peut être fixé à une valeur donnée quelconque. On remarquera que L_{5b} débite seulement durant la queue du signal lorsque le discriminateur revient au repos. On peut donc obtenir à l'anode de L_{5b} un signal négatif, coïncidant avec le retour au repos du discriminateur. C'est un signal qu'on utilise pour produire l'impulsion réponse, pourvu que le discriminateur correspondant au seuil supérieur n'ait toujours pas été déclenché par le signal d'entrée.

La réponse (*fig. 75 e*) est transmise de L_{5b} aux tubes jumelés représentés par L_4 . Normalement, L_{4b} est conducteur, mais il est bloqué par le signal ; alors L_{4a} devient conducteur et fait basculer le circuit à déclenchement de sortie L_6 (§ 4.4). Si, cependant, le discriminateur, pour le seuil supérieur comprenant L_2 , a été déclenché, une impulsion négative arrive sur la grille de L_{4a} , ce qui empêche ce tube de débiter, le circuit est donc coupé pour le signal et il n'y a pas de réponse.

L'impulsion négative de blocage est engendrée par le circuit

de déclenchement comprenant L_3 . L'anode de gauche est directement reliée aux anodes libres des deux discriminateurs, donc lorsque les discriminateurs sont déclenchés par un signal tel que celui de la *figure 75 a*, un signal composite tel que celui de la *figure 75 b* apparaît sur l'anode commune. Ce signal

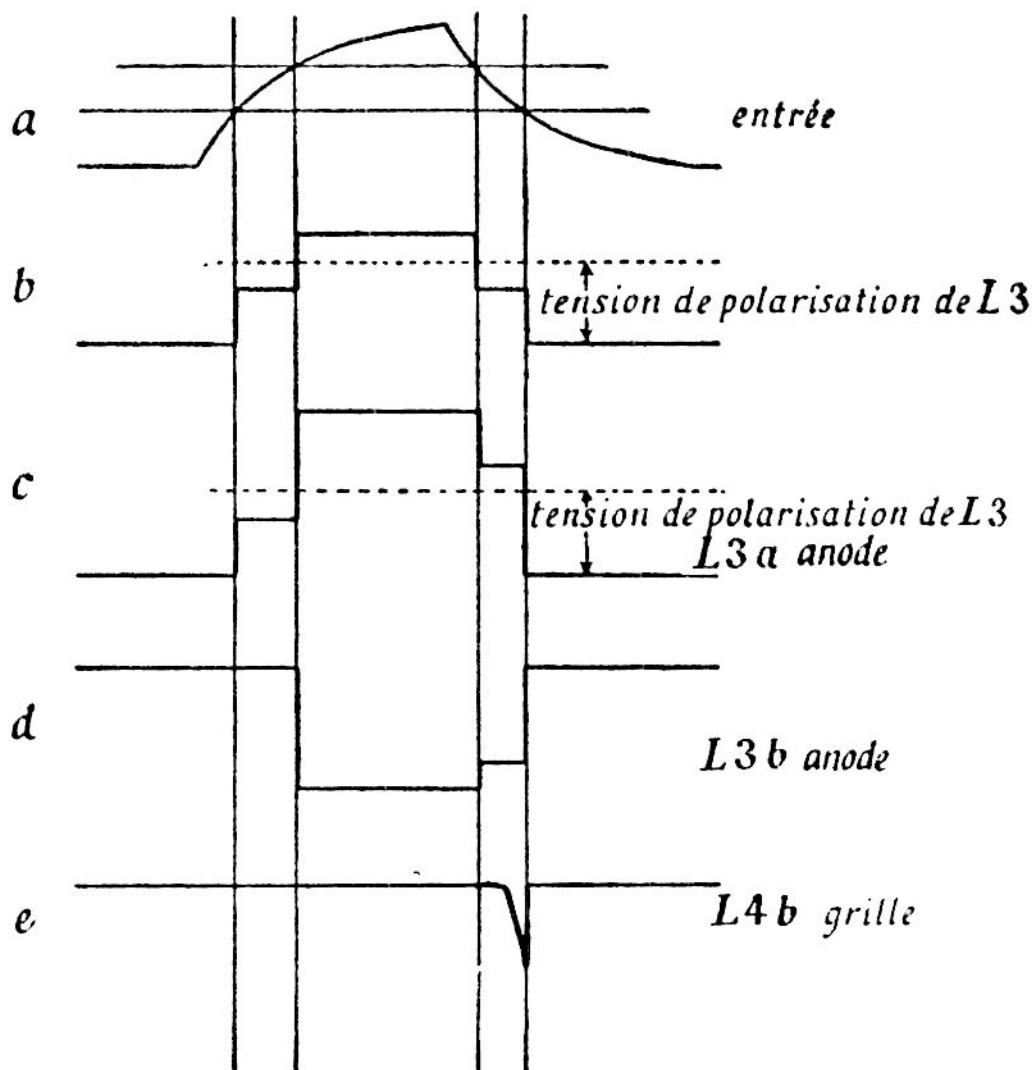


FIG. 75. — Signaux dans un sélecteur d'amplitude.

L_1, L_2, L_3, L_4, L_8 : ECC 91 (6 J 6).

L_5 : ECC 81 (12 AT 7).

traverse un condensateur de couplage et arrive sur la grille de L_3 . A la seconde marche, la tension de polarisation est dépassée et le circuit bascule. L_{3a} est alors bloqué et une troisième marche positive apparaît à l'anode, le signal a la forme indiquée sur la *figure 75 c*. Lorsque les discriminateurs reviennent à l'état initial, la première marche négative est trop petite pour que L_3 revienne dans son état initial et L_{3b} continue à être

conductrice jusqu'à ce que le discriminateur inférieur L_1 revienne au repos. Le signal à l'anode de L_{3a} est représenté sur la *figure 75 c* et l'impulsion de blocage produite à l'anode de L_{3b} sur la *figure 75 d*. Remarquez que l'impulsion de blocage n'apparaît que si le discriminateur qui définit le seuil supérieur est déclenché et qu'elle dure jusqu'à ce que le discriminateur inférieur revienne à l'état initial, ce qui est juste assez long pour bloquer le signal en L_5 (*fig. 74 e*). Le circuit commande lui-même la longueur de l'impulsion de blocage pour qu'elle corresponde à celle du signal d'entrée, de façon que cet effet de blocage soit sûr mais non excessif, quel que soit le signal à l'entrée. (Le tube L_3 peut être considérée comme faisant partie d'une bascule de SCHMITT où le signal de la *figure 75 b* est appliqué sur l'anode et non sur la grille. Le jeu est choisi de façon que le circuit bascule à la deuxième marche ascendante, mais revienne au repos, non pas à la première, mais à la seconde marche descendante.)

Une autre caractéristique du montage reste à étudier. Lorsque le signal à l'entrée décroît lentement, le signal de la *figure 75 e* croît trop lentement pour déclencher le circuit de sortie L_6 qui est fait pour donner des réponses très brèves. Cette difficulté est surmontée en reliant l'anode libre de L_{4b} à la charge anodique de L_{3b} , comme sur le schéma. L_4 fait alors partie d'un circuit de déclenchement, avec un jeu d'environ 7 volts, elle est déclenchée par le signal (*fig. 74 c*) de L_5 . L'impulsion transmise à l'étage de sortie L_6 est à flancs raides et agit sur ce dernier sans difficultés. Si cependant une impulsion négative de blocage est appliquée sur la grille de L_{4a} , alors le circuit ne bascule jamais et il n'y a pas de réponse. On voit que L_4 combine les fonctions de circuit à porte et de circuit de déclenchement, bien qu'il ne comprenne qu'une seule double triode.

Cet exemple montre comment des circuits à déclenchement et des tubes jumelés couplés par la cathode peuvent être reliés et illustrent l'utilisation d'une anode libre comme partie d'un autre circuit ⁽¹⁾.

(1) Pour une combinaison de ce sélecteur avec l'amplificateur du paragraphe 7.2, voir : F.J.M. FARLEY, *loc. cit.*

BIBLIOGRAPHIE SOMMAIRE

Nous donnons ci-dessous une courte liste d'ouvrages utiles et de références pour les lecteurs qui désireraient approfondir le sujet, mais nous n'avons en aucune façon essayé d'établir une bibliographie complète.

Ouvrages généraux.

- W.C. ELMORE et M. SANDS, *Electronics*, McGraw Hill, New-York, 1949.
- O.S. PUCKLE, *Time Bases*, Chapman et Hall, Londres, 1952 (édition française : *Bases de temps*, Chiron).
- G.G. SCARROTT, « Electronics circuits for nuclear detectors », dans *Progress in nuclear physics*, [vol. I (O.R. Frisch, éd.), Butterworth Springer, Londres, 1950.
- Waveforms* : M.I.T. Radiation Lab. Series, n° 19 (éd. : B. CHANCE, V. HUGHES, E.F. MacNICHOL, D. SAYRE, F.C. WILLIAMS), McGraw Hill, New-York, 1949.
- I.A.D. LEWIS et F.H. WELLS, *Millimicrosecond pulse techniques*, Pergamon, Londres, 1954.
- J. MILLMAN et J. TAUB, *Pulse and digital circuits*, McGraw Hill, New-York, 1956.

Amplificateurs.

- G.E. VALLEY et H. WALLMAN, *Vacuum Tube Amplifiers*, M.I.T. Radiation Lab. Series, n° 18, McGraw Hill, New-York, 1948.
- S.W. SEELEY et C.N. KIMBALL, « Analysis and design of video amplifiers », *R.C.A. Review*, janvier 1939.
- G.C. SZIKLAI et A.C. SCHROEDER, « Cathode coupled wideband amplifiers », *Proc. I.R.E.*, octobre 1945.

Base de temps de télévision.

- O.H. SCHADE, « Magnetic deflection circuits for cathode ray tubes », *R.C.A. Review*, septembre 1947.

INDEX

A

- Alimentation stabilisée, 41.
- Amplificateurs
 - en cascode, 38, 103.
 - à anode asservie, 117.
 - à cathode follower de WHITE, 119.
 - « bootstrap », 121, 122.
 - discriminateur, 126-128.
 - distribué, 108.
 - à large bande, 32, 40, 101.
 - temps de montée des, 100, 104, 109.
- Amplitude
 - d'une base de temps, 79, 81, 83, 133, 138.
 - sélecteur d', 152.
- Anode asservie (voir Montage).

B

- Bande passante, 101, 109.
- Bascule « bootstrap », 73-75.
 - de SCHMITT, 67.
- Base de temps, 3, 78, 129, 132.
 - « bootstrap », 84.
 - déclenchée, 133.
 - étalonnage d'une, 93.
 - de MILLER, 86.

- de PUCKLE, 82.
- de télévision, 136.
- Blocage (paralyse), 111, 117, 128, 144.
 - oscillateur à blocage, 51, 138.
- Bootstrap (amplificateur), 121.

C

- Cascode (montage en), 38, 103.
- Cathode
 - asservie, 18, 31, 85, 120, 141, 148.
 - couplée, 47, 58, 67, 74, 124.
 - follower de WHITE, 119.
 - réaction par, 29.
- Circuit
 - à coïncidence, 146.
 - à déclenchement, 49, 54, 59, 96, 129, 155, 156.
 - à porte, 146.
- Coïncidence (circuit à), 146.
- Compensation
 - série, 107.
 - shunt, 106.
 - shunt-série, 107.
- Composante continue (restitution de), 27.
- Compteur d'impulsions, 144.

Condensateur

- charge et décharge, 16.
- de couplage entre tubes, 22, 112.
- courant à travers, 14.
- de découplage, 112.
- tension aux bornes, 16.

Constante de temps, 5, 6, 11, 139, 145.

Contre-réaction

- amplificateur à (voir Amplificateur « bootstrap »), 121.
- base de temps à (ou « bootstrap »), 84.
- circuit de déclenchement à (voir aussi bascule « bootstrap »), 73.

Couplage

- direct, 63, 67, 89, 78, 112, 154.
- par la cathode, 34-36, 47, 92, 112, 116, 125, 126, 129, 154, 156.

Courant

- source de, 36, 79, 88, 125.
- trajet du, 45, 86.
- à travers un condensateur, 15.

D

Déclenchement (voir aussi « trigger »), 43, 47.

circuit de, 59 et suiv.

Découplage, 112.

Dent de scie, 2, 8, 11, 78.

Dépassement négatif, 71, 112.

positif, 105, 111, 112, 145.

Déphasage, 96, 114, 117.

Différentiation (voir Dérivation).

Dérivation

mathématique, 10, 91.

d'un signal carré, 10, 111, 146.

d'un signal triangulaire, 13.

Désionisation (temps de), 80.

Diffraction, 97.

Diode

circuit à porte à, 149.

pour la mise en forme, 27.

en parallèle, 22, 46.

en série, 19.

utilisée pour restituer la composante continue, 27.

Discriminateur, 22, 68, 126, 152.

Distorsion, 4, 8, 12.

Distribué (amplificateur), 108.

E

ECCLES-JORDAN (circuit de), 64.

Echelle de deux, 64.

Echo, 129.

Economie, 41, 113, 119, 123.

Ecran, 42, 112, 116.

Exponentiel, 5, 9, 28, 33, 44, 79.

Etalon (générateur d'impulsions —), 114-116.

F

Facteur de réaction, 29, 60, 62, 115, 120, 128.

Filtre passe-bas, 106.

FOURIER (analyse de), 96, 97, 112.

G

Gain, 28.

Gain par largeur de bande (produit du), 101, 106, 107, 109.

GARWIN, 151.

Générateur, 16.

d'impulsions, 43, 114-115, 124.

Grille

courant de, 44, 52, 55, 57, 66, 72, 112.

comparée aux effets d'une diode, 22, 32, 46.

H

Harmoniques, 1, 3, 97, 99.

I

Illumination du spot, 113, 130, 134.

Impédance

équivalente, 16.

d'entrée, 32, 40, 116, 118,

de sortie, 22, 31, 53, 89, 121.

Impulsion (allongeur d'), 22.

carrée, 2, 3, 43.

générateur d', 43, 124.

mise en forme, 26, 27, 30, 123.

triangulaire (voir Base de temps).

sélectrice ou de marquage, 93, 129.

Inductance (compensation par), 104.

Intégration

mathématique, 8, 91.

d'une impulsion carrée, 4, 17, 18.

d'une impulsion triangulaire, 9, 90.

Interrupteur à mercure, 43.

J

Jeu, 63, 67, 68, 154.

K

KIPP (relai de), 70.

L

Largeur de bande, 101, 109.

Linéaire : amplificateur, 109, 114.

base de temps, 79, 82, 84, 86, 132, 136.

réseaux, 6, 16, 100.

M

MILLER

effet, 40, 103.

base de temps de, 86, 117, 129.

Mise en forme, par courant de grille, 30.

avec le cut-off, 27, 30.

avec une diode, 16, 27, 123.

Montage à anode asservie, 117.

« bootstrap », 74.

en cascode, 38.

Multivibrateur, 44, 55, 64, 129.

à cathodes couplées, 47, 58, 67, 70, 74, 124.

N

Niveau de base, 2, 21, 23, 111, 113.

Nucléaire, détecteur de particules, 143.

O

Oscillateur à blocage, 51, 138. de SCARROTT, 49-51.

P

Parasites (signaux), 22.

Phantastron, 91.

Potentiomètre, 91.

PUCKLE, 77, 82.

R

Radar, 129.

Rapport de la période à la durée des impulsions, 2, 46, 58. variable, 24.

Réaction, contre-, 29, 41, 73, 109, 110, 114, 117, 121, 126.

positive, 43, 47, 60, 117.

Relai de KIPP, 70.

Réparties (capacités), 17, 18, 21, 28, 33, 115, 119, 123.

Répétition (fréquence de), 111.

Réponse (courbe de), 106.

en basse fréquence, 111.

Résolution (temps de), 150.

Retour, 2, 53, 84, 133, 143.

ROSSI, 146.

S

SCARROTT, 49, 124.

SCHMITT, 67, 71, 152, 156.

Sélecteur (voir Amplitude).

Signal carré, 2, 3, 43.

Source de courant, 36, 79, 88, 125.

Stabilité, 41, 109.

Suroscillation, 105-106.

Suppresseuse (grille), 42, 75, 77, 88, 148.

Surcharge, 112, 117, 128.

Symétrie entre signaux négatifs et positifs, 6, 100.

Synchronisation, 47, 49, 51, 80, 129, 133, 138.

T

Temps de montée, 100, 104, 109, 144.

Temps mort, 66.

THÉVENIN (théorème de), 16, 18, 31, 90, 118, 121.

Thyratron, 78.

Transitoire, 96, 104, 116.

Transitron, 75.

Trigger, 43 et suiv.

Tubes, amplificateurs, 26.

caractéristique des, 31, 88, 109.

figure de mérite, 102.

jumelés couplés par la cathode,

34, 47, 92, 112, 116, 125,

126, 129, 154, 156.

en parallèle, 103.

U

Univibrateur, 70.

V

Vitesse maximum de variation, 110, 121, 123.