

PRINCIPE

v_n =tension entre la broche n et 7 du CI. I_n =courant entrant ou sortant de la broche n.

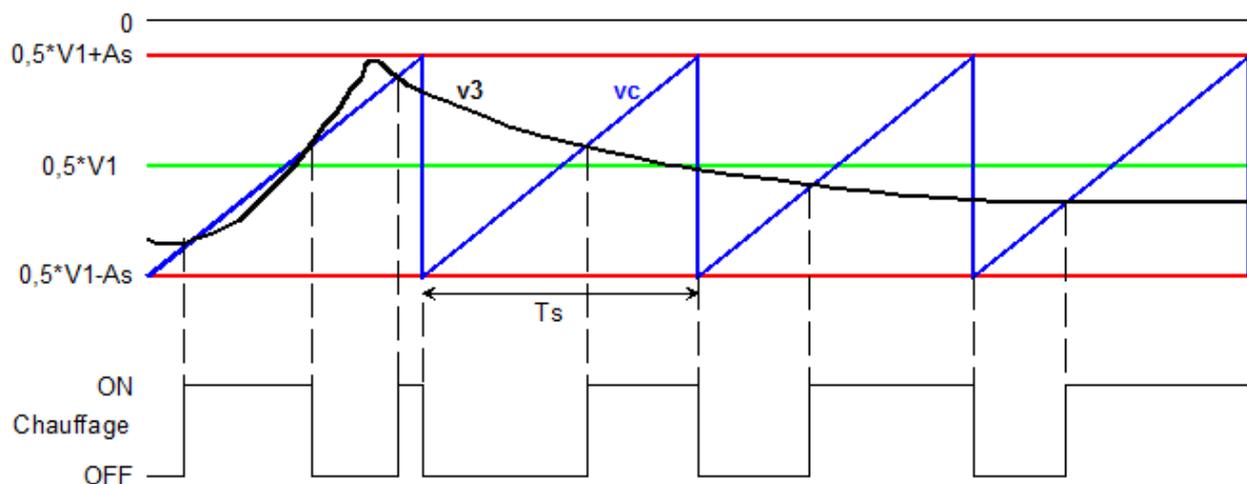
La température est captée par une thermistance CTN dont la résistance varie en sens inverse de la température. Cette thermistance est incorporée dans un pont de mesure constitué de la résistance R1 et du potentiomètre P1 permettant d'ajuster la consigne.

La tension v_3 résultante du pont de mesures est comparée à une consigne v_c en dent de scie de période T_s et d'amplitude $2 \cdot A_s$ centrée sur $0,5 \cdot V_1$.

Lorsque $v_3 < v_c$, v_6 devient négative à chaque passage à zéro du secteur. Ceci provoque des trains d'impulsions de courant sur l'opto-triac MOC qui se déclenche et déclenche à son tour le triac BTA. Ce dernier laisse alors passer des trains d'alternances du secteur et donc provoque la chauffe jusqu'à ce que $v_3 > v_c$ du fait de la chauffe ou de la relaxation de v_c .

Contrairement à une commande en tout ou rien, la puissance appliquée à la résistance chauffante est donc modulée en fonction de l'écart entre les températures ambiante et de consigne.

La commande impulsionnelle limite la consommation par rapport à une commande continue et l'amorçage du triac aux passages à zéro du secteur limitent les parasites de commutation.



L'inversion de la phase et du neutre est sans incidence sur le fonctionnement.

Le klaxon ouvre le circuit d'alimentation de la charge lorsque la température de sécurité est atteinte.

L'interrupteur général de mise sous tension K et le klaxon sont ceux déjà existants sur les radiateurs.

Le secteur doit être protégé en amont par un fusible ou un disjoncteur et éventuellement un différentiel.

L'isolement électrique est assuré par le transformateur et l'opto-triac.

R2 définit l'hystérésis sur la consigne.

K4 permet le mode économique (absence ou nuit) et R4 en définit la diminution de consigne.

D5, C9 et C5 assurent un redressement/filtrage et R5 limite la consommation du CI.

R6 limite le courant sur la broche 6 et la LED du MOC.

R8 définit la durée t_p des impulsions sur la broche 6.

R9 limite le courant dans le triac du MOC et le courant dans la gâchette du BTA.

NOTATIONS

v_n =tension entre la broche n et 7 de l'UAA
 i_n =courant entrant ou sortant de la broche n de l'UAA
 X =valeur moyenne ou continue de x
 X_c =valeur crête de x
 X_e =valeur efficace de x
 v_Z =tension aux bornes du composant Z
 i_Z =courant traversant le composant Z
 P_Z =puissance appliquée au composant Z

Si x est périodique de période T :

$X = \text{integrale}(x \text{ de } 0 \text{ à } T)/T$

$X_e = \text{racine}[\text{integrale}(x^2 \text{ de } 0 \text{ à } T)/T]$

CARACTERISTIQUES PRINCIPALES DE L'UAA2016

V_5 =tension d'alimentation=9 V (-10 à -8 V)

V =tension d'alimentation du pont de mesure=-5,5 V (-6,5 à -4,5 V)

A_s =amplitude de la dent de scie=70 mV (50 à 90 mV). 70 mv correspond à 1°C

T_s =période de la dent de scie=2048 fois la période du secteur=2048/50=40,96 s

I_5 =courant d'alimentation=15 mA max

I_1 =courant d'alimentation du pont de mesure=1 mA max

I_{50} =courant d'alimentation broches 6 et 8 non connectées=0,9 à 1,5 mA

I_6 =courant de sortie. I_{6c} =150 mA max

I_8 =courant de synchronisation=3 mA max

CARACTERISTIQUES DES RADIATEURS

$f=50$ Hz, $T=1/f=20$ ms et $\omega=2*\pi*f=314$ rd/s : fréquence, période et pulsation du secteur

u =tension secteur= $U_c*\sin(\omega*t)$

U_e =tension efficace secteur=230 V

Si on néglige la chute de tension dans le BTA passant, $u_R=u$:

$U_c=U_e*\text{Racine}(2)=325$ V

$R=U_e^2/P$

$I_{Re}=P/U_e=U_e/R$

$I_{Rc}=U_c/R=I_e*\text{Racine}(2)$

PR (W)	1000	1500	2000
R (Ω)	53	35	26
I_{Re} (A)	4,3	6,5	8,7
I_{Rc} (A)	6,1	9,2	12,3

CHOIX DU TRIAC

Le triac fonctionne dans les cadrans 1 ($VA2 > VA1$ et $VG > VA1$) et 3 ($VA2 < VA1$ et $VG < VA1$).

I_T = courant efficace traversant le triac

V_{TOFF} = tension crête aux bornes du triac lorsqu'il ne conduit pas

I_{GT} = courant de gâchette pour amorcer le triac

I_{GTmax} = courant max de gâchette

dv_T/dt et di_T/dt = variation de tension et courant entre A1 et A2 =

$(dv/dt)_c$ = variation de tension critique entre A1 et A2 lors de l'amorçage

$(di/dt)_c$ = variation de courant critique entre A1 et A2 lors du désamorçage

V_{GT} = tension d'amorçage sur la gâchette

I_H = courant de maintien = courant entre A1 et A2 en dessous duquel le triac se désamorce lorsque $I_G = 0$

I_{H1} dans le cadran 1 et I_{H3} dans le cadran 3

I_L = courant d'accrochage = courant entre A1 et A2 au-dessus duquel le triac reste amorcé lorsque $I_G = 0$

I_{L1} dans le cadran 1 et I_{L3} dans le cadran 3

V_{T0} = tension de seuil entre A1 et A2

R_d = résistance dynamique entre A1 et A2

V_T = tension aux bornes du triac lorsqu'il conduit = $V_{T0} + R_d \cdot I_T$

On impose les conditions suivantes (dans les 2 quadrants) :

Même triac pour les 3 puissances de radiateur

$I_{Tmax} > 1,3 \cdot I_{Remax} = 1,3 \cdot 8,7 = 11,3$ A ($PR = 2000$ W)

$V_{TOFF} > 1,3 \cdot U_c = 1,3 \cdot 325$ V = 423 V

Boîtier isolé afin que son dissipateur ne soit pas en contact avec le secteur

Par ailleurs, pour que le triac fonctionne correctement, il faut :

$(dv_T/dt)_c > du/dt < dv_T/dt$ avec $du/dt = \omega \cdot U_c$

$(di_T/dt)_c > di/dt < di_T/dt$ avec $di/dt = \omega \cdot I_c$

PR (W)	1000	1500	2000
du/dt (V/ μ s)	0,1		
di/dt (A/ms)	1,9	2,9	3,9

Le BTA12-600B (ST Microelectronics) répond aux conditions. Ses caractéristiques sont en effet :

I_T	12 A max
V_{TOFF}	600 V max
I_{GT}	2,5 à 50 mA
I_{GTmax}	4 A pendant 20 μ s
dv_T/dt	400 V/ μ s min
$(dv/dt)_c$	10 V/ μ s min
di_T/dt	50 A/ms max
$(di/dt)_c$	5,3 A/ms min
V_{GT}	1 à 1,3 V
$I_H = I_{H1} = I_{H3}$	50 mA max
$I_L = I_{L1} = I_{L3}$	50 mA max
V_{T0}	0,85 V max
R_d	35 m Ω max

P (W)	1000	1500	2000
V_T (V)	1	1,1	1,2

I_{GT} , I_H et I_L sont donnés pour une température de jonction $\Theta_j = 25$ °C et varient en sens inverse de Θ_j .

Comme $\Theta_j > 25$ °C (voir Calcul du dissipateur), I_{GT} , I_H et I_L sont plus faibles que les valeurs du tableau précédent.

On conserve néanmoins les valeurs du tableau comme marge soit $I_{GT} = I_H = I_L = 50$ mA max

CHOIX DU PHOTO-TRIAC

LE MOC3023 a été choisi. Ses caractéristiques principales sont :

IF=courant d'alimentation de la LED=5 à 60 mA

VF=tension aux bornes de la LED activée=1,2 à 1,5 V

VR=tension inverse aux bornes de la LED=3 V max

VTOFF=tension aux bornes du triac lorsqu'il ne conduit pas=400 V max

IT=courant traversant le triac=1A max pour des impulsions de durée 1 ms à la fréquence de 120 Hz

VT=tension aux bornes du triac passant=1,5 V pour IT=100 mA, 3 V max pour IT=700 mA

(dv/dt)_c=10 V/μs

IH=0,1 mA max dans les 4 quadrants

Le triac du MOC fonctionne aussi dans les cadrans 1 et 3.

CALCUL DE R2

Les radiateurs à faible inertie peuvent nécessiter une hystérésis pour éviter de nombreuses commutations du triac.

R2 définit cette hystérésis.

Hystérésis (°C)	0,15	5
Hystérésis (mV)	10	350
R2 (kΩ)	∞	0

L'hystérésis est fixée ici à 0,15 °C (R2 non câblée) mais le circuit imprimé permet de câbler R2.

CALCUL DE R4

L'interrupteur K permet de passer en mode économique (nuit ou absence) en réduisant la consigne définie par R4.

Pour une consigne à 20°C et une thermistance de 10 kΩ, on a :

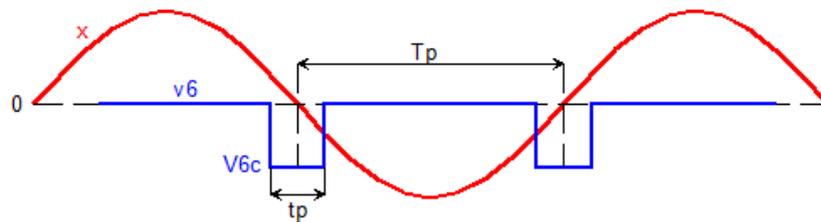
Réduction (°C)	1,5	2	3	4	5
Réduction (mV)					350
R4 (kΩ)	100	68	33	15	0

Cette option n'est pas utilisée ici. On se contente de réduire la consigne avec P1.

CALCUL DE R8

L'UAA délivre sur sa broche 6 des impulsions de durée t_p centrées sur les passages à zéro du signal $x=X_c \sin(\omega t)$ appliqué sur sa broche 8 via R8 qui permet d'ajuster t_p selon la formule indiquée dans la notice de l'UAA.

$$t_p (\mu s) = (14 \cdot R8 + 7 \cdot 10^5) / (X_c \cdot \pi \cdot F) \text{ d'où } t_p = (28 \cdot R8 + 14 \cdot 10^5) / (\omega \cdot X_c) \text{ et inversement } R8 = (\omega \cdot t_p \cdot X_c - 14 \cdot 10^5) / 28$$

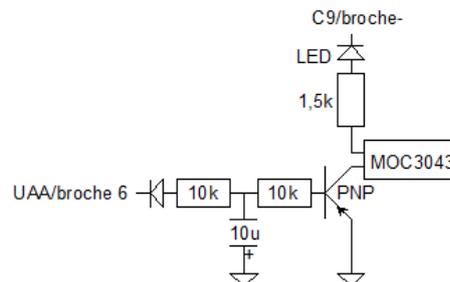


Lorsque l'UAA est directement utilisé sur le secteur, $x=u$ et $T_p = T/2 = 10$ ms. La charge étant quasi purement résistive, u est en phase avec le courant i traversant la charge et le triac. Les impulsions sur la gâchette du BTA sont donc synchrones des passages à zéro de i .

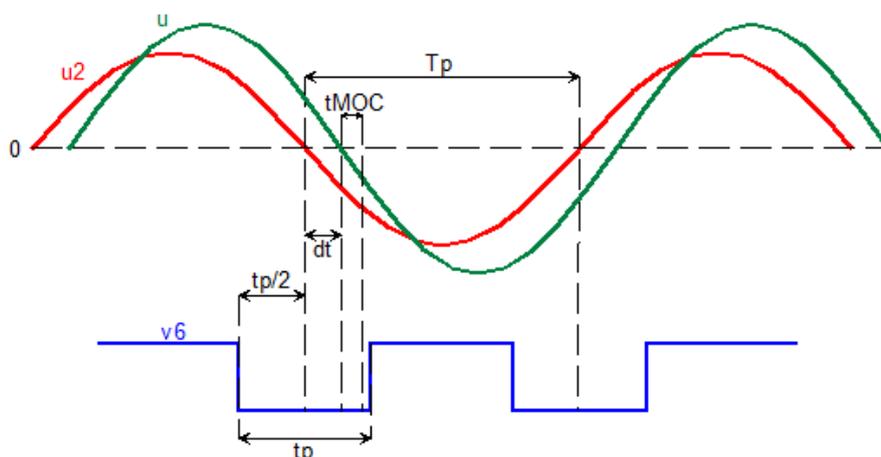
Dans le cas présent, $x=u_2$ (tension aux bornes du secondaire du transformateur) donc $T_p = T/2 = 10$ ms mais le transformateur déphase légèrement en avant u_2 par rapport à u . Les impulsions sur la gâchette du BTA ne sont donc pas parfaitement synchrones des passages à zéro de u .

Plusieurs solutions sont envisageables pour y remédier parmi lesquelles :

- Recueillir une image du secteur via un opto-coupleur et l'appliquer à l'UAA. Cette solution conduit à placer des composants (redressement et résistance de puissance) sur la partie secteur pour commander l'opto-coupleur, ce que l'on souhaite éviter.
- Convertir les trains d'impulsions en broche 6 en créneaux de durée égale aux trains et utiliser un opto-triac à détecteur de passage à zéro (MOC3043 par exemple). La conversion peut être effectuée avec le montage suivant testé avec succès. Elle est d'autant plus efficace que t_p est grande ($t_p = 4$ ms par exemple).



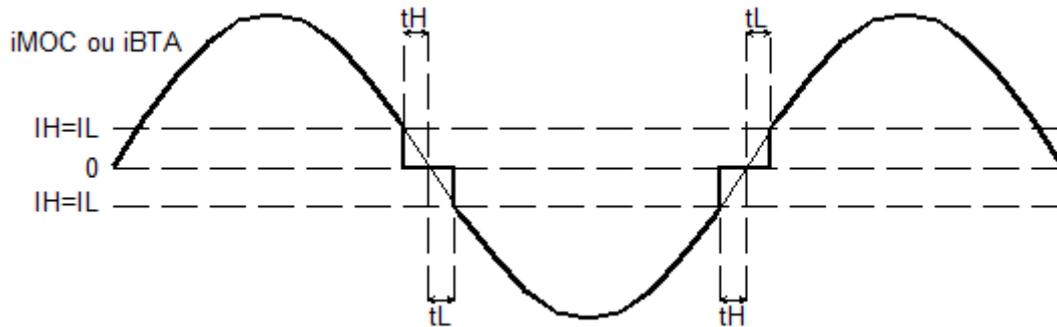
- Augmenter t_p pour compenser l'avance de u_2 . Cette solution a été préférée car elle est la plus simple. Pour une meilleure compréhension, les durées sont exagérées dans les figures suivantes.



t_{MOC} = instant d'amorçage du MOC compté à partir du passage à zéro de u donc de i

dt = retard de u par rapport à $u_2 = 0,6$ ms (voir Mesures)

Il faut $t_p \geq t_p/2 + dt + t_{MOC}$ soit $t_p \geq 2 \cdot (dt + t_{MOC})$



ILMOC n'est pas indiqué dans la notice du MOC mais on considère $ILMOC = IHMOC$

$tMOC$ = instant d'amorçage du triac du MOC compté par rapport au passage à zéro de u donc de $iMOC$

$tBTA$ = instant d'amorçage du BTA compté par rapport au passage à zéro de u donc de $iBTA$

Pour amorcer le triac du MOC, il faut, qu'à $tMOC$, $v6$ soit à l'état bas et $iMOC \geq ILMOC$ d'où $tMOC \geq tLMOC$.

Pour amorcer le BTA, il faut, qu'à $tBTA$, $iMOC = iBTA \geq IGTBAc$ et $iBTA \geq ILBTA$ d'où $tBTA \geq tLBTA$.

Le triac du MOC se désamorce lorsque $iMOC \leq IHMOC$. En fait, il est désamorcé plus tôt par l'entrée en conduction du BTA (voir Calcul de R9).

Le BTA se désamorce lorsque $iBTA \leq IHBTA$

Entre $tMOC$ et $tBTA$, le triac du MOC est amorcé mais pas le BTA donc $iR = iMOC$.

Après $tBTA$, le BTA est amorcé mais pas le triac du MOC donc $iR = iBTA$.

On a ainsi

$$U_c \sin(\omega t_{LMOC}) = R \cdot ILMOC + V1 \text{ avec } V1 = VMOC + VGBTA = 1,5 + 1,3 = 2,8 \text{ V max}$$

$$U_c \sin(\omega t_{LBTA}) = R \cdot ILBTA + V2 \text{ avec } V2 = VT_{BTA} = 1,2 \text{ V max}$$

$$R = U_c / IR_c$$

$$IR_c = 6,1 \text{ A (PR=1000 W)}, ILMOC = 0,1 \text{ mA et } ILBTA = 50 \text{ mA dans le pire des cas d'où :}$$

$$t_{LMOC} = \arcsin[ILMOC / IR_c + V1 / U_c] / \omega = 27 \text{ us max}$$

$$t_{LBTA} = \arcsin[ILBTA / IR_c + V2 / U_c] / \omega = 38 \text{ us max}$$

Il faut donc :

$$tMOC \geq t_{LMOC} = 27 \text{ us}$$

$$t_p \geq 2 \cdot (dt + tMOC) = 1,25 \text{ ms}$$

$$R8 \geq (\omega \cdot t_p \cdot U_{2c} - 14 \cdot 10^5) / 28 = 260 \text{ k}\Omega$$

On choisit $R8 = 270 \text{ k}\Omega$ soit $t_p = (28 \cdot R8 + 14 \cdot 10^5) / (\omega \cdot U_{2c}) = 1,3 \text{ ms}$

Calcul de PR8

$$UR_{8c} = U_{2c} - V_{8c} = 21,2 \text{ V avec } V_{8c} = 0,8 \text{ V (voir Mesures)}$$

$$UR_{8e} = UR_{8c} / \sqrt{2} = 15 \text{ V}$$

$$I_{8e} = UR_{8e} / R8 = 0,06 \text{ mA. On respecte bien } I_{8e} < 3 \text{ mA}$$

$$PR8 = R8 \cdot I_{8e}^2 = 0,8 \text{ mW}$$

CALCUL DE R9

Entre t_{MOC} et t_{BTA}

$$i_{MOC} = i_R$$

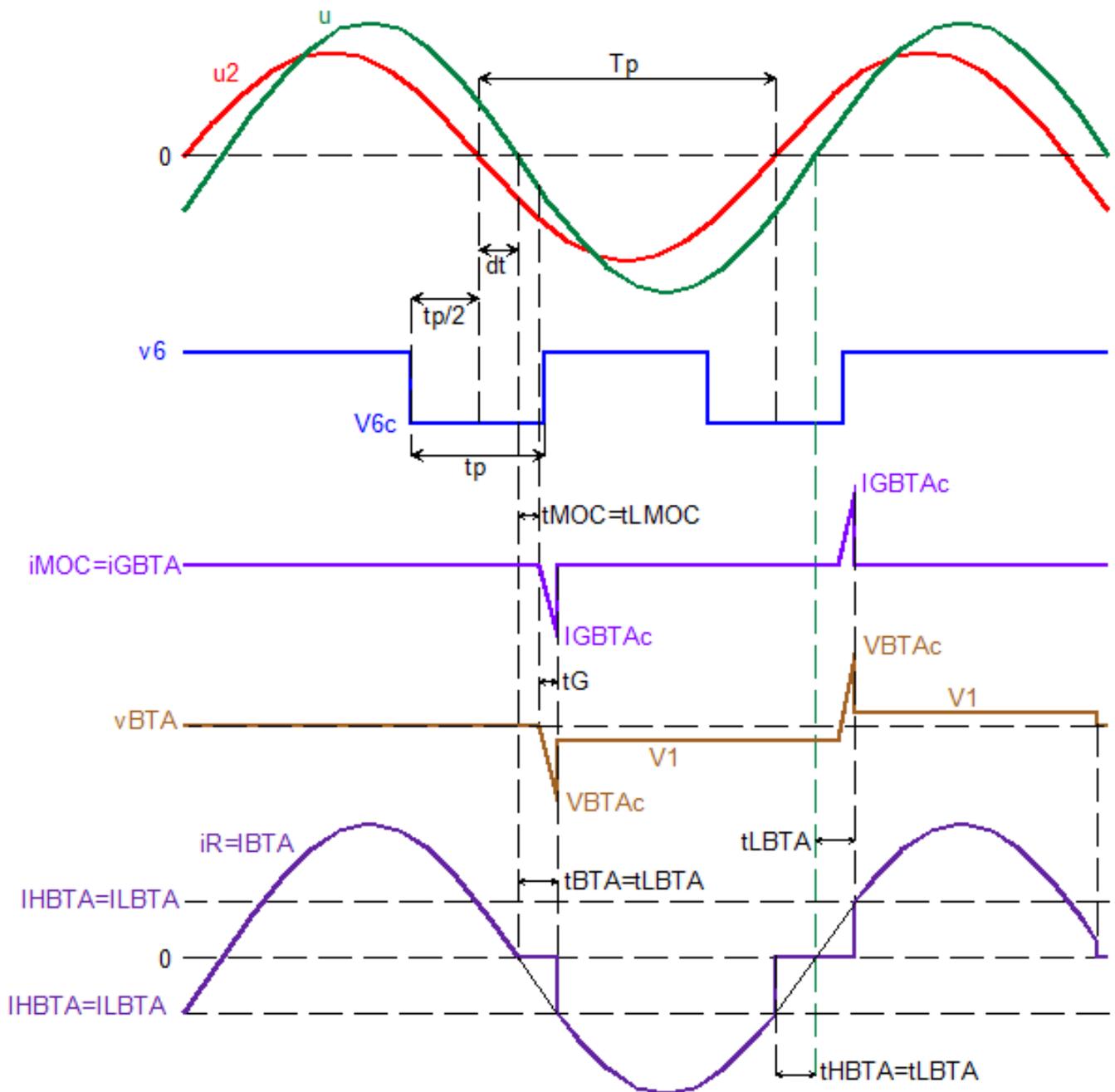
$$v_{BTA} = U_c \sin(\omega t) - R \cdot i_{MOC} = R_9 \cdot i_{MOC} + V_1$$

$$i_{MOC} = [U_c \sin(\omega t) - V_1] / (R + R_9)$$

$i_{MOC} = i_{GBTAc}$ et v_{BTA} varient donc et à t_{BTA} , i_{MOC} atteint I_{GBTAc} et v_{BTA} atteint V_{BTAc} avec :

$$V_{BTAc} = U_c \sin(\omega t_{BTA}) - R \cdot I_{GBTAc} = R_9 \cdot I_{GBTAc} + V_1$$

Comme $I_{LBTA} = I_{GBTAc}$, le BTA s'amorce donc à t_{BTA} et v_{BTA} chute à V_2 . Comme $V_2 < V_1$, le triac du MOC se désamorce d'où $i_{MOC} = 0$ et $i_{BTA} = i_R = [U_c \sin(\omega t) - V_2] / R = I_{Rc} [\sin(\omega t) - V_2 / U_c]$ car $U_c = R \cdot I_{Rc}$



On a ainsi, dans le pire des cas, $I_{Rc}=6,1$ A ($PR=1000$ W), $V_1=1,2$ V et $I_{GBTAc}=50$ mA

$$V_{BTAc}=R_9 \cdot I_{GBTAc} + V_1$$

$$t_{BTA} = \arcsin[I_{GBTAc} / (I_{Rc} + V_{BTAc} / U_c)] / \omega$$

$$t_G = \text{durée d'impulsion de } i_{GBTAc} = t_{BTA} - t_{MOC} \text{ avec } t_{MOC} = 27 \mu s$$

Calcul de PR_9

Comme t_G est faible, on assimile la portion de sinusoïde à une dent de scie soit $i_{GBTAc} = I_{GBTAc} \cdot t_G / T_p$

$$I_{GBTAc} = [I_{GBTAc} \cdot t_G / T_p] / 2$$

$$I_{GBTAc} = [I_{GBTAc} \cdot \text{racine}(t_G / T_p)] / \text{racine}(3)$$

$$PR_9 = R_9 \cdot I_{GBTAc}^2$$

On calcule aussi $V_{R9c} = R_9 \cdot I_{GBTAc} = V_{BTAc} - V_1$

R9 (Ω)	0	56	100	150	220	270	330	360
V _{BTAc} (V)	2,8	5,6	7,8	10,3	13,8	16,3	19,3	20,8
t _{BTA} (ms)	0,05	0,08	0,10	0,13	0,16	0,19	0,22	0,23
t _G (ms)	0,03	0,05	0,07	0,10	0,13	0,16	0,19	0,20
I _{GBTAc} (mA)	0,07	0,13	0,19	0,25	0,33	0,40	0,47	0,51
I _{GBTAc} e (mA)	1,5	2,1	2,5	2,9	3,3	3,6	4,0	4,1
PR ₉ (mW)	0,0	0,2	0,6	1,2	2,5	3,6	5,2	6,1
V _{R9c} (V)	0,0	2,8	5,0	7,5	11,0	13,5	16,5	18,0

Il est tentant de choisir R_9 le plus faible possible afin de réduire t_{BTA} et donc, aux passages à zéro, transmettre le maximum de puissance au radiateur et générer le moins de parasites.

Toutefois, si un défaut de fonctionnement conduisait à l'amorçage du triac du MOC à $T/4$ à l'instant où $u=U_c$, on aurait :

$$I_{GBTAc} = (U_c - V_1) / (R + R_9) \text{ avec } R = 26 \Omega \text{ (PR=2000 W) dans le pire des cas}$$

R9 (Ω)	0	56	100	150	220	270	330	360
I _{GBTAc} (A)	12,4	3,9	2,6	1,8	1,3	1,1	0,9	0,8
I _{GBTAc} e (A)	0,02	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01	0,01
I _{GBTAc} e (A)	0,37	0,17	0,13	0,11	0,09	0,08	0,07	0,07
PR ₉ (W)	0,0	1,5	1,6	1,7	1,7	1,7	1,7	1,7
V _{R9c} (V)	0	220	256	275	288	294	299	301

Comme $I_{MOCmax}=1$ A et $I_{GBTAcmax}=4$ A

Pour $R_9 < 56 \Omega$, le MOC et le BTA seraient grillés

Pour $R_9 < 330 \Omega$, le MOC serait grillé

Par ailleurs, pour $R_9 > 0$, R_9 doit supporter une forte tension crête et une forte puissance.

Une solution consiste à choisir $R_9=330 \Omega$ constitué de plusieurs résistances en série de même valeur pour répartir la tension et la puissance entre elles.

Une autre solution est de disposer, en série avec R_9 , un fusible rapide de calibre $> I_{GBTAc}$ pour éviter tous dégâts. Cette dernière solution a l'avantage de matérialiser le défaut en stoppant le fonctionnement du chauffage. C'est celle qui est choisie avec $R_9=330 \Omega$ et un fusible de 200 mA.

Pour $I_{GBTAc}=200$ mA et $R_9=330 \Omega$, en cas d'amorçage à $T/4$, on ne pourra pas dépasser les valeurs suivantes, résultantes du tableau précédent dans le rapport 0,2/0,9 pour les courants et V_{R9c} et $(0,2/0,9)^2$ pour PR_9 :

$$I_{GBTAc} = 0,01 \cdot 0,2/0,9 = 2 \text{ mA}$$

$$I_{GBTAc}e = 0,07 \cdot 0,2/0,9 = 16 \text{ mA}$$

$$PR_9 = 1,7 \cdot (0,2/0,9)^2 = 84 \text{ mW}$$

$$V_{R9c} = 294 \cdot 0,2/0,9 = 65 \text{ V}$$

Ce qui ne présente aucun risque pour le MOC, le BTA et R_9 .

CALCUL DE R6

$I_{Fc}=I_{6c}$ est aussi limité par l'UAA à 150 mA.

On choisit $I_{6c}=10$ mA de façon à ce que la LED soit suffisamment lumineuse.

$V_{6c}=-7,5$ V (voir Mesures)

$V_F=1,5$ V

$V_{LED}=2$ V

$R_6=(-V_{6c}-V_F-V_{LED})/I_{6c}=4V/10mA=400 \Omega$

On choisit $R_6=390 \Omega$ soit $I_{6c}=4/390=10,3$ mA

Courant moyen de I_6 : $I_6=I_F=I_{6c}*t_p/T_p=1,3$ mA

Puissance de R_6

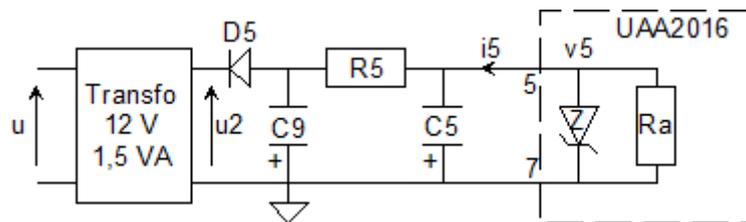
$I_{6e}=I_{6c}*racine(t_p/T_p)=3,7$ mA

$P_{R6}=R_6*I_{6e}^2=5,3$ mW

Il n'y a pas lieu de placer une diode en parallèle de l'entrée du MOC car il n'y a pas de risque de tension inverse.

CALCUL DE R5

Le CI présente, entre ses broches 5 et 7, un régulateur de shunt symboliquement modélisé dans le schéma suivant par une zener Z .



R_a =résistance équivalente à la consommation de l'UAA hors i_Z

D_5 redresse mono-alternance, C_9 filtre, R_5 limite i_5 et Z fixe V_5 et absorbe la différence i_Z entre i_5 et i_{Ra} .

C_5 subvient aux pointes de courant de i_6 , ce que ne permet pas assez rapidement C_9 du fait de la constante de temps R_5*C_9 .

Calcul de I_5

I_{50} =consommation propre à l'UAA=0,9 à 1,5 mA

I_1 =consommation du pont de mesures=0,1 à 0,3 mA (voir Calcul de P_1 et R_1)

I_6 =consommation en sortie 6=0 à 1,3 mA selon que le chauffage est OFF ou ON (voir Calcul de R_6)

$I_5=I_{50}+I_1+I_6=1$ à 3,1 mA

Le transformateur a une puissance de 1,5 VA sous $U_{2e}=12$ V. Il est donc capable de $I_{2e}=1,5/12=125$ mA.

Comme le courant demandé est $\ll 125$ mA, U_{2e} est plus élevée.

$U_{2e}=16$ V et $U_{2c}=U_{2e}*racine(2)=22$ V (voir Mesures).

Si on néglige les ronflements sur v_{C9} et v_{C5} (voir Calcul de C_9 et C_5) :

$v_{C9}=V_{C9}$, $v_{C5}=V_{C5}$, $i_{C9}=C_9*dv_{C9}/dt=0$ et $i_{C5}=C_5*dv_{C5}/dt=0$ d'où $I_{D5}=I_{R5}=I_5=V_{R5}/R_5$

$V_{R5}=V_{C5}-V_{C9}$ et $V_{C9}\approx-U_{2c}+V_{D5}\approx-21$ V (la mesure donne en réalité $U_{C9}=-20$ V)

Il faut $I_5>I_{5max}$ d'où $R_5<V_{R5min}/I_{5max}$

$V_{R5min}=V_{C5min}-V_{C9}=10$ V avec $V_{C5min}=V_5=-10$ V

$R_5<3,1$ k Ω

On choisit $R_5=2,7$ k Ω d'où :

$V_{R5max}=V_{C5max}-V_{C9}=12$ V avec $V_{C5max}=V_5max=-8$ V

$I_{5max}=V_{R5max}/R_5=4,4$ mA. Ce qui vérifie $I_5<15$ mA

$P_{R5}=R_5*I_{5max}^2=53$ mW

CALCUL DE C9 et C5

En fait $v_{C9} \neq V_{C9}$ et $v_{C5} \neq V_{C5}$ car $i_{C9} \neq 0$ et $i_{C5} \neq 0$ du fait que C9 et C5 se chargent lorsque D5 est passante et se déchargent lorsque D5 est bloquée. Il se produit donc un ronflement ΔV_{C9} sur V_{C9} et ΔV_{C5} sur V_{C5} .

$\Delta V_{C9} \approx I_{5\max} \cdot T / C9 = 90 \text{ mV max}$ pour $C9 = 1000 \mu\text{F}$.

$\Delta V_{C5} \approx I_{6\max} \cdot T / C5 = 60 \text{ mV max}$ pour $C5 = 220 \mu\text{F}$.

Les tensions de service de C9 et C5 doivent être supérieures à $U_{2c} = 22 \text{ V}$ soit au moins 35V.

On pourrait prendre une tension de service plus faible pour C5 qui, dans les conditions normale, ne supporte au max que $V_5 = -10 \text{ V}$ mais, en cas d'absence du UAA, subirait U_{2c} .

CALCUL DU DISSIPATEUR DU BTA

Le boîtier du triac est du type T0-220.

Notations :

R_{ja} =résistance thermique jonction/air=60 °C/W

R_{jb} =résistance thermique jonction/boîtier=2,3 °C/W

R_{bd} =résistance thermique boîtier/dissipateur=0,5 °C avec pâte thermique

R_{da} =résistance thermique dissipateur/air

Θ_j =température de jonction. Θ_{jmax} =125 °C

Θ_a =température ambiante maximale au voisinage du dissipateur=50 °C

Θ_b =température du boîtier

Θ_d =température du dissipateur

La puissance max supportée par le triac est $PT=[2*\text{Racine}(2)/\pi]*VT0*Ie+Rd*Ie^2=0,9*VT0*Ie+Rd*Ie^2$

La température de la jonction sans dissipateur est $\Theta_j=R_{ja}*PT+\Theta_a$

Si $\Theta_j>\Theta_{jmax}$, il faut un dissipateur tel que $R_{da}<R_{damax}=(\Theta_{jmax}-\Theta_a)/PT-R_{jb}-R_{bd}$.

Une fois le dissipateur choisi de $R_{da}=4$ °C/W (voir ci-dessous), on peut calculer :

$\Theta_d=\Theta_a+PT*R_{da}$

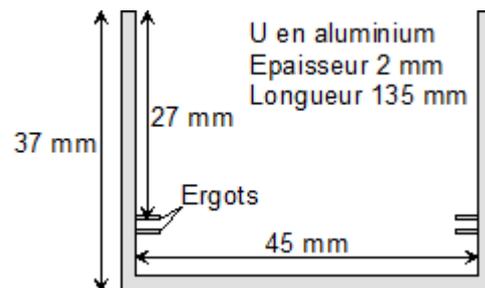
$\Theta_b=\Theta_d+PT*R_{bd}$

$\Theta_j=\Theta_b+PT*R_{jb}$

P (W)	1000	1500	2000
PT (W)	4,0	6,5	9,3
Θ_j (°C)	289	439	608
R_{damax} (°C/W)	16,0	8,8	5,3
R_{da} (°C/W)	4	4	4
Θ_d (°C)	66	76	87
Θ_b (°C)	68	79	92
Θ_j (°C)	77	94	113

Choix du dissipateur

Le dissipateur du thermostat d'origine est réutilisé. Il possède des ergots dans lesquels la carte initiale était glissée et qui sont réutilisées pour la nouvelle carte.

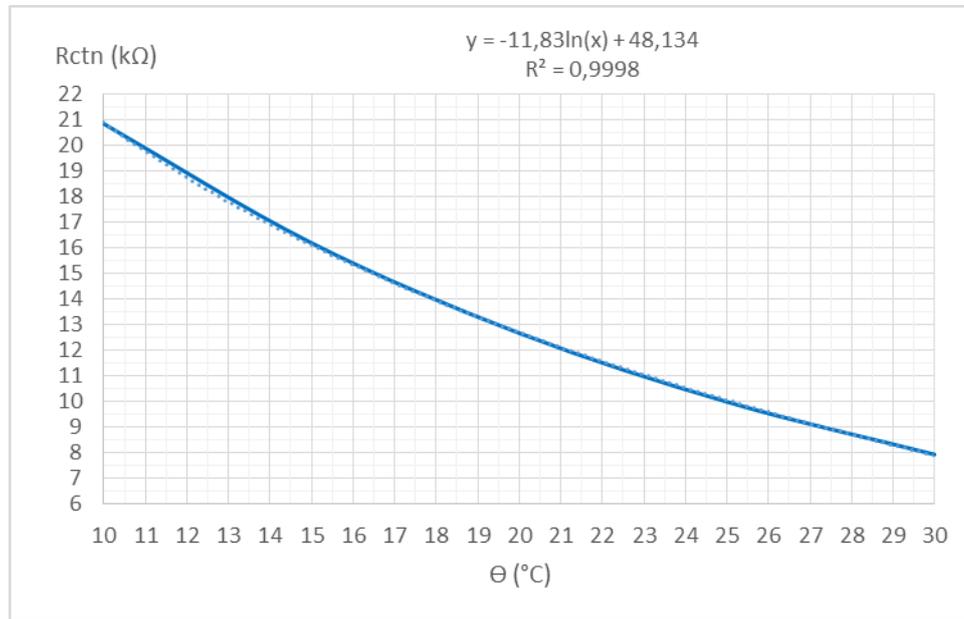


Sa surface est $S=(3,6+4,7+3,6)*13,5=160$ cm² et sa résistance thermique est $R_{da}\approx 50/\text{Racine}(S)=4$ °C/W.

CALCUL DE P1 ET R1

On souhaite une consigne de température Θ_c ajustable d'environ 10°C à 30°C

On conserve la thermistance CTN d'origine ($10\text{ k}\Omega$ à l'ambiante) et on considère que sa réponse est similaire à celle des CTN standards de $10\text{ k}\Omega$ à 25°C représentée ci-dessous avec son équation de modélisation.



On a $V_3 = V_1 \cdot (P_1 + R_1) / (P_1 + R_1 + R_{ctn})$ avec $P_1 = 0$ à P_1_{max}

A l'équilibre ($\Theta = \Theta_c$), $V_3 = V_1/2$ donc $P_1 + R_1 = R_{ctn}$

Pour $P_1 = 0$, on a $R_1 = R_{ctn}(30^\circ\text{C}) = 8\text{ k}\Omega$

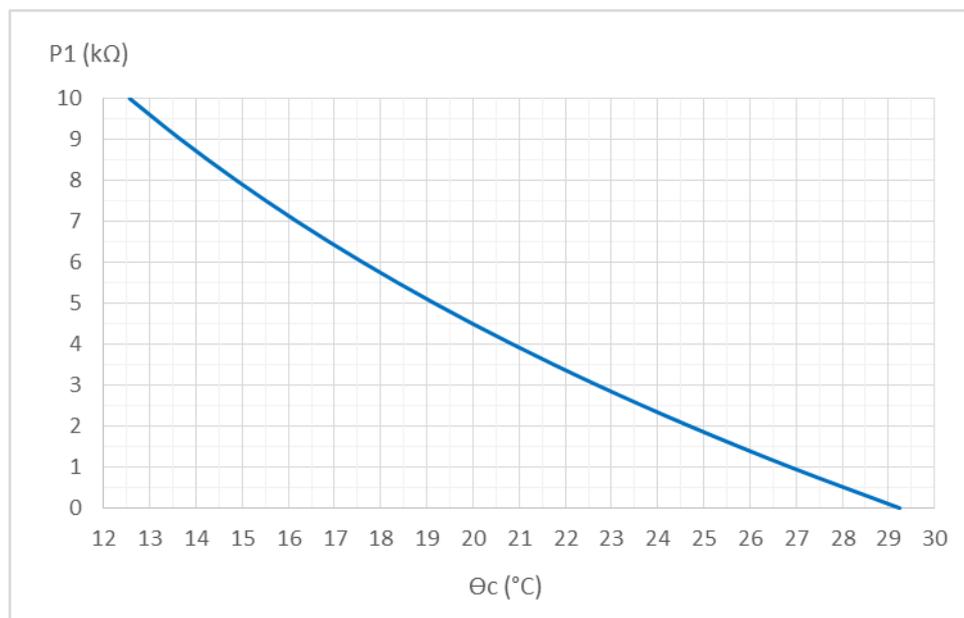
Pour $P_1 = P_1_{\text{max}}$, on a $P_1_{\text{max}} + R_1 = R_{ctn}(10^\circ\text{C}) = 21\text{ k}\Omega$ donc $P_1_{\text{max}} = 21 - 8 = 13\text{ k}\Omega$

Il faut par ailleurs que $I_1 = V_1 / (P_1 + R_1 + R_{ctn}) < 1\text{ mA}$.

I_1 est max lorsque $V_1 = V_{1\text{max}} = 6,5\text{ V}$, $P_c = 0$ et $R_{ctn} = 0$ (CTN en court-circuit) donc $R_1 > 6,5/1 = 6,5\text{ k}\Omega$.

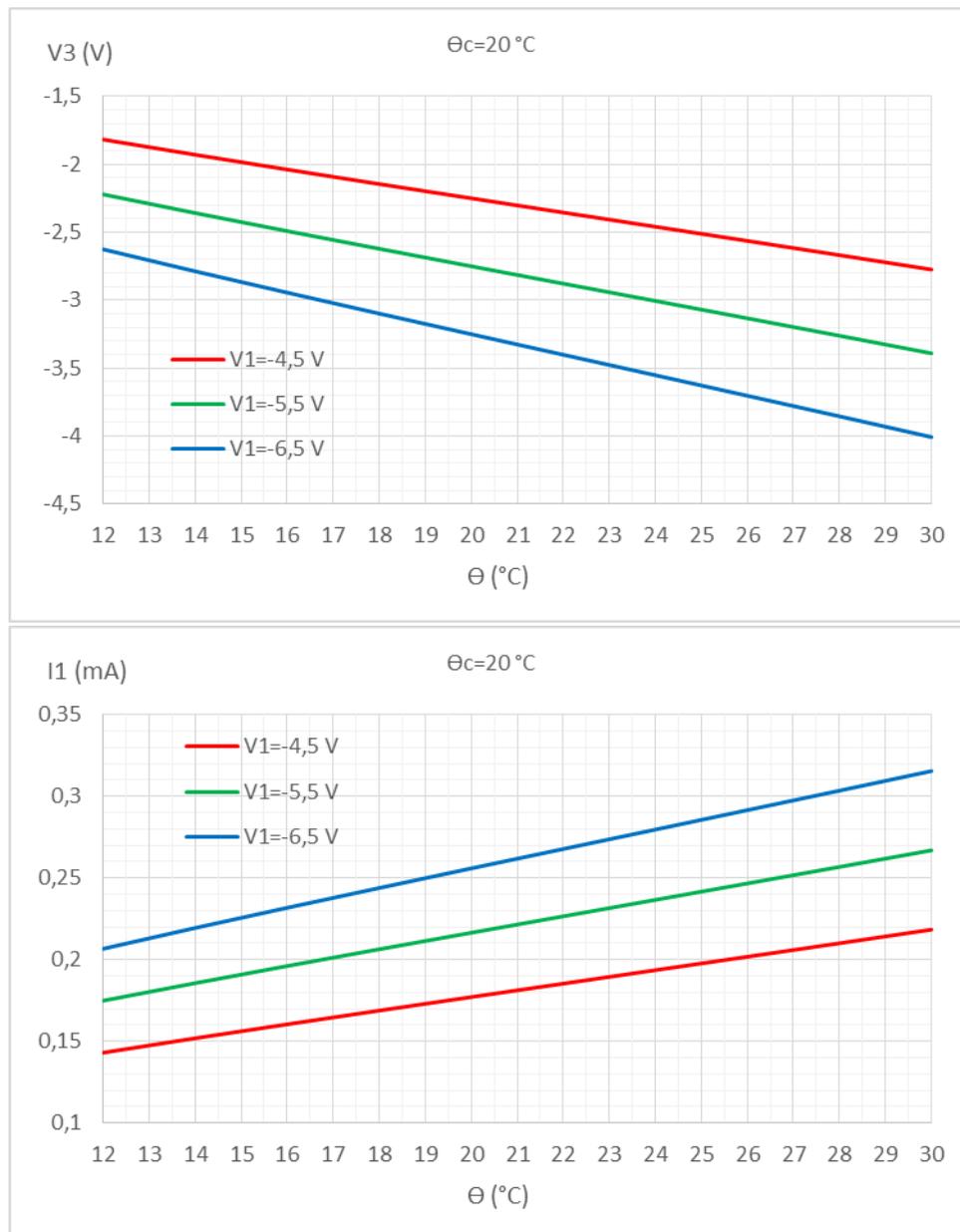
On choisit $R_1 = 8,2\text{ k}\Omega$ et $P_1 = 10\text{ k}\Omega$ soit $I_{1\text{max}} = 6,5/8,2 = 0,8\text{ mA}$

Le graphique suivant représente $\Theta_c = f(P_1)$



La consigne est donc ajustable de $12,6$ à $29,2\text{ }^\circ\text{C}$ et $P_1 = 4,5\text{ k}\Omega$ pour $\Theta_c = 20\text{ }^\circ\text{C}$.

Les graphiques suivants représentent $V3=f(\Theta)$ et $I1=f(\Theta)$ lorsque $P1=4,5\text{ k}\Omega$ soit $\Theta_c=20\text{ }^\circ\text{C}$.



Un dispositif de sécurité empêche la commande du triac lorsque $V3 < 0,05 \cdot V1$ soit $(P1+R1)/(P1+R1+R_{ctn}) < 0,05$ donc lorsque R_{ctn} est très grand donc lorsque la température est très faible ou lorsque la CTN est débranchée ($R_{ctn}=\infty$). On peut calculer la température à laquelle cela se produit.

$R_{ctn} > (P1+R1) \cdot (1-0,05)/0,05 = 19 \cdot (P1+R1)$ soit $156\text{ k}\Omega$ ($-25\text{ }^\circ\text{C}$) pour $P1=0$ et $346\text{ k}\Omega$ ($-40\text{ }^\circ\text{C}$) pour $P1=10\text{ k}\Omega$.

On note aussi que lorsque $P1$ est débranchée, alors $P1+R1=\infty$ et donc $V3=V1$, ce qui équivaut à Θ très grand donc stoppe le chauffage.

Ainsi, le débranchement de la CTN ou de $P1$ met le dispositif en sécurité en stoppant le chauffage.

MESURES**Radiateur**

PR=1500 W

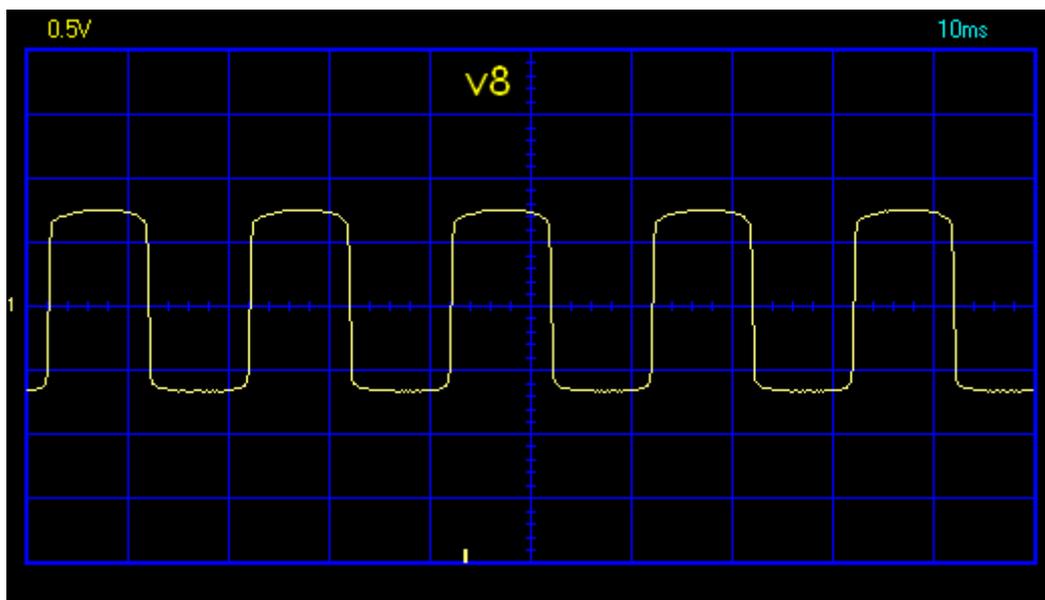
R=37 Ω **Tensions continues**

OFF=chauffe stoppée (BTA non commandé). ON=chauffe (BTA commandé)

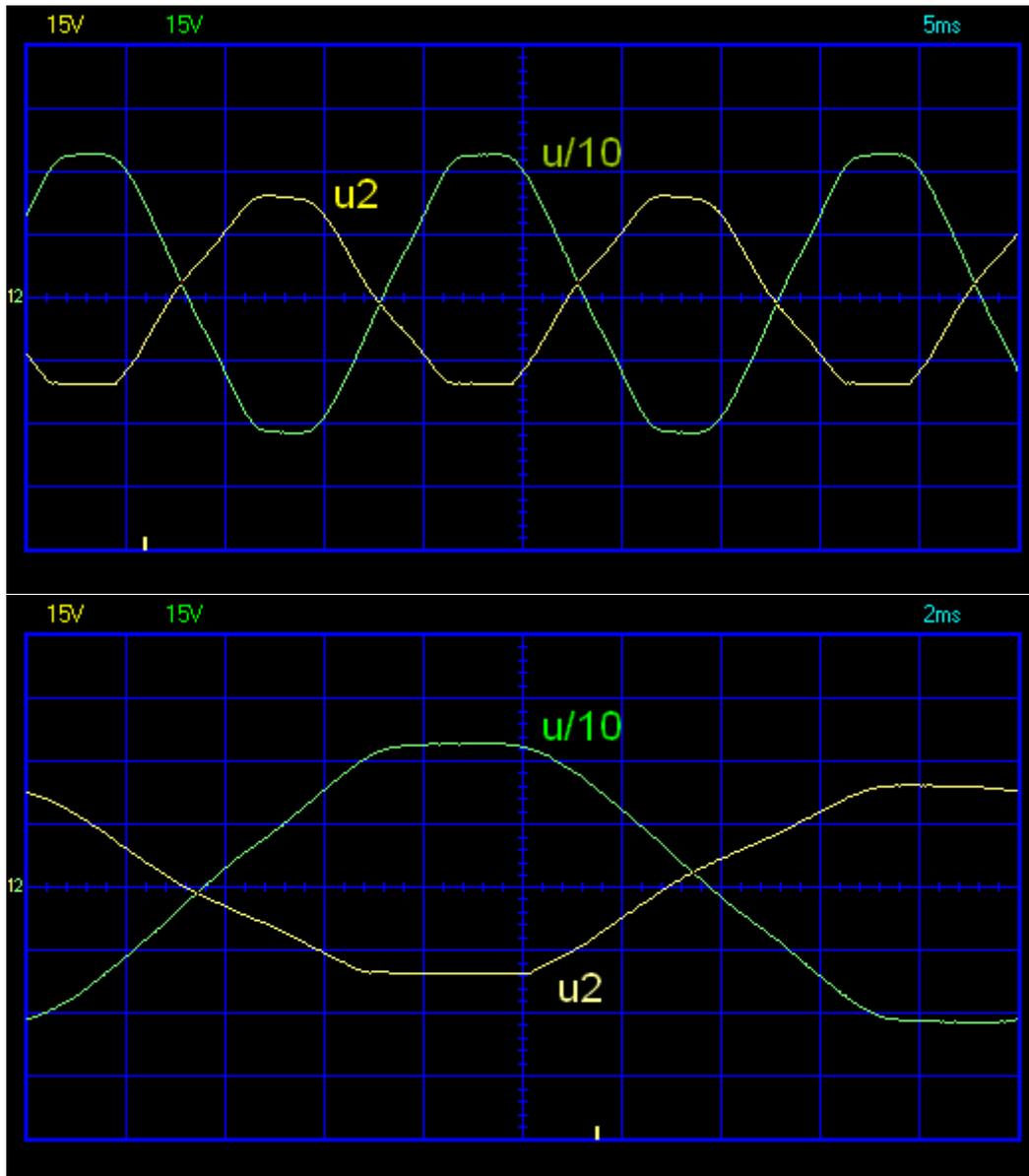
	OFF	ON	Remarque
VC9 (V)	-20,6		
V1 (V)	-5,8		$\Delta V1=10$ mV
V2 (V)	-5,4	-4,8	
V3 (V)	-2,9	-2,9	à l'équilibre
V4 (V)	-2,7	-2,8	
V5 (V)	-9,1	-8,9	

Relevés à l'oscilloscope

La masse des sondes de mesures de l'oscilloscope doivent être isolée de la terre du secteur sous peine de court-circuit sur le secteur.



V8c=0,7 V



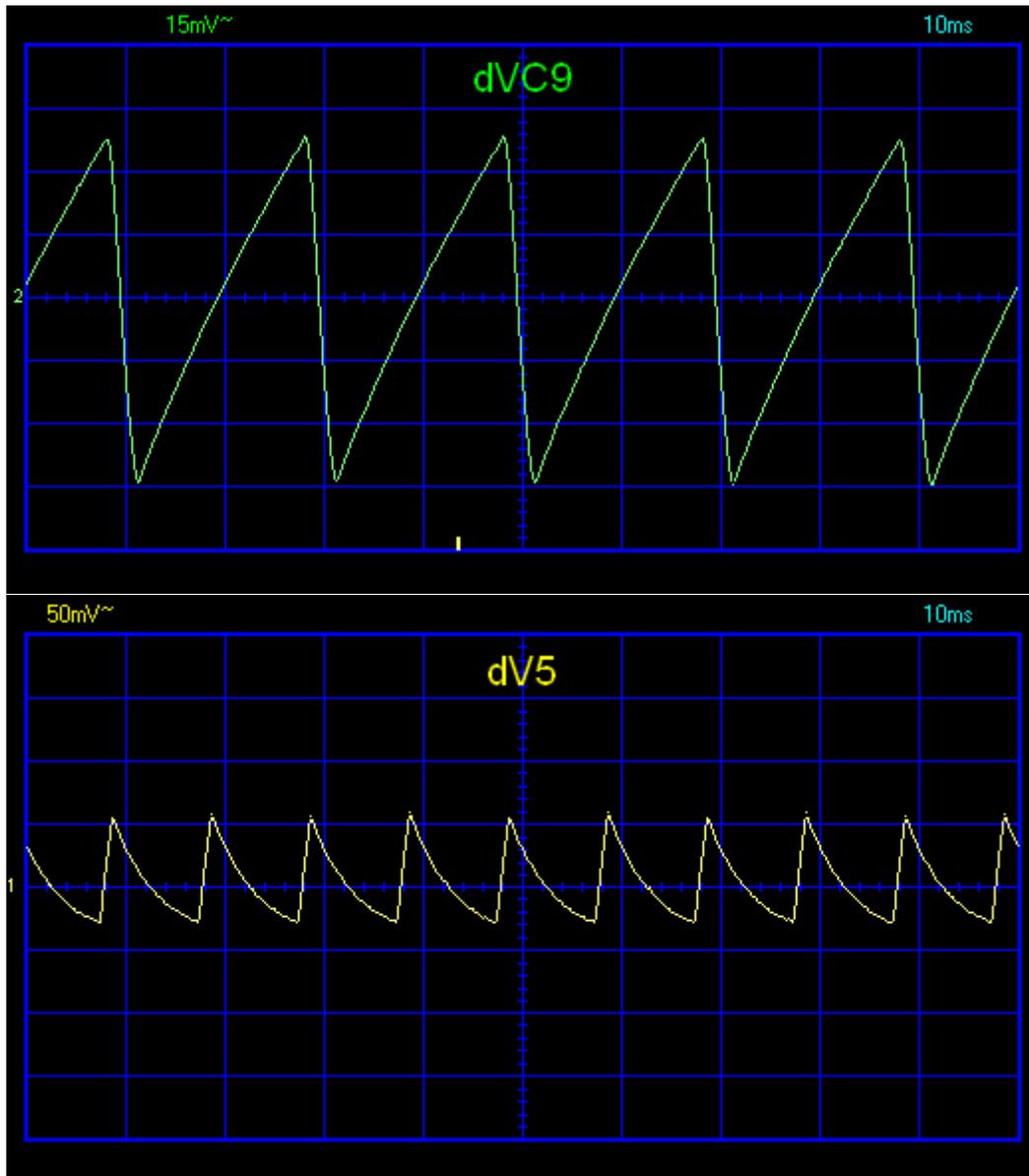
$U_c=330\text{ V}$

$U_{2c}=22,5\text{ V}$

$dt=0,4\text{ ms}$ sur le passage à l'alternance positive de u , $0,8\text{ ms}$ sur le passage à l'alternance négative de u .

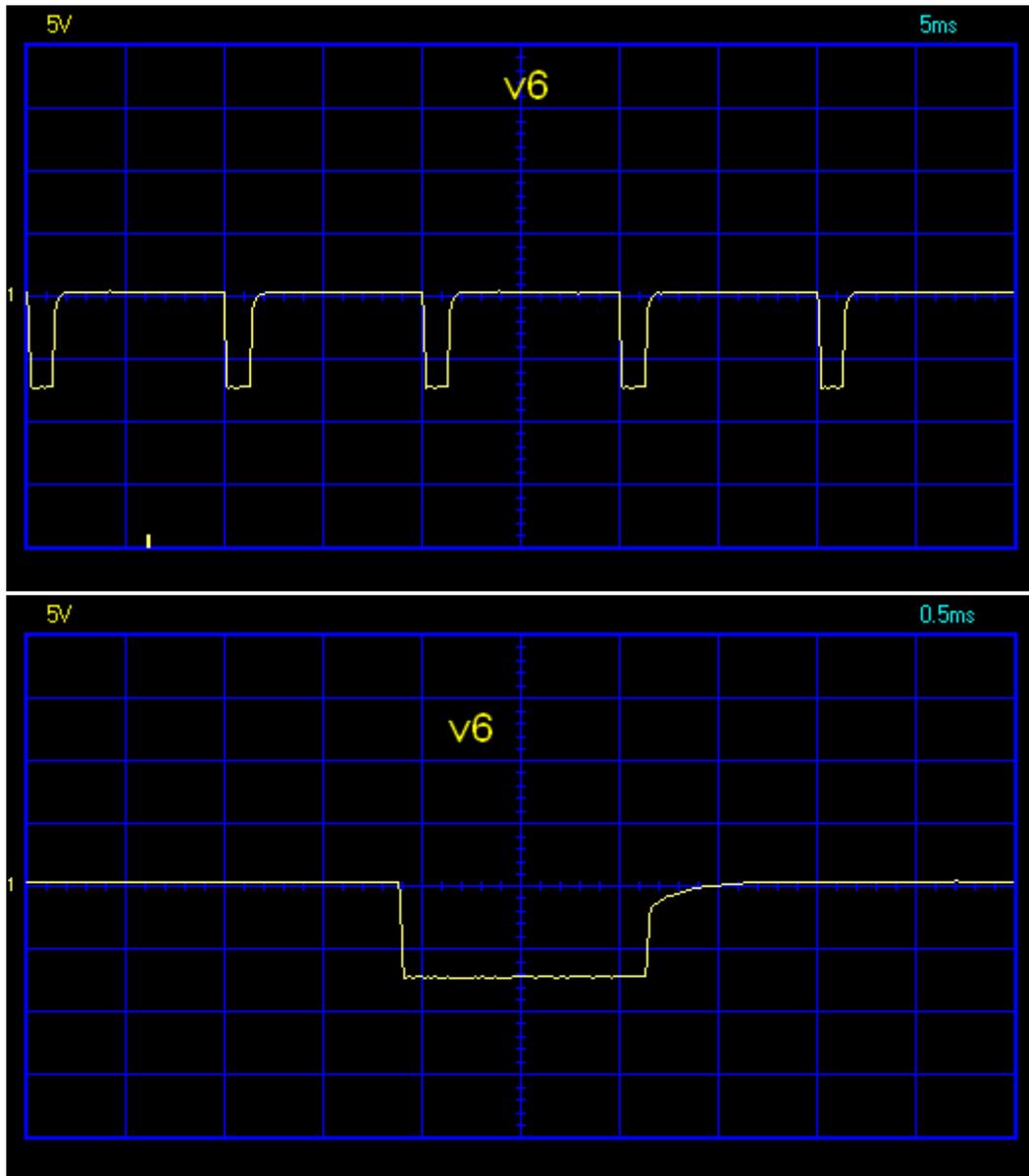
u_2 est en quadrature (à dt près) avec u compte tenu du sens de branchement du secondaire du transformateur.

L'inversion du sens conduit à u_2 en phase (à dt près) avec u . Mais le sens de branchement n'a pas d'importance car c'est le passage à zéro qui importe.



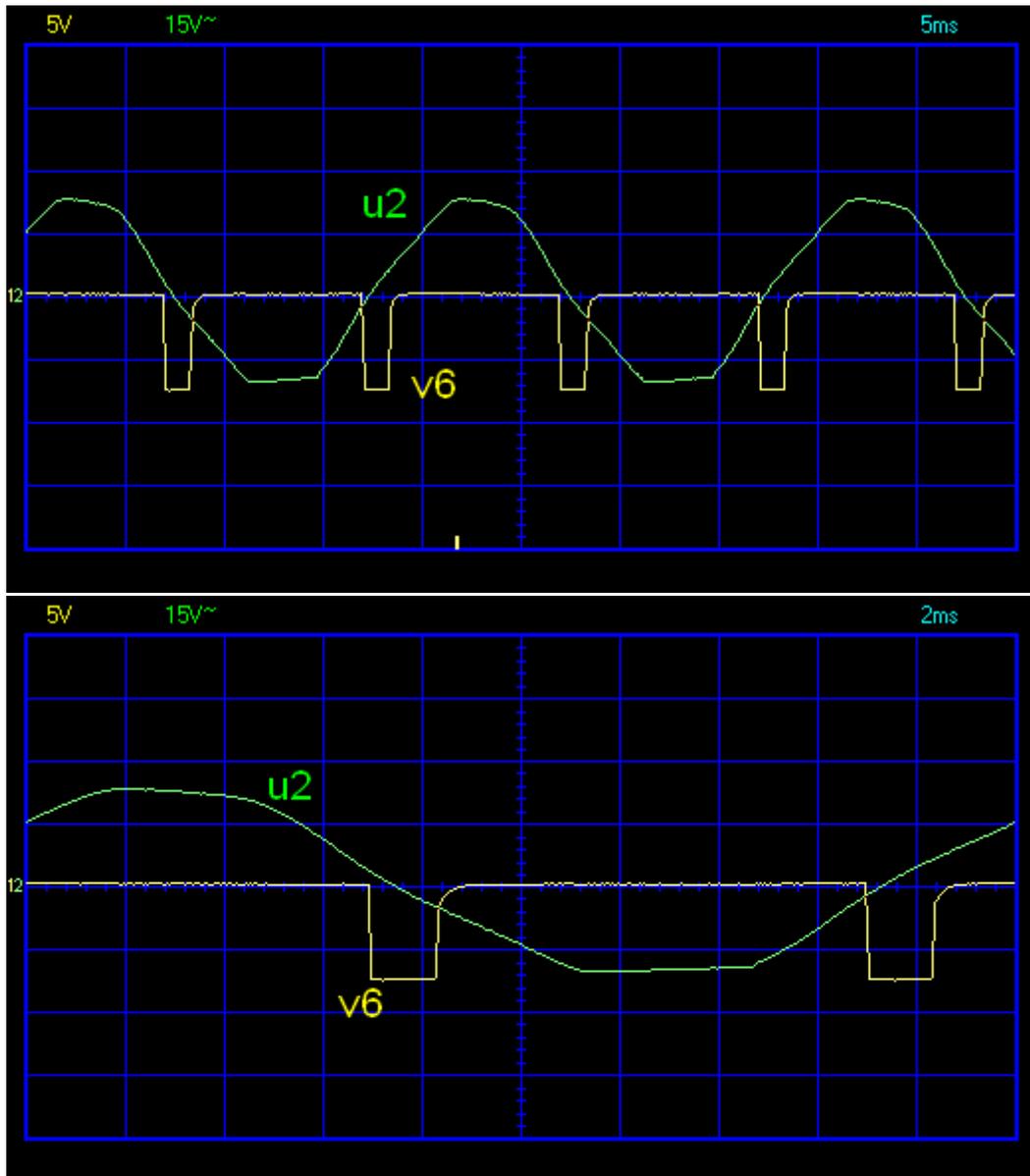
$\Delta VC9$ (mV)=84 mV (pour 90 mV calculé).

$\Delta V5$ =85 mV (pour 60 mV calculé).

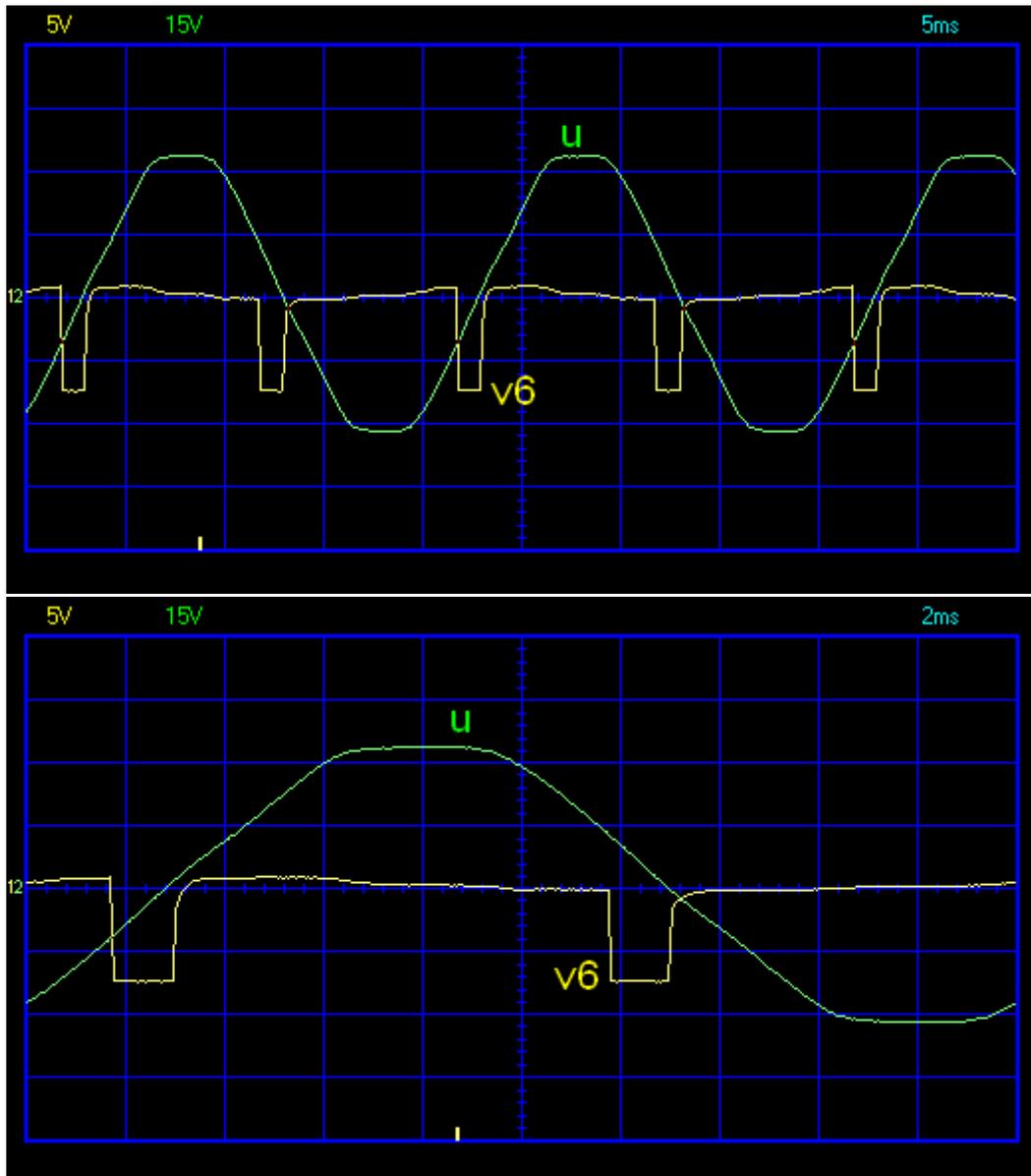


$V6c = -7,5 \text{ V}$

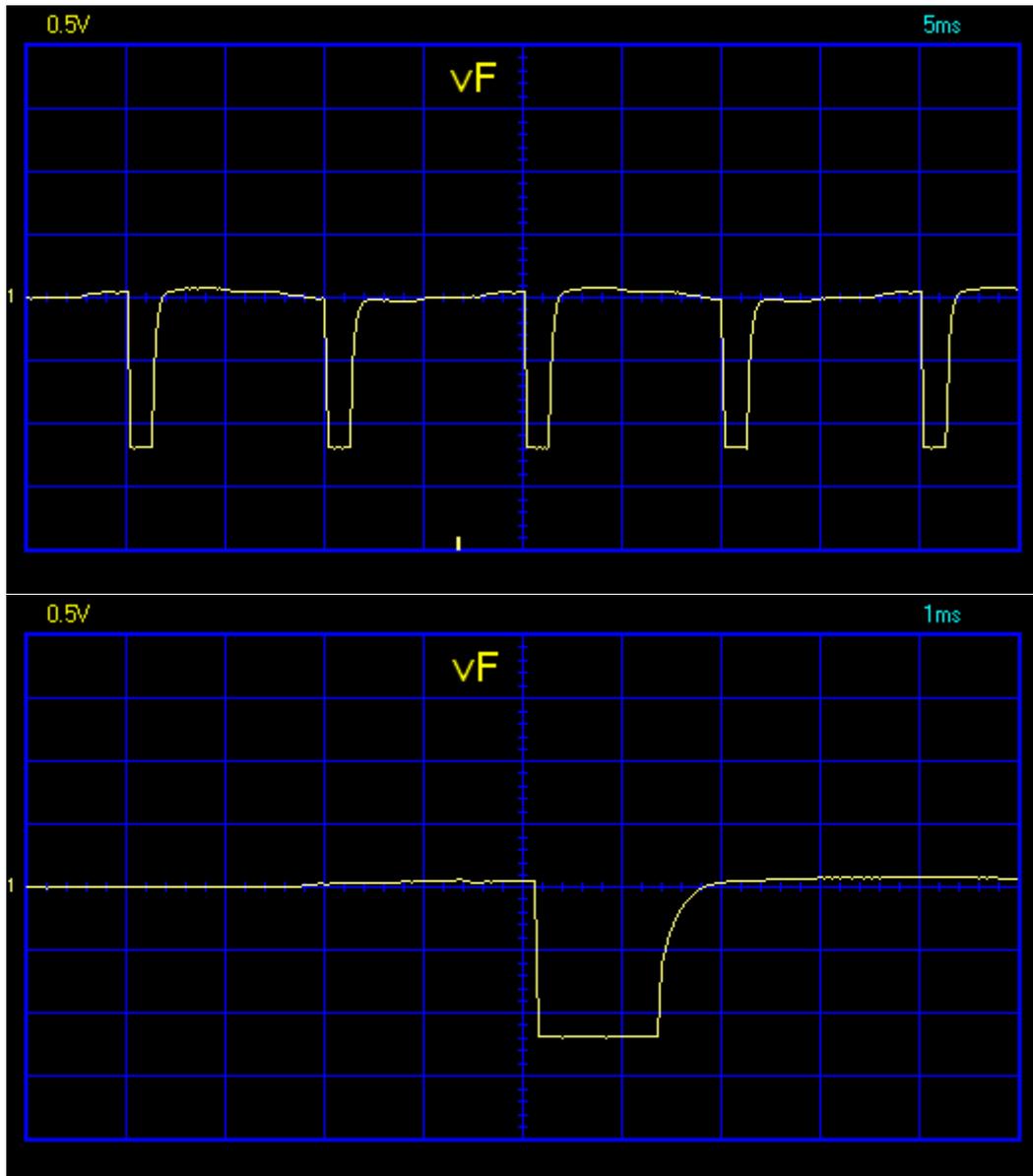
$t_p = 1,25 \text{ ms}$ à mi-hauteur (pour 1,3 ms calculé)



v6 n'est pas exactement centrée sur les passages à zéro de u2.

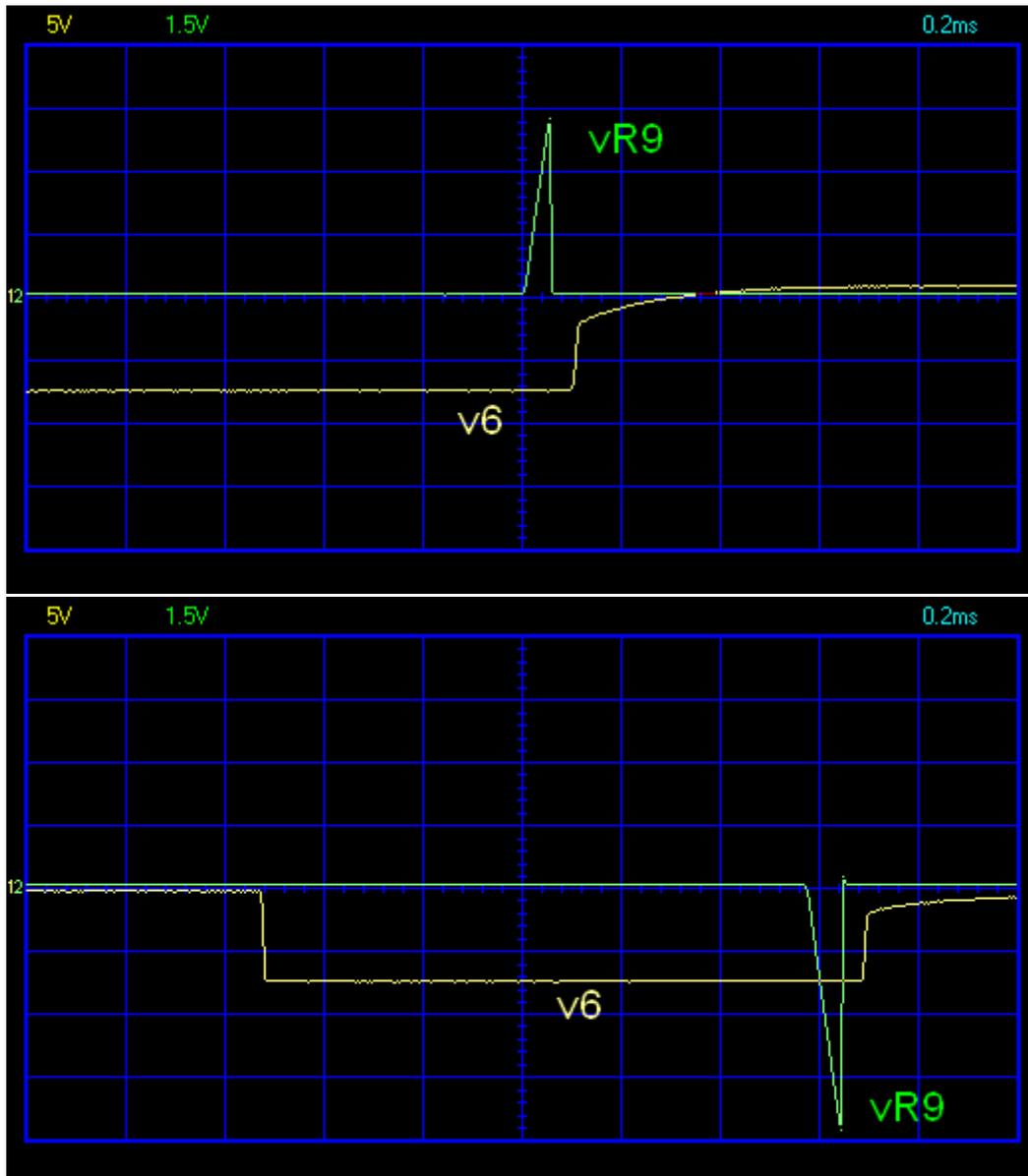


v6 encadre bien les passages à zéro de u même si c'est un peu juste lors du passage à l'alternance négative. L'augmentation de t_p améliorerait la marge mais le fonctionnement est toutefois correct avec le t_p choisi.



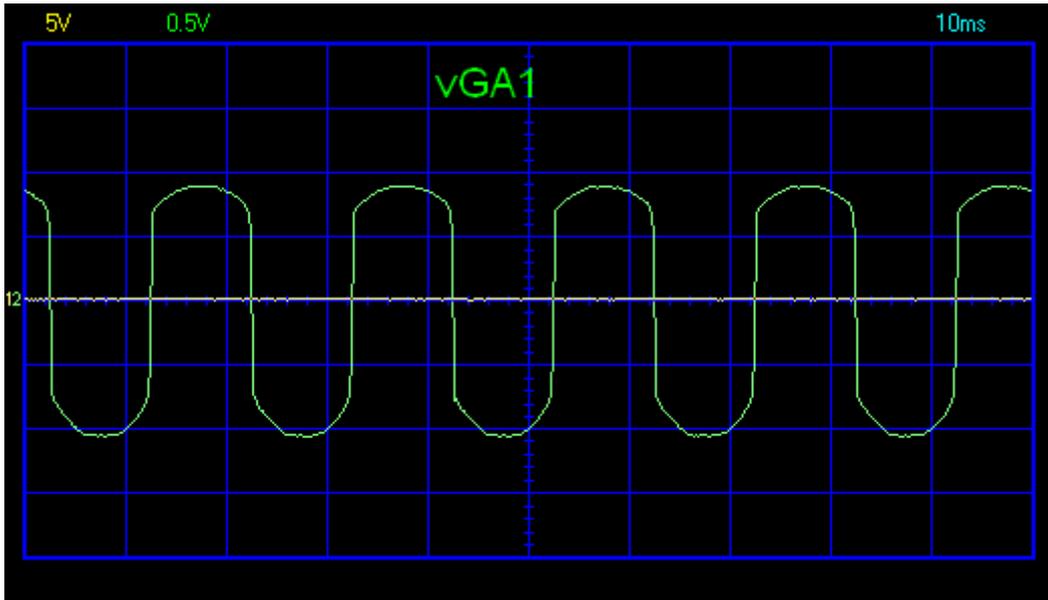
$V_{Fc} = -1,2 \text{ V}$

$t_p = 1,3 \text{ ms}$ à mi-hauteur (pour 1,3 ms calculé)



$VR9c=4,4$ V au passage à l'alternance positive de u , $5,9$ V au passage à l'alternance négative.
 $tG=60$ μ s au passage à l'alternance positive de u , 80 μ s au passage à l'alternance négative.

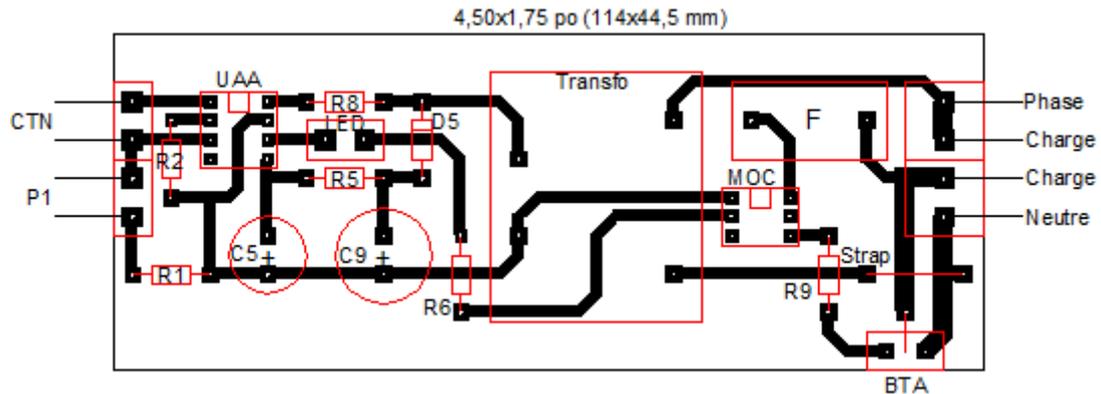
On déduit $IGBTAc=VR9c/R9=13$ mA au passage à l'alternance positive, 18 mA au passage à l'alternance négative.
 Le BTA utilisé est donc bien plus sensible que celui pris en compte dans le calcul ($IGBTAc=50$ mA).
 La marge doit toutefois être conservée en cas de BTA moins sensible.



VGA1c=1 V

CIRCUIT IMPRIME

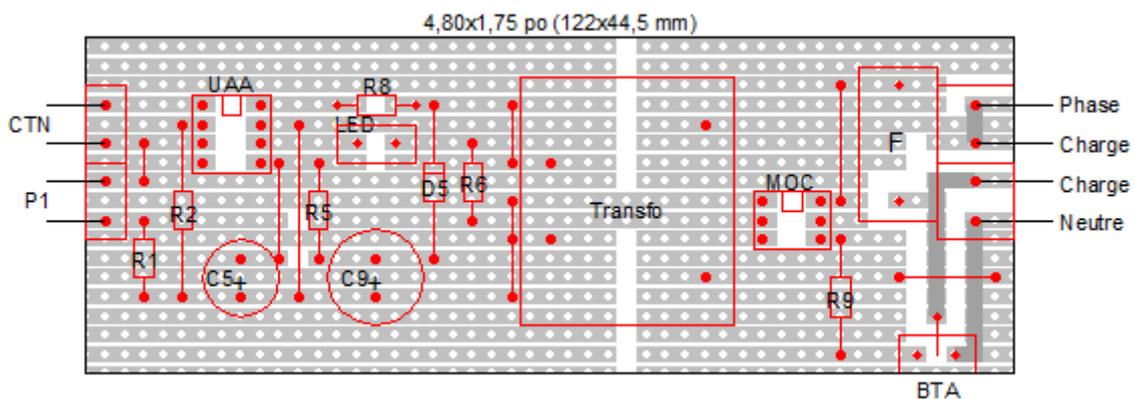
Version gravure



Les sections des pistes les plus larges (à droite), véhiculant le courant fort, sont renforcées en y soudant un fil de cuivre de section 1,5 mm² ou par un généreux étamage manuel au fer à souder.

Les connecteurs pour la CTN, P1 et la LED sont des connecteurs à fiches. Ceux pour le secteur et la charge sont des borniers à vis pour fils de section d'au moins 1,5 mm².

Version plaque à bandes perforées



Les sections des pistes les plus larges (à droite), véhiculant le courant fort, sont renforcées en y soudant un fil de cuivre de section 1,5 mm² face cuivre.

Les ruptures de bande (en blanc) sont effectuées avec une petite meule conique montée sur mini perceuse.

Les connecteurs sont les mêmes que dans la version gravure.