

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة أبي بكر بلقايد- تلمسان

Université Aboubakr Belkaïd-Tlemcen

كلية التكنولوجيا

Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique et Electronique (GEE)

Filière : Electronique



MASTER INSTRUMENTATION

PROJET DE FIN D'ETUDES

Présenté par : HAMED Merouane & TOUNSI Zineb Wafa

Intitulé du Sujet

Etude et réalisation par le biais de la simulation d'un montage permettant de tester la vitesse de commutation des diodes.

Soutenu en 04/07/2021, devant le jury composé de :

M^r BOUAZZA Benyounes

Pr

Univ. Tlemcen

President

M^{me} BOUAZZA née GUEN Ahlam

Pr

Univ. Tlemcen

Encadreur

M^{me} BERROUBA née KADDOURI Nadéra.

MCB

Univ. Tlemcen

Examineur

Année Universitaire 2020-2021

Remerciements

En premier lieu nous tenons à remercier DIEU tout puissant et miséricordieux nous le remercions de nous avoir accordé de la bonne santé, de la volonté et de la patience qu'il nous a accordées tout au long de nos études.

*Nous remercions très sincèrement : Mme : A.GUEN **BOUAZZA**.*

Chère encadreur, je suis très fière de l'honneur, que vous m'avez fait en acceptant d'encadrer ce travail. Votre simplicité et votre modestie, votre rigueur dans le travail et vos qualités de culture et de recherche font de vous un exemple à suivre. Merci infiniment.

*Nous adressons aussi nos remerciements à **Mr B.BOUAZZA** qui nous a fait l'honneur de présider le jury de notre mémoire.*

*Nous remercions aussi **Mme N.KADDOURI** qui a aimablement accepté de juger ce travail.*

*Nous remercions aussi vivement monsieur **N.E. BENAHMED** responsable de la formation Master instrumentation Electronique.*

Notre profonde gratitude à tous nos enseignants qui nous ont encouragés à donner le meilleur de nous-mêmes en nous assurant une formation aussi meilleure que possible.

Enfin, à toutes les personnes ayant participé de près ou de loin à la réalisation de ce projet, un grand merci.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie.

A mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privations pour m'aider à avancer dans la vie.

A mon frère et mes sœurs.

A tous mes enseignants qui m'ont fait part de leur savoir et qui m'ont encadré tout au long de mon cursus scolaire.

Mes dédicaces vont également à tous mes amis(es), copains(es).

A tous qui m'aiment et qui j'aime.

HAMED Merouane

Dédicace

Au nom du dieu le clément le miséricordieux

Je dédié ce travail :

- A mon père, l'homme le plus affectueux celui qui a tout donné pour que je puisse arriver a mon but qu'il ; trouve ici toute ma reconnaissance et mon respect .
- A celle qui m'a donnée la vie et que ma vie n'est rien sans elle, a ma tendre ma mère, qui m'a soutenu d'amour et bonheur ; tout ce que je suis, je le lui doit.
 - A mes chères sœurs que j'aime tellement, pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral.
 - A mes beaux frères pour leur appui et leur encouragement
 - A mes chères nièces et mon neveu.
- Sans oublie mon ami qui a partagé cette recherche avec moi « Merouane ».
- Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à toutes les personnes qui ont toujours été à mes côtés et me souhaitent du succès.

TOUNSI Zineb Wafa

Sommaire

Introduction générale.....	1
Chapitre1: La diode en électronique.....	4
I.1.Historique.....	5
I.2. Représentation de la jonction PN.....	5
Il existe différents types de diodes. La diode la plus classique est la diode à jonction PN représentée en figure I.2.....	5
I.3.1. Jonction PN non polarisée à l'équilibre.....	7
I.3.2.Jonction PN polarisée en direct.....	8
I.3.3. Jonction PN polarisée en inverse.....	9
I.4. Modélisation de la diode.....	10
I.4.1. Diode à l'état bloqué.....	10
I.4.2. Diode à l'état passant.....	10
I.5. Différents types de diode.....	12
I.5.1.Diode Schottky :.....	12
I.5.1.1.Diode Schottky non polarisée.....	13
I.5.1.2.Diode Schottky polarisée en direct.....	14
I.5.1.3.Diode Schottky polarisée en inverse.....	14
I.5.1.4.La caractéristique de la diode Schottky.....	15
I.5.1.5.Applications de la diode Schottky :.....	16
I.5.1.6. Spécifications de la Diode Schottky.....	16
I.5.2.Diode Zener :.....	16
I.5.2.1.Fonctionnement de la diode Zener.....	17
I.5.2.2.La caractéristique de la diode Zener.....	17
I.5.2.3.Applications de la diode Zener.....	18
I.5.3.Diode Gunn.....	18
I.5.3.1.Fonctionnement de la diode Gunn.....	18
I.5.3.2.La caractéristique de la diode Gunn.....	19
I.5.3.3.Applications de la diode Gunn.....	20
I.5.4.Diode PIN.....	20
I.5.4.1.Fonctionnement de la diode PIN.....	21
I.5.4.2.La caractéristique de la diode PIN :.....	21
I.5.4.3.Applications de la diode PIN.....	22
I.5.5.Diode à effet tunnel.....	22
I.5.5.1.Fonctionnement de la diode Tunnel.....	23

I.5.5.2.La caractéristique de la diode Tunnel	23
I.5.5.3.Applications de la diode Tunnel	24
I.5.6. Diode électroluminescente	24
I.5.6.1.Fonctionnement de la diode électroluminescente :	25
I.5.6.2.La caractéristique de la LED	26
I.5.6.3.Applications de la diode LED	28
I.5.7. Diode Laser	28
I.5.7.2.La caractéristique de la diode laser :	29
I.5.7.3. Application de la diode laser	30
I.5.8.Photodiode	30
I.5.8.1. Fonctionnement de la photodiode	31
I.5.8.2.La caractéristique de la photodiode.....	33
I.5.8.3. Applications de la photodiode	33
I.6: Comportement dynamique d'une diode.....	33
I.7.Réponse fréquentielle des diodes	34
Chapitre 2:	36
Principaux montages constituant le circuit testeur de vitesse de diodes.....	36
II.1. Introduction.....	37
II.2. Etage oscillateur à base de trigger de schmitt	37
II.2.1.Trigger de Schmitt	37
II.2.2. Principe de fonctionnement du trigger de Schmitt.....	37
II.2.3. Applications	38
II.3. Circuit oscillateur à base de trigger de schmitt.....	39
II.3.1.Hypothèse d'étude et conditions initiales	39
II.4. La Bascule	41
II.5. Transistor en commutation.....	45
II.5.1. Définition du transistor	45
II.5.2. Transistor en commutation.....	47
II.6. Les amplificateurs opérationnels	50
II.6.1. Caractéristiques essentielles et applications de l'AOP.....	51
II.6.2. Amplificateur opérationnel monté en Suiveur.....	52
II.6.3. Amplificateur opérationnel monté en Intégrateur	53
II.6.4. Amplificateur opérationnel monté en comparateur.....	55
Conclusion	56

Chapitre 3: Résultats et Interprétations.....	57
III.1. Introduction	
III.2. Analyse du circuit	60
III.3: résultats de simulation et interprétations	66
III.3.1. Chronogramme au point test A et F.....	66
III.3.2. Chronogramme de la sortie Q et Q d'IC1-A	67
III.3.3. Chronogramme au point test B.....	68
III.3.4. Chronogramme au point test C.....	68
III.3.5. Chronogramme au collecteur de TR1.....	70
III.3.6. Chronogramme au point test D.....	70
III.3.7. Chronogramme au point test E :	71
III.3.8. Chronogramme au point test G :.....	72
III.4. Circuit de visualisation des signaux : le VUMETRE	75
III.5. Présentation du circuit imprimé.....	77
Conclusion	80
Conclusion générale	81
Bibliographie :.....	83

Table de figures :

Figure I.1. La diode et son évolution au cours du temps	5
Figure I.2: La diode PN.....	6
Figure I.3: semi-conducteur P et N avant contact.....	6
Figure I.4: les deux semi-conducteur après contact: création de la jonction PN et mise en évidence de la ZCE = zone de déplétion = zone désertée. (jonction non polarisée).....	7
Figure I.5: Jonction PN polarisée en direct	8
Figure I.6: Diagramme de bande d'une jonction PN polarisée en direct	9
Figure I.7: jonction PN polarisée en inverse	9
Figure I.8: Diagramme de bande d'une jonction PN polarisée en inverse	10
Figure I.9: Modélisation d'une diode à l'état bloqué.....	10
Figure I.10: Caractéristique courant-tension de la diode.....	11
Figure I.11: modèle de la diode pour $V_{AK} < V_S$	11
Figure I.12: modèle de la diode pour $V_{AK} > V_S$	12
Figure I.13: Modèle d'une diode idéale dans ce cas $r_d=0$ et $V_S=0$	12
Figure I.14 : Symbole et structure interne de la diode Schottky.....	13
Figure I.15 : Diode Schottky non polarisée.....	14
Figure I.16 : Diode Schottky polarisée en direct	14
Figure I.17. Diode Schottky polarisée en inverse	15
Figure I.18. Caractéristique de la diode Schottky.....	15
Figure I.19. Symbole de la diode Zener	16
Figure I.20 : Caractéristique de la diode Zener : Courbe courant tension	17
Figure I.21 : Symbole et structure interne de la diode Gunn.....	18
Figure I.22. Caractéristique de la diode Gunn.....	20
Figure I.23. Symbole et structure interne de la diode PIN.....	21
Figure I.24. Caractéristique de la diode PIN	22
Figure I.25. Symbole de la diode Tunnel.....	22
Figure I.26. Caractéristique de la diode Tunnel	24
Figure I.27 : Symbole de la diode électroluminescente.....	25
Figure I.28 : Fonctionnement de la LED	26
Figure I.29 : Caractéristique de la LED	27
Figure I.30: Structure de base d'une diode Laser.....	28
Figure I.31. Caractéristique de la diode laser.....	30
Figure I.32. Symbole et structure interne de la photodiode.....	31
Figure I.33. Principe de fonctionnement d'une photodiode	32
Figure I.34. Structure et disposition polarisation de la photodiode	33

Figure I.35. Caractéristique de la photodiode.....	33
Figure I.36. le schéma équivalent dynamique correspondant au point de fonctionnement Q.....	34
Figure I.37. le Modèle petits signaux haute fréquence ($V_d > 0$).....	35
Figure II.1 : Bascule de Schmitt, Circuit logique avec hystérésis.....	37
Figure II.2 : Signaux à l'entrée et à la sortie d'un trigger de schmitt.....	38
Figure II.3 : Cycle d'hystérésis de Trigger de Schmitt	38
Figure II.4 : Circuit oscillateur à trigger de schmitt.....	39
Figure II.5 : Oscillateur à trigger de schmitt.....	40
Figure II.6 : Signal issu de l'oscillateur à trigger de schmitt.....	40
Figure II.7 : Symbole logique de bascule D.....	42
Figure II.8:Réalisation de la bascule "D" à partir de la bascule synchrone "RST".....	43
Figure II.9 : Chronogramme de la bascule D latch.....	44
Figure II.10:Réalisation de la bascule "D" à l'aide de portes logiques NAND.....	45
Figure II.11 : Transistor NPN.....	46
Figure II.12: Réseau de caractéristiques du transistor bipolaire.....	46
Figure II.13 : Montage de transistor en commutation.....	47
Figure II.14:Transistor en mode bloqué.....	48
Figure II.15 : Transistor en mode saturé.....	48
Figure II.16. Symbole de l'amplificateur opérationnel	50
Figure II.17 : Symbole d'un amplificateur opérationnel.....	50
Figure II.18 : Amplificateur suiveur	52
Figure II.19 : Montage intégrateur.....	53
Figure II.20 : AOP monté en comparateur.....	54
Figure II.21 : Exemple de comparateur à base d'AOP.....	54
Figure III.1: La vitesse de "décharge" de la diode dépend de sa capacité de jonction qui se charge quand s_1 est sur la position R1, et se décharge sur la position.....	57
Figure III.2 : Rapidité de la diode en fonction de la valeur du T_{rr}	58
Figure III .3.le schéma électrique complet du testeur de rapidité étudié.....	60
III.4. Brochage du CI 74HC14.....	61
III.5. Brochage du CI 74HC74.....	61
Figure III. 6: Le brochage du LM 324.....	64
Figure III. 7: (a) : Le schéma d'IC2-B montre le point test A, (b) : Le schéma d'IC1-A montre le point test F.....	65
Figure III. 8: Chronogrammes à la sortie du circuit IC2-B au point test A (signal en jaune) et à la Sortie Q d'IC1-A. au Point test F (signal en bleu).....	65
Figure III. 9: Le signal en jaune : la sortie Q d'IC1-A, Le signal en bleu : La Sortie \bar{Q} d'IC1-A.....	66

Figure III. 10: Le schéma d'IC3-A montre le point test B.....	67
Figure III. 11: Le signal de la sortie d'IC3-A. (Point test B).....	67
Figure III. 12: Le schéma d'IC3-B montre le point test C.....	68
Figure III. 13: Le signal en vert : l'entrée 5 d'IC3-B, Le signal en rouge : La Sortie 7 d'IC3-B. (Point test C).....	68
Figure III. 14: signal à la sortie du collecteur du transistor TR1 en commutation.....	69
Figure III. 15: Le schéma d'IC2-A montre le point test D.....	69
Figure III. 16: Le signal en jaune : l'entrée 3 d'IC2-A, Le signal en bleu : La Sortie 4 d'IC2-A. (Point test D)	70
Figure III. 17: Le schéma d'IC2-C montre le point test E.....	71
Figure III. 18: Le signal en jaune : l'entrée 5 d'IC2-C, Le signal en bleu : La Sortie 6 d'IC2-C. (Point test E).....	71
Figure III. 19: Le schéma d'IC1-B montre le point test G.....	72
Figure III. 20: Le signal en jaune : l'entrée CK d'IC1-B. (Point test G) et le signal en bleu : La sortie Q d'IC1-B.	72
Figure III. 21: Le signal en jaune : l'entrée D d'IC1-B.....	73
Figure III. 22: Le signal en bleu : la sortie Q d'IC1-B, Le signal en rose : La Sortie \bar{Q} d'IC1-B.....	73
Figure III.23 : Allumage de la LED DL2	74
Figure III.24 : Allumage de la LED DL5	75
Figure III.25 : Allumage de La LED DL4	75
Figure III. 26: Le schéma de circuit sous logiciel ARES.....	76
Figure III. 27: Le schéma de circuit imprimé.....	77
Figure III. 28: Le schéma de circuit imprimé coté composants.....	77
Figure III. 29 : La Plaque PCB de circuit imprimé vue de dessus.....	78
Figure III. 30: Le Plaque PCB de circuit imprimé vue de dessous.....	78
Figure III. 31: Le schéma 3D du circuit.....	78

Liste des tableaux :

Tableau I:Table de vérité de la bascule D.....	44
Tableau II: Classification des diodes des moins rapides " Rectifier"(la vitesse de commutation est comprise entre 1 000 et 600 nanosecondes) aux plus rapides "High Speed" pouvant atteindre 12 à 2 nanosecondes.....	59
Tableau III : Fréquence maximale de travail des diodes présentées dans le Tableau III.1.....	60

Introduction générale

Nous nous sommes intéressés dans ce mémoire tout d'abord à l'étude théorique d'un appareil capable d'évaluer la vitesse ou rapidité de commutation des diodes ce qui revient à dire un testeur de vitesse de diodes. Nous avons par la suite utilisé ISIS Proteus pour simuler et comprendre le fonctionnement des différents montage de ce testeur .Nous avons alors compris que nous ne pouvons pas remplacer arbitrairement une diode par une autre , car un tel remplacement altère le bon fonctionnement du circuit utilisant cette diode car l'un des facteur qu'on ne prend pas toujours en considération au moment du remplacement d'une diode par une autre que l'on pense équivalente est le temps inverse de recouvrement exprimé en nanoseconde influencé par la capacité de jonction de cette diode. En effet les diodes rapides(vitesse de commutation importante) telles que les diodes "High speed "ont une valeur du temps de recouvrement faible allant de 16 à 2 ns et une capacité de jonction peu importante 0.2pF10pF la fréquence de travail maximale de ce type de diode est de l'ordre de 62 à 500 MHz , alors que les diodes lentes(vitesse de commutation lente) telles que les diodes redresseuses , rectifier ont une valeur du temps de recouvrement importante avec une vitesse de commutation allant de 1000à 600 ns et une capacité de jonction relativement élevée comparée à celle des diodes redresseuses et qui est de l'ordre de 10pF la fréquence de travail maximale de ce type de diode est de l'ordre de 1 à 1,7 MHz.

Le testeur de vitesse des diodes que nous avons présenté dans ce travail permet de classer les diodes par catégorie de vitesse, Ce travail est divisé en trois chapitres:

Le premier chapitre a été consacré à la présentation des diodes en électronique, dans ce chapitre nous avons énuméré différentes diodes et indiqué leur domaine d'application.

Le second chapitre a été consacré à la présentation des différents montages qui ont été utilisés pour réaliser le testeur de rapidité des diodes.

Le troisième et dernier chapitre a été consacré à la simulation et présentation des chronogrammes obtenus dans différents nœuds test du montage.

Nous avons fini ce travail par une conclusion.

Chapitre 1: La diode en électronique

I.1. Historique

La diode du grec *di* deux; *odos* voie, chemin est un composant électronique non linéaire et polarisée qui ne laisse passer le courant que dans un sens et le bloque dans l'autre. C'est donc un dipôle électrique unidirectionnel dont les bornes sont l'anode (*A*) et la cathode (*K*). Le sens de branchement d'une diode a donc une importance sur le fonctionnement du circuit électronique dans lequel elle est placée. la diode est en fait un composant à deux borne l'anode et la cathode . On donne en figure I.1 la diode et son évolution au cours du temps.

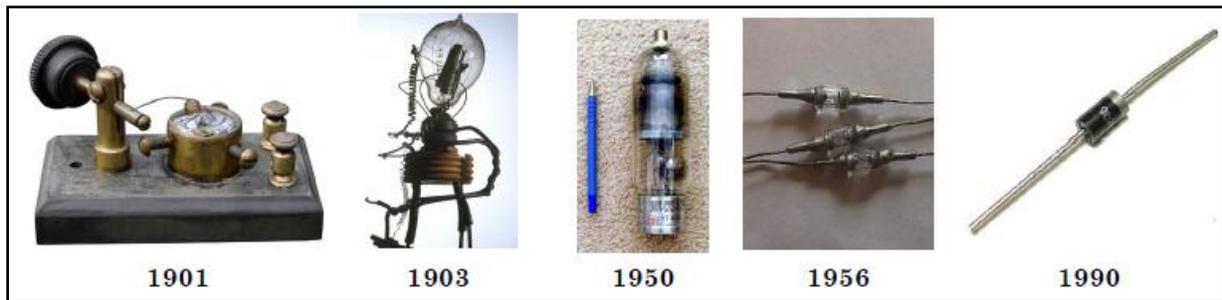


Figure II.1. La diode et son évolution au cours du temps

En l'an 1874, Karl Ferdinand Braun à 24 ans a pu découvrir les propriétés semi-conductrices de la galène. Il s'est avéré qu'un cristal de galène était un semi-conducteur et qu'on obtenait une diode en appliquant une pointe métallique sur ce cristal de galène. La galène a donc ouvert la voie au silicium, composant essentiel de toute l'électronique moderne. Le contact entre une pointe métallique et un cristal de galène peut former ce qu'on appelle aujourd'hui une diode Schottky.

1901 : Jagadis Chandra BOSE déposa un brevet pour l'utilisation de la galène avec contact métallique comme détecteur d'ondes électromagnétiques.

1940 : Russell OHL découvrait la diode

1904 : John Ambrose FLEMING breveta la diode à vide.

I.2. Représentation de la jonction PN

Il existe différents types de diodes. La diode la plus classique est la diode à jonction PN représentée en figure I.2.

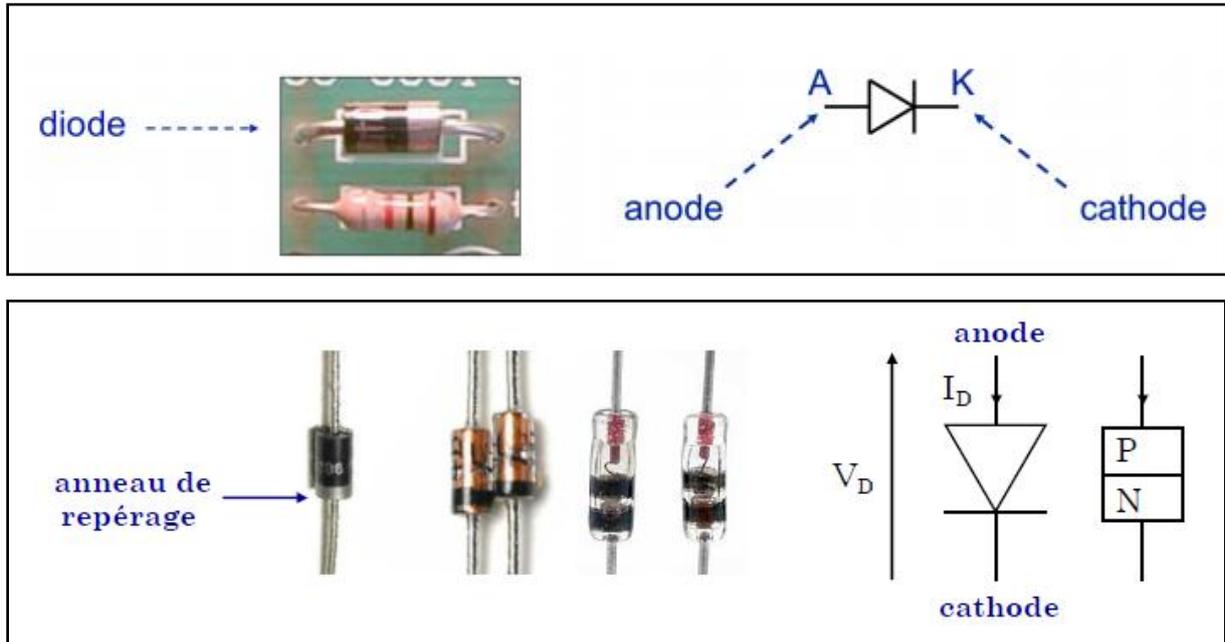


Figure I.2: La diode PN.

Diodes sont fabriquées à partir de deux semi-conducteurs dopés différemment. Leur principe physique de fonctionnement est utilisé dans de nombreux composants actifs en électronique.

Une diode est conçue en juxtaposant un substrat de type P déficitaire en électrons et donc riche en trous à un substrat de type N riche en électrons libres.

En effet, un semi-conducteur isolé de type N dopé avec des pentavalents ou de type P dopé avec des atomes trivalents ne présente pratiquement pas d'intérêt, c'est l'association de différents semi-conducteurs dopés qui permet de créer les composants semi-conducteurs. Le plus simple de ces composants est la jonction PN appelé aussi diode.

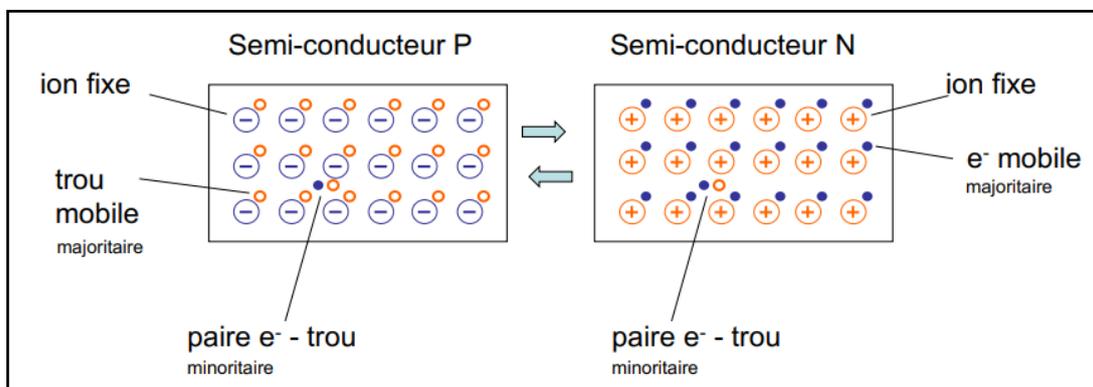


Figure I.3: semi-conducteur P et N avant contact

Après juxtaposition des deux régions P et N on forme une jonction PN dite aussi diode.

I.3.1. Jonction PN non polarisée à l'équilibre

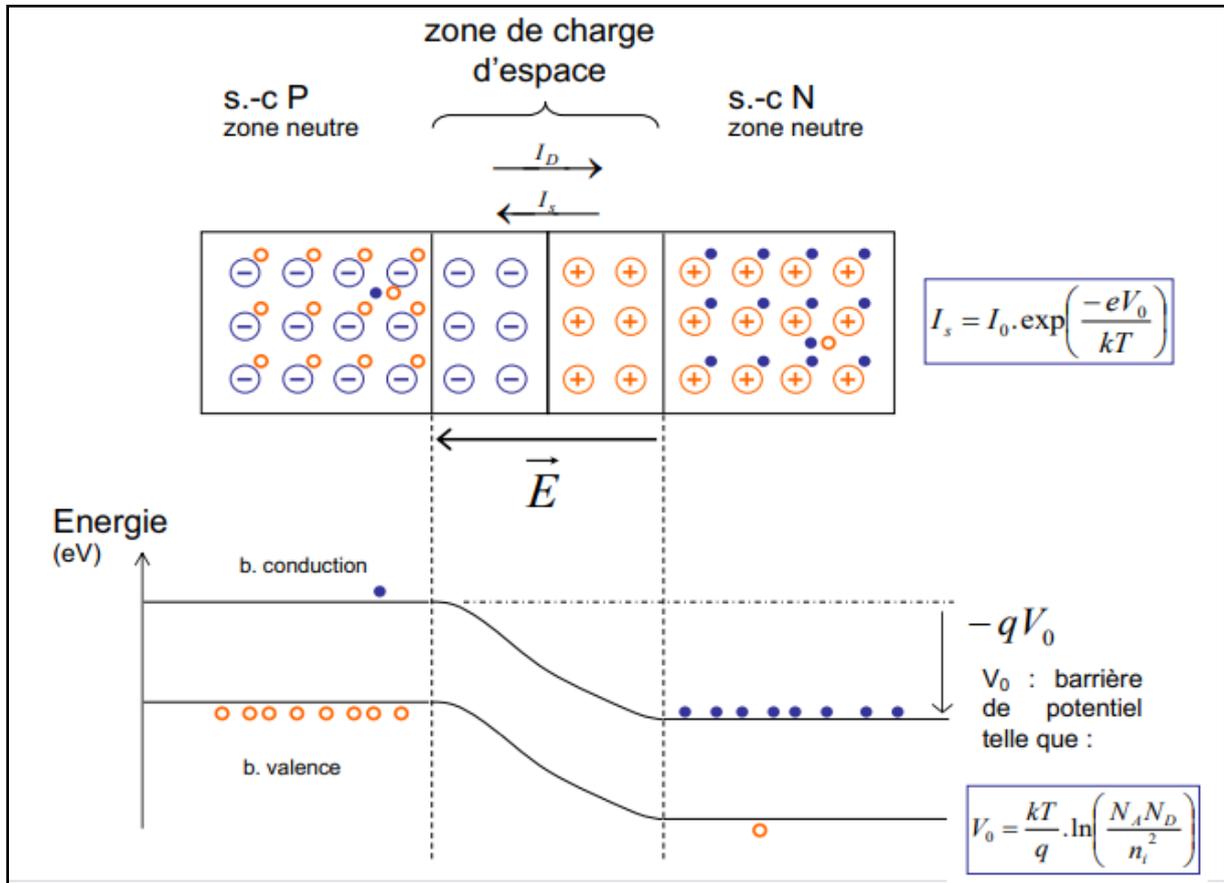


Figure I.4: les deux semi-conducteur après contact: création de la jonction PN et mise en évidence de la ZCE = zone de déplétion = zone désertée. (Jonction non polarisée)

En juxtaposant les deux semi-conducteurs de dopages différents, il se crée un gradient de porteurs de charges menant à la création d'un courant de diffusion :

- des trous mobiles du semi-conducteur de type P diffusent vers le semi-conducteur de type N, en arrivant dans la zone N où les électrons sont majoritaires les trous se recombinent avec les électrons
- des e- mobiles du semi-conducteur de type N diffusent vers la région P, et se recombinent à la jonction avec les trous.

Chaque trou majoritaire quittant le semi-conducteur de type P laisse derrière lui un anion fixe et entraîne l'apparition d'un cation fixe dans le semi-conducteur de type N du fait de sa recombinaison avec un électron. Par analogie, chaque électron majoritaire quittant le semi-conducteur de type N laisse derrière lui un cation fixe et entraîne l'apparition d'un anion fixe dans le semi-conducteur de type P du fait de sa recombinaison avec un trou. Ces ions sont localisés à proximité de la zone de contact entre les deux semi-conducteurs appelée zone de charge d'espace notée ZCE, ces ions sont à l'origine de la création d'un champ électrique qui va s'opposer au courant de diffusion. Ce champ électrique est équivalent à une différence de potentiel appelée barrière de potentiel qui est de l'ordre de $V_d = 0,7 \text{ V}$ pour le silicium, $0,3 \text{ V}$ pour le germanium. V_d est le potentiel de diffusion.

Un état d'équilibre est atteint, pour lequel seuls quelques porteurs majoritaires ont une énergie suffisante pour franchir la zone de charge d'espace et contribuer au courant de diffusion, il est compensé par un courant de saturation inverse, I_s , créé par les porteurs minoritaires lorsqu'ils sont capturés par le champ électrique de la ZCE.

I.3.2. Jonction PN polarisée en direct

La polarisation en direct se fait comme suit:

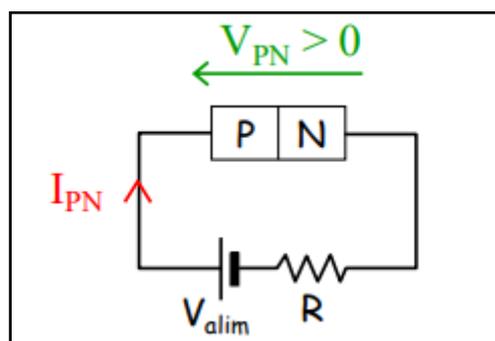


Figure I.5: Jonction PN polarisée en direct

Après une polarisation directe, il se produit un abaissement de la barrière de potentiel avec un rétrécissement de la largeur de la zone de charge d'espace et du champ électrique.

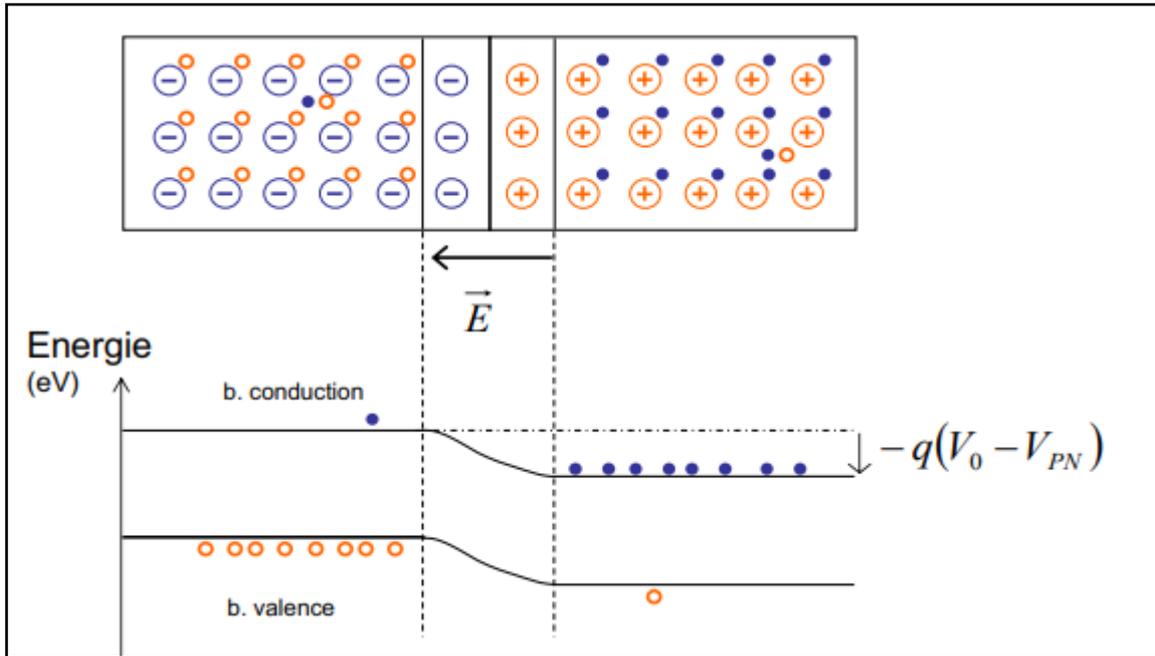


Figure I.6: Diagramme de bande d'une jonction PN polarisée en direct

Le courant de la diode polarisée en direct aura pour expression:

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{PN}}{KT}\right) - 1 \right] \quad (1)$$

I.3.3. Jonction PN polarisée en inverse

En polarisation inverse, il y'a une augmentation de la barrière de potentiel avec un élargissement de la zone de charge d'espace et intensification du champ électrique, les porteurs de charge ne peuvent ainsi pas traverser la zone de charge d'espace ainsi élargie et donc le courant est nul.

Ainsi le courant de diffusion des porteurs majoritaire est quasi nul, seul va subsister un courant inverse égale à $-I_s$ dû aux porteurs minoritaires.

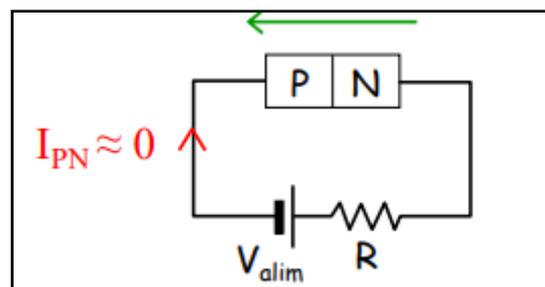


Figure I.7: jonction PN polarisée en inverse

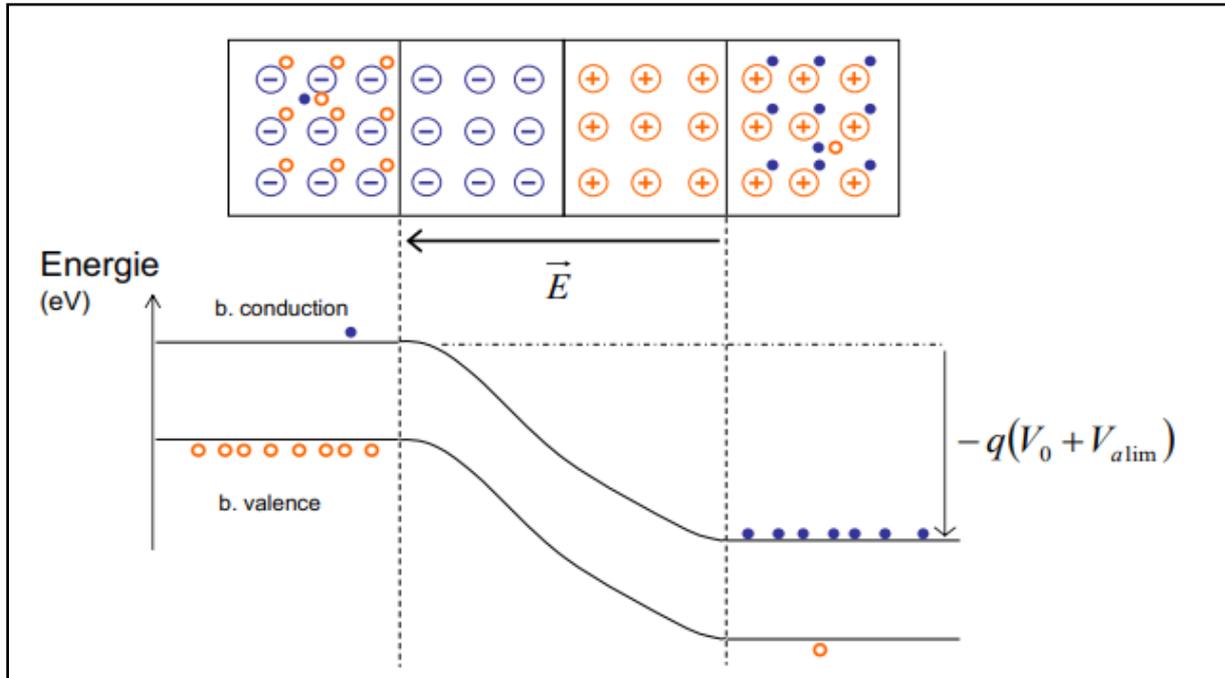


Figure I.8: Diagramme de bande d'une jonction PN polarisée en inverse

I.4. Modélisation de la diode

Modéliser la diode consiste à lui associer un schéma électrique simple dans un mode de fonctionnement donné.

I.4.1. Diode à l'état bloqué

Ce mode est obtenu pour une tension $V_{AK} < 0$ et se traduit par un courant $I_D = 0$, dans ce cas la diode se comporte comme **un interrupteur ouvert**.

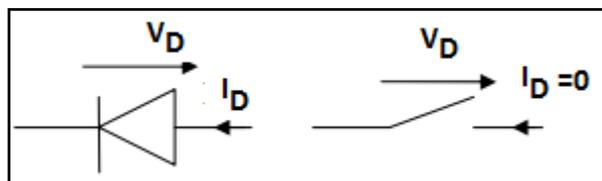


Figure I.9: Modélisation d'une diode à l'état bloqué

I.4.2. Diode à l'état passant

La loi qui régit le fonctionnement de la diode polarisée en directe est donnée par:

$$I_D = I_s \left[\exp\left(\frac{qV_D}{KT}\right) - 1 \right] \quad (2)$$

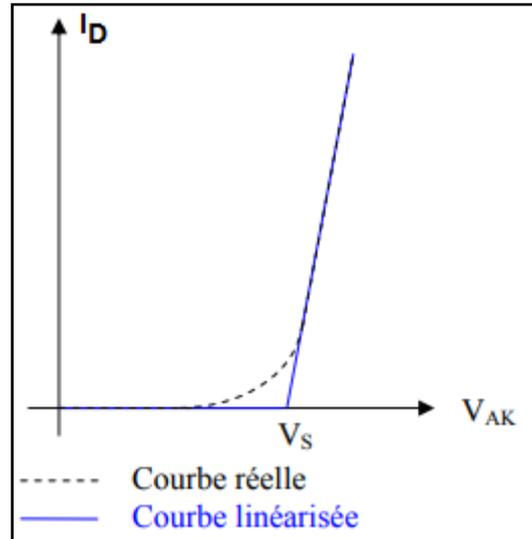


Figure I.10: Caractéristique courant-tension de la diode

La modélisation de la diode à l'état passant découle de la linéarisation de cette caractéristique $I_D=f(V_{AK})$. Cette caractéristique nous permet de constater que le courant croît rapidement et que la courbe devient quasiment linéaire au delà d'une certaine tension appelé tension de seuil de la diode notée V_S . On trace alors la tangente à la caractéristique quand V_{AK} tend vers 0, puis la tangente à la caractéristique quand I_D tend vers sa valeur maximale. On distingue alors deux zones de fonctionnement, donc deux modèles.

Zone 1 : $I_D = 0$ et $V_{AK} < V_S$: La diode est bloquée et assimilée à un circuit ouvert.

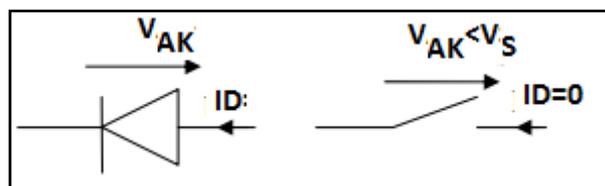


Figure I.11: modèle de la diode pour $V_{AK} < V_S$

Zone2: $I_D > 0$, dans ce cas la diode est passante et la tension aux bornes de la diode respecte l'équation :

$$V_D = r_d I_D + V_S \quad (3)$$

Et V_S la tension de seuil de la diode, cette tension est de l'ordre de 0,7V pour une diode au silicium et de 0.3V pour une diode au Germanium

r_d Est la résistance dynamique de la diode,

$$r_d = \frac{\partial V_D}{\partial I_D} \quad (4)$$

Ainsi le modèle d'une diode à l'état passant est constitué d'un générateur de tension V_S en série avec une résistance r_d .

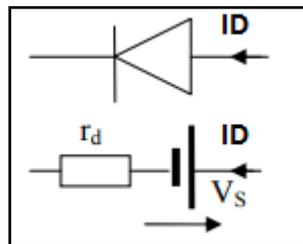


Figure I.12:modèle de la diode pour $V_{AK} > V_S$

La résistance dynamique r_d est de l'ordre de quelques ohms.

On donne en figure I.13 le modèle d'une diode idéale.

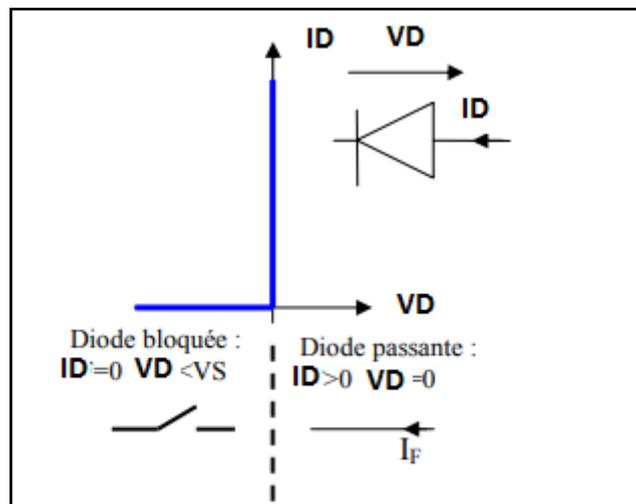


Figure I.13: Modèle d'une diode idéale dans ce cas $r_d=0$ et $V_S=0$.

I.5. Différents types de diode

Il existe différents types de diode, parmi lesquelles nous citons:

I.5.1. Diode Schottky :

La diode Schottky dite aussi diode à porteurs chauds doit son nom au physicien allemand Walter H. Schottky. Cette diode est basée sur une jonction métal / semi-

conducteur. Le côté métallique de la jonction correspond à l'anode de la diode alors que le côté semi-conducteur correspond à sa cathode [1].

Dans le cas d'une diode conventionnelle, une juxtaposition de deux semi-conducteurs de type complémentaire permet la réalisation de la jonction p-n, alors que pour la diode Schottky qui doit son nom au physicien allemand Walter H. Schottky certains métaux tels que l'aluminium ou le platinium remplacent le semi-conducteur de type p formant une jonction Métal-Semi-conducteur et créant une barrière ou une couche de déplétion appelée barrière Schottky.

En fait, la barrière Schottky est une barrière d'énergie formée à la jonction métal-semi-conducteur. Les électrons doivent surmonter cette barrière d'énergie potentielle pour circuler à travers la diode [2].

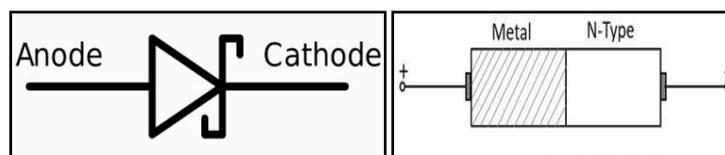


Figure I.14 : Symbole et structure interne de la diode Schottky.

I.5.1.1. Diode Schottky non polarisée

Lors de la juxtaposition du métal et du semi-conducteur de type n, les électrons libres dans la bande de conduction du semi-conducteur de type n se déplacent vers le métal pour établir un état d'équilibre. Lorsque les électrons libres se déplacent à travers la jonction, ils fournissent des électrons supplémentaires aux atomes dans le métal. En conséquence, les atomes de la jonction métallique vont gagner des électrons supplémentaires et les atomes de la jonction du côté n vont perdre des électrons. Une région de déplétion se formera lorsque ces ions positifs et négatifs se rencontrent. Afin de dépasser cette barrière, les électrons libres ont besoin d'une énergie suffisante. Seul un nombre limité d'électrons circule du semi-conducteur vers le métal [2-3] le reste étant freiné par le potentiel de diffusion.

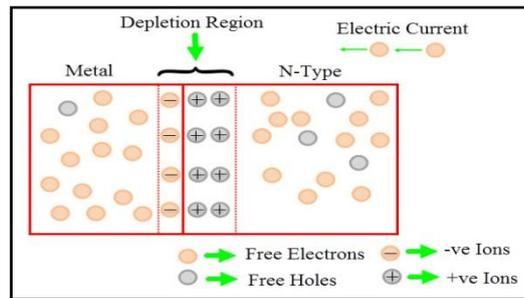


Figure I.15 : Diode Schottky non polarisée [3]

I.5.1.2. Diode Schottky polarisée en direct

En polarisation direct, un grand nombre d'électrons libres est produit dans le semi-conducteur de type n et le métal.

Cependant, dans les semi-conducteurs de type n et les métaux, les électrons libres ne peuvent pas passer la jonction tant que la tension appliquée n'est pas supérieure à 0,7 volt pour les diodes au silicium et 0.3V pour les diodes au germanium.

Pour les diodes au silicium, lorsque la tension appliquée dépasse 0,7 volt, les électrons libres gagnent suffisamment d'énergie et surmontent la tension de seuil de la région de déplétion. En raison de cela, le courant circule dans la diode. Lorsque la valeur de la tension augmente, la zone de déplétion devient de plus en plus mince [2,3].

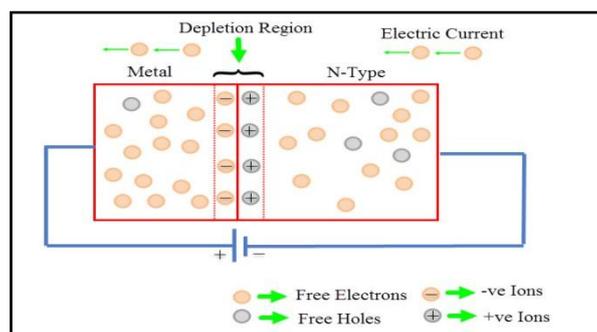


Figure I.16 : Diode Schottky polarisée en direct [3]

I.5.1.3. Diode Schottky polarisée en inverse

Pour une diode Schottky polarisée en inverse, la largeur de déplétion augmente lorsqu'une tension inverse est appliquée à la diode. Dans ce cas seul un faible courant de fuite circule principalement dû à quelques électrons excités qui

apparaissent sur la partie métallique de la diode. Lorsque la tension inverse augmente, le courant augmente une augmentation soudaine du courant électrique provoque la rupture de la région de déplétion, pouvant endommager définitivement le dispositif.

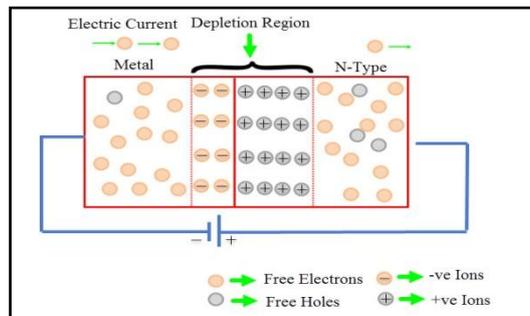


Figure I.17. Diode Schottky polarisée en inverse [3].

I.5.1.4. La caractéristique de la diode Schottky

Les caractéristiques des diodes Schottky sont presque similaires à celles des diodes à jonction P-N. Cependant, la chute de tension directe d'une diode Schottky est très courte par rapport à la chute de tension directe d'une diode à jonction P-N.

Lorsque la tension de polarisation directe est supérieure à 0.7 volt pour une diode au silicium, le courant électrique commence à circuler dans la diode. Le courant de saturation est très faible dans la diode Schottky par rapport à la diode à jonction P-N.

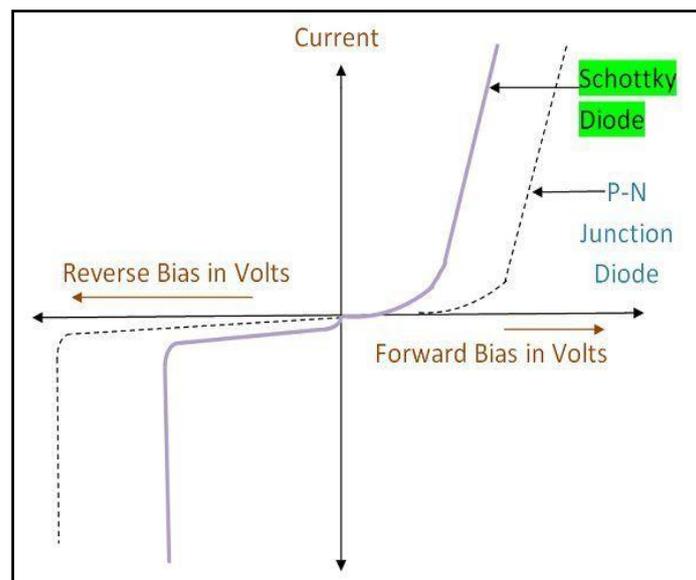


Figure I.18. Caractéristique de la diode Schottky [4].

I.5.1.5.Applications de la diode Schottky :

Les diodes Schottky sont utilisées :

- Comme redresseurs à usage général.
- Dans les applications de radiofréquence.
- Dans les alimentations électriques.
- Dans les circuits logiques.
- Pour détecter des signaux.
- Dans les dispositifs numériques, car ces dispositifs nécessitent une commutation rapide.

I.5.1.6. Spécifications de la Diode Schottky

- En raison de l'absence de flux de courant du métal vers le semi-conducteur de type N, la Diode Schottky agit comme un dispositif unipolaire. Alors qu'une diode à jonction PN est un dispositif bipolaire.
- Comme le métal n'a pas de trous, il ne stocke aucune charge. Pour cette raison, la diode Schottky a l'avantage de commuter rapidement avec un bruit relativement faible.
- la diode Schottky une barrière de potentiel faible par rapport à la diode PN.

I.5.2.Diode Zener :

La diode Zener doit son nom à Clarence Malvin Zener qui a découvert l'effet Zener en 1934. C'est une jonction p-n semi-conductrice conçue pour fonctionner dans la région de claquage inverse. Elle permet au courant de circuler non seulement dans le sens direct, mais aussi dans le sens inverse. Lorsque la tension inverse atteint la tension de claquage connue sous le nom de tension Zener, elle permet le passage du courant [5]. Le symbole de la diode Zener est donné en figure I.19.

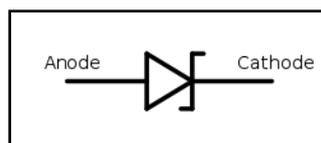


Figure I.19. Symbole de la diode Zener [6].

I.5.2.1. Fonctionnement de la diode Zener

Lorsqu'aucune polarisation n'est appliquée à la diode Zener, les électrons restent dans la bande de valence du matériau de type p et aucun courant ne traverse la diode [5]

En polarisation directe, la diode se comporte comme une diode classique avec un seuil de tension V_{seuil} proche de 0,7 V pour une diode au silicium.

Lorsqu'une polarisation inverse est appliquée à la diode, cette dernière présente une résistance très petite dès que la tension de claquage, ou tension zener, pour laquelle elle est construite est atteinte. Dans ce cas elle commence à conduire en polarisation inverse. La tension Zener est la tension à laquelle la zone d'appauvrissement disparaît complètement [5-7].

I.5.2.2. La caractéristique de la diode Zener

Une diode classique au silicium a généralement une tension de seuil d'environ 0,7V. La diode Zener possède également cette tension de seuil, mais elle a aussi un seuil où le courant inverse dépasse l'effet d'avalanche. Cet effet d'avalanche varie de 1,2V à plusieurs centaines de Volts [6].

Cette courbe montre qu'en polarisation directe la diode Zener se comporte comme d'une diode normale lorsqu'elle est connectée directement à la polarisation, se comporte comme une diode ordinaire [5].

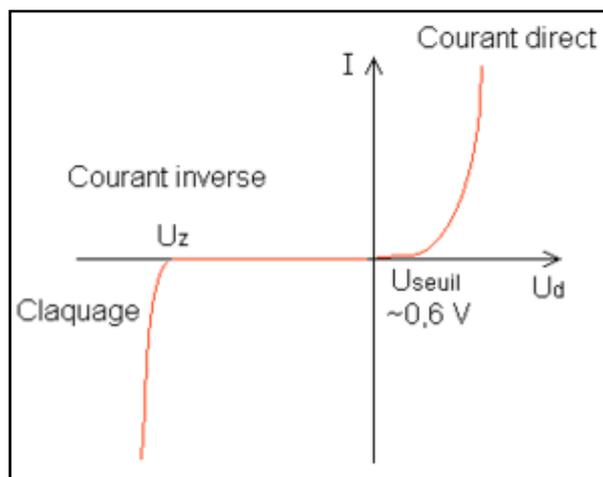


Figure I.20 : Caractéristique de la diode Zener : Courbe courant tension [7].

I.5.2.3.Applications de la diode Zener

- Les diodes Zener sont principalement utilisées pour leur propriété à maintenir une tension constante à leur sortie [8].
- sont utilisées pour réaliser les circuits de stabilisation de la tension ou "régulateur Zener"
- Réalisation de circuits de génération de tension de référence.
- Sont aussi utilisées dans différents circuits de protection.

I.5.3.Diode Gunn

La diode Gunn porte le nom de J.B. Gunn, un scientifique britannique, qui a découvert " l'effet Gunn" en 1962 [9]. C'est une diode à résistance négative utilisée en électronique supra haute fréquence .La diode Gunn ne possède pas de jonction P-N. En fait, elle est constituée uniquement d'un matériau de type N. Il se compose de trois couches de type N, Deux d'entre eux, près de la jonction, sont fortement dopés (N^+), et la partie centrale mince est légèrement dopée (N^-) [10]. De plus, des contacts métalliques sont prévus aux deux extrémités de la diode pour favoriser la polarisation.

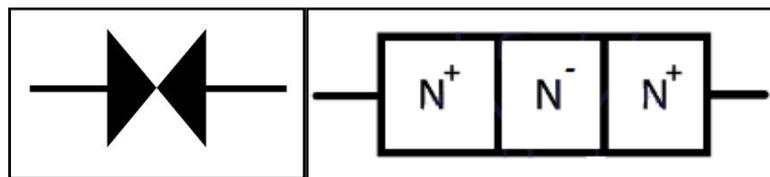


Figure I.21 : Symbole et structure interne de la diode Gunn.

I.5.3.1.Fonctionnement de la diode Gunn

Cette diode est constituée d'un seul semi-conducteur de type N, comme l'arséniure de gallium AsGa et l'InP Phosphure d'indium. Au lieu de seulement deux bandes d'énergie (bandes de valence et de conduction), le GaAs et certains autres possèdent une bande d'énergie supplémentaire dans sa structure de bande électronique. Cette troisième bande a une énergie plus élevée que la bande de conduction normale, et est vide jusqu'à ce qu'une énergie soit fournie pour y promouvoir des électrons [11-

12]. Suite à la polarisation, une grande partie de la tension est appliquée dans la région active, ainsi les électrons de la bande de conduction passent dans la troisième bande, car la tension appliquée disperse ces électrons. Cela augmente l'intensité de champ en augmentant la tension directe, alors le nombre d'électrons atteignant l'état où la masse effective augmente en diminuant leur vitesse, et donc, le courant diminuera, ceci créera une région de résistance incrémentale négative. Le comportement de résistance différentielle négative de cette diode est la conséquence de l'apparition et l'augmentation d'une transition intervalle des électrons de conduction au fur et à mesure que la tension de la diode Gunn augmente. Cette transition est défavorable à la vitesse de dérive des électrons, ce qui mène à la chute du courant. La transition s'estompe à plus forte tension et le comportement de résistance différentielle négative aussi.

I.5.3.2. La caractéristique de la diode Gunn

La caractéristique courant-tension d'une diode Gunn est donnée dans le graphique ci-dessous avec sa région de résistance négative. On peut remarquer que le courant augmente brièvement dans la diode, puis diminue puis augmente à nouveau après avoir atteint une certaine tension. La zone dans laquelle le courant chute est appelée une région de résistance négative, qui oscille en conséquence. Cette diode agit comme un oscillateur ainsi qu'un amplificateur dans cette zone de résistance négative [12].

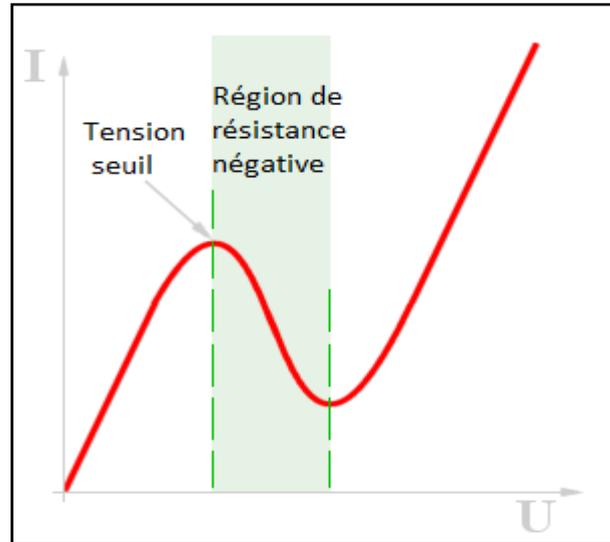


Figure I.22. Caractéristique de la diode Gunn [13].

I.5.3.3.Applications de la diode Gunn

- Les diodes Gunn sont principalement utilisées pour les fréquences micro-ondes et les fréquences plus élevées.
- Utilisé pour les détecteurs de vibrations à distance et les tachymètres de mesure de la vitesse de rotation.
- Comme générateur de courant micro-ondes (générateur à diode Gunn pulsée).
- En microélectronique comme équipements de contrôle.

I.5.4.Diode PIN

La diode PIN (Positive Intrinsic Negative diode) est une diode constituée d'une région non dopée I (appelée intrinsèque) intercalée entre deux régions fortement dopées P et N utilisées pour les contacts ohmiques [14]. L'épaisseur de la couche intrinsèque est très faible.

Une diode PIN polarisée dans le sens direct se comporte comme une résistance pilotée par le courant de polarisation. La résistance équivalente est fonction de la largeur de la zone non dopée et est inversement proportionnelle au courant de polarisation, dans ce cas elle offre une impédance dynamique extrêmement faible. Polarisée dans le sens inverse elle offre une très grande impédance et une très faible

capacité (elle se comporte comme un condensateur de très faible valeur, quelques picofarads)

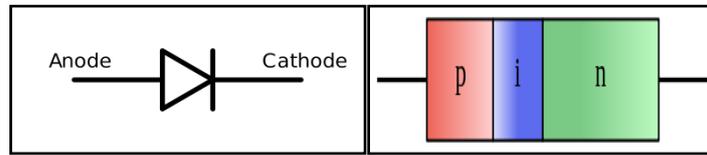


Figure I.23. Symbole et structure interne de la diode PIN.

I.5.4.1. Fonctionnement de la diode PIN

Même si le fonctionnement d'une diode PIN est identique à celui d'une diode normale, la couche intrinsèque ajoutée présente quelques différences. Lorsque la diode PIN est polarisée en direct, la région d'appauvrissement au niveau de la jonction p-n diminue. La concentration des porteurs de charge sont très supérieurs à la concentration des porteurs intrinsèques. À mesure que la région d'appauvrissement diminue, le courant commence à circuler à travers la diode, de sorte que la diode fonctionne comme une résistance variable. Un champ électrique élevé est généré à la jonction, ce qui accélère le transfert des porteurs de charge de la région P à la région N, ce qui permet un fonctionnement plus rapide de la diode [15-16].

Lorsque la tension inverse est appliquée à travers la diode la largeur et l'épaisseur de la zone de déplétion augmente jusqu'à une certaine tension, la totalité de la couche intrinsèque sera balayée par les porteurs de charge. Cette tension est appelée tension de balayage.

En polarisation inverse, la diode se comporte comme un condensateur. Les zones P et N sont utilisées comme plaques positives et négatives du condensateur, et la zone intrinsèque est l'isolant entre les plaques [15,17].

I.5.4.2. La caractéristique de la diode PIN :

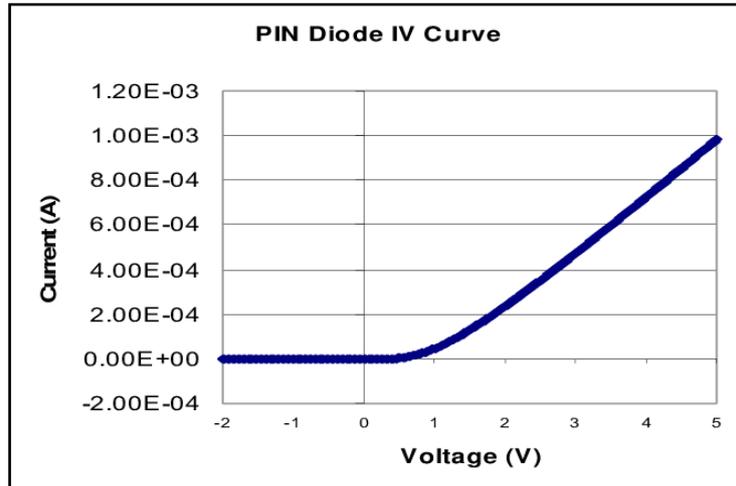


Figure I.24. Caractéristique de la diode PIN [18].

I.5.4.3.Applications de la diode PIN

La diode PIN est utilisée comme :

- redresseur haute tension.
- commutateur de radiofréquence.
- efficacement pour les circuits de protection RF et comme commutateur RF.
- Comme élément atténuateur commandé dans un étage HF.

I.5.5.Diode à effet tunnel

La diode tunnel a été inventée par Leo Esaki en 1958, c'est pourquoi elle est aussi appelée diode Esaki. La diode tunnel est une diode à jonction P-N fortement dopée. Il fonctionne selon le principe du tunneling [9]. C'est une diode dont la caractéristique présente localement une pente négative lorsqu'elle est polarisée dans une zone médiane de sa caractéristique directe. Cette propriété est utilisée pour la réalisation d'oscillateur LC, la résistance dynamique négative étant ajustée pour annuler les pertes du réseau LC parallèle et garantir l'existence d'une oscillation d'amplitude constante.

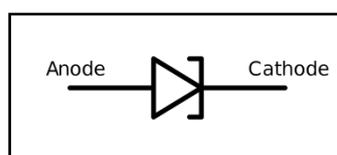


Figure I.25. Symbole de la diode Tunnel.

I.5.5.1.Fonctionnement de la diode Tunnel

Lorsqu'aucune tension extérieure n'est fournie à la diode, la bande de conduction fortement dopée de la partie N de la diode fusionne avec la bande de valence de la partie P. Dans ces conditions, les électrons existant dans la région N se mélangent avec les trous de la région P et ont le même niveau d'énergie. Ainsi, raison de l'égalité des mouvements des trous et des électrons, aucun courant ne circule dans la diode [19].

En appliquant une basse tension à la diode, une petite quantité d'électrons traversera la barrière de la région N à la région P et le courant commence à circuler, l'augmentation de la tension aux bornes de la diode augmente la génération d'électrons et de trous dans les régions N et P et courant augmente. Si nous augmentons encore la tension fournie, il y aura une variation dans l'alignement des bandes de conduction et de valence. Le courant circule également mais avec l'augmentation de la tension, sa quantité diminue [19]. Lorsqu'une tension fortement augmentée est appliquée le courant par effet tunnel sera nul. A ce niveau de tension, la bande de valence et la bande de conduction ne se chevauchent pas. Cela permet à la diode tunnel de fonctionner comme une diode à jonction PN. Si l'amplitude de la tension est supérieure à la tension intégrée, le courant direct traverse la diode [20].

I.5.5.2.La caractéristique de la diode Tunnel

Dans une diode Tunnel, le courant commence à croître sensiblement avec la tension appliquée, puis cette tension augmentant toujours, à partir d'un certain point, le courant s'inverse et diminue. On est alors en présence d'une "résistance négative". La diode tunnel se comporte comme une diode normale si elle se trouve au-delà du point de vallée.

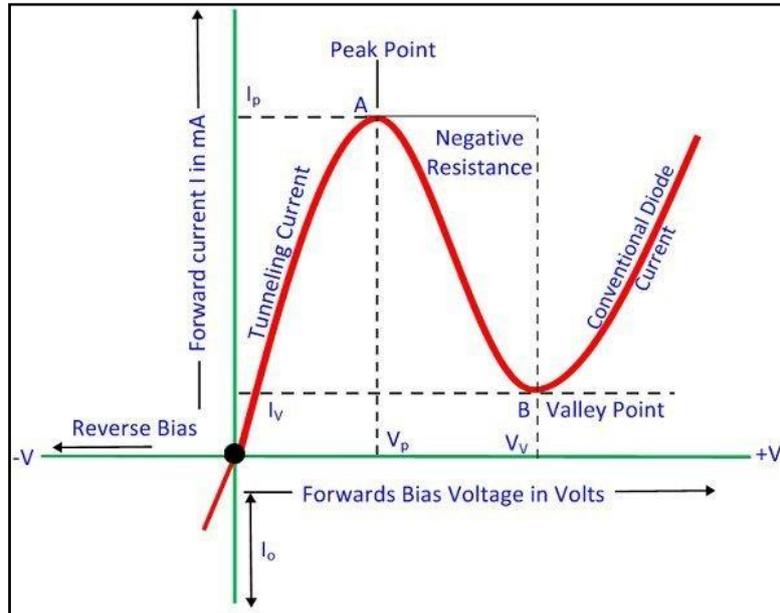


Figure I.26. Caractéristique de la diode Tunnel [20].

I.5.5.3.Applications de la diode Tunnel

- la diode Tunnel est utilisée comme commutateur très haute vitesse grâce au phénomène de l'effet tunnel.
- Vu sa caractéristique à triple valeur de sa courbe courant-tension, la diode Tunnel est utilisée comme dispositif de stockage de mémoire logique.
- Vu sa résistance négative, la diode Tunnel est utilisée comme circuit oscillateur de relaxation.
- La diode Tunnel est aussi utilisée comme composant haute fréquence vu sa réponse rapide.

I.5.6. Diode électroluminescente

Une diode électroluminescente ou LED pour Light Emitting Diode, est un composant optoélectronique capable d'émettre de la lumière lorsqu'il est parcouru par un courant électrique [1]. C'est une diode à jonction PN réalisée sur un matériau semi-conducteur, fortement dopé, à recombinaisons radiatives. La deuxième caractéristique est que le courant ne traverse ce composant que d'un seul côté, et lorsque le courant passe de autre côté, le courant est bloqué et la LED ne s'allume

pas. Le courant traverse la LED de l'anode vers la cathode [2]. Les électrons qui traversent la jonction sont recombinaison avec des trous. Ils perdent de l'énergie par cette recombinaison. Cette énergie est dissipée sous forme de chaleur dans d'autres diodes, mais transformée en émission de lumière dans les diodes électroluminescentes. La LED émet un rayonnement incohérent issu d'émissions spontanées de photons. Son diagramme de rayonnement est généralement contrôlé par une optique ajoutée à la diode. Les diodes émettent du rouge, du vert, du jaune, de l'orange, du bleu ou de l'infrarouge en fonction du dopant (gallium, arsenic, phosphore, etc. [3]. C'est en 1962 que la première diode émettant de la lumière visible (rouge) fut conçue par Nick Holonyak Jr. et S. Bevacqua [4].

La LED doit être protégée par une résistance afin de limiter le courant qui la traverse à des valeurs inférieures à l'intensité maximale de courant tolérée.

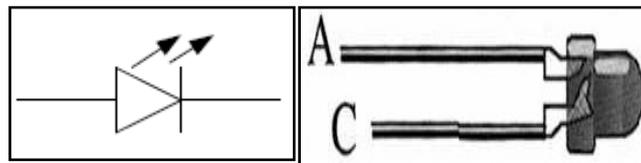


Figure I.27 : Symbole de la diode électroluminescente.

I.5.6.1. Fonctionnement de la diode électroluminescente :

Une diode électroluminescente est un composant optoélectronique émettant de la lumière lorsqu'il est parcouru par un courant électrique dans le sens direct.

Ce rayonnement monochromatique ou poly chromatique, non cohérent, est le résultat de la conversion d'une partie de l'énergie électrique qui la traverse. Lors de la recombinaison d'un électron et d'un trou dans un semi-conducteur il y a émission d'un photon si la transition d'un électron entre la BC et la BV se fait avec conservation du vecteur d'onde. Cette transition est émissive et s'accompagne de l'émission d'un photon. Dans une transition émissive, l'énergie du photon créé est donnée par la différence des niveaux d'énergie avant E_{initial} noté E_i et après E_{final} noté E_f la transition :

$$E_i - E_f = h\nu \quad (5)$$

La longueur d'onde du rayonnement émis est donc fonction de la largeur de la bande interdite E_g et dépend de la nature du matériau semi-conducteur utilisé.

En conclusion on peut dire que la LED, est une diode prévue pour fonctionner en polarisation directe, afin d'émettre des radiations lumineuses invisibles (infrarouge) ou visibles (rouge, orange, jaune, vert ou bleu). Ces composants ont des caractéristiques intéressantes comme une durée de vie quasi illimitée (100 000 heures) et une petite taille.

Lorsqu'une LED est polarisée en direct, les électrons libres de la région n gagnent suffisamment d'énergie pour traverser la jonction et se recombiner avec les trous de la région p. Initialement, les électrons libres de la région n se trouvent dans la bande de conduction, mais lorsqu'ils passent dans la région p, ils libèrent de l'énergie et tombent dans un trou de la bande de valence, et libèrent de la lumière au lieu de la chaleur lorsqu'ils se transforment. La lumière émise peut ainsi être du domaine de radiations proche infrarouges, visibles ou ultraviolettes.

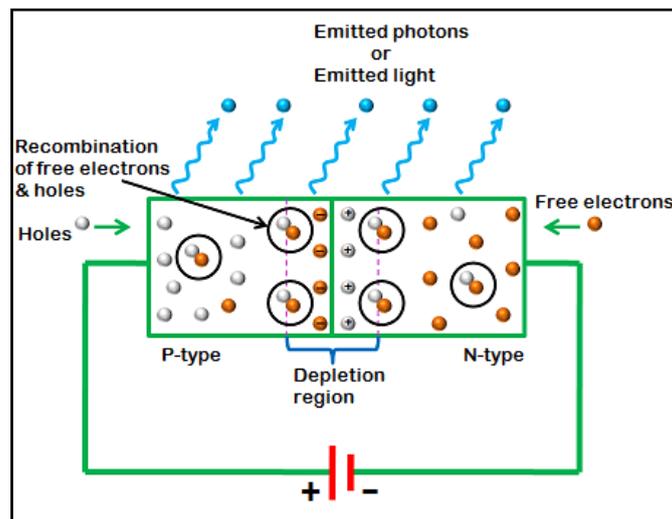


Figure I.28 : Fonctionnement de la LED [6].

I.5.6.2. La caractéristique de la LED

Comme le montre la figure I.29, Chacune des LEDs a sa propre caractéristique et sa propre tension de seuil dépendant du matériau semi-conducteur utilisé dans la fabrication de la LED. La caractéristique importante de la LED est la couleur.

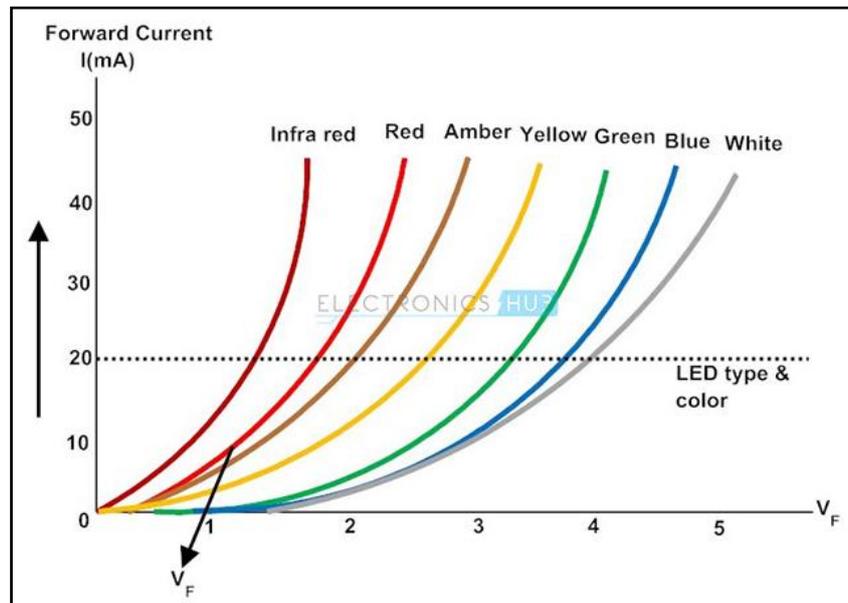


Figure I.29 : Caractéristique de la LED [7].

La caractéristique I-V de la LED, illustrée sur la figure I.29, est assez semblable à celle d'une diode au silicium cependant tension de seuil V_{th} assez élevée, puisqu'en relation directe avec l'énergie du photon émis

$$V_{th} = \frac{h\nu}{e} = \frac{E_g}{e} \quad (6)$$

Ainsi, la tension directe appliquée à la LED doit être supérieure à sa tension de seuil V_{th} , elle est de l'ordre de 1,1 V pour les diodes à émission dans l'infrarouge et varie de 1,8 V à 2,5 V pour les LED à émission dans le rouge, le jaune et le vert. cette tension doit être plus importante que 3,5 V pour l'émission dans le bleu est le violet. Le courant nominal d'une LED est de l'ordre de 10 à 50 mA pour les LED usuelles, suivant la couleur de la radiation. En polarisation inverse, la LED est plus fragile qu'une diode classique. La LED tolère des tensions inverses de l'ordre de 4 à 5 V.

I.5.6.3.Applications de la diode LED

La LED trouve ses applications comme:

- Ampoule dans les maisons
- Feux tricolores de circulation
- Panneaux d'affichage électronique (heure, température)
- Dans les motos et les voitures
- Dans les téléphones portables pour afficher le message
- Dans les feux de signalisation.
- Éclairage invisible pour caméras de surveillance (dans l'infrarouge)
- Les diodes à infrarouges servent beaucoup dans les télécommandes d'appareils TV

I.5.7. Diode Laser

Tout d'abord, le LASER acronyme de Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation, est un procédé d'amplification de la lumière. Ainsi, l'amplification de la lumière par émission stimulée de photons produit une lumière qui est monochromatique, elle est directionnelle et est cohérente et de haute intensité. Il existe différentes type de lasers. Tous les Lasers comprennent trois éléments nécessaires et qui sont le milieu émetteur, l'excitation et l'amplification. Parmi ces lasers nous mettons l'accent sur le laser à semi-conducteur ou la diode laser.

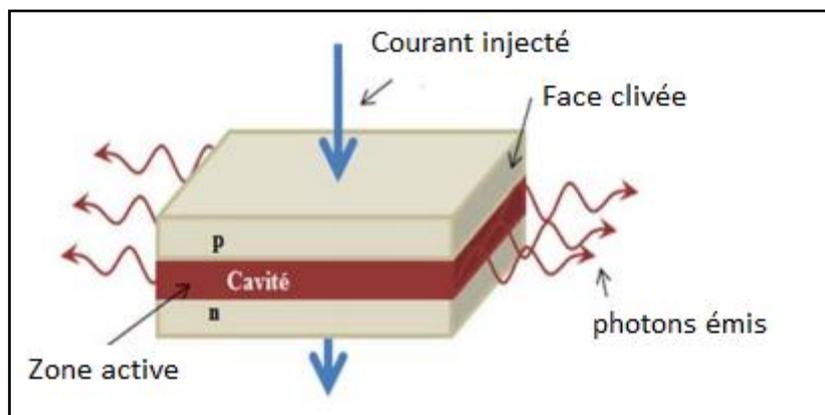


Figure I.30: Structure de base d'une diode Laser

Une diode laser, similaire à la diode électroluminescente, est un convertisseur électro-optique. Elle est constituée d'une jonction p-n réalisée sur des matériaux à gap direct dotée d'une région active dans laquelle les porteurs injectés, par forte polarisation directe de la diode, se recombinent de manière radiative, produisant une lumière cohérente issue de l'émission stimulée de photons. Une telle diode laser s'appelle laser à homo-jonction, sa structure de base est représentée sur la figure I.18. Son faisceau lumineux de sortie est latéral. Il est très directif et de fréquence très précise.

La région active de la diode Laser, comprise entre les régions n et p, est quasi neutre. cette région est équivalente à une cavité optique résonnante (cavité de Fabry- Pérot) consistant en un guide d'ondes délimité par deux faces clivées perpendiculairement au plan de la jonction qui forment deux miroirs semi-transparents ayant des facteurs de réflexion nommés R1 et R2 .La longueur de la cavité résonante L est un multiple entier de la demi-longueur d'onde des photons créés par émission stimulée ($L = m \frac{\lambda}{2} = m \frac{\lambda_0}{2n}$, *mentier*, et $\lambda_0 = \frac{c}{\nu}$), afin que les ondes stationnaires qui peuvent se former pour certaines longueurs d'onde discrètes subissent des réflexions multiples par les miroirs et s'additionnent en phase pour former un signal de grande amplitude : La diode fonctionne ainsi comme un amplificateur.

I.5.7.2. La caractéristique de la diode laser :

La caractéristique P-I de la diode laser est donné dans la figure qui suit. La ligne horizontale représente le courant et la ligne verticale représente le flux lumineux de la lumière produite. Cette figure montre clairement qu'il y a une augmentation progressive de la performance jusqu'à ce que le seuil soit atteint. Au-delà du seuil, même une faible augmentation du courant entraîne une augmentation significative de la puissance. La puissance générée par une diode laser dépend de la température associée au dispositif.

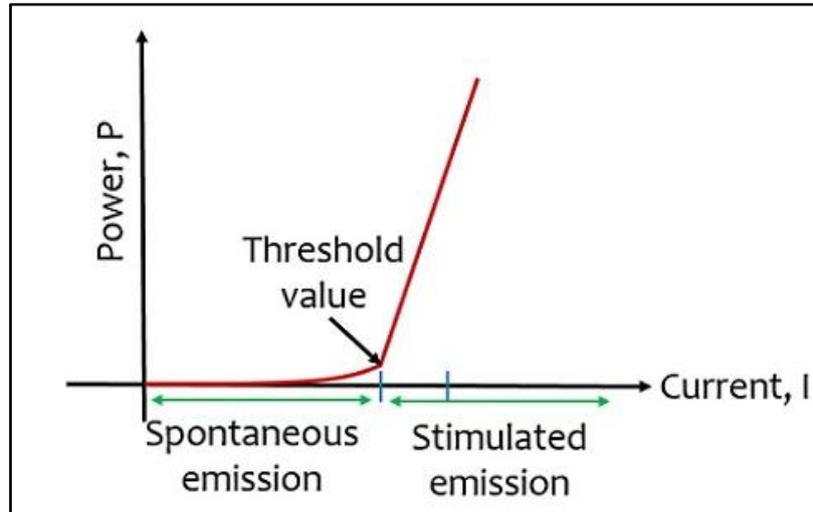


Figure I.31. Caractéristique de la diode laser

I.5.7.3. Application de la diode laser

Les diodes laser sont largement utilisées dans les télécommunications et la défense. La communication par fibre optique utilise également les faisceaux laser pour la transmission des signaux, car les fibres optiques nécessitent des faisceaux très focalisés. Le laser est aussi utilisé dans les imprimantes laser.

I.5.8. Photodiode

La photodiode est un composant actif qui génère une tension électrique (effet photovoltaïque) ou un photo-courant lorsqu'il est exposé à la lumière. Ainsi, la base physique de ce fonctionnement est la jonction p-n. Si les photons sont absorbés avec une énergie suffisante dans le détecteur, on assiste à la formation de paires électron-trou qui se séparent dans la zone de charge d'espace, ce qui crée le photo-courant. La séparation de charge peut avoir lieu même sans tension appliquée de l'extérieur, mais peut être accélérée par une telle tension de blocage. Le photo-courant reste linéaire à la quantité de lumière incidente sur plusieurs ordres de grandeur, si la diode ne fonctionne pas dans un état de saturation.

Ainsi la photodiode est capable de détecter un rayonnement dans la plage optique et de le convertir en un signal électrique [21].

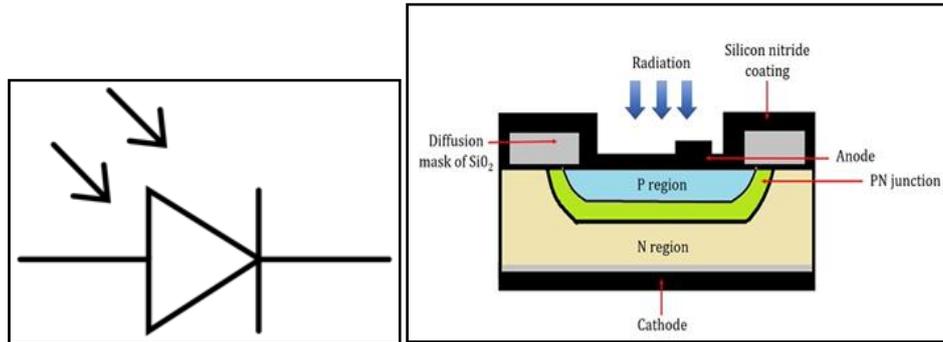


Figure I.32. Symbole et structure interne de la photodiode.

I.5.8.1. Fonctionnement de la photodiode

La photodiode également appelé photo-détecteur ou photo-capteur fonctionne en mode polarisé en inverse et convertit l'énergie lumineuse en énergie électrique. La photodiode, détecteur semi-conducteur se compose d'un cristal semi-conducteur hétérogène de structure PN placé entre deux électrodes reliées à une source de tension par l'intermédiaire d'une résistance de charge R. Cette photodiode est fortement polarisée en mode inverse, son courant en inverse est fonction à la fois des densités de porteurs minoritaires dans les régions neutres p ou n de la diode mais aussi de la génération de paires électron-trou dans la zone de charge d'espace notée ZCE. Lorsqu'un rayonnement interagit avec la diode, le courant inverse augmente par la création de porteurs minoritaires dans les régions neutres et la génération de paires électron-trou dans la ZCE. Cela va permettre de créer aux bornes de la résistance R une impulsion électrique d'amplitude proportionnelle à l'énergie perdue par ce rayonnement.

Le principe de fonctionnement de la photodiode est illustré par la figure qui suit:

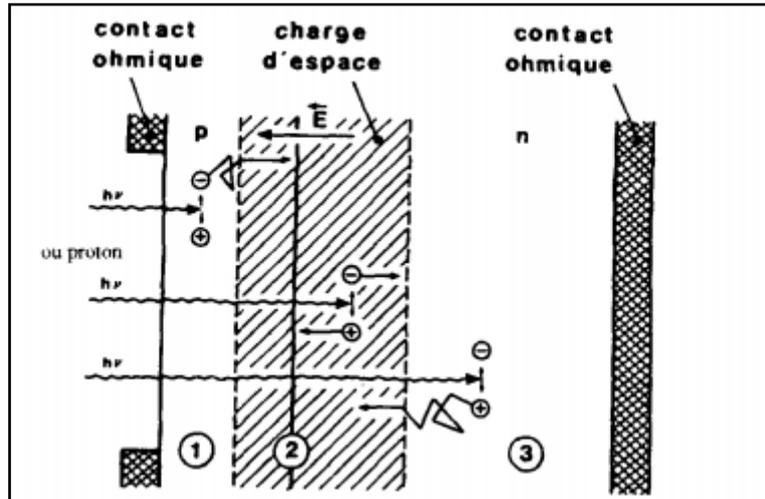


Figure I.33. Principe de fonctionnement d'une photodiode [22]

Le rayonnement incident va créer des porteurs dans chacune des régions notées 1, 2 et 3. Le comportement de ces porteurs libres aura un comportement qui différera suivant le lieu de leur création. Ainsi dans les zones électriquement neutres, les porteurs minoritaires créés diffusent, ceux qui atteignent la ZCE sont propulsés par le champ électrique vers la région où ils deviennent majoritaires où ils pourront contribuer au courant par leur diffusion. Dans la ZCE, les paires électron-trou créées par le rayonnement sont dissociées par le champ électrique [22].

L'électron est propulsé vers la région dopé n et le trou vers la région dopé p où ils sont collectés par les électrodes. Ces porteurs donnent naissance à un courant de génération. Ces deux contributions vont s'ajouter pour créer un courant résultant noté I qui contribuera au courant inverse de la diode. Ce courant est appelé photocourant dans le cas d'un rayonnement électromagnétique. Ce terme est également employé par extension pour des protons incidents

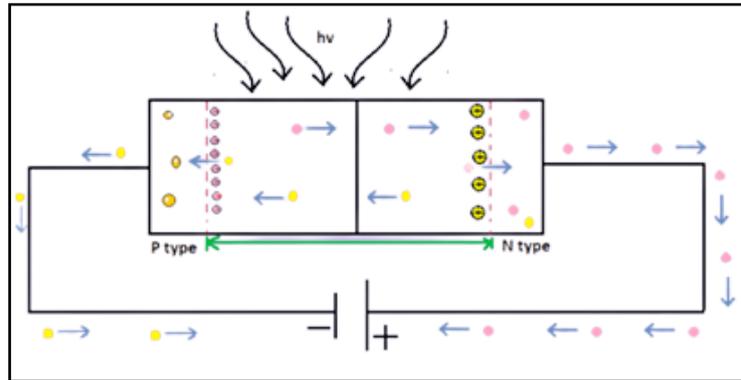


Figure I.34. Structure et disposition polarisation de la photodiode [23]

I.5.8.2. La caractéristique de la photodiode

La caractéristique courant tension de la photodiode est donnée en figure I.35

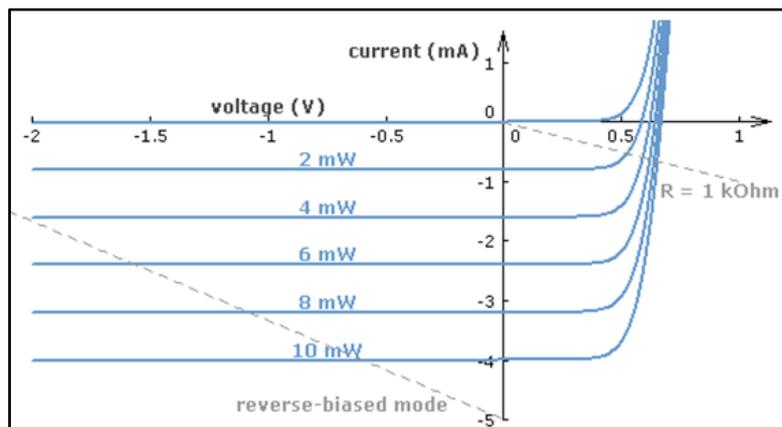


Figure I.35. Caractéristique de la photodiode [24]

I.5.8.3. Applications de la photodiode

- Système de comptage d'objets.
- Caméra intégrée pour la détection de la lumière.
- Récepteur à fibre optique.
- Appareil de mesure de l'intensité lumineuse [25].

I.6: Comportement dynamique d'une diode

On rappelle que toute étude statique se limite au calcul des valeurs moyennes des grandeurs électriques (ou composantes continues (DC), ou encore composantes statiques). L'analyse statique permet de trouver le point de polarisation.

Nous commençons d'abord par présenter le modèle petits signaux basse fréquence de la diode.

on suppose tout d'abord que la variation est suffisamment lente (basse fréquence) pour que la caractéristique "statique" reste valable. ainsi, nous supposons une Variation de faible amplitude autour du point de fonctionnement statique Q .

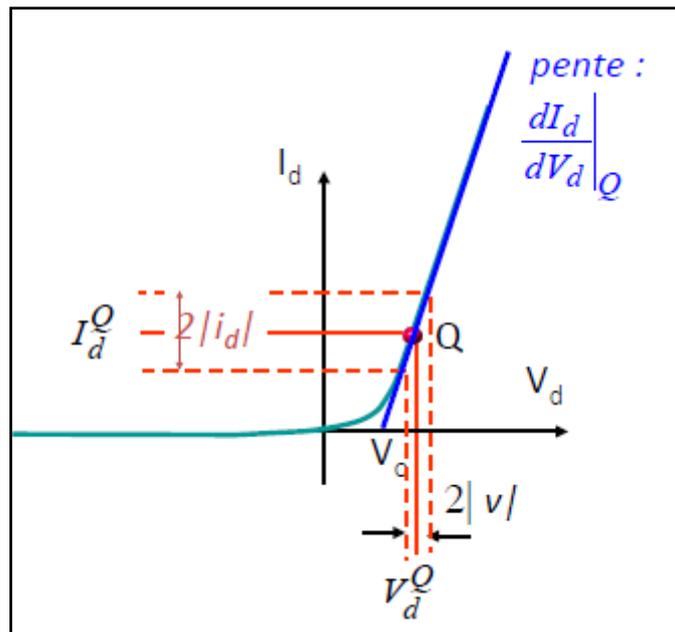


Figure I.36. Le schéma équivalent dynamique correspondant au point de fonctionnement Q

Ainsi la résistance dynamique de la diode est telle que:

$$r = \frac{dI_d}{dV_d}\bigg|_Q^{-1} \quad (7)$$

La diode se comporte en régime petits signaux comme une simple résistance c'est-à-dire un composant linéaire.

I.7.Réponse fréquentielle des diodes

Limitation à haute fréquence : rappelons que le courant I_d de la diode ne peut pas suivre les variations instantanées de la tension V_d delà d'une certaine fréquence. il apparaît alors un déphasage entre le courant I_d et la tension V_d ainsi le modèle dynamique basse fréquence n'est plus valable.

Il est aussi à noter que le temps de réponse de la diode dépend du sens de variation passant vers bloqué, et bloqué vers passant pour les signaux de grande amplitudes ainsi que du point de fonctionnement statique pour des petites variations.

Ainsi, une petite variation de la tension V_d de la diode induit une grande variation du courant I_d , c'est-à-dire des charges qui traversent la diode, par ailleurs à haute fréquence, des charges restent stockées dans la diode et n'arrivent pas à suivre les variations de la tension V_d . Le modèle petits signaux haute fréquence ($V_d > 0$) de la diode est donné en figure I.37.

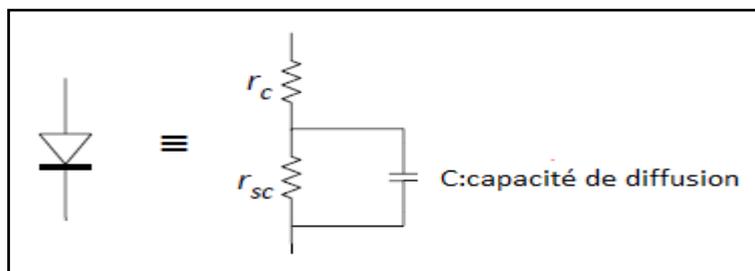


Figure I.37 : le Modèle petits signaux haute fréquence ($V_d > 0$)

Comme illustré par cette figure, on remarque qu'en haute fréquence la diode possède des capacités internes qui limitent son utilisation.

Après avoir présenté dans ce chapitre les principales diodes utilisées en électronique, nous allons présenter dans le chapitre 2 qui suit les principaux montages qui ont été utilisés pour la réalisation d'un circuit testeur de vitesse des diodes qui permettra de réaliser la classification des diodes par catégorie de vitesse.

Chapitre 2:
Principaux montages constituant le
circuit testeur de vitesse de diodes.

II.1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons présenter des différents montages qui ont permis la réalisation du circuit permettant de tester la vitesse de commutation des diodes, et par conséquent qui permet de classer les diodes par catégories de vitesse.

Notre circuit se compose d'un étage oscillateur, de bascules, d'un intégrateur, d'un transistor en commutation, d'un suiveur et d'un circuit de visualisation à base de quatre AOP montés en comparateur et de cinq LEDs. Nous allons dans ce chapitre présenter brièvement chacun des montages qui constituent le circuit étudié.

II.2. Etage oscillateur à base de trigger de schmitt

L'oscillateur permettant d'obtenir une onde parfaitement carré utilisée comme signal horloge est conçu à base d'un trigger de schmitt que nous présentons brièvement dans ce qui suit:

II.2.1. Trigger de Schmitt

Le déclencheur de Schmitt, également connu sous le nom de déclencheur à seuil, est un circuit logique inventé par l'ingénieur américain Otto Schmitt en 1934[26].

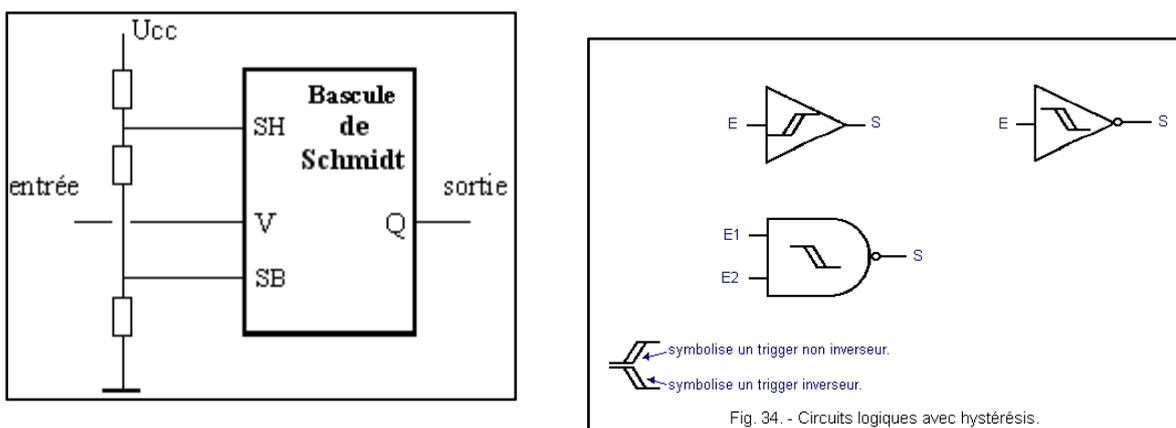


Figure II.1 : Bascule de Schmitt [27] ,Circuit logique avec hystérésis [28].

II.2.2. Principe de fonctionnement du trigger de Schmitt

L'idée principale est de créer deux seuils de commutation. L'un est le front montant du signal et l'autre est le front descendant du signal. Comme le montre dans le Figure II.2.

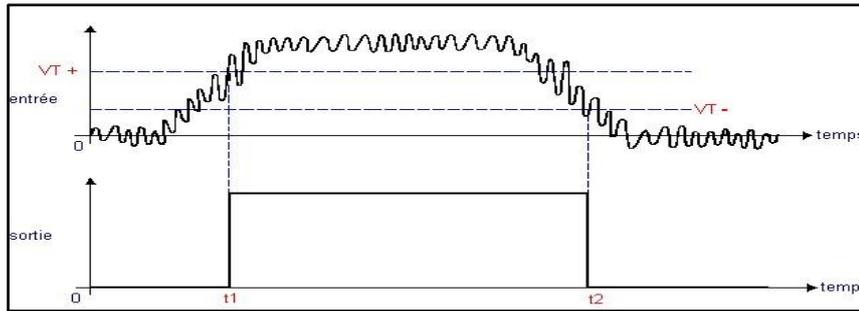


Figure II.2 : Signaux à l'entrée et à la sortie d'un trigger de schmitt.

A l'instant t_1 , la tension d'entrée atteint le seuil de commutation V_{T+} et la sortie passe très rapidement du niveau logique L au niveau logique H, mais le seuil V_{T+} est un nombre lors des oscillations présentes à l'entrée de la bascule.

Pendant le front descendant de l'instant t_2 , le signal d'entrée dépasse le seuil de commutation V_T . La sortie passe alors du niveau logique H au niveau logique L très rapidement. Lorsque le signal dépasse le seuil initial, les deux temps de commutation sont doublés. Plus la différence $(V_{T+})-(V_{T-})$ est grande, plus ce circuit est fiable et plus il est sensible aux fluctuations parasites du signal principal. La différence de potentiel entre ces seuils est appelée hystérésis. Fonction de l'opérateur de Schmitt.

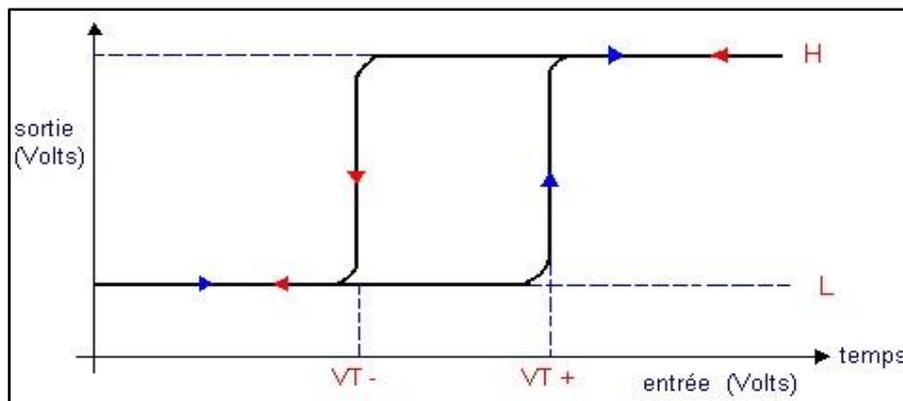


Figure II.3 : Cycle d'hystérésis de Trigger de Schmitt [28].

II.2.3. Applications

La bascule de Schmitt peut être utilisée pour :

- L'application principale est la mise en forme Signaux analogiques pour circuits logiques.

- Créer un circuit de régulation avec hystérésis : thermostat, interrupteur Crépuscule, gardez le niveau d'eau dans le réservoir d'eau.
- Élimine les signaux bruyants ; la différence entre SH et SB est supérieure à Amplitude crête à crête du signal.
- Les déclencheurs Schmidt sont les ancêtres des mini générateurs de musique pour les sons d'horloge électronique, les sonneries de téléphone portable, les cartes de vœux amusantes, les boîtes à musique électroniques, les horloges et plus encore.

II.3. Circuit oscillateur à base de trigger de schmitt

Le circuit oscillateur étudié comporte une porte inverseuse contenue dans le circuit intégré 74HC14 et qui a été utilisée comme étage oscillateur et fournissant à sa sortie un signal carré. Ainsi cet oscillateur à base de trigger de schmitt est présenté en figure II.4.

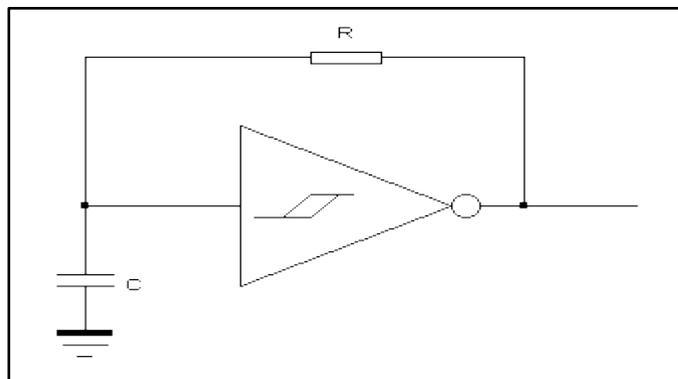


Figure II.4 : Circuit oscillateur à trigger de schmitt.

La porte logique Trigger est caractérisée par ses 2 seuils de basculement seuil bas V_{T-} et seuil haut V_{T+} .

II.3.1. Hypothèse d'étude et conditions initiales

La porte logique est alimentée entre 0 et V_{DD} . A $t=0$ le condensateur C est totalement déchargé ($V_c=0\text{Volt}$)

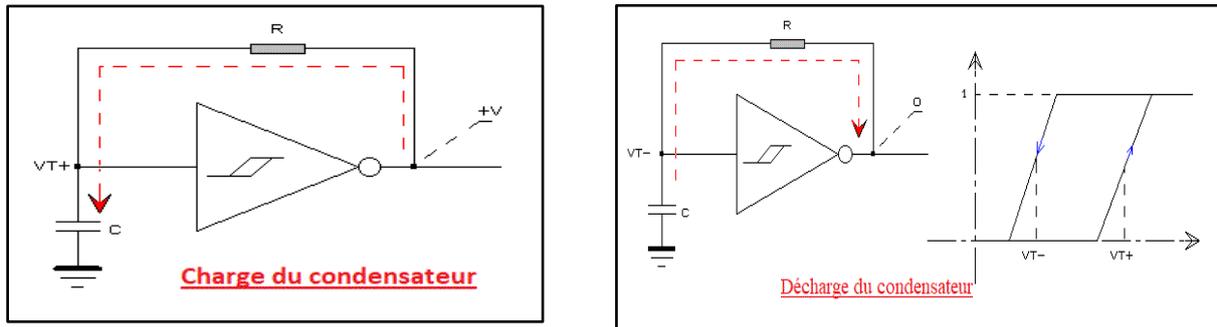


Figure II.5 : Oscillateur à trigger de schmitt.

Lorsque l'entrée est nulle, la sortie est élevée (devant l'amplificateur) et le condensateur est chargé à travers la résistance. Cette tension augmente progressivement à partir du niveau d'entrée jusqu'à ce que cette tension atteigne "VT+". Cette tension atteint l'onduleur et "C" à "R" commence à se décharger, atteignant la limite "VT-". L'avantage de cet inverseur à trigger de Schmitt est la compatibilité entre deux seuils de déclenchement de Schmitt qui permettent des sorties carrées et normales. La durée du signal est telle que [29]

$$T = 2RC \ln \frac{V_{T+}}{V_{T-}} \quad (8)$$

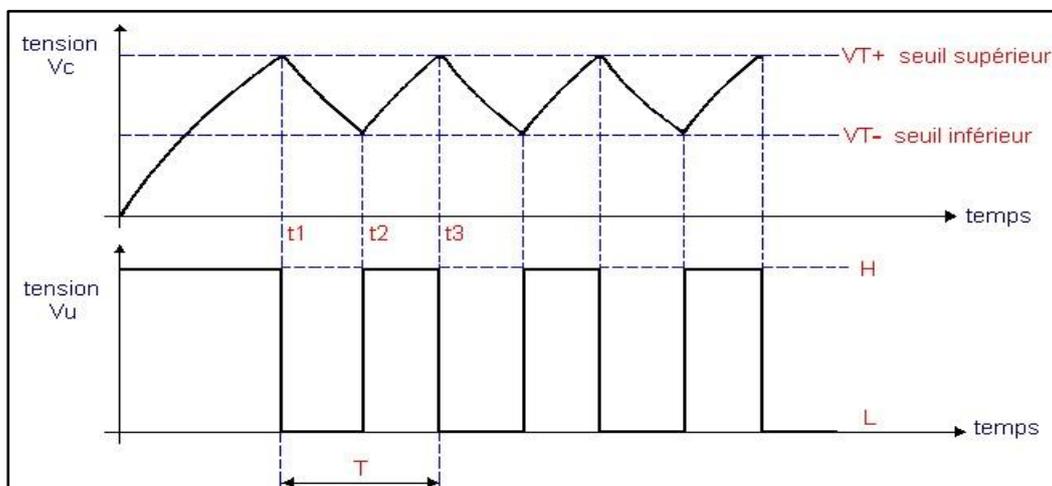


Figure II.6 : Signal issu de l'oscillateur à trigger de schmitt

La principale application de la bascule de Schmitt est la mise en forme de signaux analogiques permettant à les appliquer aux circuits logiques par exemple, signal horloge d'un circuit logique, l'entrée d'un compteur. La bascule de Schmitt peut aussi être utilisée pour débarrasser un signal du bruit.....;

le trigger de Schmitt a été très longtemps utilisé pour les appareils électroniques devant générer du son, comme les montres électroniques, les sonneries des téléphones portables, les Game Boy et les consoles de jeux antérieures à la génération 16 bit, les alarmes électroniques, les cartes de vœux parlantes, les boîtes à musique et horloges électroniques, etc. Il ne pouvait générer que des signaux rectangulaires, et ont été très longtemps associés aux jeux vidéo.

Les bascules de Schmitt sont largement utilisées pour construire des oscillateurs à signaux carrés.

Dans le cas du testeur à diode étudié, le signal délivré par cet oscillateur va servir de signal horloge correctement calibré entre 0V (niveau bas) et la tension positive maximale (niveau haut) correspondant à la tension d'alimentation du circuit intégré.

II.4. La Bascule

L'onde carrée issue de l'oscillateur est appliqué sur l'horloge de deux flip flop de type D du circuit intégré 74HC74 et délivrant à la sortie de la première bascule un signal de fréquence 50Khz. Nous allons dans ce qui suit présenter brièvement les bascules.

Une bascule ou un basculeur est un circuit intégré logique muni d'une sortie et d'une ou plusieurs entrées. La sortie peut être au niveau logique 0 ou 1. Les changements d'état de la sortie sont déterminés par les signaux appliqués aux entrées. La principale différence entre les bascules et les circuits logiques

combinatoires (portes ET, OU, OU Exclusif, etc.) c'est que la sortie de la bascule maintient son état même après la disparition du signal de commande.

La bascule est en fait l'élément de base de la logique séquentielle. Notons qu'en réunissant des bascules, on peut fabriquer des compteurs, des registres, des registres à décalage, et des mémoires. Notons aussi qu'il existe des bascules asynchrones et des bascules synchrones. Les bascules synchrones sont des bascules dont la sortie ou l'état de mémorisation dépend à tout instant de l'état simultané des entrées, alors que dans le cas des bascules synchrones l'action des entrées sur l'état de mémorisation ne sera effective que si l'entrée de l'horloge est active. L'activation de l'entrée d'horloge notée CK pour clock pourra se faire soit sur un niveau logique (0 ou 1) soit sur un front (montant ou descendant).

En ce qui concerne le montage étudié, les bascules utilisées sont des bascules "D". La bascule "D" possède deux bornes d'entrée ; D (DATA) pour les données et T pour l'horloge. Cette bascule possède aussi deux sorties complémentaires Q et \bar{Q} comme dans toutes les autres bascules. La bascule "D" enregistre directement la valeur présente à son entrée D et la transfère à sa sortie Q sous la commande de l'horloge (T). De ce fait, si l'entrée est à l'état logique 1, la sortie de la bascule "D" passe à l'état logique 1 au prochain signal de l'horloge qui passe de 0 à 1 (front montant). Si par contre l'entrée de la bascule "D" est à l'état logique 0, sa sortie Q passe à l'état logique 0 au prochain signal de l'horloge (front montant). Le symbole logique de la bascule "D" à commande par fronts est montré à la figure II.7.

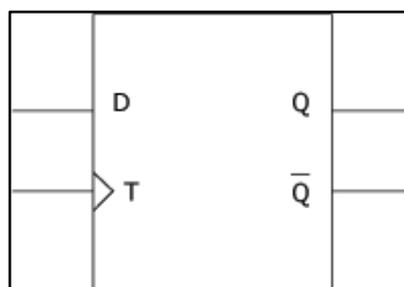


Figure II.7 : Symbole logique de bascule

La bascule "D" peut être conçu à partir du circuit de la bascule "RST" synchrone comme montré en figure II.8. Dans ce cas la borne S de la bascule "RST" admet les données D comme entrée. Ces données seront inversées pour former l'entrée de la borne R.

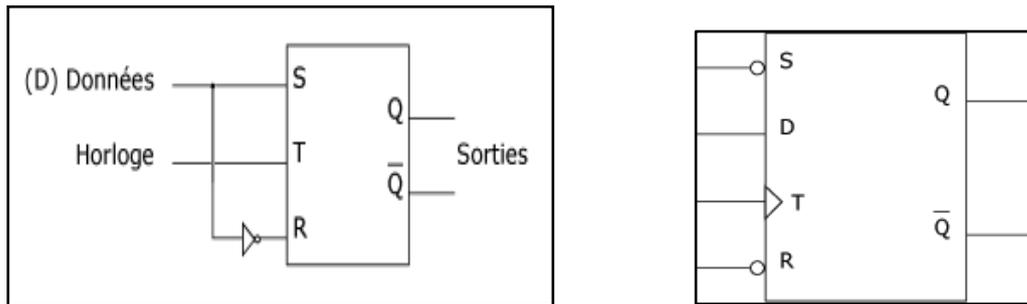


Figure II.8: Réalisation de la bascule "D" à partir de la bascule synchrone "RST"

Avec la technologie TTL, les bascules « D » sont disponibles dans une variété de tailles, notamment les 7474, 7475, 74100 et 74116.

Une bascule "D" peut fonctionner sur le front montant ou descendant de l'horloge. Le TTL 7474 dispose d'un convertisseur "D" avec deux entrées asynchrones S (reset sur reset = 1) et R (reset sur reset = 0). Ainsi l'entrée S est utilisée pour pré régler le réglage de la sortie Q de la logique 1, et l'entrée R est utilisée pour annuler la valeur de sortie Q. Ces deux entrées sont asynchrones, elles sont donc prioritaires sur les autres signaux principaux "D" [30]. La table de vérité de cette bascule est donnée par la table II.1.

Fonctionnement	Entrées				Sorties		Remarques
	R	S	T	D	Q_{n+1}	\overline{Q}_{n+1}	
Synchrone	1	1	0	X	Q_n	\overline{Q}_n	Mémorisation
	1	1	⌋	0	0	1	Mise à 0
	1	1	⌋	1	1	0	Mise à 1
Asynchrone	0	1	X	X	0	1	Mise à 0
	1	0	X	X	1	0	Mise à 1
	0	0	X	X	1	1	État instable

Tableau I:Table de vérité de la bascule D

Un exemple de chronogramme est donné en figure II.9

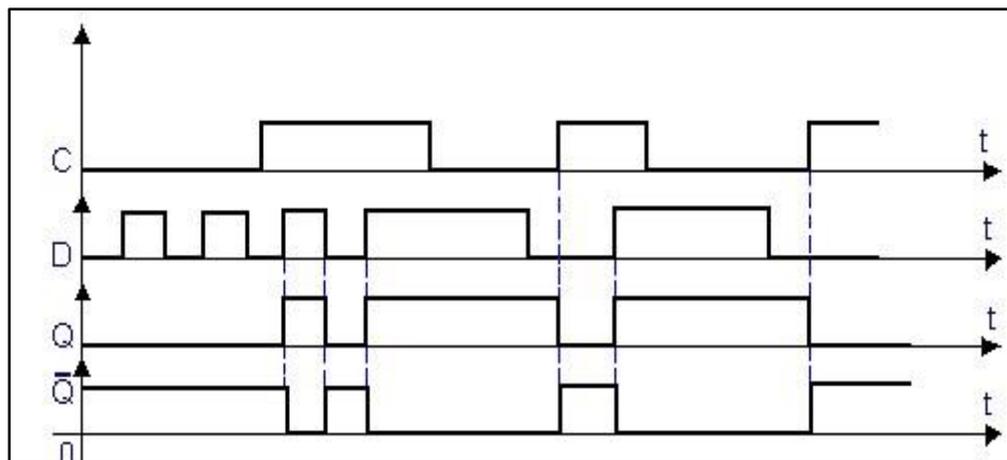


Figure II.9 : Chronogramme de la bascule D latch [31].

Notons aussi que la bascule D peut être réalisé grâce aux portes logiques NAND, ainsi on présente en figure II.10 une réalisation possible de la bascule D grâce aux portes logiques NAND.

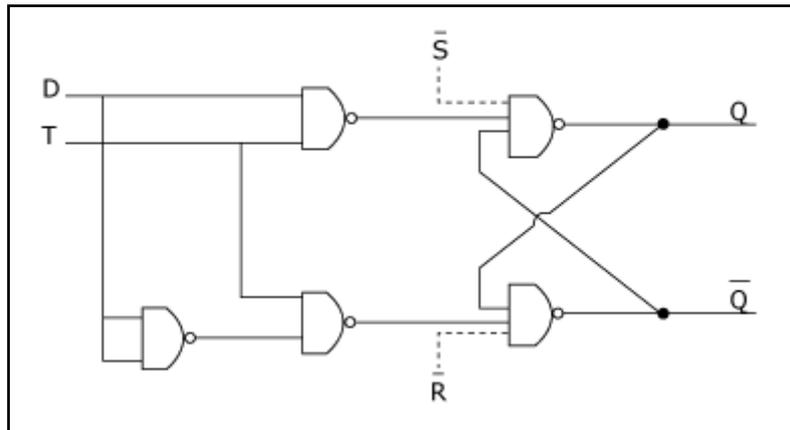


Figure II.10:Réalisation de la bascule "D" à l'aide de portes logiques NAND

II.5. Transistor en commutation

Pour ce testeur de vitesse des diodes, un transistor en commutation est utilisé et relié via à la sortie de la bascule \bar{Q} de la bascule D du circuit IC1-B que nous présenterons lors de l'analyse du circuit étudié.

Avant de présenter le transistor en commutation présentons tout d'abord le transistor. On se contentera dans ce qui suit de présenter uniquement le transistor bipolaire utilisé dans le circuit étudié mais tenons à rappeler qu'il existe une multitude de transistors tels que les bipolaires NPN et PNP ainsi que les transistors à effet de champs tels que les JFETs, MOSFETs, HEMTs, multi grilles (DG FETS, Tri GATE, FINFETs, GAA), etc.....

II.5.1. Définition du transistor

Le transistor est un composant électronique pouvant être utilisé comme interrupteur dans les circuits logiques, comme amplificateur de signal, pour stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que pour de nombreuses autres applications.

Rappelons que les transistors sont des composants électroniques constitués de semi-conducteurs. Le principe de fonctionnement est basé sur deux jonctions PN. ou deux diodes montés en tête bêche. La polarisation d'une jonction PN est inversée par un courant faible (appelé aussi effet transistor). Cela permet de "contrôler" des courants très importants selon le principe de l'amplification de courant [32].

Un transistor est donc un dispositif à trois électrodes actives, qui permet de contrôler un courant (ou une tension) sur une des électrodes de sorties (le collecteur pour le transistor bipolaire et le drain sur un transistor à effet de champ) grâce à une électrode d'entrée (la base sur un transistor bipolaire et la grille pour un transistor à effet de champ).

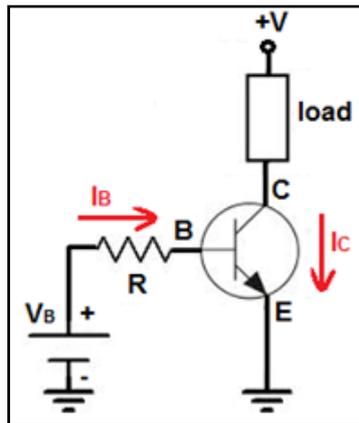


Figure II.11 : Transistor NPN.

Pour fonctionner le transistor doit incontestablement être polarisé, ce qui permettra la détermination de son point de fonctionnement. Il pourra ainsi fonctionner en mode d'amplification ou en commutation.

Les caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire NPN monté en émetteur commun sont données à la figure qui suit:

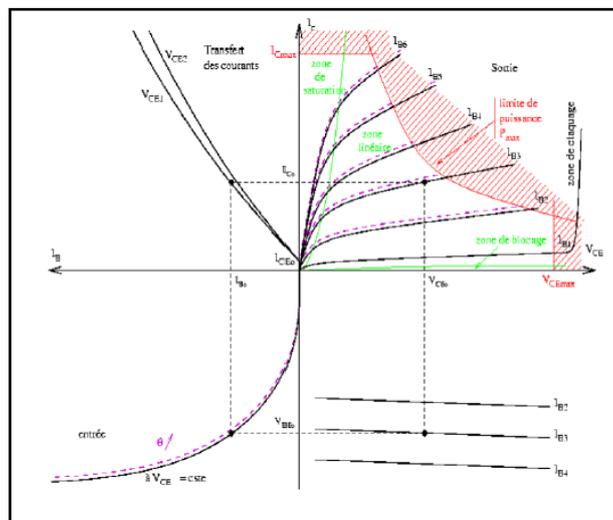


Figure II.12: Réseau de caractéristiques du transistor bipolaire.

En examinant la figure ci-dessus, On distingue quatre quadrants, le premier quadrant $I_c=f(V_{CE})$ à courant $I_b=\text{constant}$, permet de mettre en évidence un fonctionnement en amplification et un fonctionnement en mode de commutation auquel nous nous intéressons particulièrement dans cette étude.

II.5.2. Transistor en commutation

Les transistors de commutation sont utilisés pour ouvrir et fermer des circuits (interrupteurs du type commandé). Par exemple, il peut s'agir d'une LED, d'un relais, d'un moteur, etc. Le circuit de sortie d'un transistor est généralement un commutateur de tension ou de courant, selon le type de transistor sélectionné. Un transistor pourra avoir donc 2 états : saturé ou bloqué [33]

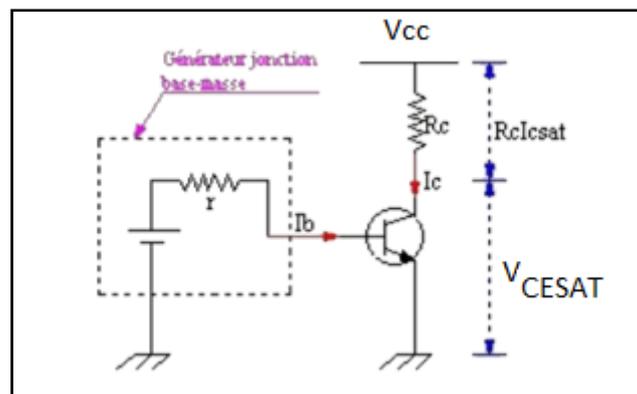


Figure II.13 : Montage de transistor en commutation [34].

On dit qu'un transistor fonctionne en commutation lorsqu'il fonctionne soit en mode bloqué (interrupteur ouvert) ou saturé (interrupteur fermé). Cela signifie que lorsqu'il passe de l'un à l'autre des états, la transition est très rapide. On définit généralement deux temps pour la commutation du transistor.

t_s : temps de passage de l'état bloqué à l'état passant.

t_b : temps de passage de l'état passant à l'état bloqué.

La résistance de base doit être calculée pour avoir un courant de base suffisant.

Quand le transistor est utilisé en commutation, deux cas sont possibles

Si le courant de base est nul, le courant du collecteur est nul aussi et le transistor est bloqué. Il est équivalent à un interrupteur ouvert.

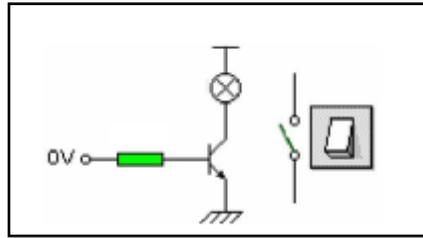


Figure II.14: Transistor en mode bloqué.

Si le courant de base est suffisant, le courant du collecteur est élevé mais ne peut pas dépasser la valeur :

$$I_{C\text{MAX}} = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (9)$$

Si le courant de base I_B augmente au delà de la valeur du courant :

$$I_{B\text{MAX}} = \frac{V_{CC}}{\beta R_C} \quad (10)$$

la tension V_{CE} devient très faible, la base est alors saturée en porteurs majoritaires et la relation

$$I_C = \beta I_B \quad (11)$$

n'est plus valide, la jonction base collecteur est polarisée en direct

$$V_{BC} = V_{BE} + V_{EC} \quad (12)$$

et le transistor est saturé. Il est équivalent à un interrupteur fermé. Dans ce cas la valeur de la résistance de base est inférieure à βR_C . Pour un transistor saturé on a:

$$R_B = \beta R_C \quad (13).$$

Et

$$I_c = \frac{V_{CC}}{R_C} \quad (14)$$

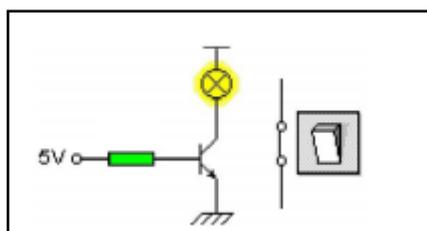


Figure II.15 : Transistor en mode saturé.

Donc lorsqu'un transistor entre en saturation, son courant collecteur est :

$$V_{CC} = R_C I_{CSAT} + V_{CESAT} \quad (15)$$

$$R_C I_{CSAT} = V_{CC} - V_{CESAT} \quad (16)$$

$$I_{CSAT} = \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{R_C} \quad (17)$$

Mais comme on sait que V_{CESAT} est très faible lorsque le transistor est saturé (quelques millivolts), on peut dire que $V_{CC} - V_{CESAT}$ est sensiblement égal à V_{CC} .

Donc :

$$I_{CEsat} = \frac{V_{CC}}{R_c} \quad (18)$$

Il faut que I_B atteigne une certaine valeur pour saturer le transistor. Cette valeur sera telle que:

$$I_C = \beta I_B \quad (19)$$

Donc :

$$I_B = \frac{I_{csat}}{\beta} = \frac{V_{CC}}{\beta R_c} \quad (20)$$

Ainsi dans le cas d'un transistor NPN si la tension de la base est légèrement plus négative que la tension à son émetteur le transistor est bloqué et une tension V_{cc} est présente à son collecteur, par contre quand la base reçoit une tension positive par rapport à son émetteur, le transistor conduit.

II.6. Les amplificateurs opérationnels

Pour la réalisation de ce testeur différents configurations à base d'amplificateurs opérationnels sont utilisés on note alors l'utilisation d'un suiveur, d'un intégrateur, et d'un circuit de visualisation .Avant de présenter ces montages commençons tout d'abord par présenter les amplificateurs opérationnels.

Nommé par John R. Ragajini en 1947, l'amplificateur opérationnel a été développé à l'origine pour effectuer des calculs mathématiques sur des ordinateurs analogiques. Actuellement, il y a environ 20 minuscules transistors dans les circuits

intégrés. Largement utilisé en électronique. Cet assemblage montre comment utiliser les amplificateurs opérationnels pour effectuer différentes fonctions.

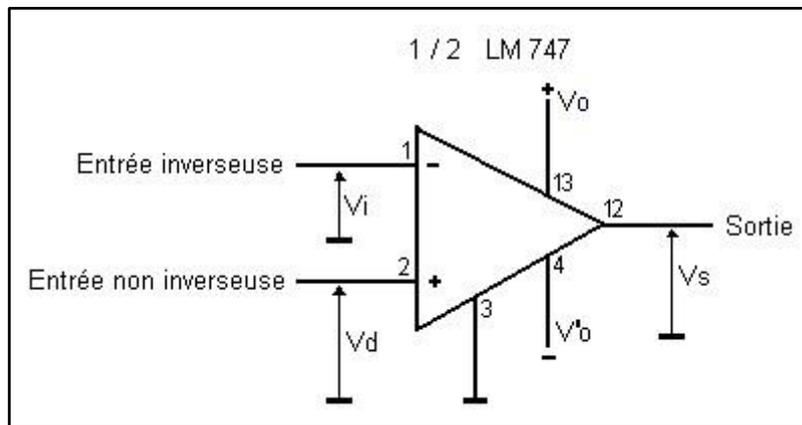


Figure II.16. Symbole de l'amplificateur opérationnel [35].

L'AOP est un amplificateur différentiel, doté de deux entrées, l'une non inverseuse (V_+) et l'autre inverseuse (V_-), et d'une seule sortie (V_s) : Le triangle le représentant symboliquement signifie qu'il s'agit d'un composant unidirectionnel. Ce composant électronique utilisé avec contre réaction permet de réaliser différentes opérations mathématiques, telle que l'addition, la soustraction, l'intégration, la dérivation, la fonction logarithme la fonction exponentielle permettant de réaliser la multiplication et la division. Il peut aussi être utilisé en comparateur, en redresseur, etc....

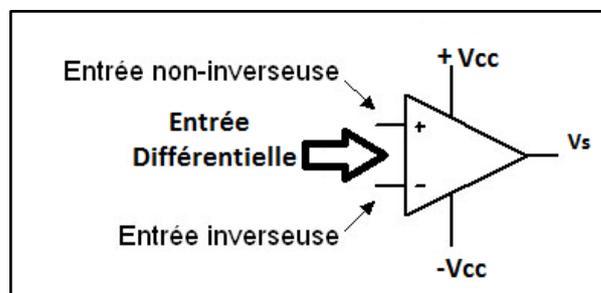


Figure II.17 : Symbole d'un amplificateur opérationnel.

II.6.1. Caractéristiques essentielles et applications de l'AOP

Les amplificateurs opérationnels sont des circuits monolithiques dont une puce de silicium constitue le substrat commun, Les amplificateurs opérationnels sont composés d'un étage différentiel d'entrée, un étage de gain et un étage de sortie de type push-pull, toutes les liaisons sont directes.

L'amplificateur opérationnel est un amplificateur différentiel qui est caractérisé par :

- ❖ Son amplification aux basses fréquences est très importante
- ❖ Son impédance d'entrée est très élevée
- ❖ Son impédance de sortie (Z_{out}) est très faible (au maximum quelques kilo-ohms).
- ❖ Il possède deux entrées notées + (l'entrée non inverseuse) et - (l'entrée inverseuse) et a une seule sortie.

L'amplificateur opérationnel peut être monté comme nous l'avons dit auparavant comme amplificateur à inversion de signe, en sommateur, en soustracteur, en intégrateur, dérivateur, suiveur, comparateur, etc.....On se contentera dans ce qui suit de donner les principaux montages utilisés pour réaliser le testeur étudié.

II.6.2. Amplificateur opérationnel monté en Suiveur

Le suiveur est un circuit amplificateur opérationnel dont la tension de sortie suit immédiatement la tension d'entrée. C'est-à-dire que la tension de sortie est équivalente à la tension d'entrée.

Le suiveur de tension est typiquement utilisé dans un circuit où l'on cherche à "découpler" les impédances, c'est à dire à empêcher une impédance de source de constituer avec une impédance de charge un diviseur de tension. Ce montage est utilisé comme adaptateur d'impédance car sa résistance d'entrée est très importante, idéalement infinie.

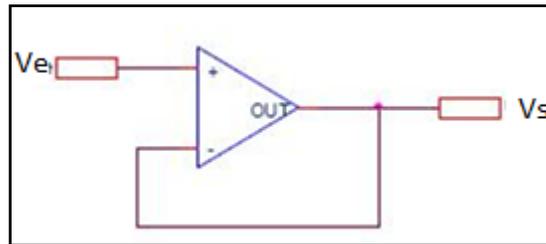


Figure II.18 : Amplificateur suiveur [36]

Le circuit amplificateur opérationnel ne fournit aucune amplification. Ainsi, le gain de tension est égal à 1. La tension V_s de sortie est donnée par:

$$V_s = V_e \quad (21)$$

Ainsi le gain est unitaire. On note que l'entrée et la sortie ne sont pas inversées. Pour le circuit suiveur la sortie est reliée à l'entrée inverseuse.

A première vue, ce montage ne présente aucun intérêt mais on constate que son impédance d'entrée est très grande et son impédance de sortie très faible. Ce montage constitue un adaptateur d'impédance de gain unité.

Les avantages du montage suiveur sont:

- ❖ L'impédance d'entrée infinie.
- ❖ L'impédance de sortie nulle.
- ❖ La bande passante infinie.
- ❖ Aucune saturation.
- ❖ Tension d'entrée égale à la tension de sortie menant à un gain unitaire.

II.6.3. Amplificateur opérationnel monté en Intégrateur

Le cas de l'intégrateur est intéressant pour deux raisons. D'une part, les fonctions intégrales sont très utiles en électronique tels que les oscillateurs à détection de charge et à relaxation. D'autre part, il s'agit d'un montage où la composante continue et la composante alternative du signal sont traitées séparément dans le même circuit [37]. L'intégration d'un signal analogique est assurée par le circuit représenté par la figure qui suit

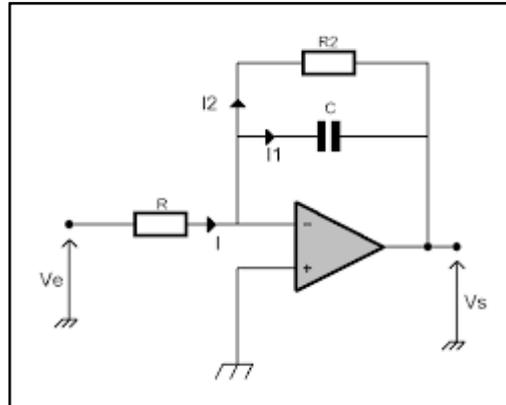


Figure II.19 : Montage intégrateur.

Si on considère l'amplificateur en régime linéaire on a : $V_- = V_+$. Si l'amplificateur opérationnel est considéré comme parfait alors :

$$A = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = -\frac{R_2}{R} \cdot \frac{1}{1+R_2CP} \quad (22)$$

Ce filtre passe bas du premier ordre a un gain de la forme:

$$A = \frac{V_s(p)}{V_e(p)} = \frac{h_0}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad (23)$$

Ainsi par identification, on a un gain statique

$$h_0 = \frac{R_2}{R} \quad (24)$$

et une pulsation de coupure :

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2C} \quad (25)$$

conduisant à une fréquence de coupure égale à:

$$f_{coupure} = \frac{1}{2\pi R_2C} \quad (26)$$

Ainsi ce montage permet d'amplifier le signal appliqué à son entrés afin de permettre d'obtenir la tension nécessaire pour piloter le circuit de visualisation utilisé composé de quatre amplificateurs monté en comparateurs et de cinq LEDs.

II.6.4. Amplificateur opérationnel monté en comparateur

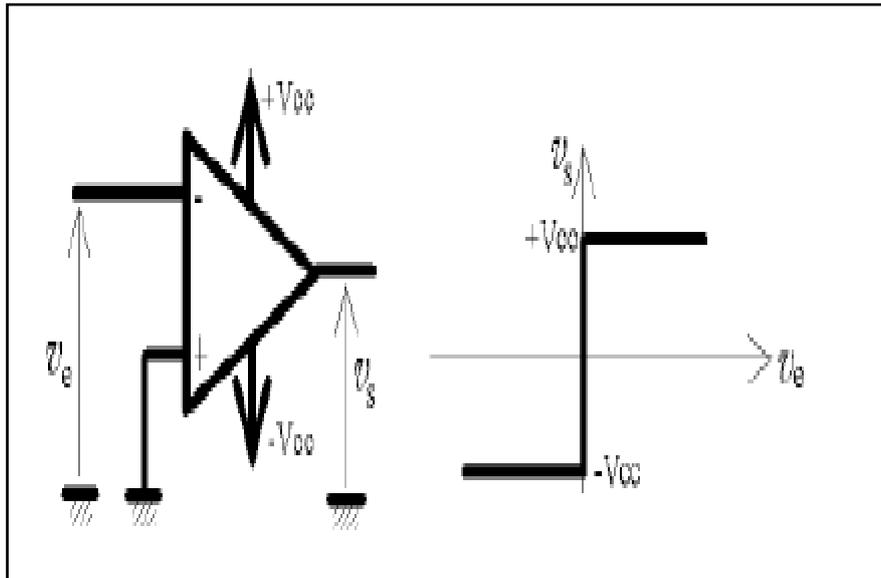


Figure II.20 : AOP monté en comparateur.

Dans ce montage à base d'amplificateurs opérationnels monté en comparateur, on applique deux tensions V_1 et V_2 directement aux bornes des entrées inverseuses et non inverseuses de l'amplificateur. Lorsque la tension V_1 est supérieure à V_2 la tension en sortie de l'amplificateur opérationnel V_s est alors à son maximum. Au contraire, lorsque V_1 est inférieur à V_2 , la tension de sortie de l'AOP est à son minimum.

Pour plus d'explications nous proposons de présenter le montage comparateur qui suit.

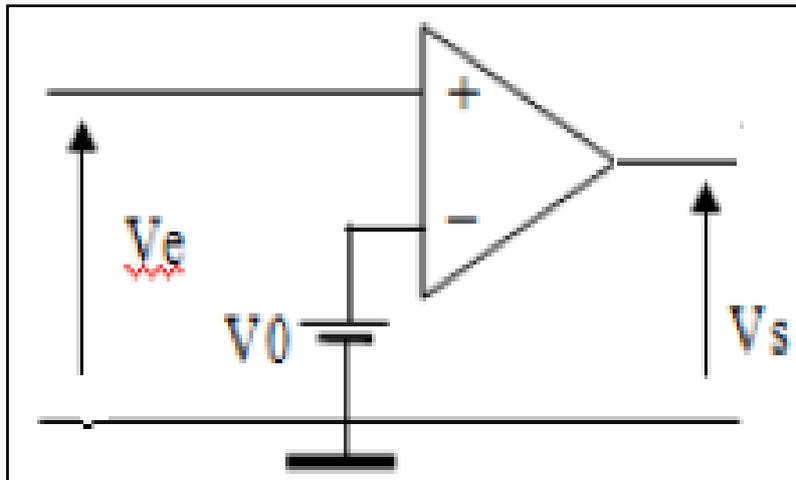


Figure II.21 : Exemple de comparateur à base d'AOP.

Si:

$$V_{e+} > V_{e-} \Rightarrow V_s = +V_{sat} \approx +V_{Alimentation} \quad (27)$$

Si par contre:

$$V_{e+} < V_{e-} \Rightarrow V_s = -V_{sat} \approx -V_{Alimentation} \quad (28)$$

Si les entrées ne sont pas à des potentiels très voisins la sortie est saturée. Selon que la tension V_e appliquée à l'entrée non inverseuse est supérieure ou inférieure à la tension de consigne V_0 appliquée à l'entrée inverseuse, le potentiel de la sortie est égale à la tension $V_{Alimentation}$.

Conclusion

Après avoir présenté brièvement les différents montages constituant le testeur de vitesse des diodes étudié dans ce mémoire, nous proposons alors dans le chapitre3 qui suit, de présenter le circuit étudié que nous analyserons, on donnera alors les chronogrammes que nous avons obtenus dans certains nœuds test du circuit étudié

Chapitre 3: Résultats et Interprétations

III.1. Introduction

Notre travail a consisté à étudier un appareil de mesure de laboratoire qui consiste en un testeur de rapidité pour diodes en anglais "Diode Speed Tester, capable de classer ces diodes par catégories de vitesse. Ce montage a pour fonction d'évaluer le type de diode en terme de rapidité ; en fait, grâce à ce dispositif , les diodes peuvent être classées dans une des cinq catégories caractérisées par leurs plages de vitesse ou rapidité de commutation; de ce fait chaque diode peut être répertoriée en fonction de son "trr", ou vitesse de commutation et par conséquent de sa fréquence maximale de travail.

Rappelons tout d'abord que les caractéristiques d'une diode ne se limitent pas à la tension et courant de fonctionnement, mais il faut donc considérer aussi une autre caractéristique qui est le "trr" ("time reverse recovery") ou temps inverse de recouvrement exprimé en nanoseconde et qui diffère d'une diode à une autre. Ainsi une seconde caractéristique de la diode qu'on doit prendre en considération est sa capacité de jonction que nous mettons en évidence en figure III.1.

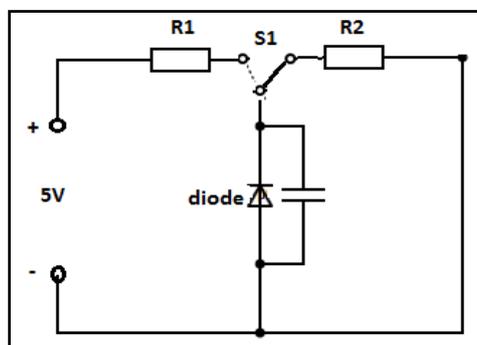


Figure III.1: La vitesse de "décharge" de la diode dépend de sa capacité de jonction qui se charge quand s1 est sur la position R1, et se décharge sur la position R2.

Notons que les diodes très rapides ont une valeur du "trr" ou temps inverse de recouvrement faible et une capacité de jonction peu importante alors que les diodes

lentes ont une forte valeur du "trr" vu qu'elles présentent une capacité de jonction élevée.

Rappelons que la valeur du "trr" correspond au temps qu'il faut à la capacité de jonction de la diode pour se décharger complètement. Ainsi une diode avec une haute valeur du "trr" mettra, beaucoup plus de temps pour passer de la tension maximale (niveau logique 1) au niveau logique 0 comparé à une diode ayant une valeur de "trr" par rapport à une diode à faible.

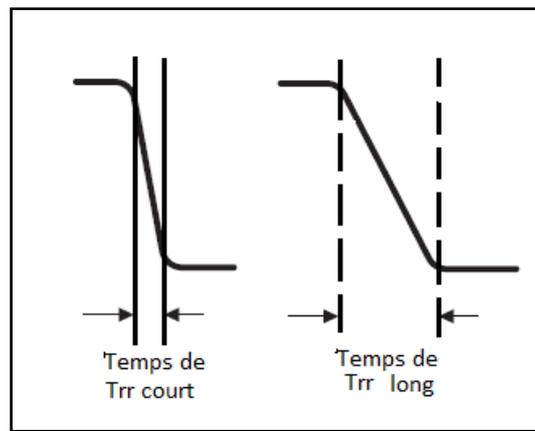


Figure III.2 : Rapidité de la diode en fonction de la valeur du Trr

Au tableau III.1, nous donnons une idée concernant la rapidité des diodes les plus utilisées au quotidien dans les différents montages électroniques .

Diodes	Trr(nanosecondes)
Rectifier	1.000 - 600 nSec.
Fast	600 - 400 nSec.
Ultrafast	400 - 50 nSec.
Schottky	50 - 15 nSec.
High speed	15 - 2 nSec.

Tableau III.1: Classification des diodes des moins rapides " Rectifier"(la vitesse de commutation est comprise entre 1 000 et 600 nanosecondes) aux plus rapides "High Speed" pouvant atteindre 12 à 2 nanosecondes

La fréquence maximale de travail que nous notons " F" peut être calculée connaissant la vitesse de commutation que nous notons " Vc" exprimée en nanosecondes par:

$$F(\text{MHZ}) = \frac{1000}{V_c(\text{ns})} \quad (29)$$

Au Tableau III.2, nous donnons les fréquences maximales de travail des diodes indiquées dans le Tableau III.1.

Diodes	Fréquence max F(MHz)
Rectifier	1 à 1,7 MHZ
Fast	1,7 à 2.5 MHZ
Ultrafast	2.5 à 20 MHZ.
Schottky	20 à 62 MHZ
High speed	62 à 500 MHZ

Tableau III.2 : Fréquence maximale de travail des diodes présentées dans le Tableau III.1

III.2. Analyse du circuit

La figure III .3 donne le schéma électrique complet du testeur de rapidité étudié .

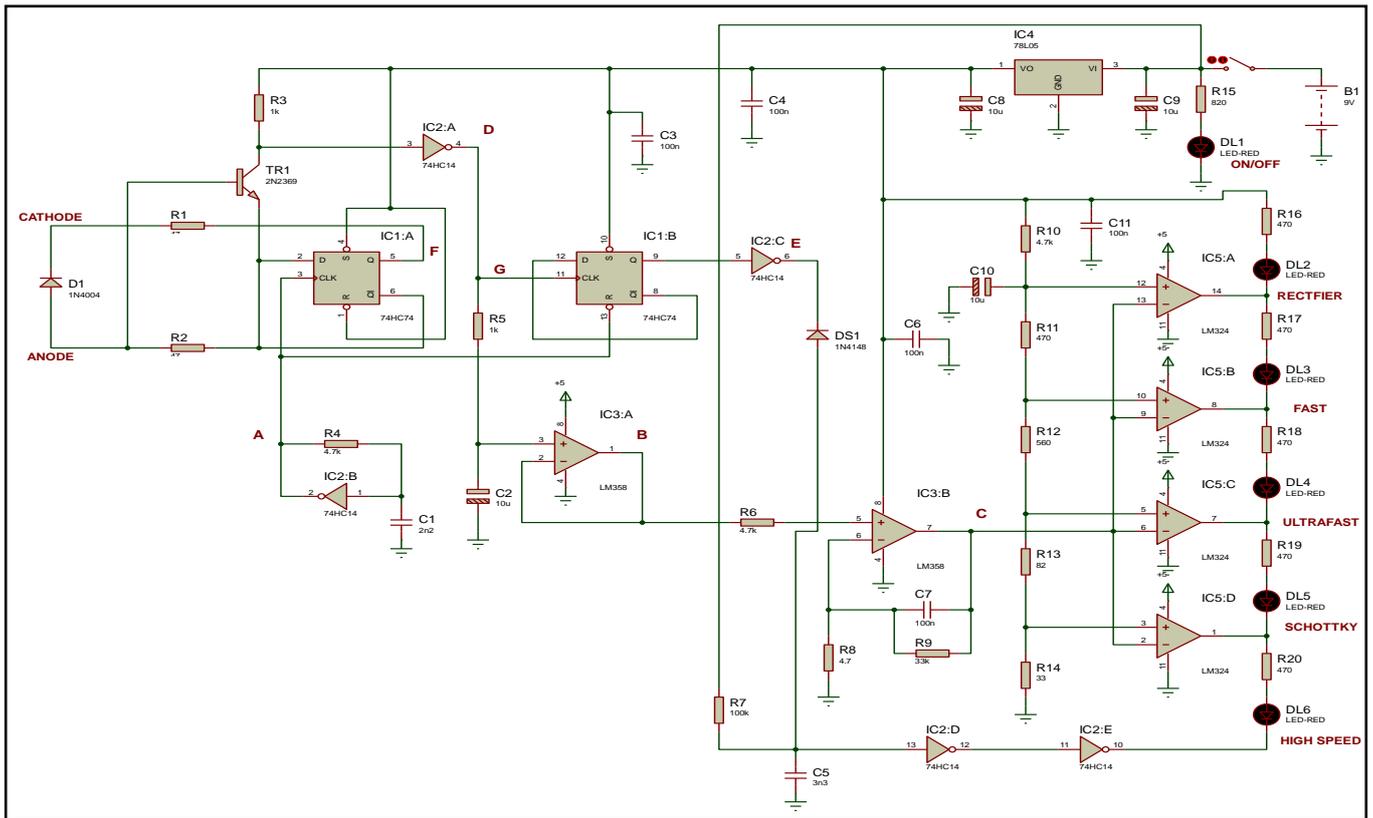


Figure III .3.le schéma électrique complet du testeur de rapidité étudié.

L'analyse de ce circuit nous permet tout d'abord d'identifier tous les étages qui le constituent et de comprendre son fonctionnement.

Tout d'abord l'alimentation de ce testeur de rapidité pour diodes se fait à partir d'une simple pile de 9 V; le régulateur IC4 stabilise la tension à 5 V. La pile de 9 V permet d'assurer une autonomie certaine de ce montage.

Débutons cette analyse par la description par la porte inverseuse IC2/B du CI 74HC14, trigger de schmitt utilisé comme étage oscillateur pouvant fournir en sortie en broche 2 un train d'impulsions .

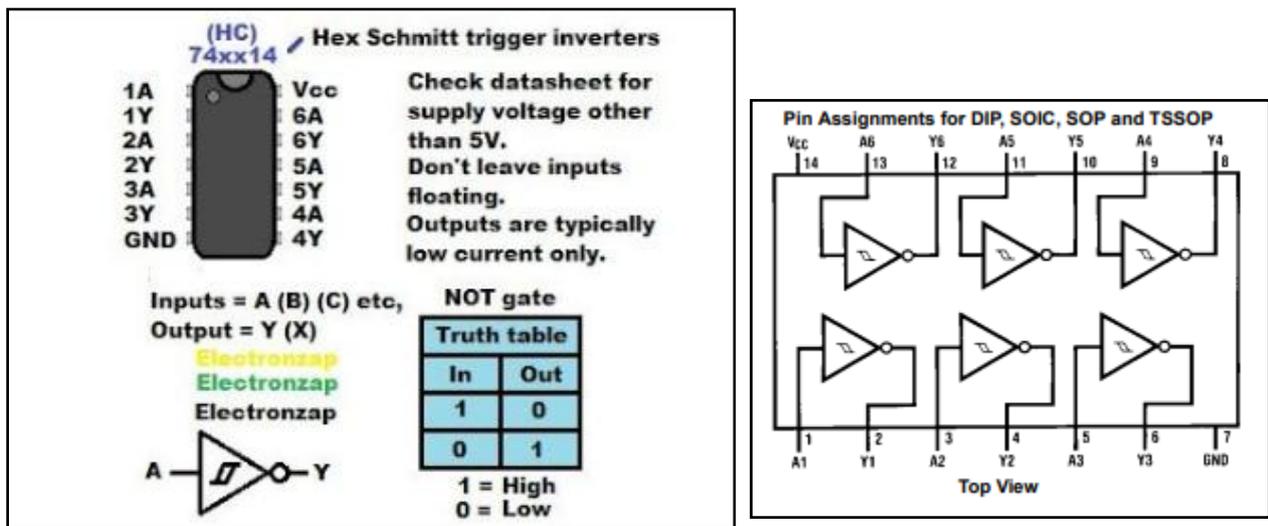


Figure III.4. Brochage du CI 74HC14.

Le train d'impulsions obtenue à la sortie de l'oscillateur est alors appliquée sur l'entrée horloge en broche 3 du circuit intégré IC1/A et sur l'entrée horloge broche 13 du CI IC1/B (ce sont deux bascules de type D complets avec Preset PR et Clear CL), se situant dans le circuit intégré TTL 74HC74.

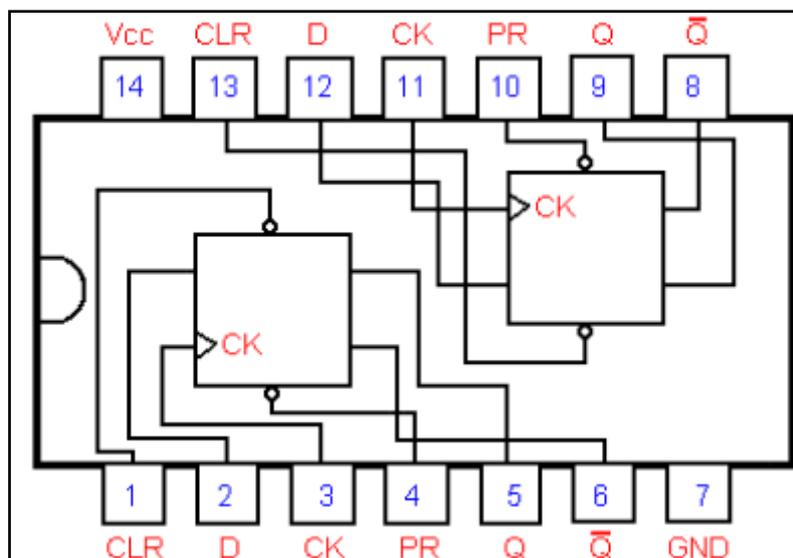


Figure III.5. Brochage du CI 74HC74.

Les deux broches de sortie 5-6 de IC1/A, notées Q et \overline{Q} afficheront périodiquement des niveaux logiques 1-0 à une fréquence égale à la moitié de la fréquence d'horloge menant donc à des signaux affichés à la sortie de Q et \overline{Q} de fréquences égale à la moitié du signal de sortie de l'oscillateur.

On insère sur ces deux sorties 5-6, qui deviennent des entrées de test, par l'intermédiaire des deux résistances R1 et R2, la diode. Les niveaux logiques 1-0, alternativement présents sur les sorties Q situé au niveau de la broche 5 et \overline{Q} situé en broche 6 sont utilisés pour appliquer dans le sens direct ou inverse, une tension de 5 V sur la diode reliée aux points de test A-K, de façon à faire circuler une certaine quantité de courant.

Quand la sortie \overline{Q} est au niveau logique 1, alors la sortie opposée Q est donc nécessairement au niveau logique 0, ainsi une tension positive de 5V permettra de polariser dans le sens direct la diode à tester en faisant circuler un courant direct de l'anode A vers la cathode K, à travers les deux résistances R2 et R1.

Considérons le transistor bipolaire de type NPN 2N2369 noté TR1, sa base est directement reliée au point A et à R2, alors que son émetteur est relié à la sortie \overline{Q} en broche 6 de IC1-A. Ce transistor est au départ bloqué car la tension à sa base est un peu plus négative que celle de son émetteur. Comme ce transistor TR1 ne conduit pas, un niveau logique 1 est présent sur son collecteur. Ce niveau 1 logique est alors appliqué sur la broche d'entrée 3 de la porte inverseuse IC2/A, dont la broche de sortie 4 est donc au niveau logique 0. Quand la sortie \overline{Q} (broche 6) de IC1/A est au niveau logique 0, la sortie opposée Q est au niveau logique 1. On obtient donc une tension positive polarisant la diode à tester en sens inverse et produisant donc un faible courant inverse qui sera alors proportionnel à la "capacité interne" de la diode. Ce courant inverse continuera à traverser la diode jusqu'à ce que sa capacité interne soit totalement déchargée. Il faut alors

déterminer ce temps de décharge qui peut aller de quelques ns à quelques centaines de ns.

Au moment où le courant circule dans le sens inverse, la base du transistor NPN TR1 recevra une tension légèrement positive par rapport à son émetteur et ce transistor commence à conduire son collecteur est au niveau logique 0. Ce niveau logique se retrouve sur la broche d'entrée 3 de la porte inverseuse IC2/A, ainsi sa sortie que nous prélevons sur la broche 4 IC2/A sera au niveau logique 1. Ainsi ce basculement de niveau de 0 à 1 et de 1 à 0 à la sortie de IC2/A sera acheminé à l'entrée horloge entrée CK broche 11 de la deuxième bascule IC1/B et sera aussi acheminée sur le condensateur C2 à travers la résistance R5 et appliquée à l'entrée 3 de l'amplificateur opérationnel IC3/A. Le condensateur C2 se charge avec une faible tension si les impulsions produites par la porte IC2/A sont de durée brève par contre si les impulsions ont une durée importante la tension de charge du condensateur C2 sera plus grande. Une des cinq LED doit s'allumer en fonction de cette valeur.

La tension présente à la sortie de l'AOP IC3/A à la broche 1 est appliquée à l'entrée non inverseuse 5 de l'AOP IC3/B, qui amplifiera cette tension afin d'obtenir une tension nécessaire au pilotage du circuit à LED composé des quatre AOP IC5.

Le signal récupéré à la sortie de la bascule D de IC1/B ou à l'entrée de IC2/C a une fréquence égale à la moitié de fréquence appliquée à la broche CK, fréquence utilisée par le second inverseur IC2/C, la diode DS1 et les deux portes inverseuses IC2/D et IC2/E pour empêcher l'allumage de DL6 quand aucune diode de test n'est insérée entre A-K.

La tension récupérée à la sortie de l'amplificateur opérationnel IC3/B est appliquée simultanément aux entrées inverseuses des quatre AOP du CI LM 324. Ces AOP IC5/A, IC5/B, IC5/C, IC5/D sont dans ce cas utilisés pour réaliser un circuit d'affichage à LEDs.

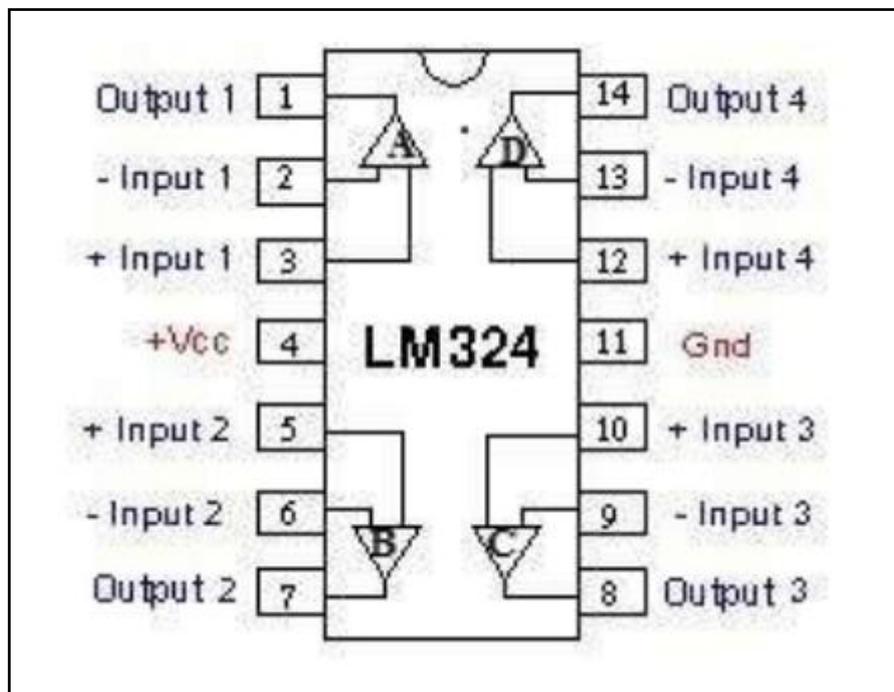


Figure III. 6: Le brochage du LM 324

Le CI LM324 comprend quatre amplificateurs opérationnels comme le montre le schéma de la figure III.6.

En reconsidérant le schéma électrique du testeur étudié, on remarque que les entrées non inverseuses de ces quatre AOP sont reliées à un pont diviseur composé des résistances R10-R11-R12-R13-R14. Ce qui permet de réaliser des comparateurs de tension qui permettront d'allumer une seule des cinq LED reliées à leurs sorties. Plus le " t_{rr} " exprimé en ns de la diode à tester sera grand, plus grande sera la tension récupérée à la sortie du second amplificateur opérationnel IC3/B et vis et versa, plus le " t_{rr} " de la diode à tester sera petit plus faible sera la tension de sortie de l'AOP IC3/B. C'est donc en fonction du " t_{rr} " obtenu que le comparateur alimente les LED reliées à sa sortie dont l'allumage se fait en fonction des valeurs du " t_{rr} ".

III.3: résultats de simulation et interprétations

Les différents chronogrammes obtenus aux différents points test de ce montage notés A, B, C, D, E, F, et G sont représentés sur les figures qui suivent.

III.3.1. Chronogramme au point test A et F

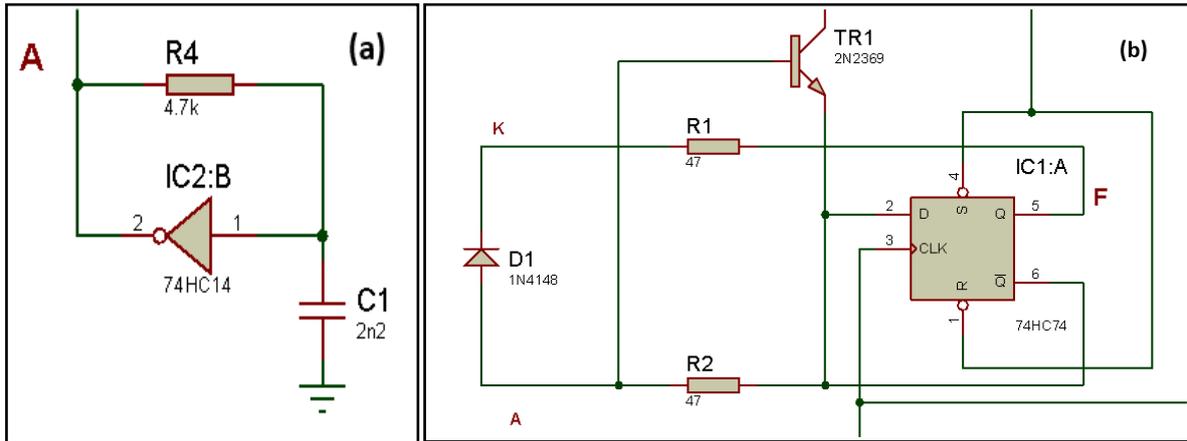


Figure III. 7: (a) : Le schéma d'IC2-B montre le point test A, (b) : Le schéma d'IC1-A montre le point test F.

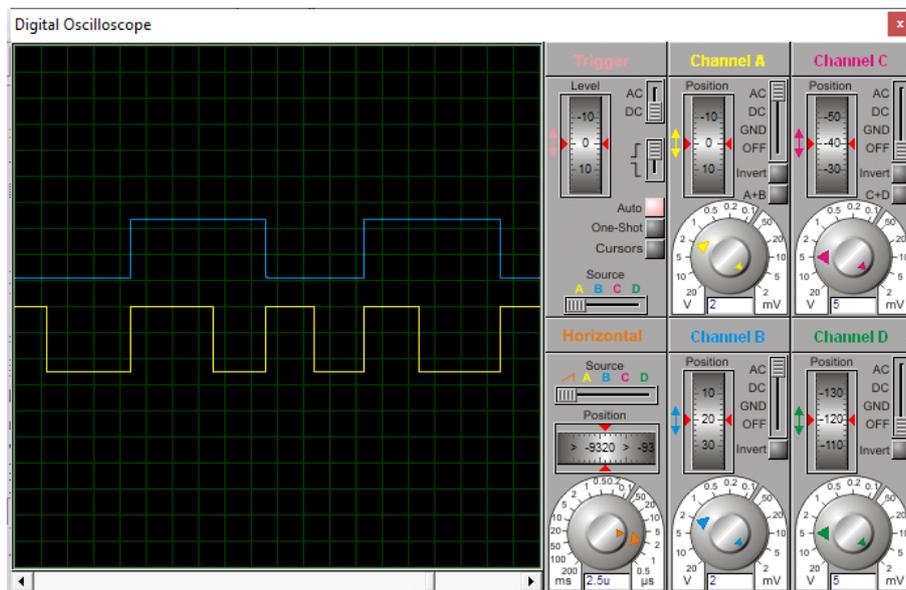


Figure III. 8: Chronogrammes à la sortie du circuit IC2-B au point test A (signal en jaune) et à la Sortie Q d'IC1-A. au Point test F (signal en bleu)

La figure ci-dessus (III. 8) représente la variation de la tension de sortie d'IC2-B et de la sortie Q d'IC1-A en fonction du temps. On remarque que la fréquence du signal de sortie d'IC1-A (Point test F) est la moitié du signal de sortie d'IC2-B.

Théoriquement la fréquence du signal obtenue à la sortie de cet oscillateur à trigger de schmitt est donnée par le constructeur et a pour expression

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{0.8 R_4 C_1} \quad (30)$$

D'après le chronogramme représenté sur la figure III.8, on remarque que nous avons obtenu à la sortie du trigger une onde carrée (signal en jaune), la période du signal récupéré à la sortie Q de la bascule est bien égale à deux fois celle récupérée à la sortie 5 de IC1-A.

III.3.2. Chronogramme de la sortie Q et \bar{Q} d'IC1-A

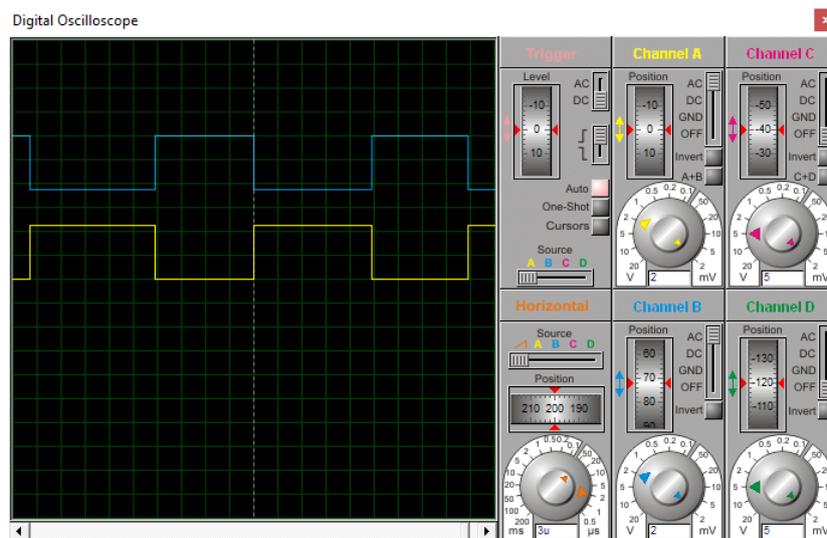


Figure III. 9: Le signal en jaune : la sortie Q d'IC1-A, Le signal en bleu : La Sortie \bar{Q} d'IC1-A.

On remarque que la sortie Q et \bar{Q} sont bien inversés ainsi quand la sortie \bar{Q} est au niveau logique 1, la sortie opposée Q est au niveau logique 0. Ainsi nous avons une tension positive de 5V qui polarise dans le sens direct la diode placée entre Anode et cathode.

III.3.3. Chronogramme au point test B

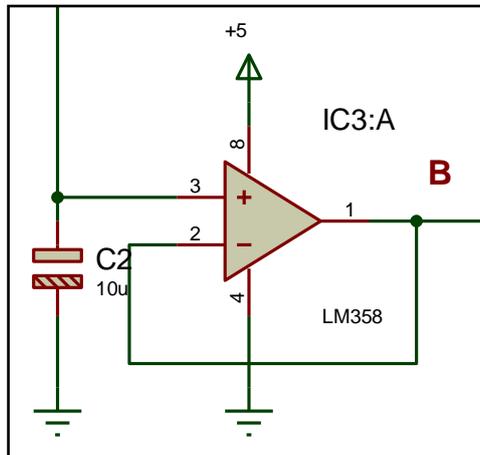


Figure III. 10: Le schéma d'IC3-A montre le point test B.

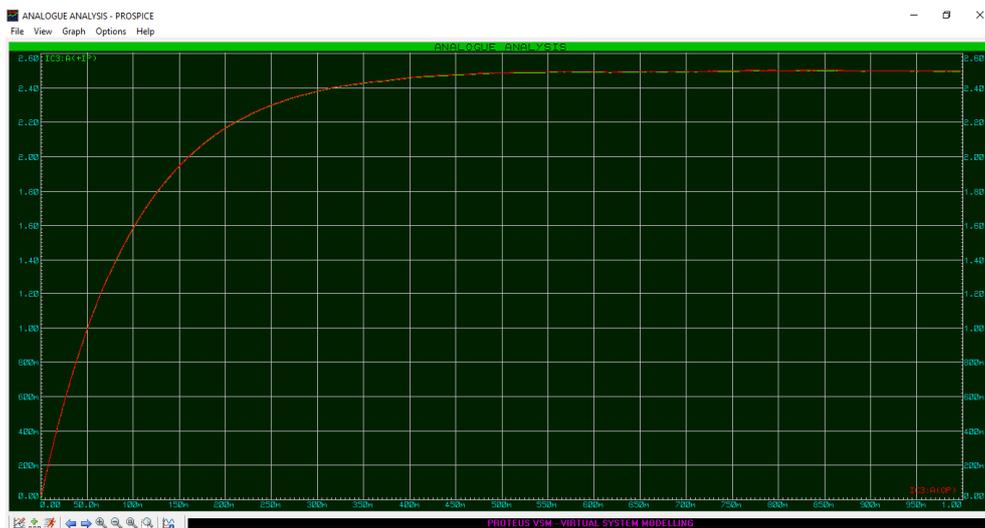


Figure III. 11: Le signal de la sortie d'IC3-A. (Point test B)

La figure (III. 11) montre la variation du signal obtenue à la sortie d'IC3-A en fonction du temps. Cet amplificateur est un suiveur de tension donc au point B la sortie suit l'entrée de l'amplificateur. On remarque que condensateur C2 se charge à travers la résistance R5.

III.3.4. Chronogramme au point test C

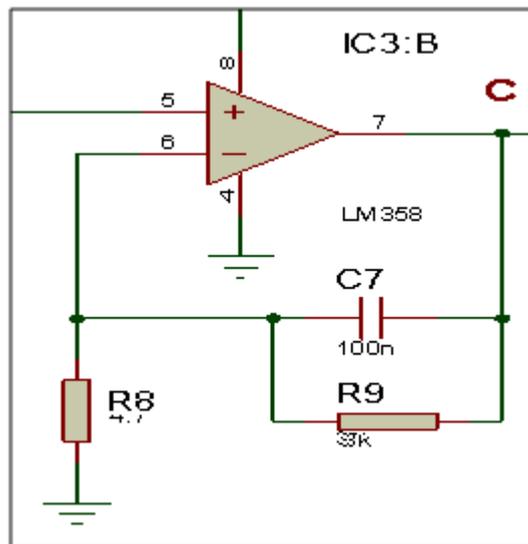


Figure III. 12: Le schéma d'IC3-B montre le point test C.

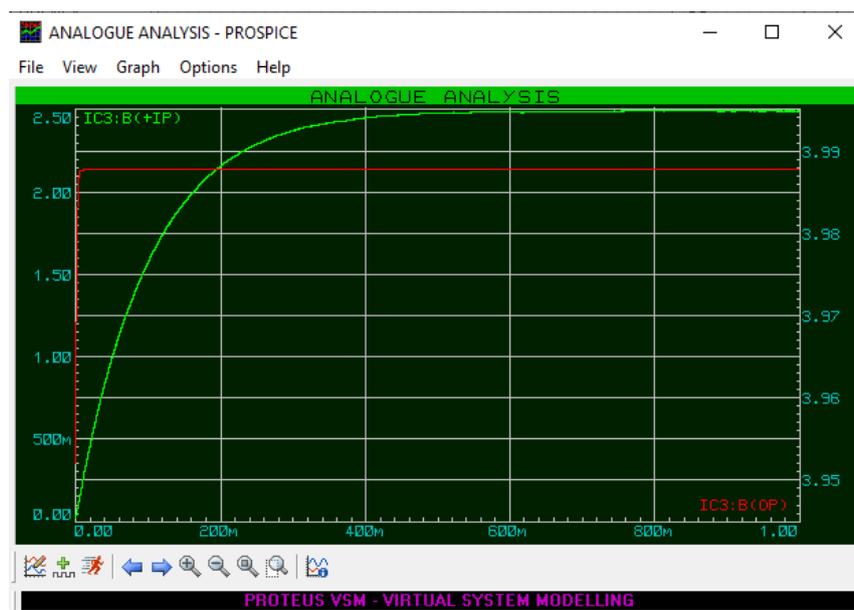


Figure III. 13: Le signal en vert : l'entrée 5 d'IC3-B, Le signal en rouge : La Sortie 7 d'IC3-B. (Point test C)

La figure (III. 13) montre le signal obtenu à l'entrée et le signal obtenu à la sortie d'IC3-B en fonction du temps (point test C) . Cet amplificateur qui est un filtre est supposé amplifier le signal recueilli à la sortie de IC3-A pour piloter le Vu mètre. On remarque une faible amplification du signal à l'entrée de ce filtre.

III.3.5. Chronogramme au collecteur de TR1

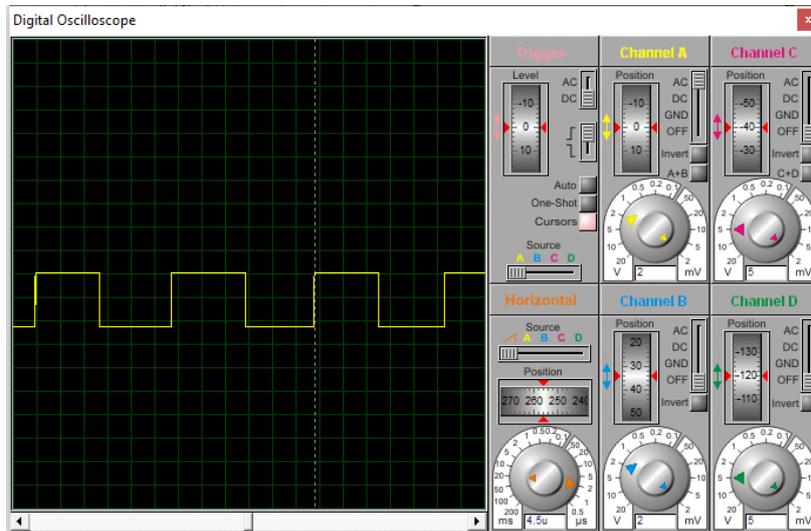


Figure III. 14: Signal à la sortie du collecteur du transistor TR1 en commutation.

Le signal à la sortie du collecteur du transistor en commutation est tel que la tension au collecteur est nulle si la tension à la base est inférieure à celle de l'émetteur puis repasse au niveau logique 1 quand la tension à la base devient supérieure par rapport à la tension de l'émetteur. Par conséquent quand la broche \bar{Q} d'IC1-A se trouve au niveau logique 1 le transistor ne conduit pas, et quand la broche \bar{Q} d'IC1-A se trouve au niveau logique 0 le transistor commence à conduire.

III.3.6. Chronogramme au point test D

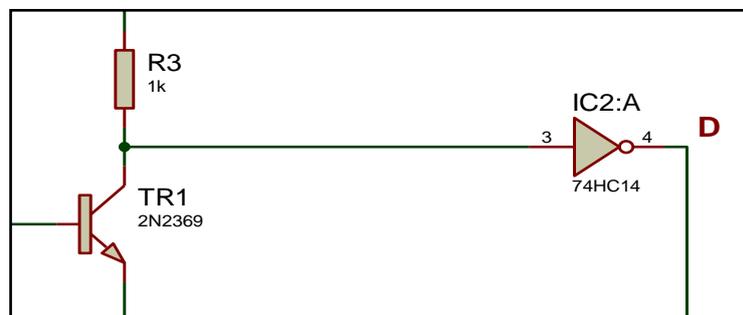


Figure III. 15: Le schéma d'IC2-A montre le point test D.

Nous avons déjà expliqué auparavant que le signal à la sortie du collecteur du transistor en commutation est tel que la tension au collecteur est nulle si la tension à la base est inférieure à celle de l'émetteur puis repasse au niveau logique 1 quand la tension à la base devient supérieure par rapport à la tension de l'émetteur. Par conséquent quand la broche \bar{Q} de IC1-A se trouve au niveau logique 1 le transistor ne conduit pas, ainsi à la sortie de l'inverseur IC2/A on trouve un niveau logique 0 et quand la broche \bar{Q} de IC1-A se trouve au niveau logique 0 et le transistor commence à conduire, ainsi à la sortie de l'inverseur IC2/A on trouve un niveau logique 1. C'est ainsi que la tension au collecteur bascule entre 0 et 1 logiques (signal en jaune sur la figure III.16 et est inversé par IC2-A (signal en bleu sur la figure III.16).

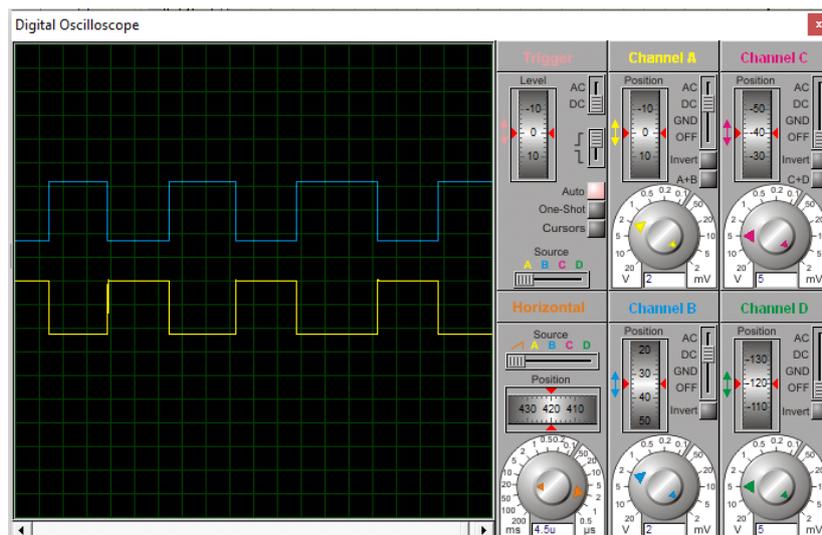


Figure III. 16: Le signal en jaune : l'entrée 3 d'IC2-A, Le signal en bleu : La Sortie 4 d'IC2-A. (Point test D)

III.3.7. Chronogramme au point test E :

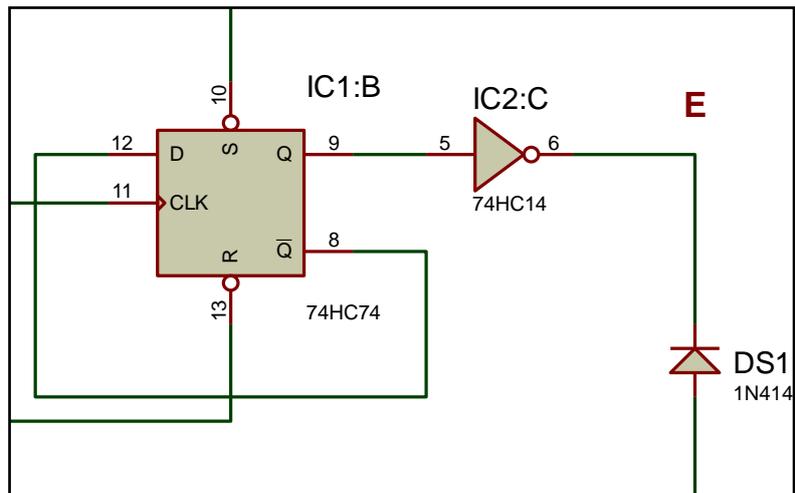


Figure III. 17: Le schéma d'IC2-C montre le point test E.

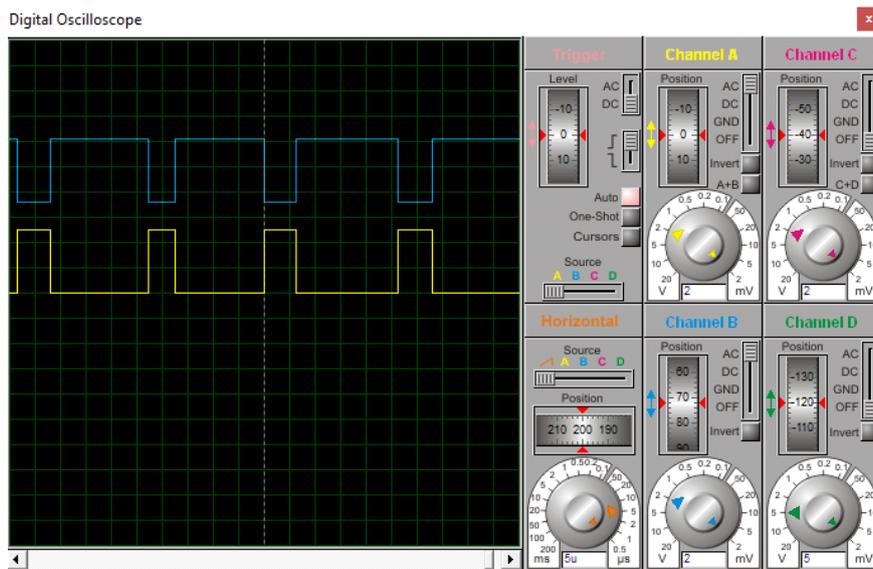


Figure III. 18: Le signal en jaune : l'entrée 5 d'IC2-C, Le signal en bleu : La Sortie 6 d'IC2-C. (Point test E)

On remarque que l'inverseur IC2-C a bien inversé le signal présent à son entrée et qui représente le signal de sortie de la bascule IC1-B.

III.3.8. Chronogramme au point test G :

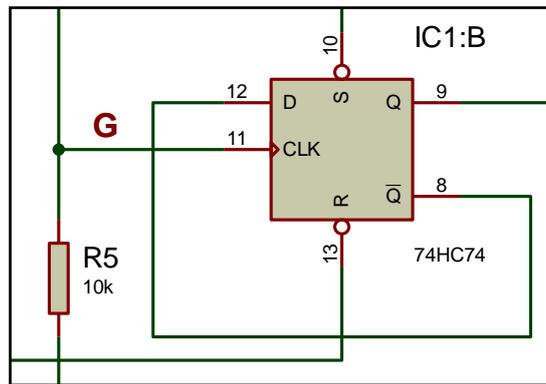


Figure III. 19: Le schéma d'IC1-B montre le point test G.

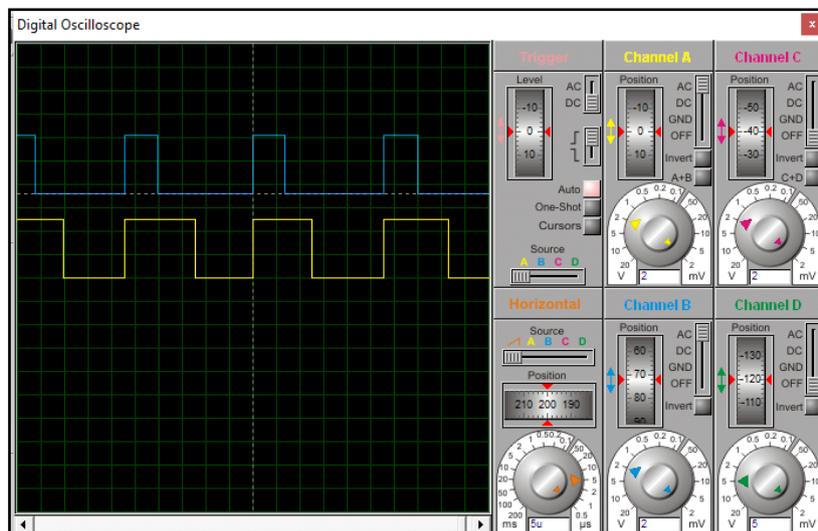


Figure III. 20: Le signal en jaune : l'entrée CK d'IC1-B. (**Point test G**) et le signal en bleu : La sortie Q d'IC1-B.

On remarque que de la broche Q de la bascule IC1-B, on recueille un signal ayant une fréquence divisée par deux par rapport à celle appliquée à la broche horloge "CK", cette fréquence sera utilisée par l'inverseur IC2-C pour empêcher que DL6 ne s'allume si aucune diode n'est incérée pour être testée.

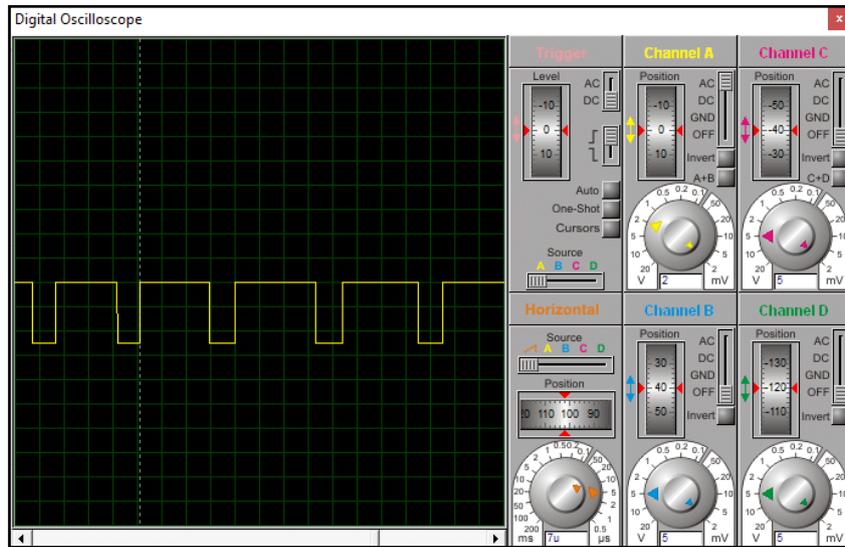


Figure III. 21: Le signal en jaune : l'entrée D d'IC1-B.

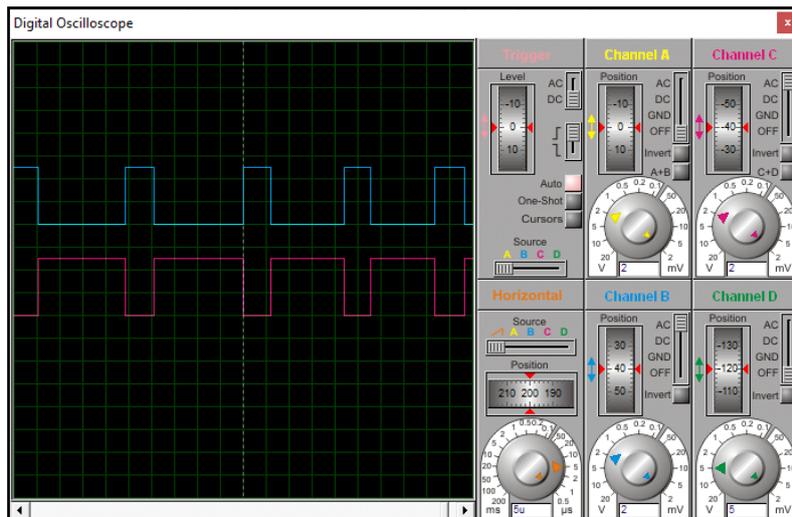


Figure III. 22: Le signal en bleu : la sortie Q d'IC1-B, Le signal en rose : La Sortie \bar{Q} d'IC1-B.

On remarque que notre bascule fonctionnel correctement car la fréquence du signal horloge présent sur l'entrée clock de IC1-B réapparaît à la sortie de ce flip-flop à la sortie Q mais avec une fréquence égale à la moitié du signal d'entrée, en \bar{Q} le signal est inversé par rapport à celui récupéré à la sortie Q.

III.4. Circuit de visualisation des signaux : le VUMETRE

Le circuit de visualisation appelé Vumètre est un circuit à LEDs composé des quatre AOP du circuit intégré IC5 et de cinq LED : DL2, DL3, DL4, DL5, DL6, de haut en bas. Les entrées non inverseuses de ces quatre AOP IC5-A, IC5-B, IC5-C, IC5-D sont reliées à un pont diviseur composé des résistances R10-R11-R12-R13-R14. Cela permet de réaliser des comparateurs de tension qui permettront d'allumer une seule des cinq LED reliées à leurs sorties.

Les figures III.23, III.24 et III.25 montrent respectivement l'allumage de DL2, DL5 et DL4 donnant une idée sur la fréquence du signal reçu à l'entrée du Vu mètre , ainsi l'allumage de DL2, DL5 et DL4 veut dire que le Vu mètre reçoit à son entrée des signaux ayant respectivement les fréquences de travail qui sont comme celles des diodes rectifier tel que la 1N4004, ou comme celles des diodes de type very fast telle que la N5408 ou comme celles des diodes de type ultra fast telle que la 80EBU02.

Ainsi chacune des LEDs du Vu mètre s'allume en fonction de la fréquence du signal qui arrive au Vu mètre qui est un circuit de visualisation.

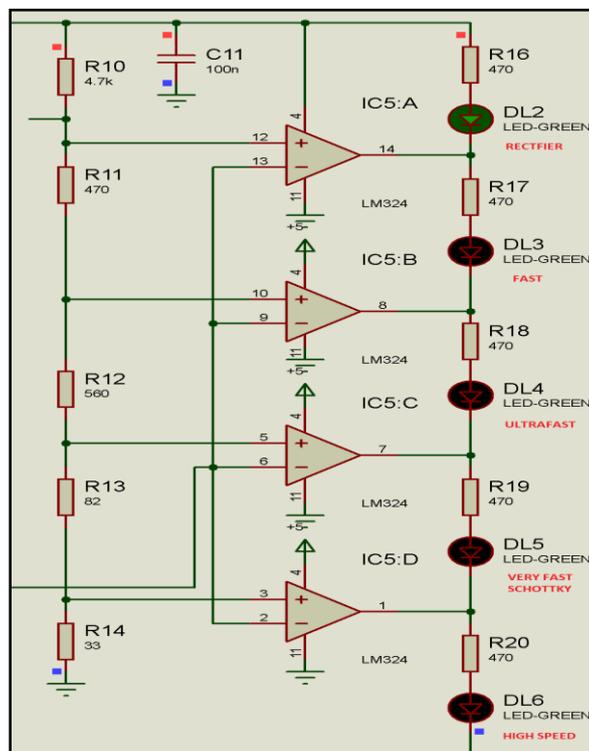


Figure III.23 : Allumage de la LED DL2

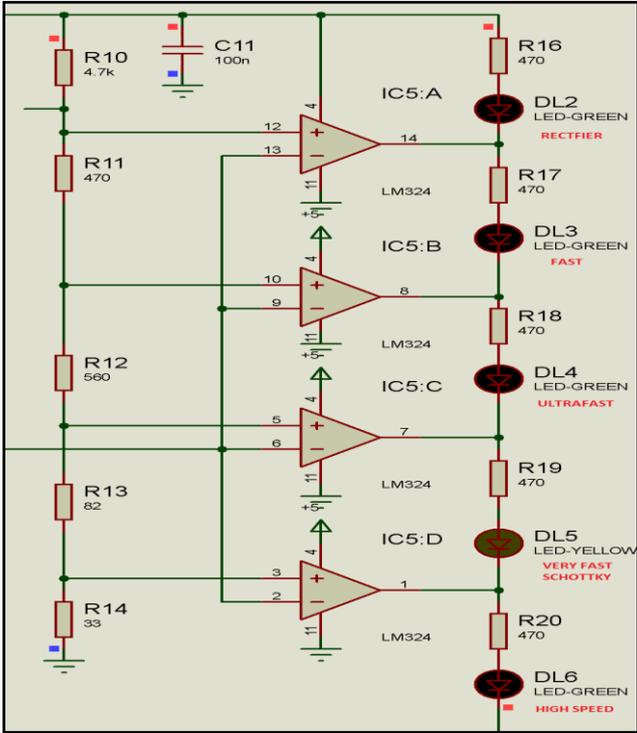


Figure III.24 : Allumage de la LED DL5.

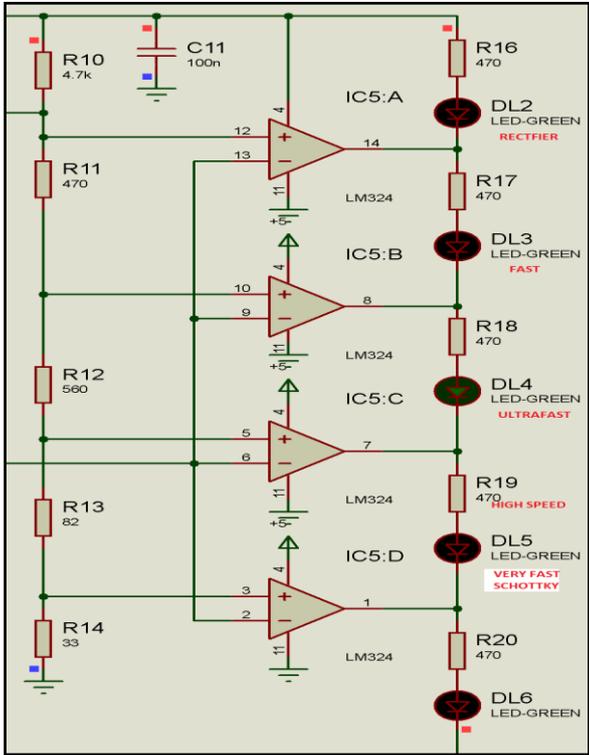


Figure III.25 : Allumage de la LED DL4.

III.5. Présentation du circuit imprimé

Après la simulation du circuit par ISIS de Proteus, on a fait appel à un autre logiciel et qui est le logiciel ARES destiné pour les cartes PCB.

Le circuit imprimé est présenté en figure III.26 dans le logiciel ARES :

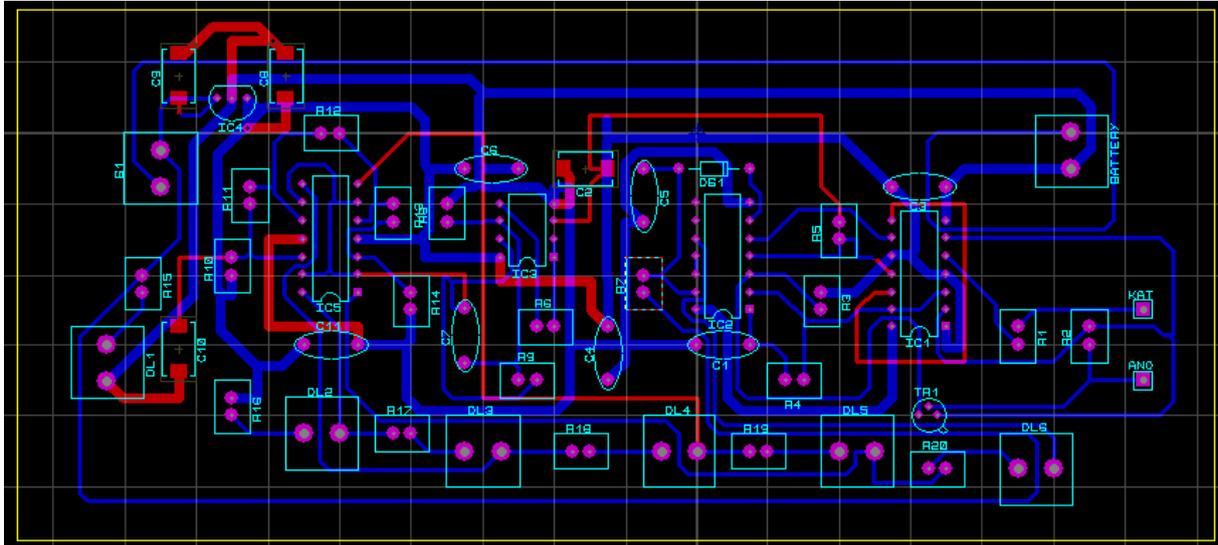


Figure III. 26: Le schéma de circuit sous logiciel ARES.

On a ainsi trace notre typon qui montre les pistes du notre circuit imprimé :

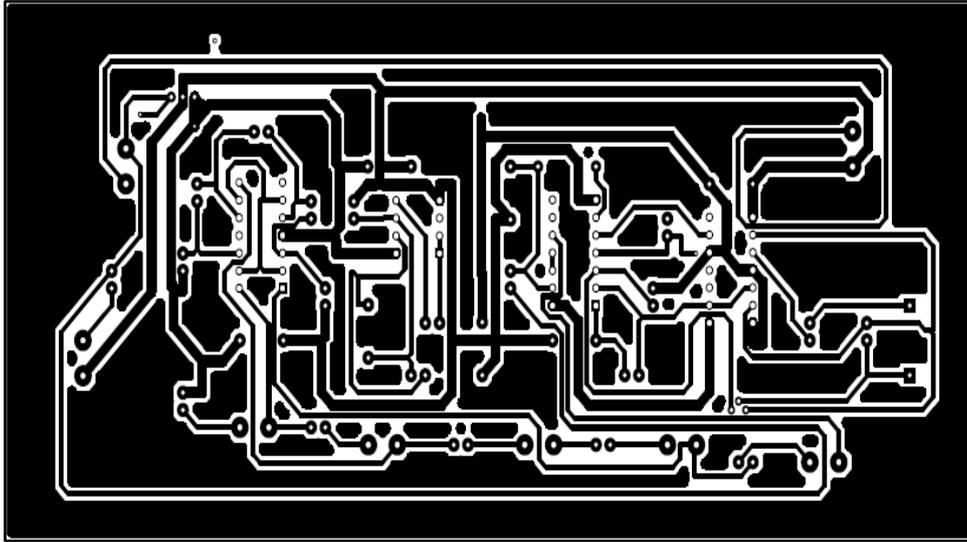


Figure III. 27: Le schéma de circuit imprimé.

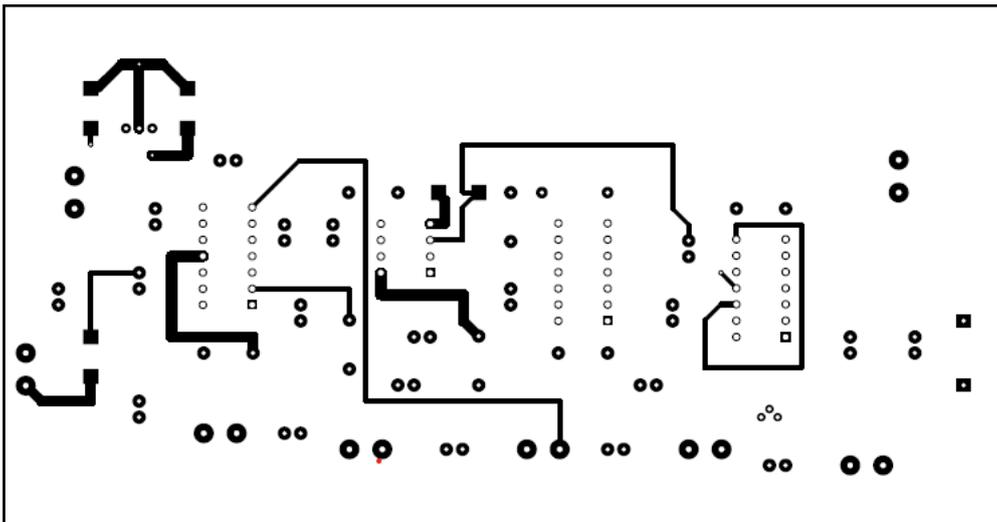


Figure III. 28: Le schéma de circuit imprimé coté composants.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord analysé ce circuit testeur de diode. Pour cela nous avons examiné le fonctionnement de chaque étage constituant ce circuit pour comprendre son fonctionnement global, la première étude théorique de ce montage nous a été très bénéfique. En deuxième lieu nous avons utilisé le logiciel ISIS Proteus et présenté les résultats de simulation obtenus pour le test de chaque étage du circuit.

Conclusion générale

A travers ce projet de fin d'étude, nous avons étudié théoriquement puis par le biais de la simulation sous environnement Isis Proteus différentes étages qui permettent de réaliser un montage qui permet de tester la rapidité des diodes.

Le principe de fonctionnement de ce dispositif est assez simple à première vue. il permet de déterminer le temps de recouvrement de la diode et dépend de sa capacité de jonction et qui permettra de déterminer à quelle catégorie appartient la diode. Ainsi l'allumage des LEDs s'effectue en fonction des fréquences des signaux qui arrivent à un vu mètre réalisé par des comparateurs et des LEDs de visualisation.

Dans ce travail , nous avons donc considéré les différents étages électroniques permettant de comprendre le fonctionnement du circuit global.

Cette étude bien que non exhaustive et simple, nous a été extrêmement bénéfique, car, elle nous a permis de compléter notre formation. Vu que nous avons pu reconsidérer quelques montages que nous avons étudiés théoriquement et nous familiariser avec différents composants tels que les Trigger de schmitt, les amplificateurs opérationnels, comparateurs, bascules, transistors etc.....

Bibliographie

- [1]Principes de base et application des diodes Zener, PIN, Schottky et varicap [Internet]. [cité 21 avr 2021]. Disponible sur: <https://www.digikey.fr/fr/articles/the-fundamentals-application-of-zener-pin-schottky-varactor-diodes>
- [2]Schottky diode - Definition, Symbol, Working and Applications - Diode [Internet]. [cité 29 avr 2021]. Disponible sur: <https://www.physics-and-radio-electronics.com/electronic-devices-and-circuits/semiconductor-diodes/schottkydiode.html>
- [3]Schottky Diode - Working, Characteristics, Applications [Internet]. Electronics Hub. 2018 [cité 2 mai 2021]. Disponible sur: <https://www.electronicshub.org/schottky-diode-working-characteristics-applications/>
- [4]What is Schottky Diode? - Construction, Working & Applications [Internet]. Electronics Coach. 2017 [cité 2 mai 2021]. Disponible sur: <https://electronicscoach.com/schottky-diode.html>
- [5]Diode Zener - Composant électrique - Cours d'électronique [Internet]. [cité 24 avr 2021]. Disponible sur: <http://www.elektronique.fr/cours/composant-diode-zener.php>
- [6]Diode de Zener [Internet]. [cité 29 avr 2021]. Disponible sur: <https://illustrationprize.com/fr/358-zener-diode.html>
- [7]LES COMPOSANTS ELECTRONIQUES: LES DIODES ZENER [Internet]. [cité 3 mai 2021]. Disponible sur: <https://www.epsic.ch/branches/electronique/techn99/elnthcomp/CMPTHZENR.html>
- [8]Diode Zener [Internet]. [cité 3 mai 2021]. Disponible sur: http://www.composelec.com/diode_zener.php
- [9]Types of Diodes and Their Applications - 24 Types of Diodes [Internet].ELECTRICAL TECHNOLOGY. 2018 [cité 13 mars 2021]. Disponible sur: <https://www.electricaltechnology.org/2018/12/types-of-diodes-their-applications.html>

[10]Alex. Cours sur la diode gunn - Zonetronik [Internet]. [cité 29 avr 2021].
Disponible sur: <https://www.zonetronik.com/cours-sur-la-diode-gunn/>

[11]Diode Gunn - Gunn diode - qaz.wiki [Internet]. [cité 22 avr 2021]. Disponible sur:
https://fr.qaz.wiki/wiki/Gunn_diode#References

[12]Gunn Diode Working Principle and its Applications [Internet].ElProCus - Electronic
Projects for Engineering Students.2014 [cité 3 mai 2021].Disponiblesur:
<https://www.elprocus.com/gunn-diode-working-characteristics-and-its-application>

- [13]Caractéristique de la diode Gunn – Recherche Google [Internet]. [cité 3 mai 2021]. Disponible sur: https://www.google.com/search?q=Caract%C3%A9ristique+de+la+diode+Gunn&tbm=isch&source=iu&ictx=1&fir=lbENk7Nq3g30RM%252CbTc3IVjyjSaOdM%252C_&vet=1&usg=AI4_-kS_4TsKOt929PkF3HV6H9fhMxJl_Q&sa=X&ved=2ahUKewj5jOX4h67wAhU15eAKHZCzAD4Q_h16BAgLEAE#imgrc=lbENk7Nq3g30RM
- [14]Diode PIN [Internet]. [cité 30 avr 2021]. Disponible sur: http://www.composelec.com/diode_pin.php
- [15]Electrical4U. PIN Diode | Electrical4U [Internet]. <https://www.electrical4u.com/>. [cité 4 mai 2021]. Disponiblesur: <https://www.electrical4u.com/pin-diode/>
- [16]PIN Diode Working Characteristics and Its Applications [Internet]. ElProCus - Electronic Projects for Engineering Students.2016 [cité 4 mai 2021].Disponiblesur: <https://www.elprocus.com/pin-diode-basics-working-applications/>
- [17]Diode PIN [Internet]. [cité 29 avr 2021]. Disponible sur: <https://illustrationprize.com/fr/305-pin-diode.html>
- [18]Fig. 2(b). Graph of the IV characteristics of a PIN diode. The... [Internet]. ResearchGate. [cité 4 mai 2021]. Disponible sur: https://www.researchgate.net/figure/b-Graph-of-the-IV-characteristics-of-a-PIN-diode-The-intrinsic-region-was-5-microns_fig4_255600745
- [19]Diode de tunnel [Internet]. [cité 29 avr 2021]. Disponible sur: <https://illustrationprize.com/fr/330-tunnel-diode.html>
- [20]Henry. Introduction to Tunnel Diode [Internet].The Engineering Knowledge.2020 [cité 29 avr 2021]. Disponible sur: <https://www.theengineeringknowledge.com/introduction-to-tunnel-diode/>
- [21]says RL. Tunnel Diode - Working, Characteristics, Applications [Internet].Electronics Hub. 2018 [cité 5 mai 2021]. Disponible sur: <https://www.electronicshub.org/tunnel-diode-working-characteristics-applications/>

- [22]Diodes.pdf [Internet]. [cité 23 mai 2021]. Disponible sur: https://www.unilim.fr/pages_perso/valerie.madrangeas/Diodes.pdf
- [23]KLEIN. - Journal of AppliedPhysics, volume 39, numéro 1, page 2029, 1968.
- [24]Team EFY.Photodiode Basics, Working and Its Applications | EFY [Internet].Electronics For You. 2020 [cité 24 mai 2021]. Disponible sur: <https://www.electronicsforu.com/resources/photodiode-working-applications>
- [25]Photodiode [Internet]. [cité 24 mai 2021]. Disponible sur: <https://illustrationprize.com/fr/298-photodiode.h>
- [26]La photodiode [Internet]. [cité 6 avr 2021]. Disponible sur: <http://forge.blogspot.com/2015/04/la-photodiode.html>
- [27]Benyounes B, Tlemcen U, Nassim MKA, Tlemcen U. Mr CHAREF ABDELLATIF Mr SENINI AYYOUB. :84.
- [28] Bascule : définition et explications [Internet]. Techno-Science.net. [cité 9 juin 2021]. Disponible sur: <https://www.techno-science.net/definition/6695.html>
- [29]http://daniel.robert9.pagesperso-orange.fr/Digit/Digit_6TS1.htm. :7.
- [30]PageModele [Internet]. [cité 9 juin 2021]. Disponible sur: <https://fastoche.pagesperso-orange.fr/Trigger%20de%20Schmitt/Trigger%20de%20Schmitt.html>
- [31]Bascule « D » en électronique [Internet]. [cité 9 juin 2021]. Disponible sur: http://www.groupeisf.net/automatismes/Logique_sequentielle/Logique_sequentielle_electronique/Ressources/Logique_sequentielle_electronique/html/01/29-ess0102006.htm
- [32]BASCULES SYNCHRONES - BASCULE « D » DE STRUCTURE MAÎTRE ESCLAVE - DIVISEUR DE FRÉQUENCE PAR 2 [Internet]. [cité 9 juin 2021]. Disponible sur: https://www.electronique-et-informatique.fr/Digit/Digit_5T.php
- [33]9-transistor.pdf [Internet]. [cité 11 juin 2021]. Disponible sur: <http://projet.eu.org/pedago/sin/1ere/9-transistor.pdf>

[34]IV. Fonctionnement en commutation | [Internet]. [cité 11 juin 2021]. Disponible sur: https://sti2d.ecolelamache.org/iv_fonctionnement_en_commutation.html

[35]Le transistor en commutation [Internet]. [cité 11 juin 2021]. Disponible sur: <https://fastoche.pagesperso-orange.fr/Transistors/Transistorencommutation.htm>

[36]Amplificateurs Différentiels, Amplificateurs Opérationnels [Internet]. [cité 9 juin 2021]. Disponible sur: https://www.electronique-et-informatique.fr/Amplificateur_differentiel.php#Int%EF%BF%BDgrateur

[37]Schema montage AOP : suiveur, inverseur, non inverseur, comparateur, preamplificateur RIAA [Internet]. [cité 9 juin 2021]. Disponible sur: <https://www.electronique-radioamateur.fr/elec/schema/montage-aop.php>

[38]Lucas J. PREMIÈRE ANNÉE DE L'ESPCI. :19.

I. TTL 74HC74 :

74HC74; 74HCT74Dual D-type flip-flop with set and reset; positive edge-trigger
Rev. 6 — 21 April 2020 Product data sheet**1. General description**

The 74HC74 and 74HCT74 are dual positive edge triggered D-type flip-flop. They have individual data (nD), clock (nCP), set (nSD) and reset (nRD) inputs, and complementary nQ and $n\bar{Q}$ outputs. Data at the nD -input, that meets the set-up and hold time requirements on the LOW-to-HIGH clock transition, is stored in the flip-flop and appears at the nQ output. Schmitt-trigger action in the clock input, makes the circuit highly tolerant to slower clock rise and fall times. Inputs include clamp diodes that enable the use of current limiting resistors to interface inputs to voltages in excess of V_{CC} .

2. Features and benefits

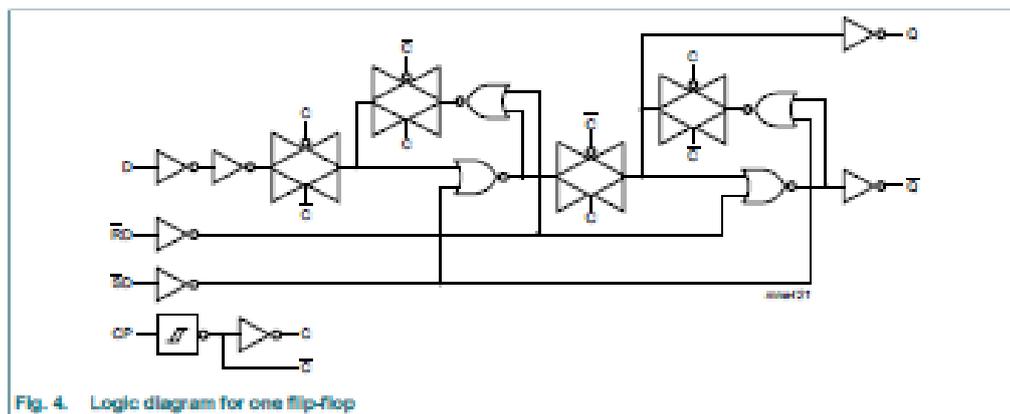
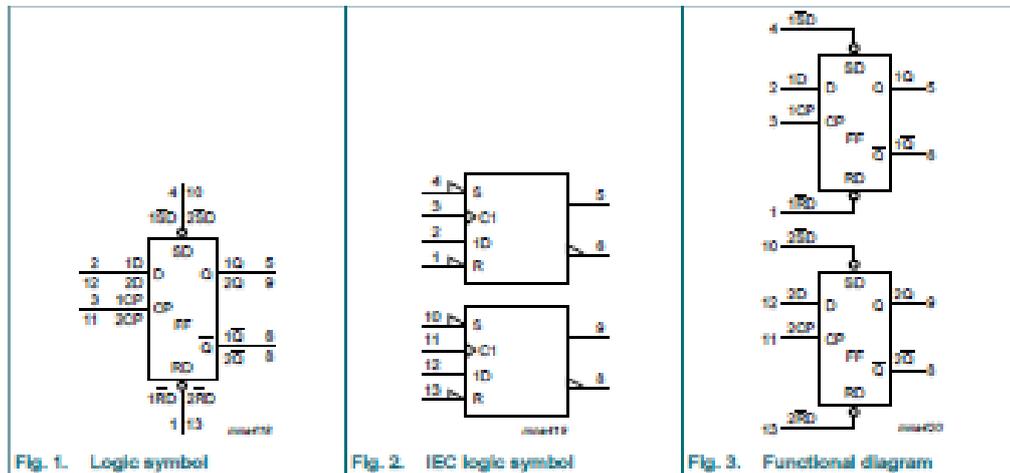
- Input levels:
 - For 74HC74: CMOS level
 - For 74HCT74: TTL level
- Symmetrical output impedance
- Low power dissipation
- High noise immunity
- Balanced propagation delays
- Specified in compliance with JEDEC standard no. 7A
- ESD protection:
 - HBM JESD22-A114F exceeds 2000 V
 - MM JESD22-A115-A exceeds 200 V
- Multiple package options
- Specified from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$ and from $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$

3. Ordering information

Table 1. Ordering information

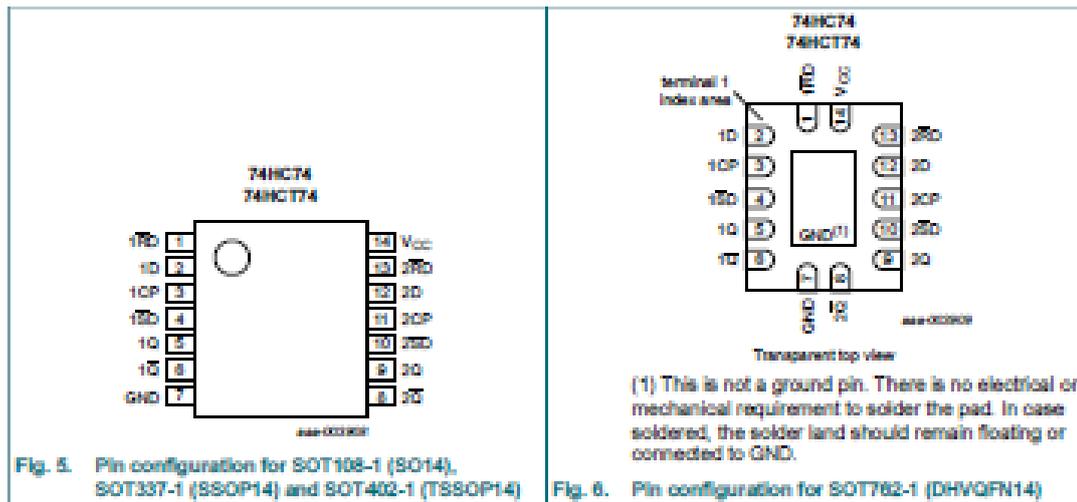
Type number	Package			Version
	Temperature range	Name	Description	
74HC74D	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	SO14	plastic small outline package; 14 leads; body width 3.9 mm	SOT108-1
74HCT74D				
74HC74DB	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	SSOP14	plastic shrink small outline package; 14 leads; body width 5.3 mm	SOT337-1
74HCT74DB				
74HC74PW	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	TSSOP14	plastic thin shrink small outline package; 14 leads; body width 4.4 mm	SOT402-1
74HCT74PW				
74HC74BQ	$-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ to $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$	DHYQFN14	plastic dual in-line compatible thermal enhanced very thin quad flat package; no leads; 14 terminals; body $2.5 \times 3 \times 0.85$ mm	SOT762-1
74HCT74BQ				

4. Functional diagram



5. Pinning information

5.1. Pinning



5.2. Pin description

Table 2. Pin description

Symbol	Pin	Description
1RD	1	asynchronous reset-direct input (active LOW)
1D	2	data input
1CP	3	clock input (LOW-to-HIGH, edge-triggered)
1SD	4	asynchronous set-direct input (active LOW)
1Q	5	output
1Q	6	complement output
GND	7	ground (0 V)
2Q	8	complement output
2Q	9	output
2SD	10	asynchronous set-direct input (active LOW)
2CP	11	clock input (LOW-to-HIGH, edge-triggered)
2D	12	data input
2RD	13	asynchronous reset-direct input (active LOW)
V _{CC}	14	supply voltage

Nexperia

74HC74; 74HCT74

Dual D-type flip-flop with set and reset; positive edge-trigger

6. Functional description

Table 3. Function table

H = HIGH voltage level; L = LOW voltage level; X = don't care.

Input				Output	
nSD	nRD	nCP	nD	nQ	nQ̄
L	H	X	X	H	L
H	L	X	X	L	H
L	L	X	X	H	H

Table 4. Function table

H = HIGH voltage level; L = LOW voltage level; X = don't care;

↑ = LOW-to-HIGH transition; Q_{n+1} = state after the next LOW-to-HIGH CP transition.

Input				Output	
nSD	nRD	nCP	nD	nQ _{n+1}	nQ̄ _{n+1}
H	H	↑	L	L	H
H	H	↑	H	H	L

7. Limiting values

Table 5. Limiting values

In accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 60134). Voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Max	Unit
V_{CC}	supply voltage		-0.5	+7	V
I_{IC}	input clamping current	$V_I < -0.5$ V or $V_I > V_{CC} + 0.5$ V	-	±20	mA
I_{OC}	output clamping current	$V_O < -0.5$ V or $V_O > V_{CC} + 0.5$ V	-	±20	mA
I_O	output current	$V_O = -0.5$ V to $(V_{CC} + 0.5)$ V	-	±25	mA
I_{CC}	supply current		-	+100	mA
I_{GND}	ground current		-100	-	mA
T_{stg}	storage temperature		-65	+150	°C
P_{tot}	total power dissipation		[1]	500	mW

- [1] For SOT108-1 (SO14) package: P_{tot} derates linearly with 10.1 mW/K above 100 °C.
 For SOT337-1 (SSOP14) package: P_{tot} derates linearly with 7.3 mW/K above 81 °C.
 For SOT402-1 (TSSOP14) package: P_{tot} derates linearly with 7.3 mW/K above 81 °C.
 For SOT762-1 (DHVQFN14) package: P_{tot} derates linearly with 9.6 mW/K above 98 °C.

Nexperia

74HC74; 74HCT74

Dual D-type flip-flop with set and reset; positive edge-trigger

8. Recommended operating conditions

Table 6. Recommended operating conditions

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

Symbol	Parameter	Conditions	74HC74			74HCT74			Unit
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{CC}	supply voltage		2.0	5.0	6.0	4.5	5.0	5.5	V
V_I	input voltage		0	-	V_{CC}	0	-	V_{CC}	V
V_O	output voltage		0	-	V_{CC}	0	-	V_{CC}	V
T_{amb}	ambient temperature		-40	+25	+125	-40	+25	+125	°C
$\Delta t_{r/f}$	input transition rise and fall rate	$V_{CC} = 2.0$ V	-	-	625	-	-	-	ns/V
		$V_{CC} = 4.5$ V	-	1.67	139	-	1.67	139	ns/V
		$V_{CC} = 6.0$ V	-	-	83	-	-	-	ns/V

9. Static characteristics

Table 7. Static characteristics

At recommended operating conditions; voltages are referenced to GND (ground = 0 V).

Symbol	Parameter	Conditions	$T_{amb} = -40$ °C to $+85$ °C			$T_{amb} = -40$ °C to $+125$ °C		Unit
			Min	Typ [1]	Max	Min	Max	
74HC74								
V_{IH}	HIGH-level input voltage	$V_{CC} = 2.0$ V	1.5	1.2	-	1.5	-	V
		$V_{CC} = 4.5$ V	3.15	2.4	-	3.15	-	V
		$V_{CC} = 6.0$ V	4.2	3.2	-	4.2	-	V
V_{IL}	LOW-level input voltage	$V_{CC} = 2.0$ V	-	0.8	0.5	-	0.5	V
		$V_{CC} = 4.5$ V	-	2.1	1.35	-	1.35	V
		$V_{CC} = 6.0$ V	-	2.8	1.8	-	1.8	V
V_{OH}	HIGH-level output voltage	$V_I = V_{IH}$ or V_{IL}						
		$I_O = -4.0$ mA; $V_{CC} = 4.5$ V	3.84	4.32	-	3.7	-	V
		$I_O = -5.2$ mA; $V_{CC} = 6.0$ V	5.34	5.81	-	5.2	-	V
V_{OL}	LOW-level output voltage	$V_I = V_{IH}$ or V_{IL}						
		$I_O = 4.0$ mA; $V_{CC} = 4.5$ V	-	0.15	0.33	-	0.4	V
		$I_O = 5.2$ mA; $V_{CC} = 6.0$ V	-	0.16	0.33	-	0.4	V
I_I	input leakage current	$V_I = V_{CC}$ or GND; $V_{CC} = 6.0$ V	-	-	±1.0	-	±1.0	µA
I_{CC}	supply current	$V_I = V_{CC}$ or GND; $I_O = 0$ A; $V_{CC} = 6.0$ V	-	-	40	-	80	µA
C_I	input capacitance		-	3.5	-	-	-	pF
74HCT74								
V_{IH}	HIGH-level input voltage	$V_{CC} = 4.5$ V to 5.5 V	2.0	1.6	-	2.0	-	V
V_{IL}	LOW-level input voltage	$V_{CC} = 4.5$ V to 5.5 V	-	1.2	0.8	-	0.8	V

II. TTL 74HC14 :

Philips Semiconductors

Product specification

Hex inverting Schmitt trigger

74HC/HCT14

FEATURES

- Output capability: standard
- I_{CC} category: SSI

GENERAL DESCRIPTION

The 74HC/HCT14 are high-speed BI-gate CMOS devices and are pin compatible with low power Schottky TTL (LSSTTL). They are specified in compliance with JEDEC standard no. 7A.

The 74HC/HCT14 provide six inverting buffers with Schmitt-trigger action. They are capable of transforming slowly changing input signals into sharply defined, jitter-free output signals.

QUICK REFERENCE DATA

GND = 0 V; T_{amb} = 25 °C; t_r = t_f = 6 ns

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYPICAL		UNIT
			HC	HCT	
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY	C _L = 15 pF; V _{CC} = 5 V	12	17	ns
C _I	input capacitance		3.5	3.5	pF
C _{PD}	power dissipation capacitance per gate	notes 1 and 2	7	8	pF

Notes

1. C_{PD} is used to determine the dynamic power dissipation (P_D in μW):

$$P_D = C_{PD} \times V_{CC}^2 \times f_i + \sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$$
 where:
 f_i = input frequency in MHz
 f_o = output frequency in MHz
 C_L = output load capacitance in pF
 V_{CC} = supply voltage in V
 $\sum (C_L \times V_{CC}^2 \times f_o)$ = sum of outputs
2. For HC the condition is V_I = GND to V_{CC}
 For HCT the condition is V_I = GND to V_{CC} - 1.5 V

ORDERING INFORMATION

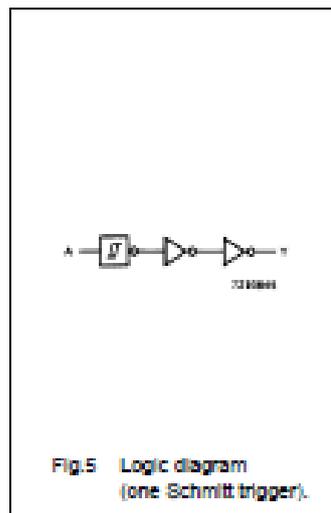
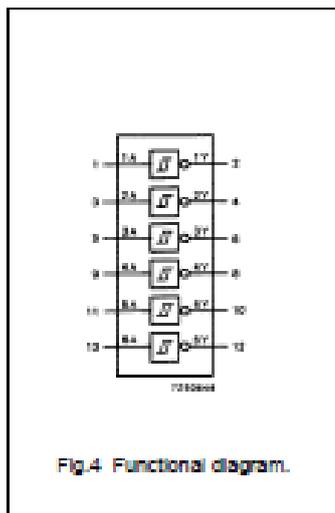
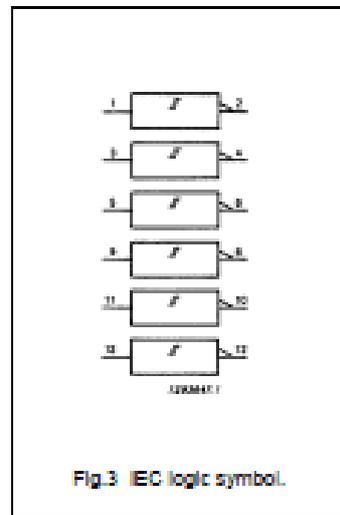
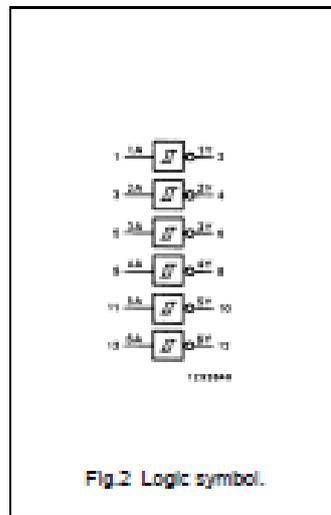
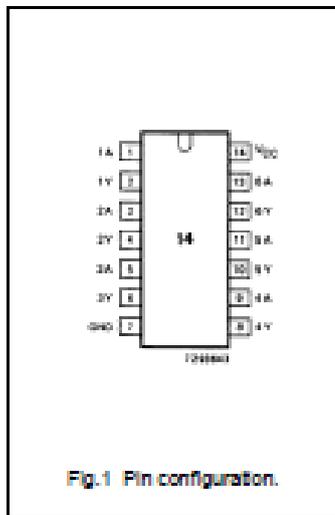
See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Information".

Hex inverting Schmitt trigger

74HC/HCT14

PIN DESCRIPTION

PIN NO.	SYMBOL	NAME AND FUNCTION
1, 3, 5, 9, 11, 13	1A to 6A	data inputs
2, 4, 6, 8, 10, 12	1Y to 6Y	data outputs
7	GND	ground (0 V)
14	V _{CC}	positive supply voltage



FUNCTION TABLE

INPUT	OUTPUT
nA	nY
L	H
H	L

Notes

- H = HIGH voltage level
- L = LOW voltage level

APPLICATIONS

- Wave and pulse shapers
- Astable multivibrators
- Monostable multivibrators

Hex inverting Schmitt trigger

74HC/HCT14

DC CHARACTERISTICS FOR 74HC

For the DC characteristics see "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications". Transfer characteristics are given below.

Output capability: standard

I_{cc} category: BSI

Transfer characteristics for 74HC

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{DD} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
V _{T+}	positive-going threshold	0.7	1.18	1.5	0.7	1.5	0.7	1.5	V	2.0 4.5 6.0	Figs 6 and 7	
V _{T-}	negative-going threshold	0.3	0.52	0.90	0.3	0.90	0.30	0.90	V	2.0 4.5 6.0	Figs 6 and 7	
V _H	hysteresis (V _{T+} - V _{T-})	0.2	0.66	1.0	0.2	1.0	0.2	1.0	V	2.0 4.5 6.0	Figs 6 and 7	

AC CHARACTERISTICS FOR 74HC

GND = 0 V; t_r = t_f = 6 ns; C_L = 50 pF

SYMBOL	PARAMETER	T _{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS	
		74HC									V _{DD} (V)	WAVEFORMS
		+25			-40 to +85		-40 to +125					
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.				
t _{PHL} /t _{PLH}	propagation delay nA to nY		41	125		155		190	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 8	
t _{THL} /t _{TLH}	output transition time		19	75		95		110	ns	2.0 4.5 6.0	Fig. 8	
			7	15		19		22				
			6	13		15		19				

Hex inverting Schmitt trigger

74HC/HCT14

DC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

For the DC characteristics see "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Family Specifications". Transfer characteristics are given below.

Output capability: standard

I_{OC} category: 8SI

Note to HCT types

The value of additional quiescent supply current (I_{OCC}) for a unit load of 1 is given in the family specifications.

To determine I_{OCC} per input, multiply this value by the unit load coefficient shown in the table below.

INPUT	UNIT LOAD COEFFICIENT
nA	0.3

Transfer characteristics for 74HCT

Voltages are referenced to GND (ground = 0 V)

SYMBOL	PARAMETER	T_{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT									V_{DD} (V)	WAVEFORMS	
		+25			-40 to +85		-40 to +125		V_{DD} (V)				WAVEFORMS
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.					
V_{T+}	positive-going threshold	1.2	1.41	1.9	1.2	1.9	1.2	1.9	V	4.5	Figs 6 and 7		
		1.4	1.59	2.1	1.4	2.1	1.4	2.1		5.5			
V_{T-}	negative-going threshold	0.5	0.85	1.2	0.5	1.2	0.5	1.2	V	4.5	Figs 6 and 7		
		0.6	0.99	1.4	0.6	1.4	0.6	1.4		5.5			
V_H	hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)	0.4	0.56	—	0.4	—	0.4	—	V	4.5	Figs 6 and 7		
		0.4	0.60	—	0.4	—	0.4	—		5.5			

AC CHARACTERISTICS FOR 74HCT

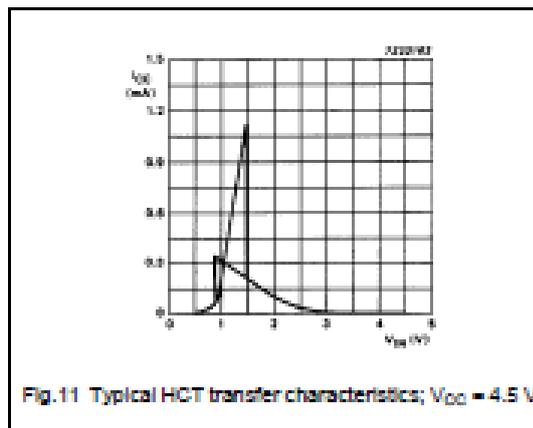
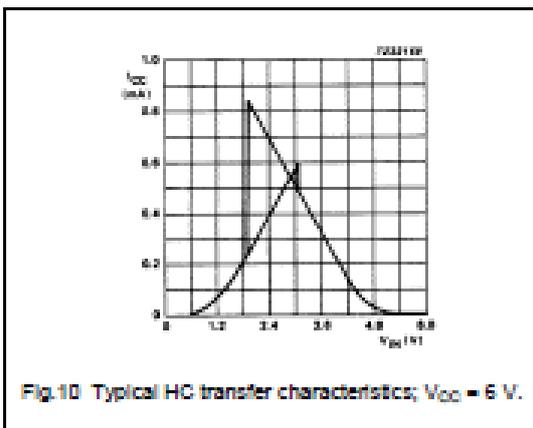
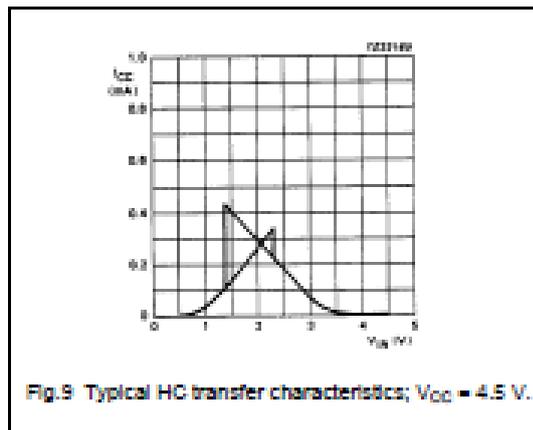
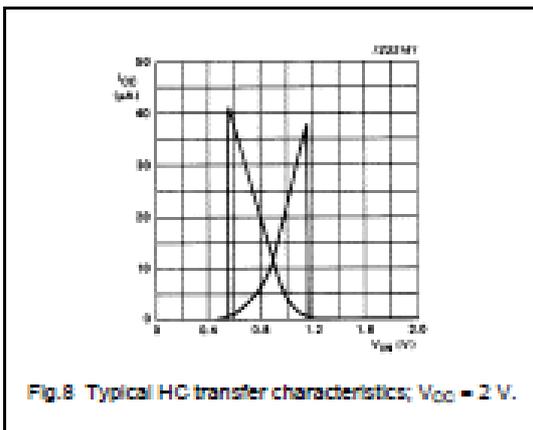
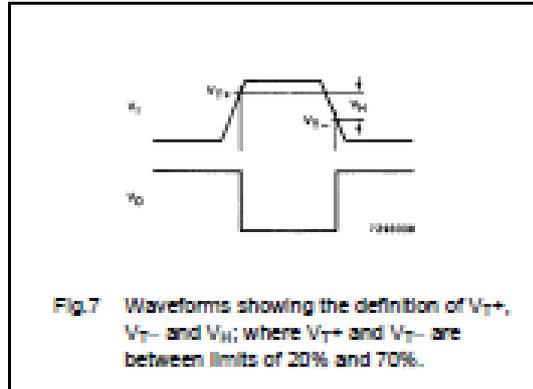
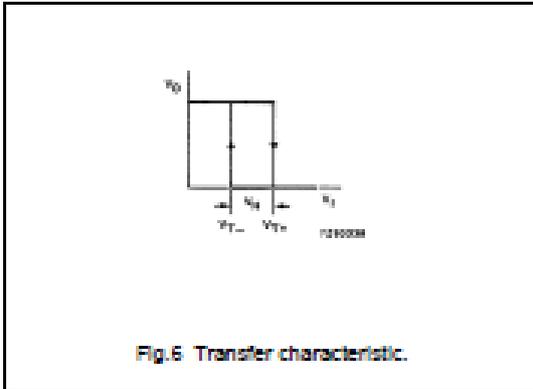
GND = 0 V; $t_r = t_f = 6$ ns; $C_L = 50$ pF

SYMBOL	PARAMETER	T_{amb} (°C)								UNIT	TEST CONDITIONS		
		74HCT									V_{DD} (V)	WAVEFORMS	
		+25			-40 to +85		-40 to +125		V_{DD} (V)				WAVEFORMS
		min.	typ.	max.	min.	max.	min.	max.					
t_{PHL} / t_{PLH}	propagation delay nA to nY		20	34		43		51	ns	4.5	Fig.8		
t_{MH} / t_{MHL}	output transition time		7	15		19		22	ns	4.5	Fig.8		

Hex inverting Schmitt trigger

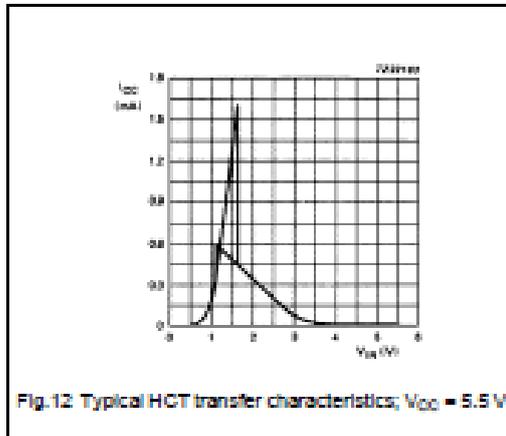
74HC/HCT14

TRANSFER CHARACTERISTIC WAVEFORMS

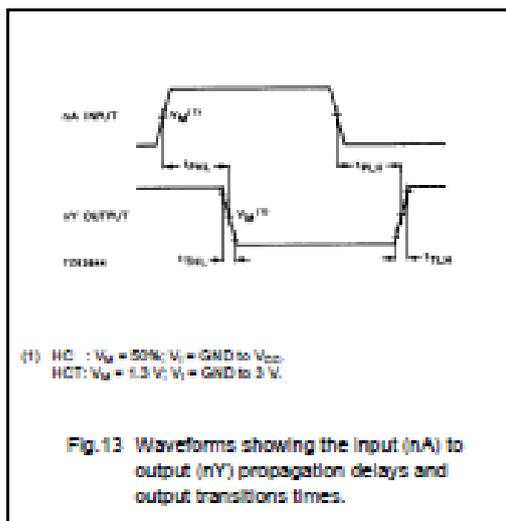


Hex inverting Schmitt trigger

74HC/HCT14



AC WAVEFORMS



Hex inverting Schmitt trigger

74HC/HCT14

APPLICATION INFORMATION

The slow input rise and fall times cause additional power dissipation, this can be calculated using the following formula:

$$P_{\text{add}} = f_i \times (t_r \times I_{\text{OHA}} + t_f \times I_{\text{OFA}}) \times V_{\text{DD}}$$

Where:

- P_{add} = additional power dissipation (μW)
- f_i = input frequency (MHz)
- t_r = input rise time (μs); 10% – 90%
- t_f = input fall time (μs); 10% – 90%
- I_{OHA} = average additional supply current (μA)

Average I_{OHA} differs with positive or negative input transitions, as shown in Figs 14 and 15.

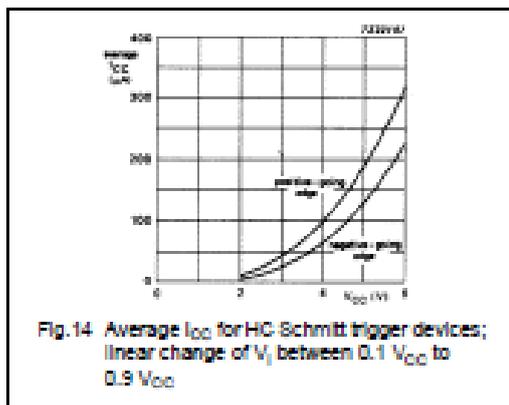


Fig. 14 Average I_{OHA} for HC Schmitt trigger devices; linear change of V_i between $0.1 V_{\text{DD}}$ to $0.9 V_{\text{DD}}$.

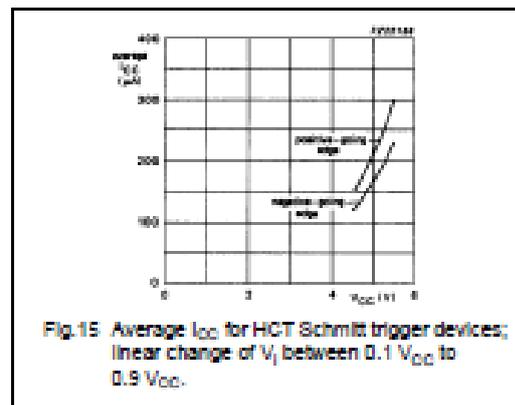


Fig. 15 Average I_{OHA} for HCT Schmitt trigger devices; linear change of V_i between $0.1 V_{\text{DD}}$ to $0.9 V_{\text{DD}}$.

HC/HCT14 used in a relaxation oscillator circuit, see Fig. 16.

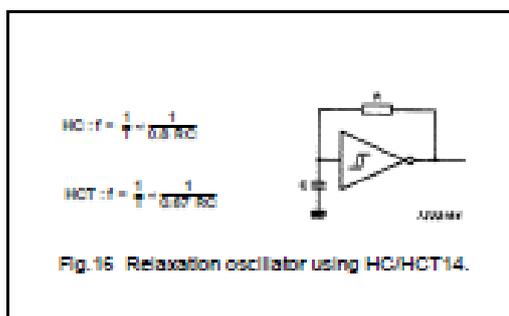


Fig. 16 Relaxation oscillator using HC/HCT14.

Note to Application Information

All values given are typical unless otherwise specified.

PACKAGE OUTLINES

See "74HC/HCT/HCU/HCMOS Logic Package Outlines".

III. LM358 :

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DESCRIPTION

The 532/358/LM2904 consists of two independent, high gain, internally frequency-compensated operational amplifiers internally frequency-compensated operational amplifiers designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from dual power supplies is also possible, and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

UNIQUE FEATURES

In the linear mode the input common-mode voltage range includes ground and the output voltage can also swing to includes ground and the output voltage can also swing to ground, even though operated from only a single power supply voltage. The unity gain cross frequency is temperature-compensated. The input bias current is also temperature-compensated.

FEATURES

- Internally frequency-compensated for unity gain
- Large DC voltage gain: 100 dB
- Wide bandwidth (unity gain): 1 MHz (temperature-compensated)
- Wide power supply range: single supply: $3 V_{DD}$ to $30 V_{DD}$, or dual supplies: $\pm 1.5 V_{DD}$ to $\pm 15 V_{DD}$
- Very low supply current drain (400 μA)—essentially independent of supply voltage (1 mW/amp at $+5 V_{DD}$)
- Low input biasing current: 45 nA_{DD}, temperature-compensated
- Low input offset voltage: 2 mV_{DD}, and offset current: 5nA_{DD}
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Large output voltage: 0 V_{DD} to $V^+ - 1.5 V_{DD}$ swing

PIN CONFIGURATION

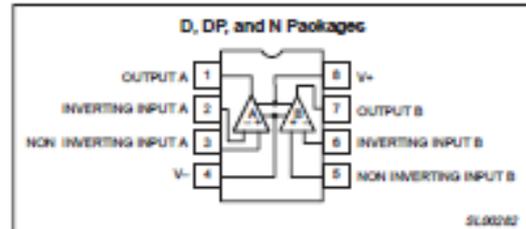


Figure 1. Pin configuration.

EQUIVALENT CIRCUIT

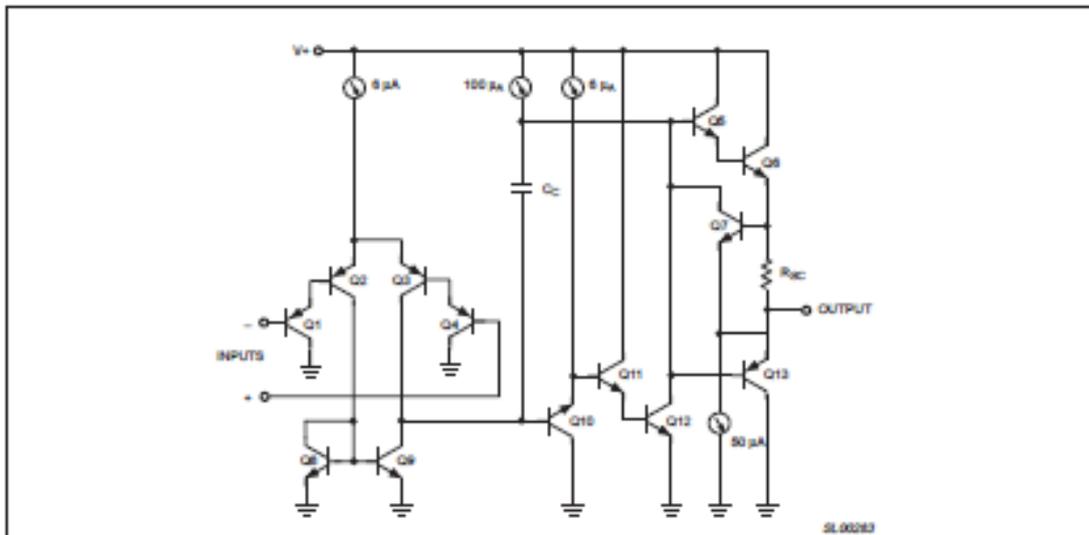


Figure 2. Equivalent circuit.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 °C to +70 °C	NE532D	80T98-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	NE532N	80T97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40 °C to +85 °C	SA532D	80T98-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-40 °C to +125 °C	LM2904D	80T98-1
8-Pin Plastic Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP)	-40 °C to +125 °C	LM2904DP	80T905-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-40 °C to +125 °C	LM2904N	80T97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	-25 °C to +125 °C	LM258D	80T98-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25 °C to +125 °C	LM258N	80T97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 °C to +70 °C	LM358D	80T98-1
8-Pin Plastic Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP)	0 °C to +70 °C	LM358DP	80T905-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	LM358N	80T97-1
8-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 °C to +70 °C	LM358AD	80T98-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	LM358AN	80T97-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 °C to +125 °C	SE532N	80T97-1

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{IS}	Supply voltage, V_{I+}	32 or ±18	V_{CC}
	Differential input voltage	32	V_{CC}
V_{IN}	Input voltage	-0.3 to +32	V_{CC}
P_D	Maximum power dissipation $T_{amb} = 25\text{ °C}$ (still air) ¹		
	N package	1180	mW
	D package	780	mW
	DIP package	714	mW
	Output short-circuit to GND $V_{I+} < 15\ V_{CC}$ and $T_{amb} = 25\text{ °C}$	Continuous	
T_{amb}	Operating ambient temperature range		
	NE532/LM358/LM358A	0 to +70	°C
	LM258	-25 to +85	°C
	LM2904	-40 to +125	°C
	SA532	-40 to +85	°C
	SE532	-55 to +125	°C
T_{stg}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T_{sd}	Lead soldering temperature (10 sec max)	250	°C

NOTE:

- Derate above 25 °C, at the following rates:
N package at 0.3 mW/°C
D package at 0.2 mW/°C
DIP package at 0.72 mW/°C
- Short-circuits from the output to V_{I+} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V_{I+} . At values of supply voltage in excess of $+15\ V_{CC}$, continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $V_I = +5\text{ V}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE532, LM258			NE/SA532/ LM358/LM2904			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_B = 0\ \Omega$		± 2	± 5		± 2	± 7	mV
		$R_B = 0\ \Omega$; over temp.			± 7			± 9	mV
V_{OS}	Drift	$R_B = 0\ \Omega$; over temp.		7			7		$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
I_{OS}	Offset current	$ I_{OS(+)} - I_{OS(-)} $		± 3	± 30		± 5	± 50	nA
		Over temp.			± 100			± 150	nA
I_{OS}	Drift	Over temp.		10			10		$\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$
I_{IAS}	Input current ²	$ I_{IAS(+)} $ or $ I_{IAS(-)} $		45	150		45	250	nA
		$ I_{IAS(+)} $ or $ I_{IAS(-)} $; Over temp.		40	300		40	500	nA
I_B	Drift	Over temp.		50			50		$\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$
V_{CM}	Common-mode voltage range ³	$V_I = 30\text{ V}$	0		$V_I - 1.5$	0		$V_I - 1.5$	V
		$V_I = 30\text{ V}$; Over temp.	0		$V_I - 2.0$	0		$V_I - 2.0$	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_I = 30\text{ V}$	70	65		65	70		dB
V_{OH}	Output voltage swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_I = 30\text{ V}$; over temp.	28			28			V
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; $V_I = 30\text{ V}$; over temp.	27	28		27	28		V
V_{OL}	Output voltage swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; over temp.		5	20		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L = \infty$; $V_I = 30\text{ V}$		0.5	1.0		0.5	1.0	mA
		$R_L = \infty$ on all amplifiers; $V_I = 30\text{ V}$; over temp.		0.8	1.2		0.8	1.2	mA
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_{OUT} \pm 10\text{ V}$	50	100		25	100		V/mV
		$V_I = 15\text{ V}$ (for large V_O swing); over temp.	25			15			V/mV
PSRR	Supply voltage rejection ratio	$R_B = 0\ \Omega$	65	100		65	100		dB
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁴	$f = 1\text{ kHz}$ to 20 kHz (input referred)		-120			-120		dB
I_{OUT}	Output current (Source)	$V_{IS+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IS-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_I = 15\text{ V}_{DC}$	20	40		20	40		mA
		$V_{IS+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IS-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_I = 15\text{ V}_{DC}$; over temp.	10	20		10	20		mA
	Output current (Sink)	$V_{IS-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IS+} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_I = 15\text{ V}_{DC}$	10	20		10	20		mA
		$V_{IS-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IS+} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_I = 15\text{ V}_{DC}$; over temp.	5	8		5	8		mA
		$V_{IS+} = 0\text{ V}$; $V_{IS-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_O = 200\text{ mV}$	12	50		12	50		μA
I_{SC}	Short circuit current ⁵		40	80		40	80	mA	
	Differential input voltage ⁶			V_I			V_I	V	
GBW	Unity gain bandwidth	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1			1		MHz
SR	Slew rate	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.3			0.3		$\text{V}/\mu\text{s}$
$V_{IN(Noise)}$	Input noise voltage	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $f = 1\text{ kHz}$		40			40		nV/Hz

(Notes on next page).

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

 $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; $V_{+} = +5\text{ V}$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM358A			UNIT
			Min	Typ	Max	
V_{OS}	Offset voltage ¹	$R_G = 0\ \Omega$		± 2	± 3	mV
		$R_G = 0\ \Omega$; over temp.			± 5	mV
V_{OS}	Drift	$R_G = 0\ \Omega$; over temp.		7	20	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$
I_{OS}	Offset current	$ I_{OS(+)} - I_{OS(-)} $		5	± 30	nA
		Over temp.			± 75	nA
I_{OS}	Drift	Over temp.		10	300	$\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$
I_{ISD}	Input current ²	$ I_{ISD(+)} $ or $ I_{ISD(-)} $		45	100	nA
		$ I_{ISD(+)} $ or $ I_{ISD(-)} $; Over temp.		40	200	nA
I_B	Drift	Over temp.		50		$\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$
V_{OH}	Common-mode voltage range ³	$V_{+} = 30\text{ V}$	0		$V_{+} - 1.5$	V
		$V_{+} = 30\text{ V}$; Over temp.	0		$V_{+} - 2.0$	V
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{+} = 30\text{ V}$	85	85		dB
V_{OH}	Output voltage swing	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_{+} = 30\text{ V}$; over temp.	28			V
		$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; $V_{+} = 30\text{ V}$; over temp.	27	28		V
V_{OL}	Output voltage swing	$R_L \geq 10\text{ k}\Omega$; over temp.		5	20	mV
I_{CC}	Supply current	$R_L = \infty$; $V_{+} = 30\text{ V}$		0.5	1.0	mA
		$R_L = \infty$ on all amplifiers; $V_{+} = 30\text{ V}$; over temp.		0.6	1.2	mA
A_{VOL}	Large-signal voltage gain	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$; $V_{OUT} \pm 10\text{ V}$	25	100		V/mV
		$V_{+} = 15\text{ V}$ (for large V_{O} swing); over temp.	15			V/mV
PSRR	Supply voltage rejection ratio	$R_G = 0\ \Omega$	85	100		dB
	Amplifier-to-amplifier coupling ⁴	f = 1 kHz to 20 kHz (input referred)		-120		dB
I_{OUT}	Output current (Source)	$V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$	20	40		mA
		$V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$; over temp.	10	20		mA
	Output current (Sink)	$V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$	10	20		mA
		$V_{IN+} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_{IN-} = 0\text{ V}_{DC}$; $V_{+} = 15\text{ V}_{DC}$; over temp.	5	8		mA
		$V_{IN+} = 0\text{ V}$; $V_{IN-} = +1\text{ V}_{DC}$; $V_O = 200\text{ mV}$	12	50		μA
I_{SC}	Short circuit current ⁵		40	80	mA	
	Differential input voltage ⁶			V_{+}	V	
GBW	Unity gain bandwidth	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		1		MHz
SR	Slew rate	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$		0.3		$\text{V}/\mu\text{s}$
$V_{N(1kHz)}$	Input noise voltage	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$; f = 1 kHz		40		nV/Hz

NOTES:

- $V_O = 1.4\text{ V}$; $R_G = 0\ \Omega$ with V_{+} from 5 V to 30 V; and over the full input common-mode range (0 V to $V_{+} - 1.5\text{ V}$).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{+} - 1.5\text{ V}$, but either or both inputs can go to +30 V without damage.
- Due to proximity of external components, insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance coupling increases at higher frequencies.
- Short-circuits from the output to V_{+} can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 40 mA independent of the magnitude of V_{+} . At values of supply voltage in excess of +15 V_{DC} , continuous short-circuits can exceed the power dissipation ratings and cause eventual destruction.
- The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common-mode voltage range is $V_{+} - 1.5\text{ V}$, but either or both inputs can go to +30 V_{DC} without damage.

Low power dual operational amplifiers

NE/SA/SE532/
LM258/358/A/2904

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

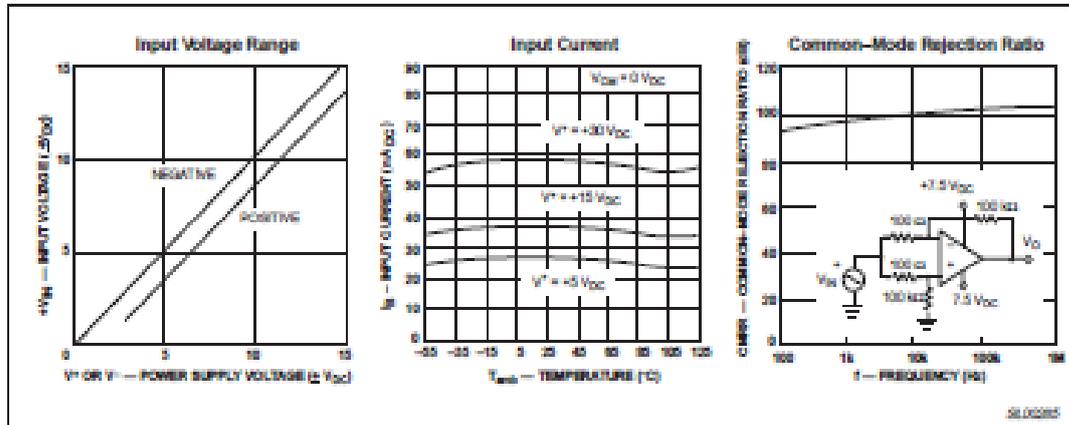


Figure 4. Typical performance characteristics (continued).

TYPICAL APPLICATIONS

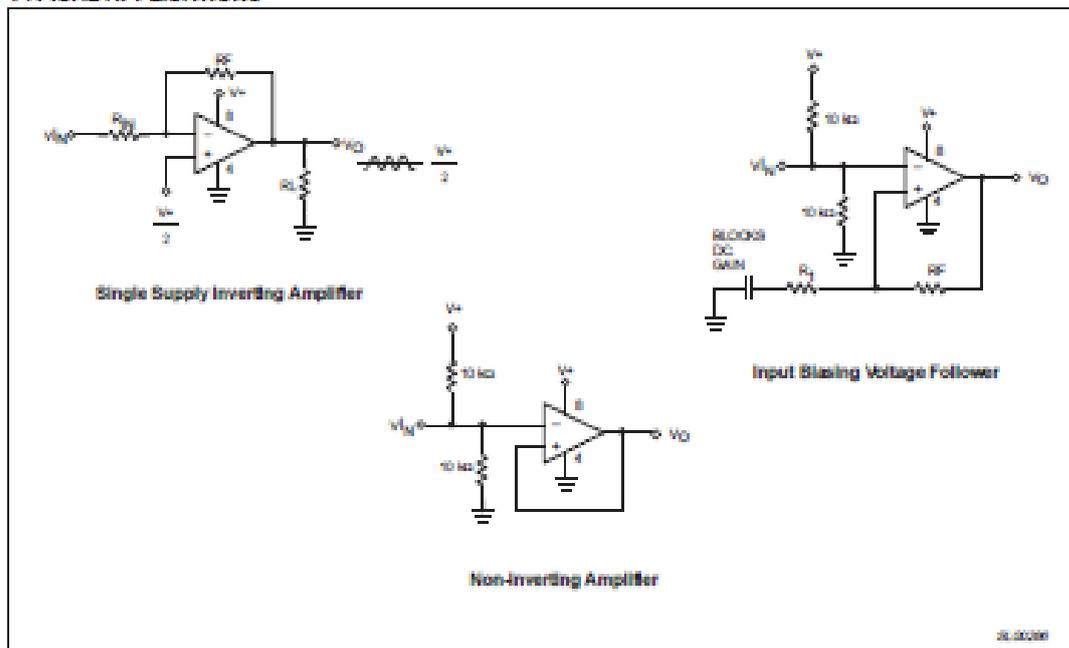


Figure 5. Typical applications.

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

Operational Amplifiers, Single Supply, Quad

The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

Features

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation
- NCV Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q100 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free, Halogen Free/BFR, Free and are RoHS Compliant



ON Semiconductor®

www.onsemi.com



PDIP-14
N SUFFIX
CASE 648

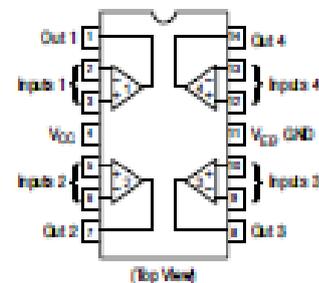


SOIC-14
D SUFFIX
CASE 751A



TSSOP-14
DTB SUFFIX
CASE 948G

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 10 of this data sheet.

DEVICE MARKING INFORMATION

See general marking information in the device marking section on page 11 of this data sheet.

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltages Single Supply Split Supplies	V_{CC} V_{CC}, V_{EE}	32 ± 18	Vdc
Input Differential Voltage Range (Note 1)	V_{IDR}	± 32	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICM}	-0.3 to 32	Vdc
Output Short-Circuit Duration	t_{SC}	Continuous	
Junction Temperature	T_J	150	$^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction-to-Air (Note 2)	$R_{\theta JA}$	Case 848 Case 751A Case 948G	$^\circ\text{C/W}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	LM224 LM324, LM324A, LM324E LM2902, LM2902E LM2902V, NCV2902 (Note 3)	-25 to +85 0 to +70 -40 to +105 -40 to +125

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. Split Power Supplies.
2. All $R_{\theta JA}$ measurements made on evaluation board with 1 oz. copper traces of minimum pad size. All device outputs were active.
3. NCV2902 is qualified for automotive use.

ESD RATINGS

Rating	HBM	MM	Unit
ESD Protection at any Pin (Human Body Model – HBM, Machine Model – MM)			
NCV2902 (Note 3)	2000	200	V
LM324E, LM2902E	2000	200	V
LM324DG/DR2G, LM2902DG/DR2G	200	100	V
All Other Devices	2000	200	V

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{GND}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM324			LM324A			LM324, LM324E			LM2902, LM2902E			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage $V_{CC} = 5.0\text{ V to }30\text{ V}$ $V_{EE} = 0\text{ V to }-1.7\text{ V}$ $V_{IO} = 1.4\text{ V}$, $R_B = 0\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ (Note 4) $T_A = T_{\text{low}}$ (Note 4)	V_{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 4 and 6)	$\Delta V_{IO}/\Delta T$	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 4)	I_{IO}	-	3.0	50	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Notes 4 and 6)	$\Delta I_{IO}/\Delta T$	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 4)	I_{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range (Note 5) $V_{CC} = 30\text{ V}$ $T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 4)	V_{ICM}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	V
Differential Input Voltage Range	V_{IDR}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	-	-	V_{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$, for Large V_{IO} Swing $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 4)	A_{VOL}	50	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	25	100	-	V/mV
Channel Separation 10 kHz $\leq f \leq 20\text{ kHz}$, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, $R_{SI} \leq 10\text{ k}\Omega$	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	85	100	-	85	100	-	85	100	-	50	100	-	50	100	-	dB

4. LM324: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324A/LM324E: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902/LM2902E: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

5. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, but either or both inputs can go to +32 V without damage, independent of the magnitude of V_{CC} .

6. Guaranteed by design.

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{GND}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	LM224			LM324A			LM324, LM324E			LM2902, LM2902E			LM2902V/NCV2902			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage - High Limit $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 7)	V_{OH}	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	3.3	3.5	-	V
$V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 7)		26	-	-	26	-	-	26	-	-	26	-	-	26	-	-	
$V_{CC} = 30\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$ ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 7)		27	28	-	27	28	-	27	28	-	27	28	-	27	28	-	
Output Voltage - Low Limit $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 7)	V_{OL}	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	20	-	5.0	100	-	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_{OL} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 7)	I_{O+}																mA
		20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	20	40	-	
		10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	
Output Sink Current ($V_{OL} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low} (Note 7)	I_{O-}	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	10	20	-	mA
		5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	5.0	8.0	-	
$V_{OL} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		12	50	-	12	50	-	12	50	-	-	-	-	-	-	-	μA
Output Short Circuit to Ground (Note 8)	I_{SC}	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	-	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to T_{low}) (Note 7)	I_{CC}																mA
$V_{CC} = 30\text{ V}$, $V_{IC} = 0\text{ V}$, $R_L = -$		-	-	3.0	-	1.4	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	-	-	3.0	
$V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{IC} = 0\text{ V}$, $R_L = -$		-	-	1.2	-	0.7	1.2	-	-	1.2	-	-	1.2	-	-	1.2	

7. LM224: $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$
 LM324/LM324A/LM324E: $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +70^\circ\text{C}$
 LM2902/LM2902E: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +105^\circ\text{C}$
 LM2902V & NCV2902: $T_{\text{low}} = -40^\circ\text{C}$, $T_{\text{high}} = +125^\circ\text{C}$
 NCV2902 is qualified for automotive use.

8. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$, but either or both inputs can go to $+32\text{ V}$ without damage, independent of the magnitude of V_{CC} .

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

LM324, LM324A, LM324E, LM224, LM2902, LM2902E, LM2902V, NCV2902

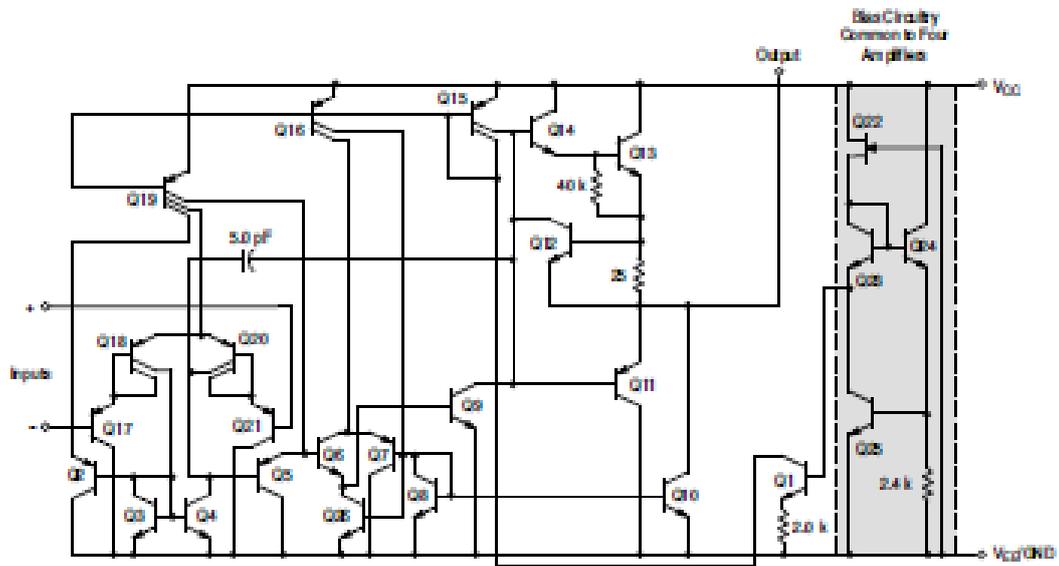


Figure 1. Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)

Résumé :

Nous nous sommes intéressés dans ce mémoire à l'étude d'un montage capable d'évaluer la vitesse ou rapidité de commutation des diodes ce qui revient à dire un testeur de vitesse de diodes. Cet appareil permettra ainsi de classer la diode à tester dans une catégorie parmi cinq catégories où chacune d'elle est caractérisée par sa plage de vitesse de commutation et donc de sa fréquence maximale de travail. Ce montage est composé d'un circuit de visualisation comprenant cinq LEDs dont l'allumage de l'une ou de l'autre se fait en fonction de la vitesse de commutation de la diode à tester. Le Logiciel Isis Proteus nous a permis de comprendre le fonctionnement de chaque montage constituant le testeur de rapidité étudié et par conséquent du circuit testeur.

Mots clés: Diodes, montage testeur de rapidité des diode, composants électronique.

Abstract:

We are interested in the study of an assembly capable of evaluating the speed or speed of switching of diodes, which is to say speed tester diodes. This device will allow to classify the diode to be tested in a category among five categories where each of it is characterized by its range of speed of switching and thus of its maximum frequency of work. This assembly is composed of a display circuit with five LEDs whose lighting of one or the other is done according to the switching speed of the the diode under test. The Isis Proteus software allowed us to understand the functioning of each assembly constituting the studied speed tester and consequently of the tester circuit.

Keywords : diode, diode speed tester, electronic devices.

ملخص :

في هذه الأطروحة نحن مهتمون بدراسة تجميع قادر على تقييم سرعة أو سرعة تبديلا لصمام الثنائي ، أي مختبر سرعة الصمام الثنائي وسيمكّن هذا الجهاز من تصنيف الصمام الثنائي المراد اختباره في فئة من خمس فئات حيث تتميز كل فئة منها بمدى سرعة التبديل وبالتالي أقصى تردد عمل لها. يتكون هذا التجميع من دائرة عرض تتكون من خمسة صمامات ثنائية باعثة للضوء يتم إشعالها من واحد أو آخر وفقا لسرعة تبديلا لصمام الثنائي المراد اختباره. برنامج إيزيس بروتيوس سمح لنا بفهم عمل كل تجميع يشكل مختبر السرعة المدروس وبالتالي دائرة المختبر.

كلمات مفتاحية:

الصمام الثنائي، مختبر سرعة الصمام الثنائي.