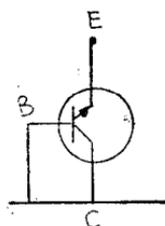


Nouveaux programmes :

QUELQUES MONTAGES PARTICULIEREMENT SIMPLES ET PARTICULIEREMENT ECONOMIQUES

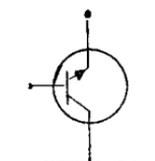
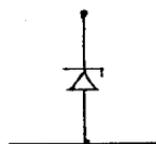
DIODE ZENER OBTENUE A PARTIR D'UN TRANSISTOR PLANAR AU SI.

La jonction émetteur-base de ces transistors subit un claquage réversible pour une tension comprise entre 5 V et 10 V suivant les modèles ; d'où les montages :



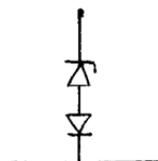
①

Equivalent à :



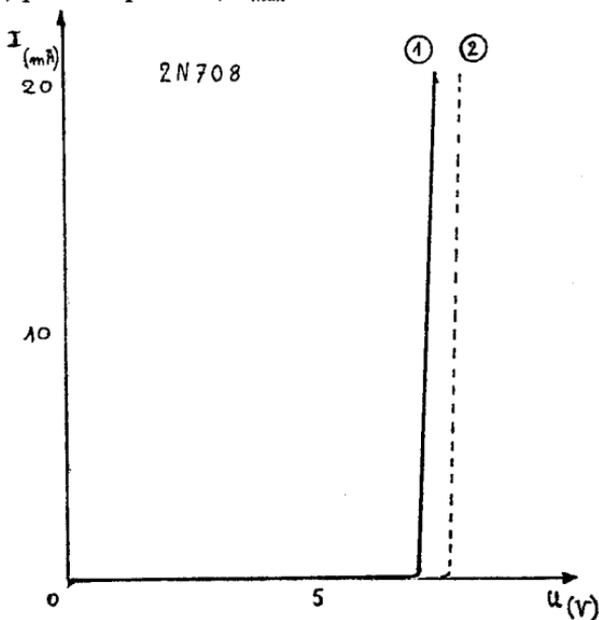
②

Equivalent à :



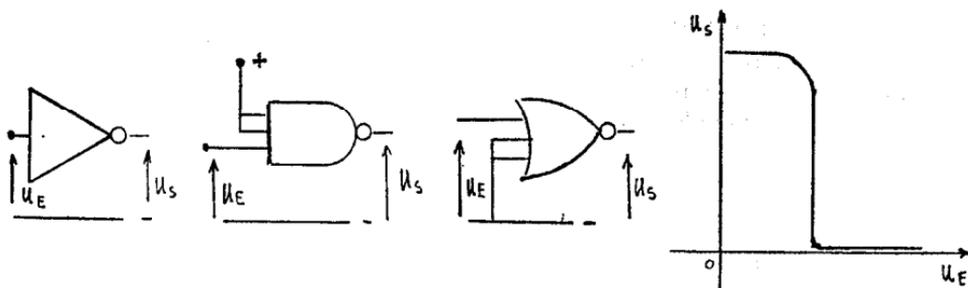
Exemple :

2N708, planar épitaxial, P_{max} dans l'air à 25°C : 300 mW.



UTILISATION DE QUADRIPOLES ACTIFS A CARACTERISTIQUE DE TRANSFERT EN MARCHÉ D'ESCALIER.

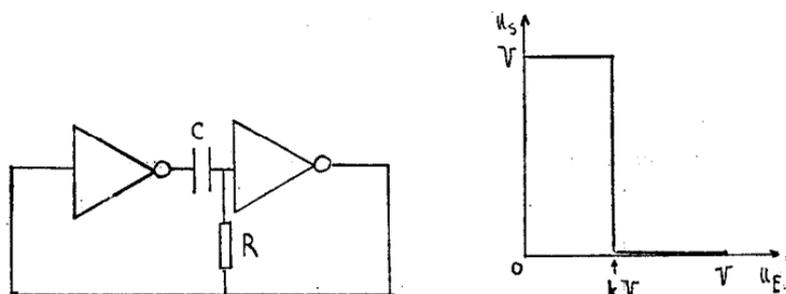
C'est le cas des circuits logiques tels que : inverseurs, portes Nand, porte Nor... en technique TTL ou mieux CMOS.



MONTAGES OSCILLATEURS.

Montage de base :

Utilisation d'inverseurs.



Hypothèses de départ :

On raisonne sur la caractéristique idéalisée.

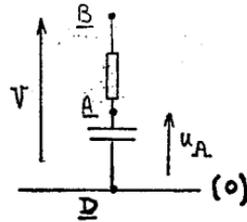
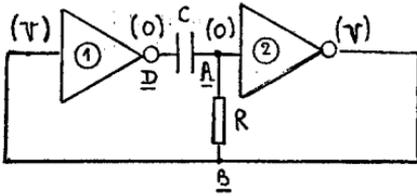
On suppose que le courant absorbé par une entrée (ou fourni par cette entrée) est négligeable et que la résistance de sortie d'un opérateur est nulle.

FONCTIONNEMENT.

1) Instant initial :

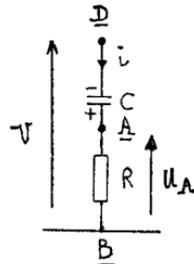
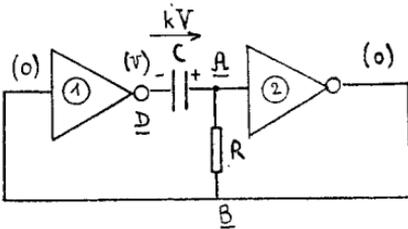
C est supposé non chargé, donc tension nulle entre ses armatures ; le système est donc dans l'état suivant :

C se charge à travers R , u_A croît.



2) u_A atteint la valeur kV :

La sortie de l'opérateur 2 (et donc l'entrée de 1) passe à l'état logique 0 (tension nulle), la sortie de 1 passe à l'état logique 1 (tension V), le système est donc dans l'état suivant :

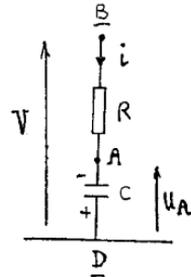
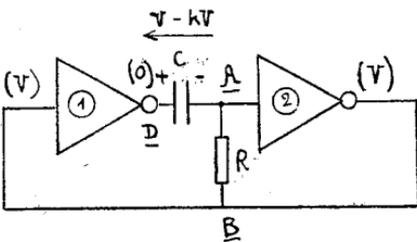


On constate que :

- u_A passe brusquement de kV à $V + kV = (k + 1)V$,
- que C se décharge à travers R et que u_A décroît.

3) u_A atteint la valeur kV :

La sortie de 2 (et donc l'entrée de 1) passe à l'état logique 1 (tension V), la sortie de 1 passe à l'état logique 0 (tension nulle), le système est donc dans l'état suivant :

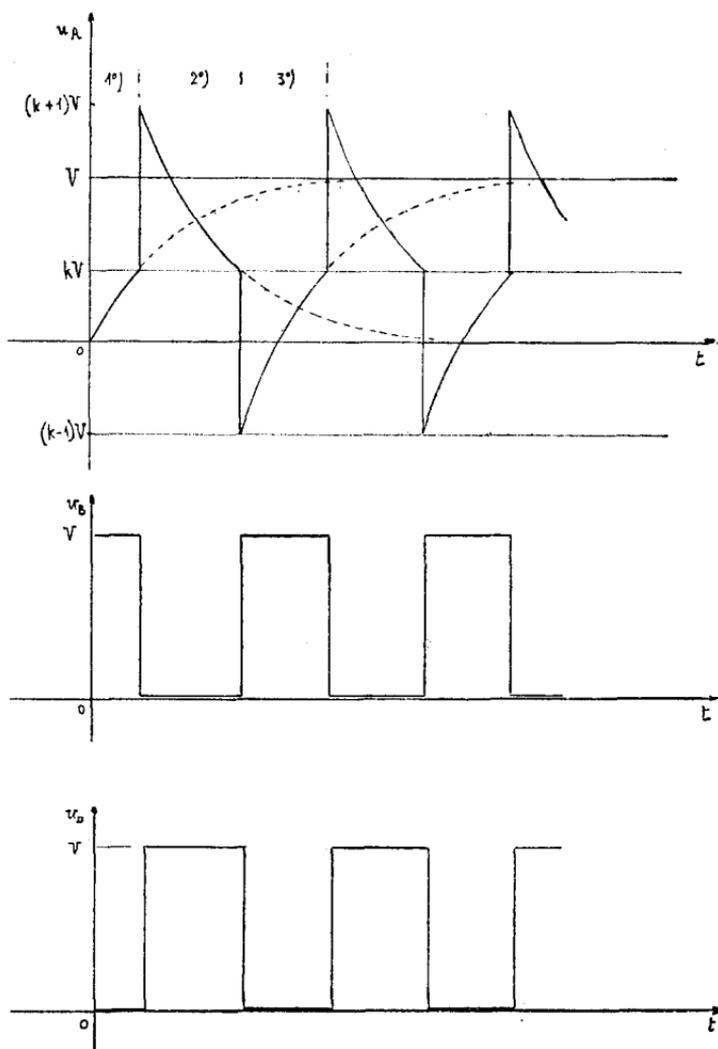


On constate que :

- l'armature + de C est reliée au point (0) et que u_A passe brusquement de kV à $-(V - kV) = (k - 1)V$,

— C se charge à travers R et u_A croît.

Le système évolue alors comme au 2) et poursuit ses oscillations de relaxation ; on peut donc construire les graphes des tensions aux différents points du montage :

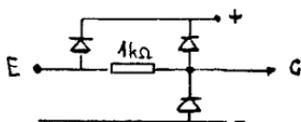


Le lecteur curieux pourra vérifier que la période théorique calculée est : $T = RC \text{ Log } \frac{(k+1)(2-k)}{k(1-k)}$.

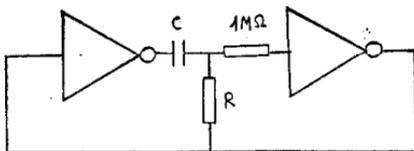
MONTAGES REELS.

Cas des CMOS :

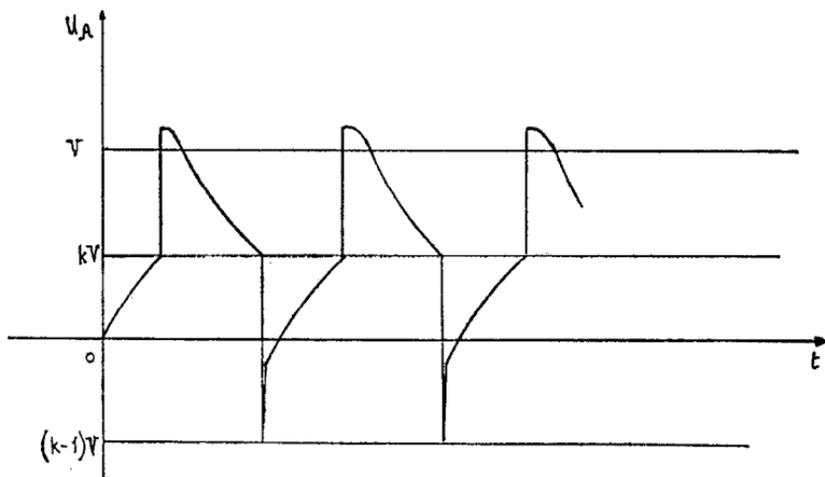
En pratique, les constructeurs de circuits CMOS protègent les entrées contre les surtensions à l'aide de diodes : un schéma typique de protection est le suivant :



Si on veut avoir un fonctionnement conforme à la théorie précédente, il suffit d'intercaler entre A et l'entrée de 2 une résistance de valeur élevée :



Sinon, le graphe de u_A sera modifié comme suit :



En tenant compte des points de départ des exponentielles :

$$u_A \approx (V + 1) \text{ Volts,}$$

$$u_A \approx -1 \text{ Volt,}$$

on peut vérifier que, pour $k \approx 0,5$ et pour des tensions d'alimentation allant de 6 V à 16 V, $T \approx 1,4 RC$.

VALEURS DES ELEMENTS - FREQUENCES.

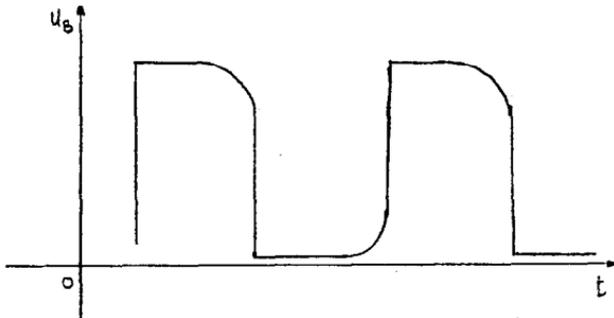
R peut varier de quelques kilohms à quelques mégohms, C de plusieurs microfarads à quelques picofarads : le montage peut donc osciller sur des fréquences allant de quelques centièmes de Hz à plus de 10 MHz.

Cas de la TTL :

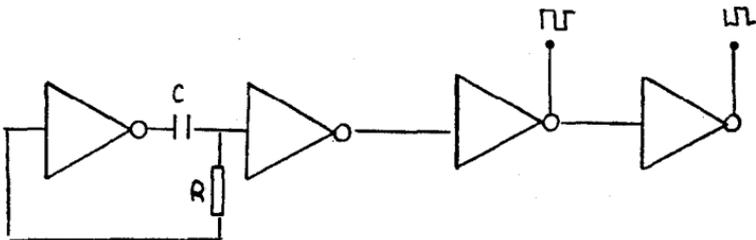
Les entrées fournissent ou absorbent un courant non négligeable : R doit être compris entre 1000 ohms et 100 ohms, C pouvant varier de plusieurs centaines de microfarads (les courants de fuite des condensateurs électrolytiques étant ici sans importance) à quelques dizaines de picofarads.

Remarques :

— Les caractéristiques de transfert n'ayant pas la forme idéale et les résistances de sortie des opérateurs n'étant pas nulles, la tension u_B est souvent assez éloignée de la forme théorique ; par exemple, dans le cas de circuit CMOS, on observe :



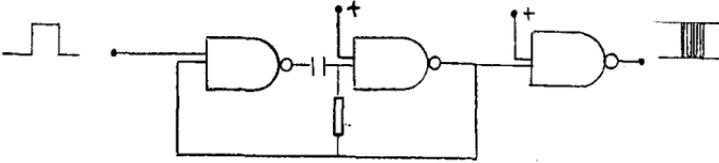
— Si on désire des signaux parfaitement rectangulaires, on peut utiliser les opérateurs disponibles dans le boîtier pour une mise en forme, une inversion, une séparation..., etc .



— Dans le cas où on utilise des portes Nand ou Nor, les entrées disponibles peuvent être utilisées comme entrées d'inhibition, ce qui permet d'imaginer des montages très astucieux.

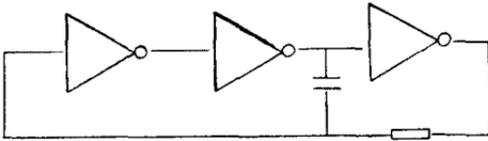
Exemple :

Oscillateur à portes Nand produisant des trains d'oscillation.

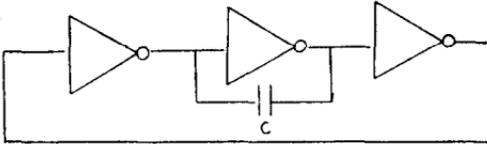
**CONCLUSION.**

Le prix d'un boîtier DIL de la série 4000, le 4001 par exemple, qui est une quadruple porte Nor à deux entrées, est de l'ordre de 1,50 F : on pourra donc fabriquer un excellent oscillateur pour moins de 3 F.

Il existe d'autres montages, par exemple :



et sans doute le plus simple et le moins cher :



$f \approx \frac{k}{C}$ avec $k \approx 10^{-3}$ Hz.F pour une tension d'alimentation égale à 10 V.

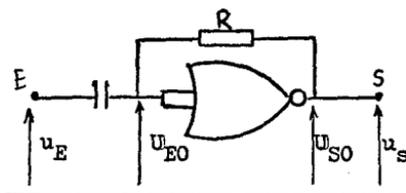
Je laisse au lecteur le soin de faire l'analyse de ces montages.

MONTAGES AMPLIFICATEURS.

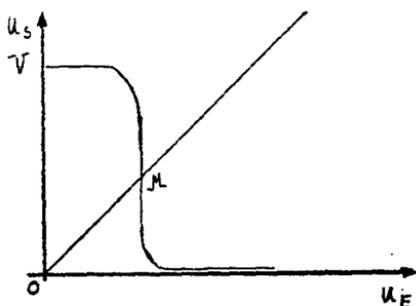
Si on s'arrange pour que la tension continue de sortie soit fixée à $V/2$, on peut utiliser la portion de caractéristique où dU_S/dU_E est élevée pour réaliser un amplificateur :

1^{er} montage :

Exemple : porte Nor CMOS (1/4 de 4001).

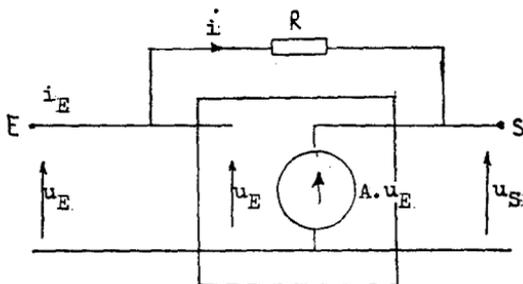


La résistance d'entrée de l'opérateur étant très grande, la tension continue U_{S0} est égale à la tension continue U_{E0} : le point de fonctionnement se fixe donc en M, sensiblement à $(V/2, V/2)$.



La résistance introduit une contre-réaction de tension parallèle (ou parallèle-parallèle) qui affecte peu l'amplification en tension, mais diminue l'impédance d'entrée.

Si on raisonne sur le schéma équivalent en alternatif petits signaux et aux fréquences moyennes :



$$\text{Résistance d'entrée} = \frac{u_E}{i_E}$$

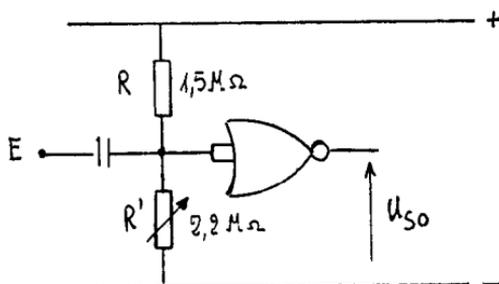
$$i_E = \frac{u_E - u_S}{R}$$

$$\begin{aligned} \text{Résistance d'entrée} &= u_E \frac{R}{u_E - u_S} \\ &= \frac{R}{1 - \frac{u_S}{u_E}} \\ &= \frac{R}{1 - A} \end{aligned}$$

Exemple de performances relevées sur un échantillon (4001), tension d'alimentation 6 V, R = 1 MΩ.

- Amplification en tension : $A = -35$.
- Résistance d'entrée : 30 000 ohms.
- Résistance de sortie : 600 ohms.
- Bande passante à 3 dB : 90 kHz.
- *Prix* : L'étage revient à 3 F et il reste 3 portes pour d'autres utilisations.

2^{me} montage :



R' est réglée de manière à ce que U_{S0} soit égale à $V/2$.

Ici, la résistance d'entrée est $\frac{R \cdot R'}{R + R'}$.

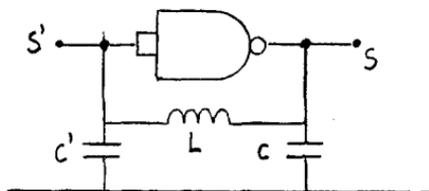
Utilisations :

Elles sont très variées et ne sont limitées que par l'imagination de l'expérimentateur ; il est bien évident qu'un tel étage

peut servir à la réalisation d'oscillateurs en transposant des montages classiques.

Exemple :

Oscillateur Colpitts.



D'ailleurs, le multivibrateur décrit précédemment ne peut-il pas être considéré comme un amplificateur à deux étages, donc à amplification en tension positive élevée, bouclé sur lui-même ?

UTILISATION DES TRANSISTORS EN AUDIO-FREQUENCES

(petits signaux)

De nombreux maîtres proposent des exercices sur les transistors sans porter une attention suffisante aux valeurs attribuées à h_{11} et h_{21} correspondant à un courant de repos spécifié I_C .

On sait que, dans toute jonction et en particulier dans la jonction base-émetteur d'un transistor, assez proche de la jonction théorique.

$$I_B = I_S (\exp e \cdot U_{BE}/kT - 1) (*)$$

e charge de l'électron $1,59 \cdot 10^{-19}$ C,

k constante de BOLTZMANN $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K,

T température absolue en K

à 300 K $e/kT = 38,41$ V $^{-1}$.

Pour des tensions supérieures à 0,1 V, on peut écrire :

$$I_B \simeq I_S \exp e \cdot U_{BE}/kT \rightarrow I_B \simeq I_S \exp 38 U_{BE}$$

(pour $U_{BE} = 0,1$ V, $e^{38 \cdot 0,1} = 45 \gg 1$).

(*) *N.D.L.R.* : La suite de l'article montre qu'il vaudrait mieux, dans le cas des transistors discrets comme dans celui des diodes de redressement, écrire cette formule sous la forme :

$$I_B = I_S (e^{eU_D/\eta kT} - 1)$$

η étant un nombre sans dimension, compris entre 1 et 2 typiquement égal, comme ici à 1,2.

L'expérience faite sur un nombre relativement important de jonctions base-émetteur montre que, pour des températures comprises entre 15°C et 20°C, on a $I_B \simeq I_S \exp 33 U_{BE}$ au lieu de la valeur moyenne $I_B \simeq I_S \exp 40 U_{BE}$ prévue par le calcul.

Dans ces conditions, si on considère que le réseau des caractéristiques $U_{BE} = f(I_B)$ avec U_{ce} comme paramètre se réduit à une caractéristique unique :

$$\frac{dI_B}{dU_{BE}} = 33 I_S \exp 33 \cdot U_{BE} = 33 \cdot I_B$$

donc :

$$h_{11} = \frac{1}{33 \cdot I_B}$$

Si on admet la relation $I_C \simeq h_{21} \cdot I_B$, on constate que :

$$h_{11} = \frac{h_{21}}{33 \cdot I_C}$$

Cette relation est souvent mise sous la forme : $s = \frac{h_{21}}{h_{11}} = 33 \cdot I_B$.

On peut donc énoncer la règle pratique :

La pente (en A/V) d'un transistor quelconque est égale à 33 fois l'intensité collecteur correspondante.

Exemple :

Epreuve Bac F2 Caen 1978.

On donne : $I_C = 4,57 \text{ mA}$, $h_{11} = 2,6 \text{ k}\Omega$, $h_{21} = 57$.

La pente du transistor est donc : $h_{21}/h_{11} = 57/2600 = 0,022 \text{ A/V}$.

Le courant I_C devrait donc être : $I_C = 0,022/33 = 0,7 \cdot 10^{-3} \text{ A}$.

On peut donc affirmer que le transistor en question n'a pas d'existence réelle.

Si on conserve $I_C = 4,57 \text{ mA}$ et $h_{21} = 57$, la valeur de h_{11} devrait être : $57/33 \cdot 10^{-3} \cdot 4,57 = 378 \Omega$.

A. VERDIER (Brest).