



# Les amplificateurs de classe B & AB



- PRINCIPE DE LA CLASSE B
- PRINCIPE DE LA CLASSE AB
- PUISSANCE ET RENDEMENT
- REALISATION PRATIQUE - MONTAGE DE BASE

Electronique II

Bonjour tout le monde. Nous allons aborder dans cette vidéo le principe de la classe B suivi par une modification de cette classe B qui va devenir AB c'est-à-dire on va ajouter un tout petit peu de polarisation au transistor pour coller un tout petit peu de courant qui passe dans nos composants. On appellera ça AB. Et on va faire l'analyse du rendement d'un montage de type B ou AB Donc je vais continuer à dire soit B, soit AB parce qu'il y a très peu de courant qui va passer et qui fait la différence et je termine par un exemple pratique d'une implémentation d'un amplificateur simple de classe B.

Notes

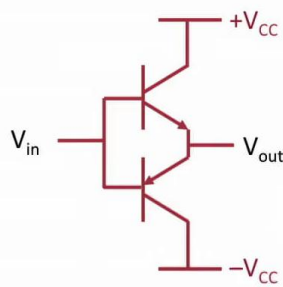
Summary



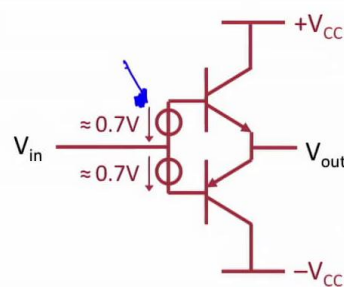
0m 04s

## Les amplificateurs de classe B & AB

- Etages de puissance à basse impédance de sortie de type "Push-Pull" à Collecteur Commun ou Drain Commun.
- Chaque transistor prend en charge une demi-alternance du signal.



Classe B



Classe AB

Electronique II

Pour commencer l'analyse des amplificateurs, on va juste voir ce que ça signifie la classe B. Puis on va parler ensuite de la classe AB. Donc un amplificateur classe B, comme on avait dit déjà dans la vidéo précédente, c'est un ampli qui va prendre une tension ici la convertir en une tension qui est la même, c'est un suiveur en tension donc ça va être un collecteur commun réalisé en montage Push-Pull pour avoir une alimentation symétrique et pour que la tension  $V_{out}$  arrive à afficher une faible impédance. Donc l'impédance que je vois depuis ici, c'est l'impédance que je vois depuis un émetteur d'un transistor bipolaire. Ça signifie que c'est une faible impédance par rapport à celle que je vois depuis ici qui est une grande impédance comparée à celle-ci. On appelle ça classe B et on appelle ça classe AB. La seule différence entre les deux que vous voyez, ce sont ces sources de tension que j'ai ajouté ici. Donc ces sources de tension que vous voyez là, ce sont des sources de tension qui sont censées polariser la jonction de transistor bipolaire soit l'un soit l'autre, par deux sources de tension pour que les deux tensions que nous voyons à l'entrée et à la sortie soient assez similaires en DC et en AC.

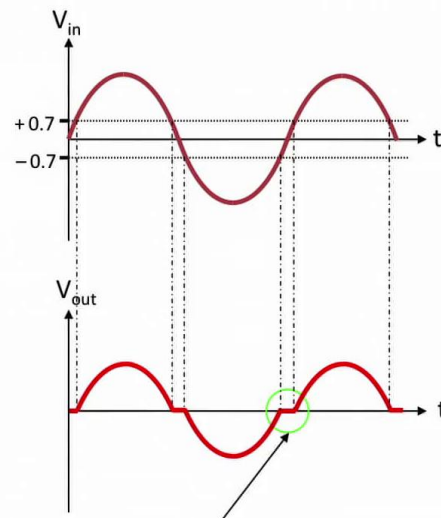
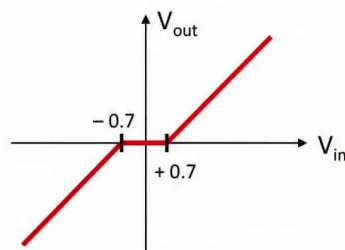
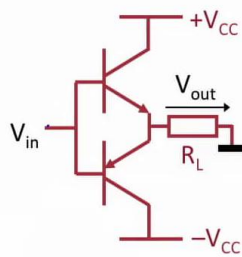
Notes

Summary



# Les amplificateurs de classe B & AB

Les transistors sont polarisés à  $V_{BE} = 0$ , donc bloqués



Le seuil de  $\pm 0.7$  V provoque une distorsion de croisement (cross-over)

Electronique II

Voici l'exemple de l'amplificateur de classe B qu'on va tout de suite transformer en AB et pour voir pourquoi on en a besoin de cette modification pour obtenir ce A qu'on va mettre ici. Donc l'amplificateur de type B correspond à cette caractéristique. Donc si je cache cette partie-là, si je regarde juste le transistor NPN qui est dessus et je regarde la charge qui est connectée là en mettant la main juste en-dessus, vous allez voir que ça, il s'agit bel et bien d'un transistor de type collecteur commun. Le collecteur est connecté à un  $V_{CC}$ , la charge est connectée à la masse et j'ai une tension d'entrée. Maintenant si je cache l'autre transistor, c'est de nouveau un collecteur commun avec la charge connectée à 0 et le collecteur de transistor est connecté à  $-V_{CC}$  et j'ai la tension d'entrée. Donc j'ai deux transistors qui réalisent le fameux montage Push-Pull. Donc la caractéristique d'un collecteur commun NPN, c'est celle que je vois ici. Donc je vois que  $V_{out}$  et  $V_{in}$  sont linéairement proportionnels dès que le transistor commence à conduire, c'est-à-dire au-delà d'une tension de jonction. Je regarde la tension à la sortie quand l'entrée est négative. Je vois que j'ai une tension négative.

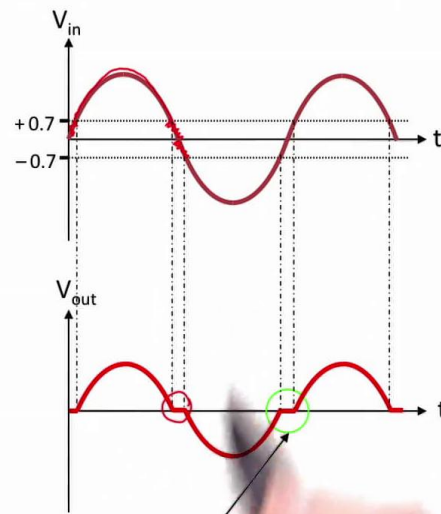
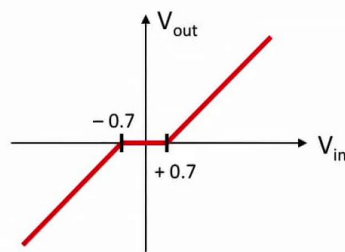
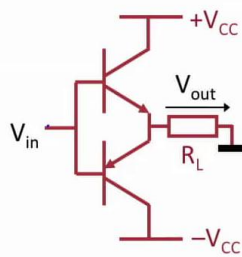
Notes

Summary



# Les amplificateurs de classe B & AB

Les transistors sont polarisés à  $V_{BE} = 0$ , donc bloqués



Le seuil de  $\pm 0.7$  V provoque une distorsion de croisement (cross-over)

Electronique II

Bien sûr, c'est la même histoire pour le transistor PNP : lorsque le transistor commence à conduire, je vais avoir une loi linéaire. Donc on voit que la linéarité se trouve de là à là, de là à là. Mais les deux transistors sont bloqués entre plus ou moins une tension de jonction pour les deux. Donc quand on parle de cette tension de jonction qui est de l'ordre de 0.7 volts... donc on a 0.7 volts, les deux transistors sont bloqués et ceci va créer une distorsion de croisement qu'on appelle cross-over. Donc quand on regarde la tension à l'entrée et on regarde celle de sortie, il y a quand même la distorsion clairement identifiée ici. Lorsque la tension d'entrée dépasse la tension de jonction, c'est là où notre transistor va conduire. Donc on va avoir un transistor qui est en conduction juste là, juste cette partie qui est ici. Et là, entre cette partie-là, donc celle qu'on voit dans les deux tensions plus ou moins 0.7, nous allons avoir la tension de sortie qui va être bloquée où les deux transistors sont bloqués. Donc on trouvera à la sortie une tension égale à 0. Donc cette distorsion là, elle est forcément audible s'il s'agit d'un amplificateur audio Ou s'il s'agit d'un autre amplificateur, on va parler d'une distorsion.

Notes

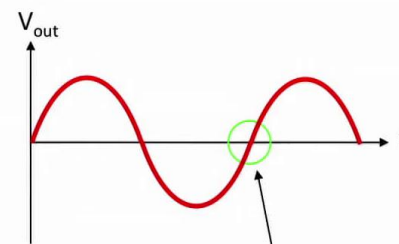
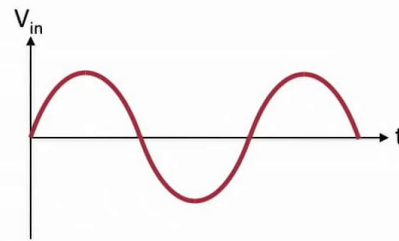
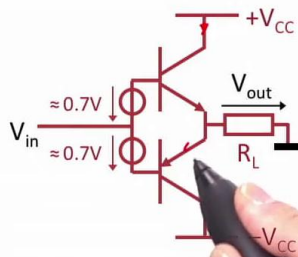
Summary



3m 09s

## Les amplificateurs de classe AB

Les transistors sont polarisés ( $V_{BE} \approx U_j$ ) avec un petit courant de repos.



Le seuil de  $\pm 0.7V$  est supprimé, pas de distorsion de croisement (cross-over)

Electronique II

C'est une distorsion dû à la non-polarisation de nos composants. Donc c'est ça qui nous pousse à faire de la classe A. Je vous rappelle que la classe A, ça signifie que votre transistor a été polarisé pendant toute la période de passage de votre tension d'entrée. Donc on impose qu'un seul composant devrait conduire tout le long du signal. Ce qui nous amène à déplacer cette tension, la rendre soit entièrement positive, soit entièrement négative et faire conduire le transistor après avoir polarisé le transistor juste dans la zone in et out, ce qu'on ne va pas faire ici. Là, on a pas du tout de consommation d'énergie lorsqu'on n'a rien qui passe ici. On n'a pas de tension à l'entrée, on aurait 0 volt à la sortie, donc aucun courant qui passe là et aucun courant qui passe à travers les deux transistors. Ce que nous allons modifier, c'est de faire une petite polarisation. Et nous allons appeler ça classe AB. Donc je vais aller imposer un tout petit peu de polarisation c'est-à-dire il va y avoir un ground qui va passer au repos sans signal qui va passer à travers les deux transistors. Ce qui est envoyé depuis le transistor NPN va être va être absorbé par le transistor PNP.

Notes

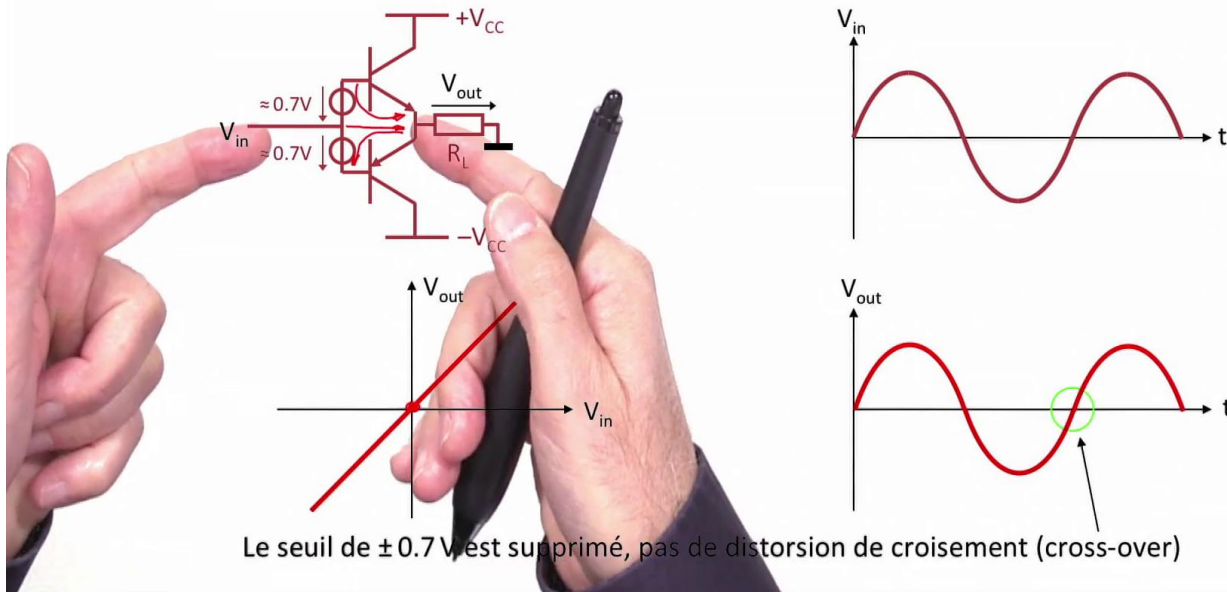
Summary





# Les amplificateurs de classe AB

Les transistors sont polarisés ( $V_{BE} \approx U_j$ ) avec un petit courant de repos.



Electronique II

Donc si vous regardez ce schéma-là, vous allez voir que j'ai dû ajouter une polarisation. Je l'ai dessiné sous forme de tension. Donc si vous prenez le 0.7 volts que j'ai ajouté là et vous considérez que ce transistor-là, il va conduire parce qu'on lui a imposé 0.7 et de ce côté-là, j'ai 0.7 volt, vous allez comprendre que la différence de potentiel de là à là est égal à 0 en DC. Donc si vous mettez 0 volt ici, vous allez trouver 0 volt ici. Ce qui va se traduire par un alignement des deux caractéristiques. Comme ça, même si la source de tension ici  $V = 0$ , je suis autour de l'origine, je vais trouver que  $V_{out} = 0$  mais dès que la tension  $V_{in}$  augmente,  $V_{out}$  va la suivre. Donc j'ai au repos une différence de tension égal à 0 et quand je commence à appliquer une tension qui augmente ou qui diminue, j'ai réussi à éliminer ce décalage entre les deux tensions. Donc j'ai supprimé cette distorsion de croisement et l'entrée et la sortie est copiée conforme. Donc ce que vous mettez ici, vous le trouvez exactement là en terme de tension. Donc c'est typique d'un montage suiveur en tension.

Notes

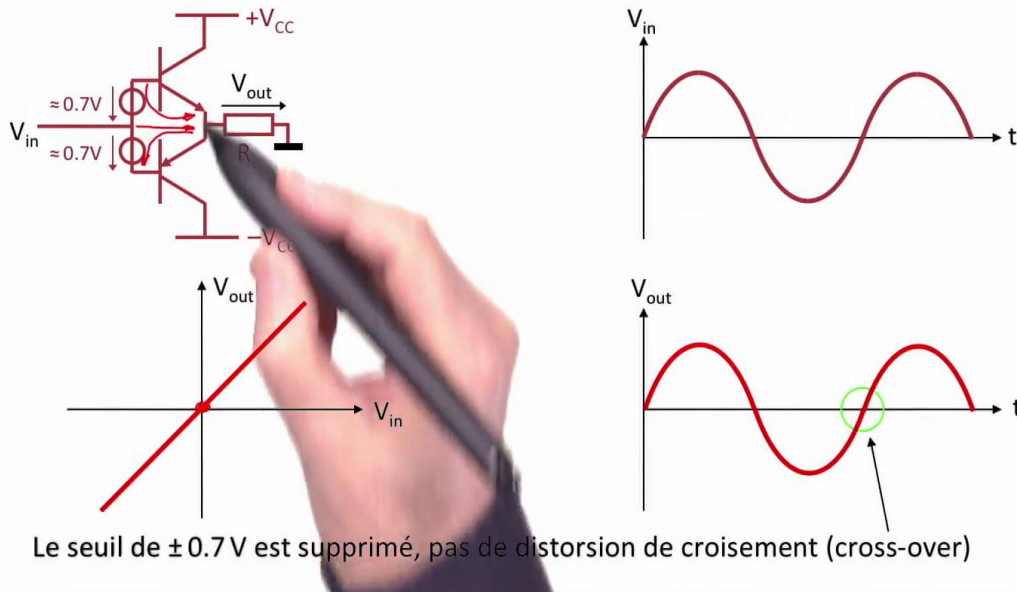
Summary



5m 38s

# Les amplificateurs de classe AB

Les transistors sont polarisés ( $V_{BE} \approx U_j$ ) avec un petit courant de repos.



Electronique II

La tension d'entrée est égal à la tension de sortie, et le courant, c'est le courant qui va passer à travers l'alimentation commandé par la variation de tension soit sur cette jonction quand on a une tension positive, soit sur cette jonction quand on a une tension négative. Donc on va avoir un des transistors qui conduit et au repos, on aurait très très très peu de courant. Et ça, c'est combien on mis en classe A, c'est-à-dire de combien on a polarisé la jonction pour qu'il y ait un courant qui passe ici. Donc théoriquement, si les deux transistors sont les mêmes et nous imposons une tension qui fait conduire et l'un et l'autre exactement pour que la tension générée par l'un est absorbée par l'autre, nous aurons 0 courant dans la charge ce qui est en pratique extrêmement difficile à faire parce qu'on a deux transistors complémentaires qui ne sont pas de la même nature, un NPN l'autre PNP. Donc en pratique, nous aurons énormément de peine d'éviter qu'il y a un tout petit peu de courant qui passe dans la charge. Mais plus on ajoute du courant de polarisation dans les deux transistors meilleure est cette compensation autour de passage par 0 de notre caractéristique.

Notes

Summary

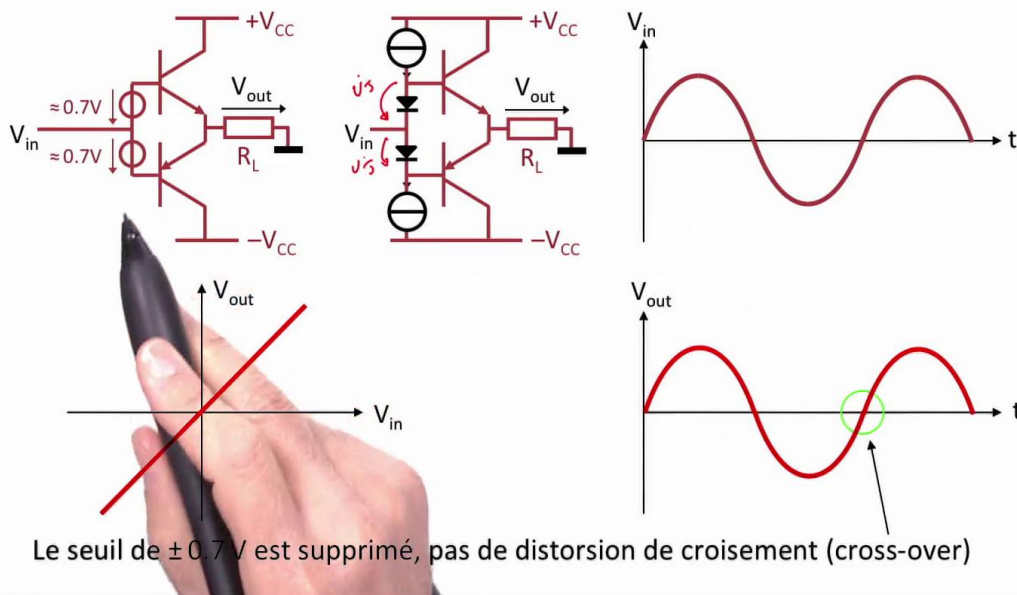


6m 50s



# Les amplificateurs de classe AB

Les transistors sont polarisés ( $V_{BE} \approx U_j$ ) avec un petit courant de repos.



Electronique II

Pour faire ceci, une des techniques, c'est d'utiliser ce genre de montage. Dans ce genre de montage, on voit qu'on a utilisé la diode pour générer la tension de l'ordre de  $U_{be}$ . Donc je prends une tension de jonction que j'impose moi-même à travers une diode. Je dois créer un chemin pour le courant. Il faut que le courant passe dans ce sens-là. Donc il faudra quand même que je connecte un potentiel positif. Là, je l'ai montré que je le fait par des sources de courant. Ça, c'est une manière théorique de montrer que j'ai une tension quasiment nulle de là à là j'ai une tension quasiment nulle de là à là parce qu'une source vous fournit c'est un courant même si la différence même si la différence de tension est égal à 0 et vous allez pouvoir imposer un courant qui passe dans les deux diodes et ce courant-là dépend du courant que vous avez mis qui va générer une tension de jonction aux bornes d'une diode et pareil aux bornes d'une diode qui sont censés générer deux tensions de jonction. C'est que nous retombons à ce moment-là dans cette situation et nous obtenons une implémentation pratique de la création d'une polarisation de l'étage de sortie.

Notes

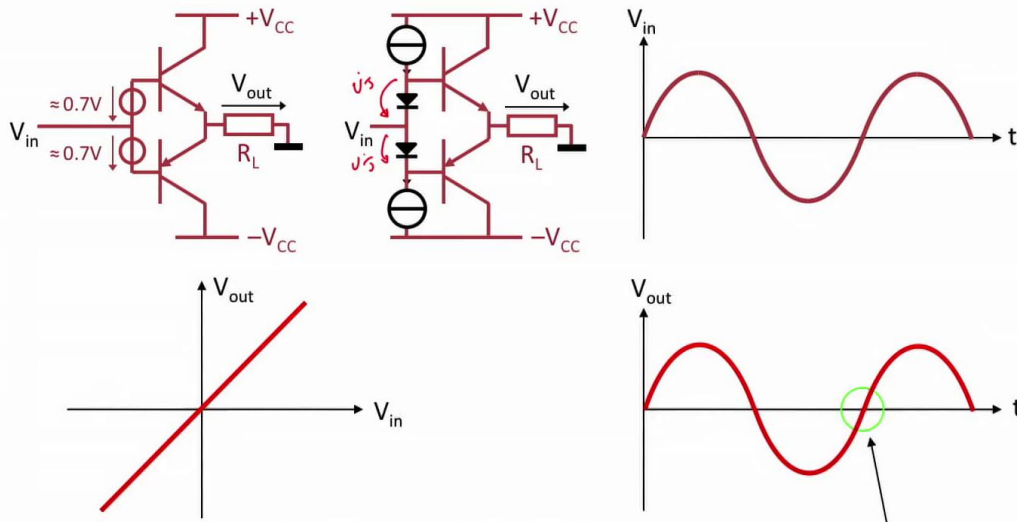
Summary



7m 57s

# Les amplificateurs de classe AB

Les transistors sont polarisés ( $V_{BE} \approx U_j$ ) avec un petit courant de repos.



Le seuil de  $\pm 0.7\text{ V}$  est supprimé, pas de distorsion de croisement (cross-over)

Electronique II

Et là, on peut retrouver ce qu'on vient de voir tout à l'heure c'est-à-dire une tension d'entrée est égal à la tension de sortie et un gain est égal à 1 dans ce genre de montage avec un gain en courant qui est extrêmement élevé qui est proportionnel au gain  $\beta$  des transistors bipolaires que nous avons utilisés. C'est-à-dire le courant qui entre ici correspond à  $\beta$  fois le courant qui va sortir de l'autre côté.

Notes

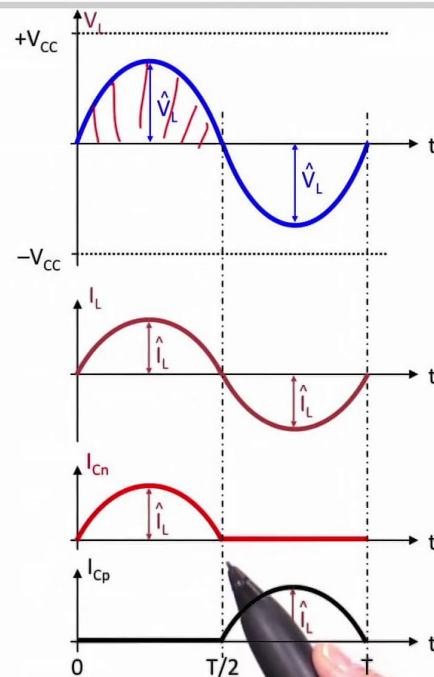
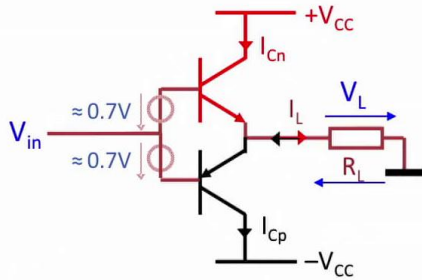
Summary



9m 06s

## Principe des amplis classe B

Chaque transistor prend en charge une demi-alternance du signal, l'un la positive, l'autre la négative.



Electronique II

Je vais analyser un peu plus en détails ce montage pour comprendre ce qu'il va se passer en termes de courant. Donc chaque transistor prend en charge une demi-alternance du signal. L'un, l'alternance positive, l'autre, l'alternance négative. Donc si vous prenez l'entrée  $V_{in}$  et vous montez cette tension ici. On imagine que c'est une tension de ce style-là. Qu'est-ce qu'il va se passer ? Vous allez avoir votre transistor qui est en rouge qui va commencer à conduire un courant que j'ai dessiné aussi en rouge. Donc il va y avoir un courant de collecteur de transistor NPN qui va aller toujours en rouge dans la charge. Donc la tension  $V_L$ , si cette tension augmente, ce courant va passer dans la charge. Cette tension va la suivre de la même quantité. J'ai dessiné ceci comme ça. J'ai montré que pour l'alternance positive donc quand on est ici, je vais dessiner, hachurer ça en rouge, je vois qu'il y a un courant qui va passer depuis le transistor N et qui va aller dans la charge et ensuite, je vais arriver à bloquer ce transistor quand je descends la tension. Parce que lors que je descends la tension, ce transistor-là, il bloque.

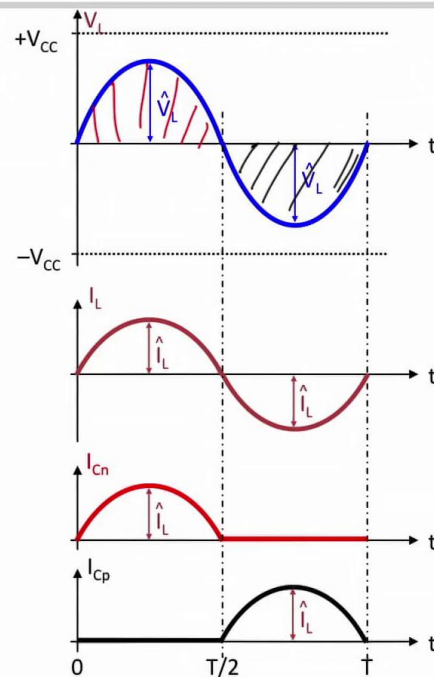
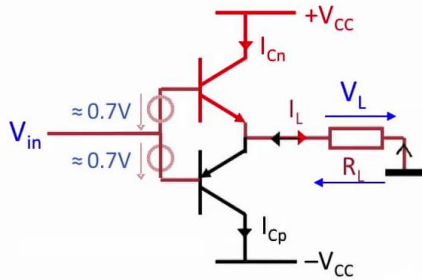
Notes

Summary



# Principe des amplis classe B

Chaque transistor prend en charge une demi-alternance du signal, l'un la positive, l'autre la négative.



Electronique II

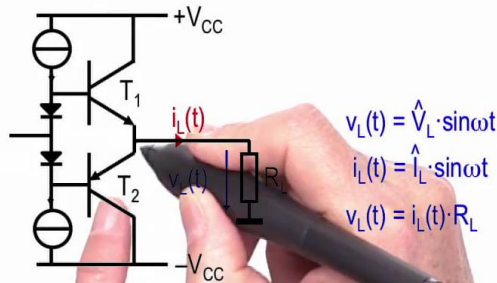
J'ai une jonction ici qui va avoir une tension ici et cette tension-là commence à suivre plutôt celle-ci qui commence à être négative. Donc quand je descends cette tension, ce transistor ici, il va commencer à conduire et c'est la flèche noire. Donc je vais avoir un courant qui est en noir qui va passer dans la charge comme ça et qui va continuer son chemin et il va engendrer une tension qui va être positive dans ce sens-là dans la charge. Donc le courant passe dans le transistor PNP, c'est le courant qui est ici. La somme des deux courants, c'est les deux courants qui vont apparaître dans la charge. Donc si je prends... Pardon, j'ai parlé de la somme. Si je parle de la somme en tenant compte de la flèche, je parle maintenant en terme de tension. La tension va refléter le courant  $I_L \times R_L$  quand le courant est positif dans ce sens-là. Donc je verrai que  $V_L$  va être positif dans ce sens-là. Sinon, comme j'alimente à  $-V_{cc}$ , je vais avoir un courant qui passe dans ce sens-là et  $V_L$  va être négatif dans ce sens-là. Donc j'ai  $V_L$  qui va être positif et négatif qui est exactement à l'image de ce que je vois sur cette caractéristique ici. Donc j'ai une tension positive. J'ai une tension qui va être ici proportionnelle à ce que j'ai appelé la partie noire c'est-à-dire le transistor PNP qui est en train de conduire un courant qui va dans ce sens-là, vers  $-V_{cc}$ .

Notes

Summary



## PUISSANCE (MOYENNE) DANS LA CHARGE $R_L$ EN REGIME SINUS



$$v_L(t) = \hat{V}_L \cdot \sin \omega t$$

$$i_L(t) = \hat{I}_L \cdot \sin \omega t$$

$$v_L(t) = i_L(t) \cdot R_L$$

Pour le calcul théorique des puissances, on admet que :

$$V_{L, \text{crête}, \text{max}} = V_{CC}$$

Puissance moyenne dans la charge pour un signal sinus :

$$P_{RL} = \frac{V_{L, \text{eff}}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{RL, \text{max}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Maximum théorique}$$

Electronique II

Venons sur le rendement. Donc le rendement d'un tel montage et on va reprendre ce qu'on avait déjà parlé au début on va s'intéresser à la puissance moyenne en exprimant la puissance instantanée et on va regarder à la fois l'expression de la puissance instantanée puis après, calculer la puissance moyenne. Donc je pars d'une tension moyenne avec une tension... pardon, la valeur de la puissance moyenne avec une tension sinusoïdale. J'applique à l'entrée une tension  $V(t)$  qui va être la même qui est  $V_L(t)$  puisque c'est copié conforme les deux. Et on va trouver que  $V_L \wedge V \sin \omega t$  va bien sûr engendrer un courant qui va être  $\hat{I} \sin \omega t$  et la loi d'Ohm est ce qui va relier ces deux expressions ensemble. pour simplifier le calcul qui va suivre. Quand je regarde un transistor comme ceci, puis je veux regarder quel est le maximum de tension qui apparaît là. N'oubliez pas que cette tension-là, je regarde sur l'émetteur. Quand je regarde une tension sur l'émetteur et je considère que j'ai une tension ici qui est une tension de jonction et que cette source de tension ou la différence de tension ici peut être égal à 0, si c'est une source de courant donc je peux complètement imposer une tension égal à 0.

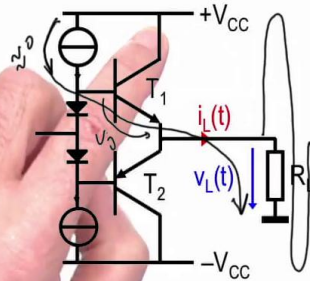
Notes

Summary



12m 07s

## PUISSANCE (MOYENNE) DANS LA CHARGE $R_L$ EN REGIME SINUS



$$\begin{aligned} v_L(t) &= \hat{V}_L \cdot \sin \omega t \\ i_L(t) &= \hat{I}_L \cdot \sin \omega t \\ v_L(t) &= i_L(t) \cdot R_L \end{aligned}$$

Pour le calcul théorique des puissances, on admet que :

$$V_{L, \text{crête}, \text{max}} = V_{CC}$$

Puissance moyenne dans la charge pour un signal sinus :

$$P_{RL} = \frac{V_{L, \text{eff}}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{RL, \text{max}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Maximum théorique}$$

Electronique II

En pratique, il y aurait ici un transistor à la place de ceci mais dont le collecteur est connecté ici. Ce qui veut dire que je peux pousser cette tension jusqu'à à peu près 200 millivolts avant que  $U_{ce} = 200$  millivolts même si on dit que  $U_{ce} = 0$  le transistor est saturé, en pratique on a besoin pour des transistors de faible puissance de l'ordre de grandeur de 200 millivolts pour que le transistor n'entre pas en saturation franche. Donc si je pousse cette tension-là, la tension de jonction reste la même. Donc celle-ci va la suivre jusqu'à ce que j'arrive à saturer le transistor qui est ici. Donc si c'est cette tension égal à 0, ça veut dire, pour tenir compte de la tension maximum que je vois là, je dois parcourir la caractéristique comme ça. Ça, c'est le chemin que j'aurais regardé pour dire quelle est la tension  $V_{out \text{ max}}$ . Pourquoi je parle de ceci ? Parce que je vais faire une simplification dans le calcul qui suit. Cette tension-là, elle va monter jusqu'à quelle valeur ? Elle pourrait monter jusqu'à  $+V_{CC}$  et descendre jusqu'à  $-V_{CC}$ . En pratique, non. Est-ce qu'elle dépend de la saturation de ce transistor ? Absolument pas. Elle dépend de la jonction qui est là.

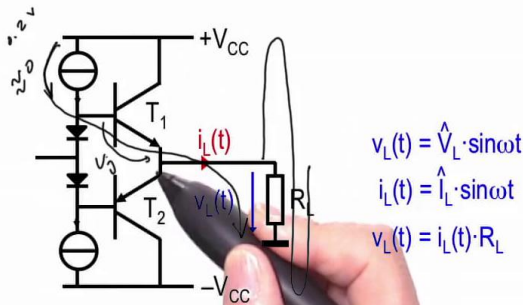
Notes

Summary





## PUISSANCE (MOYENNE) DANS LA CHARGE $R_L$ EN REGIME SINUS



$$\begin{aligned} v_L(t) &= \hat{V}_L \cdot \sin \omega t \\ i_L(t) &= \hat{I}_L \cdot \sin \omega t \\ v_L(t) &= i_L(t) \cdot R_L \end{aligned}$$

Pour le calcul théorique des puissances, on admet que :

$$V_{L, \text{crête}, \text{max}} = V_{CC}$$

Puissance moyenne dans la charge pour un signal sinus :

$$P_{RL} = \frac{V_{L, \text{eff}}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{RL, \text{max}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Maximum théorique}$$

Electronique II

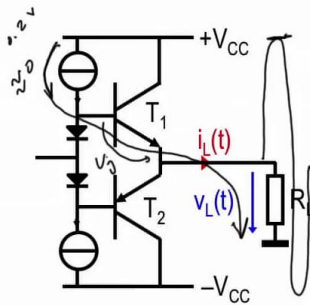
Regardez le chemin que je dois parcourir quand je regarde depuis l'émetteur. Depuis l'émetteur d'un transistor, j'ai mes deux doigts qui vont monter de la même quantité jusqu'à ce que je sature cette source de courant. Et je m'arrête à une différence quand cette tension-là égal à celle-ci. Donc j'ai un court-circuit de là à là, j'ai 0 volt. Théoriquement, il va me rester entre cette tension et cette tension l'équivalent d'une tension  $U_g$ . Cette tension-là max, elle va être à  $V_{CC} - U_g$ . En pratique, on doit ajouter l'équivalent de quelque chose comme 0.2 volt quand on amène un transistor où l'émetteur est connecté là et le collector est connecté ici. Ou on doit tenir compte de la différence de tension qu'on aurait vu sur cette source de courant une fois réalisé avec des transistors. Donc en pratique, la tension maximum est proportionnelle à  $V_{CC}$  moins la tension nécessaire pour que cette source de courant reste source de courant à laquelle on doit aussi soustraire la tension  $U_g$ . Mais dans le calcul qui va suivre, je vais tenir compte de ceci : je vais tenir compte que la tension, elle peut monter jusqu'à  $V_{CC}$ .

Notes

Summary



## PUISSANCE (MOYENNE) DANS LA CHARGE $R_L$ EN REGIME SINUS



$$\begin{aligned} v_L(t) &= \hat{V}_L \cdot \sin \omega t \\ i_L(t) &= \hat{I}_L \cdot \sin \omega t \\ v_L(t) &= i_L(t) \cdot R_L \end{aligned}$$

Pour le calcul théorique des puissances, on admet que :

$$V_{L, \text{crête}, \text{max}} = V_{CC}$$

Puissance moyenne dans la charge pour un signal sinus :

$$P_{RL} = \frac{V_{L, \text{eff}}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{RL, \text{max}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Maximum théorique}$$

Electronique II

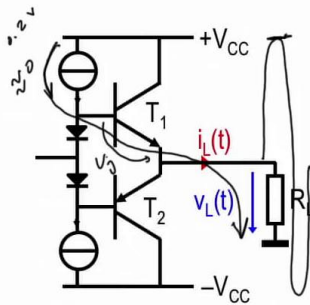
En d'autres termes, je suis en train de dire je néglige cette chute de tension  $U_g$  dont je parle et je néglige cette petite chute de tension que je dois réserver pour ma source de courant. Donc je vais considérer dans mon calcul cette hypothèse qui est écrite ici pour ne pas tout le temps dire c'est  $V_{CC}$  moins la tension de saturation ici moins la tension  $U_g$  de ce transistor, je vais approximer ça tout le temps à  $V_{CC}$ . Donc en écrivant la loi dans la puissance ou la puissance dans ma charge, c'est une puissance qui est égal à la valeur efficace au carré divisé par la valeur de la charge. Je remplace toujours la valeur efficace par la valeur de crête parce que c'est ça qui m'intéresse avant de saturer. Donc je voudrais parler de cette tension de saturation. Et là en l'occurrence, j'avais dit que je peux monter jusqu'à  $V_{CC}$ . Donc la puissance maximale dans la charge est légèrement supérieure à celle-ci. Et théoriquement, selon cette hypothèse-là elle est égal à  $V_{CC}^2$  divisé par  $2 \times R_L$ . Donc pour un calcul rapide, je peux me contenter de ça sinon, je dois faire le calcul où je dis  $V_{L, \text{crête}} = U$ , on va appeler ça source de tension et je vais parler de la saturation.

Notes

Summary



## PUISSANCE (MOYENNE) DANS LA CHARGE $R_L$ EN REGIME SINUS



$$\begin{aligned} v_L(t) &= \hat{V}_L \cdot \sin \omega t \\ i_L(t) &= \hat{I}_L \cdot \sin \omega t \\ v_L(t) &= i_L(t) \cdot R_L \end{aligned}$$

Pour le calcul théorique des puissances, on admet que :

$$\begin{aligned} V_{L, \text{crête}, \text{max}} &= V_{CC} \\ &= -(V_{s, \text{sat}} + \frac{V_s}{2}) + V_{CC} \end{aligned}$$

Puissance moyenne dans la charge pour un signal sinus :

$$P_{RL} = \frac{V_{L, \text{eff}}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{RL, \text{max}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L} \quad \text{Maximum théorique}$$

Electronique II

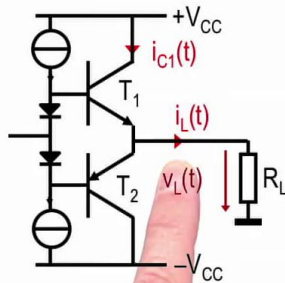
Donc c'est la tension de saturation à laisser pour ce montage moins... Pardon tout ça plus  $U_g$  et je dois mettre un signe - et soustraire ça de la tension  $V_{CC}$ . Donc ici, j'ai écrit mal. Je vais noter plus propre la tension  $U_g$ . Donc le  $V_{CC}$  moins  $V_c$  moins la tension de saturation ici plus  $U_g$  que je dois soustraire pour parler en pratique de cette vraie tension de crête. Et on va l'approximer par  $V_{CC}$ .

Notes

Summary



## PUISSANCE INSTANTANÉE DISSIPÉE DANS LES TRANSISTORS



Puissance instantanée dans  $T_1$  :  
(par symétrie, le résultat est identique pour  $T_2$ )

$$p_{Q1}(t) = v_{CE1}(t) \cdot i_{C1}(t)$$

$$p_{Q1}(t) = (V_{CC} - v_L(t)) \cdot i_L(t) = (V_{CC} - v_L(t)) \frac{v_L(t)}{R_L}$$

$$= V_{CC} \frac{v_L(t)}{R_L} - \frac{v_L^2(t)}{R_L}$$

La puissance instantanée est maximum pour :

$$\frac{\delta p_{Q1}(t)}{\delta v_L(t)} = \frac{V_{CC} - 2v_L(t)}{R_L} = 0$$

$$\Rightarrow v_L(t) = \frac{V_{CC}}{2} \quad \text{et} \quad p_{Q1,max} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L}$$

La valeur de la puissance instantanée est importante pour les signaux  $v_L(t)$  de très basse fréquence, du à la faible inertie thermique des jonctions des transistors

Electronique II

Je vais prendre maintenant le même montage, le réaliser tel qu'il était et aller dans le calcul de l'expression de la puissance qui va m'amener à exprimer le rendement d'un tel montage. La puissance... Je vais commencer par analyser la puissance qui est dissipée dans la charge. Je viens de voir celle qui était dans ma charge, pardon c'est l'expression que je viens de voir tout à l'heure et maintenant, je vais exprimer celle que je vois dans mon transistor. Je prends l'exemple de transistors NPN. Je peux faire la même chose pour le PNP. Ce transistor qui est là il a une différence de tension multiplié par un courant ici. Donc ça, ça va me donner l'expression instantanée de la puissance que je vais décortiquer comme étant  $V_{CC} - V_n$ , ça, c'est la tension  $V_{ce}$ . Donc cette tension-là, elle est tout le temps... Le  $V_{ce}$ , c'est cette tension moins la tension que je vois aux bornes de la charge, Donc ça va me donner cette expression multiplié par le courant qui traverse le transistor, qui est exactement le courant de la charge. Donc ce courant  $I_{c1} = I_L$ . Il, je connais l'expression. C'est la loi d'Ohm qui va me le donner : c'est la tension aux bornes de ma charge divisé par la résistance de la charge.

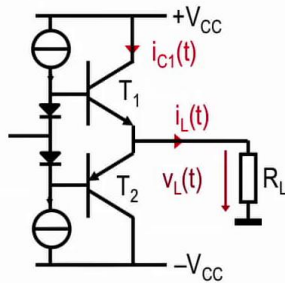
Notes

Summary



17m 47s

## PUISSANCE INSTANTANÉE DISSIPÉE DANS LES TRANSISTORS



Puissance instantanée dans  $T_1$  :  
(par symétrie, le résultat est identique pour  $T_2$ )

$$p_{Q1}(t) = v_{CE1}(t) \cdot i_{C1}(t)$$

$$p_{Q1}(t) = (V_{CC} - v_L(t)) \cdot i_L(t) = (V_{CC} - v_L(t)) \cdot \frac{v_L(t)}{R_L}$$

$$= V_{CC} \frac{v_L(t)}{R_L} - \frac{v_L^2(t)}{R_L}$$

La puissance instantanée est maximum pour :

$$\frac{\delta p_{Q1}(t)}{\delta v(t)} = \frac{V_{CC} - 2v_L(t)}{R_L} = 0$$

$$\Rightarrow v_L(t) = \frac{V_{CC}}{2} \quad \text{et} \quad p_{Q1,max} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L}$$

La valeur de la puissance instantanée est importante pour les signaux  $v_L(t)$  de très basse fréquence, vu la faible inertie thermique des jonctions des transistors

Electronique II

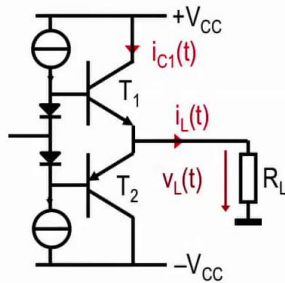
Donc je remplace ça par sa valeur. J'effectue la multiplication et je tombe sur la puissance instantanée dissipée dans mon transistor égal à  $V_{CC}$  fois  $V_L$  divisé par  $R_L$  moins la valeur quadratique de  $V_L$  divisé par  $R_L$ . Donc j'ai une loi quadratique en fonction de la tension de sortie qui est le  $V_L$  qui est  $X^2$  sur  $R$  avec un signe - et un  $X / R$  multiplié par une constante qui est la tension  $V_{CC}$ . Si vous considérez ce qu'il se passe dans un montage contenant un signal qui varie très très peu dans le temps, donc quelque chose qui est très très en très faible variation, la puissance instantanée, elle pourrait être importante quand il s'agit d'une certaine inertie à basse fréquence parce qu'on a la jonction du transistor qui va bien sûr avoir un réchauffement et que cet échauffement thermique pourrait nous intéresser quand on parle d'un signal de très faible fréquence. C'est pour ça que je vais chercher quand est-ce que la puissance instantanée passe par un maximum.

Notes

Summary



## PUISSANCE INSTANTANEE DISSIPEE DANS LES TRANSISTORS



Puissance instantanée dans  $T_1$  :  
(par symétrie, le résultat est identique pour  $T_2$ )

$$p_{Q1}(t) = v_{CE1}(t) \cdot i_{C1}(t)$$

$$p_{Q1}(t) = (V_{CC} - v_L(t)) \cdot i_L(t) = (V_{CC} - v_L(t)) \cdot \frac{v_L(t)}{R_L}$$

$$= V_{CC} \frac{v_L(t)}{R_L} - \frac{v_L^2(t)}{R_L}$$

La puissance instantanée est maximum pour :

$$\frac{\delta p_{Q1}(t)}{\delta v(t)} = \frac{V_{CC} - 2v_L(t)}{R_L} = 0$$

$$\Rightarrow v_L(t) = \frac{V_{CC}}{2} \quad \text{et} \quad p_{Q1,max} = \frac{V_{CC}^2}{4 \cdot R_L}$$

La valeur de la puissance instantanée est importante pour les signaux  $v_L(t)$  de très basse fréquence, vu la faible inertie thermique des jonctions des transistors

Electronique II

Donc en regardant ceci, je vois que l'expression que j'ai là en la dérivant en fonction de la tension que je vois  $V(t)$  qui est sur la charge ou sur l'entrée et que je l'égalise à 0 pour voir le maximum je vois que c'est lorsque la tension sur ma charge égal à la moitié de la tension d'alimentation à ce moment-là, j'ai un maximum de puissance dissipé dans un ou dans l'autre de transistor. Donc cette puissance-là, elle vaut  $V_{CC}^2 / 4 \times R_L$ . Ça, c'est la puissance instantanée maximum dans un transistor lorsque le signal est à faible fréquence. Je vais passer maintenant à la puissance moyenne. Donc je vais reprendre cette expression que j'ai ici.

Notes

Summary





## PUISSANCE (MOYENNE) DISSIPÉE DANS LES TRANSISTORS EN RÉGIME SINUSOÏDALE

La puissance moyenne durant une période  $P_Q$ , est égale à la puissance moyenne dissipée dans chacun des 2 transistors durant la demi-période où il est actif.

$$P_Q = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} v_{CE}(t) \cdot i_C(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} [V_{CC} - v_L(t)] \cdot \frac{v_L(t)}{R_L} \cdot dt$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [V_{CC} - \hat{V}_L \sin \alpha] \cdot \frac{\hat{V}_L \sin \alpha}{R_L} \cdot d\alpha = \frac{2 \cdot V_{CC} \cdot \hat{V}_L}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$P_Q$  est maximum pour :

$$\frac{\partial P_Q}{\partial \hat{V}_L} = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{V}_L}{R_L} = 0 \Rightarrow \hat{V}_L = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi} \text{ et } P_{Q,max} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L} \approx 0.2 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Electronique II

Je vais appliquer une tension sinusoïdale à ce genre de montage et je vais regarder la puissance moyenne. C'est celle qu'on regarde assez souvent pour regarder en moyenne quelle est la valeur dissipée dans le transistor. On a déjà débattu de ce genre d'expression lors de l'introduction dans la vidéo précédente. Donc comment je vais aborder ça ? J'ai deux transistors. Je sais que chacun des transistor va conduire pendant la moitié de la période. Donc je n'ai qu'à prendre la puissance moyenne dans un transistor et multiplier par un facteur 2, ce que je fais ici. Donc la puissance moyenne dans un transistor c'est la tension fois le courant qui le parcourt. Je l'intègre sur la moitié de la période parce que ce transistor est bloqué donc il va juste... Ce qui m'intéresse, c'est au moment où il voit passer le courant multiplié par  $1/T$  et je multiplie par 2 pour que je parle de la puissance dans deux transistors sachant que chacun travaille pendant la moitié de la période. Je prends l'expression calculée tout à l'heure qui est ici. Je remplace la tension par une tension sinusoïdale donc  $\sin \omega t$  en remplaçant  $\omega t$  par une substitution que j'appelle  $\alpha$  pour écrire moins...

Notes

Summary



## PUISSANCE (MOYENNE) DISSIPÉE DANS LES TRANSISTORS EN REGIME SINUSOÏDALE

La puissance moyenne durant une période  $P_Q$ , est égale à la puissance moyenne dissipée dans chacun des 2 transistors durant la demi-période où il est actif.

$$P_Q = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} v_{CE}(t) \cdot i_C(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} [V_{CC} - v_L(t)] \cdot \frac{v_L(t)}{R_L} \cdot dt$$

$$= \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} [V_{CC} - \hat{V}_L \sin \alpha] \cdot \frac{\hat{V}_L \sin \alpha}{R_L} \cdot d\alpha = \frac{2 \cdot V_{CC} \cdot \hat{V}_L}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$P_Q$  est maximum pour :

$$\frac{\delta P_Q}{\delta \hat{V}_L} = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi \cdot R_L} - \frac{\hat{V}_L}{R_L} = 0 \Rightarrow \hat{V}_L = \frac{2 \cdot V_{CC}}{\pi} \text{ et } P_{Q,max} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi^2 \cdot R_L} \approx 0.2 \cdot \frac{V_{CC}^2}{R_L}$$

Electronique II

pas tout le temps  $\omega t$  et je remplace la puissance que je connais sur la charge pour une tension sinusoïdale que je rapporte ici. C'est la valeur de  $\hat{v} \sin \omega t$  divisé par la valeur de  $R_L$  qui correspond au courant qui traverse ma charge. Et j'effectue l'intégrale. Je remplace par les bornes et je trouve cette expression. Donc la puissance moyenne dissipée dans un des transistors multiplié par 2 égal à  $2 \times V_{CC} \times \hat{V} / \pi \times R_L$  moins  $\hat{V}^2 / 2 R_L$  et je regarde quand est-ce que cette puissance moyenne est maximum donc je dérive par rapport à la variable qui est  $\hat{V}_L$ . Pour quelle valeur de  $\hat{V}$  de la tension sinusoïdale que j'applique à un tel montage je vais avoir un maximum de puissance moyenne ? Et bien je vais trouver que lorsque  $V_L = 2 V_{CC} / \pi$ . C'est un calcul à effectuer. Il est tiré de la dérivée de cette expression-là et je regarde la puissance maintenant dans ce transistor sa valeur exacte, en remplaçant la valeur de  $\hat{V}_L$  pas sa valeur qui est égal à  $2 V_{CC} / \pi$ . Et voici l'expression moyenne maximum dans un transistor lors d'une excitation sinusoïdale. C'est  $0.2 V_{CC}^2 / R_L$  en considérant bien sûr que  $\hat{V}_L = 2 V_{CC} / \pi$  et en tenant compte de cette expression qu'on a dérivé depuis la valeur moyenne. Donc ça, c'est à retenir. On voit maintenant quelle est la puissance moyenne pour une tension sinusoïdale dans un montage de type B ou AB.

Notes

Summary



## PUISSANCE (MOYENNE) DISSIPÉE DANS LES TRANSISTORS EN RÉGIME SINUSOÏDALE

$$P_{\text{alim}} = 2 \cdot V_{CC} \cdot I_{C,\text{moy}} = 2 \cdot V_{CC} \cdot \frac{\hat{V}_L}{\pi \cdot R_L} \quad \text{Rappel : } P_{RL} = \frac{V_{L,\text{eff}}^2}{R_L} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

Ces puissances sont maximum pour  $\hat{V}_{L,\text{max}} = V_{CC}$

$$P_{\text{alim,max}} = \frac{2 \cdot V_{CC}^2}{\pi \cdot R_L} \quad P_{RL,\text{max}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

### RENDEMENT EN RÉGIME SINUS

$$\eta = \frac{P_{RL}}{P_{\text{alim}}} = \frac{\pi \cdot \hat{V}_L}{4 \cdot V_{CC}} \quad \text{pour } \hat{V}_{L,\text{max}} = V_{CC} : \quad \eta_{\text{max}} = \frac{\pi}{4} = 0.785$$

Electronique II

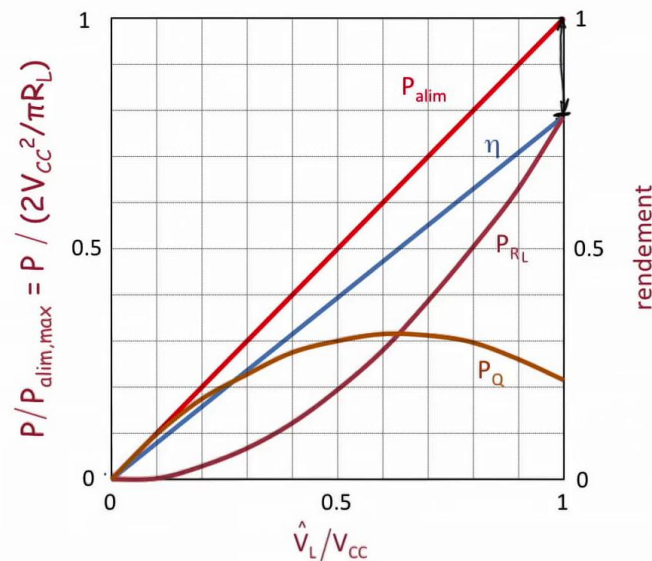
Un petit résumé pour regarder maintenant le rendement. La tension d'alimentation : je vous rappelle qu'on a une tension de plus ou moins  $V_{CC}$  donc j'ai une tension de  $2 V_{CC}$  multiplié par le courant qui va être véhiculé par cette puissance qui est le courant... part par cette alimentation qui va être le courant qui est envoyé dans la charge. Donc c'est l'expression que nous connaissons, qu'on vient de voir. C'est  $\hat{V}_L / \pi R_L$ . Sachant que dans la charge nous avons le  $\hat{V}_L^2 / 2 R_L$  et la tension d'alimentation, donc en remplaçant le  $\hat{V}_L$  par la valeur qu'on a mis comme hypothèse c'est-à-dire  $V_{L,\text{max}} = V_{CC}$ , l'alimentation devrait fournir à un montage classe B ou AB l'ordre de grandeur de  $2 V_{CC}^2 / \pi R_L$  pour que la charge foise une puissance maximum  $V_{CC}^2 / 2 R_L$ . Donc je peux calculer mon rendement. Je considère que pratiquement, la polarisation ne prend rien et que le peu de A que j'ai mis dedans ne compte pas. Je divise ceci par ceci et je retombe sur une valeur d'un rendement maximum de l'ordre de 80 %. C'est égal à  $\pi / 4$ . Donc c'est à peu près du 80 %. Donc on peut dire qu'un montage de type B ou AB a un rendement de cet ordre de grandeur, de 78 % de ce qu'on lui donne comme énergie. Comparé à une classe A, on avait trouvé, c'était du 25 % et là, on tombe sur quelque chose où on a une perte de 20 % et où on tombe sur un rendement nettement meilleur qu'une classe A.

Notes

Summary



# Puissances et rendement



Electronique II

Cette courbe résume ce qu'on vient de voir. En normalisant la valeur de crête à  $V_{CC}$  c'est-à-dire je regarde quand  $\hat{V}_L = V_{CC}$ , là sur l'échelle, j'ai 1 et en normalisant la puissance que j'ai à la fois dans mon transistor et à la fois dans ma charge par rapport à la puissance d'alimentation, donc je pourrais dire que la puissance maximum, c'est lorsque j'ai égal à 1 puisque c'est la puissance qui est fournie par l'alimentation qui est la valeur de normalisation. J'avais vu que le transistor, il a une loi quadratique avec un  $V_L^2$  avec un signe - devant Et dans la charge, le  $V_L^2$  est divisé par  $R_L$ . Et le rendement, j'ai une perte de là à là de ce que l'alimentation donne et j'ai tout ça qui est rendu vers la charge. Donc une analyse visuelle de ceci ne laisse comprendre tout ce qu'il se passe à l'intérieur. Comment le transistor prend une puissance jusqu'à une certaine valeur qui est de l'ordre de  $1/2 V_{CC}$  Ensuite, on a la charge qui commence à prendre la puissance et qui tend vers le maximum de la puissance que nous voyons ici. Et c'est à ce moment là, on a le rendement maximum qui est à peu près de 20 % de pertes par rapport à ce que l'alimentation donne et par rapport à ce que la charge prend comme valeur effective en copuissance dans la charge.

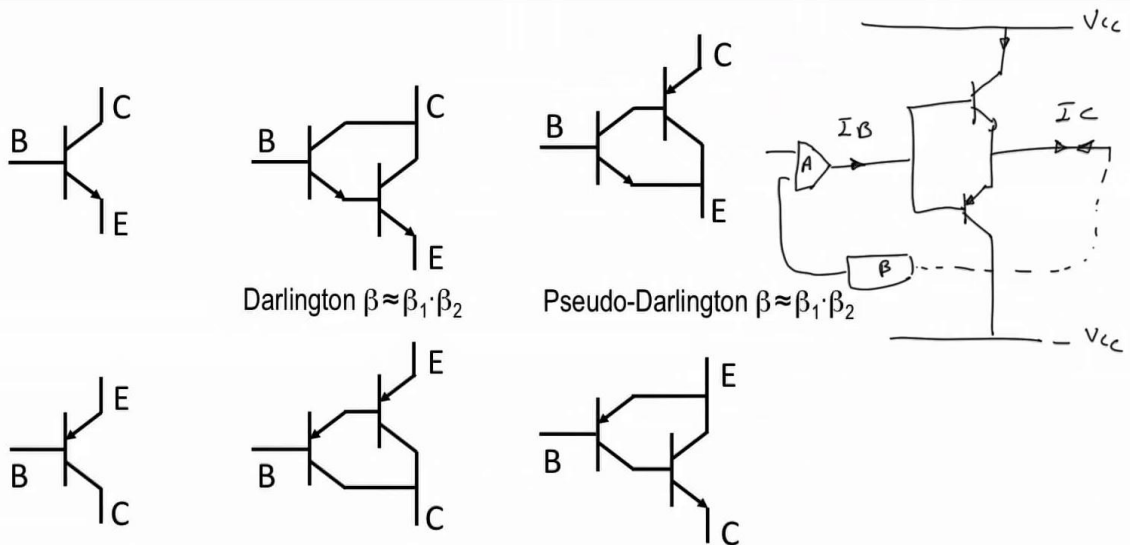
Notes

Summary

25m 52s



# Evolution du montage élémentaire



La forte augmentation du  $\beta$  réduit considérablement le courant de base

Electronique II

Venons sur la réalisation pratique. Si vous vous souvenez notre montage Push-Pull qui était avec 1 transistor de type NPN, 1 transistor de type PNP. Les deux sont connectés par leur émetteur. Une petite polarisation ici. je vais prendre le classe B et une alimentation, une sortie, une entrée et une alimentation double. Le courant qui passe vers la sortie c'est le courant que nous prenons depuis la tension d'alimentation. C'est ce courant-là qui va passer dans un sens ou dans un autre. Maintenant, le courant que nous allons prendre depuis l'étage qui se trouve juste avant celui qui fournit la tension à notre amplificateur de puissance classe B, il est là. Donc ça, c'est le courant  $I_b$  et ça, c'est le courant  $I_c$ . Ce qui se trouve entre les deux le  $I_c = \beta I_b$ , tel que le  $\beta$ , c'est le  $\beta$  du transistor. Généralement, quand on fait un étage d'amplificateur qui vient là souvent, on a besoin de réaliser un amplificateur de tension là. Donc ici on a un gain en tension et nous faisons la contre-réaction entre la sortie et l'entrée avec un taux de contre-réaction qui viendrait se réaliser comme ça. Ça, c'est le montage classique d'un amplificateur classe AB.

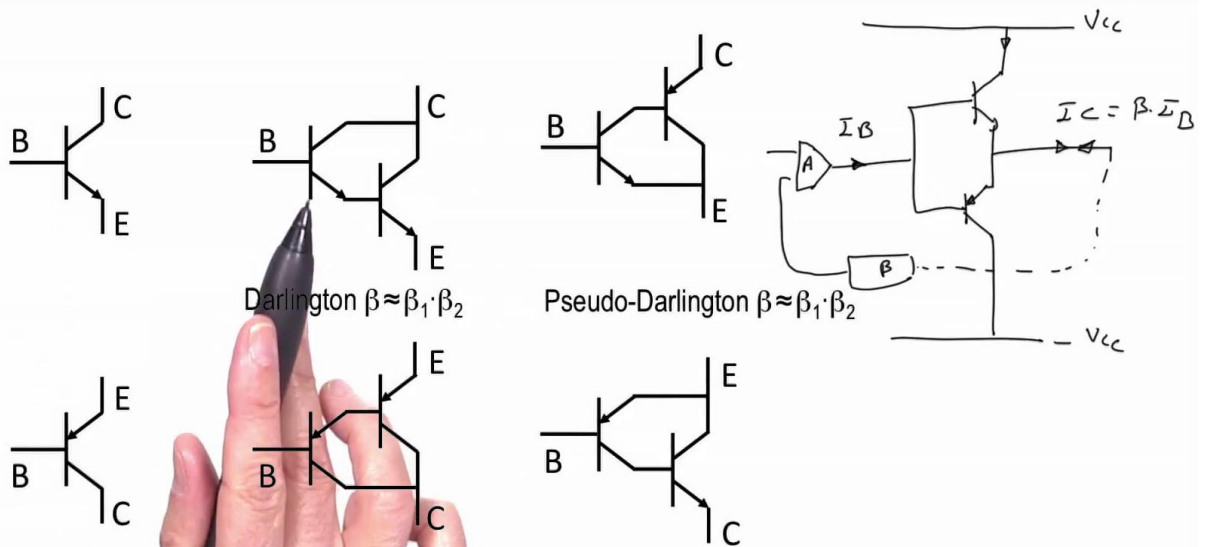
Notes

Summary



27m 29s

# Evolution du montage élémentaire



La forte augmentation du  $\beta$  réduit considérablement le courant de base

Electronique II

L'étage de puissance est de classe AB plus un amplificateur qui réalise de la tension plus de la contre-réaction pour amener la tension de sortie soustraire de la tension d'entrée et rendre tout ça avec un gain en tension proportionnel à ce qu'on a mis ici. Donc le point le plus important, c'est quel est le lien entre  $I_b$  et  $I_c$ . Il passe par le  $\beta$  parce que ça c'est  $\beta \times I_b$ . Quand on se pose une question quelle est la valeur de  $\beta$  dans le transistor surtout que c'est un transistor de puissance, nous allons nous rendre compte que le  $\beta$  d'un transistor de puissance est relativement faible parce que la largeur de base d'un tel transistor ne peut pas être très large pour avoir des tensions en tension assez élevées. Quand on veut faire subir à ce transistor des tensions assez élevées, le  $\beta$  ne peut pas être très très grand. On est obligé d'avoir des transistors dont le  $\beta$  est assez modéré voire faible plus on demande de différences de tension aux bornes de ce transistor. Ce qui nous ramène à remédier à ce  $\beta$  par de l'électronique. C'est-à-dire on prend notre composant, et on le remplace par un Darlington.

Notes

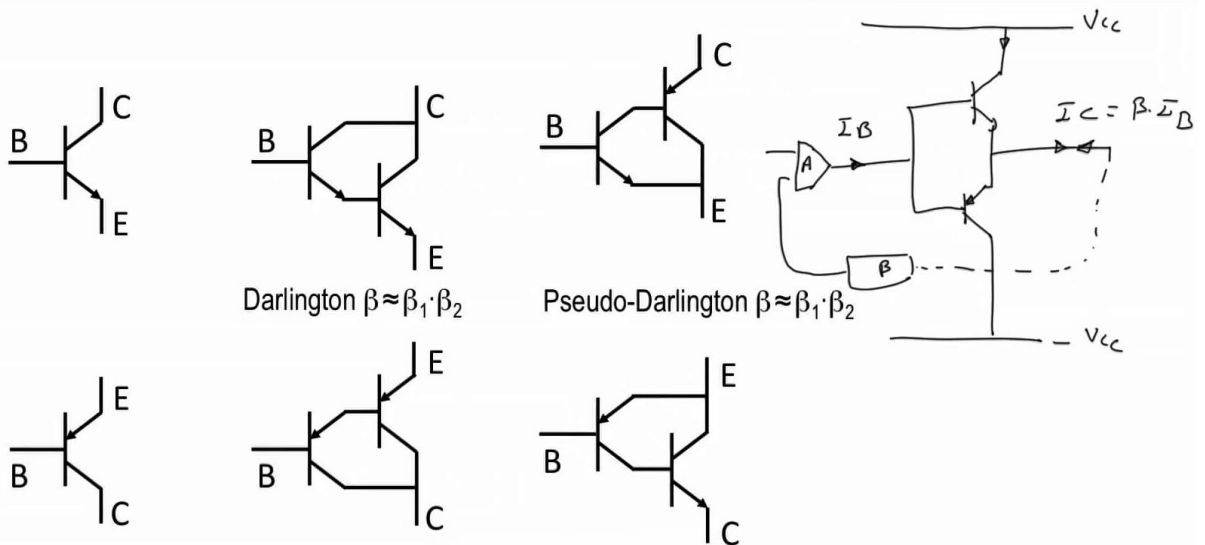
Summary



28m 57s



# Evolution du montage élémentaire



La forte augmentation du  $\beta$  réduit considérablement le courant de base

Electronique II

Très très souvent dans ces amplificateurs, s'il est réalisé avec des transistors bipolaires le transistor qui réalise le montage est souvent réalisé par des montages à base Darlington ou pseudo-Darlington. Donc on voit ici les deux schémas possible. Quand on veut faire un Push-Pull, on met ce transistor ici et on le remplace par l'équivalent NPN de ceci. On peut prendre à la place du PNP l'équivalent de ceci et le mettre dessous mais on a un  $\beta$  qui va être le  $\beta_1 \times \beta_2$  des deux montages Darlington ou bien on utilise un pseudo-Darlington. Donc on met un transistor pseudo-Darlington NPN et l'autre va être de type PNP qui apparaît ici. Donc on peut faire des mélanges entre les deux. Si nous souhaitons avoir deux étages de sortie de nature NPN, c'est à dire ce transistor et ce transistor, l'étage d'attaque vers la charge est le même, nous pouvons utiliser à la place de ce transistor un montage Darlington de nature NPN et un pseudo-Darlington à la place de ce transistor ici, ce qui fait que les deux transistors qui voient la charge sont les mêmes. On peut choisir le même transistor qui peut garantir un meilleur appariement entre les deux étages.

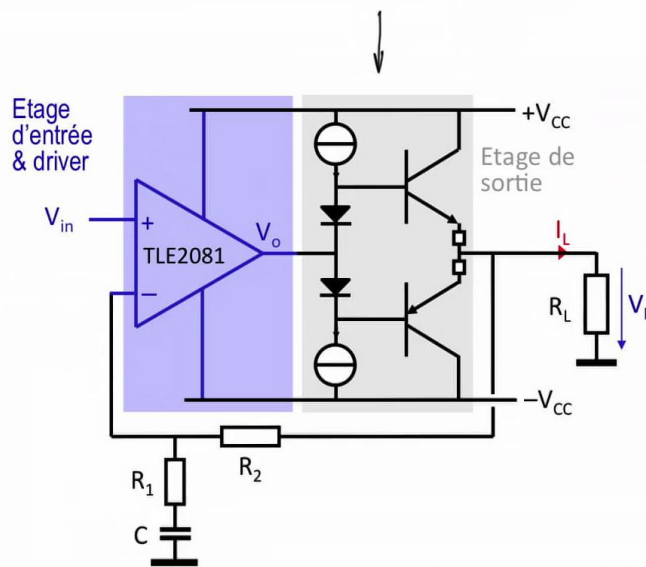
Notes

Summary

30m 06s



# Amplificateur classe AB simple



$$P_L = \frac{\hat{V}_L \cdot \hat{I}_L}{2} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{L, \text{max}, \text{théorique}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

Exemple :

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad R_L = 8 \text{ W}$$

$$P_{L, \text{max}, \text{théor.}} = 14 \text{ W}$$

$$V_{o, \text{max}} \approx \pm 12 \text{ V}$$

$$P_{L, \text{max}, \text{réelle}} \approx 9 \text{ W}$$

La limite fondamentale de la puissance de sortie du montage de base est liée à la tension d'alimentation et à la résistance de charge

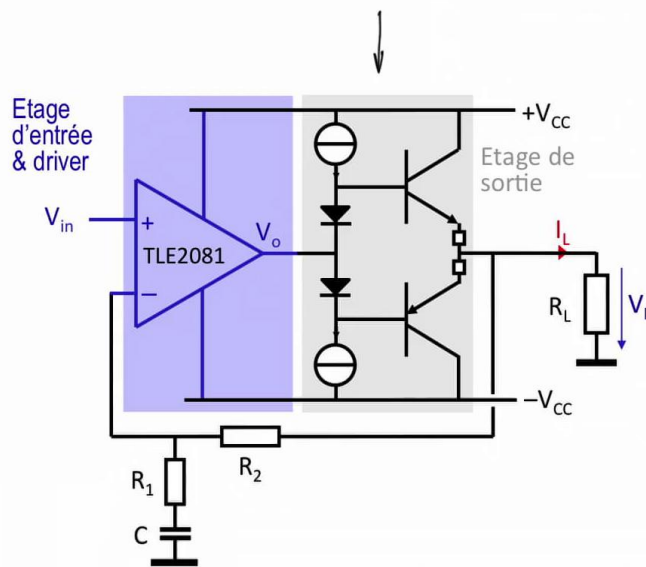
Et pour terminer, j'aimerais bien donner un exemple vraiment vraiment très simple concernant un amplificateur de classe AB simple que n'importe qui peut aller dans un laboratoire le brancher. Pour faire ceci, je dois faire le schéma que je viens de présenter tout à l'heure, c'est-à-dire je dois prendre mon étage de sortie et réaliser un étage driver qui va commander cet étage et qui va me permettre de faire la contre-réaction. Donc très souvent, ou toujours même, j'ai besoin d'un étage supplémentaire que j'ajouterai à mon amplificateur qui est de classe B ou AB. Donc là en l'occurrence, j'ai un amplificateur de puissance classe AB J'ai ajouté un amplificateur opérationnel de marché qui à l'intérieur contient un étage driver qui va me sortir la tension, et qui contient une paire différentielle à l'entrée pour pouvoir me faire une contre-réaction depuis la sortie vers l'entrée. Donc ça, c'est typique de schéma qu'on réalise pratiquement pour faire un amplificateur de faible puissance. Il est équivalent à quelque chose comme ça : si je prends mon schéma et je le dessine à côté ça me donnerait ceci : J'ai une résistance. On va prendre un haut-parleur parce qu'on va faire un ampli audio.

Notes

Summary



# Amplificateur classe AB simple



$$P_L = \frac{\hat{V}_L \cdot \hat{I}_L}{2} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{L,max,theorique} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

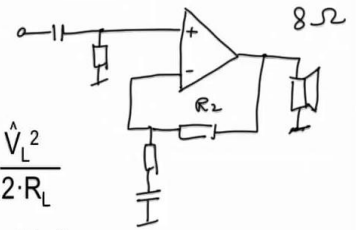
Exemple :

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad R_L = 8 \, \Omega$$

$$P_{L,max,theor.} = 14 \text{ W}$$

$$V_{o,max} \approx \pm 12 \text{ V}$$

$$P_{L,max,réelle} \approx 9 \text{ W}$$



La limite fondamentale de la puissance de sortie du montage de base est liée à la tension d'alimentation et à la résistance de charge

Electronique II

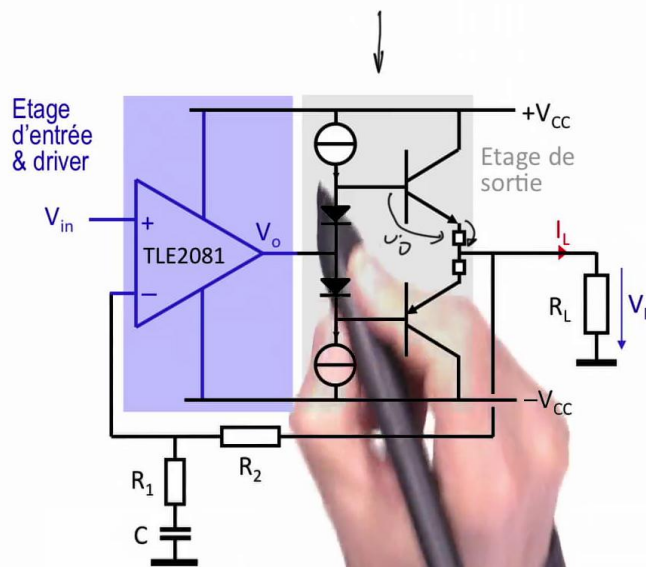
J'ai une contre-réaction avec deux résistances Celle-ci, elle s'appelle R2. Avec une fonction de transfert on va réaliser un filtre (INAUDIBLE) pour éviter que si jamais il y a un offset dans mon ampli, cet offset ne soit pas multiplié par le gain et renvoyé. Il est filtré par la capacité ici. Lorsqu'on a une tension d'essai, cette branche-là elle va disparaître, la capacité est un court-circuit. Vous cachez ça, vous avez réellement un suiveur en tension un suiveur en tension qui voit à l'entrée la tension que vous allez lui mettre sur V<sub>i</sub>. Très souvent en pratique, on fait aussi un feedpass. (INAUDIBLE) en haut ici à coup de composants passifs pour éviter aussi qu'il y a un composant d'essai qui vient se superposer et qui apparaît dans le haut-parleur ce qu'on a cherché à éviter avec ce genre d'amplificateur. Donc je voudrais prendre un haut-parleur de 8 ohm comme exemple. Malheureusement là, il y a une erreur. Donc j'efface ceci. On va écrire l'unité correcte. J'ai un haut-parleur de 8 ohm. La première chose que nous faisons quand on prend un montage de ce style-là, c'est d'évaluer la donnée de la puissance comme on avait dit.

Notes

Summary



# Amplificateur classe AB simple



$$P_L = \frac{\hat{V}_L \cdot \hat{I}_L}{2} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{L,max,theorique} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

Exemple :

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad R_L = 8 \Omega$$

$$P_{L,max,theor.} = 14 \text{ W}$$

$$V_{o,max} \approx \pm 12 \text{ V}$$

$$P_{L,max,réelle} \approx 9 \text{ W}$$

La limite fondamentale de la puissance de sortie du montage de base est liée à la tension d'alimentation et à la résistance de charge

Electronique II

Là dans ce exemple, je vais faire un reverse engineering sur le maximum que je peux obtenir en puissance lorsque j'ai une tension d'alimentation donnée et je vais l'établir à plus ou moins 15 volts. J'ai acheté un composant qui s'alimente à plus ou moins 15 volts et je vais considérer ça comme étant le  $V_{CC} = 15 \text{ V}$  et à  $-15 \text{ volts}$ . Et j'ai un haut-parleur de  $8 \text{ ohm}$ . Quelle est la puissance théorique maximum ? La puissance théorique maximum elle va vous dire que c'est le  $V_{CC} / 2 \times R_L$ . Donc ça va me donner 14 watts. Et vous vous souvenez, on vient de dire que la tension de sortie ne peut jamais atteindre  $V_{CC}$ . Donc là dans cet exemple, la puissance théorique, j'ai tenu compte que  $\hat{V}_L$ , la valeur maximum à la sortie est égal à  $V_{CC}$ . Mais en réalité, je dois soustraire une petite quantité sur une résistance qu'on ajoute très souvent dans les amplificateurs lorsqu'il y un étage avec du bipolaire parce que cette résistance-là d'une valeur très très faible de l'ordre de  $0.2 \text{ ohm}$  empêche ou limite l'emballement thermique. Là, j'ai une tension  $U_j$ . Et là, j'ai une certaine composante que je dois garantir avant que ma source de courant sature.

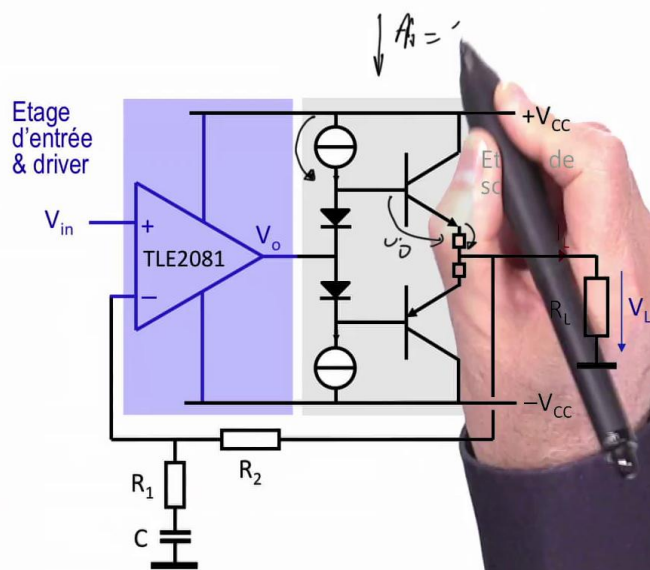
Notes

Summary



33m 57s

# Amplificateur classe AB simple



$$P_L = \frac{\hat{V}_L \cdot \hat{I}_L}{2} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{L, \text{max, théorique}} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

Exemple :  
 $V_{CC} = 15 \text{ V}$   $R_L = 8 \Omega$   
 $P_{L, \text{max, théor.}} = 14 \text{ W}$   
 $V_{o, \text{max}} \approx \pm 12 \text{ V}$   
 $P_{L, \text{max, réelle}} \approx 9 \text{ W}$

La limite fondamentale de la puissance de sortie du montage de base est liée à la tension d'alimentation et à la résistance de charge

Electronique II

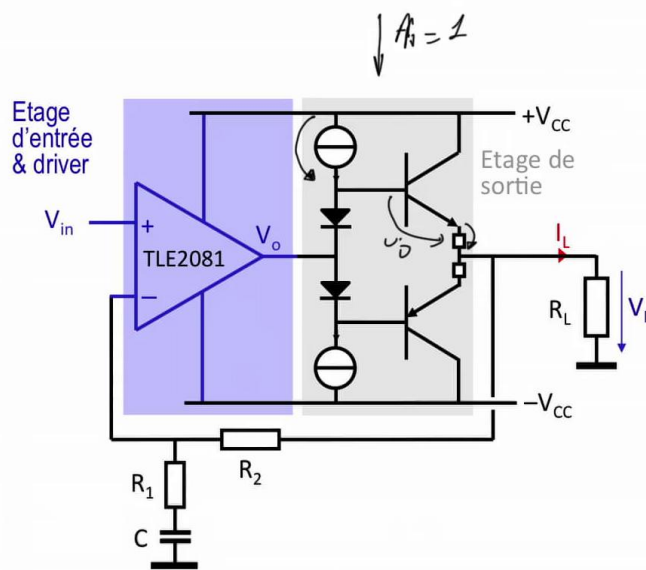
Donc j'ai une chute de tension là, une chute de tension là, une chute de tension ici que je dois soustraire de  $V_{CC}$ . Donc jamais j'arrive à atteindre ce  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ . Donc là, j'ai pris un exemple. Disant en supposant que j'aie une augmentation de 4 volts et je réserve 3 volts pour ce chemin-là, je vais tomber sur quelque chose de correct de l'ordre de  $\pm 12$  volts même en aillant une alimentation de 15 volts. Ceci me ramène à une puissance réelle max de l'ordre de 9 watts. Donc voilà un exemple. Pour quelqu'un qui voudrait réaliser ça dans un laboratoire en prenant un haut-parleur du marché et en faisant un amplificateur en prenant un étage d'attaque et un étage de contre-réaction dans un simple amplificateur en réalisant la contre-réaction, il pourrait relativement facilement brancher ceci en mettant les composants de puissance à l'extérieur. Comme ceci est un suiveur en tension vous pouvez toujours imaginer qu'il fait partie de votre ampli. Cette tension et cette tension sont les mêmes, ils se suivent. Donc c'est un étage qui fait un gain en tension  $A_v$  qui est égal à 1. Donc on a un gain en tension de 1. Donc si on peut considérer que ça et ça, c'est comparable en termes de calcul de gain, et ça nous amène à des valeurs réelles d'une réalisation de puissance pas si élevée que ça.

Notes

Summary



# Amplificateur classe AB simple



$$P_L = \frac{\hat{V}_L \cdot \hat{I}_L}{2} = \frac{\hat{V}_L^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{L,max,theorique} = \frac{V_{CC}^2}{2 \cdot R_L}$$

Exemple :

$$V_{CC} = 15 \text{ V} \quad R_L = 8 \Omega$$

$$P_{L,max,theor.} = 14 \text{ W}$$

$$V_{o,max} \approx \pm 12 \text{ V}$$

$$P_{L,max,réelle} \approx 9 \text{ W}$$

La limite fondamentale de la puissance de sortie du montage de base est liée à la tension d'alimentation et à la résistance de charge

Electronique II

Si quelqu'un souhaiterait réaliser un amplificateur complet en remplaçant ce montage par un étage à transistors complet, il a besoin de réaliser un étage de gain plus un paire différentielle. Et ça, ça fera partie d'un exercice détaillé qui serait donné après cette vidéo qui résume, pour ceux qui le réalise, un excellent résumé de l'ensemble de ces cours que vous venez de suivre pendant toute ces vidéos parce que celui qui arrive à réaliser l'équivalent d'un montage complet pour délivrer de la puissance à la sortie, c'est qu'il a compris toutes les utilisations possibles et imaginables d'un transistor et les rôles des différents montages qui sont dedans. Donc je vous engage fortement à faire l'exercice qui sera donné.

Notes

Summary





# Conclusions



- La tension d'alimentation est adaptée à la puissance à fournir.
- L'étage driver est un ampli de classe A avec gain en tension élevé.
- L'étage d'entrée est généralement un ampli différentiel dont la sortie est adaptée à l'étage driver sélectionné.

Electronique II

Pour terminer ce chapitre sur les amplificateurs de puissance, j'aimerais juste résumer ce qu'on vient de voir. Donc on a analysé l'amplificateur classe A. On a analysé l'amplificateur classe A, AB et B. Donc avec ces trois types d'amplificateur, nous pouvons faire des amplificateurs audio. J'ai donné un peu plus de focus sur les amplificateurs audio. Je vais donner un exercice complet sur la réalisation d'un ampli classe A et la réalisation d'un amplificateur classe AB et ce serait excellent pour un étudiant. Ce que je voudrais terminer avec, pour les deux montages, on est souvent amené à considérer les tensions d'alimentation. Donc on a compris que la puissance sur la charge se fait par le niveau de la tension d'alimentation. Dès qu'on a calculé la puissance qu'on voudrait avoir à la sortie en fonction de l'alimentation, on a une idée claire de la valeur de l'alimentation à établir. Ensuite dans les deux cas, il s'agit des montages suiveurs en tension que ce soit A ou AB. Donc on a un étage d'attaque plus un étage de contre-réaction qui devrait être réalisé soit par des éléments intégrés soit par des composants qu'on achète du marché et qu'on réalise avec un grand gain en tension et un étage différentiel à l'entrée pour effectuer de la contre-réaction.

Notes

Summary



37m 26s