

Amplificateurs classe C

Un amplificateur classe C peut fournir une plus grande puissance de charge qu'un amplificateur classe B. Toutefois, pour amplifier une onde sinusoïdale, il faut accorder l'amplificateur à la fréquence de l'onde sinusoïdale. Voilà pourquoi l'amplificateur classe C à résonance est un amplificateur bande étroite; il ne peut amplifier que les signaux de fréquence égale ou voisine à la fréquence de résonance de son circuit accordé.

Pour ne pas utiliser de grosses bobines ni d'énormes condensateurs dans l'amplificateur à résonance, on fait toujours fonctionner les amplificateurs classe C aux radiofréquences (RF). Les radiofréquences sont supérieures à 20 kHz. Donc, même si le rendement des amplificateurs classe C est supérieur à celui des amplificateurs de toutes les autres classes, on n'utilise la classe C que dans les applications RF à bande étroite.

FONCTIONNEMENT EN CLASSE C

Par fonctionnement en classe C, entendre que le courant collecteur circule durant moins de 180° du cycle alternatif. Donc, le courant collecteur d'un amplificateur classe C est fortement non sinusoïdal puisqu'il est pulsatoire ou pulsé. Pour éviter la distorsion que provoquerait une charge résistive pure, un amplificateur classe C attaque toujours un circuit résonnant parallèle. La tension de sortie est sinusoïdale.

AMPLIFICATEUR A RÉSONANCE

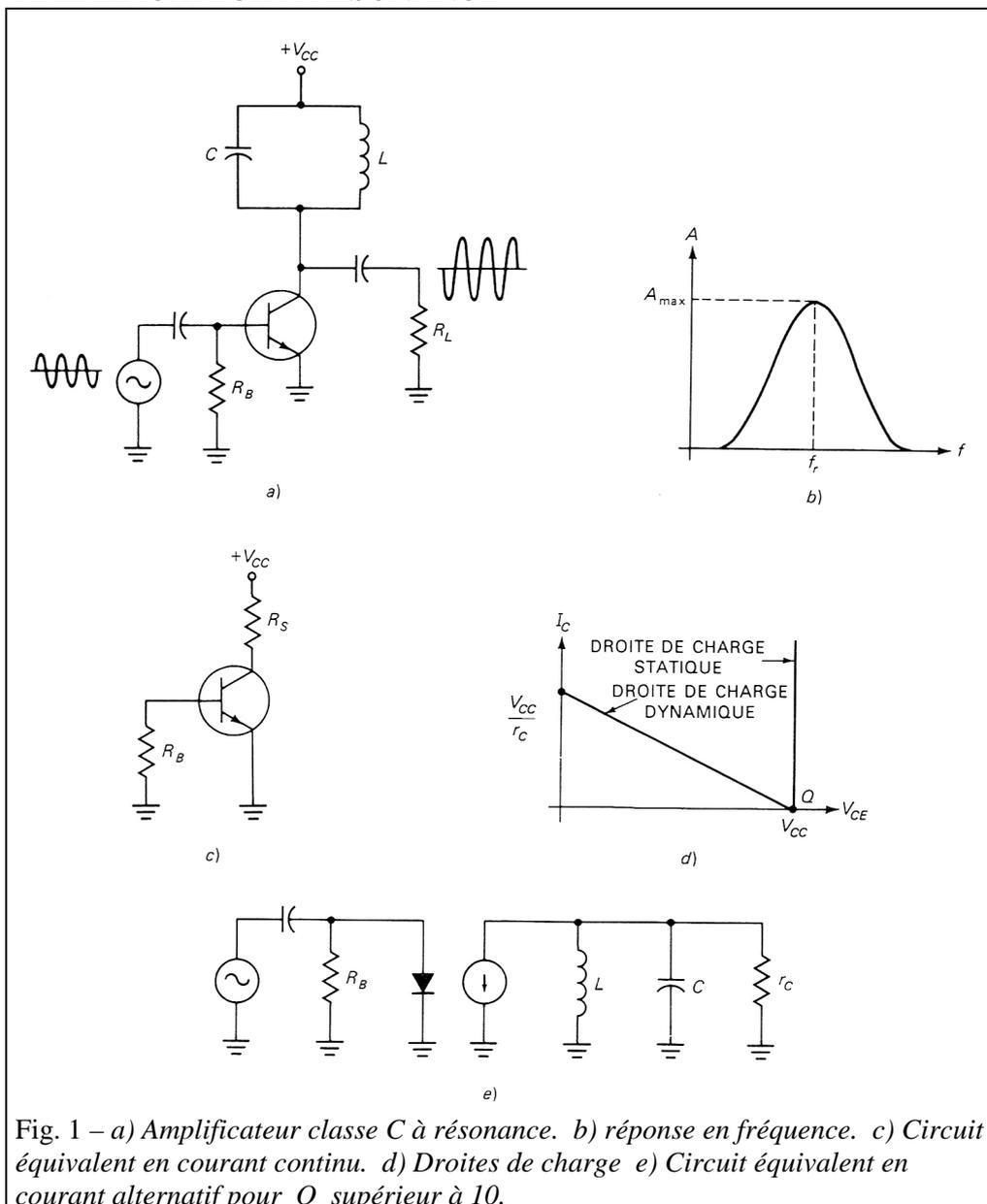


Fig. 1 – a) Amplificateur classe C à résonance. b) réponse en fréquence. c) Circuit équivalent en courant continu. d) Droites de charge e) Circuit équivalent en courant alternatif pour Q supérieur à 10.

La figure 1a représente une façon de construire un amplificateur classe C. Le circuit résonnant parallèle est accordé sur la fréquence du signal d'entrée.

Si le facteur de qualité (Q) du circuit résonnant est élevé, la résonance parallèle se produit pour :

$$f_r \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (1)$$

Dans cette formule ;

f_r = fréquence de résonance

L = inductance

C = capacité

A la fréquence de résonance, l'impédance du circuit résonnant parallèle est très grande et purement résistive. (Cette approximation est exacte si le facteur Q du circuit est supérieur à 10, une condition habituellement remplie dans les circuits R_F accordés ou à résonance).

Lorsque le circuit est accordé, la tension entre les bornes de R_L est maximale et sinusoïdale.

La figure 1b représente la variation du gain en tension en fonction de la fréquence. Le gain en tension passe par un

maximum A_{\max} lorsque la fréquence égale f_r . Au-dessous et au-dessus de la fréquence de résonance, le gain en tension diminue. Plus le facteur Q du circuit est élevé, plus le gain chute rapidement sur chaque côté de la fréquence de résonance.

PAS DE POLARISATION

La figure 1c représente le circuit équivalent en courant continu. Remarquer qu'on ne polarise pas le transistor. Donc le point Q se confond avec le point de blocage sur la droite de charge statique. Comme la polarisation statique est nulle, la tension V_{BE} est nulle. Donc aucun courant collecteur ne circule jusqu'à ce que le signal d'entrée soit supérieur à environ 0,7 V. Remarquer aussi que la résistance de collecteur en courant continu est R_S . C'est la résistance en courant continu de la bobine R_F , de quelques ohms habituellement.

DROITE DE CHARGE STATIQUE ET DROITE DE CHARGE DYNAMIQUE

La résistance R_S est si petite que la droite de charge statique est presque verticale (figure 1d). Il n'y a aucun danger de dérive ou de glissement thermique, puisque le seul courant de transistor est celui de fuite.

Donc le point Q se confond avec le point de blocage.

L'équation de la droite de charge dynamique est identique à celle trouvée au chapitre 10. Dans le cas d'un amplificateur à émetteur commun :

$$I_{C(\text{sat})} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_C}$$

$$\text{et : } V_{CE(\text{blocage})} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_C$$

Dans l'amplificateur classe C représenté à la figure 1a, $I_{CQ} = 0$ et $V_{CEQ} = V_{CC}$. Donc, les formules précédentes se réduisent à :

$$I_{C(\text{sat})} = \frac{V_{CC}}{r_C} \quad (2)$$

$$\text{et : } V_{CE(\text{blocage})} = V_{CC} \quad (3)$$

La figure 1d représente la droite de charge dynamique. Lorsque le transistor conduit, son point de fonctionnement se déplace vers le haut de la droite de charge dynamique. Comme auparavant, le collecteur voit la résistance r_C en courant alternatif. Par conséquent, le courant de saturation dynamique d'un amplificateur classe C égale V_{CC}/r_C et l'excursion maximale de tension égale V_{CC} .

CIRCUIT ÉQUIVALENT EN COURANT ALTERNATIF

Si le facteur Q d'un circuit résonnant est supérieur à 10, on peut utiliser le circuit équivalent approximatif en courant alternatif représenté à la figure 1e. Dans ce circuit équivalent, la résistance série de la bobine est concentrée dans la résistance de collecteur. Dans un amplificateur classe C, le condensateur d'entrée fait partie d'un circuit de fixation négative de la tension continue. Donc, la tension est fixée négativement sur le côté entrée d'un amplificateur classe C. Sur le côté sortie, la source de courant collecteur attaque un circuit résonnant parallèle. La tension de crête à crête de charge passe par un maximum à la résonance.

Selon la théorie élémentaire des circuits électriques, la bande passante d'un circuit résonnant égale :

$$B = f_1 - f_2 \quad (4)$$

Dans cette formule, f_1 = fréquence inférieure à demi-puissance

f_2 = fréquence supérieure à demi-puissance

La bande passante dépend de la fréquence de résonance et du facteur Q du circuit selon la formule :

$$B = \frac{f_r}{Q} \quad (5)$$

dans laquelle, B = bande passante

f_r = fréquence de résonance

Q = facteur de qualité de tout le circuit.

Donc, un grand facteur Q produit une petite bande passante et par conséquent un accord pointu. Le facteur Q des amplificateurs classe C est presque toujours supérieur à 10. Dans ce cas, la bande passante est inférieure à 10% de la fréquence de résonance. D'où le nom d'amplificateurs bande étroite attribué aux amplificateurs classe C. La sortie d'un amplificateur bande étroite est une grande tension sinusoïdale à la résonance entourée d'une rapide chute au-dessus et au-dessous de la résonance.

PLONGÉE DU COURANT A LA RÉSONANCE

Habituellement, le facteur Q d'un amplificateur à résonance est supérieur à 10, cela permet d'utiliser le

circuit équivalent en courant alternatif représenté à la figure 1e. Dans ce circuit équivalent, la résistance série de la bobine est concentrée dans la résistance r_c de collecteur. Nous avons donc une bobine idéale en parallèle avec un condensateur idéal. Lorsque ce circuit entre en résonance, la source de courant collecteur voit une impédance de charge en courant alternatif purement résistive, et le courant collecteur est minimal. Au-dessus et au-dessous de la résonance, l'impédance de charge en courant alternatif décroît et le courant collecteur croît.

Supposons que la fréquence de résonance est de 5 MHz. Lorsque la fréquence d'entrée est de 5 MHz, le circuit résonnant parallèle entre en résonance et le courant collecteur est minimal. Si la fréquence d'entrée est inférieure à 5 MHz, le circuit résonnant parallèle est inductif et le courant collecteur augmente. Si la fréquence d'entrée est supérieure à 5 MHz, le circuit résonnant parallèle est capacitif et le courant collecteur augmente.

Pour accorder un circuit résonnant parallèle à la fréquence d'entrée, on peut rechercher une plongée du courant continu d'alimentation de l'amplificateur. Pour cela, on monte un ampèremètre pour courant continu en série avec l'alimentation V_{cc} . Lorsque le circuit résonnant entre en résonance, le courant relevé plonge à un minimum. Cela indique que l'amplificateur entre en résonance à la fréquence d'entrée.

RÉSISTANCE EN COURANT ALTERNATIF DE COLLECTEUR

Toute bobine possède une résistance série R_s . Sur les schémas, cette résistance série n'apparaît jamais sous la forme d'un composant distinct. Mais il faut se souvenir qu'elle existe (fig. 2a). Le facteur de qualité Q de la bobine égale :

$$Q_L = \frac{X_L}{R_s} \quad (6)$$

Dans cette formule, Q_L = facteur de qualité de la bobine

X_L = réactance inductive

R_s = résistance de la bobine

Retenir que ce facteur de qualité est celui de la bobine seule. Le facteur Q de tout le circuit est plus petit parce qu'il inclut l'effet de la résistance de charge et celui de la résistance de la bobine.

Selon la théorie élémentaire des circuits, on peut remplacer la résistance série de la bobine par une résistance parallèle R_p (fig. 2b). On a :

$$R_p = Q_L \cdot X_L \quad (7)$$

Si Q_L est supérieur à 10, l'erreur de cette formule est inférieure à 1 %.

A la figure 2b il importe de remarquer que la résistance parallèle R_p représente toutes les pertes de la bobine: le circuit équivalent ne comporte plus de résistance série R_s . Donc, à la résonance, X_L et X_c s'annulent et il ne reste que R_p en parallèle avec R_L . Alors, à la résonance, le collecteur voit la résistance en courant alternatif :

$$r_c = R_p // R_L \quad (8)$$

Le facteur Q de tout le circuit égale : $Q = \frac{r_c}{X_L}$ (9)

Ce facteur Q est inférieur au facteur Q_L de la bobine.

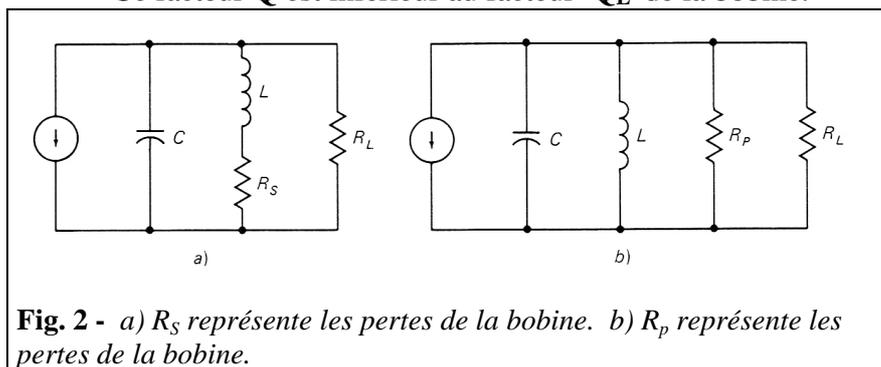


Fig. 2 - a) R_s représente les pertes de la bobine. b) R_p représente les pertes de la bobine.

dans la résistance de la bobine.

En pratique, le facteur Q de la bobine des amplificateurs classe C est habituellement d'au moins 50 et celui du circuit d'au moins 10. Le facteur Q total étant d'au moins 10, l'amplificateur est à bande étroite. le facteur Q de la bobine étant d'au moins 50, presque toute la puissance de charge en alternatif est fournie à la résistance de charge, seule une petite partie de la puissance est perdue

FIXATION DE LA TENSION CONTINUE

Examinons de près la fixation de la tension continue du côté entrée. Considérons le circuit représenté à la figure 3a. Le signal d'entrée charge le condensateur de couplage jusqu'à approximativement V_p avec la polarité représentée. Durant l'alternance positive, la diode émetteur conduit brièvement aux crêtes; cela restitue la charge du condensateur perdue durant le cycle. La résistance R_B constitue le seul chemin de décharge durant l'alternance négative. Si la période T du signal d'entrée est nettement inférieure à la constante de temps $R_B \cdot C$, le condensateur ne perd qu'une petite partie de sa charge.

Pour remplacer la charge perdue du condensateur, la tension base doit dévier légèrement au-dessus de 0,7 V pour faire conduire brièvement la diode émetteur à chaque crête positive (fig. 3a). Donc, l'angle de

conduction de la base et de circulation du courant collecteur est nettement inférieur à 180° . Voilà pourquoi le courant collecteur est un train d'impulsions étroites (fig. 3b).

COEFFICIENT D'UTILISATION

La brève conduction de la diode émetteur à chaque crête positive donne les étroites impulsions du courant collecteur. D'où la commodité, qu'offre le coefficient d'utilisation. Par définition : $D = \frac{W}{T}$ (10)

Dans cette formule, **D** = coefficient d'utilisation
W = largeur d'impulsion
T = période des impulsions

Le coefficient d'utilisation d'une impulsion de $0,2 \mu s$ et de période de $1,5 \mu s$ affichée par un oscilloscope égale :

$$D = \frac{0,2 \mu s}{1,5 \mu s} = 0,125 \quad \text{soit : } 12,5 \%$$

FILTRAGE DES HARMONIQUES

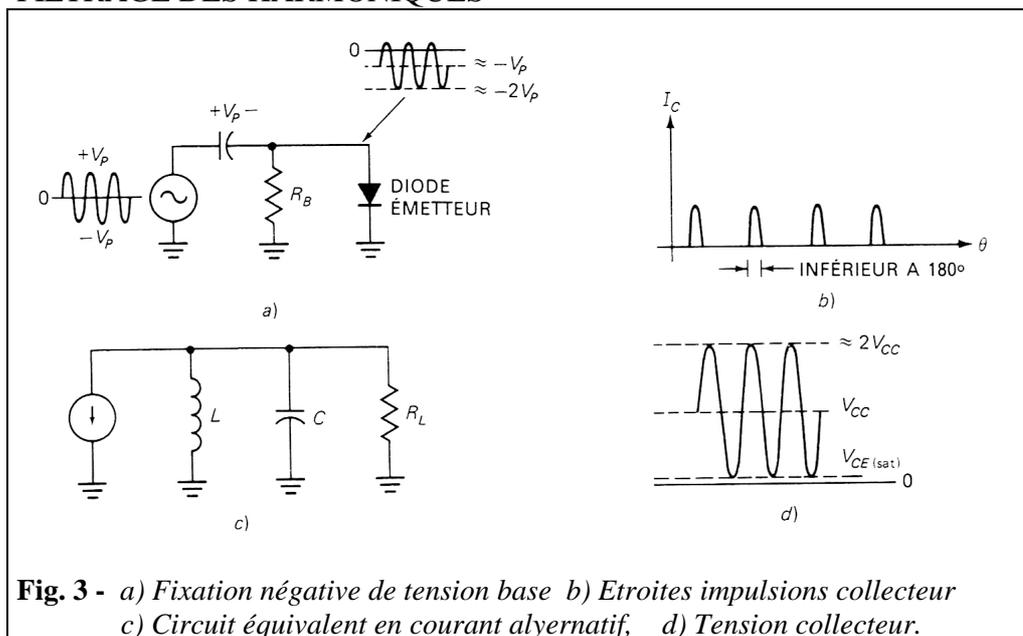


Fig. 3 - a) Fixation négative de tension base b) Etroites impulsions collecteur
 c) Circuit équivalent en courant alternatif, d) Tension collecteur.

Nous avons vu que toute onde non sinusoïdale est composée d'une onde fondamentale de fréquence f , d'un deuxième harmonique de fréquence $2f$, d'un troisième harmonique de fréquence $3f$, etc. Considérons le circuit représenté à la figure 3c. La source de courant collecteur attaque le circuit résonnant parallèle avec le courant non sinusoïdal représenté à la figure 3b. Si le circuit résonnant entre en résonance à la fréquence fondamentale f , alors tous les harmoniques sont éliminés et la tension de charge est une onde

sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence fondamentale (figure 3d). Nous avons vu que l'excursion maximale de tension le long de la droite de charge dynamique est d'environ V_{cc} . Par conséquent, à plein signal, la tension de charge dévie d'environ $V_{CE(sat)}$ à $2 V_{cc}$. Comme la tension $V_{CE(sat)}$ est presque nulle, la dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur classe C égale : $PP \approx 2 \cdot V_{CC}$.

L'amplificateur classe C est plutôt inhabituel. D'abord, sa fixation négative du signal d'entrée donne des impulsions de courant fortement déformées. Puis son circuit résonnant à facteur Q élevé rétablit la fréquence fondamentale. On agit de cette façon pour améliorer le rendement par étage. Le courant d'alimentation est plus petit puisqu'il n'y a pas de résistances de polarisation. De plus, en raison des étroites impulsions de courant, la puissance dissipée par le transistor est inférieure à celle des amplificateurs classes A et B. Un courant d'alimentation moindre entraîne un rendement par étage plus élevé. Nous verrons que le rendement d'un amplificateur classe C tend vers 100 %.

DÉPANNAGE

Voici un excellent essai pour dépanner un amplificateur classe C. Comme le signal du côté entrée est fixé négativement, on peut mesurer la tension moyenne entre les bornes de la diode émetteur à l'aide d'un voltmètre pour tension continue. Si le circuit fonctionne convenablement, on relèvera une tension négative à peu près égale à la tension de crête du signal d'entrée. (En effet, la tension continue représentée à la figure 3a est d'environ $-V_p$). Pour effectuer cet essai sur un amplificateur classe C, utiliser un voltmètre de grande impédance afin de ne pas charger le circuit ni de changer la constante de temps.

Cet essai est utile lorsqu'on n'a pas d'oscilloscope. Si on en a un, il vaut mieux relever la tension entre les bornes de la diode émetteur. Si le circuit fonctionne bien, on relèvera une forme d'onde fixée négativement.

EXAMEN D'UN AMPLIFICATEUR CLASSE C.

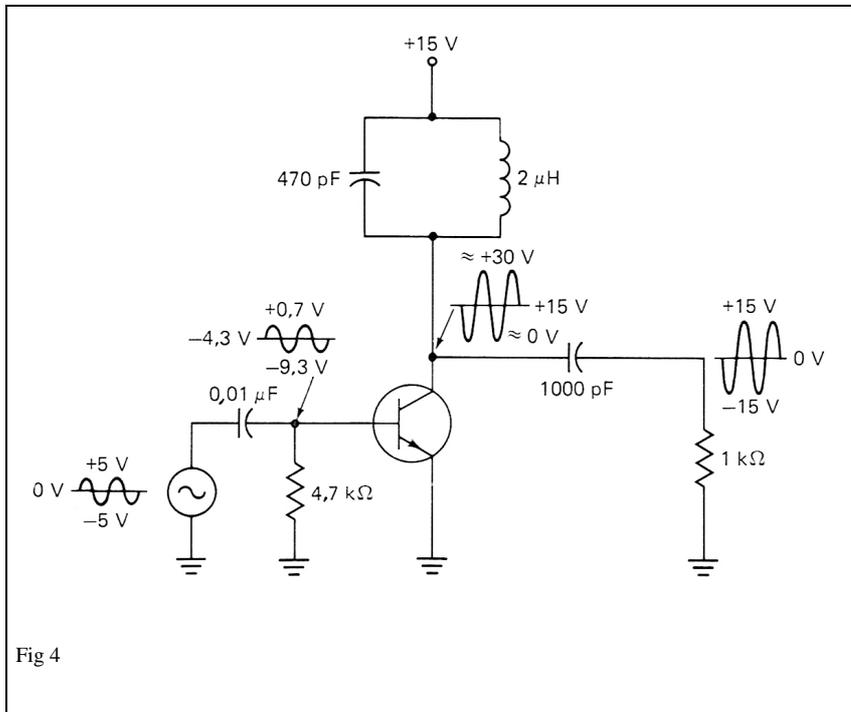


Fig 4

La fig. 4 représente un amplificateur classe c avec les tensions présentes en différents point du circuit.

Soit une tension alternative de crête à crête du signal de source de 10 V.

Comme cette source est à la masse, la tension moyenne de ce signal est de 0 V. On fixe négativement le signal à la base du transistor. La tension continue base est de -4,3 V parce que la tension doit dévier jusqu'à environ +0,7 V pour faire conduire la diode émetteur à chaque crête positive. Remarquons que la tension de crête à crête du signal fixé est de 10 V, la même que celle du signal de source.

Le signal collecteur est inversé en raison du montage à émetteur commun. La tension continue ou moyenne collecteur est de + 15 V, la tension d'alimentation.

(Nous avons vu que le point Q se confond avec le point de blocage, d'où une tension de repos de + Vcc.

Nous retrouvons le même signal inversé entre les bornes de la résistance de charge, à l'exception près qu'on le considère par rapport à la masse, parce que le condensateur laisse passer l'alternatif et bloque le continu. Donc, on ne relève qu'une tension alternative entre les bornes de la résistance de charge.

RELATIONS DE PUISSANCE EN CLASSE C

La puissance de charge, la puissance dissipée par transistor, le courant d'alimentation et le rendement par étage d'un amplificateur classe C diffèrent de ceux des amplificateurs classe A et B. L'angle de conduction étant inférieur à 180° l'analyse mathématique des relations de puissance des amplificateurs classe C est très compliquée et dépasse le cadre de cet ouvrage. Dans cette section, nous décrirons brièvement les relations de puissance d'un amplificateur classe C sans les démontrer .

POUISSANCE DE CHARGE

La puissance de charge en alternatif d'un amplificateur classe C égale :
$$P_L = \frac{V_{PP}^2}{8 \cdot R_L} \quad (12)$$

Dans cette formule, P_L = puissance de charge en alternatif
 V_{PP} = tension de crête à crête de charge
 R_L = résistance de charge

Cette formule est utile lorsqu'on mesure la tension de charge avec un oscilloscope.

La puissance de charge est maximale lorsqu'on utilise toute la droite de charge dynamique. Comme PP égale la valeur non écrêtée maximale de V_{PP} la puissance maximale de charge égale, en fonction de la dynamique du signal alternatif de sortie,

$$P_{L(max)} = \frac{PP^2}{8 \cdot R_L} \quad (13)$$

On attaque presque toujours assez durement les amplificateurs classe C pour utiliser toute la droite de charge dynamique. Donc, la puissance de charge et le rendement par étage sont maximaux.

POUISSANCE DISSIPÉE PAR LE TRANSISTOR

La figure 5a représente la tension idéale collecteur-émetteur d'un amplificateur classe C à transistor. Le circuit résonnant parallèle élimine tous les harmoniques et donne une tension sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence fondamentale f_r . La tension maximale étant d'environ $2 V_{CC}$, la tension limite V_{CEO} du transistor doit être supérieure à $2 V_{CC}$.

La figure 5b représente le courant collecteur d'un amplificateur classe C.

L'angle de conduction Φ est inférieur à 180° . Remarquer que le courant collecteur maximal égale $I_{C(sat)}$. Le courant de crête limite du transistor doit être supérieur à $I_{C(sat)}$. Le tracé en tirets représente la partie du cycle durant laquelle le transistor est bloqué.

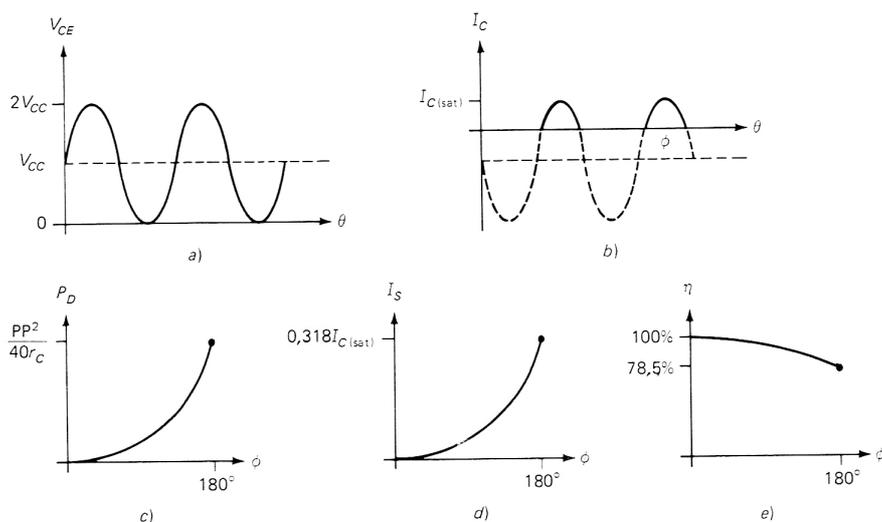


Fig 5 – a) Tension collecteur idéale, b) Courant collecteur, c) Puissance dissipée par le transistor, d) Courant continu d'alimentation, e) Rendement par étage.

On détermine la puissance dissipée par le transistor par le calcul infinitésimal.

Selon la figure 5c, elle varie en fonction de l'angle de conduction. Remarquer que la puissance dissipée augmente en fonction de l'angle de conduction jusqu'à 180° , le cas de la classe B. En ce point, la puissance dissipée est maximale et égale $PP^2/40r_C$.

Par mesure de prudence, on utilise, lors de la conception, un transistor de puissance limite supérieure à $PP^2/40r_C$. Dans les conditions normales, l'angle de conduction est inférieur à 180° et le transistor fonctionne nettement au-dessous de sa puissance limite.

COURANT CONSOMMÉ OU D'ALIMENTATION

Selon la figure 5b, le courant continu ou moyen collecteur dépend de l'angle de conduction. Pour un angle de conduction de 180° , le courant moyen est de $0,318 I_{C(sat)}$. Pour de plus petits angles de conduction, le courant moyen est inférieur à cela (fig. 5c). Ce courant continu ou moyen est le seul courant consommé d'un amplificateur classe C. La puissance en continu fournie au circuit égale :

$$P_S = V_{CC} \cdot I_S \quad (14)$$

Dans cette formule, P_S = puissance en continu fournie par l'alimentation

V_{CC} = tension d'alimentation

I_S = courant continu consommé

Cette puissance se dissipe dans la charge, le transistor et la bobine. Négligeons la petite puissance en alternatif dans l'amplificateur. Il vient

$$P_S = P_L + P_D + P_{(bobine)} \quad (15)$$

Dans cette formule, P_S = puissance en continu fournie par l'alimentation

P_L = puissance de charge en alternatif

P_D = puissance dissipée dans le transistor

$P_{(bobine)}$ = puissance perdue dans la bobine.

Selon la formule (15), toute la puissance en continu qui entre dans le circuit doit en sortir sous la forme d'une puissance de charge et d'une puissance perdue dans le transistor et dans la bobine.

RENDEMENT PAR ÉTAGE

Le rendement par étage d'un amplificateur classe C égale :

$$\eta = \frac{P_{L(max)}}{P_S} \cdot 100 \text{ en \%} \quad (16)$$

Dans un amplificateur classe C, presque tout la puissance fournie par l'alimentation est convertie en

puissance de charge en alternatif; les pertes dans le transistor et la bobine sont si petites qu'on peut les ignorer. Voilà pourquoi le rendement par étage d'un amplificateur classe C est si élevé.

La figure 5e représente la variation du rendement optimal par étage en fonction de l'angle de conduction. Lorsque l'angle est de 180° , le rendement par étage est de 78,5 %, le rendement maximal théorique d'un amplificateur classe B. Lorsque l'angle de conduction décroît, le rendement par étage augmente. Selon la courbe, le rendement maximal d'un amplificateur classe C est de 100 %, valeur approchée aux très petits angles de conduction.

ATT'AQUE PLEIN SIGNAL

Pour obtenir un rendement élevé, on applique un signal alternatif d'entrée suffisamment grand pour attaquer l'amplificateur classe C sur toute la droite de charge dynamique. Alors, l'excursion de crête à crête de la tension de sortie est d'environ $2 V_{CC}$. Dans ce cas, l'amplificateur classe C est le plus efficace de tous les amplificateurs, quelle que soit leur classe, parce qu'il fournit une plus grande puissance de charge pour une alimentation donnée que tout autre amplificateur, quelle que soit sa classe. Retenir qu'on n'obtient ce rendement que dans une bande étroite.

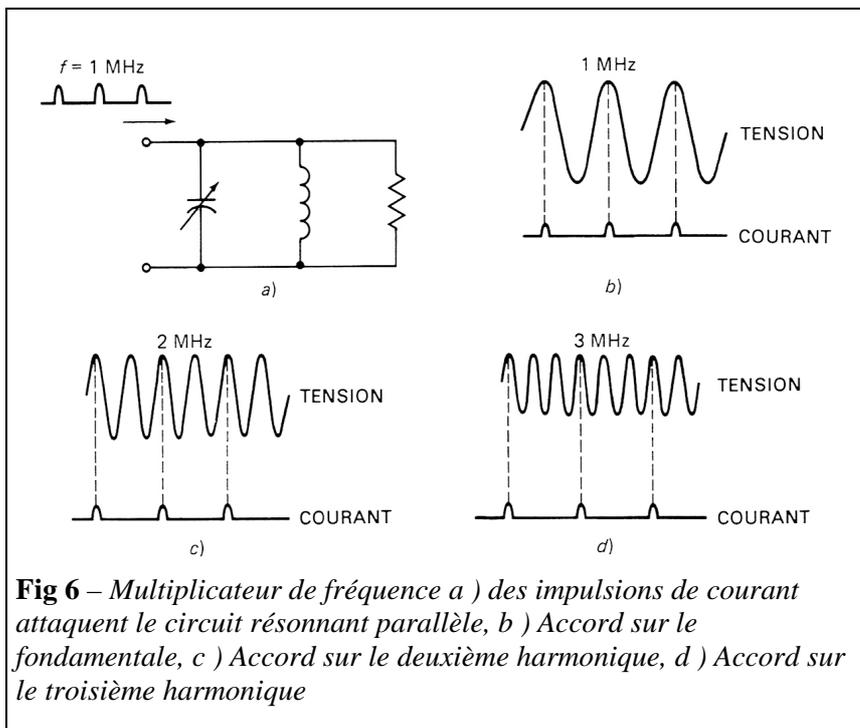
CONCLUSION

Nous avons dressé au tableau ci dessous les formules les plus importantes d'un amplificateur RF à résonance classe C. Il est essentiel de remarquer que le facteur **Q** de ces formules inclut la bobine et la charge. Ce facteur **Q** est inférieur à celui de la bobine. Le facteur **Q** du circuit de la plupart des amplificateurs RF à résonance est supérieur à 10 pour avoir une bande étroite. Remarquer aussi le coefficient de sécurité de la puissance dissipée maximale par transistor.

FORMULES DE LA CLASSE C

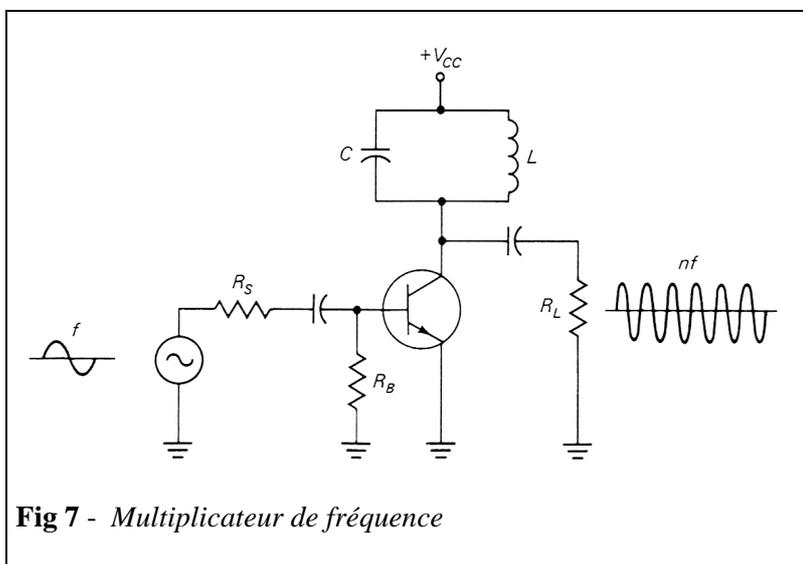
| Grandeur | Formule | Commentaires |
|-------------------|----------------------------|--|
| f_r | $1 / 2\pi\sqrt{L \cdot C}$ | Fréquence de résonance de l'étage RF à résonance |
| B | f / Q | Q du circuit, inclut la charge et la bobine |
| Q | r_C / X_L | Résistance équivalente de la charge et de la bobine |
| $I_{C(sat)}$ | V_{CC} / R_C | Résistance équivalente de la charge et de la bobine en parallèle |
| $V_{CE(blocage)}$ | V_{CC} | Tension de blocage |
| PP | $2 V_{CC}$ | Dynamique du signal alternatif de sortie |
| P_L | V_L^2 / R_L | Tension efficace |
| P_L | $V_{PP}^2 / 8 \cdot R_L$ | Tension de crête à crête |
| $P_{L(max)}$ | $PP^2 / 8 \cdot R_L$ | Puissans de sortie non déformée maximale |
| $P_{D(max)}$ | $PP^2 / 40 \cdot r_C$ | Inclut le coefficient de sécurité |
| P_S | V_{CC} / I_S | alimentation |
| η | $P_{L(max)} / P_S$ | Rendement par étage, multiplier par 100 pour η en % |

MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE



échantent leurs énergies à la fréquence de 2 MHz et produisent une tension de charge de fréquence de 2 MHz (fig. 6c). Dans ce cas, les impulsions de courant de 1 MHz rechargent le condensateur un cycle de sortie sur deux. Cela contrebalance les pertes en puissance de la bobine et de la charge.

Si l'on accorde le circuit résonnant sur 3 MHz, le troisième harmonique de 1 MHz, la fréquence du signal de sortie est de 3 MHz (fig. 6d). Dans ce cas, les impulsions de courant de 1 MHz rechargent le condensateur un cycle de sortie sur trois. Si le facteur Q du circuit résonnant est grand, la tension de charge est presque une onde sinusoïdale parfaite.



La figure 7 représente un type de multiplicateur de fréquence. La fréquence du signal d'entrée est f . On fixe négativement ce signal à la base. Le courant collecteur résultant est un train d'impulsions étroites de courant de fréquence fondamentale f en accordant le circuit résonnant parallèle sur le n^e harmonique, on obtient une tension de charge de fréquence $n \cdot f$ (Remarque: n est un nombre entier.)

Les impulsions de courant représentées à la figure 7 rechargent le condensateur un cycle de sortie sur n . Voilà pourquoi la puissance de charge décroît lorsqu'on accorde sur les harmoniques plus élevés. Plus n est élevé, plus la puissance de charge est petite. En raison de la diminution du rendement aux harmoniques

supérieurs, on ne se sert habituellement d'un multiplicateur de fréquence classe C à résonance semblable à celui représenté à la figure 7 qu'aux impulsions est de 1 MHz. Dans un amplificateur ordinaire classe C à résonance, on accorde le circuit résonnant à la fréquence fondamentale. Alors chaque impulsion de courant recharge le condensateur une fois par cycle de sortie (fig. 6b).