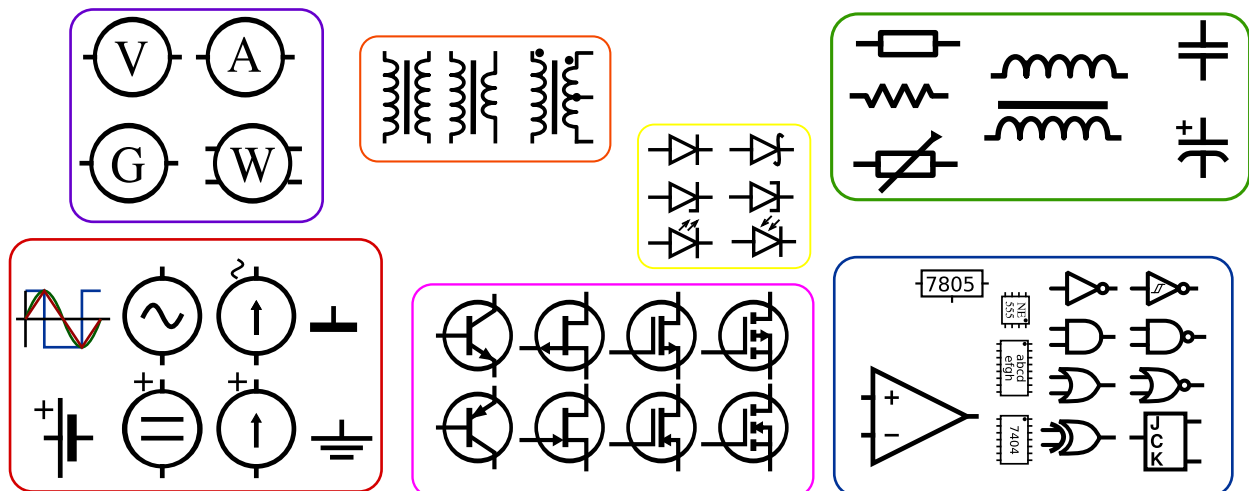


Travaux Dirigés d'ÉLECTRONIQUE ANALOGIQUE



A-1 Caractéristiques de la diode

A-1.a Modélisation des diodes

On rappelle le modèle exponentiel de la caractéristique courant/tension de la diode :

Caractéristique de la diode :

$$I_d = I_s \left(\exp \left(\frac{V_d}{\eta V_T} \right) - 1 \right) \quad (\text{A.1})$$

- I_d : courant circulant dans la diode ;
- I_s : courant inverse de saturation ;
- $V_0 = 0.7 \text{ V}$: tension aux bornes de la diode ;
- $V_T = \frac{kT}{q}$: tension thermodynamique, avec $q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$ et $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$;
- $\eta = 1$: facteur d'idéalité.

1. Représenter la caractéristique donnée par (A.1).
2. Représenter la caractéristique simplifiée de la 1^{ère}, 2^{ème} et 3^{ème} approximation, ainsi que leurs schémas équivalents respectifs.

A-1.b Droite de charge

Soit le circuit à diode de la figure A-1 ci-dessous :

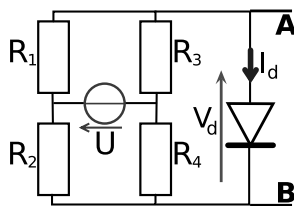
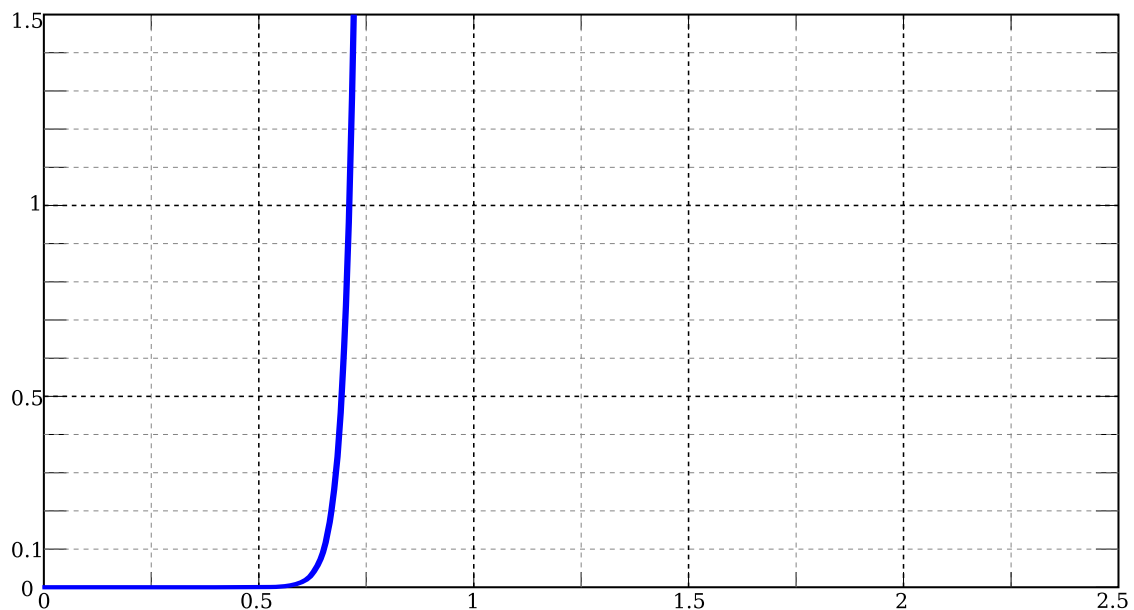


Fig. A-1

A.N. :

- $R_1 = R_4 = 1\Omega$, $R_2 = R_3 = 4\Omega$,
- $U = 4 \text{ V}$,
- Diode : $V_0 = 0.7 \text{ V}$, $I_s = 1 \text{ pA}$, et $V_T = \frac{kT}{q}$
- $q = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$, $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$, $\eta = 1$



- Déterminer l'équation de la droite de charge de la diode, puis tracer la droite de charge sur la courbe caractéristique, et déterminer graphiquement le point de fonctionnement.
- En utilisant le modèle simplifié de la diode $V_d = V_0$, calculez le courant, I_d , circulant dans la diode. Comparer aux résultats obtenus précédemment.
- On veut imposer un courant $I_d = 1 \text{ A}$, en utilisant le modèle exponentiel de la diode, calculez :
 - la chute de tension aux bornes de la diode
 - la résistance dynamique de la diode au point de fonctionnement

A-1.c

Soit le montage de la figure A-2 comprenant une diode classique. Calculer le courant dans la diode et la tension à ses bornes pour chaque cas ci-dessous. On tracera les caractéristiques de la diode pour les questions 1 à 3. Pour les questions 2 et 3, on appliquera le théorème de Thévenin entre A et B.

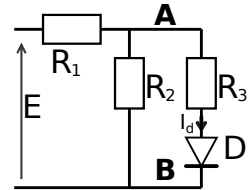
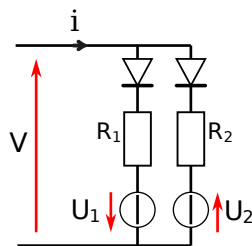


Fig. A-2

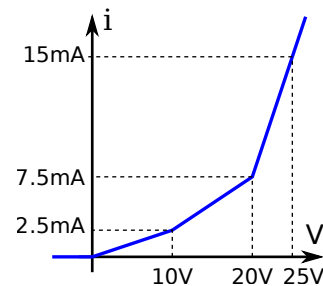
- $E = 6 \text{ V}$, $R_1 = 8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 200 \Omega$ et la diode supposée idéale.
- Idem sauf diode avec tension de seuil $V_S = 0.6 \text{ V}$.
- Idem sauf diode avec tension de seuil $V_S = 0.6 \text{ V}$ et résistance interne $r = 100 \Omega$.
- $E = -6 \text{ V}$, $R_1 = 8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 200 \Omega$ et la diode supposée idéale.

A-1.d Caractéristiques d'un circuit à diodes

Soit le montage de la figure A-3.(a) ci-dessous :



A-3.(a) $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$,
 $U_1 = 5 \text{ V}$ et $U_2 = 10 \text{ V}$

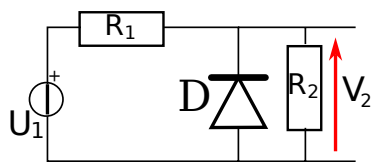
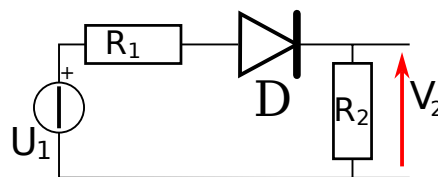
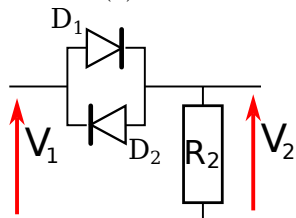
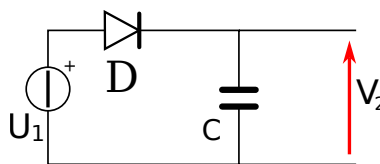


A-3.(b)

- Tracez la caractéristique i en fonction de v du circuit A-3.(a) en supposant les **diodes idéales**.
- Donnez ensuite le schéma d'un circuit permettant d'obtenir la caractéristique de droite.

A-2 Allure de sorties

En considérant la 2^{nde} approximation des diodes, dessiner l'allure de la tension de sortie V_2 des circuits suivants, pour $U_1 = \hat{U} \sin(\omega t)$, avec $\hat{U} = 10 \text{ V}$ et $f = 50 \text{ Hz}$.

A-4.(a) $R_1 \ll R_2$ A-4.(b) $R_1 \ll R_2$ A-4.(c) $R_2 = 500 \Omega$ A-4.(d) C initialement déchargé

En considérant :

1. Une diode classique avec $V_0 = 0.6 \text{ V}$
2. Une diode de Zener où $V_0 = 0.7 \text{ V}$ et $|V_Z| = 6.2 \text{ V}$ (uniquement pour les montages a, b et c)



On pourra s'aider des courbes fournies à la fin de la série.

3. En considérant le montage (b) où $R_1 = 100 \Omega$ et $R_2 = 400 \Omega$, qu'elle serait l'amplitude du signal de sortie V_2 ?

A-3 Problème : redresseur simple alternance

On considère le montage de la figure A-5 où la diode D est supposée **idéale**, et le générateur de tension parfait : $u(t) = \hat{U} \sin(\omega t)$ avec $\hat{U} = 20 \text{ V}$ et $f = 50 \text{ Hz}$.

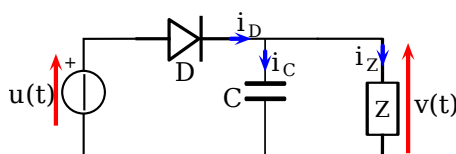


Fig. A-5

A-3.a Étude du montage sans la capacité C

1. Tracer l'allure des courbes des tensions $u(t)$ et $v(t)$.
2. Déterminer la valeur moyenne V_{moy} de la tension $v(t)$ et en déduire la valeur du courant moyen I_{moy} circulant dans une impédance de charge $Z = 200 \Omega$.

A-3.b Étude du montage avec une capacité $C = 500 \mu\text{F}$

À l'instant $t = 0$ où : $u(t) = 0 \text{ V}$, on suppose que la capacité est *déchargée* et la diode *passante*.

3. Déterminer l'expression de la tension $v(t)$ et des courants : $i_Z(t)$ et $i_C(t)$, puis en déduire celle du courant $i_D(t)$ circulant dans la diode.

- En utilisant la représentation de Fresnel, calculer l'amplitude \widehat{I}_D du courant $i_D(t)$ et son déphasage φ par rapport à $v(t)$.
- Calculer l'instant t_1 où la diode se bloque c'est-à-dire $i_D(t) = 0A$. Déterminer à cet instant, le courant circulant dans le condensateur C et dans la charge Z .

On prend l'instant t_1 comme nouvel instant initial, qui par commodité sera pris égal à 5ms. À l'instant $t_1 + \varepsilon$, la capacité garde sa charge alors que la tension $u(t)$ diminue : la diode D se bloque.

- Établir l'expression de la tension $v(t)$ lorsque la diode est bloquée :
Compte tenu de la valeur élevée de la constante de temps $\tau = ZC$ devant la période T , la décharge du condensateur C dans la charge Z peut être considérée comme **quasi-linéaire**.
Rappelant que : $\exp(-x) \approx (1 - x)$ pour x faible, donner l'expression **approchée** de $v(t)$.
- Déterminer l'instant t_2 au bout duquel la diode redevient passante.

A-3.c Étude du pont de diode : redresseur double alternance

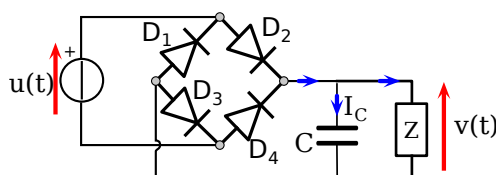


Fig. A-6

Pour ce montage, mener l'étude comme pour le montage redresseur simple-alternance.

Quel est l'avantage de ce montage (comparer et commenter les différences entre les deux montages) ?

A-4 Stabilisation

A-4.a Alimentation autoradio

On souhaite alimenter un autoradio (représenté ici par sa résistance R_1) avec une tension parfaitement régulée à 12 V, alors qu'on ne dispose que d'une tension redressée-filtrée qui oscille entre 13.7 et 14.3 V. On utilise pour cela le montage ci-contre où la diode zener est caractérisée par $|V_Z| = 12V$, $I_{Z_{\min}} = 0.2A$ et $I_{Z_{\max}} = 3A$.

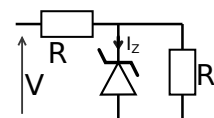
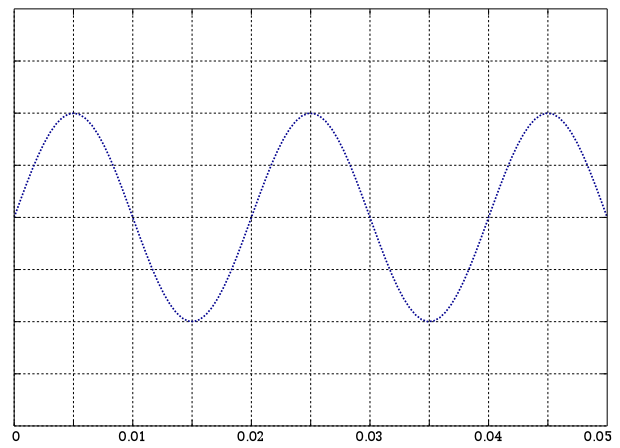
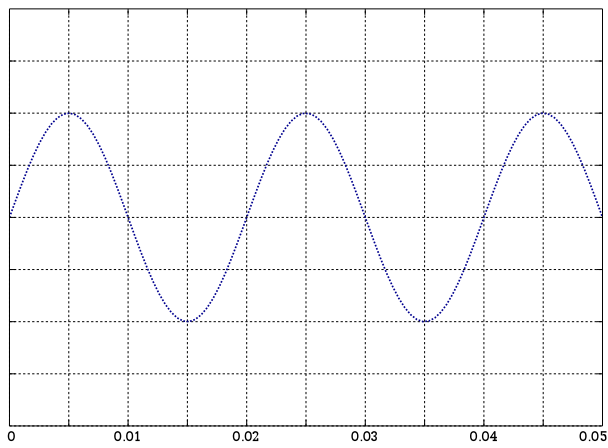
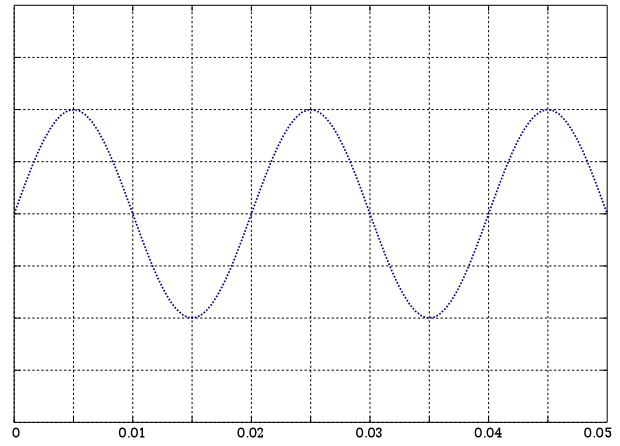
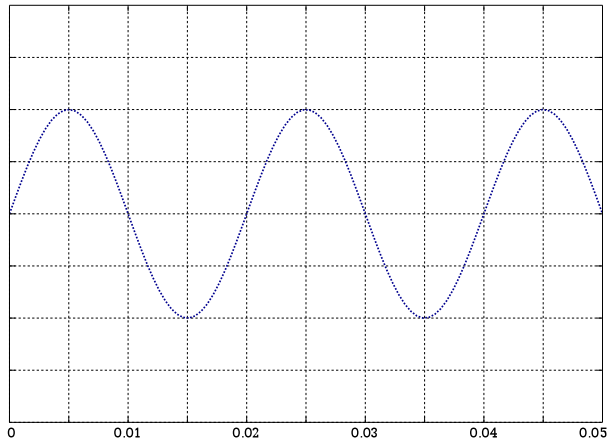
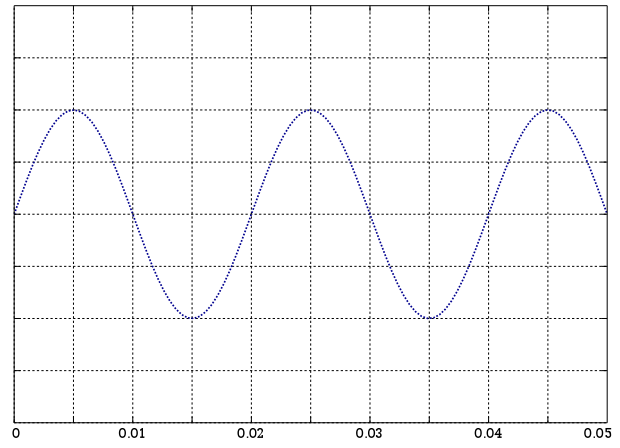
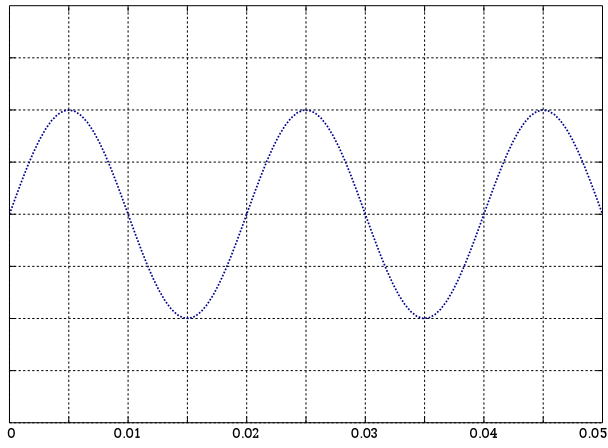


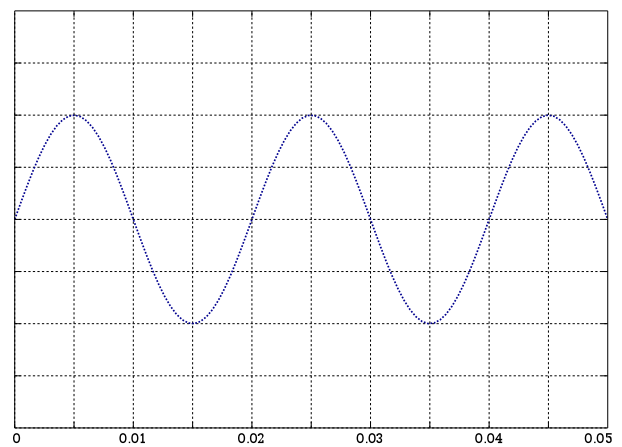
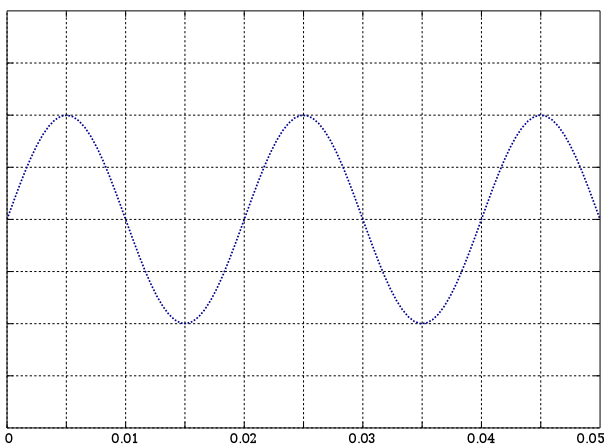
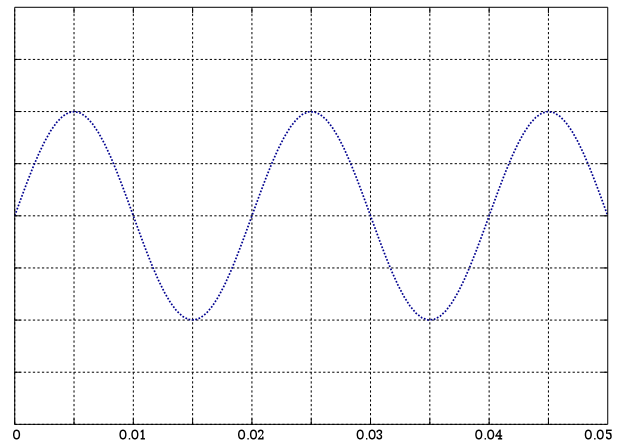
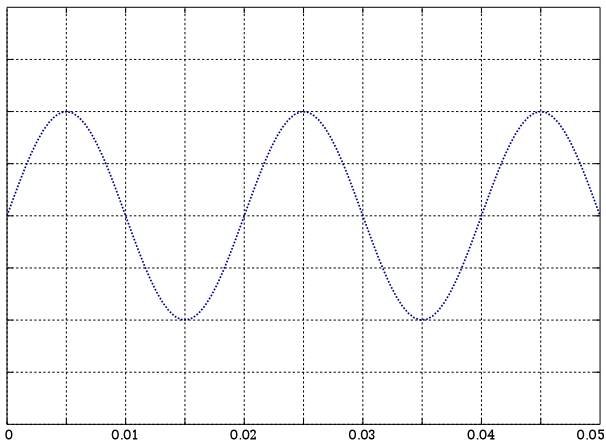
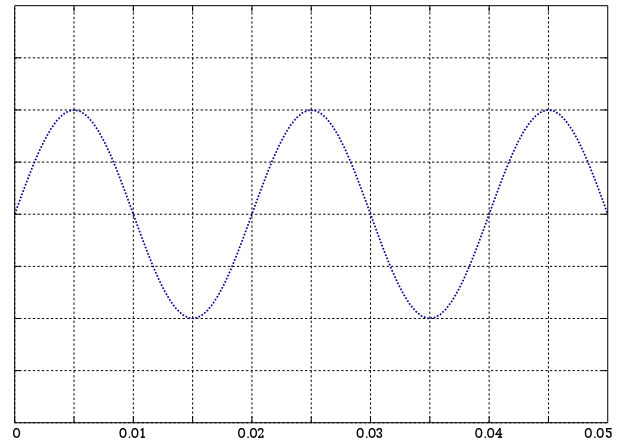
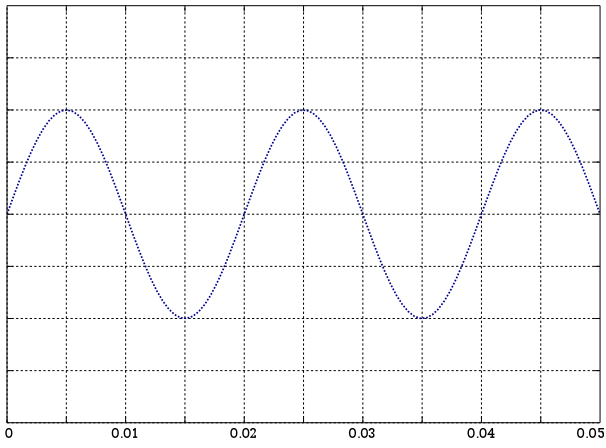
Fig. A-7

- Calculer la valeur minimale de la résistance R_1 de l'autoradio sachant qu'il consomme au maximum 18W.
- Déterminer la condition sur R pour que la tension aux bornes de l'autoradio soit régulée quelle que soit la tension d'entrée V dans l'intervalle 13.7 – 14.3 V, dans le cas où la puissance est maximale.
- Que se passe-t-il si l'autoradio est éteint ? Quelle valeur de résistance R doit-on choisir en pratique ?

A-4.b

On considère le circuit de la figure A-7 de l'exercice précédent dans lequel V est une tension redressée-filtrée de valeur moyenne 12 V et de facteur d'ondulation 5%. La diode est caractérisée par $|V_Z| = 7.2V$, une puissance absorbée maximale $P = 36mW$, et un courant minimal de maintien de V_z égal au vingtième du courant maximal. Sachant que $R_1 = 360\Omega$, déterminer les valeurs possibles de R telles que la tension aux bornes de R_1 soit bien régulée à 7.2 V.





TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTION (BJT) : CARACTÉRISTIQUES, FONCTIONNEMENT EN RÉGIME STATIQUE.

B-1 Caractéristiques des BJTs

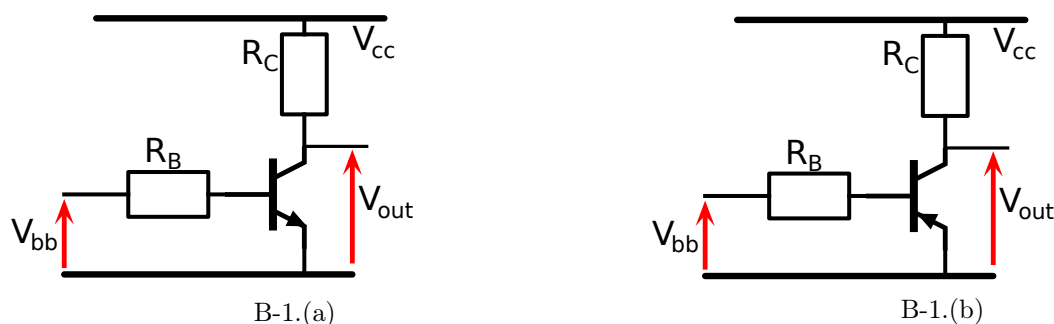


Fig. B-1

B-1.a

1. Pour les 2 montages ci-dessus rappeler les bornes des BJTs, et préciser les conventions à adopter.
2. Rappeler le réseau classique des caractéristiques électriques des BJTs.
3. Déterminer les équations des droites de charge et d'attaque du transistor.
4. Que ce passe-t-il si on remplace le transistor NPN par un PNP ?

Une mesure sur le circuit de la figure B-1.(a) a donné les résultats suivants : $V_{cc} = 5V$, $V_{bb} = 3V$, $R_B = 220\text{ k}\Omega$, $R_C = 1\text{ k}\Omega$, $I_B = 10.5\text{ }\mu\text{A}$ et $I_C = 2.5\text{ mA}$.

5. Déterminer l'état du transistor ;
6. En négligeant l'effet Early, déterminer les paramètres I_s/V_{BE} et β de ce transistor.
7. Quel courant de base faudrait-il imposer pour avoir un courant de collecteur de 10 mA ?
 - (a) Quelle serait alors la tension base-émetteur ? Qu'elle devrait être la valeur de V_{bb}
 - (b) Dans ces conditions quelle est la variation relative du courant de collecteur si la source de courant de base varie de $\pm 2\%$? si la source de tension V_{bb} varie de $\pm 2\%$?

B-1.b

Soit un transistor bipolaire NPN en silicium dont les caractéristiques collecteur-émetteur sont données sur la figure B-2. On supposera que la tension base-émetteur est constante et égale à 0.7 V et on négligera les courants de fuite. Le BJT est utilisé dans le montage B-1.(a) précédent, où $V_{cc} = 12\text{ V}$, $V_{bb} = 6\text{ V}$ et $R_C = 1.2\text{ k}\Omega$

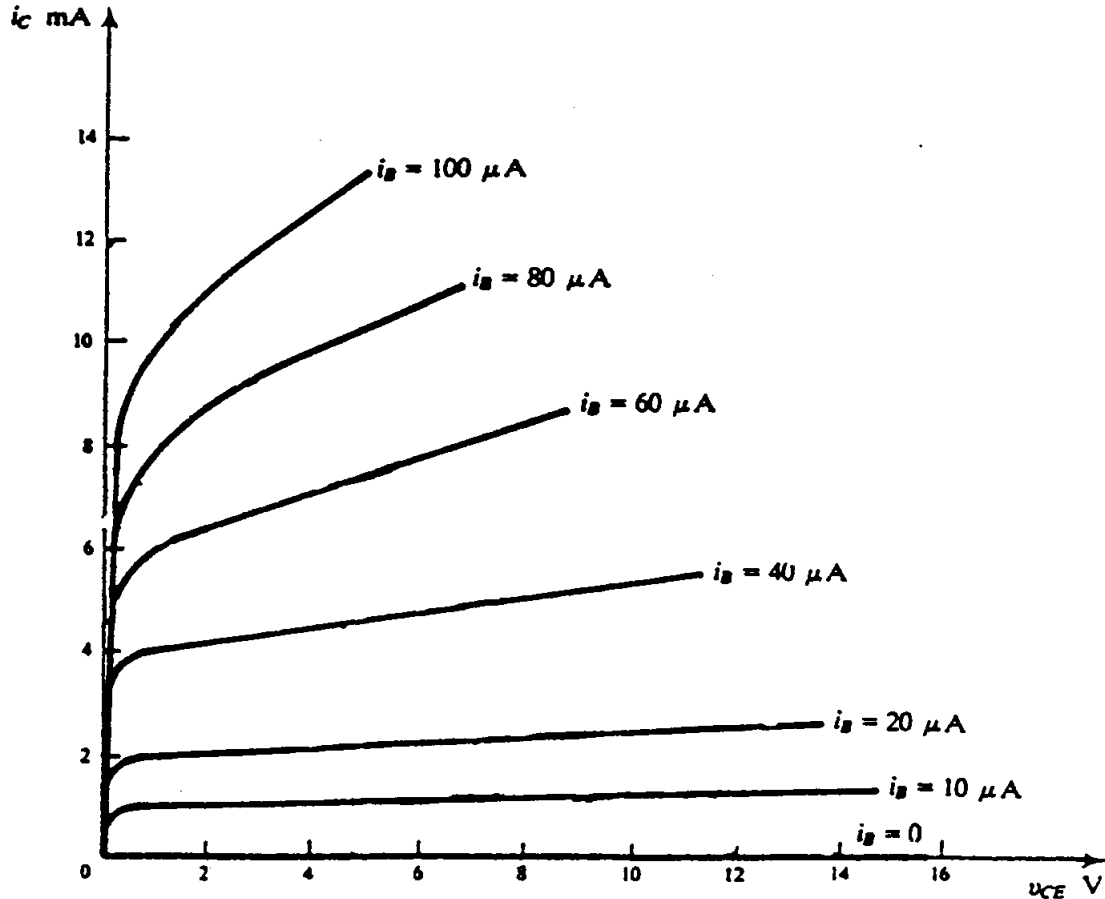


Fig. B-2

1. Calculer R_B telle que le courant de base de repos soit de $40\ \mu\text{A}$.
2. À l'aide des caractéristiques, déterminer les valeurs du courant de collecteur de repos et de la tension collecteur-émetteur de repos. Quelle est la valeur de β pour ce transistor au point de repos choisi ?
3. On suppose maintenant qu'un courant sinusoïdal d'amplitude $20\ \mu\text{A}$ se superpose au courant de base de repos. Tracer l'excursion du point de fonctionnement et donner la valeur de β correspondante. Conclusion ?

B-1.c PNP

Soit le montage de la figure B-1.(b) dans lequel transistor est un PNP en silicium caractérisé par $\beta = 60$. On supposera que la tension base-émetteur est constante et égale à -0.7 V et on négligera les courants de fuite.

1. On fixe le courant de base de repos à $25\ \mu\text{A}$, calculer les deux autres courants de repos (sens et valeurs).
2. Si $V_{bb} = 6\text{ V}$, déterminer la valeur à donner à R_B .
3. On donne $V_{cc} = 10\text{ V}$. Calculer R_C pour que la tension collecteur-émetteur soit de -5 V .

B-2 Polarisation des BJTs

B-2.a Contre-réaction au collecteur

Soit le montage de la figure B-3 ci-dessous dans lequel le BJT est un NPN en silicium caractérisé par $\beta = 150$. On souhaite que le point de repos Q soit fixé à $V_{CEQ} = 10\text{ V}$ et $I_{CQ} = 5\text{ mA}$, et qu'il soit situé au milieu de la droite de charge statique. On supposera $\beta \gg 1$ et on négligera les courants de fuite.

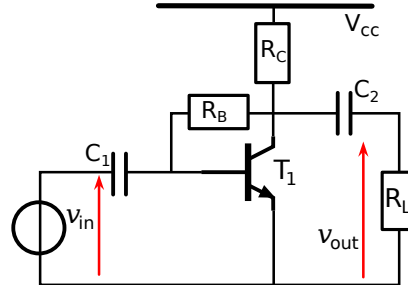


Fig. B-3

1. Écrire l'équation de la droite de charge statique et la tracer.
2. Quelles doivent être les valeurs de V_{cc} et de R_C ?
3. Écrire l'équation de la droite d'attaque statique $I_B = f(V_{BE})$.
4. Quelle doit être la valeur de R_B ?
5. Déterminer les coordonnées du point de repos si le transistor choisi a une valeur de $\beta = 100$ au lieu de $\beta = 150$. Le montage fonctionnera-t-il correctement ?

B-2.b Polarisation par pont diviseur de tension

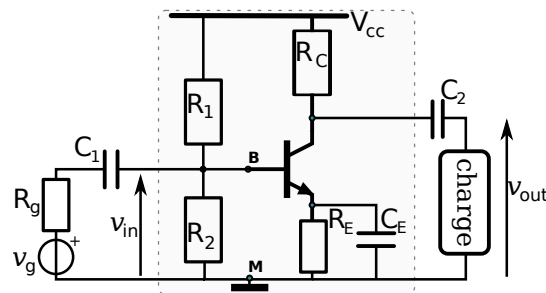


Fig. B-4

On considère le montage B-4 qui représente un transistor NPN alimenté sous une tension d'alimentation $V_{cc} = 10\text{ V}$.

Dans un premier temps, on considère le circuit de la figure B-4 **sans** la résistance R_E (ie., $R_E = 0$).

1. Établir le schéma *simplifié* du montage B-4 faisant apparaître uniquement les composants "nécessaires" pour l'étude de la polarisation.
2. Déterminer les équations des droites de charge et d'attaque du transistor.
3. Caractériser R_C de telle sorte que le point de repos soit centré sur la droite de charge et que le courant de collecteur soit de 5 mA .
4. En utilisant le réseau de caractéristiques fournit en annexe : déterminer le courant de base, ainsi que le gain en courant.
5. On souhaite que le courant I_p circulant dans R_2 soit à peu près 30 fois supérieur au courant de base.

On considère à présent le circuit B-4 **complet** (ie., avec la résistance R_E), avec : $V_{CC} = 10V$, $R_C = 2.4k\Omega$, $R_E = 100\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$ et $R_2 = 1.1\Omega$.

6. Déterminer les équations des droites de charge et d'attaque du transistor.
7. Expliciter **entièrement** les valeurs du point de fonctionnement du transistor à l'aide du réseau caractéristiques fourni en annexe.
8. Indiquer la valeur de la tension de toutes les bornes du BJT par rapport à la masse.

B-2.c Darlington

Soit le circuit de la figure B-5 où les deux transistors sont en silicium avec $\beta_1 = \beta_2 = 50$ (on parle de transistor apparié). On négligera les courants de fuite et on donne $R_L = 1.2k\Omega$. Sachant que l'on souhaite avoir $V_{CEQ2} = 6V$, déterminer les autres coordonnées du point de repos de T2, celles de T1, et en déduire la valeur qu'il faut donner à R_F .

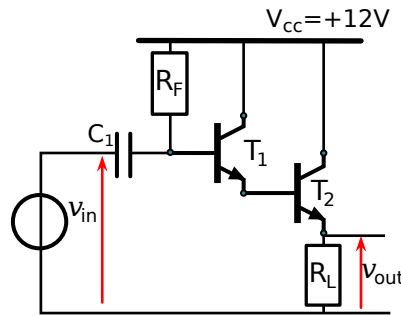


Fig. B-5

B-2.d Montage à transistors complémentaires

On souhaite polariser les transistors du montage de la figure B-6 ci-dessous par deux alimentations symétriques ($-12V$ et $12V$), de façon à ce que les points d'entrée B_1 et de sortie C_2 soient au même potentiel $= 0V$ en continu. Les deux transistors sont en silicium (on supposera que $|V_{BE}| = 0.7V$), on négligera les courants de fuite et on supposera que $\beta_1 = \beta_2 = 100$. On souhaite que le point de repos de T2 soit à $I_{C2} = 10mA$ et $V_{CE2} = -9V$. On impose les relations $R_{C1} = 4R_{E1}$ et $I_P = 10I_{B1}$ (le courant circulant dans R_{B1}). Déterminer les valeurs de tous les courants, de toutes les tensions, ainsi que toutes les résistances permettant de respecter ces conditions de polarisation.

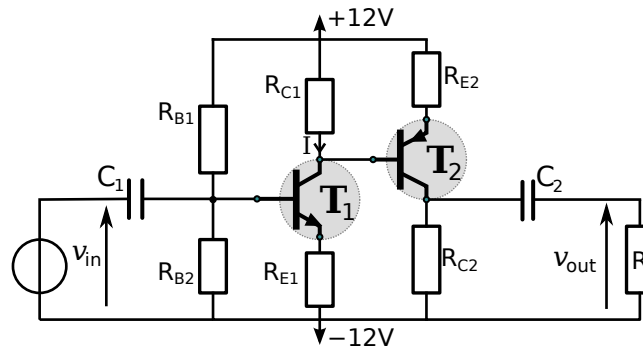
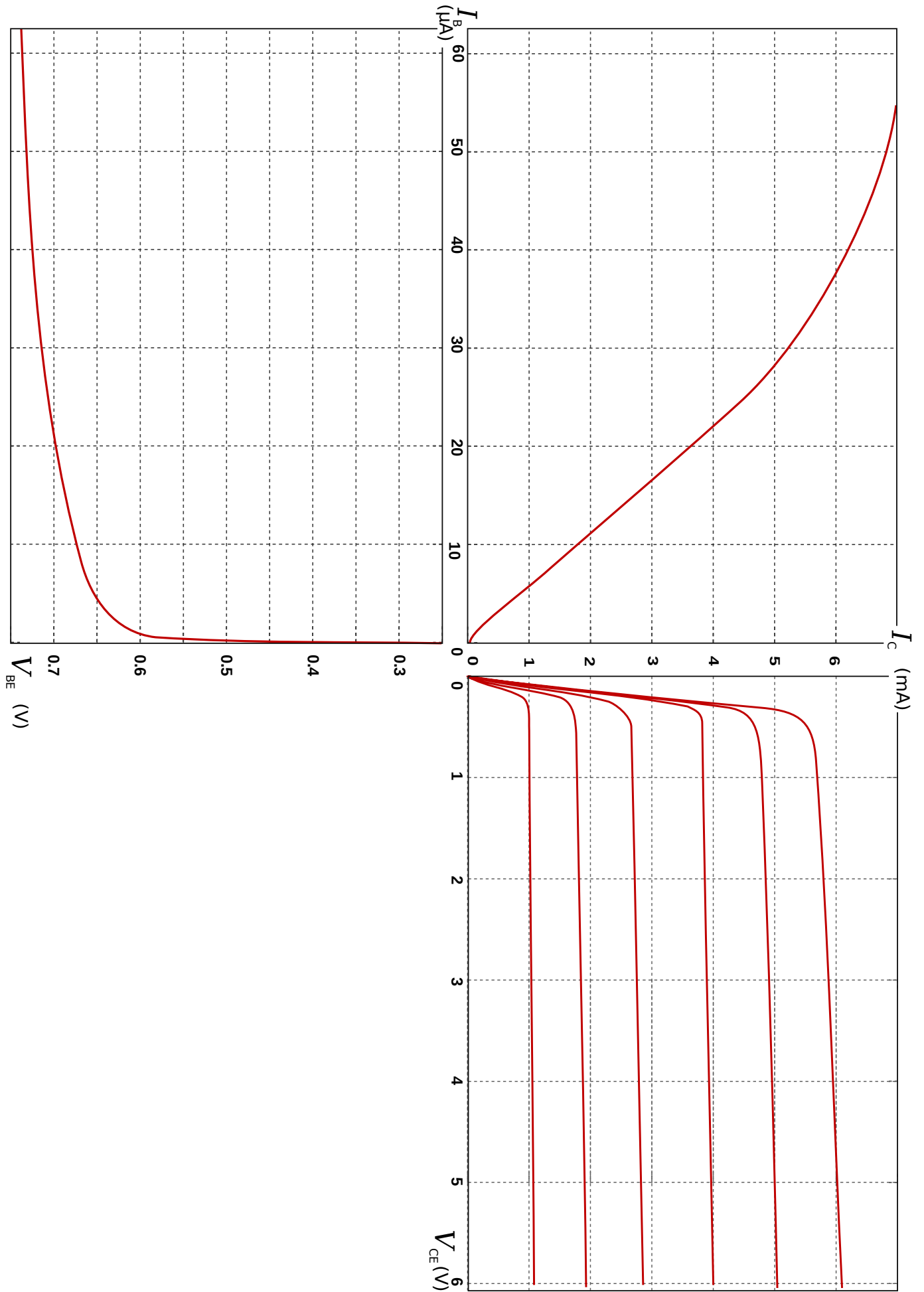


Fig. B-6



TRANSISTOR BIPOLAIRE À JONCTION (BJT) : FONCTIONNEMENT EN RÉGIME DYNAMIQUE – AMPLIFICATEURS.

C-1 Contre-réaction au collecteur

On considère le montage de la figure C-1 ci-dessous où le BJT est un NPN en silicium caractérisé par $h_{11} = 2\text{ k}\Omega$, $\beta = 200$, $h_{12} = h_{22} = 0$. On donne $R_B = 400\text{ k}\Omega$ et $R_C = R = 2\text{ k}\Omega$. On supposera $\beta \gg 1$.

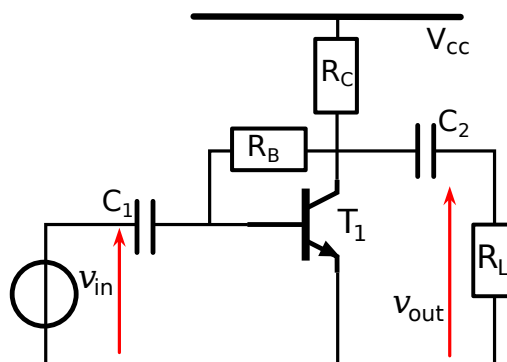


Fig. C-1

1. De quel type d'amplificateur s'agit-il ? Établir le schéma équivalent en régime de petites variations de ce montage.

On considère d'abord que $R_B \gg R_C$ et h_{11} (c'est à dire que le courant dans R_B est négligeable).

2. Déterminer l'expression puis la valeur numérique de A_v le gain en tension du montage.
3. Déterminer l'expression puis la valeur numérique de A_i le gain en courant du montage.
4. Déterminer l'expression puis la valeur numérique de l'impédance d'entrée Z_{in} du montage.
5. Déterminer l'expression puis la valeur numérique de l'impédance de sortie Z_{out} du montage (on pourra au préalable calculer Z'_{out} sans la résistance R_C).

On considère maintenant que le courant dans R_B n'est plus négligeable.

6. Calculer le courant dans R_B en fonction des courants i_{in} et i_b , puis en déduire la chute de tension dans R_B . Calculer ensuite cette chute de tension en fonction des tensions d'entrée et de sortie. En déduire l'expression puis la valeur numérique de A_v , le gain en tension du montage.
7. Exprimer le gain en courant A_i en fonction du gain en tension puis donner sa valeur numérique.
8. Exprimer l'impédance d'entrée Z_{in} en fonction du gain en tension puis donner sa valeur numérique.
9. Déterminer l'expression de l'impédance de sortie Z_{out} puis donner sa valeur numérique (on pourra au préalable calculer Z'_{out} sans la résistance R_C).
10. Conclure quant à l'hypothèse sur le courant dans R_B .

C-2 Montage Emetteur Commun

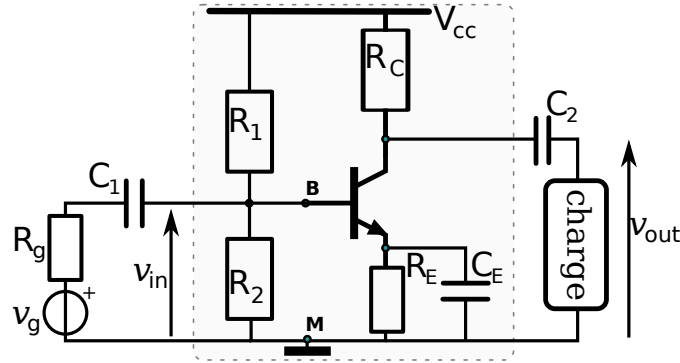


Fig. C-2

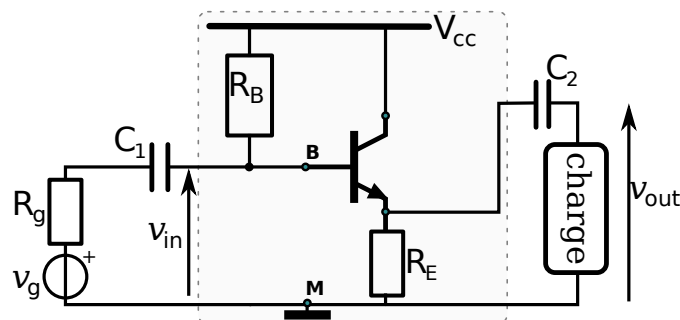
On considère le montage C-2 **complet** (ie., avec la résistance R_E), avec : $V_{CEsat} = 0.2V$, $V_{cc} = 10V$, $R_C = 2.4k\Omega$, $R_E = 100\Omega$, $R_1 = 10k\Omega$ et $R_2 = 1.1\Omega$, et $v_g(t) = \hat{V}_g \sin(\omega t)$

1. Indiquer l'amplitude maximale \hat{V}_{out} de la tension alternative de sortie que peut supporter le montage C-2.
2. Caractériser graphiquement et analytiquement les paramètres internes du transistor.
3. Dessiner le circuit équivalent **simplifié** pour petits signaux en bande passante.
Transformer la source de courant liée à un courant par une source de courant liée à une tension, et déterminer la conductance en transfert ' g_m ' du transistor bipolaire.
4. Calculer dans la **bande passante** :

(a) l'impédance d'entrée Z_{in} vue par (v_g, R_g) ;	(c) le gain en tension à vide A_{v0} .
(b) l'impédance de sortie Z_{out} vue par la charge ;	
5. Qu'elle est l'allure du signal de sortie ?

C-3 Montage Collecteur Commun

Le schéma d'un étage amplificateur à transistor monté en collecteur commun, alimenté sous une tension d'alimentation V_{cc} de 15 V, est donné par le montage de la figure C-3. Il utilise, à $T = 25^\circ C$, un transistor caractérisé par : $\beta = 300$, $V_{BE} = 0.6V$, et une tension de Early : $V_A = -200V$.

Fig. C-3 – A.N. : $V_{cc} = 15V$, $R_g = 1k\Omega$ et $Z_{Charge} = 50\Omega$

1. Dessiner le schéma équivalent du montage complet pour les petites variations dans la **bande passante** (choisir le schéma en " βi_b " pour simuler le transistor).
2. Calculer la valeur des paramètres du transistor autour de son point de fonctionnement.
3. Calculer dans la **bande passante** :

(a) l'impédance d'entrée vue par (v_g, R_g) ; (b) l'impédance de sortie vue par la charge ;	(c) les gains en tension à vide, et en présence d'une charge de 50Ω ;
--	--

C-4 Push-Pull

Dans le montage ci-dessous, les 2 transistors sont supposés identiques. En utilisant le schéma à 2 éléments (h_{11} et β) du transistor, établir le schéma équivalent de ce montage en régime de petites variations. En déduire les expressions 1) du gain en courant, 2) de la résistance d'entrée, 3) du gain en tension et 4) de la résistance de sortie de ce montage.

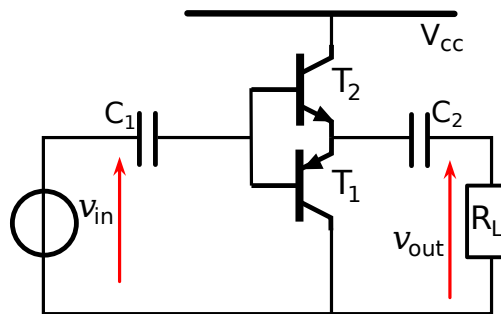


Fig. C-4

C-5 Darlington

Soit le circuit ci-dessous (appelé Darlington) où les deux transistors sont identiques avec $\beta = 80$ et $h_{11} = 2\text{ k}\Omega$. On donne $R_L = 1.2\text{ k}\Omega$ et $R_F = 500\text{ k}\Omega$. du gain en tension, de l'impédance d'entrée Z_e et enfin du gain en courant de ce montage.

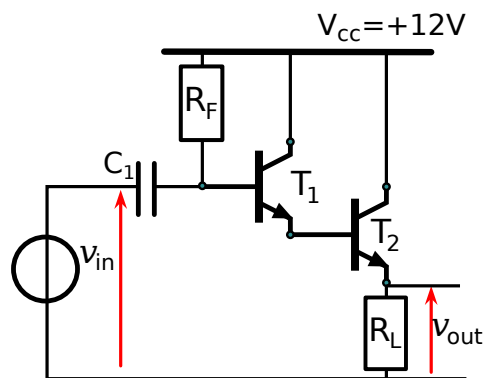


Fig. C-5

1. Déterminer les expressions et les valeurs numériques de Z'_{in} (impédance d'entrée à droite de R_F que l'on pourra utiliser dans la suite des calculs) ;
2. Déterminer les expressions et les valeurs numériques du gain en tension A_v ;
3. Déterminer les expressions et les valeurs numériques de l'impédance d'entrée vu de la source (v_{in})
4. Déterminer les expressions et les valeurs numériques du gain en courant A_i ;

C-6 Amplificateur Différentiel

Soit le schéma ci-dessous où T_1 et T_2 sont 2 BJTs appariés (ie., identiques) et à base de Germanium, caractérisés par $\beta = 50$ et $h_{11} = 1 \text{ k}\Omega$. On donne $R_C = 3 \text{ k}\Omega$ et $V_{CC} = |V_{EE}| = 10 \text{ V}$.

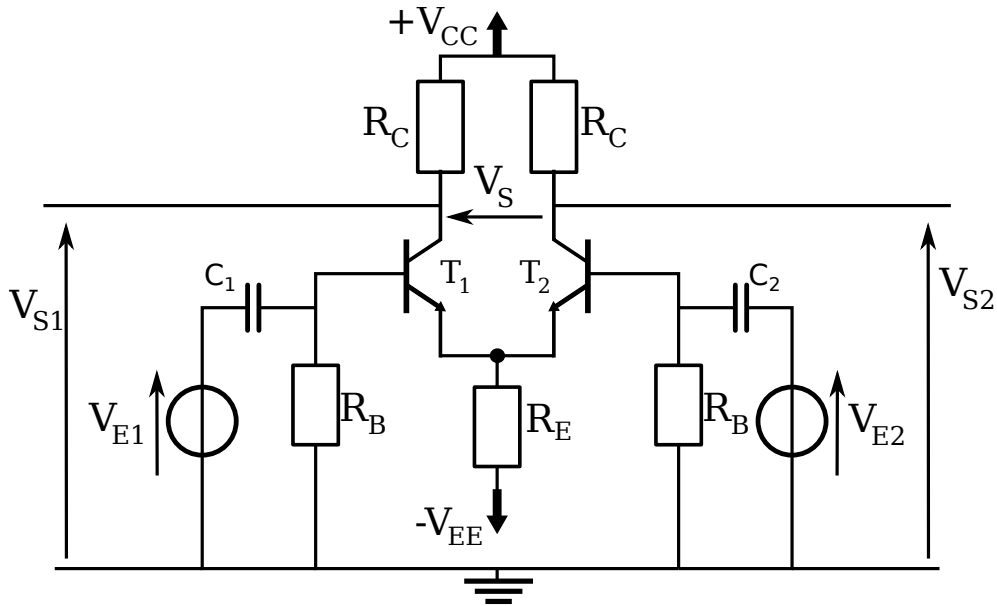


Fig. C-6

1. Établir le schéma équivalent du montage en régime statique, puis calculer R_E et R_B de façon à ce que la tension de polarisation collecteur-émetteur des transistors soit de 8 V et que leurs collecteurs soient à la masse en statique (on donnera les valeurs des autres coordonnées du point de repos).
2. Établir le schéma équivalent du montage en régime de petites variations (on utilisera les schémas équivalents à 2 éléments pour les transistors T_1 et T_2) en plaçant l'entrée v_{e1} à gauche, l'entrée v_{e2} à droite et la masse en bas. La sortie $v_S = v_{S1} - v_{S2}$ sera repérée par une flèche.
3. Déterminer l'expression de la différence entre les deux courants de base en fonction de v_{e1} , v_{e2} et h_{11} .
4. Déterminer v_S en fonction des courants de base et en déduire les expressions littérale et numérique de v_S en fonction de v_{e1} et v_{e2} .
5. Quelle est la fonction réalisée par ce montage ?

D-1 Convertisseur d'impédance généralisé

Soit le montage de la figure D-1, où les AOP sont considérés idéaux et fonctionnant en régime linéaire.

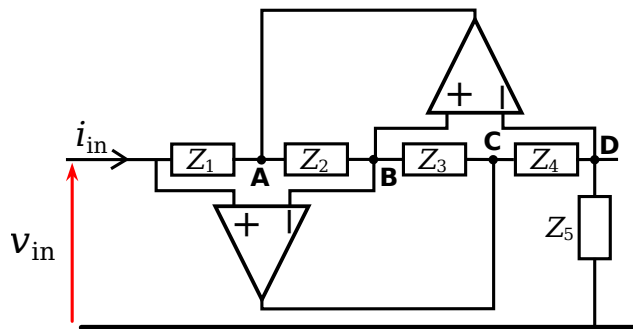


Fig. D-1

1. Déterminer l'impédance équivalente du montage vue de l'entrée.
2. Proposer des composants à placer dans Z_1 , Z_2 , Z_3 , Z_4 et Z_5 , de manière à simuler le comportement :
 - (a) d'une inductance,
 - (b) d'une "super-capacité" défini par : $Z = \frac{1}{Cp^2}$

D-2 AOP et Diode

Soit le montage à base d'AOP de la figure D-2 (on considère ici que l'AOP est idéal).

1. Déterminer l'expression de V_{out} en fonction de V_{in} .
Conclure sur la fonction du circuit.
2. Qu'obtient-on lorsque l'on permute R_1 et D_2 ?

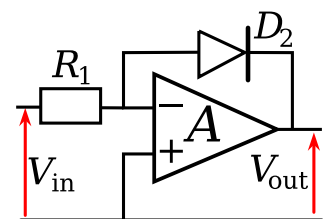


Fig. D-2



On rappelle $I_d = I_s \left(\exp \frac{V_d}{V_T} - 1 \right) \approx I_s \exp \frac{V_d}{V_T}$

D-3 Compensation des courants de polarisation

On considère le montage amplificateur de la figure D-3 réalisé à l'aide d'un AOP *réel*. Les courants de polarisation sont les seuls défaut pris en compte ici.

Une résistance Z_3 a été ajoutée pour compenser leurs effets.

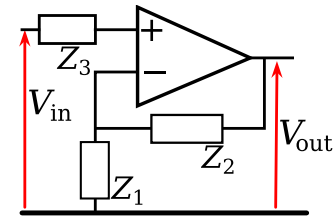


Fig. D-3

1. Exprimer V_{out} en fonction de V_{in} , des éléments du montage, et de i_+ et i_- .
2. On suppose que $i_+ \approx i_-$; montrer qu'on peut compenser l'effet des courants de polarisation en choisissant une valeur appropriée de Z_3 .
3. Montrer qu'il est possible de procéder de façon analogue pour un montage inverseur.

D-4 Dimensionnement de circuit à AOP

1. Dessiner et dimensionner un étage amplificateur à base d'un AOP ayant les caractéristiques suivantes : $A_v = 14\text{dB}$ et impédance d'entrée : $Z_{in} = 10\text{k}\Omega$.
2. En supposant que l'AOP utilisé pour réaliser ce montage est un LF356 (cf., table D.1), déterminez :
 - (a) le gain de l'AOP,
 - (b) les courants de défauts i_{b-} et i_{b+} ,
 - (c) la bande passante de l'AOP, et en déduire celle du montage,
 - (d) la tension de décalage à la sortie.

Electrical Characteristics: LF356, LF357

 $0^\circ\text{C} \leq T_{amb} \leq +70^\circ\text{C}$ $V_{CC} = \pm 15\text{V}$, (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	LF356 - LF357			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
V_{io}	Input Offset Voltage ($R_S = 50\Omega$) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		3	10 13	mV
i_{io}	Input Offset Current $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		3	50 2	pA nA
i_{ib}	Input Bias Current $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$		20	200 8	pA nA
A_{vd}	Large Signal Voltage Gain ($R_L = 2\text{k}\Omega$, $V_O = \pm 10\text{V}$) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$ $T_{min.} \leq T_{amb} \leq T_{max.}$	25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio	80	100		dB
I_{CC}	Supply Current (no load) $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$		5	10	mA
DV_{io}	Input Offset Voltage Drift ($R_S = 50\Omega$)		5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
DV_{io}/V_{io}	Change in Average Temperature Coefficient with V_{io} adjust ($R_S = 50\Omega$)		0.5		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ per mV
V_{icm}	Input Common Mode Voltage Range ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$)	± 10	+15.1 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio	80	100		dB
$\pm V_{OPP}$	Output Voltage Swing $R_L = 10\text{k}\Omega$ $R_L = 2\text{k}\Omega$	± 12 ± 10	± 13 ± 12		V
GBP	Gain Bandwidth Product $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$		5 20		MHz
SR	Slew Rate ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$) $A_V = 5$		12 50		V/ μs
R_i	Input Resistance ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$)		10^{12}		Ω

TABLE D.1 – LF 356/357 Datasheet

D-5 Influence des paramètres

On considère dans tout ce qui suit le montage amplificateur de la figure D-4.

D-5.a Influence du gain réel

- Rappeler la fonction de transfert du montage dans le cas d'un AOP idéal. Préciser la nature du montage.

L'AOP réel possède un gain différentiel défini par :

$$A_d(j\omega) = \frac{A_0}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{c0}}} \quad (\text{D.1})$$

avec $A_0^{\text{dB}} = 100\text{dB}$ et $f_{c0} = 10\text{Hz}$

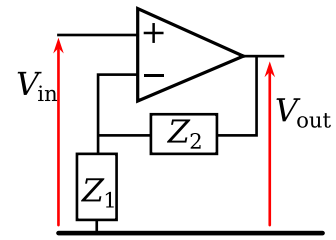


Fig. D-4

- Montrer que la fonction de transfert du montage peut se mettre sous la forme :

$$H(j\omega) = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = \frac{A_d(j\omega)}{1 + A_d(j\omega)G(j\omega)} \quad (\text{D.2})$$

- Quelles sont les fréquences de coupure, f_c , du montage dans les cas suivants : $Z_2 = 9Z_1$ et $Z_2 = 99Z_1$

D-5.b Influence des composants

On supposant que l'AOP possède un gain propre infini : $A_d \rightarrow \infty$.

- Quelle précision sur le gain du montage peut-on obtenir avec des tolérances de 10%, de 1% sur les résistances $Z_1 = 1\text{M}\Omega$ et $Z_2 = 1\text{k}\Omega$?
- Même question si $Z_1 = 1\text{k}\Omega$ et $Z_2 = 5\text{k}\Omega$.

D-5.c Impact sur la sortie

On suppose à présent que l'AOP est un LM741 qui possède une fréquence de coupure de 10 Hz avec un gain statique de 10^5 et sa fréquence de transition est de 10 MHz .

- On désire réaliser un montage amplificateur avec un gain de 40 dB. Quel sera la bande passante du montage ainsi réalisé ?
- Le *slew rate* de l'AOP est $\sigma = 0.5\text{V}/\mu\text{s}$. le signal d'entrée a une amplitude sinusoïdale de 20 mV. À la fréquence de coupure du filtre le signal sera-t-il déformé en raison des caractéristique réelles de l'AOP ?
- À la fréquence de coupure de l'amplificateur, quelle est l'amplitude maximale du signal d'entrée qui conduit à un signal de sortie non affecté par le *slew rate*.
- En sortie l'AOP est délivre une tension maximale de saturation $V_{\text{sat}} = 14\text{V}$ sensiblement égale à la tension de polarisation de l'AOP. Il est également limité en courant pour protéger l'AOP en cas de court circuit de la sortie. Le courant de saturation de sortie est $I_{\text{sat}} = 20\text{mA}$. Calculer le courant résiduel de sortie i_r à la tension de saturation. Quelle condition a-t-on sur $Z_1 + Z_2$ pour que la saturation en tension arrive avant la saturation en courant.