

الجمهورية — الديمقراطية الشعبية
REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
D'ORAN MOHAMED BOUDIAF

FACULTÉ DE GÉNIE ELECTRIQUE

DÉPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

جامعة العلوم والتكنولوجيا بهران محمد بوضياف

كلية الهندسة الكهربائية

قسم الإلكترونيك

Cours

Electronique Fondamentale 2

2^{ème} année ELECTRONIQUE Licence

Cours préparé par :

Mme MAZOUZ Nacéra

Maitre de Conférences A

2019-2020

Table des matières

Chapitre 1 : Transistors à effet de champ	7
1.1 Description	
1.2 Effet de champ (JFET)	
1.2.1 Principe de fonctionnement	
1.2.2 Polarisation	
1.2.3 Régimes de fonctionnement	
1.2.4 Réseaux de caractéristiques	
1.2.5 Point de repos et Droite de charge statique	
1.3 Amplificateurs a source commune, a drain commun et a grille commune	
Chapitre 2 : Amplificateurs de puissance	28
2.1 Transistors bipolaires	
2.1.1 Transistors bipolaires	
2.1 .1.1 Effet transistor,	
2.1 .1.2 modes de fonctionnement,	
2.1 .1.3 réseau de caractéristiques statiques,	
2.1 .1.4 polarisations,	
2.1 .1.5 droite de charge, et point de repos,	
2.1.2 Etude des trois montages fondamentaux	48
2.1.2.1 Amplificateur à émetteur commun	
2.1.2.2 Amplificateur à base commune	
2.1.2.3 Amplificateur à collecteur commun	
2.1.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF	58
2.2 Amplificateurs de puissance	
2.2.1 Les amplificateurs de puissance classe A	61
2.2.1.1 Définitions	
2.2.1.2 Droite de charge dynamique	
2.2.1.3 Dynamique du signal de sortie	
2.2.1.4 Rendement	
2.2.2 Les amplificateurs de puissance Push-pull classe B et AB	
2.2.3 Les amplificateurs de puissance classe C	

Chapitre 3 : Contre réaction (CR)	80
3.1 Introduction	
3.2 Propriétés de la contre réaction	
3.2.1 Système bouclé	
3.2.1.1 Les fonctions de transfert	
3.2.1.2 Fonction de transfert en boucle ouverte	
3.2.1.3 Fonction de transfert en boucle fermée	
3.2.2 Les modes de fonctionnement	
3.3 Classification des montages a CR	82
3.3.1 CR série - série	
3.3.2 CR parallèle-parallèle	
3.3.3 CR parallèle- série	
3.3.4 CR série-parallèle	
Chapitre 4 : Amplificateurs différentiels	86
4.1 Définition et Exemple d'amplificateur différentiel	
4.2 Tensions et gains du mode commun et différentiel	
4.2.1 Fonctionnement de base	
4.2.2 Modes de fonctionnement du signal	
4.3 Amplificateur différentiel a transistors bipolaires	
Chapitre 5: Oscillateurs sinusoïdaux	96
5.1 Introduction	
5.2 Systèmes boucles	
5.3 Conditions d'oscillations	
5.4 Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux	98
5.4.1 Oscillateur RC	
5.4.2 Oscillateurs LC	
5.4.2.1 Oscillateur Colpitts	
5.4.2.2 Oscillateur Hartley	
5.4.2.3 Oscillateur Clapp	
5.4.3 Oscillateurs Quartz.	

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Le domaine de l'électronique étant très diversifié, les opportunités de carrières s'ouvrent sur plusieurs champs d'activités. Et comme l'électronique fait partie des nouvelles technologies qui ne cessent de se développer, son avenir semble illimité car peu de choses de la vie courante ne sont pas touchées par l'électronique.

Les débuts de l'électronique, les premières expériences consistaient à créer des courants électriques dans les tubes sous vide. Un des pionniers dans ce domaine est l'allemand Heinrich Geissler (1814-1879). [1]

En expérimentant son ampoule lumineuse à filament à carbone. Thomas Edison (1847-1931) fit une découverte en insérant une petite plaque métallique à l'intérieur.

L'électron fut découvert dans les années 1890 par le physicien français Jean-Baptiste Permin (1870-1942) sans oublier le britannique Sir Joseph Thomson (1856-1940) qui a étudié ses propriétés ainsi que le physicien américain Robert A. Millikan (1869-1953). [1]

En 1904, un scientifique britannique Jean A. Fleming, fabriqua un tube sous vide qui laissait passer le courant dans une seule direction. Deux autres américains, Harold Arnold et Irving Langmuir, travaillèrent à améliorer la triode sous vide entre 1912 et 1914. Le premier tube à images de télévision, appelé le kinescope, fut développé dans les années vingt par Vladimir Sworykin, un chercheur américain. [1]

Durant la seconde guerre mondiale, plusieurs types de tubes à micro-ondes furent développés pour rendre possible la transmission radar et de nouveaux systèmes de communications en Grande-Bretagne et en Amérique. [1]

Les détecteurs à cristaux des premières radios ont été les précurseurs des composantes à semi-conducteur. Cependant, l'apparition première des semi-conducteurs ne débutera vraiment qu'en 1947 avec la création du premier transistor aux laboratoires Bell par les inventeurs Walter Brattain, Jean Bardeen et William Shockley. [1]

Au début des années soixante, on commença à développer le circuit intégré (CI). Cette technologie s'est ensuite constamment développée et améliorée, pour permettre des circuits de plus en plus complexes et miniaturisés. [1]

Vers 1965, le premier amplificateur opérationnel à CI fut introduit. Depuis son introduction sur le marché, l'ampli-op à CI est devenu l'assise d'une immense variété de systèmes linéaires. [1]

Dans le premier et le deuxième chapitre nous discuterons les deux types de transistors de bases : le transistor à effet de champ à jonction JFET et le transistor bipolaire à jonction. Leurs deux principes d'applications et d'amplification.

Au troisième chapitre, nous présenterons la contre réaction, les propriétés, ainsi que sa classification.

Au quatrième chapitre nous entamerons les amplificateurs différentiels, et nous prenons un exemple à base de transistors bipolaire.

Enfin au cinquième chapitre nous étudierons les oscillateurs et les Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux puisque il existe d'autres oscillateurs non sinusoïdaux.

Ce support de cours (polycopié) est destiné en premier lieu aux étudiants de la deuxième année spécialité **Electronique**, et en deuxième lieu aux étudiants de la deuxième année génie électrique et technique, nous nous sommes appuyé sur différents ouvrages de base tel qu'ils sont mentionnés à la page de référence.

Nous espérons que les étudiants trouveront les notions de base et le fondement de la matière d'électronique.

Chapitre 1 : Transistors à effet de champ

- 1.2 Description
- 1.2 Effet de champ (JFET)
 - 1.2.1 Principe de fonctionnement
 - 1.2.2 Polarisation
 - 1.2.3 Régimes de fonctionnement
 - 1.2.4 Réseaux de caractéristiques
 - 1.2.5 Point de repos et Droite de charge statique
- 1.3 Amplificateurs a source commune, a drain commun et a grille commune

1.1 Description

La figure 1.1 illustre la structure de base d'un transistor à effet de champ à jonction noté JFET. (JFET : Junction Field Effect Transistor : le transistor à effet de champ à jonction). Les transistors unipolaires dépendent d'un seul type de charge les trous, ou les électrons. Fonctionnant avec une polarisation inverse qui contrôle le courant dans un canal selon leurs structures, les JFETs sont classés selon deux catégories : à canal N, à canal P. des fils conducteurs sont branchés sur chaque terminaison du canal N ; le drain représente la partie supérieure et la source, la partie inférieure. Deux régions de type P sont diffusées dans le matériau de type N pour former un canal, les deux régions de type P étant branchés à la borne appelée grille. Afin de simplifier, nous illustrons la grille branchée seulement à l'une des deux régions de type P. un JFET à canal p est illustré à la figure 1.2. [3]

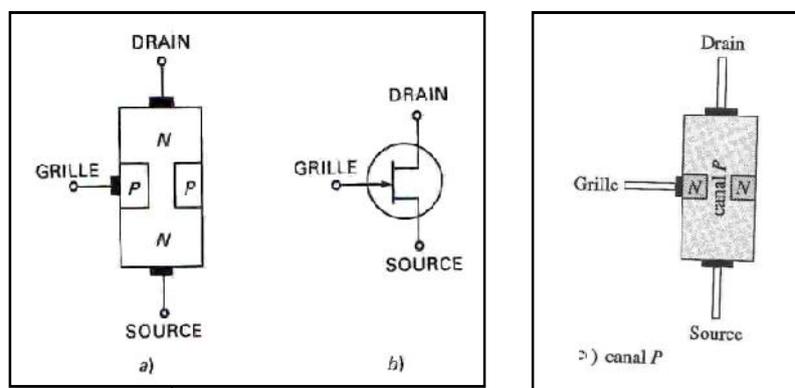


Figure1.1: a. JFET à canal N b. symbole graphique. c. JFET à canal P.

1.3 Effet de champ (JFET)

1.2.1 Principe de fonctionnement

Pour illustrer le fonctionnement d'un JFET à jonction, les tensions de polarisation appliquées sur une composante à canal N sont illustrées à la figure 1.2. V_{DD} procure une tension entre le drain et la source, fournissant le courant du drain vers la source. V_{GG} fournit la tension de polarisation inverse entre la grille et la source.

Le FET à jonction est toujours utilisé avec la jonction PN grille-source en polarisation inverse. Le fait d'appliquer une polarisation inverse à la jonction grille-source avec une tension négative sur la grille produit une zone d'appauvrissement dans la jonction PN, s'étendant jusqu'au canal N, ce qui augmente sa résistance en réduisant la largeur du canal, et par le fait même contrôler le courant du drain I_D (figure 1.2). Les zones blanches représentent la zone d'appauvrissement créée par la polarisation inverse. [3]

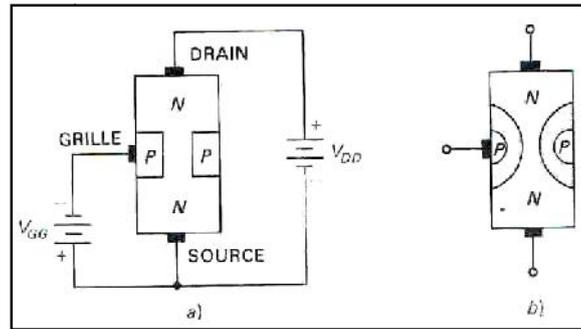


Figure 1.2: a. polarisation d'un JFET b. les courbes de déplétion contrôlent les couches du canal.

Résumé :

- V_{GS} Inverse : pour empêcher tout courant de grille (les normes pour tous les JFET) qui crée des couches de déplétion ou d'appauvrissement autour de la région P.
- Un courant d'électrons libres qui circulent de la source vers le drain.
- Le courant dépend du canal qui le traverse, plus V_{GG} augmente, plus le pincement du canal est important (les couches d'appauvrissements se rapprochent, plus le courant I_D diminue).

1.2.2 Polarisation

Le but de la polarisation est de choisir la tension adéquate grille-source V_{GS} afin d'établir la quantité désirée de courant de drain et ainsi, le bon point d'opération Q. nous étudierons trois types majeurs de polarisation : la polarisation de grille, la polarisation automatique et la polarisation par diviseur de tension. [3]

La polarisation de grille

La figure 1.3.a est un exemple de polarisation de grille (semblable à la polarisation de base d'un transistor bipolaire). La figure 1.3.b représente un schéma simplifié c'est la pire façon de régler le point Q d'un amplificateur linéaire.

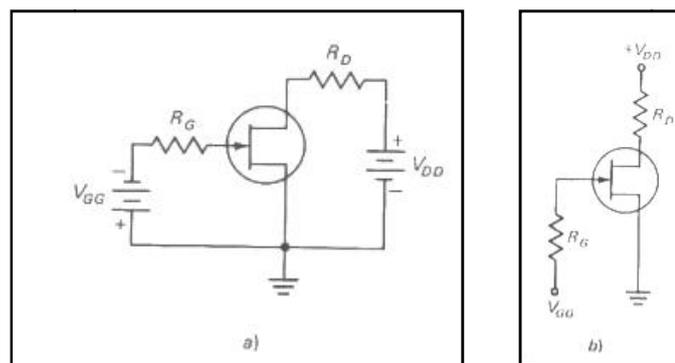


Figure 1.3: a. polarisation de grille b. schéma simplifié.

La polarisation automatique

Rappelons qu'un JFET doit être utilisé de façon à ce que sa jonction grille-source soit toujours en polarisation inverse. Cette condition requiert une tension V_{GS} négative pour un JFET à canal N et positive pour un JFET à canal P. on peut l'obtenir en utilisant les arrangements de polarisation automatique illustrés à la figure 1.4 [3]

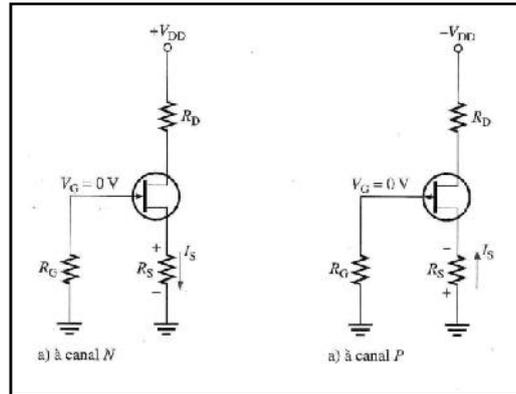


Figure1.4: a. polarisation automatique de JFET ($I_S = I_D$ dans tous les FET).

Pour un JFET à canal N de la figure 1.4, I_S produit une chute de tension aux bornes de R_S et maintient la source positive par rapport à la masse. Ainsi puisque $I_S = I_D$ et $V_G = 0$, donc, $V_S = I_D R_S$. La tension grille-source est

$$V_{GS} = V_G - V_S = 0 - I_D R_S = -I_D R_S \quad (1.1)$$

Pour l'analyse suivante, le JFET à canal N de la figure 1.4 est utilisé. Gardez à l'esprit que l'analyse d'un JFET à canal P est la même, sauf que les tensions seront de polarités inverses. La tension du drain par rapport à la masse est déterminée comme suit : [2]

$$V_{DS} = V_D - V_S = V_{DD} - I_D R_D + R_S \quad (1.2)$$

La polarisation par diviseur de tension

Un JFET à canal N, polarisé par diviseur de tension, est illustré à la figure 1.5. La tension à la source du JFET doit être plus positive que la tension à la grille pour conserver la jonction grille-source en polarisation inverse. [3] [2]

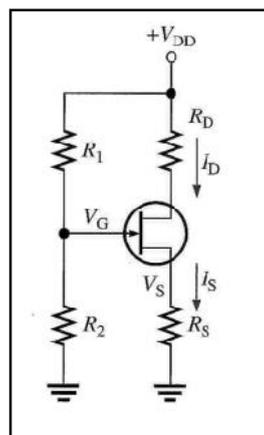


Figure1.5: Un JFET à canal N sous polarisation par diviseur de tension ($I_S = I_D$).

La tension à la source du transistor est

$$V_S = I_D R_S \quad (1.3)$$

La tension à la grille est déterminée par la résistance R_1 et R_2 , telle qu'exprimée par l'équation suivante en utilisant la formule du diviseur de tension :

$$V_G = \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{DD} \quad (1.4)$$

V_G est égale à la tension de Thévenin appliquée à la grille $V_G=V_{TH}$

La tension grille-source est

$$V_{GS} = V_G - V_S \quad (1.5)$$

La tension à la source est

$$V_S = V_{TH} - V_{GS} \quad (1.6)$$

Le courant de drain peut être exprimé par

$$I_D = \frac{V_S}{R_S} \quad (1.7)$$

En substituant V_S ,

$$I_D = \frac{V_{TH}-V_{GS}}{R_S} \quad (1.8)$$

1.2.3 Régimes de fonctionnement

Dans cette section, nous verrons comment le JFET fonctionne comme composant à courant constant contrôlé par tension. Nous apprenons également les paramètres de blocage et de pincement.

Considérons d'abord le cas où la tension entre la grille et la source est nulle ($V_{GS}=0V$). Cette absence de tension est produite en court-circuitant la grille et la source (figure 1.6 a) où les deux bornes sont reliés à la masse. A mesure que V_{DD} (est donc V_{DS}) est augmenté au-delà de $0V$, I_D augmentera proportionnellement à travers le matériau de type N. (figure 1.6 b) entre les points A et B. dans cette région, la résistance du canal est essentiellement constante puisque la région d'appauvrissement n'est pas assez large pour donner un effet significatif. Cette région est appelée la région ohmique puisque V_{DS} et I_D sont en relation avec la loi d'Ohm. [3] [2]

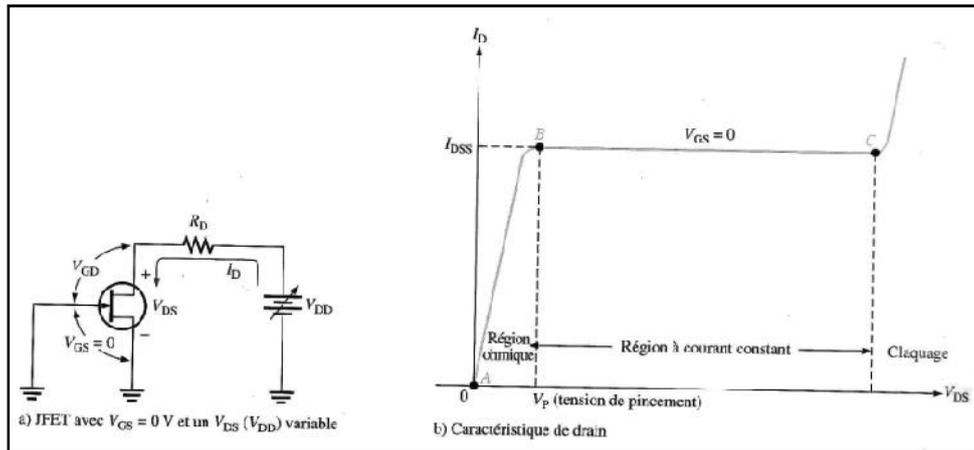


Figure 1.6: la courbe caractéristique du drain a. JFET avec $V_{GS} = 0V$ et un V_{DD} variable. b. caractéristique du drain.

Au point B, la courbe s’aplanit et I_D demeure essentiellement constant. A mesure que V_{DD} augmente du point B au point C, la tension de polarisation inverse entre la grille et le drain V_{GD} produit une région d’appauvrissement assez large pour repousser l’augmentation de V_{DS} et ainsi maintenir I_D relativement constant.

Tension de pincement

Pour $V_{GS} = 0V$, la valeur de V_{DS} pour laquelle I_D demeure essentiellement constant (point B) est la tension de pincement, V_P . Pour un JFET donné V_P , possède une valeur fixe. Comme vous pouvez le voir, une augmentation de V_{GS} au dessus de la tension de pincement produit un courant de drain presque constant. La valeur du courant de drain est I_{DSS} (en anglais : Drain to Source current with Gate Shorted, soit le courant de drain vers la source avec la grille en court-circuit. I_{DSS} est le courant du drain maximal qu’un JFET spécifique peut produire pour la condition $V_{GS} = 0V$.

Si on poursuit l’analyse du graphique (figure 1.6.b), nous constatons que le claquage survient au point C lorsque I_D commence à augmenter très rapidement pour toute nouvelle augmentation de V_{DS} . Le claquage pourrait avoir des conséquences irréversibles pour le transistor. Il faut donc utiliser les JFET en dessous des valeurs de claquage et à l’intérieur de la région à courant constant (entre les points B et C). [3]

Contrôle de I_D par V_{GS}

Appliquons maintenant une tension de polarisation, V_{GG} , entre la grille et la source, comme l’illustre la figure 1.7.a, à mesure que la valeur de V_{GS} devient de plus en plus négative par l’ajustement de V_{GG} , une famille de courbes caractéristiques de drain est produite (figure 1.7.b). Notez que I_D diminue pendant que la valeur de V_{GS} devient de plus en plus négative, dû au rétrécissement du canal. Notez également que pour chaque augmentation de V_{GS} , le JFET atteint le pincement (au début de la région à courant constant) pour des valeurs de V_{DS} plus petites que V_P . Donc, la quantité de courant est contrôlée par V_{GS} . [3]

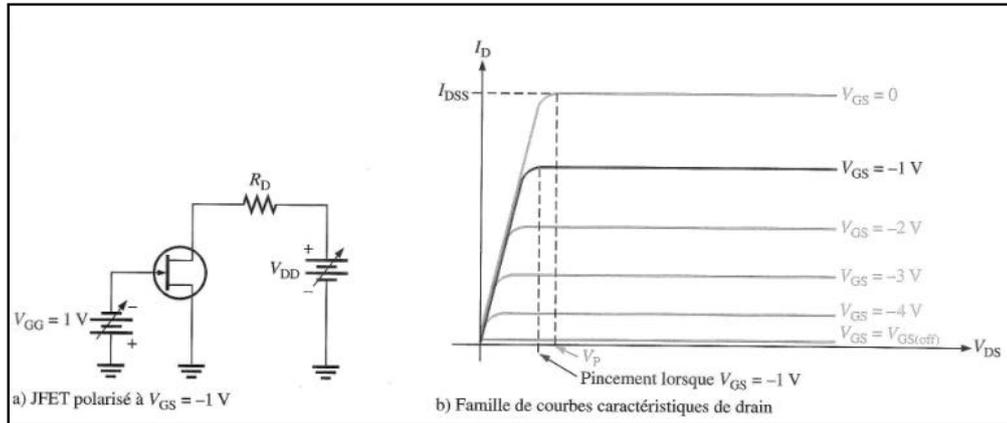


Figure 1.7: la tension de pincement a. JFET polarisé avec $V_{GS} = -1\text{ V}$ et un V_{DD} variable. b. famille de courbes caractéristiques du drain.

Tension de blocage

La valeur de V_{GS} qui donne un courant I_D d'appauvrissement zéro est la tension de blocage, $V_{GS(off)}$. Le JFET doit être utilisé entre $V_{GS} = 0\text{ V}$ et $V_{GS(off)}$. Pour cette échelle de tension entre la grille et la source, I_D variera entre une valeur maximale de I_{DSS} jusqu'à une valeur presque nulle.

Comme nous l'avons vu pour un JFET à canal N, plus la valeur de V_{GS} est négative, plus le courant I_D diminue dans la région à courant constant. Lorsque V_{GS} possède une valeur négative suffisante, I_D est réduit à zéro. Cet effet de blocage, causé par l'élargissement de la zone d'appauvrissement, provoque l'obturation complète du canal figure (1.8). [3]

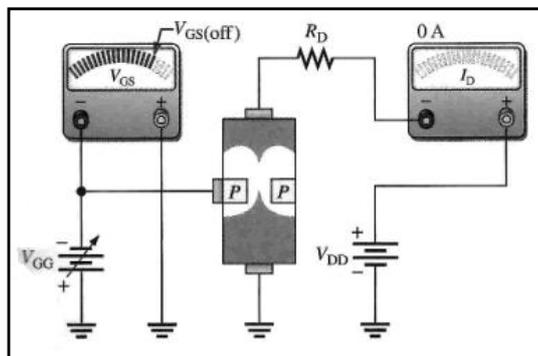


Figure 1.8: JFET en blocage

Comparaison entre le pincement et le blocage

Il existe une différence importante entre le pincement et le blocage, mais il existe également une relation où V_P est la valeur de V_{DS} pour laquelle le courant du drain devient constant et est toujours mesuré lorsque $V_{GS} = 0\text{ V}$. Toutefois, le pincement se produit pour des valeurs de V_{DS} inférieures à V_P lorsque V_{GS} est différent de zéro. Donc, bien que V_P soit une constante, la valeur minimale de V_{DS} pour laquelle I_D devient constant varie en fonction de V_{GS} . $V_{GS(off)}$ et V_P sont toujours égales, mais de signes contraires [3]

1.2.4 Réseaux de caractéristiques

Courbe caractéristique du JFET

Nous savons que des valeurs de V_{GS} comprise entre zéro et $V_{GS(off)}$, contrôlent la quantité de courant de drain, $V_{GS(off)}$ est de valeur négative pour un JFET à canal N. la figure 1.9

représente une courbe caractéristique type qui illustre de façon graphique la relation entre V_{GS} et I_D . Naturellement, cette courbe montre que les limites de fonctionnement d'un JFET sont

$$I_D = 0 \quad \text{lorsque } V_{GS} = V_{GS(off)} \quad (1.9)$$

Et

$$I_D = I_{DSS} \quad \text{lorsque } V_{GS} = 0 \quad (1.10)$$

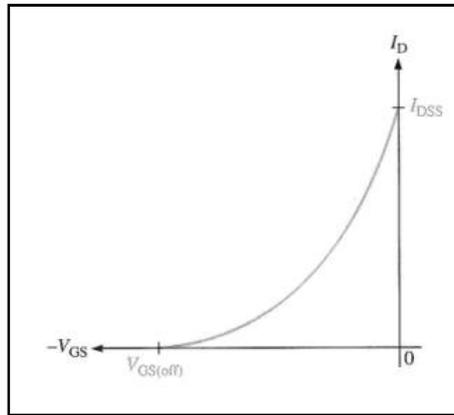


Figure1.9: courbe caractéristique d'un JFET

La forme de la courbe caractéristique d'un JFET s'approche grandement d'une fonction exponentielle et s'exprime ainsi

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right)^2 \quad (1.11)$$

Grâce à l'équation 1.11, on peut déterminer I_D pour toute valeur de V_{GS} et $V_{GS(off)}$ et I_{DSS} sont connues. Ces valeurs se retrouvent habituellement sur la fiche technique. Chaque point de la courbe caractéristique correspond à des valeurs spécifiques de V_{GS} et de I_D sur les courbes du drain. Par exemple, lorsque $V_{GS} = -2$ V, $I_D = 4.32$ mA. De plus, pour ce JFET spécifique, $V_{GS(off)} = -5$ V et $I_{DSS} = 12$ mA (figure 1.10). [3]

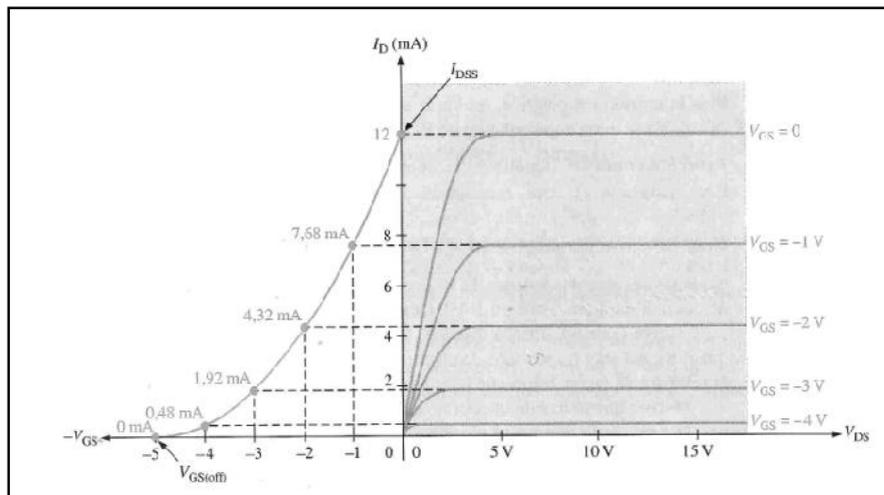


Figure1.10: exemple du développement de la courbe caractéristique d'un JFET à canal N

Transconductance directe du JFET [3]

La transconductance directe de transfert, g_m est la variation du courant de drain (ΔI_D) pour une variation donnée de la tension entre la grille et la source (ΔV_{GS}) pour une tension constante entre le drain et la source. Elle est exprimée comme un ratio et son unité est le siemens (S).

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \tag{1.12}$$

D'autres appellation pour ce paramètre est l'admittance directe de transfert, g_m est un facteur très important pour déterminer le gain en tension des amplificateurs à transistor à effet de champ.

Si g_{m0} est donné, on peut calculer la valeur approximative de g_m pour tout point sur la courbe caractéristique de transfert en utilisant la formule suivante :

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS(off)}} \right) \tag{1.13}$$

Si on ne connaît pas la valeur de g_{m0} , on peut la calculer en utilisant les valeurs de I_{DSS} et $V_{GS(off)}$. Les lignes verticales indiquent une valeur absolue.

$$g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{V_{GS(off)}} \tag{1.14}$$

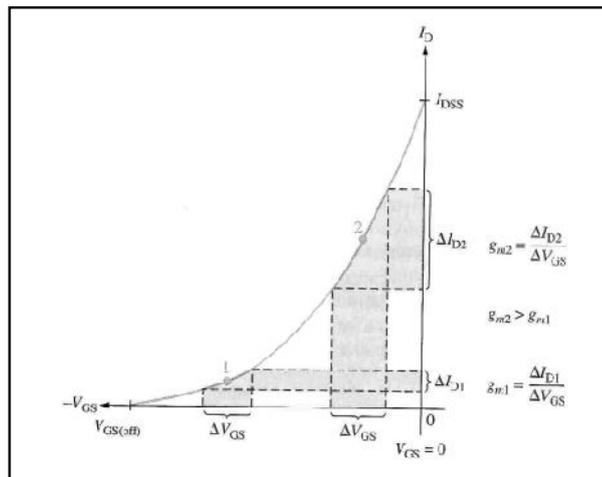


Figure1.11: variation de g_m en fonction du point d'opération V_{GS} .

Résistance d'entrée et capacité [3]

Un JFET fonctionne avec sa jonction grille-source en polarisation inverse. Cependant, la résistance d'entrée de la grille est très élevée, ce qui constitue un avantage du JFET sur le transistor bipolaire. Les fiches techniques de JFET spécifient souvent la résistance d'entrée en donnant une valeur pour le courant inverse de grille, I_{GSS} , pour une certaine tension entre la grille et la source

$$R_{EN} = \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \tag{1.15}$$

La capacité d'entrée, C_{iss} résulte du fait que le JFET fonctionne avec une jonction PN en polarisation inverse, car celle-ci agit comme un condensateur dont la capacité dépend de la quantité de tension inverse.

Résistance drain-source [3]

D'après la courbe caractéristique du drain, au-dessus du pincement, le courant de drain est relativement constant pour une variété de tension drain-source. Par conséquent, une variation importante de V_{DS} ne produit qu'un tout petit changement du courant I_D . Le ratio de ces variations est la résistance drain-source du composant, r'_{ds} (ce paramètre comme étant la conductance de sortie).

$$r'_{ds} = \frac{V_{DS}}{I_D} \quad (1.16)$$

1.2.5 Point de repos et Droite de charge statique

Afin d'établir le point de repos (d'opération) lors de la polarisation d'un JFET, l'approche de base est de déterminer I_D pour une valeur désirée de V_{GS} ou vice versa. Ensuite, on calcule la valeur de R_S requise en utilisant la relation suivante.

$$R_S = \frac{V_{GS}}{I_D} \quad (1.17)$$

Pour une valeur désirée de V_{GS} et I_D peut être déterminé de l'une ou l'autre de ces deux façons : d'après la courbe caractéristique de transfert, ou plus pratiquement, d'après l'équation 1.11 en prenant les valeurs de I_{DSS} et $V_{GS(off)}$ sur la fiche technique du JFET. [3]

Droite de polarisation de grille [2]

Les valeurs minimales et maximales des paramètres JFET sont très écartées. D'où l'écartement entre les caractéristiques de transconductance minimale et maximales représentées à la figure 1.12. La tension appliquée à la grille polarisée et constante. Cette tension grille constante rend le point Q hautement sensible au JFET.

Considérons la caractéristique représentée à la figure 1.12. Prenons $V_{GS} = -1V$. En fabrication en série, le point Q d'un transistor 2N5459 à grille polarisée est compris entre Q_1 et Q_2 . Le courant drain en Q_1 égale à 12.3 mA, tandis que celui en Q_2 égale seulement à 1 mA.

La variation du courant drain est si grande dans la polarisation de grille qu'on ne peut pas obtenir un point Q fixe.

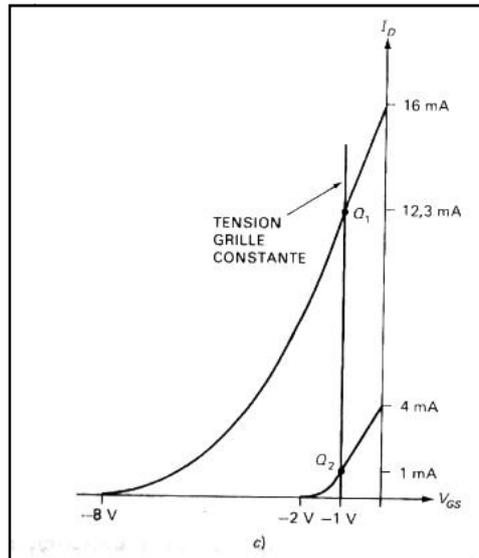


Figure1.12: le point Q varie excessivement dans le cas de la polarisation de grille.
Droite de polarisation automatique [2]

La figure 1.13.a représente la caractéristique de transconductance lorsque $I_{DSS} = 4 \text{ mA}$ et $V_{GS(\text{blocage})} = -2 \text{ V}$. La droite représentative de I_D en fonction de V_{GS} pour une résistance de source de 500Ω également tracé à la figure 1.13.a est la droite de polarisation automatique.

Tout JFET à polarisation automatique a une caractéristique et une droite de polarisation automatique similaires à celles représentées à la figure 1.13.b. seul le point d'intersection Q vérifie la loi d'Ohm et appartient à la caractéristique de transconductance. La figure 1.13.c représente la variation du point Q en fonction de la résistance de source. Lorsque la résistance R_s est grande, le point Q est au bas de la caractéristique de transconductance et le courant drain est petit. Lorsque la résistance R_s est petite, le point Q est en haut de la caractéristique de transconductance et le courant drain est grand. Entre ces extrêmes, une résistance R_s optimale règle le point Q près du point milieu de la caractéristique de transconductance.

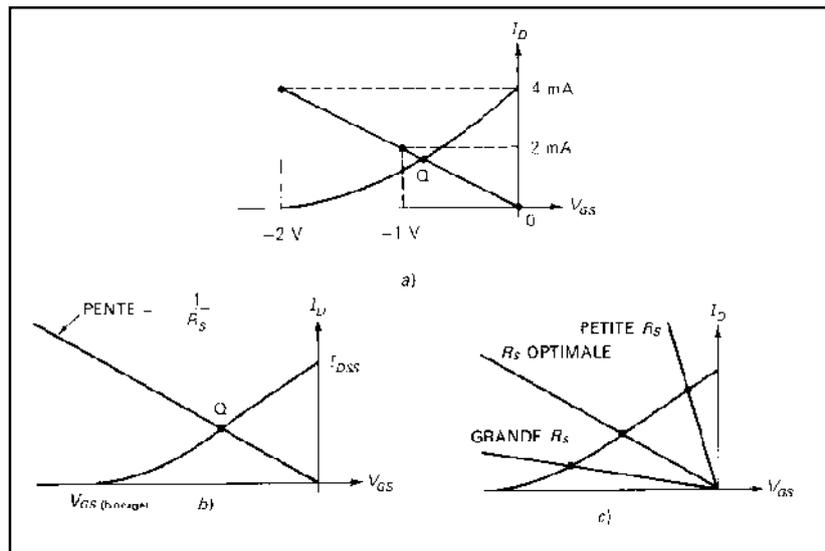


Figure1.13: a. droite de polarisation automatique. b. droite de polarisation automatique coupe la caractéristique de transconductance au point Q. c. effet des différentes résistances de polarisation.

Droite de polarisation par diviseur de tension [2]

Le courant drain est presque constant pour tout JFET (figure 1.14.a). Le problème, dans un JFET est que V_{GS} peut varier de plusieurs volts d'un JFET à un autre contrairement à un transistor bipolaire. Les tensions types d'alimentation rendent difficilement la tension Thévenin beaucoup plus grande que V_{GS} .

La représentation graphique de la formule 1.8 donne la droite de polarisation représentée à la figure 1.14.b. Remarquer la légère augmentation du courant drain de Q_2 à Q_1 . Plus la tension V_{TH} est grande, plus la droite de polarisation est horizontale. Mais la tension V_{TH} a une limite. Donc, même si elle constitue une nette amélioration, la polarisation par diviseur de tension ne stabilise pas le point Q autant que nous le voulons.

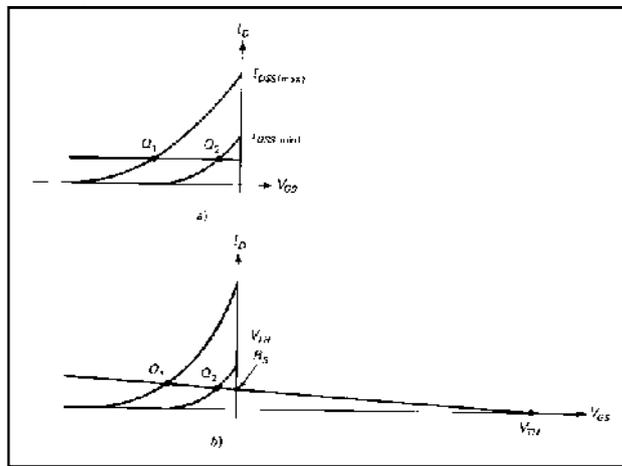


Figure1.14: a. idéalement le courant drain est constant. b. le courant drain augmente légèrement.

1.3 Amplificateurs à source commune, à drain commun et à grille commune [3]

Dans cette section nous étudierons les propriétés d'amplification d'un JFET et comment le gain est affecté par certains paramètres et composants du circuit. Nous simplifierons le JFET pour comprendre l'essentiel de son fonctionnement.

Les propriétés d'Amplification du JFET

La transconductance se définit par l'équation 1.12. Pour les quantités c.a., $g_m = I_d / V_{gs}$. En réarrangeant les termes,

$$I_d = g_m V_{gs} \tag{1.18}$$

Cette équation stipule que le courant de sortie est égal à la tension d'entrée multipliée par la transconductance.

Circuit équivalent

Un circuit équivalent de JFET est représenté à la figure 1.15. à la partie (a) la résistance interne, r'_{gs} , se présente entre la grille et la source, tandis qu'une source de courant égale à $g_m V_{gs}$, apparait entre le drain et la source. La résistance interne, r'_{ds} , entre le

drain et la source est également incluse. La partie (b) représente un modèle idéal simplifié. On présume que la résistance r'_{gs} est infiniment grande et qu'il existe un circuit ouvert entre la grille et la source. On présume également que r'_{ds} est suffisamment élevée pour être négligée.

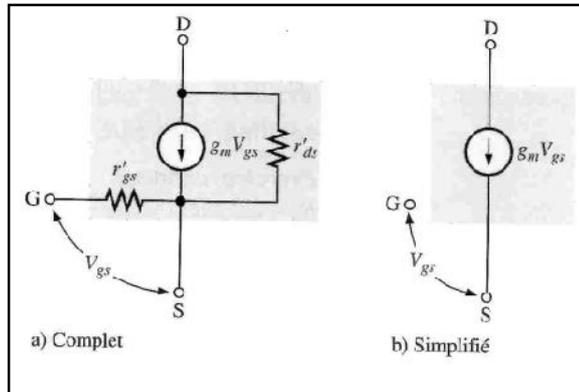


Figure 1.15: circuit équivalent interne d'un JFETa. Complet. b. simplifié.

Gain en tension

Un circuit équivalent idéal du JFET avec une résistance c.a. au drain externe est illustré à la figure 1.16. la tension alternative est égale à V_{sor}/V_{en} Où $V_{en} = V_{gs}$ et $V_{sor} = V_{ds}$.

$$A_V = \frac{V_{ds}}{V_{gs}} \tag{1.19}$$

A partir du circuit équivalent ;

$$V_{ds} = I_d R_d \tag{1.20}$$

$$V_{gs} = \frac{I_d}{g_m} \tag{1.21}$$

En substituant les deux expressions précédentes avec les termes de la formule 1.19

$$A_V = \frac{I_d R_d}{I_d g_m} = \frac{g_m I_d R_d}{I_d} \tag{1.22}$$

$$A_V = g_m R_d \tag{1.23}$$

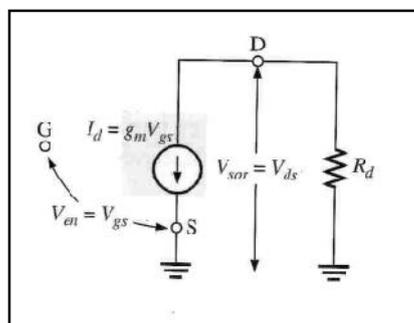


Figure 1.16: circuit équivalent simplifié du JFET avec résistance au drain externe

Effet de la résistance r'_{ds} sur le gain

Si la résistance interne r'_{ds} est prise en considération, elle apparait en parallèle avec R_d (figure 1.17). si la valeur de r'_{ds} n'est pas suffisamment supérieure à celle de R_d (au moins dix fois plus grande), le gain est réduit et l'équation 1.23 du gain idéal est modifié pour donner la formule suivante :

$$A_V = g_m \frac{R_d r'_{ds}}{R_d + r'_{ds}} \tag{1.24}$$

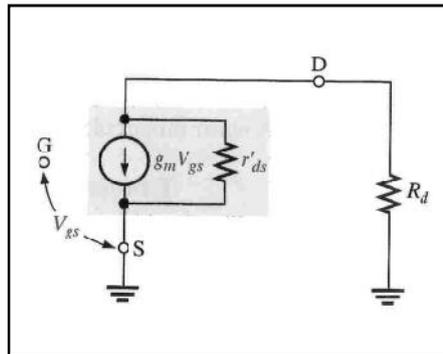


Figure1.17: circuit équivalent du JFET incluant la résistance interne r'_{ds}

Effet de la résistance externe à la source sur le gain

Lorsqu'on inclut une résistance externe entre la borne de la source du JFET et la masse, on obtient le circuit équivalent illustré à la figure 1.18. L'examen de ce circuit démontre que la tension d'entrée totale entre la grille et la masse est égale à

$$V_{en} = V_{gs} + I_d R_s \tag{1.25}$$

La tension de sortie prise aux bornes de R_d est

$$V_{sor} = I_d R_d \tag{1.26}$$

Par conséquent, la formule pour calculer le gain en tension se développe de la façon suivante :

$$A_V = \frac{I_d R_d}{V_{gs} + I_d R_s} = \frac{g_m R_d}{1 + g_m R_s} \tag{1.27}$$

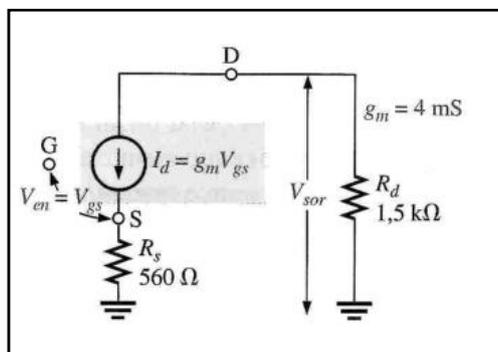


Figure1.18: circuit équivalent du JFET incluant la résistance externe à la source

Amplificateurs à source commune

Maintenant que nous avons une idée du fonctionnement du JFET comme composant d'amplification, nous allons examiner un circuit complet d'amplificateur.

La figure 1.19 illustre un amplificateur à source commune utilisant un JFET à canal N sous polarisation automatique. En plus du condensateur de dérivation autour de la source. Des condensateurs de couplage sont utilisés à l'entrée et à la sortie. Le circuit combine un fonctionnement c.c. et un fonctionnement c.a.

Analyse c.c.

Pour analyser cet amplificateur, on doit d'abord déterminer les valeurs de polarisation c.c. il faut développer un circuit équivalent c.c. en remplaçant tous les condensateurs par des circuits ouverts 1.19.b. avant toute analyse, on doit d'abord déterminer I_D . si le circuit est polarisé avec un point Q centré sur la droite de charge, on peut calculer I_D en utilisant I_{DSS} à partir de la fiche technique de la façon suivante :

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{2} \tag{1.28}$$

Sinon, on doit déterminer la valeur de I_D à partir de valeurs de paramètres du circuit ; opération fastidieuse puisqu'on doit résoudre l'équation (1.29) en fonction de I_D .

Cette équation est dérivée par la substitution de V_{GS} dans l'équation (1.18). La solution de l'équation afin d'isoler I_D implique le développement de celle-ci sous forme quadratique pour ensuite en extraire la racine carrée.

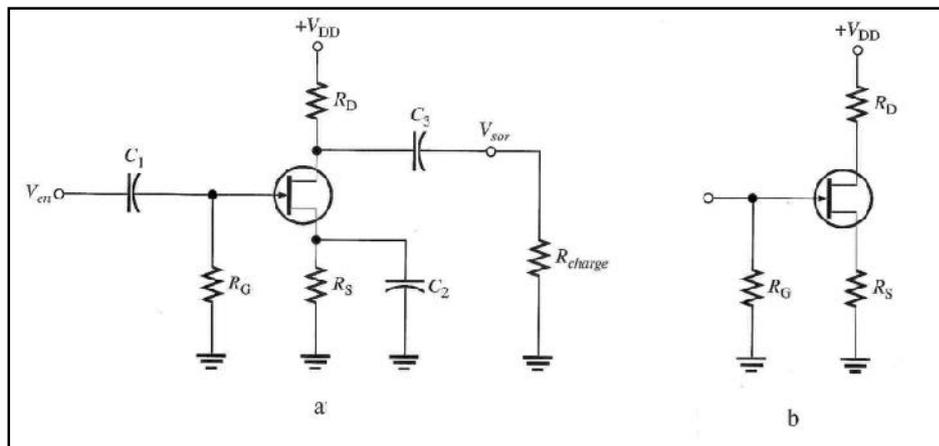


Figure1.19: a. Amplificateur JFET à source commune b. circuit équivalent c.c.

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{I_D R_S}{V_{GS(off)}} \right)^2 \tag{1.29}$$

On peut utiliser le programme suivant écrit en langage **BASIC** ou une calculatrice programmable afin de résoudre I_D pour une configuration à JFET sous polarisation automatique, à partir de l'équation (1.29).

```

10 CLS
20 PRINT "CE PROGRAMME DETERMINE LE COURANT DE DRAIN D'UN JFET"
30 PRINT
40 PRINT "LES VALEURS D'ENTREE SONT LES SUIVANTES:"
50 PRINT "(1) IDSS D'APRES LA FICHE TECHNIQUE"
60 PRINT "(2) VGS(OFF) D'APRES LA FICHE TECHNIQUE"
70 PRINT "(3) VALEUR DE RS D' APRES LE SCHEMA DU CIRCUIT"
80 PRINT:PRINT:PRINT
90 INPUT "POUR CONTINUER, PRESSEZ LA TOUCHE 'ENTER'":X
100 CLS
110 INPUT "VALEUR DE IDSS EN AMPERES":IDSS
120 INPUT "VALEUR DE VGS(OFF) EN VOLTS":VGSOFF
130 INPUT "VALEUR DE RS EN OHMS":RS
140 CLS
150 A=RS [2*IDSS/VGSOFF]2
160 B=- (1+2*RS*IDSS/ABS(VGSOFF))
170 C=IDSS
180 DI=(-B-SQR(B[2-4*A*C]))/(2*A)
190 PRINT "ID=":ABS(DI):"A"

```

Une fois la valeur de I_D déterminée, on peut procéder à l'analyse c.c. à partir des formules suivantes :

$$V_S = V_{GS} = I_D R_S \quad (1.30)$$

$$V_D = V_{DD} - I_D R_D \quad (1.31)$$

$$V_{DS} = V_D - V_S \quad (1.32)$$

Circuit équivalent c.a.

Pour analyser l'opération du signal de l'amplificateur de la figure 1.19, on doit développer un circuit équivalent c.a. de la façon suivante : remplacer tous les condensateurs par des courts-circuits, puisqu'on suppose que $X_C \cong 0$ à la fréquence du signal, remplacer la source c.c. par une mise à la masse, en supposant que la source de tension possède une résistance interne de zéro ; la borne de V_{DD} est à un niveau de potentiel c.a. de zéro volt et représente la masse au point de vue c.a.

Le circuit équivalent c.a. est illustré à la figure 1.20. Notez que l'extrémité $+V_{DD}$ de R_D et la borne de la source sont toutes deux connectées à la masse, au point de vue c.a. pour l'analyse c.a., on sait que la masse virtuelle c.a. et la masse réelle c.c. sont considérées comme étant un seul et même point.

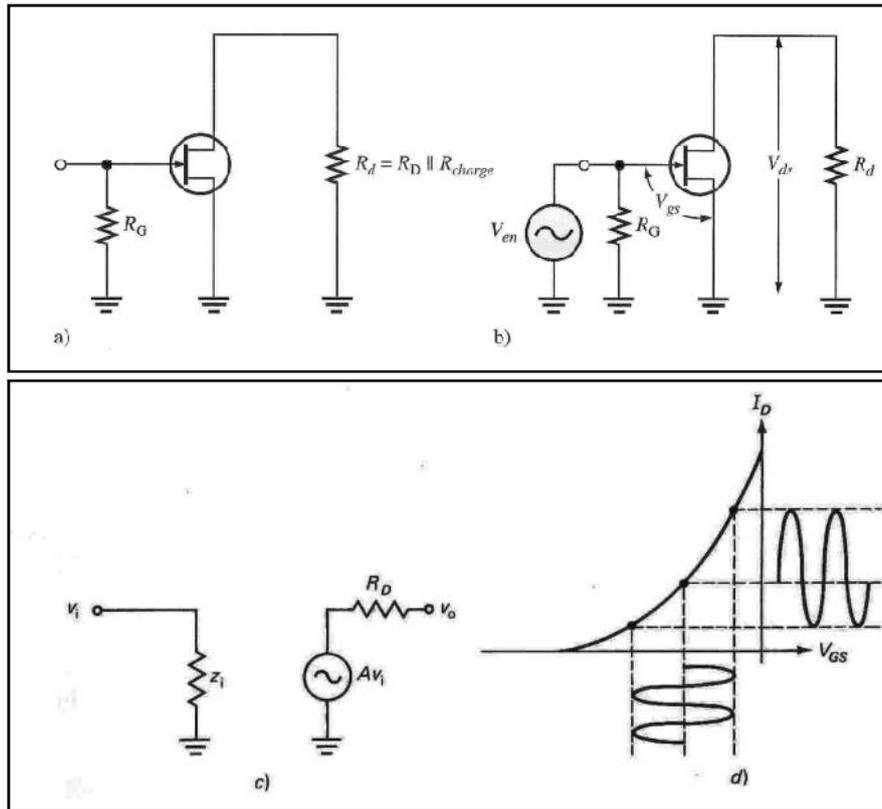


Figure1.20: a. Amplificateur JFET à source commune b. circuit équivalent c.c. c. circuit équivalent. d. distorsion [2]

Puisque la résistance d'entrée est extrêmement élevée, presque toute la tension d'entrée de la source du signal apparaît à la grille, avec une très faible chute de tension aux bornes de la résistance interne de la source.

$$V_{GS} = V_{en} \tag{1.33}$$

Gain en tension

L'expression du gain en tension formule (1.23) s'applique également pour l'amplificateur à source commune.

$$V_{sor} = V_{ds} = A_V V_{gs} \tag{1.34}$$

Ou

$$V_{sor} = g_m R_d V_{en} \tag{1.35}$$

Où $R_d = R_D \parallel R_{charge}$

Effet d'une charge c.a. sur le gain en tension

Lorsqu'une charge est connectée à la sortie de l'amplificateur à travers un condensateur de couplage figure (1.21.a), la résistance c.a. au drain est en réalité \$R_D\$ en parallèle avec \$R_{charge}\$ puisque l'extrémité supérieure de \$R_D\$ est à la masse au point de vue c.a. le circuit équivalent c.a est illustré à la figure (1.21.b). la résistance c.a. au drain totale est

$$R_d = \frac{R_D R_{charge}}{R_D + R_{charge}} \quad (1.36)$$

L'effet de R_{charge} est de réduire le gain en tension sans charge.

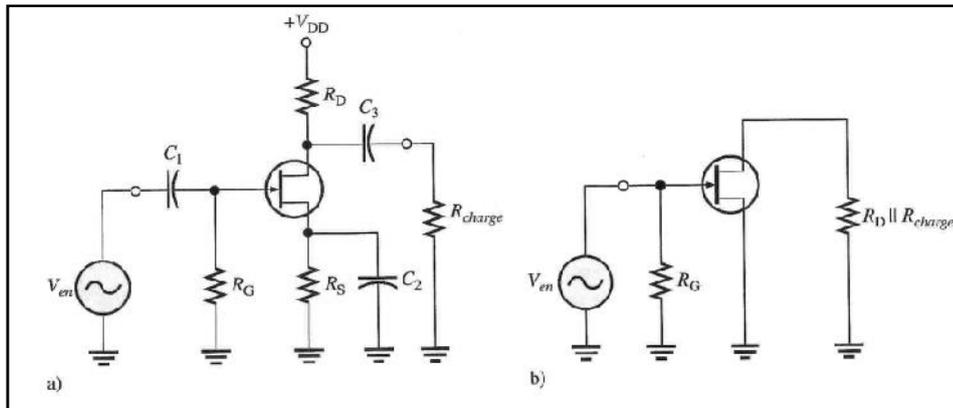


Figure 1.21: a. Amplificateur JFET à source commune b. circuit équivalent c.c.

Inversion de phase

La tension de sortie (au drain) est déphasée de 180° par rapport à la tension d'entrée (à la grille). L'inversion de phase peut être désignée par un gain de tension négatif, $-A$.

Impédance d'entrée

Puisque l'entrée d'un amplificateur à source commune est connectée à la grille, la résistance d'entrée est extrêmement élevée. Idéalement sa valeur s'approche de l'infini et on peut la négliger, elle est produite par la jonction PN en polarisation inverse.

$$R_{en} = R_G \parallel \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \quad (1.37)$$

Le courant inverse de fuite I_{GSS} est donné sur la fiche technique pour une valeur de V_{GS} de manière à ce que l'on puisse calculer la résistance d'entrée de la composante.

Amplificateurs à drain commun

Amplificateurs à drain commun est appelé amplificateur à source suiveuse puisque la tension à la source est approximativement de même amplitude et en phase avec la tension de l'entrée (grille), en d'autres termes, la tension de la source suit la tension de l'entrée à la grille.

Amplificateurs à drain commun est illustré a la figure 1.22. La polarisation automatique est utilisée pour ce circuit particulier. Le signal d'entrée est appliqué à la grille à travers un condensateur de couplage, C_1 , tandis que le signal de sortie est couplé vers la résistance de charge à travers C_2 . Il n'y a pas de résistance de drain.

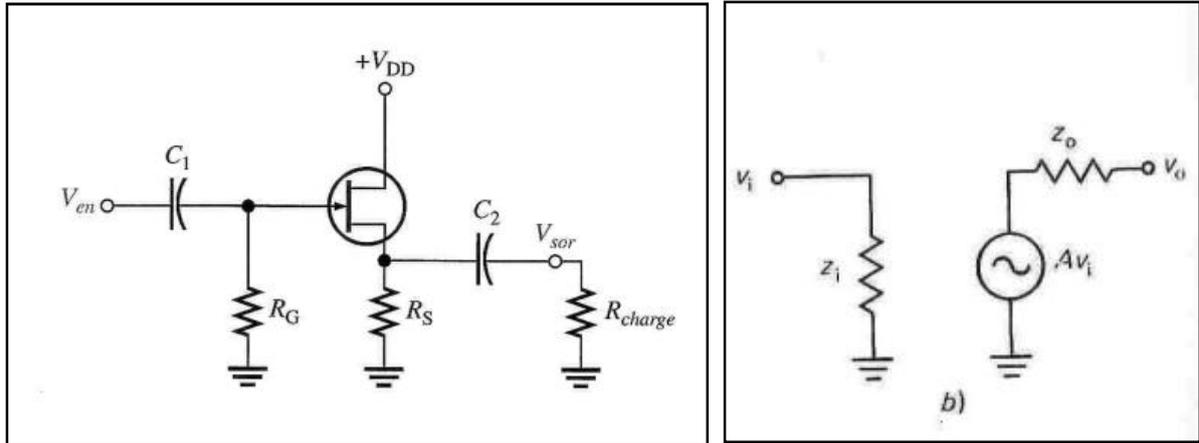


Figure1.22: a. Amplificateur JFET à drain commun b. circuit équivalent [2] [3]

Gain en tension

L'expression du gain en tension de la formule (1.23) s'applique également pour l'amplificateur à source commune. Figure 1.23

$$V_{en} = V_{gs} + I_d R_s \tag{1.38}$$

Ou

$$V_{sor} = I_d R_s \tag{1.39}$$

Par conséquent, la formule pour calculer le gain en tension se développe de la façon suivante :

$$A_v = \frac{g_m V_{gs} R_s}{V_{gs} + g_m V_{gs} R_s} = \frac{g_m R_s}{1 + g_m R_s} \tag{1.40}$$

Notez que le gain est toujours légèrement inférieur à 1. Si $g_m R_s \gg 1$, on peut alors affirmer que $A_v \approx 1$.

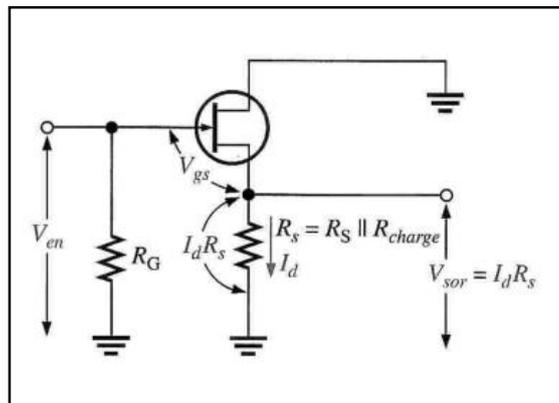


Figure1.23: a. tensions à l'intérieur d'un amplificateur à drain commun avec une résistance de charge combinée avec R_s

Impédance d'entrée

Puisque l'entrée de l'amplificateur à drain commun est connectée à la grille, la résistance d'entrée est extrêmement élevée. Tout comme l'amplification à source commune.

$$R_{en} = R_G \parallel R_{EN(grille)} = R_G \parallel \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} \tag{1.41}$$

Amplificateur à grille commune

L'Amplificateur à grille commune possède une faible impédance d'entrée. Cette caractéristique diffère des autres configurations, à source commune et à drain commun qui possèdent des impédances d'entrées très élevées.

L'Amplificateur à grille commune sous polarisation automatique illustré à la figure 1.24. La grille est directement connectée à la masse. Le signal d'entrée est appliqué à la borne de la source à travers C_1 . La sortie est couplée à travers C_2 à partir de la borne du drain.

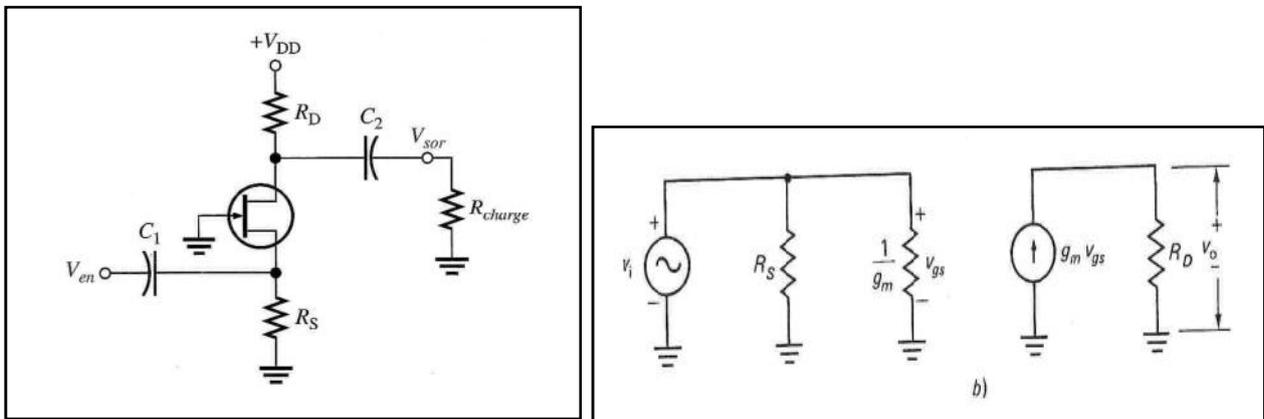


Figure 1.24: a. Amplificateur JFET à grille commune b. circuit équivalent [2] [3]

Gain en tension

Le gain en tension entre la source et le drain est développé de la façon suivante :

$$A_V = \frac{V_{sor}}{V_{en}} = \frac{V_d}{V_{gs}} = \frac{I_d}{V_{gs}} = \frac{g_m V_{gs} R_d}{V_{gs}} = g_m R_d \tag{1.42}$$

Où $R_d = R_D \parallel R_{charge}$

Impédance d'entrée

Nous avons vu que les configurations à source commune et à drain commun possèdent des résistances d'entrées extrêmes puisque la grille est la borne de l'entrée. Par contre, la configuration à grille commune utilise la source comme entrée et possède une faible résistance d'entrée.

$$V_{en} = V_{gs} \text{ et } I_{en} = I_s = I_d = g_m V_{gs}$$

Par conséquent, la résistance d'entrée à la borne de la source devient :

$$R_{EN(source)} = \frac{V_{en}}{I_{en}} = \frac{V_{gs}}{g_m V_{gs}} = \frac{1}{g_m} \quad (1.43)$$

Un FET est appelé un composant à la loi des carrés, I_D étant en relation avec un terme au carré contenant V_{GS} . Pour un JFET, la polarisation avec point Q centré ($I_D = I_{DSS}/2$) est obtenue en réglant $V_{GS} \cong V_{GS(off)}/3.4$. Le point Q est plus stable pour un JFET polarisé par diviseur de tension qu'en polarisation automatique.

Chapitre 2 : Amplificateurs de puissance

2.1.1 Transistors bipolaires

- 2.1 .1.1 Effet transistor,
- 2.1 .1.2 modes de fonctionnement,
- 2.1 .1.3 réseau de caractéristiques statiques,
- 2.1 .1.4 polarisations,
- 2.1 .1.5 droite de charge, et point de repos,

2.1.2 Etude des trois montages fondamentaux

- 2.1.2.1 Amplificateur à émetteur commun
- 2.1.2.2 Amplificateur à base commune
- 2.1.2.3 Amplificateur à collecteur commun

2.1.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF

2.2 Amplificateurs de puissance

2.2.1 Les amplificateurs de puissance classe A

- 2.2.1.1 Définitions
- 2.2.1.2 Droite de charge dynamique
- 2.2.1.3 Dynamique du signal de sortie
- 2.2.1.4 Rendement

2.2.2 Les amplificateurs de puissance Push-pull classe B et AB

2.2.3 Les amplificateurs de puissance classe C

2.1.1 Transistors bipolaires

2.1 .1.1 Effet transistor

Le transistor bipolaire à jonction est doté de trois régions à SC dopés, séparées par deux jonctions transistors bipolaires sont illustrés dans les figures (2.1, 2.2) ci-dessous. Le premier type consiste en deux régions N séparées par une région P (NPN) tandis que l'autre consiste plutôt en deux régions P séparées par une région N (PNP). [2]

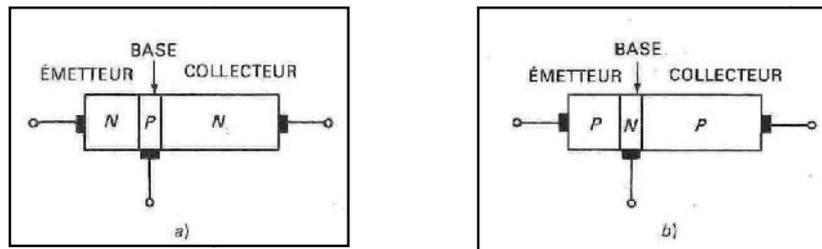


Figure 2.1 les trois régions des transistors : a. transistor NPN b. transistor PNP.

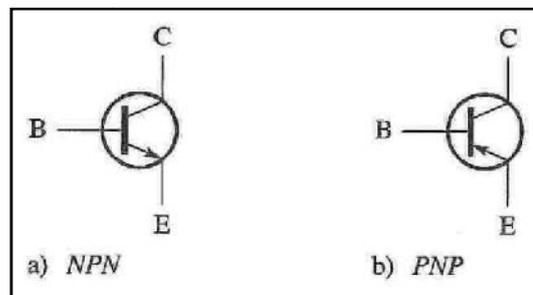


Figure 2.2 Symboles des transistors Courants d'un transistor : a. Conventionnels b. Electroniques.

2.1 .1.2 modes de fonctionnement, [2]

Pour que le transistor puisse fonctionner comme amplificateur, les deux régions PN doivent être correctement polarisées par des tensions continues externes, le fonctionnement PNP et le même que le NPN à l'exception que les fonctions des électrons et des trous, les polarités des tensions et les directions des courants sont toutes inversées. Pour les deux cas la jonction BE (Base-Emetteur) est sous polarisation directe appelée aussi **diode E-B** et que la jonction BC (Base-Collecteur) est sous polarisation inverse appelée aussi **diode C-B**.

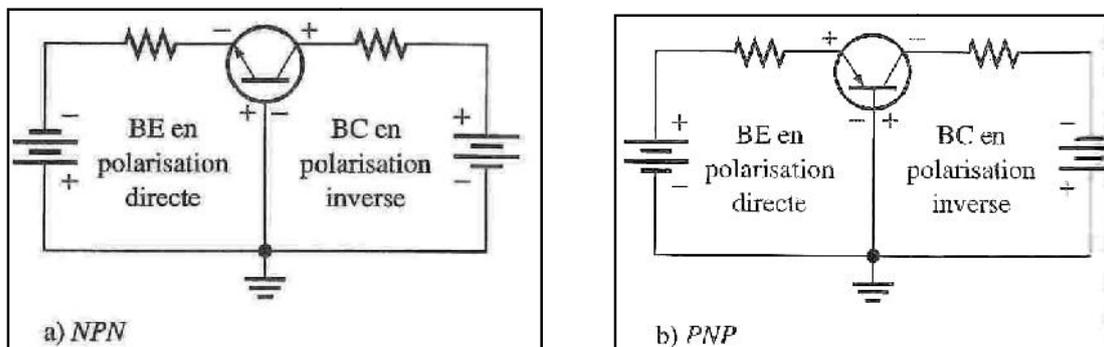


Figure2.3 Polarisation directe-inverse d'un transistor bipolaire.

Lorsque les jonctions sont polarisées directe –inverse du transistor NPN, la polarisation directe (PD) de la base à l'émetteur rétrécit la région d'appauvrissement BE alors que la polarisation inverse de la base–collecteur élargit la région d'appauvrissement BC.

La région N fortement dopée de l'émetteur abonde en électrons (libres) dans la bande de conduction. Ils se diffusent aisément à travers la jonction BE sous polarisation directe, jusqu'à la région de la base de type P où ils deviennent porteurs minoritaires, de la même façon que pour une diode de la polarisation directe. La région de la base faiblement dopée et très mince, possède un nombre très limité de trous. Ainsi, seul un faible pourcentage des électrons circulant à travers la jonction BE peut se combiner avec les trous disponibles. Ces quelques électrons de valence, constituant un petit courant de base. [1]

La plupart des électrons circulant de l'émetteur vers la mince région de la base ne se recombinent pas, mais se diffusent vers la région d'appauvrissement BC. Une fois dans cette région, ils sont tirés à travers la jonction BC par le champ électrique créé par la force d'attraction entre les ions positifs et négatifs. En réalité, les électrons sont tirés à travers la jonction BC en polarisation inverse (PI) par l'attraction de la tension appliquée au collecteur. Les électrons se déplacent maintenant vers la région du collecteur, traversant son fil conducteur, vers la borne positive de la source de tension qui y est branchée. Ceci crée le courant électrique du collecteur. [1]

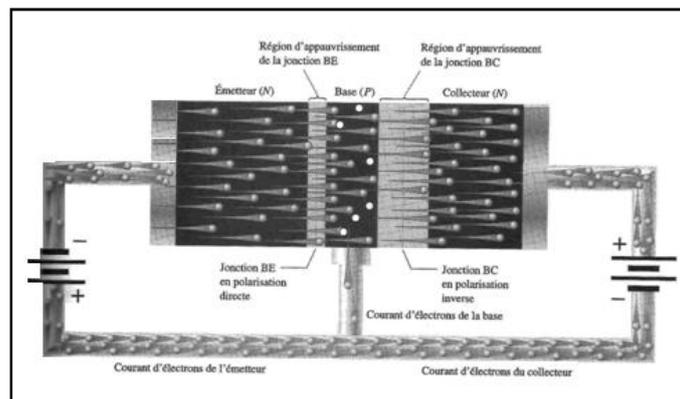


Figure 2.4 : la création du courant du collecteur I_C .

Courant du transistor :

Une analyse de ces diagrammes (figure 2.5) démontre que le courant émetteur est la somme du courant au collecteur et du courant de base, tel que :

$$I_E = I_C + I_B \tag{2.1}$$

I_B est infime comparé à I_E ou I_C (les lettres majuscules indiquent les valeurs en courant continu CC).

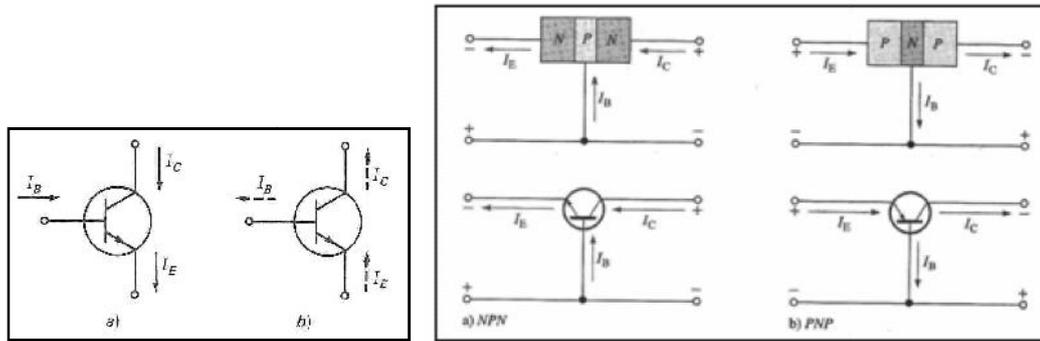


Figure 2.5 Courants d'un transistor : a) Conventionnels. b) Electroniques.

Ces courants directs sont en relation avec deux paramètres : alpha CC (α_{CC}) et le gain bêta CC (β_{CC}). β_{CC} constitue le gain direct en courant et est habituellement désigné par le terme h_{FE} sur les fiches techniques des transistors.

$$r_{CC} = \frac{I_C}{I_E} \quad , r_{CC} \in [0.95, 0.99] \quad (2.2)$$

$$S_{CC} = \frac{I_C}{I_B} \quad , S_{CC} \in [20, 200] \quad (2.3)$$

Résumé :

Pour qu'un transistor fonctionne de façon **linéaire** il faut que :

1. La diode d'émetteur soit polarisée en directe.
2. La diode collecteur soit polarisée en inverse.
3. La tension entre les bornes de la diode collecteur soit inférieure a la tension de claquage. Alors le transistor est un dispositif actif parce qu'il **Amplifie** un signal d'entrée.

Tensions des transistors :

Les trois tensions à courant continu CC pour le transistor polarisé de la figure 2.6 sont la tension d'émetteur V_E , la tension du collecteur V_C , et la tension de base V_B . Ces tensions sont par rapport à la masse.

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.4)$$

$$V_B = V_E + V_{BE} \quad \text{Avec } V_{BE} = 0.7V \quad (2.5)$$

Pour la configuration de la figure 2.6, l'émetteur est la borne commune (montage à émetteur commun EC), donc $V_E = 0V$.

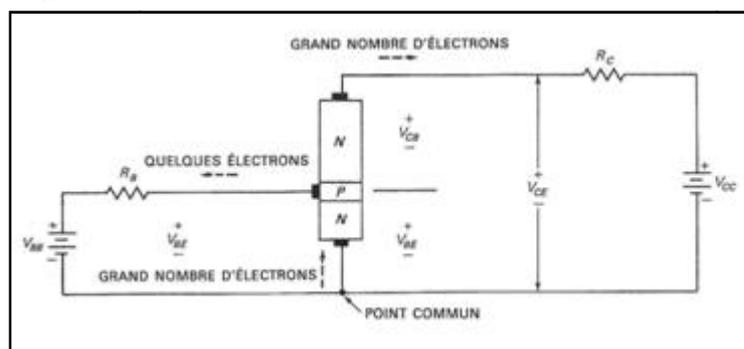


Figure 2.6 Tensions de polarisation.

Source de courant dépendante ou commandée [2]

Le transistor est donc une source de courant dépendante parce qu'un petit courant d'entrée (la base) commande un grand courant de sortie (le collecteur).

Le courant de la base commande la source de courant.

$$I_E = I_C + I_B \Rightarrow I_C \cong I_E, \quad \begin{matrix} I_B \ll I_C \\ I_B \ll I_E \end{matrix} \quad (2.6)$$

Exemple

Calculer I_B , I_C , I_E , V_B et V_C de la figure ci-dessous

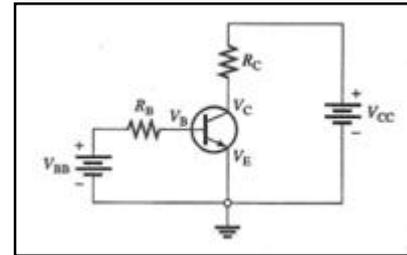
Si $S_{CC} = 50$, $R_B = 10k\Omega$, $R_C = 1k\Omega$, $V_{CC} = 20V$, $V_{BB} = 3V$.

Solution

Puisque l'émetteur est à la masse, $V_B = 0.7V$.

La tension aux borne de $R_B = V_{BB} - V_B$,

$$I_B = \frac{V_{BB} - V_B}{R_B}, \quad I_C = S_{CC} I_B, \quad I_E = I_C + I_B, \quad V_C = V_{CC} - I_C R_C$$



Alors, on trouve:

$$I_B = 230 \mu A$$

$$I_C = 11.5 \text{ mA}$$

$$I_E = 11.73 \text{ mA}$$

$$V_C = 8.5 \text{ V}$$

2.1 .1.3 Réseau de caractéristiques statiques,

Les caractéristiques qui lient les courants et les tensions d'un transistor représentent graphiquement son fonctionnement.

- **La caractéristique du collecteur :**

En montage EC, on fait varier les alimentations V_{BB} et V_{CC} pour établir différentes tensions et courants dans le transistor ; on règle une valeur de I_B que l'on maintient fixe tout en faisant varier V_{CC} pour tracer la caractéristique de I_C en fonction de V_{CE} ($I_C = f(V_{CE})$). pour tracer la caractéristique représentée à la figure 1.7, on a réglé I_B à $10\mu A$ puis on a fait varier V_{CC} et l'on a mesuré I_C et V_{CE} résultants.

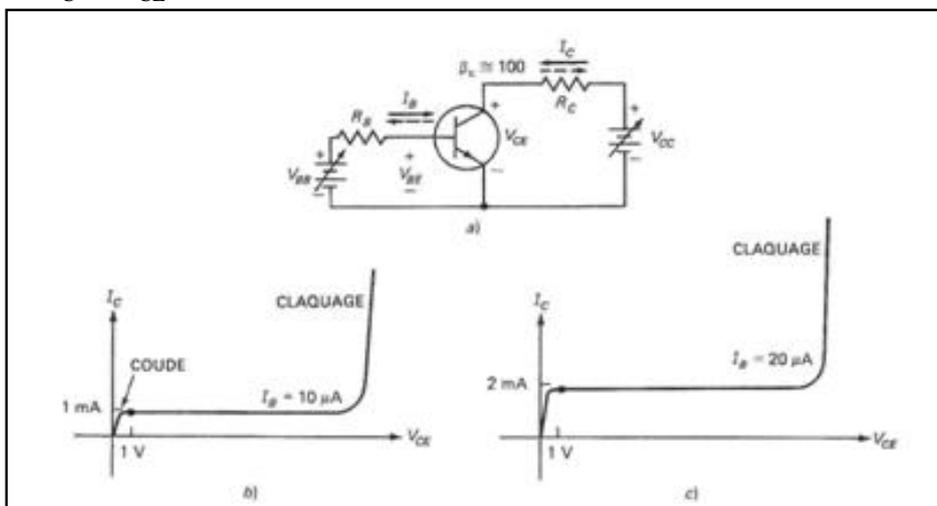


Figure2.7 a) circuit de mesure du courant et de la tension collecteur d'un transistor de $S_{CC} = 100$. b) Caractéristique pour I_B à $1\mu A$. c) Caractéristique pour I_B à $2\mu A$. [2]

Lorsque $V_{CE}=0$, la diode collecteur n'est pas polarisée en inverse, le courant $I_C \cong 0$.

Lorsque $0 \leq V_{CE} \leq 1$, I_C monte très rapidement et devient presque constant. Cela est conforme au principe de la polarisation en inverse de la diode collecteur. Il faut une tension d'environ 0.7V pour polariser la diode collecteur en inverse ; une fois ce niveau atteint, le collecteur recueille tous les électrons qui atteignent sa couche d'appauvrissement.

Au-dessus du coude la valeur exacte de V_{CE} n'est pas importante parce que la pente raide de la caractéristique du collecteur ne permet pas au courant I_C d'augmenter de façon appréciable. La **légère** augmentation de I_C lorsque V_{CE} **augmente** est due à l'**augmentation** de la largeur de la **couche d'appauvrissement** qui capture quelques électrons de base supplémentaires avant qu'ils ne tombent dans les trous.

Si on augmente trop V_{CE} , la diode collecteur entre en **claquage**, et le transistor ne fonctionne plus normalement, alors il ne se comporte plus comme une source de courant. La **gamme** de tension Collecteur-Emetteur sur laquelle le transistor se comporte comme une source de courant s'appelle la **dynamique** de la tension. (La dynamique allant de 1V à la tension de claquage. Le maintien du fonctionnement du transistor dans sa **région active** le fera se comporter comme une source de courant **dépendante** ou **commandée**. A l'extérieur de cette gamme, le transistor ne fonctionne plus normalement.

Le réglage de I_B à $20\mu A$ et la mesure de I_C et V_{CE} donnent la caractéristique représentée à la figure 2.7 c. Cette caractéristique a même allure que celle de la figure 2.7 b à l'exception le courant collecteur égale environ 2mA près qu'au-delà du coude. Une augmentation de V_{CE} produit encore une petite augmentation du courant I_C parce que la couche d'appauvrissement plus large capture quelques électrons supplémentaires de la base. Une tension collecteur fait encore passer le collecteur en claquage.

A la figure 1.8, nous avons tracé plusieurs caractéristiques de collecteur pour diverses valeurs de I_B sur le même système d'axes. Le courant collecteur est environ 100 plus grand que le courant base en tout point de la région active, on appelle parfois ces caractéristiques les **caractéristiques statiques du collecteur** parce qu'on porte que des courants et des tensions continues.

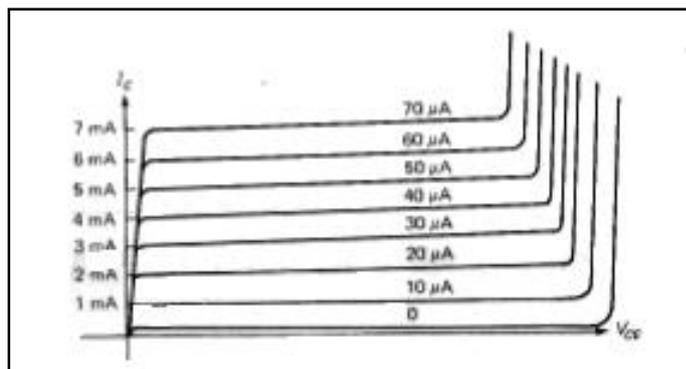


Figure 2.8 Réseau de caractéristique d'un transistor à $S_{CC} = 100$.

Caractéristiques de base :

La figure 2.9 a représente une caractéristique du courant base en fonction de la tension base-émetteur.

Aux hautes tensions collecteur, le collecteur recueille quelques électrons supplémentaires. Cela diminue le courant base. La figure 2.9 b illustre cette notion. La caractéristique de la plus grande tension V_{CE} a un courant base légèrement inférieur pour une même tension V_{BE} . Ce

phénomène, connu sous le nom d'**effet Early**, provient de la réaction interne du transistor de la diode collecteur à la diode émetteur.

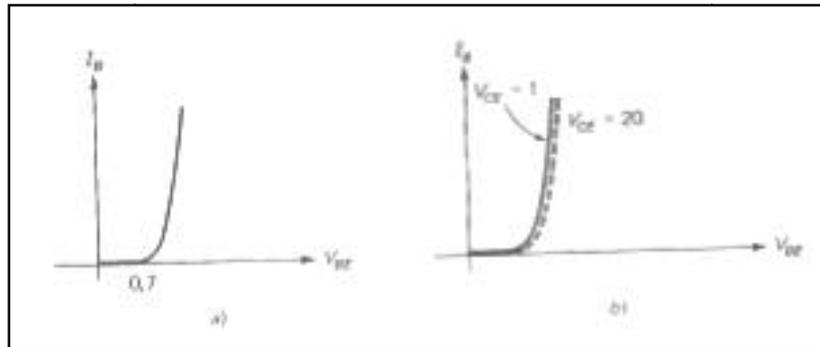


Figure 2.9 Caractéristiques de base. a) Caractéristique idéale ; b) Effet Early

Caractéristiques du gain en courant :

Le gain S_{CC} d'un transistor, aussi appelé le gain en courant, varie fortement. La figure 2.10 représente la variation type de S_{CC} .

A température constante, S_{CC} augmente jusqu'à un maximum lorsque le courant collecteur augmente. Si I_C continue à augmenter, S_{CC} diminue. Selon le transistor, S_{CC} varie du simple au triple sur la gamme utile de courant du transistor.

La variation de la température ambiante influe sur S_{CC} , le gain S_{CC} augmente en fonction de la température pour un courant collecteur donné.[2]

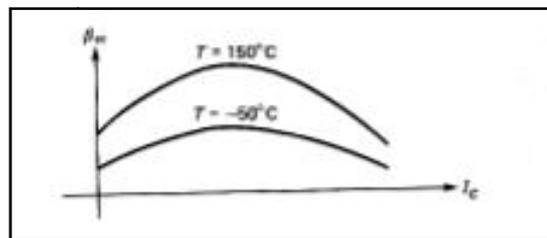


Figure 2.10 Variation de S_{CC} en fonction du courant collecteur et de la température.

Blocage et claquage :

Le courant base de la plus inférieure des caractéristiques de collecteur représentées à la figure 2.8 est nul. Avoir $I_B = 0$ revient à ouvrir le conducteur de la base (figure 2.11 a). On désigne le courant collecteur pour le conducteur base ouverte par I_{CEO} , l'indice CEO est mis pour **collector to emitter with open base** (collecteur-émetteur avec base ouverte).

La figure 2.11 b représente la caractéristique pour $I_B = 0$. A un certain instant, la tension collecteur atteint la tension de claquage notée V_{BCEO} . Pour que le transistor fonctionne normalement maintenir V_{CE} plus petit que V_{BCEO} .

Un bon concepteur utilise un coefficient de sécurité pour garder V_{CE} bien au-dessous de V_{BCEO} . On utilise fréquemment un coefficient de sécurité de 2 (V_{CE} est alors inférieur à la moitié de V_{BCEO}).

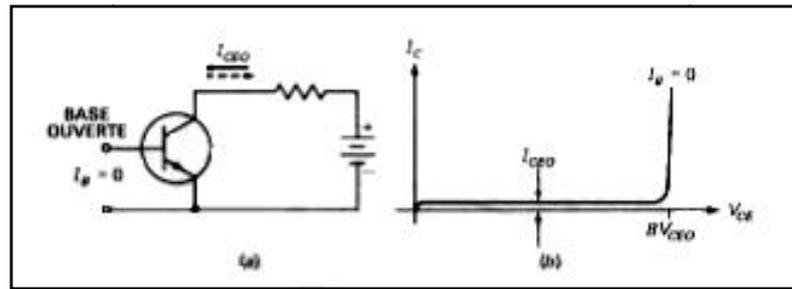


Figure 2.11 Courant de blocage et tension de claquage.

Tension de saturation du collecteur :

La figure 2.12 représente une des caractéristiques du collecteur. La première partie de la caractéristique (celle comprise entre l'origine et le coude) s'appelle la région de **saturation**. La partie horizontale de la caractéristique s'appelle la région **active**. Le transistor doit fonctionner dans cette région, pour se comporter comme une source de tension dépendante. Il absolument éviter la troisième partie de la caractéristique, celle du **claquage**.

Dans la région de saturation, la diode collecteur entre en polarisation directe. L'effet transistor n'a pas lieu : le transistor se comporte comme une petite résistance ohmique et non comme une source de courant. Une augmentation supplémentaire du courant base ne donne pas une augmentation supplémentaire du courant collecteur. Habituellement, dans la région de saturation, la tension collecteur-émetteur V_{CEsat} est seulement de quelques dixièmes de volts, selon le courant collecteur. [2]

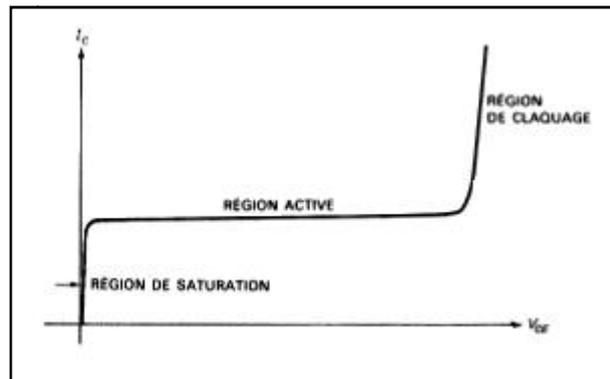


Figure 2.12 Région de saturation.

Valeurs limites des transistors : [2]

Les transistors petits signaux dissipent au maximum un demi-watt, les transistors de puissance dissipent au minimum un demi-watt. Lorsqu'on consulte la fiche signalétique d'un transistor quel qu'il soit, commencer par lire les valeurs limites des courants, des tensions et d'autres grandeurs du transistor.

Les valeurs limites d'un 2N3904, par exemple, sont :

$$V_{CEO} = 40V$$

$$V_{CBO} = 60V$$

$$V_{EBO} = 6V \text{ (tension émetteur-base avec collecteur ouvert)}$$

$$I_C = 200 \text{ mA en continu}$$

$$P_D = 310mW$$

Toutes les tensions limites sont des tensions inverses de claquage.

$$P_D = V_{CE}I_C \quad (2.7)$$

Donne la puissance dissipée par un transistor, cette puissance est inférieure à la puissance limite de 310 mW.

2.1 .1.4 La droite de charge et le point de repos

La droite de charge continue :

On peut tracer la droite de charge sur les caractéristiques de collecteur pour mieux voir le fonctionnement du transistor et voir dans quelle région il fonctionne. Soit le circuit représenté à la figure 2.13 a. la tension d'alimentation polarise en inverse la diode collecteur via R_C . La tension entre les bornes de R_C égale $V_{CC}-V_{CE}$. Donc, le courant qui la traverse égale :

$$I_C = \frac{V_{CC}-V_{CE}}{R_C} \quad (2.8)$$

Cette relation (8) est l'équation de **la droite de charge statique**.

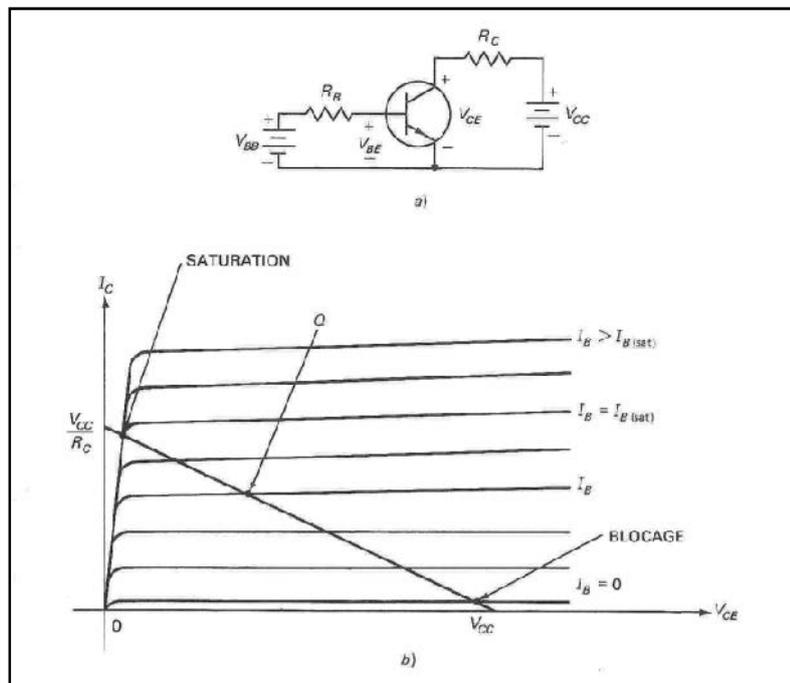


Figure 2.13 a) Polarisation de la base. b) Droite de charge statique.

Le point de repos :

De l'équation 8, on tire les deux formules :

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (\text{Ordonnée à l'origine}) \quad (2.9)$$

$$V_{CE} = V_{CC} \quad (\text{Abscisse à l'origine}) \quad (2.10)$$

$Q(I_C, V_{CE})$ est le point de fonctionnement de la droite de charge statique.

2.1 .1.5 polarisations

Dans les circuits numériques, le transistor se comporte comme un interrupteur et dans les circuits linéaires il se comporte comme une source de courant. Un amplificateur, un dispositif qui augmente l’amplitude d’un signal, est aussi un dispositif linéaire. Le principe consiste à appliquer un petit signal alternatif à l’entrée d’un transistor et à recueillir un plus grand signal alternatif de même fréquence. Les amplificateurs sont essentiels pour les récepteurs radio, les téléviseurs et les autres appareillages de communication. [2]

Avant d’applique un signal alternatif à un transistor, il faut déterminer un point Q de fonctionnement près du point milieu de la droite de charge statique. Le signal alternatif d’entrée produit des fluctuations au-dessus et au-dessous de ce point Q. pour que le dispositif demeure linéaire, la diode émetteur doit rester en polarisation directe et la diode collecteur doit rester en polarisation inverse. Autrement dit, les fluctuations du courant et de la tension ne doivent pas saturer le transistor ni le bloquer.

Dans cette partie, nous étudierons les diverses façons de polariser un transistor pour qu’il fonctionne linéairement. Pour cela, régler le point Q près du point milieu de la droite de charge statique. [2]

Polarisation de Base

La figure 2.14 représente deux exemples de polarisations de base (aussi appelée polarisation fixe). Dans les deux cas, cette façon de polariser un transistor en fonctionnement linéaire est la pire parce qu’elle rend le point Q instable. Comme nous l’avons vu a la partie précédente (2.1.3), S_{CC} peut varier selon le courant et la température. On ne peut donc stabiliser Q en un point auquel on pourrait se fier en fabrication en série. Donc, nous n’utiliserons jamais cette polarisation dans les circuits linéaires, bien au contraire, on l’utilise surtout dans les circuits numériques.

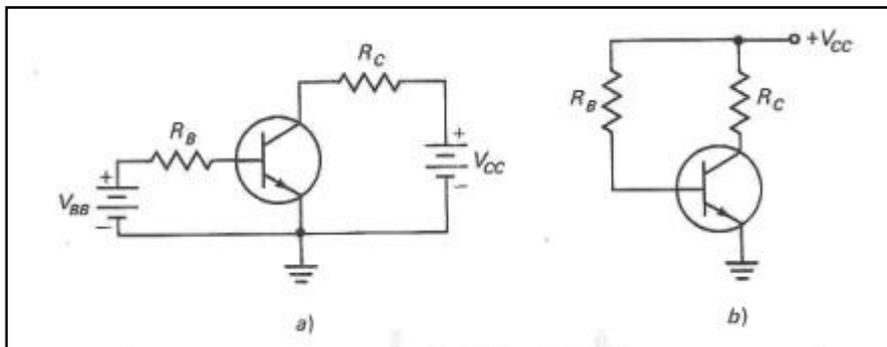


Figure2.14 Saturation de la base a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C \tag{2.11}$$

$$I_C = \beta_{cc} \cdot I_B = \beta_{cc} \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} \tag{2.12}$$

L’inconvénient est le courant I_C dépend de β_{cc} , une variation de β_{cc} cause une variation de I_C et V_{CE} ce qui entraîne le déplacement du point Q.

Polarisation par réaction d’émetteur

La figure 1.15 représente une première tentative de compenser la variation de β_{cc} . Dans les deux cas, on essaie d’utiliser la tension entre les bornes de la résistance d’émetteur pour

contrebalancer la variation de β_{cc} , si β_{cc} augmente, le courant collecteur augmente lui aussi. Cela augmente la tension d'émetteur, diminue la tension entre les bornes de la résistance de base et réduit le courant base. Cette diminution du courant base entraîne une diminution du courant collecteur, ce qui contrebalance partiellement l'augmentation initiale de β_{cc} . [2]

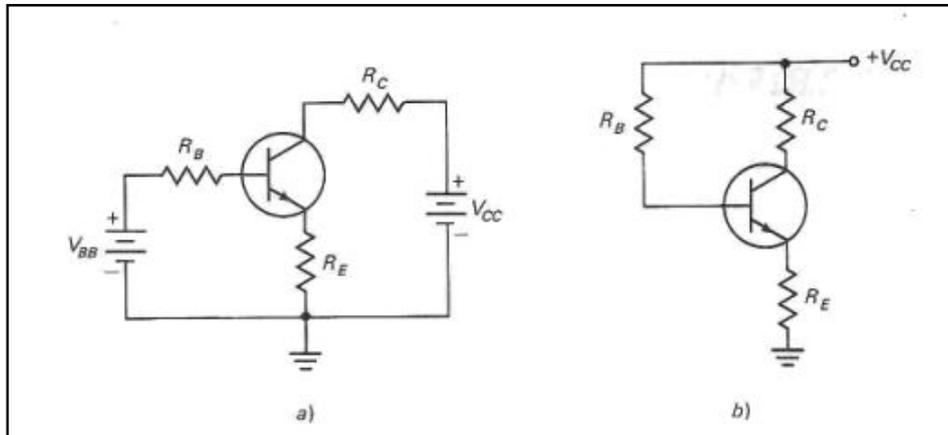


Figure 2.15 Polarisation par réaction d'émetteur a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

$$V_{CE} + I_E R_E - V_{CC} + I_C R_C = 0 \quad (2.13)$$

Comme I_E égale à I_C et $I_B = I_C / \beta_{cc}$, réarrangeons cette équation sous la forme :

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \cong \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_E + R_B} \quad (2.14)$$

On utilise la polarisation par réaction d'émetteur pour masquer la variation de β_{cc} . Pour cela, prendre la résistance R_E beaucoup plus grande que R_B . Mais pratiquement, si l'on prend

la résistance R_E suffisamment grande, on sature le transistor.

Polarisation par réaction de collecteur

La figure 2.16 représente la polarisation par réaction de collecteur aussi appelée polarisation automatique. Supposons que la température du circuit représenté à la figure 1.16.a augmente. Donc β_{cc} augmente. Cela le courant collecteur et donc diminue la tension collecteur-émetteur (la chute de tension entre les bornes de R_C est plus grande).

Alors la tension entre les bornes de R_B diminue. Donc le courant base diminue. Le courant base plus petit contrebalance l'augmentation originale du courant collecteur. La polarisation par réaction de collecteur est donc plus avantageuse que la polarisation par réaction d'émetteur. [2]

La polarisation par réaction de collecteur crée un effet de compensation qui tend à maintenir le point Q stable.

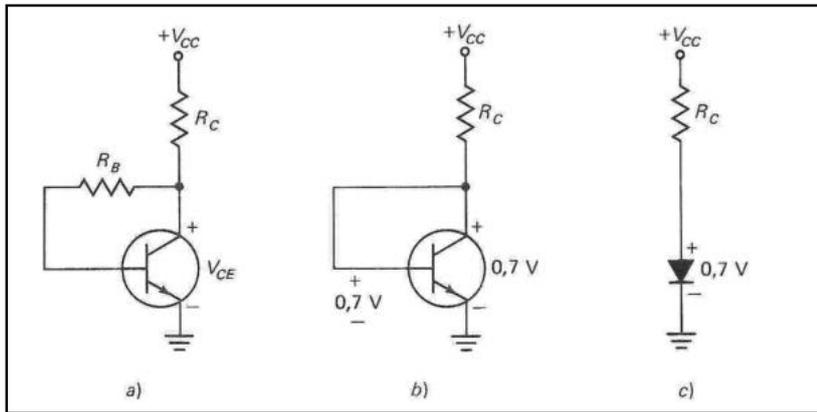


Figure 2.16 Polarisation par réaction de collecteur a) Circuit complet. b) Base court-circuitée au collecteur. c) circuit équivalent lorsque $R_B=0$.

$$V_{CE} - V_{CC} + I_C + I_B R_C = 0 \tag{2.15}$$

I_B étant beaucoup plus petit que I_C dans la région active, négligeons I_B et réarrangeons cette équation sous la forme

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C} \tag{2.16}$$

Effet de S_{cc}

$$V_{BE} - V_{CC} + I_C + I_B R_C + I_B R_B = 0 \tag{2.17}$$

Or $I_B = \frac{I_C}{\beta_{CC}}$, d'où :

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_C + \frac{R_B}{\beta_{CC}}} \tag{2.18}$$

La polarisation par réaction de collecteur est parfois plus efficace que la polarisation par réaction d'émetteur. Bien que le transistor soit encore sensible à la variation de β_{cc} , on utilise ce type de polarisation. Il offre l'avantage de la simplicité et d'une meilleure réponse en fréquence.

Polarisation par diviseur de tension

La figure 2.17 représente la polarisation par diviseur de tension aussi appelée circuit universel de polarisation. Cette polarisation est la plus utilisée dans les circuits linéaires. L'appellation « par diviseur de tension » provient du diviseur de tension formé par R_1 et R_2 . La tension entre les bornes de R_2 polarise la diode émetteur en direct.

Pour obtenir le schéma équivalent de Thévenin (figure 2.17.b). Ouvrir mentalement le conducteur de base du transistor (figure 2.17.a). Puis regarder le diviseur de tension non chargé pour obtenir la tension de Thévenin. [2]

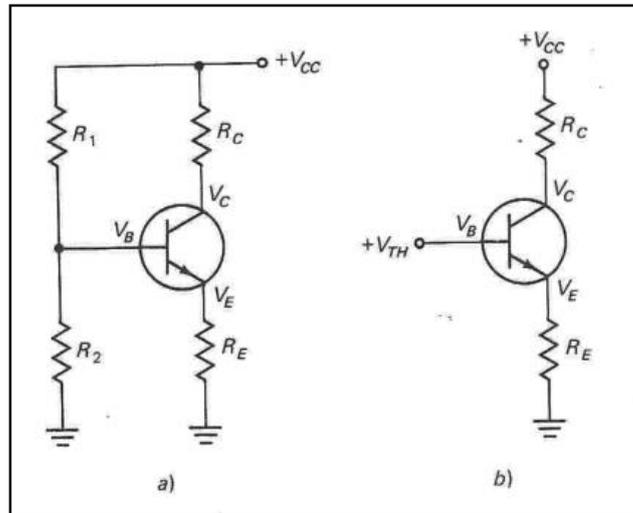


Figure 2.17 Polarisation par diviseur de tension a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

Diviseur soutenu de tension

$$V_{TH} = \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{CC} \tag{2.19}$$

Rebrancher mentalement le conducteur de base. Si le diviseur de tension est soutenu, plus de 99% de la tension de THévenin attaque la base. Le circuit se ramène à celui représenté à la figure 2.17.b. l'émetteur étant assujéti à la base, il vient : [2]

$$I_E = \frac{V_{TH}-V_{BE}}{R_E} \tag{2.20}$$

Le courant collecteur approxime cette valeur.

Remarquer que la formule du courant émetteur ne contient pas β_{cc} . Le circuit est donc insensible à la variation de β_{cc} et le point Q est fixe.

L'application du théorème de Thévenin au réseau de la figure 1.17.a donne le circuit équivalent de la figure 1.18 dans lequel :

$$R_{TH} = \frac{R_2.R_1}{R_2+R_1} \tag{2.21}$$

$$I_E \cong \frac{V_{TH}-V_{BE}}{R_E+R_{TH}} \tag{2.22}$$

Si R_E égale $100 \times R_{TH}$ alors R_E est grand par rapport à R_{TH} et l'on obtient l'équation

20.

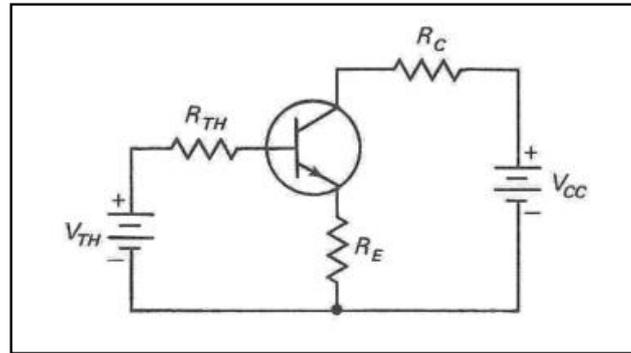


Figure 2.18 Circuit équivalent pour Polarisation par diviseur de tension

Diviseur ferme de tension

Le diviseur de tension est chargé par la résistance vue de la base du transistor R_{EN} . Dans certains cas, cet effet de charge est significatif pour déterminer la tension de polarisation de la base. Examinons maintenant cette disposition en plus amples détails. [1]

Résistance d'entrée à la base

La valeur approximative de la résistance d'entrée du transistor, vue de la base du transistor de la figure 2.19, est dérivée de l'équation 2.23.

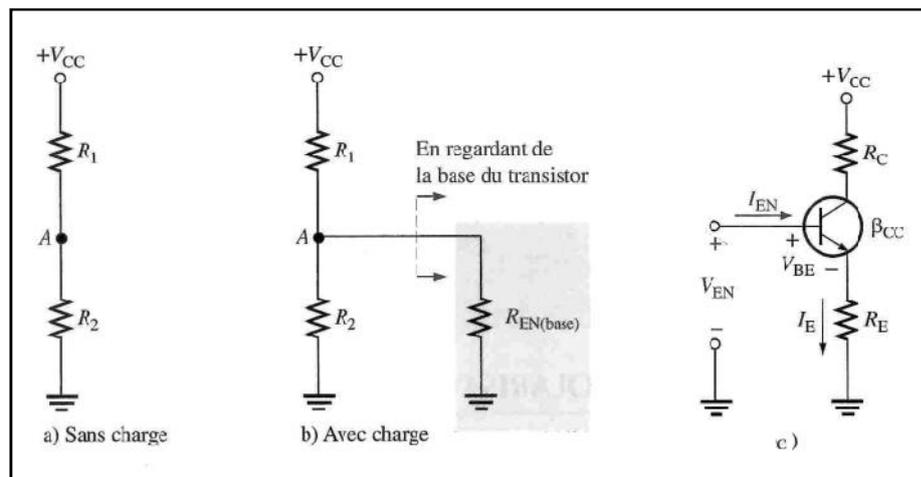


Figure 2.19 Circuit de dérivation de la résistance d'entrée.

$$R_{EN(base)} = \frac{V_B}{I_B} = \frac{V_{EN}}{I_{EN}} \tag{2.23}$$

Si l'on néglige V_{BE} qui est de 0.7V.

$$V_B \cong V_E = I_E R_E \tag{2.24}$$

Puisque $I_E \cong I_C$ lorsque $\alpha_{cc} \cong 1$, alors

$$I_E \cong \beta_{CC} I_B \tag{2.25}$$

$$R_{EN} \cong \frac{\beta_{CC} I_B R_E}{I_B} \tag{2.26}$$

Ce qui donne :

$$R_{EN(base)} \cong \beta_{CC} R_E \tag{2.27}$$

Tension de base

Maintenant, on utilisant la formule de diviseur de tension, l'équation 19 devient :

$$V_B = V_{TH} = \frac{R_2 \parallel R_{EN}}{R_2 \parallel R_{EN} + R_1} V_{CC} \tag{2.28}$$

Si $R_{EN(base)}$ est d'au moins dix fois la valeur de R_2 , l'équation 28 peut être simplifiée à l'équation 19.

Dans ce cas, de nombreux concepteurs utilisent la formule de compromis.

$$R_{TH} \leq 0.1 \beta_{CC} R_E \tag{2.29}$$

$$R_2 \leq 0.1 \beta_{CC} R_E \tag{2.30}$$

Dans la pire éventualité, le respect de cette formule donne un courant collecteur égal à environ 10% du courant collecteur idéal donné par la formule 20. Par la suite, nous qualifierons de « **ferme** » tout diviseur de tension qui respecte la formule 30. Habituellement, nous essayerons de concevoir un diviseur soutenu de tension. Pour des raisons (impédance d'entrée) , pratiquement, nous ferons parfois un compromis et nous concevrons un diviseur ferme de tension pour obtenir un meilleur environnement.

Additionnons les tensions le long de la maille de collecteur du circuit de la figure 2.18, et isolons I_C . Il vient

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E} \tag{2.31}$$

Polarisation d'émetteur

La figure 2.20 représente la polarisation d'émetteur parfois utilisée lorsqu'on dispose d'une alimentation fractionnée (tension positive et négative).

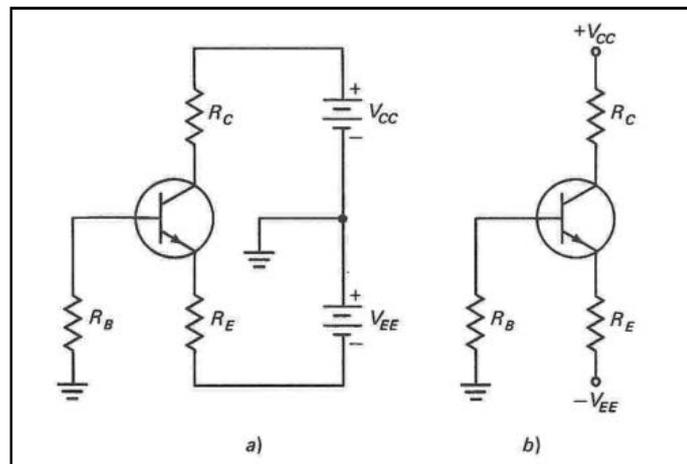


Figure 2.20 Polarisation d'émetteur a) Circuit complet. b) Schéma simplifié.

Voici la méthode d'analyse d'un circuit de polarisation d'émetteur. Si R_B est suffisamment petit, la tension base est presque nulle. La tension émetteur lui est inférieure de la chute V_{BE} . Donc, la tension V_E est égale $V_{EE} - V_{BE}$ et le courant émetteur est égal

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} \tag{2.32}$$

Comme β_{CC} n'apparaît pas dans cette formule, le point Q est fixe. Pour bien concevoir un circuit de polarisation d'émetteur il faut prendre une petite résistance R_B . On obtient la formule exacte suivante du courant émetteur

$$I_E \cong \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E + \frac{R_B}{\beta_{CC}}} \quad (2.33)$$

Remarquer sa ressemblance avec la formule (2.22). Dans une application soutenue, R_E égale au moins 100 fois $\frac{R_B}{\beta_{CC}}$.

La tension collecteur est égale

$$V_C = V_{CC} - I_C R_C \quad (2.34)$$

2.1.2 Etude des trois montages fondamentaux

Le but de la polarisation est d'établir un point Q autour duquel des variations en courant et en tension peuvent survenir en réponse à un signal d'entrée c.a (courant alternatif). dans les applications où des tensions de faibles signaux doivent être amplifiées, comme celles d'une antenne ou d'un microphone, les variations autour du point Q sont relativement faibles. Les amplificateurs sont conçus pour traiter ces petits signaux (c.a).

Quantités c.a.

Aux sections précédentes, nous avons identifié les quantités c.c. par des indices en lettres majuscules tels que I_C , I_E , V_C et V_{CE} . Les indices en lettres minuscules sont utilisés pour indiquer les quantités c.c. de courants et des tensions efficaces, de crête, ou crête à crête, comme i_c , i_e , v_c et v_{ce} . Les quantités instantanées sont indiquées par des termes à lettres et à indices en minuscules, comme i_c , i_e , v_c et v_{ce} . La figure 2.21 illustre ces quantités pour une forme d'onde de tension spécifique. [2]

Les valeurs des résistances internes au transistor utilisent la lettre minuscule r'

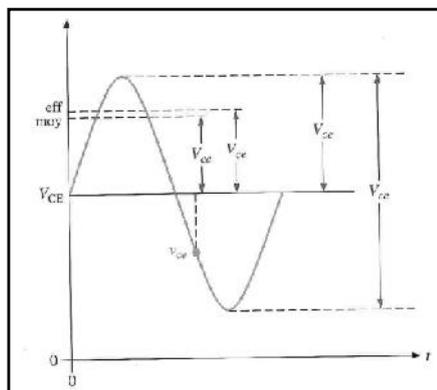


Figure 2.21 La représentation des quantités c.a.

L'Amplificateur à faibles signaux

La figure 2.22 illustre un transistor polarisé par diviseur de tension, avec une source de tension c.a. sinusoïdale couplée à la base par le condensateur C1 et dont la charge est couplée au collecteur par le condensateur C2. Les condensateurs de couplage bloquent

le c.c. et empêchent la résistance de la source R_s et la résistance de charge R_{charge} de changer les tensions c.c. de polarisation à la base et au collecteur. Idéalement, les condensateurs se comportent comme des courts-circuits pour la tension du signal. La tension du signal sinusoidale fait osciller la tension à la base au-dessus et au-dessous de son niveau de polarisation c.c. Par conséquent, la variation en courant à la base produit une variation plus grande en courant au collecteur à cause du gain en courant du transistor.

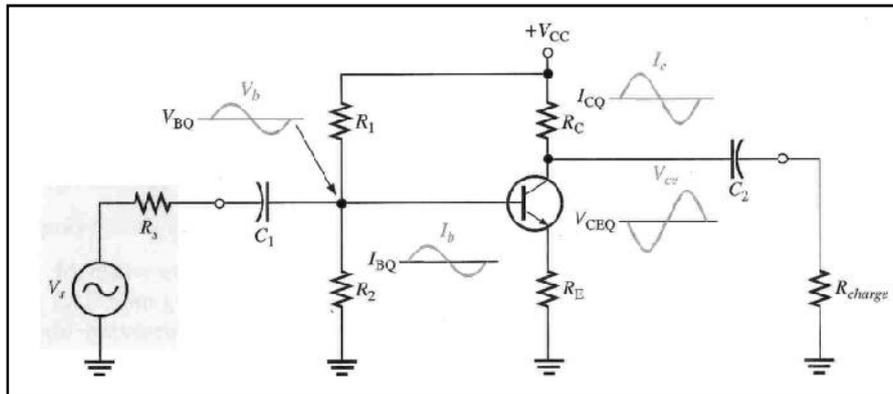


Figure2.22 Amplificateur par diviseur de tension actionné par une source de tension c.a. avec une résistance interne R_s .

A mesure que le courant sinusoidal au collecteur augmente, la tension au collecteur diminue. Le courant au collecteur varie au dessus et au dessous de sa valeur de point Q en phase avec le courant à la base. La tension sinusoidale entre le collecteur et l'émetteur varie au dessus et au dessous de sa valeur de point Q avec un déphasage de 180° par rapport à la tension à la base, comme illustre la figure 2.23. Un transistor produit toujours une inversion de phase entre la tension à la base et la tension du collecteur. Le phénomène que nous venons de décrire peut être illustré graphiquement avec les courbes caractéristiques. [3]

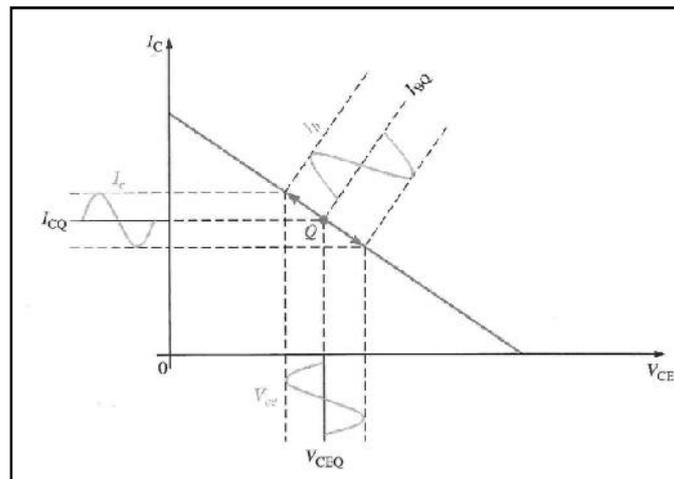


Figure2.23 Graphique du fonctionnement d'un amplificateur, illustrant la variation en I_b , I_c et V_{ce}

Circuits équivalents c.a. à transistor [3]

Afin de visualiser le fonctionnement d'un transistor dans un circuit amplificateur, il est souvent utile de représenter ce dernier par un circuit équivalent. Celui-ci utilise différents paramètres internes de transistor pour représenter son fonctionnement. Dans

cette section, nous analysons deux types de représentations par circuit équivalent. L'un est basé sur les paramètres hybrides ou paramètres h , tandis que l'autre est basé sur les paramètres de résistance ou paramètres r .

Paramètres h

Les quatre paramètres h c.a. de base et leur description sont donnés au tableau 2.1. la deuxième lettre de l'indice de chaque paramètre h désigne une configuration à émetteur commun (e), à base commune (b), ou à collecteur commun (c) (tableau 2.2)

Tableau 2.1 : Paramètres h c.a. de base.

Paramètre h	Description	Condition
h_i	Impédance d'entrée (résistance)	Sortie court-circuitée
h_r	Rapport de rétroaction de tension	Entrée ouverte
h_f	Gain en courant avant	Sortie court-circuitée
h_o	Conductance de sortie	Entrée ouverte

Tableau 2.2 : Indices à Paramètres h pour les trois configurations de circuits.

Configuration	Paramètres h
Émetteur commun	$h_{ie}, h_{re}, h_{fe}, h_{oe}$
Base commune	$h_{ib}, h_{rb}, h_{fb}, h_{ob}$
Collecteur commun	$h_{ic}, h_{rc}, h_{fc}, h_{oc}$

Les caractéristiques de chacune des trois configurations d'amplificateur à transistor bipolaire sont examinées en détail dans ce chapitre.

Chaque paramètre h correspond à une mesure prise à partir des courbes caractéristiques du transistor.

h_i est la résistance c.a. vue à partir de la borne de l'entrée du transistor avec la sortie court-circuitée (figure 2.24.a), pour une configuration à émetteur commun.

h_{ie} est le ratio entre la tension d'entrée (V_b) et le courant à l'entrée (I_b), exprimé de la façon suivante

$$h_{ie} = \frac{V_b}{I_b} \tag{2.35}$$

h_r est la mesure de la quantité de tension de sortie qui est réacheminée (par rétroaction) vers l'entrée, avec l'entrée ouverte. Le circuit équivalent à émetteur commun est illustré à la figure 2.24.b. h_{re} est le ratio entre la tension d'entrée (V_b) et la tension de sortie (V_c)

$$h_{re} = \frac{V_b}{V_c} \tag{2.36}$$

h_f est le gain en courant avant mesuré avec la sortie (collecteur) court-circuitée (figure 2.24.c), pour une configuration à émetteur commun. h_{fe} s'exprime par

$$h_{fe} = \frac{I_c}{I_b} \tag{2.37}$$

Finalement, h_o définit la conductance vue à partir de la borne de la sortie, lorsque l'entrée est ouverte, tel qu'illustré à la figure 2.24.d. l'unité du h_o est le siemens (S). Pour une configuration à émetteur commun, h_{oe} est exprimé par

$$h_{oe} = \frac{I_c}{V_c} \quad (2.38)$$

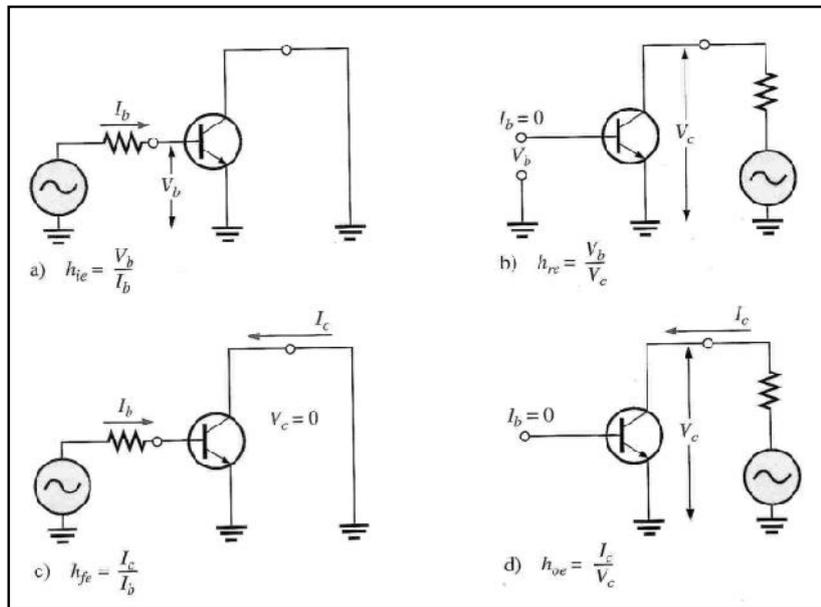


Figure 2.24 Circuits équivalents c.a. déterminant les paramètres h pour un amplificateur à émetteur commun

Le tableau 2.3 résume les formules des paramètres h pour chaque configuration.

Tableau 2.3 : Ratios des Paramètres h pour les trois configurations d'amplificateurs.

Émetteur commun	Base commune	Collecteur commun
$h_{ie} = V_b / I_b$	$h_{ib} = V_e / I_b$	$h_{ic} = V_b / I_b$
$h_{re} = V_b / V_c$	$h_{rb} = V_e / V_c$	$h_{rc} = V_b / V_e$
$h_{fe} = I_c / I_b$	$h_{fb} = I_c / I_e$	$h_{fc} = I_e / I_b$
$h_{oe} = I_c / V_c$	$h_{ob} = I_c / V_e$	$h_{oc} = I_e / V_e$

La forme générale du circuit équivalent à paramètres h pour un transistor bipolaire à jonction est illustré à la figure 2.25

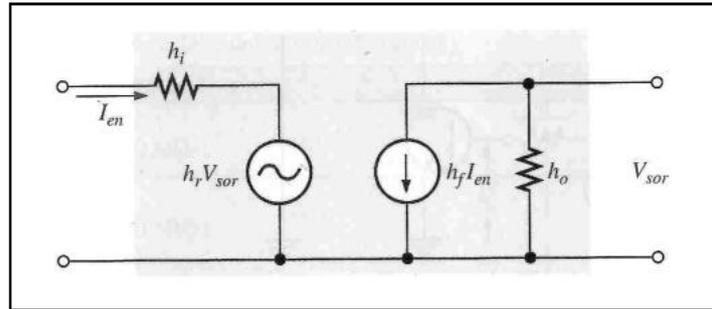


Figure 2.25 forme générale du circuit équivalent à paramètres h pour un transistor bipolaire à jonction.

Paramètres r

Il est peut être plus facile de travailler avec les paramètres de résistances r , qu'avec les paramètres h . les cinq paramètres sont donnés au tableau 2.4.

Tableau 2.4 : Paramètres r .

Paramètre r	Description
α_{ca}	Alpha c.a. (I_c/I_e)
β_{ca}	Bêta c.a. (I_c/I_b)
r'_e	Résistance c.a. à l'émetteur
r'_b	Résistance c.a. à la base
r'_c	Résistance c.a. au collecteur

Relations entre les paramètres h et les paramètres r

Les rapports de courant c.a., α_{ca} et β_{ca} proviennent directement des paramètres h :

$$\alpha_{ca} = h_{fb} \tag{2.39}$$

$$\beta_{ca} = h_{fe} \tag{2.40}$$

Ces paramètres représentent des valeurs c.c. qui sont parfois différentes des valeurs des paramètres c.a.

Puisque les fiches techniques ne fournissent souvent que les paramètres h pour la configuration à émetteur commun, les formules suivantes illustrent comment les convertir en paramètres r , nous utiliserons les paramètres r tout au long du texte.

$$r'_e = \frac{h_{re}}{h_{oe}} \tag{2.41}$$

$$r'_c = \frac{h_{re} + 1}{h_{oe}} \tag{2.42}$$

$$r'_b = h_{ie} - \frac{h_{re}}{h_{oe}} (1 + h_{fe}) \tag{2.43}$$

Circuits équivalents à paramètres r

Un Circuit équivalent à paramètres r d'un transistor bipolaire à jonction est illustré à la figure 2.26.a. la résistance r'_b est habituellement assez minime et peut être négligé. Cette résistance peut alors être remplacée par un court circuit. La résistance r'_c est

habituellement de plusieurs centaines de kilohms est peut être remplacée par un circuit ouvert. Le circuit équivalent simplifié à paramètres r d'un transistor bipolaire à jonction est illustré à la figure 2.26.b.

En ce qui a trait au fonctionnement c.a. d'un transistor : la résistance r'_e apparaît entre les bornes de l'émetteur et de la base. le collecteur agit en réalité comme une source de courant, dont la valeur est égale à $\alpha_{ca}I_e$ ou, de façon équivalente, égale à $\beta_{ca}I_b$, ces facteurs sont illustrés avec un symbole de transistor à la figure 2.27.

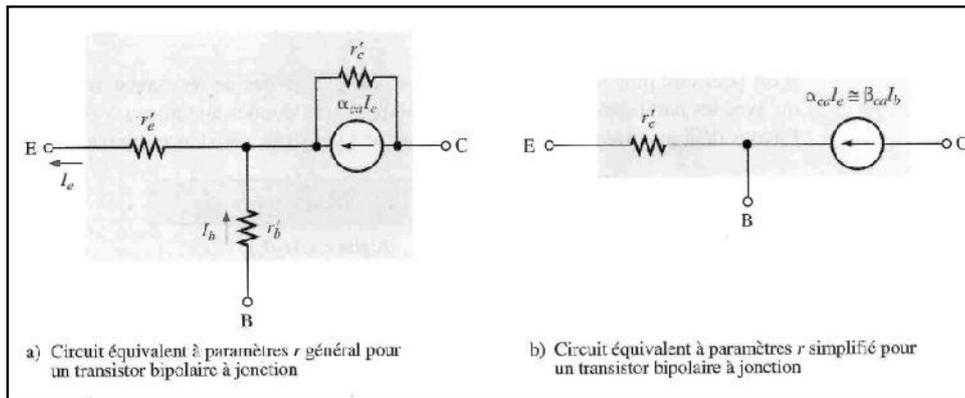


Figure 2.26 Circuits équivalents déterminant les paramètres r .

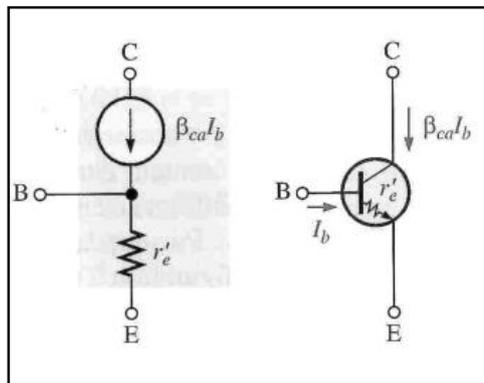


Figure 2.27 Relations entre le symbole du transistor et son équivalent à paramètres r .

Formules pour déterminer r'_e

Pour l'analyse d'un amplificateur à paramètres r , r'_e est le plus important, Au lieu d'utiliser les paramètres h pour trouver r'_e on peut utiliser la formule simplifiée de l'équation 2.44 pour calculer la valeur approximative.

$$r'_e \cong \frac{25 \text{ mV}}{I_E} \tag{2.44}$$

Bien que cette formule soit simple, sa dérivation ne l'est pas. Par conséquent, les détails de cette dérivation se trouvent à **l'annexe A**.

Comparaison entre le S_{ca} et le S_{cc}

Pour un transistor typique, le graphique de I_C en fonction de I_B est non linéaire (figure 2.28) pour n'importe quel point Q donné sur la courbe, une variation en courant à la base causera une variation en courant au collecteur. Le rapport des deux variations sera différent et peut également différer du rapport I_C/I_B au point Q.

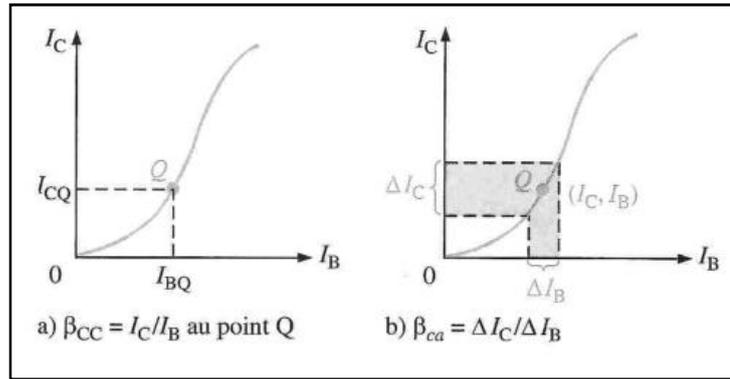


Figure 2.28 courbe de I_C en fonction de I_B illustrant la différence entre β_{ca} et le β_{cc} .

2.1.2 Etude des trois montages fondamentaux

2.1.2.1 Amplificateur à émetteur commun

L'émetteur commun est l'un des types de configuration d'amplificateur à transistor où l'émetteur est à la masse au point de vue c.a. les deux autres types de configuration d'amplificateurs, à collecteur commun, et à base commune, seront discutés dans les sections suivantes.

La figure 2.29 illustre un Amplificateur à émetteur commun typique. Celui-ci est polarisé par un diviseur de tension, bien que d'autres méthodes de polarisation soient possibles. C_1 et C_2 sont des condensateurs de couplage utilisés pour passer le signal dans et hors de l'amplificateur de façon à ce que la source ou la charge n'affecte pas les tensions de polarisation c.c. C_3 est un condensateur de dérivation qui court-circuite la tension du signal de l'émetteur (c.a) à la masse sans déranger la tension c.c. L'émetteur, à cause du condensateur de dérivation, est à la masse au point de vue du signal (mais non à la masse c.c), ce qui identifie le circuit comme étant un Amplificateur à émetteur commun. L'objet du condensateur est d'augmenter le gain en tension du signal. Supposez que tous les condensateurs possèdent une réactance à peu près nulle à la fréquence du signal.

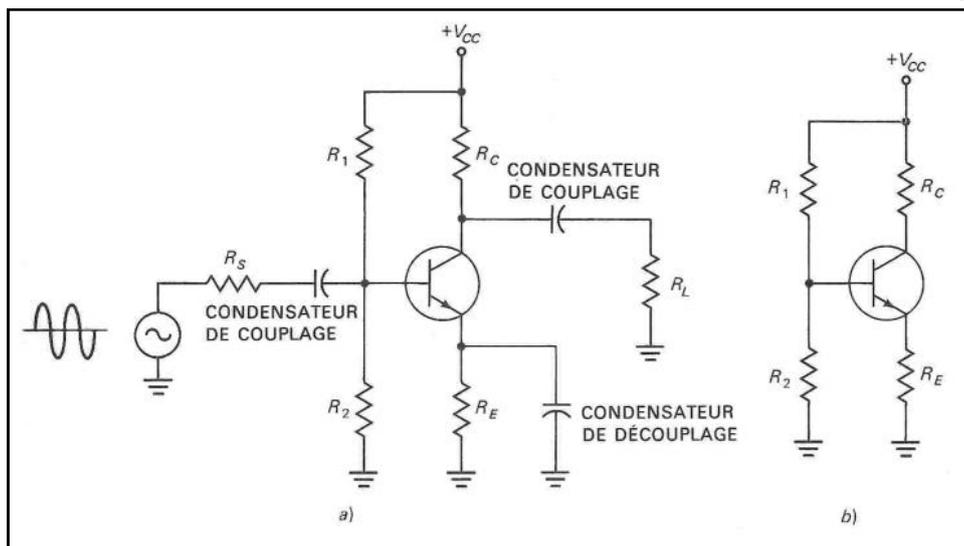


Figure 2.29 a. Amplificateur à émetteur commun. b. circuit équivalent c.c. [2]

Analyse c.c.

Pour analyser l'amplificateur (figure 2.29), les valeurs de polarisation doivent d'abord être déterminées. Pour ce faire, on développe un circuit équivalent c.c. en remplaçant les condensateurs de couplage et de dérivation (de découplage) par des circuits ouverts. Comme l'illustre la figure 2.29.b

Nous avons vu que la résistance c.c. d'entrée à la base est déterminée (équations 2.23 et 2.27) à la façon suivante : $R_{EN(base)} \cong \beta_{CC} R_E$

$$V_B = V_{TH} = \frac{R_2 \parallel R_{EN(base)}}{R_2 \parallel R_{EN(base)} + R_1} V_{CC} \tag{2.28}$$

Si $R_{EN(base)}$ est d'au moins dix fois la valeur de R_2 , l'équation 2.28 peut être simplifiée à l'équation 2.19. Finalement, on calcule V_{CE} .

Circuit équivalent c.a.

Pour analyser le fonctionnement c.a. d'un amplificateur ; on développe un circuit équivalent c.a. de la façon suivante :

Les condensateurs C_1 , C_2 et C_3 sont remplacés par des court circuits, puisque $X_C \cong 0\Omega$ à la fréquence du signal.

Le circuit équivalent c.a. pour l'amplificateur est illustré à la figure 2.30.a. notez que R_C et R_1 sont tous les deux une extrémité connectée à la masse au point de vue c.a. la figure 2.30.b illustre une source de tension c.a. connectée à l'entrée. [3]

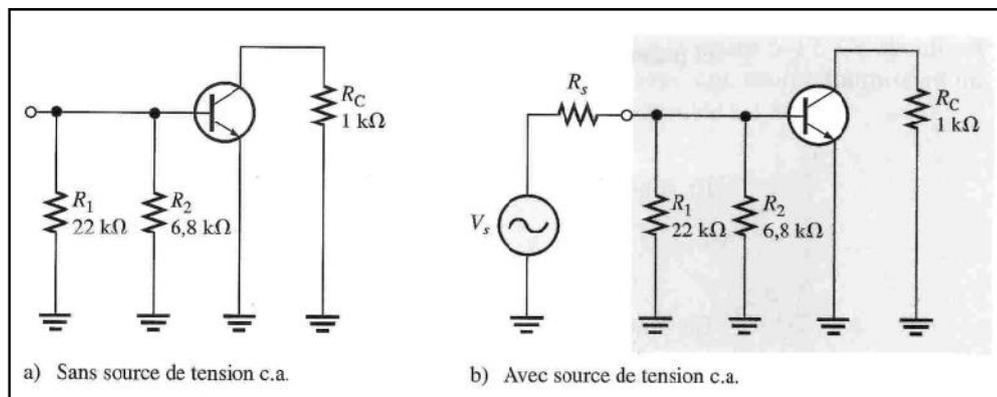


Figure 2.30 circuit équivalent c.c. a. sans source de tension c.a. b. avec source de tension c.a.

Si la résistance interne de la source c.a. est 0Ω , toute la tension de la source apparaît à la base. Cependant, si la source c.a. possède une résistance interne différente de zéro, il faut alors prendre en considération trois facteurs pour déterminer la tension réelle du signal à la base, la figure 2.31 illustre ce concept. On calcul donc la tension du signal à la base du transistor en utilisant la formule de diviseur de tension suivante :

$$V_b = \frac{R_{en(tot)}}{R_s + R_{en(tot)}} V_{CC} \tag{2.45}$$

Si $R_s \ll R_{en(tot)}$, alors $V_b \cong V_s$ est la tension d'entrée V_{en} vers l'amplificateur.

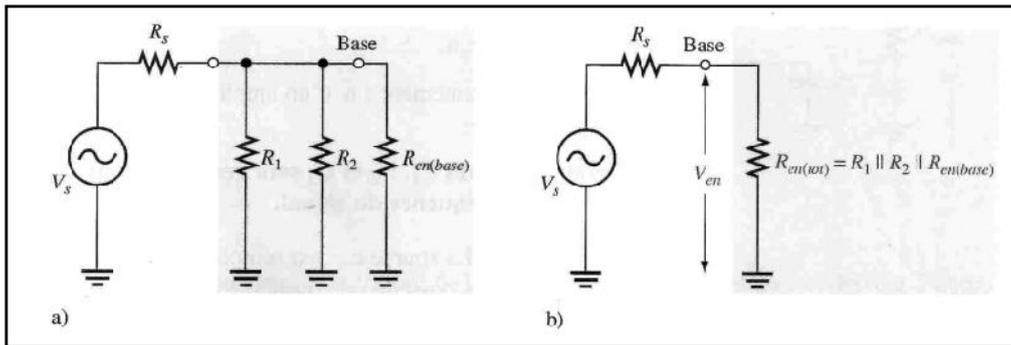


Figure 2.31 circuit équivalent c.c. de base.

Résistance d'entrée [3]

Afin de développer une expression pour la résistance d'entrée vue par une source c.a. à de la base, nous utiliserons le modèle simplifié à paramètres r du transistor, la figure 2.32 illustre le transistor connecté avec la résistance au collecteur R_C externe. La résistance d'entré, vue à partir de la base est :

$$R_{en(base)} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_{en}}{I_{en}} \tag{2.46}$$

$$V_b \cong V_{en} = I_e r'_e \tag{2.47}$$

Puisque $I_e \cong I_c$, alors

$$I_b \cong \frac{I_e}{\beta_{ca}} \tag{2.48}$$

$$R_{EN} \cong \frac{I_e r'_e}{\frac{I_e}{\beta_{ca}}} \tag{2.49}$$

Ce qui donne :

$$R_{en(base)} \cong \beta_{ca} r'_e \tag{2.50}$$

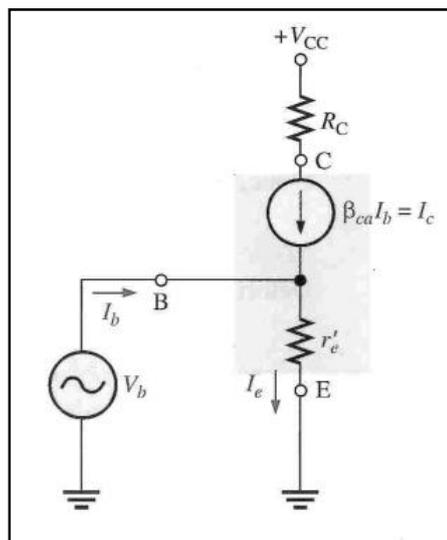


Figure 2.32 Modèle du transistor à paramètres r connecté au circuit externe.

$$R_{en(tot)} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{en(base)} \quad (2.51)$$

Résistance de sortie

La résistance de sortie de l'amplificateur vue à partir du collecteur est approximativement égale à la résistance au collecteur.

$$R_{sor} \cong R_c \quad (2.52)$$

En réalité, $R_{sor} = R_c \parallel r'_c$ (r'_c est typiquement beaucoup plus grande que R_c).

Gain en tension d'un amplificateur à émetteur commun

L'expression du gain est développée en utilisant le circuit équivalent à la figure 2.33.

$$A_v = \frac{V_{sor}}{V_{en}} = \frac{V_c}{V_b} \quad (2.53)$$

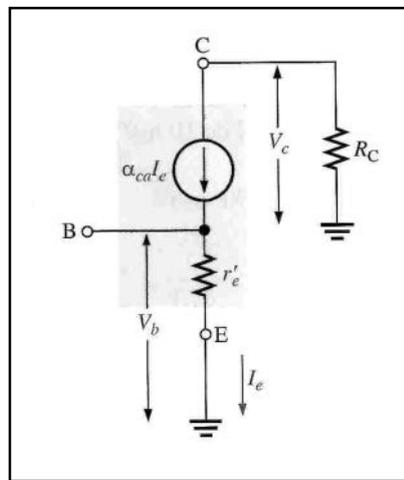


Figure 2.33 Circuit équivalent pour obtenir le gain en tension c.a.

Notez que $V_c = \alpha_{ca} I_e R_c \cong I_e R_c$ et que $V_b = I_e r'_e$.

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} \quad (2.54)$$

L'équation 2.54 donne le gain en tension entre la base et le collecteur. Pour obtenir le gain total de l'amplificateur entre la tension de la source et le collecteur, on doit tenir compte de l'atténuation du circuit d'entrée. L'atténuation est la diminution de la tension d'un signal lorsqu'il traverse un circuit. Le produit de l'atténuation entre la source et la base par le gain entre la base et le collecteur donne le gain total d'amplificateur. Le gain total est illustré à la figure 2.34.

$$A_v = \frac{V_b}{V_s} = \frac{R_{en(tot)}}{R_s + R_{en(tot)}} \quad (2.55)$$

Le gain total, A'_v est:

$$A'_v = \frac{V_b}{V_s} A_v \quad (2.56)$$

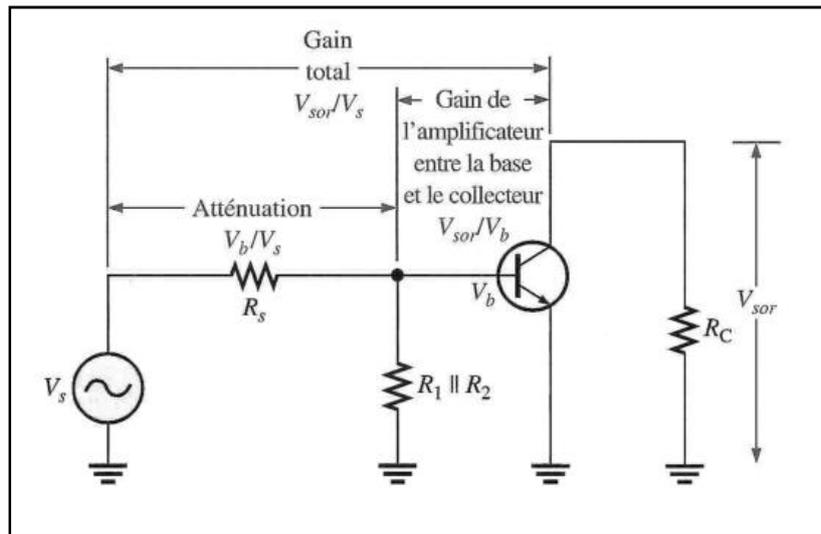


Figure 2.34 Atténuation et gain total pour un circuit de base.

Gain en tension sans condensateur de dérivation [3]

Sans condensateur de dérivation C_2 (de découplage), l'émetteur n'est plus connecté à la masse au point de vue c.a. R_E est alors vue par le signal c.a. entre l'émetteur et la masse et sa valeur s'ajoute à celle de r'_e dans la formule du gain en tension.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_E} \tag{2.57}$$

L'effet de R_E cause une diminution du gain en tension c.a.

Effet de la charge sur le gain en tension

Lorsqu'une charge, R_{charge} est connectée à la sortie par le biais du condensateur de couplage C_3 , la résistance au collecteur deviendra :

$$R_c = \frac{R_C R_{charge}}{R_C + R_{charge}} \tag{2.58}$$

Et le gain en tension est :

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} \tag{2.59}$$

Lorsque $R_c < R_C$, le gain est réduit. Si $R_{charge} \gg R_C$, alors $R_c \cong R_C$ et la charge n'a alors que peu d'effet sur le gain.

Stabilité du gain en tension

Dans un amplificateur stabilisé, on utilise une dérivation partielle autour de R_E pour obtenir un gain raisonnable et pour que l'effet de r'_e sur le gain soit grandement réduit ou éliminé. La résistance totale externe à l'émetteur, R_E , est formée de deux résistances en série sur l'émetteur, R_{E1} et R_{E2} , la dérivation agit autour de R_{E2} , mais non sur l'autre résistance.

Les deux résistances affectent la polarisation c.c. tandis que seule la résistance R_{E1} affecte le gain en tension c.a.

$$A_v = \frac{R_C}{r'_e + R_{E1}} \quad (2.60)$$

Gain en courant

Le gain en courant entre la base et le collecteur est I_c/I_b ou β_{ca} . Cependant le gain en courant total de l'amplificateur est (figure 2.35) :

$$A_i = \frac{I_c}{I_s} \quad (2.60)$$

$$I_s = \frac{V_s}{R_s + R_{en(tot)}} \quad (2.61)$$

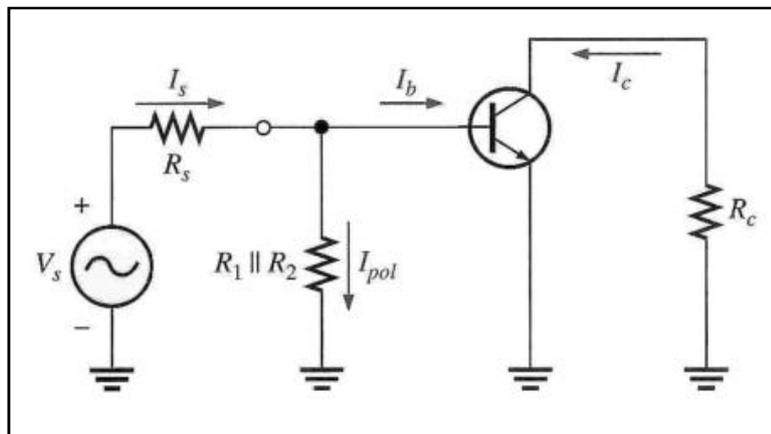


Figure 2.35 courant total du signal d'entrée (les directions indiqués sont celles lors de l'alternance positive).

Gain en puissance

Le gain en puissance est le produit du gain en tension total et du gain en courant.

$$A_p = A'_v A_i \quad (2.62)$$

2.1.2.2 Amplificateur à collecteur commun [3]

L'amplificateur à collecteur commun est habituellement appelé amplificateur à émetteur-suiveur, l'entrée est appliquée à la base à travers un condensateur de couplage et la sortie est recueillie à l'émetteur et que le collecteur est relié à la masse au point de vue c.c.. Le gain en tension d'un amplificateur à collecteur commun est approximativement égal à 1. Ces principaux avantages sont sa résistance d'entrée élevée et son gain en courant élevé.

Un circuit à émetteur-suiveur polarisé par diviseur de tension est illustré à la figure 2.36.

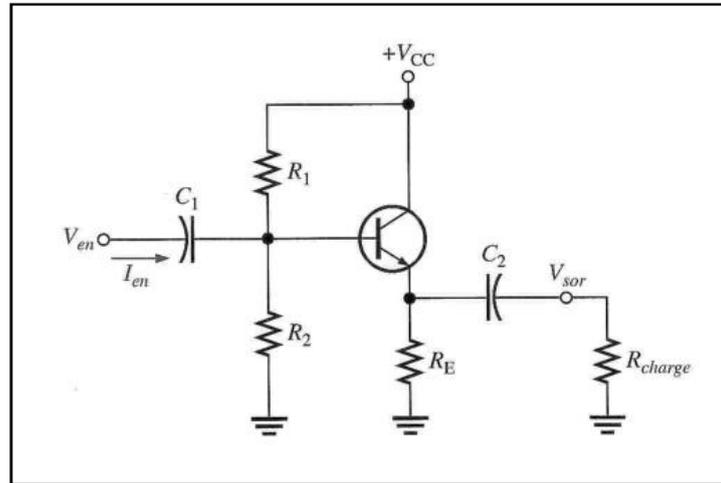


Figure 2.36 Emetteur-suiveur polarisé par diviseur de tension

Gain en tension

On présume que les réactances capacitives sont négligeables à la fréquence d'opération. Figure 2.37

$$V_{en} = I_e r'_e + R_e \tag{2.63}$$

Ou

$$V_{sor} = I_e R_e \tag{2.64}$$

Par conséquent, la formule pour calculer le gain en tension se développe de la façon suivante :

$$A_V = \frac{I_e R_e}{I_e r'_e + R_e} = \frac{R_e}{r'_e + R_e} \tag{2.65}$$

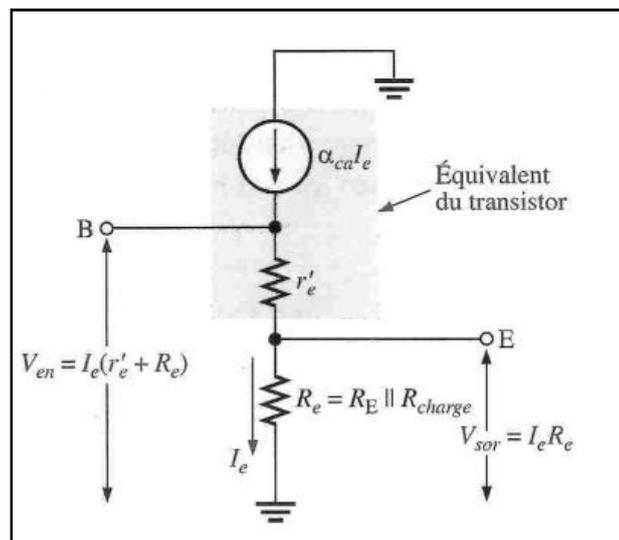


Figure 2.37 Modèle illustrant la dérivation du gain en tension d'un émetteur-suiveur.

Ou, $R_e = R_E || R_{charge}$, si $R_E \gg r'_e$, alors $A_v \cong 1$.

Résistance d'entrée

Vue à partir de la base

$$R_{en(base)} = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_{en}}{I_{en}} \tag{2.66}$$

$$V_b \cong V_{en} = I_e r'_e + R_e \tag{2.67}$$

Puisque $I_e \cong I_c$, alors $I_e \cong \beta_{ca} I_b$

$$R_{en(base)} \cong \frac{\beta_{ca} I_b r'_e + R_e}{I_b} \tag{2.68}$$

Ce qui donne :

$$R_{en(base)} \cong \beta_{ca} r'_e + R_e \tag{2.69}$$

Si $R_e \gg r'_e$ alors :

$$R_{en(base)} \cong \beta_{ca} R_e$$

Vues à partir de l'entrée totale est :

$$R_{en(tot)} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{en(base)} \tag{2.70}$$

Résistance de sortie

Lorsqu'on retire la charge du circuit, la résistance se résume par l'approximation suivante :

$$R_{sor} \cong \frac{R_s}{\beta_{ca}} \parallel R_E \tag{2.71}$$

R_s est la résistance de la source à l'entrée.

Gain en courant

Le gain total pour cet amplificateur (figure 2.28) est I_e/I_{en} . On peut calculer I_{en} avec $V_{en}/R_{en(tot)}$.

En termes simplifiés, si $R_1 \parallel R_2 \gg \beta_{ca} R_e$ alors $A_i \cong \beta_{ca}$
 sinon,

$$A_i = \frac{I_e}{I_{en}} \tag{2.72}$$

Gain en puissance

Le gain en puissance est le produit du gain en tension total et du gain en courant.

$$A_p = A_v A_i \tag{2.73}$$

Puisque $A_v \cong 1$, le gain en puissance total est

$$A_p = A_i \tag{2.74}$$

La paire de Darlington

Nous avons vu que β_{ca} est le facteur le plus important pour déterminer la résistance d'entrée d'un amplificateur. Le β_{ca} du transistor limite la résistance d'entrée pouvant être atteinte par un circuit à émetteur suiveur donné.

Un des façons permettant d'augmenter la résistance d'entrée est l'utilisation de la paire de Darlington (figure 2.38). Les collecteurs des deux transistors sont branchés ensemble, pendant que l'émetteur du premier actionne la base du second. Cette configuration fournit une multiplication en β_{ca} , comme le démontrent les étapes suivantes.

$$I_{e1} \cong \beta_{ca1} I_{b1} \tag{2.74}$$

Ce courant à l'émetteur du premier transistor devient le courant à la base pour le deuxième transistor, produisant un deuxième courant à l'émetteur du deuxième transistor.

$$I_{e2} \cong \beta_{ca2} I_{b2} = \beta_{ca1} \beta_{ca2} I_{b1} \tag{2.75}$$

Par conséquent, le gain en courant réel de la paire de Darlington est

$$\beta_{ca} = \beta_{ca1} \beta_{ca2} \tag{2.76}$$

Si l'on néglige r'_e en supposant que sa valeur est minime comparativement à celle de R_E , la résistance d'entrée est :

$$R_{en} = \beta_{ca1} \beta_{ca2} R_E \tag{2.77}$$

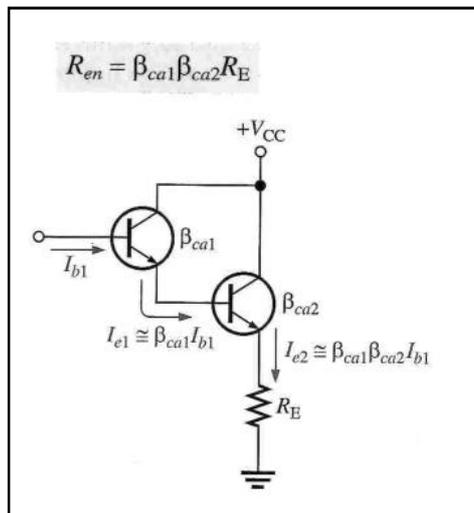


Figure 2.38 La paire de Darlington fournit une multiplication en β_{ca} .

2.1.2.3 Amplificateur à base commune [2] [3]

L'Amplificateur à base commune fournit un gain en tension élevé avec un gain en courant maximal égal à 1. Puisqu'il possède une résistance d'entrée faible.

Un Amplificateur à base commune typique est illustré à la figure 2.39. La base est la borne commune, qui est également connectée à la masse au point de vue c.a. par le biais du condensateur C2. Le signal d'entrée est couplé par condensateur à l'émetteur. La sortie du collecteur est couplée par condensateur vers une résistance de charge.

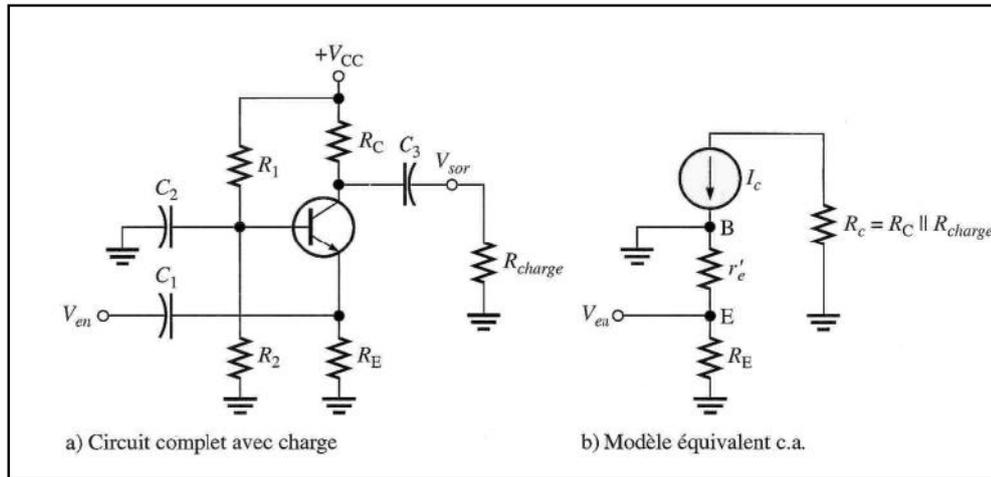


Figure 2.39 Amplificateur base commune avec polarisation par diviseur de tension.

Gain en tension

On présume que les réactances capacitives sont négligeables à la fréquence d'opération.

$$V_{en} = I_e r'_e \parallel R_E \tag{2.78}$$

Ou

$$V_{sor} = I_c R_c \tag{2.79}$$

Par conséquent, la formule pour calculer le gain en tension se développe de la façon suivante :

$$A_V = \frac{V_c}{V_e} = \frac{I_c R_c}{I_e r'_e \parallel R_E} \tag{2.80}$$

si $R_E \gg r'_e$, alors

$$A_V = \frac{R_c}{r'_e} \tag{2.81}$$

Où, $R_c = R_C \parallel R_{charge}$. Notez que l'expression du gain est la même que celle de l'amplificateur à émetteur commun.

Résistance d'entrée

Vue à partir de l'émetteur est

$$R_{en(émetteur)} \cong \frac{I_e r'_e \parallel R_E}{I_e} \tag{2.82}$$

Si $R_E \gg r'_e$ alors :

$$R_{en(émetteur)} \cong r'_e \tag{2.83}$$

Résistance de sortie

Lorsqu'on retire la charge du circuit, la résistance se résume par l'approximation suivante :

$$R_{sor} \cong R_C \tag{2.84}$$

r'_e est typiquement beaucoup plus élevée que R_C .

Gain en courant

Le gain en courant à la sortie divisé par celui à l'entrée. I_c est le courant c.a. à la sortie et I_e est celui à l'entrée. Puisque $I_c \cong I_e$, le gain en courant est approximativement égal à 1.

$$A_i \cong 1 \tag{2.85}$$

Gain en puissance

Le gain en puissance est le produit du gain en tension total et du gain en courant. Puisque $A_i \cong 1$, le gain en puissance total est

$$A_p = A_v \tag{2.86}$$

2.1.3 Etude d'amplificateurs à plusieurs étages BF [2] [3]

Plusieurs amplificateurs peuvent être connectés dans un arrangement en cascade, la sortie d'un amplificateur actionnant l'entrée du suivant. Chaque amplificateur de cet arrangement en cascade est alors désigné par le terme 'étage'. Le but d'un arrangement en cascade est d'augmenter le gain total.

Gain en tension d'un amplificateur à plusieurs étages

Le gain en tension total, A'_v , pour un arrangement d'amplificateurs en cascade, est le produit des gains en tension de chacun, tel qu'illustré à la figure 2.40.

$$A'_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \cdot A_{v3} \dots A_{vn} \tag{2.87}$$

Où n : le nombre d'étages,

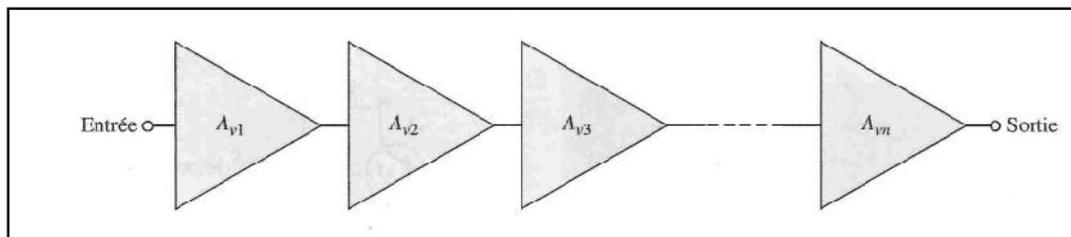


Figure 2.40 Amplificateurs en cascade, chaque symbole triangulaire représente un Amplificateurs

Gain en tension exprimé en décibels

Le gain en tension d'un amplificateur est souvent exprimé en décibels (dB) selon la formule :

$$A_{v(dB)} = 20 \log A_v \tag{2.88}$$

Cette formule est surtout utilisée pour les systèmes à plusieurs étages :

$$A'_{v(dB)} = A'_{v1(dB)} + A'_{v2(dB)} + \dots + A'_{vn(dB)} \tag{2.89}$$

Analyse d'un amplificateur à plusieurs étages

Nous allons utiliser l'amplificateur à deux étages à couplage par condensateur de la figure 2.41. Notez que les deux étages sont des amplificateurs à émetteur commun identiques. La sortie du premier étage est couplée par condensateur vers l'entrée du

second étage. Le couplage par condensateur empêche la polarisation c.c. d'un étage d'affecter celle de l'autre tout en permettant au signal c.a. de traverser sans atténuation puisque $XC \approx 0 \Omega$ à la fréquence d'opération. Notez que les transistors sont désignés par Q_1 et Q_2 .

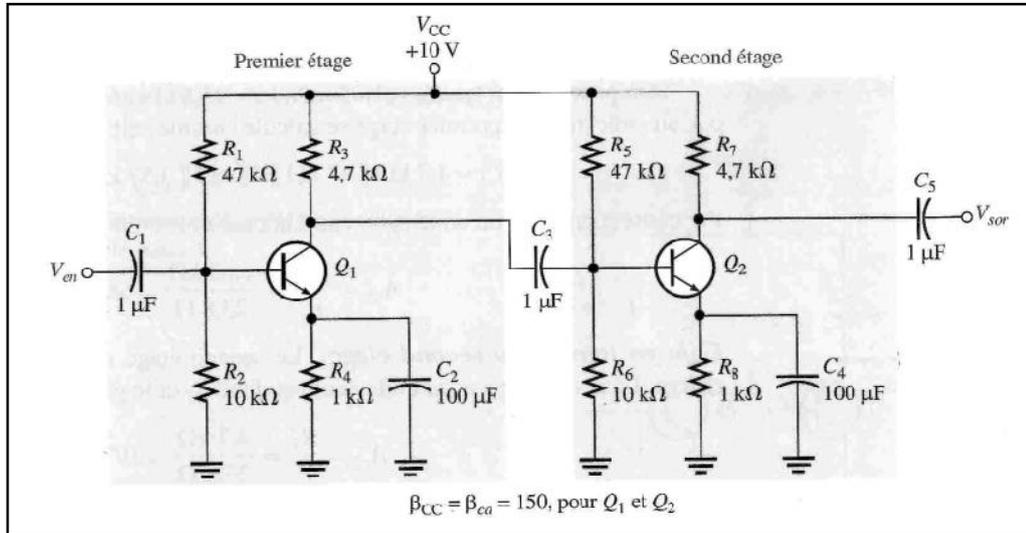


Figure 2.41 amplificateurs à émetteur commun à deux étages.

Effets de chargement

Pour déterminer le gain en tension du premier étage, on doit prendre en considération l'effet de chargement du second étage. Puisque le condensateur C_3 apparait comme un court-circuit à la fréquence du signal, la résistance d'entrée totale du second étage représente une charge c.a. pour le premier étage (figure 2.44). Le gain en tension du premier étage est réduit de la charge du second étage, puisque la résistance c.a. au collecteur du premier étage est moins élevée que la valeur de la résistance au collecteur R_3 .

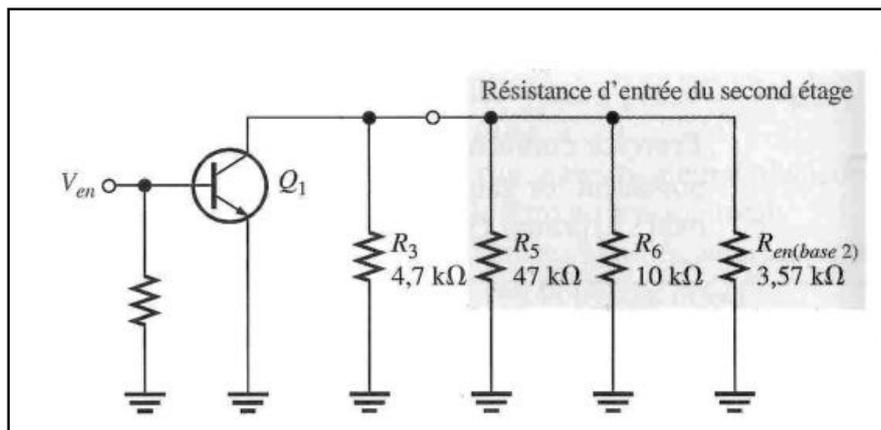


Figure 2.44 Equivalent c.a du premier étage illustrant le chargement de la résistance d'entrée du second étage..

Gain en tension du premier étage

$$R_{c1} = R_3 || R_5 || R_6 || R_{en(base2)} \tag{2.90}$$

Par conséquent, le gain en tension entre la base et le collecteur du premier étage est :

$$A_{V1} = \frac{R_{c1}}{r'_e} \quad (2.91)$$

Gain en tension du deuxième étage

Le second étage ne possède aucune résistance de charge

$$A_{V2} = \frac{R_7}{r'_e} \quad (2.92)$$

Gain en tension total

Le gain total de l'amplificateur sans charge à la sortie est :

$$A'_v = A_{v1} \cdot A_{v2} \quad (2.93)$$

Tensions c.c. d'un amplificateur à plusieurs étages à couplage par condensateur

Puisque les deux étages sont identiques (figure 2.41), les tensions c.c. pour Q₁ et Q₂ sont les mêmes. Puisque β_{cc}R₄ >> R₂ et que β_{cc}R₈ >> R₆, la tension c.c. à la base de Q₁ et Q₂ est :

$$V_{BQ} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{CC} \quad (2.94)$$

$$V_{EQ} = V_B - 0.7 \quad (2.95)$$

$$I_E = \frac{V_E}{R_4} \quad (2.96)$$

$$I_E \approx I_C \quad (2.97)$$

$$V_C = V_{CC} - I_C R_3 \quad (2.98)$$

Un sommaire des caractéristiques pour les configurations d'amplificateurs à émetteur, à collecteur commun et à base commune est illustré au tableau 2.5.

Tableau 2.5 : Configuration relatives entre les configurations d'amplificateur.

Borne commune -->	Émetteur	Collecteur	Base
Gain en tension, A _v	Élevé R _C /r' _e	Faible ≈ 1	Élevé R _C /r' _e
Gain en courant, A _{i(max)}	Élevé β _{ca}	Élevé β _{ca}	Faible ≈ 1
Gain en puissance, A _p	Très élevé A _i A _v	Élevé ≈ A _i	Élevé ≈ A _v
Résistance d'entrée, R _{en(max)}	Faible β _{ca} r' _e	Élevée β _{ca} R _E	Très faible r' _e
Résistance de sortie, R _{sor}	Élevée R _C	Très faible (R _s /β _{ca}) R _E	Élevée R _C

2.2 Amplificateurs de puissance [1] [2] [3]

Lorsqu'un amplificateur à émetteur commun, à collecteur commun ou à base commune est polarisé de façon à ce qu'il fonctionne dans la région linéaire pour le cycle complet

(360°) de l'entrée, il est appelé un amplificateur classe A. 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. Un amplificateur classe A peut être avec ou sans inversion. Concernant les amplificateurs à faibles signaux, s'applique pour la classe A mais à grands signaux.

2.2.1 Les amplificateurs de puissance classe A

2.2.1.1 Définitions

Un fonctionnement d'un amplificateur classe A à grands signaux est illustré à la figure 2.45.

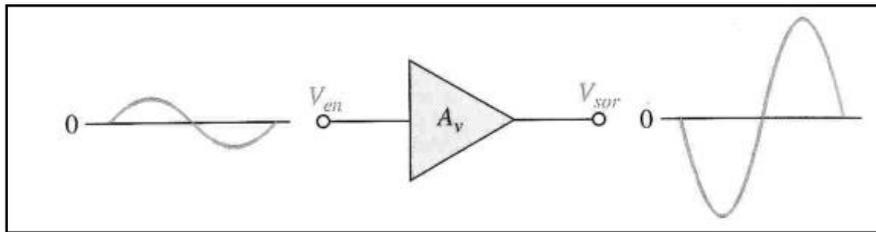


Figure 2.45 Fonctionnement en classe A. la sortie est ici déphasée de 180° (inversée) par rapport à l'entrée.

2.2.1.2 Droite de charge dynamique

Tout amplificateur voit deux charges : une charge statique (c.c.) et une charge dynamique (c.a.), donc tout amplificateur à deux droites de charges : une droite de charge statique et une droite de charge dynamique

Point Q centré pour un signal de sortie maximal

Lorsque le point Q est au centre de la droite de charge c.a. (à mi-chemin entre la saturation et le blocage), on peut obtenir un signal maximal de classe A, tel qu'illustré sur la droite de charge c.a. à la figure 2.46.a. idéalement, le courant au collecteur peut varier de sa valeur au point Q, I_{CQ} , jusqu'à sa valeur supérieure de saturation $I_{C(sat)}$ et jusqu'à sa valeur inférieure de blocage de zéro (figure 2.46.b).

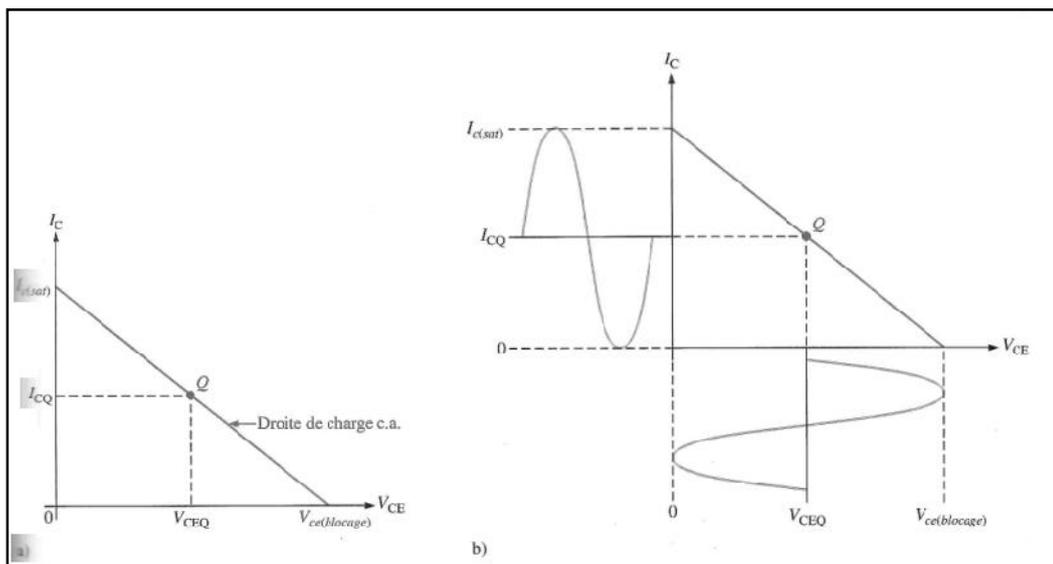


Figure 2.46 la sortie maximale en classe A se produit lorsque le point Q est au centre de la droite de charge.

Lorsque le signal d'entrée est trop grand, l'amplificateur est actionné en blocage et en saturation, causant un écrêttement du signal (figure 2.47).

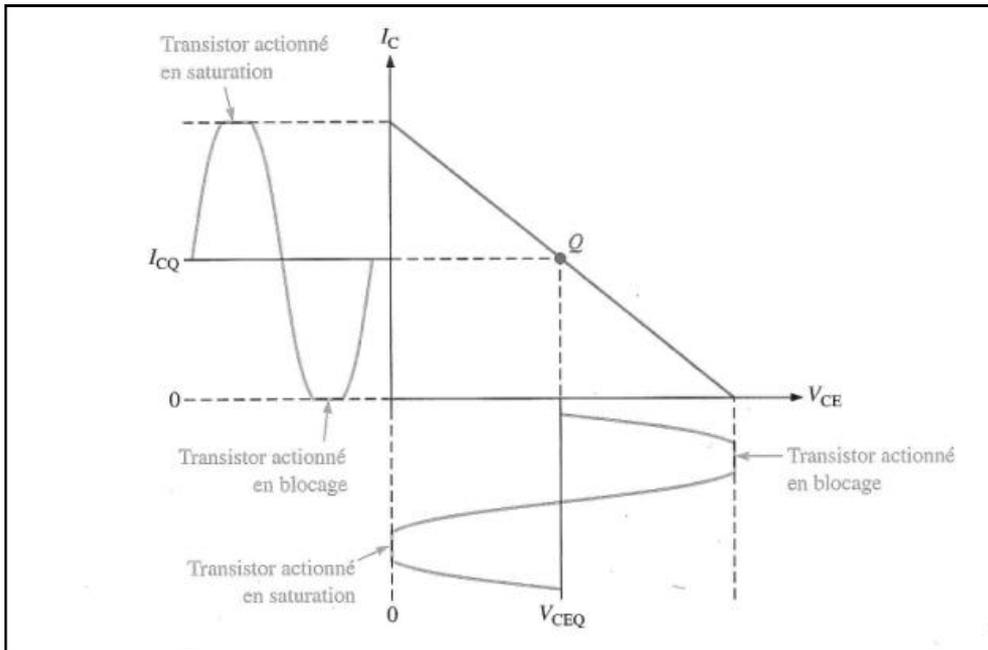


Figure 2.47 l'amplitude du signal d'entrée est très grande.

Point Q non centré limitant le signal de sortie

Point Q décentré, plus près de la région du blocage

Lorsque le point Q n'est au centré sur la droite de charge c.a., V_{ce} est limitée à une valeur inférieure à celle de l'amplitude maximale. Figure 2.48

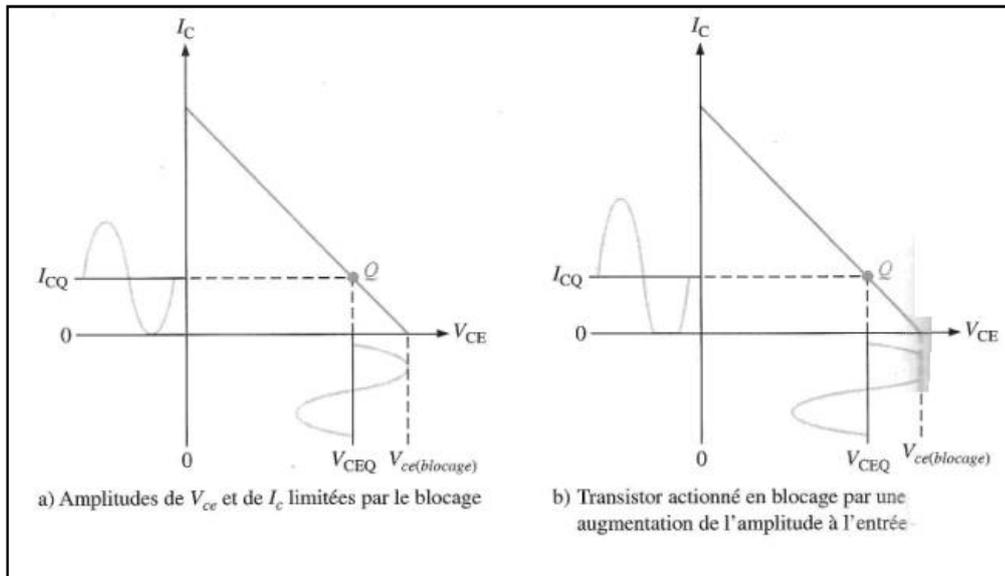


Figure 2.48 point Q décentré, plus près du blocage

Point Q décentré, plus près de la région de saturation

La figure 2.49 illustre une droite de charge c.a. avec un point éloigné du centre vers la région de saturation. Dans ce cas V_{ce} est limitée par la saturation.

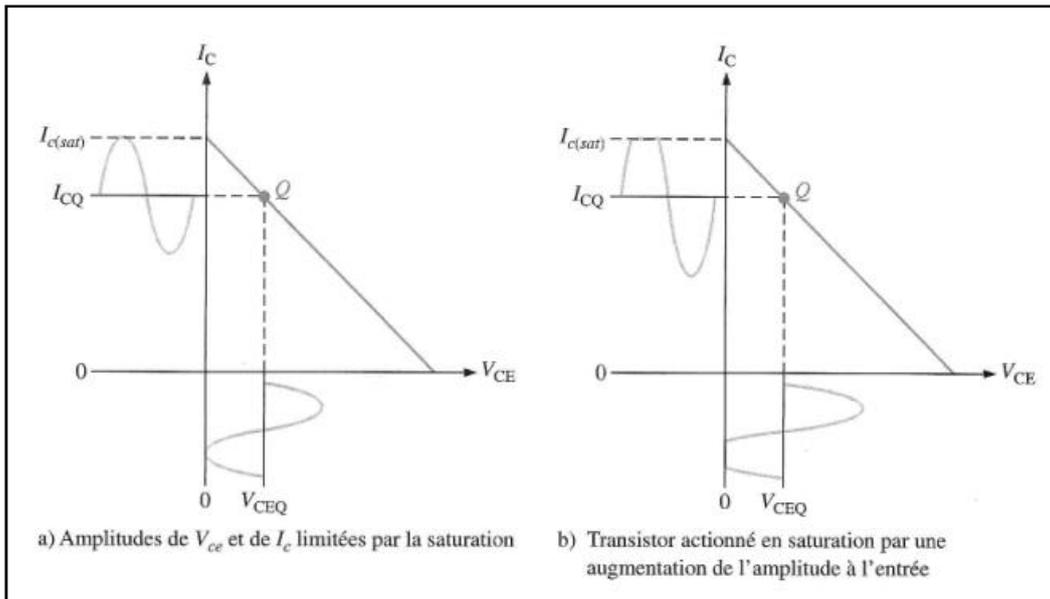


Figure 2.49 point Q décentré, plus près de la saturation.

Fonctionnement de la droite de charge avec de grands signaux

Un amplificateur tel que celui illustré à la figure 2.50 peut être représenté par un circuit équivalent c.c. ou un circuit équivalent c.a.

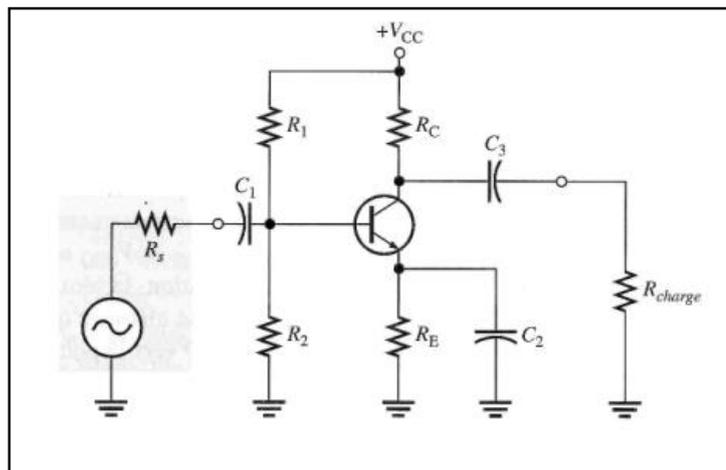


Figure 2.50 amplificateur à émetteur commun avec de source de signal

Droite de charge c.c.

En utilisant le circuit équivalent c.c. à la figure 2.51.a, on peut définir la droite de charge c.c. de la façon suivante : $I_{C(sat)}$ se produit lorsque $V_{CE} \cong 0$, donc

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \tag{2.99}$$

$V_{CE(blocage)}$ se produit lorsque $I_C \cong 0$, donc

$$V_{CE(sat)} = V_{CC} \tag{2.100}$$

La droite de charge c.c. est illustrée à la figure 2.51.b.

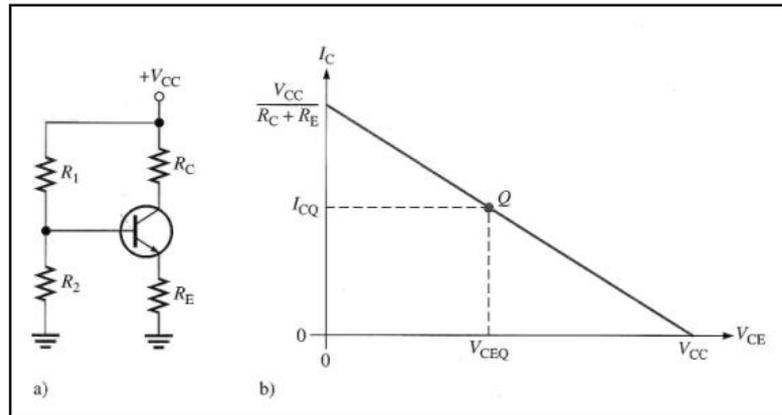


Figure 2.51 circuit équivalent c.c. et droite de charge c.c. pour l'amplificateur de la figure 2.40

Droite de charge c.a.

Au point de vue c.a., le circuit de la figure 2.50 est différent par rapport à son analyse c.c. la résistance au collecteur est différente puisque R_{charge} se présente en parallèle avec R_C à cause du condensateur de couplage C_3 , tandis que la résistance à l'émetteur est nulle à cause de la présence du condensateur de dérivation C_2 . Par conséquent, la droite de charge c.a. est différente de la droite de charge c.c.. I_{CQ} et V_{CEQ} sont les valeurs c.c. du point Q (figure 2.52).

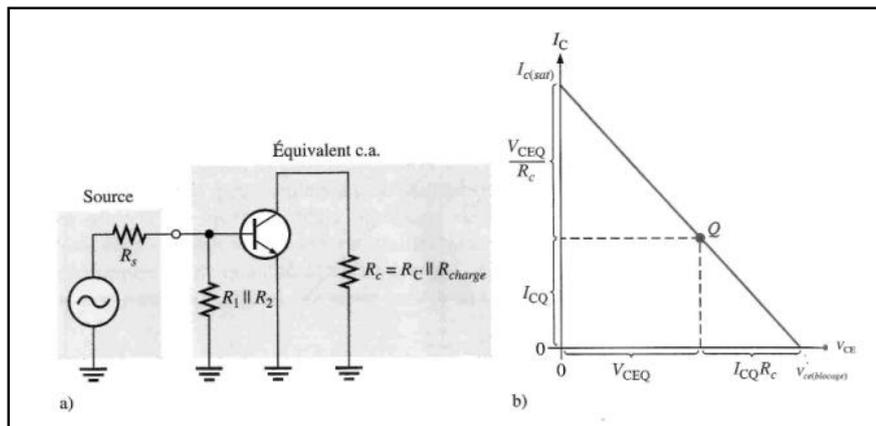


Figure 2.52 circuit équivalent c.a. et droite de charge c.a. pour l'amplificateur de la figure 2.50

En partant du point Q vers la saturation, la tension entre le collecteur et l'émetteur V_{CEQ} oscille de à 0 ; la variation en courant au collecteur en partant du point Q vers le point de saturation est

$$I_C = \frac{V_{CEQ}}{R_c} \tag{2.101}$$

Où $R_c = R_C \parallel R_{charge}$

Le courant c.a. au collecteur lors de la saturation est

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + I_C \tag{2.102}$$

Donc,

$$I_{C(sat)} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{R_c} \quad (2.103)$$

En partant du point Q vers le point du blocage, le courant au collecteur oscille de I_{CEQ} à près de 0 ; la variation en tension entre le collecteur et l'émetteur en partant du point Q vers le point de blocage est donc

$$UV_{CE} = I_C R_c = I_{CQ}R_c \quad (2.104)$$

La valeur de la tension c.a. entre le collecteur et l'émetteur lors du blocage est

$$V_{ce(blocage)} = V_{CEQ} + I_{CQ}R_c \quad (2.105)$$

Ces résultats sont illustrés sur la droite de charge c.a. de la figure 2.53. La droite de charge c.c. est illustrée pour faire la comparaison.

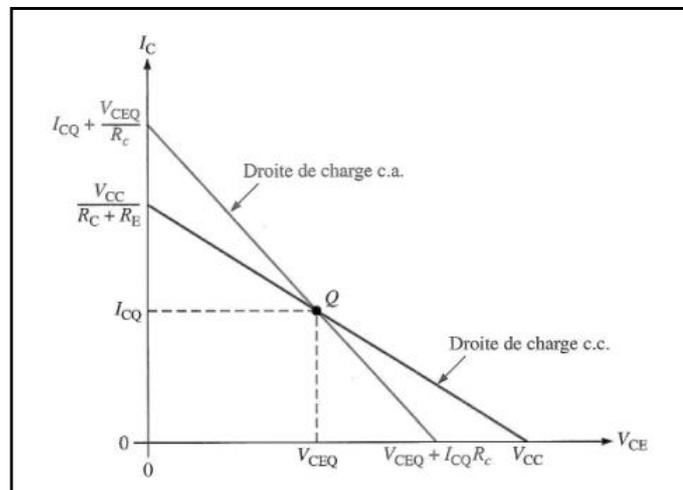


Figure 2.53 droites de charge c.c. et c.a.

2.2.1.3 Dynamique du signal alternatif de sortie [2]

Dynamique du signal alternatif de sortie est la tension alternative de crête à crête non écrêtée maximale qu'un amplificateur peut produire. Elle donne le grand signal limite. Compte tenu des deux formules (2.103 et 2.105), l'excursion positive maximale à partir du point Q égale

$$V_{CEQ} + I_{CQ}R_c - V_{CEQ} = I_{CQ}R_c \quad (2.106)$$

La tension de saturation dynamique étant idéalement nulle, l'excursion négative maximale à partir du point Q égale

$$0 - V_{CEQ} = -V_{CEQ} \quad (2.107)$$

Donc Dynamique du signal alternatif de sortie d'un amplificateur à émetteur commun égale la plus petite des deux valeurs approchées suivantes

$$PPQ \approx I_{CQ}R_c \quad (2.108)$$

Et
$$PPQ \approx V_{CEQ} \quad (2.109)$$

Comment centrer le point Q sur la droite de charge c.a.

Pour obtenir un point Q au centre de la droite de charge c.a. à la figure 2.53, V_{CEQ} doit être à mi-chemin entre 0 et la valeur inférieure de blocage sur la droite de charge c.a., selon

$$V_{CEQ} = \frac{V_{CEQ} + I_{CQ}R_c}{2} \tag{2.110}$$

I_{CQ} doit être à mi-chemin entre 0 et la valeur supérieure de saturation sur la droite de charge c.a., selon

$$I_{CQ} = \frac{V_{CEQ} + V_{CEQ} R_c}{2} \tag{2.111}$$

La condition permettant un point Q centré est développée en utilisant l'équation précédente pour V_{CEQ}

$$2V_{CEQ} = V_{CEQ} + I_{CQ}R_c \rightarrow V_{CEQ} = I_{CQ}R_c \tag{2.112}$$

Pour déplacer le point Q vers la région de blocage sans affecter la droite de charge c.a., I_{CQ} doit diminuer, on augmente alors R_E . Pour déplacer le point Q vers la région de saturation sur la droite de charge, I_{CQ} doit augmenter, on diminuera alors R_E .

$$V_{BQ} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V_{CC} \tag{2.113}$$

$$I_{EQ} = \frac{V_{BQ} - V_{BE}}{R_E} V_{CC} \tag{2.114}$$

Gain en tension

Le gain en tension d'un amplificateur classe A à grands signaux est déterminé de la même façon que pour un amplificateur à faibles signaux, à l'exception que la formule $r'_e \cong 25 \text{ mV}/I_E$ n'est plus valable pour les amplificateurs à grands signaux. Puisque les oscillations du signal parcourant une grande portion sur la courbe de transconductance, r'_e varie de façon significative. Puisque $r'_e = \frac{V_{BE}}{I_C}$, sa valeur est beaucoup plus élevée

sur la partie inférieure de la courbe de transconductance que sur la partie supérieure (figure 2.54)

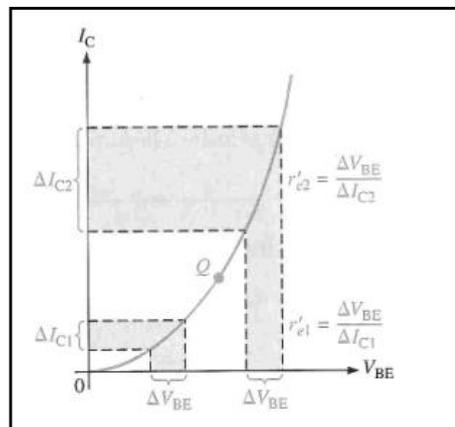


Figure 2.54 illustration de la variation r'_e sur la courbe de transconductance $r'_{e1} > r'_{e2}$.

Nous avons vu que la formule pour trouver le gain en tension d'un amplificateur à émetteur commun avec dérivation complète autour de R_E est

$$A_v = \frac{R_c}{r'_e} \quad (2.115)$$

Distorsion

Lorsque le courant au collecteur oscille sur une large portion de la courbe de transconductance, une distorsion peut se produire pendant l'alternance négative du cycle. Cette distorsion est causés lorsqu'on traverse la portion la moins linéaire de la courbe, soit sa partie inférieure et par un gain plus faible provoqué par une valeur plus élevée en r'_e (figure 2.55).

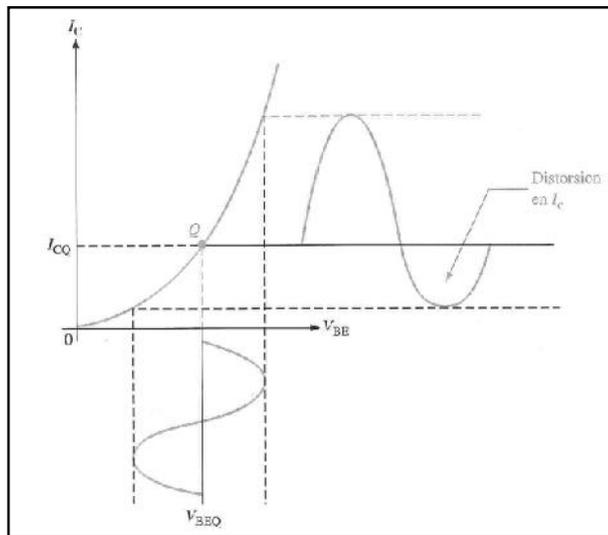


Figure 2.55 Exemple de distorsion.

Une résistance de stabilisation à l'émetteur afin de minimiser l'effet de la variation en r'_e .

Gain en puissance

La fonction principale d'un amplificateur à grands signaux est de fournir un gain en puissance élevée, le gain en puissance d'un amplificateur à émetteur commun est

$$A_p = A_i \cdot A_v = \beta_{cc} \frac{R_c}{r'_e} \quad (2.116)$$

Puissance dissipée de repos

La dissipation de puissance d'un transistor sans signal à l'entrée est le produit du courant et de la tension au point Q.

$$P_{DQ} = I_{CQ} \cdot V_{CEQ} \quad (2.117)$$

La puissance dissipée au repos est la puissance maximale que le transistor de classe A peut supporter, sa valeur nominale devrait donc excéder cette valeur.

Puissance de sortie

Puissance de sortie est le produit des valeurs efficaces du courant au collecteur et de la tension entre le collecteur et l'émetteur.

$$P_{sor} = I_c V_{ce} \tag{2.118}$$

Point Q décentré, plus près de la région de saturation

La puissance c.a. à la sortie est donc

$$P_{sor} = \frac{0.707V_{CEQ}}{R_c} \cdot 0.707V_{CEQ} = \frac{0.5V_{CEQ}^2}{R_c} \tag{2.119}$$

Point Q décentré, plus près de la région du blocage

La puissance c.a. à la sortie est donc

$$P_{sor} = 0.707I_{CQ} \cdot 0.707I_{CQ}R_c = 0.5I_{CQ}^2R_c \tag{2.120}$$

Point Q centré

La puissance c.a. à la sortie est donc

$$P_{sor} = 0.707V_{CEQ} \cdot 0.707I_{CQ} = 0.5V_{CEQ}I_{CQ} \tag{2.121}$$

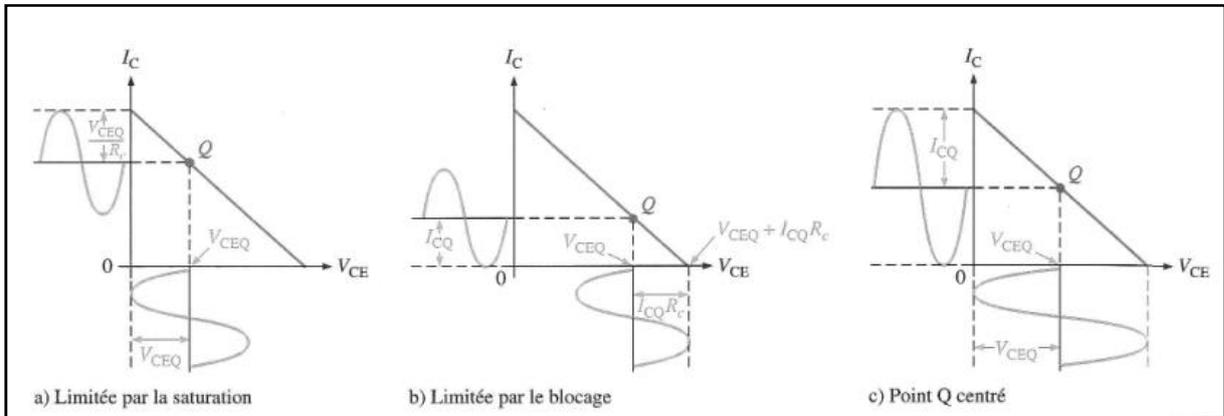


Figure 2.56 fonctionnement de la droite de charge c.a. illustrant les limites des oscillations de la tension de sortie

2.2.1.4 Rendement

Le rendement η d'un amplificateur est le rapport entre la puissance de sortie c.a. sur la puissance d'entrée. La puissance d'entrée c.c. est le produit de la tension d'alimentation c.c. par le courant provenant du bloc d'alimentation.

$$P_{cc} = V_{cc}I_{cc} \tag{2.122}$$

I_{cc} : est le courant d'alimentation moyen.

$$y_{\max} = \frac{P_{sor}}{P_{CC}} = \frac{0.5V_{CEQ}I_{CQ}}{V_{CC}I_{CC}} = 0.25 \quad (2.123)$$

Puissance de charge maximale

La puissance maximale fournie par la charge pour un amplificateur classe A se produit lorsque le point Q est centré.

$$P_{charge(\max)} = \frac{V_{charge}^2}{R_{charge}} = \frac{0.707V_{CEQ}^2}{R_{charge}} = \frac{0.5V_{CEQ}^2}{R_{charge}} \quad (2.124)$$

La puissance de charge maximale se définit comme étant la puissance de sortie.

2.2.2 Les amplificateurs PUSH-PULL classe B et classe AB

Lorsqu'un amplificateur est polarisé au point de blocage, de façon à opérer dans la région linéaire pour 180° du cycle d'entrée et qu'il est en blocage pour l'autre 180°, c'est un amplificateur classe B. les amplificateurs classe AB sont polarisés de façon à opérer dans la région linéaire pour un peu plus de 180° du cycle d'entrée. L'avantage premier d'un amplificateur classe B ou classe AB sur un amplificateur classe A est que son rendement est plus élevé. Un des désavantages de l'amplificateur classe B ou 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, le terme push-pull fait référence à un type commun de circuits d'amplificateurs classe B ou classe AB pour lesquels la forme d'onde de l'entrée est reproduite de façon approximative à la sortie.

2.2..2.1 Fonctionnement en classe B

Le fonctionnement en classe B est illustré à la figure 2.57, où la forme d'onde de la sortie est comparée à celle de l'entrée en fonction du temps (t).

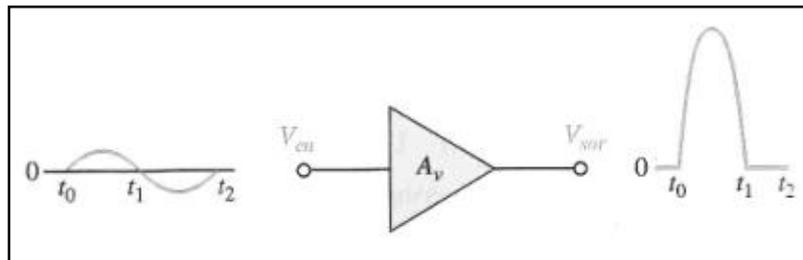


Figure 2.57 Fonctionnement en classe B (sans inversion).

Point Q en blocage

L'amplificateur classe B est polarisé au point de blocage de façon à $I_{CQ}=0$ et $V_{CEQ}=V_{CE(\text{blocage})}$. Lorsque le signal actionne le transistor en état de conduction, l'amplificateur sort de l'état de blocage et fonctionne dans sa région linéaire avec un circuit à émetteur-suiveur (figure2.58). Une configuration à deux transistors, connue sous le nom d'amplificateur push-pull, est nécessaire.

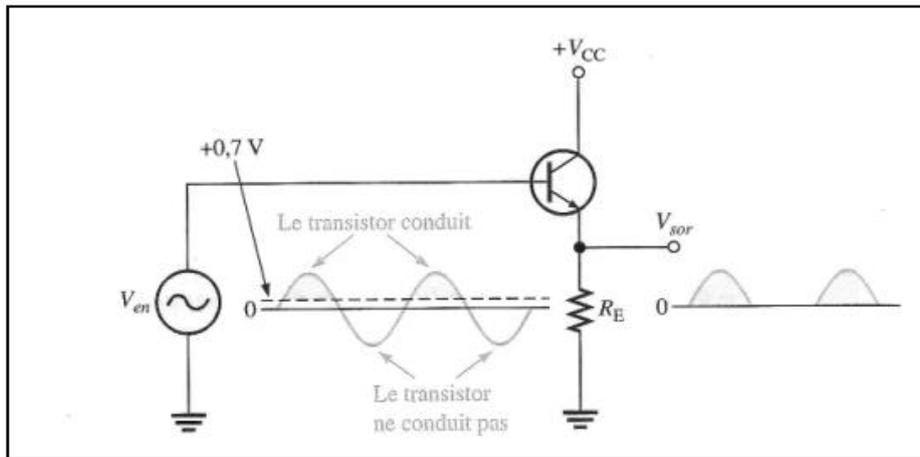


Figure 2.58 amplificateur classe B à collecteur commun

Fonctionnement en classe B d'un amplificateur push-pull

La figure 2.59 illustre un amplificateur classe B push-pull utilise deux émetteurs-suiveurs. il s'agit d'un amplificateur complémentaire puisque l'un des émetteur-suiveur utilise un transistor NPN et l'autre un transistor PNP assorti, les transistors conduisent donc pour les alternances contraires du cycle d'entrée. Notez qu'il n'existe aucune tension de polarisation c.c. à la base ($V_B=0$). Seule la tension du signal actionne les transistors en état de conduction. Q1 conduit durant la moitié positive du cycle d'entrée et Q2 conduit durant la moitié négative.

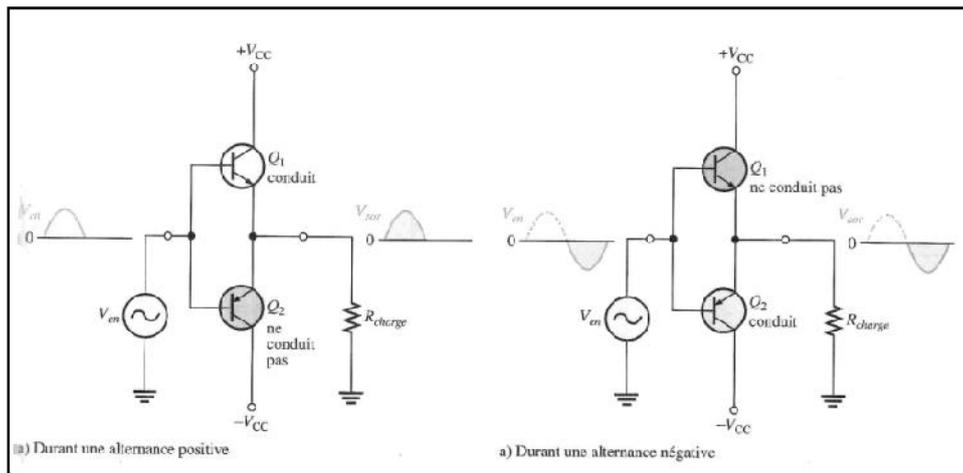


Figure 2.59 Fonctionnement en classe B d'un amplificateur push-pull.

Distorsion de croisement

Lorsque la tension de polarisation c.c. à la base est nulle, les deux transistors ne conduisent pas et la tension du signal d'entrée doit excéder V_{BE} avant qu'un transistor ne conduise. Pour cette raison, il existe un intervalle de temps entre les alternances positives et négatives de l'entrée pendant lequel aucun des transistors ne conduit (figure 2.60). La distorsion qui en résulte dans la forme d'onde de sortie est bien connue : on l'appelle la **Distorsion de croisement**.

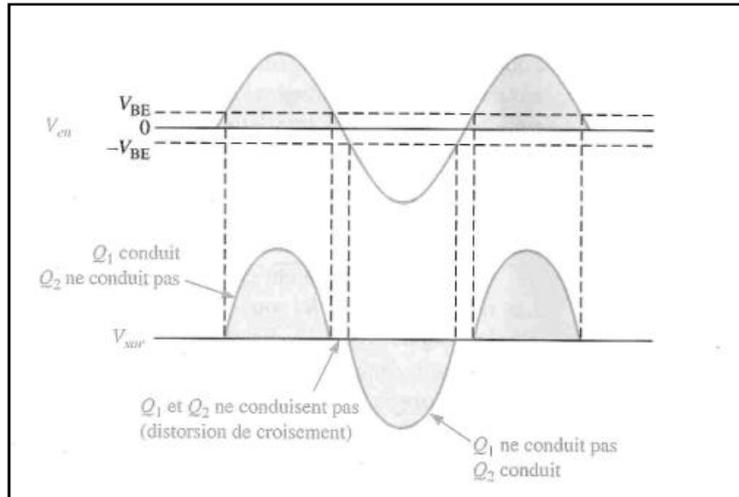


Figure 2.60 illustration de la distorsion de croisement en classe B d'un amplificateur push-pull.

2.2..2.2 Fonctionnement en classe AB

Pour éliminer la Distorsion de croisement, les deux transistors de l'arrangement push-pull doivent être polarisés légèrement au-dessus du blocage lorsqu'il n'y a pas de signal. Cette variation de l'amplificateur classe B push-pull représente la classe AB. La polarisation en classe AB peut être réalisée à partir d'un arrangement muni d'un diviseur de tension (figure 2.61.a). Cependant, il est difficile de maintenir un point de polarisation stable à partir de ce circuit, à cause des variations de V_{BE} en fonction de la température.

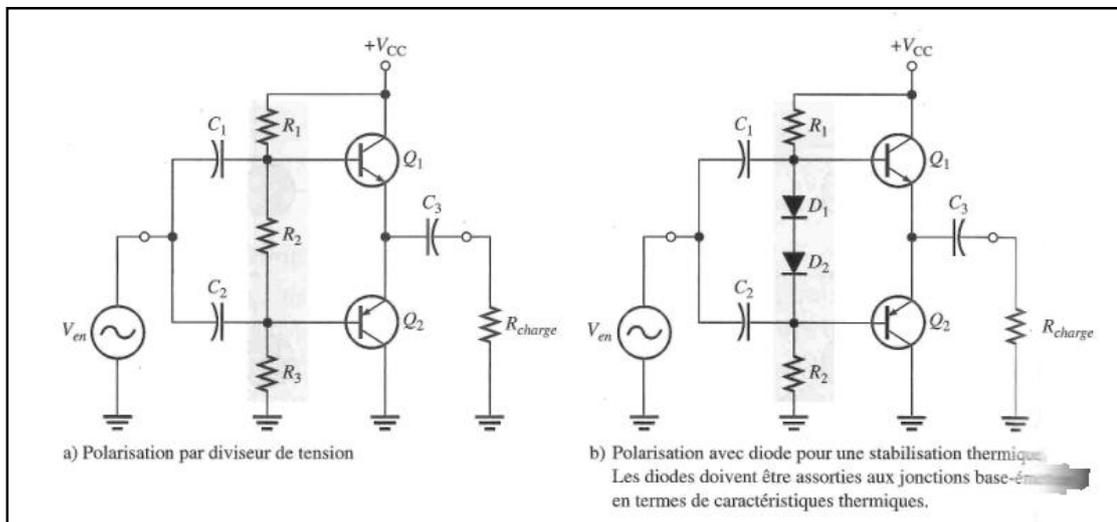


Figure 2.61 polarisation de l'amplificateur push-pull pour classe AB.

Lorsque les caractéristiques des diodes D_1 et D_2 sont assorties de près aux caractéristiques de transconductances des transistors, une polarisation stable peut être maintenue en dépit de la température.

Un circuit équivalent c.c. de l'amplificateur push-pull est illustré à la figure 2.62. Les résistances R_1 et R_2 sont de valeur égale, la tension au point A entre les deux diodes est donc égale à $V_{CC}/2$. En supposant que les caractéristiques de transconductance des diodes et des transistors sont identiques.

$$V_{CEQ1} = V_{CEQ2} = \frac{V_{CC}}{2} \quad (2.125)$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{CQ} \quad (2.126)$$

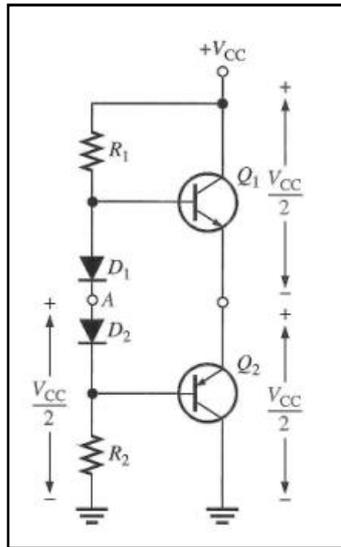


Figure 2.62 équivalent c.c. de l'amplificateur push-pull pour classe AB.

Fonctionnement c.a.

Sous des conditions maximales, les transistors Q_1 et Q_2 d'un amplificateur classe AB sont actionnés alternativement de l'état proche de blocage à l'état proche de la saturation. Durant l'alternance positive du signal d'entrée, l'émetteur de Q_1 est actionné depuis sa valeur de point Q, égale à $V_{CC}/2$ jusqu'à près de la valeur de V_{CC} , produisant une tension de crête positive de valeur approximativement égale à V_{CEQ} . Le courant de Q_1 oscille depuis sa valeur de point Q de près de zéro jusqu'à une valeur près de la saturation (figure 2.63.a)

Durant l'alternance négative du signal d'entrée, l'émetteur de Q_2 est actionné depuis sa valeur de point Q, égale à $V_{CC}/2$ jusqu'à près de la valeur de 0, produisant une tension de crête négative de valeur approximativement égale à V_{CEQ} . Le courant de Q_2 oscille depuis sa valeur de point Q de près de zéro jusqu'à une valeur près de la saturation (figure 2.63.b).

$$I_{C(sat)} = \frac{V_{CEQ}}{R_{charge}} \quad (2.127)$$

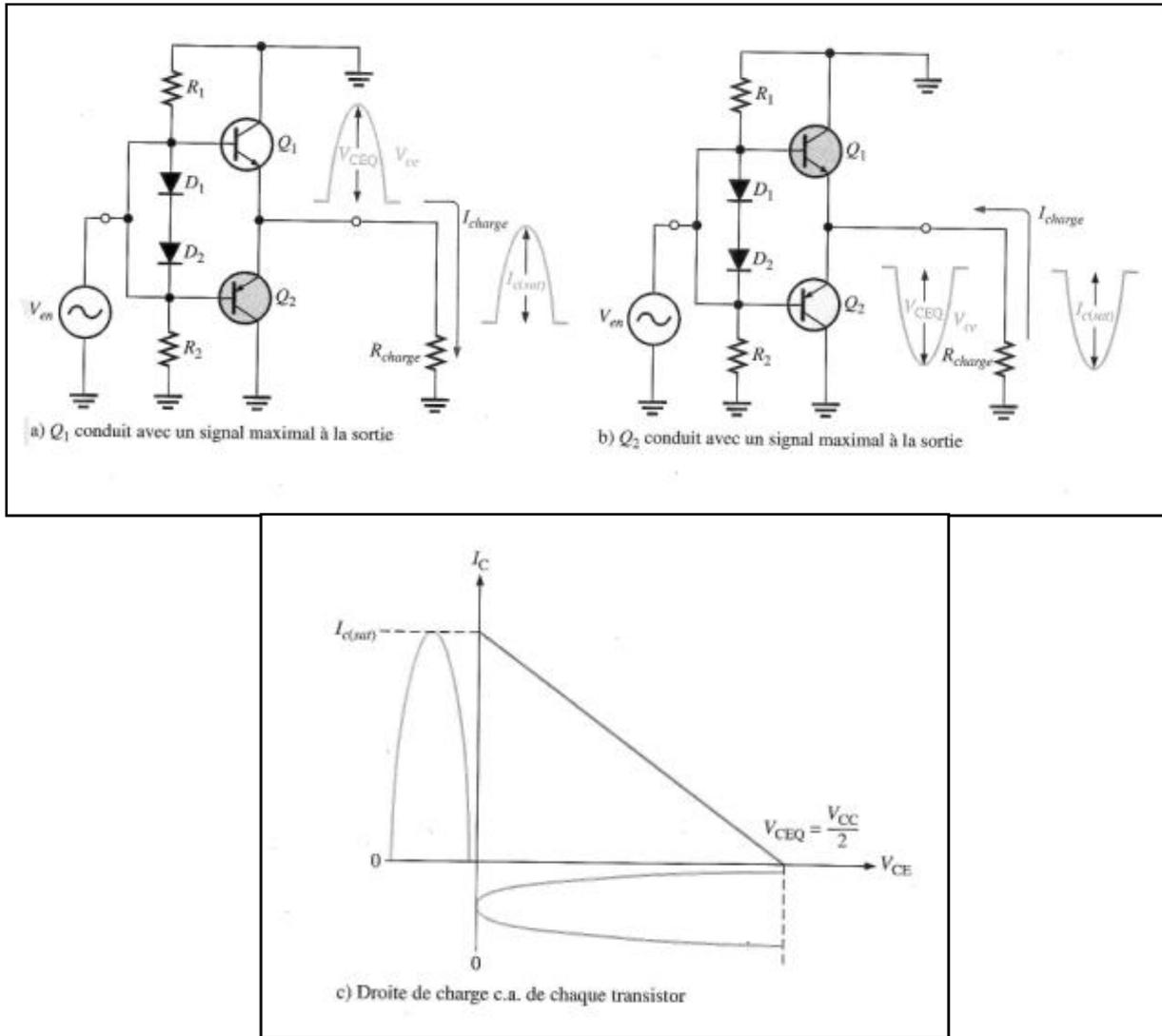


Figure 2.63 fonctionnement idéal de l'amplificateur push-pull pour classe AB.

Puissance de sortie maximale

$$P_{sor} = V_{sor(eff)} I_{sor(eff)} \tag{2.128}$$

Puisque

$$V_{sor(eff)} = 0.707 V_{sor(écrête)} = 0.707 V_{CEQ}$$

Et

$$I_{sor(eff)} = 0.707 I_{sor(écrête)} = 0.707 I_{C(sat)}$$

Alors

$$P_{sor} = 0.25 V_{CC} I_{C(sat)} \tag{2.129}$$

Puissance d'entrée c.c.

$$P_{cc} = V_{CC} I_{CC} \tag{2.130}$$

I_{CC} : est le courant d'alimentation moyen.

$$I_{CC} = \frac{I_{c(sat)}}{f} \quad (2.131)$$

Rendement

Le rendement maximal d'un amplificateur classe B (le rendement de l'amplificateur AB est légèrement inférieur).

$$y_{max} = \frac{P_{SOR}}{P_{CC}} = \frac{0.5V_{CC}I_{c(sat)}}{V_{CC}I_{c(sat)}/f} = 0.25f \quad (2.132)$$

Donc $y_{max} = 0.79 = 79\%$

Résistance d'entrée

La Résistance d'entrée est la même que celle d'un émetteur-suiveur, puisque $R_E = R_{charge}$

Ce qui donne :

$$R_{en} \cong \beta_{ca} r'_e + R_{charge} \quad (2.133)$$

2.2.3 Les amplificateurs de puissance classe C

Les amplificateurs de puissance classe C sont polarisés de façon à ce que la conduction se produise sur beaucoup moins que 180° du cycle d'entrée. Les amplificateurs de puissance classe C possèdent un meilleur rendement que ceux des classes A, push-pull classe B et classe AB. On peut donc obtenir plus de puissance de sortie avec le fonctionnement classe C. mais puisque la forme d'onde à la sortie est sévèrement déformée, ils sont normalement limités aux applications d'amplificateurs à résonance de fréquence radio (RF).

Fonctionnement de base en classe C

Le concept de base du fonctionnement classe C est illustré à la figure 2.64 un amplificateur classe C à émetteur commun muni d'une charge résistive est illustré à la figure 2.65. Il est polarisé au-dessus du blocage avec l'alimentation négative $-V_{BB}$.

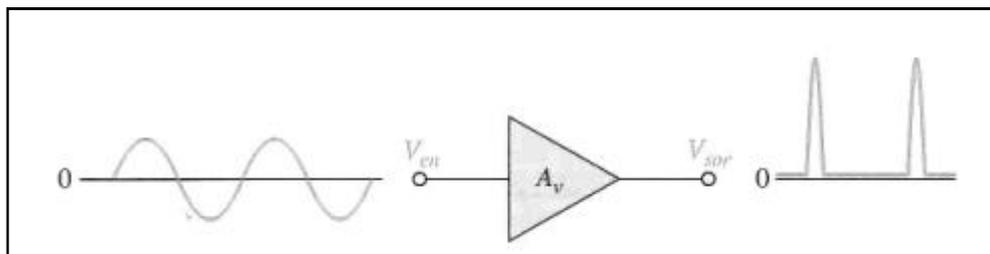


Figure 2.64 fonctionnement de base d'un amplificateur classe C (sans inversion).

La source de tension c.a. possède une valeur crête légèrement supérieure à $V_{BB} + V_{BE}$ pour que la tension à la base puisse excéder la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur pendant un court moment près de la crête positive de chaque cycle (figure 2.65.b). Durant ce court moment le transistor est mis en marche. Lorsque la droite de charge c.a. est entièrement utilisée.

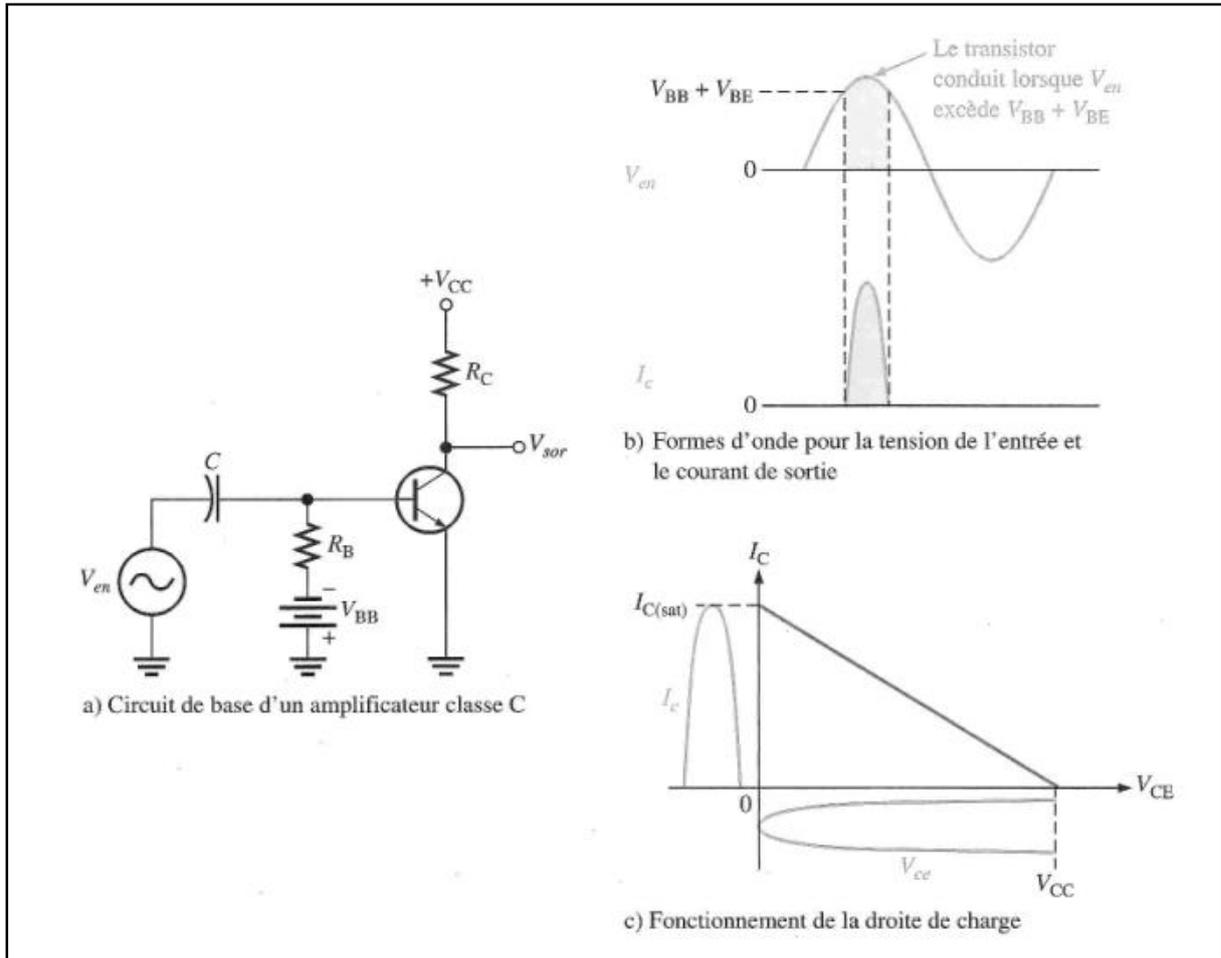


Figure 2.65 fonctionnement de base d'un amplificateur classe C .

Puissance dissipée

Cette puissance est faible puisque le transistor est en marche que pendant un faible pourcentage du cycle d'entrée.

Nous supposons que le signal de sortie oscille sur toute la largeur de la droite de charge c.a. Durant le transistor est en marche.

$$P_{D(on)} = V_{CE(sat)} I_{C(sat)} \quad (2.134)$$

$$P_{D(moy)} = \frac{t_{ON}}{T} P_{D(on)} = \frac{t_{ON}}{T} V_{CE(sat)} I_{C(sat)} \quad (2.135)$$

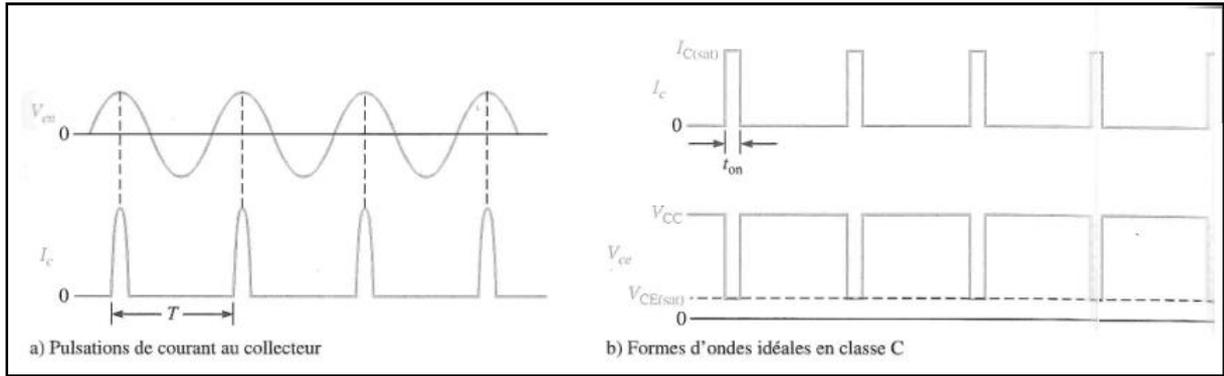


Figure 2.66 formes d'ondes d'un amplificateur classe C.

Fonctionnement en résonance

Puisque la tension au collecteur (de sortie) n'est pas une réplique de celle de l'entrée, l'amplificateur classe C muni d'une charge résistive n'est d'aucune utilité pour les applications linéaires. Par conséquent, il est nécessaire d'utiliser un amplificateur classe C avec un circuit résonant parallèle (figure 2.67.a). La fréquence de résonance du circuit est déterminée par la formule

$$f_r = 1 / 2\pi \sqrt{LC} \tag{2.136}$$

La brève pulsation de courant au collecteur pour chaque cycle de l'entrée amorce et maintient en marche l'oscillation du circuit résonant pour produire une tension sinusoïdale à la sortie (figure 2.67.b).

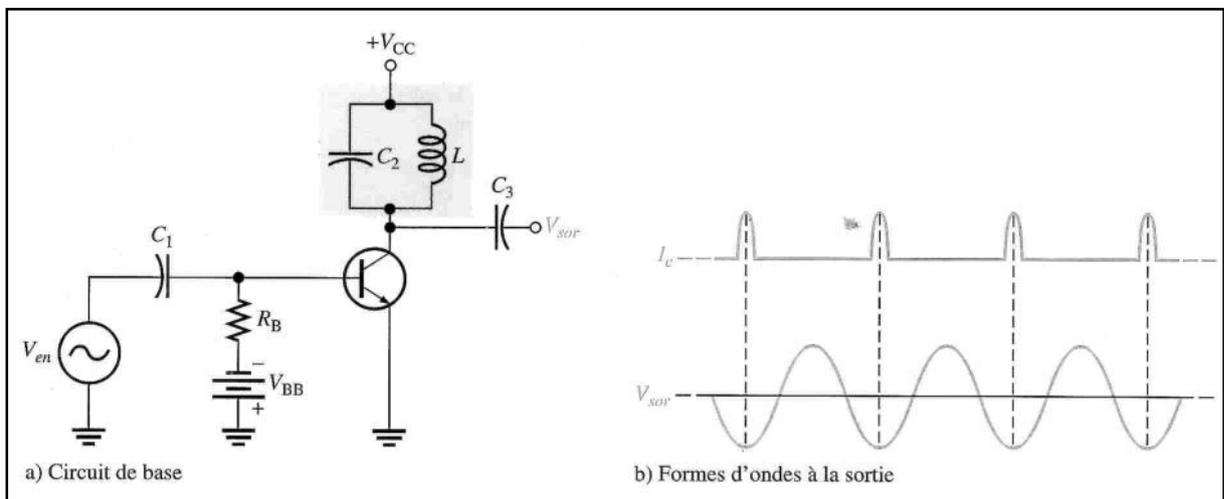


Figure 2.67 amplificateur classe C en résonance.

La figure 2.68 illustre en détail l'action du circuit résonnant

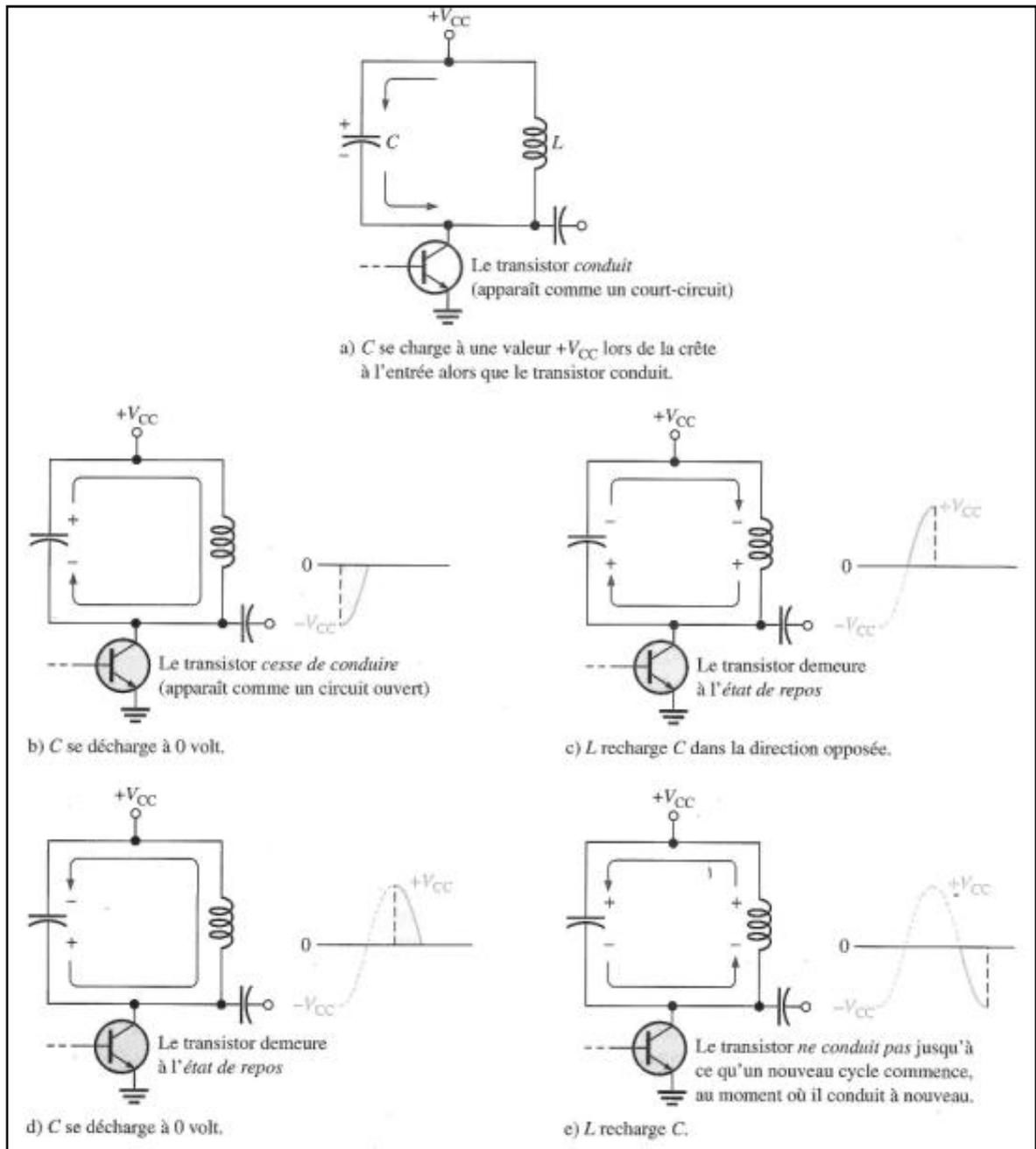


Figure 2.68 action du circuit résonant.

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 résonant (figure 2.69).

Pour provoquer la disparition de l'oscillation, cependant la réapparition régulière de la pulsation de courant au collecteur réalimente le circuit résonant pour maintenir les oscillations à une amplitude constante.

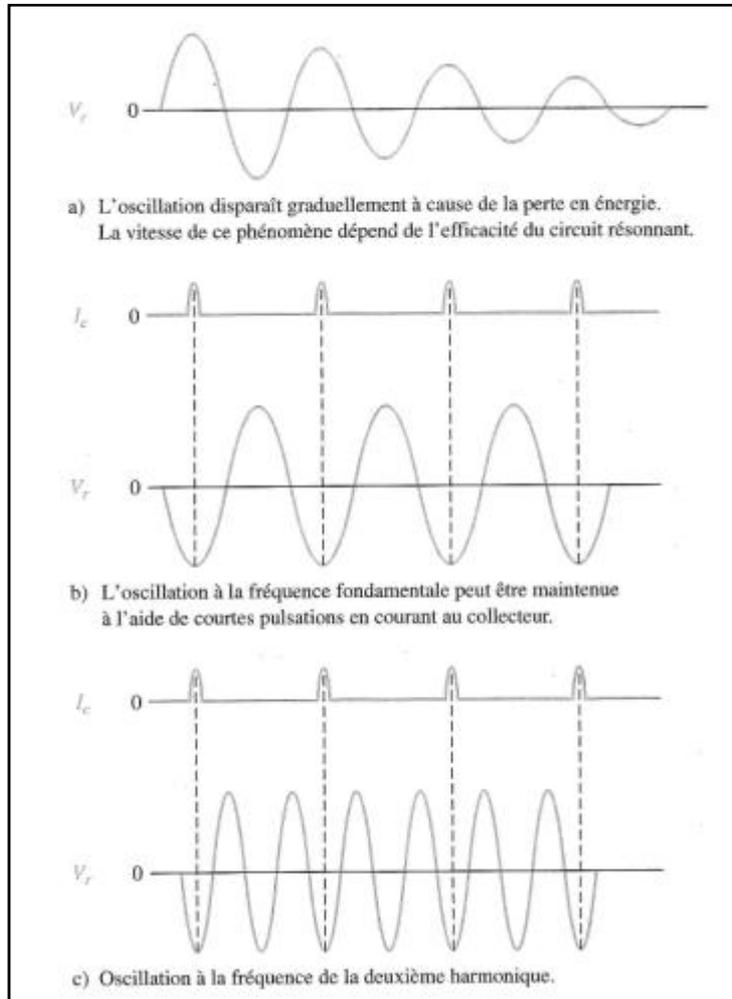


Figure 2.69 Oscillation du circuit résonant, V_r est la tension à ces bornes.

Puissance de sortie maximale

$$P_{sor} = \frac{V_{eff}^2}{R_c} = \frac{0.707V_{CC}^2}{R_c} = \frac{0.5V_{CC}^2}{R_c} \tag{2.137}$$

Avec $R_c = R_{bobine} \parallel R_{charge}$

La puissance totale pouvant être fournit à l'amplificateur est

$$P_T = P_{sor} + P_{D(moy)} \tag{2.138}$$

Par conséquent le rendement est

$$\gamma = \frac{P_{sor}}{P_{sor} + P_{D(moy)}} \quad (2.139)$$

Lorsque $P_{sor} \gg P_{D(moy)}$, le rendement en classe C s'approche tout près de 1 (100%).

Chapitre 3 : Contre réaction (CR)

3.1 Introduction

3.2 Propriétés de la contre réaction

3.2.1 Système bouclé

3.2.1.1 Les fonctions de transfert

3.2.1.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

3.2.1.3 Fonction de transfert en boucle fermée

3.2.3 Les modes de fonctionnement

3.3 Classification des montages a CR

3.3.1 CR série - série

3.3.2 CR parallèle-parallèle

3.3.3 CR parallèle- série

3.3.4 CR série-parallèle

3.1 Introduction

Dans un amplificateur à réaction, on réinjecte à l'entrée un échantillon de la sortie. Ce signal de réaction modifie sensiblement les performances de l'amplificateur. Par contre réaction, entendre que la phase du signal réinjecté est opposée à celle du signal d'entrée. Les avantages de la contre réaction sont un gain stable, une moindre distorsion et une bande passante plus large. [2]

3.2 Propriétés de la contre réaction

3.2.1 Système bouclé [4]

Le système bouclé est actionné par :

- Une chaîne directe ou chaîne d'action : c'est un organe de puissance peu fidèle.
- Une chaîne de retour ou chaîne de réaction : c'est un organe fidèle, qui met en jeu des puissances faibles.
- Un comparateur : c'est un dispositif qui effectue le différence entre la grandeur d'entrée X et la grandeur X_R issue de la chaîne de retour.

$$E = X + X_R \tag{3.1}$$

La figure 3.1 illustre un système bouclé.

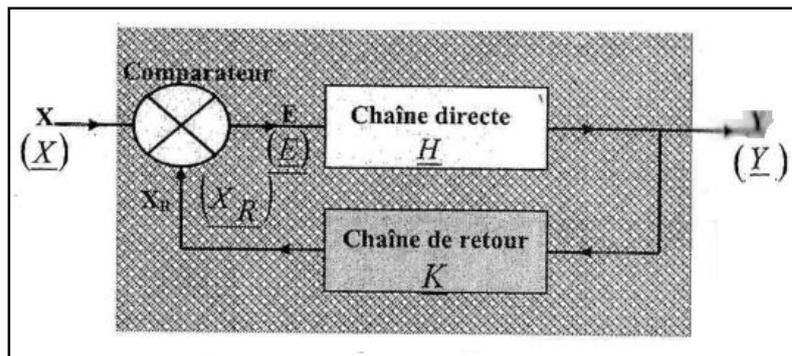


Figure 3.1 système bouclé.

Remarque :

On se limitera aux systèmes électroniques dans lesquels l'information X est une grandeur électrique (tension ou courant) et la chaîne directe est constituée par un amplificateur.

3.2.1.1 Les fonctions de transfert

En régime sinusoïdal, aux grandeurs instantanées X, X_R, E, Y sont associées aux valeurs complexes $\bar{X}, \bar{X}_R, \bar{E}, \bar{Y}$.

Pour la chaîne directe, la fonction de transfert (gain de l'amplificateur) ou la transmittance est

$$\bar{H} = \frac{\bar{Y}}{\bar{E}} \tag{3.2}$$

Pour la chaîne de retour, la fonction de transfert est

$$\bar{K} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{Y}} \quad (3.3)$$

3.2.1.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

Le système fonctionne en boucle ouverte lorsque le signal de retour n'est pas appliqué sur le comparateur, la figure 3.2 illustre ce fonctionnement.

$$\bar{T} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{X}} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{E}} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{Y}} \cdot \frac{\bar{Y}}{\bar{E}} = \bar{K}\bar{H} \quad (3.4)$$

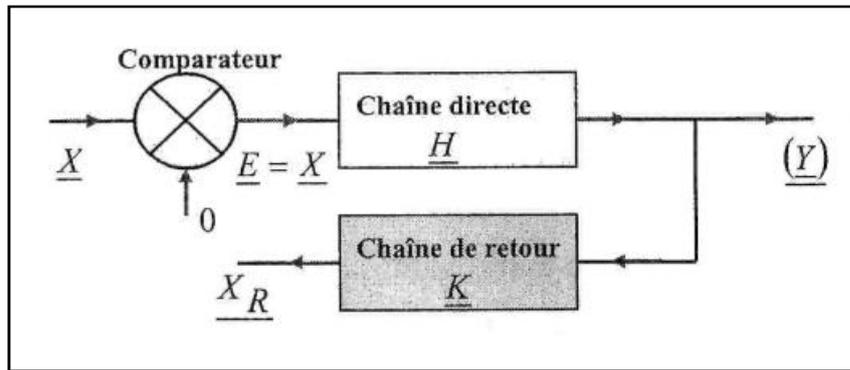


Figure 3.2 Fonction de transfert en boucle ouverte

3.2.1.3 Fonction de transfert en boucle fermée

La fonction de transfert en boucle fermée est symbolisée par le terme \bar{H}'
 Nous avons,

$$\bar{H}' = \frac{\bar{Y}}{\bar{X}} = \frac{\bar{H}}{1 + \bar{K}\bar{H}} \quad (3.5)$$

Avec : $\bar{Y} = \bar{H}\bar{E} = \bar{H}(\bar{X} - \bar{X}_R)$ et $\bar{X}_R = \bar{K}\bar{Y}$, on a : $\bar{Y} = \frac{\bar{H}\bar{X}}{1 + \bar{K}\bar{H}}$

3.2.4 Les modes de fonctionnement [4]

Le mode de fonctionnement est déterminé par le module du rapport H'/H en complexe de la fonction de transfert du système complet à la fonction de transfert de la chaîne directe.

$$\bar{Y} = \bar{H}\bar{E} = \bar{H}'\bar{X} \quad (3.6)$$

$$\frac{\bar{E}}{\bar{X}} = \frac{\bar{H}'}{\bar{H}} = \frac{1}{1 + \bar{K}\bar{H}} \quad (3.7)$$

Ces trois rapports ont le même module

$$\rho = \frac{\bar{E}}{\bar{X}} = \frac{\bar{H}'}{\bar{H}} = \frac{1}{1 + \bar{K}\bar{H}} \quad (3.8)$$

Premier cas : ρ est inférieure à l'unité : $|\bar{E}| < |\bar{X}|$, $|\bar{H}'| < |\bar{H}|$, $|1| < |1 + \bar{K}\bar{H}|$

Le signal de sortie $\bar{Y} = \bar{H}'\bar{X}$ a un module inférieur à celui de $\bar{H}\bar{X}$ qui serait obtenu en appliquant directement \bar{X} à l'entrée de la chaîne directe : le système bouclé est dit à réaction négative ou à contre réaction.

Deuxième cas : ρ est supérieure à l'unité : $|\bar{E}| > |\bar{X}|$, $|\bar{H}'| > |\bar{H}|$, $|1| > |1 + \bar{K}\bar{H}|$

Le signal de sortie $\bar{Y} = \bar{H}'\bar{X}$ a un module supérieur à celui de $\bar{H}\bar{X}$ qui serait obtenu en appliquant directement \bar{X} à l'entrée de la chaîne directe : le système bouclé est dit à réaction positive.

Troisième cas : ρ tend vers l'infini $1 + \bar{K}\bar{H} = 0$

Le système peut fonctionner avec $\bar{X} = 0$. Le système fonctionnant sans signal d'entrée est un oscillateur. Des oscillations sinusoïdales prendront naissance s'il existe une fréquence f_0 pour laquelle la fonction de transfert T prend la valeur de -1.

3.3 Classification des montages a CR [3] [4]

Le signal prélevé à la sortie peut être une tension ou un courant. Si nous avons un prélèvement de :

- Une tension : nous aurons une réaction de tension.
- Un courant : nous aurons une réaction de courant.

Le signal de retour X_R représente une image de la tension ou du courant de sortie. Il y a donc deux possibilités pour réinjecter le signal X_R au signal d'attaque X.

- Si X_R est une tension, elle est réinjectée en série avec la tension délivrée par le générateur d'attaque : c'est une réaction série.
- Si X_R est un courant, il est réinjectée en parallèle avec le courant délivré par le générateur d'attaque : c'est une réaction parallèle.

En combinant ces diverses possibilités de réaction, on peut obtenir les réactions suivantes :

3.3.1 CR série - série Appelé aussi réaction de courant série

Nous avons :

$$\bar{H} = \frac{\bar{V}}{\bar{E}} = \frac{i_2}{v_1} ; \bar{K} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{Y}} = \frac{\bar{V}_R}{i_2} ; \bar{H}' = \frac{\bar{V}}{\bar{X}} = \frac{i_2}{v_1}$$

Les fonctions de transferts \bar{H} et \bar{H}' sont des admittances, et la fonction de transfert \bar{K} est une impédance.

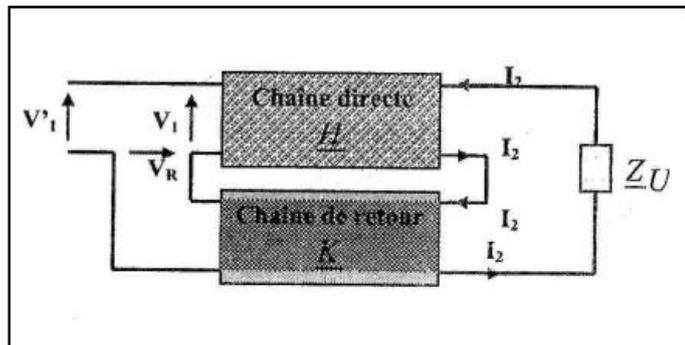


Figure 3.3 Réaction de courant série.

3.3.2 CR parallèle-parallèle Appelé aussi réaction de tension parallèle

Nous avons :

$$\bar{H} = \frac{\bar{Y}}{\bar{E}} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{I}_1} ; \bar{K} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{Y}} = \frac{\bar{V}_R}{\bar{V}_2} ; \bar{H}' = \frac{\bar{Y}}{\bar{X}} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{I}_1}$$

Les fonctions de transferts \bar{H} et \bar{H}' sont homogènes à des impédances, et la fonction de transfert \bar{K} est une admittance.

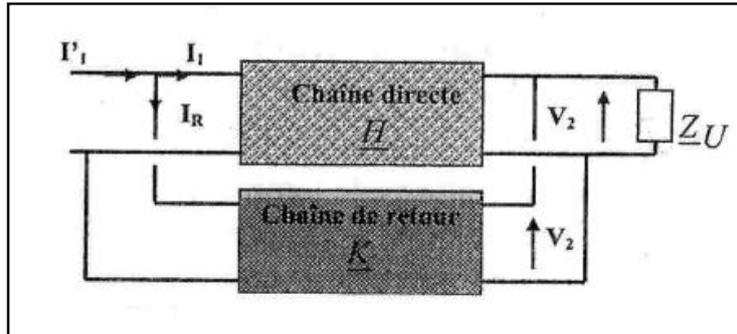


Figure 3.4 Réaction de tension parallèle.

3.3.3 CR parallèle-série Appelé aussi réaction de courant parallèle

$$\bar{H} = \frac{\bar{Y}}{\bar{E}} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1} ; \bar{K} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{Y}} = \frac{\bar{I}_R}{\bar{I}_2} ; \bar{H}' = \frac{\bar{Y}}{\bar{X}} = \frac{\bar{I}_2}{\bar{I}_1}$$

Les fonctions de transferts \bar{H} et \bar{H}' , et la fonction de transfert \bar{K} représentent des amplificateurs en courants.

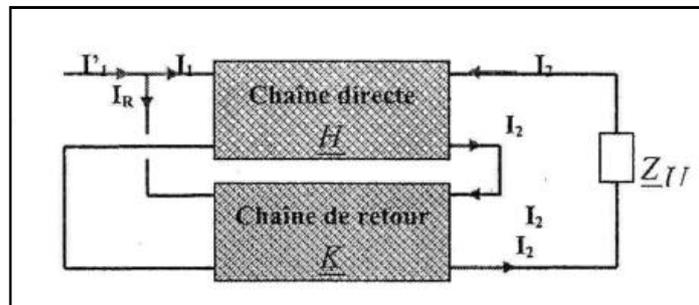


Figure 3.5 Réaction de courant parallèle.

3.3.4 CR série-parallèle Appelé aussi réaction de tension série

$$\bar{H} = \frac{\bar{Y}}{\bar{E}} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1} ; \bar{K} = \frac{\bar{X}_R}{\bar{Y}} = \frac{\bar{V}_R}{\bar{V}_2} ; \bar{H}' = \frac{\bar{Y}}{\bar{X}} = \frac{\bar{V}_2}{\bar{V}_1}$$

Les fonctions de transferts \bar{H} et \bar{H}' , et la fonction de transfert \bar{K} représentent des amplificateurs en tensions.

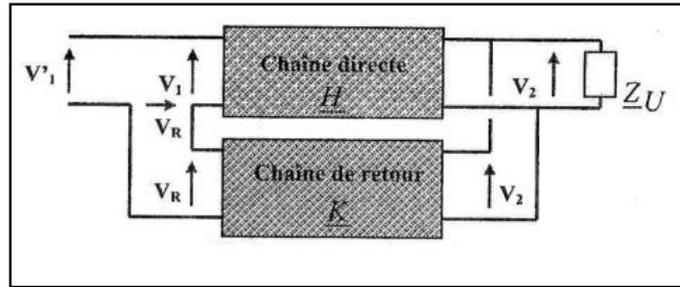


Figure 3.6 Réaction de tension série.

La fonction de transfert H ou amplification A d'un amplificateur est susceptible de variation. Elles sont très des diverses et dues, aux variations de températures lors du fonctionnement, au vieillissement des composants avec le temps, à un changement de composant lors d'un dépannage, et à variation de la fréquence.

Chapitre 4 : Amplificateurs différentiels

- 4.1 Définition et Exemple d'amplificateur différentiel
- 4.2 Tensions et gains du mode commun et différentiel
 - 4.2.1 Fonctionnement de base
 - 4.2.2 Modes de fonctionnement du signal
- 4.3 Amplificateur différentiel a transistors bipolaires

4.1 Définition et Exemple d'amplificateur différentiel

L'amplificateur différentiel ou de différence est l'un des meilleurs étages couplés directement. Il sert surtout d'étages d'entrée dans un amplificateur opérationnel. Sous sa forme de base, l'amplificateur opérationnel est typiquement constitué d'au moins deux étages d'amplificateurs différentiels. Puisque l'amplificateur différentiel s'avère fondamental pour le fonctionnement interne d'un ampli-op, il est important d'acquérir une compréhension de base de ce type de circuit. Il permet d'amplifier la différence de deux tensions (ou courants) continues ou variables.[2.4]

Un circuit d'amplificateur différentiel et son symbole d'ensemble sont illustrés à la figure 4.1. Les étages de l'amplificateur différentiel, qui font partie d'un ampli-op, fournissent un gain en tension élevé et un rejet en mode commun. Notez que l'amplificateur différentiel possède deux sorties, alors que l'ampli-op n'en possède qu'une seule.

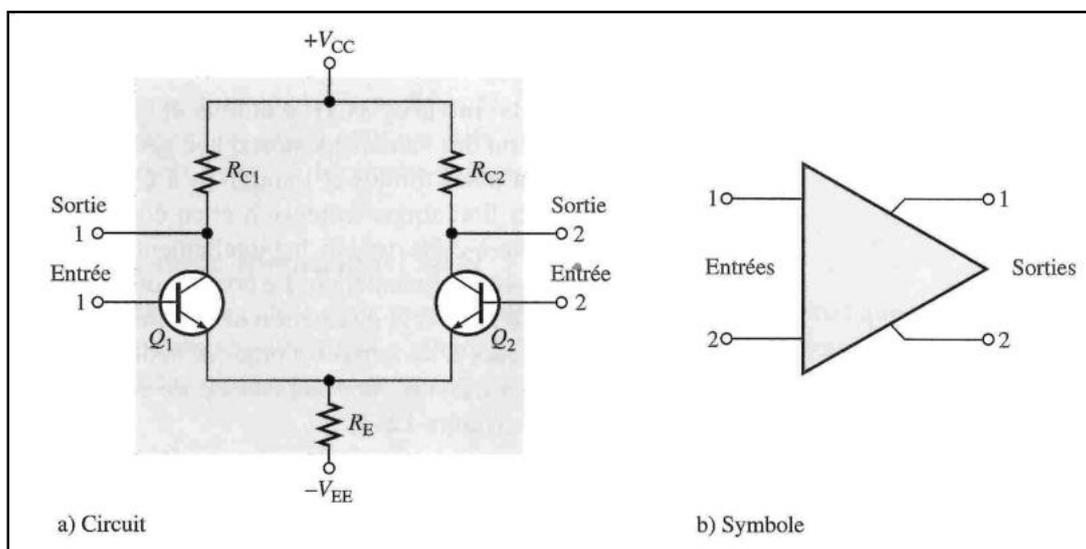


Figure 4.1 Amplificateur différentiel de base.

4.2 Tensions et gains du mode commun et différentiel

La figure 4.1 représente la forme la plus générale d'un amplificateur différentiel. Remarquer les deux entrées. En raison du couplage direct, la bande de fréquence des signaux d'entrée peut s'étendre jusqu'à zéro (courant continu). La tension de sortie est la tension entre les collecteurs. Idéalement, le circuit est symétrique ; autrement dit, les transistors et les résistances des collecteurs sont identiques. Donc, la tension de sortie est nulle si les deux entrées sont égales. [2]

4.2.1 Fonctionnement de base [2]

Même si typiquement un ampli-op possède plusieurs étages d'amplificateurs différentiels, nous n'en utiliserons qu'un seul pour illustrer le fonctionnement de base. La discussion suivante fait référence en une analyse c.c. du fonctionnement de l'amplificateur différentiel.

D'abord, lorsque les deux entrées sont à la masse, les émetteurs sont à $-0.7V$. on présume ici que les transistors sont assortis et identiques, grâce à un procédé de contrôle minutieux durant la fabrication, afin que les courants c.c. aux émetteurs soient identiques lorsqu'il n'y a pas de signal à l'entrée. Donc, puisque les deux courants aux émetteurs se combinent à travers R_E ,

$$I_{E1} = I_{E2} = \frac{I_{RE}}{2} \quad (4.1)$$

Où

$$I_{RE} = \frac{V_E - V_{EE}}{R_E} \quad (4.2)$$

En se basant sur l'approximation que $I_C \cong I_E$, on peut affirmer que

$$I_{C1} = I_{C2} \cong \frac{I_{RE}}{2} \quad (4.3)$$

Puisque les deux courants au collecteur et les deux résistances au collecteur sont de valeurs égales (lorsque la tension d'entrée est nulle),

$$V_{C1} = V_{C2} = V_{CC} - I_{C1}R_{C1} \quad (4.4)$$

L'entrée 2 demeure branchée la mase, alors qu'une tension de polarisation positive est appliquée à l'entrée 1. Cette tension à la base de Q_1 fait augmenter I_{C1} et la tension à l'émetteur à

$$V_E = V_B - 0.7 \quad (4.5)$$

Cette action réduit la polarisation avant (V_{BE}) sur Q_2 puisque sa base est maintenue à $0V$ (à la masse), causant une diminution de I_{C2} .

Finalement, l'entrée 1 est branchée à la masse et une tension de polarisation positive est appliquée à l'entrée 2. La tension de polarisation positive augmente la conduction de Q_2 , augmentant I_{C2} et la tension à l'émetteur. La polarisation directe sur Q_1 est donc réduite, puisque sa base est à la masse, ce qui provoque une diminution de I_{C1} . L'augmentation de I_{C2} produit une chute de V_{C2} et la diminution de I_{C1} cause une augmentation de V_{C1} .

4.2.2 Modes de fonctionnement du signal

Entrée unique

Lorsqu'un amplificateur différentiel fonctionne sous ce mode, une entrée est reliée à la masse et la tension du signal est appliquée à l'autre entrée (figure 4.2).lorsque la tension du signal est appliquée à l'entrée 1 (partie a), une tension de signal amplifiée et inversée apparaît à la sortie 1. Un signal en phase apparaît aussi à l'émetteur de Q_1 . Puisque les émetteurs Q_1 et Q_2 sont communs, ce signal émetteur devient une entrée pour Q_2 qui fonctionne comme un amplificateur à base commune. Le signal est amplifié par Q_2 et apparaît non inversé à la sortie 2 (figure 4.2.a).

Lorsque le signal est appliqué à l'entrée 2 avec l'entrée 1 branchée à la masse (figure 4.2.b), une tension de signal inversée et amplifiée apparaît à la sortie 2. Dans cette

situation, Q1 agit comme un amplificateur à base commune et un signal amplifié non inversé apparaît à la sortie 1 (figure 4.2.b).

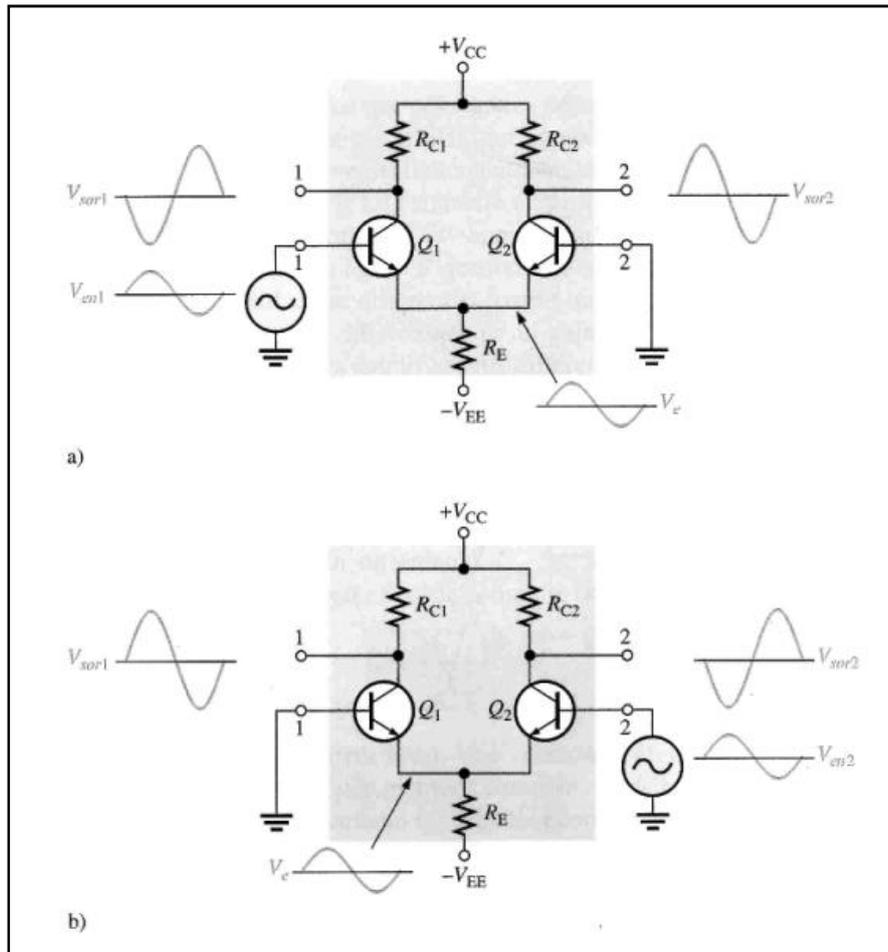


Figure 4.2 Fonctionnement d'un Amplificateur différentiel utilisant une entrée unique.

Entrée différentielle [1]

Sous ce mode, deux signaux de polarités opposées déphasés) sont appliqués aux entrées (figure4.3.a). ce type de fonctionnement est également appelé mode de fonctionnement à deux entrées. Chaque entrée affecte les sorties.

La figure (4.3.b) illustre les signaux de sortie lorsque le signal de l'entrée 1 agit seul comme entrée unique. La figure (4.3.c) les signaux de sortie lorsque le signal de l'entrée 2 agit seul comme entrée unique. Notez aux parties (b) et (c) que les signaux de la sortie 1 sont de même polarité. C'est également vrai pour la sortie 2. En superposant les deux signaux de la sortie 1 et ceux de la sortie 2, nous obtenons le fonctionnement total différentiel (figure 4.3.d)

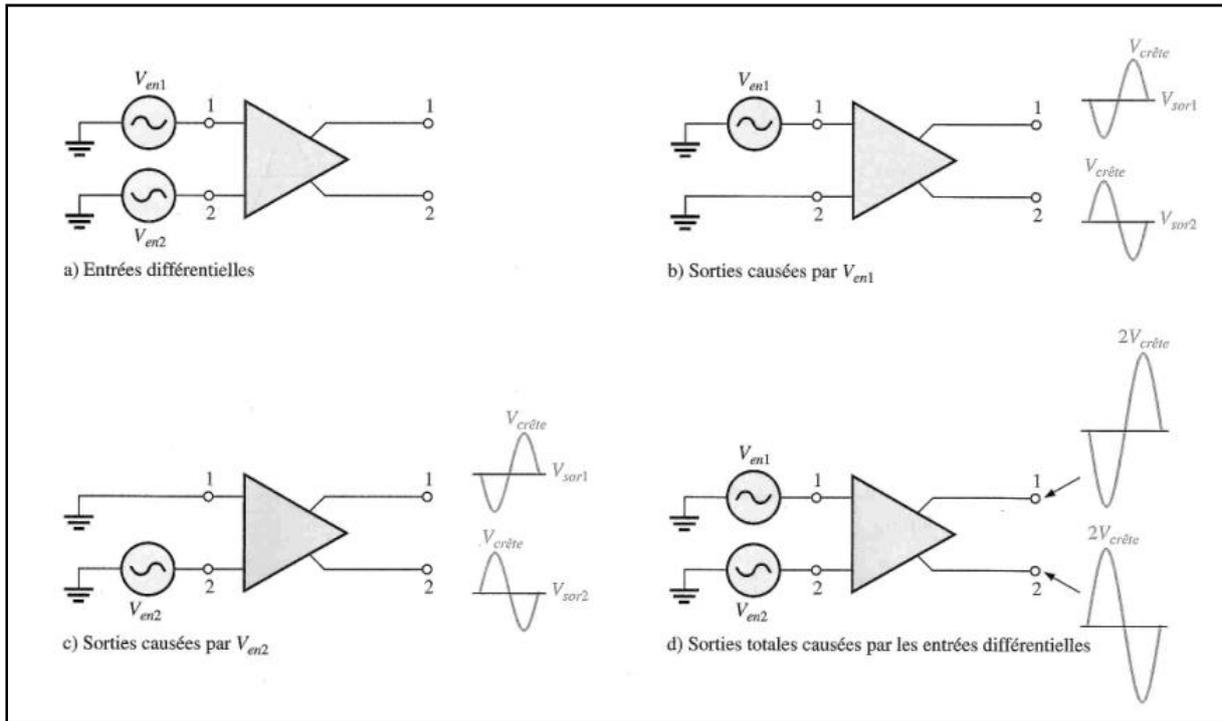


Figure 4.3 Fonctionnement en mode différentiel d'un amplificateur différentiel.

Entrée en mode commun [1]

Un des aspects les plus importants du fonctionnement de l'amplificateur différentiel, le mode commun, peut être examiné dans le cas particulier où deux tensions de signaux de même phase, de même fréquence et de même amplitude sont appliqués aux deux entrées (figure 4.4.a). Nous pouvons encore une fois comprendre le fonctionnement de base en considérant chaque signal d'entrée comme agissant seul.

La figure (4.4.b) illustre les signaux de sortie lorsque le signal de l'entrée 1 agit seul, tandis que la figure 4.4.c illustre les signaux de sortie lorsque le signal de l'entrée 2 agit seul. Notez que les signaux de la sortie 1 sont de polarités opposés, comme ceux de la sortie 2. Lorsque les deux signaux sont appliqués aux deux entrées en même temps, les sorties sont superposées et s'annulent, pour donner une tension de sortie nulle (figure 4.4.d).

Cette action est appelée rejet en mode commun. Elle porte toute son importance lorsqu'un signal indésirable apparaît de façon commune sur les deux entrées de l'amplificateur différentiel. Le rejet en mode commun empêche ce signal non désiré d'apparaître aux sorties, afin de ne pas déformer le signal désiré. Généralement, les signaux en mode commun (bruits) sont le résultat d'une accumulation d'énergie émise sur les lignes des entrées provenant de lignes adjacentes de l'alimentation 60Hz ou d'autres sources.

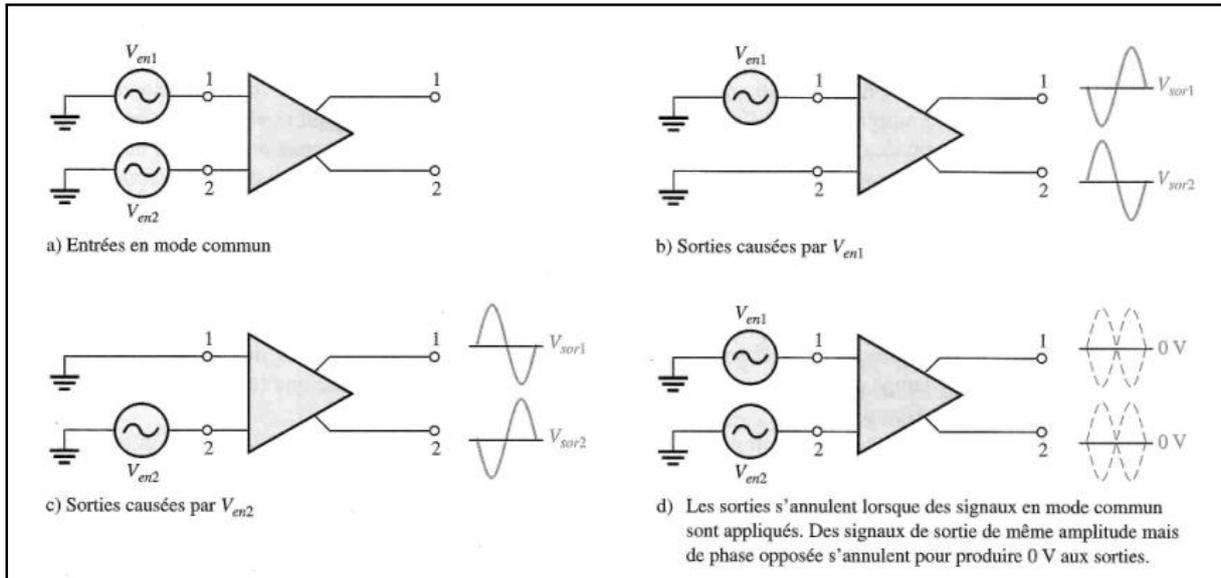


Figure 4.4 Fonctionnement en mode commun d'un amplificateur différentiel.

Taux de rejet en mode commun [1]

Les signaux désirés apparaissent sur une seule entrée ou avec des polarités opposés sur les deux lignes d'entrée. Rappelons que ces signaux désirés sont amplifiés et apparaissent aux sorties. Les signaux non désirés (bruits), qui apparaissent avec les mêmes polarités sur les deux lignes d'entrée, sont essentiellement annulés par l'amplificateur différentiel et ne se répercutent pas aux sorties. Le paramètre mesurant l'habileté d'un amplificateur à rejeter ces signaux en mode commun est appelé taux de rejet en mode commun (CMRR) (Common Mode Rejection Ratio).

Idéalement un amplificateur différentiel fournit un gain très élevé pour les signaux désirés (entrée unique ou mode différentiel) et un gain nul pour les signaux en mode commun. En réalité cependant, les amplificateurs différentiels possèdent un gain, quoique très faible, même en mode commun (habituellement très inférieur à 1), tout en fournissant un gain en tension différentiel élevé (habituellement de plusieurs milliers). Plus le gain différentiel est élevé par rapport au gain en mode commun, plus l'amplificateur différentiel sera efficace en termes de rejet des signaux en mode commun. une bonne façon de mesurer la capacité à rejeter les signaux indésirables en mode commun est d'établir le rapport entre le gain différentiel $A_{v(d)}$ et le gain en mode commun, A_{mc} . Ce rapport constitue le taux de rejet en mode commun.

$$CMRR = \frac{A_{v(d)}}{A_{mc}} \tag{4.6}$$

Plus le taux est élevé, meilleur il est.une valeur très élevée du taux indique un gain différentiel élevé et un gain en mode commun faible.

Le taux de rejet en mode commun est souvent exprimé en décibels (dB) par

$$CMRR = 20 \log \frac{A_{v(d)}}{A_{mc}} \tag{4.7}$$

Par exemple, un taux de rejet en mode commun de 10000 indique un signal d'entrée désiré (différentiel) 10000 fois plus amplifié que le bruit (signal en mode commun). Donc, si les amplitudes du signal d'entrée différentiel et du bruit en mode commun sont égales, le signal désiré apparaîtra à la sortie avec une amplitude 10000 fois supérieure au bruit. Le bruit et l'interférence sont donc essentiellement éliminés.

4.3 Amplificateur différentiel a transistors bipolaires [1]

La figure 4.5 illustre deux étages d'amplificateurs différentiels et un émetteur-suiveur connectés ensemble pour former un ampli-op simple. Le premier étage peut être utilisé en mode d'entrée unique ou différentielle. Les sorties différentielles du premier étage sont directement couplées aux entrées différentielles du second étage. La sortie unique du second étage alimente un émetteur-suiveur pour obtenir une impédance de sortie faible. Ensemble, les deux étages différentiels fournissent un gain en tension élevé et un taux de rejet en mode commun élevé.

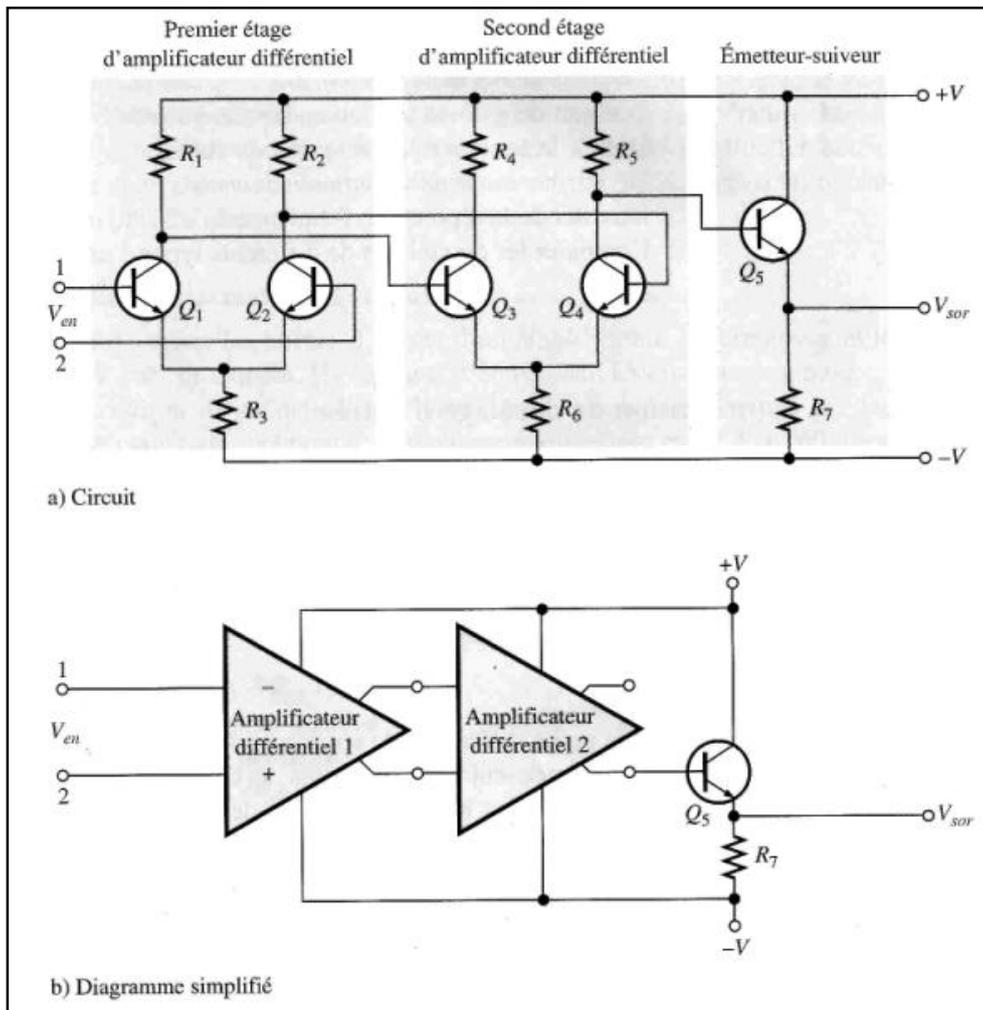


Figure 4.5 Circuit interne simplifié d'un amplificateur opérationnel de base.

Paramètres d'ampli-op

Dans cette section nous définissons les paramètres importants de l'amplificateur opérationnel.

- Tension de décalage d'entrée
- Le courant de polarisation d'entrée
- L'impédance d'entrée
- L'impédance de sortie
- Le gain en tension en boucle ouverte.

Tension de décalage d'entrée

En général, la tension de sortie de l'étage d'entrée différentielle (figure 4.6) est exprimée par

$$V_{SOR} = I_{C2}R_C - I_{C1}R_C \tag{4.8}$$

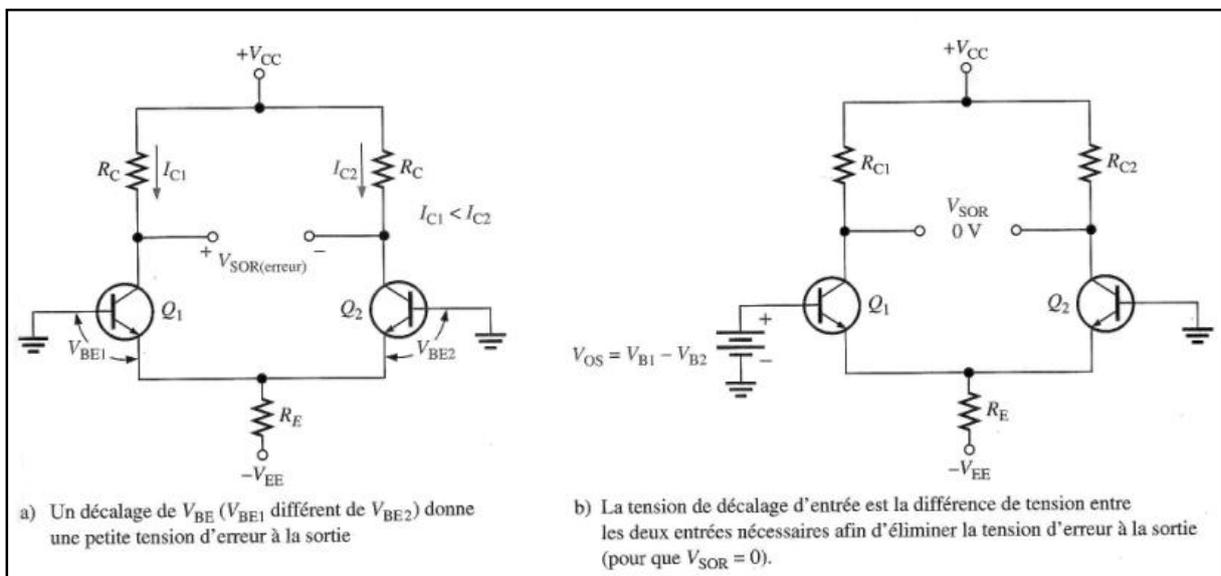


Figure 4.6 Illustration de la tension de décalage d'entrée.

Le courant de polarisation d'entrée

Les courants d'entrée sont les courants à la base. Le courant de polarisation d'entrée est le courant c.c. requis par les entrées de l'ampli-op pour faire fonctionner correctement le premier étage. Par définition, Le courant de polarisation d'entrée est la moyenne des deux courants d'entrée et se calcule ainsi :

$$I_{POL} = \frac{I_1 + I_2}{2} \tag{4.9}$$

Le concept pour le courant de polarisation est illustré par la figure 4.7

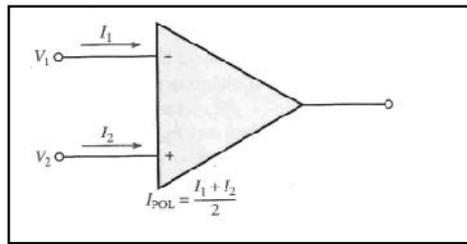


Figure 4.7 Le courant de polarisation d'entrée.

L'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée est exprimée de deux façons :

L'impédance d'entrée différentielle est la résistance totale entre les entrées avec et sans inversion (figure 4.8.a). L'impédance différentielle est mesurée en déterminant la variation du courant de polarisation pour une variation donnée de tension d'entrée différentielle.

L'impédance d'entrée en mode commun est la résistance entre les entrées et la masse, mesurée en déterminant la variation du courant de polarisation pour une variation donnée en tension d'entrée en mode commun (figure 4.8.b)

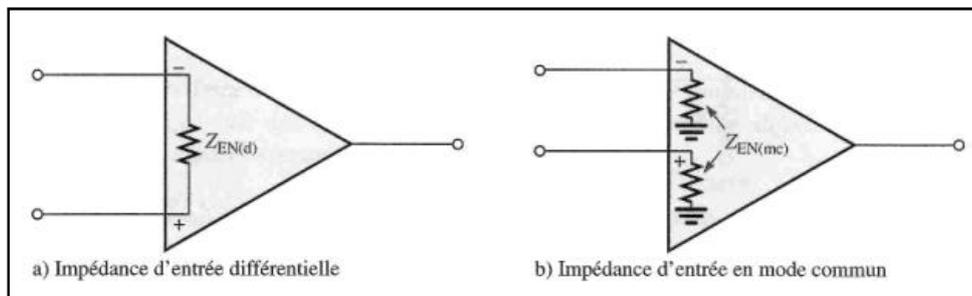


Figure 4.8 Impédance d'entrée de l'amplificateur opérationnel.

L'impédance de sortie

L'impédance de sortie est la résistance vue à partir de la borne de sortie de l'amplificateur opérationnel (figure 4.9).

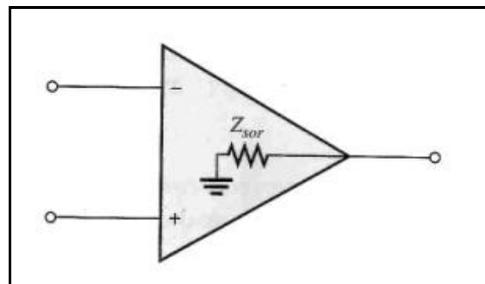


Figure 4.8 Impédance de sortie de l'amplificateur opérationnel.

Le gain en tension en boucle ouverte

Le gain en tension en boucle ouverte est le gain en tension interne de l'amplificateur opérationnel. Il représente le taux de variation de la tension de sortie en fonction de la tension à l'entrée lorsqu'aucuns composants externes ne sont reliés à l'amplificateur. Ce

gain dépend entièrement du design interne de l'amplificateur opérationnel. Le gain en tension en boucle ouverte peut se situer entre 50000 et 200000 et ne constitue pas un paramètre très bien contrôlé.

La plupart des amplis-op nécessitent une tension d'alimentation c.c. positive et une autre négative. Il y a trois configurations de base : inverseur, non inverseur et suiveur de tension. Toutes les configurations d'amplis-op utilisent la rétroaction négative. Tous les amplis-op pratiques possèdent de faibles courants de polarisation d'entrée et de faibles tensions de décalage d'entrée qui produisent de faibles tensions d'erreur de sortie. On peut compenser l'effet du courant de polarisation d'entrée à l'aide de résistances externes.

Chapitre 5: Oscillateurs sinusoïdaux

5.1 Introduction

5.2 Systèmes boucles

5.3 Conditions d'oscillations

5.4 Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux

5.4.1 Oscillateur RC

5.4.2 Oscillateurs LC

5.4.2.1 Oscillateur Colpitts

5.4.2.2 Oscillateur Hartley

5.4.2.3 Oscillateur Clapp

5.4.3 Oscillateurs Quartz.

5.1 Introduction [1]

Un oscillateur est un circuit qui produit une forme d'onde répétitive à sa sortie avec seulement une tension d'alimentation c.c. à l'entrée. Il n'a donc pas besoin de signal répétitif à l'entrée. La tension de sortie peut être sinusoïdale ou non sinusoïdale, dépendant du type d'oscillateur. Généralement, l'oscillateur fonctionne selon le principe de la rétroaction positive. Dans cette section, nous examinerons ce concept en analysant les conditions générales requises pour que l'oscillation se produise et en décrivant quelques circuits d'oscillateurs de base.

5.2 Systèmes boucles [1]

Principes de l'oscillateur

Le concept de base d'un oscillateur est illustré à la figure 5.1. Un oscillateur convertit essentiellement l'énergie électrique c.c. en énergie électrique c.a. Un oscillateur de base consiste en un amplificateur à transistor pour le gain (car il existe des oscillateurs à ampli-op) et un circuit de rétroaction positive qui produit un déphasage et fournit une atténuation, comme illustre la figure 4.2.

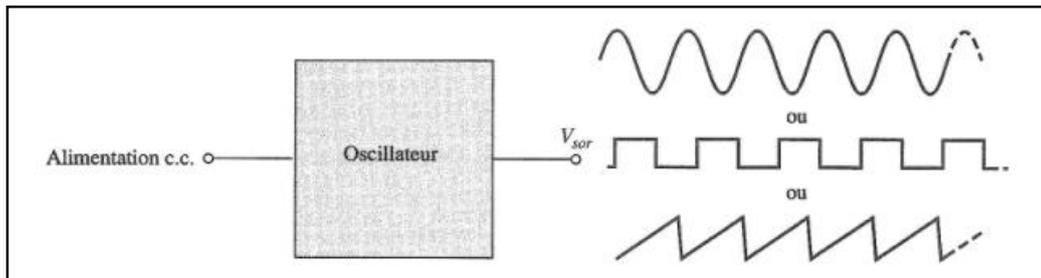


Figure 5.1 Principe de base de l'oscillateur illustrant trois types possibles de formes d'onde à la sortie.

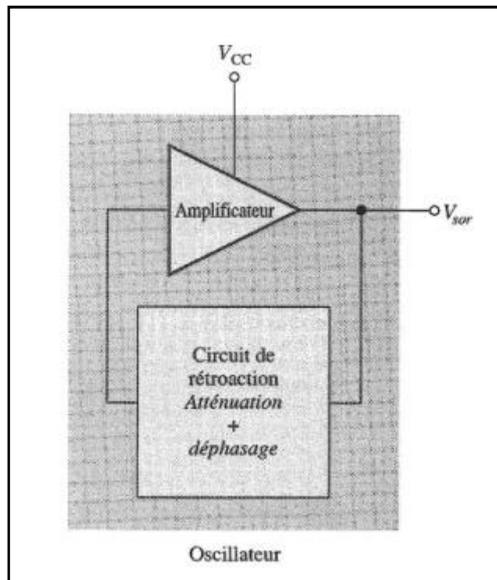


Figure 5.2 Eléments de base d'un oscillateur.

Rétroaction positive [1]

La rétroaction positive se caractérise lorsqu'une portion de la tension de sortie d'un amplificateur est redirigée vers l'entrée sans changement net de phase, produisant ainsi un renforcement du signal à la sortie. Cette idée de base est illustrée à la figure 5.3. la

tension de rétroaction en phase est amplifiée pour produire la tension de sortie, qui à son tour produit la tension de rétroaction. En fait, une boucle est créée dans laquelle le signal se soutient lui-même pour produire une onde de sortie sinusoïdale. Ce phénomène est appelé oscillation.

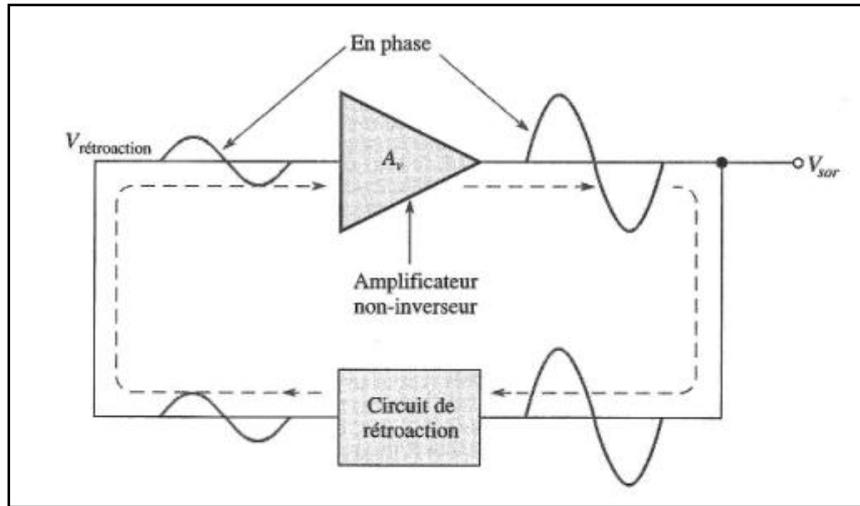


Figure 5.3 La rétroaction positive produit l'oscillation.

5.3 Conditions d'oscillations [1]

Deux conditions sont requises pour un état soutenu d'oscillation :

1. Le déphasage de la boucle de rétroaction doit être de 0° .
2. Le gain en tension de la boucle fermée de rétroaction doit être égal à 1.

Le gain en tension autour de la boucle fermée de réaction (A_{bf}) est le produit du gain de l'amplificateur (A_v) et l'atténuation (B) du circuit de réaction.

$$A_{bf} = A_v B \tag{5.1}$$

Par exemple, si l'amplificateur possède un gain de 100, le circuit doit posséder une atténuation de 0.01 pour que le gain de la boucle soit égal à 1 ($A_v B = 100 \cdot 0.01 = 1$). Ces conditions pour l'oscillation sont illustrées à la figure 5.4.

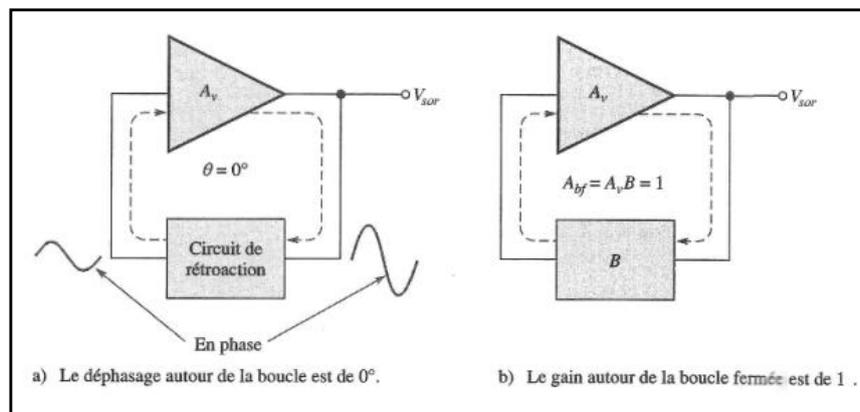


Figure 5.4 Conditions pour l'oscillation.

Conditions de démarrage

Examinons maintenant les exigences pour que l'oscillation s'engendre lorsque la tension d'alimentation est mise en marche.

Pour que l'oscillation soit maintenue en marche il faut que le gain soit égal à 1 (comme vous le savez). Pour qu'elle débute, le gain en tension autour de la boucle de rétroaction positive doit être supérieur à 1, afin que l'amplitude de la sortie puisse se développer à un niveau désiré. La figure 5.5 illustre les conditions pour le démarrage et le maintien de l'oscillation.

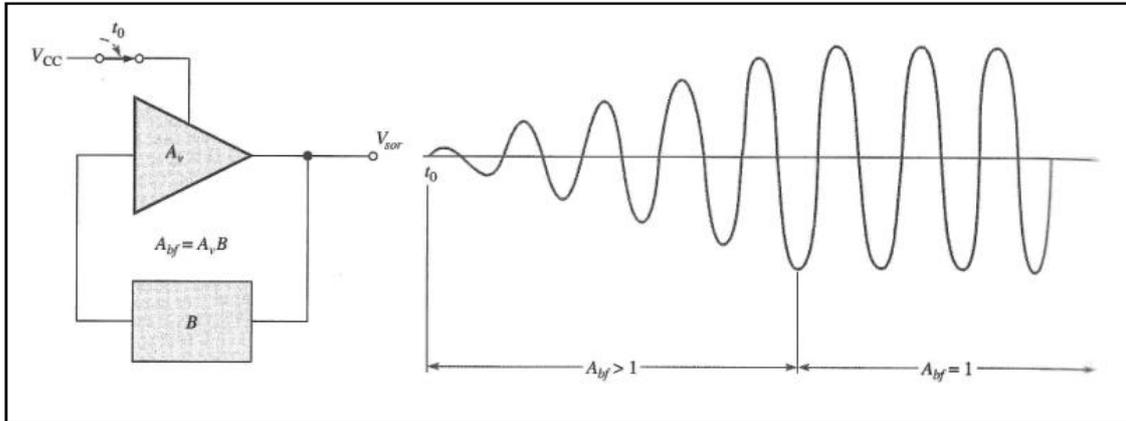


Figure 5.5 Conditions de démarrage.

Lorsque l'oscillation démarre au temps t_0 , la condition $A_{bf} > 1$ provoque le développement de l'amplitude de la tension de sortie sinusoïdale jusqu'à un niveau désiré, alors que A_{bf} diminue à 1 pour maintenir l'amplitude désirée.

Au départ, lorsque l'alimentation est appliquée, une faible tension de rétroaction positive se développe à partir des bruits produits par le changement de température des résistances et autres composants ou des réactions transitoires. Le circuit de rétroaction ne permet qu'une tension de fréquence égale à la fréquence d'oscillation sélectionnée pour apparaître en phase à l'entrée de l'amplificateur. Cette tension de réaction initiale est amplifiée et renforcée continuellement, afin de provoquer le développement de la tension de sortie tel que nous l'avons décrit précédemment.

5.4 Différents types d'oscillateurs sinusoïdaux [1]

5.4.1 Oscillateur RC

L'oscillateur RC de base illustré à la figure 5.6 utilise un circuit RC comme circuit de réaction. Dans ce cas, trois réseaux de décalages RC possèdent un déphasage total de 180° . Le transistor à émetteur commun contribue pour un autre déphasage de 180° . Le déphasage total à travers l'amplificateur et le circuit de rétroaction est donc de 360° , ou encore de 0° (pas de déphasage). L'atténuation du circuit RC et le gain de l'amplificateur doivent être calibrés pour que le gain total autour de la boucle de réaction soit unitaire à la fréquence d'oscillation. Ce circuit produira une onde de sortie sinusoïdale continue.

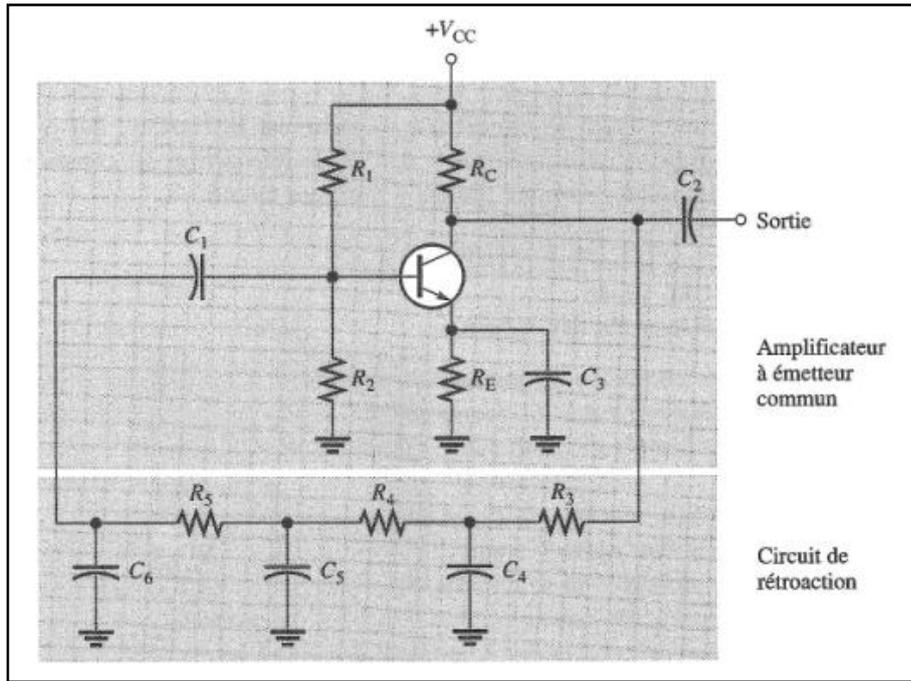


Figure 5.6 Oscillateur RC de base.

5.4.2 Oscillateurs LC

5.4.2.1 Oscillateur Colpitts

C'est un type d'oscillateur à résonance. Appelé ainsi en l'honneur du nom de son inventeur (figure 5.7). Ce type d'oscillateur utilise un circuit LC dans la boucle de rétroaction pour fournir le déphasage nécessaire et agir comme un filtre pour ne laisser passer que la fréquence spécifiée d'oscillation. La fréquence approximative d'oscillation est établie par les valeurs C_1 et C_2 et de L , selon la formule :

$$f_r \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_T}} \quad (5.2)$$

Puisqu'en réalité les condensateurs apparaissent en série autour du circuit résonant, la capacité totale est :

$$C_T = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (5.3)$$

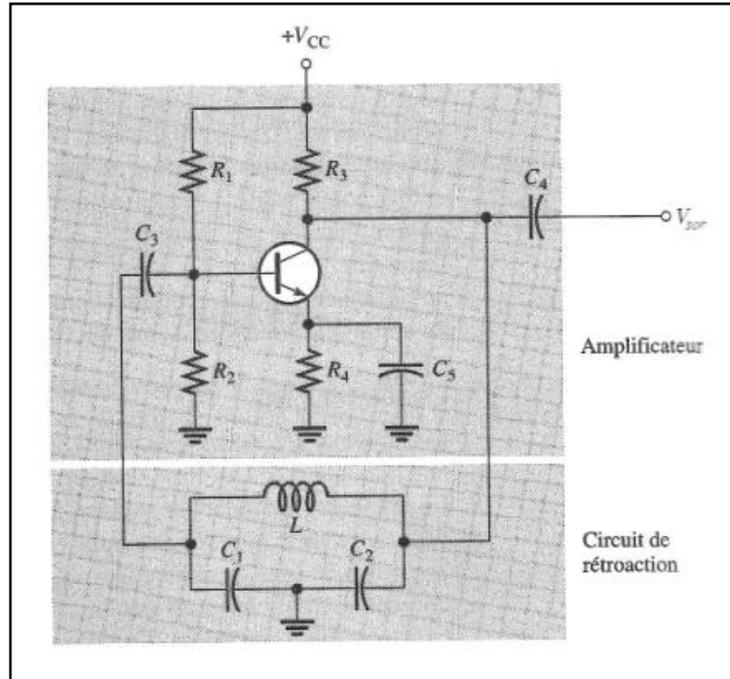


Figure 5.7 Oscillateur Colpitts de base.

5.4.2.2 Oscillateur Hartley

Cet oscillateur est semblable à l'oscillateur Colpitts à l'exception que le circuit de rétroaction est constitué de deux bobines et d'un condensateur, comme illustré à la figure 5.8.

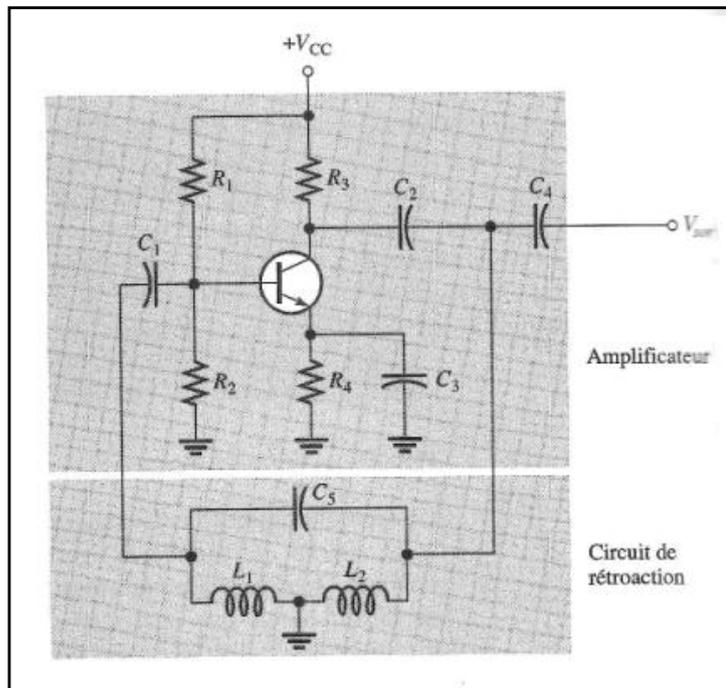


Figure 5.8 Oscillateur Hartley de base.

La fréquence d'oscillation est établie par les valeurs L_1 et L_2 et de C_5 , selon la formule :

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_T C_5}} \quad (5.4)$$

L'inductance totale est la combinaison série de L_1 et L_2 :

$$L_T = L_1 + L_2 \quad (5.5)$$

5.4.2.3 Oscillateur Clapp

L'oscillateur Clapp est similaire au Colpitts à l'exception qu'il est muni d'un condensateur additionnel en série avec la bobine, comme l'illustre la figure 5.9. Les condensateurs C_1 et C_2 peuvent être sélectionnés pour une réaction optimale, tandis que la valeur de C_3 peut être ajustée afin d'obtenir la fréquence d'oscillation désirée. Egalement, un condensateur possédant un coefficient de température négatif peut être choisi en C_3 pour stabiliser la fréquence d'oscillation lorsqu'il y a des variations de température.

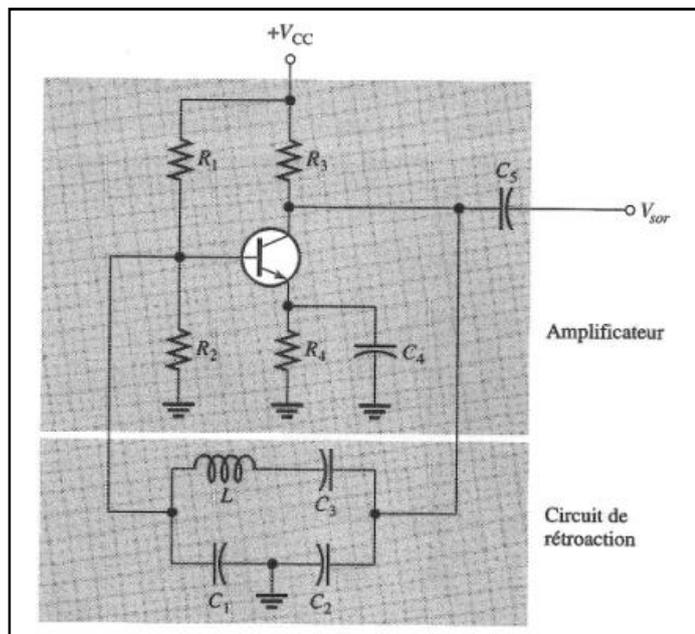


Figure 5.9 Oscillateur Clapp de base.

5.4.3 Oscillateurs Quartz.

Un oscillateur à cristal est essentiellement un oscillateur à circuit accordé qui utilise un cristal de Quartz comme circuit résonnant. D'autres types de cristaux peuvent être utilisés, mais le Quartz est le plus couramment utilisé. Les oscillateurs à cristal offrent une plus grande stabilité de la fréquence que les autres types (figure 5.10).

Le Quartz est une substance que l'on retrouve dans la nature et qui possède une propriété appelée l'effet piézo-électrique. Lorsqu'une tension c.a. est appliquée à travers le cristal, il se met à vibrer à la fréquence de la tension appliquée.

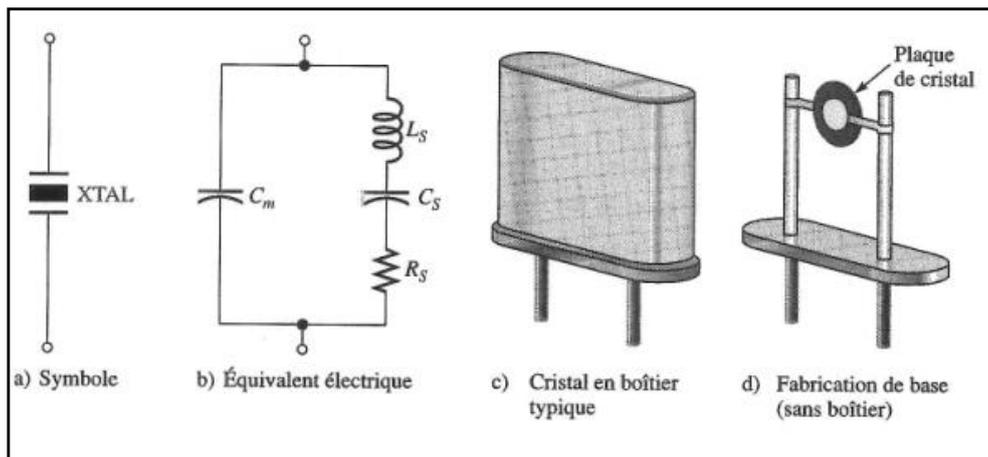


Figure 5.10 Cristal de Quartz.

Dans le cristal, la résonance série se produit lorsque les réactances dans la branche série sont égales. La résonance parallèle se produit à une fréquence plus élevée lorsque la réactance de L_s devient égale à la réactance de C_m . L'impédance du cristal est minimale lors de la résonance série, ce qui fournit une rétroaction maximale (figure 5.11.a).

Le condensateur C_c est un condensateur d'accord du cristal utilisé pour ajuster à fréquence avec précision. Une configuration Colpitts modifiée, illustrée à la figure 5.11.b, utilise le cristal en mode de résonance parallèle. L'impédance du cristal est maximale lors de la résonance parallèle, pour fournir la tension maximale aux bornes de C_1 et de C_2 . La tension aux bornes de C_2 est redirigée à l'entrée.

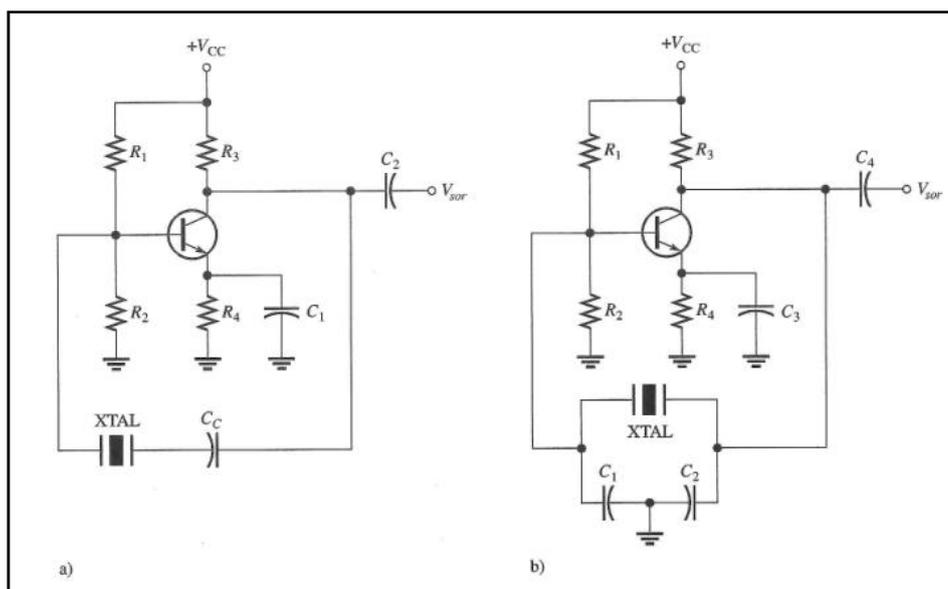


Figure 5.11 Oscillateur à Cristal de base.

Les oscillateurs sont des circuits produisant un signal de sortie sans signal d'entrée. Ils sont utilisés dans toutes sortes d'applications. Différents types d'oscillateurs produisent différents types de sortie, incluant les ondes sinusoïdales, rectangulaires, triangulaires et en dents de scie.

Les oscillateurs sont largement utilisés dans la plupart des systèmes de communication et dans les systèmes numériques, tels que les ordinateurs, pour générer les fréquences requises et les signaux de synchronisation. On les retrouve aussi dans plusieurs types d'instruments de vérification, tels que ceux utilisés dans les laboratoires.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Thomas L. Floyd: "Fondements d'électronique: circuits, composants et applications". Prentice-Hall inc, CANADA. 4th Edition, 1998.
- [2] Albert Paul Malvino: "Principes d'électronique". EDISCIENCE international, Paris, FRANCE. 3^e Edition, 1993.
- [3] Thomas L. Floyd: 'Electronique: composants et systèmes d'application'. Reynald Goulet inc, CANADA. 5th Edition, 2000.
- [4] Benayad A & Guendouz D: "Électronique Générale". Office des publications universitaires, ALGERIE. Edition :2.07.4660, 2006.
- [5] Mazouz.N: "Cours Découverte génie électrique". Polycopié, e-learning/usto-dz., 2016.

ANNEXE

L'équation de Shockley pour la jonction PN de la base vers l'émetteur est

$$I_E = I_{AR}(e^{VQ/kT} - 1)$$

où I_E = courant avant total traversant la jonction base-émetteur

I_{AR} = courant inverse de saturation

V = tension entre les extrémités de la couche d'appauvrissement

Q = charge d'un électron

k = nombre connu sous le nom de constante de Boltzmann

T = température absolue

À la température ambiante, $Q/kT \cong 40$, donc

$$I_E = I_{AR}(e^{40V} - 1)$$

En différenciant les termes

$$\frac{dI_E}{dV} = 40I_{AR}e^{40V}$$

Puisque $I_{AR}e^{40V} = I_E + I_{AR}$,

$$\frac{dI_E}{dV} = 40(I_E + I_{AR})$$

En supposant que $I_{AR} \ll I_E$,

$$\frac{dI_E}{dV} \cong 40I_E$$

La résistance c.a. r'_e de la jonction base-émetteur peut s'exprimer par l'expression dV/dI_E .

$$r'_e = \frac{dV}{dI_E} \cong \frac{1}{40I_E} \cong \frac{25 \text{ mV}}{I_E}$$

UEF 2.2.1 Matière : Electronique fondamentale 2**Objectifs de l'enseignement:**

Découvrir les fonctions électroniques de base, comprendre leurs principes de fonctionnement, apprendre à les modéliser, être en mesure de les identifier dans un schéma électronique complexe.

Contenu de la matière :**Chapitre 1 : Transistors à effet de champ**

Description, Effet de champ (JFET/MOSFET), Principe de fonctionnement, Polarisation, Régimes de fonctionnement, Réseaux de caractéristiques, Point de repos, Droite de charge statique, Amplificateurs a source commune, a drain commun et a grille commune.

Chapitre 2 : Amplificateurs de puissance

Définitions, Droite de charge dynamique, Dynamique du signal de sortie, Rendement, Les amplificateurs de puissance classe A, Les amplificateurs de puissance classe B, Les Amplificateurs Push-Pull, Les amplificateurs de puissance classe C.

Chapitre 3 : Contre réaction (CR)

Propriétés de la contre réaction, Classification des montages a CR, CR série-série, CR parallèle-parallèle, CR parallèle-série, CR série-parallèle.

Chapitre 4 : Amplificateurs différentiels

Définition, Exemple d'amplificateur différentiel, Tensions et gains des modes commun et différentiel, Amplificateur différentiel a transistors bipolaires, schéma de principe.

Chapitre 5: Oscillateurs sinusoïdaux

Introduction, Systèmes boucles, Conditions d'oscillations, stabilité de fréquence, stabilité d'amplitude, et critères de stabilité. Différents types d'oscillateurs sinusoidaux : Oscillateurs harmoniques, Oscillateurs RC, Oscillateurs LC et a quartz.

Mode d'évaluation :

Contrôle continu : 40 % ; Examen final : 60 %.

Référence:

- 1- A.P. Malvino ; Principe d'électronique ; Ediscience.
- 2- J. Millman ; Micro-électronique ; Ediscience.
- 3- M. Dubois ; Composants électroniques de base ; Université Laval, 2006.
- 4- M. Girard ; Composants actifs discrets. Tome2 : Transistors a effet de champ ; Ediscience.
- 5- Ch. Gentili ; Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes ; Masson.
- 6- F. Milsant ; Problèmes d'électroniques ; Chihab-Eyrolles ; 1994