



CIRCUITS DE COMMANDE EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

- **Commande linéaire en redressement commandé**
- **Commande linéaire en modulation de largeur d'impulsions**

J. Redoutey

AVANT PROPOS

Un convertisseur statique se comporte dans une chaîne de régulation comme un système entrée-sortie scalaire.



Le convertisseur statique ne comporte pas seulement des éléments de puissance, mais également un système de commande qui, à partir d'une information d'entrée (tension ou courant) élabore les ordres relatifs aux semi-conducteurs de puissance.

Le but des travaux d'expérimentation que nous vous proposons est d'appréhender la méthodologie qui conduit à l'implantation d'un système de commande dans un convertisseur statique.

Ces systèmes sont construits à partir de fonctions de base de l'électronique analogique ou numérique que vous connaissez.

Bien qu'aujourd'hui, certains systèmes soient disponibles sous forme de circuits intégrés, nous vous demanderons lors des présentes séances de réaliser chaque fonction de façon indépendante afin d'en mesurer les performances et les limitations.

Les questions que nous vous posons ne sont pas limitatives si vous préparez correctement vos séances, vous pourrez éventuellement approfondir les points que vous désirez. N'hésitez pas à nous soumettre vos propositions !

N.B : Il est d'usage en électronique de ne pas représenter les alimentations afin de simplifier les schémas. Ceci ne vous dispense pas de les câbler sur votre plaquette d'essais...N'oubliez pas non plus de placer un condensateur de découplage d'au moins 10 μF à l'arrivée des alimentations.

TP 1

SYSTEMES SYNCHRONES AU RESEAU

COMMANDE LINEAIRE EN REDRESSEMENT CONTROLE

I - BUT

La plupart des convertisseurs alimentés par un réseau à courant alternatif nécessitent des dispositifs de commande synchrones à ce réseau. En particulier, dans les convertisseurs alternatif-continu et alternatif-alternatif, l'élément de puissance est constitué par un ou plusieurs thyristors alimentant une charge à partir du réseau.

Nous étudierons le cas élémentaire du redresseur contrôlé simple alternance (figure 1) et de son système de commande.

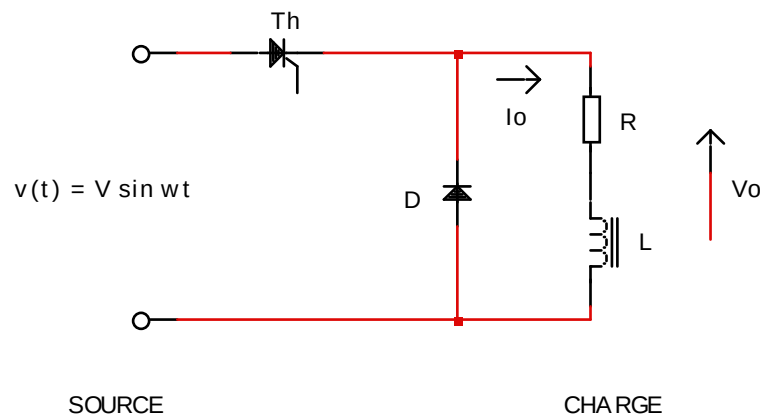


Figure 1- Redressement commandé simple alternance.

Dans la réalisation d'un asservissement, il est, en général, souhaitable sinon indispensable que la majorité des éléments de la chaîne soient linéaires.

Nous étudierons donc un système de commande qui confère au convertisseur statique une transmittance linéaire, c'est-à-dire le cas où la valeur de $V_o(t)$ aux bornes de la charge est une fonction linéaire de la tension de contrôle V_C .

II - PRINCIPE DE LA COMMANDE

Dans le système de la figure 1, si la charge est suffisamment inductive, le débit du courant i_o sera continu (alimentation en tension - récepteur de courant) et la tension V_o aux bornes de la charge est imposée.

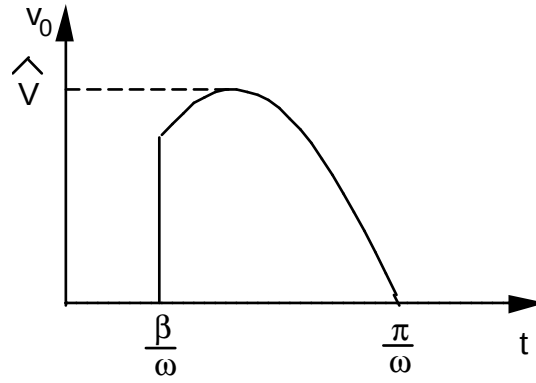


Figure 2 - Allure périodique de la tension de sortie.

Calculons la valeur moyenne $\overline{V_o}$ de la tension $V_o(t)$.

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T} \int_{\beta/\omega}^{T/2} \hat{V} \sin \omega t dt \quad (1)$$

Où β est l'angle de retard à l'amorçage qui est nécessairement borné:

$$\beta \in [0, \pi] \quad (2)$$

On obtient :

$$\overline{V_o} = \frac{\hat{V}}{2\pi} (1 + \cos \beta) \quad (3)$$

La valeur moyenne $\overline{V_o}$ contient un terme en $\cos \beta$ et dans le cas où l'on désire une fonction linéaire de la tension de commande V_c , il faut que :

$$\cos \beta = k.V_c \quad (4)$$

ou encore

$$\beta = \arccos k.V_c \quad (5)$$

Cette relation (5) donne le nom de la commande dite en "arc cos" pour laquelle on obtient :

$$\overline{V_o} = \frac{\hat{V}}{2\pi} (1 + k.V_c) \quad (6)$$

Le bornage de $k.V_c$ est le suivant :

$$k.V_c \in [-1, 1] \quad (7)$$

Ceci permet à la valeur moyenne d'explorer toute la dynamique de réglage de $\overline{V_o}$

entre 0 et $\frac{\hat{V}}{2\pi}$

III - SYNOPTIQUE FONCTIONNEL DE LA COMMANDE

Le schéma synoptique du montage permettant une commande linéarisée en "arc cos" est représenté figure 3.

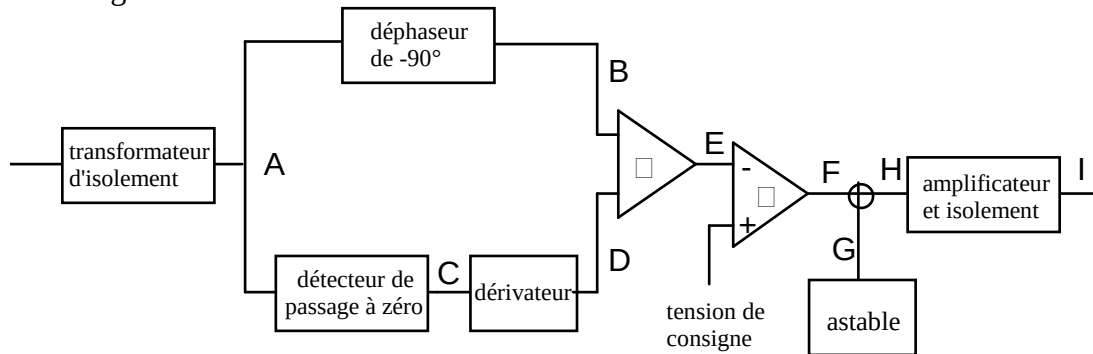


Figure 3 : Synoptique général de la commande en "arc cos".

On distingue tout d'abord un transformateur d'isolement abaisseur qui permet de fournir au circuit électronique une basse tension (A) compatible en phase avec la tension du réseau :

$$v(t) = \hat{V} \sin \omega t.$$

Le circuit déphaseur de $\pi/2$ permet d'obtenir à partir de la tension réseau $a\hat{V} \sin \omega t$, une tension (B) cosinusoidale du type $b\hat{V} \cos \omega t$.

Pour des raisons de normalisation de la dynamique de réglage, on choisit $b\hat{V} = 10V$.

Un circuit annexe est destiné à borner la commande de façon à éviter la perte de contrôle du dispositif, lorsque la tension de commande V_C dépasse la valeur $b\hat{V}$. Ce circuit est constitué d'un détecteur de passage à zéro qui transforme la tension sinusoïdale en tension carrée du type $c \operatorname{sgn}(aV \sin \omega t)$ et d'un différentiateur adapté (D).

La sortie du différentiateur est ajoutée à la tension $b\hat{V} \cos \omega t$ de manière à borner la somme à une tension (E) inférieure ou égale en module à la tension d'alimentation de l'électronique de commande ($\pm 15 V$).

La cosinusoidale ainsi bornée est comparée à la tension d'entrée V_C donnant ainsi une tension (F) du type $d \operatorname{sgn}(V_C - b\hat{V} \cos \omega t)$ dont le changement de signe est bien situé à un instant β/ω tel que $\beta = \arccos k.V_C$.

Le déclenchement d'un thyristor débitant sur charge inductive nécessite la mise en oeuvre de train d'impulsions pour diverses raisons :

- Transmission du courant de gâchette par transformateur d'isolement de petite taille.
- Certitude d'un amorçage même sous très faible intensité du circuit de puissance.

On utilise donc un circuit astable à fréquence de sortie f_s déterminée, mélangée à la tension de référence (F), de manière à fournir à l'amplificateur d'isolement un train d'impulsions (H) aux instants de déclenchement convenables.

L'amplificateur d'isolement fournit alors au circuit gâchette -cathode du thyristor de puissance un courant impulsionnel (I).

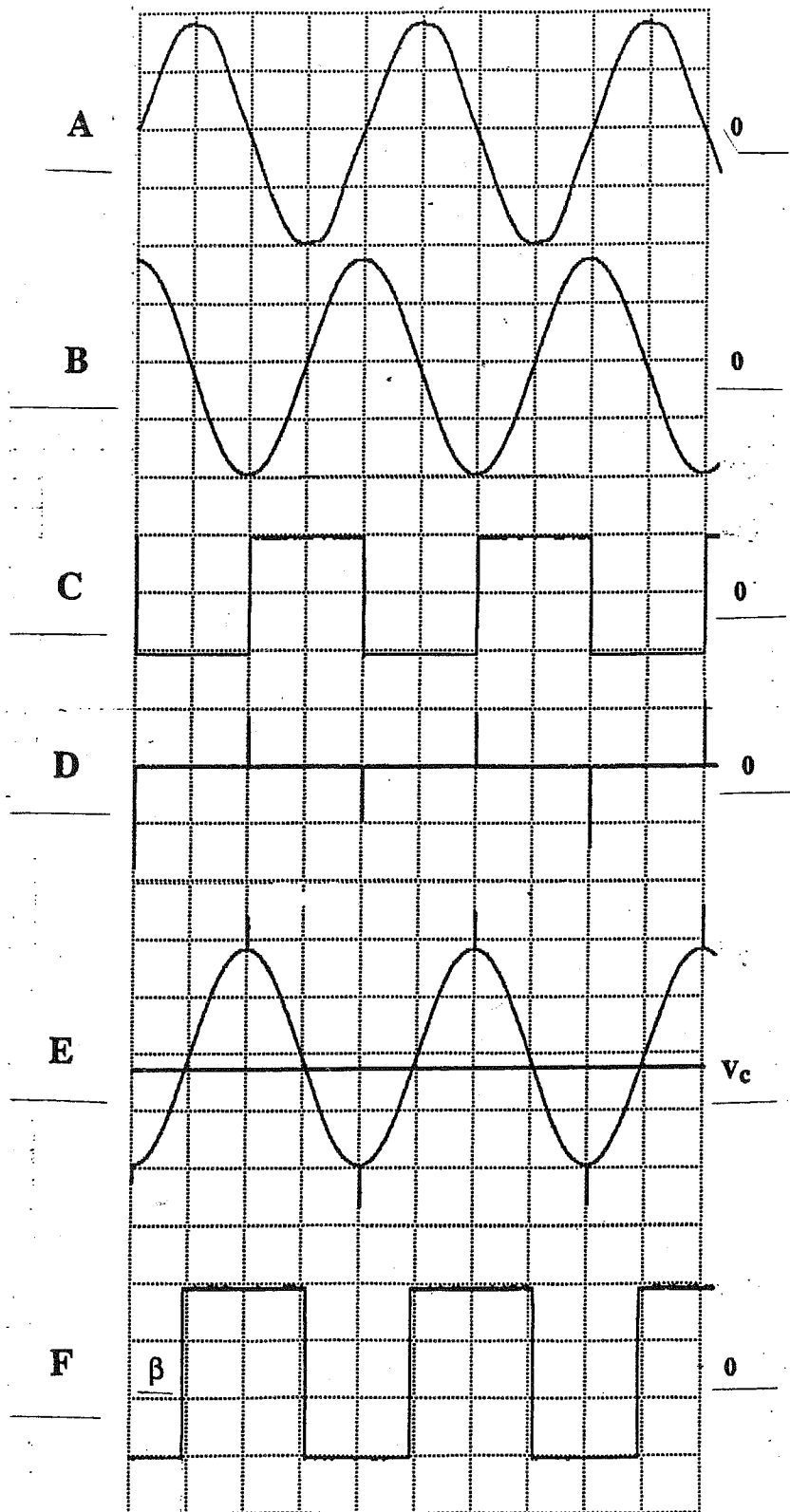


Figure 4 - Allure des principaux signaux

IV - CONDUITE DE L'EXPERIMENTATION

On utilisera dans cette manipulation des amplificateurs opérationnels classiques type 741, alimentés symétriquement en +15V et -15V. La notice de ce circuit se trouve en annexe.

4.1. CIRCUIT DEPHASEUR

A partir d'un transformateur abaisseur 230V/12V et d'un diviseur potentiométrique, on génère un signal sinusoïdal A, image du réseau, d'amplitude 10V crête et de fréquence 50Hz:

$$A = 10 \sin(100\pi t)$$

On désire générer un signal $B = 10 \cos(100\pi t)$ en utilisant un circuit déphaseur de $-\pi/2$ à 50Hz, sachant que:

$$\cos x = \sin(\pi/2 - x) = -\sin(x - \pi/2)$$

On réalise le circuit suivant (fig.5):

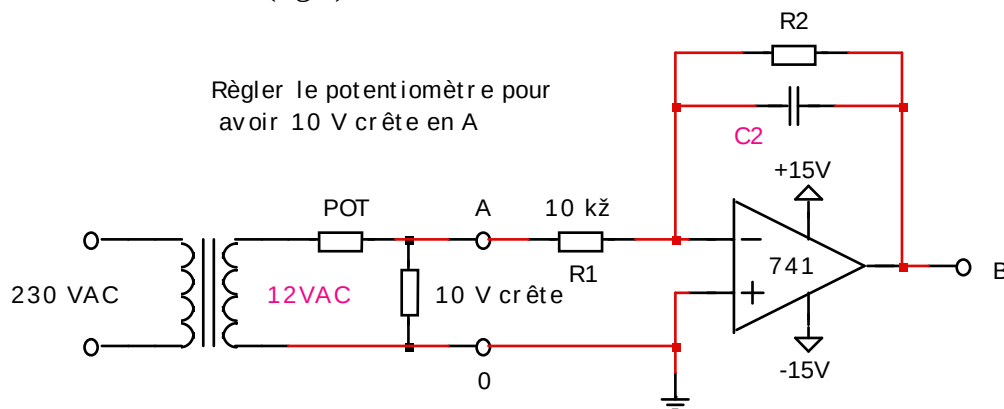


Figure 5 - Schéma du circuit déphaseur.

4.1.1. Préparation

Déterminer la fonction de transfert $T(j\omega)$ du déphaseur proposé.

Ecrire les expressions du gain (en linéaire et en dB) et de la phase en fonction de ω .

Rappel: $a + jb = (a^2 + b^2)^{1/2} \cdot \exp(j \cdot \arctg(b/a))$

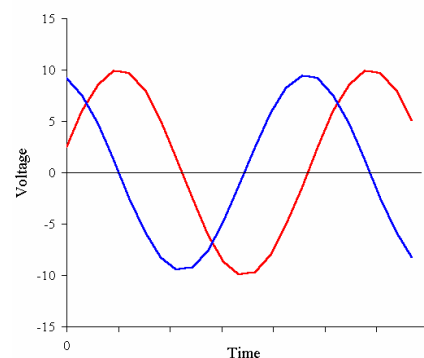
En choisissant $\omega_2 = 1/R_2 C_2$ très petit devant 100π , tracer le diagramme de Bode du circuit.

Vérifier qu'à $\omega = 100\pi$ ($f=50\text{Hz}$) le déphasage est proche de $-\pi/2$

On fixe $R_1 = 10\text{k}\Omega$.

Calculer les valeurs de C_2 et de R_2 pour que :

- le circuit soit déphaseur de -90° à la fréquence 50 Hz avec une précision meilleure que $0,5^\circ$
- et que l'amplitude du signal de sortie B soit de 10V crête (gain de 1 à 50Hz).



4.1.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement du circuit déphaseur. Relever les signaux A et B.
Avec les valeurs utilisées, calculer le déphasage obtenu.
Donner les performances et les limites d'un tel montage.

4.2. CIRCUIT DE BORNAGE DE LA COMMANDE

Ce circuit est destiné à éviter la perte de contrôle du dispositif lorsque la tension de commande V_c dépasse la valeur crête de la cosinussoïde B (voir fig.3).

Le circuit se compose d'un amplificateur opérationnel monté en comparateur avec hystérésis, d'un circuit limiteur de tension et d'un différenciateur.

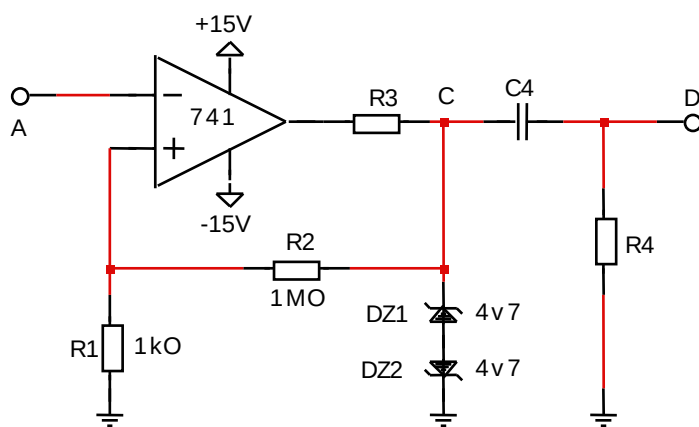


Figure 6 - Schéma du circuit de bornage

4.2.1. Préparation

On propose $R_1 = 1 \text{ K}\Omega$ et $R_2 = 1 \text{ M}\Omega$.

R_3 fixe le courant dans les diodes zener DZ_1 , DZ_2 (4,7V en inverse, 0,7V en direct) qui permettent le bornage.

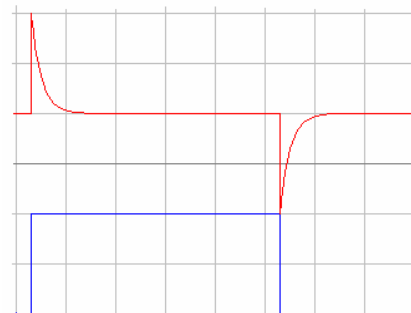
Calculer les seuils de basculement du circuit comparateur et tracer le diagramme de la tension en C en fonction de la tension en A.

Choisir R_3 convenablement en argumentant votre choix.

Déterminer la réponse d'un circuit différenciateur passif (CR) à un échelon de tension.

On fixe $R_4 = 10 \text{ K}\Omega$.

Calculer la valeur de C_4 pour que l'erreur de bornage (ou largeur d'impulsion), soit inférieure à 1° d'angle de phase.



4.2.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement du circuit de bornage.
Donner les performances et les limites d'un tel montage.

4.3. SOMMATEUR ET COMPAREUR

On réalise le circuit suivant :

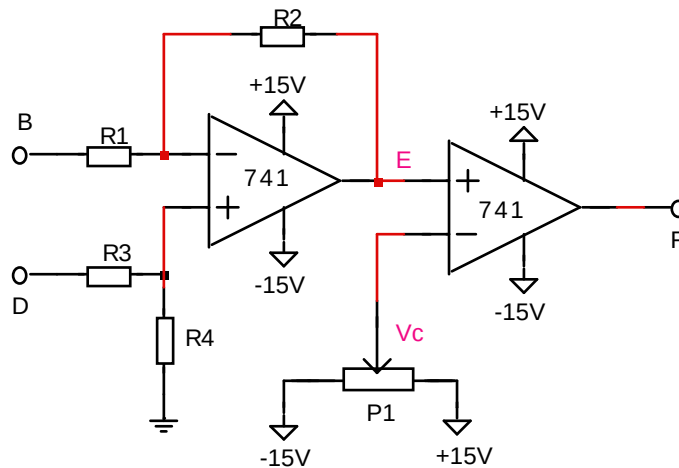


Figure 7 - Schéma du circuit sommateur - comparateur

4.3.1. Préparation

Calculer les résistances R₁, R₂, R₃, R₄ du sommateur pour obtenir en (E) une cosinusoïde variant de + 10V à - 10V et un bornage à 14V (on prendra R₁ et R₂ < 10 KΩ).

4.3.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement du sommateur. Ajuster éventuellement la tension maximale au bornage.

Vérifier la parfaite symétrie du signal (le cas échéant compenser la tension de décalage).

Câbler le comparateur avec P₁ = 47 KΩ et vérifier le fonctionnement du montage. Donner les performances et les limites d'un tel montage.

Tracer soigneusement la caractéristique β (en degrés) fonction de V_C (en volts) lorsque V_C varie de + 12 V à - 12 V.

Remarques sur la linéarité et le bornage.

4.4. ASTABLE ET MELANGEUR

Le dernier maillon du module de commande avant l'amplificateur et l'isolement galvanique est constitué par un astable et un mélangeur.

On choisit une fréquence d'oscillation suffisamment élevée pour éviter une erreur trop importante dans l'angle de retard à l'amorçage et pour assurer une transmission par transformateur d'impulsions.

On utilisera donc un amplificateur opérationnel adapté pour réaliser le circuit classique de la figure 8.

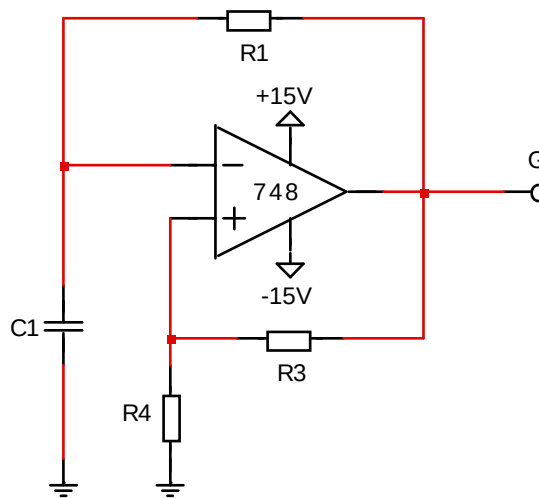
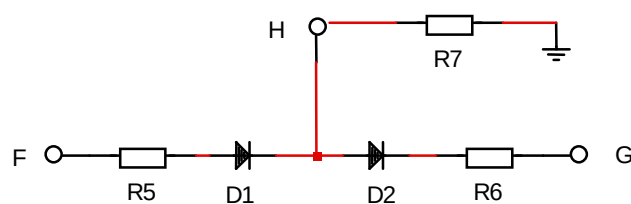


Figure 8 - Schéma du circuit astable.

D'autre part, il est nécessaire de mélanger à l'aide d'une fonction ET analogique les signaux (F) et (G).



$$R5 = R6 = R7 = 2,2 \text{ k}\Omega \quad D1 = D2 = 1N4148$$

Figure 9 - Schéma du circuit mélangeur.

4.4.1. Préparation

Expliquer le fonctionnement du circuit astable et calculer les éléments du montage pour que la fréquence d'oscillation corresponde à une erreur d'allumage inférieure à 1° d'angle de phase.

Quelle est l'amplitude du signal aux bornes de C1?

Conditions à respecter : $R_1, R_3, R_4 > 20\text{ K}\Omega$.

Expliquer le fonctionnement du mélangeur à diodes (fig. 9).

F et G ne pouvant prendre que les valeurs +15V et -15V, faire un tableau donnant la valeur de H dans les quatre cas possibles.

La sortie H attaque la base d'un transistor NPN par l'intermédiaire d'un pont diviseur.
En adoptant la correspondance suivante:

Tension en F (ou en G) = +15V	----> F (ou G) = 1
Tension en F (ou en G) = -15V	----> F (ou G) = 0
Tension en H > 0	----> H = 1
Tension en H < 0	----> H = 0

montrer que la fonction ainsi réalisée est un ET.

4.4.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement de l'astable.

Relever la fréquence d'oscillation et observer la tension aux bornes du condensateur C1.

Câbler et vérifier le fonctionnement du mélangeur à diode.

Donner les performances et les limites d'un tel montage.

4.5. AMPLIFICATION ET ISOLEMENT GALVANIQUE

On s'intéresse maintenant à l'amplification du signal H et à sa transmission à un thyristor, à travers un transformateur d'impulsions.

Le circuit suivant est pré-câblé. La charge est ici simulée par une ampoule à incandescence de manière à fournir une indication visuelle du contrôle d'énergie.

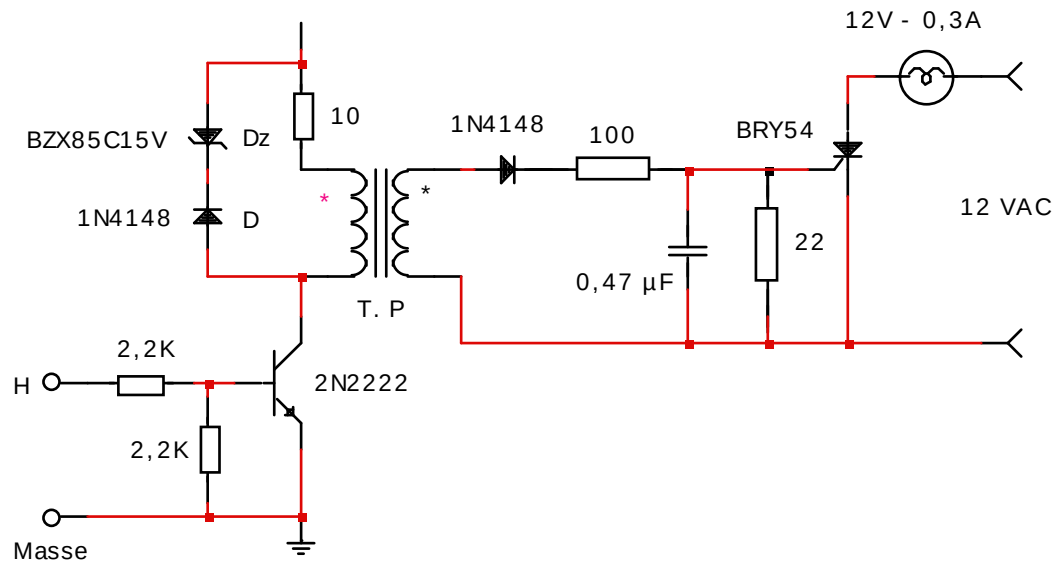


Figure 11 - Schéma du circuit de commande du thyristor.

Observer l'éclat de la lampe ainsi que la tension à ses bornes (ou aux bornes du thyristor) lorsqu'on fait varier β .

Intérêt du transformateur d'impulsions, rôle des diodes D et Dz ?

4.6 CONCLUSION

Donnez vos conclusions sur ce circuit.

TP 2
SYSTEMES ASYNCHRONES
COMMANDE LINEAIRE EN MODULATION DE LARGEUR
D'IMPULSIONS A FREQUENCE FIXE

I - BUT

Les convertisseurs alimentés par un réseau à courant continu nécessitent des dispositifs de commande non synchronisés avec le réseau.

Nous aborderons, le cas des convertisseurs continu-continu fonctionnant à fréquence fixe et à rapport cyclique variable.

Ce cas se rencontre par exemple dans les alimentations à courant continu réglées en tension ou en courant.

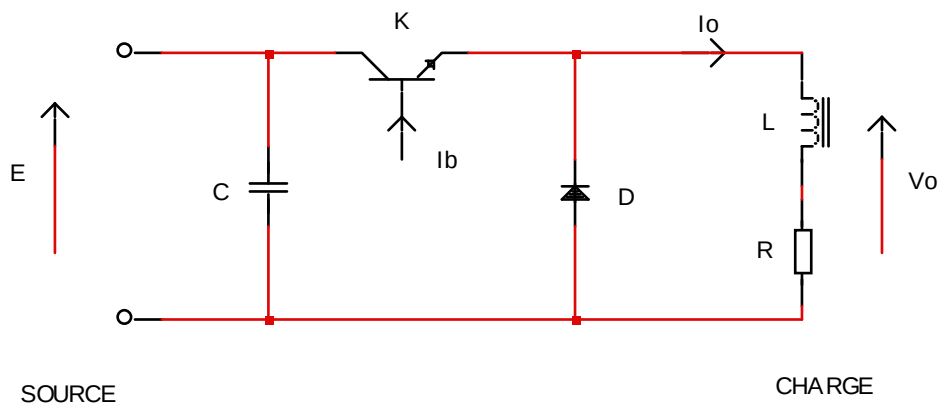


Figure 1 - Schéma de principe d'un hacheur série.

La figure 1 représente un convertisseur continu-continu à transistor alimenté en tension et débitant sur un récepteur de courant.

Le transistor est commandé à fréquence fixe $1/T$ avec une phase de conduction de durée αT .

II - PRINCIPE DE LA COMMANDE

Dans le système de la figure 1, si la charge est suffisamment inductive, le débit du courant i_o sera continu et la tension aux bornes de la charge est imposée (figure 2).

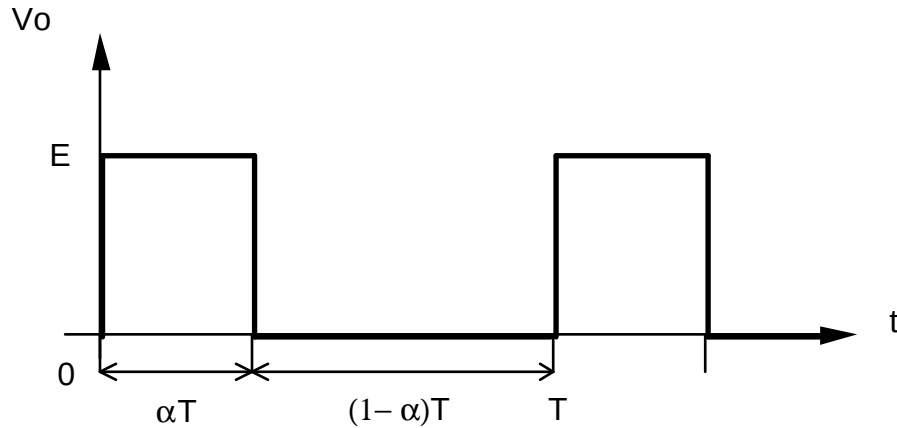


Figure 2 - Tension aux bornes de la charge.

La valeur moyenne $\overline{V_o}$ de la tension $V_o(t)$ s'exprime immédiatement.

$$\overline{V_o} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt \quad \overline{V_o} = E \alpha \quad (1)$$

Où α = durée de conduction du transistor / période est le rapport cyclique qui est nécessairement borné : $\alpha \in [0,1]$

Si V_c est la tension de commande du convertisseur, on pourra exprimer le rapport cyclique α par la relation :

$$\alpha = k V_c \quad (2)$$

La commande sera dite linéaire si k est constant.

Pour obtenir un signal à fréquence fixe et rapport cyclique variable, on utilise un circuit modulateur de largeur d'impulsions MLI (PWM en anglais).

Ce circuit est constitué d'un générateur de signal en dents de scie, périodique et à fréquence fixe, et d'un comparateur détectant la coïncidence avec une tension de consigne (fig. 3).

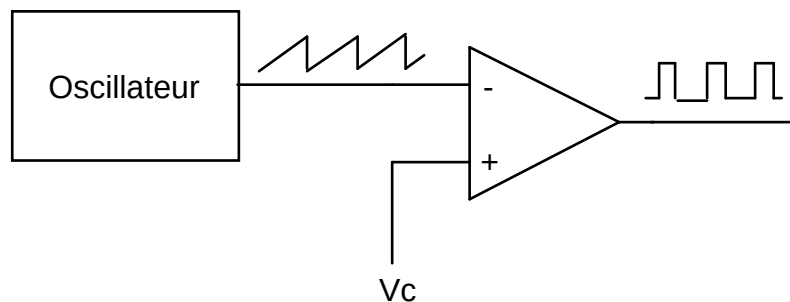


Figure 3 - Principe d'un circuit MLI.

Lorsqu'on désire une transmittance linéaire du modulateur, le signal de référence doit être une tension en dents de scie.

Deux méthodes sont envisageables pour la génération du signal en dents de scie (fig. 4).

Dans la première de ces méthodes (fig. 4A), on charge un condensateur C par une source de tension constante à travers une résistance R.

Exprimons la tension U aux bornes du condensateur avec comme condition initiale $U(0) = 0$ et déchargeons complètement ce condensateur à la fréquence $f = 1/T$, nous aurons :

$$U(t) = E (1 - e^{-t/RC})$$

$$t \in [(i-1)T, iT] \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (3)$$

La valeur maximale de la tension de charge sera :

$$\hat{U} = E(1 - e^{-T/RC}) \quad (4)$$

La valeur de l'instant αT de commutation sera obtenue à la coïncidence de $U(t)$ et V_c .

$$\alpha = -\frac{RC}{T} \ln\left(1 - \frac{V_c}{E}\right) \quad (5)$$

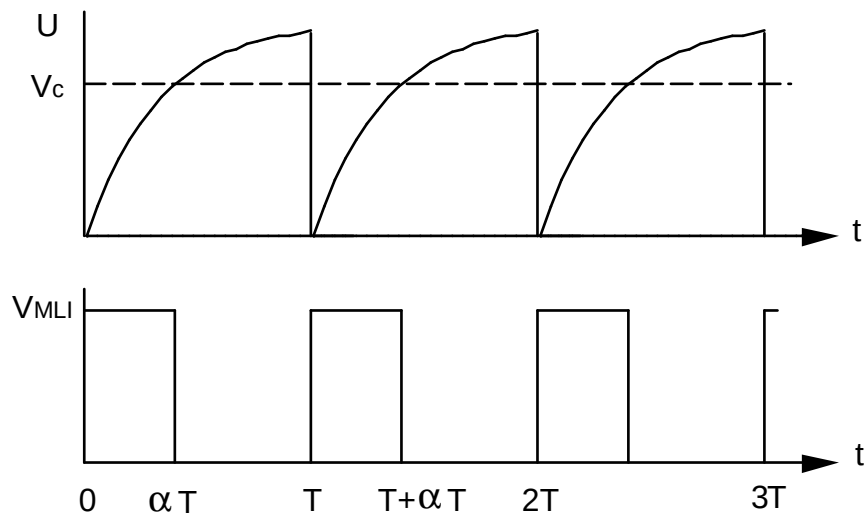


Figure 4a - MLI avec charge à travers une résistance

Dans la seconde de ces méthodes (fig.4B), on charge un condensateur C sous un courant constant I.

On peut alors exprimer la tension U aux bornes du condensateur, avec comme condition initiale $U(0) = 0$, ce qui correspond à une décharge complète de ce condensateur à la fréquence f.

$$U(t) = \frac{I}{C} t \quad t \in [(i-1)T, iT] \quad i \in \mathbb{N} \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

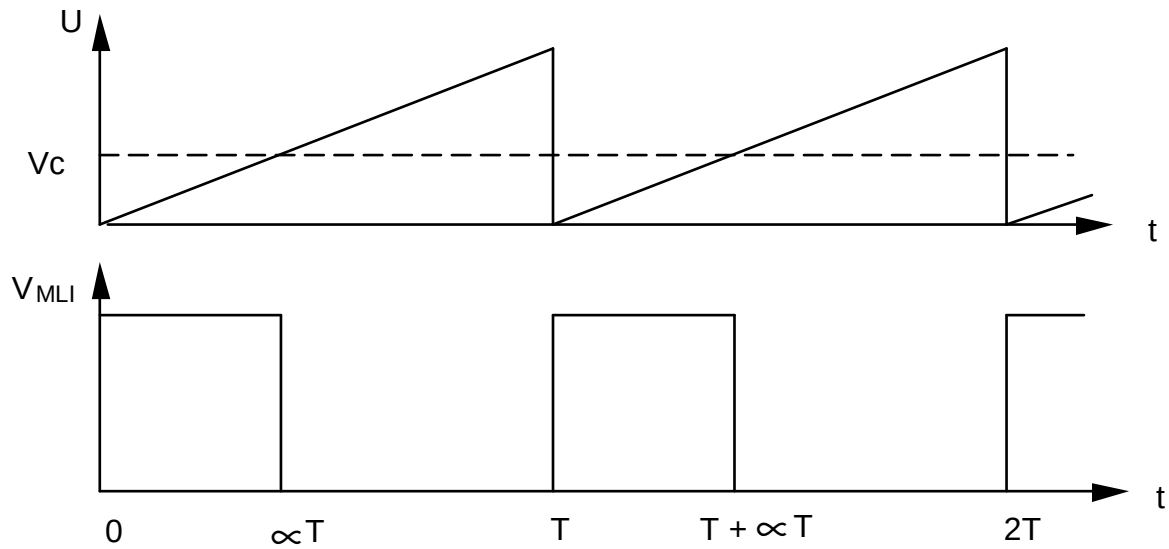


Figure 4b - MLI avec charge sous courant constant

A la coïncidence de $U(t)$ et V_c , on a :

$$U(\alpha T) = V_c$$

$$U = (\alpha T) = \frac{I}{C} \alpha T \quad (7)$$

D'où
$$\alpha = \frac{CV_c}{TI}$$

Dans ce cas, on obtient bien une transmittance linéaire du modulateur de largeur d'impulsion.

III - SYNOPTIQUE FONCTIONNEL DE LA COMMANDE

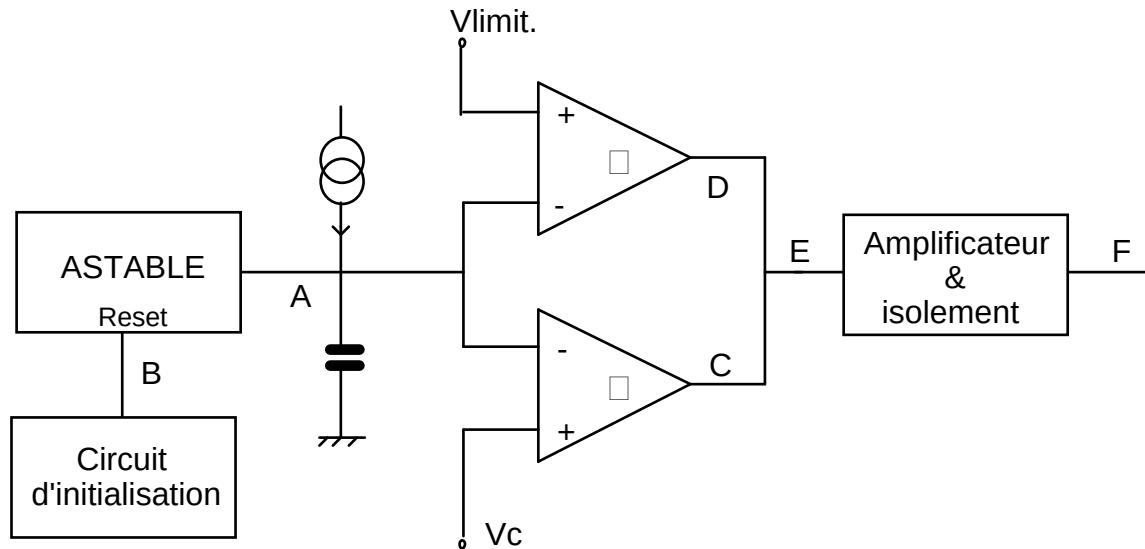


Figure 5a - Synoptique général de la commande à rapport cyclique variable.

On distingue tout d'abord un multivibrateur astable dont le condensateur d'oscillation est chargé soit par une tension constante à travers une résistance, soit par un courant constant suivant le cas.

Ce multivibrateur astable est relié à un circuit d'initialisation permettant au système d'avoir une configuration connue à la mise sous tension.

La "dent de scie" obtenue à la sortie du multivibrateur est comparée à la tension V_C donnant ainsi une tension (C) du type $\text{sgn}(r(t) - V_C)$ dont le chargement de signe permet de séparer dans une période les intervalles αT et $(1 - \alpha)T$ (conduction ou non conduction de l'interrupteur de puissance).

Un second comparateur permet de limiter le rapport cyclique maximum à une valeur inférieure à l'unité à une tension continue V_1 appelée tension de limitation. V_1 impose le αT maximum à la sortie générale (E).

Un étage d'amplification et d'isolement permet de transmettre au transistor de puissance un courant de base image du résultat (E).

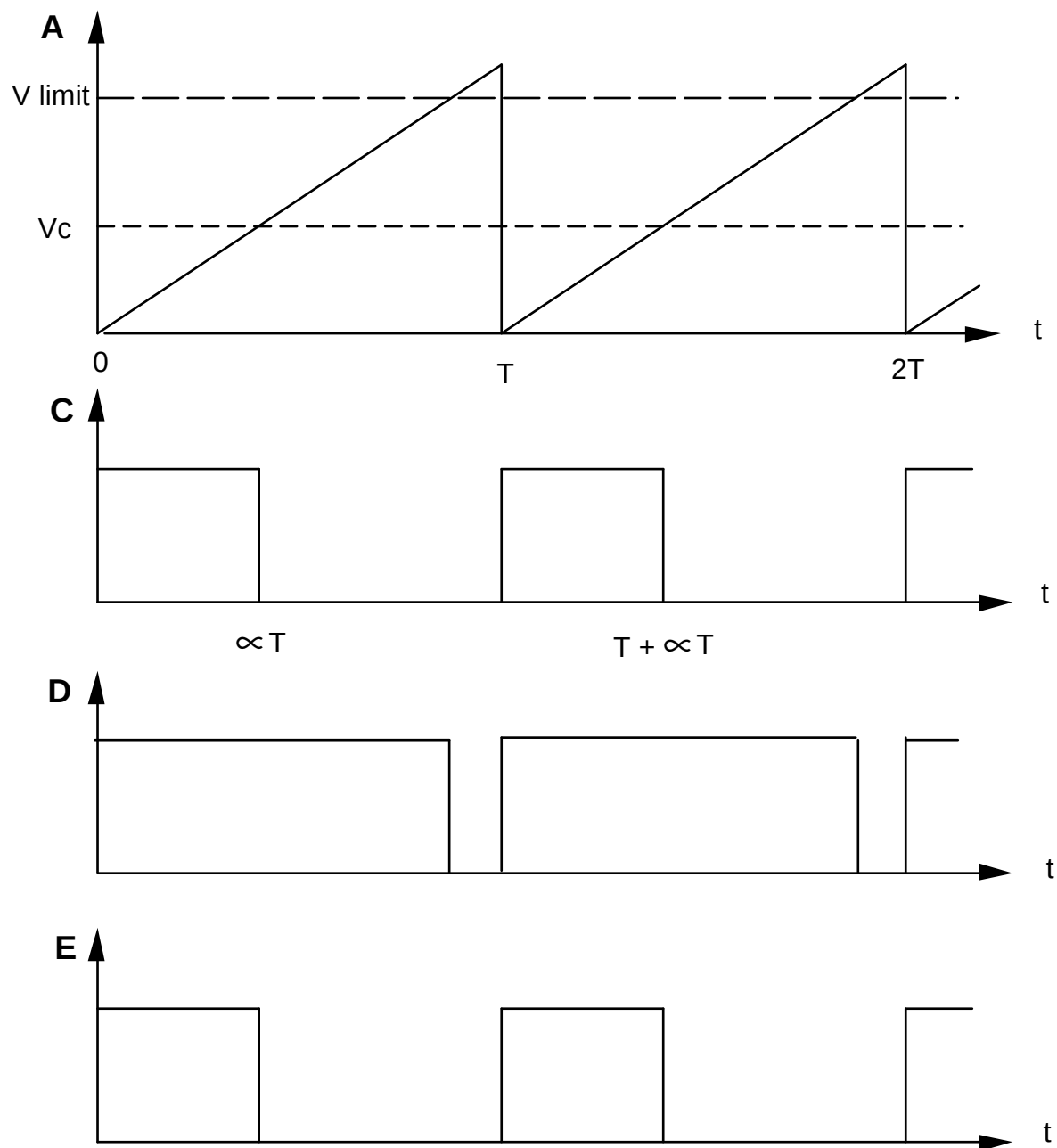


Figure 5b - Principaux signaux relevés dans le circuit

IV - CONDUITE DE L'EXPERIMENTATION

4.1. CIRCUIT ASTABLE

On utilisera un circuit du type '555' dont le synoptique est représenté figure 6.

L'ensemble sera alimenté par une tension positive de 15V commune à tous les sous-ensembles du module de commande.

4.1.1. Préparation

Analyser à l'aide du schéma synoptique de la figure 6 le fonctionnement en astable.

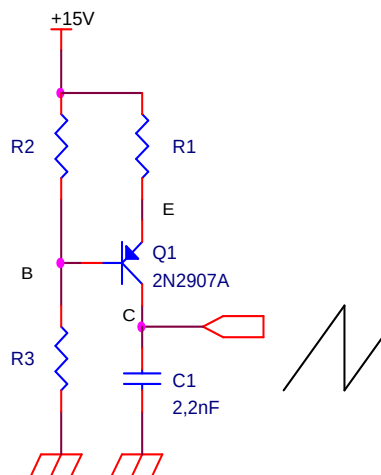
Circuit de charge de C_1 sous tension constante:

- Démontrer que le condensateur se charge sous une tension de $2/3 V_{CC}$ avant de se décharger complètement (On supposera que la décharge de C_1 est instantanée).
- Calculer le temps de charge de C_1 .

On fixe $C_1 = 2,2 \text{ nF}$, calculer R_1 pour avoir une fréquence de sortie de 20 kHz en (A).
 C_d est un condensateur de découplage de 10 nF.

Circuit de charge de C_1 à courant constant:

On construit un générateur de courant à l'aide d'un transistor PNP (Q = 2N 2907 A) et de trois résistances R_1 , R_2 , R_3 .



Expliquer le fonctionnement du générateur de courant.

Calculer le temps de charge de C_1 et la valeur de R_1 , R_2 et R_3 pour avoir une fréquence de sortie de 20 kHz en (A).

On prendra:

$$C_1 = 2,2 \text{ nF}$$

$$V_{be} = 0,7V \quad \beta = 100$$

$$V_{ce \text{ min}} = 2V$$

4.1.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement de l'astable :

- a) Condensateur chargé sous tension constante.
- b) Condensateur chargé sous courant constant.

Donner les performances et les limites de ces montages.

4.2. CIRCUIT D'INITIALISATION

Il est important d'initialiser le circuit à la mise sous tension de l'équipement afin d'éviter tout fonctionnement aléatoire (fréquence variable, surintensités, ...).

A cet effet, on utilise une bascule D montée comme indiqué figure 8.

4.2.1. Préparation

- Donner la table de vérité de la bascule D.

NB: Les entrées R (Reset) et S (Set) sont aussi appelées C_D (Clear Data) et S_D (Set Data)

- Expliquer le fonctionnement du montage proposé figure 8 avec des chronogrammes précis:

- à la mise sous tension
- lorsqu'on actionne le bouton poussoir 'Reset'

On fixe $C1 = 10\mu F$ et $R2 = 100\ \Omega$ (résistance de limitation du courant de décharge de $C1$).

En considérant que le seuil de basculement des circuits CMOS de la famille 4000 est égal à la moitié de la tension d'alimentation, calculer la valeur de $R1$ pour avoir une temporisation de 1s à la mise sous tension.

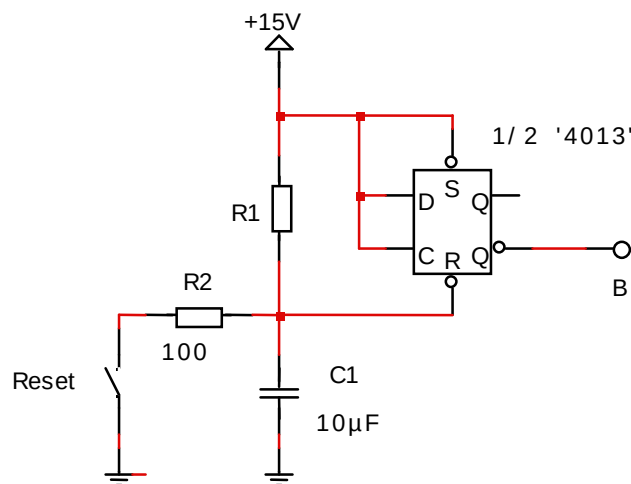


Figure 8 - Schéma du circuit d'initialisation.

4.2.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement du circuit d'initialisation.

On observera simultanément la tension aux bornes de C1 et la sortie /Q, lors de mise sous tension ou plus simplement lorsqu'on décharge le condensateur C1.

4.3. COMPAREUR 1 : ELABORATION DU RAPPORT CYCLIQUE VARIABLE

On obtient le rapport cyclique variable à partir de la rampe (A) et de la tension V_C d'entrée du module de commande.

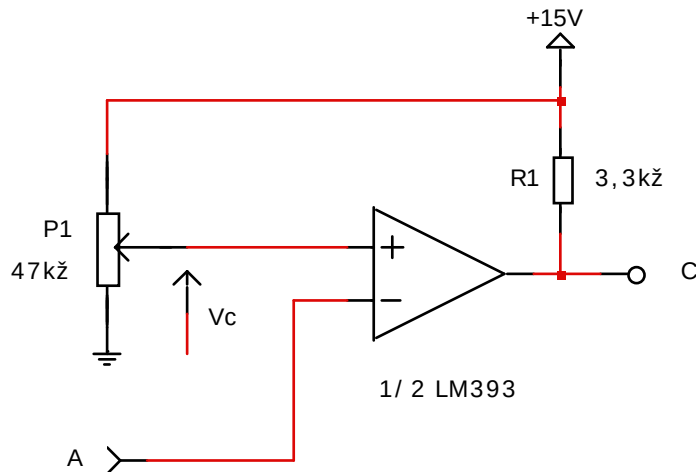


Figure 9 - Schéma du circuit Modulateur de Largeur d'Impulsions (MLI)

4.3.1. Préparation

Prévoir le fonctionnement du circuit de la figure 9 en donnant notamment le niveau de la sortie (C) pour les instants αT et T .

En observant le schéma interne du comparateur LM393 (voir notice en annexe), vérifier que la sortie est de type *collecteur ouvert*; en déduire le rôle de la résistance R1.

4.3.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement du montage comparateur.

NB : Ne pas oublier d'alimenter le comparateur...

Tracer de façon précise les caractéristiques $\alpha = f(V_C)$, V_C variant de 0 à 10V pour :

- Charge du condensateur sous tension constante
- Charge du condensateur sous courant constant.

Commenter les résultats obtenus.

4.4. COMPAREUR 2 : ELABORATION D'UN LIMITEUR DE RAPPORT CYCLIQUE ET D'UNE RAMPE DE DEMARRAGE

Dans le cas où la tension de commande V_C dépasse la valeur crête de la "dent de scie", on a un rapport cyclique $\alpha = 1$.

Afin d'éviter des pertes de contrôle du convertisseur, on limite en général α à une valeur inférieure à 1 (entre 0,95 et 0,98).

Le circuit proposé figure 10 permet de limiter le rapport cyclique maximum et de produire une rampe de démarrage à la mise sous tension par utilisation de la sortie /Q du circuit d'initialisation.

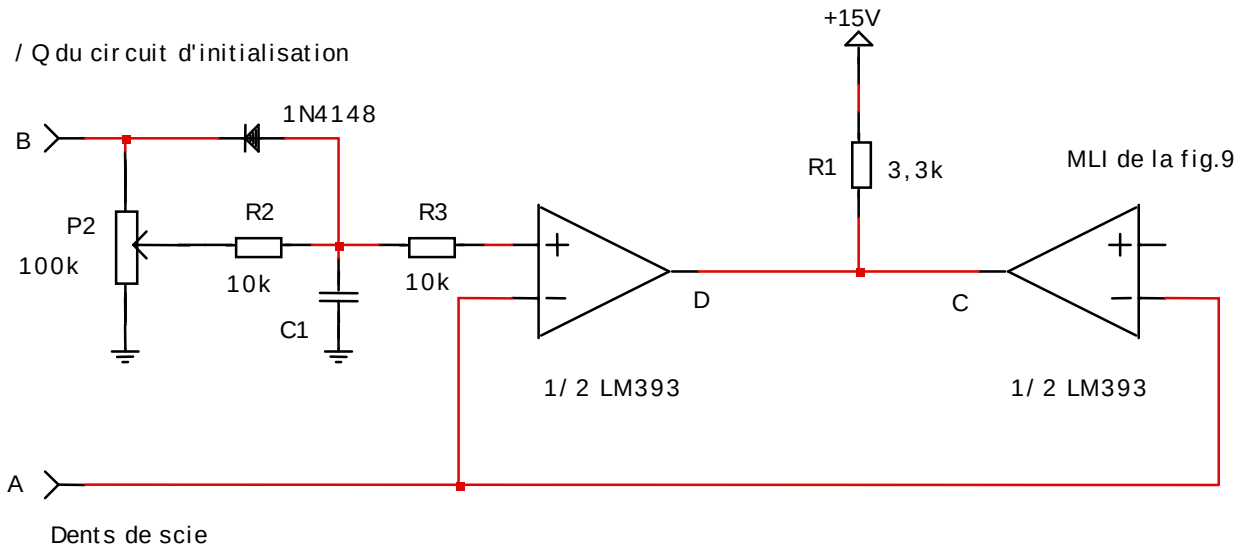


Figure 10 - Limiteur de rapport cyclique.

4.4.1. Préparation

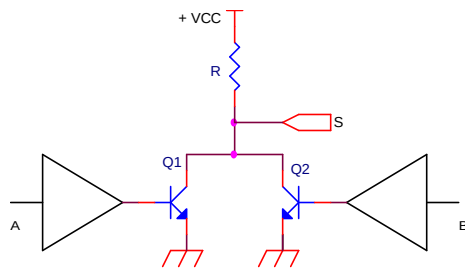
Expliquer à l'aide d'oscillogrammes précis, le fonctionnement du circuit de la figure 10.

Distinguer les deux fonctions :

- Rampe de démarrage
- Limitation de rapport cyclique.

Calculer C_1 et la position de P_2 pour avoir :

- Une rampe de démarrage de 2 s
- Un rapport cyclique maximum $\alpha = 0,97$.



On remarquera que le comparateur LM393 possède des sorties à collecteur ouvert (voir schéma interne sur la notice).

Quelle fonction réalise t'on lorsqu'on relie les deux sorties ensemble avec la même résistance de charge ?

4.4.2. Expérimentation

Câbler et vérifier le fonctionnement du montage en observant le signal en E.
Donner les performances et les limites de ce montage.

4.5. AMPLIFICATION ET COMMANDE DE L'INTERRUPTEUR DE PUISSANCE

De manière à visualiser la souplesse de ce type de commande, on utilisera l'interface de puissance pré-câblé dont le schéma est donné figure 11.

La charge est constituée d'une ampoule, le transistor MOSFET de puissance est un BUZ71 dont la commande s'effectue par l'intermédiaire d'un buffer non inverseur CMOS type '4050'.

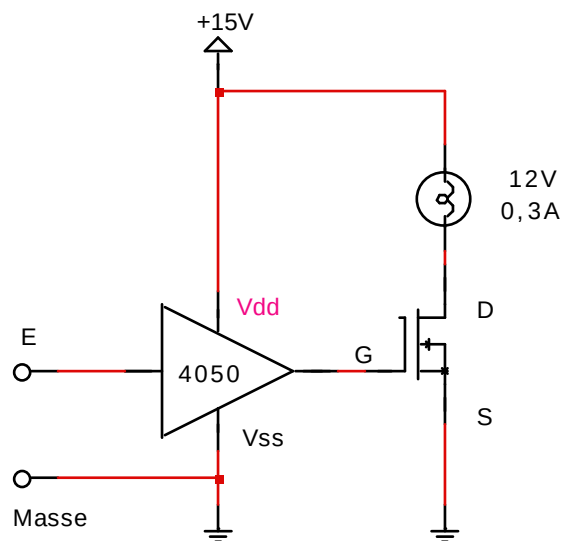


Figure 11 - Schéma de l'interface de visualisation

Observer l'intensité lumineuse de la lampe lorsqu'on fait varier α et lors de la séquence de démarrage progressif.

ANNEXE

NOTICES TECHNIQUES

* 2N2907	Transistor PNP
* HEF4013B	Double bascule D (CMOS)
* SFC2741	Amplificateur opérationnel '741'
* TDB0193	Double comparateur '393' (équivalent LM393)
* TDB0555	Temporisateur analogique '555'