



République **A**lgérienne **D**émocratique et **P**opulaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane MIRA- BEJAIA

Faculté De Technologie

Département de Génie Electrique

Filière : Electrotechnique

En vue de l'obtention de diplôme master en électrotechnique

Option : Commande des Systèmes Electriques

Thème

Etude et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

Réalisé par :

M^r. MOUSSOUNI Nasser Eddine

M^r. OUADFEL Sofiane

Encadré par:

M^r T.Rekioua (promoteur)

M^{me} Z.Mokrani (co-promoteur)

Devant le jury :

M^r S. TARAFT

M^{me} R. ABDELI

Promotion 2016/2017

REMERCIEMENTS

Avant tout nous tenons à remercier Dieu le tout puissant pour nous avoir donné la force et la patience pour mener à terme ce travail.

Nous remercions nos familles qui nous ont toujours encouragés et soutenus durant toutes nos études.

On tient à remercier, du fond du cœur, Le professeur Toufik REKIOUA, d'avoir accepté de diriger notre PFE, malgré son emploi du temps très chargé. Ainsi que pour les nombreux conseils qu'il nous a prodigués sur le plan pratique.

On exprime notre profonde reconnaissance à Madame MOKRANI Zahra, docteur à l'université de Bejaia, d'avoir accepté de co-diriger notre PFE, pour l'attention qu'elle a apportée à ce travail, pour son étroite collaboration et pour ses conseils enrichissants qui nous a guidés tout au cours de cette recherche.

On est très heureux que Monsieur S. TARAFT et madame R. ABDELI. Soient membre du jury. Leur inestimable expérience ainsi que leur parfaite maîtrise du domaine ont été des atouts majeurs pour nous.

Nous voudrions aussi remercier Mr A.AZIL Mme D. REKIOUA N.MEBARKI est aussi les deux amis H.KHAMTACH et L.MOALI avec qui on a partagé nos idées et toute l'équipe du laboratoire de recherche LTII, Université A /Mira de Bejaïa

Notre sincère gratitude va vers tous ceux qui ont participés de près ou de loin à ce travail et sans oublier nos amis de la chambre D116.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents qui m'ont guidé durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, ma mère qui a été à mes côtés et m'a soutenu durant toute ma vie, et mon père qui a sacrifié toute sa vie afin de me voir devenir ce que je suis, merci mes parents.

Mes très chères frère ISLAM et ARIS.

Toute la famille MOUSSOUNI et CHEKKAL sans exception.

Ma grande mère que dieux l'accueille dans son vaste paradis.

*Tous mes ami(e)s et toute la promotion 2016/2017,
Electrotechnique.*

N.MOUSSOUNI

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents qui m'ont guidé durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, ma mère qui a été à mes côtés et m'a soutenu durant toute ma vie, et mon père qui a sacrifié toute sa vie afin de me voir devenir ce que je suis, merci mes parents.

Mes très chères sœurs SONIA et LATIFA et ma grand-mère.

Toute la famille OUADFEL et MAMMERI sans exception.

Et sans oublier tous mes amis de la chambre D116 et toute la promotion 2016/2017, Electrotechnique ainsi que toute les personnes que je connais.

S.OUADFEL

Nomenclature

C_1, C_2 : Condensateurs d'entrée et de sortie (F)

C : Capacité de condensateur (F)

E_{ph} : énergie photovoltaïque (J)

E_s : Ensoleillement (W/m^2)

f : Fréquence (Hz)

PV : Panneau photovoltaïque.

I_{CC} : Courant de court-circuit (A).

I_{ch} : Courant de la charge (A).

I_{opt} : Courant optimale du module photovoltaïque (A)

I_{mpp} : Courant au point de puissance maximale (A).

I_{PV} : Courant photovoltaïque (A).

V_i : Tension d'entrée de l'onduleur (V).

I_s : Courant de sortie de l'onduleur (A).

V_s : Tension de sortie de l'onduleur (V).

V_{co} : Tension de circuit ouvert (V).

V_{ch} : Tension de la charge (V).

V_{PV} : Tension de module photovoltaïque (V).

U_{cmax} : Tension maximale (V)

I_{cmax} : Courant maximale (A)

U_c : Tension efficace (V)

I_c : Courant efficace (A)

ω : La pulsation du courant par rapport a la tension (Rad/s)

φ : Le déphasage du courant par rapport a la tension (°)

Abréviation

AC : Alternatif Current (Courant Alternatif (CA)).

DC : Direct Current (courant continu (CC)).

DC/DC : Convertisseur (Courant Continu/Courant Continu).

DC/AC : Convertisseur (Courant Continu/Courant Alternatif).

PV : Photovoltaïque.

Si : Silicium.

MOSFET : Métal-Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor.

IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (transistor bipolaire à grille isolée).

CHAPITRE I

Figure I.1 : Composante du rayonnement global sur un plan horizontal	04
Figure I.2 : Spectre du rayonnement solaire	05
Figure I.3 : Schéma d'une cellule élémentaire	07
Figure I.4:Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque	07
Figure I.5 : Courbe courant-tension spécifique à chaque Type de cellule.	08
Figure I.6: Caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction	10
Figure I.7: Caractéristique puissance-tension d'une cellule en fonction	10
Figure I.8: Caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction	11
Figure I.9 : Caractéristique puissance-tension d'une cellule en fonction	11
Figure I.10 : Structure d'un générateur photovoltaïque	13
Figure I.11 : Exemple de la structure d'un système PV autonome	14
Figure I.12:Les systèmes autonomes avec stockage	14
Figure I-13: Système photovoltaïque relié au réseau	15
Figure I.14: Injection de la totalité de la production	16
Figure I.15: Injection du surplus de production	17

CHAPITRE II

Figure II.1 : le fonctionnement des différents types de convertisseurs statique	20
Figure II.2: Schémas de principe d'un hacheur série	22
Figure II.3 : Schémas de principe d'un hacheur parallèle	22

Figure II.4 : Schémas de principe d'un hacheur série-parallèle..	23
Figure II.5: Symbole et structure de montage d'un onduleur en pont complet	24
Figure II.6: L'onduleur hybride ou intelligent...	25
Tableau II.7: les configurations possibles	26
Figure II.8: Les cas possibles de commutation de l'onduleur	28
Figure II.9: Commande d'onduleur de tension, et la forme de tension $u_c(t)$	31
Figure II.10: Onduleur de courant, la commande et les formes d'ondes de $i_c(t)$	32
Figure II.11: Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif	33
Figure II.12: Alimentation de secours	34
Figure II.13: Schéma de Principe d'un Onduleur Monophasé En Demi-pont...	36
Figure II.14 : Schéma de Principe d'un Onduleur Monophasé En Pont.....	37

CHAPITRE III

Figure III.1 : Système global étudié...	38
Figure III.2 : Le surcuit électrique de l'onduleur de tension réalisé.....	39
Figure III-3 : Circuit électrique du l'onduleur de tension réalisé... ..	40
Figure III-4 : Simulation du LM317... ..	41

Figure III-5 : Condensateur utilise pour le LM317...	42
Figure III-6 : Résistance de 0.82Ω ...	42
Figure III-7 : Résistance de puissance 390Ω ...	43
Figure III-8 : Résistance de puissance $2.2k\Omega$...	43
Figure III-9 : Circuit électrique du LM7805...	44
Figure III-10 : Condensateur de puissance de $1000\mu f$...	45
Figure III-11 : Le NE555...	46
Figure III-12 : Le branchement du NE555...	46
Figure III-13 : Le CD4017...	48
Figure III-14 : Le branchement de CD4017 avec le NE555 ...	48
Figure III-15 : Schéma électrique du MOSFET.....	49
Figure III-16 : Schéma de l'élimination des diodes internes...	50
Figure III.17 :L'échelle des semi-conducteurs (interrupteurs)...	50
Figure III-18 : Caractéristiques de sortie d'un transistor MOSFET...	51
Figure III-19 : Caractéristiques de commande d'un transistor MOSFET... ..	51
Figure III-20 : Aire de sécurité d'un transistor MOSFET.....	52
Figure III-21 : Transformateur ou point milieu ($15V$ à $230V$)...	53

CHAPITRE IV

Figure IV-1: Banc d'essais expérimentaux (circuits de commande et de puissance).55

Figure IV-2: La tension de LM317 et le panneau ou point de départ... ..56

Figure IV-3: Allure de la tension du générateur PV et à la sortie du LM317... ..56

Figure IV-4: Le signal généré par le NE555... ..57

Figure IV-5: Les signaux générés par le driver CD4017..... ..58

Figure IV-6: Les signaux généré par les MOSFET... ..59

Figure IV-7: Tension à la sortie de transformateur 60

Chapitre I : Les systèmes photovoltaïques : Généralités

I.1. Introduction	Erreur ! Signet non défini.
I.2. Energie solaire	Erreur ! Signet non défini.
I.2.1 Rayonnement solaire :	Erreur ! Signet non défini.
I.3. Effet photovoltaïque	Erreur ! Signet non défini.
I.4. Description des éléments d'un système photovoltaïque.....	5
I.4.1. Cellule photovoltaïque	5
I.4.1.1. Historique	5
I.4.1.2. Constitution de la cellule photovoltaïque.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.1.3. Caractéristique de la cellule photovoltaïque.....	Erreur ! Signet non défini.
I.4.1.4. Influence de l'éclairement.....	9
I.4.1.5. Influence de la température	Erreur ! Signet non défini.
I.4.2. Générateur photovoltaïque.....	Erreur ! Signet non défini.
I.5. Classification d'un système solaire photovoltaïque :	Erreur ! Signet non défini.
I.5.1. Système autonome	Erreur ! Signet non défini.
I.5.1-1- Les systèmes autonomes avec stockage	Erreur ! Signet non défini.
I.5.1-2- Les systèmes autonomes sans stockage	Erreur ! Signet non défini.
I.5.2. Système raccordé au réseau	Erreur ! Signet non défini.
I.5.3. Système hybride	Erreur ! Signet non défini.
I.6. Avantages et inconvénients d'une installation PV	Erreur ! Signet non défini.
I.7. Conclusion.....	Erreur ! Signet non défini.

Chapitre II : Les convertisseurs dédiés aux systèmes photovoltaïques

II-1. Introduction	Erreur ! Signet non défini.
II-2.1. Conversion alternatif-continu	Erreur ! Signet non défini.
II-2.2. Conversion alternatif-alternatif	Erreur ! Signet non défini.
II-3. Convertisseur DC/DC pour les systèmes d'énergie solaire	Erreur ! Signet non défini.
II-3.1. Hacheur dévolteur (série)	Erreur ! Signet non défini.
II-3.2. Hacheur survolteur (ou parallèle).....	Erreur ! Signet non défini.
II-3.3. Hacheur dévolteur - survolteur (série-parallèle).....	Erreur ! Signet non défini.
II-4. Convertisseur continu-alternatif (DC-AC).....	Erreur ! Signet non défini.
II-5. Définition de l'onduleur monophasé:	Erreur ! Signet non défini.
II-6. Principe de fonctionnement d'un onduleur	Erreur ! Signet non défini.
III-6.1. Onduleurs hybrides ou intelligents.....	Erreur ! Signet non défini.
II-6.2. Principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé:.....	Erreur ! Signet non défini.
II-7. Différents types d'onduleur	Erreur ! Signet non défini.
II-7.1. Onduleur de tension:.....	Erreur ! Signet non défini.

IV-1. Introduction	55
IV-2. Description du banc d'essais	55
IV-3. Le résultat du régulateur de tension LM317.....	55
IV-4. Résultat obtenu par le NE555.....	57
IV-5. Résultat du driver CD4017.....	57
IV-6. Présentations des résultat obtenu par les MOSFET.....	59
IV-7. Le résultat final obtenu par le transformateur	59
IV-8. Conclusion	60

INTRODUCTION GENERAL

Ces dernières années, les domaines de l'électronique de puissance se sont développés considérablement et, offrent un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande

Les convertisseurs statiques monophasés à structure tension sont des éléments essentiels de nombreux systèmes d'électronique de puissance tels que les variateurs de vitesse, les alimentations sans interruption et les filtres actifs. La sécurité de ces systèmes, leur fiabilité, leurs performances, la qualité de l'énergie et la continuité de service constituent aujourd'hui des préoccupations majeures dans le domaine de l'énergie.

L'objectif principal du présent mémoire du projet de fin d'étude est l'étude et la réalisation d'un convertisseur statique monophasé à structure tension (appelé onduleur) se convertissant de courant continu en courant alternatif. Par un choix convenable des séquences de fonctionnement des interrupteurs qui relient la source d'entrée à la charge, on réussit à imposer à la sortie du convertisseur une tension alternative. Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome. Un onduleur sinusoïdal est un onduleur dont les commutations des interrupteurs sont modulées de façon à obtenir une tension de sortie qui varie sinusoïdalement dans le temps. La grandeur de sortie d'un onduleur peut être à fréquence et amplitude constantes ou variables. Ces caractéristiques sont fonction de l'application envisagée. Les applications des onduleurs sont très nombreuses, les onduleurs sinusoïdaux prennent une place assez importante dans ces applications et le développement des semi-conducteurs fonctionnant à fréquence élevée augmente de plus en plus leurs utilisations.

En effet, les onduleurs monophasés, sont utilisés pour les alimentations de secours à des consommateurs qui ne peuvent subir des interruptions du courant électrique, c'est le cas des ordinateurs à grande envergure par exemple. Les onduleurs monophasés sont aussi utilisés pour les entraînements à tension et fréquence variables des moteurs monophasés.

Notre travail est réalisé en quatre chapitres et une conclusion générale:

Dans le premier chapitre nous présentons la généralité sur la technologie photovoltaïque. En commençant par des notions sur le rayonnement, Dans deuxième temps nous montrons le principe de l'effet photovoltaïque.

Dans le second chapitre, on parlera d'une manière générale sur certaines structures des onduleurs monophasés leur différents type ainsi que leurs modes de fonctionnement général

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à la réalisation expérimentale de notre onduleur, et on parlera sur les différents composants qu'on a utilisé et leur utilité

Le dernier chapitre est consacré pour Les résultats pratiques est aux commentaires et à la comparaison des résultats obtenus par expérimentation.

I.1. Introduction

Cette première partie résume les concepts de base de l'énergie solaire et de la production d'électricité grâce à l'effet photovoltaïque. Les principaux éléments du système photovoltaïque sont étudiés et un aperçu générale sur les différents types des systèmes photovoltaïques est effectué.

I.2. Energie solaire

L'énergie solaire photovoltaïque convertit directement le rayonnement lumineux (solaire ou autre) en électricité.

I.2.1 Rayonnement solaire :

Le rayonnement solaire est la matière première de l'énergie solaire. C'est une propagation d'une onde de longueur qui varie entre 0.2 et 4.10^{-6} m. Sans la nécessité d'un support physique pour se déplacer, il arrive au sol après la perte d'une grande partie de son intensité, à cause d'une partie de l'ultraviolet, qui s'absorbent. Le rayonnement solaire se présente sous ces différentes formes :

- **Le rayonnement direct** : reçu directement du soleil, sans diffusion par l'atmosphère. Ses rayons sont parallèles entre eux, ils forment donc des ombres et peuvent être concentrés par des miroirs. Ils peuvent être mesurés par un pyrhéliomètre.
- **Le rayonnement diffus** : constitué par la lumière diffusée par l'atmosphère (air, nébulosité, aérosols). La diffusion est le phénomène qui répartit un faisceau parallèle en une multitude de faisceaux partant dans toutes les directions. Dans le ciel, ce sont à la fois les molécules d'air, les gouttelettes d'eau (nuages) et les poussières qui produisent cet «éclatement» des rayons du soleil. Cela dépend donc avant tout des conditions météorologiques.
- **Le rayonnement solaire réfléchi** ou l'albédo du sol est le rayonnement qui est réfléchi par le sol ou par des objets se trouvant à sa surface. Cet albédo peut être important lorsque le sol est particulièrement réfléchissant (eau, neige).
- **Le rayonnement global** est la somme de tous les rayonnements reçus, y compris le rayonnement réfléchi par le sol et les objets qui se trouvent à sa surface. Il est mesuré par un pyromètre ou un solarimètre sans écran. Les stations

météorologiques généralement mesurer le rayonnement global horizontal par un Pyromètre placé horizontalement à l'endroit requis. [1,2]

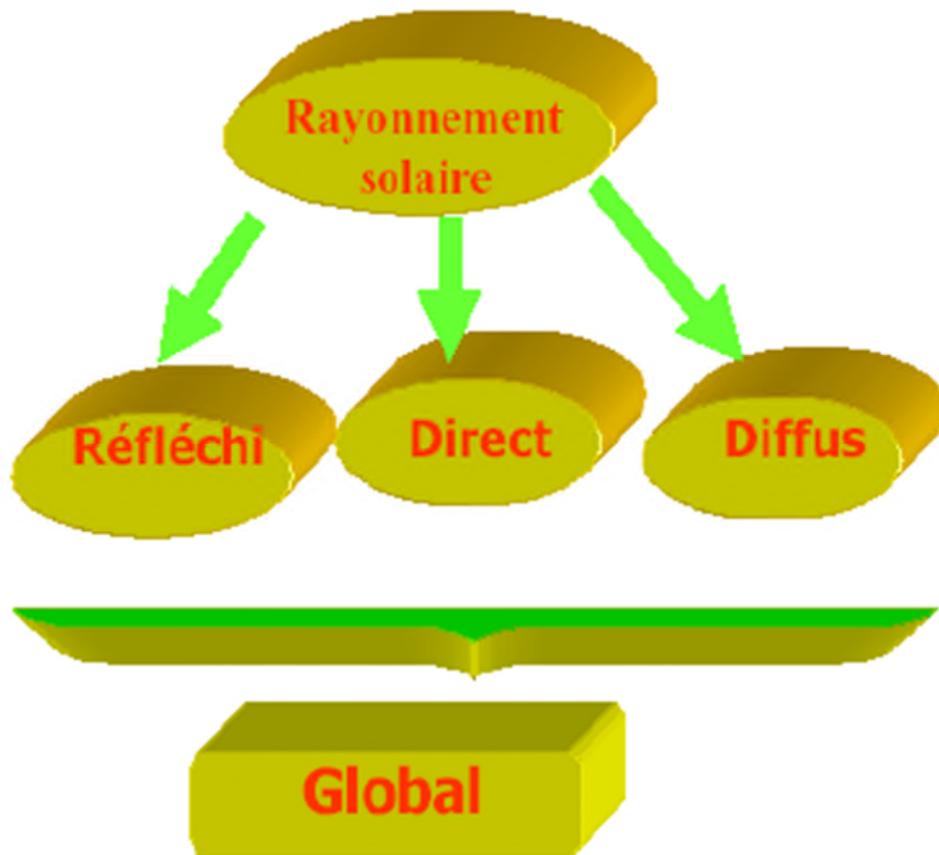


Figure I.1 : Composante du rayonnement global sur un plan horizontal

I.3.Effet photovoltaïque

Il a été démontré que le rayonnement solaire est constitué de photons transportant chacun une énergie E_{ph} qui répond, elle-même, à la relation suivante [3]:

$$E_{ph}=h*(c/\lambda) \quad (I.1)$$

Où h est la constante de Planck, c est la célérité de la lumière et λ la longueur d'onde.

D'après la relation (I.1), on voit que cette énergie est inversement proportionnelle à la longueur d'onde. Le flux d'énergie solaire est alors transmis sous forme de rayonnements électromagnétiques dont les longueurs d'onde sont assez différentes du corps noir dans

l'espace, mais encore plus sur la terre ainsi que le montre la Figure (1.2), [4]. Il est à remarquer que le spectre de l'énergie solaire en atmosphère terrestre est décalé vers le rouge et l'infrarouge par rapport au spectre hors atmosphère.

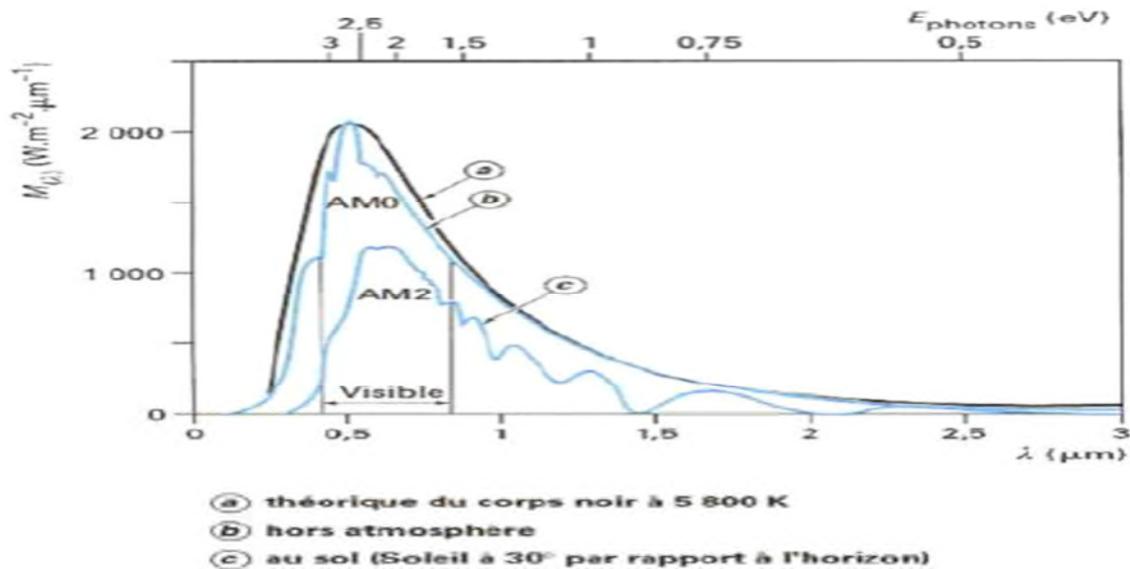


Figure I.2 : Spectre du rayonnement solaire

I.4. Description des éléments d'un système photovoltaïque

I.4.1. Cellule photovoltaïque

I.4.1.1. Historique

Il est important de citer les dates les plus importantes dans l'histoire du photovoltaïque qui sont :

1839 : Le physicien français Edmond Becquerel découvre le processus de l'utilisation de l'ensoleillement pour produire du courant électrique dans un matériau solide. C'est l'effet photovoltaïque.

1875 : Werner Von Siemens expose devant l'Académie des Sciences de Berlin un article sur l'effet photovoltaïque dans les semi-conducteurs. Mais jusqu'à la Seconde Guerre Mondiale, le phénomène reste encore une curiosité de laboratoire.

1954 : Trois chercheurs américains, Chapin, Pearson et Prince, mettent au point une cellule photovoltaïque à haut rendement au moment où l'industrie spatiale naissante cherche des solutions nouvelles pour alimenter ses satellites.

1958 : Une cellule avec un rendement de 9 % est mise au point. Les premiers satellites alimentés par des cellules solaires sont envoyés dans l'espace.

1973 : La première maison alimentée par des cellules photovoltaïques est construite à L'Université de Delaware.

1983 : La première voiture alimentée par énergie photovoltaïque parcourt une distance de 4 000 km en Australie.

I.4.1.2. Constitution de la cellule photovoltaïque

Une cellule photovoltaïque est assimilable à une diode photosensible. Son fonctionnement est basé sur les propriétés des matériaux semi-conducteurs.

Une cellule est constituée de deux couches minces d'un semi-conducteur qui sont dopées différemment, Figure (1.3). Pour la couche N, c'est un apport d'électrons périphériques et pour la couche P c'est un déficit d'électrons, les deux couches présentent ainsi une différence de potentiel. L'énergie des photons lumineux captés par les électrons périphériques (couche N) leur permet de franchir la barrière de potentiel et d'engendrer un courant électrique continu.

Pour effectuer la collecte de ce courant, des électrodes sont déposées par sérigraphie sur les deux couches du semi-conducteur. L'électrode supérieure est une grille permettant le passage des rayons lumineux. Une couche anti reflet est ensuite déposée sur cette électrode afin d'accroître la quantité de lumière absorbée. [5,6]

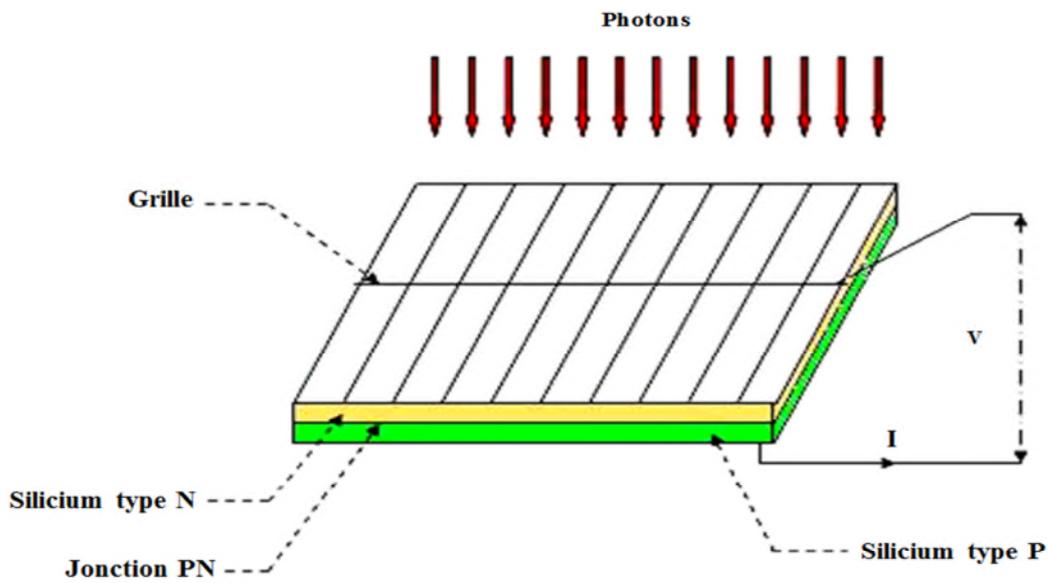


Figure I.3 : Schéma d'une cellule élémentaire

I.4.1.3. Caractéristique de la cellule photovoltaïque

Le schéma équivalent d'une cellule est illustré dans la figure (1.4). La caractéristique courant-tension est présent dans la figure (1.5) :

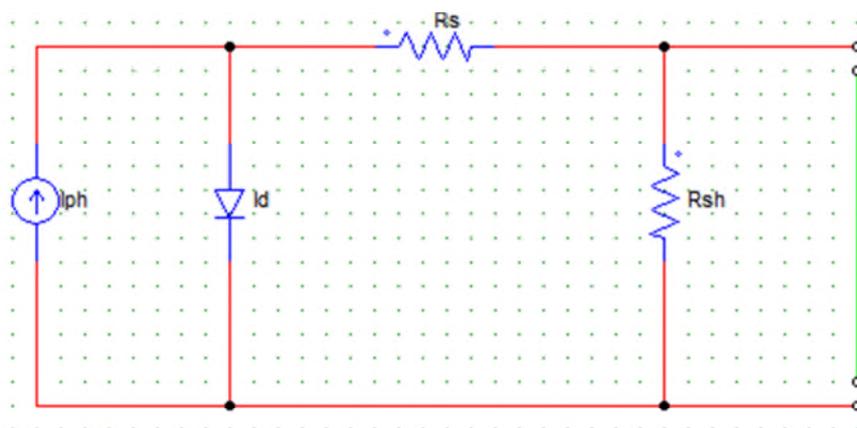


Figure I.4: Schéma équivalent d'une cellule photovoltaïque

Pour la cellule idéale :

$$I_{\text{out}} = I_{\text{ph}} - I_{\text{d}} \quad (\text{I.2})$$

où

$$I_{\text{d}} = I_0 \exp(q V_{\text{out}} / A K T) \quad (\text{I.3})$$

Une cellule photovoltaïque est définie par sa courbe caractéristique électrique (courant-tension). Elle indique la variation du courant qu'elle produit en fonction de la tension aux bornes de la cellule depuis le court-circuit jusqu'au circuit ouvert.

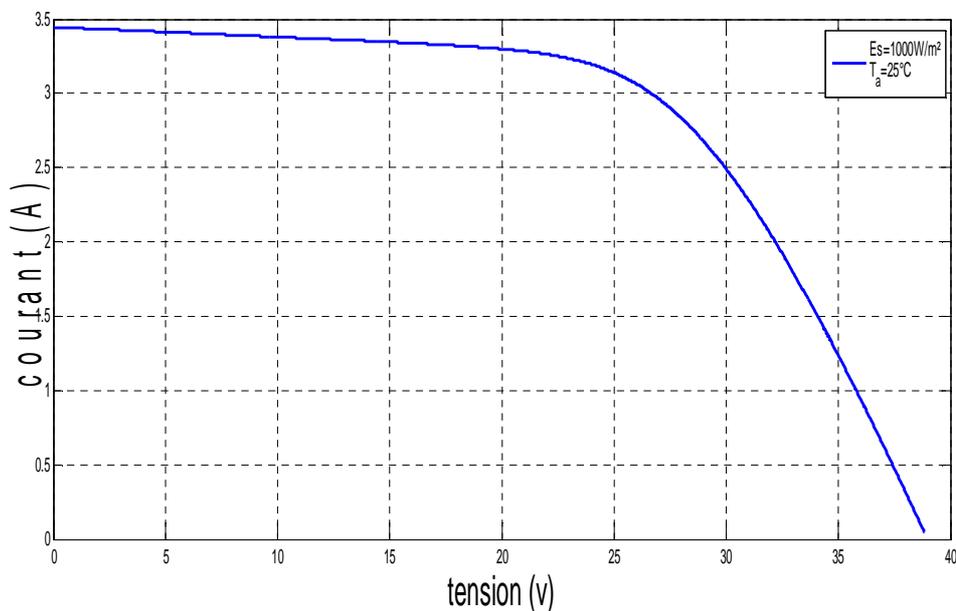


Figure I.5 : Courbe courant-tension spécifique à chaque Type de cellule.

D'après les caractéristiques courant-tension, il est possible de déduire d'autres paramètres électriques spécifiques à chaque cellule :

- ✓ le courant de court-circuit (I_{cc}) correspondant au courant débité par la cellule quand la tension à ses bornes est nulle (en pratique, ce courant est très proche du photo-courant I_{ph}).
- ✓ la tension du circuit (V_{co}) correspondant à la tension qui apparaît aux bornes de la cellule quand le courant débité est nul.

Entre ces deux valeurs, il existe un optimum donnant la plus grande puissance P_m ou puissance crête caractérisant la performance de la cellule.

Le facteur de forme FF indique le degré d'idéalité de la caractéristique correspondant au rapport suivant :

$$FF = \frac{P_m}{V_{co} \cdot I_{cc}} \quad (I.4)$$

Avec :

P_m : puissance maximale mesurée dans les conditions de référence (STC : *Standard Test Condition*), c'est-à-dire sous l'ensoleillement de 1000 W/m², à la température de 25° C sous un spectre AM 1,5.

La figure (1.5) est établie dans des conditions de fonctionnement données (ensoleillement, température à la surface de la cellule, etc.) et varie selon le type de cellule. Par exemple, une cellule en silicium amorphe a une tension plus élevée qu'une cellule en silicium cristallin mais son courant est nettement plus faible, en raison de sa faible collecte et de sa faible épaisseur.

I.4.1.4. Influence de l'éclairement

L'énergie électrique produite par une cellule dépend de l'éclairement qu'elle reçoit sur sa surface. La figure (1.6) représente la caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction de l'éclairement, à une température et une vitesse de circulation de l'air ambiant constantes :

Le courant est directement proportionnel au rayonnement, contrairement à la tension qui ne varie que très peu en fonction de l'éclairement figure (1.6).

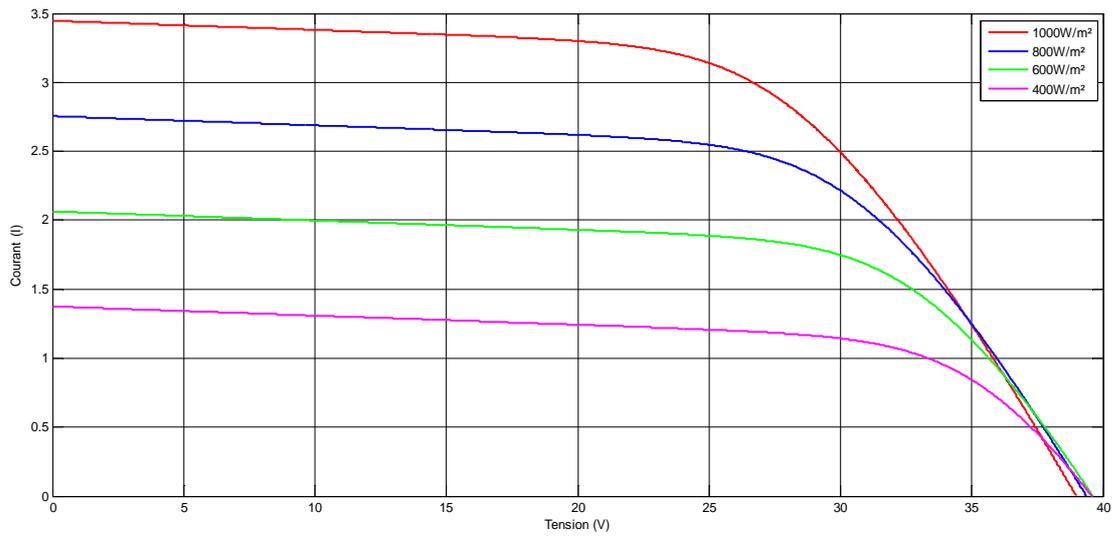


Figure I.6: Caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction de la température

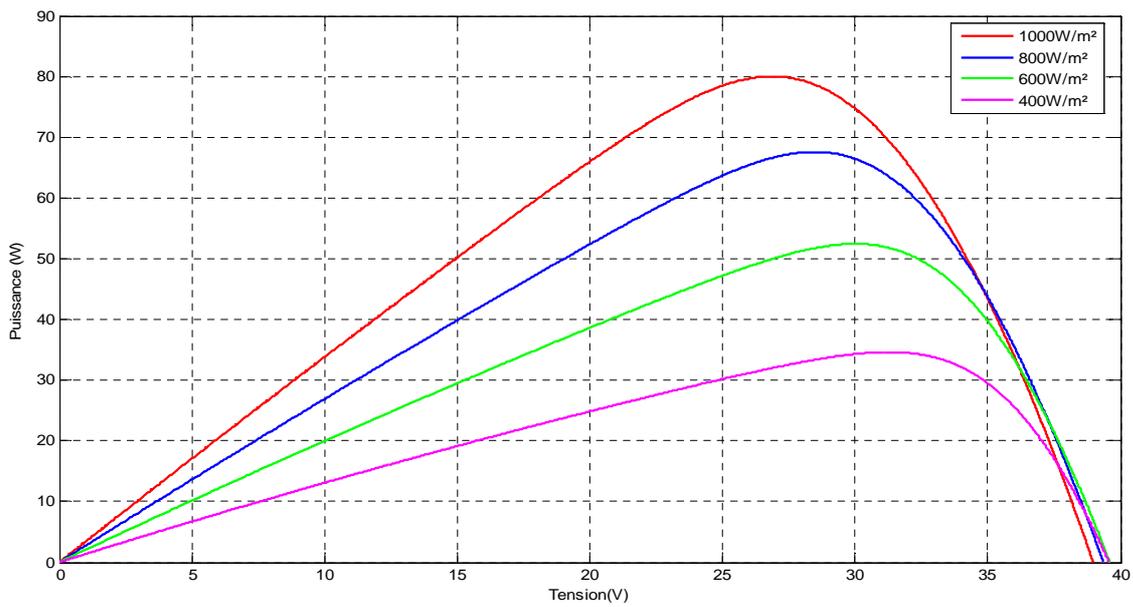


Figure I.7: Caractéristique puissance-tension d'une cellule en fonction de la température

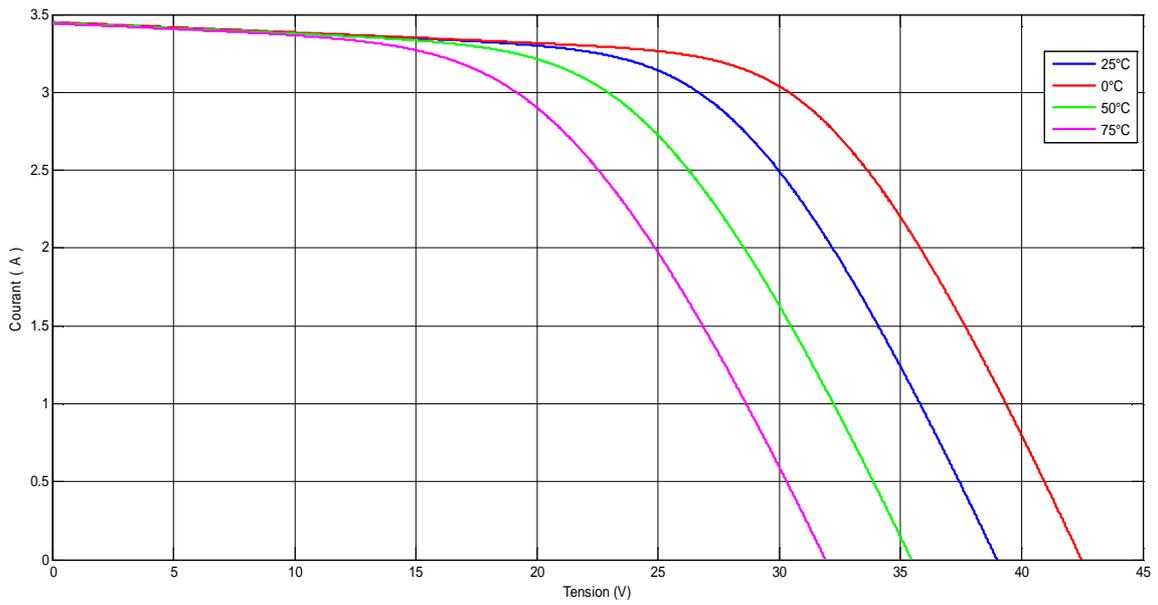


Figure I.8: Caractéristique courant-tension d'une cellule en fonction de la température

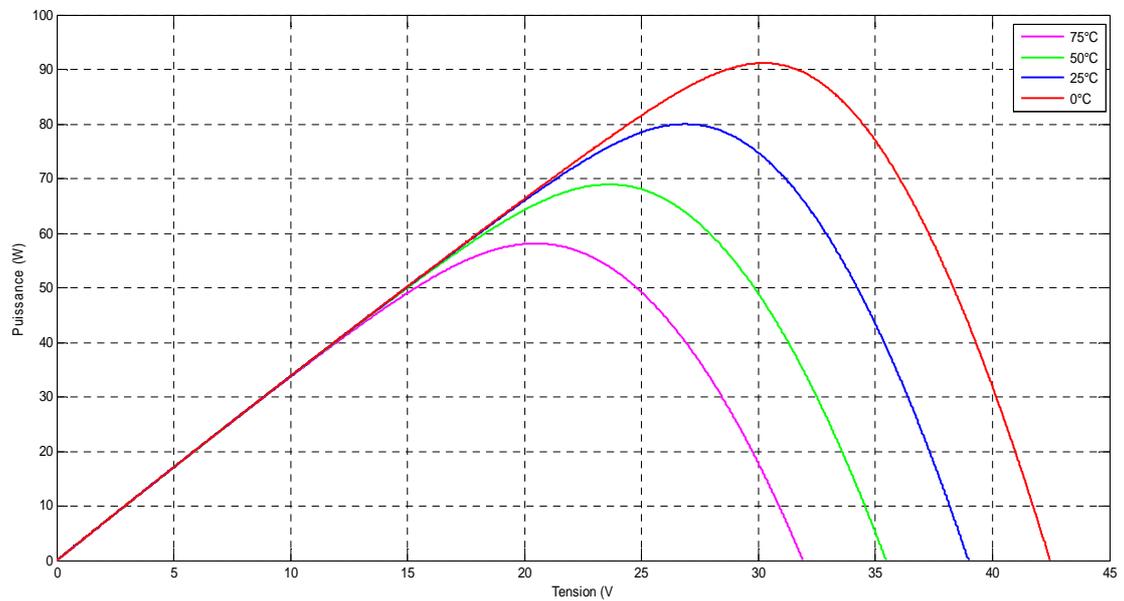


Figure I.9 : Caractéristique puissance-tension d'une cellule en fonction de la température

I.4.1.5. Influence de la température

L'influence de la température est importante et a des conséquences pour la conception des panneaux et des systèmes photovoltaïques.

La température est un paramètre essentiel puisque les cellules sont exposées aux rayonnements solaires, susceptibles de les échauffer. De plus, une partie du rayonnement absorbé n'est pas convertie en énergie électrique, il se dissipe sous forme de chaleur ; c'est pourquoi la température de la cellule (T_c) est toujours plus élevée que la température ambiante (T_a).

$$T_c = T_a + \frac{Em}{800}(TUC - 20) \quad (I.5)$$

La figure (1.8), montre que la tension d'une cellule baisse fortement avec la température. Plus la température augmente et moins la cellule est performante. En revanche, le courant augmente légèrement en intensité : cette augmentation reste néanmoins négligeable au point de puissance maximale. [7]

I.4.2. Générateur photovoltaïque

La puissance disponible aux bornes d'une cellule est très faible. Il est donc nécessaire d'associer en série et en parallèle de telles cellules pour obtenir des modules de puissance compatible avec le matériel usuel. Les modules sont ensuite connectés en série pour former une chaîne. Enfin, les chaînes sont connectées en parallèle pour former un générateur photovoltaïque. Le nombre de modules dans chaque chaîne est spécifiée selon le besoin du niveau de tension du générateur. [8,9]

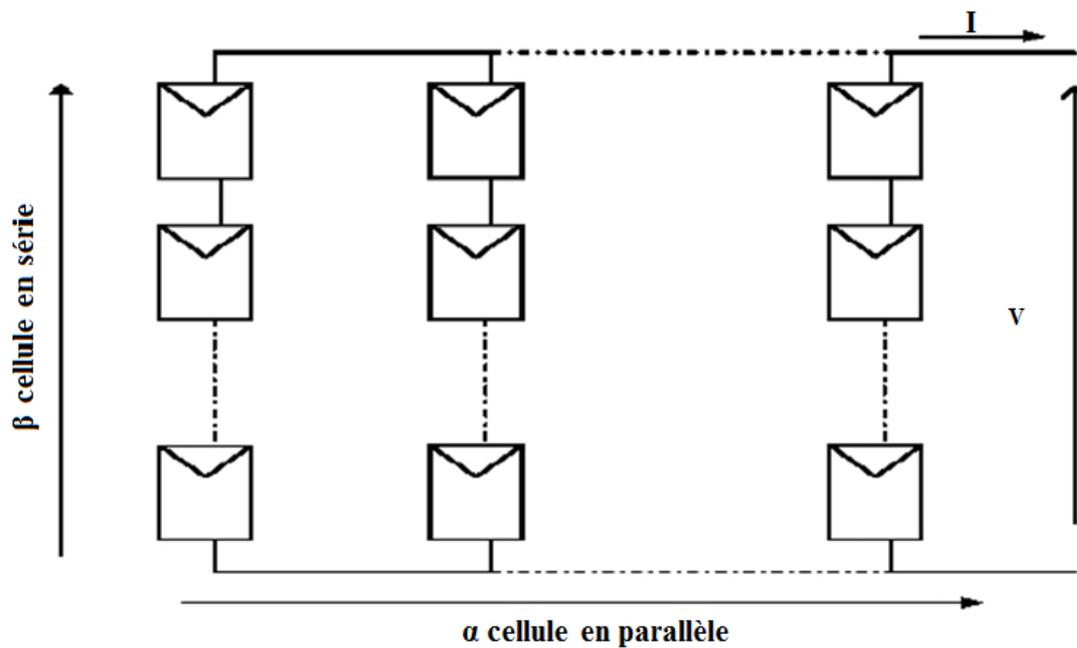


Figure I.10 : Structure d'un générateur photovoltaïque

I.5. Classification d'un système solaire photovoltaïque

Les systèmes photovoltaïques sont actuellement divisés en deux grandes catégories: Les systèmes autonomes et les systèmes couplés au réseau. [10]

I.5.1. Système autonome

Le rôle des systèmes autonomes est d'alimenter un ou plusieurs consommateurs situés dans une zone isolée du réseau électrique. Comme on le remarque sur la Figure (1.11) qui représente l'exemple d'un système PV autonome, un système de stockage est associé aux générateurs PV pour assurer l'alimentation à chaque instant et pendant plusieurs jours malgré l'intermittence de la production. Ce système de stockage représente une part très importante du coût de l'installation, et ces conditions de fonctionnement sont très contraignantes. Par conséquent, des systèmes de gestion de l'énergie ont été développés afin d'optimiser la durée de vie du système de stockage et de réduire les coûts de fonctionnement.

[11]

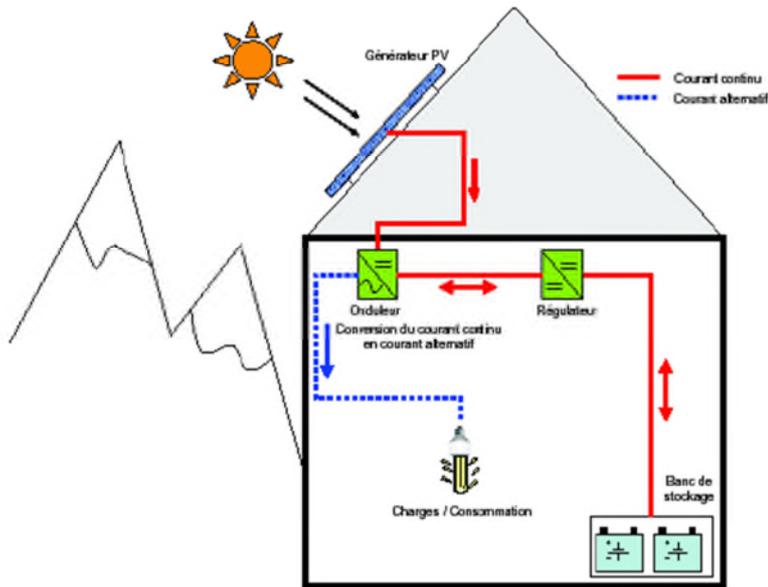


Figure I.11 : Exemple de la structure d'un système PV autonome

I.5-1-1- Les systèmes autonomes avec stockage

C'est la configuration la plus courante des systèmes photovoltaïques autonomes, elle comporte des batteries qui emmagasinent l'énergie électrique produite par le générateur photovoltaïque au cours de la journée figure(1.12). Donc, le stockage électrochimique dans les batteries est indispensable pour assurer le fonctionnement nocturne ou durant un nombre de jours prédéfinis dans le dimensionnement des systèmes photovoltaïques [12].

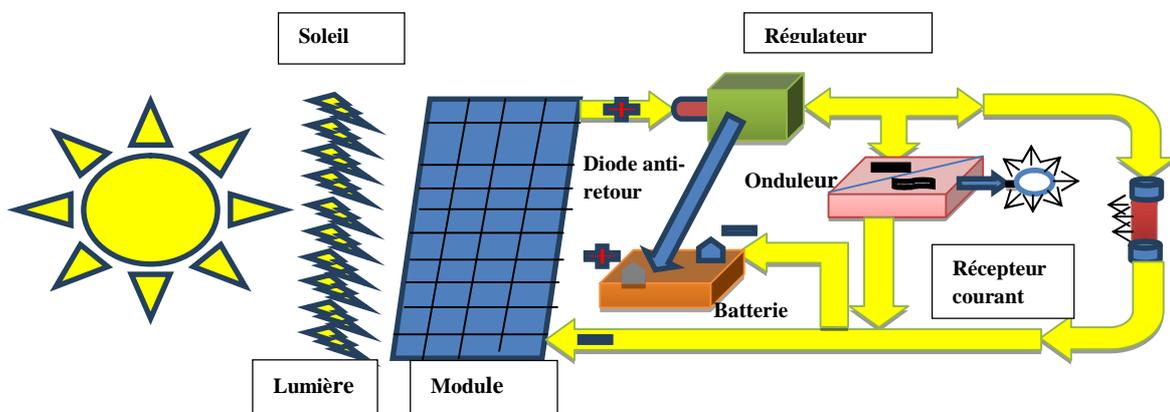


Figure I.12 : Les systèmes autonomes avec stockage

I.5-1-2-Les systèmes autonomes sans stockage

Dans ce cas, l'appareil alimenté ne fonctionnera qu'en présence d'un éclairage solaire suffisant pour son démarrage. C'est intéressant pour toutes les applications qui n'ont besoin de fonctionner dans l'obscurité, et pour lesquelles le besoin en énergie coïncide avec la présence de l'éclairage solaire. Mais il faut bien dimensionner le générateur photovoltaïque de sorte qu'il ait assez de puissance pour alimenter l'appareil à l'éclairage le plus faible. Le pompage photovoltaïque est un exemple de cette catégorie de systèmes autonomes où le stockage de l'eau dans un réservoir est généralement le plus adopté par rapport au stockage électrochimique. La pompe solaire est branchée directement sur le générateur photovoltaïque par l'intermédiaire d'un convertisseur DC/DC ou DC/AC selon que nous utilisons respectivement un moteur à courant continu ou un moteur à courant alternatif. Le débit d'arrivée d'eau dans le réservoir est donc variable et fonction du rayonnement solaire.

I.5.2. Système raccordé au réseau

Les systèmes photovoltaïque est couplé directement au réseau électrique à l'aide d'un convertisseur Courant Continu/Courant Alternatif (CC-CA). Étant donné que l'énergie est normalement emmagasinée dans le réseau même. La figure (1.13) montre les deux types d'installations existantes pour l'injection de la production solaire:[13]

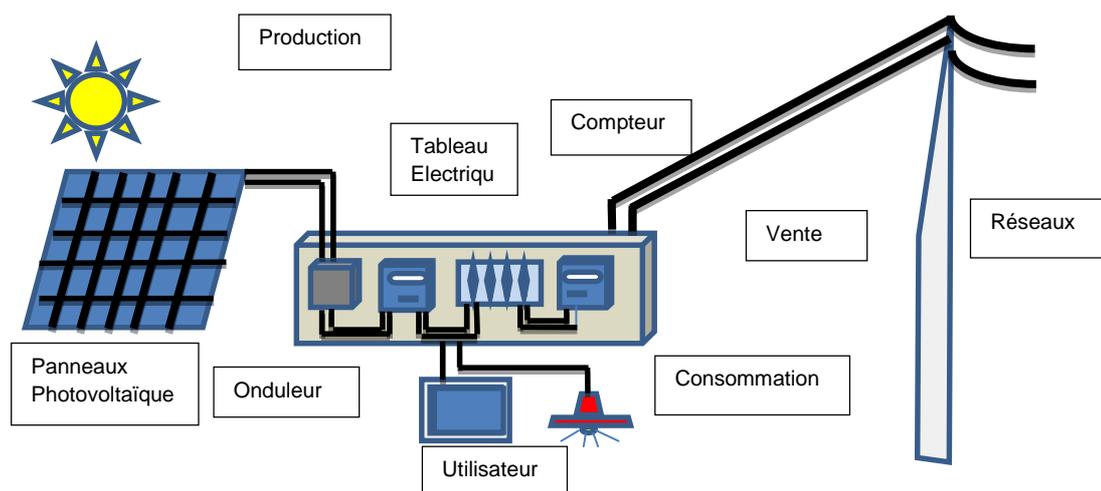


Figure I-13: Système photovoltaïque relié au réseau.

- **Injection de la totalité de la production:** L'énergie produite par les modules est directement injectée sur le réseau électrique. Les périodes d'injections sur le réseau correspondent aux périodes de production photovoltaïque figure (1.14).

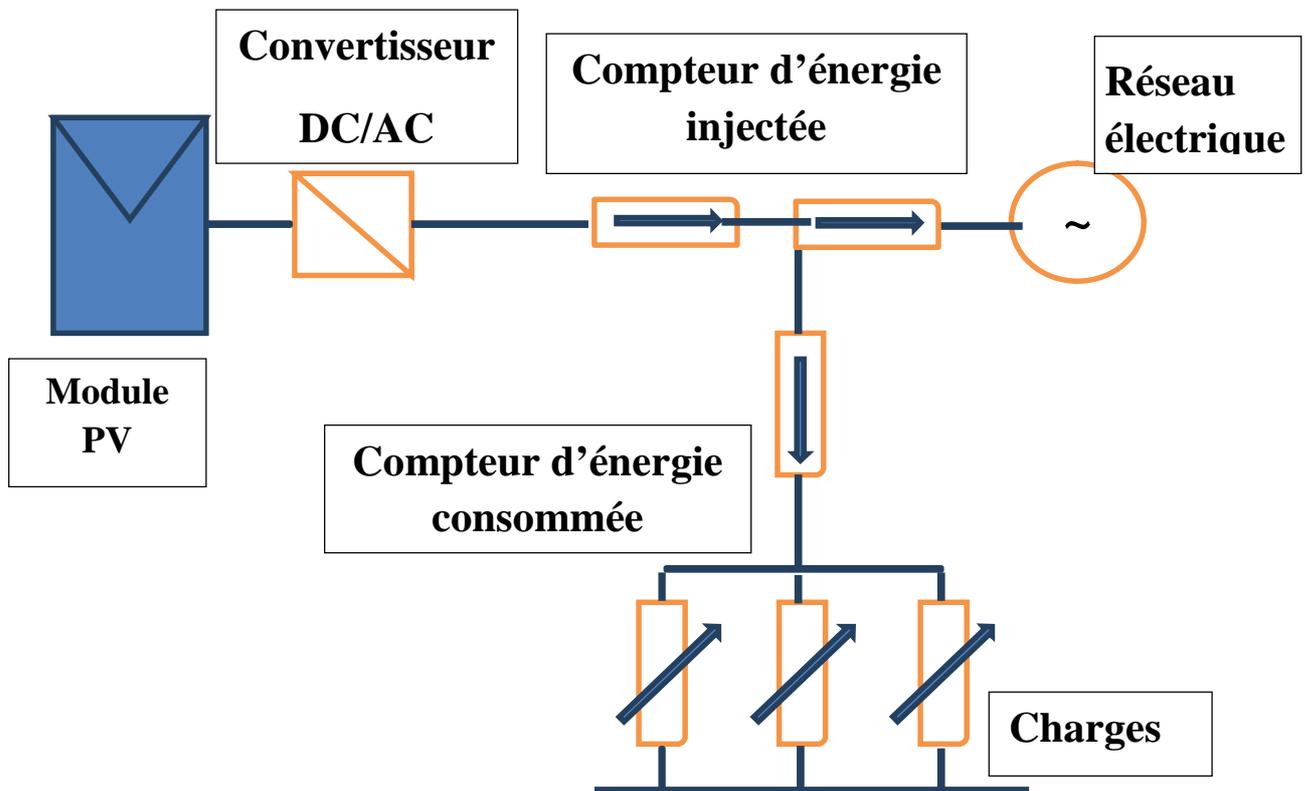


Figure I.14: Injection de la totalité de la production

- **Injection du surplus de production:** L'énergie produite par les modules est directement consommée sur place par les charges. L'éventuel surplus de production par rapport à la consommation instantanée est injecté sur le réseau figure (1.15).

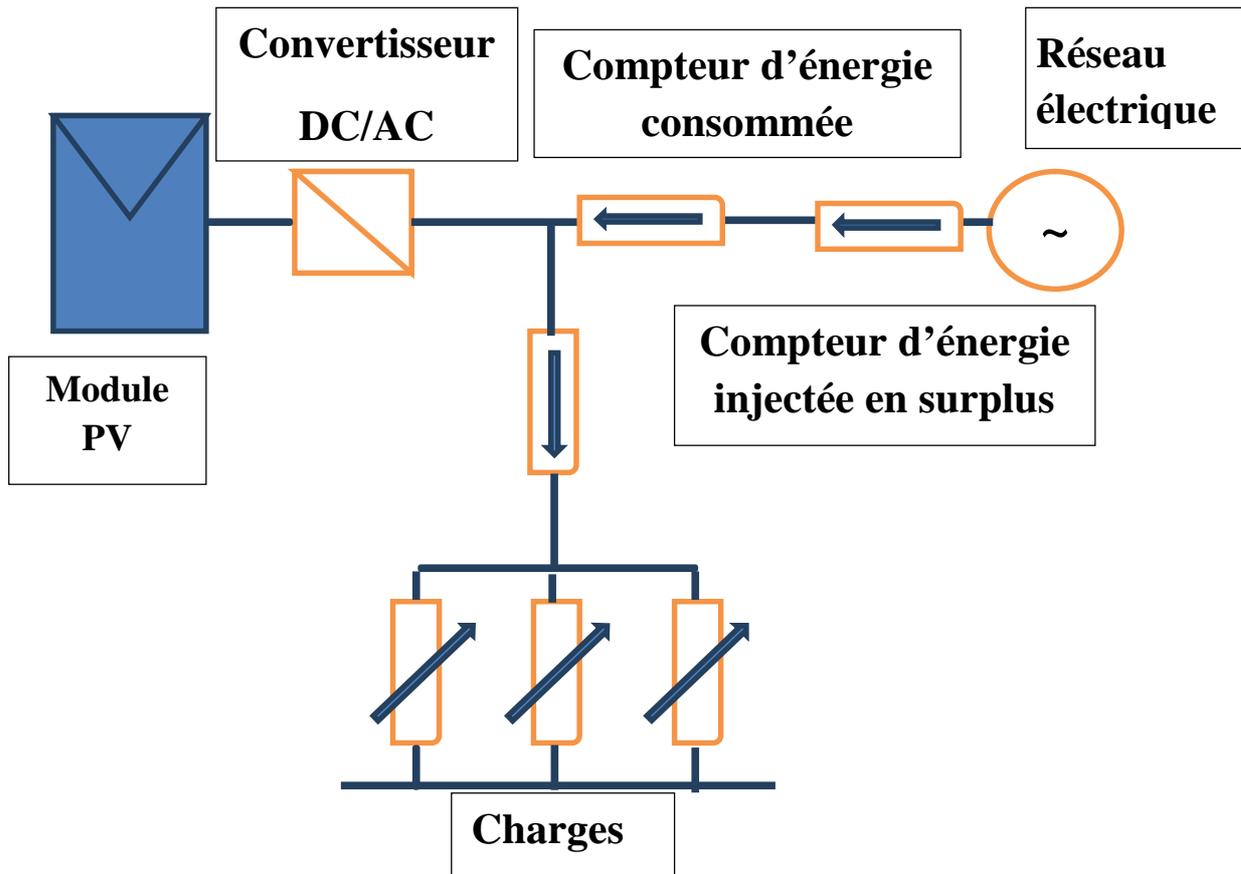


Figure I.15: Injection du surplus de production

I.5.3. Système hybride

Pour de très nombreuses applications d'intérêt sensible et stratégique comme les relais de télécommunication, les postes frontaliers, l'habitat isolé, les dispensaires, etc., hors réseau d'électricité conventionnelle, la disponibilité permanente de la source primaire d'énergie est vitale et conditionne dans une très large mesure, la fiabilité des installations et leur fonctionnement permanent. Les solutions technologiques classiques apportées par le stockage électrochimique conventionnel sont onéreuses, limitées techniquement en puissance et restreintes en capacité. Les solutions apportées par les groupes électrogènes, de par la nécessité d'approvisionnement en carburant et celle de leur maintenance, présentent des inconvénients liés au bruit, la pollution et sur tout leur mauvais rendement à charge partielle. Les nouvelles solutions technologiques apportées par les systèmes hybrides, même si elles ne sont pas encore économiquement compétitives, offrent par contre une sûreté élevée. Toutefois, à

la vue de la nécessité du développement durable, ces solutions, avec l'appui de la volonté publique, peuvent être économiquement viables, à moyen et long terme.

Les installations photovoltaïques couplées au réseau ont cependant deux inconvénients majeurs: ϖ l'intermittence de la production d'énergie solaire ne permet pas le contrôle des périodes d'injections.

ϖ : Le déphasage entre la production et la consommation réduit la notion d'autonomie énergétique personnelle.

I.6. Avantages et inconvénients d'une installation PV

a. Avantages

- ✓ D'abord, une haute fiabilité. L'installation ne comporte pas de pièces mobiles qui la rendent particulièrement appropriée aux régions isolées. C'est la raison de son utilisation sur les engins spatiaux.
- ✓ Ensuite, le caractère modulaire des panneaux photovoltaïques permet un montage simple et adaptable à des besoins énergétiques divers. Les systèmes peuvent être dimensionnés pour des applications de puissances allant du milliwatt au Mégawatt.
- ✓ le coût de fonctionnement est très faible vu les entretiens réduits et il ne nécessite ni combustible, ni son transport, ni personnel hautement spécialisé.
- ✓ la technologie photovoltaïque présente des qualités sur le plan écologique car le produit fini est non polluant, silencieux et n'entraîne aucune perturbation du milieu, sic n'est par l'occupation de l'espace pour les installations de grandes dimensions.

b. Inconvénients

- ✓ la fabrication du module photovoltaïque relève de la haute technologie et requiert des investissements d'un coût élevé.
- ✓ le rendement réel de conversion d'un module est faible, de l'ordre de 10-15 %, avec une limite théorique pour une cellule de 28%. Les générateurs photovoltaïques ne sont compétitifs par rapport aux générateurs diesel que pour les faibles demandes d'énergie en régions isolées.

- ✓ le faible rendement des panneaux photovoltaïques s'explique par le fonctionnement même des cellules. Pour arriver à déplacer un électron, il faut que l'énergie du rayonnement soit au moins égale à 1 eV. Tous les rayons incidents ayant une énergie plus faible ne seront donc pas transformés en électricité. De même, les rayons lumineux dont l'énergie est supérieure à 1 eV perdront cette énergie, le reste sera dissipé sous forme de chaleur.
- ✓ tributaire des conditions météorologiques.
- ✓ lorsque le stockage de l'énergie électrique sous forme chimique (batterie) est nécessaire, le coût du générateur est accru.
- ✓ le stockage de l'énergie électrique pose encore de nombreux problèmes. [14 ,15]

I.7.conclusion

Des généralités et définitions sur les systèmes photovoltaïques sont présentées dans cette partie. Dans ce qui suite,nous étudierons les différents onduleurs dédiés aux systèmes photovoltaïques.

II-1. Introduction

Les convertisseurs statiques sont des appareils permettant de transformer la tension continue ou alternative pour l'adapter à des récepteurs fonctionnant en une tension continue différente ou une tension alternative.

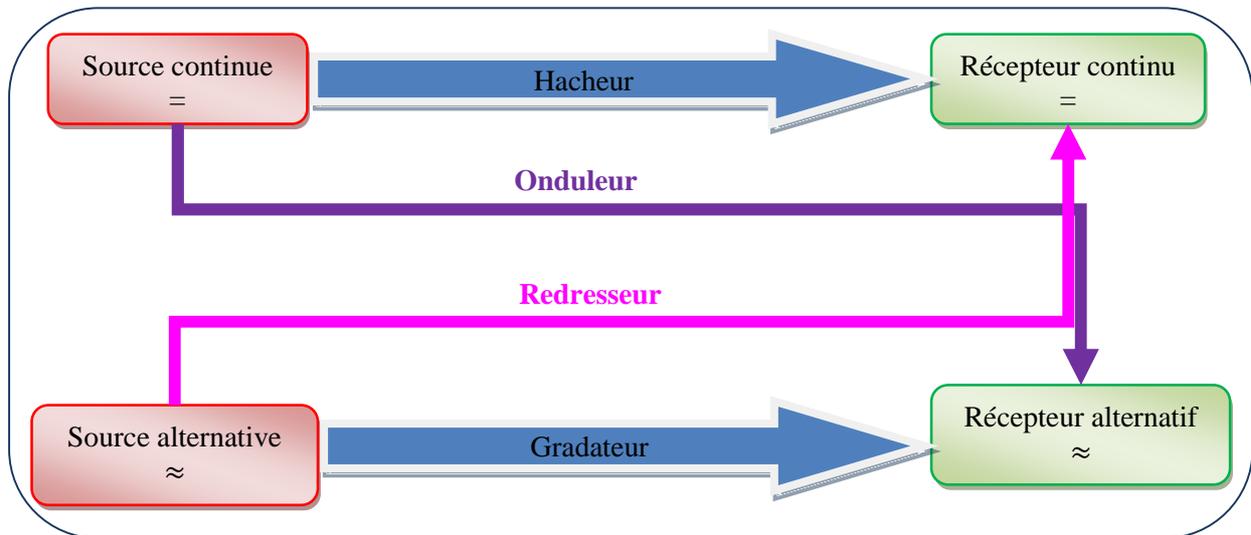


Figure II.1 : les différents types de convertisseurs statiques

II-2.1. Conversion alternatif-continu

Le convertisseur transformant l'énergie fournie sous forme alternative pour alimenter une charge sous forme continue est appelé redresseur.

Ces convertisseurs sont non réversibles et transfèrent l'énergie de la source alternative vers la charge continue uniquement. Ils sont dans la majorité des cas constitués essentiellement de diodes seules ou avec des thyristors. Ces derniers sont alors qualifiés de structure mixte.

II-2.2. Conversion alternatif-alternatif

Le transfert de l'énergie électrique d'une source alternative afin d'alimenter une charge en alternatif est réalisé à l'aide d'un gradateur ou d'un cyclo convertisseur. Selon le cas d'utilisation avec un changement de fréquence ou non du courant, on utilisera l'un ou l'autre convertisseur.

II-3. Convertisseur DC/DC pour les systèmes d'énergie solaire

Un hacheur peut être réalisé à l'aide d'interrupteur électronique commandable à l'ouverture et à la fermeture tels que les thyristors GTO ou les transistors bipolaire ou à effet de champ à grille isolée fonctionnant en régime de commutation. Le principe d'un hacheur consiste à établir puis interrompre périodiquement la liaison source- charge à l'aide de l'interrupteur électronique. Celui-ci doit pouvoir être fermé ou ouvert à volonté afin d'avoir une tension de sortie continue réglable. [16]

Les convertisseurs DC-DC (ou hacheurs) sont utilisés dans les systèmes d'énergie solaire pour adapter la source continue à amplitude variable (panneau PV) à la charge quidemande en général une tension DC constante.

Les trois configurations de base sont :

- ✓ Convertisseur dévolteur.
- ✓ Convertisseur survolteur.
- ✓ Convertisseur dévolteur- survolteur.

II-3.1. Hacheur dévolteur (série)

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie V_s est inférieure à celle de l'entrée V_i . Pour un rapport cyclique « α » donné, et en régime de conduction continu, la tension moyenne à la sortie est donnée par : [17,18]

$$V_s = \alpha \cdot V_i \quad (\text{II.1})$$

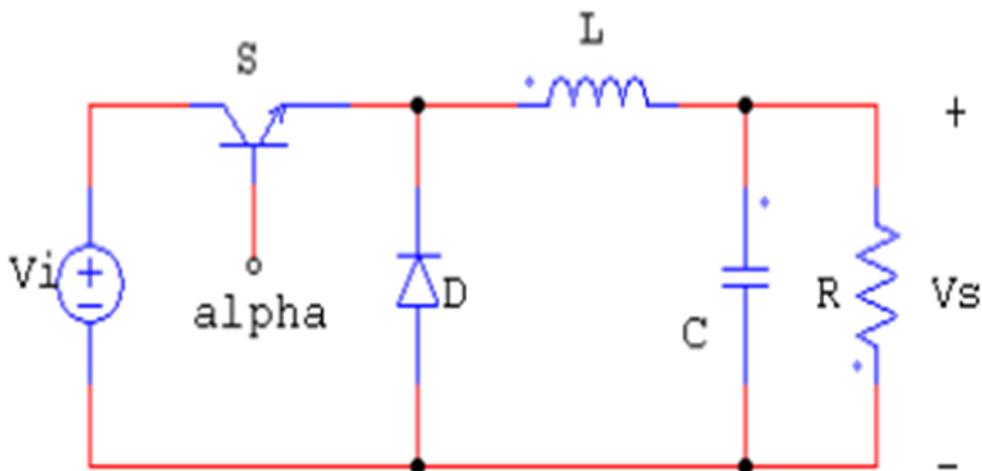
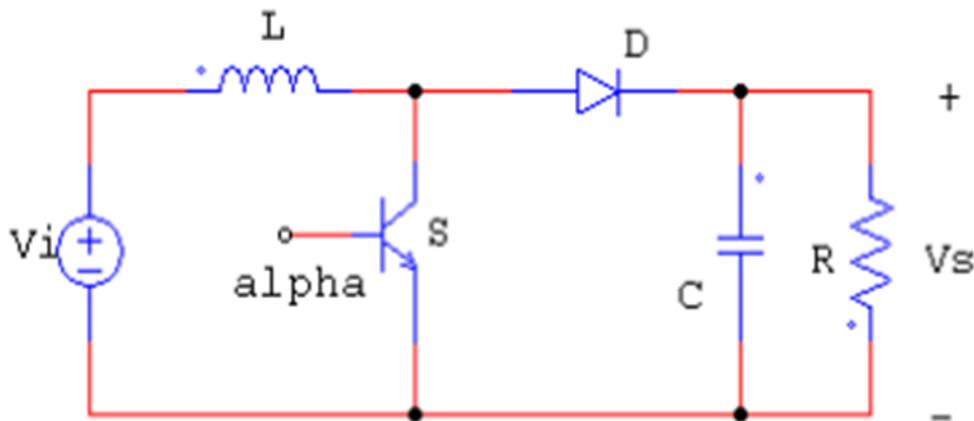


Figure II.2: Schémas de principe d'un hacheur série**II-3.2.Hacheur survolteur (ou parallèle)**

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie V_s est supérieure à celle de l'entrée V_i . Pour un rapport cyclique « α » donné, et en régime de conduction continu, la tension moyenne à la sortie est donnée par :

$$V_s = \frac{1}{1-\alpha} V_i \quad (\text{II.2})$$

**Figure II.3 :** Schémas de principe d'un hacheur parallèle**II-3.3. Hacheur dévolteur - survolteur (série-parallèle)**

Ce nom est lié au fait que la tension moyenne de sortie V_s est inférieure ou supérieure à celle de l'entrée V_i . Pour un rapport cyclique « α » donné, et en régime de conduction continu, la tension moyenne à la sortie est donnée par :

$$V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_i \quad (\text{II.3})$$

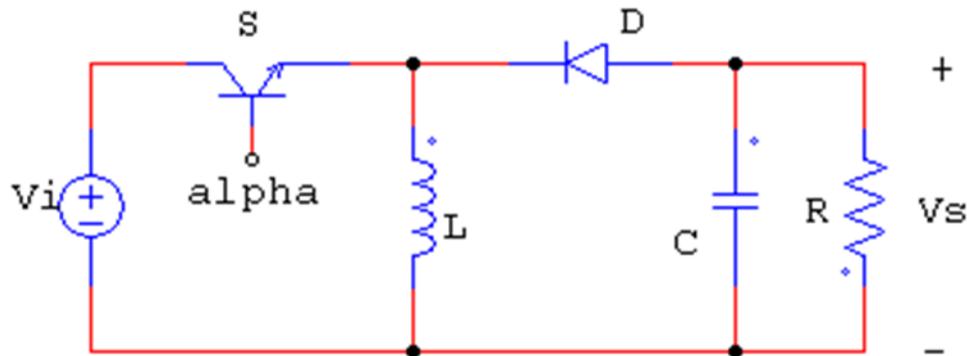


Figure II.4 : Schémas de principe d'un hacheur série-parallèle

II-4. Convertisseur continu-alternatif (DC-AC)

Un onduleur (DC-AC) est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. Ils sont utilisés en électrotechnique pour : [19]

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables.
- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et est présente dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW). [19] Les onduleurs sont classés selon le mode de commutation.

II-5. Définition de l'onduleur monophasé:

L'onduleur est un convertisseur statique permettant de fabriquer un échange d'énergie entre une source de tension continue fournie par une batterie ou un redresseur, et une source de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif Figure I.1 (a). Cette fonction est schématisée sur la Figure II.5 [20]. La forte évolution de cette fonction s'est

appuyée, d'une part sur le développement des composants à semi-conducteur entièrement commandables, puissants et robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeur d'impulsion [20], ainsi que le progrès réalisé dans le domaine de la micro-informatique.

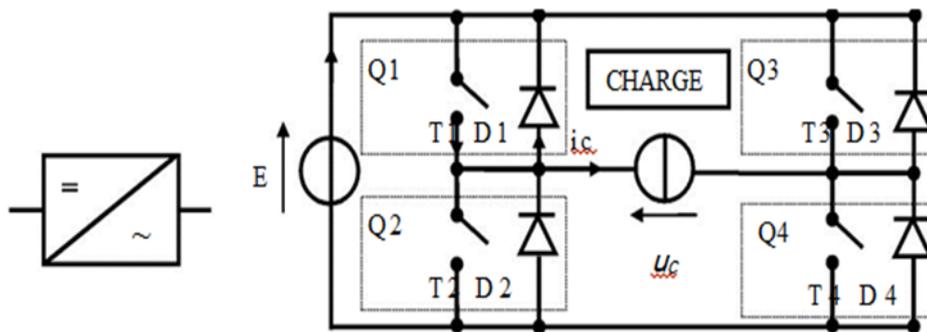


Figure II.5: Onduleur monophasé: Symbole et structure de montage d'un onduleur en pont complet

On notera que:

T1, T2, T3, T4 : Transistors de puissance.

D1, D2, D3, D4 : Diodes de puissance.

Q1, Q2, Q3, Q4: Transistors avec une diode antiparallèle.

E : Tension continue.

u_c, i_c : La tension et le courant de la charge.

La Figure II.5 rappelle le schéma symbolique de l'onduleur et le montage d'un onduleur en pont complet. Le montage consiste deux bras chaque bras est composé de deux étages

d'interrupteurs. Chaque étage comporte deux composants semi-conducteur (transistors IGBT ou MOSFET) avec une diode en antiparallèle. Les diodes antiparallèles sur les transistors assurent la réversibilité des courants dans la charge. À partir de la source principale de tension continue, l'onduleur permet d'avoir une tension plus proche de la sinusoïde à la sortie.

II-6. Principe de fonctionnement d'un onduleur

Un onduleur est un dispositif électronique assurant la conversion statique d'une tension/courant continu en tension /courant alternatif. Il est dit autonome s'il assure de lui-même sa fréquence et sa forme d'onde. Deux types d'onduleurs sont donc utilisés pour assurer une telle conversion : Onduleur Monophasé. Onduleur Triphasé.

III-6.1. Onduleurs hybrides ou intelligents



Figure II.6:L'onduleur hybride ou intelligent. [21]

Les onduleurs hybrides ou intelligents sont une nouvelle génération dédiée aux applications d'énergie renouvelable pour l'autoconsommation et en particulier pour les panneaux solaires photovoltaïques (onduleur solaire). L'énergie des panneaux solaires photovoltaïques est active seulement pendant la journée et essentiellement lorsque le Soleil est au zénith. [21]

II-6.2. Principe de fonctionnement d'un onduleur monophasé:

L'onduleur en pont est représenté en Tableau II.7, il comporte quatre interrupteurs de puissance désignés par Q1, Q2, Q3 et Q4. L'analyse de cette structure montre à l'évidence qu'il est possible d'imposer aux bornes de la source de courant i une tension aussi bien positive que négatives. Le tableau des données I. 1 permet d'en infliger ou ils ne sont

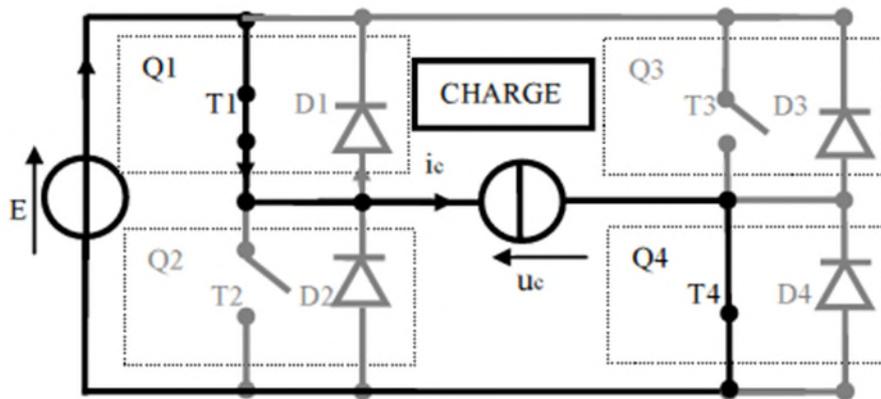
considérés que les états respectifs des interrupteurs qui ne violent aucune des règles fondamentales définissant les états bloqués ou passent des interrupteurs au sein d'un bras de commutation.

	<i>Bras 1</i>		<i>Bras 2</i>		<i>Tension U_c</i>
	Q1	Q2	Q3	Q4	
Cas 1	Passent	Bloqué	Passent	bloqué	$U_c=0$
Cas 2	Passent	Bloqué	bloqué	Passent	$U_c=E$
Cas 3	bloqué	Passent	Passent	bloqué	$U_c=-E$
Cas 4	bloqué	Passent	bloqué	Passent	$U_c=0$

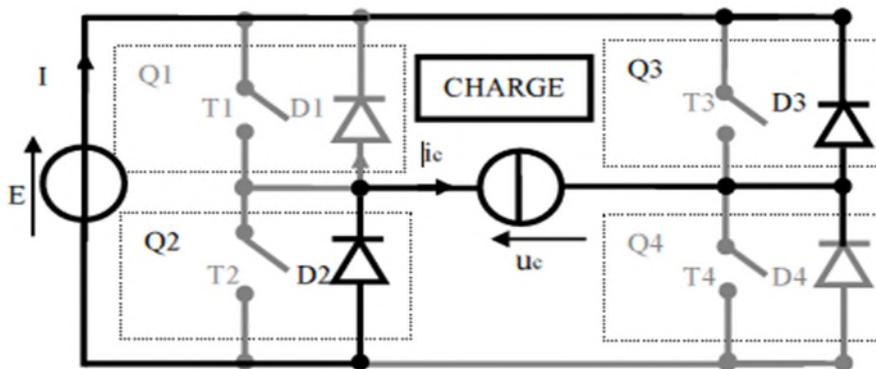
Tableau II.7: les configurations possibles

On doit noter qu'une telle structure permet d'imposer en fait trois niveaux de tension, à savoir $u_c = E$, $u_c = -E$ ainsi que, $u_c = 0$, ce dernier niveau de tension correspond à une phase de roue libre, sans échange d'énergie entre les deux sources. Suivant le type de commande adopté, ce troisième niveau peut être ou non mis à contribution [20] (Figure II.7).

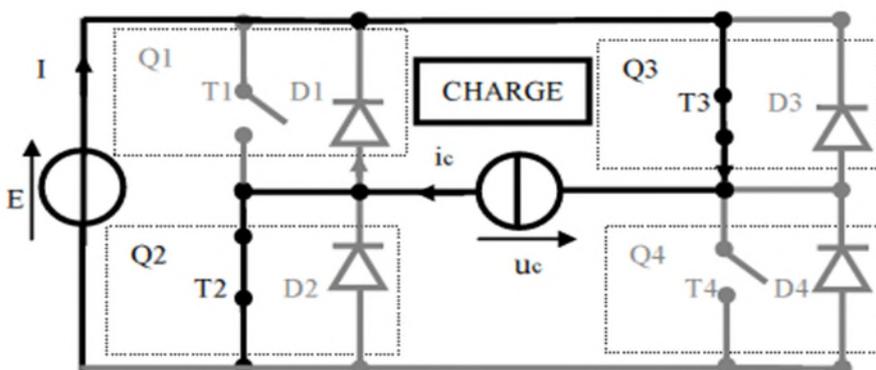
Avec cette commande, il y a enchaînement de quatre mailles de conduction :

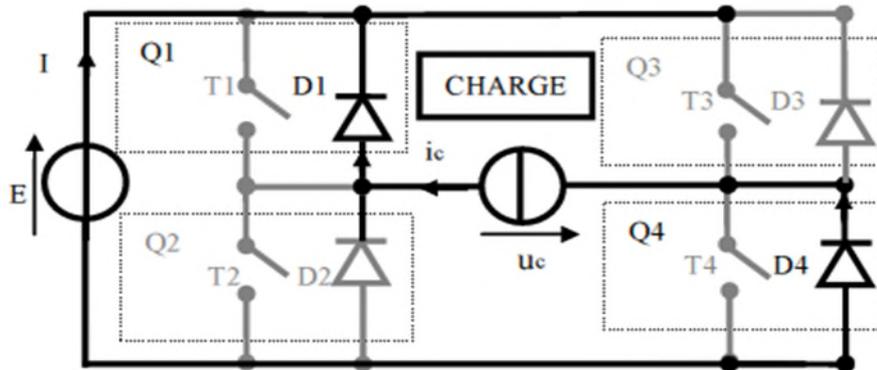


Cas n°1: Accumulation alternance positive



Cas n°2: Restitution alternance négative



Cas n°3: Accumulation alternance négative**Cas n°4 : Restitution alternance positive****Figure II.8:** Les cas possibles de commutation de l'onduleur

On notera d'emblée la différence de notation suivant que l'on considère les grandeurs électrique côté continue ou bien côté alternatif :

- Côté continue: les grandeurs (E et I) sont notées en lettre majuscule pour caractériser leur nature continue.
- Côté alternatif: les grandeurs (u_c , i_c) sont notées en lettre minuscule pour caractériser leur nature alternative.

$$U_c = U_{c_{\max}} \sin \omega t / U_{c_{\max}} = \sqrt{2} U \quad (\text{II.4})$$

$$I_c = I_{c_{\max}} \sin(\omega t + \varphi) / I_{c_{\max}} = \sqrt{2} I \quad (\text{II.5})$$

Avec:

$U_{c_{\max}}$, $I_{c_{\max}}$: Les valeurs max du tension et courant.

U_c , I_c : Les valeurs efficaces du tension et courant.

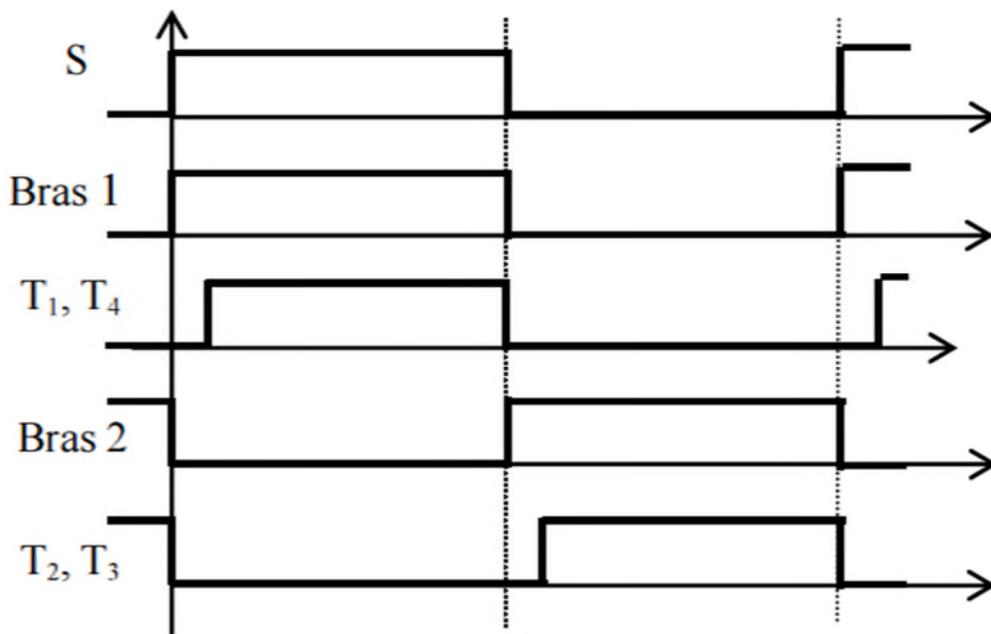
ω , φ : La pulsation et le déphasage du courant par rapport à la tension.

On utilise pour l'explication de la commande plaine onde, T1 et T3 sont commandés en même temps, saturés pendant l'alternance positive et bloqués pendant l'alternance négative. De même pour T2 et T4, bloqués pendant l'alternance positive et saturés pendant l'alternance négative.

Remarque:

- L'état de l'interrupteur Q1 est lié à l'état de l'interrupteur Q4: ils seront passants et bloqués simultanément.
- L'état de l'interrupteur Q2 est lié à l'état de l'interrupteur Q3: ils seront passants et bloqués simultanément.

En reprenant les notations ci-dessus, on peut écrire: $S = \text{Bras1} = \text{l'inverse du Bras 2}$, où S est le signal de synchronisation. On obtient le chronogramme de commande Figure 0 I.3 ci-dessous :



- On remarque que, c'est une commande complémentaire.
- On remarquera, en début d'alternance un temps mort (retard à la saturation des transistors) permettant au transistor conduisant précédemment de se bloquer.
- On remarquera que ce sont les blocages des transistors qui délimitent les alternances.

Le signe de l'alternance est déterminé par le signe de u_c .

- Chaque alternance débute par une phase de restitution et se termine par une phase d'accumulation.
- Les mailles dans les cas 1 et 4 ont même équation:

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = u = +E1 \quad (\text{II.6})$$

- Les mailles dans les cas 2 et 3 ont même équation

$$L \frac{di}{dt} + R \cdot i = u = -E1 \tag{II.7}$$

II-7 Différents types d'onduleur

Les structures des convertisseurs nous conduisent à distinguer deux types d'onduleurs :

- Les onduleurs de tension
- Les onduleurs de courant

II-7.1. Onduleur de tension:

On appelle onduleur de tension, un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue. Comme on a vu dans le paragraphe I. 1, le principe des onduleurs de tension dans le cas où la sortie est monophasée et utilisons l'onduleur en pont à quatre interrupteurs : Q1, Q2, Q3 et Q4.

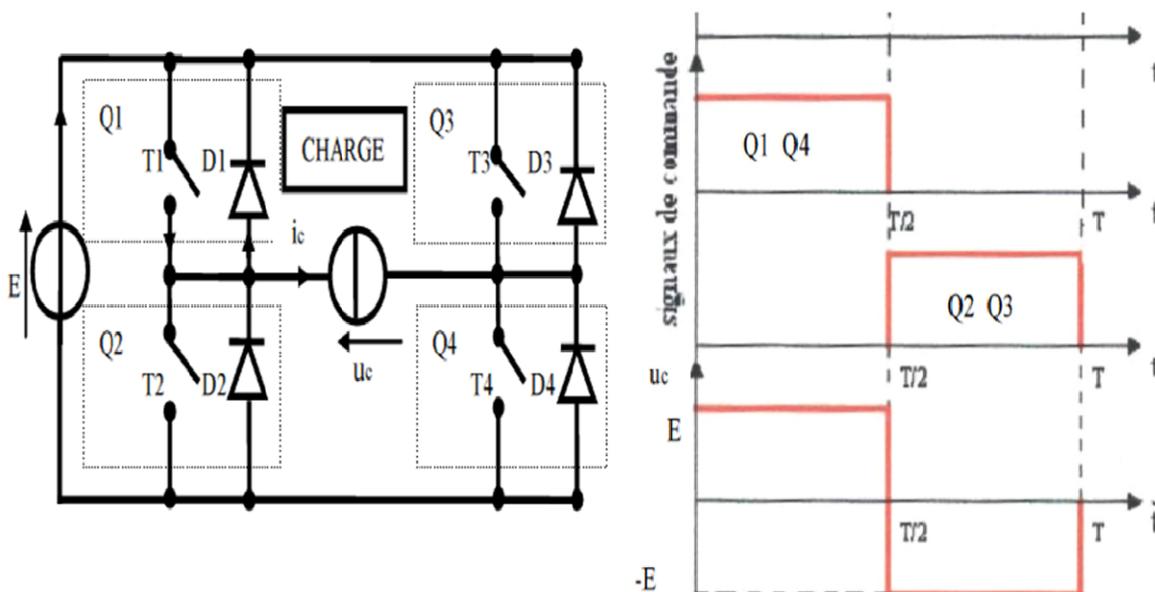


Figure II.9: Commande d'onduleur de tension, et la forme de tension $u_c(t)$

Notant que les interrupteurs Q_i de l'onduleur; Figure II.9 sont formés par la mise en parallèle d'un semi-conducteur T_i commandé à l'ouverture et à la fermeture et d'une diode D_i . Cette dernière assure la continuité de courant permettant ainsi la conduction d'un courant négatif dans le cas où le courant est déphasé par rapport à la tension de sortie [20].

II-7.2. Onduleur de courant:

On dit onduleur de courant, un onduleur qui est alimenté par une source de courant continue. Comme exemple, on prend le montage de la Figure I 0.8 ci-dessous illustrant le modèle d'un onduleur de courant monophasé, qui se compose de quatre interrupteurs de puissance Q_1 , Q_2, Q_3 et Q_4 , sur La Figure I.8 sont représentés les signaux de commande et les formes d'ondes des courants correspondants [20].

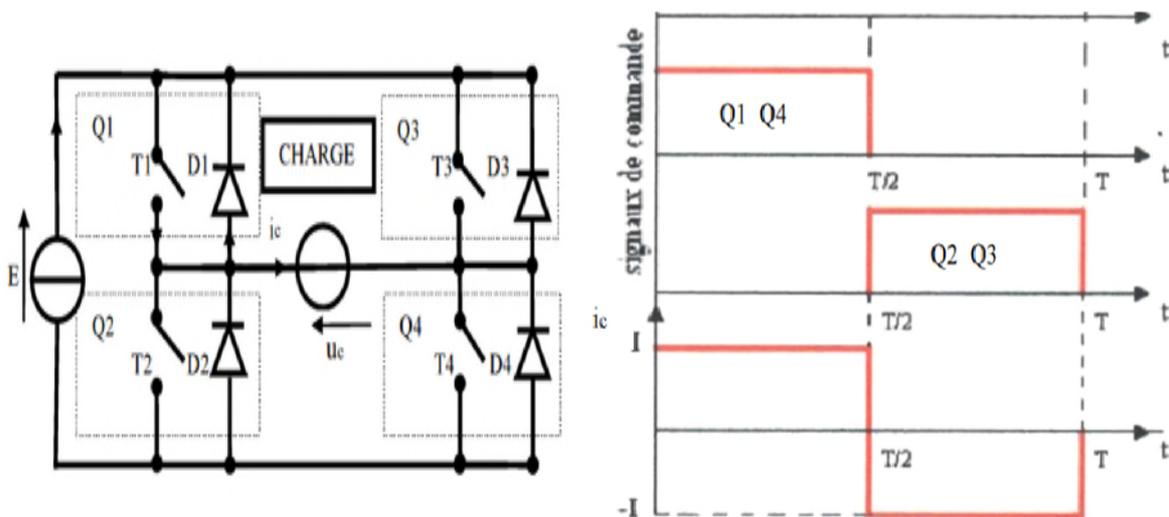


Figure II.10: Onduleur de courant, la commande et les formes d'ondes de $i_c(t)$

De même, pour l'onduleur de courant, les états des interrupteurs commandés nous permettent de donner l'expression de i_c si le courant d'entrée est constant et égal à I , quel que soit U :

- Pour $0 < t < T/2$: les interrupteurs, Q_1, Q_4 passants et Q_2, Q_3 bloqués :
 $i_c = +I$
- Pour $T/2 < t < T$: les interrupteurs, Q_2, Q_3 passants et Q_1, Q_4 bloqués :
 $i_c = -I$

La tension $u_c(t)$ de la sortie est donc la tension U à l'entrée, elle dépend de la charge placée dans le côté alternatif. Dans ce cas; l'interrupteur est formé d'un semi-conducteur commandé à l'ouverture et la fermeture, il n'a pas à être réversible en courant, alors on n'a pas besoin de diode mise en parallèle, [20].

II-7.3. Onduleur autonome

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des IGBTs ou d'autres semi-conducteurs, dans ce cas, nous commandons la fréquence de l'onde de tension de sortie [22-23].

II-7.4. Onduleur non autonome

C'est le nom donné au montage redresseur tout thyristors qui en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur. À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternative, cyclo-convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO, [22-23].

II-8. Les applications des onduleurs:

Les nombreux domaines à entraîner une utilisation accrue des onduleurs, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée alimentés directement à partir du réseau à travers un redresseur avec filtrage, soit à partir d'une batterie d'accumulateur, ils constituent à ce titre [20].

II-8.1. Contrôle de la vitesse de rotation des machines à courant alternatif :

On remarque que la vitesse d'un moteur à courant alternatif est fixée par la pulsation des courants statiques. Le contrôle de la vitesse du moteur se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension Figure II.11. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

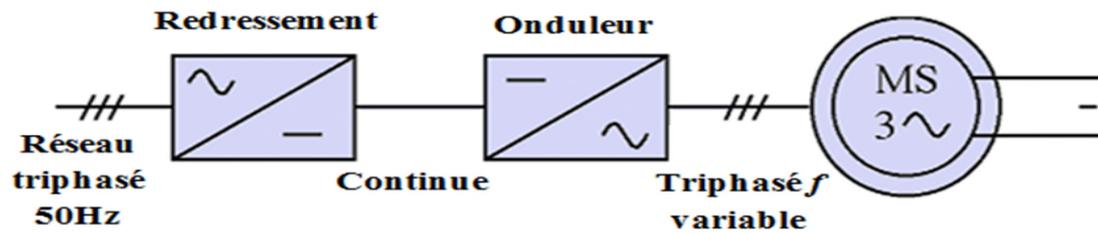


Figure II .11: Réglage de la vitesse d'un moteur à courant alternatif

II-8.2. Assurer la continuité des alimentations des secours:

L'onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur pour assurer la continuité de l'alimentation des machines à partir de batteries Figure II.12. Il faut placer un onduleur [20].

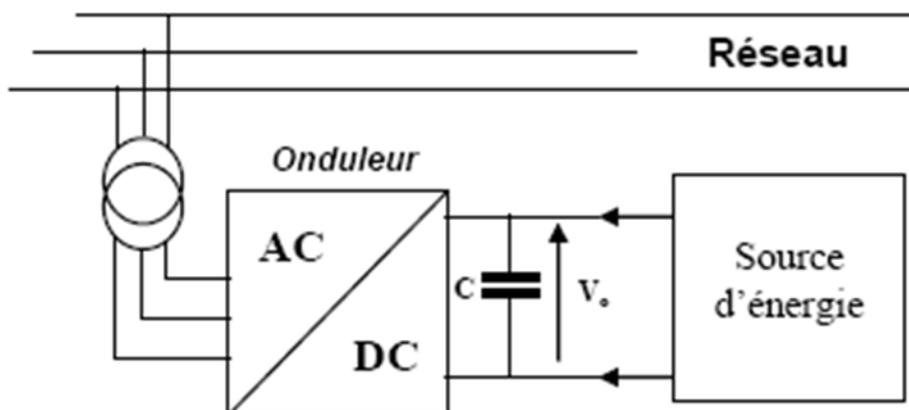


Figure II.12: Alimentation de secours

Ainsi que d'autre domaine d'application :

Les alimentations de secours, BAES ;

- ✓ Les alimentations sans interruption [24] ;

-
- ✓ Le raccord des panneaux solaires au réseau électrique [24-25] ;
 - ✓ Les nombreux dispositifs nécessitant de fonctionner à une fréquence spécifique [26] :
 - ✓ Les générateurs d'ultrasons ou d'électricité utilisés dans le domaine médical,
 - ✓ l'alimentation des lampes dites à cathode froide pour le rétro-éclairage des afficheurs à cristaux liquides [27],
 - ✓ Les variateurs de vitesse des machines alternatives : la tension du réseau est redressée puis un onduleur fabrique une tension dont la fréquence et la forme sont réglables [28] ;
 - ✓ Les convertisseurs de tension continue/continue à découpage : la tension continue est d'abord ondulée en haute fréquence (quelques dizaines ou centaines de kHz) puis appliquée à un transformateur en ferrite et enfin redressée ;
 - ✓ Dans le domaine de la soudure à l'arc [29] les onduleurs sont souvent appelés *inverters*, suivant la terminologie anglo-saxonne. Les onduleurs dans les postes à l'arc vont générer un courant alternatif monophasé à moyenne fréquence (entre 5 kHz et 20 kHz), ce qui permet d'utiliser des transformateurs élévateurs de courant nettement plus petits et légers que ceux employés traditionnellement à la fréquence du réseau, soit 50 Hz ou 60 Hz. Ces machines se caractérisent par un rapport poids / puissance faible, un déphasage (cosinus phi) très faible et une bonne adéquation en milieu hostile (conditions de chantier, alimentation fluctuante par groupe électrogène, basses ou hautes températures, etc.) ;
 - ✓ Dans le domaine de la réception hertzienne nomade TV grand public, les onduleurs (12 V > 230 V) permettent de brancher un téléviseur sur la prise allume-cigare.

II-9. Commande de l'onduleur :

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence. Deux méthodes de commande peuvent être utilisées: [30]

- ❖ commande par hystérésis
- ❖ commande par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)

II-9.1. Commande par hystérésis :

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. En pratique, on utilise La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit directement l'ordre de commande des interrupteurs du bras correspondant de l'onduleur: [30]

II-9.2. Commande MLI :

L'utilisation de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou Pulse Width Modulation (PWM) permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant. La modulation MLI est fortement inspirée des techniques utilisées dans la transmission de l'information. [31]

II-9.2.1 Onduleur monophasé en demi-pont

Le schéma de principe d'un tel onduleur monté en demi-pont est montré sur la figure II.13

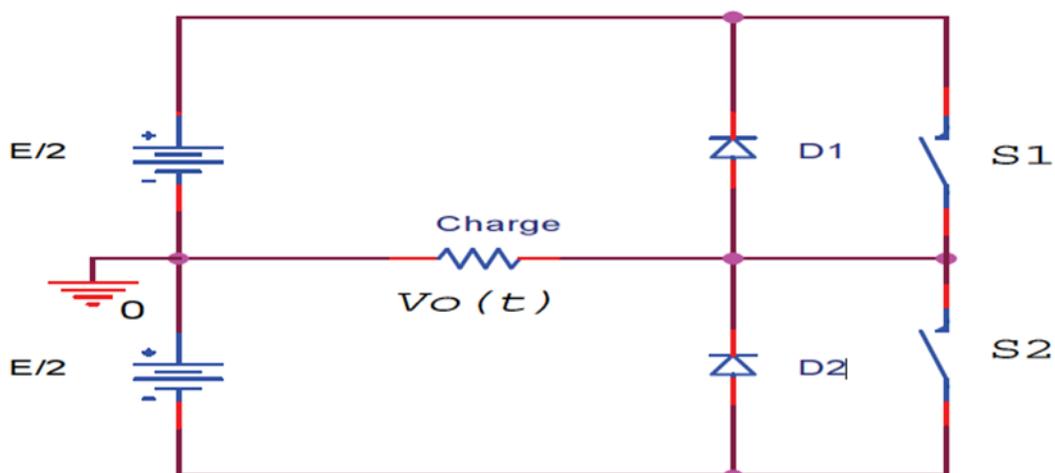


Figure II.13: Schéma de Principe d'un Onduleur Monophasé En Demi-pont.

Il est constitué principalement de deux interrupteurs de puissance notés S1 et S2 à commande complémentaire. La durée de conduction de chacun des interrupteurs est alors d'un demi cycle (180°) correspondant à la fréquence du signal de sortie requis.

Lors de la fermeture de l'interrupteur S1, la tension aux bornes de la charge serait donc de $+E/2$, et prend la valeur $-E/2$ quand le second interrupteur, S2 est fermé.

La conduction simultanée des deux interrupteurs est évitée par l'élaboration d'une commande adéquate qui tient compte des différentes caractéristiques des imperfections de ces interrupteurs de puissance (temps de montée t_r , temps de descente t_f et temps de stockage t_s).

Les diodes D1, D2, dites de récupération, assurent la conduction d'un courant négatif en cas de déphasage de ce dernier par rapport à la tension aux bornes de la charge.

II-9.2.2 Onduleur monophasé en pont (Pont H)

L'onduleur en pont est représenté en figure II.14 il comporte quatre interrupteurs de puissance désignée par S1, S2, S3 et S4 quand les interrupteurs S1 et S2, sont fermés simultanément la tension imposée aux bornes de la charge prend la valeur $+E$, et de $-E$ lors de la fermeture simultanée des deux autres interrupteurs S3 et S4. Deux interrupteurs du même bras ne peuvent pas conduire simultanément, à cause d'un court-circuit de la source de tension continue.

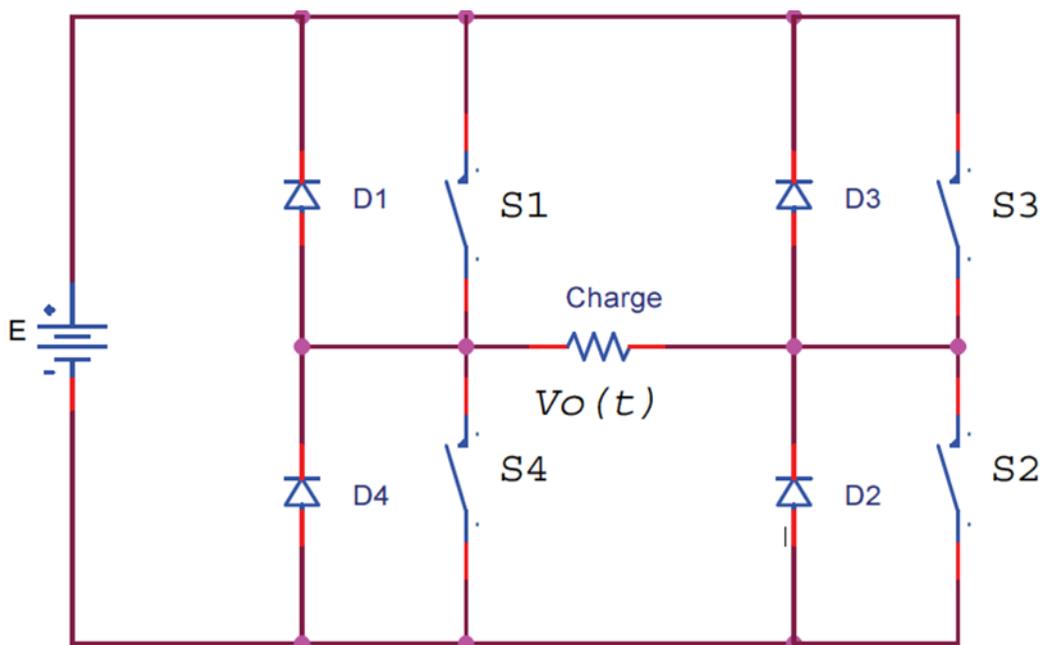


Figure II.14 : Schéma de Principe d'un Onduleur Monophasé En Pont.

II-Conclusion :

La technologie des onduleurs repose sur un principe électronique simple de conversion de l'énergie électrique. Cette technologie devient, en réalité, de plus en plus complexe au fur et à mesure des avancées technologiques et des innovations qui lui sont apportées, et des exigences des systèmes PV.

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

III. Introduction :

L'objectif de ce travail est l'étude et réalisation d'un convertisseur DC/AC (onduleur de tension monophasé), dont la présence s'est avérée primordiale dans une stratégie de puissance pour un système photovoltaïque. C'est pourquoi, nous allons consacrer ce chapitre pour la présentation des différentes étapes de la réalisation du convertisseur.

III.1. Présentation du système global

Le schéma avec les principaux éléments qui constituent le système global à élaborer est représenté sur la figure III.1.

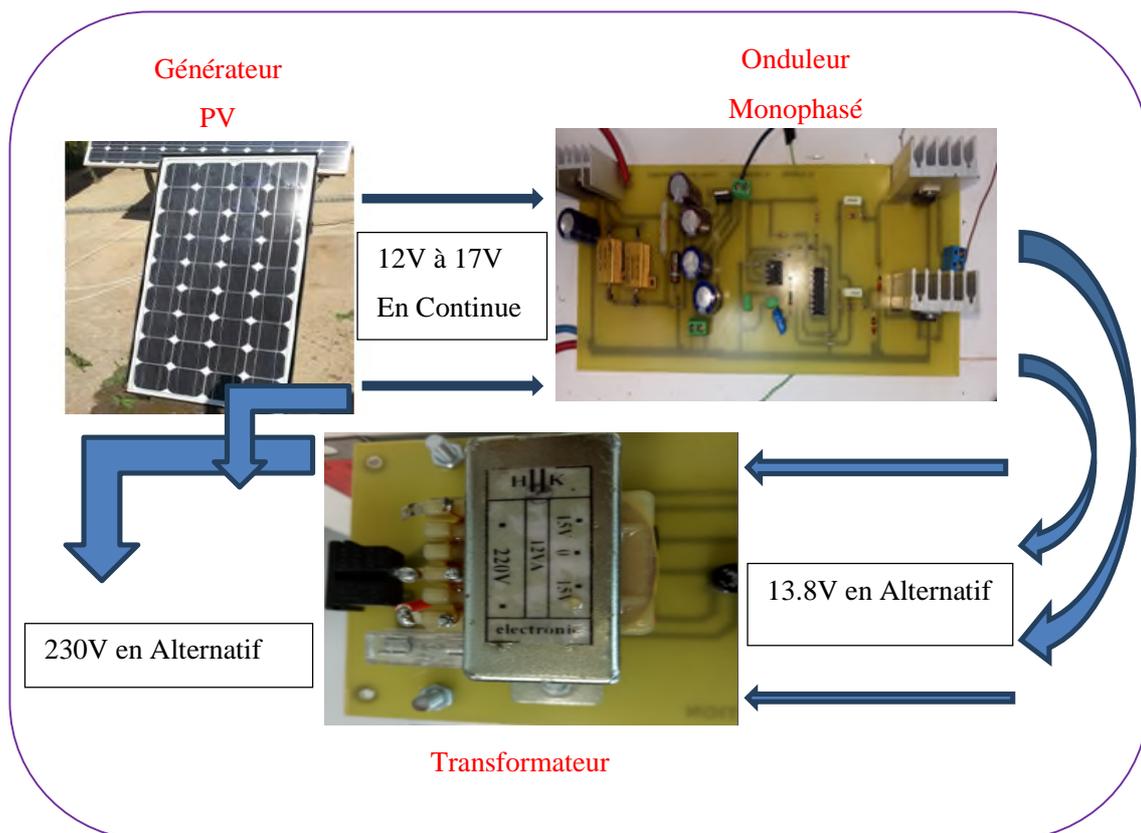


Figure III.1 : Système global à étudié.

III.2. Réalisation de l'onduleur de tension monophasé et de sa commande

Après avoir défini le type de circuit à réaliser (onduleur de tension monophasé), nous avons déterminé les composants à utiliser. Puis nous avons développé le circuit imprimé du convertisseur, à l'aide du logiciel (PROTEUS / ARES), et ce après avoir effectué un dimensionnement approprié.

III.2.1 Maquette de l'onduleur de tension monophasé

La réalisation d'un onduleur de tension monophasé consiste à déterminer l'architecture et les éléments (composants) à utiliser dans le circuit (Partie commande et puissance). Certes, tout composant inadapté peut empêcher le fonctionnement optimal de cette carte de puissance, mais surtout risque d'occasionner des pertes bien plus importantes que les économies réalisées (Figure III.2).

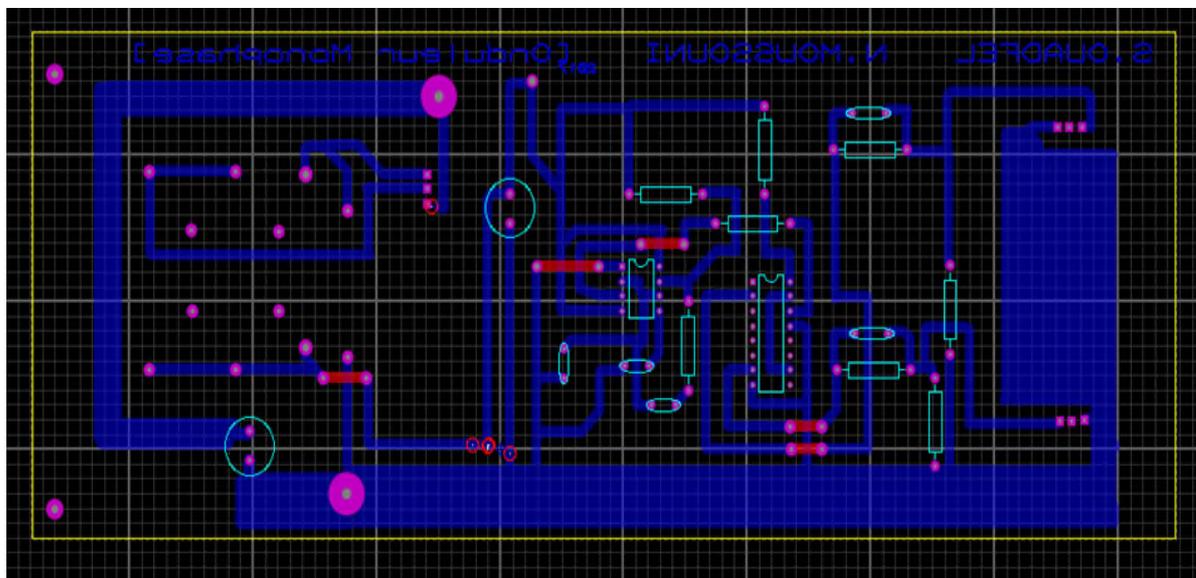


Figure III.2 : Le surcircuit imprimé de l'onduleur de tension réalisé.

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

La figure III.3 nous donne le circuit d'un « onduleur de tension monophasé » et les différents composants qu'il constitue :

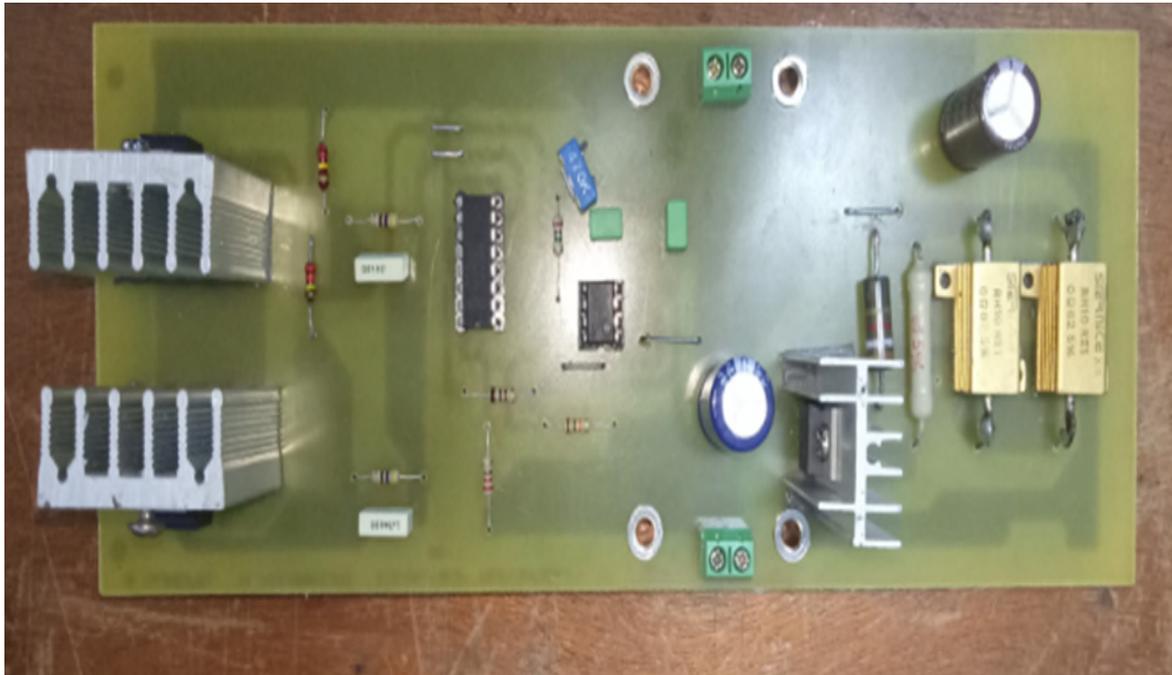


Figure III-3 : Circuit électrique de l'onduleur de tension réalisé.

III.2.2. Le régulateur de tension LM317

Le LM317 est un régulateur de tension à 3 bornes réglable, capable de fournir plus de 1,5 A sur une plage de tension de sortie de 1,2V à 37V. Ce régulateur de tension est exceptionnellement facile à utiliser et ne nécessite que deux résistances externes pour régler la tension de sortie. De plus, il utilise la limitation de courant interne, l'arrêt thermique et la zone de sécurité compensation.

Le LM317 est utilisé dans une grande variété d'applications. Cet appareil peut également être utilisé pour réaliser un programme régulateur de sortie, ou en lui connectant une résistance fixe

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

entre le réglage et sortie, dans ce cas, il peut être utilisé comme courant de précision régulateur. Il a pour caractéristiques :

- Courant de sortie en excès de 1,5 A
- Sortie réglable entre 1,2 V et 37 V, qui sera limitée à 13.8V dans notre application
- Protection interne contre la surcharge thermique
- Limite interne de courant de court-circuit interne avec température
- Compensation de la zone sécurisée des transistors de sortie
- Disponible en montage en surface D2 PAK et transistor 3 dérivation standard Paquet
- Élimine le stockage de plusieurs tensions fixes

a) Circuit électrique

La figure III-4 nous montre comment le circuit électrique du LM 317.

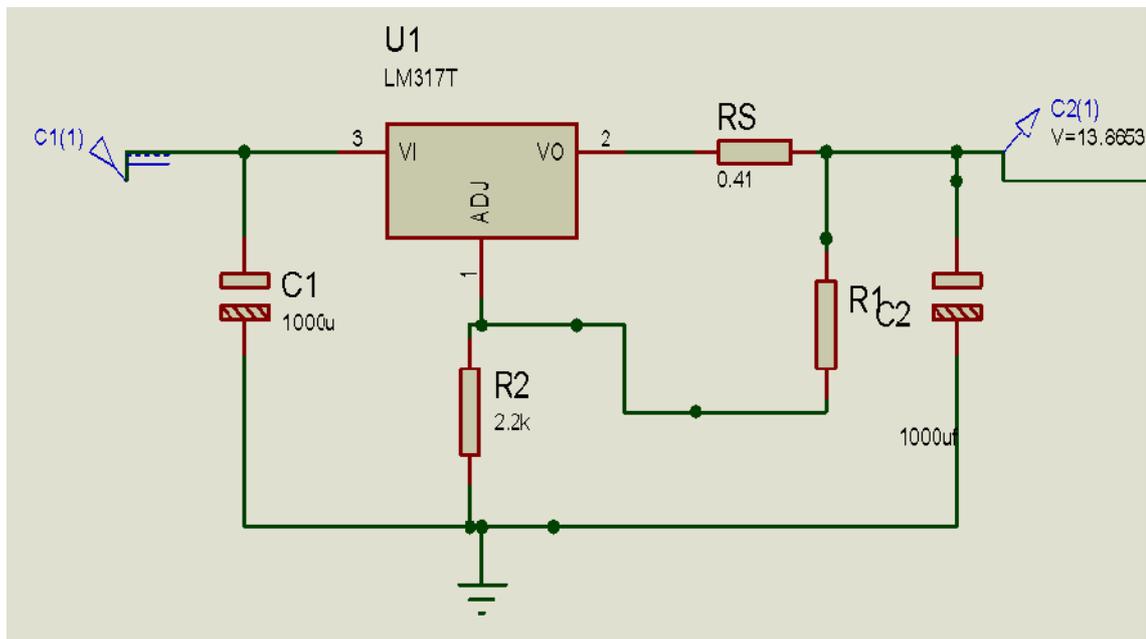


Figure III-4. : Simulation du LM317

b) Dimensionnement

Le dimensionnement a été effectué pour atteindre à la sortie du LM317 la tension de 13.8V.

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

Avec :

$$C1 = C2 = 1000\mu\text{f}$$



Figure III-5. : Condensateur utilise pour le LM317

Et deux resistances de 0.82Ω en paralle



Figure III-6. : Résistance de 0.82Ω

Une résistance de puissance

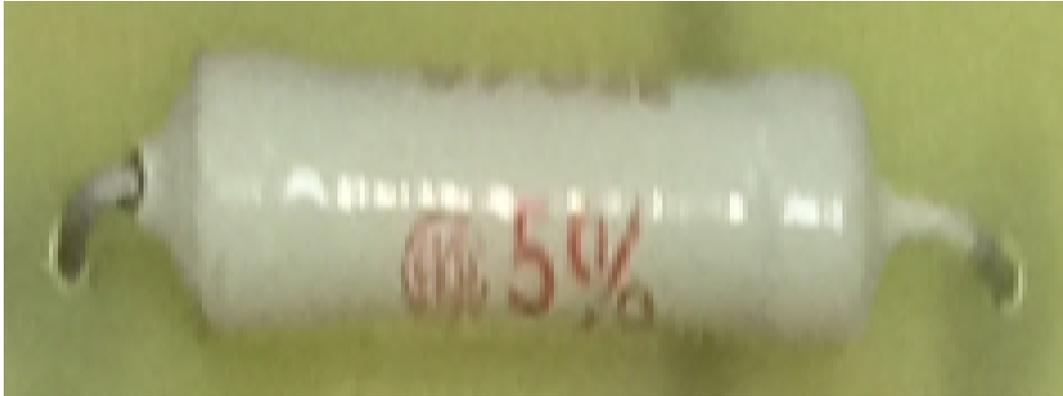


Figure III-7. :Ressistace de puissance 390Ω

Et une autre resistance de puissance 2.2kΩ



Figure III-8. : Résistance de puissance 2.2kΩ

III.2.3. Le régulateur de tension LM7805

La série LM7805 de trois régulateurs positifs terminaux est disponible dans le boîtier TO-220 et avec Plusieurs tensions de sortie fixes, ce qui les rend utiles dans une large gamme d'applications. Chaque type emploie la limitation de courant interne, fermeture thermique et protection sûre de la zone d'exploitation, ce qui le rend essentiellement indestructible.

Si un dégagement de chaleur adéquat est fourni, ils peuvent délivrer le courant de sortie 1A. Bien que conçus principalement comme régulateurs de tension fixes, ces appareils peuvent être utilisés avec des composants externes pour obtenir des tensions et des courants réglables.

- Tension d'entre $V_I = 8V$ à $20V$
- Tension de sortie $V_O = 5.0V$

La figure III-9 nous montre le schéma de branchement du LM7805.

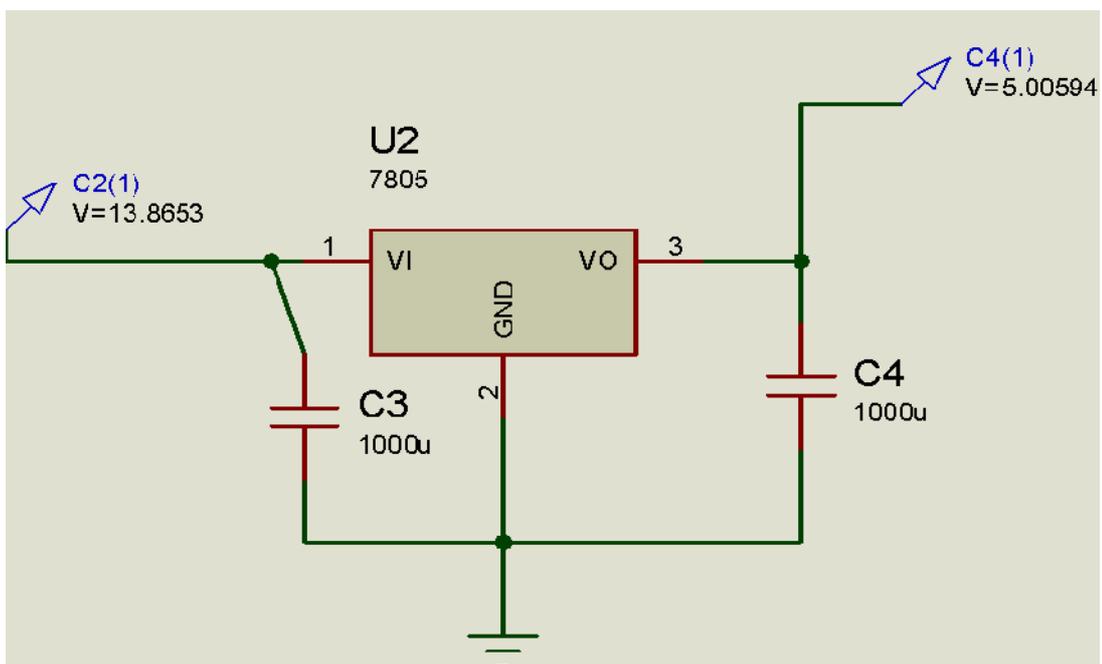


Figure III-9. : Circuit électrique du LM7805

Avec :

Deux condensateurs de 1000uf



Figure III-10. : Condensateur de 1000uf

III.2.4. Condensateurs

Il était nécessaire de placer deux condensateurs (C_1 , C_2 , C_3 , C_4), l'un à l'entrée et l'autre à la sortie, de grande capacité (condensateur chimique) afin de filtrer les fortes et les faibles fréquences.

Le but du condensateur à la sortie est de filtrer les variations de tension et de maintenir la tension fournie constante, et le condensateur d'entrée pour filtrer la tension à la sortie du générateur photovoltaïque.

III.2.5. Le circuit NE555

Le circuit NE555 est capable de produire des retards précis ou oscillation. Dans le mode de fonctionnement retardé, le temps est contrôlé avec précision par une résistance externe et un condensateur.

Pour une oscillation stable la fréquence de fonctionnement libre et le cycle de service sont contrôlés avec précision avec deux résistances et un condensateur. Le circuit peut être déclenché et réinitialiser sur les formes d'onde descendantes, et la sortie de la structure peut aller jusqu'à 200mA (Figure III-11).

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

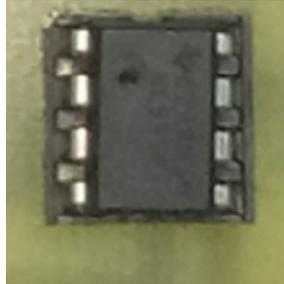


Figure III-11 : Le NE555

La figure III-12 montre le branchement du NE555.

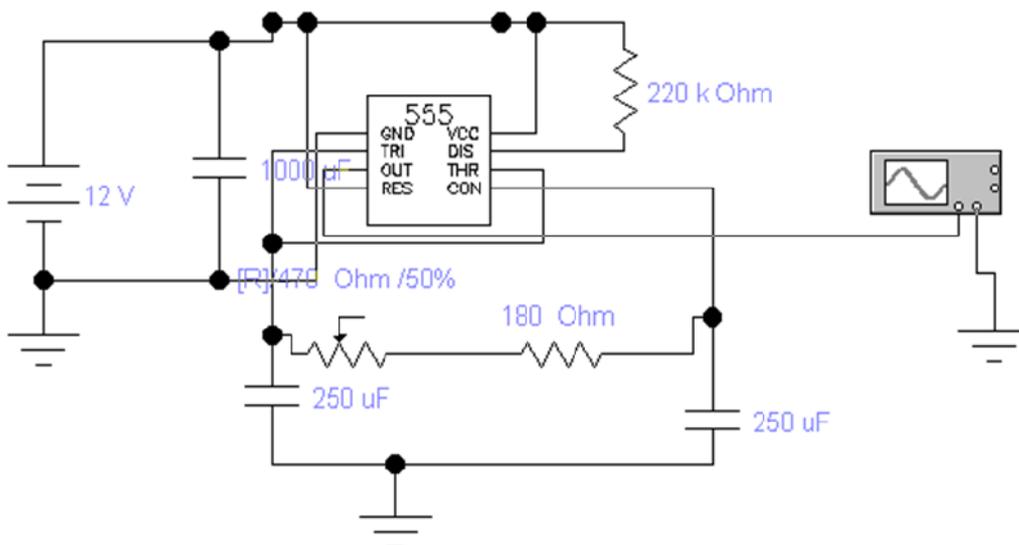


Figure III-12. : Le branchement du NE555

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

III.2.6 Le driver et inverseur CD4017

Le circuit intégré 4017 est un compteur décimal de type Johnson à 5 étages. Il possède 3 entrées (horloge, validation et Remise à Zéro) et dix sorties (Q0 à Q9). Une seule des sorties peut être active à un instant donné. Les sorties sont activées séquentiellement (c'est-à-dire l'une après l'autre) à chaque coup d'horloge. Une sortie additionnelle CO/ permet de chaîner les circuits les uns derrière les autres afin d'augmenter le nombre total de sorties.

Ce compteur possède 3 entrées :

- Un signal d'horloge (broche 13) pour incrémenter le compteur. Ce signal est souvent appelé CP/ ou CP1/.
- Un signal de validation (broche 14) pour autoriser ou non le comptage. Ce signal est souvent appelé EN (de l'anglais Enable) ou CP0.
- Un signal de remise à 0 (broche 15) pour réinitialiser le compteur. Ce signal est souvent appelé MR (de l'anglais Master Reset), il est actif sur niveau haut (1).

Et pour notre travail on a besoins d'une fréquence de 50hz. La règle suivante nous permettra d'obtenir la fréquence désirée.

$$f = \frac{1.44}{(R_a + 2R_b) * C} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$C = 25\text{nf}$$

$$R_a = 470\text{k}\Omega + 220\text{k}\Omega$$

$$R_b = 220\text{k}\Omega$$

Et à la sortie de CD4017 on aura une fréquence égale à 50hz

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

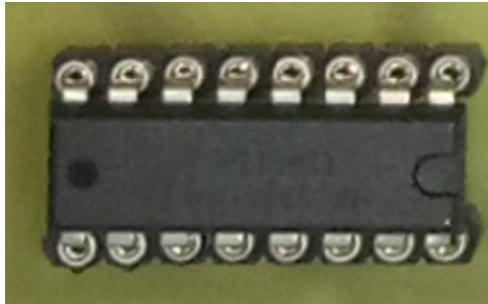


Figure III-13 : Le CD4017

La figure III-14 nous montre le raccordement du CD4017 avec le NE555

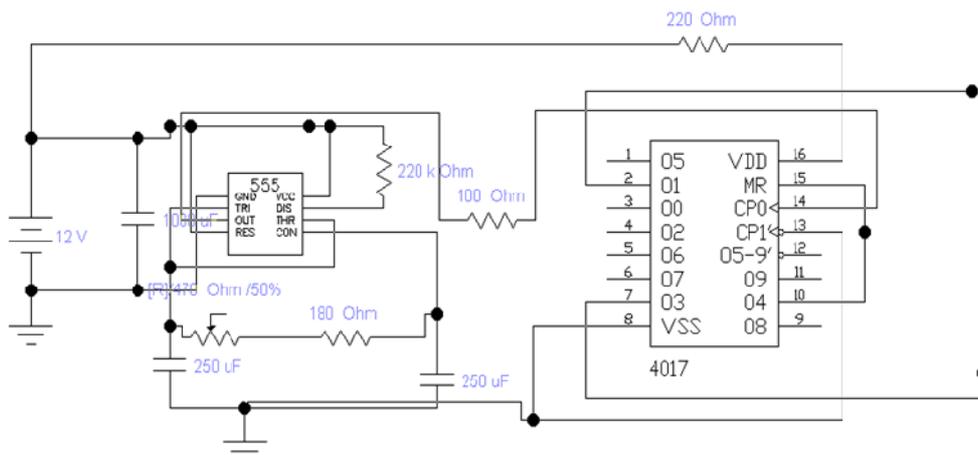


Figure III-14 : Le branchement de CD4017 avec le NE555

III2.6.1 Caractéristiques

- ✓ Large gamme de tension d'alimentation: 3,0 V à 15 V
- ✓ Immunité élevée au bruit: 0,45 VDD
- ✓ Ventilateur basse puissance sur 2 conducteurs 74L Compatibilité TTL: ou 1 conduite 74LS
- ✓ Fonctionnement à moyenne vitesse: 5,0 MHz Avec 10V VDD

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

- ✓ Faible puissance: 10 μ W
- ✓ Fonctionnement entièrement statique

III.2.6.2 Applications

- Automobile
- Instrumentation
- électronique médicale
- Systèmes d'alarme
- Electronique industrielle

III.2.7. Le transistor MOSFET

III.2.7.1. Introduction

Le transistor MOSFET (Métal-Oxyde Semi-conducteur Field Affect Transistor) est un élément transconducteur, c'est à dire un composant actif destiné à fournir une variation de courant circulant entre deux bornes Source (S) et Drain (D), à partir d'une faible variation de tension appliquée sur une électrode de commande Grille(G). (Figure III-15)

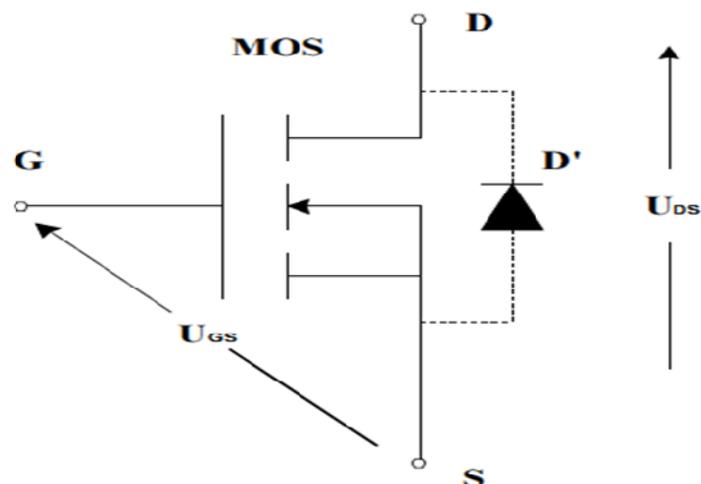


Figure III-15 : Schéma électrique du MOSFET

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

La figure III-15 montre l'élimination des diodes internes.

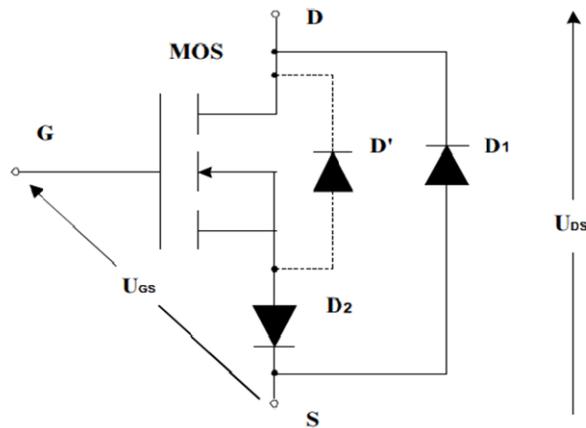


Figure III-16 : Schéma de l'élimination des diodes internes.

Ce transistor à effet de champ possède par construction une diode « D' » en parallèle inverse mais cette dernière, elle a un temps de recouvrement lent.

III.2.7.2 Critère de choix de l'élément Semi-conducteur

La figure III.17 illustre la gamme des semi-conducteurs en fonction de la puissance et de la fréquence d'utilisation. A travers ces caractéristiques, et selon notre application, l'interrupteur adéquat est le transistor MOSFET.

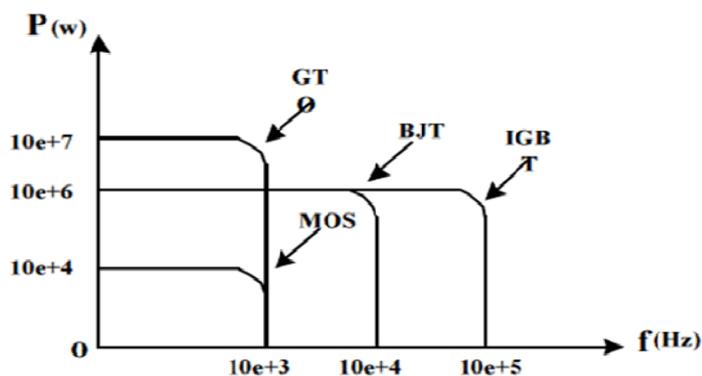


Figure III.17 : L'échelle des semi-conducteurs (interrupteurs).

III.2.7.3 Commande d'un transistor MOSFET

L'application d'une tension U_{GS} nulle ou négligeable entre la grille et la source provoque le blocage du transistor MOSFET, par contre une tension U_{GS} positive permet le passage à l'état de saturation du transistor MOS voir figure (III-18 et III-19).

a. caractéristique de sortie

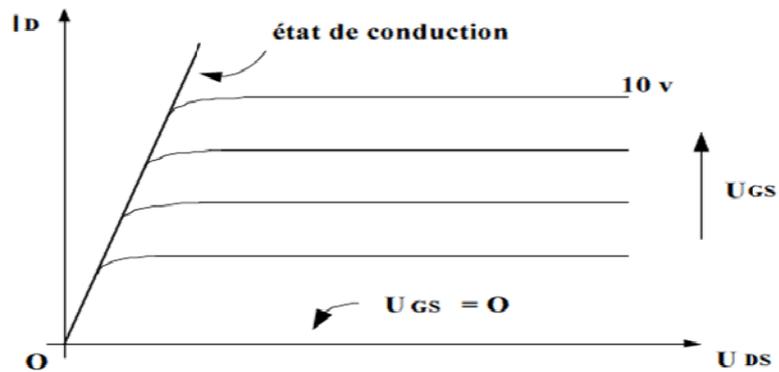


Figure III-18 : Caractéristiques de sortie d'un transistor MOSFET

b. Caractéristique de commande

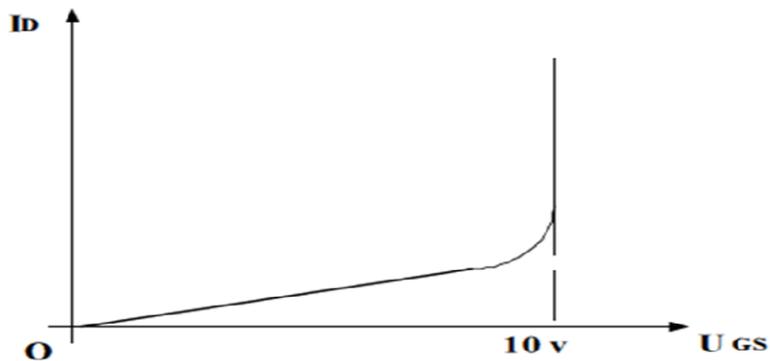


Figure III-19 : Caractéristiques de commande d'un transistor MOSFET

III.2.7.4 Aire de sécurité d'un transistor MOSFET

L'aire de sécurité fixe les limites de la tenue courant-tension pour le drain d'un transistor MOSFET qui sont définies par la figure III-20.

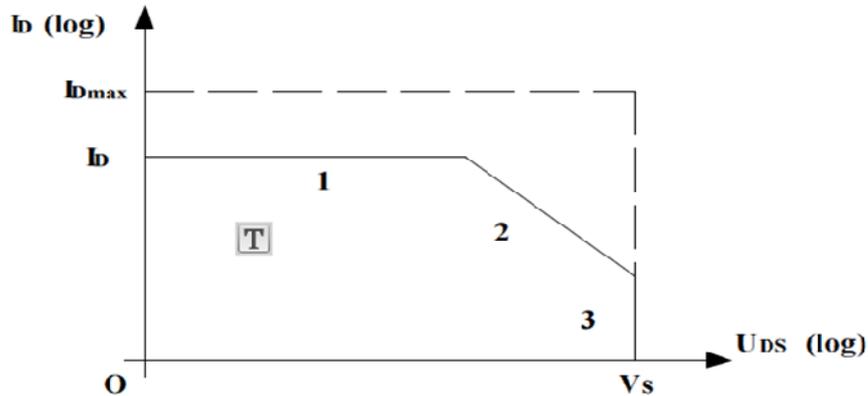


Figure III-20 : Aire de sécurité d'un transistor MOSFET.

- ✓ 1 : La limite du courant maximal I_D .
- ✓ 2 : La limite de la puissance de dissipation maximale P_{MAX} .
- ✓ 3 : La limite de la tension V_S max

Le courant en trait interrompue limite l'aire de sécurité pour un fonctionnement en régime impulsionnel d'une durée de $1\mu s$.

III.3. Transformateur

III.3.1 Introduction

Les transformateurs sont des machines statiques à induction électromagnétique généralement utilisés pour modifier les caractéristique de l'énergie électrique alternative afin de la rendre aussi commodes que possible à tous les stades, de la production, du transport de la distribution et de l'utilisation.

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

Cet appareil est d'un emploi absolument universel, en effet il transforme les signaux des sources de tensions et de courants sinusoïdaux en signaux de même fréquence mais de valeurs efficaces généralement différentes. [32]

III.3.2 Principe de fonctionnement

En vertu de la loi de Faraday, lorsqu'un flux d'induction magnétique variable ϕ circule dans le circuit magnétique, il induit dans chacun des enroulements une force électromotrice proportionnellement dans le temps aux taux de changement ($d\phi/dt$) et au nombre de spire que comporte cet enroulement. [32]

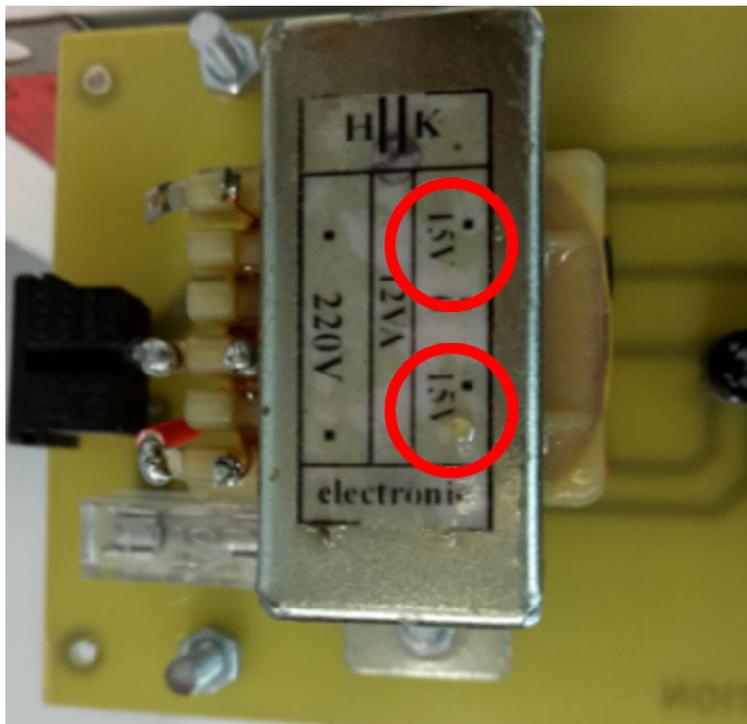


Figure III-21 : Transformateur ou point milieu (15V à 230V)

Chapitre III : Dimensionnement et réalisation d'un onduleur de tension monophasé

III. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la structure générale de l'onduleur monophasé réalisé. Ensuite, nous avons détaillé les différentes étapes de réalisations de l'onduleur de tension monophasé (partie commande et partie puissance), et comment le choix des différents composants qui le constituent a été effectué. Dans le prochain chapitre, nous montrerons les résultats expérimentaux obtenus.

IV-1. Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale des études et réalisation présentées dans le troisième chapitre. Il s'agit de la présentation de l'onduleur de tension monophasé réalisé au sein du laboratoire LTII. Des résultats pratiques seront présentés à la fin de ce chapitre.

IV-2. Description du banc d'essais

Le banc d'essai élaboré lors de notre projet de fin de cycle comprend deux circuits électriques : commande et puissance. La photo du banc d'essais est présentée dans la Figure IV.1:

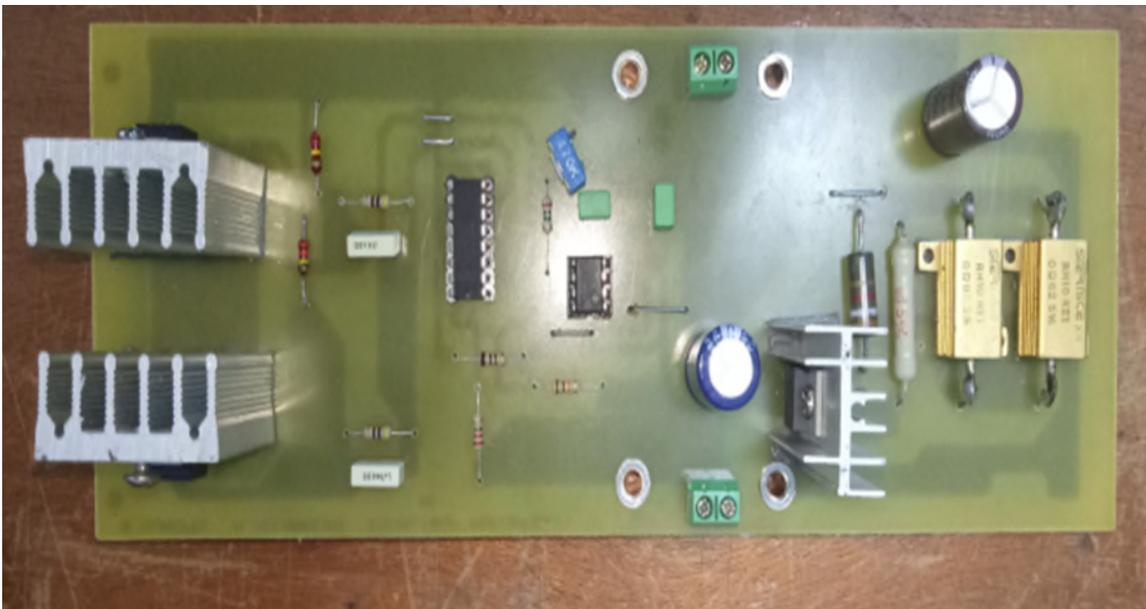


Figure IV-1: Banc d'essais expérimentaux (circuits de commande et de puissance)

IV-3. Le résultat du régulateur de tension LM317

L'allure de la tension à la sortie du régulateur de tension LM317 est présentée dans la figure suivante.

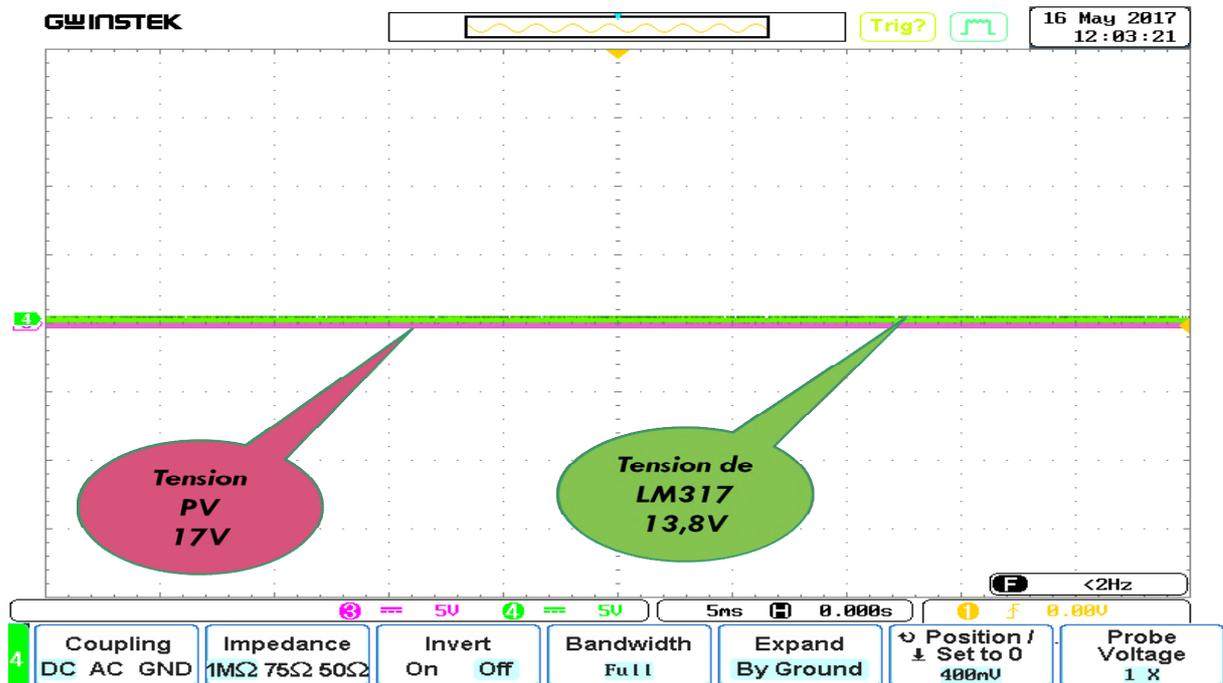


Figure IV-2: La tension de LM317 et le panneau ou point de départ

La figure IV-2 nous montre les deux signaux ou point de départ ce qui veut dire avant la connexion de l'onduleur au panneau photovoltaïque.

Le panneau photovoltaïque nous génère une tension continue qui peut atteindre 17V. Dans notre application, nous n'avons besoin que de 13.8V pour charger la batterie et alimenter notre circuit en même temps. Ceci est obtenu par le régulateur LM317 qui stabilise la tension à 13.8V à chaque fois que le panneau dépasse cette valeur.

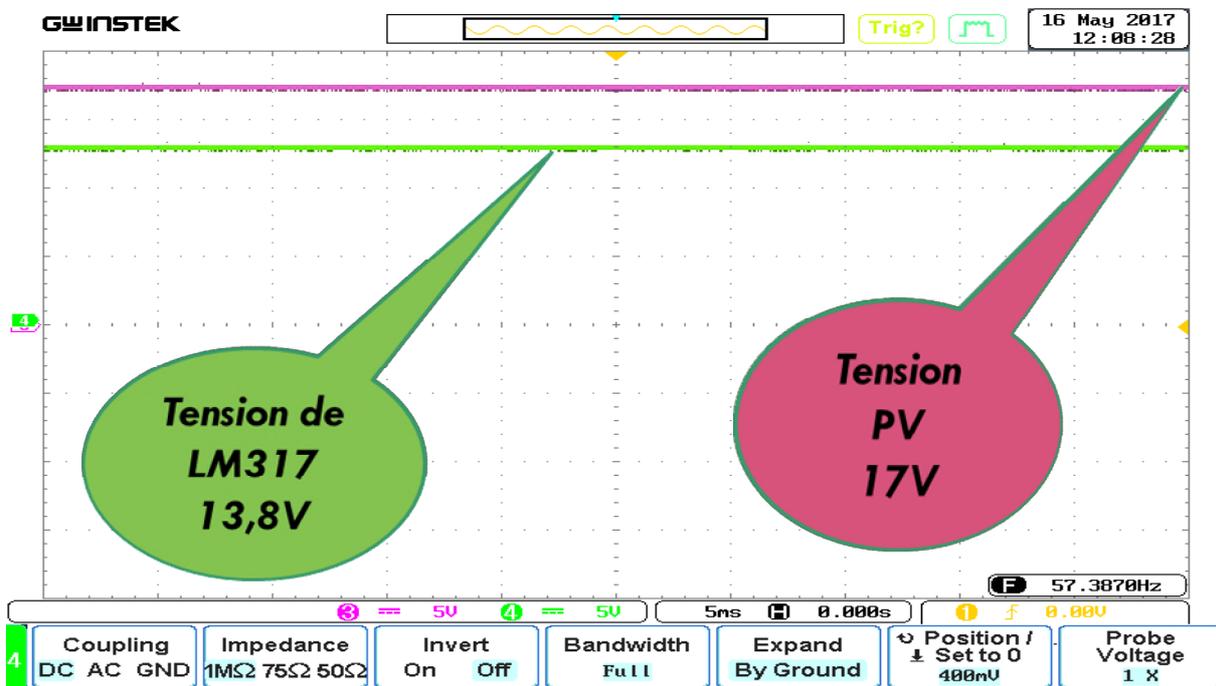


Figure IV-3: Allure de la tension du générateur PV et à la sortie du LM317

On remarque, d'après la figure IV-3, que la tension délivrés par le panneau est 17V et à la sortie du LM317 on a 13.8V : fixe et non variable.

IV-4. Résultat obtenu par le NE555

Le circuit intégré NE555 est utilisé pour la temporisation ou le mode oscillateur. Dans le mode de fonctionnement retardé, le temps est contrôlé avec précision.

La figure IV-4 nous montre le signal à la sortie de NE555 qui est carré et périodique.

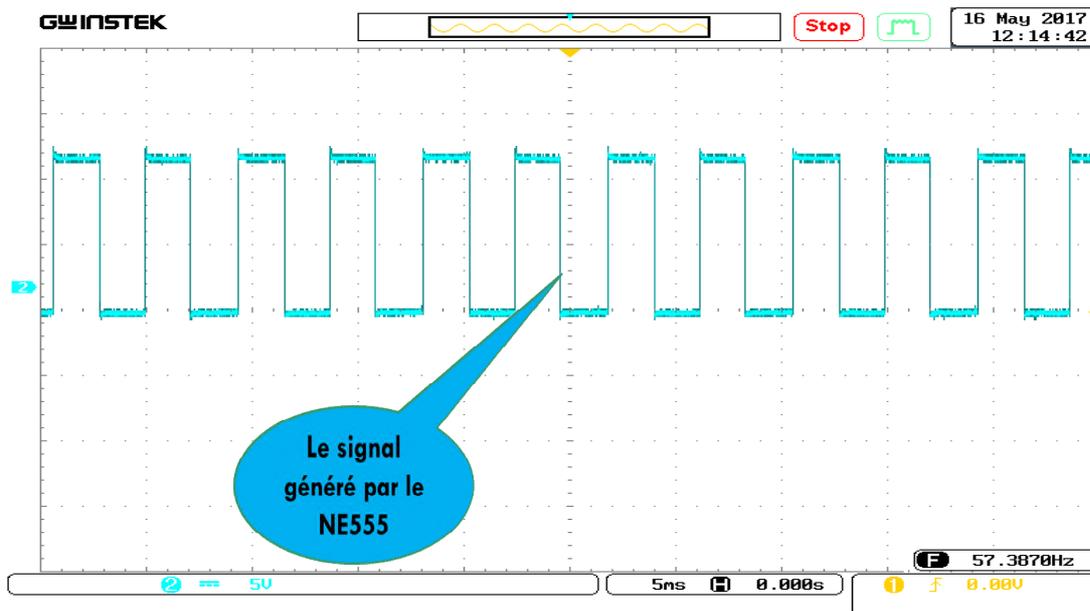


Figure IV-4: Le signal généré par le NE555

La sortie du NE555 nous donne une tension d'amplitude fixe à 13.8V et de fréquence égale à 0.0174ms.

IV-5. Résultat du driver CD4017

Le compteur CD4017BC possède 8 sorties décodées et un bit de report. Il possède 3 entrées (horloge, validation et remise à zéro) et dix sorties. L'incrémention du compteur se fait sur front montant par défaut.

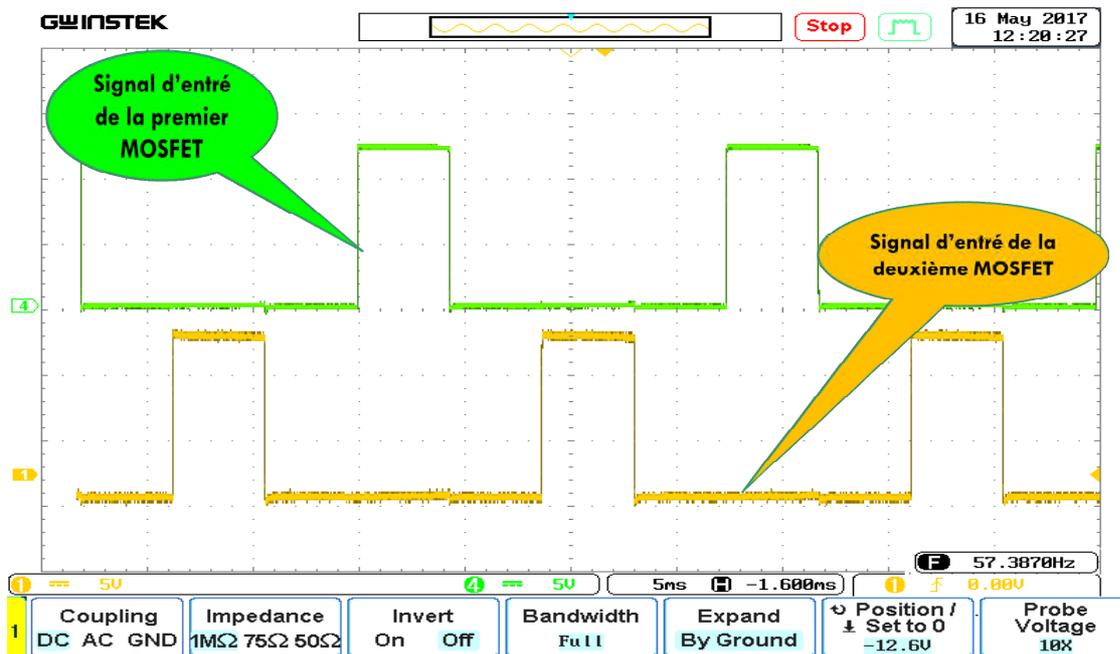


Figure IV-5: Les signaux générés par le driver CD4017

Le temps mort est le retard entre le blocage d'un interrupteur et l'amorçage de l'autre du même bras. La complémentarité des signaux de commande des interrupteurs avec un retard est obtenue par le CD4017. La figure IV-5 illustre les signaux de commande des interrupteurs.

Le temps mort créé par la partie de commande entre deux signaux est suffisant pour commander les MOSFETs de notre onduleur.

En résumé, ces trois composant d'électronique de puissance nous ont permis d'obtenir une tension fixe à 13.8V avec une fréquence de 57hz.

IV-6. Présentations des résultats obtenus par les MOSFET

Le transistor MOSFET est un élément transconducteur, c'est à dire un composant actif destiné à fournir une variation de courant circulant entre deux bornes, à partir d'une faible variation de tension appliquée sur une électrode de commande.

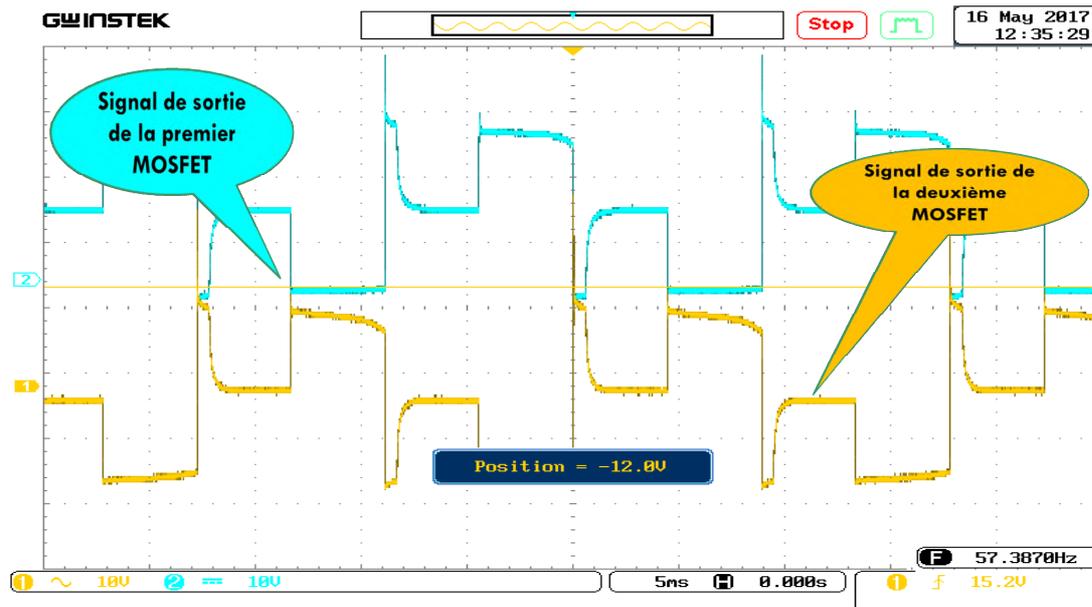


Figure IV-6: Les signaux générés par les MOSFET

La figure IV-6 nous montre les tensions générées par les MOSFET qui sont alternatives d'amplitude de 12V et de fréquence de 57hz ainsi que d'une période de 0.0174ms avec les quel on va attaquer le transformateur.

IV-7. Le résultat final obtenu par le transformateur

Cet appareil est d'un emploi absolument universel, en effet il transforme les signaux des sources de tensions et de courants sinusoidaux en signaux de même fréquence mais de valeurs efficaces généralement différentes.

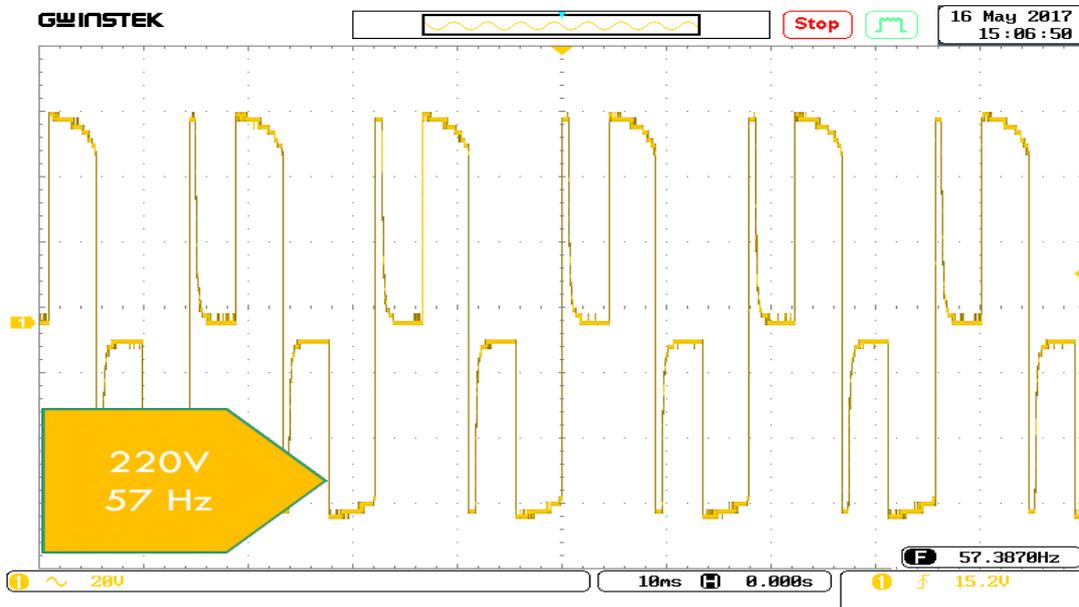


Figure IV-7: Tension à la sortie de transformateur

La figure IV-7 nous montre la tension obtenue à la sortie du transformateur qui est alternative d'une amplitude de 230V et 57hz ainsi d'une période de 0.0174ms.

IV-8. Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons présenté les différents résultats obtenus de toute réalisation. L'allure de la tension obtenue à la sortie de l'onduleur permet de valider le bon fonctionnement de la maquette.

CONCLUSION GENERALE

Le mémoire est organisé en quatre chapitres, en plus d'une introduction. Le premier chapitre a été consacré aux systèmes photovoltaïques : généralité et description.

Dans le deuxième, nous avons présenté l'onduleur dédié au système photovoltaïque, donné son schéma de structure et expliqué son fonctionnement.

Le dimensionnement et les composants constituant l'onduleur réalisé ont fait l'objet du troisième chapitre.

Le quatrième chapitre a été dédié à la présentation des résultats validant le bon fonctionnement de l'onduleur.

En perspectives, nous envisageons d'élargir ces travaux, dans le but d'améliorer d'avantage le fonctionnement de l'onduleur monophasé. Nous nous proposons d'utiliser un microcontrôleur pour permettre l'asservissement de la tension et la fréquence afin de connecter l'onduleur au réseau.

- [1] J. Royer, T.djiako, E.schiller, B. Sada, «Le pompage photovoltaïque», Institut de l'Energie Des Pays Francophone ,1998.
- [2] A. Lobouret, M. Viloz, «Energie solaire photovoltaïque», Edition Dunod, 2006.
- [3] M. Messoude, «Etude et optimisation d'un modèle de conversion d'énergie photovoltaïque application au pompage », Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2006.
- [4] A.T. Singo, « Système d'alimentation photovoltaïque avec stockage hybride pour l'habitat énergétiquement autonome », Thèse de Doctorat, Université d'Henri Poincaré, Nancy, 2010.
- [5] B. Fléche, D. delagnes, «énergie solaire photovoltaïque», STI ELT juin 2007.
- [6] : Y. Pankow, «Etude de l'intégration de la production décentralisée dans un réseau basse tension .application au générateur photovoltaïque », Thèse de Doctorat, Centre Nationale de Recherche Technologique de Lille, 2004.
- [7] : S. Brigand, «principe du photovoltaïque », complément technique 2008, www.Editionsdumoniteur.com.
- [8] W. Omran, «Performance analysis of grid connected photovoltaic systems», Thèse de Doctorat, Université de Waterloo, 2010.
- [9] A. Sadek, «Implantation expérimentale de l'MPPT pour un système de génération hybride solaire-éolien», Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2009.
- [10] : Y. Riffonneau, F. Barrule et S. Bacha, «Problématique du stockage associé aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau », Revue des Energies Renouvelables vol.11, N ° 3, 2008, pp : 407-422.
- [11] Y. Riffonneau, «Gestion des flux énergétique dans un système photovoltaïque avec stockage connecte au réseau », Thèse de Doctorat de l'Université Joseph Fourier, 2009.
- [12] A.C. Postor, « Evaluation comparative de chargeurs de batteries pour systèmes photovoltaïques », Projet de fin d'études, Université Toulouse, Septembre 2002.

- [13] : A. Kabeche, M. Belhamel, R. Ibtouen, S. Moussa et M. R. Benhaddadi, «Optimisation d'un système hybride (éolien –photovoltaïque) totalement autonome», Revue de Energies Renouvelables vol. 9, N ° 3, 2006, pp : 199-209.
- [14] : S. Belakehal, «Conception & commande des machines à aimant permanents dédiées aux énergies renouvelables», Thèse de Doctorat en Sciences, Université de Constantine, 2010. Bibliographie.
- [15] : Y. Riffonneau, F. Barrule et S. Bacha, «Problématique du stockage associé aux systèmes photovoltaïques connectés au réseau », Revue des Energies Renouvelables vol.11, N ° 3, 2008, pp : 407-422.
- [16] : L. P.Lachauvinnière ,ficher << Convertisseur statique >> communication technique.
- [17] N. Chandrasekaran, K. Thyagarajah << Modeling and matlab simulation of pumping system using pm dc motor powered by solar system >>, European Journal of Scientific Research, pp 6-13,2011.
- [18] M. S.rodriquez << Réalisation d'un étage d'adaptation pour générateur photovoltaïque à partir d'un girateur de puissance >>, université revirs i virgili ingénieur, juin 2008.
- [19] Violaine Didier «Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances » rapport de HESPUL,2007.
- [20] S. MECHERI, << Réalisation d'un onduleur de tension monophasé centrale par carte ARDUINE >>, Université de Constantine I, 2013/2014.
- [21] Midi solaire soit 14h en France métropolitaine l'été.
- [22] Muhammad H. Rachid, « Power Electronics, Circuits, Devices, and Applications », Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993.
- [23] C. Canudas de Wit, « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs asynchrones », Editions Hermès.
- [24] Cahier technique, Systèmes de coupure et de protection, Socomec, pp.116, 2011.
- [25] H. Foch, « Eléments Constitutifs et Synthèse des Convertisseurs Statiques », Techniques de l'ingénieur, Traité Génie électrique, D3152, 1989.
- [26] M. Adouane, M. Haddadi, A. Malek et M. Hadjiat, « Etude et Conception d'un Onduleur Monophasé Autonome géré par Microcontrôleur PIC 16F876A, Revue des Energies Renouvelable, Vol 12 no 4, 543 – 550, 2009.

- [27] M. Correvon, « Convertisseur de Fréquence à Circuitintermédiaire à tension continue (Convertisseur U) », Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud. [
- [28] Cours électronique de puissance, Conversion Continu-Alternatif, Onduleur, DUT, Université Joseph Fourier.
- [29] Jim Willaims, « A fourth Generation of LCD backlight technology, Component and measurement improvements refine performance », Linear Technology Application Note65, Novembre 1995.
- [30] : L. ABBASSEN « Etude de la connexion au réseau électrique d'une centrale photovoltaïque » Thème de Magister, UNIVERSITE de MOULOU D MAMMERRI _ TIZI OUZOU, 2011.
- [31] : MECHALIKH M.Nadjib,HAMADA Charaf Eddine « Modélisation et simulation d'un système photovoltaïque en fonctionnement autonome et connecté au réseau » Thème de Magister, Université KASDI MERBAH – OUARGLA 2013.
- [32] : M. MEZIANI, «Contribution à la modélisation analytico-numérique des transformateurs de puissance », Université Mouloud MAMMERRI, année 2011.

LM117/LM317A/LM317

3-Terminal Adjustable Regulator

General Description

The LM117 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 1.5A over a 1.2V to 37V output range. They are exceptionally easy to use and require only two external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are better than standard fixed regulators. Also, the LM117 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM117 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An optional output capacitor can be added to improve transient response. The adjustment terminal can be bypassed to achieve very high ripple rejection ratios which are difficult to achieve with standard 3-terminal regulators.

Besides replacing fixed regulators, the LM117 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential volt-

age, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

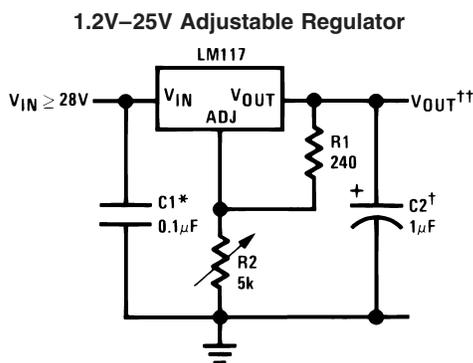
Also, it makes an especially simple adjustable switching regulator, a programmable output regulator, or by connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM117 can be used as a precision current regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

For applications requiring greater output current, see LM150 series (3A) and LM138 series (5A) data sheets. For the negative complement, see LM137 series data sheet.

Features

- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM317A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM317A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM117)
- Guaranteed 1.5A output current
- Adjustable output down to 1.2V
- Current limit constant with temperature
- P+ Product Enhancement tested
- 80 dB ripple rejection
- Output is short-circuit protected

Typical Applications



00906301

Full output current not available at high input-output voltages

*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

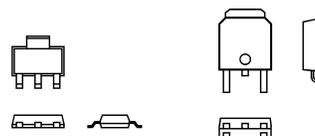
†Optional — improves transient response. Output capacitors in the range of 1μF to 1000μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

$$\dagger\dagger V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}(R_2)$$

LM117 Series Packages

Part Number Suffix	Package	Design Load Current
K	TO-3	1.5A
H	TO-39	0.5A
T	TO-220	1.5A
E	LCC	0.5A
S	TO-263	1.5A
EMP	SOT-223	1A
MDT	TO-252	0.5A

SOT-223 vs. D-Pak (TO-252) Packages



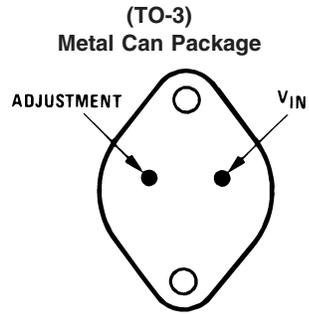
SOT-223

TO-252

00906354

Scale 1:1

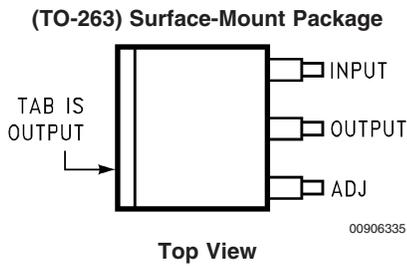
Connection Diagrams



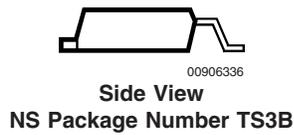
CASE IS OUTPUT

00906330

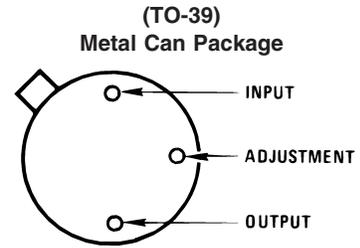
Bottom View
Steel Package
NS Package Number K02A or K02C



00906335



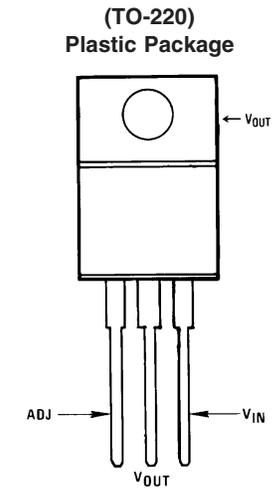
00906336



CASE IS OUTPUT

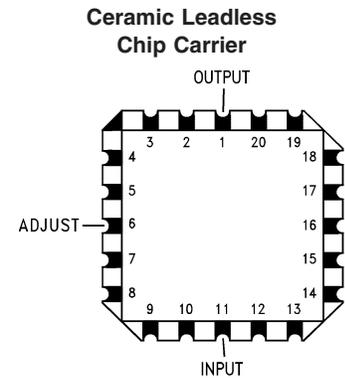
00906331

Bottom View
NS Package Number H03A



00906332

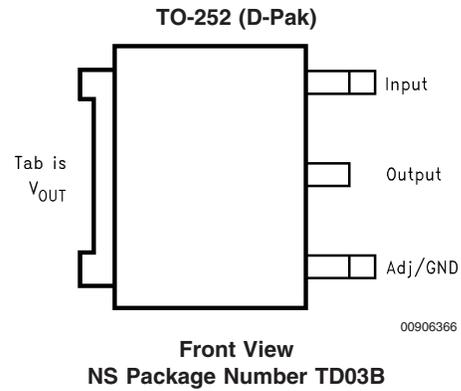
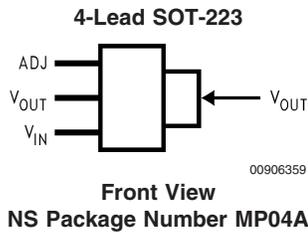
Front View
NS Package Number T03B



00906334

Top View
NS Package Number E20A

Connection Diagrams (Continued)



Ordering Information

Package	Temperature Range	Part Number	Package Marking	Transport Media	NSC Drawing
Metal Can (TO-3)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117K STEEL	LM117K STEEL P+	50 Per Bag	K02A
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317K STEEL	LM317K STEEL P+	50 Per Bag	
	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117K/883	LM117K/883	50 Per Bag	K02C
Metal Can (TO-39)	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117H	LM117H P+	500 Per Box	H03A
	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117H/883	LM117H/883	20 Per Tray	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AH	LM317AH P+	500 Per Box	
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317H	LM317H P+	500 Per Box	
TO-220 3- Lead	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AT	LM317AT P+	45 Units/Rail	T03B
	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317T	LM317T P+	45 Units/Rail	
TO-263 3- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317S	LM317S P+	45 Units/Rail	TS3B
		LM317SX		500 Units Tape and Reel	
LCC	$-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$	LM117E/883	LM117E/883	50 Units/Rail	E20A
SOT-223 4- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317EMP	N01A	1k Units Tape and Reel	MP04A
		LM317EMPX		2k Units Tape and Reel	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AEMP	N07A	1k Units Tape and Reel	
		LM317AEMPX		2k Units Tape and Reel	
D- Pack 3- Lead	$0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317MDT	LM317MDT	75 Units/Rail	TD03B
		LM317MDTX		2.5k Units Tape and Reel	
	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$	LM317AMDT	LM317AMDT	75 Units/Rail	
		LM317AMDTX		2.5k Units Tape and Reel	

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+40V, -0.3V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature	
Metal Package (Soldering, 10 seconds)	300°C
Plastic Package (Soldering, 4 seconds)	260°C

ESD Tolerance (Note 5)

3 kV

Operating Temperature Range

LM117	-55°C ≤ T _J ≤ +150°C
LM317A	-40°C ≤ T _J ≤ +125°C
LM317	0°C ≤ T _J ≤ +125°C

Preconditioning

Thermal Limit Burn-In All Devices 100%

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for T_J = 25°C, and those with **boldface type** apply over **full Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified, V_{IN} - V_{OUT} = 5V, and I_{OUT} = 10 mA.

Parameter	Conditions	LM117 (Note 2)			Units	
		Min	Typ	Max		
Reference Voltage					V	
	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V, 10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} , P ≤ P _{MAX}	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V (Note 4)		0.01	0.02	%/V	
			0.02	0.05	%/V	
Load Regulation	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} (Note 4)		0.1	0.3	%	
			0.3	1	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.03	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I _{OUT} ≤ I _{MAX} 3V ≤ (V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 40V		0.2	5	μA	
Temperature Stability	T _{MIN} ≤ T _J ≤ T _{MAX}		1		%	
Minimum Load Current	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V		3.5	5	mA	
Current Limit	(V _{IN} - V _{OUT}) ≤ 15V	K Package	1.5	2.2	3.4	A
		H Package	0.5	0.8	1.8	A
	(V _{IN} - V _{OUT}) = 40V	K Package	0.3	0.4		A
		H Package	0.15	0.2		A
RMS Output Noise, % of V _{OUT}	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 0 μF		65		dB	
	V _{OUT} = 10V, f = 120 Hz, C _{ADJ} = 10 μF	66	80		dB	
Long-Term Stability	T _J = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package		2.3	3	°C/W	
	H Package		12	15	°C/W	
	E Package				°C/W	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W	
	H Package		140		°C/W	
	E Package				°C/W	

Electrical Characteristics (Note 3)

Specifications with standard type face are for $T_J = 25^\circ\text{C}$, and those with **boldface type** apply over **full Operating Temperature Range**. Unless otherwise specified, $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$, and $I_{OUT} = 10\text{mA}$.

Parameter	Conditions	LM317A			LM317			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Reference Voltage		1.238	1.250	1.262				V	
	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$, $10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$, $P \leq P_{MAX}$	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V	
Line Regulation	$3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$ (Note 4)		0.005	0.01		0.01	0.04	%/V	
			0.01	0.02		0.02	0.07	%/V	
Load Regulation	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ (Note 4)		0.1	0.5		0.1	0.5	%	
			0.3	1		0.3	1.5	%	
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.04	0.07		0.04	0.07	%/W	
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA	
Adjustment Pin Current Change	$10\text{mA} \leq I_{OUT} \leq I_{MAX}$ $3\text{V} \leq (V_{IN} - V_{OUT}) \leq 40\text{V}$		0.2	5		0.2	5	μA	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1			1		%	
Minimum Load Current	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$		3.5	10		3.5	10	mA	
Current Limit	$(V_{IN} - V_{OUT}) \leq 15\text{V}$ K, T, S Packages H Package MP Package		1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
			0.5	0.8	1.8	0.5	0.8	1.8	A
			1.5	2.2	3.4	1.5	2.2	3.4	A
	$(V_{IN} - V_{OUT}) = 40\text{V}$ K, T, S Packages H Package MP Package		0.15	0.4		0.15	0.4		A
			0.075	0.2		0.075	0.2		A
			0.15	0.4		0.15	0.4		A
RMS Output Noise, % of V_{OUT}	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$		0.003			0.003		%	
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$, $C_{ADJ} = 0\mu\text{F}$		65			65		dB	
	$V_{OUT} = 10\text{V}$, $f = 120\text{Hz}$, $C_{ADJ} = 10\mu\text{F}$		66	80		66	80	dB	
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$, 1000 hrs		0.3	1		0.3	1	%	
Thermal Resistance, Junction-to-Case	K Package					2.3	3	$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package					5		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		12	15		12	15	$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		4	5		4		$^\circ\text{C/W}$	
	MP Package		23.5			23.5		$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient (No Heat Sink)	K Package		35			35		$^\circ\text{C/W}$	
	MDT Package (Note 6)					92		$^\circ\text{C/W}$	
	H Package		140			140		$^\circ\text{C/W}$	
	T Package		50			50		$^\circ\text{C/W}$	
	S Package (Note 6)		50			50		$^\circ\text{C/W}$	

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics. The guaranteed specifications apply only for the test conditions listed.

Note 2: Refer to RETS117H drawing for the LM117H, or the RETS117K for the LM117K military specifications.

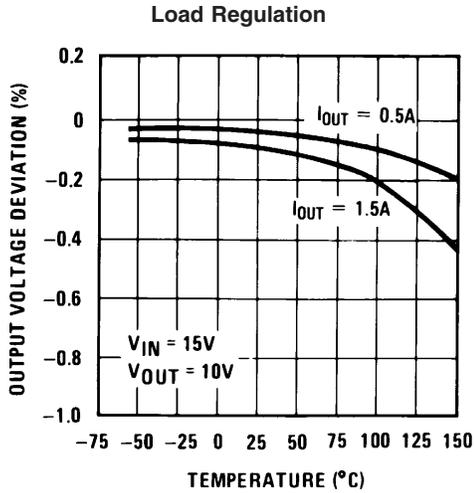
Note 3: Although power dissipation is internally limited, these specifications are applicable for maximum power dissipations of 2W for the TO-39 and SOT-223 and 20W for the TO-3, TO-220, and TO-263. I_{MAX} is 1.5A for the TO-3, TO-220, and TO-263 packages, 0.5A for the TO-39 package and 1A for the SOT-223 Package. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AOQL (Average Outgoing Quality Level).

Note 4: Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

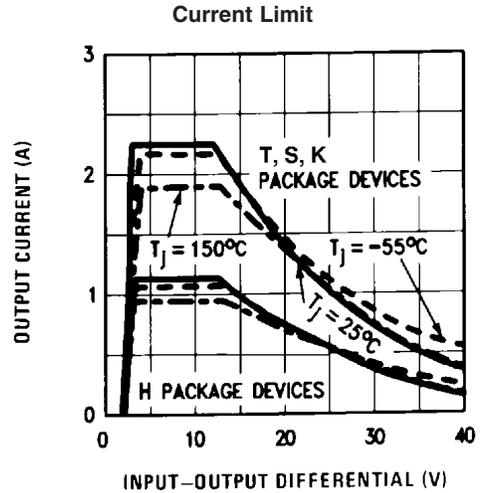
Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: If the TO-263 or TO-252 packages are used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area thermally connected to the package. Using 0.5 square inches of copper area, θ_{JA} is 50°C/W ; with 1 square inch of copper area, θ_{JA} is 37°C/W ; and with 1.6 or more square inches of copper area, θ_{JA} is 32°C/W . If the SOT-223 package is used, the thermal resistance can be reduced by increasing the PC board copper area (see applications hints for heatsinking).

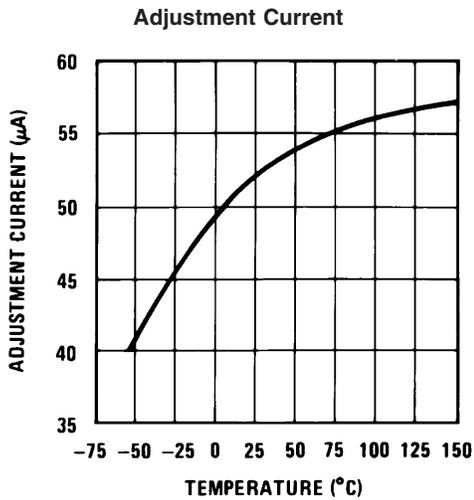
Typical Performance Characteristics Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted



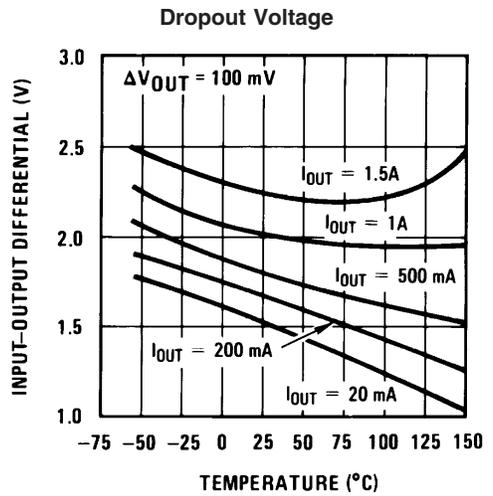
00906337



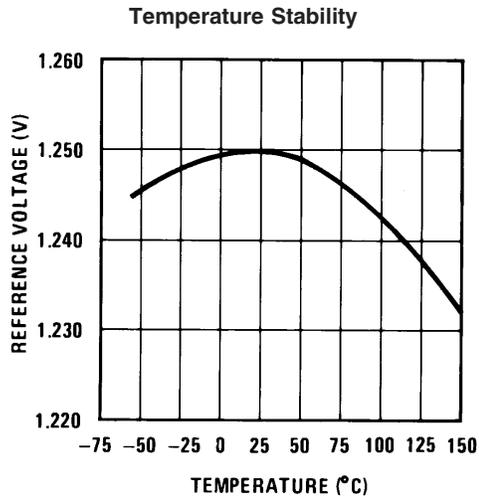
00906338



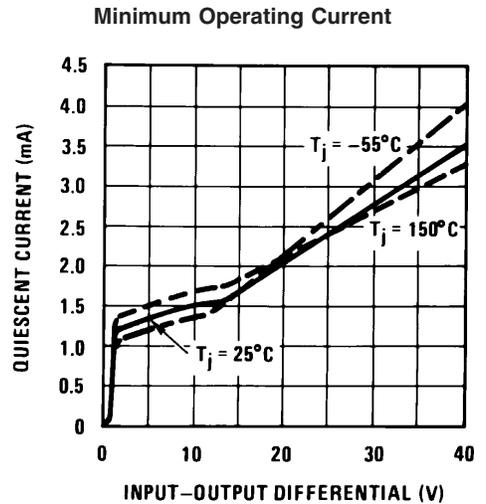
00906339



00906340

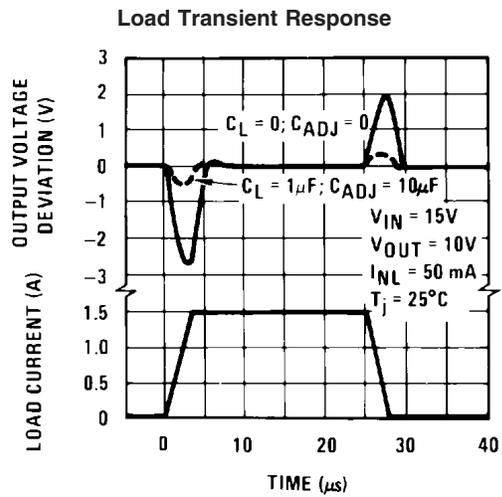
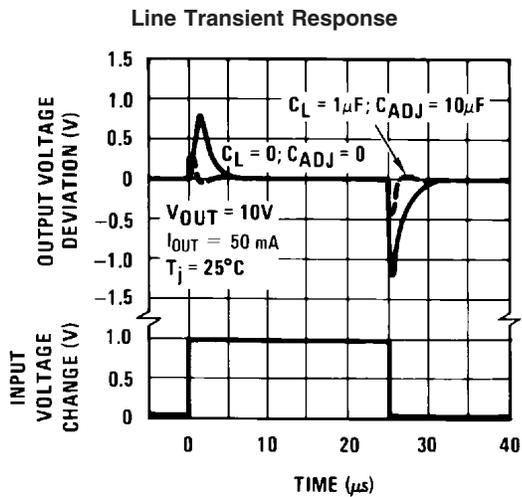
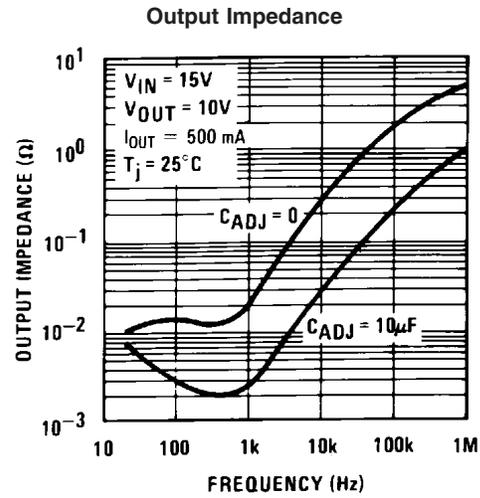
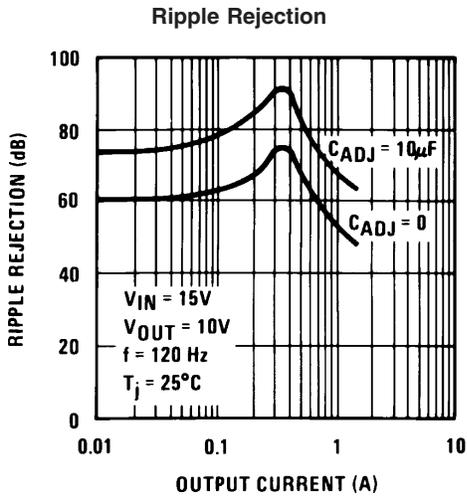
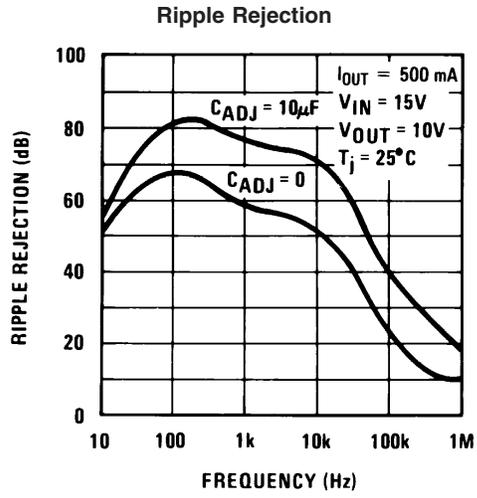
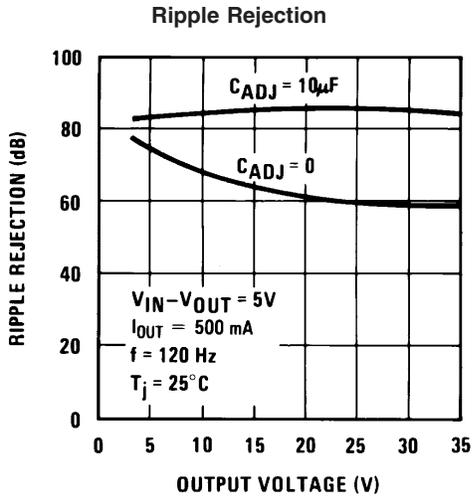


00906341



00906342

Typical Performance Characteristics Output Capacitor = 0 μ F unless otherwise noted (Continued)



Application Hints

In operation, the LM117 develops a nominal 1.25V reference voltage, V_{REF} , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current I_1 then flows through the output set resistor R2, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2$$

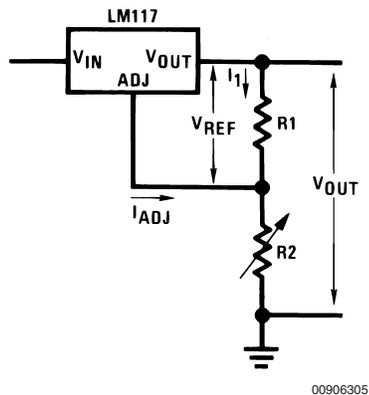


FIGURE 1.

Since the 100 μ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM117 was designed to minimize I_{ADJ} and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

EXTERNAL CAPACITORS

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1 μ F disc or 1 μ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM117 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10 μ F bypass capacitor 80dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10 μ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25 μ F in aluminum electrolytic to equal 1 μ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies; but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5MHz. For this reason, 0.01 μ F disc may seem to work better than a 0.1 μ F disc as a bypass.

Although the LM117 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance

can cause excessive ringing. This occurs with values between 500 pF and 5000 pF. A 1 μ F solid tantalum (or 25 μ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability. Any increase of the load capacitance larger than 10 μ F will merely improve the loop stability and output impedance.

LOAD REGULATION

The LM117 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 Ω) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 Ω resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 Ω \times I_L . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 Ω (1 + R_2/R_1) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 Ω set resistor.

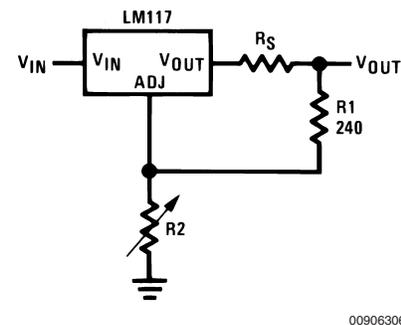


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. However, with the TO-39 package, care should be taken to minimize the wire length of the output lead. The ground of R_2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

PROTECTION DIODES

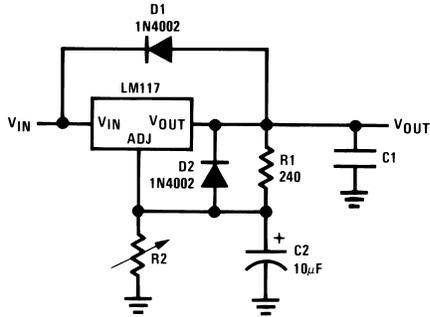
When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10 μ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator, and the rate of decrease of V_{IN} . In the LM117, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 15A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25 μ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs

Application Hints (Continued)

when *either* the input or output is shorted. Internal to the LM117 is a 50Ω resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or less and 10μF capacitance. *Figure 3* shows an LM117 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



00906307

$$V_{OUT} = 1.25V \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ}R_2$$

D1 protects against C1
D2 protects against C2

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

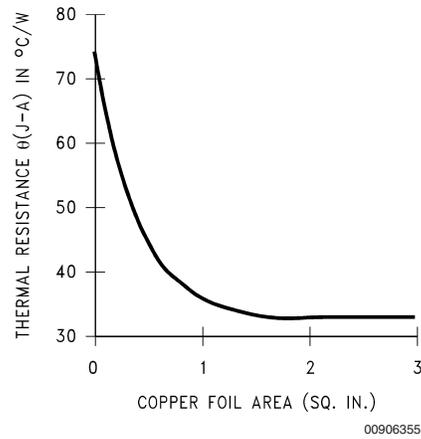
When a value for $\theta_{(H-A)}$ is found using the equation shown, a heatsink must be selected that has a value that is less than or equal to this number.

$\theta_{(H-A)}$ is specified numerically by the heatsink manufacturer in the catalog, or shown in a curve that plots temperature rise vs power dissipation for the heatsink.

HEATSINKING TO-263, SOT-223 AND TO-252 PACKAGE PARTS

The TO-263 ("S"), SOT-223 ("MP") and TO-252 ("DT") packages use a copper plane on the PCB and the PCB itself as a heatsink. To optimize the heat sinking ability of the plane and PCB, solder the tab of the package to the plane.

Figure 4 shows for the TO-263 the measured values of $\theta_{(J-A)}$ for different copper area sizes using a typical PCB with 1 ounce copper and no solder mask over the copper area used for heatsinking.

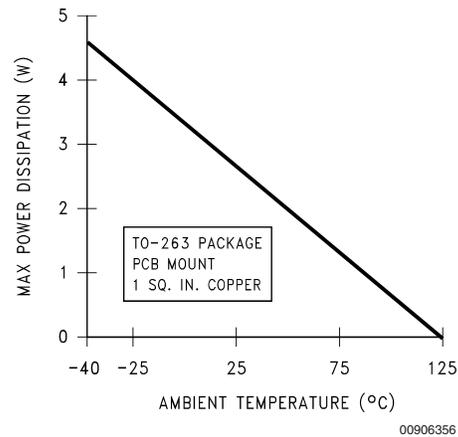


00906355

FIGURE 4. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (1 ounce) Area for the TO-263 Package

As shown in the figure, increasing the copper area beyond 1 square inch produces very little improvement. It should also be observed that the minimum value of $\theta_{(J-A)}$ for the TO-263 package mounted to a PCB is 32°C/W.

As a design aid, *Figure 5* shows the maximum allowable power dissipation compared to ambient temperature for the TO-263 device (assuming $\theta_{(J-A)}$ is 35°C/W and the maximum junction temperature is 125°C).



00906356

FIGURE 5. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the TO-263 Package

Figure 6 and *Figure 7* show the information for the SOT-223 package. *Figure 7* assumes a $\theta_{(J-A)}$ of 74°C/W for 1 ounce copper and 51°C/W for 2 ounce copper and a maximum junction temperature of 125°C.

Application Hints (Continued)

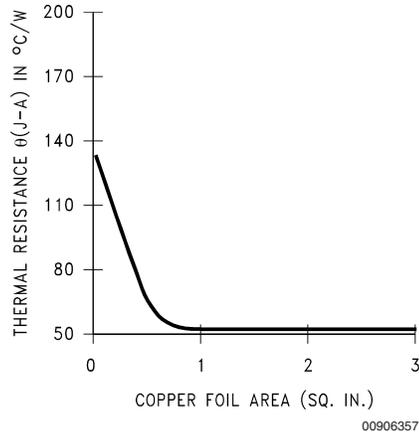


FIGURE 6. $\theta_{(J-A)}$ vs Copper (2 ounce) Area for the SOT-223 Package

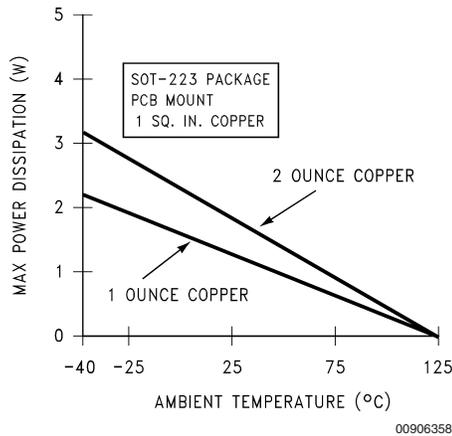


FIGURE 7. Maximum Power Dissipation vs T_{AMB} for the SOT-223 Package

The LM317 regulators have internal thermal shutdown to protect the device from over-heating. Under all possible operating conditions, the junction temperature of the LM317 must be within the range of 0°C to 125°C. A heatsink may be required depending on the maximum power dissipation and maximum ambient temperature of the application. To deter-

mine if a heatsink is needed, the power dissipated by the regulator, P_D , must be calculated:

$$I_{IN} = I_L + I_G$$

$$P_D = (V_{IN} - V_{OUT}) I_L + V_{IN} I_G$$

Figure 8 shows the voltage and currents which are present in the circuit.

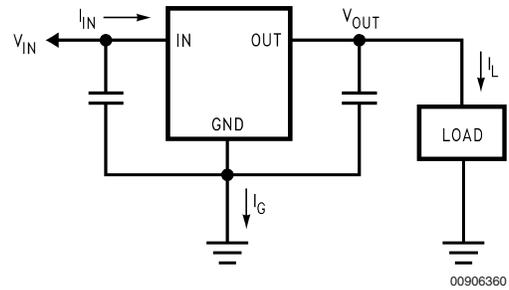


FIGURE 8. Power Dissipation Diagram

The next parameter which must be calculated is the maximum allowable temperature rise, $T_R(max)$:

$$T_R(max) = T_J(max) - T_A(max)$$

where $T_J(max)$ is the maximum allowable junction temperature (125°C), and $T_A(max)$ is the maximum ambient temperature which will be encountered in the application.

Using the calculated values for $T_R(max)$ and P_D , the maximum allowable value for the junction-to-ambient thermal resistance (θ_{JA}) can be calculated:

$$\theta_{JA} = T_R(max)/P_D$$

If the maximum allowable value for θ_{JA} is found to be $\geq 92^\circ\text{C/W}$ (Typical Rated Value) for TO-252 package, no heatsink is needed since the package alone will dissipate enough heat to satisfy these requirements. If the calculated value for θ_{JA} falls below these limits, a heatsink is required.

As a design aid, Table 1 shows the value of the θ_{JA} of TO-252 for different heatsink area. The copper patterns that we used to measure these θ_{JA} s are shown at the end of the Application Notes Section. Figure 9 reflects the same test results as what are in the Table 1

Figure 10 shows the maximum allowable power dissipation vs. ambient temperature for the TO-252 device. Figure 11 shows the maximum allowable power dissipation vs. copper area (in²) for the TO-252 device. Please see AN1028 for power enhancement techniques to be used with SOT-223 and TO-252 packages.

TABLE 1. θ_{JA} Different Heatsink Area

Layout	Copper Area		Thermal Resistance (θ_{JA} °C/W) TO-252
	Top Side (in ²)*	Bottom Side (in ²)	
1	0.0123	0	103
2	0.066	0	87
3	0.3	0	60
4	0.53	0	54
5	0.76	0	52
6	1	0	47
7	0	0.2	84
8	0	0.4	70
9	0	0.6	63

Application Hints (Continued)

TABLE 1. θ_{JA} Different Heatsink Area (Continued)

Layout	Copper Area		Thermal Resistance
10	0	0.8	57
11	0	1	57
12	0.066	0.066	89
13	0.175	0.175	72
14	0.284	0.284	61
15	0.392	0.392	55
16	0.5	0.5	53

Note: * Tab of device attached to topside of copper.

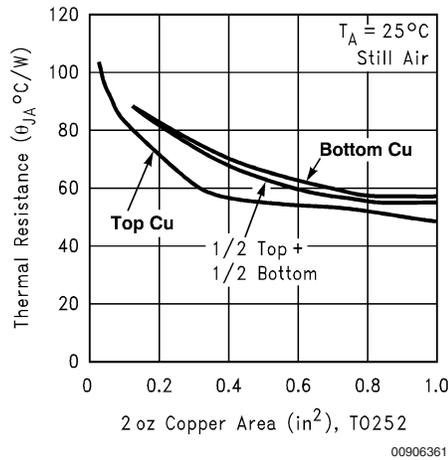


FIGURE 9. θ_{JA} vs 2oz Copper Area for TO-252

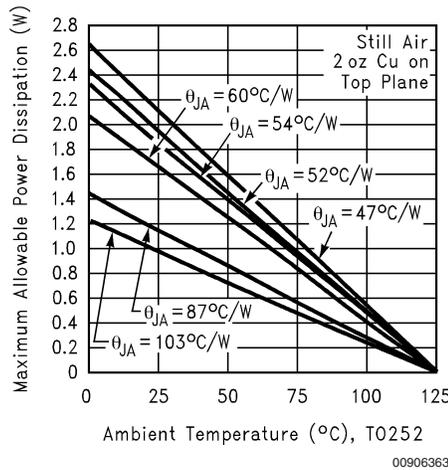


FIGURE 10. Maximum Allowable Power Dissipation vs. Ambient Temperature for TO-252

Application Hints (Continued)

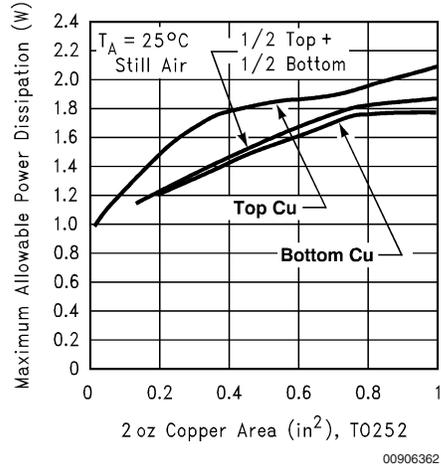


FIGURE 11. Maximum Allowable Power Dissipation vs. 2oz Copper Area for TO-252

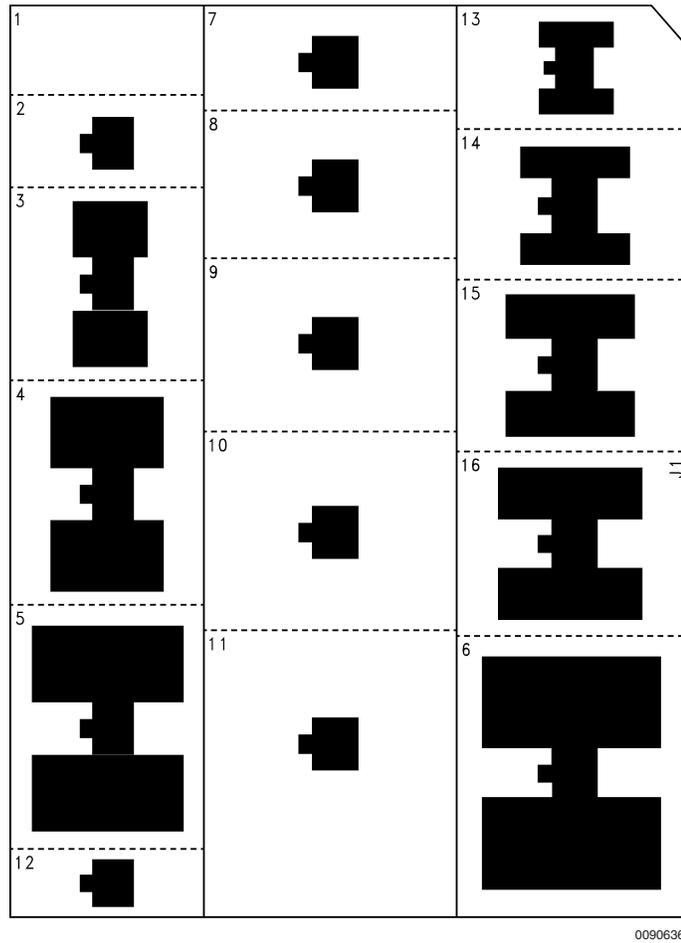


FIGURE 12. Top View of the Thermal Test Pattern in Actual Scale

Application Hints (Continued)

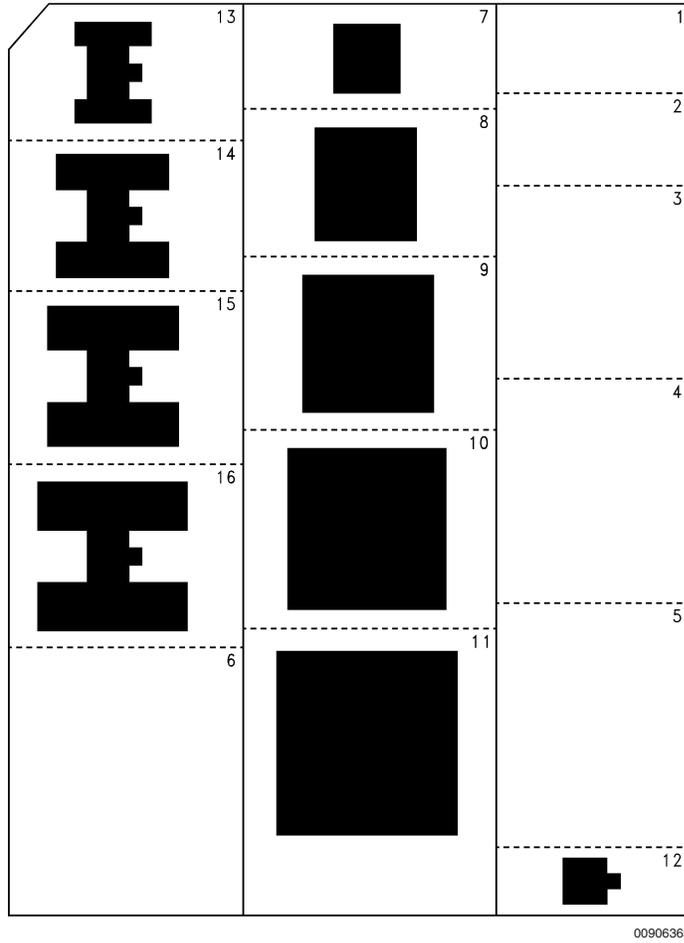
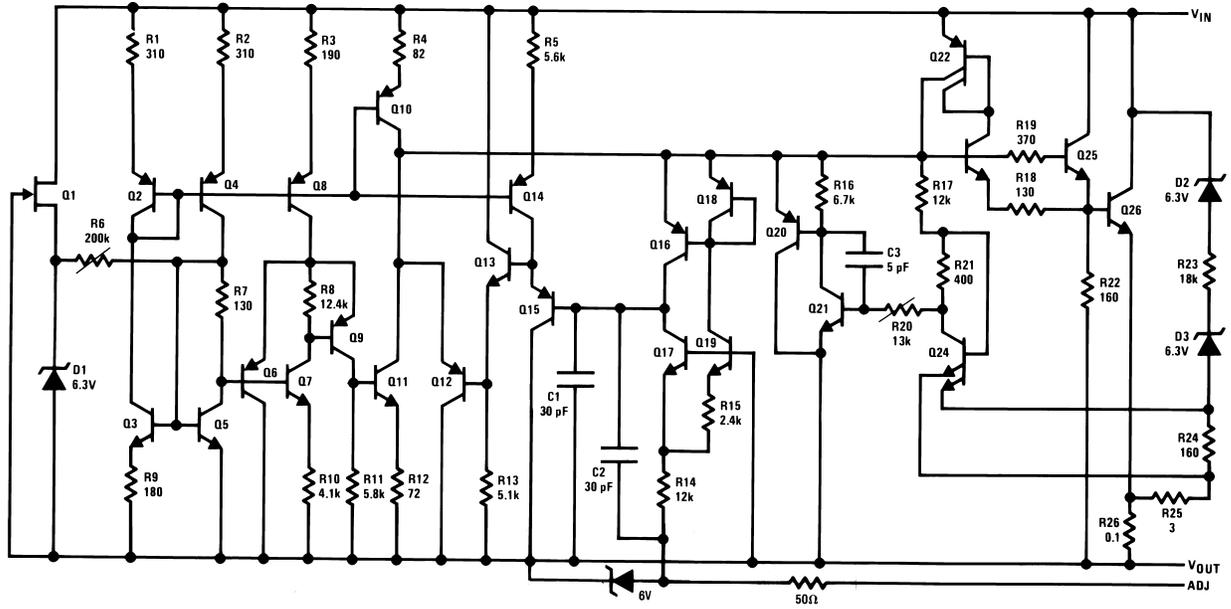


FIGURE 13. Bottom View of the Thermal Test Pattern in Actual Scale

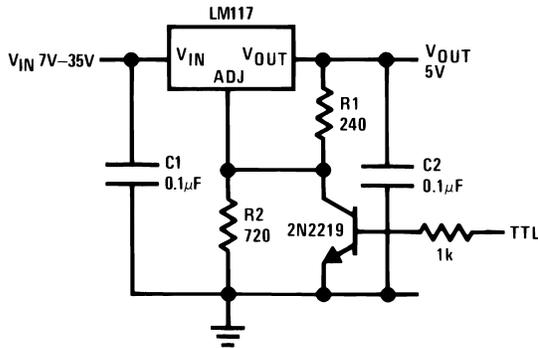
Schematic Diagram



00906308

Typical Applications

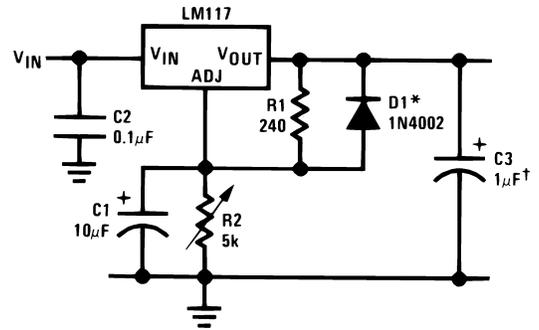
5V Logic Regulator with Electronic Shutdown*



00906303

*Min. output = 1.2V

Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

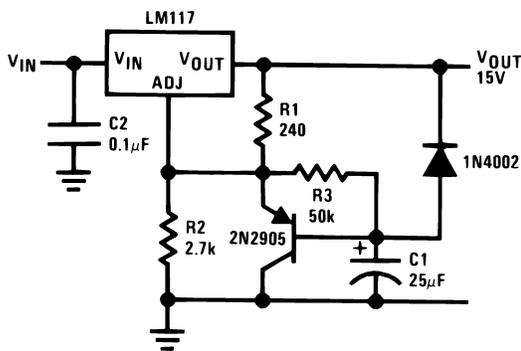


00906310

†Solid tantalum

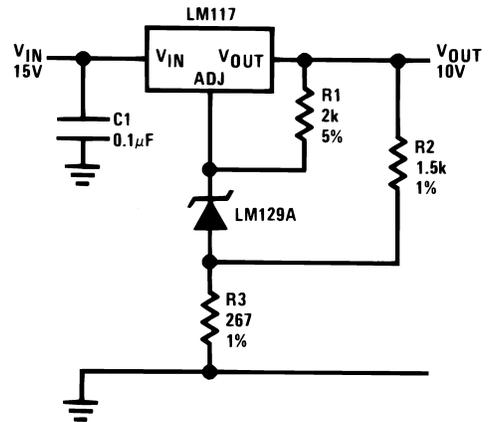
*Discharges C1 if output is shorted to ground

Slow Turn-On 15V Regulator



00906309

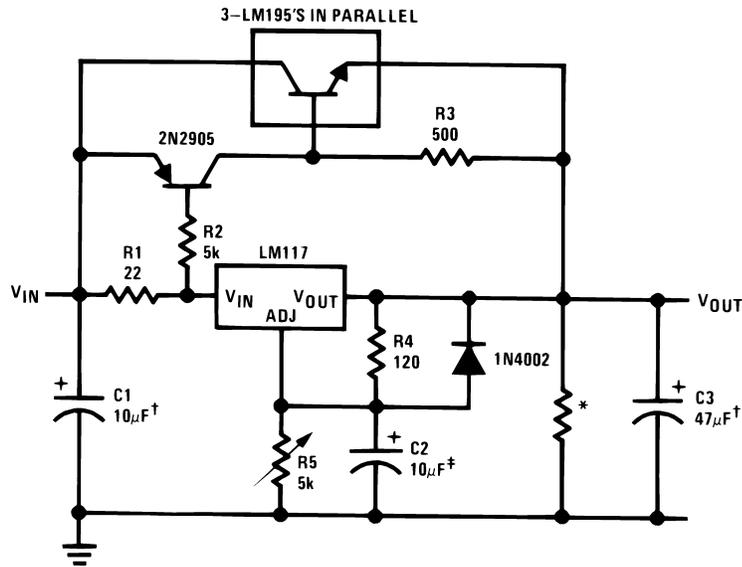
High Stability 10V Regulator



00906311

Typical Applications (Continued)

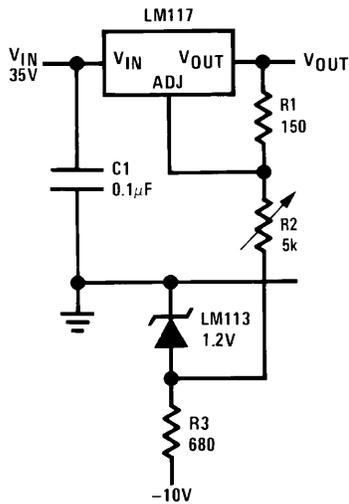
High Current Adjustable Regulator



00906312

‡Optional — improves ripple rejection
 †Solid tantalum
 *Minimum load current = 30 mA

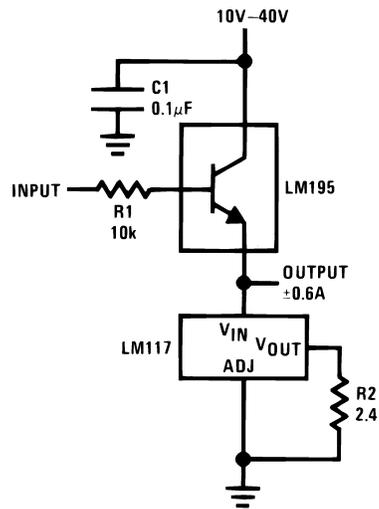
0 to 30V Regulator



00906313

Full output current not available at high input-output voltages

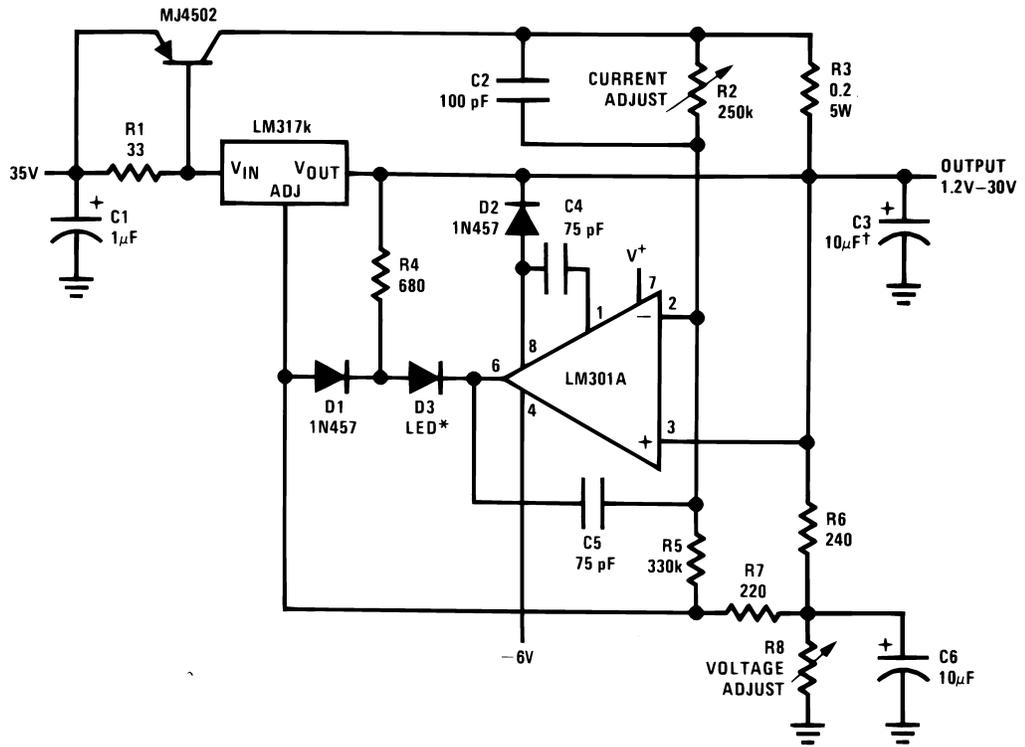
Power Follower



00906314

Typical Applications (Continued)

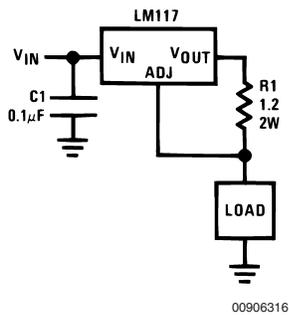
5A Constant Voltage/Constant Current Regulator



†Solid tantalum
*Lights in constant current mode

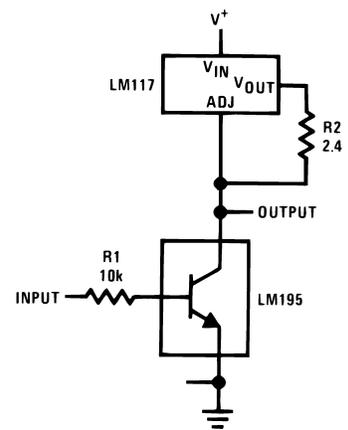
00906315

1A Current Regulator



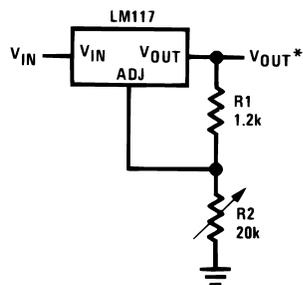
00906316

High Gain Amplifier



00906318

1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current

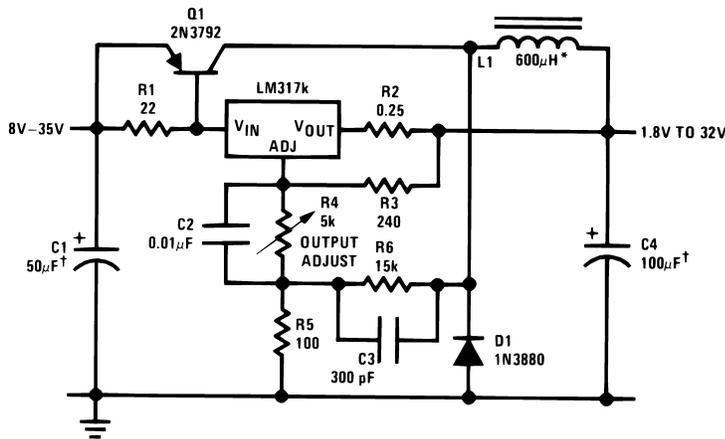


00906317

*Minimum load current \approx 4 mA

Typical Applications (Continued)

Low Cost 3A Switching Regulator

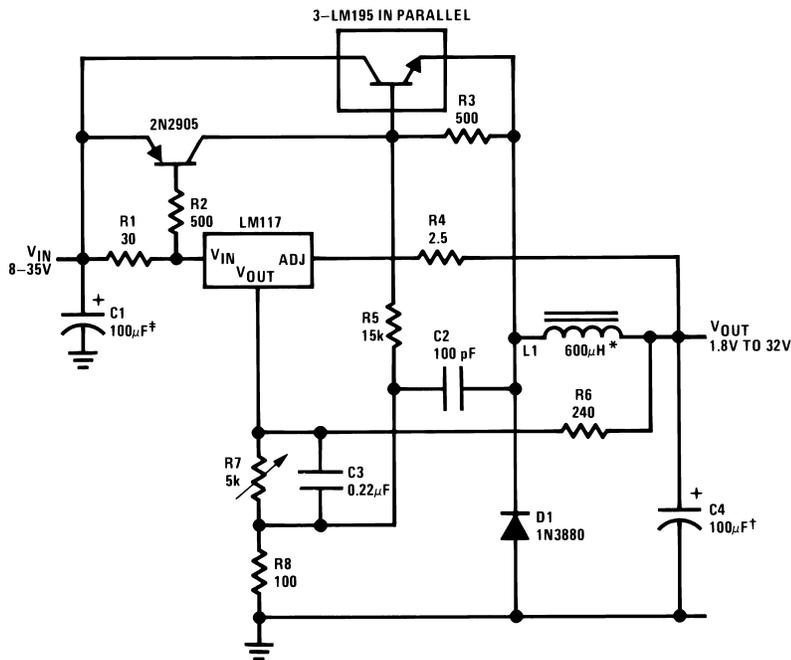


00906319

†Solid tantalum

*Core—Arnold A-254168-2 60 turns

4A Switching Regulator with Overload Protection

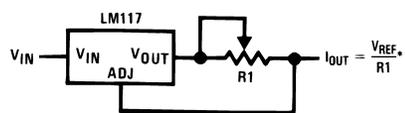


00906320

†Solid tantalum

*Core—Arnold A-254168-2 60 turns

Precision Current Limiter

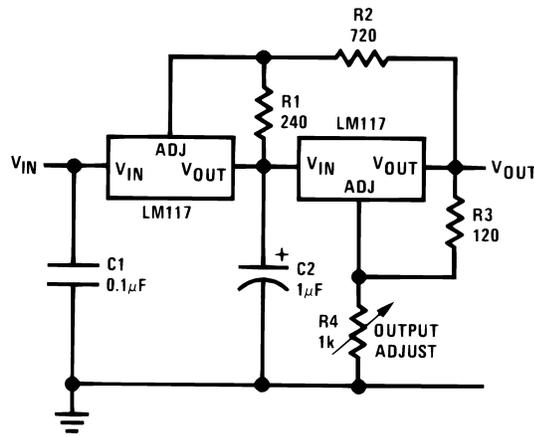


$$*0.8\Omega \leq R1 \leq 120\Omega$$

00906321

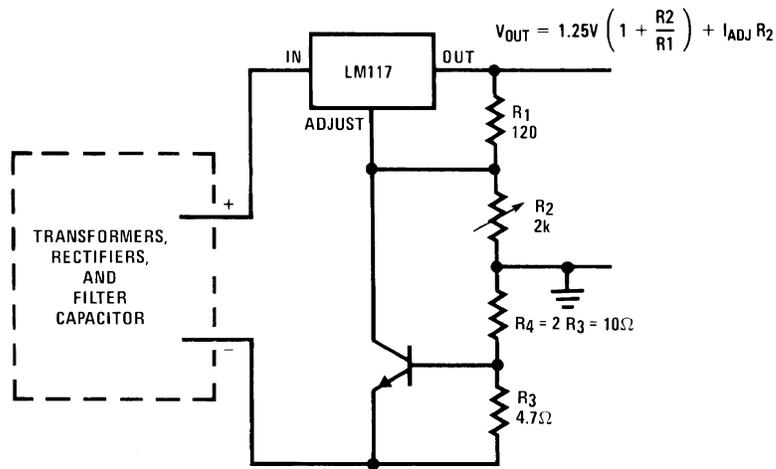
Typical Applications (Continued)

Tracking Preregulator



00906322

Current Limited Voltage Regulator



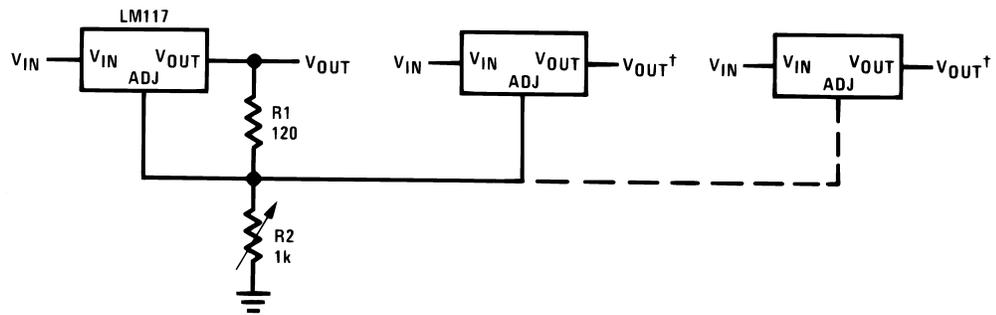
00906323

— Short circuit current is approximately $\frac{600 \text{ mV}}{R_3}$, or 120 mA

(Compared to LM117's higher current limit)

— At 50 mA output only 3/4 volt of drop occurs in R_3 and R_4

Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control*



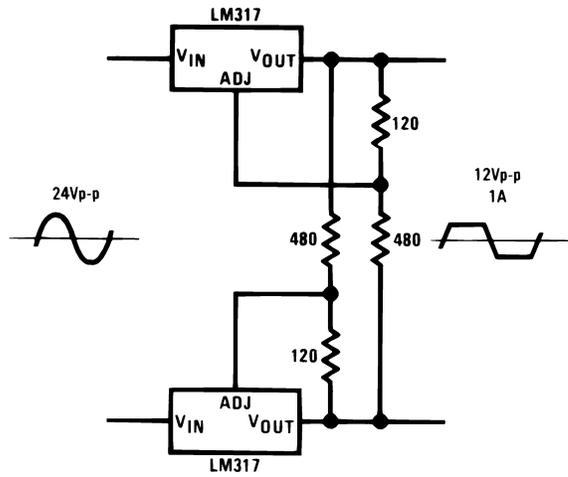
*All outputs within $\pm 100 \text{ mV}$

†Minimum load — 10 mA

00906324

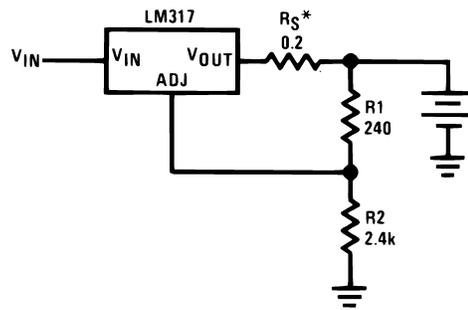
Typical Applications (Continued)

AC Voltage Regulator



00906325

12V Battery Charger

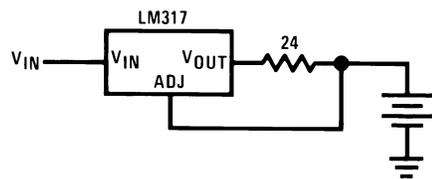


00906326

* R_S —sets output impedance of charger: $Z_{OUT} = R_S \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$

Use of R_S allows low charging rates with fully charged battery.

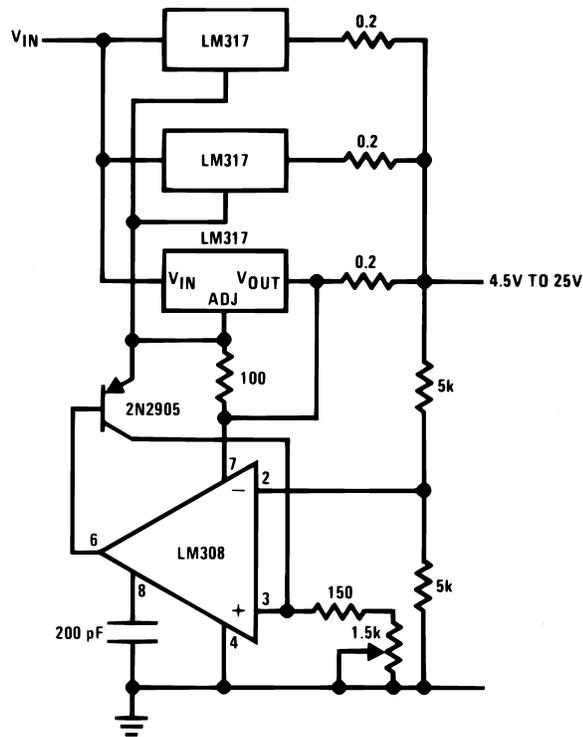
50mA Constant Current Battery Charger



00906327

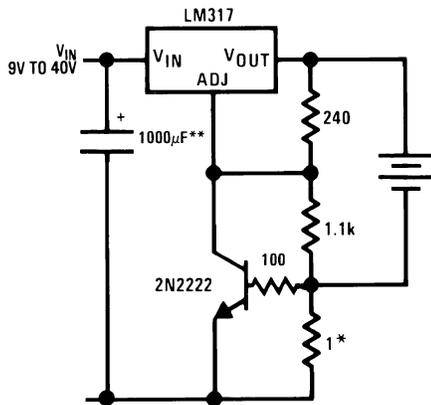
Typical Applications (Continued)

Adjustable 4A Regulator



00906328

Current Limited 6V Charger

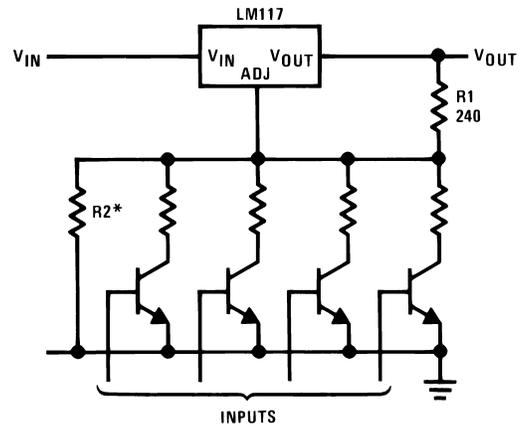


00906329

*Sets peak current (0.6A for 1Ω)

**The 1000µF is recommended to filter out input transients

Digitally Selected Outputs

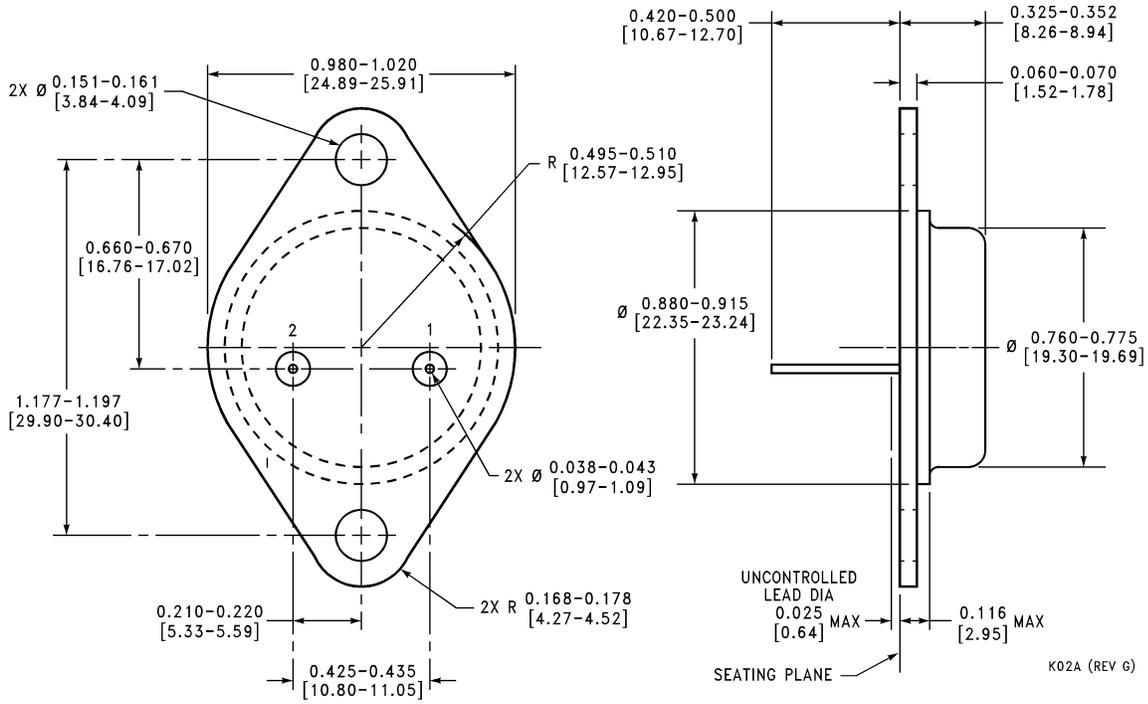


00906302

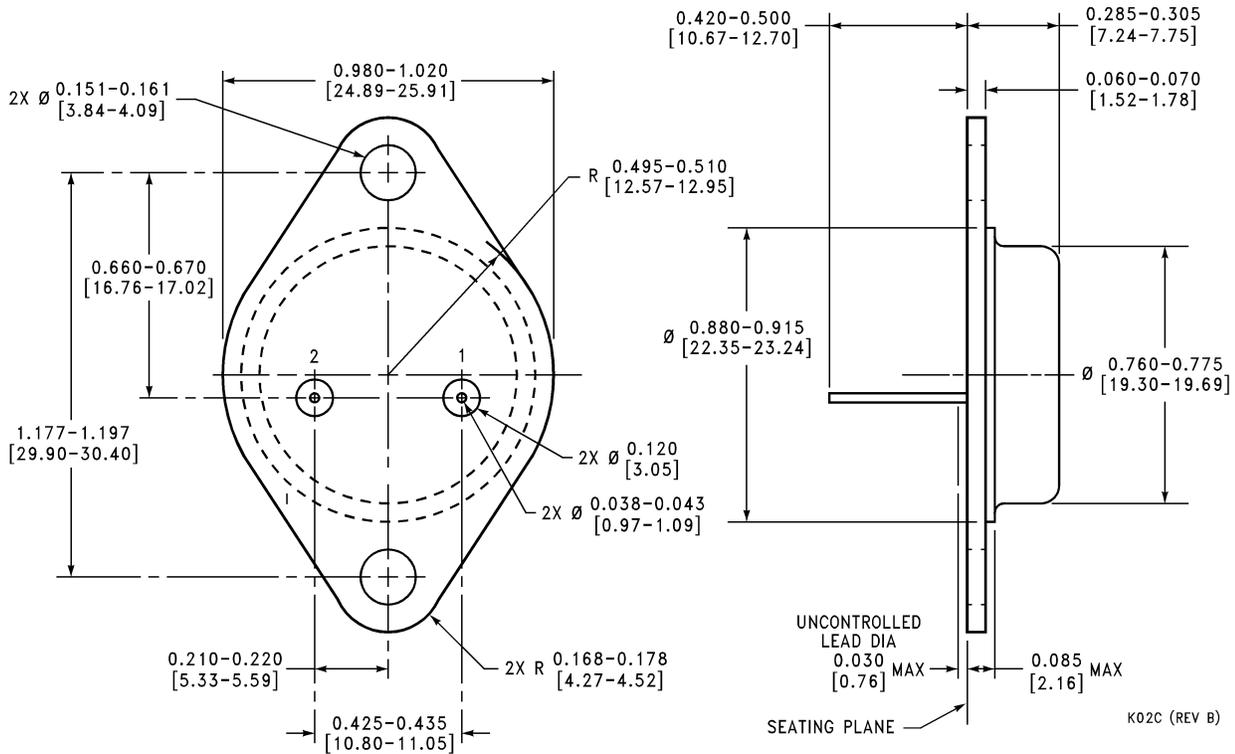
*Sets maximum V_{OUT}

Physical Dimensions inches (millimeters)

unless otherwise noted

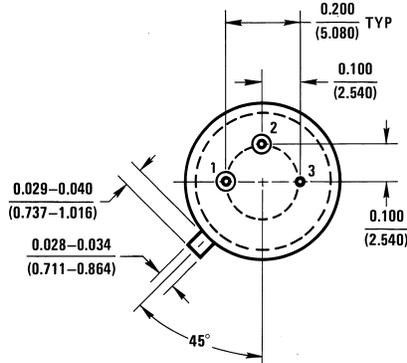
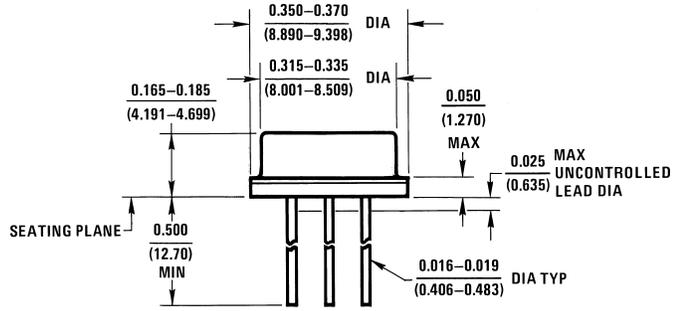


**TO-3 Metal Can Package (K)
NS Package Number K02A**



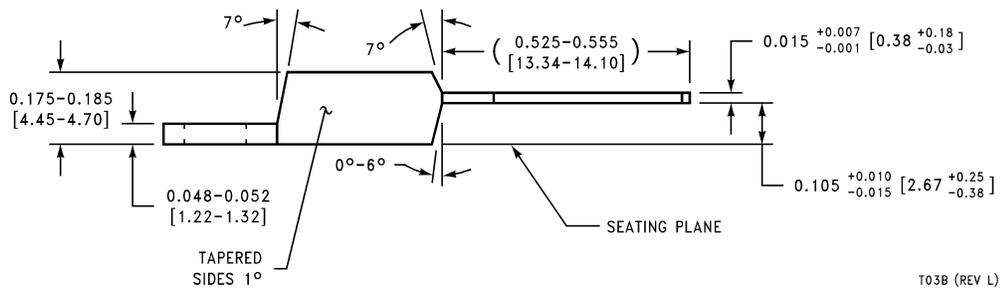
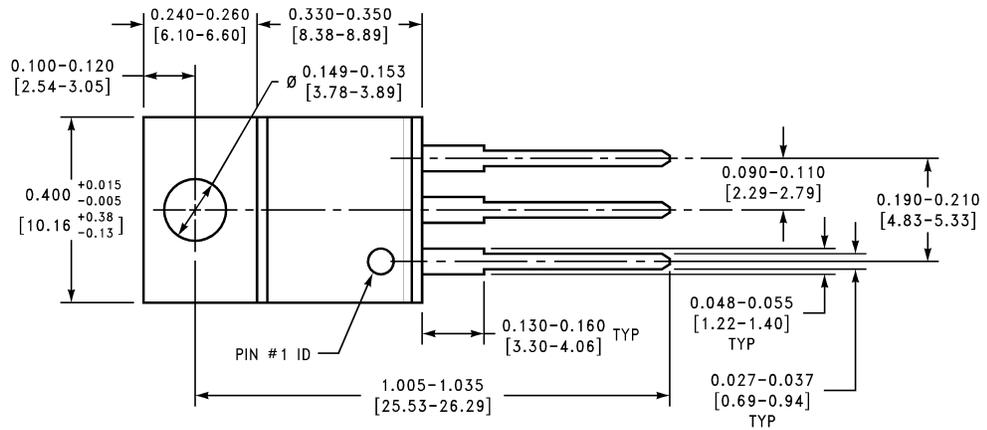
**TO-3 Metal Can Package (K)
Mil-Aero Product
NS Package Number K02C**

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



H03A (REV B)

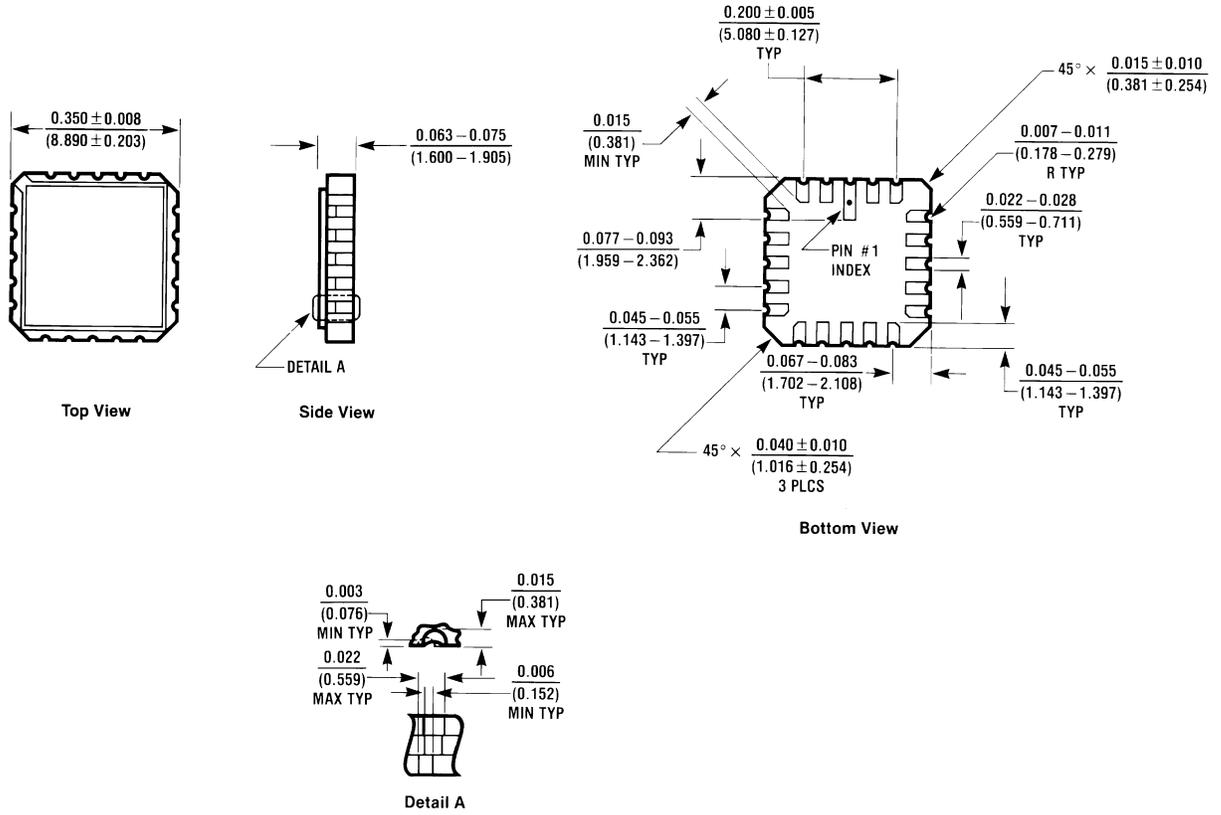
**(TO-39) Metal Can Package
 NS Package Number H03A**



T03B (REV L)

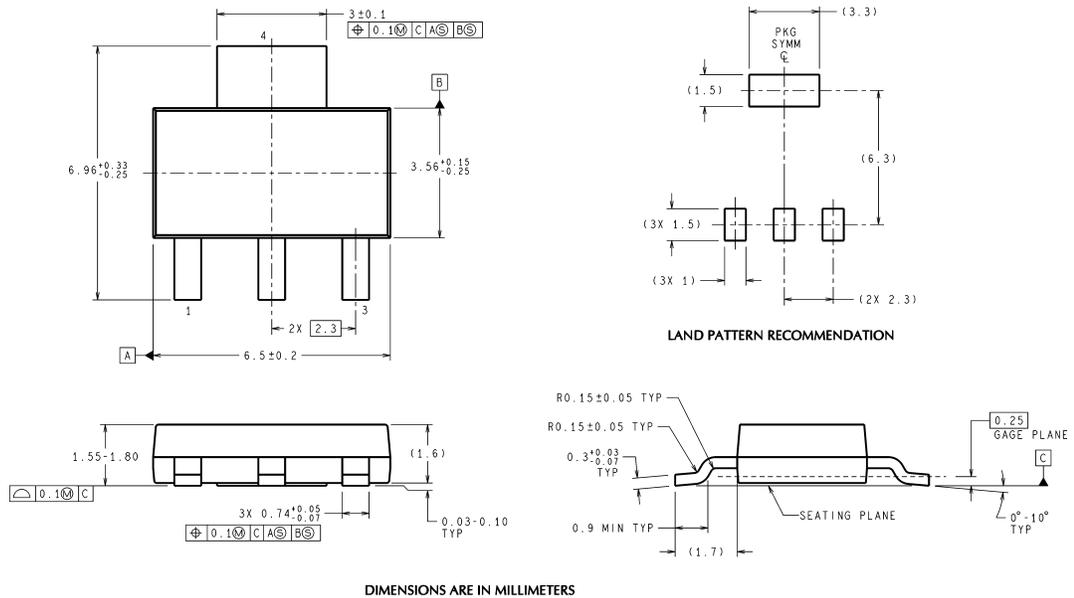
**3-Lead TO-220
 NS Package Number T03B**

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



E20A (REV D)

**Ceramic Leadless Chip Carrier
NS Package Number E20A**

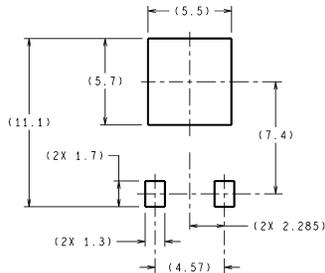


DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

MP04A (Rev B)

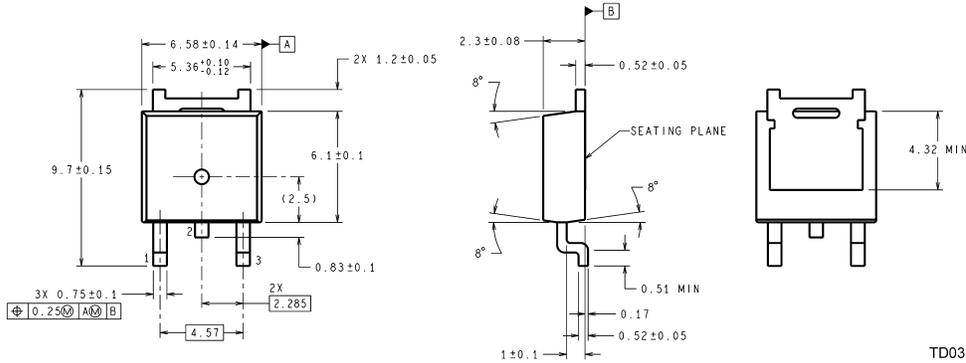
**4-Lead SOT-223
NS Package Number MP04A**

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

LAND PATTERN RECOMMENDATION



TD03B (Rev C)

**3-Lead D-Pack
NS Package Number TD03B**

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

BANNED SUBSTANCE COMPLIANCE

National Semiconductor certifies that the products and packing materials meet the provisions of the Customer Products Stewardship Specification (CSP-9-111C2) and the Banned Substances and Materials of Interest Specification (CSP-9-111S2) and contain no "Banned Substances" as defined in CSP-9-111S2.



National Semiconductor
Americas Customer
Support Center
Email: new.feedback@nsc.com
Tel: 1-800-272-9959

National Semiconductor
Europe Customer Support Center
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Support Center
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Customer Support Center
Fax: 81-3-5639-7507
Email: jpn.feedback@nsc.com
Tel: 81-3-5639-7560

www.national.com



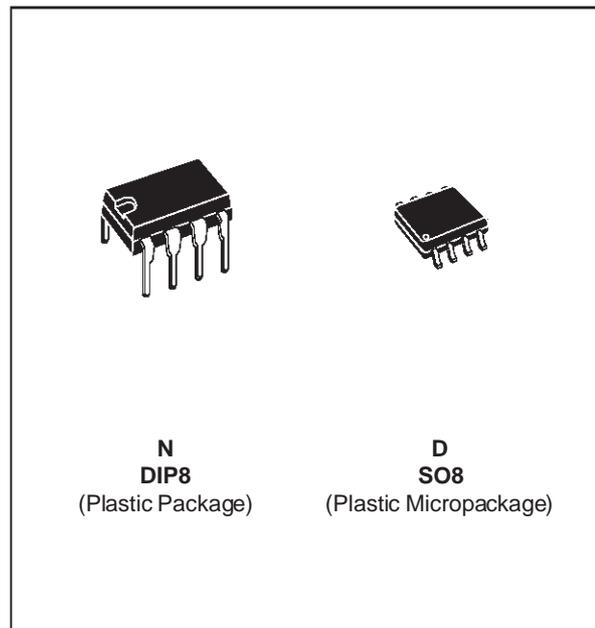
NE555 SA555 - SE555

GENERAL PURPOSE SINGLE BIPOLAR TIMERS

- LOW TURN OFF TIME
- MAXIMUM OPERATING FREQUENCY GREATER THAN 500kHz
- TIMING FROM MICROSECONDS TO HOURS
- OPERATES IN BOTH ASTABLE AND MONOSTABLE MODES
- HIGH OUTPUT CURRENT CAN SOURCE OR SINK 200mA
- ADJUSTABLE DUTY CYCLE
- TTL COMPATIBLE
- TEMPERATURE STABILITY OF 0.005% PER°C

DESCRIPTION

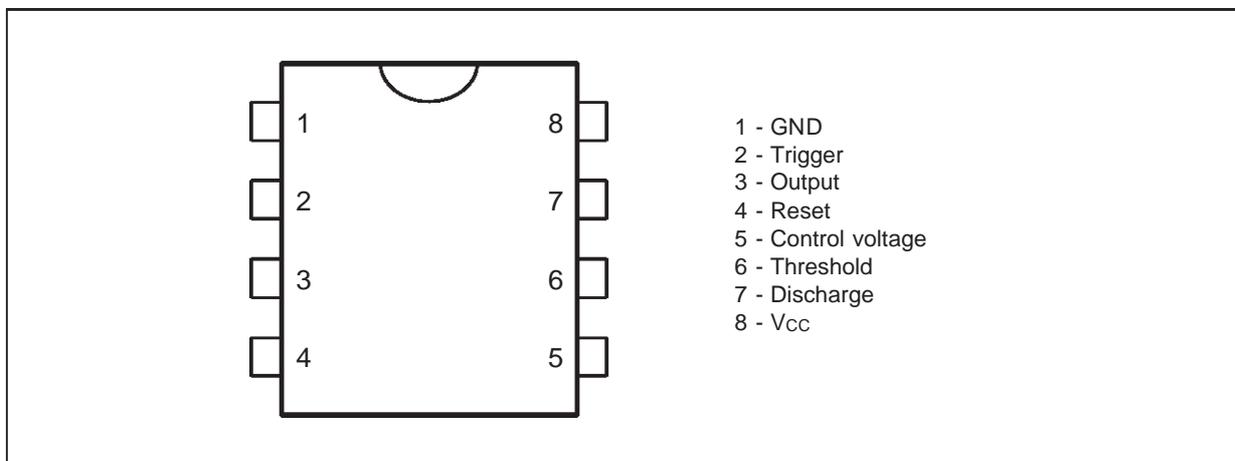
The NE555 monolithic timing circuit is a highly stable controller capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For a stable operation as an oscillator, the free running frequency and the duty cycle are both accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output structure can source or sink up to 200mA. The NE555 is available in plastic and ceramic minidip package and in a 8-lead micropackage and in metal can package version.



ORDER CODES

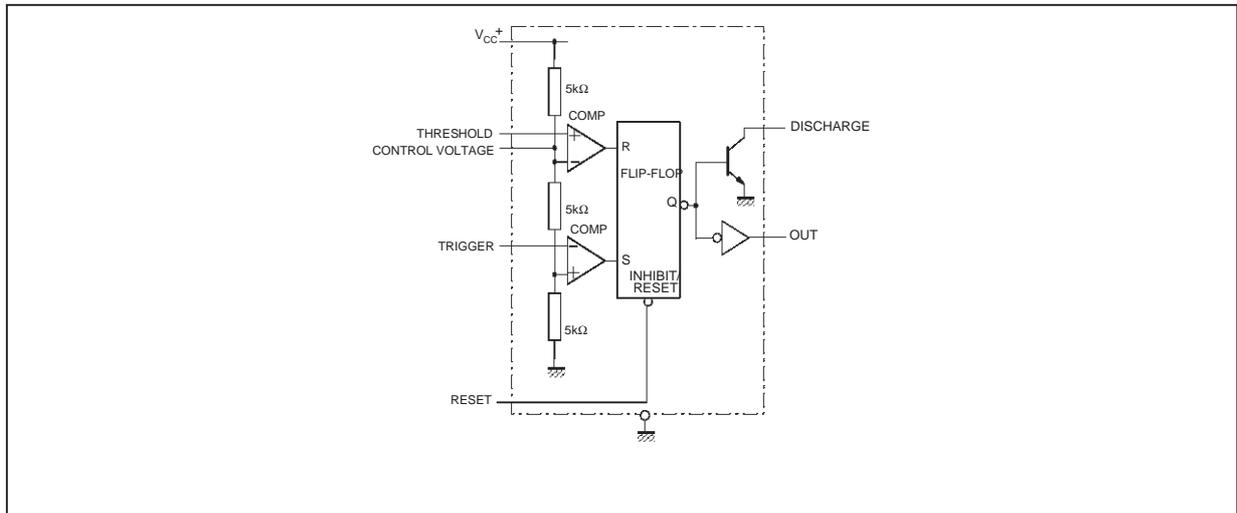
Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
NE555	0°C, 70°C	•	•
SA555	-40°C, 105°C	•	•
SE555	-55°C, 125°C	•	•

PIN CONNECTIONS (top view)

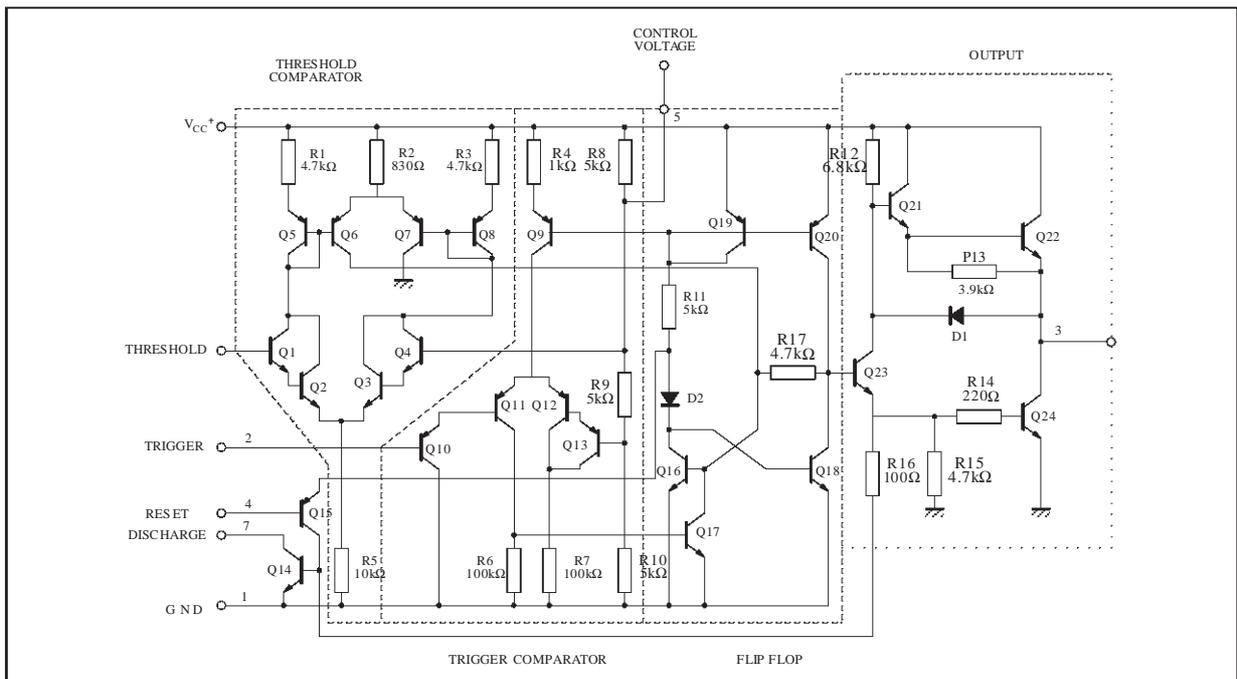


NE555/SA555/SE555

BLOCK DIAGRAM



SCHEMATIC DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V_{CC}	Supply Voltage	18	V	
T_{oper}	Operating Free Air Temperature Range	for NE555 for SA555 for SE555	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	°C
T_j	Junction Temperature	150	°C	
T_{stg}	Storage Temperature Range	-65 to 150	°C	

OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	SE555	NE555 - SA555	Unit
V_{CC}	Supply Voltage	4.5 to 18	4.5 to 18	V
V_{th} , V_{trig} , V_{cl} , V_{reset}	Maximum Input Voltage	V_{CC}	V_{CC}	V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ to $+15\text{V}$ (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	SE555			NE555 - SA555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
I_{CC}	Supply Current ($R_L = \infty$) (- note 1)							mA
	Low State $V_{CC} = +5\text{V}$		3	5		3	6	
	High State $V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		10 2	12		10 2	15	
	Timing Error (monostable) ($R_A = 2\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$) Initial Accuracy - (note 2) Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		0.5 30 0.05	2 100 0.2		1 50 0.1	3 3 0.5	% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
	Timing Error (astable) ($R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ to $100\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$, $V_{CC} = +15\text{V}$) Initial Accuracy - (note 2) Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		1.5 90 0.15			2.25 150 0.3		% ppm/ $^{\circ}\text{C}$ %/V
V_{CL}	Control Voltage level							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = +5\text{V}$	9.6 2.9	10 3.33	10.4 3.8	9 2.6	10 3.33	11 4	
V_{th}	Threshold Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = +5\text{V}$	9.4 2.7	10 3.33	10.6 4	8.8 2.4	10 3.33	11.2 4.2	
I_{th}	Threshold Current - (note 3)		0.1	0.25		0.1	0.25	μA
V_{trig}	Trigger Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$ $V_{CC} = +5\text{V}$	4.8 1.45	5 1.67	5.2 1.9	4.5 1.1	5 1.67	5.6 2.2	
I_{trig}	Trigger Current ($V_{trig} = 0\text{V}$)		0.5	0.9		0.5	2.0	μA
V_{reset}	Reset Voltage - (note 4)	0.4	0.7	1	0.4	0.7	1	V
I_{reset}	Reset Current							mA
	$V_{reset} = +0.4\text{V}$ $V_{reset} = 0\text{V}$		0.1 0.4	0.4 1		0.1 0.4	0.4 1.5	
V_{OL}	Low Level Output Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$, $I_{O(sink)} = 10\text{mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	
	$I_{O(sink)} = 50\text{mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	
	$I_{O(sink)} = 100\text{mA}$		2	2.2		2	2.5	
	$I_{O(sink)} = 200\text{mA}$		2.5			2.5		
	$V_{CC} = +5\text{V}$, $I_{O(sink)} = 8\text{mA}$ $I_{O(sink)} = 5\text{mA}$		0.1 0.05	0.25 0.2		0.3 0.25	0.4 0.35	
V_{OH}	High Level Output Voltage							V
	$V_{CC} = +15\text{V}$, $I_{O(source)} = 200\text{mA}$		13	12.5		12.5		
	$I_{O(source)} = 100\text{mA}$ $V_{CC} = +5\text{V}$, $I_{O(source)} = 100\text{mA}$		3	3.3		3.3		

- Notes :**
- Supply current when output is high is typically 1mA less.
 - Tested at $V_{CC} = +5\text{V}$ and $V_{CC} = +15\text{V}$.
 - This will determine the maximum value of $R_A + R_B$ for +15V operation the max total is $R = 20\text{M}\Omega$ and for 5V operation the max total $R = 3.5\text{M}\Omega$.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	SE555			NE555 - SA555			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$I_{dis(off)}$	Discharge Pin Leakage Current (output high) ($V_{dis} = 10V$)		20	100		20	100	nA
$V_{dis(sat)}$	Discharge pin Saturation Voltage (output low) - (note 5) $V_{CC} = +15V, I_{dis} = 15mA$ $V_{CC} = +5V, I_{dis} = 4.5mA$		180 80	480 200		180 80	480 200	mV
t_r t_f	Output Rise Time Output Fall Time		100 100	200 200		100 100	300 300	ns
t_{off}	Turn off Time - (note 6) ($V_{reset} = V_{CC}$)		0.5			0.5		μs

Notes : 5. No protection against excessive Pin 7 current is necessary, providing the package dissipation rating will not be exceeded.
6. Time measured from a positive going input pulse from 0 to $0.8 \times V_{CC}$ into the threshold to the drop from high to low of the output trigger is tied to treshold.

Figure 1 : Minimum Pulse Width Required for Trigring

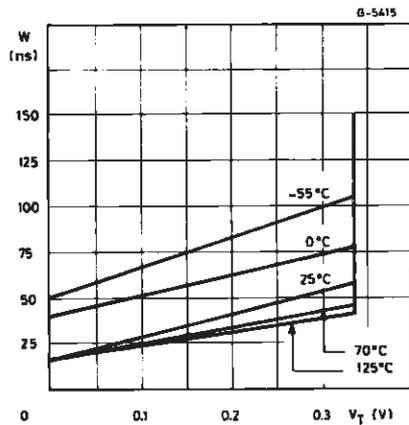


Figure 2 : Supply Current versus Supply Voltage

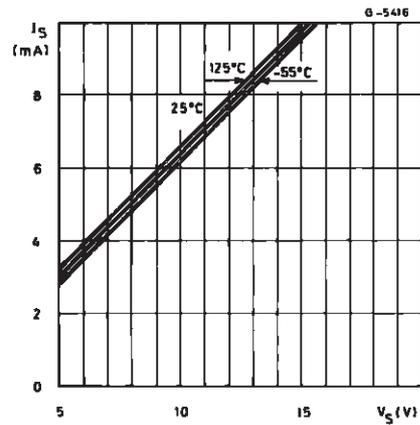


Figure 3 : Delay Time versus Temperature

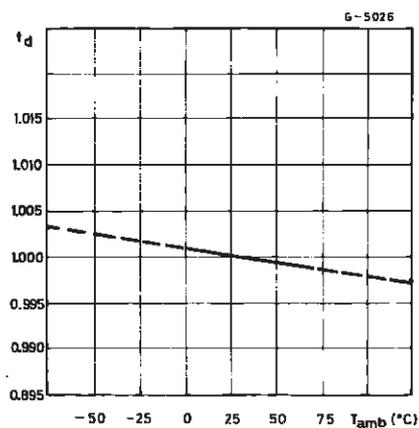


Figure 4 : Low Output Voltage versus Output Sink Current

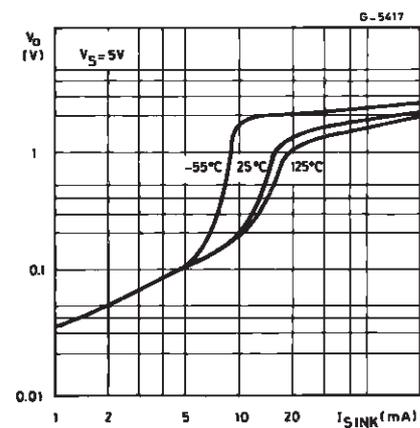


Figure 5 : Low Output Voltage versus Output Sink Current

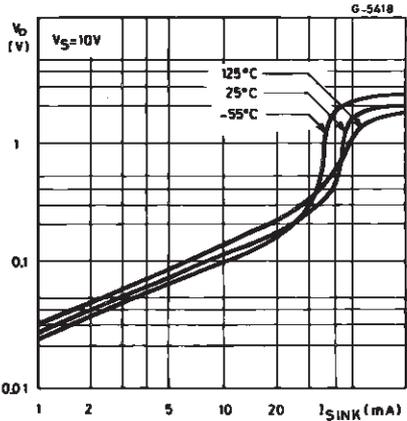


Figure 6 : Low Output Voltage versus Output Sink Current

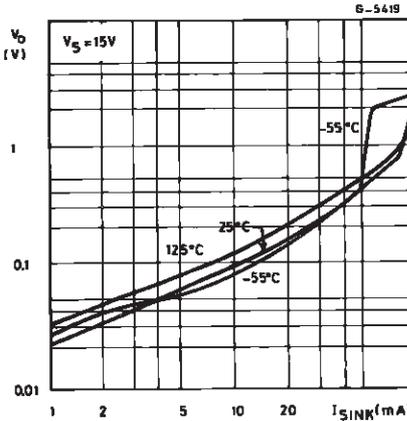


Figure 7 : High Output Voltage Drop versus Output

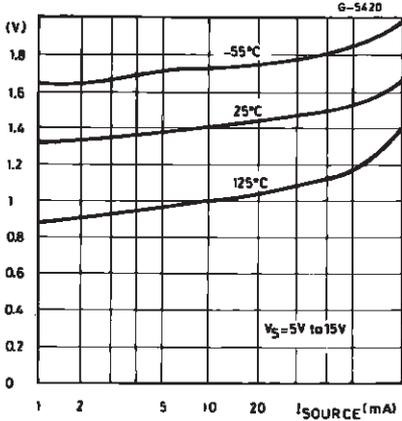


Figure 8 : Delay Time versus Supply Voltage

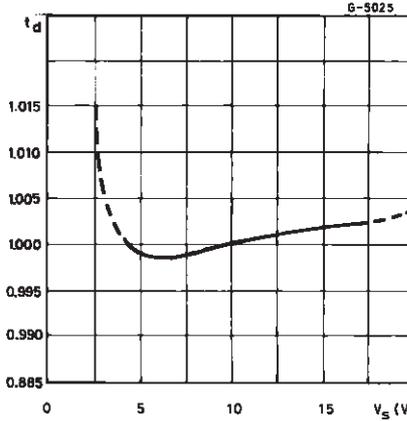
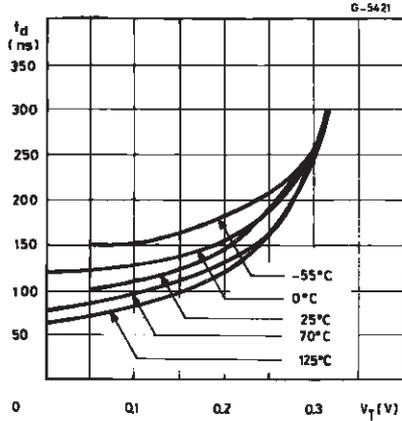


Figure 9 : Propagation Delay versus Voltage Level of Trigger Value

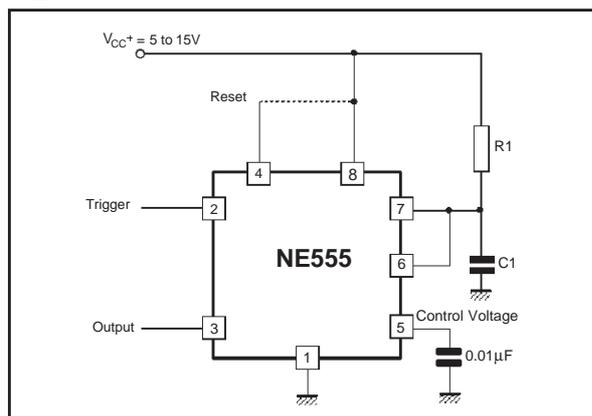


APPLICATION INFORMATION

MONOSTABLE OPERATION

In the monostable mode, the timer functions as a one-shot. Referring to figure 10 the external capacitor is initially held discharged by a transistor inside the timer.

Figure 10



The circuit triggers on a negative-going input signal when the level reaches $1/3 V_{cc}$. Once triggered, the circuit remains in this state until the set time has elapsed, even if it is triggered again during this interval. The duration of the output HIGH state is given by $t = 1.1 R_1 C_1$ and is easily determined by figure 12.

Notice that since the charge rate and the threshold level of the comparator are both directly proportional to supply voltage, the timing interval is independent of supply. Applying a negative pulse simultaneously to the reset terminal (pin 4) and the trigger terminal (pin 2) during the timing cycle discharges the external capacitor and causes the cycle to start over. The timing cycle now starts on the positive edge of the reset pulse. During the time the reset pulse is applied, the output is driven to its LOW state.

When a negative trigger pulse is applied to pin 2, the flip-flop is set, releasing the short circuit across the external capacitor and driving the output HIGH. The voltage across the capacitor increases exponentially with the time constant $\tau = R_1 C_1$. When the voltage across the capacitor equals $2/3 V_{cc}$, the comparator resets the flip-flop which then discharge the capacitor rapidly and drives the output to its LOW state.

Figure 11 shows the actual waveforms generated in this mode of operation.

When Reset is not used, it should be tied high to avoid any possibly or false triggering.

Figure 11

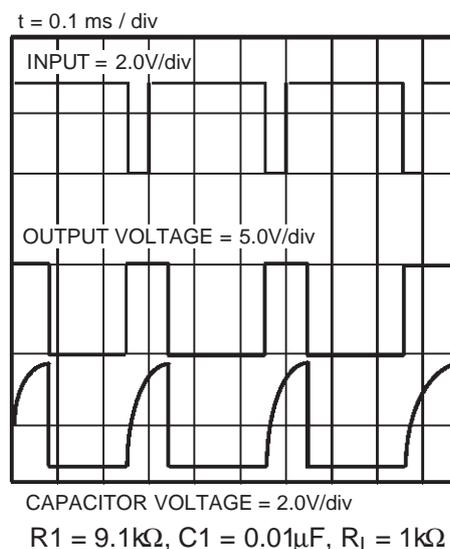
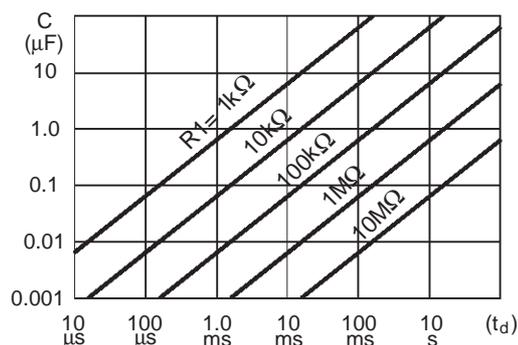


Figure 12



ASTABLE OPERATION

When the circuit is connected as shown in figure 13 (pin 2 and 6 connected) it triggers itself and free runs as a multivibrator. The external capacitor charges through R_1 and R_2 and discharges through R_2 only. Thus the duty cycle may be precisely set by the ratio of these two resistors.

In the astable mode of operation, C_1 charges and discharges between $1/3 V_{cc}$ and $2/3 V_{cc}$. As in the triggered mode, the charge and discharge times and therefore frequency are independent of the supply voltage.

Figure 13

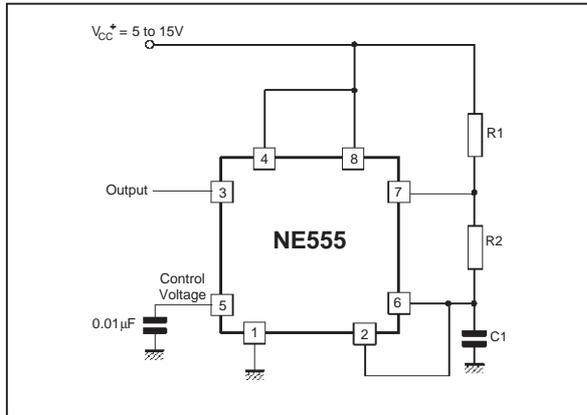


Figure 14 shows actual waveforms generated in this mode of operation.

The charge time (output HIGH) is given by :

$$t_1 = 0.693 (R_1 + R_2) C_1$$

and the discharge time (output LOW) by :

$$t_2 = 0.693 (R_2) C_1$$

Thus the total period T is given by :

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_1 + 2R_2) C_1$$

The frequency of oscillation is then :

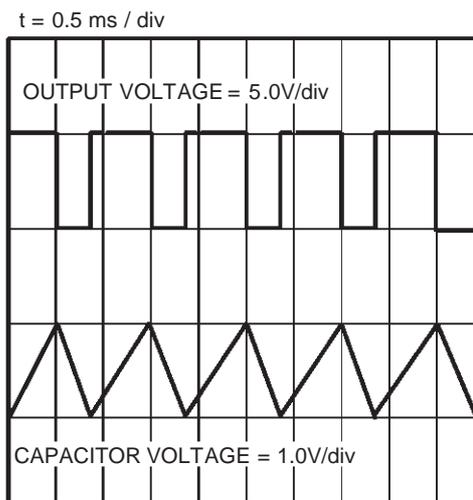
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_1 + 2R_2) C_1}$$

and may be easily found by figure 15.

The duty cycle is given by :

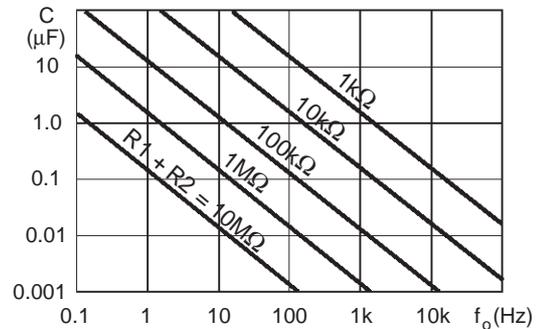
$$D = \frac{R_2}{R_1 + 2R_2}$$

Figure 14



$R_1 = R_2 = 4.8k\Omega$, $C_1 = 0.1\mu F$, $R_L = 1k\Omega$

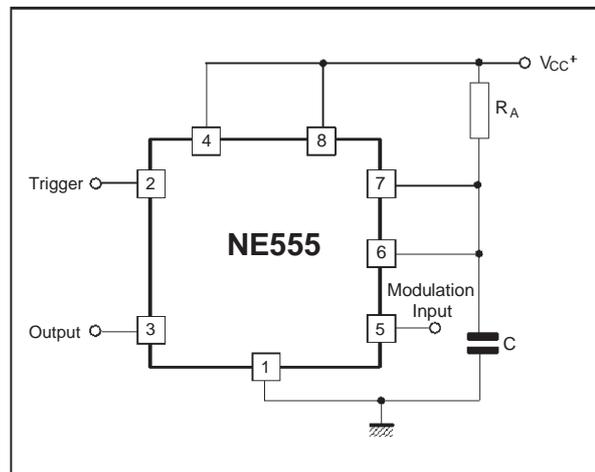
Figure 15 : Free Running Frequency versus R_1 , R_2 and C_1



PULSE WIDTH MODULATOR

When the timer is connected in the monostable mode and triggered with a continuous pulse train, the output pulse width can be modulated by a signal applied to pin 5. Figure 16 shows the circuit.

Figure 16 : Pulse Width Modulator.



LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 17 shows a circuit configuration that will perform this function.

Figure 17.

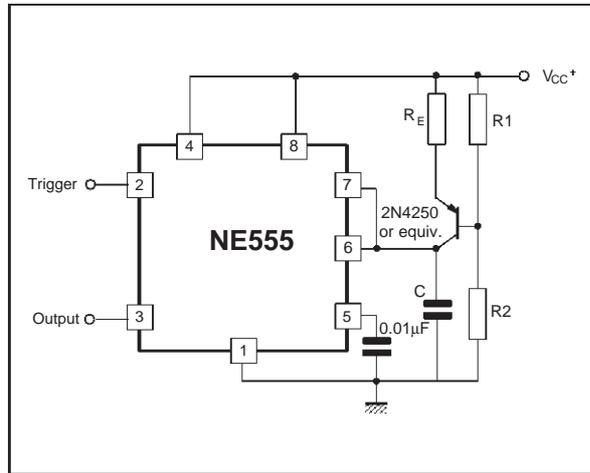
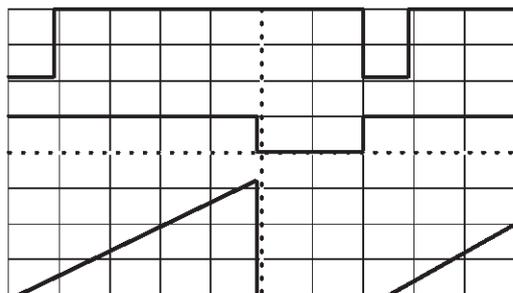


Figure 18 shows waveforms generated by the linear ramp.

The time interval is given by :

$$T = \frac{(2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C)}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)} \quad V_{BE} = 0.6V$$

Figure 18 : Linear Ramp.



$V_{CC} = 5V$
 Time = 20µs/DIV
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 2.7k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

Top trace : input 3V/DIV
 Middle trace : output 5V/DIV
 Bottom trace : output 5V/DIV
 Bottom trace : capacitor voltage 1V/DIV

50% DUTY CYCLE OSCILLATOR

For a 50% duty cycle the resistors R_A and R_E may be connected as in figure 19. The time period for the output high is the same as previous,

$$t_1 = 0.693 R_A C.$$

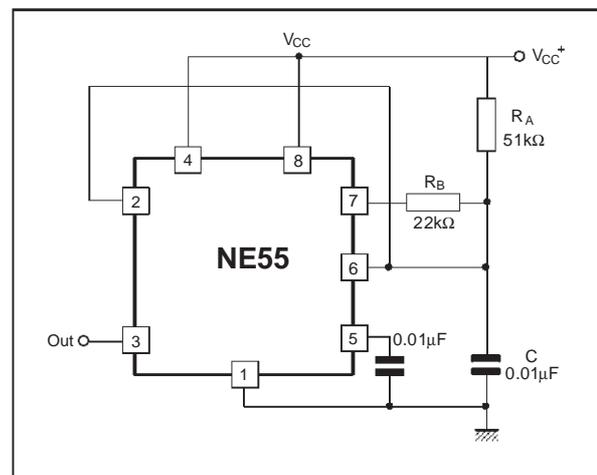
For the output low it is $t_2 =$

$$[(R_A R_B)/(R_A + R_B)] \text{CLn} \left[\frac{R_B - 2R_A}{2R_B - R_A} \right]$$

Thus the frequency of oscillation is $f = \frac{1}{t_1 + t_2}$

Note that this circuit will not oscillate if R_B is greater

Figure 19 : 50% Duty Cycle Oscillator.

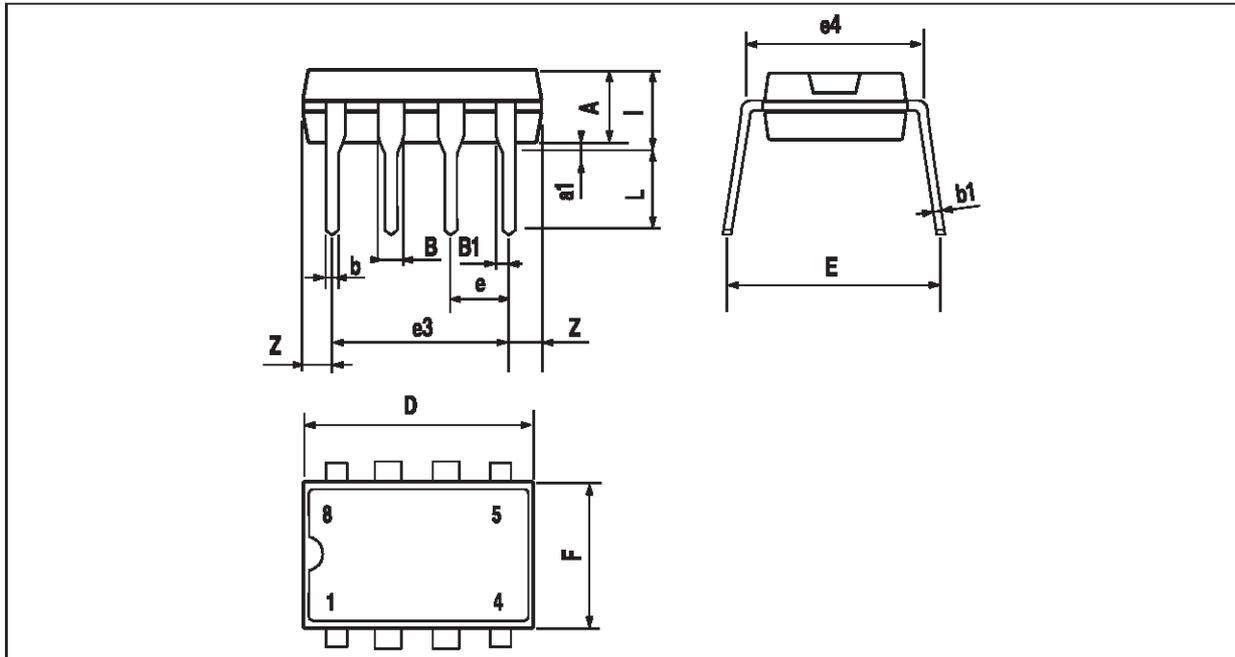


than $1/2 R_A$ because the junction of R_A and R_B cannot bring pin 2 down to $1/3 V_{CC}$ and trigger the lower comparator.

ADDITIONAL INFORMATION

Adequate power supply bypassing is necessary to protect associated circuitry. Minimum recommended is 0.1µF in parallel with 1µF electrolytic.

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC DIP

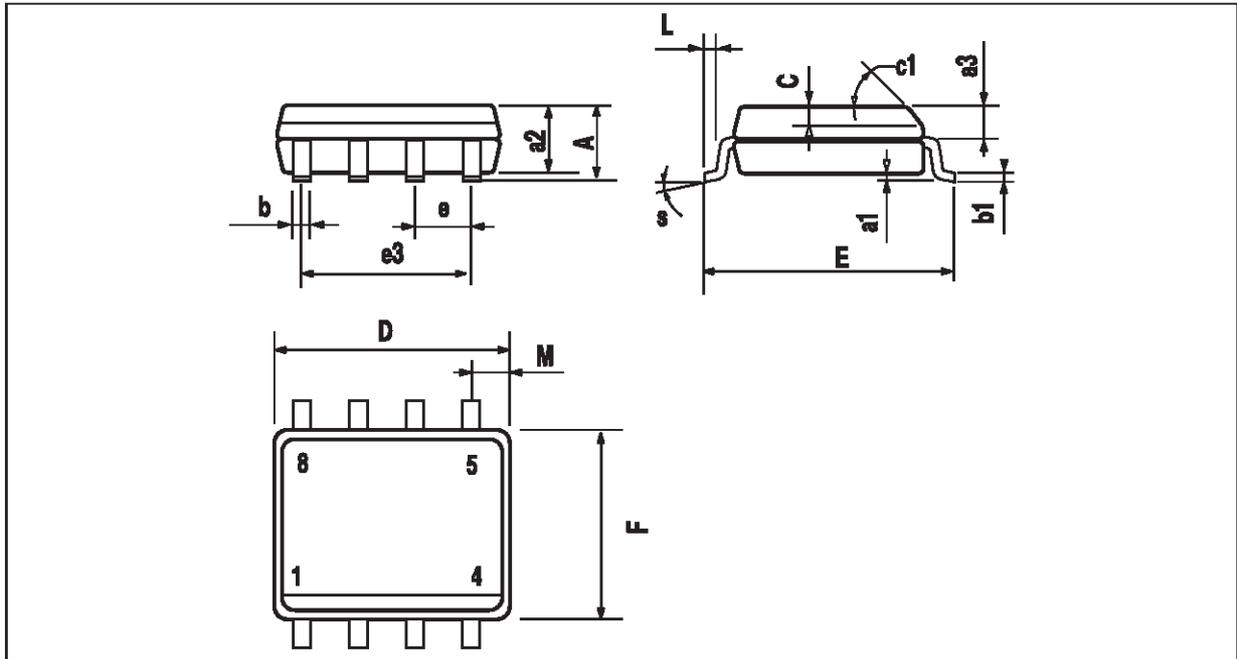


PM-DIP8.EFS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
i			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

DIP8.TBL

PACKAGE MECHANICAL DATA
8 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



PM-S08.EPS

Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

SO8.TBL

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco
The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

ORDER CODE :

CD4017BC • CD4022BC

Decade Counter/Divider with 10 Decoded Outputs • Divide-by-8 Counter/Divider with 8 Decoded Outputs

General Description

The CD4017BC is a 5-stage divide-by-10 Johnson counter with 10 decoded outputs and a carry out bit.

The CD4022BC is a 4-stage divide-by-8 Johnson counter with 8 decoded outputs and a carry out bit.

These counters are cleared to their zero count by a logical "1" on their reset line. These counters are advanced on the positive edge of the clock signal when the clock enable signal is in the logical "0" state.

The configuration of the CD4017BC and CD4022BC permits medium speed operation and assures a hazard free counting sequence. The 10/8 decoded outputs are normally in the logical "0" state and go to the logical "1" state only at their respective time slot. Each decoded output remains high for 1 full clock cycle. The carry-out signal completes a full cycle for every 10/8 clock input cycles and is used as a ripple carry signal to any succeeding stages.

Features

- Wide supply voltage range: 3.0V to 15V
- High noise immunity: $0.45 V_{DD}$ (typ.)
- Low power Fan out of 2 driving 74L TTL compatibility: or 1 driving 74LS
- Medium speed operation: 5.0 MHz (typ.) with $10V V_{DD}$
- Low power: 10 μ W (typ.)
- Fully static operation

Applications

- Automotive
- Instrumentation
- Medical electronics
- Alarm systems
- Industrial electronics
- Remote metering

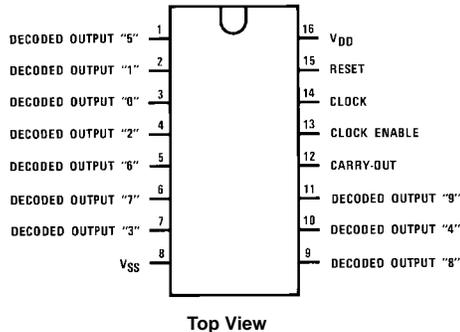
Ordering Code:

Order Number	Package Number	Package Description
CD4017BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4017BCSJ	M16D	16-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
CD4017BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide
CD4022BCM	M16A	16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
CD4022BCN	N16E	16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-001, 0.300" Wide

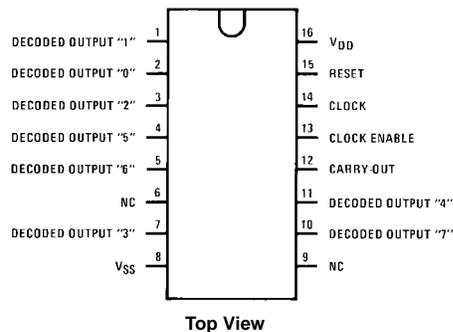
Devices also available in Tape and Reel. Specify by appending the suffix letter "X" to the ordering code.

Connection Diagrams

Pin Assignments for DIP, SOIC and SOP
CD4017B



Pin Assignments for DIP and SOIC
CD4022B



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

(Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	-0.5 V_{DC} to +18 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	-0.5 V_{DC} to V_{DD} +0.5 V_{DC}
Storage Temperature (T_S)	-65°C to +150°C
Power Dissipation (P_D)	
Dual-In-Line	700 mW
Small Outline	500 mW
Lead Temperature (T_L)	
(Soldering, 10 seconds)	260°C

Recommended Operating Conditions (Note 2)

DC Supply Voltage (V_{DD})	+3 V_{DC} to +15 V_{DC}
Input Voltage (V_{IN})	0 to V_{DD} V_{DC}
Operating Temperature Range (T_A)	-40°C to +85°C

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed, they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Recommended Operating Conditions" and "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: $V_{SS} = 0V$ unless otherwise specified.

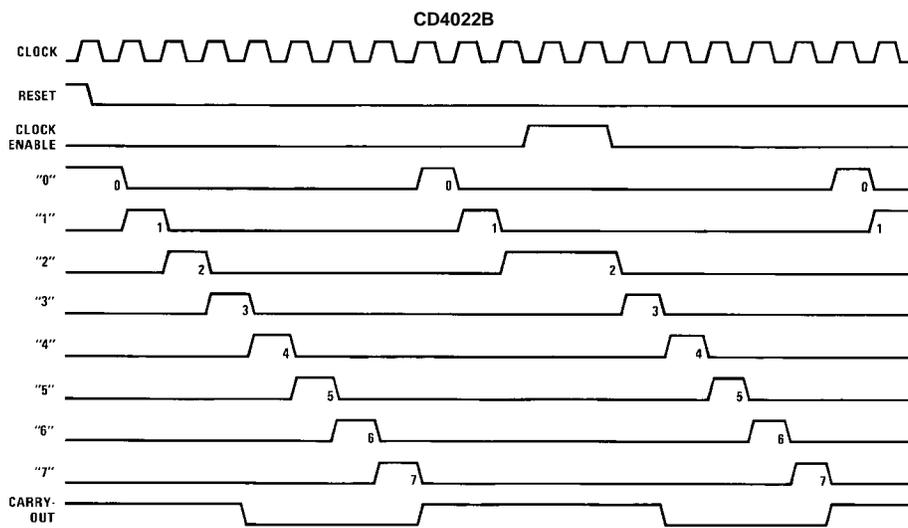
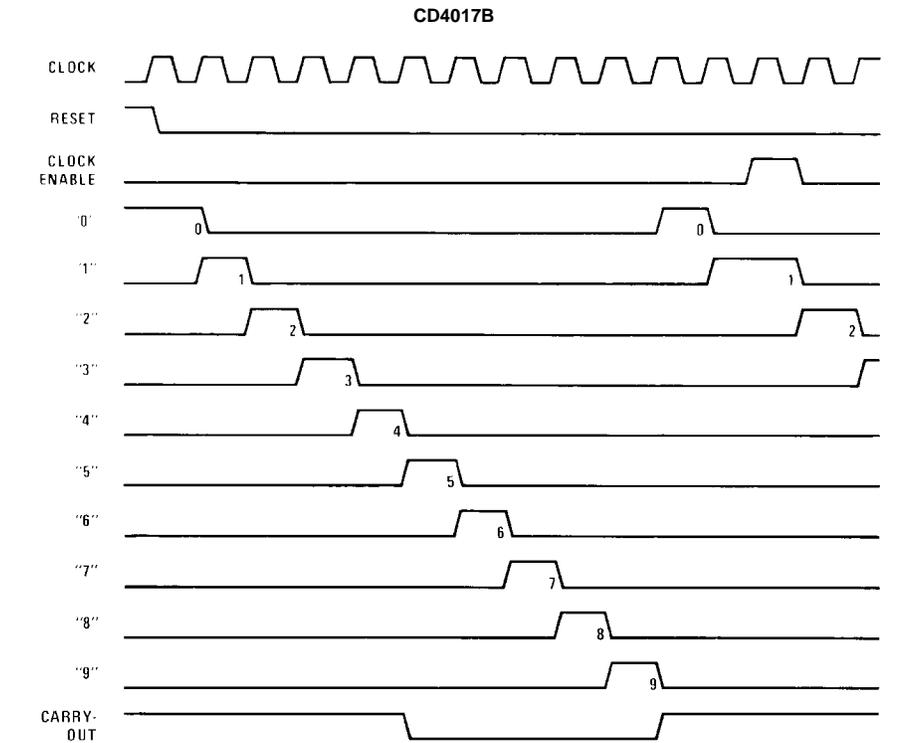
DC Electrical Characteristics (Note 2)

Symbol	Parameter	Conditions	-40°C		+25°			+85°C		Units
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
I_{DD}	Quiescent Device Current	$V_{DD} = 5V$		20		0.5	20		150	μA
		$V_{DD} = 10V$		40		1.0	40		300	μA
		$V_{DD} = 15V$		80		5.0	80		600	μA
V_{OL}	LOW Level Output Voltage	$ I_{OL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 10V$		0.05		0	0.05		0.05	V
		$V_{DD} = 15V$		0.05		0	0.05		0.05	V
V_{OH}	HIGH Level Output Voltage	$ I_{OL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V$	4.95		4.95	5		4.95		V
		$V_{DD} = 10V$	9.95		9.95	10		9.95		V
		$V_{DD} = 15V$	14.95		14.95	15		14.95		V
V_{IL}	LOW Level Input Voltage	$ I_{OL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$		1.5			1.5		1.5	V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$		3.0			3.0		3.0	V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$		4.0			4.0		4.0	V
V_{IH}	HIGH Level Input Voltage	$ I_{OL} < 1.0 \mu A$								
		$V_{DD} = 5V, V_O = 0.5V$ or $4.5V$	3.5		3.5			3.5		V
		$V_{DD} = 10V, V_O = 1.0V$ or $9.0V$	7.0		7.0			7.0		V
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$ or $13.5V$	11.0		11.0			11.0		V
I_{OL}	LOW Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 0.4V$	0.52		0.44	0.88		0.36		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 0.5V$	1.3		1.1	2.25		0.9		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 1.5V$	3.6		3.0	8.8		2.4		mA
I_{OH}	HIGH Level Output Current (Note 3)	$V_{DD} = 5V, V_O = 4.6V$	-0.2		-0.16	-0.36		-0.12		mA
		$V_{DD} = 10V, V_O = 9.5V$	-0.5		-0.4	-0.9		-0.3		mA
		$V_{DD} = 15V, V_O = 13.5V$	-1.4		-1.2	-3.5		-1.0		mA
I_{IN}	Input Current	$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 0V$		-0.3		-10^{-5}	-0.3		-1.0	μA
		$V_{DD} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.3		10^{-5}	0.3		1.0	μA

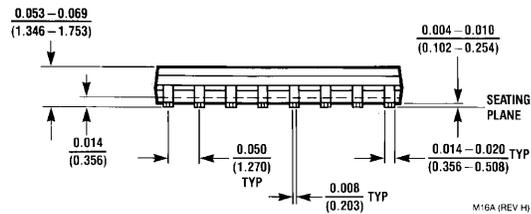
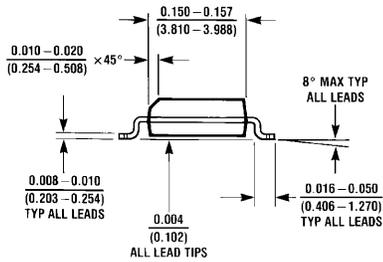
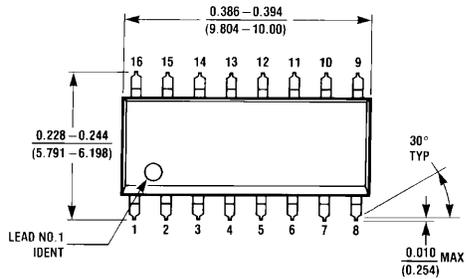
Note 3: I_{OL} and I_{OH} are tested one output at a time.

AC Electrical Characteristics (Note 4)							
T _A = 25°C, C _L = 50 pF, R _L = 200k, t _{rCL} and t _{fCL} = 20 ns, unless otherwise specified							
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
CLOCK OPERATION							
t _{PHL} , t _{PLH}	Propagation Delay Time Carry Out Line	V _{DD} = 5V		415	800	ns	
		V _{DD} = 10V		160	320	ns	
		V _{DD} = 15V		130	250	ns	
	Carry Out Line	V _{DD} = 5V	C _L = 15 pF	240	480	ns	
		V _{DD} = 10V		85	170	ns	
		V _{DD} = 15V		70	140	ns	
	Decode Out Lines	V _{DD} = 5V		500	1000	ns	
		V _{DD} = 10V		200	400	ns	
		V _{DD} = 15V		160	320	ns	
t _{TLH} , t _{THL}	Transition Time Carry Out and Decode Out Lines	t _{TLH}	V _{DD} = 5V		200	360	ns
			V _{DD} = 10V		100	180	ns
			V _{DD} = 15V		80	130	ns
		t _{THL}	V _{DD} = 5V		100	200	ns
		V _{DD} = 10V		50	100	ns	
		V _{DD} = 15V		40	80	ns	
f _{CL}	Maximum Clock Frequency	V _{DD} = 5V	Measured with Respect to Carry Output Line	1.0	2		MHz
		V _{DD} = 10V		2.5	5		MHz
		V _{DD} = 15V		3.0	6		MHz
t _{WL} , t _{WH}	Minimum Clock Pulse Width	V _{DD} = 5V		125	250	ns	
		V _{DD} = 10V		45	90	ns	
		V _{DD} = 15V		35	70	ns	
t _{rCL} , t _{fCL}	Clock Rise and Fall Time	V _{DD} = 5V			20	μs	
		V _{DD} = 10V			15	μs	
		V _{DD} = 15V			5	μs	
t _{SU}	Minimum Clock Inhibit Data Setup Time	V _{DD} = 5V		120	240	ns	
		V _{DD} = 10V		40	80	ns	
		V _{DD} = 15V		32	65	ns	
C _{IN}	Average Input Capacitance			5	7.5	pF	
Note 4: AC Parameters are guaranteed by DC correlated testing.							
AC Electrical Characteristics (Note 4)							
T _A = 25°C, C _L = 50 pF, R _L = 200k, t _{rCL} and t _{fCL} = 20 ns, unless otherwise specified							
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
RESET OPERATION							
t _{PHL} , t _{PLH}	Propagation Delay Time Carry Out Line	V _{DD} = 5V		415	800	ns	
		V _{DD} = 10V		160	320	ns	
		V _{DD} = 15V		130	250	ns	
	Carry Out Line	V _{DD} = 5V	C _L = 15 pF	240	480	ns	
		V _{DD} = 10V		85	170	ns	
		V _{DD} = 15V		70	140	ns	
Decode Out Lines	V _{DD} = 5V		500	1000	ns		
	V _{DD} = 10V		200	400	ns		
	V _{DD} = 15V		160	320	ns		
t _W	Minimum Reset Pulse Width	V _{DD} = 5V		200	400	ns	
		V _{DD} = 10V		70	140	ns	
		V _{DD} = 15V		55	110	ns	
t _{REM}	Minimum Reset Removal Time	V _{DD} = 5V		75	150	ns	
		V _{DD} = 10V		30	60	ns	
		V _{DD} = 15V		25	50	ns	

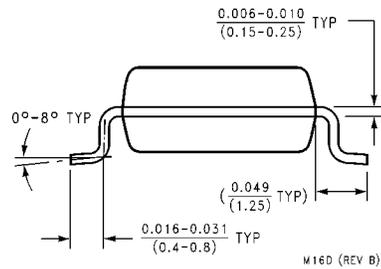
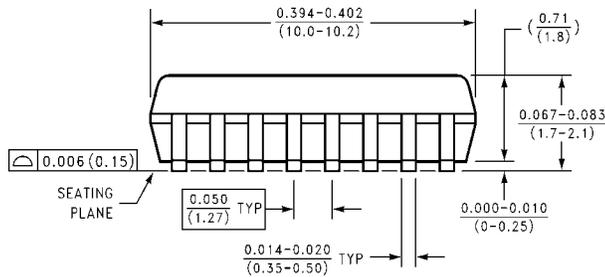
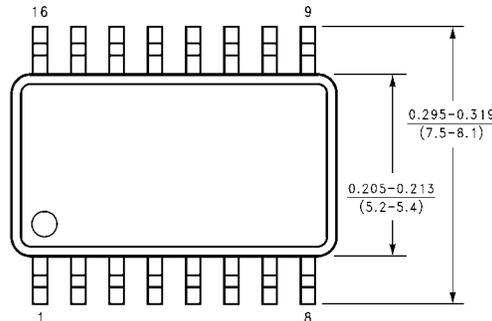
Timing Diagrams



Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted

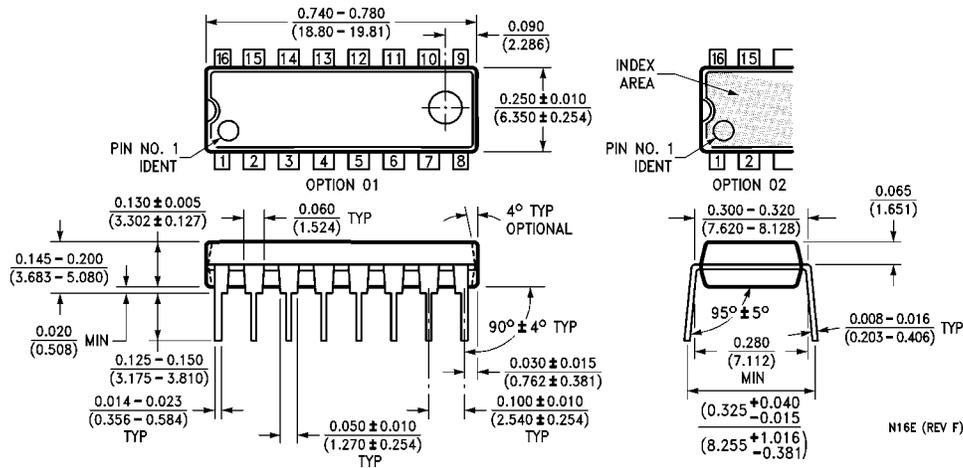


**16-Lead Small Outline Integrated Circuit (SOIC), JEDEC MS-012, 0.150" Narrow
Package Number M16A**



**16-Lead Small Outline Package (SOP), EIAJ TYPE II, 5.3mm Wide
Package Number M16D**

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**16-Lead Plastic Dual-In-Line Package (PDIP), JEDEC MS-1, 0.300" Wide
 Package Number N16E**

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

- Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
- A critical component in any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

www.fairchildsemi.com



IRF830

N - CHANNEL 500V - 1.35Ω - 4.5A - TO-220 PowerMESH MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRF830	500 V	< 1.5 Ω	4.5 A

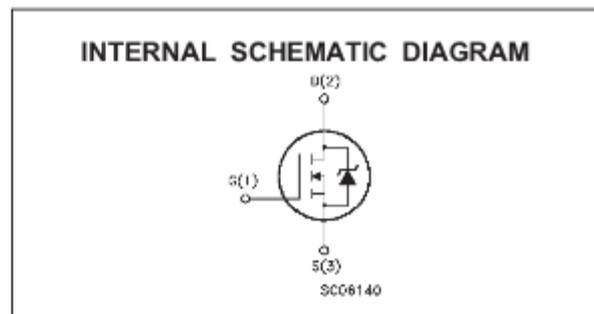
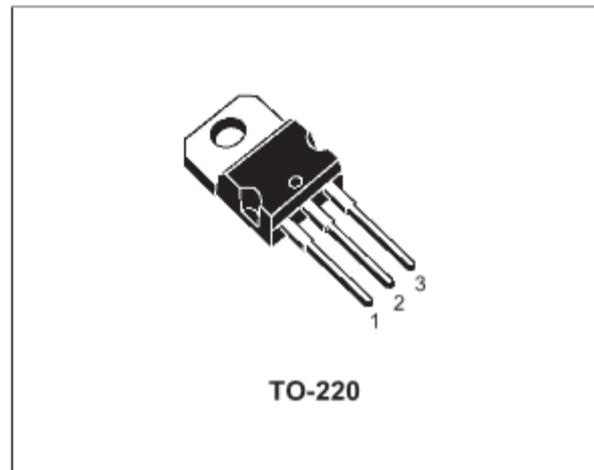
- TYPICAL R_{DS(on)} = 1.35 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVER



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain- gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	4.5	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	2.9	A
I _{DM(∞)}	Drain Current (pulsed)	18	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	100	W
	Derating Factor	0.8	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(∞) Pulse width limited by safe operating area

(1) I_{SD} 4.5A, di/dt 75 A/μs, V_{DD} V_{(BR)DSS}, T_j T_{JMAX}

First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet