

OFPPT

ROYAUME DU MAROC

مكتب التكوين المهني وإنعاش الشغل

Office de la Formation Professionnelle et de la Promotion du Travail

DIRECTION RECHERCHE ET INGENIERIE DE FORMATION

**RESUME THEORIQUE
&
GUIDE DE TRAVAUX PRATIQUES**

MODULE N°10

**MAINTENANCE DES CIRCUITS
ELECTRONIQUES DE
COMMANDE ET DE PUISSANCE**

SECTEUR : GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : MMOAMP

NIVEAU : T.S.

Document élaboré par :

Nom et prénom	EFP	DR
PANTAZICA LUCRETIA	CDC	

SOMMAIRE

	Page
Présentation du module	7
Première partie - Résumé de théorie	7
Chapitre I : Interrupteurs à semi-conducteurs	10
I.1. Thyristors	10
1.1 Structure du thyristor	10
1.2 Principe de fonctionnement	10
1.3 Caractéristique statique	12
1.4 Méthodes d'amorçage	13
1.5 Blocage du thyristor	15
1.6 Vérification d'un thyristor	24
I.2. G.T.O.	24
I.3. Transistors de puissance	25
I.4. TRIAC	28
Chapitre II : Les contrôles à thyristors	31
II.1 Générateurs des impulsions	31
II.2 Circuits de commutation statique	34
II.3 Contrôle de phase c.a.	38
II.4 Circuits d'application	45
II.5 Exercices solutionnés	44
Chapitre III : Alimentations à découpage	51
III.1 Alimentation non isolée de la source	53
a) Régulateur à découpage série	53
b) Régulateur à découpage parallèle	63
c) Régulateur à découpage inversion de tension	70
III.2 Alimentation à découpage isolée de la source	71
III.3 Applications	71
Chapitre IV : Convertisseurs statiques	74
IV.1 Convertisseurs alternatif - continu	74
IV.2 Convertisseurs alternatif - alternatif	82
a) Gradateurs	82
b) Cycloconvertisseurs	84
IV.3 Convertisseurs continu – continu	87
IV.4 Convertisseurs continu - alternatif	90
OFPPT/DRIF	2

Deuxième partie - Guide de travaux pratiques	97
TP.1	98
TP.2	106
TP.3	115
TP.4	121
Troisième partie - Evaluation de fin de module	131
Bibliographie	138

MODULE 10 :

**MAINTENANCE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES DE
COMMANDE ET DE PUISSANCE**

Durée : 90 H

56 % : théorique

38 % : pratique

6 % : évaluation

OBJECTIF OPERATIONNEL

COMPORTEMENT ATTENDU

Pour démontrer sa compétence le stagiaire doit
*installer et réparer un système de commande électronique de
moteurs selon les conditions, les critères et les précisions qui
suivent.*

CONDITIONS D'EVALUATION

- A partir :
 - de directives ;
 - du schéma du système de commande électronique ;
 - d'une panne provoquée.
- A l'aide :
 - des manuels techniques ;
 - des outils et des instruments ;
 - d'un système de commande électronique de moteurs ;

CRITERES GENERAUX DE PERFORMANCE

- Respect des règles de santé et de sécurité au travail.
- Respect des normes en vigueur.
- Utilisation appropriée des outils et des instruments.
- Qualité des travaux.

OBJECTIF OPERATIONNEL

PRECISIONS SUR LE COMPOTEMENT ATTENDU

A. Rendre opérationnels les circuits d'application pour le contrôle de puissance qui utilisent des:

- SCR;
- TRIAC;
- TEC MOS;
- GTO;
- transistors de puissance;
- optocoupleurs ;
- IGBT.

CRITERES PARTICULIERS DE PERFORMANCE

- Interprétation juste des schémas et caractéristiques de pièces;
- Montage conforme au schéma électronique;
- Utilisation correcte des instruments de mesure;
- Calcul exact des tensions;
- Application correcte des circuits et des composants de commande: UJT, diodes Schockly, Diacs, etc.;
- Application justifiée et correcte des optocoupleurs et des transformateurs d'isolation;
- Démonstration rigoureuse du fonctionnement de divers circuits d'application qui utilisent ces composants: amplificateur de puissance, chargeur de batterie, hacheur de courant, jeux de lumière avec séparateur de fréquences, rampe synchrone et contrôle de puissance;
- Utilisation sécuritaire de tension élevée (220Vca);
- Mesure exacte d'un angle d'amorçage et de déphasage;
- Évaluation - juste du mauvais fonctionnement d'un équipement en suivant une démarche rigoureuse de dépannage;
- Prédiction correcte des signaux (tensions continues, alternatives et courants) d'un circuit d'application;
- Interprétation juste des caractéristiques: électriques, commutation et mécaniques;
- Utilisation sécuritaire des composants d'un circuit de puissance;

B. Rendre opérationnels des circuits de régulation à découpage.

- Montage fonctionnel du filtrage et de la régulation;
- Montage adéquat d'une bobine;

	- Interprétation exacte de la fonction des composants; - Utilisation correcte des instruments de mesure; - Calcul exact des tensions; - Démonstration rigoureuse du fonctionnement; - Interprétation correcte des caractéristiques d'un régulateur à découpage intégré tel le TL494;
C. Réparer les différents types d'alimentations à découpage.	- Connaissance suffisante des principes de fonctionnement des alimentations à découpage: oscillateur, élément de commutation, bobine, diodes de recouvrement; - Interprétation juste des schémas et des caractéristiques des composants; - Localisation rapide de la source de problème; - Application d'une méthode de dépannage séquentielle; - Prédiction juste des résultats de mesure; - Remplacement opérationnel des parties défectueuses.
D. Expliquer le fonctionnement d'un redresseur à thyristors pour des circuits monophasés et triphasés.	- Interprétation correcte des formes d'onde des courants et des tensions à la sortie des redresseurs. - Utilisation correcte des manuels de service. - Branchement opérationnels et sécuritaire d'un moteur électrique à un redresseur commandé. - Calibration juste des paramètres de fonctionnement d'un redresseur commandé. - Utilisation correcte des commandes électroniques à redresseurs commandés.
E. Expliquer le principe d'un convertisseur alternatif-alternatif.	- Interprétation correcte des formes d'onde des courants et des tensions à la sortie des cycloconvertisseurs. - Utilisation correcte des manuels de service.

F. Expliquer le fonctionnement d'un hacheur de courant dévolteur et survolteur.

- Branchement opérationnels et sécuritaire d'un moteur électrique à un système de commande type cycloconvertisseur.
- Calibration juste des paramètres de fonctionnement d'un cycloconvertisseur.
- Utilisation correcte des commandes électroniques à cycloconvertisseur.

G. Expliquer le fonctionnement d'un convertisseur continu-alternatif.

- Interprétation correcte des formes d'onde des courants et des tensions à la sortie des hacheurs.
- Utilisation correcte des manuels de service.
- Branchement opérationnels et sécuritaire d'un moteur électrique à un système de commande électronique à hacheur.
- Calibration juste des paramètres de fonctionnement d'une commande électronique à hacheur.
- Utilisation correcte des commandes électroniques à hacheurs.
- Interprétation correcte des formes d'onde des courants et des tensions à la sortie des onduleurs.
- Utilisation correcte des manuels de service.
- Branchement opérationnels et sécuritaire d'un moteur électrique à un système de commande électronique à onduleur.
- Calibration juste des paramètres de fonctionnement d'une commande électronique à onduleur.
- Utilisation correcte des alimentations de secours.
- Utilisation correcte des commandes électroniques à onduleurs

Présentation du module

Ce cours présente les apprentissages nécessaires pour rendre le stagiaire compétent à effectuer l'installation et le dépannage des alimentations à découpage et des convertisseurs électroniques utilisés dans les commandes électroniques des moteurs électriques.

Ce cours est dispensé en quatre chapitres.

On débute par la présentation des différentes composantes utilisées en électronique de puissance en insistant sur leur principe de fonctionnement, les caractéristiques statiques et les méthodes de commande.

La deuxième partie a comme sujet les contrôles à thyristors et présente des différents types des générateurs d'impulsions utilisés dans la construction des circuits de commande, des circuits de commutation statique et le principe du contrôle de phase en c.a. et quelques applications dans ce domaine.

Le troisième chapitre s'occupe de la conception d'une alimentation à découpage et donne quelques conseils pour la maintenance de ces circuits et leurs dépannage.

La dernière partie consiste à analyser les différents convertisseurs électroniques en insistant sur leurs schémas de principe, l'interprétation correcte des formes d'ondes des tensions et des courants et leur utilisation dans la commande des moteurs électriques.

Module 10

MAINTENANCE DES CIRCUITS ELECTRONIQUES DE COMMANDE ET DE PUISSANCE

RESUME THEORIQUE

Chapitre I

INTERRUPTEURS A SEMICONDUCTEURS

1. THYRISTORS (SCR's)

1.1 Structure du thyristor

Le thyristor, appelé aussi « redresseur contrôlé au silicium » SCR, (Silicon Controlled Rectifier), est un dispositif semi-conducteur comportant quatre couches superposées alternativement de type P et de type N - Figure 1- a).

Les quatre couches de thyristor sont :

- La couche d'anode de type P
- La couche de blocage de type N
- La couche de commande cde type P
- La couche de cathode de type N

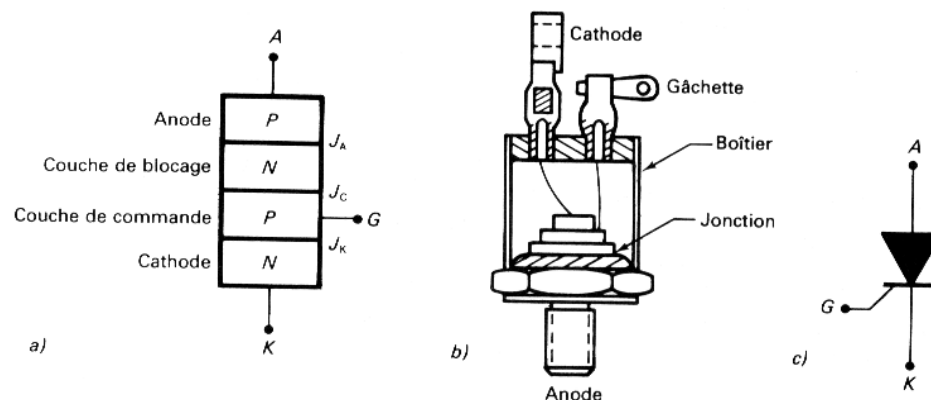


Figure 1 Thyristor : a)- constitution, b)- structure, c)- symbole

Le thyristor comporte trois jonctions :

- La jonction d'anode J_A – elle laisse passer un faible courant inverse et supporte une tension inverse élevée;
- La jonction de commande J_C – à l'état bloqué (avant l'amorçage), elle supporte toute la tension d'alimentation ;
- La jonction de cathode J_K – elle possède un courant inverse élevé mais ne supporte qu'une faible tension inverse.

1.2 Principe de fonctionnement du thyristor

Le thyristor est un dispositif unidirectionnel bistable. On va étudier le fonctionnement dans le cas de la polarisation inverse et de la polarisation directe.

Polarisation inverse : lorsque une tension positive par rapport à l'anode est appliquée à la cathode, les jonctions J_A et J_K sont polarisées en sens inverse. Le thyristor se comporte alors comme une diode à l'état bloquée et il ne laisse passer qu'un très faible courant de fuite de quelques milliampères. Si la tension augmente au-delà d'une certaine valeur pouvant varier entre 50 V et 3000 V, selon le type de thyristor, le courant de fuite augmente brusquement, provoquant ainsi la destruction du thyristor.

Polarisation directe :

On peut réaliser un circuit dont le fonctionnement est analogue à celui d'un thyristor, en associant deux transistors complémentaires selon le montage donné sur les figures 1-1a), b) et c).

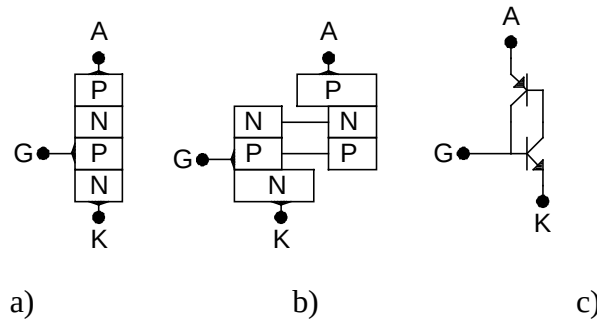


Figure 1- 1. Analogie « 2 transistors »

Il existe deux possibilités de fonctionnement en polarisation directe :

1. Une tension directe est appliquée au thyristor mais la gâchette n'est pas commandée.

Puisqu'il n'y a aucun courant la base du transistor NPN (Q2) n'est pas alimentée et, par conséquent, il ne circule aucun courant de collecteur dans les deux transistors. Le thyristor est alors en état bloqué. Sa résistance interne est très élevée (de l'ordre du mégohm) et le courant direct est pratiquement nul (le secteur OB de la caractéristique courant – tension donnée sur la figure 1-2).

Remarque : Si l'on augmente progressivement la tension appliquée à l'anode jusqu'à une valeur critique appelée « **tension de retournement V_{BO}** » un phénomène d'avalanche se produit dans la jonction de commande, qui n'est détruite, et le thyristor devient conducteur.

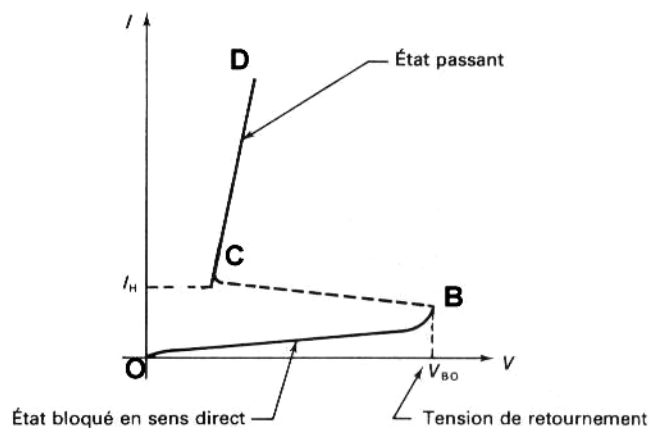


Figure 1-2 Caractéristique courant - tension

2. Une tension directe (U_D) est appliquée au thyristor et une impulsion positive de courant est envoyée sur la gâchette.

Pour trouver le courant d'anode du SCR équivalent il suffit d'effectuer la somme des courants suivants :

$$I_A = I_{C1} + I_{B1}$$

D'après la Figure 1- 3, on note que :

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = \beta_2 I_G$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{C2} = \beta_1 \beta_2 I_G \text{ ou } \beta_1 \beta_2 \gg 1$$

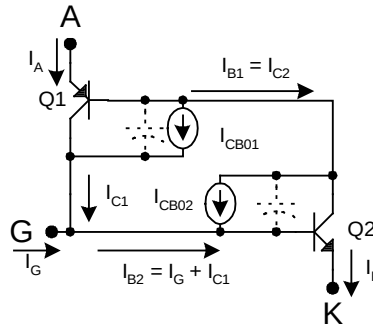


Figure 1- 3 Courants dans un SCR

Le courant de collecteur I_{C1} vient s'ajouter au courant de gâchette I_G . Ainsi, le courant de gâchette est amplifié successivement par les deux transistors jusqu'au moment quand Q1 et Q2 entre en saturation. A ce moment, le thyristor est amorcé, et sa résistance interne devient pratiquement nulle ($\approx 0,01 \Omega$).

Si l'impulsion de commande est supprimée l'ensemble des deux transistors reste à l'état passant, à condition que le courant principal I_A (appelé aussi courant total - I_T) se maintienne au-dessus d'une certaine valeur appelée « **courant d'accrochage** ». **Lorsque le thyristor est amorcé, la gâchette n'a plus d'effet, et le courant principal I_A tendrait vers l'infini s'il n'était pas, en pratique, limité par la résistance de charge de circuit.**

Si la tension positive appliquée à l'anode est réduite, le thyristor reste amorcé tant que la courant qui le traverse est supérieur à une valeur critique appelée « **courant de maintien I_H** »; ensuite il se désamorce et revient à l'état bloqué. La valeur du courant I_H est de 1000 à 3000 fois plus petite que celle du courant nominal du thyristor.

1.3 Caractéristiques statiques du thyristor

Caractéristique statique d'anode

Le fonctionnement du thyristor peut être facilement observé sur la caractéristique statique courant-tension du thyristor :

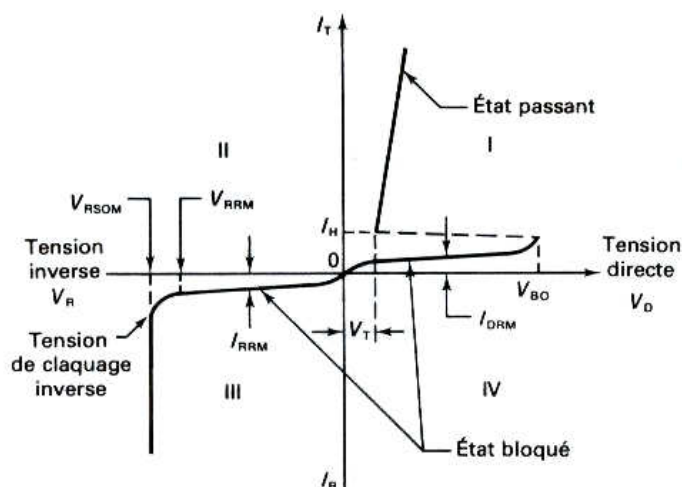


Figure 1-4 Caractéristique statique $I_T = f(V_D)$ du thyristor en l'absence du courant de gâchette

Lorsque le thyristor est polarisé en inverse (quadrant III) il est à l'état bloqué et un très faible courant de fuite inverse I_R circule. Une tension inverse élevée V_R provoque le claquage par l'avalanche, ce qui entraîne la destruction du thyristor.

Lorsque le thyristor est en polarisation directe sans aucun courant de gâchette (quadrant I) pour des faibles valeurs de la tension directe le thyristor est à l'état bloqué et un très faible courant de fuite direct I_D le traverse. Si la tension V_D est augmentée jusqu'à la valeur critique de retournement V_{B0} , le thyristor s'amorce et le courant direct I_T n'est alors limité que par la résistance du circuit.

Caractéristique statique de gâchette

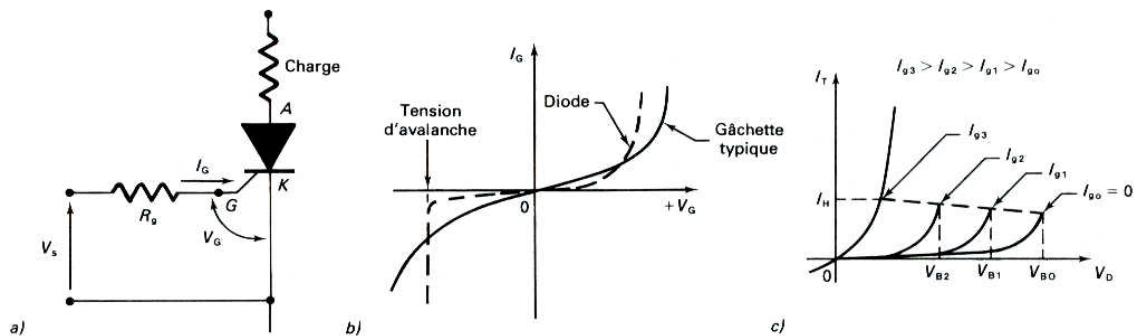


Figure 1-5 a) Circuit de gâchette b) Caractéristique de gâchette c) Effet de la gâchette sur la caractéristique $I_T = f(U_D)$

L'amorçage du thyristor nécessite l'application d'une certaine tension V_G entre la gâchette et la cathode (figure 1-5 a)), ce qui fait circuler un courant I_G de la gâchette vers la cathode.

L'impulsion de gâchette doit être suffisante en tension et en courant pour provoquer l'amorçage. Si le courant de gâchette augmente (I_{G1} , I_{G2}), le thyristor s'amorce à des tensions anode-cathode (V_{B1} , V_{B2}) de plus en plus faibles (figure 1-5 c)). A la limite (courant de gâchette I_{G3}), le thyristor se comporte comme une diode de sorte qu'une très faible tension anode-cathode suffit pour l'amorcer.

1.4 Méthodes d'amorçage

D'une façon générale, la méthode d'amorçage des SCR et TRIAC consiste à faire en sorte que le courant de gâchette I_G devienne supérieur au I_{GT} , le courant d'amorçage garanti.

On peut y arriver par:

- un courant continu de gâchette,
- une impulsion de courant de gâchette,
- un train d'impulsions de courant de gâchette.

Les circuits d'amorçage peuvent être classés d'après les composants utilisés.

A. Amorçage par tension continu

Une tension V_{GT} est appliquée à la gâchette par l'intermédiaire d'une résistance d'ajustement R_g qui limite la valeur de I_{GT} (figure 1-6)

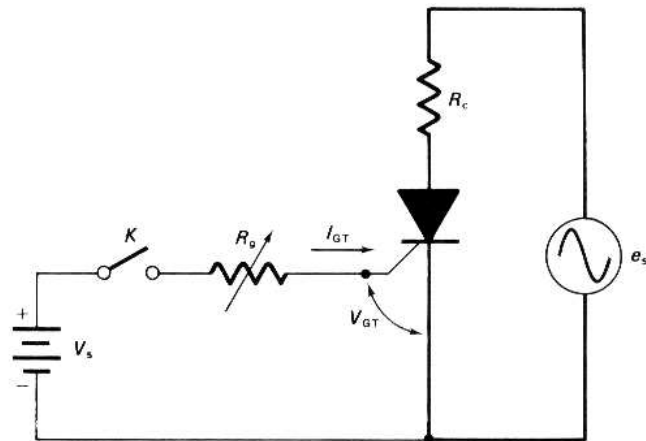


Figure 1-6 Amorçage par tension continu

La puissance dans le circuit de gâchette ne peut pas dépasser la valeur $P_{G(AV)}$ fournie par le fabricant. La résistance d'ajustement R_g doit être comprise entre les valeurs limites suivantes :

$$\frac{V_{S.\max} - V_{GT}}{I_{G.\max}} \leq R_g \leq \frac{V_{S.\min} - V_{GT}}{I_{GT}}$$

Ou : V_S – tension de la source continu, V_{GT} – tension de gâchette provoquant l'amorçage du thyristor, I_{GT} – courant d'amorçage, $I_{G.\max}$ – courant maximal que peut supporter la gâchette.

B. Amorçage par tension d'anode avec résistance et diode

L'amorçage par tension d'anode utilise les circuits de déclenchement les plus simples. Cependant, la variation de l'angle d'amorçage est limitée.

Résistance fixe

La résistance R_g limite le courant maximal de gâchette $I_{G.\max}$; la diode D_1 bloque les courants inverses de gâchette durant l'alternance négative et, surtout, diminue la tension inverse que celle-ci supporte.

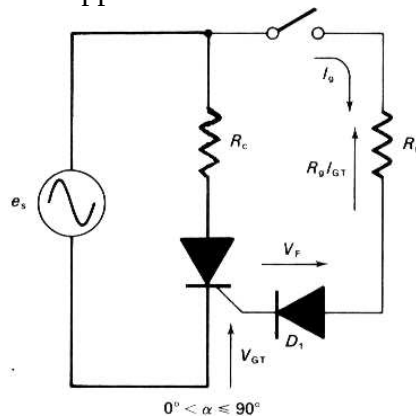


Figure 1-7 Déclenchement par tension d'anode et résistance fixe

Lorsque le commutateur K se ferme, la résistance r_g est soumise à la tension alternative d'alimentation e_s et laisse passer un courant I_g . Durant l'alternance positive, ce courant croît à partir de 0 jusqu'au moment où il atteint une valeur suffisante I_{GT} pour amorcer le thyristor. Celui-ci s'amorce lorsque la tension instantanée de la source d'alimentation atteint la valeur : $e_s = V_{GT} + V_F + R_g I_{GT}$. Les valeurs limites de la résistance de gâchette R_g sont :

$$R_{g.min} \geq \frac{E_{S.max}}{I_{G.max}} \text{ et } R_{g.max} \geq \frac{E_{S.max}}{I_{GT}}$$

Dans ce circuit, l'angle d'amorçage est compris entre 0° et 90° seulement, mais il ne peut être varié.

Résistance variable

Dans le montage de la figure 1-8, on peut varier l'angle d'amorçage en agissant sur R_{gv} . Le thyristor s'amorce lorsque : $e_s = V_{GT} + V_F + R_{g.total} I_{GT}$

ou : $R_{g.total} = R_{g.min} + R_{gv}$

Lorsque R_{gv} est égal à 0, seul la résistance $R_{g.min}$ est en série dans le circuit

d'amorçage et le thyristor s'amorce en début de période. Alors : $R_{g.min} \geq \frac{E_{S.max}}{I_{G.max}}$

Lorsque R_{gv} , augmente, l'angle d'amorçage augmente également jusqu'à sa valeur maximale qui est de 90° . On obtient :

$$R_{g, total max} = R_{g.min} + R_{gv} \leq \frac{E_{S.max} - V_{GT} - V_F}{I_{GT}}$$

Dans ce circuit l'angle d'amorçage est compris entre 0° et 90° et peut être varié.

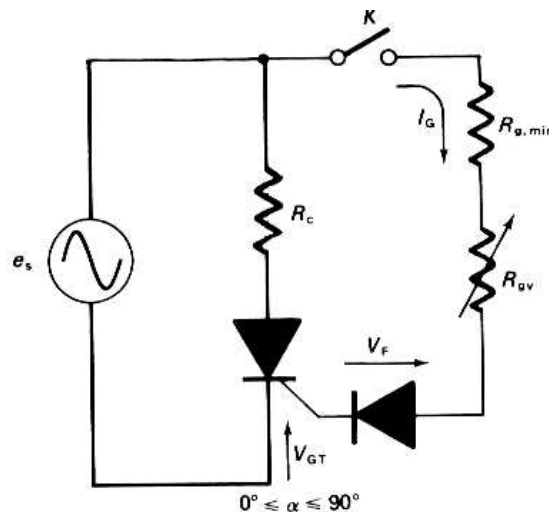


Figure 1-8 Déclenchement par tension d'anode et résistance variable

C. Déclenchement par résistance et condensateur

Dans le circuit de la figure 1-9a, la tension d'alimentation provoque le déclenchement du thyristor et la constante de temps du circuit RC règle l'angle d'amorçage.

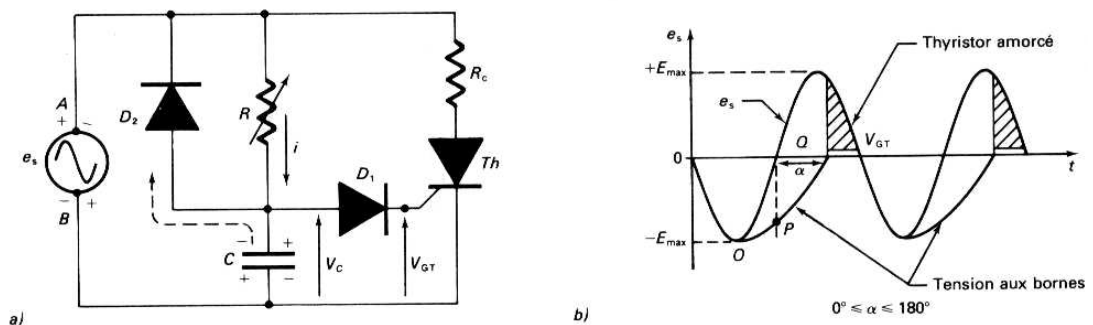


Figure 1-9 Déclenchement par résistance et condensateur

La diode D_1 protège la gâchette contre les tensions inverses et la diode D_2 permet le décharge du condensateur durant l'alternance négative.

Pendant l'alternance négative (B étant positif), la diode D_2 court-circuite R et le condensateur C se charge à la valeur $E_{S,max}$; l'armature inférieure est alors positive; puis il commence à se décharger (zone OP). Pendant l'alternance positive (A étant positif), le condensateur reçoit le courant i et se charge en fonction de la constante de temps RC jusqu'à ce que la tension V_c atteigne la valeur V_{GT} (point Q), ce qui provoque l'amorçage du thyristor.

L'angle d'amorçage est directement proportionnel à la valeur de R et peut varier de 0° à 180° .

D. Amorçage par semi-conducteurs à seuil de tension

Les circuits d'amorçage à semi-conducteurs sont conçus pour produire des impulsions qui seront appliqués à la gâchette du thyristor. L'amorçage par impulsions, qui est le mode de déclenchement le plus employé, permet :

- d'obtenir une meilleure synchronisation entre l'instant où le signal est appliqué à la gâchette et celui où le thyristor s'amorce;
- de réduire la puissance dissipée dans le circuit de gâchette et, ce qui assure une plus grande sécurité;
- d'employer des composants de faibles puissance et peu coûteux pour commander des thyristor de grande puissance.

Dans les circuits d'amorçage par impulsions, les dispositifs semi-conducteurs utilisés sont non conducteurs au-dessous d'une certaine tension; une fois ce seuil de tension atteint, ils présentent une résistance différentielle négative. Le schéma de principe des circuits de déclenchement par éléments à seuil de tension est représenté à la figure 1-10.

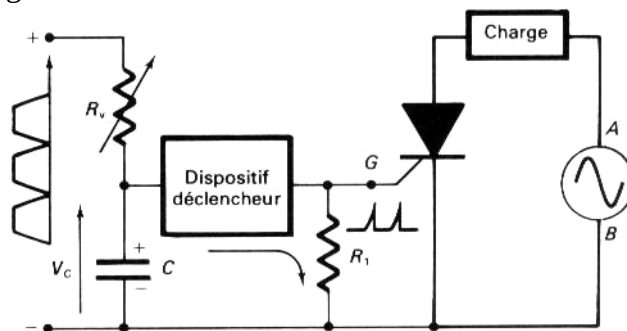


Figure 1-10 Schéma de principe des circuits de déclenchement par semi-conducteurs à seuil de tension

Le condensateur C se décharge, à travers la résistance variable R_v , jusqu'à ce que la tension à ces bornes V_c atteigne la valeur de seuil du dispositif de déclenchement. Ensuite, il se décharge brusquement et une impulsion apparaît aux bornes de R_1 . Le circuit constitue un oscillateur relaxateur dont la période T_{est} réglable à l'aide de R_v . Les principaux dispositifs de déclenchement à seuil de tension utilisés dans les circuits d'amorçage de thyristors sont :

- le transistor unijonction (UJT) et ses dérivés, le transistor unijonction complémentaire (CUJT) et le transistor unijonction programmable (PUT);
- la diode Shockley;
- le commutateur unilatéral (SUS).

Remarque : Afin de simplifier les circuits de déclenchement des thyristors (et des TRIACs) tout en conservant des performances élevées, certains fabricants ont mis

au point des circuits intégrés de commande. Ces CI spécialisés assurent les principales fonctions suivantes :

- Génération d'impulsion de déclenchement;
- Synchronisation par rapport au secteur;

Certains CI de commande présentent des fonctions annexes telles que celles des circuits suivants :

- Amplificateur différentiel de comparaison;
- Générateur de rampe;
- Circuit de protection.

Parmi les circuits intégrés de commande les plus courants, on peut citer CA3059 de RCA, le μA 742 de Fairchild, le P.A.436 de GE et le TDA1067 de SESCOSEM.

Rôle de la résistance gâchette-cathode

Les manufacturiers recommandent presque toujours de placer une résistance R_{GK} , entre la gâchette et la cathode, pour simuler la résistance R_S des SCR «Shorted Emitter».

Le rôle de cette résistance est de désensibiliser le SCR en dérivant une partie du courant du collecteur du PNP interne autour de la jonction base-émetteur du NPN.

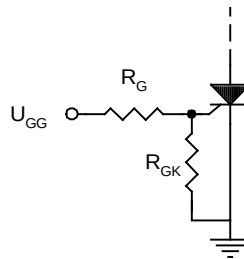


Figure 1- 11. Résistance R_{GK}

Amorçages parasites (indésirables)

A. Amorçage par tension d'avalanche

Une deuxième façon de faire conduire un SCR est d'augmenter sa tension d'anode U_A jusqu'à ce qu'un des deux transistors entre en avalanche. Le courant résultant sera suffisant pour que $\beta_1\beta_2$ tendent vers 1 et que l'effet cumulatif d'amplification se réalise.

Cette technique est indésirable car il existe des tolérances incontrôlables pour les tensions d'avalanche des SCR d'une même famille.

• Amorçage par augmentation de tension du / dt

Si U_A augmente rapidement, la capacité totale $C_{CBO1} + C_{CBO2}$ peut agir comme un court-circuit entre les deux bases pour fournir un chemin de conduction facile à travers les jonctions base-emetteur des deux transistors.

Le courant de base à l'origine du phénomène régénératif d'amorçage du SCR est:

$$I_{B1} = I_{B2} = (C_{CBO1} + C_{CBO2}) \frac{dU_A}{dt}$$

En pratique, ce type d'amorçage, appelé « amorçage par du / dt », se produit au moment où on commande au SCR de bloquer. À cet instant, I_A s'annule de même

que la tension de la charge R_L et U_A augmente rapidement à la valeur de la tension d'alimentation.

Pour éviter ce phénomène d'amorçage indésirable, il faut limiter le du/dt du SCR par un des circuits RC :

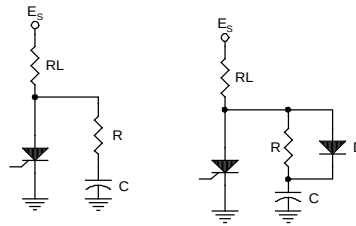


Figure 1-12 protection contre les du/dt

La résistance R en série avec C sert à limiter le courant d'anode à l'amorçage. Ce courant est constitué du courant de RC ainsi que du courant de décharge de C qui peut être très intense sans R . Les valeurs de R se situent en général entre 10Ω et 100Ω environ.

Si la résistance R est plus grande que R_L , il convient de placer une diode en parallèle pour que la tension d'anode soit bien celle du condensateur lorsque E_s augmente.

Ce circuit de protection possède aussi l'avantage d'assurer à l'amorçage un courant d'anode supérieur au courant de maintien I_H lorsque la charge est inductive.

N'oublions pas que le fabricant recommande toujours de désensibiliser le SCR avec une résistance de gâchette R_{GK} . Tel que décrit précédemment, le SCR peut supporter des du/dt beaucoup plus élevée.

Pour un C106 avec un $R_{GK}=1k$, le du/dt critique possède une valeur typique de $8V/\mu s$.

C. Le phénomène de destruction par di/dt

À l'amorçage, on note une pointe de puissance que le SCR doit dissiper. En général cette puissance instantanée est négligeable par rapport à la puissance dissipée durant l'état conducteur du SCR. Toutefois, si le circuit contrôle des charges importantes et par le fait même des courants intenses, il peut se produire une destruction du SCR par di/dt .

Si le courant d'anode s'établit avant que la jonction ne se polarise uniformément, il se concentre dans une région restreinte du cristal. Si l'augmentation du courant d'anode di/dt atteint une valeur prohibitive, l'échauffement local pourra être suffisant pour détruire le SCR, même si le calcul des puissances moyennes et crêtes conduit à des résultats sécuritaires.

Deux solutions s'offrent au concepteur du circuit.

La première consiste à fournir la plus forte et la plus rapide impulsion de gâchette possible tout en demeurant à l'intérieur des normes de puissance maximale de gâchette. De cette façon, le temps nécessaire à l'établissement d'une polarisation uniforme sera diminué.

Les composants d'amorçage sont capables de fournir de telles impulsions, en particulier le PUT, celui qui semble être en mesure de fournir les impulsions avec les temps de montée les plus courts.

Il existe aussi sur le marché des Amplifying Gate SCR spécialement conçus pour les applications où les di/dt sont intenses. Ce type de SCR de très forte puissance possède un SCR auxiliaire interne qui sert à lui fournir une impulsion de gâchette très élevée.

La deuxième solution consiste à brancher une inductance saturable en série avec la charge pour bloquer momentanément le courant pendant l'établissement d'une polarisation uniforme de la jonction de gâchette.

Dans le cas du C106, le di/dt doit toujours être maintenu à une valeur inférieure à $50A/\mu s$.

D. Amorçage par température (indésirable)

Une élévation de la température du SCR fait augmenter I_{CBO1} et I_{CBO2} . Il est possible que la somme de ces deux courants soit suffisante pour que débute le phénomène de contre-réaction positive. Le SCR amorce donc sans que nous en ayons le contrôle.

Amorçage par énergie lumineuse

Il existe sur le marché un photothyristor appelé LASCR (Light Activated SCR) qui s'amorce par un flux lumineux dirigé vers sa région de gâchette (base de Q_2) à travers une fenêtre incorporée au boîtier.

L'énergie des photons est convertie en paires électron-trou qui servent de courant de gâchette.

1.5 Blocage du SCR

Un SCR cesse de conduire si son courant d'anode est réduit à une valeur inférieure à son « courant de maintien I_H » (Holding Current). Dans cette condition, le gain de la boucle $\beta_1\beta_2$ devient inférieur à 1 et le SCR retourne à l'état bloqué en polarisation directe.

On peut aussi polariser momentanément en inverse le SCR pour que I_A devienne plus petit que I_H . Lorsqu'on le repolarise en direct, il bloque le courant.

Blocage des thyristors alimentés en courant alternatif

Lorsque le thyristor est alimenté en courant alternatif, la tension à ses bornes s'inverse à chaque alternance, ce qui provoque automatiquement son désamorçage (à condition que la durée de l'alternance soit supérieure au temps de blocage du thyristor). C'est le mode de blocage par **commutation naturelle** le plus usuel dans le cas de fonctionnement aux fréquences industrielles.

Blocage des thyristors alimentés en courant continu

Pour bloquer un thyristor alimenté en courant continu, des circuits auxiliaires sont nécessaires. Le désamorçage peut être obtenu par **l'interruption du courant** et par la méthode de la **commutation forcée**. Le principe de la commutation forcée pour le blocage d'un thyristor consiste à décroître le courant principal. On peut réaliser cela soit en dérivant le courant dans un circuit extérieur, soit en diminuant le courant de charge jusqu'à une valeur nulle.

La technique de commutation par interruption de courant est illustrée à la Figure 1-13. Dans les deux montages, si on maintient SW1 fermé pendant un temps supérieur au Ton du SCR, ce dernier amorce et la DEL s'allume. Pour bloquer le SCR, il suffit d'actionner SW2 pendant un temps supérieur à T_{off} .

La charge n'est pas alimentée au moment où on presse SW2 du circuit a) et au moment où on relâche SW2 dans le circuit b).

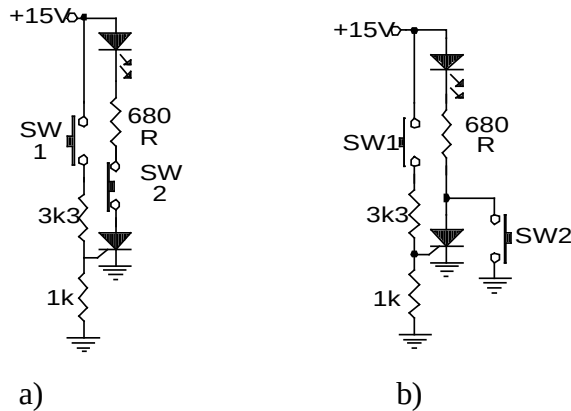


Figure 1-13 Désamorçage par interruption de courant

La Figure 1-14 montre le circuit de base pour désamorcer un SCR par commutation forcée à l'aide d'un condensateur en parallèle.

Au départ, le SCR est bloqué et le condensateur C est déchargé.

Lorsqu'un courant de gâchette vient amorcer le SCR à t_1 , la tension d'anode tombe de U_{cc} à U_t et le condensateur se charge à travers R.

Après 5τ , la tension aux bornes de ce dernier vaut $U_{cc} - U_t$. À t_2 , on appuie sur SW pour désamorcer le SCR.

La forme d'onde U_{sw} passe donc de U_{cc} à 0. Le condensateur C force la tension d'anode à diminuer aussi d'une valeur égale à U_{cc} jusqu'à $-(U_{cc} - U_t)$.

À partir de cet instant, C se charge en inverse à travers R_L jusqu'à U_{cc} .

Finalement, lorsqu'on relâche SW à t_3 , la tension d'anode devient supérieure à l'alimentation, car C se décharge à travers $R_L + R$, tel que démontré à la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.4**.

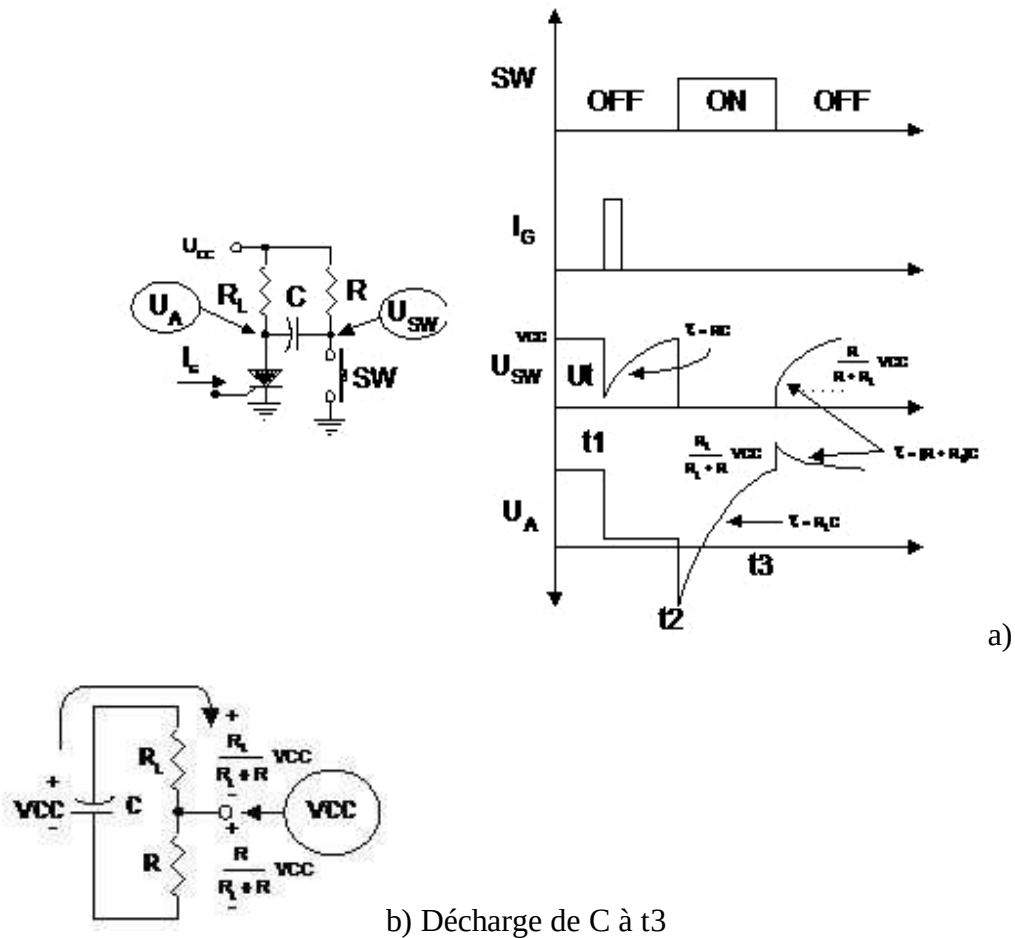


Figure 1-14 a) Désamorçage par commutation forcée par condensateur;

Comme le montre la Figure 1-15, l'interrupteur SW peut se remplacer par des interrupteurs électroniques tels le transistor et le SCR. Les formes d'onde du circuit a) sont identiques à celles du circuit de base de la figure précédente. Pour le circuit b), le lecteur pourra vérifier de lui-même les formes d'onde qui accompagnent le schéma.

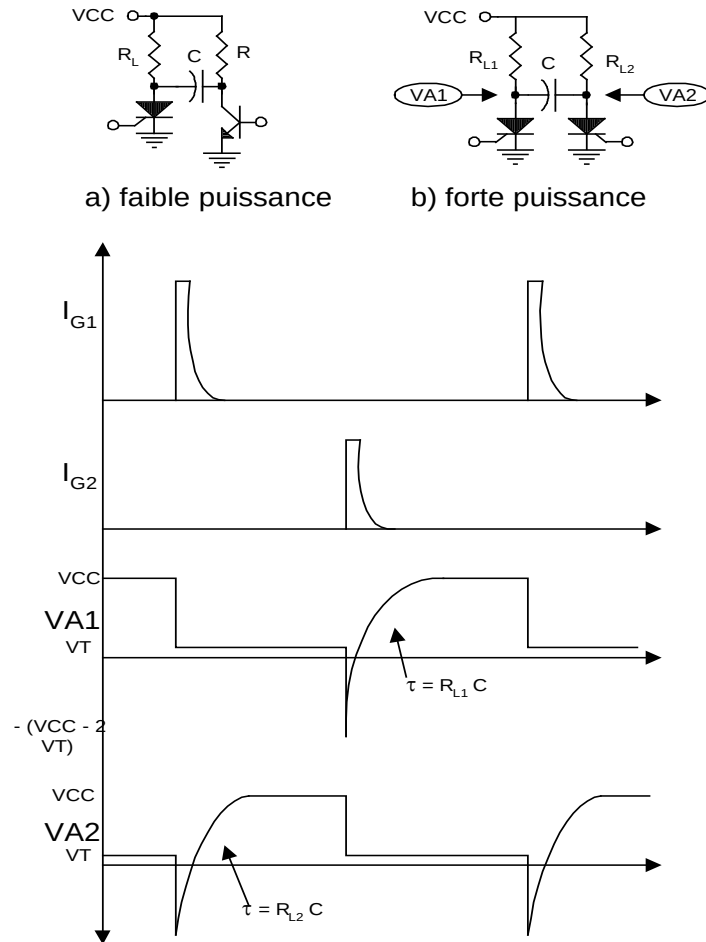


Figure 1-15 Circuits pratiques pour la commutation forcée par condensateur

Pour assurer le désamorçage du SCR, il faut que C maintienne le potentiel d'anode négatif pendant un temps T_c au moins égal au T_{off} spécifié par le manufacturier. Or, le temps requis à un condensateur pour atteindre une valeur U_c lorsqu'il se charge de E_i (tension initiale) jusqu'à E_f (tension finale) se calcule comme suit:

$$t = \tau \ln \left(\frac{E_f - E_i}{E_f - U_c} \right)$$

En appliquant cette expression à notre circuit, la condition de commutation garantie du SCR s'écrit de la façon suivante:

$$T_c = R_L C \ln \left(\frac{U_{cc} - [-(U_{cc} - U_t)]}{U_{cc} - 0} \right) \geq T_{off}$$

$$R_L C \ln \left(\frac{2U_{cc} - U_t}{U_{cc}} \right) \geq T_{off}$$

$$C \geq \frac{T_{off}}{R_L \ln \left(\frac{2U_{cc} - U_t}{U_{cc}} \right)}$$

Dans la plupart des cas, U_t est négligeable et l'équation ci-dessus se réduit à:

$$C \geq \frac{T_{off}}{R_L \ln 2}$$

La technique de commutation forcée par source alternative ne nécessite pas de circuit de désamorçage. Comme l'indiquent les formes d'onde du circuit de la Figure 1-16, à chaque alternance négative, le SCR bloque obligatoirement. Si on veut amorcer ce dernier, on doit utiliser l'une ou l'autre des techniques d'amorçage vues jusqu'à présent durant l'alternance positive.

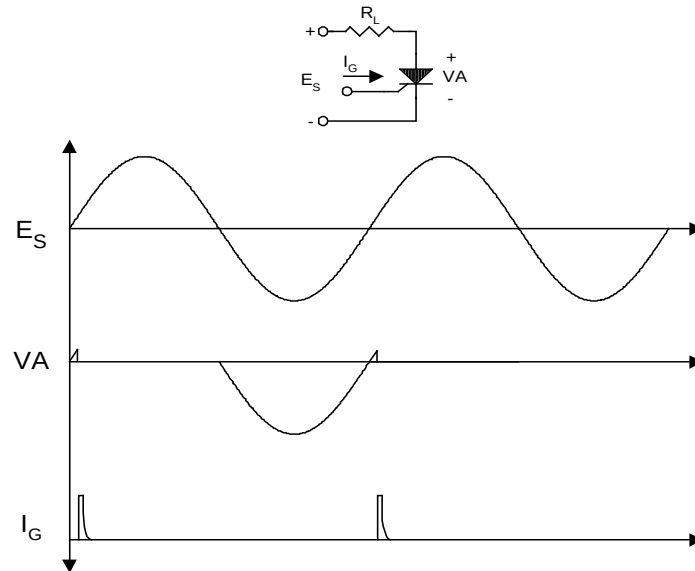


Figure 1-16 Commutation forcée par source CA

SCR C 106

Courbe caractéristique I_A-U_A

À la Fig. 1-19, on trouve le symbole ainsi que la courbe I_A-U_A d'un SCR. De plus, les caractéristiques pertinentes du C106 sont fournies.

Avec un courant de gâchette nul, le SCR peut bloquer une tension aussi élevée que le U_{BO} . Passé ce point, l'amorçage par tension se produit et le SCR passe à l'état de conduction. Son courant devient élevé et sa tension devient faible car il sature. Si I_A devient inférieur à I_H , le SCR retourne à l'état bloqué.

En inverse, le SCR peut bloquer une tension aussi élevée que le $U_{(BR)}R$ puis entre en avalanche comme une diode de redressement.

En fait, le synonyme de SCR est « redresseur commandé » car, plus le courant de gâchette augmente, plus le U_{BO} diminue jusqu'à devenir, à toutes fins pratique, nul. C'est de cette façon que se réalise l'amorçage par la gâchette.

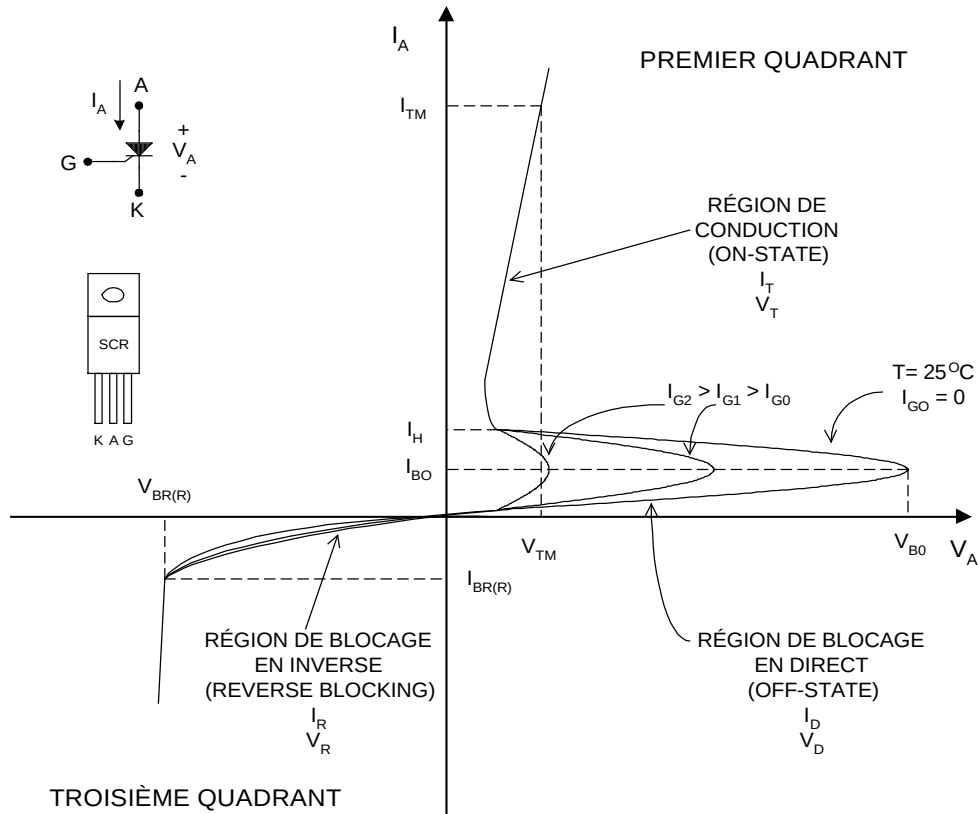


Figure 1- 19. Courbe IA-VA du thyristor C106

Caractéristiques du SCR C106:

Région de conduction:

Courant direct max.: $I_{TM}=5\text{amp.}$

Tension directe max.: $U_{TM}=1.7\text{V}$

Courant de maintien: $I_H=5\text{mA max.}$

Région de blocage en inverse:

Courant d'avalanche: $I_{(BR)R} > 1\text{mA}$

Tension d'avalanche: $U_{(BR)R} > 100\text{V C106 A}$
 $> 200\text{V C106 B}$
 $> 300\text{V C106 C}$
 $> 400\text{V C106 D}$

Région de blocage en direct:

Courant de retournement: $I_{BO} > 400\mu\text{A}$

Tension de retournement: $U_{BO} > 100\text{V C106 A}$
 $> 200\text{V C106 B}$
 $> 300\text{V C106 C}$
 $> 400\text{V C106 D}$

Amorçage:

Courant d'amorçage: $I_{GT}=200\mu\text{A max.}$

Tension d'amorçage: $U_{GT}=1\text{V max.}$

1.6 Vérification d'un SCR à l'Ohmmètre

Il est possible de tester à l'ohmmètre les SCRs de faible puissance. Ceux-ci nécessitent, pour amorcer, des I_{GT} de l'ordre de quelques centaines de microampères au maximum. La Fig. 1- 20 a) montre que la résistance anode-cathode d'un SCR bloqué est très élevée. Par contre, à la Fig. 1- 20 b), on court-circuite momentanément la gâchette et l'anode du SCR. Si l'ohmmètre est capable de fournir un $I_G > I_{GT}$ et un $U_G > U_{GT}$, alors le SCR amorce et la résistance anode-

cathode devient très faible. En débranchant la gâchette, le SCR restera amorcé si le courant I_A fourni par l'appareil est supérieur au courant de maintien I_H . Sinon, le SCR reprendra son état bloqué. On a donc intérêt à travailler avec les basses échelles.

Comme on peut le constater, ce test n'est pas toujours concluant si le SCR n'amorce pas. Il est donc recommandé dans ce cas d'essayer le SCR dans un circuit d'application simple avant de conclure qu'il n'est pas bon.

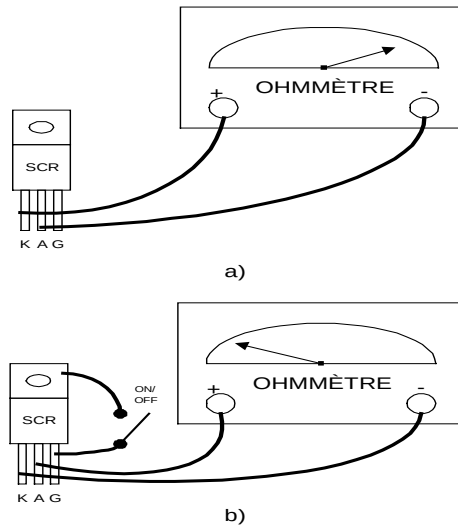
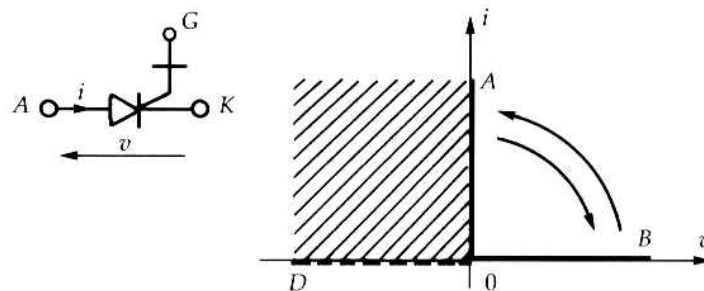


Figure 1- 20. Vérification d'un SCR à l'ohmmètre

2. THYRISTOR GTO

Le thyristor GTO (gate turn-off), souvent appelé simplement GTO, est un semi-conducteur dont la fermeture et l'ouverture peuvent être commandées par la gâchette.

Symbole :



Quand v est positive, une impulsion positive du courant de gâchette permet de fermer le GTO (passage direct de OB à OA).

Quand il est conducteur, il peut se bloquer spontanément comme une diode quand le circuit dans lequel il est inséré annule le courant qui le traverse. Mais **une forte impulsion négative du courant de gâchette** permet de commander son ouverture (passage directe de OA à OB).

Lors de l'ouverture commandée, pendant la remontée de la tension v positive aux bornes de GTO, le courant i positif ne s'annule qu'assez lentement ; il y a ce qu'on appelle un « courant de queue ».

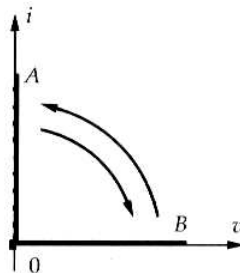
Ce courant de queue entraîne des pertes notables à chaque ouverture. D'autre part, il impose de conserver un temps minimum entre un ordre d'ouverture et l'ordre de fermeture suivant. Aussi le GTO, qui constitue le composant à fermeture et ouverture commandées réservé aux très fortes puissances, a-t-il une fréquence de commutation limitée.

3. TRANSISTORS DE PUISSANCE

En dehors des brusques changement d'état, les thyristors ne permettent, dans le quadrant 1 du plan $[v, i]$, que de placer le point de fonctionnement sur l'une ou l'autre des deux caractéristiques extrêmes, près de l'axe à v nulle ou près de l'axe à i nul. Les transistors, au contraire, permettent par axions sur leurs commande de placer le point de fonctionnement en n'importe quel point situé entre ces deux axes.

Les transistors de puissance sont conçus pour ne travailler que sur les deux caractéristiques extrêmes, l'une à courant minimal, l'autre à chute de tension minimale. Mais leur commande permet d'intervenir sur le déroulement du passage d'un état à l'autre.

La caractéristique statique des transistors de puissance se réduit donc à deux segments - figure suivante :



- Le segment OB correspond à **l'état bloqué** ou isolant : le courant ou la tension de commande nul ou négatif rend négligeable le courant i traversant le composant.
- Le segment OA correspond à **l'état passant** ou conducteur : le courant ou la tension de commande a une valeur positive suffisante pour minimiser la chute de tension v dans le composant.

Le courant ou la tension de commande de la fermeture doit être maintenu pendant toute la durée de celle-ci, car il ne s'agit pas d'un amorçage ou d'un blocage par impulsions comme pour les thyristors.

➤ Le transistor bipolaire

Il est commandé en courant par le courant i_B injecté dans le circuit base-emetteur. Le courant i_B nécessaire pour obtenir la saturation représente une fraction notable du courant

commandé i. Ce composant qui a contribué d'une façon très importante au développement des convertisseurs de moyenne puissance, est maintenant supplanté par l'IGBT dans presque toutes ses applications.

➤ Le transistor MOS

MOSFET est un transistor à effet de champ avec trois bornes le drain (D), la source (S) et la grille (G) qui constitue l'électrode de commande. Celle-ci est isolée du reste du composant par une couche d'oxyde.

Il est commandé en tension par la tension v_{GS} appliquée entre grille et source. Vu entre ces deux bornes, il équivaut à une capacité qu'on charge en appliquant la tension v_{GS} positive de fermeture, et qu'on décharge en ramenant v_{GS} à zéro pour provoquer l'ouverture.

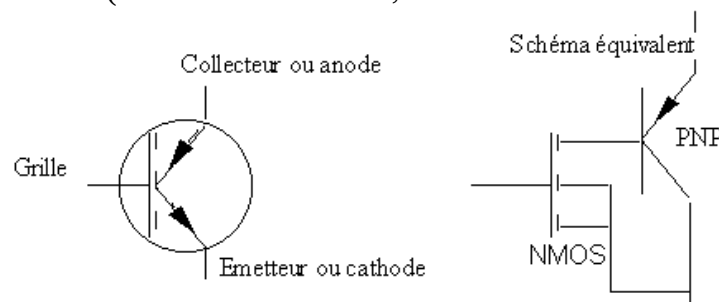
La diode, le transistor bipolaire et le thyristor sont des semi-conducteurs bipolaires, c'est-à-dire dans lesquels le courant i est dû au déplacement d'électrons dans un sens et de « trous » en sens inverse. Au contraire, le transistor MOS est un composant **unipolaire**, le courant n'y est dû qu'à un déplacement d'électrons. Cette particularité entraîne :

- Des temps de fermeture et d'ouverture extrêmement brefs, ce qui permet des fréquences de fonctionnement très élevées, jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz.
- Une chute de tension à l'état fermé plus importante (on parle d'ailleurs d'ordinaire de résistance à l'état passant $R_{DS\ ON}$), ce qui empêche d'avoir en même temps un fort calibre en tension.

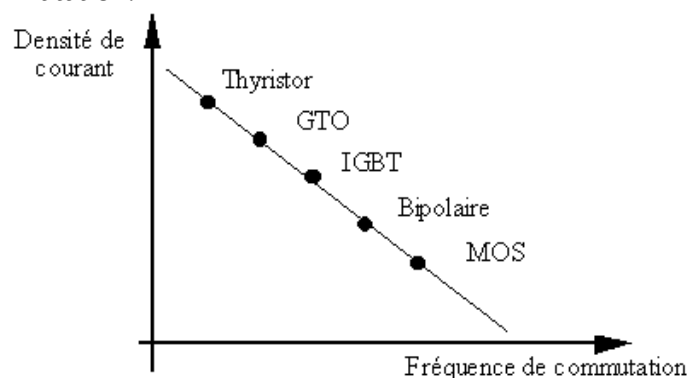
➤ L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

L'IGBT est un transistor bipolaire à commande par effet de champ. Dans le même composant il réunit les avantages :

- du transistor bipolaire (chute de tension faible à l'état passant, tension directe blocable élevée) ;
- du transistor MOS (commande en tension, vitesse de commutation élevée).



La figure suivante situe l'IGBT par rapport à ses concurrents en terme de densité de courant et performance en commutation.



La figure ci-dessous montre le schéma équivalent en commutation. Lorsque le MOS est à l'état passant, il est équivalent à une résistance $R_{ds\ "on\ "}$ dont la valeur dépend de V_{gs} . La chute de tension à l'état passant de l'IGBT, $V_{ce\ "on\ "}$, est donc supérieure à celle d'un transistor bipolaire seul (classiquement quelques volts) mais augmente peu avec le courant (contrairement au MOS pour lequel la tension $V_{ds\ "on\ "}$ est proportionnelle à I). Il est également plus lent que le transistor bipolaire à la coupure du fait de la traînée en courant.

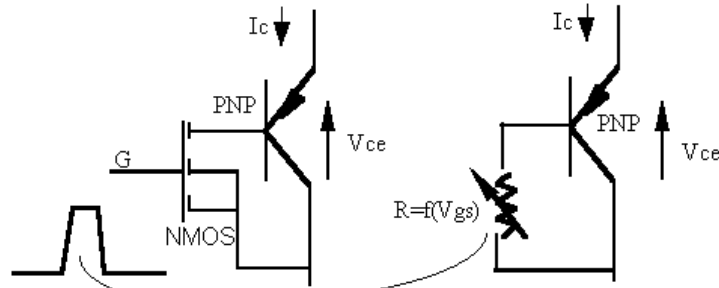
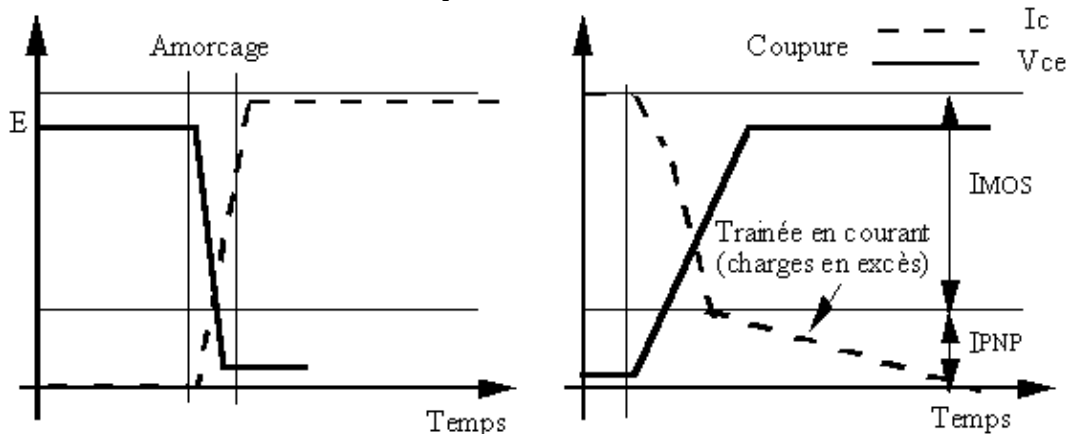


Schéma équivalent en commutation



Commutation sur charge résistive

Le domaine d'utilisation de chaque composant (bipolaire MOS ou IGBT) est donc étroitement lié à la tension et au courant nominal d'utilisation, ainsi qu'à la vitesse de découpage voulue.

L'IGBT peut atteindre des calibres en tension de plusieurs kilovolts, en courant dépassant le milliers d'Ampères. Sa fréquence de fonctionnement va du kHz pour les composants de très gros calibre à plusieurs dizaines de kHz.

Laissant sa place au transistor MOS pour la réalisation des convertisseurs de faible puissance, l'IGBT a remplacé le transistor bipolaire pratiquement dans toutes les applications à moyenne puissance. Il empiète de plus en plus sur les GTO pour les convertisseurs des très fortes puissances.

4. LE TRIAC

a. Symbole, structure et courbe caractéristique I-U

Nous voulons contrôler les deux alternances de la source d'une façon symétrique avec un seul composant, il faut utiliser un TRIAC. Il est équivalent de deux thyristors montés en parallèle inverse, chacun pour contrôler une alternance.

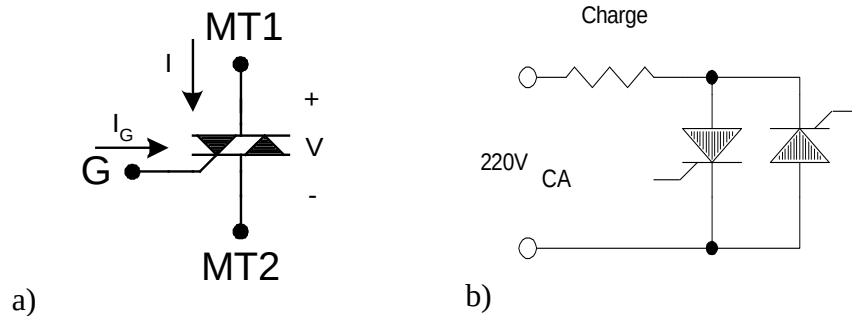


Figure 2- 1. Symbole du TRIAC a) et son circuit équivalent avec les SCR's b).

b. Les modes d'amorçage

Le TRIAC peut être amorcé de quatre façons différentes:

- Quadrant I + : MT2 positif par rapport à MT1; I_G positif
- Quadrant I - : MT2 positif par rapport à MT1; I_G négatif
- Quadrant III + : MT2 négatif par rapport à MT1; I_G positif
- Quadrant III - : MT2 négatif par rapport à MT1; I_G négatif

La sensibilité des TRIACs actuellement sur le marché est la suivante: excellente pour I + et III -, moyenne pour I -, pauvre pour III +.

c. L'amorçage des TRIACs avec un DIAC

Le circuit ci-dessous présente l'emploi d'un composant bidirectionnel symétrique à seuil de déclenchement – DIAC, pour produit les impulsions de courant de décharge du condensateur destiné à amorcer le TRIAC. Le moment d'apparition d'impulsions, donc l'angle de conduction est contrôlé par la constante de temps $R1C1$.

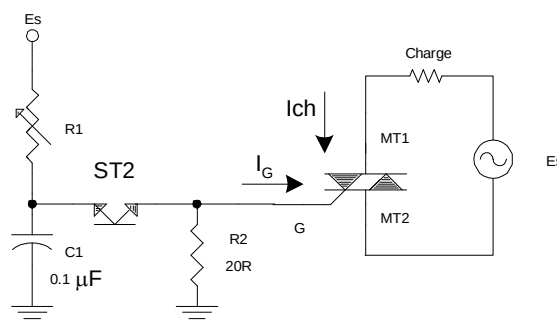


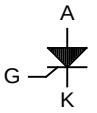
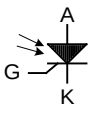
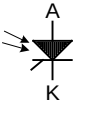
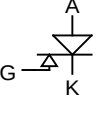
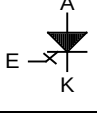
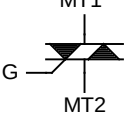
Figure 2- 2. Circuit d'amorçage d'un TRIAC avec le DIAC ST2.

d. La famille des thyristors

A. Les thyristors de puissance

Les thyristors dont le rôle est de contrôler l'apport de puissance dans une charge quelconque sont le SCR, le LASCR, le LAS, le amplifying gate SCR, le GCS et le TRIAC.

Le tableau ci-dessous montre le symbole de ces composants. On constate que le LASCR peut être commandé autant par un signal lumineux que par un signal de gâchette alors que le LAS n'amorce que par un signal lumineux. Quant au amplifying gate SCR, il y a d'intégré un SCR de faible puissance avec le SCR principal pour donner une impulsion de gâchette si forte et surtout si rapide à ce dernier qu'il pourra admettre une augmentation très vive de son courant d'anode. On reviendra sur ce sujet lorsqu'il sera fait mention des possibilités en di/dt des thyristors.

SYMBOLE	NOM
	SCR (Silicon Controled Rectifier) Triode thyristor Reverse blocking
	LASCR (Light Activated SCR) Triode thyristor Reverse blocking
	LAS (Light Activated Switch) Diode thyristor Reverse blocking
	Amplifying Gate SCR Reverse blocking
	GCS (Gate Controled Switch) ou GTO (Gate Turn off Switch) Reverse blocking
	TRIAC Bidirectional Triode thyristor

Le GCS est un SCR qui peut être désamorcé par un signal de gâchette négatif. Pour que ce SCR bloque, on n'a qu'à appliquer un signal de contrôle négatif pour faire sortir le courant par la gâchette. Le principe est simple mais difficilement applicable dans les circuits où les puissances mises en jeu sont considérables.

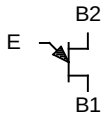
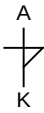
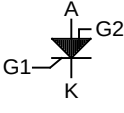
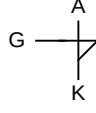
Contrairement aux thyristors précédents qui sont unidirectionnels parce qu'ils bloquent toujours la tension en inverse, le TRIAC est un thyristor bidirectionnel qui peut amorcer autant en direct qu'en inverse par un signal de gâchette positif ou négatif. Il est donc le composant rêvé pour contrôler de la puissance autant durant l'alternance positive que durant l'alternance négative du secteur. Toutefois, il est limité en fréquence à 400Hz alors que certains SCR peuvent opérer jusqu'à 30kHz environ.

B. Les thyristors d'amorçage et de faible puissance

Le tableau ci-dessus présente les autres membres de la famille des thyristors qui servent principalement à l'amorçage des thyristors de puissance. Les exceptions sont les TUJ, TUJC et DIAC NPN qui ne sont pas à proprement dit des thyristors car ils ne sont pas fabriqués avec une structure PNPN. Toutefois, leurs caractéristiques I-U sont semblables à celles des thyristors.

Voici en bref une description des thyristors d'amorçage:

- La diode Shockley: SCR sans gâchette qui amorce par tension d'avalanche seulement.
- Le PUT: SCR à gâchette d'anode qui, avec deux résistances externes se comporte comme un TUJ.
- LAPUT: PUT optoélectronique.
- SCS: SCR de faible puissance à deux gâchettes.
- LASCS: SCS optoélectronique.
- SUS: SCR à gâchette d'anode dont la tension d'avalanche est diminuée et régularisée par une diode Zener.
- DIAC PNPN: Triac sans gâchette qui amorce par une tension d'avalanche seulement.

SYMBOL OLE	NOM
	TUJ (Transistor Unijonction)
	TUJC Transistor Unijonction Complémentaire
	Diode Shockley ou à quatre couches.
	PUT Programmable Unijonction Transistor
	SCS Silicon Controlled Switch
	SUS Silicon Unilateral Switch
	DIAC (NPN type) ST2
	DIAC Bidirectionnel Diode Thyristor

Chapitre II

Les Contrôles à Thyristors

II.1 Les générateurs d'impulsions

Principe de l'oscillateur à relaxation

Le circuit de base d'un oscillateur à relaxation apparaît à la Figure II-1. La tension d'alimentation E_{CC} est appliquée à l'entrée du réseau R_1C_1 qui à son tour alimente le réseau formé par le composant d'amorçage et la résistance R_2 . Cette dernière transformera l'impulsion de courant à l'amorçage en une impulsion de tension u_p qui sera transmise éventuellement à la gachette d'un des thyristors de puissance.

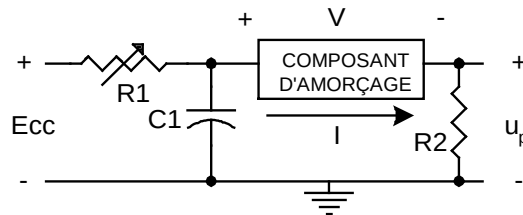


Figure II-1 oscillateur à relaxation

La somme de tension autour de la boucle formée par l'alimentation, R_1 , le composant d'amorçage et R_2 permet d'écrire la droite de charge statique du circuit:

$$I = \frac{E_{CC} - U}{R_1} \quad (\text{II.1})$$

Où R_2 a été négligée car elle est toujours beaucoup plus faible que R_1 en pratique.

$$R_1(\text{min}) = \frac{E_{CC} - U_H}{I_H} \quad (\text{II.2})$$

$$R_1(\text{max.}) = \frac{E_{CC} - U_S}{I_S} \quad (\text{II.3})$$

$$R_1(\text{min.}) < R_1 < R_1(\text{max.})$$

$$I = \frac{U_{C1} - U}{R_2}$$

$$T \cong \left(\frac{1 - \frac{U_H}{E_{CC}}}{1 - \frac{U_S}{U_{CC}}} \right) \quad (\text{II-4})$$

Pour les TUJ et TUJC, dont la structure et le circuit équivalent apparaissent à la Figure II-2 et dont la courbe $I_E - U_E$ est montrée à la Figure II-3.

E_{BB} $\Rightarrow$ remplace E_{CC}

U_v , tension de vallée $\Rightarrow$ remplace U_H

U_p , tension de PIC $\Rightarrow$ remplace U_S

$$\text{Or, } U_P = \eta E_{BB} + U_D \quad (\text{II.5})$$

Où η est le rapport intrinsèque du TUJ (diviseur de tension interne). Et $U_D \approx 0.5\text{V}$ est la chute de tension aux bornes de la jonction d'émetteur. Si on néglige U_D et U_V , l'équation devient:

$$T = R_1 C_1 \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \quad (\text{II.6})$$

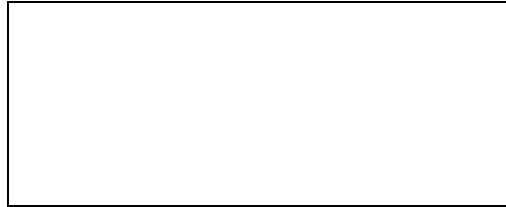


Figure II-2 le TUJ

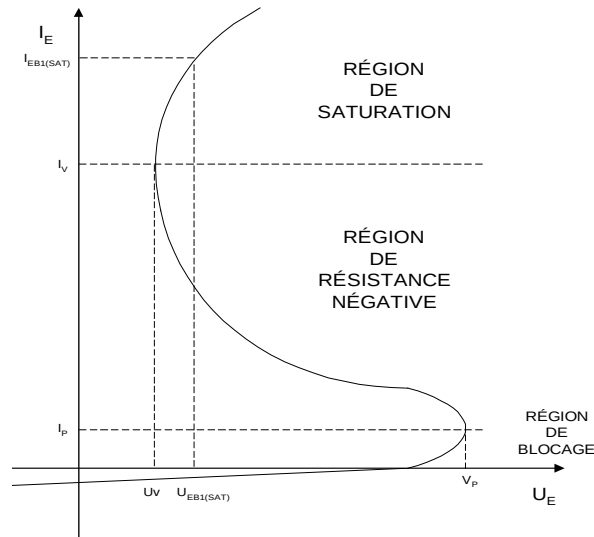


Figure II-3 courbe I_E - U_E d'un TUJ

Le PUT est un SCR à gâchette d'anode qui fonctionne comme un TUJ lorsqu'on branche un diviseur de tension à sa gâchette.

$$\eta = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{II.7})$$

$$T \cong R_1 C_1 \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \quad (\text{II.8})$$

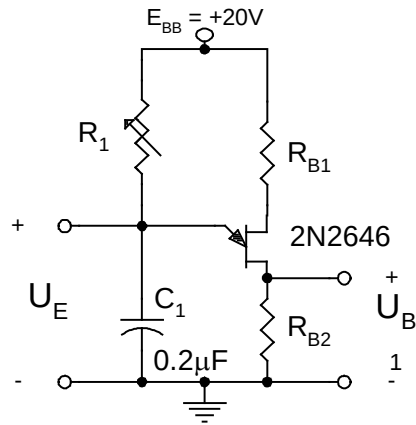
Pour les autres composants d'amorçage tel les SUS, SBS, DIAC et ATS, si $U_H \ll E_{CC}$, alors l'équation est:

$$T \cong R_1 C_1 \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{U_s}{E_{CC}}}\right) \quad (\text{II.9})$$

Voici quelques exemples typiques d'oscillateurs à relaxation.

Avec TUJ

$$\begin{aligned}\eta_{typ.} &= 0.69 \\ I_P(\text{max.}) &= 5\mu\text{A} \\ I_V(\text{min.}) &= 4\text{mA} \\ U_D &\approx 0.5\text{V} \\ U_V &\approx 1.5\text{V}\end{aligned}$$

**Calculs:**

$$U_P = \eta E_{BB} + U_D = 0.69 \times 20\text{V} + 0.5 = 14.3\text{V}$$

$$R_1(\text{min.}) = \frac{E_{BB} - U_V}{I_V} = \frac{20 - 1.5\text{V}}{4\text{mA}} = 4\text{k}\Omega$$

$$R_1(\text{max.}) = \frac{E_{BB} - U_P}{I_P} = \frac{20 - 14.3\text{V}}{5\mu\text{A}} = 1\text{M}\Omega$$

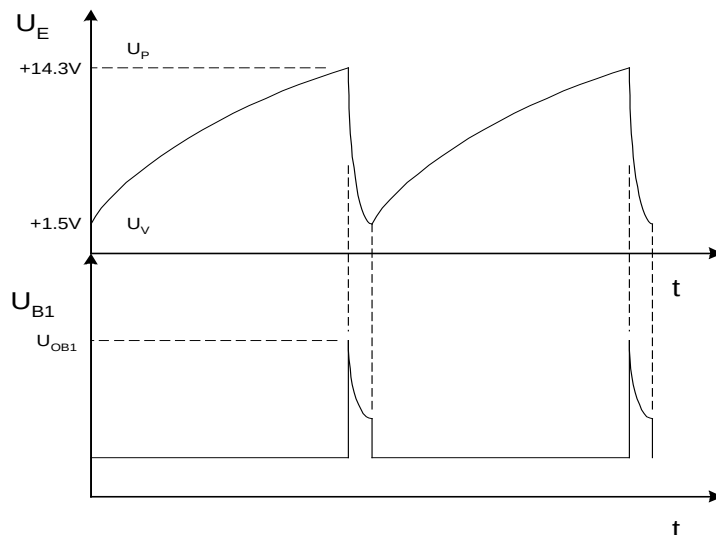
$$T(\text{min.}) = R_1(\text{min.}) C_1 \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right) = 4\text{k}\Omega * 0.2\mu\text{F} \ln\left(\frac{1}{1 - 0.69}\right) = 1.08\text{ms}$$

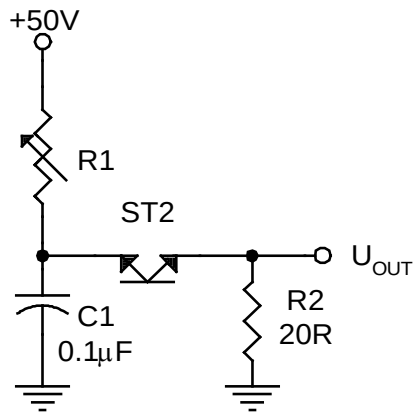
$$T(\text{max.}) = R_1(\text{max.}) C_1 \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right) = 1\text{M}\Omega * 0.2\mu\text{F} \ln\left(\frac{1}{1 - 0.69}\right) = 257.7\text{ms}$$

$$f(\text{max.}) = \frac{1}{T(\text{min.})} = 926\text{Hz}$$

$$f(\text{min.}) = \frac{1}{T(\text{max.})} = 3.88\text{Hz}$$

Dans ce montage, l'impulsion de tension U_{OB1} est de 3.0V minimum et de 8.5V typique.



Avec DIAC

$U_{BO}=32V$ typ.

$I_{BO}=200\mu A$ max.

Note: U_{BO} ne dépend pas de E_{CC} si E_{CC} varie, la fréquence varie.

Calculs:

$$R_1(\text{max.}) = \frac{E_{CC} - U_{BO}}{I_{BO}} = \frac{50 - 32}{200\mu A} = 90k\Omega$$

$$T(\text{max.}) = R_1(\text{max.}) C_1 \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{U_{BB}}{E_{CC}}} \right) = 90k * 0.1\mu F \ln \left(\frac{1}{1 - \frac{32}{50}} \right) = 9.2m \text{ sec.}$$

$$f(\text{min.}) = \frac{1}{T(\text{max.})} = 108.8Hz$$

Note: Rarement utilisé comme oscillateur à relaxation. Plutôt utilisé dans les circuits d'amorçage par contrôle de phase avec $240V_{CA}$ au lieu de E_{CC} .

II.2 Les circuits de commutation statique**Principes généraux**

Dans les circuits de commutation statique, le thyristor, SCR ou TRIAC, est utilisé pour remplacer des contacts mécaniques ou électromécaniques comme ceux d'un relais. Les deux états de fonctionnement sont «ouvert» (off) et «fermé» (on).

Les circuits de commutation statique se divisent en deux catégories: les circuits de commutation C.C. et les circuits de commutation C.A..

Les circuits de commutation C.C. fonctionnent, comme le nom l'indique, avec une alimentation continue. Le SCR devra être désamorçé par l'une ou l'autre des techniques vues précédemment.

La particularité des circuits de commutation C.A., alimentés par source alternative, est que le thyristor se désamorçé automatiquement à chaque changement d'alternance. Il faudra tenir compte du fait que les TRIAC sont conçus pour fonctionner entre 50Hz et 400Hz. Les SCR, eux, peuvent être utilisés jusqu'à environ 30kHz, le facteur de limitation étant leur «turn-off time».

Circuits de commutation C.C.

Les pages qui suivent contiennent quelques exemples de circuits de commutation C.C.. Pour chacun d'eux, on donne:

- 1- le nom;
- 2- le schéma;
- 3- quelques notes pertinentes s'il y a lieu;
- 4- un espace réservé au lecteur pour noter les formes d'onde.

Clignotant de faible puissance

Le circuit de la Figure II-4 a été choisi afin de démontrer les principes de base de la commutation statique

Le T.U.J. Q_1 est relié en oscillateur alimentant ainsi les deux gâchettes des SCR par un train d'impulsions. Si Q_2 est amorcé et la lumière est en fonction, lorsque la prochaine impulsion se produira, Q_1 s'amorcera, désamorçant par le fait même Q_2 à l'aide d'une impulsion générée à l'anode via le condensateur C_2 . Puisque R_2 limite le courant de Q_1 en dessous du courant de maintien, ce dernier ne peut rester amorcé. Le clignotement est ajustable via R_3 à un rythme de 36 à 160 clignotements minute.

Notes:

Le courant d'anode du SCR_1 , dû à R_2 , est plus faible que son courant de maintien car la résistance de gâchette est de 10Ω . Donc, le SCR_1 se désamorce après chaque impulsion du T.U.J.

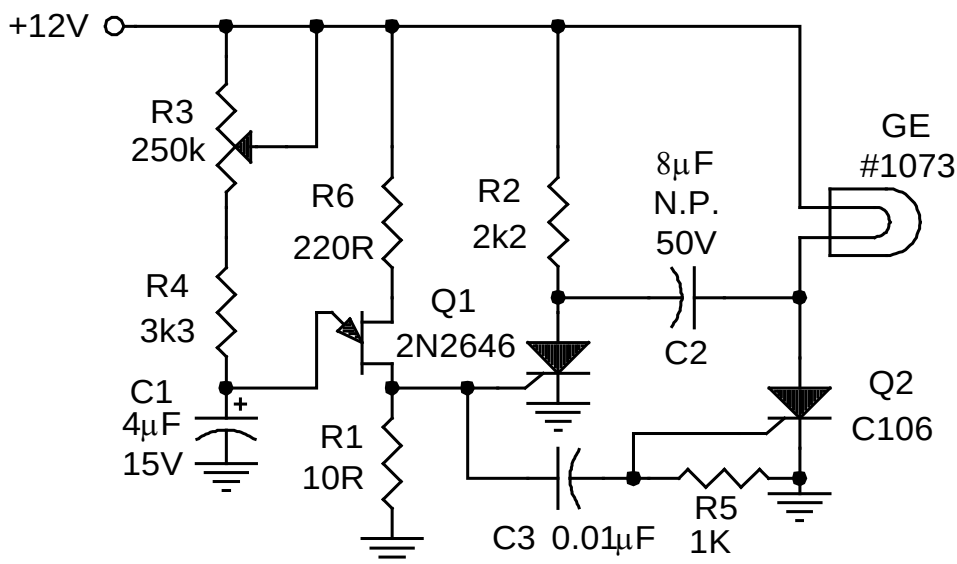


Figure II-4 : Clignotant électronique

Disjoncteur électronique

Dans certain circuit de contrôle de phase, le courant peut atteindre des proportions destructrices en dedans d'un demi-cycle du secteur. Ce phénomène empêche l'utilisation d'un disjoncteur conventionnel. Le circuit de la Figure II-5 permet de palier à ce problème. En effet, lorsque le courant circulant dans la charge dépasse une certaine limite, le SCR2 est amorcé, désamorçant SCR₁ et bloquant immédiatement le courant excessif de la charge. La limite de courant est déterminée par la résistance R₁. SW₁ permet d'actionner la charge, tandis que SW₂ met hors fonction le circuit.

Notes:

- $R_1 \approx \frac{3V}{I_{lim.}}$ pour une charge résistive
- $C_1 \geq \frac{t_{off}}{RL(min.) \ln 2}$
- | | |
|------------|----------------|
| R2=220Ω ½W | SCR1=C240B |
| R3=100Ω ½W | SCR2=C240B |
| R4=2k2 10W | CR1(3)=GE A14A |
| R5=2k2 5W | CR2=GE 1N2158 |

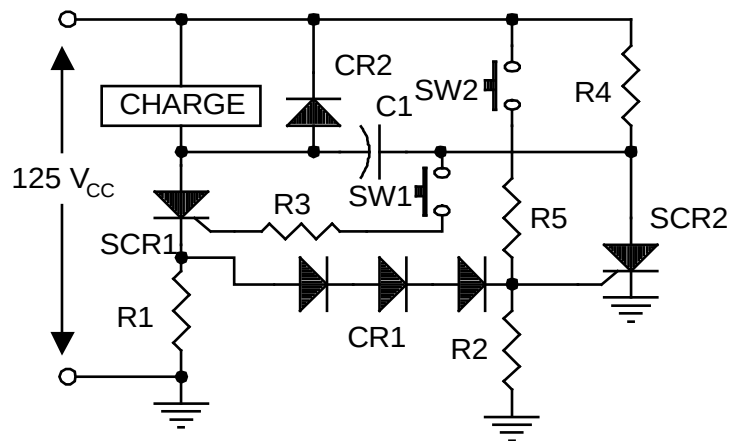


Figure II-5 : Disjoncteur électronique

Éclairage d'urgence

Le transformateur et les diodes CR₂ et CR₃ permettent d'alimenter la lampe de 6V. La diode CR₃ et la résistance R₁ alimente le courant de charge de la batterie qui peut être ajusté en fonction du choix de R₁. L'anode et la gâchette de SCR₁ sont gardées au même potentiel que la batterie tandis que la cathode est à un potentiel plus élevé. Lorsqu'une perte d'alimentation se produit, le voltage à la cathode diminue, amorçant le SCR permettant ainsi à la lampe de 6V de tirer le courant de la batterie. Lorsque l'alimentation du secteur est de nouveau présente, le SCR se désamorce et la batterie se recharge.

Notes: Choisir R₁ en fonction du taux de charge désiré.

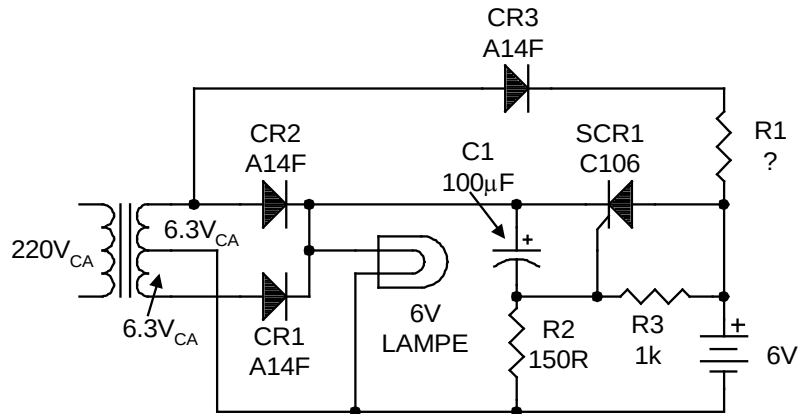


Figure II-6 : Éclairage d'urgence

Chargeur de batterie

Ce chargeur de batterie permet un taux de charge de 6A/h pour une batterie de 12V. Le redressement pleine-onde alimente la batterie via le SCR₁ qui reste amorcé tant que la tension aux bornes de la batterie ne sera pas suffisamment élevée pour enclencher le SCR₂. La tension maximale de charge est déterminée par l'emplacement du potentiomètre R₃. Les résistances R₄ et R₅ ainsi que la diode CR₃ permettent d'alimenter en permanence, mais à faible courant, la batterie afin que celle-ci maintienne sa charge.

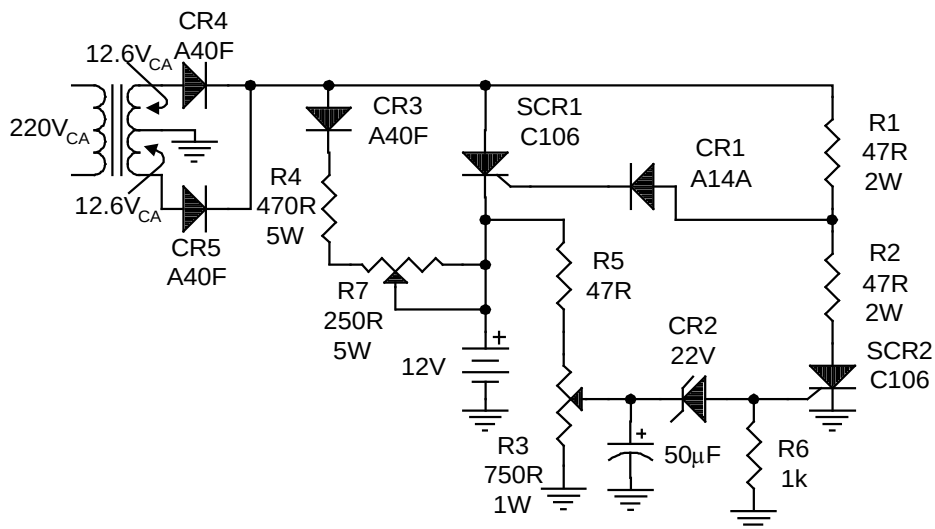


Figure II-7 : Chargeur de batterie

II.3 Le contrôle de phase c.a.

Le principe du contrôle de phase

Le «contrôle de phase» est une technique qui permet de contrôler la puissance fournie à une charge, en alimentant cette dernière en C.A., pendant une fraction ajustable de chaque cycle du signal de l'alimentation.

Les contrôles de phase en demi-onde et en pleine-onde sont définis aux Figure II-8 et Figure II-9.

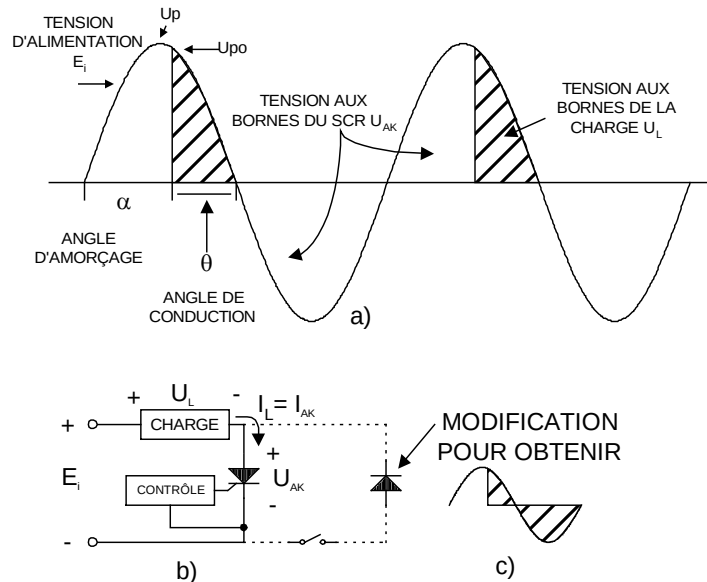


Figure II-8 Contrôle de phase demi-onde

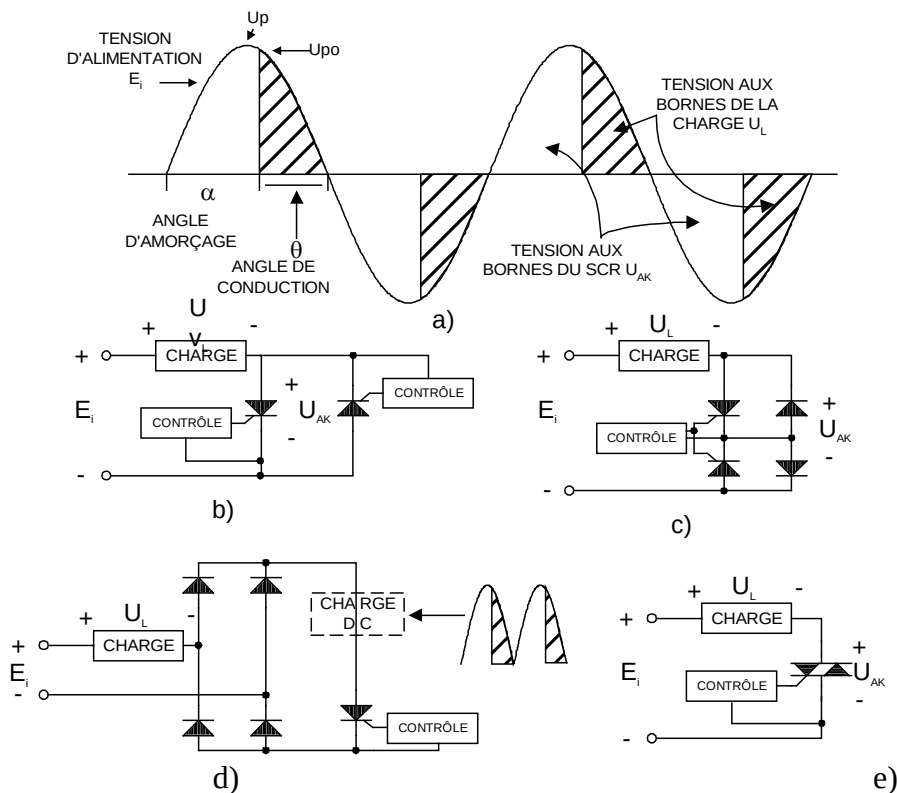


Figure II-9 Contrôle de phase pleine-onde

Analyse des formes d'onde de tension et de courant

Pour connaître les valeurs des tensions moyennes, RMS et crête aux bornes de la charge ainsi que la puissance dissipée par celle-ci en fonction de l'angle d'amorçage, il suffit de consulter la Figure II-10 et la Figure II-11.

Il est surprenant de noter que, pour la plage d'angle d'amorçage comprise entre 30° et 150° , la puissance dissipée par la charge varie de 3% à 97% de sa valeur maximale.

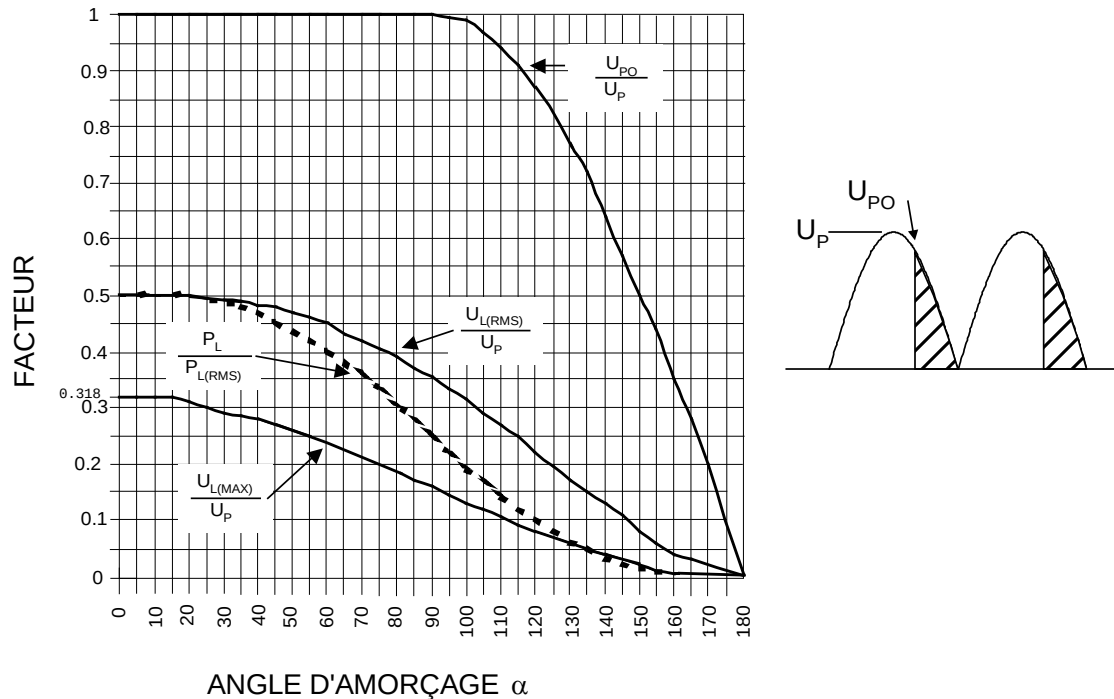


Figure II-10 Analyse du contrôle de phase demi-onde

E_{PO} : Valeur instantanée

E_P : Valeur crête

P_L : Puissance à la charge

P_{LRMS} : Puissance maximum

U_{LMAX} : Tension moyenne à la charge

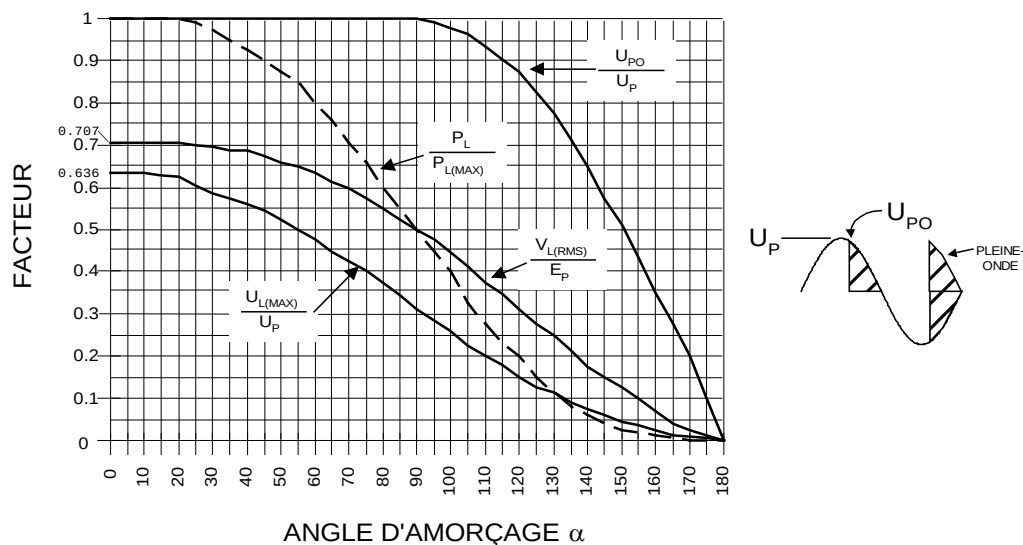


Figure II-11 : Analyse du contrôle de phase pleine-onde

Une fois qu'on a déterminé ce qui se passe dans la charge, il faut spécifier le SCR en terme de courant RMS. Or, en général, il est beaucoup plus simple de mesurer le courant moyen ou C.C. du SCR. Le rapport entre les courants RMS et moyen d'un SCR est appelé le facteur de forme.

$$F = \frac{I_{AK(RMS)}}{I_{AK(moy)}} \quad (4.10)$$

La courbe A de la Figure II-12 donne les valeurs de F en fonction de l'angle d'amorçage pour un courant redressé demi-onde et la courbe B pour un courant redressé pleine onde.

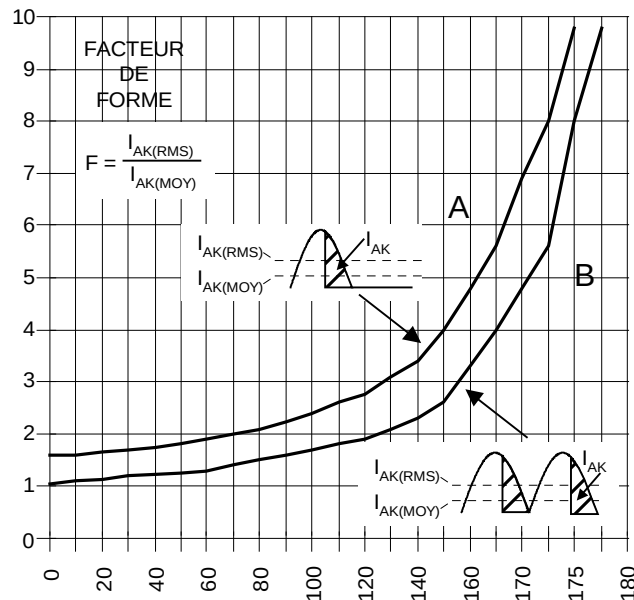
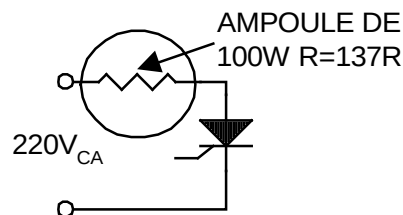


Figure II-12 Le facteur de forme

Exemple #1



Donnée:

Angle d'amorçage=100°

Question:

1. Déterminer la tension moyenne, la tension RMS et la tension crête aux bornes de la charge ainsi que la puissance dissipée par celle-ci.
2. Quel type de SCR devrez-vous choisir ?

Solution:

La tension crête de l'alimentation est $E_p = 1.414 \times 220V = 311V$

D'après la Figure II-10,

$$\frac{U_L(\text{moy.})}{E_p} \approx 0.13 \rightarrow U_L(\text{moy.}) \approx 40V$$

$$\frac{U_L(\text{rms})}{U_p} \approx 0.31 \rightarrow U_L(\text{RMSs}) \approx 96 V$$

$$\frac{U_{po}}{U_p} \approx 0.985 \rightarrow U_{po} \approx 306V$$

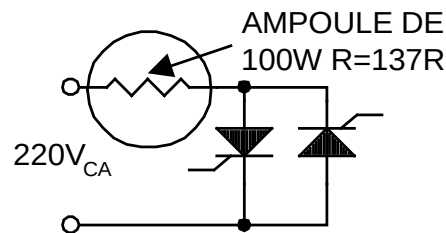
$$\frac{P_L}{P_L(\text{max.})} \approx 0.19 \rightarrow P_L \approx 19W$$

Le courant du SCR étant identique au courant de la charge, on a donc

$$I_{ak}(\text{moy.}) = \frac{U_L(\text{moy.})}{R} = \frac{40V}{137\Omega} \approx 0.3A$$

La courbe A de la Figure II-12 donne un $F=2.35$. Alors le SCR devra avoir un $I_{rms}(\text{max.}) \geq 2.35 \times 0.314A = 0.738A$

Exemple #2



Donnée:

Angle d'amorçage = 100°

Question:

- Déterminer la tension moyenne, la tension RMS et la tension crête aux bornes de la charge ainsi que la puissance dissipée par celle-ci.
- Quel type de SCR devrez-vous choisir ?

Solution:

D'après la Figure II-11,

$$U_L(\text{moy}) = 0V \rightarrow U_L(\text{moy}) = 0V$$

$$\frac{U_L(\text{rms})}{U_p} \approx 0.44 \rightarrow U_L(\text{rms}) \approx 137V$$

$$\frac{U_{po}}{U_p} \approx 0.985 \rightarrow E_{po} \approx 306V (\text{identique au \#1})$$

$$\frac{P_L}{P_L(\text{max.})} \approx 0.385 \rightarrow P_L \approx 38.W (\text{double du \#1})$$

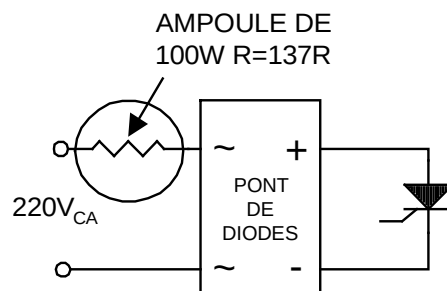
Chaque SCR s'occupe d'une demi-onde. Alors, il faut analyser le circuit comme à l'exemple #1. Donc,

$$I_{ak}(\text{moy.}) = \frac{V_L(\text{moy.}) \text{ demi-onde}}{R} = \frac{43 \text{ V}}{137 \Omega} = 0.314 \text{ A}$$

$$F_{\text{demi-onde}} = 2.35 \text{ à } 100^\circ$$

Chaque SCR devra avoir comme caractéristique un $I_{rms}(\text{max.}) \geq 0.738 \text{ A}$

Exemple #3



Donnée:

Angle d'amorçage = 100°

Question:

1. Déterminer la tension moyenne, la tension RMS et la tension crête aux bornes de la charge ainsi que la puissance dissipée par celle-ci.
2. Quel type de SCR devrez-vous choisir ?

Solution:

Comme à l'exemple #2,

$$U_L(\text{moy.}) = 0 \text{ V}$$

$$U_L(\text{rms}) \approx 136.8 \text{ V}$$

$$U_{po} \approx 306 \text{ V}$$

$$P_L \approx 38.5 \text{ W}$$

Si la charge était en série avec le SCR, la Figure II-11 donnerait:

$$\frac{U_L(\text{moy.})}{U_p} \cong 0.265 \rightarrow U_L(\text{moy.}) \cong 82.4 \text{ V (double du \#1)}$$

Le courant moyen du SCR est, dans les deux cas du branchement de la charge,

$$I_{ak}(\text{moy.}) = \frac{U_L(\text{moy.})}{R} = \frac{82.4 \text{ V}}{137} = 0.601 \text{ A (double du \#1)}$$

La courbe B de la Figure II-12 donne un facteur de forme de: $F \approx 1.6$.

Ainsi, le SCR devra avoir un $I_{rms}(\text{max.}) \geq 1.6 * 0.601 = 0.963 \text{ A}$

Circuits d'amorçage pour le contrôle de phase

Amorçage par réseau déphaseur

Réseau déphaseur simple

La tension de sortie prise aux bornes du condensateur d'un réseau RC peut accuser un retard allant de 0° à 90° sur la tension d'entrée. Toutefois, lorsqu'on utilise la tension du condensateur pour amorcer un SCR, la forme d'onde est distordue par la jonction gâchette-cathode. L'angle d'amorçage du SCR peut donc être légèrement supérieure à 90° . En pratique, on l'évalue comme suit:

$$\alpha \cong \theta = -\text{ARTG}\left(\frac{R}{X_C}\right) \text{ pour } \theta \leq -70^\circ$$

$$\alpha > \theta = -\text{ARTG}\left(\frac{R}{X_C}\right) \text{ pour } -70^\circ \leq \theta \leq -90^\circ$$

Amorçage par générateur d'impulsion

Dans le but d'augmenter la précision de l'amorçage du SCR ainsi que ses performances en di/dt, il faut que le courant de gâchette soit de nature impulsionnelle.

On peut montrer que l'angle d'amorçage vaut:

$$\alpha \cong -\text{ARTG}\left(\frac{R}{X_C}\right) - \text{ARCSIN}\left(\frac{U_s}{U_p} \sqrt{1 - \left(\frac{R}{X_C}\right)^2}\right)$$

Amorçage par rampe synchrone et oscillateurs synchronisés

Oscillateur à TUJ synchronisé par coupure de l'alimentation

Le TUJ utilisé comme oscillateur à relaxation peut générer des impulsions capables d'amorcer des SCR. Toutefois, si le train d'impulsions du TUJ n'est pas synchronisé sur le secteur, le SCR amorcera aléatoirement d'un cycle à l'autre.

Le circuit de la Figure II-13 permet de solutionner ce problème. Le E_{BB} du TUJ est le U_z de la diode zener qui, à la fin de chaque demi-cycle du secteur, (chaque cycle redressé) est réduit à zéro. Ceci assure l'amorçage du TUJ et la charge du condensateur reprend donc toujours à 0° .

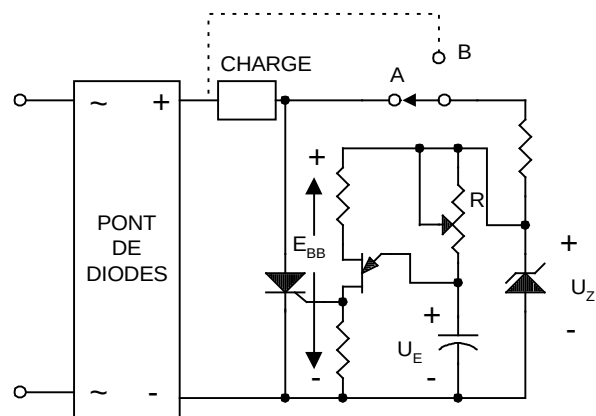


Figure II-13 Amorçage par oscillateur à TUJ synchronisée

L'angle d'amorçage se calcule de la façon suivante: $\alpha = 180^\circ \frac{RC \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right)}{T}$

où $T=10\text{ms}$ lorsque la fréquence est 50Hz.

Rampe synchrone à réseau RC et comparateurs

Au circuit de la Figure II-14, la rampe est générée par un réseau RC dont la constante de temps est plus grande que la période du signal redressé du secteur. Plus le T sera grand, plus l'amplitude de la rampe sera faible, mais plus celle-ci sera linéaire.

Le premier comparateur fait conduire le transistor à la fin de chaque cycle pour décharger C et ainsi synchroniser la rampe. Un deuxième comparateur amorce le SCR à l'angle déterminé par la valeur de la tension U_{REF} qui est comparée à la tension de la rampe.

L'amorçage de SCR peut se faire par courant continu (diviseur de tension, optocoupleur), par impulsion (différentiateur, transfo d'impulsion) ou par un train d'impulsion à environ 5kHz. Cette dernière technique est préférée à l'amorçage par courant continu dans les applications qui nécessitent un signal de gâchette pendant toute la durée de conduction du SCR. La dissipation de puissance de la jonction gâchette-cathode est grandement réduite.

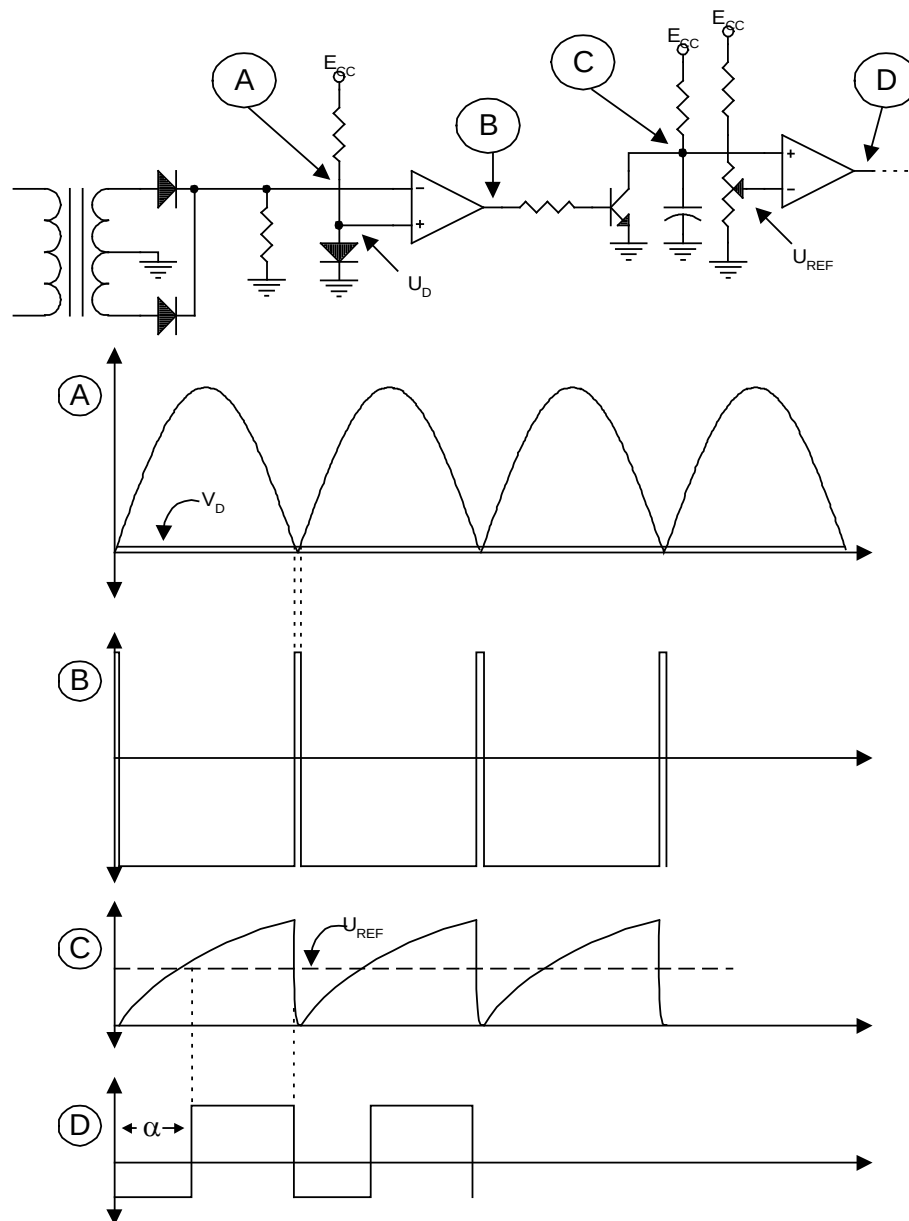


Figure II-14 Amorçage par rampe synchrone à réseau RC et comparateurs

II.4 Circuits d'applications

Commande de puissance temporisée (non-isolée) – la figure II-15

Lorsque l'interrupteur SW_1 n'est pas appuyé, le condensateur de $50\mu F$ est chargé à $+15V$ dépassant ainsi la tension de référence de la broche non-inverseuse de l'amplificateur opérationnel qui se situe à $11.3V$. La sortie de l'amplificateur opérationnel est donc négative empêchant le SCR_1 d'amorcer. Si SW_1 est appuyé, le transistor 2N4401 reçoit une impulsion qui est suffisamment longue pour décharger le $50\mu F$. A ce moment, la sortie de l'amplificateur opérationnel devient positive ce qui empêche la diode de conduire, permettant au réseau déphaseur d'enclencher le SCR_1 alimentant ainsi la charge.

La charge est alimentée tant que la tension aux bornes du $50\mu F$ ne dépassera pas le point de référence de $11.3V$. Le temps que la charge reste en fonction est donc déterminé par la résistance de $100k\Omega$ et le $50\mu F$. Avec ces valeurs le temps de conduction est d'environ sept secondes.

$$t = RC \ln \left(\frac{U_f - U_i}{U_f - U_c} \right)$$

$$t = 50\mu F \times 100k\Omega \ln \left(\frac{15V - 0.2V}{15V - 11.3V} \right)$$

$$t = 6.93 \text{ sec.}$$

La puissance fournie à la charge est déterminée par l'emplacement du potentiomètre de $100k\Omega$ qui permet de varier l'angle d'amorçage du SCR.

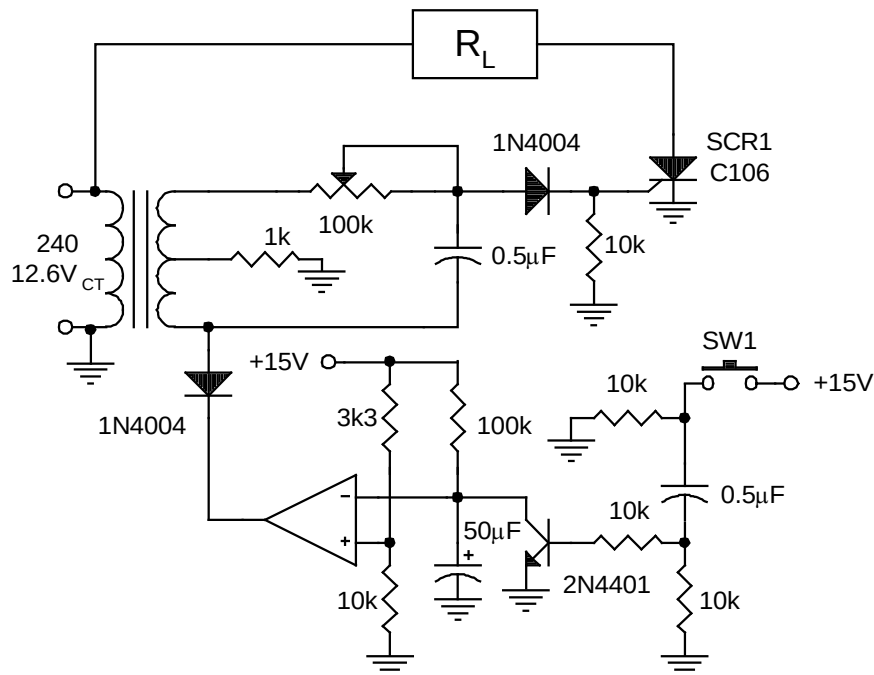


Figure II-15 Commande de puissance temporisée (non-isolée)

Rampe synchrone à touche sensitive – la figure II-16

Ce circuit permet de varier la puissance fournie à la charge en appuyant légèrement sur deux plaques métalliques. Le circuit du haut permet de fabriquer une rampe synchronisée par le secteur d'une durée approximative de 10 msec. Lorsqu'une plaque est appuyée, le condensateur de $100\mu\text{F}$ se charge ou se décharge selon la plaque. Cette tension sert de point de référence à la rampe qui permet d'amorcer plus ou moins tard dans le cycle le SCR C106.

Puisque la charge est placée en dehors du pont de redressement, il s'agit ici d'un contrôle en courant alternatif de 0° à 360° .



Figure II-16 Circuits pour obtenir rampe synchrone à touche sensitive

II.6 Le contrôle de puissance par cycles complets

Interférences électromagnétiques

Dans les circuits de contrôle de phase avec charges résistives (lumières, éléments chauffants,...), l'augmentation très rapide de courant à l'amorçage du SCR produit du bruit parasite à haute fréquence.

Ces parasites affectent surtout la bande AM (540kHz à 1620kHz). Le niveau des harmoniques aux fréquences plus élevées est trop faible pour affecter le VHF (54MHz à 88MHz, 174MHz à 216MHz), le UHF (470MHz à 890MHz) ainsi que le FM (88MHz à 108MHz).

On distingue deux types d'interférences électromagnétiques:

- Les parasites produit par les ondes RF émises autour du circuit lui-même.
- Les parasites se propageant sur les lignes de distribution.

Les premiers sont difficiles à mesurer et dépendent de la façon dont le circuit est monté: longueur des fils, blindage RF. De plus, ils sont négligeables si le récepteur n'est pas situé à proximité du circuit.

Le deuxième type d'interférence est mesurable et il est prouvé que le gradateur de lumière sans filtre antiparasite est le plus bruyant. Par contre, les performances de ce circuit peuvent être améliorées considérablement par la simple addition d'un filtre antiparasite.

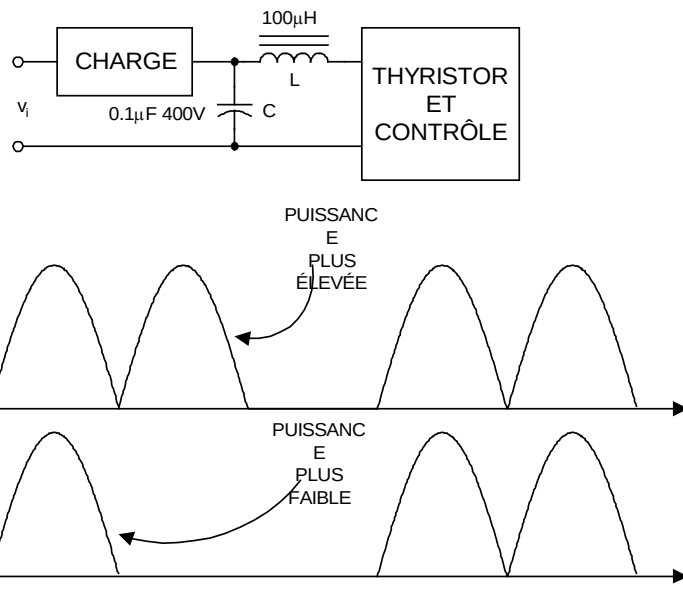


Figure II-17 Commutation à zéro de tension

Lorsque la puissance commandée par le thyristor augmente, la dissipation de puissance du filtre devient prohibitive et force l'utilisation d'une autre technique de suppression d'interférence. C'est la «commande de puissance par cycles complets» ou la «commutation à zéro de tension».

Il a été prouvé expérimentalement que lorsque le thyristor amorce avant que la tension d'alimentation n'atteigne environ 5 volts, les parasites générés sont de beaucoup plus faibles que dans le cas d'un circuit de contrôle de phase avec filtre antiparasite.

Cette technique est principalement utilisée dans les systèmes de chauffage et dans les systèmes d'éclairage à 400Hz. À 50Hz ou 60Hz, un clignotement désagréable des lumières empêche l'utilisation de cette méthode.

II.5 Exercices solutionnés

Le contrôle de phase C.A.

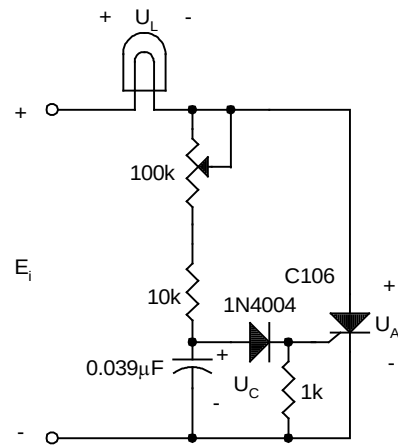
#1

Donnée:

Considérez que l'amorçage du SCR se produit pour $U_C = U_{Gt} + U_b \approx 165\text{V}$.

Question:

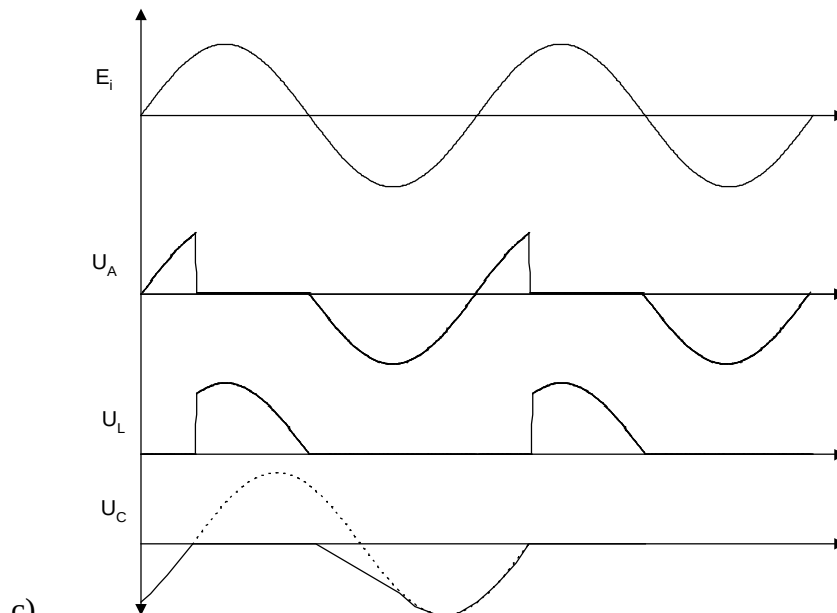
- Calculez l'angle d'amorçage α pour $R=10\text{k}$.
- Calculez l'angle d'amorçage α pour $R=100\text{k}+10\text{k}$.
- Tracez les formes d'onde de U_A , U_L , U_C pour $R=100\text{k}+10\text{k}$.
- Calculez la puissance dissipée par la charge pour $R=100\text{k}+10\text{k}$.



Solution:

$$\alpha = \text{ARCTG}\left(\frac{f}{f_c}\right) = \text{ARCTG}\left(\frac{R}{X_C}\right) = \text{ARCTG}(120\pi RC)$$

- $\alpha = \text{ARCTG}(120\pi * 10 * 0.039\mu\text{F}) = 8.4^\circ$
- $\alpha = \text{ARCTG}(120\pi * 110\text{k} * 0.039\mu\text{F}) = 58.3^\circ$



-
-
-
- D'après la Figure II-8 (contrôle demi-onde), pour $\alpha=58.3^\circ$, $P_L \approx 0.4 * P_L(\text{max.})$, $P_L \approx 40\text{W}$

#2

Donnée:

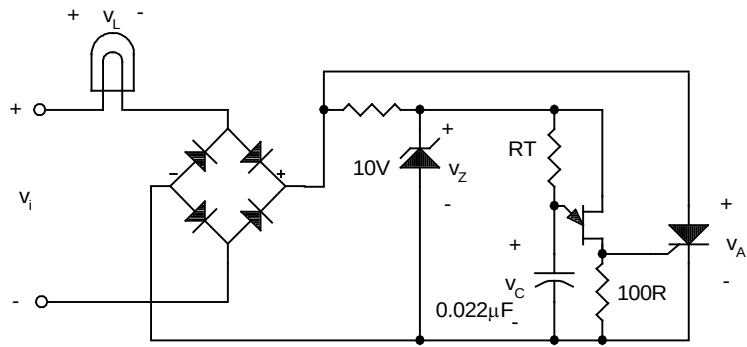
$$\eta = 0.58$$

$$I_p = 5\mu A \text{ (max.)}$$

$$I_v = 3mA \text{ (min.)}$$

$$V_v = 1.5V$$

$$V_D = 0.56V$$

**Question:**

- V_p
- $R_t(\text{min.})$, $R_t(\text{max.})$ pour assurer une oscillation.
- Calculez l'angle d'amorçage pour $R_t = 150k$.
- Tracez les formes d'onde E_i , U_z , U_C , U_A et U_L suite à la question c).
- Calculez la puissance dissipée par la charge à l'aide de l'angle d'amorçage que vous avez calculé en c).
- Calculez R_t si l'angle d'amorçage est égal à 135° .

Solution:

$$a) U_p = \eta U_{BB} + U_D = (0.58 \cdot 10) + 0.56 = 6.36 \text{ V}$$

$$R_t(\text{min.}) = \frac{U_{BB} - U_v}{I_v} = \frac{10 - 1.5}{3mA} = 2k8$$

b)

$$R_t(\text{max.}) = \frac{U_{BB} - U_p}{I_p} = \frac{10 - 6.36}{5\mu A} = 728k$$

$$c) \frac{\alpha}{T_{TUV}} = \frac{360^\circ}{\frac{1}{f}} \Rightarrow \alpha = 360 \cdot 60 \cdot R_t \cdot C_t \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right)$$

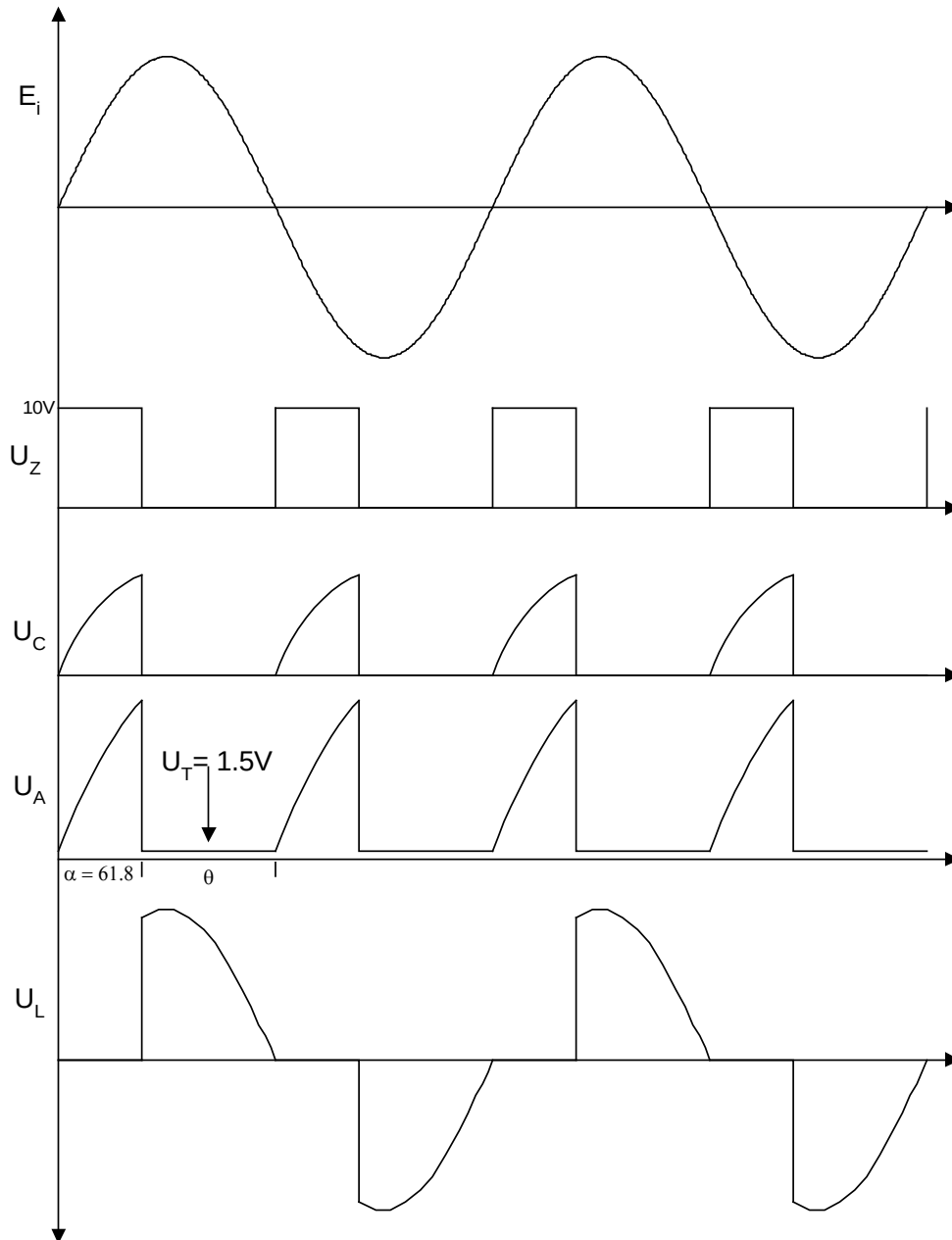
$$360 \cdot 60 \cdot 150k \cdot 0.022\mu F \ln\left(\frac{1}{1 - 0.58}\right) = 61.8^\circ$$

d) Voir page suivante

e) D'après les courbes pour le contrôle pleine-onde, pour $\alpha = 61.8^\circ$,

$$P_L \cong 0.8 \cdot P_L(\text{max.}) \cong 0.8 \cdot 250W = 200W$$

$$R_t = \frac{\theta}{360 \cdot 60 \cdot C_t \ln\left(\frac{1}{1 - \eta}\right)} = \frac{135}{360 \cdot 60 \cdot 0.022\mu F \ln\left(\frac{1}{1 - 0.58}\right)} = 328k$$



Chapitre III

Les alimentations à découpage

Les alimentations à découpage ont acquis beaucoup de notoriété au cours de ces trente dernières années grâce aux avantages incontestables qu'elles offrent, surtout au niveau du rendement, qui peut atteindre 70 à 90 % selon la valeur de la tension de sortie, et de la puissance.

Principe : la tension de secteur est directement redressée sans passer par un transformateur abaisseur de tension. Cette tension continue est transformée en plusieurs tensions continues de valeurs différentes.

La tension DC alimente un convertisseur d'énergie. On applique grâce à un interrupteur rapide (transistor hacheur), la tension redressée et découpée à un transformateur de petite taille puisque travaillant à fréquence élevée ; le transistor de commutation découpe des tranches dont la durée est fonction de :

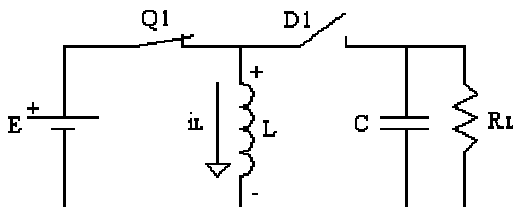
- La tension secteur ;
- La tension stabilisée désirée ;
- La charge appliquée à la sortie.

La fréquence minimale de découpage est de 15750 Hz (fréquence ligne des téléviseurs).

Fonctionnement : dans le cas de l'exemple suivant, les charges sont alimentées pendant le temps d'ouverture de l'interrupteur (convertisseur à accumulation et restitution d'énergie électrique) par une inductance (mémoire de courant) ou une inductance mutuelle.

Le fonctionnement est périodique à deux phases :

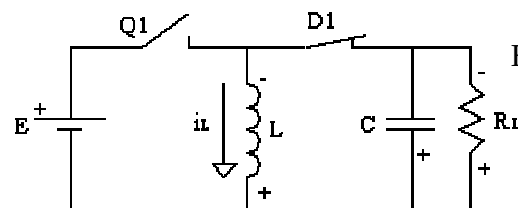
1. Phase de conduction du découpeur (accumulation d'énergie)



Q1 = transistor hacheur ou découpeur
E = tension redressée et filtrée (170 volts)
D1 = diode

En phase d'accumulation d'énergie, Q1 est fermé et D1 est ouverte. $V_L = E$
Le courant croît linéairement jusqu'à I_M , une énergie est stockée dans la bobine. La quantité d'énergie accumulée dépend du temps de conduction du transistor.

2. Phase de blocage du transistor (restitution d'énergie)



En phase de restitution d'énergie, Q1 est ouvert et D1 est fermée. Le condensateur C reçoit l'énergie stockée dans la bobine L. $V_{OUT} = V_C = V_L$.

- Pour que la tension de sortie V_{OUT} soit stable, il faut maintenir à tout instant un équilibre entre l'énergie prélevée du secteur pendant la phase de conduction et l'énergie

consommée pendant le blocage. Ce sera le cas s'il n'y a pas de pertes dans la bobine et les deux interrupteurs.

- On peut réguler la tension de sortie V_{OUT} en lui asservissant le rapport cyclique. On augmente le temps de conduction du transistor si V_{OUT} diminue et on le diminue si V_{OUT} augmente.
- En pratique, on utilise un transformateur, le fonctionnement reste identique ; de plus, on a la possibilité de jouer sur le rapport de transformation donc d'obtenir à la sortie plusieurs tensions continues de valeurs et de signes différents. En phase de conduction le transformateur se réduit à la self de son primaire.

Classification

Il existe plusieurs types de topologies de base dans la famille des alimentations à découpage ou SMPS (Switched Mode Power Supply).
Chaque topologie a des propriétés uniques.

A. Alimentation non isolée de la source :

- A1. Abaisseur de tension (dévolteur ou step-down)
- A2. Élévateur de tension (survolteur ou step-up)
- A3. Inverseur de polarité (voltage inverter)

B. Alimentation isolée de la source, technique asymétrique :

- B1. Par échange d'énergie (montage flyback) : utilisée pour les petites puissances (jusqu'à 100 W). Les charges sont alimentées pendant l'ouverture de l'interrupteur.
- B2. À transfert direct d'énergie (montage forward) : les charges sont alimentées pendant le temps de fermeture de l'interrupteur. Les puissances mises en jeu vont de 100 à 500 W.

C. Alimentation isolée de la source, technique symétrique :

- C1. Montage push-pull
- C2. Montage à demi-pont

Tableau comparatif entre les alimentations à découpage et les alimentations en linéaires

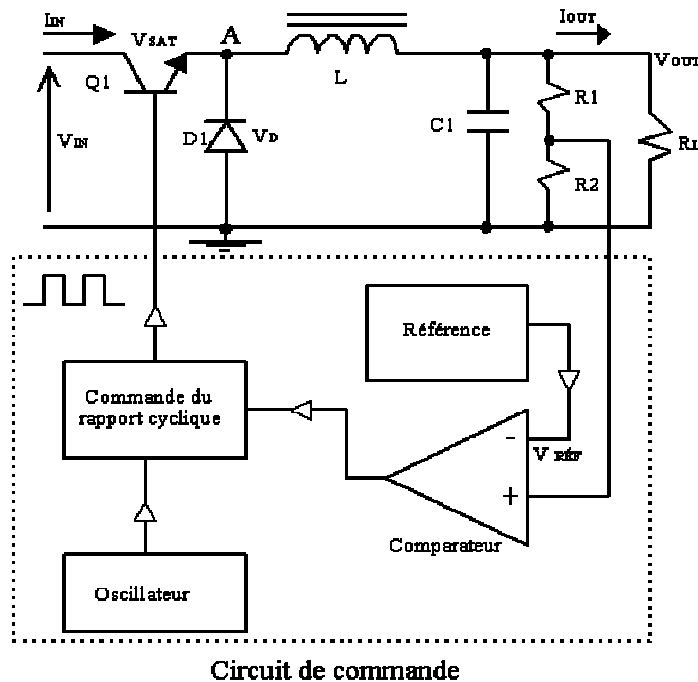
	Alimentation à découpage	Alimentation en linéaire
Efficacité	65% à 85% est généralement de mise	25% à 50% est commune mesure
Température	de 20°C à 40°C	50°C à 100°C fait partie des défauts de la régulation en linéaire.
Ondulation	20 à 50 mV dans le meilleur des cas	5mV n'est pas trop difficile à atteindre
Régulation	0.3% dans le meilleur des cas	0.1% facilement
Poids	environ 15 Watts/kg	5 Watts/kg
Volume	16cm ³ /Watt est généralement la règle d'or.	Deux à trois fois plus d'espace est nécessaire pour la même puissance

II.1 Alimentation non isolée de la source :

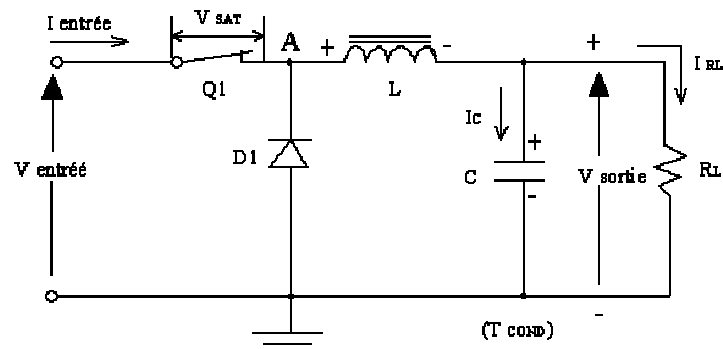
a) Régulateur à découpage série - abaisseur de tension :

Le schéma simplifié comprend un transistor de commutation (Q1), l'inductance L placée en série avec la charge, le condensateur de filtrage C1 et la diode de roue libre D.

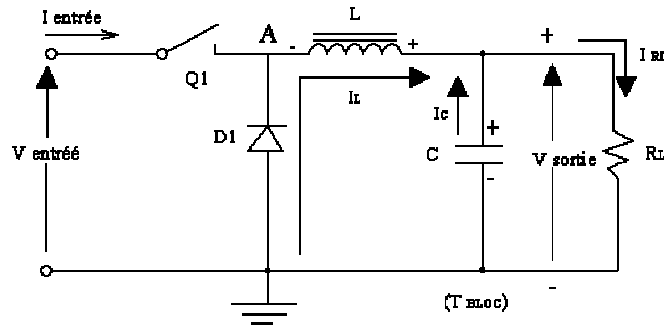
Le circuit de commande produit des impulsions modulées en largeur qui commandent le temps de conduction (T_{cond}) et le temps de blocage (T_{bloc}) du transistor.



Fonctionnement :

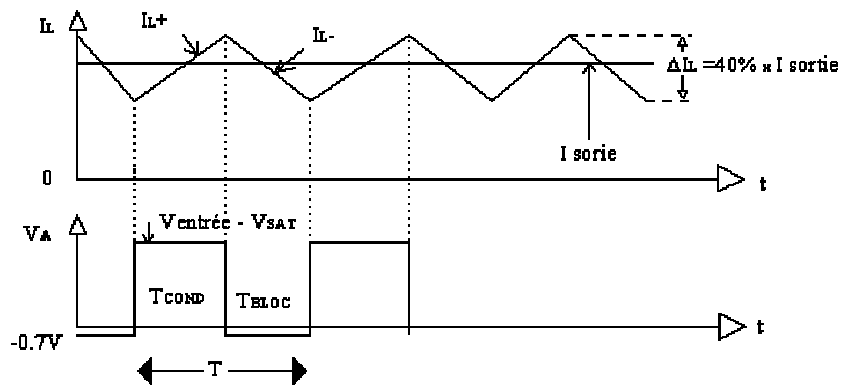


- Lorsque le transistor Q1 laisse passer le courant (voir la figure ci-dessus), celui-ci circule à travers l'inductance L et alimente la charge. Une certaine quantité d'énergie électrique est accumulée dans l'inductance (i_L croît). La diode D1 en polarisation inverse ne laisse pas passer le courant. Le condensateur C se charge. La tension au point A (cathode de la diode D1) par rapport à la masse est : $V_A = V_{\text{entrée}} - V_{\text{sat}}$
- Lorsque le transistor Q1 est bloqué (voir la figure ci-dessus), le courant d'entrée $I_{\text{entrée}}$ cesse de circuler. Le champ magnétique dans l'inductance L disparaît (I_L décroît) et une tension est induite aux bornes de la bobine (la polarité du point A est alors négative). Cette dernière tend à maintenir le courant.



Puisque la tension au point A est devenue négative, la diode D1 est alors en polarisation directe, de sorte qu'elle laisse passer le courant. Le courant de sortie continue de circuler dans la charge et dans l'inductance par l'intermédiaire de cette diode D1.

L'énergie emmagasinée dans l'inductance lorsque le transistor laissait passer le courant est maintenant restituée au circuit.



- Q1 conducteur :

$$V_{LCOND} = V_{Entrée} - V_{CE\ sat} - V_{Sortie} = V_{entrée} - V_{sortie}$$

$$V_{LCOND} = \frac{I^+}{T_{COND}}$$

- Q1 bloqué :

$$V_{LBLOC} = V_{sortie} + V_D$$

$$V_{LBLOC} = L \times \frac{I^-}{T_{BLOC}}$$

$$I^+ = I^- \implies \frac{V_{LBLOC}}{V_{LCOND}} = \frac{T_{COND}}{T_{BLOC}} = \frac{V_{Sortie} + V_D}{V_{Entrée} - V_{CE\ Sat} - V_{Sortie}}$$

$$V_D \text{ et } V_{SAT} \text{ étant négligeables alors : } V_{Sortie} = \frac{T_{COND}}{T_{COND} + T_{BLOC}} \times V_{Entrée}$$

Le circuit de commande mesure la valeur de la tension de sortie, la compare avec la tension de référence et fournit des impulsions de largeur variable qui commanderont les temps de conduction et de blocage du transistor. Il augmente automatiquement le temps de conduction T_{COND} si la tension de sortie tend à diminuer. Par contre, il réduit le temps de conduction si la tension de sortie a tendance à augmenter. En d'autres termes plus le temps de conduction est long, plus la quantité d'énergie emmagasinée dans l'inductance est importante et plus la tension aux bornes du condensateur de filtrage est élevée ce qui se traduit par une tension de sortie régulée de valeur plus élevée.

Ci-dessous, sont représentées les principales équations du régulateur en commutation série. Toutes ces équations sont dérivées de l'équation :

$$e_l = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

Il est important de noter que le taux d'utilisation influence directement la tension de sortie.

$$V_{\text{Entrée}} - V_{\text{Sortie}} = L \frac{\Delta I_L}{T_{\text{COND}}} \quad (\text{Élément de commutation en conduction})$$

$$V_{\text{Sortie}} = L \frac{\Delta I_L}{T_{\text{BLOC}}} \quad (\text{Élément de commutation en blocage})$$

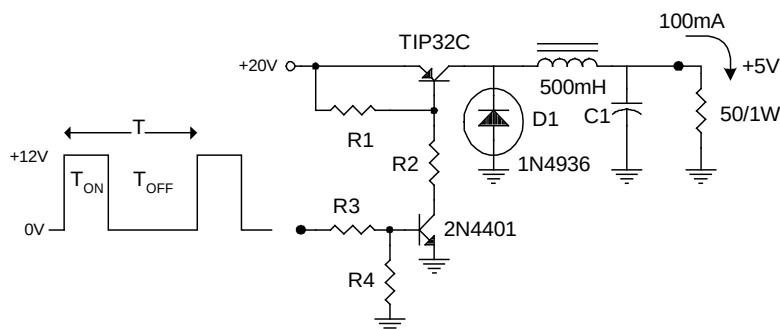
$$\frac{V_{\text{Sortie}}}{V_{\text{Entrée}}} = \frac{T_{\text{COND}}}{T} = \text{taux d'utilisation (D)}$$

$$\Delta U_C = \Delta V_{\text{Sortie}} = \frac{T \Delta I_L}{8C} \quad (\text{Calcul du ronflement de sortie})$$

Exemple 1 : Alimentation à découpage série non-régulée

Voici un exemple d'un régulateur à découpage série non-régulée. On le nomme ainsi puisque aucun échantillon de la sortie n'est pris en considération afin d'exécuter une contre-réaction permettant ainsi de réguler la sortie. Il s'agit donc ici d'une fréquence et d'un taux d'utilisation fixe influant directement sur la tension de sortie.

Donnée: $I_O = 100\text{mA}$ $\Delta I_L = 10\%$ $\Delta U_O = \Delta U_C = 50\text{mV}$



Régulateur à découpage série non-régulé

Questions:

- Taux d'utilisation
- t_{on} , t_{off} , T , f .
- C

a) Puisque la tension de sortie doit se situer au quart de la tension d'entrée; le circuit de commutation doit produire un taux d'utilisation de 25%.

$$D = V_{\text{Sortie}} / V_{\text{Entrée}} = 5\text{V} / 20\text{V} \quad \text{donc } D = 0,25$$

b) Le temps de conduction se calcule à partir de la formule de base de la bobine. Puisque la différence de potentiel est de $E_i - U_o$ (i.e. 15V) et que le courant désiré est de 10mA le temps de conduction est donc:

$$T_{\text{COND}} = \frac{L \Delta I_L}{V_{\text{Entrée}} - V_{\text{Sortie}}} \quad \text{donc } T_{\text{COND}} = \frac{500\text{mH} \cdot 10\text{mA}}{20\text{V} - 5\text{V}} = 333 \mu\text{s}$$

Le calcul du temps de blocage est idem à celui du temps de conduction. Seule la tension aux bornes de la bobine change de valeur.

$$T_{BLOC} = \frac{L \Delta I_L}{V_{Sortie}} \quad \text{donc } T_{BLOC} = \frac{500mH \cdot 10mA}{5V} = 1 \text{ ms}$$

La période est évidemment l'addition du temps de conduction et du temps de blocage:

$$T = T_{COND} + T_{BLOC} = 0,333 + 1 = 1,333 \text{ ms}$$

La période étant de 1,333 ms, la fréquence est donc de:

$$f = 1 / T \quad \text{donc } f = 1 / 1,333 = 750 \text{ Hz}$$

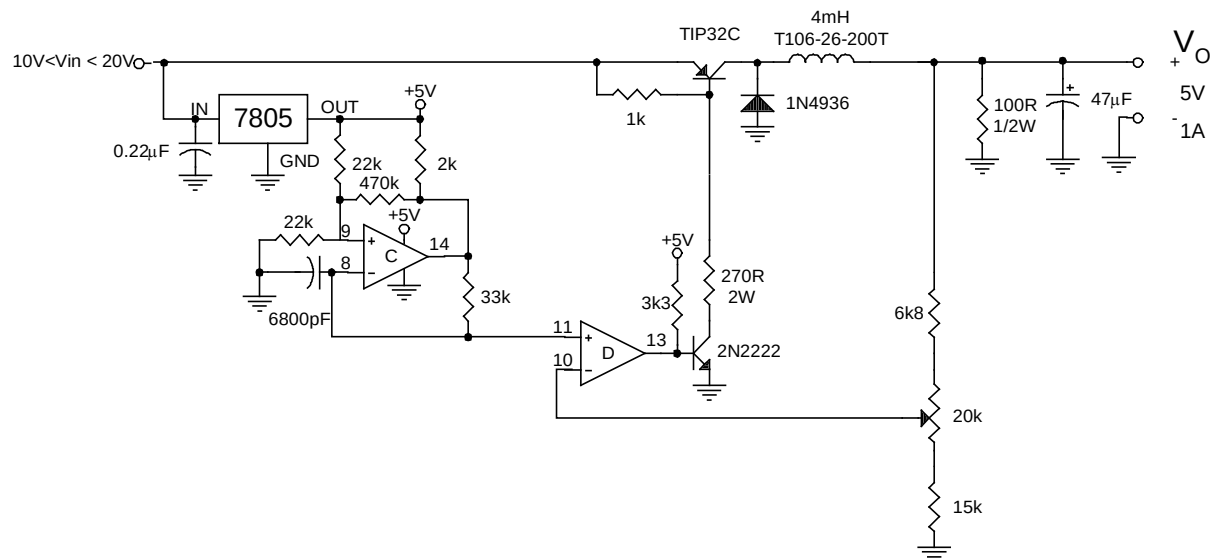
c) La valeur du condensateur se calcule:

$$C = \frac{T \Delta I_L}{8 \Delta V_{Sortie}} \quad \text{donc } C = \frac{10mA \cdot 1,333ms}{8 \cdot 50mV} = 33 \mu F$$

Exemple 2 : Alimentation à découpage série à fréquence fixe.

Dans cette application (voir la figure ci-dessous), la fréquence est maintenue fixe par un circuit de comparateur à hystérésis utilisant un LM339. La fréquence et le taux d'utilisation à la broche 11 du 339 sont stables et ne varient pratiquement pas sauf par les influences normales de la température et autres éléments externes. Ici, au contraire de la figure précédente, un échantillon de la sortie est pris via le réseau de résistances 6k8, 20k et 15k. Cet échantillon, lorsque comparé à la forme d'onde de la broche 11, permet de régulariser la tension de sortie en variant le taux d'utilisation à la broche 13 du comparateur. Dans ce circuit, le TIP32 agit comme élément de régulation (commutation).

Donnée:



Régulateur à découpage série à fréquence fixe

Question:

- PSB et PIB de l'oscillateur. PSB indique le point supérieur de basculement tandis que PIB indique le point inférieur
- fréquence de l'oscillateur, taux d'utilisation si $U_o = 5V$ et $E_i = +20V$.

Solution :

- La tension de déclenchement basse (PIB) est déterminée lorsque la sortie à collecteur ouvert du LM339 est en conduction. Nous pouvons donc présumer que la résistance de 470 kΩ est pratiquement à 0 V donc à point commun. Pour cette raison, le calcul suivant détermine le PIB.

$$PIB = \frac{5V \cdot (22k\Omega / 470k\Omega)}{22k\Omega + (470k\Omega / 22k\Omega)} = +2,44 \text{ V}$$

La tension de déclenchement haute (PSB) est déterminée lorsque la sortie à collecteur ouvert du LM339 est bloquée. La résistance de 470k est maintenant en série avec la 2k permettant de calculer le PSB.

$$PSB = \frac{5V \cdot 22k\Omega}{(470k\Omega / 22k\Omega) + 22k\Omega} = + 2,55 \text{ V}$$

b) Le rapport des résistances de sortie permet d'évaluer la tension de ronflement présente à la sortie. La formule de l'amplificateur inverseur peut s'appliquer ici:

$$\text{Gain} = R_f/R_i + 1 \text{ ou } U_o/E_i = 5V / U_{\text{moy broche 11}} \text{ donc Gain} = 5V/2.5V = 2$$

Dans ce type de régulateur, la fréquence est fixée par l'oscillateur à 339.

$$T_{\text{COND}} = 33k \times 6800pF \ln \frac{5V - 2,44V}{5V - 2,55V} = 10 \mu s$$

$$T_{\text{BLOC}} = 33k \times 6800pF \ln \frac{0V - 2,55V}{0V - 2,44V} = 10 \mu s$$

$$T = T_{\text{COND}} + T_{\text{BLOC}} \text{ donc } T = 10\mu s + 10 \mu s = 20 \mu s$$

$$f = 1 / T \text{ donc } f = 1 / 20 \mu s = 50 \text{ Hz}$$

Puisque la fréquence est fixe, seul le taux d'utilisation peut permettre à la sortie de varier.

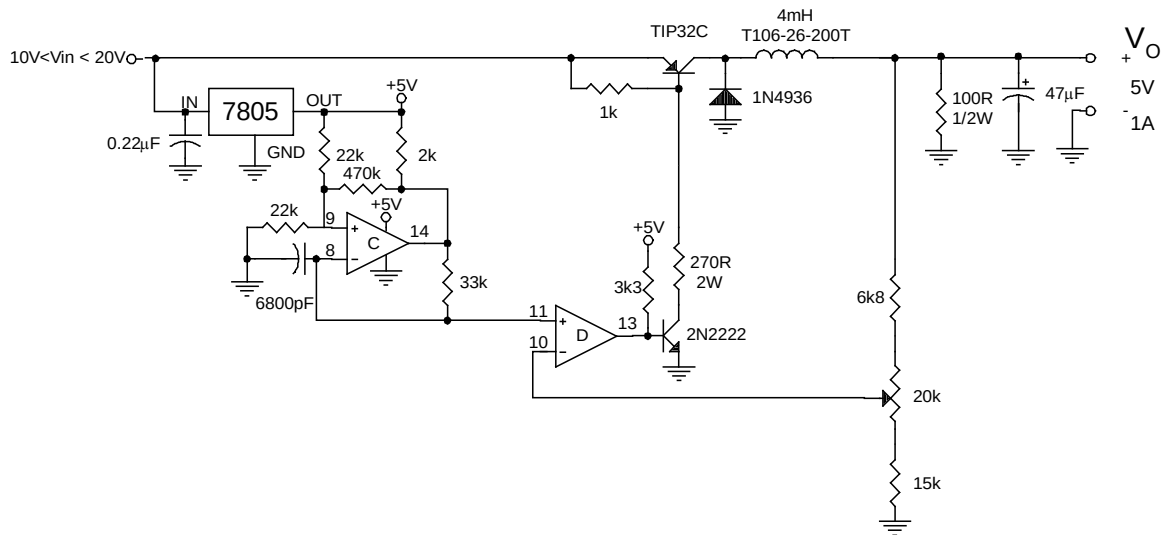
La position du potentiomètre de 20k déterminera la tension de sortie par le changement de l'échantillon de retour. Ici, puisque la sortie doit être de +5V et que l'entrée est de +20V, le taux d'utilisation doit nécessairement être de:

$$D = U_o/E_i = +5V / 20V = 0,25$$

Exercices résolus

1. Donnée:

Au circuit de la **Erreur ! Source du renvoi introuvable.**, le curseur du potentiomètre est complètement vers le bas; la tension d'entrée est de +18V et l'on ne connaît ni la tension ni le courant de sortie.



Question:

- a) U_O
- b) Taux d'utilisation.

Solution:

La tension moyenne à la broche 11 du comparateur D reste identique à l'exemple précédent i.e. +2.5V. La tension de sortie sera déterminée par le gain:

$$\text{Gain} = \frac{R_f/R_{in} + 1}{\text{ curseur du pot. en bas}} = \frac{26k8/15k + 1}{1} = 2.8$$

La tension de sortie est de:

$$U_O = U_{11} \text{ moy} * 2.8 = +2.5V * 2.8 = +7V$$

Le taux d'utilisation est directement conséquent du rapport en E_i et U_o :

$$\text{Taux d'utilisation} = \frac{U_o/E_i}{1} = \frac{(7V/18V)*100}{1} = 38.9 \%$$

2. Donnée:

$$\Delta I_L = 2\% I_O$$

$$\Delta U_C = 50 \text{ mV}$$

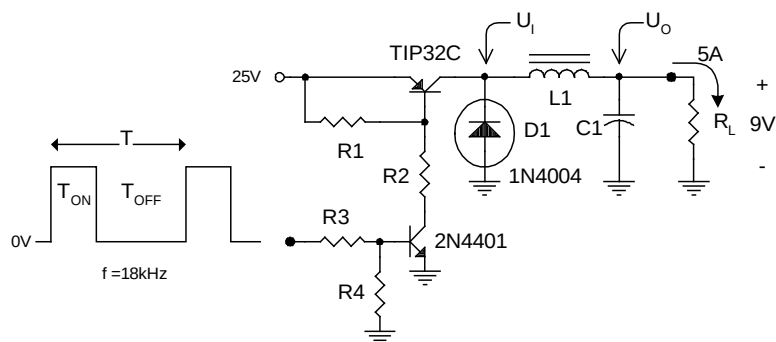


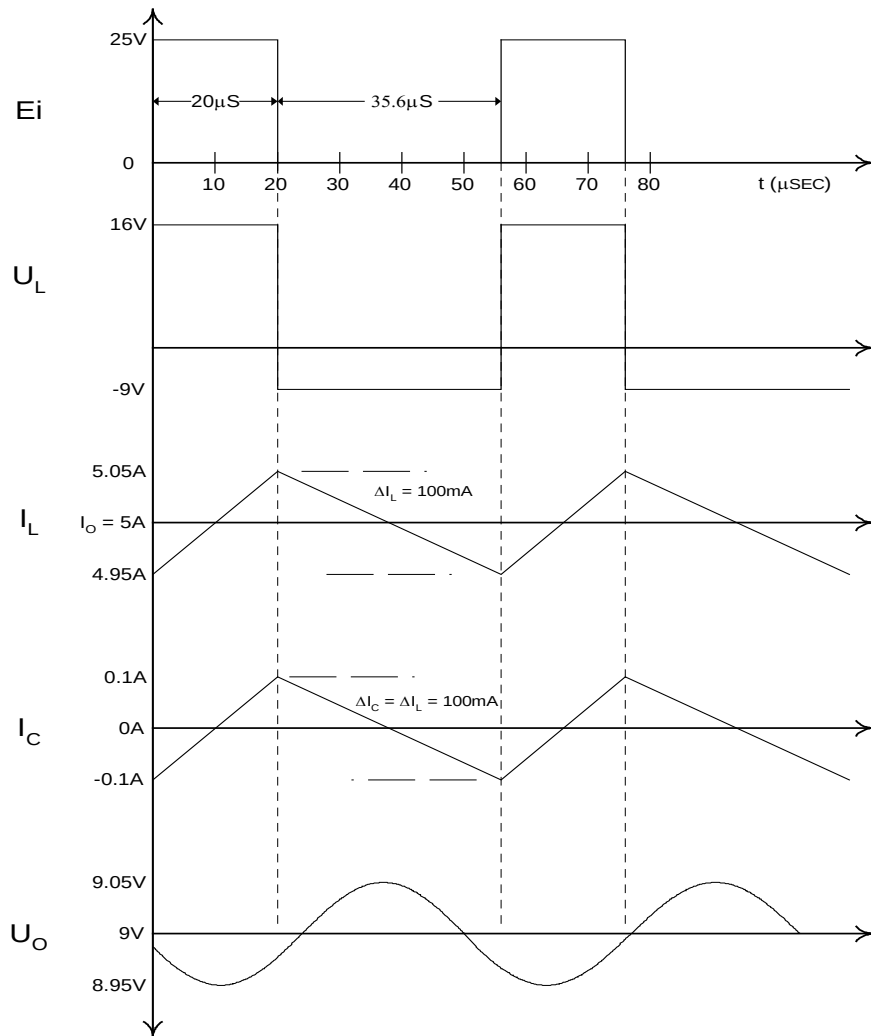
Figure 0-18

Questions:

- Déterminez les valeurs du taux d'utilisation, du temps haut (ton) et du temps bas (toff)
- Déterminez L et C
- Traces les formes d'onde de Ei, UL, IL, IC, UO= UC

Solution:

D	$U_o/E_i = 9V/25V$	D	0.36
ton	$DT = 0.36 \times 1/18kHz$	ton	$20\mu s$
toff	$T - ton = 1/18kHz - 20\mu s$	toff	$35.6\mu s$
T	$ton + toff$	T	$55.6\mu s$
L	$\frac{ton \times U_L}{\Delta I_L}$	L	$3.2 mH$
	$\frac{20\mu sec \times (25-9)}{2\% \times 5A}$		
C	$\frac{\Delta I_L T}{8\Delta U_C}$	C	$13.9\mu F$
	$\frac{100 mA \times 55.6\mu s}{8 \times 50 mV}$		



Formes d'onde

$U_o(\min)$	7.142 (4k7/6k8+1)		+12.07V
ΔU_o	12.13V - 12.07V		60mV
D	U_o/E_i	12.1V / 30V	0.4
U_L	$\frac{L \Delta I_L}{\Delta t}$		
30-12U	$\frac{12mH \Delta I_L}{0.4T \text{ (ton)}}$	$\frac{\Delta I_L}{T}$	600
ΔU_c	$\frac{\Delta I_L T}{8C}$		
60 mV	$\frac{\Delta I_L T}{8 \times 100\mu F}$	$\Delta I_L T$	48×10^{-6}
$\Delta I_L T^2$	48×10^{-6}	T^2	$\frac{48 \times 10^{-6}}{600}$
		T	283 μs
f	1 / 283 μs	f	3.5kHz
t_{on}	0.4 x 283 μs	t_{on}	113 μs
t_{off}	0.6 x 283 μs	t_{off}	170 μs
ΔI_L	600 T = 600 x 283 μs	ΔI_L	170 mA
S'il s'agissait d'un régulateur en linéaire, l'élément de régulation serait en conduction de façon continue.			
P_D	(30V-12V) * 2A	P_D	36W
Puisqu'il s'agit d'un régulateur à découpage, l'élément de régulation ne travaille que 40% du temps, donc une puissance dissipée de:			
P_D	40% * (30V-12V) * 2A	P_D	14.4W

Exercice 2.

Pour le même circuit d'alimentation à découpage série auto-oscillant à 723.

- Déterminez R_i pour une tension de sortie de +24V.
- Taux d'utilisation.

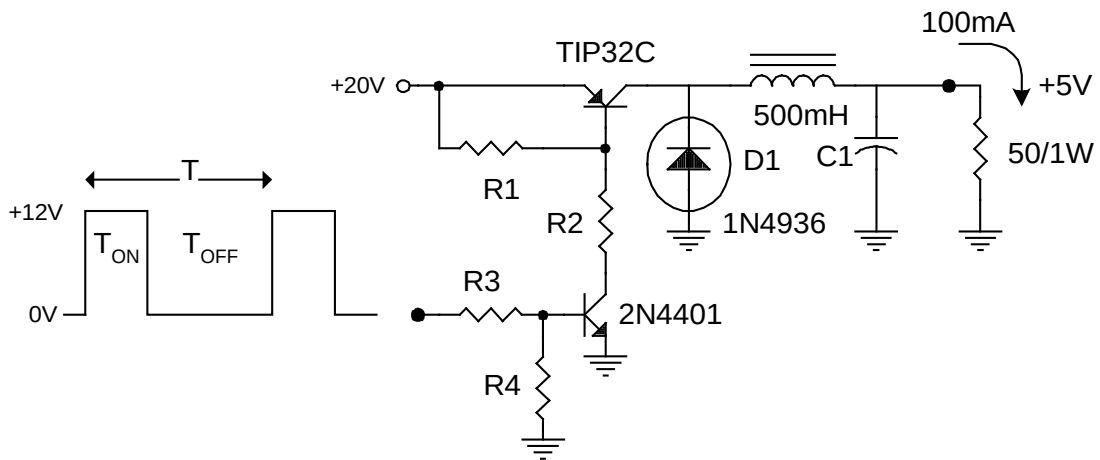
Solution:

PSB	$7.15V + \frac{(30V-7.15V) * 1k}{1k + 1M}$	+7.17 V
PIB	$7.15V + \frac{(-0.7V-7.15V) * 1k}{1k + 1M}$	+7.14 V
$U_5 \text{ moy}$	+7.17V - 7.14V	+7.155V
Gain	U_o/U_{in}	
Gain	+24V / 7.155 V	3.25
Gain	$R_f/R_i + 1$	
3.346	$4k7 / R_i + 1$	
R_i	$4k7 / (3.25-1)$	2k
D	U_o/U_i	24V / 30V
		0.8

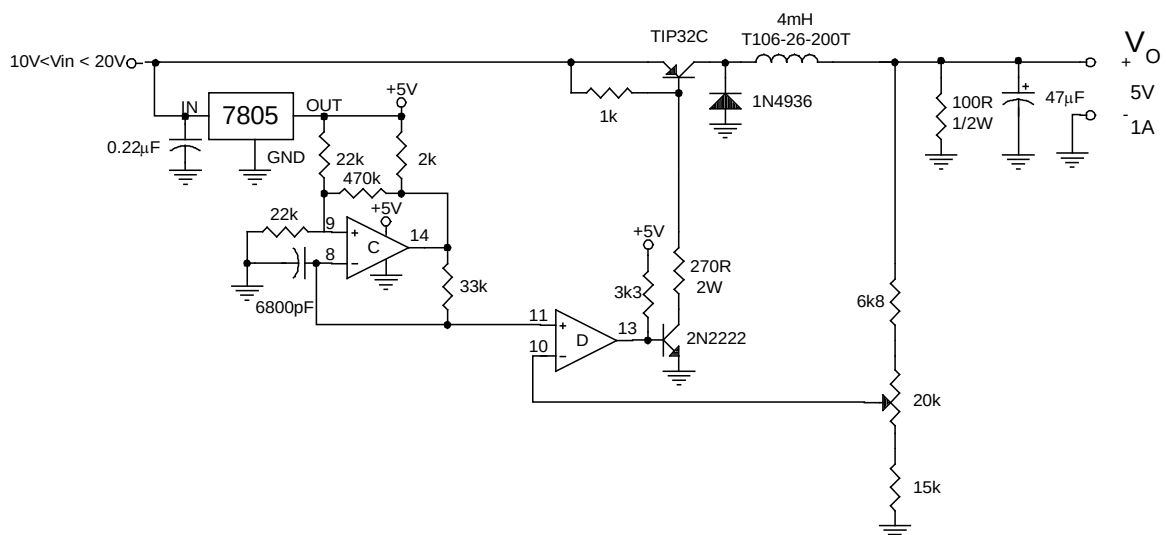
Plus la tension de sortie s'approche de la tension d'entrée, plus le taux d'utilisation est élevé; plus l'élément de régulation doit dissiper de la puissance. Pensez-y, un taux d'utilisation de 100% nous ramène à un régulateur en linéaire.

Exercices

1. Pour l'alimentation à découpage donné sur la figure suivante la fréquence d'entrée est à 20kHz et le taux d'utilisation est de 40%.



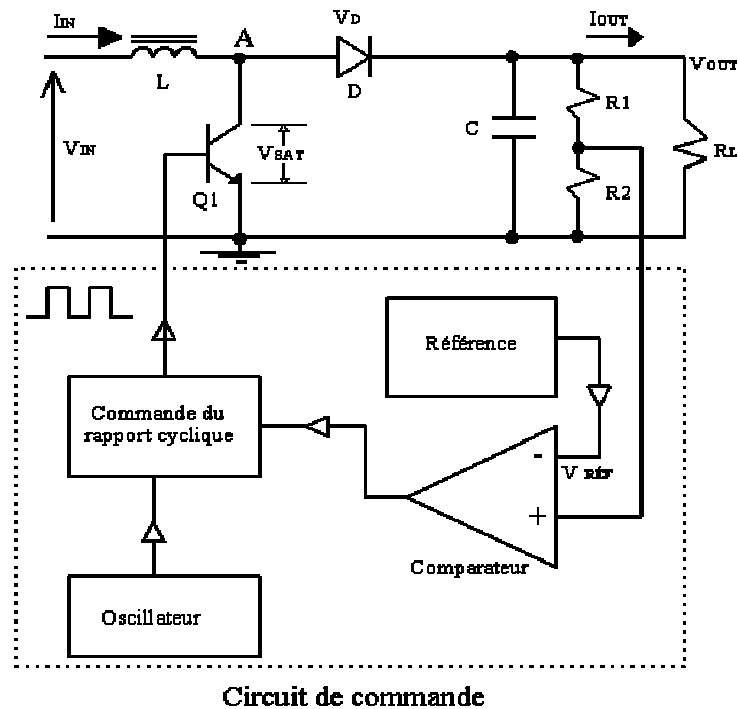
- Déterminez la tension de sortie.
 - Déterminez le ronflement de sortie si le condensateur est un 100 μ F.
2. En utilisant le même circuit d'alimentation à découpage on désire obtenir une sortie de +12V avec un ronflement de 10mV et une variation de courant de 1%.
- Déterminez la valeur de la bobine à utiliser si le condensateur de sortie est de 10 μ F.
 - Quels seront la fréquence et le taux d'utilisation nécessaires au bon fonctionnement de ce circuit.
3. Sur l'alimentation à découpage ci-dessous le condensateur de 6800pf est remplacé par un 1000pf et la 470k par une 220k



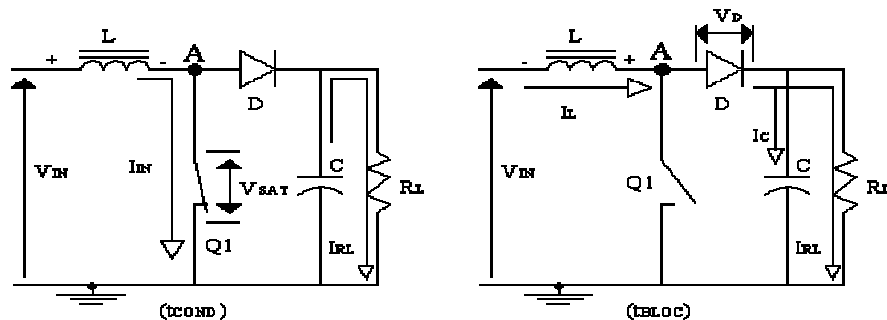
- a) Déterminez la fréquence d'opération de ce nouveau circuit
- b) Déterminez la tension de sortie si le curseur du potentiomètre est au centre
- c) Suite au numéro précédent, déterminez la puissance dissipée par le TIP32C si une charge de 10Ω est placée à la sortie.

b) Régulateur à découpage parallèle - élévateur de tension

Ce régulateur est aussi appelé régulateur shunt. Il comprend une inductance L et une diode D en série avec la charge, ainsi qu'un transistor de commutation et un condensateur de filtrage C . Le circuit de commande fournit des impulsions modulées en largeur qui commanderont les temps de conduction et de blocage du transistor de commutation.



Fonctionnement :



- Lorsque le transistor $Q1$ laisse passer le courant (t_{COND}), la tension d'entrée V_{IN} est appliquée aux bornes de l'inductance L et un courant y circule. L'inductance emmagasine une certaine quantité d'énergie. La diode D est polarisée en sens inverse, car son anode qui est reliée au collecteur du transistor $Q1$ se trouve au potentiel V_{SAT} qui est très proche de 0 V. La tension au point A (par rapport à la masse) est :
 $V_A = V_{SAT}$ (la valeur typique de V_{SAT} est de 0.2 à .4 volt)
- Lorsque le transistor de commutation passe à l'état bloqué (t_{BLOC}), l'énergie emmagasinée dans l'inductance L produit une tension induite à ses bornes qui présente les polarités suivantes : polarité négative du côté de V_{IN} et polarité positive du côté de l'anode de la diode. Nous obtenons ainsi sur l'anode de D une tension égale à la somme de V_{IN} et de la tension induite dans la bobine L . La diode est alors en polarisation directe,

elle est traversée par un courant qui alimentera la charge et chargera le condensateur C à une tension dont la valeur est : $V_C = (V_{IN} + V_L) - V_D$

- Lorsque le transistor est à l'état passant, aucun courant ne circule dans la diode. Pendant ce temps, le courant de sortie qui circule à travers la charge est fourni par l'énergie emmagasinée dans le condensateur de filtrage C qui a déjà été chargé lors du précédent temps de blocage du transistor Q1.

Remarque : le régulateur à découpage élévateur de tension a l'avantage de produire moins de signaux parasites (bruit) car l'inductance placée en série dans le circuit atténue sensiblement les signaux transitoires qui proviennent de la commutation du transistor.

Équations du régulateur à découpage parallèle

Ci-dessous sont représentées les principales équations du régulateur en commutation parallèle, élévateur de tension.

$$V_{\text{Entrée}} = L \frac{\Delta I_L}{T_{\text{COND}}} \quad \text{Élément de commutation en conduction}$$

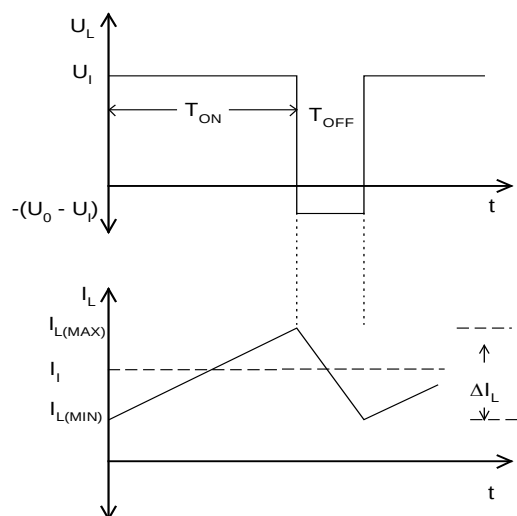
$$(V_{\text{Sortie}} - V_{\text{Entrée}}) = L \frac{\Delta I_L}{T_{\text{BLOC}}} \quad \text{Élément de commutation en blocage}$$

$$\frac{V_{\text{Entrée}}}{V_{\text{Sortie}}} = \frac{T_{\text{COND}}}{T} = [1 - \text{coefficient d'utilisation}](1 - D)$$

$$\Delta U_C = \Delta V_{\text{Sortie}} = \frac{I_o \cdot T_{\text{COND}}}{C} \quad \text{Calcul du ronflement}$$

Formes d'onde du régulateur à découpage série

Les formes ci-dessous indiquent à quel moment l'interrupteur est en conduction (T_{COND} ou T_{ON}) et à quel instant ce dernier est au repos (T_{BLOC} ou T_{OFF}). De plus, la forme d'onde du bas représente le courant circulant dans la bobine. Lors du temps de conduction, la bobine se charge à travers l'élément de commutation. Pendant ce temps, le condensateur fournit le courant de sortie. Lors du temps d'arrêt ou temps de blocage, la bobine se décharge à travers la charge et la diode. Ce courant de décharge permet d'alimenter la résistance de charge ainsi que de réaugmenter la tension aux bornes du condensateur.



Formes d'onde du circuit parallèle

Exemple de conception d'une alimentation à découpage shunt

Ce schéma de principe illustre l'utilisation des formules dans le calcul des circuits de découpage parallèle. Ici, la fréquence et le taux d'utilisation sont fixés. On peut parler alors d'une alimentation à découpage mais il serait erroné de placer ce circuit dans la famille des régulateurs. N'oubliez pas que pour être un régulateur, un échantillon de la sorti doit être prélevé dans le but de comparer et de corriger les variations possibles à la sortie.

Donnée: $\Delta I_L = 20\% I_i$ $\Delta U_O = 30\text{mV}$

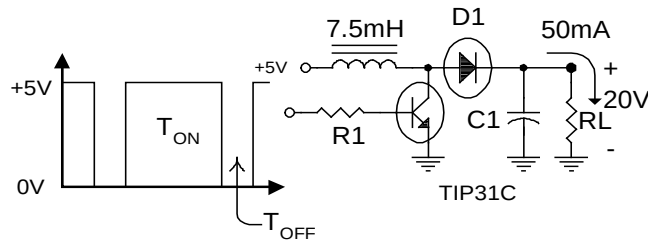


Schéma de principe d'une alimentation à découpage parallèle

Question:

- I_{in} , ΔI_L
- t_{on} , t_{off} , T , f
- C

Solution:

Le courant à l'entrée est directement relié à la tension de sortie. Plus cette dernière est élevée, plus le courant d'entrée doit l'être.

P_{in}	P_{out}		
$E_{in} * I_{in}$	$U_{out} * I_{out}$		
I_i	$\frac{I_o U_o}{I_i}$		
	$\frac{50 \text{ mA} \times 20}{5}$	I_i	200 mA
ΔI_L	$20\% \times 200 \text{ mA}$	ΔI_L	40 mA
t_{on}	$\frac{L \Delta I_L}{U_i}$		
	$\frac{7.5 \text{ mH} \times 40 \text{ mA}}{5\text{V}}$	t_{on}	60 μs
t_{off}	$\frac{L \Delta I_L}{U_o - E_i}$		
	$\frac{7.5 \text{ mH} \times 40 \text{ mA}}{20\text{V} - 5\text{V}}$	t_{off}	20 μs
T	$t_{on} + t_{off}$	T	80 μs
f	$1 / T$	f	12.5 kHz
C	$\frac{I_o t_{on}}{\Delta U_c}$		
	$\frac{50 \text{ mA} \times 60 \mu\text{s}}{30 \text{ mV}}$	C	100 μF

Exercice résolu sur les alimentations à découpage shunt à fréquence fixe.

Donnée: Fréquence fixe de 22 kHz, variation de courant de 2% et une ondulation de sortie 1%.

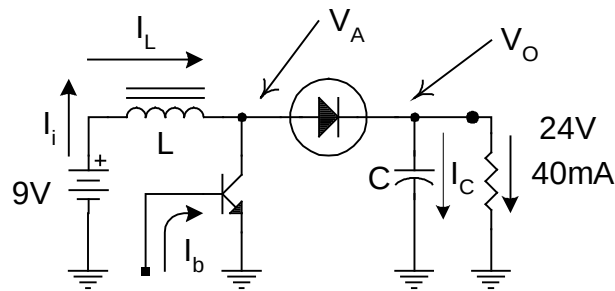


Figure 0-19: alimentation à découpage parallèle

Question:

- Déterminez les valeurs du taux d'utilisation (D), le temps de conduction (ton) et de blocage (toff).
- Déterminez L et C
- Déterminez le courant à l'entrée

Solution:

Dans toutes les alimentations à découpage à fréquence fixe, la tension de sortie est directement reliée aux taux d'utilisation.

T	$1/22\text{kHz}$	T	$45.5 \mu\text{s}$
$\frac{E_i}{U_o}$	$\frac{t_{on}}{T}$		
$\frac{9V}{24V}$	$\frac{t_{on}}{45.5 \mu\text{s}}$	t_{on}	$17 \mu\text{s}$

Le taux d'utilisation est le rapport entre le temps de conduction et la période.

D	$\frac{17 \mu\text{s}}{45.5 \mu\text{s}}$	D	37.5%
-----	---	-----	---

Le temps de blocage se trouve la différence entre la période et le temps de conduction.

t_{off}	$45.5 \mu\text{sec} - 17 \mu\text{s}$	t_{off}	$28.5 \mu\text{s}$
-----------	---------------------------------------	-----------	---

La valeur de L dépend de la fréquence et de la variation du courant de sortie.

E_i	$\frac{L \Delta I_L}{t_{on}}$		
$9V$	$L \frac{(2\% \text{ de } 40\text{mA})}{17 \mu\text{sec}}$	L	191.2 mH

La valeur de C dépend du courant de sortie ainsi que de la fréquence et de l'ondulation de sortie acceptable.

ΔU_o	$\frac{I_o t_{on}}{C}$		
$1\% \text{ de } 24V$	$\frac{40 \text{ mA} * 17 \mu\text{s}}{C}$	C	$2.83 \mu\text{F}$

Le courant d'entrée sera 24/9 fois plus élevé que le courant de sortie, i.e.:

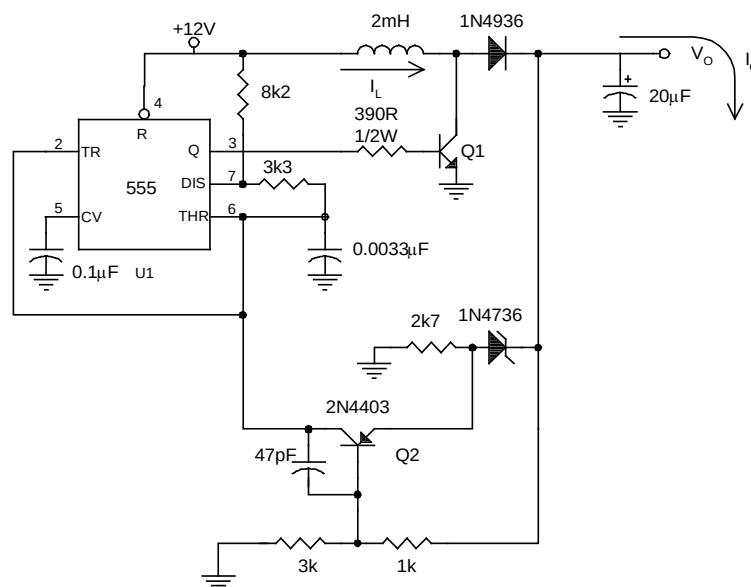
I_{in}	$24/9 * 40 \text{ mA}$	I_{in}	106 mA
----------	------------------------	----------	---

Exemple : Régulateur à découpage parallèle

Le circuit de la figure suivante utilise le temporisateur 555 afin de générer la fréquence de commutation. Le transistor Q1 agit comme élément de régulation oscillant à la fréquence du 555. Le circuit composé de Q2 et ses composants environnants permettent une contre-réaction avec la sortie.

En effet, lorsque la sortie désire augmenter, il en résulte un courant de collecteur I_{CQ2} accru chargeant ainsi plus rapidement le condensateur de $0.0033\mu\text{F}$. Les répercussions d'une charge plus rapide se font sentir par une diminution du temps de conduction du transistor Q1. Cette augmentation de la tension de sortie cause également un changement du temps de blocage qui augmente légèrement permettant, théoriquement, de garder la fréquence fixe. Il faut savoir que l'augmentation du temps de blocage ne compense pas exactement pour la diminution du temps de conduction. En pratique, le taux d'utilisation s'ajustera pour compenser l'erreur de sortie mais il se peut que la fréquence varie quelque peu.

Donnée:



Régulateur à découpage parallèle

Questions:

- Avec Q2 débranché, que vaut U_O ?
- On branche le régulateur Q2, que vaut alors U_O ?
- Quel sera alors le nouveau taux d'utilisation ?

Solution:

Le temps haut dépend de la charge du condensateur à travers la 8k2 et la 3k3.

temps haut	$(8k2 + 3k3) 0.0033\mu\text{F} \ln(2)$	t_{haut}	$26.3 \mu\text{s}$
temps bas	$(3k3) 0.0033\mu\text{F} \ln(2)$	t_{bas}	$7.6 \mu\text{s}$
T	$26.3\mu\text{s} + 7.6\mu\text{s}$	T	$33.9 \mu\text{s}$
f	$1/33.9\mu\text{sec.}$	f	29.5 kHz.

Avec Q2 débranché, la sortie devient directement dépendante du taux d'utilisation:

$$D = \frac{26.3\mu s}{33.9\mu s}$$

$$D = 77.6\%$$

La tension de sortie sans régulation de Q2 est donc de:

$$U_O = \frac{E_L}{1-D} = \frac{12V}{1-0.776}$$

$$U_O = 53.6V$$

La tension aux bornes de la 1K lorsque Q2 est branché dépend de la zener (6.8V) et la tension Ube du transistor (0.7V); le courant dans cette résistance est de:

$$I_{1k} = \frac{6.8 + 0.7}{1k}$$

$$I_{1k} = 7.5mA$$

$$U_O = 7.5mA (1k + 3k)$$

$$U_O = 30V$$

Puisque théoriquement la fréquence ne varie pas, avec Q2 branché, le taux d'utilisation devient dépendant du circuit de régulation:

$$D = 1 - E_i/U_O$$

$$D = 1 - 12/30$$

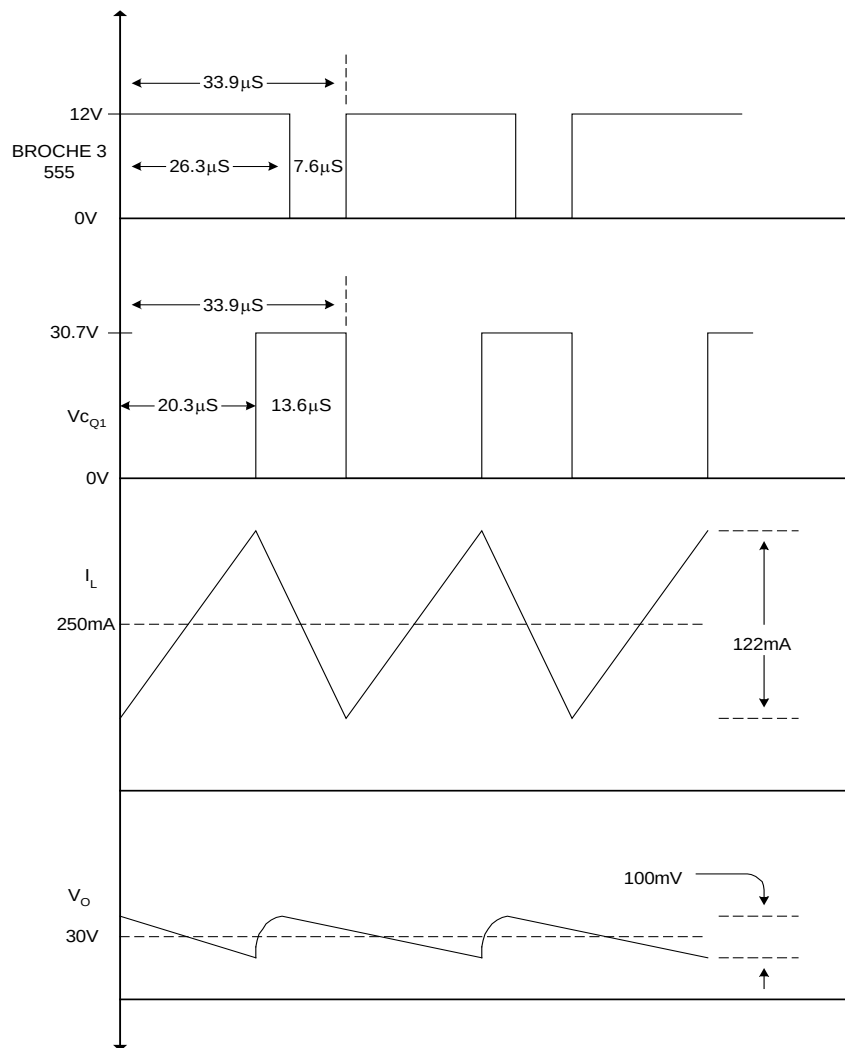
$$D = 0.6$$

$$\text{temps haut} = 0.6 \times 33.9 \mu s$$

$$t_{\text{haut}} = 20.3 \mu s$$

$$\text{temps bas} = 0.4 \times 33.9 \mu s$$

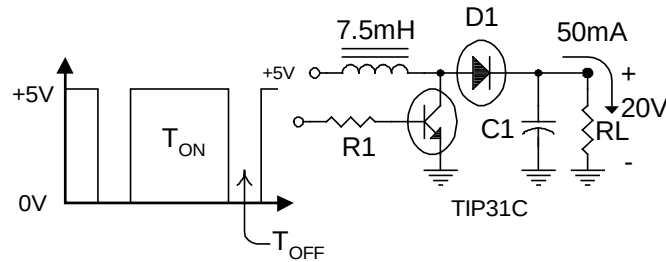
$$t_{\text{bas}} = 13.6 \mu s$$



Formes d'onde d'un régulateur à découpage parallèle

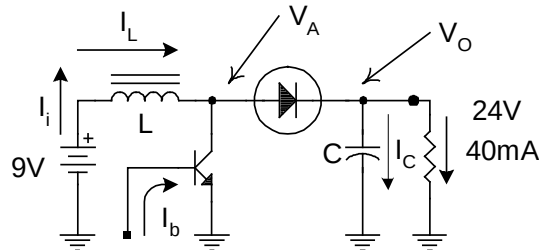
Exercices

1. Pour le circuit donné sur la figure suivante, la tension de sortie est de 25V.



Déterminer le taux d'utilisation de l'oscillation.

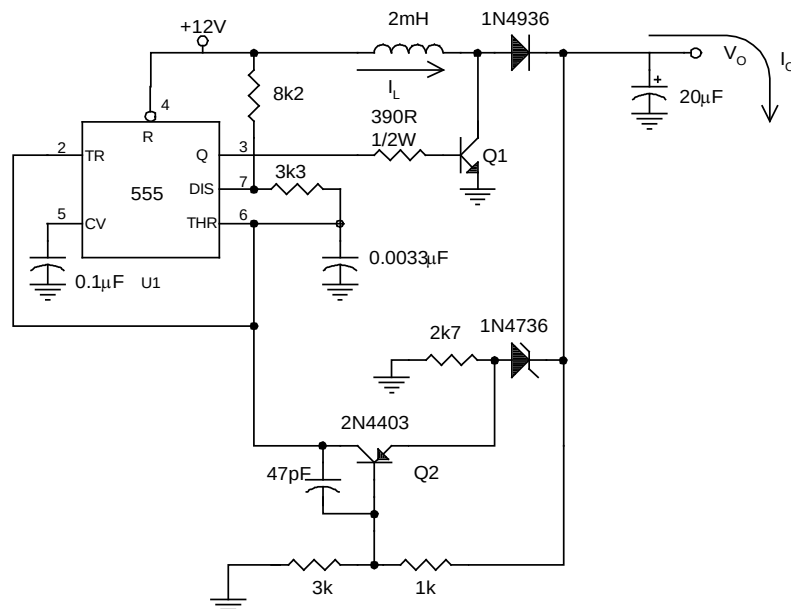
2. Pour le circuit donné sur la figure suivante :



2.1 Déterminer le maximum d'information possible mais cette fois-ci avec une alimentation à l'entrée de 6V.

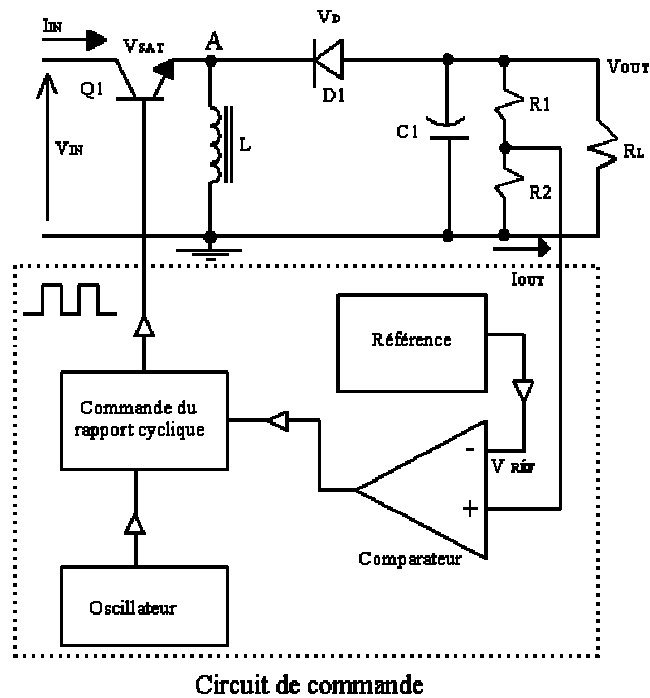
2.2 Quelle sera la fréquence et le taux d'utilisation nécessaire au bon fonctionnement de ce circuit.

3. Pour le circuit donné sur la figure suivante le condensateur d'oscillation est maintenant un $0.0068\mu\text{F}$ et la sortie sans régulation doit être de 75V.

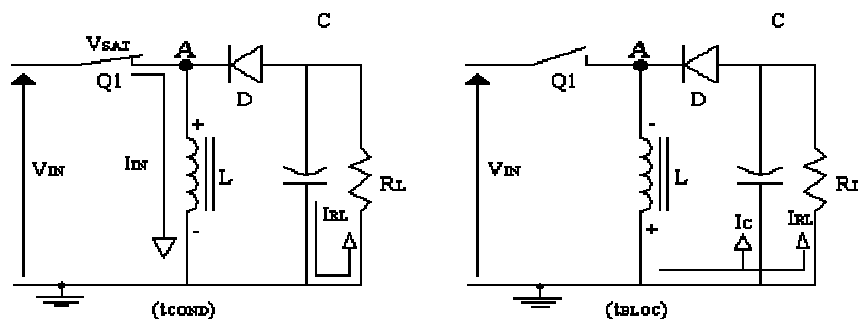


- Déterminer le taux d'utilisation sans régulation nécessaire au fonctionnement du circuit en plus de déterminer les nouvelles valeurs de résistances pour l'oscillateur
- Déterminer les résistances de contre-réaction si la tension de sortie doit être de 48V une fois régulée.

c) Régulateur à découpage inverseur de tension :



Le régulateur inverseur de tension fournit, à la sortie, une tension régulée dont la polarité est opposée à celle de la tension d'entrée. Cela permet à partir d'une alimentation unique (telle qu'une pile ou une batterie d'accumulateurs), de faire fonctionner des circuits nécessitant des tensions continues de valeurs différentes et de polarités inverses.



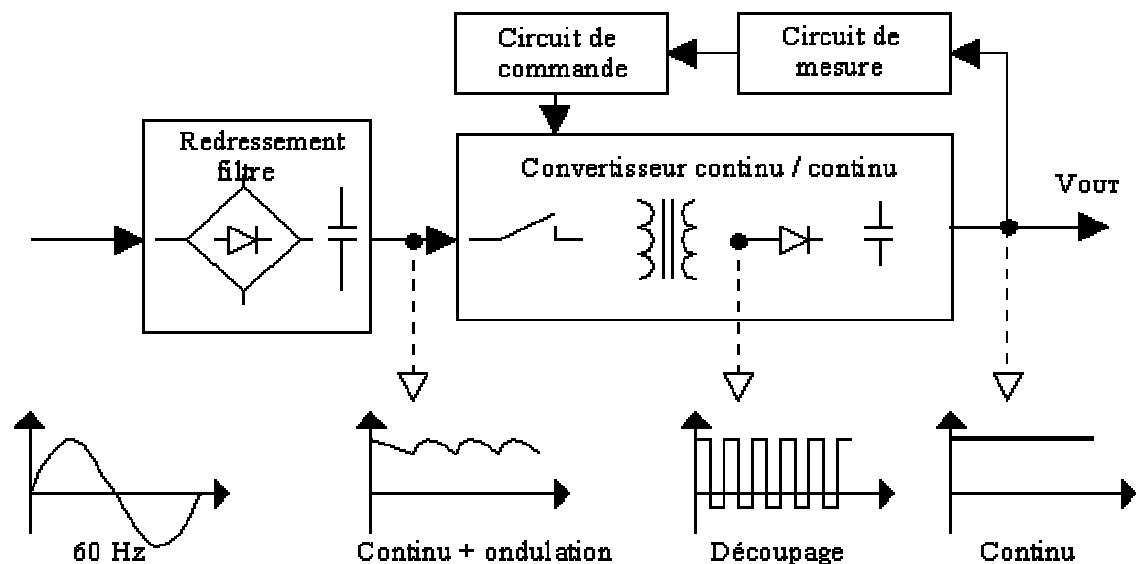
- Lorsque le transistor Q1 laisse passer le courant (t_{COND}), le courant I_L circule à travers l'inductance qui emmagasine une certaine quantité d'énergie. La tension au point A par rapport à la masse est égale à : $V_A = V_{IN} - V_{SAT}$
- Lorsque le transistor Q1 est à l'état bloqué (t_{BLOC}), le courant I_{IN} cesse de circuler. L'énergie emmagasinée dans l'inductance L induit une tension à ses bornes qui présente les polarités suivantes : négative du côté de la cathode de la diode (point A) et positive du côté de la masse. Nous avons alors : $V_A = V_{OUT} - V_D$
La diode D est en polarisation directe. La tension induite dans l'inductance produit un courant qui charge le condensateur C et un courant qui circule dans la charge selon la direction indiquée sur la figure précédente. La tension de sortie se trouve donc inversée par rapport à la tension d'entrée.

II.2 Alimentation à découpage isolée de la source

Dans ce type d'alimentation, la tension du réseau est redressée puis filtrée ; la tension continue résultante est appliquée à un convertisseur continu qui travaille dans une gamme de fréquence de 15.75 KHz à 300 KHz. La tension continue découpée est appliquée au primaire du transformateur ; la tension secondaire est redressée puis filtrée pour fournir la tension de sortie désirée. Cette dernière doit être régulée en fonctions des fluctuations du secteur et des variations de la charge. Pour cela, nous prélevons une partie de la tension de sortie pour l'appliquer au circuit de mesure qui ajuste le rapport cyclique du transistor de commutation de manière à régler la tension de sortie. Le convertisseur peut être conçu selon deux principes : symétrique ou asymétrique. Dans la famille des convertisseurs asymétriques, il existe deux principaux :

- Convertisseur asymétrique à récupération d'énergie dénommé "flyback" (à voir en télévision) ;
- Convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connu sous l'appellation "forward".

Ce dernier est le plus souvent utilisé et convient pour un grand nombre d'applications.



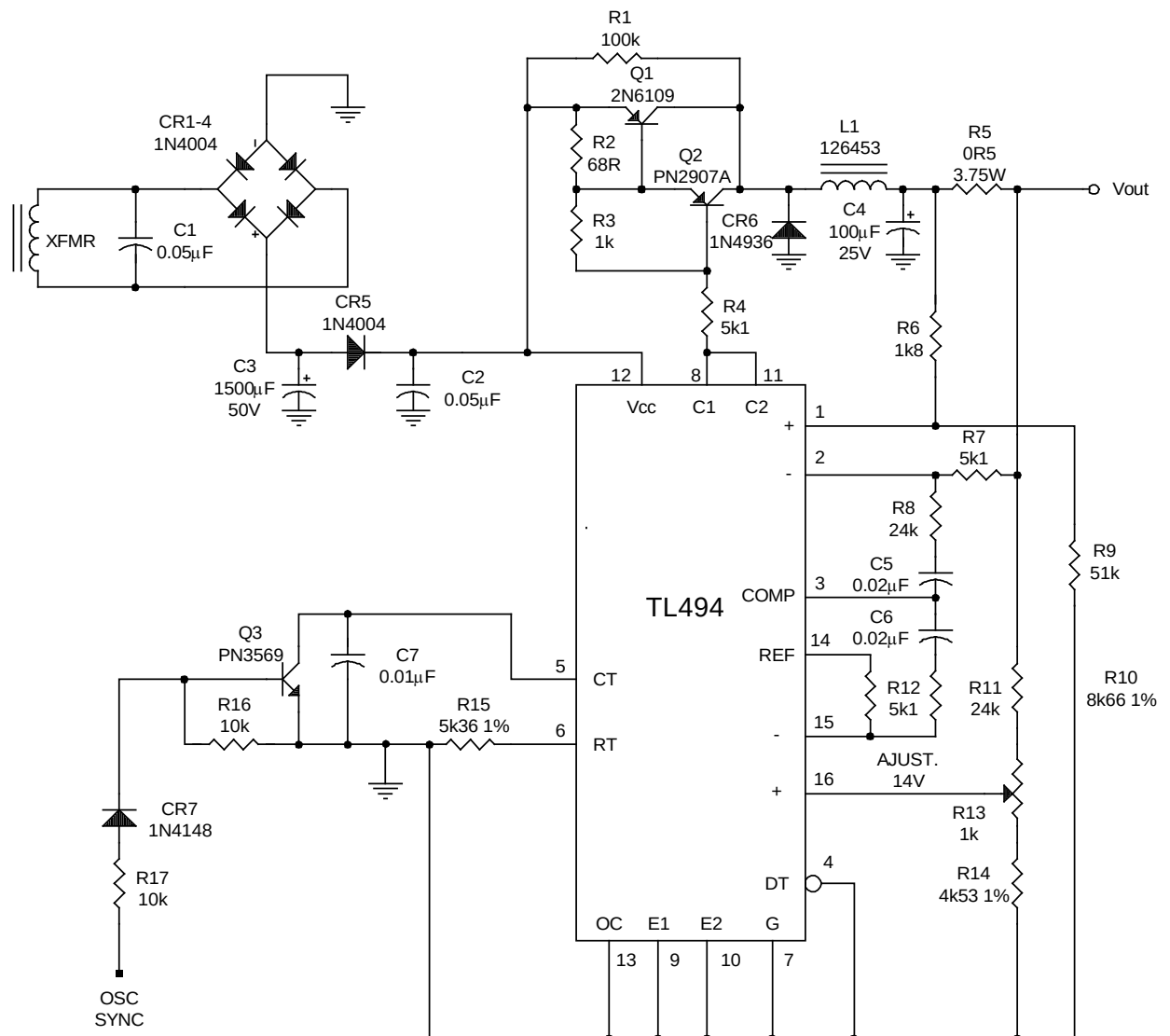
II.3 Applications

Alimentation d'une pompe de sérum (biomédical)

Le circuit donné sur la figure suivante est tiré d'un équipement biomédical permettant l'alimentation d'une pompe à sérum. Le circuit est bâti autour d'un TL494. Ce composant possède les caractéristiques idéales pour construire une alimentation à découpage. Entre autres, les entrées RT/CT permettent de réaliser un oscillateur avec uniquement deux composants externes.

Si vous étiez confronté à un problème dans ce type d'alimentation, le premier réflexe de plusieurs personnes serait de sortir toutes les fiches techniques des composants compris dans ce circuit. Malheureusement, le rôle du technicien n'est pas à tous les instants de

pouvoir comprendre à la lettre le fonctionnement des circuits. En effet, le but du technicien est de dépanner. Pour ce faire, il s'agit de comprendre les grands principes des applications et, surtout, lire la section dépannage des manuels techniques des divers équipements.



Si une panne se produit, selon la figure, il faut que le technicien puisse reconnaître ce type de circuit. La configuration d'une alimentation à découpage semble évidente en jugeant l'emplacement de L1 et CR6. L'élément de commutation et de régulation est formé de Q1 et Q2 montés en darlington. Le condensateur de sortie est le 100µF.

Les éléments pour le dépannage d'un tel circuit sont relativement simples; voici quelques possibilités de points de tests supposant que l'alimentation est défectueuse.

- 1 - Il faut vérifier si le redressement filtrage est bien présent. En prenant un voltmètre en position CC, vérifiez aux bornes de C3 ou C2.
- 2 - Évidemment, puisqu'il s'agit d'un régulateur à découpage, il existe une fréquence d'oscillation. À l'aide d'un oscilloscope, vérifiez à la base de l'élément de commutation si une fréquence d'une vingtaine de kilohertz est présente. N'oubliez pas que lors du

dépannage de circuit, l'exactitude n'est pas de mise. Si une fréquence de 26kHz est trouvée, ne paniquez pas: c'est sûrement la bonne fréquence.

3 - La fréquence est bonne à la base du transistor Q2 l'est-elle à la base de Q1? Si oui, continuez; sinon, il faudra douter du bon fonctionnement de Q2

4 - La base de Q1 oscille, vérifiez alors à la diode CR6.

5 - Selon vous, quel est le rôle d'une résistance de 0.5Ω en série avec la sortie? Il est évident qu'il s'agit d'une résistance de protection en courant. Vérifiez la tension à ses bornes. Si elle est nulle, alors aucun courant n'est tiré; au contraire si une tension est mesurée, déterminez le courant circulant à la sortie et évaluez approximativement la pertinence d'un tel courant. N'oubliez pas que le circuit alimente une pompe.

6 - Le transistor Q3 est toujours en conduction; il pourrait s'agir là de la cause du problème puisqu'il court-circuiterait le condensateur d'oscillation.

Les exemples cités ci-haut ne sont que quelques points de tests possibles. Il ne faut surtout pas avoir peur de sortir son multimètre et d'effectuer des mesures. Évidemment, une inspection visuelle peut faire ressortir des éléments telles une diode de sautée ou une résistance calcinée, mais souvent ce premier jet n'est que peine perdue.

Un autre point important dans le dépannage provient du plan lui-même.

1 - Même si la tension de sortie n'est pas indiquée sur le plan, il existe un potentiomètre nommé 14V *adjust*. Cela signifie probablement que la sortie devrait être autour de cette tension de 14V.

2 - Le condensateur de filtrage est indiqué comme pouvant supporter 50V. Il ne faut pas s'attendre à avoir un filtrage à 60V; ou si cela est le cas, il y a un problème dans ce coin du circuit.

3 - La résistance de protection en courant est une 3.75W; un calcul rapide par la loi de joule ($P = I^2R$) nous permet de conclure que la valeur du courant de sortie doit jouer autour de 2A ($2A^2 * 0.5\Omega = 2W$). Il faut donc prévoir un courant de cette envergure lors du dépannage.

4 - Les potentiomètres sont toujours des points stratégiques dans les circuits. Puisque seulement un potentiomètre est utilisé dans le circuit en cours d'analyse, il s'agit sûrement du potentiomètre d'ajustement de la tension de sortie.

Chapitre IV

Les convertisseurs

IV.1 Le convertisseur alternatif-continu

Le convertisseur C.A à C.C nous donne, à partir d'une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, une tension continue qui peut être fixe ou variable (Figure IV-20).



Figure IV-20 Convertisseur alternatif-continu

Le redresseur fixe monophasé

Le redresseur fixe ou non commandé contient seulement des diodes produisant ainsi une tension continue fixe à sa sortie.

On retrouve deux types de redresseurs monophasés, soit:

- le redresseur simple alternance ou demi-onde;
- le redresseur double alternance ou pleine-onde.

Redresseur simple alternance

Le redresseur simple alternance est composé d'une seule diode (Figure IV-21) et la tension moyenne à la charge nous est donnée par :

$$V_o \text{ moy} = \frac{E \text{ max}}{\pi}$$

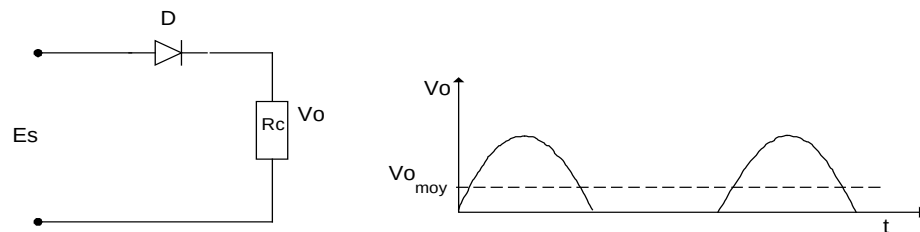


Figure IV-21 Redresseur monophasé simple alternance

Le redresseur double alternance en pont

Ce redresseur est réalisé à partir de quatre diodes montés en pont (

Figure IV-22) et la tension moyenne à la charge est donnée par :

$$V_o \text{ moy} = \frac{2E \text{ max}}{\pi}$$

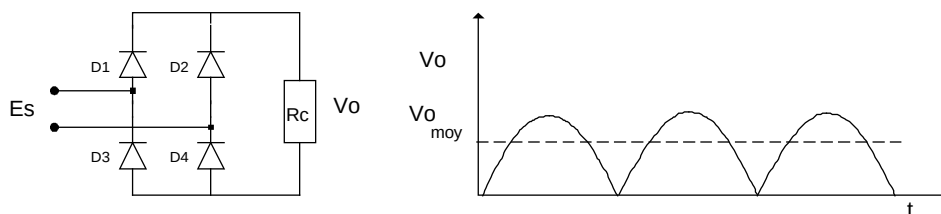


Figure IV-22 Redresseur monophasé double alternance

Le redresseur fixe triphasé

Le redresseur monophasé est limité à des puissances pouvant atteindre 10Kw. Pour alimenter des puissances supérieures à cette valeur, on utilise des redresseurs triphasés, comme :

- Le redresseur en étoile à simple alternance;
- Le redresseur en pont.

Le redresseur triphasé à simple alternance

Le redresseur triphasé en montage étoile représentée à la Figure IV-23 comprend un transformateur triphasé dont les enroulements primaires sont branchés en triangle et les enroulements secondaires sont branchés en étoile. Une diode est placée sur chaque phase et la charge résistive est branchée entre le point K et le point neutre. Chaque diode conduit sur un intervalle de 120°. Elle laisse passer le courant dans l'intervalle de temps où la tension de sa phase est supérieure aux deux autres (Figure IV-24). Le courant moyen dans chaque diode équivaut au tiers du courant de charge et la fréquence du signal de sortie est égale à trois fois le signal d'entrée.

Ce redresseur est employé que pour des montages industriels de petites puissances.

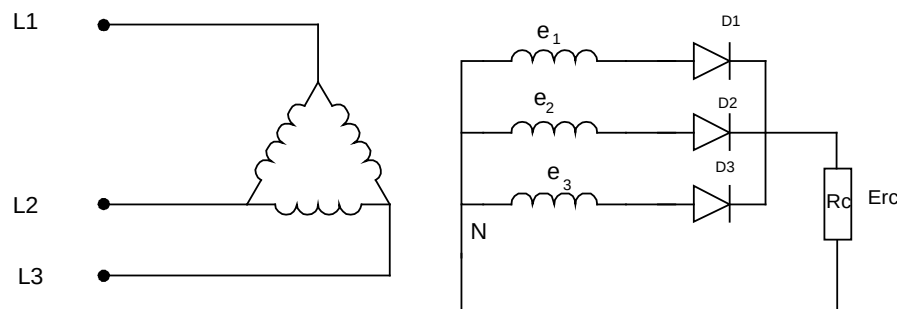


Figure IV-23 Redresseur triphasé simple alternance

Valeurs caractéristiques des tensions et courants:

La valeur moyenne de tension à la charge est donnée par.

$$V_{o \text{ moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{max}} = 0,827 E_{\text{max}} \quad E : \text{tension de phase}$$

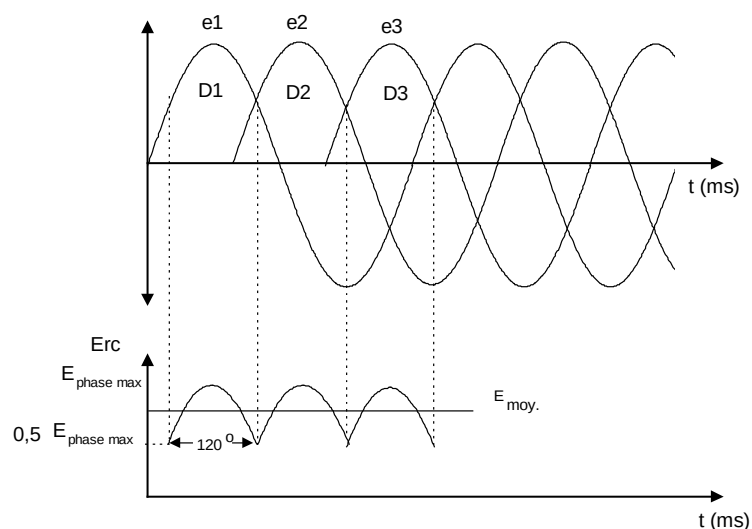


Figure IV-24 Forme d'onde d'un redresseur triphasé simple alternance

Exemple 1-1:

Dans un redresseur simple alternance triphasé (Figure IV-23), la tension de phase est de 220 V à 50 Hz, et la charge est une résistance de valeur $R_c=10\Omega$. En négligeant la chute de tension des diodes, calculez:

- la tension moyenne à la charge ;
- le courant moyen de charge ;
- le courant moyen des diodes ;
- la fréquence du signal à la charge.

Solutions:

a.
$$V_o \text{ moy} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{max}} = 0,827 E_{\text{max}}$$

$$V_o \text{ moy} = 0,8277 \times (220\text{V} \times \sqrt{2}) = 256,5354\text{V}$$

b.
$$I_{rc} = \frac{V_o \text{ moy}}{R_c} = \frac{256,53\text{V}}{10\Omega} = 25,65\text{A}$$

c.
$$I_D = \frac{I_{RC}}{3} = \frac{25,65}{3} = 8,54\text{A}$$

d.
$$f_o = 3 \times 50 \text{ Hz} = 150 \text{ Hz}$$

Le redresseur triphasé en pont

Le redresseur triphasé en pont (Figure IV-25) est un des circuits redresseurs industriels les plus efficaces, il peut être considéré comme redresseur, simple alternance à anode commune et cathode commune, montés en « tête-bêche ».

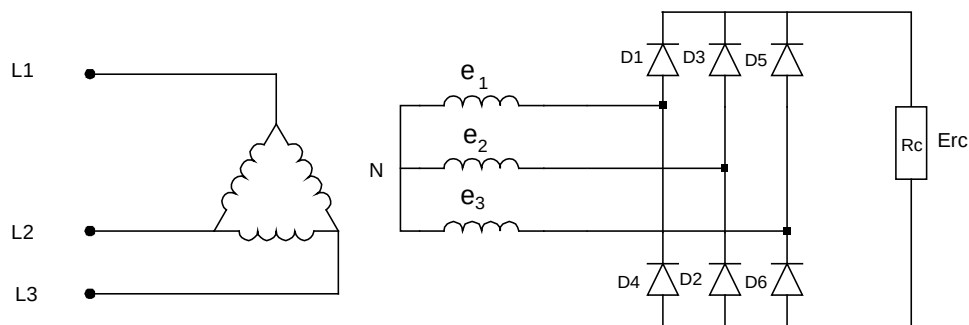


Figure IV-25 Redresseur triphasé en pont

Considérons la représentation graphique des tensions triphasées d'alimentation (Figure IV-26). Quand la tension de phase e_1 est supérieure aux tensions e_2 et e_3 , la diode D1 conduit, et les diodes D2 et D3 sont à l'état bloqué. De même la diode D6 conduit, et les diodes D5 et D6 sont bloquées.

Le même raisonnement s'applique lorsque la tension e_2 est supérieure aux deux (2) autres. Chaque diode conduit pendant un intervalle de 120° . À titre d'exemple, la diode D1 conduit 60° avec D4 et 60° avec D5. Le courant moyen dans chaque diode est égal au tiers du courant de charge. La fréquence du signal à la sortie équivaut à six fois la fréquence d'entrée.

Une bobine peut être rajoutée en série avec la charge pour diminuer le taux d'ondulation.

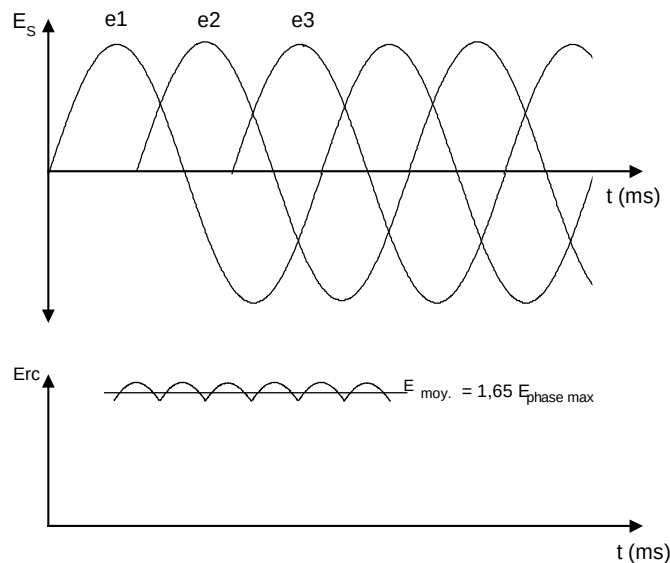


Figure IV-26 Forme d'onde d'un redresseur triphasé en pont

Valeurs caractéristiques des tensions et des courants:

La valeur moyenne de tension à la charge est donnée par :

$$V_o \text{ moy} = 1,65 E_{\text{max}} \quad E : \text{tension de phase}$$

Exemple 1-2

Dans un redresseur en pont triphasé (Figure IV-25), la tension au secondaire du transformateur est de 220 V à 50 HZ. La charge est une résistance de 10Ω . En négligeant la chute de tension des diodes, calculez les valeurs suivantes:

- la tension moyenne à la charge ;
- le courant moyen à la charge ;
- le courant moyen des diodes ;
- la fréquence de l'ondulation à la charge.

Solutions :

- $V_o \text{ moy} = 1,65 E_{\text{max}} = 1,65 \times 220\text{V} \times \sqrt{2} = 511,83\text{V}$
- $I_o \text{ moy} = \frac{V_o \text{ moy}}{R_C} = \frac{511,83}{10\Omega} = 51,18\text{A}$
- $I_D = \frac{I_{RC}}{3} = \frac{51,18}{3} = 17,06\text{A}$
- $f_o = 6 \times 50 \text{ hz} = 600 \text{ hz}$

Le redresseur commandé

Les redresseurs commandés permettent de contrôler la tension moyenne à la charge. On les utilise surtout dans la commande des moteurs à courant continu pour varier la vitesse. On retrouve les redresseurs commandés à simple et double alternance pour des tensions monophasées et triphasées.

Le redresseur commandé monophasé à simple alternance

Pour varier la tension moyenne à la charge, on utilise un thyristor qui est déclenché à partir d'un circuit de commande synchronisé sur le secteur (Figure IV-27). On utilise en général la commande par rampe synchrone.

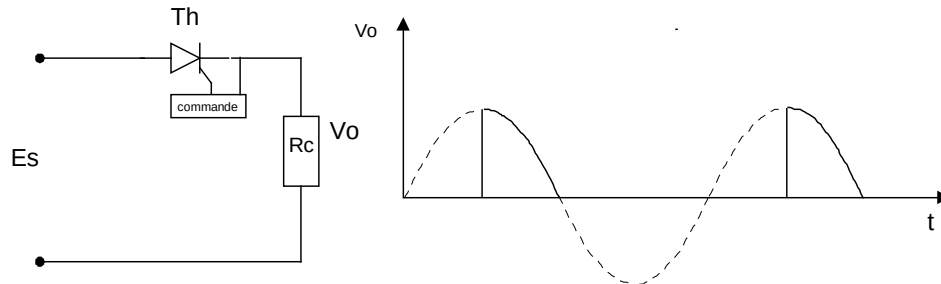


Figure IV-27 Redresseur commandé simple alternance

En l'absence de signal sur la gâchette, le thyristor est à l'état bloqué. Si l'on applique une impulsion sur la gâchette durant le cycle positif, le thyristor conduit. Il bloque lorsque la tension passe à zéro et durant le cycle négatif.

Tension moyenne à la charge

La valeur moyenne de tension est donnée par :

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Le redresseur commandé en pont

Dans le cas du redresseur en pont mixte avec deux thyristors et deux diodes (Figure IV-28), les deux alternances sont contrôlées et le circuit nécessite des signaux de gâchette déphasés de 180°. On utilise un transformateur d'impulsion avec deux secondaires pour réaliser l'amorçage.

La diode D5 est utilisée pour assurer le blocage des thyristors dans le cas d'une charge fortement inductive (moteur électrique). Cette diode est aussi appelée (diode de roue libre).

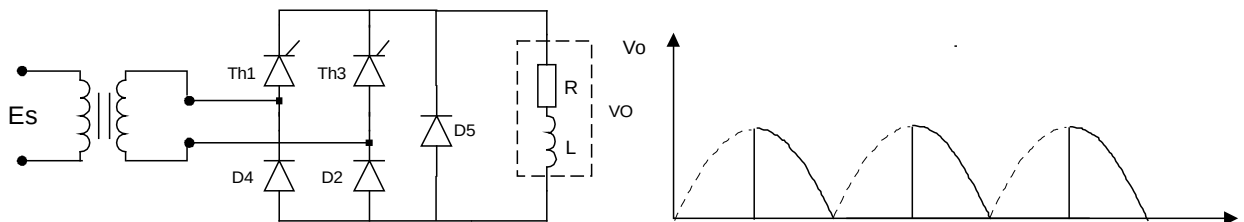


Figure IV-28 Redresseur commandé en pont

Tension moyenne à la charge:

La valeur de tension à la charge est donnée par :

$$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Le redresseur commandé monophasé en pont complet

On peut réaliser un redresseur en pont en utilisant quatre thyristors (Figure IV-29). Ce circuit nécessite l'utilisation de deux transformateurs d'impulsions avec chacun deux enroulements au secondaire.

À l'aide de ce redresseur, il est possible de fournir de l'énergie au réseau par l'intermédiaire du transformateur, à condition que l'angle d'amorçage soit supérieur à 90° et que la charge soit fortement inductive comme dans le cas d'un moteur à courant continu en période de freinage.

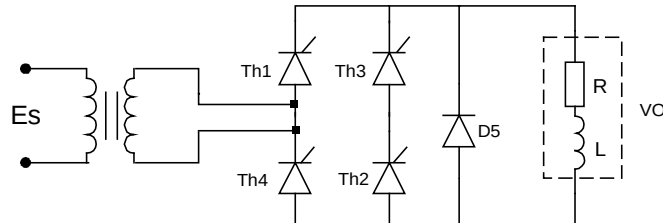


Figure IV-29 Redresseur commandé en pont complet

Exemple 1-3

Dans le montage en pont de la Figure IV-28, la tension au secondaire du transformateur d'alimentation est de 220 volts à 50 hertz, et la charge a une impédance de 5 ohms. Calculez:

- la tension moyenne à la charge pour un angle d'amorçage de 120° ;
- la tension inverse de crête que doivent supporter les diodes et les thyristors.

Solutions:

- $$E_{\text{moy}} = \frac{E_{\text{max}}}{\pi} (1 + \cos \alpha) = E_{\text{moy}} = \frac{220 \times \sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos 120^\circ) = 49,36\text{V}$$
- $$\text{T.I.C} = -E_{\text{max}} = -310,2\text{V}$$

Redresseur commandé à simple alternance (triphase)

Ce type de montage correspond à trois circuits redresseurs commandés monophasés à simple alternance qui fonctionnent les uns après les autres (Figure IV-30).

Le circuit de commande du redresseur doit envoyer, sur la gâchette des thyristors des impulsions décalées de 120° .

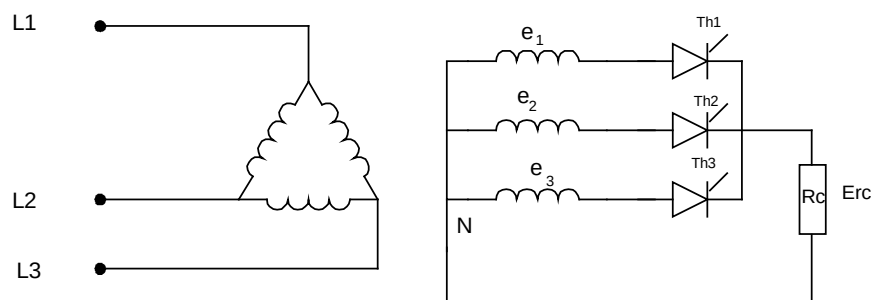


Figure IV-30 Redresseur commandé triphasé à simple alternance

Tension moyenne à la charge:

Lorsque l'angle d'amorçage est compris entre 0° et 30° , la tension à la charge n'est pas interrompue. La tension moyenne à la charge est donnée par :

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E_{\text{max}} \cos \alpha$$

Quand l'angle d'amorçage devient supérieur à 30° , la valeur moyenne est donnée par :

$$E_{\text{moy}} = \frac{3E_{\text{max}}}{2\pi} [1 + \cos(\alpha + 30^\circ)]$$

Dans le cas d'une charge fortement inductive, le circuit peut agir comme redresseur (Figure IV-32) pour un angle situé entre 0° et 90° , et comme onduleur (générateur) pour un angle au dessus de 90° . Dans ce cas-ci, le circuit fournit de l'énergie au réseau (Figure IV-32).

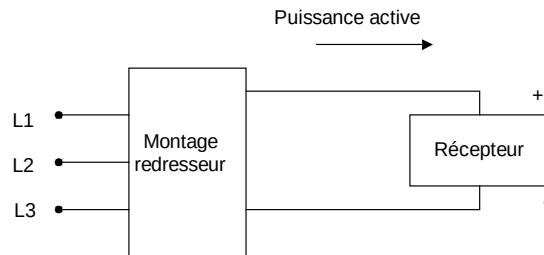


Figure IV-31 Montage redresseur

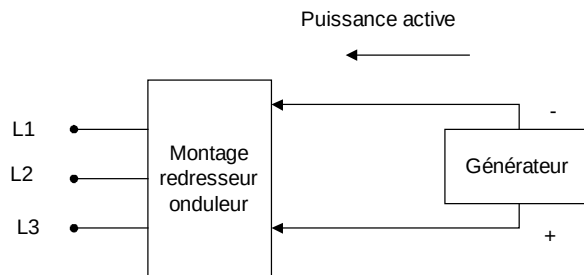


Figure IV-32 Montage générateur ou onduleur

Ce fonctionnement est utilisé en traction électrique lors du freinage des trains ; durant la période de freinage, les moteurs à courant continu deviennent temporairement des génératrices.

Redresseur commandé triphasé en pont

Le redresseur en pont de la Figure IV-33 est constitué de six thyristors qui sont déclenchés à tour de rôle. On observe (Figure IV-34) que le thyristor Th1 est amorcé quand la phase e_1 est durant la période maximum; ensuite, c'est au tour de Th2 d'être amorcé 60° plus tard. Le même scénario se répète avec les thyristors Th3 et Th4. Dans le cas de charge inductive (moteur à courant continu, on branche une diode de roue libre en parallèle avec la charge.

Ce circuit est plus utilisé en industrie que le circuit précédent car il offre un meilleur rendement

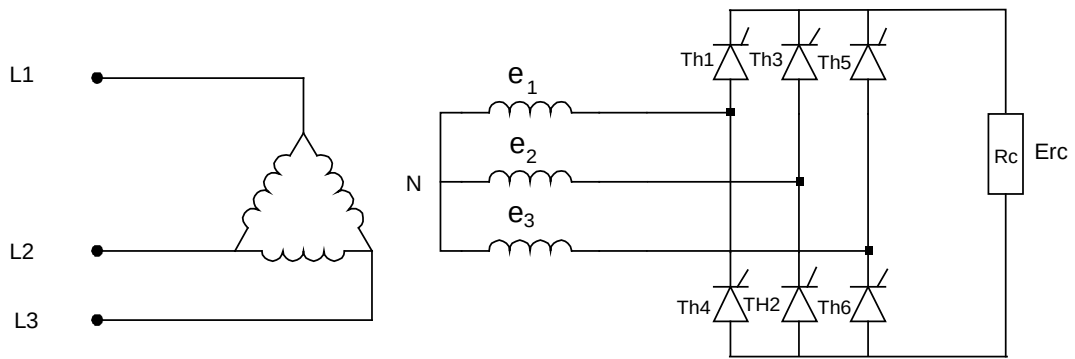


Figure IV-33 Redresseur commandé triphasé en pont complet

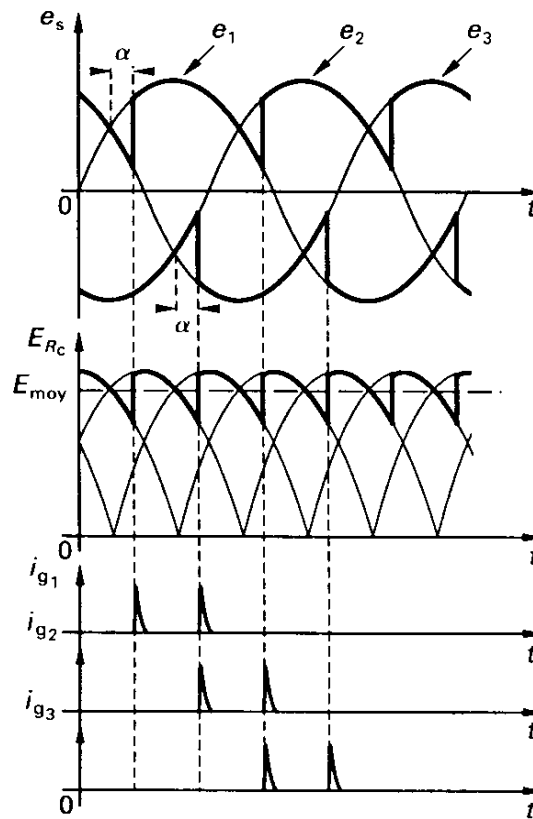


Figure IV-34 Forme d'onde pour un redresseur commandé triphasé à pont complet

Tension moyenne à la charge

La tension moyenne à la charge est donnée par:

$$E_{\text{moy}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) E_{\text{max}} \cos \alpha$$

Exemple 1-4

Le redresseur donné sur la figure IV-14 est alimenté par une tension en étoile $E_{\text{phase}} = 347$ V, dont la fréquence est 50 Hz. Calculer :

- L'angle d'amorçage requis pour obtenir une tension moyenne redressée de 750 V. La chute de tension directe à l'état passant, V_T , est de 1,5 V.
- La tension moyenne aux bornes d'une charge inductive comprenant une f.é.m., dans le cas d'un angle d'amorçage de 165° (fonctionnement comme onduleur).
- La fréquence de l'ondulation à la sortie.

Solution

a) Angle d'amorçage

Pour un fonctionnement en tant que redresseur contrôlé, on a :

$$E_{\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{\text{phase max}} \cos \alpha - 2V_T \text{ de sorte que : } \alpha = \arccos \left(\frac{E_{\text{moy}} + 2V_T}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{\text{phase max}}} \right)$$

$$\alpha = \arccos 0,928 \text{ donc } \alpha = 22^\circ$$

b) Tension moyenne aux bornes de la charge dans le cas du fonctionnement en tant qu'onduleur.

$$E_{\text{moy.}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_{\text{phase max}} \cos \alpha$$

$$E_{\text{moy.}} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) \sqrt{2} \cdot 347 \cdot \cos 165^\circ = -784V$$

c) Fréquence de l'ondulation de sortie $f = 6 f_{\text{réseau}}$
 $f = 6 \cdot 50 = 300 \text{ Hz}$ **IV.2 Le convertisseur alternatif- alternatif**

Ce dispositif (

Figure IV-35) permet de convertir une tension alternative à fréquence fixe en une tension alternative à tension variable (gradateur) ou à fréquence variable (cycloconvertisseur).

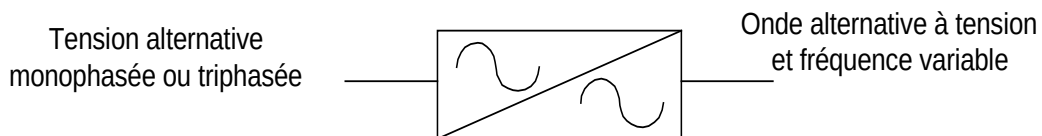


Figure IV-35 Convertisseur alternatif-alternatif

1. Le gradateur

Un gradateur est un dispositif qui permet de contrôler la puissance alternative fournie à des charges résistives (fours électriques, système d'éclairage et des charges inductives (moteur universel, moteurs asynchrones, etc.)

Ce convertisseur est réalisé à partir de triacs pour des charges de faible puissance ou des thyristors pour des charges plus élevées. On le retrouve pour des alimentations monophasées et triphasées.

1. a) Le gradateur monophasé

En utilisant deux thyristors montés en parallèle inverse, nous pouvons contrôler la puissance dans une charge résistive de zéro à sa pleine puissance (Figure IV-36). Pour

obtenir des angles d'amorçage égaux, il faut appliquer à chaque thyristor des signaux de gâchette isolés et déphasés de 180°. Le signal de commande peut varier de 0° à 180°.

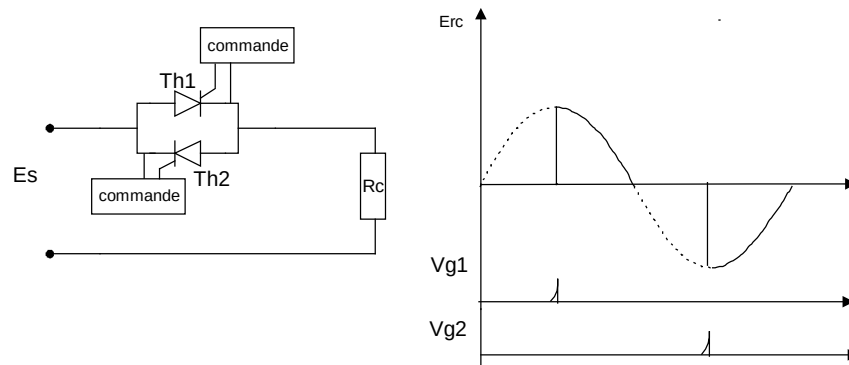


Figure IV-36 Gradateur monophasé

La valeur efficace de la tension aux bornes d'une charge résistive est donnée par :

$$E_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \right) \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

α : angle d'amorçage compris entre 0° et 180°

Exemple 1-3:

Un gradateur monophasé est alimenté par une source de 220 volts à 50hz. Calculez la tension efficace et la puissance débitée dans une charge de 10Ω, pour un angle de 90°.

Solution 1-4:

$$E_{\text{eff}} = \left(\frac{E_{\text{max}}}{\sqrt{2}} \right) \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

$$E_{\text{eff}} = 220V \sqrt{1 - \frac{90}{180} + \frac{\sin 2 \times 90}{360}} = 220V \times 0,5 = 110 V$$

$$P = \frac{E^2}{R} = \frac{110V^2}{10} = 1210W$$

1. b) Le gradateur triphasé

Le gradateur triphasé est constitué de trois groupes de deux thyristors montés en parallèle-inverse (Figure IV-37). Ces groupes de thyristors peuvent alimenter des charges branchées en étoile ou en triangle. Pour permettre au courant de circuler dans les charges, deux thyristors doivent être simultanément à l'état passant soit : Th1 avec Th5 ou Th3 avec Th2. Afin d'avoir un bon fonctionnement, chaque thyristor doit recevoir une deuxième impulsion déphasée de 60° après la première impulsion. Les formes d'ondes pour un signal d'amorçage de 100° sont illustrées à la Figure IV-38.

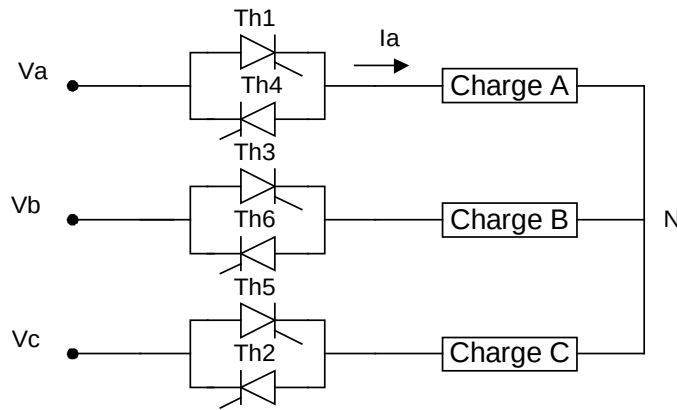


Figure IV-37 Gradateur triphasé

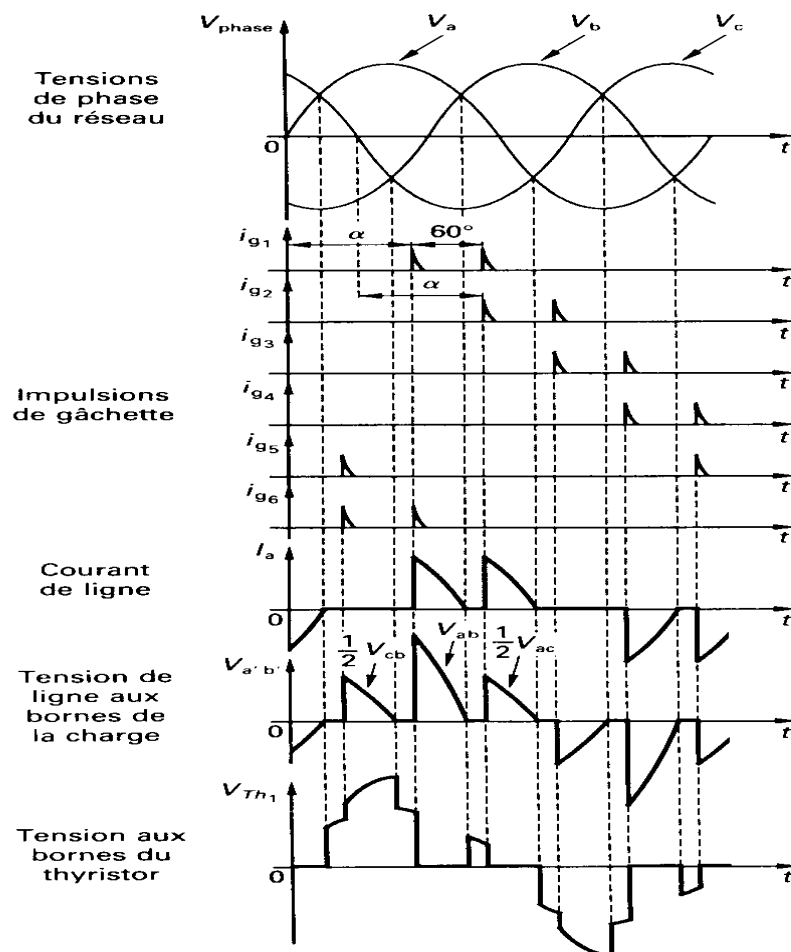


Figure IV-38 Forme d'onde pour un gradateur triphasé

Application des gradateurs

On retrouve des gradateurs pour les systèmes à vitesse variable dans des installations telles que les engins de levage où le rendement n'est pas une contrainte, étant donné la fréquence et la durée de leur utilisation.

Notons que le démarrage se fait facilement à tension croissante et n'entraîne donc pas de surintensité dans le moteur. Cette propriété des gradateurs est aussi utilisée dans

des systèmes de démarrage et de freinage de moteurs de grande puissance ($> 30 \text{ kW}$). On le retrouve dans l'industrie sous le nom de démarreur ralentisseur ou <softstart> tel que l'Altistar de la compagnie Télémécanique.

On utilise aussi les gradateurs pour l'alimentation des moteurs monophasés universels qu'on utilise dans plusieurs appareils ménagers ou de bricolage à vitesse variable.

2. Le cycloconvertisseur

Le cycloconvertisseur est un système de conversion statique qui, à partir d'un réseau alternatif d'une fréquence donnée, fournit à une charge du courant alternatif à une fréquence plus basse et variable. On retrouve des cycloconvertisseurs monophasés et triphasés.

Le principe de fonctionnement est expliqué à partir du montage de la

Figure IV-39. Le cycloconvertisseur est constitué par six thyristors montés en parallèle inverse et alimentés par un transformateur à prise médiane. Les thyristors Th1 et Th3 forment le groupe convertisseur positif alors que Th2 et Th4 constituent le groupe négatif.

Les thyristors Th1 et Th3 sont amorcés à chaque alternance, pour un total de sept impulsions (Figure IV-40). Par la suite, les thyristors Th2 et Th4 du groupe négatif sont amorcés le même nombre de fois et avec le même retard. La tension de sortie est ainsi formée de la juxtaposition de fractions de sinusoïdes successives qui proviennent de la tension d'entrée. La fréquence de la tension à la charge est égale à $1/7$ de la fréquence d'entrée. Le même principe de fonctionnement s'applique pour les cycloconvertisseurs triphasés.

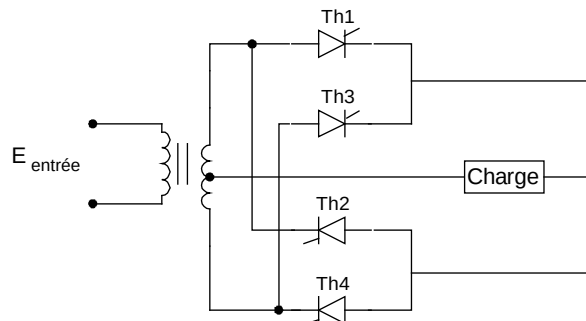


Figure IV-39 Cycloconvertisseur monophasé

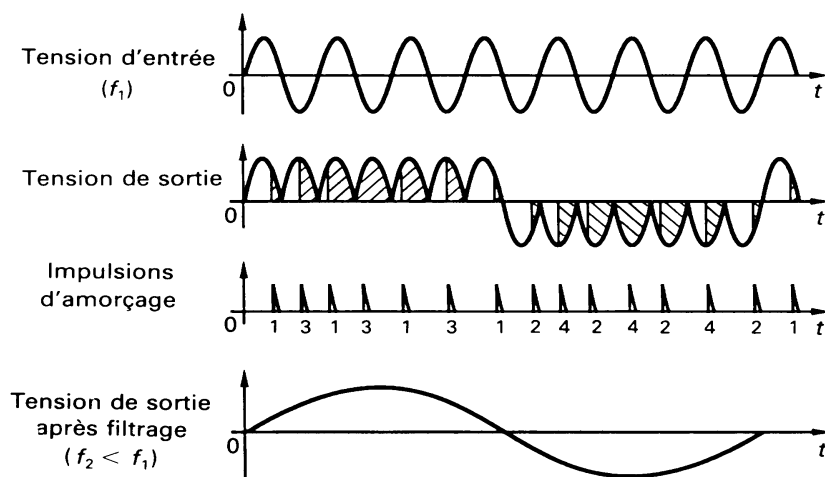


Figure IV-40 Forme d'onde d'un cycloconvertiseur monophasé

Dans un cycloconvertisseur, la valeur maximale de la tension de sortie (et, par conséquent, la valeur efficace) dépend du nombre d'impulsions $\wedge$ par alternance et de l'angle d'amorçage (ou angle de retard) des thyristors. Elle est obtenue à partir de la relation :

$$V_{\text{sortie max}} = \left[\left(\frac{p}{\pi} \right) \sin \left(\frac{\pi}{p} \right) \right] [V_{\text{source max}} \cos \alpha]$$

Dans cette relation, p désigne le nombre d'impulsions par alternance, α , l'angle d'amorçage, et $V_{\text{source max}}$ la valeur de crête de la tension d'entrée.

La fréquence obtenue à la sortie est toujours inférieure à la fréquence de la tension d'entrée. Elle dépend de nombre d'impulsions par alternance. La fréquence de sortie diminue lorsque le nombre d'impulsions par alternance augmente. La fréquence de sortie est calculée à partir des relations suivantes :

$$T_{\text{sortie}} = \frac{d_{\text{sortie}}}{360} T_{\text{entrée}} \quad \text{donc} \quad f_{\text{sortie}} = \frac{1}{T_{\text{sortie}}}$$

T_{sortie} indique la période de la forme d'onde de la tension de sortie, $T_{\text{entrée}}$, la période de la forme d'onde de la tension d'entrée et d_{sortie} le nombre de degrés correspondante à une période complète de la tension de sortie (par rapport à la période de la tension d'entrée qui est de 360°).

Les applications des cycloconvertisseurs

On retrouve les cycloconvertisseurs comme variateurs de vitesse pour les moteurs synchrones et asynchrones de forte puissance (de 1,5 MW et plus) et tournant à des vitesses très lentes. Les fréquences utilisées se situent entre 0 Hz et 20 Hz.

Citons, à titre d'exemple, les moteurs des machines d'extraction minière, les moteurs d'entraînement des broyeurs à ciment, les moteurs à propulsion de navires, etc.

Exercice résolu

Le gradateur triphasé à six thyristors de la figure IV-18 est alimenté par un réseau dont la tension de ligne est de 600 V Il débite un courant dans un récepteur qui comprend trois résistances de 20Ω montés en étoile. Calculer :

- La puissance maximale qui peut être fournie au récepteur.
- La puissance fourni au récepteur pour un angle de retard à l'amorçage de 100° .

Solution

a) Puissance maximale fournie au récepteur

La puissance qui peut être fournie au récepteur qui comprend 3 résistances montées en étoile est :

$$P_{\max} = \frac{3E_{Rc}^2}{R_C}, \text{ puisque } E_{Rc} = \frac{E_{\text{ligne}}}{\sqrt{3}} \text{ alors } P_{\max} = \frac{3(600/\sqrt{3})^2}{20} = 18000 \text{ W}$$

Il est aussi possible d'utiliser l'équation :

$$P_{\max} = \frac{3E_{\text{ligne max}}^2}{\pi R_C} \left[\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right]$$

$$P_{\max} = \frac{3(600 \cdot \sqrt{2})^2}{3,14 \cdot 20} \left[\frac{3,14}{6} - \frac{0}{4} + \frac{\sin(2 \cdot 0)}{8} \right] = 18000 \text{ W}$$

b) Puissance contrôlée fournie au récepteur ($\alpha = 100$).

$$P_{\text{contrôlée}} = \frac{3E_{\text{ligne max}}^2}{\pi R_C} \left[\frac{5\pi}{4} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{1}{16} \sin 2\alpha \right]$$

$$P_{\text{contrôlée}} = \frac{3(600 \cdot \sqrt{2})^2}{3,14 \cdot 20} \left[\frac{5 \cdot 3,14}{24} - \frac{1,745 \text{ rad}}{4} + \frac{\sqrt{3}}{16} \cos 200^\circ + \frac{1}{16} \sin 200^\circ \right]$$

$$P_{\text{contrôlée}} = 3300 \text{ W}$$

IV.3 Le convertisseur continu - continu (le hacheur)

Le hacheur est un commutateur statique constitué de thyristors ou de transistors qui permet de transformer une tension continue en une autre tension continue variable (Figure IV-41).

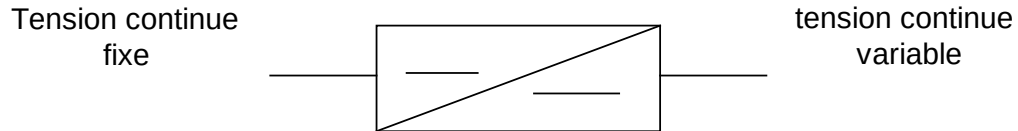


Figure IV-41 Convertisseur continu-continu

On distingue deux types de hacheurs couramment utilisés :

- les hacheurs dévolteurs : Ceux-ci fournissent, avec un excellent rendement, une tension continue de sortie dont la valeur est inférieure à celle de la tension continue d'entrée.
- les hacheurs survolteurs : Ceux-ci permettent d'obtenir une tension de sortie supérieure à la tension d'entrée.

Le hacheur dévolteur

La Figure IV-42 représente le schéma de principe d'un hacheur dévolteur muni d'un filtre de sortie LC, qui débite un courant dans une charge résistive. L'ouverture et la fermeture périodique de l'interrupteur S permettent de hacher la tension continue d'entrée pour produire une tension de sortie variable. L'inductance réduit l'ondulation du courant de charge et le condensateur C maintient la tension de sortie sensiblement continue. La diode assure la continuité du courant dans la charge lorsque l'interrupteur est ouvert. La forme d'onde à la sortie du hacheur est montrée à la Figure IV-43.

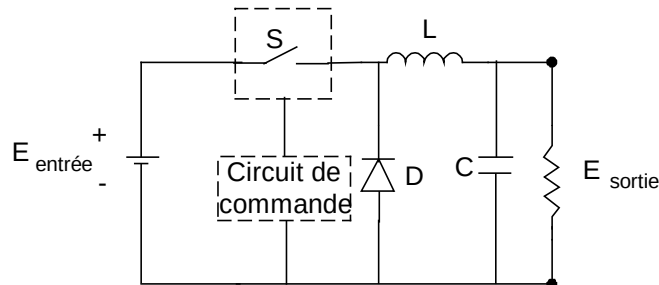


Figure IV-42 Le hacheur dévolteur

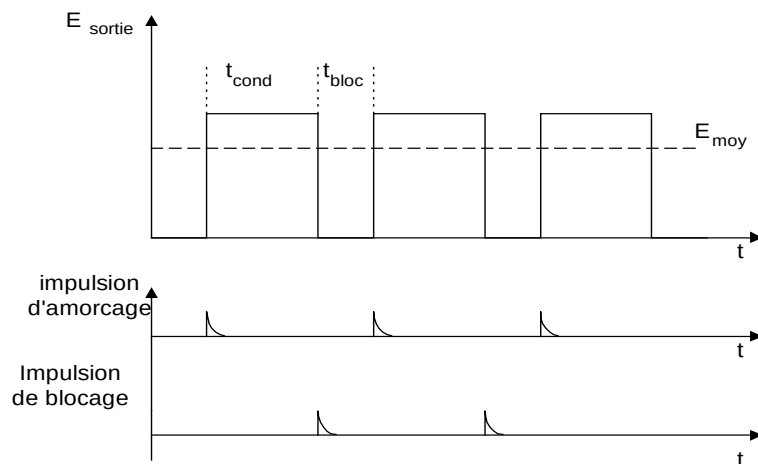


Figure IV-43 Forme d'onde à la sortie d'un hacheur dévolteur

La tension de sortie est donnée:

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{entrée}} \left(\frac{t_{\text{cond.}}}{Th} \right)$$

- Th : période de hachage
- t_{cond} : période conduction du thyristor

L'amorçage des thyristors alimentés en courant continu ne présente pas de difficulté particulière. Par contre, leur désamorçage nécessite des circuits supplémentaires de blocage.

Il existe de nombreux dispositifs hacheurs qui se différencient les uns des autres par leur circuit de blocage. Le rôle de ce circuit est de forcer l'extinction du thyristor principal à la fin du temps de conduction. La Figure III-44 représente un hacheur dévolteur dont le thyristor principal (Th1) est bloqué à l'aide d'un thyristor auxiliaire et d'un circuit LC.

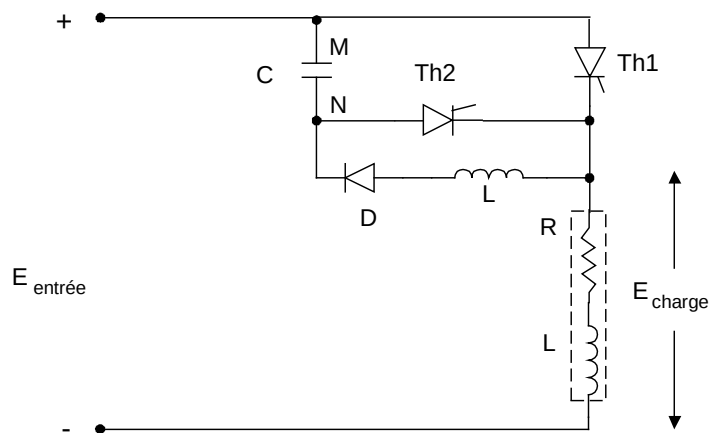


Figure III-44 Hacheur dévolteur avec son circuit de désamorçage

Pour permettre au condensateur de se charger M(+) et N(-), le thyristor Th2 doit être amorcé le premier, alors Th1 est à l'état bloqué. Lorsque le condensateur est chargé, le thyristor Th2 se bloque. Quand Th1 est amorcé, le courant circule dans la charge, et le condensateur se charge dans l'autre polarité à travers L et D. Lorsque le thyristor Th2 est amorcé, une tension négative est appliquée sur Th1 par le condensateur, et Th1 se bloque. Et ensuite le cycle recommence.

Le hacheur survolteur

Le schéma de principe d'un hacheur survolteur est illustré à la Figure IV-45. Le thyristor qui joue le rôle de commutateur statique est placé en parallèle avec la charge. Lorsque Th1 est à l'état passant, la bobine se charge à travers l'alimentation. Lorsque Th1 bloque, la tension appliquée à la charge devient la somme de la tension de la bobine et de la source. La tension de sortie nous est donnée par :

$$E_{\text{moy}} = E_{\text{entrée}} \left(\frac{Th}{Th - T_{\text{cond}}} \right)$$

On retrouve ce hacheur dans certaines commandes de moteurs qui permettent la récupération d'énergie sur le réseau, pendant la période de freinage du moteur.

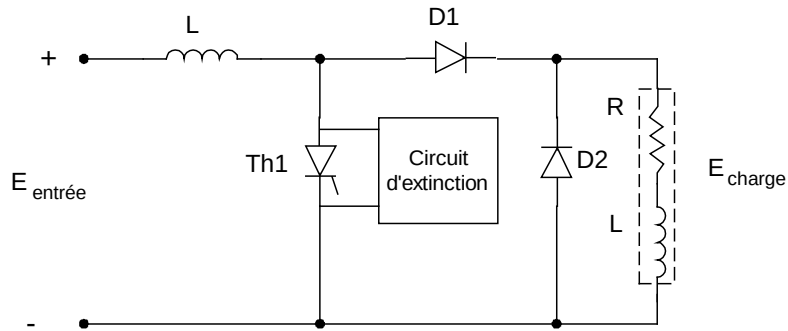


Figure IV-45 Hacheur survolteur

Exemple

Un hacheur dévolteur alimente une charge résistive de $65 \, \Omega$ à partir d'une batterie d'accumulateurs de $60 \, \text{V}$. Le temps de conduction est de 30% de la fréquence de hachage qui est de 500 Hz . Calculez :

- la période de hachage ;
- le temps de conduction ;
- la tension moyenne à la sortie.

Solutions

- $$T = \frac{1}{F} = \frac{1}{500 \text{ Hz}} = 2 \text{ ms}$$
- $$t_{\text{cond}} = 0.30 \times 2 \text{ ms} = 0,6 \text{ ms}$$
- $$E_{\text{moy}} = 60 \text{ V} \times \frac{0,6 \text{ ms}}{2 \text{ ms}} = 18 \text{ V}$$

Les applications des hacheurs

Les hacheurs sont utilisés dans de nombreuses applications industrielles, surtout dans le domaine de la traction électrique. Ils alimentent et contrôlent la vitesse des moteurs à courant continu qui équipent les locomotives électriques, les métros et les véhicules à batterie d'accumulateurs (chariots élévateurs, voitures électriques et locomotives de mines).

Les hacheurs de petite puissance (0 à 100 kW) sont généralement employés dans les véhicules électriques à batteries. Les hacheurs de puissance $> 100 \text{ kW}$ sont utilisés dans les locomotives électriques qui fonctionnent à partir d'un réseau à courant continu (circuit redresseur).

IV.4 Le convertisseur continu - alternatif (l'onduleur)

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension continue en une tension alternative. Il s'agit d'un dispositif électronique qui accomplit la fonction inverse du redresseur (Figure IV-46). Nous distinguons deux grandes catégories d'onduleurs : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes. On traitera dans ce chapitre uniquement des onduleurs autonomes.

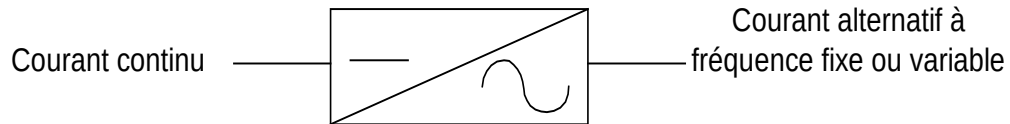


Figure IV-46 Convertisseur continu-alternatif

1. L'onduleur autonome

Les onduleurs autonomes se classent en deux groupes :

- Onduleurs à fréquence fixe - Ceux-ci sont utilisés comme alimentation de sécurité dans les centres hospitaliers, les centrales téléphoniques, les ordinateurs, etc. Ces onduleurs sont alimentés à partir d'une batterie d'accumulateurs.
- Onduleurs à fréquence variable - Ceux-ci sont alimentés en courant continu à partir du réseau alternatif par l'intermédiaire d'un redresseur. Ils fournissent des tensions de fréquence et d'amplitude variables utilisées pour contrôler la vitesse de moteurs à courant alternatif.

Les onduleurs autonomes se classent aussi d'après la forme d'onde de leur tension de sortie :

- Onduleurs à onde rectangulaire (Figure IV-47) : L'onde de sortie est rectangulaire. L'amplitude de l'onde de sortie dépend de la valeur de la tension d'entrée.

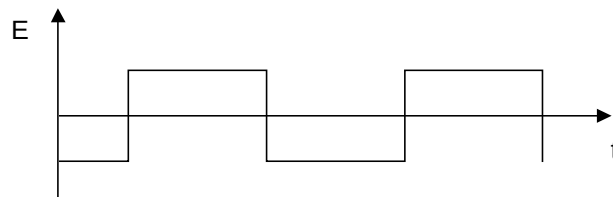


Figure IV-47 Forme d'onde rectangulaire

- Onduleurs en créneaux de largeur variable (Figure IV-48) : L'onde de sortie est constituée par des créneaux rectangulaires alternatifs et séparés par une zone morte à tension nulle. La tension de sortie varie si on agit sur la durée des créneaux.

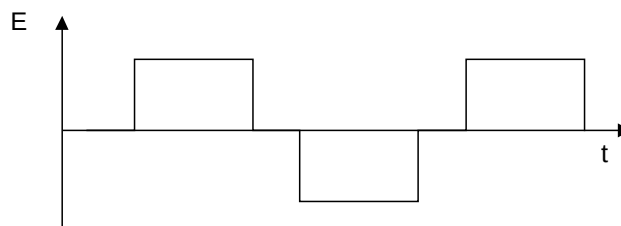


Figure IV-48 Forme d'onde en créneaux

- Onduleurs à modulation d'impulsion (PWM) (Figure IV-49). L'onde de sortie est formée de trains d'impulsions positifs et négatifs, de largeur et d'espacement variable. La résultante de la forme de sortie se rapproche d'une sinusoïde.

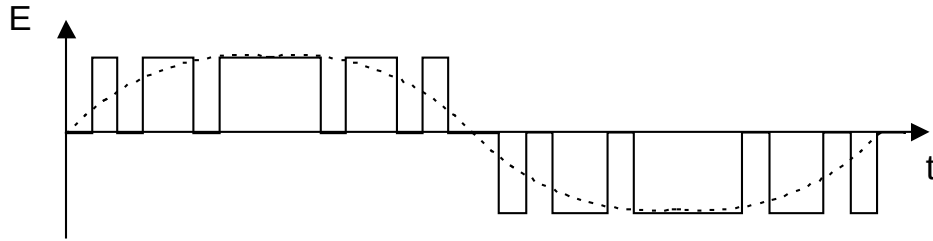


Figure IV-49 Forme d'onde à modulation de largeur d'impulsion

2. a) L'onduleur monophasé

L'onduleur de la Figure IV-50 comprend deux thyristors, un transformateur à point milieu, un condensateur de commutation C et une inductance série L . Les deux thyristors, $Th1$ et $Th2$, sont à l'état passant à tour de rôle, ce qui produit des impulsions de courant de sens inverse, $I1$ et $I2$, dans les deux moitiés du primaire du transformateur. On obtient, au secondaire du transformateur, une tension alternative de forme rectangulaire (Figure IV-51). Le condensateur de commutation C empêche les deux thyristors de laisser passer le courant en même temps, de sorte qu'il provoque le blocage d'un thyristor lorsque l'autre s'amorce.

L'inductance de lissage L tend à garder un courant constant dans le circuit. Il en résulte que les courants $I1$ et $I2$ sont égaux et de forme rectangulaire. Pour faire varier la fréquence de l'onduleur, il suffit de changer la fréquence des signaux appliqués sur les gâchettes. On peut obtenir une fréquence comprise entre quelques hertz et 5 KHz, selon les caractéristiques du transformateur et des thyristors.

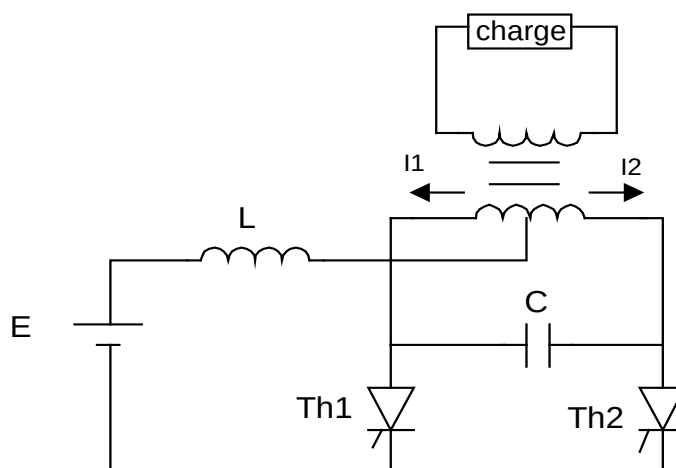


Figure IV-50 Onduleur autonome monophasé

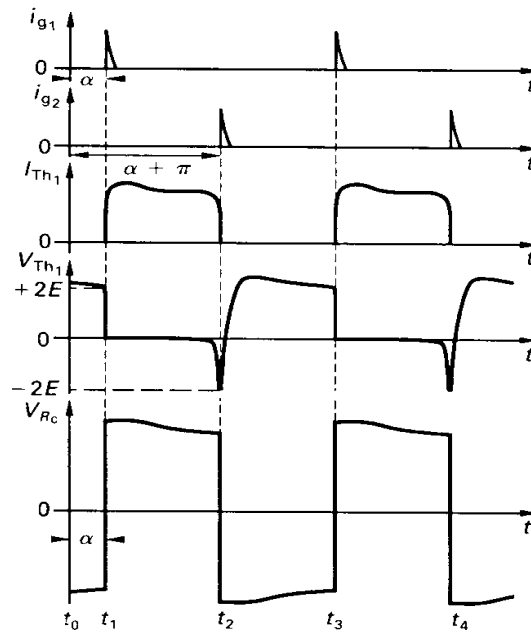


Figure IV-51 Forme d'onde d'un onduleur monophasé

2. b) L'onduleur monophasé en pont

L'onduleur monophasé en pont de la Figure IV-52 comprend quatre thyristors ou quatre transistors utilisés comme interrupteurs électroniques ainsi que quatre diodes de récupération montées en parallèle inverse aux bornes des thyristors. Les circuits de blocage des thyristors ne sont pas représentés sur la figure.

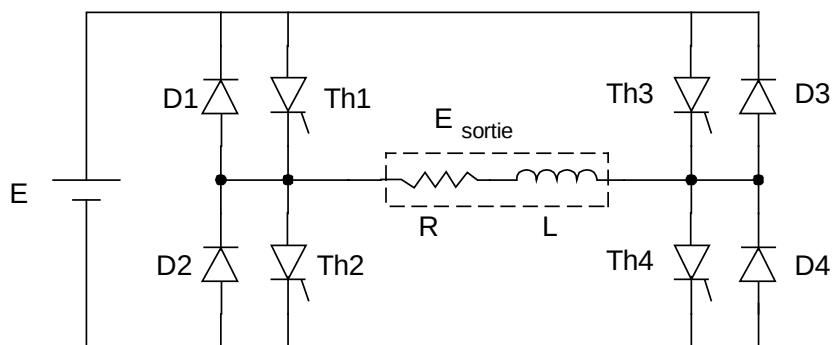


Figure IV-52 Onduleur monophasé en pont

Commande symétrique

Dans le cas d'une commande symétrique (Figure IV-53), l'amorçage des thyristors Th1 et Th4 a lieu en même temps, et il en est de même pour Th2 et Th3. La tension de sortie est rectangulaire, et sa valeur efficace est égale à E.

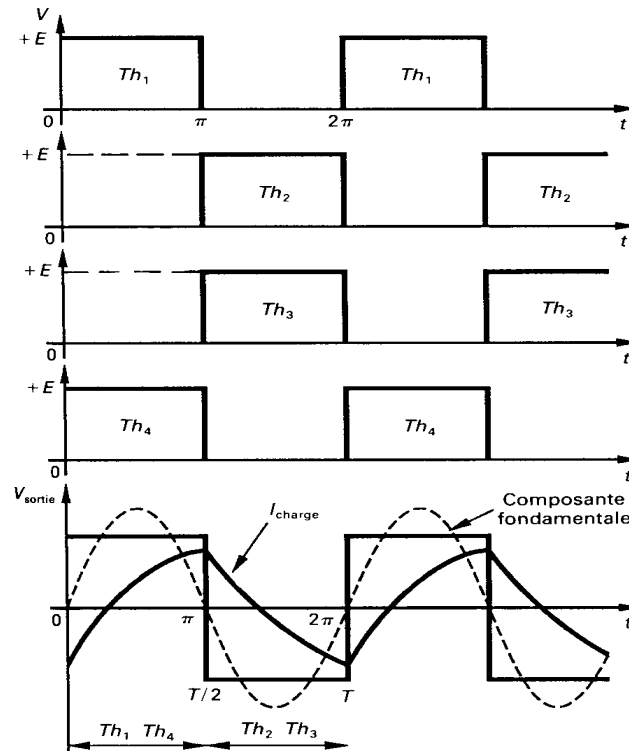


Figure IV-53 Forme d'onde pour une commande symétrique

Commande décalée

Dans le cas d'une commande décalée, les quatre thyristors sont amorcés et bloqués selon la séquence indiquée à la Figure IV-54. La tension de sortie est égale à E lorsque Th_1 et Th_4 laissent passer le courant en même temps, et elle est égale à $-E$ quand Th_3 et Th_2 sont à l'état passant en même temps. Il y a deux intervalles durant lesquels la tension de sortie est nulle.

La tension de sortie a la forme de créneaux séparés par des intervalles dont la largeur est ajustable. En variant l'angle de décalage, on fait varier la valeur efficace.

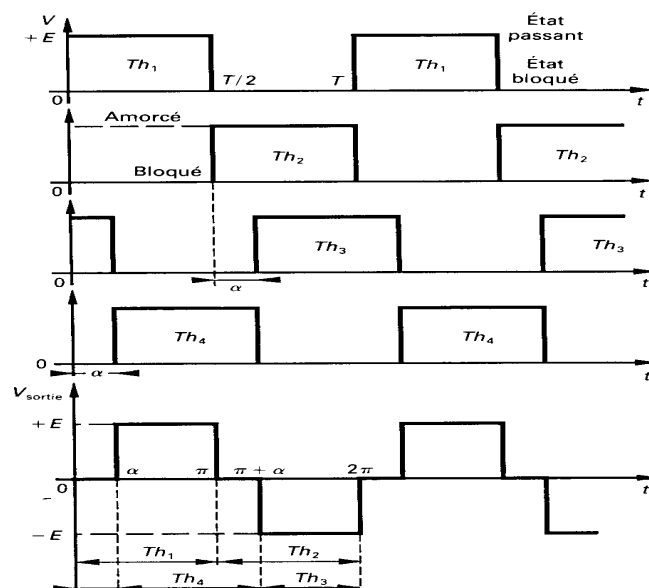


Figure IV-54 forme d'onde pour une commande décalée

Onduleurs triphasés autonomes

La Figure IV-55 représente le montage de principe d'un onduleur triphasé autonome qui peut alimenter des charges triphasées équilibrées qui sont groupées en étoile ou en triangle. Dans ce montage, trois thyristors sont en conduction à chaque instant. Deux thyristors d'un même bras Th1 et Th4 sont amorcés à 180° de décalage. Les thyristors des bras voisins sont amorcés à 120° de décalage des autres bras. La tension de sortie résultante est en forme de créneaux et déphasée de 120° .

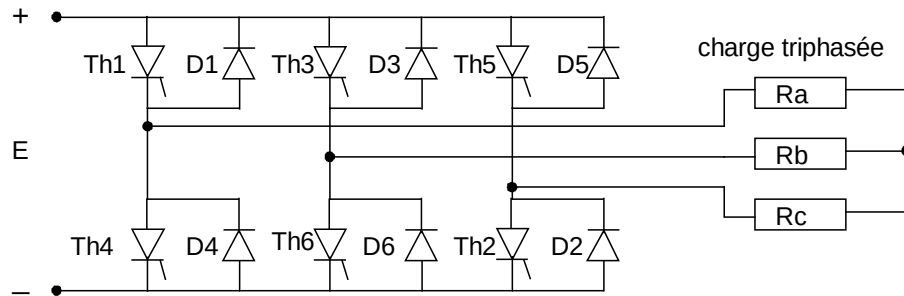


Figure IV-55 Onduleur autonome triphasé avec thyristors

Pour des puissances plus petites, on peut remplacer les six thyristors par des transistors (Figure IV-56) qui ne nécessitent pas de circuits d'extinction utilisés avec les thyristors.

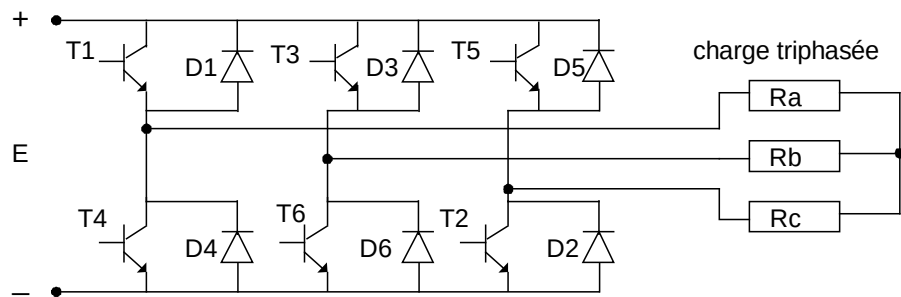


Figure IV-56 Onduleur autonome triphasé avec transistors

Application des onduleurs autonomes

Les onduleurs autonomes à fréquence fixe sont surtout utilisés dans les alimentations de sécurité qui se substituent automatiquement au réseau alternatif en cas de panne de courant. Ces alimentations de secours sont appelées UPS (Uninterruptible Power Supplies). La

Figure IV-57 donne le schéma de principe d'un UPS.

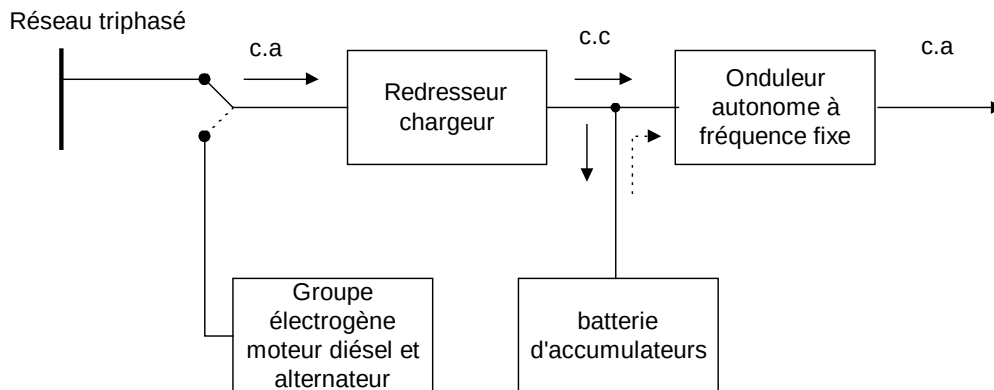


Figure IV-57 Alimentation de secours (UPS)

Le système comprend :

- Un redresseur chargeur régulé qui charge la batterie d'accumulateurs, tout en fournissant le courant nécessaire à l'onduleur.
- Une batterie d'accumulateurs qui assure le fonctionnement autonome de l'onduleur lorsque le réseau alternatif est interrompu.
- Un onduleur autonome qui fournit une tension de sortie alternative sinusoïdale régulée à la fréquence de 50 Hz avec un taux d'harmoniques qui est inférieur à 5%.
- Des commutateurs électromécaniques qui permettent de relier le réseau ou l'onduleur à la charge.
- Un générateur diesel qui démarre après un court délai lors de la panne de courant et qui s'arrête lorsque le courant est rétabli.

Les alimentations de secours sont surtout utilisées pour alimenter des équipements qui requièrent un fonctionnement permanent. Les applications les plus courantes sont :

- l'alimentation d'ordinateurs ;
- les systèmes de guidage d'avion (radio, radar). ;
- le fonctionnement des blocs opératoires dans les hôpitaux ;
- l'éclairage de sécurité de salle de conférence ;
- les circuits d'alarme contre les incendies.

Les onduleurs à fréquence variable sont surtout utilisés dans :

- La commande de vitesse des moteurs alternatifs généralement asynchrones.
- l'alimentation d'ozoneurs, de générateurs à ultra son et de fours à induction.

Les interventions sur les convertisseurs sont très limitées au niveau de service maintenance d'une entreprise. Si les problèmes sont d'ordre électronique, dans ce cas, il est préférable de renvoyer l'appareil dans un service après-vente de la marque ou d'appeler un spécialiste de l'entreprise qui a fabriqué l'équipement.

Toutefois, certains problèmes peuvent être évités :

- Pour la sécurité de l'utilisateur, les variateurs de vitesse doit être relié à une mise à la terre réglementaire (borne).
- Si un démarrage intempestif de l'installation présente un risque pour les personnes ou les machines entraînées, il est indispensable d'alimenter l'appareil à travers un dispositif de sectionnement et un dispositif de coupure (contacteur de puissance) commandable par une chaîne de sécurité extérieure (arrêt d'urgence, détection d'anomalies sur l'installation).
- Les variateurs de vitesse comporte des dispositifs de sécurité qui peuvent en cas de défauts commander son arrêt et par là même l'arrêt du moteur. Ce moteur peut lui même subir un arrêt par blocage mécanique. Enfin, des variations de tension, des coupures d'alimentation en particulier, peuvent également être à l'origine d'arrêts.
- La disparition des causes d'arrêt risque de provoquer un redémarrage entraînant un danger pour certaines machines ou installations. Il importe donc que, dans ces cas-là, l'utilisateur se prémunisse contre les possibilités de redémarrage en cas d'arrêt non programmé du moteur.
- Les variateurs de vitesse sont conçus pour pouvoir alimenter un moteur et la machine entraînée au-delà de sa vitesse nominale. Si le moteur ou la machine ne sont pas prévus

mécaniquement pour supporter de telles vitesses, l'utilisateur peut être exposé à de graves dommages consécutifs à leur détérioration mécanique. Il est important que l'utilisateur s'assure avant de programmer une vitesse élevée que l'installation puisse la supporter.

- Certains variateurs de vitesse sont des composants destinés à être incorporés dans une installation ou machine électrique et ne peuvent en aucun cas être considérés comme des organes de sécurité. Il appartient donc au fabricant de la machine, au concepteur de l'installation ou à l'utilisateur de prendre à sa charge les moyens nécessaires au respect des normes en vigueur et de prévoir les dispositifs destinés à assurer la sécurité des biens et des personnes.

TRAVEAUX PRATIQUES

TP 1 : Thyristors et TRIACs

Information générale

Compétence visée

- Cette activité de laboratoire permettra d'initier les stagiaires aux caractéristiques et au fonctionnement de base des principaux thyristors, i.e., les SCR et les TRIAC.

Critères particuliers de performance

- interprétation exacte de la fonction des composants;
- utilisation correcte des instruments de mesure;
- calcul exact des tensions;
- démonstration rigoureuse du fonctionnement;
- prédiction exacte des limites opérationnelles.

Durée du travail pratique

- La durée du travail pratique est de 9 heures.

Matériel nécessaire, par équipe

- (2) SCR, (1) TRIAC, (1) TUI;
- (1) transformateur 2 x 6Vca;
- (1) potentiomètre de 5k;
- (1) diode Zener 5.1V 1N4733; 4 x 1N4004, 1 DEL
- (1) résistances 4k7, 15k, 510k
- (2) résistances 1k, 220, 100;
- (1) condensateur 0.1μF, 0.22μF, 0.47μF, 1 μF;
- une ampoule et une douille de 60W ou 100W.
- coffre de pièces, plaquette de montage, pinces et fils;
- multimètre et oscilloscope avec deux sondes;
- documentation pertinente.

Directive

- Le travail se fait en équipe de deux stagiaires et chaque équipe doit réaliser, au préalable, son circuit sur plaquette de montage.

Évaluation formative

- Ce travail pratique est strictement formatif et doit permettre au stagiaire de parfaire la base des thyristors.

Points particuliers à surveiller

- Assurez-vous que le circuit fonctionne correctement; sinon, dépannez-le !
- Une question est répondue correctement si:
 - 1- l'écriture est soignée et bien lisible;
 - 2- les phrases sont courtes, complètes et sans faute;
 - 3- le contenu de la réponse est sensé et sans ambiguïté.

Introduction

Les thyristors sont des éléments qui permettent de contrôler des charges de moyenne à forte puissance. Dans ce travail pratique, nous portons notre attention sur le fonctionnement de ces composants et leurs caractéristiques principales. Pour atteindre certaines conclusions, les composants seront plongés dans des applications simples et de faibles puissances. Cette approche permettra de vous mettre en confiance en prévision des travaux pratiques qui suivent.

Discussion

Les thyristors sont des éléments qui nécessitent généralement un courant de déclenchement afin de s'amorcer. Anciennement, il était possible de tester les thyristors de faibles puissances à l'aide d'un ohmmètre, en vérifiant chacune des jonctions de ce dernier. La venue des multimètres numériques, à faibles courants, ne permet plus ce genre de test et, par surcroît, il est impossible de vérifier le fonctionnement des thyristors nécessitant de forts courants d'amorçage.

La meilleure méthode pour vérifier ces composants est de plonger ces derniers dans un circuit simple. La Figure 0-2 représente un tel circuit permettant de vérifier le bon fonctionnement du composant qu'il s'agisse d'un SCR ou d'un TRIAC.

1. Le SCR

Emplacement des broches du SCR # _____

Vérifiez, dans les caractéristiques du manufacturier, l'emplacement des broches du SCR que vous utiliserez dans ce travail pratique. Reportez la solution sur la Figure 0-1.



Figure 0-1 Représentation d'un boîtier TO-220

Test du SCR

Montez le circuit de la Figure 0-2

Ajustez la tension à 0 V avant de brancher l'alimentation; puis, montez la tension à 15V volts. Notez l'état du DEL et déduisez l'état du SCR (conduction ou blocage).

DEL : _____ SCR : _____

Appuyez sur SW1 et maintenez-le enfoncé. Notez l'état du DEL et déduisez l'état du SCR (conduction ou blocage).

DEL : _____ SCR : _____

Relâchez SW1. Notez l'état du DEL et déduisez l'état du SCR (conduction ou blocage).

DEL : _____ SCR : _____

Appuyez sur SW2 et maintenez-le enfoncé. Notez l'état du DEL et déduisez l'état du SCR (conduction ou blocage).

DEL : _____ SCR : _____

Relâchez SW2. Notez l'état du DEL et déduisez l'état du SCR (conduction ou blocage).

DEL : _____ SCR : _____

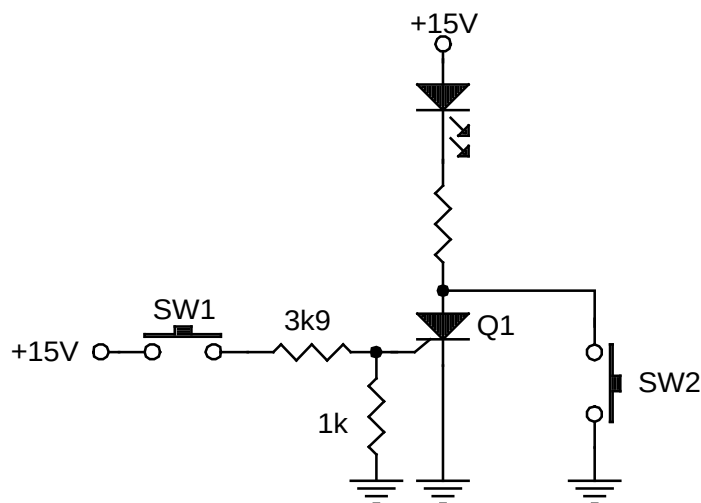


Figure 0-2 Circuit de test avec SCR

Quel est le rôle de la résistance de 1k. Testez votre hypothèse.

Caractéristiques du SCR # _____

À l'aide des fiches techniques, déterminez les valeurs maximum suivantes:

- I_A _____ Courant d'anode maximal en continu
 I_{GT} _____ Courant de gâchette maximal
 V_{DRM} _____ Tension anode-cathode maximale
 $R_{\theta JC}$ _____ Résistance thermique entre la jonction et le boîtier
 $R_{\theta JA}$ _____ Résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant
 I_G _____ Courant de gâchette pour l'amorçage
 V_{AK} _____ Tension anode-cathode à l'amorçage
 I_H _____ Courant de maintien du thyristor

Résistance de désensibilisation

Les thyristors, surtout ceux de faibles puissances, nécessitent un courant de gâchette relativement faible pour amorcer le SCR. En effet, une faible variation de l'alimentation peut amorcer par inadvertance un SCR trop sensible. Pour cette raison, il arrive parfois que l'on ajoute une résistance entre la gâchette et la cathode. Cette dernière, d'environ 1k, permet d'augmenter le courant de gâchette nécessaire à l'amorçage et ainsi désensibiliser le SCR.

- 1 - Désamorcez le SCR en pressant SW2.
- 2 - Enlevez la résistance de 1k Ω entre la gâchette et la cathode.
- 3 - Ne faites que toucher la gâchette du SCR à main nue ou à l'aide d'un bout de fil.
Vérifier si le SCR est sensible et amorce avec ce seul contact.

Concluez sur cette étape

2. Le TRIAC

Emplacement des broches du TRIAC # _____

Vérifiez, dans les caractéristiques du manufacturier, l'emplacement des broches du TRIAC que vous utiliserez dans ce travail pratique. Reportez la solution sur la Figure 0-3



Figure 0-3 Représentation d'un boîtier TO-220

Caractéristiques du TRIAC # _____.

À l'aide des fiches techniques, déterminez les valeurs suivantes:

- I_A _____ Courant d'anode maximal en continu.
- I_{GT} _____ Courant de gâchette maximal.
- V_{DRM} _____ Tension anode-cathode maximale.
- $R_{\theta JC}$ _____ Résistance thermique entre la jonction et le boîtier.
- $R_{\theta JA}$ _____ Résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant.
- I_G _____ Courant de gâchette pour l'amorçage.
- V_{TM} _____ Tension entre MT1 et MT2 à l'amorçage.
- I_H _____ Courant de maintien du thyristor.

Test du TRIAC

Les TRIAC sont des éléments généralement utilisés dans des applications utilisant le courant alternatif, puisqu'ils sont bidirectionnels. Néanmoins, il est possible avec le même circuit de test que celui de la Figure 0-2 de vérifier les caractéristiques de ces composants.

Remplacez, dans le circuit de la Figure 0-2, le SCR par un TRIAC et déterminez le fonctionnement de ce dernier en répétant les mêmes étapes que pour le SCR.

Fonctionnement en inverse

Inversez l'alimentation d'anode et de gâchette afin de tester le TRIAC dans les quatre cadrans. Tentez de faire conduire le TRIAC dans les possibilités suivantes et indiquez les résultats:

Tableau 0-1

U_A	U_G	Amorçage (oui/non)
+	+	
+	-	
-	+	
-	-	

Concluez sur l'amorçage du « TRIAC ».

3. Contrôle statique

Discussion

Les SCR sont généralement utilisés en mode statique dans les contrôles de moteur à courant continu. Qu'il s'agisse d'un moteur de chariot élévateur dans une usine ou encore d'un contrôle d'une locomotive de métro, les SCR en statique sont généralement doublés.

En effet, un SCR plus puissant est utilisé pour contrôler le courant dans la charge et un second, de moindre calibre, permet de désamorcer le premier. Puisque que l'alimentation est continue et qu'aucune variation négative provient du secteur, il faut, afin de baisser le courant de maintien et désamorcer le SCR, en générer une.

Clignotant de faible puissance

Le circuit de la Figure 0-4 a comme charge une diode électroluminescente demandant un courant approximatif de 20 mA. Évidemment, un SCR n'est pas le composant utilisé généralement pour ce genre de charge. Un temporisateur 555 serait amplement suffisant pour contrôler un DEL. Pensez plutôt que la diode simule un moteur de quelques kilowatts et que le TUJ remplace la sortie d'un PIA¹.

Montez le circuit de la Figure 0-4 et testez-le. Par la suite, en prenant des formes d'onde, déterminez le fonctionnement du circuit. Afin de mieux voir le phénomène de la charge et la décharge du condensateur situé entre les deux SCRs, reliez l'oscillateur à TUJ en insérant en parallèle la résistance de 15k Ω .

Prenez des formes d'onde à l'oscilloscope afin de mieux comprendre le principe de fonctionnement du circuit à SCR. Tracez les formes d'onde sur une feuille quadrillée en prenant bien soin d'aligner celles-ci.

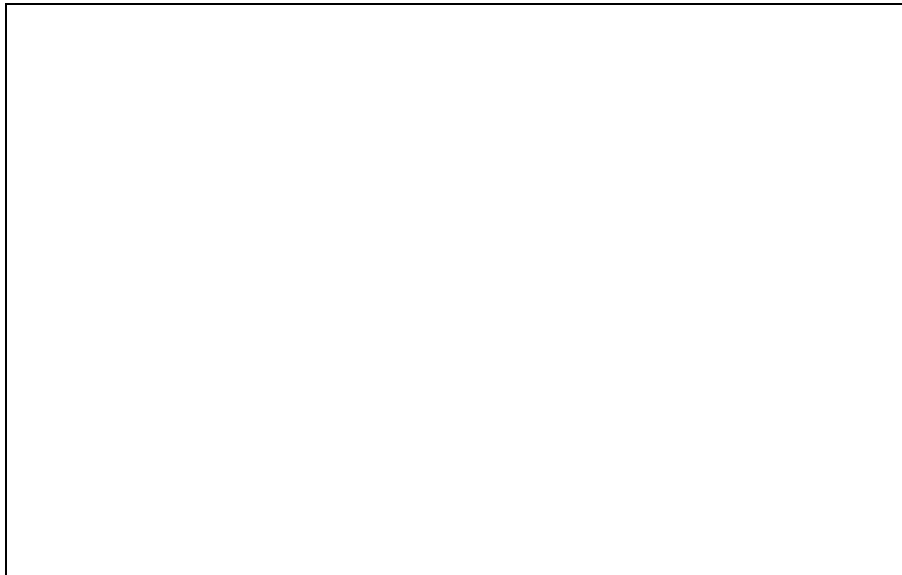


Figure 0-4 (Clignotant de faible puissance)

Annexez une feuille expliquant le fonctionnement du circuit de la Figure 0-4.

¹ Circuit d'interface pour microprocesseur

Contrôle par angle d'amorçage

Discussion

Le contrôle du signal alternatif par angle d'amorçage permet d'alimenter des charges à courant continu et alternatif. Selon la position de la charge dans le circuit de la Figure 0-5, elle est alimentée de différentes façons. L'ajustement de P1 permet d'amorcer plus ou moins tard dans le cycle alternatif du signal d'entrée.

- 1 - Placez une charge de 220Ω entre les points A & B et un bout de fil entre C-D et un autre entre E-F.
- 2 - Mesurez la forme d'onde présente à la charge pour ajuster l'angle d'amorçage à environ 72° . Pour vous aider, utilisez la fonction de décalibrage du temps.
- 3 - Prenez les formes d'onde synchronisées sur le secteur aux bornes des éléments suivants: de la charge, du SCR, de C_1 , de R_{B1} et de la zener.

Les formes d'onde doivent avoir des échelles et toutes les informations pertinentes à la compréhension du circuit.

Annexez une feuille expliquant le fonctionnement du circuit de la Figure 0-5.

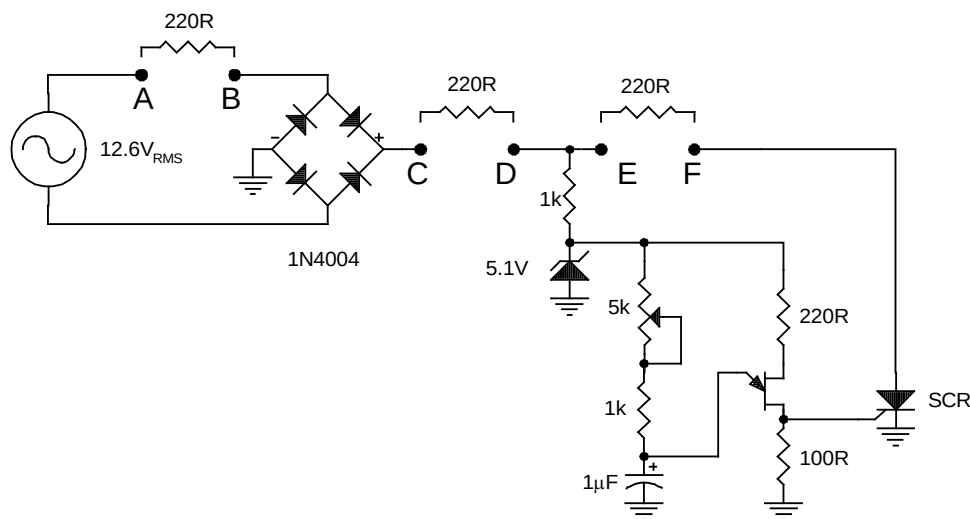


Figure 0-5 : Circuit de contrôle de phase

Déplacez la charge à la position CD et, avec une autre couleur, tracez la forme d'onde aux bornes de la charge et aux bornes de la zener.

Déplacez la charge à la position EF et, avec une autre couleur, tracez la forme d'onde aux bornes de la charge et aux bornes de la zener.

Modifiez ce circuit afin de brancher une ampoule de 60W ou 100W. Faites approuver votre travail. Montez ce circuit et vérifiez son fonctionnement.

Annexez une feuille expliquant le fonctionnement du circuit de la Figure 0-5.

TP 2 : Contrôle d'éclairage par rampe synchrone

Information générale

Compétences visées

- Utiliser de façon sécuritaire les appareils de mesure dans des circuits de puissance.
- Acquérir une méthode de montage et de vérification modulaire.

Critères particuliers de performance

- Montage fonctionnel de circuit; de rampe synchrone, d'isolation et de puissance.
- Utiliser correctement les instruments de mesure.
- Notion de sécurité de mesure dans un circuit isolé d'un autre.

Durée du travail pratique

- La durée de ce travail pratique est de 6 heures.

Matériel nécessaire, par équipe

- diode Zener 1N4735;
- diodes 1N4148 (2);
- diodes 1N4004 (8);
- Résistances variées;
- Condensateurs variés;
- LM339;
- transistors 2N2222, 2N5089, 2N4401, 2N4403;
- MOC3011 (1);
- SC146d (1);
- lampe 240 VAC (1);
- Alimentation alternative (variac) 12,6Vrms;
- Coffre de pièces, plaquette de montage, pinces et fils #22;
- Multimètre et oscilloscope avec deux sondes;
- Documentations pertinentes.

Directives

- Le travail se fait en équipe de deux stagiaires et chaque équipe doit réaliser, au préalable, son circuit sur plaquette de montage.
- Le rôle des formateurs est d'aider les stagiaires à atteindre les critères particuliers de performance.

Évaluation (formative)

- Ce travail pratique est formatif mais est quand même corrigé par le formateur.
- Pendant le déroulement du laboratoire vous aurez à faire vérifier votre travail et votre compréhension du circuit. Des vérifications auront lieu à trois reprises. Ces vérifications sont indiquées par des notes en bas de pages.
- L'évaluation portera sur:
 - 1- la démonstration du fonctionnement du circuit 50%
 - 2- L'explication et la démonstration claire du fonctionnement technique d'une section choisie par le formateur 30%
 - 3- Les formes d'onde 5%
 - 4- La qualité du montage 15%

Description de la tâche:

Votre travail consiste à monter sur plaquette de montage les circuits les uns après les autres. Assurez-vous de comprendre le fonctionnement du circuit car le formateur, lors de votre évaluation, vous posera des questions précises sur le fonctionnement des circuits réalisés. Vous devrez expliquer verbalement et démontrer visuellement le fonctionnement de la partie évaluée.

À l'exception faites de la dernière section, où vous devez prendre les formes d'onde, chaque section de ce travail pratique comprend le plan à réaliser et les formes d'onde pertinentes à la compréhension du circuit.

Alimentation et synchronisation

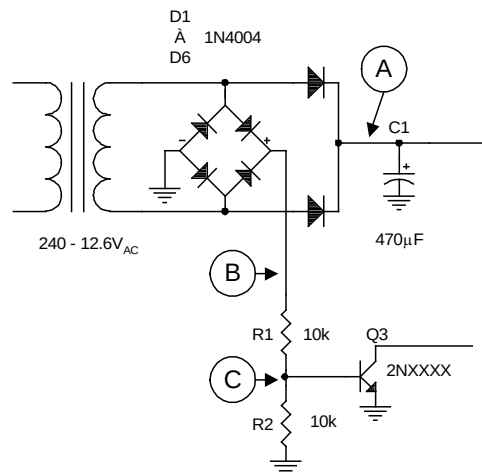


Figure 0-1

Dessinez la forme d'onde présente en C.

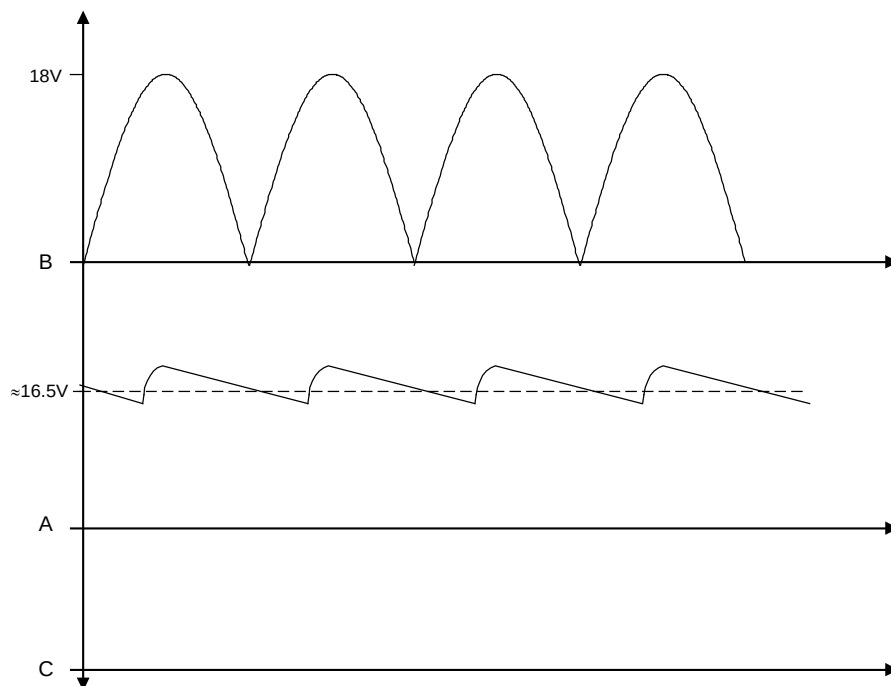


Figure 0-2 Formes d'onde présent avec le reste du circuit branché

Commentaires personnels

Régulateur

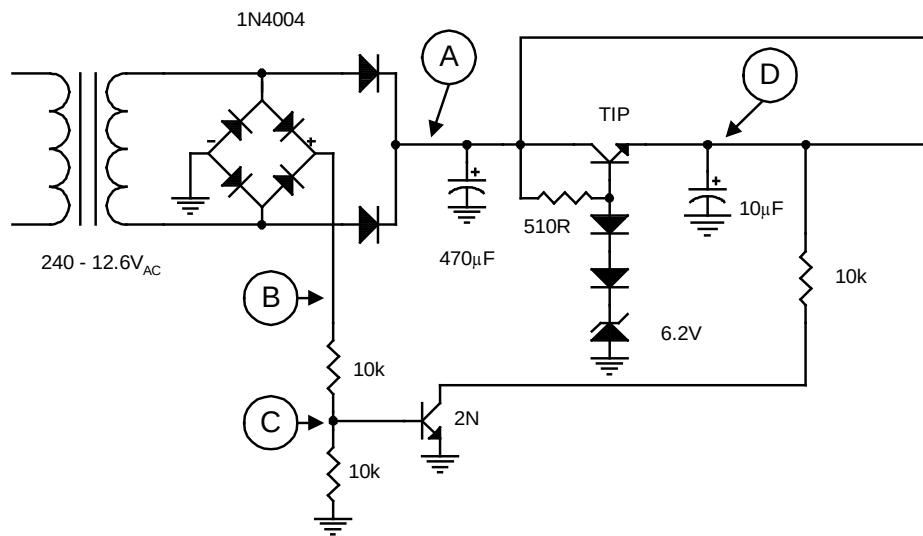


Figure 0-3

Prenez les formes d'onde manquantes.

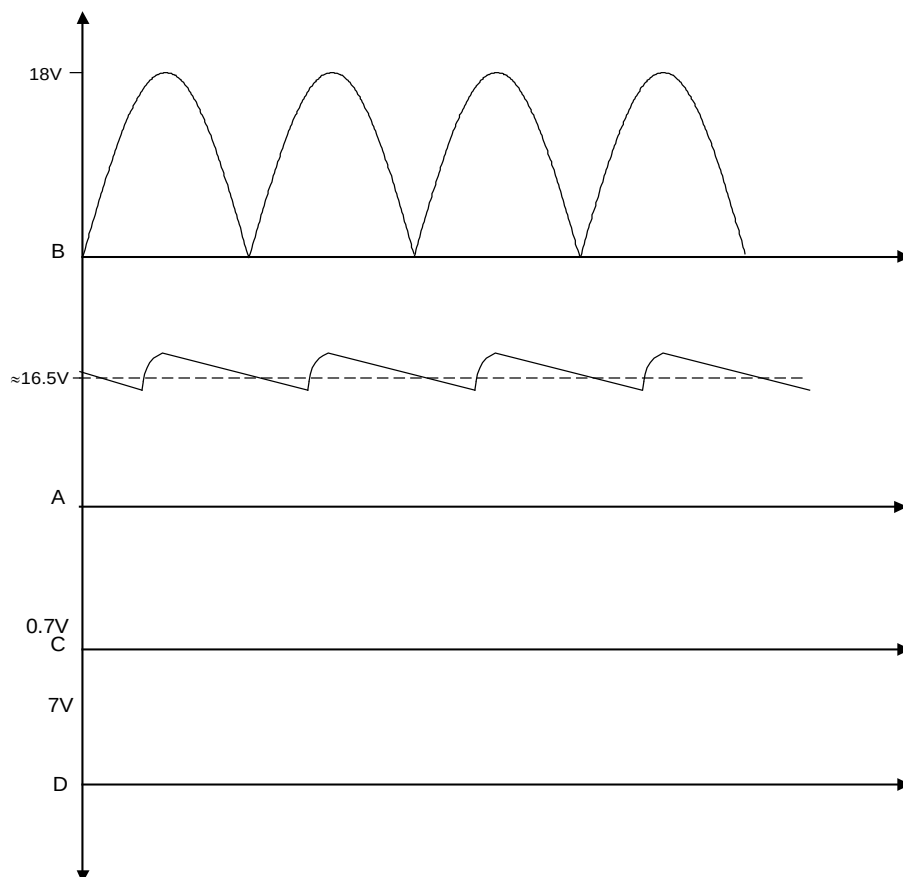


Figure 0-4

Générateur de rampe

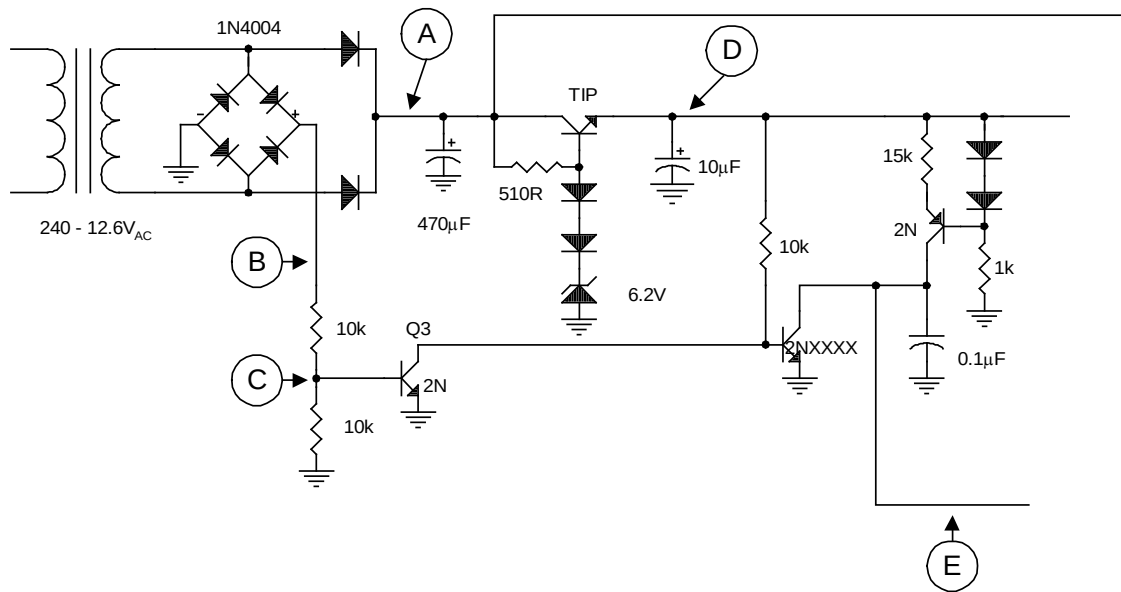


Figure 0-5

Prenez la forme d'onde manquante.

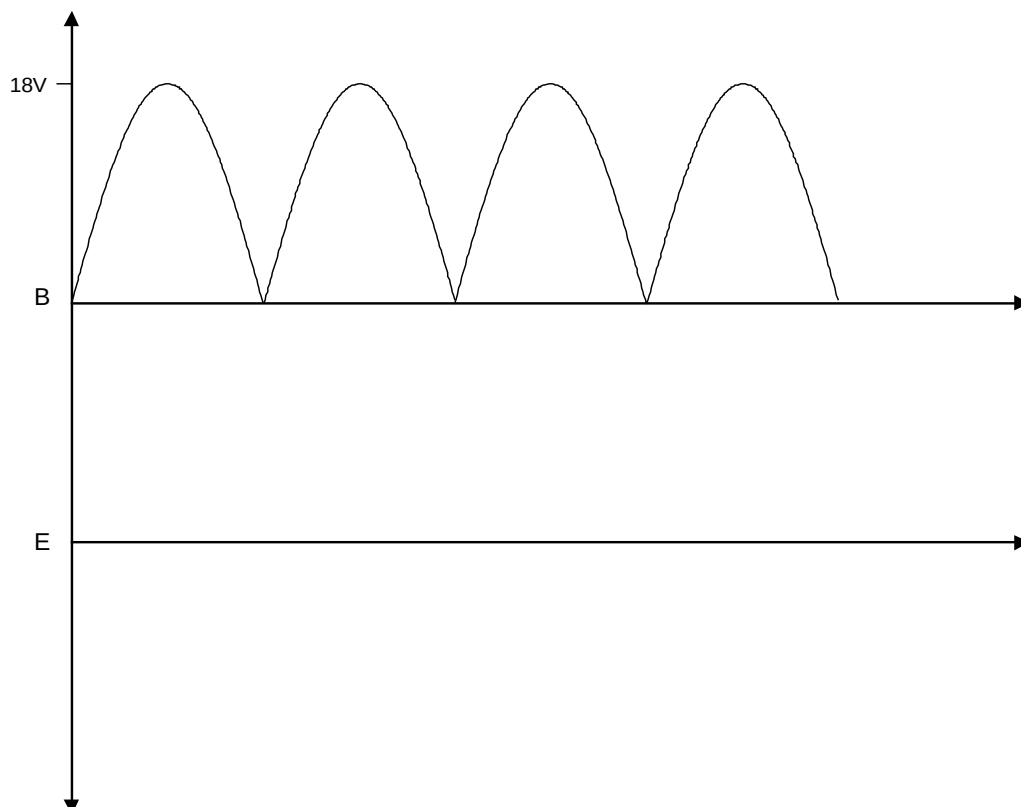


Figure 0-6

Comparateur

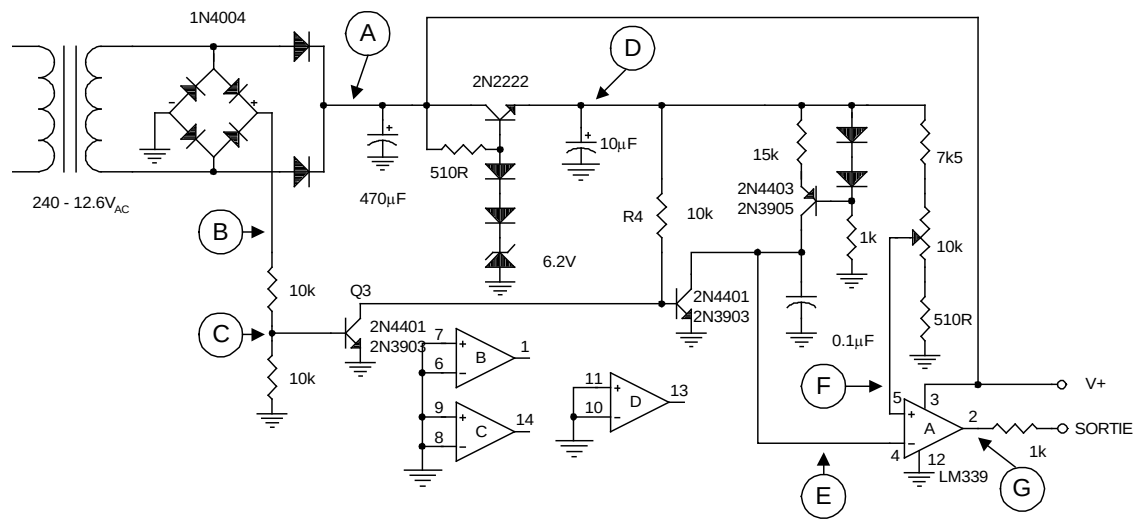


Figure 0-7

Quelles sont les tensions minimum et maximum au point F
Prenez les formes d'onde aux points E et G si le point F est à 3V.

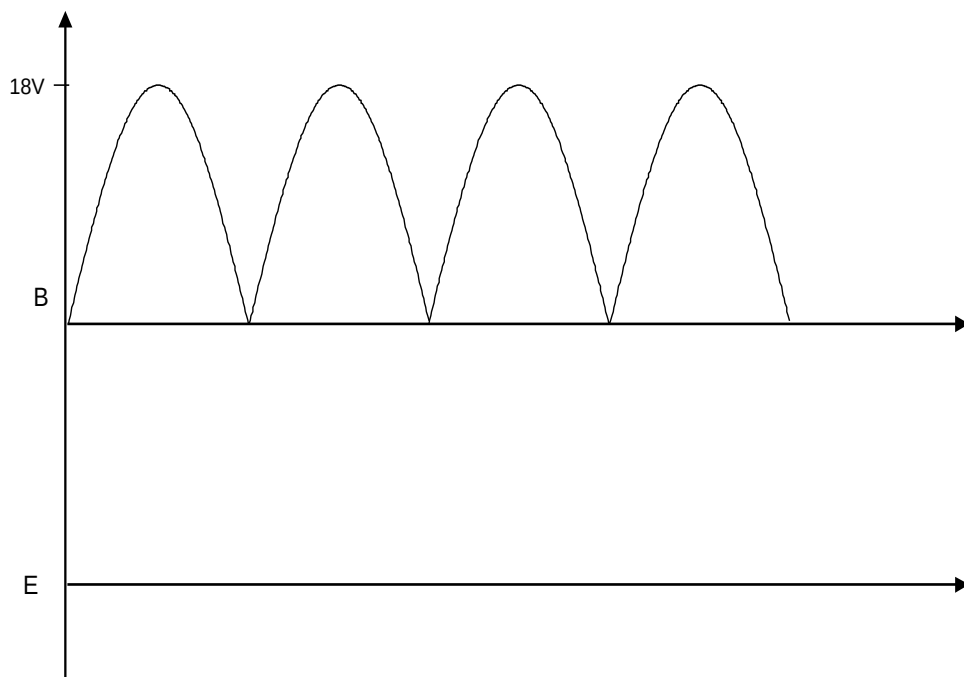


Figure 0-8

Règles de sécurité

Puissance

Avant de vous lancer dans le montage de ce circuit, il est de mise de parler de sécurité. Le mot puissance et le mot tension du secteur doivent éveiller en vous le réflexe de la sécurité.

Sécurité pour:

- Vous;
- Le circuit;
- Les appareils de mesure.

Vous

Pour votre sécurité, les appareils tels que l'oscilloscope sont reliés à la masse pour éviter toute différence de potentiel entre deux appareils.

De plus, le point commun de votre oscilloscope est relié lui aussi à la masse pour les mêmes raisons.

Ces protections doivent en aucun cas être enlevées. Votre vie en dépend, et rien ne justifierait de sacrifier la sécurité pour simplifier la méthode de mesure qui suivra cette discussion.

Le circuit

Les composants électroniques, dans la plupart des cas, supportent très mal les alimentations alternatives telles que le 240 V_{CA}. Pour des raisons de sécurité et de fiabilité, les circuits de puissance sont isolés de la section "commande" pour éviter que tous dysfonctionnement, dans le circuit de puissance, affecte le système de commande.

Cette isolation peut-être faite par transformateur ou par opto-isolateur comme le circuit proposé. Il est **important** d'utiliser un seul point commun (référence) car si vous placez un point commun dans la partie commande et un autre dans la partie puissance vous venez d'enlever l'isolation entre les deux circuits et, par le fait même, peut-être provoquer des lésions graves au circuit.

Les appareils de mesure

Le branchement du stylet d'oscilloscope, dans un circuit de puissance sans avoir pris certaines précautions, peut entraîner un court-circuit sur le secteur et endommager le stylet d'oscilloscope, vos yeux, vos oreilles et c'est sans parler du coeur.

Procédure sécuritaire de prise de mesure dans un circuit de puissance

- Débranchez toutes les références de l'appareil (oscilloscope, *Spectrum analyser*) du circuit.
- Avec l'aide d'un voltmètre, trouvez le fil d'alimentation CA, du circuit de puissance, qui est au même potentiel que l'oscilloscope.
- Reliez la référence de l'appareil au fil identifié plus haut.
 - 1- **Il est impératif** de ne pas bouger cette référence temps et aussi longtemps que vous prenez des mesures dans la section puissance.
 - 2- **Il est impératif** de débrancher la référence avant de prendre des mesures dans une section autre que la section puissance.
- Avant de prendre des mesures, assurez-vous que la référence du deuxième stylet ne puisse pas entrer en contact avec une partie du circuit.
 - 3- **Il est impératif** de ne **jamais** relier la deuxième référence au circuit.
- Placez l'oscilloscope sur la synchronisation avec le secteur.(CA ou Line)
- Vous pouvez prendre vos formes d'onde sans problème.

La différence de potentiel

- Sans bouger la référence.
- Pour lire une différence de potentiel, il faut deux stylets d'oscilloscope
- Placez les stylets de chaque côté de la pièce à analyser.
- Placez l'oscilloscope en mode addition et inversez le *canal 2*.
- Le tour est joué.

Circuit d'isolation et de puissance

Travail à faire

Montez le circuit de puissance et vérifiez son bon fonctionnement. Par la suite, prenez les formes d'onde suivante V_H , V_I et V_{HI} avec le potentiomètre au centre:

Constatez-et faites-vous évaluer.

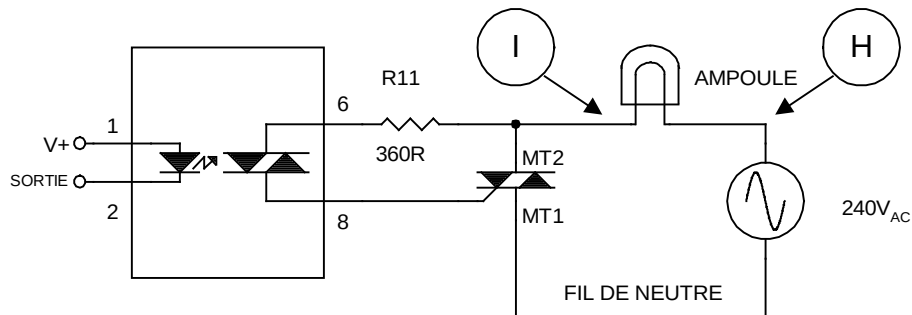


Figure 0-9

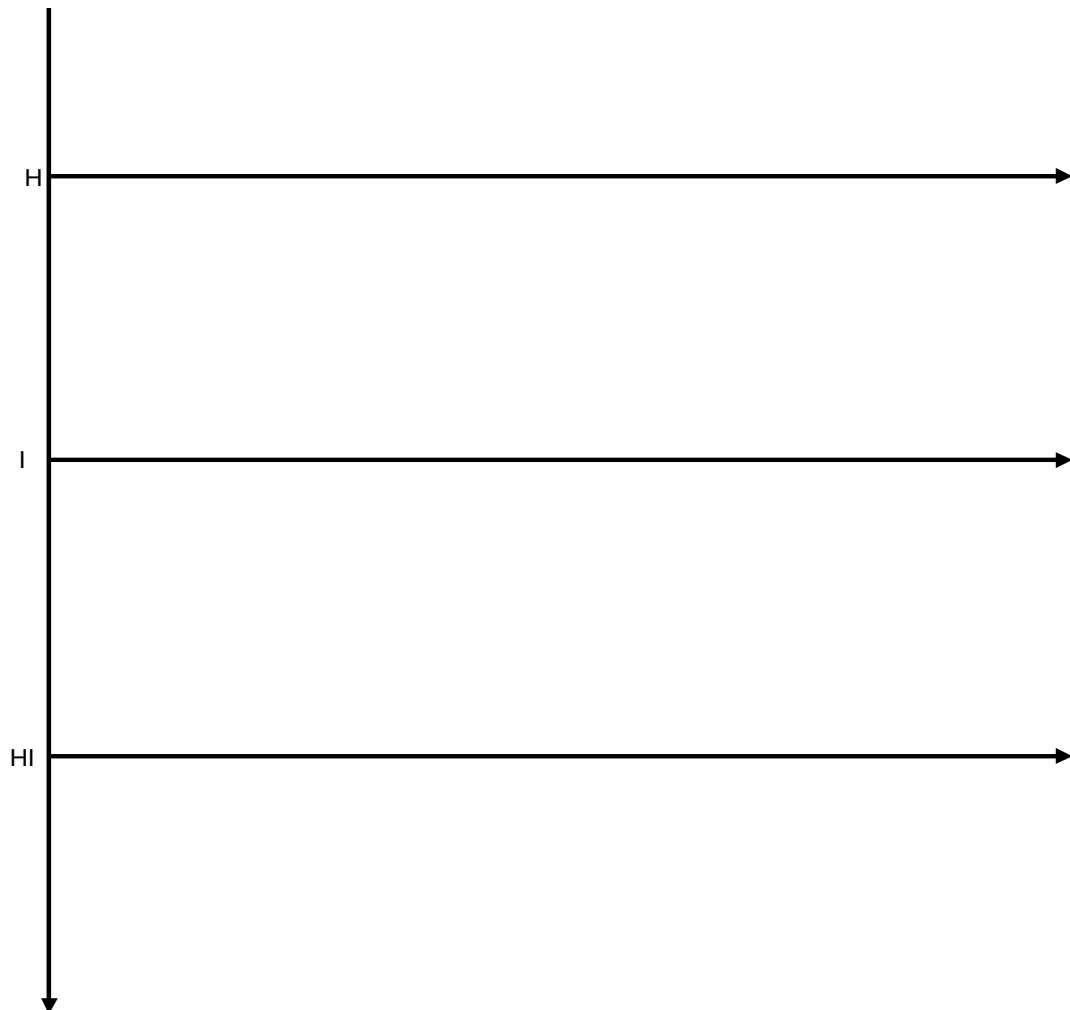


Figure 0-10

TP3 : Contrôle de température

Information générale

Compétences visées

- Utiliser de façon sécuritaire les appareils de mesure dans des circuits de puissance.
- Utiliser une autre méthode de contrôle de puissance.

Critères particuliers de performance

- Montage fonctionnel de circuit; de rampe synchrone, d'isolation et de puissance.
- Utiliser correctement les instruments de mesure.
- Notion de sécurité de mesure dans un circuit isolé d'un autre.
- Étudier des contrôles de charges alimentées en courant alternatif afin d'approfondir vos connaissances dans le domaine des commandes de puissance utilisant des convertisseurs c.a. à c.a..

Durée du travail pratique

- La durée de ce travail pratique est de 3 heures.

Matériel nécessaire, par équipe

- Plaquette de montage;
- résistances 180 Ω , 1k8, 3k, 9k1, 10k, 13k, 27k; 51k, 200k, 300k, 910k
- résistances 2 x 100 Ω ;
- potentiomètres 2 x 10k;
- condensateurs 0.01 μ F, 100 μ F/25V;
- MOC3041
- circuits intégrés LM339, 741;
- Capteur de température LM335;
- diode Zener 5.1V (1N4733);
- 2 diodes logiques 1N4148
- TRIAC SC146;
- ampoule d'environ 60W avec douille;
- Alimentations c.c. bipolaire;
- générateur de fonctions;
- Appareils de mesure (multimètre numérique & oscilloscope).

Directives

- Le travail se fait en équipe de deux stagiaires et chaque équipe doit réaliser, au préalable, son circuit sur plaquette de montage.
- Le rôle des formateurs est d'aider les stagiaires à atteindre les critères particuliers de performance.

Évaluation (formative)

- Ce travail pratique est formatif mais est quand même corrigé par le formateur.
- Pendant le déroulement du laboratoire vous aurez à faire vérifier votre travail et votre compréhension du circuit. Des vérifications auront lieu à trois reprises.
- L'évaluation portera sur:
 - 1- la démonstration du fonctionnement des circuits..... 50%
 - 2- l'explication et la démonstration claire du fonctionnement technique d'une section choisie par l'enseignant 30%
 - 3- Les calculs 5%
 - 4- La qualité du montage 15%

Description de la tâche:

Votre travail consiste à monter sur plaquette de montage les circuits les uns après les autres. Assurez-vous de comprendre le fonctionnement du circuit car le formateur, lors de votre évaluation, vous posera des questions précises sur le fonctionnement des circuits réalisés. Vous devrez expliquer verbalement et démontrer visuellement le fonctionnement de la partie évaluée.

Introduction

Il est facile de varier la tension aux bornes d'une charge lorsque la puissance maximum pouvant être dissipée par celle-ci oscille dans les milliWatts. Ce contrôle devient plus ardu lorsqu'il s'agit de commander la puissance d'un éclairage de 2000 W ou plus encore, d'un moteur de 100 kW. Afin de réaliser ces contrôles l'utilisation des thyristors, en particulier les SCR, est mise en œuvre. Ces composants permettent le passage de fort courant tout en chutant peu de tension. La puissance dissipée par ceux-ci est alors relativement faible. Trois modes permettent de contrôler la puissance d'une charge, les commandes tout-ou-rien, par angle d'amorçage et par cycles complets. Vous analyserez, dans le présent travail pratique, deux de ces méthodes.

Contrôle de température par commande tout-ou-rien

Le LM335 est un capteur de température intégré permettant d'obtenir une lecture de tension proportionnelle à la température en degré Kelvin. Lorsque la température atteint 0 Kelvin (i.e. -273°C) la tension aux bornes du LM335 est de 0V. La tension du capteur varie alors de +10mV par augmentation de 1 Kelvin (1°C). Nous sommes alors en mesure de conclure que lorsque la température atteint 0°C ($+273$ Kelvin) la tension aux bornes du LM335 sera de

- Tension aux bornes du LM335 = Température en Kelvin * 10mV
- Température en Kelvin = Température en Celsius + 273
- Tension au LM335 à 0°C = $(0 + 273) * 10 \text{ mV} = +2.73\text{V}$

Calcul de température:

Calculez les tensions aux bornes du LM335 si la température se situe à:

Tableau 0-1

Température	Tension du LM335
-40°C	
0°C	+ 2.73V
$+25^{\circ}\text{C}$	
$+100^{\circ}\text{C}$	+3.73V

Test du circuit de contrôle:

Montez la section de contrôle de la Figure 0-1 (i.e. les composants à gauche du MOC3041) après avoir déterminées les valeurs manquantes du circuit.

Ajustez le point de consigne (broche 2 du 741) afin que la sortie du 741 bascule à une température de $+30^{\circ}\text{C}$.

Vérifiez le fonctionnement du circuit en chauffant le LM335 à l'aide de votre fer à souder.

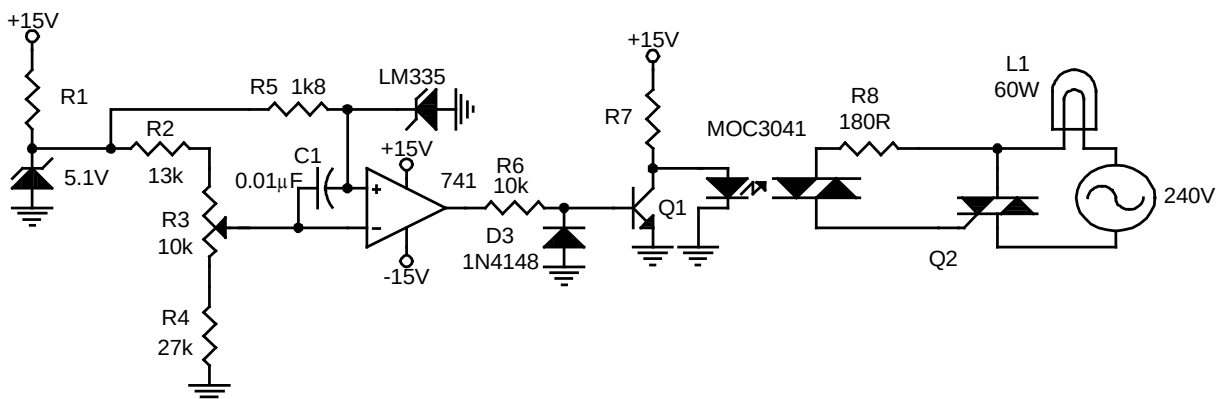


Figure 0-1 Circuit du contrôle de température en tout-ou-rien

Test du circuit de puissance

Débranchez le collecteur de Q1 et assurez-vous que la DEL du MOC3041 soit toujours alimentée.

Montez la section de puissance et vérifiez-en le fonctionnement. Pour ce faire assurez-vous que l'ampoule s'allume lorsque la DEL est alimentée et que celle-ci s'éteint lorsque la DEL est placée hors fonction.

Test du contrôle de la température:

Reliez les deux sections et approchez l'ampoule de 60W à proximité du capteur de température. Ceci permet de simuler une hausse de température telle l'alimentation d'une plainte chauffante dans une maison.

Vérifiez ce qui se produit et concluez sur le fonctionnement du circuit.

!!! ATTENTION, lorsque vous prenez des formes d'onde dans le circuit de puissance assurez-vous de ne pas utiliser plus d'une référence de l'oscilloscope (GND). L'utilisation des deux fils noirs (GND) un du coté puissance et l'autre du coté contrôle pourrait être désastreuse puisqu'il faut toujours avoir en tête que ces deux fils sont reliés à l'intérieur de l'appareil. Ce type de branchement pourrait engendrer un court-circuit mémorable. Lorsque vous désirez prendre des formes d'onde tenez-vous en au circuit de contrôle ou à la section puissance, pas les deux simultanément.

Que se produit-il si vous changez le TRIAC pour un SCR ? Expliquez.

Contrôle de puissance par cycles complets

La commande par cycles complets de la Figure 0-2 utilise une forme d'onde en dents de scie variant de +1V à +5V. Un oscillateur à LM339, un comparateur à hystérésis (i.e. possédant deux points de basculement +1V et +5V) ainsi qu'une source à courant sont utilisés afin de générer cette forme d'onde. Puisque cette dernière est réalisée à l'aide d'une source à courant constant il s'agit là d'un contrôle linéaire. A +1V la puissance est minimale et à +5V elle est maximale.

Déterminez la puissance dissipée par la charge ainsi que le nombre de cycles par période de rampe, si le point de consigne (broche 4) est à :

Tableau 0-2		
Consigne	Puissance	cycles/période
+1V	0%	0 cycle
+2.2V		
+3.3V	57.5%	57 cycles
+4.4V		
+5V	100%	100 cycles

Test du circuit de contrôle:

Montez la section de contrôle (i.e. composants à gauche du MOC3041) de la Figure 0-2 après avoir déterminées les valeurs manquantes du circuit.

Ajustez la rampe par l'entremise du potentiomètre de 10k afin d'obtenir l'équivalent de 100 cycles complets pendant une période du secteur (50Hz).

Reliez la broche 4 du LM339 à un bloc d'alimentation et ajustez-le afin d'obtenir une puissance de 65% à la charge.

Vérifiez le fonctionnement du circuit en analysant, entre autre, la forme d'onde à la broche 2 du LM339.

Test du circuit de puissance:

Débranchez la broche 2 du LM339 et assurez-vous que la DEL du MOC3041 soit toujours alimentée.

Montez la section de puissance en utilisant l'ampoule de 60W comme charge. Vérifiez le fonctionnement du circuit en vous assurant que l'ampoule s'allume lorsque la DEL est alimentée et que celle-ci s'éteint lorsque la DEL est placée hors fonction.

Test de la commande par cycles complets

Reliez les deux sections et vérifiez le fonctionnement du circuit lorsque le point de consigne est à 65%.

Variez le point de consigne et concluez sur le fonctionnement du circuit.

Que se produit-il si vous changez le TRIAC pour un SCR ? Expliquez.

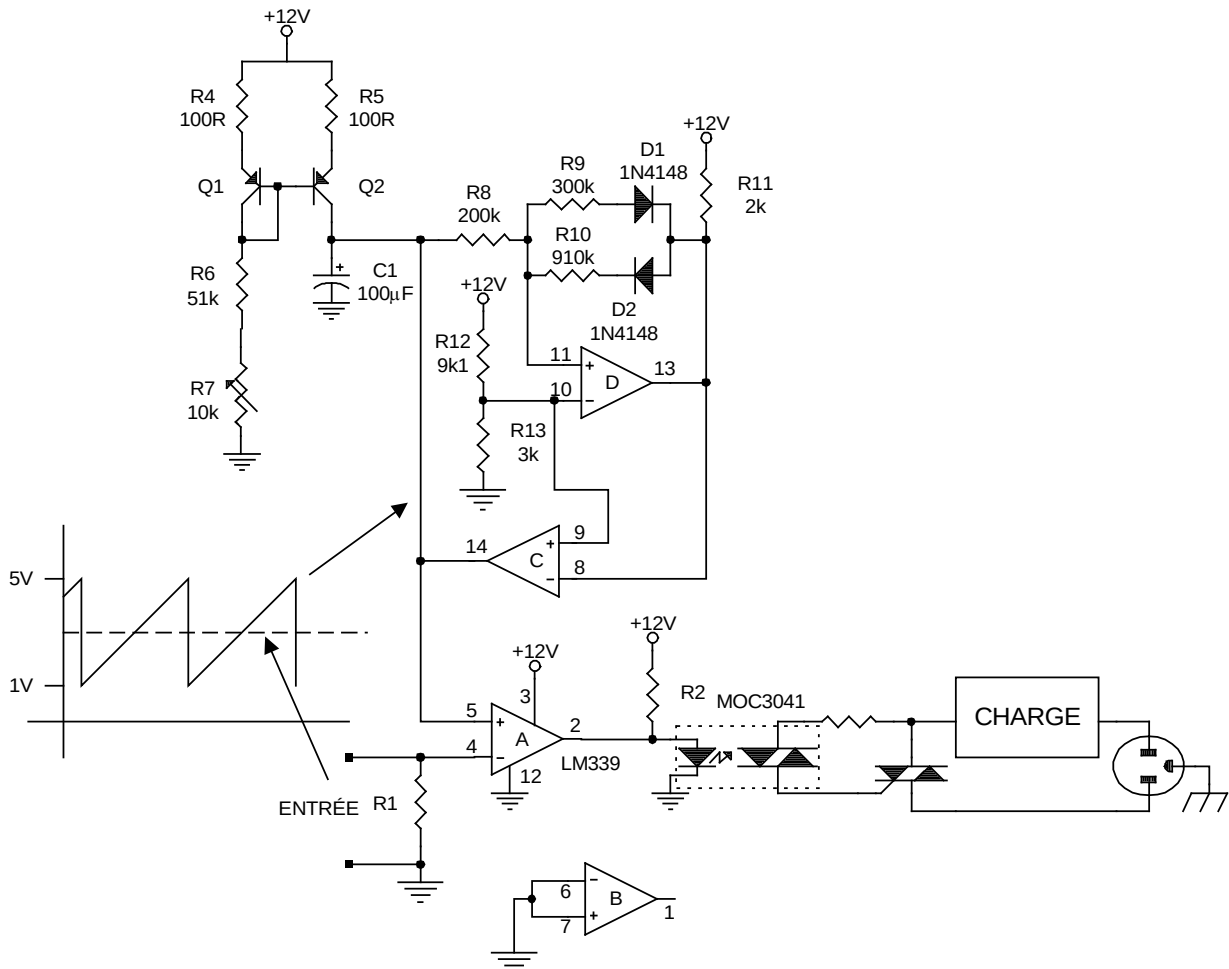


Figure 0-2 Circuit du contrôle par cycles complets

TP 4 : Les Alimentations à Découpages

Information générale

Compétences visées

- Cette activité de laboratoire permettra aux stagiaires d'augmenter leurs compétences en tant que dépanneurs de circuit d'alimentation C.C. en commutation.

Critères particuliers de performance

- Montage adéquat d'une bobine;
- Interprétation exacte de la fonction des composants;
- Utilisation correcte des instruments de mesure;
- Calcul exact des tensions;
- Démonstration rigoureuse du fonctionnement;
- Prédiction exacte des limites opérationnelles: tension et courant.

Durée du travail pratique

- La durée de ce travail pratique est de 9 heures.

Matériel nécessaire, par équipe

- bobine 0,5 mH (noyau: T50-26, 125 tours) fil #24;
- bobine 4 mH (noyau: T106-26, 210 tours) fil #24;
- radiateur thermique
- résistances 10 Ω /10W, 100 Ω , 510 Ω , 2k7, 5k1, 6k8, 43k, 1M, 2 x 1 k, 2 x 3k9;
- potentiomètres 2 x 10k;
- condensateurs 2 x 100 μ F/50V ou 1 x 47 μ F/100V, 10 μ F/25V
- diode logique 1N4148 ou équivalent;
- diode de commutation 1N4936 ou équivalent;
- diode Zener 5.1V 1N4733 ou équivalent;
- transistor NPN moyenne puissance (TIP31 ou TIP41.);
- transistor PNP moyenne puissance (TIP32 ou TIP41.);
- transistor NPN faible puissance (2N4401 ou équ.);
- transistor PNP faible puissance (2N4403 ou équ.);
- oscillateur/temporisateur 555;
- amplificateur opérationnel LM339;
- bloc d'alimentation c.c. variable;
- générateur de fonctions;
- plaquette de montage, pinces et fils;
- multimètre et oscilloscope avec deux sondes;
- documentation pertinente.

Directives

- Le travail se fait en équipe de deux stagiaires, et chaque équipe doit réaliser, au préalable, son circuit sur plaquette de montage.
- Le rôle des formateurs est d'aider les stagiaires à atteindre les critères particuliers de performance.

Évaluation (formative ou sommative selon le cas)

- Ce travail pratique est formatif mais est quand même corrigé par un formateur.
- Lorsque vous avez terminé vos expériences, faites vérifier votre montage et remettez ce feuillet à votre formateur qui en fera la critique.
- L'évaluation portera sur:
 - 1- Le fonctionnement du montage..... 30%
 - 2- Les formes d'ondes tracées correctement..... 40%
 - 3- Les réponses aux questions..... 30%

Points particuliers à surveiller

- Assurez-vous que le circuit fonctionne correctement sinon, dépannez-le !
- Une forme d'onde tracée correctement comprend:
 - 1- une identification claire de sa provenance;
 - 2- une onde de référence bien alignée si elle est synchronisée;
 - 3- des échelles graduées de manière précise;
 - 4- un tracé fidèle de la forme réelle de l'onde.
- Une réponse est correcte si:
 - 5- L'écriture est soignée et bien lisible.
 - 6- Les phrases sont courtes, complètes et sans faute.
 - 7- Le contenu de la réponse est sensé et sans ambiguïté.

Discussion

Les circuits de blocs d'alimentation en commutation sont couramment utilisés dans les équipements modernes tels les ordinateurs et les programmeurs d'EPROM. La grande efficacité de ces blocs par rapport aux blocs linéaires permet, en utilisant les mêmes composants, de réaliser des sorties encore plus puissantes. On peut facilement surpasser les kilos ampères en utilisant la commutation série ou, par la commutation parallèle, réaliser une sortie de +21V à partir d'une alimentation de +5V.

Régulateur à découpage parallèle (shunt)

Fonctionnement

La commutation parallèle ou "shunt" doit son nom à l'emplacement de l'élément de commutation. Remarquez, à la Figure 0-1, l'emplacement du transistor TIP. Il se situe en parallèle avec la sortie.

Lorsque l'astable, formé du 555 et de ses composantes environnantes, permet la conduction du TIP, cela occasionne une charge de la bobine à travers ce transistor. Ce phénomène entraîne une accumulation d'énergie dans la bobine sous forme de champ magnétique.

Lorsque le transistor bloque, par la commande de l'astable, l'énergie emmagasinée dans la bobine se transmet dans la charge à travers la diode 1N4936. La bobine, ne permettant pas de variation rapide de courant, continue à pousser le même courant dans une charge dont la résistance est plus élevée que celle offerte par la conduction du transistor, générant ainsi une tension plus élevée que l'alimentation ($V_{out} > V_{in}$).

A la prochaine conduction du TIP, la sortie est plus élevée que l'entrée, la diode est alors en inverse et le condensateur de sortie (formé de $2 \times 100\mu\text{f}$) garde la tension fixe à la sortie. Pendant ce temps, la bobine réemmagasine de l'énergie afin de pouvoir fournir la charge au prochain cycle de blocage du transistor.

Le condensateur de sortie doit maintenir une tension de 100V. Pour ce faire, deux condensateurs de $100\mu\text{F}$ sont placés en série afin de former un $50\mu\text{F}/100\text{V}$.

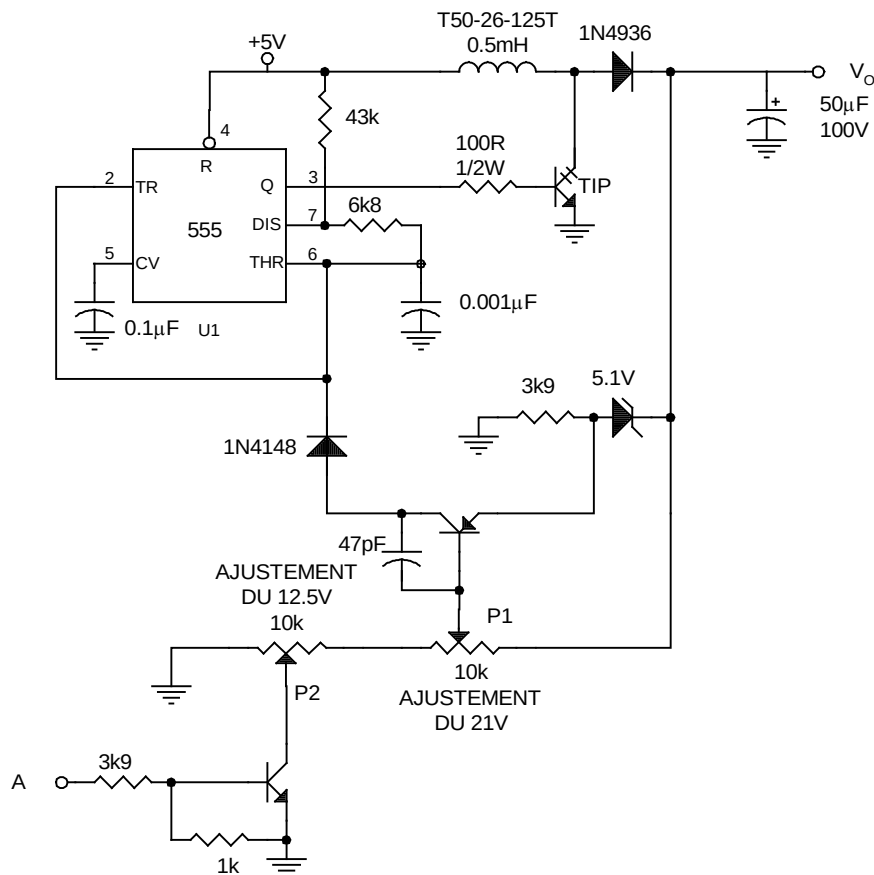


Figure 0-1

Calcul et montage de la bobine

Le noyau toroïdal qui est utilisé est un T50-26 et la valeur en μH dépend du nombre de tour de fils. Puisque la valeur désirée pour le circuit est de 0.5mH et que la valeur moyenne fournie par le manufacturier est de $320\mu\text{H}$, le nombre de tours se calcule comme suit:

$$\# \text{Tours} = 100 \sqrt{\frac{500\mu\text{H}}{320\mu\text{H}}} = 125 \text{ tours}$$

Une fois le nombre de tours déterminé, il s'agit d'enrouler autour du noyau 125 tours du fil verni. Il faut s'assurer de bien tasser les boucles de fils sans toutefois tirer de toutes ses forces. Évidemment, il serait assez désastreux qu'au 75e tour de fil, ce dernier se brise. N'oubliez pas que ce fil est verni afin d'isoler les boucles. Ce détail devient important lorsque vient le temps de brancher la bobine dans la plaquette de montage. En effet, il faut sabler quelque peu les extrémités des fils avant d'utiliser la bobine.

Analyse théorique

En supposant un niveau 0 au point A, dans quelle direction (gauche ou droite) doit-on déplacer le curseur P1 afin d'obtenir la tension minimum ?

Explications:

En supposant un niveau 0 au point A, quelle est la tension maximum et minimum que l'on peut obtenir:

Minimum : _____

Maximum : _____

En supposant un niveau 0 au point A, à quelle position, en pourcentage, doit-on placer P1 pour obtenir 21 volts à la sortie ? (0% à gauche, 100% à droite)

Rép: _____

En supposant un niveau 1 au point A et le curseur P1 à la position calculée précédemment, à quelle position, en pourcentage, faut-il placer P2 pour que la sortie soit de 12,5 volts?

Rép: _____

Que se passerait-il à la sortie si la diode zener devenait défectueuse et se comportait comme un circuit ouvert?

Explications:

Attention

Le circuit de la Figure 0-1 peut, s'il n'est pas bien calibré, générer une tension très élevée à la sortie et même détruire des composants. Avant d'essayer le circuit, il faut positionner les curseurs de manière à obtenir une tension faible. Vous pourrez, par la suite, calibrer le régulateur à la tension voulue.

Expérimentation

Placez un niveau 0 au point A et ajustez la sortie à 21 volts à l'aide de P1.

Placez un niveau 1 au point A et ajustez la sortie à 12.5 volts à l'aide de P2. Vérifiez si la sortie répond correctement au niveau logique appliqué au point A et remplacez finalement la sortie à 21 volts.

Placez une sonde d'oscilloscope à la sortie du 555, une autre au collecteur du TIP31 et le voltmètre à V_{out} . Branchez les charges successivement, observez les formes d'onde puis mesurez la tension V_{out} et le courant I_{in} . Inscrivez vos résultats dans le tableau suivant.

Tableau 0-1

Charge	V_{out} mesurée	I_{out} calculé	I_{in} mesuré	P_{out} calculée	P_{in} calculée	P_{out}/P_{in} calculé
à vide						
4k7						
470R/1W						

Que constatez-vous en rapport au taux de service à la sortie du 555 lorsque vous passez d'une charge de 4k7 à une charge de 470Ω?

Explications:

Changez le niveau logique au point A pour obtenir 12.5 volts. Remplissez le tableau suivant, la dernière colonne correspond au taux de service à la sortie du 555.

Tableau 0-2

Charge	Vout mesurée	Iout calculé	Iin mesuré	Pout calculée	Pin calculée	Pout/Pin calculé	Taux mesuré
à vide							
4k7							
470R/1W							

Remplacez le régulateur à 21 volts et tracez, sur une feuille quadrillée, les formes d'onde synchronisées de la sortie du 555 aligné sur le collecteur du TIP avec et sans charge.

Conclusions sur le régulateur à découpage parallèle

Principe de la régulation à découpage série

Fonctionnement

Le circuit de la figure ci-dessous comporte les éléments de base d'un régulateur à découpage série à oscillation fixe. Le générateur de fonction sera utilisé afin d'analyser plus aisément les principes de ce type de régulation. Le transistor TIP est l'élément de découpage qui permet de charger ou non la bobine de 4 mH.

Lorsque le TIP est en conduction, le courant traverse la bobine et la charge magnétiquement. Lorsque l'interrupteur devient hors conduction, la bobine se décharge à travers la charge. Le condensateur de sortie et le courant fourni par la bobine permettent de maintenir la tension de sortie au niveau désiré.

La diode de roulement 1N4936 est essentielle puisqu'elle offre un chemin au passage du courant lorsque la bobine se décharge à travers la sortie. Cette diode doit commuter rapidement tout en passant un courant intense.

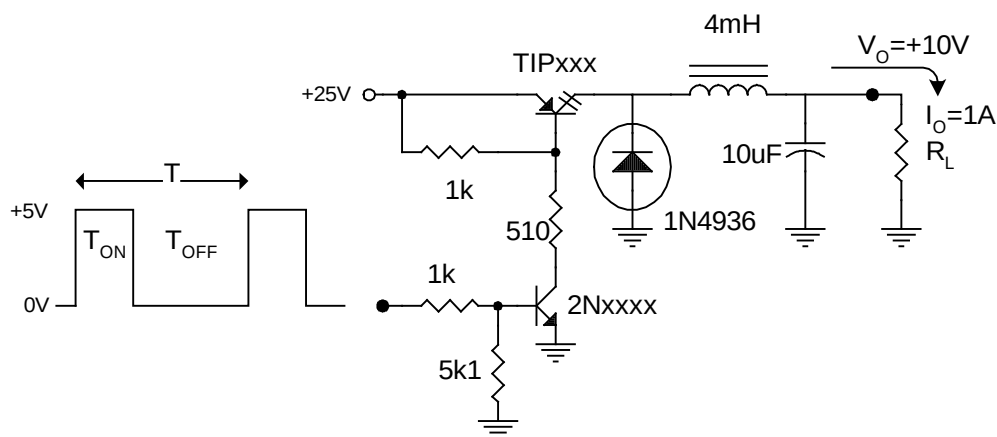


Figure 0-2

Calcul et montage de la bobine

Le noyau toroïdal qui est utilisé est un T106-26. En se référant au tableau à la fin du présent TP, il est possible de connaître la valeur moyenne (A_L) de ce noyau, i.e. $900\mu H$. Puisque la valeur désirée pour le circuit est de $4mH$, le nombre de tours se calcule comme suit:

$$\# \text{ Tours} = 100 \sqrt{\frac{4mH}{900\mu H}} = 210 \text{ tours}$$

Une fois le nombre de tours déterminé, il s'agit d'enrouler autour du noyau 210 tours du fil verni. Il faut s'assurer de bien tasser les boucles de fils sans toutefois tirer de toutes ses forces. Évidemment, il serait assez désastreux qu'au 130 tours de fil ce dernier se brise. N'oubliez pas que ce fil est verni afin d'isoler les boucles. Ce détail devient important lorsque vient le temps de brancher la bobine dans la plaquette de montage. En effet, il faut sabler quelque peu les extrémités des fils avant d'utiliser la bobine.

Analyse théorique

Évaluer théoriquement la valeur du taux de service² nécessaire au fonctionnement du circuit de la figure précédente si la fréquence utilisée est de 18kHz.

Taux de service : _____

ton : _____

toff : _____

Expérimentation

Ajustez le taux de service à la valeur que vous venez de calculer et mesurez la tension de sortie.

Une fois que vous pouvez certifier que le circuit fonctionne normalement, formulez des hypothèses, expérimentez-les en variant les paramètres et en mesurant les résultats. Les paramètres possibles sont: la fréquence, le taux de service, la charge. Les résultats à observer sont: la tension de sortie, le courant d'entrée et de sortie ainsi que les formes d'ondes de V_i et V_o .

Concluez sur ce circuit en rédigeant une page expliquant votre compréhension des régulateurs de tension à découpage série.

² Duty cycle

Régulateur série auto-oscillant

Fonctionnement

Les régulateurs à découpage série permettent, à l'aide de transistor de moyenne puissance, de générer des courants de sorties relativement élevés. A l'aide du schéma de base de la Figure 0-3, réalisez une alimentation de +12V/1.2A. Celle-ci permettra d'alimenter une pompe de sérum dans un équipement biomédical.

Marche à suivre

Déterminez théoriquement les valeurs des résistances manquantes.

Déterminez théoriquement la puissance dissipée par le transistor série en plus d'évaluer celle qu'aurait dissipée le transistor si cette alimentation avait été basée sur le principe linéaire.

Puissance (découpage) : _____ W

Puissance (linéaire) : _____ W

Déterminez théoriquement et pratiquement le ΔV_c ainsi que la fréquence et le taux de service du circuit de la Figure 0-3.

ΔV_c : _____ mV _____ mV

Fréquence : _____ kHz _____ kHz

Taux de service : _____ % _____ %

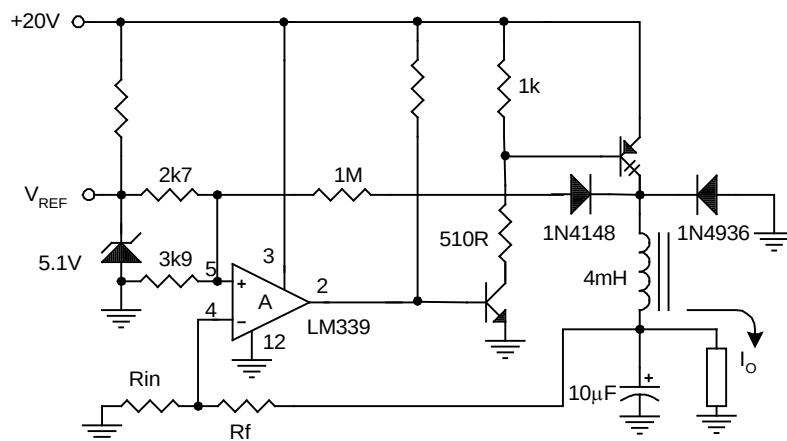


Figure 0-3

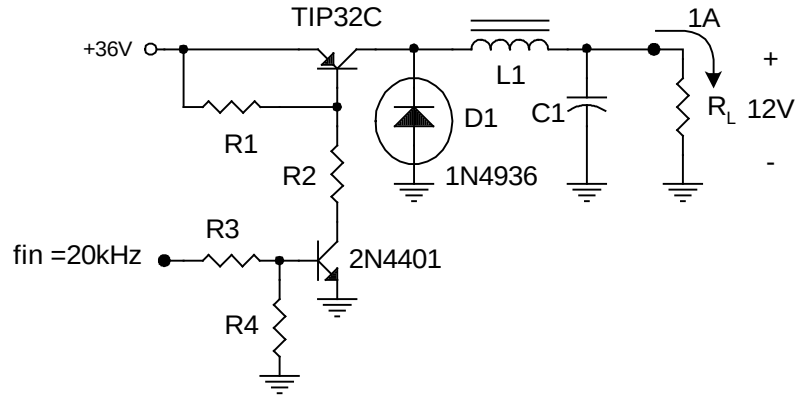
Caractéristiques pour calcul des bobines

Tableau 0-3							
A_L - Valeur moyenne en $\mu H/100$ tours							
Dimension du noyau	mix 26 jaune/blanc u=75	mix 3 gris u=35	mix 15 roug/blanc u=25	mix 1 rouge u=10	mix 6 jaune u=8	mix 12 vert/blanc u=3	mix 0 beige u=1
T-12-xx	-	60	50	43	17	7.5	3.0
T-16-xx	-	61	55	44	19	8.0	3.0
T-20-xx	-	90	65	52	22	10.0	3.5
T-25-xx	-	100	85	70	27	12.0	4.5
T-30-xx	325	140	93	85	36	16.0	6.0
T-37-xx	275	120	90	80	30	15.0	4.9
T-44-xx	360	180	160	105	42	18.5	6.5
T-50-xx	320	175	135	100	40	18.0	6.4
T-68-xx	420	195	180	115	47	21.0	7.5
T-80-xx	450	180	170	115	45	22.0	8.5
T-94-xx	590	248	200	160	70	32.0	10.6
T-106-xx	900	450	345	325	116	-	19.0
Ajoutez le numéro de mélange (mix) au numéro de dimension du noyau afin de compléter le numéro de commande.Ex: T-50-26							
$\# \text{ Tours} = 100 \sqrt{\frac{\text{Valeur en } \mu H}{\text{Valeur moyenne } A_L (\mu H / 100 \text{ tours})}}$							

Evaluation de fin de module

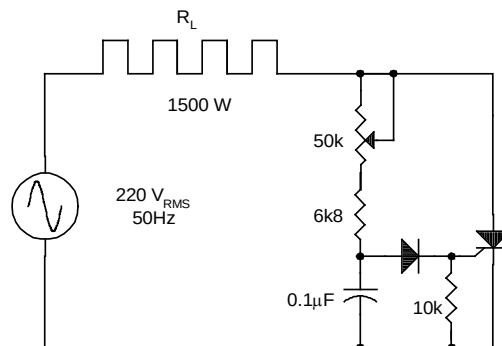
EXAMEN THEORIQUE

1.1 Déterminez le temps de conduction («ON») et le temps de blocage («OFF») du transistor de moyenne puissance du régulateur de la figure suivante :

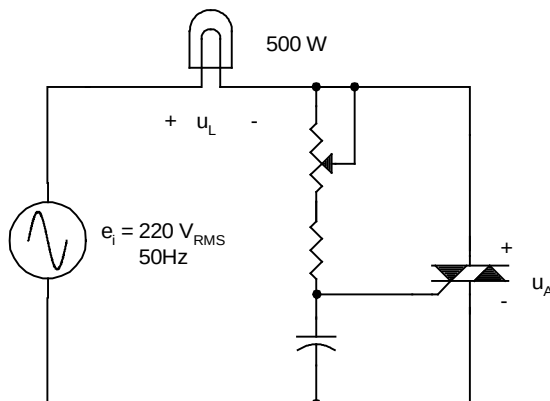


1.2 Déterminer la puissance dissipée par le transistor TIP32.

2. Lorsque le potentiomètre de 50 kΩ est au centre, déterminer les valeurs de $U_{L(moy)}$, $U_{L(RMS)}$, la puissance dans la charge ainsi que le courant RMS du SCR: $I_{AK(RMS)}$.

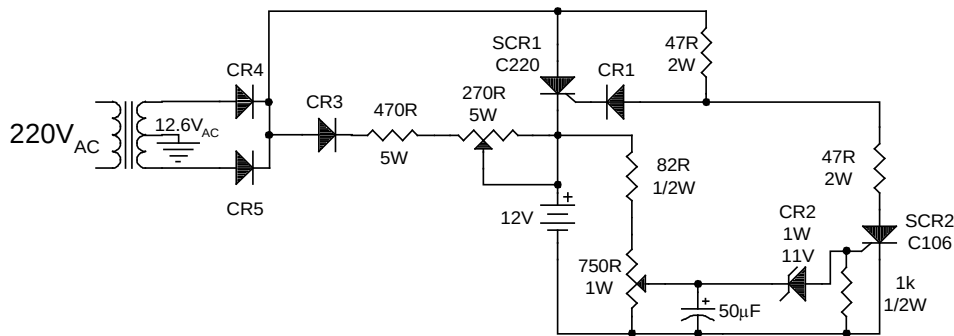


3.1 Déterminer l'angle d'amorçage pour que l'ampoule de la figure suivante dissipe une puissance de 400 W.



3. 2 Tracer les formes d'ondes de e_i , u_L , u_A et dessiner deux cycles complets de e_i .

4.1 Pour quelle tension d'anode, le SCR #1 amorce-t-il, si la batterie à une tension de 7.5V à ses bornes?



Chargeur de batterie

C220 typ

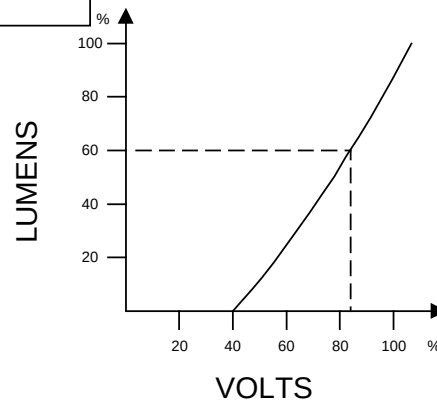
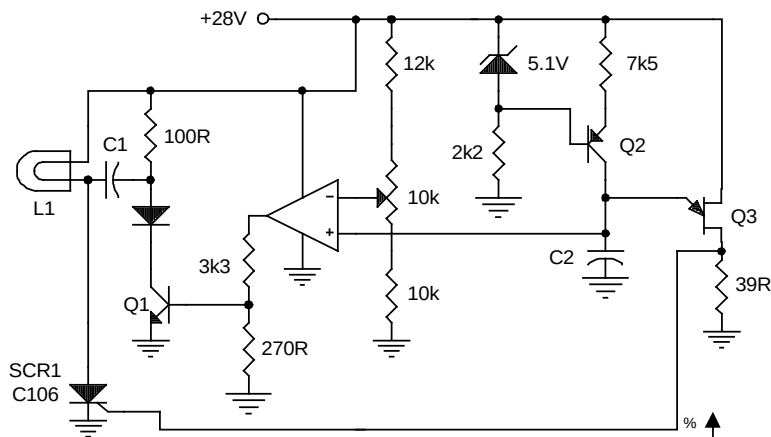
$I_T = 10 A_{RMS}$
 $I_H = 30 mA$
 $I_{GT} = 25 mA$
 $V_{GT} = 1V$

C106 typ

$I_T = 5 A_{RMS}$
 $I_H = 5 mA$
 $I_{GT} = 200 \mu A$
 $V_{GT} = 0.7V$

4.2 Quel est le rôle du SCR #2?

5.1 Calculer C_2 pour que l'oscillateur fonctionne à 100 Hz ?

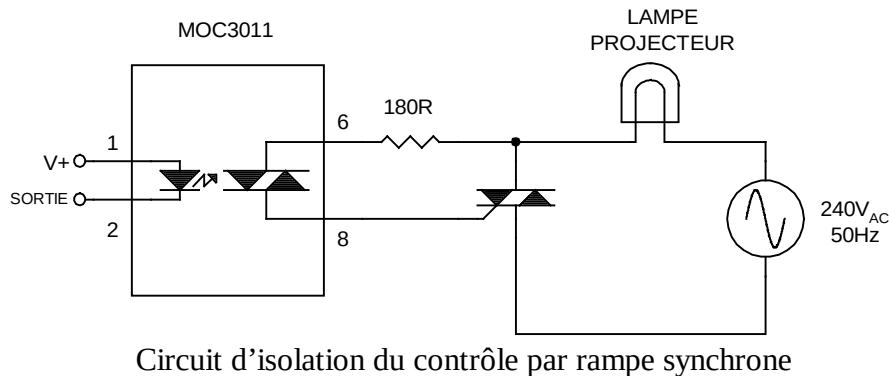


Réducteur d'éclairage à courant continu

5.2 Lorsque le potentiomètre est au centre, déterminer l'intensité lumineuse de la lampe L1.

5.3 Quel sera le courant maximum que devra supporter le SCR sachant que la lampe est contrôlée de 0% à 100% d'intensité ?

6. Le circuit d'isolation de la figure suivante est utilisé dans un contrôle à rampe synchrone pleine-onde pour un projecteur de 1000 W. Après combien de temps, suivant le passage à 0 V, est-ce que le TRIAC doit amorcer si le projecteur dissipe présentement une puissance de 750 W.



7. Dans un redresseur triphasé en étoile à simple alternance, la tension de phase au secondaire du transformateur est de 480 V à 50 Hz. La charge est une résistance de 15 Ω .

- Déterminer la tension à la charge et le courant moyen pour chaque diode.
- Tracer la forme d'onde de sortie du redresseur au numéro précédent.

8. Un redresseur triphasé commandé en pont est alimenté par une tension de ligne de 380 volts. Il débite un courant dans une charge de 10 Ω . On désire obtenir une puissance de 7,88KW dans la charge. Calculez l'angle d'amorçage requis.

9. Un gradateur monophasé est alimenté à 240V et il alimente une charge résistive de 8 Ω . Calculez la puissance à la charge pour un angle d'amorçage de 45°.

10. Un hacheur dévolteur alimente une charge résistive de 12 Ω à partir d'un réseau continu de 650 V. La fréquence de hachage est de 400 Hz et le rapport cyclique est de 0,66. Calculez la valeur moyenne de la tension à la sortie.

11. Quelles sont les trois formes d'ondes de sortie qu'on retrouve pour un onduleur autonome.

Evaluation de fin de module

EXAMEN PRATIQUE

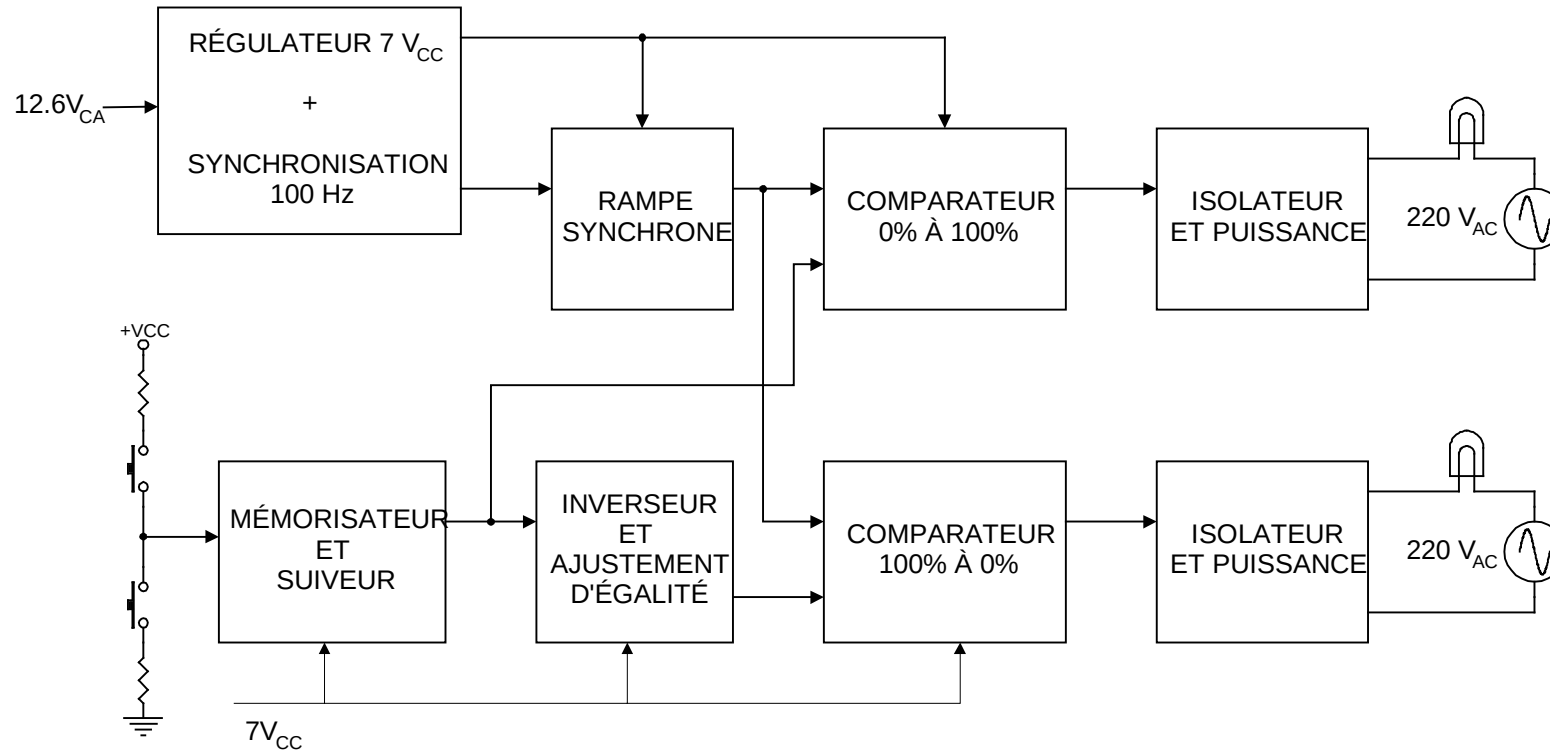
Deux boutons poussoirs permettent le contrôle de l'intensité d'éclairage dans une chambre noire de photographie. La lampe A émet de la lumière blanche et la lampe B, de la lumière rouge qui n'affecte pas la pellicule photographique.

Le circuit de commande doit obéir aux paramètres suivants:

- Une action sur le bouton poussoir « Fondu Montante » provoque une diminution graduelle de la puissance émise par la lumière A et une augmentation graduelle de la puissance émise par la lumière B.
- Une action sur le bouton poussoir « Fondu Descendante » provoque une augmentation graduelle de la puissance émise par la lumière A et une diminution graduelle de la puissance émise par la lumière B.
- Si aucune action n'est faite sur l'un ou l'autre des boutons poussoirs, les ampoules émettent une puissance toujours égale à la puissance émise lors du relâchement des boutons.
- Le potentiomètre «Ajustement du Contrôle de Luminosité» ajuste la puissance de la lumière B et est sans effet sur la puissance de la lumière A. Ce contrôle ajuste le point de rencontre central des deux lumières pour que l'effet visuel soit parfait.
- Pour passer d'une puissance minimum à une puissance maximum la constante de temps est d'environ 15 secondes.

Pour vous aider, un schéma synoptique vous est fourni à la prochaine page.

Schéma synoptique



Solutions : EXAMEN THEORIQUE

- 1.1 $t_{ON} = 50 \mu\text{sec} * 12/36 \approx 16,66 \mu\text{sec}$.
 $t_{OFF} = 50 \mu\text{sec} * 24/36 \approx 33,33 \mu\text{sec}$.
 1.2 $P_{TIP32} : (36V - 12 V) * 1A * 33\% \approx 8 W$

2. $U_{L(moy)} = 84 V$
 $U_{L(RMS)} = 105,6 V$
 $P_L = 675 W$
 $I_{AK(RMS)} = 6,4 A$

- 3.1 Angle d'amorçage $\alpha = 60^\circ$
 3.2 e: Sinus complet avec 311 V de crête et une période de 20 msec
 u_L : Sinus avec 311 V de crête mais coupé au début du cycle positif et négatif de 60°
 u_A : Début de 60° du sinus cylce positif et négatif et s'élevant jusqu'à 270V

- 4.1 $U_{ANODE} = 7.5V + 1V + 0.6V \approx 9,1 V$
 4.2 Le SCR #2 permet de désactiver le SCR #1 lorsque la batterie a atteint sa charge maximun selon la position du potentiomètre.

- 5.1 $C_2 = I_c \Delta t / \Delta V = 587 \mu A * 10 \text{msec} / 14.3V = 0,39 \mu F$
 5.2 Lorsque le TUI s'enclenche, le SCR amorce et le condensateur se vide jusqu'à 3 V. Tant que la rampe n'a pas dépassée le seuil déterminé par le curseur du pot, le SCR reste amorcé.
 Lorsque le pot est centre, i.e. à $\approx 13.1 V$ la tension appliquée à la lumière est d'environ 70%.
 L'intensité lumineuse est alors à $\approx 40\%$
 5.3 $I_{AK(MAX)} = 75W/28V \approx 2,67 A$

6. Temps 750W/1000W
 75% de Pmax donc 65° selon la courbe de contrôle pleine-onde
 $65^\circ/360^\circ * 20 \text{ msec.} \approx 3,6 \text{ msec.}$

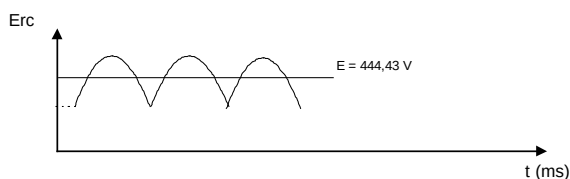
7. a)

$$V_o \text{ moy} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \right) E \text{ max} = 0,827 E \text{ max} = 0,827 \times 380V \times \sqrt{2} = 444,43V$$

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{444,43}{15} = 29,63A$$

$$I_d = \frac{I_o}{3} = 9,87A$$

b)



8.

$$E = \sqrt{P \times R} = \sqrt{7,8KW \times 10\Omega} = 279,3V$$

$$\cos \alpha = \frac{E_{moy} \times \pi}{3\sqrt{3} \times E_{max}} = \frac{279,3V \times \pi}{3\sqrt{3} \times \frac{380V}{\sqrt{3}} \times \sqrt{2}} = 0,545$$

$$\alpha = \cos^{-1} 0,545 = 57^{\circ}$$

9.

$$E_{eff} = \left(\frac{E_{max}}{\sqrt{2}} \right) \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} = \left(\frac{240V \times \sqrt{2}}{\sqrt{2}} \right) \sqrt{1 - \frac{45}{180} + \frac{\sin 2 \times 45}{2 \times 180}} = 208V$$

$$P = \frac{E^2}{R} = \frac{208^2}{8} = 5408W$$

10.

$$E_{moy} = E_{entrée} \left(\frac{t_{cond}}{T_h} \right) = 650V \times 0,66 = 429V$$

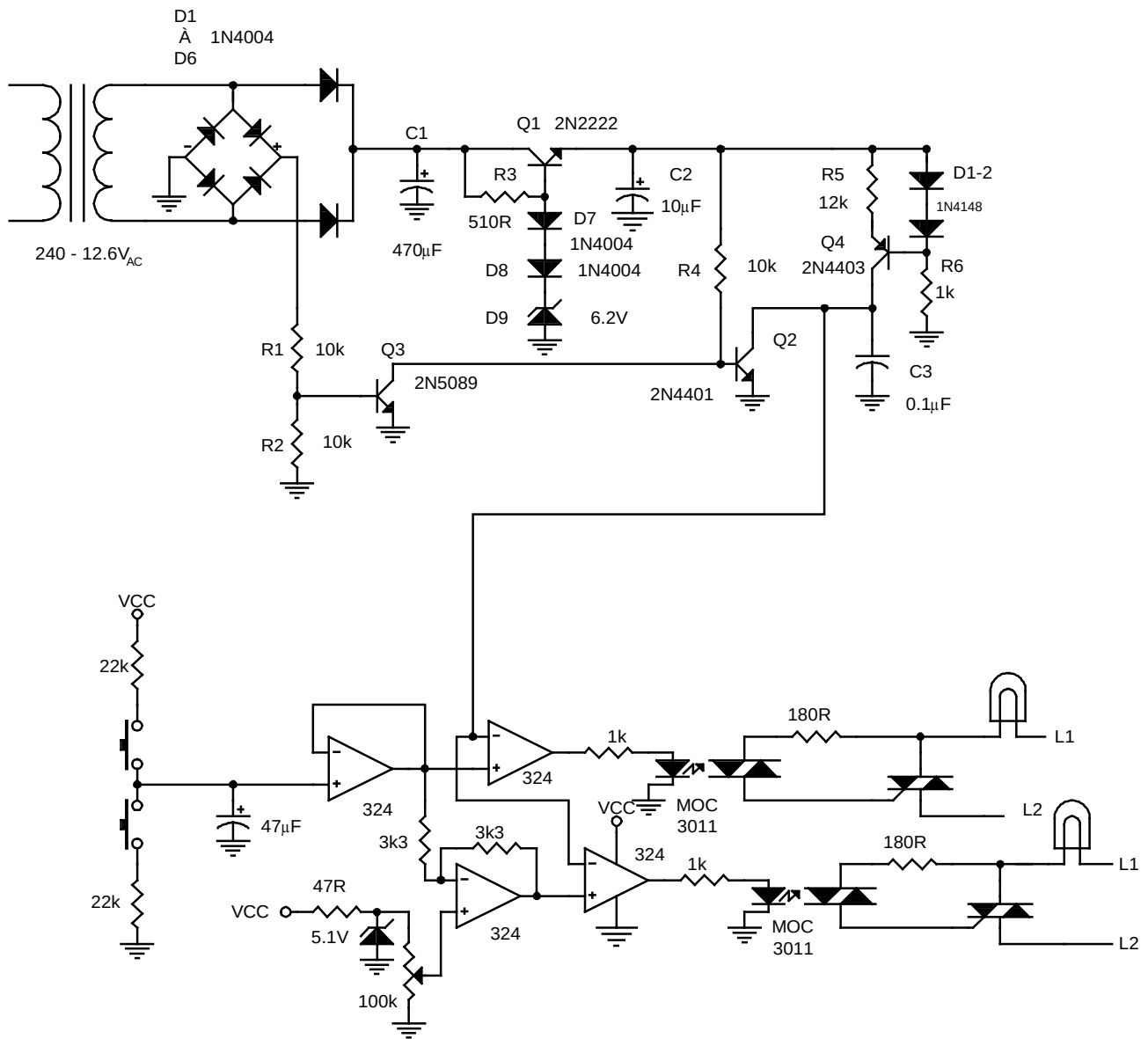
11.

1- forme d'onde rectangulaire

2- forme d'onde en créneaux

3- forme d'onde à modulation de largeur d'impulsion

Solution : EXAMEN PRATIQUE



BIBLIOGRAPHIE

André CHAMPENOIS : Alimentations, Thyristors et optoélectronique, Editions ERPI du
RENOUVEAU Pédagogique

Guy SEGUIER, Robert BAUSIERE, Francis LABRIQUE : Electronique de puissance, DUNOD
SCIENCES SUP.

Pierre ASSELIN, Annie ROY & Yves TESSIER : Circuits de puissance,
TECCART INTERNATIONAL 2000 inc.

3155, boul. Hochelaga,
Montréal, Québec (Canada)
H1W 1G4