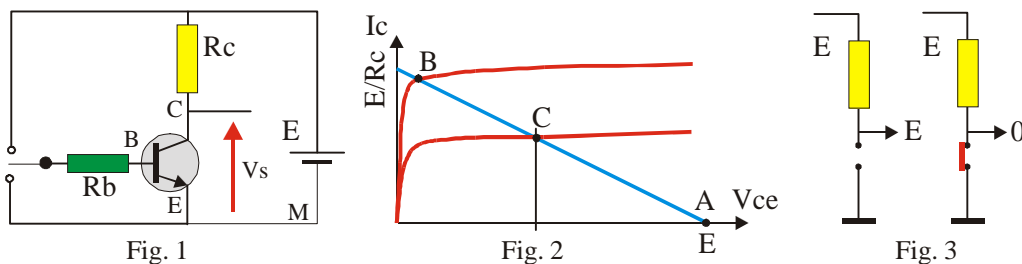


# Le transistor en commutation

## 1 – Principe

On considère un transistor branché en émetteur commun avec une polarisation par résistance de base  $R_B$ . Un inverseur (figure 1-a) permet de relier la résistance  $R_B$  soit au générateur  $E$  soit à la masse.



Les équations des droites d'attaque et de charge (figure 1-b) sont :

$$V_{BE} = E - R_B \cdot I_B (\approx 0,6 \text{ V}) \Rightarrow I_B = (E - V_{BE})/R_B \approx E/R_B \text{ et } V_{CE} = E - R_C \cdot I_C$$

On peut en déduire la position du point de fonctionnement du montage en fonction de l'intensité du courant base. La tension de sortie est  $V_{CE} = V_S$ .

□ En régime amplificateur, on place le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge (point C). La relation  $I_C \approx \beta \cdot I_B$  permet de déduire le courant collecteur de la valeur du courant base et  $0 < V_S < E$ .

□ Si le courant base est nul, le courant collecteur est nul ( $I_C \approx \beta \cdot I_B$ ) et  $V_S = E$  (point A). **Le transistor est bloqué.**

– La base contient alors un excès de porteurs minoritaires.

□ Si le courant base est très intense, le courant collecteur est élevé mais il ne peut dépasser la valeur  $I_{CMax} = E/R_C$  : quand on fait croître  $I_B$  au-delà de la valeur  $I_{BMax} = E/\beta \cdot R_C$ , la tension  $V_{CE}$  devient très faible (point B). Elle est comprise entre 20 mV et 200 mV selon l'intensité du courant base.

– La base est alors saturée en porteurs majoritaires et la relation  $I_C \approx \beta \cdot I_B$  n'est plus valide.

La jonction base collecteur est alors polarisée en direct ( $V_{BC} = V_{BE} + V_{EC}$  est voisin de  $0,6 \text{ V} - 0,2 \text{ V} = 0,4 \text{ V}$ ). On dit que le **transistor est saturé**.

Cette condition est satisfaite quand la valeur de la résistance de base  $R_B$  est inférieure à  $\beta \cdot R_C$ . Pour un transistor saturé, on a :

$R_B < \beta \cdot R_C$	$V_S \approx 0$	$I_C \approx E/R_C$
-------------------------	-----------------	---------------------

Un transistor fonctionne en *régime de commutation* quand son courant base est soit très faible (*transistor bloqué*) soit très intense (*transistor saturé*). Vis-à-vis du générateur et de la résistance de collecteur, le transistor saturé se comporte comme un interrupteur fermé et le transistor bloqué comme un interrupteur ouvert (voir la figure 2). Dans ce type de fonctionnement, la puissance  $P = V_{CE} \cdot I_C$  dissipée dans le transistor est toujours faible.

La durée de la commutation entre les deux états dépend du temps nécessaire à l'écoulement des porteurs en excès dans la base. Les transistors utilisés en commutation sont conçus pour que cette durée soit la plus faible possible.

INVERSEUR LOGIQUE : Si l'entrée du montage (résistance  $R_B$ ) est reliée à E, la tension de sortie  $V_S$  est nulle. Si l'entrée est reliée à la masse,  $V_S = E$ . Si l'on convient de désigner par « 0 » une tension nulle et par « 1 » une tension égale à E, on constate que le montage étudié constitue un inverseur logique.

Nous allons étudier plusieurs fonctions de base de l'électronique réalisées avec des transistors fonctionnant en régime de commutation. Ces montages qui ont deux étages couplés par réaction positive possèdent deux états. Selon la nature du couplage, on distingue :

- ◆ Le bistable ou bascule : les deux états sont stables.
- ◆ Le multivibrateur astable : les deux états sont instables.
- ◆ Le monostable : seul un état est stable.

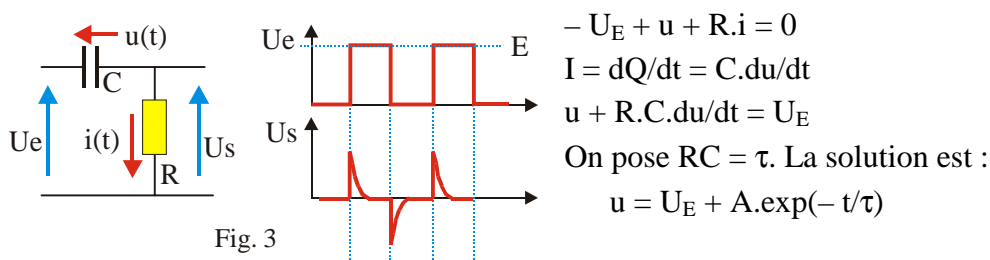
Aujourd'hui, ces fonctions sont réalisées par des circuits intégrés spécifiques et l'objectif de cette étude sera surtout didactique. Nous commencerons par rappeler le fonctionnement du circuit dérivateur.

## 2 – Circuit dérivateur

On utilise un circuit RC alimenté par une tension en créneaux  $U_E(t)$ .

### □ Etude analytique

Soient  $u(t)$  la tension aux bornes du condensateur et  $i(t)$  le courant dans la résistance. On considère que l'impédance de la charge est infinie.



$$U_S = R.I = R.C.A[-1/RC.exp(-t/\tau)] \Rightarrow U_S(t) = -A.exp(-t/\tau)$$

Pour obtenir la solution générale, on utilise la condition initiale :  $u(0) = U_E + A$

- ◆ La tension d'entrée  $U_E$  passe de 0 à E.  
 $u(0) = 0 = E + A$  ; donc :  $A = -E$  et  $U_S(t) = E.exp(-t/\tau)$   
 Après la transition, la tension de sortie décroît de E à 0 avec une constante de temps  $\tau = R.C$
- ◆ La tension d'entrée  $U_E$  passe de E à 0  
 $u(0) = E = A$  ; donc  $A = E$  et  $U_S(t) = -E.exp(-t/\tau)$   
 Après la transition, la tension de sortie croît de -E à 0 avec une constante de temps  $\tau = R.C$ .

Pour que le signal de sortie  $U_S$  soit la dérivée du signal d'entrée, il faudrait que ce soit une impulsion de largeur nulle (pic de Dirac). On s'approche de cette condition en choisissant R et C pour que le produit R.C soit très inférieur à la période du signal rectangulaire d'entrée. Le montage donne des impulsions positives sur les fronts montants du signal d'entrée et négatives pour les fronts descendants.

### □ Etude qualitative

Pour comprendre le fonctionnement du circuit, il n'est pas indispensable d'effectuer ces calculs.

- ◆ La tension d'entrée passe de 0 à E  
 L'armature d'entrée du condensateur C est au potentiel +E et comme sa charge ne varie pas instantanément, juste après la transition du potentiel d'entrée, le potentiel de son

armature de sortie est également + E. Le condensateur se charge ensuite rapidement si  $RC \ll T$ . Le courant dans la résistance s'annule et alors  $U_S = 0$ .

- ◆ La tension d'entrée passe de E à 0

Avant la transition, le condensateur est chargé. Le potentiel de l'armature d'entrée  $A_E$  est E et celui de l'armature de sortie  $A_S$  est nul. Lors de la transition la charge ne varie pas. Si le potentiel de  $A_E$  s'annule, celui de  $A_S$  devient égal à  $-E$ . Ensuite, le condensateur se décharge rapidement dans R.

Cliquez ici pour étudier le fonctionnement de ce circuit.

### 3 – Le circuit bistable

Ce circuit possède deux états stables et il faut une intervention extérieure pour changer d'état. Le circuit bistable est également connu sous les noms suivants : bascule, montage Eccles-Jordan, flip-flop.

#### □ Schéma du circuit utilisé

Les deux étages du montage de la figure 4 sont en principe identiques. La commande du bistable peut être assurée par un générateur d'impulsions ou par un générateur rectangulaire suivi du dérivateur décrit ci-dessus.

#### □ Fonctionnement du circuit

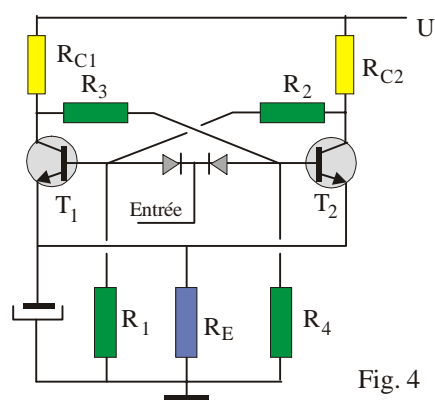


Fig. 4

Dans l'état initial,  $T_1$  est saturé et  $T_2$  est bloqué. Le potentiel du collecteur de  $T_1$  est pratiquement égal à son potentiel d'émetteur. Par contre, le potentiel du collecteur de  $T_2$  est égal à U. Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  d'une part et  $R_3$  et  $R_4$  d'autre part constituent des ponts diviseurs de tension qui relient la sortie d'un étage à l'entrée de l'autre avec une **réaction positive**.

Le potentiel de base du transistor  $T_1$  est donc :  $V_{B1} \approx U \cdot R_1 / (R_1 + R_2)$ . Ce potentiel est supérieur au potentiel d'émetteur  $V_{EM}$  de  $T_1$  qui est saturé :  $V_{B2} \approx V_{EM} \cdot R_4 / (R_4 + R_3) < V_{EM}$

Le transistor  $T_2$  ayant le potentiel de sa base inférieur au potentiel de son émetteur est donc bien bloqué. L'état ainsi obtenu est stable.

Les deux diodes du circuit d'entrée bloquent les signaux positifs.

**BASCULEMENT** : Si une impulsion négative arrive sur les deux bases, elle bloque  $T_1$  et elle est sans effet sur  $T_2$  qui est déjà bloqué. Le potentiel  $V_{C1}$  du collecteur du transistor  $T_1$  croît. Cette variation est transmise par le pont de résistances  $R_1$ - $R_2$  sur la base de  $T_2$  qui se sature.  $T_2$  étant conducteur, son potentiel de collecteur devient voisin de  $V_E$  et le potentiel de la base de  $T_1$  devient inférieur à  $V_E$  :  $T_1$  se bloque et reste dans ce nouvel état même après disparition de l'impulsion de commande. Un condensateur de découplage permet de maintenir constant le potentiel de l'émetteur pendant les transitions. Des condensateurs peuvent être placés en parallèle sur  $R_2$  et  $R_3$  pour améliorer la vitesse de basculement.

- ◆ Un bistable conserve l'information qui a été appliquée sur son entrée et constitue donc une *cellule mémoire*.

Quand on applique en entrée le signal issu d'un dérivateur commandé par un signal rectangulaire, seules les impulsions négatives provoquent le basculement du circuit. Le potentiel de chaque collecteur va être un potentiel rectangulaire ayant une période double de celle du signal appliqué à l'entrée.

- ◆ Une bascule constitue également un *diviseur de fréquence*.

## 4 – Bascules à seuil

### □ Objet du montage

Ce sont des bascules qui changent d'état quand la tension de commande dépasse une certaine valeur qui est la *tension de seuil*. Le modèle le plus utilisé est le trigger<sup>1</sup> de Schmitt. Seule l'entrée du second étage est couplée à la sortie du premier qui reçoit les signaux de commande.

### □ Fonctionnement du montage

Les résistances  $R_1$  et  $R_2$  constituent un pont de base pour le transistor  $T_2$ . Les valeurs des résistances  $R_{C1}$ ,  $R_{C2}$  et  $R_E$  sont choisies pour que  $T_2$  soit fortement saturé quand  $T_1$  est bloqué (le potentiel de collecteur de  $T_1$  est alors voisin de  $U$ ). Dans l'état initial, qui est l'état stable du système, le transistor  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  est saturé. La valeur de la résistance  $R_{C1}$  est nettement plus petite que celles de  $R_1$  et  $R_2$ . Soit  $V_E$  le potentiel commun des deux émetteurs.

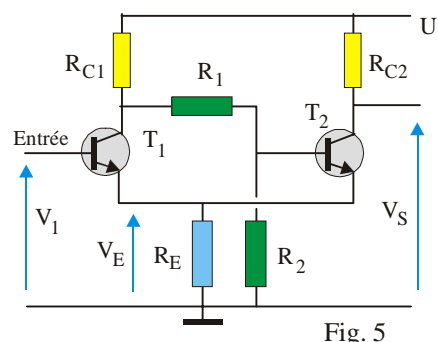


Fig. 5

Dans cet état, la tension de sortie (collecteur de  $T_2$  qui est saturé) est égale à  $U_0 = V_E$  avec :

$$V_E = V_{B2} - V_{BE} \approx \frac{U \cdot R_2}{R_1 + R_2} - V_{BE}$$

Quand la tension d'entrée  $V_1$  dépasse la valeur  $U_0 + V_{BE}$ , le transistor  $T_1$  se met à conduire et le potentiel de son collecteur diminue tandis que le potentiel des émetteurs varie jusqu'à une valeur  $U_1 \approx U \cdot R_E / (R_{C1} + R_E)$ . Le potentiel de base du transistor  $T_2$  diminue ainsi que ses courants collecteur et émetteur.

Le potentiel  $V_E$  diminue ce qui contribue à augmenter la conduction de  $T_1$ . Il y a un effet cumulatif qui entraîne le basculement définitif du système. La diminution de la tension d'entrée en-dessous de la valeur  $U_1 + V_{BE}$  produira l'effet inverse.

### □ Hystérésis

Par un choix convenable des résistances, il est possible d'avoir des tensions de seuil différentes pour les valeurs croissantes et décroissantes de la tension d'entrée. Le système présente alors de l'*hystérésis*. Les applications des bascules à seuil (mise en forme de signaux, anti-rebonds) ont été examinées au chapitre 14.

## 5 – Le multivibrateur astable

Dans le multivibrateur astable, la sortie de chaque étage est reliée à l'entrée de l'autre par une liaison capacitive. Ce montage étant un oscillateur ne nécessite pas de circuit de commande.

### □ Schéma du circuit utilisé

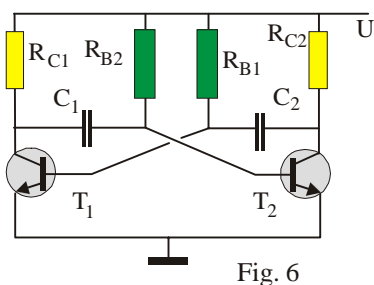


Fig. 6

Les deux transistors sont couplés par deux condensateurs qui relient le collecteur de l'un à la base de l'autre. C'est donc un montage à réaction positive.

Les valeurs des résistances sont choisies pour assurer la saturation complète des transistors. ( $R_{B1} < \beta \cdot R_{C1}$ ).

En pratique, on prendra  $R_B > 10 \cdot R_{C1}$

[Cliquez ici pour voir une animation du fonctionnement de ce circuit.](#)

<sup>1</sup> To trigger = déclencher.

## □ Fonctionnement

Au temps  $t_1 - \epsilon$ , on admet que  $T_1$  est bloqué et que  $T_2$  est saturé. En  $t_1$ , on suppose que la base de  $T_1$  devient légèrement positive :  $T_1$  se sature et son potentiel de collecteur diminue brutalement. Une impulsion de tension négative est générée sur ce collecteur. Comme le potentiel  $V_{C1}$  passe de  $U$  à  $0$ , le potentiel  $V_{B2}$  passe de  $V_{BE}$  (voisin de  $0,6\text{ V}$ ) à  $-U + V_{BE}$  car la charge  $Q = C_1 \cdot U$  du condensateur n'a pas le temps de varier pendant la durée de la transition. Le potentiel de la base de  $T_2$  devenant négatif, celui-ci se bloque.

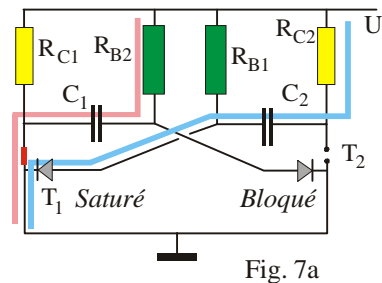


Fig. 7a

Le potentiel de son collecteur croît vers  $U$ .

Le condensateur  $C_2$  se charge à travers  $R_{C2}$  et l'espace base émetteur du transistor  $T_1$  (qui est alors saturé) avec une constante de temps égale à  $\tau_2 = R_{C2} \cdot C_2$ .

Le potentiel de la base de  $T_1$  reste légèrement positif ce qui assure le maintien de sa saturation.

Après le blocage de  $T_2$ , le potentiel de sa base  $V_{B2}$  croît de  $-U + V_{BE}$  à  $V_{BE}$  avec une constante de temps  $\tau_1 = R_{B2} \cdot C_1$  car le

condensateur  $C_1$  se charge à travers  $R_{B2}$  et l'espace collecteur émetteur de  $T_1$  qui est saturé. Quand  $V_{B2}$  dépasse la tension de seuil  $V_{BE}$  le système bascule vers son autre état.

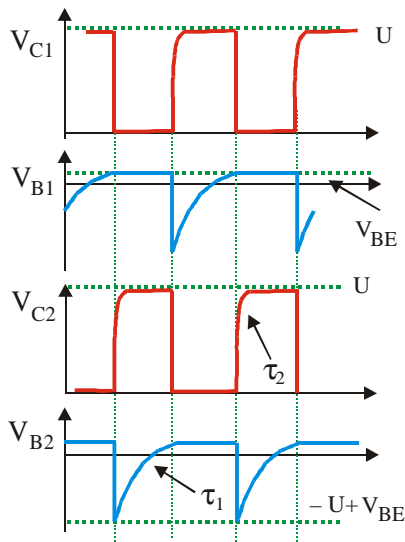


Fig. 8

Le système oscille en permanence entre ces deux états instables. La figure 8 représente l'évolution des potentiels des collecteurs et des bases des deux transistors en fonction du temps.

La saturation est très rapide mais le blocage est progressif à cause de la durée de charge des condensateurs à travers les résistances de collecteurs.

Sur chaque collecteur, on obtient un signal de sortie qui est pratiquement rectangulaire. La période et le rapport cyclique (rapport entre les durée des états hauts et des états bas) sont des fonctions des valeurs des résistances des bases et des condensateurs de couplage.

## □ Calcul approché de la période du multivibrateur

Dans ce calcul, on suppose que la tension de seuil  $V_{BE}$  des jonctions base émetteur et la tension de saturation des transistors sont nulles. On prend comme origine des temps l'instant auquel  $T_1$  se sature.

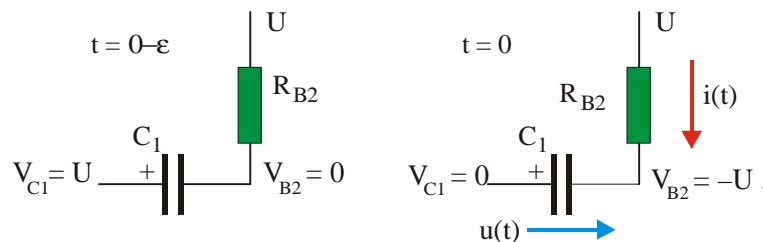


Fig. 9

L'équation de la charge de  $C_1$  est :  $R_{B2} \cdot i(t) + u(t) = U$

$$i(t) = \frac{dQ}{dt} = C_1 \frac{du(t)}{dt} \quad R_{B2} \cdot C_1 \cdot \frac{du(t)}{dt} + u(t) = U \quad \tau \cdot \frac{du(t)}{dt} + u(t) = U$$

Les solutions générales et particulières sont :  $u_1(t) = A \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$  et  $u_2(t) = U$

En  $t = 0 + \epsilon$ ,  $u(0) = -U$ . Donc :  $-U = A + U$  et  $u(t) = U \cdot \left(1 - 2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$

Le système bascule dans l'autre état au temps  $t_1$  tel que :  $u(t_1) = V_{B2} = 0$

On en déduit que :  $\frac{1}{2} = \exp(-t_1/\tau)$

$$t_1/\tau = \text{Log}(2) \approx 0,69135. \text{ Donc : } t_1 \approx 0,7 \cdot \tau$$

On calcule de même la durée de la saturation de  $T_2$ . La période d'oscillation du multivibrateur astable est donc voisine de :

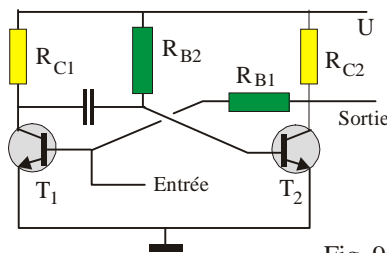
$$T = 0,7(R_{B2} \cdot C_1 + R_{B1} \cdot C_2)$$

Cette valeur est approchée car le basculement se produit en réalité quand le potentiel de base dépasse la tension de seuil de la jonction base émetteur.

## 6 – Le circuit monostable

Le monostable possède sensiblement la même structure que le multivibrateur astable. Il y a simplement remplacement d'une liaison capacitive par une liaison résistive.

Dans l'état initial, le transistor  $T_1$  est bloqué et  $T_2$  est saturé.



Le potentiel de collecteur de  $T_1$  est donc :  $V_{C1} = U$  et les potentiels des armatures du condensateur  $C$  valent  $U$  et  $V_{BE}$ .

Si on applique une tension positive sur la base du transistor  $T_1$ , il se sature et  $V_{C1} = V_{SAT} \approx 0$ .

Pendant la durée de la transition entre les deux états, la charge du condensateur  $C$  ne varie pas. L'armature dont le potentiel

valait  $U$  passe à un potentiel nul. Le potentiel de l'autre armature et donc  $V_{B2}$  passent de  $V_{BE}$  à la valeur  $V_{BE} - U$  ce qui bloque le transistor  $T_2$ . Cet état n'est pas un état stable. Le condensateur se charge à travers  $R_{B2}$  et l'espace émetteur

collecteur de  $T_1$  qui est alors passant. Le potentiel de la base de  $T_2$  croît avec une constante de temps voisine de  $C \cdot R_{B2}$ . Lorsque  $V_{B2}$  dépasse la tension de seuil de la diode d'entrée de  $T_2$ , celui-ci se sature : la durée de l'impulsion qui apparaît sur la sortie est donc uniquement fonction des valeurs de  $C$  et de  $R_{B2}$ .

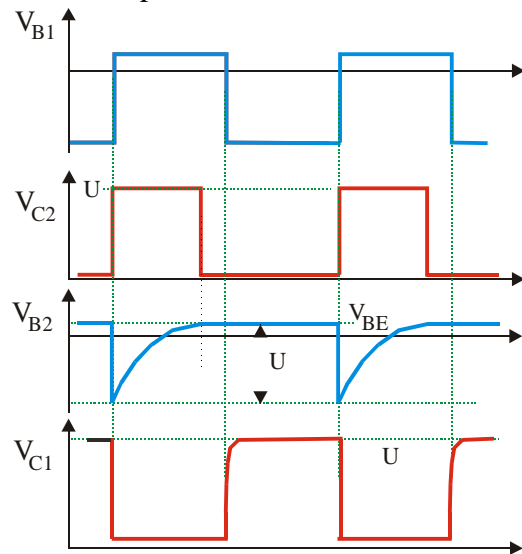


Fig. 10

Un calcul semblable à celui qui a été effectué pour le circuit astable montre que la durée de l'impulsion de sortie est sensiblement égale à :

$$D = 0,7 \cdot R_{B2} \cdot C$$

Pour que le système fonctionne ainsi, il est nécessaire que  $D$  soit inférieur à la durée de la demi-période du signal de commande. Quand cette condition n'est pas réalisée, la tension de sortie

reproduit les variations de la tension de commande.

REMARQUE : Avec le montage utilisé, le générateur d'entrée est chargé uniquement par la diode d'entrée du transistor  $T_1$  et son fonctionnement risque d'être perturbé par cette charge qui est très faible quand la jonction est passante.

[Cliquez ici pour voir une animation du fonctionnement de ce circuit.](#)

Des circuits intégrés spécifiques sont maintenant utilisés pour réaliser les fonctions décrites dans ce chapitre. Le circuit NE 555 permet en particulier de réaliser très simplement des multivibrateurs et des monostables avec seulement quelques composants périphériques.

[Retour au menu](#) ↗