



CIRCUITS ELECTRONIQUES

COURS DE BASE
ELECTRONIQUE

EURELEC

COURS DE BASE ELECTRONIQUE

(23)

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

Dans cette cinquième leçon **CIRCUITS ELECTRONIQUES**, nous allons voir les **MULTIVIBRATEURS A TRANSISTORS**.

Etant donné que les montages similaires à tubes électronique sont tous étudiés dans la leçon théorique 23, donc groupés dans un seul fascicule, il est inutile de revoir ceux-ci dans cette leçon.

Qu'il s'agisse de **MULTIVIBRATEURS A TUBES** ou **A TRANSISTORS**, on distingue trois types de montages :

a) Les **MULTIVIBRATEURS ASTABLES** engendrant une **ONDE CARRE SANS AUCUN SIGNAL DE COMMANDE**,

b) Les **MULTIVIBRATEURS MONOSTABLES**, délivrant une **IMPULSION CARREE, APRES APPLICATION d'une IMPULSION DE COMMANDE**,

c) Les **MULTIVIBRATEURS BISTABLES** fournissant une brusque variation de tension, chaque fois qu'une impulsion d'entrée est appliquée.

Par ailleurs, les multivibrateurs à transistors ont un fonctionnement identique à celui des multivibrateurs à tubes.

I - MULTIVIBRATEURS ASTABLES

Les multivibrateurs **ASTABLES à TRANSISTORS** fonctionnent de la même façon que les multivibrateurs astables à tubes électroniques et ont le même rôle.

I - 1 - MULTIVIBRATEUR ABRAHAM BLOCH

Le raisonnement suivi pour le multivibrateur ABRAHAM BLOCH à tubes peut être appliqué au montage de la figure 1.

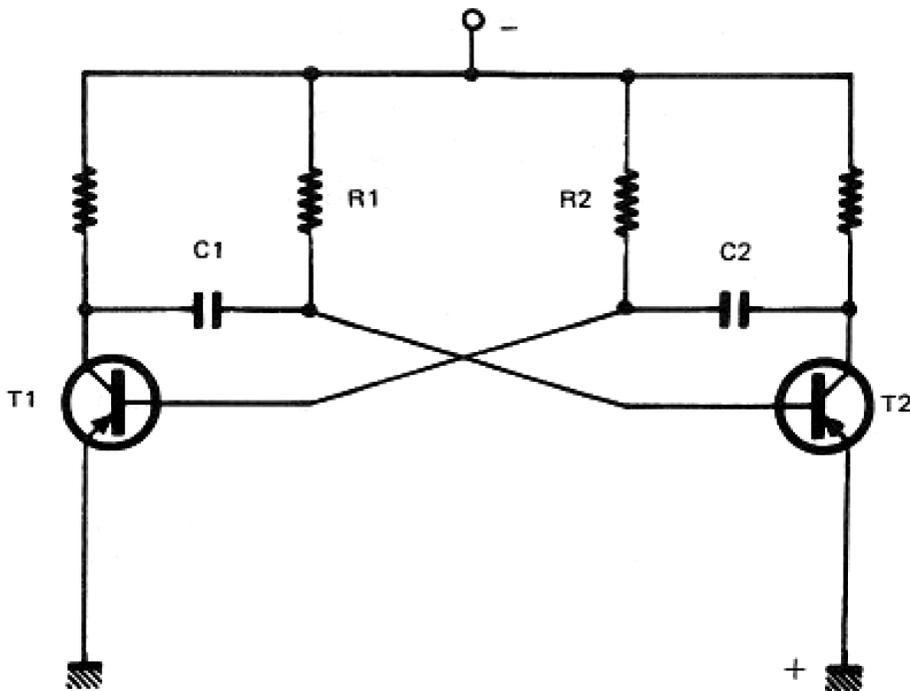


Figure 1

Nous devons cependant nous souvenir que, pour qu'un TRANSISTOR PNP conduise, il faut que sa base soit à un potentiel négatif par rapport à l'émetteur.

Ce montage présente un inconvénient grave aux fréquences basses.

En effet pour obtenir ces fréquences, nous devons augmenter la valeur des éléments constituant les circuits de liaison RC.

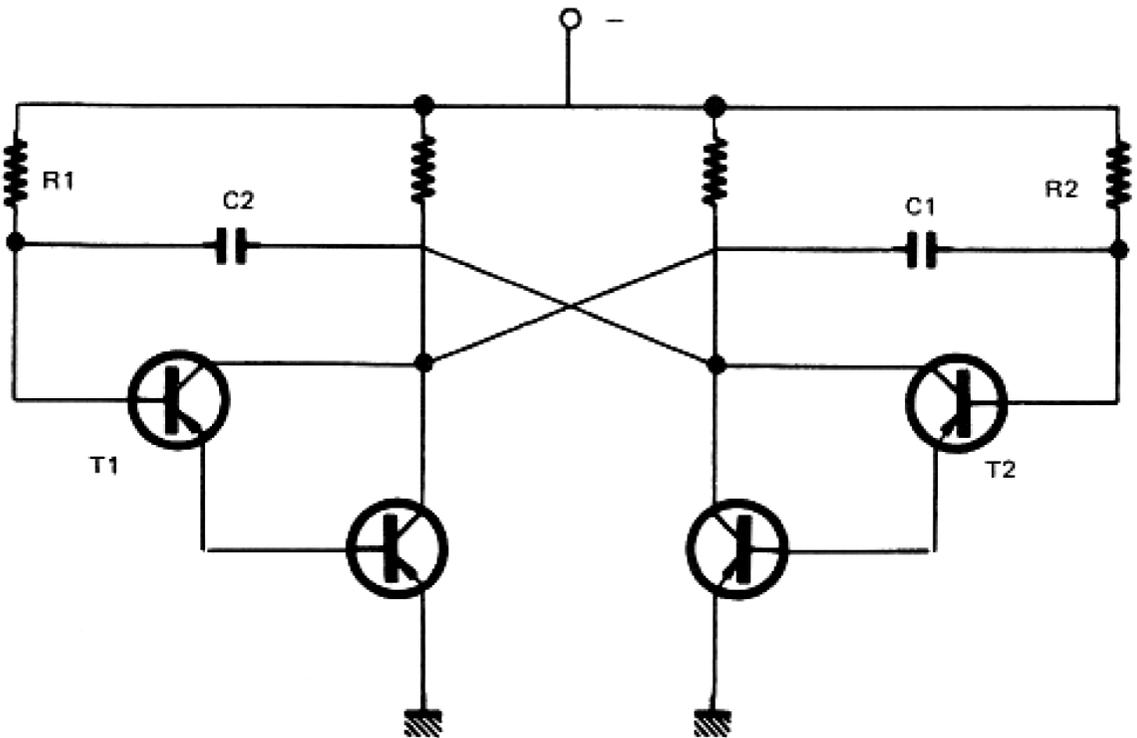


Figure 2

Or, nous sommes limités par la valeur des résistances de base des transistors ; celles-ci doivent avoir une valeur assez faible, de façon à ce que le courant base soit important et permette la saturation du transistor.

Nous devons alors utiliser des condensateurs de forte capacité, qui sont presque obligatoirement du type électrochimique, donc avec des coefficients de température élevés, des fuites importantes et des dispersions assez grandes.

Pour éviter cet inconvénient, nous pouvons utiliser des paires de transistors montés en DARLINGTON.

Le coefficient d'amplification β de ce montage est très nettement supérieur au β d'un seul transistor (plusieurs dizaines de fois) et nous pourrions utiliser des résistances de base beaucoup plus élevées et par conséquent, diminuer la valeur des condensateurs.

Le circuit indiqué figure 2 permet de réaliser des multivibrateurs extrêmement dissymétriques, en rendant les condensateurs C1 et C2 très inégaux, ce qui est très déconseillé dans le cas du montage de la figure 1 (remontée du potentiel collecteur non achevée au moment du basculement).

1 - 2 - MULTIVIBRATEUR A COUPLAGE D'EMETTEUR

Ce circuit est représenté figure 3 et nous voyons immédiatement l'analogie avec le multivibrateur à couplage cathodique.

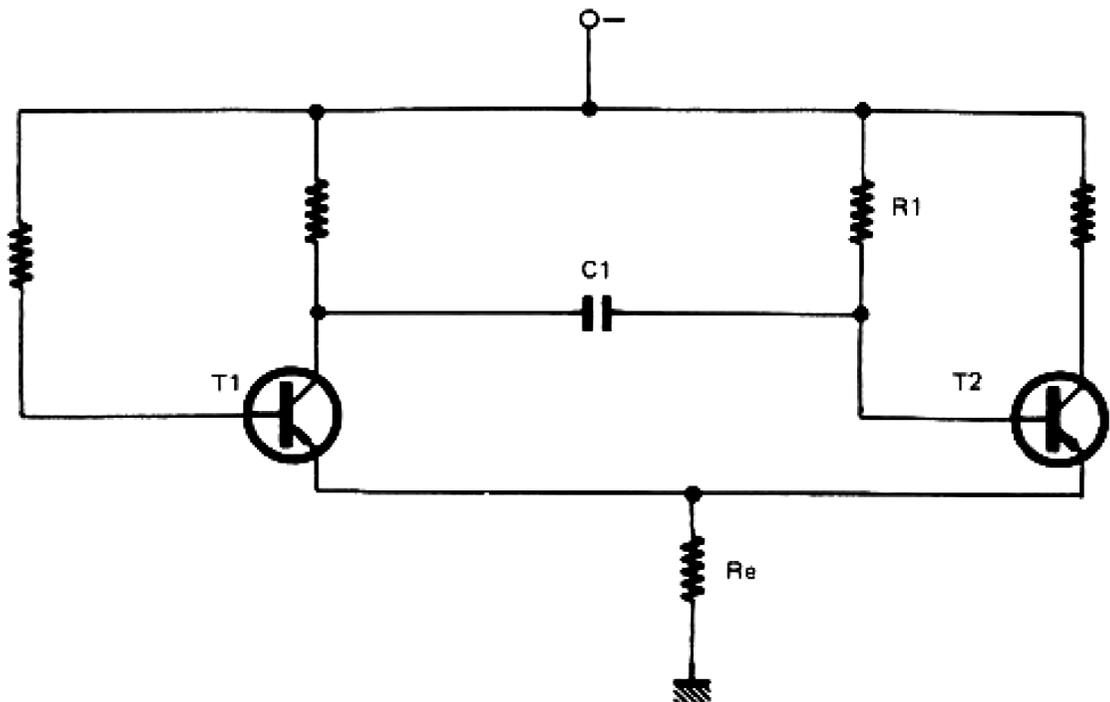


Figure 3

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

5

Le montage comporte une seule liaison à constante de temps, soit R_1C_1 , l'autre étant remplacée par le couplage dû à la résistance R_e commune aux deux émetteurs.

Le transistor fortement conducteur, crée aux bornes de R_e une chute de tension suffisante pour bloquer l'autre transistor.

Mais la charge de C_1 s'écoule par R_1 , et au bout d'un temps fonction de la constante de temps R_1C_1 , le montage bascule. Le transistor bloqué devient conducteur et celui qui conduisait se bloque.

1 - 3 - MULTIVIBRATEUR A TRANSISTOR UNIJONCTION

En utilisant un transistor unijonction (UJT), nous pouvons réaliser un multivibrateur astable suivant le schéma de la figure 4.

Les formes d'ondes relevées au points A, B et C de ce montage, sont indiquées par les trois courbes de la figure 5.

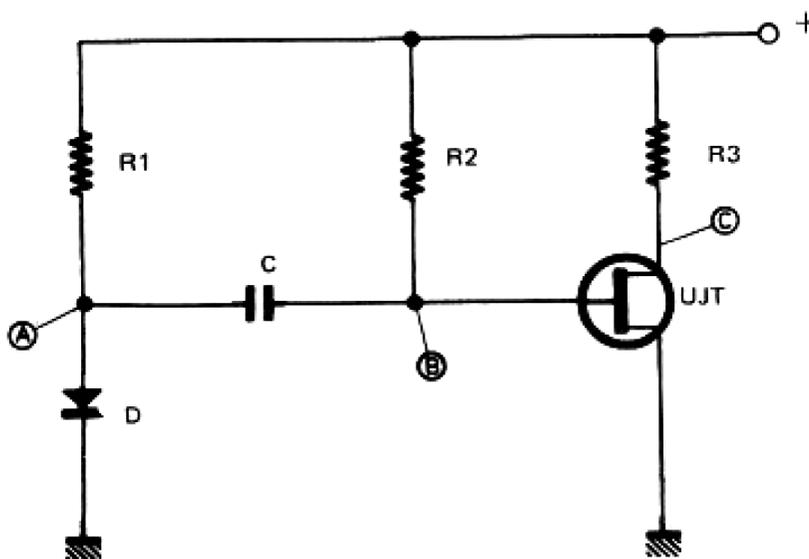


Figure 4

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

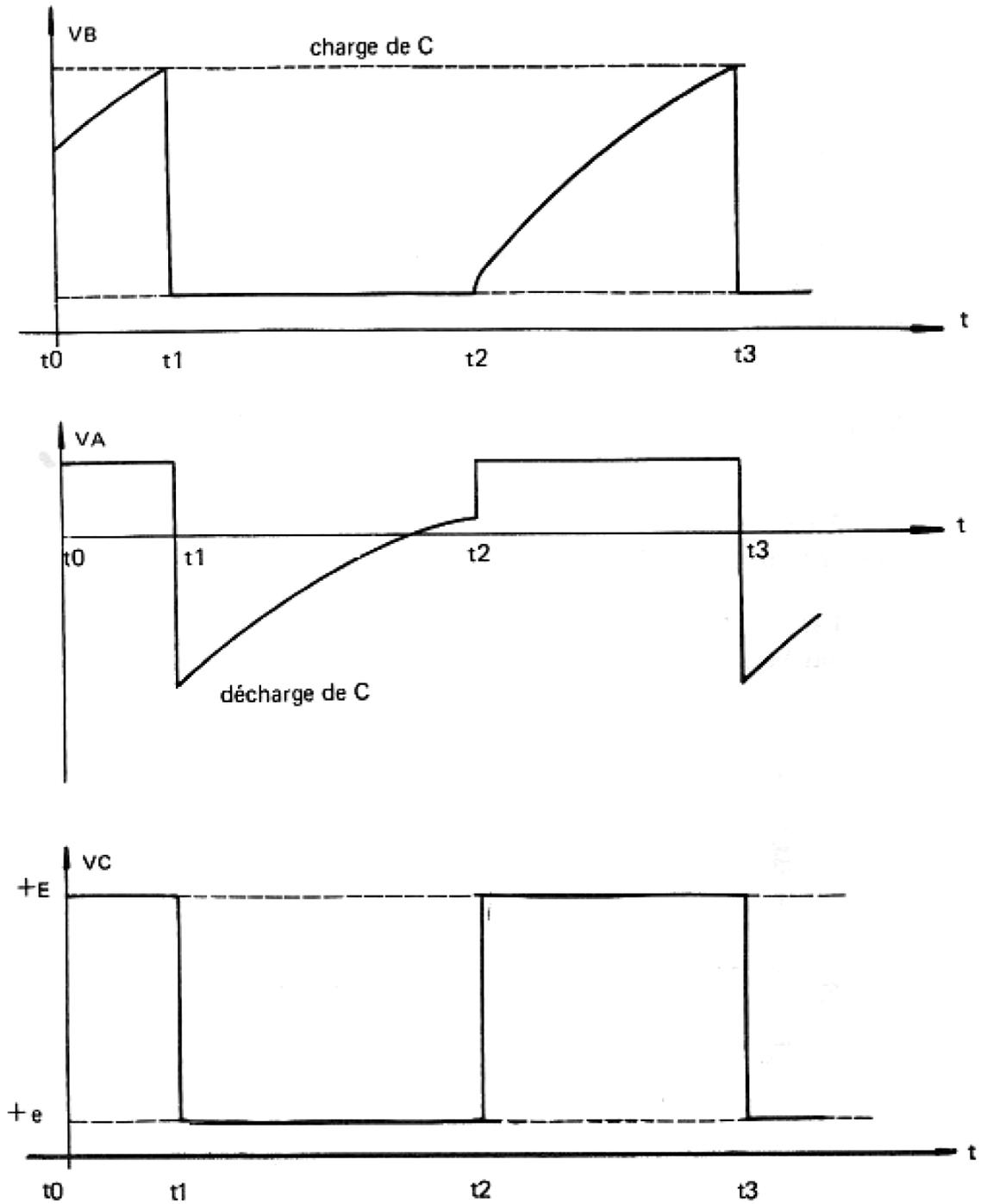


Figure 5

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

7

A l'instant t_0 , le transistor unijonction n'a pas de courant émetteur. La diode D est conductrice et le potentiel du point A est légèrement supérieur à zéro.

Celui du point B (émetteur de l'UJT) monte, puisqu'un courant, passant à travers R2, charge le condensateur C.

Ce courant de charge passant à travers C va, par la diode D, à la masse, s'y superposant avec le courant qui traverse la résistance R1.

A l'instant t_1 , le point B atteint un potentiel égal à la tension de pic de l'UJT. Celui-ci s'amorce, et le courant entre sa base B1 et sa base B2 augmente, provoquant une chute de tension accrue dans la résistance R3.

Le potentiel du point C passe de la valeur + E à la valeur + e.

Le courant qui traverse la résistance R2 va vers l'émetteur de l'UJT et le condensateur ne peut plus se charger.

L'abaissement du potentiel de cet émetteur, transmis par le condensateur C au point A, rend ce point négatif : la diode D se bloque.

Le courant qui traverse R1, augmenté par le fait que le point A est maintenant à un potentiel négatif, ne traverse plus la diode, mais décharge le condensateur C.

Le courant de décharge se superpose au courant émetteur et maintient le potentiel de l'émetteur à une valeur pratiquement constante.

Le condensateur C se déchargeant, la tension du point A remonte vers 0.

A l'instant t_2 , il atteint et même dépasse légèrement cette valeur. La diode D redevient alors conductrice et le courant qui passait dans R1 ne va plus vers l'émetteur de l'UJT en déchargeant C, mais s'écoule à la masse à travers la diode D.

Dans ces conditions, le courant qui passe dans la résistance R2 peut recharger le condensateur C. Le courant émetteur de l'UJT diminue et celui-ci se désamorce.

La tension au point C remonte de la valeur $+e$ à la valeur $+E$.

La tension au point B remonte exponentiellement vers la valeur de tension pic de l'UJT, qu'elle atteindra à l'instant t_3 .

A ce moment, le transistor s'amorce et tout se déroule suivant une loi périodique.

Avant de passer aux multivibrateurs MONOSTABLES précisons que tous les multivibrateurs ASTABLES sont caractérisés par l'absence d'état stable et par une fréquence de fonctionnement relativement peu précise.

Mais ce défaut peut devenir une qualité, car on peut facilement imposer au multivibrateur une fréquence, à l'aide d'impulsions provoquant un basculement prématuré : c'est la synchronisation.

Citons un exemple de synchronisation, dans une application connue de tous : la Télévision.

Dans cette technique, il faut en effet assurer la coïncidence des balayages du récepteur et de la caméra de prise de vue.

A cet effet, des impulsions sont transmises par l'émetteur Télévision et appliquées aux étages de balayage, de façon à asservir ceux-ci en fréquence.

Ce sujet qui sort du cours de Base est évidemment traité en détails dans le cours de Spécialisation Télévision. Il n'est cité ici que comme exemple d'application des multivibrateurs astables.

II - MULTIVIBRATEURS MONOSTABLES

Comme leur nom l'indique, les multivibrateurs **MONOSTABLES** ont un état de fonctionnement **STABLE ET UN ETAT INSTABLE**. Plus précisément, après application d'un signal de commande, ils passent de l'état **STABLE** à l'état **INSTABLE** mais reviennent automatiquement à l'état d'origine : la position **STABLE**.

Ils restent dans cet état jusqu'à ce qu'une nouvelle impulsion de commande ne vienne les faire rebasculer dans l'état instable et ainsi de suite.

II - 1 - MULTIVIBRATEUR MONOSTABLE FONDAMENTAL

Comme indiqué plus haut le multivibrateur monostable de la figure 6, présente un état stable et un état instable ou quasi-stable.

Une impulsion de déclenchement fait basculer le montage dans l'état instable. Ensuite, le montage revient de lui-même à l'état stable.

Le circuit de la figure 6 est dérivé du multivibrateur astable **ABRAHAM BLOCH**. On a simplement remplacé l'un des couplage capacitifs croisés par un couplage résistif.

En réalité, on dispose, en parallèle sur la résistance de couplage, un condensateur qui sera ignoré pour le moment.

A l'état stable, T2 conduit à saturation et T1 est bloqué.

Le blocage de T1 est obtenu, grâce au courant circulant dans le pont des résistances formé par RC2, R1 et R2.

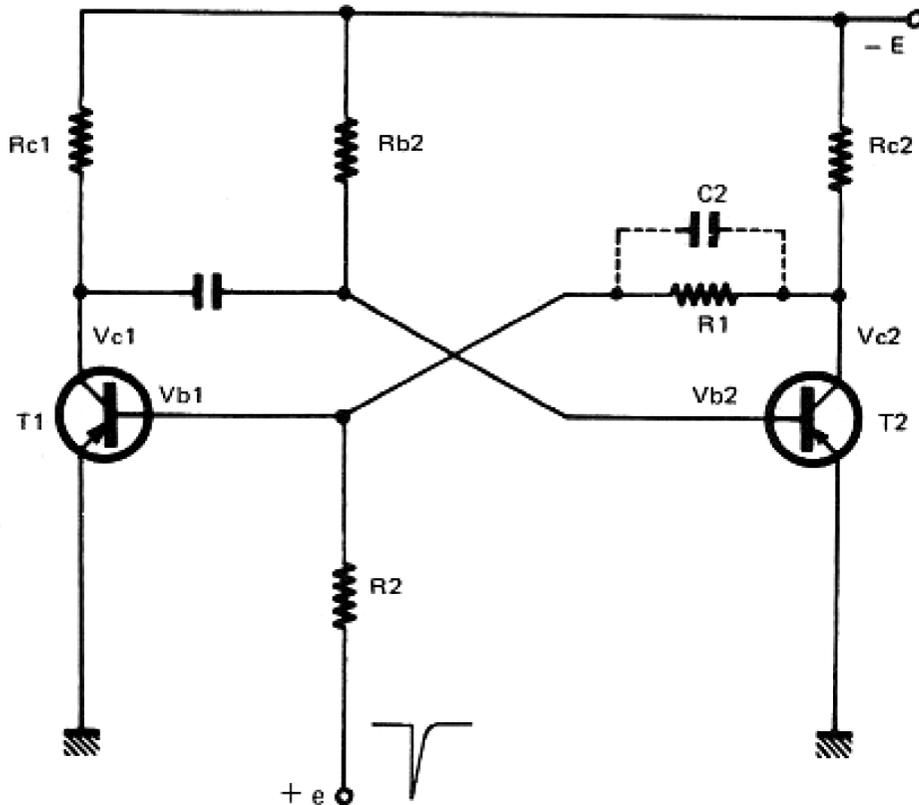


Figure 6

Cette tension (V_{b1}) suit les variations de tension du collecteur de T2. Lorsque $V_{C2} = -E$ (T2 bloqué), V_{b1} est légèrement négative ; lorsque $V_{C2} \approx 0$ (T2 à la saturation), V_{b1} est positive (T1 bloqué).

Le transistor T2 est polarisé par la résistance R_{b2} , calculée de façon à faire conduire le transistor T2 à saturation.

L'impulsion de déclenchement négative débloquent le transistor T1. La variation du potentiel collecteur de T1 est retransmise à la base de T2 et celui-ci se bloque.

Le condensateur C1 peut alors se décharger à travers T1, la source $-E$ et la résistance R_{b2} .

Le courant de décharge maintient une tension de polarité positive sur la base de T2 qui ne conduit pas.

Lorsque la décharge de C1 est terminée, le potentiel de base de T2 redevient négatif et T2 conduit à la saturation.

La tension collecteur de T2 diminuant, cette variation est transmise par R1 et R2 sur la base du transistor T1 qui se bloque à nouveau.

Le phénomène n'est pas entièrement terminé, il faut en effet que le condensateur C1 se recharge. Il le fait à travers la résistance RC1 et la jonction base-émetteur du transistor T2.

Au bout d'un temps égal à trois fois cette constante de temps, le condensateur est chargé à 95 % de sa valeur limite ; on considère à ce moment que le montage peut fonctionner, si on lui applique alors une nouvelle impulsion de déclenchement, dans des circonstances très voisines de celles du fonctionnement précédent.

Le temps mis par le condensateur pour se recharger est appelé **TEMPS DE RECUPERATION**.

La figure 7 montre les différentes courbes de tensions que nous pouvons relever sur ce montage.

La capacité d'entrée du transistor T1 réduit le gain aux fréquences élevées, ce qui augmente le temps de commutation.

Dans la pratique, l'atténuation due à la capacité d'entrée est compensée par la mise en parallèle de C2 (en pointillé sur la figure 8) sur R1.

Ce condensateur, quoique non indispensable au fonctionnement de l'univibrateur, permet d'accélérer le basculement de ce dernier et de le rendre plus facile, en transmettant mieux à la base de T1 le front raide de la tension carrée apparaissant sur le collecteur de T2.

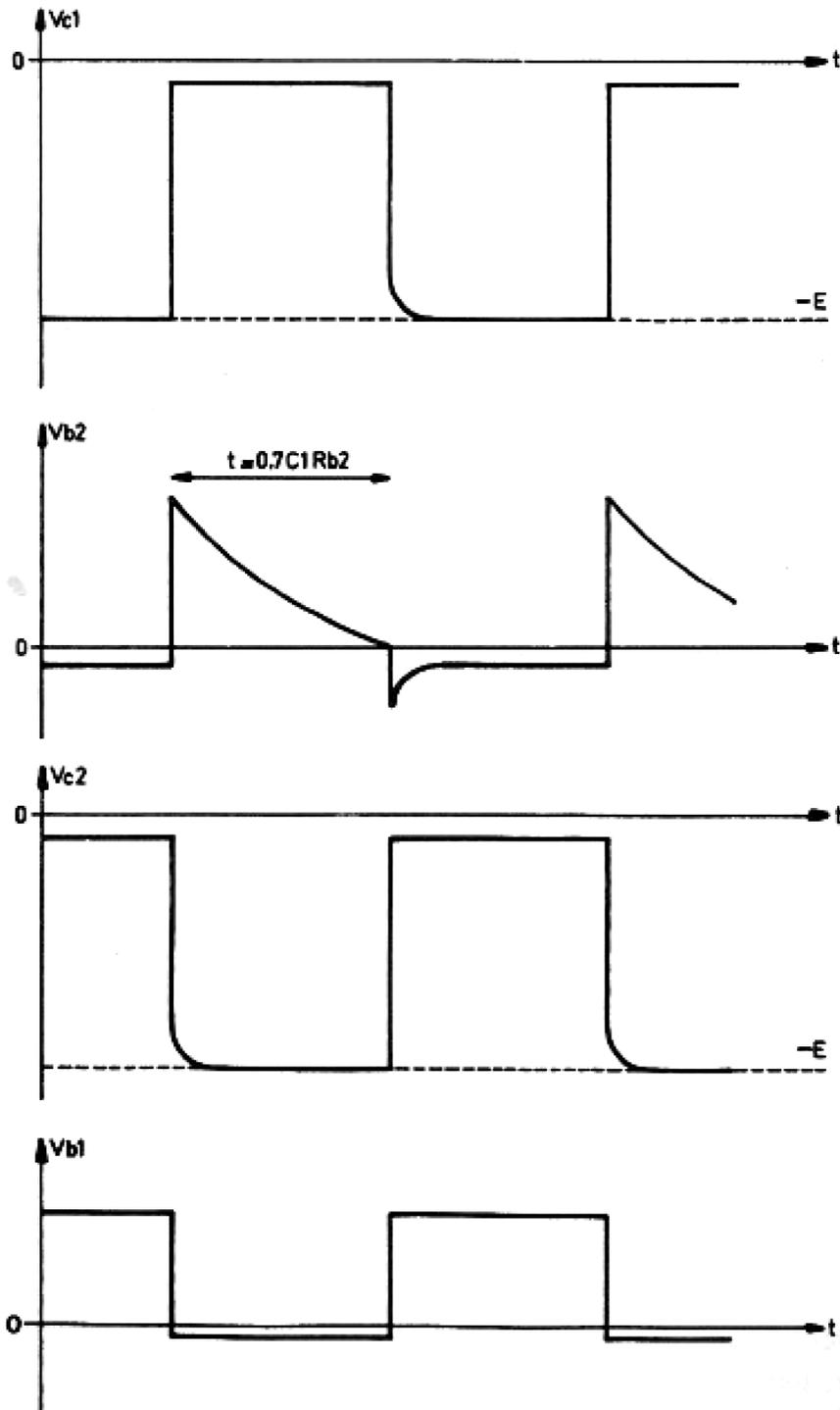


Figure 7

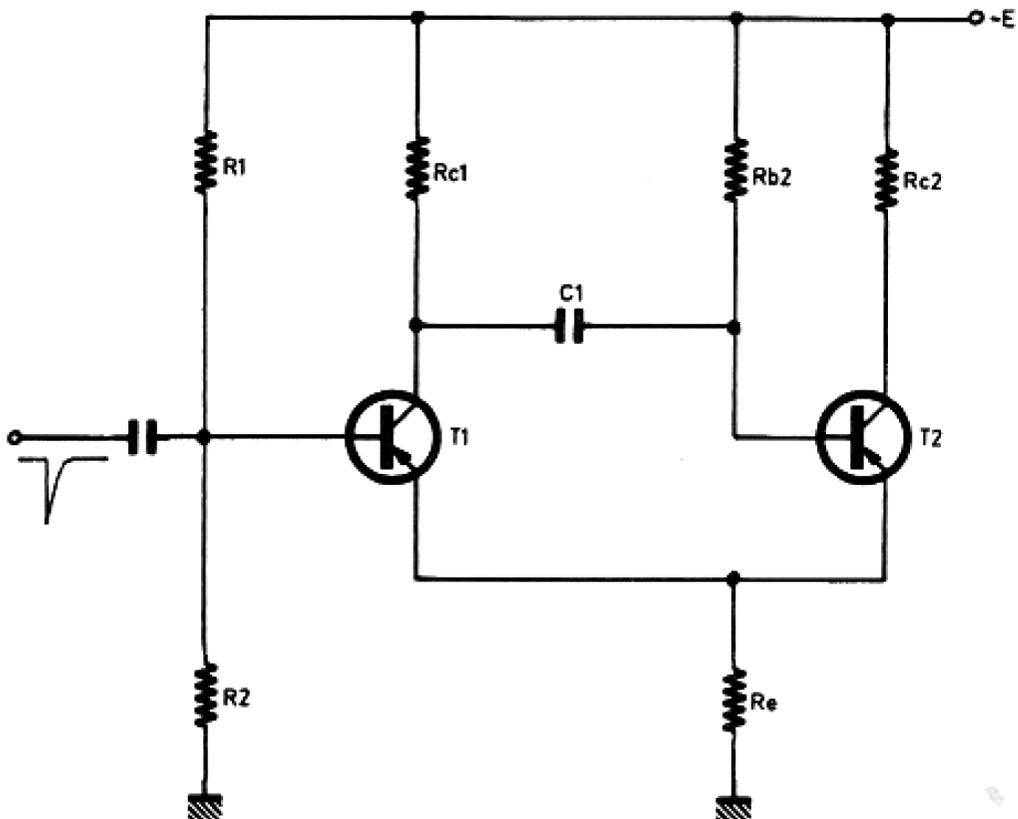


Figure 8

Le multivibrateur monostable fondamental est évidemment très stable en fréquence, puisqu'il est commandé par des impulsions de déclenchement.

Le temps pendant lequel le montage reste à l'état instable (T2 bloqué, T1 conduisant) est déterminé par la constante de temps du circuit de décharge du condensateur C1 (on considère que les résistances de la jonction base-émetteur de T2 et de la source - E sont négligeables).

La durée de l'état instable est donnée approximativement par la formule :

$$t = 0,7 C1. Rb2$$

II - 2 - UNIVIBRATEUR A COUPLAGE PAR LES EMETTEURS

Ce montage, représenté figure 8, est identique au circuit à tubes que nous avons étudié dans la leçon théorique 23.

Le transistor T2 est polarisé par la résistance Rb2, de façon à être fortement conducteur.

Le transistor T1 est pratiquement bloqué.

La chute de tension dans Re renforce cet état de chose et en l'absence du signal extérieur, il n'y a aucune raison pour que cette situation se modifie.

Le montage reste à l'état stable.

Si nous appliquons une impulsion négative sur la base de T1, celui-ci devient momentanément conducteur et transmet, à travers C1, une impulsion de blocage au transistor T2.

Le montage bascule et le condensateur C1 se décharge à travers T1, RE, la source – E et la résistance Rb2.

Le courant de décharge maintient une tension base Vb2 positive par rapport à celle de l'émetteur de T2 qui reste bloquée.

Au bout d'un certain temps, déterminé par la constante de temps Rb2, C1, la charge de C1 s'est écoulée par Rb2.

T2 redevient conducteur et rebloque T1 par le courant dans Re.

Le montage est revenu lui-même à l'état stable.

Une nouvelle impulsion de commande déclenchera le basculement du montage et son retour à l'état de repos.

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

15

Le circuit de la figure 9 est aussi un univibrateur à couplage par les émetteurs, mais le fonctionnement a été amélioré par l'adjonction d'une diode D et de deux résistances (R3, R4).

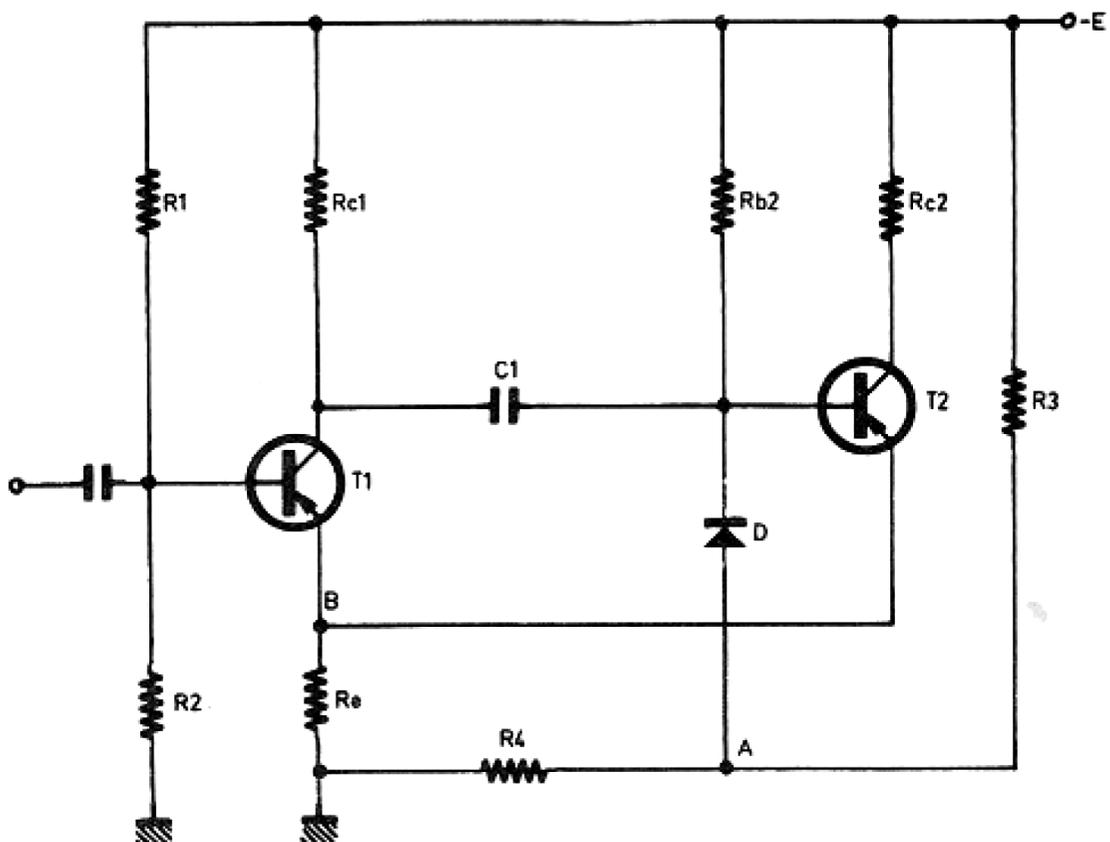


Figure 9

Il est préférable, pour la stabilité du montage, de faire en sorte que le transistor T2 ne soit pas à la saturation dans son état de conduction.

La diode D, limite le potentiel négatif de base à la valeur fixée au point A, par le pont de résistance R3, R4.

Pour que la diode agisse, il faut que le potentiel du point A soit plus négatif que celui du point B.

En effet, si la tension base n'est pas négative par rapport à celle de l'émetteur, le transistor T2 ne conduit jamais.

Suivant la valeur du potentiel constant de la base de T1 (potentiel fixé par le pont diviseur de tension formé par R1 et R2), on peut faire varier la conduction de T1 et par conséquent modifier le rapport cyclique du signal de sortie.

Si ce potentiel est trop bas, le monostable ne fonctionne pas : quand T2 a tendance à être bloqué, le courant qui passe dans T1 est faible (résistance interne du transistor élevée). Le courant de décharge de C1 produit alors dans Rb2 une chute de tension trop faible pour maintenir T2 bloqué.

Si par contre, le potentiel de base de T2 est trop élevé, le tout entre en oscillations permanentes et devient un multivibrateur à couplage par les émetteurs.

Le potentiel de base de T1 doit donc être compris entre ces deux valeurs critiques.

Contrairement au cas des tubes, l'univibrateur à couplage par les émetteurs, s'il présente l'avantage de ne pas nécessiter de source de tension positive, nous semble à déconseiller.

Le multivibrateur monostable fondamental est préférable du point de vue sécurité de fonctionnement, en raison des marges importantes de blocage des transistors T1 et T2.

Les multivibrateurs monostables fournissent une impulsion de sortie pour chaque impulsion d'entrée.

Ils servent essentiellement :

1) à mettre en forme des impulsions pour les amener à devenir des signaux rectangulaires, d'amplitude et de durée invariables ;

2) à retarder l'impulsion de déclenchement appliquée à l'entrée ; le déclenchement des étages suivants étant alors produit par le flanc arrière de l'impulsion de sortie.

Voyons maintenant la troisième catégorie de multivibrateurs : les multivibrateurs BISTABLE, qui comme leur nom l'indique possèdent deux états stables.

III - MULTIVIBRATEURS BISTABLES

Les multivibrateurs BISTABLES ont deux états STABLES. Cela signifie qu'au départ, un TRANSISTOR est bloqué et l'autre conducteur.

Après application d'une impulsion de commande le transistor bloqué devient conducteur et le transistor conducteur se bloque. Une seconde impulsion de commande ramène le montage dans son état d'origine et ainsi de suite.

III - 1 - MULTIVIBRATEUR BISTABLE DU TYPE "ECCLES JORDAN"

Le schéma d'un bistable à transistor du type "Eccles Jordan", est indiqué figure 10. Chaque transistor commande depuis son collecteur, la base de l'autre, par une liaison continue, faite d'un pont de deux résistances R1 - Rb2 et R2 - Rb1.

Les valeurs des résistances et des tensions d'alimentation et de polarisation sont choisies de telle sorte que, quand un transistor est bloqué, il fait conduire l'autre (en général à la saturation) ; quand un transistor débite, il provoque le blocage de l'autre.

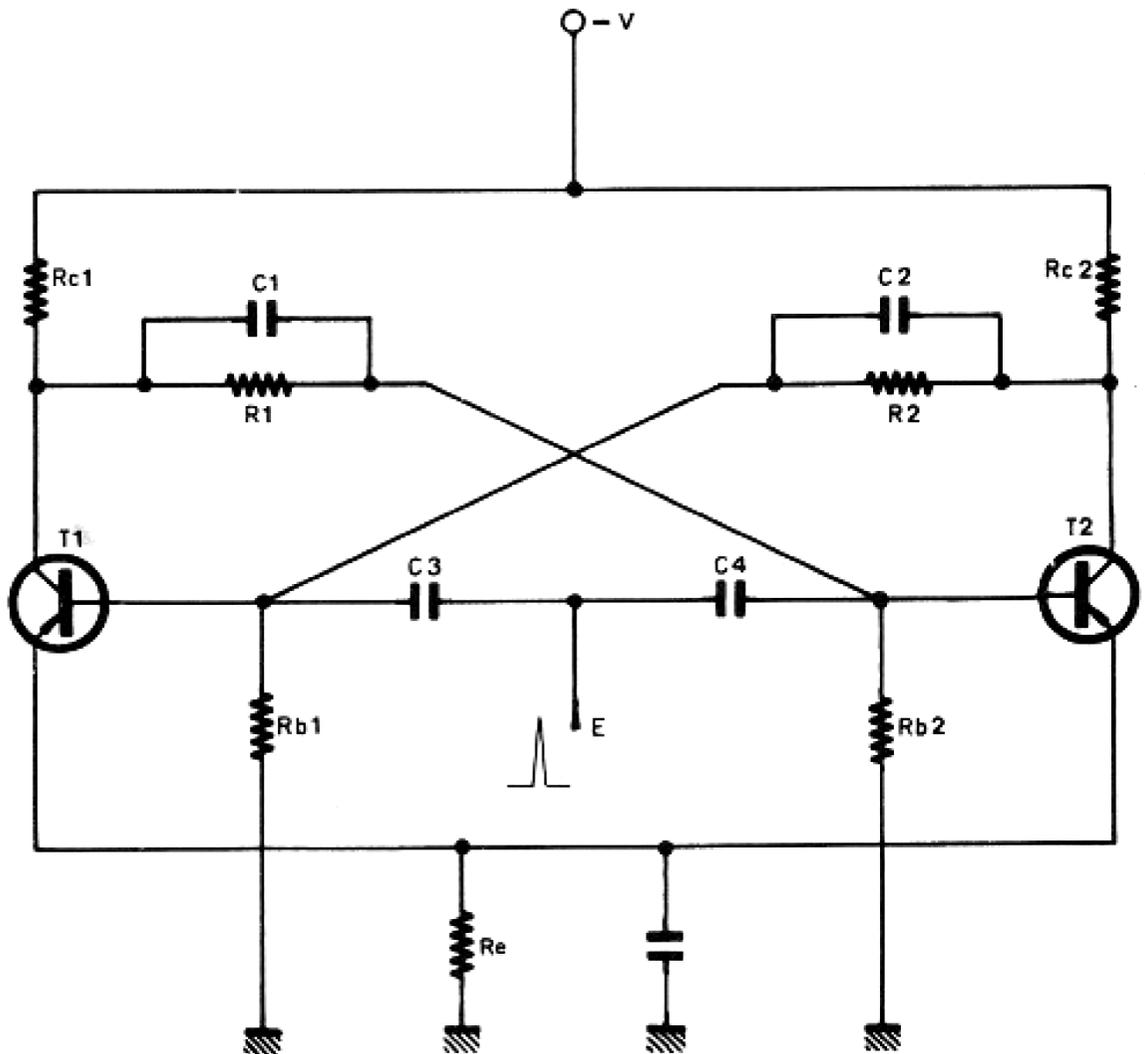


Figure 10

Le montage est réalisé d'une façon aussi symétrique que possible, les deux transistors ont les mêmes caractéristiques, les résistances de collecteur sont égales et les ponts de résistances sont réalisés avec des éléments appairés.

Dès la mise sous tension, les deux transistors ont tendance à conduire. Bien que le montage soit symétrique, les deux courants collecteurs ne sont pas rigoureusement égaux. Les tensions bases, résultant des courants circulant dans des ponts de résistances $R1 - Rb2$ et $R2 - Rb1$, sont déséquilibrées.

Très rapidement et grâce à l'effet cumulatif, le montage se trouve dans un état stable (par exemple T1 conducteur et T2 bloqué). C'est cet état que nous appellerons "ETAT DE REPOS".

Envoyons à travers C3 et C4, une impulsion de déclenchement positive.

Le transistor T1 voit sa base devenir positive par rapport à son émetteur et il se bloque. Le transistor T2 déjà bloqué ne subit aucune modification de fonctionnement pendant la durée de l'impulsion.

Dès le début du blocage de T1, le potentiel collecteur $Vc1$ commence à remonter. Cette remontée vers la valeur négative $-V$ est transmise à la base de T2, partiellement par le pont $R1 - Rg2$, et totalement par le condensateur C1.

La base de T2 devient négative par rapport à l'émetteur et le transistor T2 se met à conduire.

Le potentiel collecteur de T2, initialement à la valeur $-V$, passe à une valeur moins négative ($-V - Ic2 \times Rc2$).

La variation positive transmise à la base de T1 par le pont $R2 - Rb1$ et par C2, bloque T1.

La tension collecteur de T2 restant à un niveau bas (T2 conducteur), la tension ramenée par le pont $R2 - Rb1$, sur la base de T1, n'est pas suffisante pour débloquer T1.

Nous obtenons donc un nouvel état stable qui est : T1 bloqué, T2 conducteur.

Une nouvelle impulsion positive viendra bloquer T2. La remontée de la tension collecteur V_{c2} , transmise par le circuit de liaison à la base de T1, déblocuera ce dernier. Le montage est revenu à l'état de repos.

Le multivibrateur bistable peut être commandé indifféremment par des impulsions positives ou négatives appliquées sur les bases des transistors.

Une autre solution consiste à envoyer les impulsions de commande sur les collecteurs des transistors à travers deux diodes.

Le schéma de la figure 11, montre un bistable d'Eccles Jordan, commandé de cette façon.

Dans ce montage, les émetteurs sont reliés directement à la masse. La polarisation des transistors est obtenue grâce à une tension positive $+P$ appliquée sur les bases des transistors, à travers R_{b1} et R_{b2} .

Les diodes D1 et D2 permettent "d'aiguiller" les impulsions de commande sur le collecteur du transistor qui est bloqué.

Supposons que T1 soit conducteur et T2 bloqué. Appliquons par le condensateur C3, une impulsion positive sur les anodes des deux diodes de déclenchement.

La diode D2 a sa cathode reliée au collecteur de T2. Ce dernier étant bloqué, la tension collecteur est voisine du potentiel négatif $-V$.

La diode D2 est donc fortement conductrice et elle transmet sans atténuation l'impulsion de commande.

Par contre, la diode D1 a sa cathode portée à un potentiel très peu négatif (le transistor T1 conduit à la saturation et la tension collecteur est faible).

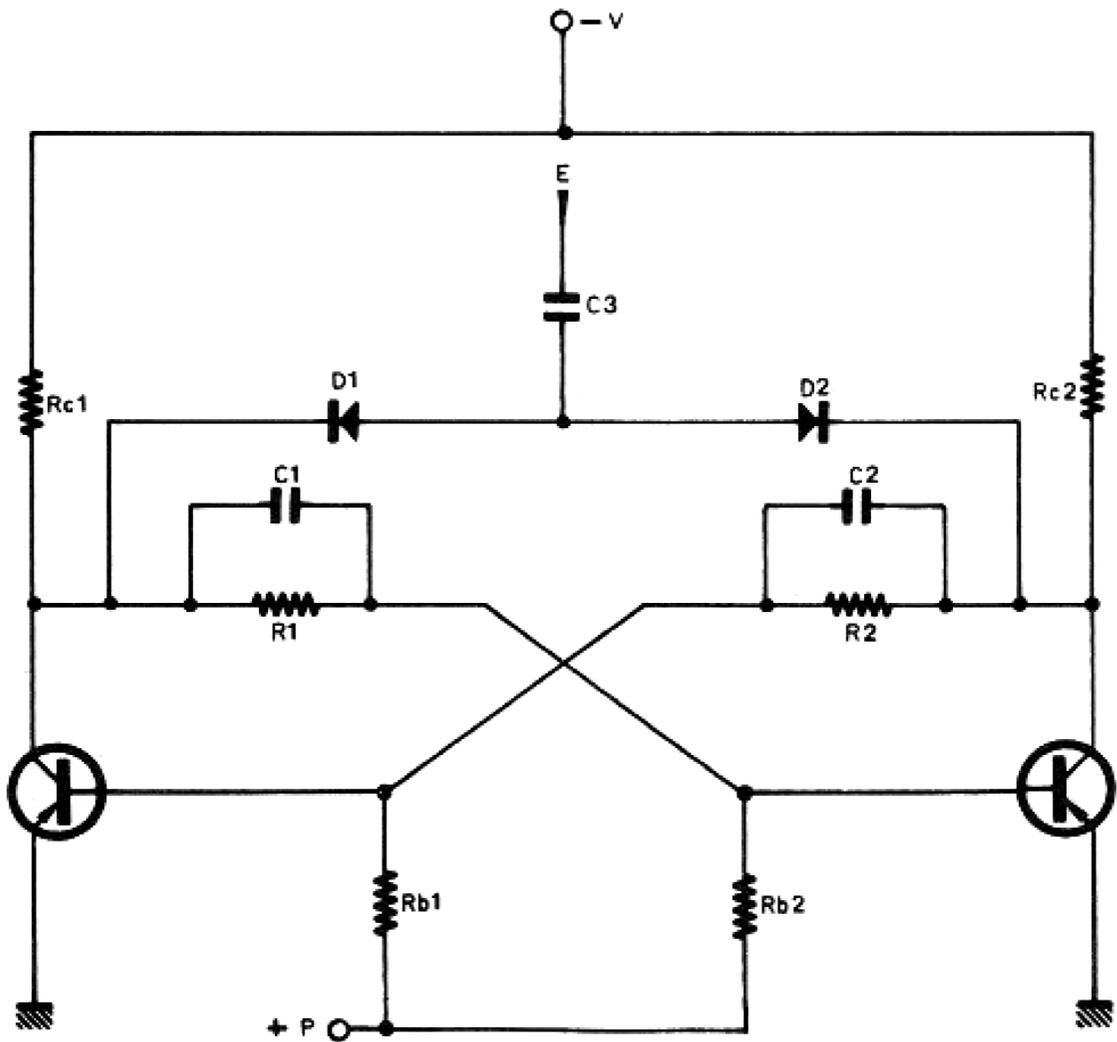


Figure 11

Lorsque l'impulsion positive arrive, la diode D1 est encore conductrice, mais moins que D2. L'impulsion qui apparaît sur le collecteur de T1 est atténuée par la résistance présentée par la diode D1.

L'impulsion positive traversant D2 va être transmise par R2, Rg1 et C2, à la base du transistor T1, qui va se bloquer. Le montage bascule à cet instant dans l'autre état stable, c'est-à-dire : T1 bloqué, et T2 conducteur.

III - 2 - BASCULE DE SCHMITT A TRANSISTORS

La bascule de SCHMITT dont le schéma est donné figure 12, est très souvent appelée TRIGGER DE SCHMITT.

Ce montage présente beaucoup d'analogie avec l'univibrateur de la figure 8.

Il y a en effet, un couplage entre les deux émetteurs et un couplage du collecteur de T1 à la base de T2 ; toutefois, ce dernier couplage est continu.

Sans signal d'entrée, T1 est bloqué et T2 conduit. Le pont de résistances formé par Rc1, R2 et Rb2, porte la base de T2 à un potentiel négatif qui rend T2 fortement conducteur.

Le courant traversant T2 traverse aussi Re et produit une tension d'émetteur suffisante pour bloquer T1 dont la base est à un potentiel nul.

Appliquons maintenant une tension en dent de scie négative, sur la base de T1. Quand cette dernière arrive à un potentiel plus négatif que la tension d'émetteur, le transistor T1 commence à débiter.

L'abaissement du potentiel collecteur de T1, transmis à la base de T2 par le pont R1 - Rb2, provoque par effet cumulatif, le basculement du montage : T1 débite, tandis que T2 est bloqué.

La tension en dent de scie continue à augmenter jusqu'à un maximum puis revient vers le potentiel 0.

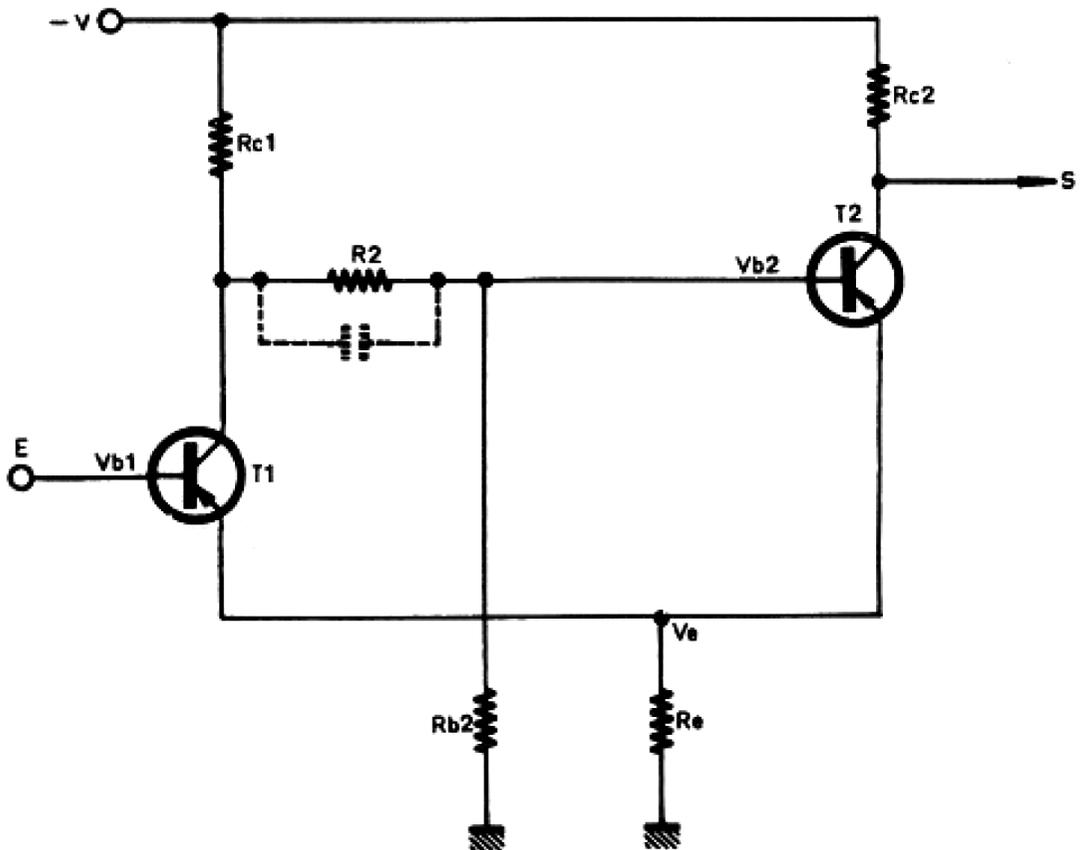


Figure 12

Lorsque la tension base de T1 devient moins négative que la tension émetteur, T1 se bloque et T2 se met à conduire.

Si les valeurs des résistances sont correctes, nous pouvons diminuer le potentiel base de T1, en-dessous de la valeur qui a provoqué le premier basculement.

En effet, lorsque T1 conduit, la tension d'émetteur est plus faible que lorsque T2 est conducteur. La tension base nécessaire pour bloquer T1 est donc plus faible que celle qui provoque son déblocage.

Si les valeurs des résistances ont été mal choisies (R_{b2} ou R_e trop faibles, R_2 ou R_{c2} trop élevées), il n'y aura pas basculement, l'ensemble se comporte comme un amplificateur comportant une réaction positive qui est insuffisante pour arriver au phénomène cumulatif.

Dans la réalisation du montage de la figure 9, on place souvent un petit condensateur en shunt sur la résistance R_2 , pour accélérer les basculements. Il n'est pas indispensable au fonctionnement.

Il existe d'autres réalisations possibles du "TRIGGER DE SCHMITT". Par exemple celui de la figure 13, qui est constitué d'un transistor PNP (T1) et d'un NPN (T2).

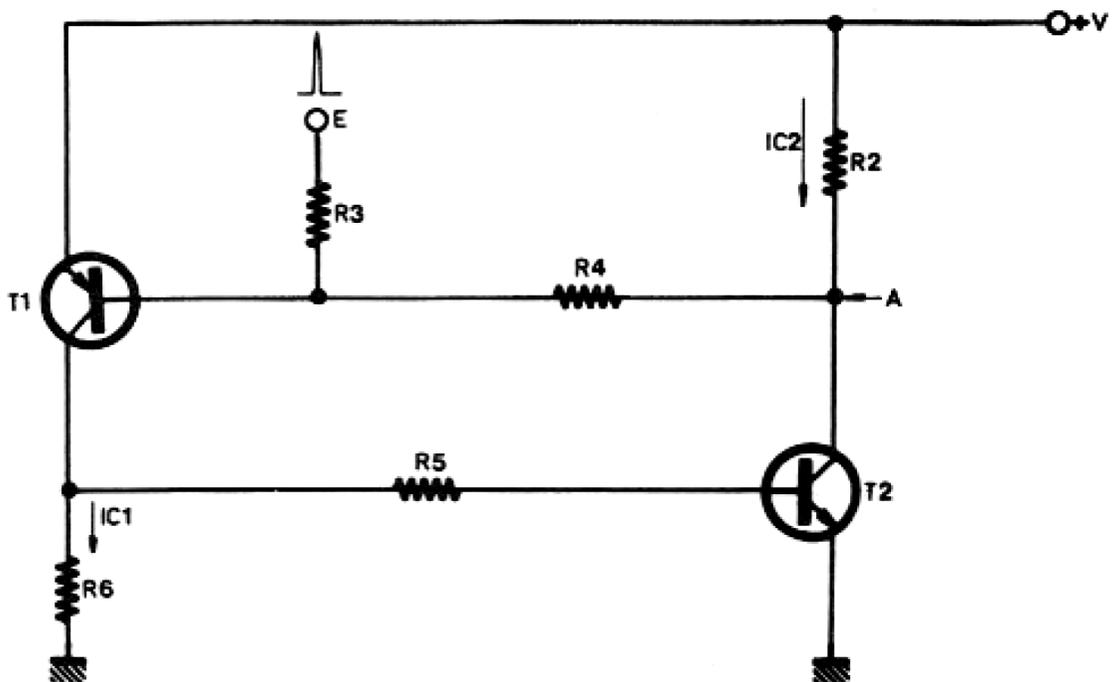


Figure 13

Sans signal de commande, la base de T1, alimentée à travers R2 et R4, est moins positive que l'émetteur. Le transistor T1 conduit et son courant collecteur est suffisant pour envoyer sur la base de T2, à travers R5, un courant assez important pour faire conduire T2.

La chute de tension dans R2 permet de maintenir le transistor T1 conducteur.

Appliquons un signal positif à l'entrée E, par exemple une dent de scie triangulaire.

Le transistor T1 voit sa tension base augmenter régulièrement. Dès qu'elle devient plus positive que la tension d'émetteur ($+V$), T1 se bloque et son courant collecteur devient nul.

La base de T2, alimentée par le collecteur de T1, ne reçoit plus de courant et T2 est bloqué lui aussi.

Après le blocage des deux transistors, l'entrée du montage voit son potentiel augmenter vers un maximum positif, puis redescendre vers le potentiel positif 0.

Lorsque la tension base de T1 est moins positive que celle de son émetteur, T1 se débloque et la chute de tension dans la résistance Rb entraîne le déblocage de T2.

Les tensions d'entrées instantanées correspondant au blocage et au déblocage des transistors, ne sont pas les mêmes. En effet, la tension base de T1 est donnée par l'addition de deux tensions : celle provenant du point A (figure 13) et celle injectée à l'entrée E.

Lorsque T2 est bloqué, le point A est au potentiel $+V$ (pas de courant collecteur, donc pas de chute de tension dans R2).

Lorsque T2 conduit, le point A est à un potentiel inférieur à $+V$ ($V - R_2 \times I_{c2}$).

Etant donné que l'émetteur de T1 est relié directement à la haute tension $+V$, et que la polarisation de la base est différente suivant que T2 est bloqué ou conducteur, il est bien évident que le blocage et le déblocage du transistor T1 se feront à des potentiels d'entrée différents.

Ce type de TRIGGER, assez peu employé comme tel, diffère fondamentalement du montage de la figure 12 en ceci : les deux transistors qui le constituent sont bloqués ou conducteur en même temps.

Nous venons de voir deux types de multivibrateurs bistables. L'ECCLES JORDAN est commandé par des impulsions et chaque impulsion correspond à un changement d'état.

Le Trigger de Schmitt peut passer d'un état stable à un autre état stable, lorsque le potentiel d'une électrode d'un élément actif (tube ou transistor) franchit un certain seuil.

Il repasse de ce second état dans le premier, quand le potentiel de cette électrode franchit, dans un sens différent, un autre seuil.

De tels montages sont utilisés principalement pour transformer en variation brusque de tension une variation lente.

Ils sont donc parfaits pour mettre en forme une tension quelconque et permettre d'obtenir, à partir de la tension de sortie à fronts raides, des impulsions "de pointes" par dérivation.

IV - CIRCUITS PARTICULIERS

Voyons pour terminer cette leçon quelques circuits simples, capables de fournir une tension approximativement carré à partir d'une

tension sinusoïdale ou encore de modifier le potentiel de référence d'un signal rectangulaire, sans en changer les caractéristiques.

Ces circuits sont appelés des **ECRETEURS** dans le premier cas et des **RESTAUREURS** dans le second.

IV - 1 - CIRCUITS ECRETEURS

Ces circuits **ECRETEURS** (on dit aussi **LIMITEURS**) ont pour but de modifier l'amplitude d'une tension ou plus exactement d'en supprimer une partie.

Ils permettent par exemple d'obtenir une tension carrée à partir d'une onde sinusoïdale.

A) ECRETAGE PAR DIODE

Les écrêteurs utilisant des diodes peuvent être classés en trois catégories :

- les écrêteurs négatifs
- les écrêteurs positifs
- les écrêteurs mixtes.

1) ECRETEURS NEGATIFS

Le schéma d'un écrêteur négatif est donné figure 14-a.

Ce montage est un redresseur simple alternance. Pendant l'alternance positive du signal d'entrée, la diode **D** est conductrice.

Le courant qui traverse la résistance **R** produit dans celle-ci une chute de tension, ayant la forme de l'alternance positive du signal d'entrée.

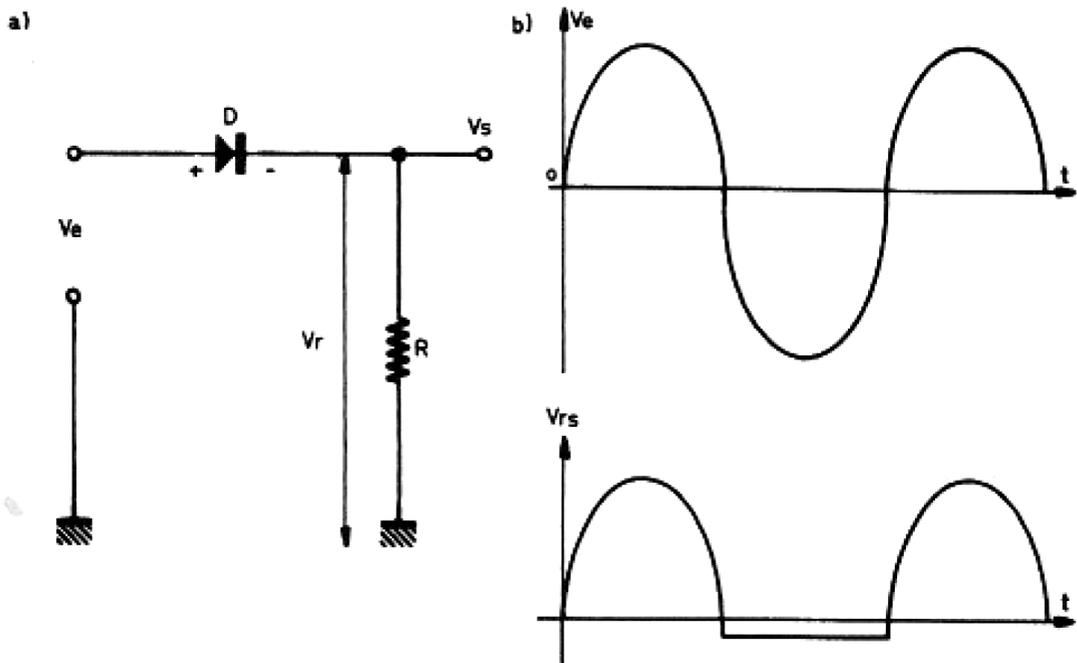


Figure 14

Pendant l'alternance négative, la diode polarisée dans le sens inverse de sa conduction, présente une résistance très élevée.

Le courant négatif qui traverse la résistance R est donc très faible et par conséquent la chute de tension à ses bornes, est négligeable.

La figure 14-b montre les formes des tensions à l'entrée et à la sortie du montage. Le signal obtenu en sortie n'a rien de comparable à celui délivré par un multivibrateur, mais dans certains cas, on peut l'assimiler à un signal rectangulaire.

Le même résultat peut être obtenu en montant la diode D en parallèle sur la résistance R (figure 15).

Pendant l'alternance positive du signal d'entrée V_e , la diode D est bloquée. Tout le courant passe par la résistance R .

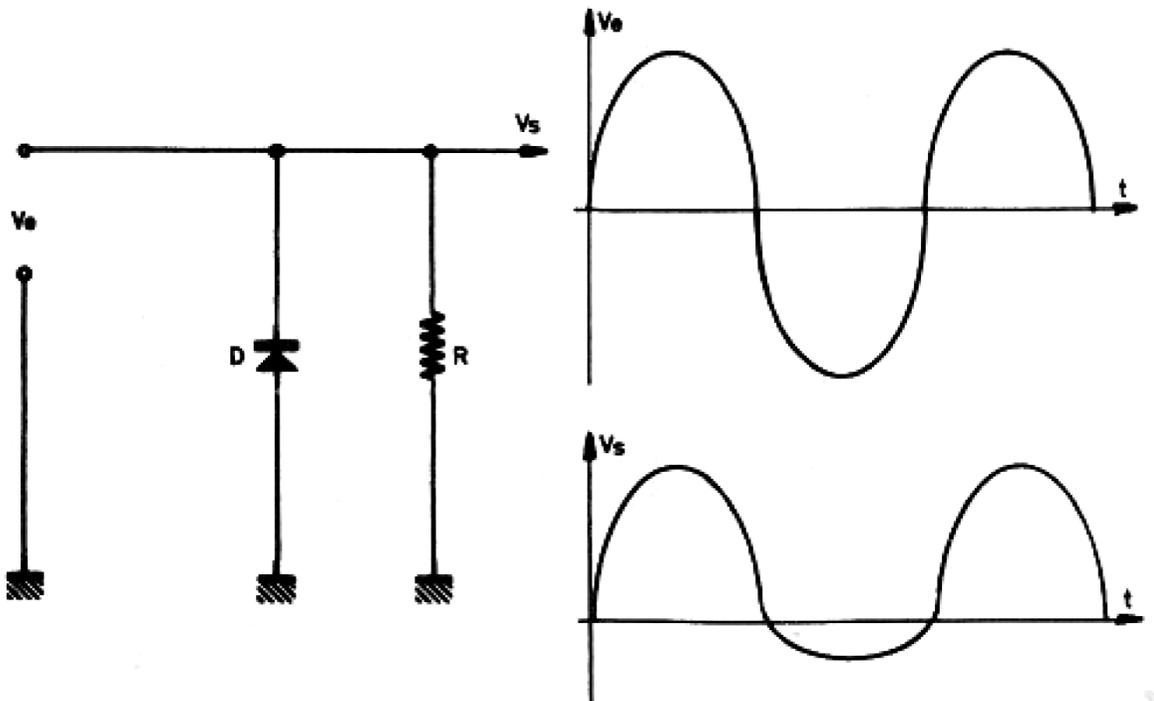


Figure 15

Pendant l'alternance négative, la diode D est conductrice, sa résistance interne étant très faible, la presque totalité du courant passe à travers la diode.

Si la résistance R est très grande devant la résistance interne de la diode, nous pouvons considérer que le courant traversant R pendant l'alternance négative de V_e est pratiquement inexistant.

Ces deux montages suppriment totalement l'alternance négative du signal d'entrée.

Il est parfois utile de supprimer uniquement une partie de l'alternance négative. Pour cela on utilise le circuit représenté figure 16, qui est un écrêteur négatif à diode parallèle polarisée négativement.

La diode D a son anode portée à un potentiel négatif $-E$, par une batterie ou une source de tension continue.

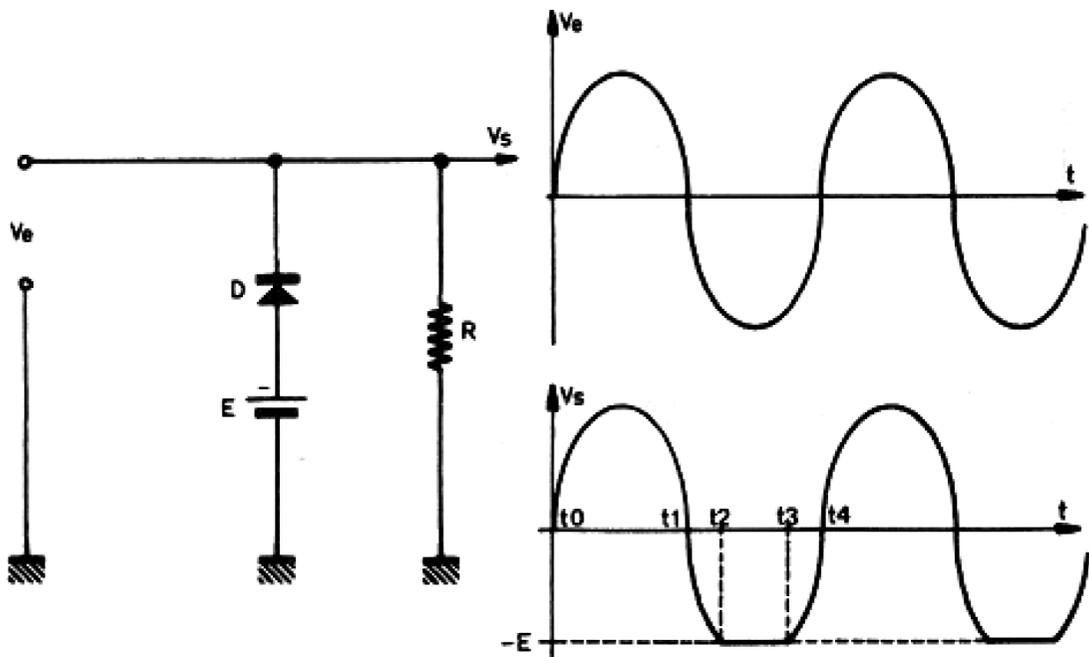


Figure 16

De ce fait, la diode ne peut conduire que lorsque sa cathode est à un potentiel négatif plus élevé que celui de son anode.

Pendant l'alternance positive, la diode est bloquée et toute la tension est présente aux bornes de la résistance R .

De t_1 à t_2 (figure 16), la diode a sa cathode moins négative que l'anode et elle ne conduit pas.

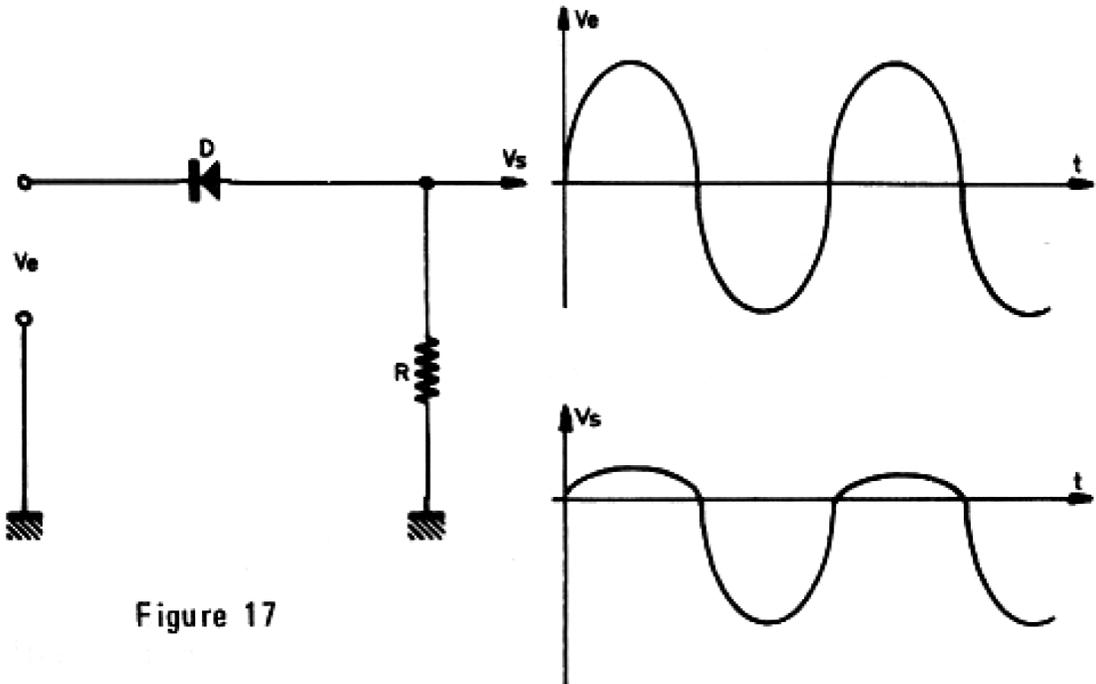


Figure 17

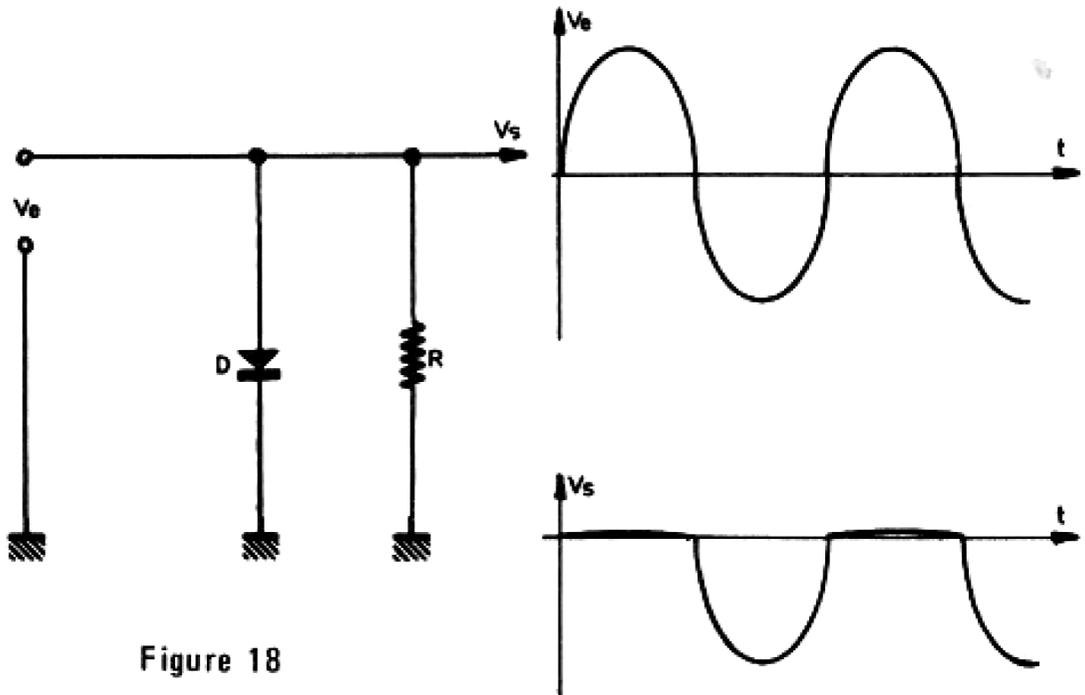


Figure 18

La tension alternative est donc présente en sortie.

De t_2 à t_3 , la diode est passante. Le courant alternatif s'écoule à la masse à travers D et la source de tension $- E$.

En sortie, nous obtenons le potentiel continu $- E$.

De t_3 à t_4 , la diode est de nouveau bloquée et la tension alternative apparaît aux bornes de la résistance R.

2) ECRETEURS POSITIFS

Ces écrêteurs sont basés sur le même principe que celui des écrêteurs négatifs et nous ne reviendrons pas sur leur fonctionnement.

Pour transformer un écrêteur négatif, en écrêteur positif, il suffit d'inverser le sens de branchement de la diode.

La figure 17 montre un écrêteur positif à diode série, ainsi que les formes de tensions à l'entrée et à la sortie du montage.

La diode D laisse passer les alternances négatives, mais oppose une résistance très élevée aux alternances positives.

Le montage de la figure 18 réalise la même opération, mais il utilise une diode en parallèle sur la résistance R.

Enfin, le montage de la figure 19 permet d'écrêter une partie seulement de l'alternance positive.

Pour cela, la cathode de la diode D est polarisée positivement par une source de tension continue $+ E$.

3) ECRETEUR MIXTE

Ce montage, représenté en figure 20 est le plus intéressant. Il est constitué d'un écrêteur positif, polarisé positivement et d'un écrêteur

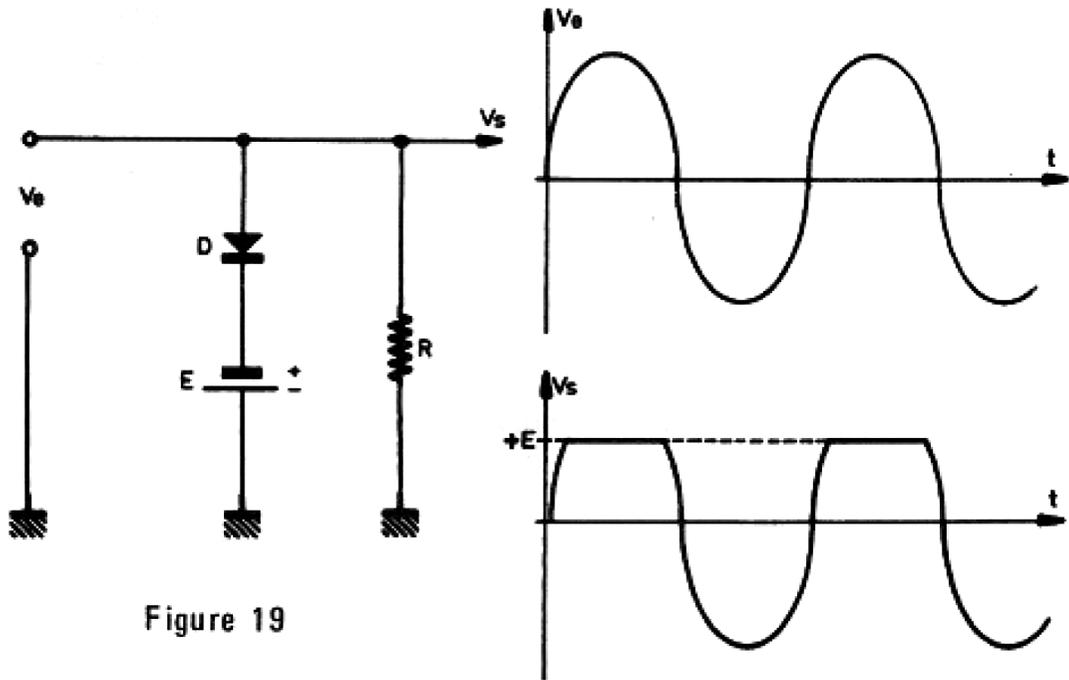


Figure 19

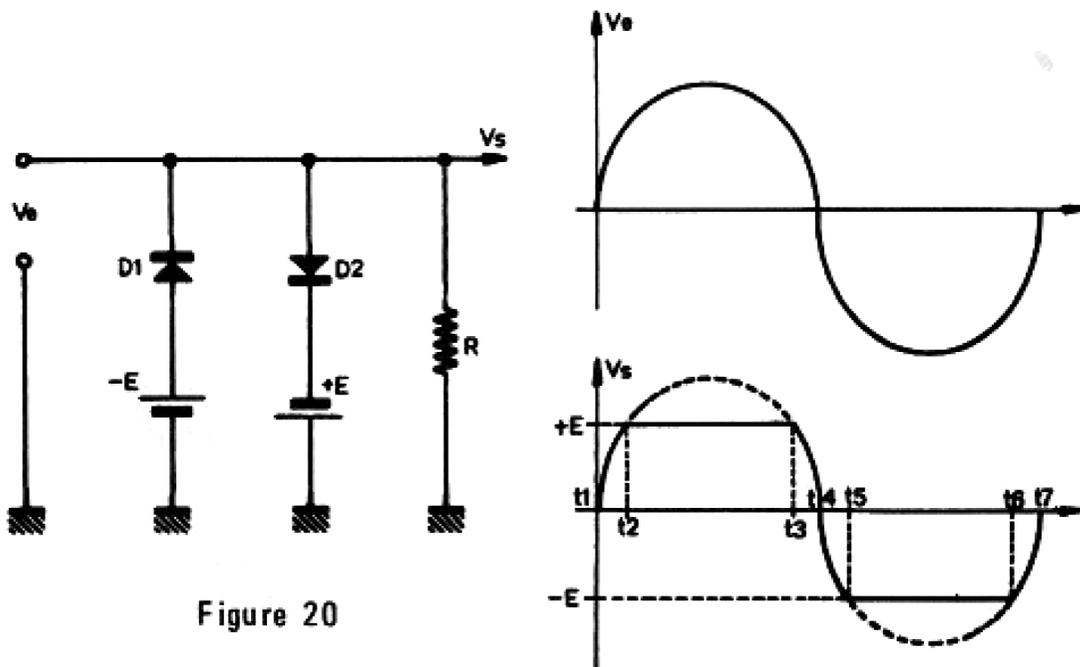


Figure 20

négatif, polarisé négativement, chacune des diodes conduisant alternativement, l'une pendant une fraction de l'alternance négative, l'autre pendant une fraction de l'alternance positive.

De t_1 à t_3 , les deux diodes sont bloquées et la tension d'entrée est retransmise intégralement à la sortie.

De t_2 à t_3 , D2 est conductrice, le potentiel $+ E$ apparaît aux bornes de la résistance R.

De t_3 à t_5 , les deux diodes sont à nouveau bloquées et la tension V_s prend la forme de la sinusoïde d'entrée.

De t_5 à t_6 , la diode D1 est conductrice et le potentiel $- E$ apparaît en sortie.

De t_6 à t_7 , les deux diodes sont bloquées et la tension de sortie passe de la valeur $- E$ à la valeur 0, suivant une portion de sinusoïde. On obtient en sortie une tension sensiblement rectangulaire.

Pour obtenir des fronts raides (presque verticaux), il faut que la tension sinusoïdale d'entrée, ait une amplitude de très forte valeur par rapport aux tensions de polarisation $+ E$ et $- E$.

B) ECRETAGE PAR TUBE AMPLIFICATEUR

1) ECRETAGE PAR BLOCAGE A LA TENSION DE CUT-OFF

On utilise un tube polarisé près de la tension de cut-off. La partie de l'onde sinusoïdale injectée sur la grille de commande et inférieure à la tension de cut-off, n'est pas amplifiée.

La figure 21, montre une caractéristique de grille d'un tube amplificateur sur lequel est appliqué un signal alternatif que l'on veut écrêter.

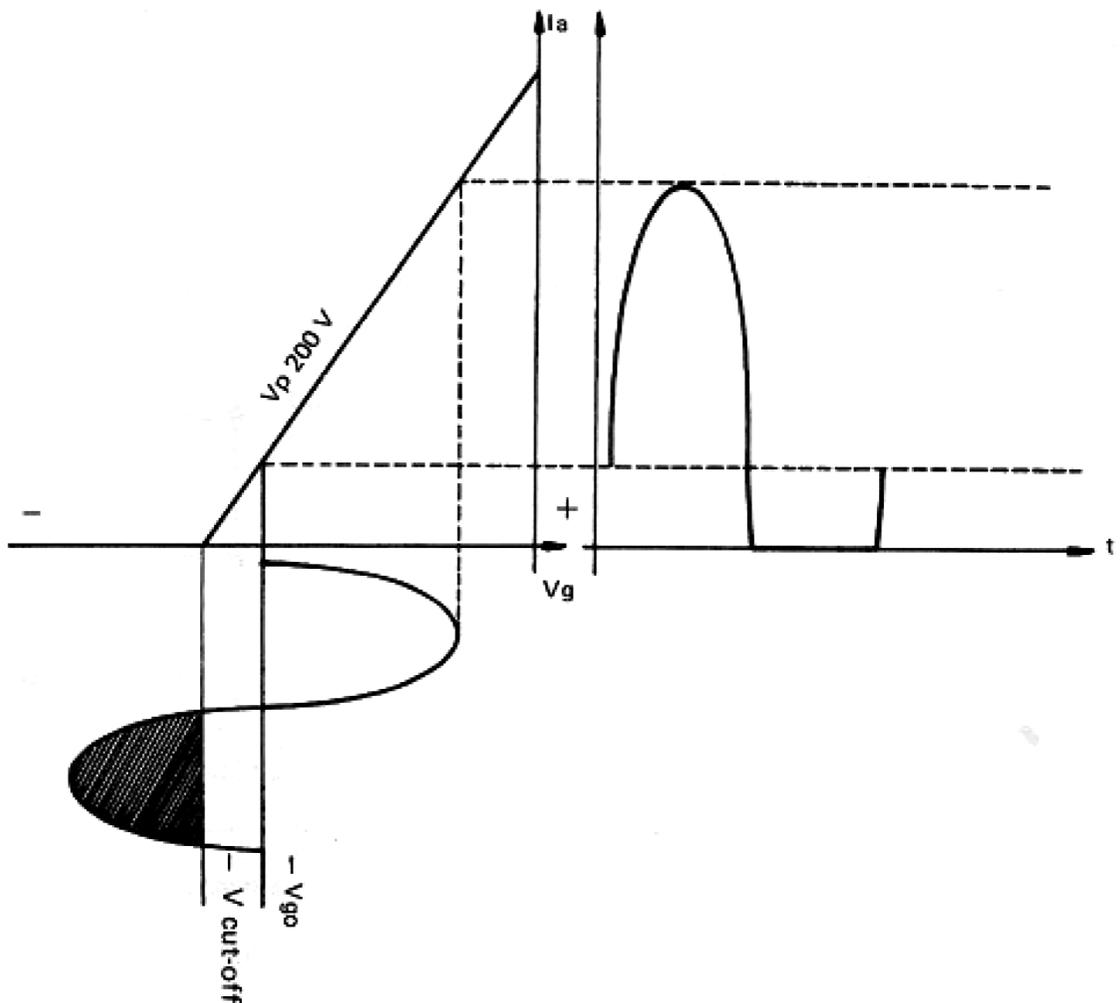


Figure 21

Avec ce système, seule l'alternance négative du signal est écrêtée. Il est à remarquer que le signal de sortie est amplifié et déphasé de 180° . L'écrêtage est donc positif.

En déplaçant le point de fonctionnement du tube, nous pouvons modifier le taux d'écrêtage du montage. Si la tension de polarisation est égale à la tension de cut-off, seules les alternances positives du signal d'entrée subsistent.

2) ECRETAGE PAR COURANT GRILLE

Le principe est identique à celui de l'écrêteur positif à diode.

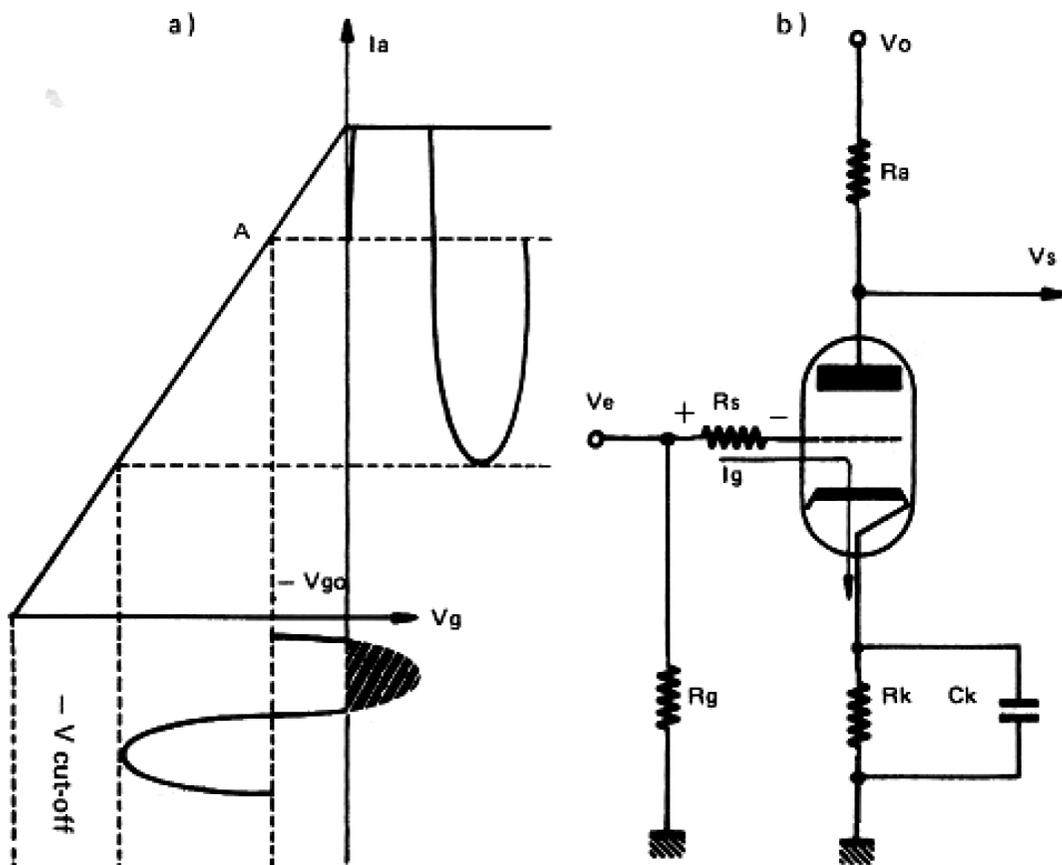


Figure 22

La figure 22-a montre une caractéristique de grille du tube triode, utilisé dans ce montage (figure 22-b).

La tension de polarisation – V_{go} est faible, de façon à placer le point de fonctionnement A du tube en haut de la courbe.

Lorsque le signal d'entrée porte la grille de commande à un potentiel positif, la diode formée par la grille et la cathode du tube, se met à conduire. Un courant I_g prend naissance.

Ce courant de grille, en traversant R_s (résistance stoppeuse), crée une tension négative qui tend à ramener le potentiel de grille au voisinage de 0 volt.

Ainsi, la partie du signal d'entrée, qui, sans courant de grille rendrait la grille de commande positive, est écrêtée, puisque, en réalité, pendant ce temps, la tension grille reste constante et pratiquement égale à 0.

3) ECRETAGE MIXTE

Dans ce montage, représenté figure 23-a, l'écrêtage se fait à la fois par courant grille et par blocage du tube à la tension de cut-off.

Comme nous pouvons le constater sur la figure 23-b, une partie de l'alternance positive est écrêtée par courant grille et une partie de l'alternance négative par blocage du tube à la tension de cut-off.

Pour que ce montage fonctionne correctement, il faut que l'amplitude du signal appliqué, soit suffisamment élevée et que la tension de polarisation – V_{go} , soit exactement la moitié de la tension de cut-off du tube.

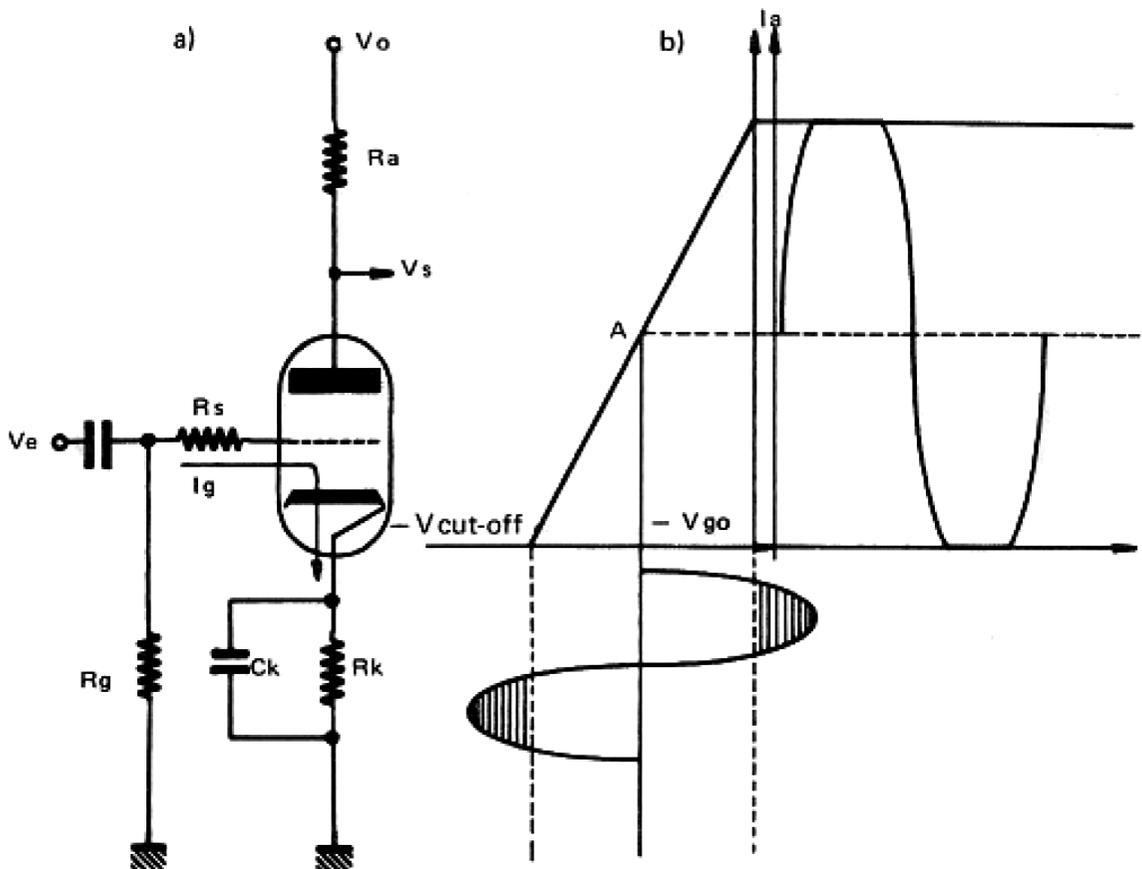


Figure 23

V - CIRCUITS RESTAUREURS

Ce sont des circuits de liaison, dont le but est de modifier le potentiel de référence du signal à transmettre, sans en changer les caractéristiques.

Les circuits sont en général constitués par un RC de liaison, dont la résistance est shuntée par une diode.

On distingue trois types de restaureuses :

- la restaureuse **NEGATIVE TOTALE**
- la restaureuse **POSITIVE TOTALE**
- les restaureuses **NEGATIVES** ou **POSITIVES POLARISEES**.

1) RESTAUREUSE NEGATIVE TOTALE

Ce montage transforme un signal positif en signal négatif.

La figure 24 montre ce type de circuit ainsi que les différentes formes de tensions que nous pouvons y relever.

A l'instant t_1 , le front avant d'une onde carrée positive, d'amplitude $+ E$ volts, se présente sur le condensateur C.

Toute la tension se retrouve aux bornes de la résistance équivalente au circuit formé par la diode D et la résistance R.

Comme la diode est conductrice, cette résistance est faible et le **CONDENSATEUR SE CHARGE RAPIDEMENT** (temps compris entre t_1 et t_2), à la valeur $+ E$.

De t_2 à t_3 , la tension d'entrée reste constante ($+ E$). Le condensateur reste chargé à la valeur $+ E$ et la tension de sortie VR est nulle (aucun courant ne traverse R).

A l'instant t_3 , la tension d'entrée chute brutalement de $+ E$ à 0 volt. Cette **VARIATION NEGATIVE** est instantanément transmise, par le condensateur C, aux bornes de la résistance R.

La tension VR passe donc de la valeur 0, à la valeur $- E$. La diode D est polarisée en inverse et ne conduit plus.

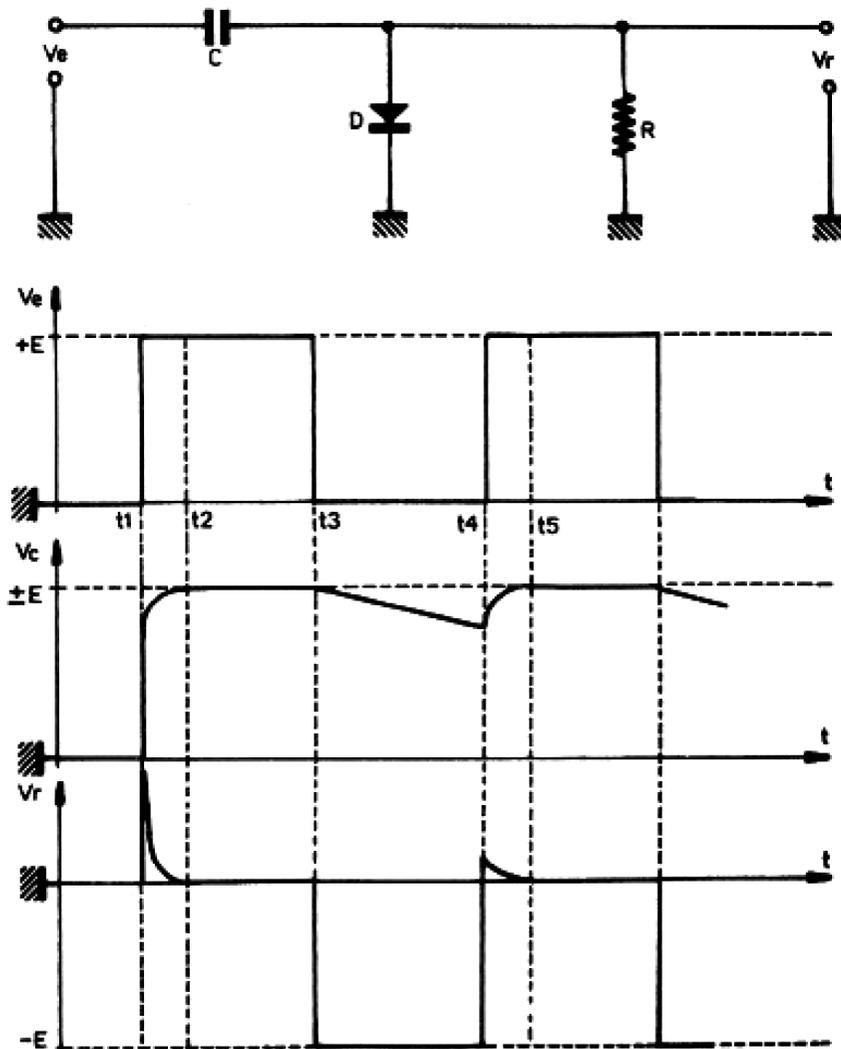


Figure 24

De t_3 à t_4 , la tension d'entrée est nulle, le condensateur C peut se décharger à travers la résistance. Mais cette dernière étant de forte valeur, la DECHARGE EST TRES LENTE et au temps t_4 , le condensateur n'a perdu qu'une partie insignifiante de sa charge.

A l'instant t_4 , la tension d'entrée remonte de 0 volt à la valeur $+E$. La variation POSITIVE est immédiatement transmise à la résistance qui voit la tension à ses bornes passer de $-E$ à 0 volt.

En réalité, la tension aux bornes de R n'est plus de $-E$ volts. Il faut en effet tenir compte de la décharge du condensateur qui fait que la tension V_R est légèrement inférieure à $-E$.

De t_4 à t_5 , la tension d'entrée est égale à $+E$. La diode D devient conductrice et le condensateur effectue alors un complément de charge très rapide.

Cette charge se traduit par un petit pic de tension positive aux bornes de la résistance R .

Nous obtenons en sortie, en faisant abstraction de l'impulsion positive, apparaissant au démarrage du système (instant t_1), une onde carrée entièrement située sous le potentiel de référence.

La forme en est légèrement modifiée, mais si la résistance R a une valeur suffisamment élevée, ces défauts de forme sont négligeables.

2) RESTAUREUSE POSITIVE TOTALE

Le fonctionnement de ce circuit est identique à celui de la restaureuse négative totale. Seul le branchement de la diode change.

La figure 25 montre ce circuit ainsi que les différentes tensions qui apparaissent à l'entrée, aux bornes du condensateur C et aux bornes de la résistance R .

3) RESTAUREUSES POLARISEES

Nous traiterons ici, le cas d'une restaureuse négative polarisée négativement.

Le schéma de ce circuit est donné figure 26. La tension de polarisation $-e$ est fournie par une source de tension continue négative (batterie, pile, alimentation, etc...).

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

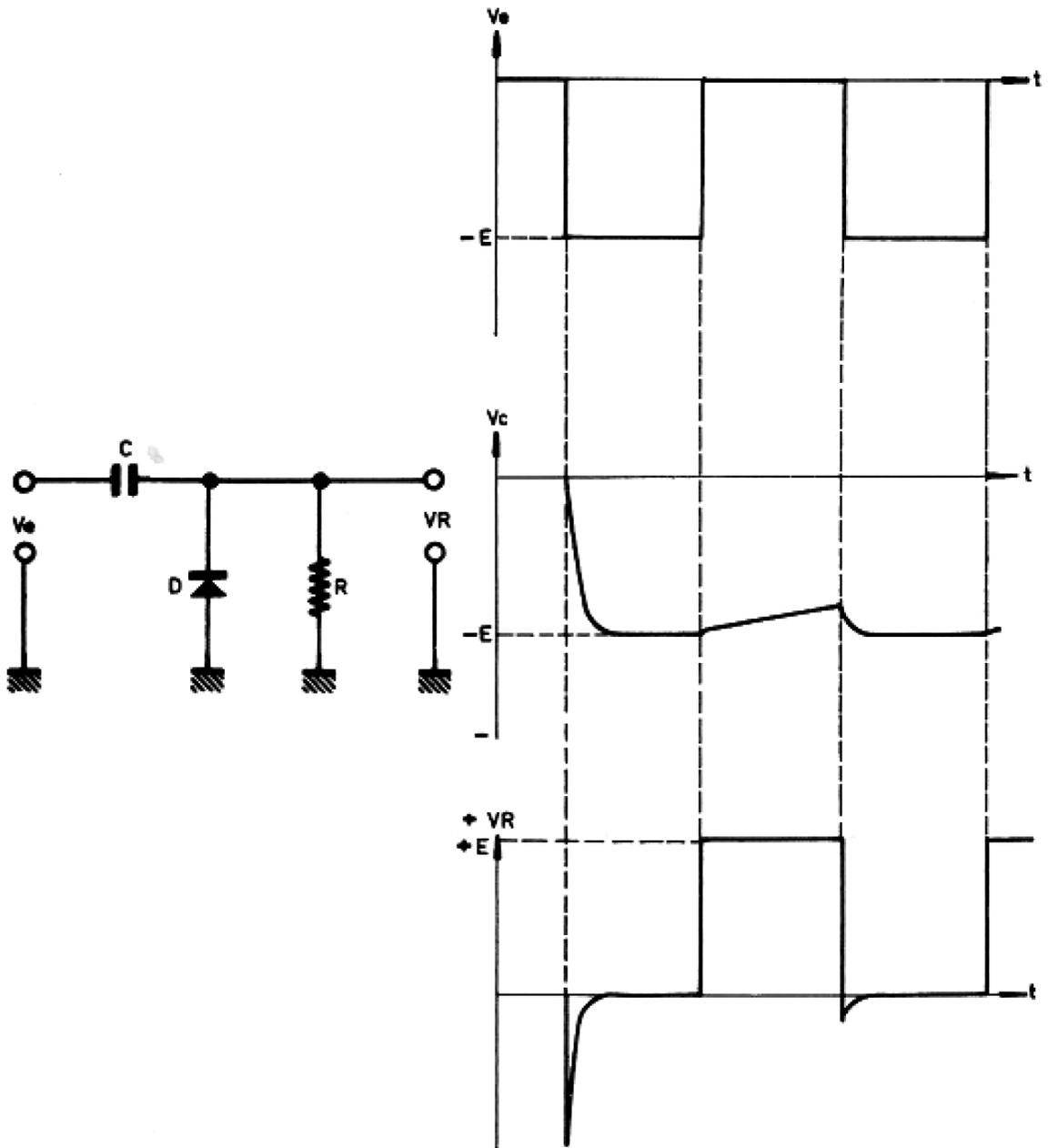


Figure 25

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

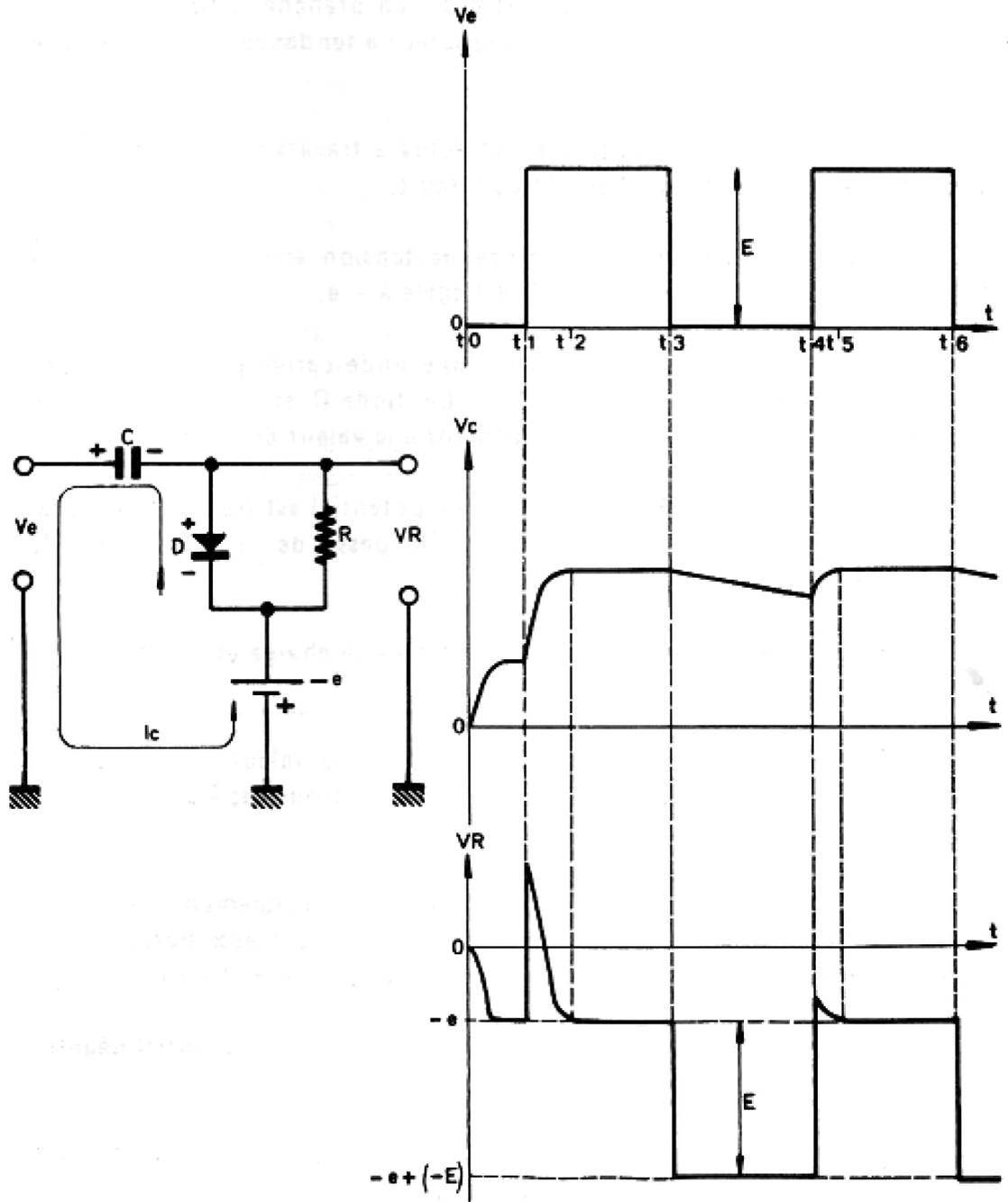


Figure 26

A l'instant t_0 , c'est-à-dire, dès que l'on branche la source $-e$, et, en l'absence de signal d'entrée, le condensateur a tendance à se charger à la valeur $-e$.

La charge du condensateur s'effectue à travers la diode D qui est conductrice et la résistance d'entrée du circuit.

Lorsque la charge est terminée, la tension aux bornes de C , est égale à $+e$ et celle aux bornes de R , est égale à $-e$.

A l'instant t_1 , le front avant d'une onde carrée positive d'amplitude $+E$, arrive à l'entrée du montage. La diode D est conductrice et le condensateur C peut se charger rapidement à la valeur de $+E$.

En même temps, l'augmentation de potentiel est transmise intégralement aux bornes de R et la tension V_R passe de la valeur $-e$ à la valeur $+E - e$.

Entre t_1 et t_2 , le condensateur effectue sa charge et la tension V_R revient à la valeur $-e$.

De t_2 à t_3 , la tension d'entrée reste à la valeur $+E$ et aucun courant ne circulant dans la résistance R , nous retrouvons à ses bornes, la tension $-e$.

A l'instant t_3 , la tension d'entrée chute brutalement de $+E$ à 0 volt. Cette diminution est transmise instantanément aux bornes de la résistance R et V_R passe de la valeur $-e$ à la valeur $-e + (-E)$.

La diode est bloquée puisque son anode est à un potentiel négatif, par rapport à sa cathode.

De t_3 à t_4 , le condensateur se décharge très lentement à travers le circuit d'entrée, la source $-e$ et la résistance R .

CIRCUITS ELECTRONIQUES 5

45

Il en résulte une légère diminution des tensions V_C et V_R .

Au temps t_4 , la tension d'entrée remonte à $+E$. Cette variation de $+E$ volts, transmise à la résistance R , fait remonter la tension V_R à une valeur légèrement supérieure à $-e$.

De t_4 à t_5 , le condensateur C se charge à la valeur $+E$. Ce complément de charge est très rapide car la diode conduit et de ce fait, présente une résistance interne très peu élevée.

Le courant de charge fait apparaître un petit pic de tension aux bornes de la résistance R .

De t_5 à t_6 , la tension d'entrée reste constante et égale à $+E$. Aucun courant ne circule dans le circuit et V_R reste égale à $-e$.

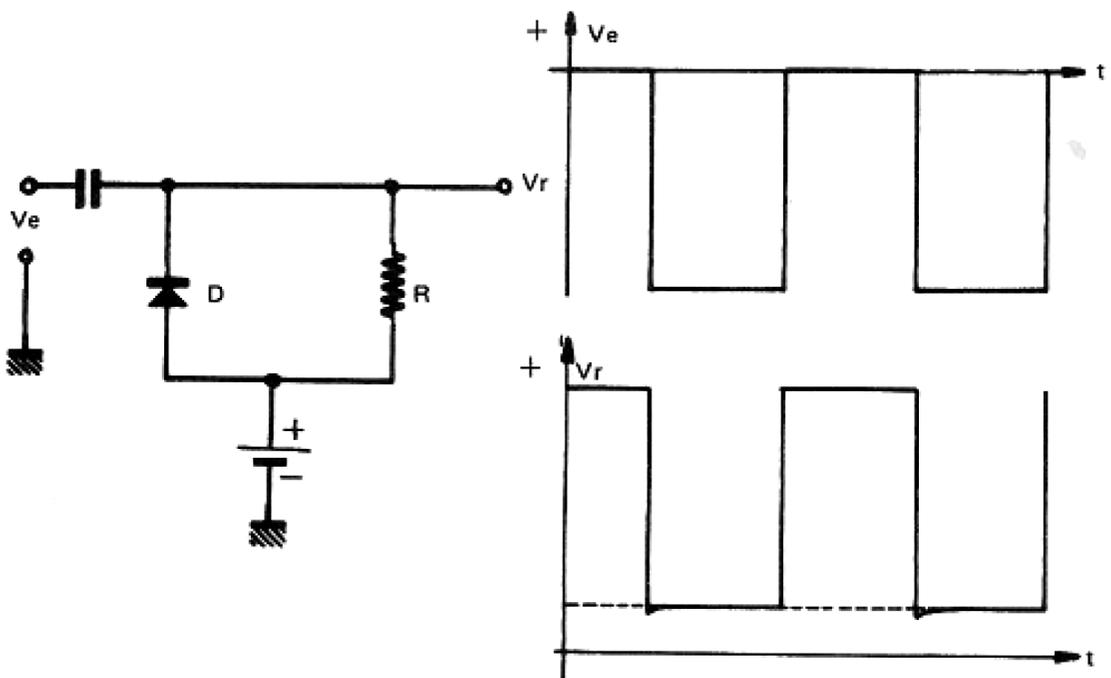


Figure 27

En définitive, nous obtenons en sortie, une tension carrée, entièrement négative et dont le potentiel de référence est égal au potentiel $- e$.

Pour transformer un signal négatif en signal positif, ayant une référence positive, il suffit d'inverser les branchements de la diode et de la batterie du circuit représenté figure 26.

Nous obtenons ainsi la RESTAUREUSE POSITIVE POLARISEE POSITIVEMENT de la figure 27.

Nous venons d'étudier les différents types de circuits de MISE EN FORME des ondes.

Ces montages très simples, sont couramment employés et trouvent de nombreuses applications en TELEVISION et en ELECTRONIQUE INDUSTRIELLE.

