

CHAPITRE 4

LES ÉMETTEURS RADAR

Rédigé avec la collaboration de Messieurs Jacques DEBRAND et André BERGES

Deuxième partie : Tubes classiques, tubes spéciaux
Modulateurs

8	LES TUBES CLASSIQUES	40
8.1	GÉNÉRALITÉS	40
8.2	LA TRIODE PRINCIPE DE BASE	40
8.3	PERFORMANCES DE LA TRIODE EN HYPERFRÉQUENCE	41
8.4	LIMITATION DES TUBES CLASSIQUES EN HYPERFRÉQUENCE.....	43
8.5	DESCRIPTION DES PRINCIPAUX TYPES DE TUBES UTILISÉS.....	43
9	TABLEAU RÉCAPITULATIF	45
10	TUBES SPÉCIAUX	46
10.1	TUBES À CAVITÉ DE GRANDE LONGUEUR	46
10.2	ÉVOLUTIONS DES KLYSTRONS	49
10.3	LE GYROTRON	51
10.4	LE MASER À ÉLECTRONS LIBRES	57
11	SYNTHÈSE – CONCLUSIONS	59
12	LES MODULATEURS	61
13	MODULATEURS À LIGNE À RETARD	62
13.1	INTRODUCTION	62
13.2	NOTIONS SUR LES LIGNES À RETARD.....	62
13.3	PRINCIPE DU MODULATEUR A LIGNE A RETARD.....	65
13.4	ÉQUATIONS DE LA CHARGE DU MODULATEUR.....	65
13.5	ÉQUATIONS CARACTÉRISTIQUES DE LA DÉCHARGE.....	66
13.6	RÉCAPITULATION	66
13.7	RENDEMENT D'UN MODULATEUR.....	67
13.8	CIRCUITS ANNEXES	68
13.9	EXEMPLES DE CARACTÉRISTIQUES.....	69
14	MODULATEURS MAGNÉTIQUES HYBRIDES	69
14.1	GÉNÉRALITÉS	69
14.2	PROPRIÉTÉS DES INDUCTANCES A NOYAUX SATURABLES	70
14.3	RETOUR SUR LES TRANSFORMATEURS , TRANSFORMATEUR SATURABLE	71
14.4	PRINCIPE DU MODULATEUR MAGNÉTIQUE HYBRIDE	73
14.5	BILAN DU PROCÉDÉ.....	76
15	MODULATEURS MODULAIRES ACCORDÉS	76
15.1	GÉNÉRALITÉS	76
15.2	PRINCIPE DU MODULATEUR MODULAIRE	76
15.3	BILAN DU PROCÉDÉ.....	77
16	MODULATEURS À CAPACITÉ RÉSERVOIR	77
16.1	PRINCIPE GÉNÉRAL	77
16.2	CHOIX DE LA CAPACITÉ RÉSERVOIR C	79
16.3	EXEMPLES NUMÉRIQUES	81
16.4	RÉGULATION D'IMPULSION	81
16.5	PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES ÉLECTRIQUES	83
17	MODULATEURS MODULAIRES À COMMANDE DE COURANT	83
17.1	PRINCIPE GÉNÉRAL	83
17.2	ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS	84
17.3	VARIANTE D'ORGANISATION	86
17.4	BILAN DU PROCÉDÉ.....	86
18	MODULATEURS POUR TUBES A GRILLE	87
18.1	PRINCIPE GÉNÉRAL	87
18.2	ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS	87

8 LES TUBES CLASSIQUES

8.1 GÉNÉRALITÉS

On utilise dans le domaine des hyperfréquences des tubes classiques du type triode ou tétrade (parmi les premiers radars réalisés, on rencontrait des émetteurs à triode dans la bande des 200 à 400 MHz). Ces tubes peuvent également être utilisés à des fréquences plus élevées allant jusqu'à 3 000 MHz.

Les tubes classiques ont des performances qui se dégradent lorsque la fréquence augmente, principalement le rendement et la puissance de sortie. Cette dégradation des performances est due :

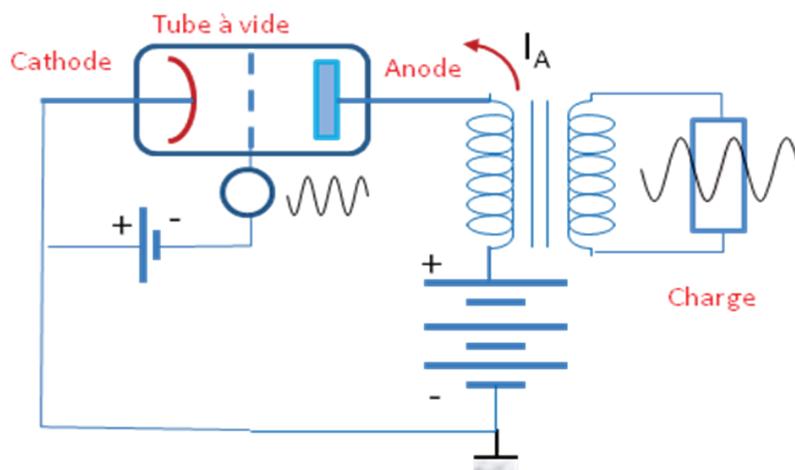
- à l'augmentation des pertes dans les circuits résonnants extérieurs,
- à l'augmentation des pertes dans les supports isolants et les électrodes du tube,
- à l'influence du temps de transit des électrons qui ne devient plus négligeable devant la période de l'onde.

Il est donc nécessaire de diminuer les pertes et l'influence du temps de transit pour reculer les limites d'utilisation des tubes. Les problèmes à résoudre sont uniquement d'ordre technologique, le principe de fonctionnement des tubes classiques restant le même qu'aux basses fréquences.

Nous allons examiner les différentes limitations à l'utilisation des tubes classiques en hyperfréquence et les moyens d'en repousser l'apparition. D'une manière générale, on arrivera à la conclusion qu'il faut réaliser des tubes de petites dimensions avec des électrodes très rapprochées, ce qui constituera une limitation aux puissances admissibles.

8.2 LA TRIODE PRINCIPE DE BASE

Dans la triode, un faisceau d'électrons entre la cathode et l'anode est modulé par la tension appliquée à la grille. Le schéma suivant présente une utilisation classique de la triode dans un amplificateur classe A :



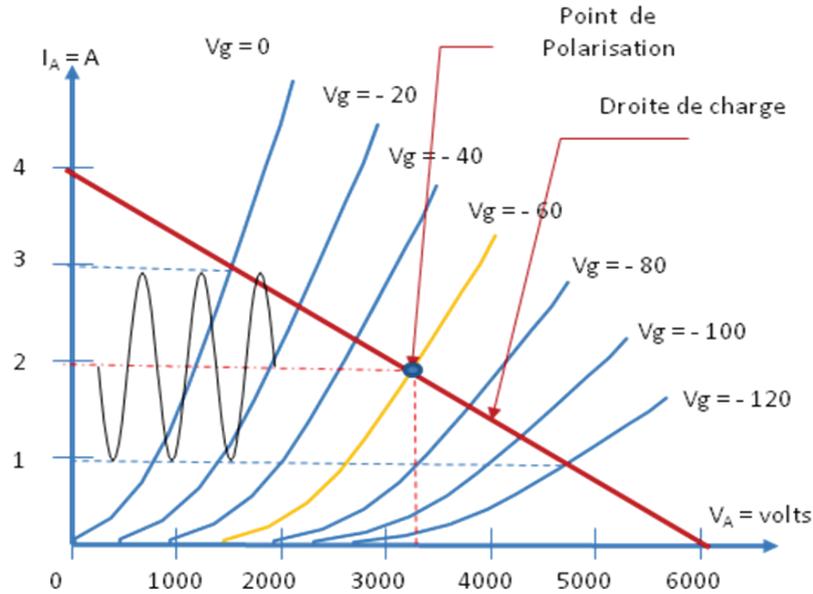
Si R est la résistance de charge vue du primaire du transformateur La tension réellement appliquée au tube est

$$V_A = V_0 - R \cdot I_A$$

ce qui définit la droite de charge par 2 points

$$I_A = 0 ; V_A = V_0 \text{ et } I_A = V_0/R ; V_A = 0$$

Sur le graphique suivant : $R = 1500 \text{ W}$ et $V_0 = 6000 \text{ V}$



Le point de polarisation est choisi de telle manière que la tension de grille restera toujours négative : $V_{g0} = -60 \text{ V}$

Au point de fonctionnement : $I_A = 2 \text{ A}$; $V_A = 3250 \text{ Volts}$.

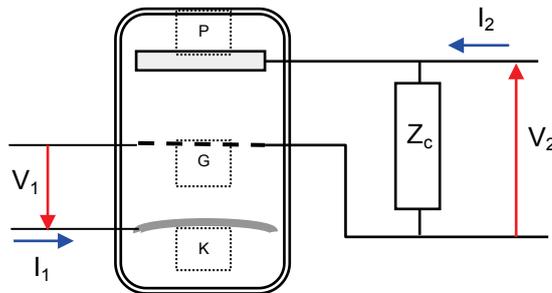
« V_g » varie sinusoïdalement de ± 60 Volts « I_A » varie de $\pm 1 \text{ A}$ « V_A » de ± 1500 volts

La puissance efficace fournie est $W = R \cdot I_A^2 / 2$ est de 750 W

8.3 PERFORMANCES DE LA TRIODE EN HYPERFRÉQUENCE

En hyperfréquence, la triode est utilisée en montage grille commune. Ce montage, bien qu'il donne un gain plus faible que le montage cathode commune, présente l'avantage de réduire la capacité grille plaque, capacité qui est utilisée pour accorder le circuit résonnant de charge. Par ailleurs, ce montage conduit à un raccordement plus facile aux circuits extérieurs.

Les propriétés en basse fréquences de ce montage sont rappelés ci-après :



$$R_i i_P = \mu v_g + v_P$$

$$v_P = v_2 - v_1$$

$$v_g = -v_1$$

$$v_2 = -Z_c i_2$$

$$i_2 = -i_1 = i_p$$

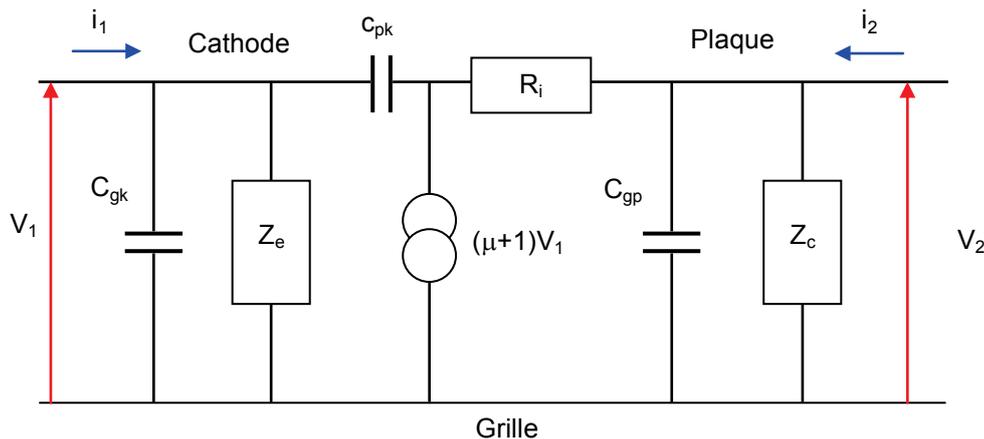
$$R_i i_2 = -\mu (v_1) + v_2 - v_1$$

$$\left(\frac{R_i + Z_c}{Z_c} \right) v_2 = (\mu + 1) v_1$$

Soit comme $i_2 = -i_1$, et en faisant apparaître la pente $S = \mu / R_i$ du tube, on peut écrire son gain en puissance :

$$G = \frac{v_2}{v_1} = \frac{\mu + 1}{R_i} \cdot \frac{Z_c}{1 + Z_c / R_i} \approx S Z_c$$

En hyperfréquences s'ajoutent les capacités parasites du tube d'où le schéma équivalent :



Avec :

$$Z_e = \frac{v_1}{i_1} = \frac{R_i + Z_c}{\mu + 1} \approx 1/S$$

Les capacités parasites viennent modifier le comportement du tube, notamment ses adaptations d'entrée et de sortie, son gain restant au maximum (R_c partie réelle de Z_c).

$$G \leq S_{HF} \cdot R_c$$

Comme par ailleurs, si l'accord se fait sur sa seule capacité de sortie, sa bande passante peut s'écrire :

$$\Delta F = \frac{1}{2\pi R_c C_{gP}}$$

son facteur de mérite $M = G \cdot \Delta F$ aura pour expression

$$M \leq \frac{S_{HF}}{2\pi \cdot C_{gP}}$$

dans le cas d'un circuit d'accord formé d'une self pure.

Dans le cas de la fermeture sur un circuit hyperfréquence, (cavité ou tronçon de ligne coaxiale), le calcul est plus complexe ; un exemple est donné au chapitre 2.

8.4 LIMITATION DES TUBES CLASSIQUES EN HYPERFRÉQUENCE

Ces limitations sont dues pour l'essentiel :

- aux réactances du tube, principalement C_{gk} et C_{pk} qui viennent poser des problèmes d'adaptation ;
- au temps de transit des électrons dans l'espace cathode-anode qui devient non négligeable devant la période du signal provoquant :
 - une diminution du gain du tube avec la fréquence, voire même une annulation de ce gain lorsque le temps de transit atteint la période du signal, les électrons étant accélérés pendant $T/2$ puis freinés pendant le même temps,
 - une évolution de la densité des charges dans l'espace cathode grille puis grille anode provoquant un courant grille et donc une baisse de la pente du tube ;

$$S_{HF} < S$$

- une augmentation des pertes par effet de peau des pertes diélectriques et des pertes par rayonnement.

Les tubes hyperfréquences auront donc des dimensions réduites, un espace cathode-grille faible jusqu'à 0,001 mm et des connexions adaptées.

L'espacement grille plaque est moins critique car les électrons ont déjà une vitesse initiale.

Leur usage en tube de puissance reste limité en pratique aux fréquences inférieures à 3 GHz.

8.5 DESCRIPTION DES PRINCIPAUX TYPES DE TUBES UTILISÉS

D'une manière générale, un tube classique fonctionnant en hyperfréquence devra être réalisé en ayant soin :

- d'utiliser des électrodes petites et très rapprochées ;
- de placer des connexions courtes, de grande section, et éloignées entre elles ;
- d'employer des isolants à faibles pertes et placés en dehors des zones de champ hyperfréquence important ;
- d'utiliser des cavités ou des circuits résonnants coaxiaux ;
- d'appliquer une tension d'accélération élevée avec une densité de courant importante.

On n'utilise en hyperfréquence que des triodes ou, quelquefois, des tétrodes, car l'introduction d'une grille supplémentaire augmenterait le temps de transit des électrons.

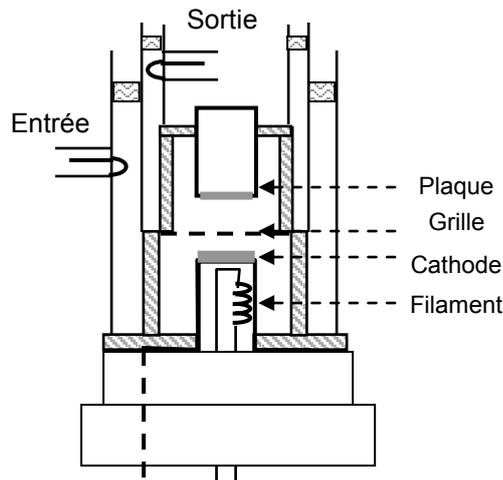
8.5.1 Tube phare

Dans ce tube, encore appelé à disques scellés ou à structure coaxiale, la distance cathode-grille peut descendre à 1/100 mm. Les circuits d'entrée et de sortie sont constitués par des résonateurs coaxiaux.

Dans les tubes de forte puissance, la plaque est reliée à un dispositif de refroidissement.

En amplificateur, ce tube fonctionne jusqu'à 5 000 MHz avec une puissance crête atteignant 50 kW vers 1 000 MHz, un gain compris entre 10 et 20 dB.

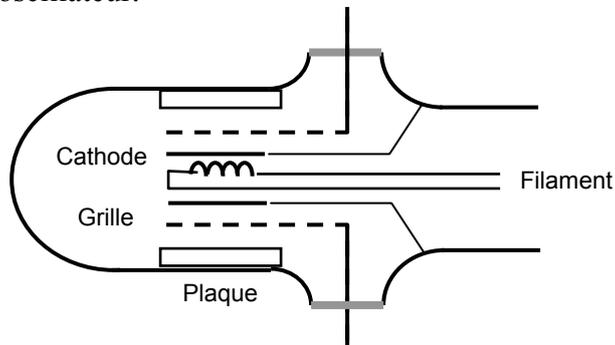
En oscillateur, il peut être utilisé jusqu'à 10 000 MHz.



8.5.2 Tube crayon

Dans ce tube, les électrodes sont concentriques, il en résulte une difficulté d'usinage qui ne permet pas des distances grille cathode aussi faibles que dans le tube phare ; il peut être monté dans une ligne coaxiale.

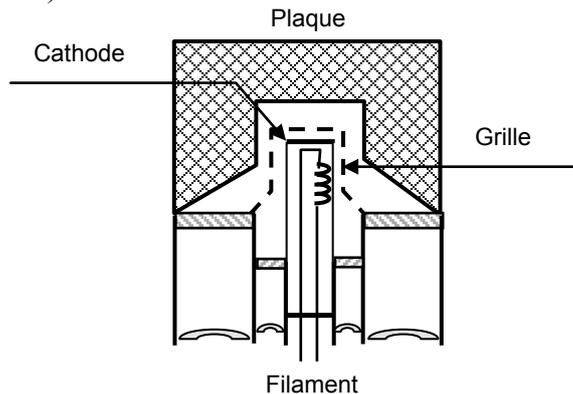
Il fonctionne jusqu'à 2 000 MHz en amplificateur avec une puissance de 1 W continu, et jusqu'à 5 000 MHz en oscillateur.



8.5.3 Tube de structure classique ou coaxiale

Les électrodes sont cylindriques comme dans le tube crayon, donc moins rapprochées que dans le tube phare. Le tube fonctionne en amplificateur jusqu'à 2 000 MHz.

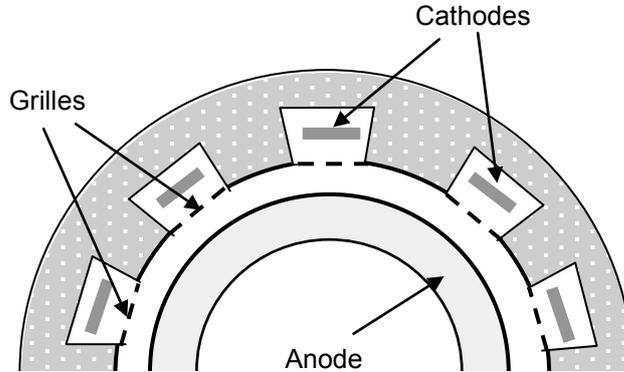
Les puissances de sortie peuvent atteindre 5 MW crête, 50 kW moyen avec un gain de l'ordre de 10 dB vers 200 MHz. Vers 400 MHz, une puissance crête de l'ordre de 150 kW et une puissance moyenne de l'ordre de 30 kW ont été obtenues dans une bande de 12 %. (Couplage sur des cavités large bande.)



8.5.4 Tubes multiples

Un tube est limité en puissance à cause de la dissipation thermique que l'on ne peut améliorer qu'en augmentant les dimensions de l'anode. Ceci conduit à une diminution de la fréquence de fonctionnement comme on l'a mentionné précédemment.

Pour tourner la difficulté, on a réalisé un ensemble de tubes en parallèles disposés suivant un cylindre. On a pu ainsi atteindre des puissances de 2 MW crête, 8 kW moyen vers 400 MHz avec un gain de 20 dB, ou 180 kW crête, 11 kW moyen avec des impulsions de 2 ms.



9 TABLEAU RÉCAPITULATIF

Le tableau suivant résume les caractéristiques générales des différents tubes hyperfréquences.

Désignation	Puissances crête	Puissance moyenne	Fréquences d'utilisation	Bande	Gain	Rendement	Tension alimentation	Bruit * d'amplitude	Bruit * de phase
Klystron amplificateur	1 à 30 MW	1 à 300 kW	300 à 30 000 MHz	6 à 12 %	40 à 50 dB	30 à 40 %	5 à 250 kV	Très faible	-80 à -100 dB
Klystron réflex		Quelques watts	1 000 à 100 000 MHz	Accord sur un octave		Quelques %	0,1 à 1 kV	-70 dB	-30 à -50 dB
TPO	< 5 MW	0,1 à 50 kW	300 à 100 000 MHz	10 % 1 octave à faible puissance	20 à 60 dB	10 à 40 %	4 à 40 kV	-100 dB	-60 à -90 dB
Carcinotron 0		0,5 W	1 000 à 1000 000 MHz	Un octave		Quelques %	0,5 à 2 kV	-50 dB	-15 à -40 dB
Carcinotron M	1 MW	1 à 2 kW	1 000 à 30 000 MHz	50 %	20 dB si piloté	20 à 60 %	4 à 50 kV	-50 dB	-15 à -40 dB
TPOM	0,05 à 5 MW	50 W à 10 kW	400 à 30 000 MHz	10 à 20 %	10 à 20 dB	40 à 60 %	10 à 60 kV	-70 dB	-40 à -60 dB
Amplitrone ou CFA	0,05 à 6 MW	1 à 20 kW	400 à 30 000 MHz	10 à 20 %	10 à 20 dB	50 à 70 %	10 à 40 kV	-80 dB	-50 à -70 dB
Magnétron	1 kW à 5 MW	1 W à 5 kW	300 à 100 000 MHz	Accord sur 10 %	20 dB si piloté	40 à 50 %	1 à 60 kV	-70 dB	-30 à ** -50 dB
Tubes classiques	1 kW à 2 MW	< 50 kW	Jusqu'à 3 000 MHz	Jusqu'à 10 %	10 à 20 dB	20 à 40 %	1 à 30 kV	Jusqu'à -100 dB	-30 à -90 dB

* dB sous le signal utile dans 1 kHz de bande

** -70 dB en régime synchronisé

Les valeurs indiquées sont souvent des maxima, et en particulier, il est peu fréquent de les trouver réunies dans un même équipement. En outre, elles ne peuvent être prises qu'à titre indicatif, les performances obtenues dépendant en très grande partie des conditions d'utilisation et variant beaucoup suivant la fréquence émise. En général, pour un type de tube donné, les performances de puissance, rendement, bruit... décroissent quand la fréquence augmente.

On pourra se reporter aux caractéristiques particulières de chaque tube pour le vérifier.

10 TUBES SPECIAUX

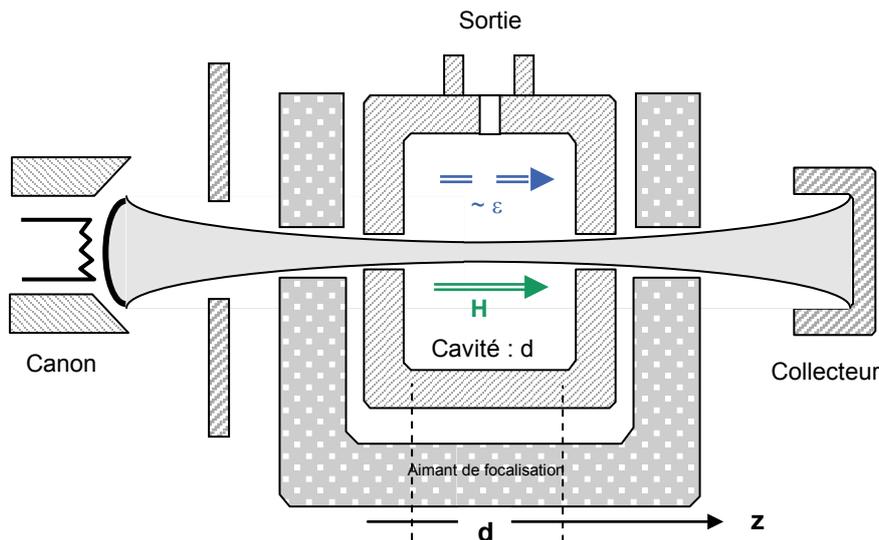
Les besoins de montée en puissance à fréquence donnée ou en fréquence à puissance donnée, ont amené à rechercher des principes nouveaux ou des structures nouvelles de tubes hyperfréquences de puissance. Sans vouloir couvrir tous les procédés utilisables, le présent paragraphe présente les réalisations les plus représentatives, qui pourraient un jour déboucher dans le domaine du radar.

10.1 TUBES À CAVITÉ DE GRANDE LONGUEUR

10.1.1 Le monotron

Le monotron se compose :

- d'un canon à électrons et d'un collecteur de même type que ceux du Klystron ;
- d'une cavité de grande longueur ;
- d'un dispositif de focalisation magnétique (aimant par exemple) créant un champ magnétique H, longitudinal.



C'est donc un tube de type O comme le Klystron et le TOP. Son originalité consiste à rechercher une interaction entre un faisceau d'électrons et une cavité pour un temps de transit non négligeable des électrons dans la cavité.

En présence d'un champ électrique alternatif « ε », l'équation régissant le mouvement d'un électron dans la cavité s'écrit :

$$\frac{d^2 z}{dt^2} = \frac{e \cdot \varepsilon}{m} = \frac{e}{m} E \cdot \sin(\omega t + \varphi_0)$$

Cette équation se résout aux petits signaux tels que, si V_o est le potentiel de faisceau :

$$E \cdot z / V_o = V_1 / V_o \ll 1$$

et en faisant apparaître les temps de transits

$$\begin{aligned} \tau &= \omega t, \\ \tau_{oz} &= \omega \cdot d / V_o \end{aligned}$$

sous la forme :

$$\tau = \tau_1 + \tau_{oz} - k \sin \tau_1$$

relation identique à celle déjà établie pour le klystron au § 3.3.

Il en résulte une modulation du courant en chaque point d'abscisse z de la cavité dont la composante de pulsation ω a pour expression (en prenant comme sens positif le sens des z croissants donc celui opposé au courant de faisceau I_o)

$$I_z(\omega) = 2 I_o J_1(k) \cos(\omega t - \tau_{oz} + \pi)$$

A la sortie d'une cavité à long temps de transit il est donc possible de provoquer un groupement des électrons comparable à celui obtenu dans les klystrons au bout de l'espace de glissement.

En utilisant une seconde cavité placée à la sortie de la cavité à long temps de transit, il est alors possible de recueillir la puissance alternative portée par le faisceau, avec un rendement théorique de 58 % comme le klystron à deux cavités. On peut également prélever l'énergie directement dans la cavité à long temps de transit, la puissance maximale disponible dans la cavité s'écrivant alors pour les valeurs importantes d'angle de transit :

$$\begin{aligned} \tau_o &= \omega \cdot d / V_o, \quad \alpha = V_1 / V_o \\ P &\cong V_o I_o \frac{\alpha^2}{4} \cdot \frac{\sin \tau_o}{\tau_o} \end{aligned}$$

expression qui passe par un maximum pour $\tau_o = 5.\pi/2 ; 9.\pi/2 \dots$

soit un rendement maximum de 13 % pour $\tau_o = 5.\pi/2$.

10.1.2 L'oscillateur à interaction étendue EIO

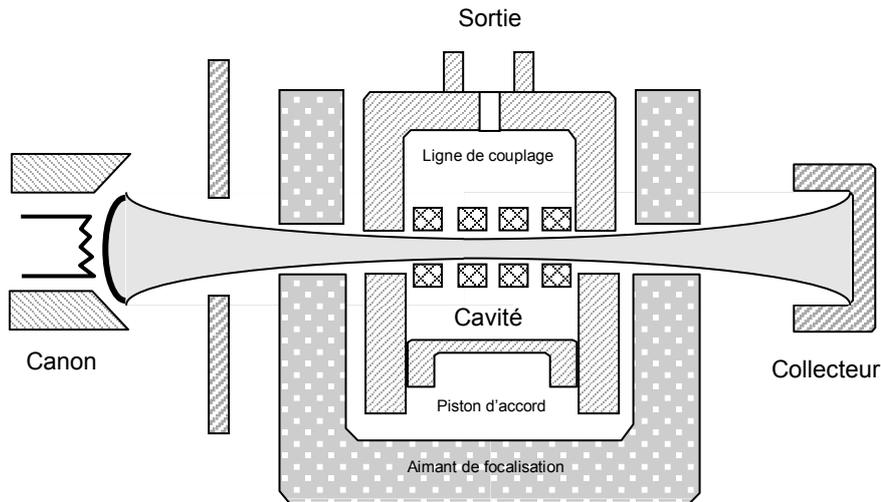
Comme le MONOTRON, l'EIO est un tube oscillateur du type O dans lequel le faisceau d'électrons est couplé à une cavité de grande longueur. Dans ce cas cependant, un élément de couplage intermédiaire entre le faisceau et la cavité est introduit, pour améliorer le groupement des électrons à de hauts niveaux de puissance de sortie.

L'EIO est donc composé :

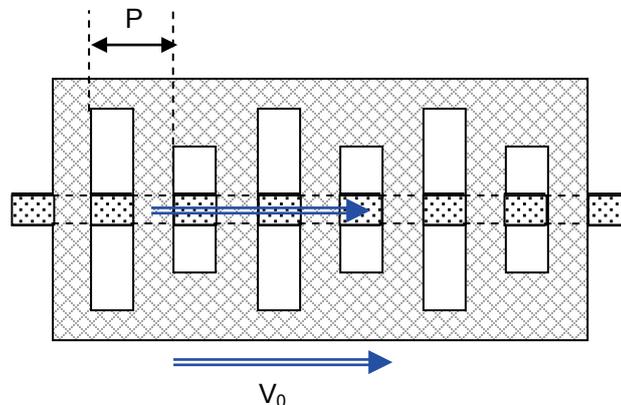
- d'un canon à électrons comportant une anode de focalisation électrique,
- d'une cavité rectangulaire couplée au faisceau par une ligne intermédiaire,
- d'un collecteur,
- d'une pièce polaire de focalisation magnétique,
- d'un aimant permanent.

La cathode est alimentée sous une tension d'environ -20 KV, la tension anode cathode étant de l'ordre de 12 KV. Le champ de focalisation magnétique du faisceau, de l'ordre de

10 000 gauss du niveau de la cavité est fourni par un aimant permanent. Le faisceau ainsi formé est très concentré (rapport de 10 à 20 entre taille de la cathode et diamètre du faisceau) ce qui est nécessaire pour porter une grande puissance.



Du point de vue électrique, la ligne court-circuitée à ses deux extrémités est taillée pour résonner en mode π de manière rappelant la structure RISING-SUN des magnétrons.



Pour que le groupement amorcé dans la première cavité puisse se continuer dans la seconde, il faut assurer le synchronisme du faisceau, ce qui peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\pi = \frac{\omega \cdot P}{v_0} = \frac{\omega \cdot P}{a \sqrt{V_0}}$$

soit :

$$P = \frac{a}{2f} \sqrt{V_0}$$

avec : $f = 100 \text{ GHz}$; $V_0 = 20\,000 \text{ V}$; $a = 610^5$, on trouve : $P = 0,425 \text{ mm}$, dimension réalisable par un usinage simple. La ligne excite dans la cavité un mode TE_{01n} dont la fréquence peut être réglée par le piston d'accord. La largeur de la cavité est de l'ordre de $\lambda / \sqrt{2}$ soit dans le cas traité environ 2 mm .

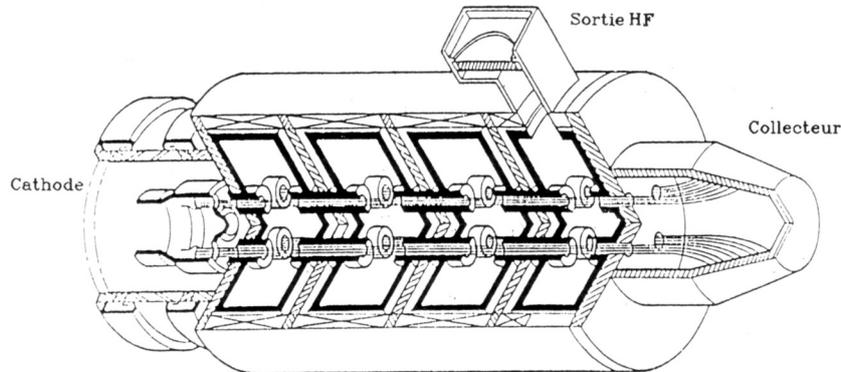
En réalisation de laboratoire, pour des tensions de faisceau de 20 kV à 25 kV et des tensions d'anode de 10 à 12 kV , une puissance crête supérieure à 1 kW a pu être obtenue à 100 GHz avec un facteur de forme de $1/1000$. Il ne semble pas que ces tubes aient été développés plus avant, devant la concurrence des TOP millimétriques de puissances comparables mais fonctionnant en amplificateurs.

10.2 ÉVOLUTIONS DES KLYSTRONS

10.2.1 Structure MBK (Multi Beam Klystron)

L'idée est d'utiliser n faisceaux en parallèle résonnant simultanément dans les mêmes cavités. Il est alors possible d'augmenter la puissance délivrée par le tube en augmentant le courant débité sans tension de faisceau excessive. Par exemple 1 MW continu à 500 MHz avec une tension d'anode de 40 kV contre 90 kV à un klystron classique.

Le schéma de principe du klystron à structure MBK est le suivant :



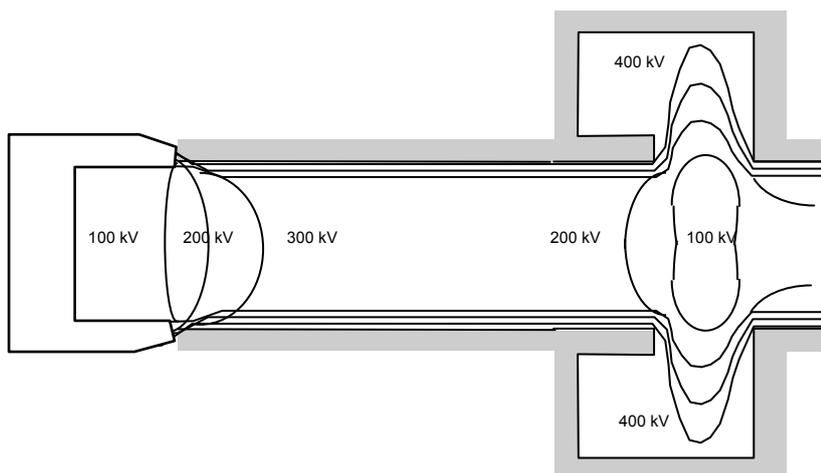
Ce type de tube semble pour l'instant destiné aux émissions en CW.

10.2.2 Klystrons relativistes

Le domaine de la superpuissance crête (HPM : High Power Microwave) pourrait devenir l'actualité en radar avec l'apparition des nouvelles techniques « actives » de réduction de signature des cibles, détruisant la cohérence des signaux de grande durée.

Dans les tubes de conception classique, la puissance crête est fonction de la tension de faisceau, en utilisant des hautes tensions de l'ordre de 500 kV à 700 kV sur des klystrons à structure classique, il est possible d'envisager des puissances crête de 150 à 200 MW en bande S et 70 à 100 MW en bande X.

Ces valeurs qui paraissent être les limites de la technologie peuvent être encore dépassées par une nouvelle technique de *klystron à effet de porte*. Ce tube utilise un faisceau creux fortement accéléré (500 kV-15 kA). Les très fortes charges d'espace font que les lignes de champ équipotentielles dans le faisceau d'électrons présentent l'allure suivante, au passage du faisceau aux environs d'une cavité résonnante :



La porte ouverte sur le faisceau par la cavité provoque une distorsion très importante des équipotentielles de telle manière que le faisceau est ralenti, en l'occurrence jusqu'à 100 kV, puis ré accéléré jusqu'au potentiel moyen de 400 kV.

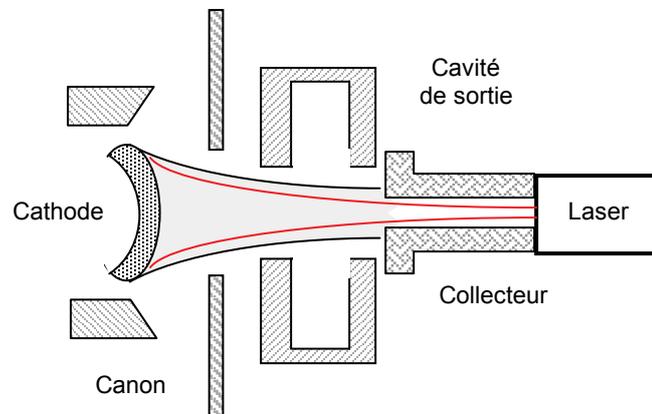
Si maintenant on injecte un champ électrique alternatif dans la cavité, provoquant une tension crête de valeur égale ou supérieure à 100 kV, le faisceau sera une fois par période complètement stoppé, provoquant une modulation de densité des électrons très énergétique, qui se renforcera dans l'espace de glissement.

La puissance est alors, comme dans un klystron classique, récupérée dans une seconde cavité placée à l'extrémité de l'espace de glissement. Des puissances crête de l'ordre de 3 GW en bande L et 1 GW en bande X sont réalisables avec ce type de tube avec des rendements pouvant atteindre 40 %.

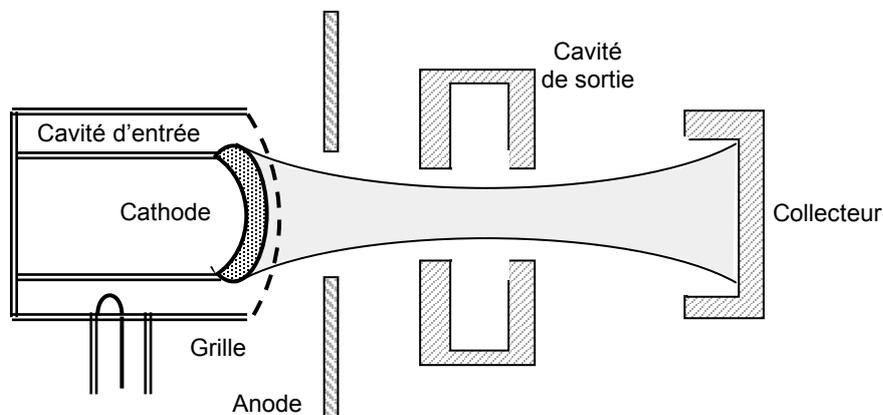
10.2.3 Klystrons « micro - pulsés » : Lasertrons et IOTs

Dans les klystrons conventionnels, la modulation en paquets des électrons est obtenue par l'action d'une première cavité. Dans les tubes micro - pulsés, cette modulation est obtenue par une action directe sur le faisceau d'électrons au niveau de la cathode.

Pour le *Lasertron*, cette modulation est obtenue en utilisant une photocathode qui n'émet que lorsqu'elle est illuminée par un faisceau ultraviolet produit par un laser.



Pour l'*IOT*, l'action est produite par une grille très proche de la cathode qui est modulée par le signal à amplifier, de telle manière qu'elle fonctionne en classe B ou C, provoquant ainsi le passage de paquets d'électrons.



Des rendements de 60 à 80 % pourraient ainsi être obtenus avec des gains de 20 dB. Ces tubes, notamment leurs cathodes, restent de constitution assez délicate.

10.3 LE GYROTRON

10.3.1 Généralités

Tous les tubes hyperfréquences classiques font appel à l'interaction des électrons en mouvement collectif avec une onde hyperfréquence progressive ou stationnaire engendrée dans une structure couplée au faisceau. Il en résulte aux fréquences élevées, des limites de taille (usinage) des éléments peu favorables aux grandes puissances.

Il fallait donc, pour monter en fréquence, faire appel à des principes nouveaux comme dans le cas du gyrotron qui va être décrit ci-après.

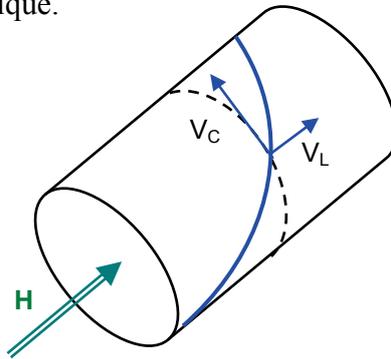
10.3.2 Principes physiques du gyrotron

a Mouvement d'un électron en présence d'un champ magnétique

La force exercée sur un électron en présence d'un champ magnétique est :

$$\vec{F} = e \cdot \vec{v} \wedge \vec{B}$$

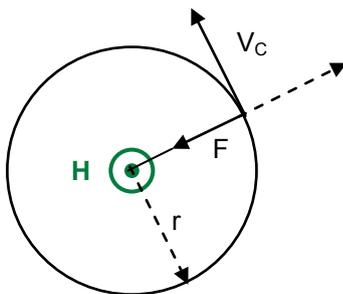
- e : charge de l'électron ;
- v : vitesse de l'électron ;
- B : induction magnétique.



Si on décompose la vitesse de l'électron en v_L parallèle à H , et v_c perpendiculaire à H l'expression se réduit à :

$$F = e \cdot v_c \cdot B$$

provoquant une courbure de la trajectoire de l'électron autour du champ H . Un état d'équilibre est atteint lorsque l'électron décrit une hélice cylindrique autour de H , la force F étant compensée par la force centrifuge due au mouvement, soit, si m_o est la masse de l'électron :



$$F - m_o \gamma_r = e \cdot v_c \cdot B - m_o \omega^2 \cdot r$$

$$\omega \cdot r = v_c$$

$$\boxed{\omega_o = \frac{e}{m_o} B}$$

L'électron est animé d'un mouvement de rotation uniforme de fréquence

$$f_o = \omega_o / 2\pi = 2,8 \text{ MHz/Gauss.}$$

Lorsque la vitesse totale de l'électron croît, il faut pour expliquer son mouvement introduire les équations de la mécanique relativiste ce qui peut être fait succinctement comme ci-après :

b Relations de base en mécanique relativiste

- Energie : $\epsilon = mc^2$
- Masse : $m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - v^2/c^2}}$
- Quantité de mouvement : $\mathbf{q} = m \vec{v}$
- Force appliquée : $\vec{F} = \frac{d}{dt}(m \vec{v})$
- Puissance engagée : $\frac{d\epsilon}{dt} = \vec{F} \cdot \vec{v}$

c Application au problème

On recherche ici l'expression de la force centrifuge qui est perpendiculaire à la vitesse de l'électron, dans ce cas :

$$\vec{F} = \frac{dm}{dt} \vec{v} + m \frac{d\vec{v}}{dt}$$

avec :

$$\frac{dm}{dt} = \frac{1}{c^2} \frac{dE}{dt} = \frac{1}{c^2} (\vec{F} \cdot \vec{v})$$

donc :

$$\vec{F} = \frac{m d\vec{v}}{dt} + \frac{\vec{v}}{c^2} (\vec{F} \cdot \vec{v})$$

soit, en ne considérant que la composante de F perpendiculaire au mouvement de l'électron :

$$\vec{v} = \vec{v}_c + \vec{v}_L \text{ et } \vec{F} \cdot \vec{v} = 0$$

$$\vec{F} = m \frac{d\vec{v}}{dt} ; \frac{d\vec{v}}{dt} = \omega^2 r ; m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - v^2/c^2}} ; v_c = \omega \cdot r$$

$$F = e v_c B = \frac{m_0 \cdot \omega^2 \cdot r}{\sqrt{1 - v^2/c^2}}$$

soit :

$$\omega = \frac{e}{m_0} B \cdot \sqrt{1 - v^2/c^2}$$

Cette expression peut se simplifier en remarquant que :

$$\epsilon = \frac{m_0 c^2}{\sqrt{1 - v^2/c^2}} = \frac{\epsilon_0}{\sqrt{1 - v^2/c^2}} = \epsilon_0 + W$$

expression dans laquelle W est l'énergie cinétique

d'où :

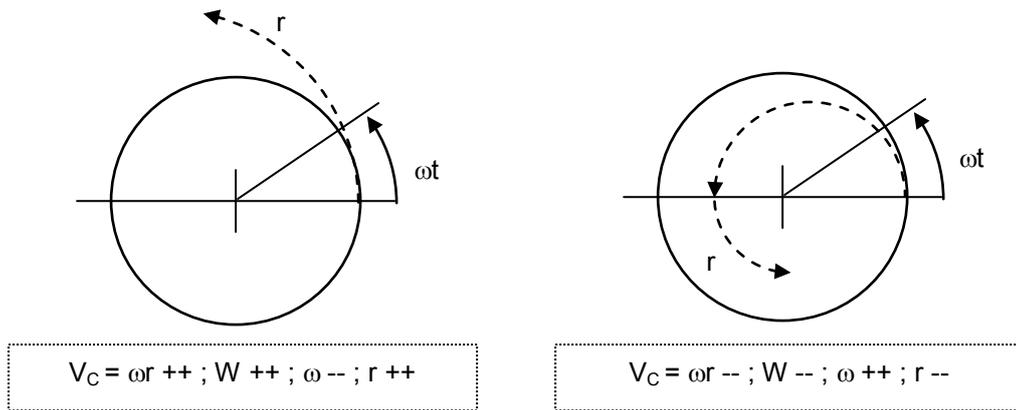
$$\omega = \omega_0 \cdot \frac{\epsilon_0}{\epsilon_0 + W}$$

avec :

- $\omega_0/2\pi = 2,8 \text{ MHz/Gauss}$;
- $E_0 \cong 511 \text{ 000}$ électrons volts ;
- W énergie cinétique en électrons volts.

Pour le seul champ continu $W = -e V_0$, si V_0 est la tension de polarisation donc en électrons volts = $|W| = |V_0|$.

On voit donc que plus on communique de l'énergie cinétique à l'électron, plus ω décroît, et inversement, la trajectoire cessant d'être une hélice circulaire comme schématisé ci-après dans le cas d'une variation de V_c :



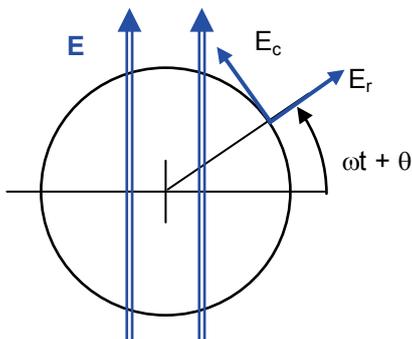
d Action d'un champ électrique alternatif transversal

Soit un champ électrique $E = E_0 \cos \omega t$ polarisé linéairement dans un plan perpendiculaire à H de telle manière que, si W_i est l'énergie cinétique initiale des électrons :

$$\omega_i = \omega_0 \frac{\epsilon_0}{\epsilon_0 + W_i} = \omega$$

Le champ électrique va exercer sur les électrons une force, dont les composantes circulaire et radiale dépendront de la position de l'électron.

Soient E_r et E_c les composantes du champ E :



$$E_r = E \sin (\omega_i t + \theta)$$

$$E_c = E \cos (\omega_i t + \theta)$$

$$E_r = E_0 \cos \omega_i t \sin (\omega_i t + \theta)$$

$$E_c = E_0 \cos \omega_i t \cos (\omega_i t + \theta)$$

Soit, en moyenne pour une interaction longue entre le champ E et les électrons :

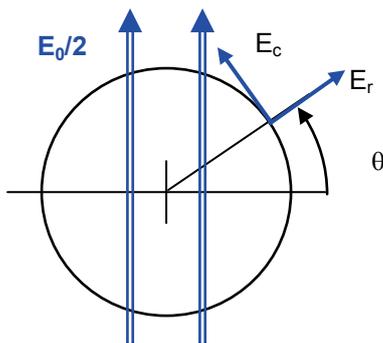
$$\overline{E_r} = \frac{E_o}{2} \sin \theta$$

$$\overline{E_c} = \frac{E_o}{2} \cos \theta$$

On peut retrouver ces relations en remarquant que le champ alternatif :

$$E_o \cos \omega_i t = \frac{E_o}{2} e^{j\omega_i t} + \frac{E_o}{2} e^{-j\omega_i t}$$

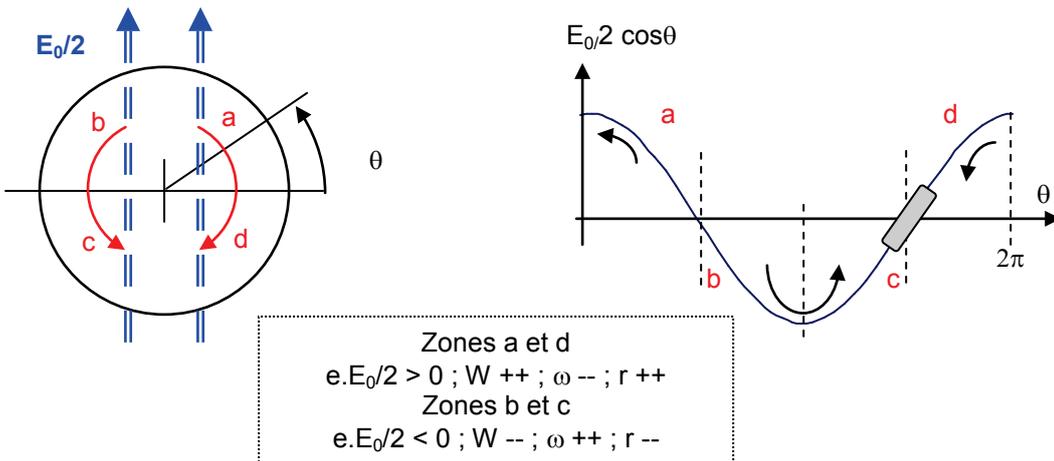
se décompose en deux champs tournants dont un seul, en synchronisme avec le mouvement des électrons a une action permanente sur eux. On se place alors dans un repère tournant à la pulsation ω_i et on retrouve :



$$E_c = \frac{E_o}{2} \cos \theta$$

$$E_r = \frac{E_o}{2} \sin \theta$$

En première approximation, on peut décomposer les actions : du champ tangentiel et du champ radial et les schématiser dans le repère tournant à la pulsation ω_i :

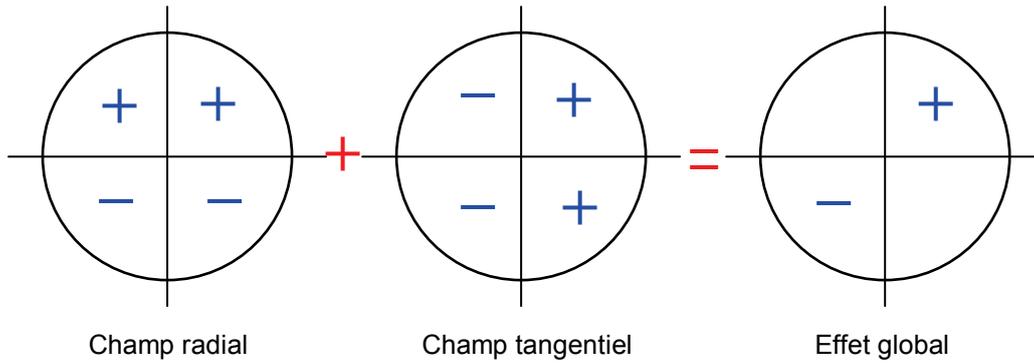


La variation de la pulsation ω entraîne une concentration des électrons dans la zone $\theta \cong 3\pi/2$, il y a donc un phénomène de groupement. Le paquet d'électrons ainsi formé peut céder de l'énergie s'il est freiné par le champ E_o , ce qui s'obtient en donnant à l'onde une pulsation légèrement supérieure à ω_i pour placer ces électrons regroupés dans la zone de freinage c.

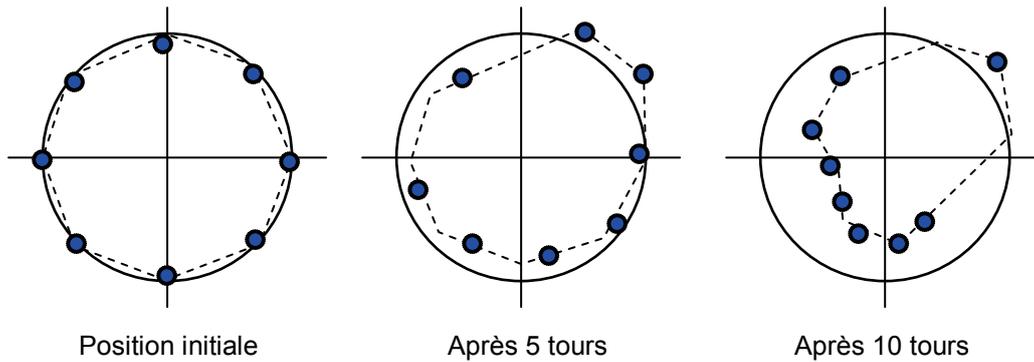
e Action combinée du champ radial

La composante radiale du champ E_o provoque une accélération radiale des électrons de même signe que $(e.E_o/2).\sin\theta$, d'où une évolution de r à combiner avec celle due au champ tangentiel.

LES EMETTEURS RADAR



D'où une ovalisation de la trajectoire des électrons ; les électrons regroupés s'approchant du centre du cercle initial, comme l'illustrent les figures suivantes :



f Conclusion, notion de rendement

Des électrons lancés avec une vitesse tangentielle v_c et une vitesse linéaire v_L dans un champ magnétique intense, se voient dotés d'un mouvement de rotation circulaire de pulsation ω_i .

Un champ électrique transversal de pulsation voisine de ω_i (légèrement supérieure) peut interagir avec eux, favoriser des groupements d'électrons et recueillir une énergie par freinage des paquets ainsi formés.

Cet échange d'énergie peut se produire tant que le synchronisme entre la pulsation de l'onde et celle des électrons est suffisant. Une tolérance de 10 % est acceptable. Si on se souvient que :

$$\omega_i = \omega_o \frac{\epsilon_o}{\epsilon_o + W} ; \epsilon_o = m_o c^2 ; W \cong -eV_o$$

soit :

$$\omega_i \approx \omega_o \frac{1}{1 + 2 \cdot 10^{-6} V_o}$$

avec

- $V_{o1} = 80\,000$ V tension initiale de faisceau
- $V_{o2} = 25\,000$ V tension finale équivalente de faisceau

ceci conduit à :

$$\omega_{i1} = 0,86 \omega_o$$

$$\omega_{i2} = 0,95 \omega_o$$

$$\frac{\Delta \omega_i}{\omega_i} \cong 10 \%$$

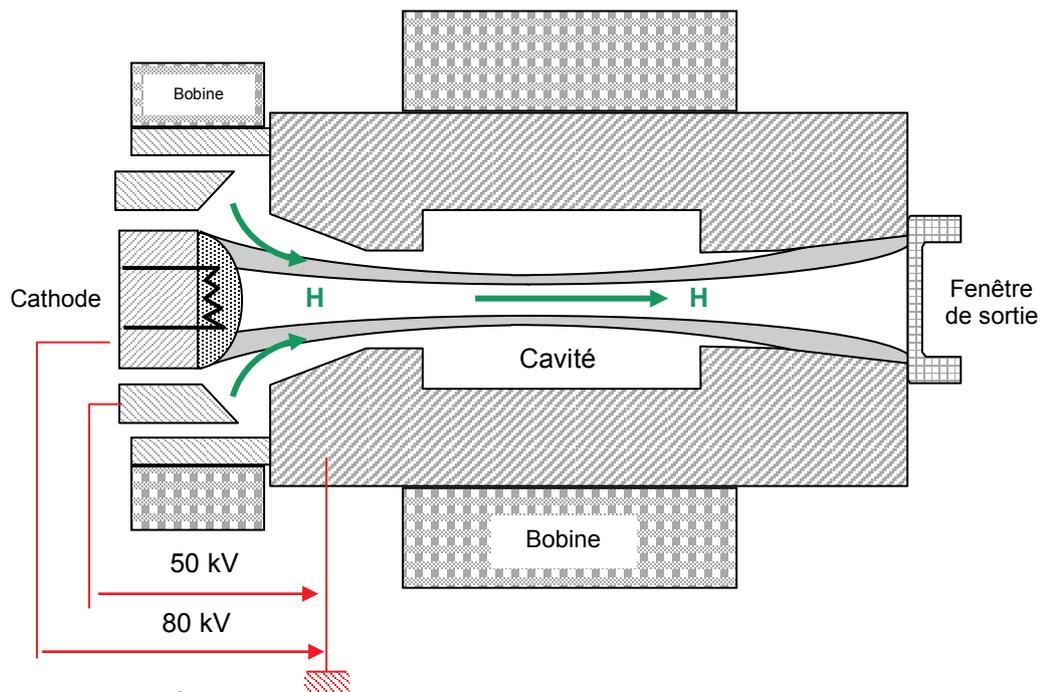
et :

$$\frac{W_1 - W_2}{W_1} = \frac{80\,000 - 25\,000}{80\,000} \cong 69\%$$

donc **un rendement de faisceau de l'ordre de 70 %**, ce qui est considérable. En effet, dans les mêmes conditions de synchronisme, un TOP ne tolère qu'une variation de V_0 de 20 % donc un rendement de 20 %.

10.3.3 Description du gyrotron

Le problème pratique du gyrotron est de former un faisceau d'électrons ayant une composante de vitesse transversale initiale. Il a été résolu en formant un faisceau tubulaire à partir d'une cathode annulaire.



Le gyrotron se compose donc :

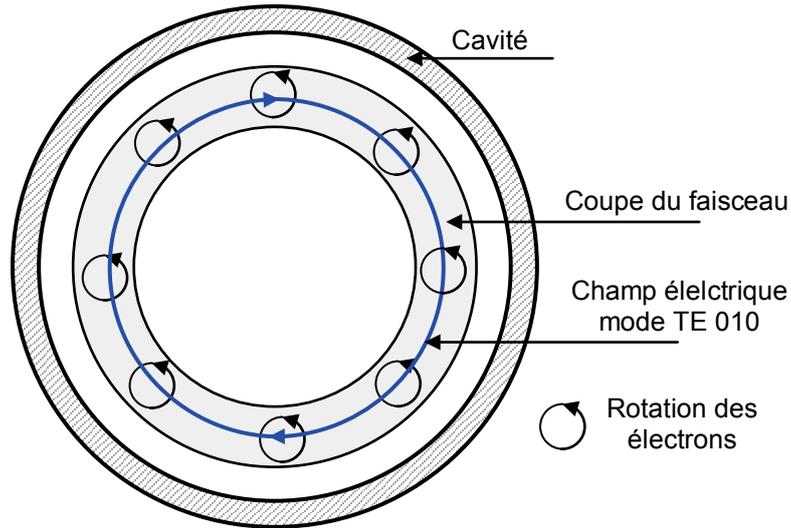
- d'une cathode annulaire intégrée dans un canon comportant une anode de focalisation,
- d'une structure d'entrée guidant le faisceau tubulaire,
- de bobines fournissant le champ magnétique H longitudinal dont une au moins est supraconductrice pour former un champ suffisant, selon 9.3.2.a,
- d'une cavité dans laquelle sera créée l'interaction onde-faisceau,
- d'une structure de sortie servant à la fois de collecteur au faisceau et d'adaptateur pour l'onde entre la cavité et le milieu extérieur,
- d'une fenêtre de sortie permettant le passage de l'onde.

La cavité est une cavité circulaire excitée en mode TE_{010} ou TE_{020} .

Dans le faisceau les électrons sont animés d'un mouvement de rotation, on retrouve donc bien sur l'anneau les conditions d'interaction onde-faisceau. Le rayon de la cavité est de l'ordre de la longueur d'onde, le rayon de giration des électrons de l'ordre de $0,08 \lambda$.

Il est calculable **approximativement pour** $v_c = 2 v_L = 0,82 v$ en écrivant :

$$v_c \cong 5 \cdot 10^{+5} \sqrt{V_o} = \omega r \text{ et } \frac{\omega r}{c} = \frac{2 \pi f r}{c} = \frac{2 \pi r}{\lambda} ; \text{ pour } V_o = 80\,000 \text{ volts}$$



La cavité doit être suffisamment longue pour que l'interaction onde-faisceau soit complète, ce qui conduit à travailler à des fréquences proches de la fréquence de coupure.

10.3.4 Performances

Ce sont les soviétiques qui ont les premiers développés ces tubes, ils auraient obtenu des puissances crête de 1 MW avec des durées d'impulsion de 100 μ s et un rendement de 35 % en bande W et il est fait état tant aux USA qu'en URSS, de plusieurs centaines de kilowatts continus (à 35 GHz) ou quasi continus (à 90 MHz).

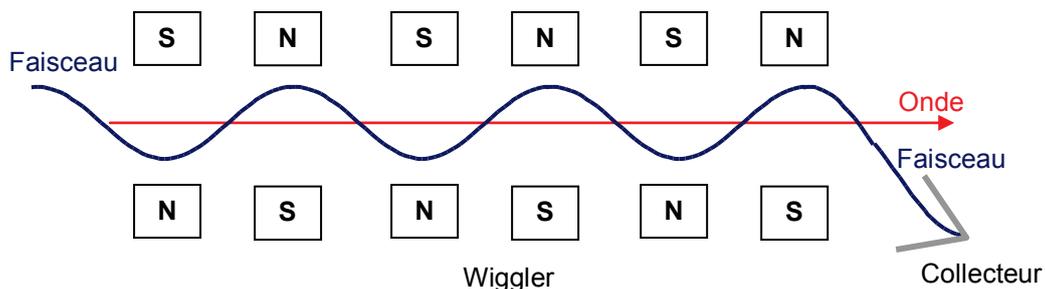
Dans le domaine radar (1 à 5 % de bande), on peut escompter les performances suivantes :

- puissances, plusieurs MW à 10 GHz, 500 kW à 100 GHz,
- facteur de forme, quelques %,
- rendement 40 à 50 %,

avec des tensions d'alimentations de 80 à 100 kV et des champs magnétiques de 3 600 à 36 000 Gauss.

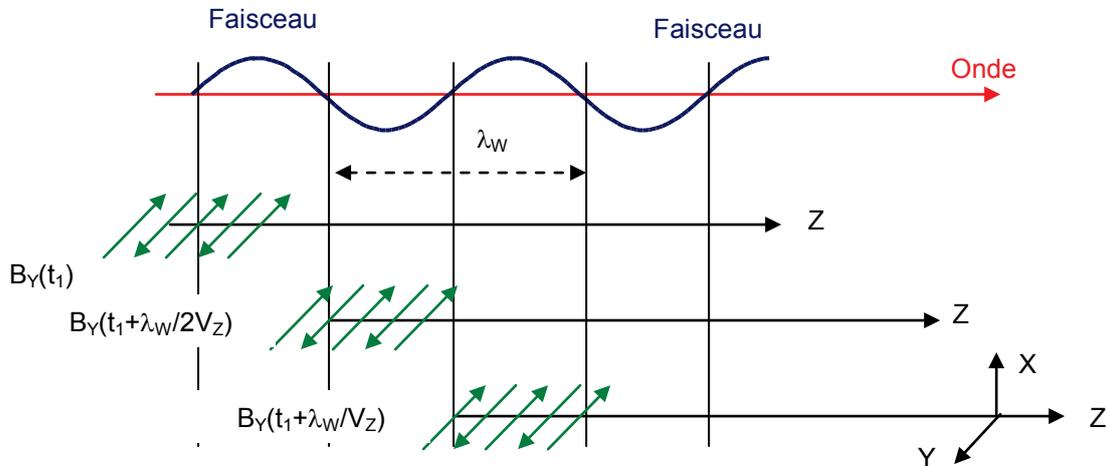
10.4 LE MASER À ÉLECTRONS LIBRES

Comme le gyrotron le maser à électrons est un tube en « ondes rapides » dans lequel une pulsation supplémentaire sera introduite. On introduit ici une ondulation transversale du faisceau, selon le schéma suivant.



Un faisceau d'électrons filiforme est engendré par un canon à électrons et accéléré à la vitesse requise par une très forte tension d'accélération (≈ 700 kV). Ce faisceau passe alors dans un champ magnétique alterné produit par un onduleur ou *Wiggler*.

Une onde électromagnétique se propage alors dans le sens du faisceau et interfère avec lui comme schématisé ci-après (synchronisme avec décalage d'une période à chaque λ_w).



La composante transversale B_y du champ magnétique de l'onde réagit sur le faisceau d'électrons en créant une force selon l'axe des Z .

$$F_z = -e \cdot V_x \wedge B_y$$

où V_x est la composante transversale de la vitesse des électrons, liée à l'action du Wiggler, qui tant que le synchronisme entre le faisceau et l'onde est suffisant pourra toujours être retardateur pour un électron donné.

On choisit donc le pas de la structure λ_w , la longueur d'onde λ et la vitesse de faisceau d'électrons v_0 de telle manière que ce synchronisme puisse se produire. Ceci se traduit par la relation approximative.

$$\lambda = \lambda_w \frac{1+k^2}{2 \left(1 - v_0^2 / C^2\right)}$$

avec :

- v_0 = vitesse du faisceau d'électron ;
- $k = 46,7 \lambda_w \cdot B_y$;
- λ_w = pas de la structure Wiggler ;
- B_y = champ magnétique crête fourni par le Wiggler.

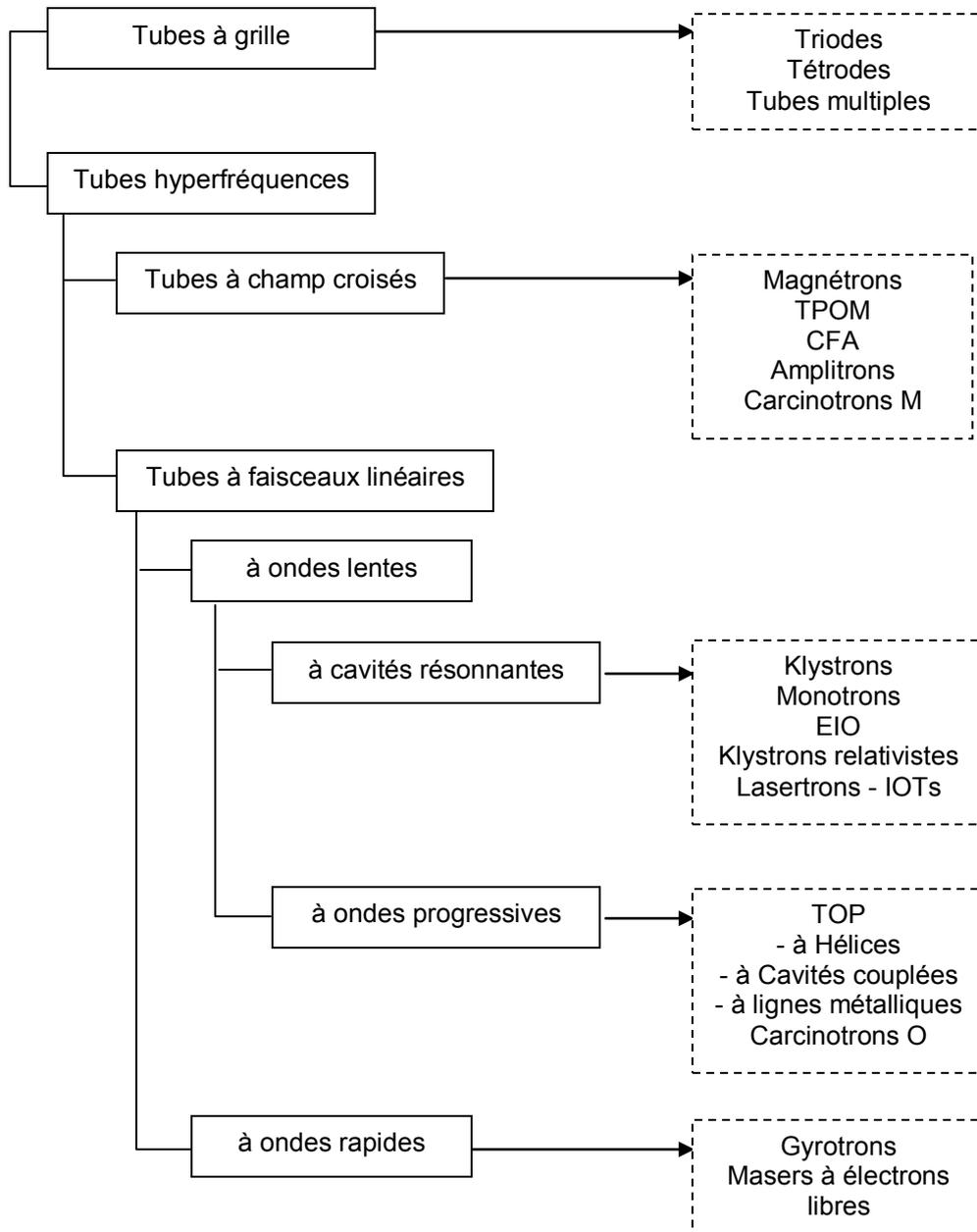
Ces « tubes » peuvent produire en longueur d'ondes millimétriques des puissances considérables :

- 5 MW crête pendant des durées très courtes : 50 nanosecondes, à 100 GHz,
- 2 à 3 MW pendant 1 μ s à 30 GHz,

avec des rendements de l'ordre de 10 %. Ils demandent des tensions d'accélération très fortes (500 à 700 kV). Ce sont encore au stade actuel des objets de laboratoire.

11 SYNTHÈSE – CONCLUSIONS

Les tubes électroniques constituent un ensemble faisant appel à des techniques très variées:



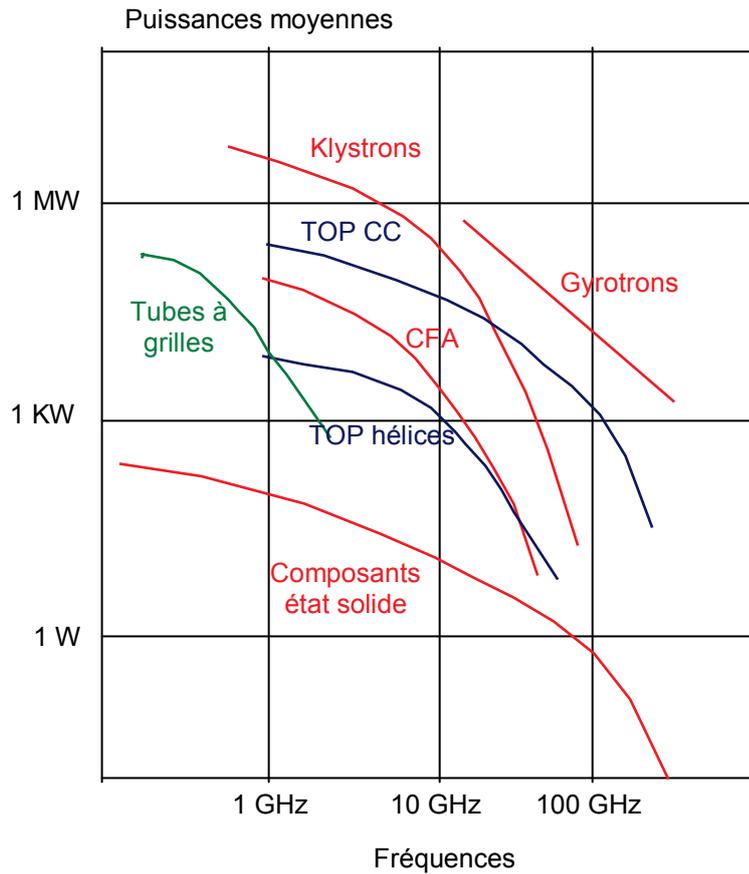
Tous ont en commun un échange d'énergie entre un faisceau d'électrons et une structure électronique (tubes à grille) ou hyperfréquence.

Les tubes hyperfréquences sont les dispositifs qui permettent de générer les plus hautes puissances d'émission dans le domaine des ondes radar. Ce sont également les dispositifs dont les performances évoluent le plus rapidement. Leur domaine d'utilisation s'étend dans tous le domaine des fréquences usuelles radar (1 à 100 GHz) et le déborde même assez largement.

La tendance actuelle de montée des puissances crêtes redonne aux tubes un intérêt nouveau, qui pourrait dans l'avenir voir déboucher soit des tubes de très fortes puissance crête, soit des associations de tubes (TOP par exemple) dans des antennes actives.

LES EMETTEURS RADAR

Le schéma suivant résume les performances comparées des tubes hyperfréquences et des composants état solide :



On peut y constater que, dès que de fortes puissances sont requises, les tubes hyperfréquences ont encore devant eux un bel avenir.

L'auteur remercie Thomson Tubes Électroniques de son aide pour la réalisation de cette seconde partie et notamment de son autorisation de réutiliser certains schémas publiés dans un numéro spécial de la REVUE TECHNIQUE THOMSON – CSF.

12 LES MODULATEURS

Les modulateurs sont les dispositifs grâce auxquels les tubes d'émission du radar peuvent fonctionner en impulsion. A partir de la synchronisation, ces dispositifs doivent donc être aptes à délivrer des créneaux de commande adaptés à la durée des impulsions à émettre.

Dans les étages très basse puissance des chaînes d'amplification, la modulation consiste uniquement à découper le signal qui est émis de manière continue. Dans les étages moyenne puissance de ces mêmes chaînes, on utilise le plus souvent les propriétés des tubes amplificateurs, de telle manière que la modulation fournisse un simple signal de commutation, l'énergie nécessaire à l'amplification étant fournie directement par l'alimentation continue.

Par contre, dans les étages très haute puissance, ou les oscillateurs de puissance, outre la fonction commutation, le modulateur joue le rôle de réservoir d'énergie de telle manière qu'il restitue pendant la durée de l'impulsion à émettre, l'énergie qu'il a stockée pendant le temps séparant deux impulsions successives.

Cette énergie est stockée de manière capacitive soit dans une ligne à retard (modulateurs accordés) soit dans une capacité réservoir (modulateurs à commande de courant). Deux familles de modulateurs seront à considérer selon que le tube hyperfréquence utilisé dispose ou non d'une grille de commande.

Deux types de modulateurs seront décrit dans ce qui va suivre :

a Modulation par la cathode

Elle s'impose pour tous les tubes ne disposant pas d'une grille de commande : Magnétrons, CFA, klystrons et TOP (ancienne génération), et également triodes de puissance.

Dans ce cas la modulation est produite indépendamment du tube, auquel la haute tension n'est appliquée que pendant la durée d'émission.

Selon le mode de stockage de l'énergie, on classera dans cette famille, dans le cas où l'énergie est stockée dans une ligne à retard :

- les modulateurs à ligne à retard,
- les modulateurs magnétiques hybrides,
- les modulateurs modulaires accordés,

et dans le cas d'un stockage capacitif direct :

- les modulateurs à capacité réservoir,
- les modulateurs modulaires à commande de courant.

b Modulation par la grille

Nombre de tubes modernes disposent d'une grille de commande capable d'interrompre le faisceau d'électrons qui les traversent : TOP, klystrons à grille de commande, tétrodes de puissance.

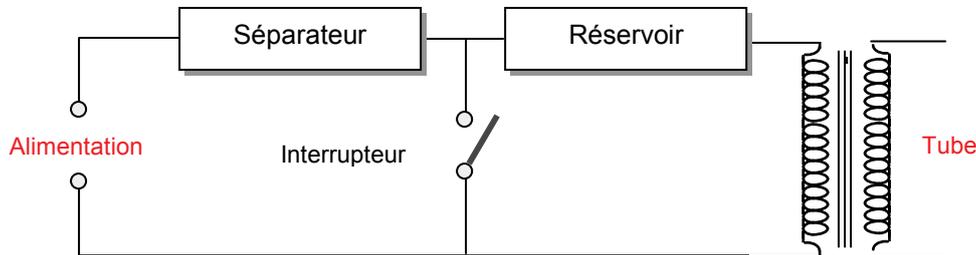
Dans ces conditions, ces tubes peuvent rester constamment soumis à la source continue d'alimentation, qui utilise une capacité réservoir pour le stockage de l'énergie, la commande en courant se faisant au moyen de cette grille. Des architectures d'émetteurs à modulation de grille seront également examinées.

13 MODULATEURS À LIGNE À RETARD

13.1 INTRODUCTION

Les modulateurs de grande puissance doivent remplir simultanément le rôle de réservoir et d'interrupteur.

Le schéma général utilisé dans le cas présent est le suivant :



- le réservoir utilisé est une ligne à retard,
- le séparateur isole l'alimentation au moment de la fermeture de l'interrupteur, nous verrons plus loin qu'il joue un rôle lors de la charge du réservoir,
- le transformateur d'impulsion permet d'isoler le tube, et d'adapter les impédances,
- l'impulsion de modulation est appliquée entre cathode et anode du tube hyperfréquence, à travers le transformateur,
- l'interrupteur doit pouvoir se fermer rapidement, et présenter une résistance faible.

Pendant les durées d'ouverture de l'interrupteur, le réservoir se charge à travers le séparateur. Le courant de charge est suffisamment lent pour ne pas avoir d'action sur le transformateur, qui se conduit alors vu du primaire comme un court-circuit.

Pendant les durées de fermeture de l'interrupteur, le réservoir se vide dans le primaire du transformateur, l'alimentation étant protégée par le séparateur.

13.2 NOTIONS SUR LES LIGNES À RETARD

13.2.1 Equivalence entre lignes à constantes réparties et localisées

Une ligne à constantes réparties (*câble coaxial, ligne bifilaire*) est caractérisée par *deux paramètres* (cf. chapitre 2, paragraphe 2) :

- son impédance caractéristique :

$$Z_c = \sqrt{\ell / c}$$

- sa constante de propagation :

$$\beta = \omega \sqrt{\ell \cdot c}$$

à laquelle est liée la vitesse de propagation de l'onde :

$$W = \frac{1}{\sqrt{\ell \cdot c}}$$

Dans ces expressions ℓ et c représentent la self et la capacité par unité de longueur de ligne.

Considérons un tronçon de longueur dx de cette ligne, on peut écrire :

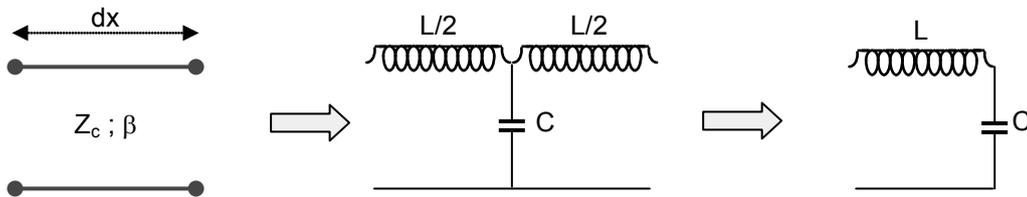
$$Z_c = \frac{\ell \cdot dx}{c \cdot dx} \text{ et } W = \frac{dx}{\sqrt{\ell \cdot dx \cdot c \cdot dx}}$$

et le retard introduit par cette longueur de ligne :

$$\theta = \frac{dx}{W} = \sqrt{\ell \cdot dx \cdot c \cdot dx}$$

On pourra donc en première approximation, remplacer chaque tronçon « dx » d'une ligne à constante répartie par une cellule élémentaire telle que :

$$L = \ell \cdot dx ; C = c \cdot dx$$



et on aura :

$$Z_c = \sqrt{L/C} ; \theta = \sqrt{L \cdot C}$$

L'approximation sera d'autant meilleure qu'un tronçon « ℓ » de ligne sera remplacé par un grand nombre de cellules. Il faut remarquer en outre, que ce raisonnement suppose que les inductances des cellules ne sont pas couplées entre elles.

13.2.2 Charge d'une ligne terminée par un circuit ouvert

Une ligne de longueur ℓ en circuit ouvert à son extrémité a pour impédance d'entrée :

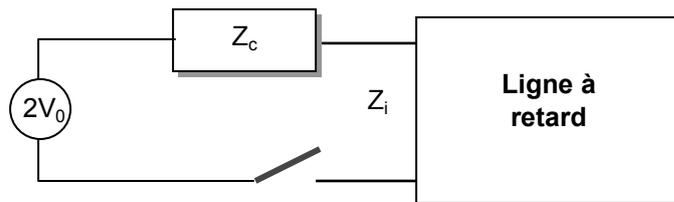
$$Z_i = -j \cdot Z_c \cdot \text{Cotg } \beta \ell \text{ (cf. chapitre 2, paragraphe 2.6)}$$

Soit comme :

$$\beta = \omega / W \text{ et } \theta = 1/W$$

$$Z_i = -j \cdot Z_c \cdot \text{Cotg}(\omega\theta) = Z_c \frac{1 + e^{-2j \cdot \omega\theta}}{1 - e^{-2j \cdot \omega\theta}}$$

Supposons cette ligne fermée à l'instant $t = 0$ sur une tension égale à $2 \cdot V_0$ et sur son impédance adaptée Z_c (réelle).



En passant en notations de Laplace, on aura ($j\omega = p$) :

$$I(p) = \frac{V(p)}{Z(p)}$$

$V(p)$ est un échelon de tension d'amplitude $2V_o$:

$$V(p) = \frac{2V_o}{p}$$

L'impédance du circuit s'écrivant :

$$Z(p) = Z_c + Z_i = \frac{2Z_c}{1 - e^{-2p\theta}}$$

D'où l'expression du courant dans le plan de Laplace :

$$I(p) = \frac{2V_o/p}{Z_c} = \frac{1}{p} \cdot \frac{V_o}{Z_c} \cdot (1 - e^{-2p\theta})$$

et son expression en fonction du temps :

$$i(t) = \frac{V_o}{Z_c} (U(t) - U(t - 2\theta))$$

impulsion de courant d'amplitude V_o/Z_c et de durée 2θ .

13.2.3 Cas d'une ligne à constantes localisées

Les résultats précédents restent applicables à une ligne à constantes localisées, si le nombre de cellules est suffisant. Dans ce cas, il faut écrire pour n cellules :

$$Z_c = \sqrt{L/C} \quad \text{et} \quad \theta = n \sqrt{L/C}$$

Calculons en outre, l'énergie fournie à la charge Z_c par l'impulsion de courant (Z_c réel) :

$$E = \int_0^{\infty} Z_c \cdot i^2(t) dt$$

$$E = \int_0^{2\theta} Z_c \cdot \left(\frac{V_o}{Z_c}\right)^2 dt$$

$$E = \frac{2V_o^2 \cdot \theta}{Z_c}$$

Par ailleurs, en remplaçant θ et Z_c par leurs valeurs, il vient :

$$E = 2V_o^2 \cdot n \sqrt{L \cdot C} / \sqrt{L/C}$$

$$E = 2V_o^2 \cdot n C$$

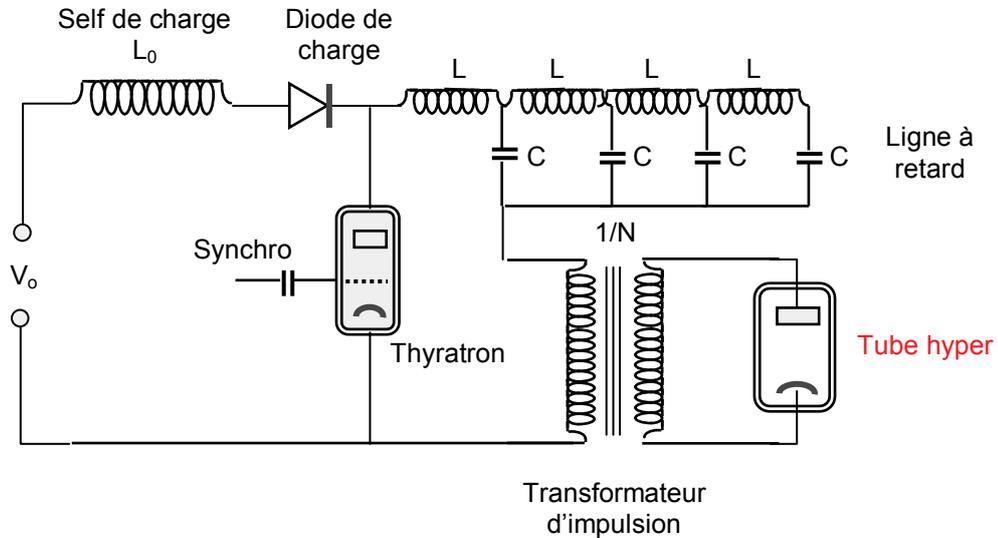
C'est l'énergie que l'on peut stocker dans une capacité de valeur : nC , en la portant au potentiel $2V_o$ car pour une charge capacitive :

$$E = 1/2 \cdot C \cdot V^2$$

Il en résulte que la source de tension peut être la ligne à retard elle-même, préalablement portée au potentiel $2V_o$.

13.3 PRINCIPE DU MODULATEUR A LIGNE A RETARD

Le schéma de principe d'un tel modulateur est donné page suivante. Lors de la charge de la ligne à retard, le thyatron se comporte comme un circuit ouvert, la charge s'effectue à travers la self de charge L_0 ; elle est suffisamment lente pour que le primaire du transformateur se comporte (en première approximation) comme un court-circuit.

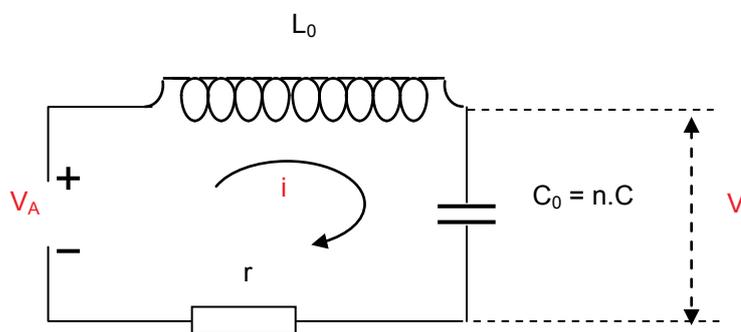


L'impulsion de synchronisation vient polariser positivement la grille du thyatron, qui s'amorce et se comporte alors comme un court-circuit. L'alimentation V_0 est alors protégée par la self de charge L_0 . La ligne à retard se décharge dans le primaire du transformateur, suivant le processus étudié précédemment.

13.4 ÉQUATIONS DE LA CHARGE DU MODULATEUR

Les inductances de la ligne à retard sont négligeables devant L_0 , le reste du circuit (diode, primaire du transformateur...) est équivalent à une résistance faible, r .

La ligne à retard est équivalente à une capacité $C_0 = n C$.



Au moment de l'application de la tension, le courant dans le circuit est nul, et la tension aux bornes de C_0 nulle également. On peut donc écrire :

$$L_0 \frac{di}{dt} + ri + \frac{1}{C_0} \int_0^t i \cdot dt = V_A$$

soit, en se rapportant à la tension aux bornes du condensateur : $v = \frac{1}{C_0} \int_0^t i \cdot dt$

$$V_A = L_o \cdot C_o \frac{d^2 \cdot v}{dt^2} + r \cdot C_o \frac{dv}{dt} + v$$

Équations dont la solution est :

$$V(t) = V_A \left(1 - e^{-\alpha t} \cdot \cos \pi \frac{t}{T} \right)$$

avec :

$$\alpha = \frac{r}{2 L_o} ; T = \pi \sqrt{L_o \cdot C_o}$$

La diode de charge bloque le système dès que le courant « i » a tendance à devenir négatif, c'est-à-dire dès que V(t) passe par un maximum et le système reste ensuite stable jusqu'à l'allumage du thyatron.

On retiendra donc :

$$v_{\max} = V_A (1 + e^{-\alpha T})$$

$$T = \pi \sqrt{L_o \cdot C_o}$$

Si la résistance de charge est nulle $\alpha = 0$ et, en reprenant les notations du paragraphe 11.2.3 :

$$V_{\max} = 2 V_A = 2V_o$$

13.5 ÉQUATIONS CARACTÉRISTIQUES DE LA DÉCHARGE

L'impédance du tube est fixée par ses conditions de fonctionnement, nous l'écrivons :

$$Z_T = \frac{V_T}{I_T}$$

Vue du primaire du transformateur de rapport N, elle devient :

$$Z_o = \frac{Z_T}{N^2}$$

De manière à obtenir une impulsion correcte, il faut écrire $Z_o = Z_c$ (la condition d'adaptation).

Dans ces conditions le courant au primaire du transformateur est :

$$i(t) = \frac{2 V_o}{Z_o + Z_c} = \frac{V_o}{Z_c} = I_o$$

La tension au primaire est alors $V(t) = Z_c \cdot i(t) = V_o$ et la tension au secondaire NV_o . Elle doit être égale à la tension d'alimentation du tube : V_T .

D'où les conditions d'adaptation :

$$\frac{Z_T}{N^2} = Z_c \quad \text{et} \quad V_o = \frac{V_T}{N}$$

13.6 RÉCAPITULATION

DÉTERMINATION DES CARACTÉRISTIQUES D'UN MODULATEUR

Les équations précédentes permettent de calculer les caractéristiques d'un modulateur.

Résumons-les ci-après :

- ① adaptation des impédances : $Z_T / N^2 = Z_c$
- ② adaptation en tension : $V_o = V_T / N$
- ③ durée de l'impulsion à émettre : $\tau = 2\theta = 2n\sqrt{L \cdot C}$
- ④ impédance caractéristique de la ligne : $Z_c = \sqrt{L/C}$
- ⑤ durée de la charge : $\pi\sqrt{L_o \cdot nC} \leq T_R$; T_R durée de la récurrence radar
- ⑥ courant de décharge au primaire : $I_o = V_o / Z_c$

Ces expressions permettent de vérifier la conservation des énergies, en effet :

$$V_o \cdot I_o \cdot \tau = V_o^2 / Z_c \cdot 2\theta = 2n C \cdot V_o^2$$

Ceci permet d'utiliser l'équation suivante d'usage très aisé :

- ⑦ $n C = \tau / 2 Z_c$

qui n'est pas indépendante des six autres. Il reste donc *six expressions* pour déterminer :

$$Z_c - L - C - n - N - L_o - I_o - V_o$$

en fonction de :

$$V_T - Z_T - \tau - T_R$$

Soit 6 équations pour 8 inconnues. Deux paramètres peuvent donc être choisis arbitrairement, ce sont très souvent Z_c et n .

13.7 RENDEMENT D'UN MODULATEUR

Dans ce cas idéal : $r = 0$, transformateur parfait, impédance Z_T réelle, le rendement du modulateur est égal à l'unité. Le rendement de l'émetteur serait alors égal à celui du tube d'émission.

En effet, on a pu vérifier que la décharge est faite avec conservation de l'énergie, quant à la charge de la ligne à retard, elle se fait avec un transfert d'énergie, de l'alimentation vers les capacités de la ligne, l'énergie fournie s'écrit et lorsque $r = 0$ et $V_o = V_A$:

$$E_f = V_A \int_0^T i \cdot dt = V_A \cdot Q = V_A \cdot 2V_o \cdot n C$$

$$E_f = 2V_o^2 \cdot n C = E_\ell$$

qui est l'énergie emmagasinée dans la ligne à retard.

En pratique, $r \neq 0$, donc la tension de charge est inférieure à $2V_A$, et le transformateur n'est pas parfaitement adapté, d'autant plus que le point de fonctionnement du tube (donc Z_T) peut varier dans le temps.

On définit : le rendement de la décharge η_d , rapport entre l'énergie disponible dans la ligne à retard, et l'énergie fournie au tube :

$$E_{\text{Tube}} = \eta_d \cdot E_\ell$$

en outre on a, en écrivant $2V_{o\max}$ la tension réellement délivrée à la ligne à retard :

$$2V_o = V_A (1 + e^{-\alpha T})$$

$$\frac{V_0}{V_A} = \frac{1 + e^{-\alpha T}}{2} = \eta_c$$

et d'après ce qui précède, l'énergie fournie par l'alimentation est :

$$E_f = 2 V_0 \cdot n C \cdot V_A = 2 V_0^2 \cdot n C / \eta_c = E_\ell / \eta_c$$

d'où :

$$E_{\text{Tube}} = \eta_d \cdot \eta_c \cdot E_f$$

13.8 CIRCUITS ANNEXES

Outre les circuits dont le rôle a été étudié, des circuits complémentaires sont introduits pour des fonction de protection et de régulation.

a Diode inverse

Elle permet aux charges négatives qui pourraient s'accumuler dans la ligne à retard lors d'une décharge oscillante, de s'écouler avant le processus de charge suivant.

En effet, leur présence modifierait les conditions initiales de la charge, de telle manière que la tension aux bornes de la ligne à retard irait en croissant d'une impulsion à la suivante provoquant sa destruction.

b Circuit de choc

Dans le cas des magnétrons, l'oscillation ne débute pas dès l'application de la tension. Dans ce cas, le primaire ne débitant pas, la tension appliquée au tube serait $2V_T$ et non V_T ($2V_0$ au primaire au lieu de V_0).

Ceci peut entraîner des claquages, ou la détérioration du tube. On pallie ce défaut en dérivant l'énergie excédentaire dans un circuit « R-C série », monté en parallèle sur le primaire du transformateur.

c Circuit d'amortissement

Les oscillations de la décharge de la ligne à retard peuvent réamorcer le tube hyperfréquence.

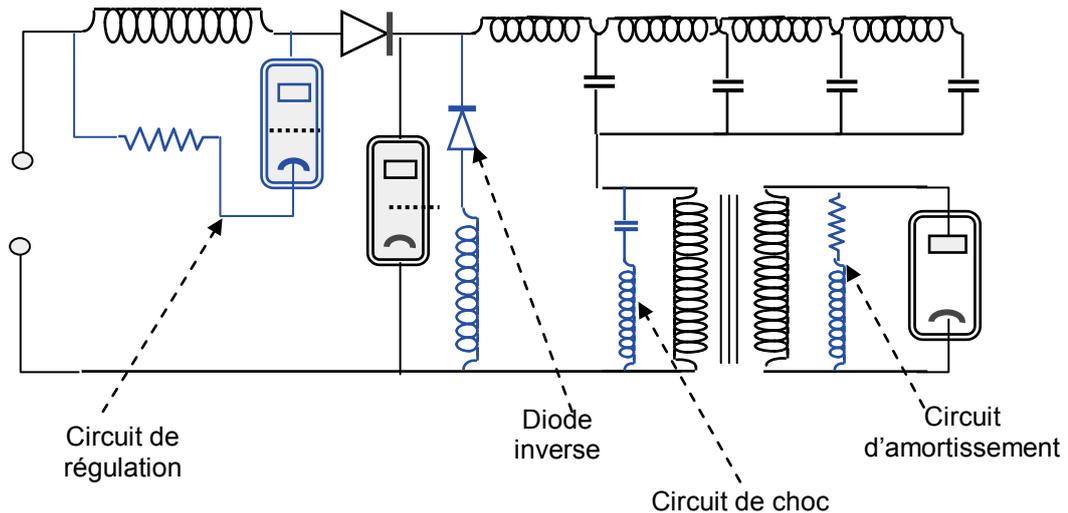
Pour éviter cet inconvénient, on amortit ces oscillations par un circuit « L-R série », monté en parallèle sur le secondaire du transformateur.

d Circuit de régulation

Les tubes hyperfréquences sont sensibles aux variations de la tension V_T . Afin que celle-ci reste constante, en dépit des variations de l'alimentation ou de la durée de la période de répétition du radar, on régule la tension appliquée à la ligne à retard.

Dans son principe, ce circuit consiste à mesurer la tension de charge de la ligne à retard et, dès que celle-ci atteint une valeur limite, à faire débiter, la self de charge dans une résistance parallèle. Le circuit interrupteur peut être un thyatron ou un thyristor, dans le deuxième cas, la résistance est couplée à la self de charge par un transformateur abaisseur de tension.

Le schéma du modulateur à ligne à retard est alors le suivant :



13.9 EXEMPLES DE CARACTÉRISTIQUES

a Magnétron 15 kW, 2 μs, 2 000 Hz

$$V_T = 6\,250\text{ V} ; I_T = 5\text{ A} ; Z_c = 50 ; N = 5 ; n C = 2 \cdot 10^{-9}\text{ F} ; L_o = 6\text{ H}$$

$$2V_o = 2\,500\text{ V} ; I_o = 25\text{ A}$$

b Magnétron 800 kW, 2 μs, 1 000 Hz

$$V_T = 30\,000\text{ V} ; I_T = 60\text{ A} ; Z_c = 20 ; N = 5 ; n C = 5 \cdot 10^{-8}\text{ F} ; L_o = 2\text{ H}$$

$$2V_o = 12\,000\text{ V} ; I_o = 300\text{ A}$$

c Klystron de puissance 20 MW, 4 μs, 250 Hz

$$V_T = 300\,000\text{ V} ; I_T = 300\text{ A} ; Z_c = 10 ; N = 10 ; n C = 4 \cdot 10^{-7}\text{ F}$$

$$2V_o = 60\,000\text{ V} ; I_o = 3\,000\text{ A}$$

14 MODULATEURS MAGNÉTIQUES HYBRIDES

14.1 GÉNÉRALITÉS

On désigne habituellement sous le nom de modulateurs magnétiques, des modulateurs dans lesquels l'énergie est emmagasinée sous forme magnétique dans une inductance traversée par un courant continu de grande valeur.

L'énergie emmagasinée ($W = 1/2 \cdot L \cdot I^2$) est alors libérée vers la charge par une interruption rapide du courant I , ce qui permet d'obtenir des surtensions très importantes.

Leur rendement faible, lié aux conditions de « charge » de la self, les a réservés à des circuits spéciaux de déclenchement à faible puissance, dans lesquels l'importante surtension obtenue lors de la coupure est mise à profit.

Il n'en est pas de même dans le modulateur magnétique hybride, où les propriétés des circuits magnétiques sont utilisées pour la commutation des signaux, l'énergie étant stockée sous forme électrostatique dans une ligne à retard.

Ce modulateur utilise les propriétés des circuits magnétiques saturables, que nous allons résumer dans le paragraphe ci-après.

14.2 PROPRIÉTÉS DES INDUCTANCES A NOYAUX SATURABLES

Le flux traversant le noyau magnétique s'écrit à chaque instant dans le cas d'une self isolée :

$$\Phi = L \cdot I$$

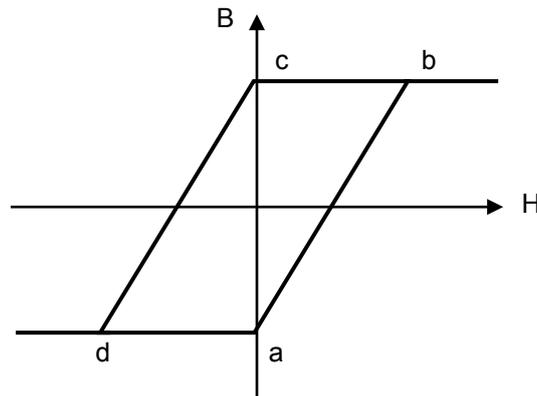
et la tension aux bornes de l'inductance :

$$V = \frac{d\Phi}{dt} = L \frac{dI}{dt}$$

Or, Φ dépend du champ magnétisant H , de la section considérée et du coefficient de perméabilité magnétique du milieu μ :

$$\Phi = \mu \cdot H \cdot S$$

Si on utilise comme matériau magnétique, un matériau saturable, le flux magnétique ne peut varier que de la quantité $\Delta\Phi$ amenant l'induction magnétique B , de la valeur initiale à la valeur de saturation.



Dans le cas, par exemple, où le matériau a été pré positionné sur l'une de ses branches de saturation, l'application d'une tension V aux bornes de la self, donnera naissance à un courant croissant linéairement, lorsque le cycle d'hystérésis varie sur ab ou dc . Après une variation $\Delta\Phi_{\max}$ du flux magnétique, B est saturé ; il ne varie plus, et la force contre électromotrice aux bornes de l'inductance :

$$v' = \frac{d\Phi}{dt}$$

tend vers zéro. Celle-ci devient alors équivalente à un court-circuit ou à la self (très faible) correspondant au bobinage dans l'air du circuit.

On peut calculer le temps nécessaire à saturer le noyau magnétique, en fonction de la tension appliquée aux bornes de la self.

En effet, on connaît la relation :

$$d\Phi = V dt$$

d'où, si :

$$\Delta\Phi_{\max} = N \Delta B_{\max} \cdot S$$

est la variation maximale de flux de l'élément saturable, son temps de saturation θ est :

$$\theta = \frac{\Delta\Phi_{\max}}{V_L} = \frac{N \cdot \Delta B_{\max} \cdot S}{V_L}$$

- θ : temps de saturation
- V_L : tension appliquée aux bornes de la self (supposée constante)
- $\Delta\Phi_{\max}$: variation maximale de flux magnétique
- N : nombre de spires du bobinage
- S : section du noyau
- ΔB_{\max} : variation maximale d'induction magnétique du noyau

Les conséquences de cette saturation sont les suivantes, sur la valeur de la self « L » du circuit :

$$L = L_1 \text{ pour } t < \theta$$

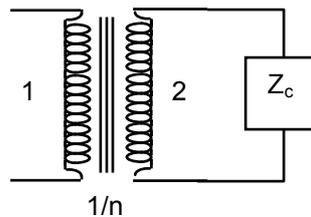
$$L = L_2 \text{ pour } t > \theta$$

$$L_1 \cong 1\,000 L_2$$

On notera, en outre que les relations précédentes sont la conséquence de la relation générale $V = d\Phi/dt$, ce qui la rend applicable à tous les circuits magnétiques, et en particulier aux transformateurs.

14.3 RETOUR SUR LES TRANSFORMATEURS , TRANSFORMATEUR SATURABLE

Le transformateur idéal répond aux relations :



$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{i_1}{i_2} = n$$

qui permettent d'établir la relation donnant l'impédance du circuit secondaire vue du primaire du transformateur :

$$z = \frac{v_1}{i_1} = \frac{v_2}{n} \cdot \frac{1}{n i_2} = \frac{Z_c}{n^2}$$

dans le cas où le secondaire est refermé sur une impédance de charge Z_c .

En particulier, si Z_c est une résistance pure R ,

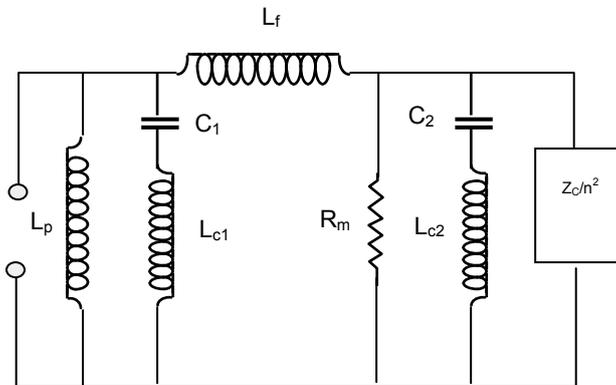
$$z = \frac{R}{n^2}$$

et si Z_c est une capacité C , vue du primaire, elle est égale à une capacité n^2C , résultat que l'on peut retrouver en écrivant la conservation de l'énergie entre le primaire et le secondaire du transformateur : $W = 1/2C V^2$.

Les effets parasites suivants interviennent en fait dans la transformation :

- réaction directe des spires des enroulements, qui se manifeste sous forme d'une capacité « *entre spires* » : C , et une self parasite série L_c liée à la capacité C (L_{c1} et C_1 enroulement primaire, L_{c2} et C_2 enroulement secondaire),
- fuite de flux magnétique, équivalent à une self de fuite L_f ,
- résistance magnétique du noyau équivalent à une résistance ohmique R_m ,
- self inductance effective du primaire L_p (inductance d'entrée du transformateur lorsque le secondaire est en circuit ouvert).

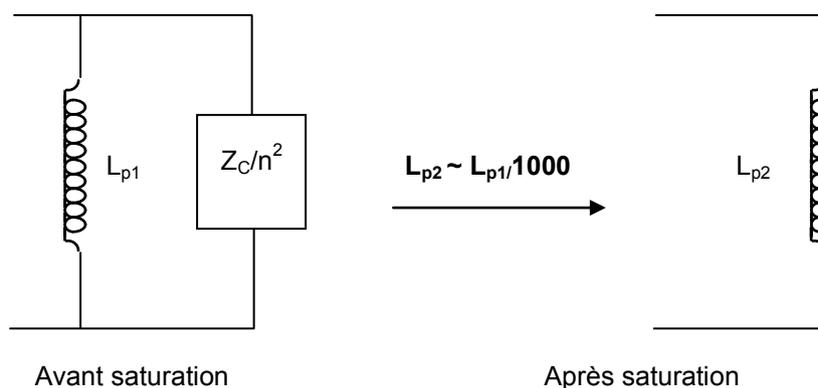
Le schéma équivalent au transformateur vu du primaire est alors le suivant :



Dans la pratique, on s'efforcera de réduire les pertes du noyau magnétique (hystérésis, courant de Foucault) et les fuites de flux magnétique, et on utilisera des enroulements particulièrement soignés. On pourra alors négliger les effets de L_{c1} , C_1 , L_f , R_m , L_{c2} et C_2 .

Reste la self effective du primaire, qui doit être choisie la plus élevée possible, de manière à réduire la charge supplémentaire qu'elle apporte à la source d'énergie. Ceci impose les caractéristiques de l'enroulement primaire, et ne peut être obtenu que grâce à l'emploi de noyaux à haute perméabilité magnétique.

Dans le cas où le noyau est saturable, le transformateur se conduit de la manière suivante :



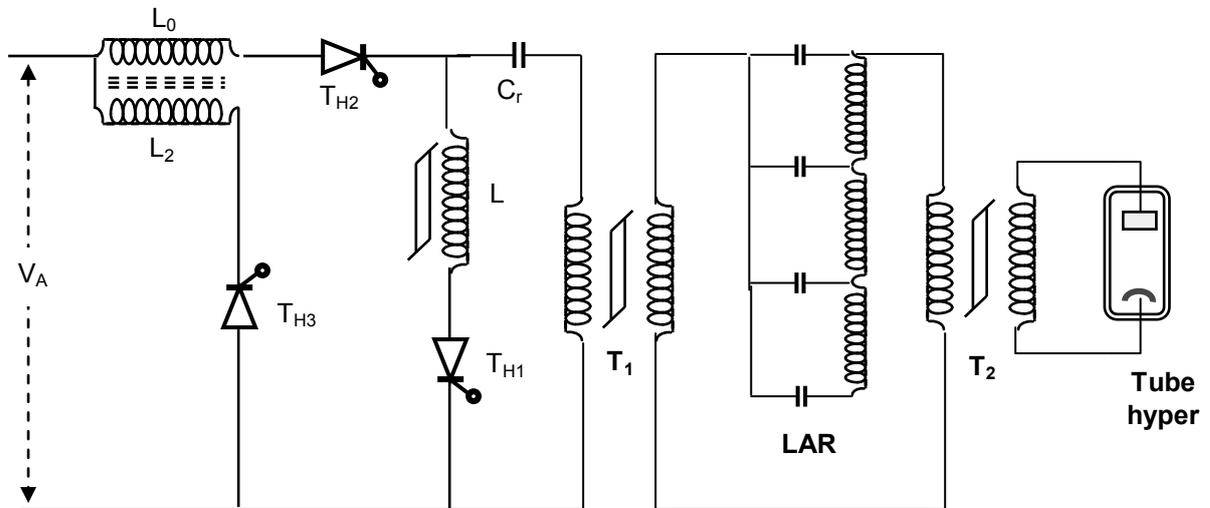
Avant saturation, self inductance L_{p1} en parallèle avec la charge ramenée Z_c/n^2 . À la saturation self faible L_{p2} , le primaire et le secondaire se trouvant alors quasi découplés et la self primaire réduite par la saturation du noyau.

On notera en outre, que si le primaire est relié à la source d'énergie, le secondaire se conduit comme un récepteur et le courant induit au secondaire s'oppose au flux créé par l'enroulement primaire.

Une fois saturé, le transformateur pourra donc être soumis à un courant secondaire de sens inverse au courant induit, sans modification de son état.

14.4 PRINCIPE DU MODULATEUR MAGNÉTIQUE HYBRIDE

Le schéma de principe du modulateur est donné ci-après. Les éléments de commutation peuvent être des thyristors, des transistors de puissance MOS-FET ou IGBT ou des triodes de commutation, en fonction des tensions manipulées. Les circuits magnétiques saturables sont repérés par le signe : 



14.4.1 Conditions initiales

Nous supposons les conditions initiales suivantes réalisées :

- charges nulles de la capacité C_r et des capacités de la LAR,
- self L et transformateur T_1 non saturés,
- transformateur T_2 saturé,
- thyristors bloqués.

14.4.2 Charge oscillante de la capacité réservoir C_r

Lors de l'ouverture du thyristor TH_2 , la capacité C_r se charge à travers la self de charge L_0 , le courant de charge est très faible, et de variation très lente, le primaire du transformateur T_1 se comporte comme un court-circuit.

Les conditions de charge sont celles des modulateurs à ligne à retard, à la fin de la charge, la tension aux bornes de C_r est de $2 V_A$, et TH_2 se bloque.

14.4.3 Décharge oscillante de la capacité C_r dans la LAR

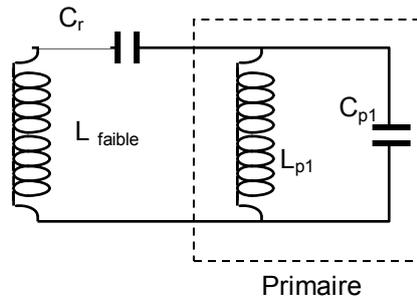
Une impulsion de commande ouvre le thyristor TH_1 , le courant s'établit d'abord très lentement à cause de la présence de la self L , puis ensuite très rapidement lorsque L est saturée. La self L amène donc en première analyse un retard « θ » sur l'établissement du courant de décharge, qui est mis à profit pour attendre l'allumage complet du thyristor, et ainsi prolonger sa durée de vie.

La condition à respecter est ici :

θ : supérieur au temps d'allumage du thyristor.

Le courant étant établi, le schéma équivalent du primaire du transformateur T_1 , est donné page suivante avec :

- L_{p1} self propre de l'enroulement primaire du transformateur T_1 ;
- C_{p1} capacité totale de la ligne à retard transposée au primaire du transformateur T_1 .

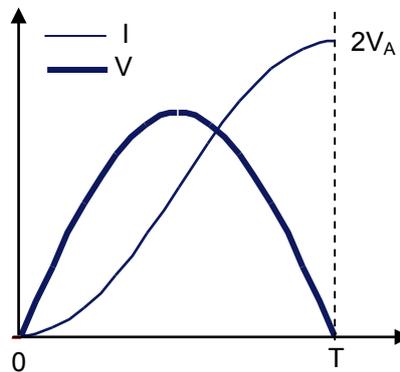


Le courant circulant dans L_{p1} peut être considéré comme négligeable, le résultat est donc un transfert oscillant des charges de la capacité C_r dans la capacité C_{p1} , de période (quelques microsecondes) dépendant des valeurs de L (faible car saturée) C_r et C_{p1} .

La self du primaire du transformateur T_2 est à cet instant négligeable, car T_2 est saturé pour ce sens de courant.

14.4.4 Effet de la saturation du transformateur T1

Le schéma ci-après présente l'allure du courant et de la tension aux bornes du primaire du transformateur, pendant le transfert des charges entre C_r et C_p .



A la fin du transfert, la tension aux bornes du primaire du transformateur est $2V_A$, et le courant traversant cet enroulement s'annule.

La variation totale de flux magnétique dans le noyau du transformateur s'écrit alors :

$$\Delta\Phi = \int_0^T v \, dt \cong V_A \, T$$

Si $\Delta\Phi$ est choisi juste égal à la variation maximale de flux magnétique amenant la saturation du noyau, ce qui impose :

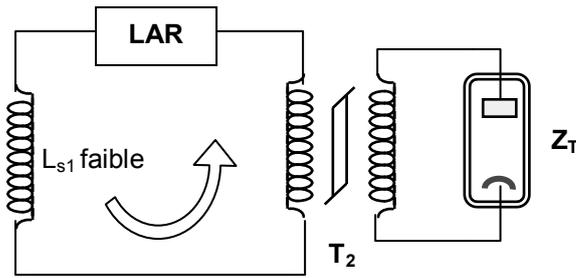
$$T = \frac{\Delta\Phi_{\max}}{V_A}$$

le transformateur T_1 est saturé à la fin de la période de transfert. Ceci entraîne les deux conséquences suivantes :

- le primaire du transformateur se ramène alors à sa self L_{p1} après saturation, soit à une self très faible, d'où découplage des deux voies, et annulation du courant primaire, après un régime oscillatoire favorisant la fermeture du thyristor.
- le secondaire du transformateur découplé également se ramène à une self faible L_{21} , ce qui permet la décharge de la ligne à retard à travers le transformateur T_2 .

14.4.5 Décharge de la ligne à retard

Le schéma équivalent à la décharge de la LAR est le suivant :



Pour le sens du courant correspondant à la charge de la LAR, le transformateur T_2 était saturé (*ce qui permettait de le considérer comme une self négligeable*). A la décharge, T_2 n'est pas saturé et remplit sa fonction, T_1 se réduit à une self L_{s1} négligeable. C'est alors le processus classique de la décharge de la ligne à retard dans le tube hyper d'impédance Z_T , à travers le transformateur T_2 .

Ce dernier est dimensionné de manière suffisante pour que la décharge de la ligne à retard ne l'amène pas en état de saturation magnétique.

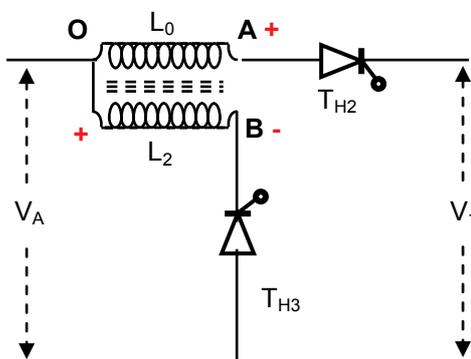
14.4.6 Retour aux conditions initiales

À la fin du cycle, les capacités se trouvent toutes déchargées, il reste à ramener les circuits magnétiques dans leur état initial. Pour le transformateur T_1 ceci est en partie fait, les phases de charge de C_r venant compenser en grande partie les variations de flux magnétiques pendant la décharge correspondante.

On peut compléter cet effet, en ajoutant un enroulement supplémentaire à ce transformateur, qui sera parcouru par le courant de charge de C_r . Le retour à l'état initial du noyau de la self L et du transformateur T_2 est obtenu de la même manière.

14.4.7 Régulation de la tension de l'impulsion de modulation

La self L_0 est couplée à la self L_2 par un circuit magnétique non saturable.



Le rapport de transformation est supérieur à 1. Pendant la charge, V_{OA} croît de 0 à V_A et V_{OB} décroît de 0 à $-kV_A$. Le potentiel OB du point B devient donc négatif ($k > 1$).

Lorsque la tension V_1 devient égale à la tension désirée $V_{1 \max}$ ($V_{1 \max} < 2 V_A$), on ouvre TH_3 , et le point B est très rapidement mis à la masse (transitoire positif).

Du fait du couplage, le point A voit sa tension chuter brusquement, ce qui entraîne le blocage de TH_2 .

Un courant s'établit dans L_2 qui débite dans l'alimentation ; après un court transitoire, ce courant s'inverse et vient bloquer TH_3 .

Il est à noter que cette régulation ne consomme théoriquement pas d'énergie, l'énergie électromagnétique emmagasinée dans L_2 étant restituée à l'alimentation entre l'ouverture et la fermeture de TH_3 . Par ailleurs, ce type de régulation peut être utilisé pour d'autres types de modulateurs.

14.5 BILAN DU PROCÉDÉ

Ce type de modulateur est particulièrement bien adapté à la modulation d'impulsions courtes en raison de ses excellentes performances de temps de commutation. Son principe procure en outre un gain de deux sur la tension d'alimentation nécessaire, ce qui peut être considéré comme un avantage.

Par contre, il exige deux transformateurs et deux réservoirs d'énergie : C_r puis la LAR.

Son domaine favorable d'utilisation se situe pour des émetteurs de faible puissance moyenne et de faible facteur de forme.

15 MODULATEURS MODULAIRES ACCORDÉS

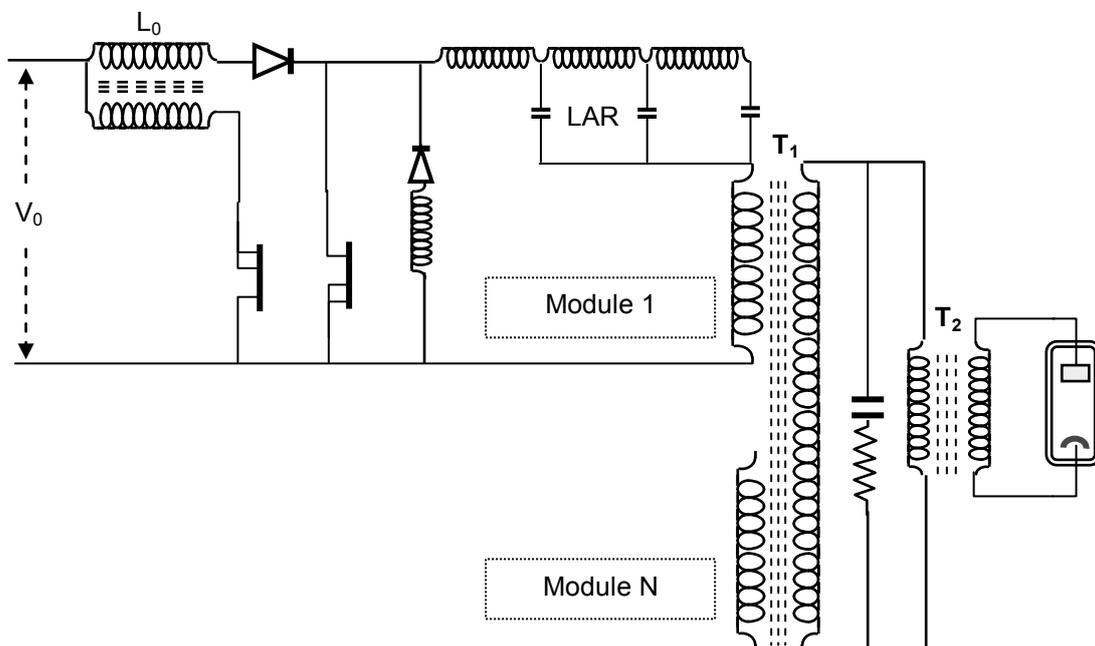
15.1 GÉNÉRALITÉS

Les modulateurs modulaires ont été conçus avec l'apparition des composants état solide de commutation de courant (thyristors, transistors de puissance...), pour obtenir la tension de commande finale à partir de tensions et de courants d'alimentation compatibles de ces composants.

15.2 PRINCIPE DU MODULATEUR MODULAIRE

Le principe général consiste à stocker l'énergie de modulation dans divers modules, et à la sommer au moment de la décharge des lignes à retard.

Le schéma de principe du procédé est donné ci-après.

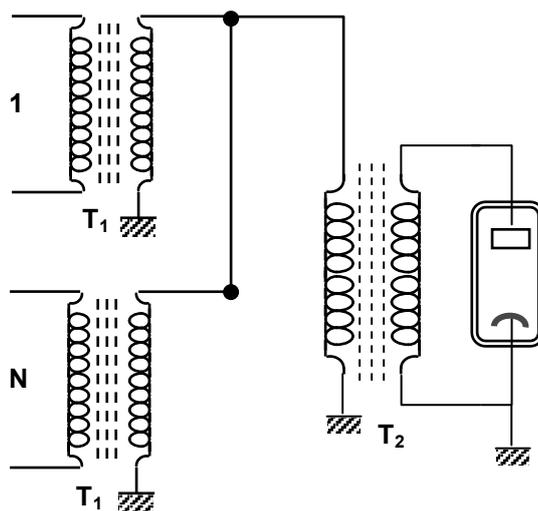


Chaque module est composé des éléments classiques, diode de charge, self doubleuse, ligne à retard, diode inverse, circuit de régulation. Les éléments de commande sont les thyristors, des transistors MOS-FET ou des transistors IGBT.

L'énergie emmagasinée dans chaque module est sommée à l'aide du transformateur T_1 dans lequel sont additionnés les flux en provenance des circuits primaires reliés à chaque module. L'adaptation de l'ensemble à l'impédance du tube hyper, peut être assurée grâce à un second transformateur T_2 .

Ce transformateur T_2 n'est d'ailleurs nécessaire que si on veut éviter des rapports de transformation très élevés.

On peut également procéder par mise en parallèle des modules, suivant le schéma ci-dessous :



Dans ce cas, ce sont les courants des modules qui s'ajoutent, et les transformateurs T_1 peuvent être inclus dans les modules eux-mêmes, voir même supprimés. (*Procédé Thomson-CSF.*)

15.3 BILAN DU PROCÉDÉ

Comme les modulateurs hybrides, les modulateurs modulaires se contentent de tensions d'alimentations peu élevées (quelques centaines de volts), ce qui entraîne des rapports de transformation très élevés tout au moins dans le cas de l'addition des courants, pour aboutir à la tension de commande du tube hyper. Ils n'ont besoin que d'un élément de stockage de l'énergie de modulation (les LAR des modules), par contre l'élément de sommation (transformateur T_1 ou addition de courants) est relativement complexe.

Cette complexité est compensée par l'augmentation de fiabilité du modulateur et dans une plus grande souplesse d'utilisation qui a conduit à la réalisation des modulateurs à durées d'impulsions variables.

16 MODULATEURS À CAPACITÉ RÉSERVOIR

16.1 PRINCIPE GÉNÉRAL

Les modulateurs à ligne à retard et self-doubleuse sont par nature accordés pour un facteur de forme donné et une durée d'impulsion donné, ce qui les rend assez rigides d'emploi.

Des durées d'impulsions variables peuvent être obtenues par commutation de tronçons dans la ligne à retard, mais de manière limitée compte tenu de la modularité naturelle de ces lignes.

Enfin les modulateurs à ligne à retard se heurtent à deux types de limitations :

- leurs conditions de fonctionnement (charge, décharge) sont surtout adaptées aux faibles facteurs de forme ;
- les ondulations de tension dans l'impulsion dues à la structure de la ligne à retard, entraînent des rotations de phase à l'émission, peu compatibles des exigences des traitements « modernes » du signal.

Les modulateurs à capacité réservoir apportent une solution à ces questions.

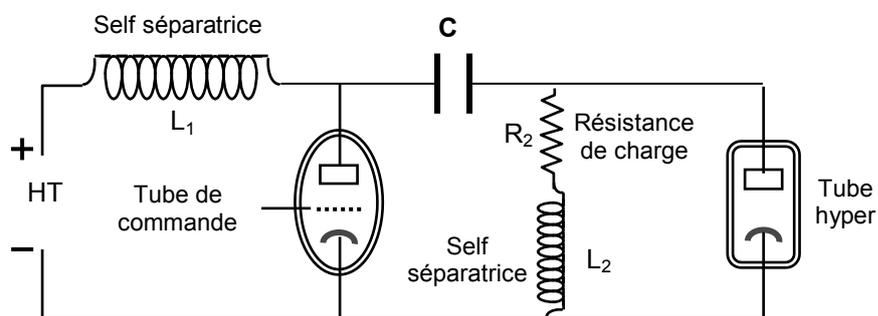
Dans ce type de modulateur, le réservoir est une batterie de condensateurs. La capacité de l'ensemble doit être suffisamment importante pour que, lors de la décharge, la tension appliquée au tube hyperfréquence varie peu.

Il en résulte que l'interrupteur utilisé doit pouvoir être commandé à l'ouverture et à la fermeture. Ceci exclut les tubes à gaz dont on ne sait pas contrôler la fermeture, on utilise donc des tubes à vide ou « tubes durs » (triodes, tétrodes).

Le schéma général des modulateurs à capacité réservoir, ou à tube dur, est de deux types :

a Modulateur à tube de commande parallèle

La disposition des éléments est celle du modulateur à ligne à retard.



La charge de la capacité C s'effectue à travers un réseau de charge composé d'une résistance R_2 et des deux selfs L_1 et L_2 .

En fin de charge la capacité C est soumise à la totalité de la haute tension, ainsi que le tube modulateur, (qui est bloqué dans l'attente d'une impulsion de commande) la charge dans ce cas, n'est pas « doubleuse ».

L'impulsion de commande rend le tube modulateur conducteur, la capacité C se décharge alors dans le tube hyperfréquence.

L'impédance du réseau R_2 - L_2 doit être suffisante pour que pendant la décharge sa consommation en courant soit faible, d'où la présence de la self séparatrice L_2 .

Par ailleurs, pendant la durée T de la décharge, l'alimentation haute tension est isolée de la masse par la self séparatrice L_1 .

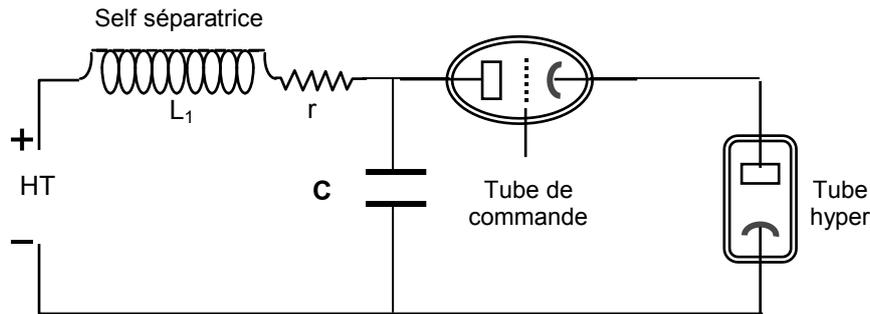
A la fin de l'impulsion de commande, le tube modulateur est à nouveau bloqué, la capacité C est alors reliée à la haute tension (avec des conditions initiales de courant dans L_1 et L_2 , et charge de C non nulle), et la charge peut reprendre, après un régime oscillatoire amorti grâce à la présence de R_2 .

Les conditions de bonne isolation pendant la décharge, bon amortissement et temps de charge inférieur à la période de répétition, imposent en fonction de C les valeurs de L_1 , L_2 et R_2 .

Elles ne peuvent être réunies que pour des durées d'impulsions faibles.

b Modulateur à tube de commande série

Avec cette disposition, le tube hyper est isolé de la capacité C pendant la charge.



La self séparatrice est souvent la self de filtrage de l'alimentation haute tension, r représente la résistance (*faible*) du circuit de charge.

Cette disposition évite l'introduction du circuit d'amortissement. En outre, elle est mieux adaptée aux durées d'impulsion longues, la HT de l'alimentation haute tension étant, même pendant la décharge, opposée à la tension existant aux bornes de la capacité réservoir C.

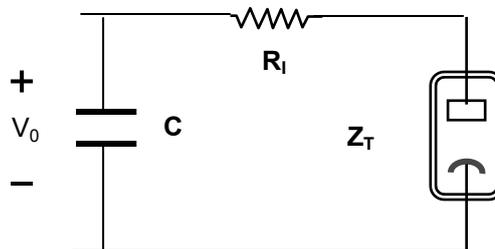
16.2 CHOIX DE LA CAPACITÉ RÉSERVOIR C

La valeur de la capacité C doit être suffisante pour que la tension appliquée au tube hyper soit aussi constante que possible pendant la durée de l'impulsion à émettre.

Par ailleurs, il ne faut pas choisir une valeur trop élevée de la capacité C, afin de conserver un temps de charge suffisamment faible, pour que sa tension à l'état de repos varie peu.

On se fixe en général une tolérance sur la variation relative de tension appliquée au tube hyper, et les conditions de décharge permettent de calculer la valeur de la capacité C.

Soit $R = Z_T + R_i$ (impédance du tube hyper, plus résistance interne du tube modulateur) ; le circuit équivalent au modulateur à la décharge est le suivant :



La décharge est donc une décharge exponentielle d'équation :

$$V = V_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}$$

D'où la variation relative de tension pendant la décharge :

$$\frac{\Delta V}{V_0} = \frac{V_0 - V(T)}{V_0} = 1 - e^{-\frac{T}{RC}}$$

$$\boxed{\frac{\Delta V}{V_0} = 1 - e^{-\frac{T}{RC}}}$$

Dans le cas où on impose une valeur très faible à $\Delta V / V_0$, l'expression précédente se simplifie car T/RC doit être très faible, et devient :

$$\frac{\Delta V}{V_0} \cong \frac{T}{RC}$$

et également, en se référant aux conditions de la décharge : $I_0 = V_0/R$

$$\Delta V \cong \frac{I_0 T}{C}$$

On peut donc écrire :

$$C \cong \frac{I_0 T}{\Delta V} \cong \frac{T V_0}{R \Delta V}$$

avec :

- V_0 : tension de charge initiale
- I_0 : courant traversant le tube
- R : résistance de charge
- T : durée de l'impulsion
- ΔV : variation tolérée de la tension

On notera en outre, que cette expression peut être obtenue en écrivant que l'énergie emmagasinée dans le condensateur est :

$$W = 1/2 C \cdot V^2$$

d'où :

$$\frac{dW}{W} = 2 \frac{dV}{V}$$

donc, si ΔV est suffisamment faible :

$$\frac{\Delta V}{V} \cong \frac{1}{2} \frac{\Delta W}{W}$$

où ΔW est l'énergie consommée à chaque impulsion. Soit, comme :

$$W = \frac{1}{2} C V_0^2$$

et :

$$\Delta W = \frac{V_0^2}{R} T,$$

on retrouve :

$$\frac{\Delta V}{V_0} = \frac{T}{RC}$$

expression déjà démontrée par une autre méthode.

En particulier, si on impose une régulation de tension à 1 %, la capacité C devra contenir 50 fois l'énergie de l'impulsion.

16.3 EXEMPLES NUMÉRIQUES

(régulations à 1 %, résistance du tube modulateur négligée).

a Magnétron 800 kW, 2 μs, 1 000 Hz

$$V_T = 30000 \text{ V} ; I_T = 60 \text{ A}$$

$$C = \frac{60 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}{300} = 4 \cdot 10^{-7} \text{ F}$$

b Klystron 20 kW, 4 μs, 250 Hz

$$V_T = 300000 \text{ V} ; I_T = 300 \text{ A}$$

$$C = \frac{300 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{3000} = 4 \cdot 10^{-7} \text{ F}$$

avec transformateur d'impulsion $N = 10$

$$V_T = 30000 \text{ V} ; I_T = 3000 \text{ A}$$

$$C = \frac{3000 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{300} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ F}$$

c TOP 700 kW, 100 μs, 300 Hz

$$V_T = 70000 \text{ V} ; I_T = 30 \text{ A}$$

$$C = \frac{30 \cdot 10^{-4}}{700} = 4,3 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

avec transformateur d'impulsion $N = 90$

$$V_T = 780 \text{ V} ; I_T = 2700 \text{ A}$$

$$C = \frac{2700 \cdot 10^{-4}}{7,8} = 3,5 \cdot 10^{-2} \text{ F}$$

Dans les deux premiers exemples, on trouve les mêmes valeurs de C. Les capacités sont par contre loin d'être identiques, car l'une doit être chargée à 30 000 V et l'autre à 300 000 V.

En fait, la taille des capacités est proportionnelle à l'énergie emmagasinée dans celles-ci (ordre de grandeur : n*100 joules par litre), ce sont donc les capacités des exemples b et c qui sont comparables.

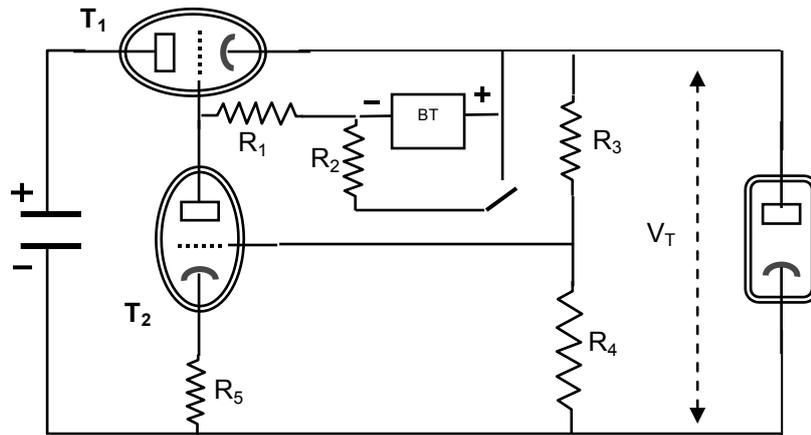
De même, les complexités des condensateurs avec et sans transformateur sont comparables, l'énergie stockée étant la même.

L'emploi des transformateurs d'impulsions permet cependant de ramener les tensions de stockage à des valeurs compatibles de la tenue en tension des éléments de commutation.

16.4 RÉGULATION D'IMPULSION

Si on désire un $\Delta V/V$ faible pour des impulsions de haut niveau d'énergie, on aboutit à des valeurs prohibitives de C. Afin de conserver des valeurs raisonnables de capacité, on est alors amené à compenser la décroissance de la tension de modulation, par une boucle de régulation.

Un schéma de principe, d'un procédé utilisant des triodes, est donné à titre d'exemple :



Lorsque l'interrupteur est ouvert, la grille du tube modulateur « T₁ » est polarisée négativement grâce à la présence de l'alimentation basse tension BT. La tension aux bornes du tube hyper est nulle, le tube régulateur « T₂ » conduit faiblement.

A la fermeture de l'interrupteur, la grille du tube modulateur « T₁ » se trouve pratiquement portée au potentiel de la cathode, la conduction s'effectue alors.

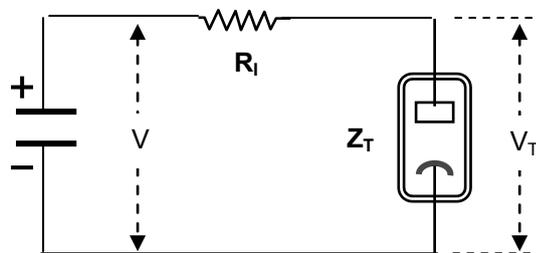
La tension de grille du tube régulateur « T₂ » est directement proportionnelle à celle appliquée au tube hyper : V_T. Si V_T décroît, le courant traversant T₂ décroît, d'où une augmentation du potentiel de grille de T₁ et une diminution de sa résistance interne R_i, ce qui provoque une augmentation de V_T.

Ainsi la chute de tension aux bornes de la capacité C est compensée par la variation de la résistance interne R_i du tube modulateur.

L'interrupteur peut être de types divers (tube, transistor MOS-FET ou IGBT, etc.).

L'introduction de cette régulation suppose qu'une chute de tension est tolérée aux bornes du tube modulateur. Pour réguler une variation de 10 % de la tension aux bornes de C, il faut donc que R_i soit au moins égale à 10 % de l'impédance du tube Z_T. De toute manière, même lorsque la conductibilité du tube modulateur est maximale, sa résistance interne n'est pas négligeable devant Z_T.

Le schéma équivalent à la décharge est alors le suivant :



On peut écrire :

$$\frac{V_T}{V} = \frac{W_T}{W} = \frac{Z_T}{Z_T + R_i}$$

- W_T : puissance fournie au tube
- W : puissance prélevée dans la capacité

D'où un rendement de la décharge de l'ordre de 80 à 90 %.

Par contre, il faut charger la capacité C à une tension égale à la tension d'alimentation du tube V_T , augmentée de la marge de régulation, d'où une consommation plus grande à la charge.

Globalement, on peut écrire avec :

$$V = V_T + V_i$$

- Puissance « disponible » aux bornes de la capacité : $W_u = V^2/Z_T$
- Puissance réellement fournie au tube : $W_T = V_T^2/Z_T = (V - V_i)^2/Z_T$
- « Rendement » global de l'opération : $W_T/W_u = (1 - V_i/V)^2$

En pratique, le rendement du modulateur à capacité réservoir doit être calculé en tenant compte, en outre, des conditions de charge de la capacité. Il est inférieur à celui des modulateurs à ligne à retard, mais le matériel utilisé est souvent plus simple, et les résultats obtenus du point de vue formes d'ondes, bien meilleurs.

16.5 PROTECTION CONTRE LES SURCHARGES ÉLECTRIQUES

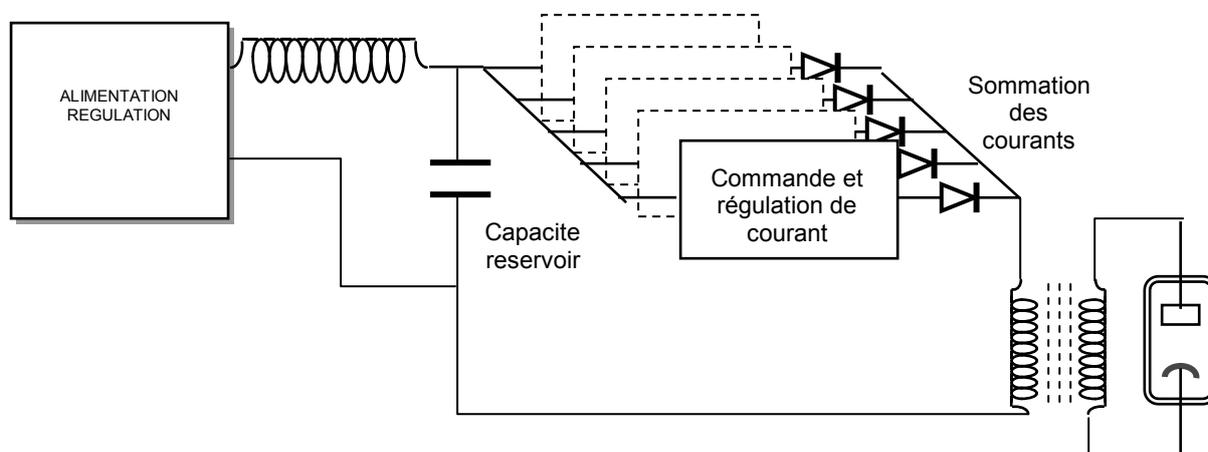
Étant donnée la très grande quantité d'énergie emmagasinée dans la capacité réservoir des circuits de protection particulier seront à prévoir :

- pour décharger la capacité réservoir dans une charge d'amortissement en cas de fonctionnement anormal (surintensités...),
- pour appliquer progressivement la haute tension lors de la charge initiale de la capacité lors de la mise en route.

17 MODULATEURS MODULAIRES À COMMANDE DE COURANT

17.1 PRINCIPE GÉNÉRAL

De la même manière que dans le cas des modulateurs à ligne à retard, il est possible de réaliser des modulateurs modulaires à capacité réservoir dans lesquels sera répartie l'énergie de modulation du tube hyperfréquence, chaque module comportant son propre circuit de régulation. Le principe général d'un tel dispositif est résumé dans le schéma ci-après :



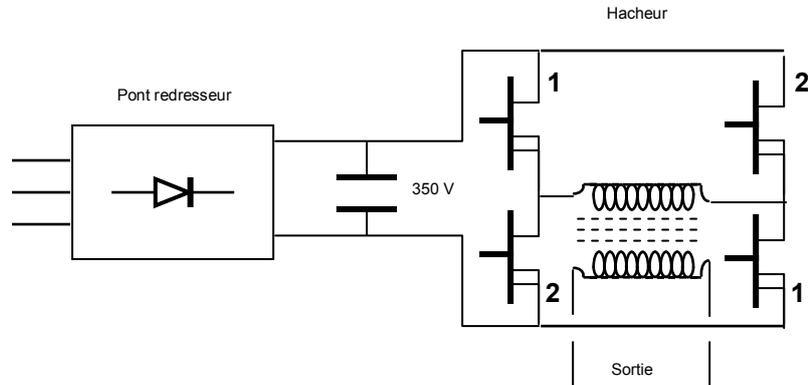
Le transformateur d'impulsion de rapport très élevé ramène la tension à commuter à des niveaux compatibles de la tenue en tension des éléments de commutation : transistors de puissance (quelques centaines de volts) ou tubes durs miniatures (quelques milliers de volts).

Chaque module contrôle une partie du courant fourni par la capacité réservoir, la sommation des courants est effectuée à l'entrée du transformateur d'impulsion.

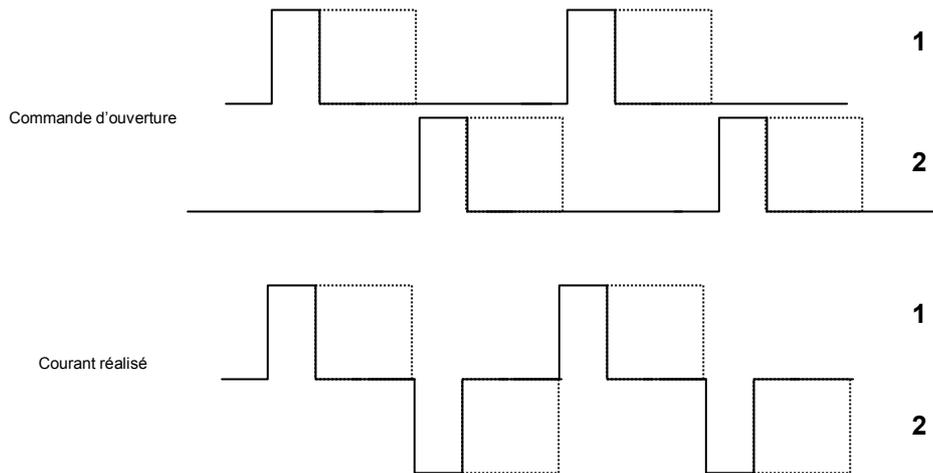
17.2 ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS

17.2.1 Circuit de charge de la capacité réservoir

Le circuit de charge du condensateur réservoir comporte un pont redresseur du secteur, suivi d'un convertisseur continu-continu incluant une régulation de la tension de sortie. Dans les matériels modernes, la régulation se fait par modulation de durée (Pulse Width Modulation) des impulsions issues du convertisseur, selon le principe suivant :



Les commutateurs de courant (transistors, tubes durs...) sont actionnés deux à deux dans un « hacheur » de manière à ce que le sens du courant de sortie s'inverse périodiquement.

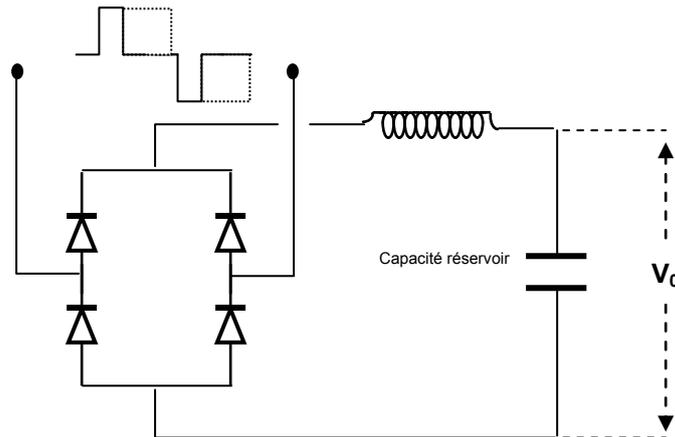


La durée d'ouverture des commutateurs définit alors la puissance du signal modulé, donc après redressement, le courant moyen délivré à la charge. La tension de sortie dépend du rapport du transformateur inclus dans le hacheur.

Le courant haché est redressé par un pont redresseur double alternance (voir figure page suivante) et est ensuite délivré à la capacité réservoir à travers une self d'amortissement. La tension de charge V_o de la capacité réservoir peut ainsi être réglée par contrôle du courant de charge.

Les hacheurs peuvent être accordés sur une fréquence déterminée par l'introduction d'un circuit résonnant au primaire du transformateur. Cette technique favorise la commutation, le circuit résonnant se comportant comme un oscillateur synchronisé par les impulsions de courant, dont le découpage temporel peut être choisi à des instants où les courants ou les

tensions sont faibles ou nulles, limitant ainsi les transitoires de commutation et diminuant la charge des circuits de commande.

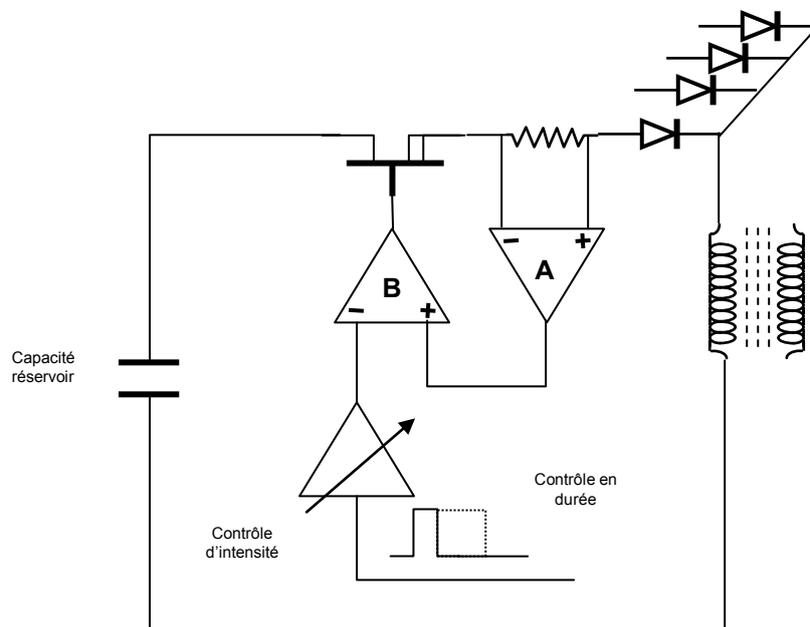


Les fréquences de commutation sont variables selon les puissances à réaliser, 10 kHz pour les grosses puissances (10 à 100 kW), 100 kHz pour les moyennes puissances (1 à 10 kW), 1 MHz pour les faibles puissances (0,1 à 1 kW), l'augmentation des fréquences va dans le sens de la réduction des dimensions des ensembles, notamment des transformateurs.

Les courants à commuter dépendent de la puissance moyenne du modulateur. Par exemple pour une puissance de 70 kW sous 350 V, il faudra commuter 200 A (100 ampères moyens par branche) ce qui peut amener à placer les éléments de commutation en parallèle. Les transistors MOS-FET de puissance permettent par exemple de commuter 20 à 30 ampères sous quelques centaines de volts.

17.2.2 Circuits de régulation

Pendant les périodes actives du modulateur, le courant issu de la capacité réservoir est régulé par la mise en parallèle de modules qui contrôlent chacun une partie de l'intensité totale. Si on considère que l'impédance de charge du tube hyperfréquence Z_T est constante pour un point de fonctionnement donné, une régulation du courant délivré permet de contrôler son point de polarisation. Chaque module joue donc séparément le rôle de la régulation d'impulsion décrite au paragraphe 15.4.



Le schéma précédent présente une régulation à transistors MOS-FET. Le comparateur A sert à la mesure du courant délivré par le transistor qui est comparé au courant à réaliser par le comparateur B qui vient fixer le point de polarisation du transistor donc son courant de sortie.

Le courant réalisé est ainsi contrôlé en durée (recopie d'une impulsion de synchronisation, et en intensité (contrôle de gain sur la voie de référence).

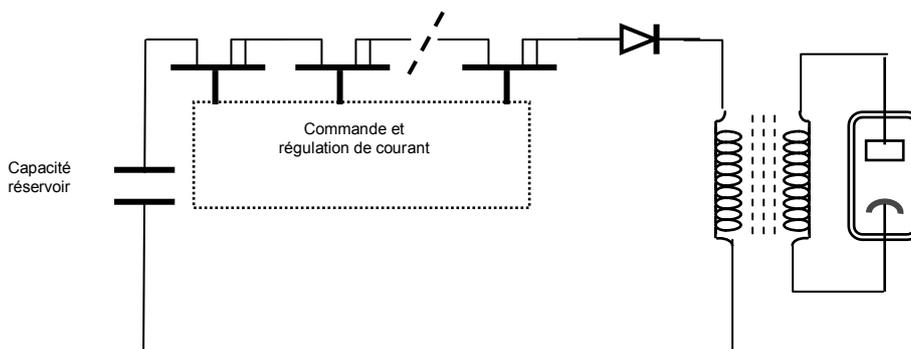
Les courants à réaliser au primaire du transformateur (exemple : 2 800 ampères sous 800 V, pour une puissance crête de modulation de 2,2 MW) demandent la mise en parallèle d'un très grand nombre de composants (une centaine dans l'exemple choisi) qui devront être commandés simultanément.

Un regroupement par carte puis par module favorise l'organisation de commande et contrôle de l'ensemble. Les problèmes à résoudre concernent l'équilibrage des fronts de montée et surtout de descente de l'impulsion de modulation.

17.3 VARIANTE D'ORGANISATION

Le transformateur d'impulsion doit avoir un rapport de transformation très élevé, notamment quand des éléments de commutation état solide sont utilisés (primaire à environ 500 à 1 000 V) pour réaliser des modulateurs pour tubes de haute puissance (THT 50 000 à 100 000 V).

Une solution pourrait alors consister à mettre les modules de contrôle de courant en série de manière à augmenter la tension de stockage dans la capacité réservoir et à diminuer le rapport de transformation, comme sur le schéma suivant.



A la limite, si on arrivait à contrôler un très grand nombre d'éléments en série on pourrait supprimer totalement le transformateur.

17.4 BILAN DU PROCÉDÉ

Les modulateurs modulaires à commande de courant sont aujourd'hui les dispositifs les plus modernes de modulation par cathode.

Ils bénéficient de tous les avantages de fiabilité et maintenabilité des modulateurs modulaires à ligne à retard avec en outre :

- un gain très important en masse et volume occupé,
- une modulation à la demande de la durée d'impulsion émise,
- un contrôle fin en temps réel du point de fonctionnement du tube hyperfréquence.

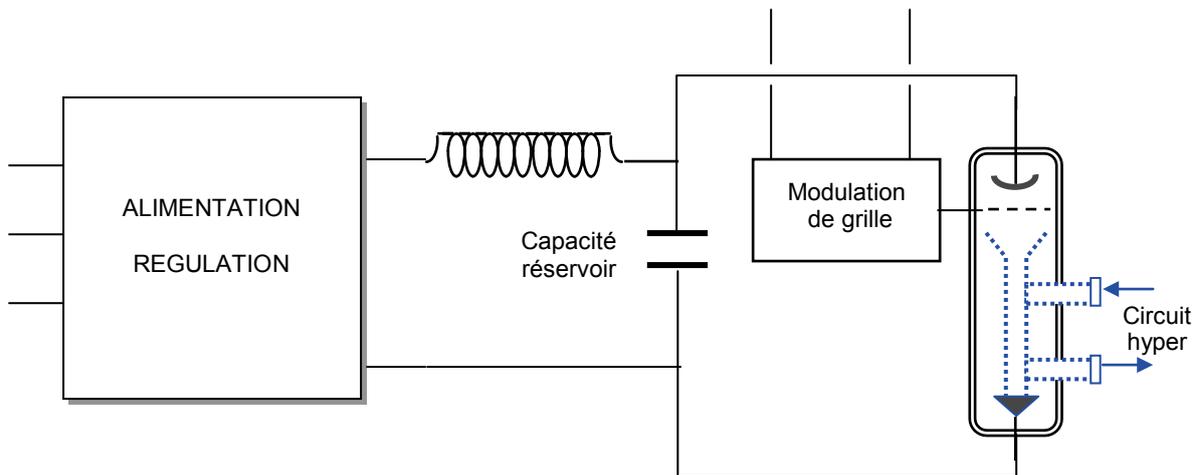
18 MODULATEURS POUR TUBES A GRILLE

18.1 PRINCIPE GÉNÉRAL

De plus en plus de tubes hyperfréquences, y compris des tubes de grande puissance, comportent actuellement une grille de commande permettant d'interrompre le faisceau d'électrons sans interrompre la THT.

Dans ce cas, l'interrupteur permettant d'interrompre le courant de polarisation est le tube lui-même qui selon la polarisation de la grille présente au circuit d'alimentation son impédance de charge $Z_c = V_T/I_T$ à son point de fonctionnement, ou une impédance infinie.

Dans son principe général un tel modulateur fonctionnera de la manière suivante :



L'énergie nécessaire à la modulation est stockée dans une capacité réservoir qui est reliée en permanence aux électrodes du tube hyperfréquence. La tension aux bornes de la capacité réservoir est donc ici la tension de polarisation du tube de puissance : 20 à 70 kV pour les TOP de puissance, 80 à 100 kV pour des klystrons (pour des puissances de crête de l'ordre du MW).

Les conditions de stabilité de tension d'alimentation pendant la décharge sont les mêmes que pour les modulateurs à capacité réservoir et modulation de cathode, en particulier pour les mêmes conditions de stabilité, les énergies stockées sont identiques (cf. paragraphe 15.2).

La modulation du courant appliqué au tube se fait en commandant la tension de polarisation de la grille entre deux valeurs, l'une négative correspondant au blocage du tube (-100 à -1 000 V), l'autre positive amenant le tube à son point de conduction nominal (100 à 2 000 V).

Le signal hyperfréquence est alors introduit pendant les périodes de conduction du tube.

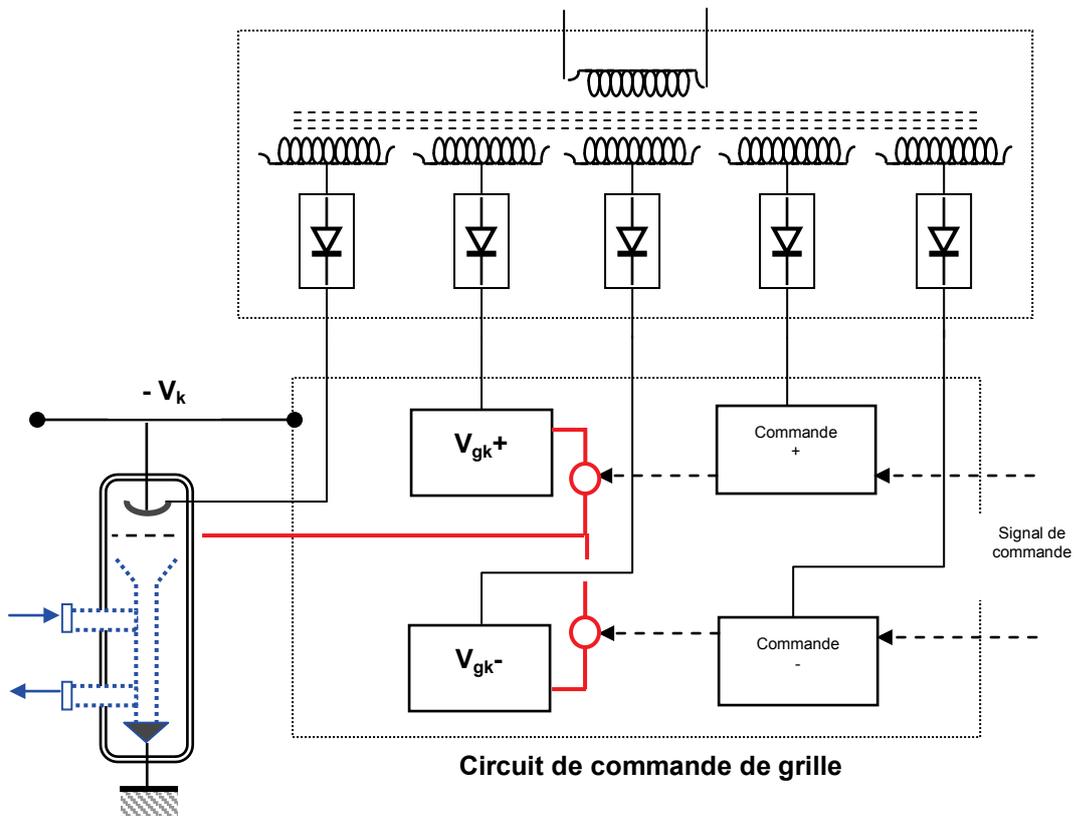
18.2 ÉLÉMENTS CONSTITUTIFS

18.2.1 Modulation de grille

Les deux tensions d'alimentation de grille sont engendrées dans deux alimentations V_{gk+} et V_{gk-} qui sont connectés tour à tour à la grille par un circuit de commande comportant deux interrupteurs (tubes durs ou transistors MOS-FET ou IGBT).

L'ensemble se trouvant au potentiel négatif de la cathode (V_k) l'énergie nécessaire aux alimentations est fournie à travers un transformateur d'isolement. Ce même transformateur supporte des alimentations auxiliaires, dont l'alimentation de chauffage de la cathode.

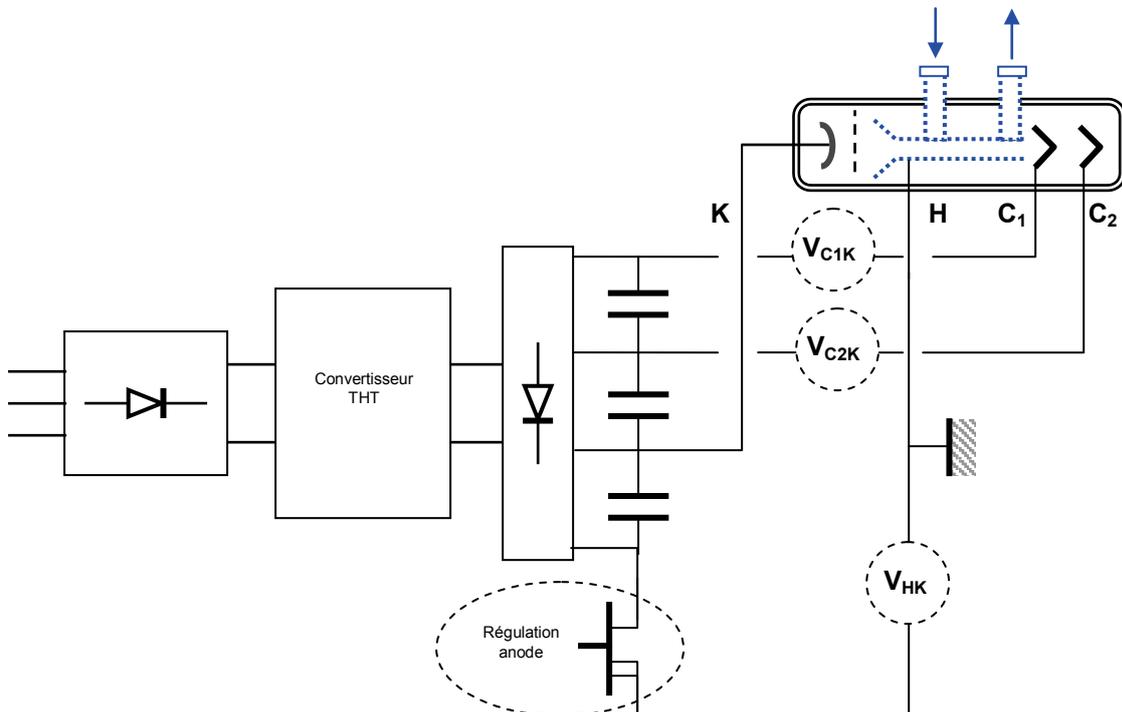
LES EMETTEURS RADAR



Les circuits de commande de commutation de grille doivent être très rapides et très précis pour maîtriser les fronts de montée et de descente du signal. Leur commande peut être électrique (à travers un transformateur d'isolement) ou optronique (liaison par fibre optique).

18.2.2 Alimentations de puissance

Les alimentations de puissance doivent fournir avec une énergie suffisante les différentes tensions de polarisation qui restent appliquée au tube en permanence. Le schéma suivant représente les différentes alimentations nécessaires à la polarisation d'un TOP à collecteurs déprimés.

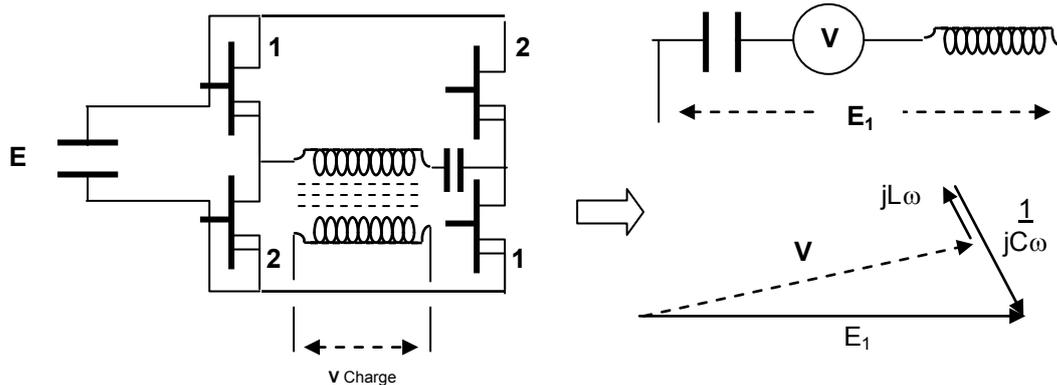


L'anode étant à la masse, la cathode est polarisée négativement, les collecteurs déprimés sont eux-mêmes polarisés en référence à la cathode.

Les convertisseurs sont de même type que ceux décrits dans les modulateurs à capacité réservoir, convertisseurs continu-continu après redressement du secteur, les tensions d'alimentation des capacités étant obtenues par le rapport de transformation du transformateur du convertisseur.

Deux types de convertisseurs sont utilisés.

- Pour les grandes puissances : convertisseurs à modulation de durée (cf. & 16.2.1) dans lesquels la fréquence de modulation est rendue synchrone de la fréquence de répétition du radar pour limiter les effets des parasites de commutation.
- Pour les puissances moins élevées : convertisseurs accordés à modulation de fréquence, dans lesquels le circuit des hacheurs est un circuit accordé.



La fréquence de commutation fixe la pulsation de travail ω du circuit qui oscille donc en régime forcé.

A la fréquence de résonance du circuit ($LC \omega^2 = 1$) la tension maximale vue par la charge V est égale à l'amplitude du fondamental de la tension délivrée par l'onduleur ($E_1 = E \cdot 4/\pi$ pour des oscillations sinusoïdales, premier harmonique des signaux rectangulaires de commutation). A une fréquence différente $V < E_1$.

On peut ainsi contrôler la tension délivrée à la charge en jouant sur la fréquence de commutation, celle-ci s'effectuant à des instants où le courant i est nul ou faible.

Ce procédé est utilisé pour des puissances moyennes ou faibles, les fréquences d'accord pouvant atteindre 1 MHz.

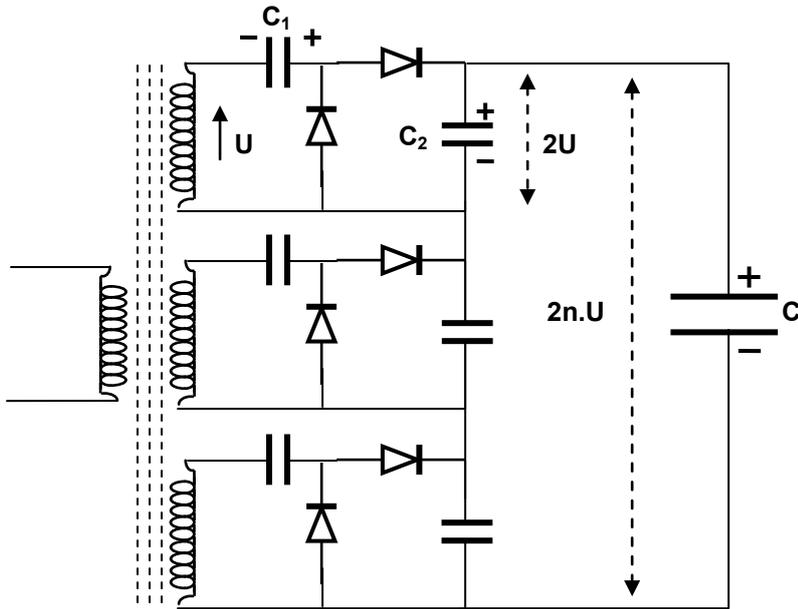
La tension finale nécessaire à la polarisation implique dans tous les cas des rapports de transformation élevés. Pour les très hautes tensions où ces rapports peuvent conduire à des complexités importantes une solution possible est d'utiliser des transformateurs mis en série à travers des redresseurs de tension, comme sur le schéma page suivante.

Dans le schéma présenté page suivante, le redresseur est un doubleur de tension.

La capacité C_1 se charge pendant les alternances négatives à la tension maximale U. Pendant les alternances positives, la capacité C_2 voit en série : la capacité C_1 et le secondaire du transformateur ; sa tension d'équilibre est donc 2U.

Par addition, la tension totale délivrée à la capacité réservoir est donc 2nU.

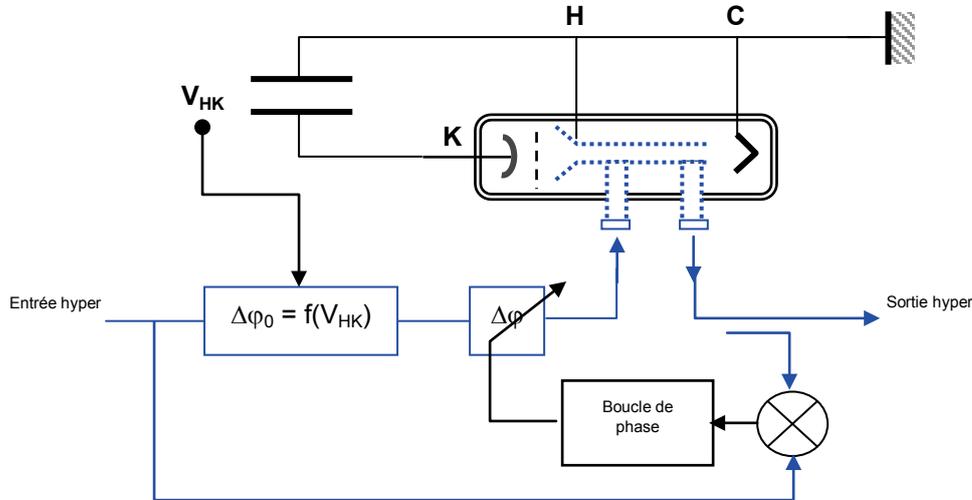
On peut ainsi obtenir des gains de tension importants avec des rapports de transformation V/U raisonnables.



18.2.3 Régulation des alimentations

Les tubes utilisés sont en général assez sensibles aux tensions d'alimentation, en particulier ils sont sujets à des rotations de phase du signal émis de l'ordre de 5 à 20 degrés par % de variation de tension. Pour éviter d'augmenter exagérément la valeur des capacités réservoir, on sera donc amené à réguler la tension de cathode des tubes utilisées. Pour les TOP une régulation de la tension cathode-hélice est suffisante, le tube étant peu sensible aux variations des tensions collecteurs.

Dans le cas des très fortes puissances où dans le cas où la charge de l'alimentation peut être variable (fonctionnement en séquences de durée d'impulsion et de fréquence de répétition variables), cette régulation peut être avantageusement remplacée par un contrôle de la phase du tube, grâce à un positionnement a priori ($\Delta\varphi = f(V_{AK})$) complété par une boucle rapide de phase, comme sur le schéma ci-après :



18.2.4 Isolement des hautes tensions

Tous les circuits haute tension : capacités réservoirs, transformateurs d'isolement, alimentations flottantes, doivent être isolés. Les isolants utilisés peuvent être des résines silicones jusqu'à 15 kV, de l'huile ou du gaz SF6 sous pression (2/3 bars) au-dessus de 15 kV.
