

Maîtrise de Physique et Applications
Université Pierre et Marie Curie – Paris VI
Année universitaire 2001-2002

Thème du Stage :

Obturation d'une galette micro-canaux à 20 MHz

Présenté par : **Cristóbal GONZÁLEZ DÍAZ**

Assisté par : **Mr Stéphane HOLÉ**

Remerciements

Je tiens d'abord à exprimer mes remerciements les plus vifs à mon responsable de stage Mr. Stéphane HOLÉ pour m'avoir fait l'honneur de diriger ce travail ainsi que pour sa disponibilité, son assistance et ses conseils.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Jacques LEWINER, ainsi que tous les membres du Laboratoire d'Électricité Générale de l'École Supérieure de Physique et Chimie Industrielles de la ville de Paris, de m'avoir accueilli, en particulier Mr. Thierry DITCHI et Mlle. Gwladys COLLIN pour leur sympathie et leurs conseils.

Je tiens à remercier aussi à mes camarades de stage : Nicolas BONIAKOWSKI, Rho-Fay Xavier CHENG, Sandrine NANA et Matthieu RAISON qui ont été là pour m'aider à résoudre toutes mes interrogations.

Mes remerciements les plus sincères sont adressés à tous les enseignants qui ont contribué à ma formation.

Je tiens à remercier enfin tous les membres du jury pour leur présence et pour avoir accepté de m'écouter et d'évaluer mon travail à sa juste valeur.

Cristóbal GONZÁLEZ DÍAZ



L'École Supérieure de Physique et Chimie Industrielles de la Ville de Paris.

Fondée en 1882, l'Ecole supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris attire depuis plus d'un siècle les esprits scientifiques les plus créateurs : Pierre et Marie Curie, Paul Langevin, Frédéric Joliot-Curie, Pierre-Gilles de Gennes et Georges Charpak sont autant de noms qui contribuent à la renommée internationale de l'Ecole.

Les fondateurs de l'Ecole avaient, dès l'origine, pressenti le grand intérêt d'une formation pluridisciplinaire basée sur de solides fondations. La prise en compte de la complexité des scientifiques possédant des compétences élargies.

La qualité de la formation dispensée à l'ESPCI permet à ses Anciens Élèves d'être présents dans tous les secteurs de l'industrie (télécommunications, informatique, chimie, pharmacie, biologie...), principalement en Recherche et Développement.

Relations industrielles

L'ESPCI est une école d'ingénieurs qui a pour mission de former des cadres scientifiques de haut niveau. Les relations industrielles sont essentielles en ce qui concerne la formation initiale et la formation aux métiers d'ingénieur.

Des conférences, des visites de sites, des tables rondes et des simulations d'entretien d'embauche sont organisées avec les partenaires industriels à l'attention des étudiants. Chaque promotion est spécifiquement parrainée par une entreprise.

La recherche à l'ESPCI

L'ESPCI est la grande Ecole d'Ingénieurs pour laquelle recherche et enseignement sont toujours allés de pair.

L'Ecole compte aujourd'hui une vingtaine de laboratoires dont les thématiques sont largement distribuées de la physique à la biologie, de l'intelligence artificielle à la chimie, de la mesure de la pollution au contrôle non destructif, de la supraconductivité à la réalisation de prototypes pour l'industrie.

La recherche est organisée principalement autour des laboratoires d'enseignement, en étroite symbiose avec celui-ci. Elle couvre un grand nombre de spécialités en Physique et en Chimie et, depuis peu, en Biologie.

Cette recherche est ouverte sur les milieux extérieurs à l'Ecole : de nombreux chercheurs sont en relation avec les milieux scientifiques et techniques industriels ou universitaires, tant en France qu'à l'étranger.

Les activités de recherche du Laboratoire d'Electricité Générale.

Propriétés Electriques des Solides

- Etude des propriétés des matériaux supraconducteurs, Effet JOSEPHSON.
- Etude des propriétés des isolants.
- Les électrets (polymères, matériaux isolants) .

Capteurs et Instrumentation

- Etude, conception et réalisation de différents types de capteurs : Détecteurs d'aérosols, de fumée, de débit, de vitesse, de pression.
- Réseau de terrain (selon WorldFIP) à usage industriel.
- Aide à la navigation automobile et à l'exploitation de réseau de transport (INFOBUS).

- Acoustique :

Modifications des caractéristiques du son.

Réduction active de bruit par émission d'antibruit.

Imagerie et Instrumentation Médicale

- Systèmes d'imagerie bidimensionnelle d'émetteurs radioactifs (autoradiographie, blotting, coupes biologiques...).
- Conception des capteurs et des systèmes d'exploitation électroniques associés, traitement d'images.

Télécommunications

- Modélisation des champs électromagnétiques.
- Optimisation des répartitions spatiales des champs électromagnétiques.
- Filtres adaptatifs à ondes de surfaces.
- Etude et réalisation de récepteur de radiomessagerie (faible consommation / fort débit) selon les normes ERMES, DARC, FLEX, POCSAG.
- Dispositifs de téléphonie sans fils (analogique CT0, numérique DECT).
- Terminaux mobiles de télécommunication selon les normes GSM et DCS1800.

Table des matières

INTRODUCTION	1
1 OBTURATION D'UNE GALETTE MICRO-CANAU.	3
2 ETUDE THEORIQUE DU CIRCUIT DE COMMANDE.	5
2.1 INTRODUCTION.	5
2.2 AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.	5
2.2.1 Introduction.....	5
2.2.2 Types d'amplificateurs de puissance.	5
2.2.3 Amplificateurs Classe C.....	7
3 SIMULATION DU MONTAGE PRATIQUE.....	16
3.1 INTRODUCTION.	16
3.2 SIMULATION D'UN AMPLIFICATEUR DE CLASSE C AVEC UN CIRCUIT RESONNANT PARALLELE.....	16
3.2.1 Simulation du circuit avec la fréquence fondamentale.....	17
3.2.2 Simulation du circuit avec la fréquence d'oscillateur sur la deuxième harmonique.....	21
3.3 CONCLUSION	23
4 MONTAGE EXPERIMENTAL	24
4.1 INTRODUCTION.	24
4.2 MONTAGE EXPERIMENTAL SUR UNE PLAQUE DE TESTS.....	24
4.3 MONTAGE EXPERIMENTAL SUR UN CIRCUIT IMPRIME.	25
4.3.1 Introduction.....	25
4.3.2 Circuit imprimé avec transistor bipolaire à petit signal.	25
4.3.3 Circuit imprimé avec un transistor à haute tension.....	26
CONCLUSION	32
ANNEXES	33
ANNEXES A : CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR NPN – BC548C.	33
ANNEXES B : CARACTERISTIQUES DU TRANSISTOR NPN – BFN18.	34
BIBLIOGRAPHIE	35

Table des figures

Figure 1: Principe basic d'intensifier d'image	3
Figure 2: Microchannel plate (MCP)	3
Figure 3: MCP	4
Figure 4: Signal "fast Gating"	4
Figure 5: Fonctionnement de base d'un amplificateur de classe C	7
Figure 6: Circuit de base d'un amplificateur de classe C	7
Figure 7: Formes d'onde pour la tension de l'entrée et la courant de sortie.....	8
Figure 8: Amplificateur «classe C » à résonance	9
Figure 9: Formes d'onde à la sortie	9
Figure 10: C se charge à une valeur $+V_{cc}$ lors de la crête à l'entrée alors que le transistor conduit	10
Figure 11: C se décharge à 0 Volt	11
Figure 12: L recharge C dans la direction opposée	12
Figure 13: C se décharge à 0 volt	13
Figure 14: L recharge C	14
Figure 15: Le circuit résonant est accordé à la fréquence de signal d'entrée.	15
Figure 16: Oscillation à la fréquence de la deuxième harmonique.....	15
Figure 17: Simulation Tension/fréquence avec $C=4.7nF$ et $L=10nH$ fréquence fondamentale	18
Figure 18: Simulation Tension/Temps avec $C=4.7nF$ et $L=10nH$ fréquence fondamentale ...	18
Figure 19: Simulation Tension/Temps avec $C=0.47nF$ et $L=100nH$ fréquence fondamentale	20
Figure 20: Simulation Tension/Temps avec $C=4.7nF$ et $L=10nH$, deuxième harmonique	22
Figure 21: Fréquence fondamentale, valeurs 1	27
Figure 22: Deuxième harmonique, valeurs 1	27
Figure 23: Troisième harmonique, valeurs 1	28
Figure 24	29
Figure 25	30
Figure 26	31

Introduction

Bien que le télescope grossit les objets, il n'intensifie pas la lumière; il ne permet donc pas de voir un objet peu lumineux. Pour effectuer cette fonction, on doit utiliser un intensifieur d'image connue sous le nom de galette micro-canaux ou Microchannel plate (MCP) ; dans la suite j'y ferai référence sous le nom MCP.

Les MCP transforment à l'aide d'une cathode, les photons incidents en électrons qui sont ensuite amplifiés par un processus d'avalanche. Les électrons sont reconvertis en photons par l'intermédiaire d'un écran au phosphore.

Les applications des MCP sont nombreuses comme par exemple : l'imagerie de faible luminosité, la spectroscopie, la fluorescence, l'astronomie, l'imagerie à haute vitesse, le comptage de photons, la défense (protection des missiles).

L'utilisation d'un MCP pour de l'imagerie à haute vitesse nécessite une commande rapide de la cathode (fast gating). L'étude et la réalisation de ce circuit de commande sera l'objet de ce stage.

Le plan de ce rapport est le suivant :

- *La première* partie introduit le sujet, décrit les utilisations pour lesquelles l'appareil est prévu.
- *La seconde* partie est consacrée à une étude théorique. Les méthodes pour arriver à concevoir le circuit de commande seront expliquées, ainsi qu'une brève introduction théorique aux amplificateurs de puissance de différentes classes. Finalement, le fonctionnement du circuit sera expliqué.
- *La troisième* partie concerne la simulation du montage retenu afin d'en étudier plus précisément le fonctionnement et d'en optimiser les composants.

- *La quatrième* partie concerne la réalisation expérimentale du montage pratique qui a été simulé auparavant.

En conclusion, nous ferons le point sur le travail effectué.

1 Obturation d'une galette micro-canaux.

Pour utiliser un MCP, une image ultraviolette, visible, ou infrarouge proche est projetée sur la face appelée Photocathode. La haute radiation cause l'émission d'électrons de la photocathode, lesquels sont accélérés par un champ électrique produit l'application d'une tension continue. Ils sont ensuite projetés sur un écran luminescent (écran phosphore) qui se trouve de l'autre cote du MCP. Voir figure 1.

L'écran phosphore, transformant la haute énergie des électrons en lumière, présente la même image que celle projetée sur le photocathode, mais avec un flux très amplifié (plusieurs milliers de fois en général).

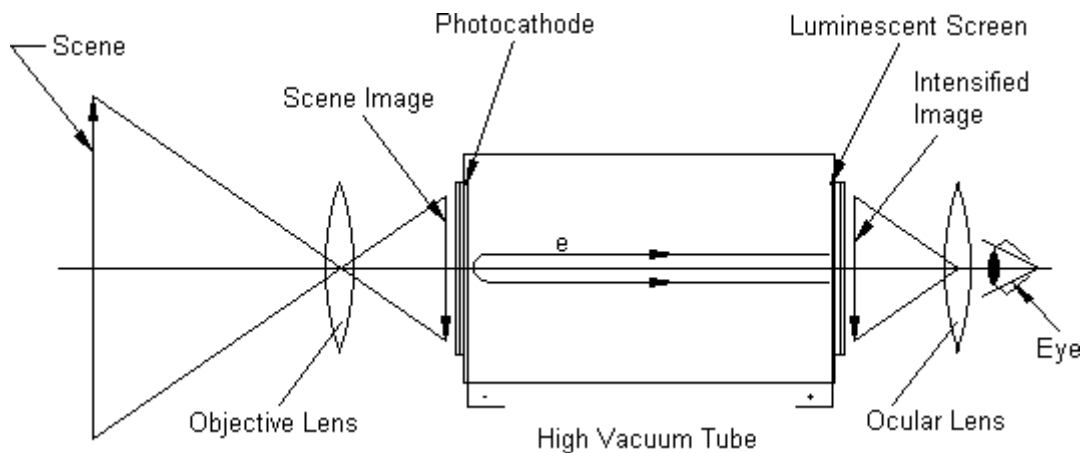


Figure 1: Principe basic d'intensifier d'image

Dans le MCP, il y a beaucoup petits trous (de l'ordre de 10 μm de diamètre), c'est là, que se fait la multiplication des électrons. Chacun de ces trous est un pixel de l'image amplifiée, sa résolution est donc de l'ordre de 10 μm . Voir figure 2.

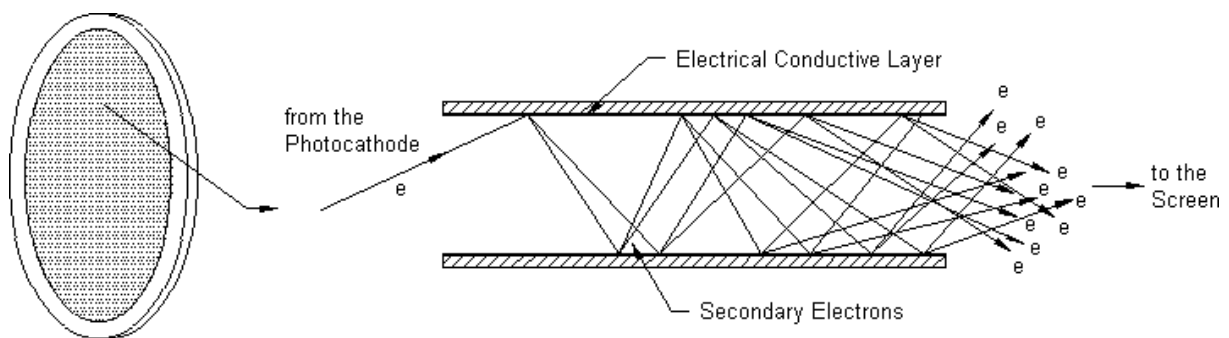


Figure 2: Microchannel plate (MCP)

Suivant de gain de luminosité désiré, on peut insérer plusieurs galettes micro-canaux entre la photocathode et l'écran au phosphore, comme illustré sur la figure 3.

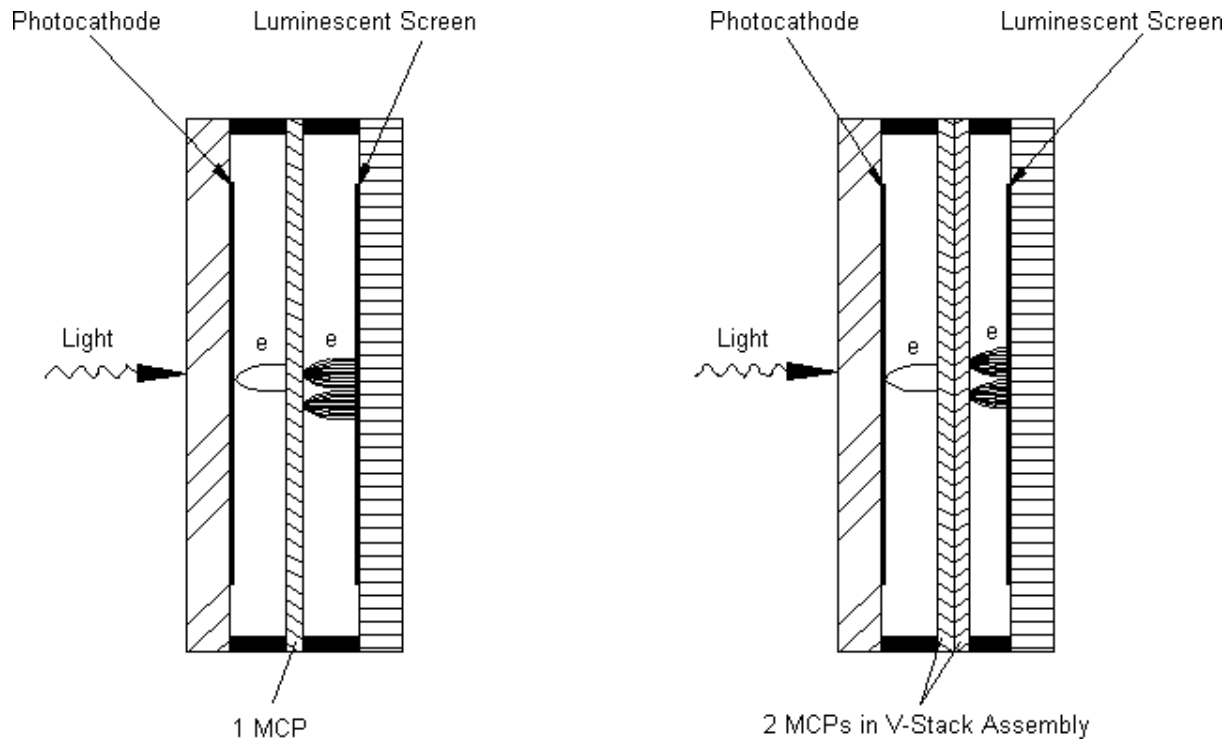


Figure 3: MCP

Pour le bon fonctionnement du MCP en mode obturation, un circuit de commande doit alimenter la photocathode.

L'obturation d'un MCP nécessite que l'alimentation de la cathode ait les caractéristiques suivantes : la tension crête à crête doit être 240 V, soit -200 V pour amplifier la lumière et +40 V pour arrêter l'amplification et, dans notre cas, une fréquence de répétition de 20 MHz. Voir figure 4.

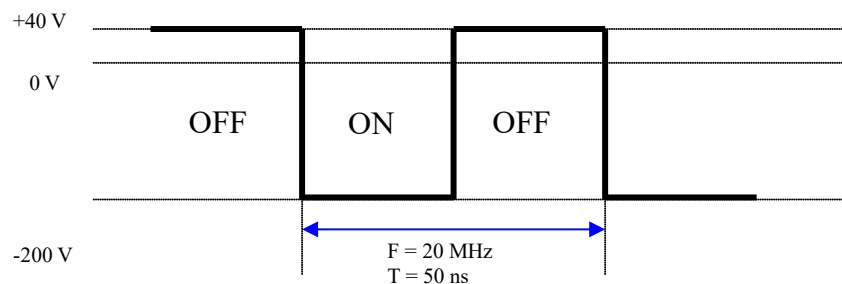


Figure 4: Signal "fast Gating"

2 Etude théorique du circuit de commande.

2.1 Introduction.

L'étude bibliographique sur Internet du circuit de commande d'un MCP n'a pas été très fructueuse. En effet les seules informations collectées ne concernaient que des publicités pour de tels circuits, mais pas de schéma de principe ou de réalisation.

Un recherche bibliographique dans les journaux spécialisés nous a fourni quelques indications, mais les circuits proposés ne permettent pas d'atteindre des fréquences de répétitions de 20 MHz.

Compte tenu des caractéristiques du circuit, notamment la forte tension crête à crête, nous allons étudier des amplificateurs de puissance susceptible de convenir.

2.2 Amplificateur de puissance.

2.2.1 Introduction.

Les amplificateurs de puissance sont des amplificateurs à grands signaux. Lorsqu'un signal est appliqué à leur entrée, ils utilisent généralement une portion beaucoup plus importante sur la droite de charge comparativement aux amplificateurs à faibles signaux.

L'objectif principal des amplificateurs à grands signaux est l'amplification de puissance. Dans notre cas, nous les adapterons pour la commande des MCP.

2.2.2 Types d'amplificateurs de puissance.

Suivant le pourcentage du cycle d'entrée pour lequel l'amplificateur opère dans sa région linéaire, on peut trouver différente classe de fonctionnement : classe A, classe B, classe AB et classe C.

- Classe A : les amplificateurs de classe A sont polarisés de façon à ce qu'il fonctionne dans la région linéaire pour le cycle complet (360°) de l'entrée. Dans ce mode de fonctionnement particulier, l'amplificateur ne passe pas en blocage ou en saturation : la forme d'onde de la tension de sortie est donc une réplique amplifiée de celle de l'entrée.
- Classe B : les amplificateurs de classe B sont polarisés au point de blocage, de façon à opérer dans la région linéaire pour 180° du cycle d'entrée et à bloquer pour le reste du cycle.
- Classe AB : les amplificateurs de classe AB sont polarisés de façon à opérer dans la région linéaire pour un peu plus de 180° du cycle d'entrée.
- Classe C : les amplificateurs de classe C sont polarisés de façon à ce que la conduction se produise sur beaucoup moins que 180° du cycle d'entrée.

L'avantage premier des amplificateurs de classe B ou de classe AB sur un amplificateur de classe A est que son rendement est plus élevé : on peut obtenir plus de puissance de sortie pour une quantité donnée de puissance à l'entrée. Un des désavantages des amplificateurs de classe B ou de classe AB est la difficulté pour mettre en œuvre son circuit de façon à obtenir une reproduction linéaire de la forme d'onde de l'entrée.

Les amplificateurs de classe C possèdent un meilleur rendement que les amplificateurs des classe A, B ou AB. On peut donc obtenir plus de puissance de sortie avec le fonctionnement en classe C. Cependant, la déformation du signal à la sortie est très importante, si aucune précaution n'est prise.

Chaque classe possède une configuration de circuit unique puisque chaque méthode de fonctionnement est différente.

Dans notre cas, l'amplificateur de classe C est mieux adapté, puisqu'on a besoin de trouver un signal à haute fréquence et à haute tension, sans que la forme du signal soit réellement importante. On va maintenant expliquer son fonctionnement.

2.2.3 Amplificateurs Classe C.

Le concept de base du fonctionnement en classe C est illustré sur la figure 5 :

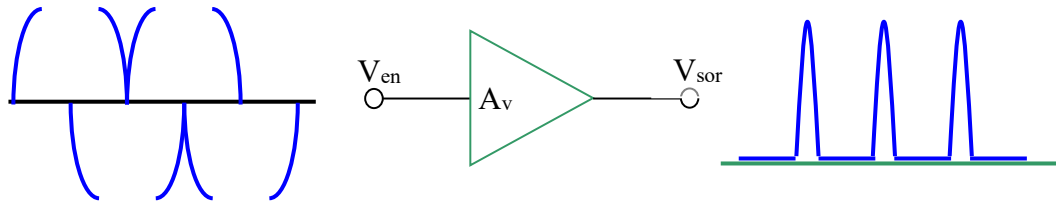


Figure 5: Fonctionnement de base d'un amplificateur de classe C

Le circuit de base des amplificateurs de classe C est le suivant :

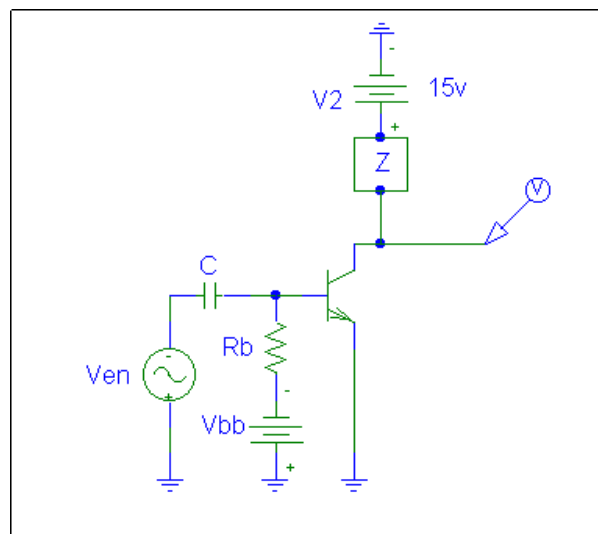


Figure 6: Circuit de base d'un amplificateur de classe C

La formes d'onde pour la tension de l'entrée et le courant de sortie est la suivant :

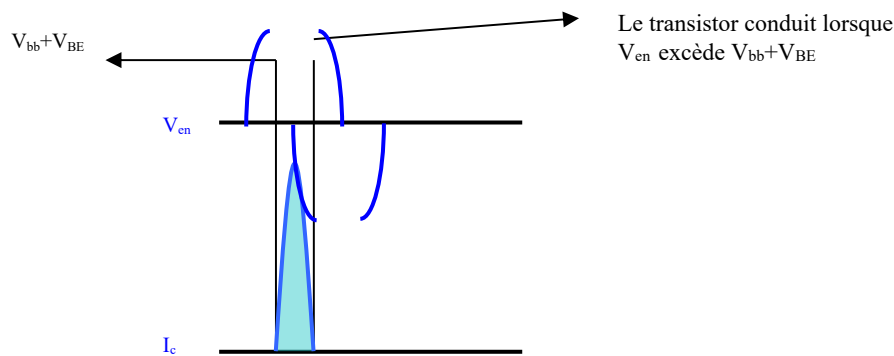


Figure 7: Formes d'onde pour la tension de l'entrée et la courant de sortie

A l'entrée la tension V_{en} possède une valeur crête légèrement supérieure à $V_{bb} + V_{BE}$ pour que cette tension soit capable d'excéder la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur pendant un court moment près de la crête positive de chaque cycle. Durant ce court moment, le transistor est mis en marche.

La puissance dissipée par un transistor dans un amplificateur de classe C est faible puisqu'il n'est en marche que pendant un faible pourcentage du cycle d'entrée.

Comme la tension au collecteur, qui est la tension de sortie, n'est pas une réplique de la tension à l'entrée, l'amplificateur de classe C muni d'une charge résistive n'est d'aucune utilité pour des applications linéaires. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur de classe C avec un circuit résonnant parallèle.

La fréquence de résonance du circuit est déterminée par la formule suivante en fonction des éléments du circuit :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Équation 1: Fréquence de résonance

Nous utiliserons le circuit suivant :

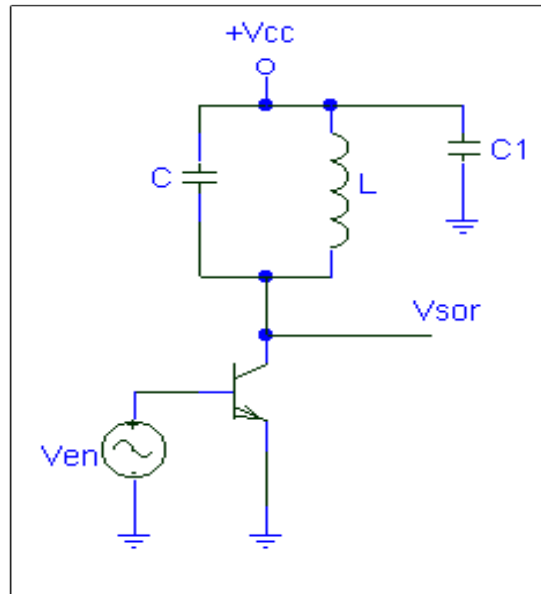


Figure 8: Amplificateur « classe C » à résonance

Où $C1$ est une grosse capacité permettant de stabiliser l'alimentation.

La forme d'onde à la sortie est la suivant :

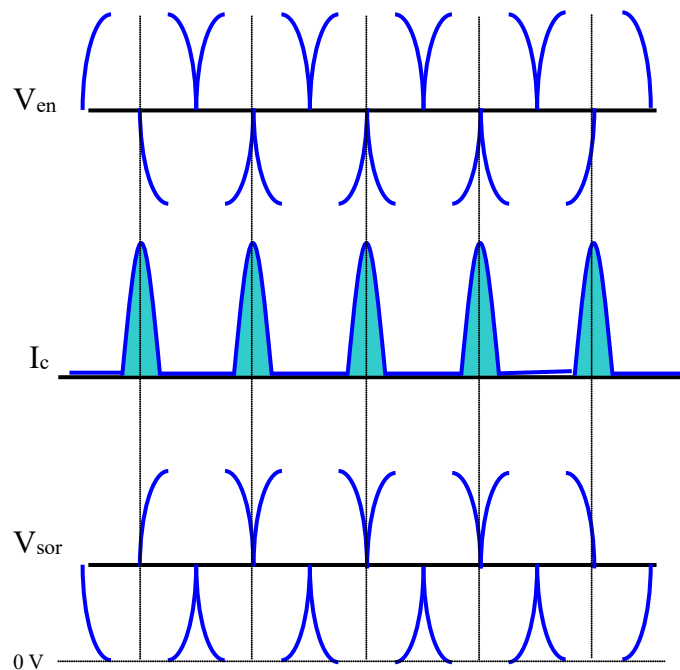


Figure 9: Formes d'onde à la sortie

La brève impulsion de courant au collecteur (I_c , voir figure 9) pour chaque cycle de l'entrée amorce et maintient l'oscillation du circuit résonnant pour produire une tension sinusoïdale à la sortie.

Le fonctionnement d'amplificateur de classe C avec un circuit résonnant parallèle est le suivant :

- A) Avant la première impulsion de conduction du transistor, le courant dans le condensateur et l'inductance est nul.

La première impulsion de courant charge le condensateur à une valeur d'environ $+V_{cc}$, en regardant la figure 10, à ce moment le condensateur se trouve complètement chargé et le transistor conduit, il apparaît comme un court-circuit. Le transistor fait que la tension en de sortie s'approche d'une valeur de 0V, sans toutefois atteindre cette valeur pour les premier cycles. C'est le premier point de la figure 11.

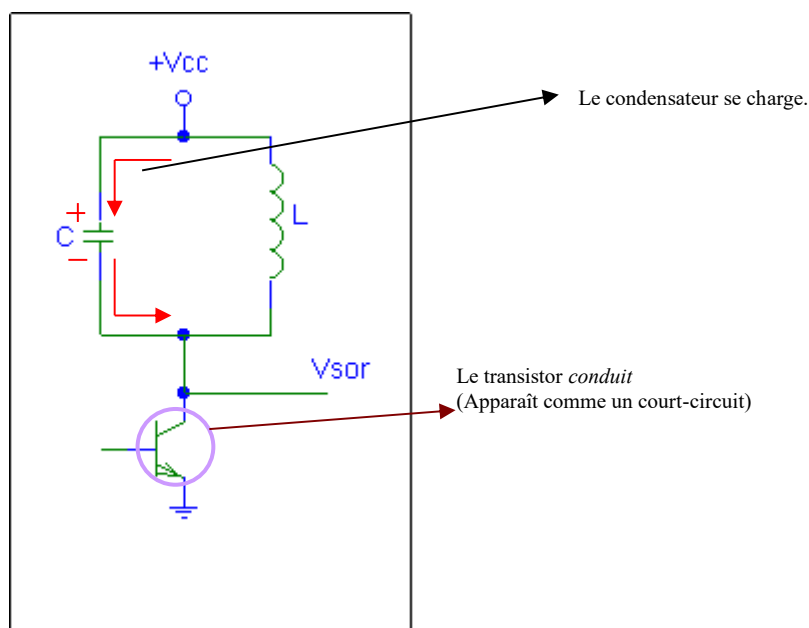


Figure 10: C se charge à une valeur $+V_{cc}$ lors de la crête à l'entrée alors que le transistor conduit

- B) Après l'impulsion, le condensateur se décharge rapidement et charge l'inductance, le transistor ne conduit plus, il apparaît comme un circuit ouvert.

Le signal de sortie était à 0V, le condensateur était chargé. Après le condensateur commence à se décharger et le signal à la sortie commence à augmenter jusqu'à la valeur de V_{cc} , lorsque le signal de sortie attend cette valeur, le condensateur se trouve complètement déchargé et l'inductance complètement chargée (courant maximal). Voir la figure :11.

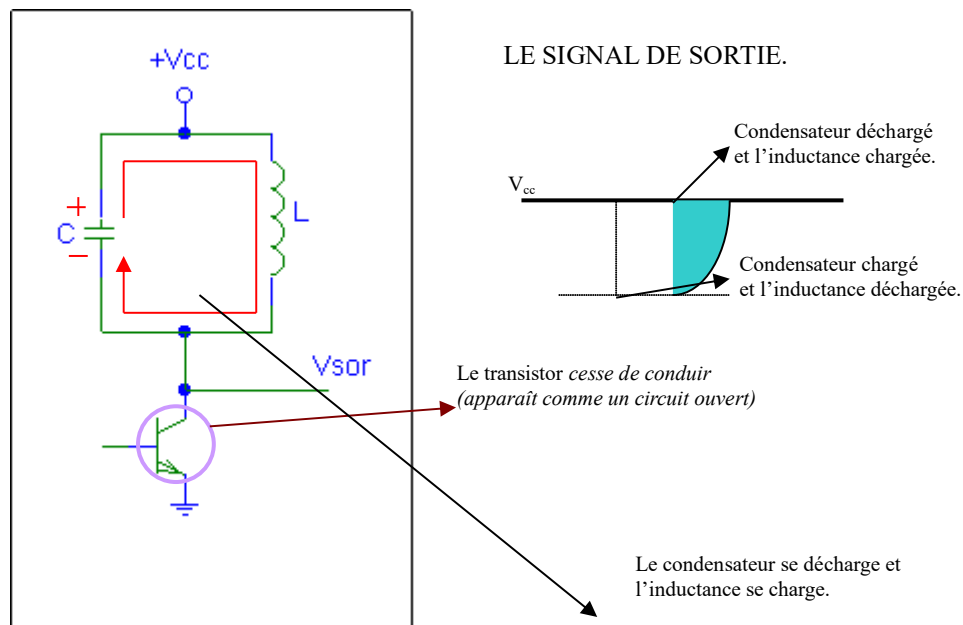


Figure 11: C se décharge à 0 Volt

- C) Une fois le condensateur complètement déchargé, le flux magnétique de l'inductance disparaît en rechargeant rapidement le condensateur avec une valeur d'environ V_{cc} , mais dans la direction contraire à la charge précédente. A la fin de la charge du condensateur la tension de sortie attend $2V_{cc}$ et l'inductance est complètement déchargée (courant nul).

Le transistor demeure à l'état de repos (voir la figure 12).

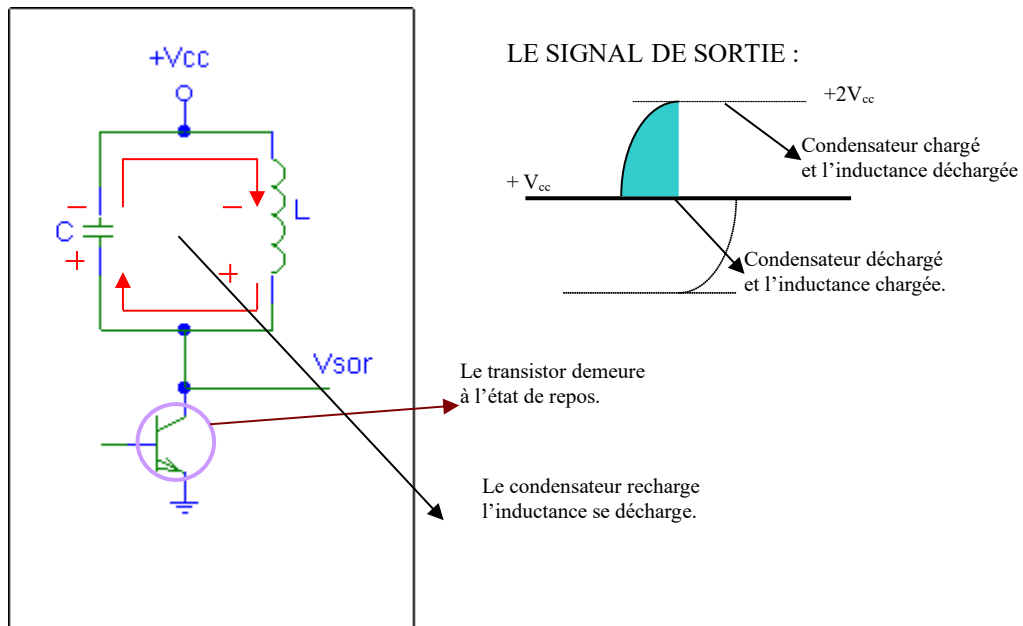


Figure 12: L recharge C dans la direction opposée

D) Maintenant, le condensateur se décharge rapidement et fait augmenter le champ magnétique de l'inducteur.

C'est la même chose que dans le cas B), à la différence que, la direction de décharge est opposée.

Le signal de sortie partant d'une valeur proche à $+2 V_{cc}$ va diminuer à mesure que le condensateur se décharge dans l'inductance jusqu'à zéro. Lorsque le condensateur est déchargé, l'inductance est chargée, et le signal de sortie aura une valeur proche de V_{cc} . Le transistor demeure à l'état de repos. Voir la figure 13.

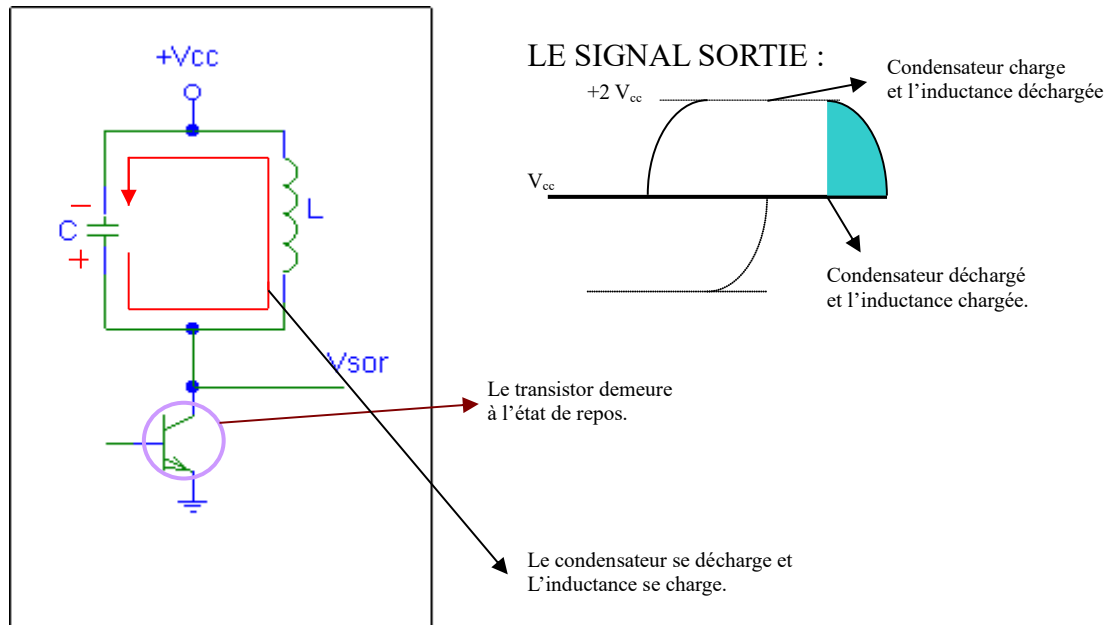


Figure 13: C se décharge à 0 volt

E) Maintenant, l'inductance recharge le condensateur de la même façon que dans le cas C) mais, dans la direction opposée. Le signal de sortie va continuer en train de diminuer jusqu'à une valeur proche de 0V.

En fait dans le premier cycle cette tension n'atteindra pas, il faudra attendre les cycles suivants, et la stabilité du système, pour que la tension de sortie monte jusqu'à $2V_{cc}$ et diminue jusqu'à 0V.

Le transistor ne conduit pas jusqu'à ce qu'un nouveau cycle commence. Au moment où il conduit à nouveau, il fait descendre la tension de sortie jusqu'à une valeur proche de 0V et permet de fournir le courant nécessaire à l'entretien de l'oscillation entre C et L. La mise en conduction se fait lorsque V_s est en plus bas de sortie que la puissance dissipée dans le transistor soit la plus petite.

Comme illustré sur la figure 14 :

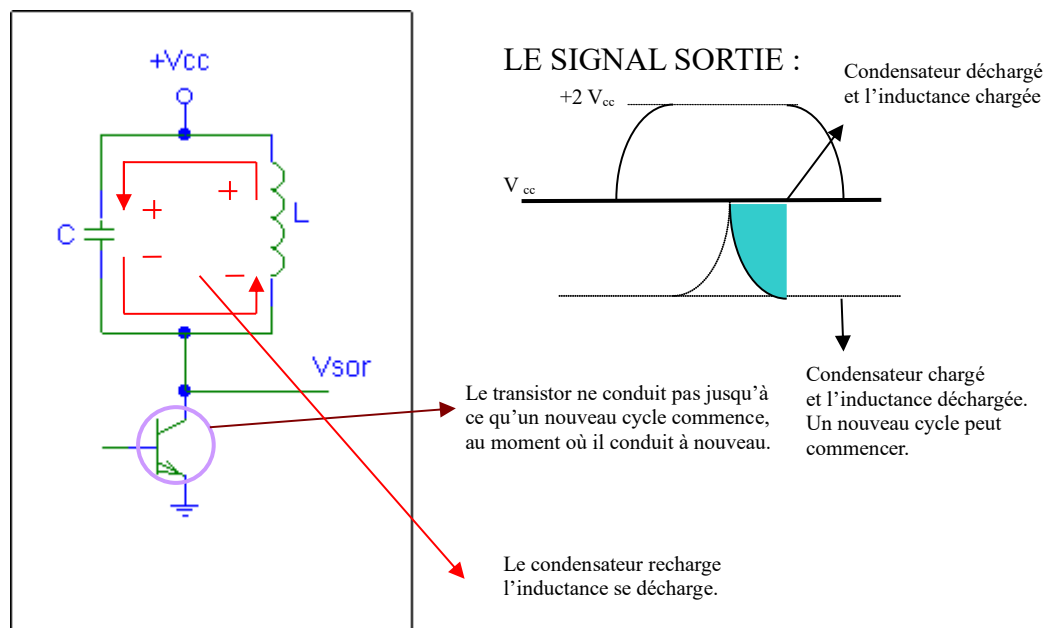


Figure 14: L recharge C

Les figures 11 à 14 présentent un cycle complet. Si le transistor ne reconduit pas à l'issue de ce cycle, celui-ci se reproduit mais les excursions en tension sont plus faibles. En effet l'amplitude de chacun des cycles successifs de l'oscillation s'affaiblit à chaque nouveau cycle à cause de la dissipation d'énergie dans la résistance du circuit résonnant. Cependant, la réapparition régulière de l'impulsion de courant au collecteur réanima le circuit résonnant pour maintenir les oscillations à une amplitude constante. La tension crête à crête à la sortie peut atteindre $2V_{cc}$, au maximum.

Lorsque le circuit résonant est accordé à la fréquence du signal d'entrée, la réalimentation se produit à chaque cycle de la tension du circuit résonnant. Cette est présentée sur la figure 15, où l'oscillation à la fréquence fondamentale peut être maintenue à l'aide de courtes impulsions de courant synchrone au collecteur.

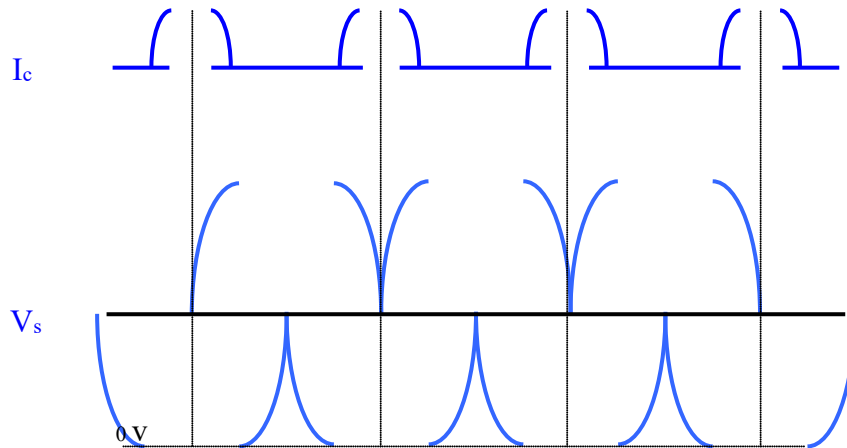


Figure 15: Le circuit résonant est accordé à la fréquence de signal d'entrée.

Lorsque le circuit résonnant est accordé à la deuxième harmonique du signal d'entrée, la réalimentation se produit tous les deux cycles. (voir figure 16). Dans ce cas, l'amplificateur fonctionne en multiplicateur de fréquence.

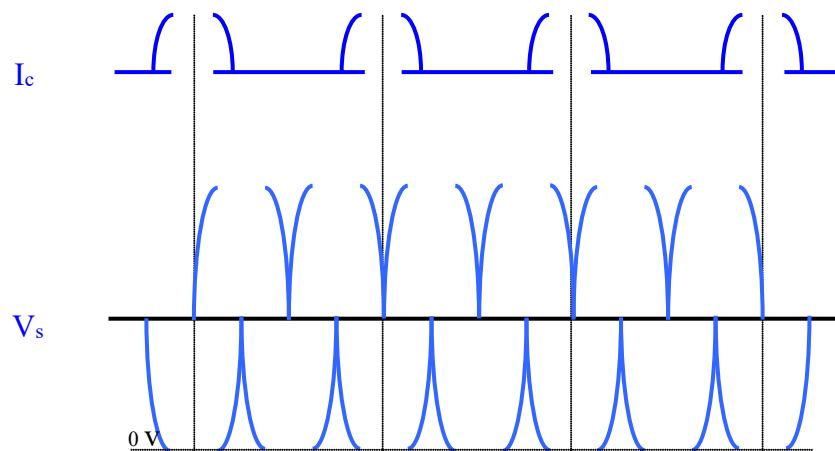


Figure 16: Oscillation à la fréquence de la deuxième harmonique

Si le circuit résonant est accordé à une harmonique plus élevée, entre deux impulsions de courant le circuit va perdre plus d'énergie et le signal de sortie sera plus déformé.

3 Simulation du montage pratique.

3.1 Introduction.

Dans ce chapitre nous présenterons les résultats de simulation du circuit d'un amplificateur de puissance de classe C avec une charge résonnante parallèle. (voir figure 8).

La simulation du circuit est réalisée avec le programme PSPICE.

3.2 Simulation d'un amplificateur de classe C avec un circuit résonnant parallèle.

Le but de cette simulation est de déterminer les valeurs les plus appropriées des différents composants des amplificateurs de puissance de classe C avec un circuit résonant parallèle.

Ce circuit de commande devra avoir les caractéristiques suivantes :

- Gating off : +40 V.
- Gating on : -200 V.
- Gating fréquence : 20 MHz.

Pour que le circuit résonant oscille à 20 MHz, le produit L x C doit être environ égal à :

$$LC = \frac{1}{(2\pi \cdot f_r)^2}$$

Equation 2 : Produit LC

Où f_r vaut 20 MHz.

Donc, le produit LC doit être de :

$$LC = 6.33 \cdot 10^{-17} \text{ s}$$

On va faire quelques simulations avec différentes valeurs de condensateur et d'inductance, de la même façon on va varier aussi la fréquence d'entrée. Le circuit avec la fréquence fondamentale et avec la fréquence de la deuxième harmonique sera simulé. Aussi, il est important de voir quels sont les meilleures valeurs pour la tension V_{cc} ; et la valeur de la tension et d'offset du signal d'entrée V_{en} .

3.2.1 Simulation du circuit avec la fréquence fondamentale.

L'excitation du circuit à la fréquence fondamentale est représenté sur la figure 8. D'après de quelques simulations avec différentes valeurs de condensateur et d'inductance, nous allons montrer les meilleures résultat, ceux dont le signal de sortie s'approche le plus du cahier des charges.

La figure 17 représente l'évolution du signal de sortie V_{sor} , après la simulation du circuit de la figure 8 avec les valeurs suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} C = 4.7nF \\ L = 10nH \end{array} \right\} \Rightarrow f_r = 23.2MHz.$$

$$V_{cc} = 15V$$

$$\left. \begin{array}{l} f_{en} = 23.2MHz \\ V_{amp} = 2V \end{array} \right\} \Rightarrow V_{en}$$

Il est possible de représenter la tension en fonction de la fréquence ou de temps pour une fréquence donnée. Dans le premier cas, nous pouvons estimer précisément la fréquence. Cette fréquence pourra alors être utilisée pour le second trace.

Pour ce premier cas, les deux graphiques sont illustrés:

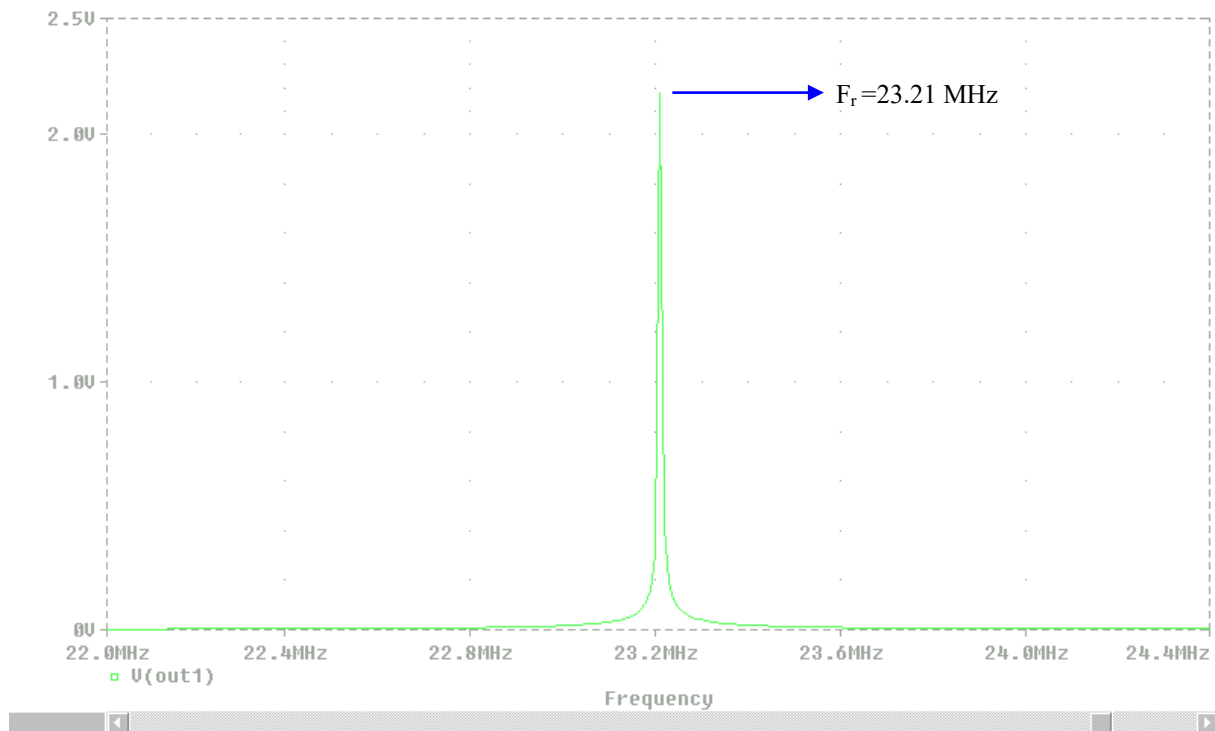


Figure 17: Simulation Tension/fréquence avec $C=4.7\text{nF}$ et $L=10\text{nH}$ fréquence fondamentale



Figure 18: Simulation Tension/Temps avec $C=4.7\text{nF}$ et $L=10\text{nH}$ fréquence fondamentale

De la figure 17, représentant la tension en fonction de la fréquence, on remarque l'existence d'un pique pour la fréquence 23.21 MHz, qui est la valeur attendue. En ce qui concerne la tension en fonction du temps, on observe une oscillation entre -4.8V et 35.4V. Cette excursion est supérieure à la l'excursion attendue ($2V_{cc} = 30V$) sans doute à cause d'une amplitude de la tension d'entrée trop grande.

Tout ça peut-être expliqué par le choix de la valeur du condensateur et de l'inductance. Si on utilise une inductance plus grande il faudra utiliser un condensateur plus petit, pour arriver à la bonne fréquence de résonance. A la sortie cependant, la tension crête à crête est plus grande, mais plus déformée (voir la figure 19). Ceci est dû au fait que pour le même courant par courant l'inductance le flux est plus grand et comme la variation de tension est inversement proportionnelle à la valeur du condensateur l'excursion de la sortie augmente. Celle ci ayant déjà atteint sa valeur maximale le transistor sature fortement ce qui produit la déformation. Pour illustrer ceci, la valeur du condensateur est divisée par 10 et la valeur de l'inductance est multipliée par 10; pour osciller avec la même impulsion de courant synchrone au collecteur, les autres valeurs sont laissées égales. On a donc :

$$\left. \begin{array}{l} C = 0.47nF \\ L = 100nH \end{array} \right\} \Rightarrow f_r = 23.2MHz$$

Le résultat est illustré sur la figure 19, représentant la tension de sortie en fonction du temps. La représentation de la tension en fonction de la fréquence est équivalente à celle de la figure 17.



Figure 19: Simulation Tension/Temps avec $C=0.47\text{nF}$ et $L=100\text{nH}$ fréquence fondamentale

De la figure 19, il est possible de voir que la tension a augmenté ; dans ce cas la tension oscille entre -4.2V et 41.9V . En contrepartie le signal se déforme en bas. La fréquence est la même qu'avant.

Si on faisait la même simulation avec une valeur de condensateur plus grande et une inductance plus petite, le résultat serait le même, mais avec une valeur de tension crête à crête, plus petite.

En fonction du couple choisit on peut aussi jouer sur la valeur de la fréquence d'entrée, sur l'offset, sur la tension d'entrée ou sur la valeur de V_{cc} .

3.2.2 Simulation du circuit avec la fréquence d'oscillateur sur la deuxième harmonique.

Pour que la fréquence de l'oscillateur soit calée sur la deuxième harmonique du résonateur LC il faut imposer $f_r = 11.6 \text{ MHz}$. Le signal de sortie aura la même fréquence que dans la simulation d'avant c'est à dire 23.21 MHz, mais les valeurs de la tension crête à crête sont plus petites qu'avec l'excitation à la fréquence fondamentale. Ceci vient du fait que la réalimentation ne se produit qu'un cycles sur deux et donc que les pertes sont plus importantes.

La simulation du circuit de la figure 8 est illustré sur la figure 20, les valeurs utilise sont les suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} C = 4.7nF \\ L = 10nH \end{array} \right\} \Rightarrow f_r = 23.2MHz.$$

$$V_{cc} = 15V$$

$$\left. \begin{array}{l} f_{en} = 11.6MHz \\ V_{amp} = 2V \end{array} \right\} \Rightarrow V_{en}$$

Seule la fréquence d'entrée (f_{en}) a été changée par rapport à la simulation de la figure 18. On peut cependant remarquer quelques différences sur le signal de sortie (voir figure 20).

Voici, le résultat de la simulation :

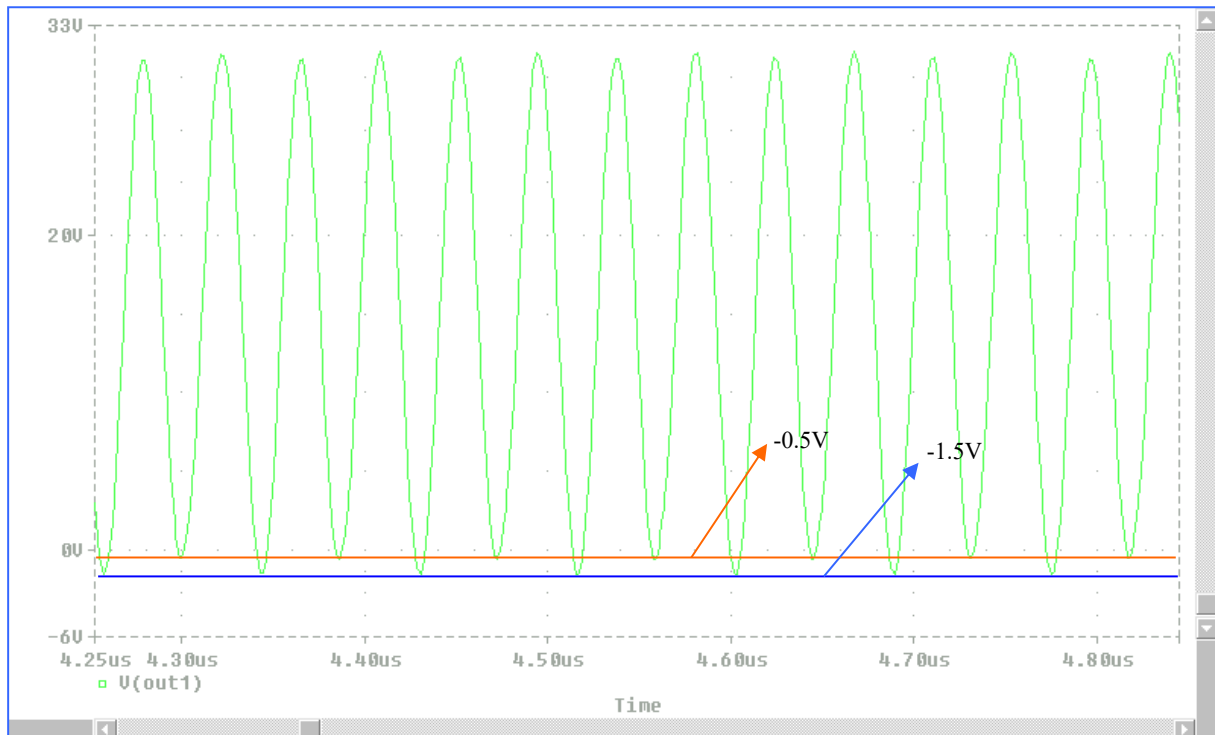


Figure 20: Simulation Tension/Temps avec $C=4.7nF$ et $L=10nH$, deuxième harmonique

La figure 20 montre que les valeurs de crêtes du signal de sortie sont plus petites lorsque la fréquence de la deuxième harmonique que lorsque la fréquence fondamentale est appliquée. De plus le signal de sortie est moins uniforme que dans la figure 18 (fréquence fondamentale). Notamment les valeurs en bas sont différentes, une fois on a $-0.5V$ et une autre fois $-1.5V$, alternativement. En haut le même phénomène apparaît mais plus atténué. Pour notre projet, ce n'est pas acceptable. Car cela fait apparaître des fréquences parasite pour la modulation du MCP. Le signal de sortie doit donc être uniforme.

L'explication est la suivante : entre les deux impulsion de conduction du transistor (I_c , figure 5) il y a deux oscillations du signal de sortie, la première est un peu plus grande que la deuxième puisque le transistor ne aide pas cette dernière à descendre plus, car ne conduit pas jusqu'à la prochain oscillation, où le signal descend plus basse.

L'influence du couple est la même que pour une excitation à la fréquence fondamentale.

3.3 Conclusion

Vu les résultats obtenus en simulation, on peut estimer ce qui va se passer pour la réalisation pratique.

Nous savons qu'il est mieux d'utiliser la fréquence fondamentale pour éviter la déformation du signal de sortie et pour avoir plus tension crête à crête.

Pour le choix de la valeur du condensateur, il faut savoir que si on utilise un condensateur petit il faut utiliser une inductance plus grande, la valeur de la tension crête à crête augmente alors, mais une déformation risque de se produire. Pour les bons choix de ces deux valeurs, la réalisation pratique est nécessaire pour tenir compte des parante introduit notamment pour le circuit imprimé.

4 Montage Expérimental

4.1 Introduction.

Dans ce chapitre, nous allons passer du circuit simulé précédemment à sa réalisation.

Pour la réalisation du circuit imprimé, on va procéder par étapes, pour chaque étape on commentera les problèmes rencontrés et commentons les résoudre.

4.2 Montage expérimental sur une Plaque de tests.

C'est la première étape pour vérifier facilement comment fonctionne le circuit qui avait été simulé dans le chapitre précédent. Cette plaque est souvent utilisée pour la réalisation de prototypes de circuits.

Les derniers circuits simulés avec PSPICE, ceux qui s'approchent de notre cahier des charges, sont les montages expérimentaux à vérifier.

Pour la première réalisation, il n'est pas possible d'atteindre la tension de sortie et la fréquence désirées. En effet ces plaques sont limitées à des petits signaux, et le premier transistor utilisé est un transistor bipolaire à petit signal NPN BC548C et relativement bonne fréquence. (Voir annexe A)

Cependant dans ce montage sur une plaque de tests, les premiers problèmes vont arriver. Compte tenu des composants les fréquences de l'oscillation ne correspondent pas. Ceci est dû aux capacités parasites de ces plaques de tests.

4.3 Montage expérimental sur un circuit imprimé.

4.3.1 Introduction

Pour éviter le problème de la plaque de tests, un circuit imprimé est utilisé. Avec ce circuit il est possible d'arriver à la valeur de haute tension et de haute fréquence. désirée.

Nous allons montrer que le choix du composant actif est important. Seules les dernières mesures seront montrées. Celles-ci correspondent aux meilleurs résultats.

4.3.2 Circuit imprimé avec transistor bipolaire à petit signal.

Dans ce montage, on a été utilisé un transistor BC548C (Voir les caractéristiques en l'annexe A) fonctionnant correctement à basse tension. Il a été monté sur un circuit imprimé afin d'améliorer l'amplification à haute fréquence, mais la tension amplifiée ne sera pas très grande, aux alentours de 30V, car les caractéristiques de transistor ne le permettent pas.

Le fonctionnement de ce circuit est correct à basse tension. Sa principale utilisation est d'améliorer le résultat obtenu avec la plaque tests notamment pour la fréquence

Dans ce montage, une inductance torique est utilisée, car avec les inductances axiales disponibles ne permettront pas d'atteindre la haute fréquence. Dans un deuxième temps des bobines dans l'air sont utilisées, car on est plus limité par les propriétés d'un matériaux magnétique pour arriver à la haute fréquence.

Finalement, le cahier des charges est presque atteint. Le montage fonctionne correctement à haute fréquence, mais il ne fonctionne pas encore à haute tension. Ceci est dû au transistor utilisé. Pour résoudre ce problème, un transistor qui fonctionne correctement à haute fréquence et à haute tension est nécessaire.

4.3.3 Circuit imprimé avec un transistor à haute tension.

Dans ce montage, un transistor BFN18 a été utilisé. Il fonctionne correctement à haute tension puisque il admet 300V entre le collecteur et l'émetteur. Pour plus de détails sur ce transistor, voir les caractéristiques l'annexe B.

Le montage utilisé maintenant est le même que dans la section qui précède, mis à point que le transistor utilisé est différent et qu'une petite résistance entre le signal d'entrée et la base du transistor a été ajoutée pour le protéger.

Seules, les mesures avec les résultats les plus importants sont montrés. Au début, on a les valeurs suivantes :

$$\left. \begin{array}{l} C = 22 pF \\ L = ? \\ V_{cc} = 31.6V \end{array} \right\} \Rightarrow \text{VALEURS "I"}$$

La valeur de l'inductance n'est pas connue, car c'est une bobine cylindrique dans l'air. Compte tenu de l'équation 2 est possible connaître cette valeur approximativement. On peut également la mesurer avec un instrument appelé selfmètre.

On montre successivement une excitation à la fréquence fondamentale, à la 2^e et 3^e harmoniques, pour apprécier la diminution de la tension de sortie.

Les valeurs de la fréquence d'entrée, Offset et V_{en} sont différentes pour chaque situation, dépendant du cas (fondamental, première ou deuxième harmonique).

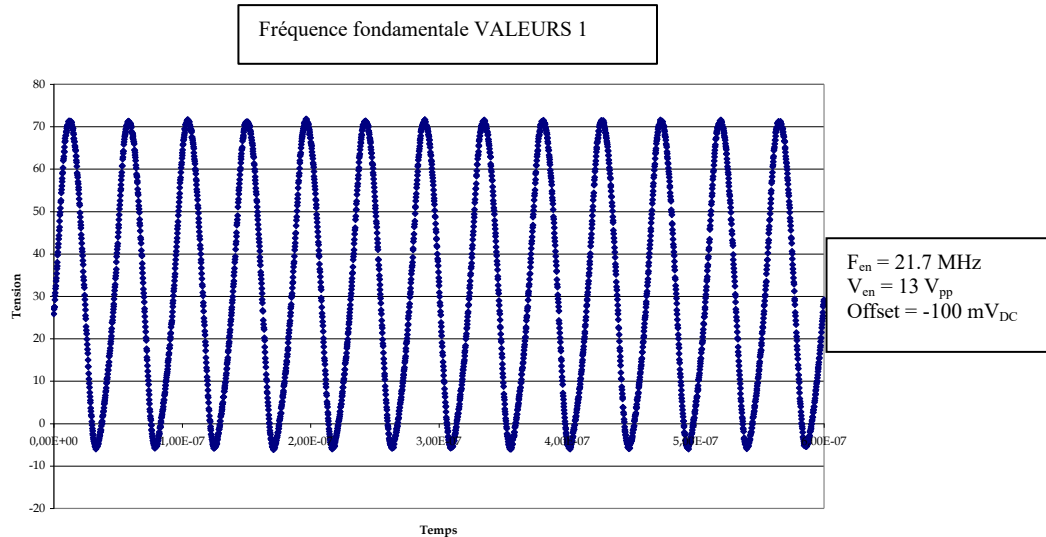


Figure 21: Fréquence fondamentale, valeurs 1

Résultat du circuit (figure 8) avec les Valeurs 1 et une excitation à de la deuxième harmonique :

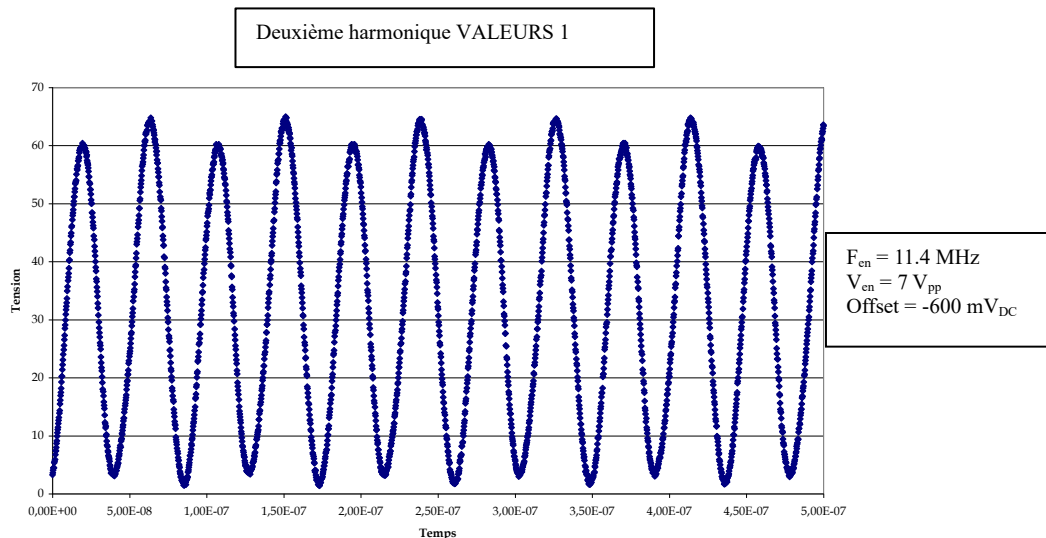


Figure 22: Deuxième harmonique, valeurs 1

Résultat du circuit (figure 8) avec les valeurs 1 et une excitation à de la troisième harmonique :

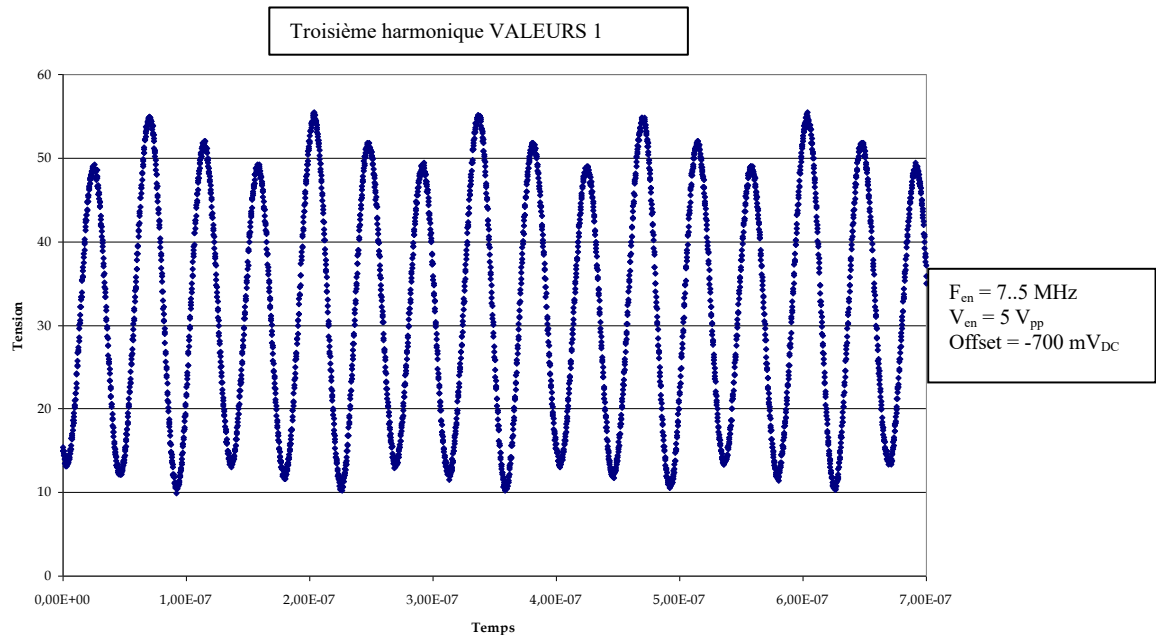


Figure 23: Troisième harmonique, valeurs 1

Sur ces figures (21, 22, 23) d'excitation son nettement visibles les différences introduisent par la fréquence. Dans les trois cas la fréquence du signal de sortie est presque la même, proche à 22 MHz.

Si on utilise la fréquence fondamentale (voir figure 21) le signal de sortie a une tension crête à crête plus élevée qu'avec les autres harmoniques. Cependant la tension d'entrée a donc être augmentée.

Si on utilise une fréquence harmonique (voir figure 22, 23) le signal de sortie se détériore. Ceci ne convient pas pour notre projet, le signal doit être uniforme.

A la deuxième harmonique deux oscillations se répètent, une plus grande que l'autre. Pour la troisième harmonique, trois oscillations se répètent, lesquelles diminuent progressivement en amplitude. Pour des harmoniques plus élevées, plus oscillations se répéteront.

D'après ces résultats seule une excitation à la fréquence fondamentale est envisageable. Seul ce type d'excitation sera utilisé dans la suite.

Dans les résultats obtenus auparavant, la fréquence était connectée mais pas la tension, car V_{cc} , était que de 31.6 V. Pour augmenter la valeur du signal de sortie, il faut augmenter la valeur de V_{cc} .

En augmentant sa valeur à $V_{cc} = 178.8$ V on a ainsi illustré pour différentes valeurs de capacitance et d'inductance dans l'air. La forme de l'inductance a également été prise en compte.

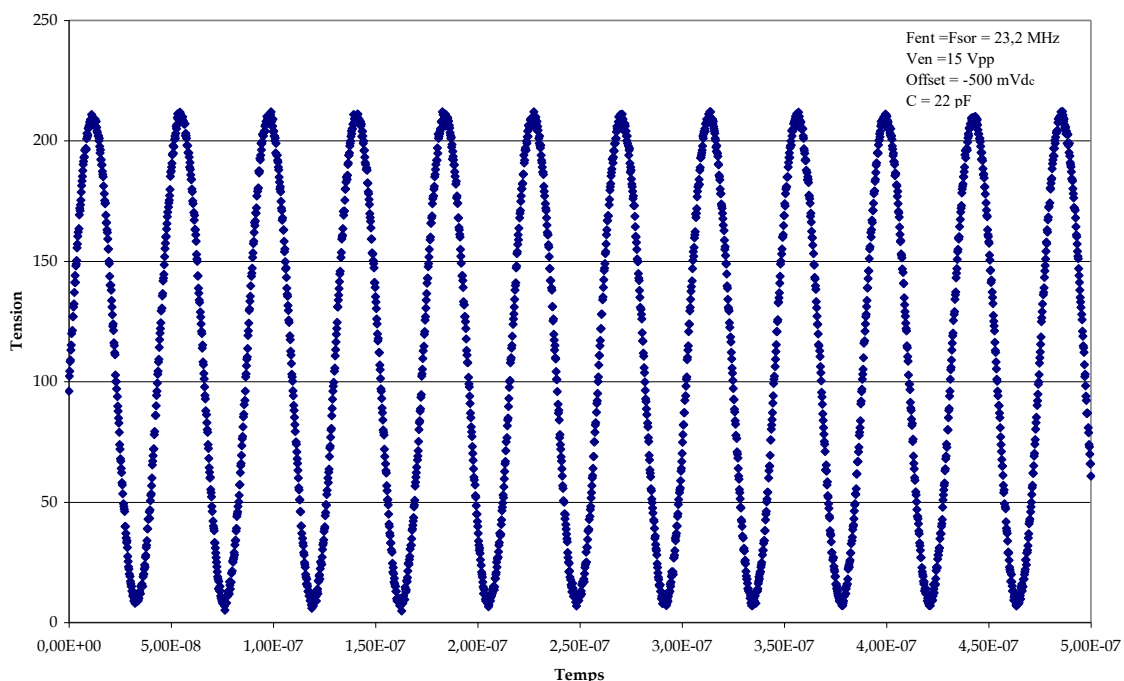


Figure 24

Pour les figures 24 et 25, seule la valeur de la capacitance a été changée ; la fréquence d'oscillation est donc différente :

- Figure 24 $\Rightarrow f_{en} = f_{sor} = 23.2$ MHz $C = 22$ pF
- Figure 25 $\Rightarrow f_{en} = f_{sor} = 20.5$ MHz $C = 33$ pF

L'inductance cylindrique à spires jointives, contient 4 spires et est de diamètre 36 mm.

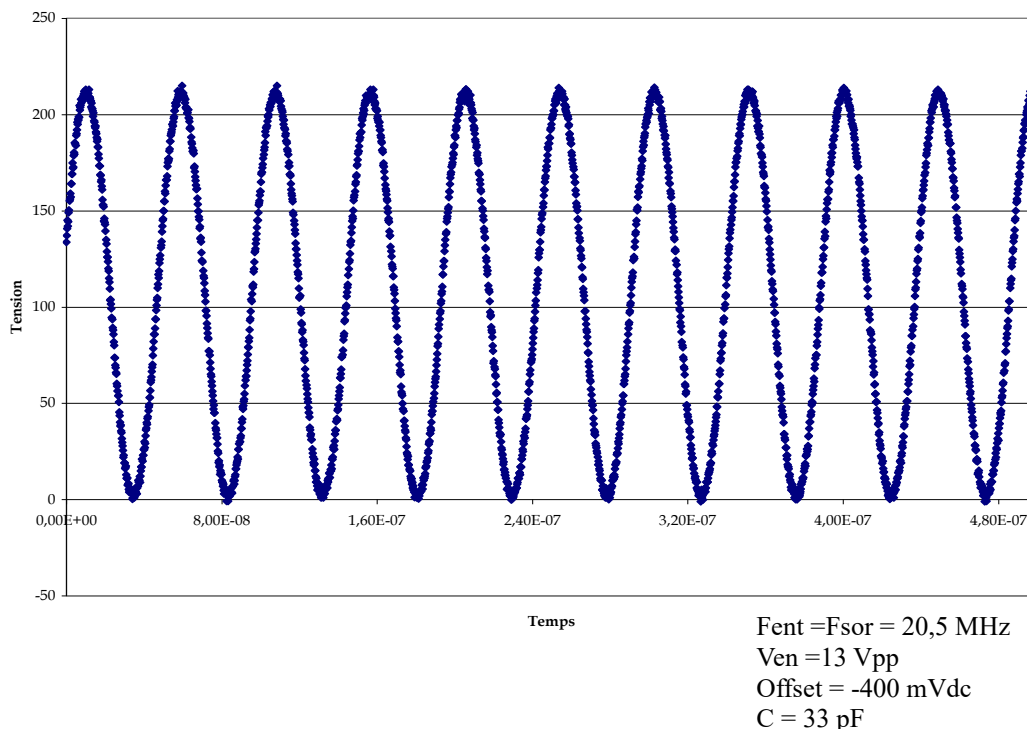
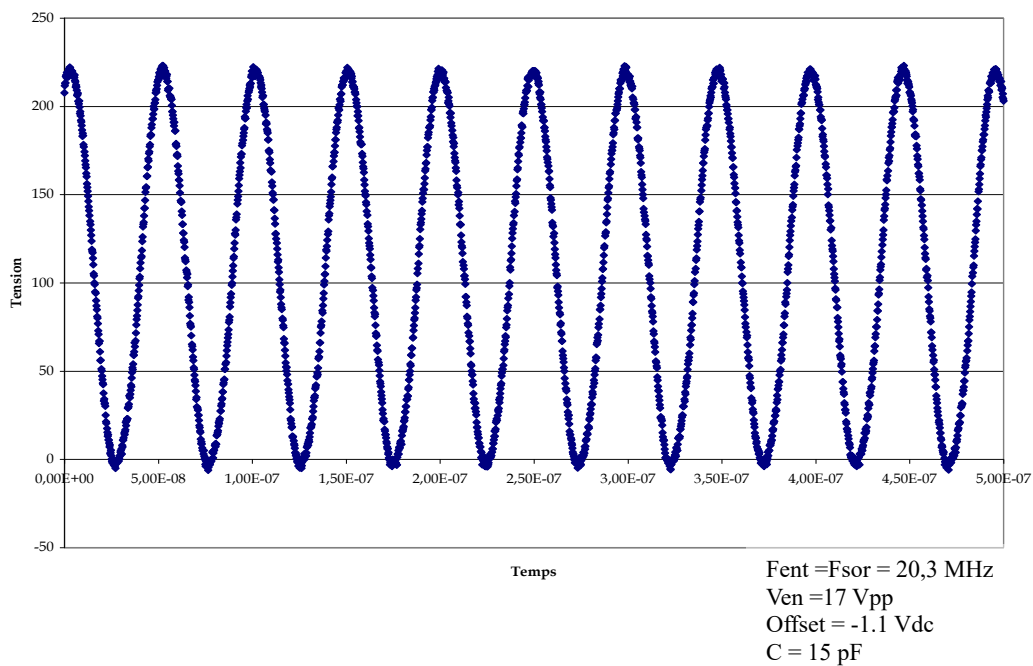


Figure 25

Dans la présentation suivantes la bobine et le condensateur se sont changés. La bobine utilisé a une diamètre plus petite (16 mm) mais avec plus tours (11). Les autres valeurs



utilisées sont montrées en bas de la figure.

Figure 26

Des figures 24, 25, 26, il est possible de voir, que notre but est presque atteint, la fréquence nécessaire est obtenue sans aucun problème. Il faut jouer avec la paire condensateur – inductance (bobine) pour savoir laquelle est la meilleure.

La valeur de la tension est aussi presque le bonne. Pour augmenter cette valeur, il faut augmenter la tension V_{cc} , pour cela il faut changer de générateur continu.

D'après les résultats obtenus avec les différents montages, on peut dire que pour une avoir valeur de tension crête à crête en sortie plus élevés, l'utilisation d'une bobine de grand diamètre sera préférable.

Dans le dernier montage, la bobine utilisée était petite par rapport aux autres (16 mm). Le résultat obtenu est correct, mais la tension appliquée en entrée est trop grande. Avec une bobine cylindrique de diamètre plus grand et contenant moins de tours, la valeur de la tension de sortie est plus grande pour une tension équivalente.

Conclusion

L'amplificateur de puissance de classe C avec un circuit résonant parallèle, a été conçu et réalisé. Il donne de bons résultats qui s'approchent beaucoup de la théorie.

Le circuit réalisé fournit une tension de 0 à 220 V à 20 MHz. L'étendue de variation est donc satisfaisante. Pour avoir des valeurs de crête à crête de 240 V, il est nécessaire d'avoir un générateur continue d'amplitude plus élevé.

Pour finaliser le circuit de commande du MCP il faut décaler le signal obtenu conformément au cahier des charges. Ceci peut être fait en ajoutant un condensateur et une diode zener de 40V en série avec un diode normal.

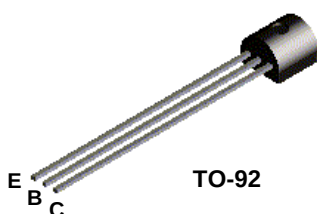
Les résultats expérimentaux se sont approchés assez bien des simulations sur l'ordinateur. Cependant la simulation accepte tous les composants et permet d'arriver de résultats.

Les étapes suivies permis de mener à bien ce projet. Une recherche bibliographique s'est fait pour avancer plus rapidement. Une étude théorique du circuit à utiliser puis sa réalisation pratique on suite pas à pas les problèmes rencontrés ont été résolus pour accomplir pleinement l'objet de ce stage.

Annexes

Annexes A : Caractéristiques du transistor NPN – BC548C.

**BC548
BC548A
BC548B
BC548C**



NPN General Purpose Amplifier

This device is designed for use as general purpose amplifiers and switches requiring collector currents to 300 mA. Sourced from Process 10. See PN100A for characteristics.

Absolute Maximum Ratings*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V _{CEO}	Collector-Emitter Voltage	30	V
V _{CES}	Collector-Base Voltage	30	V
V _{EBO}	Emitter-Base Voltage	5.0	V
I _C	Collector Current - Continuous	500	mA
T _J , T _{stg}	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max	Units
		BC548 / A / B / C	
P _D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625 5.0	mW mW/°C
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3	°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	°C/W

NPN General Purpose Amplifier

(continued)

Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

OFF CHARACTERISTICS

$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0$	30		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \text{ }\mu\text{A}, I_E = 0$	30		V
$V_{(BR)CES}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 10 \text{ }\mu\text{A}, I_E = 0$	30		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \text{ }\mu\text{A}, I_C = 0$	5.0		V
I_{CBO}	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0$ $V_{CB} = 30 \text{ V}, I_E = 0, T_A = +150 \text{ }^\circ\text{C}$		15 5.0	nA μA

ON CHARACTERISTICS

h_{FE}	DC Current Gain	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 2.0 \text{ mA}$ 548 548A 548B 548C	110 110 200 420	800 220 450 800	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 0.5 \text{ mA}$ $I_C = 100 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.25 0.60	V V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 2.0 \text{ mA}$ $V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 10 \text{ mA}$	0.58	0.70 0.77	V V

SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

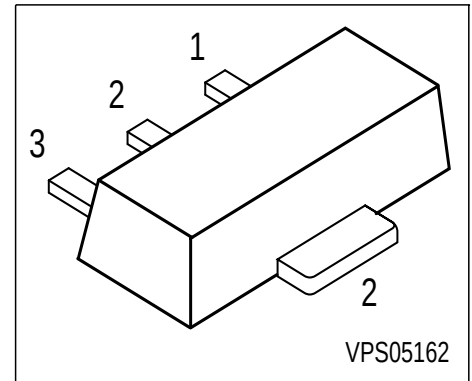
h_{fe}	Small-Signal Current Gain	$I_C = 2.0 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V},$ $f = 1.0 \text{ kHz}$	125	900	
NF	Noise Figure	$V_{CE} = 5.0 \text{ V}, I_C = 200 \text{ }\mu\text{A},$ $R_S = 2.0 \text{ k}\Omega, f = 1.0 \text{ kHz},$ $B_W = 200 \text{ Hz}$		10	dB

BC548 / BC548A / BC548B / BC548C

Annexes B : Caractéristiques du transistor NPN – BFN18.

NPN Silicon High-Voltage Transistors

- Suitable for video output stages in TV sets and switching power supplies
- High breakdown voltage
- Low collector-emitter saturation voltage
- Complementary types: BFN17, BFN19 (PNP)



Type	Marking	Pin Configuration			Package
BFN16	DD	1 = B	2 = C	3 = E	SOT89
BFN18	DE	1 = B	2 = C	3 = E	SOT89

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	BFN16	BFN18	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CEO}	250	300	V
Collector-base voltage	V_{CBO}	250	300	
Emitter-base voltage	V_{EBO}	5	5	
DC collector current	I_{C}	200		mA
Peak collector current	I_{CM}	500		
Base current	I_{B}	100		
Peak base current	I_{BM}	200		
Total power dissipation, $T_{\text{S}} = 130\text{ °C}$	P_{tot}	1		W
Junction temperature	T_{j}	150		°C
Storage temperature	T_{stg}	-65 ... 150		

Thermal Resistance

Junction - soldering point ¹⁾	R_{thJS}	≤20	K/W
--	------------	-----	-----

¹⁾For calculation of R_{thJA} please refer to Application Note Thermal Resistance

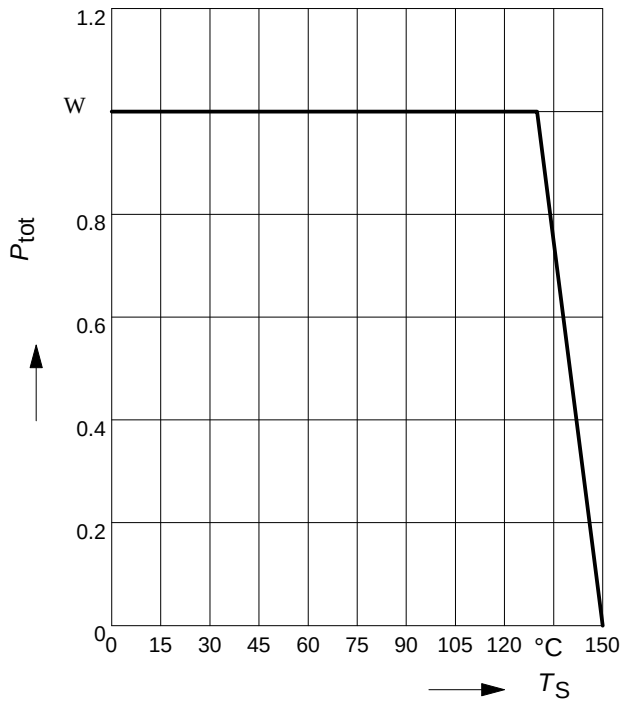
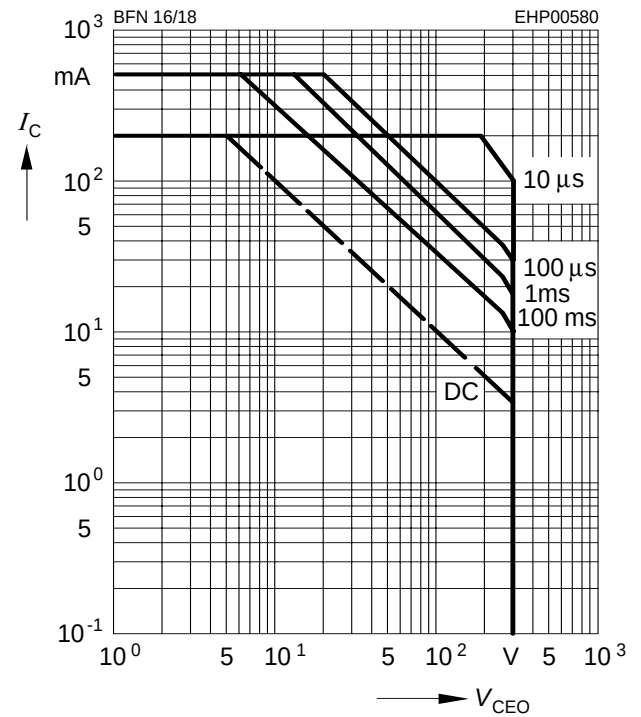
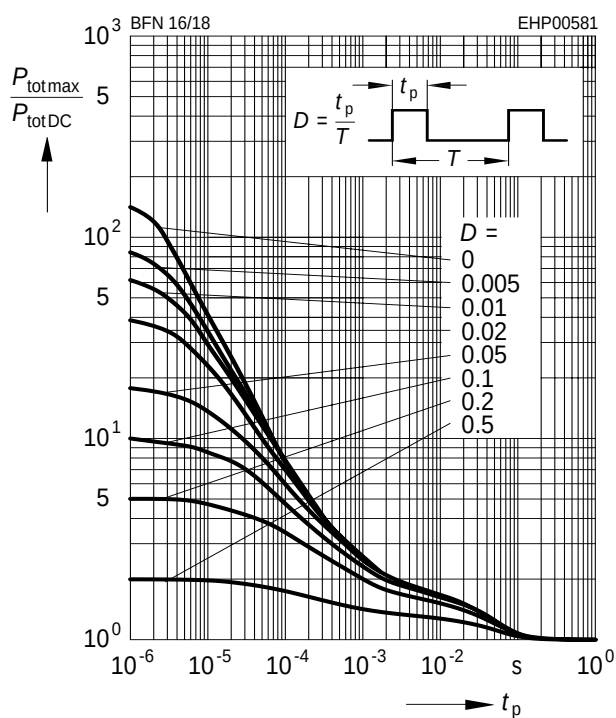
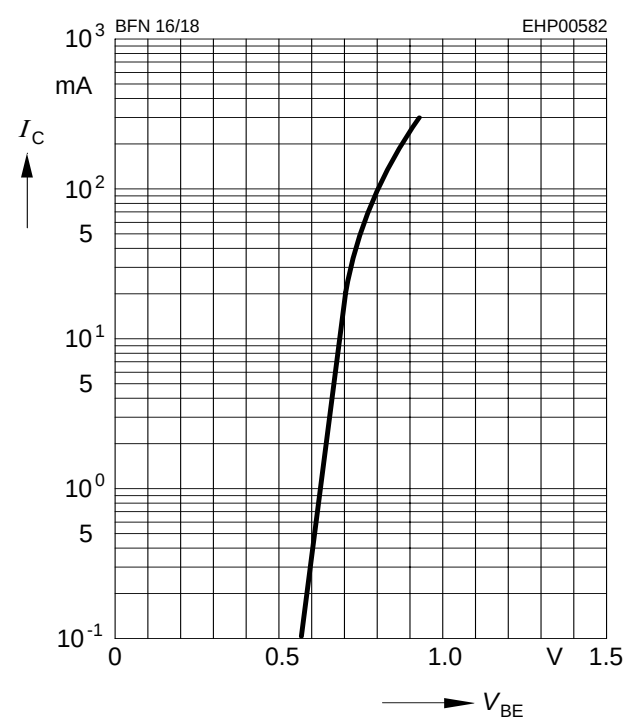
Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
DC Characteristics					
Collector-emitter breakdown voltage $I_C = 1\text{ mA}$, $I_B = 0$	$V_{(BR)CEO}$	250	-	-	V
BFN16		300	-	-	
BFN18					
Collector-base breakdown voltage $I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$, $I_E = 0$	$V_{(BR)CBO}$	250	-	-	
BFN16		300	-	-	
BFN18					
Emitter-base breakdown voltage $I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$, $I_C = 0$	$V_{(BR)EBO}$	5	-	-	
Collector cutoff current $V_{CB} = 200\text{ V}$, $I_E = 0$	I_{CBO}	-	-	100	nA
BFN16					
$V_{CB} = 250\text{ V}$, $I_E = 0$		-	-	100	
BFN18					
Collector cutoff current $V_{CB} = 200\text{ V}$, $I_E = 0$, $T_A = 150\text{ }^\circ\text{C}$	I_{CBO}	-	-	20	μA
BFN16					
$V_{CB} = 250\text{ V}$, $I_E = 0$, $T_A = 150\text{ }^\circ\text{C}$		-	-	20	
BFN18					
Emitter cutoff current $V_{EB} = 3\text{ V}$, $I_C = 0$	I_{EBO}	-	-	100	nA
DC current gain 1) $I_C = 1\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$	h_{FE}	25	-	-	-
$I_C = 10\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$		40	-	-	
$I_C = 30\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$		40	-	-	
BFN16					
		30	-	-	
BFN18					
Collector-emitter saturation voltage1) $I_C = 20\text{ mA}$, $I_B = 2\text{ mA}$	V_{CEsat}	-	-	0.4	V
BFN16					
		-	-	0.5	
BFN18					
Base-emitter saturation voltage 1) $I_C = 20\text{ mA}$, $I_B = 2\text{ mA}$	V_{BEsat}	-	-	0.9	

1) Pulse test: $t < 300\mu\text{s}$; $D < 2\%$

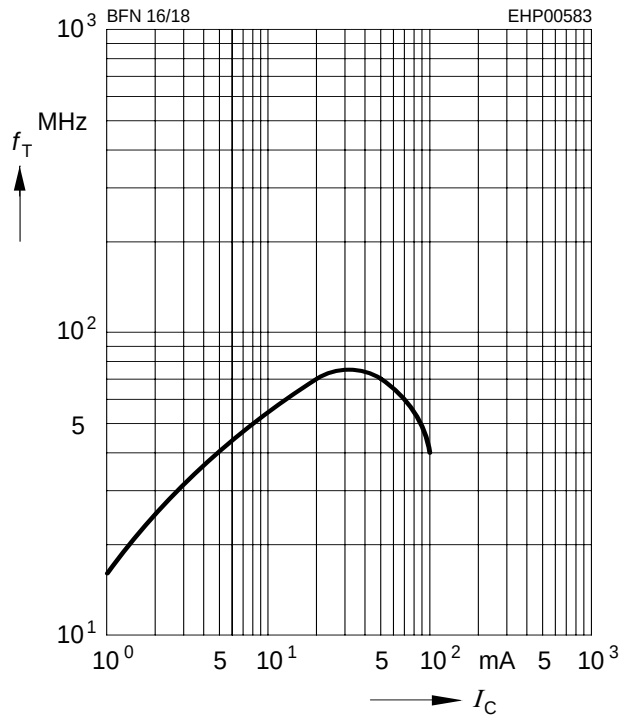
Electrical Characteristics at $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Values			Unit
		min.	typ.	max.	
AC Characteristics					
Transition frequency $I_C = 20\text{ mA}$, $V_{CE} = 10\text{ V}$, $f = 20\text{ MHz}$	f_T	-	70	-	MHz
Collector-base capacitance $V_{CB} = 30\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$	C_{cb}	-	2.5	-	pF

Total power dissipation $P_{\text{tot}} = f(T_S)$

Operating range $I_C = f(V_{\text{CEO}})$
 $T_A = 25^\circ\text{C}, D = 0$

Permissible pulse load
 $P_{\text{totmax}} / P_{\text{totDC}} = f(t_p)$

Collector current $I_C = f(V_{\text{BE}})$
 $V_{\text{CE}} = 10\text{V}$


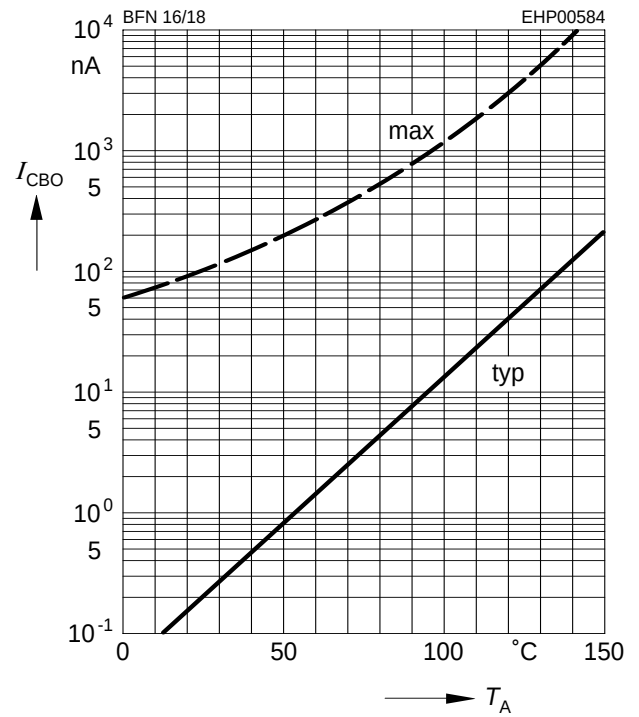
Transition frequency $f_T = f(I_C)$

$V_{CE} = 10V$



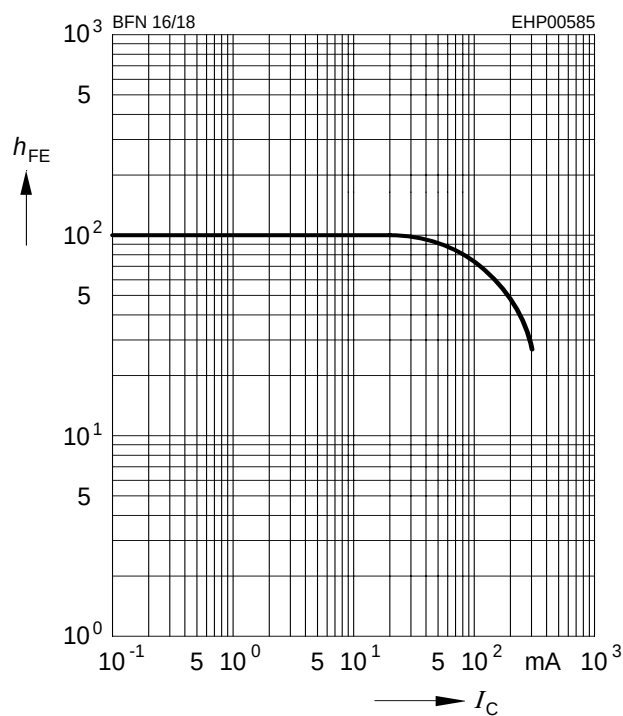
Collector cutoff current $I_{CBO} = f(T_A)$

$V_{CB} = 200V$



DC current gain $h_{FE} = f(I_C)$

$V_{CE} = 10V$



Bibliographie

1. Recherche bibliographique.
 - **Proxitronic** – Doc technique - Image Intensiers – www.proxitronic.de.
 - **Nathan Eric Howard** – Article – Image Intensiers – www.opsci.com.
 - **Applied Optics** – Journal – Michael P. Bristow, Donald H. Bundy, et Anthony G Wright - Signal linearity, gain stability, and gating in photomultipliers : application to differential absorption lidars – 20 july 1995 – Vol. 34, No. 21.
2. **Thomas L. Floyd** – Electronique composants et systèmes d'application. – 5^e Edition – 1999.
3. **A. Fourier** – Electronique et radioélectricité générales – 1 Edition - 1961.
4. **G. Goudet** – Electronique industrielle – 3^{eme} Edition - 1959.