

LE TRANSISTOR

AMPLIFICATION BASSES FREQUENCES

REGIME LINEAIRE (PETITS SIGNAUX)

I Transistor Bipolaire

I.1 Introduction

Dans le domaine de l'électronique, la fréquence est l'un des paramètres les plus importants. Dans la conception des circuits on doit toujours prendre en considération ce paramètre. Les composants électroniques sont caractérisés en général par leurs valeurs, leurs puissances, la gamme de températures de travail et surtout par la bande de fréquences d'utilisation. C'est pour cette raison que le domaine fréquentiel est réparti sur des bandes comme il est montré sur le tableau I.

Fréquences	Gammes de fréquences	Ondes
Très Basses Fréquences TBF (Very Low frequencies VLF)	<30KHz	Très longues
Basses Fréquences BF (Low Frequencies LF)	30KHz---300KHz	Longues
Fréquences Moyennes FM (Medium Frequencies MF)	300KHz—3MHz	Moyennes
Hautes Fréquences HF (High Frequencies HF)	3MHz—30MHZ	Courtes
Très Hautes Fréquences THF (Very High Frequencies VHF)	30MHz—300MHz	Très courtes
Ultra Hautes Fréquences UHF (Ultra High Frequencies UHF)	300MHz—3GHz	Très très courtes
Hyper Fréquences	>3GHz	Micro ondes

Tableau I - Gammes de fréquences

Nous limitons l'application dans ce cas à des petits signaux pour que le circuit en question travaille en mode linéaire. Dans le cas du régime linéaire, l'étude d'un circuit amplificateur devient très simple par l'application du théorème de superposition. Ainsi, l'étude sera séparée en une étude statique et en une étude dynamique.

Etude statique = polarisation du transistor; droite de charge statique et calcul du point de fonctionnement.

Etude dynamique = Calcul du gain en tension, gain en courant, impédance d'entrée, impédance de sortie...

I.2 Schéma équivalent d'un transistor en alternatif.

Prenons comme exemple le montage émetteur commun tel qu'il est présenté sur la figure 1.

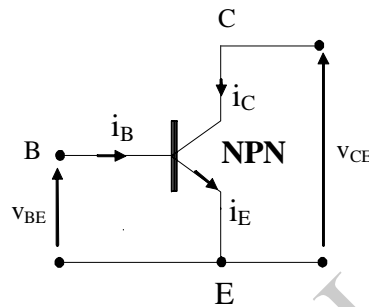


Fig.1 Transistor en émetteur commun

Les grandeurs électriques (tension et courant) se trouvant au niveau des différentes bornes du transistor sont en réalité composées de deux composantes. Une composante continue due au circuit de polarisation et une composante alternative due au signal utile. Donc nous pouvons représenter ces différentes grandeurs électriques comme:

$$V_{BE} = v_{be} + V_{BE} \quad \text{tension entre base et émetteur}$$

$$i_B = i_b + I_B \quad \text{courant de base}$$

$$V_{CE} = v_{ce} + V_{CE} \quad \text{tension entre collecteur et émetteur}$$

$$i_C = i_c + I_C \quad \text{courant du collecteur}$$

Avec V_{BE} , I_B , V_{CE} et I_C les composantes continues

v_{be} , i_b , v_{ce} et i_c les composantes alternatives

Nous avons aussi une dépendance entre ces grandeurs électriques qui peut être donnée par:

$$V_{BE} = f(i_B, V_{CE})$$

$$i_C = g(i_B, V_{CE})$$

Par différenciation de ces deux grandeurs nous obtenons:

$$\Delta V_{BE} = \frac{\partial f}{\partial i_B} \Delta i_B + \frac{\partial f}{\partial V_{CE}} \Delta V_{CE} \quad (1)$$

$$\Delta i_C = \frac{\partial g}{\partial i_B} \Delta i_B + \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} \Delta v_{CE} \quad (2)$$

Sachant que

$$\Delta v_{BE} = v_{be} \quad \Delta i_B = i_b$$

$$\Delta v_{CE} = v_{ce} \quad \Delta i_C = i_c$$

Alors les équations deviennent

$$v_{be} = \frac{\partial f}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} v_{ce} \quad (3)$$

$$i_c = \frac{\partial g}{\partial i_B} i_b + \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} v_{ce} \quad (4)$$

Par analogie avec l'étude des quadripôles les vecteurs $\begin{bmatrix} v_{be} \\ i_c \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} i_b \\ v_{ce} \end{bmatrix}$ sont liés entre

eux par une matrice H telle que:

$$v_{be} = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce} \quad (5)$$

$$i_c = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce} \quad (6)$$

Avec

$$h_{11} = \frac{\partial f}{\partial i_B} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=cte} \quad h_{12} = \frac{\partial f}{\partial v_{CE}} = \left. \frac{\Delta v_{BE}}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_b=cte}$$

$$h_{21} = \frac{\partial g}{\partial i_B} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \right|_{v_{CE}=cte} \quad h_{22} = \frac{\partial g}{\partial v_{CE}} = \left. \frac{\Delta i_C}{\Delta v_{CE}} \right|_{i_b=cte}$$

Du système d'équation donné par les d'équations (4) et (5), nous pouvons déduire le schéma équivalent d'un transistor pour les petits signaux en étudiant les caractéristiques d'entrée et de sortie:

Caractéristiques d'entrée

De l'équation -5- on déduit que l'entrée est équivalente à un circuit à une seule maille avec i_b comme courant de maille, résistance de maille h_{11} alors que $h_{12}v_{ce}$ est une source de tension contrôlée; h_{12} représente le coefficient de réaction interne du transistor ($h_{12} \approx 0$). Par conséquent, entre base et émetteur le transistor peut être vu comme le circuit de la figure 2.

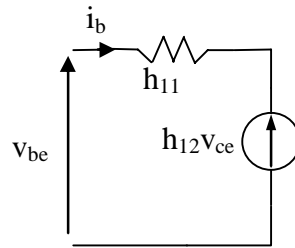


Fig. 2 Circuit équivalent vu de l'entrée

Caractéristiques de sortie

De l'équation -6- on déduit que la sortie est équivalente à un circuit à un seul nœud avec deux branches ayant i_c comme courant total, h_{22}^{-1} résistance d'une branche aux bornes de laquelle on a la tension v_{ce} alors que la deuxième branche est une source contrôlée de courant dont le courant électromoteur est donné par $h_{21}i_b$; h_{21} représente le gain en courant du transistor en émetteur commun (h_{21} est généralement très grand). Par conséquent, entre collecteur et émetteur le transistor peut être vu comme le circuit de la figure 3.

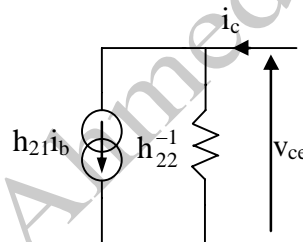


Fig. 3 circuit équivalent vu de la sortie

Ainsi l'association des deux caractéristiques (entrée et sortie) nous donne le schéma global suivant la figure 4.

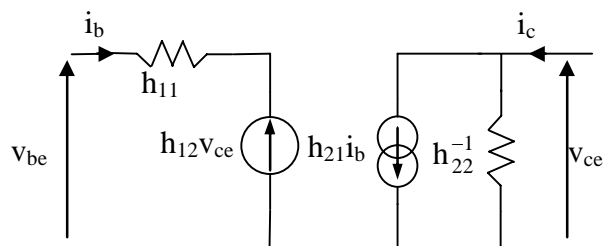


Fig. 4 Schéma équivalent en alternatif d'un transistor en régime de petits signaux (Régime linéaire)

Le coefficient h_{12} est généralement pris comme nul pour ses très petites valeurs ce qui simplifie considérablement le circuit équivalent du transistor en régime linéaire, le circuit de la figure 4 sera remplacé dans ce cas par le circuit de la figure 5.

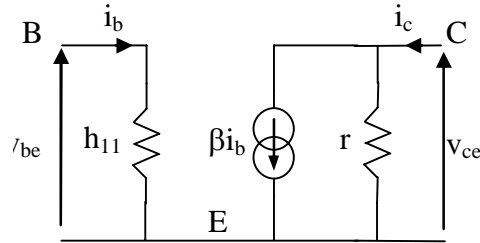


Fig. 5 Schéma équivalent d'un transistor avec $h_{12}=0$ et $r=1/h_{22}$

I.3 Différents montages de bases d'un transistor bipolaire

I.3.1 Emetteur commun avec R_E découplée

Prenons comme circuit un montage émetteur commun avec R_E découplée; R_E intervient en statique mais pas en dynamique où elle est court-circuitée par la capacité C_E dont l'impédance à la fréquence de travail est considérée comme nulle.

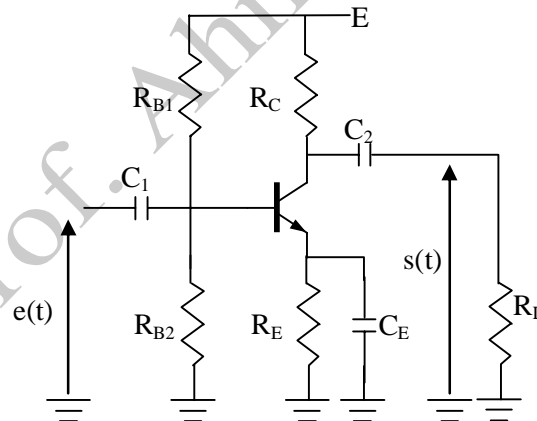


Fig. 6 schéma d'un étage émetteur commun

La figure 6 montre le schéma d'un amplificateur basses fréquences à un étage chargé par une résistance R_L .

Il est primordial de déterminer la plage de variation maximale de la sortie durant l'étape de conception d'un amplificateur afin d'éviter le problème de distorsion. Par conséquent, le tracé de la droite de charge dynamique est essentiel. La droite de charge est le lieu de variation du signal de sortie autour du point de fonctionnement, et elle est définie par la relation linéaire $i_c=f(v_{ce})$.

Prenons le cas de l'amplificateur de la figure 6 dont la sortie en alternatif seul ($E=0$) nous donne la figure 7 où :

$$R_B = R_{B1} // R_{B2}$$

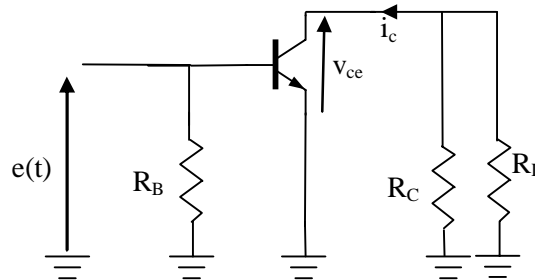


Fig. 7 Schéma équivalent en alternatif du montage 6 pour déterminer la droite de charge dynamique

Nous supposons que l'étude statique est déjà faite, la droite de charge statique du circuit concerné est donnée par

$$I_C = -\frac{V_{CE}}{R_C + R_E} + \frac{E}{R_C + R_E} \quad (7)$$

Le point de fonctionnement calculé en statique est donné par $Q(I_0, V_0)$. Passons dans ce cas au tracé de la droite de charge dynamique dont l'équation est:

$$i_c = -\frac{v_{ce}}{R_C // R_L} \quad (8)$$

C'est l'équation d'une droite qui passe par l'origine qui est ici le point de fonctionnement $Q(V_0, I_0)$. Pour tracer les deux droites de charge statique et dynamique dans le même plan et par rapport à l'origine 0; faisons apparaître les translations I_0 et V_0 dans l'équation..

$$i_c - I_0 = -\frac{v_{CE} - V_0}{R_C // R_L}$$

$$i_c = -\frac{v_{CE}}{R_C // R_L} + \frac{V_0}{R_C // R_L} + I_0 \quad (9)$$

C'est une droite qui passe par le point de fonctionnement. Ce point de fonctionnement déterminé en statique, définit le point d'intersection des deux droites de charge statique et dynamique dont leurs tracés pour le circuit de la figure 7 sont donnés dans la figure 8.

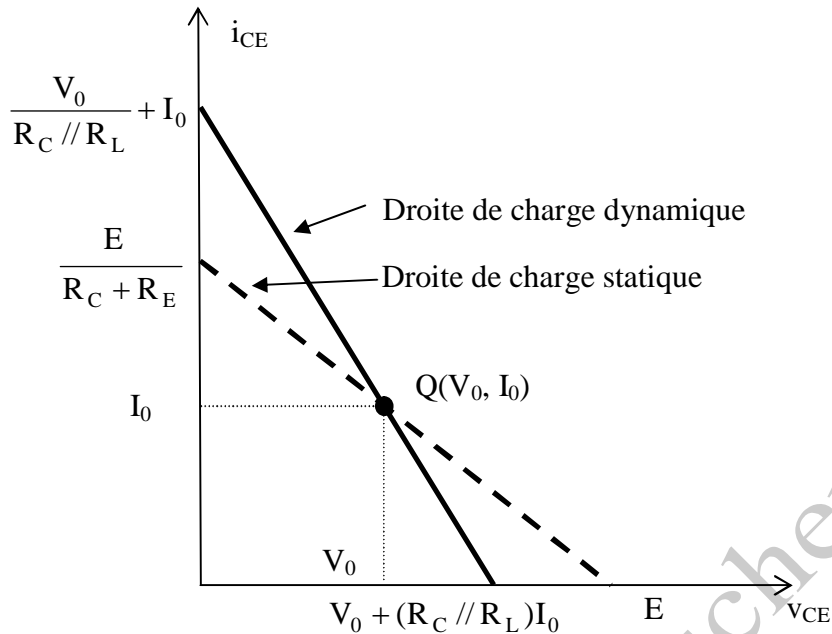


Fig. 8 Le tracé des droites de charge statique et dynamique

Comme nous pouvons le constater, la charge intervient dans l'étude dynamique chose qui ne se fait pas lors de l'étude statique dans le cas d'un couplage capacitif.

Avant de déterminer ces caractéristiques il faut d'abord remplacer la transistor par son schéma équivalent en alternatif (on court-circuite la source de tension continue ($E=0$) et on laisse l'excitation alternative $e(t)$) tel qu'il est montré sur la figure 9.

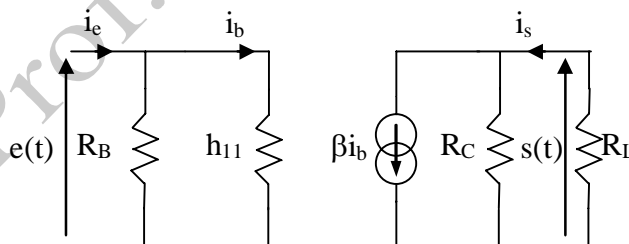


Fig. 9 Schéma équivalent pour les petits signaux du circuit 6

Les condensateurs de liaison (tels que C_1 et C_2) et de découplage (tel que C_E) sont calculés de façon à ce que leurs impédances sont négligeables à la fréquence minimale de travail. Par conséquent, tous les condensateurs seront remplacés, en alternatifs, par des courts-circuits.

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donnée par :

$$A_V = \frac{s}{e}$$

$$s = -(R_C // R_L) \cdot \beta i_b$$

$$e = h_{11} i_b$$

Plus exactement on trouve :

$$A_V = -\frac{\beta(R_C // R_L)}{h_{11}} \quad (10)$$

- **Gain en courant**

Le gain en courant est donnée par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b$$

$$i_e = \frac{R_B + h_{11}}{R_B} i_b$$

$$A_i = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + h_{11}} \quad (11)$$

- **Impédance d'entrée**

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_i = \frac{e}{i_e} \quad (12)$$

$$i_e = \frac{e}{R_B} + \frac{e}{h_{11}}$$

$$Z_e = R_B // h_{11} = \frac{R_B h_{11}}{R_B + h_{11}} \quad (13)$$

- **Impédance de sortie**

C'est le rapport entre la tension de sortie et le courant de sortie avec l'entrée court-circuitée. C'est ce qui est traduit par l'équation ci-dessous:

$$Z_s = \left. \frac{s(t)}{i_s} \right|_{e=0}$$

Portons la condition $e(t)=0$ dans le circuit et débranchons la charge du circuit car c'est cette dernière qui voit son circuit d'attaque comme étant une source de tension d'impédance Z_S , dans le cas du théorème de Thévenin ou une source de courant d'impédance Z_S , dans le cas du générateur de Norton.

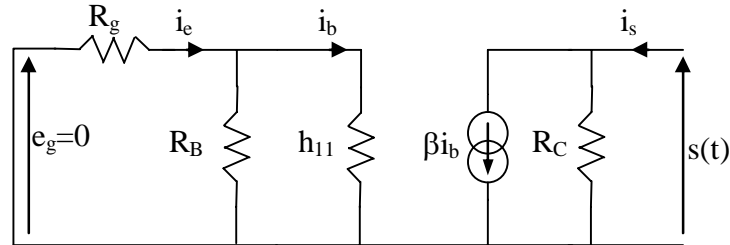


Fig. 10 schéma de la figure 9 avec $e(t)=0$

En appliquant la loi des mailles du côté de l'entrée pour le circuit de la figure 10 on trouve :

$$i_b=0$$

Du côté de la sortie du même circuit, en appliquant la loi des nœuds :

$$i_s = \frac{s(t)}{R_C} + \beta i_b \text{ comme } i_b = 0 \text{ on a } i_s = \frac{s(t)}{R_C}$$

Donc

$$Z_S = R_C \tag{14}$$

I.3.2 Emetteur commun avec R_E non découplée

Reprenons le même circuit que celui donné par la figure 6 avec cette fois la capacité C_E de découplage est omise. Le circuit ainsi obtenu est représenté sur la figure 11.

Pour l'étude dynamique et appliquant le théorème de superposition (seule $e(t)$ est appliquée \Rightarrow imposons 0 à E). Le circuit équivalent en dynamique du montage de la figure 11 devient celui de la figure 12.

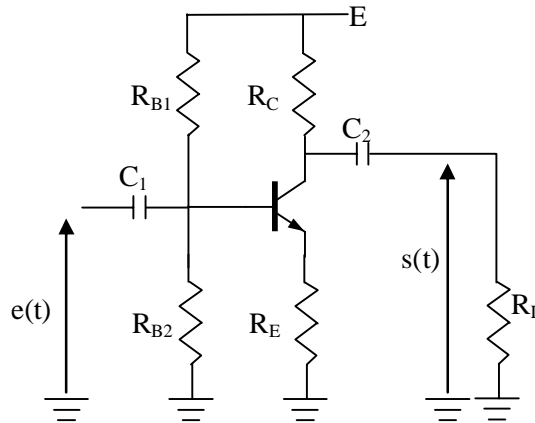


Fig. 11 Montage émetteur commun avec R_E
non découplée

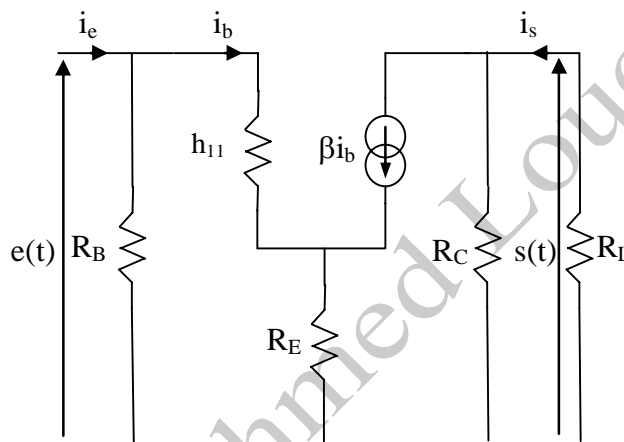


Fig. 12 Schéma équivalent pour les petits
signaux du circuit 11

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donnée par :

$$A_V = \frac{s}{e}$$

$$s = -(R_C // R_L) \beta i_b$$

$$e = h_{11} i_b + (\beta + 1) i_b R_E = (h_{11} + (\beta + 1) R_E) i_b$$

$$A_V = - \frac{\beta \cdot (R_C // R_L)}{(h_{11} + (\beta + 1) R_E)} \quad (15)$$

Sachant que du fait que β est très grand, on peut approximer l'expression (15) par celle donnée ci-dessous, en négligeant h_{11} devant $(\beta + 1) R_E$.

$$A_V = - \frac{(R_C // R_L)}{R_E}$$

- **Gain en courant**

Le gain en courant est donnée par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b$$

$$i_e = \frac{R_B + (h_{11} + (\beta + 1)R_E)}{R_B} i_b$$

$$A_i = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L} \times \frac{R_B}{R_B + (h_{11} + (\beta + 1)R_E)} \quad (16)$$

- **Impédance d'entrée**

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_i = \frac{e}{i_e}$$

$$i_e = \frac{e}{R_B} + \frac{e}{h_{11} + (\beta + 1)R_E}$$

$$Z_e = R_B // (h_{11} + (\beta + 1)R_E) = \frac{R_B (h_{11} + (\beta + 1)R_E)}{R_B + h_{11} + (\beta + 1)R_E} \quad (17)$$

- **Impédance de sortie**

C'est le rapport entre la tension de sortie lorsque l'entrée est en court circuit au courant de sortie lorsque la sortie est en circuit ouvert :

$$Z_s = \left. \frac{s(t)}{i_s} \right|_{e=0}$$

En appliquant la loi des mailles du côté de l'entrée pour le circuit de la figure 10 on trouve :

$$i_b = 0$$

Du côté sortie du même circuit, en appliquant la loi des nœuds:

$$i_s = \frac{s(t)}{R_C} + \beta i_b \quad \text{comme } i_b = 0 \text{ on a } i_s = \frac{s(t)}{R_C}$$

Donc

$$Z_s = R_C$$

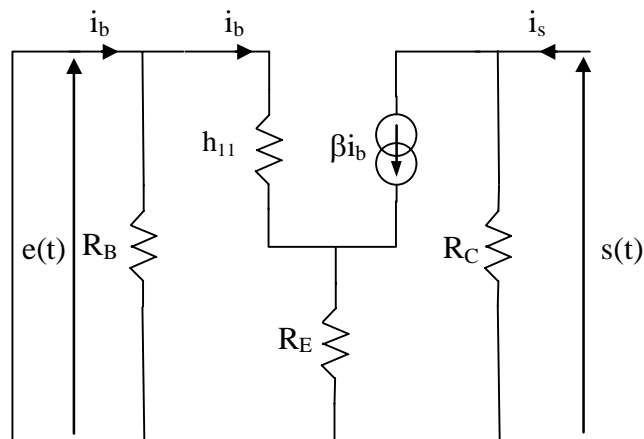


Fig.13 Schéma de la figure 12 avec $e(t)=0$

I.3.3 Collecteur commun

Comme on peut le remarquer le type du montage peut être toujours déterminé en considérant l'alternatif. Nous devons tout d'abord déterminer les bornes où l'excitation est appliquée, du côté de l'entrée, et où le signal de sortie est prélevé. La borne qui reste alors définit la borne commune du montage.

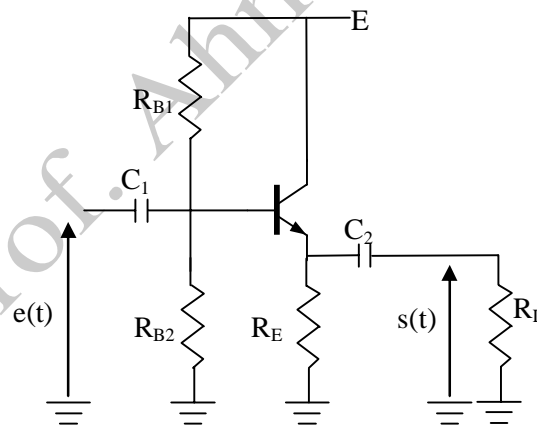


Fig. 14 Montage collecteur commun

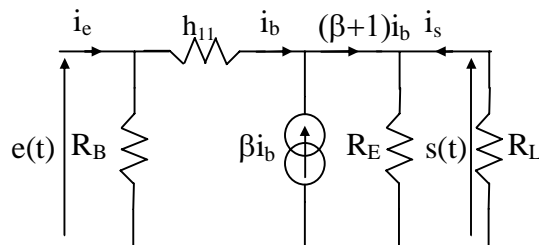


Fig. 15 Schéma équivalent pour les petits signaux du circuit 14

Dans le cas du montage de la figure 14, l'entrée est appliquée au niveau de la base B, la sortie est prélevée au niveau de l'émetteur E, donc le montage est un Collecteur Commun.

- **Gain en tension**

Le gain en tension est donnée par :

$$A_v = \frac{s}{e}$$

$$s = (R_E // R_L)(\beta + 1)i_b$$

$$e = h_{11}i_b + (R_E // R_L)(\beta + 1)i_b$$

$$A_v = \frac{R_E // R_L (\beta + 1)}{h_{11} + (\beta + 1) R_E // R_L} \approx 1$$

- **Gain en courant**

Le gain en courant est donné par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

En appliquant le diviseur de courant, à la sortie on tire i_s comme:

$$i_s = -\frac{R_E}{R_E + R_L}(\beta + 1)i_b$$

A l'entrée on a:

$$i_e = i + i_b = \frac{e(t)}{R_B} + \frac{e(t)}{h_{11} + (\beta + 1)(R_E // R_L)} \quad (18)$$

De cette équation on peut voir que le courant i_e se divise en deux courants suivant deux branches de résistances respectivement R_B et $h_{11} + (\beta + 1)R_E // R_L$.

Appliquant alors le diviseur de courant:

$$i_e = \frac{R_B + h_{11} + (\beta + 1)(R_E // R_L)}{R_B} i_b$$

$$A_i = -\frac{R_E(\beta + 1)}{R_E + R_L} \times \frac{R_B}{R_B + h_{11} + (\beta + 1)(R_E // R_L)} \quad (19)$$

- **Impédance d'entrée**

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_e = \frac{e(t)}{i_e}$$

De l'équation -18-, en divisant à gauche et à droite par $e(t)$ on tire l'expression de Z_e comme étant:

$$Z_e = R_B // (h_{11} + (\beta + 1)(R_E // R_L)) \quad (20)$$

- **Impédance de sortie**

C'est le rapport entre la tension de sortie lorsque l'entrée est en court-circuit au courant de sortie lorsque la sortie est en circuit ouvert. L'impédance de sortie Z_s , vue par la charge R_L avec la f.e.m du générateur d'attaque mise à zéro, est donnée par:

$$Z_s = \left. \frac{s(t)}{i_s} \right|_{e=0}$$

Avec ces conditions le circuit de la figure 15 sera remplacé par celui de la figure 16.

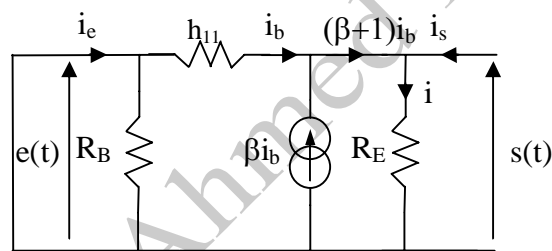


Fig. 16 Schéma de la figure 15 avec $e(t)=0$

Du circuit de la figure I-16 l'expression de i_s sera donnée par :

$$i_s = i - (\beta + 1)i_b = \frac{s(t)}{R_E} + (\beta + 1) \frac{s(t)}{h_{11}}$$

$$i_s = \frac{s(t)}{R_E} + \frac{s(t)}{\frac{h_{11}}{\beta + 1}} \Rightarrow Z_s = R_E // \left(\frac{h_{11}}{\beta + 1} \right) \quad (21)$$

Comme h_{11} représente la résistance dynamique d'une diode passante (résistance petite) et β le gain en courant statique (généralement très grand), l'impédance de sortie Z_s est dans la plupart des cas approximée par :

$$Z_s = \frac{h_{11}}{\beta + 1} \quad (22)$$

I.3.4 Base commune

Pour un montage Base Commune (BC), l'excitation se fait par l'émetteur et la sortie est prélevée au niveau du collecteur. Le circuit de la figure 17, montre le cas d'un montage Base Commune.

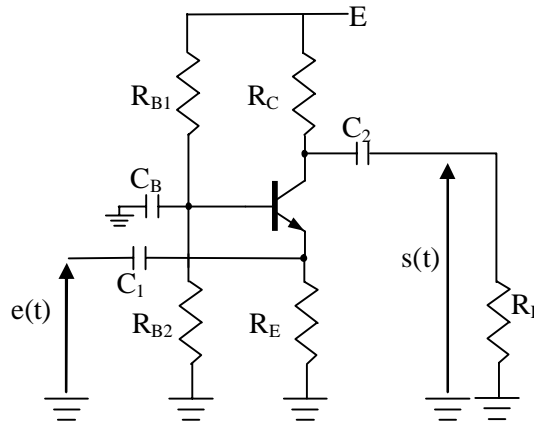


Fig. 17 Montage base commune

En alternatif, avec $E=0$, les condensateurs sont remplacés par des impédances nulles alors que le transistor, il est remplacé par son schéma équivalent. Le circuit obtenu est donné sur la figure 18.

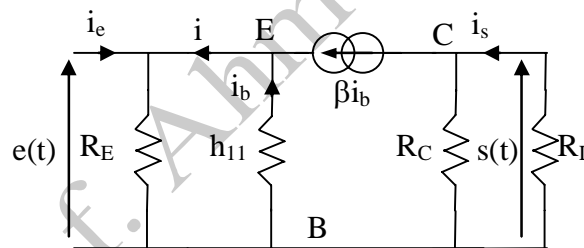


Fig.18 Schéma équivalent pour les petits signaux correspondant au circuit 17

- **Gain en tension**

$$A_V = \frac{s}{e}$$

$$e = -h_{11}i_b$$

$$s = -(R_C // R_L)\beta i_b$$

$$A_V = \beta \frac{R_C // R_L}{h_{11}} \quad (23)$$

- **Gain en courant**

Le gain en courant est donnée par :

$$A_i = \frac{i_s}{i_e}$$

$$i_s = \frac{R_C}{R_C + R_L} \beta i_b \quad (24)$$

$$i_e = \frac{e(t)}{R_E} - i \text{ avec } i = (\beta + 1)i_b \text{ et } i_b = -\frac{e(t)}{h_{11}}$$

en remplaçant i en fonction de i_b dans l'expression de i_e on obtient:

$$i_e = \frac{e(t)}{R_E} + \frac{e(t)}{\frac{h_{11}}{\beta + 1}} \quad (25)$$

de cette expression, on peut facilement voir que le courant i_e se divise sur deux résistances R_E et $\frac{h_{11}}{\beta + 1}$. Par conséquent, en appliquant le principe

du diviseur de courant on aura :

$$i_e = -\frac{R_E + \frac{h_{11}}{\beta + 1}}{R_E} i \text{ en remplaçant, dans cette expression, } i \text{ en fonction}$$

de i_b tout en sachant que $i = (\beta + 1)i_b$ on aura :

$$i_e = -\frac{(\beta + 1)R_E + h_{11}}{R_E} i_b$$

ce qui permet de tirer l'expression du gain en courant comme:

$$A_i = -\frac{\beta R_C}{R_C + R_L} \times \frac{R_E}{h_{11} + (\beta + 1)R_E} \quad (26)$$

- **Impédance d'entrée**

C'est le rapport entre la tension d'entrée et le courant d'entrée :

$$Z_e = \frac{e(t)}{i_e}$$

De l'équation -25-, en divisant à gauche et à droite par $e(t)$ on tire l'expression de Z_e comme étant:

$$Z_e = R_E // \frac{h_{11}}{\beta + 1} \square \frac{h_{11}}{\beta + 1} \quad (27)$$

• **Impédance de sortie**

C'est le rapport entre la tension de sortie lorsque l'entrée est en court circuit au courant de sortie lorsque la sortie est en circuit ouvert :

$$Z_s = \frac{s(t)}{i_s} \Big|_{e(t)=0}$$

Dans ce cas le circuit sera comme suit :

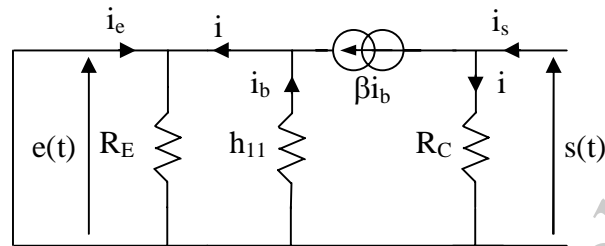


Fig. 19 Schéma de la figure 18 avec $e(t)=0$

$e(t)=0$ permet de voir que $i_b=0$.

$$i_s = i + \beta i_b = \frac{s(t)}{R_c}$$

$$Z_s = \frac{s(t)}{I_s} = R_c$$

I.4. Comparaison entre les trois montages possibles

Paramètres	Base commune	Emetteur commun	Collecteur commun
Z_e	petite	moyenne	grande
Z_s	moyenne	moyenne	petite
G_v	grand	grand	Unité (≈ 1)
G_i	Unité	grand	grand
G_p	moyen	grand	moyen
Sachant que $G_p = \frac{P_s}{P_e} = G_v \times G_i$			

Tableau 2: Caractéristiques des trois montages

II Transistor Unipolaire

II.1- Introduction

La structure du transistor unipolaire montre que, lors de sa polarisation dans la zone de saturation, le dipôle Grille-Source est une jonction polarisée en inverse. C'est pour cette raison que les équations qui régissent son fonctionnement sont : $i_G=0$ et $i_D= f(v_{GS}, v_{DS})$. En régime dynamique et pour les petits signaux, où le transistor est maintenu en fonctionnement linéaire, nous différencions les deux équations données précédemment tel que :

$$\begin{cases} \Delta i_G = 0 \\ \Delta i_D = \frac{\partial f}{\partial v_{GS}} \Delta v_{GS} + \frac{\partial f}{\partial v_{DS}} \Delta v_{DS} \end{cases} \quad (28)$$

En remplaçant les variations Δ par les valeurs des variables correspondantes en régime dynamique on obtient :

$$\begin{cases} i_g = 0 \\ i_d = g_m v_{gs} + \frac{1}{r} v_{ds} \end{cases} \quad (29)$$

Avec

$$g_m = \left. \frac{\partial f}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{DS}=0} \quad \text{et} \quad \frac{1}{r} = \left. \frac{\partial f}{\partial v_{DS}} \right|_{v_{GS}=0} \quad (30)$$

Où

g_m : est la pente ou transductance du transistor.

r : la résistance de sortie du transistor vu entre le drain D et la source S.

Des équations 29 et des définitions 30, le transistor peut être remplacé en régime linéaire par un quadripôle avec:

- l'entrée est ouverte ($i_g=0$)
- la sortie est un générateur de courant contrôlé par v_{gs} dont le coefficient de dépendance est la transductance g_m et dont la résistance de sortie est donnée par r . Le circuit donné sur la figure 20 montre le schéma équivalent d'un transistor à effet de champ pour les petits signaux.

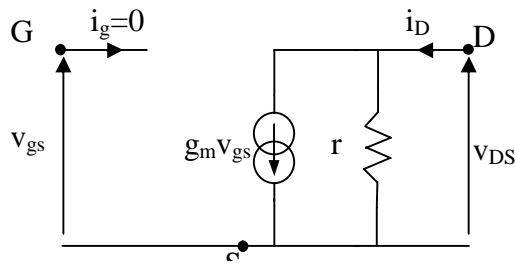


Fig. 20 Schéma équivalent d'un TEC (FET) pour les petits signaux

II.2- Différents montages à base du TEC (FET)

II.2.1 Source commune avec R_S découplée

Ce montage se comporte d'une façon équivalente à celle du montage émetteur commun dans le cas des transistors bipolaire. La résistance R_S intervient en continu pour une polarisation automatique. En alternatif, à la fréquence minimale de travail, le condensateur C_S est choisi de sorte que son impédance est largement inférieure à la résistance R_S . On dit que C_S découple R_S en connectant la source S au plan de masse. La figure 21 montre le cas d'un montage source commune chargé par une résistance R_L .

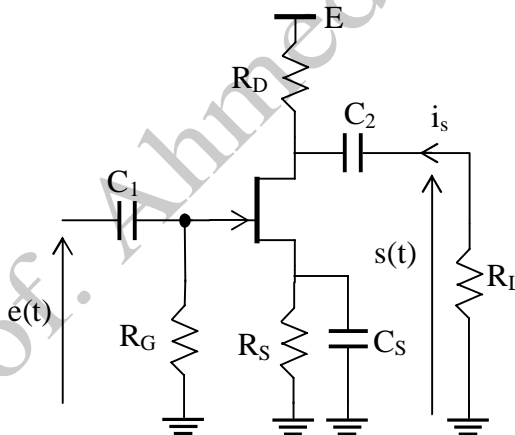


Fig. 21 Source commune avec R_S découplée

Pour l'étude dynamique, par application du théorème de superposition où $E=0$ et $e(t)$ appliquée seule, le transistor sera remplacé par son schéma équivalent. Le circuit équivalent au montage de la figure 21 est donné sur la figure 22.

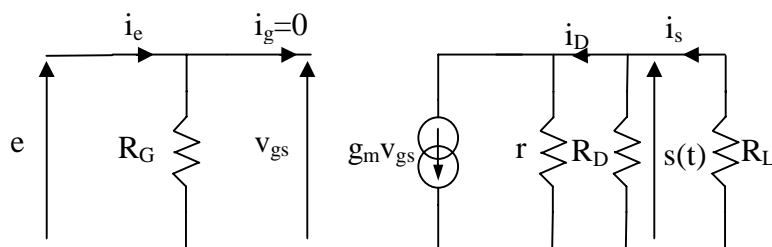


Fig. 22 Schéma équivalent du circuit figure 21 en régime dynamique

Calcul du gain en tension

$$\left. \begin{array}{l} e(t)=v_{gs} \\ s(t)=-g_m v_{gs} \times r // R_D // R_L \end{array} \right\} \Rightarrow G_V = -g_m r // R_D // R_L \quad (31)$$

Calcul de l'impédance d'entrée

$$i_e = \frac{e}{R_G} \Rightarrow Z_e = R_G$$

L'impédance d'entrée est passée d'une valeur infinie à la valeur R_G . Pour ne perdre l'avantage d'une résistance d'entrée importante la valeur de la résistance R_G sera choisie de l'ordre du $M\Omega$.

Calcul de l'impédance de sortie

Comme nous l'avons déjà mentionné dans les paragraphes précédents, l'impédance de sortie d'un montage correspond à l'impédance du générateur de thévenin vu par la charge, ou bien elle se calcule par l'application de la formule :

$$Z_s = \left. \frac{S}{i_s} \right|_{e(t)=0} \quad \text{les deux conditions impédance vue par la charge } R_L \text{ et } e(t)=0 \text{ nous}$$

permettent d'appliquer ces deux conditions sur le circuit de la figure 22; ce qui permet d'avoir le circuit de la figure 23.

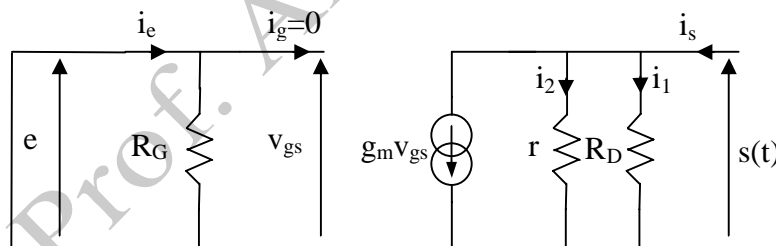


Fig. 23 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie

$$\left. \begin{array}{l} i_s = i_1 + i_2 + g_m v_{gs} \\ e(t) = v_{gs} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow i_s = \frac{s}{R_D} + \frac{s}{r}$$

d'où

$$Z_s = r // R_D \quad (32)$$

II.2.2 Source commune avec R_S non découplée

Dans le cas de figure 24 la résistance R_S assure la polarisation automatique du transistor et elle a aussi un effet sur le gain en tension G_V . Comme il pourra être constaté des calculs qui suivent, la résistance R_S n'a aucun effet sur la résistance d'entrée du montage.

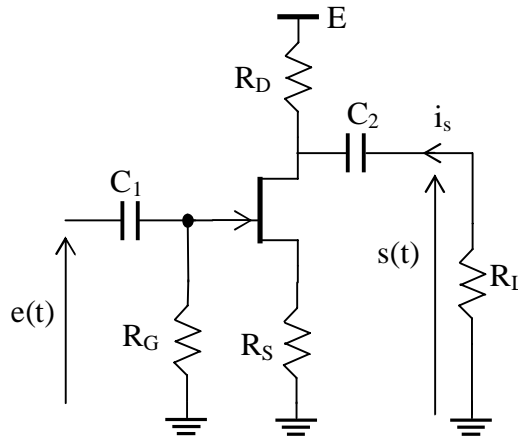


Fig. 24 Montage source commune avec R_S non découplée

Calcul du gain en tension G_V

C'est un paramètre qui se calcule du régime dynamique. En remplaçant le transistor par son schéma équivalent nous obtenons le circuit de la figure 25.

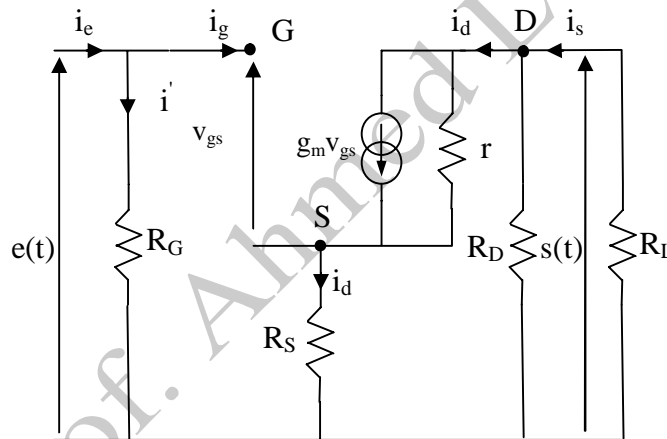


Fig. 25 Schéma équivalent du circuit figure 24 en régime dynamique

$$e(t) = v_{gs} + R_S i_d$$

$$s(t) = -(R_D // R_L) i_d = v_{DS} + R_S i_d$$

$$v_{DS} = -((R_D // R_L) + R_S) i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{DS}}{r}$$

$$i_d = g_m v_{gs} - \frac{R_D // R_L + R_S}{r} i_d$$

$$v_{gs} = \frac{r + R_D // R_L + R_S}{g_m r} i_d$$

$$e(t) = \frac{r + R_D // R_L + R_S + g_m r R_S}{g_m r} i_d$$

$$G_v = -g_m r \frac{R_D // R_L}{r + g_m r R_S + R_S + R_D // R_L} \quad (33)$$

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

Du circuit de la figure 25, l'expression de l'impédance d'entrée du circuit est définie comme:

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$

$$i_e = i' + i_g = \frac{e}{R_G} + 0 \Rightarrow Z_e = R_G \quad (34)$$

Calcul de l'impédance de sortie Z_s

L'impédance de sortie définie l'impédance vue par la charge R_L à la sortie du circuit. Elle peut être calculée de deux façons:

Soit on détermine le générateur de Thévenin par la charge R_L , dans ce cas l'impédance de sortie du circuit sera l'impédance de Thévenin.

Soit on applique l'expression de calcul de l'impédance de sortie donnée par:

$$Z_s = \left. \frac{s}{i_s} \right|_{e=0}$$

De cette dernière expression, on redessine le circuit suivant les conditions $e=0$ et l'impédance vue par R_L . C'est ainsi que le circuit de la figure 25 redevient celui de la figure 26.

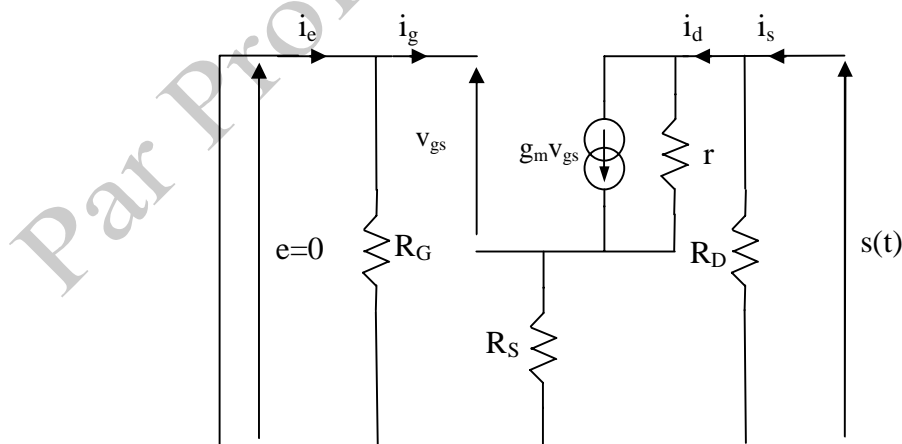


Fig. 26 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie
-cas du circuit de la figure 24-

$$e(t) = v_{gs} + R_S i_d \Rightarrow \text{avec } e(t)=0 \text{ on a } v_{gs} = -R_S i_d$$

$$i_s = \frac{s}{R_D} + i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{v_{DS}}{r} \Rightarrow v_{DS} = r i_d - r g_m v_{gs}$$

$$s(t) = v_{DS} + R_S i_d = (r + g_m r R_S + R_S) i_d$$

$$i_s = \frac{s}{R_D} + \frac{s}{r + g_m r R_S + R_S}$$

$$Z_s = R_D // (r + g_m r R_S + R_S)$$

(35)

II.2.3 Drain commun

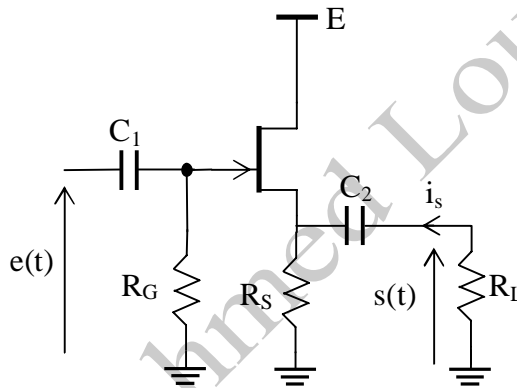


Fig. 27 Montage drain commun

Calcul du gain en tension G_v .

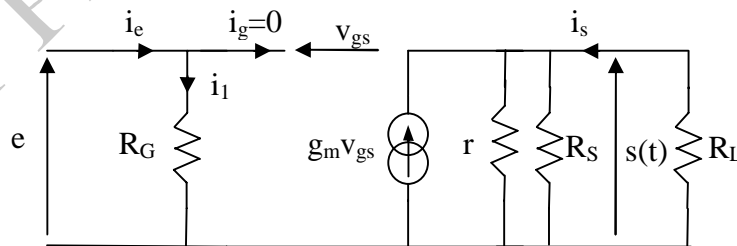


Fig. 28 Schéma équivalent du circuit figure 27 en régime dynamique

$$e(t) = v_{gs} + (r/R_S // R_L) g_m v_{gs}$$

$$s(t) = (r/R_S // R_L) g_m v_{gs}$$

$$G_v = \frac{g_m r/R_S // R_L}{1 + g_m r/R_S // R_L}$$

(36)

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

Du circuit de la figure 28, l'expression de l'impédance d'entrée du circuit est définie comme:

$$Z_e = \frac{e}{i_e}$$

$$i_e = i_1 + i_g = \frac{e}{R_G} + 0 \Rightarrow Z_e = R_G \quad (37)$$

Calcul de l'impédance de sortie Z_s

En appliquant l'expression de calcul de l'impédance de sortie donnée par:

$$Z_s = \left. \frac{s}{i_s} \right|_{e=0}$$

et suivant les conditions $e=0$ et l'impédance vue par R_L , le circuit de la figure 28 redevient celui de la figure 29.

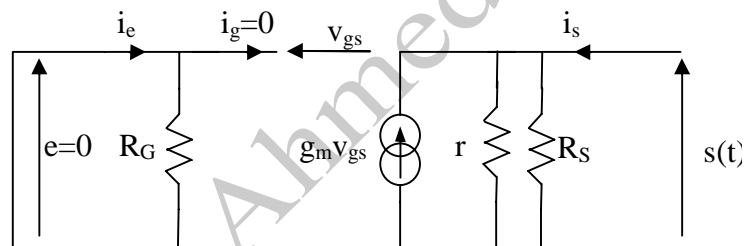


Fig. 29 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie
– cas du circuit de la figure 27-

$$\left. \begin{aligned} i_s &= \frac{s}{R_S} + \frac{s}{r} - g_m v_{gs} \\ e=0 &\Rightarrow s = -v_{gs} \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_s = \frac{s}{R_S} + \frac{s}{r} + g_m s$$

$$i_s = \frac{s}{R_S} + \frac{s}{r} + \frac{s}{\frac{1}{g_m}} \Rightarrow Z_s = R_S // r // \frac{1}{g_m} \quad (38)$$

II.2.4 Grille commune

Pour son impédance d'entrée réduite, le montage grille commune n'est pas rencontré dans la pratique surtout dans le domaine des basses fréquences. Cependant, nous l'avons présenté dans ce chapitre pour des raisons d'étude de circuit. La structure d'un tel montage est donnée sur la figure 30. En dynamique on accède au montage par la source et on sort par le drain.

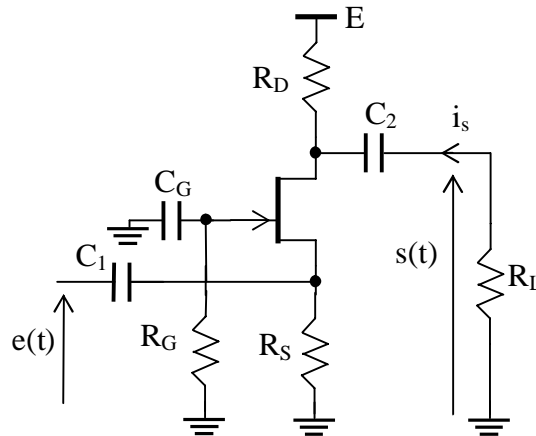


Fig. 30 Montage grille commune

Calcul du gain en tension G_v .

De la figure 31 qui représente le schéma équivalent du montage en dynamique on exprime la tension d'entrée et la tension de sortie en fonction de v_{gs} .

$$e(t) = -v_{gs}$$

$$s(t) = -R_D // R_L i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{s + v_{gs}}{r}$$

En remplaçant i_d en fonction de $s(t)$ tiré de l'équation et portant cette expression dans l'équation on aura:

$$s(t) = -\frac{r R_D // R_L}{r + R_D // R_L} (1 + r g_m) v_{gs}$$

$$G_v = \frac{r R_D // R_L}{r + R_D // R_L} (1 + r g_m) \quad (39)$$

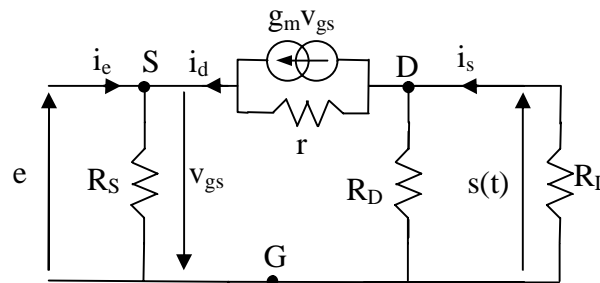


Fig. 31 schéma équivalent du circuit figure 30 en régime dynamique

Calcul de l'impédance d'entrée Z_e

$$i_e = \frac{e(t)}{R} - i_d$$

$$i_d = g_m v_{gs} + \frac{s+v_{gs}}{r} = g_m v_{gs} + \frac{-R_D // R_L i_d + v_{gs}}{r}$$

$$i_d = \frac{1+rg_m}{r+R_D // R_L} v_{gs} = -\frac{1+rg_m}{r+R_D // R_L} e(t)$$

$$i_d = -\frac{e(t)}{\frac{r+R_D // R_L}{1+rg_m}}$$

$$i_d = \frac{e(t)}{R} + \frac{e(t)}{\frac{r+R_D // R_L}{1+rg_m}} \Rightarrow Z_e = R // \frac{r+R_D // R_L}{1+rg_m} \quad (40)$$

Calcul de l'impédance de sortie Z_s

$$e(t) = 0 \Rightarrow v_{gs} = 0$$

$$i_s = \frac{s(t)}{R_D} + \frac{s(t)}{r} \Rightarrow Z_s = r // R_D \quad (41)$$

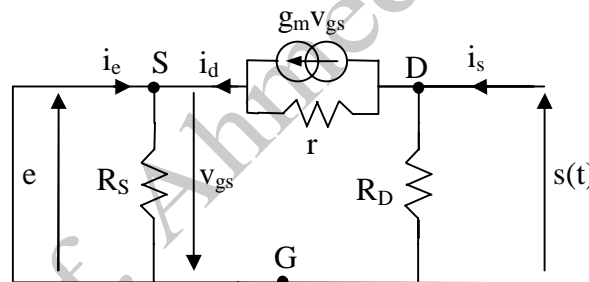


Fig. 32 Circuit pour le calcul de l'impédance de sortie
– cas du circuit de la figure 30-

III Liaison entre étages

La conception d'un montage amplificateur est caractérisée par les paramètres recherchés suivant l'application. En plus des gains de tension, de courant ou de puissance, les impédances d'entrée et de sortie constituent les paramètres essentiels à prendre en considération pour la bonne adaptation du montage :

- Une grande impédance d'entrée est exigée pour l'adaptation en tension du montage à son circuit d'attaque.
- Une faible impédance d'entrée est exigée pour l'adaptation en courant du montage à son circuit d'attaque.

- Une impédance d'entrée égale au conjugué de l'impédance de sortie du circuit d'attaque est recherchée dans le cas d'adaptation de puissance.

Le même raisonnement s'applique pour l'impédance de sortie du montage vis à vis de sa charge.

Il est important de remarquer que dans un circuit à un seul étage on ne pourra jamais regrouper un ensemble de caractéristiques tels : grand gain de tension- grande impédance d'entrée et faible impédance de sortie. Par conséquent, il est impératif de chercher à satisfaire de telles exigences en montant plusieurs étages en cascade. Dans ce cas un autre problème surgit c'est celui de la liaison entre étages.

III.1 Liaison directe

Le couplage ou liaison direct est la méthode la plus simple à réaliser. Dans ce cas de montage le circuit travaille pour toute la gamme de fréquences allant du continu jusqu'à une fréquence maximale suivant les caractéristiques des composants du circuit. Cependant, ce mode de liaison pose un grand nombre de problèmes au niveau de l'étude statique du montage. Prenons l'exemple de la figure 33, où on peut facilement voir qu'il y a une interaction entre les différents étages du montage. Le potentiel du collecteur du transistor Tr_1 (point C_1) ne peut pas être ajuster à une valeur désiré car sa liaison au point B_2 , base du transistor Tr_2 , lui impose la valeur de V_{BE} .

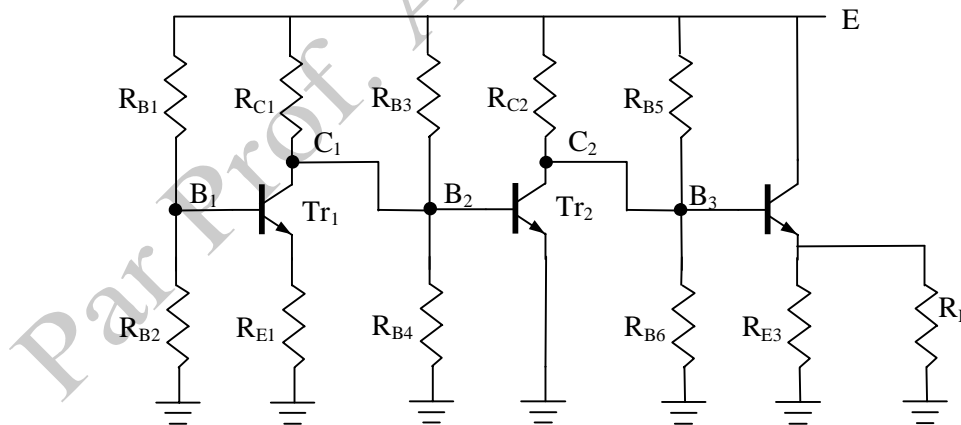


Fig. 33 Cas de liaison directe entre trois étages

Par conséquent, la liaison directe entre étages d'un amplificateur présente l'avantage d'avoir la possibilité d'amplifier des grandeurs continues. Cependant, une dérive thermique au niveau d'un étage sera amplifiée et transférée aux étages qui suivent.

III.2 Liaison par transformateur

Contrairement aux électrotechniciens qui étudient le transformateur comme étant une machine statique, les électroniciens le considèrent comme un composant de liaison et d'adaptation. Sa fonction principale est le couplage avec une isolation; en d'autres termes le transformateur permet de connecter deux parties de circuits sans contact galvanique.

Le transformateur ne travaille qu'en régime variable; une variation au niveau des grandeurs d'entrée va provoquer un flux magnétique dont la variation induira une f.e.m au niveau de la deuxième partie du transformateur tel qu'à partir du circuit donné par la figure 34 on peut écrire :

$$\frac{e}{s} = \frac{i_s}{i_e} = \frac{n_1}{n_2} = n$$

Avec

n_1 : nombre de spires du primaire

n_2 : nombre de spires du secondaire

n : rapport de transformation

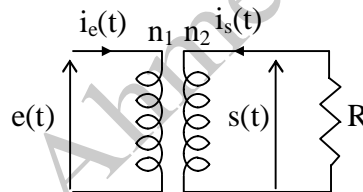


Fig 34

Pour mettre en évidence l'importance de l'utilisation du transformateur, on calcule la résistance vue par $e(t)$.

$$R_e = \frac{e}{i_e} = \frac{n \times s}{\frac{i_s}{n}} = n^2 \frac{s}{i_s} = n^2 R \quad (42)$$

Donc, comme on peut le constater par ce résultat, la résistance vue au primaire d'un transformateur fermé sur une charge est égale à la charge multipliée par le carré du rapport de transformation. Par conséquent, une charge donnée peut être facilement adaptée à son circuit d'attaque par l'emploi d'un transformateur dont le rapport de transformation sera calculé pour ce but.

Les inconvénients majeurs dans l'emploi des transformateurs résident dans l'encombrement et leur prix relativement élevé en fonction de la puissance et de la fréquence.

III.3 Liaison par condensateur

Pour éviter le problème d'encombrement engendré par l'emploi des transformateurs de liaison, on fait appel à une liaison par condensateurs comme il est montré par la figure 35. L'impédance d'entrée de chaque étage est vue comme une charge par l'étage qui le précède. Ce qui correspond à une cellule C-R, formant un filtre passe haut. Par conséquent, la limite inférieure de la bande de fréquences de travail permet de déterminer la valeur à donner à la capacité pour que son impédance puisse être considérée comme nulle.

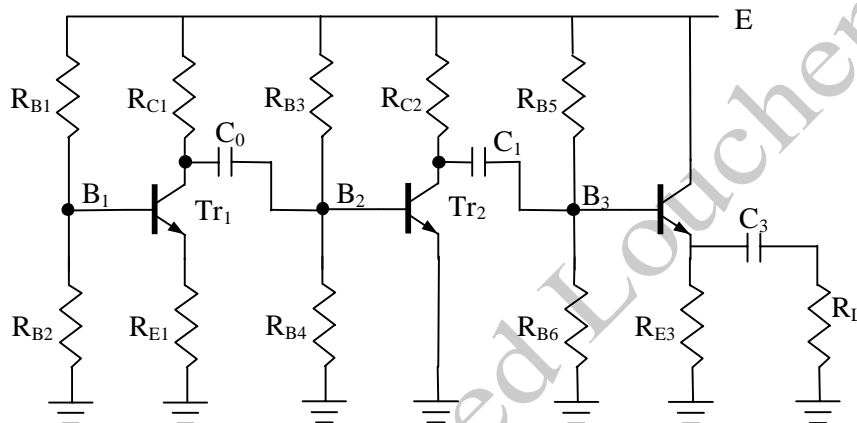


Fig. 35 Cas de liaison par condensateur de trois étages

Pour le calcul du gain en tension du circuit de la figure 35 qui est composé de trois étages, nous devons tout d'abord tracer son schéma équivalent en dynamique. La figure 36 donne le schéma équivalent du circuit la figure 35 où l'expression du gain G_V peut être tirée comme suit:

$$G_V = \frac{s}{e} = \frac{s_1}{e} \times \frac{s_2}{s_1} \times \frac{s}{s_2} = G_{V1} \times G_{V2} \times G_{V3}$$

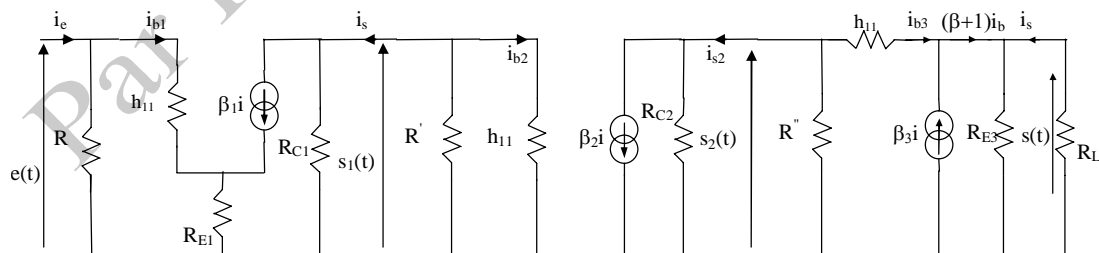


Fig. 36 Schéma équivalent du circuit figure 35 en régime dynamique

Avec

$$G_{V1} = \frac{\beta_1 R_{C1} // Z_{e2}}{h_{11} + (\beta_1 + 1)R_{E1}} \quad \text{où } Z_{e2} \text{ impédance d'entrée du deuxième étage.}$$

$$G_{v2} = \frac{\beta_2 R_{C2} // Z_{e3}}{h_{i1}} \quad \text{où } Z_{e3} \text{ représente l'impédance d'entrée du troisième}$$

étage.

$$G_{v2} = \frac{(\beta_3 + 1) R_{E3} // R_L}{h_{i1} + (\beta_3 + 1) R_{E3} // R_L} \square 1$$

Par Prof. Ahmed Louchene