

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

38/82
2ex

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique et d'Electrotechnique



**PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE**

**AMPLIFICATION HF DE PUISSANCE
APPLICATION A LA CLASSE E**

Proposé et suivi par :

P. SINTES

Etudié par :

Rachid MAHIOU

Amar SI-AMMOUR

JANVIER 1982

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département d'Electronique et d'Electrotechnique

**PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTRONIQUE**

**AMPLIFICATION HF DE PUISSANCE
APPLICATION A LA CLASSE E**

Proposé et suivi par :

P. SINTES

Etudié par :

Rachid MAHIOU

Amar SI-AMMOUR

JANVIER 1982

Dédicaces

- A la mémoire de mon père
- A ma mère
- A mes deux sœurs
- A ma famille et à mes amis

Amar SI-AMMOUR

A ma famille et à mes amis

Roulin

Remerciements

Nous tenons à remercier monsieur P. SINTES dont les conseils et les encouragements nous ont été très utiles dans l'élaboration de ce travail.

Que tous les professeurs qui ont contribué à notre formation veuillent bien trouver ici l'expression de notre sincère gratitude

Que tous ceux qui ont contribué au tirage et à la reproduction du présent ouvrage trouvent ici l'expression de notre profonde reconnaissance

R. MAHIOU

A. SIAMMOUR.

Dès que dans l'étude d'un dispositif amplificateur, les conditions de puissance de sortie et de rendement entrent en considération, ou encore dès que l'on recherche, non plus la tension de sortie maximale mais une puissance maximale compatible avec certaines conditions imposées, conditions de distorsion d'une part et conditions d'alimentations d'autre part, le problème de l'amplification entre dans le cadre des amplificateurs de puissance.

Malgré tout, en haute fréquence, la distorsion n'a qu'un intérêt relatif, car les circuits de charge sont en général sélectifs et accordés sur la fréquence de travail à transmettre. D'autre part il est toujours possible d'éliminer les harmoniques H.F avant l'attaque de l'antenne, à l'aide des filtres. Pour ces amplificateurs de puissance, le problème du rendement est particulièrement important car il est lié directement à la consommation d'énergie électrique. Celle-ci s'illustre bien en classe A où le rendement est mauvais. Elle est beaucoup moindre en classe B et en classe C où le rendement théorique maximum est respectivement de 78% et de 85%.

L'augmentation du coût de l'énergie est justement un des facteurs qui justifient la recherche de procédés d'amplification HF de puissance à haut rendement.

L'accroissement du rendement de 80% à 90% par exemple réduit la puissance dissipée de moitié environ, ce qui permet :

- à dissipation égale, de doubler la puissance utile de sortie, ou encore
- de réduire le volume, le poids et le prix de refroidisseurs pour une puissance HF donnée.

Les considérations, parmi tant d'autres, ont conduit au développement d'amplificateurs de puissance dans lesquels les transistors ne fonctionnent plus comme des générateurs de courant (comme dans le cas des étages en classe A, B et C) mais comme des interrupteurs.

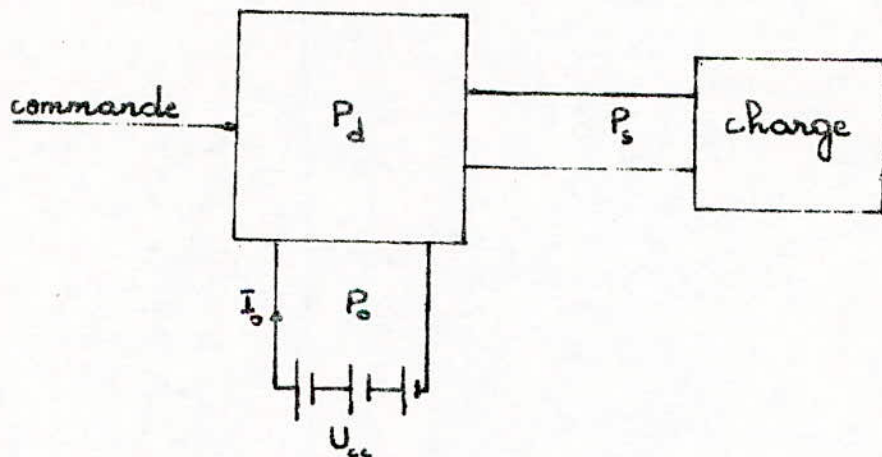
Notre travail consiste justement à étudier et à réaliser un amplificateur où le transistor fonctionne comme un interrupteur et dont le rendement peut atteindre une valeur de 100% dans le cas idéal. Pratiquement on arrive à avoir des rendements de l'ordre de 90%

Notre étude est surtout dominée par les problèmes de rendements et de puissance utile de sortie.

Généralités:

La fonction essentielle d'un étage de sortie est de fournir une certaine puissance HF à une charge (antenne d'émission par exemple). Cette puissance utile P_s est toujours déterminée par la tension continue U_{cc} dont on dispose pour alimenter l'élément actif (transistor) et par la composante ohmique de la charge (R_L).

La puissance continue P_0 fournie par l'alimentation, sous la tension U_{cc} et un courant moyen I_0 , ne se retrouve jamais intégralement sous la forme d'une puissance HF.



La conversion continu - alternatif ne peut en effet se faire sans pertes

$$P_0 = P_s + P_d.$$

avec .

P_d : Puissance dissipée par l'élément actif.

Le rendement de la conversion (il s'agit du "rendement de collecteur" qui ne tient pas compte de la puissance de commande)

est:

$$\eta = \frac{P_s}{P_o} = \left\{ 1 - \frac{P_d}{P_o} \right\}$$

Le rendement est donc toujours inférieur à l'unité.

La puissance dissipée P_d peut s'exprimer par la relation:

$$P_d = P_s \left\{ \frac{1 - \eta}{\eta} \right\}$$

si la puissance de sortie P_s est imposée, l'obtention d'un rendement élevé ne sera possible qu'en réduisant à une valeur minimale la puissance dissipée P_d . Les trois conditions suivantes devront être alors remplies:

1°) la tension aux bornes du transistor doit être minimum lorsque le courant qui le traverse est maximale.

2°) en présence d'une tension élevée aux bornes du transistor, son courant doit être minimum (zéro si possible).

3°) la durée pendant laquelle un courant et une tension appréciable existent simultanément doit être aussi courte que possible

CHAPITRE I
Amplification HF de puissance
en classes A, B et C

Introduction:

On classe les amplificateurs d'après les conditions de fonctionnement de l'élément actif (transistor), c'est à dire d'après le temps de passage du courant collecteur au cours du cycle. Ce temps de passage est défini par l'angle d'ouverture θ du courant collecteur. Le cycle correspond à un angle d'ouverture de 360° .

Selon la valeur de θ , on peut classer les amplificateurs en classes A, B et C.

I.1 Définition des classes A, B et C:

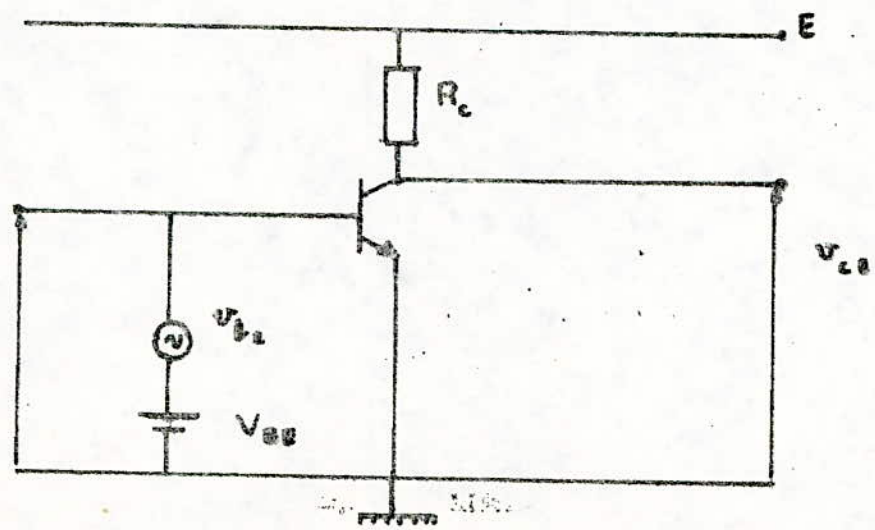


FIG 1

Considérons le montage amplificateur de la FIG 1. Il est assez

éloigné des montages utilisés en pratique, mais il va nous permettre de comprendre ce que l'on entend par fonctionnement en classe A, B et C. Nous allons faire les hypothèses simplificatrices suivantes:

- La réaction de la sortie sur l'entrée est négligeable.

$$H_{10} = h_{10} = 0$$

- La caractéristique courant-tension entre Base et émetteur est celle d'une diode parfaite.

$$H_{11} = h_{11}$$

avec

H_{11} : impédance d'entrée en statique

h_{11} : impédance d'entrée en dynamique.

Dans ces conditions le courant instantané de base est:

$$i_B = \frac{v_{be} + V_{BE}}{h_{11}} \quad \text{si } v_{be} + V_{BE} \geq 0 \quad (1)$$

$$i_B = 0 \quad \text{si } v_{be} + V_{BE} < 0$$

Dans le cas où

$$v_{be} = V_{be} \cos \omega t = V_{be} \cos \theta \quad \text{avec } \theta = \omega t$$

le courant i_B peut s'annuler pour un temps t_0 tel que

$$\theta_0 = \omega t_0.$$

d'où par

$$v_{be} + V_{BE} = 0$$

c'est à dire

$$V_{BE} = -V_{be} \cos \theta_0 \quad (2)$$

La relation (1) devient alors

$$i_b = \frac{V_{ce} (\cos \theta - \cos \theta_0)}{h_{ie}} \quad \text{si } \cos \theta > \cos \theta_0 \quad (3)$$

$$i_b = 0 \quad \text{si } \cos \theta < \cos \theta_0$$

Le courant de base existe donc pendant l'intervalle de temps compris entre $(-\theta_0)$ et $(+\theta_0)$ pour chaque période. On dit que l'angle d'ouverture est de $2\theta_0$. Selon les valeurs de θ_0 , on peut envisager différents types de fonctionnement.

I.1.1 Fonctionnement en classe A :

Par définition un transistor fonctionne en classe A, si le point de fonctionnement est choisi sensiblement au milieu de la droite de charge dynamique. Pour cette dernière, un fonctionnement en classe A signifie qu'il n'y a pas d'écrtage ni à une extrémité ni à l'autre. S'il y avait écrtage on ne pourrait plus parler de fonctionnement en classe A. Le transistor est polarisé en continu de manière qu'il conduise constamment, en présence du signal d'entrée ou non. (FIG 2 a)

L'angle d'ouverture est

$$2\theta_0 = \pi$$

d'où

$$\theta_0 = \pi$$

ce qui correspond à (FIG 3 a)

$$0 < V_{be} < V_{be}$$

I.1.2 Fonctionnement en classe B :

Le point de fonctionnement est choisi de telle façon que le transistor ne laisse passer qu'une seule alternance. C'est à dire

que le transistor reste bloqué pendant une demi période du signal d'entrée : (FIG 2 b)

L'angle d'ouverture est :

$$2\theta_0 = \pi$$

c'est à dire

$$\theta_0 = \frac{\pi}{2}$$

ce qui correspond à (FIG 3 b)

$$V_{ce} = 0$$

En classe B, on dit que le transistor fonctionne en régime impulsionnel

I.1.3 Fonctionnement en classe C :

Dans le cas du fonctionnement en classe C, le choix du point de polarisation est tel que l'angle d'ouverture est :

$$2\theta_0 < \pi$$

ce qui correspond à (FIG 3 c)

$$V_{ce} < 0$$

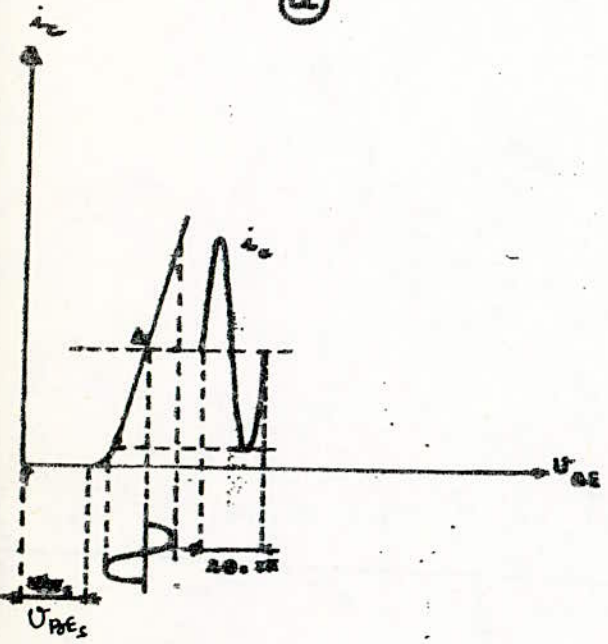
Le courant de collecteur n'existe que pendant une fraction d'une demi période de la tension d'excitation de base. Au repos le transistor est bloqué par une tension de polarisation ($-V_{ce}$) appliquée à sa base.

Le courant de collecteur n'apparaît que lorsque la tension instantanée de base dépasse la tension de seuil de la diode ^{jonction} émetteur base (FIG 2 c)

I.2 Amplification HF de puissance en classes A, B et C : Approche théorique

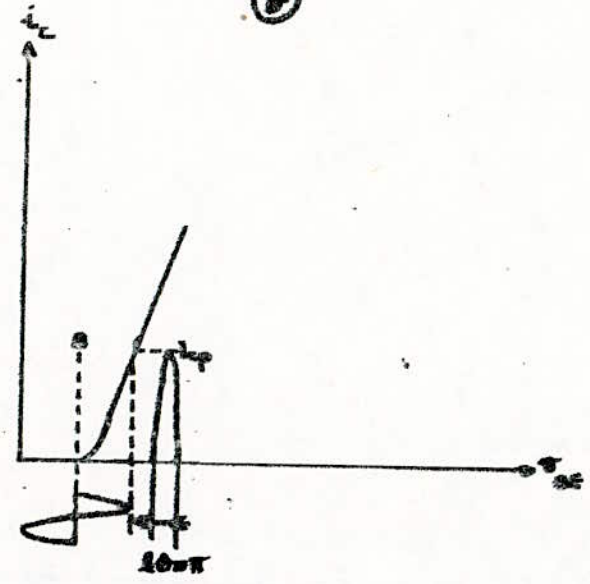
Si l'on veut comprendre les phénomènes de base du montage

(a)



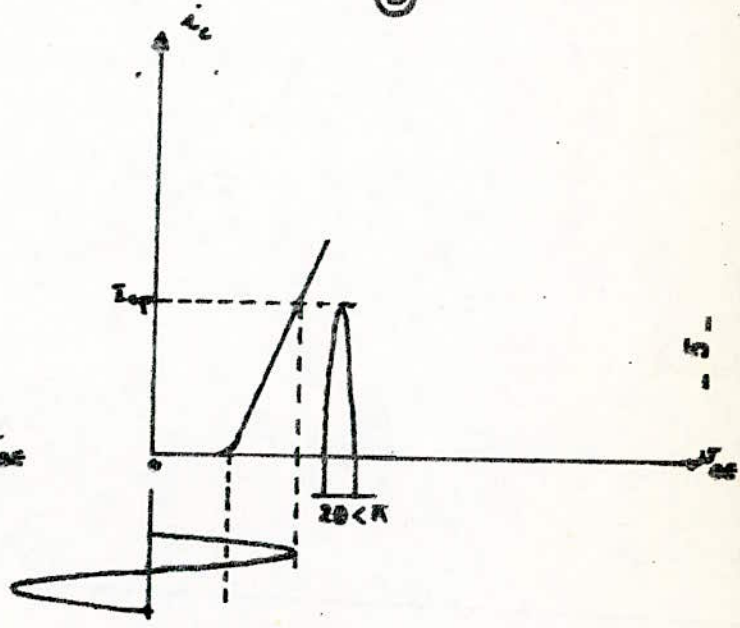
class A

(b)



class B

(c)



class C.

FIG 2 - Caractéristiques de transfert $i_c - U_{CE}$ d'un transistor et conditions de fonctionnement :

a) en classe A ; b) en classe B ; c) en classe C.

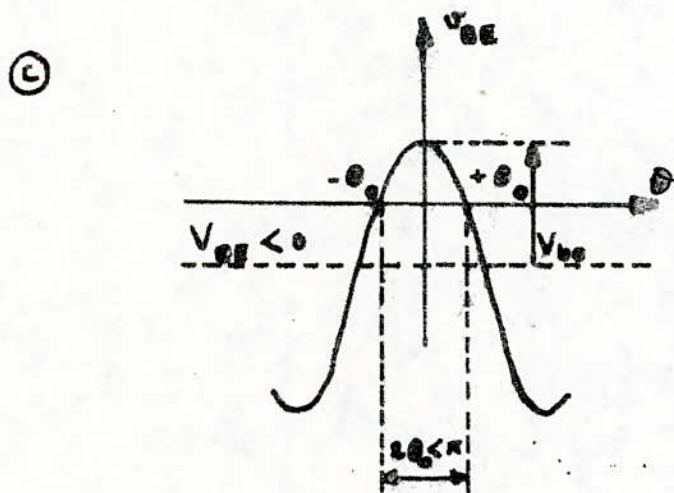
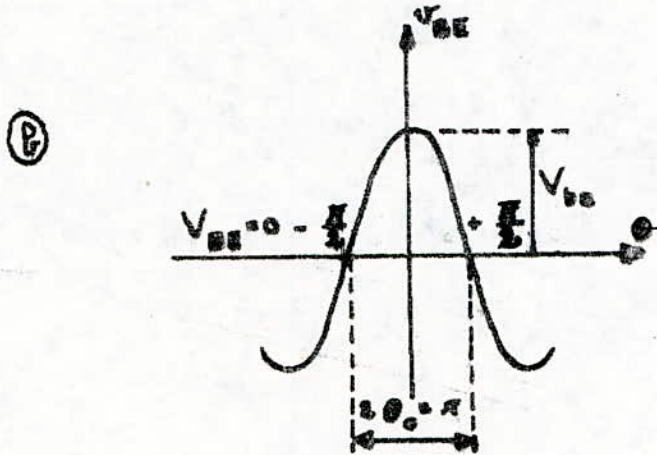
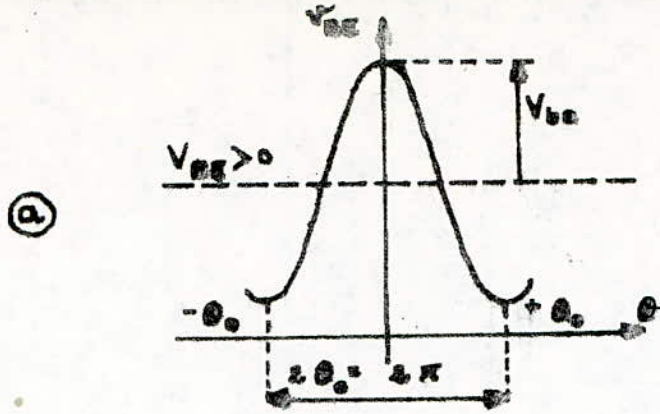


FIG 3. Représentation de la tension de base d'un transistor.
 a) en classe A ; b) en classe B ; c) en classe C

amplificateur HF de puissance en classe A, B ou C, il est intéressant de faire quelques calculs en supposant les caractéristiques du transistor linéaires.

I.2.1 Montage classique d'un ampli HF de puissance:

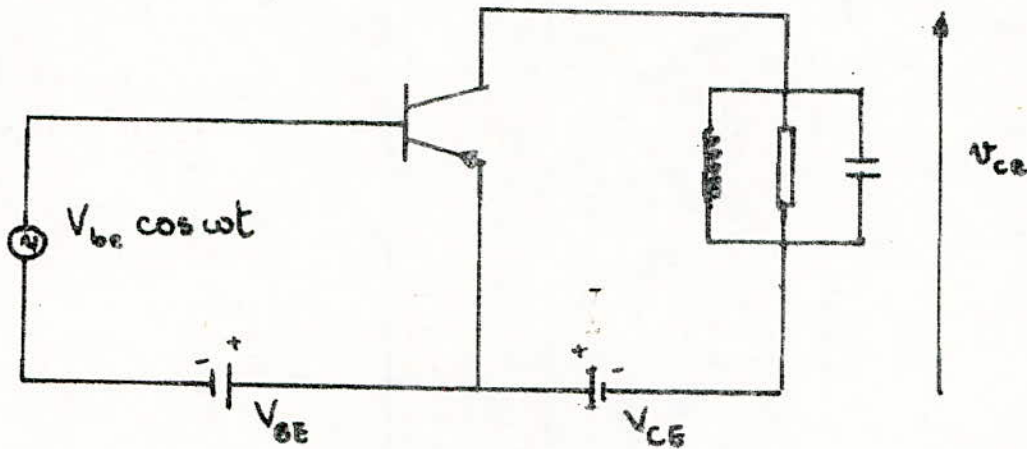


FIG 4

Le montage est celui de la figure ci dessus. Le transistor est polarisé en émetteur commun. Le circuit de sortie est un circuit oscillant accordé sur la fréquence $f = \frac{\omega}{2\pi}$. La force électromotrice du circuit d'entrée est également fournie par un circuit oscillant accordé sur la même fréquence.

I.2.2 Calcul de l'étage HF :

Le circuit accordé présente une impédance élevée (sensiblement résistance pure) $R = R_c$ pour la pulsation ω et une impédance beaucoup plus faible ou négligeable pour le courant continu et pour les harmoniques $3\omega, 5\omega$ etc...

Si donc ce résonateur est traversé par un courant, même très déformé, représenté par sa décomposition en série de Fourier

$$i_c = I_{c_0} + I_{c_1} \cos \omega t + I_{c_2} \cos 2\omega t + \dots + I_{c_n} \cos n\omega t$$

La tension aux bornes du circuit oscillant s'obtiendra en multipliant chaque composante par l'impédance relative à sa fréquence. Si toutes sont négligeables, sauf celle de l'accord, cette dernière subsistera seule.

$$V_c \cos \omega t = R_c I_{c_1} \cos \omega t.$$

cette tension restera sensiblement sinusoïdale quelque soit la déformation du courant.

Considérons le montage de la figure 4

on a

$$v_{BE} = V_{BE} + V_{be} \cos \omega t$$

$$v_{CE} = V_{CE} - V_{ce} \cos \omega t \quad (4)$$

En utilisant les paramètres hybrides du transistor, le courant i_c s'exprime par

$$i_c = h_{21} i_B + h_{22} v_{CE} \quad (5)$$

et

$$i_B = \frac{v_{BE}}{h_{11}}$$

En remplaçant v_{BE} et v_{CE} par leur expression on obtient

$$i_c = \frac{h_{21}}{h_{11}} \left\{ V_{BE} + V_{be} \cos \theta \right\} + h_{22} \left\{ V_{CE} - V_{ce} \cos \theta \right\}$$

En séparant les termes continus et alternatifs l'expression du courant collecteur devient

$$i_c = h_{22} V_0 + h_{22} (\mu V_{be} - V_{ce}) \cos \theta \quad (6)$$

avec

$$V_o = \frac{R_{ec}}{R_{in} R_{oe}} V_{BE} + V_{CE}$$

et

$$\mu = \frac{h_{es}}{h_{in} h_{oe}}$$

I.3 Amplification HF de puissance en classe A:

Dans la définition de la classe A, nous avons vu que le courant collecteur i_c ne s'annule jamais. Le terme continu V_o dans la relation (6) doit être positif.

$$V_o > 0$$

L'expression de i_c s'écrit alors:

$$i_c = I_{c0} + I_{c1} \cos \theta$$

On constate que I_{c0} et I_{c1} représentent respectivement les composantes continue et fondamentale de la décomposition du courant collecteur i_c en série de Fourier

$$I_{c0} = R_{oe} V_o$$

$$I_{c1} = R_{oe} \{ \mu V_{be} - V_{ce} \}$$

Ces deux expressions peuvent être déterminées à partir des relations suivantes:

$$I_{c0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} i_c d\theta \quad \text{avec } -\pi \leq \theta_0 \leq \pi$$

et

$$I_{c1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta_0}^{\theta_0} i_c \cos \theta d\theta$$

I.3.1 Rendement :

L'expression du rendement est :

$$\eta = \frac{\text{Puissance HF de sortie à la fréquence d'accord}}{\text{Puissance continue fournie à l'étage.}}$$

La puissance de sortie est :

$$P_{st} = \frac{1}{2} V_{ce} I_{c1}$$

La puissance continue fournie à l'étage est :

$$P_0 = V_{ce} I_{c0}$$

Comme le point de fonctionnement est choisi sensiblement au milieu de la droite de charge dynamique, on peut, dans le cas limite où l'on utilise toutes les possibilités du transistor avoir

$$I_{c1} \approx I_{c0}$$

$$V_{ce} \approx 2 V_{ce}$$

Le rendement est alors

$$\eta = \frac{1}{4} = 25\%$$

Ce cas limite est accompagné de fortes distorsions. En pratique on atteint des rendements de 12,5%.

I.3.2 Conclusion :

Le fonctionnement linéaire en classe A se prête mal à l'obtention de puissances élevées parce que le rendement est mauvais. En classe A

on a une bonne reproduction du signal d'entrée, donc une faible distorsion. Cependant la consommation d'énergie est importante.

I.4 Amplification HF de puissance en classe B et C :

Pour les classes B et C, le problème est plus complexe qu'en classe A. Les caractéristiques du transistor ne peuvent plus être représentées par des relations linéaires pour une période du signal (une solution rigoureuse ne peut être obtenue que par une étude graphique). On peut cependant admettre que le fonctionnement non linéaire peut se décomposer en deux régimes linéaires, valable chacun pour une partie de la période du signal. L'un des régimes correspond à un intervalle $[-\theta_0, \theta_0]$ dans lequel le courant existe. En dehors de cet intervalle, c'est à dire pendant le second régime, le courant collecteur est nul.

I.4.1 Phases de fonctionnement :

On peut distinguer deux phases de fonctionnement correspondant à la conduction et au blocage du transistor.

I.4.1.1 Phase de conduction :

Le transistor conduit et l'expression de son courant collecteur est :

$$i_c = h_{FE} V_0 + h_{FE} (\mu V_{be} - V_{ce}) \cos \theta.$$

I.4.1.2 Phase de blocage :

Cette phase permet de trouver les valeurs de ωt pour lesquelles $i_c = 0$

Ecrivons l'expression de i_c sous une autre forme

$$i_c = A_0 + A \cos \omega t$$

Le courant collecteur s'annule pour $\omega t_0 = \theta_0$ tel que :

$$\cos \theta_0 = -\frac{A_0}{A}$$

En remplaçant A_0 dans l'expression de i_c , on obtient :

$$i_c = A \{ \cos \theta - \cos \theta_0 \} \quad -\theta_0 < \theta < \theta_0 \quad (7)$$

I.4.2 Fonctionnement en classe B : calcul du rendement

Le transistor polarisé en classe B ne conduit que pendant une demi période du signal d'entrée. La composante continue du courant collecteur est alors nulle ($I_0 = 0$)

La relation (6) devient

$$i_c = h_{FE} (\mu V_{be} - V_{ce}) \cos \theta \quad -\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$$

Le courant maximum est obtenu pour $\theta = 0$

$$i_{cm} = h_{FE} (\mu V_{be} - V_{ce})$$

La relation (6) peut encore s'écrire

$$i_c = i_{cm} \cos \theta \quad (8)$$

Le courant collecteur se décompose de demi sinusoïdes correspondant aux demi périodes pendant lesquelles le transistor conduit. L'intervalle entre deux demi sinusoïdes correspond au blocage du transistor.

Le courant moyen de collecteur est défini par :

$$I_{c0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} i_c d\theta = \frac{i_{cm}}{\pi} \quad (9)$$

La composante fondamentale est :

$$I_{c1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} i_c \cos \theta d\theta = \frac{i_{cm}}{2} \quad (10)$$

Exprimez I_{c1} en fonction des éléments du montage.

$$I_{c1} = \frac{\mu V_{ce}}{\frac{r}{R_{i2}} + R_c} \quad \text{car } V_{ce} = R_c I_{c1}$$

En classe B l'élément actif fonctionne en générateur de courant

Calcul du rendement :

Le rendement est donné par

$$\eta = \frac{P_u}{P_o}$$

La puissance de sortie est :

$$P_u = \frac{1}{2} V_{ce} I_{c1}$$

$$P_u = \frac{1}{4} V_{ce} I_{cm}$$

La puissance fournie à l'étage est

$$P_o = V_{ce} I_{c0}$$

$$P_o = V_{ce} \frac{I_{cm}}{\pi}$$

d'où

$$\boxed{\eta = \frac{\pi}{4} \frac{V_{ce}}{V_{ce}}} \quad (11)$$

Le rendement est au plus égal à 78% quand le transistor est utilisé à la limite de ses possibilités. Mais dans ce cas une

forte distorsion apparait. En pratique on prend $V_{ce} = 0,85 V_{ce}$. La tension de déchet représente alors 15 % de V_{ce} et le rendement atteint 65 %

La tension de déchet est définie par :

$$U_d = V_{ce} - V_{ce}$$

Le rendement peut s'exprimer en fonction de la tension de déchet

$$\eta = \frac{\pi}{4} \left\{ 1 - \frac{U_d}{V_{ce}} \right\} \quad (12)$$

I.4.3 Fonctionnement en classe C :

Dans le cas d'un amplificateur classe C, l'élément actif, comme nous l'avons vu dans les paragraphes précédents, ne conduit que pendant une partie de la période du signal d'excitation. L'angle d'ouverture est alors :

$$2\theta_0 < \pi$$

c'est à dire

$$\theta_0 < \frac{\pi}{2}$$

D'après la relation (6), la composante continue du courant collecteur est négative soit :

$$V_0 < 0$$

Le courant maximum est obtenu en remplaçant dans la relation (7) θ par 0.

$$i_{cm} = A(1 - \cos\theta_0) \quad (13)$$

l'expression du courant collecteur devient alors

$$i_c = i_{cm} \left\{ \frac{\cos\theta - \cos\theta_0}{1 - \cos\theta_0} \right\}$$

Le courant moyen se calcule de la même façon que précédemment, en appliquant l'analyse de Fourier.

$$I_{c_0} = \frac{1}{\pi} \{ A \sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0 \}$$

En faisant apparaître i_{cm} on a:

$$I_{c_0} = i_{cm} F(\theta_0) \quad (14)$$

avec

$$F(\theta_0) = \frac{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}{\pi (1 - \cos \theta_0)}$$

Le courant fondamental est:

$$I_{c_1} = i_{cm} F_1(\theta_0) \quad (15)$$

avec

$$F_1(\theta_0) = \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\pi (1 - \cos \theta_0)}$$

introduisons un nouveau paramètre

$$y = \frac{\pi}{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}$$

sa variation est représentée en trait plein sur la FIG 5

La comparaison des relations (14) et (15) donne immédiatement le rapport z entre la composante fondamentale et la composante continue du courant collecteur.

$$z = \frac{I_{c_1}}{I_{c_0}} = \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0} \quad (16)$$

sa variation est représentée en traits mixtes sur la FIG 5

la courbe en traits de la FIG 5 représente les variations du

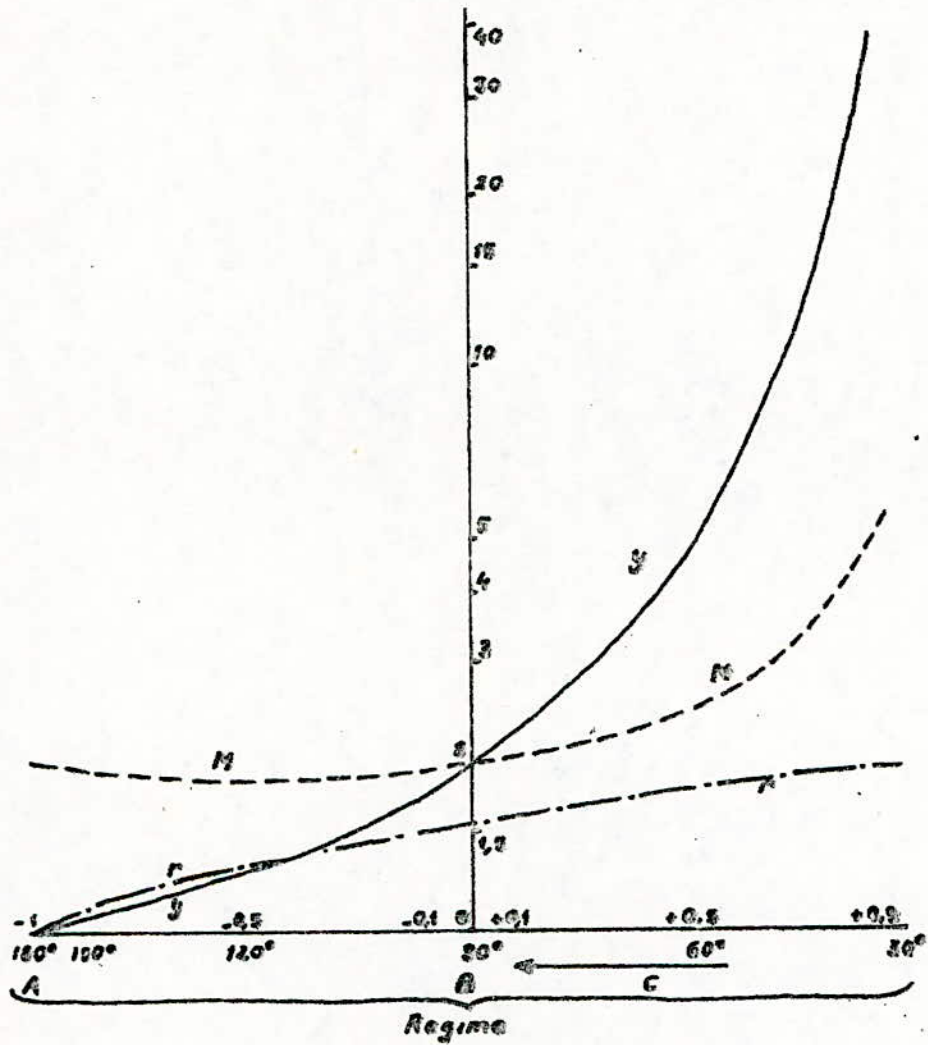


FIG 5 Variation des paramètres M , s et y d'un transistor d'un transistor amplificateur à circuit accordé en fonction de l'angle d'ouverture θ

rapport M défini par:

$$M = \frac{i_{cm}}{I_{c1}} = y \{1 - \cos \theta_0\} \quad (17)$$

Exprimons maintenant la composante fondamentale du courant collecteur en fonction de V_{be} et des éléments du montage.

$$I_{c1} = i_{cm} F_1(\theta_0) = \frac{\mu}{y}$$

En remplaçant i_{cm} et $F_1(\theta)$ par leur expression on obtient:

$$I_{c1} = \frac{\mu V_{be}}{y} \left\{ \mu V_{be} - V_{ce} \right\}$$

La quantité y apparait comme le coefficient de $\frac{1}{R_{in}}$

En exprimant V_{ce} en fonction de la résistance R_c , I_{c1} devient

$$I_{c1} = \frac{\mu V_{be}}{R_c + \frac{1}{R_{in}}}$$

En classe C le transistor fonctionne donc comme un générateur de courant de résistance interne $\frac{1}{R_{in}}$

I.4.3.1 Calcul du rendement:

Le rendement est donné par.

$$\eta = \frac{P_u}{P_a} = \frac{1}{2} \frac{V_{ce}}{V_{ce}} \frac{I_{c1}}{I_{c0}} = \frac{1}{2} \frac{V_{ce}}{V_{ce}} \cdot 2$$

ou encore par

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{V_{ce}}{V_{cc}} \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}$$

On peut maintenant exprimer le rendement de la classe C en fonction de celui de la classe B

$$\eta_c = \eta_b \cdot f(\theta_0)$$

avec

$$f(\theta_0) = \frac{2}{\pi} \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cos \theta_0}{\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0}$$

La variation de $f(\theta_0)$ en fonction de l'angle d'ouverture θ_0 est constamment décroissante comme le montre la FIG 6. Le maximum de $f(\theta_0)$, correspondant à $\theta_0 = 0$, ne présente aucun intérêt puisque la puissance de sortie et la puissance fournie sont nulles.

Remarques:

* Pour $2\theta_0 = 2\pi$ le rendement est celui en classe A.

* Pour $2\theta_0 = \pi$ le rendement est celui en classe B.

Théoriquement, en classe C, on prend un angle d'ouverture $65^\circ \leq \theta_0 \leq 75^\circ$

ce qui donne un rendement d'environ 80%

Pratiquement, le rendement de la plus part des étages en classe C conventionnels se situe entre 65% et 75%

I.4.3.2 les limitations en classe C:

Lorsqu' on calcule un amplificateur classe C, on considère le transistor de sortie comme étant un générateur de courant

à grande impédance de sortie

De ce fait :

- Le courant de sortie i_c est essentiellement déterminé par le signal de commande de base.

- La caractéristique $i_c - v_{BE}$ n'étant pas linéaire, la forme des impulsions de courant i_c s'écarte plus ou moins fortement de la calotte de sinuséide.

Le circuit de charge LCR accordé est conçu de telle façon que sa réponse en tension en présence d'impulsions de courant périodiques soit une sinuséide à la fréquence du signal d'entrée (FIG 7) avec les particularités suivantes :

- Le minimum de la tension U_{CE} aux bornes de l'élément actif (générateur de courant) se produit sur la crête I_{cp} des impulsions de courant.

- Ce minimum de tension doit être supérieur à la tension de déchet U_s , nécessaire pour assurer le fonctionnement en générateur de courant

Si l'on augmente l'excitation de base (FIG 8) afin d'obtenir une puissance P_s élevée, le transistor fonctionne périodiquement en saturation. Il cesse alors de se comporter comme un générateur de courant car son impédance de sortie devient relativement petite (le point de fonctionnement se déplace pendant une fraction de chaque période sur la caractéristique limite (FIG 8)). Un tel mode de fonctionnement s'écarte assez bien

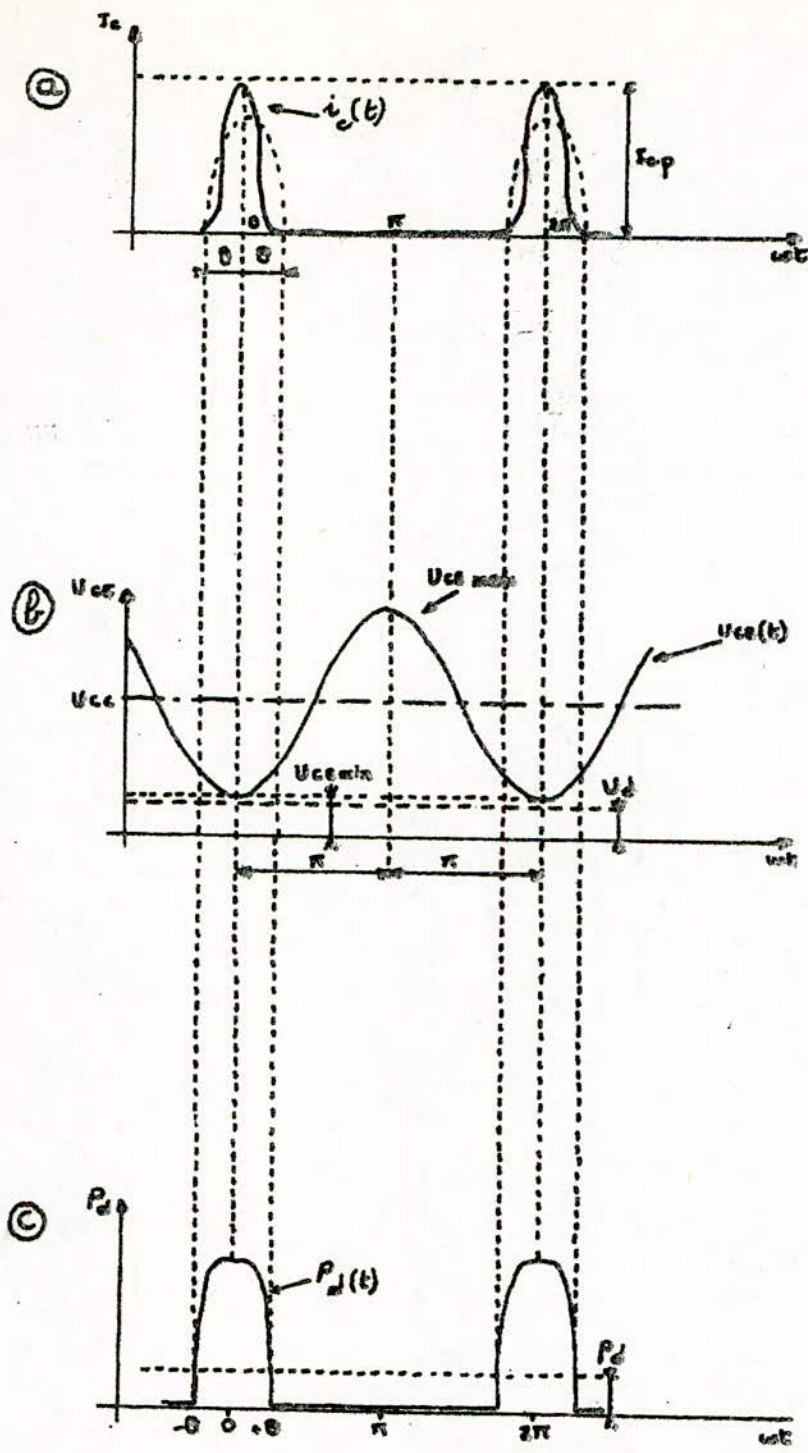


FIG 7. Forme de la tension (b) du courant (a) et de la puissance dissipée (c) du transistor en classe C.

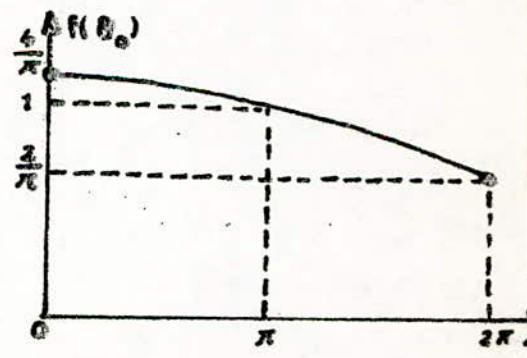


FIG 8. Variation de la fonction $f(\theta_0)$ en fonction de l'angle d'ouverture.

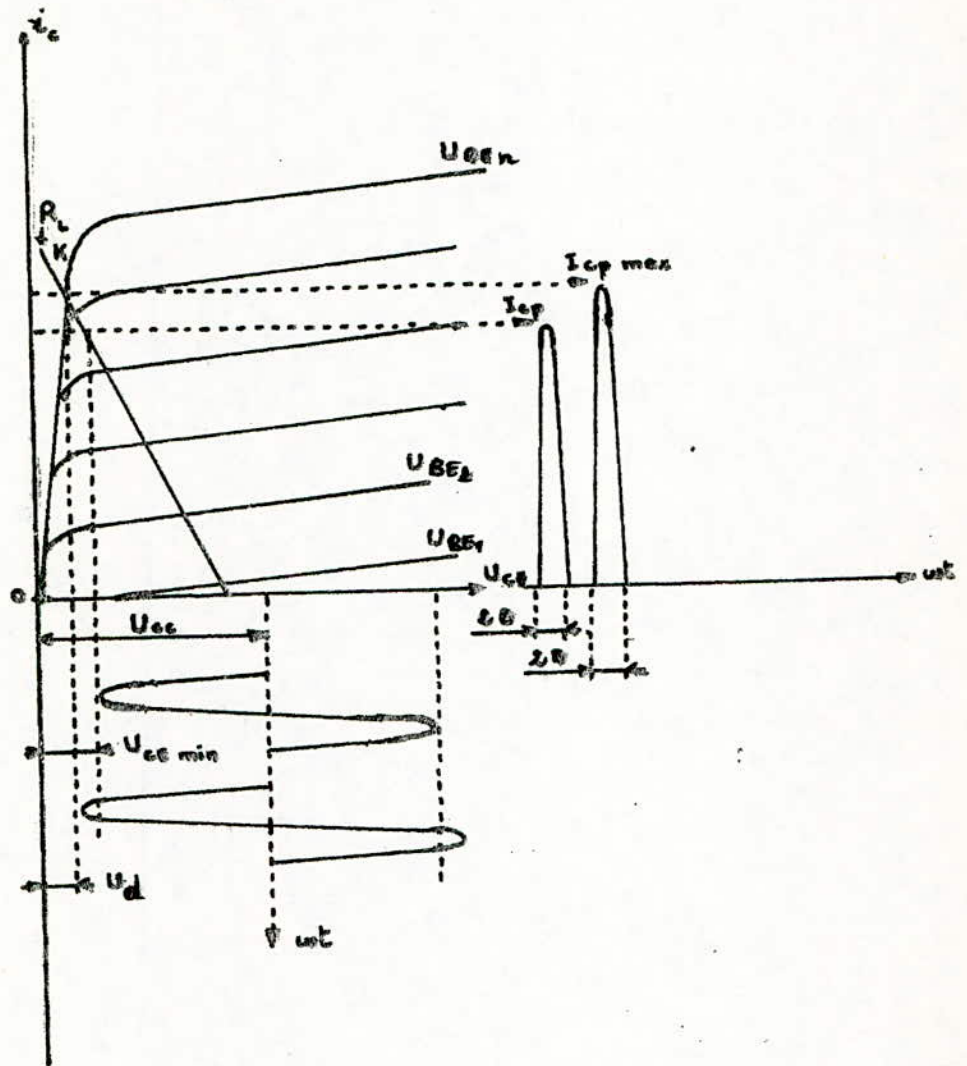


FIG 8. Au-delà d'une certaine valeur du signal de base, le transistor fonctionne périodiquement en saturation et cesse de se comporter comme un générateur de courant.

des hypothèses qui sont à la base des formules utilisées pour le calcul des étages en classe C.

I.5 Etude graphique :

I.5.1 Classe A :

Considérons le réseau de caractéristique $I_c = f(V_{ce})$ à $V_{be} = \text{constante}$ d'un transistor (FIG 9). Considérons le point M de coordonnées V_{ce}, I_{c0} correspondant à un point de repos en classe A.

La caractéristique passant par M définit la polarisation de base V_{be} .

Le point M correspond à la dissipation limite sur le collecteur, en l'absence de signal appliqué, que le transistor doit pouvoir supporter. Cette dissipation est représentée par l'aire du rectangle OMM' . (Le lieu des points M pour une dissipation W_d donnée, est l'hyperbole $xy = V_{ce} I_{c0} = W_d$).

Autour de ce point, l'oscillation amplifiée se manifeste par des variations simultanées $V_{ce} \cos \omega t$, $I_{c0} \cos \omega t$ et $V_{be} \cos \omega t$. Connaissant la résistance de charge $R_c = \frac{V_{ce}}{I_{c0}}$, nous connaissons la droite PMQ de pente $-\frac{1}{R_c}$, sur laquelle se déplace le point de fonctionnement.

L'excursion du point M est limitée par les intersections P, Q, de cette droite avec les caractéristiques $V_{be} = 0$ et $V_{be} = \text{sat}$. La puissance utile W_u est alors proportionnelle à l'aire du triangle

$$MPH = \frac{V_{ce} I_{c0}}{2}$$

Il est facile de voir les variations de cette puissance par la

déformation du triangle, quand on fait tourner la droite de charge autour de M (c'est à dire que l'on change R_c).

L'hypothèse fondamentale de la classe A étant que les caractéristiques sont rectilignes, parallèles, équidistantes, dans la région parcourue P, Q. On voit tout de suite dans quelle mesure c'est vrai. Si les points P et Q pénètrent dans des régions où les caractéristiques se resserrent ou s'écartent c'est que la courbure intervient.

I.5.3 Classe B: (FIG 10 a)

Le point moyen de fonctionnement est à l'intersection M de la caractéristique $v_{ce} = 0$ avec l'axe $v_{ce} = \text{constante}$ (puisque au repos le transistor doit être bloqué). On a alors $i_c = 0$ et $OM = V_{CE}$

A partir de là, le point figuratif excursionne:

- tantôt à droite, MQ (sur l'axe même, puisque pour $v_{ce} < 0$ on a $i_c = 0$).
- tantôt à gauche sur la droite MP, définie par les équations du transistor, de pente $-\frac{\beta}{R_c}$

Comme précédemment, le point maximum atteint sera déterminé par la caractéristique $v_{ce} = \text{sat}$. D'après la série de Fourier la composante fondamentale du courant collecteur est sensiblement $I_{c1} \approx 0,5 i_{cm}$. L'ordonnée pP vaut alors $2I_c$ et par suite l'abscisse Mp vaut V_{ce} . L'aire du

triangle $P_r M = V_{ce} I_{c2}$ vaut donc le double de la puissance utile fournie par un seul transistor.

La puissance dissipée sur le collecteur peut s'écrire.

$$W_d = V_{ce} I_{c0} - W_u$$

ou encore

$$W_d = \frac{1}{4} (2I_{c2}) (1,3 V_{ce} - V_{ce})$$

car

$$\frac{I_{c0}}{I_{c2}} = \frac{2}{\pi} = 0,63$$

Cette puissance est proportionnelle à l'aire du rectangle $P_r F p'$ en appelant F le point d'abscisse $OF = OM - 1,3 V_{ce}$

le lieu des points $W_d = \text{constante}$ est donc une hyperbole

$W_d = \text{constante}$ d'axes F_x, F_y .

I.5.3 Classe C : (FIG 10B)

La différence avec le régime B est que le point de fonctionnement est sur l'axe des V_{ce} , non seulement à droite du point moyen M , mais encore à gauche, sur une partie de son trajet jusqu'au point D où $wt = \theta_0$. (Voir équations de fonctionnement en classe C) A gauche de D , il en décolle et s'élève sur la droite EDP de pente $-\frac{1}{R_c}$.

Le point extrême P atteint étant encore l'intersection avec la caractéristique $V_{ce} = V_{ce \text{ sat}}$. En fait, la courbure progressive des caractéristiques arrondit quelque peu le contour $PDMQ$. Le maximum i_{cm} atteint à l'instant $wt = 0$ a dans tous les cas

pour abscisse $V_{CE} - V_{ce}$ et pour ordonnée MI_{c1} . La droite joignant ce point au point moyen M a donc pour pente $-\frac{M}{R_c}$ (avec $M = y \{1 - \cos \theta_0\}$). Ce qui permet, connaissant V_{CE} , le paramètre M et la résistance de charge R_c , de trouver immédiatement le point P sans être obligé de tracer la droite DE. L'aire du triangle $P \mu M$ est encore proportionnelle à la puissance utile; celle du triangle $P \mu F$ à la puissance dissipée (en appelant F le point d'abscisse $-2 \frac{I_{c0}}{I_{c1}} V_{CE}$) d'où les mêmes hyperboles, lieux du point P, que pour la classe B. Enfin en changeant les coefficients de pente M et y, on étudie l'influence de θ_0 .

I.6 Conclusion :

- On remarque que la diminution de l'angle θ_0
- est favorable au rendement η , qui tend vers l'unité si θ_0 tend vers 0 et V_{ce} vers V_{CE}
 - est défavorable à toutes les autres performances, comme si la résistance h_{ic}^{-1} est multipliée par le facteur y, qui croît lorsque θ_0 diminue

Il peut sembler que cela n'est pas gênant et qu'on peut compenser la diminution des termes utiles en augmentant R_c dans la même proportion que y. Mais on est très limité dans cette voie, soit parce qu'on ne peut pas réaliser de résonateur accordé ayant une impédance-bouchon suffisante, soit parce que si on y arrive, c'est à puissance égale augmenter V_{CE} et V_{ce} et

diminuer I_{c0} et I_{c1} , Or les transistors sont généralement très limités par les tensions de claquage qu'il est absolument interdit de dépasser.

Il en résulte que l'on ne peut réduire l'angle θ sous prétexte d'augmenter le rendement et que son choix résulte d'un compromis

Si l'amplificateur classe C répond assez bien aux deux premières conditions assurant un rendement élevé (voir généralités), il faut bien constater que son principe de fonctionnement même est incompatible avec la troisième (voir graphique c de la figure 7)

Un transistor fonctionnant en régime de commutation peut répondre aux trois conditions assurant un rendement élevé (voir généralités), et permettra par conséquent d'atteindre un meilleur rendement que les amplificateurs à générateur de courant.

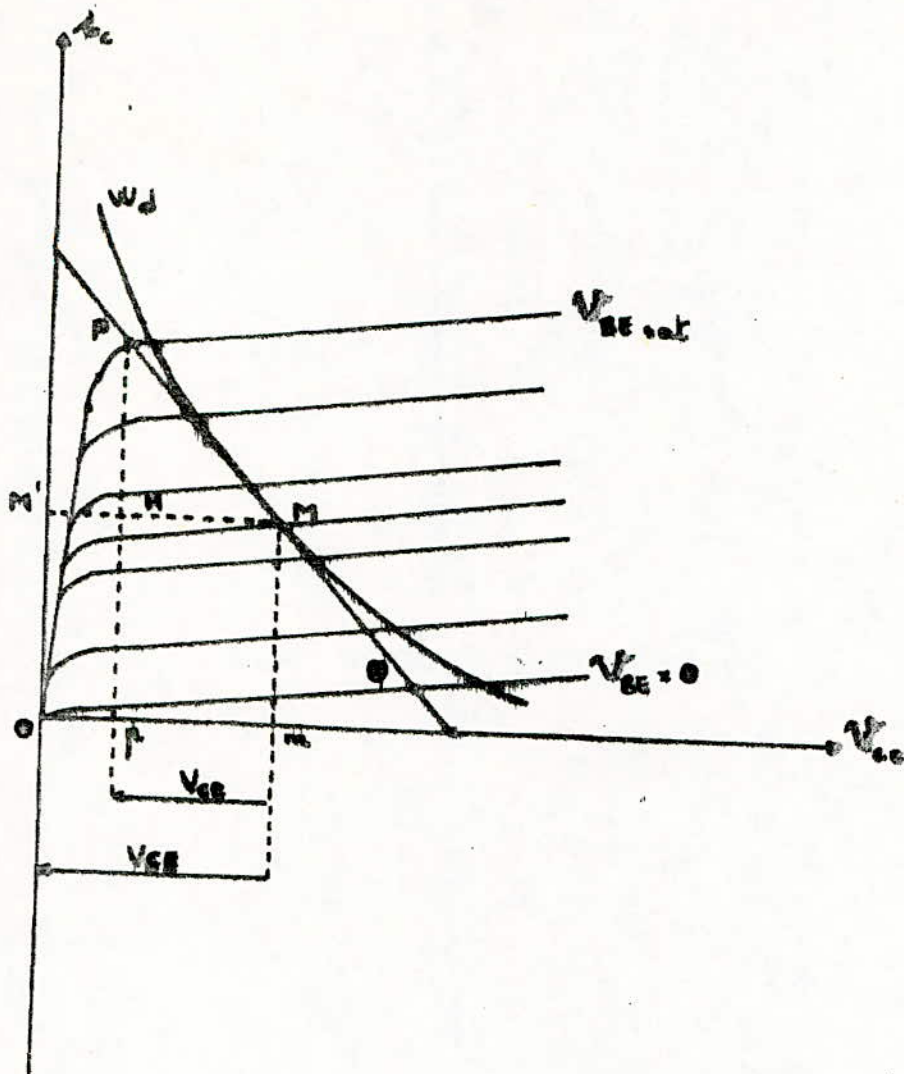
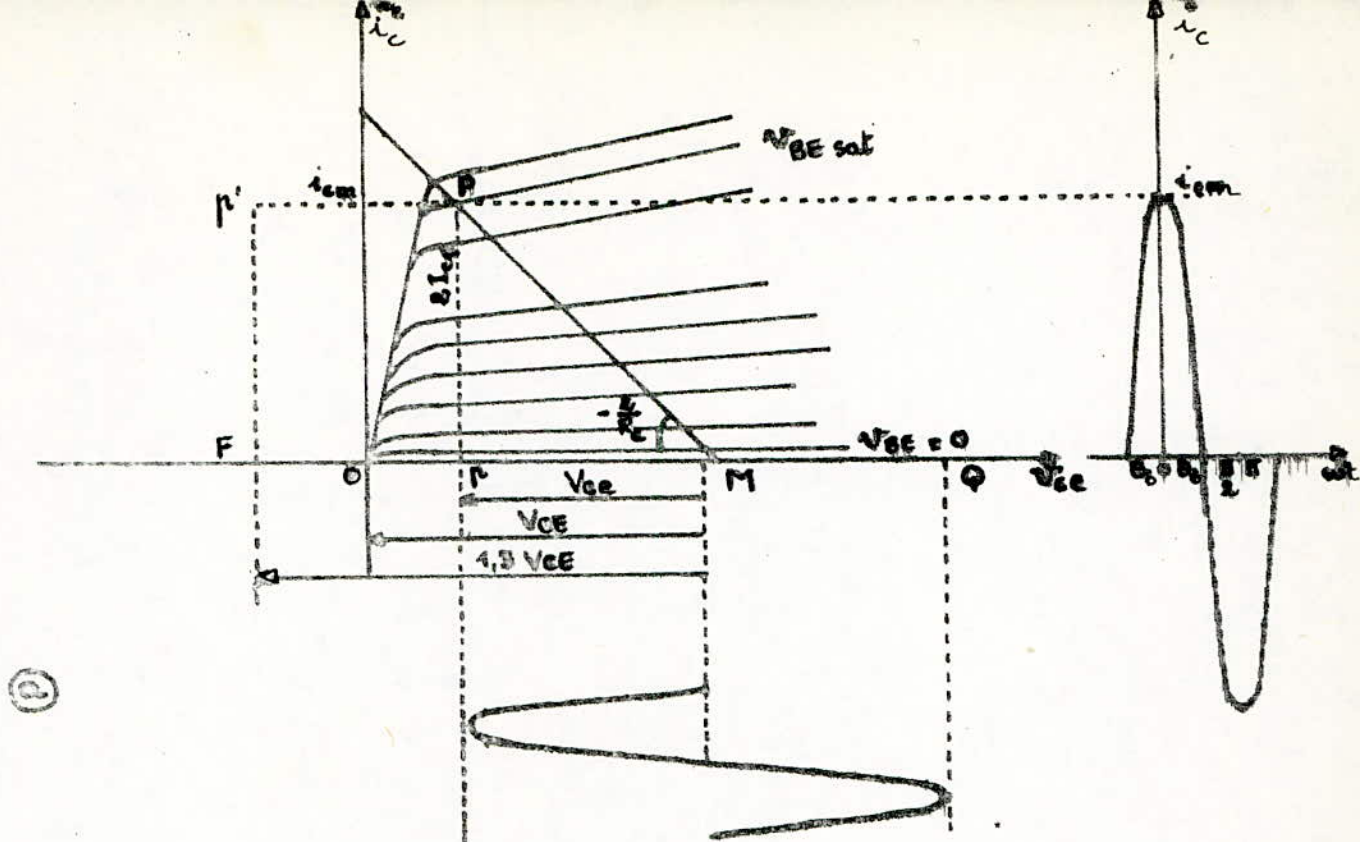
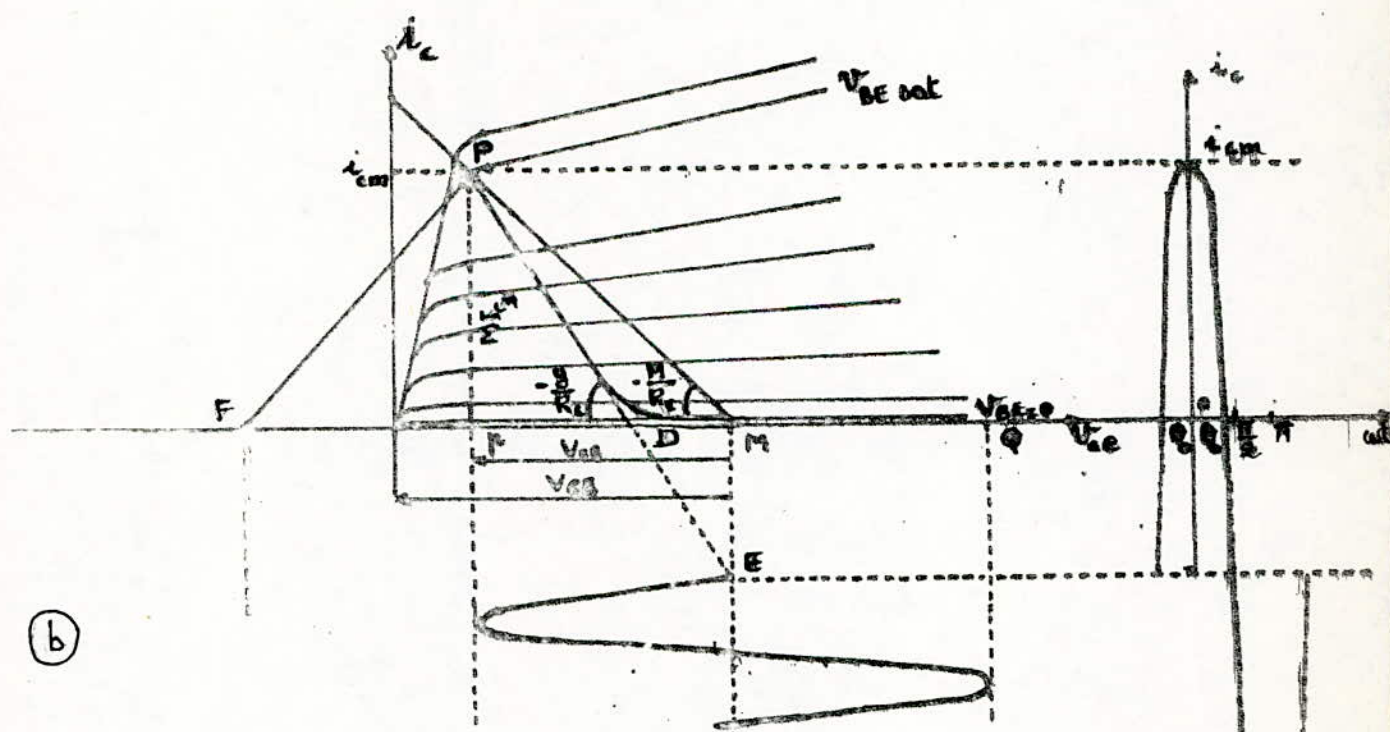


FIG 9 - Etude graphique du fonctionnement d'un transistor en classe A.



(a)



(b)

FIG 10. Etude graphique du fonctionnement d'un transistor
 a) en classe B ; b) en classe C.

Introduction:

En 1975, M^{rs} Nathan O. Sokal et Alan D. Sokal ont déposé le brevet d'un système dit "Amplificateur de puissance en classe E".

L'amplificateur de puissance en classe E se compose d'un réseau de charge et d'un simple transistor bipolaire fonctionnant comme un interrupteur à la fréquence d'accord du signal de sortie.

Le plus simple type de réseau se compose d'une capacité shuntant le transistor et d'un circuit oscillant série. Le fonctionnement du circuit est déterminé par le transistor lorsqu'il conduit et par la réponse transitoire du réseau de charge lorsque le transistor est bloqué.

Les équations de bases décrivant le fonctionnement de l'amplificateur seront déterminées en utilisant les techniques des séries de Fourier.

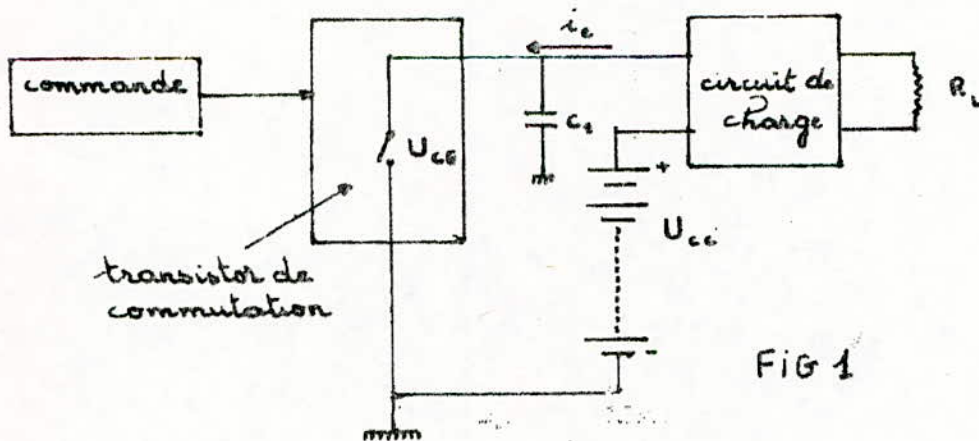
II.1 Schéma fonctionnel:

FIG 1

L'élément de commutation est un interrupteur (transistor bipolaire) ayant une certaine résistance de contact r_c (en continu et en alternatif), une résistance d'isolement non infinie R_f et des temps d'enclenchement et de déclenchement non nuls.

L'interrupteur est manœuvré (commandé) périodiquement à la fréquence de sortie. L'énergie de la source d'alimentation continue (U_{cc}) est ainsi convertie en énergie HF ^{à la fréquence} de commutation.

- Le circuit de sortie peut comporter un filtre passe bas ou un filtre de bande pour atténuer les harmoniques de la fréquence de commutation au niveau de la charge R_L .

- La classe E telle qu'elle a été définie par M^{rs} Sokal établit 3 objectifs spécifiques pour la tension collecteur et la forme du courant

- a) La montée de la tension U_{ce} lors du blocage du transistor doit être retardée jusqu'à ce que le courant i_c soit tombé à zéro.
- b) La tension U_{ce} doit tendre vers $U_{ce\text{ sat}} (\neq 0)$ à la fin de la période de blocage, c'est à dire à l'instant de remise en conduction du transistor.
- c) La pente de la courbe de la tension collecteur U_{ce} doit être nulle à la fin du temps de blocage.

Ces 3 objectifs sont illustrés par la figure 2. Ils permettent l'obtention d'un rendement optimal.

- Analyse des formes de la tension et du courant collecteur:

- 1^o) Pendant que l'interrupteur effectue la transition de l'état « 1 »

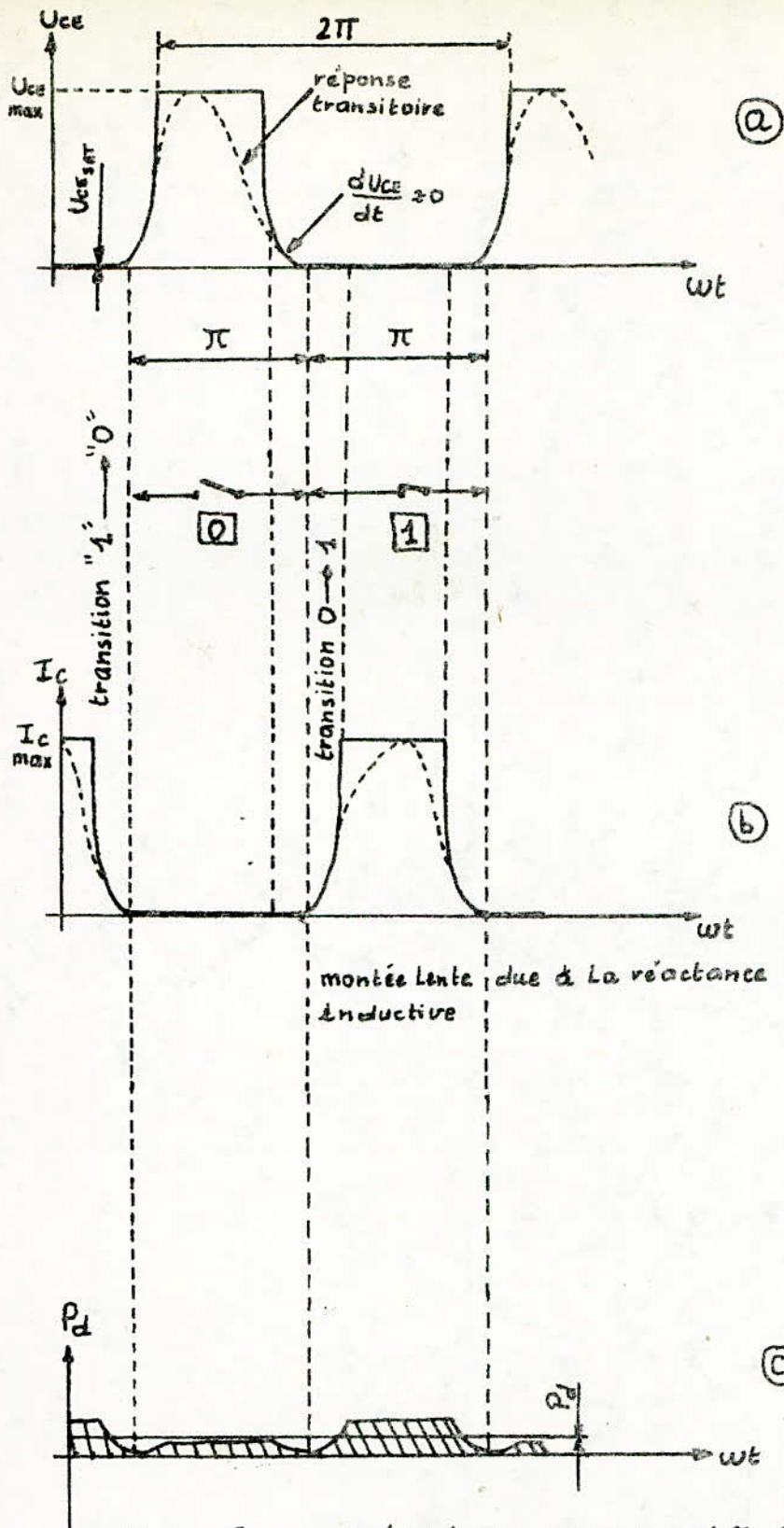


FIG 2: Formes idéalisées (trait plein) et réelles (trait interrompu) de la tension aux bornes du commutateur et du courant qui le traverse, pendant les périodes de saturation et de blocage du transistor.

(saturé) à l'état « 0 » (bloqué), la tension U_{CE} à ses bornes reste très petite ($U_{CE\text{sat}}$) aussi longtemps que le courant i_c n'est pas devenu très faible (idéalement zéro). Le circuit de charge devra donc retarder la montée de U_{CE} lors de la coupure de l'interrupteur.

2°) A la fin de l'état « 0 » de l'interrupteur, la réponse transitoire à l'entrée du circuit de charge doit faire décroître U_{CE} vers $U_{CE\text{sat}}$. Cette valeur devrait être atteinte juste avant la transition « 0 » \rightarrow « 1 », donc juste avant la montée du courant i_c .

Ceci permet en particulier d'éviter la dissipation d'énergie qui se serait produite si un courant i_c passait déjà dans le transistor interrupteur avant que la tension à ses bornes ne soit tombée à une valeur très faible. S'il n'en était pas ainsi, la tension résiduelle U_{Cx} également présente aux bornes de la capacité C_1 (cette capacité comprend la capacité de sortie du transistor, l'ensemble des capacités de câblage et la capacité d'entrée du circuit de charge.) à l'entrée du circuit de charge permettrait à cette dernière de se décharger dans l'interrupteur.

Chaque fois que C_1 , chargée à U_{Cx} , se décharge via l'interrupteur il y aura dissipation d'une énergie $\frac{1}{2} C_1 U_{Cx}^2$ indépendante de la résistance de contact de l'interrupteur. Il en résulterait une puissance perdue supplémentaire.

$$P_d = \frac{1}{2} C_1 U_{Cx}^2 f$$

proportionnelle à la fréquence de commutation.

3°) A la fin du temps de blocage, donc au début de la transition

de l'état « 0 » vers l'état « 1 », la pente de la courbe $U_{ce}(t)$ doit être nulle.

La classe E se distingue précisément par l'utilisation d'un circuit de sortie et de charge conçu de manière à lui conférer une réponse transitoire convenable à la commande périodique de l'interrupteur. C'est cette réponse transitoire optimisée qui permettra d'éviter l'apparition simultanée d'une tension élevée et d'un courant important dans l'interrupteur, même pendant les intervalles de commutation de durée non négligeable.

Les éléments qui accompagnent le transistor seront donc essentiellement calculés pour obtenir les formes d'ondes désirées, et non pour constituer un circuit résonant à la fréquence de travail.

Notons que les formes d'ondes trapézoïdales idéales à sommets plats de la figure 2 ne pourront pas être réalisées pratiquement. La réponse transitoire d'un circuit LCR réactif pourra produire aux bornes du transistor des tensions et courants représentés en traits interrompus à la figure 2-a et 2-b

Le tableau ci-dessous résume les conditions de travail fondamentales d'un étage amplificateur en classe E.

état interrupteur		commutation		
		début	Milieu	Fin
<< 0 >>	U_{CE}	$0 \rightarrow U_{CE}$	U_{CEmax}	$U_{CEmax} \rightarrow 0$ $\frac{dU_{CE}}{dt} = 0$
<< 0 >>	i_C	0	0	0
<< 1 >>	U_{CE}	0 $\frac{dU_{CE}}{dt} = 0$	0	0
<< 1 >>	i_C	$0 \rightarrow i_{Cmax}$	i_{Cmax}	$i_{Cmax} \rightarrow 0$

II.2 Analyse du fonctionnement:

II.2.1 Eléments du schéma :

Le schéma fonctionnel de la figure 1 se résume au schéma suivant

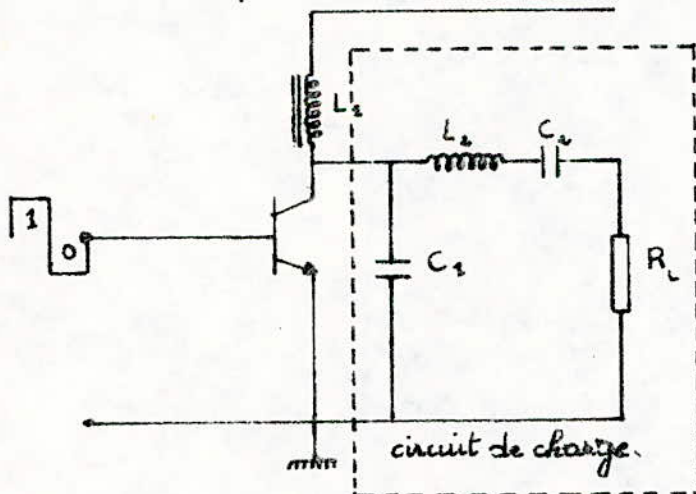


Fig 3

Cette configuration qui est la plus simple comporte:

- un transistor interrupteur.

- Une capacité C_1 (englobant la capacité de sortie du transistor, l'ensemble des capacités parasites et la capacité d'entrée du circuit de charge) destinée à retarder la croissance de la tension pendant la transition de l'état saturé à l'état bloqué.

- Un circuit résonnant série $L_2 C_2 R_2$ dont la fréquence de résonance f_2 est inférieure à la fréquence de commutation, de manière à retarder la montée du courant pendant la transition de l'état bloqué vers l'état saturé.

- La composante ohmique R_2 de la charge utile, ou l'impédance d'entrée d'un filtre, éventuellement à insérer entre la branche $L_2 C_2$ et la charge utile.

- Une bobine d'arrêt HF L_1 , qui ne laisse passer qu'un courant d'alimentation continu I_0 dans la mesure où $\omega L_1 \gg \frac{1}{\omega C_1}$.

- Le signal de commande de base idéalement rectangulaire de rapport cyclique 50% gère la commutation du transistor interrupteur.

II.2.2. Fonctionnement physique:

II.2.2.1 Transistor saturé:

Supposons le transistor initialement saturé (FIG 4). La tension à ses bornes est $U_{CE\text{ sat}}$. Cette tension existe également aux bornes de C_1 qui aura donc accumulé une certaine énergie.

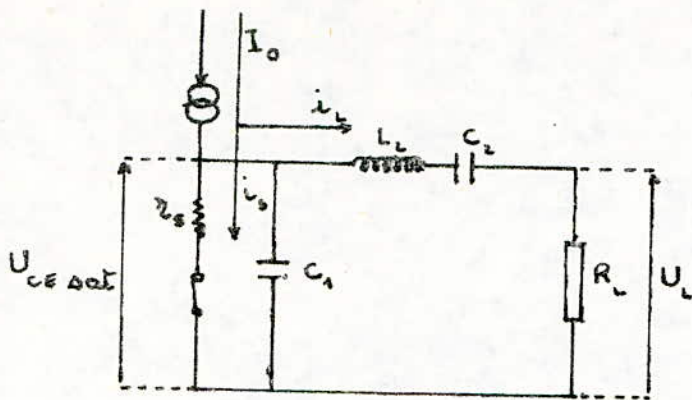


FIG 4

La bobine d'arrêt L_2 force un courant continu I_0 dans le circuit, et à chaque instant, ce courant sera égal à la somme du courant i_L dans la branche $L_2 C_2 R_L$ et du courant i_s dans la combinaison $Tr - C_1$

$$I_0 = i_L(t) + i_s(t)$$

L'impédance de l'ensemble série $L_2 C_2 R_L$ à une fréquence quelconque est :

$$Z = R_L + j \left\{ L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega} \right\}$$

ou encore

$$Z = R_L + jX$$

(R_L comprend aussi les pertes séries de L_2 et C_2)

Si la fréquence de résonance $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$ est inférieure à la fré-

quence f du signal de commande, la réactance X est positive (inductive) à la fréquence du signal, ce qui contribue à une montée lente du courant i_L (FIG 5)

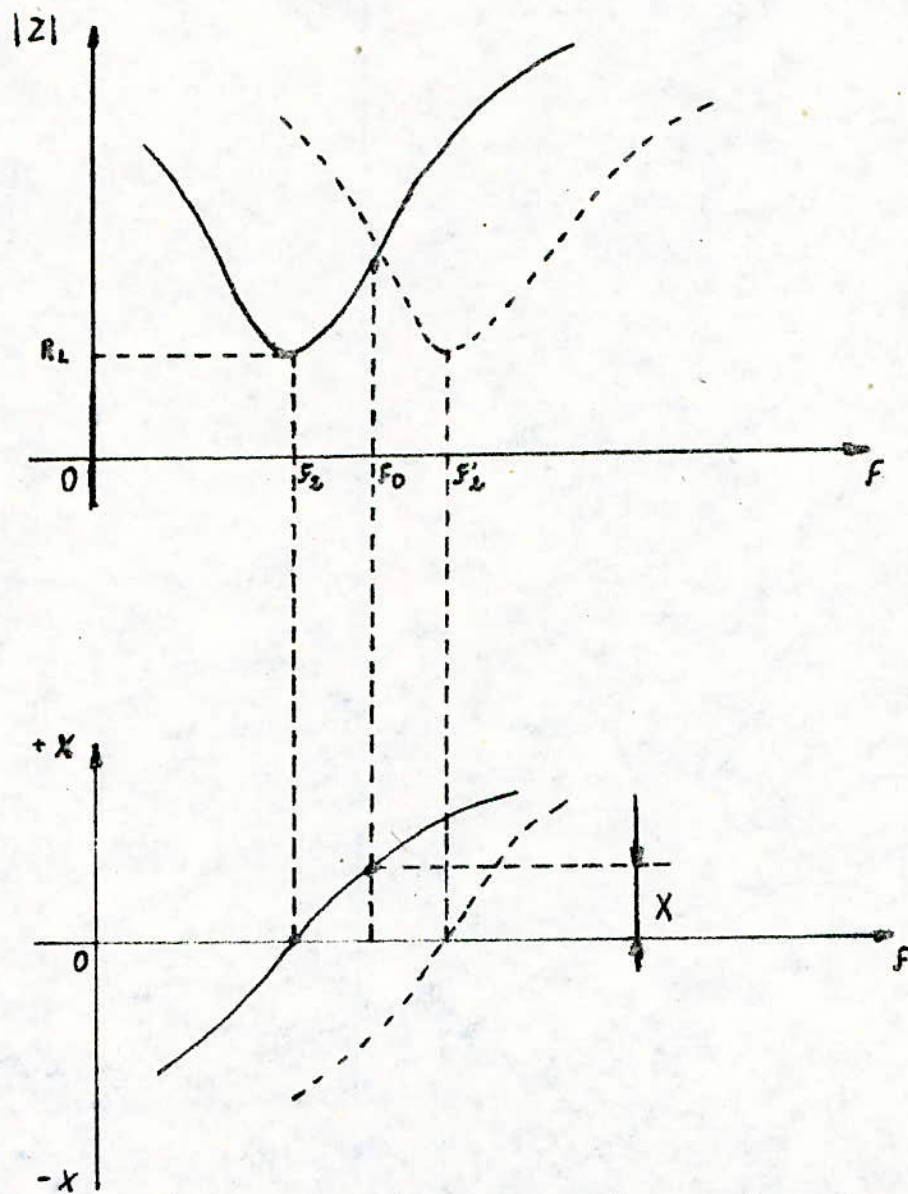


FIG 5: Si la fréquence de résonance $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2 C_2}}$ est inférieure à la fréquence "f" du signal de commande, la réactance (X) est positive (inductive) à la fréquence du signal.

si le facteur de surtension en charge $Q_L = \frac{L_2 \omega}{R_L}$ est élevée, on pourra

admettre que le courant $i_L(t)$, en régime établi, sera sinusoïdal et il en sera de même pour la tension $U_L(t)$ produite par i_L aux bornes de R_L .

L'existence de ce courant i_L implique la présence d'une énergie accumulée dans C_2 et dans L_2 .

II.2.2.2 Transistor bloqué :

A l'instant du blocage du transistor (FIG 6), la réponse transitoire du circuit de charge sera celle d'un système du second ordre composé de L_2 et de l'ensemble C_1 et C_2 en série,

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

amorti par la charge ohmique R_L .

L'oscillation se fera à la pseudo-fréquence f'_2

avec

$$f'_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_2 C}}$$

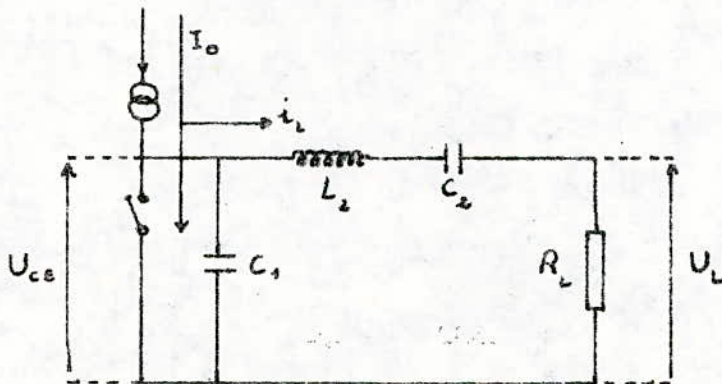


FIG 6

une partie de l'énergie initiale emmagasinée dans les éléments C_1 , C_2 et L_2 est transférée à R_L au cours de l'oscillation transitoire qui prend naissance à l'instant du blocage.

La figure 7 donne l'allure théorique de la tension aux bornes de C_1 pendant la durée $\frac{T}{2} = \frac{1}{2f}$ du blocage, pour trois valeurs différentes du paramètre Q_L pour une pseudo-fréquence f'_2 supérieure à la fréquence du signal de commande.

Après l'instant $t_0 + \frac{T}{2}$, l'oscillation amortie se poursuivrait selon les courbes en traits interrompus de la figure 7, si la commutation ne venait pas mettre fin à ce régime.

C'est la capacité C_1 qui maintient la tension U_{CE} à une valeur proche de U_{CEsat} pendant que le transistor passe de l'état saturé à l'état bloqué. De ce fait, la montée de U_{CE} peut être retardée jusqu'à ce que le courant i_c soit tombé à une très faible valeur.

L'allure réelle de la tension U_{CE} transitoire aux bornes du transistor dépend :

- de l'amortissement du circuit et par conséquent de son facteur de qualité en charge Q_L .

- des pseudo-fréquences d'oscillation f'_2 et f_2 .

On remarque que la fréquence de résonance du circuit extérieur au transistor est commutée par ce dernier de $f_2 < f$ (période de saturation) à $f'_2 > f$ (période de blocage).

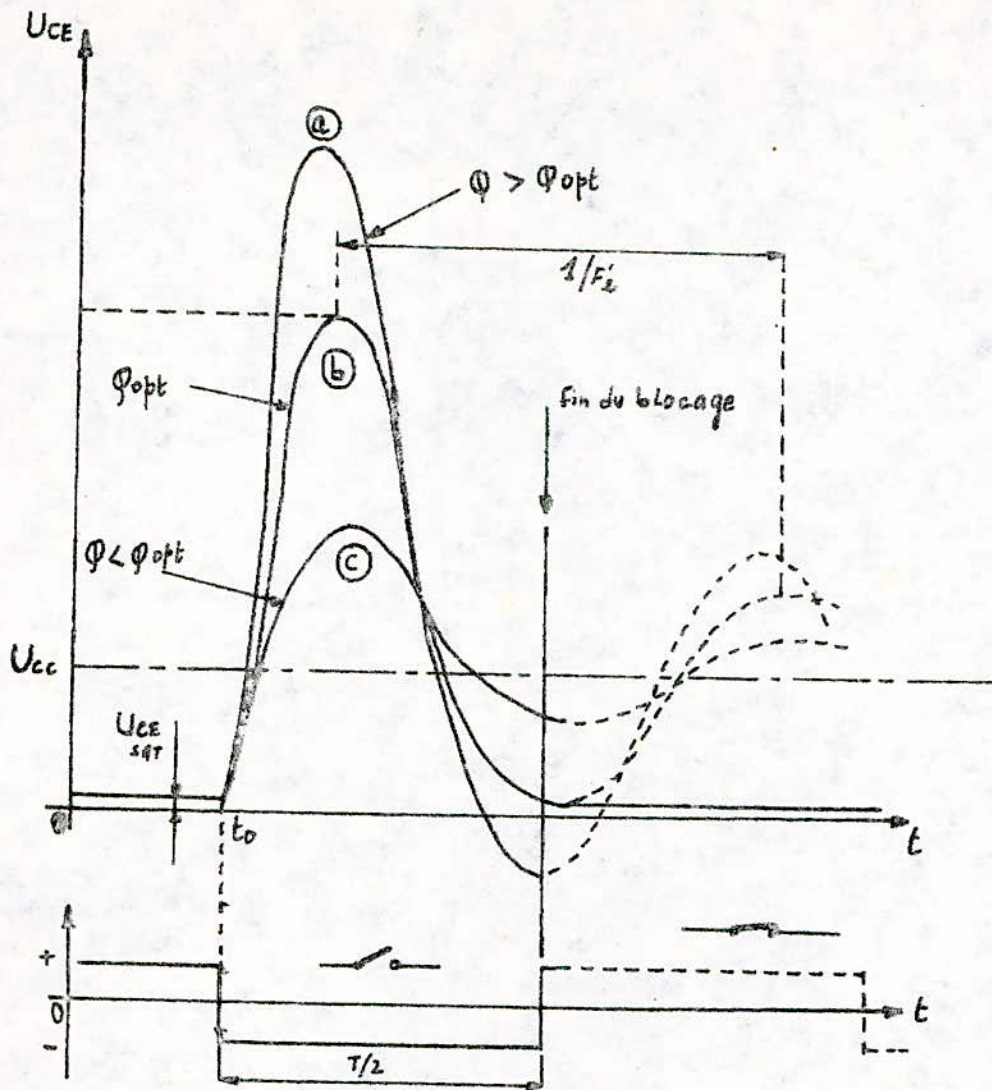
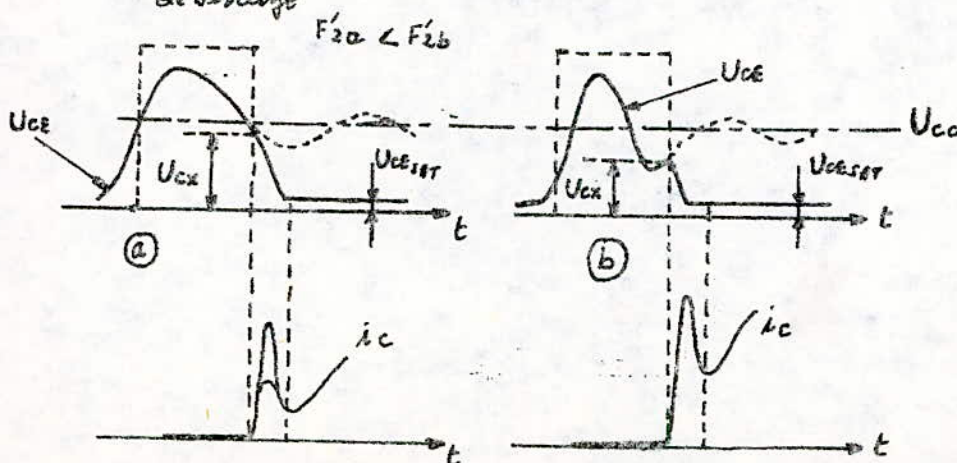


FIG 7: Réponse transitoire du circuit de charge à l'instant du blocage t_0
Apparition de la tension U_{CE} dont l'allure de variation dépend de φ_L .

FIG 8: si φ_L est trop faible, il subsiste une tension U_{cx} à la fin de la période de blocage



II.3. Influence du facteur de qualité :

- Si l'amortissement est trop important (Q_L trop faible), la tension aux bornes de C_1 ne pourra pas atteindre la valeur $U_{CE\text{ sat}}$ à la fin de la période de blocage (FIG 8 et courbe c de la FIG 7)

Il subsiste donc une certaine tension U_{Cx} aux bornes de C_1 à l'instant où le transistor est remis en conduction. C_1 devra par conséquent se décharger de U_{Cx} vers $U_{CE\text{ sat}}$, ce qui provoque une dissipation de puissance

$$P_{dc_1} = \frac{1}{2} C_1 \{ U_{Cx} - U_{CE\text{ sat}} \}^2 \cdot f$$

accompagnée d'une crête transitoire du courant i_c traversant l'interrupteur. Suivant la valeur de la pseudo-fréquence d'oscillation f'_2 , la tension U_{CE} varie selon les courbes a ou b de la figure 8

- Si l'amortissement est trop faible (Q_L trop grand), la tension oscillante peut devenir négative (FIG 9 et courbe @ de la FIG 7) au début de la mise en conduction du transistor. Ce dernier peut alors fonctionner dans le mode inversé (la jonction base collecteur polarisée dans le sens passant et la jonction base émetteur dans le sens bloqué) Ceci se traduit par une crête de courant négative

- Pour un amortissement optimal et une pseudo-fréquence de résonance f'_2 correcte, la tension oscillante peut atteindre exactement $U_{CE\text{ sat}}$ à la fin du blocage du transistor et ceci avec une pente $\frac{dU_{CE}}{dt}$ nulle (FIG 10 et courbe b de la FIG 7). La FIG 11 résume ces 3 cas.

La figure 11 montre les formes d'onde idéales de U_{CE} , de i_c et du courant

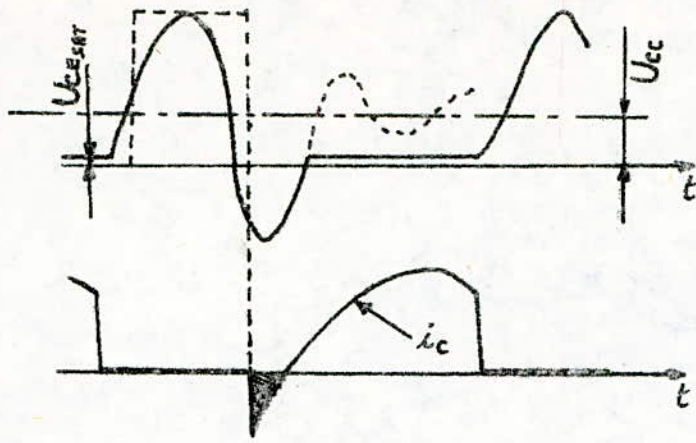


FIG 9: Pour une valeur élevée de Q_L , la tension oscillante devient négative, Apparition d'une pointe de courant négative.

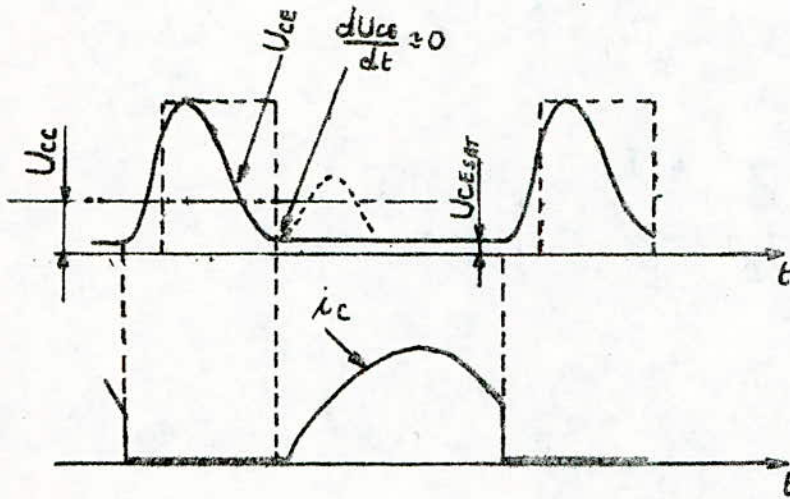


FIG 10: Formes d'ondes idéales de U_{CE} et de i_C pour un amortissement optimal et une pseudo-fréquence de résonance f_e correcte.

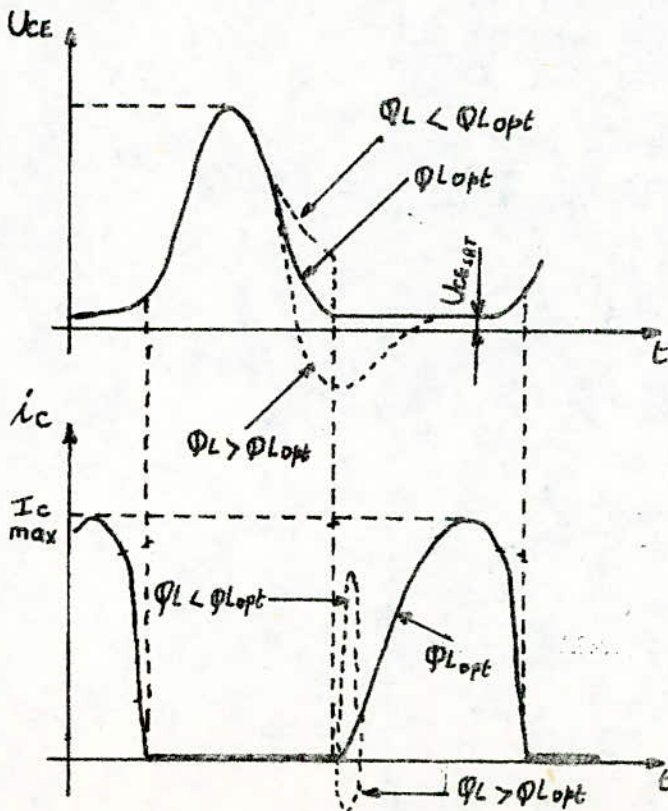


FIG 11: selon la valeur de Q_L , les formes d'onde de U_{CE} et de i_C sont différentes

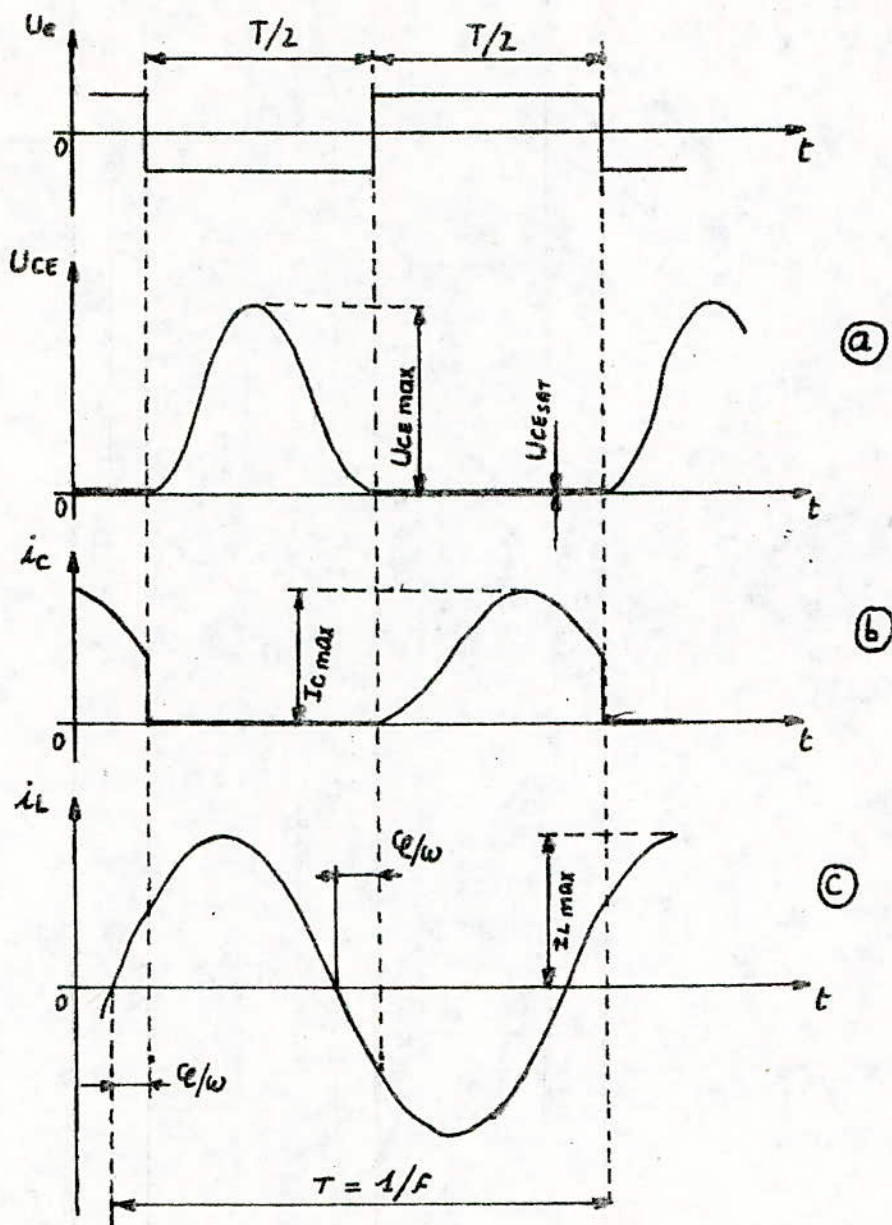


FIG 12: Formes d'ondes idéales de U_{ce} , de i_c et de i_L dans la charge. Le courant i_L est déphasé d'un angle φ par rapport au signal de commutation U_e .

i_L dans la charge. Le dernier étant sinusoïdal à la fréquence de commutation f pour une valeur suffisamment élevée de Q_L .

Le courant i_L est déphasé d'un angle φ par rapport au signal de commutation U_E

II.4. Conclusion :

Le fonctionnement optimal du montage sera assuré pour des valeurs bien déterminées des éléments du circuit.

Le choix du facteur de qualité en charge Q_L résulte d'un compromis entre les considérations de rendement et de contenu en harmoniques du signal de sortie.

Les considérations développées dans les paragraphes précédents permettent de dire qu'il existe une corrélation entre la valeur de Q_L choisie et la valeur des éléments L_2 , C_1 et C_2 .

CHAPITRE III

Amplification HF de puissance en classe E: Etude théorique.

Introduction:

Dans la première partie, on a exposé les idées de base et le fonctionnement physique de l'étage amplificateur HF en classe E. Dans cette deuxième partie, on se propose d'établir les relations fondamentales correspondantes ainsi que les formules pratiques et fiables pour le calcul des éléments du circuit.

On a vu que la tension de collecteur U_{ce} est déterminée

- par le transistor lorsque celui-ci est saturé
- par la réponse transitoire du circuit extérieur lorsque le transistor est bloqué.

La tension U_{ce} est à chaque instant celle qui existe aux bornes de C_1 et sa forme d'onde sera une fonction du courant de charge de cette capacité.

Le courant dans le transistor et dans C_1 dépendent de la tension de charge qui est à son tour une fonction de la tension collecteur.

Pour calculer les éléments du circuit de charge, on fait les hypothèses simplificatrices suivantes:

La self de choc (ou bobine d'arrêt) L_s permet seulement au courant continu de passer. Elle n'a pas de résistance série.

Le coefficient de qualité du circuit accordé série est assez élevé pour que

Le courant de sortie soit essentiellement une sinusoïde à la fréquence du signal de commande.

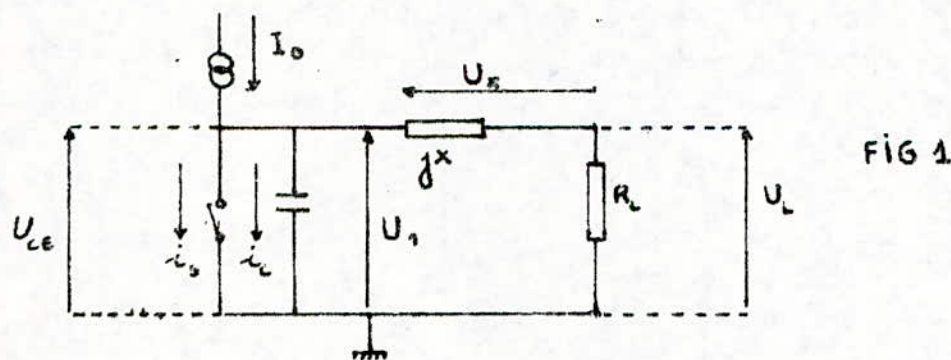
- L'action du commutateur est instantanée et sans pertes (sauf quand la capacité de shunt se décharge).

Dans cette partie, les calculs seront faits en fonction du rapport cyclique et de la pente de la tension collecteur. (dans la 1^{ère} partie on a considéré un rapport cyclique de 50% et une pente nulle)

Nous allons voir effectivement, qu'avec un rapport cyclique de 50% et une pente nulle, le rendement est optimum.

III.1. Fonctionnement pendant le blocage:

Le schéma de principe d'un étage en classe E a été illustré dans la 1^{ère} partie à la FIG 3. Son schéma équivalent est le suivant.



La réactance série jX est produite par la différence des réactances de l'inductance et de la capacité du circuit d'accord série. Le circuit série $L_2 C_2 R_L$ présente à la fréquence de commutation une réactance telle que:

$$Z_2 = R_L + jX.$$

La tension $U_1(0)$ est, pour l'instant fictive, mais c'est une référence avantageuse pour l'étude de cette analyse.

III.1.1 Relations de base:

La tension et le courant de sortie sont sinusoïdaux et ont la forme

$$u_L = U_L \sin(\theta + \varphi) \quad (1)$$

avec

$$\theta = \omega t$$

$$i_L = \frac{U_L}{R_L} \sin(\theta + \varphi) \quad (2)$$

L'angle φ est le déphasage entre la tension de sortie et le signal de commande. Il est représenté sur la FIG 2

Les paramètres U_L et φ seront, par la suite, déterminés.

La tension hypothétique $u_1(\theta)$ est aussi sinusoïdale, mais elle a une phase différente à cause de la réactance X . La tension aux bornes de X est encore sinusoïdale mais déphasée de 90° par rapport à u_L

$$u_1(\theta) = u_L(\theta) + u_X(\theta) \quad (3)$$

En remplaçant $u_L(\theta)$ et $u_X(\theta)$ par leurs expressions ^{en} transformant le résultat on obtient:

$$u_1(\theta) = U_1 \sin(\theta + \varphi_1) \quad (5)$$

avec

$$U_1 = U_L \left\{ 1 + \frac{X^2}{R_L^2} \right\}^{\frac{1}{2}} = \beta U_L \quad (6)$$

et

$$\varphi_1 = \varphi + \psi = \varphi + \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{X}{R_L}\right) \quad (7)$$

La tension $u_1(\theta)$ est une tension hypothétique car elle ignore la présence de l'interrupteur qui est manœuvré périodiquement, et qui

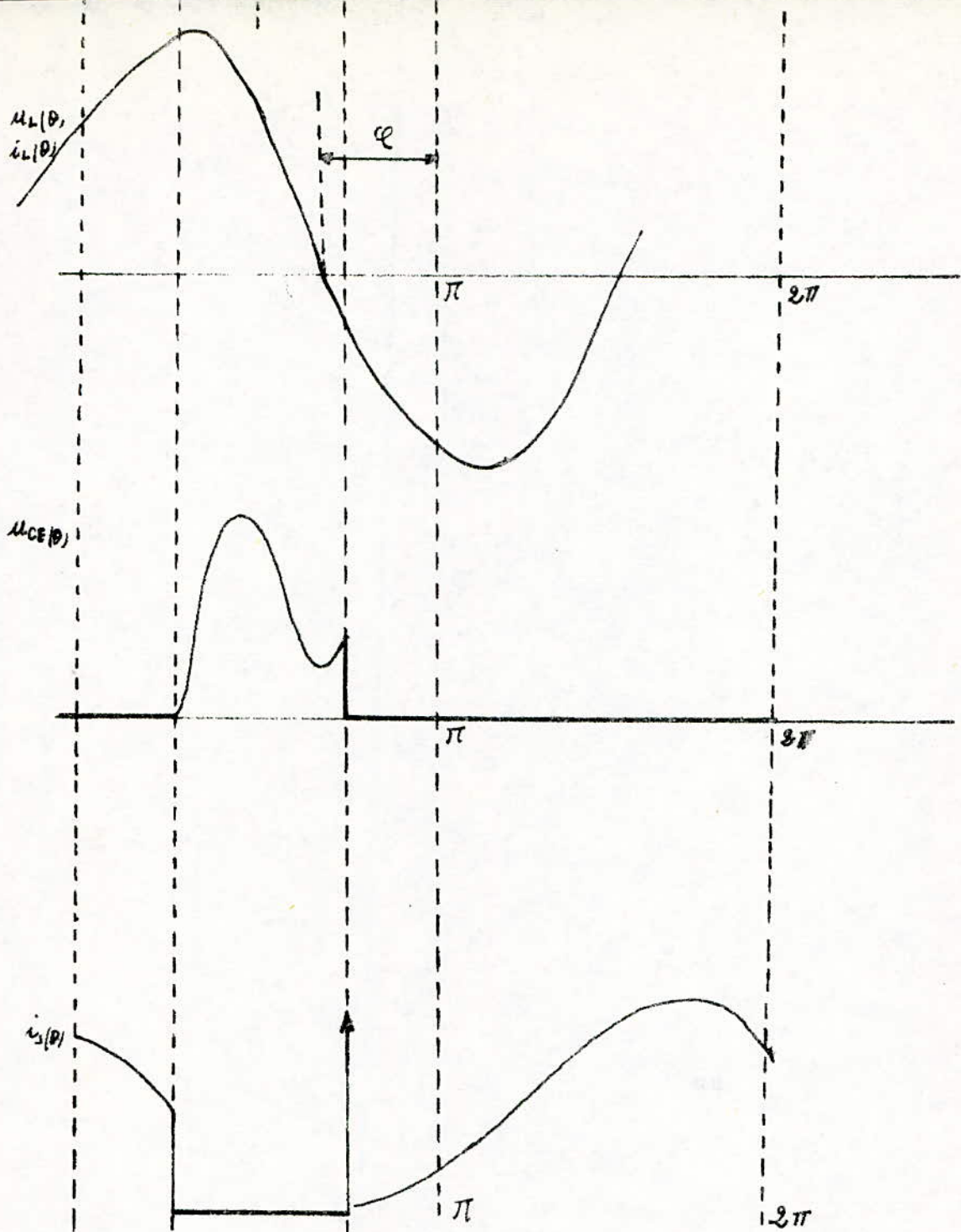
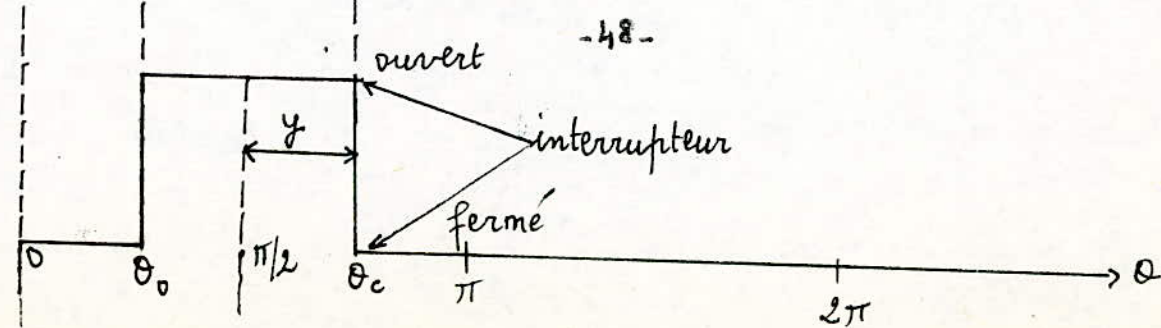


FIG2: Formes d'onde en classe E



impose à la tension u_{ce} une forme impulsionnelle.

III.1.2 Courant de charge de la capacité C_1 :

Puisque la bobine d'arrêt L_1 force un courant continu I_0 et le circuit série accordé un courant de sortie sinusoïdal, la différence de ces deux courants doit passer dans la capacité C_1 quand le transistor est bloqué.

Le courant de charge de C_1 est donc:

$$i_c = I_0 - i_c(\theta)$$

c'est à dire

$$i_c = I_0 - I_c \sin(\theta + \varphi). \quad (8)$$

III.1.3. Tension de collecteur:

La tension u_{ce} est due à la charge de la capacité C_1 par la différence des courants $i_c(\theta)$ et I_0 .

L'expression de u_{ce} s'écrit

$$u_{ce} = \frac{1}{\omega C_1} \int_{\theta_0}^{\theta} i_c(u) du. \quad (9)$$

où θ_0 est l'instant de blocage du transistor.

Comme la tension collecteur est différente de zéro seulement pendant le blocage du transistor, il est intéressant de décrire les formes d'onde en termes de demi-temps de blocage γ (exprimé en radian).

Le milieu du temps de blocage est arbitrairement fixé à $\frac{\pi}{2}$ (FIG 2).

Les instants de commutation deviennent

$$\theta(\text{blocage}) = \frac{\pi}{2} - \gamma$$

$$\theta(\text{conduction}) = \frac{\pi}{2} + \gamma$$

La tension de collecteur à $\omega t = \theta$ peut maintenant être calculée en développant la relation

$$u_{cE}(\theta) = \frac{1}{B} \int_{(\frac{\pi}{2} - \gamma)}^{\theta} \left\{ I_0 - \frac{U_L}{R_L} \sin(u + \varphi) \right\} du \quad (10)$$

Le calcul de l'intégrale donne:

$$u_{cE}(\theta) = \frac{I_0}{B} \left(-\frac{\pi}{2} + \gamma \right) + \frac{U_L}{BR_L} \sin(\varphi - \gamma) + \frac{I_0}{B} \theta + \frac{U_L}{BR_L} \cos(\theta + \varphi) \quad (11)$$

avec

$$B = \omega C_1 \quad (12)$$

Comme le circuit accordé a une impédance nulle pour la fréquence fondamentale du courant, il ne peut y avoir de chute de tension à ses bornes et on peut admettre que l'amplitude U_1 de la tension hypothétique est égale à celle du terme fondamental du développement en série de Fourier de u_{cE} .

$$U_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{cE} \sin(\theta + \varphi_1) d\theta \quad (13)$$

l'intégration donne.

$$\begin{aligned} U_1 = & -2 \left\{ \frac{I_0}{\pi B} \left(\frac{\pi}{2} - \gamma + \varphi_1 \right) + \frac{U_L}{\pi BR_L} \sin(\gamma - \varphi) \right\} \cos \varphi_1 \sin \gamma \\ & + \frac{I_0}{B} \left\{ -2 \sin \varphi_1 \sin \gamma + 2 \left(\frac{\pi}{2} + \varphi_1 \right) \cos \varphi_1 \sin \gamma + 2 \gamma \sin \varphi_1 \cos \gamma \right\} \\ & - \frac{U_L}{2\pi BR_L} \left\{ \sin(2\varphi + \varphi) \sin 2\gamma - 2\gamma \sin \varphi \right\} \end{aligned} \quad (14)$$

Comme $U_1 = \int U_L$, les relations (13) et (14) donnent

$$\int U_L + U_L \left\{ \frac{\sin(2\varphi + \psi) \sin 2\gamma - 2\gamma \sin \psi}{2\pi B R_L} + \frac{2 \sin(\gamma - \varphi) \cos \varphi_1 \sin \gamma}{\pi B R_L} \right\}$$

$$= \frac{I_0}{\pi B} \left\{ (-\pi + 2\gamma - 2\varphi_1 + \pi + 2\varphi_1) \cos \varphi_1 \sin \gamma + (2\gamma \cos \gamma - 2 \sin \gamma) \sin \varphi_1 \right\} \quad (15)$$

L'expression de U_L est finalement :

$$U_L = I_0 R_L h(\varphi, \psi, \gamma, B, R_L, \rho) \quad (17)$$

avec

$$h = \frac{2\gamma \sin \gamma \cos \varphi_1 + (2\gamma \cos \gamma - 2 \sin \gamma) \sin \varphi_1}{\pi B R_L \rho + \frac{1}{2} \sin(2\varphi + \psi) \sin 2\gamma - \gamma \sin \psi + 2 \sin(\gamma - \varphi) \cos \varphi_1 \sin \gamma} \quad (16)$$

Comme la composante fondamentale de la tension de collecteur est par définition une sinusoïde de phase φ_1 , il ne peut y avoir de cosinus ou de composante quadratique par rapport à la phase φ_1 . Une seconde relation de U_L peut être déterminée.

$$0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u_{c1} \cos(\theta + \varphi_1) d\theta \quad (18)$$

Le calcul de l'intégrale donne :

$$0 = \left\{ \frac{I_0}{\pi B} \left(\gamma - \frac{\pi}{2} - \varphi_1 \right) + \frac{U_L}{\pi B R_L} \sin(\varphi - \gamma) \right\} \left\{ -2 \sin \varphi_1 \sin \gamma \right\}$$

$$+ \frac{I_0}{\pi B} \left\{ -2 \cos \varphi_1 \sin \gamma - 2 \left(\frac{\pi}{2} + \varphi_1 \right) \sin \varphi_1 \sin \gamma + 2\gamma \cos \varphi_1 \cos \gamma \right\}$$

$$- \left\{ \frac{U_L}{2\pi B R_L} \sin 2\gamma \cos(2\varphi_1 + \psi) + \frac{\gamma U_L \cos \psi}{\pi B R_L} \right\} \quad (19)$$

La seconde expression de U_L est :

$$U_L = I_0 R_L g(\varphi, \psi, \gamma) \quad (21)$$

avec

$$g = \frac{2\gamma \sin \varphi, \sin \gamma - 2\gamma \cos \varphi, \cos \gamma + 2 \cos \varphi, \sin \gamma}{-2 \sin(\varphi - \gamma) \sin \gamma \sin \varphi_1 - \frac{1}{2} \sin 2\gamma \cos(2\varphi + \psi) + \gamma \cos \psi} \quad (20)$$

Les relations (17) et (21) donnent

$$g(\varphi, \psi, \gamma) = h(\varphi, \psi, \gamma, B, R_L, f) \quad (22)$$

Si les valeurs des composantes et le rapport cyclique ont été spécifiés, φ serait la seule inconnue dans (22)

III.1.4 Détermination de la tension crête de collecteur

La valeur crête de la tension de collecteur a lieu à l'instant où la dérivée de u_{ce} s'annule

En remplaçant U_L par $I_0 R_L g$ dans l'expression de u_{ce} on obtient

$$u_{ce} = \frac{I_0}{B} \left\{ \left(\gamma - \frac{\pi}{2} \right) + \theta + g \sin(\varphi - \gamma) + g \cos(\theta + \varphi) \right\} \quad (23)$$

La dérivée de u_{ce} est :

$$\frac{du_{ce}}{d\theta} = \frac{I_0}{B} \left\{ 1 - g \sin(\theta_{ce \max} + \varphi) \right\} \quad (24)$$

La tension collecteur est maximum pour.

$$\theta_{u_{ce \max}} = \arcsin \frac{1}{g} - \varphi \quad (25)$$

La valeur de $u_{ce \max}$ se déduit de la relation (23) en remplaçant θ par $\theta_{u_{ce \max}}$

III.1.5 Rendement :

Exprimons la tension d'alimentation U_{cc} en fonction des autres

paramètres ($U_{ce\text{sat}}$ et la tension aux bornes de la bobine d'arrêt étant supposées nulle).

L'utilisation des relations (11) et (21) et l'abréviation de $g(\varphi, \gamma, \psi)$ par g donne

$$U_{cc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{ce}(\theta) d\theta \quad (26)$$

Comme $u_{ce}(\theta)$ n'existe que pendant la période de blocage du transistor la relation ci-dessus devient:

$$U_{cc} = \frac{I_0}{2\pi B} \int_{(\frac{\pi}{2}-\gamma)}^{(\frac{\pi}{2}+\gamma)} \left\{ \left[\gamma - \frac{\pi}{2} + g \sin(\varphi - \gamma) \right] + \theta + g \cos(\theta + \varphi) \right\} d\theta \quad (27-28)$$

ou encore

$$\boxed{U_{cc} = I_0 R_0} \quad (29)$$

avec

$$R_0 = \frac{1}{2\pi B} \left\{ \left[2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\varphi - \gamma) \right] - 2g \sin \varphi \sin \gamma \right\}$$

R_0 est la résistance que présente l'amplificateur pour la source d'alimentation

Il est maintenant possible de calculer la puissance fournie, la puissance de sortie et le rendement.

La puissance de sortie est:

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{1}{2} I_0^2 g^2 R_L \quad (30)$$

en introduisant R_0 on obtient

$$P_s = \frac{1}{2R_0} \left\{ U_{cc}^2 g^2 R_L \right\} \quad (30)$$

La puissance fournie est:

$$P_o = U_{cc} I_o$$

ou encore

$$P_o = \frac{U_{cc}^2}{R_o} \quad (31)$$

Le rendement est alors :

$$\eta = \frac{g^2 R_L}{2 R_o} \quad (32)$$

L'obtention d'un rendement élevé peut être possible si les paramètres du circuit sont choisis de façon qu'à la fin de la période de blocage $U_{ce} = U_{ce \text{ ext}} = 0$ et $\frac{dU_{ce}}{dt} = 0$

La pente de la tension de collecteur à la fin de la période de blocage et le rapport cyclique sont deux autres options de calcul, en plus de la capacité shuntant le transistor et de la réactance du circuit accordé série.

À la fin de la période de blocage, la tension collecteur doit être nulle. En égalant l'équation (23) à zéro pour $\theta = \frac{\pi}{2} + y$ on obtient

$$0 = 2y - 2g \cos \varphi \sin y \quad (33)$$

et

$$\cos \varphi = \frac{y}{g \sin y} \quad (34)$$

c'est la première contrainte sur g et φ

La pente, lors de la remise en conduction du transistor peut être aussi définie. Soit ξ la pente normalisée

$$\varphi = \frac{1}{U_{cc}} \left. \frac{d u_{ce}(\theta)}{d \theta} \right|_{\theta = \frac{\pi}{2} + \gamma} \quad (35)$$

le calcul donne :

$$\varphi = \frac{I_0}{B U_{cc}} \left\{ 1 - g \cos(\gamma + \varphi) \right\} \quad (36)$$

En introduisant enfin R_0 on obtient

$$\varphi = \frac{1}{R_0 B} \left\{ 1 - g \cos(\gamma + \varphi) \right\} \quad (37)$$

La relation (28) donne alors :

$$R_0 B = \frac{1}{2\pi} \left\{ 2\gamma^2 + 2\gamma g \sin(\varphi - \gamma) - 2g \sin \varphi \sin \gamma \right\} \quad (38)$$

Les relations (37) et (38) donnent

$$\left\{ \pi \cos \gamma - \varphi \gamma \sin \gamma \right\} \cos \varphi + \left\{ -\pi \sin \gamma + \varphi \gamma \cos \gamma - \varphi \sin \gamma \right\} \sin \varphi = \frac{\pi - \varphi \gamma^2}{g} \quad (39)$$

Le choix de la valeur de φ donne la seconde contrainte sur les valeurs de g et φ .

On a maintenant deux contraintes sur deux inconnues, g et φ .

La solution est donc possible. Elle est obtenue en divisant les côtés gauche et droit de (39) par les côtés gauche et droit de (38) respectivement.

$$\left\{ \pi \cos \gamma - \varphi \gamma \sin \gamma \right\} + \left\{ -\pi \sin \gamma + \varphi \gamma \cos \gamma - \varphi \sin \gamma \right\} \operatorname{tg} \varphi = (\pi - \varphi \gamma^2) \frac{\sin \gamma}{g} \quad (40)$$

En arrangeant cette formule on obtient:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\frac{\sin y}{y} - \cos y}{\frac{y}{\pi} \cos y - \left(1 + \frac{y}{\pi}\right) \sin y} \quad (41)$$

Une fois que φ est déterminé, g peut être calculé par la relation (34)

$$g = \frac{I_y \sin \varphi}{\cos \varphi \sin y} \quad (42)$$

d'après la relation (22) on a

$$g = \frac{2y \sin \varphi \sin y - 2y \cos \varphi \cos y + 2 \cos \varphi \sin y}{-2 \sin(\varphi - y) \sin y \sin \varphi - \frac{1}{2} \sin 2y \cos(2\varphi + \varphi) + y \cos \varphi} \quad (43)$$

Comme la valeur de g a été déterminée, la seule inconnue est maintenant l'angle de phase φ de la charge. En développant les termes contenant φ et en séparant $\cos \varphi$ et $\sin \varphi$ dans la relation (43), on obtient:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{-2g \sin y \sin y \sin(\varphi - y) - 2g \sin \varphi \sin y + 2y \cos \varphi \cos y - 2 \cos \varphi \sin y - \frac{1}{2} g \sin 2y \cos 2\varphi}{2g \cos \varphi \sin y \sin(\varphi - y) - 2 \sin \varphi \sin y + 2y \sin \varphi \cos y + 2y \cos \varphi \sin y - \frac{1}{2} g \sin 2y \sin 2\varphi} \quad (44)$$

III^e fonctionnement en régime de saturation:

Il nous permet de trouver les particularités du courant de saturation de collecteur i_s (amplitude et forme d'onde)

Le courant de collecteur i_s est maximum à l'instant où le courant d'

de sortie i_L passe par une valeur extrême.

Le maximum de i_s aura lieu pour :

$$\frac{di_s}{d(\omega t)} = \frac{di_L}{d(\omega t)} = 0$$

Où i_s est donné par :

$$i_s = I_0 - I_L \sin(\theta + \varphi) \quad (45)$$

La dérivée s'écrit

$$\frac{di_s}{d(\omega t)} = -I_L (\cos \theta \cos \varphi - \sin \theta \sin \varphi) \quad (46)$$

elle s'annule pour

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{\sin \theta}{\cos \theta} = \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi}$$

La valeur de θ correspondant à $i_{s, \max}$ est donc :

$$\theta = \operatorname{arctg} \left\{ \frac{\cos \varphi}{\sin \varphi} \right\} + K\pi \quad (47)$$

III.3. Détermination des paramètres du circuit pour un rendement élevé :

L'obtention d'un rendement élevé est possible avec une variété de valeurs de la pente φ et du rapport cyclique γ .

Les effets du choix de φ et de γ sont illustrés par deux exemples. Les valeurs des composantes pour un résultat optimum seront alors déterminées.

Un rapport cyclique de 50% (correspondant à $\gamma = \frac{\pi}{2}$) est utilisé pour le 1^{er} exemple (avec $R_L = 1$ et $U_{cc} = 1$). Les valeurs de $B (= \omega L_1)$ et de φ pour un rendement de 100% et avec une valeur spécifique de φ sont montrées à la figure 3. Les formes de la tension de collecteur et de

courant sont illustrées à la figure 4.

Pour un rapport cyclique de 50%, les valeurs de φ inférieures à $-\pi$ ne sont pas réalisées car elles demandent une capacitance négative.

La figure 5 décrit la puissance de sortie P_s et la puissance de sortie max. On remarque que les puissances P_s et $P_{s,max}$ décroissent rapidement vers zéro quand φ approche de $-\pi$. Quand φ prend des valeurs positives, P_s croît lentement alors que $P_{s,max}$ décroît lentement. Le second exemple illustre les effets du choix des différents rapports cycliques, φ étant fixée à zéro. Les valeurs de B et de γ , pour un rendement de 100%, sont illustrées à la figure 6, tandis que leurs formes d'ondes correspondantes sont illustrées à la figure 7.

Les puissances de sortie P_s et $P_{s,max}$ sont décrites par la figure 8. Tandis que la puissance P_s passe par un maximum pour un rapport cyclique de zéro, le maximum de $P_{s,max}$ est donné pour un rapport cyclique de 50%.

D'après ces différents exemples, le point qui donne un résultat optimum est donné pour un rapport cyclique de 50% ($\gamma = \frac{\pi}{2}$) et une pente φ nulle ($\varphi = 0$)

Les paramètres assurant un rendement optimum peuvent maintenant être calculés.

La relation (41) donne :

$$\boxed{\operatorname{tg} \varphi = -\frac{2}{\pi}} \quad (48)$$

et

$$\boxed{\varphi = -32,482^\circ (= -0,56691 \text{ rad})} \quad (49)$$

on déduit immédiatement

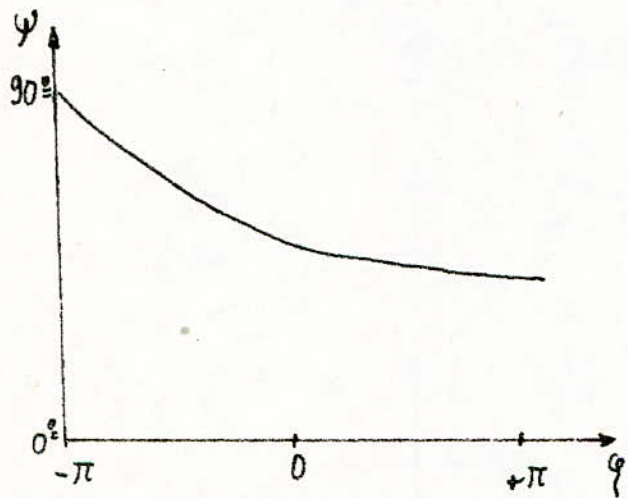
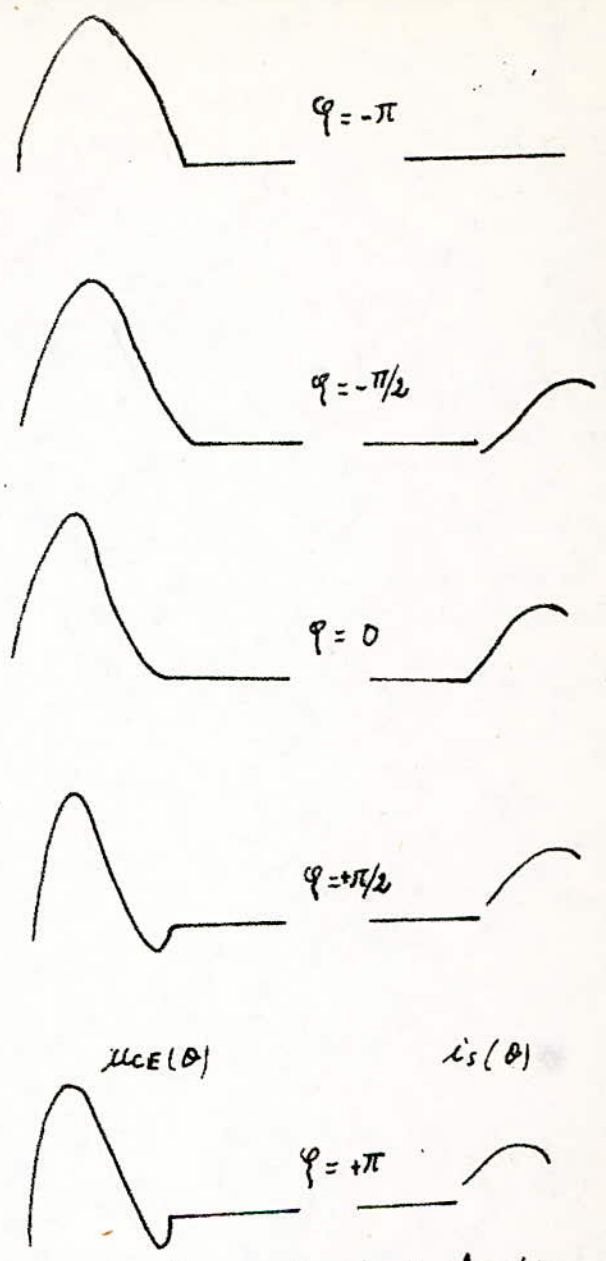
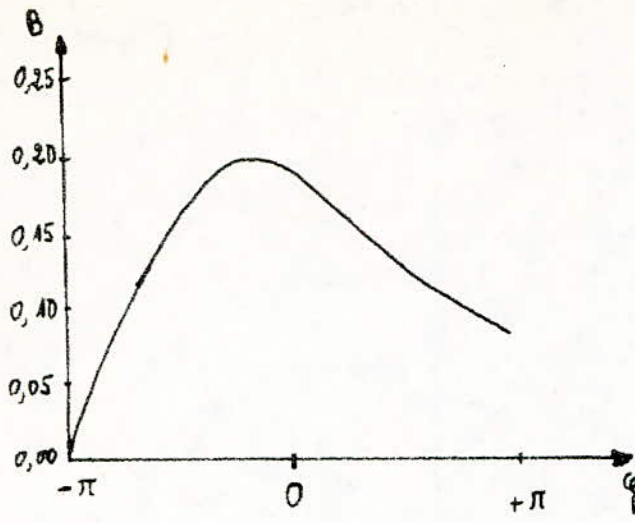


FIG 3: valeurs des elements du circuit
 Pour un rendement de 100% et avec
 un rapport cyclique de 50% ($R_L = 1$)

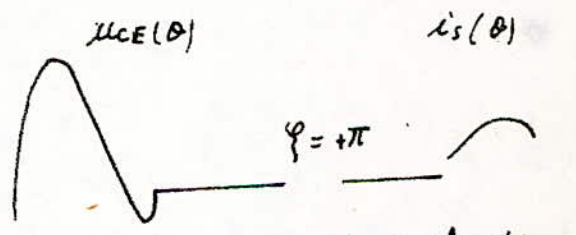


FIG 4: Formes d'onde en fonction de
 la pente φ avec un rapport cyclique
 de 50%

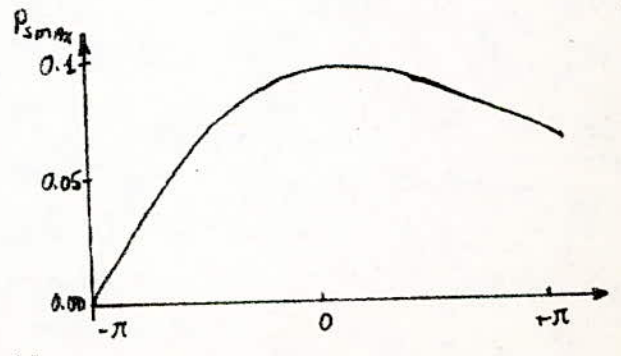
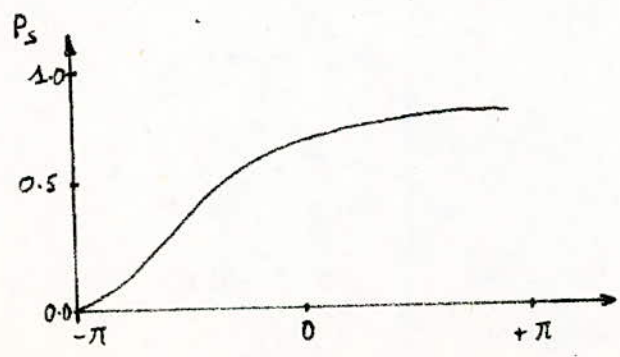


FIG 5: Puissance de sortie en fonction de la pente φ .
 ($R_L = 1, \mu_a = 1$) 59.

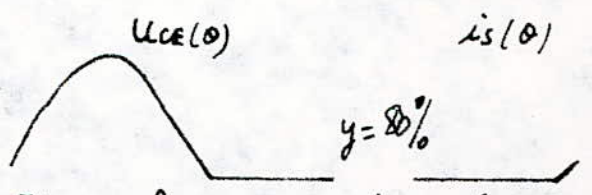
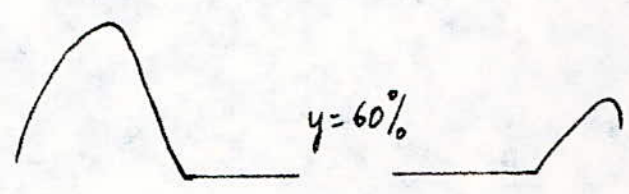
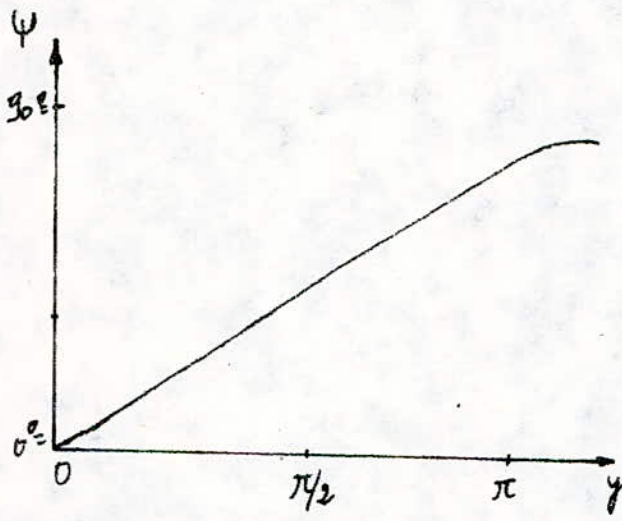
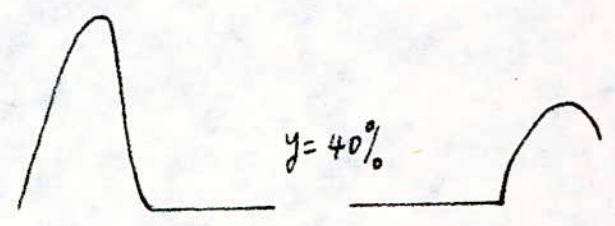
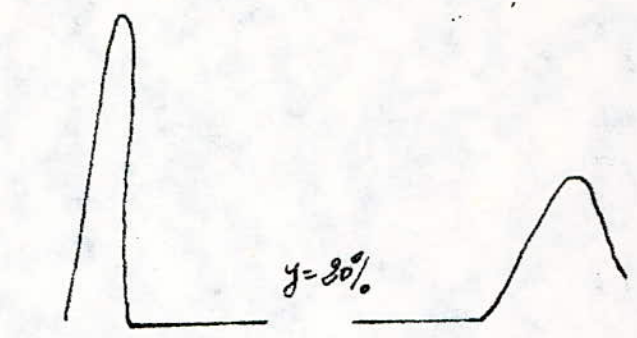
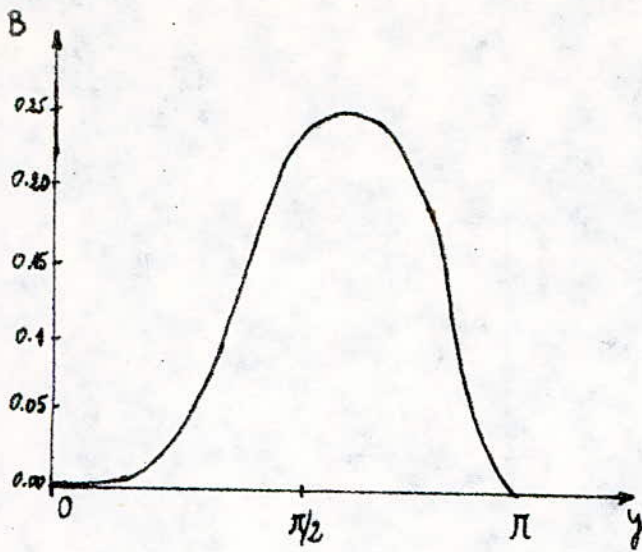


FIG 6: valeurs des éléments du circuit en fonction du rapport cyclique pour un rendement de 100% ($L=1, \varphi=0$)

FIG 7: formes d'onde en fonction du rapport cyclique ($\varphi=0$)

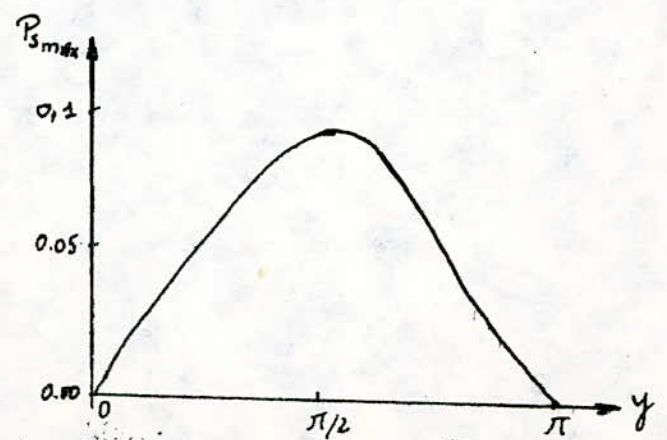
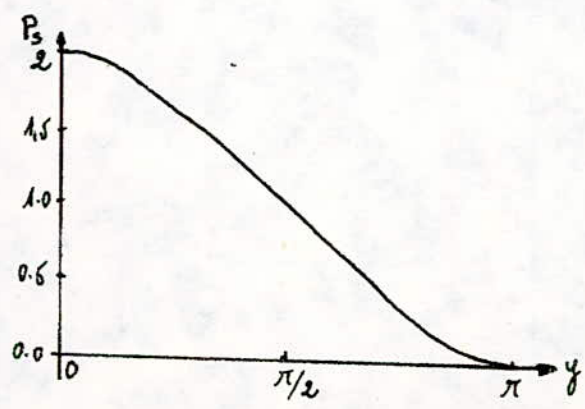


FIG 8: Puissance de sortie en fonction du rapport cyclique ($L=1, M_{cc}=1$)

$$\begin{aligned}\cos \varphi &= 0,84356 \\ \sin \varphi &= -0,53703\end{aligned}\quad (50)$$

la relation (48) donne:

$$g = 1,8621 \quad (51)$$

on tire ψ de la relation (44).

$$\psi = 49,052^\circ (= 0,85613 \text{ rad}) \quad (52)$$

on déduit l'angle $\varphi_1 = \varphi + \psi$

$$\varphi_1 = 16,57^\circ (= 0,289 \text{ rad}) \quad (53)$$

la relation (25) donne:

$$\theta_{u_{ce \max}} = 65^\circ \quad (54)$$

la relation (23) donne la tension crête de collecteur.

$$U_{ce \max} = 1,13446 \frac{I_0}{\omega C_1} \quad (55)$$

en réalité, U_{ce} atteint à la fin de la période de blocage la valeur $U_{ce \text{sat}}$

$$U_{ce \max} = U_{ce \text{sat}} + 1,13446 \frac{I_0}{\omega C_1} \quad (56)$$

prenons comme origine du temps l'instant où apparaît le front négatif de la tension de commande U_c

$$\text{pour } \omega t = \pi \quad i_c = -I_L \sin \varphi = I_0 \quad (57)$$

de même pour $\omega t = 0$ et $\omega t = 2\pi$

$$i_c = I_0$$

pour $\omega t = \pi \neq (2k+1)\pi$ (début de la mise en saturation du transistor)

théoriquement aucun courant ne traverse la capacité C_1 ($i_c = 0$)

la relation (8) donne pour $\omega t = \pi$ et $\varphi = -32,482^\circ$

$$I_L = 1,8621 I_0 \quad (58)$$

la valeur de θ correspondant à $i_{s,max}$ est d'après (47)

$$\theta = -57,52^\circ + K180^\circ \quad (59)$$

En introduisant dans (45) la valeur $\theta = -57,52$ et $\varphi = -32,48^\circ$ on trouve

$$I_{s,max} = 2,8621 I_0 \quad (60)$$

à la fin de la période de saturation ($\omega t = 0 \text{ ou } 2K\pi$), le courant collecteur est :

$$I_{s_0} = I_0 - I_{s,max} \sin \varphi$$

ou encore

$$I_{s_0} = 2I_0 \quad (61)$$

Les valeurs calculées ci-dessus sont représentées à la figure 9.

III.4. Calcul des éléments du circuit :

III.4.1 La bobine d'arrêt L_2

Le but de cette bobine est de forcer un courant continu dans le circuit et d'empêcher les courants HF de traverser l'alimentation. Ce qui impose la condition :

$$L_2 \geq \frac{10}{\omega^2 C_1} \quad (62)$$

III.4.2 Valeur de L_2 :

La valeur de L_2 sera déterminée par le choix du facteur de surtension en charge

$$Q_L = \frac{L_2 \omega}{R_L}$$

Une valeur élevée de Q_L assure une bonne réjection des harmoniques, tandis qu'une faible valeur de Q_L contribue à un rendement élevé

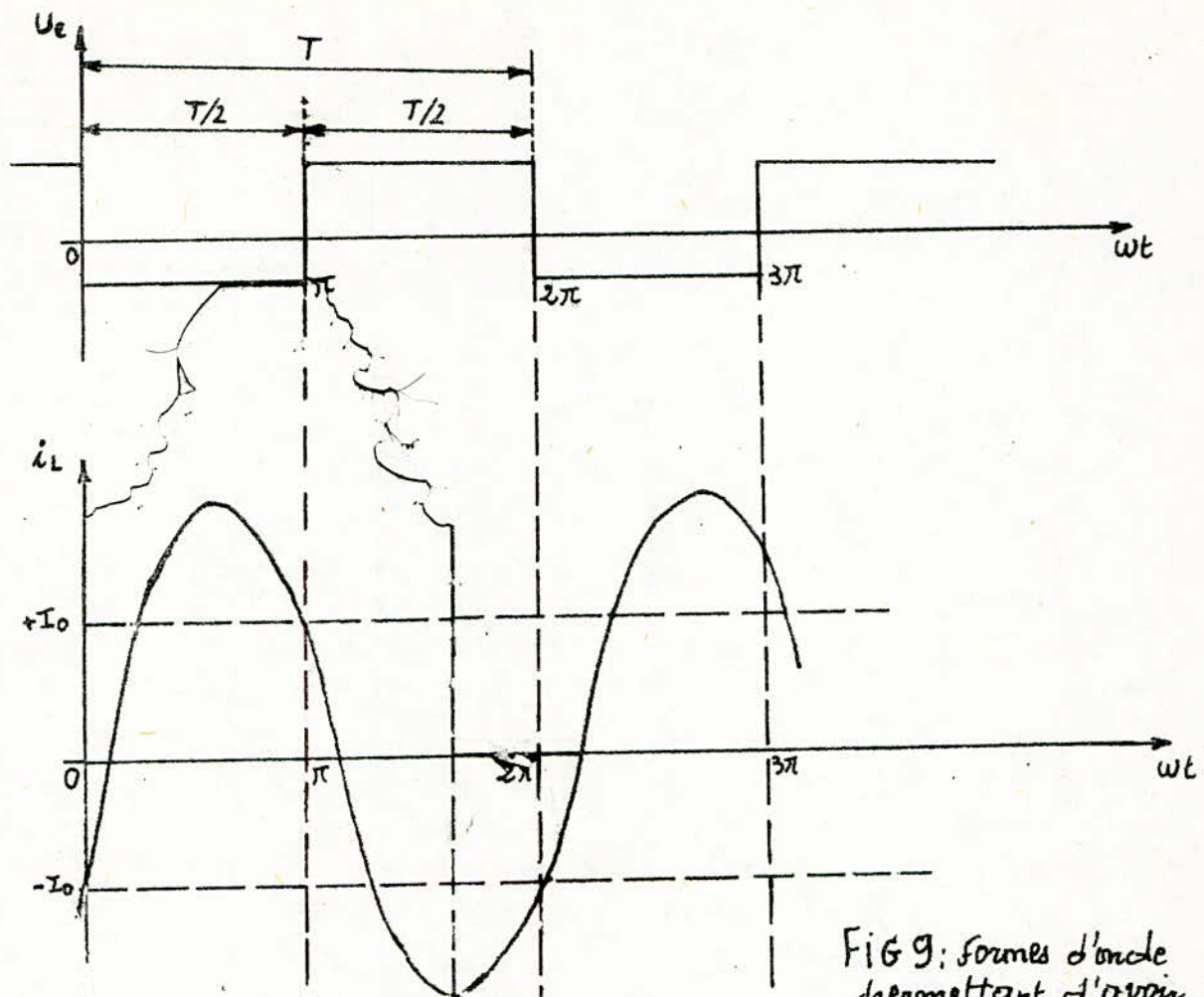
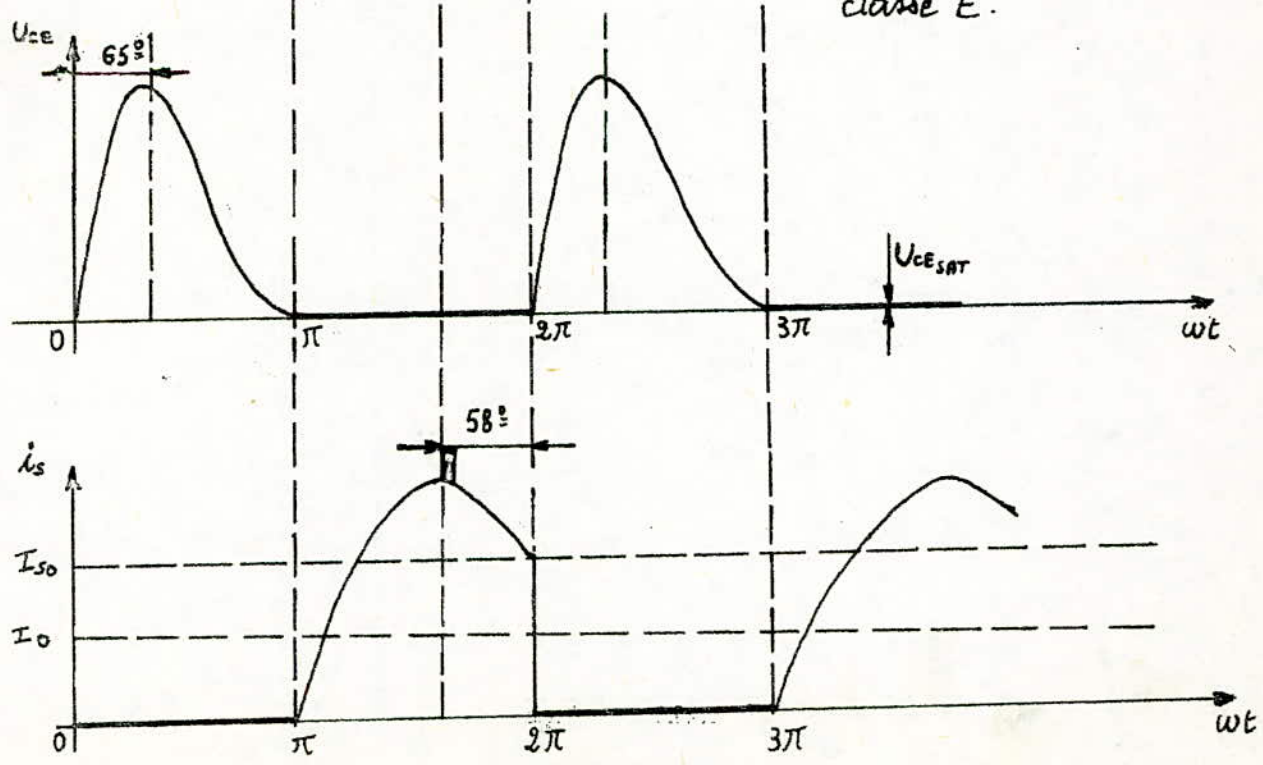


FIG 9: formes d'onde permettant d'avoir un rendement optimal en classe E.



Mais comme on l'a déjà montré dans la partie précédente (fonctionnement physique), une valeur trop petite de Q_L ne permettra pas à U_{ce} d'atteindre $U_{ce \text{ sat}}$ à la fin de la période de blocage. Pratiquement, on adopte pour Q_L des valeurs comprises entre 4 et 12 et on calcule L_2 par la relation:

$$L_2 = \frac{Q_L R_L}{\omega} \quad (63)$$

III.4.3 Valeur de C_1 :

D'après la relation (32) ($\eta = \frac{g^2}{2} \cdot \frac{R_L}{R_0}$), on a pour un rendement de 100%

$$R_0 = \frac{g^2 R_L}{2} \quad (64)$$

En substituant cette expression dans la relation (38) on obtient

$$C_1 = \frac{0,1836}{R_L \omega} \quad (65)$$

ou bien encore en substituant R_0 par $\frac{U_{ce}}{I_0}$ (avec $U_{ce \text{ sat}} \approx 0$)

En substituant cette expression dans la relation (38) on obtient

$$C_1 = \frac{I_0}{\pi \omega U_{ce}} \quad (66)$$

la relation (64) donne pour un rendement de 100%

$$R_0 = 1,74 R_L \quad (67)$$

III.4.4 Réactance du circuit de charge

On a défini précédemment l'angle ψ par:

la relation (64) donne pour un rendement de 100%

$$R_0 = 1,74 R_L \quad (67)$$

III.4.4 Réactance du circuit de charge

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{X}{R_L}$$

la relation (44) a donné (pour un rendement optimum).

$$\psi = 49,052^\circ$$

la réactance du circuit de charge est alors:

$$X = 1,1521 R_L$$

(68)

III.4.5 Valeur de C_2 :

La valeur de C_2 doit être telle que le circuit série $L_2 C_2 R_L$ présente à la fréquence de commande, la réactance calculée ci-dessus.

En posant $Q_L = \frac{L_2 \omega}{R_L}$, l'expression de C_2 est:

$$C_2 = \frac{1}{L_2 \omega^2} \left\{ 1 + \frac{1,1525}{Q_L - 1,1525} \right\}$$

(69)

cette relation fournit une condition pour le facteur de surtension en charge. En effet une valeur positive de C_2 impose

$$Q_L > 1,1525$$

III.4.6 Détermination de la résistance de charge:

La puissance utile P_s dépend de U_{cc} et de R_L (relation (30))

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{U_L^2}{R_L}$$

ou encore:

$$P_s = \frac{U_{cc}^2}{2 R_0^2} R_L$$

en remplaçant R_0 par sa valeur en fonction de R_L on obtient

$$R_L = \frac{0,57 U_{cc}^2}{P_s}$$

(70)

III.4.7 Amplitude de la tension HF :

Rappelons l'équation (6)

$$U_1 = \beta U_L = U_L \left\{ 1 + \left(\frac{x}{R_L} \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}}$$

avec (relation (21)) :

$$U_L = I_0 R_L g$$

Les relations (65) et (66) donnent l'expression du courant moyen.

$$I_0 = \frac{1}{R_L} \left\{ \pi U_{cc} g \cdot 0,1836 \right\}$$

l'amplitude de la tension HF est maintenant :

$$U_L = 1,074 U_{cc}$$

(71)

On peut donc dire que l'amplitude de la tension HF aux bornes de R_L est à peu de chose près égale à la valeur de la tension d'alimentation U_{cc} .

Il convient toutefois de tenir compte de la chute de tension provoquée par le courant continu I_0 traversant la résistance ohmique (résistance continue) R_s de la bobine d'arrêt. Cette chute de tension se retranche de la tension U_{cc} pour donner une tension d'alimentation effective

$$U'_{cc} = U_{cc} - R_s I_0$$

(72)

III.4.8. Contraintes imposées au transistor de commutation :

III.4.8.1 Tension de crête de collecteur.

La tension de crête que le transistor doit pouvoir supporter a déjà été trouvée en fonction de I_0 (relation (54))

$$U_{ce\max} = U_{ce\text{sat}} + 1,13446 \frac{I_o}{\omega C_1}$$

En remplaçant $\frac{I_o}{\omega C_1}$ par sa valeur tirée de la relation (66) on obtient

$$U_{ce\max} = 3,564 U_{cc} \quad (73)$$

III.4.8.2. Courant de crête de collecteur:

Une distinction s'impose ici. D'une part le courant de crête dans les conditions de travail optimales est donné par la relation (60)

$$I_{s\max} = 2,8621 I_o$$

ou bien encore en remplaçant I_o par sa valeur tirée de (30)

$$I_{s\max} = 2,8621 \frac{P_s}{U_{cc}} \quad (74)$$

d'autre part il faut considérer le courant de décharge de C_1 dans le cas où la tension à ses bornes n'est pas nulle au moment de la mise en conduction du transistor. En effet s'il subsiste une certaine tension U_{cx} aux bornes de C_1 à l'instant ($\omega t = 3\pi$), la capacité C_1 se décharge de U_{cx} vers $U_{ce\text{sat}} (\approx 0)$. Le phénomène s'accompagne d'une dissipation d'énergie

$$P_{dC_1} = \frac{1}{2} \left\{ U_{cx} - U_{ce\text{sat}} \right\}^2 C_1 \approx \frac{1}{2} U_{cx}^2 C_1 \quad (41)$$

la décharge aura lieu pendant un temps non nul.

Au cours des opérations de mise au point, le transistor devra donc pouvoir supporter des crêtes de courant répétitives (FIG 10)

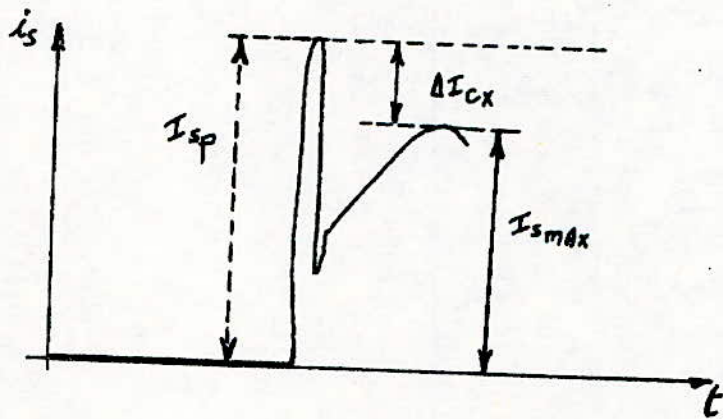
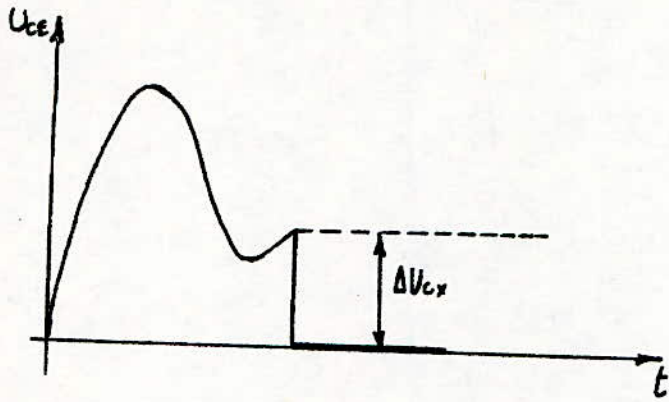


FIG 10: crêtes de courant pouvant dépasser I_{smax} .

$$I_{sp} = I_{smax} + \Delta I_{cx}$$

Ses pointes de courant peuvent créer des points chauds dans le transistor et amorcer le « claquage secondaire » (dans le cas d'un transistor bipolaire).

III.5 Procédure de calcul d'un étage classe E :

III.5.1. Données :

- Fréquence de travail : f
- Puissance utile désirée : P_s
- charge R_L
- taux d'harmonique admissible dans le signal de sortie : dh .

III.5.2 Marche à suivre :

III.5.2.1 Tension d'alimentation :

La tension d'alimentation U_{cc} nécessaire est tirée de la relation (70)

$$U_{cc} - U_{ce sat} = \left\{ \frac{P_s R_L}{0,577} \right\}^{1/2}$$

ou encore
$$U_{cc} \approx 1,4 \sqrt{P_s R_L}$$

Remarque: si la tension U_{cc} et la puissance P_s sont imposées, il s'agit de déterminer la charge R_L par la relation suivante

$$R_L = \frac{0,57 U_{cc}^2}{P_s}$$

III.5.2.2. Choix du coefficient de surtension (en fonction du taux d'harmonique admissible).

Si $Q_L > 3$ $dh_2 = \frac{0,51}{Q_L}$ et $dh_3 = \frac{0,08}{Q_L}$

III 5.2.3 Calcul des éléments C_1, C_2, L_2 et C_3 :

III 5.2.4 Les sollicitations en tension et en courant du transistor.

- La tension d'avalanche ou le blocage collecteur émetteur (U_{CEX})
Pour un transistor bipolaire, U_{CEX} est généralement assez proche de
la tension de claquage collecteur base ($U_{(BR)CBO}$).

On s'imposera la condition tirée de.

$$U_{CEX} \geq 3,5 U_{CC} \quad (A)$$

- le transistor doit admettre un courant moyen de collecteur

$$I_{CAV} \geq I_0 = \frac{P_0}{\eta U_{CC}}$$

Dans les conditions les plus défavorables le rendement est au moins
égal à 80%. La condition sur le courant moyen devient.

$$I_{CAV} \geq 1,25 \frac{P_0}{U_{CC}} \quad (B)$$

De plus le transistor doit admettre des crêtes de courant répétitives

$$I_{CM} \geq I_{C \max} = \frac{2,86 P_0}{U_{CC} - U_{CE \text{ sat}}} \quad (C)$$

Le choix du transistor se fera sur la base des relations A, B et
C ci-dessus.

Il est important également que le signal de commande u_e soit
d'amplitude suffisante pour garantir une saturation franche
du transistor.

CHAPITRE IV
 Résultats expérimentaux
 et annexe

IV.1 Calcul du filtre d'harmonique:

Le choix est porté sur le filtre Collin (réseau en π de la figure 1) car il donne les meilleures performances, tant au point de vue de l'atténuation des harmoniques qu'en ce qui concerne le rendement de transmission.

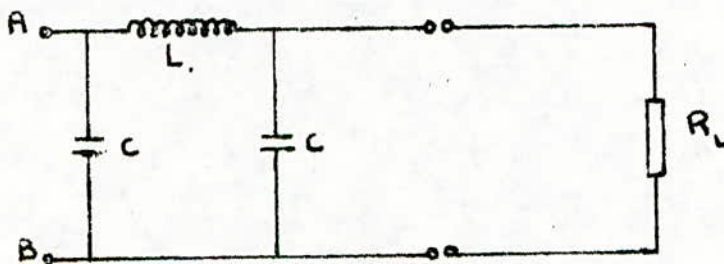


FIG 1. Filtre d'harmoniques chargé par R_L

Le filtre est fermé sur son impédance itérative si l'impédance de charge R_L se retrouve sur les bornes d'entrée A et B. L'impédance vue entre A et B est donnée par:

$$Z = \frac{1}{\left\{ \frac{C}{L} (2 - LC\omega^2) \right\}^{\frac{1}{2}}}$$

On doit donc vérifier la condition.

$$0 = \omega_1 \leq \omega < \omega_2 = \left\{ \frac{2}{LC} \right\}^{\frac{1}{2}}$$

dans cette gamme de fréquence Z est réelle.

On peut prendre pour Z une valeur ohmique correspondant à une fréquence quelconque prise dans cette gamme, comme par exemple la moyenne géométrique

$$\omega' = \{\omega_1, \omega_2\}^{\frac{1}{2}} = 0$$

Si on se donne la fréquence de coupure $\omega_c = \left\{ \frac{2}{LC} \right\}^{\frac{1}{2}}$ et l'impédance Z , on déduit L et C

$$L = \frac{2Z}{\omega_c}$$

$$C = \frac{1}{Z\omega_c}$$

IV.2 Possibilité de modulation en amplitude.

L'expression de la tension de sortie est :

$$u_c = R_L I_c \sin(\omega t + \varphi)$$

ou encore en fonction du courant moyen.

$$u_c = 1,86 R_L I_0 \sin(\omega t + \varphi)$$

La modulation d'amplitude consiste à faire varier, au rythme du signal à transmettre, l'amplitude ($1,86 R_L I_0$) de l'onde HF u_c . On voit que seul le courant moyen I_0 peut être l'objet d'une variation possible. En superposant à ce dernier un signal BF, la tension de sortie s'écrit :

$$u_c = A_0 \{ 1 + K \sin \Omega t \} \sin(\omega t + \varphi)$$

avec

$$A_0 = 1,86 R_L I_0'$$

$K = \frac{I_m}{I_0}$: Le taux de modulation.

et

$$I_0 = I_0' + I_m \sin \Omega t$$

$I_m \sin \Omega t$ étant le signal modulant (supposé sinusoïdal).

On démontre que la puissance crête (W_c) d'une onde A.M est une fonction de la puissance utile en porteuse (W_p) et du taux de modulation

$$W_c = W_p \{1 + K\}^2$$

Si la HF est modulée au taux maximal 100% ($K=1$), la puissance instantanée de crête est égale à $4 W_p$.

La puissance moyenne d'une onde AM est donnée par.

$$W_m = W_p \left(1 + \frac{K^2}{2}\right)$$

elle augmente avec le taux de modulation et atteint $1,5 W_p$ en modulation de 100%.

Remarque:

Les expressions de $U_{ce \max}$ et $I_{c \max}$ sont maintenant dépendantes du taux de modulation K , il faudrait donc en tenir compte lors du choix du transistor.

En effet

$$U_{ce \max} = \frac{1}{\omega C_1} \left\{ 1,13 I_0' (1 + K) \right\}$$

Sans modulation ($K=0$) la tension maximale est:

$$U_{ce \max} (K=0) = 3,5 U_{cc}$$

Pour un taux de modulation maximale de 100% ($K=1$).

$$U_{ce\max}(K=1) = 7 U_{cc}$$

de la même façon le courant maximal devient (pour $K=1$)

$$I_{c\max} = 5,72 \frac{P_s}{U_{cc}}$$

IV 3 Circuit expérimental.

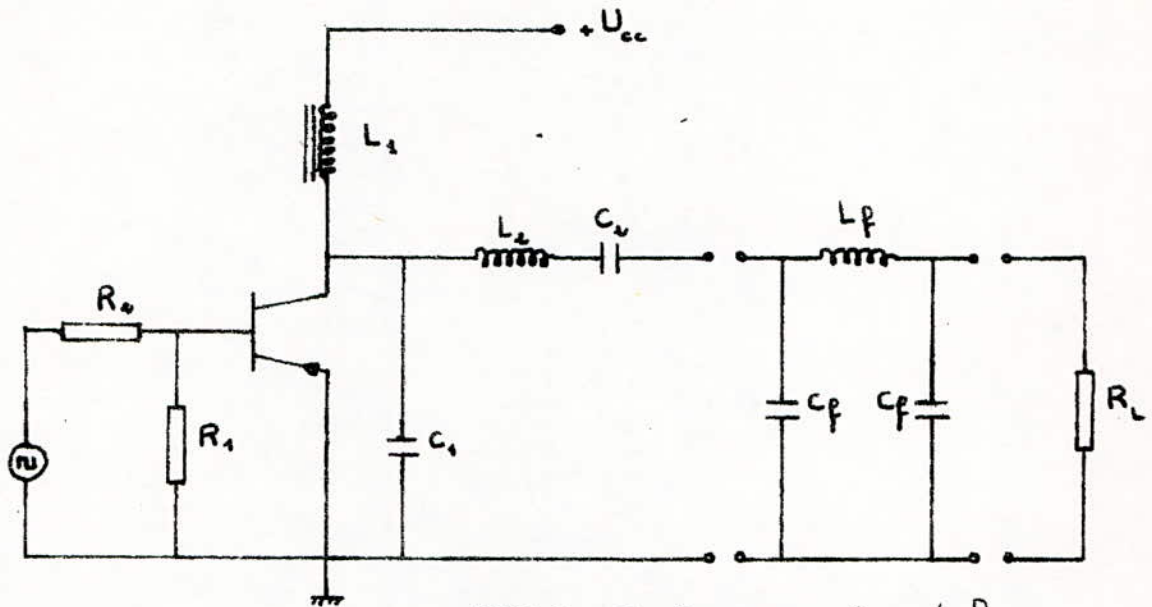


FIG 2. Montage expérimental

Le montage que nous avons réalisé au laboratoire est celui de la figure 2. Dans un premier temps les mesures ont été faites sans filtre d'harmoniques. Avec les données suivantes :

$$P_s = 2 \text{ W}$$

$$R_L = 50 \Omega$$

$$f = 100 \text{ KHz}$$

les notes de calcul relatif à cet étage en classe E sont :

- tension d'alimentation

$$U_{cc} \geq 1,4 \sqrt{2 \cdot 50} = 14 \text{ Volts}$$

$$U_{cc} = 15 \text{ Volts}$$

- Le transistor devra supporter une tension de crête

$$U_{CE \max} = 3,5 U_{cc} = 52,5 \text{ Volts}$$

- Le courant de crête:

$$I_{c \max} = \frac{2,86 \cdot 2}{15} = 0,381 \text{ A}$$

- Le courant moyen de collecteur:

$$I_{c \text{ moy}} = I_o = 1,25 \cdot \frac{2}{15} = 0,166 \text{ A}$$

Le transistor BD 178 a été utilisé. Il possède les caractéristiques suivantes: $V_{CE \max} = 60 \text{ V}$; $I_{c \max} = 3 \text{ A}$; $f_c = 3 \text{ MHz}$.

- Pour un facteur de surtension en charge $Q_L = 5$, on trouve:

$$L_2 = 3,97 \cdot 10^{-4} \text{ H} \approx 0,4 \text{ mH}$$

$$C_1 = 6,366 \text{ nF}$$

$$L_1 = 6 \text{ mH} \geq 10 L_2$$

Pour éviter que le transistor fonctionne avec la base ouverte en absence de signal de commande, une résistance (R_1) de $1 \text{ k}\Omega$ est connectée entre base et émetteur. Cette résistance se trouve shuntée par la faible valeur de la résistance d'entrée du transistor, chaque fois que ce dernier est saturé.

Grâce à la résistance (R_2) de 33Ω en série, la résistance d'entrée du montage se maintient approximativement à 50Ω (adaptation du générateur utilisé pour la commande).

Nous avons obtenu les résultats suivants :

$$U_L \text{ (crête à crête)} = 28 \text{ V}$$

$$I_o = 162 \text{ mA}$$

La puissance utile de sortie est :

$$P_s = \left(\frac{U_L}{2}\right)^2 \frac{1}{2R_L} = 1,96 \text{ W.}$$

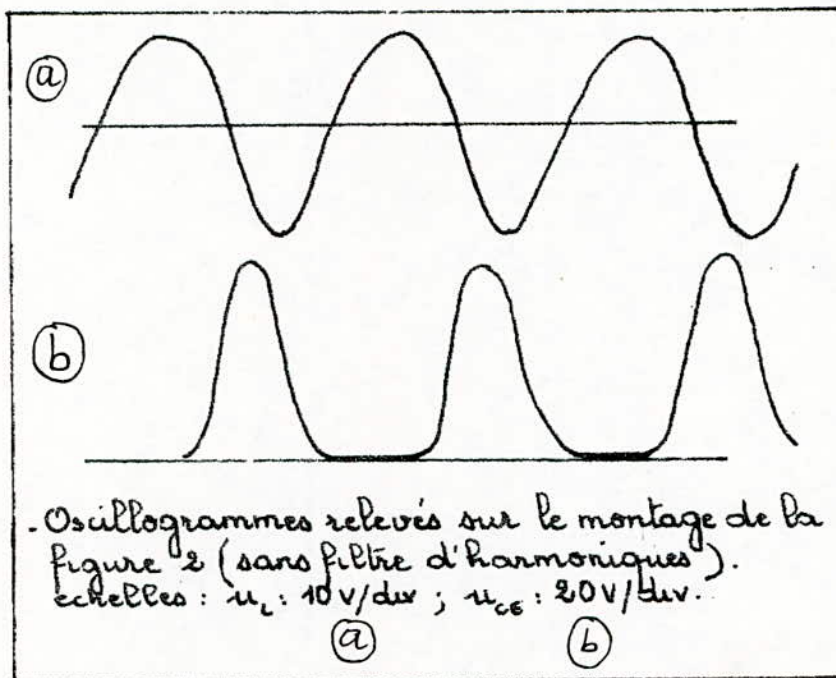
La puissance d'entrée est

$$P_o = U_{cc} I_o = 2,43 \text{ W}$$

et le rendement

$$\eta = \frac{P_s}{P_o} = 80,65 \%$$

Les oscillogrammes ci-dessous montrent les formes de u_{ce} et de u_L .



u_L n'est pas sinusoïdale à cause des harmoniques présents aux bornes de la charge R_L . Le rendement obtenu est moyen pour un tel étage à cause de

l'insuffisance du signal de commande à saturer complètement le transistor. Le manque de capacités ajustables (en parallèle sur C_1 et C_2) empêche une mise au point correcte. L'absence de blindage provoque des pertes par rayonnement au niveau de L_1 et L_2 . Enfin le rapport cyclique du signal de commande est légèrement modifié par les inductances et les capacités parasites à l'entrée.

L'utilisation d'un tel montage est plus avantageuse à des fréquences plus élevées, moyennant un blindage des différents éléments et l'utilisation de connexions courtes. Quand on descend en fréquence les inductances prennent un poids considérable.

Nous avons insérer dans un second temps un filtre d'harmoniques entre la charge R_L et le circuit $L_2 C_2$ de façon à éliminer le plus possible les harmoniques. Les éléments de ce filtre sont donnés par.

$$L = \frac{2R_L}{\omega_c} = 0,1 \text{ mH}$$

et

$$C = \frac{1}{2\omega_c} = 21,2 \text{ nF}$$

$$\omega_c = 150 \text{ KHz}$$

Les valeurs de C_1 et C_2 ont été légèrement modifiées ($C_1 = 6 \text{ nF}$; $C_2 = 13 \text{ nF}$)
 Les oscillogrammes de la figure ci dessous montre bien l'allure sinusoïdale de la tension de sortie.

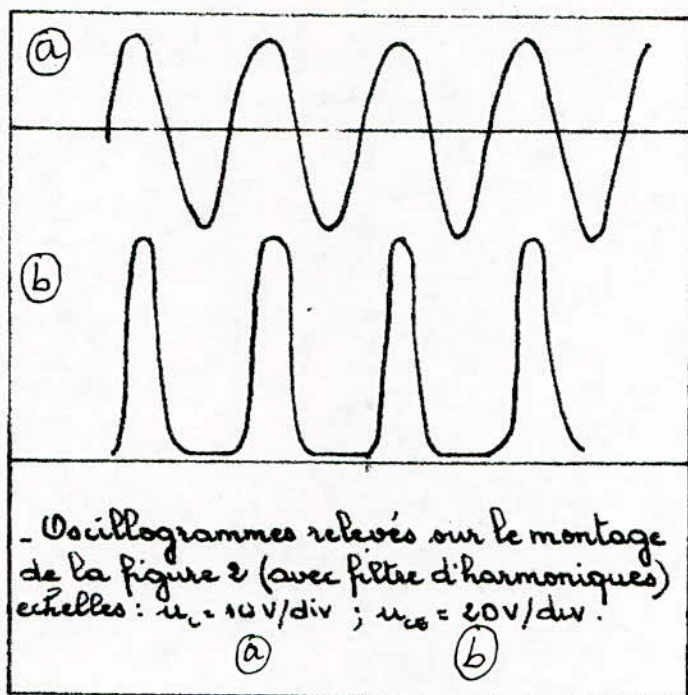
Les résultats obtenus sont:

$$U_L \text{ (c\^ete \^a c\^ete)} = 28 \text{ Volts}$$

$$I_o = 179 \text{ mA}$$

$$\eta = 73\%$$

Le filtre n'étant pas idéal, il introduit une dissipation supplémentaire donc la chute du rendement de 80% à 73%.



Conclusion:

L'amélioration du rendement dans les étages de puissance offre de nouveaux dispositifs capables de faire de très grande économie d'énergie quand ils sont disposés dans une chaîne où les différents étages ont un rendement acceptable. L'importance du rendement et la réduction des pertes par commutation du montage en classe E offre une large gamme d'utilisation en télémesure et en énergie solaire. Avec un tel montage on peut transporter l'énergie récupérée sur des panneaux solaires vers un point où les conditions géographiques ne permettent pas un éclairage suffisant. Le montage expérimental réalisé au laboratoire permet des rendements de l'ordre de 80% bien qu'un matériel indispensable pour la mise au point a manqué (générateur à rapport cyclique variable, sonde de courant HF, capacité ajustable de l'ordre du nF). Avec une mise au point correcte, un rendement de plus de 90% peut être atteint avec des puissances de sortie appréciable.

Bibliographie :

- V. BIGGI : Emission et réception des ondes hertziennes
Amplification HF de puissance
- CH. MASSELOT : Electronique non linéaire
M. GIRARD
- P. DAVID : Cours de radioélectricité générale (T 2)
J. ELDIN
- F.H. RAAB : Idealized operation of the class E
tuned amplifier.
- Electronique Applications N° 6, 17 et 18

Introduction :

Généralités

Chapitre I : Amplification HF de puissance en classes A, B et C

I.1 Définition des classes A, B et C	1
I.1.1 Fonctionnement en classe A	3
I.1.2 Fonctionnement en classe B	3
I.1.3 Fonctionnement en classe C	4
I.2 Amplification HF de puissance en classes A, B et C (approche théorique)	4
I.2.1 Montage classique d'un ampli HF de puissance.	7
I.2.2 Calcul de l'étage HF	7
I.3 Amplification HF de puissance en classe A.	9
I.3.1 Rendement	10
I.3.2 Conclusion	10
I.4 Amplification HF de puissance en classes B et C	11
I.4.1 Phases de fonctionnement	11
I.4.2 fonctionnement en classe B	12
I.4.3 Fonctionnement en classe C	14
I.5 Etude graphique	19
I.5.1 Classe A	22
I.5.2 Classe B	23
I.5.3 Classe C	24
I.6 Conclusion.	25

Chapitre II. Amplification HF de puissance en classe E. 29

Introduction	29
II.1. Schéma fonctionnel	29
II.2. Analyse du fonctionnement	34
II.2.1 Élément du schéma	34
II.2.2 Fonctionnement physique	35
II.2.2.1 Transistor saturé	35
II.2.2.2 Transistor bloqué	38
II.3 Influence du facteur de qualité	41
II.4 Conclusion	44.

Chapitre III: Amplification HF de puissance en classe E
(Étude théorique) 45

Introduction	45
III.1 Fonctionnement pendant le blocage	46
III.1.1 Relations de base	47
III.1.2 Courant de charge de la capacité C_1	49
III.1.3 Tension de collecteur	49
III.1.4 Détermination de la tension crête de collecteur	52
III.1.5 Rendement	52
III.2 Fonctionnement en régime de saturation	56
III.3 Détermination des paramètres du circuit (pour un rendement élevé)	57

III.4 Calcul des éléments du circuit	62
III.5 Procédure de calcul d'un étage en classe E	69

Chapitre IV Résultats expérimentaux et annexe. 71

IV.1 Calcul du filtre d'harmonique	71
IV.2 Possibilité de modulation en amplitude.	79
IV.3 Circuit expérimental.	74

Conclusion 79

Bibliographie 80