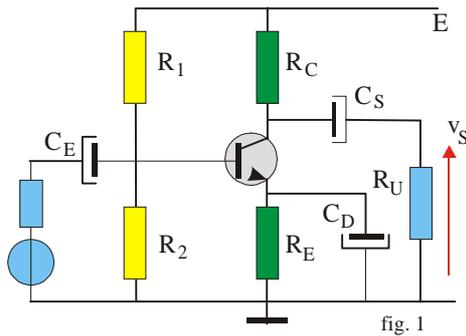


Amplificateurs à un étage

1 – Les montages à émetteur commun

1.1 – Emetteur découplé

□ – Schéma de principe



Ce montage a déjà été étudié dans le chapitre 9. La résistance d'émetteur R_E introduit une *contre-réaction* en courant continu pour la stabilisation thermique du transistor. Un condensateur de découplage C_D est placé en parallèle sur la résistance d'émetteur R_E et permet de rendre l'influence de celle-ci négligeable pour les signaux variables.

□ – Schéma équivalent du montage

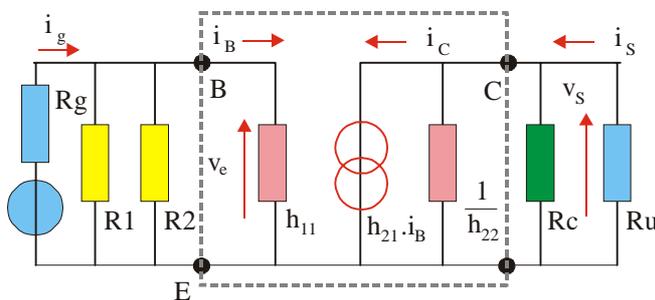


Fig 2

Pour obtenir le schéma équivalent en régime de petits signaux variables, on remplace les générateurs continus par leurs résistances internes et les condensateurs de forte valeur par un court-circuit. On peut ensuite redessiner le circuit pour mieux faire apparaître les éléments d'entrée et de sortie et faciliter le calcul des paramètres de l'amplificateur

Dans ce montage, l'émetteur est à la masse pour les signaux variables.

□ – Paramètres de l'amplificateur

◆ Impédance d'entrée

Comme $v_E = h_{11} \cdot i_B$, la résistance du transistor seul est : $Z_E = h_{11}$. L'examen du schéma équivalent montre que celle du montage est $Z_E = (R_1 // R_2 // h_{11})$. Par suite : $Z_E < h_{11}$

◆ Impédance de sortie

La tension de sortie est : $v_S = -R_U \cdot i_S = -Z_S \cdot i_C = -Z_S \cdot h_{21} \cdot i_B$.

La résistance du transistor seul est $Z_S = h_{22}^{-1}$ et celle du montage $Z_S = v_S / i_S$

$$Z_S = (R_U // R_C // h_{22}^{-1})$$

◆ Gain en tension

Le gain en tension est égal à :

$$A_V = \frac{v_S}{v_E} = -\frac{h_{21} \cdot Z_S}{h_{11}} = -s \cdot Z_S$$

Pour les transistors bipolaires et pour un courant collecteur de l'ordre de 10 mA, h_{11} est de l'ordre de 1 k Ω ainsi que Z_S . Le gain en tension est donc du même ordre de grandeur que le

gain en courant du transistor h_{21} . A_V est négatif : la tension de sortie est en opposition de phase avec la tension d'entrée. L'impédance d'entrée est inférieure à h_{11} . Le produit $I_C \cdot h_{11}$ étant sensiblement constant, l'impédance d'entrée du montage émetteur commun découplé sera toujours inférieure à $1 \text{ k}\Omega$.

Le gain est important mais la résistance d'entrée est moyenne ou faible.

1.2 – Emetteur non découplé

□ – Montage

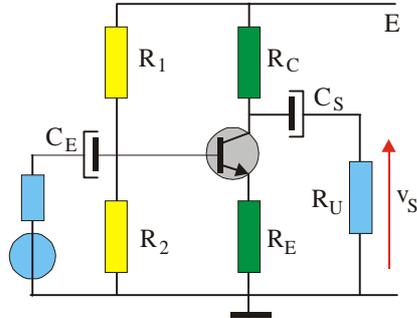


Fig. 3

Ce montage diffère du précédent par la suppression du condensateur de découplage de la résistance d'émetteur. Pour les signaux variables, il n'est plus possible de considérer que l'émetteur est au potentiel de la masse. La résistance d'émetteur, parcourue par le courant $i_C + i_B$, introduit dans le circuit une *contre-réaction en tension* qui modifie complètement les performances de l'étage.

□ – Circuit équivalent

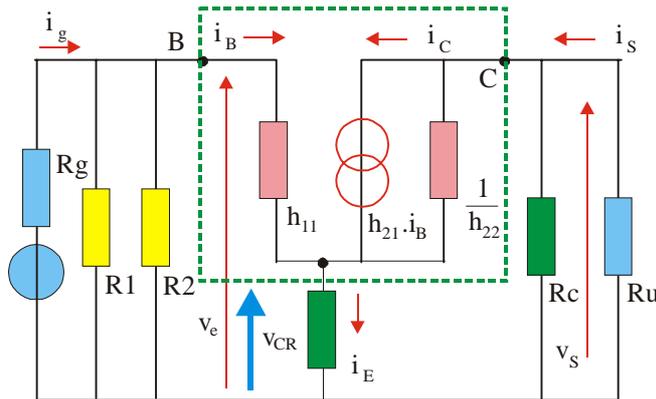


Fig. 4

La modélisation du transistor, conduit au schéma équivalent suivant. Il permet, en étudiant le circuit d'entrée puis celui de sortie, le calcul direct des paramètres de l'amplificateur.

La tension d'entrée est cette fois :

$$V_E = V_{BE} + V_{CR}$$

□ – Paramètres de l'amplificateur

$$V_E = h_{11} \cdot i_B + R_E \cdot (i_B + i_C) = h_{11} \cdot i_B + R_E \cdot (h_{21} + 1) \cdot i_B$$

◆ Impédance d'entrée

– Transistor seul : $Z_E^T = V_E / i_E = h_{11} + R_E \cdot (h_{21} + 1) \Rightarrow Z_E^T \gg h_{11}$

– Montage : $Z_E^M = Z_E^T \parallel (R_1 \parallel R_2)$

La résistance d'entrée est inférieure à la plus petite de ces 3 résistances.

◆ Impédance de sortie

– Pour le montage, on a : $Z_S = v_S / i_S$; $Z_S = \{R_U \parallel R_C \parallel (R_E + h_{22}^{-1})\}$

◆ Gain en tension :

$$A_V = v_S / v_E$$

$$v_S = -R_U \cdot i_S = -Z_S \cdot i_C = -Z_S \cdot h_{21} \cdot i_B$$

$$A_V = -\frac{Z_S \cdot h_{21}}{h_{11} + R_E \cdot (h_{21} + 1)} \approx -\frac{Z_S}{R_E}$$

REMARQUES

- ◆ La tension de contre-réaction $v_{CR} = R_E \cdot (h_{21} + 1) \cdot i_B$ est proportionnelle à la tension de sortie ($v_{CR} / v_S \approx -R_E / Z_S$).

- ◆ $R_E \cdot h_{21}$ est beaucoup plus grand que h_{11} . Donc : $A_V \approx -Z_S/R_E$. Pour un amplificateur non chargé $Z_S = R_C$ et $A_V \approx -R_C/R_E$. Le gain du montage ne dépend plus du gain du transistor mais seulement des composants périphériques.
- ◆ L'impédance d'entrée est très supérieure à h_{11} .
- ◆ Pour obtenir une stabilisation thermique satisfaisante R_E sera au minimum égale à $R_C/10$. Le gain de l'étage sera donc de l'ordre de la dizaine.

On retrouve les résultats généraux établis pour la contre-réaction tension-série. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus pour le montage émetteur commun non découplé montre bien l'influence du condensateur de découplage et de la contre-réaction qui permet de réaliser un montage dont les performances deviennent indépendantes des composants actifs utilisés.

👉 *Le gain A_V est bien plus petit que pour le circuit à résistance d'émetteur découplée. Par contre la résistance d'entrée est beaucoup plus grande. Elle est toutefois limitée par la présence des résistances de polarisation..*

1.3 – Le montage bootstrap

Pour remédier à la diminution de la résistance d'entrée du montage par le pont de polarisation, on peut utiliser le montage « bootstrap¹ ». Dans ce montage, la résistance R_B est de l'ordre de 30 à 100 k Ω .

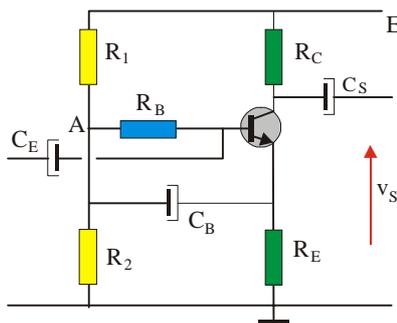


Fig. 5-a : Schéma du montage

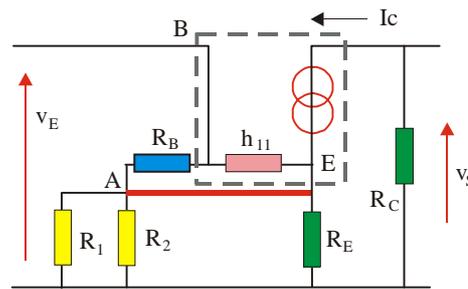


Fig. 5-b : Schéma équivalent (1^{er} étape)

Sur le circuit équivalent, on note que R_B est en parallèle avec h_{11} . Or $R_B \gg h_{11}$, la résistance équivalente est de l'ordre de h_{11} . On obtient le schéma de l'étape 2.

Comme $R_E \ll (R_1 // R_2)$, on peut encore simplifier le schéma équivalent pour aboutir au schéma simplifié 5-d. A partir de celui-ci, on peut écrire :

$$v_E = h_{11} \cdot i_B + R_E \cdot (i_B + i_C) = h_{11} \cdot i_B + R_E \cdot (h_{21} + 1) \cdot i_B$$

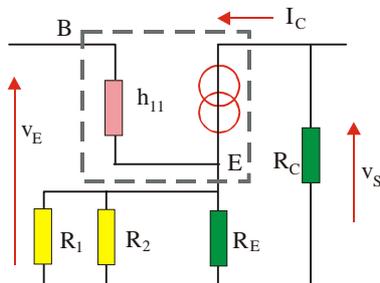


Fig. 5-c : Schéma équivalent (2^{ème} étape)

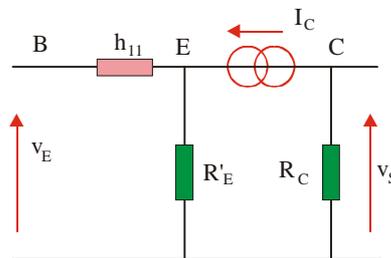


Fig. 5-d : Schéma équivalent (3^{ème} étape)

◆ Résistance d'entrée du montage

$Z_E = v_E / i_E = h_{11} + R_E \cdot (h_{21} + 1)$. Cette fois, on a $Z_E \gg h_{11}$!

¹ Bootstrap : mot anglais dont la traduction est tire-botte. Allusion à l'utopie qui consiste à se décoller du sol en tirant sur la tige de ses bottes.

◆ **Gain en tension**

$$A_V = v_S/v_E ; v_S = -R_C \cdot i_C = -R_C \cdot h_{21} \cdot i_B$$

$$A_v = -\frac{R_C \cdot h_{21}}{h_{11} + R_E \cdot (h_{21} + 1)} \approx -\frac{R_C}{R_E}$$

Le montage bootstrap permet d'éliminer l'influence des résistances du pont de polarisation et d'obtenir à la fois une résistance d'entrée importante et un gain en tension de l'ordre de 10.

2 – Le montage collecteur commun

2.1 – Schéma de principe

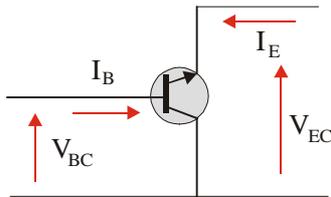


Fig. 6

L'électrode commune est le collecteur.

Les grandeurs d'entrée sont : V_{BC} et I_B , celles de sortie sont : V_{EC} et I_E .

Avant d'envisager la réalisation pratique du montage, examinons les deux circuits représentés par les figures 7-a et 7-b.

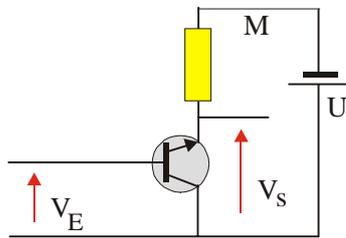


Fig. 7-a

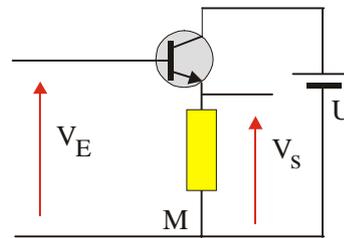


Fig. 7-b

Pour le montage 7-a, on a : $v_E = \Delta V_{BC}$; $v_S = \Delta V_{EC}$
 $V_{BC} = V_{BM} + V_{MC} = V_{BM} - U$ $v_E = \Delta V_{BC} = \Delta V_{BM}$ (U est constant).
 $V_{EC} = V_{EM} + V_{MC} = V_{EM} - U$ $v_S = \Delta V_{EM}$
 et pour le montage 7-b : $v_E = \Delta V_{BM}$; $v_S = \Delta V_{EM}$

Pour les deux montages, il y a identité des variations des tensions d'entrée et de sortie. Le second qui utilise le pôle moins du générateur (cas des NPN) comme référence des potentiels sera le seul utilisé.

2.2 – Polarisation

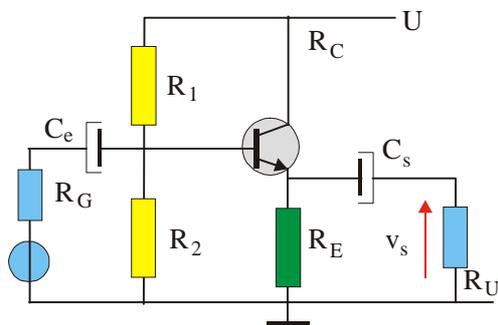


Fig 8

Comme pour le montage émetteur commun, on impose le potentiel de la base pour stabiliser le potentiel de l'émetteur donc le courant d'émetteur et par suite le courant de collecteur.

Si le courant de base peut être négligé devant le courant dans le pont de base, on a : $V_{BM} \approx E \cdot R_2 / (R_1 + R_2)$ et : $V_{EM} = V_{BM} - V_{BE}$.

Pour un transistor au silicium $V_{BE} \approx 0,65$ V. On en déduit : $I_E = V_{EM} / R_E$

2.3 – Circuits équivalents

Pour établir le schéma équivalent du montage, on procède en deux étapes. Le schéma équivalent habituel du transistor est modifié pour tenir compte du fait que dans ce montage, pour le régime variable, le collecteur est au potentiel de la masse.

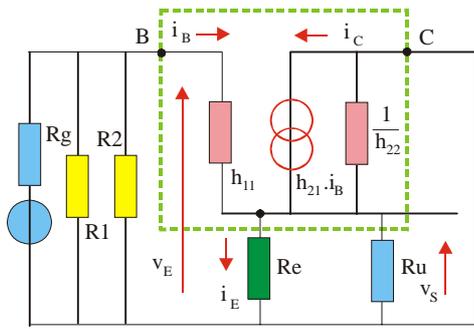


Fig 9-a : 1° étape

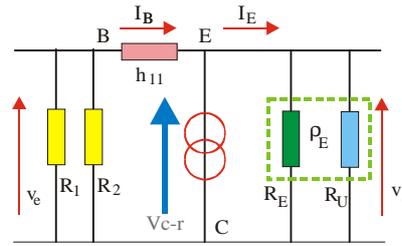


Fig 9-b : 2° étape

On posera, si nécessaire et pour tenir compte des résistances de sortie du transistor et de charge du montage, $\rho_E = (R_E // h_{22}^{-1} // R_U)$. La résistance de sortie étant commune à l'entrée et à la sortie du circuit introduit une contre-réaction.

2.4 – Paramètres du montage

On supposera que R_G l'impédance interne du générateur est négligeable devant les autres résistances.

◆ Impédances d'entrée

$$v_E = \{h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \rho_E\} \cdot i_B$$

Pour le transistor seul, on a : $Z_E = h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \rho_E \approx h_{21} \rho_E$

Pour le montage, on a donc : $Z_E = (h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \rho_E) // R_1 // R_2$

◆ Gain en tension

$$v_S = (h_{21} + 1) \cdot \rho_E \cdot i_B$$

$$A_V = v_S / v_E = (h_{21} + 1) \cdot \rho_E / (h_{11} + (h_{21} + 1) \cdot \rho_E)$$

Le gain en tension est positif et légèrement inférieur à l'unité. La contre-réaction est ici particulièrement énergétique !

$$A_V = 1 - \epsilon$$

Si l'on tient compte des résistances de polarisation, il faut remplacer $h_{21} \rho_E$ par $(h_{21} \rho_E // R_1 // R_2)$. L'expression du gain devient :

$$A_V = (h_{21} \rho_E // R_1 // R_2) / \{R_G + h_{11} + (h_{21} \rho_E // R_1 // R_2)\}$$

◆ Impédance de sortie

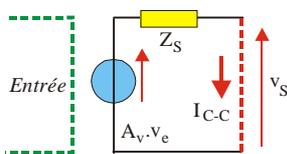


Fig. 10

Pour faire un calcul rigoureux, il faut écrire que cette résistance est le quotient de la tension de sortie à vide par le courant de court-circuit.

En effet, on peut modéliser le circuit de l'amplificateur par un générateur de tension de valeur $A_V \cdot v_E$ en série avec une impédance Z_S . Si la tension de sortie à vide (sans charge) est V_{S0} et le courant de court-circuit est i_{CC} , alors : $Z_S = V_{S0} / i_{CC}$

L'équivalent Thévenin du circuit d'entrée est un générateur de fem v_T en série avec la résistance $R_0 = (R_G // R_1 // R_2)$

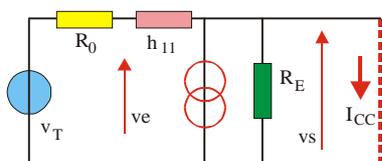


Fig. 11

Si la sortie est en court-circuit, on a :

$$i_{CC} = i_C = h_{21} \cdot i_B = h_{21} \cdot v_T / (R_0 + h_{11})$$

La tension de sortie à vide (R_U déconnectée) est la tension aux bornes de R_E pour un circuit comportant un générateur v_T qui débite dans la série de résistances R_0 , h_{11} et $h_{21} \cdot R_E$

$$\text{Donc : } v_{S0} = v_T \cdot h_{21} \cdot R_E / (R_0 + h_{11} + h_{21} \cdot R_E)$$

$$Z_S = \frac{v_{s0}}{i_{cc}} = \frac{v_T \cdot h_{21} \cdot R_E}{R_0 + h_{11} + h_{21} \cdot R_E} \frac{R_0 + h_{11}}{h_{21} \cdot v_T} = \frac{R_0 + h_{11}}{h_{21}} // h_{21} \cdot R_E$$

L'impédance de sortie est donc faible car $Z_S \ll h_{11}$ et $Z_S < R_E$

Dans ce cas, il y a une contre-réaction totale car $V_{CR} = V_S$.



Le montage collecteur commun est caractérisé par un gain en tension positif, légèrement inférieur à l'unité, par une impédance d'entrée grande et par une impédance de sortie faible. C'est un adaptateur d'impédance.

Ce montage est appelé « suiveur » car la tension de sortie reproduit exactement les variations de la tension d'entrée. Il peut être placé entre un générateur de tension incapable à cause de son impédance interne de débiter du courant et une charge de basse impédance. Si le gain en tension est unitaire, les gains en courant et en puissance, voisins du rapport entre les impédances d'entrée et de sortie, sont grands.

3 – Bande passante des amplificateurs

□– Réponse en basse fréquence

Les condensateurs de liaison et de découplage de l'amplificateur limitent sa réponse aux basses fréquences. Il est possible de modéliser l'amplificateur par le schéma suivant qui inclut les condensateurs de liaison d'entrée et de sortie. Le circuit d'entrée se comporte comme un filtre RC passe-haut dont la fonction de transfert est :

$$\left| \frac{v_e}{v_g} \right| = \frac{R_e}{R_e + R_g} \frac{\omega}{\sqrt{\omega^2 + 1 / [(R_e + R_g)C_1]^2}}$$

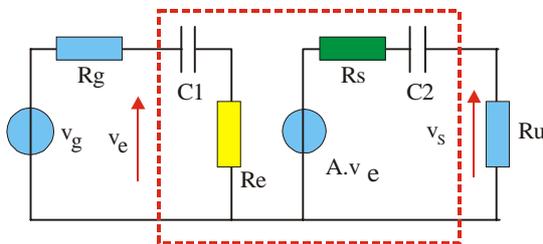


Fig 12-a : Circuit équivalent

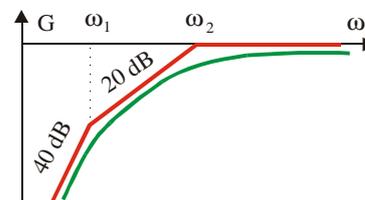


Fig 12-b : Courbe de gain

En posant $K_1 = R_E C_1 \omega_1$ et en utilisant la pulsation de coupure $\omega_1 = 1 / (R_g + R_e) C_1$, on obtient :

$$|H(\omega)| = \frac{K_1 \cdot \omega}{\sqrt{\omega^2 + \omega_1^2}} = \frac{K_1}{\sqrt{1 + (\omega_1 / \omega)^2}}$$

Si les circuits d'entrée et de sortie se comportent comme des filtres indépendants, en posant $\omega_2 = 1 / (R_s + R_U) C_2$ et $K_2 = R_s C_2 \omega_2$, on obtient :

$$|H(\omega)| = \frac{K_1 \cdot K_2}{\sqrt{1 + (\omega_1 / \omega)^2} \sqrt{1 + (\omega_2 / \omega)^2}}$$

L'impédance d'entrée étant en général beaucoup plus grande que celle de sortie, on a $\omega_2 > \omega_1$. Le système se comporte comme un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est ω_2 . De même pour le montage émetteur commun découplé, les condensateurs de découplages C_D introduisent une fréquence de coupure basse supplémentaire $\omega_3 = 1 / R_D C_D$.

Pour obtenir une fréquence de coupure basse assez petite, on est conduit à utiliser des condensateurs de liaison et de découplage de capacités comprises entre 1 μF et 100 μF . Ceci suppose l'utilisation de condensateurs électrolytiques au tantale ou en aluminium.

□- Réponse aux fréquences intermédiaires

Pour les fréquences intermédiaires l'influence des condensateurs de liaison et de découplage est négligeable. Le gain est constant et l'amplificateur est dit non sélectif.

□- Réponse en haute fréquence

En haute fréquence l'effet des capacités parasites présentes entre les électrodes du transistor n'est plus négligeable. Les circuits équivalents aux circuits d'entrée et de sortie sont des filtres passe-bas. Une étude analogue à celle faite pour les basses fréquences permet de définir une fréquence de coupure haute.

□- Bande passante

C'est la différence entre les fréquences de coupures hautes et basses. Lors de la mise en cascade de plusieurs étages, il faut noter que la bande passante résultante est inférieure à la plus petite des bandes passantes individuelles. La contre-réaction est une méthode efficace pour accroître la bande passante globale.

Les amplificateurs étudiés dans ce chapitre se comportent sensiblement comme des filtres passe-bande du 1^{er} ordre. Pour ces montages, le taux de contre-réaction étant indépendant de la fréquence la courbe de réponse est plate. Si l'on souhaite obtenir une réponse sélective, pour compenser par exemple celle du capteur d'entrée, il faut utiliser un terme de rétroaction fonction de la fréquence.

□- Réponse à un échelon de tension

On considère un amplificateur de gain A dont la fréquence de coupure haute est f_H et pouvant être assimilé à un filtre passe-bas du 1^{er} ordre dont la constante de temps est égale à $1/\omega_H$.

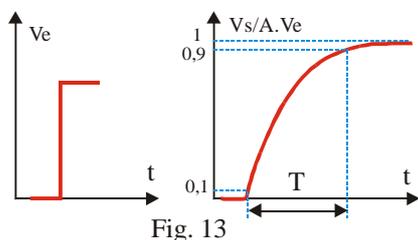


Fig. 13

Sa réponse à un échelon de tension V_e est donc égale

$$\text{à : } V_s = A.V_e(1 - e^{-\omega_H t}).$$

(En pratique on utilise un signal rectangulaire pour effectuer la mesure.)

On caractérise le **temps de montée** par la durée T que met la sortie pour passer de la valeur $0,1.A.V_e$ à la valeur $0,9.A.V_e$.

Pour déterminer la valeur de T, on peut écrire :

$$\left. \begin{aligned} 0,1.A.V_e &= A.V_e.(1 - e^{-\omega_H t}) & \Rightarrow & 0,9 = \exp(-\omega_H t) \\ 0,9.A.V_e &= A.V_e.(1 - e^{-\omega_H (t+T)}) & \Rightarrow & 0,1 = \exp(-\omega_H (t+T)) \end{aligned} \right\} \omega_H T = \ln 9$$

$$\text{Soit : } T = \frac{2,2}{\omega_H} = \frac{2,2}{2\pi f_H} = \frac{0,35}{f_H} \Rightarrow \boxed{f_H \approx 0,35/T}$$

Pour ce type d'amplificateur, la simple mesure du temps de montée permet de déterminer la fréquence de coupure haute et donc la valeur de la bande passante. On constate que cette relation donne un ordre de grandeur correct de la bande passante pour tous les types d'amplificateurs. Ceci résulte du fait qu'un signal rectangulaire étant très riche en harmoniques d'ordres élevés permet de tester les performances des amplificateurs en haute fréquence.

[Retour au menu](#) ↗