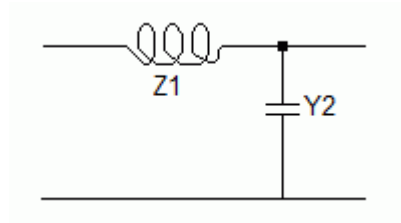


Electronique analogique

Filtres passifs

La fonction de transfert donne le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée, suivant la fréquence.

Soit le filtre suivant :



$$V_s = Z_2 \cdot I \text{ avec } I = V_e / (Z_1 + Z_2) \text{ donc } T = V_s / V_e = Z_2 / (Z_1 + Z_2) = 1 / (1 + Z_1 Y_2)$$

Application : $T = 1 / [1 + (j\omega L)(j\omega C)] = 1 / [1 + (j\omega)^2 LC]$ avec $j^2 = -1$

A vide, pour $LC\omega^2 = 1$, le courant et la tension de sortie sont infinis !!

Adaptation d'impédance :

Soit un générateur de tension composé :

- d'une source de tension parfaite (E)
- d'une impédance série ($Z_g = R_g + jX_g$)

Il est branché sur une charge d'impédance $Z_{ch} = R_{ch} + jX_{ch}$

La puissance dans la charge sera maximale pour :

- $R_{ch} = R_g$
- $X_{ch} = -X_g$

Z_{ch} et Z_g sont des impédances conjuguées.

Supposons que Z_g et Z_{ch} sont des résistances :

- Si $R_{ch} > R_g$, le filtre ci dessus servira à augmenter la tension

$$Z = j\omega L + 1 / (G_{ch} + j\omega C) = j\omega L + [G_{ch} - j\omega C] / [G_{ch}^2 + (\omega C)^2]$$

L'adaptation est faite pour $Z = R_g$:

$$G_{ch} / [G_{ch}^2 + (\omega C)^2] = R_g \text{ donc } G_{ch} \cdot G_g = [G_{ch}^2 + (\omega C)^2] \text{ donc } (\omega C)^2 = G_{ch} [G_g - G_{ch}]$$

$$L\omega - C\omega / [G_{ch}^2 + (\omega C)^2] = 0 \text{ donc } L\omega = C\omega / (G_{ch} \cdot G_g) \text{ donc } L\omega = R_g \cdot R_{ch} \cdot C\omega$$

Pour $R_{ch} \gg R_g$:

$$C\omega = \sqrt{G_{ch} \cdot G_g}$$

$$L\omega = \sqrt{R_{ch} \cdot R_g}$$

(On retrouve bien $LC\omega^2 = 1$)

- Si $R_{ch} < R_g$, placer la capacité avant la self pour augmenter le courant.

De façon générale, on met les condensateurs à la masse pour éviter les harmoniques, les basses impédances (50Ω) en série avec les selfs (filtres en T), les hautes impédances en parallèle avec les condensateurs (filtres en Π).

Un transformateur (ou circuit passif) de rapport $1/n$, permet de multiplier l'impédance par n^2 .

Gain :

$H = (1+j\omega\tau_1) / (1+j\omega\tau_2)$ donne $|H|$ le module de H avec $|H|^2 = [1^2 + (\omega\tau_1)^2] / [1^2 + (\omega\tau_2)^2]$

Le gain en décibel exprime le rapport de puissance : $G = 10 \log (P_s/P_e)$

donc $G = 10 \log (|H|^2)$. Comme $\log ab = \log a + \log b$, $G = 20 \log |H|$.

Fréquence de coupure :

C'est une fréquence pour laquelle, la puissance potentielle de la sortie est divisée par 2.

Donc la tension est divisée par $\sqrt{2}$. Le gain est alors de -3dB . $1\text{nF} = 50 \Omega @ 3\text{MHz}$.

Soit un passe bas du 1er ordre : $H = 1/(1+j\omega RC)$

A la fréquence de coupure $|1+j\omega RC| = \sqrt{2}$ donc $1^2 + (RC\omega)^2 = 2$ donc $RC\omega = 1$.

Ce qui donne $F_c = 1/(2\pi RC)$. A la fréquence de coupure, le déphasage est de -45° .

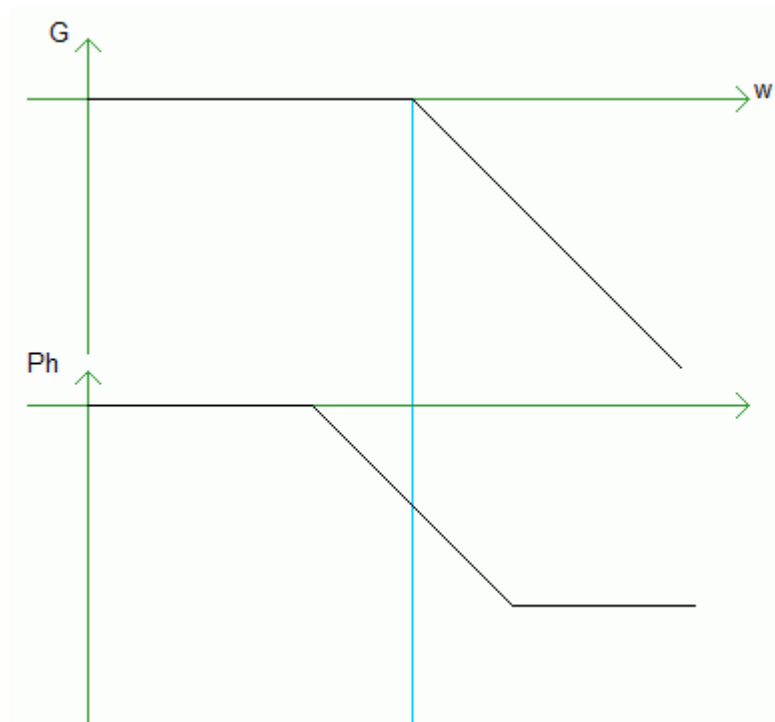
Diagrammes de Bode :

Dans l'exemple précédant, deux cas se présentent :

- $RC\omega \ll 1$ ce qui donne $H = 1$
- $RC\omega \gg 1$ ce qui donne $H = 1/(j\omega RC)$ donc -20dB par décade et un retard de 90°

Pour tracer le déphasage $\text{Arg}(H) = \arctan(\omega\tau_1) - \arctan(\omega\tau_2)$, on prend les valeurs $\omega\omega_0/10$ et $10\omega\omega_0$.

Ce qui donne les diagrammes suivants :



Pour tracer les diagrammes d'un système plus complexe, on le décompose en systèmes simples, et on trace les diagrammes de la fréquence de coupure la plus basse à la plus élevée, puis on additionne les gains ou les phases, au fur et à mesure.

Passe bas du 2ème ordre : $H = H_0/[1+2mj\omega/\omega_0+(j\omega/\omega_0)^2]$ (optimal pour $m=0,7$ en sinusoïdal).

Passe haut du 2ème ordre : $H = H_0(j\omega/\omega_0)^2/[1+2mj\omega/\omega_0+(j\omega/\omega_0)^2]$

Passe bande : $H = H_0.2m(j\omega/\omega_0)/[1+2mj\omega/\omega_0+(j\omega/\omega_0)^2]$ ou $H = H_0 / [1+jQ(\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)]$ avec $Q=1/(2m)$

Pour $m \ll 1$, $\omega_c = \omega_0 (1 \pm m)$ donc bande passante $= 2m\omega_0$.

Théorèmes de Thévenin et de Norton :

Une batterie (générateur de tension imparfait) peut être modélisée par :

- une source de tension parfaite (E)
- une impédance série ($Z_g = R_g + jX_g$)

C'est le modèle de Thévenin. On peut supprimer ce qui est en parallèle avec une source de tension idéale.

La tension de sortie d'un assemblage d'éléments linéaires vaut $U = E - Z_g.I$ E étant la tension à vide.

Cette équation peut s'écrire $Z_g.I = E - U$ ou $I = Y_g.E - Y_g.U$ avec $Y_g = 1/Z_g$

Elle se schématise par :

- une source de courant parfaite ($I_o = Y_g.E$)
- une admittance parallèle Y_g

C'est le modèle de Norton. On remplace par un fil ce qui est en série avec une source de courant idéale.

En court-circuit $U = 0$ donc $I_{cc} = I_o$ (car le courant prend le chemin le plus facile).

L'impédance est la même pour Thévenin et Norton :

On peut donc passer aisément de Thévenin à Norton et vice-versa, dans le but de regrouper des dipôles.

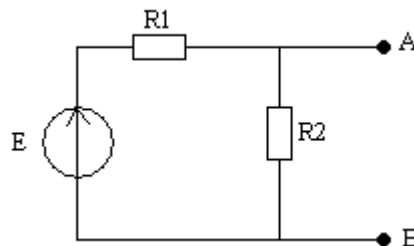
Pour mesurer (ou calculer) Z_g , on éteint tous les générateurs indépendants :

$E = 0$ pour toutes les sources de tension indépendantes (On remplace E par un fil).

$I_o = 0$ pour toutes les sources de courant indépendantes (On les efface).

Exemple :

$E = 1000V$, $R_1 = 1M$ et $R_2 = 1K$



$$V_{th} = E.R_2 / [R_1 + R_2] \approx 1V$$

$$E = 0 \Rightarrow G_{th} = G_1 + G_2 = 1/R_1 + 1/R_2 = (R_2 + R_1) / (R_1 R_2) \Rightarrow R_{th} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \approx 1K$$

Ce qui donne bien dans les deux cas, un courant de court-circuit de 1mA !

Sources liées :

Ex : $E = kU$. Ne jamais éteindre une source liée.

On peut injecter U dans le générateur passivé et calculer I : $Z_{th} = U/I$!!

On peut également calculer le courant de court-circuit d'un Thévenin, ou la tension à vide d'un Norton.

Avec l'exemple ci-dessus : $V_{ab} = 0 \Rightarrow I_{cc} = E / R_1 \Rightarrow R_{th} = V_{th} / I_{cc} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$

Théorème de Millman :

Soient N générateurs de thévenin connectés en parallèle.

La somme des courants, en court-circuit vaut $Y_1.E_1 + Y_2.E_2 + Y_3.E_3 \dots$

La somme des admittances vaut $Y_1 + Y_2 + Y_3 \dots$

Donc la tension de sortie vaut $V = \sum Y_i E_i / \sum Y_i$

On peut aussi dire : $I_i = Y_i(E_i - V)$ et $\sum I_i = 0$ donc $\sum Y_i (E_i - V) = 0$ donc $V \cdot \sum Y_i = \sum Y_i E_i$

L'amplificateur opérationnel :

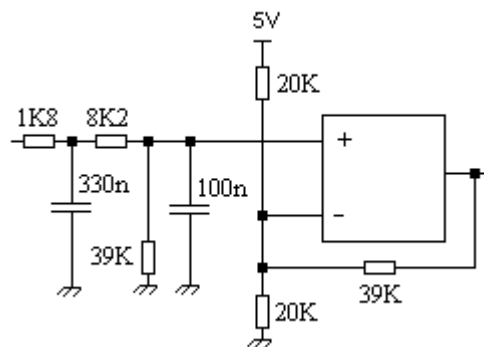
$I^+ = I^- = 0$ et $V_s = K[(V^+) - (V^-)]$ avec K infini donc $\Delta V = 0$ en régime linéaire.

Pour travailler en linéaire, il faut une contre réaction sur l'entrée –
(ou une contre réaction plus rapide sur l'entrée –, s'il existe aussi une réaction sur l'entrée +).
Si la tension de sortie est trop grande, elle va ainsi diminuer, jusqu'à $V^- = V^+$

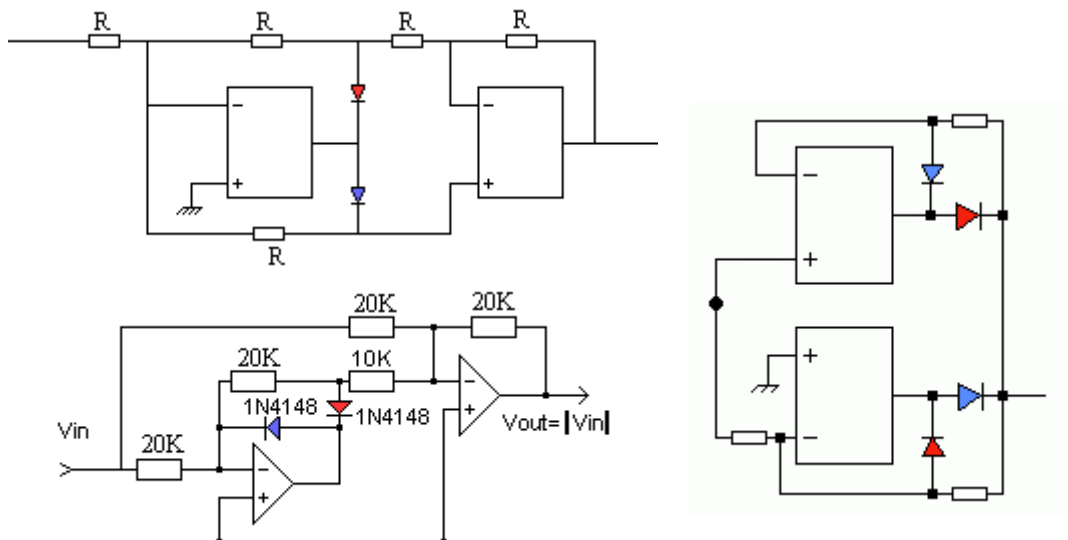
Seuls les aop « rail to rail » acceptent (et/ou peuvent fournir) n'importe quelle tension entre les alims.
L'étage d'entrée se compose d'un amplificateur différentiel (avec common mode) et d'un miroir de courant.
La sortie est caractérisée par un dV/dt maxi (slew rate), qui limite l'amplitude et/ou la fréquence.

Montage avec masse virtuelle

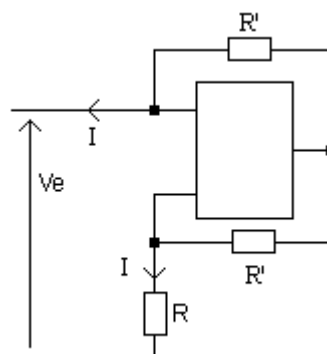
$V_s = 4 (V_e - 2,5)$, pour convertir un signal PWM 0/5V 10KHz en un signal de -10 à $+10V$ en 4ms :



Redresseurs sans seuil :

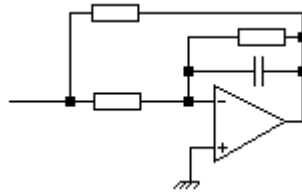


Résistance négative :



Le schéma parle de lui même. E+ en haut si source de tension. E- en haut si source de courant.

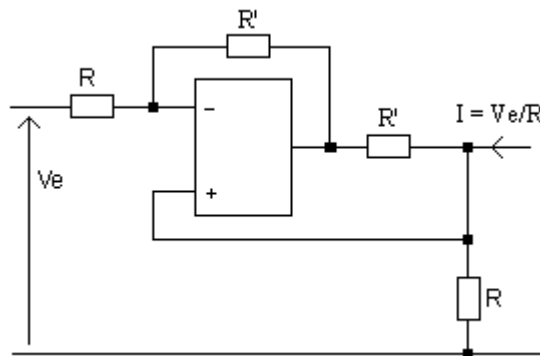
Gyrateur :



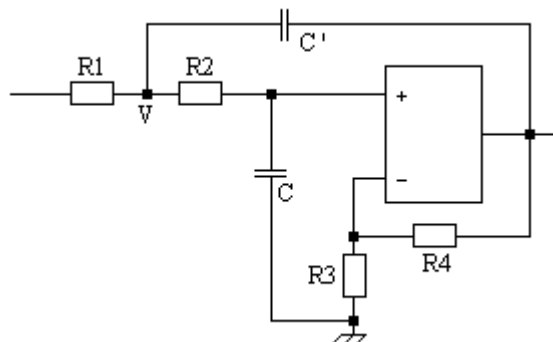
Ce montage est équivalent à une inductance imparfaite.

La résistance en parallèle avec la capacité évite le plafonnement de la sortie si le système n'est pas bouclé.

Source de courant :



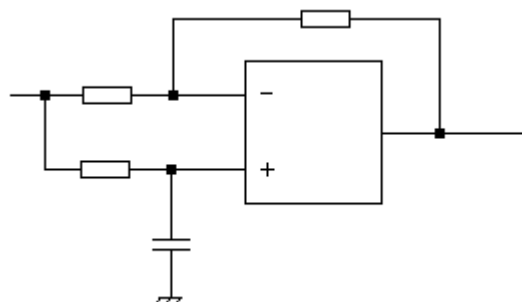
Sallen-Key :



- Millman : $G1V_e + G2(V+) + j\omega C'Vs = V(G1+G2+j\omega C')$
- Remplacer V par $(V+)(1+j\omega R2C)$
- Mettre V+ en facteur
- Remplacer V+ par $Vs.R3/(R3+R4)$
- Mettre Vs en facteur

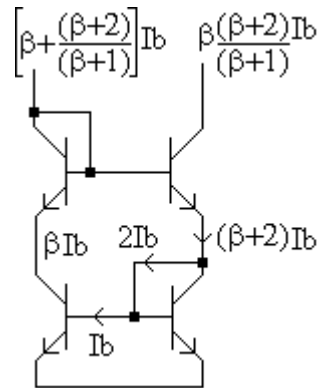
$$T = (1+R4/R3) / \{1+j\omega[(R1+R2)C - (R1R4/R3)C'] + (j\omega)^2 R1R2CC'\}$$

Déphaseur :

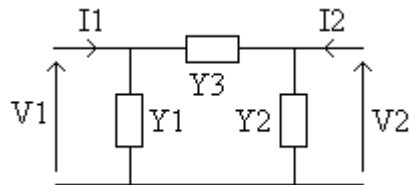


$$T = (1-j\omega RC) / (1+j\omega RC) \text{ donc gain unité et retard de } 2 \arctan(RC\omega).$$

Miroir de courant :



Quadripôles



$$I1 = Y1.V1 + Y3(V1 - V2)$$

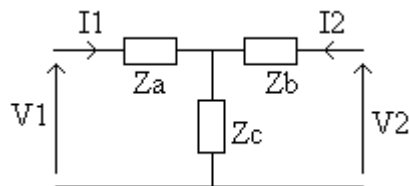
$$I2 = Y2.V2 + Y3(V2 - V1)$$

Donc :

$$I1 = (Y1+Y3)V1 - Y3.V2$$

$$I2 = -Y3.V1 + (Y2+Y3)V2$$

Ces quatre paramètres définissent la matrice admittance. Il existe aussi la matrice impédance. Exemple :



$$V1 = Za.I1 + Zc(I1+I2)$$

$$V2 = Zb.I2 + Zc(I1+I2)$$

Donc :

$$V1 = (Za+Zc)I1 + Zc.I2$$

$$V2 = Zc.I1 + (Zb+Zc)I2$$

CEM

Alim découplée. Effet réducteur : Le courant doit circuler dans la masse pour compenser le flux magnétique. Donc masse ininterrompue reliée en amont et en aval, le plus proche possible des conducteurs critiques. Masse = retour d'alim et référence des signaux. Impédance plus faible pour le retour. Séparer alim et signaux.

Modulation

Mélangeurs :

Ils servent à soustraire 2 fréquences. Par multiplication et filtrage : $2\cos a \cdot \cos b = \cos (a-b) + \cos (a+b)$.

Il existe le MC1496 :

- entrée petit signal à gain imprécis et quasi insensible au courant de polarisation I_o
- entrée petit signal (gain proportionnel à I_o) ou grand signal (gain fixé par résistance externe).

Dans le cas d'un récepteur radio, ça permet d'avoir une fréquence constante ($F_I = 10,7\text{MHz}$ ou 455 kHz), plus faible que la fréquence de réception (PO ou FM), permettant d'avoir une bande passante très étroite et constante, pour avoir le maximum de stations.

$F = F_o \pm F_I$, donc une des 2 fréquences (fréquence image) est à éliminer avant le mélangeur.

Il existe néanmoins des mélangeurs sans fréquence image (ex MAX2420) :

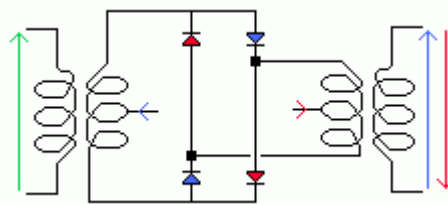
$\sin \omega t \cdot \sin \omega_o t$ donne $\cos (\omega - \omega_o)t$ qui donne $\sin |\omega - \omega_o|t$ en retardant de 90°

$\sin \omega t \cdot \cos \omega_o t$ donne $\sin (\omega - \omega_o)t$

Il ne reste plus qu'à ajouter ou soustraire pour obtenir uniquement la fréquence souhaitée.

Il existe d'autres mélangeurs (non linéaires), comme le Mos double grille...

Modulateur en anneau



Un courant de polarisation, permet de récupérer la tension d'entrée, ou son opposée. (ex transfo : 78615/3JC).

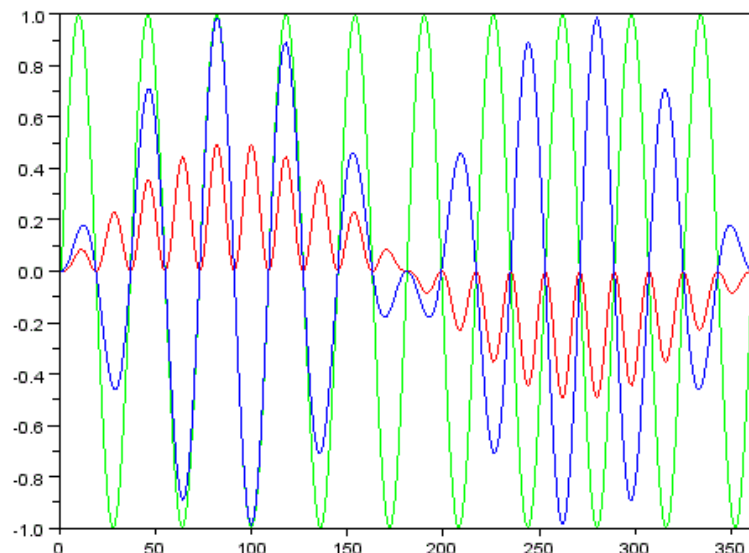
Le sens instantané de la tension de sortie, obéit donc à la règle des signes, comme pour une multiplication.

Un simple filtrage permet de récupérer un signal propre...

Transmission AM sans porteuse

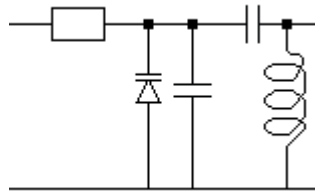
Il existe la modulation AM sans porteuse (multiplication 4 cadrans), avec la démodulation cohérente.

La porteuse peut alors être reconstituée par mise au carré, filtrage+PLL (fréquence double) et une bascule T.

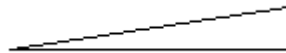


Transmission FM

On fait varier la fréquence d'un signal MF, au rythme du signal BF, grâce à une diode varicap,



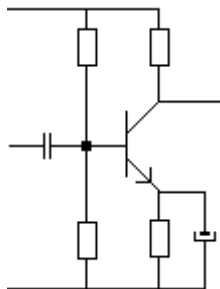
ou grâce au modulateur d'Armstrong : on intègre le signal puis on fait varier la phase de la porteuse, en additionnant un faible signal en quadrature (l'amplitude sera donc considérée comme constante):



A la réception, on peut démoduler par une boucle à verrouillage de phase ou un discriminateur à quadrature : Un filtre RLC déphase le signal de 90° . A la fréquence centrale, on a 90° pile et la valeur moyenne de $\sin x \cos x$ est nulle. Si la fréquence augmente un peu, on a 89 ou 91° , donc on aura une valeur moyenne...

Amplificateur à npn

Comme le gain d'un bipolaire n'est pas précis et varie avec la température, il faut utiliser une astuce : Si on impose $1V_{BE}$ sur la base ($I_{pont} = 10 \cdot I_B$), il restera $1V$ sur l'émetteur donc le courant dépendra essentiellement de la résistance d'émetteur R_E :



Dans ce cas, la tension minimale sur le collecteur sera de $1V_{CE}$.

Pour une alimentation en $5V$ (4 piles usées), on peut imposer une tension mini de $1V$ sur R_C .

La tension de sortie peut donc varier de $1V_{CE}$ à $4V$, soit $2V_{CE}$ au repos, soit $2V_{CE}$ sur R_C .

$I = 1/R_E = 2,2/R_C$. Ex $R_E = 1K$ et $R_C = 2K2$. Pour la partie puissance, on utilise plutôt un demi-pont.

Radiateur de refroidissement :

Un transistor supporte une tension et un courant maxi, mais aussi une puissance maxi, qui dépend de la taille du radiateur, la ventilation etc... $P_{max} < U_{max} \cdot I_{max}$.

On prend le cas le plus défavorable + marge de sécurité : $T_{amb} = 40^\circ C$

Si $T_{jonction} = 120^\circ C$, et $P_{perdue} = 10W$, alors :

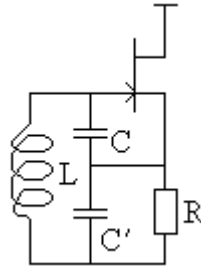
Résistance thermique totale $R_{th} = 80/10 = 8^\circ C/W$

Si $R_{th_jonction/boitier} = 2^\circ C/W$ alors $R_{th_radiateur} = 6^\circ C/W$.

La formule est $\Delta\theta = P \cdot \Sigma R_{th}$

En 1ère approximation, pour un TO220 (triac), le radiateur est nécessaire au dessus de $1W$.

Oscillateurs sinusoïdaux :



Ampli (ici à Mosfet à appauvrissement ou J-fet) + Filtre (ex pont de Wien en BF).

Il s'agit de compenser les pertes par un apport de puissance :

U et I en sens contraire, comme lors de la charge d'une batterie !

Au niveau calculatoire, en boucle ouverte la sortie doit être en phase avec l'entrée, avec un gain légèrement supérieur à 1. A ce moment là, si on ferme la boucle ça oscille !!

L'exemple ci dessus (Clapp) donne :

$$G.V_s = g.V_{gs}$$

$$C.V_{gs} = C'.V_e$$

$$G.V_s = g.V_e.C'/C$$

$$V_s = V_e \Rightarrow G.C = g.C'$$

Il s'agit du seuil de fonctionnement pour des composants parfaits. En fait il faut prévoir une petite marge...

On peut s'aider d'un schéma équivalent dynamique en boucle ouverte (on ignore les composantes continues).

La condition des 180° n'est pas négociable. Testé en 3V avec un LND150, $R=1K$ et $C'=1,4C$.