

Travaux Dirigés d'Electronique

Enrico Rubiola et François Faucheux

Septembre 2004

Table des matières

1	OPA idéal	1
2	OPA réel	7
3	Circuits à MOSFET et à JFET	10
4	Portes logiques	19
5	Conversion AD et DA et circuits mixtes	22
6	Diodes	28
7	Circuits d'alimentation	33
8	Circuits à transistor	36
9	Circuits de puissance (linéaires)	44
10	Circuits de puissance (commutation)	51
11	Electronique télécom et oscillateurs	55
12	Questions diverses (quelques exemples)	60
13	Composants Electroniques	62

1 OPA idéal

1.1 Amplificateurs

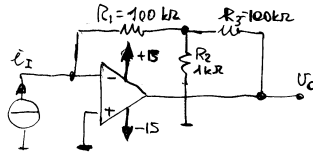
TD 1.1

Représenter le schéma d'un amplificateur inverseur dont le gain est $v_O/v_I = -8$ et d'un amplificateur non-inverseur dont le gain est $v_O/v_I = 8$. La plus faible résistance aura une valeur de $22\text{ k}\Omega$.

Rép. $22\text{ k}\Omega$, $176\text{ k}\Omega$ ($180\text{ k}\Omega$); $22\text{ k}\Omega$, $154\text{ k}\Omega$ ($150\text{ k}\Omega$).

1.2 Amplificateur de transrésistance

opal-transres



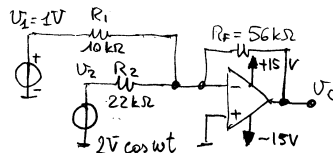
L'OPA a $V_{\text{drop}} = 3\text{ V}$. Calculer la transrésistance $R_m = v_O/i_I$ et la plage du courant d'entrée i_I .

Rép. $-10.2\text{ M}\Omega$, $\pm 1.2\text{ }\mu\text{A}$. Sol. std0001.

1.3 Sommateur

TD 1.2

opal-adder

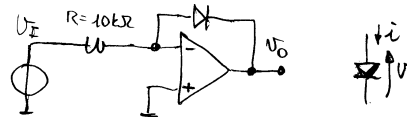


L'OPA a $V_{\text{drop}} = 2\text{ V}$. Tracer le chronogramme $v_O(t)$, et le modifier si l'alimentation est réduite à $\pm 12\text{ V}$.

Sol. std0002.

1.4 Convertisseur logarithmique

opal-log



Si $v_I > 0$, la diode est polarisée en directe ($v > 0$ en figure), et son comportement est décrit par $i = I_s \exp(v/V_T)$, ou $V_T = 25\text{ mV}$ et $I_s = 10^{-14}\text{ A}$ (ce dernier dépend de la diode choisie).

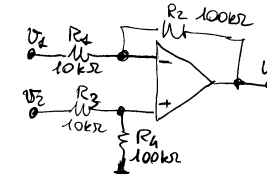
Exprimer la fonction de transfert $v_O(v_I)$ et préciser les valeurs de v_O pour $v_I = 1\text{ V}$, 2.65 V et $(2.65)^2\text{ V}$.

Rép. 576 mV , 600 mV , 624 mV .

1.5 Amplificateur différentiel

TD 1.3

opal-diffamp1



Calculer le gain différentiel $A_D = v_O/v_D$ et le gain de mode commun $A_{CM} = v_O/v_{CM}$. Rappel, par définition : $v_D = (v_2 - v_1)$ et $v_{CM} = \frac{1}{2}(v_2 + v_1)$ avec v_1 et v_2 précisés sur la figure. Suggestion : Pour calculer A_{CM} , utiliser deux générateurs de 1 V .

Rép. 10 , 0 . Sol. std0003.

1.6 Amplificateur différentiel (suite)

TD 1.4

Suite aux imperfections des composants réels, on a $R_4 = 105\text{ k}\Omega$; le reste du circuit n'est pas modifié. Calculer le gain de mode commun $A_{CM} = v_O/v_{CM}$.

Suggestion : connecter les deux entrées, en parallèle, à un générateur $v_{CM} = 1\text{ V}$, et déduire v_O par superposition linéaire.

Rép. 43.5×10^{-3} . Sol. std0004.

1.7 Amplificateur différentiel (suite)

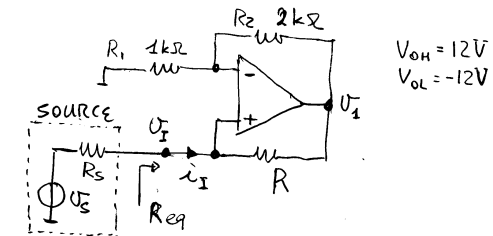
Calculer la résistance d'entrée différentielle $R_D = v_D/i_D$. Exercice difficile. Suggestion : calculer i_2 et i_1 avec $v_2 = -v_1 = 1.1\text{ V}$.

Rép. $20\text{ k}\Omega$. Sol. std0005.

1.8 NIC

TD 1.5

opal-nic



Exprimer R_{eq} en fonction de R_1 , R_2 et R . Calculer R pour obtenir $R_{\text{eq}} = 4\text{ k}\Omega$. Tracer sur le même graphe les caractéristiques $v_1(v_I)$ et $i_1(v_I)$ avec $-12\text{ V} \leq v_I \leq +12\text{ V}$. Préciser la plage de v_I et i_I pour un fonctionnement correct.

Rép. $8\text{ k}\Omega$, $\pm 4\text{ V}$, $\mp 1\text{ mA}$.

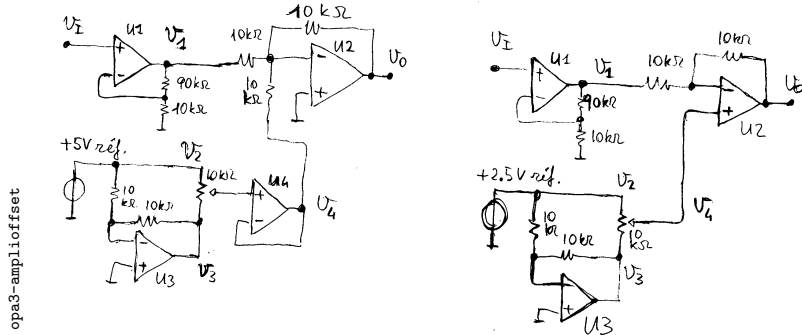
1.9 NIC

Réaliser avec un NIC (convertisseur d'impédance négative) une capacité équivalente $C_e = -10\text{ nF}$. Utiliser un condensateur $C = 10\text{ nF}$.

Calculer l'impédance complexe équivalente à l'entrée à $\omega_1 = 10^5$ rad/s et à $\omega_2 = 2 \times 10^5$ rad/s. Comparer les résultats avec l'impédance d'une inductance de 10 mH aux mêmes fréquences.

Rép. $j1 \text{ k}\Omega$, $j500 \Omega$. $j1 \text{ k}\Omega$, $j2 \text{ k}\Omega$.

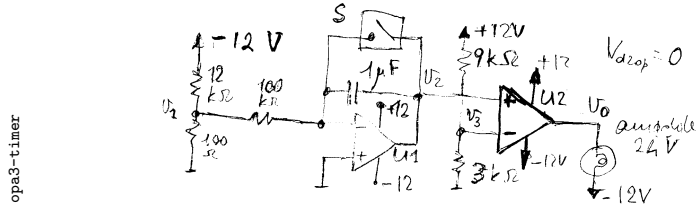
1.10 Amplificateur à décalage dc



Il est nécessaire d'amplifier d'un facteur $A = -10$ le signal provenant d'une source et d'ajouter un décalage variable de ± 5 V en sortie. La source est $v_I = \pm 100$ mV, avec une impédance interne comprise entre 1 M Ω et 10 M Ω .

Démontrer que les deux circuits sont adaptés : calculer le gain v_O/v_I à décalage 0 V, la plage du décalage à $v_I = 0$ V, et vérifier qu'il n'y a pas de saturation dans les conditions spécifiées.

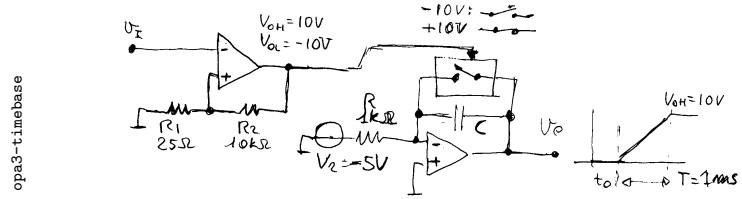
1.11 Timer



Le circuit est un timer qui allume l'ampoule au temps $t = \tau$ après l'ouverture de l'interrupteur S . Analyser le fonctionnement du circuit (chronogrammes de v_2 et v_O) et calculer τ . Suggestions : remplacer la source (à gauche) par son équivalent Thévenin, et découper le circuit en blocks.

Rép. 3 s.

1.12 Générateur de rampe

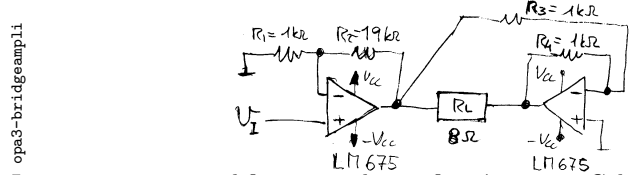


Le circuit est un générateur de rampe de 0 V à 10 V déclenché à l'instant $t = t_0$ quand v_I dépasse le seuil V_{TH} . Il pourrait être utilisé pour contrôler la base de temps d'un oscilloscope et la synchroniser au signal d'entrée.

Calculer le seuil et l'hystérèse. Analyser le circuit et démontrer qu'il fonctionne correctement. Préciser C pour obtenir une rampe de 10 V/ms.

Rép. 25 mV, 50 mV. 50 nF.

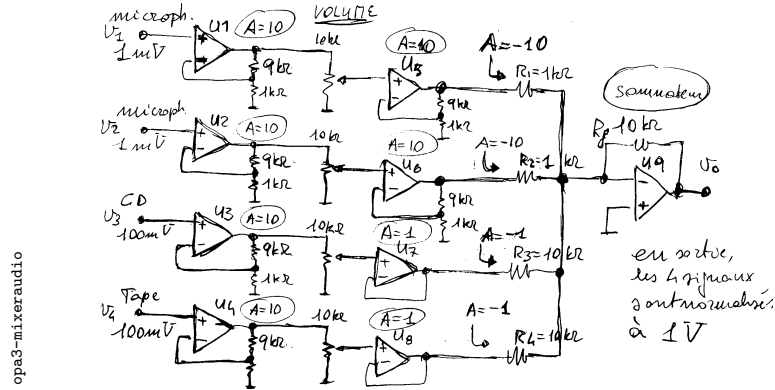
1.13 Amplificateur audio en pont



Le circuit est un amplificateur audio configuré en pont. Calculer la puissance de sortie P_O en régime sinusoïdal si $V_{CC} = 12$ V, $V_{drop} = 3$ V et $R_L = 8 \Omega$.

Rép. 20 W.

1.14 Mixeur audio



Le circuit est un mixer audio prévu pour deux entrées microphone (max 1 mV) et deux entrées auxiliaires (max 100 mV). Chaque signal est réglable entre 0 et 1 V en sortie.

Analyser le circuit : calculer v_O/v_1 en fonction de la position p du contrôle de volume ($0 < p < 1$, avec $p = 1$ à volume max), et faire de même pour les trois autres entrées.

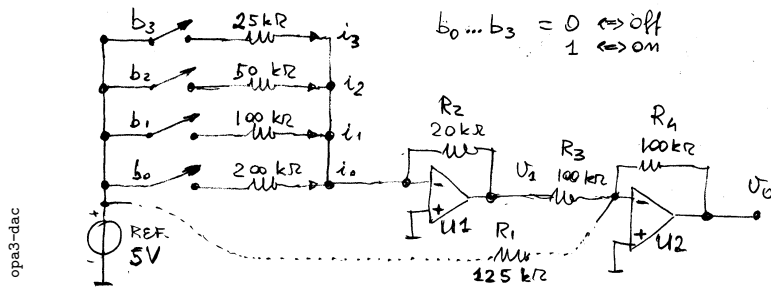
Rép. $-10^3 p_1, -10^3 p_2, -10 p_3, -10 p_4$.

1.15 Mixeur audio (suite)

On réalise le circuit avec des OP27. Le gain total (1000) des voies 1 et 2 est réparti sur trois étages d'amplification de gain 10 chacun. Pourquoi cette répartition est-elle nécessaire, et ne pouvait-on amplifier d'un facteur 1000 sur un seul étage? *Suggestion* : un circuit audio doit fonctionner au moins jusqu'à 20 kHz, et pour le bon fonctionnement il sera nécessaire d'avoir $|A_{OL}\beta| \geq 10$ (20 dB).

Rép. pour un seul opa, gain=1000 $\Rightarrow f_{max} = 800$ Hz, gain=10 $\Rightarrow f_{max} = 80$ kHz.

1.16 Convertisseur numérique analogique (DAC) TD 3.1



Sans R_1 , calculer v_O avec un seul interrupteur à la fois en position ON. Soit $b = [b_3, b_2, b_1, b_0]$ un nombre binaire, avec $b_i = 1 \leftrightarrow \text{ON}$. Démontrer que $v_O = kb$ et calculer k ; ainsi, le circuit réalise un convertisseur numérique / analogique à 4 bits. *Suggestion* : d'abord calculer v_O avec un seul interrupteur à la fois en position on.

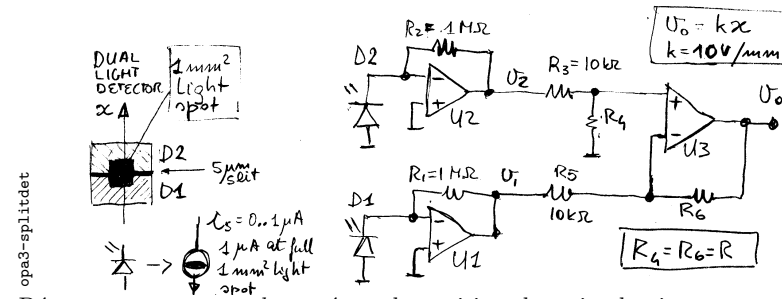
Sol. std0014.

1.17 DAC avec signe (suite)

Introduire R_1 , et calculer $v_O(b)$ dans cette configuration. Mettre le résultat en relation avec celui de l'exercice précédent.

Sol. std0015.

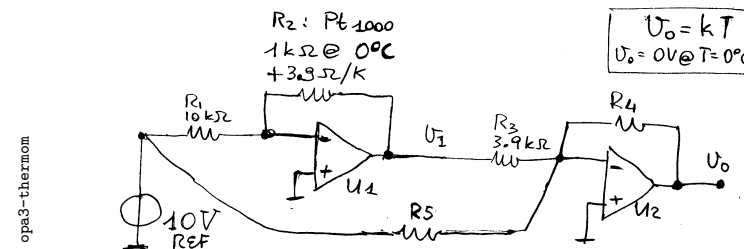
1.18 Détecteur optique de position TD 3.2



Démontrer que $v_O = kx$, x étant la position du point lumineux, et calculer R pour obtenir $k = 10 \text{ V/mm}$. A $x = 0$ le point lumineux est à moitié sur chaque diode. L'alimentation est $\pm 15 \text{ V}$. Vérifier que le circuit reste linéaire $\forall x$. Approximations : le point lumineux est carré, la distance entre les détecteurs ($5 \mu\text{m}$) est négligeable, pas de diffraction. (Ce type de détecteur est utilisé dans les imprimantes laser).

Rép. 50 k Ω . Sol. std0011.

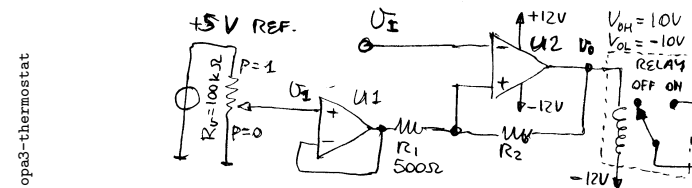
1.19 Thermomètre TD 3.3



Suite à la variation thermique de R_2 , le circuit est un thermomètre. Démontrer que la relation est $v_O = kT + h$, linéaire; T est la température. Calculer R_4 et R_5 pour obtenir $k = 100 \text{ mV/K}$ et $v_O = 0 \text{ V}$ à 0°C .

Rép. 100 k Ω , 39 k Ω . Sol. std0012.

1.20 Trigger à seuil variable TD 3.4



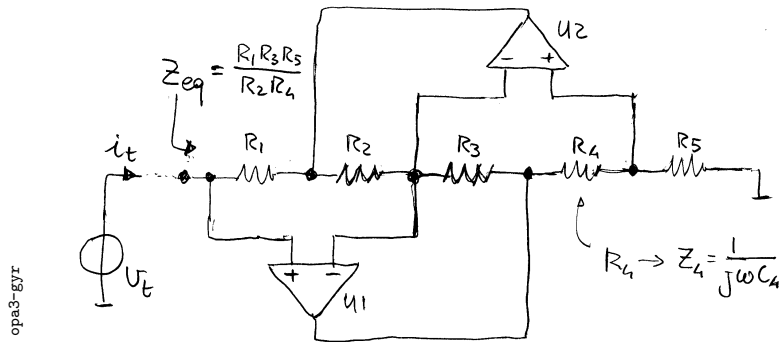
U_2 fonctionne en trigger. Calculer R_2 pour obtenir une hystérèse $V_{TH} - V_{TL} =$

100 mV. Tracer la caractéristique $v_O(v_I)$ pour $p = 0.6$ et préciser l'état du relai ; p est la position du curseur de R_v . Expliquer le rôle de U_1 .
 Rép. 99.5 k Ω (100 k Ω). Sol. std0013.

1.21 Thermostat

Expliquer comment utiliser les deux circuits précédents et un radiateur alimenté par le secteur pour réaliser la régulation de température d'une pièce. Note : ce type de thermostat n'est pas "stable" dans le sens de la théorie des contrôles car il oscille.

1.22 Gyrateur



Démontrer que l'impédance équivalente d'entrée est $Z_{eq} = (R_1 R_3 R_5) / (R_2 R_4)$.
 Exercice difficile, à résoudre avec le court circuit virtuel : $v_d = 0$ et $i = 0$.
 Calculer d'abord $v(R_5)$ avec le court circuit virtuel, et poursuivre vers l'entrée dans l'ordre ; à chaque pas, $i = 0$ à l'entrée de l'opa.

1.23 Gyrateur (suite)

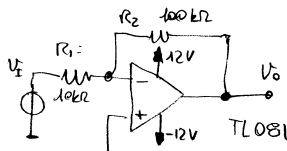
Remplacer R_4 par un condensateur $C_4 = 2.2$ nF, donc $Z_4 = 1 / j\omega C_4$. Démontrer que Z_{eq} est celle d'une inductance ($Z_{eq} = j\omega L_{eq}$), et en calculer la valeur de L_{eq} .

2 OPA réel

2.1 Amplificateur inverseur

TD 2.1

opa2-amp1.1



En prenant en compte les valeurs typiques du TL081, calculer l'offset de sortie

produit par V_{OS} , I_B et I_{OS} en conditions nominales.

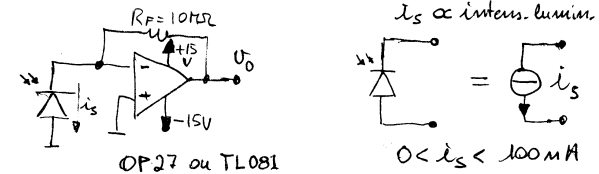
Calculer l'effet sur v_O produit par la variation de température ambiante T_A de 25 °C à 40 °C, et l'effet produit par l'état de charge de la batterie d'alimentation dans la plage de ± 10.8 V à ± 13.2 V.

Rép. 33 mV. 3 mV. 1.32 mV. Sol. std0006.

2.2 Détecteur d'intensité lumineuse

TD 2.2

opa2-photodetect



La diode se comporte comme un générateur de courant proportionnel à l'intensité lumineuse.

En tenant compte des valeurs les plus défavorables de V_{OS} , I_B et I_{OS} , calculer l'offset de sortie pour les deux OPA. Pourquoi l'OPA d'usage général (TL081) est-il préférable à l'OPA à haute performance (OP27) pour la réalisation du détecteur ?

Rép. TL081 : 20 mV ; OP27 : 1.175 V. Sol. std0007.

2.3 Amplificateur inverseur

Un amplificateur inverseur a $R_1 = 1$ k Ω (à l'entrée) et $R_2 = 10$ k Ω (en feedback), et l'entrée + de l'OPA à la masse. L'OPA est un AD840.

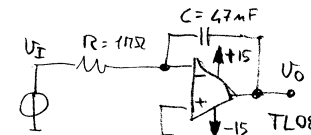
En prenant en compte les valeurs typiques de V_{OS} , I_B et I_{OS} , calculer la tension totale d'offset équivalente à l'entrée. Corriger le schéma pour rendre l'offset minimum, et en calculer la valeur.

Rép. 3.43 mV. Ajouter $R_3 = 909 \Omega$ en série à l'entrée +, 0.25 mV.

2.4 Intégrateur

TD 2.3

opa2-integr



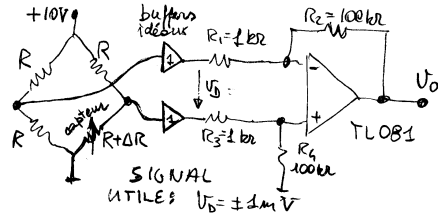
En prenant en compte les valeurs typiques de V_{OS} , I_B et I_{OS} , tracer le chronogramme de $v_O(t)$ avec C initialement déchargé.

Calculer le temps τ que met l'OPA pour saturer. Peut-on savoir si l'OPA sature à V_{OH} ou à V_{OL} ?

Rép. $\tau = 235$ s. Non. Sol. std0008.

2.5 Amplificateur de capteur en pont

opa2-bridge

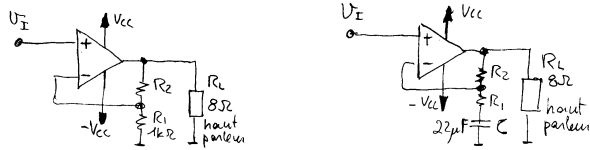


Calculer la tension V_{CM} de mode commun d'entrée de l'OPA et l'influence de celle-ci sur l'offset de sortie. Refaire le même calcul avec le pont de Wheatstone alimenté en ± 5 V au lieu de $+10$ V.

Rép. 5 V, 25.2 mV, 0 V, 0 V.

2.6 Amplificateur audio

opa2-amplif



Préciser la valeur de R_2 et la valeur minimum de V_{CC} telles que le circuit à gauche soit un amplificateur audio avec gain $v_O/v_I = 20$ et puissance de sortie $P_O = 5$ W en régime sinusoïdal si $R_L = 8 \Omega$ et $V_{drop} = 3$ V.

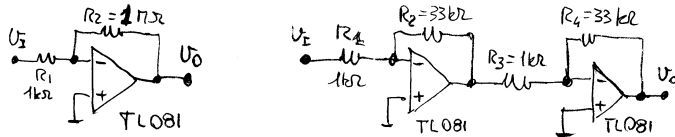
Les haut parleurs ont "horreur" du courant continu. Pourquoi a-t-on ajouté $C = 22 \mu\text{F}$ dans le circuit à droite et quel est son effet? Rappel : les sons en dessous de 15–20 Hz ne sont pas audibles.

Rép. 19 kΩ, 12 V. Passe haut, $f_0 = 7.2$ Hz, aucun effet audible.

2.7 Erreur de gain

TD 2.4

opa2-gainerr



Les deux circuits ont le même gain $|A| = 1000$ (le signe n'a pas d'importance pour la suite). Calculer l'erreur relative de gain en dc due au gain A_{OL} typique en boucle ouverte de l'OPA. Pourquoi le circuit à droite fonctionne mieux?

Rép. -5×10^{-3} , -3.4×10^{-4} . Sol. std0009.

2.8 Erreur de gain (suite)

Pour le circuit de gauche (ampli inv. gain $A = 1000$) calculer la fréquence maximum à laquelle le gain de boucle $|A_{OL}(j\omega)\beta|$ n'est pas inférieure à 20 dB. Dans cette condition, exprimer l'erreur relative de gain.

Rép. 300 Hz. Module 5×10^{-3} , phase 0.1 rad.

2.9 Erreur de gain (suite)

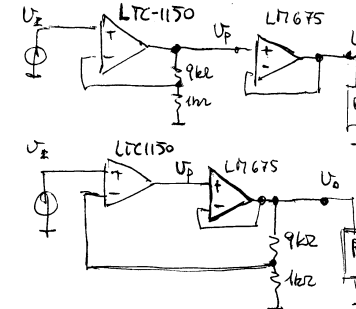
Pour le circuit de droite (ampli gain $A = 1000$, en deux étages) calculer la fréquence maximum à laquelle le gain de boucle $|A_{OL}(j\omega)\beta|$ de chaque étage n'est pas inférieure à 20 dB. Dans cette condition, exprimer l'erreur relative de gain de l'amplificateur complet.

Rép. 9.5 kHz. module 10^{-2} , phase 0.2 rad (5×10^{-3} et 0.1 rad chaque étage).

2.10 Réduction de l'offset

TD 2.5

opa2-compoundopa



En prenant en compte les valeurs défavorables de chacun des deux OPA, calculer l'offset en v_P et v_O pour les deux circuits; (un peu de réflexion est nécessaire).

Calculer pour les deux circuits l'effet d'une montée en température de 50 K du LM675 suite à un fort courant fourni à la charge.

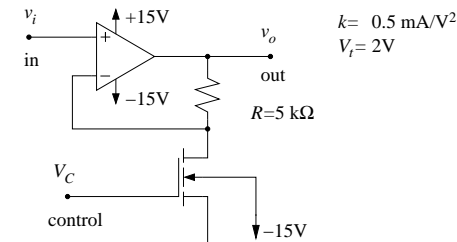
Rép. 1er : 51.8 μV, 10.05 mV; 2em : 10.05 mV, 50 μV. 1.25 mV, 0. Sol. std0010.

3 Circuits à MOSFET et à JFET

3.1 Amplificateur à gain variable

TD 4.1

mos-vargain



A $v_i = 0$, vérifier si le mosfet fonctionne en triode ou en saturation. En dynamique, déduire le gain v_o/v_i pour $V_C = 2.5$ V, 3 V et 3.5 V.

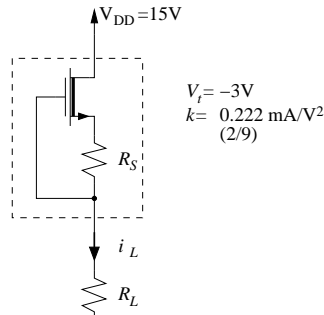
Rép. Triode. 3.5, 6, 8.5. Sol. std0020.

3.2 Amplificateur à gain variable (suite)

En utilisant un mosfet canal P, tracer le même schéma et préciser les paramètres nécessaires pour obtenir le même fonctionnement.

3.3 Source de courant

TD 4.2

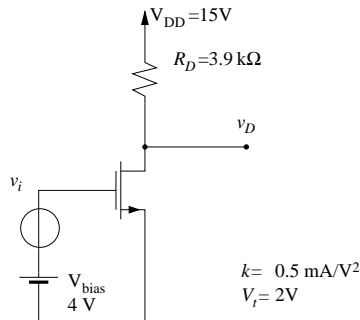


À $R_L = 0$, calculer R_S pour obtenir $i_L = 0.5$ mA. Calculer R_L max pour assurer le fonctionnement en saturation.

Rép. 3 kΩ. 24 kΩ. Sol. std0018.

3.4 Amplificateur "CS" (common source)

TD 4.3



En statique ($v_i = 0$), calculer i_D et v_D (I_D et V_D). Vérifier si le mosfet est en saturation. En dynamique, calculer le gain v_o/v_i et la résistance équivalente de sortie R_{eq} . Suggestion : utiliser une source de tension de test v_t et calculer le courant i_t .

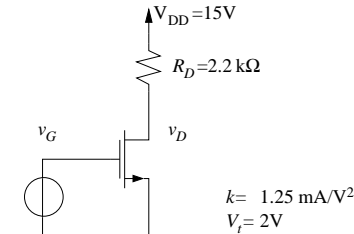
Rép. 2 mA, 7.2 V. Oui. -7.8, 3.9 kΩ. Sol. std0019.

3.5 Amplificateur "CS" (suite)

Identifier les problèmes importants pour le fonctionnement en amplificateur si V_{bias} est 2.5 V.

3.6 Circuit interrupteur

TD 4.4

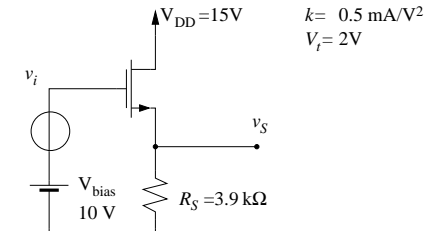


Calculer i_D et v_D et préciser la région de fonctionnement pour $v_G = 0, 5$ V et 8 V. Calculer la puissance dissipée par le mosfet.

Rép. 0 V, 15 V, cutoff; 6.43 mA, 857 mV, triode; 6.62 mA, 441 mV, triode. 0 mW, 5.51 mW, 2.92 mW. Sol. std0017.

3.7 Amplificateur "CD" (common drain)

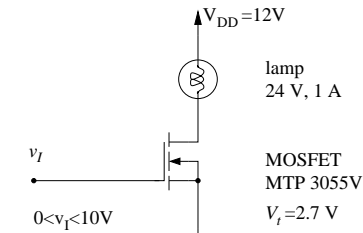
TD 4.5



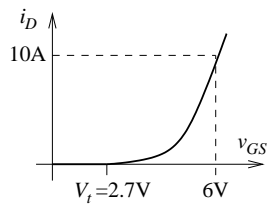
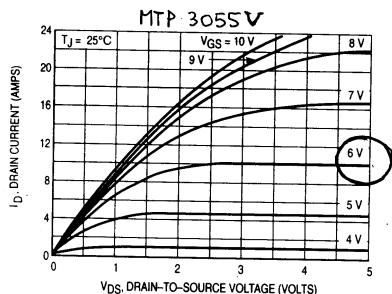
En statique ($v_i = 0$), calculer i_S , v_S et V_{GS} (I_S , V_S et V_{GS}). Vérifier si le mosfet est en saturation. En dynamique, calculer le gain v_o/v_i et la résistance équivalente de sortie R_{eq} . Suggestion : utiliser une source de tension de test v_t et calculer le courant $i_t = i_1 = i_2$ (résistance et mosfet).

Rép. 1.59 mA, 6.21 V, 3.79 V. 0.874, 490 Ω. Sol. std0016.

3.8 Contrôle de puissance à MOSFET



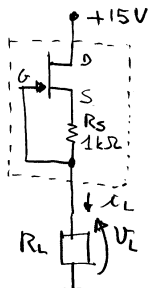
mos-lampdata



Calculer les valeurs de V_I pour trois puissances dans la charge, $P_L = 0$, $P_L = P_{max}/2$ et $P_L = P_{max}$. Il est nécessaire de déduire le paramètre K de la figure. On considère l'ampoule complètement allumée si $v_{DS} \leq 0.2$ V. La résistance résiduelle des contacts et du Si est négligeable. Préciser le comportement du MOS.

Rép. ≥ 2.7 V, 3.54 V, 5.7 V. Off, saturé, triode.

3.9 Source de courant à JFET

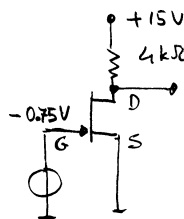


$I_{DSS} = 4 \text{ mA}$
 $V_P = -3 \text{ V}$

Démontrer que le circuit fonctionne en source de courant. Déduire i_L si $R_L = 0$. Calculer la valeur max de R_L qui garantit le fonctionnement en source de courant. Par quel critère on choisit i_L parmi les solutions analytiques?

Rép. ... 1.294 mA. 9.27 kΩ. Sol. std0079.

3.10 Amplificateur à JFET (polarisation dc)



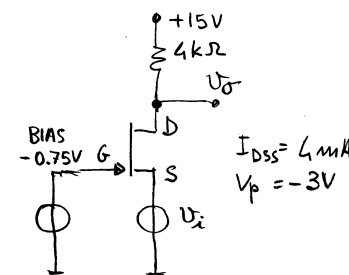
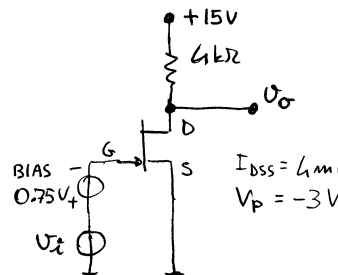
$I_{DSS} = 4 \text{ mA}$
 $V_P = -3 \text{ V}$

Déduire le point de fonctionnement du circuit en dc (I_D et V_{DS}). Vérifier si le FET fonctionne en triode ou en saturation.

fet-bias

Rép. 2.25 mA, 6 V. Saturation. Sol. std0080.

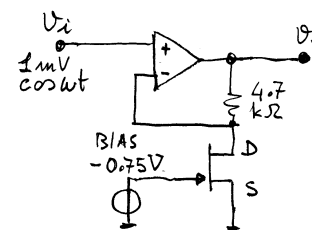
3.11 Amplificateurs 'CS' et 'CG' (suite ex. préc.)



En régime dynamique, calculer le gain v_o/v_i , la résistance d'entrée R_i , la résistance de sortie R_o et la plage de tension en sortie.

Rép. Common-source : -8, ∞ , 4 kΩ, +9/-3.75 V (symétrisée à ± 3.75 V). Common-gate : 8, 500 Ω, 4 kΩ, +9/-3.75 V (symétrisée à ± 3.75 V). Sol. std0081.

3.12 Amplificateur à gain variable



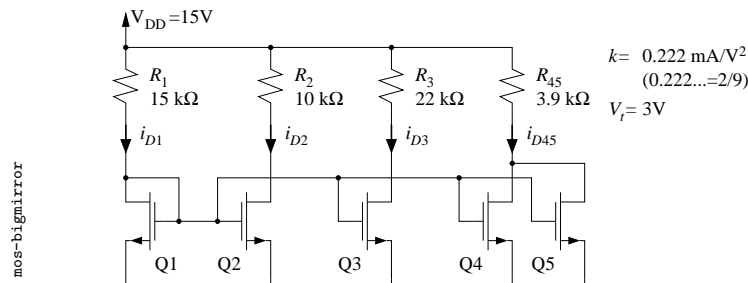
$I_{DSS} = 4 \text{ mA}$
 $V_P = -3 \text{ V}$

À $v_i = 0$, vérifier si le FET fonctionne en triode ou en saturation. En dynamique, déduire le gain v_o/v_i .

Rép. Triode. 10.4. Sol. std0082.

3.13 Miroir de courant

TD 5.1



$k = 0.222 \text{ mA/V}^2$
(0.222...=2/9)
 $V_t = 3 \text{ V}$

Calculer v_{GS} , i_D et v_D pour les 4 mosfets (Q4 et Q5 sont considérés comme un

mos-bigmirror

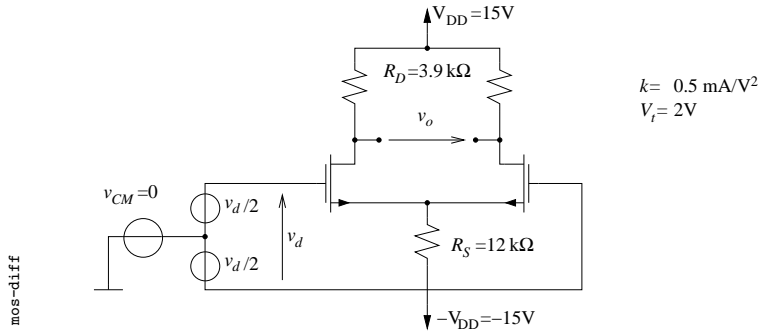
seul dispositif. Pourquoi?).

Rép. 4.75 V ; 68 μA , 4.75 V ; 68 μA , 8.17 V ; 644 μA , 827 mV ; 1.366 mA, 9.67 V. ...

Sol. std0022.

3.14 Amplificateur différentiel

TD 5.2



En statique ($v_{CM} = 0$ et $v_d = 0$), calculer v_{GS} , i_D , v_S et v_D (V_{GS} , I_D , V_S et V_D). En dynamique, calculer le gain v_o/v_d .

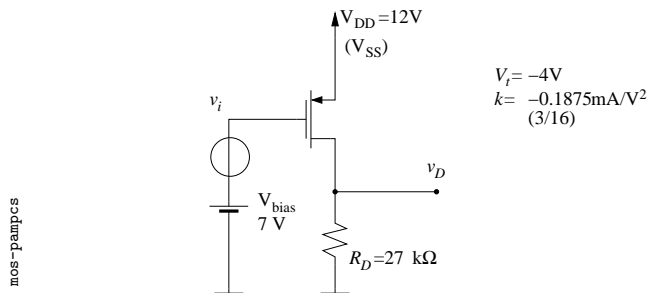
Rép. 3 V, 500 μA , -3 V, 7.5 V. 15. Sol. std0021.

3.15 Amplificateur différentiel (suite)

Calculer le gain de mode commun v_o/v_{CM} et le CMRR. Comment peut-on l'améliorer?

3.16 Amplificateur "CS" (common source)

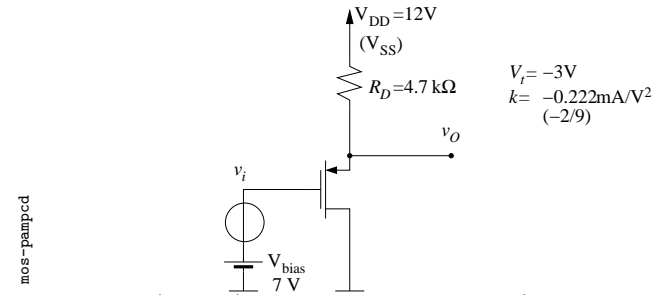
TD 5.3



En statique ($v_i = 0$), calculer i_D et v_D (I_D et V_D). Vérifier si le mosfet est en saturation. En dynamique, calculer le gain v_o/v_i et la résistance équivalente de sortie R_{eq} . Suggestion : utiliser une source de tension de test v_t et calculer le courant i_t .

Rép. 187 μA , 5.05 V. Oui. 10.12, 27 kΩ. Sol. std0023.

3.17 Amplificateur "CD" (common drain)

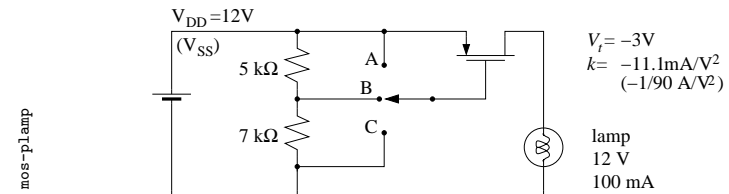


En statique ($v_i = 0$), calculer v_{GS} , i_D et V_S (V_{GS} , I_D et V_S). Vérifier si le mosfet est en saturation. En dynamique, calculer le gain v_o/v_i et la résistance équivalente de sortie R_{eq} . Suggestion : utiliser une source de tension de test v_t et calculer le courant $i_t = i_1 = i_2$ (résistance et mosfet).

Rép. 4.97 V, 858 μA , 7.97 V. 0.663, 4.7 kΩ. Sol. std0024.

3.18 Interrupteur de puissance à MOSFET

TD 5.4

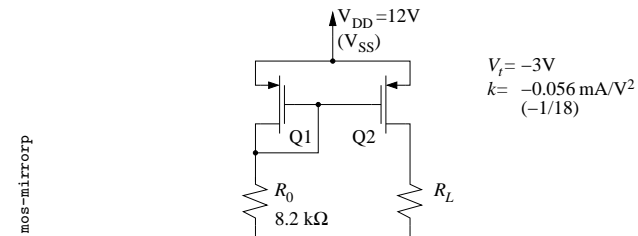


Calculer v_D (état de l'ampoule) et la puissance dissipée par le mosfet pour les trois cas A, B, C. On considère l'ampoule complètement allumée si $|v_{DS}| \leq 0.8$ V. La résistance

Rép. 0 V, éteinte, 0 mW ; 5.33 V, peu allumée, 296 mW ; 11.52 V, allumée, 46 mW.

Sol. std0025.

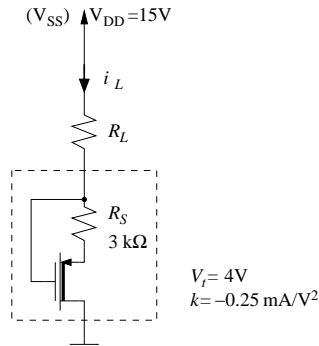
3.19 Miroir de courant



Calculer v_{GS} , i_{D1} et i_{D2} à $R_L = 0$. Calculer R_L max qui permet le fonctionnement en miroir de courant.

Rép. 6.24 V, 584 μA , 584 μA . 20.138 kΩ. Sol. std0026.

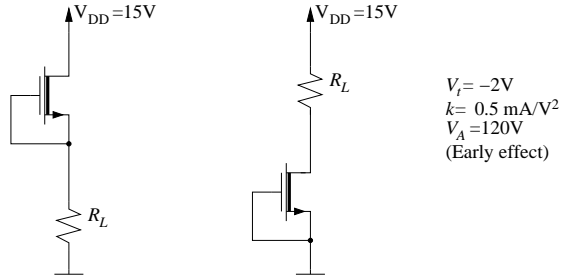
3.20 Source de courant



Calculer i_L à $R_L = 0$. Calculer R_L max pour assurer le fonctionnement en saturation.

Rép. $754 \mu\text{A}$, $17.6 \text{ k}\Omega$. Sol. std0027.

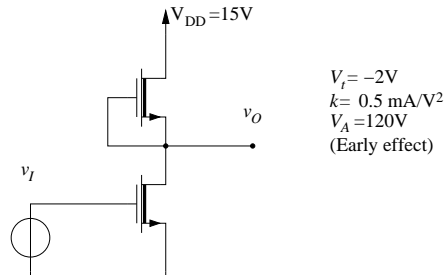
3.21 Source de courant



Calculer i_D et i_S à $R_L = 0$ pour les deux circuits. Préciser l'équivalent de Norton du MOS valable dans les conditions de la figure, et calculer la plage de R_L qui garantit le fonctionnement en source de courant.

Rép. 2 mA , 2 mA , $2 \text{ mA} // 60 \text{ k}\Omega$, $0 \dots 6.5 \text{ k}\Omega$. Sol. std0088.

3.22 Amplificateur

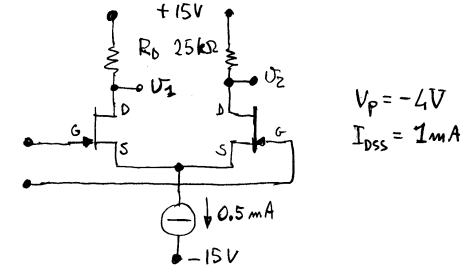


Calculer le point de fonctionnement statique (I_S , I_D et V_O) à $v_I = 0 \text{ V}$. En

dynamique, calculer le gain v_o/v_i , la résistance R_i d'entrée et la résistance R_o de sortie. Préciser la plage de tension en sortie.

Rép. 2 mA , 2 mA , 7.5 V , -60 , ∞ , $30 \text{ k}\Omega$, $\pm 5.5 \text{ V}$. Sol. std0089.

3.23 Amplificateur différentiel à JFET



Calculer le point de fonctionnement statique (V_S , V_1 et V_2) à $v_{G1} = v_{G2} = 0 \text{ V}$. En dynamique, calculer le gain différentiel $A_d = v_o/v_d = (v_2 - v_1)/v_d$. Suggestion : utiliser la symétrie du circuit.

Rép. $+2 \text{ V}$, 8.75 V , 8.75 V , 6.25 . Sol. std0090.

3.24 Amplificateur différentiel à JFET (suite)

Remplacer le générateur de courant $I = 0.5 \text{ mA}$ par un circuit à JFET du même type ($V_P = -V$ et $I_{DSS} = 1 \text{ mA}$). Tracer le schéma et préciser v_{GS} et la résistance R_S .

Rép. \dots , -1.17 V , $2.34 \text{ k}\Omega$.

3.25 Amplificateur diff. à JFET (suite)

Avec le générateur de courant à JFET, calculer la plage de v_1 et v_2 . En déduire la plage de V_{CM} à l'entrée.

3.26 Amplificateur diff. à JFET (suite)

Les résistances R_C ont une tolérance de $\pm 0.5\%$. En déduire V_{OS} de l'amplificateur dans le cas défavorable. Préciser la tension de sortie v_O si les deux entrées sont à la masse.

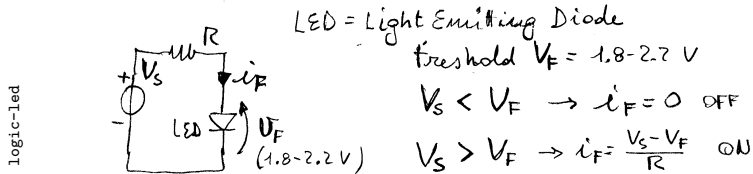
3.27 Amplificateur opérationnel (suite ex. préc.)

L'amplificateur différentiel est suivi par un TL081 (cas moyen) pour constituer un opa plus performant. Calculer V_{OS} A_{OL} . A-t-on les éléments pour calculer I_B et I_{OS} ?

Rép. \dots non.

4 Portes logiques

Rappels



family	supply	input		output	
	V_{DD} or V_{CC}	V_{IL}	V_{IH}	V_{OL}	V_{OH}
CMOS	3.5–15 V	1.5 V	$V_{DD} - 1.5 \text{ V}$	$\approx 10 \text{ mV}$	$\approx V_{DD} - 10 \text{ mV}$
TTL	5 V	0.8 V	2 V	0.4 V	2.4 V

4.1 Interface entre familles logiques

TD 6.1

Peut-on attaquer un circuit TTL par un CMOS alimenté à 5 V, et avec quel “noise margin”? Viceversa, peut-on attaquer un circuit CMOS alimenté à 5 V par un TTL, et avec quel “noise margin”?

Rép. Oui, 790 mV, 2.99 V. Non (1.1 V, -1.1 V). Sol. std0028.

4.2 Portes logiques

Représenter le schéma d’une porte NAND et NOR à 3 entrées en technologie CMOS. Préciser la surface de chaque MOSFET et la surface totale si les MOSFET de l’inverseur occupent $1(\mu\text{m})^2$ et si les retards de propagation t_{PHL} et t_{PLH} sont symétriques.

Rép. 12 $(\mu\text{m})^2$.

4.3 Oscillateur “ring”

logic-ring1

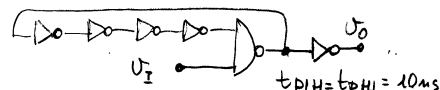


Expliquer le fonctionnement et calculer la fréquence d’oscillation. Pourquoi l’inverseur en sortie est-il utile, voir nécessaire?

4.4 Oscillateur “ring” synchronisable

TD 6.2

logic-ring2

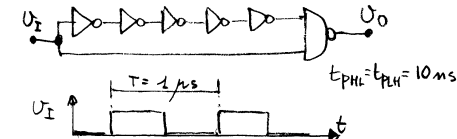


Expliquer le fonctionnement selon v_I et calculer la fréquence d’oscillation. Pourquoi l’inverseur en sortie est-il utile, voir nécessaire?

Sol. std0029.

4.5 Temps de propagation (1)

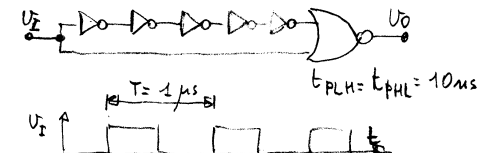
logic-alea1



Les retards de propagation t_{PLH} et t_{PHL} incluent l’effet des capacités. Tracer le chronogramme $v_O(t)$.

4.6 Temps de propagation (2)

logic-alea2

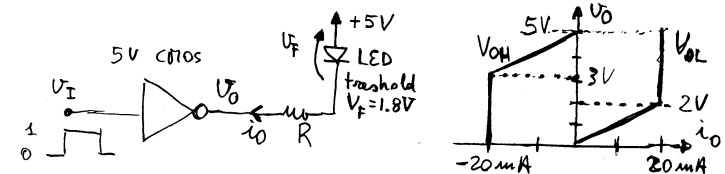


Les retards de propagation t_{PLH} et t_{PHL} incluent l’effet des capacités. Tracer le chronogramme $v_O(t)$.

4.7 Comportement d’un inverseur CMOS

TD 6.3

logic-loadline



Calculer R pour obtenir un courant $i_F = 10 \text{ mA}$ dans la LED si $v_I = V_{DD} = 5 \text{ V}$. Calculer la puissance dissipée par l’inverseur.

Rép. 220 Ω . 10 mW. Sol. std0030.

4.8 Comportement d’un inverseur CMOS (suite)

TD 6.4

La led et la résistance sont remplacées par une capacité $C = 1 \text{ nF}$ à la masse. Tracer les chronogrammes $v_I(t)$, $v_O(t)$ et $i_O(t)$ avec $v_I(t)$ onde carrée à 500 kHz. En déduire le temps de propagation t_P si les seuils sont $V_{IH} = 3.5 \text{ V}$ et $V_{IL} = 1.5 \text{ V}$. Calculer l’énergie fournie par l’alimentation chaque fois que l’inverseur charge la condensateur à 5 V.

Rép. 179 ns. 25 nJ. Sol. std0031.

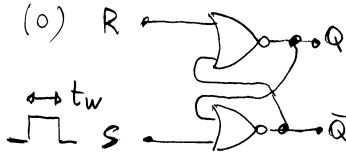
4.9 Comportement d'un inverseur CMOS (suite)

Calculer l'énergie dissipée par l'inverseur à chaque commutation, et la puissance dissipée.

4.10 Bascule RS

TD 6.5

logic-twmin



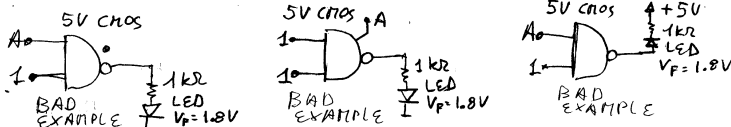
Soit $t_P = 3.5$ ns le temps de propagation des portes de la famille. Calculer la durée t_w min de l'impulsion S pour faire commuter la bascule.

Rép. 7 ns. Sol. std0032.

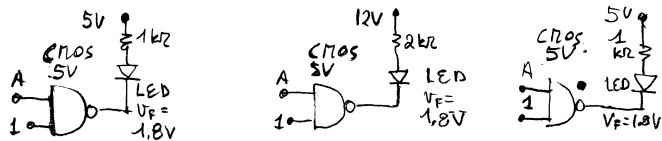
4.11 Interface de circuits numériques

Pour les circuits suivants, préciser l'état de la (les) diode LED en fonction de la valeur de la variable A : éteinte, peu allumée, normalement allumée. Mettre en évidence toutes les anomalies de conception et de fonctionnement. Préciser la fonction des composants en pointillé et si le circuit peut fonctionner sans eux?

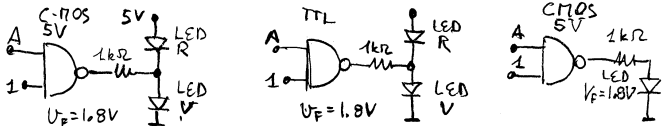
logic-02mos



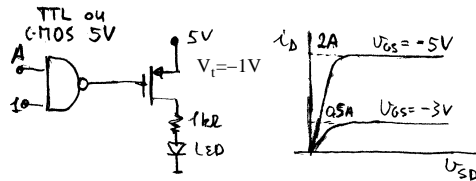
logic-03mos



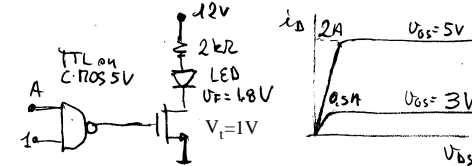
logic-04



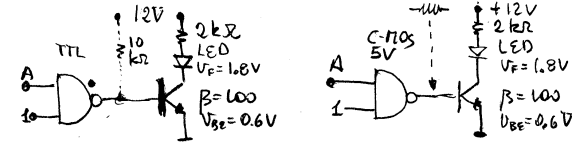
logic-05



logic-06



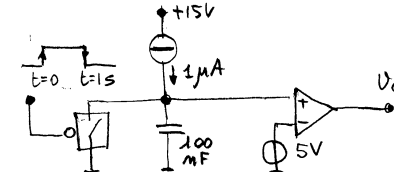
logic-07



5 Conversion AD et DA et circuits mixtes

5.1 Retard analogique (1)

mixt-delay1

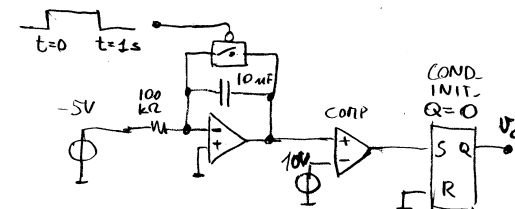


Tracer le chronogramme $v_O(t)$ si la sortie du comparateur est TTL ou MOS à $V_{CC} = 10$ V, et si l'interrupteur est idéal. Préciser l'effet de la résistance résiduelle R_{on} de l'interrupteur, due à la r_{DS} des MOSFET, si $R_{on} = 100 \Omega$.

Rép. $0 \rightarrow 1$ à $t = 0$, $1 \rightarrow 0$ à $t = 50$ ms. $1 \rightarrow 0$ à $t = 50$ ms - 1μ s.

5.2 Retard analogique (2)

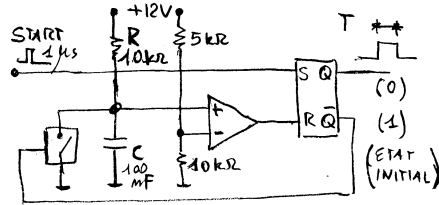
mixt-delay2



Tracer le chronogramme $v_O(t)$ si l'interrupteur est idéal. Préciser l'effet de la résistance résiduelle R_{on} de l'interrupteur, due à la r_{DS} des MOSFET, si $R_{on} = 100 \Omega$.

5.3 Monostable (one-shot)

mixt-555



Calculer la durée T de l'impulsion en sortie si l'état initial de la bascule est $Q(t=0) = 0$ et la tension initiale du condensateur est $v_c(t=0) = 0$.

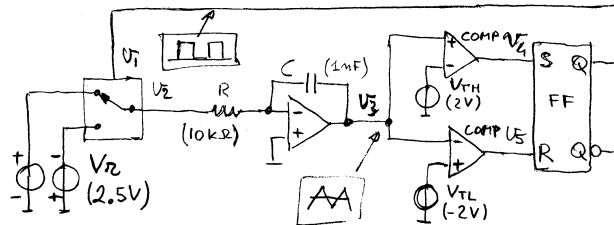
Rép. $T = 1.1$ ms.

5.4 Monostable (suite)

Démontrer que la durée T de l'impulsion en sortie ne dépend pas de la tension d'alimentation V_{CC} si V_{CC} est constante. Démontrer que T n'est pas influencé par la durée t_{on} de l'impulsion de start si $t_{on} < T$.

5.5 Générateur de signaux triangulaire et carré

mixt-fngen

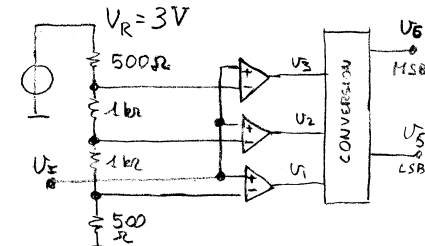


Tracer les chronogrammes $v_1(t) \dots v_5(t)$ et en déduire la relation analytique de la période T d'oscillation. Préciser sur les chronogrammes les valeur numériques si les paramètres ont les valeurs indiquées en parenthèses, et calculer la fréquence $f = 1/T$.

Rép. ... $T = 32 \mu s$, $f = 31.2$ kHz. ...

5.6 Convertisseur A/D flash

conv-flash



Tracer les chronogrammes $v_1(t), v_2(t), v_3(t), v_4(t)$ si $v_I(t)$ est une rampe de valeur initiale $v_I(t=0) = 0$ V qui monte linéairement jusqu'à $v(t=5s) = 5$ V. Préciser le tableau de conversion $[v_1, v_2, v_3] \rightarrow [v_5, v_6]$ pour transformer le circuit en convertisseur A/D à 2 bits.

Rép. v_1 0→1 à $t = 0.5$ s, v_2 0→1 à $t = 1.5$ s v_3 0→1 à $t = 2.5$ s v_4 0→1 à $t = 3.5$ s.

5.7 Erreurs des convertisseurs DA

TD 7.1

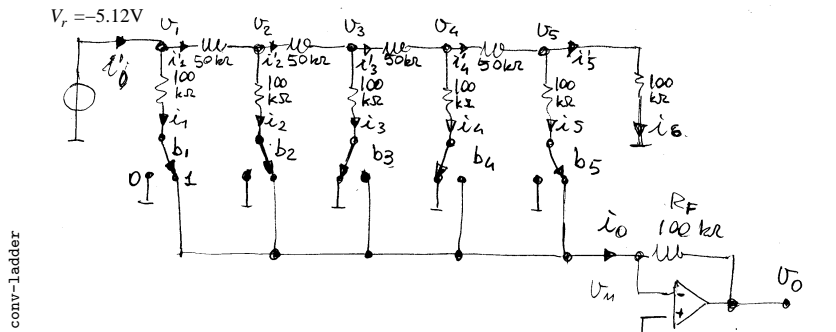
Un convertisseur DA à 3 bits à $V_{fs} = 3.2$ V (2.8 V à $n = 111$ car V_{fs} est référencé à $n_{max} + 1$). Le tableau montre les valeurs mesurées, en Volt.

n	v_O
000	0.2
001	0.6
010	0.8
011	1.6
100	1.4
101	2.4
110	2.4
111	3.0

Calculer les erreurs d'offset et de gain. Après avoir corrigé offset et gain, calculer les erreurs de non linéarité intégrale (INL) et différentielle (DNL). Exprimer les résultats en fraction de LSB.

Rép. 0.5, 0. 1.5, 1.0. Sol. std0033.

5.8 Convertisseur DA "R-2R ladder network"



Calculer toutes les tensions et les courants indiqués : $i_1(t) \dots i_6(t), i'_1(t) \dots i'_5(t), v_1(t) \dots v_5(t), i_0$ et v_0 .

5.9 Convertisseur DA "R-2R ladder network" TD 7.2

Un convertisseur DA ladder network $R-2R$ à 6 bits a $R = 10\text{ k}\Omega$, la résistance de feedback de l'opa $R_F = 10\text{ k}\Omega$, et la référence $V_r = -5.12\text{ V}$. Tracer le schéma. En déduire les tensions de sortie correspondantes à chaque bit et la tension V_{fs} (Rappel : V_{fs} est référé à $n_{\max} + 1$).
 Rép. $2.56\text{ V}, 1.28\text{ V} \dots 0.08\text{ V}; 5.12\text{ V}$. Sol. std0034.

5.10 Convertisseur AD "tracking" TD 7.3

Le convertisseur DA de l'exercice 5.9 est utilisé dans un convertisseur AD tracking à 6 bits avec fréquence d'horloge $f_c = 1\text{ MHz}$. Calculer la plage d'entrée et le temps de conversion dans le cas défavorable.

Soit le signal d'entrée $v_I(t) = a + b(t)$, avec $a = 2.5\text{ V}$ et $b(t)$ un signal périodique d'amplitude 2 V crête-crête et fréquence f . Calculer f max "traçable" si $b(t)$ est une sinusoïde, une onde triangulaire, et une dent de scie.

Rép. $5.12\text{ V}, 63\text{ }\mu\text{s}, 12.7\text{ kHz}, 20\text{ kHz}, \dots$ Sol. std0035.

5.11 Convertisseur AD à approx. successives TD 7.4

Le convertisseur DA de l'exercice 5.9 est utilisé dans un convertisseur AD à approximations successives à 6 bits avec fréquence d'horloge $f_c = 1\text{ MHz}$. Calculer la plage d'entrée et le temps de conversion dans le cas défavorable.

Tracer le chronogramme de la tension interne \hat{v}_I (\hat{v}_I est v_I estimé, à l'intérieur du convertisseur) pendant la conversion si $v_I = 3.5\text{ V}$. Répéter pour $v_I = 1.15, 2.55\text{ V}, 0\text{ V}, 10\text{ V}$.

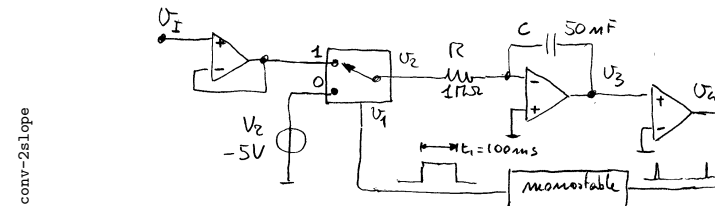
Rép. $5.12\text{ V}, 7\text{ }\mu\text{s}, \dots$ Sol. std0036.

5.12 Convertisseurs AD tracking et SA bipolaires

Modifier le schéma du convertisseur AD tracking pour l'adapter à un signal d'entrée bipolaire, dont la plage est symétrique autour de 0 V .

Modifier de la même façon le schéma du convertisseur AD à approximations successives.

5.13 Convertisseur AD "dual slope" TD 7.5



Tracer les chronogrammes $v_1(t) \dots v_4(t)$ si $v_I = 4\text{ V}$. Préciser les valeurs numériques. Conditions initiales : $v_3 = 0\text{ V}$ à $t = 0$; l'interrupteur commute $0 \rightarrow 1$ à $t = 0$.

Calculer la plage de v_I et le temps max de conversion ($t_1 + t_2$).

Rép. $\dots 6\text{ V}, 220\text{ ms}$. Sol. std0037.

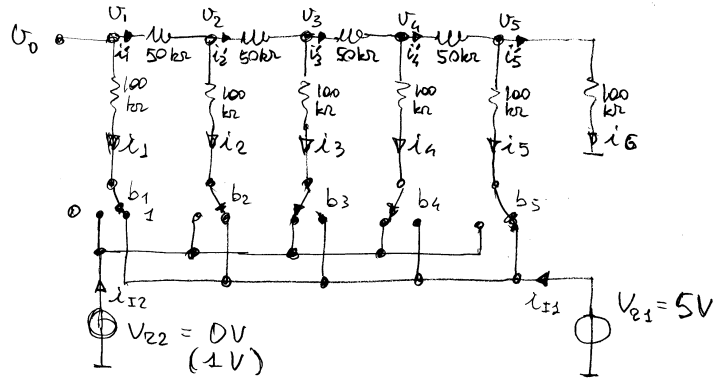
5.14 Convertisseur AD "dual slope" (suite)

Un signal sinusoïdal $s(t)$ de $100\text{ mV}_{\text{rms}}$ à 50 Hz et phase aléatoire est superposé à v_I . Ce dernier devient ainsi $v_I(t) = V_I + s(t)$. Démontrer que si $t_1 = 100\text{ ms}$ le convertisseur mesure la partie constante V_I sans être perturbé par $s(t)$. Quelle condition générale t_1 doit-il satisfaire ?

5.15 Convertisseur AD "dual slope" (suite)

Le temps de décharge t_2 de l'intégrateur est mesuré avec la résolution $\delta t_2 = 10\text{ }\mu\text{s}$. En déduire la tension correspondante à 1 LSB.

5.16 Convertisseur DA "R-2R ladder network" en mode tension

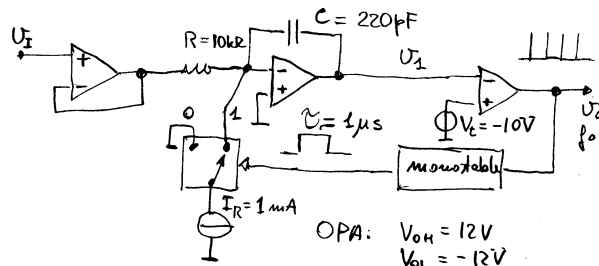


Soit $V_{r2} = 0$ V. Calculer toutes les tensions et les courants indiqués : $i_1(t) \dots i_6(t)$, $i'_1(t) \dots i'_5(t)$, $v_1(t) \dots v_5(t)$, i_{I1} , i_{I2} et v_0 .

5.17 Convertisseur DA "R-2R ladder network" (suite)

Refaire l'exercice précédent avec $V_{r2} = 1$ V.

5.18 Convertisseur tension fréquence

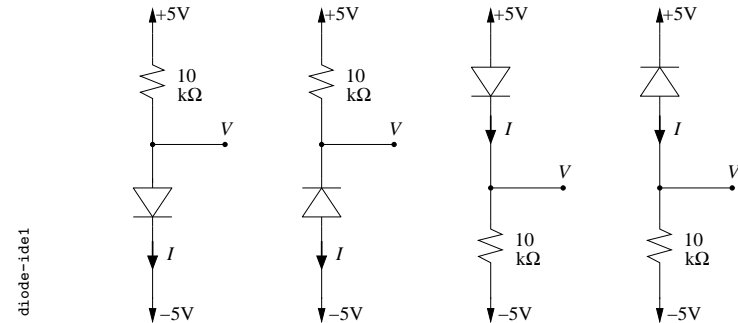


La fréquence de sortie est $f_0 = kv_I$; déduire k du schéma. Calculer v_I max si on impose un temps mort de $1 \mu s$ entre deux impulsions du monostable. Tracer le chronogramme $v_1(t)$ si C est initialement déchargé; préciser toutes les tensions et les temps.

Rép. 100 kHz/V. 5 V. ...

6 Diodes

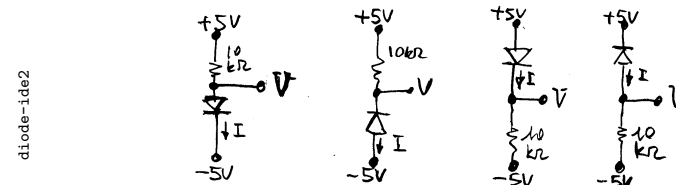
6.1 Diodes idéales (1)



Déduire V et I pour chacun des quatre circuits.

Rép. -5 V, 1 mA. +5 V, 0 mA. +5 V, 1 mA. -5 V, 0 mA.

6.2 Diodes idéales (2)

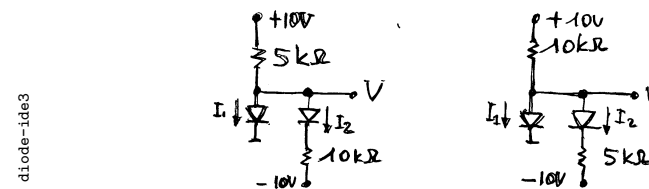


Déduire V et I pour les deux circuits.

Rép. 3 V, 3 mA. +1 V, 4 mA.

Rem. En TD seulement un schema, garder du temps pour l'alimentation.

6.3 Diodes idéales (3)



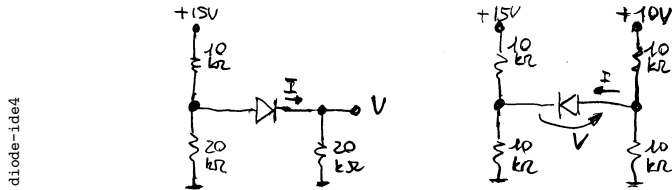
Déduire V , I_1 et I_2 pour les deux circuits.

Rép. 0 V, 1 mA, 1 mA. -3.33 V, 0 mA, 1.33 mA. Sol. std0038.

TD 8.1

6.4 Diodes idéales (4)

TD 8.2



Déduire V et I pour les deux circuits.

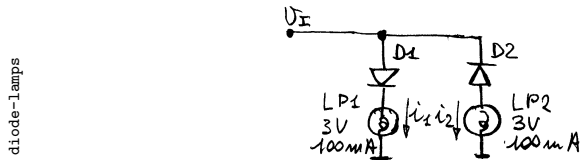
Rép. 7.5 V, 375 μ A. -2.5 V, 0 mA. Sol. std0039.

Rem. En TD seulement un schema, garder du temps pour l'alimentation.

6.5 Diodes idéales, seuil 0.7 V

Refaire les calculs des 4 exercices précédents en utilisant des diodes avec tension de seuil directe de 0.7 V.

6.6 Diodes idéales (5)

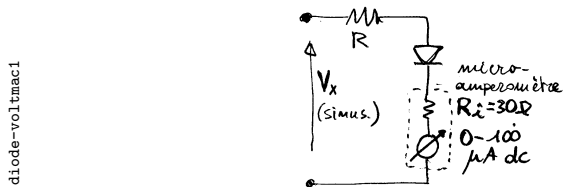


Déduire l'état de chaque ampoule (allumée, peu allumée, éteinte) et la puissance moyenne, si $v_I = +3$ V, $v_I = -3$ V, $v_I = 3\sqrt{2}\cos\omega t$, $v_I = 6\text{V}\cos\omega t$, l'oscillation étant suffisamment rapide pour ne pas la percevoir. Traiter l'ampoule comme si elle était une résistance constante.

Rép. 0.3 W, 0; 0 W, 0.3 W; 0.15 W, 0.15 W; 0.3 W, 0.3 W.

6.7 Voltmètre ac

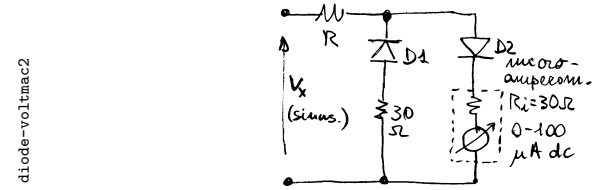
TD 8.5



Suite à l'inertie mécanique, le microampèremètre affiche la valeur moyenne $\overline{i(t)}$ du courant. Calculer R pour $\overline{i(t)} = 100 \mu\text{A}$ à $V_x = 20 \text{V}_{\text{rms}}$; il est nécessaire de calculer la résistance totale $R_t = R + R_i$, et de retirer la résistance R_i du bobinage. Rem : le circuit peut être utilisé en voltmètre pour tensions alternatives de 0 à 20 V_{rms} .

Rép. 90 k Ω .

6.8 Voltmètre ac (suite)

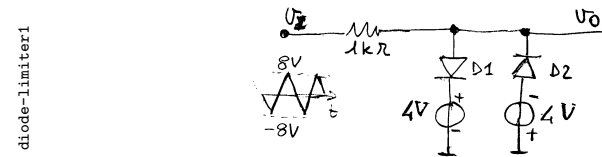


Calculer R pour $\overline{i(t)} = 100 \mu\text{A}$ à $V_x = 20 \text{V}_{\text{rms}}$.

On veut mettre un condensateur de forte capacité ($|1/j\omega C| \ll R$) en série pour éliminer la partie dc du signal, et mesurer seulement la composante ac. Expliquer pourquoi ce schéma fonctionne correctement, tandis que le schéma de l'exercice précédent ne peut pas fonctionner avec C . 2ème partie difficile.

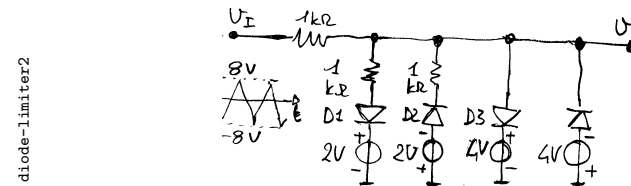
Rép. 90 k Ω Sol. std0041.

6.9 Clipper (limiteur)



Tracer le chronogramme de $v_O(t)$.

6.10 Circuit non-linéaire



Tracer le chronogramme de $v_O(t)$. Exercice à faire seulement après avoir bien compris l'exercice précédent.

6.11 Diode réelle, modèle exponentiel (1)

Calculer la tension directe V_F d'une diode conductrice d'un courant $I = 10^3 I_s$, si $\eta = 2$. Calculer le courant nécessaire pour obtenir une tension directe de 0.7 V (I_s étant un paramètre libre, le résultat sera référé à I_s).

Rép. 345 mV. $1.2 \times 10^6 I_s$.

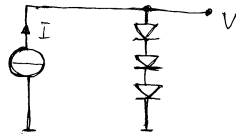
6.12 Diode réelle, modèle exponentiel (2)

Une diode a $\eta = 1$ et conduit $I = 1$ mA si la tension directe est $V_F = 0.7$ V. Calculer I si la diode est attaquée par un générateur de tension de 0.5 V en polarisation directe.

Rép. 335 nA.

6.13 Diode réelle, modèle exponentiel (3)

diode-exp1



Les trois diodes identiques ont $\eta = 1$ et $I_s = 10^{-14}$ A. Calculer I pour obtenir $V = 2$ V. Calculer le changement de tension ΔV si on ajoute une charge en parallèle qui absorbe un courant de 1 mA.

Rép. 3.81 mA. 1.977 V.

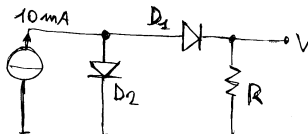
6.14 Diode réelle, modèle exponentiel (4)

Une diode a $\eta = 1$ et une tension directe $V_F = 0.7$ V si elle est attaquée par un générateur de courant $I = 1$ mA. Calculer la tension aux bornes du générateur si on ajoute une diode identique en série ou en parallèle.

Rép. 1.4 V. 683 mV.

6.15 Diode réelle, modèle exponentiel (5)

diode-exp2

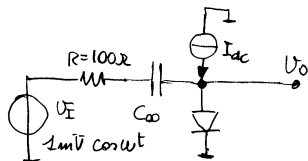


Les deux diodes identiques ont $V_F(10 \text{ mA}) = 0.7$ V, et $V_F(100 \text{ mA}) = 0.8$ V. Calculer R pour $V = 50$ mV. Rem. Il est nécessaire de résoudre une équation transcendentale, par approximation ou avec une machine.

6.16 Résistance dynamique de la diode

TD 8.3

diode-dynres1

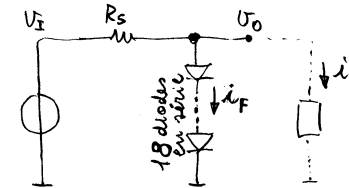


La diode est conductrice de $I_F = 100 \mu\text{A}$ à $V_F = 589$ mV et a $\eta = 1$. Déduire le chronogramme $v_O(t)$ à $I_{dc} = 100 \mu\text{A}$ et à $I_{dc} = 1$ mA.

Rép. 589 mV + 0.714 mV cos ωt , 647 mV + 0.2 mV cos ωt . Sol. std0040.

6.17 Stabilisation de tension à diodes

diode-dynres2



Les diodes sont identiques et conductrices de $I_F = 1.06$ A à $V_F = 1.5$ V en polarisation directe. Calculer R_S si $v_I = 24$ V (constante) pour polariser les diodes à $i_F = 500$ mA et préciser v_O à $i_L = 0$ (charge absente). Exemple à pas suivre en pratique.

6.18 Stabilisation de tension à diodes (suite)

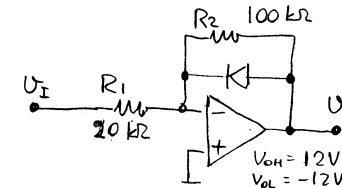
Le générateur v_I est remplacé par un alimentation à deux diodes qui fournit $V_P = 24$ V avec une ondulation résiduelle $V_r = 2$ V. Calculer l'ondulation résiduelle en v_O .

6.19 Stabilisation de tension à diodes (suite)

Calculer v_O max et l'ondulation résiduelle de v_O pour un un courant de charge $i_L = 100$ mA, $i_L = 200$ mA, et $i_L = 400$ mA.

6.20 Diode en feedback

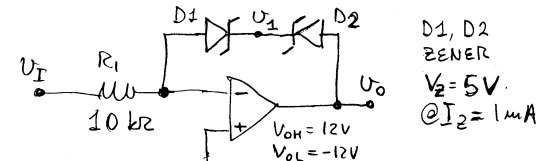
diode-opa



Exprimer la fonction de transfert pour $-4 \text{ V} \leq v_I \leq 4 \text{ V}$ si la diode est idéale, idéale avec seuil de 0.7 V, et exponentielle avec $I_S = 10^{-14}$ A et $\eta = 2$.

6.21 Diode Zener en feedback

diode-z-opa



Exprimer la fonction de transfert pour $-4 \text{ V} \leq v_I \leq 4 \text{ V}$ si la Zener est idéale,

et si $R_z = 2.5 \Omega$.

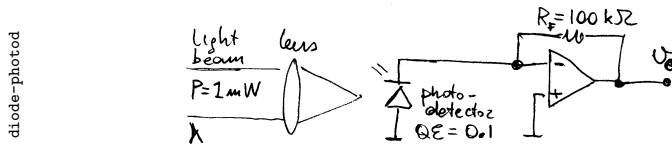
6.22 LED

Calculer la fréquence d'émission et la tension v_F minimum pour les LED

couleur	λ , nm	f	v_F
rouge foncé	660		
rouge clair	625		
orange	610		
ambre	592		
jaune	585		
vert	570		
vert pur	525		
bleu	470		

6.23 Détecteur optique

TD 8.4

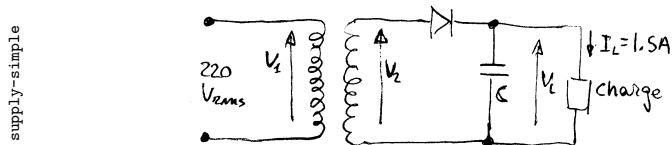


Calculer la tension en sortie si la lumière incidente est rouge ($\lambda = 625 \text{ nm}$), verte ($\lambda = 570 \text{ nm}$) ou bleu ($\lambda = 470 \text{ nm}$).

Rép. 5 V, 4.59 V, 3.78 V. Sol. std0042.

7 Circuits d'alimentation

7.1 Alimentation à diode



On veut construire une alimentation de 20 V à vide ($V_L = 20 \text{ V}$ à $I_L = 0$), avec une ondulation résiduelle $V_r = 2 \text{ V}$ pour un courant de charge $I_L = 1.5 \text{ A}$. Préciser C , la tension secondaire rms V_2 et la tension inverse V_R max de la diode. Calculer l'angle de conduction α et le temps t_{on} de conduction à $I_L = 1.5 \text{ A}$. Le seuil de la diode est $V_F = 1 \text{ V}$, et la fréquence du secteur est $f = 50 \text{ Hz}$.
Rép. 15 mF, 14.85 V, 41 V, 25.6°, 1.42 ms.

Rem. Il est difficile de le faire en TD 4.

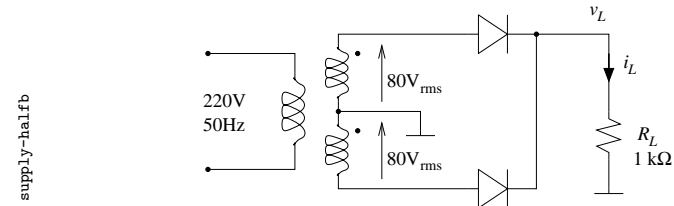
7.2 Alimentation à diode (suite)

La même alimentation est utilisée aux USA, où la fréquence du secteur est 60 Hz (on a aussi modifié le transformateur pour obtenir la même tension secondaire car la tension du secteur est 117 V). Calculer l'ondulation résiduelle V_r , l'angle de conduction α et le temps t_{on} de conduction à $I_L = 1.5 \text{ A}$. La tension inverse V_R max de la diode a-t-elle changé?

Rép. 1.67 V, 23.4°, 1.08 ms. Non.

7.3 Redresseur à deux diodes

TD 9.1 a

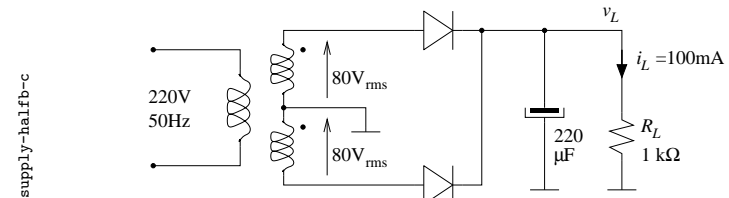


Déduire les chronogrammes $v_L(t)$ et $i_L(t)$. Préciser v_L max, i_L max, la tension inverse V_R max de chaque diode, l'angle α et le temps t_{on} de conduction.

Rép. 113 V, 113 mA, 226 V, 180°, 10 ms. Sol. std0043.

7.4 Alimentation à deux diodes

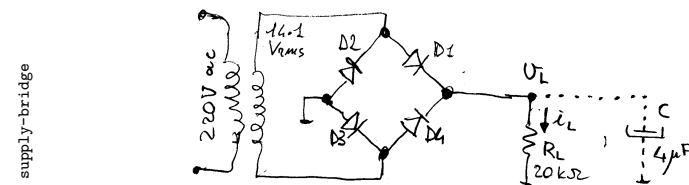
TD 9.2 b



Déduire le chronogramme $v_L(t)$. Préciser v_L max, la tension de ripple V_r , la tension inverse V_R max de chaque diode, l'angle α et le temps t_{on} de conduction.

Rép. 113 V, 4.55 V, 226 V, 16°, 900 μs . Sol. std0044.

7.5 Redresseur à pont de diodes



Tracer les chronogrammes $v_L(t)$ et $i_L(t)$ si le condensateur est absent. Préciser le courant I max des diodes, la tension inverse V_R max, l'angle α et le temps t_{on} de conduction.

Rép. 1 mA, 20 V, 180°, 10 ms.

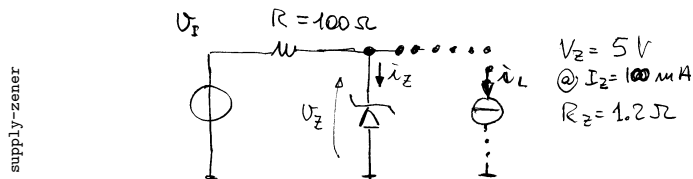
7.6 Alimentation à pont de diodes (suite)

Tracer le chronogramme $v_L(t)$ pour le schéma de l'exercice précédent, avec C . Préciser l'ondulation résiduelle v_r , l'angle de conduction α et le temps t_{on} de conduction avec i_L considéré constant et égal à la valeur max. La tension inverse V_R max des diodes a-t-elle changé ?

Rép. 2.5 V, 28.6°, 1.59 ms. Non.

7.7 Stabilisation à diode zener

TD 9.2



Calculer le point de fonctionnement de la diode par la méthode de la droite de charge si $v_I = 15$ V, constante, et si $v_I = 20$ V.

La source v_I est remplacée par la sortie d'une alimentation à pont de diodes de 15 V (crête) avec ondulation résiduelle $V_r = 2$ V à 100 Hz. Tracer les chronogrammes $i_Z(t)$ et $v_Z(t)$.

Rép. 5 V, 100 mA; 5.06 V, 149 mA. 100 mA crête, ondulation 20 mA; 5 V crête, $V_r = 24$ mV. Sol. std0045.

7.8 Stabilisation à diode zener (suite)

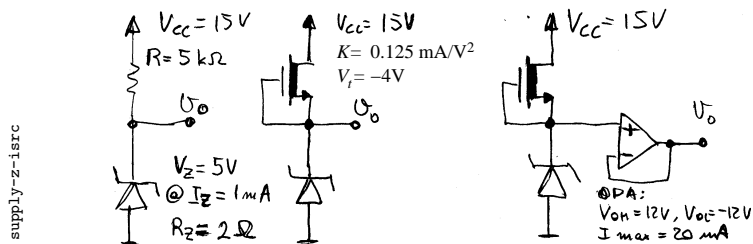
Avec le schéma et la zener de l'exercice précédent on a $R = 100 \Omega$, $v_I = 15$ V et $i_L = 40$ mA, constantes. Calculer i_Z et v_Z .

Comme dans l'exercice précédent, la source v_I est remplacée par la sortie d'une alimentation à pont de diodes de 15 V (crête) avec ondulation résiduelle $V_r = 2$ V à 100 Hz. Tracer les chronogrammes $i_Z(t)$ et $v_Z(t)$.

Rép. 60 mA, 4.952 V. 60 mA crête, ondulation 20 mA; 4.952 V crête, $V_r = 24$ mV.

7.9 Diode Zener

TD 9.3



Calculer v_O , la variation $\delta'v_O$ due à $\delta V_{CC} = 1$ V, et la variation $\delta''v_O$ due à une

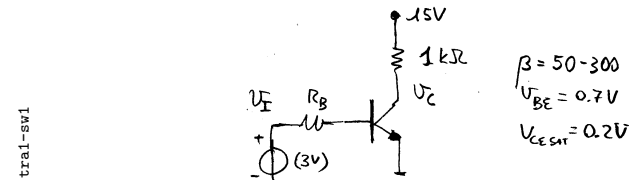
charge $i_L = 1.5$ mA en sortie. Calculer i_L max.

Evaluer l'influence de $r_o = 100$ k Ω (2ème cas) et de PSRR = 86 dB (3ème cas) si $\delta V_{CC} = 1$ V.

Rép. 5.002 V, +0.4 mV, -3 mV; 2 mA. 5.002 V, 0 mV, -3 mV; 2 mA. 5.002 V, 0 mV, 0 mV; 20 mA. 200 + 20 μ V; 50 μ V. Sol. std0046, std0047.

8 Circuits à transistor

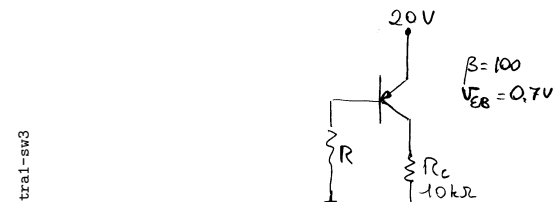
8.1 Transistor NPN en saturation



Calculer la valeur max de R_B pour assurer la saturation du transistor.

Rép. 7.8 k Ω .

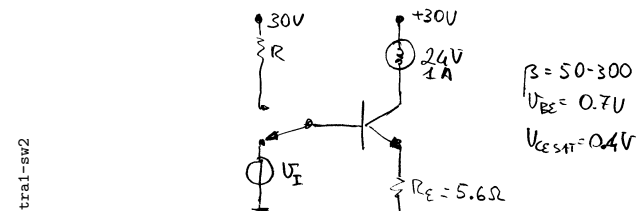
8.2 Transistor PNP en saturation



Parmi les 4 valeurs de R proposées (220 k Ω , 470 k Ω , 1 M Ω et 2.2 M Ω) quelles sont celles qui permettent de saturer le transistor dans le cas particulier où $\beta = \beta_{typ} = 100$, et celles qui garantissent la saturation du transistor dans le cas général où $50 \leq \beta \leq 200$? Sol. std0060.

8.3 Transistor en saturation

TD 10.1



Calculer la valeur min de v_I pour saturer le transistor, et la valeur max de R pour saturer le transistor si le commutateur est positionné vers la résistance.

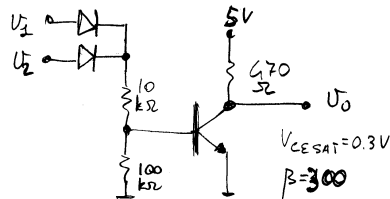
Rép. Approx. $i_E \simeq i_C$: 6.3 V, 1.18 k Ω . Si $i_E = i_C(\beta + 1)/\beta$: 6.4 V, 1.18 k Ω .
Sol. std0048.

8.4 Polarisation du transistor (suite)

On veut allumer l'ampoule à la moitié de sa puissance nominale ; en conséquence le transistor sera polarisé en région *linéaire*. Calculer v_C , v_E , v_I et la puissance dissipée par le transistor.

Rép. Approx. $i_E \simeq i_C$: 13 V, 3.96 V, 4.66 V, 6.4 W. Si $i_E = i_C(\beta + 1)/\beta$: 13 V, 4.04 V, 4.74 V, 6.4 W. **Sol. std0049.**

8.5 Fonction logique NOR

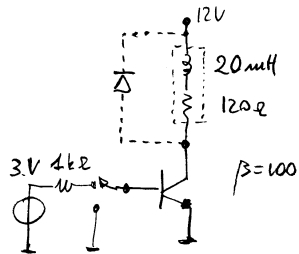


On attribue la valeur logique "0" à toutes tensions $v \leq 0.8$ V et "1" à $v \geq 2.5$ V. Le seuil des jonctions, transistor et diodes, est 0.7 V.

Démontrer que le circuit réalise la fonction logique NOR. Calculer le courant max d'entrée pour $0 < v_1 < 5$ V et $0 < v_2 < 5$ V. Calculer le courant maximum en sortie si la sortie est à "1". Rem : ce schéma ne correspond pas aux circuits réels.

Rép. $i_1 + i_2 = 360 \mu\text{A}$, 5.3 mA.

8.6 Commutation d'une charge inductive

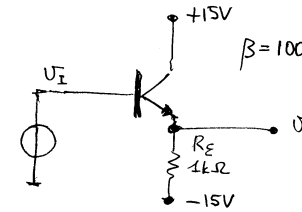


La charge RL est le modèle du bobinage d'un relais. Calculer v_O à l'instant de commutation, quand v_B est mise à 0 V, si la diode est absente.

Déduire les chronogrammes $i_F(t)$ et $v_C(t)$ si une diode idéale à seuil 0 V est placée en parallèle sur la charge.

Rép. ∞ (breakdown), 100 mA $\exp(-t/\tau)$, 12 V $[1 - \exp(-t/\tau)]$, avec $\tau = 6$ ms.

8.7 Amplificateur "common collector"

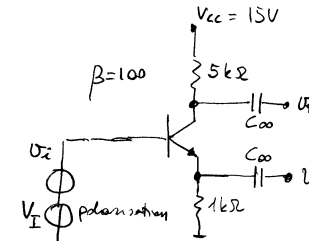


Calculer le point de fonctionnement en dc à $v_I = 0$ V. A faible signal, calculer le gain v_o/v_i , la résistance d'entrée R_i et la résistance de sortie R_o . Soit $v_{BE} = 0.7$ V, constante.

Rép. $V_E = -0.7$ V, $I_E = 14.3$ mA, $I_B = 142 \mu\text{A}$. Approx. $r_e = 0 : 1, 100$ k Ω , 0. Avec $r_e = V_T/I_E = 1.8 \Omega : 0.998, 100.18$ k Ω , 1.18 Ω .

8.8 Amplificateur

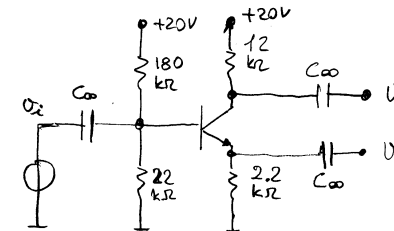
TD 10.2



Le transistor est polarisé à $I_C = 1$ mA par une source V_I de valeur appropriée. Déduire V_C et V_E (en dc). Calculer v_1/v_i et v_2/v_1 en dynamique. Soit $V_{BE} = 0.7$ V en statique.

Rép. 10 V, 1.01 V, 1, -5 (0.976, -4.83).

8.9 Amplificateur



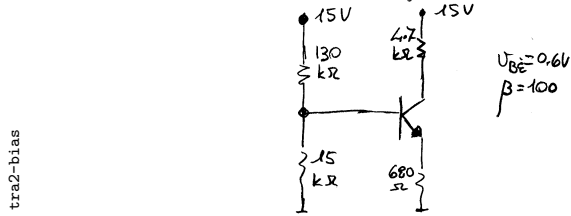
Calculer le point de fonctionnement en dc. Soit $v_{BE} = 0.7$ V, constante, et $\beta = 100$; négliger I_B devant le courant du pont diviseur de base. Rem : I_B peut être réintroduite après, pour améliorer l'approximation de calcul.

Rép. $V_B = 2.18$ V, $V_E = 1.48$ V, $I_E = I_C = 672 \mu\text{A}$, $V_C = 11.94$ V.

8.10 Amplificateur (suite)

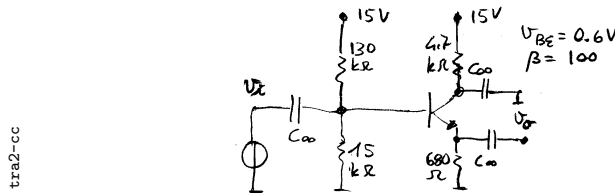
Calculer v_1/v_i et v_2/v_1 en dynamique avec l'approximation $r_e = 0$.
 Rép. 1, -5.46.

8.11 Polarisation du transistor



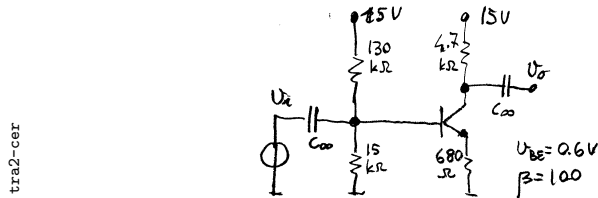
Calculer le point de fonctionnement en dc (V_B , V_E , I_C , V_C , I_B). Négliger I_B devant I_C et devant le courant du diviseur de base. Rem : dans les circuits réels la polarisation de base est obtenue par des circuits à transistor; les capacités C_∞ ne sont plus nécessaires.
 Rép. 1.552 V, 0.952 V, 8.42 V, 1.4 mA, 14 μ A. Sol. std0051.

8.12 Amplificateur CC (suite)



En régime dynamique, calculer le gain v_o/v_i , la plage de la tension d'entrée et de sortie (considérer $V_{CEsat} = 0$ V), l'impédance d'entrée R_i et l'impédance de sortie R_o . Négliger I_B devant I_C . Pour calculer R_o faudra-t-il prendre en compte la résistance dynamique r_e ?
 Rép. 1, ± 950 mV, ± 950 mV, 11.2 k Ω , 17.4 Ω . Oui. Sol. std0052.

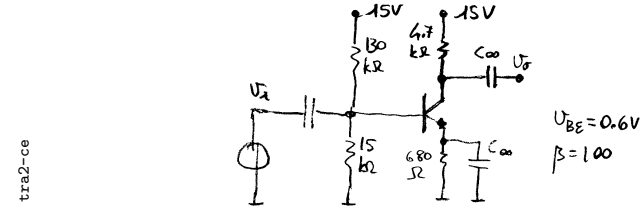
8.13 Amplificateur CE avec R_E (suite)



En régime dynamique, calculer le gain v_o/v_i , la plage de la tension d'entrée et

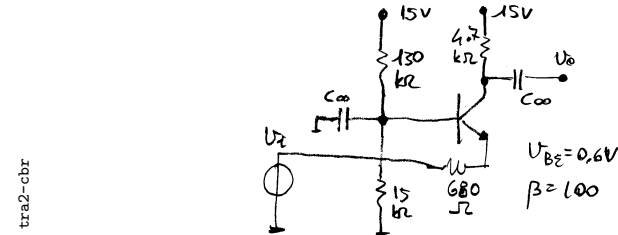
de sortie (considérer $V_{CEsat} = 0$ V), l'impédance d'entrée R_i et l'impédance de sortie R_o . Négliger I_B devant I_C .
 Rép. -6.91, ± 950 mV, ± 6.5 V 11.2 k Ω , 4.7 k Ω . Sol. std0053.

8.14 Amplificateur CE sans R_E (suite)



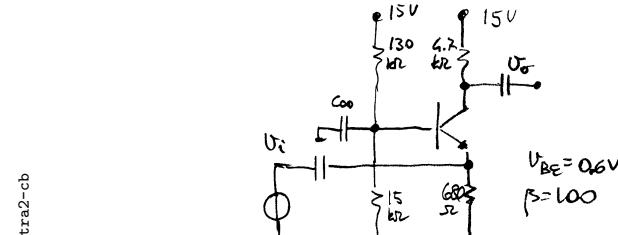
En régime dynamique, calculer le gain v_o/v_i , l'impédance d'entrée R_i et l'impédance de sortie R_o . Négliger I_B devant I_C . Pour calculer R_i , faudra-t-il prendre en compte la résistance dynamique $r_b = (\beta + 1)r_e$? Par quel phénomène la plage d'entrée est-elle limitée?
 Rép. -263, 1.59 k Ω , 4.7 k Ω . Oui. Linéarité de la jonction BE. Sol. std0054.

8.15 Amplificateur CB avec R_E (suite)



En régime dynamique, calculer le gain v_o/v_i , la plage d'entrée, l'impédance d'entrée R_i et l'impédance de sortie R_o . Négliger I_B devant I_C . Pour calculer R_i , faudra-t-il prendre en compte la résistance dynamique $r_b = (\beta + 1)r_e$?
 Rép. 6.91, 950 mV, 680 Ω (698 Ω), 4.7 k Ω . Pas forcément. Sol. std0055.

8.16 Amplificateur CB avec R_E (suite ex. préc.)

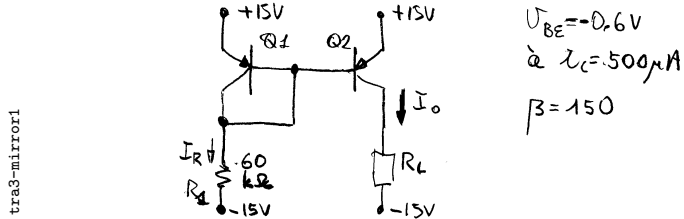


En régime dynamique, calculer le gain v_o/v_i , la plage d'entrée, l'impédance

d'entrée R_i et l'impédance de sortie R_o . Négliger I_B devant I_C . Pour calculer R_i , faudra-t-il prendre en compte la résistance dynamique $r_b = (\beta + 1)r_e$?
 Rép. 263, 950 mV, 17.4 Ω , 4.7 k Ω . Oui. Sol. std0056.

8.17 Miroir de courant

TD 10.3



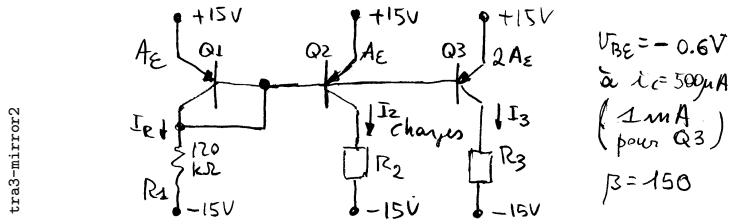
Calculer I_O à $R_L = 0$ si $2I_B$ est négligeable devant I_{C1} . Préciser l'erreur de cette approximation, dû à $I_B \neq 0$. Calculer la plage de R_L qui garantit le fonctionnement en miroir de courant.

Rép. 490 μA , -6.5 μA , 61.6 k Ω si $V_{CEsat} = -0.2 V$. Sol. std0057.

8.18 Miroir de courant (suite)

Modifier le schéma en ajoutant un transistor du même type pour réduire l'erreur de I_O dû à $I_B \neq 0$. Préciser l'erreur résiduelle.

8.19 Miroir de courant à rapport de surface



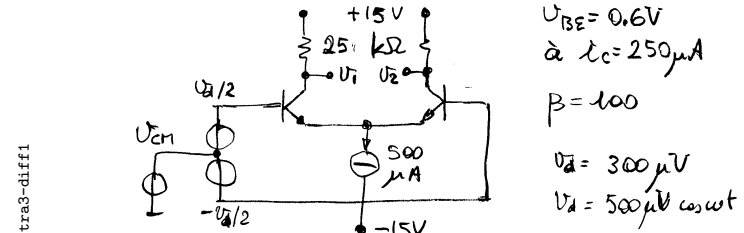
Calculer I_2 et I_3 à $R_2 = 0$ et $R_3 = 0$ si $\sum I_B$ est négligeable devant I_{C1} . Préciser l'erreur de cette approximation, dû à $I_B \neq 0$. Calculer la plage de R_2 et R_3 qui garantit le fonctionnement en miroir de courant.

8.20 Miroir de courant à rapport de surface (suite)

Modifier le schéma en ajoutant un transistor du même type pour réduire l'erreur de I_1 et I_2 dû à $I_B \neq 0$. Préciser l'erreur résiduelle.

8.21 Amplificateur différentiel

TD 10.4



Calculer le point de fonctionnement en dc (V_E , V_1 et V_2) à $v_d = 0$ et $v_{CM} = 0$. Préciser la plage de v_{CM} à $v_D = 0$ si la source de courant est idéale mais limitée par la tension d'alimentation.

Rép. -0.6 V, 8.75 V, 8.75 V. +8.75/-14.4 V. Sol. std0058.

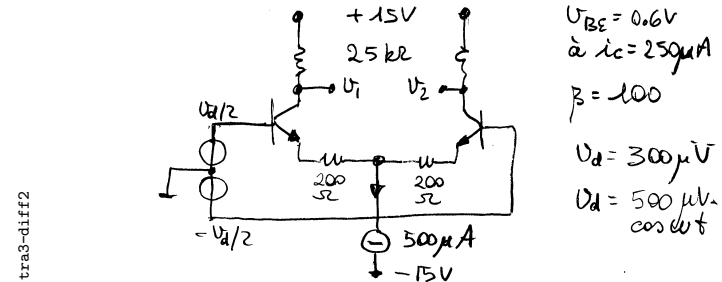
8.22 Amplificateur différentiel (suite)

TD 10.5

Calculer le gain $(v_2 - v_1)/v_d$ à $v_{CM} = 0$. Calculer $v_1(t)$ et $v_2(t)$ si $v_d = 300 \mu V$ (constante), et si $v_d = 500 \mu V \cos(\omega t)$.

Rép. 250, -37.5 mV, +37.5 mV; -62.5 mV $\cos(\omega t)$, +62.5 mV $\cos(\omega t)$. Sol. std0059.

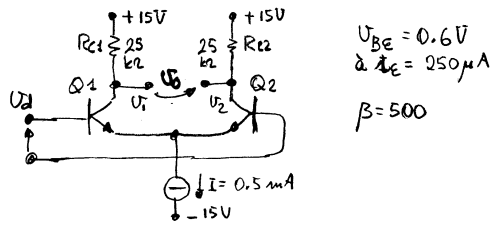
8.23 Amplificateur différentiel avec R_E



Calculer le gain $(v_2 - v_1)/v_d$ à $v_{CM} = 0$. Calculer $v_1(t)$ et $v_2(t)$ si $v_d = 300 \mu V$ (constante), et si $v_d = 500 \mu V \cos(\omega t)$.

Rép. 83.3, -12.5 mV, +12.5 mV; -20.8 mV $\cos(\omega t)$ +20.8 mV $\cos(\omega t)$.

8.24 Imperfections de l'amplificateur différentiel



Les résistances R_C ont une tolérance de $\pm 0.5\%$, la surface d'émetteur a une tolérance de $\pm 1\%$, et β a une tolérance de $\pm 10\%$. Calculer les imperfections dc (V_{OS} , I_B (bias) et I_{OS}) de l'amplificateur. Considérer le cas défavorable, mais le cas moyen pour I_B (bias). Préciser la tension de sortie v_O si les deux entrées sont à la masse.

Rép. $250 \mu V + 500 \mu V$, 500 nA , 100 nA . $\pm 187.5 \text{ mV}$.

8.25 Amplificateur opérationnel (suite)

L'amplificateur différentiel est suivi par un TL081 (cas moyen) pour constituer un opa plus performant. Calculer V_{OS} , I_B , I_{OS} et A_{OL} . L'amélioration de V_{OS} et l'augmentation de I_B et I_{OS} étaient prévisibles avant de compléter les calculs. Pourquoi?

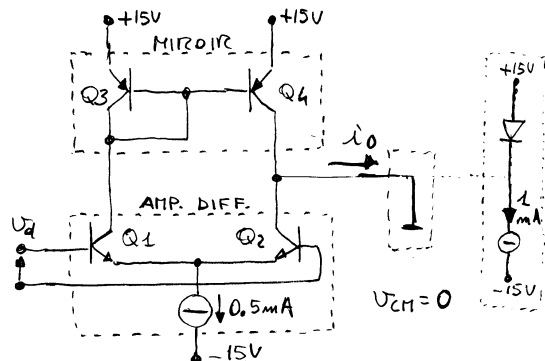
Rép. $750 \mu V$, 500 nA , 100 nA , 5×10^7

8.26 Imperfections... (suite)

Les bases sont connectées à la masse par des résistances, $R_{B1} = 22 \text{ k}\Omega$ et $R_{B2} = 12 \text{ k}\Omega$. En déduire la tension de sortie v_O dans le cas défavorable.

Rép. $\pm 1.04 \text{ V} + 1.25 \text{ V}$, y compris l'effet de V_{OS} .

8.27 Amplificateur de transconductance



Calculer la fonction de transfert (transconductance) i_o/v_i en régime dynamique.

Pourquoi est-il nécessaire d'opérer à $v_{CM} \leq 0$?

Rép. 10 mS

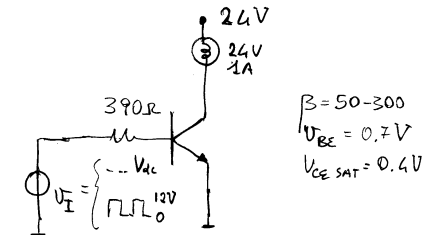
8.28 Amplificateur de transconductance (suite)

Remplacer le court circuit vers la masse en sortie par le circuit diode-générateur à droite; le générateur $I = 1 \text{ mA}$ a la seule fonction de polariser la diode en directe. Calculer i_o/v_i en régime dynamique.

Rép. 10 mS .

9 Circuits de puissance (linéaires)

9.1 Contrôle de luminosité linéaire



On veut faire fonctionner le transistor en région linéaire pour allumer l'ampoule à la moitié de sa puissance nominale; ainsi v_I est une tension continue V_{dc} . Calculer v_C , v_I et la puissance dissipée par le transistor si $\beta = 100$. Le circuit peut-il fonctionner dans le cas général, où $50 < \beta < 300$?

Rép. 7 V , 3.46 V , 5 .. Non, la luminosité dépend de β et le transistor sature si $\beta > 140$.

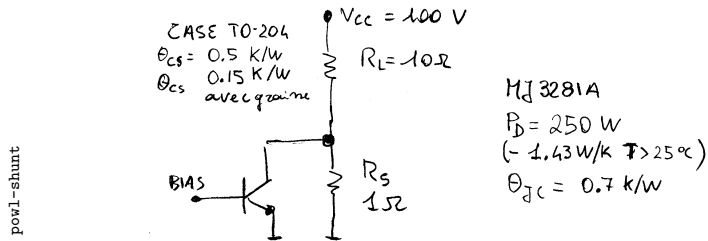
Sol. std0061.

9.2 Contrôle de luminosité PWM (suite)

Avec le schéma précédent, v_I est une onde carrée de rapport cyclique $D = t_{on}/T = 1/2$, avec la période $T = 2 \text{ ms}$. Démontrer que le transistor fonctionne en commutation et que l'ampoule est allumée à la moitié de sa puissance nominale; la fréquence de commutation étant suffisamment élevée, l'oeil perçoit une intensité lumineuse moyenne. Le circuit fonctionne-t-il correctement dans le cas général, où $50 < \beta < 300$? Calculer la puissance dissipée par le transistor. Préciser les avantages par rapport à l'exercice précédent. Rem : PWM = pulse width modulation; la puissance P_L dans la charge est proportionnelle à D .

Rép. Oui. 197 mW Sol. std0062.

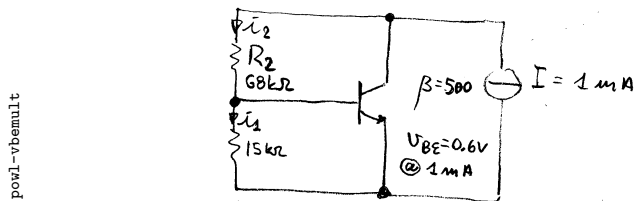
9.3 Actionneur "shunt"



Le transistor fonctionne en actionneur *shunt* pour forcer des petites variations de i_L . Calculer la puissance P_D max dissipée par le transistor, et la température T_J de la jonction si la résistance thermique du radiateur est $\theta_{SA} = 3\ \text{K/W}$ et la température ambiante est $T_A = 80^\circ\text{C}$. La graisse thermoconductrice est-elle nécessaire?

Rép. 22.7 W, 175.5 °C sans graisse. Non (mais conseillée). Sol. std0092.

9.4 Multiplicateur de v_{BE}



Soit en première approximation $i_B \ll i_1 \approx i_2 \ll i_C$. Calculer v_{CE} et la variation δv_{CE} si la température ambiante varie de $\delta T = 5\ \text{K}$.

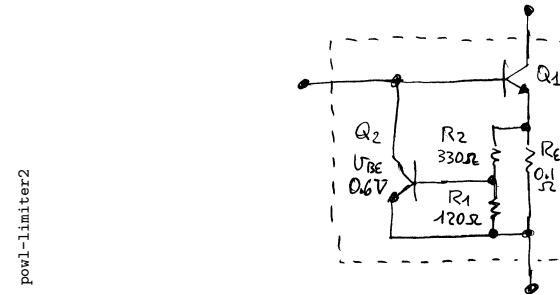
Rép. 3.32 V, 58 mV si $dv_{BE}/dT = 2.1\ \text{mV/K}$.

9.5 Limiteur de courant



Démontrer que le circuit se comporte comme un transistor équivalent à Q_1 si $i_{E1} < 0.6\ \text{A}$, et comme une source de courant (limiteur) si $i_{E1} = 0.6\ \text{A}$.

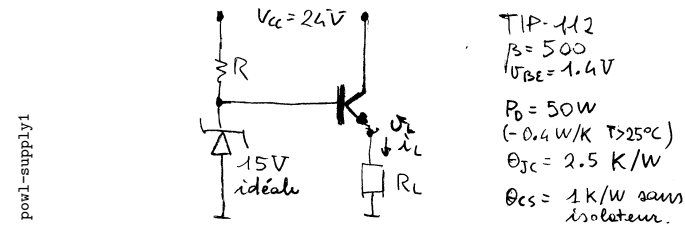
9.6 Limiteur de courant



Le circuit se comporte comme un transistor équivalent à Q_1 si $i_{E1} < I_{\text{max}}$, et comme une source de courant (limiteur) si $i_{E1} = I_{\text{max}}$. Calculer I_{max} .

Rép. 22.5 A.

9.7 Stabilisateur de tension



Calculer la résistance R_L min et le courant i_E max si le transistor est sur un radiateur idéal (thermostaté) à température $T_S = 50^\circ\text{C}$. Suggestion : d'abord, tracer la caractéristique puissance-température du transistor, et identifier $T_{J\text{max}}$.

Rép. 4.95 Ω , 2.75 A.

9.8 Stabilisateur de tension (suite)

Calculer la valeur max de R qui garantit le fonctionnement du circuit en stabilisateur de tension.

Rép. 1.64 k Ω .

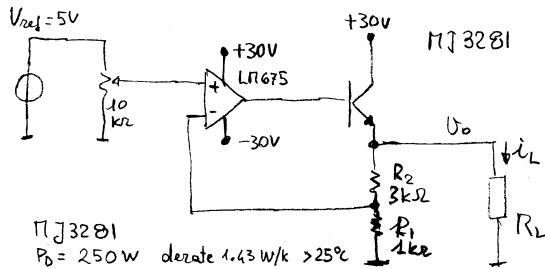
9.9 Stabilisateur de tension (suite)

Calculer la température T_S du radiateur et T_J de la jonction si $R_L = 20\ \Omega$, la résistance thermique du radiateur est $\theta_{SA} = 4.5\ \text{K/W}$, et la température ambiante est $T_A = 50^\circ\text{C}$.

Rép. 106.6 °C, 81.8 °C.

9.10 Alimentation variable

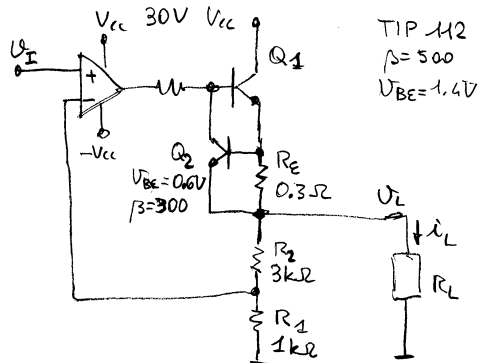
TD 11.1



TIP32B1
 $P_D = 250 \text{ W}$ $\text{derate } 1.43 \text{ W/K} > 25^\circ\text{C}$
 $\theta_{JC} = 0.7 \text{ K/W}$
 $\theta_{CS} = 0.15 \text{ K/W sans isolateur, avec graisse}$

Expliquer le fonctionnement du circuit et préciser la plage de v_O à $i_L = 0$. Calculer la puissance P_D max dissipée par le transistor si il y a un limiteur de courant de 4 A (circuit non montré). Calculer la résistance thermique θ_{SA} max du radiateur si la température ambiante est $T_A = 50^\circ\text{C}$.
 Rép. ..., 0–20 V. 120 W. 0.4 K/W. Sol. std0063.

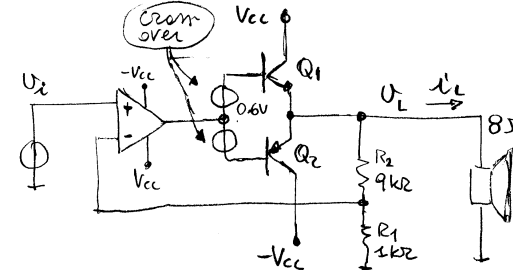
9.11 Circuit d'alimentation



TIP112
 $\beta = 500$
 $V_{BE} = 1.4 \text{ V}$

Expliquer le fonctionnement du circuit dans les deux cas, en source de tension et en source de courant, et préciser dans quelles conditions on a chaque mode.

9.12 Amplificateur audio



Calculer V_{CC} min si l'amplificateur doit fournir à la charge $P_L = 40 \text{ W}$ en régime sinusoïdal. A $P_L = 40 \text{ W}$, calculer la puissance P_S fournie par l'alimentation et la puissance P_D dissipée par les deux transistors, et en déduire le rendement η . Calculer la puissance P_D max dissipée par les transistors, et la valeur de P_L correspondante.

Rép. 25.3 V. 50.9 W, 11 W (5.5 W ch.), 0.785. 16.2 W (8.1 W ch.), 16.2 W. Sol. std0093.

9.13 Amplificateur audio (suite)

Chaque transistor a $\theta_{JC} = 2.5 \text{ K/W}$ et peut dissiper 50 W à 25°C (retirer 0.4 W/K); le contact thermique transistor-radiateur comporte une résistance $\theta_{CS} = 1 \text{ K/W}$. Calculer la résistance thermique θ_{SA} max du radiateur (commun aux deux transistors) si la température ambiante est $T_a = 50^\circ\text{C}$ max.

Rép. 4.42 W/K. Sol. std0094.

9.14 Amplificateur audio (suite)

Les transistors ont $V_{CE\text{sat}} = 2 \text{ V}$ max. V_{CC} a une tolérance de $\pm 5\%$, et il faut garantir $P_L \geq 40 \text{ W}$. Recalculer V_{CC} . Identifier la condition de dissipation P_D max des transistors par rapport à V_{CC} et v_L , et en préciser la valeur.

Rép. $28.74 \pm 1.44 \text{ V}$. 23.1 W à 30.2 V et 19.8 V_{peak}. Sol. std0095.

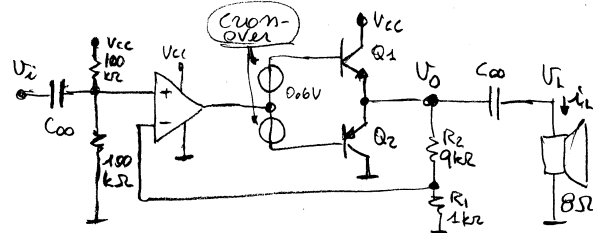
9.15 Amplificateur audio (suite)

Recalculer la résistance thermique θ_{SA} max du radiateur commun aux deux transistors.

Rép. 2.57 K/W. Sol. std0096.

9.16 Amplificateur audio à alimentation unipolaire

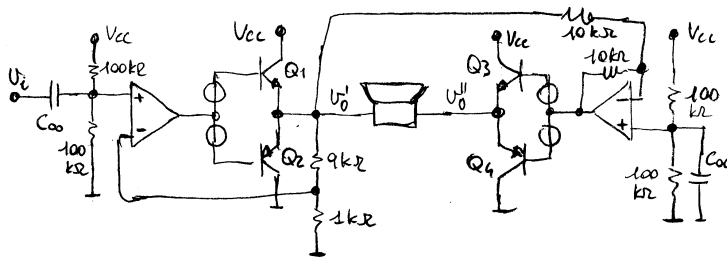
pow1-ampli-uni



Calculer V_{CC} min si l'amplificateur doit fournir à la charge $P_L = 40$ W en régime sinusoïdal. A $P_L = 40$ W, calculer la puissance P_S fournie l'alimentation et la puissance P_D dissipée par les deux transistors, et en déduire le rendement η . Calculer la puissance P_D max dissipée par les transistors, et la valeur de P_L correspondante.

9.17 Amplificateur audio en pont

pow1-ampli-bridge

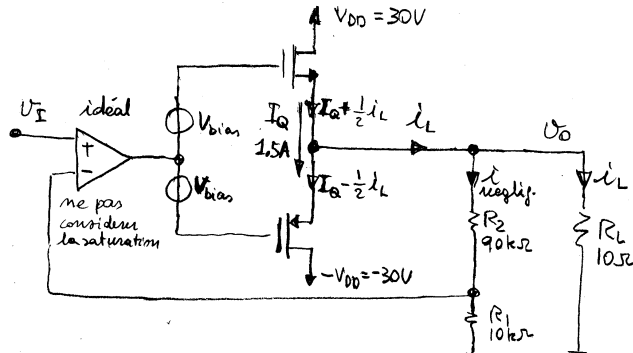


Répondre aux mêmes questions que dans l'exercice précédent. *Exemple à ne pas suivre en pratique.*

9.18 Amplificateur classe A (schéma simplifié)

TD 11.2

pow1-mos-classea



A $v_I = 0$ l'étage de sortie est polarisé à $i_{S1} = i_{S2} = I_Q = 1.5$ A. Ainsi en

fonctionnement normal ($-V_{DD} < v_O < V_{DD}$) les deux mosfet restent actifs pendant toute la période du signal.

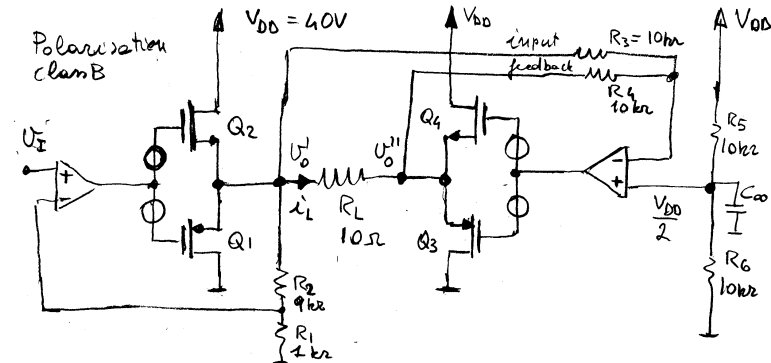
Tracer les chronogrammes $v_O(t)$, $i_{S1}(t)$ et $i_{S2}(t)$ si le signal d'entrée est une sinusoïde de 2 V crête. Déduire les puissances moyennes $\overline{P_L}$ (dans la charge) $\overline{P_S}$ (alimentation, par $\pm V_{DD}$) et $\overline{P_D}$ (dissipée par les deux mosfet). Calculer le rendement η .

Rép. 20 W, 90 W, 35+35 W. 0.22. Sol. std0064.

9.19 Amplificateur en pont

TD 11.3

pow1-mos-bridge



Calculer $v'_O = v'_O(v_I)$, $v''_O = v''_O(v'_O)$, et en déduire $v_O(v_I) = v''_O - v'_O$.

Identifier la condition statique de dissipation max et calculer la puissance dissipée par chaque mosfet.

En régime sinusoïdal, soit $v_I(t) = 2V + V_p \cos \omega t$. Déduire les puissances moyennes $\overline{P_L}$ (dans la charge) $\overline{P_S}$ (alimentation, par V_{DD}) et $\overline{P_D}$ (dissipée par les quatre mosfet) max, en fonction de V_p . Calculer les valeurs numériques.

Rép. ..., 20 W, 80 W, 102 W, 32.4 W. Sol. std0065.

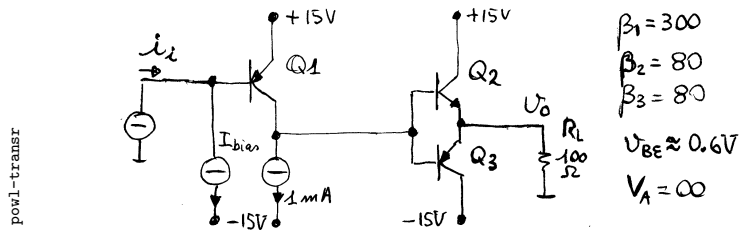
9.20 Amplificateur en pont (suite)

TD 11.4

Chaque mosfet a $P_D = 80$ W max à $T_C = 25$ °C (retirer 0.53 W/K), et une résistance thermique $\theta_{CS} = 1$ K/W. Les 4 mosfet partagent un radiateur de chaleur qui a $\theta_{SA} = 1$ K/W. Calculer la température ambiante T_A max.

Rép. 77 °C. Sol. std0066.

9.21 Amplificateur de transrésistance

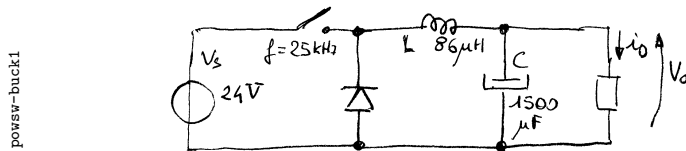


Le générateur I_{bias} est tel qu'il garantit $I_O = 0$   $I_I = 0$ en régime statique. En dynamique, calculer la fonction de transfert (transrésistance) v_o/i_i .
Rép. 2.44 M .

10 Circuits de puissance (commutation)

10.1 Convertisseur Buck

TD 13.1



L'interrupteur et la diode sont idéaux. Calculer le rapport cyclique D   $V_O = 9$ V et $i_O = 3$ A si le convertisseur fonctionne en mode continu. Vérifier si l'hypothèse de fonctionnement en mode continu est correcte. Calculer la tension de ripple V_r . Suggestion : déduire les réponses des chronogrammes $v_L(t)$ et $i_L(t)$.
Rép. $D = 0.375$. Mode continu si $i_O > I_B = 1.31$ A. $V_r = 8.72$ mV (crête-crête).
Sol. std0067.

10.2 Convertisseur Buck (suite)

TD 13.2

La diode Schottky a une tension directe $V_F = 0.3$ V, et le mosfet utilisé en interrupteur a une tension directe $V_{sat} = 0.45$ V dans les conditions d'utilisation. Tracer le chronogramme $v_L(t)$; préciser D et les tensions.
Rép. 0.39, 14.55 V, -9.3 V. Sol. std0068.

10.3 Convertisseur Buck (suite)

TD 13.3

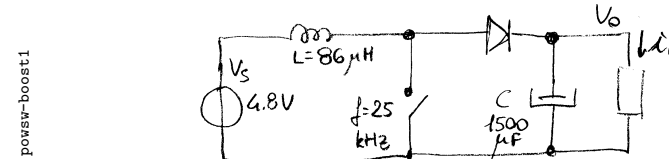
Calculer la puissance dissipée par la diode ($V_F = 0.3$ V) et par le mosfet ($V_{sat} = 0.45$ V). Déduire le rendement du circuit et la perte relative.
Rép. 549 mW, 526 mW. 0.962, 3.8×10^{-2} . Sol. std0069.

10.4 Convertisseur Buck (suite)

L'interrupteur et la diode sont idéaux, et le rapport cyclique est $D = 0.375$ fixe (il n'y a pas de circuits de régulation). Calculer V_O si $I_O < 1$ mA. Rép. 24 V.

10.5 Convertisseur Boost

TD 13.4



Calculer le rapport cyclique D   $V_O = 12$ V et $I_O = 0.5$ A si le convertisseur fonctionne en mode continu.
Rép. $D = 0.6$. Sol. std0070.

10.6 Convertisseur Boost (suite)

Vérifier si l'hypothèse de fonctionnement en mode continu est correcte.
Rép. Mode continu si $i_O > I_B = 268$ mA. Sol. std0071.

10.7 Convertisseur Boost (suite)

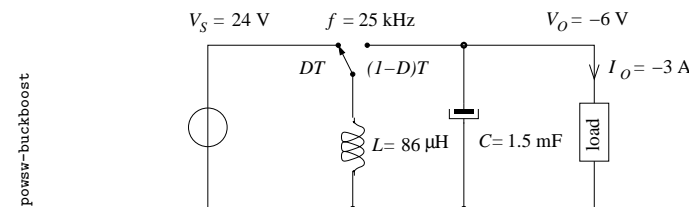
La diode Schottky a une tension directe $V_F = 0.3$ V, et le mosfet utilisé en interrupteur a une tension directe $V_{sat} = 0.45$ V dans les conditions d'utilisation. Tracer le chronogramme $v_L(t)$; préciser D et les tensions.
Rép. 0.633, 4.35 V, -7.5 V. Sol. std0072.

10.8 Convertisseur Boost (suite)

Calculer la puissance dissipée par la diode et par le mosfet, et le rendement.

10.9 Convertisseur Buck-Boost

TD 13.5

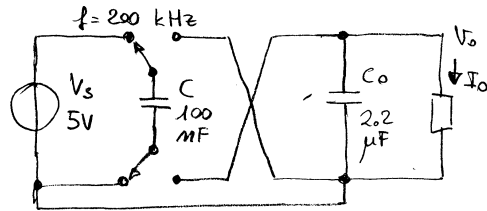


Calculer le rapport cyclique D   $V_O = -6$ V et $I_O = -3$ A si le convertisseur fonctionne en mode continu. Suggestion : déduire la réponse du chronogramme $v_L(t)$.
Rép. $D = 0.2$. Sol. std0073.

10.10 Inverseur de tension à pompe de charge

TD 13.6

powsv-pump1

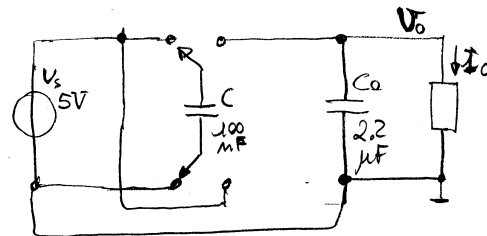


Tracer le chronogramme $v_O(t)$ à $I_O = -10$ mA, et préciser les valeurs de tension max et min, et le ripple V_r . Calculer le rendement.

Rép. -4.5 V, -4.477 V, 23 mV (crête-crête). 0.9. Sol. std0074.

10.11 Doubleur de tension à pompe de charge

powsv-pump2

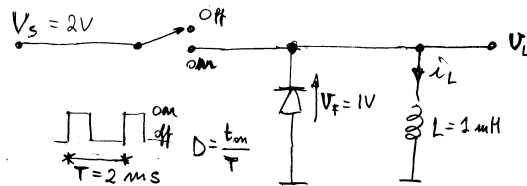


Tracer le chronogramme $v_O(t)$ à $I_O = 10$ mA et préciser les valeurs de tension max et min, et le ripple V_r . Calculer le rendement.

Rép. 9.5 V, 9.477 V, 23 mV (crête-crête). 0.95.

10.12 Alimentation d'une charge inductive

powsv-l-load



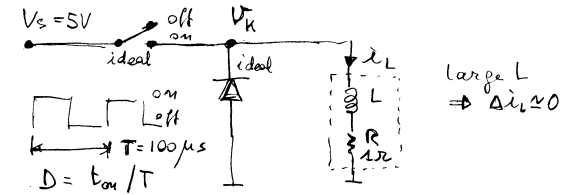
Exercice difficile. Tracer les chronogrammes $v_L(t)$ et $i_L(t)$ à $D = 1/2$ sur 2 périodes T . Un tel régime de fonctionnement sera-t-il dit "transitoire" (car limité à quelques périodes) ou "permanent" (de durée illimitée)?

Sur quelle valeur doit-on régler le rapport cyclique D et à quel moment devra-t-on faire ce réglage pour que l'on observe en permanence $I_{L\min} = 1$ A?

Rép. Transitoire. $1/3$, 4 ms. (2 ms ou 4 ms?) Sol. std0075.

10.13 Alimentation d'une charge R-L

powsv-r-l-load



Exercice difficile. Le convertisseur fonctionne en régime permanent (V_s et D const.). Le mode de fonctionnement est-il continu ou discontinu? Pourquoi?

Tracer les chronogrammes $v_K(t)$, $v_R(t)$ et $i_L(t)$ à $D = 1/2$.

Exprimer $\bar{v}_R(D)$, et en déduire la caractéristique $i_L(D)$.

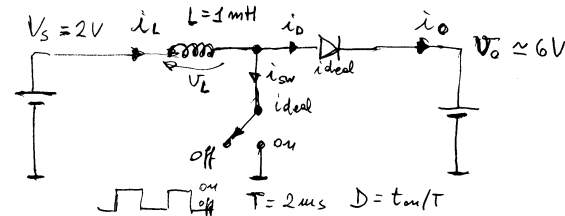
Evaluer L pour que δi_L n'excède pas 0.25 A à $D = 1/2$.

Que vaut δi_L à $D = 0$ et à $D = 1$?

Rép. ... $\bar{v}_R = V_s D = 2.5$ V. $L = 500$ μH. 0. Sol. std0076.

10.14 Convertisseur Boost

powsv-boost-battc



Exercice difficile. Le convertisseur fonctionne en mode discontinu. Tracer les chronogrammes $v_L(t)$, $i_L(t)$, $P_S(t)$ et $P_O(t)$ (instantanées) à $D = 1/2$. En déduire \bar{v}_L , $\frac{d}{dt} \bar{i}_L$ et le bilan énergétique sur la 1ère période. Répondre aux mêmes questions pour $D = 3/4$.

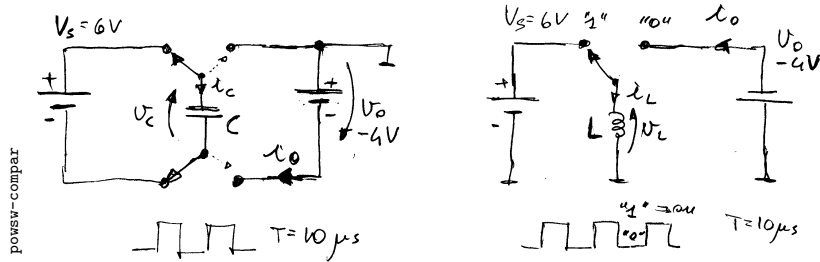
Rép. 0 V, 0 A/s, 3 mJ, 3 mJ. 0.5 V, 0.5 A/ms, 6 mJ, 6 mJ. Sol. std0077.

10.15 Convertisseur Boost (suite)

Exercice difficile. Répondre aux mêmes questions pour $D = 3/4$. Le convertisseur fonctionne-t-il en mode discontinu?

Rép. 0.5 V, 0.5 A/s, 6.5 mJ, 6 mJ. ... Sol. std0077.

10.16 Comparaison de convertisseurs



Exercice difficile. Les deux convertisseurs doivent transférer $P_O = 0.4 \text{ W}$ dans la charge en régime permanent.

Tracer les chronogrammes $v_C(t)$ et $i_C(t)$, et calculer C (charge pump).

Tracer les chronogrammes $v_L(t)$ et $i_L(t)$, et calculer L_{\min} (buck-boost, fonctionnant en mode continu).

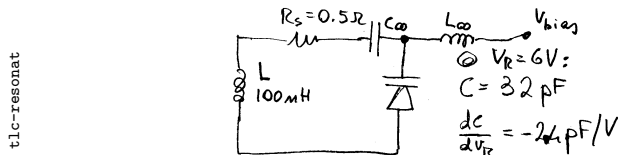
Evaluer le rendement η pour les deux convertisseurs.

Rép. $0.5 \mu\text{F}$, $72 \mu\text{H}$, $2/3$, 1 . Sol. std0078.

11 Electronique télécom et oscillateurs

11.1 VCO

TD 12.1

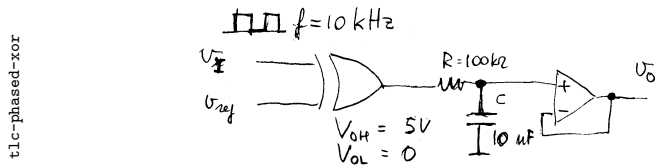


Un VCO oscille à la fréquence de résonance ω_0 du circuit LC . La capacité de la varicap change de -2.4 pF/V (tangente de la caractéristique) si la polarisation est $V_R = 6 \text{ V}$ (en dc).

Calculer la fréquence f_0 d'oscillation à $V_R = 6 \text{ V}$, le facteur de mérite Q du résonateur, le gain k_o du VCO (en rad/s/V), et l'erreur de fréquence si l'amplificateur (non montré) a une erreur de phase de 1° .

Rép. 89 MHz , 112 , $21 \cdot 10^6$ ($3.34 \text{ MHz} : \text{V}$), 6.9 kHz . Sol. std0083.

11.2 Détecteur de phase à xor



Tracer la caractéristique $v_O = v_O(\theta)$ si θ est le déphasage entre v_I et v_{ref} et calculer le gain k_d (en V/rad).

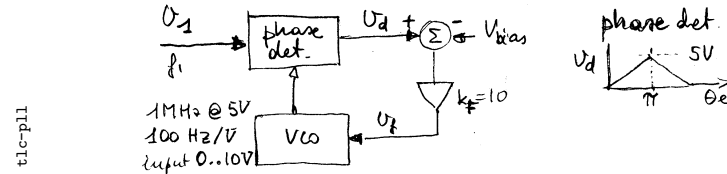
Calculer l'erreur de phase si l'opa a un offset $V_{OS} = 5 \text{ mV}$.

La constante de temps $\tau = RC$ est-elle suffisante pour assurer le fonctionnement en détecteur de phase?

Rép. ..., 1.59 V/rad , 3 mrad . Oui. Sol. std0084.

11.3 PLL

TD 12.2



Calculer V_{bias} optimum pour faire fonctionner la PLL à $f_1 = 1 \text{ MHz}$ (milieu de la plage du VCO et du phase detector). Déduire la *hold range* autour de 1 MHz . Calculer la constante de temps de la PLL.

Rép. 2 V , $\pm 500 \text{ Hz}$, $100 \mu\text{s}$. Sol. std0085.

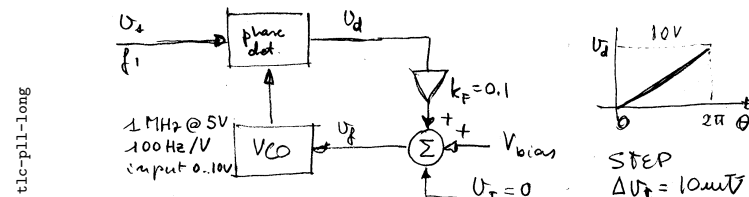
11.4 PLL (suite)

Calculer l'erreur de phase θ_e si la fréquence f_1 s'écarte de $\delta f_1 = 200 \text{ Hz}$ de 1 MHz .

Rép. 0.1257 rad (7.2°). Sol. std0085.

11.5 PLL

TD 12.3



Calculer V_{bias} optimum pour faire fonctionner la PLL à $f_1 = 1 \text{ MHz}$. Déduire la *hold range* autour de 1 MHz . Calculer la constante de temps de la PLL.

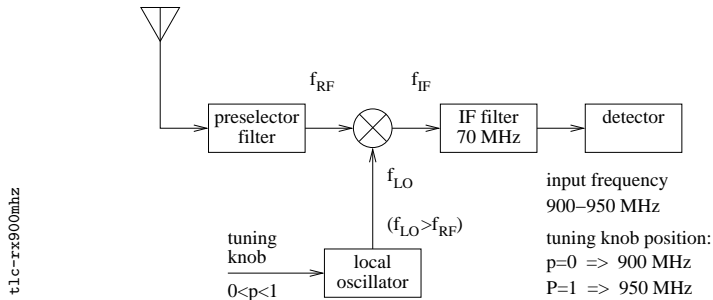
Rép. 4.5 V , $\pm 50 \text{ Hz}$, 10 ms . Sol. std0086.

11.6 PLL (suite)

Calculer l'erreur de phase $\theta_e(t)$ si le signal v_I a un saut $\Delta v_I = 10 \text{ mV}$.

Sol. std0086.

11.7 Superheterodyne Receiver (1)



Calculate the frequency range of the local oscillator (f_{LO}) needed to select an input channel (f_{RF}) between 900 MHz and 950 MHz. Calculate f_{RF} and f_{LO} as a function of the knob position p . Assume $f_{LO} > f_{RF}$.

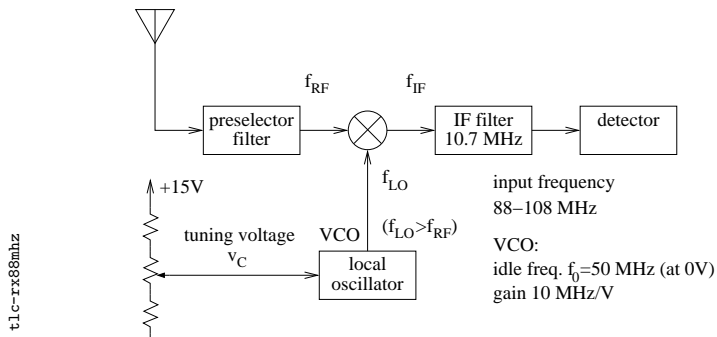
Calculate the image frequency f'_{RF} when the receiver is tuned at 910 MHz.

Can the preselector be a 900–950 MHz band-pass filter?

Rép. $970\text{--}1020$ MHz. $9 \times 10^8 + 5 \times 10^7 p$ Hz, $9.7 \times 10^8 + 5 \times 10^7 p$ Hz. 1.05 GHz. Yes.

Sol. stdstd0096.

11.8 Superheterodyne Receiver (2)



Calculate the voltage range at the local oscillator input needed to select an input channel (f_{RF}) between 88 MHz and 108 MHz. Calculate f_{LO} and f_{RF} as a function of the control voltage v_C . Assume $f_{LO} > f_{RF}$.

Calculate the image frequency f'_{RF} when the receiver is tuned at 100 MHz.

Rép. 4.87–6.87 V. $5 \times 10^7 + 1 \times 10^7 v_C$ Hz, $3.93 \times 10^7 + 1 \times 10^7 v_C$ Hz. 121.4 MHz.

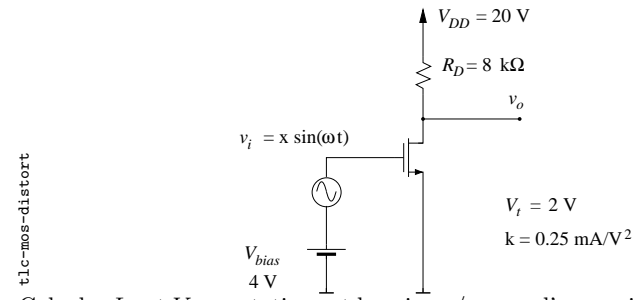
Sol. stdstd0097.

11.9 Superheterodyne Receiver (Cont.)

Repeat the above two exercices assuming $f_{LO} < f_{RF}$ instead $f_{LO} > f_{RF}$.

11.10 Distorsion harmonique

TD 12.4

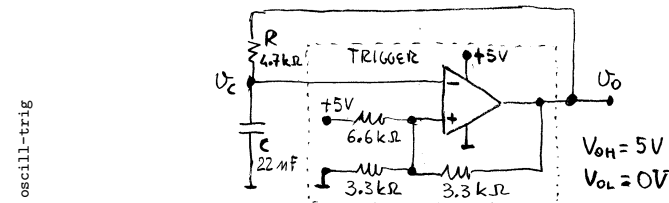


Calculer I_D et V_D en statique et le gain v_o/v_i avec l'approximation faible signal.

En fort signal, la non linéarité produit de la distorsion harmonique et une perturbation du point de fonctionnement statique. Calculer la distorsion THD et V_D si $x = 1$ V.

Rép. 1 mA, 12 V, 4. 0.124, 11 V. Sol. std0087.

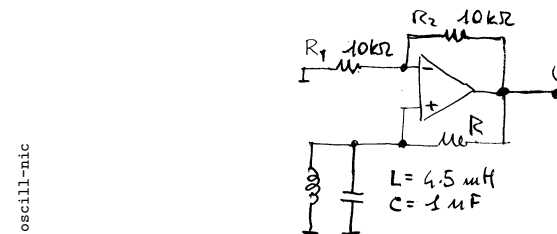
11.11 Oscillateur à relaxation



Tracer les chronogrammes $v_o(t)$ et $v_C(t)$. Préciser les valeurs max et min de v_C , le temps T_1 de charge, et T_2 de décharge du condensateur. Déduire la fréquence f d'oscillation.

Rép. 3 V, 1 V, 71.7 μ s, 113.6 μ s. 5.4 kHz. Sol. std0091.

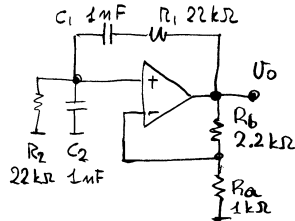
11.12 Oscillateur à NIC



Les pertes du résonateur sont représentées par une résistance parallèle, de 300 k Ω à l'inductance et 200 k Ω au condensateur. Dans ces conditions, calculer la valeur de R qui permet une oscillation sinusoïdale d'amplitude (théoriquement) stable et préciser la fréquence.

Rép. 120 kΩ, 75 kHz.

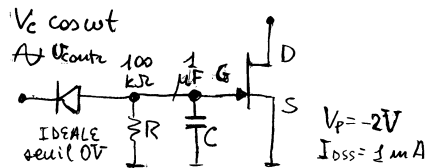
11.13 Oscillateur RC à pont de Wien



Le circuit peut-il osciller, et à quelle fréquence? Que doit-on changer pour obtenir une oscillation sinusoïdale d'amplitude (théoriquement) stable?

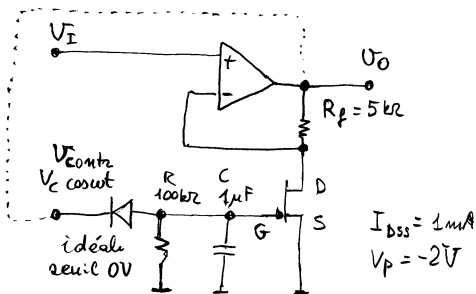
Rép. Oui, 7.4 kHz. $R_a = 1.1 \text{ k}\Omega$ ou $R_b = 2 \text{ k}\Omega$.

11.14 Résistance variable



Si $RC \gg 1/\omega$, la polarisation v_{GS} est presque constante, et contrôlée par v_{contr} . Déduire r_{DS} en fonction de V_C et préciser sa valeur si $V_C = 707 \text{ mV}$. v_{DS} étant suffisamment faible, le fet fonctionne en triode.

11.15 Contrôle de gain



Comme pour l'exercice précédent, si $RC \gg 1/\omega$ la polarisation v_{GS} est presque constante, et contrôlée par v_{contr} . Déduire v_O/v_I en fonction de V_C et préciser la valeur si $V_C = 707 \text{ mV}$. v_I étant suffisamment faible, le fet fonctionne en triode.

11.16 Contrôle de gain (suite)

Démontrer qu'en boucle fermée (connexion en pointillé) et dans certaines conditions l'amplitude de sortie se trouve stabilisée. *Exercice difficile.*

12 Questions diverses (quelques exemples)

12.1 Amplificateur différentiel

Représenter le schéma d'un amplificateur différentiel (opa et 4 résistances). Déduire la relation nécessaire pour annuler le gain de mode commun ($A_{CM} = 0$) et le gain différentiel $A_{DM} = v_O/v_D$.

12.2 Amplificateur différentiel (suite)

Expliquer comment régler l'amplificateur différentiel pour annuler le gain de mode commun ($A_{CM} = 0$) si à cause des imperfections des résistances on a $A_{CM} \neq 0$.

12.3 Amplificateur logarithmique

Représenter le schéma d'un amplificateur logarithmique (opa, diode etc.). Déduire la relation v_O/v_I .

12.4 Amplificateur exponentiel

Représenter le schéma d'un amplificateur exponentiel (opa, diode etc.). Déduire la relation v_O/v_I .

12.5 NIC

Représenter le schéma d'un NIC (negative immitance converter) et déduire l'impédance Z_i équivalente à l'entrée.

12.6 Source de courant Howland

Représenter le schéma d'une source de courant Howland réalisée avec un générateur de Thévenin connecté à un NIC. Déduire la relation nécessaire pour éliminer (rendre infinie) la résistance.

12.7 Trigger inverseur

Représenter le schéma d'un trigger inverseur à seuils asymétriques et déduire les deux seuils.

12.8 Trigger non inverseur

Représenter le schéma d'un trigger non inverseur à seuils symétriques. Déduire les deux seuils. Pourquoi le trigger inverseur est préférable au trigger non inverseur si le trigger est attaqué par un circuit d'impédance de sortie non nulle ($R_O \neq 0$) ?

12.9 Amplificateur d'instrumentation

Représenter le schéma d'un amplificateur d'instrumentation (3 opa et 7 résistances). Déduire la relation nécessaire pour annuler le gain de mode commun ($A_{CM} = 0$). Déduire le gain différentiel $A_{DM} = v_O/v_D$. Sur quelle résistance devra-t-on agir pour régler le gain ?

12.10 Effet du gain fini de l'opa

Soit β le "gain" ($\beta \leq 1$) du feedback d'un amplificateur à opa. Le circuit "amplificateur non inverseur" a $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$, ainsi le gain de l'amplificateur est $v_O/v_I = 1/\beta = (R_1 + R_2)/R_1$ si le gain A_{OL} de l'opa est infini. Déduire la formule complète de v_O/v_I , qui inclut l'effet de A_{OL} fini.

12.11 Effet du gain fini de l'opa (suite)

Soit R_o la résistance interne d'un opa. Démontrer que la résistance de sortie de l'amplificateur est $R_{eq} = R_o/(1 + A\beta)$.

12.12 Effet de la limitation en fréquence de l'opa

Expliquer l'erreur de gain d'un amplificateur à opa en ac due à la variation de A_{OL} en fonction de la fréquence. Que représente le paramètre f_T ? Calculer l'erreur de gain à $f = 10^{-2}f_T$ d'un amplificateur non inverseur qui aurait $v_O/v_I = 10$ si l'opa était idéal.

12.13 R-2R Ladder network

Représenter le schéma d'un convertisseur D/A du type "R-2R ladder network" à 3 bits configuré en mode "courant commuté", et expliquer le fonctionnement.

12.14 Résistance différentielle de la diode

Déduire du modèle exponentiel la résistance différentielle de la diode dans le cas général, où $\eta \neq 1$.

12.15 Photodétecteur

Qu'est-ce que le "quantum efficiency" η d'une diode photodéetectrice ? Calculer le courant fourni par une diode photodéetectrice pour une puissance d'éclairage de 1 mW à $\lambda = 0.6 \mu\text{m}$ si $\eta = 0.6$.

12.16 Transistor, cutoff, région active, saturation

Pour quelles valeurs de v_{BE} et v_{BC} un transistor NPN est-il en cutoff, en région active et en saturation ? Quelle est la relation entre i_B et i_E en fonction du paramètre β dans les trois cas ?

13 Composants Electroniques

Normalized Values for Electronic Components

Ser. E-24		Series E-96 (1%)							
1.0	1.1	1.00	1.02	1.05	1.07	1.10	1.13	1.15	1.18
1.2	1.3	1.21	1.24	1.27	1.30	1.33	1.37	1.40	1.43
1.5	1.6	1.47	1.50	1.54	1.58	1.62	1.65	1.69	1.74
1.8	2.0	1.78	1.82	1.87	1.91	1.96	2.00	2.05	2.10
2.2	2.4	2.15	2.21	2.26	2.32	2.37	2.43	2.49	2.55
2.7	3.0	2.61	2.67	2.74	2.80	2.87	2.94	3.01	3.09
3.3	3.6	3.16	3.24	3.32	3.40	3.48	3.57	3.65	3.74
3.9	4.3	3.83	3.92	4.02	4.12	4.22	4.32	4.42	4.53
4.7	5.1	4.64	4.75	4.87	4.99	5.11	5.23	5.36	5.49
5.6	6.2	5.62	5.76	5.90	6.04	6.19	6.34	6.49	6.65
6.8	7.5	6.81	6.98	7.15	7.32	7.50	7.68	7.87	8.06
8.2	9.1	8.25	8.45	8.66	8.87	9.09	9.31	9.53	9.76

Selection of Operational Amplifiers

AD711C	JFET high speed
AD840S	BJT high speed
LM324A	BJT general purpose, quad, single supply
LM741C	BJT general purpose (obsolete)
LM 675	BJT power
LTC1150	chopper stabilized (lowest dc offset)
OP 27G	BJT precision
OP220G	BJT micropower (100 μA), single supply
TL081C	JFET general purpose

Selected Operational Amplifiers													
type	voltage			current				supply			other		
	V_{OS} mV	TC $\mu\text{V}/\text{K}$	aging $\mu\text{V}/\text{mo}$	I_{OS} nA	I_B nA	SR $\text{V}/\mu\text{s}$	f_T MHz	A_{OL} V/mV	CMRR dB	PSRR dB		volt V	I_Q mA
AD711C	0.1 0.25	2 3	15	5 pA 10 pA	15 pA 25 pA	18 20	3.4 4	200 400	86 94	86 110	± 4.5 ± 15 ± 18	2.5 2.8	
AD840S	0.2 1	5		0.1 μA 0.4 μA	3.5 μA 8 μA	350 400	400	100 130	90 110	90 100	± 18		R_o 15 Ω
LM324A (quad)	2 3	7 30		5 30	45 100	0.5	1	25 100	65 85	65 100	3 32	1.5 3	I_{max} 20 mA
LM741C	2 2			20 200	80 500	0.5	1	30 150	70 90	90	± 18	1.7 2.8	R_o 75 Ω
LM675	1 10	25		50 500	200 2000	8	5.5	3.2 32	70 90	70 90	± 8 ± 30	18 50	I_{max} >3 A
LTC1150	0.5 μV 5 μV	0.01 0.05	≈ 0	20 pA 200 pA	10 pA 100 pA	3	2.5	140 dB 180 dB	110 130	120 145	0.8 1.5	± 18	
OP27G	30 μV 100 μV	0.4 1.8	0.4 2	12 75	± 15 ± 80	1.7 2.8	5 8	700 1500	100 120	114 94	± 22		R_o 70 Ω
OP220G (dual)	0.5 0.75	2 3		0.2 3.5	14 30	0.05	0.2	800 1600	75 85	90 100	± 2.5 ± 18	0.2	
TL081C	3 15	18		5 pA 200 pA	30 pA 400 pA	13	3	25 200	70 86	70 86	± 18	1.4 2.8	

Fundamental Physical Constants — Frequently used constants

Quantity	Symbol	Value	Unit	Relative std. uncert. u_r
speed of light in vacuum	c, c_0	299 792 458	m s^{-1}	(exact)
magnetic constant	μ_0	$4\pi \times 10^{-7}$	N A^{-2}	(exact)
electric constant $1/\mu_0 c^2$		$= 12.566 370 614 \dots \times 10^{-12}$	N A^{-2}	(exact)
Newtonian constant of gravitation	G	$8.854 187 817 \dots \times 10^{-12}$	F m^{-1}	(exact)
Planck constant	h	$6.626 068 76(52) \times 10^{-34}$	$\text{m}^3 \text{kg}^{-1} \text{s}^{-2}$	1.5×10^{-3}
$h/2\pi$	\hbar	$1.054 571 596(82) \times 10^{-34}$	J s	7.8×10^{-8}
elementary charge	e	$1.602 176 462(63) \times 10^{-19}$	C	7.8×10^{-8}
magnetic flux quantum $h/2e$	Φ_0	$2.067 833 636(81) \times 10^{-15}$	Wb	3.9×10^{-8}
conductance quantum $2e^2/h$	G_0	$7.748 091 696(28) \times 10^{-5}$	S	3.7×10^{-9}
electron mass	m_e	$9.109 381 88(72) \times 10^{-31}$	kg	7.9×10^{-8}
proton mass	m_p	$1.672 621 58(13) \times 10^{-27}$	kg	7.9×10^{-8}
proton-electron mass ratio	m_p/m_e	$1.836 152 6675(39)$		2.1×10^{-9}
fine-structure constant $e^2/4\pi\epsilon_0\hbar c$	α	$7.297 352 533(27) \times 10^{-3}$		3.7×10^{-9}
inverse fine-structure constant	α^{-1}	$137.035 999 76(50)$		3.7×10^{-9}
Rydberg constant $\alpha^2 m_e c^2/2\hbar$	R_∞	$10973 731 568 549(83)$	m^{-1}	7.6×10^{-12}
Avogadro constant	N_A, L	$6.022 141 99(47) \times 10^{23}$	mol^{-1}	7.9×10^{-8}
Faraday constant $N_A e$	F	$96 485.3415(39)$	C mol^{-1}	4.0×10^{-8}
molar gas constant	R	$8.314 472(15)$	$\text{J mol}^{-1} \text{K}^{-1}$	1.7×10^{-6}
Boltzmann constant R/N_A	k	$1.380 6503(24) \times 10^{-23}$	J K^{-1}	1.7×10^{-6}
Stefan-Boltzmann constant $(\pi^2/60)k^4/\hbar^3 c^2$	σ	$5.670 400(40) \times 10^{-8}$	$\text{W m}^{-2} \text{K}^{-4}$	7.0×10^{-6}
Non-SI units accepted for use with the SI				
electron volt (e/C) J	eV	$1.602 176 462(63) \times 10^{-19}$	J	3.9×10^{-8}
(unified) atomic mass unit $1 \text{ u} = m_{\text{u}} = \frac{1}{12}m(^{12}\text{C})$ $= 10^{-3} \text{ kg mol}^{-1}/N_A$	u	$1.660 538 73(13) \times 10^{-27}$	kg	7.9×10^{-8}

Source : physics.nist.gov/constants